



การศึกษาออกแบบและสร้างการมัลติเพล็กซ์ผ่านเส้นใยแก้ว
 A STUDY ON DESIGN AND FABRICATION OF OPTICAL MULTIPLEXING



โดย

นายวุฒิชัย

খনแก้ว

นายสากล

โสนะชัย

นายสายันต์

ชากาธิ

วัน เดือน ปี.....-1 ค.ศ 2551.....
 เลขทะเบียน.....038073.....
 เลขเรียกหนังสือ.....T 39009 8854

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
 สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม
 คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ปีการศึกษา 2539

การศึกษาออกแบบและสร้างการมัลติเพล็กซ์สัญญาณผ่านเส้นใยแก้ว

โดย	นาย วุฒิชัย ขอนแก้ว	38012070
	นาย สากล โสณะชัย	38012074
	นาย สายันต์ ชากาอิ	38012075

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ สถาพร พรหมวงศ์

ปีการศึกษา 2539

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษา ออกแบบ และสร้างวงจรการมัลติเพล็กซ์ 4 ช่องสัญญาณ ส่งผ่านเส้นใยแก้วนำแสง เมื่อป้อนสัญญาณ 4 ช่องเข้ามาจะทำการมัลติเพล็กซ์แบบ TDM จากนั้นนำสัญญาณมาผ่านอุปกรณ์เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสงแล้วส่งผ่านเส้นใยแก้วนำแสงไปยังด้านรับสัญญาณก็จะรับสัญญาณแสงเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้า แล้วนำมาผ่านวงจรดีมัลติเพล็กซ์ก็จะได้สัญญาณออกมาเหมือนสัญญาณทางด้านอินพุท และศึกษาการมัลติเพล็กซ์สัญญาณและเสียงแบบ FDM จากนั้นส่งผ่านสายโลหะแล้วนำมาผ่านวงจรดีมัลติเพล็กซ์จะได้สัญญาณภาพและเสียงทางด้านรับเหมือนด้านที่ส่งมา ยืนยันได้จากการต่อทดลองด้วยวงจรจริง

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การศึกษาออกแบบและสร้างการมัลติเพล็กซ์ผ่านเส้นใยแก้ว
A STUDY ON DESIGN AND FABRICATION OF OPTICAL
MULTIPLEXING

ชื่อนักศึกษา นาย วุฒิชัย ขอนแก้ว

นาย สากล โสณะชัย

นาย สายันต์ ชากาอิ

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ สถาพร พรหมวงศ์

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา 2539

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังอนุมัติ ให้นำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ

()

..... กรรมการ

()

..... กรรมการ

()

..... กรรมการ

()

..... กรรมการ

()

..... กรรมการ

()

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A STUDY ON DESIGN AND FABRICATION OF OPTICAL MULTIPLEXING

BY MR. WUTTICHAJ KHONKAEW 38012070
 MR. SAKOL SONACHAI 38012074
 MR. SAYAN SAKAI 38012075

ADVISOR MR. SATHAPHON PROMWONG

YEAR 2539

ABSTRACT

The subject of this project is " A study on design and fabrication of optical 4 channel multiplexing" When 4 channels signal enter to multiplexing. its type is TDM (time deviation multiplexer) after signal passed through equipment, electrical signal change to light signal, and after that, this signal send to a receiver, through optical fiber. after light signal passed though this receiver, it change to electrical signal again. at last, after signal passed though D-multiplexing circuit 4 channel signal. video signal and audio; when signal eater to multiplexing FDM (Frequency deviation multiplexer) , through coaxial appear completely as same as before it anter to multiplexing

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีด้วยความช่วยเหลือของท่านอาจารย์ สถาพร พรหมวงศ์ อาจารย์ อรลภม แสงอรุณ อาจารย์ประจำภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม ซึ่งท่านเหล่านี้ได้ให้คำแนะนำแนวทางแก้ไขปัญหาต่าง ๆ รวมถึงอุปกรณ์ และเครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง เช่น เครื่องเล่นวีดีโอ , สายไฟเบอร์ออปติกเครื่องมือวัดต่าง ๆ รวมทั้งห้องที่ใช้ในการทดลอง ขอขอบคุณคุณเน้นทภรณ์ กันสถิตย์ ช่วยเหลือในการพิมพ์ และเพื่อน ๆ ทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือและช่วยส่งข่าวสารให้รับทราบตลอดมา ถ้าขาดสิ่งเหล่านี้แล้วโครงการนี้คงไม่ประสบความสำเร็จลงได้

สุดท้ายนี้ คณะผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณ บิดา - มารดา ที่คอยให้กำลังใจและทุนทรัพย์เสมอมา

นายวุฒิชัย ขอนแก้ว
นายสากล โสนะชัย
นายสายันต์ ชากากิ

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	
กิตติกรรมประกาศ	
สารบัญ	
สารบัญภาพ	
สารบัญตาราง	
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 โยหน้าแสง	4
โครงสร้างของเส้นใยแสง	4
ลักษณะการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง	7
ชนิดของเส้นใยแสง	13
การสูญเสียแสงในเส้นใยแสง	15
ความแข็งแกร่ง	19
2.2 การต่อเชื่อมเส้นใยแสง	21
การต่อเชื่อมถาวรด้วยการ SPLICING	21
การต่อเชื่อมด้วยข้อต่อ (CONNECTOR)	22
2.3 อุปกรณ์กำเนิดแสง	29
การเปลี่ยนไฟฟ้าเป็นแสง	29
โครงสร้างและการทำงานของ การปล่อยแสงของสารกึ่ง (Semiconductor)	31
โครงสร้างและการทำงานของ LED และ LD	36
คุณสมบัติต่าง ๆ ของอุปกรณ์ปล่อยแสง	40
2.4 อุปกรณ์รับแสง	42
การเปลี่ยนแสงให้เป็นไฟฟ้า	42
สารและโครงสร้างของอุปกรณ์รับแสง	43
คุณสมบัติของอุปกรณ์รับแสง	47
2.5 การมัลติเพล็กซ์	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมัลติเพล็กซ์แบ่งตามเวลา	49
การมัลติเพล็กซ์ตามความถี่	50
2.6 การมอดดูเลททางความถี่	57
Indirect FM	57
direct FM	60
การดีมอดดูเลทคลื่น FM	60
2.7 สัญญาณภาพ	63
การสแกนภาพในโทรทัศน์	63
สัญญาณภาพ	66
บทที่ 3 การออกแบบ	68
3.1 หลักการทำงานมัลติเพล็กซ์สัญญาณ 4 แชนแนลแบบ TDM	68
ด้านส่ง	68
ด้านรับ	69
ภาคส่งแสง (OPTICAL TRANSMITTER)	71
ภาครับแสง (OPTICAL RECEIVER)	72
3.2 การทดลองมัลติเพล็กซ์สัญญาณภาพและเสียงแบบ FDM	73
ภาค FM มอดดูเลเตอร์	75
ภาควีดีโอแอมป์	77
ภาค FDM ดีมัลติเพล็กซ์เซอร์	79
ภาค FM ดีมอดดูเลเตอร์	79
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	81
4.1 ผลการทดลองการมัลติเพล็กซ์แบบ TDM	81
4.2 ผลการทดลองการมัลติเพล็กซ์แบบ FDM	84
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	86
5.1 สรุปผลการทดลองการมัลติเพล็กซ์แบบ TDM	86
5.2 สรุปผลการทดลองการมัลติเพล็กซ์แบบ FDM	86
5.3 แนวทางการพัฒนา	87

เอกสารอ้างอิง
ภาคผนวก ก
ภาคผนวก ข



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

ภาพ	หน้า
รูปที่ 2.1	บล็อกไดอะแกรมของระบบสื่อสารด้วยแสง 3
รูปที่ 2.2	แสดง PARAMETER ทางโครงสร้างของ MULTI MODE OPTIC FIBER 5
รูปที่ 2.3	แสดงเส้นผ่าศูนย์กลางของ MODE FIELD 6
รูปที่ 2.4	แสดงลักษณะเส้นใยแสง 6
รูปที่ 2.5	แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสง 7
รูปที่ 2.6	แสงผลของเอ็นเอ (NA) และขนาดของแกน 8
รูปที่ 2.7	แสดงการสะท้อนกลับของแสงที่รอยต่อของตัวกลาง 10
รูปที่ 2.8	แสดงโมดการเดินทางของแสงภายในแสง 11
รูปที่ 2.9	แสดงลักษณะการเดินทางแบบขั้นบันได 13
รูปที่ 2.10	แสดงลักษณะการเดินทางแบบดรรชนีลาด 14
รูปที่ 2.11	แสดงลักษณะการเดินทางของแสงในแกนของเส้นใยแสงแต่ละชนิด..... 14
รูปที่ 2.12	แสดงสาเหตุต่าง ๆ ที่ทำให้เกิดการสูญเสียแสง 15
รูปที่ 2.13	แสดงคุณสมบัติการสูญเสียจากการดูดแสงของเส้นใยแสงที่ทำด้วยแก้ว . 17
รูปที่ 2.14	แสดง Scattering ของแสงในบรรยากาศ 17
รูปที่ 2.15	แสดงการสูญเสียที่เกิดจากการต่อเส้นใยแสง 18
รูปที่ 2.16	แสดงขนาดของเส้นใยนำแสงชนิดต่าง ๆ 19
รูปที่ 2.17	แสดงใยนำแสงสามารถโค้งงอในรัศมีเล็ก ๆ ได้ 20
รูปที่ 2.18	แสดงรอยแตก รอยร้าวที่เกิดขึ้น 20
รูปที่ 2.19	แสดงการต่อเชื่อมถาวรด้วย Splicing 22
รูปที่ 2.20	แสดงข้อต่อแบบเลนส์ 23
รูปที่ 2.21	ข้อต่อแบบโลหะหรือแก้วแบบหลอด 24
รูปที่ 2.22	ข้อต่อแบบโลหะหรือแก้วแบบแหวนโลหะ 25
รูปที่ 2.23	ข้อต่อแบบโลหะหรือแก้วแบบลูกเบี้ยวคู่ 25
รูปที่ 2.24	ข้อต่อแบบโลหะหรือแก้วแบบปลอกโลหะเรียวยาว 26
รูปที่ 2.25	ข้อต่อแบบโลหะหรือแก้วแบบสามแห่ง 27
รูปที่ 2.26	ข้อต่อแบบโลหะหรือแก้วแบบปลอกแก้ว 27
รูปที่ 2.27	ข้อต่อแบบโลหะหรือแก้วแบบสี่ขา 28
รูปที่ 2.28	ข้อต่อแบบโลหะหรือแก้วแบบยึดหยุ่นได้ 29

รูปที่ 2.29	แสดงระดับพลังงานและขั้นตอนการ TRANSFER	30
รูปที่ 2.30	แสดงตัวอย่างการจัดอิเล็กตรอนและ NUCLEUS ในสารกึ่งตัวนำ	31
รูปที่ 2.31	แสดงระดับพลังงานในสารกึ่งตัวนำ	32
รูปที่ 2.32	แสดงหลักการของ OSCILLATION ของแสง	33
รูปที่ 2.33	แสดงการเกิด STANDING WAVE ของแสง	34
รูปที่ 2.34	แสดงความยาวคลื่นต่าง ๆ ของ LASER	35
รูปที่ 2.35	แสดงความยาวคลื่นแสงที่ปล่อยออกมาของสารประกอบกึ่งตัวนำแต่ละชนิด.	36
รูปที่ 2.36	แสดงระดับพลังงานของสารกึ่งตัวนำแบบ P - type และ N - type	36
รูปที่ 2.37	แสดงสนามไฟฟ้าภายในและระดับพลังงานของ P - N JUNCTION	37
รูปที่ 2.38	แสดงโครงสร้างทั่วไปของ LD	38
รูปที่ 2.42	แสดง OUT PUT WAVE FORM ของแสงและการผสมในการส่งสัญญาณ	40
รูปที่ 2.43	แสดงการผสมแบบ LIGHT INTENSITY MODULATION	41
รูปที่ 2.44	แสดงรอยต่อบริเวณ DEPLETION ZONE	42
รูปที่ 2.45	แสดงความยาวคลื่นในการรับแสงของอุปกรณ์รับแสงแต่ละชนิด	44
รูปที่ 2.46	แสดงหลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ PIN - PD	45
รูปที่ 2.47	แสดงหลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ APD	46
รูปที่ 2.48	แสดงแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้และ Photo current	48
รูปที่ 2.49	แสดงสวิตช์หมุนทางด้านส่งและทางด้านรับ	50
รูปที่ 2.50	FDM และ TDM	52
รูปที่ 2.51	การส่งผ่านสัญญาณโทรทัศน	55
รูปที่ 2.52	การมัลติเพล็กซ์ตามความถี่	56
รูปที่ 2.54	Hartly oscillator	58
รูปที่ 2.55	บล็อกไดอะแกรมของการผลิต WBFM โดยการใช้ VCO	59
รูปที่ 2.56	โครงร่างการป้อนกลับสำหรับการผลิตคลื่น FM ที่มีความถี่คงที่	60
รูปที่ 2.57	เฟสล็อกคูลูป	61
รูปที่ 2.60	การสแกนภาพในจอโทรทัศน์	63
รูปที่ 2.61	การสแกนสัญญาณภาพแบบสลับเส้น	65
รูปที่ 2.62	การสแกนสัญญาณภาพแบบไม่สลับเส้น	65
รูปที่ 2.63	ลักษณะของสัญญาณภาพ	66
รูปที่ 3.1	แสดงตำแหน่งขาต่างๆ ของชิพ	68
รูปที่ 3.4	วงจรภาคส่งแสง.....	71

รูปที่ 3.5	ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานแสงกับกระแสไบอัส	72
รูปที่ 3.6	วงจรมอดูเลเตอร์รับแสง	73
รูปที่ 3.7	บล็อกไดอะแกรมของด้านส่ง	74
รูปที่ 3.8	บล็อกไดอะแกรมของด้านรับ	75
รูปที่ 3.9	วงจรมอดูเลเตอร์ FM มอดูเลเตอร์	76
รูปที่ 3.10	วงจรมอดูเลเตอร์ไอแอมป์ทางด้านส่ง	77
รูปที่ 3.11	ตารางหาค่า R_{ADJ}	78
รูปที่ 3.12	วงจรมอดูเลเตอร์ไอแอมป์ทางด้านรับ	78
รูปที่ 3.13	วงจร LPF	79
รูปที่ 3.14	วงจร BPF	79
รูปที่ 3.15	วงจรมอดูเลเตอร์ FM ดิมอดูเลเตอร์	80
รูปที่ 4.1	สัญญาณมัลติเพล็กซ์ที่จุด TP9	81
รูปที่ 4.2	แสดงการส่งสัญญาณ 4 ช่องพร้อมซิงค์พัลส์	81
รูปที่ 4.4	รูปของเครื่องส่งและเครื่องรับที่ใช้ทำการทดลอง	84
รูปที่ 4.5	แสดงรูปคลื่นของสัญญาณภาพที่ดิมอดูเลทกลับมา	84
รูปที่ 4.6	แสดงภาพเมื่อทำการมัลติเพล็กซ์ไปด้วยกันกับเสียง	85
รูปที่ 4.7	แสดงรูปคลื่นของสัญญาณเมื่อทำการมัลติเพล็กซ์ภาพกับเสียง	85

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
ตารางที่ 2.1 ค่ามาตรฐานของพารามิเตอร์ทางโครงสร้างของเส้นใยแสง	5
ตารางที่ 2.2 การแบ่งชั้นแนลความถี่ของเคเบิลทีวี	53
ตารางที่ 2.3 การแบ่งชั้นแนลความถี่ในการออกอากาศโทรทัศน์	54



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

เนื่องจากในปัจจุบัน มนุษย์เรามีความจำเป็นต้องติดต่อสื่อสารกันมากขึ้น เนื่องจากการขยายตัวของสังคมและความเจริญเติบโตทางเศรษฐกิจ ทำให้ข่าวสารและข้อมูลมีจำนวนเพิ่มขึ้นอย่างมาก ดังนั้นจึงต้องมีระบบสื่อสารที่สามารถรองรับความต้องการอันนี้ซึ่งคงต้องเป็นระบบการสื่อสารเส้นใยแสง ซึ่งเมื่อเทียบกับระบบการสื่อสารด้วยเคเบิลโลหะแล้วมันมีคุณสมบัติที่ดีกว่าหลาย ๆ อย่าง เช่น มีแบนด์วิธที่กว้าง, การลดทอนสัญญาณต่ำ, ขนาดเล็ก, น้ำหนักเบา และไม่มีภาระเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

ซึ่งระบบการสื่อสารเส้นใยแสงจะทำให้สามารถส่งข้อมูลข่าวสารเป็นจำนวนมากได้ด้วยความเร็วสูงเนื่องจากเส้นใยแสงมีแบนด์วิธที่กว้าง และสามารถลดจำนวนของตัวทวนสัญญาณให้น้อยลงได้ เนื่องจากเส้นใยแสงมีการลดทอนสัญญาณที่ต่ำทำให้เพิ่มระยะทางระหว่างตัวทวนสัญญาณได้มากขึ้นจากหลายกิโลเมตรจนถึงหลายสิบกิโลเมตร และเนื่องจากมันไม่มีการเหนี่ยวนำจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ทำให้ระบบไม่ถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนต่าง ๆ เช่น ฟ้าผ่า ทรานส์มิเตอร์ และนอกจากนี้ยังมีข้อดีอีกหลายอย่าง ซึ่งอาจกล่าวได้ว่าระบบการสื่อสารนี้สามารถที่จะรองรับความต้องการและบริการต่าง ๆ ที่จะเกิดขึ้นได้ ซึ่งคาดว่าในอนาคตมันจะถูกนำมาแทนที่ระบบการสื่อสารแบบเดิม

ดังนั้นจึงเกิดแนวความคิดที่จะทำการทดลองส่งสัญญาณต่าง ๆ ผ่านเส้นใยแสงขึ้น โดยมีการมัลติเพล็กซ์สัญญาณทั้งแบบ TDM และ FDM ก่อนที่จะส่งด้วยสัญญาณที่นำมามัลติเพล็กซ์นั้นจะเป็นสัญญาณเสียงและสัญญาณภาพ ซึ่งในการทำการทดลองนี้ได้แบ่งออกเป็น 2 การทดลอง คือ การทดลองมัลติเพล็กซ์สัญญาณ 4 แชนแนลแบบ TDM ซึ่งสัญญาณที่นำมามัลติเพล็กซ์นี้อยู่ในช่วงความถี่เสียง และการทดลองมัลติเพล็กซ์สัญญาณภาพและเสียงแบบ FDM ซึ่งการทดลองแบบ TDM ใช้ชุดรับส่งแสงโดยส่งแสงใช้ LED เป็นตัวขับแสงมีความยาวคลื่น 850 nm ชุดรับแสงใช้โฟโตไดโอดเป็นตัวดีเทคแสงเส้นใยแสงที่ใช้เป็นแบบ GI มัลติโหมดขนาด CORE 50 μm ส่วน FDM ใช้สาย COAXIAL

ขอบเขตของงานที่ทำในแต่ละการทดลอง จะขอกว่าแยกกันดังนี้

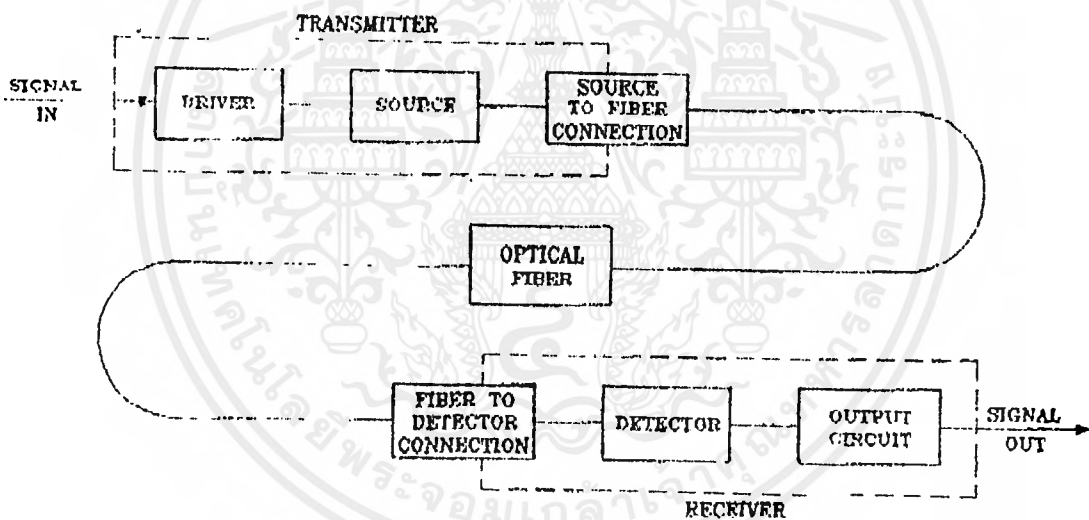
1. การมัลติเพล็กซ์สัญญาณ 4 แชนแนลแบบ TDM สัญญาณทั้ง 4 แชนแนลที่ถูกส่งเข้ามาทำการมัลติเพล็กซ์ร่วมกันนี้จะอยู่ในช่วงความถี่เสียง ซึ่งสัญญาณแต่ละแชนแนลจะถูกสุ่มตัวอย่างในช่วงเวลาที่ต่างกัน ซึ่งเป็นการมัลติเพล็กซ์แบบ TDM และเพื่อให้สัญญาณตัวนี้เมื่อไปถึงด้านรับแล้ว สามารถแยกสัญญาณแชนแนลต่าง ๆ ออกมาได้ถูกต้อง จึงเพิ่มสัญญาณซิงโครไนซ์เข้าไปอีก 1 แชนแนล โดยสัญญาณซิงค์นี้มีระดับแรงดันสูงกว่าสัญญาณในแชนแนลอื่น ๆ หลังจากผ่านการมัลติเพล็กซ์แล้วสัญญาณที่ได้จะถูกแปลงเป็นแสงป้อนเข้าไปในเส้นใยแสง เมื่อแสงเดินทางมาถึงด้านรับ จะถูกตีเทคกลับมาเป็นสัญญาณไฟฟ้า และขยายให้แรงขึ้น การตีมัลติเพล็กซ์แยกสัญญาณแชนแนลต่าง ๆ กลับคืนมาทางด้านรับนั้นจะแยกสัญญาณซิงค์ออกมาเปรียบเทียบกับความถี่ที่สร้างจาก VCO ในวงจรเฟสล็อกกลุ๊ป เพื่อควบคุมการผลิตสัญญาณคล็อกทางด้านส่ง

2. การมัลติเพล็กซ์สัญญาณภาพและเสียงแบบ FDM ทางด้านส่ง สัญญาณเสียงจะถูกเลื่อนสเปกตรัมไปอยู่เหนือสัญญาณภาพเพื่อให้ทำการมัลติเพล็กซ์แบบ FDM ได้ โดยใช้การมอดดูเลทสัญญาณเสียงแบบ FM หลังจากนั้นจะรวมสัญญาณภาพและซันแคเรียร์ของเสียงเข้าด้วยกัน แล้วส่งไปตามสาย COAXIAL เมื่อสัญญาณถูกตีเทคกลับมาได้ทางด้านรับ จะทำการแยกสัญญาณภาพและซันแคเรียร์ของเสียงออกจากกัน โดยใช้วงจร LPF และ BPF ซึ่งสัญญาณภาพที่ถูกกรองแยกออกมาจะถูกขยายเพื่อป้อนให้ ของเครื่องรับ TV ส่วนซันแคเรียร์ของเสียงจะถูกนำไปตีมอดดูเลทโดยใช้วงจรเฟสล็อกกลุ๊ป ซึ่งจะได้สัญญาณเสียงกลับมา แล้วจะนำไปขยายป้อนให้เครื่องรับ TV

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

การสื่อสารด้วยใยนำแสงในทุกวันนี้ใช้เลเซอร์ไดโอด หรืออินฟราเรด LED เป็นแหล่งกำเนิดแสงซึ่งมีความถี่ประมาณ 10^{14} Hz เพื่อใช้เป็นตัวกำเนิดคลื่นพาหะสำหรับทางด้านตัวรับแสงนิยมใช้โฟโตทรานซิสเตอร์ (Phototransistor) โฟโตไดโอด (PHOTODIODE) และ พีไอเอ็นไดโอด (PIN diode)



รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบการสื่อสารด้วยแสง

จากบล็อกไดอะแกรมสัญญาณที่จะป้อนเข้าไปจะนำไปรวมกับความถี่พาหะย่านความถี่แสง และถูกส่งเข้าไปในสายใยนำแสงด้วยตัวกำเนิดแสง ซึ่งต้องผ่านข้อต่อ (Connector) เมื่อสัญญาณแสงเข้าไปในใยนำแสงจนถึงทางด้านเครื่องรับจาก บล็อกไดอะแกรม จะเห็นว่าระบบการสื่อสารด้วยใยนำแสงนี้มีส่วนประกอบที่สำคัญ 3 ส่วน คือ ใยนำแสง อุปกรณ์กำเนิดแสง อุปกรณ์รับแสง ซึ่งจะกล่าวโดยละเอียดในตอนต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

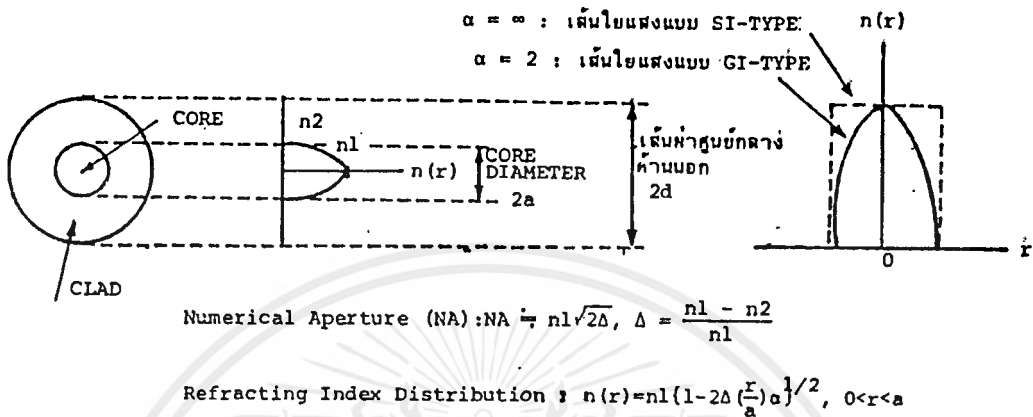
2.1 โยหน้าแสง

เส้นใยแสง คือ เส้นใยขนาดเล็กที่ทำหน้าที่เป็นตัวนำแสง โครงสร้างของเส้นใยแสง ประกอบด้วยส่วนที่แสงเดินทางผ่านเรียกว่า แกน และส่วนที่หุ้มทั้ง แกน และ ส่วนที่หุ้มแกน สารที่ไม่เป็นตัวนำไฟฟ้าได้ 2 ชนิด โดยการทำให้อัตราหักเหของส่วนที่หุ้มแกนมีค่าน้อยกว่าค่าดัชนีการหักเหของแกนเล็กน้อยประมาณ 0.2 - 3 % และอาศัยปรากฏการณ์สะท้อนกลับหมดของแสง สามารถทำให้แสงที่ป้อนเข้าไปในแกน เดินทางไปได้

นอกจากนั้นเนื่องจากกล่าวกันว่าเส้นใยแสงมีขนาดเล็กมากขนาดเท่าเส้นผมนั้นหมายถึงขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางด้านนอกของส่วนที่หุ้มแกน ซึ่งมีขนาดประมาณ 0.1 มม. ส่วนแกนที่แสงเดินทางผ่านนั้นมีขนาดเล็กลงไปอีกคือประมาณหลายไมโคร (MICRO) หลายสิบไมโคร ซึ่งมีค่าหลายเท่าของความยาวคลื่นของแสงที่ใช้งาน ค่าต่าง ๆ เหล่านี้เป็นค่าที่กำหนดขึ้นจากคุณสมบัติการส่งและคุณสมบัติทางเมคานิกส์(MECHANIC)ที่ต้องการเส้นใยแสงนอกจากมีคุณสมบัติการส่งดีเยี่ยมแล้วยังมีลักษณะเด่นอย่างอื่นอีกเช่น ขนาดเล็กน้ำหนักเบาอีกด้วย

2.1.1 โครงสร้างของเส้นใยแสง

องค์ประกอบพื้นฐานที่กำหนดโครงสร้างของดเส้นใยแสง คือ เส้นผ่าศูนย์กลางของแกน เส้นผ่าศูนย์กลางนอก, Numerical Aperture (NA) และอื่น ๆ องค์ประกอบเหล่านี้เรียกว่าเป็นพารามิเตอร์ (Parameter) ทางโครงสร้างของเส้นใยแสงพารามิเตอร์ ทางโครงสร้างเหล่านี้ นอกจากมีผลต่อการสูญเสียแถบความถี่การส่งผ่าน(transmission band width) ความแข็งแรงทางเมคานิกส์และคุณสมบัติอื่น ๆ ของเส้นใยแสงแล้วยังเป็นองค์ประกอบสำคัญสำหรับการเชื่อมต่อของเส้นใยแสงกับเส้นใยแสง หรือการต่อของเส้นใยแสงกับอุปกรณ์แสง (optic device) อีกด้วย นอกจากนี้ยังมี พารามิเตอร์ ประกอบทางโครงสร้างเพิ่มเติมอีกได้แก่ เปอร์เซ็นต์การคลาดเคลื่อนของศูนย์กลาง (ECCENTRICITY) อัตราความเพี้ยนของวงกลม (NON-CIRCULAR RATE) สำหรับ พารามิเตอร์ ประกอบนี้จะไม่มีผลอะไรทางด้านคุณสมบัติการส่ง (TRANSMISSION CHARACTERISTIC) แต่ทว่ามันจะมีผลอย่างมากต่อการสูญเสียของการต่อ (CONNECTION LOSS) ของเส้นใยแสง ในการกำหนดโครงสร้างของเส้นใยแสง ชนิดมัลติโหมด (MULTIMODE OPTIC FIBER) จะต้องอาศัยพารามิเตอร์ 4 อันคือ เส้นผ่าศูนย์กลางของแกน เส้นผ่าศูนย์กลางนอก, Numerical Aperture (NA) และลักษณะของค่าดัชนีการหักเห ดังแสดงในรูป 2.2



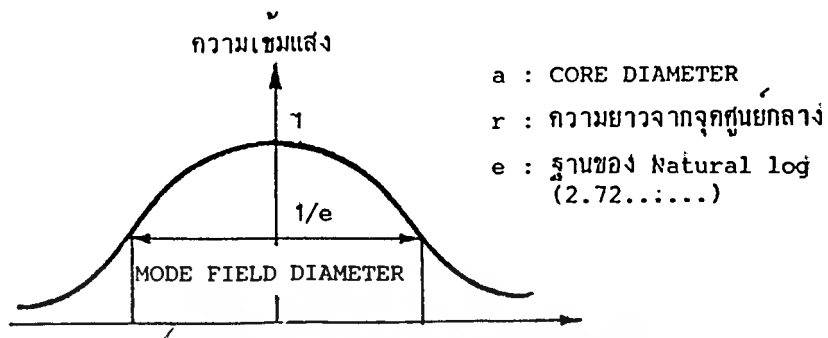
รูปที่ 2.2 แสดง PARAMETER ทางโครงสร้างของ MULTI MODE OPTIC FIBER

ในการกำหนดค่าต่าง ๆ ของพารามิเตอร์ ทางโครงสร้างทั้ง 4 เหล่านี้จำเป็นต้องคำนึงถึงผลพารามิเตอร์ทางโครงสร้างแต่ละอันที่มีต่อคุณสมบัติต่าง ๆ ของเส้นใยแสง, การสร้างได้ง่ายและความประหยัด

สำหรับโครงสร้างของ SINGLE MODE OPTIC FIBER จะกำหนดจาก พารามิเตอร์ 3 อัน คือ เส้นผ่าศูนย์กลางกลางของ MODE FIELD, เส้นผ่าศูนย์กลางนอก และ CUT OFF WAVE LENGTH ซึ่งต่างกับกรณีของ MULTI MODE OPTIC FIBER ที่กล่าวมาแล้ว สาเหตุที่ใช้เส้นผ่าศูนย์กลางกลางของ MODE FIELD เป็น พารามิเตอร์ ทางโครงสร้างของ SINGLE MODE OPTIC FIBER แทนการใช้เส้นผ่าศูนย์กลางของแกน นั้นก็คือว่าเส้นผ่าศูนย์กลางกลางของ MODE FIELD มีค่ามากดังแสดงในรูป 2.3

กล่าวคือเป็นค่าเส้นผ่าศูนย์กลางตรงจุดที่ความเข้มของแสงลดลงเป็น $(e$ ในที่นี้มีค่า 2.71828) ของค่าสูงสุด (คือค่าตรงจุดศูนย์กลางของ CORE) และค่าของเส้นผ่าศูนย์กลางของ CORE ของ SINGLE MODE OPTIC FIBER มีค่าน้อยยิ่งกว่านั้นอัตราส่วนของผลต่างของค่าดัชนีการหักเหก็มีค่าน้อยด้วยทำให้เป็นการยากที่จะบ่งบอกส่วนที่เป็นรอยต่อของแกนกับส่วนที่หุ้มแกน ได้ชัดเจน ด้วยเหตุนี้เพื่อความสะดวกจึงใช้ค่าเส้นผ่าศูนย์กลางของ MODE FIELD แทนค่ามาตรฐานของ พารามิเตอร์ ทางโครงสร้างของเส้นใยแสงที่ CCITT (INTERNATIONAL TELEGRAPH AND TELEPHONE CONSULTATIVE COMMITTEE) แนะนำแสดงดังตาราง 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 แสดงเส้นผ่าศูนย์กลางของ MODE FIELD



(a) เส้นใยแสงที่คี่เหลี่ยม

(b) เส้นใยแสงในทางปฏิบัติ

CORE DIAMETER : d
OUTER DIAMETER : D

CORE DIAMETER : $d = \frac{d_{max} + d_{min}}{2}$

OUTER DIAMETER : $D = \frac{D_{max} + D_{min}}{2}$

อัตราความไม่เป็นวงกลมของ CORE : $e = \frac{d_{max} - d_{min}}{d} \times 100(\%)$

อัตราความไม่เป็นวงกลมของ CLAD : $E = \frac{D_{max} - D_{min}}{D} \times 100(\%)$

อัตราความคลาดเคลื่อนของจุดศูนย์กลาง : $C = \frac{x}{d} \times 100(\%)$

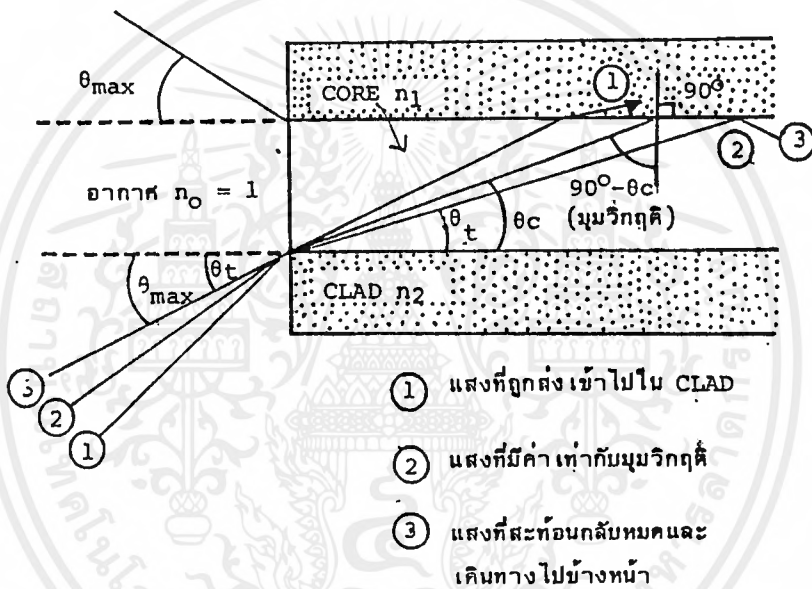
ปริมาณความคลาดเคลื่อนของจุดศูนย์กลาง : x

รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะเส้นใยแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 ลักษณะการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง

เนื่องจากว่าแสงที่ปล่อยออกมาจากแหล่งกำเนิดแสงนั้น จะกระจายกว้างออกเนื่องจากปรากฏการณ์ เบี่ยงเบนของแสง แสงที่มีมุมตกกระทบที่เหมาะสมเท่านั้นจึงสามารถเข้าไปในเส้นใยแสงได้ รูป 2.5 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสง จากรูปจะเห็นว่าที่จุดป้อนแสงของเส้นใยแสงนั้นจะเป็นจุดต่อของตัวกลางที่มีสภาวะดัชนีการหักเหของแสงต่างกัน 3 ชนิด



รูปที่ 2.5 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสง

ตัวกลางทั้ง 3 ชนิดนี้คือ อากาศ แกน ของเส้นใยแสง และ ส่วนที่หุ้มแกน ของเส้นใยแสงถ้าให้ค่าดัชนีการหักเหของตัวกลางทั้ง 3 ชนิดเป็น n_0 ($n_0 = 1$) , n_1 และ n_2 ตามลำดับ จะเกิดการหักเห, การสะท้อนกลับของแสงที่รอยต่อของอากาศกับ แกน และ แกน กับส่วนที่หุ้มแกน ในที่นี้ให้มุมรับแสงของเส้นใยแสงที่มีค่ามากที่สุดเป็น θ_{max} จากรูป 2.5 จะเห็นว่าอย่างเช่นลำแสง 2 นั้นมุมรับแสงตรงรอยต่อของแกนกับส่วนที่หุ้มแกน นั้นมีค่าเป็นมุมวิกฤต (CRITICAL ANGLE) ตรงรอยต่อของอากาศกับแกนและของ แกนกับส่วนที่หุ้มแกน นั้นจากกฎของ SNELL จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

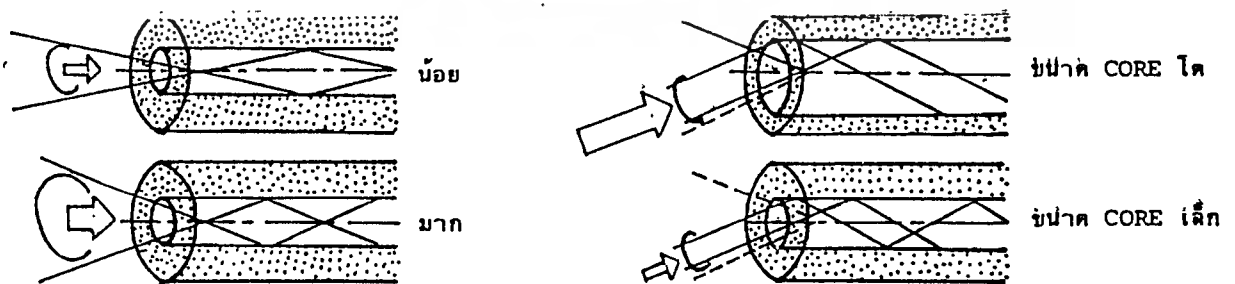
$$\sin \theta_{\max} = \sqrt{\frac{n_1^2 - n_2^2}{n_1^2}} = n_1 \sqrt{2\Delta} \quad \text{————— (3)}$$

ในที่นี้ $\Delta = (n_1 - n_2) / n_1$

Δ เรียกว่า อัตราส่วนของผลต่างของดัชนีการหักเหของแสง

สำหรับ $\sin \theta_{\max}$ นี้ตามศัพท์เทคนิคของวิชาแสงเรียกว่า อะเพอร์เจอร์เชิงตัวเลข (NUMERICAL APERTURE) เขียนย่อว่า เอ็นเอ (NA) หมายถึงขนาดของการเปิดรับให้แสงผ่าน และใช้เป็นตัวแสดงเงื่อนไขการป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสง นอกจากนั้นยังถือเป็นตัวประกอบพื้นฐานอันหนึ่งที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสง ระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสงด้วย ยกตัวอย่างเช่นสมมุติว่าเส้นใยแสงมี $n_1 = 1.475$ และ $n_2 = 1.46$ (ค่าอัตราส่วนผลต่างของดัชนีการหักเหของแสง = 1%) ในกรณีนี้มีค่า เอ็นเอ = 0.21 รูป 2.6 แสดงความหมายของ เอ็นเอและขนาดของแกนที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสง

จากรูปจะเห็นว่าถ้าหากขนาดของแกนและเอ็นเอมีค่าคงที่แล้วจะกำหนดปริมาณของแสงที่ป้อนเข้าไปในแกนได้ทันทีที่เส้นใยแสงที่มีแกนขนาดใหญ่และมีค่าเอ็นเอ มากจะมีประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสงสูงมาก



(a) กรณีขนาด CORE โตเท่ากันแต่ค่า NA ต่างกัน

(b) กรณีค่า NA เท่ากันแต่ขนาด CORE ต่างกัน

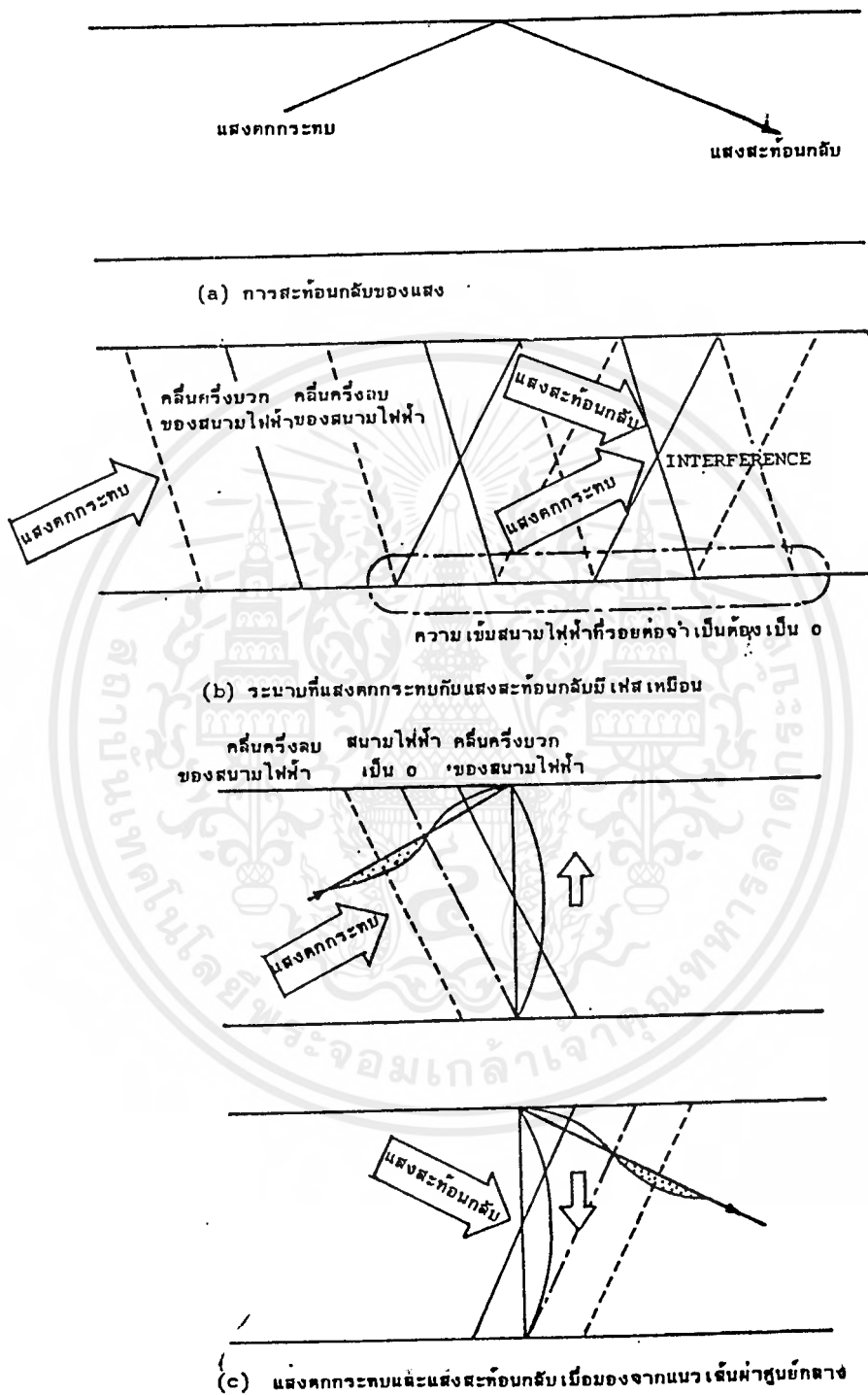
รูปที่ 2.6 แสดงผลของเอ็นเอ (NA) และขนาดของแกนที่มีต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสงที่ป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงด้วยค้ำของมุมรับแสงที่อยู่ในช่วงของมุมรับแสงสูงสุด นั้นแสงจะเดินทางในเส้นใยแสงด้วยแสงด้วยลักษณะที่เกิดการสะท้อนกลับไปมาตรงรอยต่อของแกนกับส่วนที่หุ้มแกน โดยที่สะท้อนกลับไปมาและเคลื่อนไปที่ข้างหน้าพร้อมกันด้วย แต่ ทว่าจากการแทรกสอด (INTERFERENCE) ของแสงภายในแกนนั้น มุมสะท้อนกลับที่รอยต่อ จะเกิดขึ้นได้จำเป็นต้องมีเงื่อนไขที่เหมาะสม

แสงที่สะท้อนกลับมาตรงรอยต่อของตัวกลางแสดงด้วยลำแสงดังรูป 2.7 (a) และลำ แสงนี้เป็นเสมือนตัวแทนของทิศทางเดินของแสงที่สนามไฟฟ้าของมัน มีการเปลี่ยนแปลงตาม จุดต่าง ๆ ใน CORE ของเส้นใยแสง รูป 2.7 (b) แสดงการพิจารณาถึงระนาบที่มีเฟสเหมือน กันของสนามไฟฟ้า ซึ่งระนาบที่มีเฟสเหมือนกันของแสงตกกระทบและของแสงสะท้อนกลับจะ ซ้อนกัน ดังนั้นแสงตกกระทบและแสงสะท้อนกลับจะเกิดการแทรกสอดกันที่จุดต่าง ๆ ในแกน

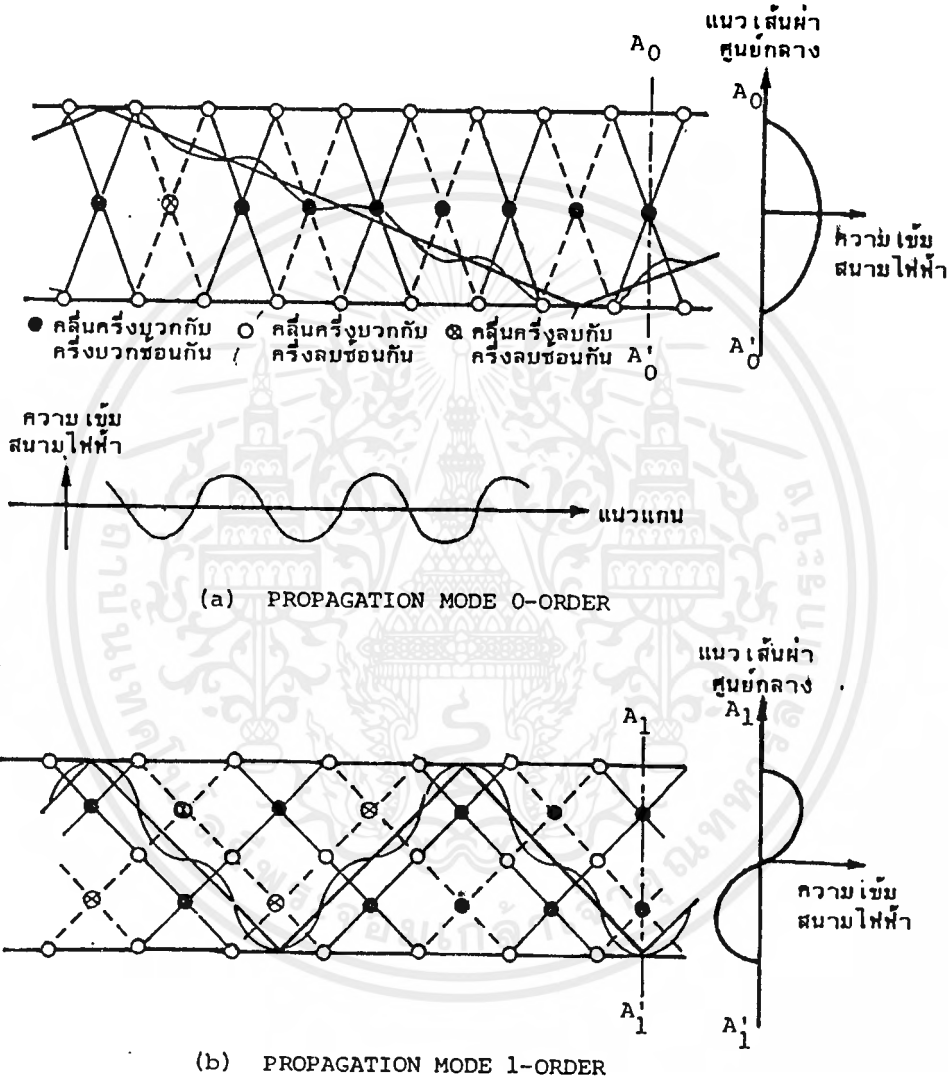
แสงที่สะท้อนกลับหมดที่รอยต่อของตัวกลางพร้อมทั้งเดินทางไปด้วยนั้น สนามไฟฟ้า ของแสงจำเป็นต้องอยู่ภายใน CORE ด้วย ดังนั้นรอยต่อของตัวกลาง, ความเข้มของสนามไฟ ฟ้าที่เกิดจากการแทรกสอดของแสงตกกระทบและแสงสะท้อนกลับจะต้องเป็น 0 ด้วย เพื่อให้เงื่อนไขที่รอยต่อของตัวกลางเป็นจริงได้นั้นจำเป็นต้องมีคลื่นอยู่กับที่ ซึ่งเกิดจากการ แทรกสอด ของแสงตกกระทบกับแสงสะท้อนกลับ ในทิศทางของรัศมีรูป 2.7 (c) เป็นรูปที่แสดง การเปลี่ยนแปลงทางเฟสของความเข้มของสนามไฟฟ้า ตามการเดินทางของแสงตกกระทบ และแสงสะท้อนกลับ ซึ่งมองในทิศทางรัศมีและจะเห็นว่ามีการซ้อนกันของคลื่นที่มีทิศทางส่วน กัน ปรากฏการณ์นี้เหมือนกันกับปรากฏที่เกิดคลื่นอยู่กับที่ในเชือกที่ตรึงปลายทั้งสองเอาไว้ ดังนั้นในระหว่างที่แสงเดินทางเป็นระยะทางเป็นจำนวนเท่าของเลขเต็มหน่วยของครึ่ง ความยาวคลื่น ($\lambda/2$)



รูปที่ 2.7 แสดงการสะท้อนกลับของแสงที่รอยต่อของตัวกลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 2.8 แสดงลักษณะของความเข้มของสนามไฟฟ้าภายในแกนของเส้นใยแสงที่เกิดขึ้นจากการแทรกสอดของแสงตกกระทบและแสงสะท้อนที่มีค่ามุมสะท้อนกลับเป็นพิเศษเฉพาะ



รูปที่ 2.8 แสดงโหมดการเดินทางของแสง (PROPAGATION MODE) ภายในเส้นใยแสง

จากรูป 2.8 จะเห็นได้ว่าเป็นการแสดงการแทรกสอดของแสงที่มีมุมสะท้อนกลับเป็นพิเศษเฉพาะ ซึ่งทำให้เป็นความเข้มของสนามไฟฟ้าเปลี่ยนแปลง $180^\circ - 360^\circ$ ในทิศทางของรัศมี ลักษณะการเดินทางของแสงที่มีการเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้าเป็นพิเศษเฉพาะภายในแกน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของเส้นใยแสงนี้เรียกว่า โหมดการเดินทาง ของแสงจำนวนโหมดการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสงมีค่าจำกัดตามเงื่อนไขของการสะท้อนกลับหมดและนิยมตั้งชื่อโหมดตามลำดับจาก โหมดการเดินทางที่มีค่ามุมสะท้อนกลับน้อยไปหามาก คือ โหมด 0, โหมด 1, โหมด 2, ... , โหมด (N - 1)

โหมดที่สูงที่สุดของโหมดการเดินทางคือ (N - 1) นั้นเป็นโหมดการเดินทางที่มีมุมสะท้อนกลับใกล้เคียงกับมุมวิกฤติ ดังนั้นถ้าหากให้โหมดการเดินทางที่ N มีค่ามุมสะท้อนกลับเท่ากับมุมวิกฤติ θ_c

จะได้ว่า N เป็นเลขเต็มหน่วยสูงสุดที่ทำให้

$$2a \sin \theta_c \geq N * (\lambda/2) \quad \text{โดยที่ } N = 0, 1, \dots, N - 1 \quad \text{————— (4)}$$

ในที่นี้ 2a เป็นขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของแกนของเส้นใยแสง จะได้ว่า

$$\sin \theta_c = \sin \theta_{\max} / n_1 = \sqrt{\frac{n_1^2 - n_2^2}{n_1^2}} \quad \text{————— (5)}$$

แต่เนื่องจาก

$$\lambda = \lambda_0 / n_1$$

ดังนั้น

$$N = 4a / (\lambda * \sqrt{n_1^2 - n_2^2}) \quad \text{————— (6)}$$

จากสมการ (6) จะเห็นว่าจำนวนโหมดการเดินทาง (N) ขึ้นอยู่กับความยาวคลื่น (λ) ดังนั้นมีค่าความยาวคลื่นค่าหนึ่ง N จะเป็น โหมดเดียว (SINGLE MODE) และที่ค่าความยาวคลื่นอื่นซึ่งมีค่าน้อยกว่าความยาวคลื่นนี้แล้ว N จะไม่เป็นโหมดเดียวค่าความยาวคลื่นต่ำสุดที่ทำให้ N เป็นโหมดเดียวนี้ เรียกว่า ความยาวคลื่นตัด (CUT OFF WAVE LENGTH) ใช้สัญลักษณ์ λ_c และจากสมการ (6) สามารถเขียนได้ว่า

$$\lambda_c = 4a * \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad \text{————— (7)}$$

เท่าที่กล่าวมาแล้วทั้งหมดตั้งแต่ต้นเป็นเรื่องเกี่ยวกับเส้นใยแสงที่สมมุติว่าเป็นแผ่นแบน แต่เส้นใยแสงที่ใช้งานจริงนั้นเป็นเส้นกลม ดังนั้นจึงต้องเปลี่ยนแปลงสมการ (7) ใหม่ดังนี้

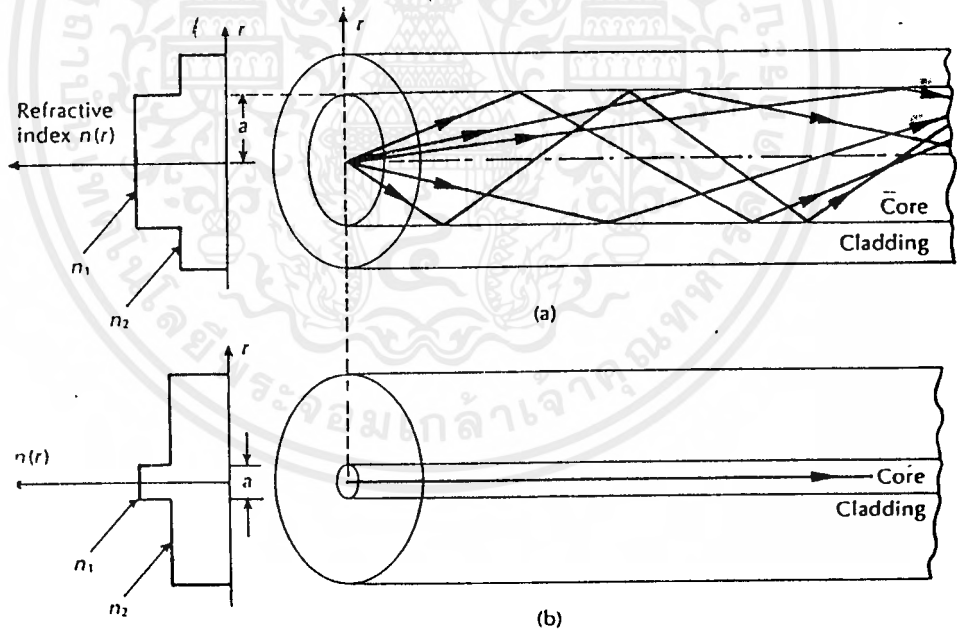
$$\lambda_c = 2\pi / 2.45 * a \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad \text{————— (8)}$$

สำหรับ λ_c นั้นถือเป็นองค์ประกอบสำคัญอันหนึ่งในการแสดงคุณสมบัติของเส้นใยแสงที่เป็นโหมดเดียว

2.1.3 ชนิดของเส้นใยแสง

สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด ตามลักษณะการเปลี่ยนแปลงของดัชนีการหักเห คือ

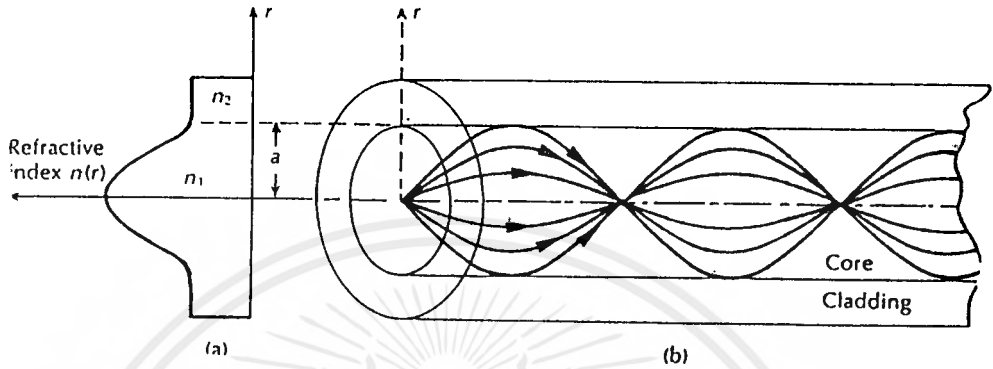
(1) ใยแสงแบบดรรชนีชั้นบันได (STEP INDEX OPTIC FIBER) เป็นเส้นใยแสงที่มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงของดัชนีการหักเหระหว่างแกนกับส่วนที่หุ้มแกนเป็นลักษณะขั้นบันได (STEP) จึงเรียกว่า ใยแสงแบบดรรชนีชั้นบันไดดังแสดงในรูป 2.9



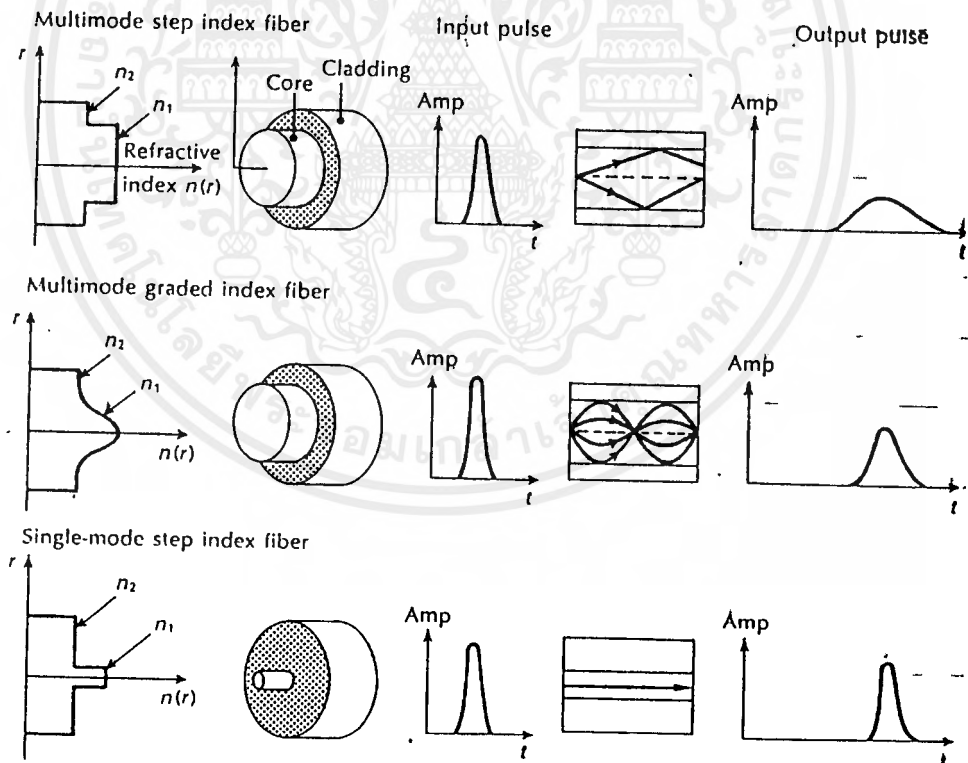
รูปที่ 2.9 แสดงลักษณะการเดินทางแบบขั้นบันได

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(2) โยแสงแบบดรรชนีลาด (GRADED INDEX OPTIC FIBER) เป็นเส้นใยแสงที่มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงของดัชนีการหักเหระหว่างแกนกับส่วนที่หุ้มแกนค้อย ๆ ลดลงทีละน้อยต่างกับ (1) จึงเรียกว่า โยแสงแบบดรรชนีลาด ดังแสดงในรูป 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงลักษณะการเดินทางแบบดรรชนีลาด



Schematic diagram showing a multimode step index fiber, multimode graded index fiber and single-mode step index fiber, and illustrating the pulse broadening due to intermodal dispersion in each fiber type.

