

การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง
VIDEO AND AUDIO SIGNAL TRANSMISSION
VIA THE OPTICAL FIBER CABLE



โดย
นายชาติ ปานนิล
นายนิพนธ์ จันทโร
นายวิศวะ วงศ์แปง

ปฏิญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 46476
วัน, เดือน, ปี: 2 เม.ย. 2546

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง
VIDEO AND AUDIO SIGNAL TRANSMISSION
VIA THE OPTICAL FIBER CABLE



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2544

ปริญญาโทปีการศึกษา 2544

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง

VIDEO AND AUDIO SIGNAL TRANSMISSION VIA THE OPTICAL FIBER CABLE

ผู้จัดทำ

1. นายชาติ ปานนิล 42015012
2. นายนิพนธ์ จันทโคร 42015023
3. นายวิสวะ วงศ์แปง 42015033


.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ. อนันต์ มัณยานนท์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง

Video and Audio Signal Transmission Via The Optical Fiber Cable

โดย	นายชาติ ปานนิล	42015012
	นายนิพนธ์ จันทศโร	42015023
	นายวิศวะ วงศ์เปง	42015033

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ. อภินันท์ มัชฌานนท์

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการนำสัญญาณภาพ และสัญญาณเสียงส่งผ่านเส้นใยแสง โดยสัญญาณเสียงจะส่งสัญญาณแบบบรอดแบนด์ และสัญญาณภาพจะส่งสัญญาณแบบเบสแบนด์ จากนั้นรวมสัญญาณเข้าด้วยกัน โดยใช้วิธีการมัลติเพล็กซ์ทางความถี่ สัญญาณทั้งหมดจะถูกแปลงจากสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสง เพื่อส่งไปตามเส้นใยแสง ทางด้านรับจะแปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าและแปลงจากสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณภาพและเสียงดั้งเดิม

Abstract

This project presents the transmission of video and audio signal via the optical fiber. The audio signal is transmitted in broadband frequency and the video signal is transmitted in baseband frequency. The signal are multiplexed by frequency (FDM) then the composite signals are converted from electrical signal to light signal and transmitted through the optical fiber. After that, the receiver converts the light signal to electrical signal and the electrical signal is convert to video and audio signal again.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 เส้นใยแสง	3
2.1.1 ลักษณะของเส้นใยแสง	3
2.1.2 ลักษณะการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง	3
2.1.3 การแบ่งชนิดของเส้นใยแสง	7
2.1.4 โครงสร้างและพารามิเตอร์ของเส้นใยแสง	9
2.1.4.1 พารามิเตอร์ทางแสง	10
2.1.4.2 พารามิเตอร์ทางโครงสร้าง	10
2.1.5 คุณสมบัติต่างๆ ของเส้นใยแสง	11
2.1.5.1 การสูญเสียสัญญาณในเส้นใยแสง	11
2.1.5.2 การขยายกว้างของโหมดและแบนด์วิดท์ของเส้นใยแสง	12
2.2 อุปกรณ์แสง	16
2.2.1 อุปกรณ์กำเนิดแสง	16
2.2.2 อุปกรณ์รับแสง	21
2.2.3 การเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์รับแสงกับเส้นใยแสง	23
2.3 การมอดูเลตเชิงมุม	24
2.3.1 การมอดูเลตทางความถี่และเฟส	24
2.3.2 เอฟเอ็มแบนด์แคบ	25
2.3.3 เอฟเอ็มแบนด์กว้าง	28
2.3.4 การคิ่อมอดูเลตคลื่นเอฟเอ็ม	32
2.4 องค์ประกอบของสัญญาณภาพ	36
2.4.1 สัญญาณโทรทัศน์ขาวดำ	36
2.4.2 สัญญาณควบคุมตำแหน่งภาพ	37
2.4.3 สัญญาณโครมา (Chroma)	38
2.4.4 สัญญาณเบิสต์ (Burst)	40
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	41
3.1 การออกแบบด้านส่ง	41
3.1.1 การออกแบบวงจรขยายความแตกต่างของเสียง	41
3.1.2 การออกแบบวงจรมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulator)	41
3.1.3 การออกแบบวงจรรวมสัญญาณ (Summing Circuit)	43
3.1.4 การออกแบบวงจรไดรเวอร์ (Driver circuit)	43

สารบัญ (ต่อ)

3.2 การออกแบบด้านรับ	45
3.2.1 การออกแบบวงจรดีเทคเตอร์ (Detector Circuit)	45
3.2.1.1 วงจร O/E	45
3.2.1.2 วงจรปริแอมพลิไฟเออร์	45
3.2.2 วงจรขยายสัญญาณ	46
3.2.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจขยายสัญญาณภาพ	47
3.2.4 การออกแบบวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน (Band Pass Filter)	47
3.2.5 การออกแบบวงจขยายความถี่วิทยุ (RF Amplifier)	48
3.2.6 การออกแบบวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator)	49
3.2.7 การออกแบบวงจขยายสัญญาณเสียง (Audio Preamplifier)	50
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	53
4.1 ผลการทดลองด้านส่ง	54
4.2 ผลการทดลองด้านรับ	58
4.3 ผลการทดลองรวม	62
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	65
ภาคผนวก ก	
ภาคผนวก ข	
หนังสืออ้างอิง	

สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกโคอะแกรมสำหรับการทดลองส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง	2
รูปที่ 2.1 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสง	4
รูปที่ 2.2 แสดง Propagation Mode ภายในเส้นใยแสง	5
รูปที่ 2.3 ลักษณะการเดินทางของแสงภายในคอร์ของเส้นใยแสงแบบต่าง ๆ	8
รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะการเดินทางของแสงในเส้นใยแสงแบบเกรดเด็คอินเด็กซ์	8
รูปที่ 2.5 แสดงพารามิเตอร์มีเตอร์ทางโครงสร้างของเส้นใยแสงแบบมัลติโหมด	9
รูปที่ 2.6 แสดงการเกิด Dispersion ของเส้นใยแสง	13
รูปที่ 2.7 แสดงความกว้างแบนด์วิดท์ของการส่งของเส้นใยแสง	16
รูปที่ 2.8 แสดงระดับพลังงานของสารกึ่งตัวนำแบบ P-type และ N-type	17
รูปที่ 2.9 แสดงสนามไฟฟ้าภายในและระดับพลังงานของ P-N junction	18
รูปที่ 2.10 แสดงโครงสร้างทั่วไปของเลเซอร์ไดโอด	19
รูปที่ 2.11 แสดงโครงสร้าง ระดับพลังงาน และการเปลี่ยนแปลงดัชนีการหักเหของ LD	20
รูปที่ 2.12 แสดงโครงสร้างและระดับพลังงานของ LED	21
รูปที่ 2.13 แสดงหลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ PIN โฟโตไดโอด	22
รูปที่ 2.14 แสดงหลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ APD	23
รูปที่ 2.15 การสร้างสัญญาณ เอฟเอ็ม และพีเอ็ม โดยอาศัยวงจรมอดูเลเตอร์ แบบพีเอ็ม และเอฟเอ็ม	25
รูปที่ 2.16 เฟเซอร์ของสัญญาณเอฟเอ็ม เทียบกับสัญญาณเอเอ็ม	27
รูปที่ 2.17 แผนผังระบบการสร้างสัญญาณเอฟเอ็ม และพีเอ็มชนิดเบนด์แคบ	28
รูปที่ 2.18 พังก์ชันของเบสเสตชนิดหนึ่ง $J_n(\beta)$	30
รูปที่ 2.19 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า β และค่า $\frac{n}{\beta}$ ที่ทำให้ค่า $ J_n(\beta) \leq 0.01$	30
รูปที่ 2.20 สเปกตรัมชนิดเส้นของสัญญาณเอฟเอ็ม ซึ่งมีมอดูเลตด้วยสัญญาณรูปไซน์	31
รูปที่ 2.21 เฟสล็อกกลูป	33
รูปที่ 2.22 รูปแบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นของเฟสล็อกกลูป	34
รูปที่ 2.23 รูปแบบของเฟสล็อกกลูป	35
รูปที่ 2.24 แสดงสัญญาณลูมิแนนซ์กับสัญญาณภาพสีรวม	37
รูปที่ 2.25 แสดงรูปร่างของสัญญาณซิงค์ที่อยู่ในสัญญาณภาพโทรทัศน์	37
รูปที่ 2.26 การสร้างสัญญาณภาพสีรวม	39
รูปที่ 2.27 ลักษณะการสร้างสัญญาณโครมา	39
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรมอดูเลตความแตกต่างของสัญญาณเสียง	41
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรมอดูเลตทางความถี่	42

สารบัญญภาพ (ต่อ)

รูปที่ 3.3 แสดงวงจรรวมสัญญาณ	43
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรไครเวอร์	44
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรบัฟเฟอร์และไครเวอร์ LED	44
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรดีเทคเตอร์และวงจรปริแอมป์ลิไฟเออร์	45
รูปที่ 3.7 แสดงวงจรดีเทคเตอร์และวงจรปริแอมป์ลิไฟเออร์ที่ใช้งาน	46
รูปที่ 3.8 แสดงวงจรขยายสัญญาณ	46
รูปที่ 3.9 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำและขยายสัญญาณภาพ	47
รูปที่ 3.10 แสดงวงจรกรองย่านความถี่ 5.5MHz ผ่าน	47
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรกรองย่านความถี่ 10.7MHz ผ่าน	48
รูปที่ 3.12 แสดงวงจรต้นแบบของวงจรขยายความถี่วิทยุ	48
รูปที่ 3.13 แสดงวงจรขยายความถี่วิทยุตามที่ออกแบบ	49
รูปที่ 3.14 แสดงวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์	50
รูปที่ 3.15 แสดงวงจรขยายสัญญาณเสียง	50
รูปที่ 3.16 แสดงวงจรด้านส่งสำหรับการส่งสัญญาณภาพและสัญญาณเอฟเอ็มสองช่อง	51
รูปที่ 3.17 แสดงวงจรทั้งหมดที่ใช้ทางด้านรับ	52
รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของด้านส่ง	53
รูปที่ 4.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของด้านรับ	53
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณเสียงที่ป้อนให้อินพุท ของวงจรขยายความแตกต่างของเสียง	54
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณที่ได้ทางเอาต์พุทของวงจรขยายความแตกต่างของเสียง	54
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณทางเอาต์พุทของวงจรมอดูเลตทางความถี่ที่มีความถี่คลื่นพาห์เท่ากับ 5.5 MHz เมื่อยังไม่ได้ป้อนอินพุท	55
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณทางเอาต์พุทของวงจรมอดูเลตทางความถี่ที่มีความถี่คลื่นพาห์เท่ากับ 10.7 MHz เมื่อยังไม่ได้ป้อนอินพุท	55
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณทางเอาต์พุทของวงจรมอดูเลตทางความถี่ที่มีความถี่คลื่นพาห์เท่ากับ 5.5 MHz เมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นสัญญาณไซน์ 1 KHz	56
รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณทางเอาต์พุทของวงจรมอดูเลตทางความถี่ที่มีความถี่คลื่นพาห์เท่ากับ 10.7 MHz เมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นสัญญาณไซน์ 1 KHz	56
รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณเสียงที่อินพุทของวงจรรวมสัญญาณ	57
รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณทางเอาต์พุทของวงจรรวมสัญญาณ เมื่อป้อนอินพุท ด้วยสัญญาณ ความถี่ 5.5 MHz และ 10.7 MHz	57
รูปที่ 4.11 แสดงการขยายสัญญาณของวงจรขยายเบื้องต้น	58
รูปที่ 4.12 แสดงการขยายสัญญาณของ Main Amplifier	58

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่ 4.13	แสดงผลการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	59
รูปที่ 4.14	แสดงสัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรกรองย่านความถี่ 5.5 MHz ผ่าน	59
รูปที่ 4.15	แสดงสัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรกรองย่านความถี่ 5.5 MHz ผ่าน หลังจากที่ทำ ทำการขยายแล้ว	60
รูปที่ 4.16	แสดงสัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรกรองย่านความถี่ 10.7 MHz ผ่าน	60
รูปที่ 4.17	แสดงสัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรกรองย่านความถี่ 10.7 MHz ผ่าน หลังจากที่ทำ ทำการขยายแล้ว	61
รูปที่ 4.18	แสดงสัญญาณที่คีมอคูเลทที่ความถี่ 5.5 MHz และถูกขยายด้วยวงจรขยายเสียง	61
รูปที่ 4.19	แสดงสัญญาณที่คีมอคูเลทที่ความถี่ 10.7 MHz และถูกขยายด้วยวงจรขยายเสียง	62
รูปที่ 4.20	สัญญาณที่ป้อนให้กับอินพุตภาคขับเคลื่อนให้กับแอสซีดี เทียบกับสัญญาณที่ออก จากภาคขยายสัญญาณของทางด้านรับ	62
รูปที่ 4.21	สัญญาณทดสอบที่ป้อนให้กับอินพุตของเครื่องส่ง เทียบกับสัญญาณที่ออกจาก ภาคขยายสัญญาณเสียงของทางด้านเครื่องรับ	63
รูปที่ 4.22	สัญญาณภาพที่ป้อนให้กับอินพุตของเครื่องส่ง เทียบกับสัญญาณที่ออกจากภาค ขยายสัญญาณภาพของเครื่องรับ (Ch2)	63
รูปที่ 4.23	สัญญาณภาพจากเครื่องเล่น VCD ซึ่งป้อนให้กับทางด้านส่ง	64
รูปที่ 4.24	สัญญาณภาพที่รับได้ทางด้านรับ	64

บทที่ 1

บทนำ

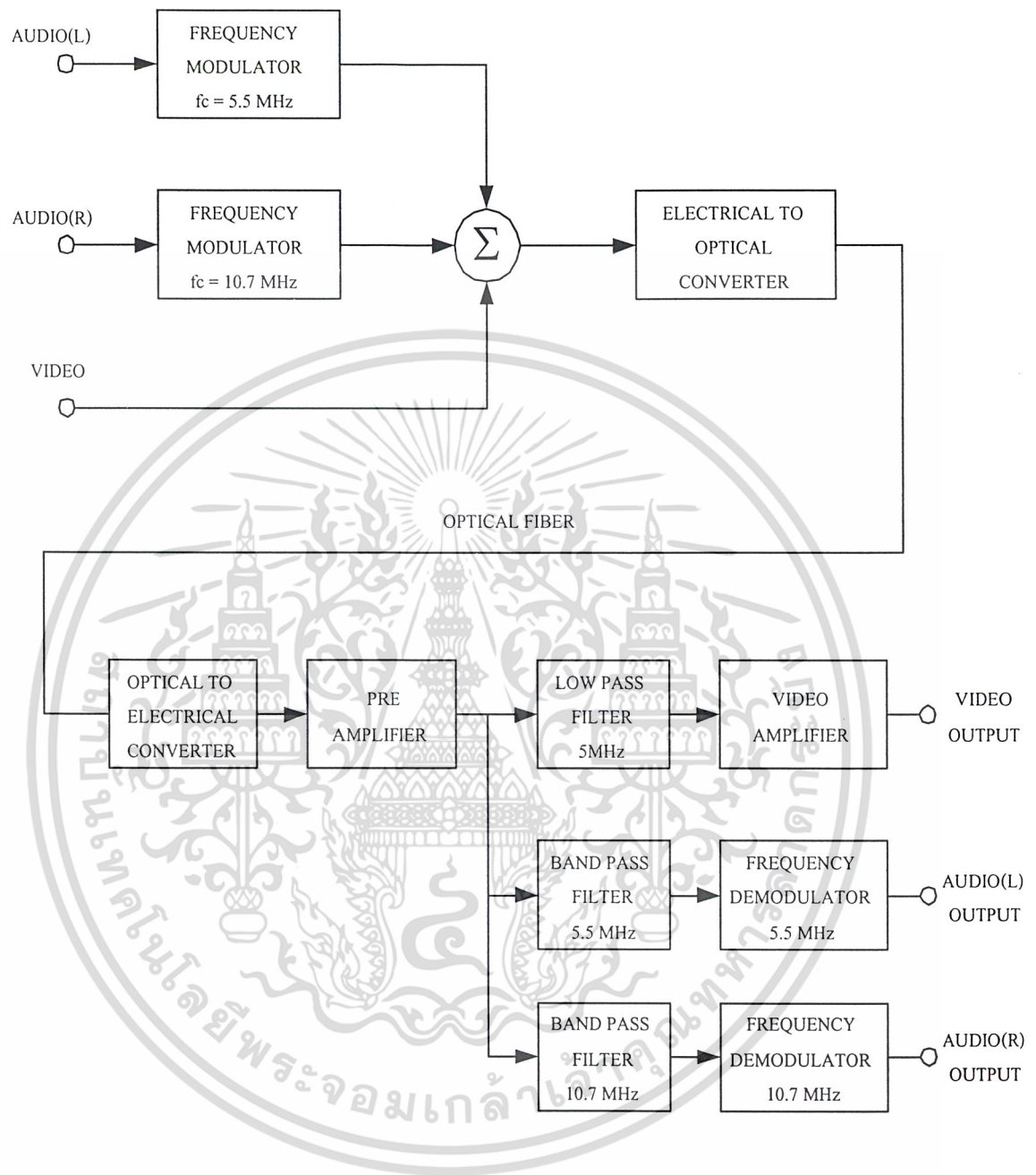
ในปัจจุบัน ระบบการสื่อสารโทรคมนาคมถือว่าเป็นสิ่งที่สำคัญมาก จึงได้มีการพัฒนารูปแบบระบบการสื่อสารเพื่อให้รวดเร็วขึ้น และมีประสิทธิภาพสูงสุด เพื่อตอบสนองต่อความต้องการของมนุษย์ ทั้งนี้ต้องเหมาะสมกับเงินที่ลงทุนไป ไม่ว่าจะเป็นระบบการสื่อสารดาวเทียม ระบบการสื่อสารไมโครเวฟ และระบบการสื่อสารเส้นใยแสง เป็นต้น ซึ่งระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง มีข้อได้เปรียบกว่าระบบอื่น ๆ คือไม่มีปัญหาเรื่องช่องสัญญาณที่ใช้ในการสื่อสาร เพราะช่องสัญญาณถือได้ว่าเป็นทรัพยากรที่มีอยู่อย่างจำกัด ทำให้ไม่เพียงพอต่อความต้องการ ทั้งนี้ยังมีการนำระบบการสื่อสารเส้นใยแสงมาเชื่อมต่อโครงข่ายระหว่างประเทศ เช่น ระบบเคเบิลใต้น้ำหรือซับมารีน (Submarine)

การสื่อสารด้วยเส้นใยแสงมีข้อดีกว่าการสื่อสารด้วยเคเบิลที่ทำจากโลหะ เช่น การลดทอนในเส้นใยแก้วนำแสงมีค่าต่ำกว่าในสายเคเบิลที่เป็นโลหะมาก เส้นใยแสงยังมีแบนด์วิดท์ในการส่งกว้างมาก และเส้นใยแสงมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ปราศจากการรบกวนอันเนื่องมาจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า มีปลอดภัยต่อมนุษย์และยังป้องกันการจารกรรมข้อมูล หรือการดักฟัง ใด้ดียเยี่ยม

