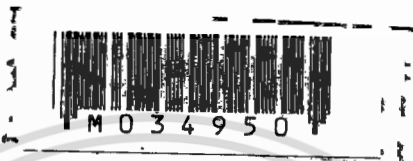




การมัลติเพล็กซ์สัญญาณส่งผ่านเส้นใยแสง
Signal Multiplexing
via
Optical Fiber



โดย

นายวิศิต วานิชธนกุล รหัส 85103025
นายศุภชัย พุคชาภรณ์ รหัส 85103030

วัน เดือน ปี..... ๑๗.๑. ๒๕๓๙
เลขทะเบียน..... M034950
เลขเรียกหนังสือ..... T ๑๗๒๐ ๑๖

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. อภินันท์ มัชฌานนท์

ปริญญาโท สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไปอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ปีการศึกษา 2537

ปริญญาโท ประจำปีการศึกษา 2537

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การมัลติเพล็กซ์สัญญาณส่งผ่านเส้นใยแสง

- ผู้จัดทำ 1. นายวิจิต วานิชธนนกุล รหัสประจำตัว 35103025
2. นายศุภชัย พุดชาภรณ์ รหัสประจำตัว 35103030



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อ เรื่อง การมัลติเพล็กซ์สัญญาณส่งผ่านเส้นใยแสง

นักศึกษา 1. นายวิชิต วาณิชธนนกุล

2. นายศุภชัย พุคยาภรณ์

สาขา วิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะ วิศวกรรมศาสตร์

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.อภิรักษ์ มัชฌานนท์

บทคัดย่อ

ในโครงงานฉบับนี้ เสนอการทดลองเกี่ยวกับ การส่งสัญญาณรูปคลื่นในลักษณะต่าง ๆ กัน และสัญญาณวีทีโธ ผ่านตัวกลางที่เป็นเส้นใยแสง ระยะเวลาการแปลงสัญญาณทางไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสง ผ่านตัวรอดเบส่งแสง เพื่อส่งผ่านเข้าไปบนเส้นใยแสง สำหรับด้านรับจะใช้ ฟิล์มโฟโตไดโอด ทาหน้าทีแปลงสัญญาณแสงกลับมาเป็นสัญญาณไฟฟ้าอีกครั้งหนึ่ง ระยะเวลาการทดลองนี้ใช้การส่งสัญญาณพร้อมทั้ง การมัลติเพล็กซ์ คือ มัลติเพล็กซ์ สัญญาณต่าง ๆ จำนวน 4 ช่องสัญญาณ สัญญาณวีทีโธ และสัญญาณเสียงที่ใช้การผสมคลื่นแบบ FM ในด้านของเทคนิคต่าง ๆ จะมีลักษณะที่คล้ายกับระบบที่มีใช้กันอยู่โดยทั่วไป

Title : Signal Multiplexing via Optical Fiber

Name : 1. Mr.Wichit Wanichthenankul

2. Mr.Supechai Pookayspron

Field : Telecommunications Engineering

Department : Telecommunications Engineering

Faculty : Engineering

Advisor : Assist.Prof.Apinen Manyanon

Abstract

This project presents an experiment concerning about waveform transmission in various techniques via optical fiber media . The main principle is to convert the electric signal to the optical signal using LED for transmitting into optical fiber . The receiver uses the photo-diode which recovers the electrical signal from the optical signal.This experiment proposes also multiplexing and demultiplexing techniques for four channel,video signal and audio signal by using FM modulation via optical fiber in stead of metallic cable.

3.1	การมัลติเพล็กซ์แบ่งตามเวลา.....	39
3.2	การมัลติเพล็กซ์ทางความถี่.....	40
4	การมอดูเลตทางความถี่.....	48
4.1	การผลิตคลื่น FM.....	48
4.1.1	Indirect FM.....	48
4.1.2	Direct FM.....	49
4.2	การดีมอดูเลตคลื่น FM โดยใช้เฟสล็อกกลุ๊ป.....	52
5	สัญญาณภาพ.....	59
5.1	การสแกนภาพในโทรทัศน์.....	59
5.1.1	การสแกนสัญญาณภาพแบบสลับเส้น.....	60
5.1.2	การสแกนสัญญาณภาพแบบไม่สลับเส้น.....	60
5.2	สัญญาณภาพ.....	61
5.2.1	สัญญาณซิงค์ในแนวนอนและแนวตั้ง.....	62
5.2.2	สัญญาณแบงค์ในแนวนอนและแนวตั้ง.....	63
6	การทดลองมัลติเพล็กซ์สัญญาณเสียง 4 แชนแนลแบบ TDM.....	64
6.1	หลักการทํางาน.....	64
6.1.1	ด้านส่ง.....	64
6.1.2	ด้านรับ.....	65
6.2	ผลการทดลอง.....	71
6.3	สรุปผลการทดลอง.....	73
7	การทดลองมัลติเพล็กซ์สัญญาณภาพและเสียงแบบ FDM.....	74
7.1	การทํางานของวงจร.....	75
7.1.1	ภาค FM มอดูเลเตอร์.....	75
7.1.2	ภาควิดีโอแอมป์.....	76
7.1.3	ภาคส่งแสง.....	78
7.1.4	ภาครับแสง.....	79
7.1.5	ภาค FDM ดีมัลติเพล็กซ์เซอร์.....	80

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ

สารบัญ

บทที่

1	บทนำ.....	1
2	การสื่อสารเส้นใยแสง.....	3
2.1	ใยนำแสง.....	3
2.1.1	โครงสร้างใยนำแสง.....	4
2.1.2	ขนาดของสายใยนำแสง.....	5
2.1.3	ความแข็งแรง.....	6
2.1.4	การแพร่กระจายแสง.....	8
2.1.5	แบนด์วิดท์.....	13
2.1.6	ไบโตรีเฟคชันแนล.....	14
2.1.7	Numerical Aperture.....	14
2.1.8	การสูญเสียในการส่ง.....	14
2.2	ข้อต่อ.....	16
2.3	อุปกรณ์กำเนิดแสง(LED).....	22
2.3.1	Gallium Arsenide Emitters.....	26
2.3.2	Gallium Phosphide Emitters.....	28
2.3.3	Gallium Arsenide Phosphide Emitters.....	29
2.4	อุปกรณ์ตรวจจับแสง.....	30
2.4.1	โฟโตไดโอด.....	30
2.4.2	โฟโตทรานซิสเตอร์.....	33
2.5	เกณฑ์ในการคัดเลือกเพื่อนำมาใช้.....	36

7.1.6 ภาค FM คีมออคคูเลเตอร์.....	81
7.2 ผลการทดลอง.....	82
7.3 สรุปผลการทดลอง.....	85

เอกสารอ้างอิง

กิตติกรรมประกาศ

ภาคผนวก ก วงจรที่ใช้ทำการทดลอง

ภาคผนวก ข ข้อมูลของอุปกรณ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

เนื่องจากในปัจจุบัน มนุษย์เรามีความจำเป็นต้องติดต่อสื่อสารกันมากขึ้น เนื่องจากการขยายตัวของสังคมและความเจริญเติบโตทางเศรษฐกิจ ทำให้ข่าวสารและข้อมูลมีจำนวนเพิ่มขึ้นอย่างมาก ดังนั้นจึงต้องมีระบบสื่อสารที่สามารถรองรับความต้องการอันนี้ซึ่งคงต้องเป็นระบบการสื่อสารเส้นใยแสง ซึ่งเมื่อเทียบกับระบบการสื่อสารด้วยเคเบิลโลหะแล้วมันมีคุณสมบัติที่ดีกว่าหลายอย่าง เช่น มีแบนด์วิดท์ที่กว้าง, การลดทอนสัญญาณต่ำ, ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และไม่มีการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

ซึ่ง ระบบการสื่อสารเส้นใยแสงจะทำให้สามารถส่งข้อมูลข่าวสารเป็นจำนวนมากได้ด้วยความเร็วสูงเนื่องจากเส้นใยแสงมีแบนด์วิดท์ที่กว้าง และสามารถลดจำนวนของตัวทวนสัญญาณให้น้อยลงได้ เนื่องจากเส้นใยแสงมีการลดทอนสัญญาณที่ต่ำ ทำให้เพิ่มระยะทางระหว่างตัวทวนสัญญาณได้มากขึ้นจากหลายกิโลเมตรจนถึงหลายสิบกิโลเมตร และเนื่องจากมันไม่มีการเหนี่ยวนำจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ทำให้ระบบไม่ถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนต่างๆ เช่น ไฟฟ้า ครอบคลุม และนอกจากนี้ยังมีข้อดีอีกหลายอย่าง ซึ่งอาจกล่าวได้ว่าระบบการสื่อสารนี้สามารถที่จะรองรับความต้องการและบริการต่างๆที่จะเกิดขึ้นได้ ซึ่งคาดว่าในอนาคตมันจะถูกนำมาแทนที่ระบบการสื่อสารแบบเดิม

ดังนั้นจึงเกิดแนวความคิดที่จะทำการทดลองส่งสัญญาณต่าง ๆ ผ่านเส้นใยแสงขึ้น โดยมีการมัลติเพล็กซ์สัญญาณทั้งแบบ TDM และ FDM ก่อนที่จะส่งด้วยสัญญาณที่นำมามัลติเพล็กซ์นั้นจะเป็นสัญญาณเสียงและสัญญาณภาพ ซึ่งในการทำการทดลองนี้ได้แบ่งออกเป็น 2 การทดลอง คือ การทดลองมัลติเพล็กซ์สัญญาณ 4 แชนแนลแบบ TDM ซึ่งสัญญาณที่นำมามัลติเพล็กซ์นี้อยู่ในช่วงความถี่เสียง และการทดลองมัลติเพล็กซ์สัญญาณภาพและเสียงแบบ FDM ซึ่งทั้งสองการทดลองนี้ใช้ชุดรับส่งแสงชุดเดียวกัน โดยชุดส่งแสงใช้ LED เป็นตัวขับแสง มีความยาวคลื่น 850 nm ชุดรับแสงใช้โฟโตไดโอดเป็นตัวดีเทคแสง เส้นใยแสงที่ใช้เป็นแบบ GI มัลติโหมด ขนาดของ CORE 50 μm

ขอบเขตของงานที่ทำในแต่ละการทดลอง จะขอกล่าวแยกกันดังนี้

1. การมัลติเพล็กซ์สัญญาณ 4 แชนแนลแบบ TDM สัญญาณทั้ง 4 แชนแนล

ที่ถูกส่งเข้ามาทำการมัลติเพล็กซ์ร่วมกันนี้จะอยู่ในช่วงความถี่เสียง ซึ่งสัญญาณแต่ละ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แขนแนลจะถูกสุ่มตัวอย่างในช่วงเวลาที่ต่างกัน ซึ่งเป็นการมัลติเพล็กซ์แบบ TDM และเพื่อให้สัญญาณตัวนี้เมื่อไปถึงด้านรับแล้ว สามารถแยกสัญญาณแขนแนลต่างๆออกมาได้อย่างถูกต้อง จึงเพิ่มสัญญาณซิงโครไนซ์เข้าไปอีก 1 แขนแนล โดยสัญญาณซิงค์นี้มีระดับแรงดันสูงกว่าสัญญาณในแขนแนลอื่นๆ หลังจากผ่านการมัลติเพล็กซ์แล้ว สัญญาณที่ได้จะถูกแปลงเป็นแสงป้อนเข้าไปในเส้นใยแสง

เมื่อแสงเดินทางมาถึงด้านรับ จะถูกดีเทคกลับมาเป็นสัญญาณไฟฟ้า และขยายให้แรงขึ้น การดีมัลติเพล็กซ์แยกสัญญาณแขนแนลต่างๆกลับคืนมาทางด้านรับนั้น จะแยกสัญญาณซิงค์ออกมาเปรียบเทียบกับความถี่ที่สร้างจาก VCO ในวงจรเฟสล็อก ลูป เพื่อควบคุมการผลิตสัญญาณคล็อกให้มีความถี่และเฟสตรงกับสัญญาณคล็อกทางด้านส่ง

2. การมัลติเพล็กซ์สัญญาณภาพและเสียงแบบ FDM ทางด้านส่ง สัญญาณเสียงจะถูกเลื่อนสเปกตรัมไปอยู่เหนือสัญญาณภาพ เพื่อให้ทำการมัลติเพล็กซ์แบบ FDM ได้ โดยใช้การมอดดูเลทสัญญาณเสียงแบบ FM หลังจากนั้นจะรวมสัญญาณภาพและซัพแคเรียร์ของเสียงเข้าด้วยกัน แล้วจึงนำไปแปลงเป็นแสง

เมื่อสัญญาณถูกดีเทคกลับมาได้ทางด้านรับ จะทำการแยกสัญญาณภาพและซัพแคเรียร์ของเสียงออกจากกัน โดยใช้วงจร LPF และ BPF ซึ่งสัญญาณภาพที่ถูกกรองแยกออกมาจะถูกขยายเพื่อป้อนให้ video in ของเครื่องรับ TV ส่วนซัพแคเรียร์ของเสียงจะถูกนำไปดีมอดดูเลทโดยใช้วงจรเฟสล็อก ลูป ซึ่งจะได้สัญญาณเสียงกลับมา แล้วจะนำไปขยายป้อนให้เครื่องรับ TV

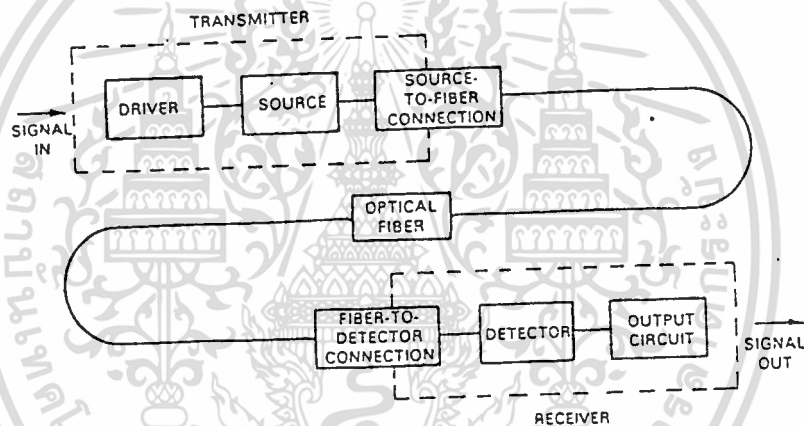
สำหรับเนื้อหาของปฏิญานพนธ์เล่มนี้ ในบทที่ 2 ถึงบทที่ 5 นั้น จะเป็น ส่วนของทฤษฎีและหลักการต่างๆที่ใช้ใช้ในการทดลอง ส่วนการทดลองในตัวโครงการ นั้นจะมีอยู่ 2 บท คือ บทที่ 6 และบทที่ 7 ซึ่งแยกเป็นการทดลอง 2 การทดลอง โดยผลของการทดลองและสรุปผลนั้น จะมีแยกกันในแต่ละบท

บทที่ 2

การสื่อสารด้วยใยนำแสง

การสื่อสารด้วยใยนำแสงในทุกวันนี้ใช้ เลเซอร์ไดโอด หรือ อินฟราเรด LED เป็นแหล่งกำเนิดแสงซึ่งมีความถี่ประมาณ 10^{14} Hz เพื่อใช้เป็นตัวกำเนิดคลื่นพาหะสำหรับทางด้านตัวรับแสง นิยมใช้โฟโตทรานซิสเตอร์ (Phototransistor) โฟโตไดโอด (PHOTODIODE) และ พีไอเอ็นไดโอด (PIN diode)

บล็อกไดอะแกรม ของระบบการสื่อสารด้วยใยนำแสง



รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรม ของระบบการสื่อสารด้วยแสง

จากบล็อกไดอะแกรมสัญญาณที่จะป้อนเข้าไปจะนำไปรวมกับความถี่พาหะย่านความถี่แสงและถูกส่งเข้าไปในสายใยนำแสงด้วยตัวกำเนิดแสง ซึ่งต้องผ่านข้อต่อ (Connector) เมื่อสัญญาณแสงเข้าไปในใยนำแสงจนถึงทางด้านรับแล้ว ก็จะต่อเข้าตัวรับแสงก็จะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณเสียงแล้ว ขยายออกทางด้านเครื่องรับ จาก บล็อกไดอะแกรม จะเห็นว่าระบบการสื่อสารด้วยใยนำแสงนี้มีส่วนประกอบที่สำคัญ 3 ส่วน คือ ใยนำแสง อุปกรณ์กำเนิดแสง อุปกรณ์รับแสง ซึ่งจะกล่าวโดยละเอียดในตอนต่อไป

2.1.1 โครงสร้างใยนำแสง

ใยนำแสงประกอบด้วยแกนกลาง (Core) แล้วล้อมรอบด้วยชั้นของวัสดุที่เรียกว่า แคลดดิ้ง (Cladding) และแคลดดิ้งนี้จะถูกหุ้มไว้ด้วย แจ็คเก็ต (Jacket) อีกชั้นหนึ่งแกนของใยนำแสงจะคอยส่งผ่านคลื่นแสง โดยมีแคลดดิ้งจะเป็นตัวป้องกันเก็บคลื่นแสงไว้ให้อยู่ภายในแกนและช่วยให้แกนมีความแข็งแรงมากขึ้น ส่วนแจ็คเก็ตจะคอยป้องกันความชื้นรอยขีดขูด รอยสึก ที่อาจเกิดกับใยนำแสงได้



รูปที่ 2.2 แสดงโครงสร้างของใยนำแสง

แกนและแคลดดิ้งทำจากวัสดุจำพวกแก้วหรือพลาสติก แบ่งออกเป็น 3 ชนิด

คือ

1. แกนและแคลดดิ้งเป็นพลาสติก
2. แกนและแคลดดิ้งเป็นแก้ว
3. แกนเป็นแก้ว แคลดดิ้งเป็นพลาสติก

ในกรณีที่เป็นพลาสติก แกนจะเป็นพวกลโพลีสไตรีน (Polystyrene) หรือ โพลีเมททอล เมททาครายเลท (Polymethyl methacrylate) ส่วนแคลดดิ้งโดยทั่วไปเป็นพวกลซิลิโคน (Silicone) หรือ เทฟลอน (Teflon)

ถ้าเป็นแก้วจะต้องมีความบริสุทธิ์มาก อย่างไรก็ตามเราอาจเจือปนโบรอน เฮอร์มันเนียม หรือ ฟอสเฟอรัสได้เล็กน้อย ซึ่งสารพวกนี้จะทำให้ดัชนีการหักเหของแสงเปลี่ยนแปลงไป โบรอนออกไซด์เมื่อนำมาเจือปนกับซิลิกาจะเกิดเป็นแก้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูผู้สอนเพื่อการศึกษาใช้เท่านั้น หากมีการนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจะถือว่าผิดกฎหมาย และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โบรซิลีเคท (Borosilicate glass) ซึ่งเป็นแควดตั้งของใยนำแสงเพื่อทำให้ใยนำแสงมีประสิทธิภาพดีขึ้นกว่าเดิม นักวิทยาศาสตร์ของห้องทดลองเบล (Bell labs) ได้ทำการทดลองกับสังกะสีคลอไรด์ (Zinc chloride) ซึ่งไม่ใช่ซิลิกา ปรากฏว่ามีประสิทธิภาพดีกว่าใยนำแสงแบบซิลิกาถึง 1,000 เท่า

ในการเปรียบเทียบระหว่างใยนำแสงแบบแก้ว กับ แบบพลาสติก แบบพลาสติกมีความยืดหยุ่น ราคาถูก ง่ายในการติดตั้งและการต่อ อีกทั้งสามารถทนต่อความเค้น (Stress) ได้มากกว่าแบบแก้ว และมีน้ำหนักเพียง 40% ของใยนำแสงแบบแก้ว แต่อย่างไรก็ตามแบบพลาสติกไม่สามารถส่งแสงได้อย่างมีประสิทธิภาพ เนื่องจากมีการสูญเสียในสายสูง ซึ่งจะใช้กับระยะทางสั้น ๆ เท่านั้น เช่นภายในอาคาร เป็นต้น ใยนำแสงที่มีแกนเป็นแก้วได้นำมาใช้กันอย่างกว้างขวางมากกว่าแบบพลาสติก

2.1.2 ขนาดของสายใยนำแสง

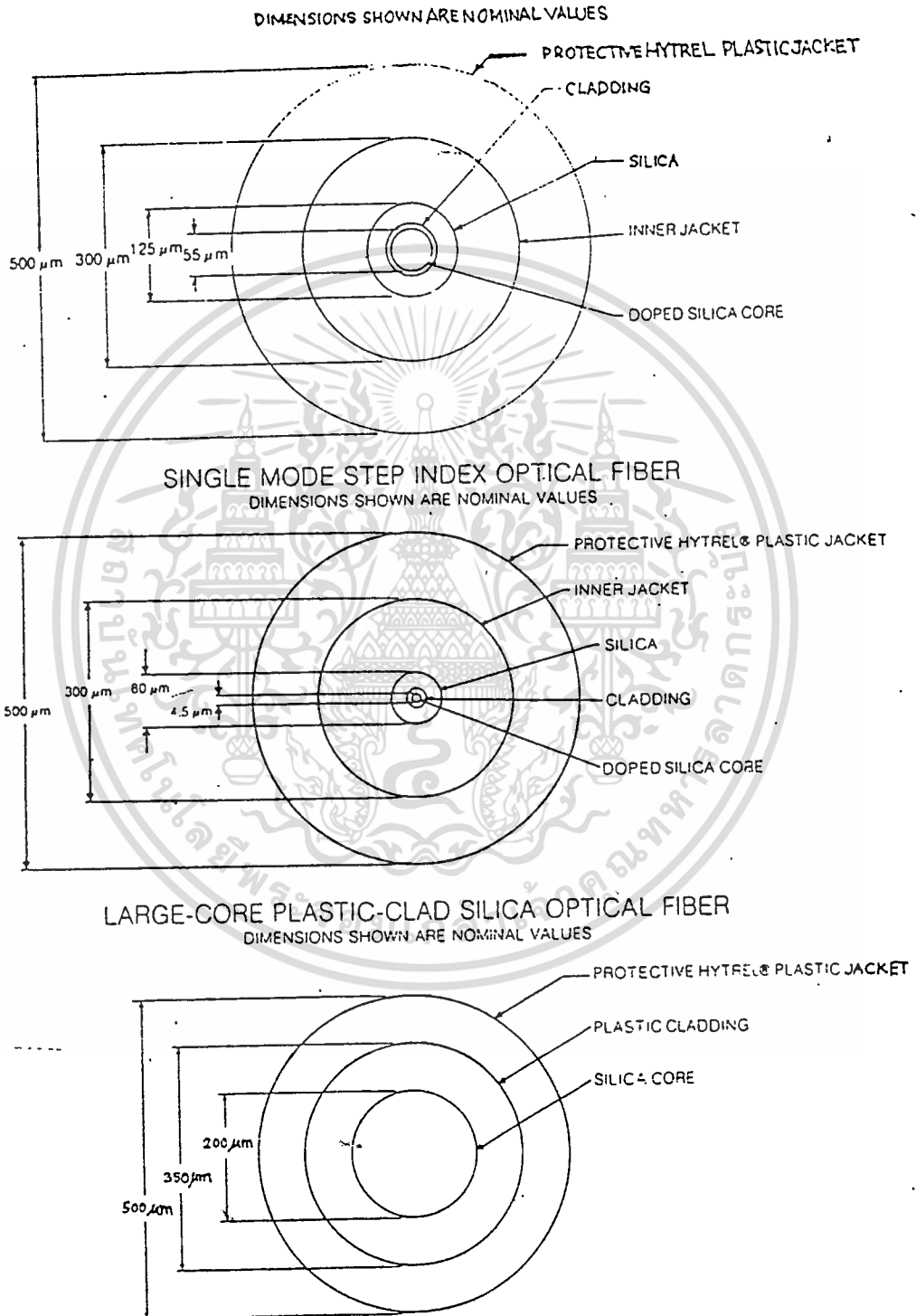
ใยนำแสงโดยทั่วไปแล้วผลิตมาในความยาว 1 กิโลเมตร (3,280 ฟุต) โดยปราศจากรอยต่อ (Splice) บางครั้งเมื่อใช้กับงานที่พิเศษอาจต้องทำให้ยาวถึง 10,000 ฟุต สายใยนำแสงมีขนาดเล็กมากเมื่อเทียบกับเส้นผม เส้นผ่าศูนย์กลางกลางภายนอกจะมีขนาดตั้งแต่ 0.1 - 0.15 มม. เมื่อเทียบกับสายทองแดง ซึ่งโดยทั่วไปเส้นผ่าศูนย์กลางกลางภายนอกที่เล็กที่สุดจะมีขนาด 0.32- 1.2 มม. แกนของใยนำแสงมีขนาดตั้งแต่ 5 ถึง 600 ไมโครเมตร ขณะที่แควดตั้งมีขนาดตั้งแต่ 125-750 ไมโครเมตร แควดตั้งต้องมีความหนาอย่างน้อยประมาณ 1 หรือ 2 เท่าของความยาวคลื่นของแสงที่ถูกส่งผ่านเข้าไปในแกนเพื่อป้องกันให้แสงอยู่ภายในแกนเท่านั้น ส่วนแควดเค็ดมีเส้นผ่าศูนย์กลางเป็นเส้นผ่าศูนย์กลางรวมทั้งหมดของสายใยนำแสง ซึ่งขนาดของใยนำแสงแต่ละชนิดแสดงดังรูป 2.3

คณะกรรมการอิเล็คทรอนิกส์สากล (The International Electrotechnical Commission) เสนอให้แบ่งขนาดของใยนำแสงเป็นมาตรฐาน 2 แบบคือ

1. ใยนำแสงแบบ Graded-index multimode ซึ่งมีเส้นผ่าศูนย์กลางกลางของแกน 50 ไมโครเมตร, แควดตั้ง มีเส้นผ่าศูนย์กลาง 125 ไมโครเมตร
2. ใยนำแสงแบบ Step-index แกนมีเส้นผ่าศูนย์กลาง 200 ไมโครเมตร แต่เส้นผ่าศูนย์กลางของแควดตั้ง ไม่จำกัดขนาด

2.1.3 ความแข็งแรง (Strength)

ตามปรกติธรรมดาแล้ว แก้ว ที่รู้จักกัน จะเปราะแตกหักง่ายและเกิดรอยร้าวได้ง่ายแต่สายใยนำแสงที่ทำด้วยแก้ว กลับตรงข้ามมันกลับมีความเหนียวแน่น



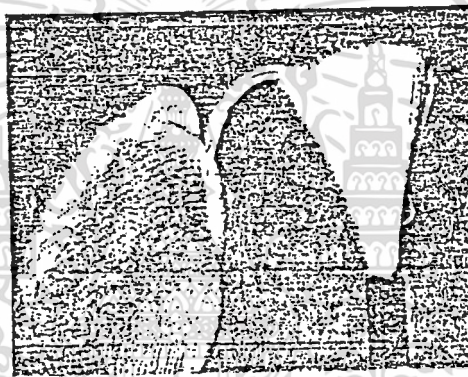
รูปที่ 2.3 แสดงขนาดของเส้นใยนำแสงชนิดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในห้องเรียนเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถทนต่อการดึงและการยืดได้สูง โดยมีความเหนียวแน่น แข็งแรงเท่ากับสาย สแตนเลส (Stainless-steel wire) ที่มีเส้นผ่าศูนย์กลางเท่ากัน ใยนำแสง แบบแก้วที่มีความยาว 1 กิโลเมตร จะทนต่อแรงดึงได้มากกว่า 600,000 ปอนด์ ต่อตารางนิ้ว ก่อนที่จะชำรุดหักเสียหาย ห้องปฏิบัติการทดลองของเบลได้รายงานว่ ใยนำแสงยาว 10 เมตร (ประมาณ 33 ฟุต สามารถยืดออกได้อีก 70 เซนติเมตร (มากกว่า 2 ฟุต) เมื่ออมน้ำมันยังสามารถดึงกับสภาพเดิมได้ ในการผลิตสายใย นำแสงให้มีความเหนียวแน่น บริษัทผู้ผลิตต้องพยายามไม่ให้มีรอยแตกรอยร้าวเกิดขึ้น ที่แกนและแคตติง ซึ่งรอยแตกนี้เมื่อถูกดึงจะทำให้แตกหักเสียหายง่าย

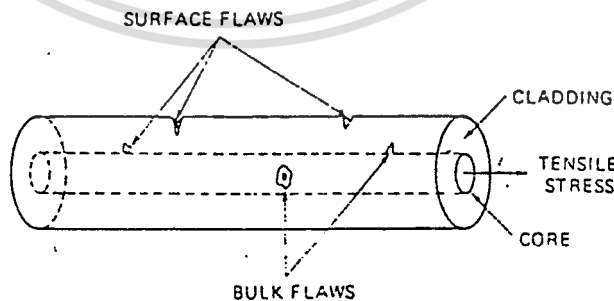
จากรูป 2.4 แสดงใยนำแสงสามารถโค้งงอในรัศมีเล็ก ๆ ได้

จากรูป 2.5 แสดงรอยแตก รอยร้าวที่เกิดขึ้น



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

รูปที่ 2.4



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.)

รูปที่ 2.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูงาน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นบริษัทผู้ผลิตจะเคลือบใยนำแสงด้วย แจ็คเก็ตที่เป็นพวกพลาสติก เช่น พอลิเมอร์ (Polymer) ทันที หลังจากที่ได้ผลิตใยนำแสงขึ้นเพื่อป้องกัน รอยแตก รอยขีดข่วนต่าง ๆ และแจ็คเก็ตก็ยังใช้ป้องกันความเสียหายจากความชื้น ได้อีกด้วย

2.1.4 การแพร่กระจายแสง (Light Propagation)

ใยนำแสงทำการส่งผ่านหรือนำพาแสงโดยการสะท้อนและการหักเหซึ่งขึ้นอยู่กับชนิดของใยนำแสงที่นำมาใช้ ในรูปแบบของการสะท้อนลำแสงจะเดินทางลักษณะ คดเคี้ยว

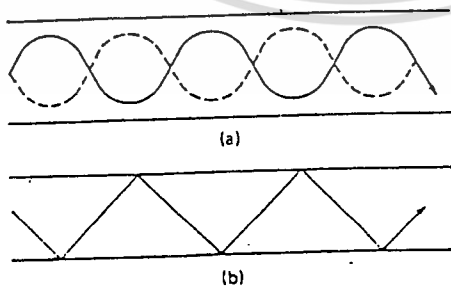
ดังแสดงในรูป 2.6 a ส่วนในแบบของการหักเหลำแสงเดินทางอย่างต่อเนื่องกันไป ดังแสดงในรูป 2.6 b ในทั้งสองกรณีลำแสงจะเคลื่อนที่ภายในแกนหรือมีขอบเขตอยู่ ภายในแกน

ใยนำแสงที่อาศัยการสะท้อนมีอยู่ 2 แบบ คือ

1. แบบ Single mode-step index fiber
2. แบบ Multi mode-step index fiber

ใยนำแสงที่ใช้ หลักการหักเหของแสงมีเพียงชนิดเดียวคือ แบบ Multi mode-Graded index fiber

- Mode หมายถึง ทางเดินหลาย ๆ แบบของแสงในใยนำแสง
- Single Mode หมายถึง ทางเดินของแสงเพียงทางเดียว
- Multi Mode หมายถึง ทางเดินของแสงหลายทางเดิน



Methods of optical confinement: (a) refractive confinement; (b) reflective confinement. (From Ref. 9; copyright 1979 T&B/Ansley.)

รูปที่ 2.6

อธิบายโดยให้ระลึกว่าเป็นวัตถุโปร่งใสที่มีดัชนีการหักเห

ดัชนีการหักเหของแสงเขียนด้วย n เป็นพารามิเตอร์ทางแสง สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$n = \frac{c}{v}$$

c = ความเร็วของแสงในสุญญากาศ

v = ความเร็วของแสงในวัสดุ

จากสมการนี้จะเห็นว่าถ้าความเร็วแสงในวัสดุมีความเร็วช้าลงจะทำให้ดัชนีการหักเหของแสงมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นการเดินทางของแสงในวัสดุด้วย $n = 1.48$ จะเดินทางได้ช้ากว่าแสงที่เดินทางในวัสดุด้วย $n = 1.41$

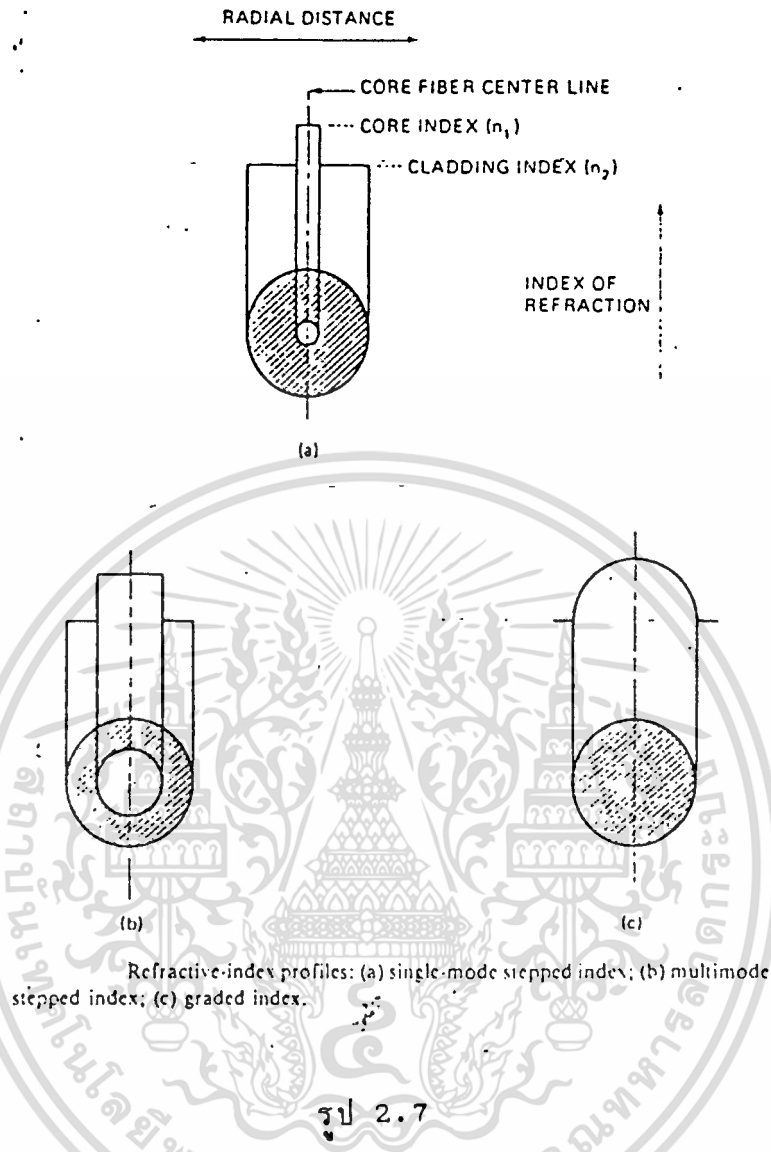
ในใยนำแสง ดัชนีการหักเหของแกน (n_1) มีค่ามากกว่าดัชนีการหักเหของแคลดดิ้ง (n_2) นั่นคือ $n_1 > n_2$

ในใยนำแสงแบบ Step-index มีดัชนีการหักเหที่คงที่ตลอดแกนซึ่งในรูป 2.7 a และรูป 2.7 b แสดงดัชนีของแกน (n_1) ซึ่งแทนโดยเส้นตรงทางแนวนอน

จะสังเกตเห็นว่าโปรไฟล์ (Profile) นี้มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีระหว่างดัชนีการหักเหของแกนกับดัชนีการหักเหของแคลดดิ้ง ส่วนในใยนำแสงแบบ Graded-index มีดัชนีการหักเหที่ไม่เท่ากันหรือเปลี่ยนแปลงไปตลอดสาย จะมีดัชนีการหักเหสูงที่สุดที่ศูนย์กลางของแกน ที่ขอบด้านนอกดัชนีการหักเหจะลดลง มีลักษณะเร็ววโค้งไปทางด้านหน้าซึ่งแสดงในรูป 2.7 c ส่วนรูป 2.8 แสดงชนิดของการแพร่กระจายแสง

ภายในใยนำแสงแบบ Step-index ลำแสงจากแกนจะไปกระทบกับแคลดดิ้งที่มุมกระทบต่าง ๆ หลาย ๆ มุม แสดงในรูป 2.9

จากรูป 2.9 ลำแสง A ตั้งฉากกับสิ่งกีดขวาง (interface) และแสงจะเดินทางผ่านสิ่งกีดขวางไปส่วนลำแสง B อยู่ในรูปมุมตกกระทบเป็นมุม ϕ กับเส้นตั้งฉากและเดินทางผ่านสิ่งกีดขวาง ส่วนลำแสง C และ D มีมุมตกกระทบที่ใหญ่กว่า จะทำการสะท้อนมุม ϕ จะค่อย ๆ ใหญ่ขึ้นและแสงก็จะสะท้อนได้มากขึ้น ๆ จนกระทั่งมุม ϕ มีขนาดเท่ากับมุมวิกฤต (Critical Angle = ϕ_c) แสงทั้งหมดก็จะสะท้อนมาทั้งหมด ซึ่งการสะท้อนทั้งหมดจะอยู่ภายในสาย แสงจะเดินทางแต่เพียงภายในแกนและเดินทางคดเคี้ยวตามกันไป ภายในแกนจนกระทั่งถึงปลายอีกด้านหนึ่ง



จากกฎของสเนล (Snell's Law) สามารถคำนวณมุมวิกฤต (ϕ_c)

ได้คือ

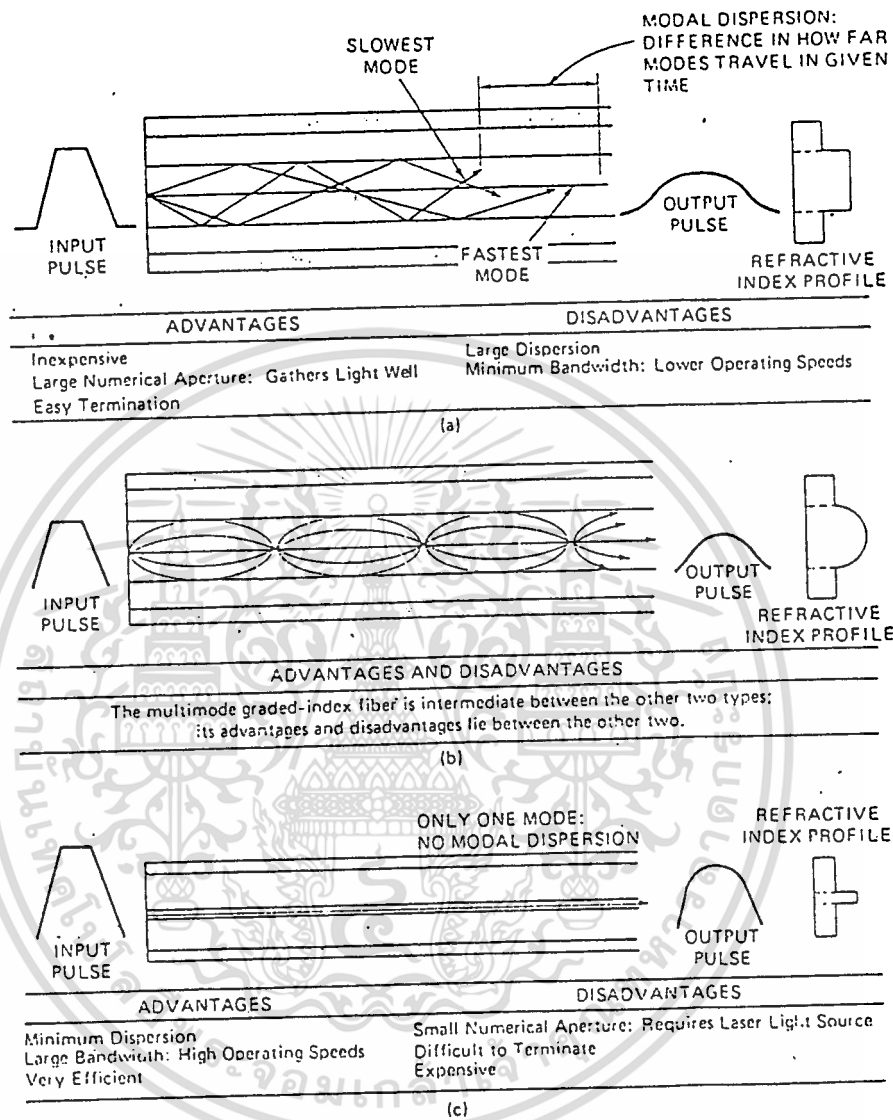
$$\sin \phi_c = \frac{n_2}{n_1}$$

โดยที่ n_1 มีค่ามากกว่า n_2 ($n_1 > n_2$) สามารถเขียนใหม่ได้

$$\phi_c = \sin^{-1} \left(\frac{n_2}{n_1} \right)$$

ถ้า $n_1 = 1.48$, $n_2 = 1.46$ เพราะฉะนั้น $\phi_c = 80.6^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Types of light propagation in fibers: (a) multimode step-index fiber; (b) multimode graded-index fiber; (c) single-mode step-index fiber. (From Ref. 10; courtesy of AMP.)

รูปที่ 2.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

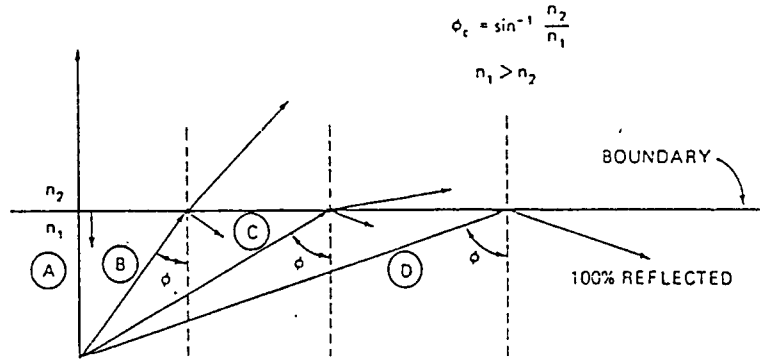
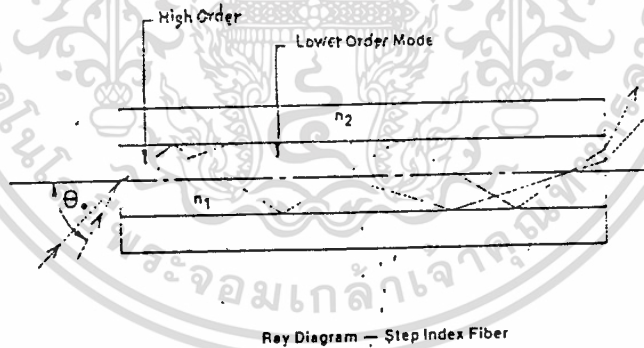


Fig: 2.9 Total internal reflection of light rays. For total internal reflection, ϕ must be greater than ϕ_c . (From Ref. 9; copyright 1979 T&B/Ansley.)

รูปที่ 2.9

ในการเดินทางของแสงเข้าไปในใยนำแสง ลำแสงมีการสะท้อนเป็นจำนวน 100 หรือ 1,000 ครั้ง ลำแสงที่สะท้อนที่มุมสูง ซึ่งเป็นตำแหน่งทางเดินสูง ซึ่งเป็นตำแหน่งทางเดินสูง (High order mode) จะต้องเดินทางในระยะทางมากกว่า ลำแสงที่มีมุมต่ำและมายังปลายสายอีกด้านหนึ่ง เนื่องจากมีระยะทางยาวกว่า ดังนั้นลำแสงของมุมสูงจึงมาช้ากว่าลำแสงที่มีมุมต่ำ แสดงดังรูป 2.10

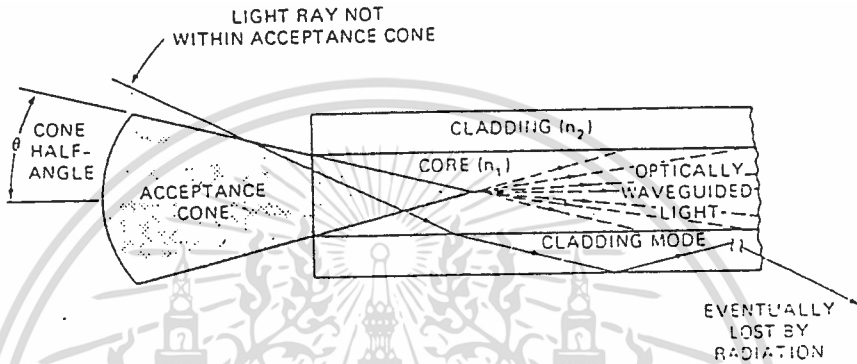


Ray Diagram — Step Index Fiber
Refractive confinement in step-index fiber. (From Ref. 9; copyright 1979 T&B/Ansley.)

รูป 2.10 แสดงการหักเหและการสะท้อนของแสงในสายแบบ Step-index

ในใยนำแสงแบบ Step-index ลำแสงจะเดินทางที่ความเร็วที่แตกต่างกันในแต่ละส่วนที่ต่างกัน เพราะว่าดัชนีการหักเหมีการเปลี่ยนแปลงตลอดทั้งสาย ที่บริเวณใกล้กับขอบด้านนอก ค่าดัชนีการหักเหมีค่าต่ำกว่า ทำให้ลำแสงที่ใกล้ขอบด้านนอกสุดเดินทางเร็วกว่าลำแสงในศูนย์กลางของแกน เพราะว่ามีความเร็วที่เร็ว เอกสารนี้เขียนขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กว่าดังนั้นลำแสงก็จะมาถึงที่ปลายสาย ที่เวลาที่เท่ากันโดยประมาณ แม้ว่าจะเดินทางด้วยเส้นทางที่ยาวกว่าและเมื่อลำแสงกระทบกับที่ด้านหนึ่งของผิวของใยนำแสงที่มุมต่าง ๆ หลาย ๆ มุม ลำแสงก็จะแพร่กระจาย ภายในสายและมันจะต้องผ่านเข้าไปที่ภายในบริเวณที่เรียกว่ารูปทรงกรวย (Acceptance Cone) แสดงดังรูป 2.11 ซึ่งลำแสงไม่ได้อยู่ภายในกรวย (Cone) มันจะสูญเสียในแคดดิงและไม่ผ่านเข้าไปในแกน



Optical fiber's acceptance cone half-angle. (From Ref. 11; copyright 1978 Cahners Publishing Co., EDN.)