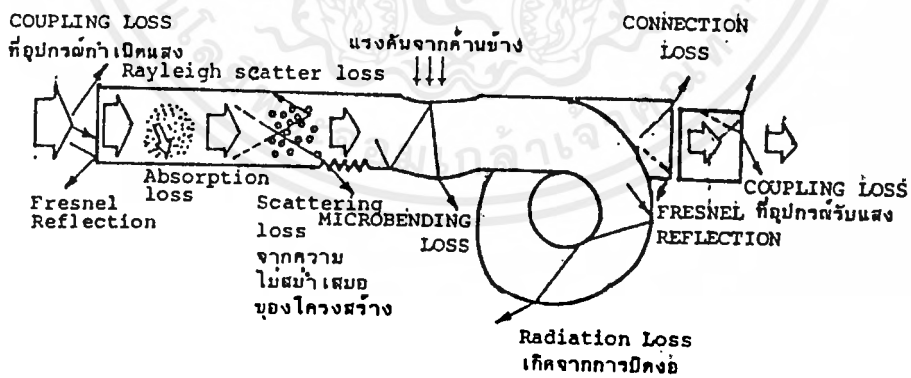
รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะการเดินทางของแสงในแกนของเส้นใยแสงแต่ละชนิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 2.9 จะเห็นว่า ค่าดัชนีการหักเหของดรรชนีชั้นบันได (GI FIBER) นี้จะค่อย ๆ ลดลงทีละน้อยในแนวรัศมีของเส้นใยแสงที่มีโหมดต่ำและเดินทางในระยะทางสั้นนั้นจะสะท้อนกลับก่อนที่จะเดินทางไปถึงรอยต่อของแกนและส่วนที่หุ้มแกน ซึ่งดังกล่าวได้ว่าส่วนใหญ่จะผ่านส่วนที่มีดัชนีการหักเหสูงของแกนส่วนลำแสงที่มีโหมดสูงและเดินทางในระยะทางไกลนั้น ส่วนใหญ่จะผ่านส่วนที่มีดัชนีการหักเหต่ำของแกนหนึ่งความเร็วในการเดินทางของแสงนั้นจะเป็นสัดส่วนกลับค่าดัชนีการหักเหให้เหมาะสมแล้วเราจะทำให้เวลาที่ใช้ในการเดินทางในระยะทางอันหนึ่งของโหมดการเดินทางมีค่าเท่ากันได้ด้วยจุดประสงค์อันนี้ ลักษณะการเปลี่ยนแปลงของค่าดัชนีการหักเหที่เหมาะสมที่สุดเพื่อทำให้ต่างของเวลาการเดินทางระหว่าง โหมดการเดินทางต่าง ๆ มีค่าน้อยที่สุดได้นั้นกล่าวกันว่าจะต้องมีรูปร่างเป็นลักษณะพาราโบลา (PARABOLA)

2.1.4 การสูญเสียแสงในเส้นใยแสง

การสูญเสียแสง แบ่งออกตามความแตกต่างของโครงสร้างที่เกิดขึ้นได้เป็นการสูญเสียที่มีอยู่ในตัวของเส้นใยแสงเอง (FIXED LOSS) และการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นมา (Addition Loss) เมื่อดอนนำเส้นใยแสงไปใช้ในระบบการสื่อสาร สาเหตุที่ทำให้เกิดการสูญเสีย แสดงดังรูป 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงสาเหตุต่าง ๆ ที่ทำให้เกิดการสูญเสียแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

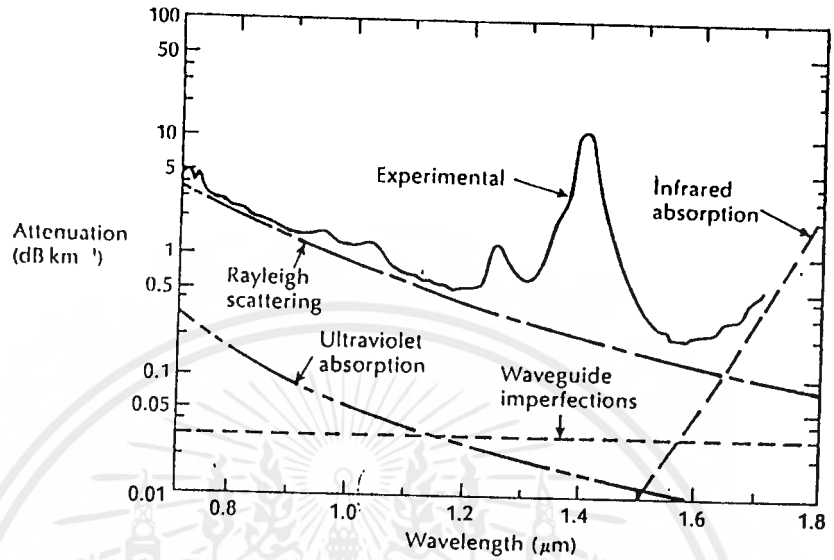
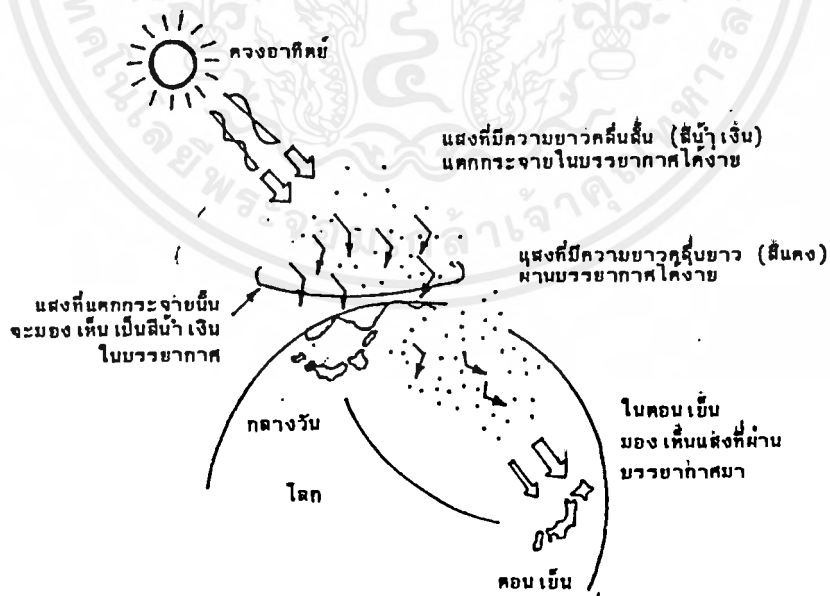


Figure 3.3 The measured attenuation spectrum for an ultra-low-loss single-

รูปที่ 2.13 แสดงคุณสมบัติการสูญเสียจากการดูดแสงของเส้นใยแสงที่ทำด้วยแก้ว

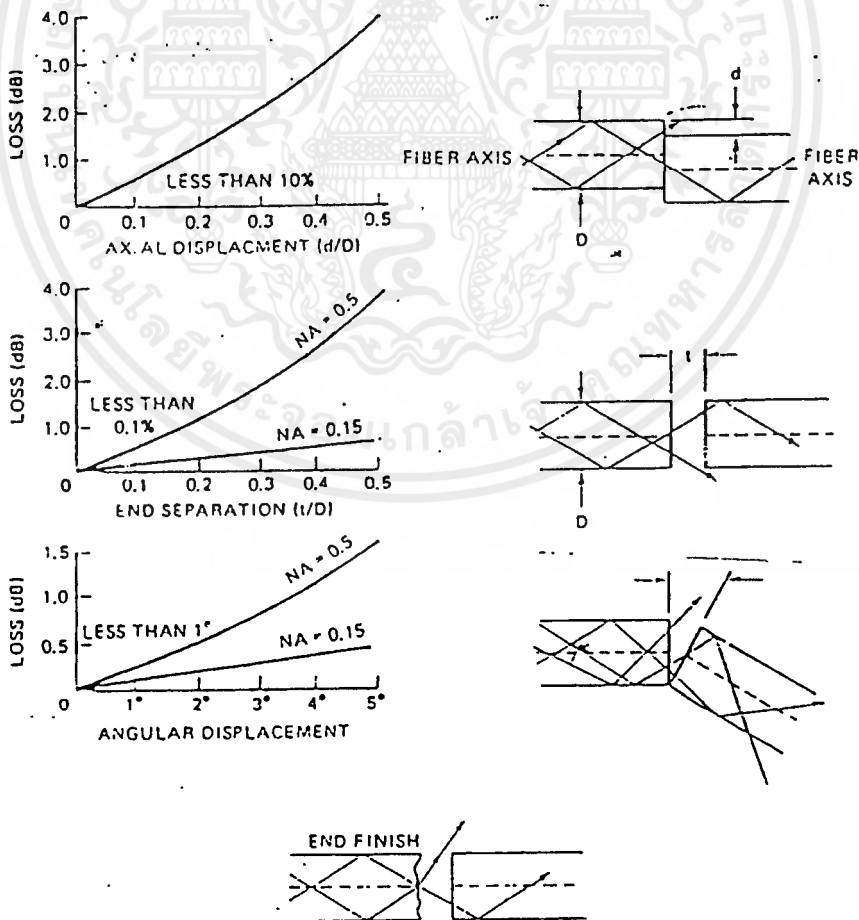


รูปที่ 2.14 แสดง Scattering ของแสงในบรรยากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสูญเสียที่เกิดจากการต่อเส้นใยแสง (CONNECTION LOSS) การต่อเส้นใยแสงนั้นคล้ายกับการต่อท่อของน้ำประปาหรือท่อแก๊ส กล่าวคือต้องต่อเข้ากันพอดีไม่ให้น้ำประปาหรือแก๊สที่อยู่ข้างในท่อรั่วออกไปข้างนอก กรณีที่ทำหารต่อเส้นใยแสง 2 เส้นเข้าด้วยกันนั้นอันดับแรกจำเป็นต้องทำการปรับแกนทั้งสองที่แสงเดินทางผ่านให้ตรงกันพอดี ถ้าหากว่าแกนทั้งสองต่อกันไม่สนิทอย่างสมบูรณ์นั้น แสงที่ออกจากแกนด้านหนึ่งบางส่วนของมันจะไม่เข้าไปในแกนอีกด้านหนึ่งแต่จะจัดกระจายออกไปข้างนอกทำให้เกิดการสูญเสีย สาเหตุการเกิดการสูญเสียอย่างนี้แสดงในรูป 2.15 กล่าวคือมีทั้งการคลาดเคลื่อนของแกนของแกนและอื่น ๆ

การสูญเสียที่เกิดจากการเชื่อมต่อระหว่างเส้นใยแสง กับอุปกรณ์กำเนิดแสงและอุปกรณ์รับแสง (COUPLING LOSS) อุปกรณ์กำเนิดแสงได้แก่ Laser Diode (LD) หรือ Light Emitting Diode (LED) จะมีความแตกต่างกันทางความกว้างของลำแสงที่ปล่อยออกมาจากต้นกำเนิดแสงแม้จะใช้เลนส์รวมแสงแล้วก็ตาม LD จะมีการสูญเสียของการเชื่อมต่อแสงน้อยกว่า นอกจากนั้นโครงสร้างของเส้นใยแสงที่จะถูกป้อนแสงเข้าไบนั้น ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของแกนของเส้นใยแสงแบบ SM และแบบ GI จะมีค่าต่างกันทำให้ขนาดของการสูญเสียของการเชื่อมต่อแสงมีค่าต่างกันไปด้วย

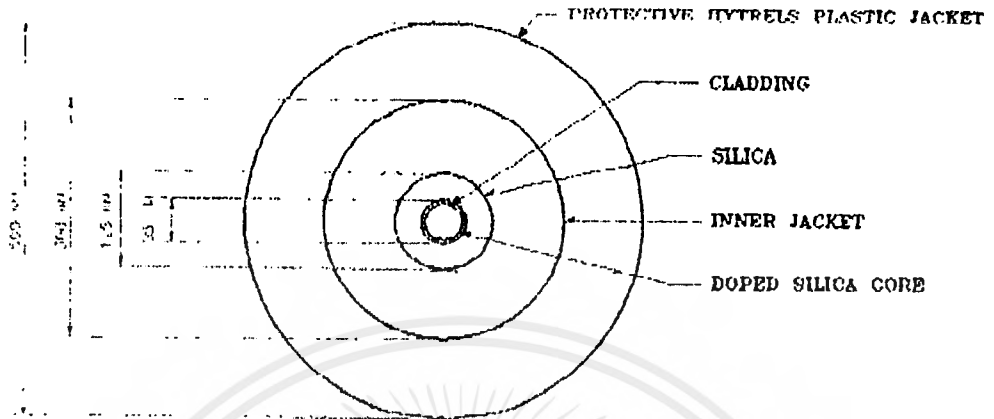


รูปที่ 2.15 แสดงการสูญเสียที่เกิดจากการต่อเส้นใยแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

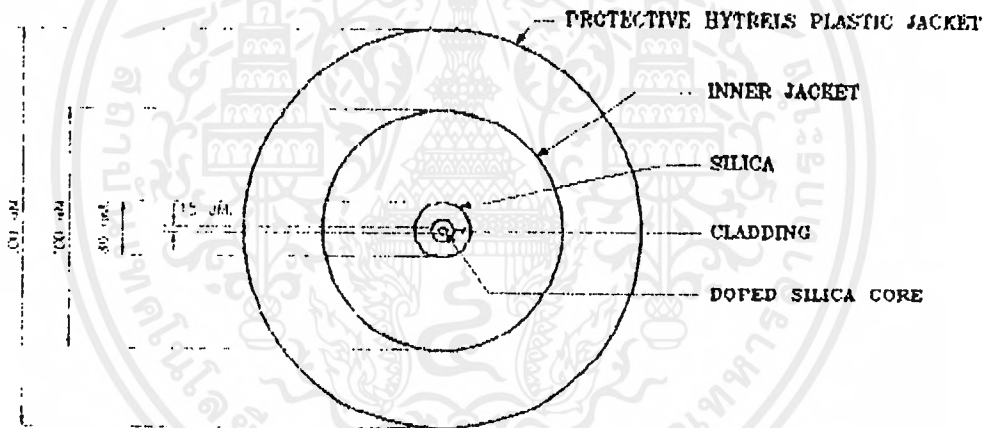


2.1.5 ความแข็งแรง (Strength)



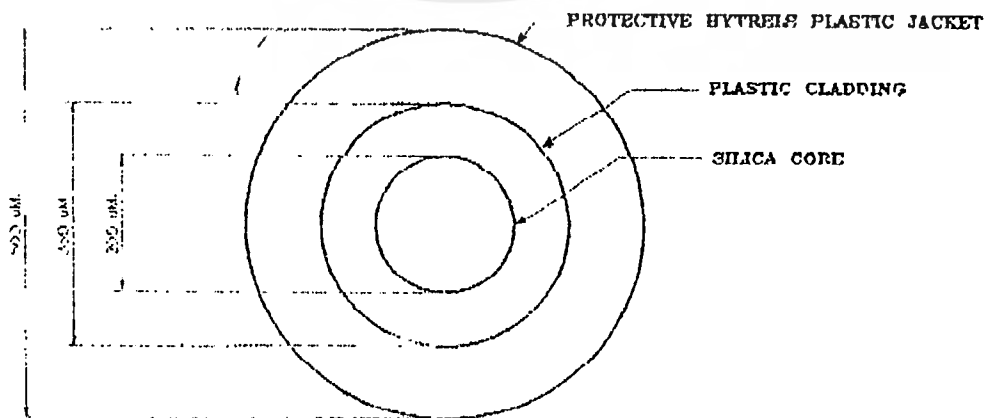
SINGLE MODE STEP INDEX OPTICAL FIBER

DIMENSIONS SHOWN ARE NOMINAL VALUES



LARGE CORE PLASTIC CLAD SILICA OPTICAL FIBER

DIMENSIONS SHOWN ARE NOMINAL VALUES



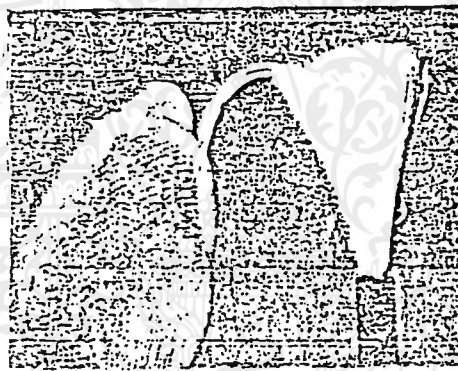
รูปที่ 2.16 แสดงขนาดของเส้นใยนำแสงชนิดต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีเลขที่ 038078

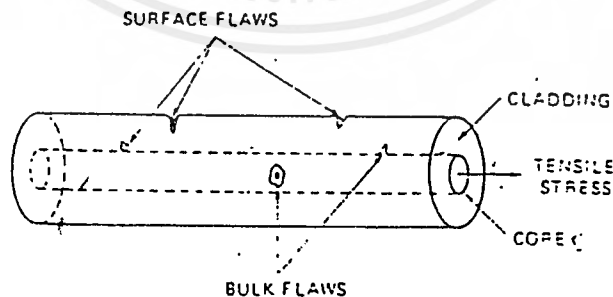
ตามปกติธรรมดาแล้วแก้วที่รู้จักกัน จะเปราะแตกหักง่ายและเกิดรอยร้าวได้ง่ายแต่สายใยนำแสงที่ทำด้วยแก้ว กลับตรงข้ามมันกลับมีความเหนียวแน่น สามารถทนต่อการดึงและการยืดได้สูง โดยมีความเหนียวแน่น แข็งแรงเท่า ๆ กับสายสแตนเลส (Stainless - Steel wire) ที่มีเส้นผ่าศูนย์กลางเท่ากัน ใยนำแสงแบบแก้วที่มีความยาว 1 กิโลเมตร จะทนต่อแรงดึงได้มากกว่า 600,000 ปอนด์ ต่อตารางนิ้ว ก่อนที่จะชำรุดหักเสียหาย ห้องปฏิบัติการทดลองของเบลได้รายงานว่ใยนำแสงยาว 10 เมตร (ประมาณ 33 ฟุต) สามารถยืดออกได้อีก 70 เซนติเมตร (มากกว่า 2 ฟุต) เมื่ออมมัน มันยังสามารถดึงกับสภาพเดิมได้ ในการผลิตสายใยนำแสงให้มีความเหนียวแน่น บริษัทผู้ผลิตต้องพยายามไม่ให้มีรอยแตกรอยร้าวเกิดขึ้นที่แกนและแคดดิง ซึ่งรอยแตกนี้เมื่อถูกดึงจะทำให้แตกหักเสียหายง่าย

จากรูป 2.17 แสดงใยนำแสงสามารถโค้งงอในรัศมีเล็ก ๆ ได้

จากรูป 2.18 แสดงรอยแตก รอยร้าวที่เกิดขึ้น



Optical fibers can be bent.
(Photo courtesy of DuPont.)



Optical-fiber flaws. (From C. K. Kao, "Optical Fibre Cables," in *Optical Fibre Communications*, ed. M. J. Howes and D. V. Morgan; copyright 1980 by John Wiley & Sons Ltd.; reprinted by permission of John Wiley & Sons Ltd.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 การต่อเชื่อมเส้นใยแสง

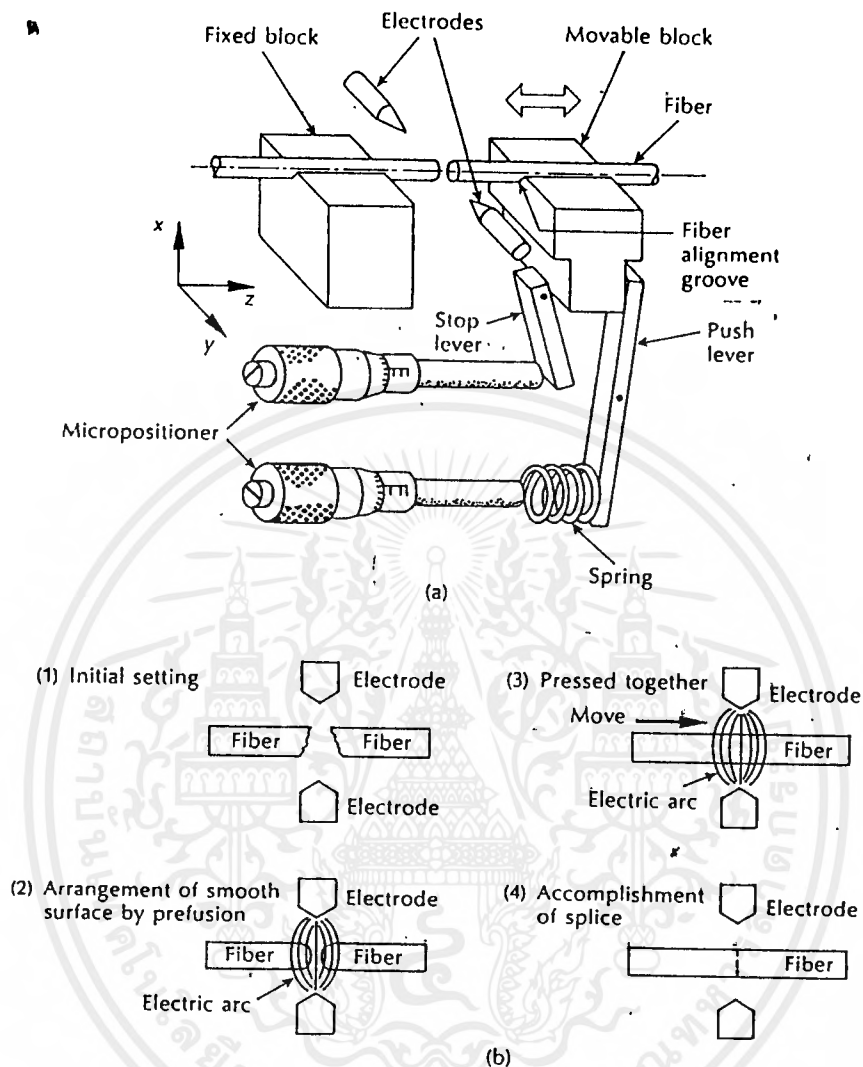
2.2.1 การต่อเชื่อมถาวรด้วยการ SPLICING

วิธีการต่อเชื่อมถาวรด้วย SPLICING เป็นการต่อเชื่อมโดยการทำให้ผิวด้านหน้าของเส้นใยแสงหลอมตัวแล้วเชื่อมต่อกัน ส่วนใหญ่จะใช้กับการเชื่อมต่อโดยตรงส่วนที่ทำการต่อเชื่อมใหม่ได้ โดยไม่ต้องพิถีพิถันมากนัก การทำให้ผิวด้านหน้าของเส้นใยแสงหลอมตัวนั้น มีหลายวิธีคือการใช้ ELECTRIC ARC, ใช้ลำแสง LASER, การใช้เปลวไฟแต่เมื่อพิจารณาถึงความสะดวกในการเชื่อมต่อความเชื่อถือได้ และความประหยัดแล้วโดยทั่วไปนิยมใช้การต่อเชื่อมด้วย DIELECTRIC ARC ซึ่งเรียกว่า ARC SPLICING หรือ ELECTRIC ARC FUSION SPLICING เกี่ยวกับขั้นตอนการต่อเชื่อมของ DIELECTRIC ARC FUSION SPLICING นี้เป็นดังต่อไปนี้คือ

ทำการปกเอาวัสดุหุ้ม (COVER) ออกก่อน สำหรับ SECOND COVER นั้นสามารถใช้เครื่องมือ (STRIPPER) ปอกออกได้ สำหรับ FIRST COVER นั้นอาจใช้เครื่องมือปอก หรือใช้สารละลายอินทรีย์เคมี (ORGANIC CHEMICAL SOLUTION) กำจัดออกได้

ขั้นต่อไปคือวิธีการปรับปรุงแกนของเส้นใยแสงที่ตัดแล้วให้ตรงกัน ในกรณีของเส้นใยแสงแบบ GI นั้นเนื่องจากเส้นผ่าศูนย์กลางของแกนมีขนาดใหญ่ถึง 50 μm แม้ว่าจะยอมให้เปอร์เซ็นต์การคลาดเคลื่อนของศูนย์กลางของแกนมีค่าสูงสุดถึง 6 % ก็ตามแต่ก็ไม่ทำให้การสูญเสียจากการต่อเชื่อมเพิ่มขึ้นจนเป็นปัญหามากเท่าใด ดังนั้นเพียงแต่นำเส้นใยแสงที่จะต่อเชื่อมไปวางบนร่องที่มีรูปร่างเป็นรูปตัวอักษร V (V-Type groove) ซึ่งปรับแกนให้ตรงกันไว้แล้วเท่านั้นก็เป็นอันใช้ได้ (การทำเช่นนี้เรียกว่าการปรับเส้นผ่าศูนย์กลางด้านนอก) หนึ่งในกรณีของเส้นใยแสงแบบ SM เนื่องจากเส้นผ่าศูนย์กลางด้านนอกแต่เพียงอย่างเดียวเท่านั้นไม่พอ เพราะผลจากการคลาดเคลื่อนของศูนย์กลางจะทำให้การสูญเสียเพิ่มขึ้นอย่างมาก ให้ความร้อนแก่ด้านปลายของเส้นใยแสงที่จะทำการต่อเชื่อมเสียก่อนเพื่อทำให้หลอมตัว และหลังจากที่ทำได้ด้านปลายของเส้นใยแสงสม่ำเสมอเท่ากันด้วยแรงดึงผิวด้านนอกแล้ว จึงให้ความร้อนใหม่อีกครั้งหนึ่งเพื่อต่อเชื่อมเข้าด้วยกัน วิธีการเช่นนี้เรียกว่า PREHEAT SPLICING METHOD

รูป 2.19 แสดงช่วงระยะเวลาที่ทำการต่อเชื่อมด้วยการใช้ ELECTRIC ARC แก่เส้นใยแสง



Electric arc fusion splicing: (a) an example of fusion splicing apparatus [Refs. 34 and 38]; (b) schematic illustration of the prefusion method for accurately splicing optical fibers [Ref. 24].

รูปที่ 2.19 แสดงการต่อเชื่อมถาวรด้วย Splicing

2.2.2 การต่อเชื่อมด้วยข้อต่อ (CONNECTOR)

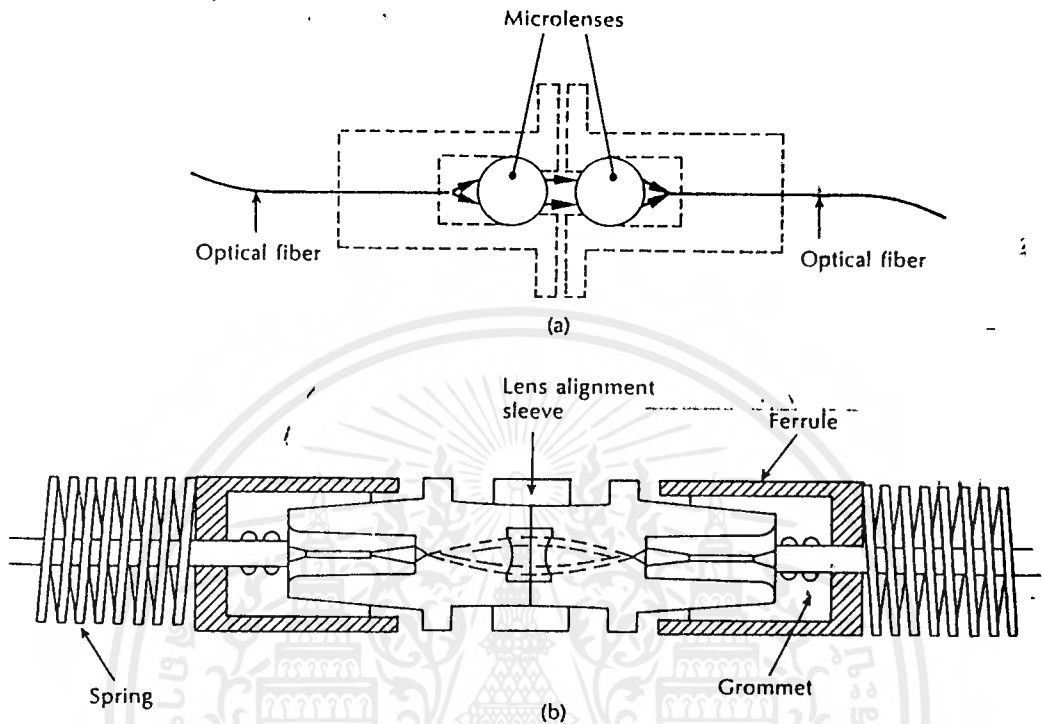
การต่อเชื่อมด้วยข้อต่อ จะใช้กับส่วนที่มีการต่อเข้าและถอดออกบ่อย ๆ ข้อต่อที่นำมาใช้โดยทั่วไปแบ่งเป็น 2 ชนิด

1. แบบเลนส์ (LENS - COUPLED CONNECTOR)
2. แบบโลหะหรือแก้ว (METAL COUPLED CONNECTOR)

ข้อต่อแบบเลนส์ในรูป 2.20 สปีงจะกดปลายของใยนำแสงให้ตรงกันเลนส์ที่มีดัชนี

การหักเหเท่ากับแกนของใยนำแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Lens coupled expanded beam connectors: (a) schematic diagram of a connector with two microlenses making a 1:1 image of the emitting fiber upon the receiving one [Ref. 74]; (b) moulded plastic lens connector assembly [Ref. 76].

รูปที่ 2.20 แสดงข้อต่อแบบเลนส์

ข้อต่อแบบโลหะหรือแก้วมี 8 ชนิด คือ

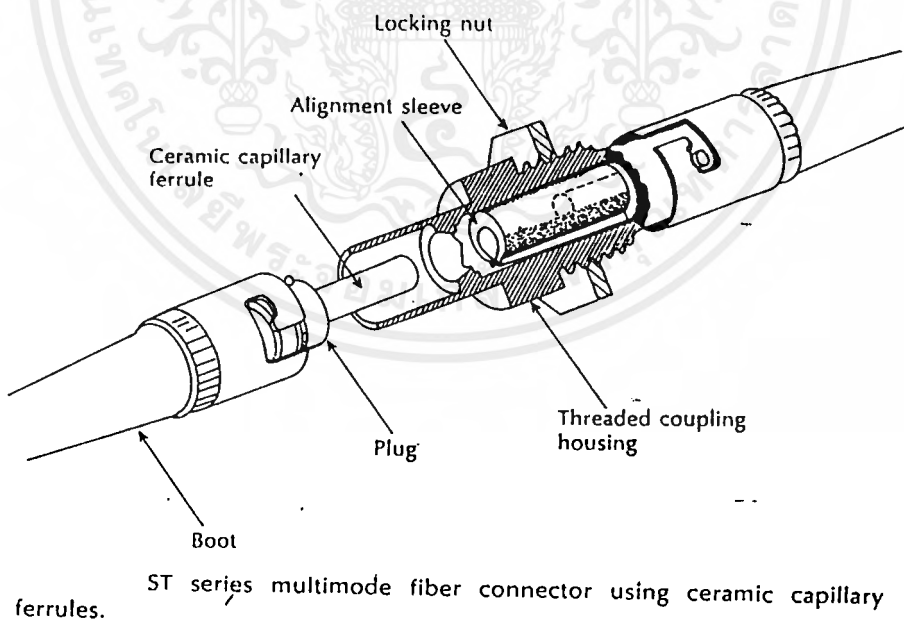
1. แบบหลอด (TUBE)
2. แบบแหวนโลหะ (STRAIGHT - SLEEVE)
3. แบบลูกเบี้ยวคู่ (DOUBLE ECCENTRIC)
4. แบบปลอกโลหะเรียว (TAPERED DLEEVE)
5. แบบสามแท่ง (THREE ROD)
6. แบบปลอกแก้ว (JEWEL BUSHING)
7. แบบสี่ขา (FOUR - PIN)
8. แบบปลอกยืดหยุ่น (RESILIENT FERRULE)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) แบบหลอด ดังรูป 2.21 จะมีแจ็คกับปลั๊ก 2 ตัวที่เป็นโลหะเสียบเข้าด้วยกัน เมื่อเสียบปลั๊กเข้าไปจะต้องแน่นพอดีกับแจ็คโยนแสงในแจ็คจะสอดผ่านเข้าไปในรูของปลั๊ก ซึ่งต้องมีขนาดใหญ่เพียงพอเก็บโยนแสงที่เส้นผ่าศูนย์กลางใหญ่ที่สุด

2) แบบแหวนโลหะ แสดงดังรูป 2.22 แบบนี้จะมีปลอก (SLEEVE) จะเป็นตัวบังคับให้โยนแสงอยู่แนวเส้นตรง และมีแหวนปรับละเอียด (PRECISION SLEEVE) สำหรับปรับให้ปลั๊กทั้งสองยึดติดกันสนิทยิ่งขึ้นจากรูป 2.22 จะเห็นว่ารูจะกำหนดมาอย่างแน่นอน รูจึงต้องอยู่ในตำแหน่งตรงกันจึงมีความลำบากในการผลิตถ้าปลั๊กทั้งสองและปลอกไม่ตรงกันก็จะเกิดการสูญเสีย อย่างไรก็ตามแบบนี้ง่ายต่อการใช้งานและมีประสิทธิภาพสูงแต่มีราคาแพงมาก

3) แบบลูกเบี้ยวคู่ แบบนี้โยนแสงจะถูกยึดอยู่ภายในลูกเบี้ยวทั้งสองโดยยึดกันคนละครึ่ง ลูกเบี้ยวทั้งสองสามารถหมุนปรับให้โยนแสงอยู่ในแนวเส้นตรงได้และลูกเบี้ยวจะยึดอยู่ในตำแหน่งนั้น ข้อต่อชนิดนี้มีความยุ่งยากในการปรับให้สายทั้งสองตรงกันและในการส่งสัญญาณตามปรกติจะต้องมีเครื่องมือทดสอบต่ออยู่เพื่อชี้ค่าที่ถูกต้องที่สุด ดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

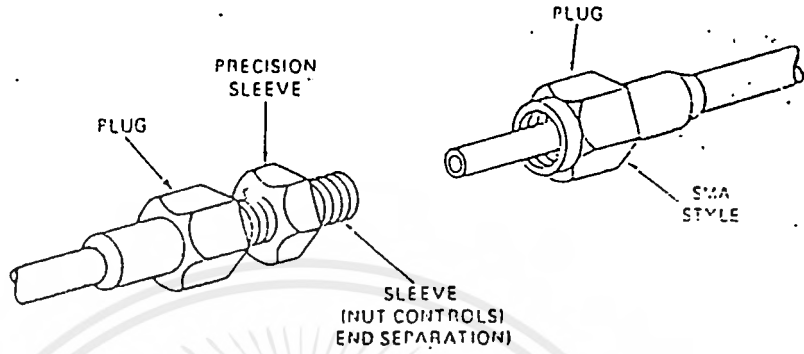
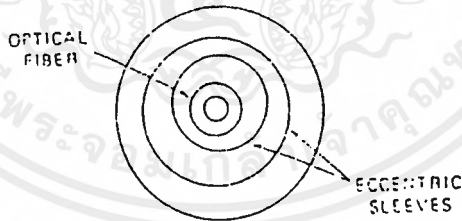


Figure 2.1 e Straight-sleeve connector. (From Ref. 1; courtesy of AMP.)

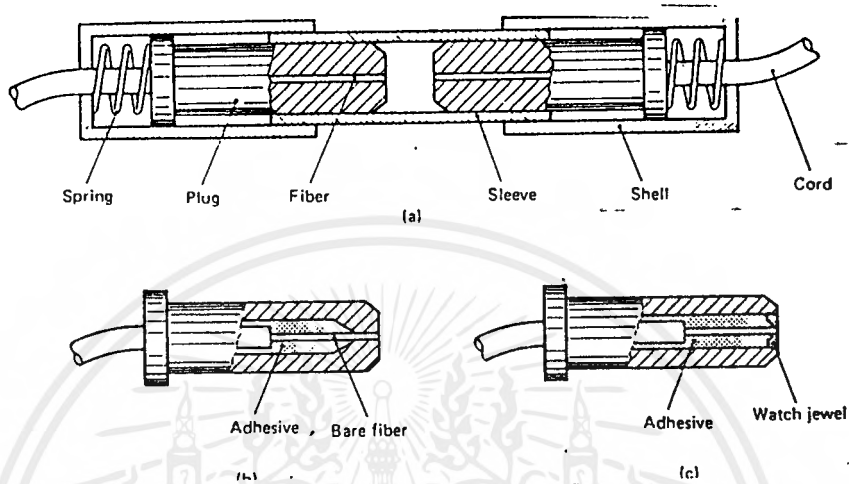
รูปที่ 2.22



รูปที่ 2.23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4) แบบปลอกโลหะเรียว ดังรูป 2.24 ชนิดนี้ประกอบด้วยปลั๊กและปลอกที่มีลักษณะเรียวเป็นกรวยที่ปลายปลั๊กทั้งสองจะมีสายรัดพลาสติกเพื่อยึดสายทั้งสองให้เข้าชนกัน



รูปที่ 2.24

5) แบบสามแฉ่ง ตามรูป 2.25 แบบนี้ประกอบด้วยแฉ่ง 3 แฉ่งวางประกอบเข้าด้วยกันตรงกลางจะมีช่องว่าง ตามขนาดของใยนำแสง แฉ่งแต่ละแฉ่งจะต้องมีเส้นผ่าศูนย์กลางเท่ากัน ข้อต่อแบบนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับใยนำแสงที่มีหลาย ๆ เส้นได้

6) แบบปลอกแก้ว แสดงดังรูป 2.26 แบบนี้คล้ายกับลูกสูบในกระบอกสูบที่ปลายมีลักษณะเรียวแหลมมาประกบกันและมีรูไว้ใส่ใยนำแสง

7) แบบสี่ขา แสดงดังรูป 2.27 แบบนี้โคนขาทั้งสี่จะถูกยึดด้วยปลอกและจะมีรูไว้ใส่ใยนำแสงตรงกลางมีแหวน เพื่อปรับให้ข้อต่ออยู่ในแนวเส้นตรงโดยทั่วไปจะใช้แฉ่งแก้ว 4 แฉ่งมาวางติดเข้าด้วยกันโดยมีช่องว่างตรงกลาง และทำการเชื่อมให้ติดกัน

8) แบบปลอกยึดหยุ่นได้ ตามรูป 2.28 แบบนี้บริษัท Amp ได้ผลิตออกมาอย่างแพร่หลายมีลักษณะการต่อ 3 แบบ คือ ใยนำแสงกับใยนำแสง, ใยนำแสงกับตัวกำเนิดแสง, ใยนำแสงกับตัวรับแสง

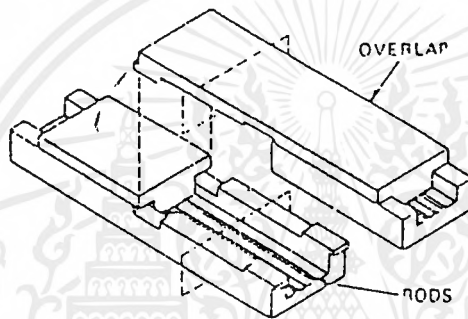
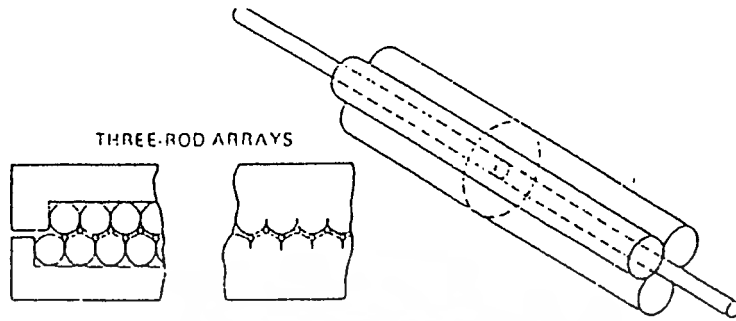


Figure 2.25 Three-rod connector. (From Ref. 1; courtesy of AMP.)

รูปที่ 2.25

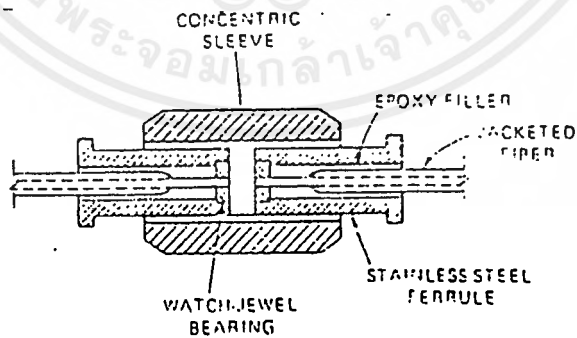


Figure 2.26 Watch-jewel-bearing connector designed by ITT Cannon. (From Ref. 12; copyright 1978 Milton S. River Publications, Inc.)

รูปที่ 2.26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

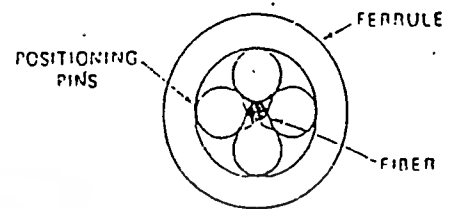
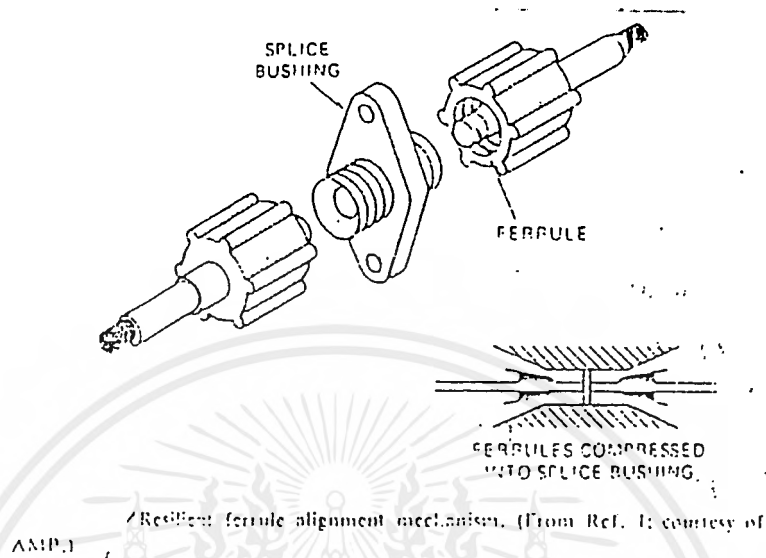


Figure 2.23 Four-pin method connector. (From Ref. 1; courtesy of ANIP.)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.28

2.3 อุปกรณ์กำเนิดแสง

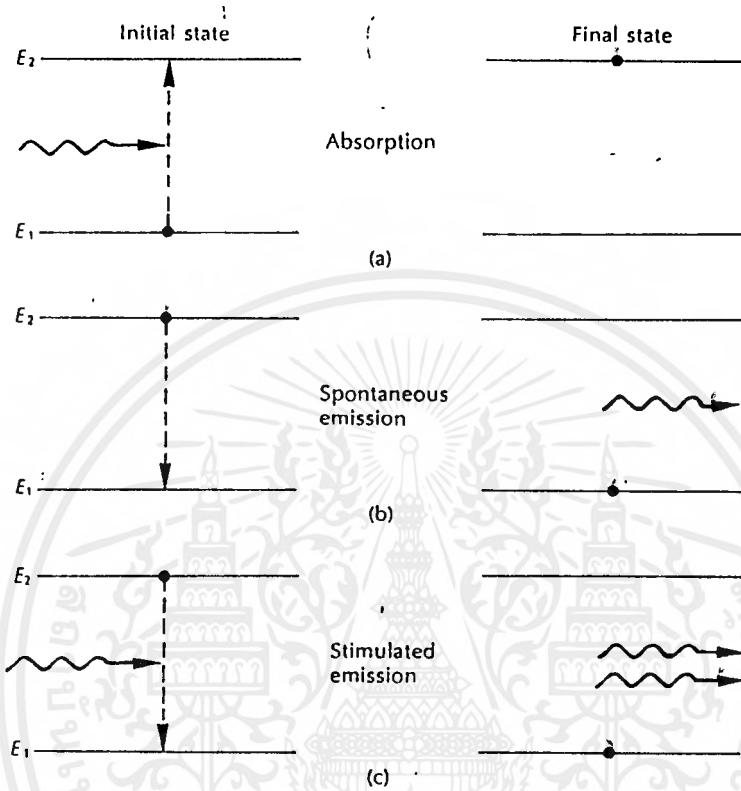
2.3.1 การเปลี่ยนไฟฟ้าเป็นแสง

เป็นที่ทราบกันทั่วไปแล้วว่า การที่กระแสไหลนั้นเป็นปรากฏการณ์ที่อิเล็กตรอนภายในสารที่ประกอบเป็นตัวกลางนั้นเคลื่อนที่ไปนั่นเอง แต่ทว่าอิเล็กตรอนนี้ถ้าหากไม่มีแรงภายนอกมากระทำแล้ว มันจะอยู่ในตำแหน่งที่มันคงไม่เปลี่ยนแปลง

สมมุติว่ามีอิเล็กตรอนอยู่ในระดับพลังงาน 1 (ระดับพลังงานต่ำ) และไม่มีอิเล็กตรอนอยู่ในระดับพลังงาน 2 (ระดับพลังงานสูง) เลยดังแสดงในรูป 2.29 (a) สมภาพนี้ถ้าหากเราให้พลังงานที่มีค่าเท่ากับผลต่างของระดับพลังงานทั้งสอง (นั่นคือถ้า E_1 เป็นพลังงานของระดับพลังงาน 1 และ E_2 เป็นพลังงานของระดับพลังงาน 2 จะได้ผลต่างเป็น $E_2 - E_1$) แล้วอิเล็กตรอนจะดูดเอาพลังงานนี้และจะเลื่อนจากระดับพลังงานต่ำ E_1 ขึ้นไปอยู่ที่ระดับพลังงานสูง E_2 ดังรูป 2.29 (b) การให้พลังงานจากภายนอกแก่อิเล็กตรอนเพื่อทำให้มันเลื่อนขึ้นไปอยู่ที่ระดับพลังงานสูงนี้เรียกว่า การกระตุ้น (STIMULATION) และการที่อิเล็กตรอนเลื่อนไปยังระดับพลังงานอื่นนั้นเรียกว่าการถ่ายเท (TRANSFER)

และเมื่อปล่อยอิเล็กตรอนที่อยู่ในสภาพเลื่อนขึ้นไปอยู่ในระดับพลังงานสูง E_2 ไร้อย่างนั้นมันจะถูก NUCLEUS ดึงกลับลงมาอยู่ในสภาพเดิมซึ่งเรียกว่า STABLE STATE ดังรูป 2.29 (a) อีก ในการที่อิเล็กตรอนกลับลงมาสู่สภาพเดิม นั่นคือลงมาสู่ระดับพลังงานต่ำ E_1 นั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Energy state diagram showing: (a) absorption; (b) spontaneous emission; (c) stimulated emission. The black dot indicates the state of the atom before and after a transition takes place.

รูปที่ 2.29 แสดงระดับพลังงานและขั้นตอนการ TRANSFER

อิเล็กตรอนจะปล่อยพลังงาน (EMISSION) เท่ากับ $(E_2 - E_1)$ ออกมา ดังรูป 2.29 (c) ปฏิกิริยาการปล่อยพลังงานออกมาตามธรรมชาติ (NATURAL EMISSION) กรณีที่ปล่อยพลังงานออกมาในรูปของแสงจะเรียกว่า NATURAL LIGHT EMISSION เนื่องจากว่าสารต่าง ๆ แบ่งออกได้เป็นพวกที่ทำให้เกิดแสงได้ง่ายกับพวกที่ทำให้เกิดแสงได้ยาก จากทฤษฎีของ QUANTUM DYNAMICS ความยาวคลื่นแสงที่ได้จากการปล่อยแสงออกมานี้หาได้จากสมการต่อไปนี้

$$\lambda = \frac{c \cdot h}{(E_2 - E_1)} \quad \text{————— (1)}$$

ในที่นี้ λ : ความยาวคลื่นแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

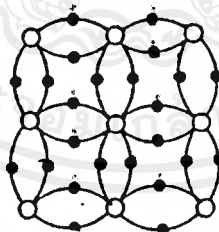
h : PLANK CONSTANT มีค่า $6.625 \cdot 10^{-34}$ Joule.sec

นั่นคือความยาวคลื่นแสงจะเป็นสัดส่วนกลับกับผลต่างของพลังงาน และผลต่างของพลังงานนี้กำหนดจากชนิดของอะตอมที่ประกอบเป็นอุปกรณ์กำเนิดแสงด้วย ดังนั้นความยาวคลื่นแสงที่ปล่อยออกมาจึงมีค่าจำเพาะ อุปกรณ์กำเนิดแสงที่ใช้การปล่อยแสงตามธรรมชาตินี้ได้แก่ หลอดนีออนและไดโอดกำเนิดแสง (Light Emitting Diode : LED)

ต่อไปสมมุติว่าเราป้อนแสงที่มีพลังงานเท่ากับ $E_2 - E_1$ ที่ใช้ในการกระตุ้นอิเล็กตรอนให้ไปอยู่ในระดับพลังงานสูงดังรูป 2.29 (b) อิเล็กตรอนที่อยู่ในระดับพลังงาน E_2 ซึ่งพยายามที่จะกลับลงมาสู่ระดับพลังงานต่ำ E_1 อยู่แล้วนั้นก็จะมีพลังงานของแสงที่ป้อนให้ไว้ และกลับลงมาสู่ระดับพลังงานต่ำ E_1 ในลักษณะถูกบังคับให้ลงมาเร็วกว่ากำหนด ปรากฏการณ์เช่นนี้เรียกว่าการกระตุ้นให้ปล่อยแสง (STIMULATED EMISSION) และพลังงานแสงที่เกิดขึ้นในกรณีนี้จะมีค่ามากกว่ากรณีของ NATURAL EMISSION และแสงที่ได้เรียกว่า STIMULATED EMISSION LIGHT ความยาวคลื่นแสงที่ได้จาก STIMULATED EMISSION จะเหมือนกันกับกรณีของการปล่อยแสงตามธรรมชาติ นั่นคือ เป็นสัดส่วนกลับกันผลต่างของพลังงาน $E_2 - E_1$ อุปกรณ์กำเนิดแสงที่ใช้หลักการของ STIMULATED EMISSION นี้ได้แก่ LASER

2.3.2 โครงสร้างและการทำงานของสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor)

อิเล็กตรอน

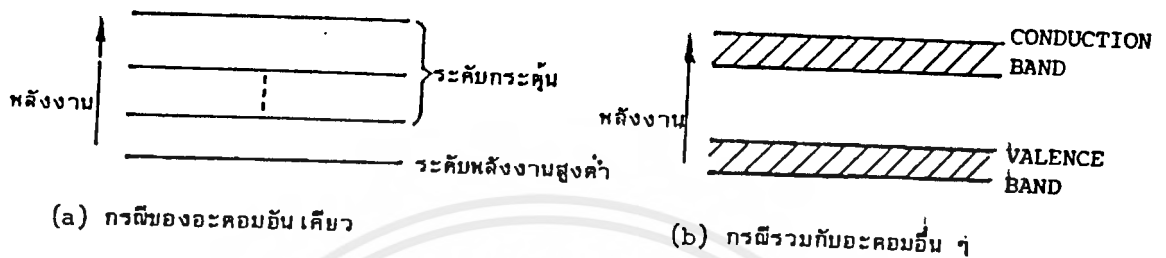


รูปที่ 2.30 แสดงตัวอย่างการจัดอิเล็กตรอนและ NUCLEUS ในสารกึ่งตัวนำ

สำหรับสารกึ่งตัวนำนั้นจะมีอะตอมจำนวนมากจัดเรียงกันอย่างมีระเบียบดังรูป 2.30 ด้วยเหตุนี้อิเล็กตรอนของแต่ละอะตอมจะทำหน้าที่เชื่อมโยงกับอะตอมข้างเคียง และมีตำแหน่งอยู่ระหว่างอะตอมทั้งสองนั้นคือมันจะรับผลการดึงดูดจากอะตอมข้างเคียงสภาพพลังงานที่อะตอมได้รับนั้นถ้าหากจะกล่าวในทาง QUANTUM DYNAMIC แล้วจะแตกต่างกับกรณีที่มีอะตอมเพียงอันเดียว กล่าวคือในกรณีนี้มันจะแบ่งออกเป็น 2 สภาพหนึ่งเป็นระดับพลังงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูงเรียกว่า CONDUCTION และอีกสภาพหนึ่งเป็นระดับพลังงานต่ำเรียกว่า VALENCE BAND และสภาพทั้งสองนี้ต่างก็มีความกว้างของพลังงานอยู่ดังแสดงในรูป 2.31

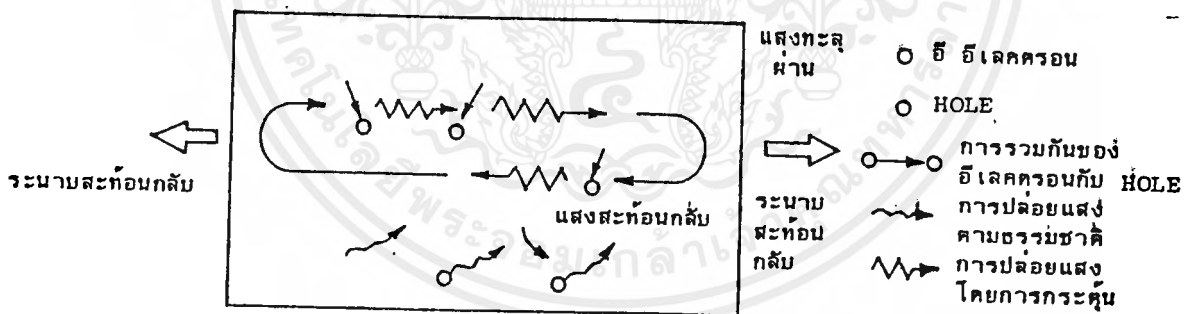


รูปที่ 2.31 แสดงระดับพลังงานในสารกึ่งตัวนำ

โดยปกติแล้วอิเล็กตรอนจำนวนมากจะรวมตัวกันอยู่ที่ VALENCE BAND ซึ่งมีระดับพลังงานต่ำและจะมีอิเล็กตรอนจำนวนเล็กน้อยอยู่ใน CONDUCTION BAND ซึ่งเป็นระดับพลังงานสูง ในตอนแรกนี้จะทำการอธิบายเกี่ยวกับโครงสร้างและการทำงานของเลเซอร์ที่สร้างจากสารกึ่งตัวนำ (SEMICONDUCTOR LASER DIODE เรียกชื่อย่อว่า LD) ซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำที่มีระดับพลังงานตามที่กล่าวข้างบน และใช้วิธีการกระตุ้นให้ปล่อยแสงออกมา (STIMULATED EMISSION) สมมุติว่าจำนวนอิเล็กตรอนในสารกึ่งตัวนำมีค่าเป็น N และในจำนวน N นี้แบ่งไปอยู่ใน VALENCE BAND เสีย n_1 ตัวและไปอยู่ใน CONDUCTION BAND n_2 ตัวในสภาพปกตินั้น n_1 จะมากกว่า n_2 แต่ในสภาพเช่นนี้ ถ้าหากเราให้แสงจากภายนอกแก่มันจะทำให้เกิด STIMULATED EMISSION และการดูดพลังงาน (ABSORPTION) ซึ่งขนาดของมันจะเป็นสัดส่วนกับอัตราส่วนของ n_2 และ n_1 แต่โดยทั่วไปแล้วการดูดพลังงานจะมีขนาดมากกว่าทำให้แสงที่ป้อนเข้ามามีขนาดลดลงไป แต่ทว่าถ้าหากมีวิธีอย่างใดอย่างหนึ่งที่ทำให้ $n_2 > n_1$ (เรียกว่าเกิด INVERSION DISTRIBUTION) ได้แล้วละก็จะทำให้การกระตุ้นให้ปล่อยแสงออกมามีค่ามากกว่าการดูดพลังงาน ในกรณีนี้ทำให้ความเข้มของแสงที่ป้อนเข้ามาเพิ่มมากขึ้น และเกิดปฏิกิริยาการขยายแสง (LIGHT AMPLIFICATION ACTION)

สำหรับสารกึ่งตัวนำนั้นปกติจะใช้วิธีการที่เรียกว่า ฉีด (INJECTION) อิเล็กตรอนโดยการทำให้กระแสไหล ก็จะทำให้เกิดปฏิกิริยาการขยายทางกระแสได้ ดังนั้นในกรณีของสารกึ่งตัวนำพลังงานจากภายนอกที่เป็นตัวทำให้เกิด STIMULATED EMISSION เพื่อปล่อยแสงออกมานั้นก็คืออิเล็กตรอนที่ฉีดเข้าไปนั่นเอง การทำให้การขยายกลับไปมาจะสามารถทำให้แสงเกิด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

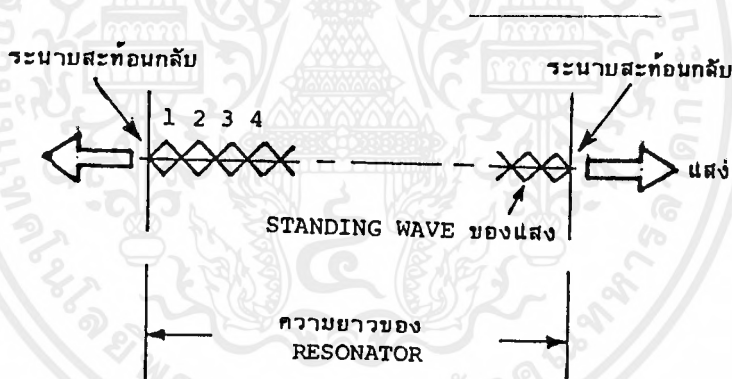
การ OSCILLATION ได้ การขยายกลับไปมานั้นเป็นการทำให้เกิดคุณสมบัติพิเศษของแสงขึ้น หลักการขยายกลับไปมาทำได้ โดยใช้ระนาบสะท้อนกลับ (REFLECTING PLANE) 2 อันวางหันหน้าเข้าหากันดังแสดงในรูป 2.32 นั่นคือแสงที่เกิดจากการกระตุ้นให้ปล่อยแสง (STIMULATED EMISSION) นี้จะถูกขยายไปพร้อมกับเคลื่อนที่ไปด้วย และเมื่อไปกระทบกับระนาบสะท้อนกลับแล้ว ส่วนหนึ่งของมันจะทะลุผ่านออกไปข้างนอก และส่วนที่เหลือจะสะท้อนกลับไปในทิศทางตรงกันข้ามกับครั้งแรก และเมื่อแสงที่สะท้อนกลับนี้เมื่อไปถึงระนาบสะท้อนกลับอีกด้านหนึ่งก็จะเกิดผลเช่นเดียวกับในตอนแรกที่กำลังกล่าวมาแล้วคือ ส่วนหนึ่งจะทะลุออกไปข้างนอกและส่วนที่เหลือจะสะท้อนกลับไปในทางตรงกันข้ามอีกในระหว่างที่ทำให้เกิดการป้อนกลับ (FEEDBACK ซึ่งเป็นการนำเอาส่วนหนึ่งของ OUTPUT ของการขยายกลับไปป้อนเข้าทาง INPUT อีก) ซ้ำกลับไปมาอยู่อย่างนี้ จะถึงจุดหนึ่งที่พลังงานที่ถูกขยายโดยการกระตุ้นให้ปล่อยแสงมีค่ามากกว่าพลังงานที่สูญเสียไป เนื่องจากการดูดของอิเล็กตรอนที่อยู่ใน VALENCE BAND และที่ทะลุออกไปจากระนาบสะท้อนกลับ ณ จุดนี้การ OSCILLATION จะเริ่มขึ้น การทำให้เกิดแสงเช่นนี้เรียกว่า เลเซอร์ (LASER)



รูปที่ 3.32 แสดงหลักการของ OSCILLATION ของแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

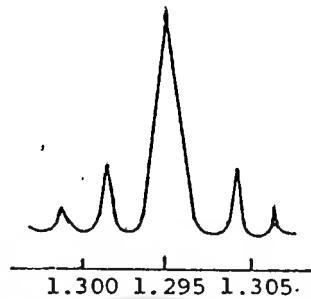
ในการที่ทำให้ OSCILLATION เริ่มขึ้นได้นั้น ต้องใช้พลังงานจากภายนอก (การฉีดกระแสเข้าไป) ที่มีจำนวนมากกว่าค่าหนึ่งขึ้นไป และจำนวนกระแสที่ฉีดเข้าไปตอนทำให้ OSCILLATION เริ่มขึ้นนั้นเรียกว่า THRESHOLD VALUE CURRENT ต่อไปเราจะมาพิจารณาถึงความยาวคลื่นแสงของ LD จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่า ความยาวคลื่นแสงนั้นกำหนดจากผลต่างของพลังงานใน CONDUCTION BAND และใน VALENCE BAND แต่เนื่องจากว่าในระดับพลังงานทั้งสองต่างก็มีความกว้างของพลังงานอยู่ ทำให้ความยาวคลื่นแสงก็มีค่าอยู่ในช่วงหนึ่งด้วยเช่นกัน แต่เนื่องจากในขั้นตอนของการปล่อยแสงตามที่ได้กล่าวมาแล้วว่าทำให้เกิดสะท้อนกลับไปมา (RESONANCE) ระหว่างระนาบสะท้อนกลับ นั่นคือสามารถทำให้เกิดความยาวคลื่นแสงของ STANDING WAVE เท่านั้นภายใน RESONATOR เท่านั้นดังรูป 2.33



รูปที่ 2.33 แสดงการเกิด STANDING WAVE ของแสง

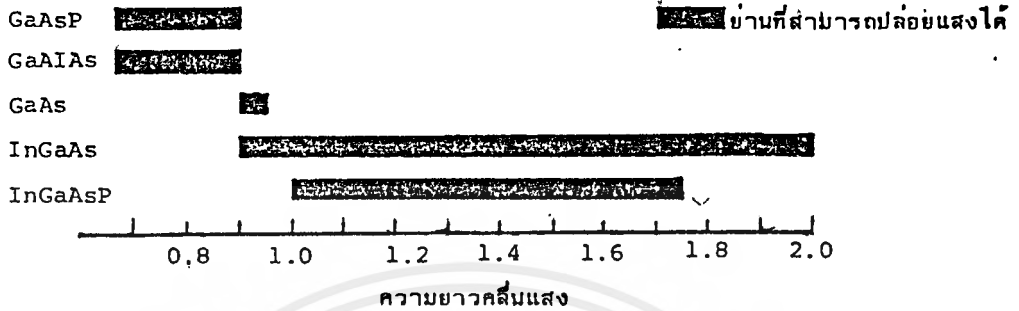
และเงื่อนไขที่ทำให้เกิด RESONANCE นี้ก็คือความยาวของ RESONATOR (ระยะห่างของระนาบสะท้อนกลับ) จะต้องมียาวเท่าที่เป็นเลขเต็มหน่วยของครึ่งหนึ่งของความยาวแสงนั้นคือ $= n \cdot \lambda / 2$ โดยปกติแล้วความยาวของ RESONATOR จะมากกว่าความยาวแสงมาก ดังนั้นแสงที่ได้จาก LD จะมีความยาวแสงกระจายออกเป็นจำนวนมากดังแสดงในรูป 2.34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.34 แสดงความยาวคลื่นต่าง ๆ ของ LASER