สำหรับโครงการนี้ เป็นการทดลองส่งสัญญาณภาพและเสียงแบบอนาล็อกผ่านเส้นใยแสง

ภาคส่ง จะทำการส่งสัญญาณเบสแบนด์ภาพซึ่งมีแบนด์วิดท์ประมาณ 5 MHz พร้อมด้วยสัญญาณเสียงที่มีแบนด์วิดท์ประมาณ 15 KHz ซึ่งถูกมอดูเลตเป็นสัญญาณเอฟเอ็มด้วยคลื่นพาห้ความถี่ 5.5 MHz และ 10.7 MHz จากนั้นรวมสัญญาณทั้งสามเข้าด้วยกัน โดยมีมัลติเพล็กซ์ทางความถี่ ใช้วงจรรวมสัญญาณ (Summing) ในขณะที่ยังเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า หลังจากนั้นสัญญาณจะถูกนำไปมอดูเลตทางความเข้มแสง (Intensive Modulation) โดยโครงการนี้เลือกใช้แอลอีดี (LED) ที่มีความยาวคลื่น 850 นาโนเมตร เป็นตัวกำเนิดสัญญาณแสง (Light Source) ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสง หลังจากนั้นสัญญาณแสงจะถูกป้อน (Coupling) เข้าไปในเส้นใยแสงชนิด สเต็ปอินเด็กซ์ (Step Index Type)

ภาครับ จะใช้อุปกรณ์รับแสง คือโฟโตไดโอด (Photo Diode) ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้า จากนั้นขยายสัญญาณให้แรงขึ้นแล้วทำการแยกสัญญาณภาพและสัญญาณเอฟเอ็มทั้งสองช่องออกจากกัน ด้วยวงจรกรองความถี่ สัญญาณภาพจะถูกกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คัทออฟอยู่ที่ 5 MHz หลังจากนั้นนำสัญญาณเบสแบนด์ไปขยาย ด้วยวงจขยายสัญญาณภาพ ซึ่งสามารถนำสัญญาณป้อนให้มอเนเตอร์ได้เลย ส่วนสัญญาณเอฟเอ็มของเสียงจะทำการกรองด้วยวงจรกรองแถบความถี่หรือวงจรจูน (Tune Circuit) แล้วนำสัญญาณเอฟเอ็มที่ได้ในแต่ละช่องไปทำการดีมอดูเลต เพื่อถอดสัญญาณเสียงออกมา โดยใช้หลักการของเฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop) แล้วนำสัญญาณเสียงที่ได้ไปขยายให้แรงขึ้น ก่อนเข้าภาครับสัญญาณเสียง ซึ่งจะเห็นบล็อกไดอะแกรม สำหรับการทดลองส่งสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงผ่านเส้นใยแสงดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมสำหรับการทดลองส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 เส้นใยแสง

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับเส้นใยแสงได้แก่ ลักษณะโครงสร้างของเส้นใยแสง การเดินทางของแสงในเส้นใยแสง รวมทั้งการลดทอนแสงของเส้นใยแสงและพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของเส้นใยแสง ซึ่งจะได้กล่าวในรายละเอียดต่อไป

2.1.1 ลักษณะของเส้นใยแสง

เส้นใยแสง เป็นเส้นใยขนาดเล็กที่ทำหน้าที่เป็นตัวนำแสง โดยมีโครงสร้างประกอบด้วยส่วนที่แสงเดินทางผ่านเรียกว่า คอร์ (Core) และส่วนที่หุ้มคอร์อยู่เรียกว่า แคลดดิ้ง (Cladding) ทั้งคอร์และแคลดดิ้งเป็นสารไดอิเล็กตริก (Dielectric) ใส 2 ชนิด (ไดอิเล็กตริก หมายถึงสารที่ไม่เป็นตัวนำทางไฟฟ้า เช่น แก้ว พลาสติก) โดยการทำให้ค่าดัชนีการหักเหของแคลดดิ้ง มีค่าน้อยกว่าค่าดัชนีการหักเหของคอร์เล็กน้อยประมาณ 0.2 – 3 % และอาศัยปรากฏการณ์สะท้อนกลับหมดของแสง ทำให้แสงที่ป้อนเข้าไปในคอร์เดินทางไปได้ นอกจากนี้ เนื่องจากว่าเส้นใยแสงมีขนาดเล็กมากเท่าเส้นผมนั่นหมายถึง ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางด้านนอกของแคลดดิ้ง ซึ่งมีขนาดประมาณ 0.1 มิลลิเมตร ส่วนคอร์ที่แสงเดินทางผ่านนั้นมีขนาดเล็กลงไปอีกคือ ประมาณหลายไมโครเมตรจนถึงหลายสิบลไมโครเมตร ซึ่งมีค่าความยาวคลื่นของแสงที่ใช้งานหลายเท่า เส้นใยแสงนอกจากมีคุณสมบัติการส่งสัญญาณอย่างดีเยี่ยมแล้ว ยังมีลักษณะเด่นอื่น ๆ อีก เช่น ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา

2.1.2 ลักษณะการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง

2.1.2.1 การป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสง (Optical Coupling)

เนื่องจากแสงที่ปล่อยออกมาจากแหล่งกำเนิดแสงนั้น จะกระจายกว้างออกเนื่องจากปรากฏการณ์การเบี่ยงเบนของแสง ในการที่จะป้อนแสงเข้าไปในคอร์ที่มีขนาดเล็กมากนั้น ต้องใช้เลนส์ทำการรวมแสง แต่ทว่าแสงที่รวมนั้นไม่ใช่ว่าจะถูกป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงได้ทั้งหมด แสงที่มีมุมตกกระทบที่เหมาะสมเท่านั้นจึงจะสามารถเข้าไปในเส้นใยแสงได้ รูปที่ 2.1 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสง จากรูปจะเห็นว่าที่จุดป้อนแสงของเส้นใยแสงนั้น จะเป็นจุดต่อของตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเหของแสงต่างกัน 3 ชนิด ตัวกลางทั้ง 3 ชนิดนี้คือ อากาศ คอร์ของเส้นใยแสง และแคลดดิ้งของเส้นใยแสง ถ้าให้ค่าดัชนีการหักเหของแสงของตัวกลางทั้ง 3 ชนิดเป็น n_0 ($n_0=1$) n_1 และ n_2 ตามลำดับ จะเกิดการหักเห การสะท้อนกลับของแสงที่รอยต่อของอากาศกับคอร์และคอร์กับแคลดดิ้ง ในที่นี้มุมรับแสงของเส้นใยแสงที่มีค่ามากที่สุดเป็น θ_{max} จากรูปที่ 2.1 จะเห็นว่าลำแสง 2 นั้นมุมรับแสงตรงรอยต่อของคอร์กับแคลดดิ้งนั้น มีค่าเป็นมุมวิกฤต (Critical Angle) ตรงรอยต่อของอากาศกับคอร์และของคอร์กับแคลดดิ้งนั้นจากกฎของสเนล (Snell's law) จะได้ว่า

$$\sin \theta_{max} = n_1 \sin \theta \quad (2.1)$$

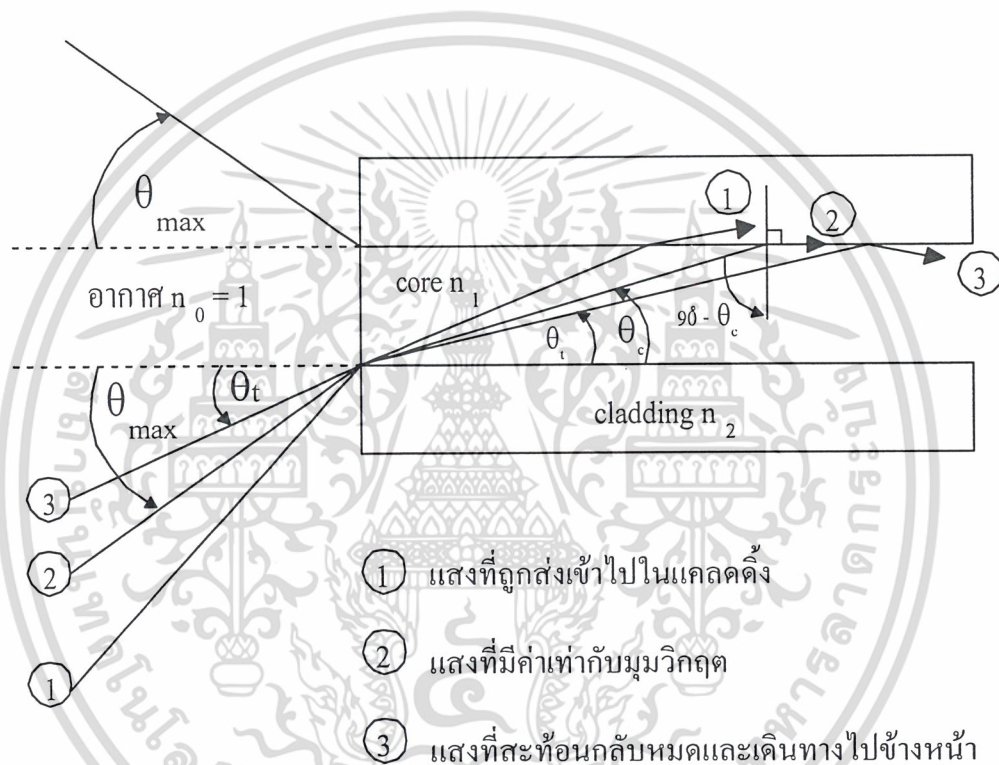
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sin(90^\circ - \theta_c) = \cos \theta_c = n_1/n_2 \quad (2.2)$$

ดังนั้นกรณีที่มีมุมรับแสง θ_{\max} มีค่าสูงสุดนั้น $n_1 = n_2$ จากสมการ (2.1) และ (2.2) จะได้ว่า

$$\sin \theta_{\max} = \sqrt{\frac{n_1^2 - n_2^2}{n_1^2}} \quad (2.3)$$

เรียกว่า อัตราส่วนของผลต่างของดัชนีการหักเหของแสง สำหรับ $\sin \theta_{\max}$ นี้ตามศัพท์เทคนิคของวิชาแสงเรียกว่า Numerical Aperture เขียนย่อว่า “NA” หมายถึง ขนาดของการเปิดรับให้แสงผ่าน และใช้เป็นตัวแสดงเงื่อนไขการป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสง นอกจากนี้ยังถือเป็นองค์ประกอบพื้นฐานอันหนึ่งที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสงระหว่างด้นกำเนิดกับเส้นใยแสงด้วย

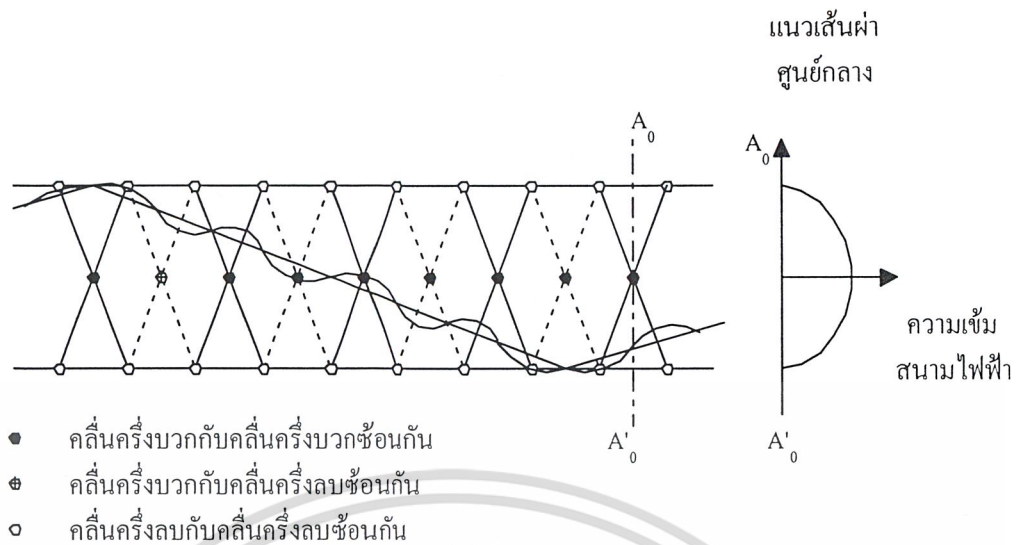


รูปที่ 2.1 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสง

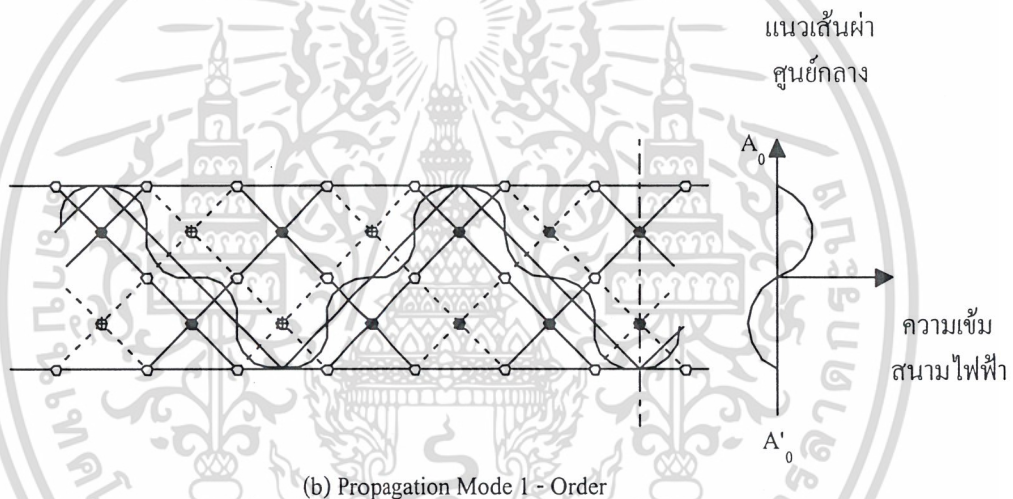
2.1.2.2 โหมดการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง (Propagation Mode)

แสงที่ป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงด้วยค่าของมุมรับแสงที่อยู่ในช่วงของมุมรับแสงสูงสุดนั้นแสงจะเดินทางในเส้นใยแสงด้วยลักษณะที่เกิดการสะท้อนกลับไปมาตรงรอยต่อของคอร์กับเคลดคิง โดยที่การสะท้อนกลับไปมาและเคลื่อนที่ไปข้างหน้าพร้อมกันด้วย ซึ่งจะเกิดการแทรกสอด (Interference) ของคลื่นแสงภายในคอร์ มุมสะท้อนกลับที่รอยต่อจะเกิดขึ้นได้ถ้าหากจัดเงื่อนไขให้เหมาะสม

ลักษณะของความเข้มของสนามไฟฟ้าภายในคอร์ของเส้นใยแสง ที่เกิดขึ้นจากการแทรกสอดของแสงตกกระทบและแสงสะท้อนที่มีค่ามุมสะท้อนกลับเป็นพิเศษเฉพาะ แสดงดังรูปที่ 2.2



(a) Propagation Mode 0 - Order



(b) Propagation Mode 1 - Order

รูปที่ 2.2 แสดง Propagation Mode ภายในเส้นใยแสง

จากตัวอย่างทั้งสองกรณีในรูปที่ 2.2 จะเห็นได้ว่าเป็นการแสดงการแทรกสอดของแสง ที่มีมุมสะท้อนกลับเป็นพิเศษเฉพาะ ซึ่งทำให้ความเข้มของสนามไฟฟ้าเปลี่ยนแปลง 180 องศาและ 360 องศา ในทิศทางของรัศมี ลักษณะการเดินทางของแสงที่มีการเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้าเป็นพิเศษเฉพาะภายในคอร์ของเส้นใยแสงนี้เรียกว่า โหมดการเดินทางของแสง (Propagation Mode) จำนวนโหมดการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสงมีค่าจำกัดตามเงื่อนไขการสะท้อนกลับหมด และนิยมตั้งชื่อโหมดตามลำดับจากโหมดการเดินทางของแสงที่มีค่ามุมการสะท้อนกลับน้อยไปหามากคือ โหมด 0, โหมด 1, โหมด 2 ..., โหมด $(N - 1)$

2.1.2.3. โหมดการเดินทางของแสง

โหมดที่สูงที่สุดของโหมดการเดินทางของแสงคือ $N-1$ นั้นเป็นโหมดการเดินทางของแสงที่มีมุมสะท้อนกลับใกล้เคียงกับมุมวิกฤติ ดังนั้น ถ้าหากให้โหมดการเดินทางของแสงจำนวน N มีค่ามุมสะท้อนกลับเท่ากับมุมวิกฤติ สะท้อนกลับ θ_c และ N เป็นเลขเต็มหน่วยสูงสุดที่ทำให้

$$2a \sin \theta_c \geq N \frac{\lambda}{2} \quad ; \text{ โดย } N = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

ในที่นี้ $2a$ เป็นขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของคอร์ของเส้นใยแสงและจากสมการ (2.1) และ (2.3) จะได้ว่า

$$\sin \theta_c = \frac{\sin \theta_{\max}}{n_1} = \sqrt{\frac{n_1^2 - n_2^2}{n_1^2}} \quad (2.4)$$

ดังนั้นจำนวนโหมดการเดินทางของแสงคือ

$$N \leq \frac{4a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (2.5)$$

กรณีเช่นนี้เมื่อ n_1 และ n_2 มีค่าเท่ากับ 1.475 และ 1.46 ตามลำดับ โดยมีเส้นผ่านศูนย์กลางของคอร์ขนาด 50 ไมโครเมตร และความยาวคลื่นแสงที่ใช้อยู่ในช่วง 1300 นาโนเมตร จากสมการ (2.5) เราจะหาจำนวนโหมดการเดินทางของแสง N ได้จำนวน 16 โหมด เส้นใยแสงที่มีจำนวนโหมดการเดินทางของแสงจำนวนมากอย่างนี้เรียกว่าเส้นใยแสงมัลติโหมด (Multi Mode Optic Fiber)

หากเป็นกรณีที่ n_1 และ n_2 เป็น 1.463 และ 1.46 ตามลำดับ โดยมีเส้นผ่านศูนย์กลางของคอร์ขนาด 10 ไมโครเมตร และความยาวคลื่นแสงที่ใช้อยู่ในช่วง 1300 นาโนเมตร จะได้จำนวนโหมด N เท่ากับ 1 ในกรณีนี้หมายความว่าไม่มีโหมดการเดินทางของแสงที่เป็นโหมด 0 เท่านั้นที่เดินทางไปบนเส้นใยแสงได้ และเส้นใยแสงที่มีโหมดการเดินทางของแสงเพียงโหมดเดียวนั้น เรียกว่า เส้นใยแสงซิงเกิลโหมด (Single Mode Optic Fiber)

จากสมการ (2.5) จะเห็นว่าจำนวนโหมดการเดินทางของแสง ขึ้นอยู่กับความยาวคลื่น (λ) ดังนั้นที่ค่าความยาวคลื่นค่าหนึ่ง N จะเป็นซิงเกิลโหมดและที่ค่าความยาวคลื่นอื่น ซึ่งมีค่าน้อยกว่าความยาวคลื่นนี้แล้ว N จะไม่เป็นซิงเกิลโหมด ค่าความยาวคลื่นต่ำสุดที่ทำให้ N เป็นซิงเกิลโหมดนี้เรียกว่า ความยาวคลื่นคัทออฟ (Cut-off Wave Length) ใช้สัญลักษณ์ λ_c และจากสมการ (2.5) สามารถหาค่า λ_c ได้จากสมการนี้คือ

$$\lambda_c = 4a \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (2.6)$$

เท่าที่กล่าวมาแล้วทั้งหมดตั้งแต่ต้น เป็นเรื่องเกี่ยวกับเส้นใยแสงที่สมมุติว่าเป็นแผ่นแบน แต่เส้นใยแสงที่ใช้งานจริงนั้นเป็นเส้นกลม ดังนั้นจึงต้องเปลี่ยนสมการ (2.6) ใหม่เป็นดังนี้

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{\lambda} a \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (2.7)$$

