

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การสื่อสารด้วยเส้นใยนำแสงทางเดียวแบบมัลติเพล็กซ์



นายรัฐภูมิ แสงสมบูรณ์
นายณัฐวุฒิ ฐาปนกุลศักดิ์
นายวัชรพงษ์ ทวีสุข

ร.พ.

๖๖ 362 ๗

เลขหมู่ ๐๖๘๗
เลขทะเบียน
วันเดือนปี

61955537X

โครงการพิเศษนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์

คณะวิทยาศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2537

ONE-WAY FIBER OPTIC INTERCOM

MR. NUTTHAWUT SANGSOMBOON

MR. NATTHAVUD THAPANAGOONSAK

MR. WATCHARAPONG TAVEESUK

A Special Project Submitted in Partial Fulfillment of the
Requirement for the Degree of Bachelor of Science

Department of Applied Physics

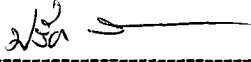
Faculty of Science

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

1994

หัวข้อโครงการพิเศษ การสื่อสารด้วยเส้นใยนำแสงทางเดียวแบบมัลติเพล็กซ์
โดย นายณัฐวุฒิ แสงสมบูรณ์
นายณัฐวุฒิ ฐาปนกุลศักดิ์
นายวัชรพงษ์ ทวีสุข
ภาควิชา ฟิสิกส์ประยุกต์
อาจารย์ที่ปรึกษา รศ. สุรพล รักวิชัย
ผศ. ศิริศักดิ์ เตชะทวีกุล
ผศ. วิชิต ศิริโชติ

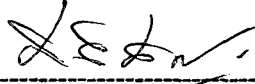
ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง
อนุมัติให้นับโครงการพิเศษฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตรบัณฑิต



(ผศ. ปรีชา เทียนสมประสงค์)

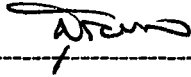
หัวหน้าภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์

คณะกรรมการโครงการพิเศษ



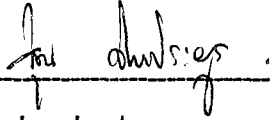
(ผศ. ศิริศักดิ์ เตชะทวีกุล)

ประธานกรรมการ



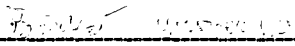
(รศ. สุรพล รักวิชัย)

กรรมการ



(อ. สุน จ่างประชูร)

กรรมการ



(อ. ชีรวัดน์ ประกอบผล)

กรรมการ

ลิขสิทธิ์ของภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

หัวข้อโครงการพิเศษ	การสื่อสารด้วยเส้นใยนำแสงทางเคียวแบบมัลติเพล็กซ์	
โดย	นายณัฐวุฒิ	แสงสมบูรณ์
	นายณัฐวุฒิ	ฐาปนกุลศักดิ์
	นายวัชรพงษ์	ทวีสุข
อาจารย์ที่ปรึกษา	รศ. สุรพล	รักวิชัย
	ผศ. ศิริศักดิ์	เดชะทวีกุล
	ผศ. วิชิต	ศิริโชติ
ภาควิชา	ฟิสิกส์ประยุกต์	
ปีการศึกษา	2537	

บทคัดย่อ

โครงการพิเศษนี้ ก็คือการสื่อสารทางเคียวด้วยเส้นใยนำแสงแบบมัลติเพล็กซ์ ซึ่งสามารถส่งสัญญาณหลาย ๆ ค่าในเวลาเดียวกันด้วยเส้นใยนำแสงเส้นเดียว วงจรที่ใช้ในโครงการพิเศษประกอบด้วย 2 ส่วน คือ วงจรภาคส่งสัญญาณ และวงจรภาครับสัญญาณ โดยสัญญาณจะถูกแปลงให้เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า การรวมสัญญาณจะใช้แบบรวมสัญญาณแบบพัลส์ความถี่ (PFM) สัญญาณแสงจะถูกส่งผ่านเส้นใยนำแสงไปยังภาครับ และโฟโตไดโอดจะปรับให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าอีกทีหนึ่ง จากนั้นจึงแยกสัญญาณเสียงออกด้วยเฟสล็อกคูลูป เพื่อขยายสัญญาณไปยังลำโพง (Speaker)

Special project title	One-Way Fiber Optic Interroom		
Name	Mr. NatthaWut	Sangsomboon	
	Mr. Natthavud	Thapanagoonsak	
	Mr. Watcharapong	Taveesuk	
Special project adviser	Associated Professor	Surapol	Pukvichai
	Associated Professor	Sirisak	Techatawikul
	Associated Professor	Wichid	Sirichod
Department	Applied Physics		
Academic Year	1994		

Abstract

This special project is One-way Fiber Optic Intercom using multiplex communication techniques. Circuits utilization is composed of two parts, i.e., transmitted part and received part. Audio signal is converted into electrical signal and modulated by pulse frequency modulation (PFM) ,through time division multiplexing (TDM) and then the LED is modulated for output. Light signal will be transmitted to a receiver via a fiber optic link and photodiode will convert it into electrical signal. After demultiplexing and demodulation and then amplifying, out from voice signal will come local speakers.

กิติกรรมประกาศ

ในการจัดทำโครงการพิเศษ เรื่องการสื่อสารด้วยเส้นใยนำแสงทางเดียวแบบมัลติเพล็กซ์ ถ้าจะเป็นประโยชน์แก่ภาควิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังแล้ว ผู้จัดทำโครงการพิเศษ ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่ได้คอยเป็นห่วงเป็นใย และให้การสนับสนุนการศึกษามาโดยตลอด และขอขอบคุณอาจารย์ผู้แนะนำให้คำปรึกษา เพื่อให้โครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ดังมีรายนามดังต่อไปนี้

รศ. สุรพล รักวิชัย	อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการพิเศษ
ผศ. สิริศักดิ์ เตชะทวีกุล	อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการพิเศษ
อ. วิชิต สิริโชติ	อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการพิเศษ
ดร. ปรีชา ยุพาพิน	กรุณาให้คำปรึกษาและสนับสนุนอุปกรณ์

นอกจากบุคคลต่าง ๆ ดังกล่าวมาแล้ว ยังมีบุคคลอีกหลายท่านที่ได้ให้ความช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ ทำให้โครงการพิเศษนี้สำเร็จไปได้ด้วยดี ทางผู้จัดทำขอขอบคุณเป็นอย่างสูงมา ณ ที่นี้ด้วย

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อปัญหาพิเศษภาษาไทย.....	ก
บทคัดย่อปัญหาพิเศษภาษาอังกฤษ.....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญตาราง.....	ง
สารบัญรูป.....	จ
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 การเชื่อมต่อของเส้นใยนำแสง.....	1
1.2 คุณสมบัติพิเศษต่าง ๆ ของการสื่อสารด้วยเส้นใยนำแสง.....	1
1.3 หลักการทั่วไปของการสื่อสารทางเดียวโดยส่งข้อมูลไปพร้อมกัน.....	2
1.3.1 หลักการของภาคส่ง.....	3
1.3.2 เส้นใยนำแสง.....	3
1.3.3 หลักการของภาครับ.....	4
บทที่ 2 ระบบออปโตอิเล็กทรอนิกส์	
2.1 แหล่งกำเนิดแสง	
2.1.1 Light Emitting Diode (LED).....	5
2.1.2 คุณสมบัติและการทำงานของไดโอดเปล่งแสง.....	7
2.1.3 ตัวกำเนิดแสงอินฟราเรด.....	8
2.1.4 เลเซอร์ไดโอด.....	9
2.1.5 แกเลียมอาเซไนด์ และแกเลียมอลูมิเนียมอาเซไนด์ เลเซอร์.....	10
2.2 วงจรขับ.....	14
2.3 อุปกรณ์รับแสง	
2.3.1 โฟโตดีเทคเตอร์.....	15
2.3.2 อุปกรณ์รับแสงชนิดสารกึ่งตัวนำ.....	16
2.3.3 พีไอเอ็น โฟโตไดโอด.....	18
2.3.4 อะวาแลนซ์ โฟโตไดโอด.....	19
2.4 วงจรอุปกรณ์รับแสง.....	19
บทที่ 3 เส้นใยนำแสง	
3.1 หลักการเดินทางของแสงในเส้นใยนำแสง	
3.1.1 ปรัชญาการณพื้นฐานของแสง.....	22
3.1.2 การเดินทางของแสงในเส้นใยนำแสง.....	30

บทที่ 4 การมอดคูเลชั่น

4.1 การมอดคูเลต.....	48
4.2 การรับ และการโพเรสเซตัญญาณ.....	50
4.3 การประกยุคต์ และการนำไปใช้งาน.....	51
4.4 รูปแบบการมอดคูเลชั่นแบบอนาล็อก	
4.4.1 แอมปลิจูดมอดคูเลชั่น.....	52
4.4.2 ฟรีควนซิมมอดคูเลชั่น.....	52
4.4.3 เฟสมอดคูเลชั่น.....	52
4.5 รูปแบบของการมอดคูเลชั่นแบบพัลส์	
4.5.1 พัลส์แอมปลิจูดมอดคูเลชั่น.....	53
4.5.2 พัลส์โค้ดมอดคูเลชั่น.....	54
4.5.3 พัลส์โพซิชันมอดคูเลชั่น.....	56
4.5.4 พัลส์วิคธมอดคูเลชั่น.....	57
4.6 ระบบมัลติเพล็กซ์	
4.6.1 ระบบการแบ่งเวลา.....	57
4.6.2 ระบบการแบ่งความถี่.....	59
4.6.3 ระบบแบ่งความยาวคลื่น.....	61

บทที่ 5 การออกแบบวงจรที่ใช้ในโรงงาน

5.1 วงจรทางภาคส่ง	
5.1.1 วงจรปรีแอมพลิไฟร์.....	62
5.1.2 วงจรพัลส์ฟรีควนซิมมอดคูเลชั่น.....	63
5.1.3 วงจรขับ.....	65
5.2 วงจรทางภาครับ	
5.2.1 ภาคก่อนขยายแบบทรานส์อิมพีแดนซ์.....	68
5.2.2 วงจรขยายสัญญาณ.....	69
5.2.3 วงจรคีมอดคูเลต.....	70
5.2.4 วงจรภาคขยายเสียง.....	73
5.3 วงจรมัลติเพล็กซ์ และดีมัลติเพล็กซ์.....	75

บทที่ 6 การดำเนินงานและผลการทดลอง

6.1 วงจรทางภาคส่ง	
6.1.1 ผลการทดลองวงจรทางภาคส่ง.....	76

6.2	วงจรภาครับ	
6.2.1	ผลการทดลองของวงจรมอดคูเลต.....	78
6.2.2	ผลการทดลองสัญญาณเสียง.....	79
6.2.3	ผลการทดลองหาอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน.....	80

บทที่ 7 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

7.1	วงจรภาคส่ง.....	81
7.2	วงจรภาครับ.....	81
7.3	วิจารณ์ผลการทดลอง.....	82

ภาคผนวก ก. ข้อมูลจำเพาะของเส้นใยนำแสง

ภาคผนวก ข. ข้อมูลจำเพาะของอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์

เอกสารอ้างอิง

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 แสดงการเปรียบเทียบระหว่าง แอล อี ดี และ เลเซอร์ไดโอด.....	14
ตารางที่ 2.2 ตารางเปรียบเทียบตัวรับแสงชนิดต่าง ๆ.....	21

สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 1.1	แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาคส่ง.....	3
รูปที่ 1.2	แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาครับ.....	4
รูปที่ 2.1	แสดงลักษณะของ แอล อี ดี และระดับพลังงาน.....	5
รูปที่ 2.2	แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง กำลังและกระแส ของไดโอดเปล่งแสง.....	7
รูปที่ 2.3	แสดงถึงย่านของคลื่นแสงที่ตามองเห็น.....	8
รูปที่ 2.4	แสดงการเกิดเลเซอร์.....	9
รูปที่ 2.5	แสดงกราฟการลดทอนของเส้นใยในย่านความยาวคลื่นต่าง ๆ.....	11
รูปที่ 2.6	แสดง โครงสร้างของเลเซอร์สารกึ่งตัวนำ.....	12
รูปที่ 2.7	แสดงระดับพลังงานของช่องว่างแถบพลังงาน.....	13
รูปที่ 2.8	แสดงลักษณะ Rise Time.....	16
รูปที่ 2.9	แสดงคุณสมบัติของสารพีเอ็น.....	17
รูปที่ 2.10	แสดงลักษณะของ พีไอเอ็น โฟโตไดโอด.....	18
รูปที่ 2.11	แสดงวงจรโฟโตไดโอด ใน Photovoltaic Mode.....	19
รูปที่ 3.1	แสดงแสงที่ทะลุผ่าน และสะท้อนกลับ.....	22
รูปที่ 3.2	แสดงสัมประสิทธิ์การส่งผ่านกำลัง และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ของกำลังที่ขึ้นอยู่กับมุมตกกระทบ.....	25
รูปที่ 3.3	แสดงปรากฏการณ์การแทรกสอดของแสง.....	28
รูปที่ 3.4	แสดงปรากฏการณ์การเบี่ยงเบนของแสง.....	30
รูปที่ 3.5	แสดงความคล้ายคลึงกันของเส้นใยนำแสงกับสายนำแสงแบบระนาบ ที่ดูจากหน้าตัดในแนวตั้ง.....	31
รูปที่ 3.6	แสดงการเดินทางของแสงที่เกิดจากการสะท้อนกลับไปกลับมา.....	32
รูปที่ 3.7	แสดงการกระจายของความเข้มสนามไฟฟ้าในสายนำแสง.....	34
รูปที่ 3.8	แสดงการกำหนด Mode Number.....	35
รูปที่ 3.9	แสดงการกระจายของสนามไฟฟ้าในแนวขวางของโหมดของการแพร่.....	36
รูปที่ 3.10	แสดงความสัมพันธ์ของ Normalized Frequency กับ β/k	39
รูปที่ 3.11	แสดงการเปรียบเทียบระหว่าง Single Mode กับ Multimode Optic Fiber.....	41
รูปที่ 3.12	แสดงการเปลี่ยนโหมดที่เกิดขึ้นตรงส่วนโค้งของเส้นใยนำแสง.....	42
รูปที่ 3.13	แสดงการเปลี่ยนโหมดที่เกิดขึ้นที่รอยต่อขรุขระของ Core และ Cladding.....	43
รูปที่ 3.14	แสดงการเปลี่ยนโหมดที่เกิดจากแกนไม่ตรงกัน.....	43

รูปที่ 3.15	แสดงการกระจายค่าดัชนีหักเหของเส้นใยนำแสง.....	44
รูปที่ 3.16	แสดงการเดินทางของแสงในเส้นใยนำแสงแบบ Graded Index Type.....	46
รูปที่ 3.17	แสดงลำแสงสำหรับโหมคของการแพร่แต่ละอัน.....	47
รูปที่ 4.1	แสดงการรวมกันของคลื่น.....	49
รูปที่ 4.2	แสดงฟังก์ชันของความต่างศักย์ในการมอดดูเลต.....	50
รูปที่ 4.3	แสดงการเปลี่ยนเฟสในช่วง Delay Time.....	51
รูปที่ 4.4	แสดงลักษณะสัญญาณตามวิธีของ AM, PM และ FM.....	53
รูปที่ 4.5	แสดงการมอดดูเลตแบบ PAM.....	54
รูปที่ 4.6	แสดงรูปคลื่นของสัญญาณระบบมอดดูเลตแบบ PCM.....	55
รูปที่ 4.7	แสดงเทคนิคของ PPM และ PWM.....	56
รูปที่ 4.8	แสดงการทำงานของระบบ TDM.....	58
รูปที่ 4.9	แสดงบล็อกไดอะแกรมของ FDM.....	59
รูปที่ 4.10	แสดงช่วงคลื่นพาหะย่อยในแต่ละช่องสัญญาณของ FDM.....	60
รูปที่ 4.11	แสดงการทำงานของระบบ WDM.....	62
รูปที่ 5.1	แสดงวงจรปริแอมป์.....	63
รูปที่ 5.2	แสดงวงจรพัลส์ฟรีแควนซีมอดดูเลชั่น.....	64
รูปที่ 5.3	แสดงวงจรขับ แอล อี คี ที่ใช้ในโครงการงาน.....	65
รูปที่ 5.4	แสดงวงจรภาคส่งที่ใช้ในโครงการงาน.....	67
รูปที่ 5.5	แสดงวงจรภาคก่อนขยาย.....	68
รูปที่ 5.6	แสดงวงจรขยายสัญญาณ.....	69
รูปที่ 5.7	แสดงบล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูลูป.....	70
รูปที่ 5.8	แสดงวงจรดีมอดดูเลตสัญญาณ PFM.....	71
รูปที่ 5.9	แสดงวงจรภาคขยายเสียง.....	73
รูปที่ 5.10	แสดงวงจรทางภาครับที่ใช้ในโครงการงาน.....	74
รูปที่ 5.11	แสดงวงจรกำเนิดพัลส์เพื่อป้อนให้กับ IC 4051.....	75
รูปที่ 6.1	แสดงการจัดอุปกรณ์ทั้งหมดรวมไว้ด้วยกัน.....	76
รูปที่ 6.2	แสดงลักษณะรูปคลื่นความถี่อินพุท 4000 Hz.....	76
รูปที่ 6.3	แสดงลักษณะรูปคลื่นความถี่ 300 kHz ในขณะที่ยังไม่มีสัญญาณอินพุทเข้ามา.....	77
รูปที่ 6.4	แสดงลักษณะรูปคลื่นพาหะ 300 kHz ที่ทำการมอดดูเลตทางความถี่ กับสัญญาณ Sine 4000 Hz.....	78

- รูปที่ 6.5 แสดงรูปสัญญาณคลื่น Sine ที่ความถี่ 4000 Hz โดยรูปคลื่นข้างบนเป็น
สัญญาณอินพุตทางด้านวงจรส่ง ส่วนข้างล่างเป็นเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยาย
สัญญาณออกดีโอของวงจรรับ..... 79
- รูปที่ 6.6 แสดงสัญญาณรบกวนของภาครับเมื่อไม่มีแสงตกกระทบที่โฟโตไดโอด..... 80

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันนี้จากความเจริญก้าวหน้าทางเศรษฐกิจและการขยายตัวของสังคม ทำให้มีความต้องการในการแลกเปลี่ยนข่าวสารและข้อมูลเพิ่มขึ้นมากมาย และเพื่อเป็นการตอบสนองต่อความต้องการนี้ทั้งในปัจจุบันและในอนาคต ได้มีการใช้ระบบสื่อสารใหม่ขึ้นมาเรียกว่า ระบบสื่อสารด้วยเส้นใยนำแสง (Optical Fiber Communication System) ซึ่งสามารถส่งข่าวสารและข้อมูลต่าง ๆ ได้เป็นจำนวนมากในเวลาเดียวกัน และมีข้อดีอื่น ๆ อีกมากเมื่อเทียบกับระบบสื่อสารที่ใช้สายเคเบิลโลหะเป็นตัวกลาง ดังจะกล่าวถึงในตอนต่อไป

1.1 คุณสมบัติพิเศษต่าง ๆ ของการสื่อสารด้วยเส้นใยนำแสง

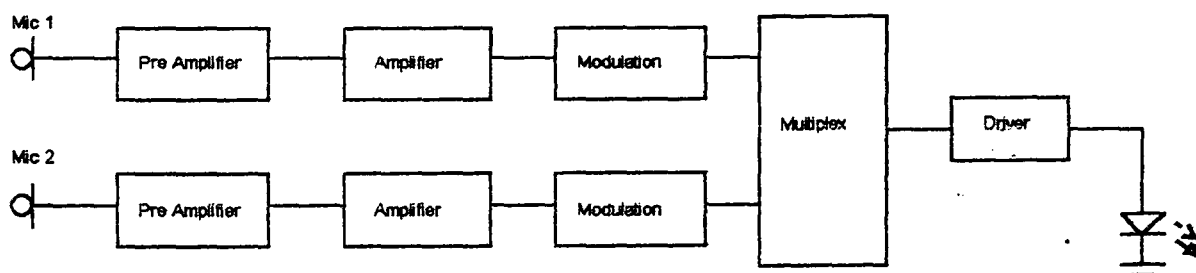
ระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยนำแสง เมื่อเปรียบเทียบกับระบบการสื่อสารด้วยสายเคเบิลที่ทำด้วยโลหะ (Metalic Cable) แล้วข้อดีต่าง ๆ ที่เกิดจากคุณสมบัติของเส้นใยนำแสงเอง ดังนี้

1. ให้แบนด์วิธที่กว้างกว่า (Greater Bandwidth) การใช้คลื่นพาหะที่มีความถี่สูงในระบบสื่อสารทำให้แบนด์วิธ (Bandwidth) ของสัญญาณกว้างมากขึ้นด้วย เพราะเส้นใยนำแสง (Fiber Optic) ขึ้นกับคลื่นพาหะที่มีความถี่อยู่ในช่วง $10^{13} - 10^{14}$ Hz เมื่อเปรียบเทียบกับความถี่วิทยุซึ่งมีความถี่ $10^6 - 10^8$ Hz แล้วจะเห็นว่าแบนด์วิธของสัญญาณกว้างขึ้นถึงประมาณ 10^6 เท่า
2. ขนาดเล็กและน้ำหนักเบา (Small Size and Light Weight) เส้นใยนำแสงเพียงเส้นเดียวสามารถแทนคู่สายทองแดงขนาดใหญ่ ๆ แต่ละคู่ได้ เช่น สายเคเบิลทางโทรศัพท์ที่มี 1,000 คู่สาย มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางประมาณ 7 - 10 เซนติเมตร สามารถใช้เส้นใยนำแสงเพียงเส้นเดียวมีเส้นผ่าศูนย์กลาง 1.5 เซนติเมตรแทนได้ในการส่งจำนวนช่องสัญญาณที่เท่ากัน
3. การสูญเสียต่ำ (Low Attenuation) เส้นใยนำแสงมีค่าการสูญเสียเนื่องจากมี Attenuation น้อยกว่าสายคู่ (Twisted Wire) หรือโคแอกเชียลเคเบิล (Caoaxial Cable)
4. ไม่ถูกรบกวนโดย EMI (Freedom From EMI) เนื่องจากเส้นใยนำแสงไม่ได้สร้างจากเส้นลวดเหมือนสายเคเบิล แต่สร้างจากแก้ว (Glass) หรือซิลิคอน (Silicon) ซึ่งเป็นฉนวน ดังนั้นจึงไม่แพ้หรือถูกรบกวนโดยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electro-Magnetic Interference ; EMI) และไม่ต้องใช้เทคนิค หรือวิธีการชิลด์ (Shield) ที่มีราคาแพงหรือยุ่งยากเพื่อป้องกันการรบกวนจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

1.3.1 หลักการของภาคส่ง

เนื่องจากในโครงงานนี้เป็นการสื่อสารโดยใช้สัญญาณอินพุต คือ สัญญาณออกดีโอเป็นแบบอนาล็อก ดังนั้นจึงใช้ LED เป็นแหล่งกำเนิดแสง เพราะว่าพลังงานแสงที่มันทำให้ออกมามีความเข้มสูงเกินกว่า Laser Diode และในการนำมาใช้งานสามารถทำได้ง่ายกว่า Laser Diode ในส่วนของวงจรภาคส่งแสดงเป็นองค์ประกอบได้ดังรูปที่ 1.1

จากรูปที่ 1.1 แสดงถึงองค์ประกอบในส่วนของภาคส่ง ซึ่งสัญญาณออกดีโอจะถูกแปลงให้เป็นสัญญาณทางไฟฟ้าโดยผ่านทางไมโครโฟน จากนั้นจะถูกขยายสัญญาณโดยผ่านวงจรปริแอมพลิไฟร์ และการมอดคูเลต (Pre-Modulated) แบบ PFM (Pulse Frequency Modulation) สัญญาณที่ถูกมอดคูเลตแล้วที่ออกมาจากส่วนนี้ จะมีความถี่เปลี่ยนแปลง โดยขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เกิดจากไมโครโฟน สัญญาณ PFM นี้จะส่งไปยังส่วนมัลติเพล็กซ์ (Multiplex) แบบระบบการแบ่งเวลา (Time Division Multiplexing) ช่วยให้ส่งข้อมูลได้พร้อมกันหลายช่อง จากนั้นข้อมูลจะถูกส่งไปยังวงจรขับ LED ซึ่งแปลงสัญญาณไฟฟ้าเป็นแสงแล้วส่งผ่านไปยังเส้นใยนำแสง



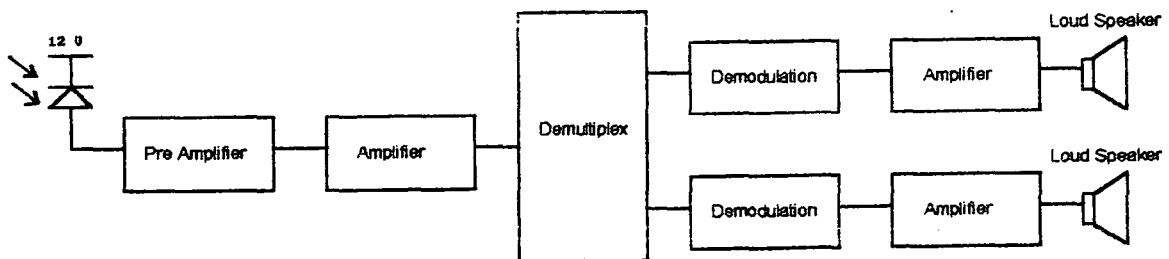
รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาคส่ง

1.3.2 เส้นใยนำแสง

ในโครงการนี้ได้ใช้เส้นใยนำแสงแบบ Multimode ชนิด Step-Index Plastic Fiber I เส้น มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางเท่ากับ 1 mm ที่ปลายทั้งสองของเส้นใยนำแสงนี้ จะถูกนำมาคัปปลิ่ง (Coupling) กับ LED ทางภาคส่ง และ Photo Diode ทางภาครับ

1.3.3 หลักการของภาครับ

หน้าที่ของภาครับ คือเป็นตัวที่ทำกรตรวจจับ (Detect) สัญญาณแสงที่ส่งผ่านออกมาจากเส้นใยนำแสงแล้วแปลงให้เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า จากนั้นนำไปเข้าวงจรแอมพลิไฟร์ วงจรดีมัลติเพล็กซ์ (Demultiplex) เพื่อแยกสัญญาณออก จากนั้นสัญญาณจะเข้าไปวงจรดีมอดูเลตสัญญาณ วงจรกรองความถี่ต่ำ วงจรขยายสัญญาณออกดีไอ และสัญญาณที่ได้จะถูกขับไปยังลำโพง (8 โอห์ม) ได้เป็นเสียงออกมาเหมือนเดิม สามารถแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาครับ

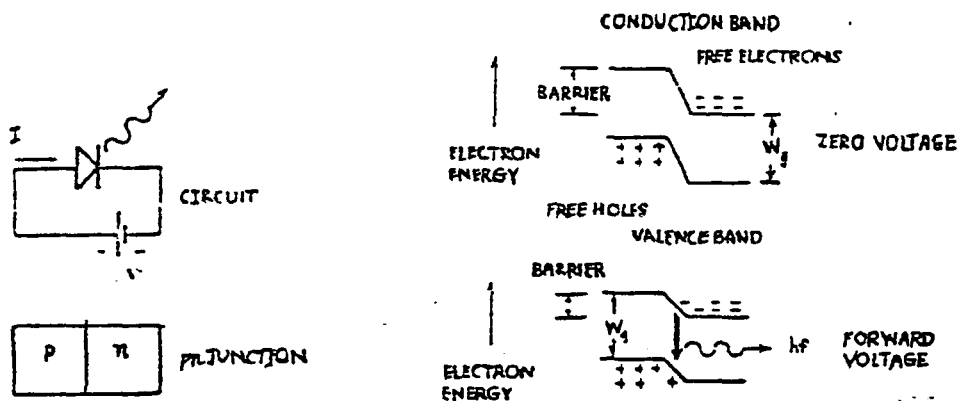
บทที่ 2

ระบบออปโตอิเล็กทรอนิกส์ (Optoelectronics System)

2.1 แหล่งกำเนิดแสง

2.1.1 LIGHT EMITTING DIODE (LED)

LED เป็นสารกึ่งตัวนำชนิด PN-JUNCTION ซึ่งจะแสดงออกมาเมื่อทำการให้ไบอัสทางตรง ดังรูป 2.1 จากรูป 2.1 (b) แสดงจังก์ชัน (JUNCTION) และ แถบพลังงาน (ENERGY BAND) ของ แถบไดโอด (DIODE BAND) ทั้งสองจะถูกแบ่งโดย FORBIDDEN REGION (BAND GAP) ซึ่งมีความกว้าง W_g ในระดับพลังงานล่างเรียกว่า แถบวาเลนซ์ (VALENCE BAND) ซึ่งอนุภาคโฮลอิสระ (FREE HOLE) สามารถเคลื่อนที่ได้



รูปที่ 2.1 แสดงลักษณะของ LED และระดับพลังงาน

สารกึ่งตัวนำชนิด n- TYPE จะมีจำนวน free electron อยู่มาก และสารกึ่งตัวนำชนิดพี (p-TYPE) จะมีอนุภาคโฮลอิสระอยู่มาก เมื่อนำสารทั้ง 2 มาวางเข้าไว้ด้วยกัน จะทำให้เกิด ENERGY BARRIER อิเล็กตรอนอิสระในบริเวณเอ็น (N-JUNCTION) จะไม่มีพลังงานเพียงพอที่จะข้าม ENERGY BARRIER ไปยังบริเวณพี (P-JUNCTION) ได้ ในกรณีของอนุภาคโฮลอิสระในบริเวณพี ก็เช่นกัน

เมื่อเราไม่มีการป้อนโวลเตจให้กับไดโอด (DIODE) จะไม่มีการเคลื่อนที่ของประจุภายในพีเอ็นจังก์ชัน (PN-JUNCTION) แต่ถ้าเราป้อนโวลเตจให้กับไดโอดโดยให้ไบอัสทางตรง จะไปลด ENERGY BARRIER เพิ่มพลังงานศักย์ให้กับทางด้านเอ็น (n) และลดระดับพลังงานศักย์ทางด้านพี (p) ดังนั้นอิเล็กตรอนอิสระ และ โฮลอิสระ จะมีพลังงานเพียงพอในการเคลื่อนที่ผ่าน JUNCTION REGION เมื่ออิเล็กตรอนอิสระรวมกับ โฮลอิสระ อิเล็กตรอนจะตกลงในแถบวาเลนซ์ และรวมกับโฮล การรวมกันของอิเล็กตรอนกับโฮลจะทำให้มีการปลดปล่อยพลังงานแสงออก (OPTIC ENERGY) ซึ่งมีความสัมพันธ์ของพลังงานโฟตอนกับความถี่แสงดังสมการ (2.2)

$$W = hf \quad \dots\dots\dots(2.1)$$

$$= hc/\lambda \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

สมการ 2.2 นี้ ค่าของ W_g (ENERGY GAP) มีหน่วยเป็น JOULE ความยาวคลื่นมีหน่วยเป็น เมตร นั่นคือ

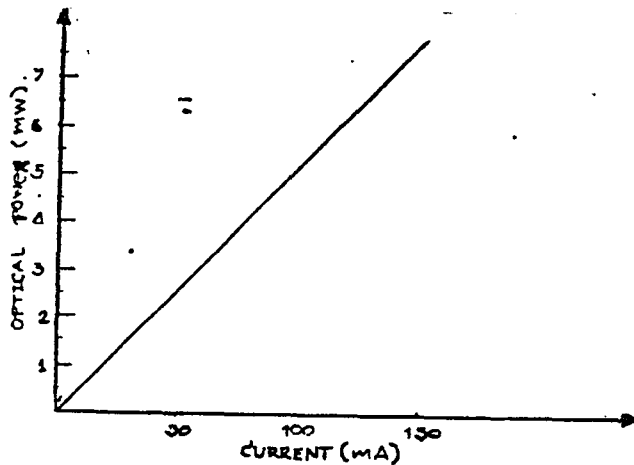
$$\lambda = 1.24/W_g \quad \dots\dots\dots (2.3)$$

สมการที่ 2.3 นี้ W_g มีหน่วยเป็นอิเล็กตรอน-โวลต์ (eV) และความยาวคลื่นมีหน่วยเป็น ไมโครเมตร (μm)

วัสดุและโลหะผสมที่ต่างกันจะให้ค่าของ BANDGAP ENERGY ที่ต่างกันแสดง COMMONEMITTER MATERIAL OPERATION WAVE LENGTH และค่าประมาณของ BANDGAP ENERGY สารซิลิกอนจะไม่มีเพราะโฮลและอิเล็กตรอน ไม่สามารถรวมกันได้โดยตรงทำให้จัดเป็นสาร INEFFICIENT EMITTER

2.1.2 คุณสมบัติและการทำงานของไดโอดเปล่งแสง (LIGHT-EMITTING-DIODE-OPERATING-CHARACTERISTICS)

เพาเวอร์ที่เกิดจากไดโอดเปล่งแสง เป็นสัดส่วนตรงกับกระแส ที่ใช้ขับไดโอดเปล่งแสง จากรูปที่ 2.2 แสดงถึงความสัมพันธ์ กำลังกับกระแส โดยที่กระแสที่ฉีดให้กับ แอล อี ดี นั้นเป็น ประจุต่อเวลาจำนวนประจุ(N)นั้นเท่ากับ i/e เมื่อ e เป็นขนาดของประจุแต่ละตัว และ i เป็น กระแสที่ใช้ฉีดให้กับไดโอดเปล่งแสง ถ้า y เป็นเศษส่วนของประจุที่สามารถรวมตัวแล้วทำให้เกิด โฟตอน (PHOTON) ขึ้น



รูปที่ 2.2 POWER-CURRENT

คุณสมบัติของ แอล อี ดี

เพาเวอร์เอาต์พุต (P) = $yNW_g = yW_g i/e$

เมื่อ $W_g = \text{GAP ENERGY (JOULES)}$

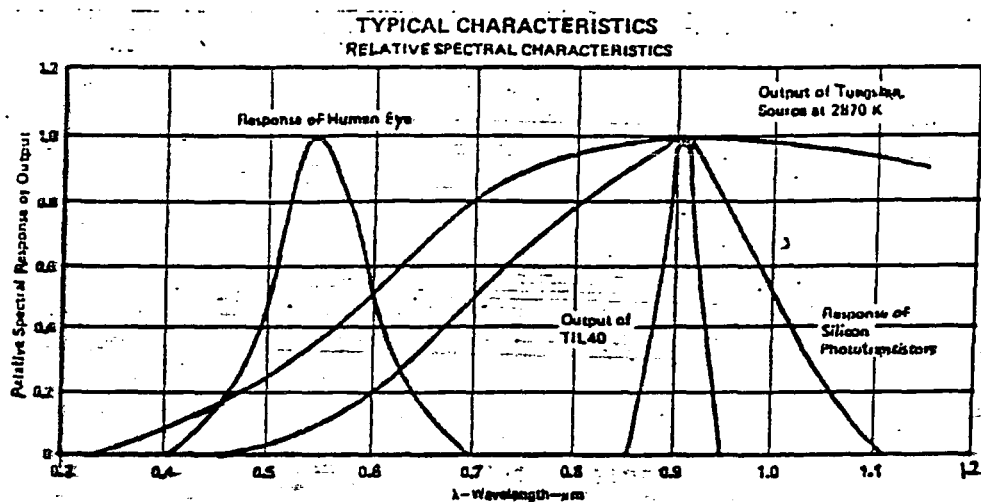
จากรูปที่ 2.2 เมื่อกำลังที่ส่งผ่านเส้นใยไม่เปลี่ยนแปลง จิตจำกัดของกำลังที่ส่งในเส้นใยแสง นั้นอยู่ที่ NUMERICAL APERTURE ไดโอดเปล่งแสง (LED) ที่กระแสไหลผ่านตัวมัน 50-100 มิลลิแอมป์ แรงดันที่ใช้ประมาณ 1.2 ถึง 1.8 โวลต์

2.1.3 ตัวกำเนิดแสงอินฟราเรด (infrared)

ลักษณะ อินฟราเรด แอล อี ดี ที่เหมือนกับ แอล อี ดี โดยทั่วไป คือเป็นสารกึ่งตัวนำที่ถูกโด๊ป (dope) โดยสารที่มีวาเลนซ์อิเล็กตรอนต่างกัน โดยสารที่มีอิเล็กตรอนมากกว่าปกติจะเป็นชนิดเอ็น และสารที่มีอิเล็กตรอนน้อยกว่าปกติจะเป็นชนิดพี เมื่อสารทั้งสองชนิดมาต่อกัน จะทำให้มีการแบ่งกันระหว่างอิเล็กตรอนขึ้น ทำให้เกิดความต่างศักย์ที่เรียกว่า potential Barrier (Eb) ซึ่งมีค่าน้อยกว่าขนาดของช่องว่างของพลังงาน ดังนั้น อิเล็กตรอนจากด้านชนิดเอ็น จะเคลื่อนที่มายังด้านชนิดพีซึ่งการรวมตัวกันนี้มีอยู่ 2 ลักษณะคือ Radiative process ซึ่งเมื่อรวมตัวกันแล้วจะมีพลังงานบางส่วนหายไปจากคู่อิเล็กตรอน (electron-pair) และกระจายออกมาเป็น โฟตอนต่ำเป็นแบบ Non-Radiative process พลังงานจะแสดงออกมาในรูปโฟตอนหรือความร้อน

แถบย่านการตอบสนอง (Spectral Response)

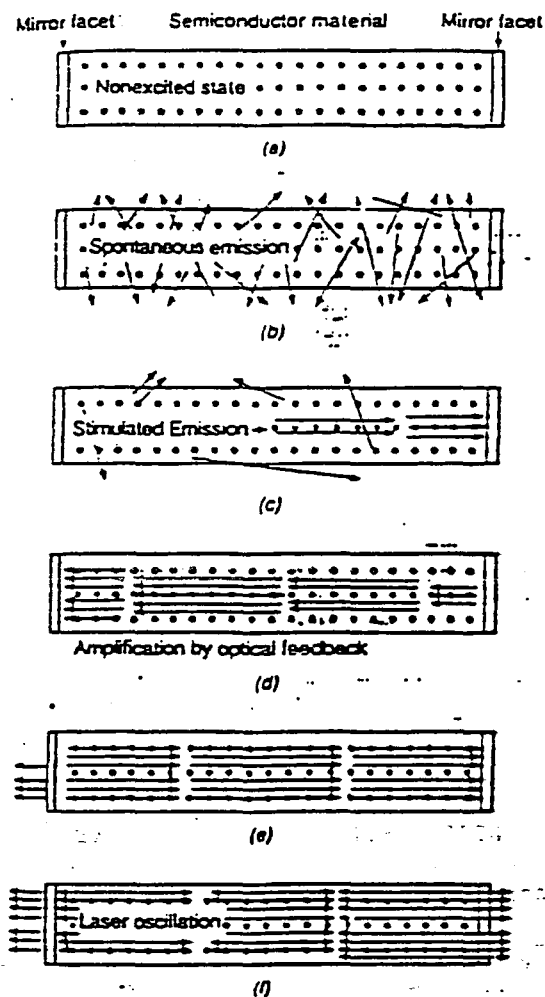
อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ ที่แผ่พลังงานออกมาในย่านการมองเห็น และย่านอินฟราเรด ดังรูปที่ 2.3 แสดงถึงค่าเฉลี่ยที่ตาของมนุษย์สามารถมองเห็น การแผ่ของคลื่นที่มีความยาวคลื่นตั้งแต่ 0.4-0.76 ไมครอน และตามนุษย์เราสามารถตอบสนองในการมองเห็นแสงที่มีความยาวคลื่น 0.55 ไมครอน ที่เกิน 50 เปอร์เซ็นต์ขึ้นไป และที่ความยาวคลื่นสูงสุดที่ 0.61 ไมครอน



รูปที่ 2.3 แสดงถึงย่านของคลื่นแสงที่ตามองเห็น

2.1.4 เลเซอร์ไดโอด

เลเซอร์ไดโอดมีกำลังสูงส่งกว่ามากเมื่อเทียบกับ แอล อี ดี เลเซอร์ไดโอดเป็นเลเซอร์ชนิดที่ทำจากสารกึ่งตัวนำที่ให้แสงในช่วงความยาวคลื่น 750 จนกระทั่งถึง 830 นาโนเมตร โดยใช้พลังงานจากผลึก GaAlAs (Gallium Aluminium Arsenide) ในสารกึ่งตัวนำชนิดนี้ อัตราส่วนของ Ga:Al สามารถเปลี่ยนแปลงได้และจะส่งผลให้เกิดการลดเพิ่มขนาดของแถบพลังงานและความยาวคลื่นของแสงที่ออกมา การกำเนิดเลเซอร์ที่สามารถใช้ประโยชน์ได้นั้น จะต้องมีการขยายสัญญาณและรวบรวมแสงที่สะท้อนไปกลับด้วย โดยทั่วไปการสั้นของเลเซอร์นี้จะเกิดจากการสะท้อนไปมาระหว่างแคววตี