รูป 2.11 แสดงมุมในครึ่งรูปกรวย

ดังนั้นมุมในครึ่งของรูปกรวยคือ θ ของ Step-index สามารถเขียนได้คือ

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

ใยนำแสงแบบ Graded-index มีความซับซ้อนลำมากต่อบริษัทผู้ผลิต ดังนั้นจึงมีราคาแพง ใยนำแสงแบบนี้มีแบนด์วิดท์ดีกว่าแบบ Multimode Step-index จึงนำไปใช้ในระยะทางไกลได้ดีที่สุด เพราะมีการแตกกระจายน้อย (Low dispersion) ส่วนสายแบบ Single mode Step-index มีแบนด์วิดท์กว้างมากที่สุดแต่ลำมากในการต่อสาย (Splice and Connect) เพราะว่ามีเส้นผ่าศูนย์กลางที่เล็กมากดังนั้นจึงใช้เลเซอร์เป็นตัวกำเนิดแสงและอีกแบบหนึ่งคือแบบ Multimode Step-index ให้ได้ดีในระยะทางใกล้ ๆ จึงจำเป็นต้องมีค่า NA สูง และส่วนมากจะใช้ LED เป็นตัวกำเนิดแสง

ใยนำแสงมีแบนด์วิดธ์สูงกว่าสายโคแอกเซียลเคเบิล ซึ่งแบนด์วิดธ์ของสายโคแอกเซียลเคเบิลจะมีค่าเท่ากับกำลังสองของความยาวสาย ส่วนใยนำแสงแบนด์วิดธ์จะเป็นส่วนกลับของความยาว 1 กิโลเมตร ที่ระยะทางที่ยาวกว่า 1 กิโลเมตร แบนด์วิดธ์จะหยาบและมีค่าเป็นส่วนกลับของรากที่สองของความยาว

ดังนั้นแบนด์วิดธ์จึงบอกความยาวหนึ่งกิโลเมตรไว้ด้วย เช่น 100MHz-km แต่ถ้าไม่บอกความยาวก็แสดงว่าให้เทียบกับความยาว 1 กิโลเมตร ค่าของแบนด์วิดท์ตามปรกติจะถูกจำกัดโดยการกระจายของพัลส์ (Pulse dispersion)

2.1.6 ใยโคเรคชั่นแนล (Bidirectional)

แม้ว่าการส่งผ่านแสงส่วนมากในใยนำแสงเป็นไปในทิศทางเดียว แต่การส่งผ่านใน 2 ทิศทางก็สามารถทำได้ โดยการส่งความถี่ที่ต่างกัน 2 ความถี่ส่งเข้าไปในสายพร้อมกันโดยมีทิศทางตรงกันข้าม

2.1.7 Numerical Aperture

Numerical aperture คือการวัด การรวมกันของแสงหรือกำลังงานสะสมภายในใยนำแสงเส้นหนึ่ง Numerical Aperture เขียนย่อ ๆ ว่า NA ถ้า NA มีค่ามากกว่าจะมีจำนวนการตอบสนองของแสงในใยนำแสงมีมากกว่าและ NA เป็นฟังก์ชันของดัชนีการหักเห ซึ่งจะมีค่าน้อยกว่า 1 เสมอ เช่น 0.21, 0.30, 0.5 เป็นต้น

ในใยนำแสง Step-index

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

ในใยนำแสงแบบ Graded-index

$$NA = \sin \theta$$

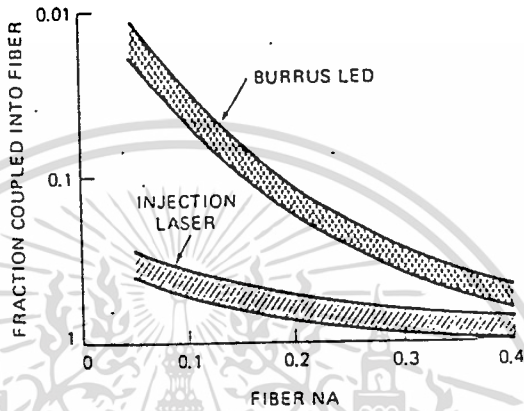
เมื่อ θ เป็นมุมในครึ่งรูปกรวยของใยนำแสง

ในขณะเดียวกัน NA จะเป็นตัวบอกประสิทธิภาพของการส่งกำลังงานจากแหล่งจ่ายไฟยังใยนำแสงอีกด้วย ดังแสดงในรูป 2.12

2.1.8 การสูญเสียในการส่ง (Transmission Loss)

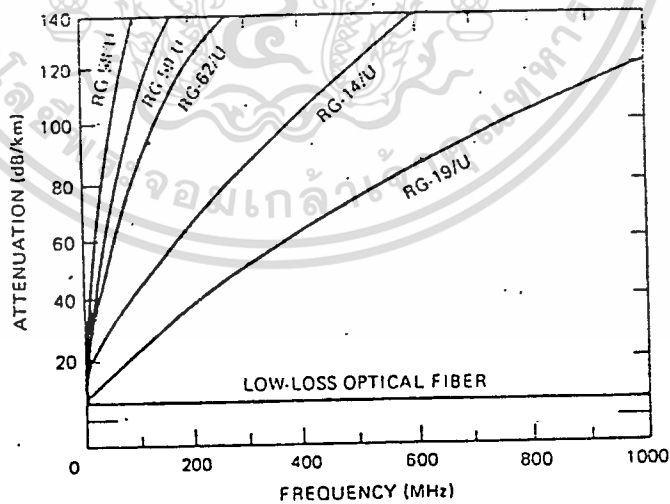
ในการสูญเสียในการส่งหรือการลดทอนของใยนำแสงเป็นคุณสมบัติที่สำคัญของสายเมื่อแสงเดินทางในใยนำแสง พลังงานจะสูญเสียไปส่วนหนึ่ง เนื่องจากเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความไม่สมบูรณ์ต่างๆภายในระบบ การสูญเสียหรือการลดทอนนี้จะวัดเป็นเดซิเบลต่อกิโลเมตร (dB/km) ส่วนเคเบิลใยนำแสงมีการลดทอนเท่ากับการลดทอนของสาย (dB/km) คูณกับความยาวของสายเป็นกิโลเมตรและถ้าหากมีการลดทอนมาก แสงที่เดินทางมายังตัวรับแสงจะลดน้อยลง ใยนำแสงที่มีการลดทอนต่ำจะมีค่าระหว่าง 2 ถึง 4 dB/km ตามความยาวคลื่นที่นำมาใช้ รูปที่ 2.13 เป็นการเทียบระหว่างใยนำแสงกับสายโคแอกเซียลเคเบิลเกี่ยวกับค่าการลดทอนและความถี่



Coupling loss vs. fiber numerical aperture. (From Ref. 15; courtesy of General Cable Co.)

รูปที่ 2.12

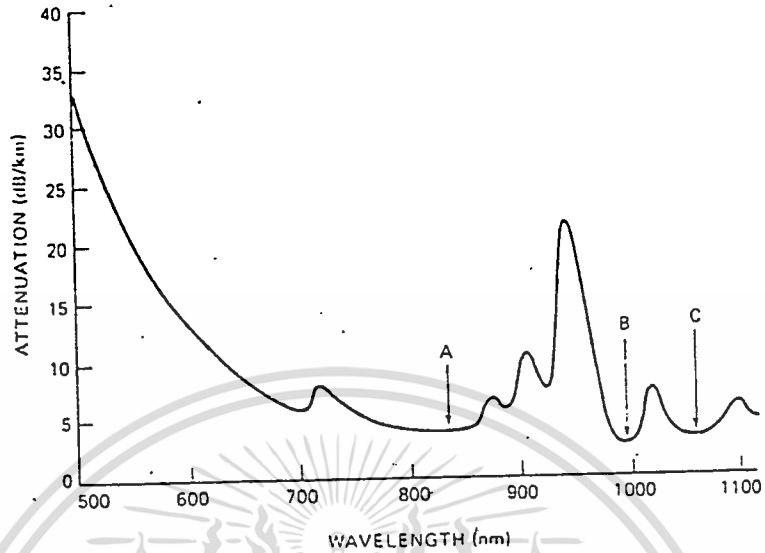


Cable attenuation vs. frequency characteristics. (Courtesy of AMP.)

รูปที่ 2.13 แสดงคุณสมบัติของสายระหว่าง การลดทอนกับความถี่

ใยนำแสงและสายโคแอกเซียลเคเบิลมีการสูญเสียเป็นฟังก์ชันของความถี่ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านนี้ เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในความถี่บางค่าความถี่ของใยนำแสงจะมีการสูญเสียมากกว่าในความถี่อื่น ซึ่งการสูญเสียเหล่านี้ ตามปรกติจะระบุในสเปค ที่ช่วงความถี่และความยาวคลื่นที่แน่นอน ดังรูปที่ 2.14



Typical fiber attenuation curve: attenuation vs. wavelength, QSF-A grade material; NA, 0.18. (Courtesy of Quartz & Silice.)

รูปที่ 2.14 เป็นกราฟแสดงจุดการลดทอนต่าง ๆ ที่ความยาวคลื่นต่าง ๆ กันของใยนำแสงแบบ Step-index

2.2 ท่อต่อ (Connector)

ในระบบการสื่อสารด้วยใยนำแสงจะต้องพิจารณาการสูญเสียที่ส่วนประกอบต่าง ๆ การสูญเสียที่สำคัญอันหนึ่งที่ไม่อาจมองข้ามไปคือ การสูญเสียที่ท่อต่อซึ่งการสูญเสียนี้ เกิดขึ้นที่ใยนำแสงกับใยนำแสง จากตัวกำเนิดแสงไปยังใยนำแสงและจากใยนำแสงไปยังตัวรับแสง

สาเหตุของการสูญเสียที่ท่อต่อมีดังนี้

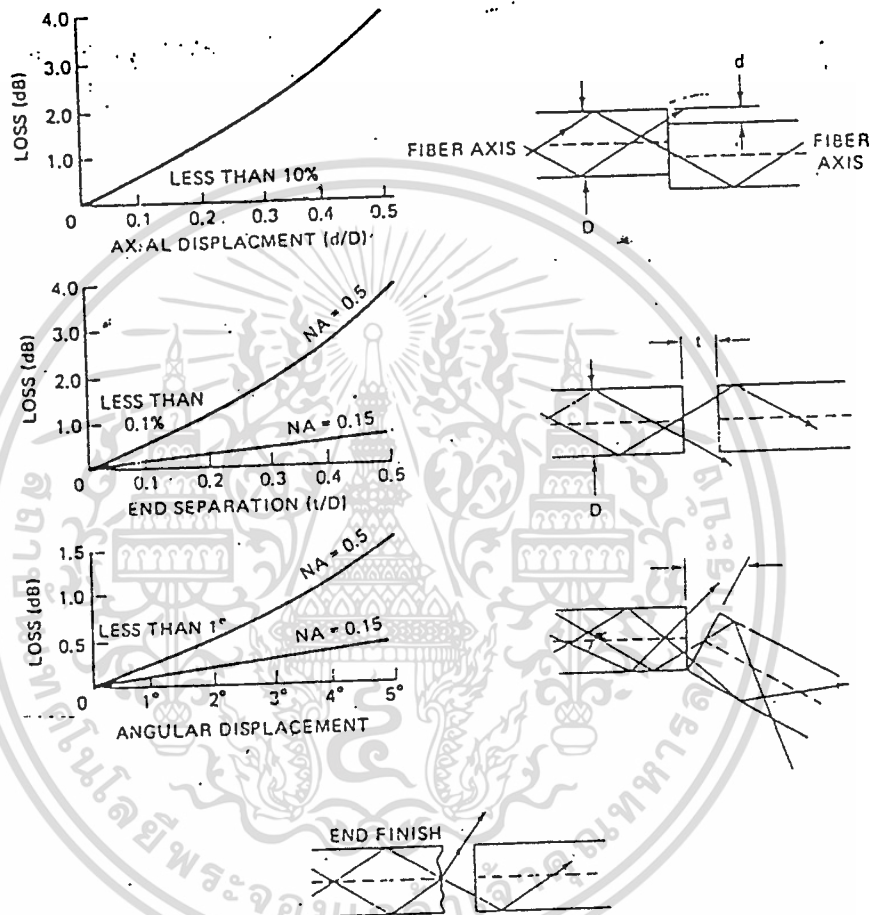
1. แกนของใยนำแสงไม่อยู่นิวเส้นตรง ซึ่งแกนของใยนำแสงมีความเหลื่อมล้ำและล่าบากในการปรับ ต้องปรับให้เหลื่อมล้ำไม่เกิน 5% ของเส้นผ่าศูนย์กลาง
2. ช่องว่างระหว่างท่อต่อ ซึ่งทำให้เกิดการสูญเสีย
3. ตำแหน่งมุมที่ติดตั้งผิดพลาด ซึ่งตามปรกติต้องไม่เกิน 2 องศา
4. หน้าสัมผัสของปลายใยนำแสงที่ขรุขระไม่เรียบ

จากรูป 2.15 แสดงการสูญเสียที่ท่อต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อต่อในทางอุดมคติจะต้องรักษาภาวะให้มีการสูญเสียน้อยมากหลังจากที่ถอดหรือใส่ข้อต่อเข้าไปใหม่ ในขณะที่เดียวกันต้องป้องกันไม่ให้จุดต่อมีสิ่งสกปรก ผงฝุ่นละอองต่าง ๆ และต้องประกอบง่าย มีราคาถูก แต่ในปัจจุบันข้อต่อยังมีราคาค่อนข้างแพงอยู่



รูปที่ 2.15

ข้อต่อที่นำมาใช้โดยทั่วไปแบ่งเป็น 2 ชนิด

1. แบบเลนส์ (Lens-Coupled Connector)
2. แบบโลหะหรือแก้ว (Butt Coupled Connector)

ข้อต่อแบบเลนส์ในรูป 2.16 สปริงจะกดปลายของใยนำแสงให้ตรงกับ

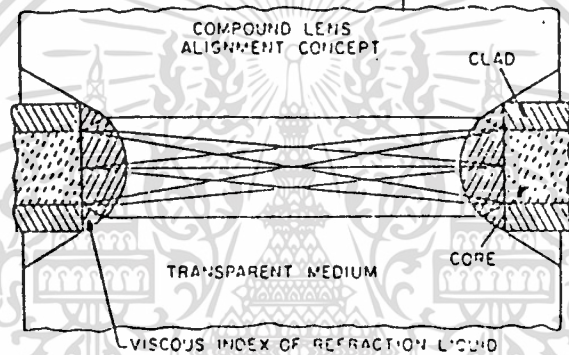
เลนส์ที่จุ่มอยู่ในช่อง เหลวที่มีดัชนีการหักเหเท่ากับแกนของใยนำแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อต่อแบบโลหะหรือแก้วมี 8 ชนิด คือ

1. แบบหลอด (Tube)
2. แบบแหวนโลหะ (Straight-sleeve)
3. แบบลูกเบี้ยวคู่ (Double eccentric)
4. แบบปลอกโลหะเรียว (Tapered sleeve)
5. แบบสามแท่ง (Three rod)
6. แบบปลอกแก้ว (Jewel bushing)
7. แบบสี่ขา (Four-pin)
8. แบบปลอกยืดหยุ่น (Resilient ferrule)



Liquid-lens connector developed by the Deusch Company (From Ref. 9; copyright 1979 Milton S. Kiver Publications, Inc.)

รูปที่ 2.16

- 1) แบบหลอด ดังรูป 2.17 จะมีแจ๊คกับปลั๊ก 2 ตัวที่เป็นโลหะเสียบเข้าด้วยกัน เมื่อเสียบปลั๊กเข้าไปจะต้องแน่นพอดีกับแจ๊คโยนำแสงในแจ๊คจะสอดผ่านเข้าไปในรูของปลั๊ก ซึ่งต้องมีขนาดใหญ่เพียงพอเก็บโยนำแสงที่เส้นผ่านศูนย์กลางใหญ่ที่สุด
- 2) แบบแหวนโลหะ แสดงดังรูป 2.18 แบบนี้จะมีปลอก (Sleeve) จะเป็นตัวบังคับให้โยนำแสงอยู่แนวเส้นตรง และมีแหวนปรับละเอียด (Precision Sleeve) สำหรับปรับให้ปลั๊กทั้งสองยึดติดกันสนิทยิ่งขึ้นจากรูป 2.18 จะเห็นว่ารูจะกำหนดมาอย่างแน่นอน รูจึงต้องอยู่ในตำแหน่งตรงกันจึงมีความลำบากในการผลิต ถ้าปลั๊กทั้งสองและปลอกไม่ตรงกันก็จะเกิดการสูญเสีย อย่างไรก็ตามแบบนี้ง่ายต่อการใช้งานและมีประสิทธิภาพสูงแต่มีราคาแพงมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) แบบลูกเบี้ยวคู่ แบบนี้ใยนำแสงจะถูกยึดอยู่ภายในลูกเบี้ยวทั้งสอง โดยยึดกันคนละครึ่ง ลูกเบี้ยวทั้งสองสามารถหมุนปรับให้ใยนำแสงอยู่ในแนวเส้นตรงได้และลูกเบี้ยวจะยึดอยู่ในตำแหน่งนั้น ข้อต่อชนิดนี้มีความยุ่งยากในการปรับให้สายทั้งสองตรงกันและในการส่งสัญญาณตามปรกติจะต้องมีเครื่องมือทดสอบต่ออยู่เพื่อชี้ค่าที่ถูกต้องที่สุด ดังรูปที่ 2.19

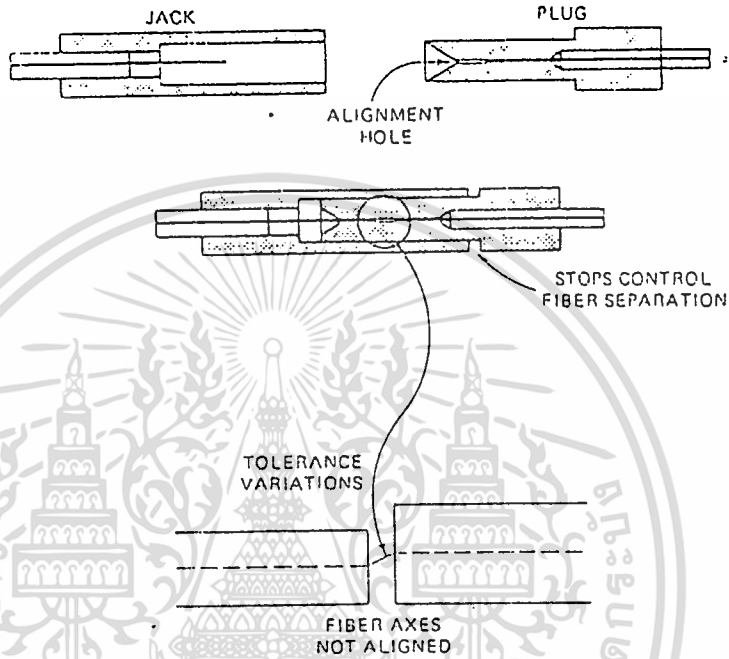


Figure 2.17 Tube-alignment connector. (From Ref. 1; courtesy of AMP.)

The following description of butt-coupled connectors is taken from Ref. 1.

รูปที่ 2.17

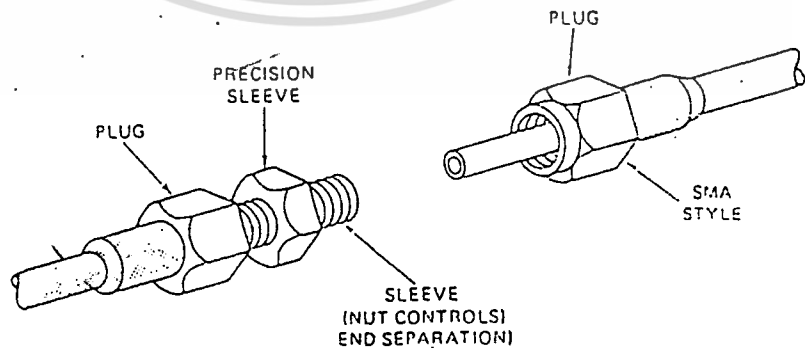
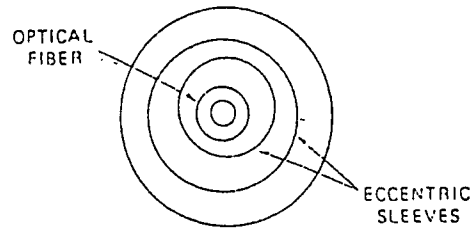


Figure 2.1e Straight-sleeve connector. (From Ref. 1; courtesy of AMP.)

รูปที่ 2.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 2.19 Double-eccentric connector.
(From Ref. 1; courtesy of AMP.)



รูปที่ 2.19

4) แบบปลอกโลหะเรียว ดังรูป 2.20 ชนิดนี้ประกอบด้วยปลั๊กและปลอกที่มีลักษณะเรียวเป็นกรวยที่ปลายปลั๊กทั้งสองจะมีสายรัดพลาสติกเพื่อยึดสายทั้งสองให้เข้าชนกัน

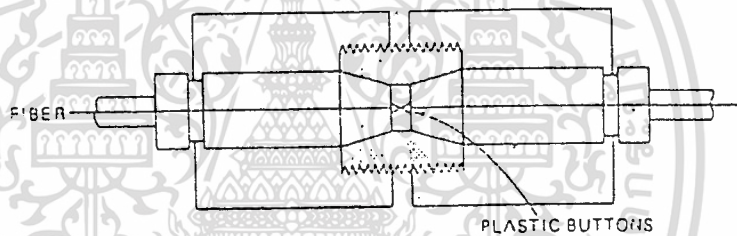


Figure 2.20 Tapered-sleeve method. (From Ref. 1; courtesy of AMP.)

รูปที่ 2.20

5) แบบสามแท่ง ตามรูป 2.21 แบบนี้ประกอบด้วยแท่ง 3 แท่งวางประกอบเข้าด้วยกันตรงกลางจะมีช่องว่าง ตามขนาดของใยนำแสง แท่งแต่ละแท่งจะต้องมีเส้นผ่าศูนย์กลางเท่ากัน ข้อต่อแบบนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับใยนำแสงที่มีหลาย ๆ เส้นได้

6) แบบปลอกแก้ว แสดงดังรูป 2.22 แบบนี้คล้ายกับลูกสูบในระบบสูบที่ปลายมีลักษณะเรียวแหลมมาประกบกันและมีรูไว้ใส่ใยนำแสง

7) แบบสี่ขา แสดงดังรูป 2.23 แบบนี้โคนขาทั้งสองจะถูกยึดด้วยปลอก และจะมีรูไว้ใส่ใยนำแสงตรงกลางมีแหวน เพื่อปรับให้ข้อต่ออยู่ในแนวเส้นตรงโดยทั่วไปจะใช้แท่งแก้ว 4 แท่งมาวางติดเข้าด้วยกันโดยมีช่องว่างตรงกลาง และทำ

เอกสารนี้เก็กร เชื่อมให้ติดกันสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

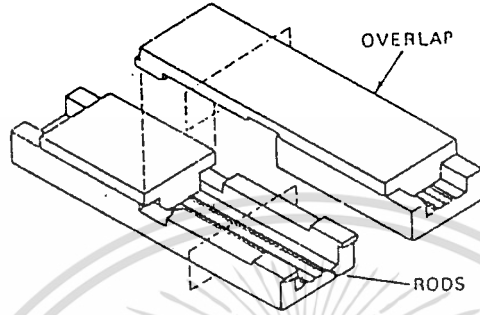
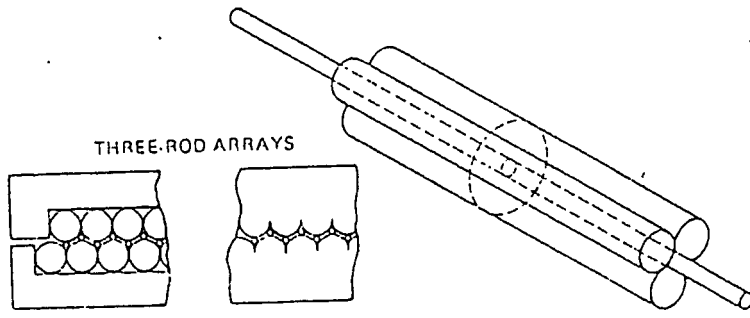


Figure 2.21 Three-rod connector. (From Ref. 1; courtesy of AMP.)

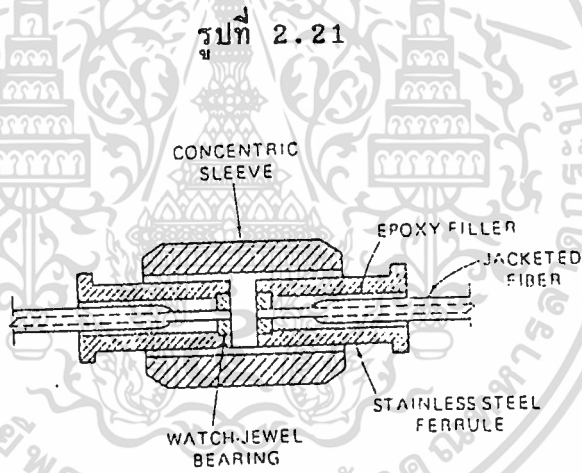


Figure 2.22 Watch-jewel-bearing connector designed by ITT Cannon. (From Ref. 12; copyright 1978 Milton S. Kiver Publications, Inc.)

รูปที่ 2.22

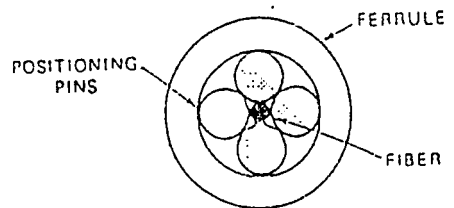


Figure 2.23 Four-pin method connector. (From Ref. 1; courtesy of AMP.)

รูปที่ 2.23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8) แบบปลอกยึดหยุ่นได้ ตามรูป 2.24 แบบนี้บริษัท Amp ได้ผลิตออกมาอย่างแพร่หลายมีลักษณะการต่อ 3 แบบ คือ โยหน้าแสงกับโยหน้าแสง, โยหน้าแสงกับตัวกำเนิดแสง, โยหน้าแสงกับตัวรับแสง

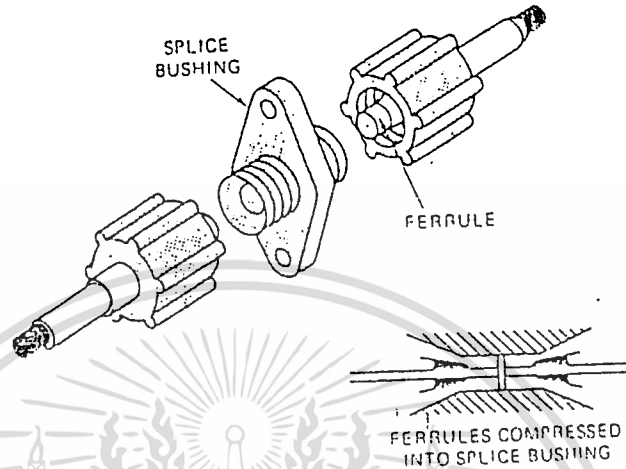


Figure 2.24 Resilient ferrule alignment mechanism. (From Ref. 1; courtesy of AMP.)

รูปที่ 2.24

2.3 อุปกรณ์กำเนิดแสง (Light Source)

อุปกรณ์กำเนิดแสงจะต้องออกแบบให้มีความเหมาะสมในการส่งเข้าไปในใยนำแสงแต่ละชนิดด้วย ทั้งนี้เพื่อให้ประสิทธิภาพในการส่งเป็นไปได้อย่างดี

LED

สารกึ่งตัวนำที่เปล่งแสงได้นี้เป็นอุปกรณ์รอสต่อ พี-เอ็น ซึ่งเมื่อได้ไบอัสตรง (Forward Bias) ก็จะมีเปล่งแสงได้ เนื่องจากเหตุนี้จึงได้มีชื่อเรียกโดยทั่วไปว่า LED (Light Emitting Diodes), VLEDs (Visible Light Emitting Diodes), หลอดไฟ solid state (Solid state lamps) หรือ photoluminescent diodes เนื่องจาก LED เป็นไดโอดแบบรอสต่อ พี-เอ็น มันจึงมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าเหมือนไดโอดทั่วไป กล่าวคือ มันสามารถที่จะนำกระแสไฟฟ้าได้เมื่ออิเล็กตรอนถูกฉีดเข้าไปในบริเวณเอ็น และกั้นการไหลของกระแสไฟฟ้าเมื่ออิเล็กตรอนถูกฉีดไปในบริเวณพี และมันยังสามารถที่จะเปล่งแสงได้ด้วย LED ผลิตแสงออกมาได้โดยอาศัยกลศาสตร์ของการฉีดและการรวมตัวกันใหม่ในตำแหน่งอิเล็ก

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตรอนและโฮลจะถูกฉีด และรวมตัวกันใหม่ในลักษณะที่จะลดพลังงานในรูปโฟตอน (photon) ในความคิดโดยทั่วไปมันจะแตกต่างจากตัวตรวจจับแสงแบบรอยต่อ พี-เอ็น ซึ่งคู่อิเล็กตรอน-โฮล จะถูกสร้างขึ้นมาจากการดูดซับโฟตอน รูปที่ 2.25a เป็นการแทนรอยต่อ พี-เอ็น ด้วยแถบพลังงาน โดยที่ไม่มีการไบอัสและรูปที่ 2.25b เป็นรอยต่อเดียวกัน เมื่อมีไบอัสตรงจากภายนอก การไบอัสภายนอกที่เพียงพอจะช่วยลดชั้นระหว่างแถบ Valence และแถบ conduction ที่อยู่ติดกัน และถ้าค่าศักดาของการไบอัส ประมาณว่ามีค่าใกล้เคียงกับค่า energy gap แล้วโฮลจะไหลจากด้านพีของแถบ valence ซึ่งโฮลเป็นพาหะส่วนใหญ่ ไปด้านเอ็น และ อิเล็กตรอนจะไหลจากด้านเอ็นของแถบ conduction (ซึ่งอิเล็กตรอนเป็นพาหะส่วนใหญ่ ไปด้านพี เนื่องจาก โฮลและอิเล็กตรอนกำลังไหลหรือกำลังถูกฉีดไปยังบริเวณซึ่งมันเป็นพาหะส่วนน้อย ขบวนการนี้จึงถูกเรียกว่า "การฉีดพาหะส่วนน้อย" (minority carrier injection) ขบวนการฉีดนี้จะทำให้เกิดสภาวะที่ไม่สมดุล ซึ่งจะถูกรักษาให้คงไว้โดยการ bias จากภายนอก พาหะส่วนน้อยจะหายไปโดยการข้ามผ่าน energy gap ที่ซึ่งอิเล็กตรอนสามารถรวมกันกับโฮลอิสระในแถบ Valence และดังนั้นทั้งอิเล็กตรอนและโฮลจะหายไปซึ่ง เรียกว่า "การรวมกันใหม่ของโฮลและอิเล็กตรอน" เมื่ออิเล็กตรอนส่วนเกินจากแถบ conduction ไปยังแถบ Valence เพื่อที่จะรวมตัวกันใหม่ มันจะปลดปล่อยพลังงานซึ่งใส่ให้เมื่อตอนแรกจากแหล่งกำเนิดภายนอก พลังงานที่ปลดปล่อยโดยอิเล็กตรอนนั้นจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับพลังงานแถบว่าง และอาจจะอยู่ในรูปของความร้อน (phonons) หรือแสง (photons) ถ้าอิเล็กตรอนผ่านโดยตรงจากแถบ conduction ไปแถบ Valence และรวมตัวกันใหม่ เป็นที่รู้จักกันว่า "band to band recombination" ซึ่งเป็นกลศาสตร์ของการกำเนิดแสงในสารกึ่งตัวนำ direct-gap (Gallium Arsenide GaAs คือตัวอย่างของสารกึ่งตัวนำนั้น)

ความยาวคลื่นของแสงที่เปล่งออกมาคือ :

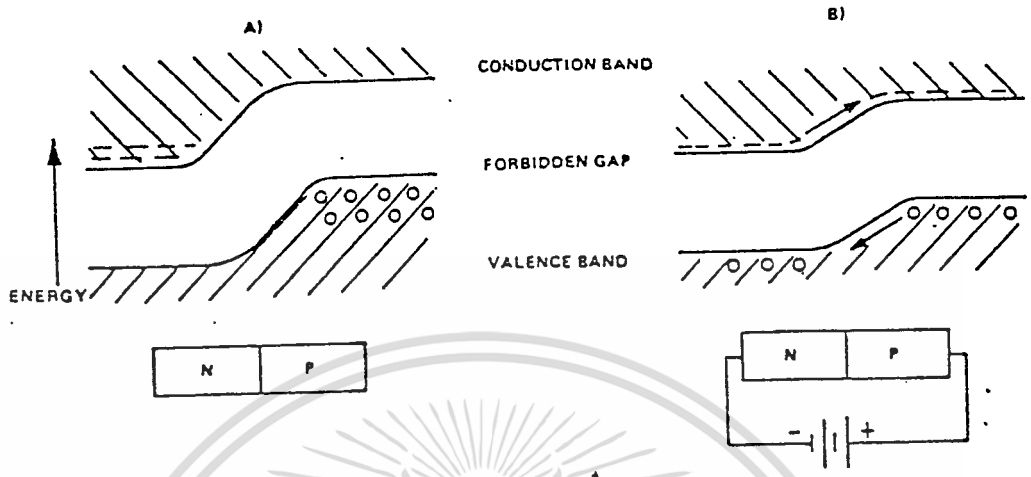
$$\text{ความยาวคลื่น (microns)} = hc/E_g = 1.24/E_g$$

ซึ่ง E_g คือค่าพลังงานของแถบว่างในหน่วยอิเล็กตรอนโวลต์ (eV) ในการรวมตัวกันใหม่ประเภทนี้โมเมนตัมจะถูกอนุรักษ์ไว้และพลังงานทั้งหมดจะถูกเปลี่ยนไปเป็นโฟตอน สำหรับสารชนิด direct gap มีทางเป็นไปได้ที่จะใส่อะตอมของสารเจือ ซึ่งจะทำให้เกิดสถานะสารเจือผู้รับเหนือแถบ Valence และ สถานะสารเจือผู้ให้ใต้แถบ conduction ดังนั้น band-to-band recombination จะดำเนิน

เอกสารนี้จากสารเจือผู้ให้ไปยังสารเจือผู้รับที่พลังงานน้อยกว่าพลังงานแถบว่างดังรูปที่ 2.26

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Gallium Arsenide Phosphide and Gallium Aluminium Arsenide เป็นตัวอย่างของสารที่ขบวนการนี้เกิดขึ้น)

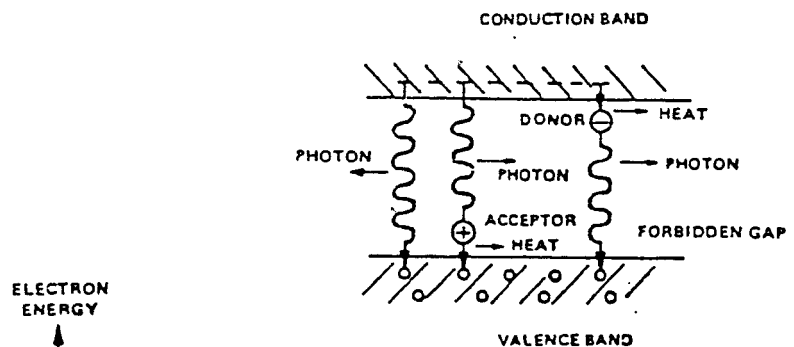


NOTE: THE ENERGY STEP IS LESS ON B THAN ON A.

รูปที่ 2.25a รอยต่อพี-เอ็นที่ไบอัสศูนย์

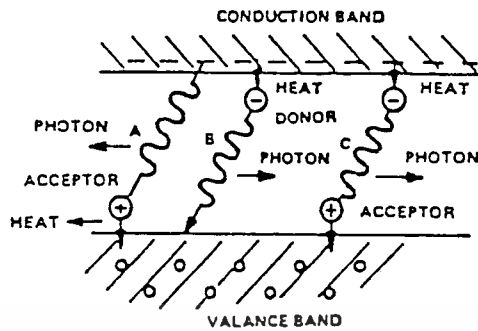
รูปที่ 2.25b รอยต่อพี-เอ็นที่ไบอัสตรง

ในสารกึ่งตัวนำ indirect gap ซึ่งแถบพลังงานได้แสดงไว้ดังรูปที่ 2.27 โยล์ และอิเล็กตรอนมีค่าโมเมนตัมที่แตกต่างกัน และอิเล็กตรอนไม่สามารถที่จะข้ามแถบว่างได้โดยตรง จึงไม่มีการอนุรักษ์โมเมนตัมระหว่างการรวมตัวกันใหม่ และดังนั้นพลังงานความร้อน (phonons) จึงถูกเปล่งออกหรือดูดซับไว้ เพื่อเป็นการอนุรักษ์โมเมนตัมทั้งหมด เนื่องจากการรวมตัวกันใหม่ที่แท้จริงประเภทนี้ต้องการการชนกันแบบ 3 ส่วน ซึ่งความน่าจะเป็นนั้นมีค่าน้อย สาร indirect gap จึงไม่มีประสิทธิภาพเท่าสาร direct gap (Gallium Phosphide Gap เป็นตัวอย่างที่ใช้กันอย่างแพร่หลายของสาร indirect gap)



รูปที่ 2.26 แบบจำลองแถบพลังงาน-สาร direct gap

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น มิใช่เพื่อใช้ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.27 แบบจำลองแถบพลังงาน-สาร indirect gap

เมื่อตอนที่ผ่านมาเป็น การกล่าวถึงการเกิดโฟตอนภายในสารกึ่งตัวนำหรือประสิทธิภาพควอนตัมภายในของสารกึ่งตัวนำ กล่าวคืออัตราส่วนของจำนวนโฟตอนที่เกิดขึ้นต่อจำนวนของพาหะที่ถูกฉีด ในขณะที่ประสิทธิภาพภายในนี้อาจจะมีค่าสูงมากสำหรับสาร direct gap และมีค่าต่ำกว่าในสาร indirect gap อันที่จริงแล้วมันเป็นประสิทธิภาพควอนตัมภายนอกซึ่งเกี่ยวข้องกับผู้ใช้อุปกรณ์ (อัตราส่วนของจำนวนโฟตอนที่เปล่งออกมาจากโครงสร้างต่อจำนวนพาหะที่ถูกฉีด) ประสิทธิภาพควอนตัมภายนอกประกอบด้วย

1. ประสิทธิภาพควอนตัมภายในเป็นขบวนการรวมกันใหม่โดยแผ่รังสี (direct หรือ indirect gap, etc.)
2. การดูดซับของโฟตอนภายในตัวสารเอง
3. การสะท้อนของโฟตอนที่ผิวหน้าทางออก
4. ประสิทธิภาพทางไฟฟ้า
5. การสูญเสียทางแสงเนื่องจากเลนส์, ช่องรับแสงและลักษณะของเรขาคณิตของตัวถัง

ผู้ออกแบบ LED ที่ใช้งานจริงจะต้องคำนึงถึงปัจจัยเหล่านี้ เพื่อที่จะผลิตอุปกรณ์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ตารางที่ 1 สรุปถึงสารที่ใช้สำหรับ LED โดยทั่วไปและความยาวคลื่นของแสงที่เปล่งออกมา และขอบเขตของประสิทธิภาพ ปัจจุบัน LED ทางการค้า ทำมาจาก GaAs, GaP หรือ GaAsP ซึ่งแต่ละอันจะนำมากล่าวต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 LED Material Guide

Material	Approximate Bandgap eV	Typical Emission Wavelength	
		nm	λ_p
GaP, N doped	2.18	530 - 595	565
GaP, Zn doped	2.24	530 - 575	553
SiC	1.97	430 - 700	590
GaAs, $_{.6}P_{.4}$	1.92	630 - 660	645
GaP, ZnO doped	1.76	615 - 730	700
GaAlAs, red	1.78	660 - 720	690
GaAs, Zn doped	1.37	890 - 920	905
GaAs: Si	1.33	890 - 980	930

2.3.1 Gallium Arsenide Emitters

Gallium Arsenide เป็นสาร direct gap และเนื่องจากพลังงานแถบว่างของมันมีค่าประมาณ 1.7 eV พลังงานแสงที่ได้มันจึงมีค่าใกล้เคียงอินฟราเรด ที่ 0.9 ไมโครเมตร จากตอนที่แล้วเรารู้ว่าโฟตอนจะถูกทำให้เกิดขึ้นโดย band-to-band recombination และมีค่าพลังงานใกล้เคียงกันมากกับพลังงานแถบว่าง ขณะที่ในตอนแรกวิชันนี้ปรากฏว่าเป็นที่ต้องการมาก แต่ที่ความยาวคลื่นของแสงที่เปล่งออกมาซึ่งตรงกับแถบว่างนี้ สารกึ่งตัวนำจะมีอัตราของการหักเหสูงและโฟตอนมีแนวโน้มที่จะถูกดูดซับไว้ภายใน GaAs มากกว่าที่จะหนีไป โฟตอนจะถูกสร้างขึ้นที่บริเวณพี แต่ที่บริเวณนี้มีการดูดซับที่เกือบจะสมบูรณ์ในขณะที่บริเวณเอ็นเพียงแค่อยอมให้ 2% ของโฟตอนหนีไป ซึ่งก็เนื่องมาจากมีการดูดซับสูงที่บริเวณขอบของแถบ ถ้าโฟตอนมีพลังงานต่ำกว่านั้นแล้ว การดูดซับก็จะ เป็นไปได้ น้อย เช่นกัน (เนื่องจากโฟตอนเหล่านั้นห่างจากขอบของแถบ) และดูเหมือนโฟตอนเหล่านั้นจะหนีไปเป็นส่วนใหญ่ วิธีในการลดพลังงานโฟตอนให้ต่ำกว่าพลังงานแถบว่างคือ ใส่สารเจือผู้ให้ และผู้รับไปใน forbidden gap ซึ่งการรวมตัวกันใหม่เกิดขึ้นที่ระดับกลาง (intermediate levels) ซึ่งทำให้เกิดความร้อน และโฟตอนลัพท์ก็จะมีพลังงานน้อยกว่าพลังงานแถบว่างใน GaAs ซิลิกอนสามารถประพฤติตัวได้ทั้งชนิดพีและชนิดเอ็น เพื่อที่จะทำให้เกิดเป็นทั้งสารเจือผู้รับและผู้ให้ และเพราะฉะนั้น ก็จะเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับ GaAs LED ด้วย

สิ่งสำคัญที่ควรพิจารณาอีกประการหนึ่ง คือ การสะท้อนของโฟตอนที่บริเวณผิวหน้าทางออก ซึ่งผลก็คือ โฟตอนนั้นจะถูกสะท้อนกลับเข้าไปในตัวสาร และ

เอกสารนี้จะจะไม่ทำให้เกิดแสงที่เป็นผลอย่างแท้จริง

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อไรก็ตามที่แสงผ่านจากตัวกลางหนึ่งไปยังอีกตัวกลางหนึ่ง จะมีมุมวิกฤติของการตกกระทบภายนอก ซึ่งแสงจะถูกสะท้อน มุมวิกฤตินี้มีความสัมพันธ์กับดรรชนีหักเหของ 2 ตัวกลาง (n_1 และ n_2) โดย :

$$\sin \phi_c = \frac{n_1}{n_2}$$

ซึ่ง n_1 คือ ดรรชนีหักเหของตัวกลาง 1

n_2 คือ ดรรชนีหักเหของตัวกลาง 2

ในกรณีของ GaAs และอากาศ ($n_2 = 3.6$ และ $n_1 = 1$ ตามลำดับ) มุมวิกฤติคือ 16 องศา ส่วนหนึ่งของแสง L_E ซึ่งมาถึงผิวหน้าทางออกทางไดโอด คือ :

$$L_E = (1 - \cos \phi_c)$$

และสำหรับ GaAs + air คือ 4% ยังมีส่วนหนึ่งของแสงด้วยที่เกิดการสะท้อน (ประมาณ 30% ถ้าไม่มีการใช้สารป้องกันการสะท้อน) ซึ่งให้ค่าประสิทธิภาพควอนตัมภายนอกสุทธิประมาณ 2.8% เท่านั้น ถึงแม้ว่าประสิทธิภาพภายในจะเป็น 100% ก็ตาม สำหรับประสิทธิภาพภายนอกที่สูงขึ้น มีความจำเป็นที่จะต้องเพิ่มค่ามุมวิกฤติซึ่งสามารถทำได้โดยสร้างยอดครึ่งทรงกลมขึ้นเหนือบริเวณรอยต่อที่มีการเปล่งแสง ถ้าอัตราส่วนเส้นผ่าศูนย์กลางของยอดครึ่งทรงกลมต่อรอยต่อ อย่างน้อยที่สุดมีค่ามากกว่าอัตราส่วนของ n_2 ต่อ n_1 (กล่าวคือ 3.6 สำหรับ GaAs และอากาศ) แล้วแสงซึ่งมาถึงผิวหน้าทางออกจะไม่มีทางออกไปได้ ณ. มุมวิกฤติ ถ้ายอดครึ่งทรงกลมเหนือบริเวณรอยต่อเป็น GaAs แล้วการปรับปรุงจะมีค่าเพิ่มขึ้น 10 เท่า (ค่าทางทฤษฎีประมาณ 25 เท่า แต่การดูดซับที่เพิ่มขึ้นภายใน GaAs จะลดประสิทธิภาพลง) ยอดครึ่งทรงกลมสามารถที่จะถูกสร้างจากสารอื่นได้อีก เช่น อีพ็อกซี ซึ่งจะมีค่าดรรชนีหักเหอยู่ระหว่างดรรชนีหักเหของอากาศ และ GaAs (ประมาณ 1.6) และสามารถให้การปรับปรุงเพิ่มขึ้น 3 เท่า

ในทางปฏิบัติ LED แบบ GaAs จะถูกผลิตขึ้นด้วยรอยต่อ พี-เอ็น ซึ่งถูกสร้างโดยการแพร่ความร้อนอะตอมของสังกะสี (Zn) เข้าไปในสาร เทลลูเรียมเนื้อเดียวแบบผลึกเดี่ยว (Single Crystal Homogenous Tellurium) ซึ่งฐานรอง (substrate) จะถูกโด๊ป (doped) ให้เป็นรูปแบบ (Flat) หรือไม้ก็เป็นโครงสร้างแบบยอดครึ่งทรงกลมของ GaAs (GaAs Hemispherically Domed Structure) รอยต่อ พี-เอ็นแบบซิลิคอนซึ่งมีโครงสร้างแบบ รูปแบบ หรือ

เอกสารนี้เขียนโดย ดร. ชัยวัฒน์ วัฒนศิริกุล (GaAs หรือ epoxy) จะถูกนำมาใช้ให้เกิดประโยชน์ด้วยความ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แตกต่างที่สำคัญประการหนึ่งคือ ไตโอด GaAs : Si จะมี rise time และ fall time ที่มีขนาดยาวกว่า LED แบบ GaAs บางชนิดซึ่งมีหลายลักษณะ และ เอกสารที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.28

Type	Pkg	P _{out} Min mW	@ If mA	% Power Angle°	V _f Max V	@ If mA	λ Peak μ	Features
T1L23	A	0.40	50	35	1.5	50	0.93	Pill package for double-sided printed circuit board mounting
T1L24	A	1.00	50	35	1.5	50	0.93	
T1XL06	B	0.6	500	115	2.3	500	0.91	0.0075 ins flat emitter
T1XL12	B	40.0	300	130	2.0	300	0.93	0.036 ins dome emitter
T1XL13	B	20.0	300	130	2.0	300	0.93	0.036 ins dome emitter
T1XL14	B	60.0	1000	130	2.0	1000	0.93	0.072 ins dome emitter
T1XL15	B	30.0	1000	130	2.0	1000	0.93	0.072 ins dome emitter
T1XL16	C	200.0	2000	150	2.0	2000	0.93	0.072 ins dome emitter
SL1183	D	200.0	2000	20	2.0	2000	0.93	175 mW into 20° cone
SL1191	C	350.0	3000	150	2.0	3000	0.93	Available with 20° reflector
T1XL19	E	10.0	200	-	2.0	200	0.85	Matched for use with photoemissive sensors
T1XL20	E	5.0	200	-	2.0	200	0.82	Matched for use with photoemissive sensors
T1XL21	F	10.0	200	-	2.0	200	0.85	Matched for use with photoemissive sensors
T1XL22	F	5.0	200	-	2.0	200	0.82	Matched for use with photoemissive sensors
T1XL26	G	0.50	35	-	1.4	35	0.93	Industrial emitter
T1XL27	I	15.0	300	135	2.2	300	0.94	Stud Header
T1L31	J	2.3	100	10	1.75	100	0.944	Hermetic TO-46
T1L32	K	0.5	20	55	1.60	200	0.944	Plastic, 2 leads

รูปที่ 2.28 GaAs LED ที่มีใช้ทั่วไป

2.3.2 Gallium Phosphide Emitters

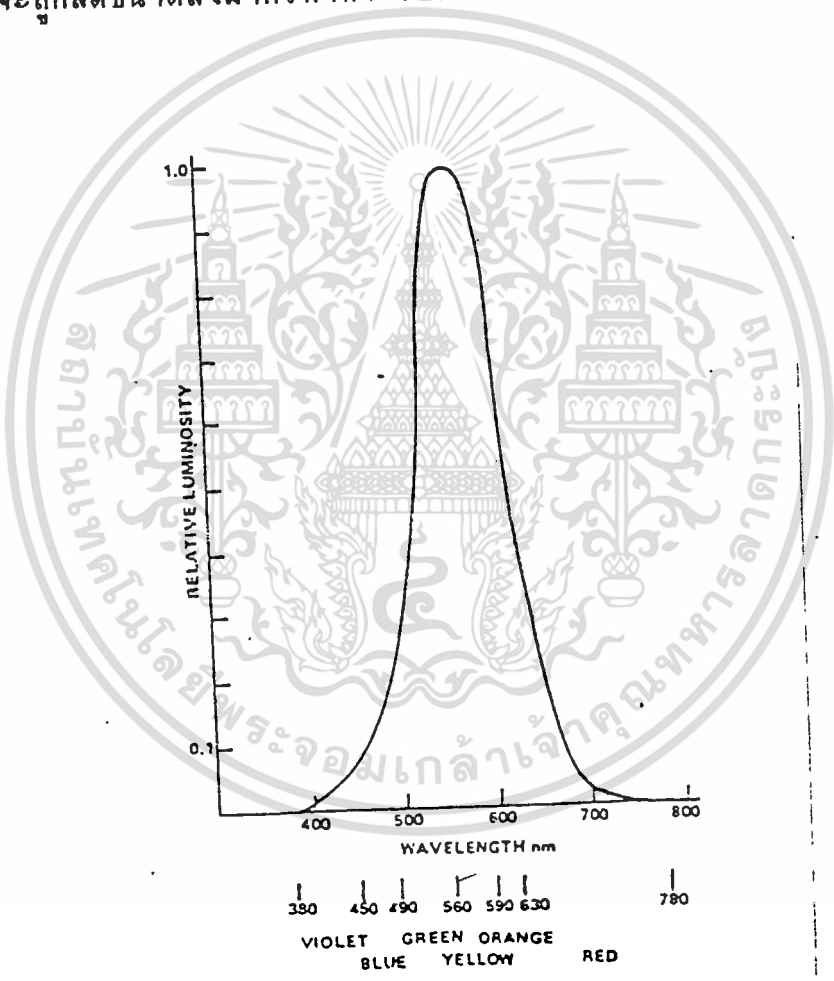
Gallium Phosphide เป็นสาร indirect gap ซึ่งมีค่าพลังงานแถบว่างประมาณ 2.24 eV ซึ่งให้แสงสีเขียวที่มีความยาวคลื่น 0.55 ไมโครเมตร ตามที่คาดไว้ สารเจือผู้ให้และผู้รับที่เพิ่มเข้าไปในแถบห้ามเช่นเดียวกับใน GaAs สามารถที่จะสลับพลังงานของโฟตอน และที่มีกบขบย่อครั้งคือสามารถที่จะให้แสงที่มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น วิธีการนี้สามารถทำได้โดยการเติมไนโตรเจนที่พอเหมาะ ซึ่งจะลดพลังงานแถบว่างลงเหลือประมาณ 2.18 eV GaP สามารถที่จะให้แสงสีแดงได้ โดยการเจือด้วย สารสังกะสีออกไซด์ ZnO ซึ่งจะช่วยให้สภาวะระดับความเข้มเกิดขึ้นในแถบว่าง สังกะสีจะทำให้เกิดระดับของผู้รับเหนือแถบ Valence และออกซิเจนจะทำให้เกิดระดับของผู้ให้ใต้แถบ Valence ผลที่ได้คือพลังงานแถบว่างประมาณ 1.8 eV ซึ่งมีความยาว 0.69 ไมโครเมตร เพราะฉะนั้น ตัวเปล่งแสงสี