สำหรับ λ_c นั้นถือเป็นองค์ประกอบสำคัญอันหนึ่ง ในการแสดงคุณสมบัติของเส้นใยแสงที่เป็นซิงเกิลโหมด ยกตัวอย่างเช่น เมื่อเส้นใยแสงมี n_1 เท่ากับ 1.463 และ n_2 เท่ากับ 1.46 โดยมีเส้นผ่านศูนย์กลางเป็น 10 ไมโครเมตร ซึ่งจะได้ λ_c เท่ากับ 1.22 ไมโครเมตร ซึ่งหมายความว่าความยาวคลื่นที่มีค่าต่ำกว่า 1.22 ไมโครเมตร แล้วโหมดการเดินทางของแสงจะไม่เป็นซิงเกิลโหมด

2.1.3 การแบ่งชนิดของเส้นใยแสง

2.1.3.1 การแบ่งชนิดของเส้นใยแสง ตามชนิดของสารไดอิเล็กตริกที่ใช้ โดยสามารถแบ่งได้ 3 ประเภทได้แก่

ก. เส้นใยแสงแบบแก้วซิลิกา (Silica Glass Optical Fiber)

ข. เส้นใยแสงแบบมัลติคอมโพเนนต์กลาส (Multi Component Glass)

ค. เส้นใยแสงแบบพลาสติก (Plastic Optical Fiber)

สำหรับเคเบิลเส้นใยแสงที่ใช้ในการสื่อสารโทรคมนาคม (Telecommunication Network) นั้น นิยมใช้แบบแก้วซิลิกาเพราะมีข้อดีคือ การสูญเสีย (Loss) ต่ำและคุณสมบัติการส่ง (Transmission Characteristic) คงที่ไม่เปลี่ยนแปลง

แต่สำหรับงานที่ต้องการคุณสมบัติการส่งด้อยลงมาคือ ใช้งานง่าย (ต่อง่าย หักยากแม้จะงอเส้นใย แสงมาก ๆ) และใช้กับการสื่อสารระยะทางใกล้ ๆ ใช้กับการเดินสายภายในรถยนต์ (Wire Harness) และอื่น ๆ ในกรณีนี้นิยมใช้เส้นใยแสงที่เป็นพลาสติก

2.1.3.2 การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามจำนวน Propagation Mode

สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดคือ เส้นใยแสงแบบซิงเกิลโหมด (Single Mode Optical Fiber) ใช้ชื่อย่อว่า SM และอีกชนิดหนึ่งคือ เส้นใยแสงแบบมัลติโหมด (Multi Mode Optical Fiber)

2.1.3.3 การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามลักษณะดัชนีการหักเห

สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด คือ

1. Step-Index หมายถึง เส้นใยแก้วนำแสงที่มีค่าดัชนีการหักเหของแสงคงที่ตลอดเนื้อสารทั้งในส่วนที่เป็นคอร์ และแคลดดิ้ง โดยทั่วไปค่าดัชนีการหักเหที่คอร์จะมีมากกว่าแคลดดิ้ง ลักษณะเส้นทางการเดินทางของแสงในไฟเบอร์นี้จะเป็นเส้นตรง สะท้อนไปมาระหว่างคอร์กับแคลดดิ้ง ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นใยแก้วนำแสงส่วนใหญ่จะมีค่าเท่ากับ 125 ไมโครเมตร โดยขนาดของคอร์จะขึ้นอยู่กับ การออกแบบว่าจะส่งในโหมดรวม (Multi Mode) คือแสงสามารถเดินทางในเส้นใยแก้วนำแสงได้หลายแนวทาง ขึ้นอยู่กับมุมหรือองศาที่แสงตกกระทบเข้า หรือส่งในโหมดเดี่ยว (Single Mode) คือแสงมีแนวทางเดินทางเพียงแนวทางเดียว

2. Graded-Index หมายถึง เส้นใยแก้วนำแสงที่มีค่าดัชนีการหักเหของแสง เปลี่ยนแปลงไปตามแนวรัศมี โดยที่ตำแหน่งศูนย์กลางของเส้นใยจะมีค่าดัชนีการหักเหสูงสุดจากนั้นจะลดลงไปตามระยะห่างจากแนวศูนย์กลางจนมีค่าดัชนีหักเหของคอร์และแคลดดิ้งเท่ากัน การเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีหักเหขึ้นอยู่กับสมการคณิตศาสตร์ที่ใช้ในการออกแบบ โดยอาจจะเป็นฟังก์ชันของพาราโบลาหรือครึ่งวงกลม แสงที่เดินทางในเส้นใยแสงชนิดนี้จะไม่เป็นเส้นตรง แต่จะมีแนวโค้งไปเรื่อย ๆ ตามขนาดของไฟเบอร์ ไฟเบอร์ชนิดนี้มีเส้นผ่านศูนย์กลางประมาณ 125 ไมโครเมตร

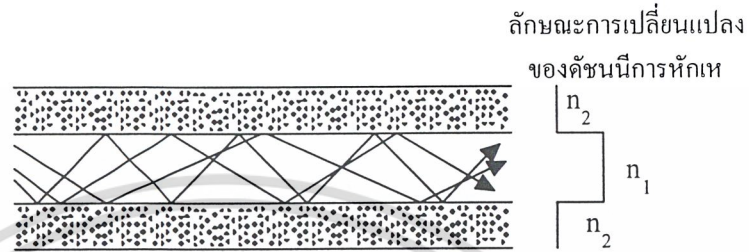
เส้นใยแสงแบบซิงเกิลโหมดนั้น จัดอยู่ในพวกของเส้นใยแสงแบบสเต็ปอินเด็กซ์เหมือนกัน แต่ทว่าเนื่องจากจุดประสงค์ต้องการให้เป็นซิงเกิลโหมด จึงทำให้อัตราส่วนผลต่างของค่าดัชนีการหักเหของคอร์ และแคลดดิ้งมีค่าน้อยมาก จึงแบ่งชนิดแยกออกมาต่างหาก ดังนั้นในกรณีนี้เรียกว่า เส้นใยแสงแบบสเต็ปอินเด็กซ์นั้น โดยทั่วไปจะหมายถึง เส้นใยแสงแบบมัลติโหมด ที่มีผลต่างของดัชนีการหักเหเปลี่ยน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

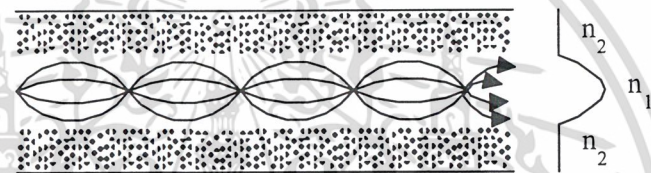
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปลงเป็นชั้นบันได (Step) ลักษณะการเดินทางของแสงภายในคอร์ของเส้นใยแสงแต่ละชนิดแสดงดังรูปที่ 2.3

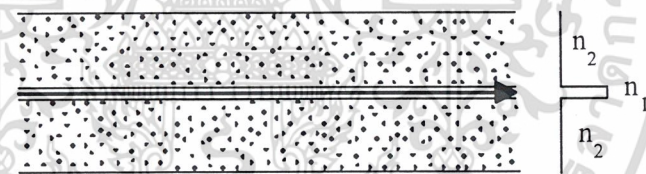
เส้นใยแสงแบบเกรดเด็คดีอินเด็คซ์ (GI) เป็นเส้นใยแสงที่จัดทำเป็นพิเศษเพื่อการส่งมัลติโหมด รูปที่ 2.4 แสดงถึงโหมดการเดินทางของแสงในเส้นใยแสงแบบเกรดเด็คดีอินเด็คซ์



(a) เส้นใยแสงแบบ SI-TYPE (MULTIMODE)

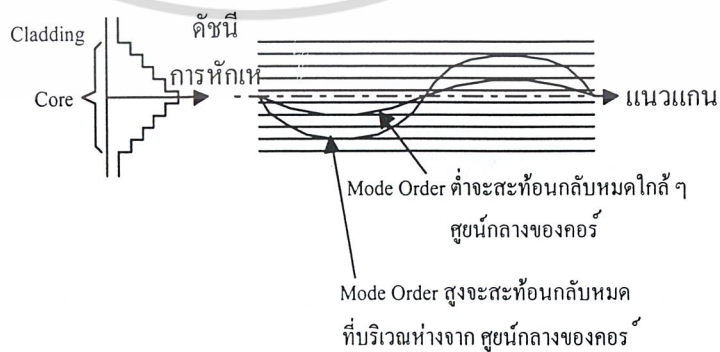


(b) เส้นใยแสงแบบ GI-TYPE



(c) เส้นใยแสงแบบ SM-TYPE

รูปที่ 2.3 ลักษณะการเดินทางของแสงภายในคอร์ของเส้นใยแสงแบบต่าง ๆ

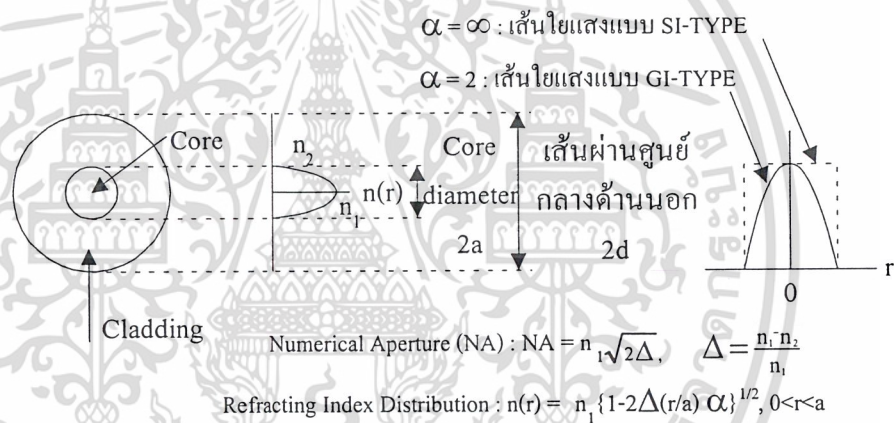


รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะการเดินทางของแสงในเส้นใยแสงแบบเกรดเด็คดีอินเด็คซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.4 โครงสร้างและพารามิเตอร์ (Parameter) ของเส้นใยแสง

องค์ประกอบพื้นฐานที่กำหนดโครงสร้างของเส้นใยแสงคือ เส้นผ่านศูนย์กลางของคอร์ เส้นผ่านศูนย์กลางนอก (เส้นผ่านศูนย์กลางของแคลด์ดิง) Numerical Aperture (NA) และอื่น ๆ องค์ประกอบเหล่านี้เรียกว่า เป็นพารามิเตอร์ทางโครงสร้างของเส้นใยแสง พารามิเตอร์ทางโครงสร้างเหล่านี้นอกจากมีผลต่อการสูญเสีย (Loss) ความกว้างแบนด์วิดท์ ความแข็งแรงทางเมคานิกส์และคุณสมบัติอื่น ๆ ของเส้นใยแสงแล้วยังเป็นองค์ประกอบสำคัญสำหรับการเชื่อมต่อของเส้นใยแสง หรือการต่อของเส้นใยแสงกับอุปกรณ์แสงอีกด้วย นอกจากนี้ยังมีพารามิเตอร์ประกอบทางโครงสร้างเพิ่มเติมอีก ได้แก่ เปรอร์เซ็นต์การคลาดเคลื่อนของศูนย์กลาง (Eccentricity) อัตราความเพี้ยนของวงกลม (Non-Circular Rate) สำหรับพารามิเตอร์ประกอบนี้ จะไม่มีผลอะไรทางด้านคุณสมบัติการส่ง (Transmission Characteristic) แต่ทว่ามันจะมีผลอย่างมากต่อการสูญเสียของการต่อ (Connection Loss) ของเส้นใยแสง เช่น ในการกำหนดโครงสร้างของเส้นใยแสงชนิดมัลติโหมดจะต้องอาศัยพารามิเตอร์ 4 อันคือ เส้นผ่านศูนย์กลางของคอร์ เส้นผ่านศูนย์กลางนอก Numerical Aperture (NA) และลักษณะของค่าดัชนีการหักเห ดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงพารามิเตอร์ทางโครงสร้างของเส้นใยแสงแบบมัลติโหมด

ในการกำหนดค่าต่าง ๆ ของพารามิเตอร์ทางโครงสร้างทั้ง 4 เหล่านี้ต้องคำนึงถึงผลพารามิเตอร์ทางโครงสร้างแต่ละอันที่มีต่อคุณสมบัติต่าง ๆ ของเส้นใยแสง การสร้างได้ง่ายและความประหยัด

สำหรับโครงสร้างของเส้นใยแสงแบบซิงเกิลโหมดจะกำหนดจากพารามิเตอร์ 3 อันคือ เส้นผ่านศูนย์กลางของโหมดฟิลด์ เส้นผ่านศูนย์กลางนอก และความยาวคลื่นคัทออฟ ซึ่งต่างกับกรณีของเส้นใยแสงแบบมัลติโหมด ตามที่ได้กล่าวมาแล้ว สาเหตุที่ใช้เส้นผ่านศูนย์กลางของโหมดฟิลด์ เป็นพารามิเตอร์ทางโครงสร้างของเส้นใยแสงแบบซิงเกิลโหมด แทนการใช้เส้นผ่านศูนย์กลางของคอร์นั้นก็เพราะว่า เส้นผ่านศูนย์กลางของโหมดฟิลด์มีค่ามากกว่า กล่าวคือเป็นค่าเส้นผ่านศูนย์กลางตรงจุดที่มีความเข้มของแสงลดลงเป็น $1/e$ (e ในที่นี้มีค่า 2.71828 ของค่าสูงสุด คือค่าตรงจุดศูนย์กลางของคอร์) และค่าของเส้นผ่านศูนย์กลางของคอร์ของเส้นใยแสงซิงเกิลโหมดมีค่าน้อยยิ่งกว่านั้น อัตราส่วนของผลต่างของค่าดัชนีการหักเหก็มีค่าน้อย

ด้วย ทำให้เป็นการยากที่จะบ่งบอกส่วนที่เป็นรอยต่อของคอร์กับแคลคดิ่งได้อย่างชัดเจน ค่าพารามิเตอร์ของเส้นใยแสงที่สำคัญสามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือ

2.1.4.1 พารามิเตอร์ทางแสง

1) ค่าดัชนีการหักเหจำเพาะ (Δ) พารามิเตอร์ที่แสดงขนาดความแตกต่างของดัชนีการหักเหของคอร์กับแคลคดิ่ง สำหรับเส้นใยแสงแบบสเต็ปอินเด็กซ์ และแบบเกรดเด็คอินเด็กซ์ นั้นกำหนดค่าผลต่างดัชนีการหักเหจำเพาะดังสมการ (2.8)

$$\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \quad (2.8)$$

n_1 คือค่าดัชนีการหักเหของคอร์ หรือเป็นค่าสูงสุดของค่าดัชนีการหักเหภายในคอร์

n_2 คือค่าดัชนีการหักเหของแคลคดิ่ง

ค่าผลต่างดัชนีการหักเหจำเพาะนี้ ถ้าหากมีค่ามากจะทำให้มุมวิกฤติมีค่าน้อย ทำให้ง่ายต่อการป้อนแสงเข้าไปในคอร์

2) มุมรับแสง ในการที่แสงเดินทางไปในเส้นใยแสงนั้น มุมตกกระทบของแสงที่ปลายทางด้านป้อนแสงเข้าไปนั้นจะต้องมีค่าน้อยกว่า θ_{max} ดังแสดงในรูปที่ 2.1 แสงที่ตกกระทบด้วยมุมที่มีค่ามากกว่า θ_{max} นี้จะไม่เกิดการสะท้อนกลับหมดที่รอยต่อของคอร์กับแคลคดิ่ง แต่จะมีส่วนหนึ่งหักเหเข้าไปในแคลคดิ่งและรั่วออกไป ทำให้ไม่สามารถเดินทางไปได้การที่แสงเดินทางไปในเส้นใยแสงนั้น จำเป็นต้องมีมุมตกกระทบอยู่ในช่วงมุมรับแสง $2\theta_{max}$ ดังแสดงในรูปที่ 2.1 นอกจากนั้น มุมปัดออกแสงในตอนที่ยังออกจากเส้นใยแสงก็เช่นกันจะมีมุมอยู่ในช่วงมุมรับแสงนี้

3) Numerical Aperture (NA) เป็นการแสดงประสิทธิภาพอย่างหนึ่งของเลนส์ ทำให้เราทราบว่าเมื่อมีลำแสงขนานผ่านเลนส์ แสงที่ผ่านเลนส์นั้นจะถูกรวมเป็นจุดเดียวที่จุดโฟกัส ในกรณีนี้ถ้ากำหนดให้มุมจากจุดโฟกัสไปยังขอบเลนส์มีค่าเป็น θ ค่าที่ผ่านส่วนที่เป็น $\sin \theta$ นี้เรียกว่า Numerical Aperture หรือ NA

$$\text{ดังนั้น} \quad NA = \sin \theta$$

สำหรับเส้นใยแสงนั้นส่วนที่เป็น θ_{max} ซึ่งเป็นครึ่งหนึ่งของมุมรับแสงเรียกว่า Numerical Aperture หรือ NA ของเส้นใยแสง

$$\text{ดังนั้น} \quad NA = \sin \theta_{max}$$

จากรูปที่ 2.1 จะเห็นได้ว่า ในการที่จะทำให้แสงเข้าไปในเส้นใยแสงได้อย่างมีประสิทธิภาพดีนั้นจะต้องใช้เลนส์ที่มี NA เท่ากันกับของเส้นใยแสงที่ทำกรรวมแสง

2.1.4.2 พารามิเตอร์ทางโครงสร้าง

โครงสร้างหน้าตัดที่ถูกต้องสมบูรณ์ของเส้นใยแสง เส้นรอบรูปของคอร์และแคลคดิ่ง จะมีจุดศูนย์กลางร่วมกัน ในกรณีนี้จะสามารถกำหนดโครงสร้างหน้าตัดของเส้นใยแสงได้โดย เส้นผ่านศูนย์กลางของคอร์และเส้นผ่าศูนย์กลางของแคลคดิ่ง เส้นใยแสงที่ผลิตได้จริงนั้นจะมีรูปร่างผิดเพี้ยนไปบ้าง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องให้คำจำกัดความพารามิเตอร์อื่น ๆ นอกเหนือจากเส้นผ่านศูนย์กลางของคอร์และเส้นผ่าศูนย์กลาง

กลางของแคลคคิ่ง พารามิเตอร์ที่แสดงเป็นโครงสร้างเหล่านี้ เป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่ง ในกรณีที่ทำการประมาณ หรือประเมินค่าสูญเสียในการเชื่อมต่อของเส้นใยแสง

1) เส้นผ่านศูนย์กลางของคอร์ แสดงขนาดความโตของคอร์ที่แสงส่วนใหญ่ถูกกักอยู่ในคอร์ เมื่อทำให้แสงเดินทางไปในเส้นใยแสงสำหรับเส้นใยแสงที่คั่น คอร์จะมีลักษณะเป็นที่ทรงกระบอกตัน เส้นผ่านศูนย์กลางของคอร์ จะแสดงด้วยเส้นผ่านศูนย์กลางของวงกลมของหน้าตัดของท่อทรงกระบอกนี้ แต่สำหรับเส้นใยแสงในทางปฏิบัติมันจะมีความยุ่งยากในการทำให้ค่าจำกัดความของ เส้นผ่านศูนย์กลางของคอร์ โดยทั่วไปแล้วจะแสดงด้วยค่าเฉลี่ยของเส้นผ่านศูนย์กลางต่ำสุดและสูงสุดของวงกลม