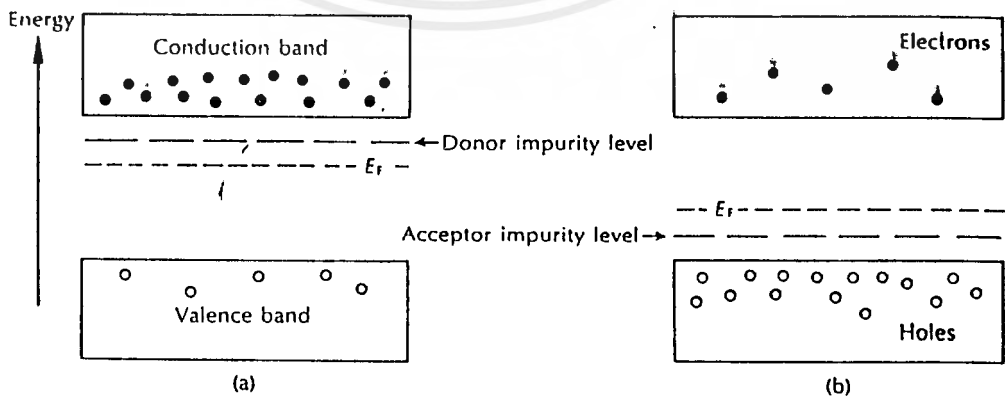
สารพวกที่เกิดปรากฏการณ์ปล่อยแสงง่ายกับสารพวกที่เกิดการปล่อยแสงยาก เนื่องจากการปล่อยแสงนั้นเกิดจากการที่อิเล็กตรอนถ่ายเท (TRANSFER) จาก CONDUCTION BAND ไปยัง VALENCE BAND จึงแบ่งสารออกเป็นพวกที่อิเล็กตรอนถ่ายเท (TRANSFER) ได้ง่ายกับพวกที่อิเล็กตรอนถ่ายเทได้ยาก พวกที่อิเล็กตรอนถ่ายเทได้ง่าย เรียกว่า DIRECT TRANSFER SEMICONDUCTOR พวกที่อิเล็กตรอนถ่ายเทได้ยากเรียกว่า INDIRECT TRANSFER SEMICONDUCTOR ตัวอย่างสารพวก DIRECT TRANSFER SEMICONDUCTOR ได้แก่ สารประกอบของ Indium (In), Gallium (Ga), Arsenide (As) ฟอสฟอรัส (P) คือ InGaAsP, สารประกอบของ Gallium, Aluminium, Arsenide คือ GaAlAs เป็นต้น อื่นๆ สารพวก Silicon (Si) Germanium (Ge) ที่ใช้ทำทรานซิสเตอร์, IC นั้นส่วนใหญ่เป็น INDIRECT TRANSFER SEMICONDUCTOR ปล่อยแสงออกมายาก เนื่องจากความยาวคลื่นแสงที่ปล่อยออกมานั้นเป็นสัดส่วนกับผลต่างของพลังงานของ CONDUCTION BAND กับ VALENCE BAND แต่ทว่าผลต่างของพลังงานนี้จะมีค่าแตกต่างกันตามส่วนประกอบสารกึ่งตัวนำ จึงทำให้มีความยาวคลื่นแสงค่าต่าง ๆ ความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นกับสารประกอบของอุปกรณ์ปล่อยแสง แสดงดังรูป 2.35 และจากการพิจารณาถึงคุณสมบัติต่าง ๆ ของสารในทางปฏิบัตินั้นสำหรับย่านความยาวคลื่นสั้น 0.85 μm นิยมใช้ GaAlAs และผ่านความยาวคลื่นยาว 1.3 μm นิยมใช้ InGaAsP ในระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง การเลือกใช้ความยาวคลื่นแสงถือเป็นองค์ประกอบที่สำคัญมาก จึงมีผลจำกัดต่อการเลือกใช้สารประกอบ



รูปที่ 2.35 แสดงความยาวคลื่นแสงที่ปล่อยออกมาของสารประกอบกึ่งตัวนำแต่ละชนิด

2.3.3 โครงสร้างและการทำงานของ LED และ LD

สำหรับสารกึ่งตัวนำนั้นปกติจำนวนของอิเล็กตรอน (หรือจำนวน HOLE) ที่มีอยู่นั้น จะมีค่าคงที่ตามชนิดของอะตอม และอิเล็กตรอนส่วนใหญ่จะรวมตัวกันอยู่ใน VALENCE BAND สารกึ่งตัวนำที่มีสภาพอย่างนี้เรียกว่า GENUINE SEMICONDUCTOR แต่สารที่เรียกว่า P - type SEMICONDUCTOR นั้นมีสภาพที่มีจำนวน HOLE (อนุภาคที่มีประจุ + ในตัว) และมีอิเล็กตรอน (มีประจุ - ในตัว) น้อยดังแสดงในรูป 2.36 (a) ส่วนสารที่เรียกว่า N - type SEMICONDUCTOR นั้นจะมีสภาพตรงกันข้ามกับ P - type SEMICONDUCTOR กล่าวคือมีอิเล็กตรอนมากกว่า HOLE และจำนวนอิเล็กตรอนที่มากเกินไปจะรวมตัวกันอยู่ใน CONDUCTION BAND ดังแสดงในรูป 2.36 (b)

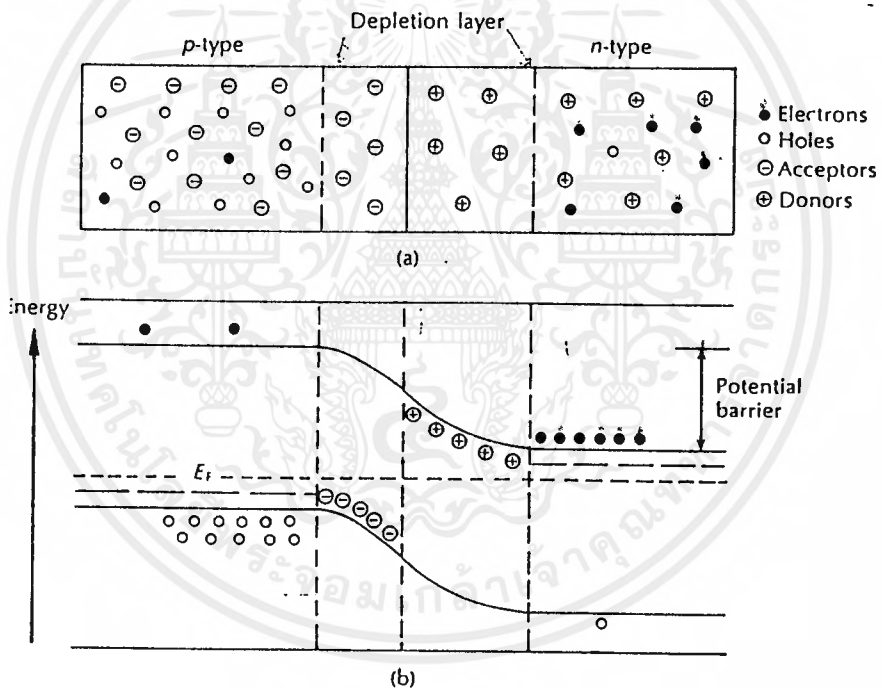


รูปที่ 2.36 Energy band diagrams: (a) n type semiconductor; (b) p type semiconductor

รูปที่ 2.36 แสดงระดับพลังงานของสารกึ่งตัวนำแบบ P - type และ N - type

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการนำสารกึ่งตัวนำทั้งสองมาเชื่อมต่อกัน และที่บริเวณที่เชื่อมต่อกันนั้นอิเล็กตรอนที่มีจำนวนมากใน N - type จะรวมตัวกับ HOLE ทำให้เกิดประจุไฟฟ้า - ใน P - type (เพราะว่า HOLE ลดลงเหลือแต่อิเล็กตรอน) และเกิดประจุไฟฟ้า + ขึ้นใน N - type (เพราะว่าอิเล็กตรอนลดลงเหลือแต่ HOLE) ดังรูป 2.37 (a) จากผลอันนี้ทำให้เกิดสภาพ DEPLETION ZONE ขึ้นตรงบริเวณใกล้ ๆ รอยเชื่อมต่อและได้โครงสร้างของระดับพลังงาน ดังรูป 2.37 (b)



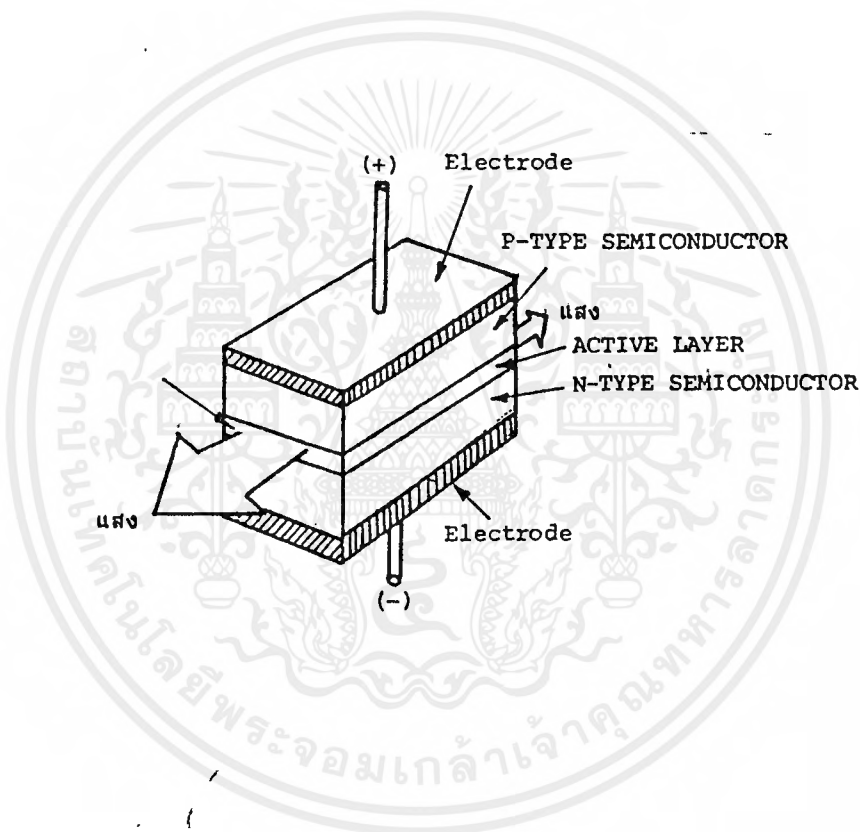
(a) The impurities and charge carriers at a $p-n$ junction. (b) The energy band diagram corresponding to (a).

รูปที่ 2.37 แสดงสนามไฟฟ้าภายในและระดับพลังงานของ P - N JUNCTION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. โครงสร้างของ LD

โดยทั่วไปแล้ว LD จะมีโครงสร้างเป็น 3 ชั้น (THREE LAYERS) ดังแสดงในรูป 2.38 ในการทำให้เกิด LASER OSCILLATION นั้นคือส่วนที่ทำหน้าที่เป็น RESONATOR ซึ่งเรียกว่า ACTIVE LAYER ซึ่งมีตำแหน่งอยู่ระหว่าง P - type SEMICONDUCTOR กับ N - type SEMICONDUCTOR



รูปที่ 2.38 แสดงโครงสร้างทั่วไปของ LD

จากรูป 2.38 ถ้าหากทำให้กระแสไหลจากขั้ว + ไปยังขั้ว - (ทำการฉีดกระแส : CURRENT INJECTION) จะเกิดแสง LASER ออกมาในทิศทางที่แสดงด้วยลูกศร เกี่ยวกับวิธีการเกิด OSCILLATION ของ LD นั้นอธิบายโดยเน้นตรงบริเวณชั้นทั้ง 3 ของ P - type , N - type และ ACTIVE LAYER นี้สำหรับโครงสร้างของสารกึ่งตัวนำอย่างนี้เรียกว่า DOUBLE HETERO JUNCTION คำว่า DOUBLE HETERO JUNCTION นั้นหมายความว่า JUNCTION ของ LAYER ของสารที่มีส่วนประกอบต่างกัันนั้นมี 2 ด้าน โครงสร้าง , ระดับพลังงานและลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการหักเหของ LD แสดงดังรูป 2.39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทำให้เกิด LASER OSCILLATION นั้นจะต้องทำให้ผลต่างระหว่างระดับพลังงานของ CONDUCTION BAND ของ P - Type SEMICONDUCTOR และ CONDUCTION BAND ของ ACTIVE LAYER มีค่ามากพร้อมทั้งทำให้ผลต่างระหว่างพลังงานของ CONDUCTION BAND กับ VALENCE BAND ของ P - Type SEMICONDUCTOR มีค่ามากด้วย นอกจากนี้ยังจะต้องทำให้ระดับพลังงานของ VALENCE BAND ของ N - Type SEMICONDUCTOR มีค่าต่ำกว่าระดับพลังงานของ VALENCE BAND ของ ACTIVE LAYER ด้วยจากนั้นจึงนำมาเชื่อมต่อกันจะได้ระดับพลังงาน ดังแสดงในรูป 2.39 (b) เมื่อทำให้มีกระแสไหลใน SEMICONDUCTOR ที่มีการเชื่อมต่อกันในลักษณะที่กล่าวข้างต้น โดยให้มีทิศทางไหลจาก P - Type ไปหา N - Type จะเป็นผลให้อิเล็กตรอนส่วนเกินที่มีอยู่ใน N - Type ดังแสดงในรูป 2.39 (a) เคลื่อนที่ไปยัง P - Type และ HOLE ส่วนเกินที่มีอยู่ใน P - Type เคลื่อนที่ไปยัง N - Type ผลของการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนและ HOLE เหล่านี้ทำให้เกิดมีอิเล็กตรอนและ HOLE อยู่ภายใน ACTIVE LAYER เมื่อมาถึงจุดนี้ให้สังเกตดูระดับพลังงานของ LASER ทั้ง 3 ที่แสดงในรูป 2.39 (b) จะเห็นว่าเกิดมีกำแพงของพลังงาน (เรียกว่า HETERO BARRIER) ขึ้นทำให้อิเล็กตรอนและ HOLE ที่เคลื่อนที่ไปนั้นถูกขังอยู่ใน ACTIVE LAYER เป็นผลให้เกิดสภาพ INVERSION DISTRIBUTION ได้อย่างดีทำให้มีผลการขยายความเข้มของการปล่อยแสง

2. โครงสร้างของ LED (Light Emitting Diode)

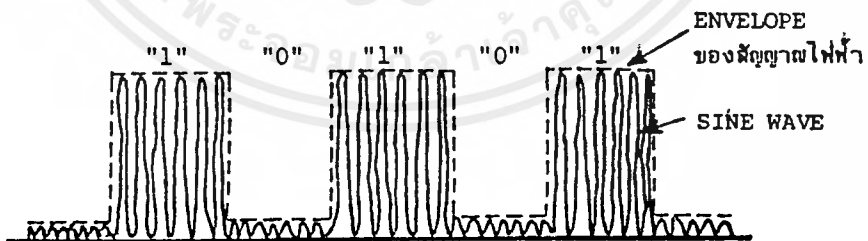
โครงสร้างพื้นฐานของ LED เหมือนกันกับของ LD กล่าวคือเป็น DOUBLE HETERO JUNCTION อิเล็กตรอนที่ไหลผ่าน P - N JUNCTION จะไปรวมกับ HOLE ภายใน ACTIVE LAYER เช่นเดียวกันกับกรณีของ LD ดังแสดงในรูป 2.40 (a) และจะเกิดการปล่อยแสงขึ้นภายใน ACTIVE LAYER เนื่องจากการถูกกักด้วยกำแพงของ HETERO JUNCTION แต่สำหรับกรณีของ LED นั้นโครงสร้างของมันไม่มีการขยาย OSCILLATION ของแสงเหมือนอย่าง LD (ไม่มีระนาบสะท้อนแสง) แสงที่ปล่อยออกมามตรงส่วนที่อยู่ห่างจากด้านข้างนั้นจึงออกจากด้านข้างได้ยาก ด้วยเหตุนี้ LED ทั่วไปจึงให้แสงปล่อยออกมาข้างนอกจากด้านหน้าซึ่งตรงกับขั้วไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.40 (a)

LED แสดงดังรูป 2.41 จากรูปจะเห็นว่าเพื่อเป็นการทำให้แสงปล่อยออกมาได้อย่างมีประสิทธิภาพนั้นขั้วไฟฟ้าทางด้านที่ปล่อยแสงออกมาจะต้องมีรูปร่างเป็นรูปวงแหวน

2.3.4 คุณสมบัติต่าง ๆ ของอุปกรณ์ปล่อยแสง

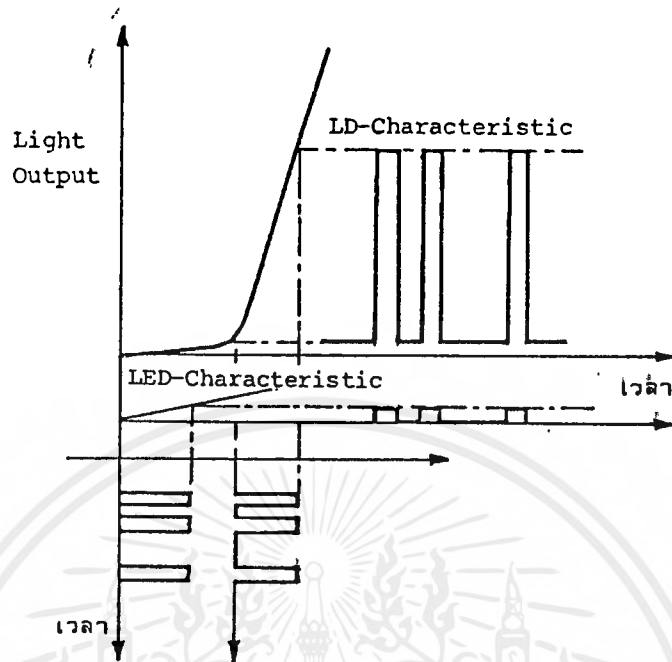
คุณสมบัติต่าง ๆ ที่ต้องการจากอุปกรณ์ปล่อยแสงได้แก่ คุณสมบัติการผสมของแสงกับไฟฟ้า (นั่นคือ output power ของแสง , ความเป็นเส้นตรงหรือ LINEARITY) , ความกว้างของ SPECTRUM ของแสง , ความเร็วในการตอบสนองต่อความถี่ (FREQUENCY RESPONSE SPEED) เป็นต้น

ว่าในปัจจุบันแสงที่ได้จากอุปกรณ์ปล่อยแสงจะมีความยาวแสงจำนวนหนึ่งป้อนอยู่ ดังนั้นจึงไม่สามารถใช้แสงเป็นคลื่นพาห์ (CARRIER WAVE) สำหรับ FREQUENCY MODULATION , PHASE MODULATION ของสัญญาณไฟฟ้าได้เหมือนอย่างที่ใช้ในการส่ง MULTIPLEX ในระบบการส่งสัญญาณ ANALOG ของ CARRIER TRANSMISSION , MICROWAVE TRANSMISSION ที่ใช้อยู่ทั่วไป แต่จะใช้การผสมที่เรียกว่า INTENSITY MODULATION ซึ่งทำการผสมโดยตรงกับความเข้มของแสง ยกตัวอย่างเช่น ในการส่งสัญญาณ DIGITAL , out put wave form ที่ได้จะเป็นดังแสดงในรูป 2.42 กล่าวคือแสงจะเกิดการกระพริบสว่าง , ดับตามสัญญาณไฟฟ้าที่เป็น "1" "0" ตามความเป็นจริงแล้ว ความยาวคลื่นของสัญญาณแสงจะมีค่าสั้นกว่า ความยาวคลื่นของสัญญาณไฟฟ้ามาก ดังนั้นใน ENVELOPE "1" ของสัญญาณไฟฟ้าจะมีแสงที่มีความยาวคลื่นหลายค่าอยู่ข้างใน ดังแสดงในรูป 2.42



รูปที่ 2.42 แสดง OUT PUT WAVE FORM ของแสงและการผสม (MODULATION)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนในการส่งสัญญาณ DIGITAL เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.43 แสดงการผสมแบบ LIGHT INTENSITY MODULATION

จากรูป 2.43 จะเห็นได้ว่าเนื่องจาก LED ใช้ปรากฏการณ์การปล่อยแสงตามธรรมชาติ ดังนั้นปริมาณของแสงที่ปล่อยออกมาจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสที่ป้อนเข้าไป (กระตุ้น) แต่สำหรับ LD นั้นใช้ปฏิกิริยาการ OSCILLATION โดยการกระตุ้นให้ปล่อยแสง (STIMULATED EMISSION) ดังนั้นปริมาณของแสงที่ปล่อยออกมานั้นมีลักษณะที่มีการเพิ่มปริมาณขึ้นอย่างรวดเร็วเมื่อเสาค่าของกระแสค่าหนึ่ง (THRESHOLD VALUE CURRENT) ไปแล้ว

เกี่ยวกับ SPECTRUM ของแสงนั้น จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าใน LED มีผลมาจากสาเหตุที่ CONDUCTION BAND และ VALENCE BAND มีพลังงานเป็นช่วงกว้างทำให้มี SPECTRUM ของแสงกว้าง แต่ LD นั้นมีพลังงานเป็นช่วงแคบอันเนื่องมาจากขบวนการ OSCILLATION ทำให้มี SPECTRUM ของแสงแคบ นอกจากนั้นการทำงานสว่างดับ (กระพริบ) ของแสงนั้น ถ้าหากเวลาการรวมกันของอิเล็กตรอนกับ HOLE ยิ่งสั้นจะยิ่งมี SPEED เร็วมาก กล่าวคือถ้าหากอิเล็กตรอนและ HOLE มีจำนวนมาก นั่นคือความหนาแน่นของกระแสมีมากเท่าไร จะทำให้ค่าเฉลี่ยของเวลาการรวมกันของอิเล็กตรอนกับ HOLE มีค่าน้อยลงเท่านั้น สำหรับ LED นั้นค่าเวลานี้มีค่าประมาณหลาย nano second (1 nsec หรือ 1 nano second = 10^{-9} second) ดังนั้นถ้าหากเป็นความถี่จะได้ความถี่หลายร้อย MHz

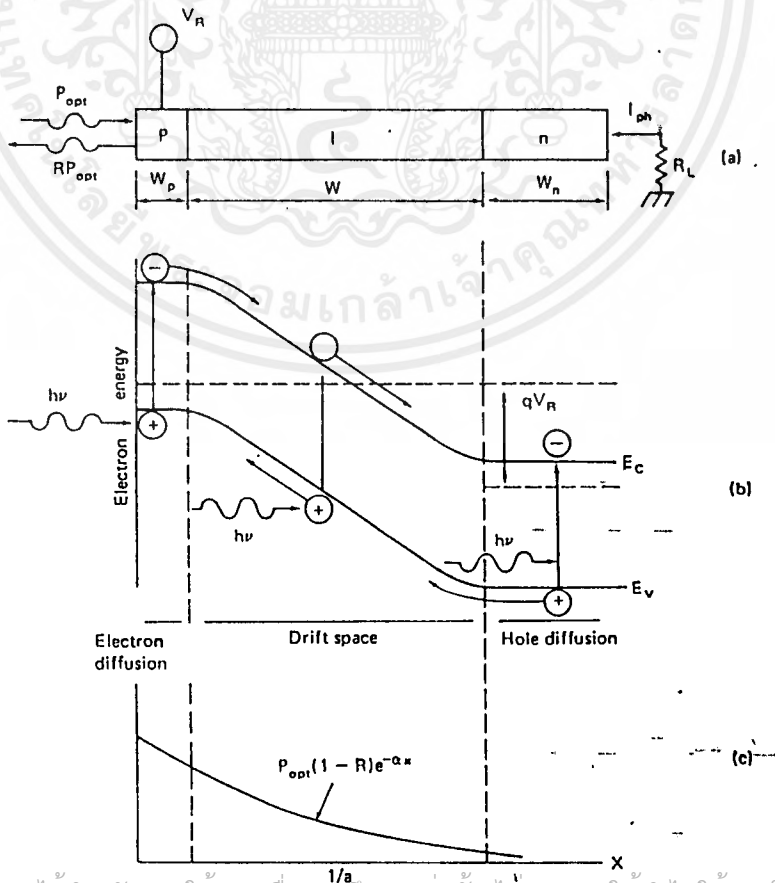
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิพนธ์ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ความถี่ = 1 / เวลา , $1 \text{ MHz} = 10^6 \text{ Hz}$) ส่วนกรณีของ LD เนื่องจากค่าความหนาแน่นของกระแสที่กระตุ้นมีค่ามากทำให้เวลาการรวมกันของอิเล็กตรอนกับ HOLE มีค่าน้อย ถ้าเป็นความถี่จะได้หลาย GHz ($1 \text{ GHz} = 10^9 \text{ Hz}$) ซึ่งความถี่เหล่านี้แสดง FREQUENCY RESPONSE SPEED ของ LED และ LD ยิ่งกว่านั้นในกรณีของ LD ถ้าหาก bias current มีค่าเข้าใกล้ THRESHOLD VALUE CURRENT มากเท่าใด ความเร็วของ RESPONSE SPEED จะสูงขึ้นเท่านั้น ส่วนอายุการใช้งานของอุปกรณ์ปล่อยแสงทั้งสองไม่มีปัญหาอะไรเลยในการใช้งานและในอนาคต อันใกล้นี้คงจะมีเทคโนโลยีการผลิตที่ทำให้ LD มีอายุการใช้งานเท่ากับ LED

2.4 อุปกรณ์รับแสง

2.4.1 การเปลี่ยนแสงให้เป็นไฟฟ้า

สำหรับอุปกรณ์รับแสงสารกึ่งตัวนำ นั้นคือเพื่อที่จะแยกอิเล็กตรอนกับ Hole นั้นโดยทั่วไปใช้ PN - junction ที่รอยต่อของ P - N นั้นจะเกิดสนามไฟฟ้าในที่ว่าง (SPACE ELECTRIC FIELD) ขึ้น แต่มันจะถูกดึงด้วยอิเล็กตรอนของ N - Type และ Hole ของ P - Type ซึ่งมีประจุไฟฟ้าเป็น - และ + เป็นผลให้เกิดบริเวณที่ไม่มีอิเล็กตรอนและ Hole ขึ้นตรงรอยต่อบริเวณนี้เรียกว่า DEPLETION ZONE ดังแสดงในรูป 2.44



Operation of a photodiode. (a) Cross-sectional view of PIN diode; (b) energy-band diagram under reverse bias; (c) carrier generation characteristics.

(After H. Melchior, J. Luminescence, vol. 7, 1971, p. 300)

ในสภาพอย่างนี้เมื่อมีแสงมากระทบจากทางด้านบริเวณ P - Type แสงนั้นจะถูกดูด พร้อมทั้งเคลื่อนที่ไปทางบริเวณ N - Type แต่ที่ DEPLETION ZONE อิเล็กตรอนและ HOLE ที่เกิดจากการดูดพลังงานจากแสงจะถูก SPACE ELECTRIC FIELD แยกไปในทิศตรงกันข้าม กล่าวคือ อิเล็กตรอนไปทางด้าน N และ HOLE ไปทางด้าน P หนึ่งที่บริเวณซึ่งอยู่ห่างจาก DEPLETION ZONE นั้น เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้า อิเล็กตรอนและ HOLE ที่เกิดจาก photo electric effect จะรวมตัวกันใหม่ในระหว่างเคลื่อนที่ แต่สำหรับ อิเล็กตรอนและ HOLE ที่เคลื่อนที่เข้าไปใน SPACE ELECTRIC FIELD แล้วนั้นจะสามารถเข้าไปยังบริเวณตรงกันข้ามได้ผลที่ได้ก็คือ จะเกิดแรงดันไฟฟ้าที่เป็นสัดส่วนกับปริมาณของอิเล็กตรอนและ Hole ที่ถูกแยกขึ้นระหว่างปลายทั้งสองของ P - Type และ N - Type ถ้าหากนำวงจรภายนอกมาต่อกับปลายทั้งสองนี้จะทำให้อิเล็กตรอนและ Hole สามารถรวมตัวกันได้โดยผ่านวงจรภายนอก นั่นคือมีกระแสไหลนั่นเองกระแสที่เกิดขึ้นที่ DEPLETION ZONE เรียกว่า DRIFT CURRENT ส่วนกระแสที่เกิดตรงบริเวณที่อยู่ห่างจาก DEPLETION ZONE เรียกว่า DIRFT CURRENT และกระแสนี้เป็นหลักการของการเปลี่ยนแสงเป็นไฟฟ้า

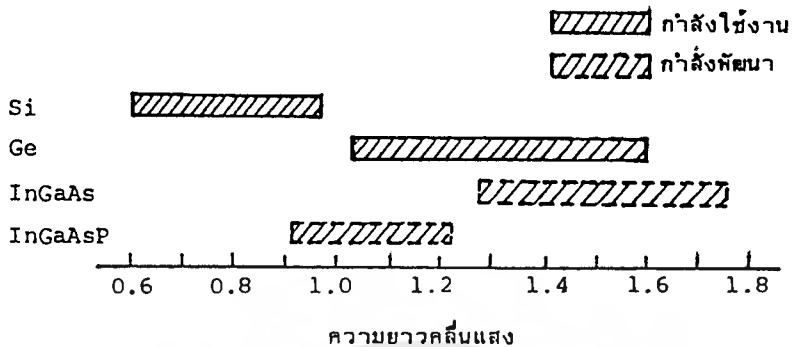
2.4.2 สารและโครงสร้างของอุปกรณ์รับแสง

1) สารของอุปกรณ์รับแสง

สำหรับอุปกรณ์รับแสงก็เช่นเดียวกันกับอุปกรณ์กำเนิดแสงนั่นคือมีสารหลายชนิด นอกจากนั้นผลต่างของพลังงานของ CONDUCTION BAND และ VALENCE BAND ของอุปกรณ์รับแสงมีค่าแตกต่างกันทำให้มีย่านความยาวคลื่นต่างกันที่ดูดสัญญาณแสงที่เข้ามาได้ง่าย (ความไวในการรับแสงดี)

คุณสมบัติความไวในการรับแสงของสารแต่ละชนิดแสดงดังรูป 2.45

ในการออกแบบระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงนั้นจะต้องเลือกอุปกรณ์รับแสงที่เหมาะสมกับความยาวคลื่นที่ใช้เช่นเดียวกันกับอุปกรณ์กำเนิดแสง สำหรับย่านความยาวคลื่นที่ต่ำกว่า $1 \mu\text{m}$ จะใช้ Si (Silicon) สำหรับย่านความยาวคลื่นจาก $1 \sim 1.7 \mu\text{m}$ ใช้ Ge (Germanium) เป็นส่วนใหญ่ นอกจากนั้นในปัจจุบันสำหรับความยาวคลื่นในช่วง $1.55 \mu\text{m}$ เป็นความยาวคลื่นที่มีการสูญเสียในเส้นใยแสงน้อยมาก และเป็นความยาวคลื่นที่อยู่ใน THIRD WINDOW ตามที่กล่าวมาแล้วในบทก่อน การใช้งานอุปกรณ์รับแสงชนิดใหม่ที่ทำจากสารที่เป็นสารประกอบของสารกึ่งตัวนำ InGaAs และอื่น ๆ ซึ่งมีความไวในการรับแสงดีมาก นั้น กำลังได้รับความนิยมเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ



รูปที่ 2.45 แสดงความยาวคลื่นในการรับแสงของอุปกรณ์รับแสงแต่ละชนิด

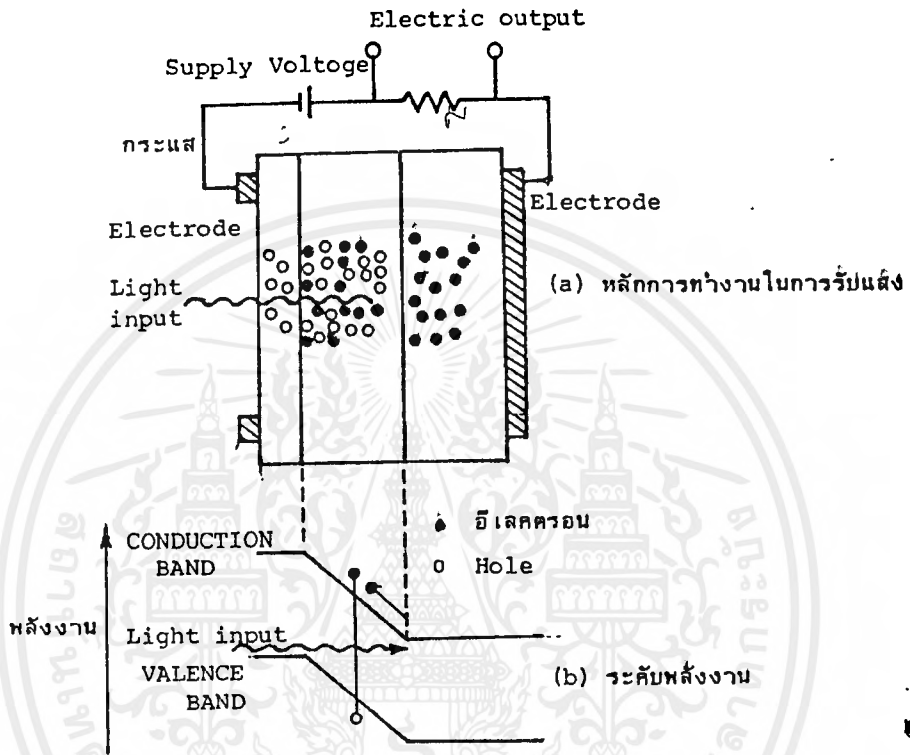
2) โครงสร้างของอุปกรณ์รับแสง

ในหัวข้อที่แล้วได้กล่าวถึง SPACE ELECTRIC FIELD ตรงรอยต่อ PN - JUNCTION ที่ทำให้อิเล็กตรอนและ HOLE เคลื่อนที่ไปในทิศทางตรงกันข้าม แต่ถ้าให้แรงดันไฟฟ้ากลับทิศทางจากภายนอกกล่าวคือทางด้าน P ให้ไฟ - และทางด้าน N ให้ไฟ + จะทำให้การเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนและ HOLE ตรงรอยต่อมีอัตราเร่งเพิ่มขึ้น

อุปกรณ์รับแสงที่เป็นสารกึ่งตัวนำนี้แบ่งออกเป็นพวกใหญ่ ๆ ได้ 2 พวก ตามปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้จากภายนอก คือ

PHOTO DIODE : PD กับ AVALANCHE PHOTO DIODE : APD พวก PD นั้นเป็นพวกที่ได้รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าปริมาณน้อย ส่วนพวก APD เป็นพวกที่ได้รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าปริมาณมาก

ตัวอย่างของ PD คือ PIN - PD ดังแสดงในรูป 2.46 PIN หมายถึงว่าในระหว่างสารกึ่งตัวนำ P - Type และ N - Type มีสารกึ่งตัวนำแบบที่เรียกว่า INTRINSIC : I กั้นอยู่ ตามที่ได้กล่าวมาแล้วว่า DRIFT CURRENT นั้นเกิดขึ้นใน DEPLETION ZONE และผลของสนามไฟฟ้าทำให้มีการตอบสนองช้า ดังนั้นถ้าความกว้างของ DEPLETION ZONE ยิ่งกว้างมากเท่าใด QUANTUM EFFICIENCY และความเร็วของการตอบสนองความถี่ยิ่งดีขึ้น ความกว้างของ DEPLETION ZONE นี้ถ้าความหนาแน่นของอิเล็กตรอนและ HOLE ของ P - Type และ N - Type ยิ่งต่ำจะยิ่งกว้าง ดังนั้นสารกึ่งตัวนำแบบ I ที่กั้นกลางระหว่าง P - Type กับ N - Type จึงมีหน้าที่เพื่อทำให้ความกว้างของ DEPLETION ZONE กว้างขึ้นนั่นเอง เนื่องจาก PD ที่ใช้ในระบบการสื่อสารนั้นโดยทั่วไปต้องการความเร็วในการตอบสนองสูง ดังนั้นส่วนใหญ่จะใช้ PIN - PD

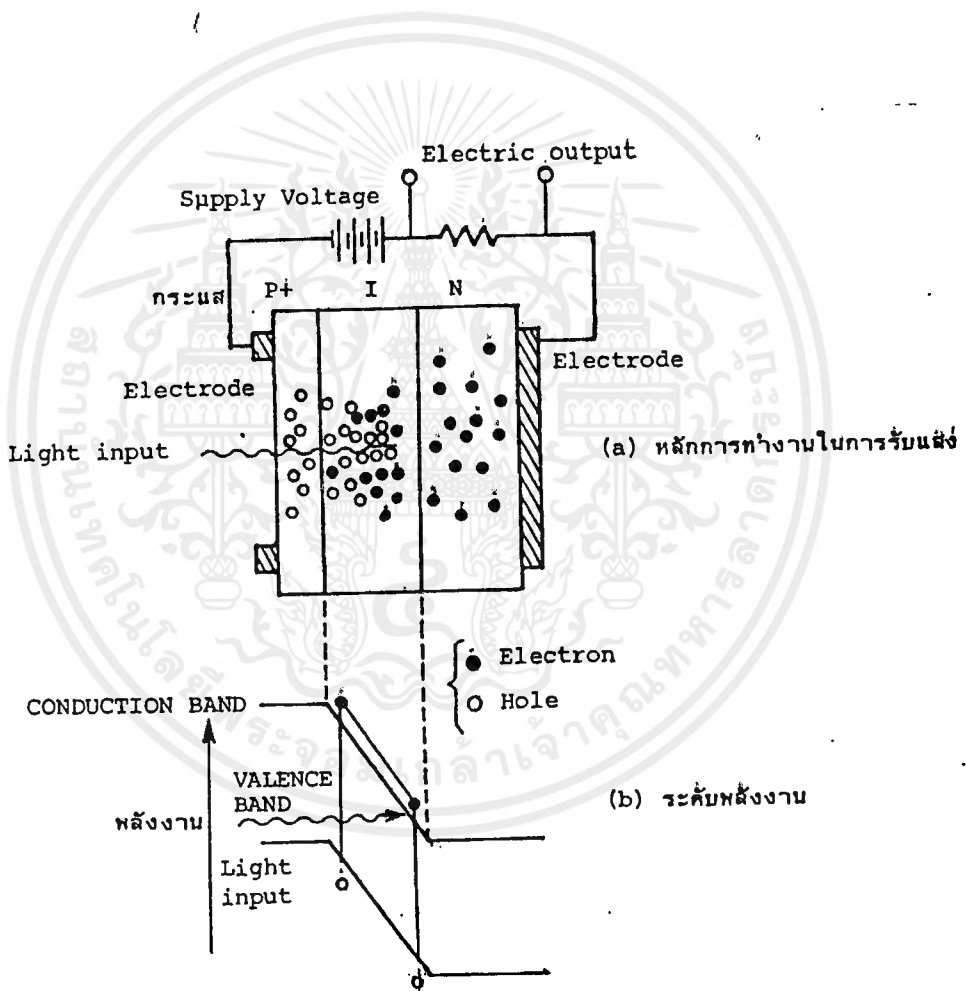


รูปที่ 2.46 แสดงหลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ PIN - APD

อนึ่ง APD นั้นใช้ปฏิกิริยาการขยาย AVALANCHE ของอิเล็กตรอน และ HOLE ในสารกึ่งตัวนำเมื่อเปรียบเทียบกับ PD แล้วเป็นอุปกรณ์รับแสงที่ให้กระแสจำนวนมาก หลักการทำงานของ APD แสดงดังรูป 2.47 สำหรับโครงสร้างนั้นส่วนใหญ่ทางด้าน P ของ PN - JUNCTION จะมีสารกึ่งตัวนำแบบ P - Type ที่มีความหนาแน่นของ HOLE สูงติดอยู่ (ส่วนที่แสดงด้วย P + ในรูป) โดยการทำเช่นนี้จะทำให้สนามไฟฟ้าภายในของบริเวณใกล้ ๆ รอยต่อที่มี P - Layer เป็นศูนย์กลางมีค่ามาก อิเล็กตรอนที่ดูดแสงที่มากตกกระทบจากด้าน P + และถูกกระตุ้นจาก VALENCE BAND ไปยัง CONDUCTION BAND ในระหว่างที่มันได้รับอัตราเร่งและผ่าน P - Layer นั้นมันจะได้รับพลังงานจำนวนมากกว่าผลต่างของพลังงานของ CONDUCTION BAND กับ VALENCE BAND จากผลนี้ทำให้สามารถกระตุ้นอิเล็กตรอนที่อยู่ใน VALENCE BAND และทำให้เกิดอิเล็กตรอนกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Hole ใหม่ได้ และอิเล็กตรอนกับ Hole ใหม่ยังถูกสนามไฟฟ้าเร่งอัตราเร่งให้อีก ทำให้เกิดอิเล็กตรอนกับ Hole ใหม่ออกมาอีก เมื่อขบวนการนี้เกิดอย่างต่อเนื่องกัน จำนวนของอิเล็กตรอนกับ Hole จะเพิ่มขึ้นเป็นจำนวนมากมาย (AVALANCHE) เป็นผลให้เกิดการขยายที่เรียกว่า AVALANCHE MULTIPLICATION ผลนี้ทำให้กระแสถูกขยายนั่นเอง



รูปที่ 2.47 แสดงหลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ APD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.3 คุณสมบัติของอุปกรณ์รับแสง

ประสิทธิภาพของอุปกรณ์รับแสงประเมินจากคุณสมบัติต่าง ๆ ได้แก่ QUANTUM EFFICIENCY ซึ่งแสดงว่าแสงที่รับมานั้นถูกเปลี่ยนไฟฟ้าได้มากเท่าไร ความไวการรับแสง (ระดับรับแสงต่ำสุดที่ต้องการสำหรับการส่งที่มีคุณภาพ) สัญญาณรบกวน (NOISE) ที่เกิดขึ้นและความเร็วของการตอบสนองการทำงาน สำหรับ QUANTUM EFFICIENCY กำหนดจากสารและโครงสร้างของอุปกรณ์รับแสงสำหรับความไวการรับแสงนั้นจะเกี่ยวข้องกับขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้

เนื่องจาก APD ใช้ปรากฏการณ์การขยาย AVALANCHE ดังนั้นจึงมีความไวสูงประมาณ 10 ~ 20 dB (10 ~ 100) เมื่อเทียบกับ PD สัญญาณรบกวน (NOISE) ที่เกิดในอุปกรณ์รับแสงมีสิ่งๆที่เรียกว่า SHOT NOISE SHOT SOISE นี้เป็น ONISE อันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของ photo current เป็น ดังแสดงในสมการต่อไปนี้

$$\text{SHOT NOISE CURRENT} \propto I_0 M^{2+F}$$

ในที่นี้

- M เป็นอัตราขยายกระแสของอุปกรณ์รับแสง
- I_0 เป็น PHOTO current เมื่อ $M = 1$ (กรณีของ PD)
- F เป็น EXCESS NOISE FIGURE มีค่ามากเมื่อเทียบกับ M

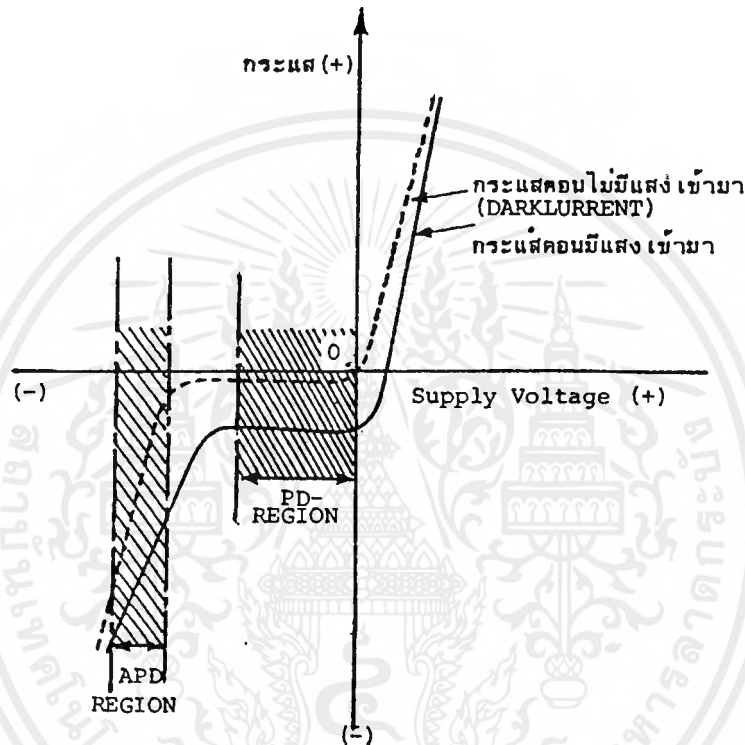
นั่นคือ จากสมการจะเห็นว่าที่ระดับการรับแสงเท่ากัน ถ้าหากทำให้แรงดันไฟฟ้าในทิศทางกลับที่ป้อนให้มีความสูง และทำให้อัตราการขยายกระแสเพิ่มมากขึ้นนั้น สัญญาณออก (output signal $I_0 M^2$) จะเพิ่มมากขึ้นด้วยแต่ SHOT NOISE ก็เพิ่มมากขึ้นด้วยเช่นเดียวกัน

คุณสมบัติของอุปกรณ์รับแสงทั่วไปแสดงดังรูป 2.48 จากรูปจะช่วยให้เข้าใจความแตกต่างของบริเวณการทำงานของ APD และ PD ได้ดีและในรูป 2.48 นี้ได้แสดงการไหลของกระแสที่เรียกว่า DARK CURRENT ที่เกิดในสภาพที่มีแรงดันไฟฟ้าในทิศทางกลับป้อนให้แต่ไม่มีแสงเข้ามาด้วย

กระแส DARK CURRENT นี้มีลักษณะพิเศษคือมันจะเพิ่มขึ้นเร็วกว่าการเพิ่มขึ้นของสัญญาณออก (output signal) SHOT NOISE เป็นสิ่งที่เกิดจาก DARK CURRENT และอื่น ๆ ที่เป็นแหล่งกำเนิดกรณีของ PD เนื่องจาก $M = 1$ ดังนั้น SHOT NOISE จึงไม่มีค่ามาก แต่สำหรับกรณีของ APD จำเป็นต้องระวังเกี่ยวกับค่าของ M

ในการออกแบบระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง นอกจากจะต้องคำนึง SHOT NOISE นี้แล้วยังมี THERMAL NOISE ที่เกิดในวงจรไฟฟ้าซึ่งไม่เกี่ยวกับสัญญาณแสงที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เข้ามา ดังนั้นในการออกแบบระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง จำเป็นต้องเลือกค่า M ที่เหมาะสมที่ทำให้ผลรวมของ THERMAL NOISE กับ SHOT NOISE มีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับระดับของสัญญาณ



รูปที่ 2.48 แสดงแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้และ Photo current

2.5 การมัลติเพล็กซ์

ระบบการส่งนั้นเป็นการจัดหรือเตรียมวงจรสื่อสารโดยคำนึงถึงการประหยัดเบื้องต้น องค์ประกอบที่เป็นกุญแจสำคัญในสิ่งนี้ก็คือ การทำให้ได้รับประโยชน์ร่วมกันได้หลาย ๆ ช่องสัญญาณ (channel) การพัฒนาวิธีการต่าง ๆ จนถึงปัจจุบันมีหลาย ๆ วิธี แต่อาจเรียกรวมกันอย่างกว้าง ๆ ว่า "เทคนิคของมัลติเพล็กซ์" (Multiplex Technique) ซึ่งในทางทฤษฎีอาจแบ่งได้เป็น 3 ชนิดด้วยกันคือ

1. Space Division Multiplex (SDM)
2. Frequency Division Multiplex (FDM)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. Time Division Multiplex (TDM)

SDM หมายถึง การส่งสัญญาณหลายช่องสัญญาณอย่างอิสระโดยการแบ่งตามที่ว่าง (space) อย่างเช่นคู่สายของเคเบิลก็เป็นชนิดหนึ่งของระบบ SDM ดังนั้นในทางทฤษฎีแล้ว SDM จะไม่มีความยุ่งยากเท่าใดนัก

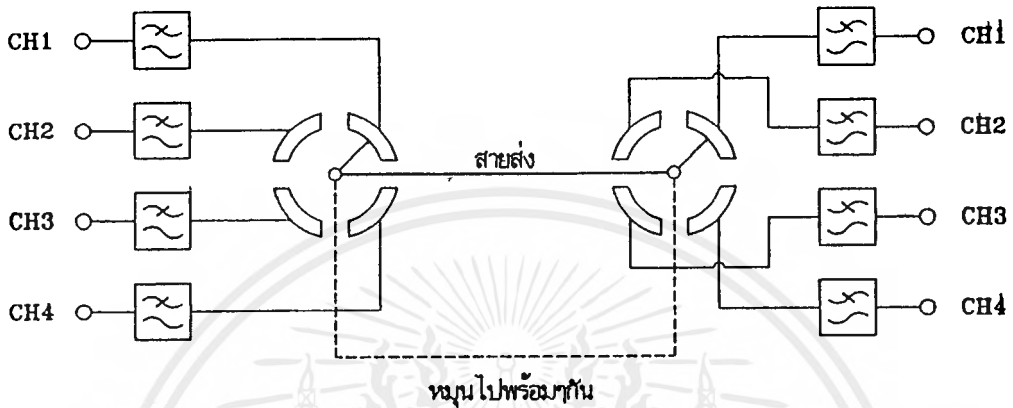
FDM และ TDM นั้นเป็นการส่งสัญญาณหลายช่องสัญญาณอย่างอิสระพร้อม ๆ กัน โดยการแบ่งตามความถี่และแบ่งตามเวลาตามลำดับระบบทั้งสองนี้สามารถนำไปใช้ได้หลายช่องสัญญาณตามเส้นทางการส่ง อย่างเช่นสายเคเบิลสถานีทวนสัญญาณทางระบบวิทยุและการเชื่อมโยง (Links) ของระบบการสื่อสารดาวเทียม เป็นต้น อย่างไรก็ตามเทคนิคทาง FDM นั้น กระบวนการในการจัดเตรียมหลาย ๆ ช่องสัญญาณเพื่อที่จะส่งออกไปนั้นมีหลายวิธี ซึ่งแตกต่างไปจากวิธีการทางเทคนิคของ TDM ข้อแตกต่างที่เห็นได้จากโครงสร้างของสัญญาณที่จะส่งไปในระบบเหล่านั้น โดยทั่วไปสัญญาณอนาล็อกจะถูกนำไปใช้กับระบบ FDM ในขณะที่สัญญาณดิจิทัลจะใช้กับระบบ TDM แต่อย่างไรก็ตามสัญญาณอนาล็อกก็สามารถนำไปใช้กับมอดูเลชันแบบต่าง ๆ ของระบบ TDM ได้ อย่างเช่น ระบบ PAM, PPM และ PWN เป็นต้น

2.5.1 การมัลติเพล็กซ์แบ่งตามเวลา

ก่อนอื่นจะกล่าวถึงหลักการเบื้องต้นของระบบมัลติเพล็กซ์แบ่งตามเวลา (TDM) ว่าเป็นอย่างไรกล่าวคือตามรูป 2.49 ทางด้านส่งและด้านรับจะมีสวิทช์หมุนด้านละ 1 ตัว ซึ่งหมุนไปเป็นจังหวะเท่า ๆ กัน ในช่วงเวลาหนึ่ง ช่องสัญญาณที่ 1 ของทั้ง 2 ด้านก็จะต่อกันได้ โดยสวิทช์หมุนอาศัยหลักการนี้ผสมปลั๊กฟิลส์ที่ส่งมาจากทุกช่องสัญญาณทางด้านส่งก็สามารถส่งผ่านสายส่งเพียงคู่เดียวและสามารถกระจายไปยังช่องสัญญาณที่สอดคล้องกันที่ด้านรับได้

จากรูป 2.49 แสดงปลั๊กฟิลส์ที่มาจากทุกช่องสัญญาณซึ่งมีเฟสเคลื่อนไปเล็กน้อยและนำมาแทรกกันไว้ระหว่างกันตามแกนเวลา กล่าวคือผสมปลั๊กของช่องสัญญาณที่ 2 และ ช่องสัญญาณที่ 3 จะถูกใส่ไว้ระหว่างผสมปลั๊กตัวแรกและตัวที่ 2 ของช่องสัญญาณที่ 1 โดยแบ่งตามช่วงเวลา ดังนั้นวิธีการนี้จึงเรียกว่าระบบมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งตามเวลา

การสื่อสารระบบ TDM นั้น เป็นสิ่งแน่นอนแล้วว่าเมื่อทางด้านรับได้รับสัญญาณแล้ว ต้องทำให้แน่ใจว่า สัญญาณแต่ละผสมปลั๊กของช่องสัญญาณเดียวกันมีความถูกต้อง และยังคงแยกสัญญาณปลั๊กแต่ละกลุ่มไปสู่ช่องสัญญาณที่สอดคล้องกันได้อย่างถูกต้องด้วย ด้วยเหตุนี้จึงมีกระบวนการหนึ่งที่จะทำให้สวิทช์ทำงานตามที่ได้อธิบายมาแล้วกระบวนการนี้เรียกว่า การซิงโครไนซ์ (synchronization)



รูปที่ 2.49 สวิตช์หมุนจะหมุนไปพร้อมกันเพื่อต่อสายให้ช่องสัญญาณด้านส่งและด้านรับตรงกัน

2.5.2 การมัลติเพล็กซ์ทางความถี่

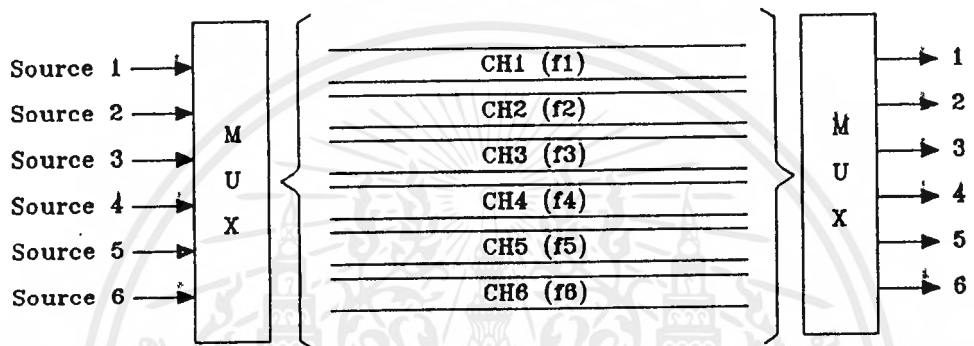
การมัลติเพล็กซ์ทางความถี่หรือ FDM จะสามารถทำให้เกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อแบนด์วิดท์ของตัวกลางมีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่เราจะใช้ส่งผ่าน จำนวนของสัญญาณถูกมอดดูเลขบนความถี่ที่แตกต่างกัน โดยมีแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่เพียงพอที่จะไม่ทำให้เกิดการเหลื่อมทับกันของสเปกตรัมสัญญาณ โดยทั่วไปแล้ว FDM สามารถแสดงหลักการได้ดังรูป 2.50 แหล่งกำเนิดสัญญาณ 6 แหล่งถูกป้อนให้กับตัวมัลติเพล็กซ์ ซึ่งตัวมัลติเพล็กซ์ก็จะทำหน้าที่มอดดูเลขสัญญาณลงบนความถี่ที่แตกต่างกัน 6 ความถี่ (f_1, f_2, \dots, f_6) สัญญาณที่มอดดูเลขแล้วมีแบนด์วิดท์ที่แน่นอนโดยมีความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้เป็นจุดกึ่งกลางของแบนด์วิดท์ ซึ่งเราเรียกแบนด์วิดท์ดังกล่าวว่า แชนแนล (Channel) เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการแทรกสอดรบกวนกันในระหว่างแชนแนล เราจะต้องแบ่งสัญญาณแต่ละแชนแนลออกจากกันด้วยแบนด์ป้องกัน (guard bands) ซึ่งเป็นส่วนของสเปกตรัมที่เราไม่ใช้งาน จะสังเกตเห็นได้ว่าสัญญาณผสมที่ส่งผ่านเข้าไปในตัวกลางเป็นสัญญาณอนาลอก แต่อย่างไรก็ตามสัญญาณอินพุตสามารถเป็นได้ทั้งสัญญาณดิจิทัลและอนาลอก

ตัวอย่างของ FDM ที่เป็นที่คุ้นเคยกันก็ได้แก่การออกอากาศ TV และเคเบิล TV ซึ่งแบนด์วิดท์ของสัญญาณ TV ที่เหมาะสมจะมีค่าประมาณ 6 MHz รูป 2.51 แสดงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

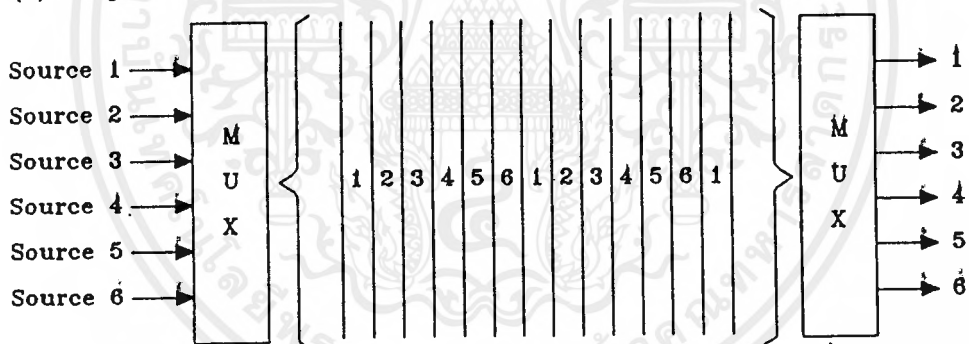
สัญญาณ TV กับแบนด์วิดท์ของมัน สัญญาณภาพขาวดำถูกมอดแบบ AM ลงบนคลื่นพาห้ความถี่ f_{cv} เนื่องจากสัญญาณเบสแบนด์ของสัญญาณภาพมีแบนด์วิดท์ 4 MHz ดังนั้นหลังจากการมอดแล้ว สัญญาณก็ควรจะมีแบนด์วิดท์ 8 MHz โดยที่มีความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่ f_{cv} เพื่อให้แบนด์วิดท์แคบลงเราก็อาจจะใช้ฟิวเตอร์กรองเอาแบนด์ด้านความถี่ต่ำทิ้งไป ผลของสัญญาณจะขยายจาก $f_{cv} - 0.75$ MHz ไปถึง $f_{cv} + 4.2$ MHz สำหรับข่าวสารในเรื่องของสีจะใช้คลื่นพาห้รองความถี่ f_{cc} ในการนำพาข่าวสารดังกล่าวไป ซึ่งช่องว่างที่ห่างพอที่ไม่ทำให้ f_{cv} เกิดการแทรกสอดกัน ในที่สุดส่วนของสัญญาณเสียงก็จะถูกมอดดูเลทลงบน f_{ca} นอกจากนี้แบนด์วิดท์ของสองสัญญาณที่กล่าวมาแล้ว แบนด์วิดท์ของสัญญาณเสียงจะถูกแบ่งให้มีค่าประมาณ 50 kHz ซึ่งสัญญาณผลที่ประกอบด้วย ภาพ , สี และเสียงถูกมอดดูเลทกับสัญญาณคลื่นพาห้ความถี่ 1.25 MHz , 4.799545 MHz และ 5.75 MHz ตามลำดับ จะมีค่าแบนด์วิดท์ที่พอเหมาะขนาด 6 MHz ดังนั้นสัญญาณ TV หลาย ๆ สัญญาณสามารถมัลติเพล็กซ์ทางความถี่ส่งลงไปในสายเคเบิลที่มีแบนด์วิดท์เหมาะสมได้ โดยที่สัญญาณ TV แต่ละช่องสัญญาณจะมีแบนด์วิดท์ 6 MHz ตาราง 2.2 แสดงการกำหนดแบ่งแชนแนลในกรณีของการส่งกระจายเสียงวิทยุที่ใช้ FDM เช่นเดียวกัน ตาราง 2.3 แสดงการแบ่งความถี่ออกอากาศ TV ในอเมริกา

การแสดงระบบ FDM โดยทั่ว ๆ ไป แสดงได้ดังในรูป 2.52 ซึ่งเป็นการส่งผ่านสัญญาณดิจิทัลหรือสัญญาณอนาลอกหลาย ๆ สัญญาณ $\{m_l(t), l = 1, N\}$ ลงไปบนตัวกลางการวิ่งผ่านตัวเดียวกันโดยใช้การมัลติเพล็กซ์ทางความถี่ สัญญาณ $m_l(t)$ แต่ละตัวจะถูกมอดดูเลทเข้ากับสัญญาณคลื่นพาห้ f_{sc1} เนื่องจากสัญญาณคลื่นพาห้ที่นำมาใช้มีจำนวนหลายความถี่ เราจึงเรียกมันว่า ลับคลื่นพาห้ (คลื่นพาห้รอง) ผลของสัญญาณอนาลอกที่ได้จากการมอดดูเลทจะถูกนำมาารวมกันเห็นสัญญาณผสม $m_c(t)$ ดังแสดงในรูป 2.52 b สเปกตรัมของสัญญาณ $m_1(t)$ จะถูกเลื่อนไปอยู่บนความถี่ศูนย์กลางที่ f_{sc1} ซึ่งโครงร่างดังกล่าวนี้จะต้องเลือก f_{sc1} ให้เหมาะสมเพื่อไม่ให้เกิดการเหลื่อมทับกันของสัญญาณ ซึ่งถ้าหากเกิดการเหลื่อมทับกันของสัญญาณแล้วจะทำให้เราไม่สามารถกู้สัญญาณต้นแบบกลับคืนมาได้