รูปที่ 2.4 แสดงการเกิดเลเซอร์

การเคลื่อนด้วยวิธีพิเศษนี้เป็นการเพิ่มทั้งการสะท้อนและการทะลุผ่านของผิวกระจก เมื่อวัสดุสารกึ่งตัวนำมีลักษณะเป็น resonator จะนำไปอยู่ในสภาวะประชากรผกผัน (population inversion) แสงที่เกิดจากการผลิตแบบ spontaneous emission จะมีการขยาย (amplified) โดยการสะท้อนกลับไปมา แสงซึ่งเปล่งออกในทิศทางที่ไม่ตั้งฉากกับผิวกระจก จะสะท้อนออกมาจากแคววิตี้ ดังรูปที่ 2.4

องค์ประกอบของการ spontaneous emission เหล่านี้จะเดินทางตั้งฉากกับ ผิวหน้ากระจก และสะท้อนกลับไปมาระหว่างกระจก ดังรูป 2.4a แสงจะเดินทางทะลุผ่านไปมาในเนื้อของสารกึ่งตัวนำ และเกิดการขยายให้มีพลังงานมากขึ้นเรื่อย ๆ จนกระทั่งมีพลังงานมากพอ จึงเปล่งพลังงานออกมาทั้งหมดในคราวเดียวแสดงดังรูป 2.4d และ 2.4e ในการสะท้อนแต่ละครั้งลำแสงบางส่วนทะลุผ่านผิวหน้าของแผ่นสะท้อน การสั้นของอนุภาคของลำแสงเลเซอร์ เริ่มต้นเมื่อจำนวนแสงซึ่งถูกขยายให้มีพลังงานมากขึ้นมีค่าเท่ากับจำนวนที่สูญเสียในการทะลุผ่านตัว resonator ออกไปโดยทางกระจก หรือสูญเสียในการดูดซับของเนื้อสารที่ใช้สารกึ่งตัวนำ

2.1.5 GaAs/Ga_{1-x}Al_xAs Laser (Gallium-Aluminium-Arsenide laser)

เลเซอร์ GaAlAs หรือเลเซอร์ไดโอดมีลักษณะที่เป็นแบบ heterojunction โดยชั้น active คือชั้นที่เป็น GaAlAs จะถูกประกบด้วยชั้นที่เป็นชนิดพีและชนิดเอ็น (cladding) เมื่อป้อนความต่างศักย์แบบไบอัสไปข้างหน้า (forward bias) อิเล็กตรอน และโฮลจะเคลื่อนที่เข้าไปในชั้น active ทำให้เกิดกระแสไหลได้ดังมีรายละเอียด ดังต่อไปนี้

ความถี่ชั้น active มีดัชนีหักเหสูงมากเมื่อเทียบกับชั้น cladding ทำให้มันมีความสามารถในการรักษาส่งที่จะปลดปล่อยออกไว้ได้ การกักกันนี้เป็นสิ่งสำคัญที่สุดหรือ เรียกได้ว่าเป็นหัวใจของเลเซอร์ไดโอดที่เดียว ถ้าแสงมีความยาวคลื่นเดินทางในตัวกลางที่มีดัชนีหักเห n เองของ standing wave ในตัวกลางมีค่าเท่ากับ $\lambda / 2$ โดยเงื่อนไขนี้สามารถหาได้โดยตัวคูณรวม (integral multiple) Q ของครึ่งคลื่นจะมีค่า เท่ากับความยาวของ resonator (L) ดังนี้

$$L = Q \times (\lambda / 2n)$$

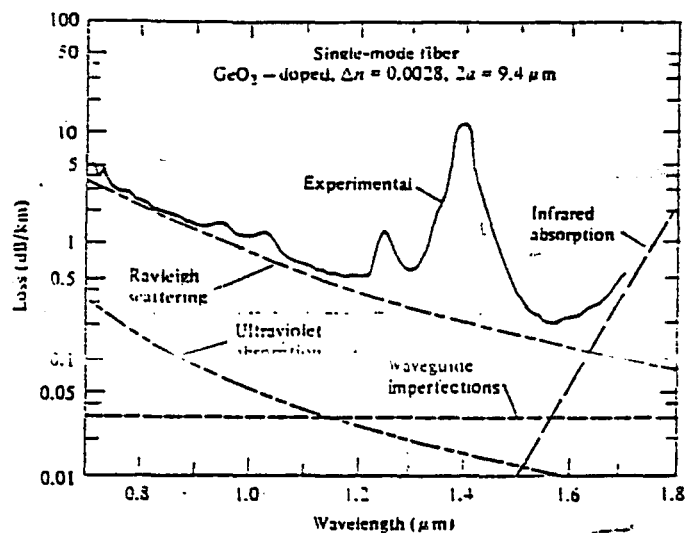
โดยที่ L คือ ความยาวของ resonator

λ คือ ความยาวคลื่น

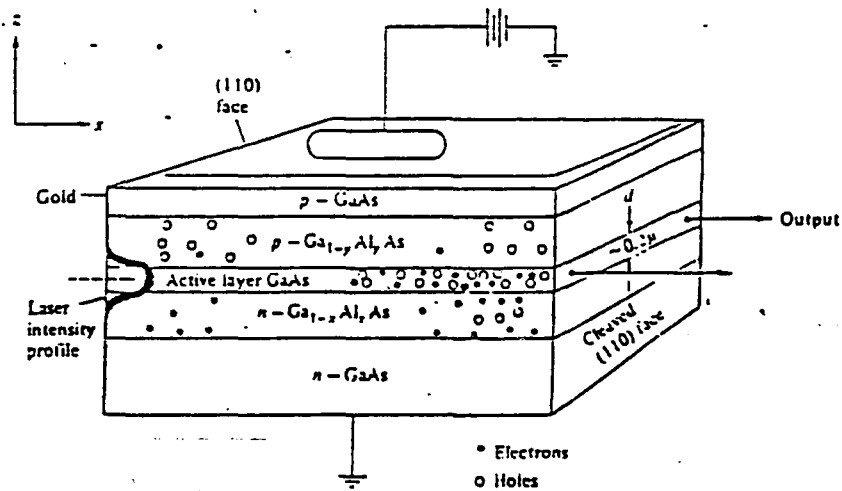
n คือ ดัชนีหักเห

ตัวอย่างเช่น $\lambda = 780$ นาโนเมตร $n = 3.5$ $L = 250$ ไมครอน จะได้ค่า Q ประมาณ 2243 เมื่อ Q เปลี่ยนไป 1 ทำให้มีค่าเปลี่ยนไป 0.35 นาโนเมตร ในเลเซอร์ไดโอด การเกิดเลเซอร์ - ออสซิลเลชัน (laser oscillation) ที่ต่อเนื่องกันทำให้เกิดอัตราการขยายสูงสุด เมื่อความกว้างของแถบพลังงานเปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ การออสซิลเลชันก็เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย สำหรับ GaAlAs เลเซอร์ไดโอด ความยาวคลื่นที่เพิ่มขึ้นจะมีค่าประมาณ 0.23 นาโนเมตร ในการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ 1 องศาเซลเซียส

อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำเลเซอร์ ที่เกี่ยวข้องกับธาตุหมู่ที่ 3 ที่สำคัญมี 2 แบบ คือแบบ GaAs และ $Ga_{1-x}Al_xAs$ โดยที่ x คือ จำนวนอะตอมของอะตอมของ Ga ใน GaAs สเปกตรัมที่เลเซอร์ชนิดนี้ปล่อยออกมามีความยาวคลื่นระหว่าง 750 นาโนเมตร ถึง 880 นาโนเมตร อีกระบบหนึ่งเป็นระบบที่มีธาตุ $Ga_{1-x}In_xAs_{1-x}P_y$ ใน active region เลเซอร์ชนิดนี้ปล่อยแสงที่มีความยาวคลื่นระหว่าง 1100 นาโนเมตร ถึง 1600 นาโนเมตร ขึ้นอยู่กับค่า x และ y ในย่าน 1550 นาโนเมตร เป็นย่าน ที่ใช้งานบ่อยมาก ในรูป 2.5 อัตราการสูญเสียจะมีน้อยมาก (ประมาณ 0.15 dB/km) ทำให้สามารถใช้งานที่ความยาวคลื่นนี้ได้ในกาสื่อสารระยะทางไกล



รูปที่ 2.5 แสดงกราฟการลดทอนของเส้นใยในย่านความยาวคลื่นต่าง ๆ



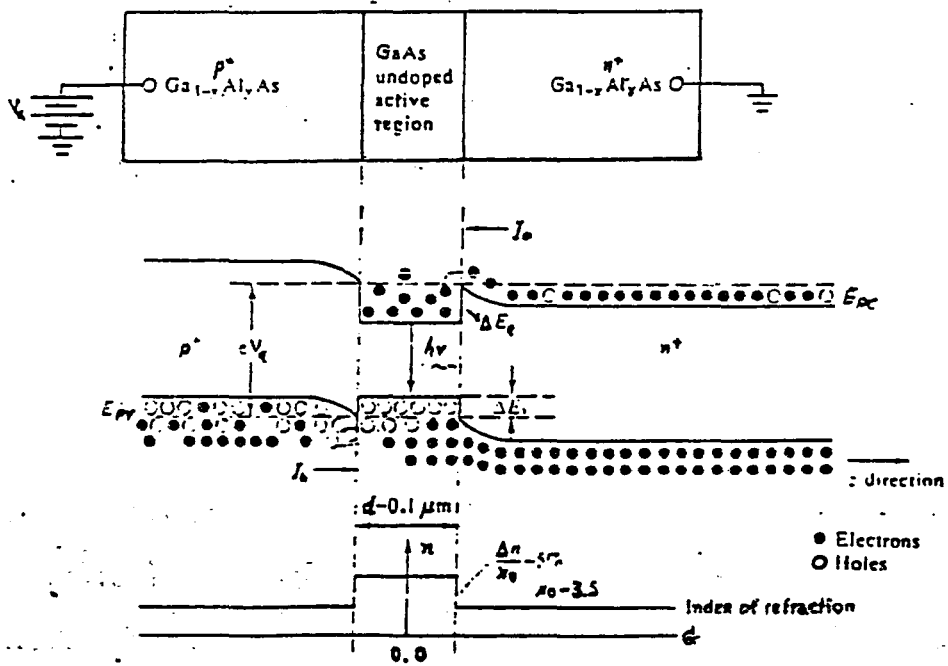
รูปที่ 2.6 แสดงโครงสร้างของเลเซอร์สารกึ่งตัวนำ

จะศึกษาเฉพาะ GaAs และ $Ga_{1-x}Al_xAs$ เท่านั้น จากรูป 2.6 มีความหนาประมาณ 0.1-0.2 ไมครอนในช่วงที่เป็น GaAs โดยทั้งสองข้างที่เป็น GaAlAs นั้นเรียกโครงสร้างนี้ว่า double heterostructure laser โครงสร้างชั้นพื้นฐานของเลเซอร์สร้างได้ โดยวิธีอีพิแทกเซียล (epitaxial) บนผลึกของ GaAs ซึ่งใช้เป็น substrate ยาน active ที่มีความบางนี้โดยปกติจะไม่มีสารโดป (doping) ขณะที่ ในชั้น $Ga_{1-x}Al_xAs$ ถูกโดปอย่างหนักทั้งชนิดพีและชนิดเอ็น โดย

$$n_{GaAs} - n_{Ga_{1-x}Al_xAs} = 0.62 X \dots\dots\dots(2.4)$$

การกระจายดัชนีหักเหและโครงสร้างของพลังงานแสดงดังรูป 2.7 เมื่อให้ forward bias กับ อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์จะออกจากสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นใน $Ga_{1-x}Al_xAs$ เข้าไปใน active region ขณะที่ความหนาแน่นของโฮลมีค่าเท่ากับจำนวนอิเล็กตรอนใน active region ที่มีจากสารกึ่งตัวนำชนิดพี อิเล็กตรอนที่เข้ามาใน active region จะต้องเอาชนะกำแพงศักย์ (potential barrier) ที่มี

ค่าเท่ากับความต่างของช่องว่างแถบพลังงาน (ΔE_x) ของ GaAs และ $Ga_{1-x}Al_xAs$ ค่า x ขึ้นอยู่กับช่องว่างแถบพลังงาน (E_x) โดย $E_x (x < 0.37) = (1.424 + 1.247x) \text{ eV}$



รูปที่ 2.7 แสดงระดับพลังงานของช่องว่างแถบพลังงาน (energy gap)

ตารางที่ 2.1 แสดงการเปรียบเทียบระหว่าง LED และ Laser Diode

	Laser diode	LED
Output power(mW)	1 - 10	1 - 10
Power launched into fibre(mW)	0.5 - 5	0.03 - 0.3
Spectral width(rms value)nm	2 - 4	15 - 60
Brightness(w/cm ² /sr)	~ 10 ⁵	10 - 10 ³
Rise time,10-90% (ns)	<= 1	2 - 20
Frequency response(-30dB,MHz)	> 500	< 200
Voltage drop(Volt)	1.5 - 2	1.5 - 2.5
Forward current(mA)	10 - 300	50 - 300
Threshold current(mA)	5 - 250	-
Feedback Stabilization request	YES	NO

2.2 วงจรขับ (driver)

เลเซอร์ไดโอดเป็นเลเซอร์ชนิดสารกึ่งตัวนำที่มีปัญหาเกี่ยวกับความร้อน และความสามารถในการตอบสนองพัลส์เล็ก ๆ (short pulse) เป็นอย่างยิ่งเนื่องจากในการสร้างเลเซอร์ไดโอดนั้นจะมีสารประกอบ GaAl ขึ้นมาก่อนแล้วทำการเติม As ลงภายหลังสิ่งเหล่านี้เองที่ก่อให้เกิดกำลัง (power output) เนื่องจากพลังงานศักย์ทำให้เกิดกระแสเป็นจำนวนมาก ทำให้ไดโอดซิลิคอนชนิดนั้นไม่สามารถที่จะรับพลังงานอย่างต่อเนื่องได้

ข้อสำคัญคือ ไดโอดแบบสารกึ่งตัวนำจะต้องได้รับกระแสที่คงที่ ค่ากระแสที่คงที่นี้จะต้องไม่เกินค่าสูงสุดที่อุปกรณ์สามารถทำงานได้ จุดทำงาน (operating point) ของเลเซอร์ไดโอดในระหว่างการมอดูเลต (Modulation) จะต้องทำให้เกิดกำลังสูงสุดของไดโอดในการปล่อยพลังงานออกมากที่สุด โดยที่ไม่ทำให้อุปกรณ์เสียหาย แบตเตอรี่ (batteries) เป็นแหล่งพลังงานที่สามารถจ่ายกระแสคงที่ได้ดี จึงควรจะนำมาใช้กับ เลเซอร์ไดโอด

สิ่งที่ควรระมัดระวังอีกอย่างหนึ่งคือ เลเซอร์ไดโอดเป็นอุปกรณ์ที่ไวต่อประจุไฟฟ้า และความร้อนเพราะฉะนั้นจึงควรเก็บรักษาเหมือนเป็น CMOS และระมัดระวังในการสัมผัสเป็นอย่างมากในเรื่องความร้อนนั้น ควรจะคิดแผ่นระบายความร้อน (heat sink) กับตัวเลเซอร์ไดโอดในขณะที่ใช้งาน

2.3 อุปกรณ์รับแสง

2.3.1 โฟโตดีเทคเตอร์ (PHOTODETECTOR)

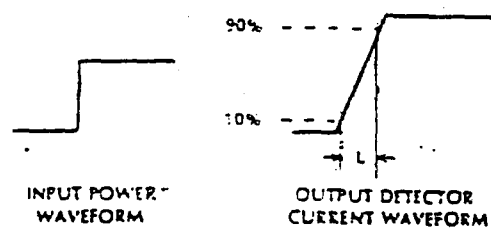
โดยปกติโฟโตดีเทคเตอร์แบ่งออกเป็น 2 แบบตามลักษณะทางกล คือกลุ่ม External Photoelectric Effect กลุ่มนี้อิเล็กตรอนจะถูก Freed จากพื้นผิวของโลหะ โดยอาศัยพลังงานจากโฟตอน ที่ตกกระทบผิวโลหะอุปกรณ์ Vacuum photodiode และ Photomultiplier Tube อาศัยหลักการของปรากฏการณ์นี้ ส่วนอีกกลุ่มจะเป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ ซึ่งอิเล็กตรอนและ Hole อิสระจะถูกสร้างขึ้นจากการซึมซับของพลังงาน Photo ซึ่งจะเรียกกลุ่มหลังว่า Internal Photoelectric Effect อุปกรณ์พวก PN Junction Photodiode, Pin Photodiode และ Avalanche Photo diode อาศัยหลักการนี้

คุณสมบัติที่สำคัญของอุปกรณ์รับแสงคือ Responsivity (ρ), Spectral response และ Rise time โดยค่า Responsivity จะเป็นสัดส่วนของกระแสทางด้านเอาต์พุทของตัวรับแสงต่อ Optical power ทางด้านอินพุท ตามสมการ (2.5)

$$\rho = i/p \quad \dots\dots\dots(2.5)$$

หน่วยของค่า Responsivity คือ แอมแปร์/วัตต์ ในอุปกรณ์รับแสงบางชนิดอาจจะวัดค่าเอาต์พุทออกมาในรูปของโวลเตจ ดังนั้นหน่วยของ Responsivity จะเป็นโวลต์/วัตต์ ค่าของ Spectralresponse หมายถึง curve ของค่า Responsivity ที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วตามความยาวคลื่นทำให้อุปกรณ์รับแสงที่ต่างกันอาจต้องใช้งานในวินโดว์ (window) ที่ต่างกันของ

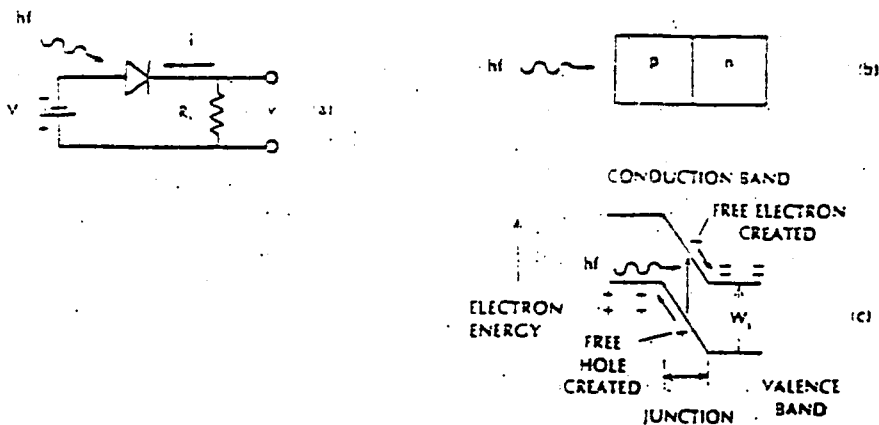
Opticalspectrum ความการออกแบบของตัวรับ ค่าที่สำคัญอีกอย่างคือ Rise time (T_r) จะเป็นค่าของช่วงเวลาที่กระแสทางด้านเอาต์พุทของตัวรับ เปลี่ยนจาก 10 % ไปเป็น 90 % ของค่าสุดท้ายแสดงดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แสดงลักษณะ Rise time

2.3.2 อุปกรณ์รับแสงชนิดสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor Photodiode)

อุปกรณ์ Photodiode ที่สร้างจากเซมิคอนดักเตอร์ ให้กำลังค่อนข้างต่ำ และสามารถทำงานที่โวลเตจไปแอตต้า ตัวอย่างของ PN Photodiode อย่างง่ายแสดง ดังรูปที่ 2.9



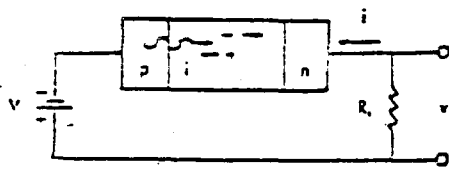
รูปที่ 2.9 (a)เมื่อป้อน reverse bias (b)แสดงลักษณะของ PN Junction
(c)แสดงระดับพลังงาน

เมื่อให้ reverse bias จะทำให้ Energy Barrier ระหว่างรอยต่อบริเวณ พี และเอ็นเพิ่มขึ้นทำให้ อิเล็กตรอนอิสระทางด้านเอ็น และ โฮลอิสระทางด้านพี ไม่สามารถข้ามบริเวณ Energy Barrier จึงไม่มีกระแสไหลบริเวณรอยต่อที่ไม่มีประจุอิสระใด ๆ เลยเรียกบริเวณนี้ว่า Depletion Region บริเวณความต้านทานสูงเป็นผลให้โวลเตจทั้งหมดที่ตกคร่อม diode จะตกคร่อมบริเวณนี้เกือบหมด

พิจารณารูป 2.9 (c)เมื่อกลุ่มก้อนโฟตอนถูกซึมซับใน Junction หลังจากที่ผ่านมาชั้นที่ การดูดซับ พลังงานโฟตอนทำให้อิเล็กตรอนข้าม bandgap จาก valence band ไปยัง conduction band ทำให้อิเล็กตรอนเคลื่อนที่ได้อย่างอิสระ และจะทำให้ Hole ออกจาก valence band ดังนั้นจะมีประจุอิสระที่ถูกสร้างขึ้นจากการดูดกลืนโฟตอน ซึ่งอิเล็กตรอนจะเคลื่อนตัวลงไปยัง barrier และ hole ก็ จะเคลื่อนที่ไปยัง barrier ซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิดกระแสไหลผ่านวงจรรภายนอก เหมือนกับการปลดปล่อยแสงของอิเล็กตรอน ซึ่งในกรณีนี้จะเกิดกระแสไหลในหลอดโฟโตไดโอด เมื่อโฮลและอิเล็กตรอนเกิดรวมตัวกันใหม่ที่บริเวณนั้นจะเกิดสนามไฟฟ้าอ่อน ๆ ซึ่งจะทำให้ประจุต่าง ๆ หยุดเคลื่อนที่ทำให้กระแสหยุดไหล นอกจากนี้ประจุพาหะจะถูกสร้างขึ้นใกล้ ๆ Depletion และมันสามารถที่จะแพร่ผ่านบริเวณนี้ไปได้ ดังนั้นจะเกิดสนามไฟฟ้าจำนวนมากที่บริเวณรอยต่อทำให้มีกระแสจากภายนอกเกิดขึ้น

2.3.3 พีไอเอ็น โฟโตไดโอด (PIN Photodiode)

พีไอเอ็น โฟโตไดโอด นิยมใช้กันมากในระบบการสื่อสารเส้นใยแสง พีไอเอ็น มีชั้นอินทรินสิก (Intrinsic) ที่อยู่ระหว่าง พี-เอ็น ซึ่งกว้างดังแสดงในรูปที่ 2.10 ในชั้นอินทรินสิกจะไม่มีประจุอิสระ ดังนั้นจึงมีความต้านทานสูง ทำให้โวลเตจที่ตกคร่อมไดโอด จะตกคร่อมที่ชั้นนี้เกือบหมดและมีแรงอันเนื่องมาจากสนามไฟฟ้าสูงมาก ด้วยเหตุที่ชั้นอินทรินสิก มีความกว้างมาก ดังนั้นกลุ่มก้อนโฟตอนจึงมีโอกาสที่จะถูกดูดซับในชั้นนี้ได้มากกว่าในบริเวณ พี และ เอ็น จึงทำให้ประสิทธิภาพ ของ พีไอเอ็นโฟโตไดโอด ดีขึ้น



รูปที่ 2.10 แสดงลักษณะของ พีไอเอ็น โฟโตไดโอด

ในการสร้างคู่อิเล็กตรอน โฮล ต้องอาศัยพลังงานที่เพียงพอจากกลุ่มก้อนโฟตอนที่สร้างอิเล็กตรอนให้ข้าม แถบพลังงานได้ พลังงานของโฟตอน (hf) โดย $hf > w_g$ ทำให้เราสามารถหาค่าของ CUT OF WAVELENGTH (L_c) ได้ดังสมการ

$$w = 1.24/w_g$$

โดยค่านี้มีหน่วยเป็น μm และ w_g คือค่าของ band gap energy ในหน่วยอิเล็กตรอนโวลท์

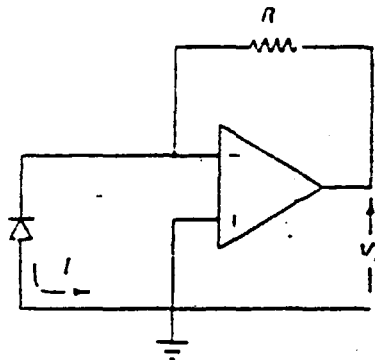
2.3.4 ภาวะถาวร โฟโตไดโอด (Avalanche Photodiode)

เป็นรูปแบบหนึ่งของระบบ ภาคขยายที่ใช้ร่วมกับโฟโตไดโอดเพื่อใช้ในการขยายกระแส โฟโตที่สร้างจากคู่ อิเล็กตรอน-โฮล ซึ่งจะให้ความไวแสงและความเร็วสูงอย่างไรก็ตามความ สมดุลระหว่างสัญญาณรบกวนและการขยายนั้นเป็นไปได้ยากมาก และราคาค่อนข้างสูง และใน เรื่องของอุณหภูมิและการควบคุม ตลอดจนค่าโวลเตจไบอัสที่ค่อนข้างสูง (100-300 volt) ก็จำเป็นต้องรู้จึงทำให้มีข้อจำกัดในการใช้

2.4 Detector Circuits

วงจรของ โฟโตไดโอดสามารถทำได้ 2 โหมด คือ Photovoltaic Mode และ Photoconductive Mode โดย Photovoltaic Mode จะไม่มีการไบอัสให้กับไดโอดแต่ Photoconductive Mode มีการ ไบอัส

การนำ Photodiode มาใช้ในการประยุกต์กับออปแอมป์ (Operation Amplifier) สามารถทำได้ 2 วิธี โดยมี Photocurrent จะเป็น input current ของ ทั้ง 2 วิธี ซึ่งจะแสดงดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงวงจร Photodiode ใน Photovoltaic Mode

ในทางปฏิบัติมีค่าๆหนึ่งที่มีความสำคัญกับ Photodetector คือค่า Responsivity (R) บางครั้ง อาจเรียกว่า radiant sensitivity ซึ่งหาได้จากอัตราส่วนของ Photocurrent (กระแสที่เกิดจาก การดูดกลืนโฟตอน) กับพลังงานของโฟตอนที่ตกกระทบ

$$R = I_p / P_t \dots\dots\dots (2.6)$$

โดย R มีหน่วยเป็นแอมแปร์ต่อวัตต์ (Ampere/Watt)

และ
$$I_p = (N_p \cdot e) / s \dots \dots \dots (2.7)$$

โดย e เป็นประจุของอิเล็กตรอน

N_p เป็นจำนวนของอิเล็กตรอนที่ถูกสร้างขึ้น

$$P_t = (N_p E_p) / s \dots \dots \dots (2.8)$$

โดย E_p เป็นพลังงานของโฟตอน

N_p เป็นจำนวนโฟตอนที่ตกกระทบ

ดังนั้นจะได้
$$R = (N_p e) / (N_p E_p) = (n_{qe}) / E_p \dots \dots \dots (2.8)$$

$$R = (n_{qe}) / (hf) = [n_{qe}(c\lambda)] / (hc) \dots \dots \dots (2.9)$$

λ มีหน่วยเป็นเมตร

e มีหน่วยเป็นเมตรต่อวินาที

R มีหน่วยเป็นแอมแปร์ต่อวัตต์

c มีหน่วยเป็นกิโลมปี

จะได้
$$R = (n_{qe} \lambda) / 1.24 \dots \dots \dots (2.10)$$

λ มีหน่วยเป็นไมโครเมตร

R มีหน่วยเป็นแอมแปร์ต่อวัตต์

จากสมการข้างต้น และ Responsivity จะเพิ่มขึ้นได้ โดยการเพิ่ม λ เมื่อแสงพุ่งเข้าสู่โฟโตไดโอด ที่บรรจุอยู่ภายในแก้วหรือพลาสติก โดยแสงต้องทะลุผ่านชั้นพีหรือเอ็นเข้าสู่ดีพลีชัน (depletion) หรือ อินทรีนสติก โดยการผ่านเข้าได้ก็ขึ้นอยู่กับกำลังส่งของแสงด้วย

ตารางที่ 2.2 ตารางเปรียบเทียบตัวรับแสงชนิดต่าง ๆ

PHOTO DETECTOR	WAVELENGTH (nm)	RESPONSIVITY (A/W)	DARK CURRENT (nA)	RISE TIME (nS)	OPERATING VOLTAGE (v)
Si P-N	550- 850	0.4 - 0.7	1 - 5	5 - 10	20 - 40
Si PIN	850- 950	0.6 - 0.8	3 - 300	1 - 5	5 - 40
InGaAs PIN	900-1500	0.8	10 - 30	1 - 3	5 - 40
Si APD	650- 900	7.4-100	1	0.5 - 2	50 - 120
Photo TR, ,	800- 900	70	25 - 100	5 - 15 μ S	10

บทที่ 3 เส้นใยนำแสง

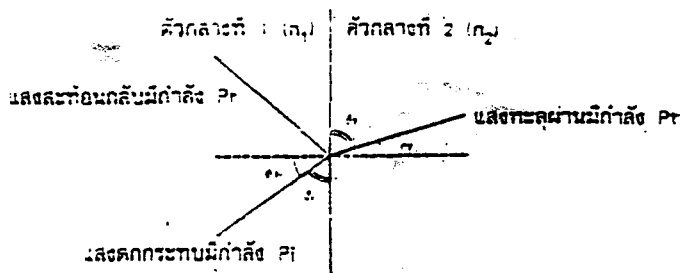
3.1 หลักการเส้นทางของแสงในเส้นใยนำแสง

ในบทนี้จะเป็นการอธิบายถึงรายละเอียดต่างๆของเส้นใยนำแสง โดยจะกล่าวถึงความรู้เบื้องต้นของแสงก่อน

3.1.1 ปฏิกิริยาพื้นฐานของแสง

1. การหักเหและการสะท้อนกลับของแสง

ในการที่แสงทะลุผ่านตัวกลาง 2 ชนิดที่มีค่าดัชนีหักเหต่างกัันนั้น ครึ่งรอยต่อของตัวกลางทั้งสองส่วนหนึ่งของแสงจะสะท้อนกลับ และส่วนที่เหลือจะหักเห ความสัมพันธ์ของดัชนีการหักเห มุมหักเห มุมตกกระทบ แสดงดังรูป 3.1 และสมการที่แสดงความสัมพันธ์ของสิ่งเหล่านี้เรียกว่า กฎของสเนลล์



รูป 3.1 แสดงแสงที่ทะลุผ่านและสะท้อนกลับ

สมการของกฎของสเนลล์แสดงดังสมการ(3.1)

$$\frac{\sin \theta_2}{\sin \theta_1} = \frac{n_1}{n_2} \dots\dots\dots (3.1)$$

หรือแสดงด้วยมุม ϕ_1, ϕ_2 จะได้ดังนี้

$$\frac{\cos \phi_2}{\cos \phi_1} = \frac{n_1}{n_2} \dots\dots\dots (3.2)$$

นอกจากนั้น กรณีที่พิจารณากำลังแสงที่เดินทางจะได้ว่า ผลรวมของกำลังแสงที่ทะลุผ่าน (กำลังของแสงหักเห, P_t) กับกำลังแสงสะท้อนกลับ (P_r) จะมีค่าเท่ากับกำลังแสงตกกระทบ (P_i) ดังสมการ

$$P_t + P_r = P_i \dots\dots\dots (3.3)$$

และถ้าให้ T เป็นสัมประสิทธิ์กำลังแสงที่ทะลุผ่าน

R เป็นสัมประสิทธิ์กำลังแสงที่สะท้อนกลับ จะได้สมการที่อยู่ในเทอมของดัชนี

การหักเห และมุมตกกระทบ (เท่ากับมุมสะท้อนกลับ) ดังสมการต่อไปนี้

$$T = \frac{P_t}{P_i} = \frac{4n_1 \cos \phi_1 \cos \phi_2}{(n_1 \cos \phi_1 + n_2 \cos \phi_2)^2} \dots\dots\dots (3.4)$$

$$R = \frac{P_r}{P_i} = \frac{(n_1 \cos \phi_1 - n_2 \cos \phi_2)^2}{(n_1 \cos \phi_1 + n_2 \cos \phi_2)^2} \dots\dots\dots (3.5)$$

โดยที่ $T+R = 1 \dots\dots\dots (3.6)$

ความสัมพันธ์ของ T และ R ค่อมุมตกกระทบ แสดงดังรูป 3.3

ในการที่ T และ R จะเป็นจำนวนจริงได้นั้น เทอมที่อยู่ในเครื่องหมายครั้งที่ 2 ของสมการ จะต้องเป็นจำนวนจริง นั่นคือ ตัวเลขในเครื่องหมายครั้งที่ 2 จะต้องเป็นศูนย์ หรือเป็นบวก กรณีที่ $n_1 < n_2$ นั้นค่ามุมตกกระทบจาก $0 < \phi_1 < 90$ ทุกค่าจะทำให้เทอมในเครื่องหมายครั้งที่ 2 เป็นจำนวนจริง และ $T = 0$ และ $R = 1$ แสดงว่าไม่เกิดการสะท้อนกลับหมด

สำหรับกรณีที่ $n_1 > n_2$ นั้น จะมีค่ามุมตกกระทบที่ทำให้เกิดการสะท้อนกลับหมด

$$\sin \phi_c = \frac{n_2}{n_1} \dots\dots\dots (3.7)$$

เมื่อ $\phi_1 < \phi_0$ นั้นเทอมที่อยู่ในเครื่องหมายครั้งที่ 2 จะเป็นบวกนั่นคือเป็นจำนวนจริงแต่เมื่อ $\phi_1 > \phi_0$ เทอมที่อยู่ในเครื่องหมายครั้งที่ 2 จะไม่เป็นจำนวนจริงทำให้สมการ(4)และ(5) ไม่เป็นจริง กรณีนี้ ถ้าหากทำการพิจารณารายละเอียดโดยอาศัยทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแล้วจะพบว่า เมื่อ $\phi_1 > \phi_0$ จะทำให้

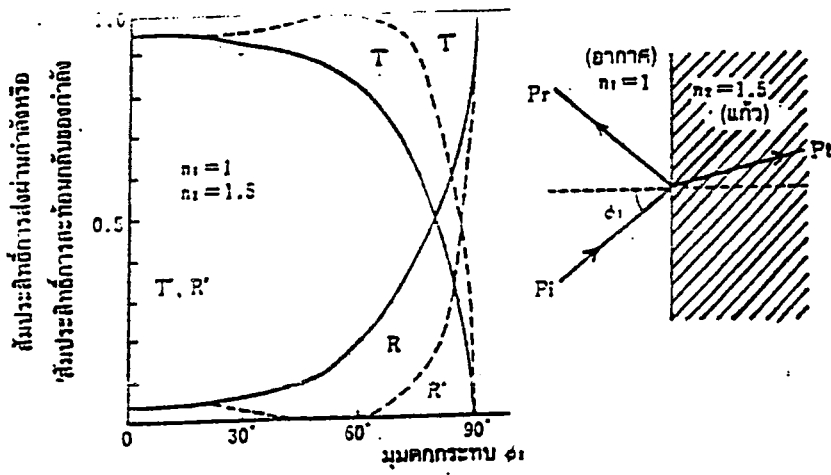
$$T = 0$$

$$\text{และ } R = 1$$

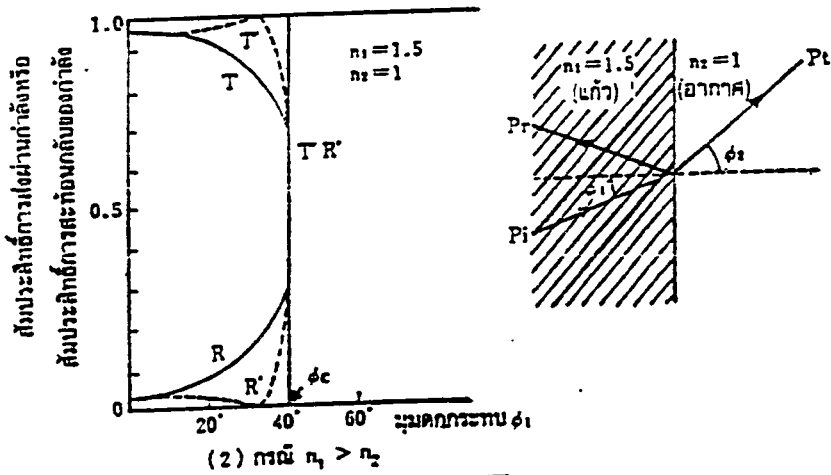
นั่นคือเกิดการสะท้อนกลับหมด

นอกจากนั้น ถ้าหากตรวจดูค่าสัมประสิทธิ์ของขนาดการสะท้อนกลับ r ซึ่งเป็นอัตราส่วนของขนาดของแสงที่สะท้อนกลับต่อขนาดของแสงที่ตกกระทบ จะพบว่าค่าสมบูรณ์ของ r เป็น 1 และมีการเปลี่ยนแปลงของมุมซึ่งกำหนดจากมุมตกกระทบ ϕ_1 หมายความว่า ตอนเกิดการสะท้อนกลับหมดนั้น ขนาดของแสงสะท้อนกลับจะเท่ากับขนาดของแสงตกกระทบ แต่ ทว่าเฟสจะเปลี่ยนแปลงไป เท่ากับค่ามุมเปลี่ยนแปลงของสัมประสิทธิ์ของขนาดการสะท้อนกลับ การเปลี่ยนแปลงเฟสของแสงที่เกิดจากการสะท้อนกลับตรงบริเวณรอยต่อของตัวกลาง 2 ชนิดนี้ เรียกว่า GOOSE-HANSHEN SHIFT ปริมาณการเปลี่ยนแปลงเฟสนี้ เมื่อ $\phi_1 = \phi_0$ จะมีค่าเท่ากับ 0 แต่เมื่อ $\phi_1 = 90$ นั้น $\phi = (\text{เรเดียน})$ นั่นคือเมื่อมุมตกกระทบมีค่าใกล้เคียงกับค่ามุมวิกฤตนั้น จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงเฟสอันเนื่องมาจากการสะท้อนกลับหมด แต่กรณีที่มุมตกกระทบมีค่ามากกว่ามุมวิกฤตแล้วเฟสจะเปลี่ยนไป 180 นั่นคือเกิดการกลับเฟสนั่นเอง

อนึ่ง สำหรับกรณีที่แสงตกกระทบทำมุมตั้งฉากกับรอยต่อของตัวกลาง 2 ชนิด (นั่นคือ $\phi_1 = 0$) จากสมการ(3.4)และ(3.5) จะได้



(1) กรณี $n_1 < n_2$



(2) กรณี $n_1 > n_2$

รูป 8.2 แสดงสัมประสิทธิ์การส่งผ่านกำลังและสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของกำลังที่ขึ้นอยู่กับมุมตกกระทบ

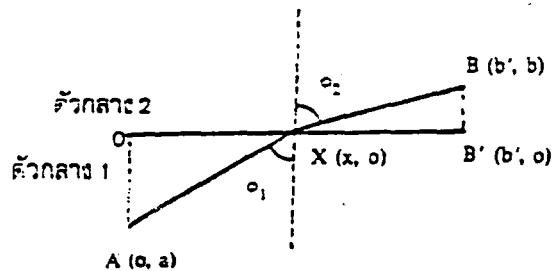
$$T = \frac{4n_1 n_2}{(n_1 + n_2)^2}$$

..... (3.8)

$$R = \frac{(n_1 - n_2)^2}{(n_1 + n_2)^2}$$

อนึ่ง สำหรับกฎของสเนลล์นั้น เพื่อเป็นการอ้างอิงจะขอกกล่าวถึงหลักการของกฎของ สเนลล์ ดังต่อไปนี้

กฎของสเนลล์นั้นสามารถอธิบายด้วยหลักการของ FERMA ได้ดังนี้คือ หลักการของ FERMA กล่าววาระหว่างจุด 2 จุด แสงจะเลือกเส้นทางเดินที่ใช้เวลาน้อยที่สุด สมมติว่ามี ตัวกลาง 2 ชนิดคือ ตัวกลาง 1 และตัวกลาง 2 และความเร็วของแสงในตัวกลางทั้งสองเป็น N_1 และ N_2 ตามลำดับ จากรูป



ให้แสงเดินทางระหว่างจุด A และ B

จะได้ว่า

$$t = \frac{a^2 + x^2}{N_1} + \frac{b^2 + (b-x)^2}{N_2}$$

ระยะทางที่ใช้เวลา t น้อยที่สุดคือ $dt/dx = 0$

นั่นคือ

$$\frac{1}{N_1} \frac{x}{a^2 + x^2} = \frac{1}{N_2} \frac{b-x}{b^2 + (b-x)^2}$$

จากตรีโกณเรพพบว่า

$$\frac{x}{a^2 + x^2} = \sin \phi_1 \quad \text{และ} \quad \frac{b-x}{b^2 + (b-x)^2} = \sin \phi_2$$

ดังนั้น

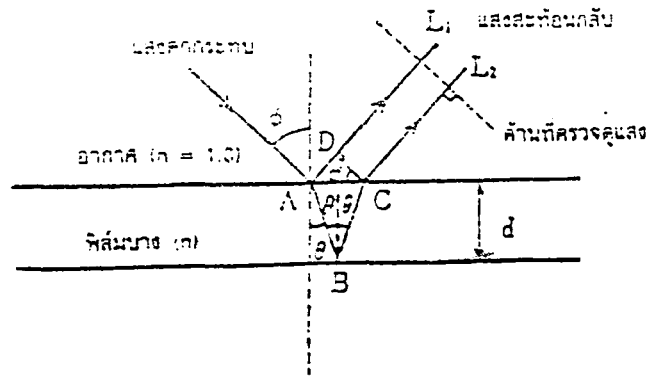
$$\frac{\sin \phi_1}{\sin \phi_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