2) เส้นผ่านศูนย์กลางของแคลคคิ่ง แสดงความโตของเส้นใยแสง ในกรณีที่ทำการพิจารณาการสูญเสียของแสงที่เกิดจากการบิดงอของเส้นใยแสงนั้น เส้นผ่านศูนย์กลางของแคลคคิ่ง จะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญเช่นเดียวกันกับเส้นผ่านศูนย์กลางของคอร์ และค่าดัชนีการหักเห นอกจากนี้ยังมีความสำคัญต่อกรณีที่ทำการประเมินค่าความแข็งแรงทางเมคานิกส์ และคุณสมบัติการเชื่อมต่อของเส้นใยแสง

3) เปอร์เซนต์การผิดเพี้ยนจากวงกลมของคอร์ และแคลคคิ่ง เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้แสดง การผิดเพี้ยนจากความเป็นวงกลม ของคอร์และแคลคคิ่ง ก็คือเปอร์เซนต์การผิดเพี้ยนจากวงกลม ของคอร์และแคลคคิ่ง พารามิเตอร์ทั้งสองนี้กำหนดจากผลต่างของเส้นผ่านศูนย์กลางสูงสุด กับเส้นผ่านศูนย์กลางต่ำสุดหารด้วยค่าเส้นผ่านศูนย์กลางมาตรฐานแล้วคูณด้วย 100 พารามิเตอร์ทั้งสองนี้เป็นสิ่งสำคัญในการประเมินค่าการสูญเสียจากการเชื่อมต่อ

4) เปอร์เซนต์ความคลาดเคลื่อนของจุดศูนย์กลางร่วม ในทางปฏิบัติมันจุดศูนย์กลางของคอร์และของแคลคคิ่งของเส้นใยแสง จะไม่อยู่ที่จุดเดียวกันเปอร์เซนต์ความคลาดเคลื่อนของจุดศูนย์กลาง กำหนดจากระยะห่างระหว่างจุดศูนย์กลางของคอร์กับแคลคคิ่ง หารด้วยค่ามาตรฐานของเส้นผ่านศูนย์กลางของคอร์แล้วคูณด้วย 100 พารามิเตอร์นี้เป็นสิ่งสำคัญในการประเมินค่าการสูญเสียของการเชื่อมต่อเส้นใยแสง

2.1.5 คุณสมบัติต่าง ๆ ของเส้นใยแสง

2.1.5.1 การสูญเสียสัญญาณในเส้นใยแสง

เมื่อมีการป้อนข้อมูลสัญญาณแสงให้กับเส้นใยแสง ในช่วงระยะทางหนึ่ง สัญญาณเอาท์พุทที่ได้ย่อมมีการสูญเสียหรือผิดเพี้ยน ไปบ้างเช่นเดียวกับการส่งข้อมูลด้วยสายเคเบิล ลักษณะการสูญเสียในเส้นใยแก้วนำแสงมีสาเหตุดังต่อไปนี้คือ

1) การสูญเสียเนื่องจากการดูดกลืนแสงของวัสดุตัวกลาง เป็นผลมาจากการดูดซับพลังงานภายในเนื้อสารที่ใช้ทำเส้นใยแก้วนำแสง ในขณะที่แสงเดินทางและชนกับโมเลกุลของมัน หากการดูดซับพลังงานในเนื้อสารมีมาก จะก่อให้เกิดการสูญเสียสัญญาณมากขึ้นด้วย ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับโครงสร้างทางโมเลกุล และความบริสุทธิ์ของเนื้อสารที่ใช้ทำเส้นใยแสง

2) การสูญเสียจากการกระเจิงของแสง เมื่อเดินทางในเส้นใยแสง จะเกิดการกระเจิงของแสงเนื่องมาจากการชนของโมเลกุลของเนื้อสารจะทำให้เกิดการสูญเสียสัญญาณไป โดยอัตราการสูญเสียนี้ ขึ้นอยู่กับโครงสร้างที่ไม่สมบูรณ์ของเนื้อสาร อีกทั้งขึ้นกับความยาวคลื่นของแสงที่เดินทางในเส้นใยแสงด้วย

3) การสูญเสียจากการโค้งงอเส้นใยแสง เป็นการสูญเสียอันเนื่องมาจากการจัดวางของสาย เส้นใยแสงที่ทำหน้าที่เป็นท่อนำสัญญาณ ในลักษณะที่ไม่เป็นเส้นตรงทำให้มุมของการตกกระทบที่ผนังระหว่างคอร์กับแคลดดิ้งเปลี่ยนไป ดังนั้นสัญญาณเอาท์พุทในระบบสื่อสารชนิดโหมคร่วม จึงเกิดการผิดเพี้ยนได้ง่าย โดยมีขนาดความกว้างของสัญญาณมากขึ้นกว่าเดิม

4) การสูญเสียแสงอันเนื่องมาจากโครงสร้างของเส้นใยแสงไม่สมบูรณ์ เกิดจากรอยต่อของคอร์กับแคลดดิ้ง ไม่ได้เป็นผิวของทรงกระบอกที่แบนราบเหมือนอย่างทฤษฎี แต่ทว่ามีรอยตะปุ่มตะป่ำขนาดเล็กมาก ๆ อยู่เมื่อผิวที่ไม่เรียบสม่ำเสมออย่างนี้จะทำให้ Propagation Mode เปลี่ยนเป็น Radiation Mode (เป็นโหมดที่ส่วนหนึ่งของพลังงานที่ส่งไปหลุดออกนอกคอร์) ดังนั้นการสูญเสียของแสงจะเพิ่มมากขึ้น การสูญเสียนี้เรียกว่าการสูญเสียเนื่องจากความไม่สมบูรณ์ของโครงสร้าง

5) Microbending Loss เป็นการสูญเสียที่เกิดขึ้นภายหลังการผลิตเส้นใยแสงอันเนื่องมาจากมีแรงกดไม่สม่ำเสมอกระทำทางด้านข้างของเส้นใยแสง ทำให้แกนของเส้นใยแสงบิดงอไป 2-3 ไมโครเมตร นั่นคือปรากฏการณ์นี้ จะเกิดขึ้นเมื่อเพิ่มแรงดึงให้แก่เส้นใยแสง ขณะทำการม้วนเส้นใยแสงเข้ากับหลอด (Bobbin) หรือทำการหุ้มพลาสติกเข้ากับเส้นใยแสงอย่างเหมาะสม

6) Connection Loss เกิดจากการต่อเส้นใยแสงนั้นจะปรับคอร์ทั้งสองของเส้นใยแสงให้ยื่นเข้าหากันอย่างถูกต้องแน่นอน และจะต้องเชื่อมต่อกันอย่างสม่ำเสมอจริง ๆ แต่ถ้าหากไม่สม่ำเสมออย่างสมบูรณ์แล้วส่วนหนึ่งของแสงที่ออกมาจากคอร์ ด้านหนึ่งนั้นก็จะไม่สามารถเข้าไปในคอร์อีกด้านหนึ่ง แต่จะรั่วเข้าไปในแคลดดิ้งกลายเป็นการสูญเสียแสง สาเหตุของการสูญเสียจากรอยต่อเส้นใยแสงได้แก่ เส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์ของเส้นใยแสง มีขนาดต่างกัน ทำให้เกิดการสูญเสียที่มีอัตราส่วนผลต่างค่าดัชนีการหักเหต่างกัน

การคิดค่ากำลังการสูญเสีย (Loss) ในเส้นใยแสงมักกระทำในเทอมของเดซิเบล (dB) โดยการคำนวณจากสูตร

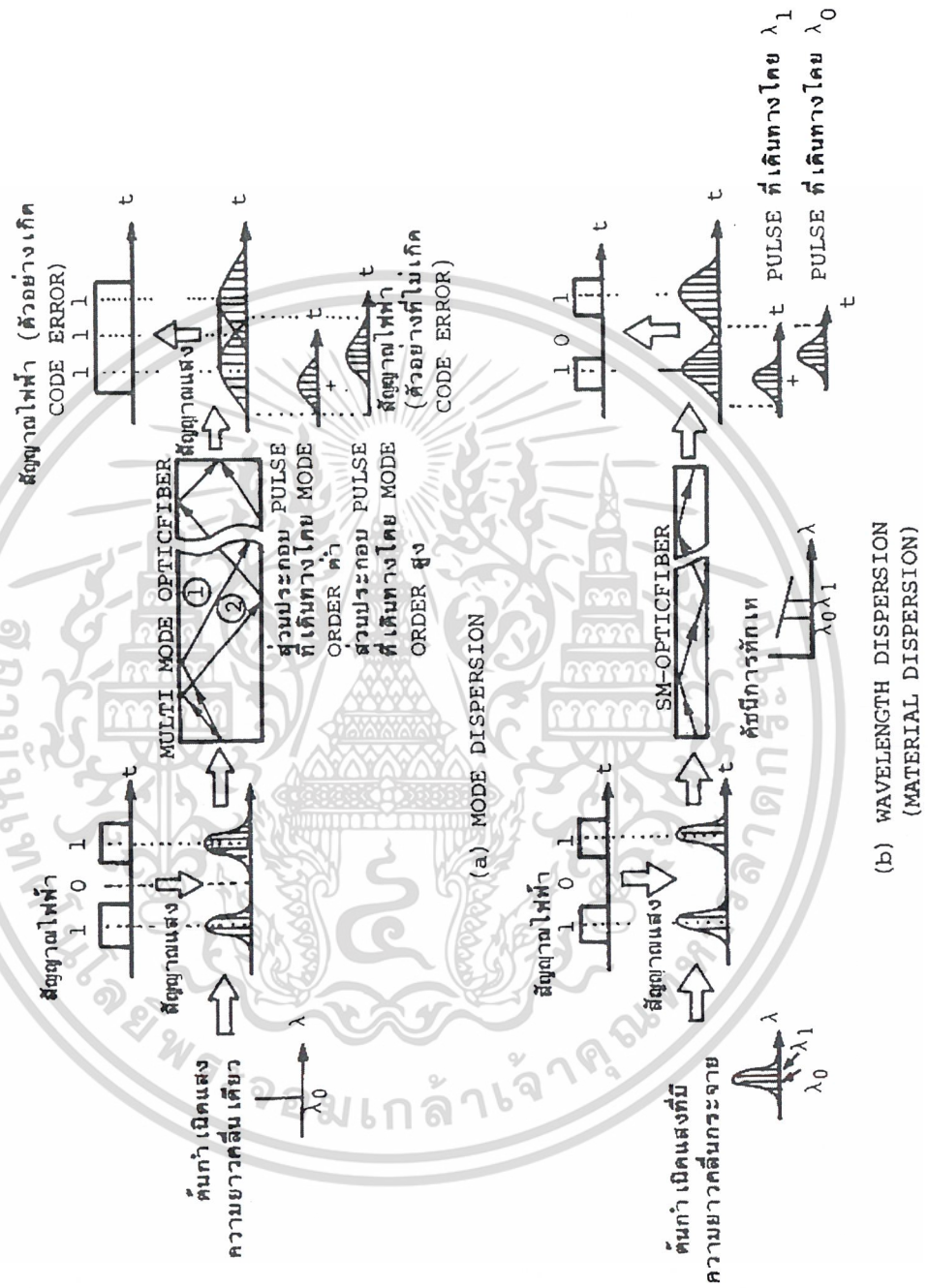
$$L(\text{dB}) = 10\text{Log}(P_{\text{out}}/P_{\text{in}})$$

เมื่อ P_{out} คือ ค่าพลังงานเอาท์พุท

P_{in} คือ ค่าพลังงานอินพุทที่ป้อนให้กับเส้นใยแสง

2.1.5.2 การขยายกว้างออกของโหมด (Mode Dispersion) และแบนด์วิดท์ของเส้นใยแสง

1) การขยายกว้างออกของโหมด สำหรับเส้นใยแสงแบบมัลติโหมคนั้น ความเร็วในการเดินทางของแต่ละโหมดภายในเส้นใยแสงจะต่างกัน ดังตัวอย่างที่แสดงในรูปที่ 2.6 a) เมื่อป้อนพัลส์ (Pulse) ที่ถูกผสมแบบพัลส์มอดูเลตเข้าไปในเส้นใยแสงแบบมัลติโหมคพัลส์ของแสงที่ออกมาจากปลายอีกข้างหนึ่งของเส้นใยแสง เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับพัลส์ของแสงทางด้านที่ป้อนเข้าไปจะเห็นว่า ขยายออกกว้างกว่า การที่เกิดอย่างนี้นั้นแม้ว่าความยาวคลื่นของต้นกำเนิดแสงจะเหมือนกันก็ตาม ดังนั้นการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงจึงเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า การขยายกว้างออกของโหมด (Mode Dispersion) ทำให้ไม่สามารถทำให้ระยะห่างระหว่างพัลส์เล็กลงมาก ๆ ได้



รูปที่ 2.6 แสดงการเกิด Dispersion ของเส้นใยแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะเห็นได้ว่า เส้นใยแสงแบบมัลติโหมคนั้นส่วนใหญ่การขยายกว้างออกของโหมด จะเป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ แม้ว่าพยายามทำให้การขยายกว้างออกของโหมดนี้น้อยลงโดยการทำให้ค่าดัชนีการหักเหของคอร์เป็นลักษณะพาราโบลา ซึ่งเรียกว่าเส้นใยแสงแบบเกรดเด็คอินเด็กซ์ แล้วก็ตามแต่เนื่องจากมีขีดจำกัดในความแน่นอนของรูปร่างของค่าดัชนีการหักเห ด้วยเหตุนี้ในระบบการส่งข่าวสารจำนวนมากที่ต้องการคุณสมบัติแบนด์วิดท์ที่กว้างนั้น จะใช้เส้นใยแสงแบบซิงเกิลโหมดที่ไม่มีการขยายกว้างออกของโหมด โดยการทำให้มีโหมดเดียว

2) การขยายกว้างออกของความยาวคลื่น (Wave Length Dispersion)

ในตัวกลางที่มีเนื้อเดียวกัน แต่ถ้าหากความยาวคลื่นต่างกันแล้ว ค่าดัชนีการหักเหจะต่างกันเป็นผลให้ความเร็วในการเดินทางต่างกันตามค่าความยาวคลื่น ปรากฏการณ์ที่เห็นได้เกี่ยวกับค่าดัชนีการหักเหที่ขึ้นอยู่กับความยาวของแสงคือการกระจายแสงออกเป็นสีต่าง ๆ ของปริซึมการเกิดรุ้งกินน้ำที่มี 7 สีเกิดขึ้นในตอนหลังฝนตก เป็นต้น

แสงที่ใช้ในการสื่อสารเส้นใยแสงนั้น ความจริงแล้วไม่ใช่แสงที่มีความยาวคลื่นเพียงอันเดียวเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 2.6 b) กล่าวคือ จะมีความยาวคลื่นอื่นอยู่ด้วยแต่น้อยมาก ทำให้เกิดการขยายกว้างออกของความยาวคลื่น ด้วยเหตุนี้ จะเกิดความแตกต่างของความเร็วในการเดินทางตามความยาวคลื่นที่แตกต่างกัน (ความยาวคลื่นยิ่งมีค่ามากเท่าใด ค่าดัชนีการหักเหจะน้อยลงเท่านั้น และจะเป็นผลให้ความเร็วในการเดินทางเพิ่มขึ้น) การขยายกว้างออกของความยาวคลื่นนี้ เป็นสาเหตุให้แบนด์วิดท์ถูกจำกัดค่าความกว้างเช่นเดียวกับกรณีของการขยายกว้างออกของโหมด ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในข้อ 1) และสาเหตุนี้เรียกว่า Material Dispersion

นอกจากนี้กรณีที่มีค่าผลต่างของดัชนีการหักเหของคอร์กับแคลดดิ้ง มีค่าน้อยนั้นปรากฏการณ์การสะท้อนกลับหมดของแสงที่รอยต่อของคอร์กับแคลดดิ้ง จะไม่เหมือนกับที่เกิดในกระจกเงา กล่าวคือส่วนหนึ่งของแสงจะทะลุเข้าไปในแคลดดิ้งก่อนแล้วจึงสะท้อนกลับหมดและขนาดการทะลุเข้าไปนี้จะแตกต่างกันตามความยาวคลื่น เป็นผลให้ระยะทางการเดินทางของแสงนี้ขึ้นอยู่กับความยาวคลื่น (ความยาวคลื่นยิ่งมีค่ามากเท่าใดขนาดการทะลุเข้าไปในแคลดดิ้งจะมากขึ้นเท่านั้น และจะทำให้เส้นทางการเดินทางยาวมากขึ้น)

การขยายกว้างออกในการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงนั้น การเกิดการขยายกว้างออกเนื่องจากเนื้อสาร (Material Dispersion) และการขยายกว้างออกเนื่องจากโครงสร้างรวมเรียกว่า การขยายกว้างออกทางความยาวคลื่น (Wave Length Dispersion)

ความสัมพันธ์ระหว่าง Mode Dispersion, Material Dispersion และ Structure Dispersion จะเป็นดังนี้คือ

$$\text{Mode Dispersion} \gg \text{Material Dispersion} > \text{Structure Dispersion}$$

ดังนั้น สำหรับเส้นใยแสงแบบมัลติโหมด ส่วนใหญ่การขยายกว้างออกของโหมด จะเป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของการส่ง ส่วนการขยายกว้างออกทางความยาวคลื่นนั้น มีผลต่อแบนด์วิดท์ของการส่งน้อยมาก แต่จะเป็นสาเหตุสำคัญในการกำหนดแบนด์วิดท์ในเส้นใยแสงแบบซิงเกิลโหมด ด้วยเหตุนี้ในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้นใยแสงแบบซิงเกิลโมด จะเลือกใช้ความยาวคลื่นที่ทำให้การขยายกว้างออกเนื่องจากโครงสร้างไปหักล้าง กับการขยายกว้างออกเนื่องจากเนื้อสารให้มากที่สุดเท่าที่จะทำได้ (ความยาวคลื่นนี้เรียกว่า Zero Dispersion Wave Length) และใช้วิธีการต่าง ๆ ในการออกแบบโครงสร้างของเส้นใยแสง เพื่อให้มีการขยายกว้างออกทางความยาวคลื่นให้น้อยที่สุด

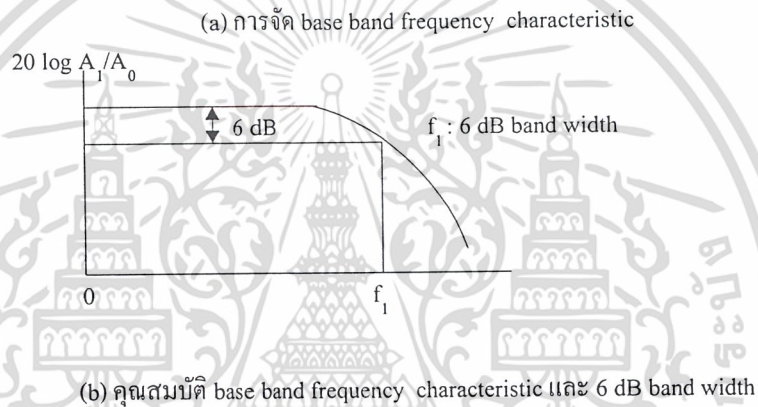
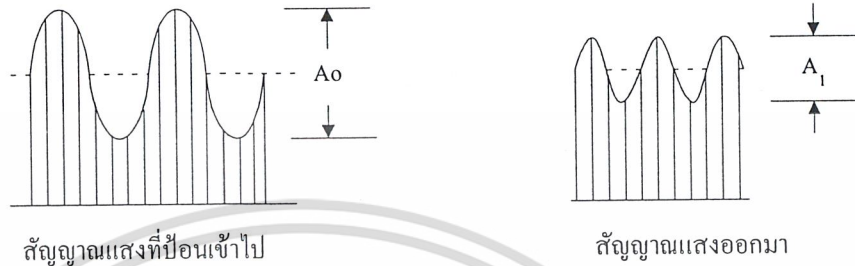
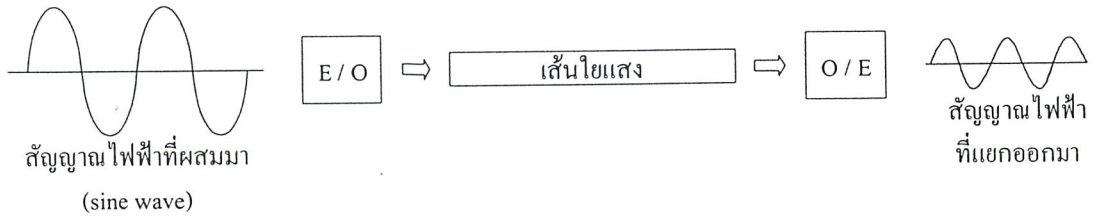
3) ขนาดความกว้างแบนด์วิดท์ของการส่ง (Transmission Bandwidth)