สัญญาณผสมอาจจะมี การเลื่อนสเปกตรัมทั้งหมดไปยังคลื่นพาห้ อีกความถี่หนึ่งได้โดยการเพิ่มการมอดดูเลทเข้าไปอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งการมอดดูเลทครั้งที่ 2 นี้จะต้องไม่ใช่เทคนิครูปแบบเดียวกับครั้งแรก สัญญาณผสมมีแบนด์วิดท์ทั้งหมดเท่ากับ B โดยที่ $B > B_{sc1}$ ซึ่งสัญญาณอนาลอกดังกล่าวนี้จะถูกส่งผ่านเข้าไปในตัวกลางที่เหมาะสม ทางด้านผู้รับปลายทางก็จะจัดให้สัญญาณผสมผ่านตัวกรองสัญญาณแบนด์พาส N ที่มีความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่ f_{sc1} และมีแบนด์วิดท์ B_{sc1} โดยที่ $1 < l < N$ ด้วยวิธีการนี้สัญญาณที่ต้องการจะถูกแยกส่วนออกมาและนำไปตีมอดดูเลทเพื่อกู้สัญญาณต้นแบบกลับคืนมา



(a) Frequency-Division Multiplexing



(b) Time-Division Multiplexing

รูปที่ 2.50 FDM และ TDM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 2.2 การแบ่งแขนแหล่งความถี่ของเคเบิลทีวี

Channel Designation	Band	Frequency (MHz)
2	Low Band	54 - 60
3		60 - 66
4		66 - 72
5		76 - 82
6		82 - 88
A		Mid Band
B	126 - 132	
C	132 - 138	
D	138 - 144	
E	144 - 150	
F	150 - 156	
G	156 - 162	
H	162 - 168	
I	168 - 174	
7	High Band	174 - 180
8		180 - 186
9		186 - 192
10		192 - 198
11		198 - 204
12		204 - 210
13		210 - 216
J	Super Band	216 - 222
K		222 - 228
L		228 - 234
M		234 - 240
N		240 - 246
O		246 - 252
P		252 - 258
Q	258 - 264	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 2.2 (ต่อ)

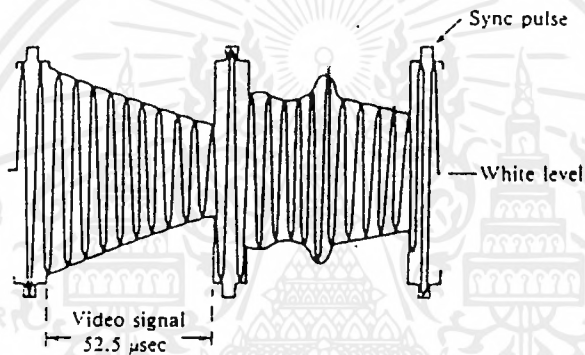
Channel Designation	Band	Frequency (MHz)
R	Super Band	264 - 270
S		270 - 276
T		276 - 282
U		282 - 288
V		288 - 294

ตารางที่ 2.3 การแบ่งแชนแนลความถี่ในการออกอากาศโทรทัศน์

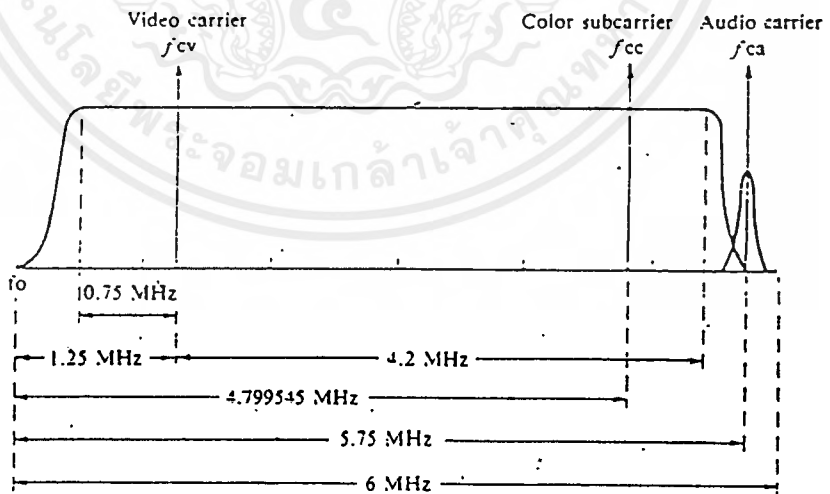
Channel Number	Band (MHz)	Channel Number	Band (MHz)	Channel Number	Band (MHz)
2	54 - 60	25	536 - 542	48	674 - 680
3	60 - 66	26	542 - 548	49	680 - 686
4	66 - 72	27	548 - 554	50	686 - 692
5	76 - 82	28	554 - 560	51	692 - 698
6	82 - 88	29	560 - 566	52	698 - 704
7	174 - 180	30	566 - 572	53	704 - 710
8	180 - 186	31	572 - 578	54	710 - 716
9	186 - 192	32	578 - 584	55	716 - 722
10	192 - 198	33	584 - 590	56	722 - 728
11	198 - 204	34	590 - 596	57	728 - 734
12	204 - 210	35	596 - 602	58	734 - 740
13	210 - 216	36	602 - 608	59	740 - 746
14	470 - 476	37	608 - 614	60	746 - 752
15	476 - 482	38	614 - 620	61	752 - 758
16	482 - 488	39	620 - 626	62	758 - 764
17	488 - 494	40	626 - 632	63	764 - 770
18	494 - 500	41	632 - 638	64	770 - 776
19	500 - 506	42	638 - 644	65	776 - 782
20	506 - 512	43	644 - 650	66	782 - 788

ตาราง 2.3 (ต่อ)

Channel Number	Band (MHz)	Channel Number	Band (MHz)	Channel Number	Band (MHz)
21	512 - 518	44	650 - 656	67	788 - 794
22	518 - 524	45	656 - 662	68	794 - 800
23	524 - 530	46	662 - 668	69	800 - 806
24	530 - 536	47	668 - 674		



(a) Amplitude modulation with video signal



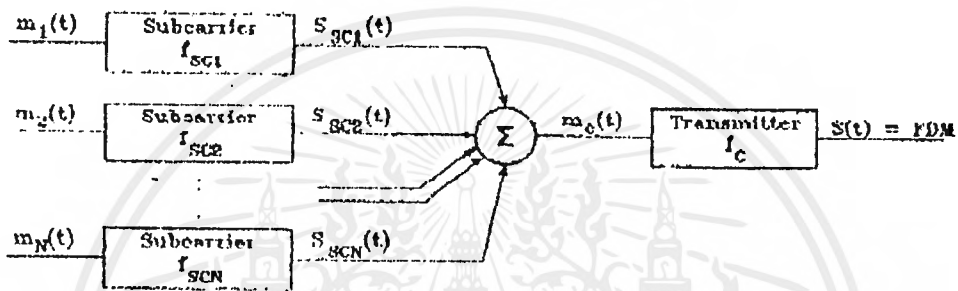
(b) Magnitude spectrum of RF video signal

รูปที่ 2.51 การส่งผ่านสัญญาณโทรทัศน์

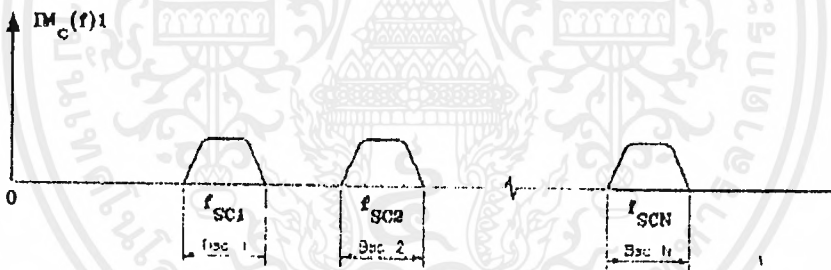
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับปัญหาของระบบ FDM ประการแรกได้แก่ ครออสทอล์ก ซึ่งอาจจะเกิดขึ้นได้ดังสเปกตรัมขององค์ประกอบของสัญญาณอยู่ใกล้กันมากและเกิดการเหลื่อมทับกัน

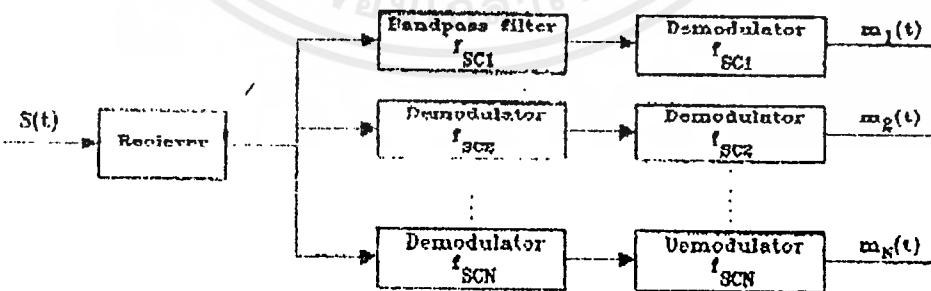
ปัญหาประการที่สอง ก็เป็นเรื่องของอินเตอร์มอดูเลชัน ซึ่งเกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายสัญญาณที่ขนานหนึ่งผลิตสัญญาณความถี่ซึ่งเป็นองค์ประกอบของสัญญาณอีกขนานหนึ่ง ทำให้เกิดการรบกวนกัน



(a) Transmitter



(b) Spectrum of composite signal (positive f)



(c) Receiver

รูปที่ 2.52 การมัลติเพล็กซ์ตามความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 การมอดดูเลททางความถี่

วิธีเบื้องต้นสำคัญในการผลิตคลื่น FM จะมี 2 วิธีคือ Indirect FM และ Direct FM กรณีแรกนั้น ชั้นแรก modulating wave จะสร้าง NBFM ก่อนแล้วใช้วงจรมัลติพลายเออร์เพื่อเพิ่มค่าเบี่ยงเบนความถี่ให้อยู่ในระดับที่ต้องการสำหรับกรณีหลังนั้น สัญญาณเบสแบนด์ที่อินพุทจะทำให้ความถี่คลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงไปโดยตรง ซึ่งในตอนนีกล่าวถึงลักษณะที่สำคัญของทั้งสองวิธีดังต่อไปนี้

2.6.1 Indirect FM

บล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายของการผลิตคลื่น FM แบบ indirect แสดงไว้ตามรูป 2.53 ชั้นแรก สัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ จะผ่านเข้าไปยังอินทิเกรเตอร์แล้วใช้เฟสมอดดูเลเตอร์เพื่อทำให้เป็น NBFM การที่จะทำให้การพรา่เพี้ยนที่มีอยู่ในเฟสมอดดูเลเตอร์ลดลงเหลือน้อยที่สุด ต้องทำให้การเบี่ยงเบนทางเฟสมากที่สุดหรือทำให้ β มีค่าน้อย ถ้าทำเช่นนั้นก็จะได้คลื่น NBFM ชั้นต่อไป เมื่อส่งสัญญาณนี้ผ่านไปยังวงจรมัลติพลายเออร์ (frequency multiplier) ก็จะได้ WBFM ตามต้องการ

กำหนดให้ $S(t)$ เป็นสัญญาณที่เอาท์พุทของเฟสมอดดูเลเตอร์ ซึ่งแสดงโดย

$$S_1(t) = A_1 \cos \left[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt \right] \quad \text{————— (9)}$$

ในที่นี้ f_c เป็นความถี่ของ crystal - controlled oscillator และ k_f เป็นค่าคงที่ กรณีที่ modulating wave เป็นคลื่นลักษณะชายน้แล้ว เอาท์พุท $S_1(t)$ จะเป็นดังนี้

$$S(t) = A_1 \cos \left[2\pi f_c t + \beta_1 \sin(2\pi f_m t) \right] \quad \text{————— (10)}$$

ในที่นี้ β_1 เป็นดัชนีการมอดดูเลทซึ่งมีค่าน้อย (น้อยกว่า 0.3 เรเดียน) เพื่อที่จะทำให้การพรา่เพี้ยนน้อยที่สุด เมื่อส่งผ่านไปยัง frequency multiplier จะได้

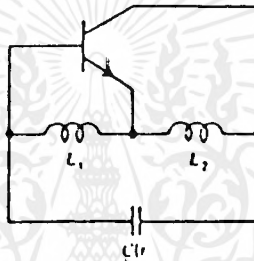
สัญญาณซึ่งมีความถี่เป็น n เท่า ดังนั้นจะได้ WBFM ตามต้องการดังนี้ คือ

$$S(t) = A_c \cos \left[2\pi f_c t + 2n\pi k_f \int_0^t m(t) dt \right] \quad \text{————— (11)}$$

$$f_1(t) = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 + L_2) C(t)}} \quad \text{————— (13)}$$

ซึ่ง $C(t)$ เป็นคาปาซิแตนซ์รวมของคาปาซิเตอร์แบบคงที่และ variac L_1 และ L_2 เป็นอินดักแตนซ์ในวงจรนี้ สมมติว่า ความถี่ในการมอดดูเลท f_m เป็นชายน้แล้ว จะแสดง $C(t)$ ได้ดังนี้

$$C(t) = C_0 + C \cos(2\pi f_m t) \quad \text{————— (14)}$$



รูปที่ 2.54 Hartly oscillator

ซึ่ง C_0 เป็นคาปาซิแตนซ์ทั้งหมดเมื่อไม่มีการมอดดูเลท และ C เป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงสูงสุด เมื่อแทนค่าสมการ 14 ลงในสมการ 13 จะได้

$$f_1(t) = f_0 \left[1 + \frac{\Delta C}{C_0} \cos(2\pi f_m t) \right]^{-1/2} \quad \text{————— (15)}$$

ในที่นี้ f_0 เป็นความถี่ที่ออสซิลเลทในขณะที่ยังไม่มีมอดดูเลท นั่นคือ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_0 (L_1 + L_2)}} \quad \text{————— (16)}$$

ถ้ากำหนดให้ C มีค่าน้อย ๆ เมื่อเทียบกับ C_0 แล้วจะได้ค่าโดยประมาณของ $f_1(t)$ ตามสมการ 15 ดังนี้

$$f_1(t) = f_0 \left[1 - \frac{\Delta C}{2C_0} \cos(2\pi f_m t) \right] \quad \text{————— (17)}$$

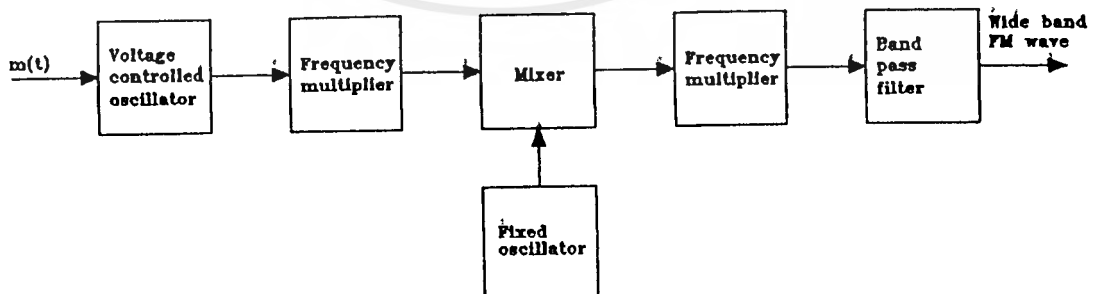
ดังนั้น ถ้ากำหนดให้

$$\frac{\Delta C}{2C_0} = - \frac{\Delta f}{f_0} \quad \text{————— (18)}$$

แล้ว จะเขียนสมการ 17 ใหม่ได้ดังนี้

$$f_1(t) = f_0 + f \cos(2\pi f_m t) \quad \text{————— (19)}$$

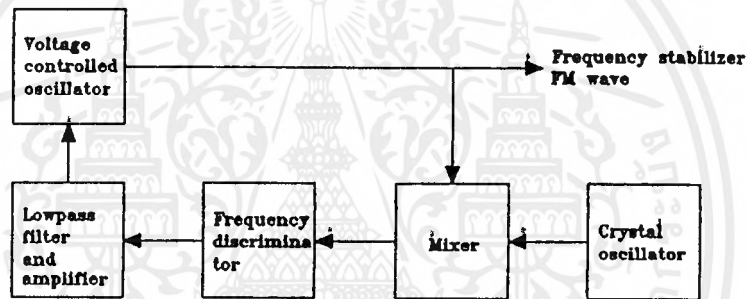
สมการ 19 นี้เป็นความถี่ซึ่งเกิดขึ้นในขณะหนึ่งของคลื่น FM ที่ต้องการ ในการผลิต WBFM ที่มีค่าเบี่ยงเบนความถี่ตามต้องการนั้น จะใช้บล็อกไดอะแกรม ตามรูป 2.55 ซึ่งประกอบด้วย VCO ที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นร่วมกับ frequency multiplier และมิกเซอร์ โครงสร้างตามรูปนี้จะทำให้ออสซิลเลเตอร์มีเสถียรภาพดี สัดส่วนระหว่างการเปลี่ยนแปลงของความถี่ที่เอาท์พุทและการเปลี่ยนแปลงของโวลเตจที่อินพุทมีค่าคงที่ และมีแบนด์วิดท์ที่จำเป็นสำหรับมอดดูเลเตอร์ในการผลิต WBFM



รูปที่ 2.55 บล็อกไดอะแกรมของการผลิต WBFM โดยใช้ VCO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่อย่างไรก็ตามเครื่องส่ง FM แบบ direct ตามที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นนั้น จะมีข้อเสียคือ จะไม่ได้รับความถี่คลื่นพาห์จากออสซิลเลเตอร์ที่มีเสถียรภาพสูง ดังนั้นในทางปฏิบัติจึงจำเป็นต้องใช้สิ่งอื่นเข้าช่วยโดยใช้คริสตอลผลิตความถี่ที่มีเสถียรภาพสูงเพื่อที่จะสามารถควบคุมความถี่คลื่นพาห์ได้ ดังแสดงได้ในรูปที่ 2.56 เอ้าท์พุทของคลื่น FM จะถูกป้อนกลับให้กับมิกเซอร์พร้อม ๆ กับของที่มาจากด้านเอ้าท์พุทของ crystal - controlled oscillator แล้วจะมีเทอมผลต่างแยกสัญญาณ จากนั้นที่เอ้าท์พุทของมิกเซอร์จะป้อนให้กับ frequency discriminator และส่งผ่านไปยัง LPF หรือวงจรมินิโมเดมเป็นวงจรซึ่งเอ้าท์พุทโวลเตจในขณะหนึ่งจะเป็นสัดส่วนกับความถี่ของคลื่น FM ที่เข้ามาทางอินพุท ถ้าคลื่น FM ที่ความถี่คลื่นพาห์ที่ถูกต้องแล้วโวลเตจที่เอ้าท์พุทของ LPF จะเป็นศูนย์



รูปที่ 2.56 โครงร่างการป้อนกลับสำหรับการผลิตคลื่น FM ที่มีความถี่คงที่

2.6.3 การดีมอดคูเลทคลื่น FM

เฟสล็อกคูลูปดีมอดคูเลเตอร์ (Phase - Locked Looped Demodulator)

เฟสล็อกคูลูป (PLL) เป็นระบบป้อนกลับแบบลบ (negative feedback) ซึ่งประกอบด้วยองค์ประกอบที่สำคัญ 3 ส่วนคือ มัลติพลายเออร์ ลูปฟิลเตอร์ และ VCO ที่ต่ออยู่ด้วยกัน ในรูปของ feedback loop ตามรูป 2.57 เป็นเครื่องกำเนิดคลื่นลักษณะชานนซึ่งกำหนดความถี่ได้จากโวลเตจที่จ่ายให้จากแหล่งจ่ายไฟภายนอกวงจร

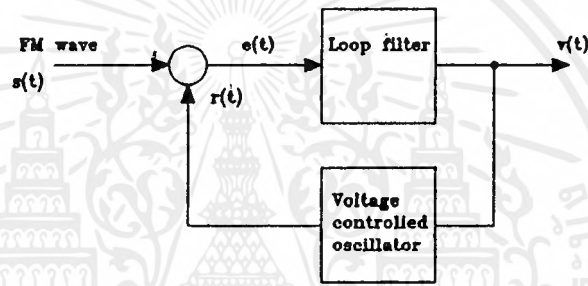
สมมุติว่าในตอนแรก VCO ถูกปรับโวลเตจที่ควบคุมให้เป็นศูนย์ ก็จะมีเงื่อนไข 2 ประการคือ ความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่คลื่นพาห์ ไม่มีการมอดคูเลทพอดี้ และ เอ้าท์พุทของ VCO จะมี phase - shift ไป 360° เมื่อเทียบกับคลื่นพาห์ลักษณะชานนที่ยัง ไม่มีการมอดคูเลท สมมุติว่าสัญญาณอินพุทที่จ่ายให้กับ PLL เป็นคลื่น FM ซึ่งกำหนดโดย

$$S(t) = A_C \sin [2\pi f_c t + \phi_1(t)] \quad \text{————— (20)}$$

ซึ่ง A_C เป็นแอมพลิจูดของคลื่นพาห์ เมื่อมี modulate wave $m(t)$ จะได้

$$\phi_1(t) = 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt \quad \text{————— (21)}$$

ซึ่ง k_f เป็น frequency sensitivity ของมอดดูเลเตอร์ กำหนดให้เอาต์พุทของ VCO เป็นดังนี้



รูปที่ 2.57 เฟสล็อกคูลูป

$$r(t) = A_V \cos [2\pi f_c t + \phi_2(t)] \quad \text{————— (22)}$$

ซึ่ง A_V เป็นแอมพลิจูด และเมื่อมีโวลเตจ $V(t)$ ป้อนให้กับอินพุทของ VCO นี้ จะได้

$$\phi_2(t) = 2\pi k_v \int_0^t V(t) dt \quad \text{————— (23)}$$

ซึ่ง k_v เป็น frequency sensitivity ของ VCO มีหน่วยเป็น Hz / volt คลื่น FM ที่เข้ามา และเอาต์พุทของ VCO $r(t)$ จะป้อนให้กับมัลติพลายเออร์ แล้วทำให้เกิดองค์ประกอบ 2 เทอมคือ องค์ประกอบความถี่สูง ซึ่งแสดงโดย

$$k_v A_c A_v \sin [4\pi f_c t + \phi_1 (t) + \phi_2 (t)]$$

ในที่นี้ k_m เป็น multiplier gain มีหน่วยเป็น 1 / volt องค์กรประกอบความถี่สูงจะถูกกำจัดโดยฟิลเตอร์และ VCO เพราะฉะนั้น เมื่อตัดองค์กรประกอบความถี่สูงออกไปแล้ว อินพุทของรูปฟิลเตอร์จะมีค่าดังนี้

$$e (t) = k_m A_c A_v \sin [\phi_o (t)] \quad \text{————— (24)}$$

ซึ่ง $\phi_o (t)$ เป็น phase error ซึ่งกำหนดให้เป็นดังนี้

$$\begin{aligned} \phi_o (t) &= \phi_1 (t) - \phi_2 (t) \\ &= \phi_1 (t) - 2\pi k_v \int_0^t v (t) dt \end{aligned} \quad \text{————— (25)}$$

เอาท์พุทโวลเตจของฟิลเตอร์ซึ่งเกิดจากอินพุท $e (t)$ จะเป็นดังนี้

$$v (t) = \int_{-\infty}^{\infty} e (\tau) h (t - \tau) d\tau \quad \text{————— (26)}$$

ซึ่ง $h (t)$ เป็นอิมพัลส์เรสponseของฟิลเตอร์

โดยใช้สมการ 24 ถึง 26 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_o (t)$ และ $\phi_1 (t)$ ดังนี้

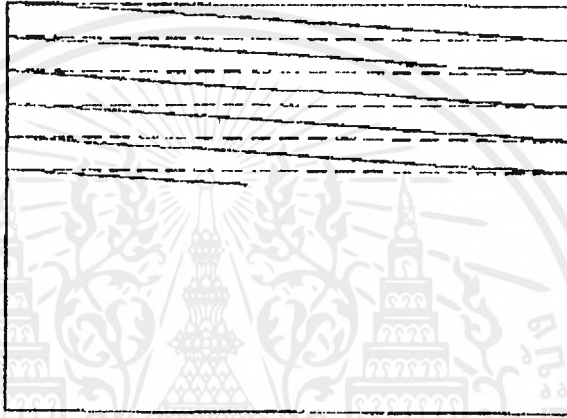
$$\frac{d \phi_o (t)}{dt} = \frac{d \phi_1 (t)}{dt} - 2\pi k_0 \int_{-\infty}^{\infty} \sin [\phi_o (\tau)] h (t - \tau) d\tau \quad \text{————— (27)}$$

ซึ่ง k_0 ถูกกำหนดโดย

$$k_0 = k_m k_v A_c A_v \quad \text{————— (28)}$$

2.7 สัญญาณภาพ

ระบบในการส่งโทรทัศน์นั้นสัญญาณที่ส่งมาเป็นสัญญาณอิเล็กทรอนิกส์ ในการทดลอง แต่ละภาพจะประกอบด้วยจุดจำนวนมากมายเรียงต่อเนื่องกันโดยแต่ละจุดจะมีความสว่างมืด หรืออาจเป็นระดับความเข้มของสีต่าง ๆ ภาพในเครื่องรับโทรทัศน์จะถูกสแกนต่อเนื่องกันไปทีละเส้นดังรูปที่ 2.60



รูปที่ 2.60 การสแกนภาพในจอโทรทัศน์

2.7.1 การสแกนภาพในโทรทัศน์

ภาพในโทรทัศน์เกิดจากการเรียงกันออกมาเป็นเส้นจากภาพหนึ่งไปอีกภาพหนึ่งคือ เริ่มจากจุดบนซ้ายไปขวา จากบนลงล่าง วิธีการนี้เรียกว่า การสแกนเชิงเส้นในแนวนอน

ลำดับเส้นการสแกนเป็นดังนี้ การสแกนเชิงเส้นในแนวนอน

ลำดับเส้นการสแกนเป็นดังนี้

1. ลำแสงอิเล็กตรอนจะถูกส่งออกมาตามแนวนอน

2. ที่จุดปลายของเส้นลำแสงจะถูกลากกลับอย่างรวดเร็วมาทางซ้าย แล้วเริ่มการสแกนใหม่ในช่วงเวลาลากกลับนี้ เรียกว่า Retrace หรือ Flyback ในช่วงนี้จะไม่มีการแสดงภาพ ดังนั้น ช่วงเวลานี้จึงควรเร็วมาก

3. เมื่อลำแสงเลื่อนกลับมาทางซ้าย ตำแหน่งในแนวตั้งจะเลื่อนตำแหน่งเกิดการสแกนเส้นใหม่ จนในที่สุดถึงขอบล่างขวาจะมีการสแกนในแนวตั้งกลับไปยังขอบบนซ้าย เพื่อสแกนภาพในแนวนอนในเฟรมใหม่

ระบบ PAL (Phase Alternating Line)

ระบบนี้เป็นระบบที่แก้ไขข้อผิดพลาดของระบบ NTSC ซึ่งเป็นระบบที่ใช้กันอยู่ในประเทศไทยจึงของใช้ระบบนี้อ้างอิง

รายละเอียดมาตรฐาน PAL

จำนวนเส้นต่อภาพ	265	เส้น
จำนวนภาพต่อวินาที	25	ภาพ
จำนวนฟิลด์ต่อวินาที	5	ฟิลด์
ความถี่การหักเหทางแนวนอน	15,625	เฮิรท์ (Hz)
ความถี่ของซับแคเรีย	4.43361875	เมกะเฮิรท์ (MHz)
แบนด์วิดท์สัญญาณ V	0.5	เมกะเฮิรท์ (MHz)
แบนด์วิดท์สัญญาณ U	0.5	เมกะเฮิรท์ (MHz)

ในระบบ 625 เส้น จะมีความถี่ในการสแกน 25 ภาพต่อวินาที ดังนั้นจะได้ความถี่ในการสแกนในแนวนอนเท่ากับ $25 * 625 = 15,625$ Hz นั่นคือ เวลาในการสแกนแนวนอนเท่ากับ 64 ไมโครวินาที การสแกนในแต่ละภาพจะใช้เวลา $1/50 = 20$ มิลลิวินาที

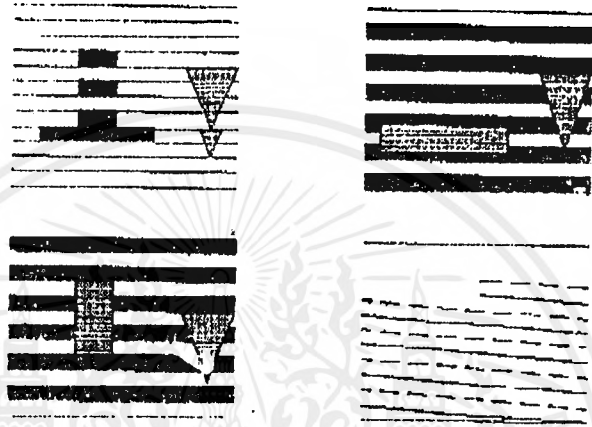
1. การสแกนสัญญาณภาพแบบสลับเส้น (Interlace Scanning)

เนื่องจากการสแกนของสัญญาณบนจอเครื่องรับโทรทัศน์ จะเกิดปัญหาเรื่องการกระพริบของแสงบนหน้าจอ (Flicker) ด้วยเหตุนี้การสร้างภาพหรือสแกนสัญญาณภาพบนจอเครื่องรับโทรทัศน์จะใช้การสแกนสัญญาณภาพเป็นแบบสลับเส้นโดยแบ่งการสแกนออกเป็น 2 ฟิลด์ คือ ฟิลด์แรกเป็นการสแกนเส้นคี่ เริ่มสแกนจากเส้นสแกนที่ 1 จากขอบบนซ้ายสุดไปขวาสุด และจากบนลงล่าง จะสิ้นสุดการสแกนในเส้นที่ 312.5 หลังจากนั้นจะสลับกลับทางแนวตั้งจำนวน 50 เส้นสแกน โดยมาเริ่มต้นสแกนเส้นคี่ในเส้นที่ 313 (ฟิลด์ที่ 2) และสแกนในลักษณะเดียวกับในฟิลด์แรกซึ่งจะเป็นการสแกนแทรกกระหว่างเส้นสแกนในครั้งแรกตั้งในรูปที่ 5.2 ในการสแกนของสัญญาณภาพลักษณะนี้จะลดการกระพริบของภาพบนหน้าจอให้น้อยลงได้

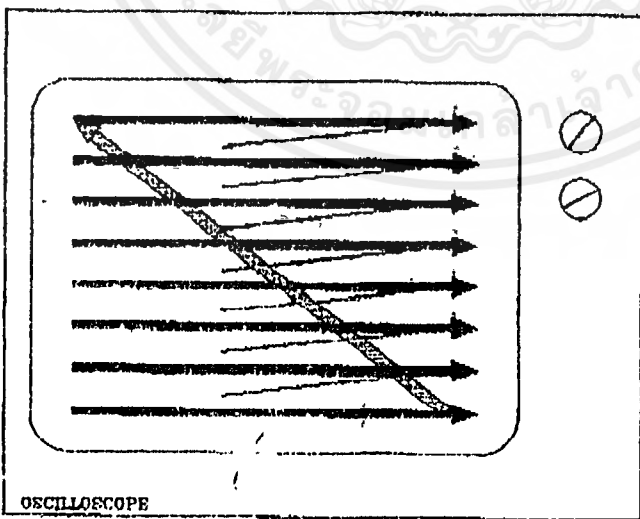
2. การสแกนสัญญาณภาพแบบไม่สลับเส้น (Noninterlace Scanning)




การสแกนของสัญญาณภาพในแบบนี้ จะเริ่มจากเส้นแรกด้านบนซ้ายมือสุดของจอมอนิเตอร์ไปทางด้านขวามือสุดของเส้นถัดไป ทำเช่นนี้จนถึงเส้นสุดท้ายด้านล่างของจอมอนิ

เตอร์ เป็นการสแกนสัญญาณภาพหมดหนึ่งภาพ หลังจากนั้นจะสับกลับไปเริ่มสแกนในเส้นที่ 1 ใหม่ซึ่งจะทับกับเส้นเดิมที่สแกนเสร็จในครั้งแรกและจะทำเช่นนี้ตลอดเวลาที่มีการสแกนสัญญาณภาพบนจอมอนิเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.62



รูปที่ 2.61 การสแกนสัญญาณภาพแบบสลับเส้น



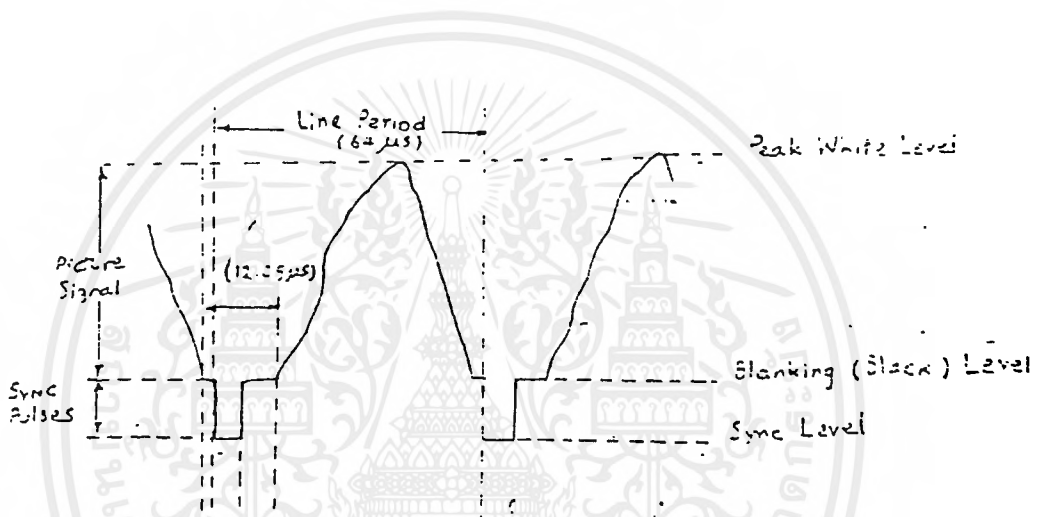
-  Display Beam
-  Horizontal Retrace
-  Vertical Retrace

รูปที่ 2.62 การสแกนสัญญาณภาพแบบไม่สลับเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.2 สัญญาณภาพ

สัญญาณภาพรวม (Composite Video Signal) จะประกอบไปด้วยสัญญาณข้อมูลภาพ สัญญาณแบล็ค สัญญาณซิงค์ ในส่วนสัญญาณแบล็คและสัญญาณซิงค์ยังแบ่งออกเป็นสัญญาณแบล็คและซิงค์ ในแนวนอน และสัญญาณแบล็คและซิงค์ในแนวตั้ง ความสว่างหรือระดับความเข้มของแต่ละจุดภาพของสัญญาณโทรทัศน์ขึ้นกับระดับโวลเตจของสัญญาณภาพ ดังรูปที่ 2.63



รูปที่ 2.63 ลักษณะของสัญญาณภาพ

1. สัญญาณซิงค์ในแนวนอนและแนวตั้ง

ในการสแกนภาพนั้น การสแกนจะต้องเริ่มด้วยเวลาที่แน่นอนตรงกับเครื่องส่งเพื่อให้ข้อมูลของภาพแสดงตรงตำแหน่งที่ต้องการ ในการที่จะให้เครื่องส่งและเครื่องรับมีการส่งและรับที่สัมพันธ์กัน จำเป็นต้องมีสัญญาณซิงค์ส่งมากับสัญญาณภาพด้วย สัญญาณซิงค์นี้จะเป็นพัลส์รูปสี่เหลี่ยม ซึ่งใช้ในการควบคุมการสแกนทั้งทางเครื่องรับและเครื่องส่ง

สัญญาณซิงค์จะถูกส่งรวมมากับสัญญาณภาพ เพื่อประกอบเป็นสัญญาณรวมสำหรับเครื่องรับ สัญญาณนี้จะเกิดในระหว่างช่วงการแบล็ค ซึ่งไม่มีข้อมูลของภาพในการส่ง สัญญาณซิงค์ตามแนวนอนจะเกิดขึ้นในช่วงสุดท้ายของการสแกนเส้นตามแนวนอน ซึ่งเป็นการเริ่มลากกลับตามแนวนอน สัญญาณซิงค์ตามแนวตั้งจะเกิดตอนที่ภาพสแกนถึงตำแหน่งล่างสุดของจอภาพ เมื่อเกิดการลากกลับของลำอิเล็กตรอนตามแนวตั้ง

ในการสแกนเส้นสแกนตามแนวนอนด้วยความถี่ 15,625 Hz ความถี่ของสัญญาณซิงค์แนวนอนจะเท่ากับ 15,625 Hz ด้วย ส่วนความถี่ของสัญญาณซิงค์ตามแนวตั้งจะเท่ากับ 50 Hz

2. สัญญาณแบลลจ์ในแนวนอนและแนวตั้ง

ในระบบโทรทัศน์ สัญญาณแบลลจ์ คือสัญญาณที่ทำให้เป็นสีดำ ในส่วนของสัญญาณ Video โวลเตจของสัญญาณแบลลจ์จะอยู่ที่ระดับของสีดำ ระดับของโวลเตจสีดำนี้จะไปทำให้กระแสที่ใช้ในการยิงลำอิเล็กตรอนหยุดไหล ทำให้ไม่มีแสงออกมาที่จอภาพ จุดประสงค์ของสัญญาณแบลลจ์ก็เพื่อไม่ให้เห็นภาพเส้นที่ลากกลับในช่วงของการสแกน

สัญญาณแบลลจ์ในแนวนอนมีความถี่ 15,625 Hz ทำให้เกิดการแบลลจ์ในช่วงของเส้นที่ลากกลับมาจากขวาทางซ้าย สัญญาณแบลลจ์ในแนวตั้งมีความถี่ 50 Hz ทำให้เกิดการแบลลจ์ในส่วนลากกลับจากส่วนล่างขึ้นส่วนบน ช่วงเวลาของสัญญาณแบลลจ์ในแนวนอนมีค่าประมาณ 20 % ดังนั้นสัญญาณตามแนวนอนมีค่าเท่ากับ $64 * 0.2 = 12.8$ ไมโครวินาที ซึ่งแสดงให้เห็นว่าช่วงเวลาการลากเส้นกลับต้องสิ้นสุดภายใน 12.8 ไมโครวินาที สำหรับช่วงเวลาของสัญญาณแบลลจ์ ตามแนวตั้งมีช่วงเวลาในหนึ่งภาพเท่ากับ 20 มิลลิวินาที ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการลากกลับของภาพจากจุดล่างสุดไปจุดบนสุดต้องเสร็จสิ้นภายในเวลา 1.6 มิลลิวินาที

รูปที่ 3.2 แสดงถึงวงจรที่ใช้ของตัวส่งมัลติเพล็กซ์ ซึ่งตัวชิพ U_1 ที่มี 8 อินพุตจะใช้เพียง 5 อินพุต จะเห็นว่าที่ขา 1 ในรูปวงจรจะต่อกับ R_{27} ไปยัง V_{CC} การต่อนี้จะให้ไฟ +5 โวลต์บนแขนแนลที่ 5 เมื่อ digital sampling หมุนมาที่เกทนี้ไฟ 5 โวลต์ที่มีความชันมากจะถูกสร้างขึ้นที่เอาต์พุต และพัลส์บวกนี้จะใช้สำหรับการซิงโครไนซ์กับเครื่องรับ ซึ่งจะอธิบายต่อไปในส่วนของวงจรเครื่องรับ

IC U_2 คือ 7490 เป็น ไบนารี เคาท์เตอร์ ซึ่งจะผลิตสัญญาณ ดิจิตอลแชนเปลิ่ง พัลส์ไปควบคุมอินพุตของ U_1 และตัว U_2 นี้ยังเป็นตัว โลจิก ไดรเวอร์ที่ควบคุมอินพุต (A, B, C) ของ IC 14501 ตัว ไบนารี เคาท์เตอร์ จะถูกต่อให้นับถึงเพียงแค่ 5 ซึ่งเป็นการควบคุมการปิดเปิดของสวิทช์ทั้ง 4 ตัวตามลำดับ เมื่อเริ่มนับ 6 ตัว U_2 จะกลับมาเริ่มต้นนับ 1 ใหม่ อัตราการแชนเปลิ่งของ U_2 จะถูกควบคุมด้วยสัญญาณคล็อกจาก U_3 (ใช้ LM 555 timer) ความถี่สัญญาณคล็อกนี้ประมาณ 400 kHz

ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะให้ inhibiting pulse 100 - 400 ns ที่ปลายหรือตอนจบของช่วงเวลาของเกทแต่ละตัว ซึ่ง Blank period นี้จะเป็นตัวป้องกันการเกิดการรบกวนข้ามช่องของสัญญาณ

ความถี่ของสัญญาณคล็อกทางด้านส่งที่ผลิตโดย U_3 นั้นถูกกำหนดโดย R 1.5K โอห์ม และ 470 โอห์ม และ C 270 pF เมื่อด้านส่งทำการมัลติเพล็กซ์สัญญาณอินพุตต่าง ๆ สัญญาณคอมโพสิตหรือส่วนประกอบของสัญญาณต่าง ๆ จะสังเกตได้ที่เอาต์พุต (TP_5) ซึ่งสัญญาณคอมโพสิตนี้จะรวมถึงพัลส์ในการซิงโครไนซ์ และช่องสัญญาณอินพุตทั้งสิ้น ซึ่งสัญญาณคอมโพสิตที่ได้จะถูกส่งไปเปลี่ยนเป็นแสงโดย LED ของชุดเครื่องส่ง และจะถูกคัปปลิ่งเข้าไปในเส้นใยนำแสงต่อไปยังชุดเครื่องรับ

สำหรับสัญญาณอินพุตที่ใช้ทดลองนี้จะใช้ IC กำเนิดสัญญาณ LM 566 เพื่อให้กำเนิดรูปร่างของสัญญาณขึ้น 4 แบบ คือ รูปคลื่นสแควร์ , รูปคลื่นสามเหลี่ยม , รูปคลื่นซายน์ และ พิค พัลส์

3.1.2 ด้านรับ

ที่ด้านตัวรับ สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากเส้นใยนำแสงจะถูกตีมอดดูเลขแปลงกลับมาเป็นสัญญาณไฟฟ้า แล้วส่งไปยังดีมัลติเพล็กซ์เพื่อแยก เอาสัญญาณชนิดต่าง ๆ ที่ส่งมาจากทางด้านส่ง ดังวงจรที่แสดงในรูป 3.3 ซึ่งหน้าที่ของมันก็ตรงกันข้ามกับด้านส่งคือ ด้านส่งจะรับสัญญาณจากหลายช่องสัญญาณ แล้วรวมเข้ามาเป็นส่วนประกอบของสัญญาณเดี่ยว ส่วนทางด้านรับ เมื่อได้รับสัญญาณเข้ามาแล้วจะทำการแยกสัญญาณออกมาตามช่องสัญญาณที่ต้องการ

ซึ่งทางด้านรับจะประกอบด้วยส่วนประกอบสำคัญ ดังนี้

1. ตัว ออฟดีคคอลล เซนเซอร์ และ ตัวขยายสัญญาณ สำหรับการแปลงสัญญาณแสง ให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า

2. ดีมัลติเพล็กซ์เซอร์ (U_4)

3. โลจิก ไตรเวอร์ (U_6)

4. เฟส ล็อก ลูป คอมพาราเรเตอร์ และ ฟิเลเตอร์ (U_5)

5. VCO สำหรับการซิงโครไนซ์กับทางด้านส่ง (U_5)

สัญญาณแสงจะถูกปรับได้โดยไฟโตไดโอด และจะทำการขยายสัญญาณนี้ขึ้นมาโดย Wideband IC Chip (MC1733) ซึ่งมีแบนด์วิธ 10 ถึง 120 Mhz เพื่อส่งไปยังดีมัลติเพล็กซ์เซอร์

ที่ทางด้านรับ โลจิก คอนโทรล อินพุท ของดีมัลติเพล็กซ์เซอร์ (ที่ A , B และ C) จะถูกขับโดยตัว IC 7490 (U_6) และการต่อแบบหารด้วย 5 จะถูกใช้เพื่อควบคุมตัวดีมัลติเพล็กซ์เซอร์ เอาท์พุทของแชนแนล 5 และเอาท์พุท B ของ U_6 จะป้อนให้กับอินพุทของ PLL (ขา 2 และขา 3) ของ U_5 พัลส์ทั้งสองนี้จะทำงานที่ 80 kHz (ขึ้นอยู่กับความถี่คล็อกทางด้านส่ง) เพื่อเปรียบเทียบกัน และค่า error voltage จะถูกส่งเข้าไปในส่วน VCO ของ U_5 เพื่อนำมาใช้มาควบคุมการผลิตความถี่ของตัว VCO ซึ่งเมื่อระบบมีการซิงโครไนซ์ที่ถูกต้องแล้ว ทางด้านรับ เอาท์พุทที่ได้ทางแชนแนล 1 จะปรากฏสัญญาณตัวเดิมที่ป้อนเข้าแชนแนล 1 ทางด้านส่งกลับมาและเป็นลักษณะเดียวกันนี้ในแชนแนล 2, 3, และ 4

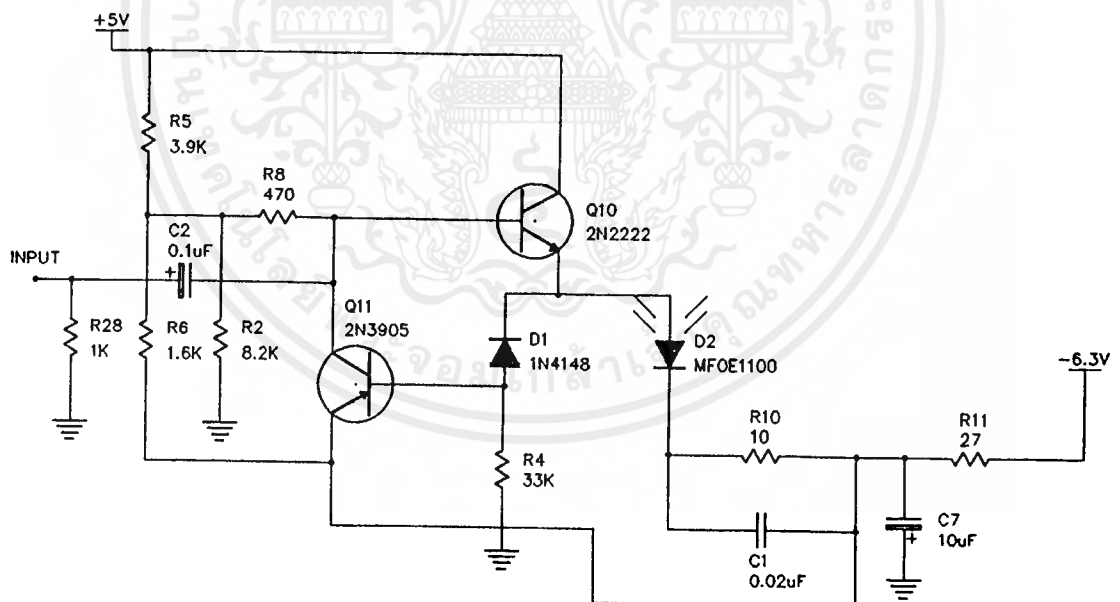
ตัวปรับสัญญาณคล็อก R_{16} (5 กิโลโอห์ม) ทางด้านรับนี้ใช้สำหรับเลื่อนความถี่ ออสซิลเลเตอร์เพื่อให้เกิดการล๊อคความถี่ของ PLL

3.1.3 ภาคส่งแสง (OPTICAL TRANSMITTER)

ภาคส่งแสงใช้ LED เป็นตัวกำเนิดแสง โดยเลือกใช้ LED เบอร์ IF - E91B ซึ่งมีความยาวคลื่น 850 nm มีสเปกตรัมวิดิธที่พลังแสงตกลงไปครึ่งหนึ่งเท่ากับ 80 nm แบนด์วิธของ LED ที่ -3 dB เท่ากับ 2 Mhz มีพลังงานแสงส่งออก 100 เมื่อมีกระแสไบอัส 100 mA

วงจรที่ใช้ขับ LED ในรูปที่ 3.4 ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นตัวไบอัสกระแสให้ LED และมีการป้อนกลับเพื่อให้เสถียรภาพของวงจรดีขึ้น ซึ่งในวงจรที่ใช้กำหนดค่ากระแสไบอัสไว้ที่ประมาณ 50 mA ดังนั้นจะหาพลังงานแสงที่ส่งออกไปจาก LED ได้จากตารางในรูปที่ 3.5 ซึ่งเป็นตารางนอร์มอลไลซ์ของพลังงานแสงเทียบกับกระแสไบอัส

จากวงจรที่ใช้ทำทดลองนี้ หาพลังงานแสงที่ปล่อยออกไปจาก IF - E91B ได้เท่ากับ 1.56 mW (1.93 dBm)



รูปที่ 3.4 วงจรภาคส่งแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

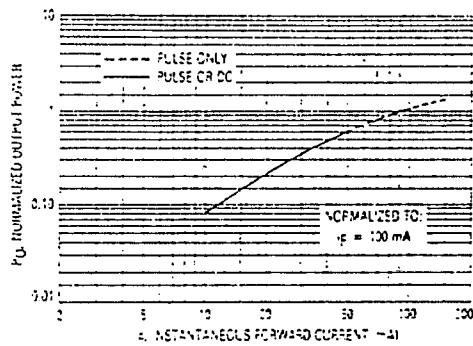


Figure 1. Normalized Output Power versus Forward Current

รูปที่ 3.5 ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานแสงกับกระแสไบอัส

3.1.4 ภาครับแสง (OPTICAL RECEIVER)

ภาครับแสงใช้โฟโตไดโอดเป็นตัวดีเทคแสง โดยเลือกใช้เบอร์ MFOD 1100 ของโมโตโรล่า ลักษณะของวงจรเป็นแบบ High Impedance โดยมี R ปรับค่า (R1) เป็นตัวปรับความไวในการรับสัญญาณ และใช้ IC ซีดีโอแอมป์ เบอร์ MC 1733 เป็นตัวขยายสัญญาณให้แรงขึ้น ซึ่งแรงดันออกจาก MC 1733 นี้ หาได้จาก

$$V_o = I_p R_L A$$

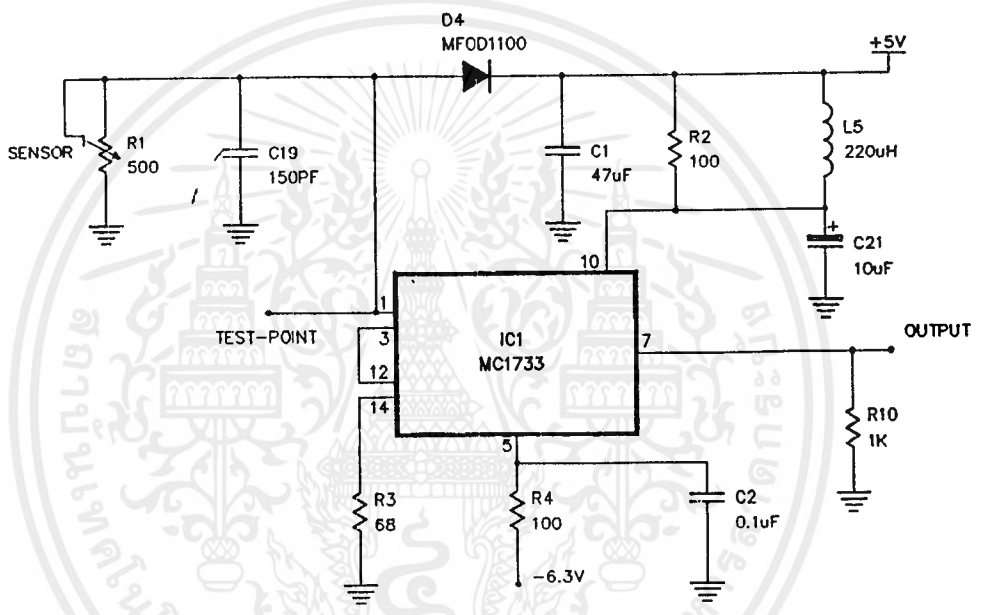
เมื่อ I_p คือกระแสอินพุตเนื่องจากผลของแสงตกกระทบบั้วโฟโตไดโอดซึ่งหาได้จาก

$$I_p = \text{Responsivity} * P_{in}$$

Responsivity เป็นค่ากระแสต่อพลังงาน ซึ่งกำหนดด้วยสเปกของมันซึ่ง MFOD 1100 ที่เลือกใช้นี้มี Responsivity เท่ากับ $0.35 \mu A / \mu W$

P_{in} คือพลังงานแสงหรือขนาดของความเข้มแสงที่ตกกระทบบั้วโฟโตไดโอด

ส่วน R_L จะเป็น R ปรับค่า (R1) ที่ต่ออยู่ในวงจรดังรูปที่ 3.6 และ A เป็นเกนการขยายของวงจร

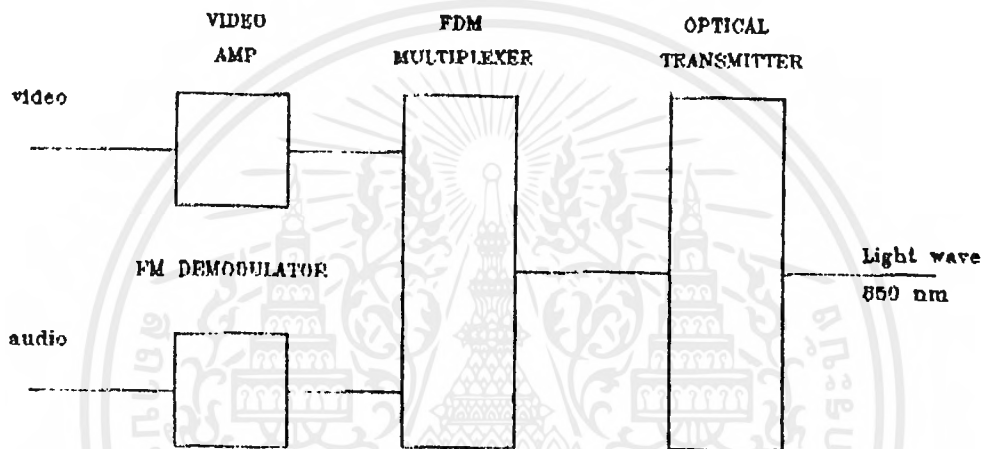


รูปที่ 3.6 วงจรภาครับแสง

3.2 การทดลองมัลติเพล็กซ์สัญญาณภาพและเสียงแบบ FDM

ในบทนี้จะกล่าวถึงส่วนของการมัลติเพล็กซ์สัญญาณภาพและเสียงแบบ FDM เพื่อส่งผ่านไปในเส้นใยแสงเส้นเดียวกัน ซึ่งสัญญาณภาพและเสียงนั้นจะส่งเป็นแบบอนาล็อก โดยจะทำการเลื่อนสเปกตรัมของเสียงขึ้นไปอยู่เหนือภาพที่ความถี่ 6.8 Mhz เพื่อไม่ให้สัญญาณทั้งสองมาชนกัน โดยใช้การมอดดูเลทแบบ FM กับสัญญาณเสียง ส่วนสัญญาณภาพจะถูกเข้าไปมอดดูเลทเป็นสัญญาณแสงโดย LED เพื่อส่งเข้าไปในเส้นใยแสง รูปที่ 3.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของตัวส่ง

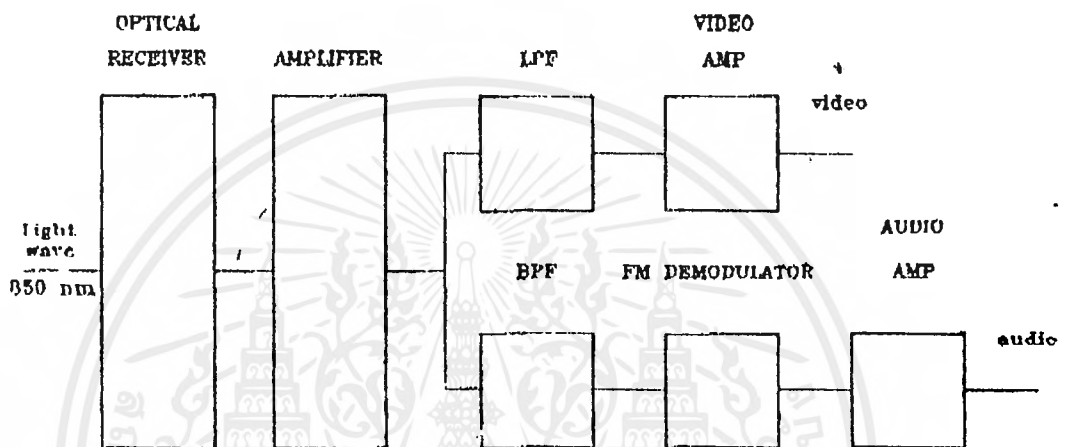
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมของด้านส่ง

เมื่อสัญญาณแสงถูกคัปปลิงเข้ามาที่ด้านรับจะถูกตีเทคโดยโฟโตไดโอดเพื่อแปลงแสงกลับมาเป็นสัญญาณไฟฟ้าอีกครั้ง และสัญญาณไฟฟ้าที่ได้จะถูกนำไปขยายเพื่อที่จะส่งไปตีมัลติเพล็กซ์แบบ FDM โดยใช้วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ (BPF) และโลว์พาสฟิลเตอร์ (LPF) ซึ่ง BPF นั้นจะกรองซับแคเรียร์ของเสียงออกมา ส่วน LPF จะกรองเอาเฉพาะสัญญาณภาพ

สัญญาณซับแคเรียร์ของเสียงที่ผ่าน BPF แล้วจะถูกนำไปตีมอดดูเลทเพื่อแยกเอาสัญญาณเสียงคืนมา และนำไปขยายเพื่อส่งเข้า audio in ของเครื่องรับ TV ส่วนสัญญาณภาพ หลังจากผ่าน LPF แล้วจะถูกนำไปขยายตัวด้วยวีดีโอแอมป์และผ่านวงจรบัฟเฟอร์เพื่อป้อนเข้า video in ของเครื่องรับ TV



รูปที่ 3.8 บล็อกไดอะแกรมของตัวรับ

3.2.1 ภาค FM มอดดูเลเตอร์

ภาค FM มอดดูเลเตอร์ในด้านส่งนี้ใช้ IC เบอร์ NE 564 ซึ่งเป็น IC เฟสล็อกสูง จากข้อมูลของ IC เบอร์นี้ สามารถออกแบบให้มีการทำงานได้ถึง 50 MHz โดยภายใน IC จะประกอบด้วยส่วนของ VCO , ลิมิเตอร์ , เฟสคอมพาราเรเตอร์ และ post detection processor

การคำนวณหาค่าความถี่ VCO สามารถหาได้จาก

$$C_0 = \frac{1}{2500 f_0}$$

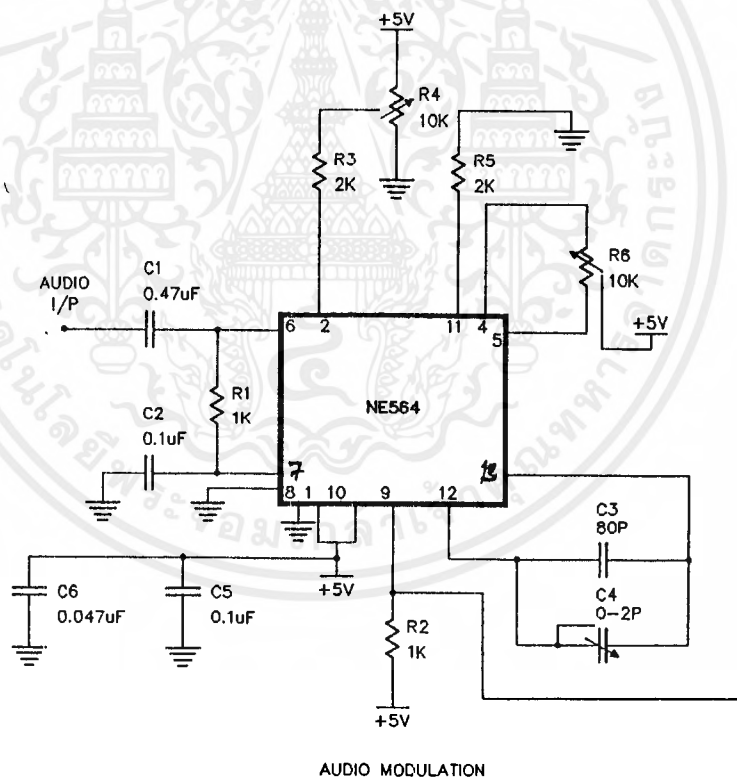
ซึ่ง C_0 นี้ต่ออยู่ระหว่างขา 12 และ 13 ของ NE 564 ในการทดลองนี้ค่า C_0 หาได้จากความถี่ขับแคเรียร์ของสัญญาณเสียง ซึ่งกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 6.8 MHz ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_0 = \frac{1}{2500 * 6.8 * 10^6}$$

$$= 58.8 \text{ pF}$$

วงจรที่ใช้ทดลองเลือกใช้ C ค่า 47 pF ต่อกันกับ C ปรับค่าได้ 0 ถึง 20 pF จากวงจรในรูปที่ 3.9 เป็นวงจรภาค FM มอดดูเลเตอร์ ซึ่ง R ปรับค่าที่ต่อระหว่างขา 4 และ 5 จะช่วยในการปรับความถี่ VCO อย่างละเอียดอีกที