สมการนี้เรียกว่า กฎของสเนลล์

2. การรบกวนของแสง(LIGHT INTERFERENCE)

เส้นใยนำแสงเป็น ไดอิเล็กทริกที่มีความนำไฟฟ้าเป็นศูนย์ แสงที่เดินทางในเส้นใยนำแสงเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ที่สามารถแสดงได้ด้วยสมการแมกเวลล์ สมการแมกเวลล์นี้เป็นสมการในรูปของสมการอนุพันธ์ โดยการใช้เงื่อนไขขอบเขตที่กำหนดจากโครงสร้างของเส้นใยนำแสงมาหาผลลัพธ์ของสมการแมกเวลล์ จะสามารถแสดงลักษณะการเดินทางของแสงในรูปของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ และจะมีเฉพาะคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ที่เป็นไปตามเงื่อนไข PHASE MATCHING ที่กำหนดจากเงื่อนไขขอบเขตที่กำหนดที่เข้าไปใน CORE และเดินทางไปได้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้านี้ เรียกว่า PROPAGATION MODE

อนึ่ง สำหรับคำว่า PHASE MATCHING สามารถอธิบายให้เข้าใจได้ดี ด้วยปรากฏการณ์การรบกวนของแสงที่สะท้อนกลับไปมาตรงรอยต่อของ CORE และ CLAD โดยปรากฏการณ์การรบกวนของแสงคือ ปรากฏการณ์ที่คลื่นจำนวนหนึ่งมีผลกระทำต่อกันและกัน ถ้าตรงจุดที่เฟสเหมือนกันจะเสริมกันให้มีขนาดโตมากขึ้น และถ้าตรงจุดที่เฟสต่างกันจะหักล้างกันทำให้มีขนาดเล็กลง ยกตัวอย่างเช่น ลวดลายสีต่างๆที่เราเห็นจากผิวด้านนอกของฟองสบู่ หรือคราบน้ำมันที่ลอยอยู่เหนือผิวน้ำนั้นก็เป็นอย่างผลของปรากฏการณ์การรบกวนของแสงเหมือนกัน รูป 3.3 แสดงการรบกวนกันระหว่างลำแสง L_1 ที่สะท้อนกลับที่ผิวด้านหน้าของแผ่นฟิล์มกับลำแสง L_2 ที่สะท้อนกลับที่ผิวด้านหลังของแผ่นฟิล์ม



รูป 3.3 แสดงปรากฏการณ์ของ INTERFERENCE ของแสง

โดยทั่วไป เฟสของแสงที่เดินทางในตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเห n นั้น จะมีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ ค่าดัชนีการหักเหคูณด้วยระยะทาง และคูณด้วย $2\pi/\lambda$ โดยมีหน่วยเป็น เรเดียน นอกจากนี้ ลำแสง L_1 ในรูป 3.3 ครบจุด A ที่สะท้อนกลับจะมีเฟสตามหลัง (lag) อยู่ $\pi(180^\circ)$ ดังนั้น ถ้าให้ความหนาของแผ่นฟิล์มเป็น d ค่าดัชนีการหักเหเป็น n ค่าผลต่างทางเฟสของลำแสง 2 อัน ที่เดินทางมาถึงระนาบที่สังเกตคู่ลำแสงจะมีค่าดังสมการต่อไปนี้

$$2 [n(AB+BC)-AD] - \pi$$

ดังนั้นผลต่างทางเฟสของลำแสง L_1 และ L_2 ของรูป 3.3 เขียนได้ว่า

$$\begin{aligned} 2\pi [n(AB+BC)-AD] - \pi &= 2\pi \frac{2nd}{\cos\theta} (1 - \sin^2\theta) - \pi \\ &= 2\pi / \lambda \quad 2nd \cos\theta - \pi \end{aligned}$$

กรณีที่ผลต่างทางเฟสของลำแสง 2 อันมีค่าเป็นจำนวนเท่าของ 2π ด้วยเลขคู่

$$\text{นั่นคือ } 2\pi \frac{2nd \cos\theta}{\lambda} - \pi = 2m\pi \quad (m \text{ เป็นเลขเต็มหน่วย})$$

$$\text{หรือ} \quad 2nd \cos \theta = (m+1/2) \dots\dots\dots (3.9)$$

การรบกวนของแสงจะเป็นลักษณะเสริมกัน

ในทางตรงกันข้าม กรณีที่ผลต่างทางเฟสของลำแสง 2 อัน มีค่าเป็นจำนวนเท่าของ π ด้วย เลขคี่ นั่นคือ

$$2\pi \cdot 2nd \cos \theta - \pi = (2m-1) \pi \quad (m \text{ เป็นเลขเต็มหน่วย})$$

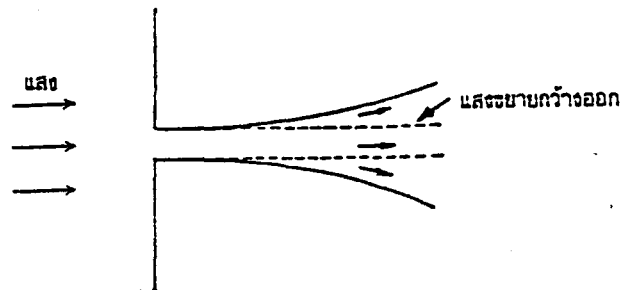
$$\text{หรือ} \quad 2nd \cos \theta = m \quad \dots\dots\dots (3.10)$$

กรณีนี้การรบกวนของแสงจะเป็นลักษณะหักล้างกัน

ลำแสงต่างๆที่สะท้อนกลับไปมา ระหว่างรอยต่อของ CORE กับ CLAD และเดินทางในเส้นใยนำแสงนั้น ลำแสงที่รบกวนกันและเสริมกันนั้นจะกลายเป็น PROPAGATION MODE ส่วนลำแสงที่รบกวนและหักล้างกันนั้นจะไม่เป็น PROPAGATION MODE (ไม่เดินทางไปในเส้นใยนำแสง) ดังนั้น แสงที่เดินทางในเส้นใยนำแสง สามารถแสดงด้วยกลุ่มของลำแสงที่เป็นไปตามเงื่อนไขของ PHASE MATCHING

3. การเบี่ยงเบนของแสง(DIFFRACTION)

ปรากฏการณ์การเบี่ยงเบนของแสง คือ เมื่อแสงผ่านรูเล็กๆแล้วจะมองเห็นมันขยายกว้างออก รูป 3.4 ประกอบ และในการพิจารณาแบบอย่าง (PATTERN) ของแสงที่เกิดการเบี่ยงเบนนี้ ส่วนมากจะแบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ แบบ FRAUNHOFER DIFFRACTION PATTERN กับ แบบ FRESNEL DIFFRACTION PATTERN สำหรับแบบแรกนั้นสมมติให้แหล่งกำเนิดแสงและจุดที่มองดูแสงอยู่ห่างจุดที่เกิดการเบี่ยงเบนเป็นระยะทางอนันต์และทำการอธิบายปรากฏการณ์การเบี่ยงเบนของคลื่นในระนาบ (PLANEWAVE) ส่วนแบบหลังนั้นสมมติให้แหล่งกำเนิดแสงหรือจุดที่มองดูแสงอย่างใดอย่างหนึ่ง มีระยะทางจำกัดและอธิบายปรากฏการณ์การเบี่ยงเบนของคลื่นทรงกลม (SPHERICAL WAVE)



รูป 3.4 แสดงปรากฏการณ์การเบี่ยงเบนของแสง

ปรากฏการณ์การเบี่ยงเบนของแสงนี้ จะเกิดขึ้นกับแสงที่ปล่อยออกมาจากเส้นใยนำแสงด้วยเช่นกัน

ในกรณีนี้รูปร่างของแสงที่เกิดการเบี่ยงเบนและปล่อยออกไปนั้น ถ้าเป็นรูปร่างของแสงตรงจุดที่อยู่ใกล้ปลายที่ปล่อยแสงออกมา เรียกว่า NEAR FIELD PATTERN เขียนย่อว่า NFP และที่จุดที่อยู่ห่างจากปลายที่ปล่อยแสงออกไปมาก ๆ นั้น เรียกว่า FAR FIELD PATTERN เขียนย่อว่า FFP ดังนั้น NFP จึงจัดอยู่ในพวก FRESNEL DIFFRACTION PATTERN ส่วน FFP จัดอยู่ในพวก FRAUNHOFER DIFFRACTION PATTERN นอกจากนี้ เนื่องจาก NFP เป็นรูปร่างของแสงที่อยู่ใกล้ปลายของเส้นใยนำแสงมาก จึงแสดงด้วยฟังก์ชันของระยะทาง r ในแนวเส้นผ่าศูนย์กลางจากจุดศูนย์กลางของหน้าตัดของเส้นใยนำแสง และ FFP เป็นรูปร่างของแสงที่อยู่ไกลจากปลายของเส้นใยนำแสงมาก จึงแสดงด้วยฟังก์ชันของ มุมที่ขยายกว้างออกเนื่องจากการเบี่ยงเบนของแสง

3.1.2 การเดินทางของแสงในเส้นใยนำแสง

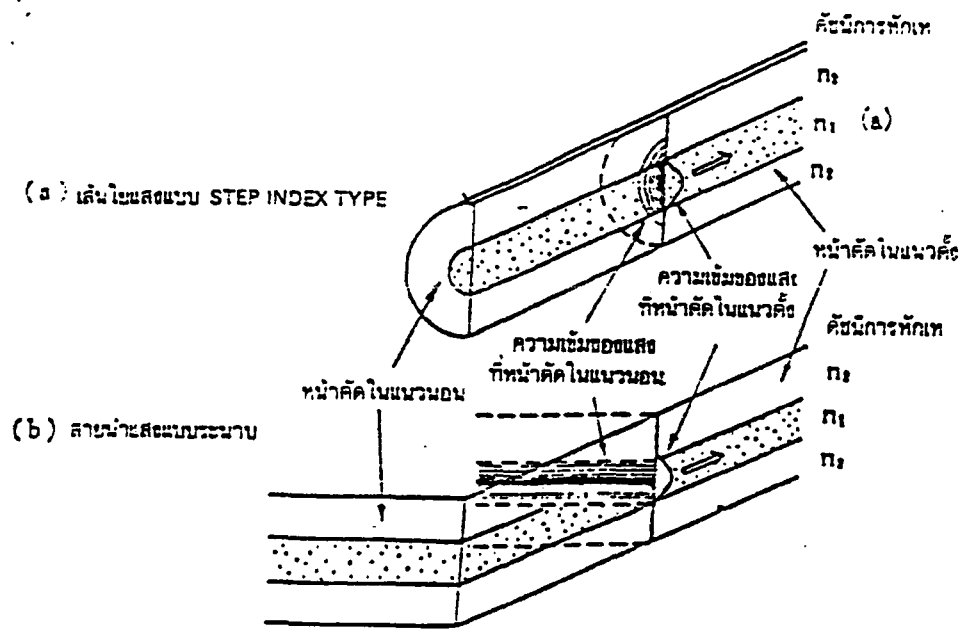
สิ่งที่มีโครงสร้างเหมือนอย่างเส้นใยนำแสงซึ่งมีแสง (หรือคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า) อยู่ข้างใน และนำแสงไปในทิศทางอันหนึ่งนั้น มีชื่อเรียกทั่วไปว่า LIGHT WAVE GUIDE ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงรายละเอียดการเดินทางของแสงใน LIGHT WAVE GUIDE

1. LIGHT WAVE GUIDE และเส้นใยนำแสง

รูปร่างของ LIGHT WAVE GUIDE มีหลายแบบ ดังเช่น แบบทรงกระบอกเหมือนอย่างเส้นใยนำแสง เรียกว่า CYLINDRICAL รูปร่างของ LIGHT WAVE GUIDE ชนิดที่มีรูปร่างเป็นแผ่น เรียกว่า SLAB รูปร่างของ LIGHT WAVE GUIDE ชนิดที่มีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยม เรียกว่า RECTANGULAR รูปร่างของ LIGHT WAVE GUIDE แม้จะมีรูปร่างหลายแบบก็ตาม แต่มีสิ่งที่เหมือนกันคือ ส่วนที่อยู่ตรงกลางมีค่าดัชนีหักเหสูงกว่าส่วนที่ห่อหุ้มอยู่รอบๆ และแสงจะอยู่ในส่วนตรงกลาง และเดินทางไป

2. การเดินทางของแสงในเส้นใยนำแสงแบบ STEP INDEX TYPE

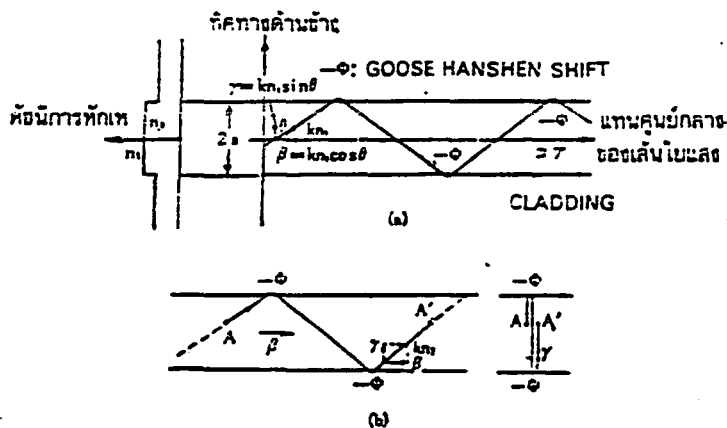
ความคล้ายคลึงกันของเส้นใยนำแสงแบบ STEP INDEX TYPE กับ SLAB TYPE LIGHT WAVE GUIDE จะเห็นได้จากรูป 3.5 นั่นคือถ้าพิจารณาในด้านตัดในแนวตั้งจะเห็นว่ามีความคล้ายคลึงกันทุกประการ ดังนั้นต่อไปนี้จะทำให้เข้าใจสภาพการเดินทางของแสงในเส้นใยนำแสงแบบ STEP INDEX TYPE จะอธิบายโดยใช้ SLAB TYPE LIGHT WAVE GUIDE แทน เพราะทำให้สามารถเข้าใจได้ง่ายกว่า



รูป 3.5 แสดงความคล้ายคลึงกันของเส้นใยนำแสงกับสายนำแสงแบบระนาบที่ดูจากหน้าตัดในแนวตั้ง

ในการทำความเข้าใจการเดินทางของแสงในเส้นใยนำแสง หรือถ้ากล่าวโดยละเอียด ก็คือ คุณสมบัติของคลื่นแสงนั้นจะต้องคำนึงถึงเฟสของแสง ซึ่งแสงที่เดินทางในเส้นใยนำแสงนี้ เรียกว่า PROPAGATION MODE และโหมดนี้แสดงด้วยกลุ่มของลำแสงเฉพาะที่เป็นไปตามเงื่อนไขที่กำหนด จากปริมาณการเปลี่ยนแปลงของเฟส (หรือเงื่อนไข PHASE MATCHING) เมื่อใช้ PROPAGATION MODE นี้ แสงที่เดินทางในเส้นใยนำแสง จะไม่แสดงด้วยลำแสงที่เป็นไปตามเงื่อนไขการสะท้อนกลับหมด ($\theta < \theta_c$ หมายถึงมุมทุกค่าที่ θ น้อยกว่า θ_c) แต่จะแสดงด้วยกลุ่มของลำแสง (PROPAGATION MODE) ที่เป็นไปตามเงื่อนไขของ PHASE MATCHING

เพื่อเป็นการพิจารณาเกี่ยวกับ PROPAGATION MODE นี้ จะใช้ SLAB TYPE LIGHT WAVE GUIDE ดังแสดงในรูป 3.6 และตรวจดูแสงสะท้อนกลับป้อนมา (การเลือกใช้ SLAB TYPE LIGHT WAVE GUIDE เพราะว่าเป็นระนาบที่คลื่นมีเฟสเหมือนกันนั่นคือ PLANE WAVE) เมื่อให้ความเร็วของแสงในสุญญากาศ หรือ ในอากาศที่มีค่าดัชนีหักเห $n = 1.0$ เป็น c และค่าความเร็วเชิงมุมเป็น w ($w=2\pi f$) และความยาวคลื่นเป็น λ จะได้สมการของ PROPAGATION CONSTANT ของแสงในสุญญากาศ ดังสมการต่อไปนี้



รูป 3.6 แสดงการเดินทางของแสงที่เกิดจากการสะท้อนกลับป้อนกลับมา

$$k = \omega/c = 2\pi/\lambda \dots\dots\dots (3.11)$$

สมการ(11)เป็นค่าคงที่ที่แสดงปริมาณการเปลี่ยนแปลงทางเฟส เมื่อแสงเดินทางไปได้ระยะทางหนึ่งหน่วยความยาวในสุญญากาศ

อนึ่งความเร็ว v ที่แสงเดินทางใน CORE ที่มีค่าดัชนีหักเห n_1 นั้น จะมีความเร็วเป็นสัดส่วนกลับกับ n_1 ดังสมการ

$$v = c/n_1$$

นั่นคือ จะช้ากว่าความเร็วที่เดินทางในสุญญากาศ

ในกรณีนี้ค่า PROPAGATION CONSTANT ของแสงใน CORE แสดงด้วยสมการดังต่อไปนี้

$$kn_1 = \omega/v \dots\dots\dots(3.12)$$

จากรูป 3.6 (a) พิจารณาแยกแสงที่ทำมุม กับรอยต่อของ CORE และ CLAD ออกเป็น 2 ส่วน คือส่วนที่เดินทางในแนวแกนกับส่วนที่เดินทางในแนวตั้งฉาก ในกรณีนี้จะได้ว่าคลื่นส่วนที่เดินทางในแนวแกนนั้น จะเดินทางด้วย PROPAGATION CONSTANT = $kn_1 \cos \theta$ และคลื่นส่วนที่เดินทางในแนวตั้งฉาก จะเดินทางด้วย PROPAGATION CONSTANT $r = kn_1 \sin \theta$ และแสงที่เดินทางยังได้รับ GOOSE-HANSHEN SHIFT: $-\Phi$ (เฟสจะเข้าไป Φ) ขณะสะท้อนกลับที่ตรงรอยต่อของ CORE กับ CLAD ด้วย

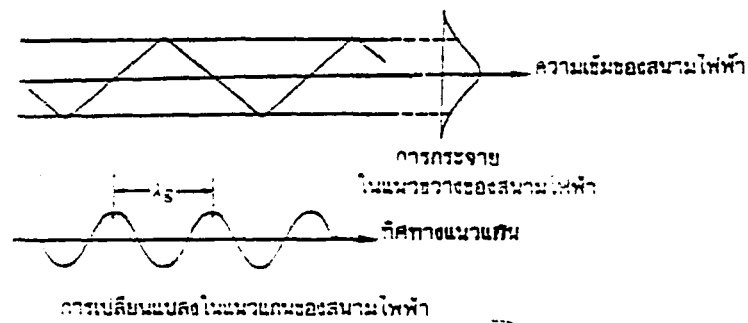
จากรูป 3.6 (b) เมื่อพิจารณาคู่คลื่นที่เคลื่อนที่ในแนวตั้งจะเห็นว่า มันจะสะท้อนกลับไปมาหลายครั้ง และเงื่อนไขการเสริมกันของการรบกวน สำหรับคลื่นที่สะท้อนกลับไปมาหลายครั้งนี้ก็คือปริมาณการเปลี่ยนแปลงเฟส เมื่อคลื่นเดินทางหนึ่งรอบโดยสะท้อน 2 ครั้งที่รอยต่อของ CORE กับ CLAD ด้านบนและด้านล่าง มีค่าเป็นจำนวนเท่าที่เป็นเลขคู่ของนั่นคือ $2N\pi$ (เมื่อ N คือ 1,2,3...) หากเงื่อนไขเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$2x - 2a - 2 = 2N\pi \quad (N \text{ เป็นเลขเต็มหน่วย})$$

$$\sqrt{2kn_1 \sin \theta} 2a - 2 = 2N\pi \quad (N \text{ เป็นเลขเต็มหน่วย}) \dots(3.13)$$

$$\text{หรือ } \sqrt{k^2 n_1^2 - \beta^2} \cdot 2a - \Phi = N\pi$$

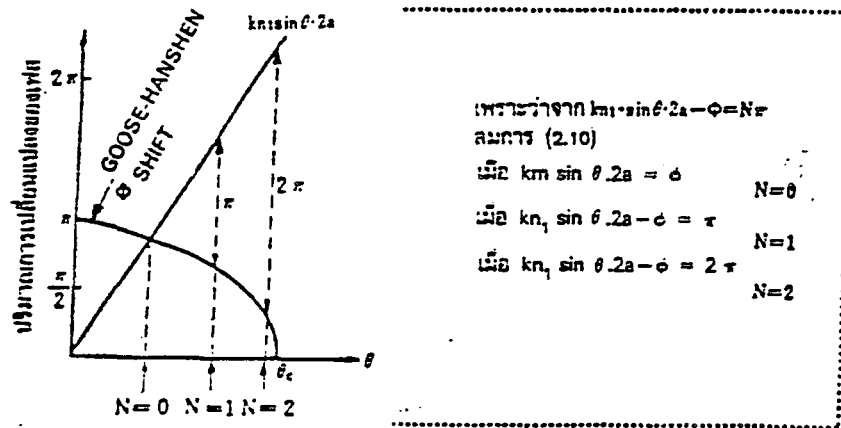
สมการ (3.13) นี้เป็นเงื่อนไขสำหรับแสงที่เดินทางในเส้นใยนำแสง และกลุ่มของแสงที่เป็นไปตามเงื่อนไขนี้เรียกว่า PROPAGATION MODE ในกรณีนี้ทางแนวตั้งจะมี STANDING WAVE ส่วนทางแนวแกนจะมี TRAVELLING WAVE เดินทางด้วยค่าคงที่ของการแพร่ (ความยาวคลื่นภายในเส้นใยนำแสง) $\lambda_g = 2\pi/\beta$ การกระจายของความเข้มสนามไฟฟ้าแสดงดังรูป 3.7



รูป 3.7 แสดงการกระจายของความเข้มสนามไฟฟ้าในสายนำแสง

จากรูปจะเห็นว่า การกระจายของสนามไฟฟ้าในแนวตั้งนั้นทะลุเลยเข้าไปในส่วนของ CLAD การที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะขณะที่แสงสะท้อนกลับที่รอยต่อของ CORE กับ CLAD เกิดคลื่นที่พื้นผิวทางแนวตั้งในส่วนของ CLAD นั้นเอง ความสัมพันธ์ของขนาดของ GOOSE-HANSHEN SHIFT ตามค่าของมุม θ และ $kn_1 \sin \theta \cdot 2a$ แสดงดังรูป 3.8 เนื่องจากมุมวิกฤต θ_c กำหนดค่า n ค่า n_1 ของ CORE และค่า n_2 ของ CLAD ดังนั้นเมื่อกำหนดชนิดเส้นใยนำแสงและความยาวคลื่นแสงแล้ว ค่า n_1, n_2 เส้นผ่าศูนย์กลางของ CORE $2a$ และค่าคงที่ของการแพร่ของแสงในสุญญากาศ จะกำหนดค่าสูงสุดของ N ที่ทำให้สมการ(13)เป็นจริง เช่น ในตัวอย่างที่แสดงในรูป 3.8 จะได้ค่า $N=0, N=1$ จนถึง $N=2$ และค่าคงที่ของการแพร่สำหรับค่า N เหล่านี้ เรียกว่า

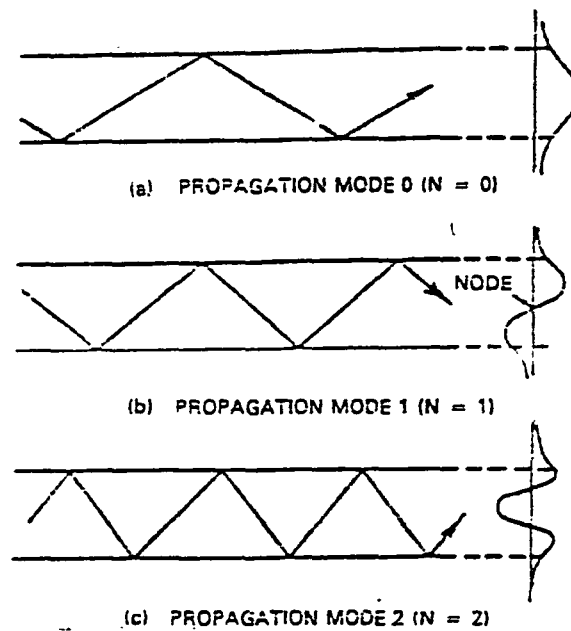
ZERO ORDER PROPAGATION MODE, FIRST ORDER PROPAGATION MODE และ SECOND ORDER PROPAGATION MODE ตามลำดับ การเดินทางของแสงสำหรับ $N = 0, 1, 2$ และ การกระจายของสนามไฟฟ้าของโหมดของการแพร่เหล่านี้ แสดงดังรูป 3.9



รูป 3.8 แสดงการกำหนด MODE NUMBER

ในกรณีนี้ N จะกำหนดเลขลำดับของการแพร่ และเท่ากับกับจำนวนโหมดของการกระจายของสนามไฟฟ้าในแนวตั้ง จึงเรียกว่าเลขโหมด (MODE NUMBER) จากรูป 3.9 จะเห็นได้ว่า เมื่อค่า N มากขึ้น ความชันของลำแสงจะชันมากขึ้นตามไปด้วย ดังนั้นความเร็วของโหมดของการแพร่ในแนวแกน (ความเร็วในการเดินทาง) จะช้ากว่าโหมดของการแพร่ที่มีค่ามาก (นั่นคือ N ยิ่งมากยิ่งมีความเร็วมากขึ้น)

อันดับต่อไปจะทำการพิจารณาเกี่ยวกับขนาดของค่าคงที่ของการแพร่ จากรูป 3.8 จะเห็นว่าเมื่อ θ มีค่าเท่ากับ θ_c และเนื่องจาก $\cos \theta_c = n_2/n_1$



รูป 3.9 แสดงการกระจายของสนามไฟฟ้าในแนวขวาง
ของโหมดของการแพร่

ดังนั้น $\beta = kn_1 \cos \theta_c = kn_2$

และเมื่อ $\theta > \theta_c$ นั่นคือ $\beta > kn_2$ แสงจะหักเหที่รอยต่อของ CORE กับ CLAD และทะลุเข้าไปในส่วนของ CLAD ปรากฏการณ์เช่นนี้เรียกว่า RADIATION MODE

ในกรณีตรงกันข้ามเมื่อ $\theta < \theta_c$ นั่นคือ $kn_2 < \beta (< kn_1)$ นั้นจะมีโหมดของการแพร่ที่เป็นไปตามสมการ(13)

ค่าคงที่ของการแพร่ β ที่รอยต่อของ RADIATION MODE กับ โหมดของการแพร่ ($\theta = \theta_c$) จะมีค่า

$\beta = kn_2$ และรอยต่อนี้ เรียกว่า CUT OFF สิ่งที่เราควรสังเกตก็คือ RADIATION MODE จะเกิดขึ้นอย่างต่อเนื่อง ตามค่า β ที่เปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง (กรณี $\theta > \theta_c$) แต่สำหรับโหมดของการแพร่นั้น แม้ว่า β จะเปลี่ยนแปลงไปอย่างต่อเนื่องโดยเป็นไปตามเงื่อนไข $\theta < \theta_c$ ก็ตาม มันจะเกิดเฉพาะเมื่อ β เป็นไปตามเงื่อนไขของสมการ(13)เท่านั้น จะไม่เกิดต่อเนื่องกันเหมือน

RADIATION MODE ดังนั้นค่าของ θ ที่เป็นไปตามเงื่อนไขของสมการ(13)นั้น ควรจะแสดง ด้วยวิธีใดดี จากรูป 3.8 ที่แสดงความสัมพันธ์ของสมการ (13) จะเห็นว่า เมื่อค่า N มีค่าน้อยกว่า θ_0 มากขึ้นจะทำให้ GOOS-HANSHEN SHIFT มีค่าเข้าใกล้ ดังนั้นจากสมการ (13) สามารถหาค่าประมาณของ ได้ดังนี้

$$\theta_N = \sin \theta_N = \frac{\pi}{kn_1(2a)} (N+1) \dots\dots\dots (3.14)$$

ในกรณีนี้ N มีค่าน้อย

ยกตัวอย่างเช่น ความยาวคลื่นแสง $0.85 \mu\text{m}$, $n_1=1.475$, $2a = 50\mu\text{m}$ สำหรับ ZERO ORDER MODE จะมีค่า $\theta_0 = 0.0058$ เรเดียน หรือ 0.33 องศา

สำหรับโหมดของการแพร่ที่ใกล้ CUT OFF (นั่นคือ $\theta=\theta_0$ หรือ $\beta=kn_2$) จากรูป 3.10 จะเห็นได้ว่า ค่าของ N จะมีค่ามาก และ GOOSE-HANSHEN SHIFT = 0 ค่า Δn ของ CORE กับ CLAD มีค่าน้อยลง (เนื่องจากค่าของ θ_0 มีค่าน้อยลง การพิจารณาโหมดของการแพร่ สำหรับ $\theta < \theta_0$ นั้น สามารถสมมติได้ว่า ค่าของ N ก็มีค่าน้อยลงด้วย) และเมื่อใช้ค่าประมาณ $\theta = \sin \theta$ จะได้ว่า

$$\theta_N = \sin \theta_N = \frac{\pi}{kn_1(2a)} N \dots\dots\dots (3.15)$$

ในกรณีนี้ค่า N มีค่ามาก

จะเห็นว่าสมการนี้ได้จากการประมาณค่าของสมการ (14) เมื่อ N มีค่ามากกว่า 1 ดังนั้นสำหรับเส้นใยนำแสงที่มีค่าอัตราส่วนผลต่างของดัชนีการหักเหของ CORE กับ CLAD น้อย สามารถพิจารณาคุณสมบัติของโหมดของการแพร่ได้โดยใช้สมการ (3.14)

3. จำนวนของโหมดของการแพร่

โหมดของการแพร่ หมายถึงว่า ในท่ามกลางแสงต่างๆที่สะท้อนกลับไปมาตรงรอยต่อของ COREกับCLAD ($\theta < \theta_0$) นั้น มีลำแสงกลุ่มหนึ่งที่สะท้อนกลับด้วยค่า β ที่เป็นไปตามเงื่อนไขของสมการ (3.13) ดังนั้นจากรูป 3.8 จะเห็นได้ว่าจำนวนของโหมดของการแพร่มีค่าจำกัด สมมติว่า N_{max} เป็นจำนวนอันดับสูงสุดของโหมดของการแพร่ จะทำให้ $\theta_{N_{\text{max}}} = \theta_0$

จากรูป 3.8 ประกอบ ดังนั้นจำนวนของโหมดของการแพร่ : v หาได้จากสมการ(14) และ $\sin \theta_0 = 1 - \sqrt{\cos^2 \theta_0} = 1/n_1 \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$

นั่นคือ $v = N_{\max} + 1 = V/(\pi a) \dots\dots\dots (3.16)$

ในที่นี้ $V = ka \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = \frac{2\pi}{\lambda} a \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \dots\dots (3.17)$

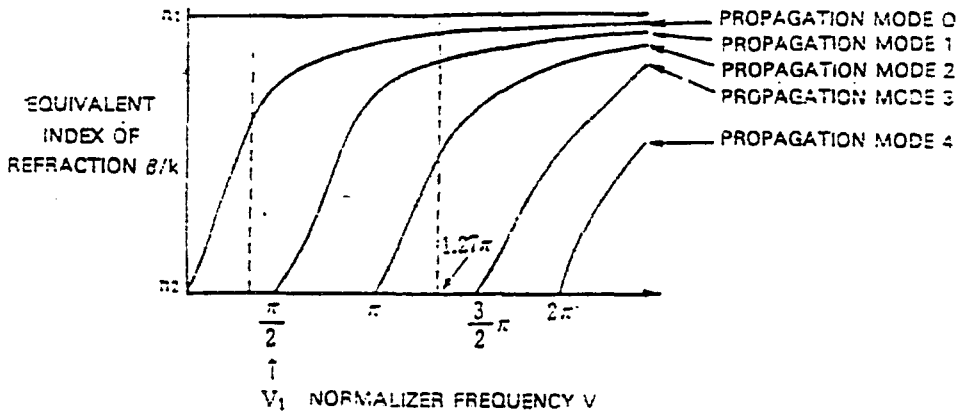
และอย่าลืมว่าโหมดของการแพร่นั้น มีจำนวนอันดับตั้งแต่ $N=0$ ไปจนถึง $N=N_{\max}$ สำหรับ v นี้เนื่องจากเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ k ซึ่งเท่ากับ ω/c จึงเรียกว่า NORMALIZED FREQUENCY หรือ v เป็นสัดส่วนโดยตรงกับเส้นผ่าศูนย์กลางของ CORE(2a) จึงเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า NORMALIZED WAVE GUIDE WIDTH ยกตัวอย่างเช่น ความยาวคลื่นแสงมีค่า $0.85 \mu\text{m}$, $n_1=1.475$, $n_2=1.46$ [$\Delta n=(n_1-n_2)/n_1=1\%$] ค่า $v=38.8$ กรณีนี้ จากสมการ(16) เมื่อนำ v ไปแทนค่าจะพบว่าโหมดของการแพร่อยู่ 24 โหมด

ค่าคงที่ของการแพร่ $\beta_N (=kn_1 \cos \theta_n)$ ของโหมดของการแพร่ที่ N นั้น ถ้าหากกำหนดค่าพารามิเตอร์ของเส้นใยนำแสง (ได้แก่ ค่า a, n_1, n_2) และกำหนดค่าความยาวคลื่นของแสง (นั่นคือค่าคงที่ของการแพร่ในสูญญากาศ k) จะสามารถหาค่า N ได้จากสมการ(13) ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่กล่าวข้างต้นสามารถนำมารวมกันและแสดงในรูปของ NORMALIZED FREQUENCY v ได้กล่าวคือ แทนที่จะเป็น β แต่จะเป็น β/k กับ NORMALIZED FREQUENCY v ซึ่งมีความสัมพันธ์กันดังแสดงในรูป 3.10 (β/k นี้มีโคเมนชันของดัชนีการหักเห และความเร็ว ของโหมดของการแพร่ที่เดินทางด้วยค่าคงที่ของการแพร่ β มีค่าเท่ากับ ค่าความเร็วแสงที่เดินทางเป็นเส้นตรงภายในตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเห β/k ดังนั้นจึงเรียกว่า EQUIVALENT REFRACTING INDEX)

ยกตัวอย่างเช่น เมื่อความยาวคลื่นแสงเป็น $0.85 \mu\text{m}$, $2a=10\mu\text{m}$, $n_1=1.464$, $n_2=1.46$, $\frac{n_1 - n_2}{n_1} = 0.27\%$ จะได้ $v = 1.27 \pi$

จากรูป 3.10 จะเห็นว่าโหมดของการแพร่ที่สามารถเดินทางไปได้คือ โหมด 0, โหมด 1, โหมด 2 รวม 3 โหมดเท่านั้นไม่มีโหมดอื่นที่สูงกว่านี้อยู่เลย (ค่า θ ของโหมดการแพร่ตั้งแต่โหมด 3 ขึ้นไปนั้น ค่า $\theta > \theta_0$ จะหักเหที่รอยต่อของ CORE กับ CLAD และทะลุเข้าไปใน

CLAD กลายเป็น RADIATION MODE) นอกจากนั้นจะเห็นว่า EQUIVALENT REFRACTING INDEX ของโหมดของการแพร่โหมด 0 มีค่าใกล้เคียงกับ n_1



รูป 3.10 แสดงความสัมพันธ์ของ NORMALIZED FREQUENCY กับ β/k

ดังนั้น สำหรับแสงที่มีความยาวคลื่นค่าหนึ่งนั้นเมื่อนำไปป้อนให้แก่ เส้นใยนำแสงที่มีค่า $0 < v < v_1 = \pi/2$ แล้ว จะมีโหมดของการแพร่อะไรบ้างที่สามารถเดินทางไปในเส้นใยนำแสงได้ จะรู้ได้จากรูป 3.10 นั่นคือ มีเพียงโหมดของการแพร่โหมด 0 เท่านั้นที่สามารถเดินทางไปในเส้นใยนำแสงได้ เส้นใยนำแสงแบบนี้เรียกว่า SINGLE MODE (SM) OPTICAL FIBER เพราะฉะนั้นเงื่อนไขสำหรับ SINGLE MODE OPTICAL FIBER ก็คือ

$$0 < v < v_1 = \pi/2 \dots\dots\dots (3.18)$$

เท่าที่กล่าวมาข้างต้น เป็นการพิจารณาคุณสมบัติต่างๆของเส้นใยนำแสงที่มีรูปร่างเป็นแผ่นแบน หรือ SLAB TYPE ซึ่งแนวความคิดต่างๆเหล่านี้สามารถนำมาใช้ได้กับเส้นใยนำแสงแบบ STEP INDEX TYPE ด้วยเนื่องจากรูปร่างของพื้นที่หน้าตัดเท่านั้นที่แตกต่างกัน ดังนั้น ค่าตัวเลขต่างๆจึงแตกต่างกันกับกรณีของเส้นใยนำแสงแบบ SLAB TYPE และ จำเป็นต้องมีการชดเชยค่าบางส่วนเข้าไป ดังนั้นสมการที่จะกล่าวต่อไปนี้เป็นสมการของเส้นใยนำแสงแบบ STEP INDEX TYPE

จำนวนโหมดของการแพร่

$$v_{SI} = [V/(\pi/2)]^2/2 \dots\dots\dots (3.19)$$

เงื่อนไขของเส้นใยนำแสง SINGLE MODE จะเป็น

$$0 < V < V_1 = 2.405 \dots\dots\dots (3.20)$$

ในที่นี้ v คือ NORMALIZED FREQUENCY เช่นเดียวกับ v_1

ในกรณีของเส้นใยนำแสงแบบ SLABTYPE นอกจากนั้นเนื่องจากมีความสัมพันธ์กับความยาวคลื่นแสงแม้จะเป็นเส้นใยนำแสงแบบ SINGLE MODE สำหรับแสงที่มีความยาวคลื่นค่าหนึ่งก็ตามแต่สำหรับแสงที่มีความยาวคลื่นสั้นกว่า CUT OFF WAVELENGTH แล้วจะมีโหมดของการแพร่มากกว่า 2 โหมดขึ้นไปเดินทางในเส้นใยนำแสง สำหรับ CUT OFF WAVELENGTH (λ_c) นี้จาก(14)และ(20)นำมาเขียนได้ดังนี้

$$\lambda_c = \frac{2\pi a}{2.405} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \dots\dots\dots (3.21)$$

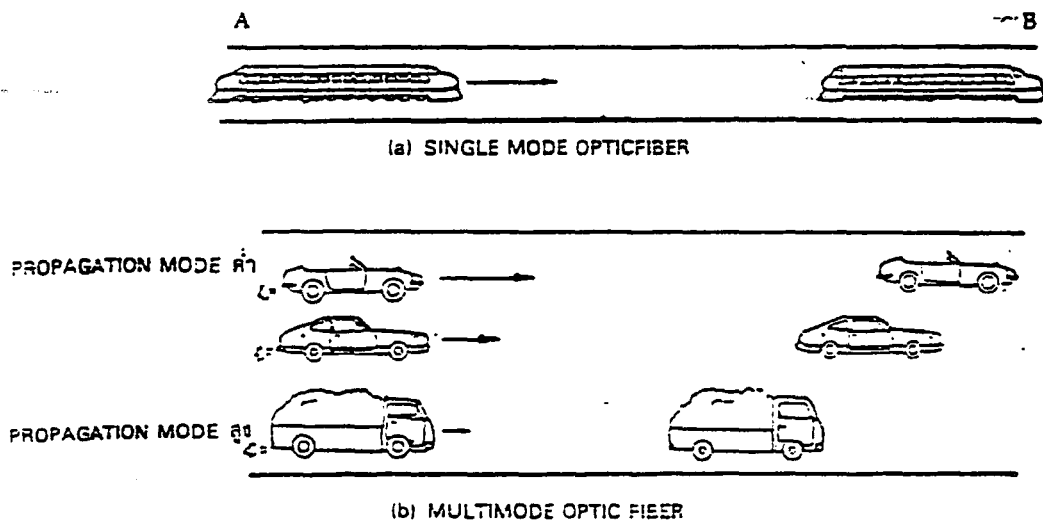
ยกตัวอย่างเช่น เมื่อเส้นใยนำแสงที่มีค่า $2a=8 \mu\text{m}$, $n_1=1.464$, $n_2=1.46$ สำหรับแสงที่มีความยาวคลื่น $1.3 \mu\text{m}$ จะได้ $v=2.1 < 2.405$ นั่นคือเป็น SINGLE MODE OPTICAL FIBER แต่จากสมการ(3.21) $\lambda_c = 1.13 \mu\text{m}$ ดังนั้นสำหรับแสงที่มีความยาวคลื่น $0.85 \mu\text{m}$ แล้ว เส้นใยนำแสงนี้จะไม่เป็น SINGLE MODE OPTICAL FIBER