ปัจจุบัน ความกว้างแบนด์วิดท์ของการส่งที่ใช้ในการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงนั้น เป็นตัวบอกให้ทราบว่า จะสามารถส่งสัญญาณแสงที่ผสมกับสัญญาณของข่าวสาร ด้วยความถี่สูงมากแค่ไหน ปกติจะแสดงขนาดความกว้างตรงจุดที่คุณสมบัติความถี่เบสแบนด์ (Baseband Frequency Characteristic) ของเส้นใยแสงตกลง 6 เดซิเบล (dB)

สมมุติว่าเราทำการป้อนอิมพัลส์ (Impulse) ซึ่งเป็นรูปคลื่น (Wave form) ที่สมบูรณ์แบบกล่าวคือตรงฐานของรูปคลื่นไม่ขยายกว้างออก เมื่ออิมพัลส์นี้เดินทางไปในเส้นใยแสงได้ระยะทางค่าหนึ่ง ตรงจุดปลายทางของเส้นใยแสงนั้น อิมพัลส์ที่เดินทางมาจะขยายกว้างออก เนื่องจากคุณสมบัติการขยายกว้างออกของแสงตามที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ผ่านมา แม้ว่าในระหว่างทางที่แสงเดินทางมาจะไม่มีแสงกระจายออกจากคอร์เลยก็ตาม แต่ทว่าการที่อิมพัลส์ขยายกว้างออกไปนั้น จะต้องทำให้ขนาดของอิมพัลส์ลดลงอย่างแน่นอน จากการตรวจสอบรูปคลื่นอิมพัลส์ตรงจุดปลายทางของเส้นใยแสงนี้เรียกว่า Impulse Response Wave Form สามารถเป็นขั้นตอนของการประเมินค่าคุณสมบัติการขยายกว้างออกของเส้นใยแสงได้ โปรดสังเกตว่า การใช้หลักการเช่นนี้ในย่านของความถี่จึงเรียกว่า Baseband Frequency Characteristic

คำว่า Baseband Frequency Characteristic นั้นหมายถึง คุณสมบัติความถี่ของอัตราส่วนของขนาดของสัญญาณไฟฟ้า ซึ่งเป็นคลื่นไซน์ที่นำมาผสมทางด้านอินพุตกับสัญญาณไฟฟ้าที่แยกออกมาจากการผสม (Demodulation) ทางด้านเอาต์พุตในสายส่งที่เป็นเส้นใยแสงดังแสดงในรูปที่ 2.7 (a) สำหรับเส้นใยแสงที่เป็นมัลติโมด เนื่องจากผลของการขยายกว้างออกของโหมด ดังที่ได้กล่าวมาแล้วจะทำให้ได้ว่า เมื่อความถี่ที่นำมาผสมทางด้านอินพุตสูงขึ้น ขนาดของสัญญาณที่แยกออกมาจากการผสมทางด้านเอาต์พุตลดลง ดังแสดงในรูปที่ 2.7 (b) นอกจากนั้นยังขึ้นกับระยะทางด้วย ขนาดความกว้างแบนด์วิดท์ 6 dB นั้น เรียกว่า เป็นช่วงความถี่ที่ขนาดของสัญญาณไฟฟ้าที่แยกออกมาจากการผสม ภายหลังจากแสงเดินทางได้ 1 กิโลเมตรแล้วปรากฏว่าขนาดของมันลดลงเป็นครึ่งหนึ่ง (ปริมาณการสูญเสียกำลังของแสงเป็น 3 dB) เมื่อเทียบกับขนาดของสัญญาณไฟฟ้าที่นำมาผสมทางอินพุตและใช้หน่วยเป็น MHz.km

เมื่อเปรียบเทียบคุณสมบัติการส่งของเส้นใยแสงกับสายเคเบิลโลหะแบบสมดุล (Balance) กับสายโคแอกเชียลเคเบิล (Coaxial Cable) จะเห็นว่าคุณสมบัติ Baseband Frequency ของเส้นใยแสงกว้างกว่าสายเคเบิลโลหะแบบสมดุล และสายโคแอกเชียลเคเบิลที่ใช้อยู่ในปัจจุบันมากมาย โดยเฉพาะเส้นใยแสงแบบซิงเกิลโมดนั้นกว้างมากที่สุด โดยทั่วไปมีขนาดความกว้างที่ 6 dB เป็นหลายสิบ GHz.km



รูปที่ 2.7 แสดงความกว้างแบนด์วิดท์ของการส่งของเส้นใยแสง

2.2 อุปกรณ์แสง (Optical Device)

ในที่นี้จะกล่าวถึงโครงสร้างและการทำงานของอุปกรณ์แสงสองประเภทคือ อุปกรณ์กำเนิดแสง และอุปกรณ์รับแสง ซึ่งจะได้กล่าวถึงในรายละเอียดต่อไป

2.2.1 อุปกรณ์กำเนิดแสง

2.2.1.1 P-N Junction

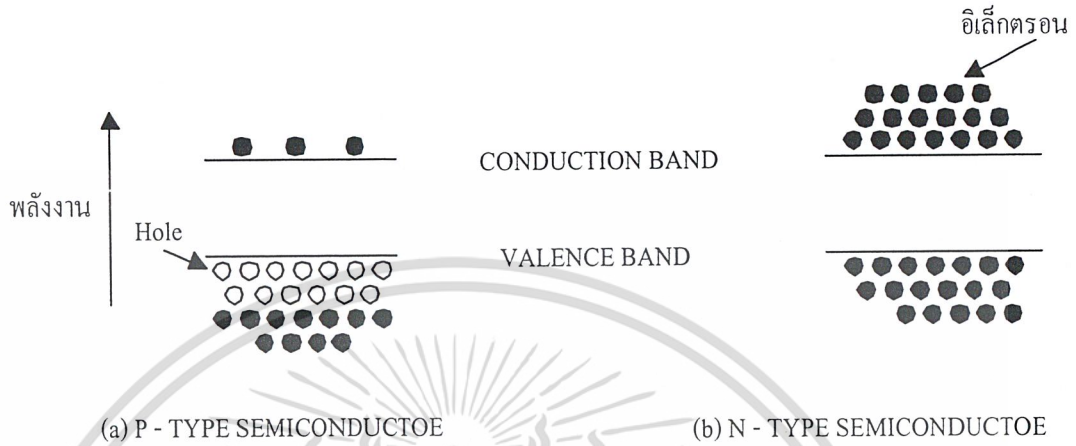
เกี่ยวกับโครงสร้างของอุปกรณ์เปล่งแสง จากทางด้านการใช้งานเพื่อให้ได้กำลังการเปล่งแสงที่มีประสิทธิภาพสูงนั้น การนำสารกึ่งตัวนำ P และ N มาเชื่อมต่อกัน (Junction) นั้นเป็นสิ่งสำคัญยิ่ง ดังนั้นเพื่อเป็นการทำให้เข้าใจขั้นตอนการเปล่งแสง อันเนื่องมาจากโครงสร้างของอุปกรณ์เปล่งแสงที่เป็นสารกึ่งตัวนำนั้น ในที่นี้จะอธิบายถึงคุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำแบบ P-type และ N-type ก่อน

สำหรับสารกึ่งตัวนำนั้นปกติจำนวนอิเล็กตรอน (หรือจำนวน Hole) ที่มีอยู่นั้นจะมีค่าคงที่ตามชนิดของอะตอม และอิเล็กตรอนส่วนใหญ่จะรวมตัวกันอยู่ในวาเลนซ์แบนด์ (Valence Band) ในตอนต้นสารกึ่งตัวนำที่มีสภาพเช่นนี้เรียกว่า Genuine Semiconductor แต่สารกึ่งตัวนำที่เรียกว่า P-type นั้นจะมี

สภาพที่มีจำนวนโฮล (อนุภาคที่มีประจุ + ในตัว) มากและมีอิเล็กตรอน (มีประจุ - ในตัว) น้อยดังแสดงในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ประกอบการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.8 (a) ส่วนสารกึ่งตัวนำที่เรียกว่า N-type นั้นจะมีสภาพตรงกันข้ามกับ P-type กล่าวคือ มีอิเล็กตรอนมากกว่าโฮลและจำนวนอิเล็กตรอนที่มากเกินไปจะรวมตัวกันอยู่ในคอนดักชันแบนด์ (Conduction Band) ดังแสดงในรูปที่ 2.8 (b)



(a) P - TYPE SEMICONDUCTOR

(b) N - TYPE SEMICONDUCTOR

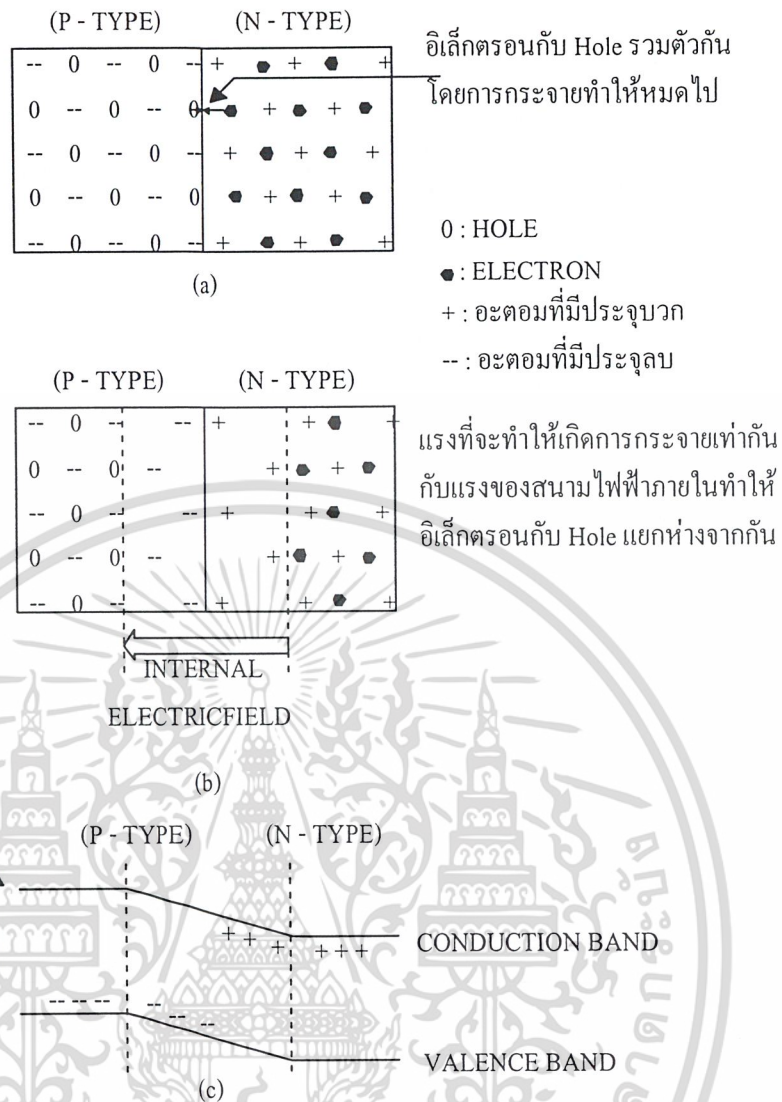
รูปที่ 2.8 แสดงระดับพลังงานของสารกึ่งตัวนำแบบ P-type และ N-type

คราวนี้สมมติ เรานำสารกึ่งตัวนำทั้งสองแบบมาเชื่อมต่อกัน และที่บริเวณที่เชื่อมต่อกันนั้น อิเล็กตรอนที่มีจำนวนมากใน N-type จะรวมตัวกับโฮลที่มีจำนวนมากใน P-type ดังรูปที่ 2.9 (a) และจากปริมาณการรวมตัวที่เพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ นั้น ทำให้เกิดประจุไฟฟ้าใน P-type (เพราะว่าโฮลลดลง เหลือแต่อิเล็กตรอน) และเกิดประจุไฟฟ้าขึ้นใน N-type (เพราะว่าอิเล็กตรอนลดลง เหลือแต่โฮล) ดังรูปที่ 2.9 (b) จากผลอันนี้ทำให้เกิดสภาพดีพลีชัน โซน (Depletion Zone) ขึ้นตรงบริเวณใกล้ ๆ รอยเชื่อมต่อและได้โครงสร้างของระดับพลังงานดังรูปที่ 2.9 (c) เกี่ยวกับโครงสร้างของระดับพลังงานนี้มีความหมายสำคัญอย่างยิ่งยวดในการนำไปใช้พิจารณาโครงสร้างของอุปกรณ์เปล่งแสงที่จะได้กล่าวถึงในอันดับต่อไป

2.2.1.2 โครงสร้างของเลเซอร์ไดโอด (Laser Diode : LD)

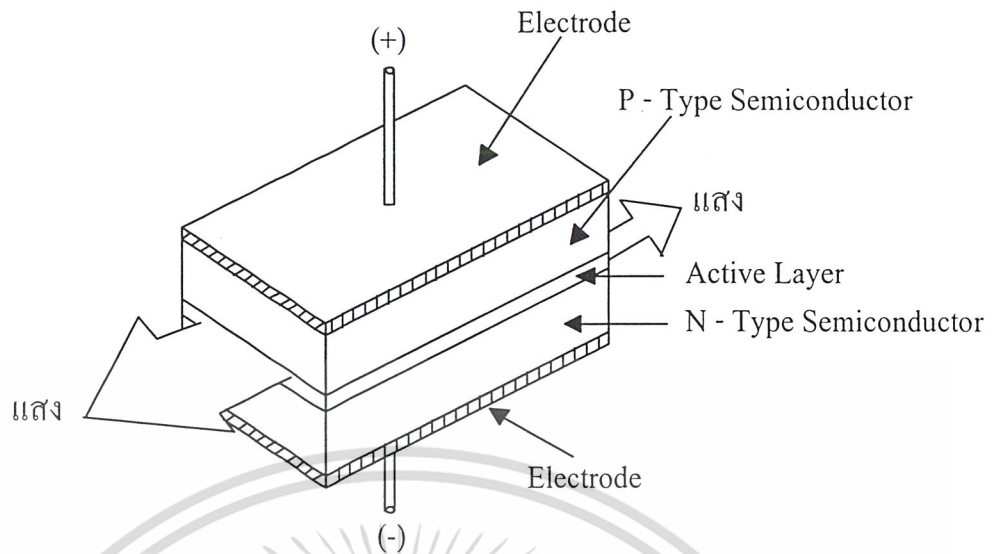
โดยทั่วไปแล้วเลเซอร์ไดโอดจะมีโครงสร้างเป็น 3 ชั้น (Three Layers) ดังแสดงในรูปที่ 2.10 ในการทำให้เกิดเลเซอร์ออสซิลเลชัน (Laser Oscillation) นั้นคือส่วนที่ทำหน้าที่เป็นรีโซเนเตอร์ (Resonator) ซึ่งเรียกว่าแอกทีฟเลเยอร์ (Active Layer) ซึ่งมีตำแหน่งอยู่ระหว่างสารกึ่งตัวนำชนิด P และ ชนิด N

จากรูปที่ 2.10 ถ้าหากทำให้กระแสไหลจากขั้วบวก (+) ไปยังขั้วลบ (-) (ทำการฉีดกระแส : Current Injection) จะเกิดแสงเลเซอร์ออกมาในทิศทางที่แสดงด้วยลูกศร เกี่ยวกับวิธีการเกิดออสซิลเลชันของเลเซอร์ไดโอดนั้น อธิบายโดยเน้นตรงบริเวณชั้นทั้ง 3 ของ P-type, N-type และแอกทีฟ สำหรับโครงสร้างของสารกึ่งตัวนำอย่างนี้เรียกว่า Double Hetero-Junction ซึ่งหมายถึง Junction ของเลเยอร์ของสารที่มีส่วนประกอบต่างกันนั้นมี 2 ด้าน โครงสร้างระดับพลังงานและลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการหักเหของเลเซอร์ไดโอดแสดงดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.9 แสดงสนามไฟฟ้าภายในและระดับพลังงานของ P – N junction

ในการทำให้เกิดแสงเลเซอร์นั้นจะต้องทำให้ผลต่างระหว่างระดับพลังงานของเลเซอร์ไดโอดของสารกึ่งตัวนำ P-type และคอนดักชันแบนด์ของแอกทิฟ มีค่ามากพร้อมทั้งทำให้ผลต่างระหว่างพลังงานของคอนดักชันแบนด์กับวาเลนซ์แบนด์ของสารกึ่งตัวนำ P-type มีค่ามากด้วยนอกจากนั้นยังจะต้องทำให้ระดับพลังงานของวาเลนซ์แบนด์ของสารกึ่งตัวนำ N-type มีค่าต่ำกว่าระดับพลังงานของวาเลนซ์แบนด์ของแอกทิฟเลเซอร์ด้วย จากนั้นจึงนำมาเชื่อมต่อกันจะได้ระดับพลังงาน ดังแสดงในรูปที่ 2.11 (b) เมื่อทำให้มีกระแสไหลในสารกึ่งตัวนำที่มีการเชื่อมต่อกันในลักษณะที่กล่าวข้างต้น โดยให้มีทิศทางการไหลจาก P-type ไปหา N-type จะเป็นผลให้อิเล็กตรอนส่วนเกินที่อยู่ใน N-type เคลื่อนที่ไปยัง P-type และโฮลส่วนเกินที่อยู่ใน P-type เคลื่อนที่ไปยัง N-type ผลของการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนและโฮลเหล่านี้ ทำให้เกิดอิเล็กตรอนและโฮลอยู่ในแอกทิฟเลเซอร์ เป็นผลให้เกิดสภาพ Inversion Distribution ได้อย่างดีทำให้มีผลการขยายความเข้มของการปล่อยแสง