รูปที่ 3.9 วงจรภาค FM มอดดูเลเตอร์

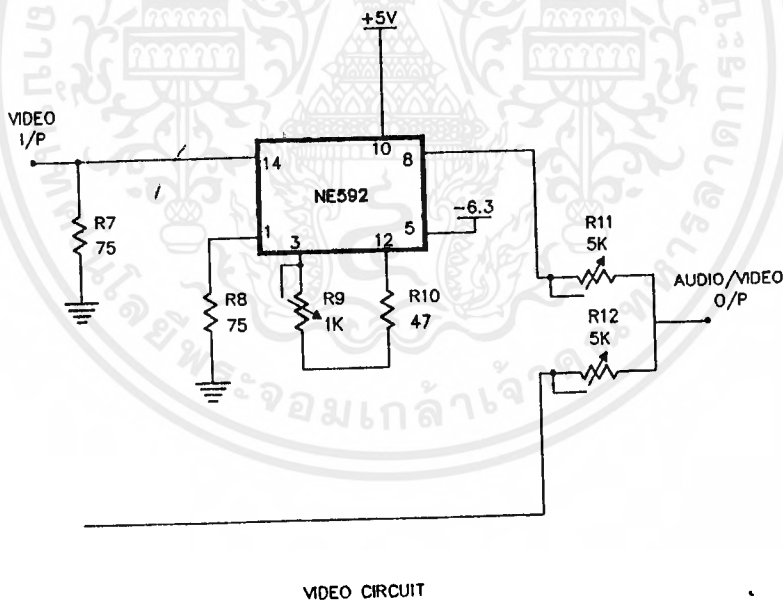
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 ภาควิดีโอแอมป์

ภาคนี้ใช้ IC เบอร์ NE 592 ซึ่งเป็น IC วิดีโอแอมป์ที่มีแบนด์วิดท์กว้างถึง 120 MHz สามารถปรับเกณฑ์การขยายได้จาก R ปรับค่าที่ต่ออยู่ระหว่างขา Gain Select ซึ่งในการทดลองนี้ต่ออยู่ระหว่างขา 3 (G_{2B}) และขา 12 (G_{2A}) ซึ่งจะทำให้วงจรมีแบนด์วิดท์ 90 MHz และเกณฑ์การขยายสูงสุด 120 เท่า

สำหรับวงจรวิดีโอแอมป์ทางด้านส่งนั้น ออกแบบให้เป็นวงจรบัฟเฟอร์โดยมีเกณฑ์การขยายเท่ากับ 1 ซึ่งจากตารางในรูป 3.11 นั้น จะหาค่า R_{ADJ} เพื่อต่อระหว่างขา 3 และ 12 ในการปรับเกณฑ์ได้เท่ากับ 1 กิโลโอห์ม

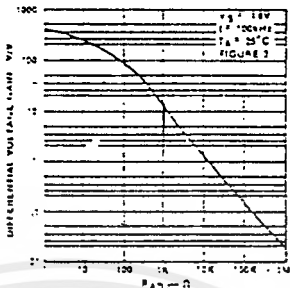
สำหรับวงจรวิดีโอแอมป์ทางด้านรับ จะเป็นวงจรขยายสัญญาณภาพให้แรงขึ้นก่อนผ่านวงจรบัฟเฟอร์เพื่อป้อนให้กับ video in ของเครื่องรับ TV ซึ่งเกณฑ์การขยายสามารถปรับได้ 10 ถึง 120 เท่า โดย R ปรับค่า 1 กิโลโอห์มซึ่งต่ออนุกรมกับ R 47 โอห์ม ในรูป 3.12



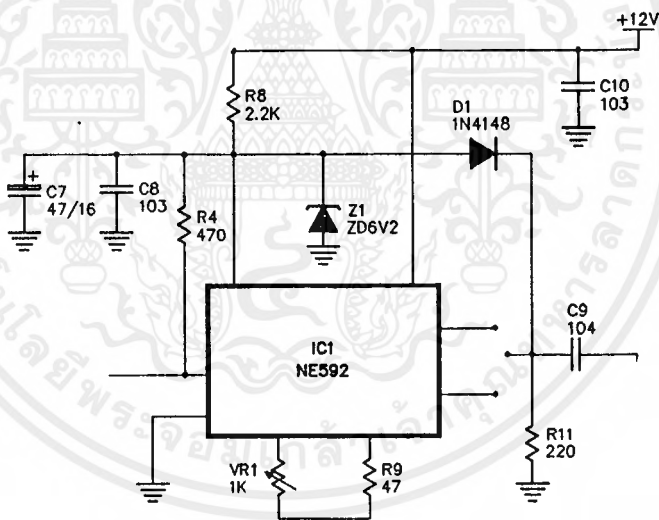
รูปที่ 3.10 วงจรภาค วิดีโอแอมป์ ทางด้านส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VOLTAGE GAIN
AS A FUNCTION OF
R_{ADJ} (FIGURE 3)



รูปที่ 3.11 ตารางค่า R_{ADJ}

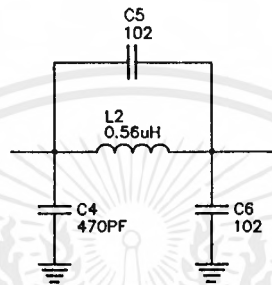


รูปที่ 3.12 วงจรภาค วิดีโอแอมป์ ทางด้านรับ

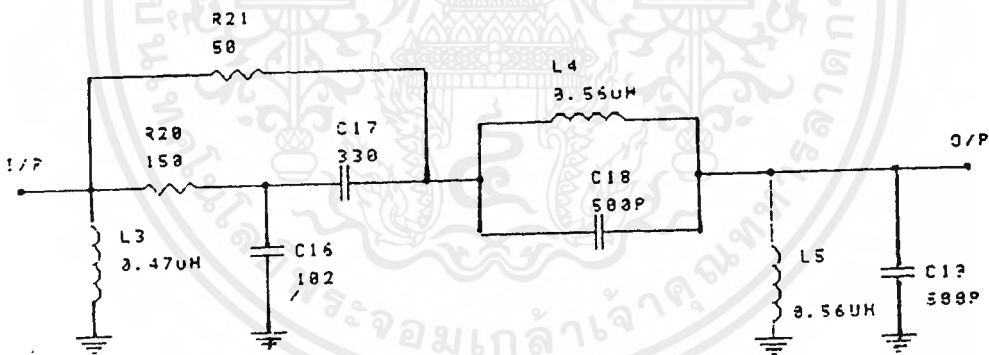
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 ภาค FDM คีมัลติเพล็กซ์เซอร์

ในภาคนี้ใช้วงจร LPF และ BPF เป็นตัวแยกสัญญาณภาพและซันด์เรียร์ของเสียงออกจากกัน ซึ่ง LPF จะกรองเอาเฉพาะสัญญาณภาพออกมาโดยผ่านความถี่ตั้งแต่ 0 ถึง 5 MHz ซึ่งลักษณะการต่อเป็นแบบ m -derived π filter มีความถี่คัทออฟประมาณ 5 MHz ส่วน BPF จะกรองเอาซันด์เรียร์ของเสียงออกมา โดยผ่านความถี่ในช่วง 5 ถึง 8 MHz



รูปที่ 3.13 วงจร LPF

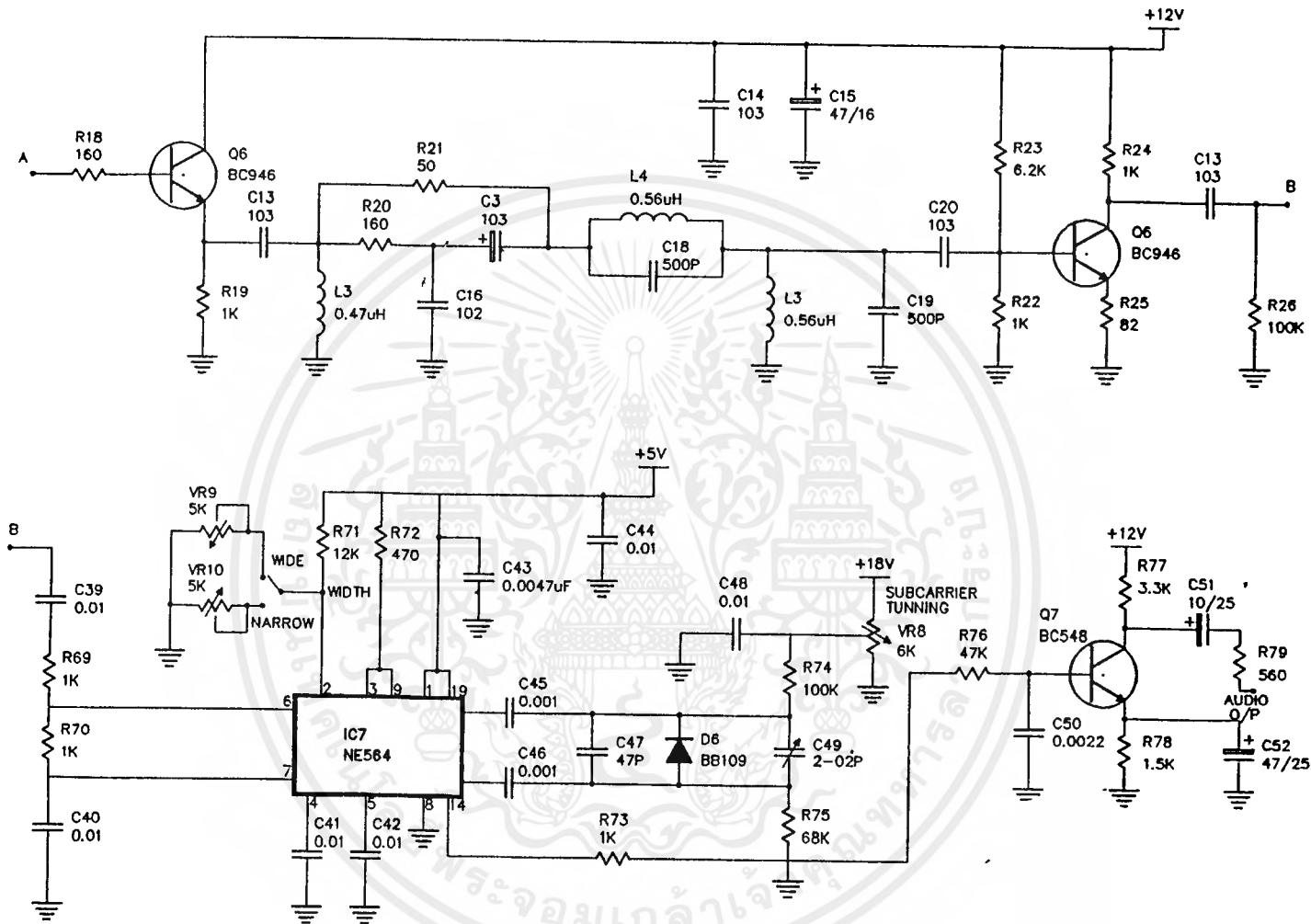


รูปที่ 3.14 วงจร BPF

3.2.4 ภาค FM คีมอดดูเลเตอร์

ในภาคนี้ใช้การมอดดูเลทแบบเฟสล็อกดูป โดยใช้ IC เบอร์ NE 564 การกำเนิดความถี่ของ VCO เพื่อนำไปคูณกับซันด์เรียร์ของเสียงที่รับเข้ามา จะขึ้นอยู่กับค่า C_0 ที่ต่ออยู่ระหว่างขา 12 และ 13 ของ IC จากวงจรที่ใช้ยังมีการสร้าง VCO ย่อยขึ้นมาโดย

ใช้วาริแคปไดโอดต่อขนานกับ C_0 และป้อนแรงดันให้ซึ่งจะช่วยให้สามารถปรับความถี่ VCO ได้ละเอียดขึ้น สำหรับค่า C_0 ที่ใช้นี้เหมือนกับภาค FM มอดดูเลเตอร์ทางด้านส่ง คือใช้ C 47 pF ต่อขนานกับ C ปรับค่าได้ 0 ถึง 20 pF



รูปที่ 3.15 วงจรภาค FM ตีมอดดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

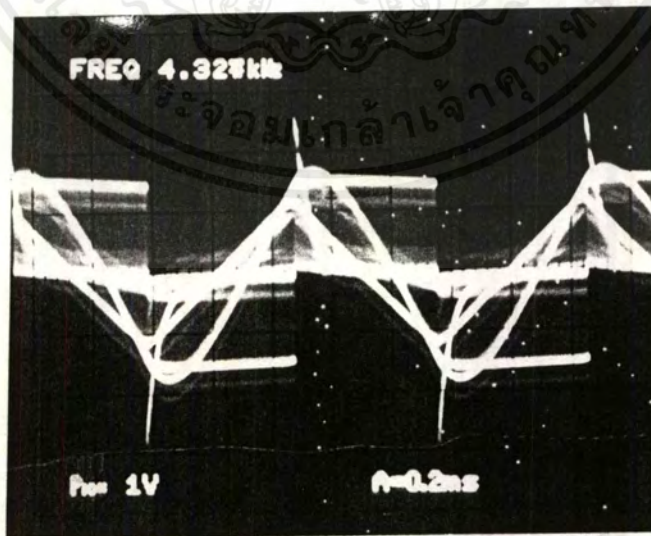
การทดลองและผลการทดลอง

4.1 ผลการทดลองการมัลติเพล็กซ์แบบ TDM

หลังจากประกอบชุดมัลติเพล็กซ์สัญญาณเข้ากับตัวขับแสงทางด้านส่งและตัวดีเทคแสงเข้ากับชุดดีมัลติเพล็กซ์สัญญาณทางด้านรับเรียบร้อยแล้ววัดสัญญาณตามจุดต่าง ๆ



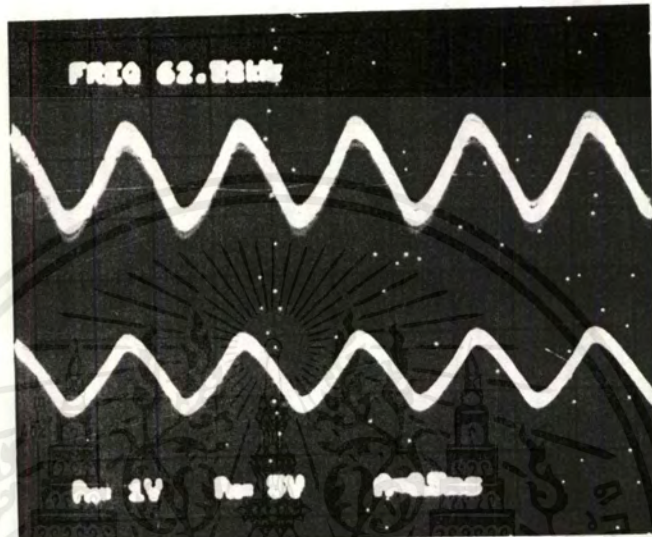
รูปที่ 4.1 สัญญาณมัลติเพล็กซ์ที่จุด TP9



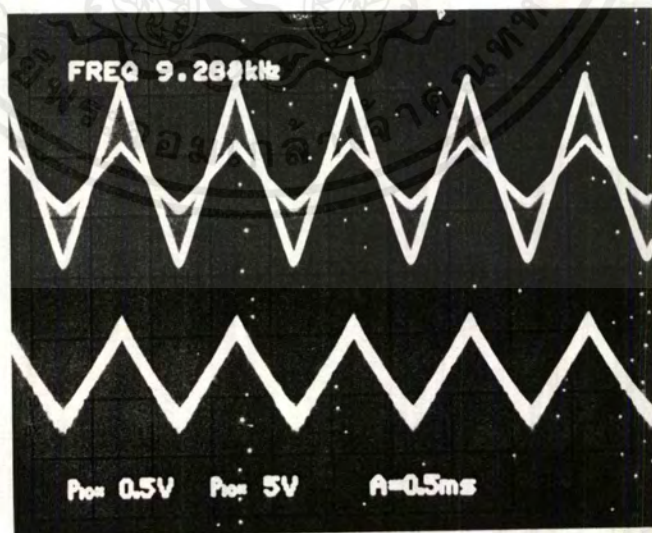
รูปที่ 4.2 แสดงการส่งสัญญาณ 4 ช่องพร้อมซิงค์พัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วัดสัญญาณที่ตีมีลติเพิลิกซ์กลับมาแล้วทั้ง 4 แชนแนลทางด้านรับเปรียบเทียบกับสัญญาณตัวเดิมทางด้านส่ง

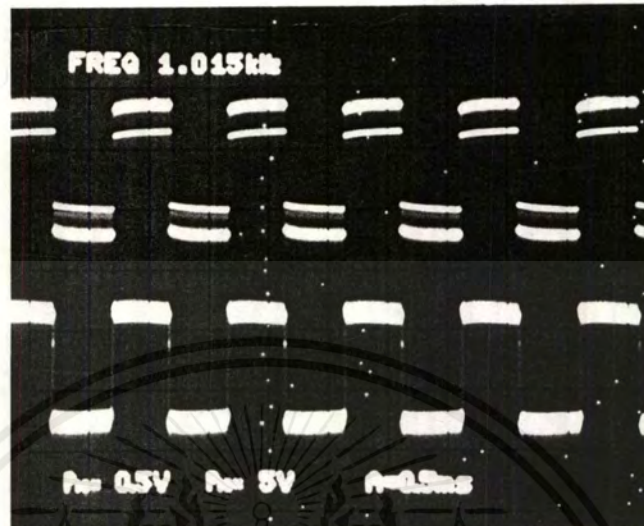


a) สัญญาณแชนแนล 1 (รูปคลื่นซายน์)

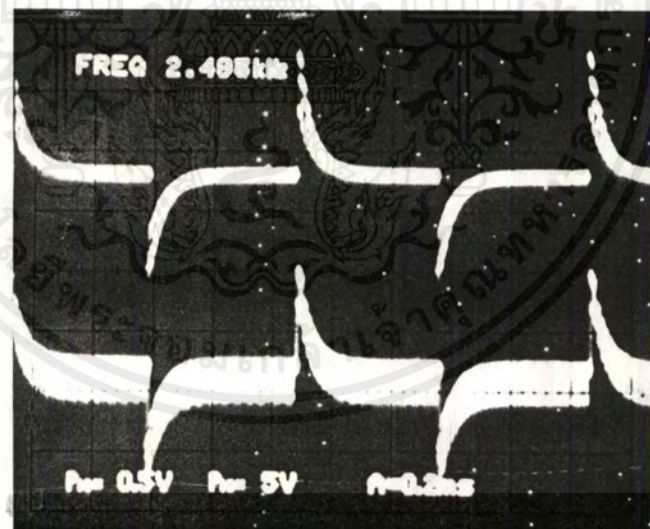


b) สัญญาณแชนแนล 2 (รูปคลื่นสามเหลี่ยม)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



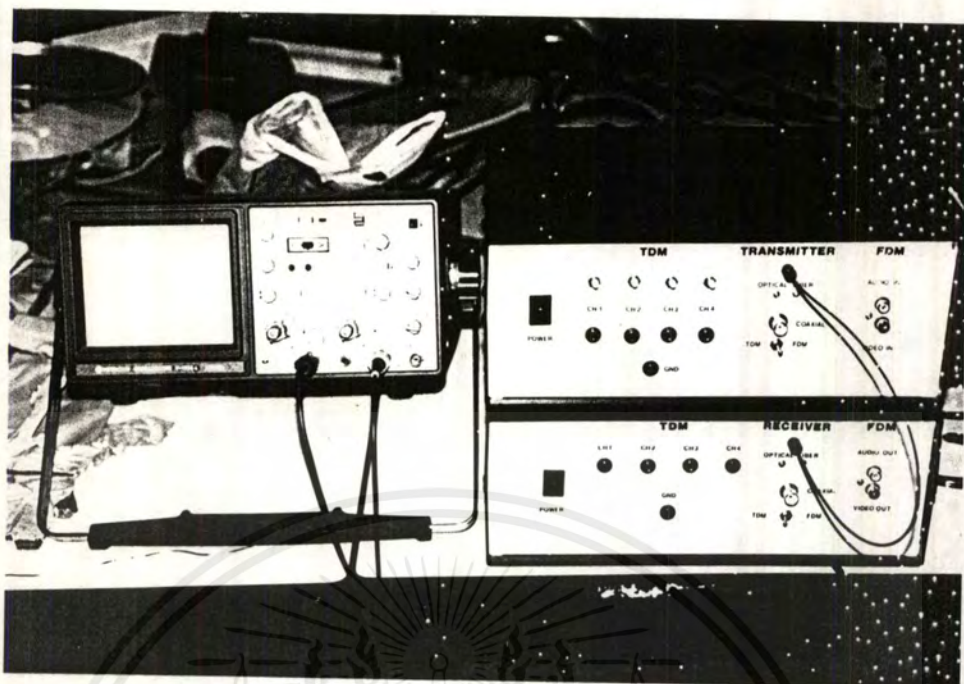
c) สัญญาณแชนแนล 3 (รูปคลื่นสแควร์)



d) สัญญาณแชนแนล 4 (พีค พัลส์)

รูปที่ 4.3 สัญญาณทั้ง 4 แชนแนลที่ถูกดีมัลติเพิล็กซ์กลับมาทางด้านรับ (รูปล่างของจอสโคป) และสัญญาณตัวเดิม ขณะก่อนส่งเข้ามัลติเพิล็กซ์ทางด้านส่ง (รูปบนของจอสโคป)

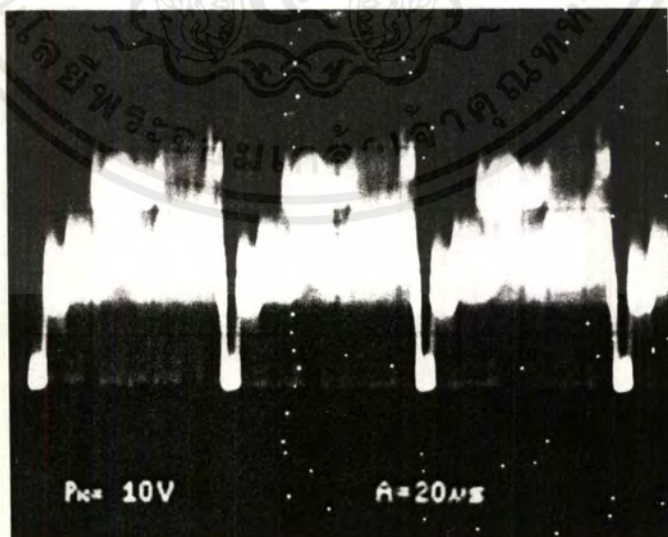
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 รูปของเครื่องส่งและเครื่องรับที่ใช้ทำการทดลอง

4.2 ผลการทดลองการมัลติเพล็กซ์แบบ FDM

การทดลองการมัลติเพล็กซ์สัญญาณภาพและเสียงแบบ FDM นี้ ทางด้านส่งจะใช้สัญญาณภาพและเสียงจากเครื่องเล่นวิดีโอมาใช้ทดสอบและผลการทดสอบจะใช้เครื่องรับโทรทัศน์เป็นตัวแสดงผลของภาพและเสียง

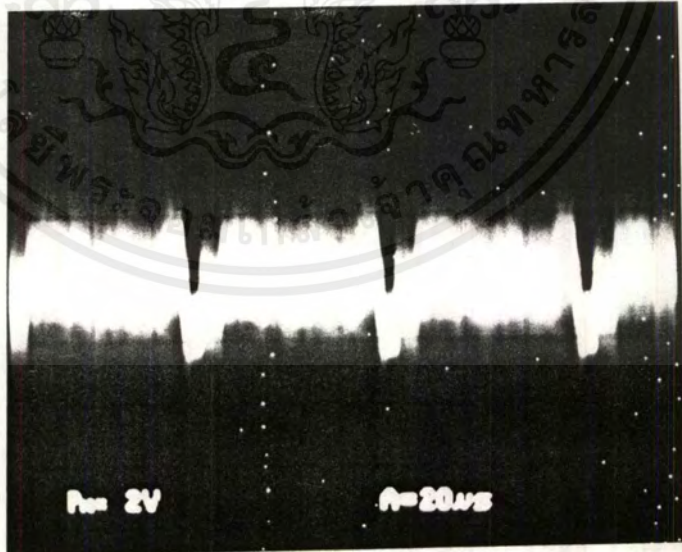


รูปที่ 4.5 แสดงรูปคลื่นของสัญญาณภาพที่ตีมอดดูเลทกลับมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 แสดงภาพเมื่อทำการมัลติเพล็กซ์ไปด้วยกันกับเสียง



รูปที่ 4.7 แสดงรูปคลื่นของสัญญาณเมื่อทำการมัลติเพล็กซ์ภาพกับเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

5.1 สรุปผลการทดลองการมัลติเพล็กซ์แบบ TDM

ในการทดลองส่วนของการมัลติเพล็กซ์สัญญาณผ่านเส้นใยแสง ซึ่งจากการทดลองใช้สัญญาณทดสอบ 4 สัญญาณ เป็น รูปคลื่น ซายน์ , สแควร์ , สามเหลี่ยม และ พัลส์ ซึ่งทั้ง 4 สัญญาณถูกต่อให้เป็นอินพุทของการมัลติเพล็กซ์ โดยมีขนาด 1 โวลท์ ป้อนเข้าไปเพื่อทำการมัลติเพล็กซ์ ปรากฏว่าสัญญาณทางด้านเอาต์พุทของด้านรับนั้นออกมาตรงกับแกนแนลทั้ง 4 แกนแนลเหมือนกับทางด้านอินพุทของด้านส่งโดยไม่มีการกวนกันระหว่างช่อง แต่ขนาดของสัญญาณจะลดลงประมาณ 30 เท่า ซึ่งปัญหานี้สามารถจะทำการขยายสัญญาณเหล่านี้ให้มีขนาดเหมือนเดิมได้

ปัญหาที่เกิดขึ้นในภาคการศึกษาแรกนั้นมีเรื่องการซิงโครไนซ์ของภาครับที่ทำให้วงจรดีมัลติเพล็กซ์ไม่สามารถแยกสัญญาณแกนแนลต่าง ๆ กลับมาได้ ซึ่งพบว่าเกิดจากปัญหาของคอนเนคเตอร์ของตัวกำเนิดแสง และของตัวดีเทคแสง ซึ่งทำให้สัญญาณแสงถูกลดทอนลงเป็นอย่างมากเนื่องจากการสูญเสียจากการคัปปลิงแสง ทำให้สัญญาณไฟฟ้าที่ถูกดีเทคกลับมาแล้วมีกำลังอ่อนลงไปมาก และผิดเพี้ยนไป ดังนั้นสัญญาณซิงค์ที่ถูกส่งมาด้วยจึงไม่สามารถแยกออกมาได้ทางด้านรับ ซึ่งในภาคการศึกษาที่สองนี้ได้รับคอนเนคเตอร์ของตัวกำเนิดแสงที่สามารถประกอบเข้ากันได้พอดีมาใช้ จึงทำให้ปัญหาการคัปปลิงแสงเข้าไปในเส้นใยแสงซึ่งส่วนที่ทำให้เกิดการสูญเสียแสงอย่างมากลดลงไป ส่วนการคัปปลิงทางด้านรับนั้นยังใช้คอนเนคเตอร์ตัวเดิมอยู่ซึ่งก็ทำให้เกิดการสูญเสียแสงบ้าง ซึ่งหลังจากนั้นมาทำการทดลองใหม่ ปรากฏว่าเมื่อปรับให้เฟส ล็อก ลูบ ล็อกความถี่ได้แล้ว ทางด้านรับก็สามารถจะแยกสัญญาณในช่องต่าง ๆ ออกมาได้ตรงกับด้านส่งแต่จะมีขนาดลดลงซึ่งก็สามารถขยายให้แรงขึ้น และนำไปใช้งานได้ต่อไป

5.2 สรุปผลการทดลองการมัลติเพล็กซ์แบบ FDM

การทดลองการมัลติเพล็กซ์สัญญาณภาพและเสียงได้ทำการทดลองโดยการส่งผ่านสายสัญญาณโลหะ เมื่อทดลองส่งทั้งสัญญาณภาพและเสียงไปพร้อมกัน สัญญาณภาพที่ได้นั้นจะถูกรบกวนจากซัปดาห์เรียร์ของเสียง ซึ่งเป็นการเกิดครอสทอร์คระหว่างกัน เนื่องจากความถี่ซัปดาห์เรียร์ของเสียงที่ใช้อยู่ใกล้กับภาพ ดังนั้นเมื่อซัปดาห์เรียร์ของเสียงมีการเบี่ยงเบนตามการกระเพื่อมของสัญญาณเสียง มันก็จะเข้ามารบกวนภาพ

สำหรับสัญญาณเสียง ด้านรับสามารถดีมอดคูเลทท์สัญญาณกลับมาได้ แต่สัญญาณมีการผิดเพี้ยนขึ้น ทำให้เสียงที่รับฟังไม่ชัดเจนซึ่งน่าจะเกิดจาก อินเตอร์มอดคูเลชั่น เนื่องจากสัญญาณภาพก่อนทำการมัลติเพล็กซ์นั้น มีขนาดสูงกว่าซับแคเรียร์ของเสียง

5.3 แนวทางการพัฒนา

- 1) พัฒนาให้สามารถส่งเป็นสัญญาณภาพหรือเสียงหลายช่อง โดยใช้หลักการเดียวกันกับการมัลติเพล็กซ์แบบ TDM
- 2) พัฒนาให้มีการส่งและรับสัญญาณในระบบดิจิทัล
- 3) พัฒนาระบบ FDM ให้สามารถส่งผ่านเส้นใยแก้วได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- 1) ทวีล กิ่งทอง "ทฤษฎีและระบบการสื่อสาร" กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2535
- 2) ปราโมทย์ วาดเขียน และวิวัฒน์ กิรานนท์ "พื้นฐานการสื่อสารข้อมูล" กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2536
- 3) อภินันท์ มัณยานนท์ "การสื่อสารเส้นใยแสง" กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2534
- 4) Harlod B. Killen " Fiber Optic Communication " : Printice - Hall, 1991
- 5) Morris Tischler " Optoelectronics : Fiber Optics and Lasers A Text - Lab manual " : McGraw - Hill, 1992

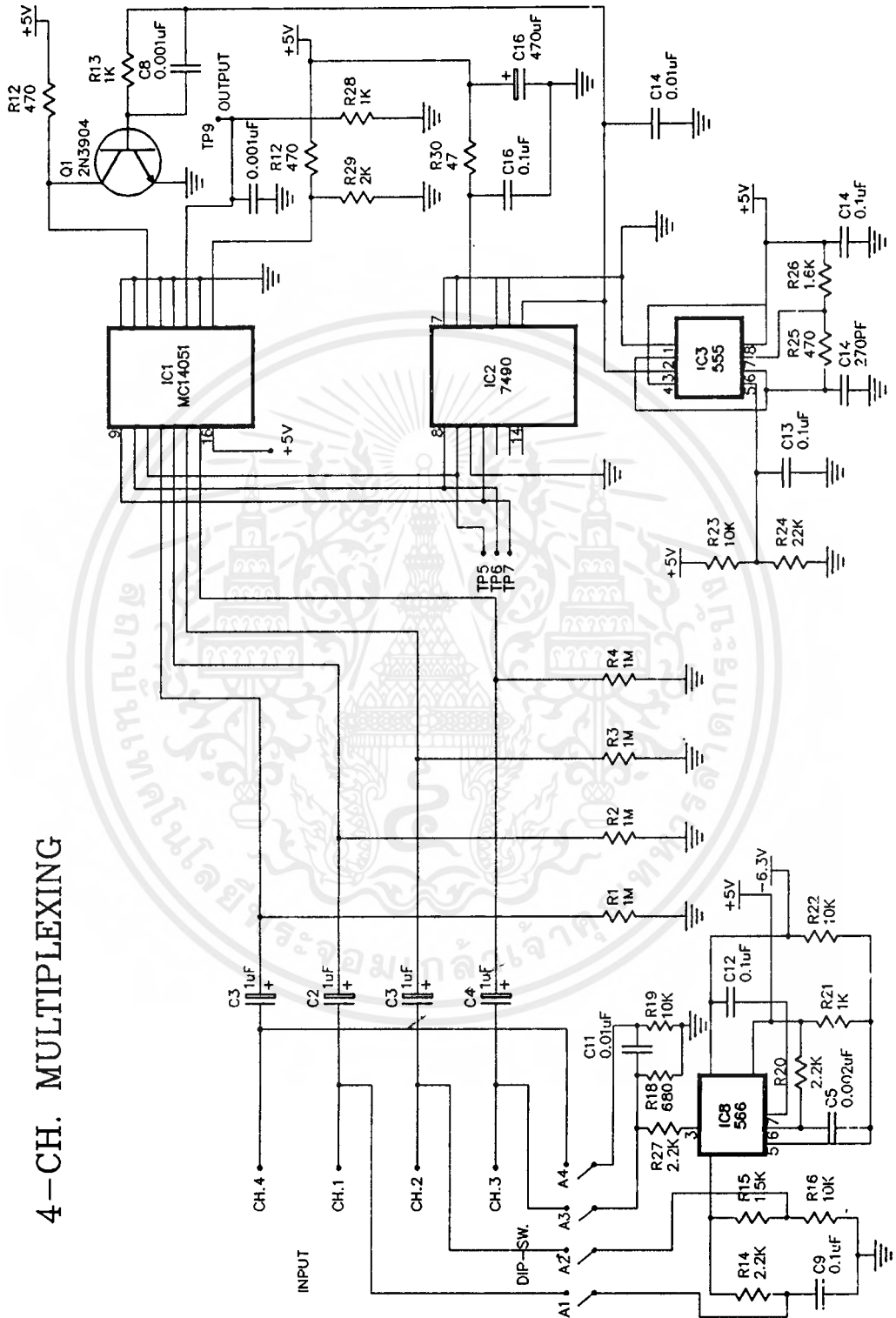


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

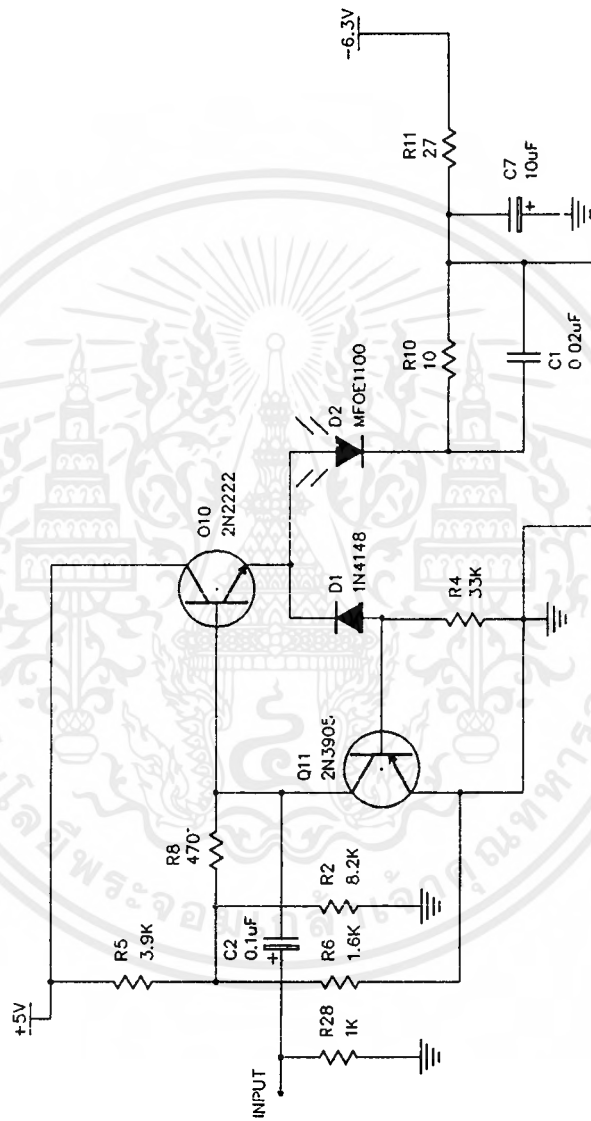


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4-CH. MULTIPLEXING

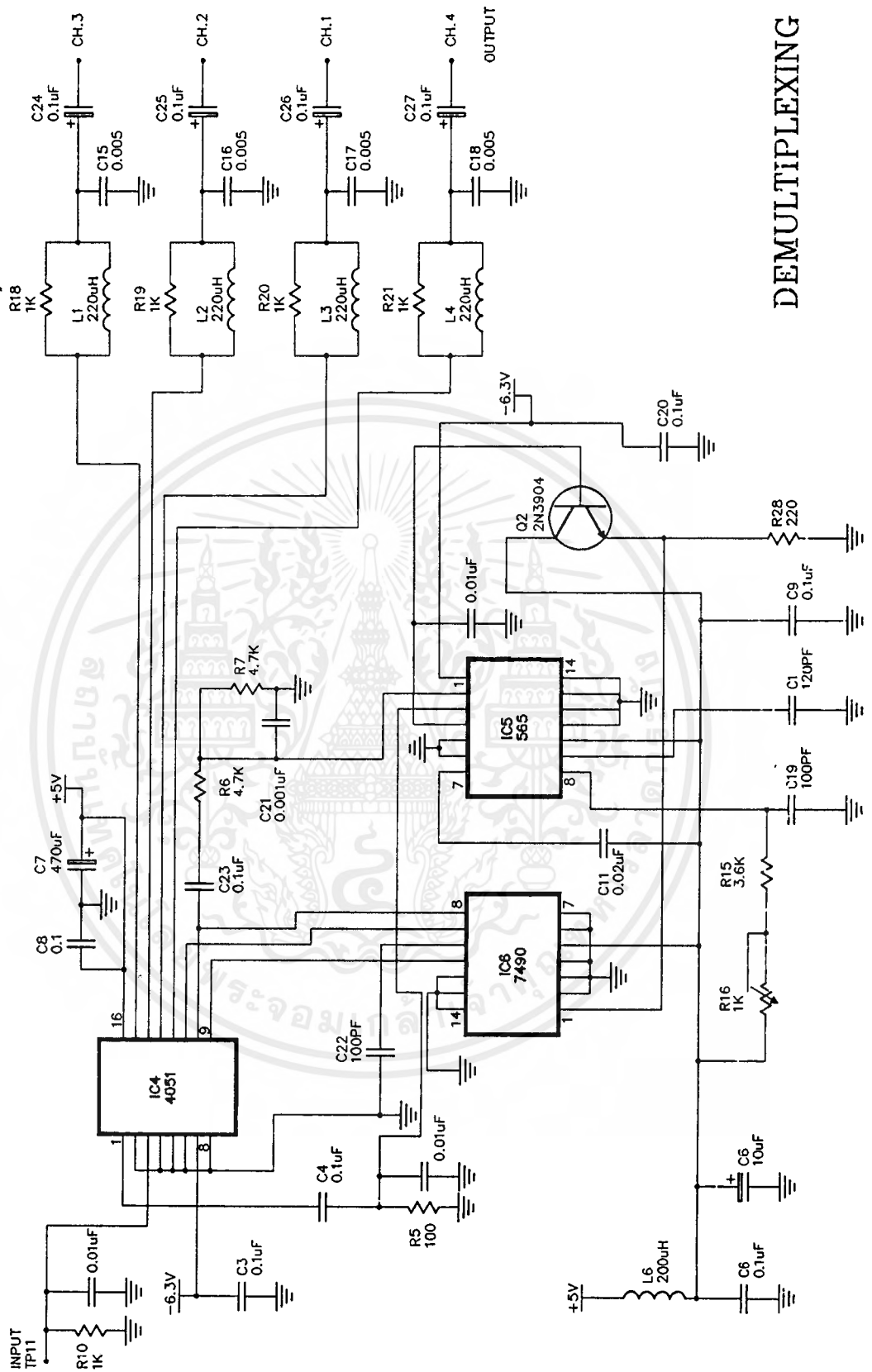


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



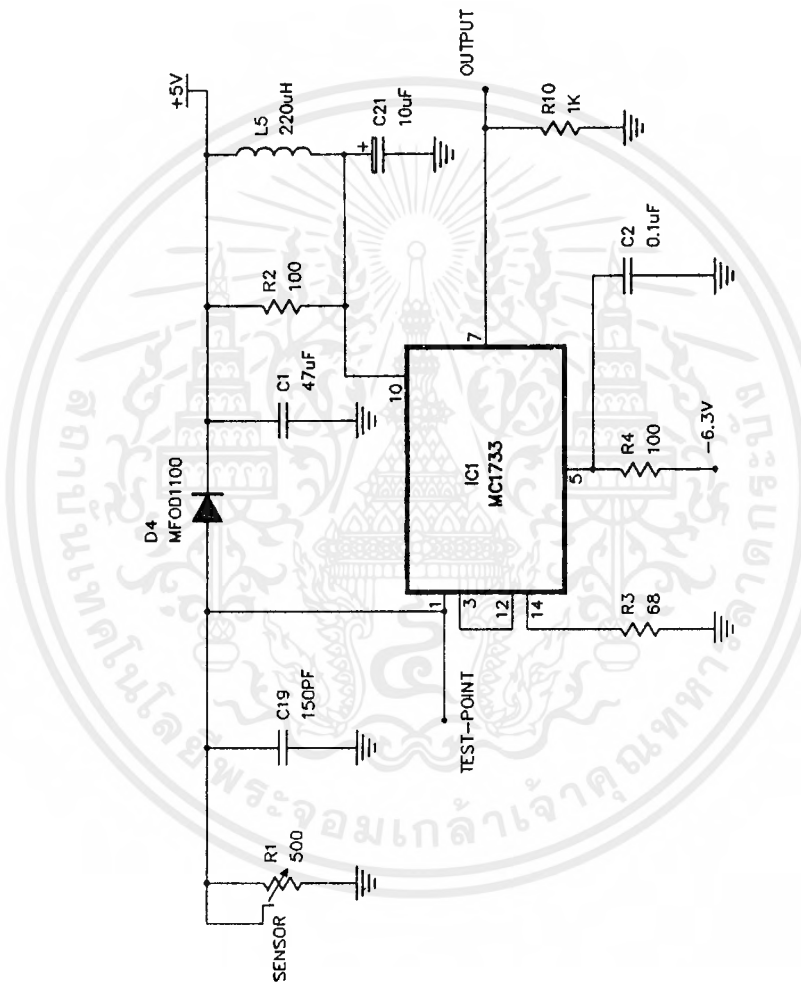
TRANSMITTER OPTICAL FIBER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



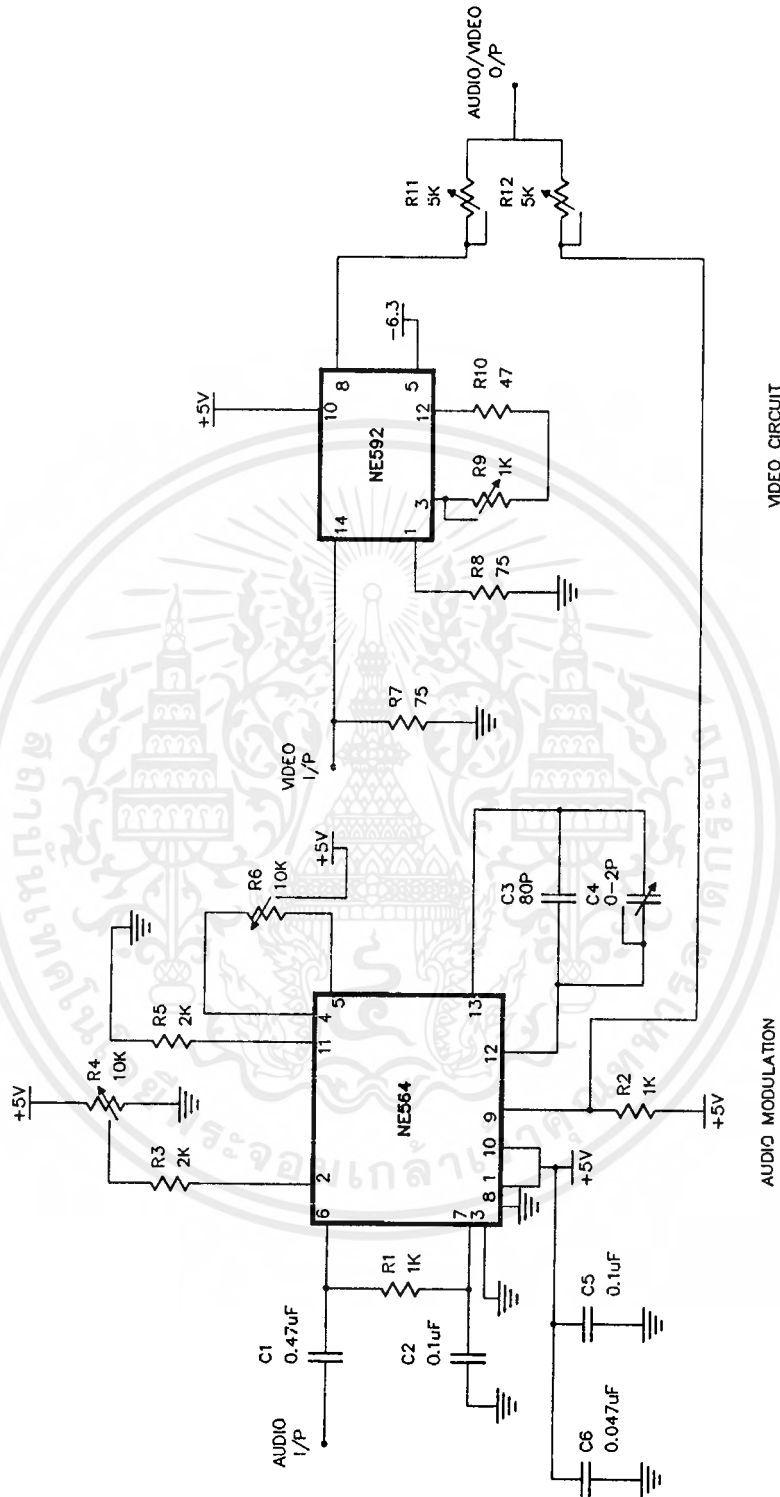
DEMULTEPLEXING

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



RECEIVER OPTICAL FIBER

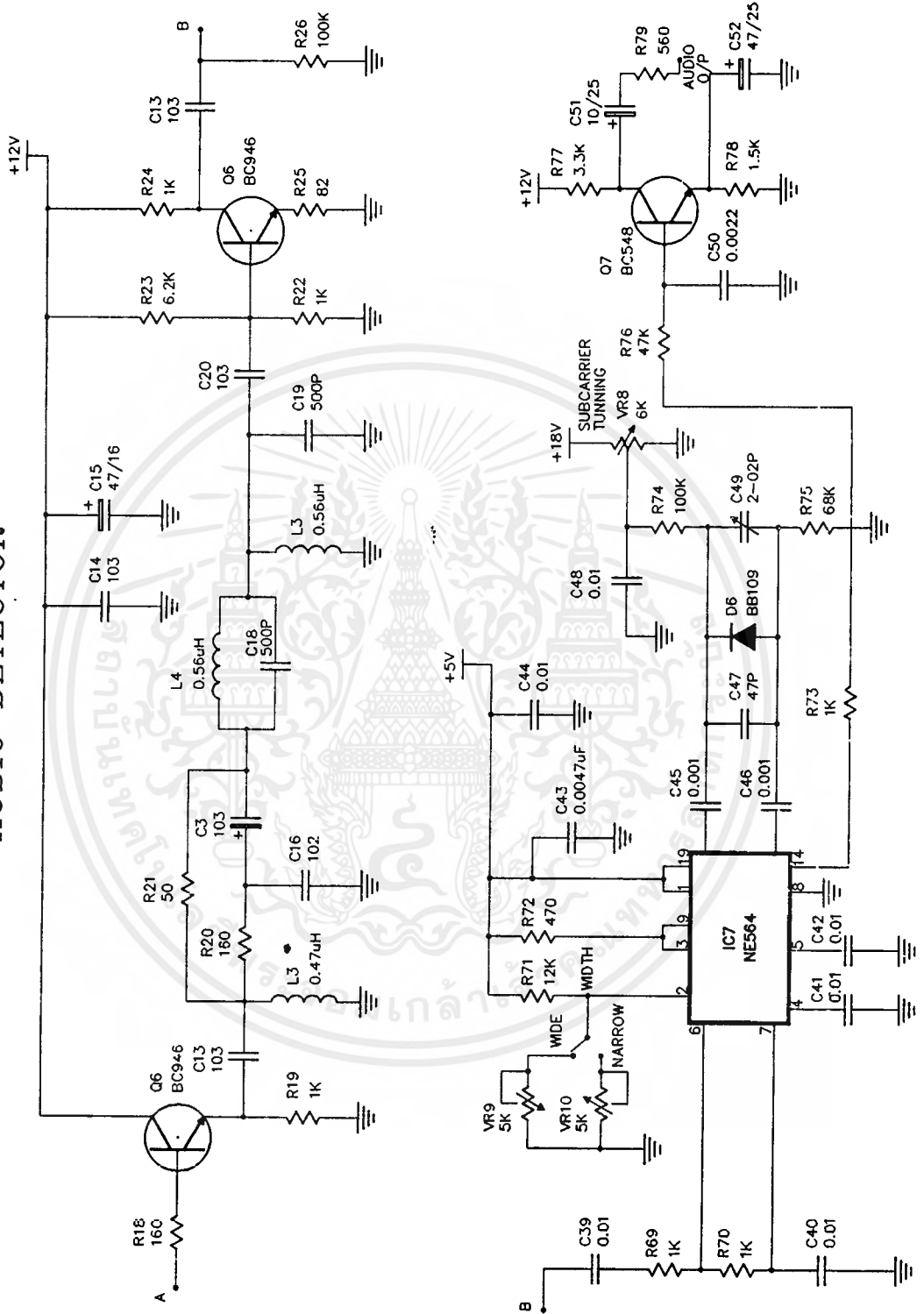
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



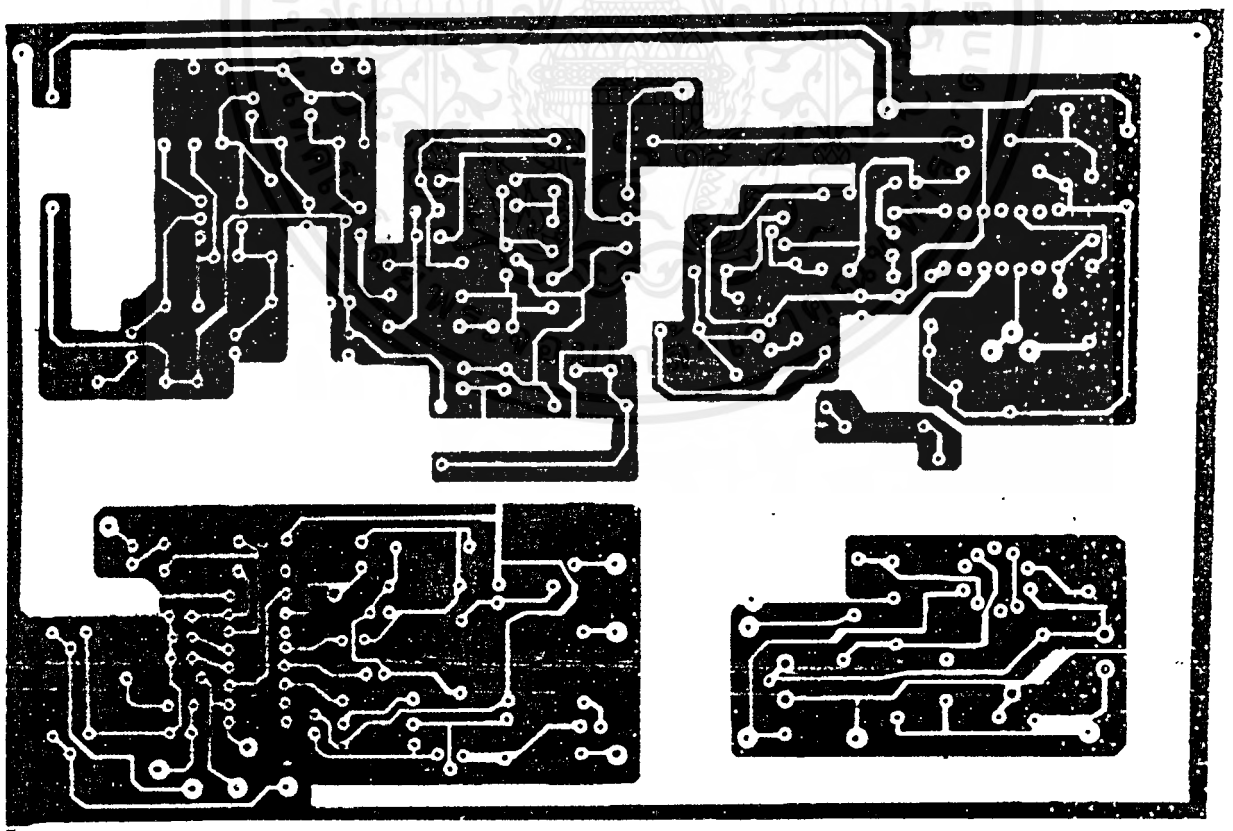
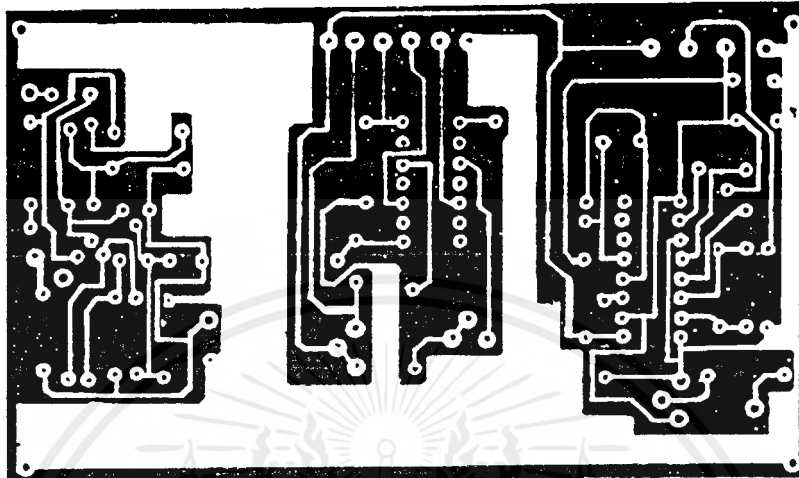
AUDIO/VIDEO TRANSMISSION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AUDIO DETECTOR



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INDUSTRIAL FIBER OPTICS

IF-D91

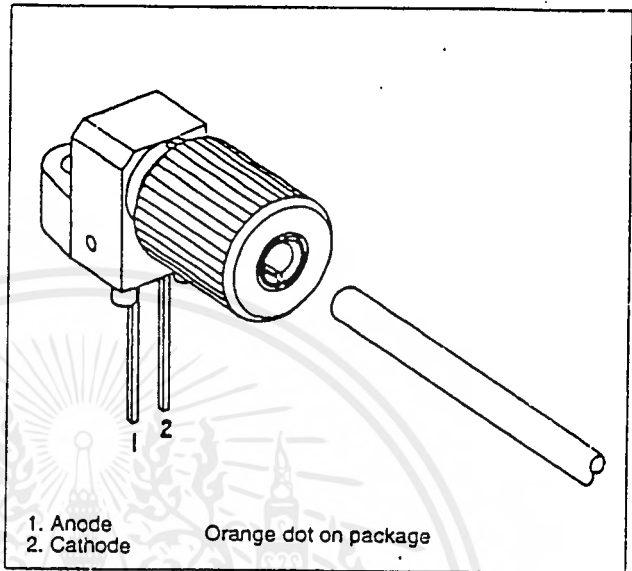
PLASTIC FIBER OPTIC PHOTODIODE

FEATURES

- Mates with Standard, 1000 μm Core, Plastic Fiber Cable
- Internal Micro-lens for Efficient Coupling
- Inexpensive Plastic Connector Housing
- Connector-less Interface
- Interference-free Transmission from Light-tight Housing
- Simple Fiber Termination and Connection
- Excellent Linearity

APPLICATIONS

- Household Appliances
- Power Electronics
- Optical Networks
- Medical Instruments
- Automotive Electronics
- Audio Systems
- Electronic Games



DESCRIPTION

The IF-D91 is the active photodiode device in Industrial Fiber Optics' family of low-cost, medium-frequency, short-distance fiber optic emitters and detectors. Each emitter and detector consists of a PVC housing, an internal active element such as an LED or photodiode, and a cinch nut to hold the fiber in place. The PVC housing retains the active element and the cinch nut while optimizing coupling between the active element and the jacketed 1000 μm plastic fiber.

Working with this family of fiber optics is simple: No special tools or training required. Only a sharp knife or razor blade is needed to terminate the plastic fiber. When the fiber is inserted in the emitter or detector, tighten the cinch nut. Thereafter, the fiber can be removed simply by loosening the nut.

Maximum Ratings ($T_A=25^\circ\text{C}$)

Operating and Storage Temperature Range (T_{OP}, T_{STG})	-40° to 85°C
Junction Temperature (T_J)	85°C
Soldering Temperature (2mm from case bottom) (T_S) $\leq 5s$	240°C
Power Dissipation (P_{TOT}) $T_A=25^\circ\text{C}$	100 mW
De-rate Above 25°C	1.33 mW/°C

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

Parameter	Symbol	Value	Unit
Maximum Photosensitivity	λ_{PEAK}	850	nm
Spectral Bandwidth (S=10% of S _{MAX})	$\Delta\lambda$	400-1100	nm
Rise and Fall Times (10% to 90% and 90% to 10%) ($R_L=50\Omega, V_R=20\text{ V}, \lambda=850\text{ nm}$)	t_r, t_f	5	ns
Total Capacitance	C_T	4	pF
Responsivity @ 860 nm	R	0.4	$\mu\text{A}/\mu\text{W}$
@ 632 nm		0.2	$\mu\text{A}/\mu\text{W}$
Dark Current ($V_R=30\text{ volts}, E_F=0$)	I_D	<60	nA
Reverse Breakdown Voltage	$V_{(BR)R}$	60	V
Forward Voltage	V_f	1.2	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

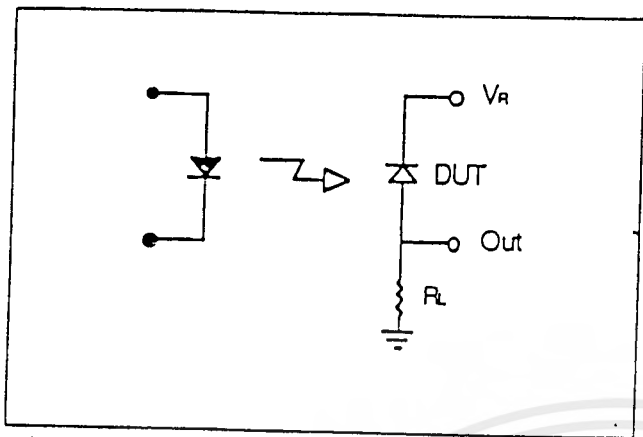


Figure 1. Circuit diagram for measuring rise and fall times.

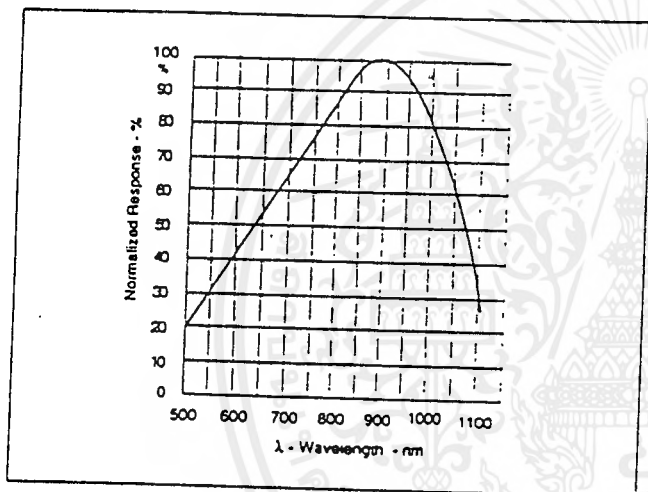
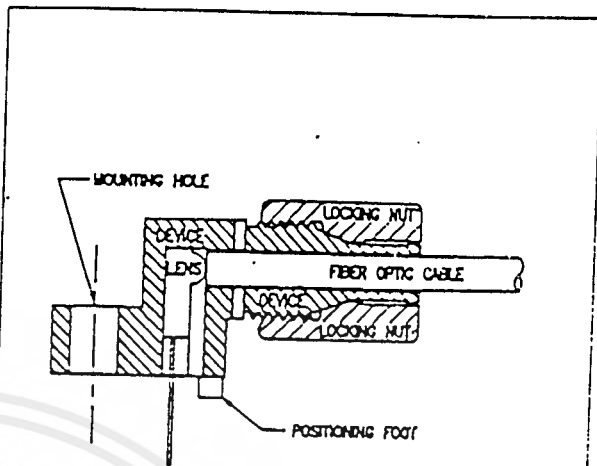


Figure 2. Typical detector response versus wavelength.



Fiber termination instructions:

1. Cut off the ends of the cable with a single-edge razor blade or sharp knife. Try to obtain a precise 90-degree angle (square).
2. Insert the fiber through the locking nut and into the connector until the core tip seats against the internal micro-lens.
3. Screw the connector locking nut down to a snug fit locking the fiber in place.

Figure 3. Cross-section of fiber optic device.

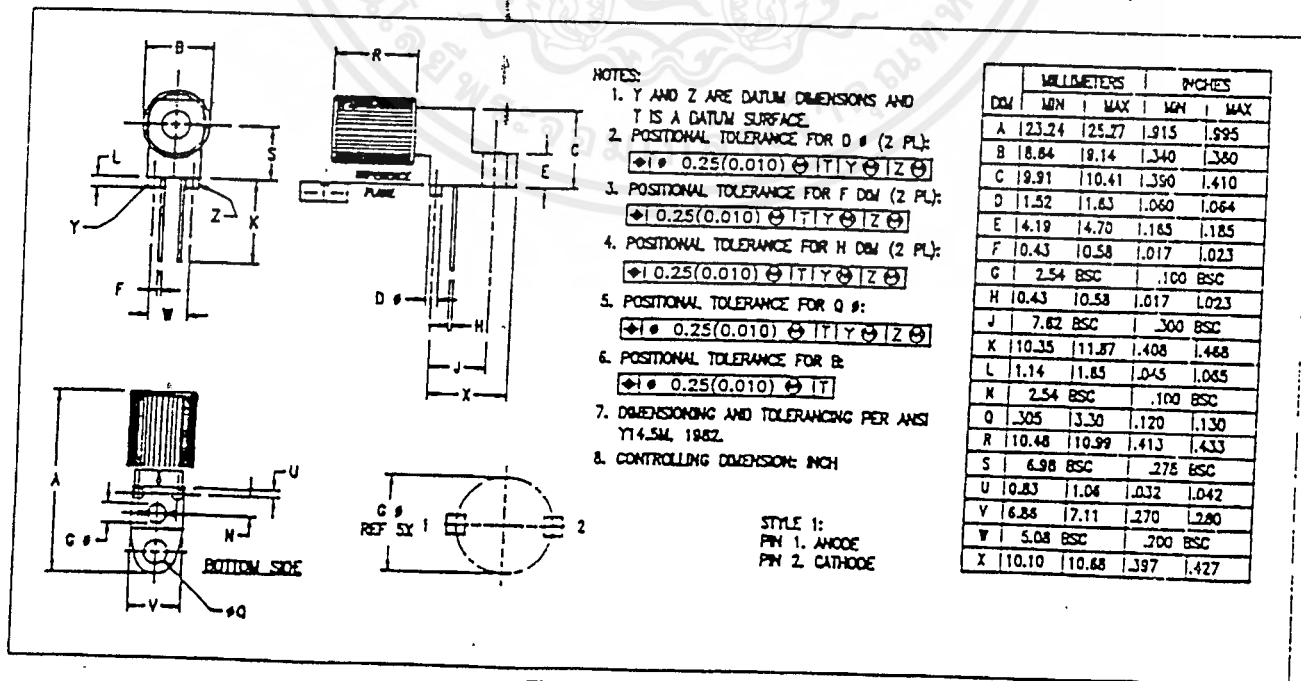


Figure 4. Case outline.