ในทางตรงกันข้าม เส้นใยนำแสงที่มีค่า $v > V_1$ นั้นจะมีโหมดจำนวนมากเดินทางในเส้นใยนำแสงจึงเรียกว่า MULTI MODE OPTICAL FIBER

4. เส้นใยนำแสงแบบ SINGLE MODE กับแบบ MULTI MODE

ลักษณะการเปลี่ยนแปลงของค่าดัชนีการหักเหของเส้นใยนำแสงแบบ SINGLE MODE ปกติจะเป็นแบบ STEP INDEX แต่เนื่องจากโหมดของการแพร่มีเพียงโหมดเดียวดังนั้นแสงที่เดินทางในเส้นใยนำแสง จึงมีลักษณะการเดินทางแตกต่างไปจากการเดินทางของแสงในเส้นใยนำแสงแบบ STEP INDEX ที่เป็น MULTI MODE ซึ่งมีโหมดของการแพร่ 3 โหมด ดังที่กล่าวมาแล้ว นั่นคือในเส้นใยนำแสงแบบ STEP INDEX MULTI MODE นั้น ความเร็วในการเดินทางตามทิศทางการเคลื่อนที่ (แกนยาวของเส้นใยนำแสง) จะมีค่าต่างกันตามโหมดของ

การแพร่ กล่าวคือ ที่โหมดของการแพร่ที่มีค่าอันดับยิ่งสูงมากเท่าไร ความเร็วในการเดินทางของมัน จะยิ่งช้าลงมากเท่านั้น เพื่อให้เข้าใจได้ง่ายขึ้นเกี่ยวกับการเดินทางของแสงในเส้นใยนำแสงแบบ SINGLE MODE และ เส้นใยนำแสงแบบ MULTI MODE จะขอยกตัวอย่างการขนส่งของ ดังแสดงในรูป 3.11 โดยให้เส้นใยนำแสงแบบ SINGLE MODE และ แบบ MULTI MODE ที่จะใช้ส่งข่าวสารจากจุด A ไปยังจุด B แทนด้วยรถไฟด่วนกับรถธรรมดา เส้นใยนำแสงแบบ SINGLE MODE เทียบได้กับรถไฟด่วน ส่วนเส้นใยนำแสงแบบ MULTI MODE เทียบได้กับรถธรรมดาที่รถยนต์หลายชนิดวิ่งอยู่ เช่น รถยนต์นั่งธรรมดา รถสปอร์ต รถบรรทุก สำหรับรถด่วนนั้น สิ่งของที่บรรทุกไปจะถึงในเวลาเดียวกัน ส่วนสิ่งของที่บรรทุกด้วยรถยนต์ชนิดต่าง ๆ นั้นจะไปถึงปลายทางด้วยเวลาต่างกัน



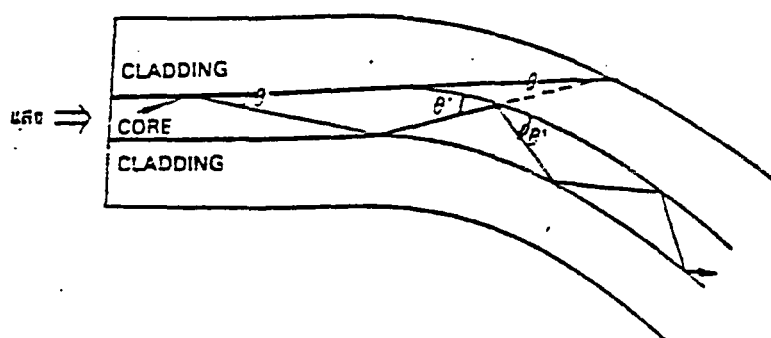
รูป 3.18 แสดงการเปรียบเทียบระหว่าง SINGLE MODE กับ
MULTI MODE OPTIC FIBER

5. การเปลี่ยนโหมด(MODE CONVERSION)

เมื่อเส้นใยนำแสงงอโค้ง หรือรอยต่อระหว่าง CORE กับ CLAD ไม่เรียบเป็นเส้นตรง แสงที่เดินทางมาด้วยโหมดหนึ่ง เมื่อมาถึงส่วนที่งอโค้ง หรือส่วนที่ขรุขระนี้จะเป็นอย่างไร

กรณีทีเส้นใยนำแสงงอโค้ง แสดงดังรูป 3.12 สมมติว่าแสงที่เดินทางมาด้วยโหมดหนึ่งในส่วนเส้นใยนำแสงที่เป็นเส้นตรงมีมุมสะท้อนกลับหมดเป็น θ ตรงส่วนที่เส้นใยนำแสงงอโค้งนั้นมุม θ จะไม่เท่ากับมุมสะท้อนกลับหมด θ' ดังรูป การที่เป็นเช่นนี้คือ

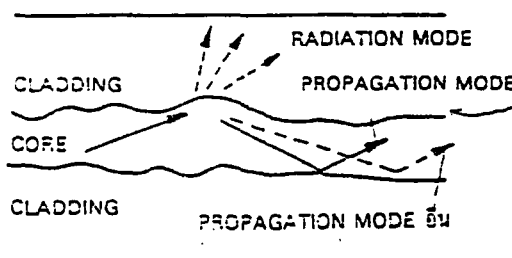
เพราะเกิดการเปลี่ยนโหมดขึ้น ปรากฏการณ์เช่นนี้เรียกว่าเกิดการเปลี่ยนโหมด (MODE CONVERSION) ในกรณีนี้เมื่อ มีค่ามากกว่ามุมวิกฤตแล้ว แสงจะเกิดการหักเหขึ้นตรงรอยต่อของ CORE กับ CLAD และทะลุเข้าไปในส่วนของ CLAD กลายเป็น RADIATION MODE เมื่อเกิดการเปลี่ยนโหมดจากการแพร่ไปเป็น RADIATION MODE อย่างนี้ จะทำให้เกิดการสูญเสียพลังงานภายในเส้นใยนำแสง เรียกว่า RADIATION LOSS



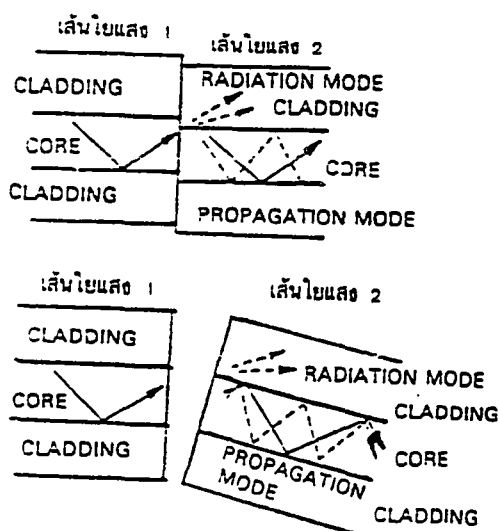
รูป 3.12 แสดงการเปลี่ยนโหมดที่เกิดขึ้นตรงส่วนโค้งของเส้นใยนำแสง

สำหรับเส้นใยนำแสงถ้าหากมีแรงดันมากระทำทางด้านข้างจะทำให้แกนของมันบิดงอไปหลายไมโครเมตร โดยทั่วไปแล้วมักเรียกปรากฏการณ์เช่นนี้ว่า MICRO BENDING การสูญเสียแสงอันเนื่องมาจากปรากฏการณ์นี้ มาจากสาเหตุอย่างเดียวกัน กับ RADIATION LOSS ที่ได้กล่าวไปแล้วข้างต้น และเรียกชื่อว่า MICRO BENDING LOSS

ปรากฏการณ์ที่กรณีที่รอยต่อของ CORE กับ CLAD ไม่เป็นเส้นตรงแสดงดังรูป 3.13 แสงที่เดินทางมาใน CORE เมื่อมาถึงตรงส่วนที่ขรุขระ (ไม่เป็นเส้นตรง) จะถูกบิดงอทำให้เกิดการเปลี่ยนโหมดบ้าง และแสงบางส่วนมีมุมหักเหมากกว่ามุมวิกฤตของการสะท้อนกลับหมดทะลุผ่านเข้าไปใน CLAD ก็มี นอกจากนั้นในการต่อเส้นใยนำแสงสิ่งที่เป็นปัญหา ก็คือ แกนของเส้นใยนำแสงคลาดเคลื่อน แม้ว่าจะทำการต่อเส้นใยนำแสงชนิดเดียวกันก็ตาม ถ้าหากมีแกนของเส้นใยนำแสงคลาดเคลื่อนดังแสดงในรูป 3.14 จะทำให้มุมตกกระทบที่เส้นใยนำแสง 2 มีค่าแตกต่างกับมุมตกกระทบที่เส้นใยนำแสง 1 เกิดปรากฏการณ์ที่เหมือนกันกับการเปลี่ยนโหมด



รูป 3.13 แสดงการเปลี่ยนโหมดที่เกิดขึ้นที่รอยต่อขรุขระของ CORE ทั้ง CLADDING



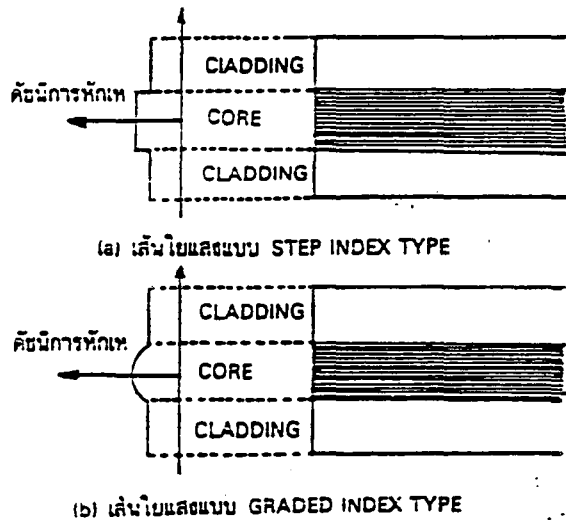
รูป 3.14 แสดงการเปลี่ยนโหมดที่เกิดจากแกนไม่ตรงกัน

นอกจากนั้น ในกรณีที่ผิวหน้าตัดของเส้นใยนำแสงไม่เรียบและขนานกัน จะทำให้มุมหักเหของเส้นใยนำแสง 2 มากกว่ามุมวิกฤตทำให้เกิดแสงรั่วไปใน CLAD (เกิด RADIATION LOSS) บางส่วนด้วยเรียกว่า CONNECTION LOSS

ปรากฏการณ์ต่างๆที่กล่าวข้างต้นเป็นสิ่งที่เกิดขึ้น เมื่อเกิดการคลาดเคลื่อนของแกนไปเพียงแต่ไมโครเมตรเท่านั้น จึงกล่าวได้ว่าการควบคุมไม่ให้เกิดการคลาดเคลื่อนนั้นเป็นการยากมาก

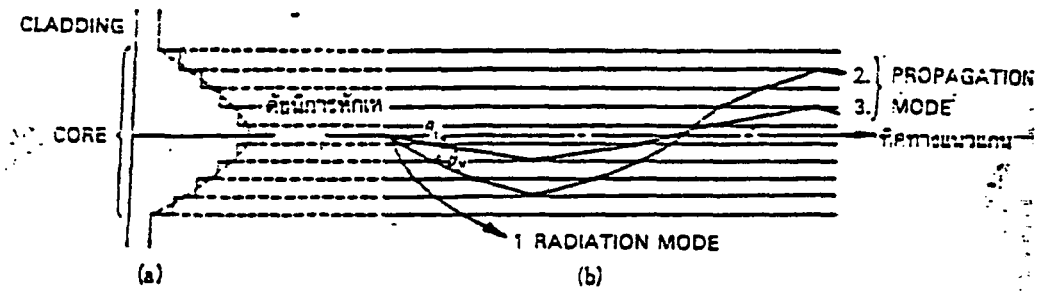
6. การเดินทางของแสงในเส้นใยนำแสงแบบ GRADED INDEX

ข้อแตกต่างที่สำคัญระหว่างเส้นใยนำแสงแบบ STEP INDEX กับ GRADED INDEX ก็คือการเปลี่ยนแปลงของค่าดัชนีการหักเห ดังแสดงในรูป 3.15 จะเห็นว่าเส้นใยนำแสงแบบ GRADED INDEX นั้นมีการเปลี่ยนแปลงไปที่ละนิด ไม่เปลี่ยนแปลงอย่างกระทันหันเหมือนกรณีของ STEP INDEX



รูป 3.15 แสดงการกระจายค่าดัชนีหักเหของเส้นใยนำแสง

กล่าวคือค่ากำลัง 2 ของดัชนีการหักเหจะเปลี่ยนแปลงในลักษณะเป็นพาราโบลาตามแนวแกนของเส้นใยนำแสง (เรียกว่า SQUARE DISTRIBUTION) สำหรับเส้นใยนำแสงแบบ GRADED INDEX MULTI MODE ที่มีการกระจายค่าดัชนีการหักเหแบบนี้มีคุณสมบัติพิเศษ คือผลต่างของความเร็วการเดินทางของแต่ละโหมดของการแพร่มีค่าน้อยมากสำหรับ การวิเคราะห์ลักษณะการกระจายค่าดัชนีการหักเหของเส้นใยนำแสงแบบ GRADED INDEX แสดงดังรูป 3.16 (a) จะเห็นว่าเสมือนกับว่าประกอบด้วยชั้น (LAYER) ที่มีลักษณะเป็นขั้นบันได (STEP) จำนวนมากมาย ในกรณีนี้ค่าดัชนีการหักเหแต่ละชั้นถือว่ามีค่าคงที่ ส่วนรูป 3.16 (b) นั้นแสดงลำแสง 3 อันที่ป้อนเข้าไปตรงชั้นที่อยู่ตรงกลาง ซึ่งมีค่าดัชนีการหักเหสูงมาก จะเกิดการหักเหตามกฎของสเนลล์ ที่รอยต่อของแต่ละชั้น และแสงที่เดินทางไปยังชั้นที่มีค่าดัชนีการหักเหต่ำทำให้มุม θ ของลำแสงที่กระทำกับแกนของเส้นใยนำแสงมีค่าต่ำกว่าลำแสง (1) ที่มีมุมตกกระทบค่าสูงสุด (มุมที่ลำแสงกระทำกับแกนของเส้นใยนำแสง) จะหักเหที่รอยต่อของ CORE กับ CLAD และทะลุเข้าไปใน CLAD ดังรูป กลายเป็น RADIATION MODE ปรากฏการณ์นี้ก็เกิดขึ้นกับเส้นใยนำแสงแบบ STEP INDEX เหมือนกัน อันถัดต่อไปคือ ลำแสง (2) ซึ่งมีมุมตกกระทบต่ำกว่าลำแสง (1) ในตอนแรกจะเหมือนกันกับลำแสง (1) กล่าวคือจะ หักเหไปพร้อมกับเดินทางไปยังหน้า จนกระทั่งไปถึงชั้นๆหนึ่ง ที่ตรงบริเวณรอยต่อของชั้นลำดับที่ค่าหนึ่งนั้น มุมหักเหของลำแสง (2) มีค่าต่ำกว่าค่ามุมวิกฤต θ_c เกิดการสะท้อนกลับหมด นั่นคือลำแสง (2) จะกลับทิศทางมุ่งไปยังส่วนกลางของเส้นใยนำแสง ซึ่งเป็นชั้นที่มีค่าดัชนีหักเหสูง ในกรณีนี้จะทำให้มุมที่ลำแสง(2) ทำกับแกนเส้นใยนำแสงมีค่าเพิ่มขึ้นอีก เมื่อไปถึงชั้นที่มีค่าดัชนีการหักเหสูงที่สุดจะเกิดปรากฏการณ์ดังกล่าวข้างต้นซ้ำอีกลำแสง (2) จะอยู่ใน CORE และเดินทางไปยังหน้าสำหรับลำแสง (3) ที่มีมุมตกกระทบน้อยกว่าลำแสง (2) จะเกิดการสะท้อนกลับหมดตรงบริเวณรอยต่อของชั้นที่อยู่ใกล้ศูนย์กลาง ของเส้นใยนำแสงมากกว่า ลำแสง (2) พร้อมทั้งเดินทางไปยังหน้าด้วย กรณีที่ลำแสงเหมือนอย่างลำแสง (2) และ (3) เป็น PROPAGATION MODE ก็เช่นกันจะเหมือนกันกับกรณีของเส้นใยนำแสงแบบ STEP INDEX กล่าวคือถ้าคำนึงถึงเฟสของแสงแล้วจะปรากฏว่า ค่ามุมตกกระทบของโหมดของการแพร่ต่าง ๆ นั้น จะมีค่าจำเพาะที่พอเหมาะเท่านั้น



รูป 3.16 แสดงการเดินทางของแสงในเส้นใยนำแสงแบบ GRADED INDEX TYPE

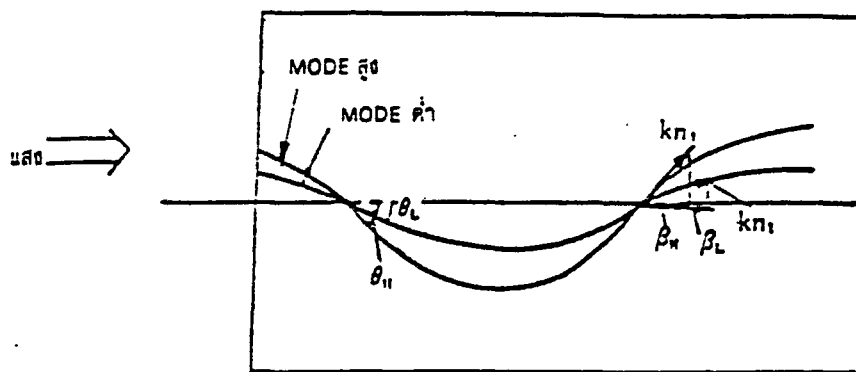
สำหรับเงื่อนไขเฟสที่เหมาะสมของโหมดของการแพร่ในเส้นใยนำแสงมัลติโหมดแบบ GRADED INDEX นั้นสามารถแสดงค่าประมาณได้ด้วยสมการต่อไปนี้

$$\int 2[k^2 n^2(r) - \beta^2 - v^2 / r^2]^{1/2} dr = 2m\pi$$

ในที่นี้ v และ m เป็น MODE ORDER ในแนว AZIMUTH และในแนวรัศมีตามลำดับ อนึ่งกรณีที่พิจารณาเส้นใยนำแสง GRADED INDEX ที่มีรูปร่างเป็น SLAB TYPE นั้นทำได้โดยให้ v ของสมการข้างบนเป็นศูนย์

ต่อไปจะพิจารณาถึง ความเร็วตามแนวแกนของ โหมดของการแพร่ในเส้นใยนำแสง แบบ GRADED INDEX

ถ้าแสงของโหมดของการแพร่แสดงดังรูป 3.17



รูป 3.17 แสดงลำแสงสำหรับโหมดของการแพร่แต่ละอัน

ค่าคงที่ของการแพร่ β_L ในทิศทางแนวแกนของลำแสงที่เดินทางอยู่ใกล้แนวแกนนั้น ที่จุดตัดกับแนวแกน สมมติว่าทำมุม θ_L กับแนวแกน โดยการใช้มุม θ_L นี้ จะได้

$$\beta_L = kn_1 \cos \theta_L$$

อนึ่ง ค่าคงที่ของการแพร่ β_H ของลำแสงที่เดินทางห่างออกจากแนวแกนนั้น แสดงด้วยสมการ

$$\beta_H = kn_1 \cos \theta_H$$

จากรูป 3.17 จะเห็นได้ว่า $\theta_H > \theta_L$ ดังนั้น

$$\beta_H < \beta_L$$

โดยทั่วไปจำนวนอันดับของโหมดของการแพร่จะมีอันดับต่ำถ้าค่าคงที่ของการแพร่ β ในทิศทางในแนวแกนมีค่ามาก(นั่นคือเลขโหมดมีค่าน้อย) และถ้า β มีค่าน้อย อันดับโหมดจะสูง (เลขโหมดมีค่ามาก) ดังนั้นลำแสงที่เดินทางใกล้แนวแกนจะมีอันดับโหมดต่ำ ส่วนลำแสงที่เดินทางห่างออกจากแนวแกนจะมีอันดับโหมดสูง

ระยะทางที่ลำแสงอันดับโหมดต่ำเดินทางผ่านนั้นเป็นระยะทางสั้น เมื่อเทียบกับอันดับโหมดสูง แต่ค่าดัชนีการหักเหของเส้นทางที่ผ่านมีค่าสูงจึงทำให้ความเร็วของอันดับโหมดต่ำ ($v=c/n$, c เป็นความเร็วแสง, n เป็นค่าดัชนีการหักเห) มีค่าน้อย ดังนั้นถ้าหากเปลี่ยนค่าดัชนีการหักเหให้เหมาะสมแล้ว ความเร็วเฉลี่ยในแนวแกนของอันดับโหมดต่ำ และอันดับโหมดสูงมีค่าใกล้เคียงกันการกระจายค่าดัชนีการหักเหเมื่อค่าความเร็วเฉลี่ยในแนวแกนมีค่าเท่ากัน โดยไม่ขึ้นกับอันดับโหมดนี้ เรียกว่า OPTIMUM REFRACTING INDEX DISTRIBUTION (เนื่องจากทำให้ MODE SCATTER หมดไป จึงเรียกว่า OPTIMUM)

บทที่ 4

การมอดคูเลชัน

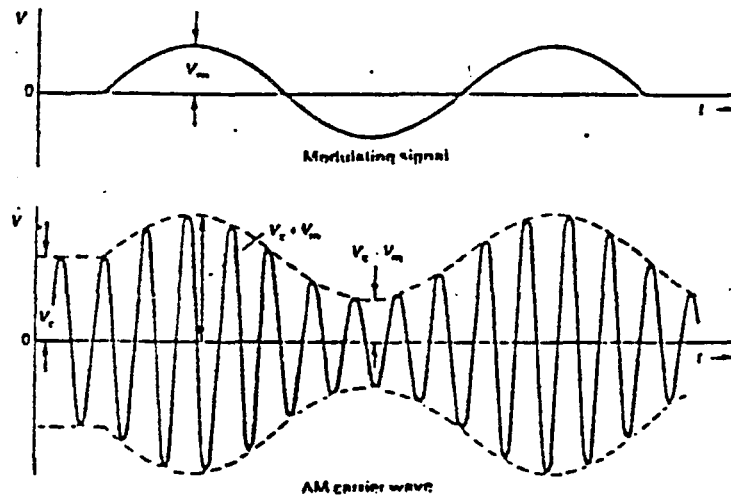
(Modulation)

ในระบบการสื่อสาร สัญญาณที่จะนำไปมอดคูเลทเรียกว่า สัญญาณมอดคูเลตติ้ง(modulating) และคลื่นที่จะพาสัญญาณไปที่ไกล ๆ ได้เรียกว่า คาร์พา (carrier) เมื่อสัญญาณมอดคูเลตติ้ง มอดคูเลทกับคาร์พาแล้วสัญญาณที่ได้เรียกว่า สัญญาณถูกมอดคูเลท ในปัจจุบันระบบมอดคูเลชัน ที่ใช้ใน การสื่อสารนั้นมีอยู่ด้วยกันหลายระบบ แต่ละระบบมีชื่อเรียกตามลักษณะการมอดคูเลท สัญญาณต่าง ๆ อย่างไรก็ตามระบบมอดคูเลชันสามารถแบ่งออกเป็นประเภทใหญ่ ๆ ได้ 2 ประเภท คือ

1. ระบบมอดคูเลชันแบบอะนาล็อก (analog modulation) ระบบนี้จะให้สัญญาณที่ถูก มอด คูเลท (modulated signal) เป็นสัญญาณที่มีค่าต่อเนื่องแบบอะนาล็อก เช่น เอเอ็ม เอฟเอ็ม พีเอ็ม พัลส์มอดคูเลชันต่าง ๆ เป็นต้น
2. ระบบมอดคูเลชันแบบดิจิตอล (digital modulation) ระบบนี้จะให้สัญญาณที่ถูกมอดคูเลท เป็นสัญญาณที่มีค่าเลขลงตัวแบบดิจิตอล เช่น พีซีเอ็ม เป็นต้น

4.1 การมอดคูเลท (modulation)

เมื่อพิจารณาความถี่ของคลื่นพาหะซึ่งมีความเร็ว $v_c = V \sin \omega_c t$ โดยที่ $\omega_c = 2f_c$ และ f_c คือ ความถี่ของคลื่นพาหะ ถ้าสัญญาณคลื่นมอดคูเลทมีความเร็ว $v_m = V \sin \omega_m t$ โดยที่ $\omega_m = 2f_m$ และ f_m คือความถี่ของคลื่นที่นำมามอดคูเลทจะได้คลื่นรวม ดังรูปที่ 4.1 โดยแอมพลิจูดจะอยู่ใน ช่วง $(V_c + V_m)$ และ $(V - V_m)$



รูปที่ 4.1 แสดงการรวมกันของคลื่น

ถ้า $V_c/V_m = m$ คือ modulation factor ดังนั้น $V_m = m \cdot V_c$ แทนค่าในสมการข้างต้นจะได้

$$v_c = (V_c + V_m \sin \omega_m t) \sin \omega_c t \quad \dots\dots\dots(4.1)$$

ถ้าคลื่นพาหะที่ใช้เป็นไฟกระแสตรง จะได้ $V_c = v_c$ เมื่อแทนค่าจะได้

$$V_c = V_c + V_m \sin \omega_m t \quad \dots\dots\dots(4.2)$$

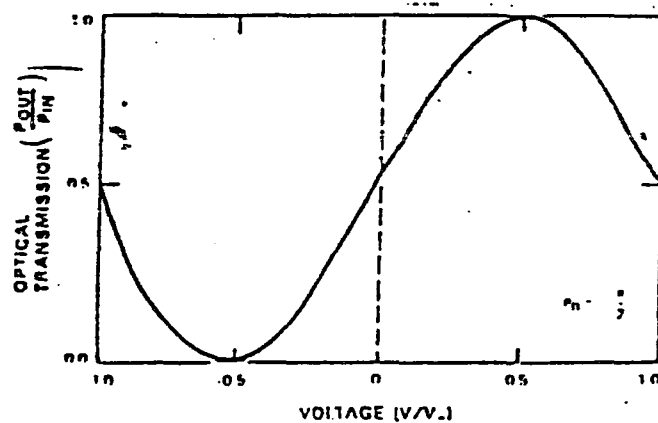
ในการส่งพลังงานแสงผ่านเส้นใยนำแสงนั้น อัตราส่วนของพลังงานที่ได้จะมีค่าเป็น

$$P_{out} / P_{in} = 1/2 [1 + \cos \Delta\phi] \quad \dots\dots\dots(4.3)$$

โดยที่ $\Delta\phi$ คือความต่างเฟสของสัญญาณ

ถ้า $\Delta\phi$ มีค่าเท่ากับ 0 จะได้สัญญาณที่มีความเข้มสูงสุด ในทำนองเดียวกัน ถ้า $\Delta\phi = 180$ องศา จะได้สัญญาณที่มีความเข้มต่ำสุด modulation ลักษณะส่วนใหญ่ใช้ในการศึกษาการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเชิงเส้นของ output power เมื่อให้ความต่างศักย์เข้าไป

จากรูปที่ 4.2 จะสังเกตได้ว่าที่ความต่างศักย์เป็นศูนย์ กำลังของสัญญาณมีกำลังเพียงครึ่งหนึ่ง



รูปที่ 4.2 แสดงฟังก์ชันของความต่างศักย์ในการมอดคูเลท ที่มีความเป็นเชิงเส้นมากที่สุดที่ศูนย์โวลต์

4.2 การรับและการโพรเซสสัญญาณ (Detection and Processing)

การตรวจจับสัญญาณใช้เทคนิคการ ตรวจจับ (sensor) ทางแสง โดยที่จะต้องประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ เช่น อุปกรณ์ทางแสง อิเล็กทรอนิกส์ การตรวจจับสัญญาณ และการนำสัญญาณไปวิเคราะห์ การตรวจจับสัญญาณนั้นโดยปกติใช้ตัวตรวจจับแสง สำหรับตรวจจับ(sensor) ชนิดต่างๆ ก็เป็นโฟโตไดโอด โครโมคอนคักเตอร์และอวาแลนซ์โฟโตไดโอด โครชนิดของอุปกรณ์ตรวจจับเหล่านี้เป็นตัวตรวจจับในระบบเซนเซอร์ สามารถใช้ตรวจรับความเข้มแสงสเปคตรัม หรืออาจจะเพิ่มอุปกรณ์ที่ช่วยทำให้การรับสัญญาณมีประสิทธิภาพมากขึ้น เช่น เกรตติง

การโพรเซสสัญญาณนั้น นำผลของการวัดที่ได้มาใช้ประโยชน์โดยสัญญาณที่มีความสัมพันธ์
 เกี่ยวเนื่องกับการมอดคูเลต เมื่อพิจารณา สมการ $\phi_B = \phi_B(t)\sin(\omega_B t)\omega_B$ เป็นความถี่และ (t) เป็น
 ความต่างเฟสทางแสงระหว่างลำแสง โดย

$$\phi(t) = \phi_d + \phi_B \dots\dots\dots(4.7)$$

ϕ_d คือ static phase difference

ϕ_B คือ Amplitude ของเฟสที่เปลี่ยนแปลงอันเนื่องมาจากการรบกวนสัญญาณเมื่อเขียนอยู่ใน
 เทอมความเข้ม (I) จะได้

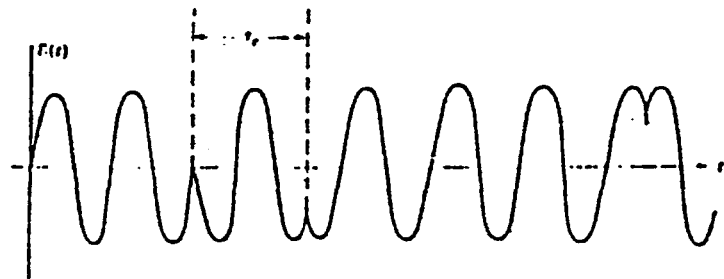
$$I = k[1 + A\cos(\phi_d(t) + \phi_B(t))] \dots\dots\dots(4.8)$$

4.3 การประยุกต์และการนำไปใช้งาน

ในทางปฏิบัติต้องการสังเกตลักษณะของเลเซอร์ที่ประพฤติเป็น sinusoidal oscillator ซึ่ง
 มีเฟสที่สมบูรณ์ จะพบว่าสนามเลเซอร์จะมีค่า delaytime (T_c) เป็นศูนย์ รูปหนึ่งของสนามแสดง
 ดังรูป 4.3 จะเห็นว่าสนามซึ่งเฟสที่สูญเสียไปจะเกิดขึ้นทุก ๆ T_c วินาที เพราะฉะนั้นทำให้ได้
 ความสัมพันธ์กับ delay time (T_c) นี้ได้ว่า

$$T_c = 2(L_1 - L_2)/C \dots\dots\dots(4.9)$$

โดย C = ความเร็วแสง 3×10^8 เมตรต่อวินาที



รูปที่ 4.3 แสดงการเปลี่ยนเฟสในช่วง delay time

4.4 รูปแบบการมอดูเลชันแบบอนาล็อก

4.4.1 แอมพลิจูดมอดูเลชัน (AM)

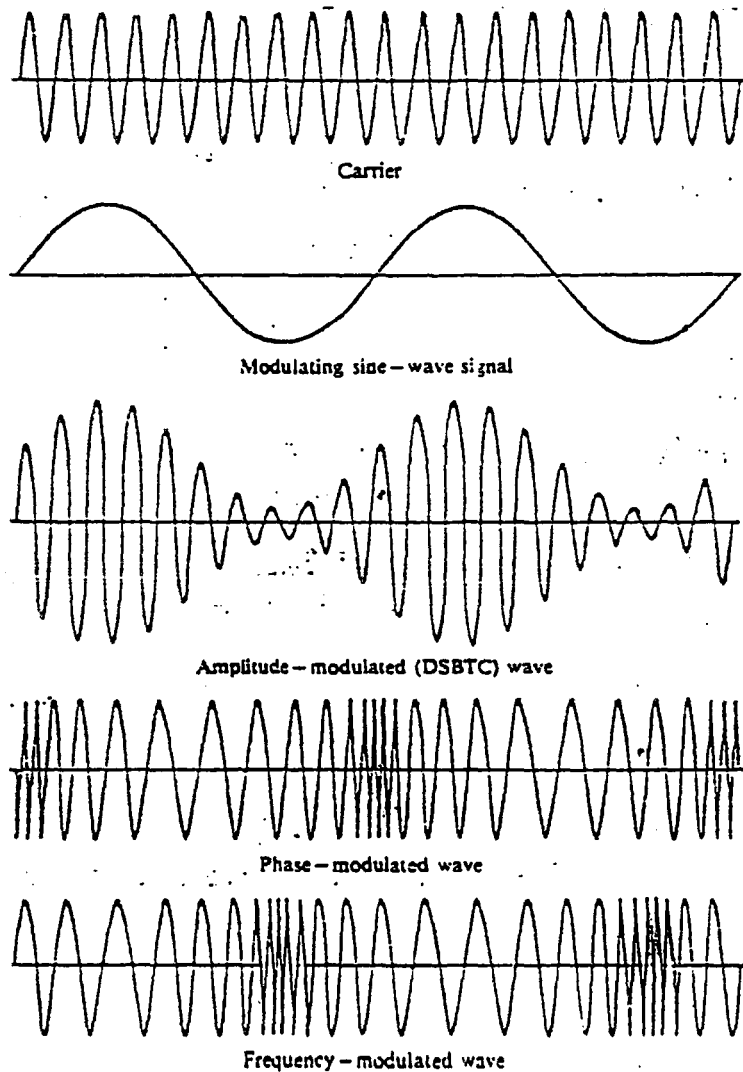
เป็นเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณเสียงเข้ากับสัญญาณพาหะ (Carrier signal) ซึ่งเป็นสัญญาณรูปไซน์ (Sine Wave) ที่มีความถี่สูงทำให้สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแล้วมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณพาหะตามแอมพลิจูดของสัญญาณเสียง แต่ความถี่ของสัญญาณพาหะยังคงที่ ดังรูปที่ 4.4 จุดสำคัญของการมอดูเลตชนิดนี้อยู่ที่ “ แอมพลิจูดเปลี่ยนแปลง แต่ความถี่คงที่ ” นอกจากนี้รายละเอียดอื่น ๆ ของแอมพลิจูดมอดูเลชัน ยังมีอีกมากมายซึ่งไม่อาจจะกล่าวได้หมดในที่นี้ เช่น การใช้เทคนิคของการตัดสัญญาณพาหะออกไปซึ่งเรียกว่า ซัพเพรสแคเรียร์ (Suppress Carrier) เช่นในระบบการส่งกระจายคลื่นแบบ ดับเบิลไซด์แบนด์ ซัพเพรสแคเรียร์ (Double Sideband Suppress Carrier : DSB-SC) และ ซิงเกิลไซด์แบนด์ ซัพเพรสแคเรียร์ (Single Sideband Suppress Carrier : SSB-Sc)

4.4.2. ฟรีควเอนซีมอดูเลชัน (FM)

หลักการของการมอดูเลตทางความถี่นี้จุดสำคัญอยู่ที่ “ แอมพลิจูดของสัญญาณจะคงที่แต่ความถี่ของสัญญาณพาหะ จะเปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณที่นำเข้ามามอดูเลต ในขณะที่แอมพลิจูดของสัญญาณอนาล็อกมีค่าเป็นบวก ความถี่ของสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตจะสูงขึ้น แต่ในขณะที่แอมพลิจูดของสัญญาณอนาล็อกมีค่าเป็นลบ ความถี่ของสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตจะลดลง

4.4.3. เฟสมอดูเลชัน (PM)

สัญญาณ PM และ FM จะมีความสัมพันธ์คล้ายคลึงกันมาก เพราะเป็นการมอดูเลตเชิงมุมร่วมกัน สัญญาณ PM คือสัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลชันที่เปลี่ยนเฟสของสัญญาณพาหะตามแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสาร โดยจะมีแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะคงที่เสมอ ดังในรูปที่ 4.4 ซึ่งแสดงรูปคลื่นของ AM , FM ,และ PM จะเห็นได้ว่า ขนาดของสัญญาณ FM และ PM มีค่าคงที่เสมอ ส่วนความถี่และเฟสจะเปลี่ยนตามสัญญาณข่าวสาร



รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะสัญญาณตามวิธีของ AM , PM ,และ FM

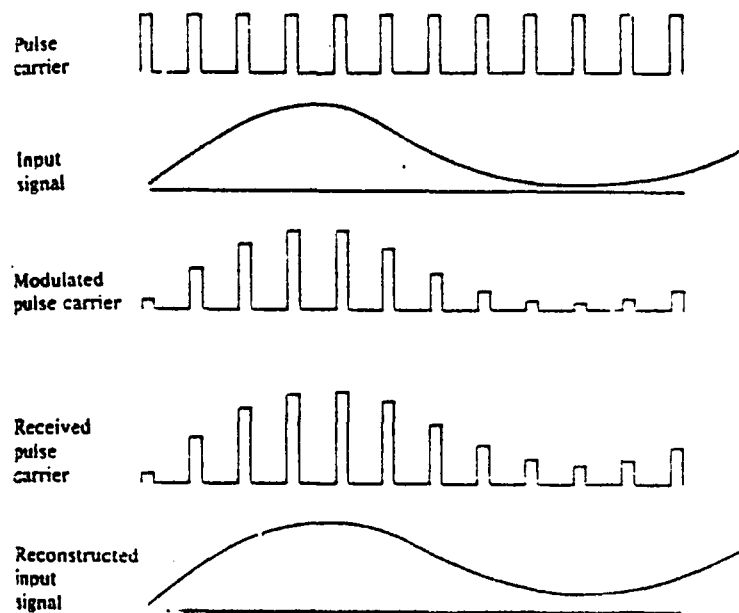
4.5 รูปแบบของการมอดูเลชันแบบพัลส์

4.5.1 พัลส์แอมพลิจูดมอดูเลชัน (PAM)

ลักษณะการทำงานของระบบ (PAM) แสดงดังรูปที่ 4.5 ซึ่งเป็นการมอดูเลตสัญญาณโดยใช้ขนาดของสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณอนาล็อก เป็นตัวกำหนดขนาดของสัญญาณพัลส์ที่ทำหน้าที่เป็นคลื่นพาหะ สัญญาณพัลส์ที่ถูกมอดูเลตแล้ว จะทำหน้าที่ควบคุมแหล่งกำเนิดแสงให้ส่งสัญญาณข้อมูลที่เป็นพลังงานความเข้มแสงขึ้นกับแอมพลิจูดของพัลส์โดยตรง ขนาดความถี่

ขอบคลื่นพหุนี้เรียกว่า “ อัตราการแซมปลิง (Sampling Rate) ” ในระบบทั่วไป อาจใช้อัตราการแซมปลิงมากกว่าความถี่สัญญาณอินพุตประมาณ 3 หรือ 4 เท่า ตัวอย่างเช่น ในระบบที่ต้องการส่งข้อมูลที่เป็นสัญญาณเสียงพูด (โทรศัพท์) ซึ่งมีค่าแบนด์วิธของสัญญาณเสียงประมาณ 4,000 Hz อาจใช้สัญญาณพัลส์ที่เป็นคลื่นพหุมีค่าความถี่ประมาณ 16 KHz เป็นตัวส่งข้อมูล

โดยปกติระบบการมอดูเลตแบบ PAM ไม่ค่อยนิยมใช้กันมากนักเว้นแต่จะใช้กับระบบสื่อสารระยะใกล้ ทั้งนี้เพราะว่า มีข้อเสียดังที่ที่มีความไวต่อการเกิดสัญญาณรบกวนสูงมาก

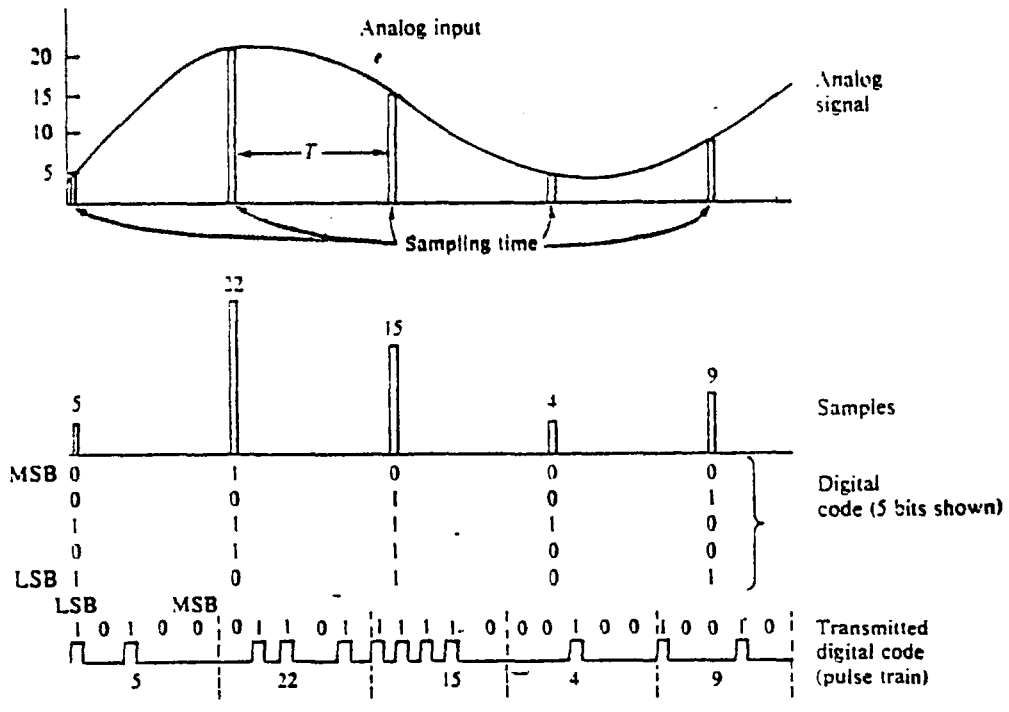


รูปที่ 4.5 แสดงการมอดูเลตแบบ PAM

4.5.2 พัลส์โค้ดมอดูเลชัน (PCM)