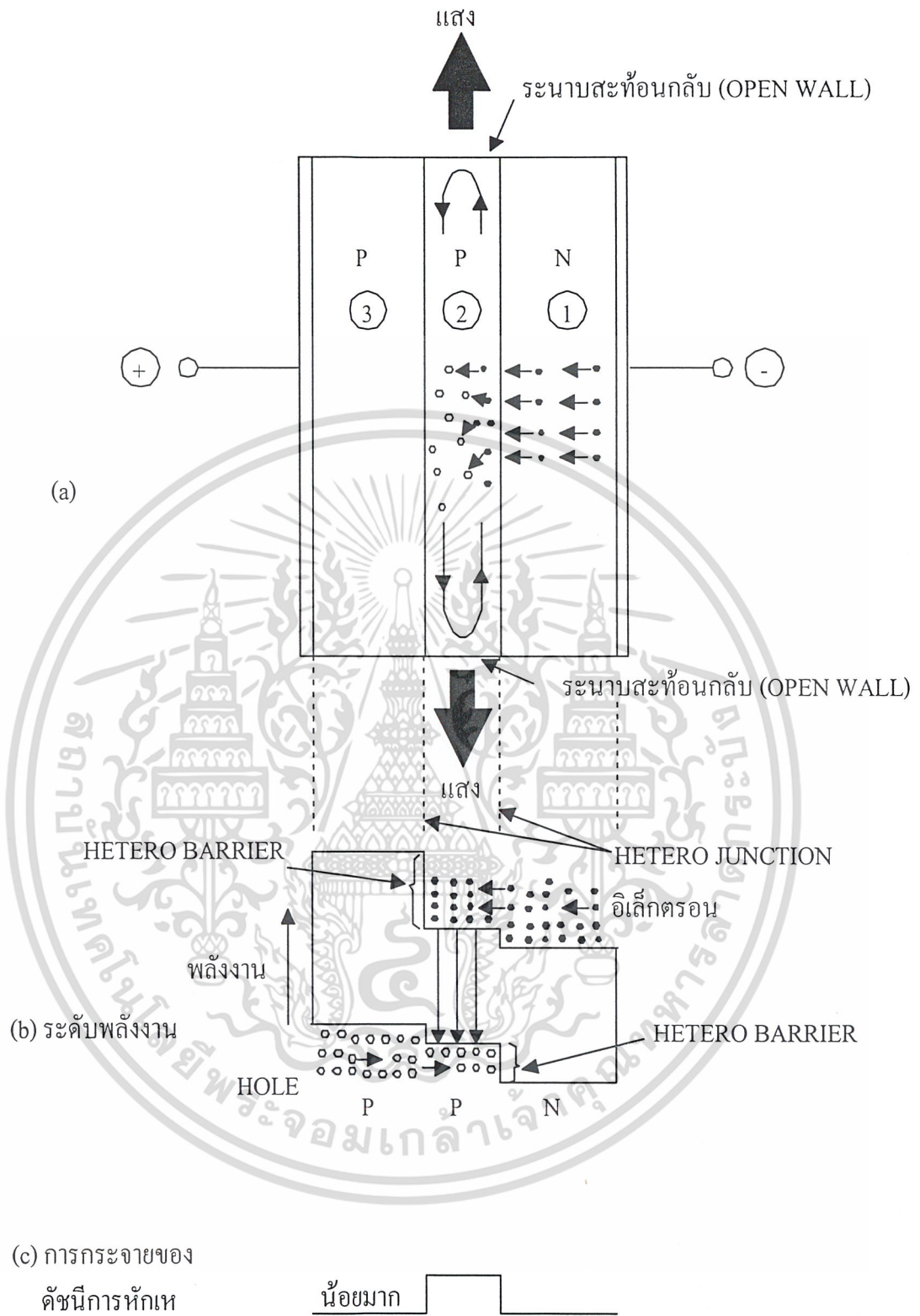
รูปที่ 2.10 แสดงโครงสร้างทั่วไปของเลเซอร์ไดโอด

2.2.1.3 โครงสร้างของ LED (Light Emitting Diode)

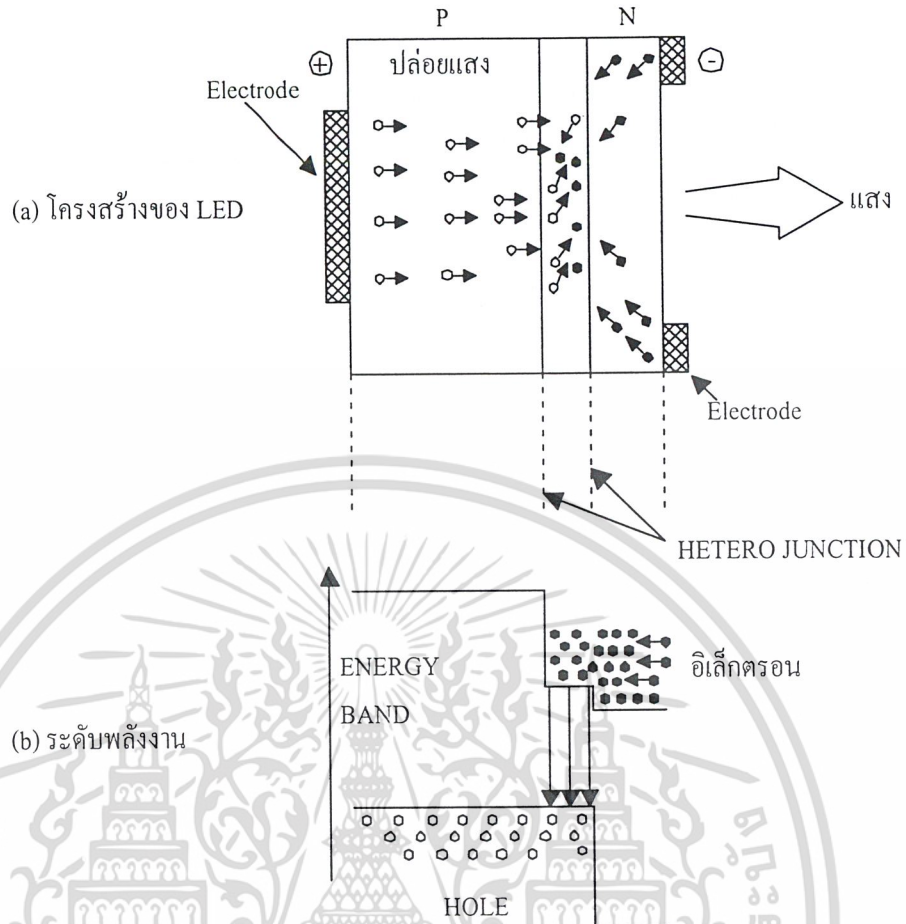
โครงสร้างพื้นฐานของ LED เหมือนกันกับของเลเซอร์ไดโอดคือเป็น Double Hetero-Junction อิเล็กตรอนที่ไหลผ่าน P-N Junction จะไปรวมกับโฮลภายในแอกทีฟเลเยอร์ เช่นเดียวกับกรณีของเลเซอร์ไดโอด ดังแสดงในรูปที่ 2.12 (a) และเกิดการปล่อยแสงขึ้นภายในแอกทีฟเลเยอร์เนื่องจากถูกกักด้วยกำแพงของพลังงาน Hetero-Junction แต่สำหรับกรณีของ LED นั้นโครงสร้างของมันไม่มีการขยายของแสงเหมือนอย่างเลเซอร์ไดโอด (ไม่มีระนาบสะท้อนแสง) แสงที่ปล่อยออกมาตรงส่วนที่อยู่ห่างจากด้านข้างนั้นจึงออกจากด้านข้างได้ยาก ด้วยเหตุนี้ LED ทั่วไปจึงปล่อยแสงออกมาข้างนอกจากด้านหน้าทีต่อกับขั้วไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.12 (a)

ตัวอย่าง โครงสร้างของ LED แบบที่แสงปล่อยออกมาทางด้านหน้า (Face Emission Type LED) เพื่อเป็นการทำให้แสงปล่อยออกมาได้อย่างมีประสิทธิภาพนั้น ขั้วไฟฟ้าทางด้านที่ปล่อยแสงออกมาจะต้องมีรูปร่างเป็นรูปวงแหวน

นอกจากนี้ปัจจุบันได้มีการผลิต LED อีกแบบหนึ่งขึ้นมา โดยการทำให้ค่าดัชนีการหักเหของแอกทีฟเลเยอร์มีค่าสูง และทำให้เกิดปฏิกิริยานำแสงขึ้นในแอกทีฟเลเยอร์ และให้แสงปล่อยออกมาจากทางด้านข้างของแอกทีฟเลเยอร์เหมือนกันกับเลเซอร์ไดโอด LED แบบนี้เรียกว่า LED แบบปล่อยแสงทางด้านข้าง (Side Emission Type LED) และเมื่อเปรียบเทียบกับแบบปล่อยแสงทางด้านหน้า โดยการให้กระแสไหลผ่านเท่ากัน แล้วปรากฏว่า จะได้แสงออกมามีกำลังน้อยกว่าแบบปล่อยแสงออกทางด้านหน้า แต่เนื่องจากบริเวณการปล่อยแสงมีขนาดแคบมากกว่า จึงมีข้อดีที่ว่าประสิทธิภาพการเชื่อมแสงกับเส้นใยแสงสูงกว่า



รูปที่ 2.11 แสดงโครงสร้าง, ระดับพลังงานและการเปลี่ยนแปลงดัชนีการหักเหของ LD



รูปที่ 2.12 แสดงโครงสร้างและระดับพลังงานของ LED

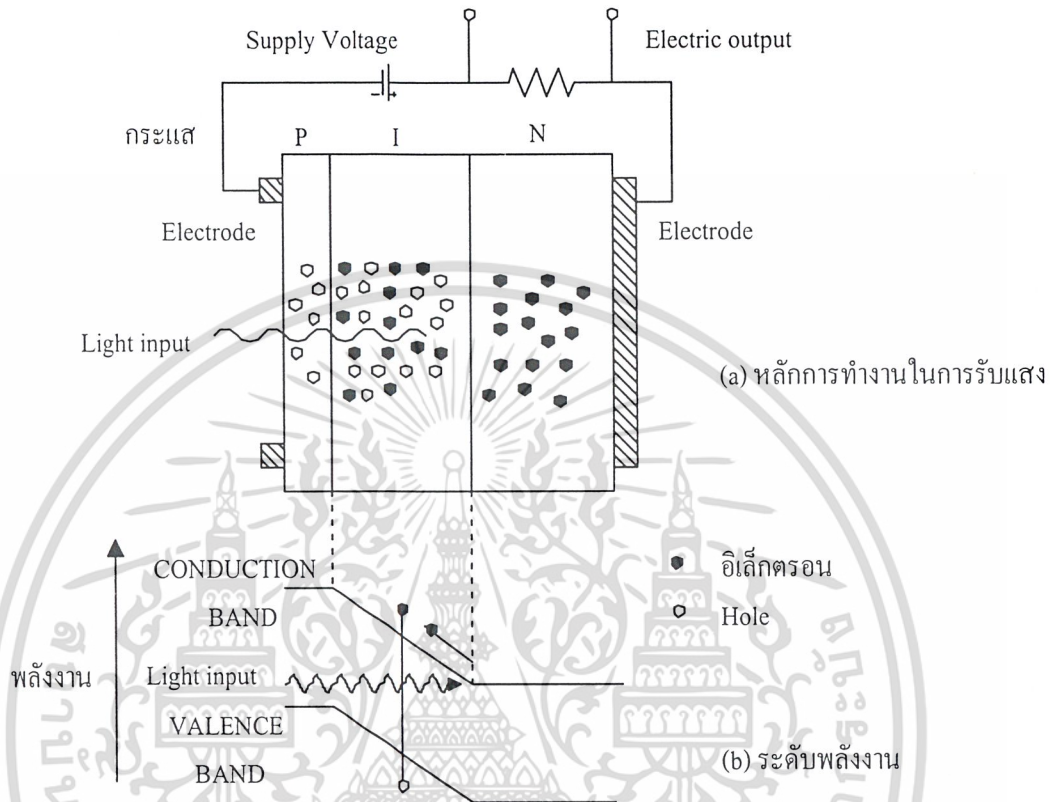
2.2.2 อุปกรณ์รับแสง

โครงสร้างของอุปกรณ์รับแสง

อุปกรณ์รับแสงที่เป็นสารกึ่งตัวนำนี้แบ่งออกเป็นพวกใหญ่ ๆ ได้ 2 พวก ตามปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนจากภายนอก คือ โฟโตไดโอด (Photo Diode) กับอะวอลานซ์โฟโตไดโอด (Avalanche Photo Diode : APD) พวกโฟโตไดโอดนั้นเป็นพวกที่รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าปริมาณน้อย ส่วนพวก APD เป็นพวกที่รับแรงดันไฟฟ้าปริมาณมาก

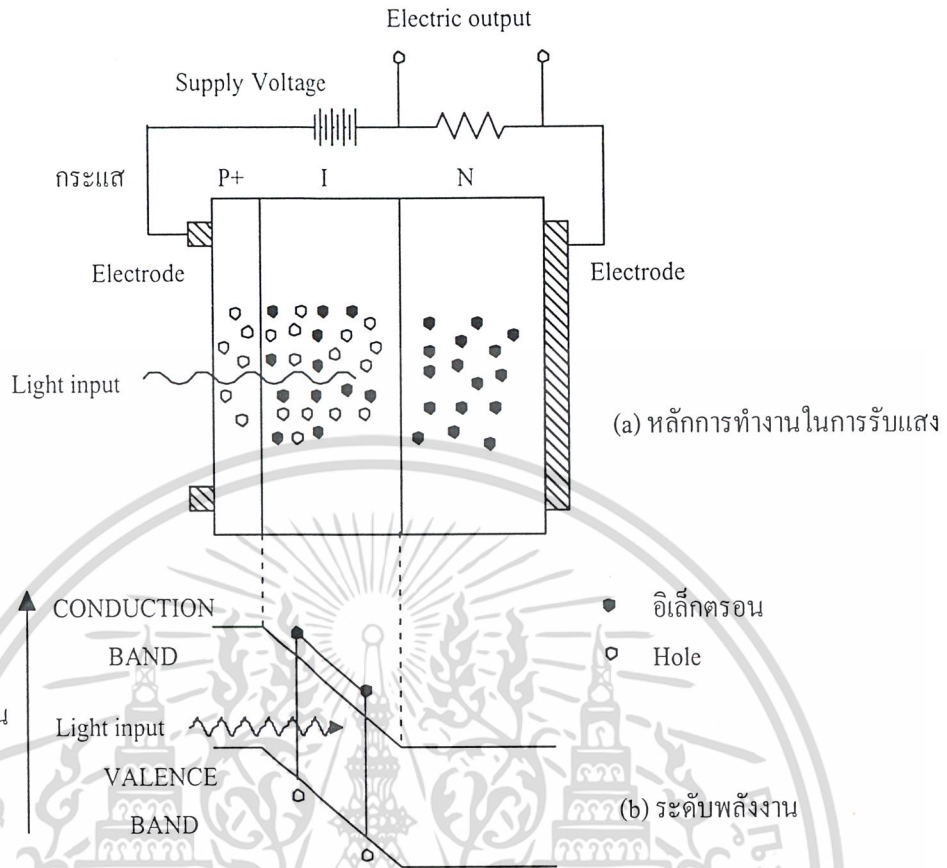
ตัวอย่างของโฟโตไดโอด คือ PIN-PD ดังแสดงในรูปที่ 2.13 PIN หมายถึงว่าในระหว่างสารกึ่งตัวนำ P-type และ N-type มีสารกึ่งตัวนำแบบที่เรียกว่า อินทรินสิค (Intrinsic : I) คั่นอยู่ซึ่งกระแสดริฟท์ (Drift Current) นั้นเกิดขึ้นในดีพลีชันโซน (Depletion Zone) และผลของสนามไฟฟ้าทำให้มีการตอบสนองเร็ว แต่ในทางตรงข้ามกระแสดิฟฟิวชัน (Diffusion Current) ที่เกิดขึ้นภายนอกดีพลีชันโซนนั้นมีการตอบสนองช้า ดังนั้นถ้าความกว้างของดีพลีชันโซนยิ่งกว้างมากเท่าใดประสิทธิภาพควอนตัม (Quantum Efficiency) และความเร็วของการตอบสนองความถี่ยิ่งดีขึ้น ความกว้างของดีพลีชันโซนนี้ถ้าความหนาแน่นของอิเล็กตรอนและโฮลของ P-type และ N-type ยิ่งต่ำจะยิ่งกว้าง ดังนั้นสารกึ่งตัวนำแบบ อินทรินสิค

ที่คั่นกลางระหว่าง P-type กับ N-type จึงมีหน้าที่ทำให้ความกว้างของดีพลีชัน โชนกว้างขึ้นนั่นเอง เนื่องจากโฟโตไดโอดที่ใช้ในระบบการสื่อสารนั้น โดยทั่วไปต้องการความเร็วในการตอบสนองสูง ดังนั้นส่วนใหญ่มักจะใช้พินโฟโตไดโอด



รูปที่ 2.13 แสดงหลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของพินโฟโตไดโอด

ส่วน APD นั้นใช้ปฏิบัติการขยาย Avalanche ของอิเล็กตรอนและโฮล ในสารกึ่งตัวนำเมื่อเปรียบเทียบกับโฟโตไดโอด แล้วอุปกรณ์รับแสงที่ให้กระแสจำนวนมาก หลักการทำงานของ APD แสดงดังรูปที่ 2.14 สำหรับโครงสร้างนั้นส่วนใหญ่ทางด้าน P ของ P-N Junction จะมีสารกึ่งตัวนำแบบ P-type ที่มีความหนาแน่นของโฮลติดอยู่ โดยการทำให้เช่นนี้จะทำให้สนามไฟฟ้าภายในของบริเวณใกล้ ๆ รอยต่อที่มี P-Layer เป็นศูนย์กลางมีค่ามากอิเล็กตรอนที่ดูดแสงที่มาตกกระทบจากด้าน P⁺ และถูกกระตุ้นจากวาเลนซ์แบนด์ไปยังคอนดักชันแบนด์ ในระหว่างที่มันได้รับอัตราเร่งและผ่าน P-Layer นั้นมันจะได้รับพลังงานจำนวนมากกว่า ผลต่างของพลังงานของคอนดักชันแบนด์ กับวาเลนซ์แบนด์ จากผลนี้ทำให้สามารถกระตุ้นอิเล็กตรอนที่อยู่ในวาเลนซ์แบนด์ และทำให้เกิดอิเล็กตรอนกับโฮลใหม่่ออกมาอีก เมื่อขบวนการนี้เกิดอย่างต่อเนื่องกัน จำนวนของอิเล็กตรอนกับโฮลจะเพิ่มขึ้นเป็นจำนวนมากมาเป็นผลให้เกิดการขยายที่เรียกว่า Avalanche Multiplication ผลนี้ทำให้กระแสถูกขยายนั่นเอง



รูปที่ 2.14 แสดงหลักการการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ APD

2.2.3 การเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์กับเส้นใยแสง

สำหรับอุปกรณ์รับแสงก็เช่นเดียวกันกับอุปกรณ์กำเนิดแสงที่กล่าวมาแล้ว นั่นคือการเชื่อมต่อกับเส้นใยแสงเป็นองค์ประกอบสำคัญอันหนึ่งในการออกแบบระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง แสงที่เดินทางมาในเส้นใยแสง ในกรณีที่ถูกปล่อยออกไปในอากาศจากปลายของเส้นใยแสงนั้นมันจะถูกปล่อยออกไปจากปลายเส้นใยแสงในลักษณะที่มีความกว้างใกล้เคียงกับค่า NA (Numerical Aperture) ของเส้นใยแสง ด้วยเหตุนี้เพื่อที่จะทำการเชื่อมต่ออุปกรณ์รับแสงกับเส้นใยแสง จะต้องทำให้อุปกรณ์รับแสงอยู่ใกล้กับปลายของเส้นใยแสงให้มากที่สุดเท่าที่จะทำได้ หรือไม่อย่างนั้นก็ต้องทำอุปกรณ์รับแสงให้มีพื้นที่รับแสงโตมาก เส้นผ่าศูนย์กลางการรับแสงที่ทำงานด้วยความเร็วสูงนั้น โดยทั่วไปต้องมีเส้นผ่าศูนย์กลางประมาณ 100 ไมโครเมตร ดังนั้นจึงต้องมีกรรมรวมแสงให้แก่ด้านรับแสงโดยใช้ Rod Lens (เลนส์ที่มีลักษณะเป็นแท่งกลมยาว) ไปวางไว้ข้างหน้าอุปกรณ์รับแสง เพื่อทำหน้าที่รวมแสงที่ปล่อยออกมาจากเส้นใยแสงให้แก่ด้านรับแสงของอุปกรณ์รับแสง Rod Lens และอุปกรณ์รับแสงที่ประกอบเป็นชิ้นเดียวกันนี้เรียกว่า โมดูลอุปกรณ์รับแสง (Module)