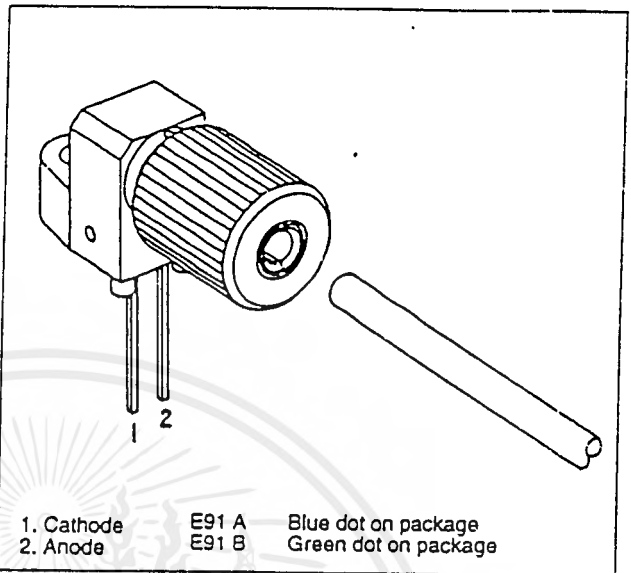
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

FEATURES

- Mates with Standard, 1000 μm Core, Plastic Fiber Cable
- Internal Micro-lens for Efficient Coupling
- Inexpensive Plastic Connector Housing
- Connector-less Interface
- Interference-free Transmission from Light-tight Housing
- Simple Fiber Termination and Connection
- Excellent Linearity

APPLICATIONS

Household Appliances
 Power Electronics
 Optical Networks
 Medical Instruments
 Automotive Electronics
 Audio Systems
 Electronic Games



DESCRIPTION

The IF-E91A and IF-E91B are the infrared LEDs in Industrial Fiber Optics' family of low-cost, medium-frequency, short-distance fiber optic emitters and detectors. Each emitter and detector consists of a PVC housing, an internal active element such as an LED or photodetector and a cinch nut to hold the fiber in place. The PVC housing retains the active element and the cinch nut while optimizing coupling between the active element and the jacketed 1000 μm plastic fiber.

Working with this family of fiber optics is simple: No special tools or training required. Only a sharp knife or razor blade is needed to terminate the plastic fiber. When the fiber is inserted in the emitter or detector, tighten the cinch nut. Thereafter, the fiber can be removed simply by loosening the nut.

Maximum Ratings ($T_A=25^\circ\text{C}$)

Operating and Storage Temperature Range (T_{OP}, T_{STG})	-40° to 85° C
Junction Temperature (T_J)	85° C
Soldering Temperature (2mm from case bottom) (T_S) $\leq 5s$	240° C
Reverse Voltage (V_R)	3 V
Power Dissipation (P_{TOT}) $T_A=25^\circ\text{C}$	100 mW
De-rate Above 25° C	1.33 mW/°C

	IF-E91A	IF-E91B
Forward Current, DC (I_F)	50 mA	100 mA
Surge Current (I_{FSM}) $\leq 10 \mu\text{sec}$	2 A	2 A

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

Parameter	Symbol	IF-E91A	IF-E91B	Unit
Peak Wavelength	λ_{PEAK}	950	880	nm
Spectral Bandwidth, 50% I_{MAX}	$\Delta\lambda$	40	80	nm
Output Power Coupled into Plastic Fiber (1 mm core diameter). Distance lens to fiber ≤ 0.1 mm, 10 cm polished fiber, $I_F=100$ mA	Φ_{min}	50	100	μW
Switching Times (10% to 90% and 90% to 10%) ($R_L=47 \Omega$, $I_F=10$ mA)	t_r, t_f	1.0	0.5	μs
Capacitance	C_0	25	25	pF
Forward Voltage ($I_F=50$ mA)	V_f	1.5 max	1.7 max	V
Temperature Coefficient, λ_{PEAK}	TC_λ	0.3	0.3	nm/K

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

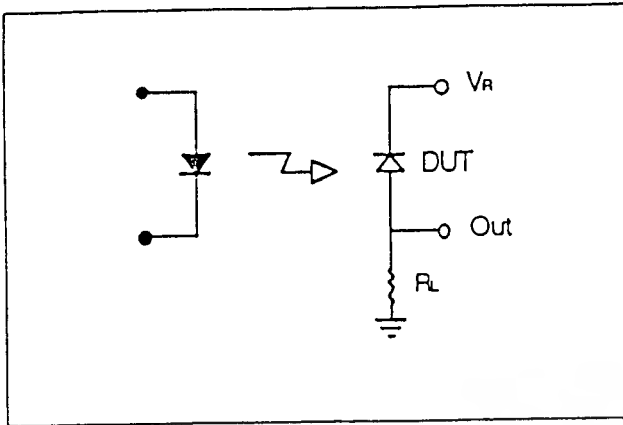


Figure 1. Circuit diagram for measuring rise and fall times.

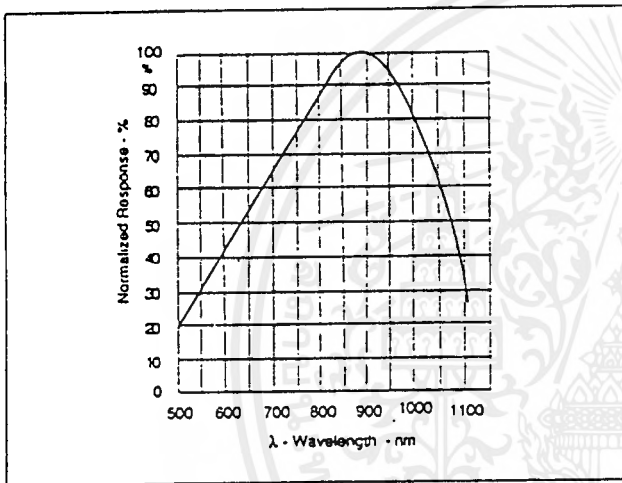
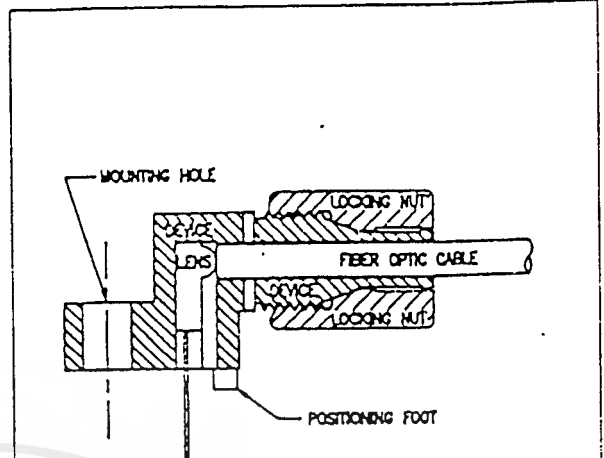


Figure 2. Typical detector response versus wavelength.



Fiber termination instructions:

1. Cut off the ends of the cable with a single-edge razor blade or sharp knife. Try to obtain a precise 90-degree angle (square).
2. Insert the fiber through the locking nut and into the connector until the core tip seats against the internal micro-lens.
3. Screw the connector locking nut down to a snug fit, locking the fiber in place.

Figure 3. Cross-section of fiber optic device.

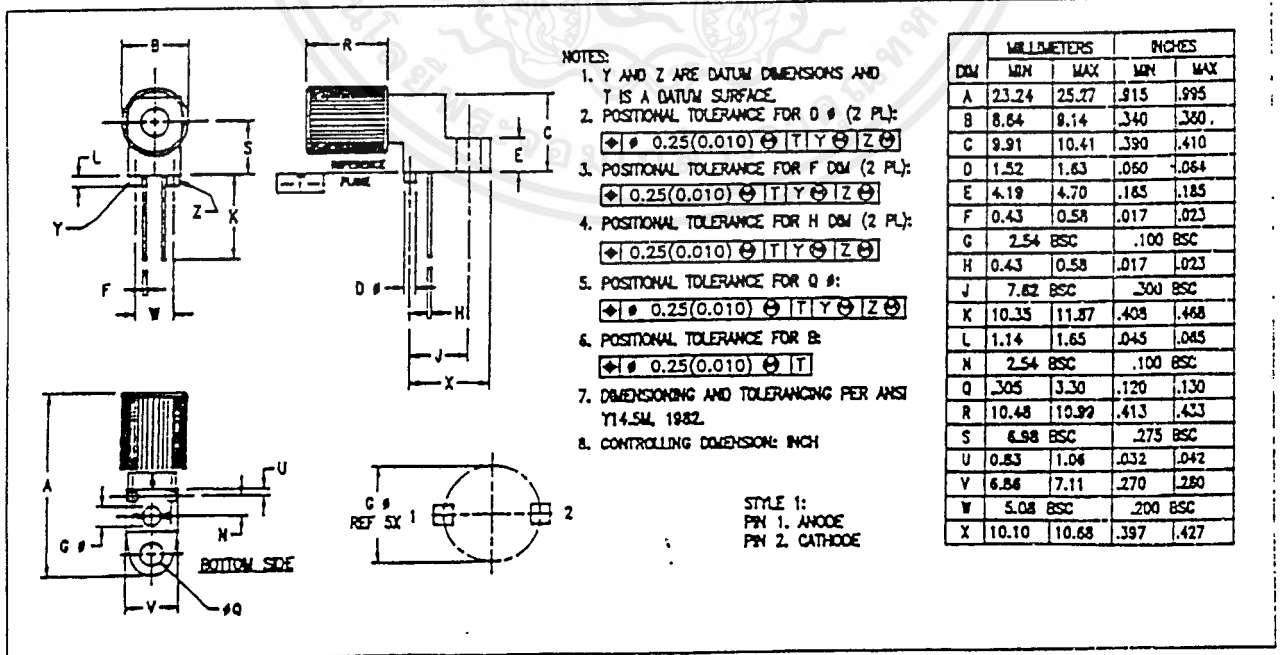


Figure 4. Case outline.



MOTOROLA
Semiconductors

BOX 20912 • PHOENIX, ARIZONA 85036

MC1733
MC1733C

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 @ $A_{vd} = 10$

DIFFERENTIAL VIDEO WIDEBAND AMPLIFIER

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT



G SUFFIX
METAL PACKAGE
CASE 603
TO-100



L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632
TO-115

FIGURE 1 – BASIC CIRCUIT

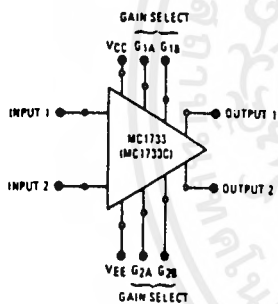


FIGURE 2 – VOLTAGE GAIN ADJUST CIRCUIT

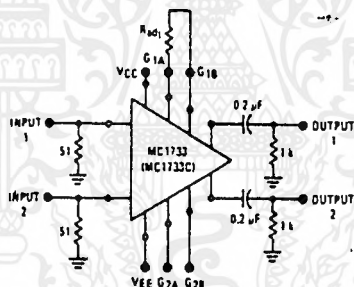
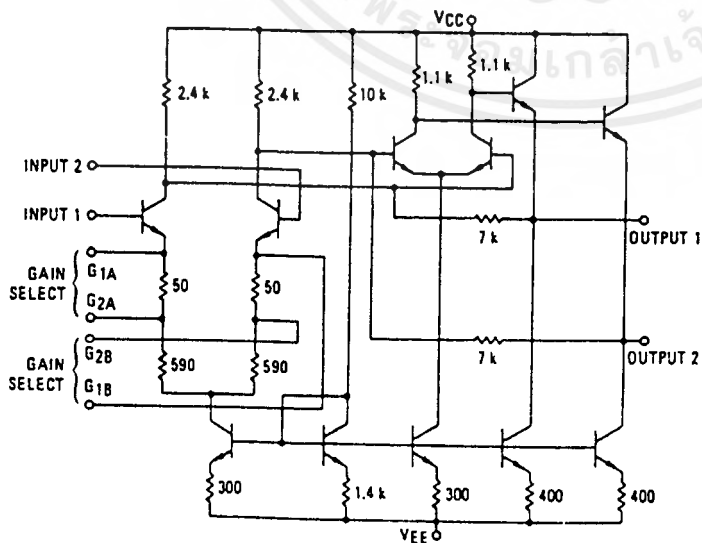
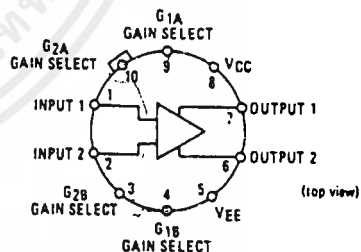


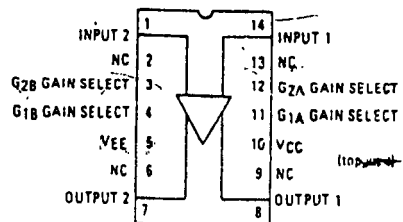
FIGURE 3 – EQUIVALENT CIRCUIT SCHEMATIC



CONNECTION DIAGRAMS



G SUFFIX, METAL PACKAGE
Pin 5 connected to case.



L SUFFIX, CERAMIC PACKAGE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	+8.0	Volts
	V_{EE}	-8.0	
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) Metal Can Package Ceramic Dual In-Line Package	P_D	500	mW
		500	
Operating Temperature Range	T_A	0 to +70	$^\circ\text{C}$
		-55 to +125	
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	A_{vd}	300	400	500	250	400	600	V/V	
									Gain 1 (Note 2)
									Gain 2 (Note 3)
									Gain 3 (Note 4)
Bandwidth ($R_s = 50\ \Omega$)	BW	9.0	10	11	8.0	10	12	MHz	
									Gain 1
									Gain 2
									Gain 3
Rise Time ($R_s = 50\ \Omega$, $V_O = 1\text{ Vp-p}$)	t_{TLH}	-	10.5	-	-	10.5	-	ns	
									Gain 1
									Gain 2
									Gain 3
Propagation Delay ($R_s = 50\ \Omega$, $V_O = 1\text{ Vp-p}$)	t_{PLH}	-	7.5	-	-	7.5	-	ns	
									Gain 1
									Gain 2
									Gain 3
Input Resistance	R_{in}	20	30	-	10	30	-	k Ω	
									Gain 1
									Gain 2
									Gain 3
Input Capacitance (Gain 2)	C_{in}	-	2.0	-	-	2.0	-	pF	
Input Offset Current (Gain 3)	$ I_{IO} $	-	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 ($R_s = 50\ \Omega$, 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	60	86	-	60	86	-	dB	
									Gain 2 ($V_{CM} = \pm 1\text{ V}$, $f \leq 100\text{ kHz}$)
Gain 2 ($V_{CM} = \pm 1\text{ V}$, $f = 5\text{ MHz}$)	-	60	-	-	60	-	-	-	
Supply Voltage Rejection Ratio	PSRR	50	70	-	50	70	-	dB	
Output Offset Voltage	V_{OO}	-	0.6	1.5	-	0.6	1.5	V	
									Gain 1
Gain 2 and Gain 3	-	0.35	1.0	-	0.35	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	-	Vp-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	

Circuit diagrams utilizing Motorola products are included as a means of illustrating typical semiconductor applications. Consequently, complete information sufficient for construction purposes is not necessarily given. The information has been carefully checked and

is believed to be entirely reliable. However, no responsibility is assumed for inaccuracies. Furthermore, such information does not convey to the purchaser of the semiconductor devices described any license under the patent rights of Motorola Inc. or others.



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Analog Multiplexers/Demultiplexers

The MC14051B, MC14052B, and MC14053B analog multiplexers are digitally-controlled analog switches. The MC14051B effectively implements an SP8T solid state switch, the MC14052B a DP4T, and the MC14053B a Triple SPDT. All three devices feature low ON impedance and very low OFF leakage current. Control of analog signals up to the complete supply voltage range can be achieved.

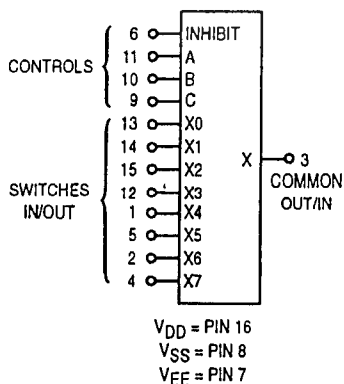
- Triple Diode Protection on Control Inputs
- Switch Function is Break Before Make
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Analog Voltage Range ($V_{DD} - V_{EE}$) = 3.0 to 18 V
Note: V_{EE} must be $\leq V_{SS}$
- Linearized Transfer Characteristics
- Low-noise - 12 nV/ $\sqrt{\text{Cycle}}$, $f \geq 1.0$ kHz Typical
- Pin-for-Pin Replacement for CD4051, CD4052, and CD4053
- For 4PDT Switch, See MC14551B
- For Lower R_{ON} , Use the HC4051, HC4052, or HC4053 High-Speed CMOS Devices

MAXIMUM RATINGS*

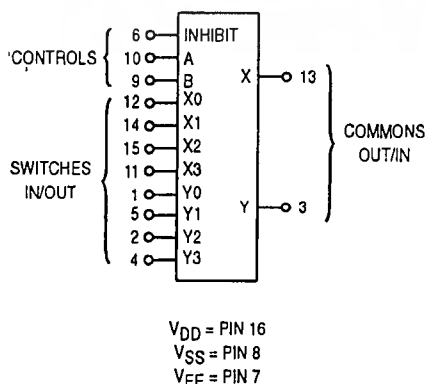
Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	DC Supply Voltage (Referenced to V_{EE} . $V_{SS} \geq V_{EE}$)	- 0.5 to + 18.0	V
V_{in}, V_{out}	Input or Output Voltage (DC or Transient) (Referenced to V_{SS} for Control Inputs and V_{EE} for Switch I/O)	- 0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
i_{in}	Input Current (DC or Transient), per Control Pin	± 10	mA
i_{sw}	Switch Through Current	± 25	mA
P_D	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T_{stg}	Storage Temperature	- 65 to + 150	°C
T_L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	°C

* Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
† Temperature Derating: "P and D/DW" Packages: - 7.0 mW/°C From 65°C To 125°C
Ceramic "L" Packages: - 12 mW/°C From 100°C To 125°C

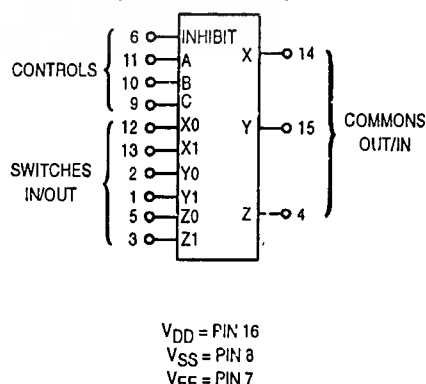
MC14051B
8-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer



MC14052B
Dual 4-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer

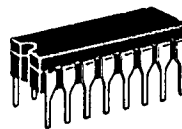


MC14053B
Triple 2-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer

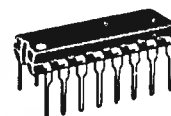


Note: Control Inputs referenced to V_{EE} . Analog Inputs and Outputs reference to V_{CC} . V_{CC} must be $< V_{EE}$.

MC14051B MC14052B MC14053B



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 620



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 648



D SUFFIX
SOIC
CASE 751B

ORDERING INFORMATION

MC14XXXBCP Plastic
MC14XXXBCL Ceramic
MC14XXXBD SOIC

$T_A = -55^\circ$ to 125°C for all packages.



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	V _{DD}	Test Conditions	- 55°C		25°C			125°C		Unit
				Min	Max	Min	Typ #	Max	Min	Max	

SUPPLY REQUIREMENTS (Voltages Referenced to V_{EE})

Power Supply Voltage Range	V _{DD}	—	V _{DD} - 3.0 ≥ V _{SS} ≥ V _{EE}	3.0	18	3.0	—	18	3.0	18	V
Quiescent Current Per Package	I _{DD}	5.0	Control Inputs: V _{in} = V _{SS} or V _{DD} . Switch I/O: V _{EE} ≤ V _{I/O} ≤ V _{DD} , and ΔV _{switch} ≤ 500 mV**	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	μA
		10		—	10	—	0.010	10	—	300	
		15		—	20	—	0.015	20	—	600	
Total Supply Current (Dynamic Plus Quiescent, Per Package)	I _{D(AV)}	5.0 10 15	T _A = 25°C only (The channel component, (V _{in} - V _{out})/R _{on} , is not included.)	Typical (0.07 μA/kHz) f + I _{DD} (0.20 μA/kHz) f + I _{DD} (0.36 μA/kHz) f + I _{DD}						μA	

CONTROL INPUTS — INHIBIT, A, B, C (Voltages Referenced to V_{SS})

Low-Level Input Voltage	V _{IL}	5.0	R _{on} = per spec, I _{off} = per spec	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	V
		10		—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
		15		—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
High-Level Input Voltage	V _{IH}	5.0	R _{on} = per spec, I _{off} = per spec	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	V
		10		7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
		15		11	—	11	8.25	—	11	—	
Input Leakage Current	I _{in}	15	V _{in} = 0 or V _{DD}	—	± 0.1	—	± 0.00001	± 0.1	—	1.0	μA
Input Capacitance	C _{in}	—		—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF

SWITCHES IN/OUT AND COMMONS OUT/IN — X, Y, Z (Voltages Referenced to V_{EE})

Recommended Peak-to-Peak Voltage Into or Out of the Switch	V _{I/O}	—	Channel On or Off	0	V _{DD}	0	—	V _{DD}	0	V _{DD}	V _{PP}
Recommended Static or Dynamic Voltage Across the Switch** (Figure 5)	ΔV _{switch}	—	Channel On	0	600	0	—	600	0	300	mV
Output Offset Voltage	V _{OO}	—	V _{in} = 0 V, No Load	—	—	—	10	—	—	—	μV
ON Resistance	R _{on}	5.0	ΔV _{switch} ≤ 500 mV**, V _{in} = V _{IL} or V _{IH} (Control), and V _{in} = 0 to V _{DD} (Switch)	—	800	—	250	1050	—	1200	Ω
		10		—	400	—	120	500	—	520	
		15		—	220	—	80	280	—	300	
ΔON Resistance Between Any Two Channels in the Same Package	ΔR _{on}	5.0		—	70	—	25	70	—	135	Ω
		10		—	50	—	10	50	—	95	
		15		—	45	—	10	45	—	65	
Off-Channel Leakage Current (Figure 10)	I _{off}	15	V _{in} = V _{IL} or V _{IH} (Control) Channel to Channel or Any One Channel	—	± 100	—	± 0.05	± 100	—	± 1000	nA
Capacitance, Switch I/O	C _{I/O}	—	Inhibit = V _{DD}	—	—	—	10	—	—	—	pF
Capacitance, Common O/I	C _{O/I}	—	Inhibit = V _{DD} (MC14051B) (MC14052B) (MC14053B)	—	—	—	60	—	—	—	pF
				—	—	—	32	—	—		
				—	—	—	17	—	—		
Capacitance, Feedthrough (Channel Off)	C _{I/O}	—	Pins Not Adjacent Pins Adjacent	—	—	—	0.15	—	—	—	pF
				—	—	—	0.47	—	—		

Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes, but is intended as an indication of the IC's potential performance.

* For voltage drops across the switch (ΔV_{switch}) > 600 mV (> 300 mV at high temperature), excessive V_{DD} current may be drawn, i.e. the current out of the switch may contain both V_{DD} and switch input components. The reliability of the device will be unaffected unless the Maximum Ratings are exceeded. (See first page of this data sheet.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ELECTRICAL CHARACTERISTICS* ($C_L = 50 \text{ pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$) ($V_{EE} \leq V_{SS}$ unless otherwise indicated)

Characteristic	Symbol	$V_{DD} - V_{EE}$ Vdc	Typ # All Types	Max	Unit
Propagation Delay Times (Figure 6) Switch Input to Switch Output ($R_L = 10 \text{ k}\Omega$)	t_{PLH} , t_{PHL}				ns
MC14051 t_{PLH} , $t_{PHL} = (0.17 \text{ ns/pF}) C_L + 26.5 \text{ ns}$ t_{PLH} , $t_{PHL} = (0.08 \text{ ns/pF}) C_L + 11 \text{ ns}$ t_{PLH} , $t_{PHL} = (0.06 \text{ ns/pF}) C_L + 9.0 \text{ ns}$		5.0 10 15	35 15 12	90 40 30	
MC14052 t_{PLH} , $t_{PHL} = (0.17 \text{ ns/pF}) C_L + 21.5 \text{ ns}$ t_{PLH} , $t_{PHL} = (0.08 \text{ ns/pF}) C_L + 8.0 \text{ ns}$ t_{PLH} , $t_{PHL} = (0.06 \text{ ns/pF}) C_L + 7.0 \text{ ns}$		5.0 10 15	30 12 10	75 30 25	ns
MC14053 t_{PLH} , $t_{PHL} = (0.17 \text{ ns/pF}) C_L + 16.5 \text{ ns}$ t_{PLH} , $t_{PHL} = (0.08 \text{ ns/pF}) C_L + 4.0 \text{ ns}$ t_{PLH} , $t_{PHL} = (0.06 \text{ ns/pF}) C_L + 3.0 \text{ ns}$		5.0 10 15	25 8.0 6.0	65 20 15	ns
Inhibit to Output ($R_L = 10 \text{ k}\Omega$, $V_{EE} = V_{SS}$) Output "1" or "0" to High Impedance, or High Impedance to "1" or "0" Level	t_{PHZ} , t_{PLZ} , t_{PZH} , t_{PZL}				ns
MC14051B		5.0 10 15	350 170 140	700 340 280	
MC14052B		5.0 10 15	300 155 125	600 310 250	ns
MC14053B		5.0 10 15	275 140 110	550 280 220	ns
Control Input to Output ($R_L = 10 \text{ k}\Omega$, $V_{EE} = V_{SS}$)	t_{PLH} , t_{PHL}				ns
MC14051B		5.0 10 15	360 160 120	720 320 240	
MC14052B		5.0 10 15	325 130 90	650 260 180	ns
MC14053B		5.0 10 15	300 120 80	600 240 160	ns
Second Harmonic Distortion ($R_L = 10 \text{ k}\Omega$, $f = 1 \text{ kHz}$) $V_{in} = 5 \text{ V}_{PP}$	—	10	0.07	—	%
Bandwidth (Figure 7) ($R_L = 1 \text{ k}\Omega$, $V_{in} = 1/2 (V_{DD} - V_{EE})$ p-p, $C_L = 50 \text{ pF}$ $20 \text{ Log } (V_{out}/V_{in}) = -3 \text{ dB}$)	BW	10	17	—	MHz
Off Channel Feedthrough Attenuation (Figure 7) $R_L = 1 \text{ k}\Omega$, $V_{in} = 1/2 (V_{DD} - V_{EE})$ p-p, $f_{in} = 4.5 \text{ MHz}$ — MC14051B $f_{in} = 30 \text{ MHz}$ — MC14052B $f_{in} = 55 \text{ MHz}$ — MC14053B	—	10	- 50	—	dB
Channel Separation (Figure 8) ($R_L = 1 \text{ k}\Omega$, $V_{in} = 1/2 (V_{DD} - V_{EE})$ p-p, $f_{in} = 3.0 \text{ MHz}$)	—	10	- 50	—	dB
Crosstalk, Control Input to Common O/I (Figure 9) ($R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ Control $t_{TLH} = t_{THL} = 20 \text{ ns}$, Inhibit = V_{SS})	—	10	75	—	mV

* The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C .

Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

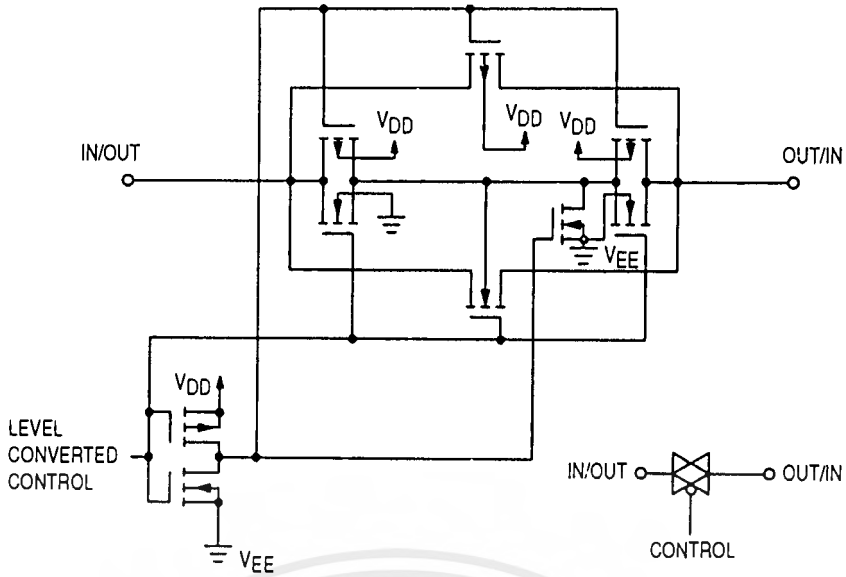


Figure 1. Switch Circuit Schematic

TRUTH TABLE

Control Inputs			ON Switches								
Inhibit	Select		MC14051B			MC14052B			MC14053B		
	C*	B	A	MC14051B	MC14052B	MC14052B	MC14053B	MC14053B	MC14053B	MC14053B	MC14053B
0	0	0	0	X0	Y0	X0	Z0	Y0	X0		
0	0	0	1	X1	Y1	X1	Z0	Y0	X1		
0	0	1	0	X2	Y2	X2	Z0	Y1	X0		
0	0	1	1	X3	Y3	X3	Z0	Y1	X1		
0	1	0	0	X4			Z1	Y0	X0		
0	1	0	1	X5			Z1	Y0	X1		
0	1	1	0	X6			Z1	Y1	X0		
0	1	1	1	X7			Z1	Y1	X1		
1	x	x	x	None	None	None	None	None	None		

* Not applicable for MC14052
x = Don't Care

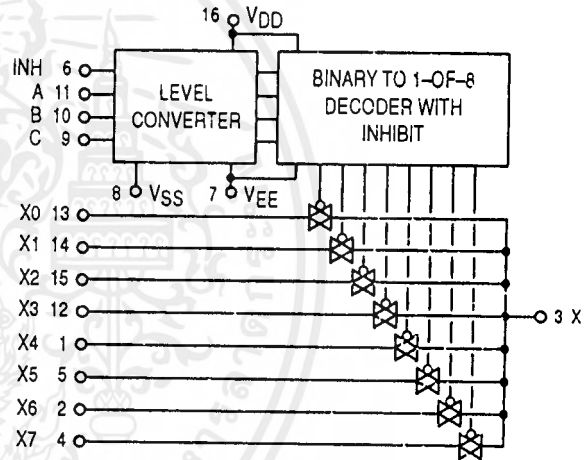


Figure 2. MC14051B Functional Diagram

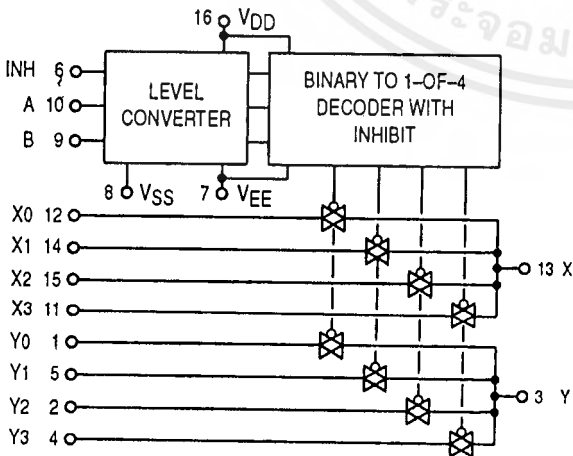


Figure 3. MC14052B Functional Diagram

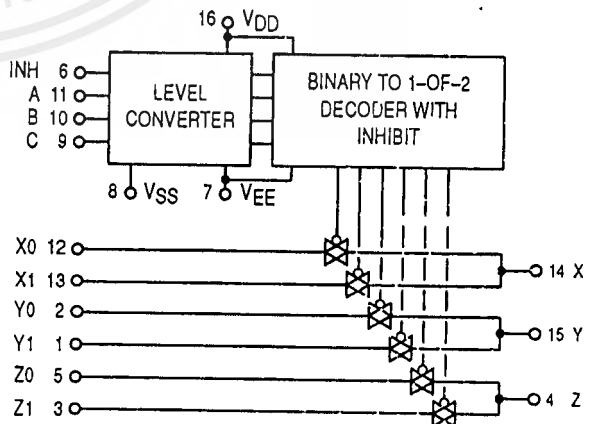


Figure 4. MC14053B Functional Diagram

TEST CIRCUITS

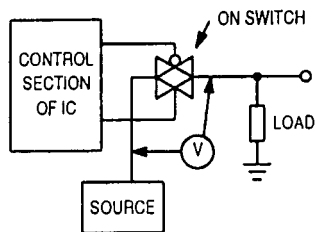


Figure 5. ΔV Across Switch

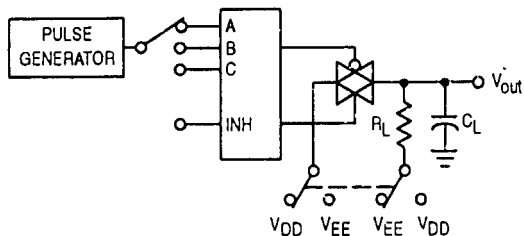


Figure 6. Propagation Delay Times, Control and Inhibit to Output

A, B, and C Inputs used to turn ON or OFF the switch under test.

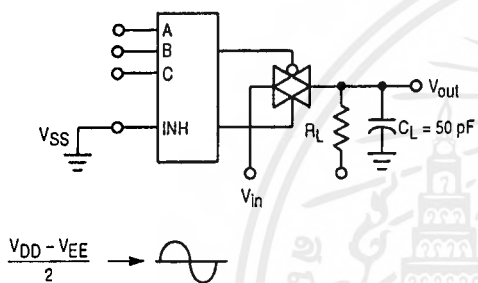


Figure 7. Bandwidth and Off-Channel Feedthrough Attenuation

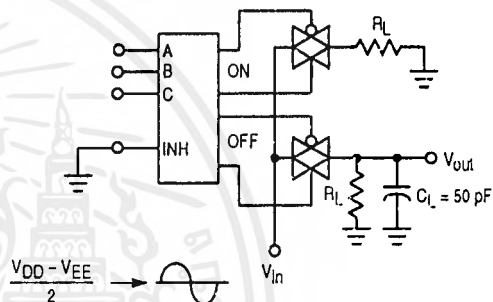


Figure 8. Channel Separation (Adjacent Channels Used For Setup)

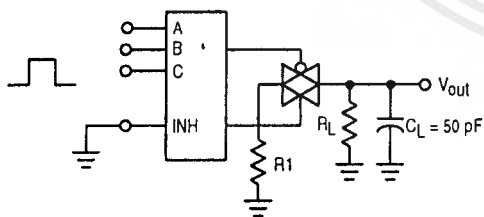


Figure 9. Crosstalk, Control Input to Common O/I

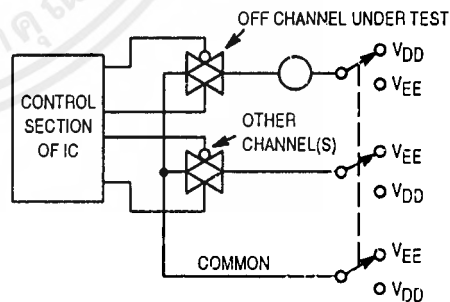


Figure 10. Off Channel Leakage

NOTE: See also Figures 7 and 8 on Page 6-51.

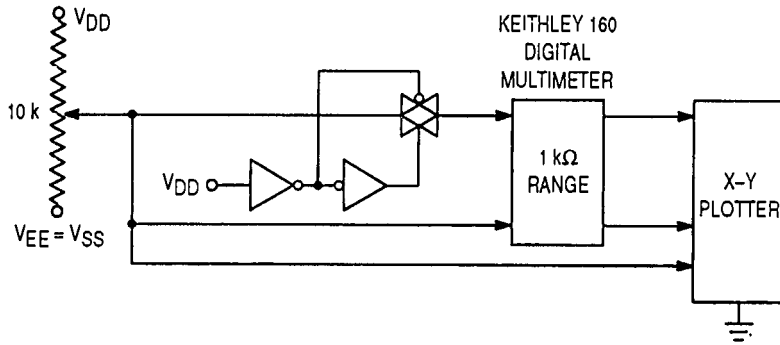


Figure 11. Channel Resistance (R_{ON}) Test Circuit

TYPICAL RESISTANCE CHARACTERISTICS

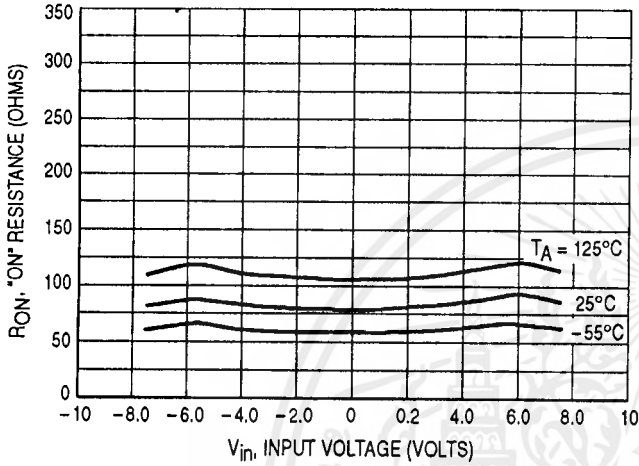


Figure 12. $V_{DD} = 7.5 \text{ V}$, $V_{EE} = -7.5 \text{ V}$

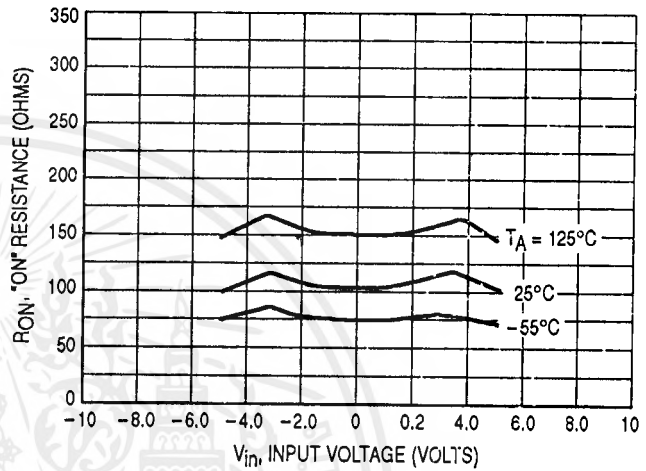


Figure 13. $V_{DD} = 5.0 \text{ V}$, $V_{EE} = -5.0 \text{ V}$

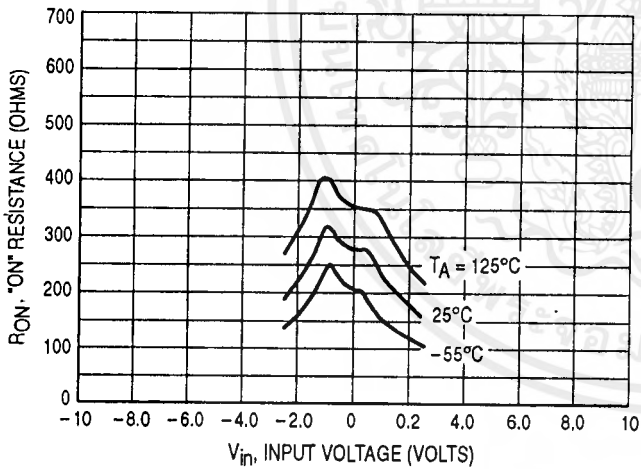


Figure 14. $V_{DD} = 2.5 \text{ V}$, $V_{EE} = -2.5 \text{ V}$

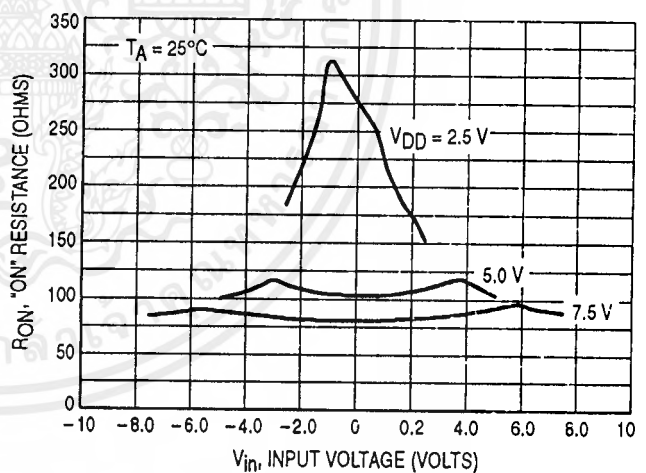
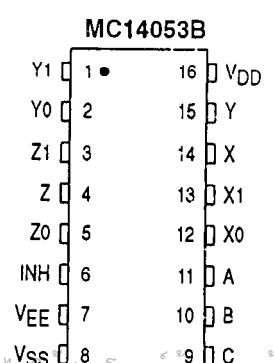
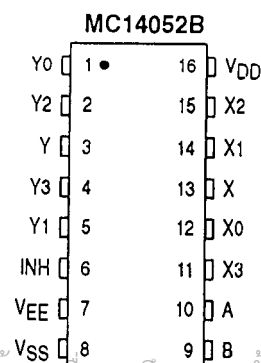
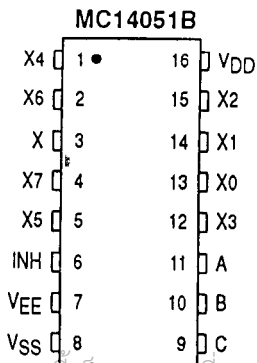


Figure 15. Comparison at 25°C , $V_{DD} = -V_{EE}$

PIN ASSIGNMENT



APPLICATIONS INFORMATION

Figure A illustrates use of the on-chip level converter detailed in Figures 2, 3, and 4. The 0-to-5 V Digital Control signal is used to directly control a 9 V_{p-p} analog signal.

The digital control logic levels are determined by V_{DD} and V_{SS}. The V_{DD} voltage is the logic high voltage; the V_{SS} voltage is logic low. For the example, V_{DD} = +5 V = logic high at the control inputs; V_{SS} = GND = 0 V = logic low.

The maximum analog signal level is determined by V_{DD} and V_{EE}. The V_{DD} voltage determines the maximum recommended peak above V_{SS}. The V_{EE} voltage determines the maximum swing below V_{SS}. For the example, V_{DD} - V_{SS} = 5 V maximum swing above V_{SS}; V_{SS} - V_{EE} = 5 V maximum swing below V_{SS}. The example shows a ± 4.5 V signal which allows a 1/2 volt margin at each peak. If voltage transients

above V_{DD} and/or below V_{EE} are anticipated on the analog channels, external diodes (D_x) are recommended as shown in Figure B. These diodes should be small signal types able to absorb the maximum anticipated current surges during clipping.

The *absolute* maximum potential difference between V_{DD} and V_{EE} is 18.0 V. Most parameters are specified up to 15 V which is the *recommended* maximum difference between V_{DD} and V_{EE}.

Balanced supplies are not required. However, V_{SS} must be greater than or equal to V_{EE}. For example, V_{DD} = +10 V, V_{SS} = +5 V, and V_{EE} = -3 V is acceptable. See the Table below.

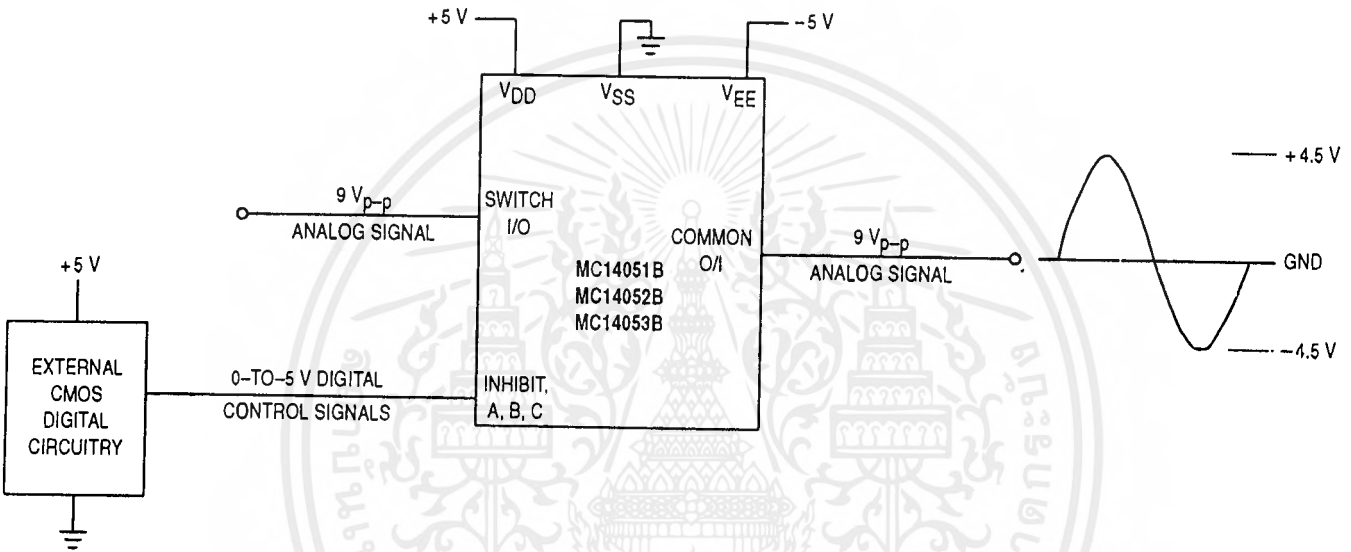


Figure A. Application Example

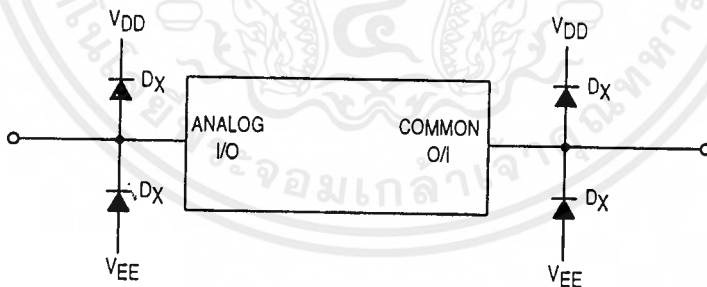


Figure B. External Germanium or Schottky Clipping Diodes

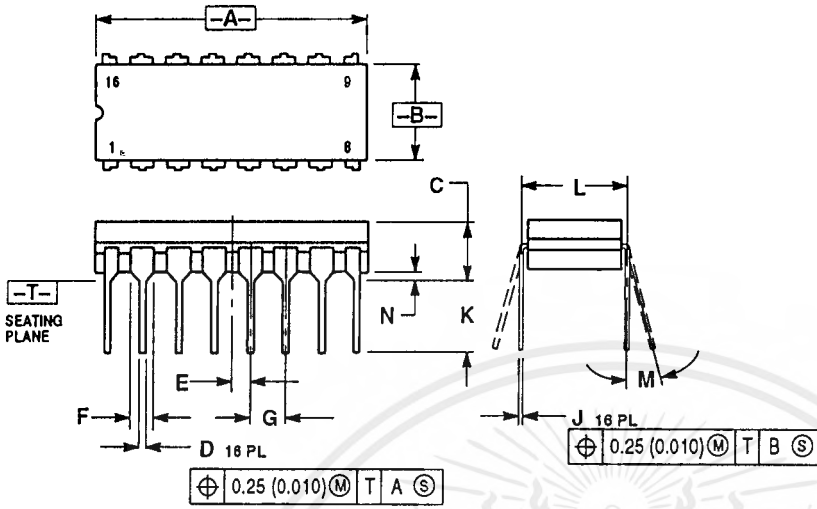
POSSIBLE SUPPLY CONNECTIONS

V _{DD} In Volts	V _{SS} In Volts	V _{EE} In Volts	Control Inputs Logic High/Logic Low In Volts	Maximum Analog Signal Range In Volts
+ 8	0	- 8	+ 8/0	+ 8 to - 8 = 16 V _{p-p}
+ 5	0	- 12	+ 5/0	+ 5 to - 12 = 17 V _{p-p}
+ 5	0	0	+ 5/0	+ 5 to 0 = 5 V _{p-p}
+ 5	0	- 5	+ 5/0	+ 5 to - 5 = 10 V _{p-p}
+ 10	+ 5	- 5	+ 10/+ 5	+ 10 to - 5 = 15 V _{p-p}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

OUTLINE DIMENSIONS

L SUFFIX CERAMIC DIP PACKAGE CASE 620-10 ISSUE V

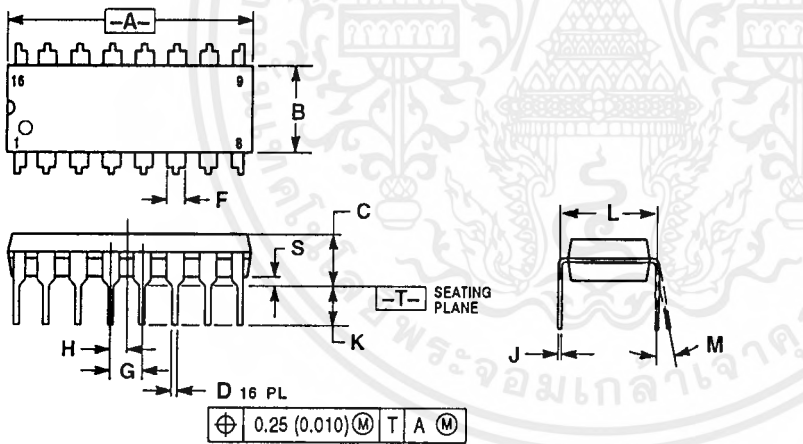


NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION F MAY NARROW TO 0.76 (0.030) WHERE THE LEAD ENTERS THE CERAMIC BODY.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.750	0.785	18.05	19.93
B	0.240	0.295	6.10	7.49
C	—	0.200	—	5.08
D	0.015	0.020	0.39	0.50
E	0.050 BSC	—	1.27 BSC	—
F	0.055	0.065	1.40	1.65
G	0.100 BSC	—	2.54 BSC	—
H	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.125	0.170	3.18	4.31
L	0.300 BSC	—	7.62 BSC	—
M	0°	15°	0°	15°
N	0.020	0.040	0.51	1.01

P SUFFIX PLASTIC DIP PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R



NOTES:

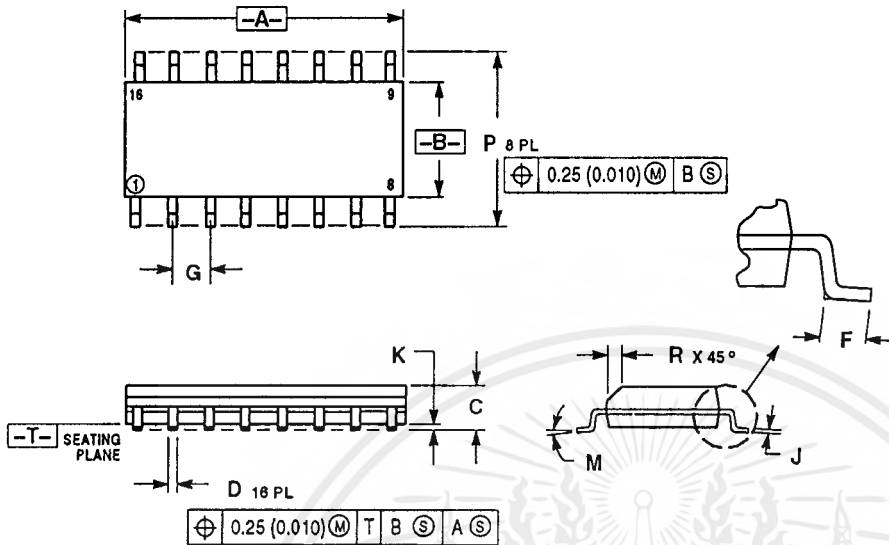
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.35
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC	—	2.54 BSC	—
H	0.050 BSC	—	1.27 BSC	—
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.285	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

OUTLINE DIMENSIONS

D SUFFIX PLASTIC SOIC PACKAGE CASE 751B-05 ISSUE J



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

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

How to reach us:

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

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

MFAX: RMFA00@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: <http://Design-NET.com>

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

MOTOROLA

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำ MC14051B/D



LM555/LM555C Timer

General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200 mA or drive TTL circuits.

- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output

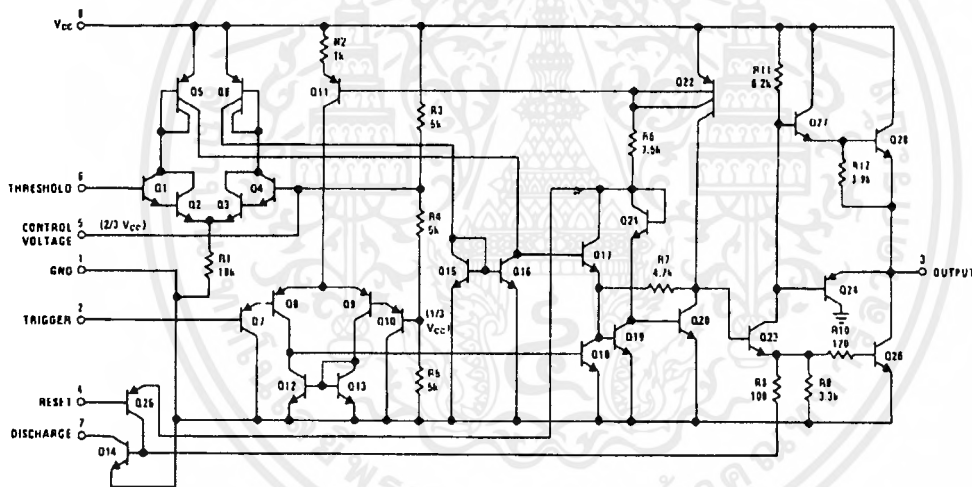
Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes

Schematic Diagram



TL/H/7851-1

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage +18V

Power Dissipation (Note 1)
LM555H, LM555CH 760 mW
LM555, LM555CN 1180 mW

Operating Temperature Ranges
LM555C 0°C to +70°C
LM555 -55°C to +125°C

Storage Temperature Range -65°C to +150°C

Soldering Information

Dual-In-Line Package
Soldering (10 Seconds) 260°C

Small Outline Package
Vapor Phase (60 Seconds) 215°C
Infrared (15 Seconds) 220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15\text{V}$, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits						Units
		LM555			LM555C			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Supply Voltage		4.5		18	4.5		16	V
Supply Current	$V_{CC} = 5\text{V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{V}$, $R_L = \infty$ (Low State) (Note 2)		3 10	5 12		3 10	6 15	mA mA
Timing Error, Monostable Initial Accuracy Drift with Temperature	$R_A = 1\text{k}$ to $100\text{k}\Omega$, $C = 0.1\ \mu\text{F}$, (Note 3)		0.5 30			1 50		% ppm/°C
Accuracy over Temperature Drift with Supply			1.5 0.05			1.5 0.1		% %/V
Timing Error, Astable Initial Accuracy Drift with Temperature	$R_A, R_B = 1\text{k}$ to $100\text{k}\Omega$, $C = 0.1\ \mu\text{F}$, (Note 3)		1.5 90			2.25 150		% ppm/°C
Accuracy over Temperature Drift with Supply			2.5 0.15			3.0 0.30		% %/V
Threshold Voltage			0.667			0.667		$\times V_{CC}$
Trigger Voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	4.8 1.45	5 1.67	5.2 1.9		5 1.67		V V
Trigger Current			0.01	0.5		0.5	0.9	μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.4		0.1	0.4	mA
Threshold Current	(Note 4)		0.1	0.25		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	9.6 2.9	10 3.33	10.4 3.8	9 2.6	10 3.33	11 4	V V
Pin 7 Leakage Output High			1	100		1	100	nA
Pin 7 Sat (Note 5) Output Low Output Low	$V_{CC} = 15\text{V}$, $I_7 = 15\text{mA}$ $V_{CC} = 4.5\text{V}$, $I_7 = 4.5\text{mA}$		150 70			180 80	200	mV mV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15\text{V}$, (unless otherwise specified) (Continued)

Parameter	Conditions	Limits						Units
		LM555			LM555C			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage Drop (Low)	$V_{CC} = 15\text{V}$		0.1	0.15		0.1	0.25	V
	$I_{SINK} = 10\text{ mA}$		0.4	0.5		0.4	0.75	V
	$I_{SINK} = 50\text{ mA}$		2	2.2		2	2.5	V
	$I_{SINK} = 100\text{ mA}$		2.5			2.5		V
	$I_{SINK} = 200\text{ mA}$							V
	$V_{CC} = 5\text{V}$		0.1	0.25		0.25	0.35	V
Output Voltage Drop (High)	$I_{SOURCE} = 200\text{ mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$		12.5			12.5		V
	$I_{SOURCE} = 100\text{ mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$	13	13.3		12.75	13.3		V
	$V_{CC} = 5\text{V}$	3	3.3		2.75	3.3		V
Rise Time of Output			100		100		ns	
Fall Time of Output			100		100		ns	

Note 1: For operating at elevated temperatures the device must be derated above 25°C based on a $+150^\circ\text{C}$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $164^\circ\text{C}/\text{w}$ (T0-5), $106^\circ\text{C}/\text{w}$ (DIP) and $170^\circ\text{C}/\text{w}$ (S0-8) junction to ambient.

Note 2: Supply current when output high typically 1 mA less at $V_{CC} = 5\text{V}$.

Note 3: Tested at $V_{CC} = 5\text{V}$ and $V_{CC} = 15\text{V}$.

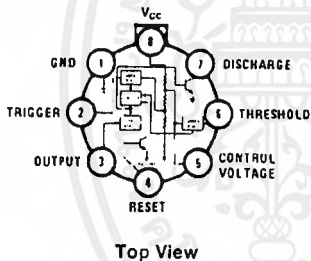
Note 4: This will determine the maximum value of $R_A + R_B$ for 15V operation. The maximum total ($R_A + R_B$) is 20 M Ω .

Note 5: No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

Note 6: Refer to RETS555X drawing of military LM555H and LM555J versions for specifications.

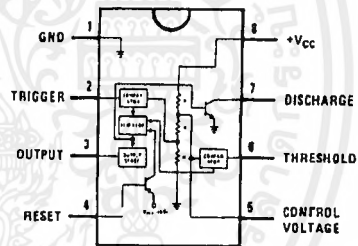
Connection Diagrams

Metal Can Package



Order Number LM555H or LM555CH
See NS Package Number H08C

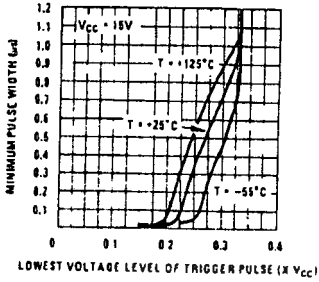
Dual-In-Line and Small Outline Packages



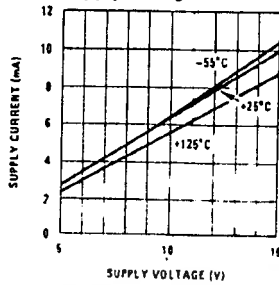
Order Number LM555J, LM555CJ,
LM555CM or LM555CN
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

Typical Performance Characteristics

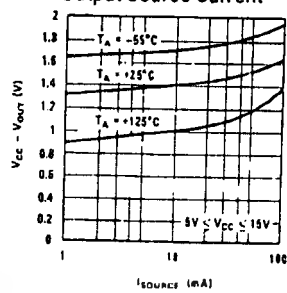
Minimum Pulse Width Required for Triggering



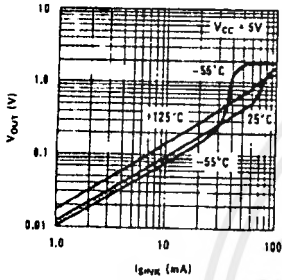
Supply Current vs Supply Voltage



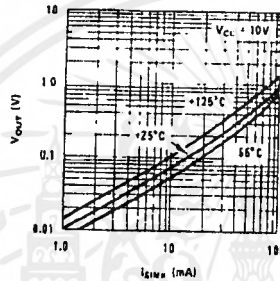
High Output Voltage vs Output Source Current



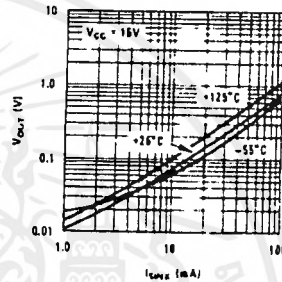
Low Output Voltage vs Output Sink Current



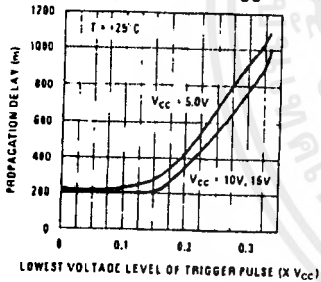
Low Output Voltage vs Output Sink Current



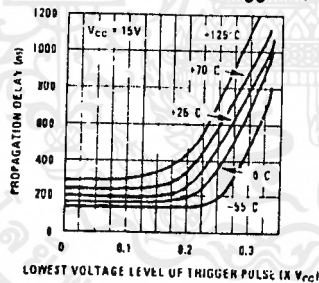
Low Output Voltage vs Output Sink Current



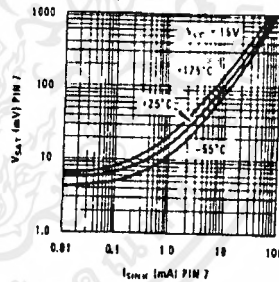
Output Propagation Delay vs Voltage Level of Trigger Pulse



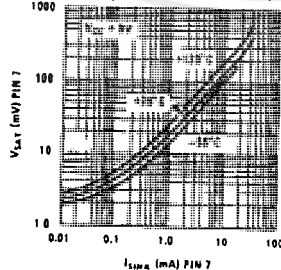
Output Propagation Delay vs Voltage Level of Trigger Pulse



Discharge Transistor (Pin 7) Voltage vs Sink Current



Discharge Transistor (Pin 7) Voltage vs Sink Current

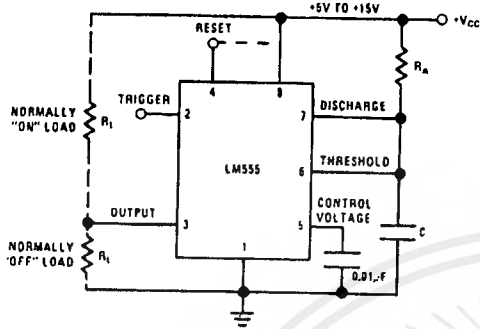


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications Information

MONOSTABLE OPERATION

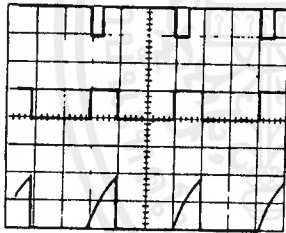
In this mode of operation, the timer functions as a one-shot (Figure 1). The external capacitor is initially held discharged by a transistor inside the timer. Upon application of a negative trigger pulse of less than $1/3 V_{CC}$ to pin 2, the flip-flop is set which both releases the short circuit across the capacitor and drives the output high.