เอกสารนี้เขียนไม่จำเป็นที่จะต้องมีประสิทธิภาพเท่ากับตัวเปล่งแสงสีแดงเพื่อทำให้เกิดผลต่อ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมองเห็นเดียวกัน

GaP ต่างจาก GaAs ในลักษณะที่สำคัญอีกประการหนึ่ง สาร GaP จะโปร่งแสงสีแดงมากกว่าแสงสีเขียว ดังนั้นโฟตอนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อ พี-เอ็น สามารถที่จะเคลื่อนผ่านสาร พี และ เอ็นที่อยู่ติดกัน โดยมีการดูดซับเล็กน้อย และออกจากอุปกรณ์นั้นทั่วทุกผิวหน้า การพิจารณามุมวิกฤติ ยังคงเป็นจริงอยู่ และชั้นพลังงานจะถูกนำทำให้เกิดเป็นโครงสร้างที่มีลักษณะเหมือนหลอดครึ่งทรงกลม เนื่องจากความโปร่งในของ GaP ที่ให้แสงสีแดง โดยทั่วไปแล้วตัวสะท้อนจะถูกนำมาใช้เพื่อรวบรวมการแผ่รังสีด้านข้างและเปลี่ยนทิศทางไปยังผู้สังเกต และบริเวณหน้าสัมผัสโอห์มมิคจะถูกลดขนาดลงมากเท่าที่จะเป็นไปได้ เพื่อลดการสะท้อนลง



รูปที่ 2.29 การตอบสนองของตา vs ความยาวคลื่น

2.3.3 Gallium Arsenide Phosphide Emitters

Gallium Arsenide Phosphide LED เป็นตัวอย่างของอุปกรณ์ผลึก
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผสมเนื้อเดียว สารชนิดนี้เกิดจากการผสมระหว่าง GaP (สาร indirect gap) กับ GaAs (สาร direct gap) เพื่อทำให้เกิดเป็นผลึกเชิงซ้อน ซึ่งเมื่อใช้ในรอยต่อ พี-เอ็น จะให้แสงที่มีความยาวคลื่นระหว่าง 55 ไมโครเมตร ของ GaP และ 0.9 ไมโครเมตรของ GaAs รูปที่ 2.30 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นของแสงที่เปล่งออกมา และสารประกอบเชิงซ้อน $GaAs_{1-x}P_x$ จะเป็นสาร direct gap เมื่อ x มีค่าน้อยกว่า 0.45 และที่ค่ามากกว่า 0.45 มันจะกลายเป็นสาร indirect gap และประสิทธิภาพจะลดลงอย่างรวดเร็ว ที่จุดหักเหมุมพลังงานแถบว่างจะมีค่าประมาณ 1.96 eV ซึ่งตรงกับความยาวคลื่น 0.63 ไมโครเมตร ในการเพิ่มความเข้มข้นของฟอสฟอรัสของ GaAsP ตอนแรกจะทำให้ดูเหมือนว่าเป็นวิธีที่สะดวกในการทำให้ได้แสงสีเขียวและสีแดงหรือสีปานกลางจากสารเดียวกัน อย่างไรก็ตาม ประสิทธิภาพจะลดลงอย่างมาก และการอ้อมตัวของกระแสที่รอยต่อจะทำให้ไม่เป็นผลที่จะสร้างอุปกรณ์เพื่อใช้งานที่ความยาวคลื่น 0.6 ไมโครเมตร

ในทางพาณิชย์ GaAsP LED ถูกสร้างจากสาร GaAsP ชนิด n ซึ่งวางอยู่บนฐานของ GaAs และแล้วรอยต่อ พี-เอ็นก็จะถูกทำให้รวมกันโดยการแพร่ความร้อนของสังกะสี โดยทั่วไปแล้วรอยต่อ พี-เอ็นจะถูกทำให้รวมกันโดยผ่านกระบวนการฟานาร์ (panar process) แต่รอยต่อแบบลาดชันได้ถูกนำมาใช้ด้วย (โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับเลเซอร์ไดโอด) หน้าสัมผัสโอห์มมิคโลหะจะถูกติดไว้ทั้ง 2 ด้าน ของรอยต่อ ซึ่งด้านเอ็น (ฐานรอง GaAs) จะถูกปกคลุมอย่างสมบูรณ์หน้าสัมผัส และด้านพีที่มีรูปแบบของหน้าสัมผัสที่เหมาะสมสำหรับการกระจายของกระแสสูงสุด ซึ่งมีการกำบังที่น้อยที่สุดของบริเวณเปล่งแสงตัวชิปนั้นจะใช้รูปทรงจตุรัสเล็ก ๆ สำหรับ discrete LED หรือรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ายาวสำหรับการใช้ในการแสดงผลทางตัวเลข

2.4 อุปกรณ์ตรวจจับแสง (Photo Detector)

2.4.1 โฟโอดีไดโอด (Photodiode)

อุปกรณ์ตรวจจับแสงโฟโอดีไดโอดเป็นรอยต่อ พี-เอ็น เช่นเดียวกับอุปกรณ์โฟโอดีโวลตาอิก แต่โฟโอดีไดโอดถูกออกแบบมาเพื่อให้ทำงานที่ไบอัสกลับ (Reverse Bias) ดังที่กล่าวมาแล้วว่ามีสถานะสมดุลของรอยต่อพี-เอ็น จะมีจำนวนอิเล็กตรอนเกินที่บริเวณพี และโฮลเกินอยู่ที่บริเวณเอ็นการใช้ศักดาภายนอกเพื่อทำให้ด้านพีมีความเป็นลบมากกว่าด้านเอ็น จะทำให้สนามไฟฟ้าบริเวณรอยต่อมีค่าเพิ่มขึ้น และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

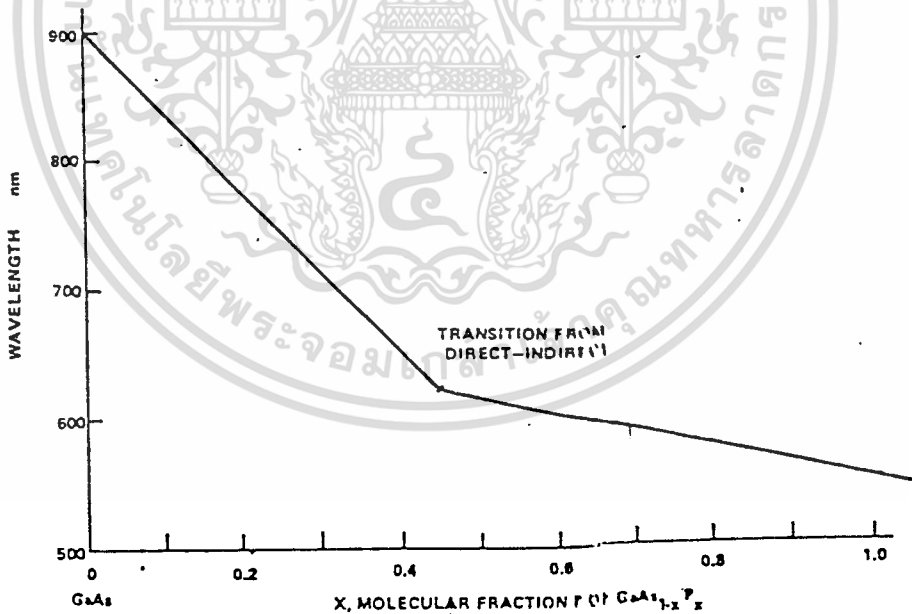
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขยายบริเวณปลอดพาหะให้เพิ่มขึ้น บริเวณปลอดพาหะที่เพิ่มขึ้นจะต้านทานการไหลของประจุพาหะและเพราะฉะนั้นจะไม่มีกระแสไหลข้ามสิ่งกีดขวางนี้ได้ ความจริงแล้วความต้านทานของบริเวณปลอดพาหะจะมีค่ามากกว่าความต้านทานของสารกึ่งตัวนำหลายเท่า ความกว้างของบริเวณนี้จะคงเพิ่มขึ้นขณะที่ศักดาที่จ่ายมีค่าเพิ่มขึ้น จนกระทั่งมีการเบรกดาวน์ (Break Down) ของรอยต่อเกิดขึ้น ในตอนนี้อิเล็กตรอนถูกดูดซับในบริเวณปลอดพาหะนี้ อิเล็กตรอนจะถูกกวาดเข้าไปในบริเวณเอ็น และโฮลจะถูกกวาดเข้าไปในบริเวณพี ดังนั้นจะทำให้เกิดมีกระแสไฟฟ้าไหลในวงจรรภายนอก แล้วโฟโตไดโอดจะประพฤติตัวเหมือนกับเป็นตัวกำเนิดกระแสไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้านั้นก็เป็นสัดส่วนโดยตรงกับความเข้มของแสงด้วย

$$I_{\text{total}} = I_L + I_D$$

ซึ่ง I_L คือกระแสไหลลงขณะมีแสง

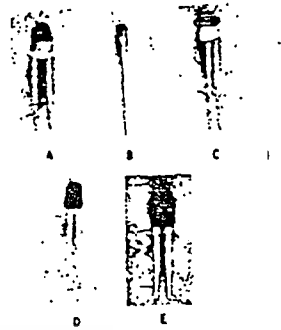
I_D คือกระแสอิมิตัวของไดโอดขณะไม่มีแสง



รูปที่ 2.30 ความยาวคลื่น Vs ส่วนประกอบ GaAsP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

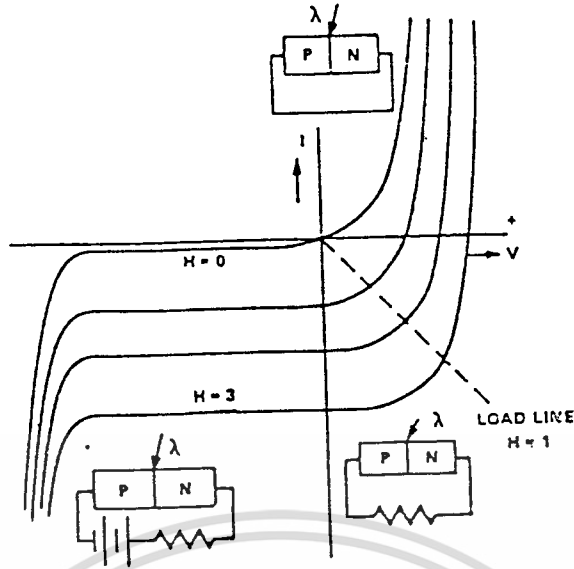
Type	Pkg	Output Min Typ fL	I_f mA	V_f Max V	I_f mA	Features
TIL203	A	375 750	10	2.0	20	TO-18-clear lens
TIL204	A	375 750	20	2.0	20	TO-18-red lens
TIL205	B	375 750	20	2.0	20	Coaxial package-clear lens
TIL206	B	375 750	20	2.0	20	Coaxial package-red lens
TIL207	C	375 750	20	2.0	20	TIL63 header-clear lens
TIL208	C	375 750	20	2.0	20	TIL63 header-red lens
TIL209	D	15 μ -	20	2.0	20	All plastic-red
TIL210	E	25 μ -	20	2.0	20	All plastic-red large



รูปที่ 2.31 GaAsP VLED ที่มีใช้ทั่วไป

อุปกรณ์ประเภทนี้จะนำมาจากซิลิกอนโดยทั่วไป I_D จะมีค่า 1 nA ขณะที่ I_L จะมีค่า 10 nA สำหรับพื้นที่ 5 mm^2 ที่แสงในห้องปกติ โฟตอนที่ถูกดูดซึมในบริเวณปลอดพาหะหรือภายในบริเวณ 1 ความยาวของการแพร่ จะทำให้เกิดคู่อิเล็กตรอน 1 คู่ กล่าวคือประสิทธิภาพมีค่า 100% รูปที่ 2.32 แสดงคุณสมบัติไว้อัศจรรย์ของตัวตรวจจับแสงแบบรอยต่อพี-เอ็น ชนิดซิลิกอน ซึ่งทำงานได้ทั้งแบบ open และ short circuit mode เป็นที่น่าสังเกตว่ากราฟที่ $H = 0$ เท่านั้นที่ผ่านจุดกำเนิด และเป็นที่น่าสังเกตอีกด้วยว่ารอยต่อ พี-เอ็น เดียวสามารถเป็นตัวกำเนิดศักดาไฟฟ้าหรือตัวกำเนิดกระแสไฟฟ้าได้อย่างไร

ความกว้างของบริเวณปลอดพาหะสามารถที่จะถูกควบคุมได้โดย reverse bias ที่ให้และความต้านทานสารที่มีซิลิกอนเป็นพื้นฐาน (ที่ศักดาไบอัสคงที่ ความกว้างจะเป็นสัดส่วนกับรากที่ 2 ของความต้านทาน) บริเวณปลอดพาหะยิ่งกว้างขึ้นเท่าไร ความจุไฟฟ้าที่บริเวณรอยต่อก็ยิ่งน้อยลงเท่านั้น ดังนั้น ตัวตรวจจับแสงประเภทนี้สามารถใช้งานได้ด้วยความถี่สูง เนื่องจากคู่อิเล็กตรอนที่เกิดขึ้นมีความน่าจะเป็นสูง ในการเกิดที่บริเวณปลอดพาหะ หรือภายในระยะทางสั้น ๆ ของบริเวณปลอดพาหะและความจุไฟฟ้าต่อสนามไฟฟ้าสูงจะมีผลในเวลาอันสั้น



รูปที่ 2.32 กราฟแรงดัน vs กระแสของรอยต่อพี-เอ็นที่ความเข้มแสงต่าง ๆ

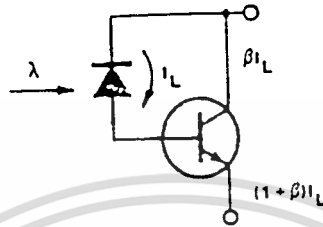
โฟโตไดโอดสามารถที่จะถูกออกแบบมาเพื่อให้มีข้อได้เปรียบในเรื่องปรากฏการณ์อะวาลานซ์ เพื่อให้ reverse bias ที่รอยต่อมีค่าเข้าใกล้ค่าตัดดาเบรกดาวน์แล้ว โฟตอนที่สร้างคู่ โยล-อิเล็กตรอนสามารถที่จะทำให้อพลังงานเพียงพอให้การสร้างคู่ โยลอิเล็กตรอนอื่น ๆ เมื่อพวกมันชนกับอะตอมของฐานรอง ซึ่งมีผลในการทวีกระแสไฟฟ้าขึ้น

โดยทางทฤษฎีแล้ว สารกึ่งตัวนำสามารถที่จะนำมาสร้างโฟโตไดโอดได้เกือบทุกชนิด แต่ซิลิกอนเป็นสารที่ถูกใช้มากที่สุด ขณะที่สารเจอมานียมจะถูกนำมาใช้กับไดโอดชนิดพิเศษในช่วงที่เข้าใกล้อินฟราเรด ซึ่งได้แก่สาร InAs, InAb, Hg: Ge, HgCd Te ซิลิกอนโฟโตไดโอดถูกผลิตเช่นเดียวกับซิลิกอนไดโอดธรรมดาทั่วไป ซึ่งมีการแพร่แบบพลานาร์ (planar diffusion) ของสารชนิด พีหรือเอ็น เข้าไปในผลึกเดี่ยวของซิลิกอน ซิลิกอนโฟโตไดโอดสามารถใช้เทคนิคมันกำบังแบบ Schottky (Schottky barrier technigne ได้อีกด้วย ซึ่งการเชื่อมต่อของซิลิกอนกับโลหะจะทำให้เกิดรอยต่อพี-เอ็นที่มีประสิทธิภาพที่บริเวณผิวหน้า ขนาดของโฟโตไดโอดที่มีจำหน่ายทั่วไป มีตั้งแต่ขนาดเล็กกว่า 5×10^{-6} ตารางนิ้ว ถึงขนาดใหญ่กว่า 1 ตารางนิ้ว

2.4.2 โฟโตทรานซิสเตอร์ (Phototransister)

นอกจากโฟโตไดโอดแล้ว ยังมีตัวตรวจจับแสง (Light Sensor) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อีกประเภทหนึ่ง ซึ่งก็คือโฟโตทรานซิสเตอร์ โฟโตทรานซิสเตอร์มีการทำงานเหมือนกับทรานซิสเตอร์ธรรมดา เพียงแต่ต่างกันตรงการให้กระแสเบสจากภายนอกเพื่อขับทรานซิสเตอร์ไดโอดที่ซาคอลเลคเตอร์-เบส จะทำหน้าที่คล้ายกับเป็นแหล่งกำเนิดกระแส รูปที่ 2.33 เป็นวงจรเสมือนของโฟโตทรานซิสเตอร์ แบบ เอ็น-พี-เอ็น



NOTE: THE DIODE IS COINCIDENT WITH THE TRANSISTOR COLLECTOR-BASE

รูปที่ 2.33 ไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับทรานซิสเตอร์

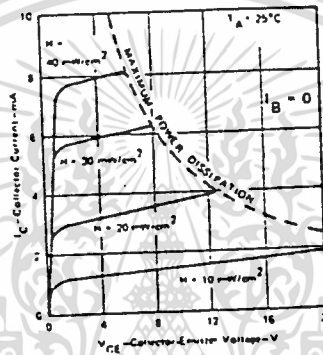
แสงเป็นตัวที่ทำให้เกิดคู่อิเล็กตรอน-โฮลในไดโอดที่ซาคอลเลคเตอร์-เบส ซึ่งสามารถที่จะพิจารณาได้ว่าขนานอยู่กับทรานซิสเตอร์ทั้งที่ความเป็นจริงแล้วมันทำงานเป็นส่วนเดียวกัน และทำงานที่ reverse bias อันเดียวกัน ดังนั้น ทรานซิสเตอร์นี้จะคูณกระแสของโฟโตไดโอดด้วยอัตราขยายกระแสของมัน (h_{FE})

$$I_C = I_B = (1 + h_{FE}) \cdot I_L$$

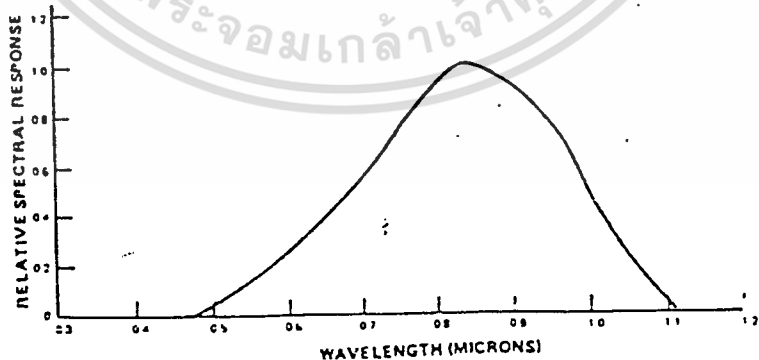
แน่นอนกระแสเบสของโฟโตไดโอดจะถูกคูณด้วย h_{FE} เช่นกัน ซึ่งมีผลทำให้กระแสรั่วไหลมีค่าสูง แสงที่ถูกดูดซับใน forward bias ของ อิมีเตอร์-เบส ไดโอดจะไม่มีผลต่อการทำงานของโฟโตทรานซิสเตอร์ รูปที่ 2.34 แสดงคุณลักษณะของ V_{ce} กับ I_C สำหรับค่าความเข้มแสงค่าต่าง ๆ ของ โฟโตทรานซิสเตอร์แบบซิลิกอนที่ใช้งานทั่วไป ขณะที่รูปที่ 2.35 แสดงการตอบสนองสเปคตรัมการควบคุมช่วงชีวิต (Lifetime) ของสารทั้งก่อนนั้น มีทางเป็นไปได้ที่จะมีผลกระทบต่อ การตอบสนองสเปคตรัมทั้งหมด ช่วงชีวิตที่ยาวกว่าจะตอบสนองความยาวคลื่นที่ยาว ในขณะที่ช่วงชีวิตที่สั้นกว่าจะลดผลตอบสนองทั้งหมดพร้อมกับเลื่อนการตอบสนองไปยังความยาวคลื่นที่สั้นกว่า ผลตอบสนองรวมของโฟโตทรานซิสเตอร์ (ตามความยาวคลื่นและความเข้มของแสงที่กำหนด) เป็นฟังก์ชันของพื้นที่ของคอลเลคเตอร์-เบสไดโอด และ h_{FE} ของทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ตัวตรวจจับแสงประเภทอื่น ๆ รวมทั้งโฟโตทรานซิสเตอร์ (photothy-
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ristor ซึ่งคล้ายกับทรานซิสเตอร์ธรรมดา ยกเว้นพื้นที่รอยต่อที่คอลเลคเตอร์ถูกขยาย เพื่อให้สามารถทำงานกับแสงได้ ตัวตรวจจับแสงประเภทโฟโตไดโอดาลิงตัน (photo-darlington) เป็นการรวมกันของโฟโตรีซิสเตอร์ไวแสงตัวหนึ่งซึ่งซับซ้อนของทรานซิสเตอร์อีกตัวหนึ่ง เพื่อให้ได้กระแสมาก ๆ ที่ชาคอลเลคเตอร์ สำหรับ อินพุตแสงต่าง ๆ โฟโตไดโอดาลิงตันเป็นอุปกรณ์สวิตช์ที่มีความเร็วช้ากว่าโฟโตรีซิสเตอร์ และกระแสมีดของคอลเลคเตอร์-เบสไดโอดซึ่งไวต่อแสงจะต้องถูกคูณด้วย ทรานซิสเตอร์ตัวหลังนี้



รูปที่ 2.34 V_{CE} และ I_C ของซิลิกอนโฟโตรีซิสเตอร์ที่ความเข้มแสงต่าง ๆ



รูปที่ 2.35 การตอบสนองสเปกตรัมของซิลิกอนโฟโตรีซิสเตอร์

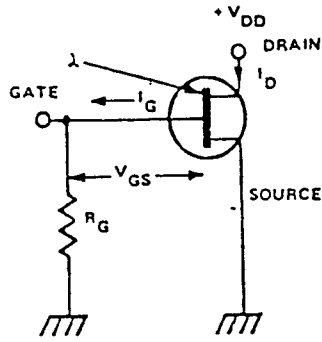
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างของ JFET (Junction Field Effect Transistor) สามารถที่จะเป็นประโยชน์ในการผลิตตัวตรวจจับแสงแบบโฟโตไดโอด FET ใน n-channel FET เดรน (drain) กับเกต (gate) จะถูก reverse bias และเพราะฉะนั้น รอยต่อ พี-เอ็นนี้สามารถที่จะถูกใช้ในการสร้างกระแสโฟโต (photo current) โดยใช้หลักพื้นฐานของการสร้างคู่อิเล็กตรอน-โฮล สำหรับโฟตอนที่ถูกดูดซับ ถ้าตัวต้านทาน R_D ถูกต่ออนุกรมกับเกตแล้ว กระแสโฟโตซึ่งถูกสร้างขึ้นในบริเวณรอยต่อ เกต-เดรน จะทำให้เกิดศักดาที่ขาเกตซึ่งจะถูกขยายโดยอุปกรณ์ตัวนี้ ดังรูปที่ 2.36 ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐาน ความไวต่อแสงของ FET สามารถถูกปรับได้ เนื่องจากมันเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ R_D และโดยการคัดเลือก มันสามารถที่จะเป็นไปได้อัตราขยายของกระแสโฟโตจะมีค่าถึง 10^4 หรือเป็นไปได้อัตราขยายความไวให้มากกว่า 6 ค่าของขนาด เนื่องจากความไวต่อแสงของ FET เป็นฟังก์ชันของ R_D , G_m และกระแสรั่วไหล (ที่ขาเดรน-เกต) มันจะเพิ่มขึ้นที่อุณหภูมิต่ำ และจะลดลงที่อุณหภูมิสูง กล่าวคือตรงกันข้ามกับโฟโตทรานซิสเตอร์

โฟโตทรานซิสเตอร์และอุปกรณ์อื่น ๆ ดังที่กล่าวไปนั้น จะใช้ซิลิกอนเป็นส่วนประกอบ และถูกผลิตมาในลักษณะเดียวกับอุปกรณ์ประเภทเดียวกันที่ไม่เกี่ยวกับแสง ถึงอย่างไรก็ตาม เพื่อให้มีคุณสมบัติของแสงที่ดี จึงได้มีการเอาใจใส่อย่างใกล้ชิดพร้อมกับวิธีการจัดใส่ตัวถังที่ทันสมัยด้วย รูปที่ 2.37 แสดงถึงโฟโตทรานซิสเตอร์ชนิดต่าง ๆ บางประเภทที่ผลิตขึ้นมา และคุณสมบัติทางแสงและไฟฟ้า

2.5 เกณฑ์ในการคัดเลือกเพื่อนำมาใช้งาน

โชคไม่ดีเลยที่ไม่เป็นการง่ายนักสำหรับวิศวกรในการคัดเลือกตัวตรวจจับแสงที่ดีที่สุด สำหรับการใช้งานเฉพาะด้าน เนื่องจากไม่เพียงตัวแปรทางวงจรไฟฟ้าของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ จะต้องถูกพิจารณาเพียงอย่างเดียว แต่ยังต้องพิจารณาถึงตัวแปรทางแสงของตัวอุปกรณ์ และความสัมพันธ์กับแหล่งกำเนิดแสงอีกด้วย สิ่งที่ต้องจำไว้เสมอคือ ความยาวคลื่น การกระจายของสเปกตรัมของแสงที่จะถูกตรวจจับตัวกลางซึ่งแสงจะต้องผ่านก่อนเข้าตัวตรวจจับ และแน่นอน ส่วนไหนในวงจรทั้งหมดที่จะใช้ตัวตรวจจับ ตารางที่ 2 แสดงเกณฑ์ในการคัดเลือก



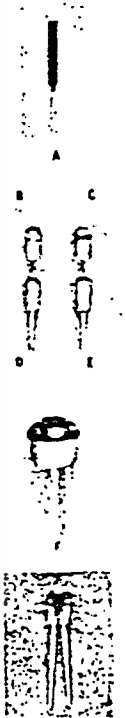
$$I_{D \text{ light}} \approx g_m V_{GS} - g_m R_G I_{G \text{ light}}$$

WHERE g_m = SMALL SIGNAL COMMON-SOURCE FORWARD TRANSFER ADMITTANCE

$$I_E \Delta I_D / \Delta V_{GS}$$

รูปที่ 2.36 วงจร Photo FET

Type	Pkg	Light Current		Dark Current		Power Diss	Features
		Min	Max @ V	Max	@ V		
LS400	A	1.0	— 5	25	30	50	Hermetic glass package
LS600	B	0.8	— 5	25	30	50	Pill package
TIL601	B	0.5	3.0 5	25	30	50	Round lens
TIL602	B	2.0	5.0 5	25	30	50	For mounting on double-sided printed circuit board
TIL603	B	4.0	8.0 5	25	30	50	
TIL604	B	7.0	— 5	25	30	50	
TIL605	C	0.5	3.0 5	25	30	50	Same as LS600 except with flat lens for wider field of view
TIL606	C	2.0	5.0 5	25	30	50	
TIL607	C	4.0	8.0 5	25	30	50	
TIL608	C	7.0	— 5	25	30	50	
TIL609	D	0.5	3.0 5	25	30	50	Coaxial package
TIL610	D	2.0	5.0 5	25	30	50	Round lens
TIL611	D	4.0	8.0 5	25	30	50	For mounting on single-sided printed circuit board
TIL612	D	7.0	— 5	25	30	50	
TIL613	E	0.5	3.0 5	25	30	50	
TIL614	E	2.0	5.0 5	25	30	50	Same as TIL609 except with flat lens for wider field of view
TIL615	E	4.0	8.0 5	25	30	50	
TIL616	E	7.0	— 5	25	30	50	
TIL63	F	0.4	— 5	25	30	50	Low cost TO-18 header with epoxy lens
TIL64	F	0.4	1.6 5	25	30	50	
TIL65	F	1.0	4.0 5	25	30	50	Operating temperature range - 40°C to -80°C
TIL66	F	2.5	10.0 5	25	30	50	
TIL67	F	5.0	— 5	25	30	50	
TIL78	G	1.0	— 5	25	30	50	2-lead plastic package.



รูปที่ 2.37 ซิลิกอนโฟโตทรานซิสเตอร์ที่มีใช้ทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2 การเลือกใช้ตัวตรวจจับแสง

Device Type	Advantages/Uses	Limitations
Photo-resistors	Response in visible spectrum. Large light to dark ratio. Large sensitive areas available. Zero offset voltage.	Memory or hysteresis effect. Limited temperature range. Slow response – milliseconds.
Photo-voltaic	Voltage generator – no external bias required. Large areas available. Efficient conversion of solar energy. Very linear with respect to radiation in short circuit mode.	Slow speed of response. Low level outputs.
Photo-diodes	High speed operation – 10^{-6} to 10^{-9} seconds. Good linearity with light levels and temperature. Low noise. Wide range of spectral responses visible to infrared.	Low level outputs.
Photo-transistors	Integral current gain, can drive TTL. Small sizes available for close spacing, wide variety of packages.	Limited frequency response, 500k Hz. Non-linear with respect to light levels.
Photo-thyristors	Highest output current. Light used only to trigger – will remain 'on' after light removed. Can be used to switch high voltage with isolation.	Highly temperature sensitive. Poor dV/dT performance.
Photo-Darlington	High current output at very low light levels.	Long response time. Higher leakage current due to gain multiplication. Non linear with intensity and temperature.
Photo-FET	Sensitivity adjustable by R_G selection. High gain – bandwidth product Good low temperature operation.	Non linear. Poor high temperature characteristics.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 เทคนิคการมัลติเพล็กซ์

ระบบการส่งนั้นเป็นการจัดหรือเตรียมวงจรสื่อสารโดยคำนึงถึงการประหยัดเป็นเบื้องต้น องค์ประกอบที่เป็นกุญแจสำคัญในสิ่งนี้ก็คือ การทำให้ได้รับประโยชน์ร่วมกันได้หลายๆช่องสัญญาณ (channel) การพัฒนาวิธีการต่างๆจนถึงปัจจุบันมีหลายๆวิธี แต่อาจเรียกรวมกันอย่างกว้างๆว่า "เทคนิคของมัลติเพล็กซ์" (Multiplex Technique) ซึ่งในทางทฤษฎีอาจแบ่งได้เป็น 3 ชนิดด้วยกันคือ

1. Space Division Multiplex (SDM)
2. Frequency Division Multiplex (FDM)
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 แต่อย่างไรก็ตามสัญญาณอนาล็อกก็สามารถจะนำไปใช้กับมอดูเลชันแบบต่าง ๆ ของระบบ TDM ได้ อย่างเช่น ระบบ PAM , PPM และ PWN เป็นต้น

3.1 การมัลติเพล็กซ์แบ่งตามเวลา

ก่อนอื่นจะกล่าวถึงหลักการเบื้องต้นของระบบมัลติเพล็กซ์แบ่งตามเวลา (TDM) ว่าเป็นอย่างไรกล่าวคือตามรูป 3.1 ทางด้านส่งและด้านรับจะมีสวิตช์หมุนด้านละ 1 ตัว ซึ่งหมุนไปเป็นจังหวะเท่า ๆ กัน ในช่วงเวลาหนึ่ง ช่องสัญญาณที่ 1

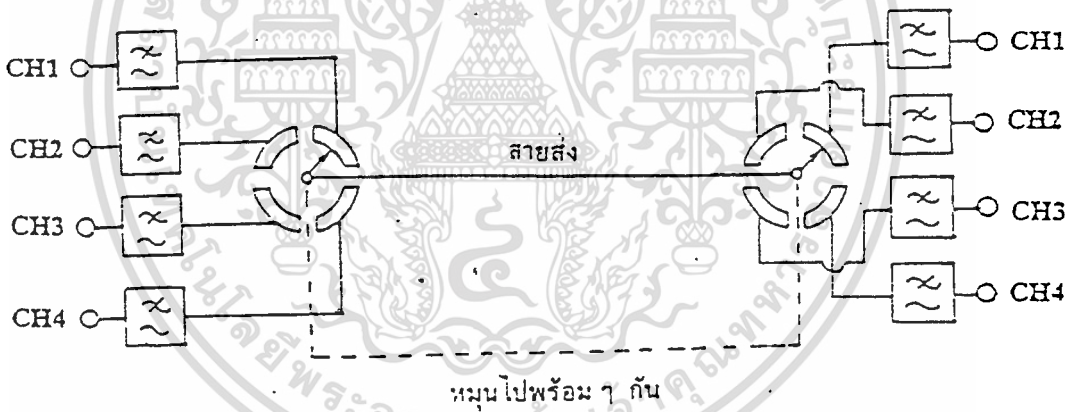
ของทั้ง 2 ด้านก็จะต่อกันได้ โดยสวิตช์หมุนอาศัยหลักการนี้แชนเนลพัลส์ที่ส่งมาจาก

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทุกช่องสัญญาณทางด้านส่งก็สามารถส่งผ่านสายส่งเพียงคู่เดียวและสามารถกระจายไปยังช่องสัญญาณที่สอดคล้องกันที่ด้านรับได้

จากรูป 3.1 แสดงพัลส์ที่มาจากทุกช่องสัญญาณซึ่งมีเฟสเคลื่อนไปเล็กน้อยและนำมาแทรกกันไว้ระหว่างกันตามแกนเวลา กล่าวคือแชนเนลลิงของช่องสัญญาณที่ 2 และ ช่องสัญญาณที่ 3 จะถูกใส่ไว้ระหว่างแชนเนลลิงตัวแรกและตัวที่ 2 ของช่องสัญญาณที่ 1 โดยแบ่งตามช่วงเวลา ดังนั้นวิธีการนี้จึงเรียกว่าระบบมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งตามเวลา

การสื่อสารระบบ TDM นั้น เป็นสิ่งแน่นอนแล้วว่าเมื่อทางด้านรับได้รับสัญญาณแล้วต้องทำให้แน่ใจว่า สัญญาณแต่ละแชนเนลของช่องสัญญาณเดียวกันมีความถูกต้อง และยังต้องแยกสัญญาณพัลส์แต่ละกลุ่มไปสู่ช่องสัญญาณที่สอดคล้องกันได้อย่างถูกต้องด้วย ด้วยเหตุนี้จึงมีกระบวนการหนึ่งที่จะทำให้สวิทซ์ทำงานตามที่ได้กล่าวมาแล้ว กระบวนการนี้เรียกว่า การซิงโครไนซ์ (synchronization)



รูปที่ 3.1 สวิทซ์หมุนจะหมุนไปพร้อมกันเพื่อต่อสายให้ช่องสัญญาณด้านส่งและด้านรับตรงกัน

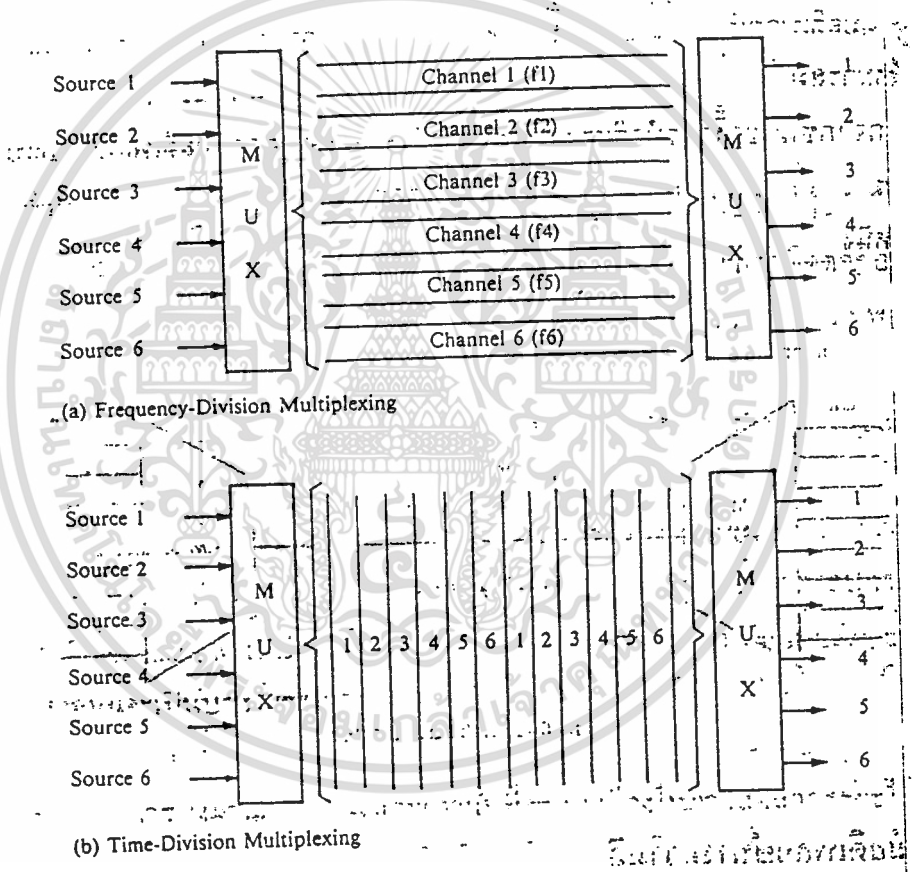
2 การมัลติเพล็กซ์ทางความถี่

การมัลติเพล็กซ์ทางความถี่หรือ FDM จะสามารถทำให้เกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อแบนด์วิดธ์ของตัวกลางมีค่ามากกว่าแบนด์วิดธ์ของสัญญาณที่เราจะใช้ส่งผ่าน จำนวนของสัญญาณถูกมอดดูเลทบนความถี่ที่แตกต่างกัน โดยมีแบนด์วิดธ์ของสัญญาณที่เพียง

เอกสารนี้เป็นพื่อที่จะไม่ทำให้เกิดการเหลื่อมทับกันของสเปคตรัมสัญญาณ โดยทั่วไปแล้ว FDM สำไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มาใช้มีจำนวนหลายความถี่ เราจึงเรียกมันว่า สับคลื่นพาร์ต (คลื่นพาร์ตกรอง) ผลของสัญญาณอนาลอกที่ได้จากการมอดดูเลทจะถูกนำมาวมกันเป็นสัญญาณผสม $m_c(t)$ ดังแสดงในรูป 3.4b สเปคตรัมของสัญญาณ $m_c(t)$ จะถูกเลื่อนไปอยู่บนความถี่ศูนย์กลางที่ f_{c_c} ซึ่งโครงร่างดังกล่าวนี้จะต้องเลือก f_{c_c} ให้เหมาะสมเพื่อไม่ให้เกิดการเหลื่อมทับกันของสัญญาณ ซึ่งถ้าหากเกิดการเหลื่อมทับกันของสัญญาณแล้วจะทำให้เราไม่สามารถกู้สัญญาณต้นแบบกลับคืนมาได้

สัญญาณผสมอาจจะมีการเลื่อนสเปคตรัมทั้งหมดไปยังคลื่นพาร์ตอีกความถี่หนึ่งได้โดยการเพิ่มการมอดดูเลทเข้าไปอีกครึ่งหนึ่ง ซึ่งการมอดดูเลทครั้งที่ 2 นี้จะต้องไม่ใช่เทคนิครูปแบบเดียวกับครั้งแรก



รูปที่ 3.2 FDM และ TDM

สัญญาณผสมมีแบนด์วิดท์ทั้งหมดเท่ากับ B โดยที่ $B > B_{sc1}$ ซึ่งสัญญาณอนาลอกดังกล่าวนี้จะถูกส่งผ่านเข้าไปในตัวกลางที่เหมาะสม ทางด้านผู้รับปลายทางก็จะจัดให้สัญญาณผสมผ่านตัวกรองสัญญาณแบนด์พาส N ที่มีความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่

f_{c_c} และมีแบนด์วิดท์ B_{sc1} โดยที่ $1 < i < N$ ด้วยวิธีการนี้สัญญาณที่ต้องการจะถูก

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มารรถแสดงหลักการได้ดังในรูป 3.2a แหล่งกำเนิดสัญญาณ 6 แหล่งถูกป้อนให้กับตัวมัลติเพล็กซ์ ซึ่งตัวมัลติเพล็กซ์ก็จะทำหน้าที่มอดดูเลขสัญญาณลงบนความถี่ที่แตกต่างกัน 6 ความถี่ (f_1, f_2, \dots, f_6) สัญญาณที่มอดดูเลขแล้วมีแบนด์วิดท์ที่แน่นอนโดยมีความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์เป็นจุดกึ่งกลางของแบนด์วิดท์ ซึ่งเราเรียกแบนด์วิดท์ดังกล่าวว่า แชนแนล (Channel) เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการแทรกสอดรบกวนกันในระหว่างแชนแนล เราจะต้องแบ่งสัญญาณแต่ละแชนแนลออกจากกันด้วยแบนด์ป้องกัน (guard bands) ซึ่งเป็นส่วนของสเปกตรัมที่เราไม่ใช้งาน จะสังเกตเห็นได้ว่าสัญญาณผสมที่ส่งผ่านเข้าไปในตัวกลางเป็นสัญญาณอนาล็อก แต่อย่างไรก็ตามสัญญาณอินพุตสามารถเป็นได้ทั้งสัญญาณดิจิทัลและอนาล็อก

ตัวอย่างของ FDM ที่เป็นที่คุ้นเคยกันก็ได้แก่การออกอากาศ TV และเคเบิล TV ซึ่งแบนด์วิดท์ของสัญญาณ TV ที่เหมาะสมจะมีค่าประมาณ 6 MHz รูป 3.3 แสดงสัญญาณ TV กับแบนด์วิดท์ของมัน สัญญาณภาพขาวดำถูกมอดแบบ AM ลงบนคลื่นพาห์ความถี่ f_{cv} เนื่องจากสัญญาณเบสแบนด์ของสัญญาณภาพมีแบนด์วิดท์ 4 MHz ดังนั้นหลังจากการมอดแล้ว สัญญาณก็ควรจะมีแบนด์วิดท์ 8 MHz โดยที่มีความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่ f_{cv} เพื่อให้แบนด์วิดท์แคบลงเราก็อาจจะใช้ฟิลเตอร์กรองเอาแบนด์ด้านความถี่ต่ำทิ้งไป ผลของสัญญาณจะขยายจาก $f_{cv}-0.75$ MHz ไปถึง $f_{cv}+4.2$ MHz สำหรับข่าวสารในเรื่องของสีจะใช้คลื่นพาห์รองความถี่ f_{co} ในการนำพาข่าวสารดังกล่าวไป ซึ่งช่องว่างที่ห่างพอที่ไม่ทำให้ f_{cv} เกิดการแทรกสอดกัน ในที่สุดส่วนของสัญญาณเสียงก็จะถูกมอดดูเลขลงบน f_{cs} นอกเอฟเฟกทีฟแบนด์วิดท์ของสองสัญญาณที่กล่าวมาแล้ว แบนด์วิดท์ของสัญญาณเสียงจะถูกแบ่งให้มีค่าประมาณ 50 kHz ซึ่งสัญญาณผสมที่ประกอบด้วย ภาพ , สี และเสียงถูกมอดดูเลขกับสัญญาณคลื่นพาห์ความถี่ 1.25 MHz, 4.799545 MHz และ 5.75 MHz ตามลำดับ จะมีค่าแบนด์วิดท์ที่พอเหมาะขนาด 6 MHz ดังนั้นสัญญาณ TV หลายๆสัญญาณสามารถมัลติเพล็กซ์ทางความถี่ส่งลงไปในสายเคเบิลที่มีแบนด์วิดท์เหมาะสมได้ โดยที่สัญญาณ TV แต่ละช่องสัญญาณจะมีแบนด์วิดท์ 6 MHz ตาราง 3.1 แสดงการกำหนดแบ่งแชนแนลในกรณีของการส่งกระจายเสียงวิทยุก็ใช้ FDM เช่นเดียวกัน ตาราง 3.2 แสดงการแบ่งความถี่ออกอากาศ TV ในอเมริกา

การแสดงระบบ FDM โดยทั่วไป แสดงได้ดังในรูป 3.4 ซึ่งเป็นการส่งผ่านสัญญาณดิจิทัลหรือสัญญาณอนาล็อกหลายๆสัญญาณ $[m_i(t), i=1, N]$ ลงไปบนตัวกลางการส่งผ่านตัวเดียวกันโดยใช้การมัลติเพล็กซ์ทางความถี่ สัญญาณ $m_i(t)$

แต่ละตัวจะถูกมอดดูเลขเข้ากับสัญญาณคลื่นพาห์ f_{c_i} เนื่องจากสัญญาณคลื่นพาห์ที่นำ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แยกส่วนออกมาและนำไปตีพิมพ์เลขเพื่อผู้สัญาณต้นแบบกลับคืนมา

ตาราง 3.1 การแบ่งแชนแนลความถี่ของเคเบิลทีวี

Channel Designation	Frequency (MHz)
Low Band	
2	54 - 60
3	60 - 66
4	66 - 72
5	76 - 82
6	82 - 88
Mid Band	
A	120 - 126
B	126 - 132
C	132 - 138
D	138 - 144
E	144 - 150
F	150 - 156
G	156 - 162
H	162 - 168
I	168 - 174
High Band	
7	174 - 180
8	180 - 186
9	186 - 192
10	192 - 198
11	198 - 204
12	204 - 210
13	210 - 216

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 3.1 (ต่อ)

Channel Designation	Frequency (MHz)
Super Band	
J	216 - 222
K	222 - 228
L	228 - 234
M	234 - 240
N	240 - 246
O	246 - 252
P	252 - 258
Q	258 - 264
R	264 - 270
S	270 - 276
T	276 - 282
U	282 - 288
V	288 - 294

ตารางที่ 3.2 การแบ่งชั้นแนลความถี่ในการออกอากาศโทรทัศน์

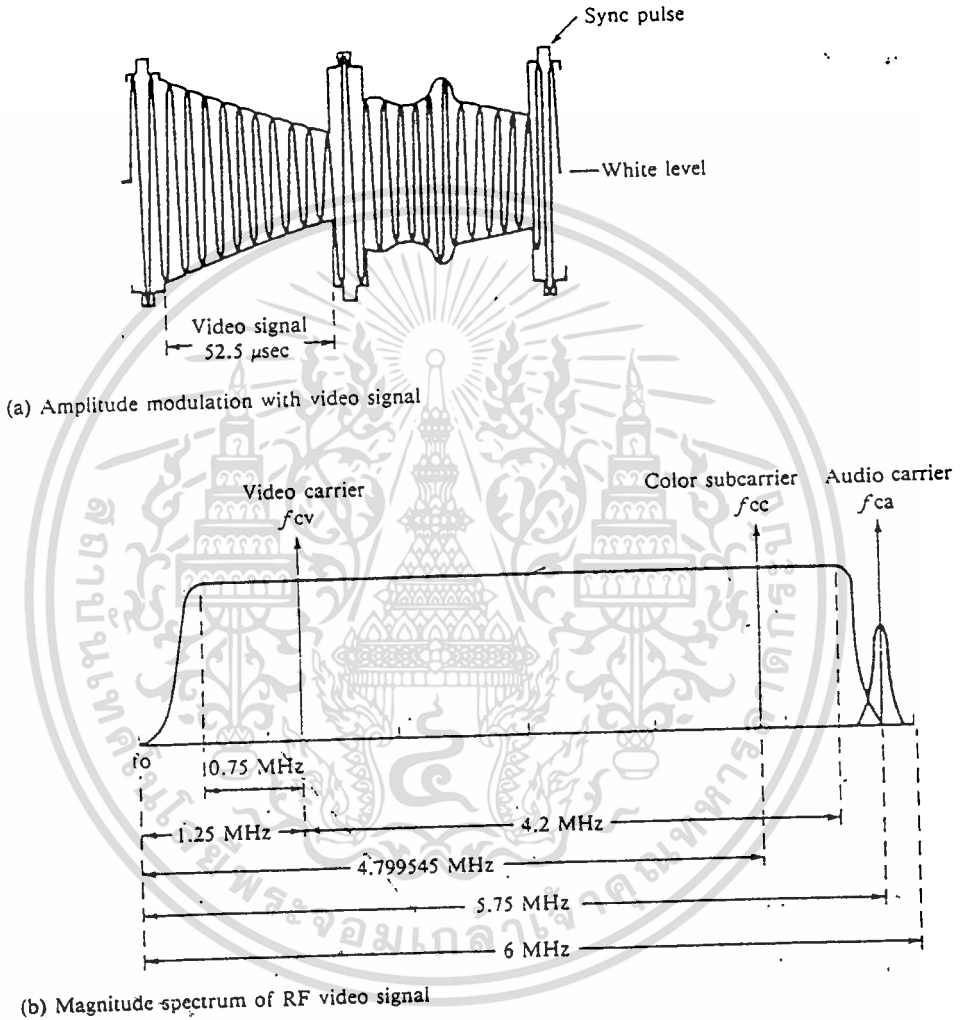
Channel Number	Band (MHz)	Channel Number	Band (MHz)	Channel Number	Band (MHz)
2	54 - 60	25	536 - 542	48	674 - 680
3	60 - 66	26	542 - 548	49	680 - 686
4	66 - 72	27	548 - 554	50	686 - 692
5	76 - 82	28	554 - 560	51	692 - 698

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 3.2 (ต่อ)