เป็นเทคนิคการมอดูเลตที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายในระบบสื่อสาร โดยเฉพาะระบบโทรศัพท์ทางไกล ลักษณะการทำงานของระบบ PCM แสดงดังรูปที่ 4.6 ในตอนแรกสัญญาณอินพุตจะถูกสุ่มตัวอย่างหรือแซมปลิง (Sampling) ด้วยอัตราการแซมปลิงเหมือนกับระบบ PAM จากนั้นขนาดของสัญญาณที่ถูกสุ่มออกมา (ซึ่งก็คือ แอมพลิจูดของพัลส์ในระบบ PAM) จะถูกทำการเข้ารหัสเป็นข้อมูลทางดิจิทัลด้วยระบบไบนารี ความละเอียดของสัญญาณขึ้นอยู่กับจำนวนบิตที่ใช้ในการเข้ารหัสข้อมูลดิจิทัลที่ถูกเข้ารหัสแล้ว จะทำหน้าที่ควบคุมแหล่งกำเนิดแสงให้ส่ง

ข้อมูลออกไปในลักษณะของสวิตช์เปิด-ปิด ดังนั้นในระบบนี้ สัญญาณแสงที่เป็น ข้อมูลจะไม่คำนึงถึงระดับความเข้มแสงเลย นอกจากการปิด-เปิดแสงในช่วงเวลาที่กำหนดในแต่ละบิตข้อมูล ทำให้ลดการเกิดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบ PAM ลงได้มาก สัญญาณดิจิทัลที่รับได้ในภาครับ จะถูกแปลงกลับสู่สัญญาณอนาล็อกอีกครั้งหนึ่ง ก่อนถูกส่งผ่านวงจรกรองความถี่เพื่อทำให้ได้สัญญาณที่มีลักษณะเดียวกับสัญญาณอินพุตก่อนนำไปขยายสัญญาณเพื่อนำไปใช้งานต่อไป



รูปที่ 4.6 แสดงรูปคลื่นของสัญญาณระบบมอดูเลตแบบ PCM

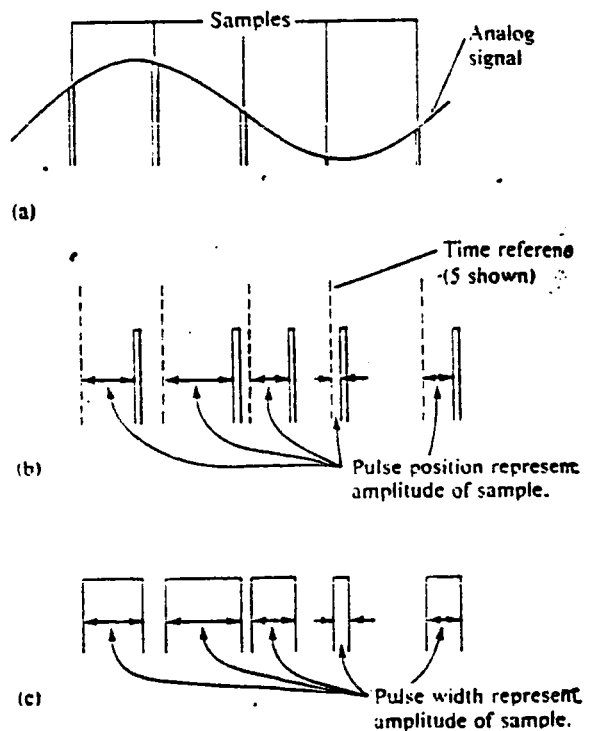
ประสิทธิภาพการส่งข้อมูลทางดิจิทัลสามารถกำหนดได้จากอัตราการส่งข้อมูล หรือบิตเรต (Bit Rate) ในลักษณะของจำนวนบิตต่อเวลา ตัวอย่างเช่น ระบบโทรศัพท์ที่มีค่าแบนด์วิธของข้อมูล (เสียงพูด) 4 KHz หากใช้อัตราการแซมปลิง 4 เท่า คือ ใช้ค่าความถี่เท่ากับ 16 KHz และให้ข้อมูลแต่ละค่าที่เกิดจากการแซมตัวอย่าง ถูกแปลงเป็นเลขไบนารีชนิด 8 บิต จะทำให้ได้บิตเรตของระบบมีค่าเท่ากับ 128 Kbps (กิโลบิตต่อวินาที) หรืออาจเขียนเป็นสูตรการคำนวณได้ว่า

$$\text{บิตเรต} = \text{แบนด์วิธ} \times \text{อัตราการแซมปลิง} \times \text{จำนวนบิตต่อข้อมูล}$$

4.5.3 พัลส์โพสิชันมอดูเลชัน (PPM)

เป็นการมอดูเลตโดยใช้ขนาดของสัญญาณที่ถูกสุ่มตัวอย่าง เป็นตัวกำหนดระยะเวลาในการส่งสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 4.7 ข้อมูลแสงที่ถูกส่งออกจะเป็นลักษณะของการปิดเปิดแสง โดยมีช่วงเวลาเริ่มต้นของการเปิดแสง ที่เปลี่ยนไปจากจุดเวลาเริ่มต้นของการสุ่มตัวอย่างเป็นตัวบอกขนาดของข้อมูล ดังนั้นอัตราการแซมปลิงในระบบ (PPM) จะต้องมีช่วงเวลายาวของการสุ่มตัวอย่างมากพอที่จะไม่ทำให้ระยะเวลาของการส่งข้อมูลแสงเกิดการซ้อนทับกันได้

Pulse position modulation (PPM) and pulse width modulation (PWM).
 (a) Analog signal and samples.
 (b) PPM waveforms.
 (c) PWM waveforms.



รูปที่ 4.7 แสดงเทคนิคของ PPM และ PWM

4.5.4 พัลส์วิดท์มอดูเลชัน (PWM)

มีลักษณะการทำงานแสดงดังรูปที่ 4.7 (c) ซึ่งมีหลักการคล้ายกับระบบ PPM เพียงแต่สัญญาณที่เป็นข้อมูลแสงจะเริ่มต้นทำงาน (เปิดแสง) ณ ตำแหน่งเวลาของการเริ่มต้นสุ่มตัวอย่าง โดยช่วงเวลาการเปิดแสงหรือขนาดความกว้างของพัลส์จะเป็นสัดส่วนที่เหมาะสมกับขนาดของข้อมูลที่ถูกสุ่มตัวอย่าง

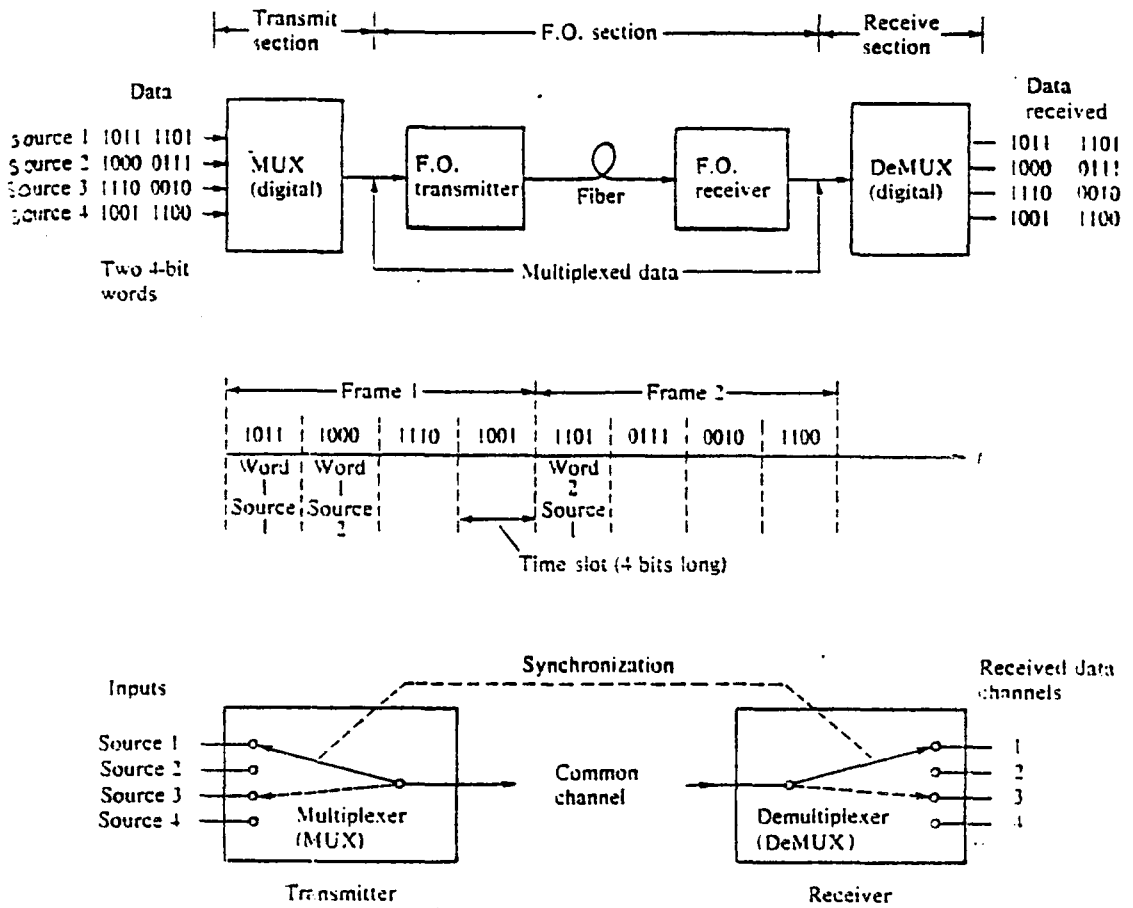
ในระบบ PPM และ PWM ระยะเวลาของการปิดเปิดแสงเพื่อส่งข้อมูลต้องมีความแน่นอนสูง มิฉะนั้น ข้อมูลที่รับได้อาจเกิดความผิดพลาดขึ้นได้ง่าย ในขณะที่เดียวกัน ระบบการส่งสัญญาณแสงในช่วงระยะทางหนึ่ง มีผลทำให้สัญญาณข้อมูลมีการเปลี่ยนแปลง ในเรื่องของขนาดความกว้างสัญญาณได้ จึงทำให้ระบบดังกล่าวไม่ค่อยเป็นที่นิยมกันนัก

4.6 ระบบมัลติเพล็กซ์ (MULTIPLEX SYSTEM)

ระบบมัลติเพล็กซ์ (MUX) เป็นระบบที่ทำให้สามารถส่งและรับข้อมูลจากแหล่งต่าง ๆ จำนวนมากได้ในช่วงเวลาเดียวกันโดยใช้ตัวกลางนำข้อมูลเดียวกัน ในระบบเส้นใยนำแสง นับว่ามีประโยชน์มากเพราะเป็นระบบที่มีช่วงของแบนด์วิธกว้างมากอยู่แล้ว ดังนั้นหากมีการนำเอา ระบบมัลติเพล็กซ์ที่มีประสิทธิภาพสูงมาใช้ร่วมกัน ย่อมทำให้สามารถสื่อสารข้อมูลจำนวนมหาศาลได้ภายในช่วงเวลาเดียวกัน ระบบมัลติเพล็กซ์ที่ใช้กันอยู่พอจำแนกได้ดังนี้

4.6.1 ระบบการแบ่งเวลา (TIME DIVISION MULTIPLEXING : TDM)

เป็นระบบที่ใช้การแบ่งเวลาเป็นช่วง ๆ โดยในแต่ละช่วงจะใช้สำหรับการบรรจุข้อมูลที่มาจากแหล่งกำเนิดสัญญาณที่ต่าง ๆ เรียงกันไป



รูป 4.8 แสดงการทำงานของระบบ TDM

จากรูป 4.8 จะเป็นการทำงานของระบบ TDM ที่ต้องการส่งข้อมูลจาก 4 ช่องสัญญาณพร้อมกัน โดยในแต่ละช่องสัญญาณจะส่งข้อมูลเป็นคำ ๆ ละ 4บิต ข้อมูลทั้ง 4 ช่องจะถูกเลือกด้วยอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่คล้ายสวิตช์เชื่อมระหว่างภาคส่งและภาครับอย่างสลับกัน โดยมีสัญญาณ ซึ่งโครโมสโคปควบคุม ระยะเวลาที่ใช้สำหรับรับส่งข้อมูลในแต่ละช่องต้องเท่ากัน (จำนวนบิตของข้อมูลแต่ละช่องควรเท่ากัน) และต้องมีช่วงเวลาพอที่จะส่งข้อมูลทั้งคำหรือ 4 บิตได้ เมื่อเริ่มต้นทำงานสวิตช์เลื่อนไปครบ 1 รอบ ข้อมูลที่เป็นคำแรกของทุกช่องสัญญาณจะถูกส่งไปยังภาครับทั้ง 4 ช่อง ชุดของข้อมูลที่ส่งไปในหนึ่งรอบนี้เรียกว่า เฟรม (Frame) ซึ่งแสดงด้วย

โทรมิ่งโคอะแกรม ในแต่ละเฟรมของข้อมูลควรมีสัญญาณอื่นแทรกไว้เพื่อคอยบอกให้ทราบว่าข้อมูลหมดเฟรมแล้ว ภาครับจะได้เตรียมตัวสำหรับสัญญาณในเฟรมใหม่ต่อไป

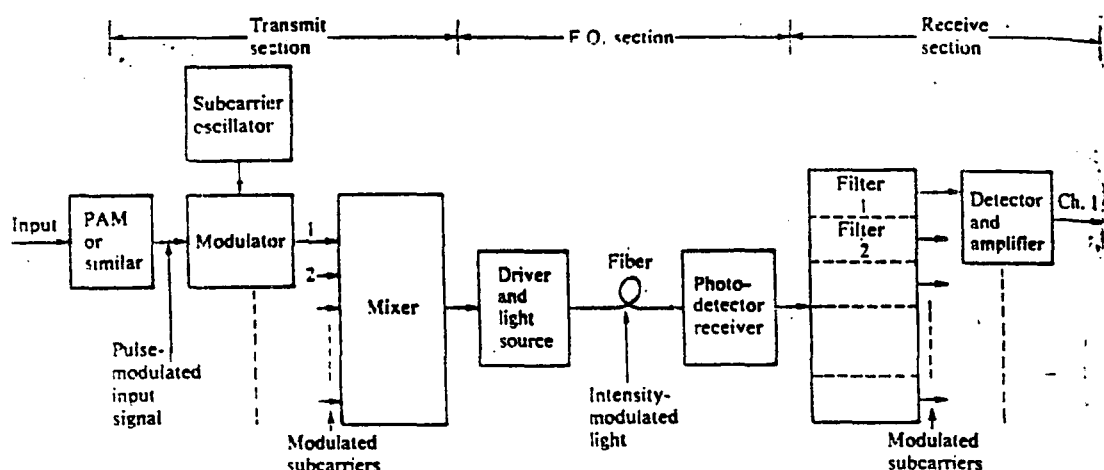
ในทางปฏิบัติ สัญญาณข้อมูลอินพุตอาจถูกมอดูเลตและเข้ารหัส จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งเข้าไปเก็บไว้ในวงจรบัฟเฟอร์ (Buffer) สำหรับพักข้อมูลและรอเวลาถูกอ่านในระบบมัลติเพล็กซ์ ดังนั้นระบบ TDM จึงเหมาะสำหรับข้อมูลที่มีอัตราการส่งช้า โดยจะช่วยให้สามารถส่งข้อมูลได้พร้อมกันหลายช่อง ด้วยระบบที่มีอัตราการส่งข้อมูลรวมสูงมาก อัตราการส่งข้อมูลของระบบมัลติเพล็กซ์ (MUX) สามารถคำนวณได้จาก

$$\text{อัตราการส่ง MUX} = \text{จำนวนช่อง} \times \text{อัตราการส่งแต่ละช่อง}$$

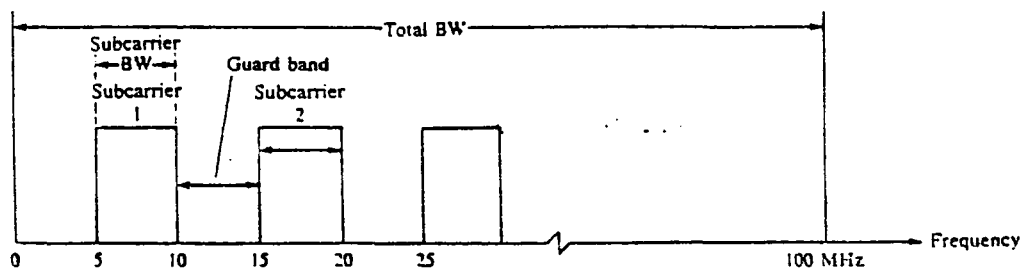
ตัวอย่างเช่น เราต้องการส่งข้อมูลจำนวน 8 ช่องสัญญาณพร้อมกันโดยในแต่ละช่องสัญญาณมีอัตราการส่งข้อมูล 1,000 บิตต่อวินาที หรือ 8,000 บิตต่อวินาที สามารถใช้ระบบมัลติเพล็กซ์ชนิด TDM ที่มีอัตราการส่งข้อมูล $8 \times 8,000 = 64$ กิโลบิตต่อวินาที

4.6.2 ระบบการแบ่งความถี่ (FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING : FDM)

เป็นระบบมัลติเพล็กซ์ที่แบ่งช่วงความถี่ของสัญญาณส่งออกเป็นช่วงความถี่ย่อย เพื่อทำหน้าที่เป็นพาหะย่อยของข้อมูลในแต่ละช่องสัญญาณ ดังแสดงด้วยบล็อกโคอะแกรมดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 แสดงบล็อกโคอะแกรมของ FDM



รูปที่ 4.10 แสดงช่วงคลื่นพาหะย่อยในแต่ละช่องสัญญาณของ FDM

สมมติว่า ระบบเส้นใยนำแสงมีช่วงของแบนด์วิดท์หรือความถี่มากที่สุดที่จะใช้ส่งสัญญาณได้เป็น 100 MHz เราอาจแบ่งช่วงความถี่ย่อยที่มีขนาด 5 MHz ช่วงความถี่ย่อยนี้จะถูกใช้สำหรับการมอดคูเลตสัญญาณอินพุตในแต่ละช่อง ระยะระหว่างแต่ละความถี่ย่อยในแต่ละช่วงจะถูกกันด้วยช่วงความถี่ป้องกันหรือการ์ดแบนด์ (Guardband) เพื่อกันมิให้สัญญาณข้อมูลมีการปะปนกัน สัญญาณที่ถูกมอดคูเลตแล้วทั้งหมดจะถูกจัดเรียงเป็นระเบียบ และถูกส่งรวมกันในรูปของสัญญาณแสงในเส้นใยนำแสง

ในระบบ FDM สัญญาณอินพุตอาจต้องทำการผสมสัญญาณหรือมอดคูเลตถึง 3 ขั้นตอน กล่าวคือ ขั้นตอนแรกเป็นการเข้ารหัสสัญญาณอินพุตที่เป็นอนาล็อกให้เป็นดิจิทัล (เช่น ระบบ PAM, PCM) จากนั้นสัญญาณที่เข้ารหัสแล้วจะถูกมอดคูเลตกับคลื่นพาหะย่อยแบบ AM หรือ FM ในขั้นตอนที่สองและขั้นตอนสุดท้ายเป็นการรวมสัญญาณทั้งหมดที่ถูกมอดคูเลตในแต่ละช่องสัญญาณเข้าด้วยกันเพื่อให้แหล่งกำเนิดแสงใช้ส่งเป็นข้อมูลได้

ที่ภาครับของระบบ FDM โฟโตนิกเทคเจอร์จะแปลงสัญญาณแสงทั้งหมดที่รับได้ให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าของคลื่นความถี่ที่ส่งออกมาแล้วผ่านเข้าไปในวงจรกรองความถี่ที่เหมาะสม จากตัวอย่างข้างต้นอาจใช้วงจรกรองในช่วงความถี่ 5 - 10 MHz, 15 - 20 MHz เป็นต้น ข้อมูลสัญญาณที่ถูกกรองแล้วจะถูกดีมอดคูเลตเพื่อทำกลับคืนสู่รูปสัญญาณเดิมอีกครั้งหนึ่ง ในแต่ละช่องสัญญาณของมัน ก่อนนำไปใช้งานต่อไป

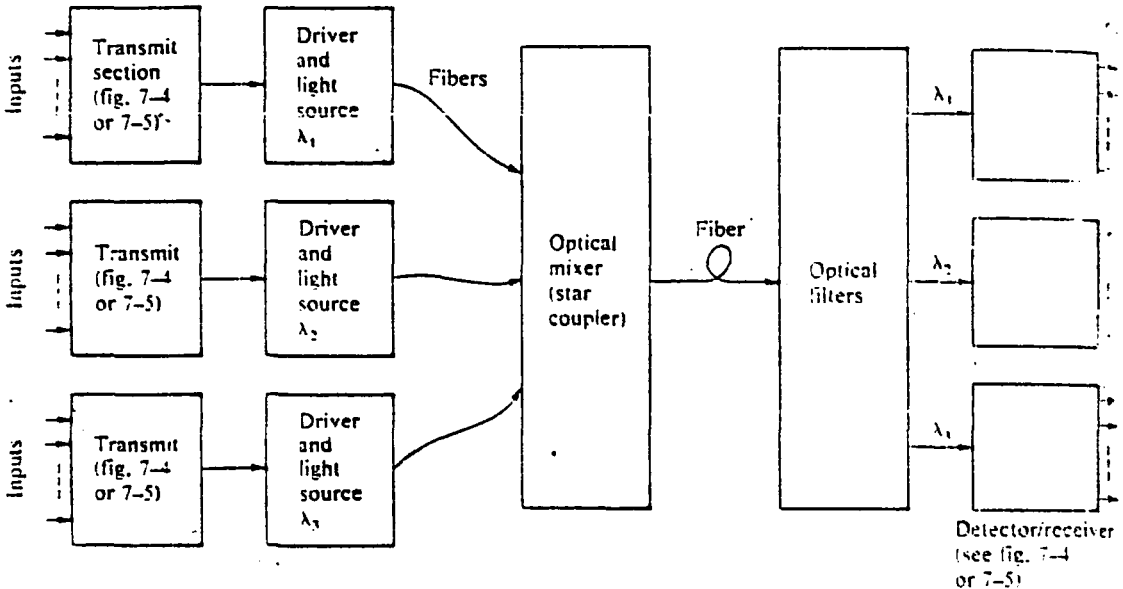
ปัญหาการใช้งานระบบ FDM จะเกิดขึ้นในขณะที่มีการผสมคลื่นพาหะย่อยทั้งหมดเข้าด้วยกันโดยใช้อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ เพราะสามารถทำให้เกิดสัญญาณรบกวนที่เรียกว่า ครอสทอล์ก (Crosstalk) ขึ้นได้ง่ายการแก้ไขทำได้ด้วยวิธีทางออปติก โดยการสร้างสัญญาณแสงของ

ข้อมูล ในแต่ละช่องสัญญาณก่อนจากนั้นทำการรวมสัญญาณเดี่ยวด้วยอุปกรณ์ทางแสงที่เรียกว่า " ออปติคอลลัมป์เบลอร์ " ทำให้ได้สัญญาณแสงรวมส่งไปยังผู้รับ ลักษณะของสัญญาณแสงนี้อาจใช้ระดับความเข้มแสงช่วยกำหนดชนิดของข้อมูลได้

4.6.3 ระบบแบ่งความยาวคลื่น (WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING ; WDM)

เป็นระบบมัลติเพล็กซ์ที่ใช้คลื่นแสงที่มีความยาวคลื่นต่างกันเป็นพาหะนำข้อมูล โดยแสงทั้งหมดจะถูกรวมกันก่อนส่งออกด้วย ออปติคอลลัมป์เบลอร์ ดังรูป ซึ่งคลื่นแสงที่มีความยาวคลื่นค่าหนึ่ง สามารถบรรจุข้อมูลได้หนึ่งชุด และข้อมูลแต่ละชุดนี้อาจเป็นข้อมูลจำนวนมากที่มาจากหลายช่องสัญญาณก็ได้ เพราะการจัดระบบข้อมูลสามารถเลือกใช้ระบบ TDM หรือ FDM ก็ได้ มาทำการมอดคูเลตกับคลื่นแสงที่เป็นตัวนำส่งข้อมูล และเนื่องจากสัญญาณคลื่นแสงที่มีความยาวคลื่นต่างกันยอมให้สีที่ต่างกัน บางครั้งระบบ WDM จะถูกเรียกว่า ระบบการผสมสีของแสง

ถ้ากรับ ข้อมูลแสงจะถูกแยกออกในแต่ละช่วงของความยาวคลื่น ด้วยวงจรกรองแบบออปติคอลลัมป์เบลอร์ สัญญาณแสงที่ถูกแยกแล้วจะถูกดีมอดคูเลตและถอดรหัสด้วยวิธีที่เหมาะสมกับขบวนการทางอินพุต (ในลักษณะของ TDM หรือ WDM) ระบบ WDM นี้เป็นเทคนิคใหม่ที่เพิ่งถูกนำมาใช้ เพราะสามารถส่งข้อมูลจำนวนมากได้ เท่าที่ปรากฏในปัจจุบัน สามารถใช้กับคลื่นแสงที่มีความยาวคลื่นต่างกันไม่เกิน 3 ค่าเท่านั้น



รูปที่ 4.11 แสดงการทำงานของระบบ WDM

บทที่ 5

การออกแบบวงจรที่ใช้ในโครงการ

ในส่วนของวงจรที่ใช้ในโครงการนี้ สามารถแบ่งเป็นส่วนสำคัญได้ 2 ส่วนใหญ่ ๆ ดังนี้

1. วงจรทางภาคส่ง (Transmitter Circuit)
2. วงจรทางภาครับ (Receiver Circuit)
3. วงจรมัลติเพล็กซ์ และดีมัลติเพล็กซ์ (Multiplex And Demultiplex)

โดยวงจรและหลักการทํางานของทั้ง 2 ส่วนนั้น สามารถอธิบายได้โดยง่ายในรูปแบบของบล็อกไดอะแกรม ซึ่งจะกล่าวประกอบไปกับหลักการทํางานของวงจรต่าง ๆ ในหัวข้อต่อไปนี้

5.1 วงจรทางภาคส่ง

5.1.1 วงจรปริแอมพลิไฟร์

โดยทั่วไป ไมโครโฟนจะแบ่งเป็น 2 แบบ คือ แบบอิมพีแดนซ์สูง (20 Kohm) เอาท์พุทสูง (20 mv) และแบบอิมพีแดนซ์ต่ำ (200 Ohm) เอาท์พุทต่ำ (2 mv) ในแบบแรกนั้นไม่ค่อยนิยมใช้ แม้จะมีเอาท์พุทสูง ซึ่งจะทำให้สร้างวงจรขยายได้ง่าย แต่เพราะมีปัญหาในเรื่องไวต่อสเตรย์แม็กเนติกฟิลด์ (Stray Magnetic Field) เนื่องจากมีอิมพีแดนซ์ที่สูง ส่วนแบบอิมพีแดนซ์ต่ำจะแบ่งออกเป็นแบบไม่สมดุล ซึ่งจะมีสาย 2 สาย โดยสายหนึ่งจะต่อลงกราวด์ อีกสายเป็นสายนำสัญญาณ และแบบสมดุลซึ่งจะมี 3 สาย โดยเป็นกราวด์หนึ่งสาย ส่วนอีก 2 สายเป็นสายสัญญาณ ซึ่งจะนำไปต่อลักษณะคิฟเฟอร์เรชเชิลอินพุท ทำให้สามารถลดสัญญาณรบกวนที่รับมาระหว่างผ่านสายนำสัญญาณได้ แบบที่ในวงจรจะเป็นแบบอิมพีแดนซ์ไม่สมดุล โดยวงจร ปริแอมป์จะใช้ LF 357 ต่อในระบบอินเวอร์ตติ้ง (Inverting) และใช้ไฟเลี้ยงเดี่ยว (Single Supply) สามารถปรับอัตราขยายได้ตั้งแต่ 1-100 เท่า ซึ่งมีลักษณะของวงจรดังรูปที่ 5.1

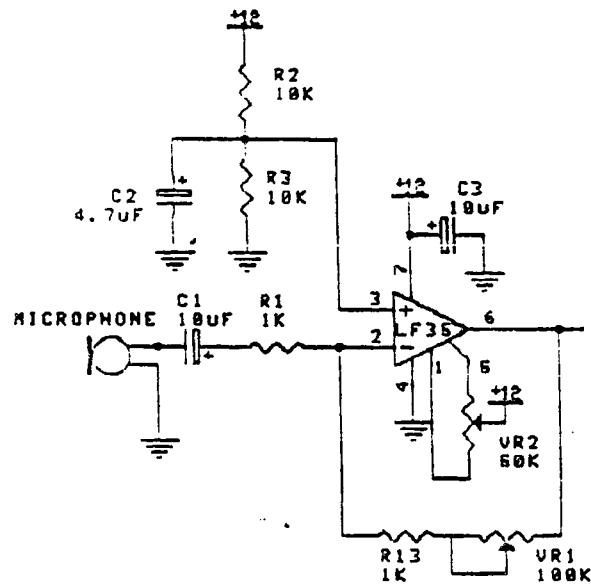
C_1 จะเป็นตัวกำหนดจุดคัทออฟ ที่ความถี่ต่ำของสัญญาณของออดิโอ f_1 (ที่ -3 dB)

เลือกใช้ $C_1 = 10 \mu F$

$$\begin{aligned}
 \text{จะได้ } f_1 &= 1/(2\pi \times R_1 \times C_1) \dots\dots\dots(5.1) \\
 &= 1/(2\pi \times 1000 \times 10 \times 10^{-6}) \\
 &= 15.9 \text{ Hz}
 \end{aligned}$$

ค่าของ C_4 จะเป็นตัวผ่านสัญญาณเอซีไปสู่ภาคต่อไป จะมีค่าขึ้นกับจุดคัทออฟที่ความถี่ต่ำ และค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรภาคถัดไป เราสามารถประมาณค่าตัว C ได้โดยให้มีค่าใหญ่ ๆ ในที่นี้ให้ค่า $C_4 = 10 \mu\text{F}$

ค่าของ R_2 และ R_3 ทำตัวเป็น Voltage Divider เพื่อไบแอสตัวโอซีให้สามารถใช้ไฟเลี้ยงเดียวได้



รูปที่ 5.1 แสดงวงจรปริแอมป์

5.1.2 วงจร PULSE FREQUENCY MODULATION ; PFM

ในส่วนของวงจรนี้จะทำหน้าที่สร้างสัญญาณ PFM ออกมาโดยจะใช้แอมพลิฟายเออร์หรือค่าศักย์ของสัญญาณอินพุตที่เข้ามาทางอินพุตไปควบคุมความถี่ที่พาหะให้เกิดการสั่น (Oscillation) ไปมารอบ ๆ ความถี่ของพาหะ ในที่นี้ เราใช้ LM 566 ซึ่งเป็น IC Voltage Controlled Oscillator (VCO) ลักษณะของวงจร แสดงดังรูปที่ 5.2

ที่ขา 5 ของ LM 566 จะต้องไบแอสไว้ให้มีค่า V_c เพื่อที่จะให้โอซีสามารถทำงานได้โดย V_c มีค่าเท่ากับ $3/4 V_{cc} < V_c < V_{cc}$

จากวงจรจะได้ว่า $R_5 / (R_4 + R_5) V_{cc} > 3/4 V_{cc}$

เลือกค่า $R_4 = 6.8\text{K}$, $R_5 = 47\text{K}$

ดังนั้นขา 5 ขาจะถูกไบแอส $V_c = 10.48 \text{ V}$

ค่าความถี่กลาง f_0 (Frequency Center) จะถูกกำหนด โดยสมการ

$$f_0 = 2(V_{CC} - V_C) / (R_1 \times C_1 \times V_{CC}) \dots\dots\dots(5.2)$$

เมื่อ V_C คือ ค่าศักย์ที่เกิดขึ้นที่ขา 5

C_1 คือ ตัวเก็บประจุที่ต่อระหว่าง ขา 7 กับ กราวนด์

R_1 คือ ตัวต้านทานที่ต่อระหว่างขา 6 กับไฟเลี้ยง

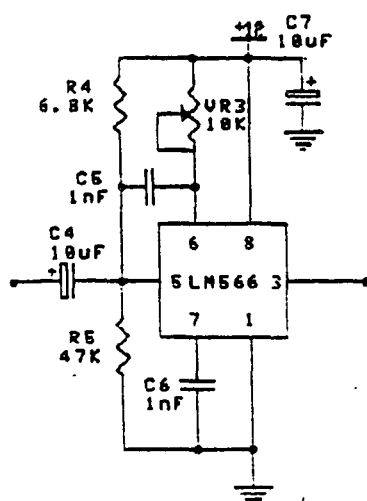
เลือกค่าความถี่กลาง $f_0 = 300$ KHz และเลือก $C_1 = 1$ nF

$$\begin{aligned} \text{จะได้ } R_1 &= 2 \times (12 - 10.48) / (300 \times 10^3 \times 10^{-9} \times 12) \\ &= 844 \text{ Ohm} \end{aligned}$$

แต่เราจะเลือกใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ ซึ่งสามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้ตามต้องการแต่จะไม่เกิน 1 MHz ตามที่ระบุไว้ใน Data Sheet

C_2 1 nF ที่ต่อระหว่างขา 5 และ 6 ของ LM 566 จะต่อไว้เพื่อป้องกันการออสซิลเลตที่อาจเกิดขึ้นได้ ในช่วงระหว่างที่ VCO สวิตซ์ซึ่ง

สัญญาณเอาต์พุตที่ถูกมอดคูเลตแล้วจะเป็นลักษณะพัลส์ ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงความถี่กลางตามระดับสัญญาณอินพุต หากนั้นจะถูกส่งไปยังวงจรถับ (Driver) เพื่อนำไปขับ LED ต่อไป

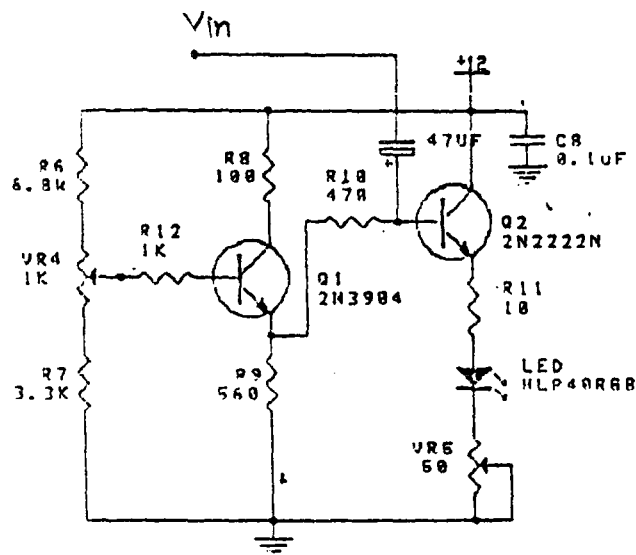


รูปที่ 5.2 แสดงวงจร Pulse Frequency Modulation

5.1.3 วงจรขับ

วงจรขับในส่วนนี้ จะทำหน้าที่รับสัญญาณที่ทำการมอดูเลตแบบ PPM มาแล้ว มาทำการมอดูเลตแบบอินเทนซิติ (Intensity Modulate) คือ เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าให้เป็นสัญญาณแสง มีขนาดความเข้มของแสงเปลี่ยนไปตามแอมพลิจูด และ ความถี่ของสัญญาณไฟฟ้า

พิจารณาวงจรมอดูเลตสัญญาณอนาล็อก เราจะประมาณกระแสในวงจรที่จะต้องขับด้วย LED ให้อยู่ในช่วง 30-50 mA เพราะในช่วงนี้ความสัมพันธ์ ระหว่างกระแสที่ขับ LED กับกำลังที่แสงที่ออกจาก LED จะเป็นเชิงเส้น (Linear) และทำให้กำลังทางแสงออกมาได้มาก ลักษณะวงจรมอดูเลตที่ใช้แสดงดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 แสดงวงจรมอดูเลต LED ที่ใช้ในโครงการ

วงจรมอดูเลตสุดท้าย เราเลือกใช้วงจรมอดูเลตแบบ Common Collector เนื่องจากไม่คำนึงถึงอัตราขยายแรงดันทางเอาต์พุต เพียงต้องการอัตราขยายกระแสที่จะขับ LED เลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N 2222A เพราะสามารถตอบสนองความถี่ได้ถึง 400 MHz ให้กระแส I_C ได้สูงถึง 400 mA ส่วนวงจรมอดูเลตแรก คือ วงจรมอดูเลตซึ่งสามารถปรับเปลี่ยนกระแสไบแอสเบสได้จากตัวต้านทานปรับค่าได้ V_{R4} ทำให้กระแสอิมิตเตอร์ I_{B1} ที่ควบคุมกระแสเบส I_{B2} เปลี่ยนซึ่งจะมีผลทำให้ระดับกระแสดีซี I_{DC} (I_{B2}) ที่ไบแอส LED เพื่อให้ on อยู่ตลอดเวลาเปลี่ยนแปลงได้ การออกแบบภาคส่งเลือก I_{DC} ให้มีค่าประมาณ 40 mA โวลเตจที่ตกคร่อม LED มีค่าประมาณ 1.5 V ส่วน V_{R5} ที่ต่อกับขาแคโทดของ LED ทำหน้าที่เป็นตัวจำกัดกระแสที่ไหลผ่าน

ตัว LED ไม่ให้มีค่ามากเกินไปซึ่งอาจจะทำ LED เกิดความเสียหายได้ ส่วนตัวเก็บประจุ 47 μF จะทำหน้าที่คัปปลิ่งสัญญาณ PFM ที่ถูกส่งมาจากวงจรมอดูเลต จากวงจรสามารถคำนวณหากระแสที่ผ่าน LED ได้ดังนี้

$$\text{ให้ } V_{R4} = 1 \text{ K} \text{ หาค่า } V_{TH}$$

$$\begin{aligned} V_{TH} &= \frac{3.3 - 1}{3.3 + 1 + 6.8} \times 12 \\ &= 4.65 \text{ V} \end{aligned}$$

หา V_{B1} โดยสมมติให้ I_{B1} มีค่าน้อยมาก สามารถตัดทิ้งได้

$$\begin{aligned} V_{B1} &= V_{TH} - V_{BE1} \\ &= 4.65 - 0.7 \\ &= 3.95 \text{ V} \end{aligned}$$

หา I_{E1} ใกล้เคียงตัว LED และให้ I_{B2} มีค่าน้อยมาก, $V_{R3} = 30 \text{ Ohm}$

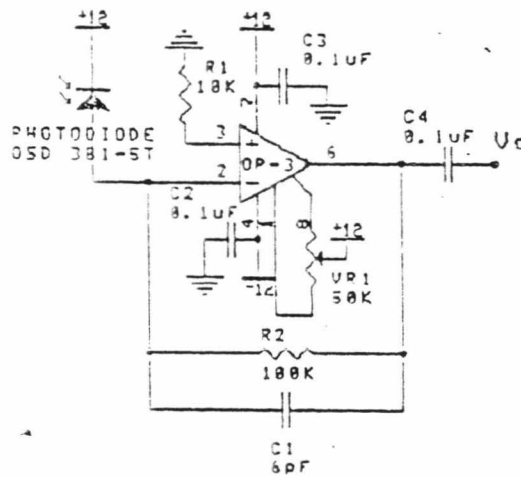
$$\begin{aligned} I_{E1} &= \frac{V_{B1} - V_{BE2} - V_{LED}}{10 + 30} \\ &= \frac{3.95 - 0.7 - 1.5}{10 + 30} \\ &= 43.75 \text{ mA} \end{aligned}$$

วงจรที่สมบูรณ์ทางภาคส่งจะแสดงดังในรูปที่ 5.4

5.2 วงจรทางภาครับ

5.2.1 ภาคก่อนขยายแบบทรานส์อิมพีแดนซ์ (TRANSIMPEDANCE)