TL/H/7851-6

FIGURE 1. Monostable

The voltage across the capacitor then increases exponentially for a period of $t = 1.1 R_A C$, at the end of which time the voltage equals $2/3 V_{CC}$. The comparator then resets the flip-flop which in turn discharges the capacitor and drives the output to its low state. Figure 2 shows the waveforms generated in this mode of operation. Since the charge and the threshold level of the comparator are both directly proportional to supply voltage, the timing interval is independent of supply.



TL/H/7851-6

$V_{CC} = 5V$
 TIME = 0.1 ms/DIV.
 $R_A = 9.1 k\Omega$
 $C = 0.01 \mu F$
 Top Trace: Input 5V/DIV.
 Middle Trace: Output 5V/DIV.
 Bottom Trace: Capacitor Voltage 2V/DIV.

FIGURE 2. Monostable Waveforms

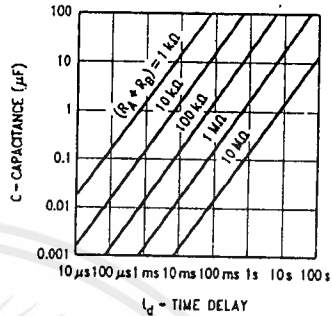
During the timing cycle when the output is high, the further application of a trigger pulse will not effect the circuit so long as the trigger input is returned high at least $10 \mu s$ before the end of the timing interval. However the circuit can be reset during this time by the application of a negative pulse to the reset terminal (pin 4). The output will then remain in the low state until a trigger pulse is again applied.

0.091ms

When the reset function is not in use, it is recommended that it be connected to V_{CC} to avoid any possibility of false triggering.

Figure 3 is a nomograph for easy determination of R, C values for various time delays.

NOTE: In monostable operation, the trigger should be driven high before the end of timing cycle.

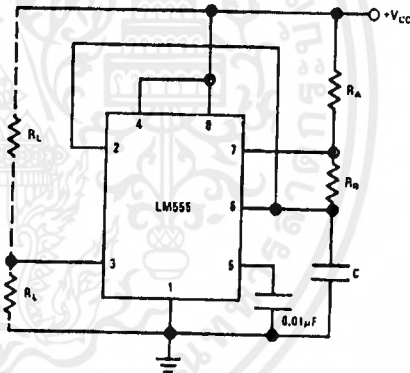


TL/H/7851-7

FIGURE 3. Time Delay

ASTABLE OPERATION

If the circuit is connected as shown in Figure 4 (pins 2 and 6 connected) it will trigger itself and free run as a multivibrator. The external capacitor charges through $R_A + R_B$ and discharges through R_B . Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.



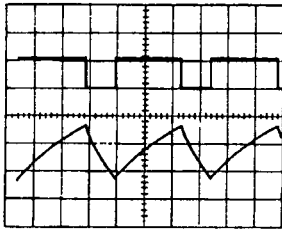
TL/H/7851-8

FIGURE 4. Astable

In this mode of operation, the capacitor charges and discharges between $1/3 V_{CC}$ and $2/3 V_{CC}$. As in the triggered mode, the charge and discharge times, and therefore the frequency are independent of the supply voltage.

Applications Information (Continued)

Figure 5 shows the waveforms generated in this mode of operation.



$V_{CC} = 5V$
 TIME = 20 μs /DIV.
 $R_A = 3.9 k\Omega$
 $R_B = 3 k\Omega$
 $C = 0.01 \mu F$

FIGURE 5. Astable Waveforms

The charge time (output high) is given by:

$$t_1 = 0.693 (R_A + R_B) C$$

And the discharge time (output low) by:

$$t_2 = 0.693 (R_B) C$$

Thus the total period is:

$$T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_A + 2R_B) C$$

The frequency of oscillation is:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) C}$$

Figure 6 may be used for quick determination of these RC values.

The duty cycle is: $D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$

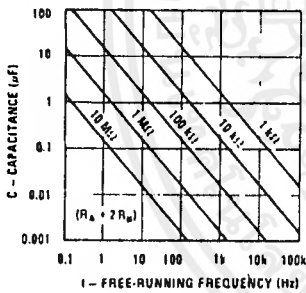
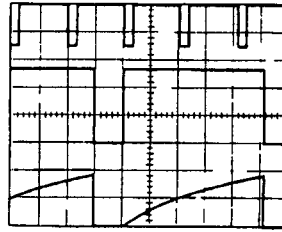


FIGURE 6. Free Running Frequency

FREQUENCY DIVIDER

The monostable circuit of Figure 1 can be used as a frequency divider by adjusting the length of the timing cycle. Figure 7 shows the waveforms generated in a divide by three circuit.



$V_{CC} = 5V$
 TIME = 20 μs /DIV.
 $R_A = 9.1 k\Omega$
 $C = 0.01 \mu F$

FIGURE 7. Frequency Divider

PULSE WIDTH MODULATOR

When the timer is connected in the monostable mode and triggered with a continuous pulse train, the output pulse width can be modulated by a signal applied to pin 5. Figure 8 shows the circuit, and in Figure 9 are some waveform examples.

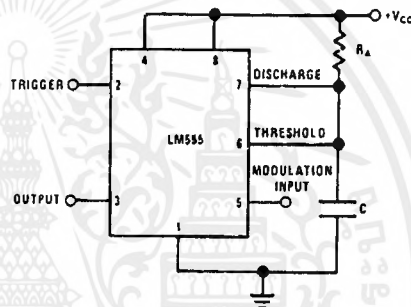
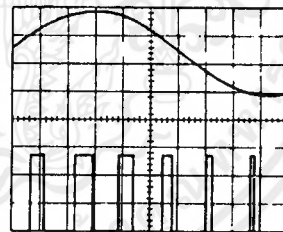


FIGURE 8. Pulse Width Modulator



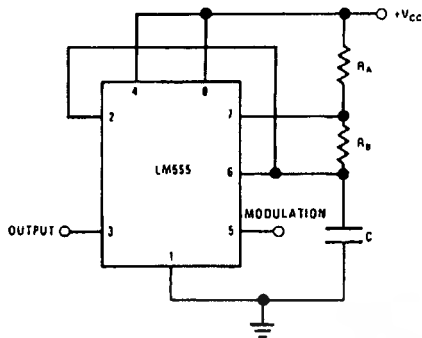
$V_{CC} = 5V$
 TIME = 0.2 ms/DIV.
 $R_A = 9.1 k\Omega$
 $C = 0.01 \mu F$

FIGURE 9. Pulse Width Modulator

PULSE POSITION MODULATOR

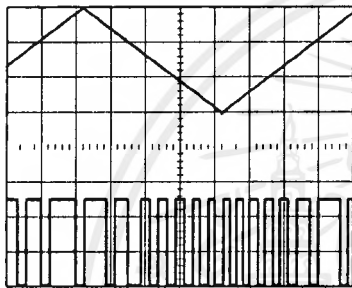
This application uses the timer connected for astable operation, as in Figure 10, with a modulating signal again applied to the control voltage terminal. The pulse position varies with the modulating signal, since the threshold voltage and hence the time delay is varied. Figure 11 shows the waveforms generated for a triangle wave modulation signal.

Applications Information (Continued)



TL/H/7851-14

FIGURE 10. Pulse Position Modulator



TL/H/7851-15

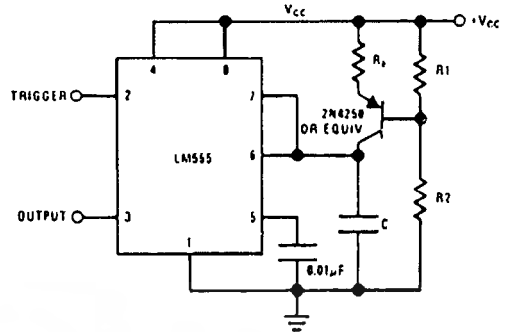
$V_{CC} = 5V$
 TIME = 0.1 ms/DIV.
 $R_A = 3.9 k\Omega$
 $R_B = 3 k\Omega$
 $C = 0.01 \mu F$

Top Trace: Modulation Input 1V/DIV
 Bottom Trace: Output 2V/DIV

FIGURE 11. Pulse Position Modulator

LINEAR RAMP

When the pullup resistor, R_A , in the monostable circuit is replaced by a constant current source, a linear ramp is generated. Figure 12 shows a circuit configuration that will perform this function.



TL/H/7851-16

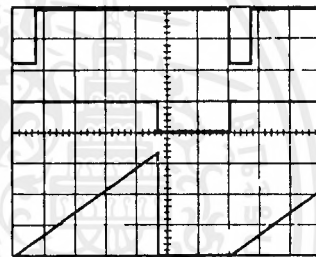
FIGURE 12

Figure 13 shows waveforms generated by the linear ramp.

The time interval is given by:

$$T = \frac{2/3 V_{CC} R_E (R_1 + R_2) C}{R_1 V_{CC} - V_{BE} (R_1 + R_2)}$$

$V_{BE} \approx 0.6V$



TL/H/7851-17

$V_{CC} = 5V$
 TIME = 20 μs /DIV.
 $R_1 = 47 k\Omega$
 $R_2 = 100 k\Omega$
 $R_E = 2.7 k\Omega$
 $C = 0.01 \mu F$

Top Trace: Input 3V/DIV.
 Middle Trace: Output 5V/DIV.
 Bottom Trace: Capacitor Voltage 1V/DIV.

FIGURE 13. Linear Ramp

50% DUTY CYCLE OSCILLATOR

For a 50% duty cycle, the resistors R_A and R_B may be connected as in Figure 14. The time period for the out-

Applications Information (Continued)

put high is the same as previous, $t_1 = 0.693 R_A C$. For the output low it is $t_2 =$

$$\left[\frac{R_A R_B}{R_A + R_B} \right] C \ln \left[\frac{R_B - 2R_A}{2R_B - R_A} \right]$$

Thus the frequency of oscillation is $f = \frac{1}{t_1 + t_2}$

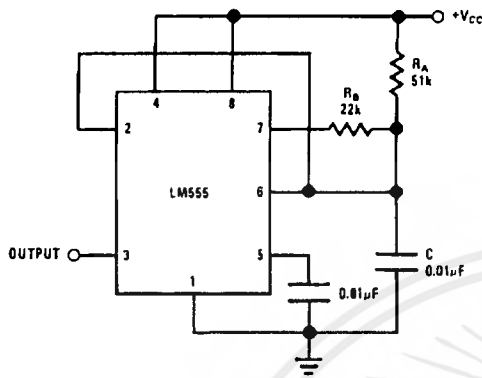


FIGURE 14. 50% Duty Cycle Oscillator

Note that this circuit will not oscillate if R_B is greater than $1/2 R_A$ because the junction of R_A and R_B cannot bring pin 2 down to $1/3 V_{CC}$ and trigger the lower comparator.

ADDITIONAL INFORMATION

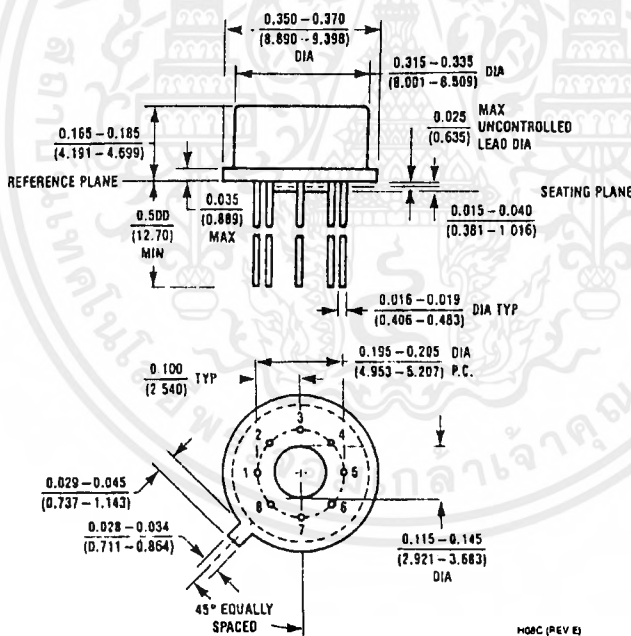
Adequate power supply bypassing is necessary to protect associated circuitry. Minimum recommended is $0.1 \mu F$ in parallel with $1 \mu F$ electrolytic.

Lower comparator storage time can be as long as $10 \mu s$ when pin 2 is driven fully to ground for triggering. This limits the monostable pulse width to $10 \mu s$ minimum.

Delay time reset to output is $0.47 \mu s$ typical. Minimum reset pulse width must be $0.3 \mu s$, typical.

Pin 7 current switches within $30 ns$ of the output (pin 3) voltage.

Physical Dimensions inches (millimeters)

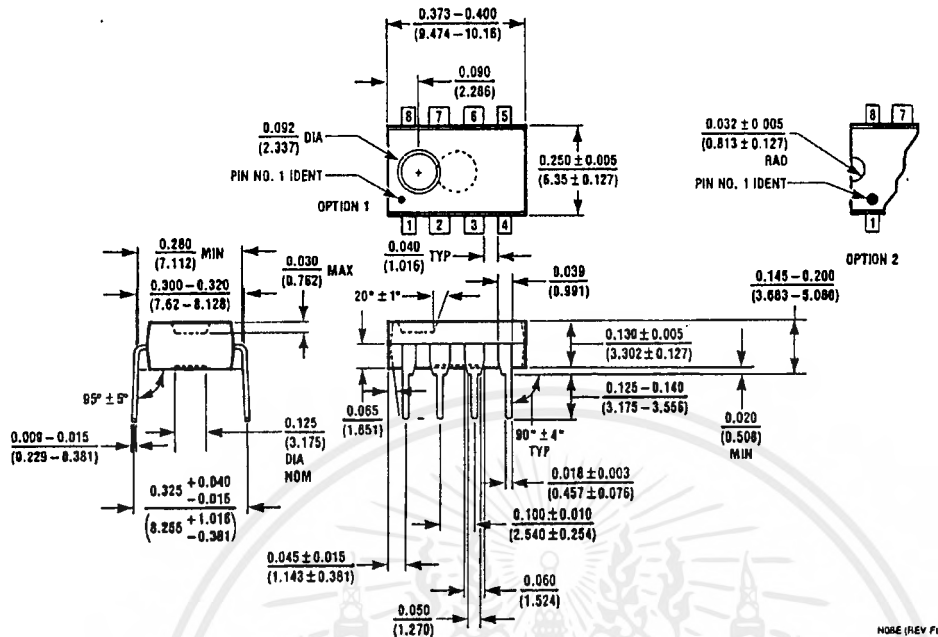


Metal Can Package (H)
Order Number LM555H or LM555CH
NS Package Number H08C

H08C (REV E)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM555CN
NS Package Number N08E

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor Corporation
1111 West Bardin Road
Arlington, TX 76017
Tel: 1(800) 272-9959
Fax: 1(800) 737-7018

National Semiconductor Europe
Fax: (+49) 0-180-530 85 86
Email: onjwgo@tovm2.nsc.com
Deutsch Tot: (+49) 0-180-530 85 85
English Tot: (+49) 0-180-532 78 32
Français Tot: (+49) 0-180-532 93 58
Italiano Tot: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor Hong Kong Ltd.
13th Floor, Straight Block,
Ocean Centre, 5 Canton Rd.
Tsimshatsui, Kowloon
Hong Kong
Tel: (852) 2737-1600
Fax: (852) 2736-9960

National Semiconductor Japan Ltd.
Tel: 81-043-299-2309
Fax: 81-043-299-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change size, circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM565/LM565C Phase Locked Loop

General Description

The LM565 and LM565C are general purpose phase locked loops containing a stable, highly linear voltage controlled oscillator for low distortion FM demodulation, and a double balanced phase detector with good carrier suppression. The VCO frequency is set with an external resistor and capacitor, and a tuning range of 10:1 can be obtained with the same capacitor. The characteristics of the closed loop system—bandwidth, response speed, capture and pull in range—may be adjusted over a wide range with an external resistor and capacitor. The loop may be broken between the VCO and the phase detector for insertion of a digital frequency divider to obtain frequency multiplication.

The LM565H is specified for operation over the -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ military temperature range. The LM565CN is specified for operation over the 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range.

Features

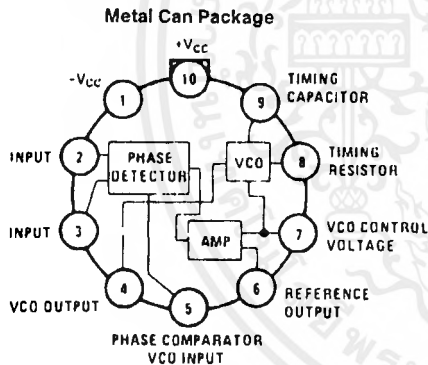
- 200 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ frequency stability of the VCO
- Power supply range of ± 5 to ± 12 volts with 100 ppm/% typical
- 0.2% linearity of demodulated output

- Linear triangle wave with in phase zero crossings available
- TTL and DTL compatible phase detector input and square wave output
- Adjustable hold in range from $\pm 1\%$ to $\pm 60\%$

Applications

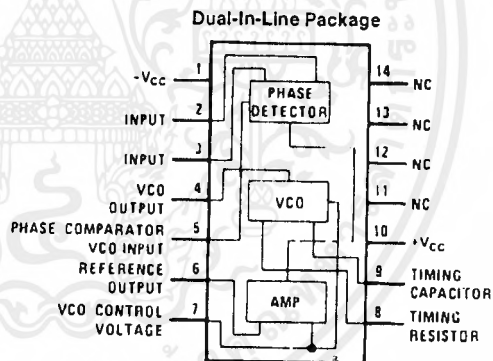
- Data and tape synchronization
- Modems
- FSK demodulation
- FM demodulation
- Frequency synthesizer
- Tone decoding
- Frequency multiplication and division
- SCA demodulators
- Telemetry receivers
- Signal regeneration
- Coherent demodulators

Connection Diagrams



Order Number LM565H
See NS Package Number H10C

TL/H/7853-2



Order Number LM565CN
See NS Package Number N14A

TL/H/7853-3

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	±12V
Power Dissipation (Note 1)	1400 mW
Differential Input Voltage	±1V

Operating Temperature Range

LM565H	-55°C to +125°C
LM565CN	0°C to +70°C

Storage Temperature Range

-65°C to +150°C

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

260°C

Electrical Characteristics AC Test Circuit, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = \pm 6\text{V}$

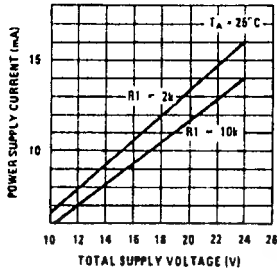
Parameter	Conditions	LM565			LM565C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Power Supply Current			8.0	12.5		8.0	12.5	mA
Input Impedance (Pins 2, 3)	$-4\text{V} < V_2, V_3 < 0\text{V}$	7	10			5		k Ω
VCO Maximum Operating Frequency	$C_o = 2.7\text{ pF}$	300	500		250	500		kHz
VCO Free-Running Frequency	$C_o = 1.5\text{ nF}$ $R_o = 20\text{ k}\Omega$ $f_o = 10\text{ kHz}$	-10	0	+10	-30	0	+30	%
Operating Frequency Temperature Coefficient			-100			-200		ppm/°C
Frequency Drift with Supply Voltage			0.1	1.0		0.2	1.5	%/V
Triangle Wave Output Voltage		2	2.4	3	2	2.4	3	V_{p-p}
Triangle Wave Output Linearity			0.2			0.5		%
Square Wave Output Level		4.7	5.4		4.7	5.4		V_{p-p}
Output Impedance (Pin 4)			5			5		k Ω
Square Wave Duty Cycle		45	50	55	40	50	60	%
Square Wave Rise Time			20			20		ns
Square Wave Fall Time			50			50		ns
Output Current Sink (Pin 4)		0.6	1		0.6	1		mA
VCO Sensitivity	$f_o = 10\text{ kHz}$		6600			6600		Hz/V
Demodulated Output Voltage (Pin 7)	±10% Frequency Deviation	250	300	400	200	300	450	mV $_{p-p}$
Total Harmonic Distortion	±10% Frequency Deviation		0.2	0.75		0.2	1.5	%
Output Impedance (Pin 7)			3.5			3.5		k Ω
DC Level (Pin 7)		4.25	4.5	4.75	4.0	4.5	5.0	V
Output Offset Voltage $ V_7 - V_6 $			30	100		50	200	mV
Temperature Drift of $ V_7 - V_6 $			500			500		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
AM Rejection		30	40			40		dB
Phase Detector Sensitivity K_D			.68			.68		V/radian

Note 1: The maximum junction temperature of the LM565 and LM565C is +150°C. For operation at elevated temperatures, devices in the TO-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 +85°C/W.

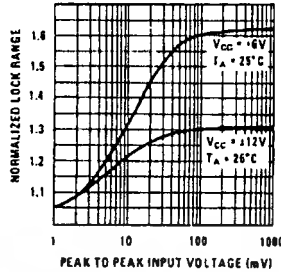
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

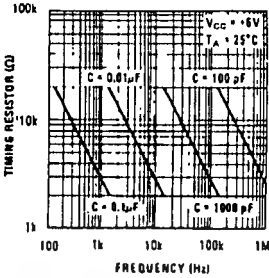
Power Supply Current as a Function of Supply Voltage



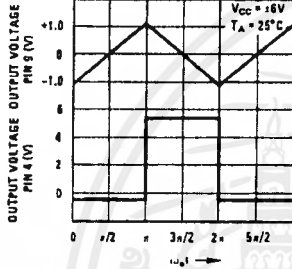
Lock Range as a Function of Input Voltage



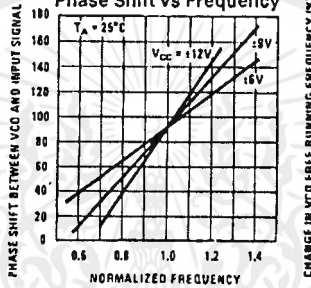
VCO Frequency



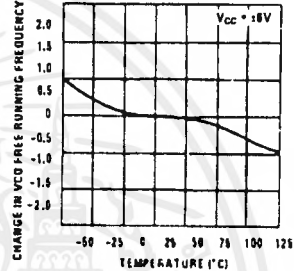
Oscillator Output Waveforms



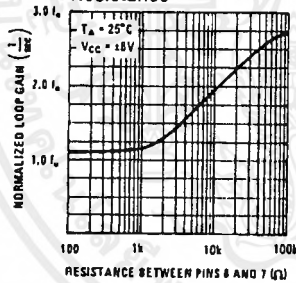
Phase Shift vs Frequency



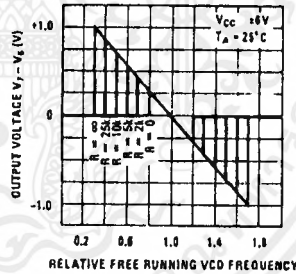
VCO Frequency as a Function of Temperature



Loop Gain vs Load Resistance



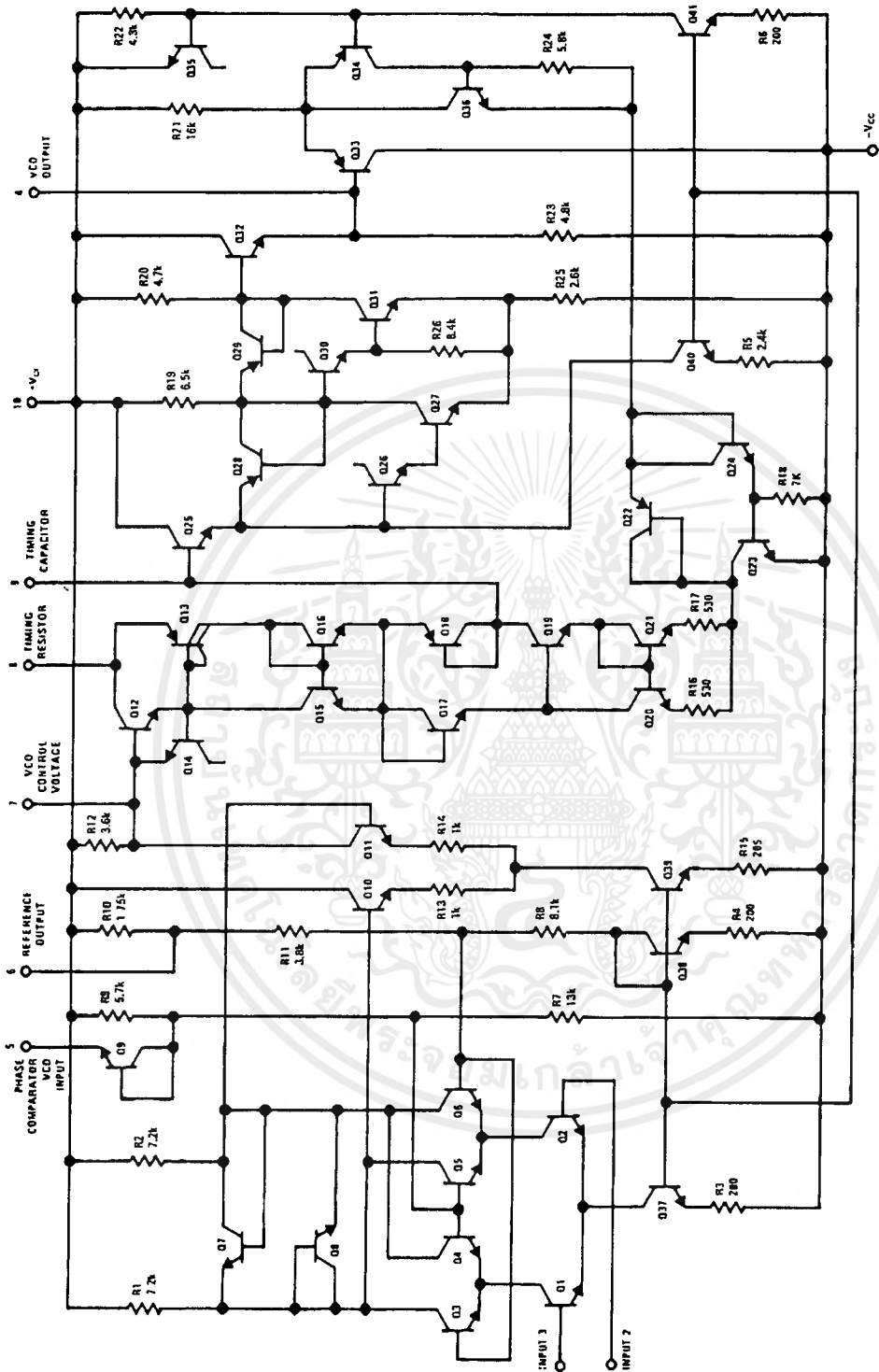
Hold in Range as a Function of R6-7



TL/H/7863-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

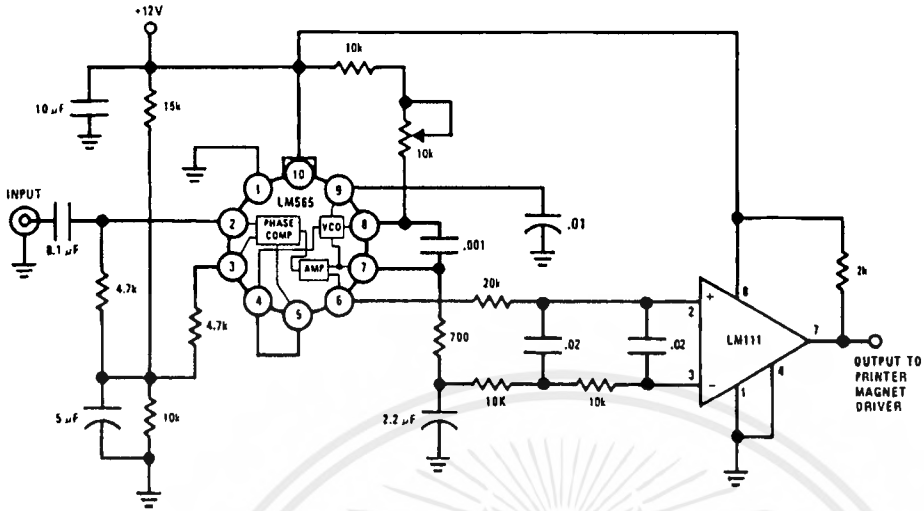
Schematic Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

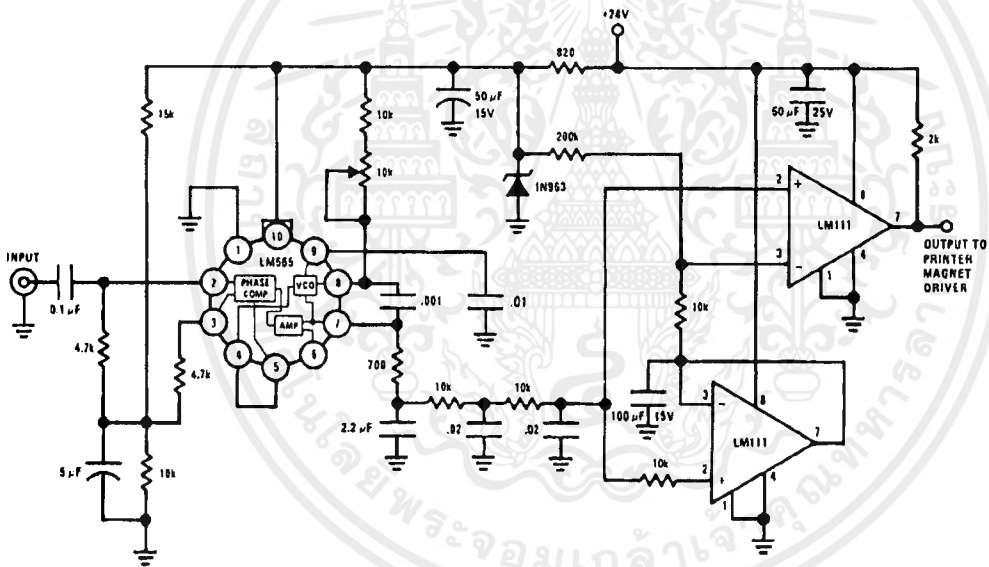
Typical Applications (Continued)

FSK Demodulator (2025-2225 cps)



TL/H/7863-7

FSK Demodulator with DC Restoration

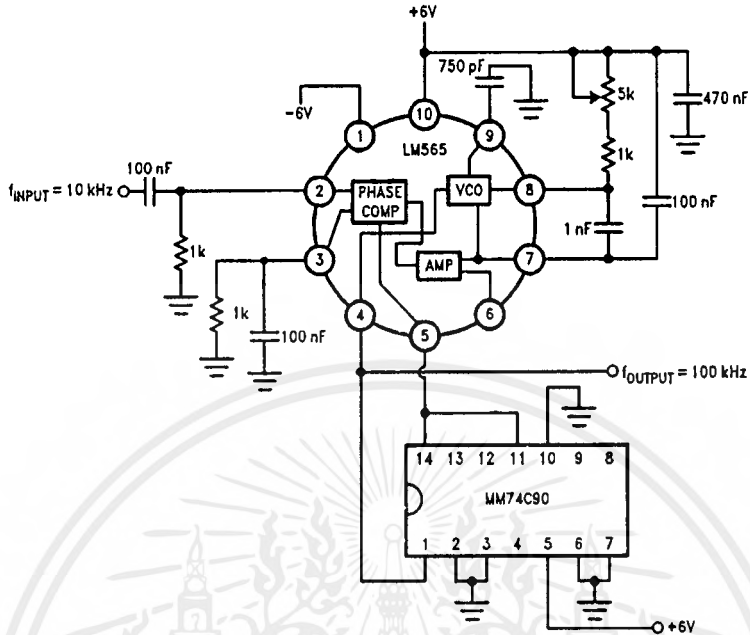


TL/H/7863-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

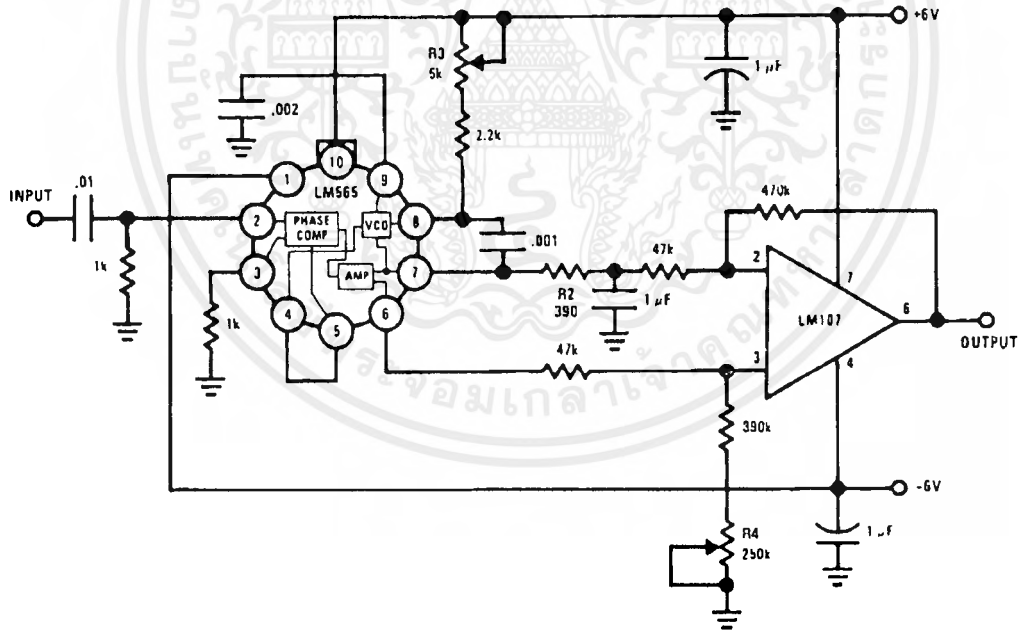
Typical Applications (Continued)

Frequency Multiplier (× 10)



TL/H/7853-9

IRIG Channel 13 Demodulator



TL/H/7853-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications Information

In designing with phase locked loops such as the LM565, the important parameters of interest are:

FREE RUNNING FREQUENCY

$$f_o = \frac{0.3}{R_o C_o}$$

LOOP GAIN: relates the amount of phase change between the input signal and the VCO signal for a shift in input signal frequency (assuming the loop remains in lock). In servo theory, this is called the "velocity error coefficient."

$$\text{Loop gain} = K_o K_D \left(\frac{1}{\text{sec}} \right)$$

$$K_o = \text{oscillator sensitivity} \left(\frac{\text{radians/sec}}{\text{volt}} \right)$$

$$K_D = \text{phase detector sensitivity} \left(\frac{\text{volts}}{\text{radian}} \right)$$

The loop gain of the LM565 is dependent on supply voltage, and may be found from:

$$K_o K_D = \frac{33.6 f_o}{V_c}$$

f_o = VCO frequency in Hz

V_c = total supply voltage to circuit

Loop gain may be reduced by connecting a resistor between pins 6 and 7; this reduces the load impedance on the output amplifier and hence the loop gain.

HOLD IN RANGE: the range of frequencies that the loop will remain in lock after initially being locked.

$$f_H = \pm \frac{8 f_o}{V_c}$$

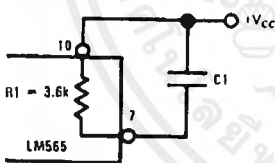
f_o = free running frequency of VCO

V_c = total supply voltage to the circuit

THE LOOP FILTER

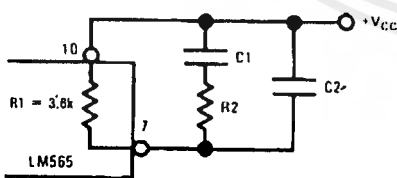
In almost all applications, it will be desirable to filter the signal at the output of the phase detector (pin 7); this filter may take one of two forms:

Simple Lag Filter



TL/H/7853-11

Lag-Lead Filter



TL/H/7853-12

A simple lag filter may be used for wide closed loop bandwidth applications such as modulation following where the frequency deviation of the carrier is fairly high (greater than 10%), or where wideband modulating signals must be followed.

The natural bandwidth of the closed loop response may be found from:

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_o K_D}{R_1 C_1}}$$

Associated with this is a damping factor:

$$\delta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{R_1 C_1 K_o K_D}}$$

For narrow band applications where a narrow noise bandwidth is desired, such as applications involving tracking a slowly varying carrier, a lead lag filter should be used. In general, if $1/R_1 C_1 < K_o K_D$, the damping factor for the loop becomes quite small resulting in large overshoot and possible instability in the transient response of the loop. In this case, the natural frequency of the loop may be found from

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_o K_D}{\tau_1 + \tau_2}}$$

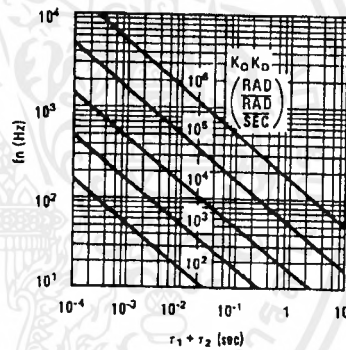
$$\tau_1 + \tau_2 = (R_1 + R_2) C_1$$

R_2 is selected to produce a desired damping factor δ , usually between 0.5 and 1.0. The damping factor is found from the approximation:

$$\delta \approx \pi \tau_2 f_n$$

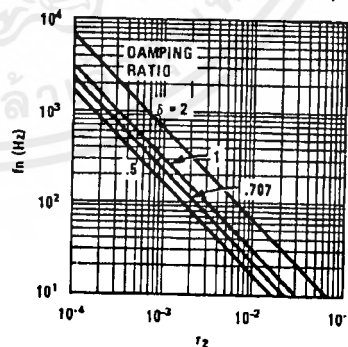
These two equations are plotted for convenience.

Filter Time Constant vs Natural Frequency



TL/H/7853-13

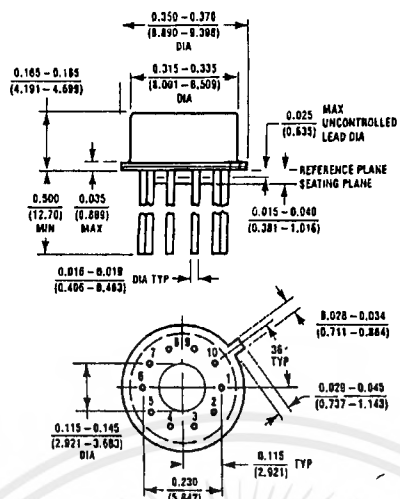
Damping Time Constant vs Natural Frequency



TL/H/7853-14

Capacitor C_2 should be much smaller than C_1 since its function is to provide filtering of carrier. In general $C_2 \leq 0.1 C_1$.

Physical Dimensions inches (millimeters)

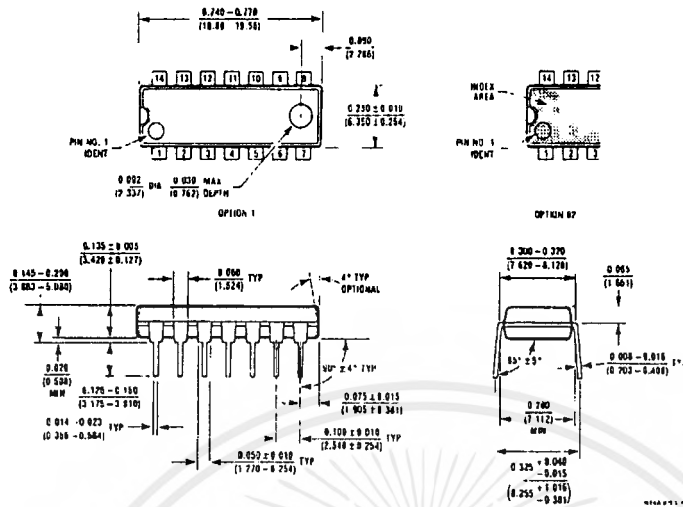


Metal Can Package (H)
Order Number LM565H
NS Package Number H10C

H10C, REV E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM565CN
NS Package Number N 14A

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor Corporation
1111 West Bardin Road
Arlington, TX 76017
Tel: 1(800) 272-9959
Fax: 1(800) 737-7018

National Semiconductor Europe
Fax: (+49) 0-180-530 85 86
Email: cnjwgo@tovm2.nsc.com
Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85
English Tel: (+49) 0-180-532 78 32
Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58
Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor Hong Kong Ltd.
13th Floor, Straight Block,
Ocean Centre, 5 Canton Rd.
Tsimshatsui, Kowloon
Hong Kong
Tel: (852) 2737-1600
Fax: (852) 2736-9960

National Semiconductor Japan Ltd.
Tel: 81-043-298-2309
Fax: 81-043-298-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DM5490/DM7490A, DM7493A Decade and Binary Counters

General Description

Each of these monolithic counters contains four master-slave flip-flops and additional gating to provide a divide-by-two counter and a three-stage binary counter for which the count cycle length is divide-by-five for the 90A and divide-by-eight for the 93A.

All of these counters have a gated zero reset and the 90A also has gated set-to-nine inputs for use in BCD nine's complement applications.

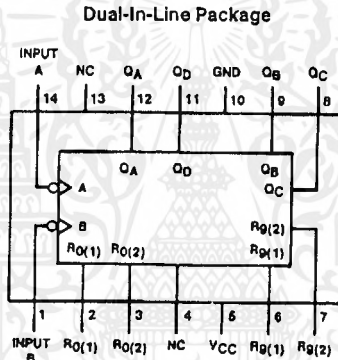
To use their maximum count length (decade or four-bit binary), the B input is connected to the Q_A output. The input count pulses are applied to input A and the outputs are as

described in the appropriate truth table. A symmetrical divide-by-ten count can be obtained from the 90A counters by connecting the Q_D output to the A input and applying the input count to the B input which gives a divide-by-ten square wave at output Q_A .

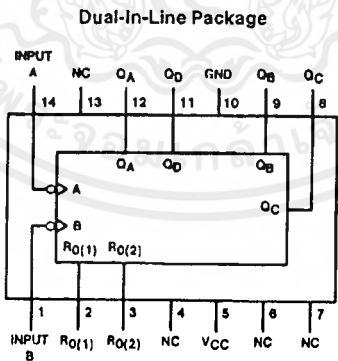
Features

- Typical power dissipation
 - 90A 145 mW
 - 93A 130 mW
- Count frequency 42 MHz

Connection Diagrams



Order Number DM5490J, DM5490W or DM7490AN
See NS Package Number J14A, N14A or W14B



Order Number DM7493AN
See NS Package Number N14A

Absolute Maximum Ratings (Note)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	7V
Input Voltage	5.5V
Operating Free Air Temperature Range	
DM54	-55°C to +125°C
DM74	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Note: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the "Electrical Characteristics" table are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	DM5480			DM7490A			Units
		Min	Nom	Max	Min	Nom	Max	
V _{CC}	Supply Voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V _{IH}	High Level Input Voltage	2			2			V
V _{IL}	Low Level Input Voltage			0.8			0.8	V
I _{OH}	High Level Output Current			-0.8			-0.8	mA
I _{OL}	Low Level Output Current			16			16	mA
f _{CLK}	Clock Frequency (Note 5)	A	0	32	0		32	MHz
		B	0	16	0		16	
t _w	Pulse Width (Note 5)	A	15		15			ns
		B	30		30			
		Reset	15		15			
t _{REL}	Reset Release Time (Note 5)		25		25			ns
T _A	Free Air Operating Temperature	-55		125	0		70	°C

'90A Electrical Characteristics

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 1)	Max	Units
V _I	Input Clamp Voltage	V _{CC} = Min, I _I = -12 mA			-1.5	V
V _{OH}	High Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OH} = Max V _{IL} = Max, V _{IH} = Min	2.4	3.4		V
V _{OL}	Low Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OL} = Max V _{IH} = Min, V _{IL} = Max (Note 4)		0.2	0.4	V
I _I	Input Current @ Max Input Voltage	V _{CC} = Max, V _I = 5.5V			1	mA
I _{IH}	High Level Input Current	V _{CC} = Max V _I = 2.7V	A		80	μA
			Reset		40	
			B		120	
I _{IL}	Low Level Input Current	V _{CC} = Max V _I = 0.4V	A		-3.2	mA
			Reset		-1.6	
			B		-4.8	
I _{OS}	Short Circuit Output Current	V _{CC} = Max (Note 2)	DM54	-20	-57	mA
			DM74	-18	-57	
I _{CC}	Supply Current	V _{CC} = Max (Note 3)		29	42	mA

Note 1: All typicals are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C

Note 2: Not more than one output should be shorted at a time.

Note 3: I_{CC} is measured with all outputs open, both RO inputs grounded following momentary connection to 4.5V, and all other inputs grounded.

Note 4: Q_A outputs are tested at I_{OL} = Max plus the limit value of I_{IL} for the B input. This permits driving the B input while maintaining full fan-out capability.

Note 5: T_A = 25°C and V_{CC} = 5V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

'90A Switching Characteristics

at $V_{CC} = 5V$ and $T_A = 25^\circ C$ (See Section 1 for Test Waveforms and Output Load)

Symbol	Parameter	From (Input) To (Output)	$R_L = 400\Omega$ $C_L = 15 pF$		Units
			Min	Max	
f_{MAX}	Maximum Clock Frequency	A to Q_A	32		MHz
		B to Q_B	16		
t_{PLH}	Propagation Delay Time Low to High Level Output	A to Q_A		16	ns
t_{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Output	A to Q_A		18	ns
t_{PLH}	Propagation Delay Time Low to High Level Output	A to Q_D		48	ns
t_{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Output	A to Q_D		50	ns
t_{PLH}	Propagation Delay Time Low to High Level Output	B to Q_B		16	ns
t_{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Output	B to Q_B		21	ns
t_{PLH}	Propagation Delay Time Low to High Level Output	B to Q_C		32	ns
t_{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Output	B to Q_C		35	ns
t_{PLH}	Propagation Delay Time Low to High Level Output	B to Q_D		32	ns
t_{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Output	B to Q_D		35	ns
t_{PLH}	Propagation Delay Time Low to High Level Output	SET-9 to Q_A, Q_D		30	ns
t_{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Output	SET-9 to Q_B, Q_C		40	ns
t_{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Output	SET-0 Any Q		40	ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	DM7493A			Units
		Min	Nom	Max	
V _{CC}	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V _{IH}	High Level Input Voltage	2			V
V _{IL}	Low Level Input Voltage			0.8	V
I _{OH}	High Level Output Current			-0.8	mA
I _{OL}	Low Level Output Current			16	mA
f _{CLK}	Clock Frequency (Note 5)	A	0	32	MHz
		B	0	16	
t _w	Pulse Width (Note 5)	A	15		ns
		B	30		
		Reset	15		
t _{REL}	Reset Release Time (Note 5)	25			ns
T _A	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

'93A Electrical Characteristics

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 1)	Max	Units
V _I	Input Clamp Voltage	V _{CC} = Min, I _I = -12 mA			-1.5	V
V _{OH}	High Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OH} = Max V _{IL} = Max, V _{IH} = Min	2.4	3.4		V
V _{OL}	Low Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OL} = Max V _{IH} = Min, V _{IL} = Max (Note 4)		0.2	0.4	V
I _I	Input Current @ Max Input Voltage	V _{CC} = Max, V _I = 5.5V			1	mA
I _{IH}	High Level Input Current	V _{CC} = Max V _I = 2.4V	Reset		40	μA
			A		80	
			B		80	
I _{IL}	Low Level Input Current	V _{CC} = Max V _I = 0.4V	Reset		-1.6	mA
			A		-3.2	
			B		-3.2	
I _{OS}	Short Circuit Output Current	V _{CC} = Max (Note 2)	-18		-57	mA
I _{CC}	Supply Current	V _{CC} = Max (Note 3)		26	39	mA

Note 1: All typicals are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.

Note 2: Not more than one output should be shorted at a time.

Note 3: I_{CC} is measured with all outputs open, both R0 inputs grounded following momentary connection to 4.5V and all other inputs grounded.

Note 4: Q_A outputs are tested at I_{OL} = Max plus the limit value of I_{IL} for the B input. This permits driving the B input while maintaining full fan-out capability.

Note 5: T_A = 25°C and V_{CC} = 5V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

'93A Switching Characteristics

at $V_{CC} = 5V$ and $T_A = 25^\circ C$ (See Section 1 for Test Waveforms and Output Load)

Symbol	Parameter	From (Input) To (Output)	$R_L = 400\Omega$ $C_L = 15\text{ pF}$		Units
			Min	Max	
f_{MAX}	Maximum Clock Frequency	A to Q_A	32		MHz
		B to Q_B	16		
t_{PLH}	Propagation Delay Time Low to High Level Output	A to Q_A		16	ns
t_{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Output	A to Q_A		18	ns
t_{PLH}	Propagation Delay Time Low to High Level Output	A to Q_D		70	ns
t_{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Output	A to Q_D		70	ns
t_{PLH}	Propagation Delay Time Low to High Level Output	B to Q_B		16	ns
t_{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Output	B to Q_B		21	ns
t_{PLH}	Propagation Delay Time Low to High Level Output	B to Q_C		32	ns
t_{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Output	B to Q_C		35	ns
t_{PLH}	Propagation Delay Time Low to High Level Output	B to Q_D		51	ns
t_{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Output	B to Q_D		51	ns
t_{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Output	SET-0 to Any Q		40	ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Function Tables (Note D)

90A
BCD Count Sequence
(See Note A)

Count	Outputs			
	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H

90A
BCD Bi-Quinary (5-2)
(See Note B)

Count	Outputs			
	Q _A	Q _D	Q _C	Q _B
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	H	L	L	L
6	H	L	L	H
7	H	L	H	L
8	H	L	H	H
9	H	H	L	L

93A
Count Sequence
(See Note C)

Count	Outputs			
	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H
10	H	L	H	L
11	H	L	H	H
12	H	H	L	L
13	H	H	L	H
14	H	H	H	L
15	H	H	H	H

90A
Reset/Count Function Table

Reset Inputs				Outputs			
R0(1)	R0(2)	R9(1)	R9(2)	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
H	H	L	X	L	L	L	L
H	H	X	L	L	L	L	L
X	X	H	H	H	L	L	H
X	L	X	L				COUNT
L	X	L	X				COUNT
L	X	X	L				COUNT
X	L	L	X				COUNT

93A
Reset/Count Function Table

Reset Inputs		Outputs			
R0(1)	R0(2)	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
H	H	L	L	L	L
L	X				COUNT
X	L				COUNT

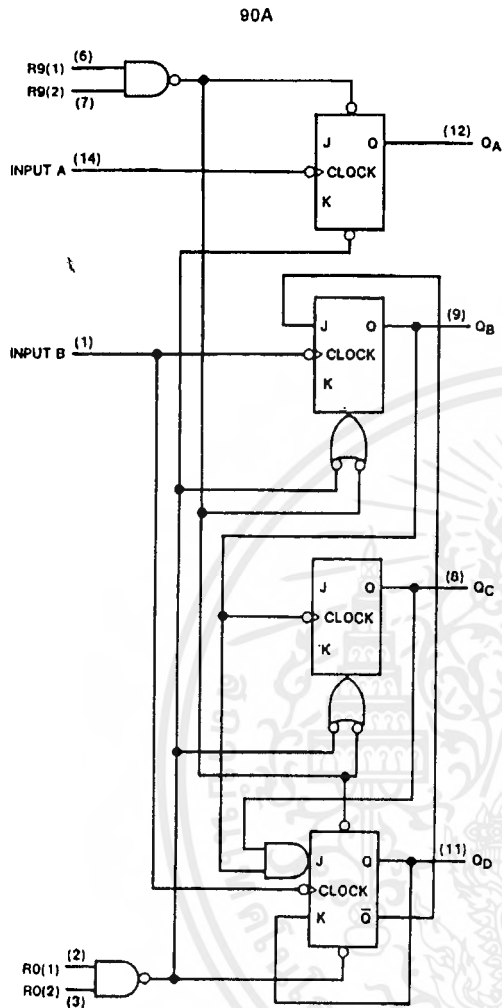
Note A: Output Q_A is connected to input B for BCD count.

Note B: Output Q_D is connected to input A for bi-quinary count.

Note C: Output Q_A is connected to input B.

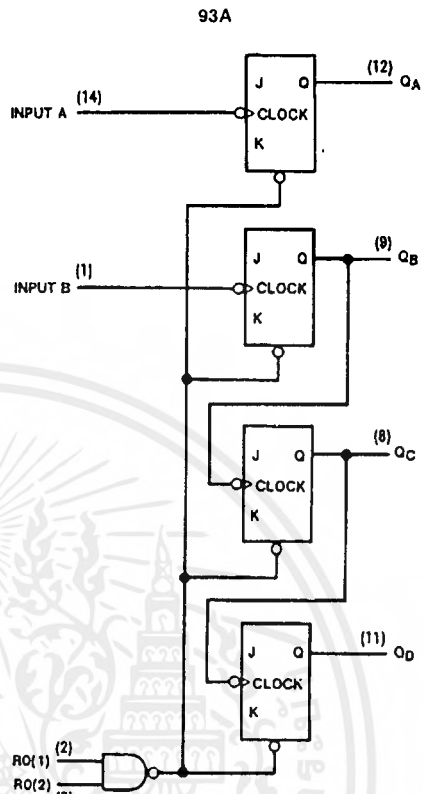
Note D: H = High Level, L = Low Level, X = Don't Care.

Logic Diagrams



TL/F/6533-3

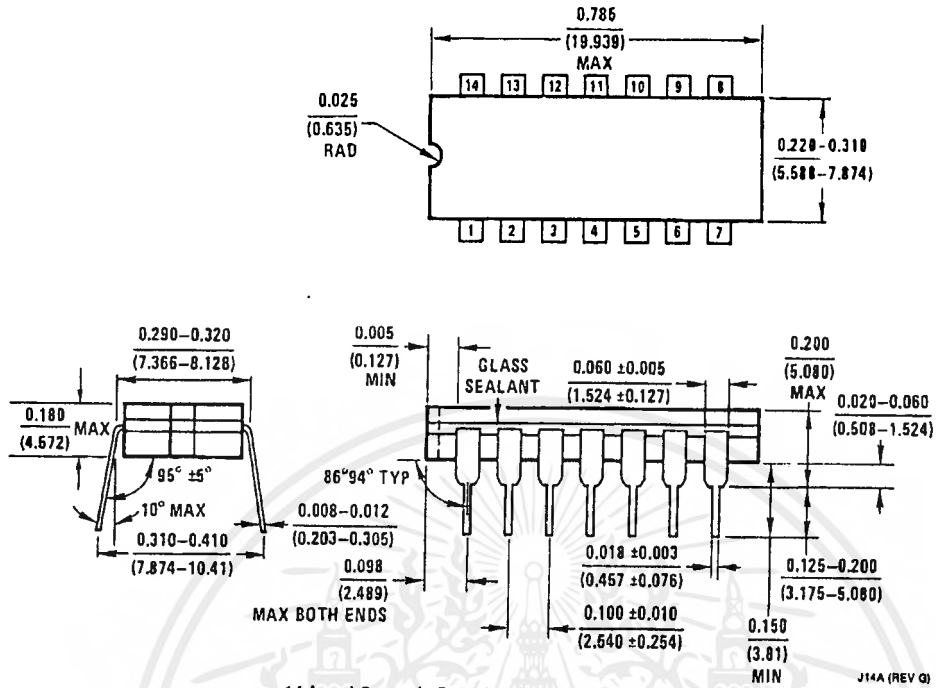
The J and K inputs shown without connection are for reference only and are functionally at a high level.