2.3 การมอดูเลตเชิงมุม

ในการมอดูเลตสัญญาณ โดยใช้คลื่นพาหุรูปไซน์นั้น นอกจากจะใช้สัญญาณข่าวสารไปควบคุมแอมพลิจูดของคลื่นพาหุให้มีการเปลี่ยนแปลงตาม อันเป็นเหตุให้ได้สัญญาณเอเอ็มแล้วจะพบว่ายังมีพารามิเตอร์ของคลื่นพาหุอีกตัวหนึ่ง ที่จะใช้ขนาดของสัญญาณข่าวสารเข้ามาควบคุมได้คือ ค่ามุมหรือค่าเฟสของคลื่น การมอดูเลตที่เกิดจากการใช้สัญญาณข่าวสารมาทำให้มุมของคลื่นพาหุเปลี่ยนแปลงไปนี้มีชื่อว่าการมอดูเลตเชิงมุม (Angle Modulation)

ถ้ากำหนดให้คลื่นพาหุที่ยังไม่ได้มีการมอดูเลตคือ

$$\phi(t) = A_c \cos(\omega_c t + \theta) \quad (2.9)$$

การทำให้ค่า θ ตาม (2.9) แปรผันตามค่าขนาดของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ได้ จะทำให้เราได้สัญญาณที่เรียกว่า สัญญาณมอดูเลตเชิงมุม (Angle Modulated Signal) ออกมา

2.3.1 การมอดูเลตทางความถี่และทางเฟส

ตามปกติค่า θ ตามสมการ (2.9) จะมีชื่อเรียกว่า เฟส ของคลื่นรูปไซน์ $\phi(t)$ ทั้งนี้โดยทำการอ้างอิงเทียบกับสัญญาณ $\cos(\omega_c t)$ ดังนั้นถ้ามีการทำให้ θ แปรผันตามค่า $m(t)$ ได้ กล่าวคือ

$$\theta = k_p m(t) \quad (2.10)$$

โดย k_p เป็นค่าคงที่แล้ว เราจะกล่าวว่าสัญญาณ $\phi(t)$ ตามสมการ (2.9) ที่มีคุณสมบัติดังกล่าวแล้วนั้นเป็น สัญญาณที่ถูกมอดูเลตเฟส (Phase Modulated Signal) ซึ่งเรียกย่อว่า สัญญาณพีเอ็ม (PM Signal) อย่างไม่รัดกุม ถ้าเราสามารถที่จะทำให้ค่า θ นี้ แปรผันตามค่าปริพันธ์ของสัญญาณข่าวสารได้กล่าวคือ

$$\theta = k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \quad (2.11)$$

โดยที่ k_f คือค่าคงที่ เราจะเรียกสัญญาณที่เกิดขึ้นว่าเป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตความถี่ (Frequency Modulated Signal) ซึ่งเรียกย่อว่า สัญญาณเอฟเอ็ม (FM Signal) สาเหตุที่ได้ชื่อเช่นนี้ก็เพราะว่า ค่าเฟสชั่วขณะ (Instantaneous Phase) θ_i ของสัญญาณรูปไซน์ใด ๆ นั้นมีความสัมพันธ์กับค่า ความถี่ชั่วขณะ (Instantaneous Frequency) ω_i ของสัญญาณนั้น ดังนี้คือ

$$\omega_i(t) = \frac{d\theta_i(t)}{dt} \quad (2.12)$$

หรือ

$$\theta_i(t) = \int_{-\infty}^t \omega_i(\tau) d\tau \quad (2.13)$$

จะพบว่า ค่าความถี่ของคลื่นพาหุตามสมการ (2.9) ภายหลังจากการมอดูเลตความถี่แล้ว จะมีการเปลี่ยนแปลงของมถี่ไปจากความถี่ ω_c เท่ากับส่วนที่เกิดจากการทำอนุพันธ์เทียบกับเวลาของสมการ (2.11) กล่าวคือ

$$\Delta\omega_i(t) = k_f m(t) \quad (2.14)$$

นั่นคือ ความถี่ในส่วนที่ต่างจาก ω_c ของ $\phi(t)$ นั้น จะแปรผันโดยตรงกับค่าขนาดของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ด้วยเหตุนี้เองที่ทำให้คลื่น $\phi(t)$ ภายหลังจากการมอดูเลตแล้วมีชื่อว่า สัญญาณเอฟเอ็มดังกล่าว

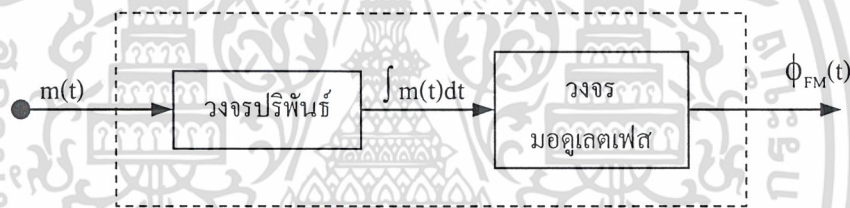
จากสมการ (2.9) และ (2.10) จะได้สมการพีเอ็ม คือ

$$\phi_{PM}(t) = A_c \cos\{\omega_c t + k_p m(t)\} \tag{2.15}$$

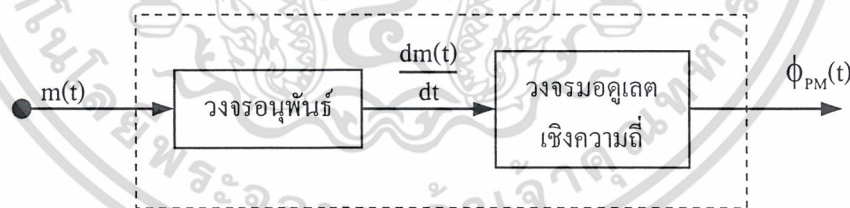
จากสมการ (2.9) และ (2.11) จะได้สมการเอฟเอ็ม คือ

$$\phi_{FM}(t) = A_c \cos\{\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\} \tag{2.16}$$

จะเห็นว่าคลื่นทั้งเอฟเอ็มและพีเอ็ม ต่างเกิดจากการมอดูเลตที่เกี่ยวกับการควบคุมค่ามุม หรือค่าเฟสของ $\phi(t)$ ทั้งสิ้น ดังนั้นเราจึงเรียกการมอดูเลตทั้งสองวิธีนี้ว่า การมอดูเลตเชิงมุมจากสมการ (2.15) และ (2.16) จะพบว่า ถ้าเราทำวงจรมอดูเลตเชิงมุมมาเพิ่มขึ้นข้างหน้าวงจรมอดูเลตเฟส ก็จะทำให้วงจรมอดูเลตทั้งหมดทำงานเหมือนวงจรมอดูเลตความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 2.15 (ก) และในทางกลับกัน ถ้าเรานำวงจรมอดูเลตเชิงมุมมาเพิ่มไว้ข้างหน้า วงจรมอดูเลตความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 2.15 (ข) ก็จะทำให้วงจรมอดูเลตทั้งหมดทำงานเป็นวงจรมอดูเลตเฟสได้ การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มและพีเอ็ม ด้วยวิธีการเช่นนี้เรียกกันว่า การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มและพีเอ็มทางอ้อม (Indirect FM and Indirect PM) ตามลำดับ



(ก) การสร้างสัญญาณเอฟเอ็ม จากวงจรมอดูเลตเฟส



(ข) การสร้างสัญญาณพีเอ็ม จากวงจรมอดูเลตเชิงความถี่

รูปที่ 2.15 การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มและพีเอ็ม โดยอาศัยวงจรมอดูเลตแบบพีเอ็มและเอฟเอ็มตามลำดับ

2.3.2 เอฟเอ็มแบนด์แคบ

ในการส่งสัญญาณต่าง ๆ จำเป็นที่จะต้องรู้ว่าสัญญาณนั้นมีอุปกรณ์อยู่ในช่วงความถี่เท่าไร เพื่อที่จะเลือกใช้กับตัวกลางที่มีแบนด์วิดท์ที่เหมาะสม ในการส่งสัญญาณนั้น การพิจารณาแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็ม เมื่อ $m(t)$ เป็นสัญญาณข่าวสารทั่วไปนั้นทำได้ลำบาก เพราะการมอดูเลตความถี่นั้น ไม่ใช่การมอดูเลตชนิดเชิงเส้นเหมือนสัญญาณเอเอ็ม การพิจารณา $m(t)$ ในกรณีที่มันเป็นสัญญาณรูปไซน์ ความถี่

เดียนั้น แม้จะไม่ทำให้เราเข้าใจเกี่ยวกับคุณสมบัติของการมอดูเลตแบบเอฟเอ็มได้ทั้งหมด แต่ก็ทำให้พออนุมานเกี่ยวกับเรื่องนี้ได้ ดังนั้นเราจึงจะพิจารณารณิเช่นว่านี้ไว้เป็นพื้นฐาน โดยสมมติให้

$$m(t) = a \cos(\omega_m t) \quad (2.17)$$

ในกรณีนี้ $m(t)$ จะไปทำให้ค่าความถี่ชั่วขณะของ $\phi(t)$ เปลี่ยนไปจากค่าความถี่ ω_c ซึ่งหาได้จากสมการ (2.14) คือ

$$\Delta\omega_i(t) = ak_f \cos(\omega_m t) \quad (2.18)$$

เนื่องจาก ค่า $|\cos(\omega_m t)|$ มีค่ามากที่สุดคือ 1 ดังนั้นค่าการเบี่ยงเบนของความถี่จาก ω_c มากที่สุดคือจาก $\Delta\omega$ จะมีค่าตามสมการ (2.19)

$$\Delta\omega = ak_f \quad (2.19)$$

ค่า $\Delta\omega$ นี้มีชื่อเรียกว่า ค่าความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด (Peak Frequency Deviation) ค่าความถี่ชั่วขณะ $\omega_f(t)$ ของ $\phi(t)$ ที่เวลาใด ๆ จะมีค่าเป็น

$$\omega_f(t) = \omega_c + \Delta\omega \cos(\omega_m t) \quad (2.20)$$

โดยนำสมการ (2.17) แทนในสมการ (2.16) และอาศัยสมการ (2.19) จะได้

$$\begin{aligned} \phi_{FM}(t) &= A_c \cos \left\{ \omega_c t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \sin(\omega_m t) \right\} \\ &= A_c \cos \left\{ \omega_c t + \beta \sin(\omega_m t) \right\} \end{aligned} \quad (2.21)$$

โดยในที่นี้ได้กำหนดให้

$$\beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \quad (2.22)$$

ค่า β นี้มีความสำคัญในการกำหนดค่าแบนด์วิดท์ และค่าเอสเอ็นอาร์ในการคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มนี้ขึ้นอยู่กับค่า β ด้วย ดังนั้นจึงได้มีการกำหนดให้ค่า β นี้เป็นตัวชี้คุณสมบัติของสัญญาณเอฟเอ็มที่เรียกว่า ดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index) ของสัญญาณเอฟเอ็ม

สำหรับในกรณีที่ β มีค่าน้อย เราสามารถที่จะกระจายพจน์ทางขวามือของสมการ (2.21) ได้โดยใช้อนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor's Series) ซึ่งจะให้ผลลัพธ์ ดังนี้คือ

$$\phi_{FM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) - A_c \beta \sin(\omega_m t) \sin(\omega_c t) - \frac{A_c}{2} \beta^2 \sin^2(\omega_m t) \cos(\omega_c t) + \dots$$

ในกรณีที่ β มีค่าน้อย เราสามารถที่จะตัดพจน์ที่มีค่า β กำลังสูงจนอยู่ออกได้ ค่า $\phi_{FM}(t)$ ที่มีคุณสมบัติเช่นนี้จะถูกกำหนดเรียกว่า สัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบ (Narrow Band FM) ซึ่งเขียนแทนด้วย $\phi_{NBFM}(t)$ ดังนั้นจะได้

$$\phi_{NBFM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) - A_c \beta \sin(\omega_m t) \sin(\omega_c t) \quad (2.23)$$

และเมื่อใช้ความสัมพันธ์ $\sin(A)\sin(B) = \frac{1}{2} \{ \cos(A-B) - \cos(A+B) \}$ กับพจน์สุดท้ายของสมการ (2.23) จะทำให้จัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้ คือ

$$\phi_{NBFM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) - \frac{A_c \beta}{2} \cos\{(\omega_c - \omega_m)t\} + \frac{A_c \beta}{2} \cos\{(\omega_c + \omega_m)t\} \quad (2.24)$$

จะเห็นจากสมการ (2.24) ว่า $\phi_{NBFM}(t)$ นั้นมีส่วนประกอบของความถี่อยู่ที่ความถี่ $\omega_c - \omega_m$, ω_c และ $\omega_c + \omega_m$ ซึ่งหมายความว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบนี้จะมีค่าเท่ากับ $2\omega_m$ หรือ 2 เท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของแบนด์วิดท์ของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ซึ่งค่าแบนด์วิดท์ที่เท่ากับแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอเอ็ม ที่ถือได้ว่าเป็นแบนด์วิดท์ที่แคบ ซึ่งเป็นสาเหตุที่มาของชื่อของสัญญาณเอเอ็มชนิดนี้ สำหรับในทางทฤษฎีแล้ว มีการกำหนดว่าสัญญาณเอเอ็มจะเกิดอยู่ในแบนด์แคบดังกล่าวเมื่อค่า $\beta < \frac{1}{\sqrt{10}} = 0.316$ แต่การใช้งานในทางปฏิบัตินั้น β อาจมีค่าสูงได้ถึง 0.5

เมื่อพิจารณา $\phi_{\text{NBFM}}(t)$ เทียบกับ $\phi_{\text{AM}}(t)$ จะได้ดังนี้

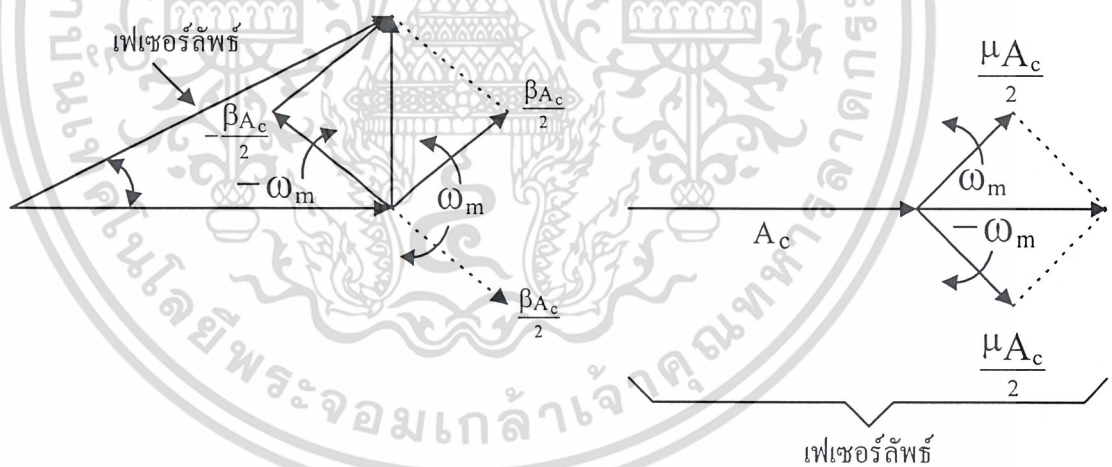
$$\phi_{\text{AM}}(t) = A_c \cos(\omega_c t) + \mu A_c \cos(\omega_m t) \cos(\omega_c t) \tag{2.25}$$

ซึ่งจะกระจายรูปสมการออกได้เป็น

$$\phi_{\text{AM}}(t) = A_c \cos(\omega_c t) + \frac{\mu A_c}{2} \cos\{(\omega_c - \omega_m)t\} + \frac{\mu A_c}{2} \cos\{(\omega_c + \omega_m)t\} \tag{2.26}$$

จะเห็นว่าสัญญาณเอเอ็มแบนด์แคบ จะมีความคล้ายคลึงกับสัญญาณเอเอ็มมาก ดังนั้นจึงอาจอนุมานได้ว่า สัญญาณเอเอ็มแบนด์แคบ (รวมทั้งพีเอ็มแบนด์แคบ) นั้นมีคุณสมบัติคล้ายกับสัญญาณเอเอ็มต่างกันเพียงแต่ ค่าเฟสของสัญญาณแถบข้างเท่านั้น ซึ่งเป็นผลทำให้ขนาดของสัญญาณเอเอ็มมีค่าคงที่ แต่ขนาดของสัญญาณเอเอ็มมีการเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

โดยใช้หลักการของเฟเซอร์ (Phasor) หรือเฟสเวกเตอร์ (Phase vector) ของสัญญาณ เมื่อให้ $e^{j\omega_c t}$ เป็นเวกเตอร์อ้างอิง เราจะได้แผนผังของเฟเซอร์ (Phasor Diagram) ของ $\phi_{\text{NBFM}}(t)$ ตามสมการ (2.24) ดังแสดงในรูปที่ 2.16 ก และของ $\phi_{\text{AM}}(t)$ ตาม (2.26) ดังแสดงในรูปที่ 2.16 ข



(ก) เฟเซอร์ลิฟท์ของสัญญาณเอเอ็ม

(ข) เฟเซอร์ลิฟท์ของสัญญาณเอเอ็ม

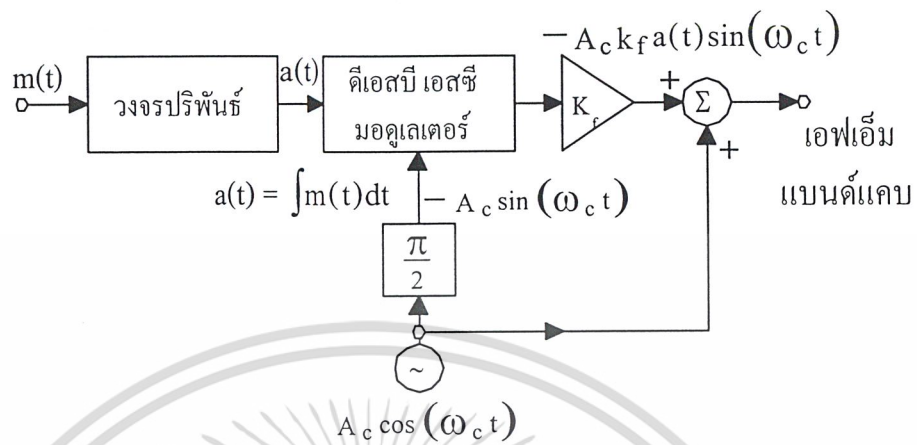
รูปที่ 2.16 เฟเซอร์ของสัญญาณเอเอ็ม เทียบกับสัญญาณเอเอ็ม

โดยอาศัยสมการ (2.21) พิจารณาว่า $\beta \sin(\omega_c t)$ นั้นได้มาจาก $k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$ เราสามารถที่จะเขียนแผนผังระบบการสร้างสัญญาณเอเอ็มแบนด์แคบได้ดังแสดงในรูปที่ 2.17 (ก) และเมื่อเทียบกับรูปที่ 2.15 (ก) กับรูปที่ 2.17 (ก) เราจะได้แผนผังระบบการสร้างสัญญาณเอเอ็มแบนด์แคบดังแสดงในรูปที่ 2.17