Channel Number	Band (MHz)	Channel Number	Band (MHz)	Channel Number	Band (MHz)
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
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		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

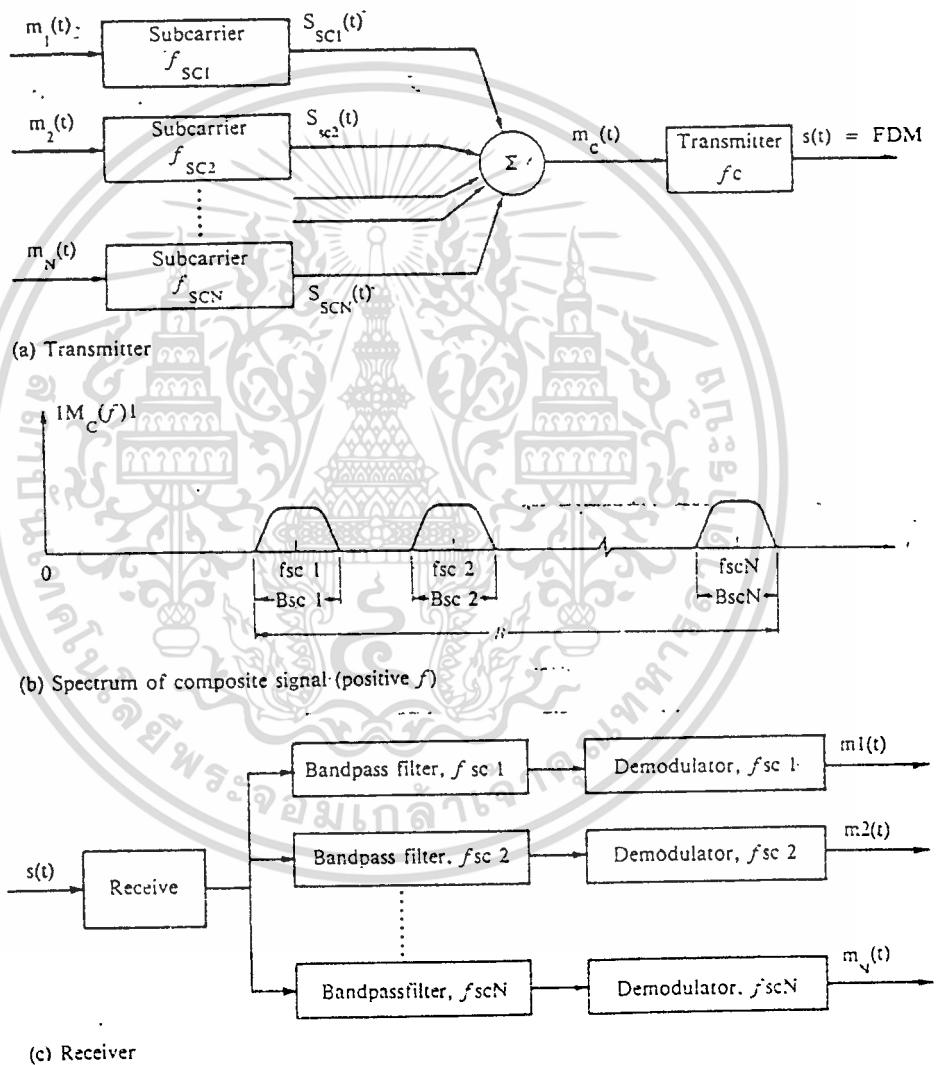


รูปที่ 3.3 การส่งผ่านสัญญาณโทรทัศน์

สำหรับปัญหาของระบบ FDM ประการแรกได้แก่ ครอสมอดูลชัน ซึ่งอาจจะเกิดขึ้นได้ดังสเปคตรัมขององค์ประกอบของสัญญาณอยู่ใกล้กันมากและเกิดการเหลื่อม

เอกสารนี้เก็บเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาประการที่สอง ก็เป็นเรื่องของอินเตอร์มอดูเลชัน ซึ่งเกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายสัญญาณที่ชั้นแวลหนึ่งผลิตสัญญาณความถี่ซึ่งเป็นองค์ประกอบของสัญญาณของอีกชั้นแวลหนึ่ง ทำให้เกิดการรบกวนกัน



รูปที่ 3.4 การมัลติเพล็กซ์ทางความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การมอดูเลตทางความถี่

4.1 การผลิตคลื่น FM

วิธีเบื้องต้นสำคัญในการผลิตคลื่น FM จะมี 2 วิธีคือ Indirect FM และ Direct FM กรณีแรกนั้น ขั้นแรก modulating wave จะสร้าง NBFM ก่อนแล้วใช้วงจรผลติพลายเออร์เพื่อเพิ่มค่าเบี่ยงเบนความถี่ให้อยู่ในระดับที่ต้องการ สำหรับกรณีหลังนั้น สัญญาณเบสแบนด์ที่อินพุตจะทำให้ความถี่คลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงไปโดยตรง ซึ่งในตอนนี้จะกล่าวถึงลักษณะที่สำคัญของทั้งสองวิธีดังต่อไปนี้

4.1.1 Indirect FM

บล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายของการผลิตคลื่น FM แบบ indirect แสดงไว้ตามรูป 4.1 ขั้นแรก สัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ จะผ่านเข้าไปยังอินทิเกรเตอร์ แล้วใช้เฟสมอดูเลเตอร์เพื่อทำให้เป็น NBFM การที่จะทำให้การพัวเพี้ยนที่มีอยู่ในเฟสมอดูเลเตอร์ลดลงเหลือน้อยที่สุด ต้องทำให้การเบี่ยงเบนทางเฟสมากที่สุด หรือทำให้ β มีค่าน้อย ถ้าทำเช่นนั้นก็จะได้คลื่น NBFM ขึ้นต่อไป เมื่อส่งสัญญาณนี้ผ่านไปยังวงจรมคูณความถี่ (frequency multiplier) ก็จะได้ WBFM ตามต้องการ

กำหนดให้ $s(t)$ เป็นสัญญาณที่เอาท์พุทของเฟสมอดูเลเตอร์ ซึ่งแสดงโดย

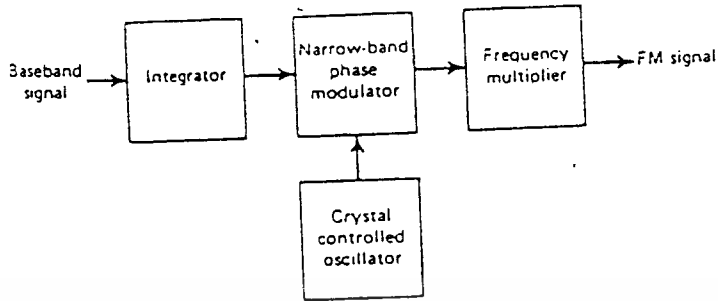
$$s_1(t) = A_1 \cos \left[2\pi f_1 t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt \right] \quad (4.1)$$

ในที่นี้ f_1 เป็นความถี่ของ crystal-controlled oscillator และ k_f เป็นค่าคงที่ กรณีที่ modulating wave เป็นคลื่นลักษณะไซน์แล้ว เอาท์พุท $s_1(t)$ จะเป็นดังนี้

$$s(t) = A_1 \cos[2\pi f_1 t + \beta_1 \sin(2\pi f_m t)] \quad (4.2)$$

ในที่นี้ β_1 เป็นดัชนีการมอดูเลตซึ่งมีค่าน้อย (น้อยกว่า 0.3 เรเดียน) เพื่อที่จะทำเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้การพรีแอมเพนน้อยที่สุด เมื่อส่งผ่านไปยัง frequency multiplier จะได้



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมการผลิตสัญญาณ WBFM โดยวิธี indirect

สัญญาณซึ่งมีความถี่เป็น n เท่า ดังนั้นจะได้ WBFM ตามต้องการดังนี้ คือ

$$s(t) = A_c \cos \left[2\pi f_c t + 2n\pi k_f \int_0^t m(t) dt \right] \tag{4.3}$$

ซึ่ง $f_c = n f_1$ กรณีที่ modulating wave เป็นคลื่นลักษณะไซน์ จะเขียนสมการ 4.3 ใหม่ได้ดังนี้

$$s(t) = A_c \cos [2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)] \tag{4.4}$$

ซึ่ง $\beta = n\beta_1$ ฉะนั้น โดยการเลือกค่า n ที่เหมาะสมก็อาจจะกำหนดค่าสุดท้ายของ β ให้มีค่าใดๆตามต้องการได้

4.1.2 Direct FM

ในระบบ direct FM ความถี่ขณะใดขณะหนึ่งของคลื่นพาห้จะเปลี่ยนแปลงโดยตรงไปกับสัญญาณเบสแบนด์โดยการใช้วงจร voltage-controlled Oscillator (VCO) วิธีนี้จะใช้ออสซิลเลเตอร์แบบคลื่นลักษณะไซน์ที่มี Q สูง และควบคุมการออสซิลเลทโดยการเปลี่ยนแปลงที่เพิ่มขึ้นอย่างสมมาตรของอุปกรณ์รีแอคทีฟ ตัวอย่างนี้แสดงไว้ตามรูป 4.2 ซึ่งเป็น Hartley Oscillator สมมุติว่าอุปกรณ์คาปาซิทีฟในวงจรกำหนดความถี่ประกอบด้วย คาปาซิเตอร์ซึ่งมีค่าคงที่ต่อขนานอยู่กับ voltage-variable capacitor อนุผลรวมของค่าความจุกำหนดให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่วางไว้สำหรับอ้างอิงเท่านั้น การนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็น $C(t)$ ดังในรูปที่ 4.2 โดยทั่วไป voltage-variable capacitor นี้ถูกเรียกว่า varactor หรือ varicap โดยมีคุณสมบัติที่ขึ้นอยู่กับโวลเตจตกคร่อมอิเล็กโตรด ตัวอย่างของวาแรคเตอร์นี้คือไดโอดแบบ p-n junction ซึ่งป้อนไบอัสในทิศทางตรงกันข้าม เมื่อโวลเตจที่ป้อนในทางตรงกันข้ามสูงขึ้นจะมี transition capacitance ของไดโอดน้อยลง ความถี่ในการออสซิลเลทของออสซิลเลเตอร์แบบ Hartley ตามรูป 4.2 แสดงโดย

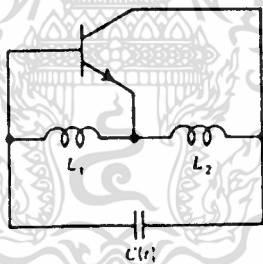
$$f_o(t) = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C(t)}}$$

(4.5)

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

$$C(t) = C_o + C\cos(2\pi f_m t)$$

(4.6)



รูปที่ 4.2 Hartly oscillator

ซึ่ง C_o เป็นคาปาซิแตนซ์ทั้งหมดเมื่อไม่มีการมอดดูเลท และ C เป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงสูงสุด เมื่อแทนค่าสมการ 4.6 ลงในสมการ 4.5 จะได้

$$f_o(t) = f_o \left[1 + \frac{\Delta C}{C_o} \cos(2\pi f_m t) \right]^{-1/2}$$

(4.7)

ในที่นี้ f_o เป็นความถี่ที่ออสซิลเลทในขณะที่ยังไม่มีการมอดดูเลท นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_o(L_1+L_2)}}$$

(4.8)

ถ้ากำหนดให้ C มีค่าน้อยๆเมื่อเทียบกับ C_o แล้วจะได้ค่าโดยประมาณของ $f_1(t)$ ตามสมการ 4.7 ดังนี้

$$f_1(t) = f_o \left[1 - \frac{\Delta C}{2C_o} \cos(2\pi f_m t) \right]$$

(4.9)

ดังนั้น ถ้ากำหนดให้

$$\frac{\Delta C}{2C_o} = - \frac{\Delta f}{f_o}$$

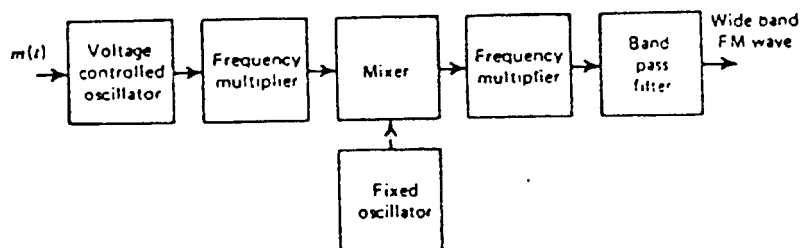
(4.10)

แล้ว จะเขียนสมการ 4.9 ใหม่ได้ดังนี้

$$f_1(t) = f_o + f \cos(2\pi f_m t)$$

(4.11)

สมการ 4.11 นี้เป็นความถี่ซึ่งเกิดขึ้นในขณะหนึ่งของคลื่น FM ที่ต้องการ ในการผลิต WBFM ที่มีค่าเบี่ยงเบนความถี่ตามต้องการนั้น จะใช้บล็อก ไดอะแกรมตามรูป 4.13 ซึ่งประกอบด้วย VCO ที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นร่วมกับ frequency multiplier และมิกเซอร์ โครงสร้างตามรูปนี้จะทำให้ออสซิลเลเตอร์มีเสถียรภาพดี สัดส่วนระหว่างการเปลี่ยนแปลงของความถี่ที่เอาท์พุทและการเปลี่ยนแปลงของโวลเตจที่อินพุทมีค่าคงที่ และมีแบนด์วิดท์ที่จำเป็นสำหรับมอดคูลเลเตอร์ในการผลิต WBFM

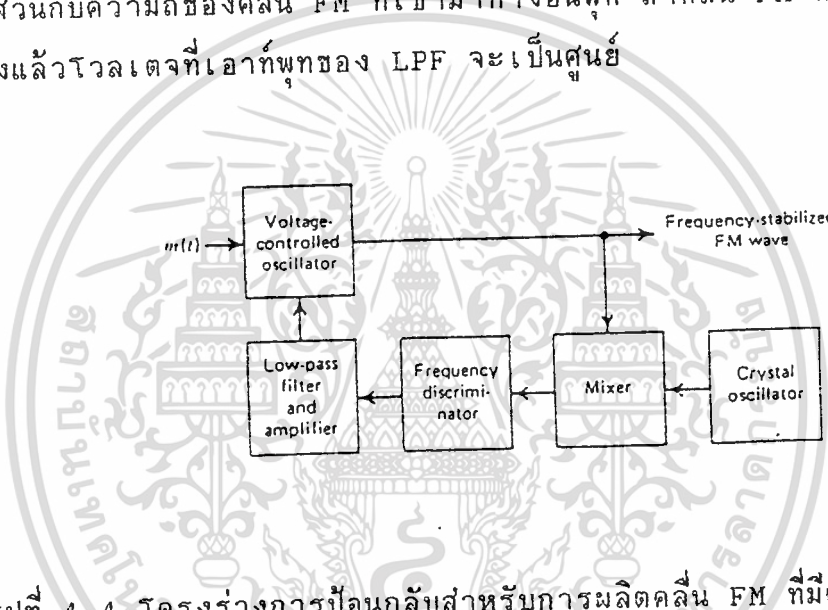


รูปที่ 4.3 บล็อกไดอะแกรมของการผลิต WBFM โดยการใช้ VCO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่อย่างไรก็ตามเครื่องส่ง FM แบบ direct ตามที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้น จะมีข้อเสียคือ จะไม่ได้รับความถี่คลื่นพาห์จากออสซิลเลเตอร์ที่มีเสถียรภาพสูง ดังนั้น ในทางปฏิบัติจึงจำเป็นต้องใช้สิ่งอื่นเข้าช่วยโดยใช้คริสตอลผลิตความถี่ที่มีเสถียรภาพเพื่อที่จะสามารถควบคุมความถี่คลื่นพาห์ได้ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.4

เอาต์พุทของคลื่น FM จะถูกป้อนกลับให้กับมิกเซอร์พร้อมๆกันกับของที่มาจากเอาต์พุทของ crystal-controlled oscillator และจะมีเทอมผลต่างแยกออกมา จากนั้นเอาต์พุทของมิกเซอร์จะป้อนให้กับ frequency discriminator แล้วส่งผ่านไปยัง LPF พรีแอมพลิฟายเออร์เป็นวงจรซึ่งเอาต์พุทโวลเตจในขณะหนึ่งจะเป็นสัดส่วนกับความถี่ของคลื่น FM ที่เข้ามาทางอินพุท ถ้าคลื่น FM ที่ความถี่คลื่นพาห์ที่ถูกต้องแล้วโวลเตจที่เอาต์พุทของ LPF จะเป็นศูนย์



รูปที่ 4.4 โครงสร้างการป้อนกลับสำหรับการผลิตคลื่น FM ที่มีความถี่คงที่

4.2 การด่มอดคูล์เลทคลื่น FM

เฟสล็อกคูล์ปด่มอดคูล์เลเตอร์ (Phase-Locked Looped Demodulator) เฟสล็อกคูล์ป (PLL) เป็นระบบป้อนกลับแบบลบ (negative feedback) ซึ่งประกอบด้วยองค์ประกอบที่สำคัญ 3 ส่วนคือ มัลติพลายเออร์ ลูปฟิลเตอร์ และ VCO ที่ต่ออยู่ด้วยกันในรูปของ feedback loop ตามรูป 4.5 VCO เป็นเครื่องกำเนิดคลื่นลักษณะไซน์ซึ่งจะกำหนดความถี่ได้จากโวลเตจที่จ่ายให้จากแหล่งจ่ายไฟภายนอกวงจร

สมมุติว่าในตอนแรก VCO ถูกปรับโวลเตจที่ควบคุมให้เป็นศูนย์ ก็จะมีเงื่อนไข 2 ประการคือ ความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่คลื่นพาห์ f_c ที่ยังไม่มี การมอดคูล์เลทพอดี และเอาต์พุทของ VCO จะมี phase-shift ไป 90 องศาเมื่อไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

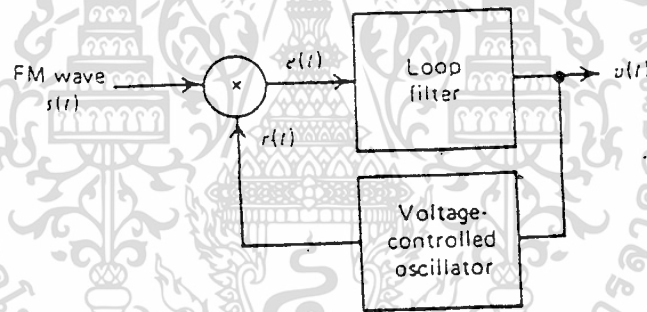
เทียบกับคลื่นพลาห์ลักษณะซายน์ที่ยังไม่มีการมอดดูเลต สมมติว่าสัญญาณอินพุทที่จ่ายให้กับ PLL เป็นคลื่น FM ซึ่งกำหนดโดย

$$s(t) = A_c \sin[2\pi f_c t + \phi_1(t)] \quad (4.12)$$

ซึ่ง A_c เป็นแอมพลิจูดของคลื่นพลาห์ เมื่อมี modulate wave $m(t)$ จะได้

$$\phi_1(t) = 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt \quad (4.13)$$

ซึ่ง k_f เป็น frequency sensitivity ของมอดดูเลเตอร์ กำหนดให้เอาท์พุทของ VCO เป็นดังนี้



รูปที่ 4.5 เฟสล็อกคัลป

$$r(t) = A_v \cos[2\pi f_c t + \phi_2(t)] \quad (4.14)$$

ซึ่ง A_v เป็นแอมพลิจูด และเมื่อมีโวลเตจ $v(t)$ ป้อนให้กับอินพุทของ VCO นี้ จะได้

$$\phi_2(t) = 2\pi k_v \int_0^t v(t) dt \quad (4.15)$$

ซึ่ง k_v เป็น frequency sensitivity ของ VCO มีหน่วยเป็น Hz/volt คลื่น FM ที่เข้ามา และเอาท์พุทของ VCO คือ $r(t)$ นั้น จะป้อนให้กับมัลติพลายเออร์ แล้วทำ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้เกิดองค์ประกอบ 2 เทอมคือ องค์ประกอบความถี่สูง ซึ่งแสดงโดย

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

และองค์ประกอบความถี่ต่ำซึ่งแสดงโดย

$$k_m A_c A_v \sin[\phi_1(t) - \phi_2(t)]$$

ในที่นี้ k_m เป็น multiplier gain มีหน่วยเป็น 1/volt องค์ประกอบความถี่สูงจะถูกกำจัดโดยฟิลเตอร์และ VCO เพราะฉะนั้น เมื่อตัดองค์ประกอบความถี่สูงออกไปแล้ว อินพุทของลูปฟิลเตอร์จะมีค่าดังนี้

$$e(t) = k_m A_c A_v \sin[\phi_e(t)]$$

(4.16)

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

$$\begin{aligned} \phi_e(t) &= \phi_1(t) - \phi_2(t) \\ &= \phi_1(t) - 2\pi k_v \int_0^t v(t) dt \end{aligned}$$

(4.17)

เอาท์พุทโวลเตจของฟิลเตอร์ซึ่งเกิดจากอินพุท $e(t)$ จะเป็นดังนี้

$$v(t) = \int_{-\alpha}^{\alpha} e(\tau) h(t-\tau) d\tau$$

(4.18)

ซึ่ง $h(t)$ เป็นอิมพัลส์เรสponse ของฟิลเตอร์

โดยการใช้สมการ 4.16 ถึง 4.18 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_e(t)$ และ $\phi_1(t)$ ดังนี้

$$\frac{d\phi_e(t)}{dt} = \frac{d\phi_1(t)}{dt} - 2\pi K_o \int_{-\alpha}^{\alpha} \sin[\phi_e(\tau)] h(t-\tau) d\tau$$

(4.19)

ซึ่ง K_o ถูกกำหนดโดย

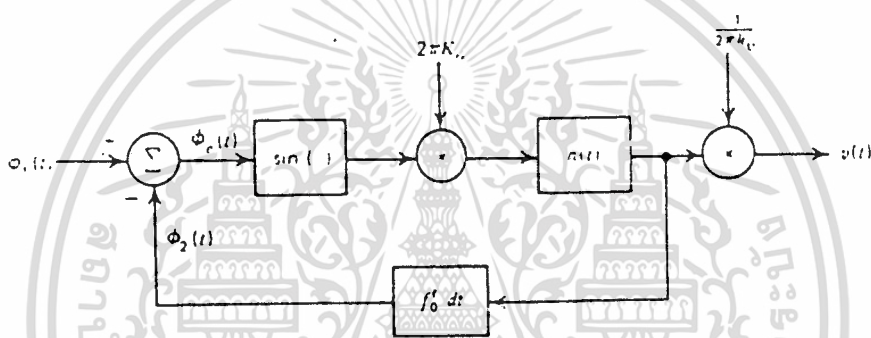
$$K_o = k_m k_v A_c A_v$$

(4.20)

อัมพลิจูดทั้ง A_c และ A_v มีหน่วยเป็นโวลท์ multiplier gain ในหน่วย 1/volt

และ frequency sensitivity k_v ในหน่วย Hz/volt จะนั้นจะเห็นได้จากสมการ 4.20 ว่า K_o จะเป็นความถี่สำหรับสมการ 4.19 นี้สามารถแสดงเป็นรูปแบบตามรูป 4.6 จากรูปนี้ได้รวมความสัมพันธ์ระหว่าง $v(t)$ และ $e(t)$ ที่ได้จากสมการ 4.16 และ 4.18 ไว้ด้วย จะเห็นได้ว่าบล็อกไดอะแกรมนี้จะมีลักษณะคล้ายคลึงกับรูป 4.5 คือ มัลติพลายเออร์จะสอดคล้องกับวงจร adder และคลื่นลักษณะซายน์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น ส่วน VCO จะสอดคล้องกับอินทิเกรเตอร์

ขณะที่ค่าผิดพลาดทางเฟส $\phi_e(t)$ เป็นศูนย์ PLL ถูกเรียกว่า phase-lock ถ้า $\phi_e(t)$ มีค่าน้อยเสมอเมื่อเทียบกับ 1 เรเดียน ก็อาจจะใช้ค่าโดยประมาณดังนี้



รูปที่ 4.6 รูปแบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นของเฟสล็อค

$$\sin[\phi_e(t)] \approx \phi_e(t)$$

(4.21)

ในกรณีนี้อาจกล่าวได้ว่าใกล้เคียงกับ phase-lock และอาจไม่ต้องคำนึงถึงความไม่เป็นเชิงเส้นของคลื่นลักษณะซายน์ตามรูป 4.6 ก็ได้ ดังนั้นจึงอาจแสดง PLL โดยรูปแบบที่เป็นเชิงเส้นตามรูป 4.7 ตามรูปนี้ $\phi_e(t)$ จะมีความสัมพันธ์กับเฟสที่อินพุต $\phi_1(t)$ ตามสมการ integro-differential ดังนี้

$$\frac{d\phi_e(t)}{dt} + 2\pi K_o \int_{-\infty}^{\infty} \phi_e(\tau) h(t-\tau) d\tau = \frac{d\phi_1(t)}{dt}$$

(4.22)

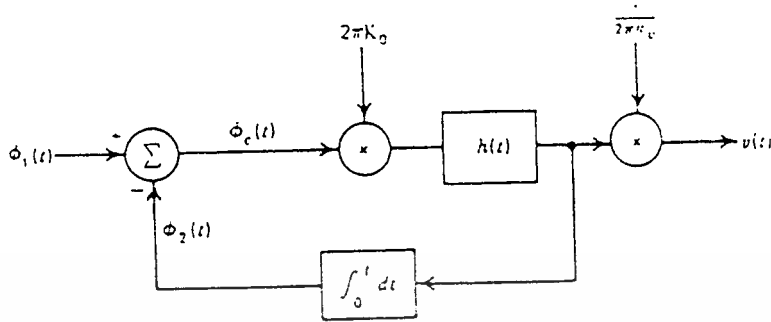
กำหนดให้ $\phi_e(f)$ และ $\phi_1(f)$ เป็นฟูริเออร์ทรานสฟอร์มของ $\phi_e(t)$

และ $\phi_1(t)$ ตามลำดับ ดังนั้นจากสมการ 4.22 จะได้

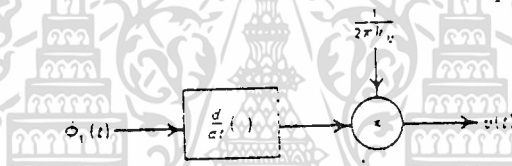
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi_e(f) = \frac{1}{1+L(f)} \phi_1(f)$$

(4.23)



(ก) รูปแบบที่เป็นเชิงเส้น



(ข) รูปแบบอย่างง่ายเมื่อ loop gain สูงกว่า 1 มาก

รูปที่ 4.7 รูปแบบของเฟสล็อกคิคลูป

ในที่นี้ ฟังก์ชัน $L(f)$ ในสมการ 4.23 ถูกกำหนดให้เป็นดังนี้

$$L(f) = K_o \frac{H(f)}{jf}$$

(4.24)

ซึ่ง $H(f)$ เป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของลูปฟิลเตอร์และเรียก $L(f)$ นี้ว่า open-loop transfer function ของ PLL สมมติว่า กำหนดให้ $|L(f)| \gg 1$ สำหรับทุกความถี่ของแบนด์ ดังนั้น จากสมการ 4.23 $\phi_e(f)$ จะมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ นั่นคือ เฟสของ VCO จะเป็น asymptote กับเฟสของคลื่นที่เข้ามา ด้วยเหตุนี้จึงเกิด phase-lock ขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์อื่นใดได้
 จากรูป 4.7 (ก) จะเห็นได้ว่าเฟรีเออร์ทรานส์ฟอร์ม $V(f)$ ของ $\phi_e(t)$ จะเข้าใกล้ศูนย์
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของ PLL $v(t)$ จะสัมพันธ์กับ $\phi_e(t)$ ดังนี้

$$V(f) = \frac{K_p}{k_v} H(f) \phi_e(f) \quad (4.25)$$

หรือ

$$V(f) = \frac{jf}{k_v} L(f) \phi_e(f) \quad (4.26)$$

ดังนั้น เมื่อแทนค่าสมการ 4.23 ลงใน 4.26 จะได้

$$V(f) = \frac{(jf/k_v) L(f)}{1+L(f)} \phi_e(f) \quad (4.27)$$

และถ้ากำหนดให้ $|L(f)| \gg 1$ จะได้ค่าโดยประมาณของ $V(f)$ จากสมการ 4.27 ดังนี้

$$V(f) = \frac{jf}{k_v} \phi_e(f) \quad (4.28)$$

และจะได้ความสัมพันธ์ในโดเมนเวลา ดังนี้

$$V(f) = \frac{1}{2\pi k_v} \frac{d\phi_e(t)}{dt} \quad (4.29)$$

ดังนั้น เมื่อกำหนดให้ขนาดของ $L(f)$ มีค่ามากๆ ในทุกความถี่ที่พิจารณา ก็สามารถสร้างรูปแบบของ PLL ได้โดยใช้ดีเฟอเรนเชียลเอเตอร์ที่มีตัวประกอบ $1/2\pi k_v$ คูณอยู่ที่เอาต์พุตดังแสดงไว้ในรูป 4.7(ข) รูปแบบอย่างง่ายตามรูป 4.7(ข) นี้เป็นพื้นฐานการติดตามความถี่โดยการ PLL เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นคลื่น FM ตามสมการ 4.12 และเฟส $\phi_e(t)$ มีความสัมพันธ์กับ $m(t)$ ตามสมการ 4.13 แล้ว เมื่อแทนค่าสมการ 4.13 ลงใน 4.29 จะได้สัญญาณเอาต์พุตของ PLL ดังนี้

$$v(t) = \frac{k_p}{k_v} m(t) \quad (4.30)$$

นั่นคือ เอาต์พุตของ PLL จะมีค่าใกล้เคียงกับ $m(t)$ เมื่อยังไม่มีพิจารณา scaling factor k_p/k_v จึงสามารถกล่าวได้ว่าสัญญาณเบสแบนด์จะกลับคืนมาได้

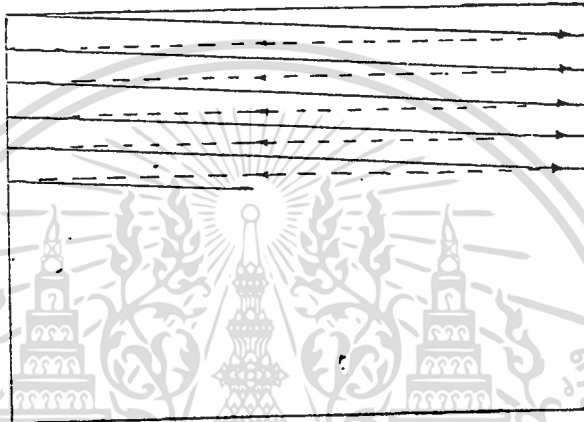
จุดเด่นที่สำคัญของ PLL ดีมอดดูเลทก็คือ แบนด์วิดธ์ของคลื่น FM ที่เข้ามาจะกว้างมากกว่าของลูปฟิลเตอร์ $H(f)$ ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันนั้นควรจะจำกัดแบนด์ไว้ให้อยู่ภายในเบสแบนด์ ดังนั้นสัญญาณที่ควบคุม VCO จะมีแบนด์วิดธ์อยู่ในสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ ส่วนเอาก์พุทของ VCO จะเป็นคลื่นที่มอดดูเลททางความถี่ที่มีแบนด์กว้างซึ่งความถี่ขณะหนึ่งจะติดตามคลื่น FM ที่เข้ามาอยู่เสมอ ความซับซ้อนของ PLL ก็คือการกำหนดทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน $H(f)$ ของลูปฟิลเตอร์ รูปแบบที่ง่ายที่สุดของ PLL คือ $H(f) = 1$ กล่าวคือ ไม่มีลูปฟิลเตอร์ ผลที่ได้จาก PLL ในขณะนี้เรียกว่า PLL อันดับที่ 1 (first-order PLL) สำหรับ PLL ที่มีอันดับสูงกว่านั้น $H(f)$ จะมีรูปแบบที่ยู่ยากกว่า อันดับของ PLL ถูกกำหนดโดย closed-loop transfer function ซึ่งมีตัวหารหลายๆเทอมตามแบบสมการ 4.27



บทที่ 5

สัญญาณภาพ

ระบบในการส่งโทรทัศน์นั้นสัญญาณที่ส่งมาเป็นสัญญาณอิเล็กทรอนิกส์ ในการส่งแต่ละภาพจะประกอบด้วยจุดจำนวนมากมายเรียงต่อเนื่องกันโดยแต่ละจุดจะมีความสว่างมืด หรืออาจเป็นระดับความเข้มของสีต่าง ๆ ภาพในเครื่องรับโทรทัศน์จะถูกสแกนต่อเนื่องกันไปทีละเส้นดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 การสแกนภาพในจอโทรทัศน์

5.1 การสแกนภาพในโทรทัศน์

ภาพในโทรทัศน์เกิดจากการเรียงกันออกมาเป็นเส้นจากภาพหนึ่งไปอีกภาพหนึ่งคือเริ่มจากจุดบนซ้ายไปขวา จากบนลงล่าง วิธีการนี้เรียกว่า การสแกนเชิงเส้นในแนวนอน

ลำดับการสแกนเป็นดังนี้

1. ลำแสงอิเล็กตรอนจะถูกส่งออกมาตามแนวนอน
2. ที่จุดปลายของเส้นลำแสงจะถูกลากกลับอย่างรวดเร็วมาทางซ้ายเพื่อเริ่มการสแกนใหม่ในช่วงเวลาลากกลับนี้ เรียกว่า Retrace หรือ Flyback ในช่วงนี้จะไม่มีข้อมูลในหลอดภาพดังนั้น ช่วงเวลานี้จึงควรเร็วมาก
3. เมื่อลำแสงเลื่อนกลับมาทางซ้าย ตำแหน่งในแนวตั้งจะเลื่อนต่ำลงมาเกิดการสแกนเส้นใหม่ จนในที่สุดถึงขอบล่างขวาจะมีการสแกนในแนวตั้งกลับไปยังขอบบนซ้าย เพื่อสแกนภาพในแนวนอนในเฟรมใหม่

ระบบ PAL (Phase Alternating Line)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับผู้ใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์อื่นใด
ระบบนี้เป็นระบบที่แก้ไขข้อผิดพลาดของระบบ NTSC ซึ่งเป็นระบบที่ใช้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กันอยู่ในประเทศไทยจึงขอใช้ระบบนี้อ้างอิง

รายละเอียดมาตรฐาน PAL

จำนวนเส้นต่อภาพ	625	เส้น
จำนวนภาพต่อวินาที	25	ภาพ
จำนวนฟิลด์ต่อวินาที	50	ฟิลด์
ความถี่การหักเหทางแนวนอน	15,625	เฮิรตซ์ (Hz)
ความถี่ของซับแคเรีย	4.43361875	เมกะเฮิรตซ์ (MHz)
แบนด์วิดท์สัญญาณ V	0.5	เมกะเฮิรตซ์ (MHz)
แบนด์วิดท์สัญญาณ U	0.5	เมกะเฮิรตซ์ (MHz)

ในระบบ 625 เส้น จะมีความถี่ในการสแกน 25 ภาพต่อวินาที ดังนั้นจะ
ได้ความถี่ในการสแกนในแนวนอนเท่ากับ $25 \times 625 = 15,625$ Hz นั่นคือ เวลา
ในการสแกนแนวนอนเท่ากับ 64 ไมโครวินาที การสแกนในแต่ละภาพจะใช้เวลา
 $1/50 = 20$ มิลลิวินาที

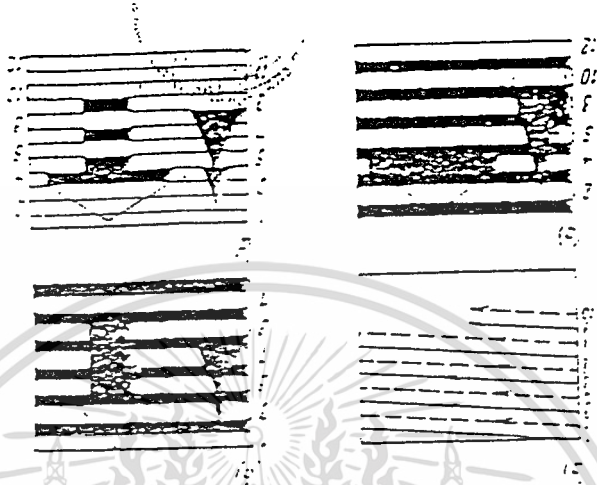
5.1.1 การสแกนสัญญาณภาพแบบสลับเส้น (Interlace Scanning)

เนื่องจากการสแกนของสัญญาณบนจอเครื่องรับโทรทัศน์ จะเกิดปัญหา
เรื่องการกระพริบของแสงบนหน้าจอ (Flicker) ด้วยเหตุนี้การสร้างภาพหรือ
สแกนสัญญาณภาพบนจอเครื่องรับโทรทัศน์จะใช้การสแกนสัญญาณภาพเป็นแบบสลับเส้น
โดยแบ่งการสแกนออกเป็น 2 ฟิลด์ คือ ฟิลด์แรกเป็นการสแกนเส้นคี่ เริ่มสแกนจาก
เส้นสแกนที่ 1 จากขอบบนซ้ายสุดไปขวาสุด และจากบนลงล่าง จะสิ้นสุดการสแกน
ในเส้นที่ 312.5 หลังจากนั้นจะสับัดกลับทางแนวตั้งจำนวน 50 เส้นสแกน โดยมา
เริ่มต้นสแกนเส้นคี่ในเส้นที่ 313 (ฟิลด์ที่ 2) และสแกนในลักษณะเดียวกับในฟิลด์แรก
ซึ่งจะเป็นการสแกนแทรกกระหว่างเส้นสแกนในครั้งแรกดั้งในรูปที่ 5.2 ในการสแกน
ของสัญญาณภาพลักษณะนี้จะลดการกระพริบของภาพบนหน้าจอให้น้อยลงได้

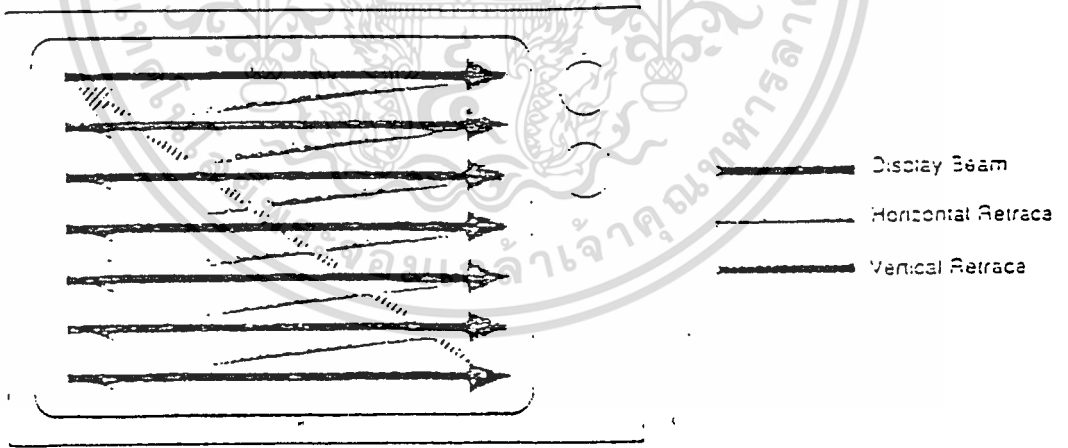
5.1.2 การสแกนสัญญาณภาพแบบไม่สลับเส้น (Noninterlace Scanning)

การสแกนของสัญญาณภาพในแบบนี้ จะเริ่มจากเส้นแรกด้านบนซ้ายมือสุด
ของจอมอนิเตอร์ไปทางด้านขวามือสุดของเส้นถัดไป ทำเช่นนั้นจนถึงเส้นสุดท้ายด้าน
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ล่างของจอมอนิเตอร์ เป็นการสแกนสัญญาณภาพหมดหนึ่งภาพ หลังจากนั้นจะสับกลับ
กลับไปเริ่มสแกนในเส้นที่ 1 ใหม่ซึ่งจะทับกับเส้นเดิมที่สแกนเสร็จในครั้งแรกและจะ
ทำเช่นนี้ตลอดเวลาที่มีการสแกนสัญญาณภาพบนจอมอนิเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.2 การสแกนสัญญาณภาพแบบสลับเส้น

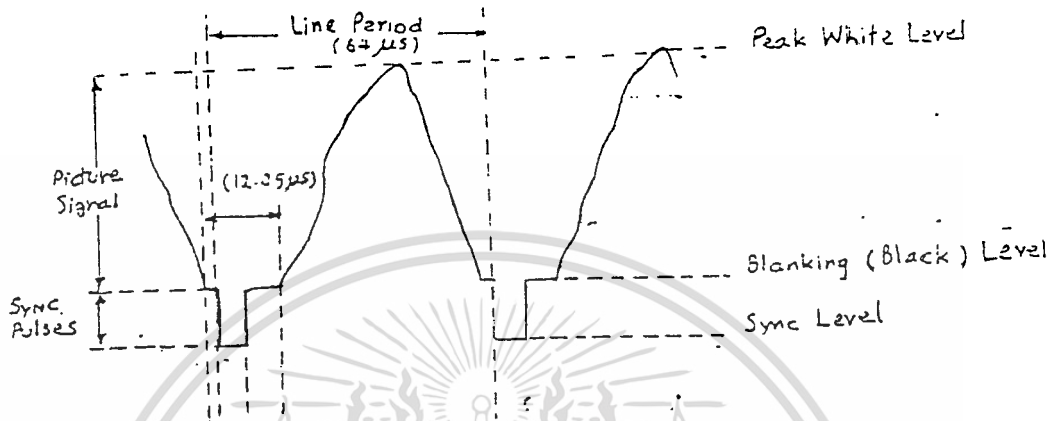


รูปที่ 5.3 การสแกนสัญญาณภาพแบบไม่สลับเส้น

5.2 สัญญาณภาพ

สัญญาณภาพรวม (Composite Video Signal) จะประกอบไปด้วย
สัญญาณข้อมูลภาพ สัญญาณแบลงค์ สัญญาณซิงค์ ในส่วนสัญญาณแบลงค์และสัญญาณซิงค์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยังแบ่งออกเป็นสัญญาณแปลงค์และซิงค์ ในแนวนอน และสัญญาณแปลงค์และซิงค์ในแนวตั้ง ความสว่างหรือระดับความเข้มของแต่ละจุดภาพของสัญญาณโทรทัศน์ขึ้นกับระดับโวลเตจของสัญญาณภาพดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 ลักษณะของสัญญาณภาพ

5.2.1 สัญญาณซิงค์ในแนวนอนและแนวตั้ง

ในการสแกนภาพนั้น การสแกนจะต้องเริ่มด้วยเวลาที่แน่นอนตรงกับเครื่องส่ง เพื่อให้ข้อมูลของภาพแสดงตรงตำแหน่งที่ถูกต้อง ในการที่จะให้เครื่องส่งและเครื่องรับมีการส่งและรับที่สัมพันธ์กัน จำเป็นต้องมีสัญญาณซิงค์ส่งมาที่สัญญาณภาพด้วย สัญญาณซิงค์นี้จะเป็นพัลส์รูปสี่เหลี่ยม ซึ่งใช้ในการควบคุมการสแกนทั้งทางเครื่องรับและเครื่องส่ง

สัญญาณซิงค์จะถูกส่งรวมมากับสัญญาณภาพ เพื่อประกอบเป็นสัญญาณรวมสำหรับเครื่องรับ สัญญาณนี้จะเกิดในระหว่างช่วงของการแปลงค์ ซึ่งไม่มีข้อมูลของภาพในการส่ง สัญญาณซิงค์ตามแนวนอนจะเกิดขึ้นในช่วงสุดท้ายของการสแกนเส้นตามแนวนอน ซึ่งเป็นการเริ่มลากกลับตามแนวนอนสัญญาณซิงค์ตามแนวตั้งจะเกิดตอนที่ภาพสแกนถึงตำแหน่งล่างสุดของจอภาพ เมื่อเกิดการลากกลับของลำอิเล็กตรอนตามแนวตั้ง

ในการสแกนเส้นสแกนตามแนวนอนด้วยความถี่ $15,625 \text{ Hz}$ ความถี่ของสัญญาณซิงค์แนวนอนจะเท่ากับ $15,625 \text{ Hz}$ ด้วย ส่วนความถี่ของสัญญาณซิงค์ตามแนวตั้งจะเท่ากับ 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.2 สัญญาณแปลงค์ในแนวนอนและแนวตั้ง

ในระบบโทรทัศน์ สัญญาณแปลงค์ คือ สัญญาณที่ทำให้เป็นสีดำ ในส่วนของสัญญาณ Video โวลเตจของสัญญาณแปลงค์จะอยู่ที่ระดับของสีดำ ระดับของโวลเตจสีดำนี้อาจจะไปทำให้กระแสที่ใช้ในการยิงลำอิเล็กตรอนหยุดไหล ทำให้ไม่มีแสงออกมาที่จอภาพ จุดประสงค์ของสัญญาณแปลงค์ก็เพื่อไม่ให้เห็นภาพเส้นที่ลากกลับในช่วงของการสแกน

สัญญาณแปลงค์ในแนวนอนมีความถี่ 15,625 Hz ทำให้เกิดการแปลงค์ในช่วงของเส้นที่ลากกลับมาจากขวาทางซ้าย สัญญาณแปลงค์ในแนวตั้งมีความถี่ 50 Hz ทำให้เกิดการแปลงค์ในส่วนลากกลับจากส่วนล่างขึ้นส่วนบน ช่วงเวลาของสัญญาณแปลงค์ในแนวนอนมีค่าประมาณ 20% ดังนั้นสัญญาณตามแนวนอนมีค่าเท่ากับ $64 \times 0.2 = 12.8$ ไมโครวินาที ซึ่งแสดงให้เห็นว่าช่วงเวลาการลากเส้นกลับต้องสิ้นสุดภายใน 12.8 ไมโครวินาที สำหรับช่วงเวลาของสัญญาณแปลงค์ ตามแนวตั้งมีช่วงเวลาในหนึ่งภาพเท่ากับ 20 มิลลิวินาที ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการลากกลับของภาพจากจุดล่างสุดไปจุดบนสุดต้องเสร็จสิ้นภายในเวลา 1.6 มิลลิวินาที

บทที่ 6

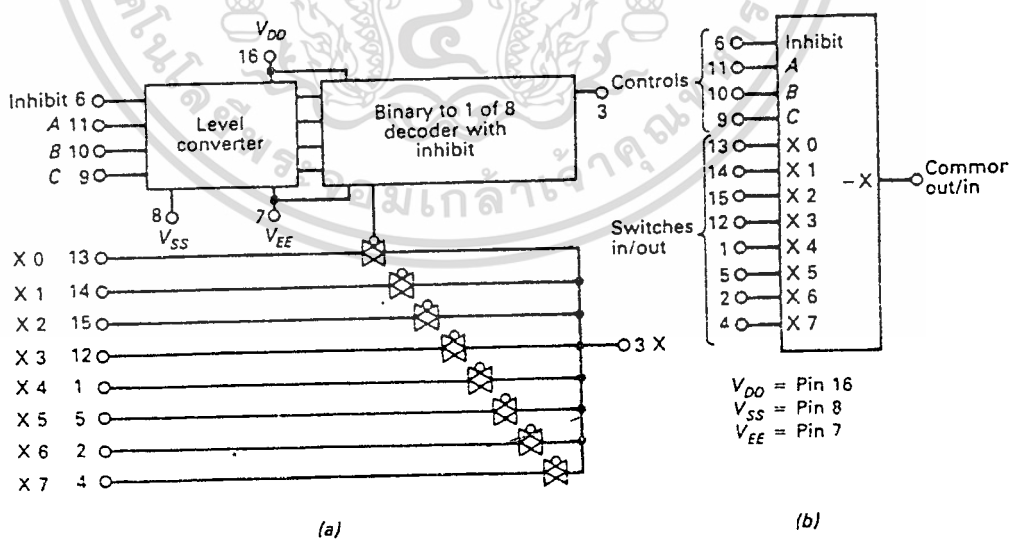
การทดลองมัลติเพล็กซ์สัญญาณเสียง 4 แชนแนลแบบ TDM

6.1 หลักการทางาน

6.1.1 คำน้ส่ง

านการส่งสัญญาณมัลติเพล็กซ์แบบ TDM นี้ ตัว MC 140518 อนุลือก มัลติเพล็กซ์เซอร์ (U₁) จะถูกใช้ในการแซมปลิ่งสัญญาณอนุลือกทางค่านินพุทเพื่อส่ง ายยังตัวแซมปลิ่ง ะคย IC 14051 เป็นแบบขั้วเดี่ยว 8 คาแห่งอิเล็คทรอนิกส์สวิทช์ ซึ่งานวงจร สวิทช์ที่ไม่ถูกใช้ จะถูกต่อลงกราวด์ รูปที่ 6.1a แสดงคาแห่งขาต่างว ของชิพ

ตัวมัลติเพล็กซ์มี 8 อินพุท อยู่ทีขา 13, 14, 15, 12, 1, 5, 2, และ 4 ส่วน เอทพุทของชิพ คือ ขา 3 อ็ครวการแซมปลิ่งสำหรับแต่ละช่องสัญญาณจะถูกสร้างขึ้น ะคยผ่านทางคอนโทรล อินพุท A, B และ C ตัวชิพนี้สามารถใช้สวิทช์ความถี่สูงถึง 65 MHz เมื่อช่องสัญญาณ (เกทหรือสวิทช์) 'ON' มันจะมีค่าความต้านทานค่าน่าว่า 60 โอห์ม