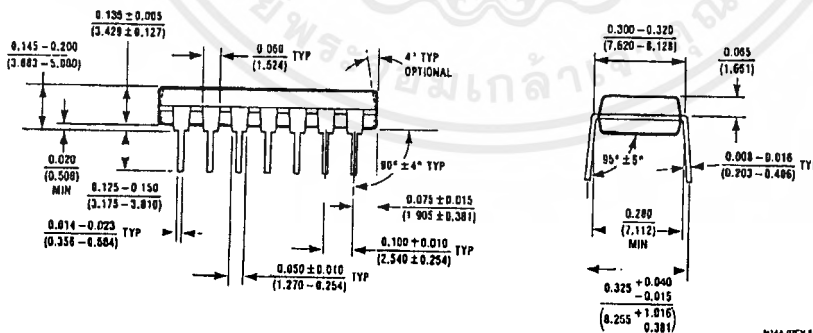
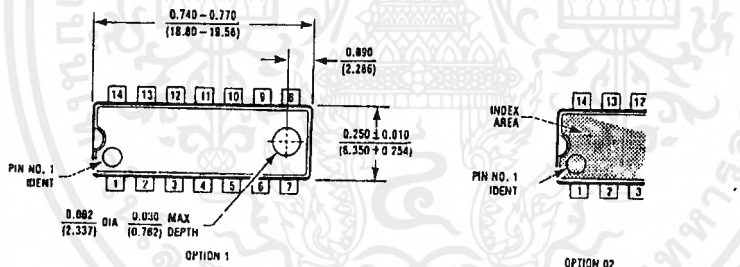
TL/F/6533-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters)



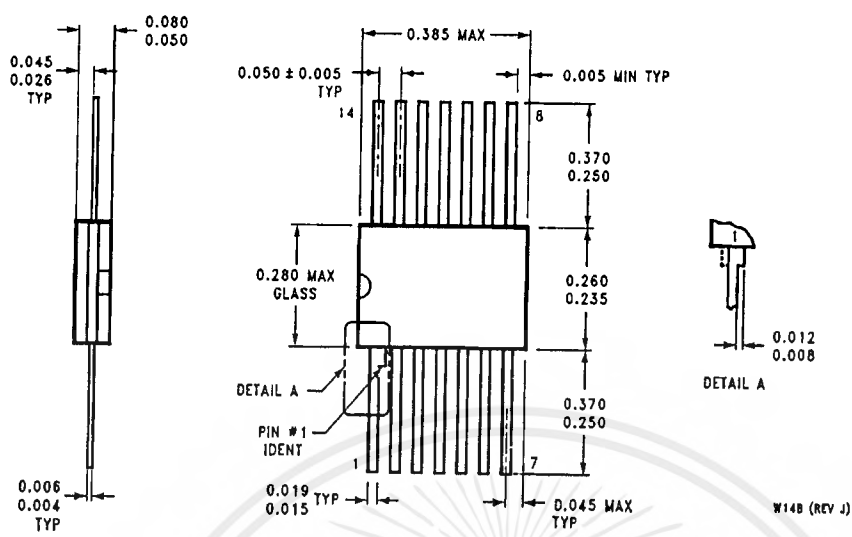
14-Lead Ceramic Dual-In-Line Package (J)
Order Number DM5490J
NS Package Number J14A



14-Lead Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number DM7490AN or DM7493AN
NS Package Number N14A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)




14-Lead Ceramic Flat Package (W)
Order Number DM5490W
NS Package Number W14B

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

 <p>National Semiconductor Corporation 1111 West Bardin Road Arlington, TX 76017 Tel: 1(800) 272-9959 Fax: 1(800) 737-7018</p>	<p>National Semiconductor Europe Fax: (+49) 0-180-530 85 88 Email: cnjwge41ovm2.nsc.com Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85 English Tel: (+49) 0-180-532 78 32 Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58 Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80</p>	<p>National Semiconductor Hong Kong Ltd. 13th Floor, Straight Block, Ocean Centre, 5 Canton Rd. Tsimshatsui, Kowloon Hong Kong Tel: (852) 2737-1600 Fax: (852) 2736-9960</p>	<p>National Semiconductor Japan Ltd. Tel: 81-043-299-2309 Fax: 81-043-299-2408</p>
--	---	--	--

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change size, shape, and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Video amplifier

NE592

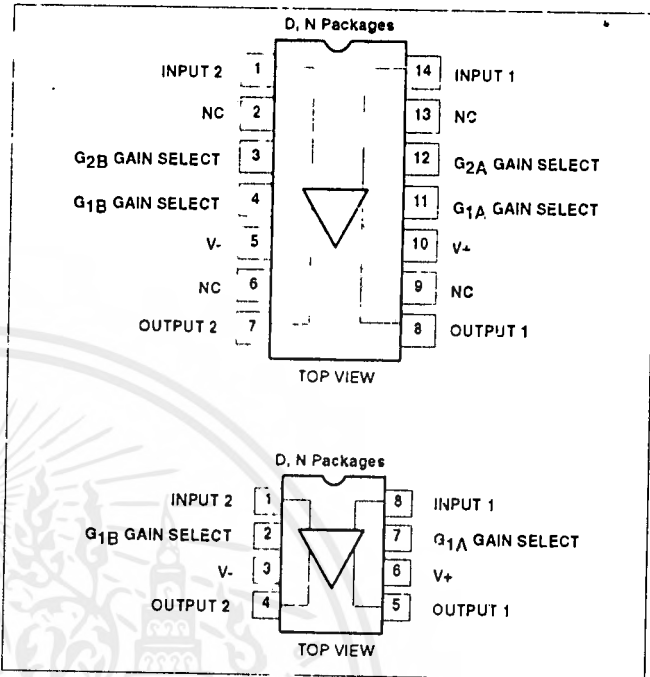
DESCRIPTION

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

FEATURES

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

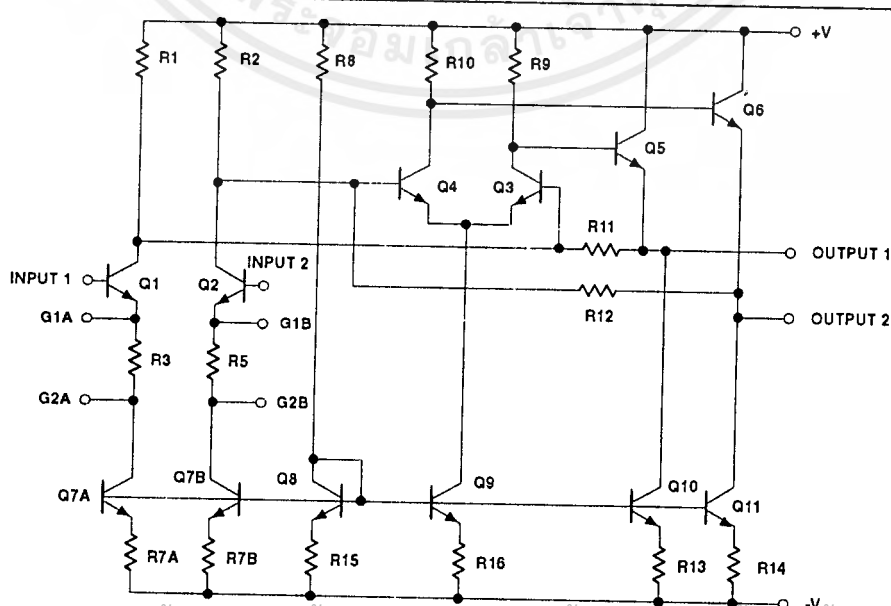
PIN CONFIGURATIONS



APPLICATIONS

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

BLOCK DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Video amplifier

NE592

ORDERING INFORMATION

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

NOTES:

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

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

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

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

NOTES:

- Derate above 25°C at the following rates:
 - D-14 package at 7.8mW/°C
 - D-8 package at 6.3mW/°C
 - N-14 package at 11.5mW/°C
 - N-8 package at 9.3mW/°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Video amplifier

NE592

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	NE592			UNIT
			Min	Typ	Max	
A _{VOL}	Differential voltage gain, standard part	$R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_{OUT} = 3V_{P-P}$				
	Gain 1 ¹		250	400	600	V/V
	Gain 2 ^{2, 4}		80	100	120	V/V
R _{IN}	Input resistance					
	Gain 1 ¹			40		k Ω
	Gain 2 ^{2, 4}		10	30		k Ω
C _{IN}	Input capacitance ²	Gain 2 ⁴		2.0		pF
I _{OS}	Input offset current			0.4	5.0	μA
I _{BIAS}	Input bias current			9.0	30	μA
V _{NOISE}	Input noise voltage	BW 1kHz to 10MHz		12		μV_{RMS}
V _{IN}	Input voltage range		± 1.0			V
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{CM} \pm 1\text{V}$, $f < 100\text{kHz}$ $V_{CM} \pm 1\text{V}$, $f = 5\text{MHz}$	60	86		dB
				60		
PSRR	Supply voltage rejection ratio	$\Delta V_S = \pm 0.5\text{V}$	50	70		dB
V _{OS}	Output offset voltage					
	Gain 1	$R_L = \infty$			1.5	V
	Gain 2 ⁴	$R_L = \infty$			1.5	V
	Gain 3 ³	$R_L = \infty$		0.35	0.75	V
V _{CM}	Output common-mode voltage	$R_L = \infty$	2.4	2.9	3.4	V
V _{OUT}	Output voltage swing differential	$R_L = 2\text{k}\Omega$	3.0	4.0		V
R _{OUT}	Output resistance			20		Ω
I _{CC}	Power supply current	$R_L = \infty$		18	24	mA

NOTES:

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Video amplifier

NE592

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

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

NOTES:

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

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

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

NOTES:

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

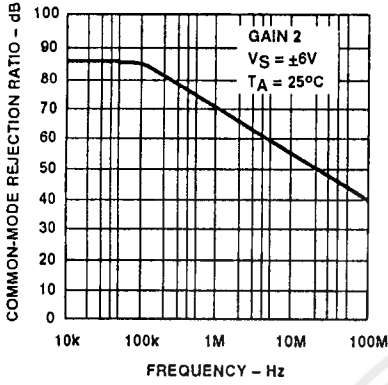
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Video amplifier

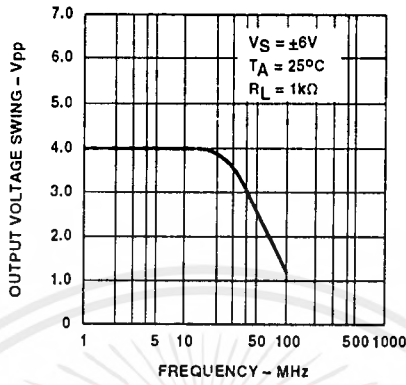
NE592

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

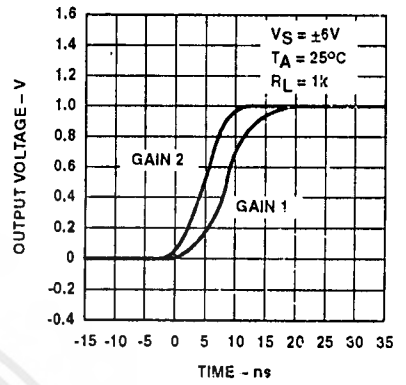
Common-Mode Rejection Ratio as a Function of Frequency



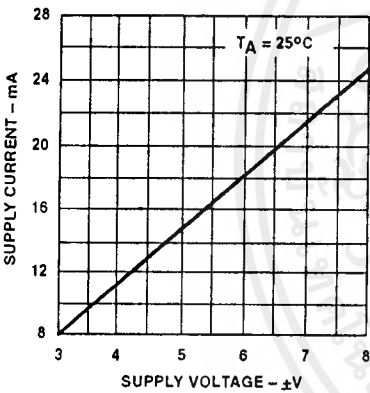
Output Voltage Swing as a Function of Frequency



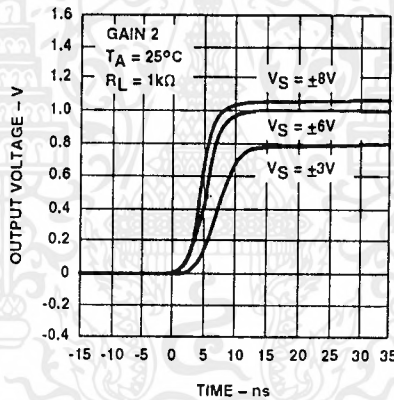
Pulse Response



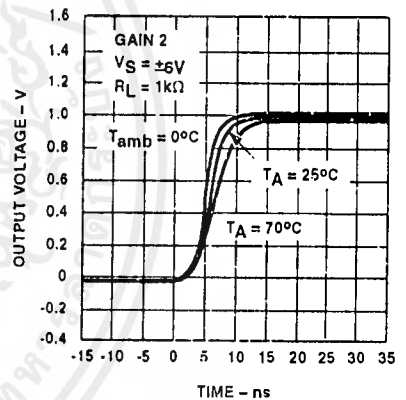
Supply Current as a Function of Temperature



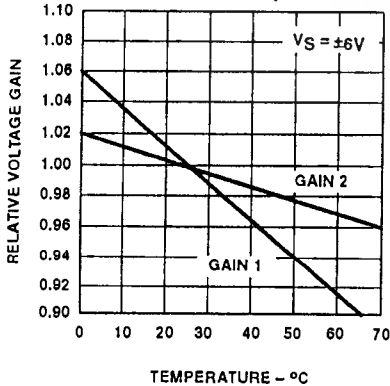
Pulse Response as a Function of Supply Voltage



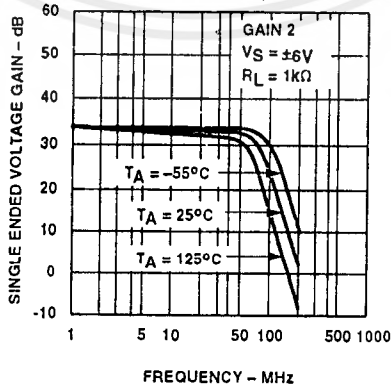
Pulse Response as a Function of Temperature



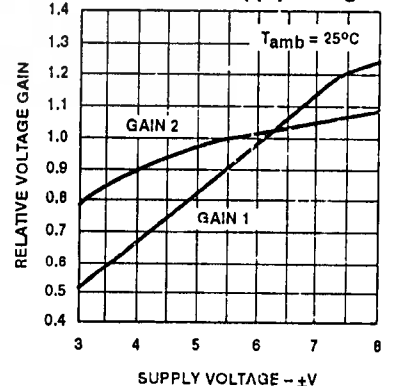
Voltage Gain as a Function of Temperature



Gain vs. Frequency as a Function of Temperature



Voltage Gain as a Function of Supply Voltage



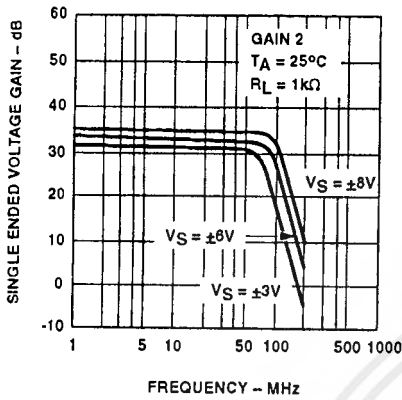
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Video amplifier

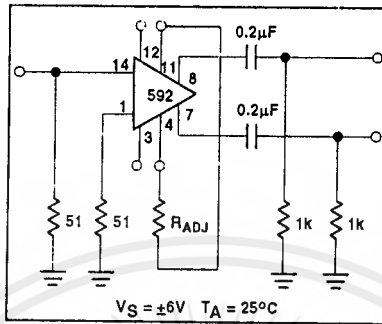
NE592

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)

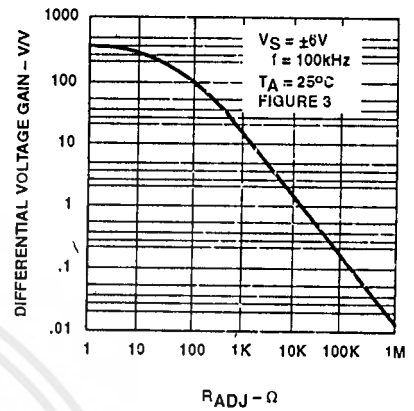
Gain vs. Frequency as a Function of Supply Voltage



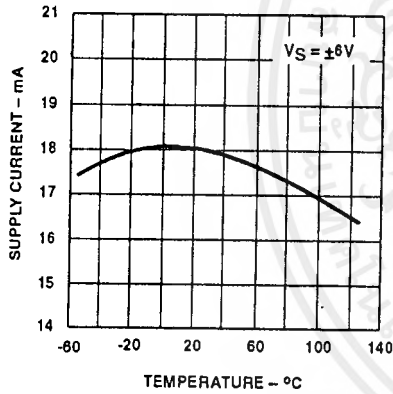
Voltage Gain Adjust Circuit



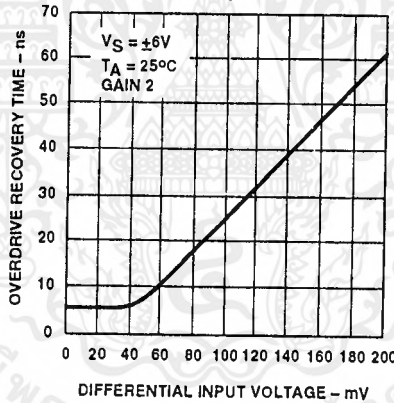
Voltage Gain as a Function of R_{ADJ} (Figure 3)



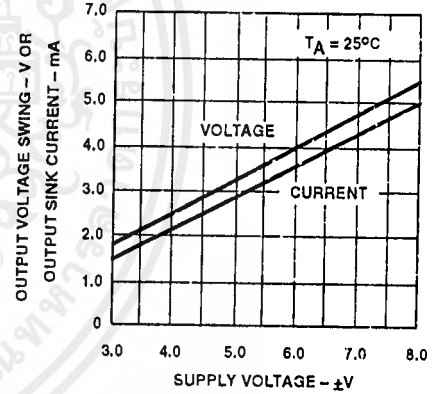
Supply Current as a Function of Temperature



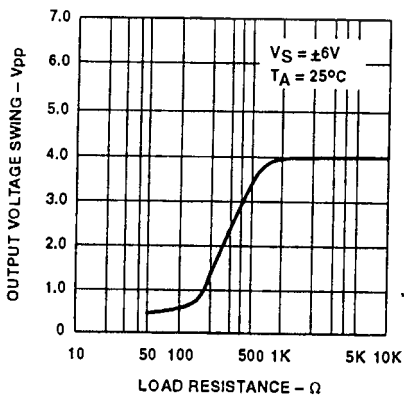
Differential Overdrive Recovery Time



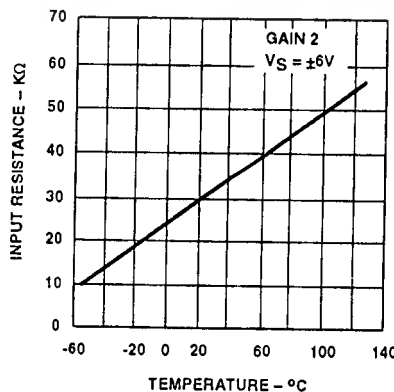
Output Voltage and Current Swing as a Function of Supply Voltage



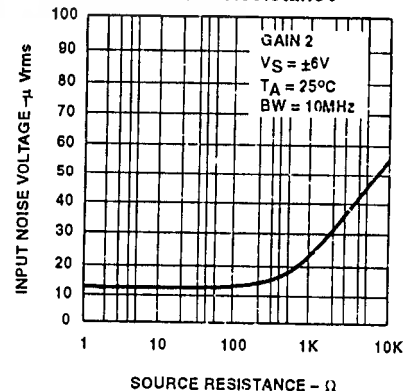
Output Voltage Swing as a Function of Load Resistance



Input Resistance as a Function of Temperature



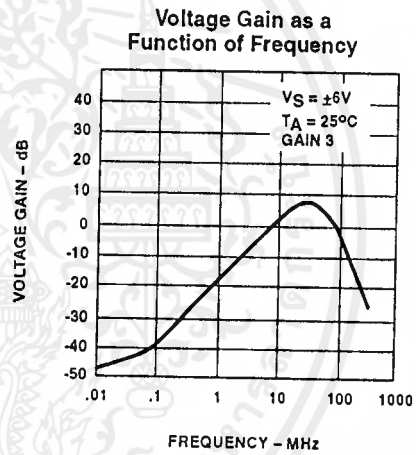
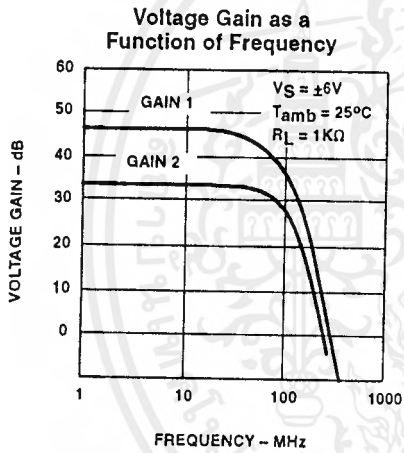
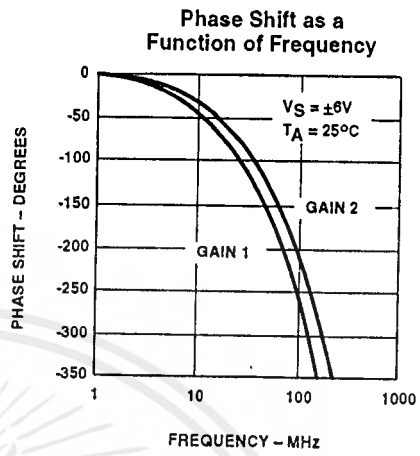
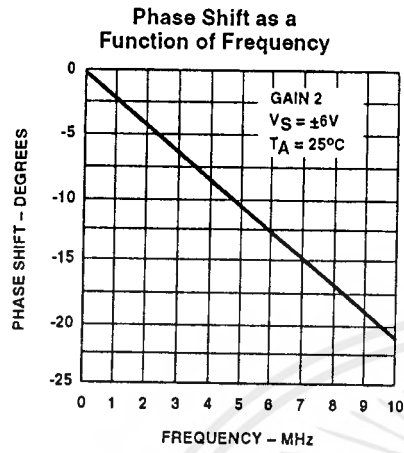
Input Noise Voltage as a Function of Source Resistance



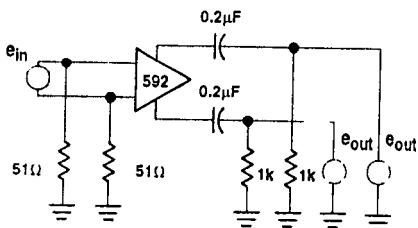
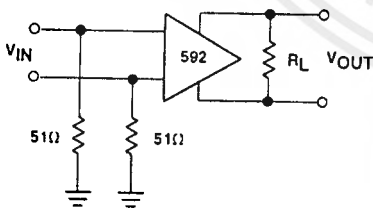
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Video amplifier

NE592



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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Video amplifier

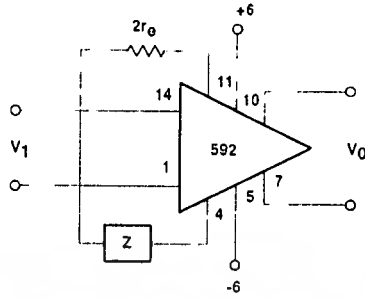
NE592

TYPICAL APPLICATIONS

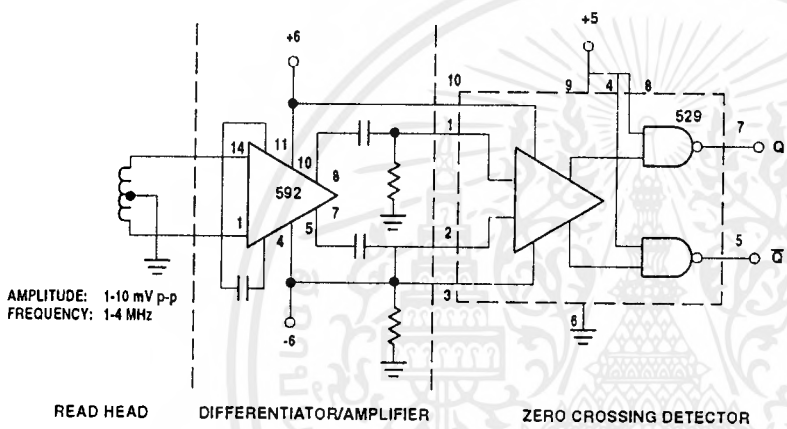
NOTE:

$$\frac{V_0(s)}{V_1(s)} \approx \frac{1.4 \cdot 10^4}{Z(s) + 2r_e}$$

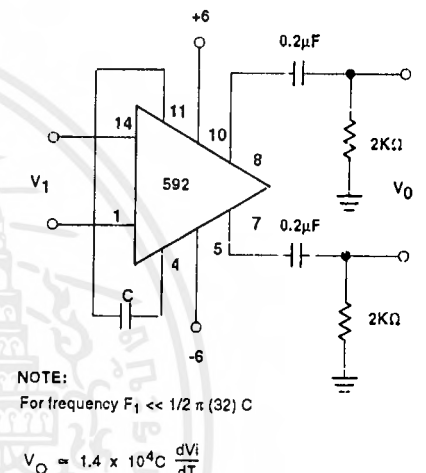
$$\approx \frac{1.4 \cdot 10^4}{Z(s) + 32}$$



Basic Configuration



Disc/Tape Phase-Modulated Readback Systems



NOTE:

For frequency $F_1 \ll 1/2 \pi (32) C$

$$V_O = 1.4 \times 10^4 C \frac{dV_i}{dT}$$

Differentiation with High Common-Mode Noise Rejection

FILTER NETWORKS

Z NETWORK	FILTER TYPE	$\frac{V_0(s)}{V_1(s)}$ TRANSFER FUNCTION
	LOW PASS	$\frac{1.4 \times 10^4}{L} \left[\frac{1}{s + R/L} \right]$
	HIGH PASS	$\frac{1.4 \times 10^4}{R} \left[\frac{s}{s + 1/RC} \right]$
	BAND PASS	$\frac{1.4 \times 10^4}{L} \left[\frac{s}{s^2 + R/Ls + 1/LC} \right]$
	BAND REJECT	$\frac{1.4 \times 10^4}{R} \left[\frac{s^2 + 1/LC}{s^2 + 1/LC + s/RC} \right]$

NOTES:
 In the networks above, the R value used is assumed to include $2r_e$, or approximately 32Ω .
 $S = j\omega$
 $\omega = 2\pi f$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่สามารถแก้ไขได้ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM566C Voltage Controlled Oscillator

General Description

The LM566CN is a general purpose voltage controlled oscillator 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 LM566CN is specified for operation over the 0°C to +70°C temperature range.

Features

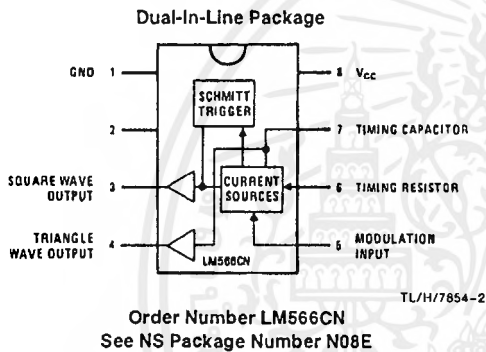
- Wide supply voltage range: 10V to 24V
- Very linear modulation characteristics

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

Applications

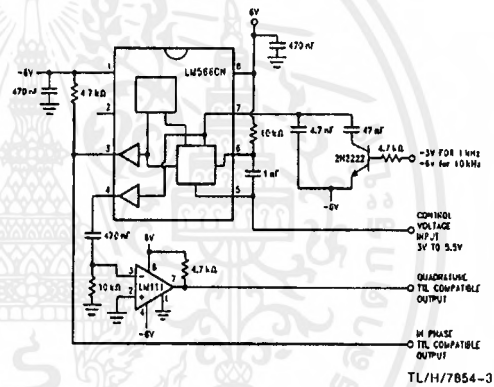
- FM modulation
- Signal generation
- Function generation
- Frequency shift keying
- Tone generation

Connection Diagram



Typical Application

1 kHz and 10 kHz TTL Compatible Voltage Controlled Oscillator



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Power Supply Voltage	26V
Power Dissipation (Note 1)	1000 mW
Operating Temperature Range, LM566CN	0°C to +70°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	+ 260°C

Electrical Characteristics $V_{CC} = 12V, T_A = 25^\circ C, AC$ Test Circuit

Parameter	Conditions	LM566C			Units
		Min	Typ	Max	
Maximum Operating Frequency	$R_O = 2k$ $C_O = 2.7 \mu F$	0.5	1		MHz
VCO Free-Running Frequency	$C_O = 1.5 nF$ $R_O = 20k$ $f_O = 10 kHz$	-30	0	+30	%
Input Voltage Range Pin 5		$\frac{3}{4} V_{CC}$		V_{CC}	
Average Temperature Coefficient of Operating Frequency			200		ppm/°C
Supply Voltage Rejection	10-20V		0.1	2	%/V
Input Impedance Pin 5		0.5	1		M Ω
VCO Sensitivity	For Pin 5, From 8-10V, $f_O = 10 kHz$	6.0	6.6	7.2	kHz/V
FM Distortion	$\pm 10\%$ Deviation		0.2	1.5	%
Maximum Sweep Rate			1		MHz
Sweep Range			10:1		
Output Impedance Pin 3			50		Ω
Pin 4			50		Ω
Square Wave Output Level	$R_{L1} = 10k$	5.0	5.4		Vp-p
Triangle Wave Output Level	$R_{L2} = 10k$	2.0	2.4		Vp-p
Square Wave Duty Cycle		40	50	60	%
Square Wave Rise Time			20		ns
Square Wave Fall Time			50		ns
Triangle Wave Linearity	+ 1V Segment at $\frac{1}{2} V_{CC}$		0.5		%

Note 1: The maximum junction temperature of the LM566CN is 150°C. For operation at elevated junction temperatures, maximum power dissipation must be derated based on a thermal resistance of 115°C/W, junction to ambient.

Applications Information

The LM566CN may be operated from either a single supply as shown in this test circuit, or from a split (\pm) power supply. When operating from a split supply, the square wave output (pin 3) is TTL compatible (2 mA current sink) with the addition of a 4.7 k Ω resistor from pin 3 to ground.

A 0.001 μF capacitor is connected between pins 5 and 6 to prevent parasitic oscillations that may occur during VCO switching.

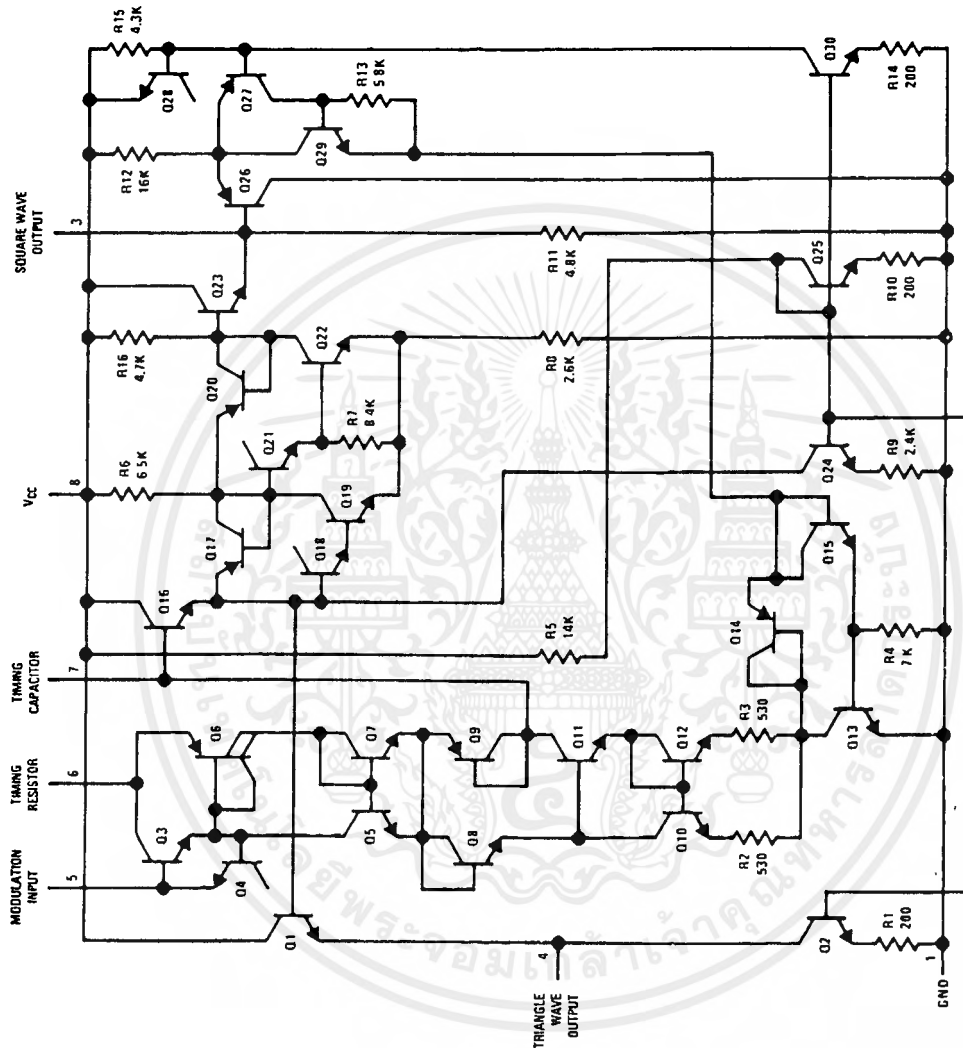
$$f_O = \frac{2.4(V^+ - V_S)}{R_O C_O V^+}$$

where

$$2K < R_O < 20K$$

and V_S is voltage between pin 5 and pin 1.

Schematic Diagram

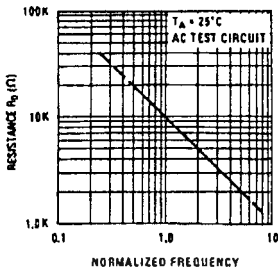


TL/H/7854-1

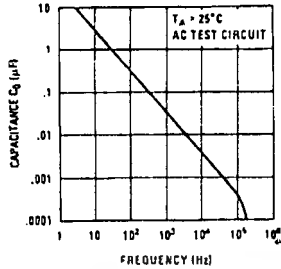
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

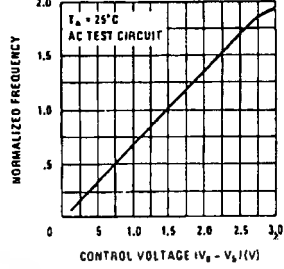
Operating Frequency as a Function of Timing Resistor



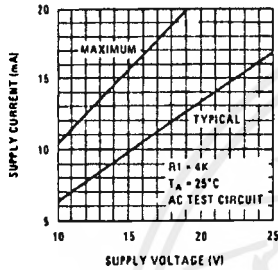
Operating Frequency as a Function of Timing Capacitor



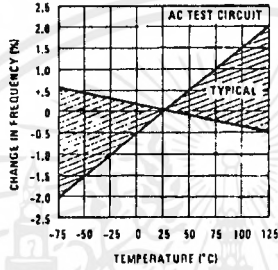
Normalized Frequency as a Function of Control Voltage



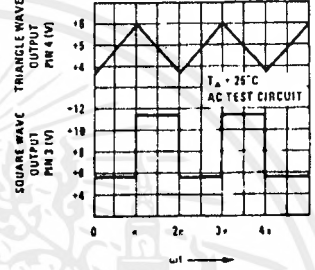
Power Supply Current



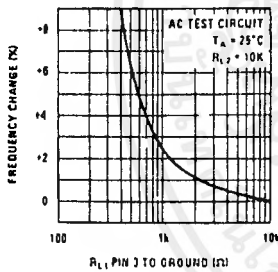
Temperature Stability



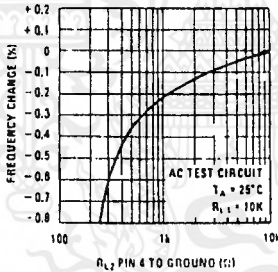
VCO Waveforms



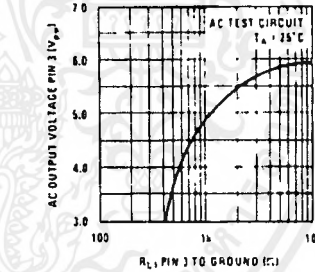
Frequency Stability vs Load Resistance (Square Wave Output)



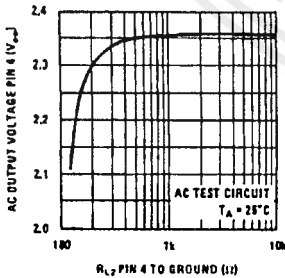
Frequency Stability vs Load Impedance (Triangle Output)



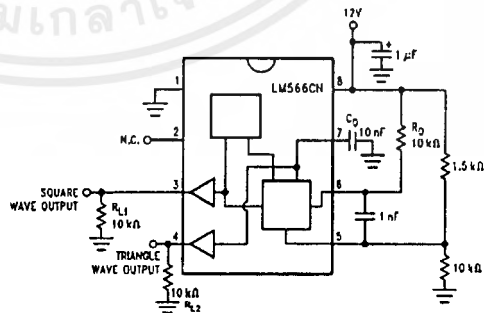
Square Wave Output Characteristics



Triangle Wave Output Characteristics



AC Test Circuit



TL/H/7854-5

TL/H/7854-4

TL/H/7854-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATION NOTE



AN179

Circuit description of the NE564

1991 Dec



PHILIPS

Circuit description of the NE564

AN179

DESCRIPTION

The NE564 contains the functional blocks shown in Figure 1. In addition to the normal PLL functions of phase comparator, VCO, amplifier and low-pass filter, the NE564 has internal circuitry for an input signal limiter, a DC retriever, and a Schmitt trigger. The complete circuit for the NE564 is shown in Figure 1.

Limiter

The input functions to produce a near constant amplitude output that serves as the input for the phase comparator. Eliminating amplitude variations in the FM input signal improves the AM rejection of the PLL. Additional features of the NE564's limiter are that it is capable of accepting TTL signals, operates at high frequencies up to 50MHz, and remains functional with variable supply voltages between 5 and 12V.*

Signal limiting is accomplished in the NE564 with a differential amplifier whose output is clipped by diodes D₁ and D₂ (see Figure 2). Schottky diodes are used because their limiting occurs between 0.3 to 0.4V instead of the 0.6 to 0.7V for regular IC diodes. This lower limiting level is helpful in biasing, especially for 5V operation. When limiting, the DC voltage across R₂ R₃ remains at the Schottky

diode voltage. Good high frequency performance for Q₂ and Q₃ is achieved with current levels in the low mA range. Current-source biasing is established via the current mirror of D₅ and Q₄ (see Figure 1).

Base biasing for Q₃ is of concern because of the nature of the input signal which can be either a TTL digital signal of 0 to 5V amplitude or a low-level, AC coupled analog signal. Compatibility for either type is achieved by modifying the limiter of Figure 2 with the addition of the vertical Schottky PNP transistors Q₁ and Q₅ as shown in Figure 3. The input signal voltage appears as a collector-base voltage for Q₁, which presents no problems for either high TTL level inputs or low-level analog inputs. Q₅ is in turn diode-biased by D₃ and D₄ (see Figure 1) which places the base voltages of Q₁ and Q₅ at approximately 1.0V. This same biasing network establishes a 1.3V bias at the base of Q₃ for biasing the phase comparator section. A differential output signal from the input limiter is applied to one input of the phase comparator (Q₉ through Q₁₂) after buffering the level shifting through the Q₇ - Q₈ emitter-followers.

*Note: When operating above 5V_{DC}, a limiting resistor must be used from V_{CC} to Pin 10 of the NE564.

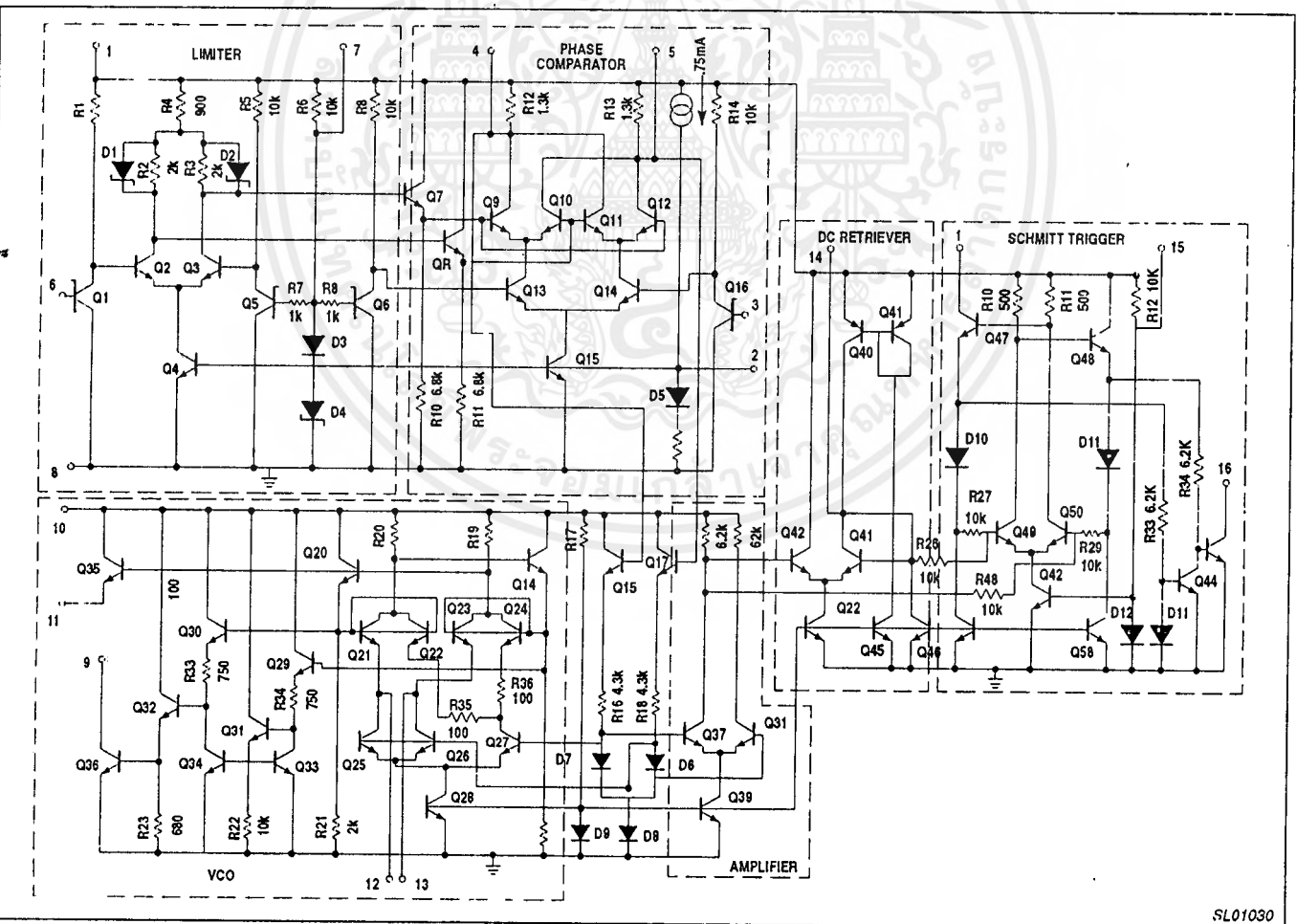


Figure 1. Schematic Diagram of NE564

SL01030

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Circuit description of the NE564

AN179

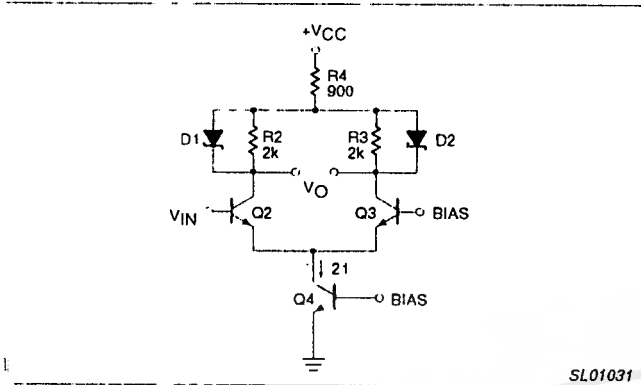


Figure 2. Basic Limiter Stage

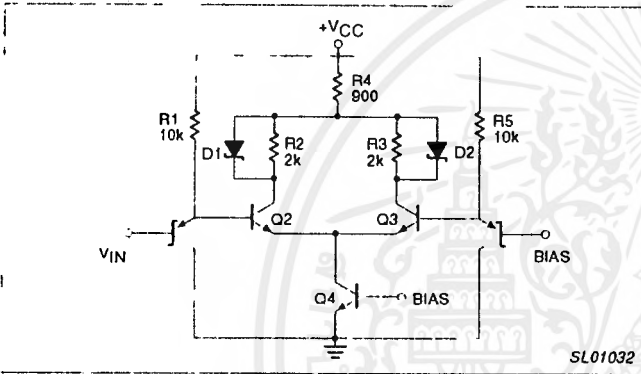


Figure 3. Limiter Stage with Input Buffering

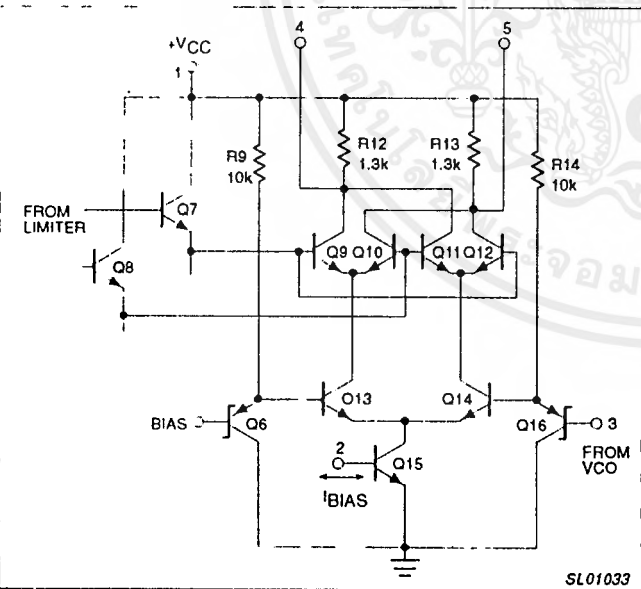


Figure 4. Phase Comparator Section

Phase Comparator

The phase comparator section of the NE564 is shown in Figure 4. It is basically the conventional, double-balanced mixer commonly used in PLL circuits, with a few exceptions. The transconductance, g_m , for the $Q_{13} - Q_{14}$ differential amplifier is directly proportional to the mirror current in Q_{15} . Thus, by externally sinking or sourcing current at Pin 2, g_m can be changed to alter the phase comparator's

conversion gain, K_d . The nominal current injected into this node by the internal current source is 0.75mA for 5V operation. If the current is externally removed by gating, the phase comparator can be disabled and the VCO will operate at its free-running frequency.

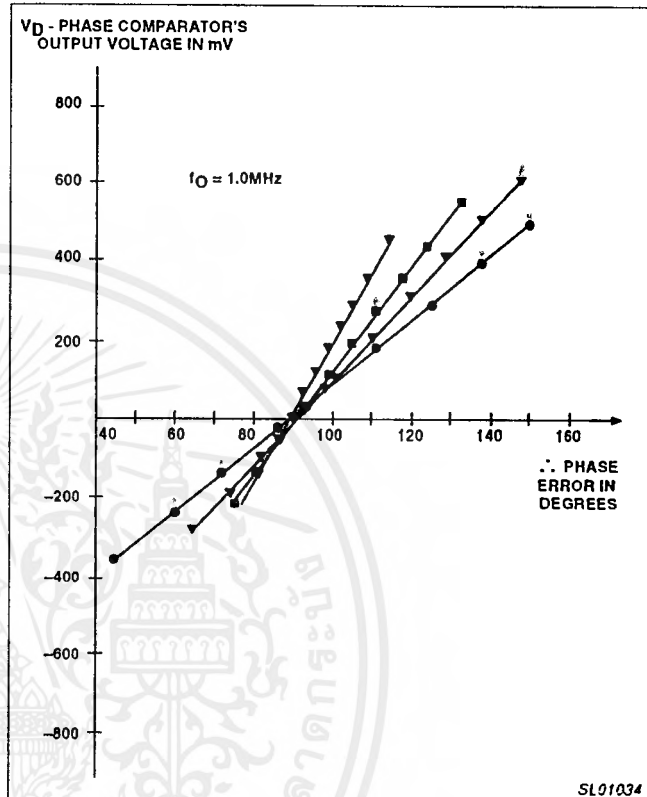


Figure 5. Variation of the Phase Comparator's Output Voltage vs Phase Error and Bias Current

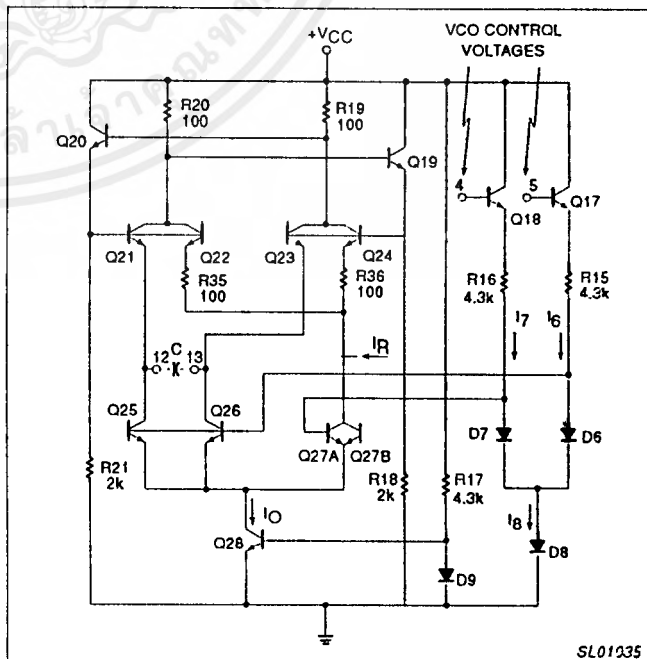


Figure 6. VCO Section of NE564

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

Circuit description of the NE564

AN179

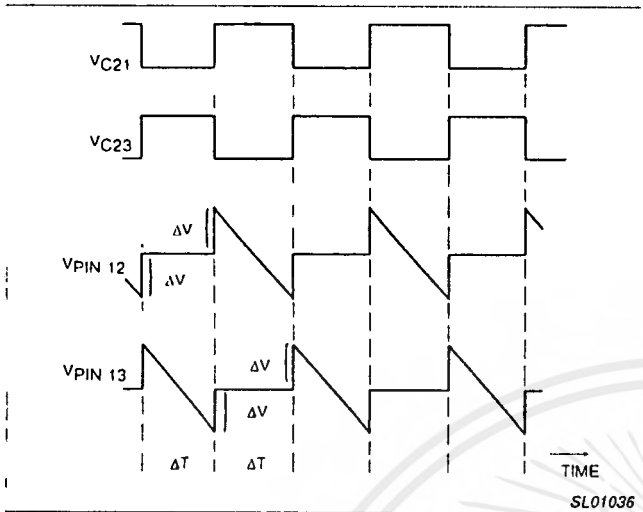


Figure 7. VCO Waveshapes

The variation of K_d with bias current at Pin 2 is shown in the experimental results of Figure 5. Note that the inherent 90° phase error in the loop produces an approximate zero-phase comparator output voltage. For any particular bias current, the slope of the line is the K_d conversion gain for the phase comparator. Numerically the data of Figure 5 can be expressed as:

$$K_d \cong 0.66 \left(\frac{\text{volts}}{\text{rad}} \right) + 9.2 \times 10^{-4} \left(\frac{\text{volts}}{\text{rad} \times \mu\text{A}} \right) \times I_{\text{BIAS}} (\mu\text{A}) \quad (1)$$

Equation 1 is valid for bias current less than 800 μA where saturation occurs within the phase comparator.

The current level established in Q_{15} of Figure 3 determines all other quiescent currents in the phase comparator (Q_9 through Q_{14}). Currents through R_{12} and R_{13} set the common-mode output voltage from the phase comparator (Pins 4 and 5). Since this common-mode voltage is applied to the VCO to establish its quiescent currents, the VCO conversion gain (K_O) also depends upon the bias current at Pin 2.

VCO

The VCO is of the basic emitter-coupled astable type with several modifications included to achieve the high frequency, TTL compatible operation while maintaining low frequency drift with temperature changes. The basic oscillator in Figure 6 consists of Q_{19} , Q_{20} , Q_{21} and Q_{23} with current sinks of Q_{25} and Q_{26} . The master current sink of Q_{28} keeps the total current constant by altering the ratio of currents in Q_{25} - Q_{26} and the dummy current sink of Q_{27} .

The input drive voltage for the VCO is made up of common-mode and difference-mode components from the phase comparator. After buffering the level shifting through Q_{17} - Q_{18} and R_{15} - R_{16} , the VCO control voltage is applied differentially to the base of Q_{27} and to the common bases of Q_{25} and Q_{26} .

The VCO control voltages from the phase comparator are the Pin 4 and Pin 5 voltages or

$$V_4 = V_{C9} = V_{B18} = V_{CM} + 1/2V_{DM} \quad (2)$$

$$V_5 = V_{C12} = V_{B17} = V_{CM} + 1/2V_{DM} \quad (3)$$

where V_{CM} and V_{DM} are the respective common-mode and difference-mode voltages.

Emitter-followers Q_{17} and Q_{18} convert these control voltages into control currents through D_6 and D_7 of the form

$$I_6 = \left(\frac{1}{R_{15}} \right) [V_{CM} - 1/2V_{DM} - 3V_{BE}] \quad (4)$$

$$I_7 = \left(\frac{1}{R_{16}} \right) [V_{CM} - 1/2V_{DM} - 3V_{BE}] \quad (5)$$

These individual currents are summed in D_8 and become with $R_{15} = R_{16} = R$.

$$I_8 = I_6 + I_7 = 2/R (V_{CM} - 3V_{BE}) \quad (6)$$

Writing I_6 and I_7 as functions of the total I current gives

$$I_6 = \left(\frac{1}{2} \right) \left(1 - \frac{V_{DM}}{RI} \right) \quad (7)$$

$$I_7 = \left(\frac{1}{2} \right) \left(1 + \frac{V_{DM}}{RI} \right) \quad (8)$$

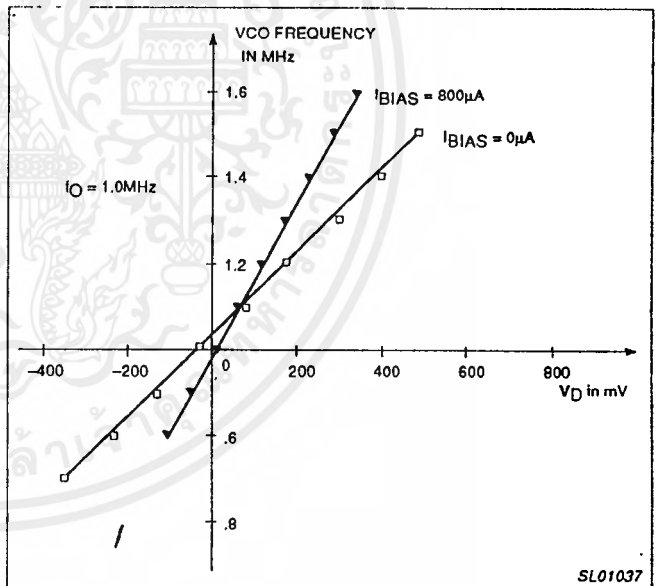


Figure 8. VCO Output as a Function of Input Voltage and Bias Current

Now consider variations in I_6 and I_7 while I remains constant

$$I_6 = (1 - x)I = \left(\frac{1}{2} \right) \left(1 - \frac{V_{DM}}{RI} \right) \quad (9)$$

$$I_7 = xI = \left(\frac{1}{2} \right) \left(1 + \frac{V_{DM}}{RI} \right) \quad (10)$$

where $0 \leq x \leq 1$. Thus x is defined to be

$$x = \left(\frac{1}{2} \right) \left(1 + \frac{V_{DM}}{RI} \right) \quad (11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

Circuit description of the NE564

AN179

Currents I_6 and I_7 establish proportional currents in Q_{25} , Q_{26} and Q_{27} in a manner similar to the analysis above since the current in Q_{28} is a constant, or

$$I_O = I_{C28} = I_{E25} + I_{E26} + I_{E27A} + I_{E27B}$$

It can be shown that the $D_7 - D_8$ diode pair will cause identical differential currents to be reflected in both the $Q_{25} - Q_{26}$ and the $Q_{27A} - Q_{27B}$ differential amplifier pairs. Consequently, the constant-current of I_O , jointly shared by the differential amplifier pairs, will divide in each pair with the same x factor imbalance as in Equation 11.

$$I_{E25} + I_{E26} = x I_O \tag{12}$$

$$I_{E25} = I_{E26} = \left(\frac{x}{2}\right) I_O \tag{13}$$

$$I_{E27A} + I_{E27B} = (1-x) I_O \tag{14}$$

$$I_{E27A} = I_{E27B} = \left(\frac{1-x}{2}\right) I_O \tag{15}$$

Now consider placing a capacitor between the collectors of Q_{25} and Q_{26} (Pins 12 and 13). Oscillation will occur with the capacitor alternately being charged by Q_{21} and Q_{23} and constantly discharged by Q_{25} and Q_{26} . When the Q_{21} and Q_{22} pair conducts, Q_{23} and Q_{24} will be off, causing a negative ramp voltage to appear at Pin 13 and a constant voltage at Pin 12 as shown in Figure 7. During the next half-cycle, the transistor roles and voltages are reversed. Capacitor discharge is via Q_{25} and Q_{26} , which act as constant-current sinks with current amplitudes as in Equation 13.

During each half-cycle, the capacitor voltage changes linearly by $2\Delta V$ volts in ΔT seconds, where

$$\Delta V = 2R_{20} I_O \left(\frac{x}{2} + \frac{1-x}{2}\right) = R_{20} I_O \tag{16}$$

and

$$\Delta T = \frac{C2\Delta V}{I_{E25}} \tag{17}$$

Combining these two equations with Equation 13 gives a half period of

$$\Delta T = \frac{4C R_{20}}{x} \tag{18}$$

Utilizing Equation 11 with the ΔT expression gives the desired VCO frequency expression of

$$f_O = f_O' \left(\frac{1}{R_{16}}\right) \left[\frac{V_{DM}}{2(V_{CM} - 3V_{BE})} \right] \tag{19}$$

where f_O' is the VCO's free-running frequency given by

$$f_O' = \frac{1}{22 R_{20} C} \tag{20}$$

Equation 19 shows that the oscillator frequency is a linear function of the differential voltage from the phase

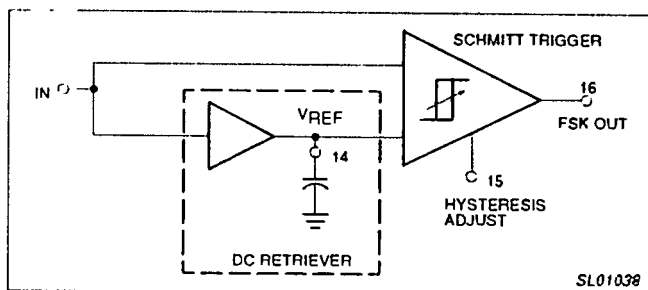


Figure 9. Post Detection Processor for FSK

comparator. Resistors R_{35} and R_{36} function to insure that an initial current imbalance exists between the $Q_{25} - Q_{26}$ transistor pair and the dummy Q_{27} . This imbalance insures that the oscillator is self-starting when power is first applied to the circuit.

The VCO conversion gain is determined as

$$K_O = \frac{\partial f_O}{\partial V_{DM}} = \frac{f_O'}{R I} \text{ Hz/V} \tag{21}$$

which is valid as long as the transistor's V_{BE} changes are small with respect to the common-mode voltage. both f_O and K_O are inversely proportional to R , which has a strong positive temperature coefficient. An internal current I_R having an equal and opposite negative temperature coefficient is inserted into the VCO as shown in Figure 6.

Experimental determination of K_O can be found from the data of Figure 8 where K_O is the slope of either line. Numerically these results are for $I_{BIAS} = 0$.

$$K_O = 0.95 \frac{\text{MHz}}{\text{V}} = 5.9 \times 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{volt/Sec}} \tag{22}$$

and for $I_{BIAS} = 800\mu\text{A}$

$$K_O = 1.7 \frac{\text{MHz}}{\text{V}} = 10.45 \times 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{volt/Sec}} \tag{23}$$

It must be noted that the specific values obtained for K_O in the manner above are valid only for the 1.0MHz free-running frequency where the data was taken. However, good estimates for K_O at other free-running frequencies can be obtained by linearly scaling K_O to the desired f_O' . Thus, it is sometimes convenient to define a normalized K_O as

$$K_{O(norm)} = \frac{K_O}{f_O'} = 5.9 \frac{\text{rad}}{\text{V}} (I_{BIAS} = 0) \tag{24}$$

$$= 10.45 \frac{\text{rad}}{\text{V}} (I_{BIAS} = 800\mu\text{A})$$

The K_O estimate for any bias then can be obtained by multiplying the normalized conversion gain by the desired free-running frequency, or

$$K_O (\text{any } f_O') = K_{O(norm)} f_O' \tag{25}$$

The additional VCO circuitry of Q_{29} through Q_{36} functions to produce the TTL and ECL compatible outputs at Pins 9 and 11.

Circuit description of the NE564

AN179

Amplifier

The difference-mode voltage from the phase comparator is extracted and amplified by the amplifier in Figure 1. The single-ended output from this amplifier serves as input signals for both the Schmitt Trigger and a second differential amplifier. Low-pass filtering with a large capacitance at Pin 14 produces a stable DC reference level as the second input to the Schmitt Trigger. When the PLL is locked, the voltage at Pin 14 is directly proportional to the difference between the input frequency and f_0' , thus Pin 14 provides the demodulated output for an FM input signal.

Schmitt Trigger

In FSK applications, the Pin 14 voltage will assume two different voltage levels corresponding to the mark and space input frequencies. A voltage comparator could be used to sense and convert these two voltage levels to logic compatible levels. However, at high data rates, V_{DM} will contain a considerable amount of carrier signal which can be removed by extensive filtering. Normally this complex filtering requires quite a few components, most all of which are external to the monolithic PLL. Also, since the control voltage for the comparator depends upon K_O and the deviations of the mark and space frequencies from f_0' , the filtering has to be optimized for each different system utilized. However, the necessary DC reference level for the comparator is present in the PLL, but buried in carrier-frequency feedthrough which appears as

noise in the system. A Schmitt Trigger with variable hysteresis can be used successfully to decode the FSK data without the need for extensive filtering.

Consider the system shown in Figure 9 where the input signal is the single-ended output derived from the amplifier section of the NE564. The DC retriever functions to establish a DC reference voltage for the Schmitt Trigger. The upper and lower trigger points are adjustable externally around the reference voltage giving the variable hysteresis. For very low data rates, carrier feedthrough will be negligible and the ideal situation depicted in Figure 10 results. Increased data rate produces the carrier feedthrough shown in Figure 10b, where false FSK outputs result because the feedthrough amplitude exceeds the hysteresis voltage. Having the capability to increase the hysteresis, as in Figure 10c, produces the desired FSK output in the presence of carrier feedthrough.

Another important factor to be considered is the temperature drift of the f_0' in the VCO. Small changes in f_0' will change the DC level of the input voltage to the Schmitt trigger. This DC voltage shift would produce errors in the FSK output in narrowband systems where the mark and space deviations in f_{IN} are less than the f_0' change with temperature. However, this effect can be eliminated if the DC or average value of the amplifier signal is retrieved and used as the reference voltage for the Schmitt trigger. In this manner, variations in the f_0' with temperature do not affect the FSK output.

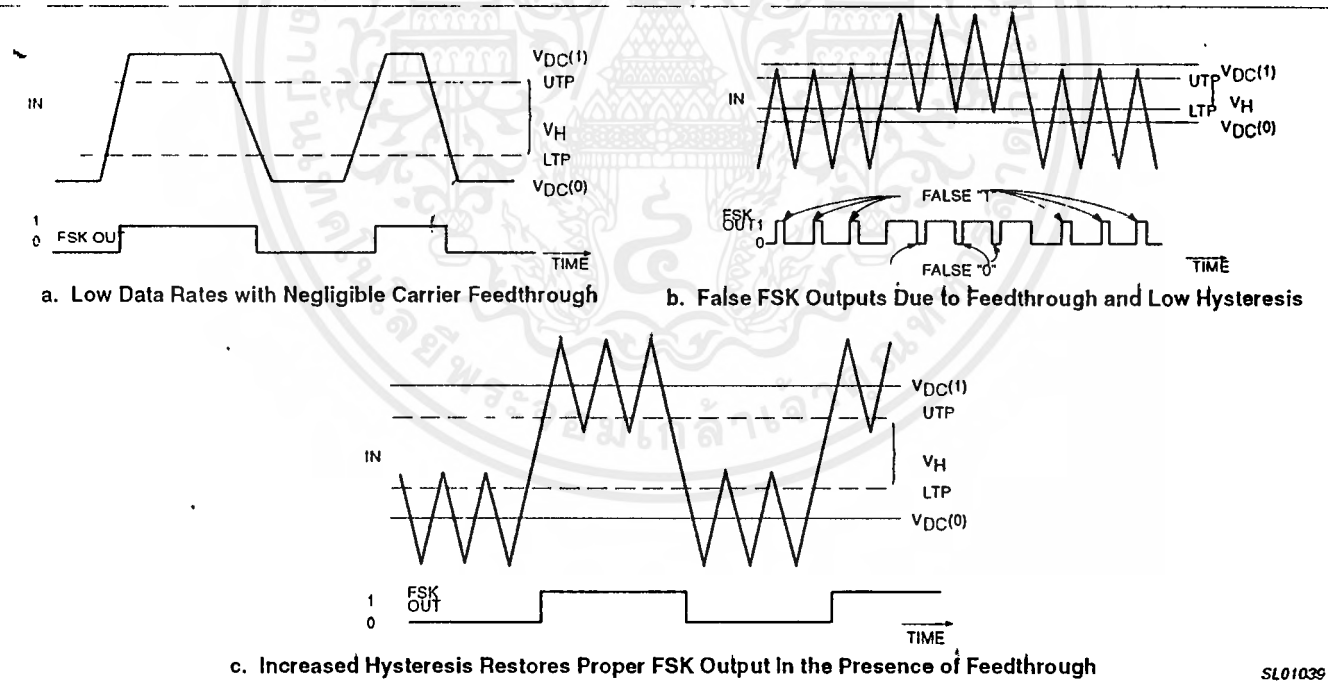


Figure 10. Waveshapes for FSK Decoding in the Post Detection Processor

SL01039