พิจารณาการออกแบบทางภาครับ สิ่งแรกที่จะต้องคำนึงถึง คือ ระดับพลังงานต่ำสุดที่ภาครับสามารถรับได้ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายอย่าง เช่น คุณสมบัติของโฟโตไดโอด, แบนด์วิธของระบบระดับ Signal-to-Noise Ratio ของระบบ ในการออกแบบวงจรที่ใช้ในโครงการนี้จะใช้ โฟโตไดโอด ทำงานอยู่ในโหมดโฟโตคอนดักทีฟ (Photoconductive) คือ ให้ รีเวิร์สไบแอส (Reverse Bias) โวลเตจแก่ไดโอด และ ทำการต่อวงจรแบบ ทรานส์อิมพีแดนซ์ หรือ วงจรแปลงกระแสเป็นศักย์ (Current-to-Voltage) ข้อดีของวงจรแบบนี้ คือ มีคุณสมบัติของสัญญาณรบกวนต่ำ เนื่องจากมีการป้อนกลับโดยใช้ความต้านทาน R_f มีการใช้งานได้ในย่านความถี่ที่ขยายมากซึ่งจะลดสัญญาณรบกวนไปได้มาก และไม่จำเป็นต้องมีวงจร อีควอไลเซอร์ (Equalizer) เพื่อปรับแต่งสัญญาณ ลักษณะของวงจรที่ใช้ในโครงการแสดงได้ ดังรูป 5.5



รูปที่ 5.5 แสดงวงจรภาคก่อนขยาย

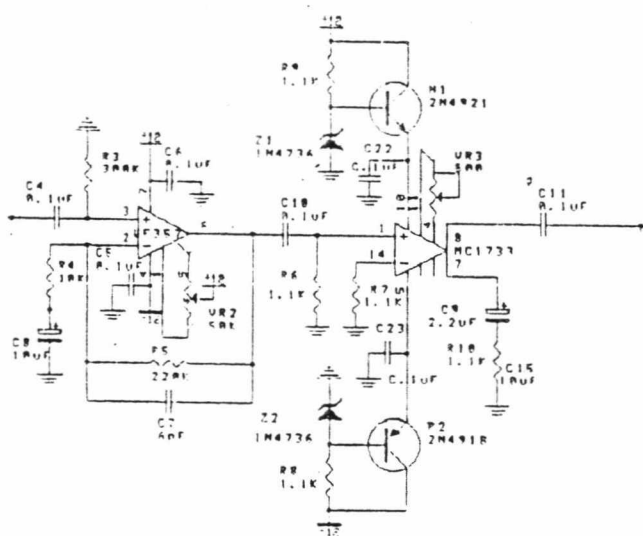
โฟโตไดโอดที่ใช้จะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณความเข้มของแสงที่รับได้ให้เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า ซึ่งอยู่ในรูปกระแสมีค่าไม่กี่ไมโครแอมป์ ขาแอนดของโฟโตไดโอด จะต่อเข้ากับ IC เมอร์ OP-37 ซึ่งเป็น ออปแอมป์ Low-Noise Precision High-Speed มีเกนแบนด์วิธโปรดัคท์ 63 MHz มีค่า CMRR 114 dB เราสามารถคำนวณหาโวลเตจเอาต์พุตของภาคก่อนขยายได้ดังสมการ

$$V_o = I_p \times R_f \dots\dots\dots(5.3)$$

ตัวต้านทาน 10K ที่ต่อเข้ากับขานอนอินเวิร์ทติง ต่อไว้เพื่อช่วยให้กระแสอินพุทไบแอสของวงจรมีความสมดุล ตัวเก็บประจุ 6 PF ที่ต่อขนานกับ Rf เพื่อให้วงจรมีเสถียรภาพจากการเกิดออสซิลเลท ส่วนตัวเก็บประจุ 0.1 μ F ที่ทำการคัปปลิงระหว่างไฟเลี้ยงของวงจรจะช่วยบายพาสสัญญาณรบกวนที่มาจากไฟเลี้ยงให้ลงกราวด์

5.2.2 วงจรขยายสัญญาณ

ในวงจรภาคก่อนขยายนั่น เราไม่สามารถทำให้เกนของวงจรสูงมาก เนื่องจากวงจรมีส่วนแรกต้องคำนึงถึงสัญญาณรบกวน เพราะกระแสที่รับจาก PIN โฟโตไดโอดธรรมดาแล้วมีค่าต่ำมาก จึงต้องแบบวงจรขยายภาคหลังให้มีเกนการขยายสูงอยู่ในระดับที่ต้องการเพื่อที่จะให้วงจรในภาคถัดไป คือ ภาคคีมอดคูลเลท สามารถที่จะทำการสื่อกความถี่หรือ โวลเตจที่เข้ามาทางขานอินพุทได้ ในการออกแบบและสร้างวงจรขยายส่วนหลัง ประกอบด้วยภาคขยาย 2 ส่วน ดังแสดงในรูปที่ 5.6



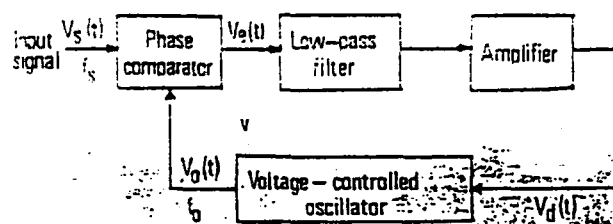
รูปที่ 5.6 แสดงวงจรขยายสัญญาณ

ภาคขยายส่วนแรก ใช้อปแอมป์ เบอร์ LF 357 ซึ่งทำงานได้ในย่านความถี่สูง ใช้ขยายได้ในช่วงกว้าง ๆ ลักษณะของวงจรจะต่อเป็นแบบนอนอินเวิร์ทติง มีอัตราขยายประมาณ 23 เท่า มี Cut-Off Low Frequency ที่ความถี่ 16 Hz ส่วนภาคขยายสเตจถัดไปใช้ ไอซี เบอร์ MC 1733 ซึ่งมีลักษณะเป็นคิฟเฟอร์เนชันแอมป์มีคุณสมบัติที่ดี คืออัตราขยายสูง(เลือกได้ 10, 100, 400 เท่า)

แบนด์วิธกว้าง (40 MHz ขึ้นไป) การขยายสัญญาณในวงจรนี้จะต่อเป็นแบบซิงเกิลเอนด์ (Single End) และใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ 500 Ohm ต่อเข้ากับขา Gain Select ของตัวไอซีซึ่งทำให้สามารถปรับอัตราได้ตั้งแต่ 10-400 เท่า และจากข้อกำหนดของตัวไอซีที่ใช้ไฟเลี้ยงได้ไม่เกิน ± 8 โวลต์ จึงใช้ทรานซิสเตอร์และซีเนอร์ไดโอดต่อเข้าด้วยกัน 2 ชุดเพื่อจ่ายไฟเลี้ยงให้กับไอซีมีค่าประมาณ 6 โวลต์

5.2.3 วงจรคีมอดคูลเลต

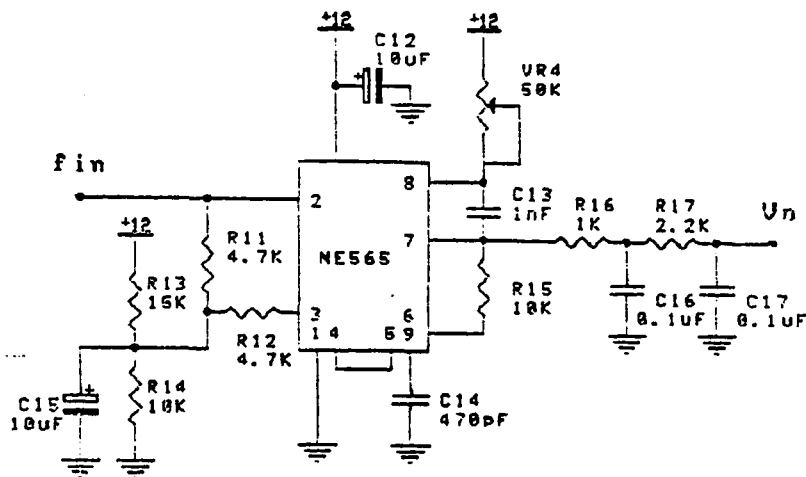
ในภาคนี้จะทำหน้าที่คีมอดคูลเลตสัญญาณ Pulse Frequency Modulation ที่ถูกขยายมาแล้ว จากภาคขยาย สัญญาณที่ผ่านการคีมอดคูลเลตแล้ว จะได้สัญญาณออกมาในรูปสัญญาณอนาล็อกที่มีความถี่รูปร่างเหมือนกับสัญญาณอนาล็อกในภาควงจรส่ง ในวงจรนี้ใช้ไอซีเฟสล็อกคูล NE 565 เป็นตัวคีมอดคูลเลต ซึ่งจะอธิบายหลักการทำงานเบื้องต้นของมัน ดังนี้ เฟสล็อกคูล (Phase Lock Loop ; PLL) คือ ระบบที่มีการป้อนความถี่กลับ ประกอบด้วย Phase Detector , Low Pass Filter , Error Amplifier และ Voltage Controlled Oscillator แผนภาพของระบบเฟสล็อกคูลอย่างง่าย แสดงดังในรูปที่ 5.7 การวิเคราะห์ระบบโดยทางคณิตศาสตร์จะไม่ขอกกล่าวในที่นี้ อย่างไรก็ตามหลักการทำงานเบื้องต้นสามารถอธิบายได้ดังนี้



รูปที่ 5.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูล

ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้าไปในระบบ แรงดันควบคุม $V_d(t)$ จะเท่ากับศูนย์ VCO จะทำงานโดยการตั้งความถี่ไว้ที่ f_0 ซึ่งเรียกว่า FreeRunning Frequency ถ้าสัญญาณเข้าไปในระบบ Phase Computer จะทำการเปรียบเทียบเฟสและความถี่ของสัญญาณอินพุตกับ VCO และผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน $V_e(t)$ ซึ่งสัมพันธ์กับความแตกต่างของเฟสและความถี่ของสัญญาณทั้ง 2 แรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะถูกกรองและขยายส่งไปควบคุม VCO ในกรณีนี้แรงดันควบคุม $V_e(t)$ จะไปบังคับความถี่ VCO ให้เปลี่ยนไปในทิศทางที่จะลดความถี่ที่แตกต่างกันระหว่าง f_0 และสัญญาณที่เข้ามา

ถ้าความถี่สัญญาณที่เข้ามาใกล้เคียงกับ f_0 จากการป้อนกลับของ PLL ทำให้ PLL ซิงโครไนซ์ หรือ Lock กับสัญญาณที่เข้ามา ขณะที่ทำการ Lock นั้นความถี่ VCO จะเท่ากับ สัญญาณอินพุตแต่เฟสยังต่างกันอยู่ ความแตกต่างของเฟสมีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดันคลาดเคลื่อนที่จะคอยไปปรับความถี่ VCO จากค่า Free-Running ให้เท่ากับความถี่ที่เข้ามา f_i ดังนั้น PLL จะยังคงรักษาสภาพการ Lock การที่ระบบสามารถที่จะปรับตัวได้เองทำให้ PLL สามารถติดตามความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปของสัญญาณที่เข้าไปให้อยู่ในสภาพ Lock เช่นเดิม ช่วงความถี่ซึ่ง PLL สามารถติดตามการ Lock กับสัญญาณที่เข้ามาเรียกว่า "Lock Range" ค่าของมันจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อน โดยจะไม่ขึ้นอยู่กับ Band Edge ของฟิลเตอร์ ช่วงความถี่นี้จะมากกว่าช่วงความถี่ที่ PLL สามารถทำการ Lock อย่างแท้จริงกับสัญญาณอินพุต ช่วงความถี่หลังนี้เรียกว่า "Capture Range" ของระบบ ช่วง Capture Range นี้จะขึ้นอยู่กับ Band Edge ของฟิลเตอร์และ Closed Loop Gain (K_v) ของระบบทั้งหมด โดยมีผลเกี่ยวข้องกับ Selectivity ของวงจร PLL และยังช่วยเพิ่มความปลอดภัยเกี่ยวกับสัญญาณทางด้าน Outband Signal ที่จะมารบกวนได้เป็นอย่างดี



รูปที่ 5.8 แสดงวงจรดีมอดคูเลตสัญญาณ PFM

รูปที่ 5.8 เป็นวงจรคิมอคคูลเกตที่ใช้ในโครงการนี้ สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรขยายจะถูกนำไปป้อนเข้าทางขา 2 ของ NE 565 สัญญาณที่คิมอคคูลเกตแล้วจะออกมาทางขา 7 ผ่านวงจร Low Pass Filter 2 ชุด ที่มีความถี่คัตออฟ f_0 เท่ากับ 10 KHz และ 4.5 KHz สัญญาณที่ได้มาจะเป็นสัญญาณออดิโอ และจะนำไปขยายอีกครั้งในภาคถัดไป

วงจรเฟสล็อกคูลที่ใช้นี้ เราสามารถกำหนดความถี่กลาง (Center Frequency) ที่ใช้ในวงจร ซึ่งได้จากสมการที่กำกับมาให้ในแผ่นรายละเอียดข้อมูล

$$f_0 = 1/(3.7 \times R_0 \times C_0) \dots\dots\dots(5.4)$$

เมื่อ f_0 คือ ความถี่ของ VCO โดยไม่สัญญาณเข้ามา

C_0 คือ ตัวเก็บประจุที่ต่อกับขา 9 และกราวนด์

R_0 คือ ตัวต้านทานที่ต่อระหว่างขา 8 กับไฟเลี้ยง

เลือกใช้ $C_0 = 470 \text{ pF}$ และ R_0 เป็นตัวต้านทานปรับค่าได้ 50 Kohm ซึ่งสามารถปรับเปลี่ยนเลือกความถี่กลางที่สอดคล้องกับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาได้

ค่าล็อกเร้นจ์ (Lock Range) หรือค่าช่วงที่จะล็อกความถี่อยู่จะคำนวณได้จาก

$$f_L = \pm \frac{8f_0}{V_{cc}} \dots\dots\dots(5.5)$$

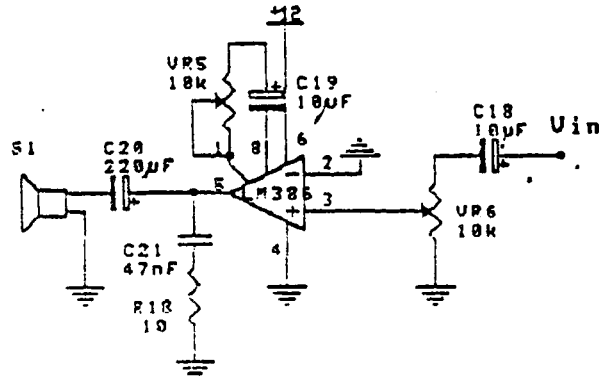
และช่วงความถี่ที่เริ่มจะเข้าล็อกหรือแคปเจอร์เรนจ์ (Capture Range) โดยก่อนหน้านั้นยังไม่เกิดการล็อก จะคำนวณโดย

$$f_c = (\pm 1/2\pi) \times \sqrt{(2 \pi f_0) / T} \dots\dots\dots(5.6)$$

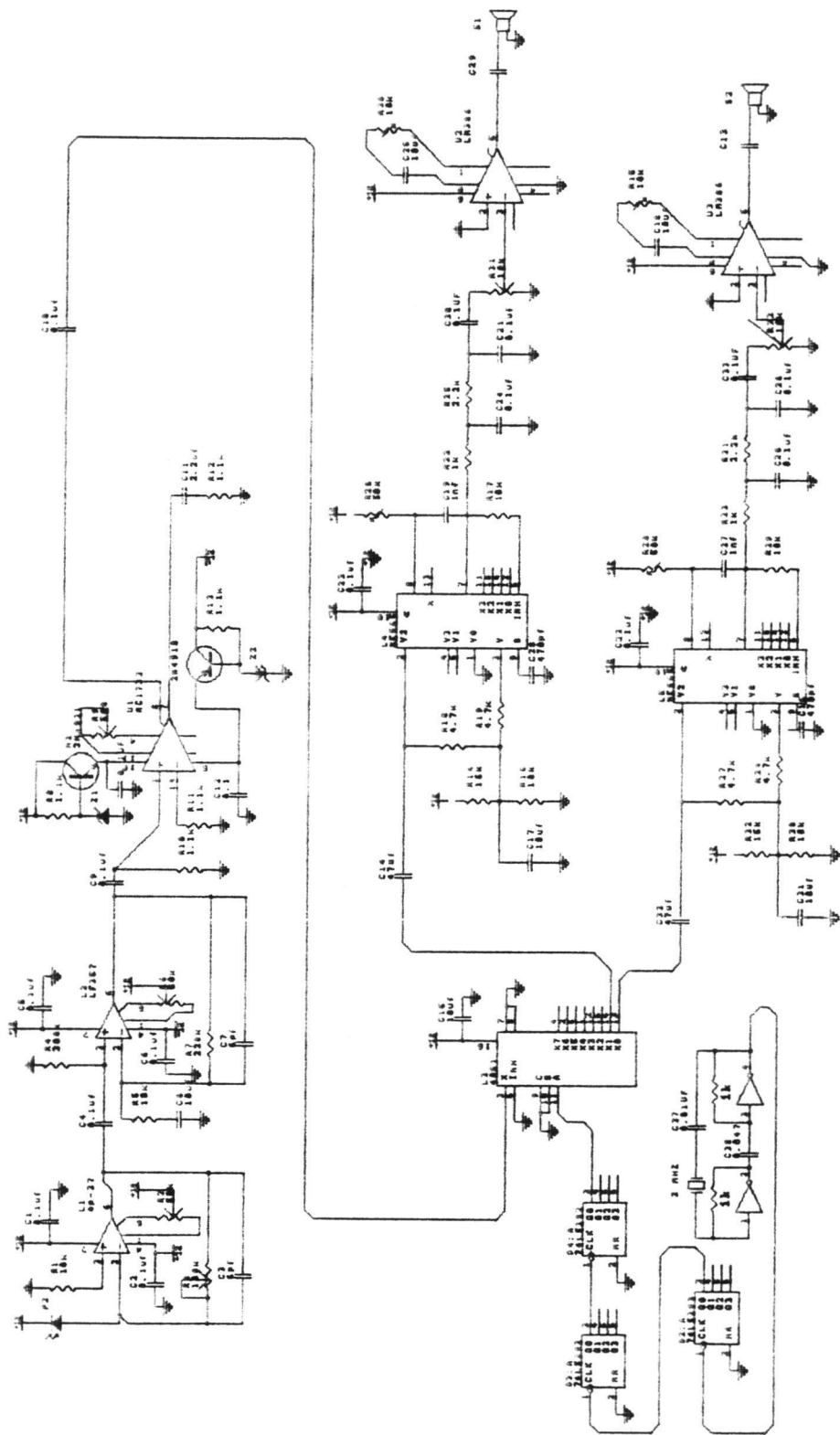
โดยที่ T คือ ค่าคงที่ทางเวลาที่ขา 7

5.2.4 วงจรภาคขยายเสียง

ในที่นี้ใช้ ไอซี เบอร์ LM 388 ลักษณะการต่อวงจรแสดงดังรูปที่ 5.9 วงจรขยายเสียงนี้สามารถปรับอัตราขยายได้ตั้งแต่ 20-200 เท่า



รูปที่ 5.9 แสดงวงจรภาคขยายเสียง



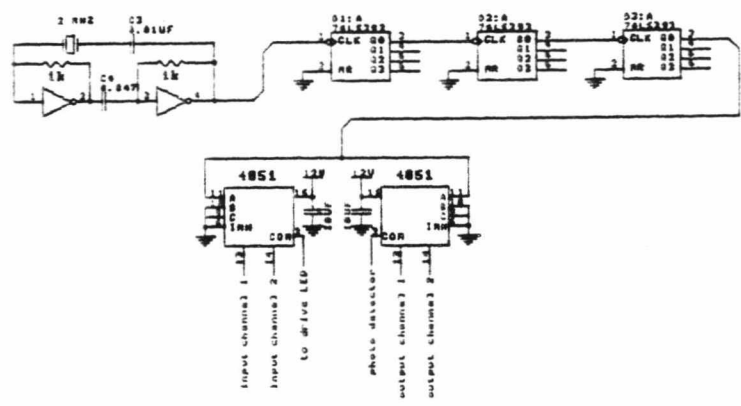
รูปที่ 5.10 แสดงวงจรทางภาคที่ใช้น้ในโครงการ

5.3 วงจรมัลติเพล็กซ์ และดีมัลติเพล็กซ์

ในภาคนี้จะทำการมัลติเพล็กซ์ แบบระบบการแบ่งเวลา (Time Division Multiplex) เป็นระบบที่ใช้การแบ่งเวลาเป็นช่วง ๆ โดยในแต่ละช่วงจะใช้สำหรับการบรรจุข้อมูลที่มาจากแหล่งกำเนิดสัญญาณที่ต่าง ๆ เรียงกันไปซึ่งในโครงการพิเศษนี้ใช้ IC 4051 เป็นตัวมัลติเพล็กซ์ และตัวดีมัลติเพล็กซ์ ทำหน้าที่เหมือนโพลิตสเตรสวิตช์ที่เป็นอนาลอก มีความเร็วในการส่งข้อมูลสูง และราคาถูก โดยขา A, B, C เป็นตัวเลือกสัญญาณอินพุตว่าจะให้รับสัญญาณที่ Channel ไດ ในที่นี้จะมียอนพุตอยู่ 2 Channel ดังนั้นถ้าให้ A เท่ากับ ลอจิก 0 จะเป็นการเลือก Channel ที่หนึ่ง ถ้า A เป็นลอจิก 1 จะเป็นการเลือก Channc ที่สอง

ในการสร้างสัญญาณคล็อก เพื่อป้อนให้กับวงจรมัลติเพล็กซ์ และดีมัลติเพล็กซ์ เราจึงต้องใช้วงจรกำเนิดพัลส์ความถี่ 2000 Hz ที่มีความแม่นยำสูงระบบจึงทำงานได้สมบูรณ์

วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ จะใช้อินเวอร์ตติ้งเกตแทนวงจรขยาย มีความต้านทานทำหน้าที่ป้อนสัญญาณกลับสัญญาณเอาท์พุตจากอินเวอร์ตติ้งเกตไปยังอินพุต เพื่อให้เกิดอัตรขยายแบบลูปปิด (Close loop) เอาท์พุตจากอินเวอร์ตติ้งเกตจะไปกระตุ้นให้คริสตอลผลิตความถี่ออกมา ซึ่งจะป้อนกลับไปทีอินพุต ความถี่เอาท์พุตที่ได้ก็จะไปกระตุ้นคริสตอลใหม่ ทำให้เกิดการผลิตความถี่อย่างต่อเนื่องขึ้น ซึ่งในที่นี้ใช้คริสตล 2 MHz เป็นตัวกำเนิดพัลส์แล้วนำมาทำ การหารความถี่ให้เหลือ 2000 Hz โดยใช้ IC 74LS393 เป็น IC ที่ใช้ในการนับความถี่ของสัญญาณเวลาดังรูปที่ 5.11

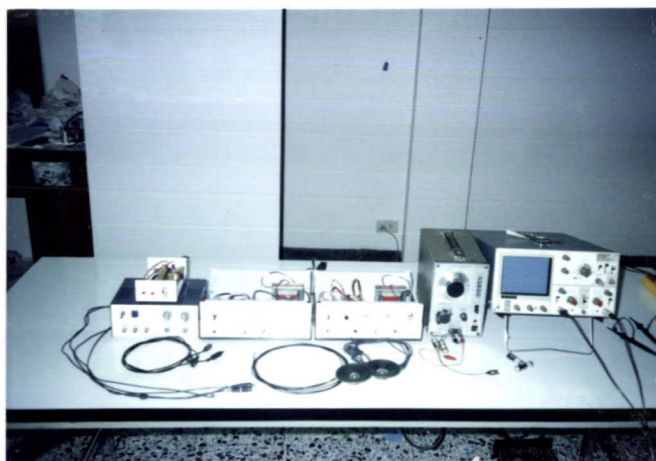


รูปที่ 5.11 แสดงวงจรกำเนิดพัลส์เพื่อป้อนให้กับ IC 4051

บทที่ 6

การดำเนินงานและผลการทดลอง

ในบทที่ 6 นี้ จะกล่าวถึงการทดสอบการทำงานของวงจรทางภาคส่ง และวงจรทางภาครับ ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรหลายวงจรดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 5 โดยทำการทดลองต่ออุปกรณ์ทั้งภาคส่งและภาครับเข้ากับเส้นใยนำแสง

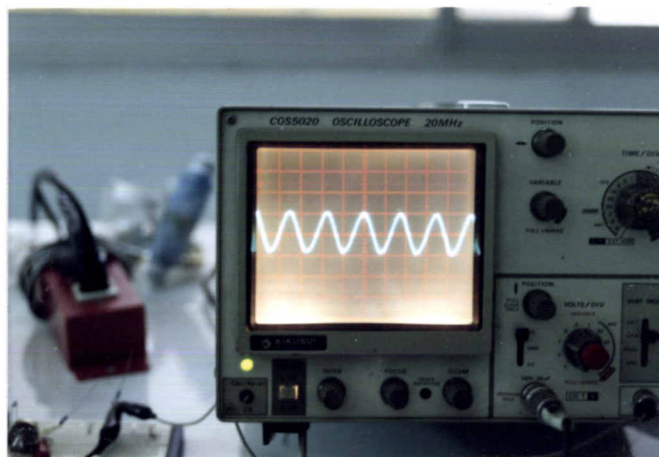


รูปที่ 6.1 แสดงการจัดอุปกรณ์ทั้งหมดรวมไว้ด้วยกัน

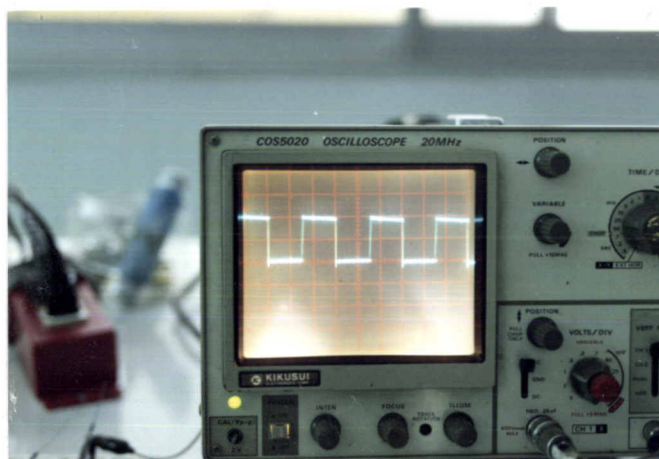
6.1 วงจรทางภาคส่ง

6.1.1 ผลการทดลองวงจรทางภาคส่ง

เมื่อทำการต่ออุปกรณ์ทั้งหมด ดังรูปที่ 6.1 เสร็จเรียบร้อยแล้ว ทำการทดสอบวงจร โดยให้ระดับกระแสที่ไหลผ่าน LED มีค่า 40 mA และมีศักย์ที่ตกคร่อมประมาณ 1.5 โวลต์ โดยทำการปรับแต่งจากตัวต้านทานปรับค่าได้ VR_4 และ VR_5 จากนั้นทำการหาค่าความถี่ที่ออกมาจากขา 3 ของ LM566 ให้มีความถี่กลาง f_0 ประมาณ 300 KHz ซึ่งหาได้จากการทดสอบการเปลี่ยนแปลงของ Control Voltage ที่ขา 5 (จากการปรับแต่งของ VR_5) ซึ่งจากการทดสอบดู พบว่า เมื่อ Control Voltage มีค่ามากขึ้นจะทำให้ความถี่ที่ออกมาจาก VCO มีค่าน้อยลง (ขณะยังไม่มีสัญญาณอินพุตเข้ามา) และเมื่อ Control Voltage มีค่าน้อยจะทำให้ความถี่มีค่าสูงขึ้น ทำการปรับ VR_5 เพื่อให้ได้ความถี่ 300 KHz จากนั้นวัดรูปคลื่นโดยใช้ออสซิลโลสโคปตรวจดู ซึ่งสามารถแสดงดังในรูปที่ 6.3

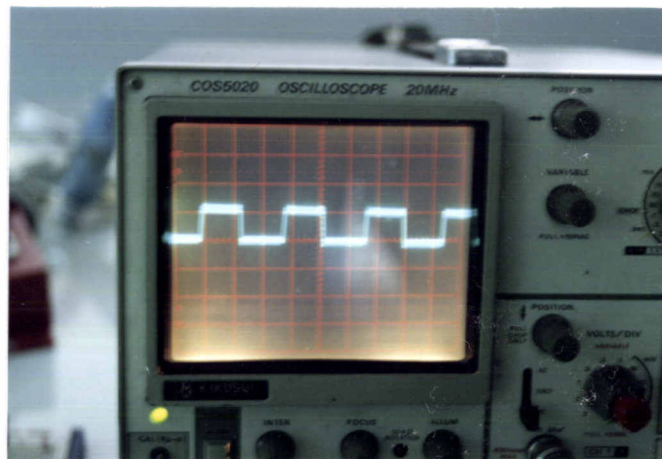


รูปที่ 6.2 แสดงลักษณะรูปคลื่นความถี่อินพุท 4000 Hz



รูปที่ 6.3 แสดงลักษณะรูปคลื่นที่ความถี่ 500 KHz ในขณะที่ยังไม่มีสัญญาณอินพุทเข้ามา

จากรูปจะเห็นว่า ลักษณะรูปคลื่นที่ได้จะเป็นพัลส์มีขนาดประมาณ $5 V_{pp}$ เมื่อเราทำการทดสอบโดยป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่วงจรปริแอมพลิไฟร์ โดยใช้ความถี่ที่ 4000 Hz ซึ่งเป็นความถี่ที่ไม่เกินความถี่เสียงมนุษย์ จากนั้นทำการปรับอัตราขยายของสัญญาณที่จะนำไปมอดดูเลตกับความถี่พาหะ 300 kHz ให้อยู่ในระดับที่จะไม่ทำให้สัญญาณที่ออกมาจาก VCO เกิดการโอเวอร์มอดดูเลต (Overmodulated) ทำการตรวจดูลักษณะของรูปคลื่นที่ขาเอาโนคของ LED จะได้รูปคลื่นที่มีลักษณะแสดงดังในรูปที่ 6.4



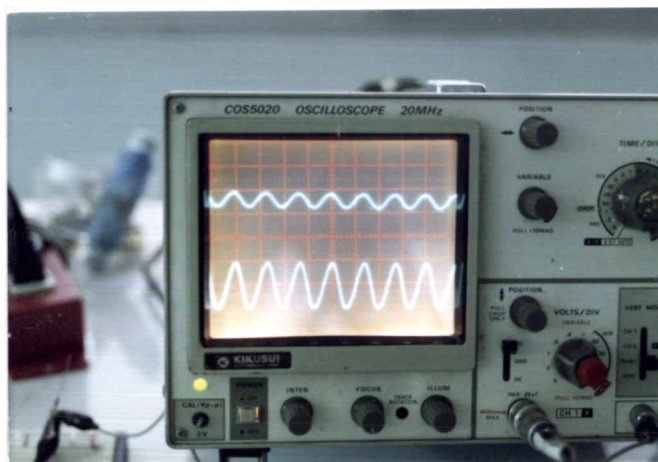
รูปที่ 6.4 แสดงลักษณะรูปคลื่นพาหะ 300 KHz ที่ทำการมอดดูเลตทางความถี่กับสัญญาณ Sine 4000 Hz แล้วผ่านการมัลติเพล็กซ์

6.2 วงจรภาครับ

6.2.1 ผลการทดลองของวงจรดีมอดดูเลต

สัญญาณมอดดูเลตทางความถี่ที่ออกมาจากเอาต์พุตของวงจรขยายจะถูกนำมาเข้าวงจรดีมอดดูเลต โดยใช้เฟสล็อกคูลูปเป็นตัวดีมอดดูเลตความถี่สัญญาณ Sine ที่ผสมกับสัญญาณพาหะ 300 KHz ซึ่งจากวงจรเราสามารถทำการปรับช่วงความถี่ของเฟสล็อกคูลูปให้ไปล็อกสัญญาณมอดดูเลตทางความถี่ที่เข้าทางขาอินพุตได้โดยใช้การปรับตัวต้านทานปรับค่าได้ VR_1 เมื่อเฟสล็อกคูลูปทำการล็อกได้แล้ว จะให้สัญญาณออกมาซึ่งมีรูปร่างเหมือนกับสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุตของวงจรส่ง ซึ่งก็คือสัญญาณ Sine ที่มีความถี่ 4000 Hz จากนั้นจะนำไปขยายสัญญาณ

อีกครั้งโดยวงจรมอดูเลชันออคิโอ ซึ่งเราสามารถแสดงรูปของสัญญาณ Sine โดยนำมาเปรียบเทียบกันได้ดังรูปที่ 6.5



รูปที่ 6.5 แสดงรูปสัญญาณคลื่น Sine ที่ความถี่ 4000 Hz โดยรูปคลื่นข้างบนเป็นสัญญาณอินพุตทางด้านวงจรส่ง ส่วนข้างล่างเป็นเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมอดูเลชันออคิโอของวงจรรับ

6.2.2 ผลการทดลองสัญญาณเสียง

หลังจากที่ต่อวงจรต่าง ๆ ในภาคส่งและภาครับเข้ากับเส้นใยนำแสงดังรูปที่ แล้วทำการทดลองส่งเสียงเข้าที่อินพุตของวงจรภาคส่งทั้ง 2 ด้าน และทำการมอดูเลตแบบ Pulse Frequency Modulation จากนั้นนำไปขับ LED เพื่อเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นแสง ซึ่งเป็นการมอดูเลตแบบ Intensity โดย LED จะให้ความเข้มแสงมากขึ้นตามสัญญาณอินพุตที่เข้ามาแสงที่ออกมาจาก LED จะถูกนำผ่านเข้าเส้นใยนำแสงซึ่งเส้นใยนำแสงที่ใช้ในโครงงานนี้มีความยาว 10 เมตร แสงที่เป็นพาหะนำข้อมูลสัญญาณเสียงของแต่ละด้านจะเดินทางไปบนเส้นใยนำแสงแต่ละเส้น แสงที่ออกจากปลายอีกข้างหนึ่งของเส้นใยนำแสงในแต่ละเส้นจะไปตกกระทบโฟโตไดโอดซึ่งเราทำการ Reverse Bias และจะเปลี่ยนระดับกำลังงานแสงที่รับได้เป็นสัญญาณไฟฟ้างเดิม จากนั้นจะถูกนำไปขยายและทำการมอดูเลตเพื่อขจัดความถี่พาหะ 300 KHz ออกไปซึ่งจะทำให้ได้สัญญาณออคิโอสัญญาณนี้จะถูกนำไปขยายอีกครั้ง และจะถูกขับเข้าสู่ลำโพง และจะได้เสียงออกมาเหมือนเดิม ซึ่งจากการทดลองพบว่าเสียงที่ได้ออกมาจากวงจรมอดูเลชันออคิโอในแต่ละด้านมีความชัดเจนคมชัดเหมือนกับเสียงที่เราให้เข้าไปทางด้านอินพุตของวงจรส่ง แต่คุณภาพของเสียง ความใส หรือความไพเราะ อาจจะด้อยกว่าเนื่องจากมันมี Noise

จากคลื่นสูง หรือ Noise ที่เกิดขึ้นภายในวงจรเข้ามาปะปนบ้างเล็กน้อยทำให้คุณภาพเสียงที่ได้จากวงจรรับจะสูญเสียที่มาจากแหล่งกำเนิดเสียงจริง ๆ ของมันไม่ได้

8.2.3 ผลการทดลองหาอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio)

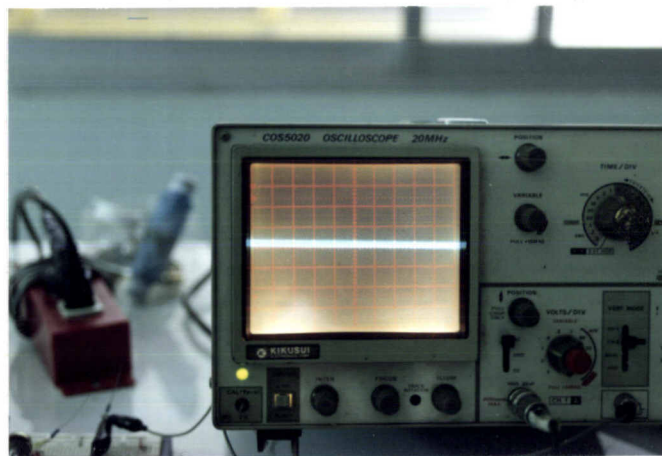
จากการทดลองเราเปิดเครื่องรับ โดยทำการปิดเครื่องส่งซึ่งจะทำให้ไม่มีแสงมาตกกระทบที่โฟโตไดโอด ปรากฏว่าที่เอาท์พุทของวงจรขยายจะมีสัญญาณออกมาประมาณ 30 mV ซึ่งเป็นสัญญาณรบกวน เราสามารถหาอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนได้จาก

$$\begin{aligned} \text{Signal / Noise} &= 20 \log (V_s/V_n) \\ &= 20 \log (5.8 \text{ V} / 30 \times 10^{-3} \text{ V}) \\ &= 45.72 \text{ dB} \end{aligned}$$

เมื่อ V_s คือ ค่าศักย์ของสัญญาณข้อมูลที่รับได้หลังจากทำการเปิดเครื่องส่ง

V_n คือ ค่าศักย์ของสัญญาณรบกวนที่ได้รับหลังจากทำการปิดเครื่องส่ง

ค่าที่ได้แสดงให้เห็นว่า อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าไม่สูงมาก เนื่องจากมีสัญญาณรบกวนอยู่



รูปที่ 8.6 แสดงสัญญาณรบกวนของวงจรภาครับเมื่อไม่มีแสงมาตกกระทบที่โฟโตไดโอด

บทที่ 7

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

หลักการสื่อสารทางเดียวด้วยเส้นใยนำแสงที่พาดเข้ามาในโครงการนี้ เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการสื่อสาร ซึ่งใช้สัญญาณเสียงเป็นข่าวสารข้อมูล และทำการมอดูเลตแบบ Pulse Frequency Modulation สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตและผ่านการมัลติเพล็กซ์ (Multiplex) แล้วสัญญาณจะถูกนำไปขับ LED โดยมีเส้นใยนำแสงเป็นตัวกลางในการนำพาหะข้อมูลการทำงานของการทำงานของการสื่อสารด้วยเส้นใยนำแสงจะเป็นการสื่อสารแบบมัลติเพล็กซ์ คือสามารถส่งสัญญาณเสียงได้หลายสัญญาณภายในเวลาเดียวกันด้วยเส้นใยนำแสงเพียงเส้นเดียว โดยวงจรที่ใช้สามารถแบ่งได้เป็น 2 ส่วนใหญ่ ๆ คือ

7.1 วงจรภาคส่ง

จะทำการแปลงเสียงเป็นสัญญาณไฟฟ้า และทำการขยายสัญญาณอีกระดับ วงจรภาคตัดไปคือภาคมอดูเลตสามารถทำการมอดูเลตสัญญาณได้ แต่จะต้องไม่เกินระดับที่จะทำให้เกิดการโอเวอร์มอดูเลต (Overmodulate) ในส่วนนี้จะใช้ VCO (Voltage Control Oscillator) เป็นตัวผสมสัญญาณเสียงเข้ากับความถี่พาหะ 300 KHz สัญญาณที่ได้ออกมาจะเป็นแบบ Pulse Frequency Modulation จากนั้นสัญญาณทั้ง 2 สัญญาณที่ทำการมอดูเลตแล้วจะนำไปมัลติเพล็กซ์ เพื่อได้สัญญาณออกมาเพียงสัญญาณเดียว แล้วนำไปขับ LED เพื่อแปลงเป็นสัญญาณแสง และ นำเข้าสู่เส้นใยนำแสง

7.2 วงจรภาครับ

แสงที่ออกมาจากเส้นใยนำแสงจะตกกระทบกับโฟโตไดโอด ซึ่งโฟโตไดโอดจะแปลงสัญญาณแสงเป็นกระแส ซึ่งมีค่าไม่กี่ไมโครแอมป์ จากนั้นกระแสจะถูกแปลงให้เป็นโวลเตจ โดยวงจรภาคก่อนขยาย และนำโวลเตจที่ได้ไปขยายอีกครั้งโดยวงจรขยาย สัญญาณไฟฟ้าที่ได้จากเอาต์พุทของวงจรขยายนั้น จะมีลักษณะเหมือนเดิมกับสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ในวงจรภาคส่ง จากนั้นนำมาทำการดีมัลติเพล็กซ์ (Demultiplex) เพื่อให้ได้สัญญาณ 2 สัญญาณ แล้วสัญญาณนี้จะถูกนำไปดีมอดูเลต ซึ่งในที่นี้ใช้เฟสล็อกคูลูปเป็นตัวดีมอดูเลต เอาต์พุทที่ได้ออกมาจากเฟสล็อกคูลูป คือสัญญาณออไดโอ จากนั้นจะนำขยายอีกครั้งโดยวงจรขยาย และนำไปขับลำโพงซึ่งจะได้เสียงออกมา 2 เสียงดังเดิม

7.3 วิจารณ์ผลการทดลอง

จากการทดลอง ผลที่ได้ยังไม่ดีนัก แต่ก็เป็นที่น่าพอใจเนื่องจากการออกแบบวงจรการเลือกใช้อุปกรณ์ยังไม่ดีพอ หรือการใช้ความถี่ที่เข้ามาเกี่ยวข้องกับคลื่นพาหะที่มีค่าประมาณ 300 KHz ซึ่งเป็นความถี่สูงพอควรซึ่งทำให้เกิด Noise ที่เกิดจากความถี่สูงทางด้านวงจรส่งเข้าไปในไฟเลี้ยง ซึ่งจะทำให้สัญญาณเสียงที่ได้ออกมาจะมีเสียงซ่าบ้างเล็กน้อย จึงต้องทำการกำจัดสัญญาณรบกวน

สำหรับแนวทางการแก้ไขปัญหา ก็คือ อาจจะเพิ่มวงจร Band Pass Filter เข้าไปในส่วนวงจรภาครับเพื่อกรองเอาเฉพาะย่านความถี่ที่ต้องการ และลดสัญญาณรบกวน หรือสัญญาณที่มีความถี่นอกเหนือไปจากย่านความถี่ที่ต้องการ หรืออาจจะเปลี่ยนเป็นใช้การส่งแบบดิจิตอลหรือแบบ Pulse Code Modulation (PCM) ซึ่งการส่งแบบ PCM นี้เป็นวิธีที่นิยมใช้ในการสื่อสารโทรศัพท์ทั่ว ๆ ไป วิธีนี้มีข้อดีคือ สามารถลดสัญญาณรบกวนของระบบลงไปได้มาก คุณภาพของสัญญาณที่ได้กลับคืนมาดีและมีอัตราการส่งข้อมูลที่ไม่สูงมากนัก

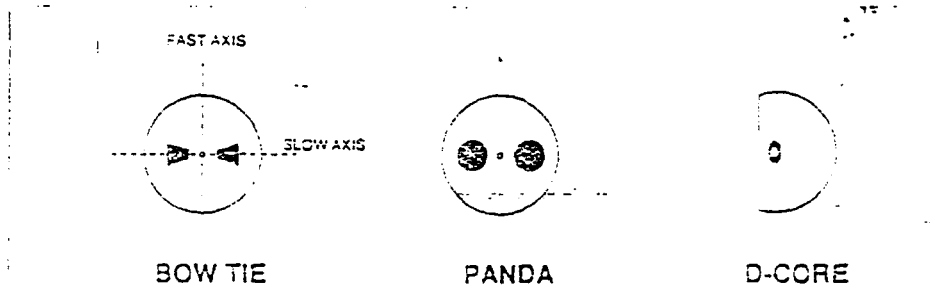
ภาคผนวก ก.