รูปที่ 6.1

รูปที่ 6.2 แสดงถึงวงจรถ่ายใช้ของตัวส่งมัลติเพล็กซ์ ซึ่งตัวชิพ U₁ ที่มี 8 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า อินพุทจะใช้เพียง 5 อินพุท จะเห็นว่าที่ขา 1 ในรูปวงจรถ่ายใช้กับ R27 ไปยัง V_{CC} ไม่ว่ากรณีใดทางสน อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การต่อนี้จะให้พ +5 จวลท์บนแกนแนลที่ 5 ซึ่งเมื่อ digital sampling หมุนมาที่เกทนี้ พ 5 จวลท์ที่มีความชันมากจะถูกสร้างขึ้นที่เอาท์พุท และพัลส์บวกนี้จะเข้าสำหรับกรซิงโครไนซ์กับเครื่องรับซึ่งจะอธิบายต่อไปในส่วนของวงจรเครื่องรับ

IC U₂ คือ 7490 เป็น ๖บนารี เควร์เคอร์ ซึ่งจะผลิตสัญญาณ ดิจิตอลแชมปลิง พัลส์ ไปควบคุมอินพุทของ U₁ และตัว U₂ นี้ยังเป็นตัว จลจิก ๖ครเวอร์ที่ควบคุมอินพุท (A,B,C) ของ IC 14501 ตัว ๖บนารี เควร์เคอร์ จะถูกต่อให้ยับถึงเพียงแค่ 5 ซึ่งเป็นการควบคุมการปิดเปิดของสวิทซ์ทั้ง 4 ตัวตามลำดับ เมื่อเริ่มนับ 6 ตัว U₂ จะกลับมาเริ่มต้นนับ 1 ใหม่อัตราการแชมปลิงของ U₂ ถูกควบคุมด้วยสัญญาณคล็อกจาก U₃ (ใช้ LM 555 timer) ความถี่สัญญาณคล็อกนี้ประมาณ 400 kHz

ทรานซิสเตอร์ Q₁ จะให้ inhibiting pulse 100-400 ns ที่ปลายหรือตอนจบของช่วงเวลาของเกทแต่ละตัว ซึ่ง Blank period นี้จะเป็นตัวป้องกันการเกิดการรบกวนข้ามช่องของสัญญาณ

ความถี่ของสัญญาณคล็อกทางด้านส่งที่ผลิตโดย U₃ นั้นถูกกำหนดโดย R 1.5K โอห์ม และ 470 โอห์ม และ C 270 pF เมื่อด้านส่งทำการมัลติเพลกซ์สัญญาณอินพุทต่างๆ สัญญาณคอมโพสิทหรือส่วนประกอบของสัญญาณต่างๆ จะสังเกดได้ที่เอาท์พุท (TP5) ซึ่งสัญญาณคอมโพสิทนี้จะรวมถึงพัลส์ในการซิงโครไนซ์ และช่องสัญญาณอินพุททั้งสี่ ซึ่งสัญญาณคอมโพสิทที่ได้จะถูกส่งไปเปลี่ยนเป็นแสงโดย LED ของชุดเครื่องส่ง และจะถูกคัปปลิงเข้าไปในเส้นใยนำแสงต่อไปยังชุดเครื่องรับ

สำหรับสัญญาณอินพุทที่ใช้ทดลองนี้จะใช้ IC กำเนิดสัญญาณ LM 566 เพื่อให้เกิดารูปร่างของสัญญาณขึ้น 4 แบบ คือ รูปคลื่นสแควร์, รูปคลื่นสามเหลี่ยม, รูปคลื่นซายน์ และ พัลส์

6.1.2 ค้านรับ

ที่ค้านตัวรับ สัญญาณเอาท์พุทที่ออกมาจาก เส้นใยแสงจะถูกคีมอดคูเลทแปลงกลับมาเป็นสัญญาณไฟฟ้า แล้วส่งไปยังคีมัลติเพลกซ์ เซอร์เพื่อแยกเอาสัญญาณชนิดต่างๆ ที่ส่งมาจากทางค้านส่ง ดังวงจรที่แสดงในรูป 6.5 ซึ่งหน้าที่ของมันก็ตรงกันข้ามกับค้านส่งคือ ที่ค้านส่งจะรับสัญญาณจากหลายช่องสัญญาณ แล้วรวมเข้ามาเป็นส่วนประกอบของสัญญาณเดียว ส่วนทางค้านรับ เมื่อได้รับสัญญาณเข้ามาแล้วจะทำการแยกสัญญาณออกมาตามช่องสัญญาณที่ถูกต้อง

1. ตัว ออพติคคอลล เช่นเซอร์ และ ตัวขยายสัญญาณ สำหรับการแปลงสัญญาณแสงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า

2. คีมัลติเพิลิกเซอร์ (U_4)

3. ฟิลทริก ทรานเซอร์ (U_6)

4. เฟส ล็อค ลูป คอมพาราเรเตอร์ และ ฟิลเตอร์ (U_5)

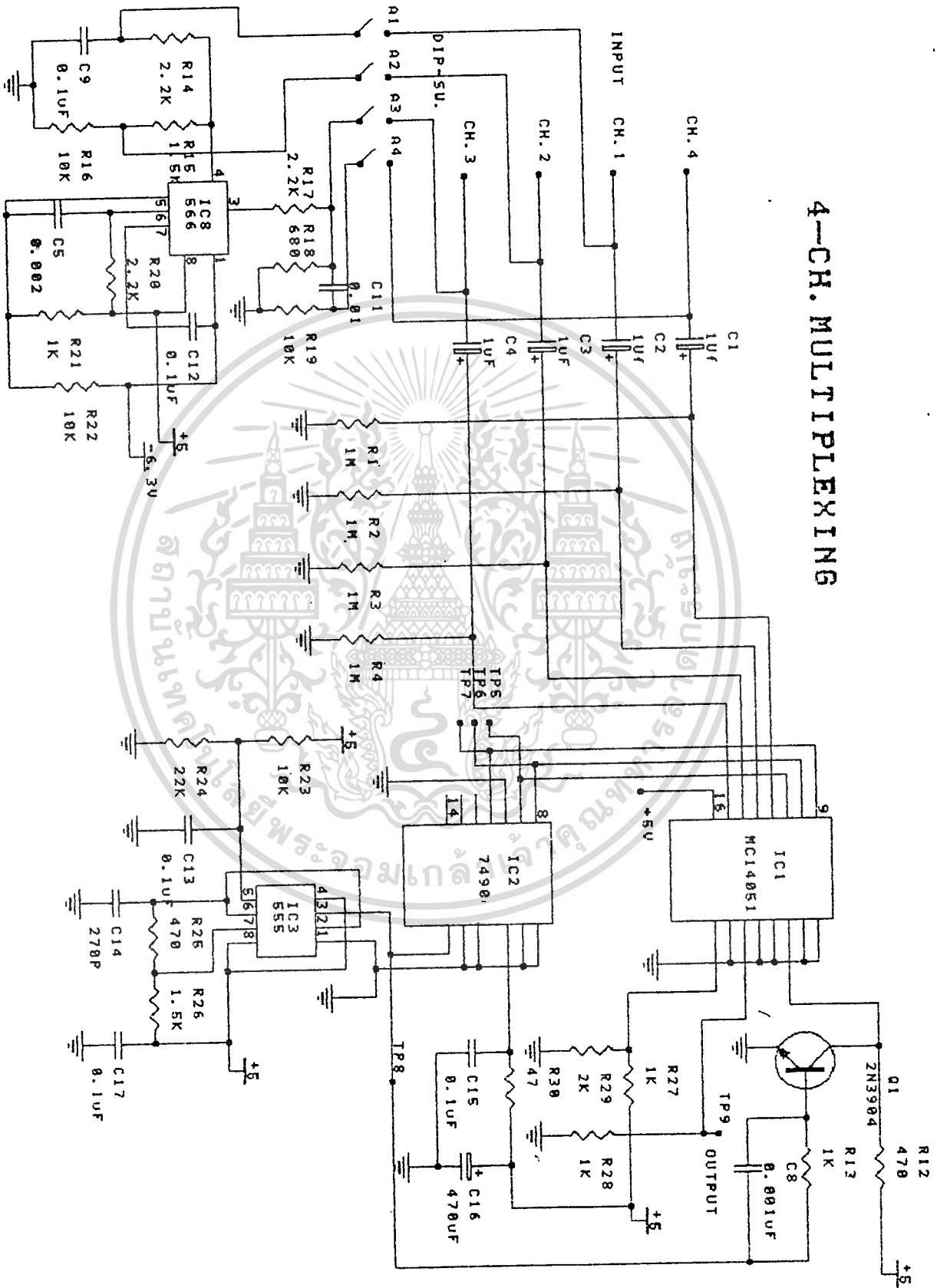
5. VCO สำหรับการซิงโครไนซ์กับทางค่านส่ง (U_5)

สัญญาณแสงจะถูกปรับได้โดยโฟรด์ไดโอด และจะทำการขยายสัญญาณนี้ขึ้นมาโดย Wideband IC Chip (MC1733) ซึ่งมีแบนด์วิธ 10 ถึง 120 MHz เพื่อส่งไปยังคีมัลติเพิลิกเซอร์

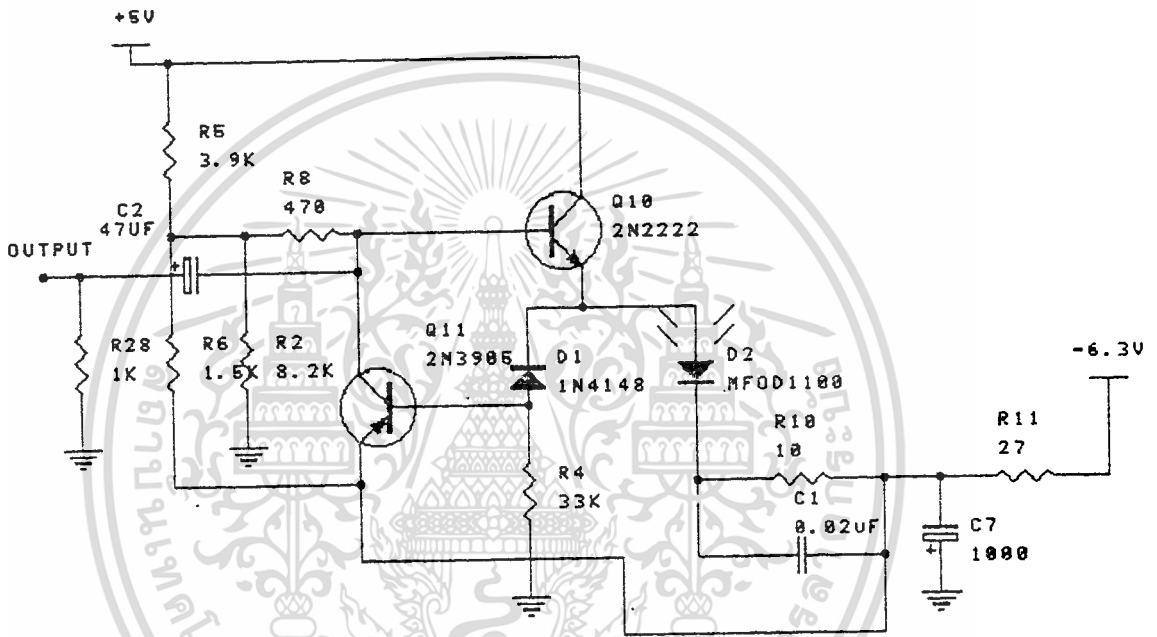
ที่ทางด้านรับ ฟิลทริก คอนโทรล อินพุท ของคีมัลติเพิลิกเซอร์(ที่ A,B และ C)จะถูกขับโดยตัว IC 7490 (U_6) และการต่อแบบหารด้วย 5 จะถูกใช้เพื่อควบคุมคีมัลติเพิลิกเซอร์ เอาท์พุทของแชนแนล 5 และเอาท์พุท B ของ U_6 จะป้อนให้กับอินพุทของ PLL (ขา 2 และขา 3) ของ U_5 พัลส์ทั้งสองนี้จะทำงานที่ 80 kHz (ขึ้นอยู่กับความถี่คล็อกทางค่านส่ง) เพื่อเปรียบเทียบกัน และค่า error voltage จะถูกส่งเข้าไปในส่วน VCO ของ U_5 เพื่อนำมาใช้มาควบคุมการผลิตความถี่ของตัว VCO ซึ่งเมื่อระบบมีการซิงโครไนซ์ที่ถูกต้องแล้ว ทางด้านรับ เอาท์พุทที่ได้ทางแชนแนล 1 จะปรากฏสัญญาณตัวเต็มที่ป้อนเข้าแชนแนล 1 ทางค่านส่งกลับมาและเป็นลักษณะเดียวกันนี้ในแชนแนล 2, 3 และ 4

ตัวรับสัญญาณคล็อก R_{16} (5 กิโลโหม) ทางด้านรับนี้ใช้สำหรับเลื่อนความถี่ออสซิลเลเตอร์เพื่อให้เกิดการล็อคความถี่ของ PLL

4-CH. MULTIPLEXING

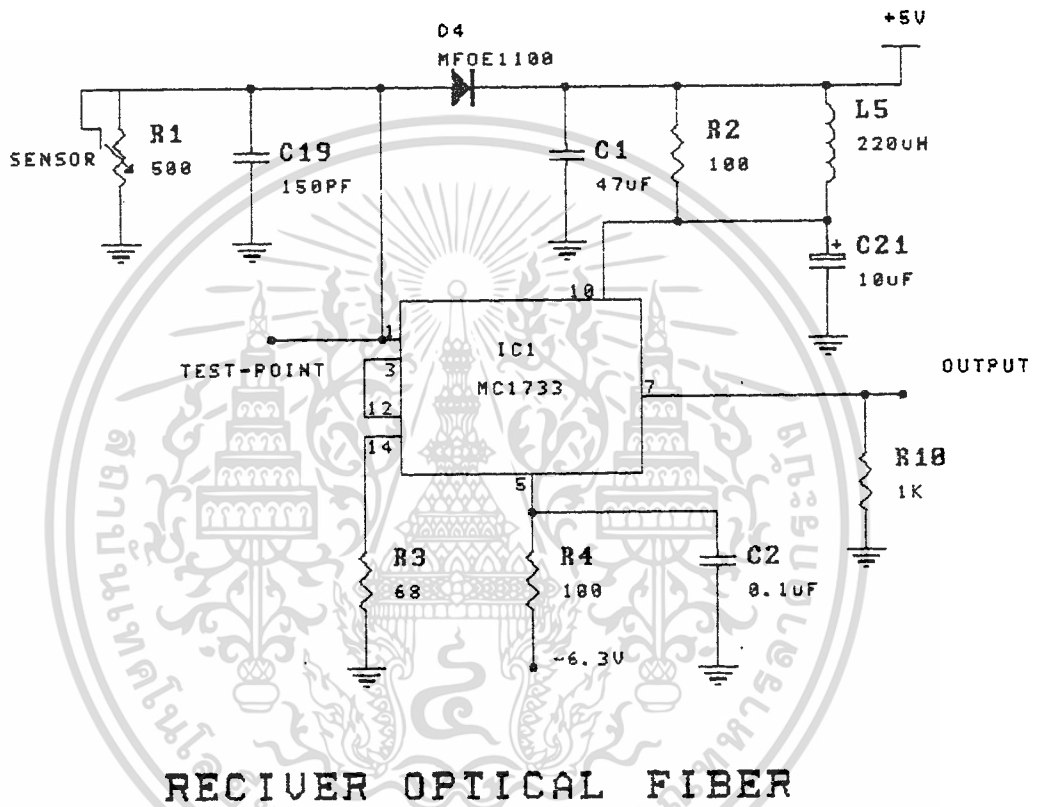


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

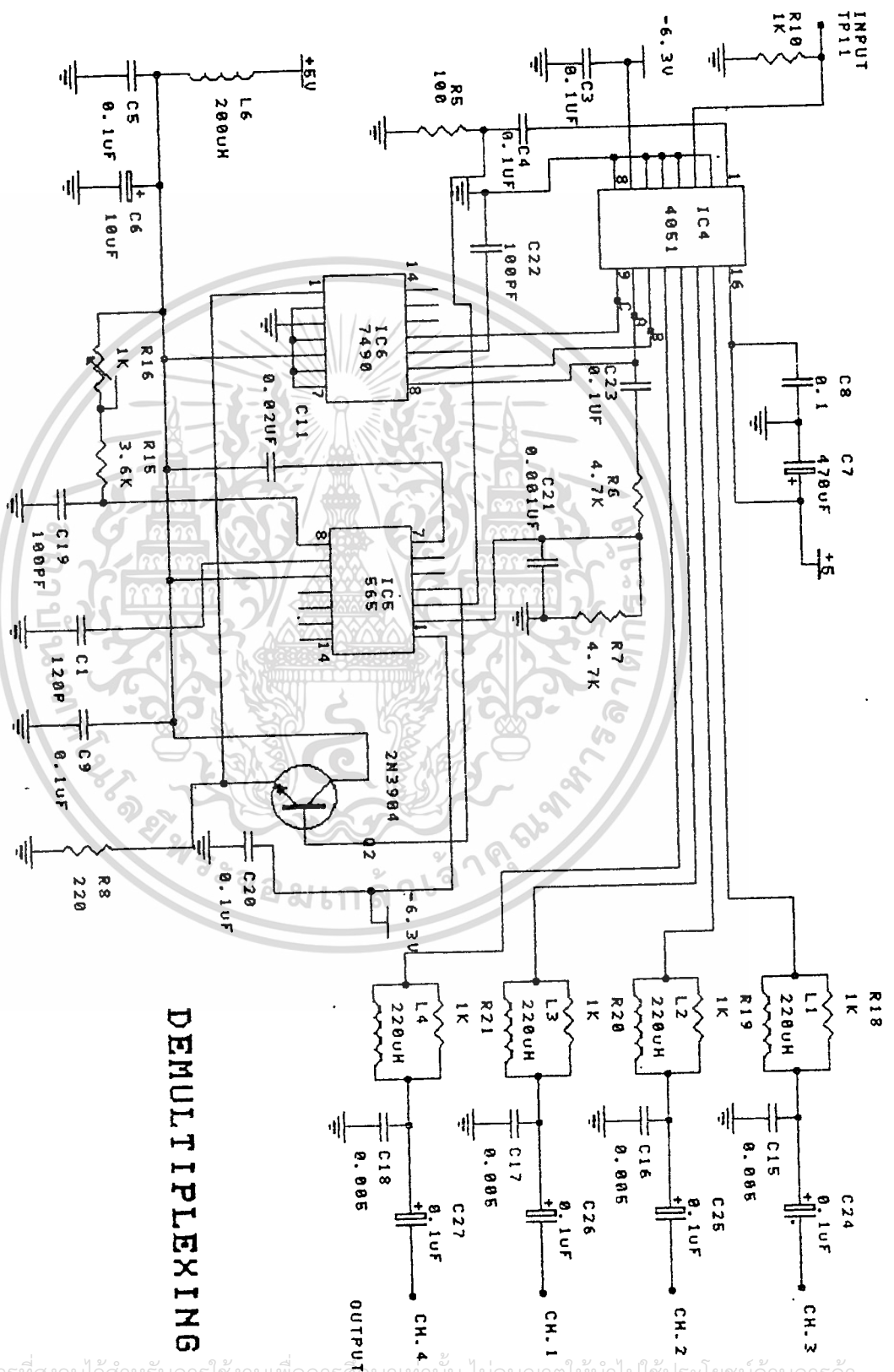


TRANSMITTER OPTICAL FIBER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



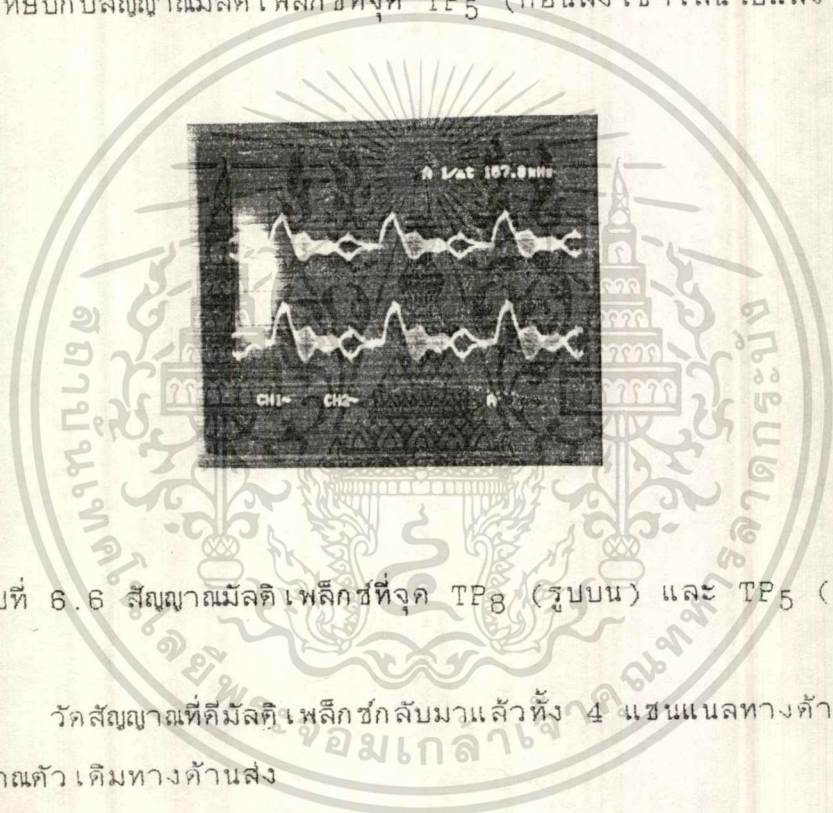
DEMULTIPLIXING

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 ผลการทดลอง

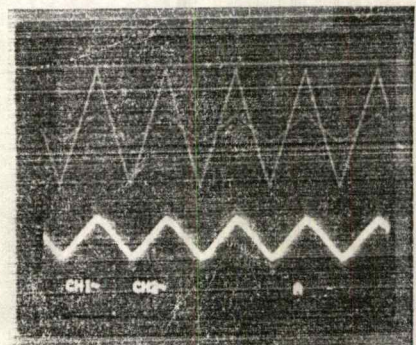
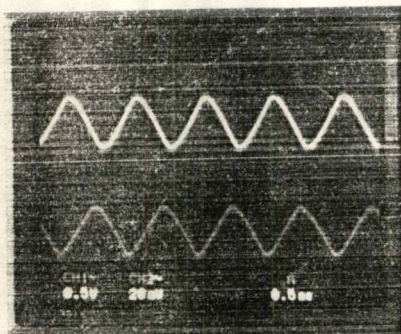
หลังจากประกอบชุดมัลติเพล็กซ์สัญญาณเข้ากับตัวขับแสงทางด้านส่ง และตัวตีเทคแสงเข้ากับชุดมัลติเพล็กซ์สัญญาณทางด้านรับ เรียบร้อยแล้ว วัดสัญญาณตามจุดต่างๆ ได้ออกมา ดังนี้

วัดสัญญาณมัลติเพล็กซ์ที่จุด TP8 (หลังจากส่งผ่านเส้นใยแสง) ทางด้านรับ เปรียบเทียบกับสัญญาณมัลติเพล็กซ์ที่จุด TP5 (ก่อนส่งเข้าเส้นใยแสง) ทางด้านส่ง

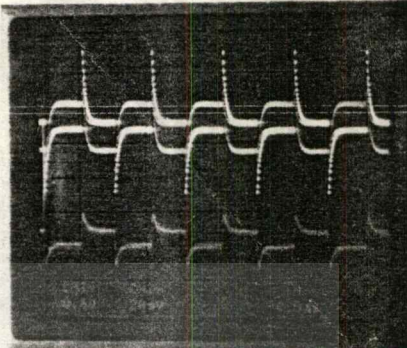
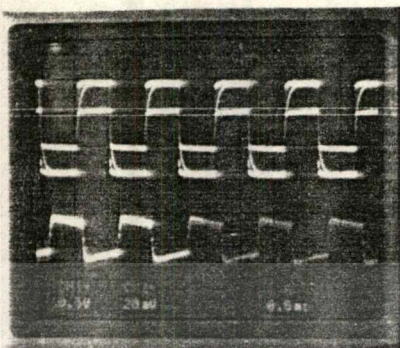


รูปที่ 6.6 สัญญาณมัลติเพล็กซ์ที่จุด TP8 (รูปบน) และ TP5 (รูปล่าง)

วัดสัญญาณที่มัลติเพล็กซ์กลับมาแล้วทั้ง 4 แชนแนลทางด้านรับ เปรียบเทียบกับสัญญาณตัวเดิมทางด้านส่ง



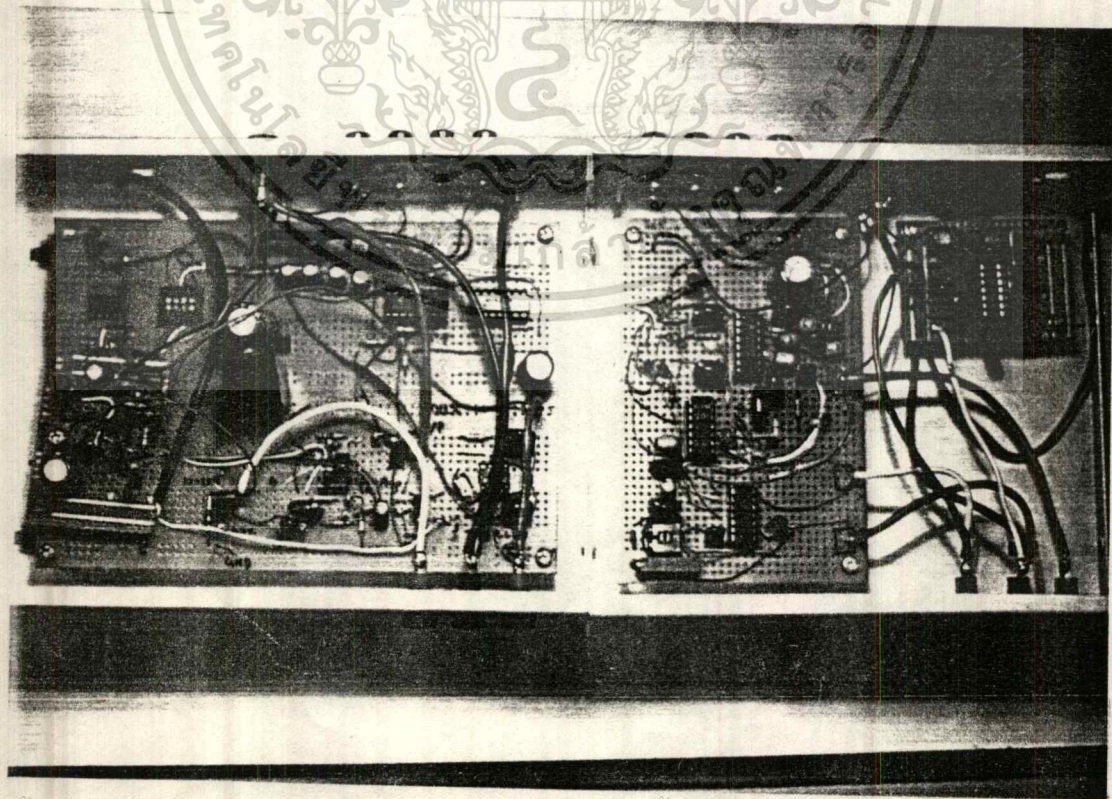
เอกสารนี้เป็นเอกสาร (a) สัญญาณแชนแนล 1 เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำแบบหรือกระเบื้องต้นการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีก (รูปคลื่นสัญญาณ) เนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของ (รูปคลื่นสัญญาณที่เปลี่ยนไปใช้



c) สัญญาณแชนแนล 3
(รูปคลื่นสแควร์)

d) สัญญาณแชนแนล 4
(พีค พัลซ์)

รูปที่ 6.7 สัญญาณทั้ง 4 แชนแนลที่ถูกตีมีลติ เหล็ก ชักกลับมาทางด้านรับ (รูปบนของจอสรคป) และสัญญาณตัวเดิมขณะก่อนส่ง เข้า มีลติ เหล็ก เซอร์ทางด้านส่ง (รูปล่างของจอสรคป)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 6.8 รูปของ เครื่องส่งและ เครื่องรับที่ใช้ทำการทดลอง
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3 สรุปผลการทดลอง

ในการทดลองส่วนของการมัลติเพล็กซ์สัญญาณผ่านเส้นใยแสง ซึ่งจากการทดลองใช้สัญญาณทดสอบ 4 สัญญาณ เป็น รูปคลื่น ซายน์, สแควร์, สามเหลี่ยม และ พัลส์ ซึ่งทั้ง 4 สัญญาณถูกต่อให้เป็นอินพุทของการมัลติเพล็กซ์ โดยมีขนาด 1 โวลท์ ป้อนเข้าไปเพื่อทำการมัลติเพล็กซ์ ปรากฏว่าสัญญาณทางด้านเอาต์พุทของด้านรับนั้นออกมาตรงกับแชนแนลทั้ง 4 แชนแนลเหมือนกับทางด้านอินพุทของด้านส่งโดยไม่มี การกวนกันระหว่างช่อง แต่ขนาดของสัญญาณจะลดลงประมาณ 30 เท่า ซึ่งปัญหา นี้สามารถจะทำการขยายสัญญาณเหล่านี้ให้มีขนาดเหมือนเดิมได้

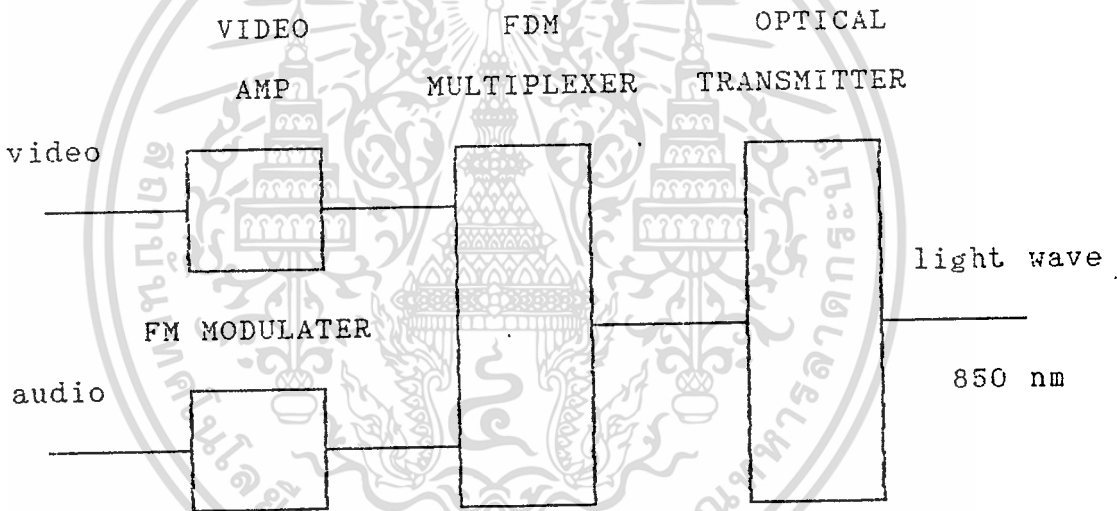
ปัญหาที่เกิดขึ้นในภาคการศึกษาแรกนั้นมี เรื่องการชิงโครไนซ์ของภาครับที่ ทำให้วงจรมัลติเพล็กซ์ไม่สามารถแยกสัญญาณแชนแนลต่างๆกลับมาได้ ซึ่งพบว่าเกิด จากปัญหาของคอนเนคเตอร์ของตัวกำเนิดแสง และของตัวดีเทคแสง ที่ได้นำคอน เนคเตอร์ที่ใช้เชื่อมต่อเส้นใยแสงของ NEC มาตัดแปลงใช้แทน ซึ่งทำให้สัญญาณแสง ถูกลดทอนลงเป็นอย่างมากเนื่องจากการสูญเสียจากการคัปปลิงแสง ทำให้สัญญาณไฟ ฟ้าที่ถูกดีเทคกลับมาแล้วมีกำลังอ่อนลงไปมาก และฉุดเพี้ยนไป ดังนั้นสัญญาณชิงค์ที่ ถูกส่งมาด้วยจึงไม่สามารถแยกออกมาได้ทางด้านรับ ซึ่งในภาคการศึกษาที่สองนี้ได้ รับคอนเนคเตอร์ของตัวกำเนิดแสงที่สามารถประกอบเข้ากันได้พอดีมาใช้ จึงทำให้ ปัญหาการคัปปลิงแสง เข้าไปในเส้นใยแสงซึ่งเป็นส่วนที่ทำให้เกิดการสูญเสียแสงอย่าง มากลดลงไป ส่วนการคัปปลิงทางด้านรับนั้นยังใช้คอนเนคเตอร์ตัวเดิมอยู่ซึ่งก็ทำให้ เกิดการสูญเสียแสงบ้าง ซึ่งหลังจากนั้นมาทำการทดลองใหม่ปรากฏว่าเมื่อปรับให้ เฟส ล็อก ลูป ล็อกความถี่ได้แล้ว ทางด้านรับก็สามารถจะแยกสัญญาณในช่องต่างๆ ออกมาได้ตรงกับด้านส่งแต่จะมีขนาดลดลงซึ่งก็สามารถขยายให้แรงขึ้น และนำไปใช้ งานได้ต่อไป

สรุปแล้ววงจรชุดนี้สามารถที่จะสร้างขึ้นและนำมาใช้งานได้ โดยอาจ จะเปลี่ยนตัวกำเนิดแสงและตัวดีเทคแสงไปใช้เป็นแบบโมดูลพลาสติกของโมโตโรล่า และใช้เส้นใยแสงแบบพลาสติกแทนเพื่อความประหยัดและสามารถหาซื้อได้ง่ายใน ประเทศไทย

บทที่ 7

การทดลองมัลติเพล็กซ์สัญญาณภาพและเสียงแบบ FDM

ในบทนี้จะกล่าวถึงส่วนของการมัลติเพล็กซ์สัญญาณภาพและเสียงแบบ FDM เพื่อส่งผ่านไปในเส้นใยแสงเส้นเดียวกัน ซึ่งสัญญาณภาพและเสียงนั้นจะส่งเป็นแบบอนาล็อก โดยจะทำการเลื่อนสเปกตรัมของเสียงขึ้นไปอยู่เหนือภาพที่ความถี่ 6.8 MHz เพื่อไม่ให้สัญญาณทั้งสองมาชนกัน โดยใช้การมอดดูเลทแบบ FM กับสัญญาณเสียง ส่วนสัญญาณภาพจะถูกส่งไปตรงๆ ซึ่งหลังจากรวมสัญญาณภาพและซิปแคเรียร์ของเสียงเข้าด้วยกันแล้วจะถูกส่งเข้าไปมอดดูเลทเป็นสัญญาณแสงโดย LED เพื่อส่งเข้าไปในเส้นใยแสง รูปที่ 7.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของด้านส่ง

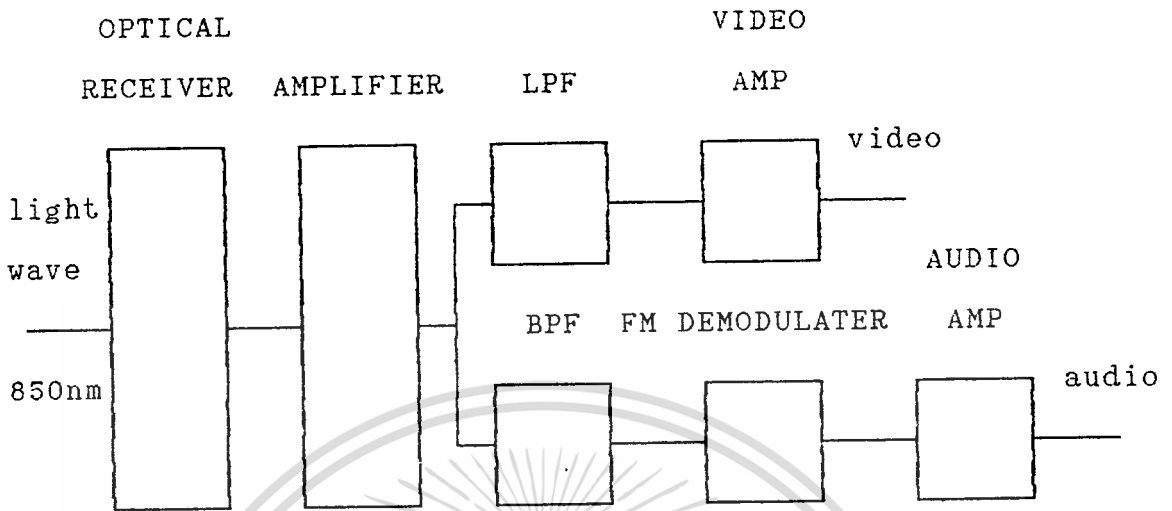


รูปที่ 7.1 บล็อกไดอะแกรมของด้านส่ง

เมื่อสัญญาณแสงถูกคัปปลิงเข้ามาที่ด้านรับจะถูกดีเทคโดยโฟโตไดโอดเพื่อแปลงแสงกลับมาเป็นสัญญาณไฟฟ้าอีกครั้ง และสัญญาณไฟฟ้าที่ได้จะถูกนำไปขยายเพื่อที่จะส่งไปดีมัลติเพล็กซ์แบบ FDM โดยใช้วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ (BPF) และโลว์พาสฟิลเตอร์ (LPF) ซึ่ง BPF นั้นจะกรองซิปแคเรียร์ของเสียงออกมา ส่วน LPF จะกรองเอาเฉพาะสัญญาณภาพ

สัญญาณซิปแคเรียร์ของเสียงที่ผ่าน BPF แล้วจะถูกนำไปดีมอดดูเลทเพื่อแยกเอาสัญญาณเสียงคืนมา และนำไปขยายเพื่อส่งเข้า audio in ของเครื่องรับ TV ส่วนสัญญาณภาพ หลังจากผ่าน LPF แล้วจะถูกนำไปขยายด้วยวิดีโอแอมป์และ

ผ่านวงจรบัฟเฟอร์เพื่อป้อนเข้า video in ของเครื่องรับ TV



รูปที่ 7.2 บล็อกไดอะแกรมของด้านรับ

7.1 การทำงานของวงจร

7.1.1 ภาค FM มอดดูเลเตอร์

ภาค FM มอดดูเลเตอร์ในด้านส่งนี้ใช้ IC เบอร์ NE 564 ซึ่งเป็น IC เฟสล็อกกลูบ จากข้อมูลของ IC เบอร์นี้ สามารถออกแบบให้มทำงานได้ถึง 50 MHz โดยภายใน IC จะประกอบด้วยส่วนของ VCO, ลิมิเตอร์, เฟสดอมพาเรเตอร์ และ post detection processor

การคำนวณหาค่าความถี่ VCO สามารถหาได้จาก

$$C_o = \frac{1}{2500f_o}$$

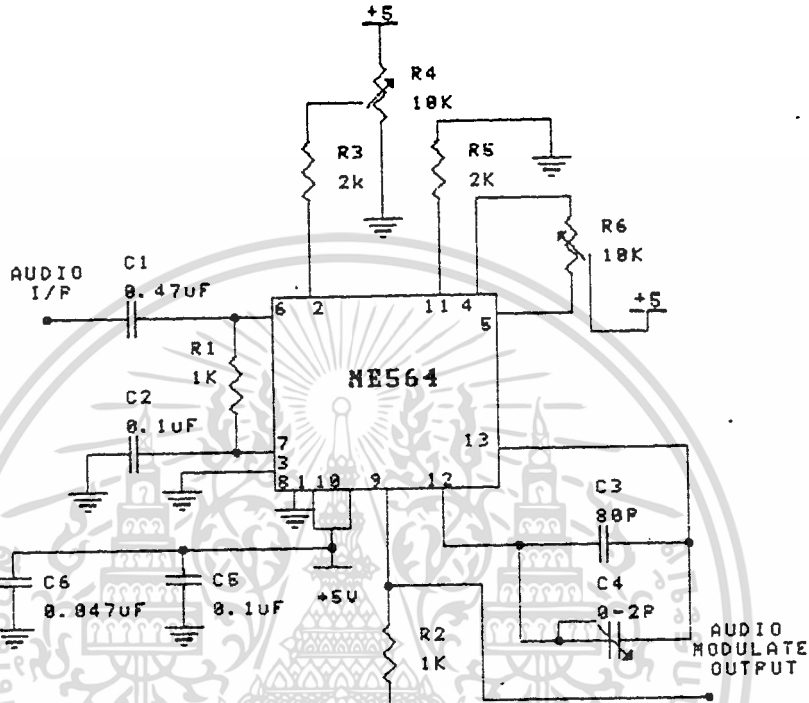
ซึ่ง C_o นี้ต่ออยู่ระหว่างขา 12 และ 13 ของ NE 564 ในการทดลองนี้ค่า C_o หาจากความถี่ขีดแคเรียร์ของสัญญาณเสียง ซึ่งกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 6.8 MHz ดังนั้น

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

$$= 58.8 \text{ pF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ค่า 47 pF ขาดชานานกับ C ขยับปรับค่าได้ 0 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถึง 20 pF จากวงจรในรูปที่ 7.3 เป็นวงจรภาค FM มอดดูเลเตอร์ ซึ่ง R ปรับค่าที่ต่อระหว่างขา 4 และ 5 จะช่วยในการปรับความถี่ VCO อย่างละเอียดอีกที



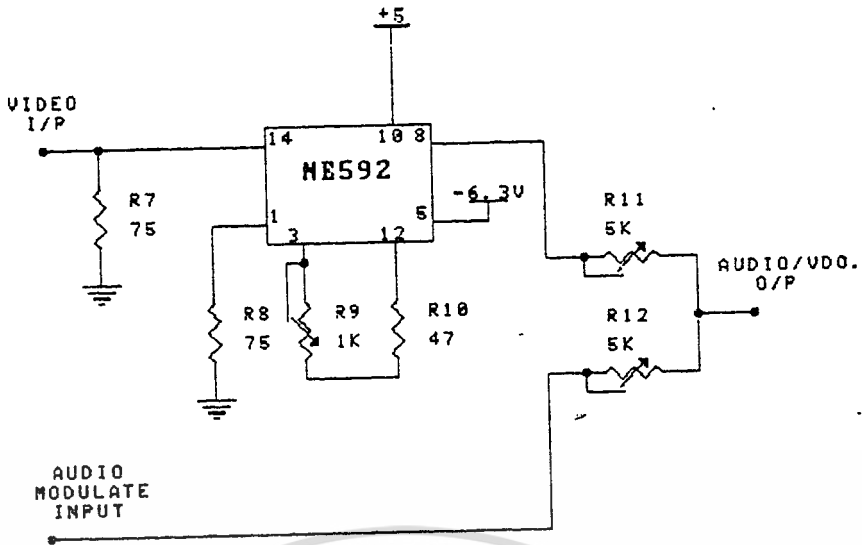
รูปที่ 7.3 วงจรภาค FM มอดดูเลเตอร์

7.1.2 ภาควิดีโอแอมป์

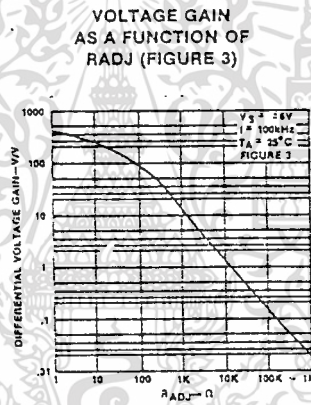
ภาคนี้ใช้ IC เบอร์ NE 592 ซึ่งเป็น IC วิดีโอแอมป์ที่มีแบนด์วิดท์กว้างถึง 120 MHz สามารถปรับเกณฑ์การขยายได้จาก R ปรับค่าที่ต่ออยู่ระหว่างขา Gain Select ซึ่งในการทดลองนี้ต่ออยู่ระหว่างขา 3 (G_{2B}) และขา 12 (G_{2A}) ซึ่งจะทำได้ทั้งแบนด์วิดท์ 90 MHz และเกณฑ์การขยายสูงสุด 120 เท่า

สำหรับวงจรวิดีโอแอมป์ทางด้านส่งนั้น ออกแบบให้เป็นวงจรบัฟเฟอร์โดยมีเกณฑ์การขยายเท่ากับ 1 ซึ่งจากตารางในรูป 7.5 นั้น จะหาค่า R_{adj} เพื่อต่อระหว่างขา 3 และ 12 ในการปรับเกณฑ์ได้เท่ากับ 1 กิโลโอห์ม

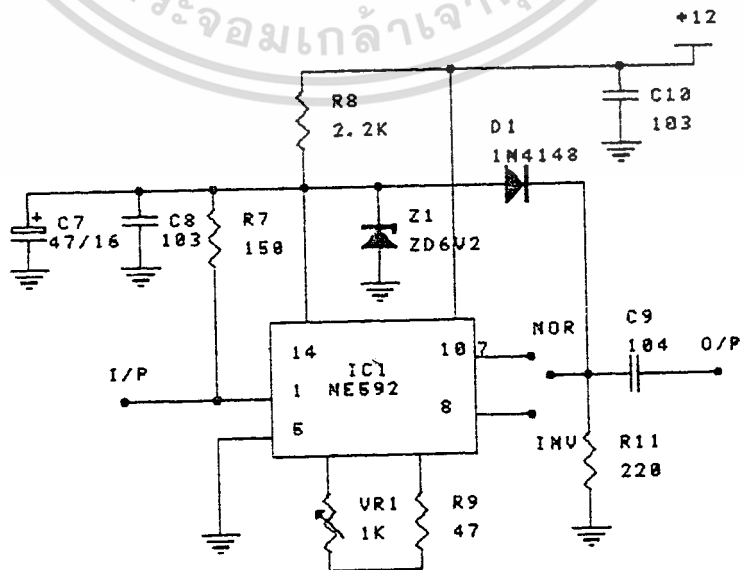
สำหรับวงจรวิดีโอแอมป์ทางด้านรับ จะเป็นวงจรขยายสัญญาณภาพให้แรงขึ้นก่อนผ่านวงจรบัฟเฟอร์เพื่อป้องกันกับ video in ของเครื่องรับ TV ซึ่งเกณฑ์การขยายสามารถปรับได้ 10 ถึง 120 เท่า โดย R ปรับค่า 1 กิโลโอห์มซึ่งต่ออนุกรมกับ R 47 โอห์ม ในรูป 7.6



รูปที่ 7.4 วงจรภาค วิดีโอแอมป์ ทางด้านส่ง



รูปที่ 7.5 ตารางหาค่า R_{ADJ}



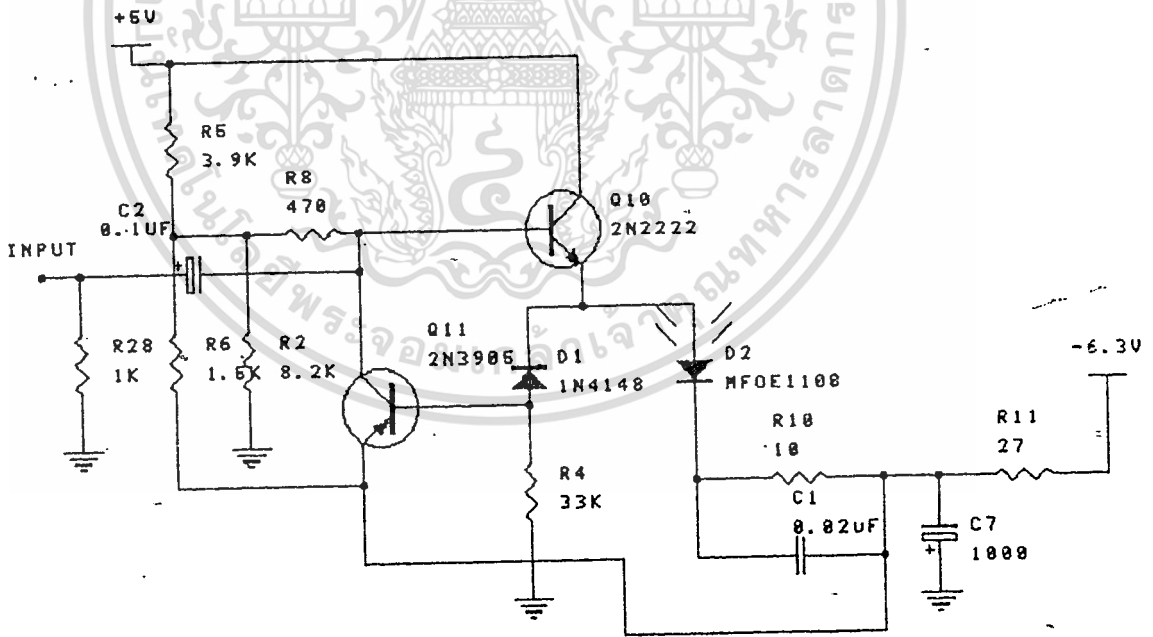
รูปที่ 7.6 วงจรภาค วิดีโอแอมป์ ทางด้านรับ ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.1.3 ภาคส่งแสง (OPTICAL TRANSMITTER)

ภาคส่งแสงใช้ LED เป็นตัวกำเนิดแสง โดยเลือกใช้ LED เบอร์ MFOE 1100 ของโมโตโรล่า ซึ่งมีความยาวคลื่น 850 nm. มีสเปคตรัมวิดธ์ที่พลังแสงตกลงไปครึ่งหนึ่งเท่ากับ 50 nm แบนด์วิดธ์ของ LED ที่ -3 dB เท่ากับ 20 MHz มีพลังงานแสงส่งออก 2.6 mW เมื่อมีกระแสไบอัส 100 mA

วงจรที่ใช้ขับ LED ในรูปที่ 7.7 ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นตัวไบอัสกระแสให้ LED และมีการป้อนกลับเพื่อให้เสถียรภาพของวงจรดีขึ้น ซึ่งในวงจรที่ใช้นี้กำหนดค่ากระแสไบอัสไว้ที่ประมาณ 50 mA ดังนั้นจะหาพลังงานแสงที่ส่งออกไปจาก LED ได้จากตารางในรูปที่ 7.8 ซึ่งเป็นตารางนอร์มอลไลซ์ของพลังงานแสงเทียบกับกระแสไบอัส

จากวงจรที่ใช้ทำทดลองนี้ หาพลังงานแสงที่ปล่อยออกไปจาก MFOE1100 ได้เท่ากับ 1.56 mW (1.93 dBm)



รูปที่ 7.7 วงจรภาคส่งแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

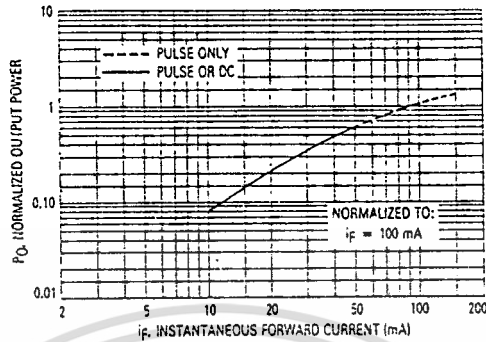


Figure 1. Normalized Output Power versus Forward Current

รูปที่ 7.8 ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานแสงกับกระแสไบอัส

7.1.4 ภาครับแสง (OPTICAL RECEIVER)

ภาครับแสงใช้โฟโตไดโอดเป็นตัววัดแสง โดยเลือกใช้เบอร์ MFOD 1100 ของโมโตโรล่า ลักษณะของวงจรเป็นแบบ High Impedance โดยมี R ปรับค่า (R1) เป็นตัวปรับความไวในการรับสัญญาณ และใช้ IC วิตโธแอมป์ เบอร์ MC 1733 เป็นตัวขยายสัญญาณให้แรงขึ้น ซึ่งแรงดันที่ออกจาก MC 1733 นี้ หาได้จาก

$$V_o = I_p R_L A$$

เมื่อ I_p คือกระแสอินพุตเนื่องจากผลของแสงตกกระทบบนตัวโฟโตไดโอด ซึ่งหาได้จาก

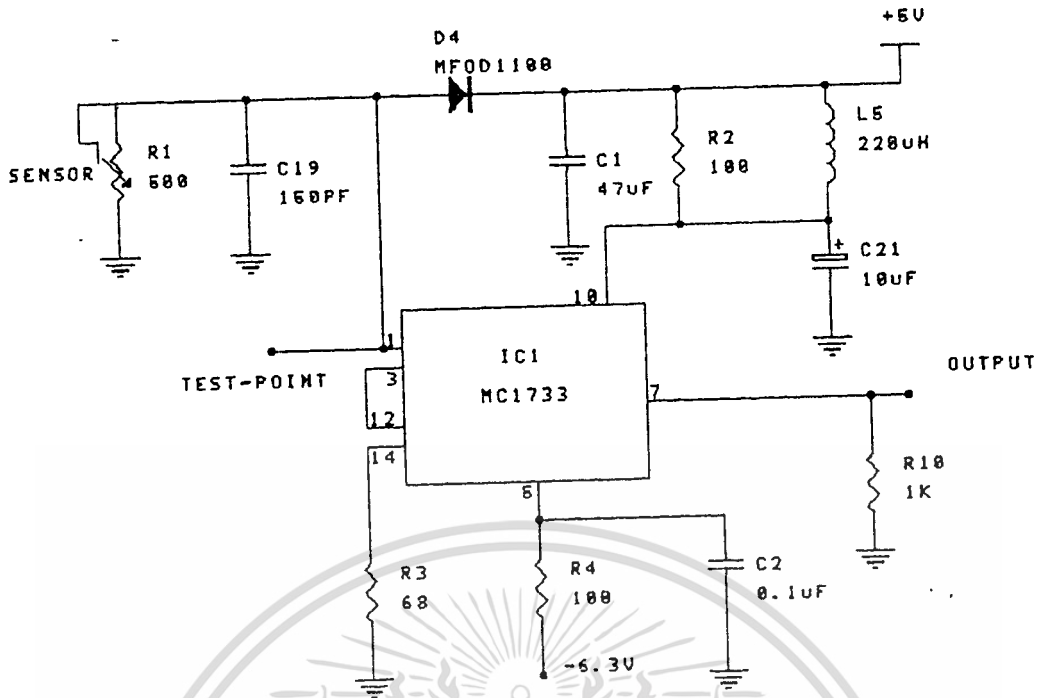
$$I_p = \text{Responsivity} * P_{in}$$

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

P_{in} คือพลังงานแสงหรือขนาดของความเข้มแสงที่ตกกระทบบนโฟโตไดโอด ส่วน R_L จะเป็น R ปรับค่า (R1) ที่ต่ออยู่ในวงจรมีดังรูปที่ 7.9 และ A

เป็นเกนการขยายของวงจร

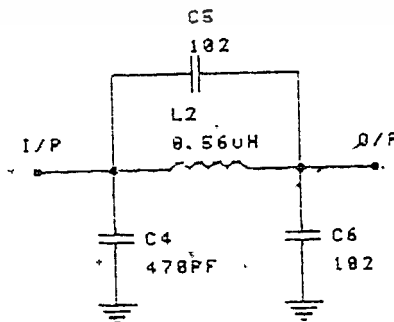
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.9 วงจรภาครับแสง

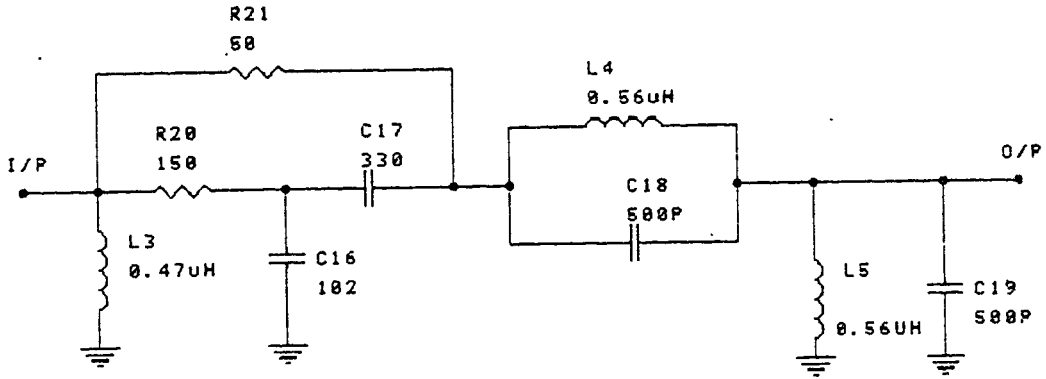
7.1.5 ภาค FDM ดีมัลติเพล็กซ์เซอร์

ในภาคนี้ใช้วงจร LPF และ BPF เป็นตัวแยกสัญญาณภาพและซัพแคเรียร์ของเสียงออกจากกัน ซึ่ง LPF จะกรองเอาเฉพาะสัญญาณภาพออกมาโดยผ่านความถี่ตั้งแต่ 0 ถึง 5 MHz ซึ่งลักษณะการต่อเป็นแบบ m-derived π filter มีความถี่คutoff ประมาณ 5 MHz ส่วน BPF จะกรองเอาซัพแคเรียร์ของเสียงออกมา โดยผ่านความถี่ในช่วง 5 ถึง 8 MHz



รูปที่ 7.10 วงจร LPF

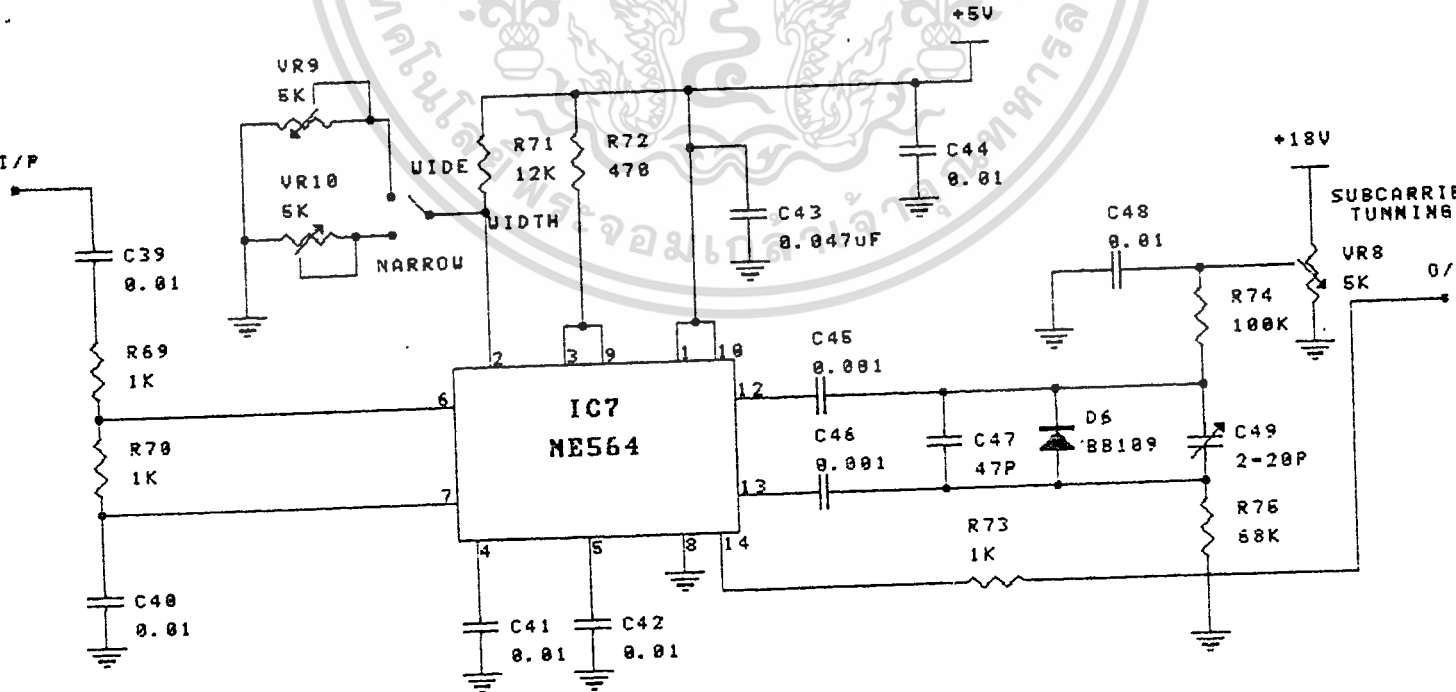
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.11 วงจร BPF

7.1.6 ภาค FM ดิมอดดูเลเตอร์

ในภาคนี้ใช้การมอดดูเลตแบบเฟสล็อกคูป โดยใช้ IC เบอร์ NE 564 การกำเนิดความถี่ของ VCO เพื่อนำไปคูณกับซิปแคเรียร์ของเสียงที่รับเข้ามา จะขึ้นอยู่กับค่า C_o ที่ต่ออยู่ระหว่างขา 12 และ 13 ของ IC จากวงจรที่ใช้ยังมี การสร้าง VCO ย่อยขึ้นมาโดยใช้วารีแคปโดโอดต่อขนานกับ C_o และป้อนแรงดันให้ ซึ่งจะช่วยให้สามารถปรับความถี่ VCO ได้ละเอียดขึ้น สำหรับค่า C_o ที่ใช้นี้เหมือนกับภาค FM มอดดูเลเตอร์ทางด้านส่ง คือใช้ C 47 pF ต่อขนานกับ C ปรับค่าได้ 0 ถึง 20 pF



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 7.12 วงจรภาค FM ดิมอดดูเลเตอร์ ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.2 ผลการทดลอง

การทดลองการมัลติเพล็กซ์สัญญาณภาพและเสียงแบบ FDM นี้ ทางด้านส่งจะใช้สัญญาณภาพและเสียงจากเครื่องเล่นวีดีโอมาใช้ทดสอบ และผลการทดสอบจะใช้เครื่องรับโทรทัศน์เป็นตัวแสดงผลของภาพ และเสียงที่คีมอคคูเลทกลับมาจะใช้ออสซิลโลสโคปแสดงรูปคลื่นของสัญญาณ

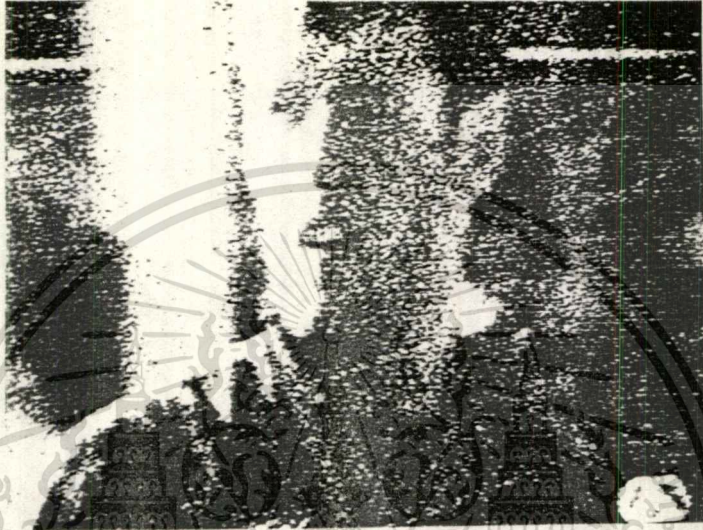
สำหรับส่วนของชุดรับและส่งแสงที่นำมาใช้นั้น จะใช้ชุดเดียวกับที่ใช้ในการทดลองมัลติเพล็กซ์แบบ TDM ซึ่งจะใช้กับเส้นใยแสงแบบ GI ที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง CORE เท่ากับ 50 ไมครอนเมตร

7.2.1 ชั้นแรกจะคัดวงจรส่วนของเสียงออกไปทั้งหมด และทำการส่งเฉพาะสัญญาณภาพ โดยจะใช้สัญญาณภาพจากเครื่องเล่นวีดีโอมาใช้ทดสอบ และแสดงผลที่เครื่องรับโทรทัศน์ ซึ่งได้ภาพออกมามีดังรูปที่ 7.13

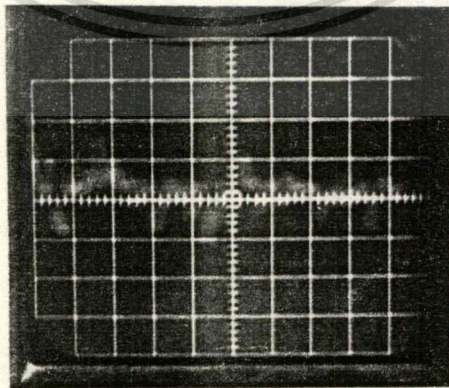


เอกสารนี้เป็นรูปที่ 7.13 ได้ภาพจากจอเครื่องรับโทรทัศน์นั้นเมื่อคัดส่วนของเสียงออกไป การค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

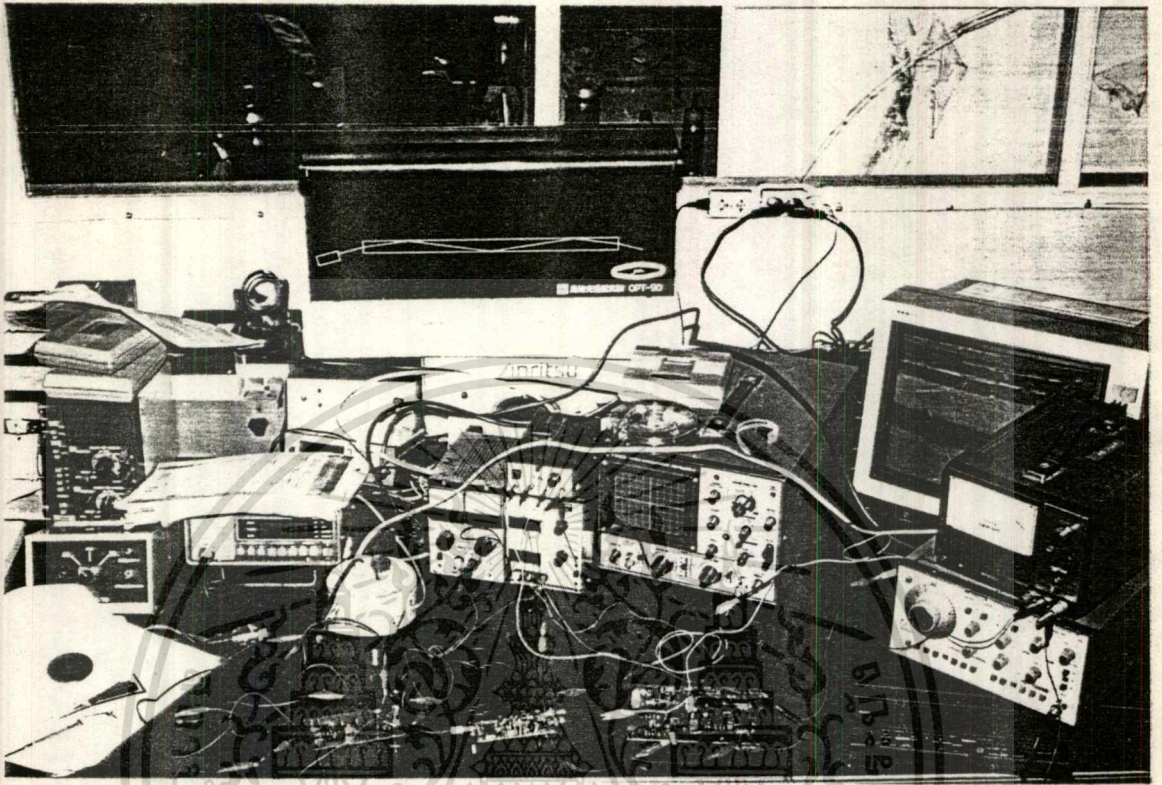
7.2.2 ขั้นตอนการทดลองต่อไปเป็นการส่งสัญญาณภาพและเสียงไปพร้อมกัน โดยเทคนิคการมัลติเพล็กซ์แบบ FDM ซึ่งจะใช้สัญญาณภาพและเสียงจากจูนเนอร์ของเครื่องเล่นวีซีโอมาทดสอบ



รูปที่ 7.14 แสดงภาพเมื่อทำการมัลติเพล็กซ์ไปด้วยกันกับเสียง



เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ ๗ สำหรับแสดงรูปแบบคลื่นของสัญญาณเสียงที่มอดูเลตที่กลับมามีขบวนการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.15 แสดงชุดกรับส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นนำแสงขณะทำการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.3 สรุปผลการทดลอง

ก่อนที่จะทำการส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านนั้น ได้ทำการวัดพลังงานของแสงที่ถูกคับบลิ้งเข้ามาในเส้นใยแสง เพื่อการสูญเสียเนื่องจากการคับบลิ้งแสงจาก LED เข้าไปในเส้นใยแสง ตรวจจับเส้นใยแสงแบบ GI ขนาดของ CORE 50 ไมครเมตร เป็นสายทดสอบ และใช้ OPTICAL POWER METER เป็นตัววัดพลังงานแสงออกมา ซึ่งวัดได้ -34 dBm นับว่าต่ำมาก ซึ่งการสูญเสียที่เกิดขึ้นนี้ส่วนใหญ่เกิดมาจากคอนเนคเตอร์ที่นำมาใช้กับ LED ซึ่งได้คิดแปลงมา

จึงได้วิเคราะห์หาค่าว่าแสงสูญเสียไปในส่วนคอนเนคเตอร์นี้เท่าไร จากข้อมูลของ LED เบอร์ MFOE1100 พลังงานแสงที่ปล่อยออกมาเมื่อกระแสไบอัส 50 mA มีค่าเท่ากับ 1.56 mW และการนำ LED ตัวนี้ไปใช้กับเส้นใยแสงที่มี CORE ขนาด 50 ไมครเมตร ประสิทธิภาพการคับบลิ้งแสงจะมีค่า 0.7 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นพลังงานแสงที่ถูกคับบลิ้งเข้าไปในเส้นใยแสงจะมีค่าเท่ากับ

$$10 \log(1.56 * .007) = -19.62 \text{ dBm}$$

ซึ่งก็จะเกิดการสูญเสียที่เกิดจากตัวคอนเนคเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$-34 \text{ dBm} - (-19.62 \text{ dBm}) = -14.38 \text{ dBm}$$

ซึ่งการสูญเสียส่วนนี้เป็นปัญหาของโครงงานที่หาอยู่ที่จะหาวิธีการส่งสัญญาณแสงไปได้ไม่ไกล ดังนั้นเพื่อที่จะทำการทดลองในส่วนของมัลติเพล็กซ์นั้น จึงได้ใช้สายเส้นใยแสงยาว 2 เมตรในการทดลอง

การทดลองการมัลติเพล็กซ์สัญญาณภาพและเสียง ในขั้นแรก ได้ทดลองส่งเฉพาะสัญญาณภาพอย่างเดียว ตรวจจับในส่วนของเสียงออกไปก่อน ซึ่งทางด้านรับสามารถรับสัญญาณภาพได้

เมื่อทดลองส่งทั้งสัญญาณภาพและเสียงไปพร้อมกัน สัญญาณภาพที่ได้นั้นจะถูกรบกวนจากซบแคเรียร์ของเสียง ซึ่งเป็นการเกิดครอสทอร์คระหว่างกัน เนื่องจากความถี่ซบแคเรียร์ของเสียงที่เข้าอยู่ใกล้กับภาพ ดังนั้นเมื่อซบแคเรียร์ของเสียงมีการเบี่ยงเบนตามการกระเพื่อมของสัญญาณเสียง มันก็จะเข้ามารบกวนภาพ

สำหรับสัญญาณเสียง ด้านรับสามารถก็มอดคูล์สัญญาณกลับมาได้ แต่สัญญาณมีการผิดเพี้ยนขึ้น ทำให้เสียงที่รับฟังไม่ชัดเจน ซึ่งน่าจะเกิดจาก อินเตอร์มอดคูล์เลชัน เนื่องจากสัญญาณภาพก่อนทำการมัลติเพล็กซ์นั้น มีขนาดสูงกว่าซบแคเรียร์ของเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เขียนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ดังนั้น โครงงานนี้จะต้องมีการปรับปรุงอีกในหลายส่วน ในเรื่องของ /
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคับปลิ่งระหว่าง LED กับเส้นใยแสง และการมัลติเพล็กซ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Harold B. Killen "Fiber Optic Communication" : Printice-Hall, 1991
- [2] Morris Tischler "Optoelectronics:Fiber Optics and Lasers A Text-Lab Manual" : McGraw-Hill, 1992
- [3] อภินันท์ มัชฌานนท์ "การสื่อสารเส้นใยแสง" กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2534
- [4] ถวิล กิ่งทอง "ทฤษฎีและระบบการสื่อสาร" กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2535
- [5] ปราโมทย์ วาดเขียน และ วิวัฒน์ กิรานนท์ "พื้นฐานการสื่อสารข้อมูล" กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2536

กิตติกรรมประกาศ

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ และ คุณแม่ ที่ให้โอกาสและออกทุนส่ง เรียนจนสำเร็จ

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ อภินันท์ มัญยานนท์ ที่ประสิทธิ์ประสาทวิชาการศึกษา สื่อนสารเส้นใยแสงให้ ตลอดจนให้ความช่วยเหลือทางค้ำอุปถัมภ์และห้องทดลองในการทำโครงงานนี้จนสำเร็จ

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ให้

ขอขอบคุณ เพื่อนๆ ที่คอยให้ข่าวสารและให้กำลังใจจนสำเร็จการศึกษา

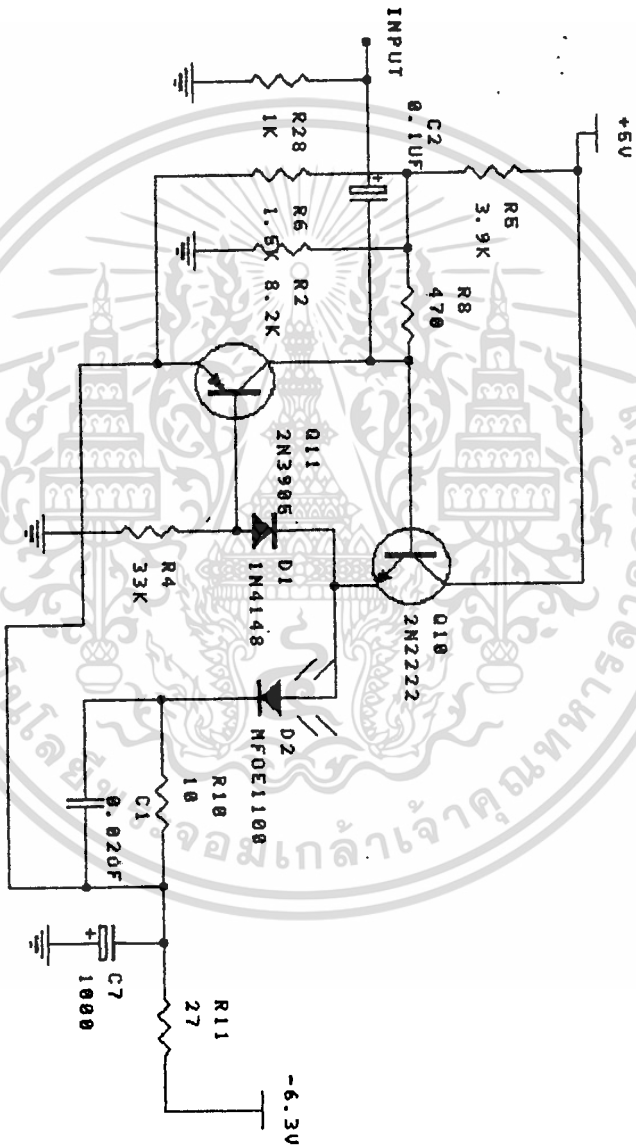
วิชิต วานิชนันกุล
ศุภชัย พุคษาภรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

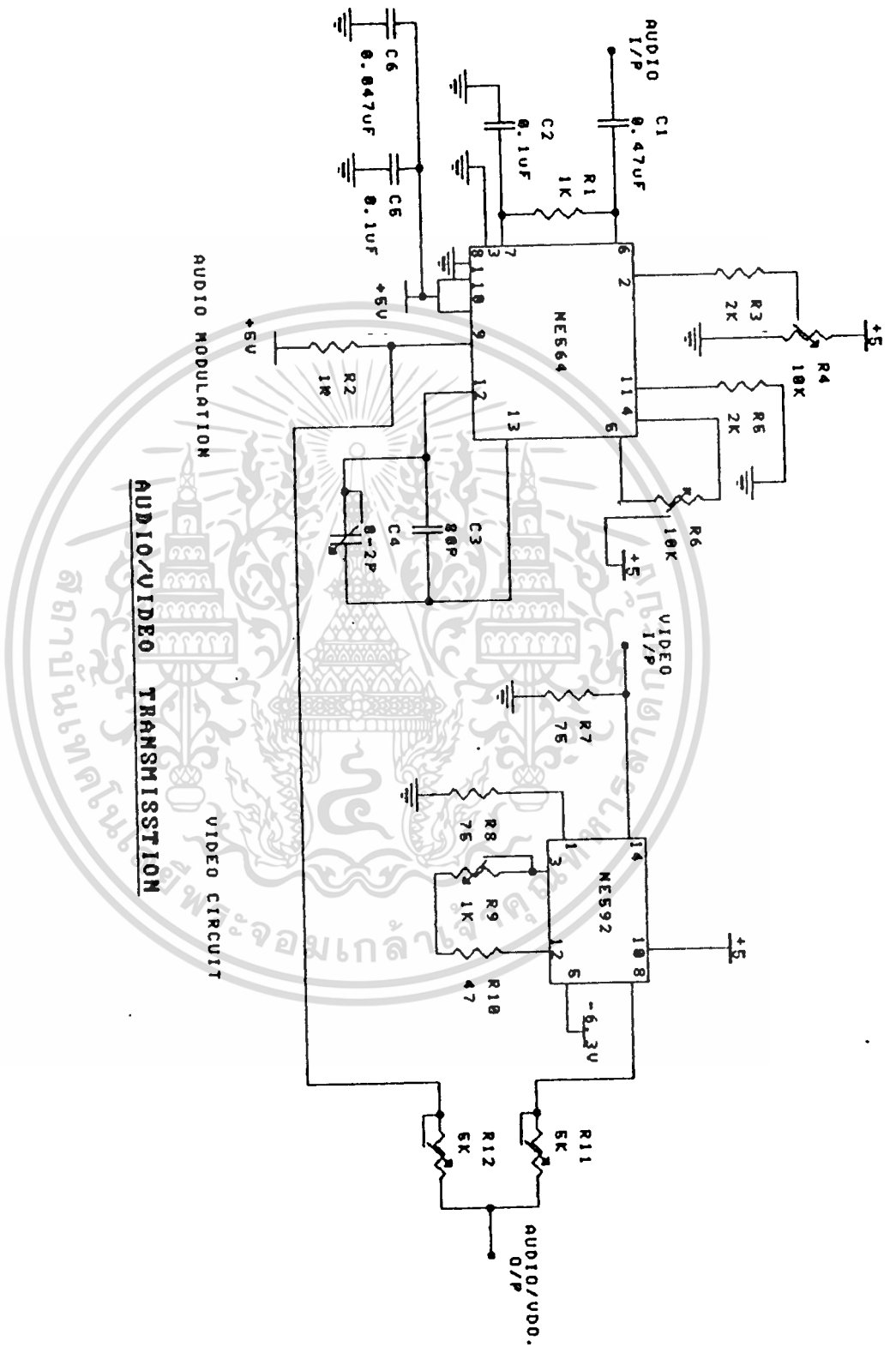


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRANSMITTER OPTICAL FIBER

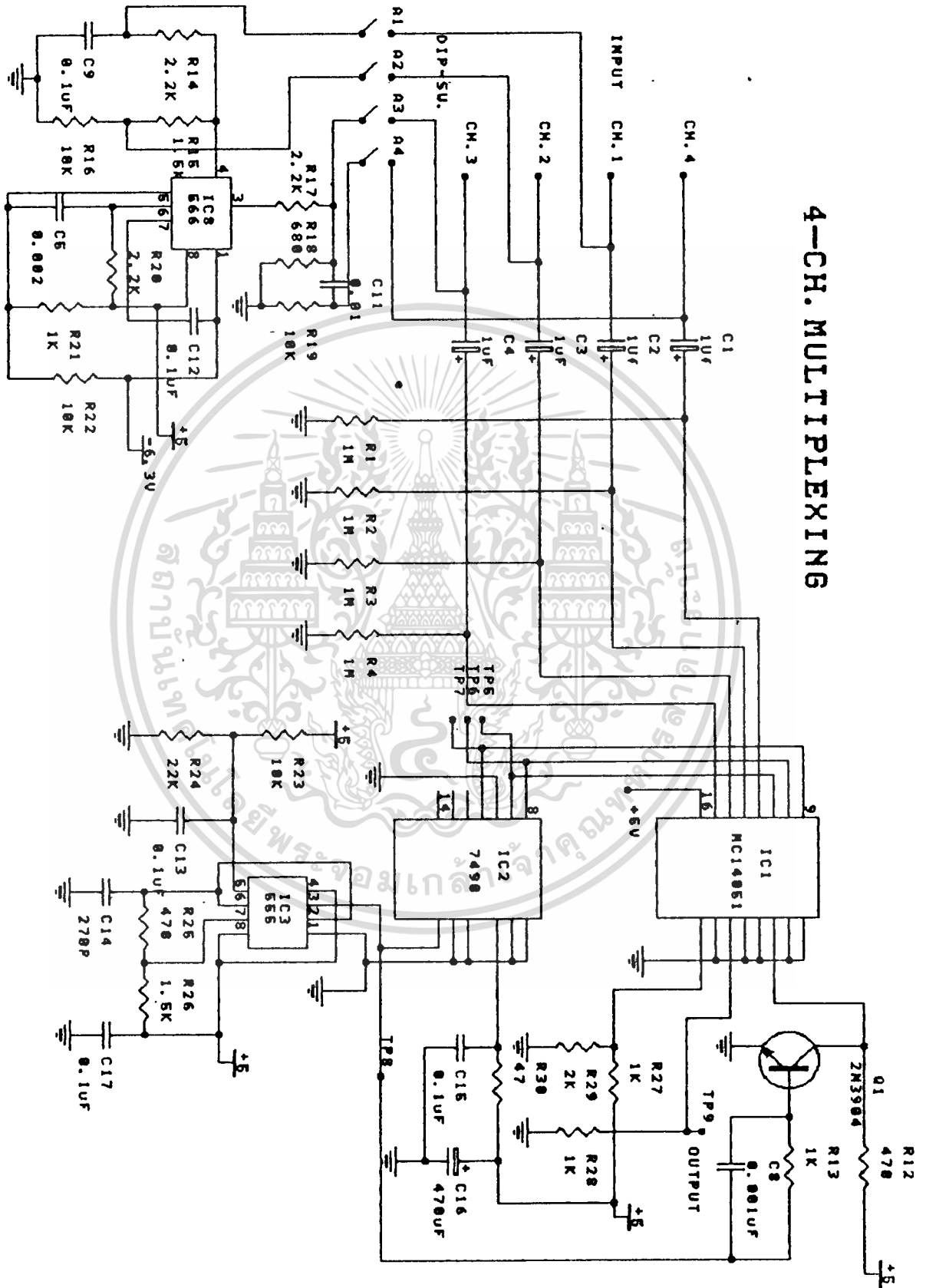


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

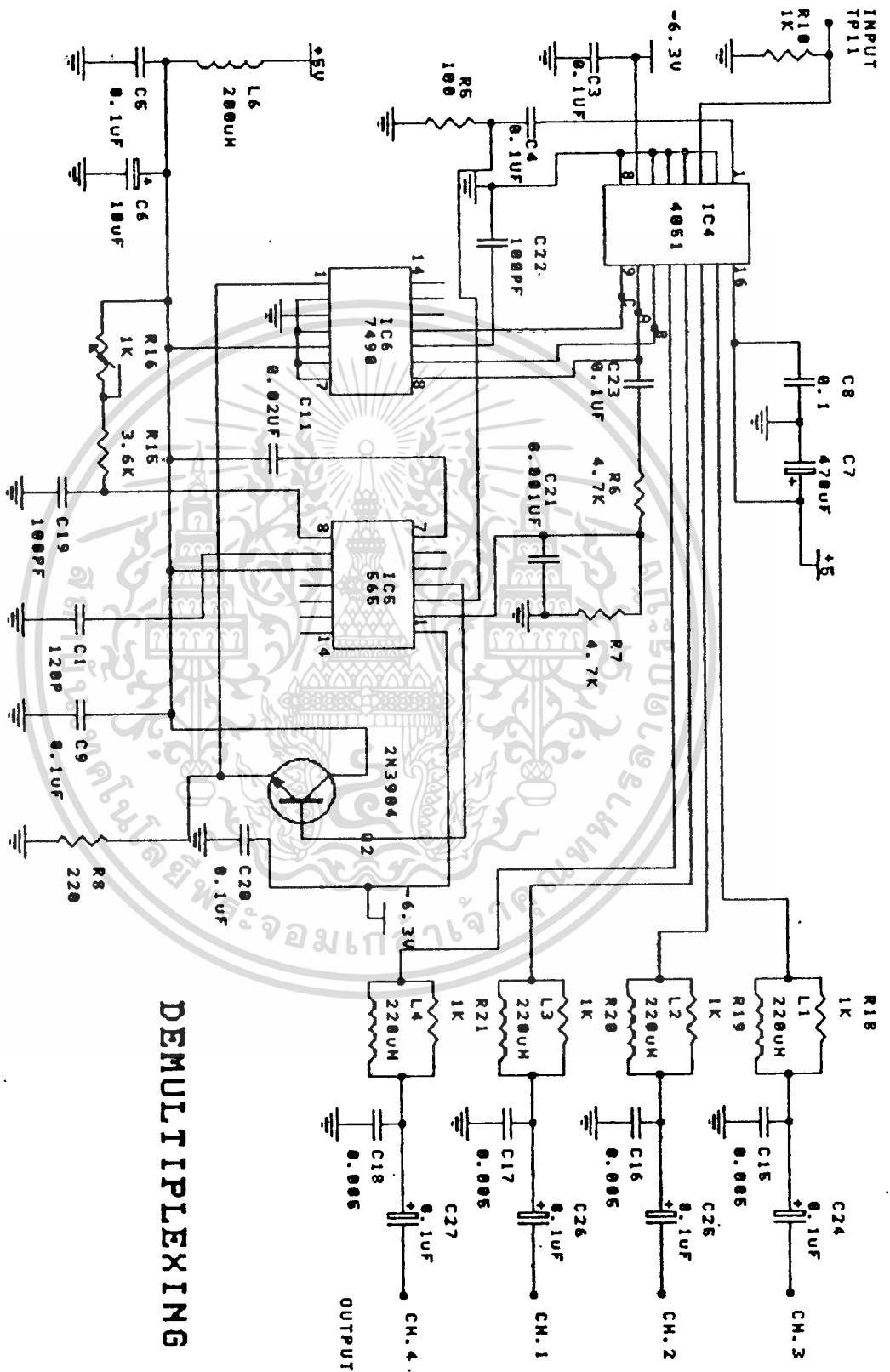


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4-CH. MULTIPLEXING

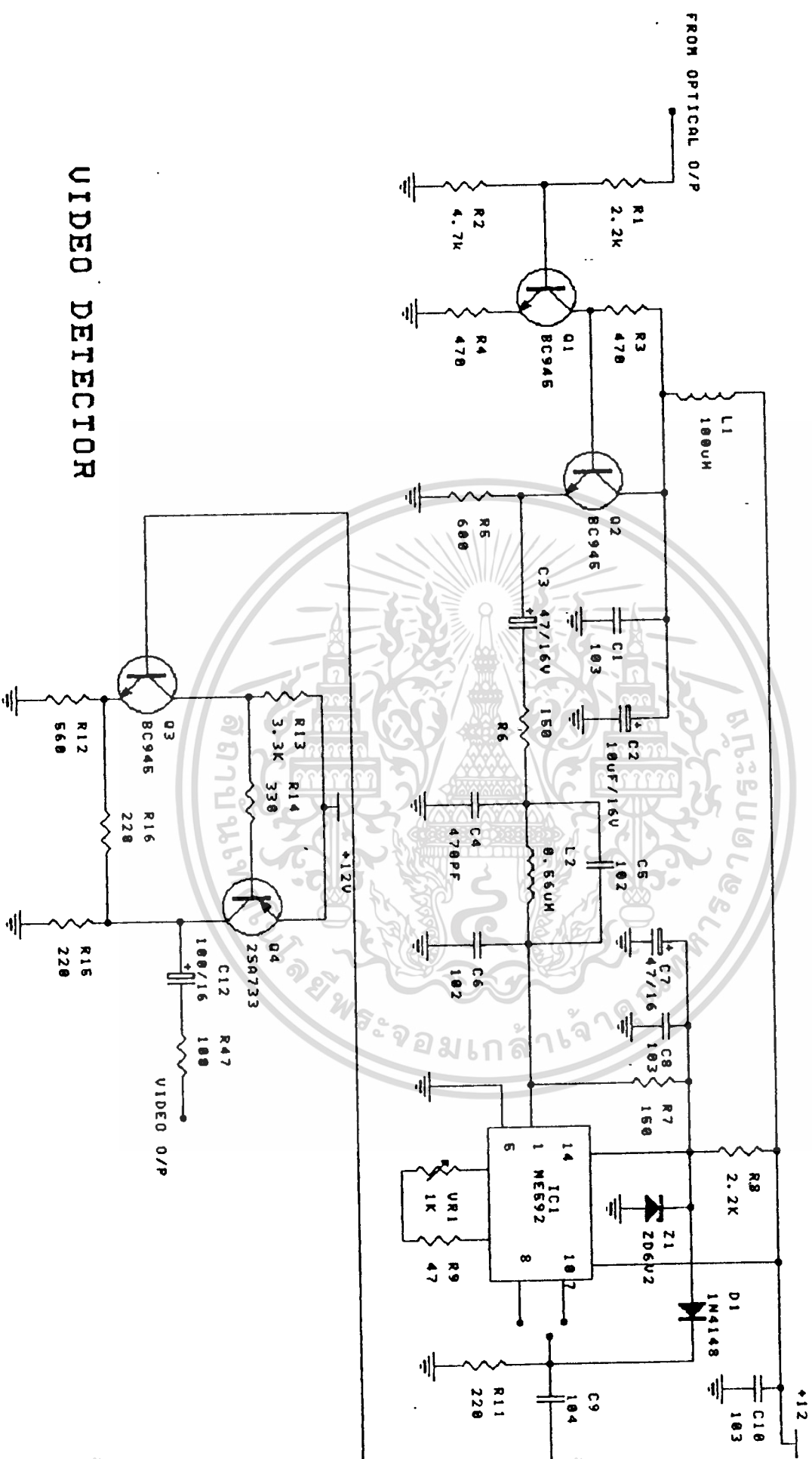


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

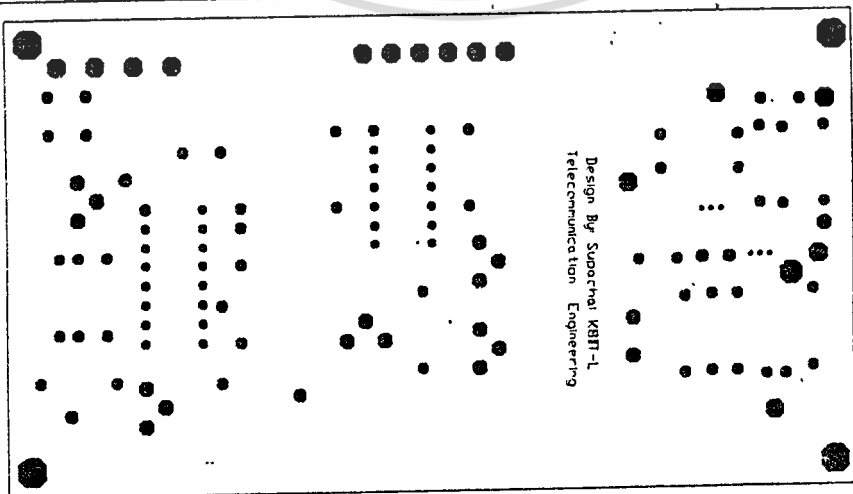
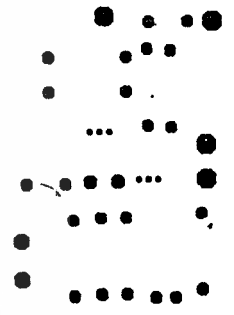
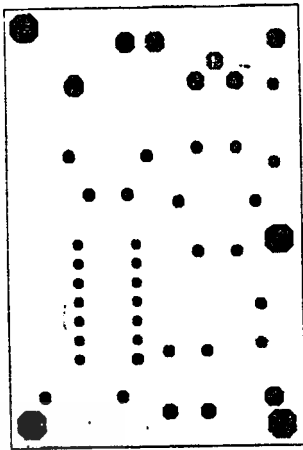
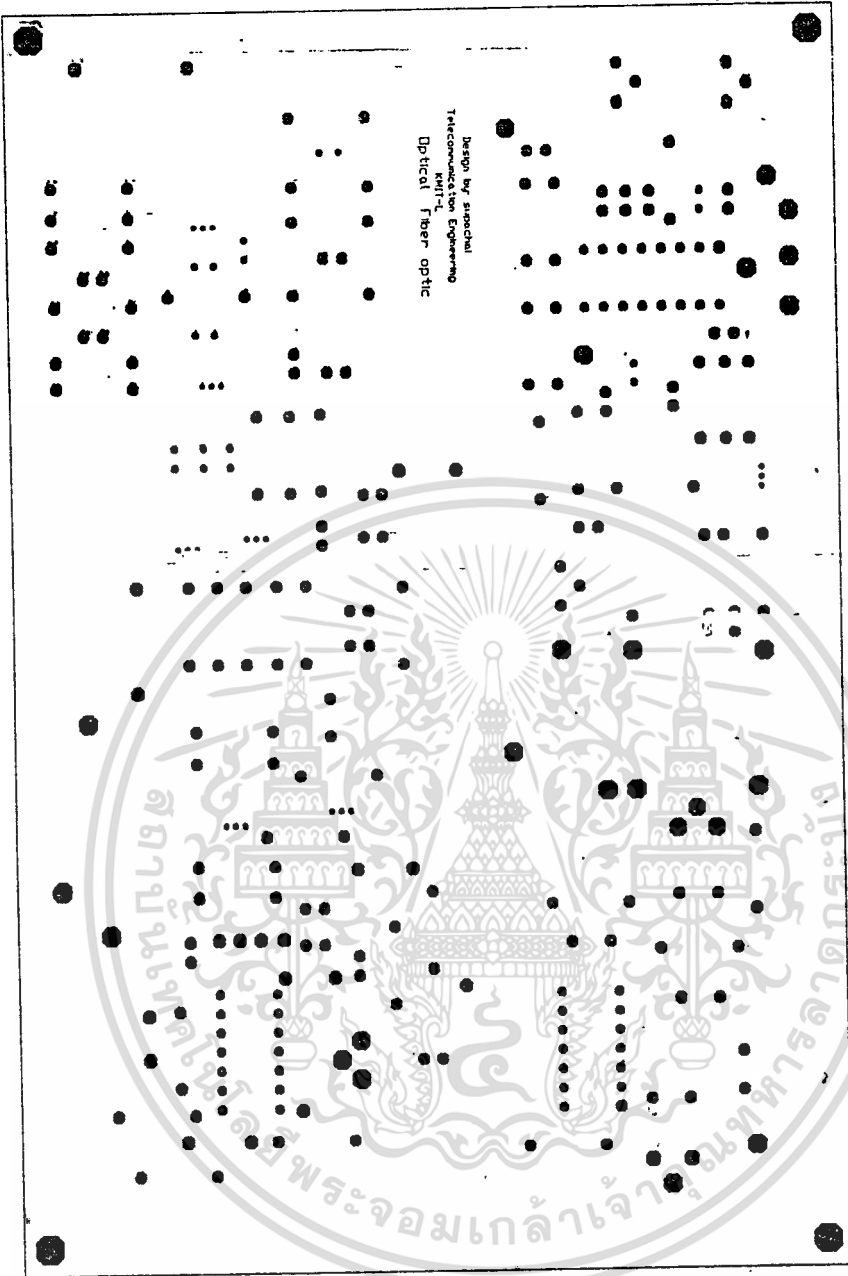


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

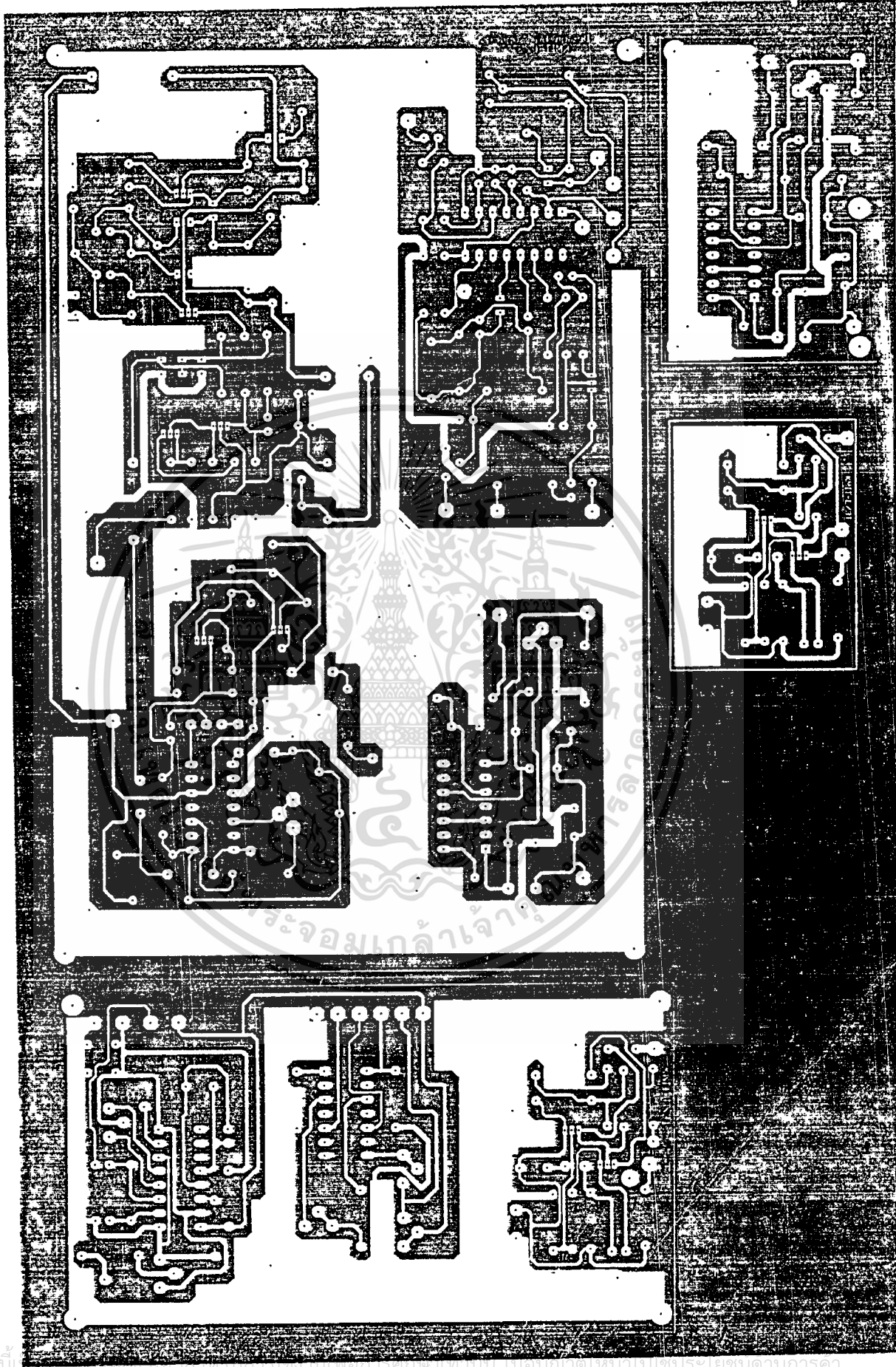
VIDEO DETECTOR



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การดำเนินงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

Fiber Optics — High Performance Family
Photo Detector
Diode Output

The MFOD1100 is designed for infrared radiation detection in high frequency Fiber Optics Systems. It is packaged in Motorola's hermetic TO-206AC (TO-52) case, and it fits directly into standard fiber optics connectors. The metal connectors provide excellent RFI immunity.