TYPES OF FIBERS

There are numerous types of optical fibers available commercially. A very brief summary of some of the key fibers is given below.

- Step-index fibers have a core diameter of 50 to 1000 μm . They are low cost, easy to use, but are limited in bandwidth. (*They are not generally used for data transmission*)
- Graded-index fibers have core diameters of 50, 62.5, 100 and 200 μm . They have good bandwidth capabilities ranging up to ~ 800 MHz/Km and are easy to work with.
- Singlemode fibers have core diameters from 3.5 to 10 μm , depending on the wavelength to be used. They support only one guided mode in the fiber and are capable of very high bandwidths (*chromatic dispersion limits the bandwidth*). Typical cladding diameter is 125 μm , although 80 μm cladding is also available.
- Polarization-preserving fibers are basically singlemode or few mode waveguides. These fibers can hold the polarization state of light launched into them if the proper orientation of the source is maintained. Applications include fiber gyroscopes, fiber interferometers and coherent communications. Three types of polarization preserving fibers are shown below.

Cross-section of three types of Polarization Preserving Fibers.



- A number of special fibers (*such as dispersion shifted fibers, doped fibers and fluorocarbon based fibers*) are available for specialized and R&D applications.

FIBER PARAMETERS

Information on performance characteristics of the optical fibers is usually provided by the manufacturers in terms of their geometrical, optical and environmental parameters.

A listing of some of the basic optical fiber parameters is given below.

- The cladding diameter is generally 125 μm .
- Core diameters are commonly 50 μm , 62.5 μm or 100 μm for multimode fiber.
- Cladding non-circularity is usually about 3%.
- NA - Numerical aperture is defined as the sine of half the maximum angle of acceptance at which a light ray can enter and remain confined within the core of a fiber. This can be directly determined by measuring the emergence angle of light exiting the fiber or computed from $NA = \sqrt{n_{\text{core}}^2 - n_{\text{cladding}}^2}$.
- V - number (or normalized frequency) gives a measure of light propagation conditions in a fiber. A step index fiber becomes singlemode for a given wavelength when $V \leq 2.405$. One can calculate V using :

$$V = \frac{2\pi (NA) a}{\lambda}$$

$$= \frac{\pi \sqrt{8}}{\lambda} a n_{\text{core}} \sqrt{\Delta}$$

where:

a = fiber core radius

λ = wavelength of light

NA = numerical aperture

$$\begin{aligned} \Delta &= (n_{\text{core}} - n_{\text{cladding}}) / n_{\text{core}} \\ &= 2 \times 10^{-3} \text{ (singlemode fiber, typ.)} \\ &= 2 \times 10^{-2} \text{ (multimode fiber, typ.)} \end{aligned}$$

Typical NA's are: Step Index Fiber - 0.3 - 0.4

Graded Index Fiber - 0.2

Singlemode Fiber - 0.1

Thus, for the fiber to propagate only one mode, we can use $\lambda_{\text{cut-off}} = 0.58 (a/V)$ to give:

Wavelength	Approx. Core Diameter (2a)
670 nm	3.0 μm
780-850 nm	5.0 μm
1,300 nm	9.0 μm
1,550 nm	10.0 μm

- Attenuation of light in the fiber is the result of scattering by microscopic non-uniformities in the refractive index and by absorption on unwanted material in the fiber. This causes an exponential decay of optical power along the fiber described by:

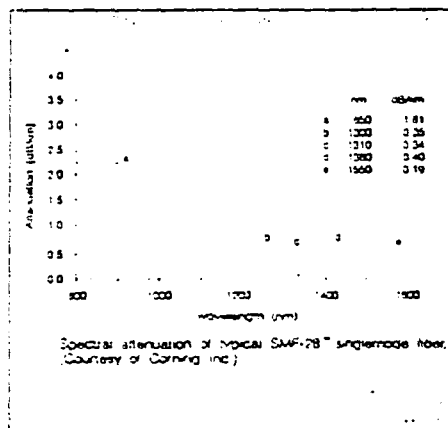
$$P(z) = P_0 \exp(-\alpha z)$$

where $P(z)$ is optical power at distance z from the input,

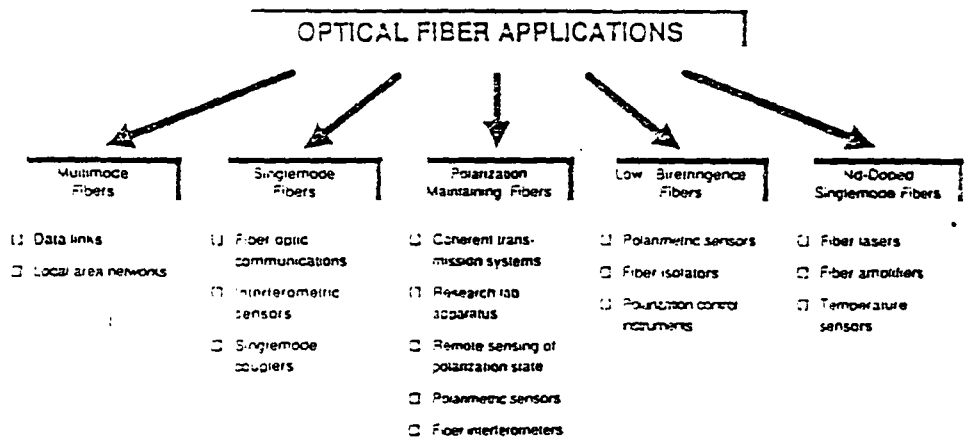
P_0 is optical power at the fiber input, and

α is the absorption coefficient (in $1/\text{km}$, but often stated dB/km)

The graph below shows the typical attenuation for a singlemode fiber.



Attenuation is the amount of light power lost as light travels along a fiber, typically expressed in dB/km .



ภาคผนวก ข.



MOTOROLA

NE565A

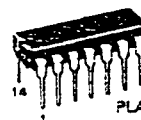
PHASE-LOCKED LOOP

The NE565A is designed for general-purpose phase-locked loop applications to 500 kHz.

- Stable Center Frequency - 200 ppm/°C (Typ)
- Flexible Power Supply Range - ±5 to ±12 Volts with Small Frequency Drift - 100 ppm/% (Typ)
- Low Total Harmonic Distortion of Demodulator Output - 1.5% (Max)
- Linear Triangle Wave Output - 0.5% (Typ)
- TTL, DTL Compatible Inputs and Outputs
- Adjustable Hold In Range - ±1% to >±50%.

PHASE-LOCKED LOOP

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS



P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 646-05

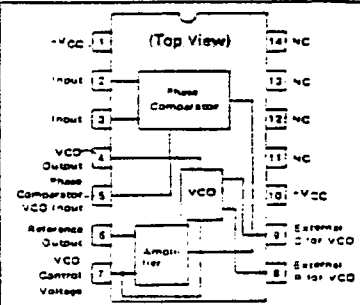
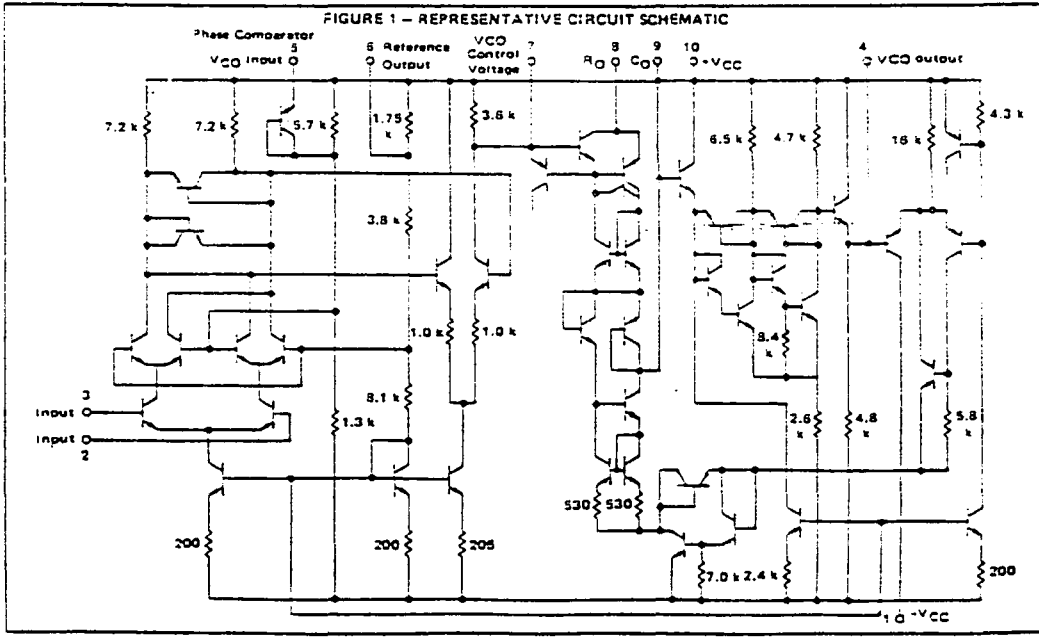


FIGURE 1 - REPRESENTATIVE CIRCUIT SCHEMATIC



6

FIGURE 3 - POWER SUPPLY CHARACTERISTICS

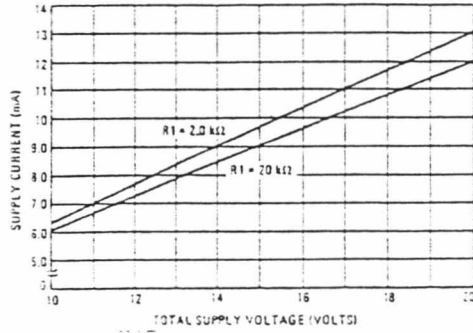


FIGURE 4 - VCO CONVERSION GAIN

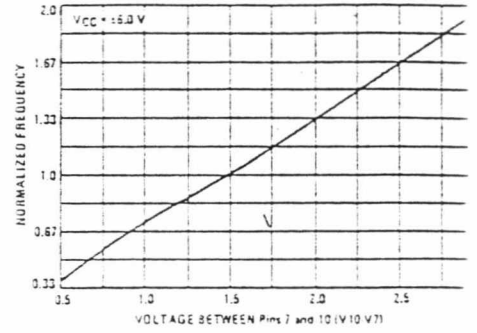


FIGURE 5 - LOCK RANGE versus INPUT VOLTAGE

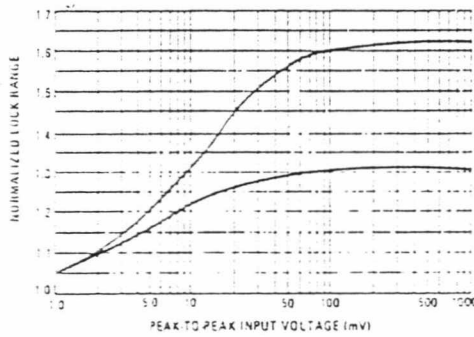


FIGURE 6 - OSCILLATOR OUTPUT WAVEFORMS

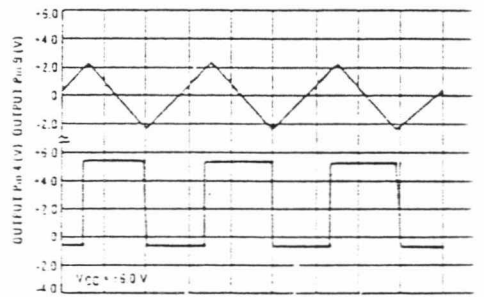


FIGURE 7 - LOCK RANGE
(As a Function of Gain Setting Resistance)

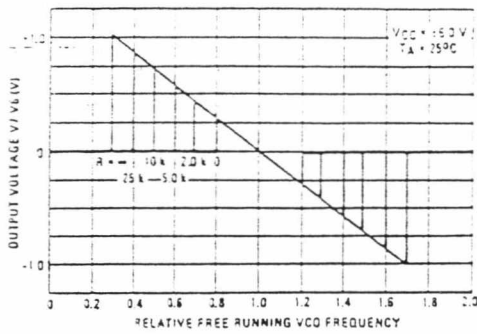
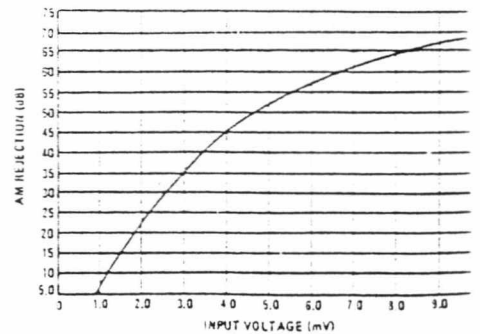


FIGURE 8 - AM REJECTION CHARACTERISTICS



6

NE565A

GENERAL APPLICATIONS INFORMATION

The following formulas are useful when designing with the NE565A:

1. Center Frequency -
$$f_0 \approx \frac{1}{3.7 R_0 C_0}$$

Where: f_0 is the frequency of the VCO without input signal. For R_0 , C_0 circuit location see Figure 2.

2. Loop Gain - $K_0 K_D A$

Definitions:

K_0 - VCO Conversion Gain - the conversion factor between VCO frequency and control voltage.

$$K_0 = 4.12 f_0 \text{ (units are in radians/sec/volt)}$$

Example: for VCO Sensitivity @ 10 kHz (in Hz/volt)

$$K_0 = \frac{4.12 \times 10^4}{2\pi \text{ radians}} = 6600 \text{ Hz/Volt}$$

K_D - Phase Detector Gain Factor - the conversion factor between the phase detector output voltage and the phase difference between input and VCO signals. Units are in volts/radian.

$$K_D = \frac{3.1 \cdot A}{V_{CC}}$$

Where: $A = f(R_6 \text{ to } R_7)$

$$\text{Hence: } K_D = \frac{3.1}{V_{CC}} f(R_6 \text{ to } R_7)$$

Where: V_{CC} is total system supply voltage, $f(R_6 \text{ to } R_7)$ is internal amplifier gain (See Figure 9). V_{CC} - total supply voltage to the circuit.

3. Lock Range - $f_L = \pm \frac{3f_0}{V_{CC}}$

Where: f_L is the range of frequencies in the area of f_0 over which the VCO, once locked to the input signal, will remain locked.

4. Capture Range - $f_c = \pm \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi f_0}{\tau}}$

Where: f_c is that range of frequencies around f_0 over which the loop will acquire lock with an input signal initially starting out of lock.

(τ = Time Constant at Pin 7)

FIGURE 9 - INTERNAL AMPLIFIER GAIN CHARACTERISTICS





Industrial Blocks

LM566/LM566C Voltage Controlled Oscillator

General Description

The LM566/LM566C are general purpose voltage controlled oscillators which may be used to generate square and triangular waves. The frequency of which is a very linear function of a control voltage. The frequency is also a function of an external resistor and capacitor.

The LM566 is specified for operation over the -55°C to +125°C military temperature range. The LM566C is specified for operation over the 0°C to +70°C temperature range.

Features

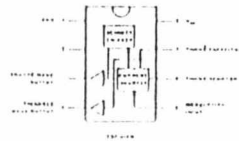
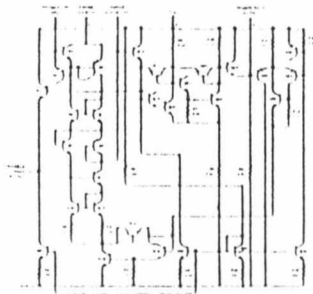
- Wide supply voltage range - 10 to 24 volts
- Very linear modulation characteristics

- High temperature stability
- Excellent supply voltage rejection
- 10 to 1 frequency range with fixed capacitor
- Frequency programmable by means of current voltage, resistor or diode

Applications

- FM modulation
- Signal generation
- Function generation
- Frequency shift keying
- Tone generation

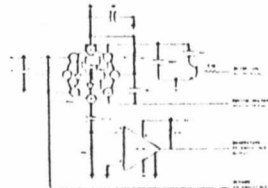
Schematic and Connection Diagrams



Order Number: LM566C
See 15 Package 3088

Typical Application

1 kHz and 10 kHz TTL Compatible Voltage Controlled Oscillator



Applications Information

The LM566 may be generated from either a single supply as shown in this test circuit, or from a split (±) power supply. When operating from a split supply, the square wave output (pin 4) is TTL compatible (2 mA current sink) with the addition of a 4.7 kΩ resistor from pin 5 to ground.

A .001 µF capacitor is connected between pins 7 and 8 to prevent parasitic oscillations that may occur during V_{CC} switching.

$$f_o = \frac{1}{R_o C_o} \sqrt{\frac{V_{CC} - V_{CE1}}{V_{CC}}}$$

where

$$2k \leq R_o \leq 20k$$

and V_{CE1} is voltage between pins 5 and 8.

LM566/LM566C

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	±12V
Power Dissipation (Flux 1)	300 mW
Differential Input Voltage	±1V
Operating Temperature Range LM566	-55°C to +125°C
LM566C/LM566M	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering 10 sec)	300°C

Electrical Characteristics (AC Test Circuit, T_a = 25°C, V_{CC} = 16V)

PARAMETER	CONDITIONS	LM566			LM566C			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Power Supply Current			8.0	12.5		8.0	12.5	mA
Input Impedance (Flux 2, 3)	4V + V _{CC} , V _{CE} = 0V	7	10			5		kΩ
V _{CC} Maximum Operating Frequency	C _o = 2.2 pF	300	500		250	500		kHz
Operating Frequency			100	300		200	500	µsec/°C
Temperature Coefficient								
Frequency Drift with Supply Voltage			0.01	0.1		0.05	0.2	%/V
Triangle Wave Output Voltage		2	2.4	3	2	2.4	3	V _{CC}
Triangle Wave Output Linearity			0.2	0.35		0.4	1	%
Square Wave Output Level		4.7	5.4		4.7	5.4		V _{CC}
Output Impedance (Flux 4)			5			5		kΩ
Square Wave Duty Cycle		45	50	55	40	50	60	%
Square Wave Rise Time			20	100		20		ns
Square Wave Fall Time			50	200		50		ns
Output Current Sink (Flux 4)		0.8	1		0.8	1		mA
V _{CC} Sensitivity	V _{CC} = 10kΩ/Hz	6400	6500	6300	6200	6500	7200	Hz/V
Modulate F Output Voltage (Flux 5)	±10% Frequency Deviation	250	300	350	200	300	400	mV _{pp}
Total Harmonic Distortion	±10% Frequency Deviation		0.2	0.35		0.2	1.5	%
Output Impedance (Flux 2)			3.5			3.5		kΩ
DC Level (Flux 3)		4.25	4.5	4.25	4.0	4.5	5.0	V
Output Offset Voltage	R _o = V _{CC} /I _o		30	100		50	200	mV
Temperature Drift of R _o - V _{CC} /I _o			500			500		µV/°C
AWR Rejection		30	40			40		dB
Phase Detector Sensitivity F _{pd}		0.8	0.8	0.9	0.55	0.8	0.95	V/degree

Note 1: The maximum junction temperature of the LM566 is 150°C, while that of the LM566C and LM566M is 100°C. The operation at elevated temperatures, down to the 10.5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W junction to ambient or 45°C/W junction to case. Thermal resistance of the dual in line package is 100°C/W.

LM566/LM566C

SIECOR/OPTICAL CABLE

SIECOR® FIBER™ CABLE (144)

66/LM566C

Absolute Maximum Ratings

Power Supply Voltage	28V
Power Dissipation (Flux 1)	300 mW
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C



OP-37

LOW-NOISE PRECISION HIGH-SPEED OPERATIONAL AMPLIFIER ($A_{VCL} \geq 5$)

Precision Monolithics Inc.

FEATURES

- Low Noise: 30nV p-p (0.1Hz to 10Hz)
- Low Drift: $3nV/\sqrt{Hz}$ at 1kHz
- Low Drift: $0.2\mu V/^\circ C$
- High Speed: 17V/ μs Slew Rate
- 63MHz Gain Bandwidth
- Low Input Offset Voltage: 10 μV
- Excellent CMRR: 126dB (Common-Voltage of $\pm 11V$)
- High Open-Loop Gain: 1.3 Million
- Replaces 725, OP-05, OP-06, OP-07, AD510, AD517, SE5534 in Gains > 5
- Available in Die Form

The OP-37 provides the low offset and drift of the OP-07 plus higher speed and lower noise. Offsets down to 25 μV and drift of 0.6 $\mu V/^\circ C$ maximum make the OP-37 ideal for precision instrumentation applications. Exceptionally low noise ($e_n = 3.5nV/\sqrt{Hz}$ at 10Hz), a low 1/f noise corner frequency of 2.7Hz, and the high gain of 1.3 million, allow accurate high-gain amplification of low-level signals.

The low input bias current of $\pm 10nA$ and offset current of 7nA are achieved by using a bias-current-cancellation circuit. Over the military temperature range this typically holds I_B and I_{OS} to $\pm 20nA$ and 15nA respectively.

The output stage has good load driving capability. A guaranteed swing of $\pm 10V$ into 600 Ω and low output distortion make the OP-37 an excellent choice for professional audio applications.

ORDERING INFORMATION

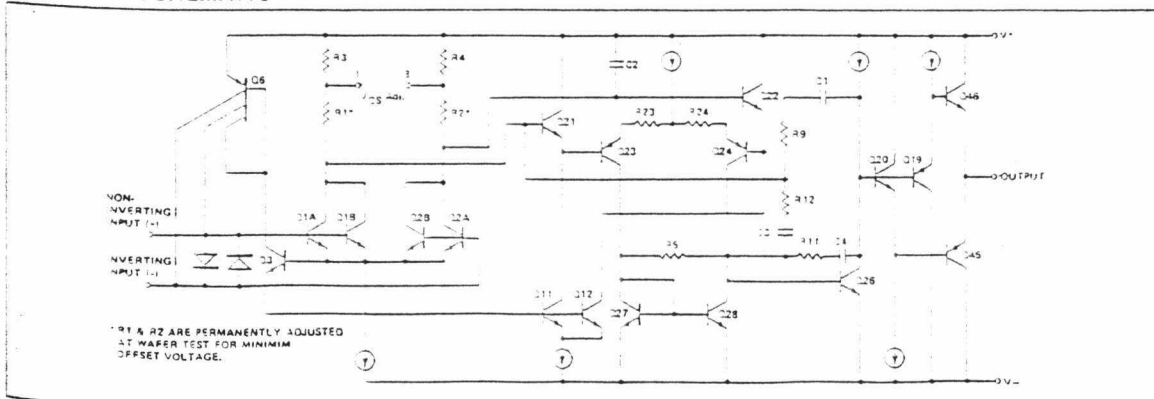
TEMPERATURE RANGE	PACKAGE				OPERATING TEMPERATURE RANGE
	TO-99	CERDIP	PLASTIC DIP	LCC	
$\pm 25^\circ C$					
05	OP37AJ*	OP37AZ*	-	-	MIL
05	OP37EJ	OP37EZ	OP37EP	-	IND/COM
50	OP37BJ*	OP37BZ*	-	OP37BRC/883	MIL
50	OP37FJ	OP37FZ	OP37FP	-	IND/COM
00	OP37GJ*	OP37GZ	-	-	MIL
00	OP37GJ	OP37GZ	OP37GP	-	KIND
00	-	-	OP37GST	-	KIND

- * For devices processed in total compliance to MIL-STD-883, add 883 after part number. Consult factory for 883 data sheet.
- † Burn-in is available on commercial and industrial temperature range parts in CerDIP, plastic DIP, and TO-can packages. For ordering information, see 1990/91 Data Book, Section 2.
- ‡ For availability and burn-in information on SO package, contact your local sales office.

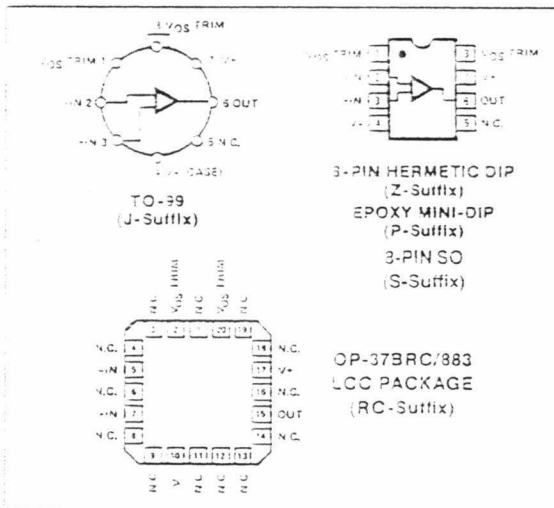
GENERAL DESCRIPTION

The OP-37 provides the same high performance as the OP-27, but the design is optimized for circuits with gains greater than five. This design change increases slew rate to 17V/ μs and gain-bandwidth product to 63MHz.

SIMPLIFIED SCHEMATIC



PIN CONNECTIONS



OPERATIONAL AMPLIFIERS/BUFFERS

PSRR and CMRR exceed 120dB. These characteristics, coupled with long-term drift of 0.2 μ V/month, allow the circuit designer to achieve performance levels previously attained only by discrete designs.

Low-cost, high-volume production of the OP-37 is achieved by using on-chip zener-zap trimming. This reliable and stable offset trimming scheme has proved its effectiveness over many years of production history.

The OP-37 brings low-noise instrumentation-type performance to such diverse applications as microphone, tape-head, and RIAA phono preamplifiers, high-speed signal conditioning for data acquisition systems, and wide-bandwidth instrumentation.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 4)

Supply Voltage	$\pm 22V$
Internal Voltage (Note 1)	$\pm 22V$
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Differential Input Voltage (Note 2)	$\pm 0.7V$
Differential Input Current (Note 2)	$\pm 25mA$
Storage Temperature Range	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$

Operating Temperature Range

OP-37A, OP-37B, OP-37C (J, Z, RC)	$-55^{\circ}C$
OP-37E, OP-37F (J, Z)	$-25^{\circ}C$
OP-37E, OP-37F (P)	$0^{\circ}C$
OP-37G (P, S, J, Z)	$-40^{\circ}C$

Lead Temperature Range (Soldering, 60 sec)	$260^{\circ}C$
Junction Temperature	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$

PACKAGE TYPE	θ_{JA} (NOTE 3)	θ_{JC}
TO-99 (J)	150	13
3-Pin Hermetic DIP (Z)	146	16
3-Pin Plastic DIP (P)	103	43
20-Contact LCC (RC, TC)	98	38
3-Pin SO (S)	158	43

NOTES:

- For supply voltages less than $\pm 22V$, the absolute maximum is equal to the supply voltage.
- The OP-37's inputs are protected by back-to-back diodes. Diodes are not used in order to achieve low noise. If differential voltage exceeds $\pm 0.7V$, the input current should be limited to 25mA.
- θ_{JA} is specified for worst case mounting conditions, i.e., θ_{JA} device in socket for TO, CarDIP, P-DIP, and LCC packages; P for device soldered to printed circuit board for SO package.
- Absolute maximum ratings apply to both DICE and packages otherwise noted.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^{\circ}C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-37A/E			OP-37B/F			OP-37C/G		
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
Input Offset Voltage	V_{OS}	Note 1	—	10	25	—	20	50	—	20	10
Long-Term V_{OS} Stability	$V_{OS}/Time$	Notes 1, 2	—	0.2	1.0	—	0.3	1.5	—	0.4	2
Input Offset Current	I_{OS}		—	7	25	—	9	50	—	12	15
Input Bias Current	I_B		—	± 10	± 40	—	± 10	± 55	—	± 15	± 50
Input Noise Voltage	e_{n-p-p}	0.1Hz to 10Hz Notes 3, 5	—	0.08	0.18	—	0.08	0.18	—	0.09	0.2
Input Noise Voltage Density	e_n	$f_c = 10Hz$ Note 3	—	0.5	5.5	—	0.5	5.5	—	0.8	8
		$f_c = 30Hz$ Note 3	—	3.1	4.5	—	3.1	4.5	—	3.3	5
		$f_c = 1000Hz$ Note 3	—	3.0	3.3	—	3.0	3.3	—	3.2	4
Input Noise Current Density	i_n	$f_c = 10Hz$ Notes 3, 6	—	1.7	4.0	—	1.7	4.0	—	1.7	4
		$f_c = 30Hz$ Notes 3, 6	—	1.0	2.0	—	1.0	2.0	—	1.0	2
		$f_c = 1000Hz$ (Notes 3, 6)	—	0.4	0.6	—	0.4	0.6	—	0.4	0
Input Resistance — Differential-Mode	R_{in}	Note 7	1.0	5	—	0.94	5	—	0.7	4	
Input Resistance — Common-Mode	R_{inCM}		—	3	—	—	0.5	—	—	2	
Input Voltage Range	V_{IR}		± 11.0	± 12.3	—	± 11.0	± 12.3	—	± 11.0	± 12.3	—
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 11V$	114	125	—	106	123	—	100	120	—
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 4V$ to $\pm 18V$	—	1	10	—	1	10	—	2	2
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L = 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$	1000	1500	—	1000	1500	—	700	1500	—
		$R_L = 1k\Omega$, $V_O = \pm 10V$	300	1500	—	300	1500	—	400	1500	—
		$R_L = 500\Omega$, $V_O = \pm 1V$	250	700	—	250	700	—	200	500	—
		$V_S = \pm 4V$, Note 4									
Output Voltage Swing	V_O	$R_L = 2k\Omega$	± 12.0	± 13.8	—	± 12.0	± 13.8	—	± 11.5	± 13.5	—
		$R_L = 500\Omega$	± 10.0	± 11.5	—	± 10.0	± 11.5	—	± 10.0	± 11.5	—
Slew Rate	S_R	$R_L = 2k\Omega$ Note 4	11	17	—	11	17	—	11	17	—
Gain Bandwidth Prod.	GBW	$f_c = 10kHz$ Note 4	45	63	—	45	63	—	45	63	—
		$f_c = 1MHz$	—	40	—	—	40	—	—	40	—

OP-37 LOW-NOISE PRECISION HIGH-SPEED OPERATIONAL AMPLIFIER

Electrical Characteristics at $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted. (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-37A/E			OP-37B/F			OP-37C/G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Output Resistance	R_o	$V_O = 0, I_O = 0$	—	70	—	—	70	—	—	70	—	Ω
Quiescent Power Consumption	P_Q	$V_O = 0$	—	90	140	—	90	140	—	100	170	mW
Input Offset Voltage	V_{OS}	$R_{th} = 10k\Omega$	—	± 4.0	—	—	± 4.0	—	—	± 4.0	—	mV

Input offset voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power. AVE grades guaranteed fully warmed up.
Common-mode input offset voltage stability refers to the average trend line of V_{OS} . Time over extended periods after the first 30 days of operation, including the initial hour of operation, changes in V_{OS} during the first 30

days are typically $2.5\mu V$ — refer to typical performance curve.
3. Sample tested.
4. Guaranteed by design.
5. See test circuit and frequency response curve for 0.1Hz to 10Hz tester.
6. See test circuit for current noise measurement.
7. Guaranteed by input bias current.

Electrical Characteristics for $V_S = \pm 15V$, $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-37A			OP-37B			OP-37C			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}	Note 1	—	20	50	—	50	200	—	70	200	μV
Common-Mode Input Offset Voltage Drift	TCV_{OS}	Note 2	—	0.2	0.5	—	0.3	1.0	—	0.4	1.3	$\mu V/^\circ C$
	TCV_{OSn}	Note 3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
Input Offset Current	I_{OS}		—	1	20	—	22	35	—	30	135	nA
Input Bias Current	I_B		—	± 10	± 60	—	± 28	± 95	—	± 35	± 150	nA
Input Voltage Range	V_{IR}		± 10.0	± 11.5	—	± 10.0	± 11.5	—	± 10.2	± 11.5	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 10V$	103	122	—	100	119	—	94	116	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 4.5V$ to $\pm 15V$	—	2	16	—	2	20	—	4	51	$\mu V/V$
Signal Voltage Gain	A_{vD}	$R_L \geq 2k\Omega, V_O = \pm 10V$	500	1000	—	1000	1000	—	300	300	—	V/mV
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 2k\Omega$	± 11.5	± 13.0	—	± 11.0	± 13.0	—	± 10.5	± 13.0	—	V

Electrical Characteristics for $V_S = \pm 15V$, $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ for OP-37EJ/FJ and OP-37EZ/FZ, $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ for OP-37EP/FP and $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ for OP-37GP/GS/GJ/GZ, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-37E			OP-37F			OP-37G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}		—	20	50	—	10	140	—	55	220	μV
Common-Mode Input Offset Voltage Drift	TCV_{OS}	Note 2	—	0.2	0.5	—	0.3	1.0	—	0.4	1.3	$\mu V/^\circ C$
	TCV_{OSn}	Note 3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
Input Offset Current	I_{OS}		—	10	30	—	14	35	—	20	135	nA
Input Bias Current	I_B		—	± 14	± 60	—	± 19	± 95	—	± 25	± 150	nA
Input Voltage Range	V_{IR}		± 10.5	± 11.5	—	± 10.5	± 11.5	—	± 10.5	± 11.5	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 10V$	110	124	—	102	121	—	96	113	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 4.5V$ to $\pm 15V$	—	2	15	—	2	16	—	2	32	$\mu V/V$
Signal Voltage Gain	A_{vD}	$R_L \geq 2k\Omega, V_O = \pm 10V$	150	1500	—	100	1000	—	450	1000	—	V/mV
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 2k\Omega$	± 11.7	± 13.5	—	± 11.4	± 13.5	—	± 11.0	± 13.0	—	V

NOTES:
1. Input offset voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power. AVE grades guaranteed fully warmed up.
2. The TCV_{OS} performance is within the specifications unpuled or when pulled with $R_{th} = 8k\Omega$ to $20k\Omega$. TCV_{OS} is 100% tested for A/E grades, sample tested for B/C/F/G grades.
3. Guaranteed by design.

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
MC1733G	-55°C to +125°C	Metal Can
MC1733L	-55°C to +125°C	Ceramic DIP
MC1733CD	0°C to +70°C	SO-14
MC1733CG	0°C to +70°C	Metal Can
MC1733CL	0°C to +70°C	Ceramic DIP
MC1733CP	0°C to +70°C	Plastic DIP

DIFFERENTIAL VIDEO AMPLIFIER

... a wideband amplifier with differential input and differential output. Gain is fixed at 10, 100, or 400 without external components or, with the addition of one external resistor, gain becomes adjustable from 10 to 400.

- Bandwidth — 120 MHz typical @ $A_{vd} = 10$
- Rise Time — 2.5 ns typical @ $A_{vd} = 10$
- Propagation Delay Time — 3.6 ns typical @ $A_{vd} = 10$

FIGURE 1 — BASIC CIRCUIT

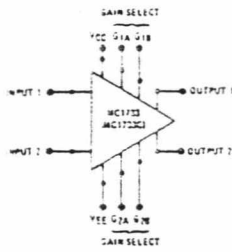


FIGURE 2 — VOLTAGE GAIN ADJUST CIRCUIT

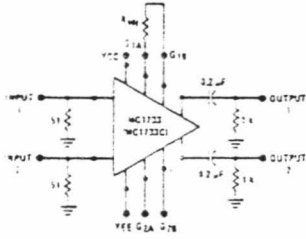
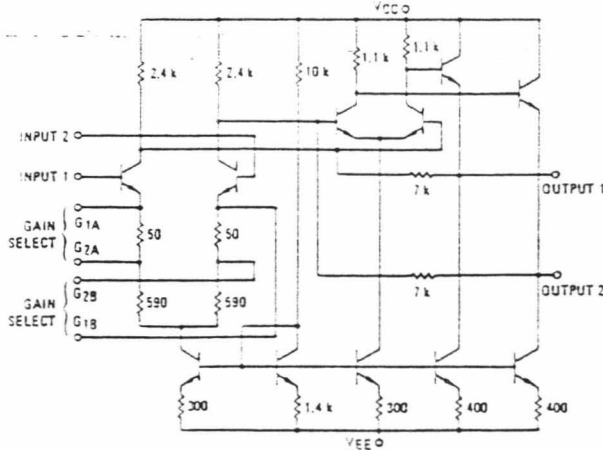


FIGURE 3 — EQUIVALENT CIRCUIT SCHEMATIC

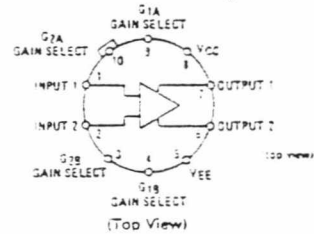


**MC1733
MC1733C**

**DIFFERENTIAL VIDEO
WIDEBAND AMPLIFIER**

SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUIT

G SUFFIX
METAL PACKAGE
CASE 603-04
TO-100

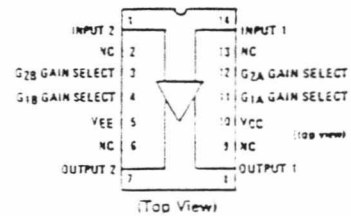


L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632-02
MC-001AA

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 546-05



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A-01
SO-14



MC1733, MC1733C

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

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC} V_{EE}	+8.0 -8.0	Volts
Differential Input Voltage	V_{in}	± 5.0	Volts
Common-Mode Input Voltage	V_{ICM}	± 6.0	Volts
Output Current	I_O	10	mA
Internal Power Dissipation (Note 1)	P_D		
Metal Can Package		500	mW
Ceramic Dual In-Line Package		500	
Operating Temperature Range	T_A	0 to +70 -55 to +125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +6.0\text{ Vdc}$, $V_{EE} = -6.0\text{ Vdc}$, at $T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC1733			MC1733C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Differential Voltage Gain								V/V
Gain 1 (Note 2)	A_{vd}	300	400	500	250	400	500	
Gain 2 (Note 3)		90	100	110	90	100	120	
Gain 3 (Note 4)		3.0	10	11	3.0	10	12	
Bandwidth ($R_L = 50\ \Omega$)	BW							MHz
Gain 1		-	40	-	-	40	-	
Gain 2		-	90	-	-	90	-	
Gain 3		-	120	-	-	120	-	
Rise Time ($R_L = 50\ \Omega$, $V_O = 1\text{ V}_{o-p}$)	t_{rLH} t_{rHL}							ns
Gain 1		-	10.5	-	-	10.5	-	
Gain 2		-	4.5	10	-	4.5	12	
Gain 3		-	2.5	-	-	2.5	-	
Propagation Delay ($R_L = 50\ \Omega$, $V_O = 1\text{ V}_{o-p}$)	t_{PLH} t_{PHL}							ns
Gain 1		-	7.5	-	-	7.5	-	
Gain 2		-	6.0	10	-	6.0	10	
Gain 3		-	3.6	-	-	3.6	-	
Input Resistance	R_{in}							k Ω
Gain 1		-	4.0	-	-	4.0	-	
Gain 2		20	30	-	10	30	-	
Gain 3		-	250	-	-	250	-	
Input Capacitance (Gain 2)	C_{in}	-	2.0	-	-	2.0	-	pF
Input Offset Current (Gain 3)	I_{IOI}	-	0.4	3.0	-	0.4	5.0	μA
Input Bias Current (Gain 3)	I_{IB}	-	9.0	20	-	9.0	30	μA
Input Noise Voltage ($R_L = 50\ \Omega$, BW = 1 kHz to 10 MHz)	V_n	-	12	-	-	12	-	$\mu\text{V(rms)}$
Input Voltage Range (Gain 2)	V_{in}	± 1.0	-	-	± 1.0	-	-	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR							dB
Gain 2 ($V_{CM} = \pm 1\text{ V}$, $f \leq 100\text{ kHz}$)		50	36	-	50	36	-	
Gain 2 ($V_{CM} = \pm 1\text{ V}$, $f = 5\text{ MHz}$)		-	50	-	-	50	-	
Supply Voltage Rejection Ratio	PSRR							dB
Gain 2 ($\Delta V_s = \pm 0.5\text{ V}$)		50	70	-	50	70	-	
Output Offset Voltage	V_{OO}							V
Gain 1		-	0.6	1.5	-	0.6	1.5	
Gain 2 and Gain 3		-	0.25	1.0	-	0.25	1.5	
Output Common-Mode Voltage (Gain 3)	V_{CMO}	2.4	2.9	3.4	2.4	2.9	3.4	V
Output Voltage Swing (Gain 2)	V_{O}	3.0	4.0	-	3.0	4.0	-	V_{o-p}
Output Sink Current (Gain 2)	I_O	2.5	3.6	-	2.5	3.6	-	mA
Output Resistance	R_{out}	-	20	-	-	20	-	Ω
Power Supply Current (Gain 2)	I_D	-	18	24	-	18	24	mA

LM386 low voltage audio power amplifier

general description

The LM386 is a power amplifier designed for use in low voltage consumer applications. The gain is internally set to 20 to keep external part count low, but the addition of an external resistor and capacitor between pins 1 and 8 will increase the gain to any value up to 200.