Features:

- Fast Response — 1 ns Max @ 5 Volts
- Analog Bandwidth (—3 dB) Greater Than 250 MHz
- Performance Matched to Motorola Fiber Optics Emitters
- TO-206AC (TO-52) Package — Small, Rugged, and Hermetic
- Compatible with AMP #228756-1, Amphenol #905-138-5001 and Radiall #F086600380 Receptacles Using Motorola Plastic Alignment Bushing MFOA06 (Included)

Applications:

- Medical Electronics
- Security Systems
- CATV
- Computer and Peripheral Equipment
- Industrial Controls
- M6800 Microprocessor Systems
- Video Systems
- Communication Systems

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

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	V_R	50	Volts
Total Device Dissipation (at $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C)	P_D	50 0.5	mW mW/°C
Operating Temperature Range	T_A	-55 to -125	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to -150	°C

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

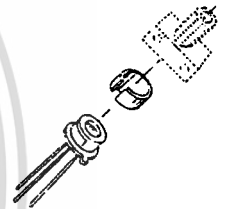
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Dark Current ($V_R = 5\text{ V}$, $R_L = 1\text{ M}\Omega$, $H = 0$, Figure 2)	I_D	—	—	1	nA
Reverse Breakdown Voltage ($I_R = 10\ \mu\text{A}$)	$V_{(BR)R}$	50	—	—	Volts
Forward Voltage ($I_F = 50\text{ mA}$)	V_F	—	2	2.5	Volts
Total Capacitance ($V_R = 5\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$)	C_T	—	—	2.5	pF
Noise Equivalent Power	NEP	—	50	—	(W/√Hz)

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Responsivity (at 850 nm ($V_R = 5\text{ V}$, $P = 10\ \mu\text{W}$, Figure 3, 5)	R	0.3	0.35	—	$\mu\text{A}/\mu\text{W}$
Response Time (at 850 nm ($V_R = 20\text{ V}$)	t_r, t_f	—	1.2	3	ns
Effective Input Port Diameter (Figure 4)	—	—	300 3.012	—	Microns Inches
10 dB (30%) Numerical Aperture of Input Port (Figure 4)	NA	—	3.4	—	—

MFOD1100

HERMETIC FAMILY
FIBER OPTICS
PHOTO DETECTOR
DIODE OUTPUT



CASE 210A-01
METAL
STYLE 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MFOD1100

TYPICAL CHARACTERISTICS

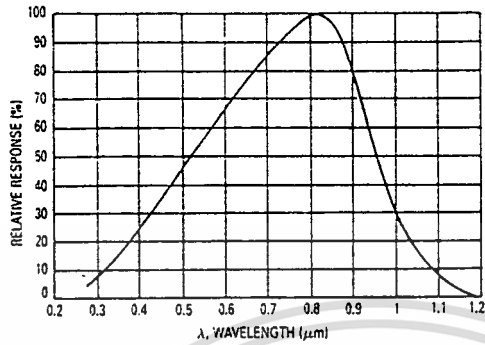


Figure 1. Relative Spectral Response

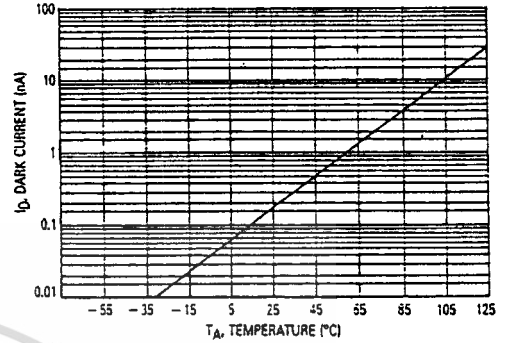


Figure 2. Dark Current versus Temperature

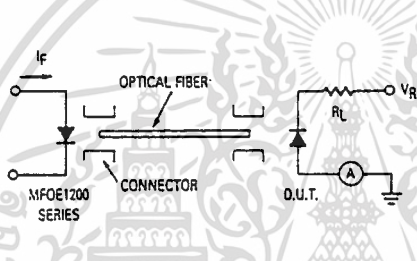


Figure 3. Responsivity Test Configuration

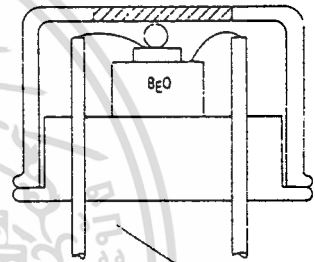


Figure 4. Package Cross-Section

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

Fiber Optics — High Performance Family
Infrared LED (850 nm)

MFOE1100
MFOE1101
MFOE1102

The MFOE1100, MFOE1101 and MFOE1102 are designed for fiber optics applications requiring high-power and medium response time.

Features:

- Response — Digital Data to 30 Mbaud (NRZ) Guaranteed
- High Launch Power
- Hermetic Package
- Internal Lensing Enhances Coupling Efficiency
- Complements All Motorola Fiber Optics Detectors
- Compatible with AMP #228756-1, Amphenol #905-138-5001 and Deutsch 3146-04 Receptacles Using Motorola Alignment Bushing MFOA06 (Included)

Applications:

- Medical Electronics
- Security Systems
- CATV
- Computer and Peripheral Equipment
- Industrial Controls
- M6800 Microprocessor Systems
- Video Systems
- Communication Systems

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Current	I_R	1	mA
Forward Current — Continuous	I_F	100	mA
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	PD	250 2.27	mW mW/°C
Operating Temperature Range	T_A	-55 to +125	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	θ_{JA}	440 225*	°C/W

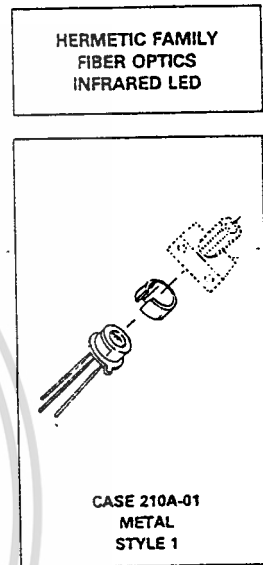
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Breakdown Voltage ($I_R = 100 \mu\text{A}$)	$V_{(BR)R}$	2	8	—	Volts
Forward Voltage ($I_F = 100 \text{ mA}$)	V_F	1.8	2	2.2	Volts
Total Capacitance ($V_R = 0 \text{ V}$, $f = 1 \text{ MHz}$)	C_T	—	70	—	pF
Electrical Bandwidth, Figure 6 ($I_F = 80 \text{ mAdc}$, measured 1 MHz to 30 MHz)	BWE	15	20	—	MHz

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Total Power Output ($I_F = 100 \text{ mA}$, $\lambda = 850 \text{ nm}$)	P_O	—	2.6 4 5	—	mW
Power Launched, Figure 7 ($I_F = 100 \text{ mA}$)	P_L	60 (-12.2) 120 (-9.2) 180 (-7.5)	—	— 3.0 (-6.2) 3.50 (-4.5)	$\mu\text{W}(\text{dBm})$
Numerical Aperture of Outout Port (at -10 dB), Figure 3 (250 μm [10 mil] diameter spot)	NA	—	0.30	—	—
Wavelength of Peak Emission @ 100 mAdc	λ	—	850	—	nm
Spectral Line Half Width	—	—	50	—	nm
Optical Rise and Fall Times, Figure 11 ($I_F = 100 \text{ mAdc}$)	t_r	—	15	—	ns
	t_f	—	16	—	ns

*Installed in compatible metal connector housing with Motorola alignment bushing.



MFOE1100, MFOE1101, MFOE1102

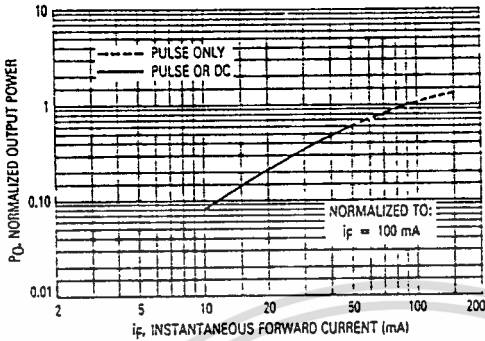


Figure 1. Normalized Output Power versus Forward Current

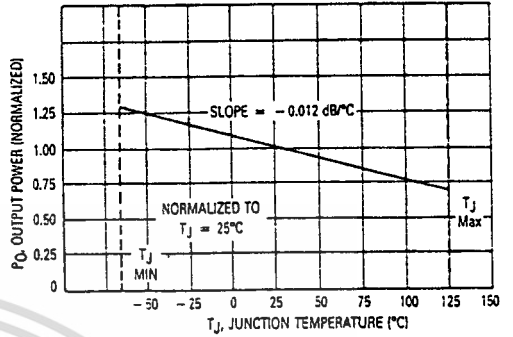


Figure 2. Power Output versus Junction Temperature

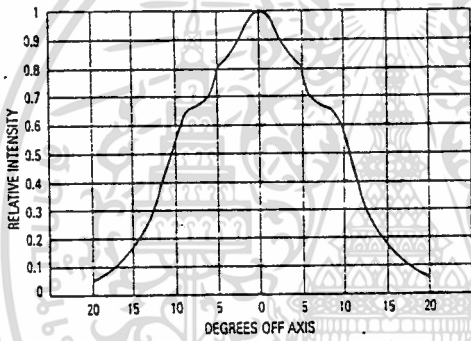


Figure 3. Radial Intensity Distribution

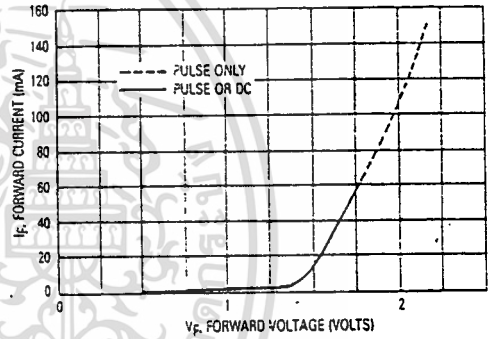


Figure 4. Forward Current versus Forward Voltage

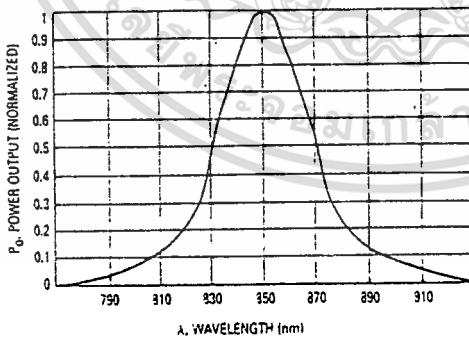


Figure 5. Spectral Output versus Wavelength

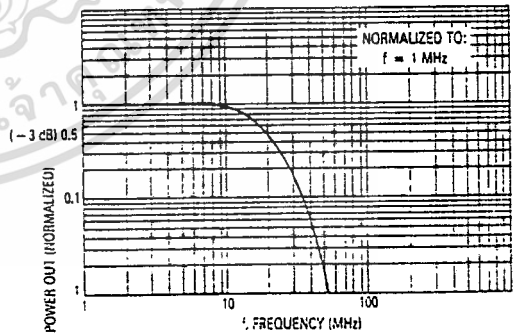


Figure 6. Normalized Output Power versus Frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MFOE1100, MFOE1101, MFOE1102

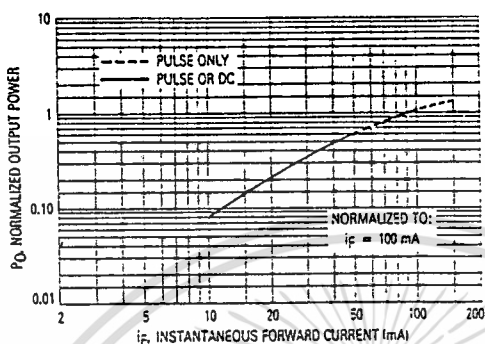


Figure 1. Normalized Output Power versus Forward Current

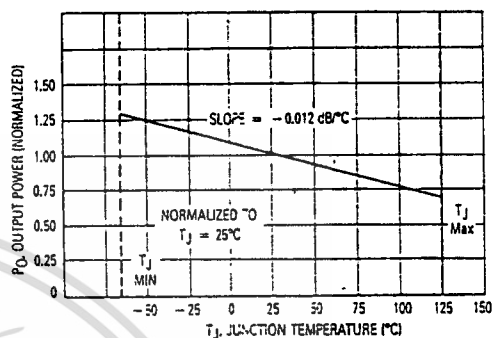


Figure 2. Power Output versus Junction Temperature

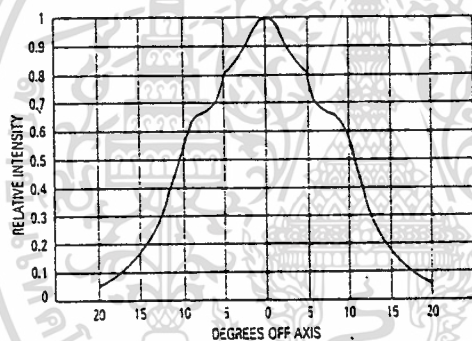


Figure 3. Radial Intensity Distribution

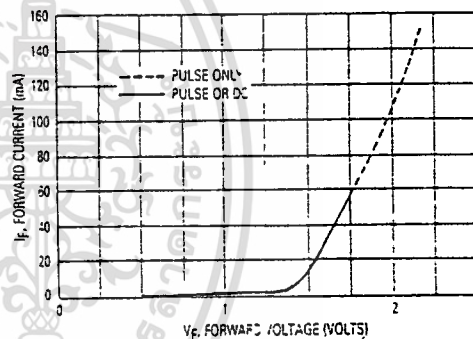


Figure 4. Forward Current versus Forward Voltage

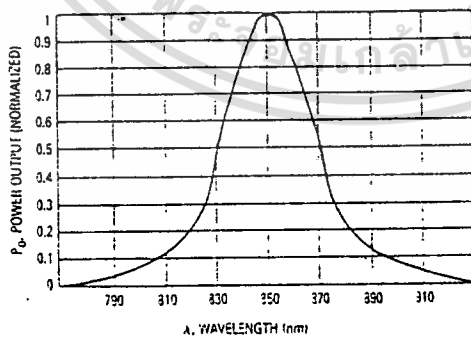


Figure 5. Spectral Output versus Wavelength

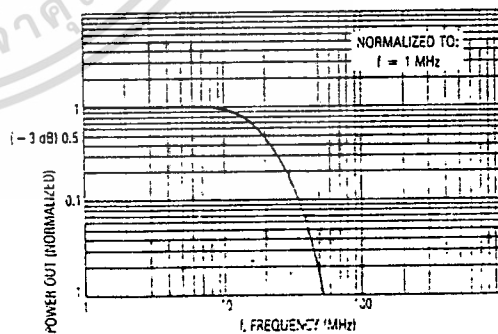


Figure 6. Normalized Output Power versus Frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MFOE1100, MFOE1101, MFOE1102

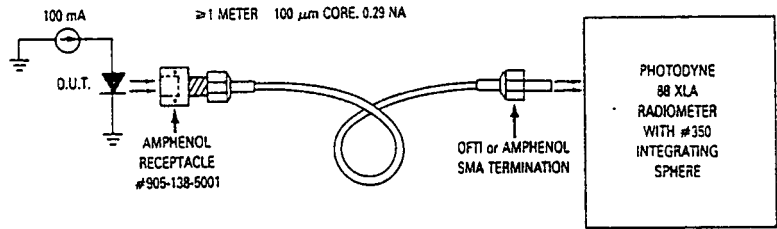


Figure 7. Launched Power Test Set

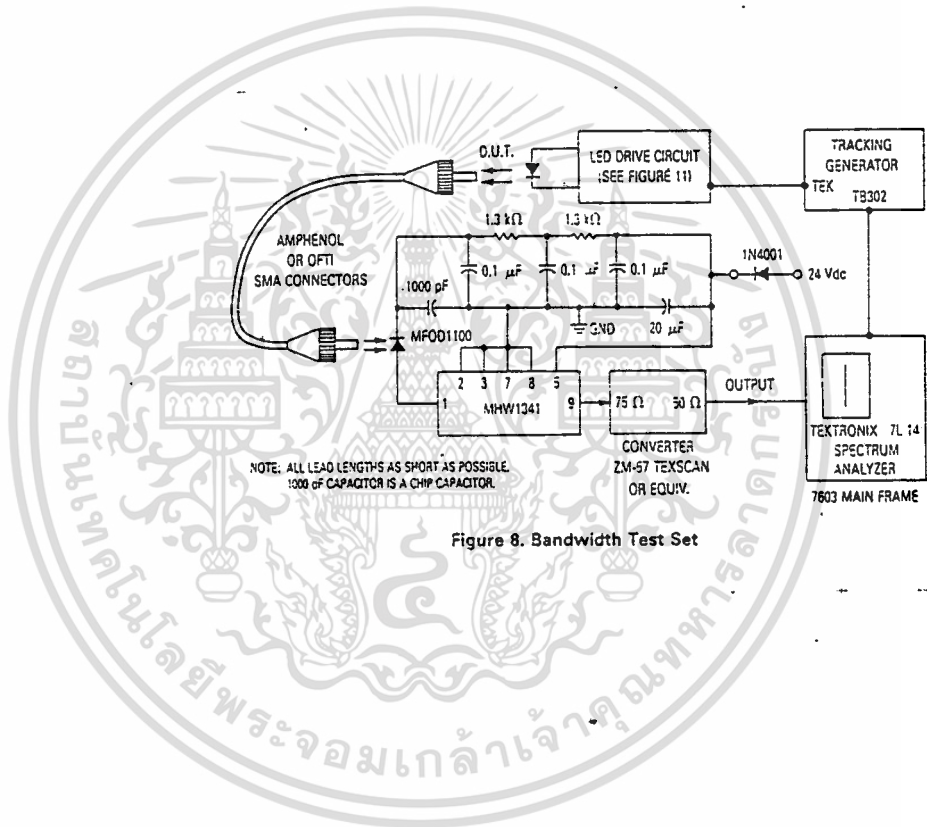


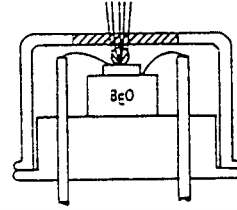
Figure 8. Bandwidth Test Set

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MFOE1100, MFOE1101, MFOE1102

AVERAGE COUPLING EFFICIENCY		
Fiber Core Diameter (μm)	Numerical Aperture	Coupling Efficiency (%)
200	0.4	28
100	0.29	4.5
85	0.26	2.6
62.5	0.28	1.6
50	0.2	0.7

Figure 9. Coupling Efficiency



COMPATIBLE WITH AMP #228756-1, AMPHENOL #905-138-5001,
 GEUTSCH 3146-04 AND OFTI # PCR001 RECEPTACLES USING MOTOROLA
 ALIGNMENT BUSHING MFOA06 (INCLUDED)

Figure 10. Package Cross Section

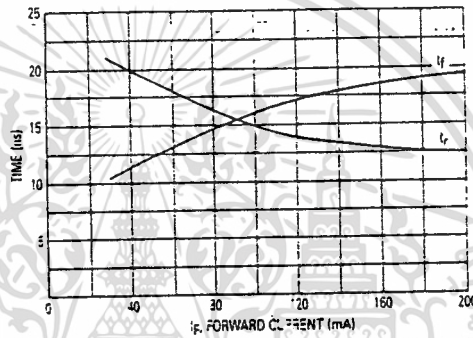


Figure 11. Rise and Fall Time versus Forward Current

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

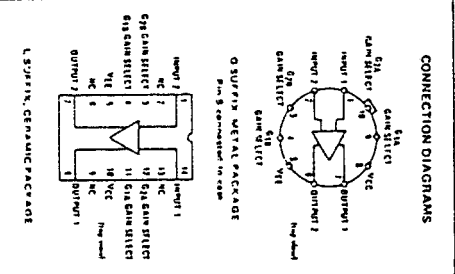


MC1733
MC1733C

DIFFERENTIAL VIDEO WIDEBAND AMPLIFIER SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT



CONNECTION DIAGRAMS



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, pin Diodes adjustable from 10 to 400.

- Bandwidth - 120 MHz (typical @ $A_{vd} = 10$)
- Rise Time - 2.5 ns (typical @ $A_{vd} = 10$)
- Propagation Delay Time - 3.8 ns (typical @ $A_{vd} = 10$)

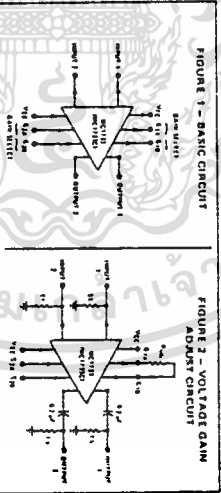


FIGURE 1 - BASIC CIRCUIT

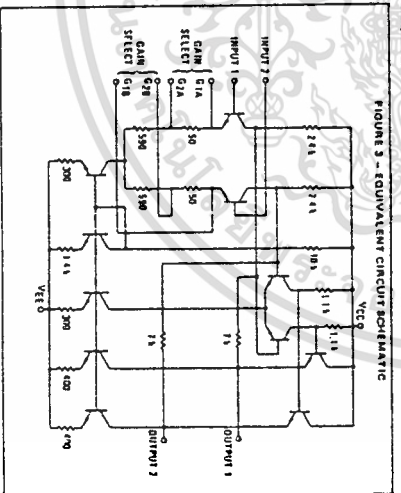


FIGURE 3 - EQUIVALENT CIRCUIT SCHEMATIC

MAXIMUM RATINGS (1) A -25°C unless otherwise noted	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	VCC	18.0	Volt
	VEE	-8.0	Volt
Differential Input Voltage	V _{in}	±3.0	Volt
Common Mode Input Voltage	V _{CM}	±8.0	Volt
Output Current	I _O	10	mA
Internal Power Dissipation (Note 1)	P _D	500	mW
Max. Junction Temperature (Note 2)	T _J	150	°C
Operating Temperature Range	MC1733C	0 to +75	°C
	MC1733	-55 to +125	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

Characteristic	Symbol	MC1733				MC1733C				Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max			
Differential Voltage Gain	A _{vd}	300	400	500	250	400	500		V/V	
Gain 1 (Note 2)		100	100	110	100	100	120			
Gain 2 (Note 2)		10	10	11	8.0	10	12			
Gain 3 (Note 2)		9.0	10	11	8.0	10	12			
Propagation Delay (Note 3)	t _{pd}	120	90	120	120	90	120		ns	
Rise Time (Note 3)	t _r	11.5	10.5	10	10.5	10.5	10		ns	
Common Mode Rejection Ratio (Note 4)	CMRR	60	86	60	60	86	60		dB	
Input Offset Current (Note 2)	I _{os}	20	30	20	20	30	20		nA	
Input Offset Voltage (Note 2)	V _{io}	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0		mV	
Input Bias Current (Note 2)	I _{ib}	15	15	15	15	15	15		nA	
Input Noise Voltage (Note 2)	e _n	17	17	17	17	17	17		μV/√Hz	
Input Voltage Range (Note 2)	V _{in}	±11.0	±11.0	±11.0	±11.0	±11.0	±11.0		V	
Common-Mode Rejection Ratio (Note 4)	CMRR	60	86	60	60	86	60		dB	
Gain 2 (Note 2)		10	10	11	8.0	10	12			
Gain 3 (Note 2)		9.0	10	11	8.0	10	12			
Supply Voltage Regulation (Note 2)	PSRR	50	50	50	50	50	50		dB	
Output Offset Voltage	V _{oo}	0.6	1.5	0.6	0.6	1.5	0.6		mV	
Gain 1 and Gain 3		0.35	1.0	0.35	0.35	1.0	0.35			
Output Common Mode Voltage (Note 2)	V _{CMO}	7.4	7.9	3.4	3.0	2.9	3.4		V	
Output Voltage Swing (Note 2)	V _O	3.0	4.0	3.0	4.0	3.0	4.0		V _{pp}	
Output Slew Current (Note 2)	I _O	7.5	3.6	7.5	3.6	7.5	3.6		mA	
Output Resistance	R _{out}	20	20	20	20	20	20		Ω	
Power Supply Current (Note 2)	I _{DD}	18	24	18	24	18	24		mA	

1. Circuit diagrams utilizing Motorola products are included as a matter of convenience. The manufacturer assumes no responsibility for the use of these products in any other application. The information has been carefully checked and is believed to be accurate. Motorola is not responsible for the use of these products in any other application. The information has been carefully checked and is believed to be accurate.

MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MC14051B
MC14052B
MC14053B

ANALOG MULTIPLEXERS/DEMULTIPLEXERS

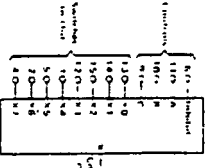
The MC14051B, MC14052B, and MC14053B analog multiplexers are digitally controlled analog switches. The MC14051B strictly implements an SPST electronic switch, the MC14052B a 2PST, and the MC14053B a triple SPDT. All three devices feature low ON resistance and very low OFF leakage current. Control of analog signals up to the complete supply voltage range can be achieved.

- High On/Off Output Voltage Ratio - 65 dB typical
- Drive-in Current - 5.0 nA typical (typical of 5 Vdc)
- Low 1-resistor Wheatstone Bridges - 80 dB typical
- Drive 1-resistor on/off switches
- Drive 2-resistor on/off switches - 18 Vdc
- Terminal Voltage Range - Up to 65 MHz
- Unbuffered Transfer Characteristic - NON - 60 dB for $V_{in} = V_{DD}$ in VEC and 15 Vdc
- Low Noise - 12 nV/√Hz, $f_c = 1$ kHz typical
- Pin for Pin Replacement for CD4051, CD4052, and CD4053

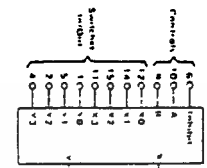
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
IC Supply Voltage	VDDIC	0.5 to +18	Vdc
Input Voltage - All Inputs	V_{in}	-0.5 to VDD + 0.5	Vdc
Output Voltage	V_{out}	0 to VDD	Vdc
Operating Temperature Range	TA	55 to +125	°C
Storage Temperature Range	TC	40 to +185	°C
Lead Temperature (Soldering)	TL	85 to +180	°C

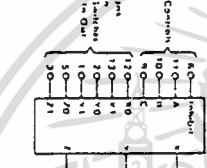
MC14051B
 8 Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer



MC14052B
 Dual 4 Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer



MC14053B
 Triple 2 Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer



CMOS MSI
 LOW POWER COMPLEMENTARY MOST
 ANALOG MULTIPLEXERS/
 DEMULTIPLEXERS



ORDERING INFORMATION



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (VCC = +6.0 Vdc, VEE = -5.0 Vdc, at 1 A - 1 μsec, 10 Temp. unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	Units
Differential Voltage Gain	A_{vd}	200	500	250	400	600	V/V
Gain 1 (IN01-2)		80	80	80	120	120	
Gain 2 (IN02-3)		8.0	8.0	8.0	12	12	
Gain 3 (IN03-4)		8.0	8.0	8.0	12	12	
Input Resistance	R_{in}	8.0					kΩ
Input Offset Current (Gain 3)	I_{IO3}		5.0	5.0	4.0	4.0	nA
Input Bias Current (Gain 3)	I_{IB3}		1.0	1.0	1.0	1.0	nA
Input Voltage Range (Gain 3)	V_{in}		0	5.0			V
Common-Mode Rejection Ratio (Gain 2)	CMRR	50		50			dB
Common-Mode Rejection Ratio (Gain 3)	CMRR	50		50			dB
Signal Voltage Rejection Ratio (Gain 2)	FSRR	50		50			dB
Signal Voltage Rejection Ratio (Gain 3)	FSRR	15 V, ±10.5 V					V
Output Offset Voltage	V_{OO}		1.5	1.5	1.5	1.5	mV
Gain 1 and Gain 2			1.2	1.2			
Gain 3			2.5	2.5			
Output Voltage Swing (Gain 2)	V_{O2}	0	7.5	7.5			Vdc
Output Voltage Swing (Gain 3)	V_{O3}	0	7.7	7.5			Vdc
Output Sink Current (Gain 2)	I_{O2}		7.7	7.5			mA
Output Sink Current (Gain 3)	I_{O3}		7.7	7.5			mA

Notes:
 1. $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ for MC1333C, -55°C for MC1333
 2. $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ for MC1333C, $+125^\circ\text{C}$ for MC1333

NOTES
 Note 1: Drain node package at 85 mW/°C for operation at ambient temperature above 75°C and for temperature drifts up to 100°C (see Figure 4). If operation at high ambient temperature is required (MC1333 is available only by request), thermal maximum junction temperature may be reduced to limit maximum junction temperature up to 150°C. Thermal requirements, junction to case, θ_{JC} , and junction to ambient, θ_{JA} , are given in the following table.
 Note 2: Gain Select pins G1A and G1B connected together.
 Note 3: Gain Select pins G2A and G2B connected together.
 Note 4: All Gain Select pins open.

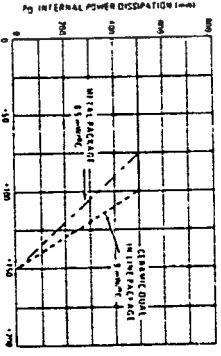


FIGURE 4 - MAXIMUM ALLOWABLE POWER DISSIPATION

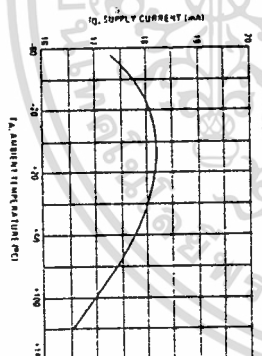


FIGURE 5 - SUPPLY CURRENT vs. TEMPERATURE

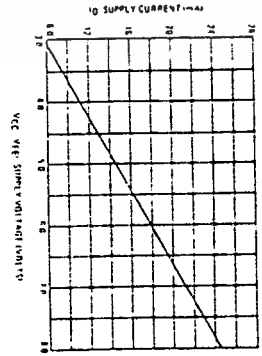


FIGURE 6 - SUPPLY CURRENT vs. SUPPLY VOLTAGE

MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

1 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Parameter	Symbol	Unit	Typ	Min	Max	Test Conditions	Notes
Supply Voltage	V _{DD}	V	5.0	4.5	5.5	V _{DD} = 5.0V, I _{DD} = 100µA	
V _{DD} Min	V _{DD}	V	4.5	4.0	5.0	V _{DD} = 4.5V, I _{DD} = 100µA	
V _{DD} Max	V _{DD}	V	5.5	5.0	6.0	V _{DD} = 5.5V, I _{DD} = 100µA	
Input Voltage	V _I	V	V _{DD}	V _{DD}	V _{DD}	V _I = V _{DD} , I _{DD} = 100µA	
Input Current	I _I	µA	0	-1	1	V _I = V _{DD} , V _{DD} = 5.0V	
Output Voltage	V _O	V	V _{DD}	V _{DD}	V _{DD}	V _O = V _{DD} , I _{DD} = 100µA	
Output Current	I _O	µA	0	-1	1	V _O = V _{DD} , V _{DD} = 5.0V	
Propagation Delay	t _{pd}	ns	10	5	15	V _{DD} = 5.0V, C _L = 10pF	
Setup Time	t _{su}	ns	10	5	15	V _{DD} = 5.0V, C _L = 10pF	
Hold Time	t _h	ns	10	5	15	V _{DD} = 5.0V, C _L = 10pF	
Power Dissipation	P _D	mW	10	5	15	V _{DD} = 5.0V, I _{DD} = 100µA	
Temperature Range	T _{amb}	°C	-40	-55	125		

1. V_{DD} = 5.0V for All Devices. -40°C for CMOS Device.
 2. The parameter is defined as the current entering or leaving the device at the specified pin, with the other pins connected to the appropriate voltage level.
 3. The parameter is defined as the current entering or leaving the device at the specified pin, with the other pins connected to the appropriate voltage level.
 4. The parameter is defined as the current entering or leaving the device at the specified pin, with the other pins connected to the appropriate voltage level.
 5. The parameter is defined as the current entering or leaving the device at the specified pin, with the other pins connected to the appropriate voltage level.
 6. The parameter is defined as the current entering or leaving the device at the specified pin, with the other pins connected to the appropriate voltage level.
 7. The parameter is defined as the current entering or leaving the device at the specified pin, with the other pins connected to the appropriate voltage level.
 8. The parameter is defined as the current entering or leaving the device at the specified pin, with the other pins connected to the appropriate voltage level.
 9. The parameter is defined as the current entering or leaving the device at the specified pin, with the other pins connected to the appropriate voltage level.
 10. The parameter is defined as the current entering or leaving the device at the specified pin, with the other pins connected to the appropriate voltage level.

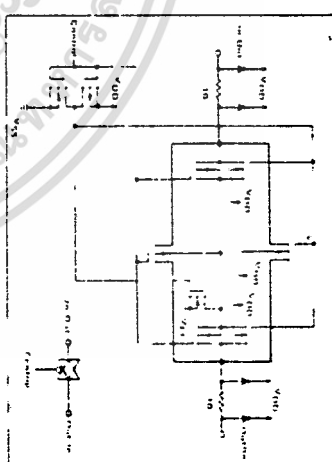


FIGURE 1 - SWITCH CIRCUIT SCHEMATIC

FIGURE 2 - MC14051B FUNCTIONAL DIAGRAM

Control Input	Q _A Function	Q _B Function	Q _C Function
0	0	0	0
1	1	1	1
2	0	1	0
3	1	0	1
4	0	0	1
5	1	1	0
6	0	1	1
7	1	0	0
8	0	0	0
9	1	1	1
10	0	1	0
11	1	0	1
12	0	0	1
13	1	1	0
14	0	1	1
15	1	0	0
16	0	0	0
17	1	1	1
18	0	1	0
19	1	0	1
20	0	0	1
21	1	1	0
22	0	1	1
23	1	0	0
24	0	0	0
25	1	1	1
26	0	1	0
27	1	0	1
28	0	0	1
29	1	1	0
30	0	1	1
31	1	0	0

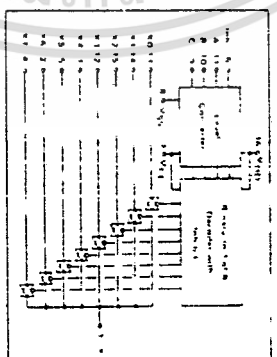


FIGURE 2 - MC14051B FUNCTIONAL DIAGRAM

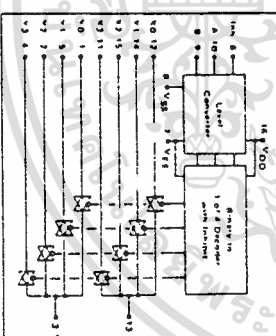


FIGURE 3 - MC14051B FUNCTIONAL DIAGRAM

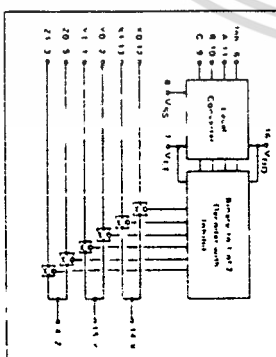


FIGURE 4 - MC14053B FUNCTIONAL DIAGRAM

LM555/LM555C Timer

General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delay or modulation. Additional terminals are provided for tripping or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For stable 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 default can occur on sink up to 200 mA or drive TTL circuits.

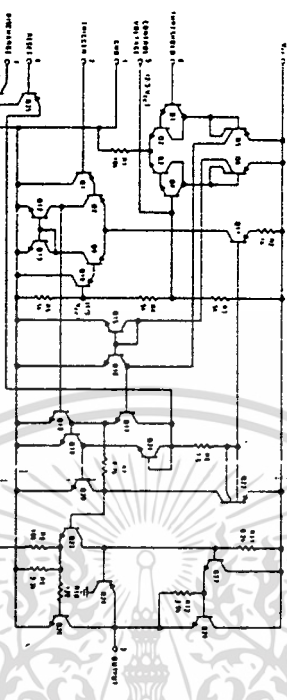
Features

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

Applications

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

Schematic Diagram



Connection Diagrams



LM555/LM555C

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage (LM386N)	15V	Storage Temperature	-55°C to +150°C
Supply Voltage (LM386N 4)	27V	Operating Temperature	0°C to +70°C
Package Dissipation (Note 1) (LM386N 4)	1.26W	Junction Temperature	+150°C
Package Dissipation (Note 2) (LM386)	690 mW	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	+300°C
Input Voltage	10.4V		

Electrical Characteristics $V_s = +5V$

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYF	MAX	UNITS
Operating Supply Voltage (V_s)					
LM386		4		12	V
LM386N 2		5		18	V
Quiescent Current (I _Q)	$V_s = 6V, V_{in} = 0$	4		8	mA
Output Power (P _{out})	$V_s = 6V, R_L = 8\Omega, THD = 10%$	250		375	mW
LM386N 1	$V_s = 9V, R_L = 8\Omega, THD = 10%$	500		700	mW
LM386N 3	$V_s = 9V, R_L = 8\Omega, THD = 10%$	100		100	mW
LM386N 4	$V_s = 16V, R_L = 32\Omega, THD = 10%$				
Voltage Gain (A _v)	$V_s = 6V, f = 1 kHz$	26		46	dB
	1dB _e from Pin 1 to 8				
Bandwidth (BW)	$V_s = 6V, \text{Pins 1 and 8 Open}$	300			Hz
Total Harmonic Distortion (THD)	$V_s = 6V, R_L = 8\Omega, P_{out} = 250 \text{ mW}$	0.7			%
	$f = 1 kHz, \text{Pins 1 and 8 Open}$				
Power Supply Rejection Rate (PSRR)	$V_s = 6V, f = 1 kHz, C_{ypass} = 10 \mu F$	50			dB
	Pin 1 and 8 Open, Referenced to Output				
Input Resistance (R _{in})		50		50	kΩ
Input Bias Current (I _{in})	$V_s = 6V, \text{Pins 2 and 3 Open}$	250			nA

Note 1: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a normal maximum of 100°C for the ambient temperature. For operation in ambient temperatures above 35°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a normal maximum of 100°C for the ambient temperature.

Application Hints

GAIN CONTROL

To make the LM386 a more versatile amplifier, two pins (1 and 8) are provided for gain control. With pins 1 and 8 open, the 1.35 kΩ resistor sets the gain at 20 (26 dB). If a capacitor is put from pin 1 to 8, bypassing the 1.35 kΩ resistor, the gain will go up to 200 (48 dB). If a resistor is placed in series with the capacitor, the gain can be set to any value from 20 to 200. Gain control can also be done by capacitively coupling a resistor for FETI from pin 1 to ground.

Additional external components can be added in parallel with the internal feedback network to improve the frequency response. Considerable speaker bass response can be achieved by frequency doubling the feedback path. This is done with a series RC from pin 1 to 8 (parallelizing the internal 15 kΩ resistor). For good stable operation, $R = 10 k\Omega$, the lowest value for good stable operation is $R = 10 k\Omega$, if pin 8 is open. If pins 1 and 8 are bypassed then R is lower at 2 kΩ can be used. This restriction is because the amplifier is only compensated for closed-loop gains greater than 9.

INPUT BIASING

The schematic shows that both inputs are biased to ground with a 50 kΩ resistor. The base current of the input transistors is about 250 nA. If the inputs are at about 125 mV when 147 open, if the dc center point distance driving the LM386 is higher than 250 kΩ it will contribute very little additional offset (about 7.5 mV at the input, 50 mV at the output). If the dc source resistance is less than 10 kΩ, then shifting the output input to ground will keep the offset low (about 7.5 mV at the input, 50 mV at the output). For dc source resistance of 10 kΩ or more, the offset will be offset by shifting the output from the ground input to ground. Input biasing in value to the dc source resistance of course all other problems are eliminated if the input is capacitively coupled.

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

LM386

LM566/LM566C Voltage Controlled Oscillator

General Description

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

The LM566 is specified for operation over the -55°C to +125°C military temperature range. The LM566C is specified for operation over the 0°C to +100°C temperature range.

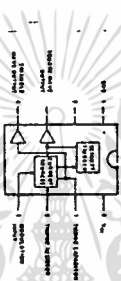
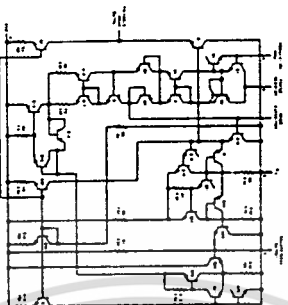
Features

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

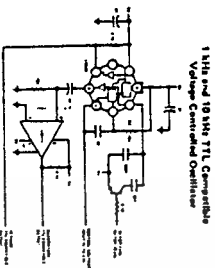
Applications

- FM modulation
- Signal generation
- Function generation
- Frequency shift keying
- Frequency programming
- Frequency programmable by means of current, voltage, resistor or capacitor

Schematic and Connection Diagrams



Typical Application



Applications Information

The LM566 may be operated from either a single supply as shown in this test circuit, or from a split 1:1 power supply. When operating from a split supply, the square wave output (pin #1) is TTL compatible if the current source is connected to the negative rail (pin #3) and ground.

A 0.01 μ F capacitor is connected between pins 5 and 6 to prevent parasitic oscillations that may occur during VCO switching.

$f_o = 21V / V_{11}$
 $R = 10^4 V_{11} / I_{11}$
 $2k < R_1 < 20k$
 and V_{11} is voltage between pins 5 and pin 1.

LM566/LM566C

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	11V
Power Dissipation (Note 1)	300 mW
Differential Input Voltage	11V
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	0°C to +100°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	-65°C to +150°C
	200°C

Electrical Characteristics (AEC Test Circuit T_A = 25°C, V_C = 18V)

PARAMETER	CONDITIONS	LM565		LM566C		UNIT
		MIN	MAX	MIN	MAX	
Power Supply Current		7	10	5	5	mA
Input Impedance (pin #3)	$V_{11} < V_{12}, V_{11} < V_{13}$	300	500	200	500	k Ω
VCO Maximum Operating Frequency	$f_o = 2.7 \text{ MHz}$	100	300	200	500	kHz
Operating Frequency Temperature Coefficient		0.01	0.1	0.05	0.2	%/°C
Frequency Drift with Supply Voltage		2	3	2	3	%
Triangle Wave Output Voltage		0.2	0.75	0.5	1	V _{pk-pk}
Sawtooth Wave Output Level		4.7	5.4	4.7	5.4	V _{pk-pk}
Output Impedance (pin #1)		5	5	5	5	k Ω
Square Wave Duty Cycle		45	55	40	60	%
Square Wave Rise Time		20	100	20	70	ns
Square Wave Fall Time		50	200	50	50	ns
Output Current Sink (pin #1)		0.6	1	0.8	1	mA
VCO Sensitivity	$f_o = 10.1 \text{ kHz}$	6400	8800	8000	8800	Hz/V
Demodulated Output Voltage (pin #1)	$\pm 10\%$ Frequency Deviation	250	300	300	400	mV _{pk-pk}
Total Harmonic Distortion	$\pm 10\%$ Frequency Deviation	0.7	0.75	0.7	1.5	%
Output Impedance (pin #1)		3.5	4.5	3.5	5.0	k Ω
DC Level (pin #1)		4.25	4.75	4.0	4.5	V
Output Other Voltage (V ₁₁ , V ₁₂ , V ₁₃)		30	100	50	200	mV
AM Rejection		30	40	40	50	dB/C
Pin-to-Pin Capacitance K ₁₂		0.6	0.8	0.55	0.55	pF

Note 1: The maximum junction temperature of the LM565 is 150°C, while that of the LM566C is 125°C. Power dissipation is limited by the junction temperature. Thermal resistance from the TO-5 package must be derived based on a thermal resistance of 150°C/W. Junction temperature is limited to 85°C/W junction to case thermal resistance of the shell in test package at 100°C/W.

LM565/LM565C

Decade Counter

DESCRIPTION

The 90 is a 4-bit, ripple-type Decade Counter. The device consists of four master-slave flip-flops internally connected to provide a divide-by-two section and a divide-by-five section. Each section has a separate clock input to initiate state changes of the counter on the HIGH-to-LOW clock transition. State changes of only one output of the decade data. Therefore, decoded output signals are suitable for decoding gates and should not be used for clocks or strobes.

A gated AND asynchronous Master Reset (MR, MR) is provided which overrides both clocks and master resets at the flip-flops. Also provided is a gated AND asynchronous enable (EN, EN) which overrides the clocks and the MR inputs, setting the outputs to nine (HLLH).

Since the output from the divide-by-two section is not internally connected to the divide-by-five section, counting modes in a BCD (8421) counter the Q_2 input must be externally connected to the Q_1 output. The Q_2 input receives the incoming count producing a BCD count sequence. In a symmetrical Biquinary divide-by-ten counter the Q_2 output must be connected externally to the Q_2 input. The input count is then applied to the CP_1 input and a divide-by-ten square wave is obtained at

TYPE	TYPICAL f_{MAX}	TYPICAL SUPPLY CURRENT
74LS90	30MHz	30mA
74LS90	42MHz	9mA

ORDERING CODE

PACKAGES	COMMERCIAL RANGES	MILITARY RANGES
Plastic DIP	$V_{CC} = 5V \pm 5\%, T_c = 0^\circ C \text{ to } +70^\circ C$	$V_{CC} = 5V \pm 10\%, T_c = -55^\circ C \text{ to } +125^\circ C$
Ceramic DIP	N74BD01 - N74LS90H	54LS90P
Flattopack		54ALS90W

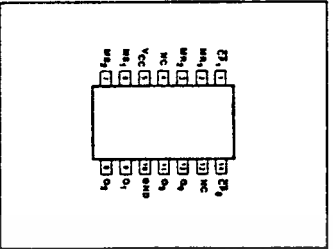
INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE

PARAM	DESCRIPTION	5472	5474LS
CP_1	Input	2UI	4LSUI
CP_2	Input	4UI	8LSUI
MR, MR	Inputs	1UI	1LSUI
Q_0, Q_1	Outputs	10UI	10LSUI

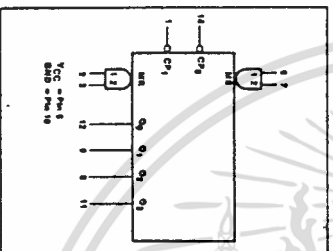
NOTE: Input and output loads are recommended to be each $W_p \leq 1$ load, W_{OL} and W_{OH} are the load's peak W_{OL} and W_{OH} are the load's average W_{OL} and W_{OH} are the load's average.

output Q_2 . To operate as a divide-by-two and a divide-by-five counter, no external interconnections are required. The first flip-flop is used to obtain a divide-by-two operation at the Q_2 output.

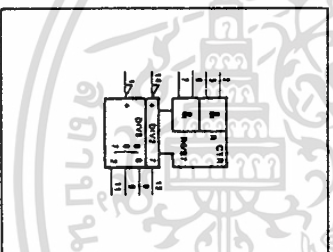
PIN CONFIGURATION



LOGIC SYMBOL



LOGIC SYMBOL (IEEE/EIC)



Signetics

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (over operating free-air temperature range unless otherwise noted)

PARAMETER	54	54LS	54S	74	74LS	74S	UNIT	
V_{CC} Supply voltage	7.0	7.0	7.0	7.0	7.0	7.0	V	
V_{OH} Input voltage	-0.5 to +3.5	-0.5 to +3.5	-0.5 to +3.5	-0.5 to +3.5	-0.5 to +3.5	-0.5 to +3.5	V	
I_{IH} Input current	-30 to +5	-30 to +5	-30 to +5	-30 to +5	-30 to +5	-30 to +5	mA	
V_{OH} Voltage applied to output in HIGH output state	-0.5 to +V _{CC}	-0.5 to +V _{CC}	-0.5 to +V _{CC}	-0.5 to +V _{CC}	-0.5 to +V _{CC}	-0.5 to +V _{CC}	V	
T_c Operating free-air temperature range	-55 to +125						0 to 70	°C

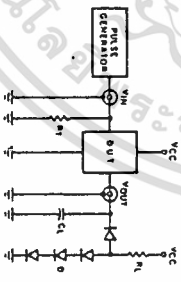
RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

PARAMETER	5472			5474LS			5474S			UNIT	
	Min	Norm	Max	Min	Norm	Max	Min	Norm	Max		
V_{CC} Supply voltage	Min	4.5	5.0	5.5	4.5	5.0	5.5	4.5	5.0	5.5	V
V_{OH} HIGH-level input voltage	Com1	4.75	5.0	5.25	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V	
V_{OL} LOW-level input voltage	Min	2.0					2.0			V	
V_{OL} LOW-level output voltage	Com1	0.0		0.0		0.0	0.0		0.0	V	
I_{IH} Input clamp current	Min	-12		-12		-12	0.0		0.0	mA	
I_{OH} HIGH-level output current	Min	-400		-400		-400	-1000		-1000	mA	
I_{OL} LOW-level output current	Com1	16		16		16	20		20	mA	
T_c Operating free-air temperature	Min	-55		-55		-55	+125		+125	°C	
	Com1	0		0		0	0		0	°C	

NOTE: V_{OL} is 0.1V max. W_{OL} is 1.5mA max. W_{OH} is 1.5mA max.

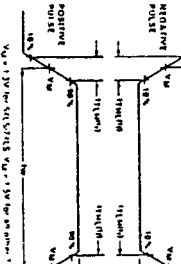
TEST CIRCUITS AND WAVEFORMS

TEST CIRCUIT FOR 5472 TOTEM-POLE OUTPUTS



DEFINITIONS
 V_{OH} = Load voltage to V_{CC} for DC characteristics. For AC characteristics, V_{OH} is the voltage across the load capacitor C_L at 1 MHz for a pulse rate of 100 ns.
 I_{IH} = Transition resistance (input) for V_{OH} or V_{OL} of Pulse Generator.
 I_{OH} = Output current for V_{OH} or V_{OL} of Pulse Generator.
 I_{OL} = Output current for V_{OH} or V_{OL} of Pulse Generator.
 T_c = Time delay between V_{OH} and V_{OL} of Pulse Generator.

INPUT PULSE DEFINITIONS



Signetics

PHASE LOCKED LOOP

NE/SE564

DESCRIPTION

The NE564 is a versatile, high guaranteed frequency Phase Locked Loop designed for operation up to 50MHz. As shown in the block diagram, the NE564 consists of a VCO, limiter, phase comparator, and post detection processor.

APPLICATIONS

- High speed modems
- FSK receivers and transmitters
- Frequency synthesizers
- Signal generators
- Various satcom/TV systems

FEATURES

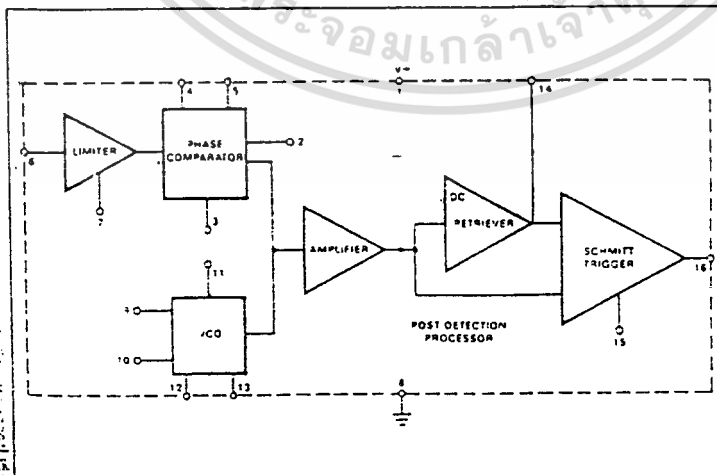
- Operation with single 5V supply
- TTL compatible inputs and outputs
- Guaranteed operation to 50MHz
- External loop gain control
- Reduced carrier feedthrough
- No elaborate filtering needed in FSK applications
- Can be used as a modulator
- Variable loop gain (Externally Controlled)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	RATING	UNIT
V+	Supply voltage	V
	Pin 1	14
	Pin 10	6
PD	Power dissipation	600
TA	Operating temperature NE	0 to 70
	Operating temperature SE	-55 to +125
Tstg	Storage temperature	-65 to 150

NOTE:
Operation above 5 volts will require heatsinking of the case.

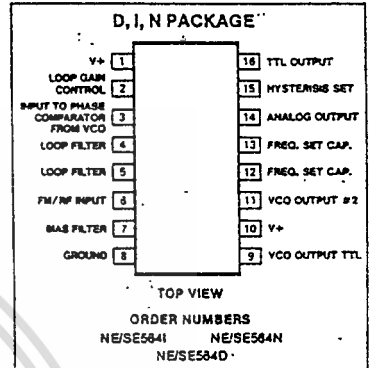
BLOCK DIAGRAM



OUTLINE OF SETUP PROCEDURE

1. Determine operating frequency of the VCO -
If $+N$ in feedback loop, then $f_o = N \times f_{in}$.
2. Calculate value of the VCO frequency set capacitor:
$$C_o = \frac{1}{2500 f_o}$$
3. Set I_2 (current sinking into Pin 2) for $\approx 200\mu A$. After operation is obtained, this value may be adjusted for best dynamic behavior.
4. Check VCO output frequency with digital counter at Pin 9 of device (loop open, VCO to ϕ det.). Adjust C_o trim or frequency adj. Pin 4-5 for exact center frequency if needed.
5. Close loop and inject input signal to Pin 6. Monitor Pin 3 and 6 with two channel scope. Lock should occur with $\Delta\phi_s$ equal to 90° (phase error).
6. If pulsed burst or ramp frequency is used for input signal, special loop filter design may be required in place of simple single capacitor filter on Pin 4 and 5.

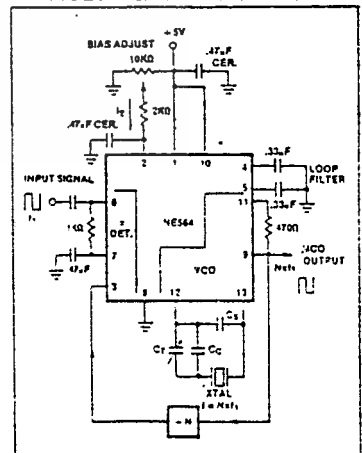
PIN CONFIGURATION



design may be required in place of simple single capacitor filter on Pin 4 and 5. (See PLL application section in Analog Manual.)

7. The input signal to Pin 6 and the VCO feedback signal to Pin 3 must have a duty cycle of 50% for proper operation of the phase detector. Due to the nature of a balanced mixer if signals are not 50% in duty cycle, D.C. offsets will occur in the loop which tend to create an artificial or biased VCO offset.
8. For multiplier circuits where phase jitter is a problem, loop filter capacitors may be increased to a value of 10-50 μF on Pin 4, 5. Also careful supply decoupling may be necessary. This includes the counter chain V_{CC} lines.

NE564 PHASE LOCKED FREQUENCY MULTIPLIER WITH VCXO



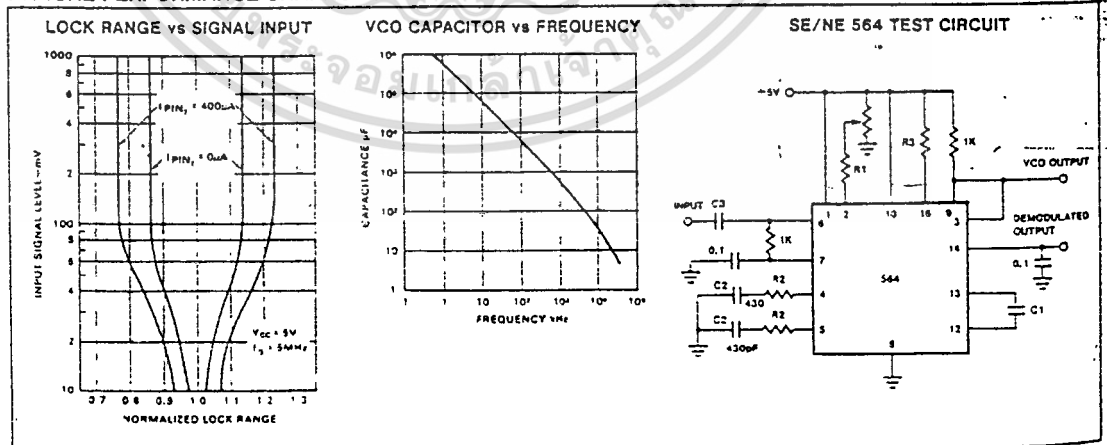
PHASE LOCKED LOOP

NE/SE564

ELECTRICAL CHARACTERISTICS $V_{CC} = 5V$, $T_A = 25^\circ C$, $f_o = 5MHz$, $I_B = 400\mu A$ unless otherwise specified

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE564			NE564			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Maximum VCO frequency	$C_1 = 0$	50	65		45	60		MHz
Lock range	Input $\geq 200mV_{rms}$ $T_A = 25^\circ C$ $= 125^\circ C$ $= -55^\circ C$ $= 0^\circ C$ $= 70^\circ C$	40 20 50	70 30 80		40 70 70 40	70		% of f_o
Capture range	Input $\geq 200mV_{rms}$, $R_2 = 27\Omega$	20	30		20	30		% of f_o
VCO frequency drift with temperature	$f_o = 5MHz$, $T_A = -55^\circ C$ to $125^\circ C$ $= 0^\circ C$ to $70^\circ C$ $f_o = 500KHz$, $T_A = -55^\circ C$ to $125^\circ C$ $= 0^\circ C$ to $70^\circ C$		400 250	1000 500	400 400	1250 850		PPM/ $^\circ C$
VCO free running frequency	$f_o = \frac{1}{25R_C C_1}$, $C_1 = 80pF$ $R_C = 100\Omega$ "Internal"	4	5	6	3.5	5	7	MHz
VCO frequency change with supply voltage	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$		3	8	3	8		% of f_o
Demodulated output voltage	Modulation frequency: 1KHz $f_o = 5MHz$, input deviation: 2% $T = 25^\circ C$ 1% $T = 25^\circ C$ $= 0^\circ C$ $= -55^\circ C$ $= 70^\circ C$ $= 125^\circ C$	16 8 6 12	28 14 10 16		16 8 15	28 14 13		mVrms mVrms mVrms mVrms mVrms
Distortion Signal to noise ratio AM rejection	Deviation: 1% to 8% Std. condition, 1% to 10% dev. Std. condition, 30% AM		1 40 35		1 40 35			% dB dB
Demodulated Output at operating voltage	Modulation frequency: 1KHz $f_o = 5MHz$, input deviation: 1% $V_{CC} = 4.5V$ $V_{CC} = 5.5V$	7 8	12 14		7 8	12 14		mVrms mVrms
Supply current	$V_{CC} = 5V$, I_{11} , I_{10}		45	60		45	60	mA
Output "1" output leakage current "0" output voltage	$V_{OUT} = 5V$, Pin 16, 9 $I_{OUT} = 2mA$, Pin 16, 9 $I_{OUT} = 6mA$, Pin 16, 9		1 0.3 0.4	20 0.6 0.8		1 0.3 0.4	20 0.6 0.8	μA V V

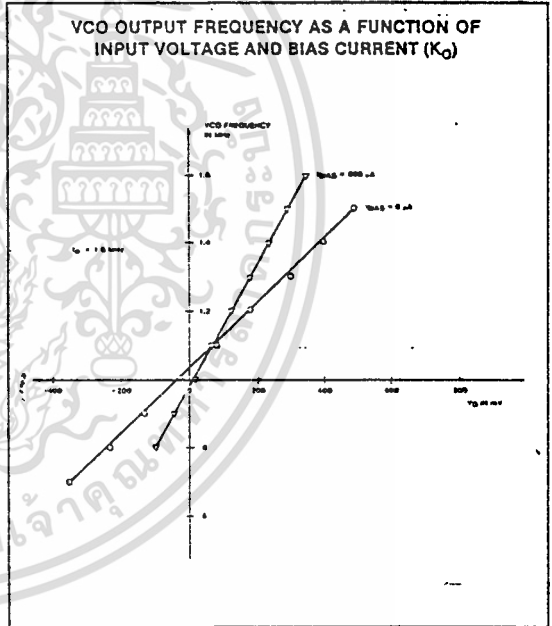
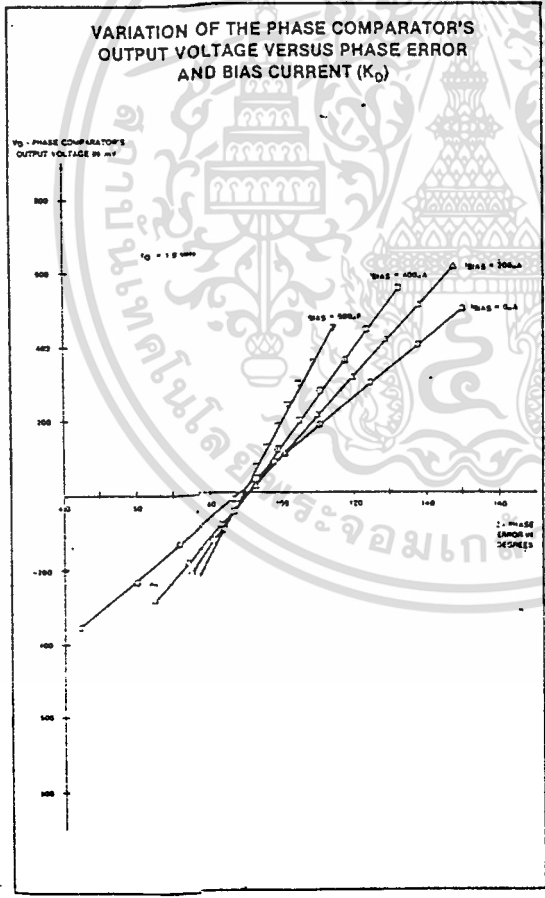
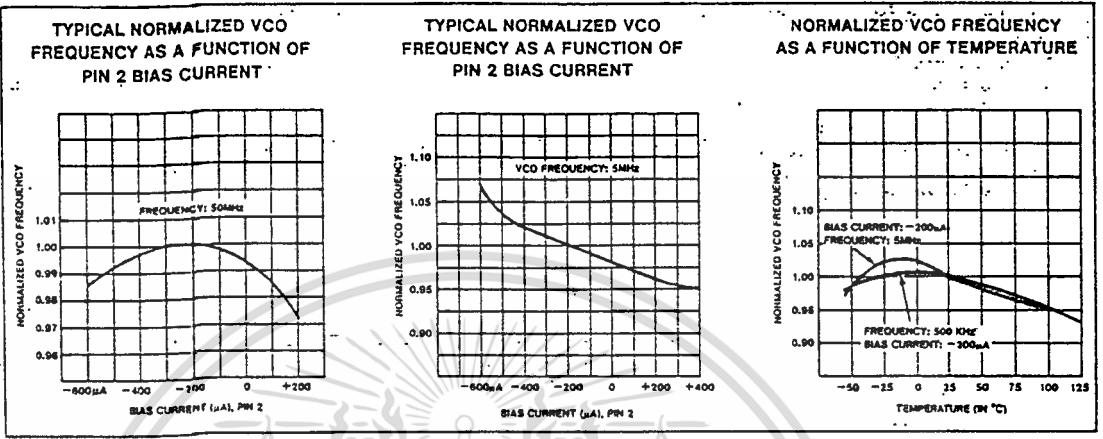
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PHASE LOCKED LOOP

NE/SE564



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PHASE LOCKED LOOP

NE/SE564

FUNCTIONAL DESCRIPTION (figure 1)

The NE564 is a monolithic phase locked loop with a post detection processor. The use of Schottky clamped transistors and optimized device geometries extends the frequency of operation to greater than 50MHz. In addition to the classical PLL applications, the NE564 can be used as a modulator with a controllable frequency deviation.

The output voltage of the PLL can be written as shown in the following equation:

$$V_O = \frac{(f_{in} - f_0)}{K_{VCO}} \quad \text{Equation 1}$$

K_{VCO} = conversion gain of the VCO
 f_{in} = frequency of the input signal
 f_0 = free running frequency of the VCO

The process of recovering FSK signals involves the conversion of the PLL output into logic compatible signals. For high data rates, a considerable amount of carrier will be present at the output of the PLL due to the wideband nature of the loop filter. To

avoid the use of complicated filters, a comparator with hysteresis or Schmitt trigger is required. With the conversion gain of the VCO fixed, the output voltage as given by Equation 1 varies according to the frequency deviation of f_{in} from f_0 . Since this differs from system to system, it is necessary that the hysteresis of the Schmitt trigger be capable of being changed, so that it can be optimized for a particular system. This is accomplished in the 564 by varying the voltage at pin 15 which results in a change of the hysteresis of the Schmitt trigger.

For FSK signals, an important factor to be considered is the drift in the free running frequency of the VCO itself. If this changes due to temperature, according to Equation 1 it will lead to a change in the dc levels of the PLL output, and consequently to errors in the digital output signal. This is especially true for narrow band signals where the deviation in f_{in} itself may be less than the change in f_0 due to temperature. This effect

can be eliminated if the dc or average value of the signal is retrieved and used as the reference to the comparator. In this manner, variations in the dc levels of the PLL output do not affect the FSK output.

VCO Section

Due to its inherent high frequency performance, an emitter coupled oscillator is used in the VCO. In the circuit, shown in the equivalent schematic, transistors Q₂₁ and Q₂₃ with current sources Q₂₅-Q₂₆ form the basic oscillator. The free running frequency of the oscillator is shown in the following equation:

$$f_0 = \frac{1}{25 R_C (C_1 + C_S)} \quad \text{Equation 2}$$

$R_C = R_{19} = R_{20} = 100\Omega$ (INTERNAL)
 C_1 = external frequency setting capacitor
 C_S = stray capacitance

Variation of V_d (phase detector output voltage) changes the frequency of the oscillator. As indicated by Equation 2, the frequency of the oscillator has a negative

EQUIVALENT SCHEMATIC

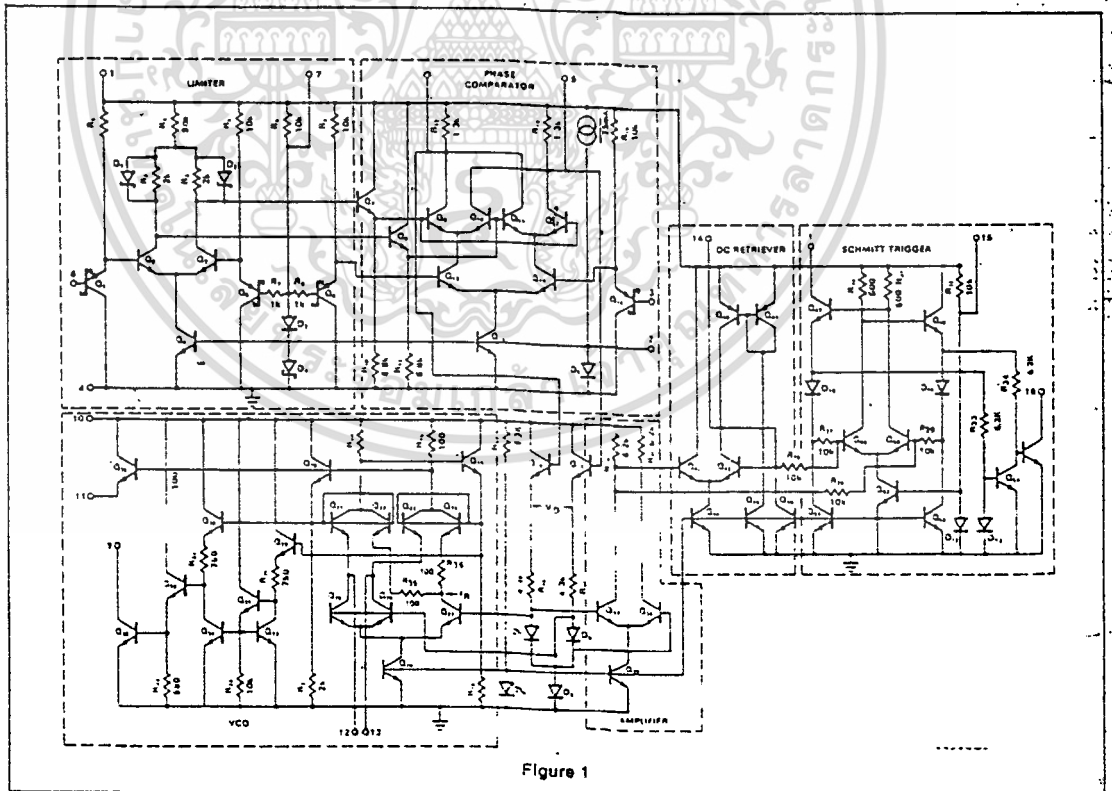


Figure 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PHASE LOCKED LOOP

NE/SE564

temperature coefficient due to the positive temperature coefficient of the monolithic resistor. To compensate for this, a current I_q with negative temperature coefficient is introduced to achieve a low-frequency drift with temperature.

Phase Comparator Section

The phase comparator consists of a double balanced modulator with a limiter amplifier to improve AM rejection. Schottky clamped vertical PNP's are used to obtain TTL level inputs. The loop gain can be varied by changing the current in Q_4 and Q_{15} which

effectively changes the gain of the differential amplifiers. This can be accomplished by introducing a current at pin 2.

Post Detection Processor Section

The post detection processor consists of a unity gain transconductance amplifier and comparator. The amplifier can be used as a dc retriever for demodulation of FSK signals, and as a post detection filter for linear FM demodulation. The comparator has adjustable hysteresis so that phase jitter in the output signal can be eliminated.

As shown in the equivalent schematic, the dc retriever is formed by the transconductance amplifier Q_{42} - Q_{43} together with an external capacitor which is connected at the amplifier output (pin 14). This forms an integrator whose output voltage is shown in the following equation:

$$V_0 = \frac{g_m}{C_2} V_{indt} \quad \text{Equation 3}$$

g_m = transconductance of the amplifier
 C_2 = capacitor at the output (pin 14)
 V_{in} = signal voltage at amplifier input

With proper selection of C_2 , the integrator time constant can be varied so that the output voltage is the dc or average value of the input signal for use in FSK, or as a post detection filter in linear demodulation.

The comparator with hysteresis is made up of Q_{49} - Q_{50} with positive feedback being provided by Q_{47} - Q_{48} . The hysteresis is varied by changing the current in Q_{52} with a resulting variation in the loop gain of the comparator. This method of hysteresis control, which is a dc control, provides symmetric variation around the nominal value.

Design Formula

The free running frequency of the VCO is shown by the following equation:

$$f_0 = \frac{1}{25 R_C (C_1 + C_S)} \quad \text{Equation 4}$$

R_C = 100 Ω
 C_1 = external cap in farads
 C_S = stray capacitance

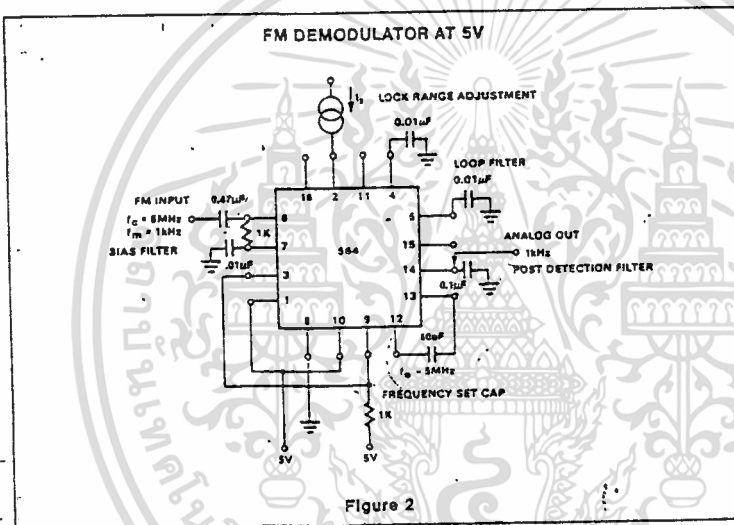


Figure 2

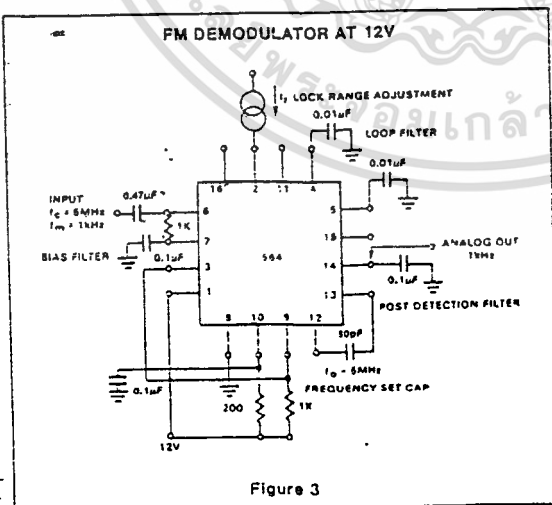


Figure 3

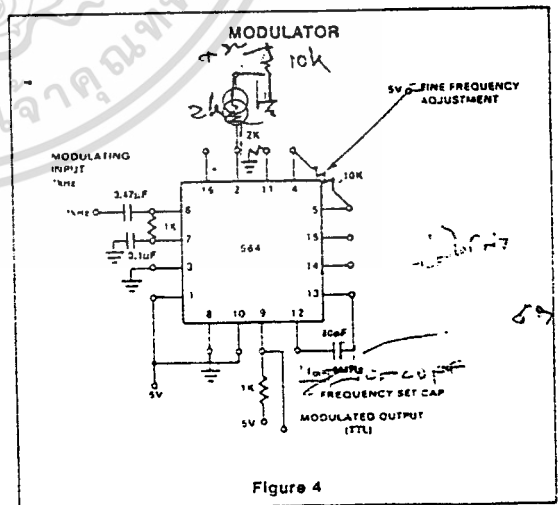


Figure 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PHASE LOCKED LOOP

NE/SE564

The loop filter diagram, shown is explained by the following equation:

$$F(s) = \frac{1}{RC_3(1 + sRC_3)} \quad \text{Equation 5}$$

$R = R_{12} = R_{13} = 1.3k\Omega$ (INTERNAL)

By adding capacitors to pins 4 and 5, two poles are added to the loop transfer function

$$\text{at } \omega = \frac{1}{RC_3}$$

APPLICATIONS

FM DEMODULATOR

The NE564 can be used as an FM demodulator. The connections for operation at 5V and 12V are shown in figures 2 and 3 respectively. The input signal is ac coupled with the output signal being extracted at pin 14. Loop filtering is provided by the capacitors at pins 4 and 5 with additional filtering being provided by the capacitor at pin 14. Since the conversion gain of the VCO is not very high, to obtain sufficient demodulated output signal the frequency deviation in the input signal should be 1% or higher.

MODULATION TECHNIQUES

The NE564 phase locked loop can be modulated at either the loop filter ports (pins 4 and 5) or the input port (pin 6) as shown in figure 4. The approximate modulation frequency can be determined from the frequency conversion gain curve shown in figure 5. This curve will be appropriate for signals injected into pins 4 and 5 as shown in figure 4.

FSK Demodulation

The 564 PLL is particularly attractive for FSK demodulation since it contains an internal voltage comparator and VCO which have TTL compatible inputs and outputs, and it can operate from a single 5 volt power supply. Demodulated dc voltages associated with the mark and space frequencies are recovered with a single external capacitor in a dc retriever without utilizing extensive filtering networks. An internal comparator, acting as a Schmitt trigger with an adjustable hysteresis, shapes the demodulated voltages into compatible TTL output levels. The high frequency design of the 564 enables it to demodulate FSK at high data rates in excess of 1.0M baud.

Figure 5 shows a high-frequency FSK decoder designed for input frequency deviations of $\pm 1.0\text{MHz}$ centered around a free-running frequency of 10.8MHz. The value of the timing capacitance required was estimated from figure 8 to be approximately 40pF. A trimmer capacitor was added to fine tune f_0 to 10.8MHz.

The lock range graph indicates that the $\pm 1.0\text{MHz}$ frequency deviations will be within the lock range for input signal levels greater than approximately 50mV with zero pin 2 bias current. While strictly this figure is appropriate only for 5MHz, it can be used as a guide for lock range estimates at other f_0 frequencies.

The hysteresis was adjusted experimentally via the 10k potentiometer and 2k bias arrangement to give the waveshape shown in figure 7 for 20K, 500K, 2M baud rates with square wave FSK modulation. Note the magnitude and phase relationships of the phase comparators output voltages with respect to each other and to the FSK output. The high frequency sum components of the input and VCO frequency also are visible as noise on the phase comparators outputs.

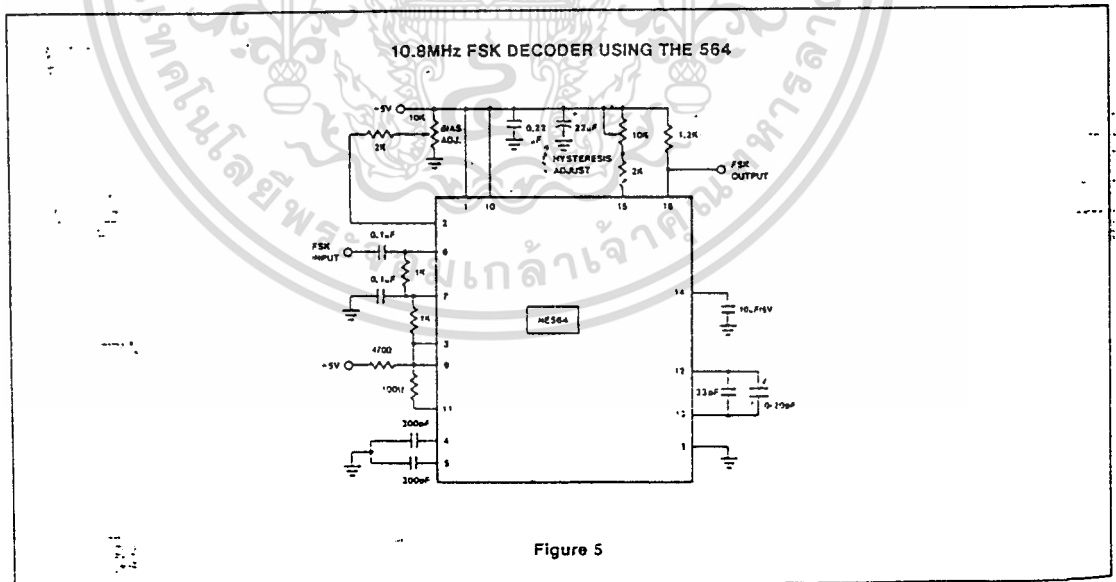


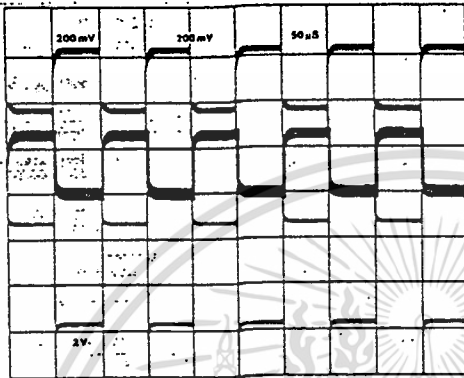
Figure 5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

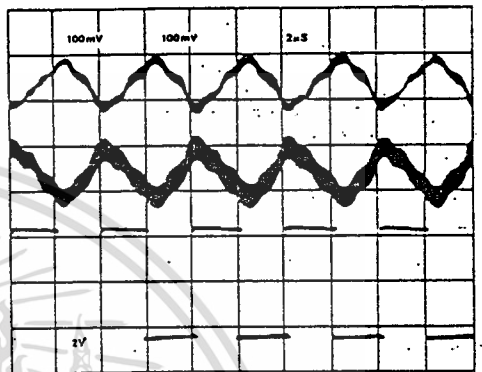
PHASE LOCKED LOOP

NE/SE564

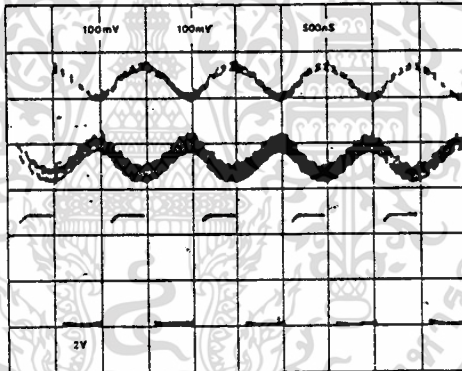
PHASE COMPARATOR (PINS 4 AND 5) AND FSK (PIN 16) OUTPUTS FOR DATA RATES OF



(a) 20K BAUD



(b) 500K BAUD



(c) 2.0M BAUD

NOTE
 Top trace-pin 4
 Center trace-pin 5
 Bottom trace-pin 16

Figure 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VIDEO AMPLIFIER

NE/SE592

DESCRIPTION

The SE/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, videorecorder 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.

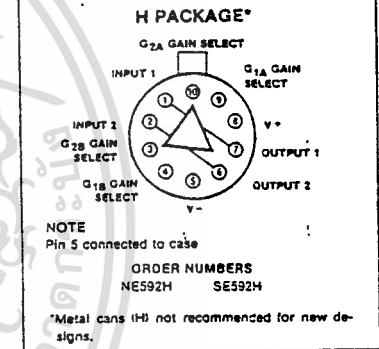
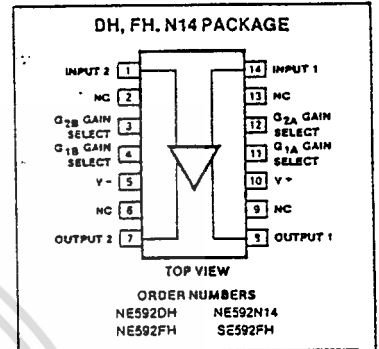
FEATURES

- 120MHz bandwidth
- Adjustable gains from 0 to 400
- Adjustable pass band
- No frequency compensation required
- Wave shaping with minimal external components

APPLICATIONS

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

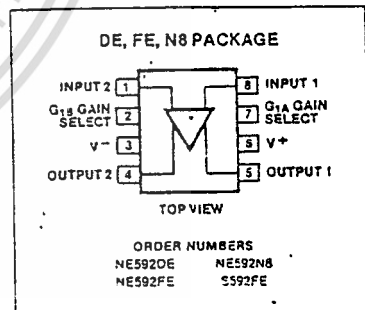
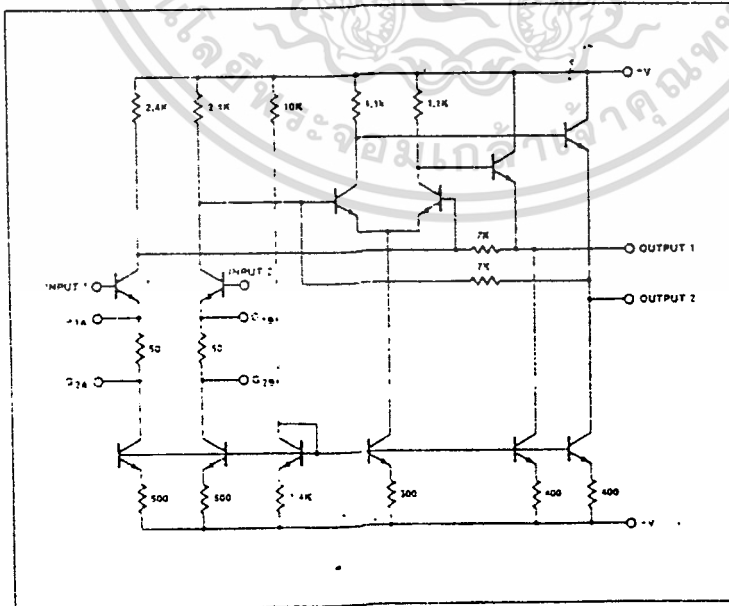
PIN CONFIGURATION



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

PARAMETER	RATING	UNIT
Supply voltage	± 8	V
Differential input voltage	± 5	V
Common mode		
Input voltage	± 6	V
Output current	10	mA
Operating temperature range		$^\circ\text{C}$
SE592	-55 to +125	
NE592	0 to +70	
Storage temperature range	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
Power dissipation	500	mW

EQUIVALENT CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VIDEO AMPLIFIER

NE/SE592

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 $V_S = \pm 6.0\text{V}$.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	NE592			SE592			UNITS
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Differential voltage gain Gain 1 ¹ Gain 2 ^{2,4}	$R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_{OUT} = 3\text{V p-p}$	250 80	400 100	600 120	300 90	400 100	500 110	V/V V/V
Bandwidth Gain 1 ¹ Gain 2 ^{2,4} Rise time Gain 1 ¹ Gain 2 ^{2,4}	$V_{OUT} = 1\text{V p-p}$		40 90 10.5 4.5			40 90 10.5 4.5		MHz MHz ns ns
Propagation delay Gain 1 ¹ Gain 2 ^{2,4}	$V_{OUT} = 1\text{V p-p}$		7.5 6.0	10		7.5 6.0	10	ns ns
Input resistance Gain 1 ¹ Gain 2 ^{2,4} Input capacitance ² Input offset current Input bias current Input noise voltage Input voltage range	Gain 2 ⁴ BW 1kHz to 10MHz	10	4.0 30 2.0 0.4 9.0 12		20	4.0 30 2.0 0.4 9.0 12		k Ω k Ω pF μA μA μVrms V
Common mode rejection ratio Gain 2 ⁴ Gain 2 ⁴ Supply voltage rejection ratio Gain 2 ⁴	$V_{CM} = 1\text{V}$, $F < 100\text{kHz}$ $V_{CM} = 1\text{V}$, $F = 5\text{MHz}$ $\Delta V_S = \pm 0.5\text{V}$	60	86 60		60	86 60		dB dB dB
Output offset voltage Gain 1 Gain 2 ⁴ Gain 3 ³ Output common mode voltage Output voltage swing differential Output resistance Power supply current	$R_L = \infty$ $R_L = \infty$ $R_L = \infty$ $R_L = \infty$ $R_L = 2\text{K}$ $R_L = \infty$			1.5 1.5 0.75 3.4 4.0 20 18			1.5 1.0 0.75 3.4 4.0 20 24	V V V V V Ω mA
THE FOLLOWING SPECS APPLY OVER TEMPERATURE		$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$			$-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$			
Differential voltage gain Gain 1 ¹ Gain 2 ^{2,4}	$R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_{OUT} = 3\text{V p-p}$	250 80		600 120	200 80		600 120	V/V V/V
Input resistance Gain 2 ^{2,4} Input offset current Input bias current Input voltage range		8.0			8.0			k Ω μA μA V
Common mode rejection ratio Gain 2 ⁴ Supply voltage rejection ratio Gain 2 ⁴	$V_{CM} = 1\text{V}$, $F < 100\text{kHz}$ $\Delta V_S = \pm 0.5\text{V}$	50			50			dB dB
Output offset voltage Gain 1 Gain 2 ⁴ Gain 3 ³ Output voltage swing differential Power supply current	$R_L = \infty$ $R_L = \infty$ $R_L = \infty$ $R_L = 2\text{K}$ $R_L = \infty$			1.5 1.5 1.0 2.7			1.5 1.2 1.0 27	V V V V mA

NOTES:

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

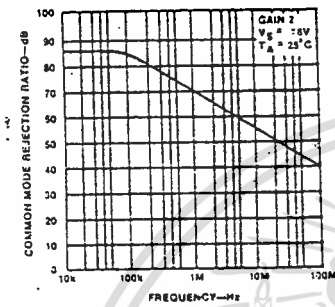
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VIDEO AMPLIFIER

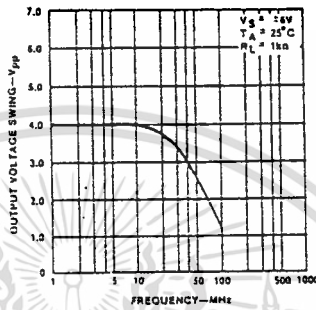
NE/SE592

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

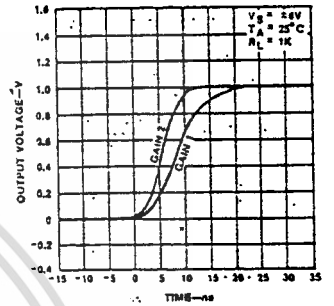
COMMON MODE REJECTION RATIO AS A FUNCTION OF FREQUENCY



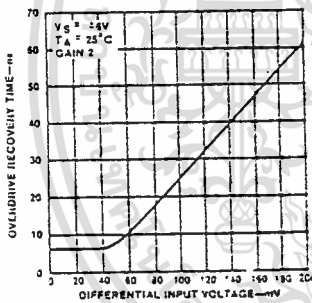
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF FREQUENCY



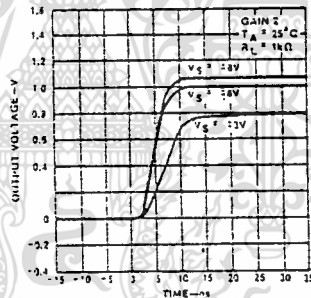
PULSE RESPONSE



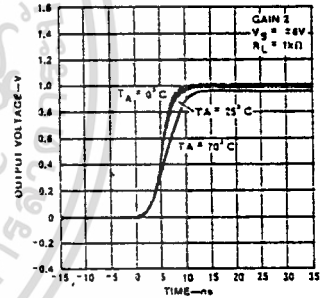
DIFFERENTIAL OVERDRIVE RECOVERY TIME



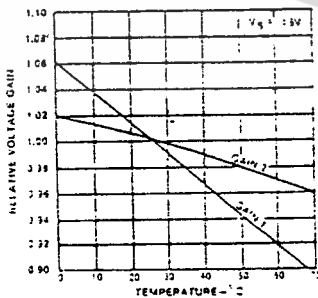
PULSE RESPONSE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



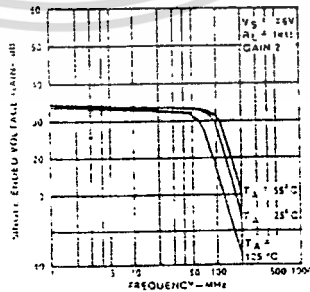
PULSE RESPONSE AS A FUNCTION OF TEMPERATURE



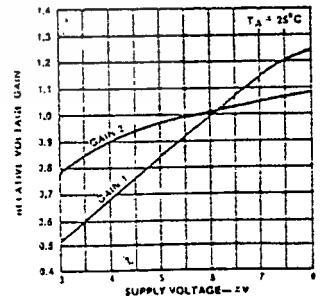
VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF TEMPERATURE



GAIN vs FREQUENCY AS A FUNCTION OF TEMPERATURE



VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



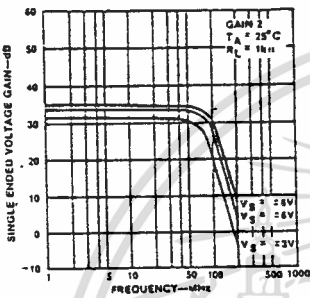
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VIDEO AMPLIFIER

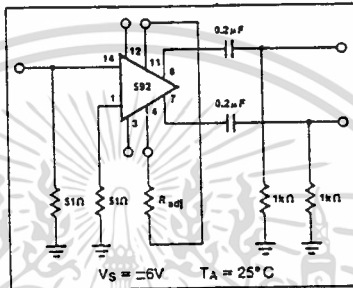
NE/SE592

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Cont'd)

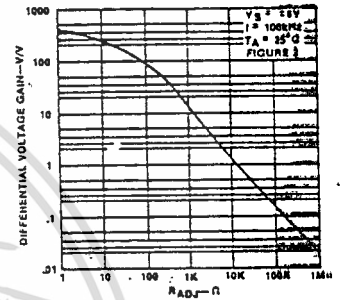
GAIN vs FREQUENCY AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



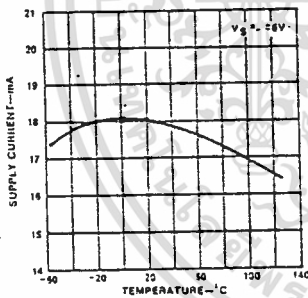
VOLTAGE GAIN ADJUST-CIRCUIT



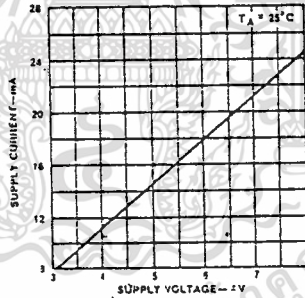
VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF RADJ (FIGURE 3)



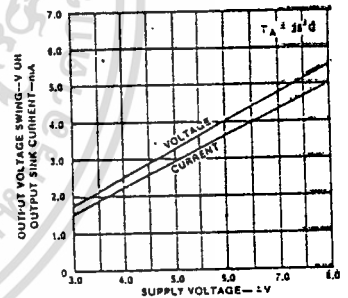
SUPPLY CURRENT AS A FUNCTION OF TEMPERATURE



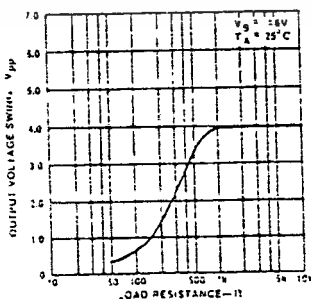
SUPPLY CURRENT AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



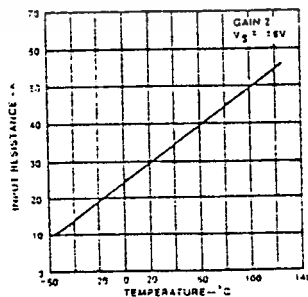
OUTPUT VOLTAGE AND CURRENT SWING AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



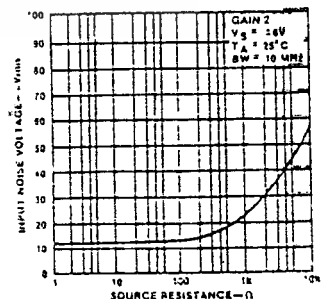
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF LOAD RESISTANCE



INPUT RESISTANCE AS A FUNCTION OF TEMPERATURE



INPUT NOISE VOLTAGE AS A FUNCTION OF SOURCE RESISTANCE



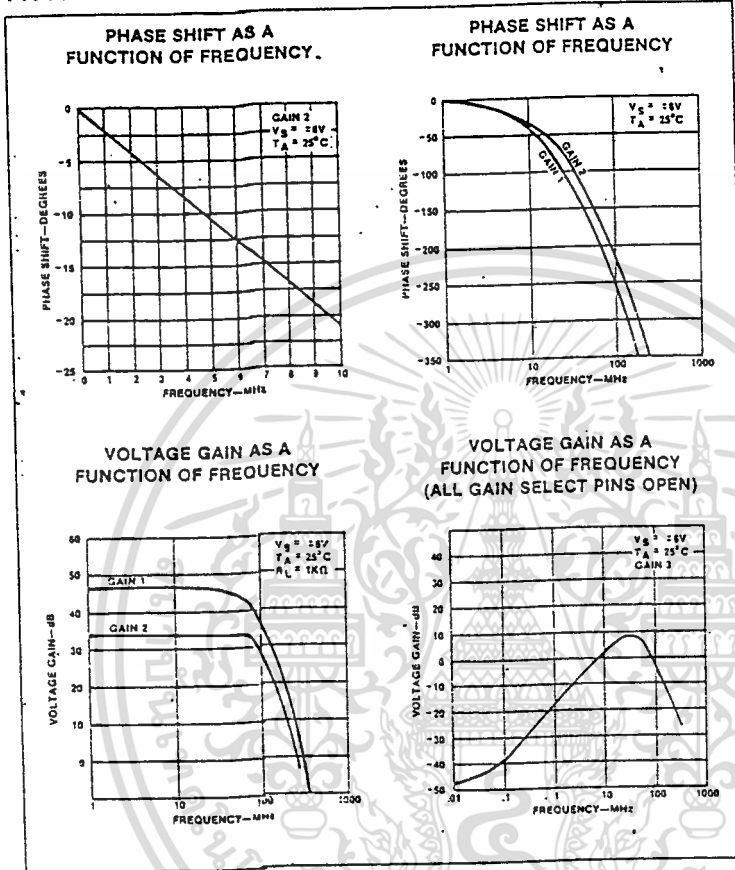
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม บริษัทฯ ขอสงวนสิทธิ์ในข้อมูลและข้อมูลอ้างอิงไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น

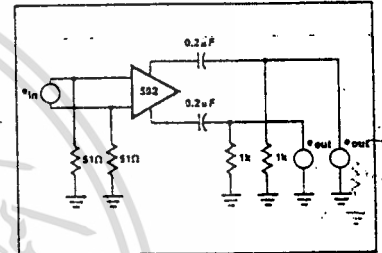
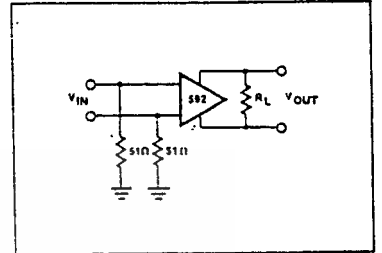
VIDEO AMPLIFIER

NE/SE592

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Cont'd)



TEST CIRCUITS $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise specified



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VIDEO AMPLIFIER

NE/SE592

TYPICAL APPLICATIONS

FILTER NETWORKS

BASIC CONFIGURATION

$$\frac{V_0(s)}{V_1(s)} = \frac{1.4 \times 10^4}{Z(s) + 2R_0}$$

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

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

NOTE
In the networks above, the R value used is assumed to include $2R_0$, or approximately 32Ω .

DISC/TAPE PHASE MODULATED REWIND SYSTEMS

AMPLITUDE: 1-10 mV p-p
FREQUENCY: 1-4 MHz

READ HEAD DIFFERENTIATOR/AMPLIFIER ZERO CROSSING DETECTOR

DIFFERENTIATION WITH HIGH COMMON MODE NOISE REJECTION

FOR FREQUENCY $F_1 \ll 1/2 \pi \cdot 32 \cdot C$
 $V_0 \approx 1.4 \times 10^4 C \frac{dV_1}{dt}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้