The inputs are ground referenced while the output is automatically biased to one half the supply voltage. The quiescent power drain is only 24 milliwatts when operating from a 6 volt supply, making the LM386 ideal for battery operation.

features

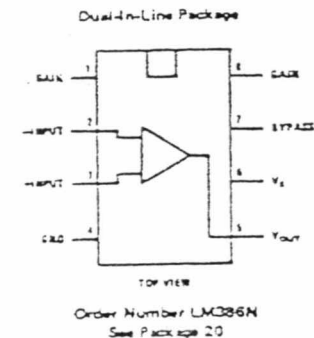
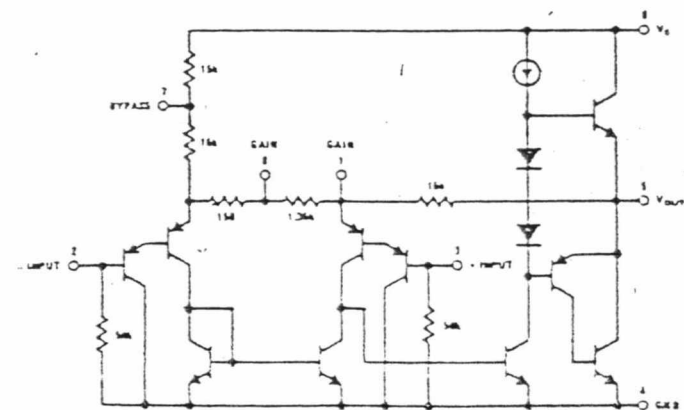
- Battery operation
- Minimum external parts
- Wide supply voltage range 4-12 Volts
- Low quiescent current drain 4 mA

- Voltage gains from 20 to 200
- Ground referenced input
- Self-centering output quiescent voltage
- Low distortion
- Eight pin dual-in-line package

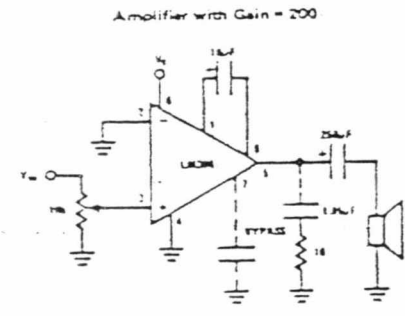
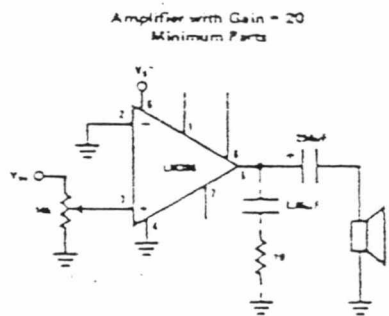
applications

- AM-FM radio amplifiers
- Portable tape player amplifiers
- Intercoms
- TV sound systems
- Line drivers
- Ultrasonic drivers
- Small servo drivers
- Power converters

equivalent schematic and connection diagrams



typical applications



absolute maximum ratings

Supply Voltage (Note 1)	15V
Package Dissipation 8 Pin DIP (Note 2)	660 mW
Input Voltage	±0.4V
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Operating Temperature	0°C to +70°C
Junction Temperature	+150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	+300°C

electrical characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Operating Supply Voltage (V_S)		4		12	V
Quiescent Current (I_Q)	$V_S = 6V, V_{IN} = 0$		4	8	mA
Output Power (P_{OUT}) (Note 3)	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, THD = 10\%$	250	325		mW
	$V_S = 9V, R_L = 16\Omega, THD = 10\%$		500		mW
Voltage Gain (A_V)	$V_S = 6V, f = 1\text{ kHz}$ 10 μF from Pin 1 to 8		26		dB
			46		dB
Bandwidth (BW)	$V_S = 6V, \text{Pins 1 and 8 Open}$		300		kHz
Total Harmonic Distortion (THD)	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, P_{OUT} = 125\text{ mW}$ $f = 1\text{ kHz, Pins 1 and 8 Open}$		0.2		%
Power Supply Rejection Ratio (PSRR)	$V_S = 6V, f = 1\text{ kHz, } C_{V_{PASS}} = 10\mu\text{F}$ Pins 1 and 8 Open, Referred to Output		50		dB
Input Resistance (R_{IN})			50		k Ω
Input Bias Current (I_{BIAS})	$V_S = 6V, \text{Pins 2 and 3 Open}$		250		nA

Note 1: Parts selected for higher absolute maximum supply voltage available on special request.

Note 2: For operating at elevated temperatures, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 187°C/W junction to ambient.

Note 3: If oscillation exists under some load conditions, add 10 Ω and 0.05 μF series network from pin 5 to ground.

application hints

GAIN CONTROL

To make the LM386 a more versatile amplifier, two pins (1 and 8) are provided for gain control. With pins 1 and 8 open the 1.35 k Ω resistor sets the gain at 20 (26 dB). If a capacitor is put from pin 1 to 8, bypassing the 1.35 k Ω resistor, the gain will go up to 200 (46 dB). If a resistor is placed in series with the capacitor, the gain can be set to any value from 20 to 200. Gain control can also be done by capacitively coupling a resistor (or FET) from pin 1 to ground.

Additional external components can be placed in parallel with the internal feedback resistors to tailor the gain and frequency response for individual applications. For example, we can compensate poor speaker bass response by frequency shaping the feedback path. This is done with a series RC from pin 1 to 5 (paralleling the internal 15 k Ω resistor). For 6 dB effective bass boost: $R \approx 15\text{ k}\Omega$, the lowest value for good stable operation is $R = 10\text{ k}\Omega$ if pin 8 is open. If pins 1 and 8 are bypassed then R as low as 2 k Ω can be used. This restriction is because the amplifier is only compensated for closed-loop gains greater than 9.

INPUT BIASING

The schematic shows that both inputs are biased to ground with a 50 k Ω resistor. The base current of the input transistors is about 250 nA, so the inputs are at about 12.5 mV when left open. If the dc source resistance driving the LM386 is higher than 250 k Ω it will contribute very little additional offset (about 2.5 mV at the input, 50 mV at the output). If the dc source resistance is less than 10 k Ω , then shorting the unused input to ground will keep the offset low (about 2.5 mV at the input, 50 mV at the output). For dc source resistances between these values we can eliminate excess offset by putting a resistor from the unused input to ground, equal in value to the dc source resistance. Of course all offset problems are eliminated if the input is capacitively coupled.

When using the LM386 with higher gains (bypassing the 1.35 k Ω resistor between pins 1 and 8) it is necessary to bypass the unused input, preventing degradation of gain and possible instabilities. This is done with a 0.1 μF capacitor or a short to ground depending on the dc source resistance on the driven input.

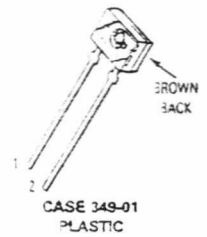
Infrared LED

This device is designed for a wide variety of infrared applications, including keyboards, end-of-tape sensors, coin or paper handlers, and other general sensing applications. The MLED71 can be used in conjunction with any MRD700-series detector. It features high power output, using gallium arsenide technology.

- Low Cost
- Popular Case 349 Package, with Molded Lens
- Uses Stable Long-Life LED Technology
- Clear Epoxy Package

MLED71

INFRARED
LED
340 nm



4

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	V_R	5	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	50	mA
Forward Current — Peak Pulse	I_F	1	A
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 1) Derate above 55°C	P_D	30 2	mW mW/°C
Ambient Operating Temperature Range	T_A	-40 to +100	°C
Storage Temperature	T_{stg}	-40 to +100	°C
Lead Soldering Temperature (Note 2)	—	260	°C

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Leakage Current ($V_R = 6\text{ V}$)	I_R	—	0.05	100	μA
Forward Voltage ($I_F = 50\text{ mA}$)	V_F	—	1.3	1.5	V
Temperature Coefficient of Forward Voltage	ΔV_F	—	-1.6	—	mV/K
Capacitance ($V = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$)	C	—	18	—	pF

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Peak Wavelength ($I_F = 50\text{ mA}$)	λ_p	—	340	—	nm
Spectral Half-Power Bandwidth	$\Delta\lambda$	—	48	—	nm
Continuous Power Output ($I_F = 50\text{ mA}$) (Note 3)	P_O	2	2.5	—	mW
Instantaneous Power Output ($I_F = 100\text{ mA}$)	P_O	—	5	—	mW
Instantaneous Axial Intensity ($I_F = 100\text{ mA}$) (Note 4)	I_O	—	3.5	—	mW/sr
Power Half-Angle	θ	—	$\pm 30^\circ$	—	°
Optical Turn-On and Turn-Off Times	t_{on}, t_{off}	—	1	—	μs

- Notes: 1. Measured with device soldered into a typical printed circuit board.
 2. 3 seconds max; 1/16 inch from case. Heat sink should be applied during soldering, to prevent case temperature from exceeding 100°C .
 3. Measured using a Photodyne 88xLA with a #350 integrating sphere.
 4. On 0° axis, with cone angle of $\pm 13^\circ$.

MLED71

TYPICAL CHARACTERISTICS

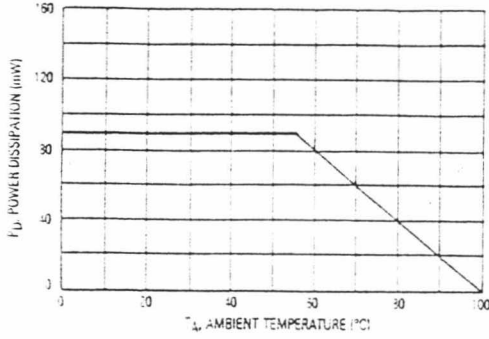


Figure 1. Power Dissipation

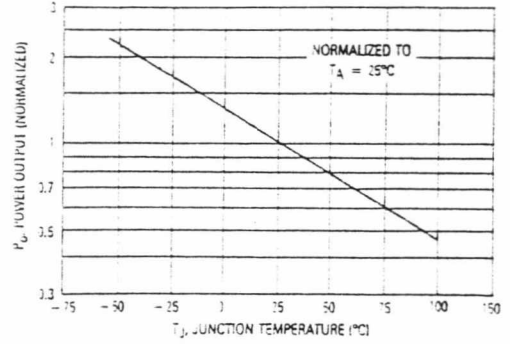


Figure 2. Instantaneous Power Output versus Ambient Temperature

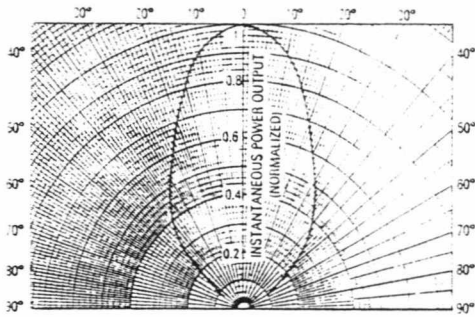


Figure 3. Spatial Radiation Pattern

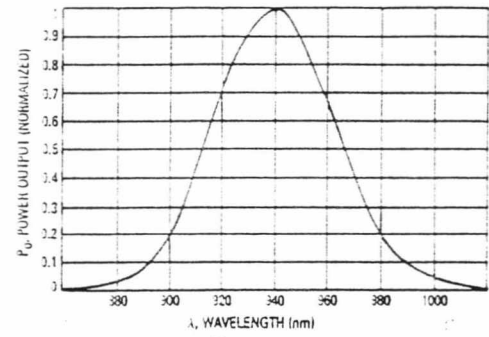


Figure 4. Relative Spectral Output

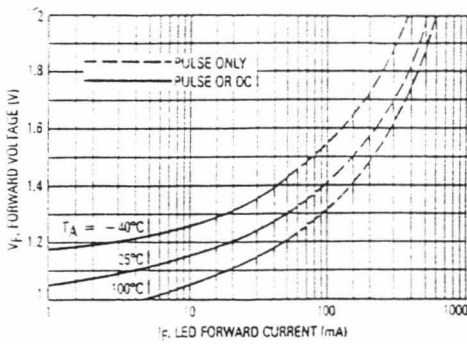


Figure 5. Forward Voltage versus Forward Current

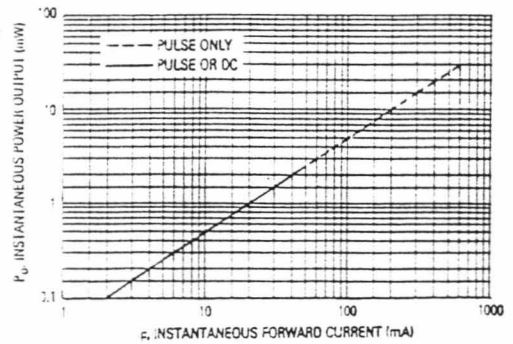
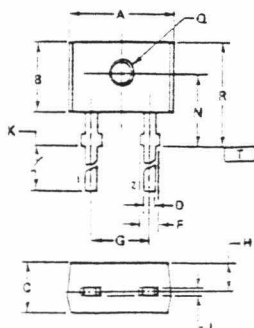


Figure 6. Instantaneous Power Output versus Forward Current

MLED71

OUTLINE DIMENSIONS

CASE 349-01
PLASTIC



NOTES:

1. DIMENSIONS A, B AND C ARE DATUMS.
2. POSITIONAL TOLERANCE FOR D DIMENSION:
 $\pm 0.25 (0.010) \text{ (M)} \text{ (L)} \text{ (A)} \text{ (C)}$
3. POSITIONAL TOLERANCE FOR Q DIAMETER:
 $\pm 0.25 (0.010) \text{ (M)} \text{ (L)} \text{ (A)} \text{ (B)}$
4. S SEATING PLANE.
5. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5, 1973.

STYLE 1
PIN 1, CATHODE
PIN 2, ANODE

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	2.43	1.50	0.125	0.195
B	2.79	1.30	0.110	0.130
C	2.03	2.18	0.080	0.125
D	2.43	1.60	0.017	0.024
F	1.14	1.40	0.045	0.055
G	1.54 BSC		0.100 BSC	
H	1.52 BSC		0.090 BSC	
J	1.27	1.56	0.009	0.022
K	1.83	1.05	0.505	0.150
N	2.95	1.30	0.120	0.130
Q	2.76	1.52	0.030	0.060
R	2.91	1.80	0.150	0.185

Photo Detector Diode Output

MRD821

PHOTO DETECTOR
 DIODE OUTPUT

This device is designed for infrared remote control and other sensing applications, and can be used in conjunction with the MLED81 infrared emitting diode.

- Low Cost
- Designed for Automated Handling and Accurate Positioning
- Sensitive Throughout the Near Infrared Spectral Range
- Infrared Filter for Rejection of Visible Light
- High Speed

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	V_R	35	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	100	mA
Total Power Dissipation (at $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C)	P_D	150 3.3	mW mW/°C
Ambient Operating Temperature Range	T_A	-30 to +70	°C
Storage Temperature	T_{stg}	-40 to +80	°C
Lead Soldering Temperature, 5 seconds max, 1/16 inch from case	—	260	°C

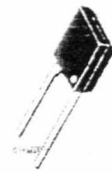
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Dark Current ($V_R = 10\text{ V}$)	I_D	—	3	20	nA
Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V = 0$)	C_J	—	175	—	pF

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Wavelength of Maximum Sensitivity	λ_{max}	—	940	—	nm
Spectral Range	$\Delta\lambda$	—	170	—	nm
Sensitivity ($\lambda = 940\text{ nm}$, $V_R = 20\text{ V}$)	S	—	50	—	$\mu\text{A}/\text{m}^2\text{Wcm}^2$
Temperature Coefficient of Sensitivity	ΔS	—	0.18	—	%/K
Acceptance Half-Angle	θ	—	± 70	—	°
Short Circuit Current ($E_v = 1000\text{ lux}^1$)	I_S	—	50	—	μA
Open Circuit Voltage ($E_v = 1000\text{ lux}^1$)	V_L	—	0.3	—	V

NOTE 1: E_v is the illumination from an unfiltered tungsten filament source, having a color temperature of 2856K (standard light A, in accordance with DIN5030 and IEC publication 306-1).



CASE 381-01

MRD821

TYPICAL CHARACTERISTICS

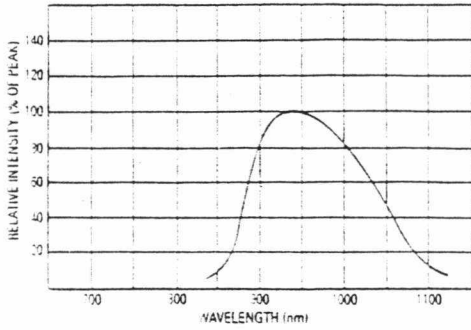


Figure 1. Relative Spectral Sensitivity

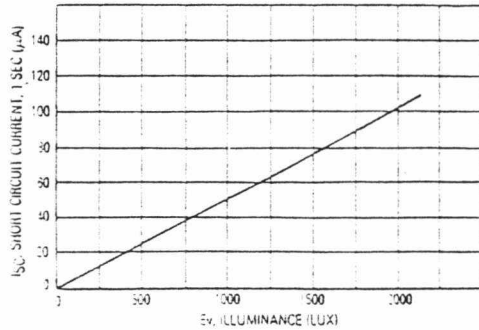


Figure 2. Short Circuit Current versus Illuminance

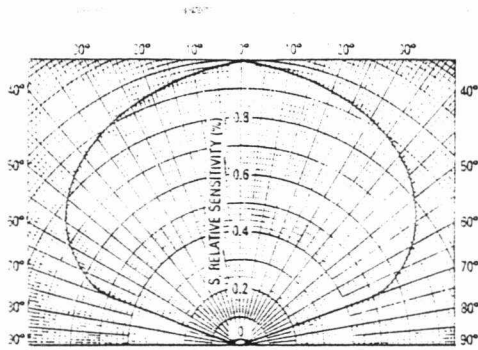


Figure 3. Angular Response

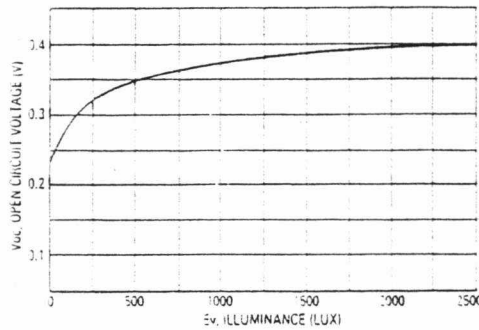


Figure 4. Open Circuit Voltage versus Illuminance

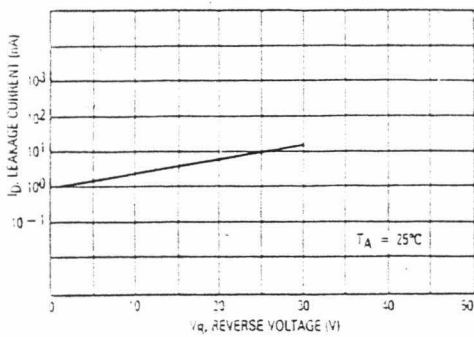


Figure 5. Dark Current versus Reverse Voltage

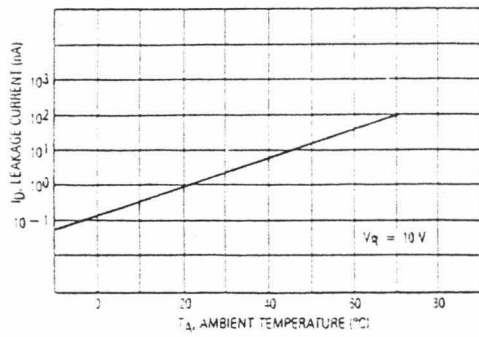


Figure 6. Dark Current versus Temperature

4

MRD821

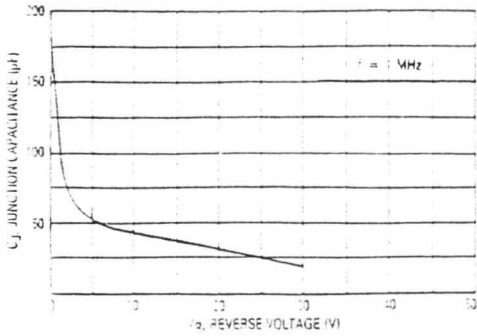


Figure 7. Capacitance versus Reverse Voltage

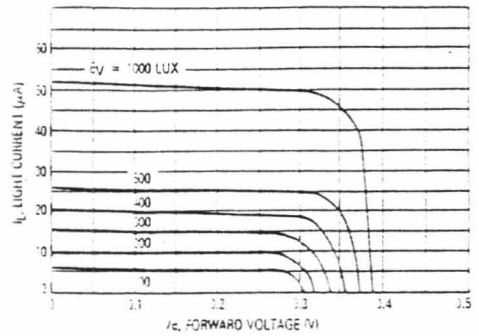


Figure 8. Light Current versus Forward Voltage

4

OUTLINE DIMENSIONS

CASE 381-01

NOTES:
 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. POSITIONAL TOLERANCE FOR LEAD DIMENSION $\pm 0.25 (0.010) (0.1 \times A \times D)$
 3. CONTROLLING DIMENSION: MCH

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.81	2.21	0.071	0.087
B	1.90	2.20	0.075	0.087
C	1.58	1.78	0.062	0.070
D	1.51	1.75	0.060	0.070
E	1.28 BSC		0.051 BSC	
F	1.13	1.43	0.045	0.057
G	1.25	1.45	0.050	0.057
H	1.25	1.39	0.050	0.055
I	1.94	1.98	0.076	0.078
J	1.01	1.14	0.040	0.045

STYLE 1:
 1. ANODE
 2. CATHODE

SCL4051B, SCL4052B
SCL4053B



CMOS ANALOG MULTIPLEXERS
/ DEMULTIPLEXERS

FEATURES

- ◆ Wide Range of Digital and Analog Signal Levels: Digital-3 to 15V, Analog-to 15V_{p-p}
- ◆ Low ON-Resistance: 80Ω (typ.) over entire 15V_{p-p} Signal-Input Range for V_{DD}-V_{EE} = 15V
- ◆ High OFF-Resistance: Input Leakage = 10pA (typ) @ V_{DD}-V_{EE} = 10V
- ◆ Logic-Level Conversion for Digital Addressing Signals of 3 to 15V (V_{DD}-V_{SS} = 3V to 15V) to Switch Analog Signals to 15V_{p-p} (V_{DD}-V_{EE} = 15V)
- ◆ Matched Switch Characteristics: ΔRON = 5Ω (typ.) for V_{DD}-V_{EE} = 18V
- ◆ Very Low Quiescent Power Dissipation under all Digital Control Input and Supply Conditions: 1μW typ. @ V_{DD}-V_{SS} = V_{DD}-V_{EE} = 10V
- ◆ Binary Address Decoding on Chip

DESCRIPTION

The SCL4051B, SCL4052B, and SCL4053B are Digitally-Controlled Analog Switches having low ON-impedance and very low OFF leakage current. Control of analog signals up to 15V_{p-p} can be achieved by digital signal amplitudes of 3 to 15V. For example, if V_{DD} = +5V, V_{SS} = 0V, and V_{EE} = -5V, analog signals from -5V to +5V can be controlled by digital inputs of 0 to 5V. The multiplexer circuits dissipate extremely low quiescent power over the full V_{DD} - V_{SS} and V_{DD} - V_{EE} supply-voltage ranges, independent of the logic state of the control signals. When a logic "1" is present at the Inhibit input terminal all channels are OFF.

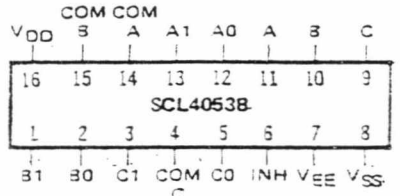
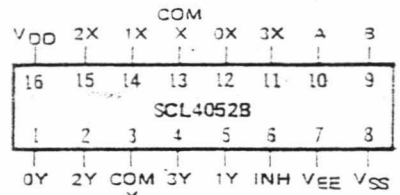
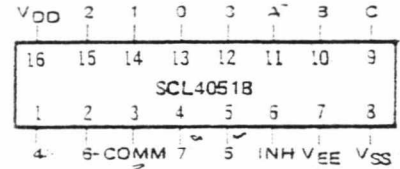
SCL4051B is a Single 8-Channel Multiplexer having three binary Control inputs, A, B, and C, and an Inhibit input. The three binary signals select 1 of 8 channels to be turned ON and connect the input to the output.

SCL4052B is a Differential 4-Channel Multiplexer having two binary Control inputs, A and B, and an Inhibit input. The two binary input signals select 1 of 4 pairs of channels to be turned on and connect the differential analog inputs to the differential outputs.

SCL4053B is a Triple 4-Channel Multiplexer having three separate digital Control inputs, A, B, and C and an Inhibit input. Each control input selects one of a pair of channels which are connected in a single-pole double-throw configuration.

When the devices are used as demultiplexers, the "CHANNEL IN/OUT" terminals are the outputs and the "COMMON OUT/IN" terminal(s) is (are) the input(s).

CONNECTION DIAGRAMS
(all packages)



Add suffix for package:

- C 16-pin Cardip
- D 16-pin Ceramic
- E 16-pin Epoxy
- F 16-pin Flat
- H Chip

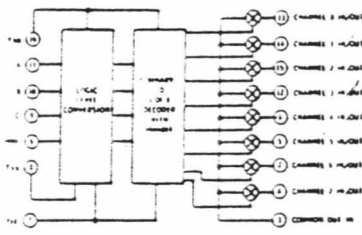
RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

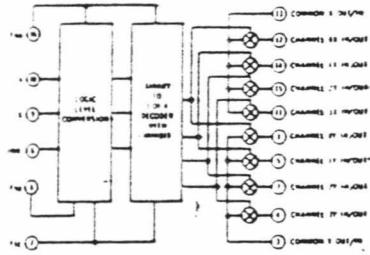
DC Supply Voltage	V _{DD} - V _{SS}	3 to 15	V _{dc}
	V _{DD} - V _{EE}	3 to 15	V _{dc}
Operating Temperature	T _A		
C, D, F, H Device		-55 to +125	°C
E Device		-40 to -85	°C

NOTE: There are no restrictions on the relative magnitudes of V_{SS} and V_{EE}, providing Absolute Maximum Ratings are observed.

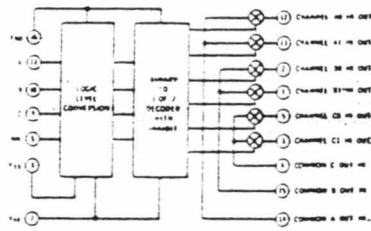
LOGIC DIAGRAMS



SCL4051B
Single 8-Channel Multiplexer



SCL4052B
Differential 4-Channel Multiplexer



SCL4053B
Triple 2-Channel Multiplexer

TRUTH TABLE

INHIBIT	INPUT STATES			"ON" CHANNELS		
	C	B	A	4051	4052	4053
0	0	0	0	0	0x, 0y	cx, dx, ax
0	0	0	1	1	1x, 1y	cx, dx, ay
0	0	1	0	2	2x, 2y	cx, by, ax
0	0	1	1	3	3x, 3y	cx, by, ay
0	1	0	0	4		cy, dx, ax
0	1	0	1	5		cy, dx, ay
0	1	1	0	6		cy, dy, ax
0	1	1	1	7		cy, dy, ay
1	*	*	*	NONE	NONE	NONE

* = Don't care

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS ^{1,3}

PARAMETER	CONDITIONS	V _{SS} (Vdc)	V _{DD} (Vdc)	V _{EE} (Vdc)	T _{LOW} ²		+25°C			T _{HIGH} ²		Units	
					Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.		
QUIESCENT DEVICE CURRENT ¹	I _{DD} V _{IN} =V _{SS} or V _{DD} All valid input combinations	0	+5	0	-	5	-	0.05	5	-	150	μAdc	
		0	+10	0	-	10	-	0.1	10	-	300		
		0	+15	0	-	20	-	0.2	20	-	600		
		0	+7.5	-7.5	-	-	-	-	-	-	-	-	
MINIMUM INPUT HIGH VOLTAGE (Control and Inhibit Inputs)	V _{IN} V _S =V _{EE} V _{OS} =V _{DD} I _{OS} =10μA	0	5	0	-	3.5	-	2.75	3.5	-	3.5	Vdc	
		0	10	0	-	7.0	-	5.5	7.0	-	7.0		
		0	15	0	-	11.0	-	8.25	11.0	-	11.0		
MAXIMUM INPUT LOW VOLTAGE (Control and Inhibit Inputs)	V _{IL} V _S =V _{EE} V _{OS} =V _{DD} I _{OS} =10μA	0	5	0	1.5	-	1.5	2.25	-	1.5	-	Vdc	
		0	10	0	3.0	-	3.0	4.5	-	3.0	-		
		0	15	0	4.0	-	4.0	6.75	-	4.0	-		
SWITCH INPUT/ OUTPUT LEAKAGE Any channel OFF	OFF V _{IN} =V _{SS} or V _{DD} V _S =±7.5Vdc	0	+7.5	-7.5	-	±100	-	±0.01	±100	-	±500	nAdc	
		0	+7.5	-7.5	-	-	-	-	-	-	-	-	
		0	+7.5	-7.5	-	±400	-	±0.08	±400	-	±1000	nAdc	
		0	+7.5	-7.5	-	±200	-	±0.04	±200	-	±1000	nAdc	
ON-RESISTANCE C, D, F, H device	R _{ON} V _{IN} =V _{SS} or V _{DD} V _{EE} < V _S < V _{DD} R _L =10kΩ	-7.5	+7.5	-7.5	-	-	-	-	-	-	-		
		0	+15	0	-	220	-	125	280	-	400	Ω	
		-5	-5	-5	-	310	-	180	400	-	580	Ω	
		0	+10	0	-	-	-	-	-	-	-	-	
		-2.5	+2.5	-2.5	-	2000	-	470	2500	-	3500	Ω	
		0	-5	0	-	-	-	-	-	-	-	-	
	E device	R _{ON} V _{IN} =V _{SS} or V _{DD} V _{EE} < V _S < V _{DD} R _L =10kΩ	-7.5	+7.5	-7.5	-	230	-	125	280	-	360	Ω
			0	+15	0	-	330	-	180	400	-	520	Ω
			-5	-5	-5	-	-	-	-	-	-	-	-
			0	+10	0	-	-	-	-	-	-	-	-
			-2.5	+2.5	-2.5	-	2100	-	470	2500	-	3200	Ω
			0	-5	0	-	-	-	-	-	-	-	-
ON-RESISTANCE MATCH (Same Package)	ΔR _{ON} V _{IN} =V _{SS} or V _{DD} V _{EE} < V _S < V _{DD} R _L =10kΩ	-7.5	+7.5	-7.5	-	-	-	5	-	-	-	Ω	
		0	+15	0	-	-	-	10	-	-	-	Ω	
		-5	+10	-5	-	-	-	-	-	-	-	-	
		0	+10	0	-	-	-	50	-	-	-	Ω	
		-2.5	+2.5	-2.5	-	-	-	-	-	-	-	-	

NOTES: ¹ Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications"² T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.

= -40°C for E device.

T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.

= +35°C for E device.

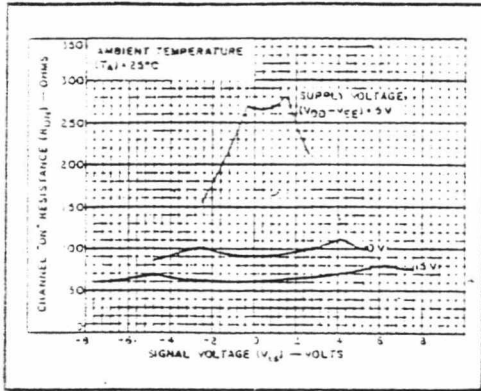
³ These devices have been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

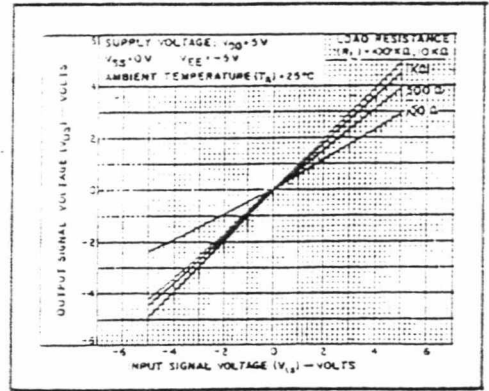
DYNAMIC CHARACTERISTICS ($C_L = 60\text{pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

PARAMETER	CONDITIONS	V_{SS} (Vdc)	V_{DD} (Vdc)	V_{EE} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units	
SIGNAL INPUTS (V_i) AND OUTPUTS (V_o)									
PROPAGATION DELAY TIME Signal (input to) Signal Output	t_{PLH} t_{PHL}	$V_{IN} = V_{SS}$ $V_{IN} = V_{SS}$ or V_{DD} $V_i = \text{Square Wave}$ $R_L = 10\text{k}\Omega$	0 0 0	5 10 15	0 0 0	— — —	30 15 12.5	60 30 25	ns
BANDWIDTH (-3dB) (Sine Wave)	BW	$V_{IN} = V_{SS}$ $V_{IN} = V_{SS}$ or V_{DD} $V_i = 5\text{V}_{pp}$ centered @ 0.0Vdc	0	-5	-5	—	54 40 38 37	—	MHz
INSERTION LOSS ($= 20 \log_{10} \frac{V_o}{V_i}$)		$V_{IN} = V_{SS}$ $V_{IN} = V_{SS}$ or V_{DD} $V_i = 5\text{V}_{pp}$ centered @ 0.0Vdc	0	-5	-5	—	2.3 0.2 0.1 0.05	—	dB
SIGNAL DISTORTION (Sine Wave)		$V_{IN} = V_{SS}$ $V_{IN} = V_{SS}$ or V_{DD} $V_i = 5\text{V}_{pp}$ centered @ 0.0Vdc $f_s = 1.0\text{kHz}$ $R_L = 10\text{k}\Omega$	-7.5 -5 -2.5	-7.5 -5 -2.5	-7.5 -5 -2.5	—	0.1 0.2 1.0	—	—
FEEDTHROUGH (-40dB)		$V_{IN} = V_{SS}$ $V_{IN} = V_{SS}$ or V_{DD} $V_i = 5\text{V}_{pp}$ centered @ 0.0Vdc	0	-5	-5	—	1250 140 19 2	—	kHz
CROSSTALK (-40dB) Between two switches		$V_{IN} = V_{SS}$ $V_{IN} = V_{SS}$ or V_{DD} $V_i = 5\text{V}_{pp}$ centered @ 0.0Vdc $R_L = 10\text{k}\Omega$	0	-5	-5	—	1.0	—	MHz
CAPACITANCE Input	C_i	$V_{IN} = V_{DD}$	0	-5	-5	—	5	—	pF
Common	C_{com}	SCL4051B SCL4052B SCL4053B	0	-5	-5	—	30 18 10	—	pF
Feedthrough	C_{out}		0	-5	-5	—	0.2	—	pF
CONTROL INPUTS									
PROPAGATION DELAY TIME ¹ Turn on	t_{PLH} t_{PHL}	$V_{IN} = V_{SS}$ $V_{EE} < V_i < V_{DD}$ $R_L = 10\text{k}\Omega$	0 0 0 0 -2.5 0	+7.5 -15 -5 +10 -2.5 -5	-7.5 0 -5 0 -2.5 0	— — — — — —	160 120 225 160 400 360	320 240 450 320 800 720	ns
INHIBIT INPUT									
PROPAGATION DELAY TIME ² Turn on	t_{PLH} t_{PHL}	$V_{IN} = V_{SS}$ or V_{DD} $V_i = V_{DD}$ $R_L = 10\text{k}\Omega$	0 0 0 0 -2.5 0	+7.5 -15 -5 +10 -2.5 -5	-7.5 0 -5 0 -2.5 0	— — — — — —	160 120 200 160 400 360	320 240 400 320 800 720	ns
INHIBIT RECOVERY TIME ²	t_{off}	$V_{IN} = V_{SS}$ or V_{DD} $V_{EE} < V_i < V_{DD}$ $R_L = 10\text{k}\Omega$	0 0 0 0 -2.5 0	-7.5 -15 -5 +10 -2.5 -5	-7.5 0 -5 0 -2.5 0	— — — — — —	150 80 200 105 200 225	300 160 400 210 500 450	ns

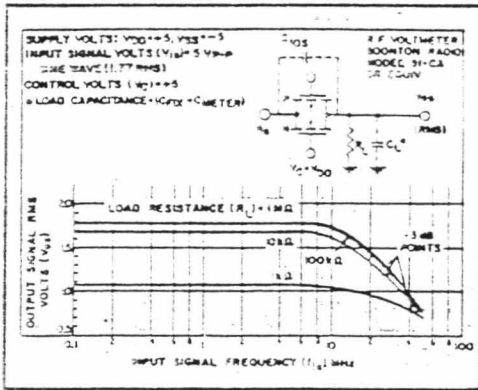
Notes: ¹ Channel Overlap time — interval following change of control input during which two channels may be ON simultaneously.
² Interval following removal of Inhibit during which channel information is invalid.



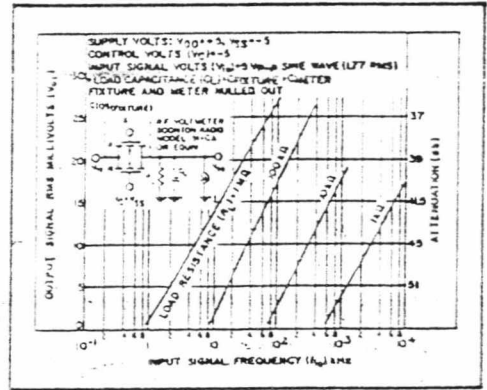
Typical Channel "ON" resistance vs. signal voltage



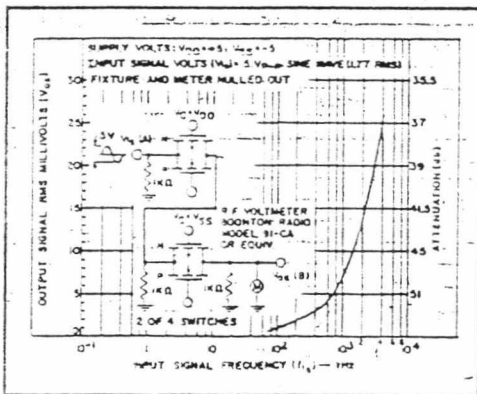
Typical "ON" characteristics



Typ. switch frequency response - switch "ON"

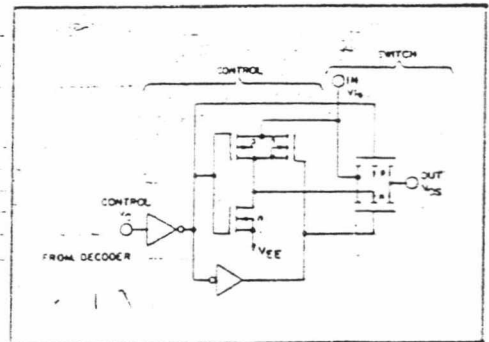


Typ. feedthru vs. freq. - switch "OFF"



Typ. crosstalk between switch circuits in the same package

SCHEMATIC DIAGRAM OF ONE SWITCH



เอกสารอ้างอิง

1. Joseph C. Palais, Fiber Optic Communication, 2nd.ed., Practice-Hall, Inc, 1988.
2. Harold B.Killen, Fiber Optic Communications, 1st.ed., Prantice-Hall, inc, Englewood cliffs, 1991.
3. Henry Zanger, Cynthia Zanger, FIBER OPTIC Communication and Other Application, 1st.ed., Maxwell Macmillan, Inc. 1991.
4. Morris Tischler, Optoelectronics:Fiber Optic and Laser a Text Lab Manual 2nd.ed., Glencoe Division of Macmillan/McGraw-Hill Publishing Co., 1992.
5. วรพงษ์ สิ้นธิเดช, สมชาย อังคณาวิเศษกุล "การสื่อสารแบบดิจิทัล และอนาล็อกผ่านเส้นใยนำแสง" วิทยานิพนธ์ระดับปริญญาตรี ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2532