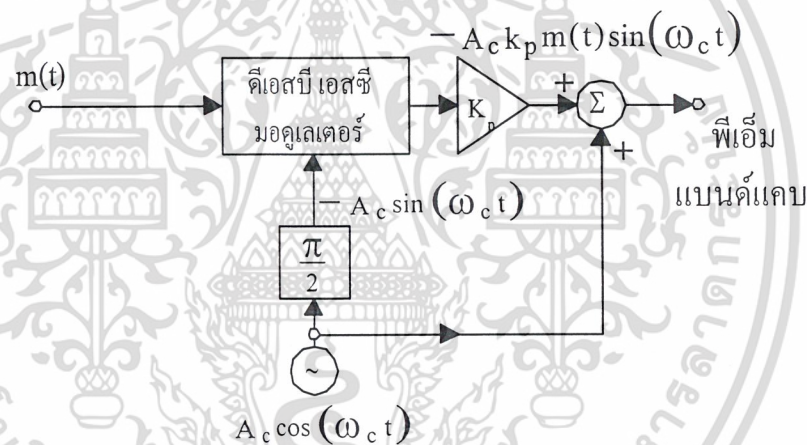
(ข) ข้อดีของการสร้างเอเอ็มชนิดนี้ ก็คือ ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ในระบบนี้เป็นแบบที่ผลิตความถี่คงที่ที่ ω_c

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพียงค่าเดียว ดังนั้นจึงทำให้ระบบการผลิตสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบนี้ ถูกสร้างให้เกิดมีเสถียรภาพของความถี่ที่ตีได้ง่าย เพราะสามารถใช้ข้อสซิลเลเตอร์ผลึกได้



(ก) แผนผังระบบการสร้างเอฟเอ็มแบนด์แคบ



(ก) แผนผังระบบการสร้างพีเอ็มแบนด์แคบ

รูปที่ 2.17 แผนผังระบบการสร้างสัญญาณเอฟเอ็ม และพีเอ็มชนิดแบนด์แคบ

2.3.3 เอฟเอ็มแบนด์กว้าง

เพื่อให้รู้แนวโน้มของการเกิดสเปกตรัม ของสัญญาณเอฟเอ็มที่ใช้ค่าดัชนีการมอดูเลต β ค่ามาก เราจะพิจารณาค่าความสัมพันธ์ของ $\phi_{FM}(t)$ ตามสมการ (2.21) ซึ่งเกิดจากสัญญาณ $m(t)$ ซึ่งมีลักษณะเป็นคลื่นรูปไซน์ตามสมการ (2.17) เราสามารถแทนสมการ (2.21) ในรูปของฟังก์ชันซื่อน ดังต่อไปนี้คือ

$$\begin{aligned} \phi_{FM}(t) &= \text{Re} \left[A_c e^{j(\omega_c t + \beta \sin(\omega_m t))} \right] \\ &= \text{Re} \left[A_c e^{j\omega_c t} e^{j\beta \sin(\omega_m t)} \right] \end{aligned} \tag{2.27}$$

เพราะเรารู้ว่า $e^{j\beta\sin(\omega_m t)}$ เป็นสัญญาณเชิงซ้อนที่มีคาบเวลา ซึ่งมีค่าความถี่มูลฐาน คือ ω_m ดังนั้น เราจึงสามารถที่จะกระจายมันออกมาอยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ได้ คือ

$$e^{j\beta\sin(\omega_m t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega_m t} \quad (2.28)$$

โดยที่ F_n คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์ ซึ่งหาได้จาก

$$F_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{j\beta\sin(\omega_m t)} e^{-jn\omega_m t} dt \quad (2.29)$$

โดยอาศัยการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปร $x = \omega_m t = \frac{2\pi t}{T}$ จะได้

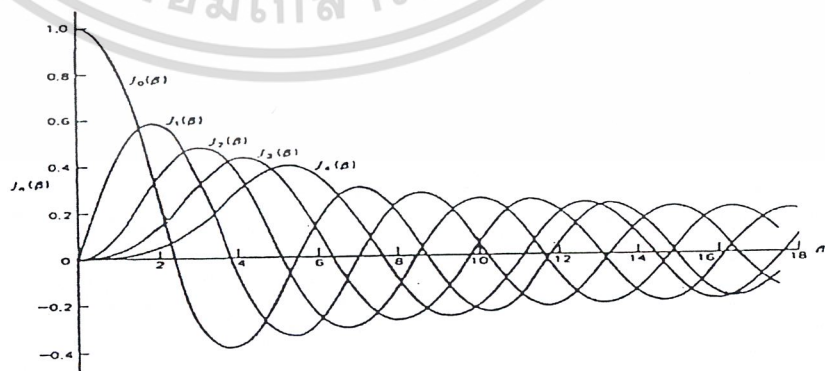
$$F_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta\sin x - nx)} dx = J_n(\beta) \quad (2.30)$$

ซึ่งสมการ (2.30) นั้นไม่สามารถหาคำตอบในรูปของฟังก์ชันสำเร็จได้ คงต้องใช้วิธีการหาค่าเชิงตัวเลข ซึ่งมีการสรุปเป็นกราฟ หรือตารางไว้ ค่า F_n ตามสมการ (2.30) นี้จะเป็นฟังก์ชันของ β และ n ซึ่งค่าการทำให้ปริพันธ์ในรูปแบบนี้เรียกว่า ฟังก์ชันของเบสเซลชนิดที่หนึ่ง (Bessel Function of The First Kind) ลำดับที่ n ของตัวแปร β ซึ่งใช้สัญลักษณ์แทนด้วย $J_n(\beta)$ รูปร่างของฟังก์ชัน $J_n(\beta)$ แสดงดังรูปที่ 2.18 คุณสมบัติที่สำคัญของ $J_n(\beta)$ เมื่อ n เป็นตัวเลขจำนวนเต็ม และ β เป็นค่าจริง ที่ต่อเนื่องนั้นสามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้ คือ

1. $J_n(\beta)$ มีค่าจริง
2. $J_n(\beta) = J_{-n}(\beta)$ เมื่อ n เป็นเลขคู่
3. $J_n(\beta) = -J_{-n}(\beta)$ เมื่อ n เป็นเลขคี่
4. $\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta) = 1$

แทนค่าสมการ (2.30) ลงในสมการ (2.28) และแทนค่าที่ได้ลงในสมการ (2.27) จะได้

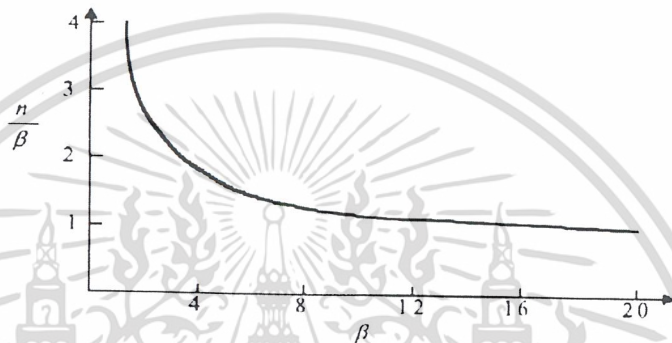
$$\begin{aligned} \phi_{FM}(t) &= \text{Re} \left\{ A_c e^{i\omega_c t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) e^{jn\omega_m t} \right\} \\ &= A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos \{ (\omega_c + n\omega_m)t \} \end{aligned} \quad (2.31)$$



รูปที่ 2.18 ฟังก์ชันของเบสเซลชนิดที่หนึ่งที่ $J_n(\beta)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าสเปกตรัมของ $\phi_{FM}(\omega)$ นั้นกระจายออกไปบนแกนความถี่ไม่มีสิ้นสุด ซึ่งหมายความว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็มตามทฤษฎีนั้นมีค่าอนันต์ แต่อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาให้ลึกลงไป จะพบว่าค่า $|J_n(\beta)|$ นี้จะลดลงหายไปอย่างรวดเร็ว เมื่อ $n > \beta$ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อ β มีค่ามาก ดังนั้นจึงทำให้เรารู้แบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็มนั้นเกิดอยู่ในช่วงความถี่ที่จำกัดของ $J_n(\beta)$ มีค่าไม่หายไปเท่านั้นกราฟในรูปที่ 2.19 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\frac{n}{\beta}$ กับค่า β ที่ทำให้ค่า $|J_n(\beta)| \leq 0.01$ ซึ่งจะเห็นว่าค่า $\frac{n}{\beta}$ มีค่าเข้าใกล้ 1 หรือ n ประมาณเท่ากับ β เมื่อ β มีค่ามาก คุณสมบัติเช่นนี้ ทำให้เราสามารถสรุปได้ว่า ถ้า



รูปที่ 2.19 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า β และค่า $\frac{n}{\beta}$ ที่ทำให้ค่า $|J_n(\beta)| \leq 0.01$

แถบข้างที่มีนัยสำคัญ คือ แถบข้างที่มีขนาดเกิน 1% ของขนาดคลื่นพาห์ที่ยังไม่มีการมอดูเลตแล้ว แบนด์วิดท์ที่มีนัยสำคัญของสัญญาณเอฟเอ็ม จะมีขีดแบนด์ที่ต่ำสุดในแบนด์วิดท์เกิดขึ้นที่ $n \approx \beta$ เมื่อ β มีค่ามาก เพราะฉะนั้น ถ้าคิดโดยนัยสำคัญในทศนะดังกล่าวแล้วจะพบว่าแบนด์วิดท์ (BW) ของสัญญาณเอฟเอ็มตามสมการ (2.31) นั้น จะมีค่าประมาณดังต่อไปนี้คือ

$$\begin{aligned} BW &\approx 2n \omega_m \\ &\approx 2\beta \omega_m = 2\Delta\omega \end{aligned} \quad (2.32)$$

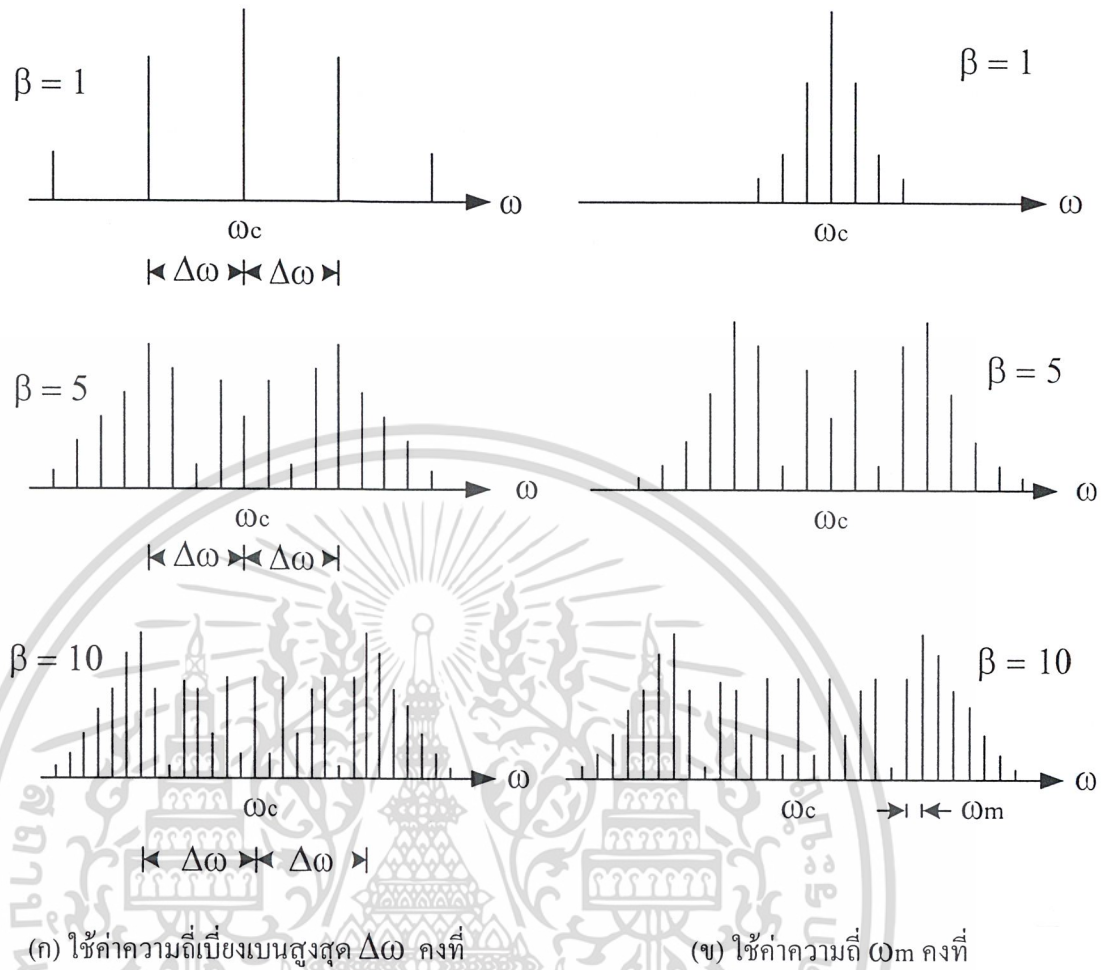
นั่นคือ

$$BW \approx 2\Delta\omega \quad \text{สำหรับ } \beta \text{ ค่ามาก} \quad (2.33)$$

สำหรับเมื่อ β มีค่าน้อยมาก ๆ นั้น ซึ่งเป็นกรณีของเอฟเอ็มแบนแคบ เราจะสังเกตจากรูป 2.18 ได้ว่าค่าขนาดของ $J_n(\beta)$ ที่มีนัยสำคัญจะมีเพียง $J_0(\beta)$ และ $J_1(\beta)$ จะเห็นได้ว่ามันจะมีค่าแบนด์วิดท์ที่มีค่าเท่ากับแบนด์วิดท์ของเอฟเอ็มแบนแคบคือ

$$BW \approx 2\omega_m \quad \text{สำหรับ } \beta \text{ ค่าน้อย} \quad (2.34)$$

สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็ม ตามสมการ (2.31) ในกรณีที่ β มีค่าต่าง ๆ ดังแสดงในรูปที่ 2.20



(ก) ใช้ค่าความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด $\Delta\omega$ คงที่ (ข) ใช้ค่าความถี่ ω_m คงที่

รูปที่ 2.20 สเปกตรัมชนิดเส้นของสัญญาณเอฟเอ็ม ซึ่งมอดูเลตด้วยสัญญาณรูปไซน์

เพื่อสรุปสูตร ในการหาแบนด์วิธของสัญญาณเอฟเอ็ม สำหรับการมอดูเลตสัญญาณรูปไซน์ ความถี่เดียว หรือที่นิยมเรียกกันว่า โทนมอดูเลชัน (Tone Modulation) นั้น คาร์สัน (JR Carson) ได้เสนอสูตรจากการประสมผสานดังสมการ (2.33) และ (2.34) ในรูปต่อไปนี้ คือ

$$BW \approx 2(\Delta\omega + \omega_m) \tag{2.35}$$

หรือเขียนในรูปใหม่ได้เป็น

$$BW \approx 2\omega_m (\beta + 1) \tag{2.36}$$

สมการ (2.35) และ(2.36) รู้จักกันดีในชื่อของกฎของคาร์สัน (Carson's Rule) อย่างไรก็ตามก็ดีสำหรับสัญญาณข่าวสารทั่วไป กฎนี้ใช้ได้ก็เมื่อ $\Delta\omega \ll \omega_m$ เมื่อเงื่อนไข $\Delta\omega_m \ll \omega_m$ ไม่เป็นจริง คือในกรณีของเอฟเอ็มแบนด์กว้าง (Wide Band FM : WBFM) หรือแบนด์ปานกลาง ได้มีการเสนอว่าควรใช้

$$BW \approx 2(\Delta\omega + 2\omega_m)$$

หรือ

$$BW \approx 2\omega_m (\beta + 2) \tag{2.37}$$

จะทำให้ผลลัพธ์ที่มีประสิทธิภาพดีกว่าผลลัพธ์จากกฎของคาร์สัน ดังนั้นจึงได้มีการสรุปเป็นสูตรที่มีความยืดหยุ่นกว่าแบนด์วิดท์โดยนัยสำคัญของสัญญาณเอฟเอ็ม จะมีค่าที่คำนวณได้จากสูตร

$$BW \approx 2\omega_m (\beta+k) \quad \text{เรเดียนต่อวินาที} \quad (2.38)$$

โดย $k = 1$ เมื่อ β มีค่าน้อย และ $k = 2$ เมื่อ β มีค่ามาก และถ้าเราก็คว่า ω_m คือค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ซึ่งเท่ากับ $2\pi\beta$ เรเดียนต่อวินาที เราจะพบว่าค่าแบนด์วิดท์ตามสมการ (2.38) จะแปลงเป็นค่าแบนด์วิดท์ในหน่วยของเฮิรตซ์ ได้ดังนี้คือ

$$BW \approx 2f_m (\beta+k) \quad \text{เฮิรตซ์} \quad (2.39)$$

2.3.4 การดีมอดูเลตคลื่นเอฟเอ็ม

การดีมอดูเลตเพื่อที่จะทำให้คลื่นเอฟเอ็มกลับมาเป็น Modulating Wave ตามเดิมนั้น จะมีหลายวิธี อาทิ เช่น ฟรีควเอนซีดีสคริมิเนเตอร์ (Frequency Discriminator) และเฟสล็อกลูปดีมอดูเลเตอร์ (Phase-Locked Loop Demodulator) วงจรทั้ง 2 แบบมีจุดประสงค์เพื่อที่จะทำให้เกิด Transfer Characteristic ซึ่งตรงกันข้ามกับของฟรีควเอนซีมอดูเลเตอร์ กล่าวคือฟรีควเอนซีมอดูเลเตอร์ จะทำให้เกิดเอาต์พุตโวลเตจในขณะหนึ่ง ที่เป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่ของคลื่นเอฟเอ็มที่อินพุต ซึ่งต่อไปนี้จะกล่าวหลักการของดีมอดูเลเตอร์แบบเฟสล็อกลูป

2.3.4.1 เฟสล็อกลูปดีมอดูเลเตอร์ (Phase-Lock Loop Demodulator)

เฟสล็อกลูป (PLL) เป็นระบบป้อนกลับแบบลบ (Negative Feedback) ซึ่งประกอบด้วยองค์ประกอบที่สำคัญ 3 ส่วนคือ มัลติพลายเออร์ และ VCO ที่ต่ออยู่ด้วยกันในรูปของ Feedback Loop ตามรูป 2.21 VCO เป็นเครื่องกำเนิดคลื่นลักษณะไซน์ซึ่งจะกำหนดความถี่ได้จากโวลเตจที่จ่ายให้จากแหล่งจ่ายไฟภายนอกวงจร

สมมุติว่าในตอนแรก VCO ถูกปรับโวลเตจที่ควบคุมให้เป็นศูนย์ ก็จะมีเงื่อนไข 2 ประการคือ ความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่คลื่นพาห์ f_c ที่ยังไม่มีการมอดูเลตพอดี้ และเอาต์พุตของ VCO จะมี Phase Shift ไป 90 องศาเมื่อเทียบกับคลื่นพาห์ลักษณะไซน์ที่ยังไม่มีการมอดูเลต สัญญาณอินพุตที่จ่ายให้กับ PLL เป็นคลื่นเอฟเอ็ม ซึ่งกำหนดโดย

$$\phi_{FM} = A_c \sin[2\pi f_c t + \phi_1(t)] \quad (2.40)$$

ซึ่ง A_c เป็นแอมพลิจูดของคลื่นพาห์ เมื่อมี Modulating Wave $m(t)$ จะได้

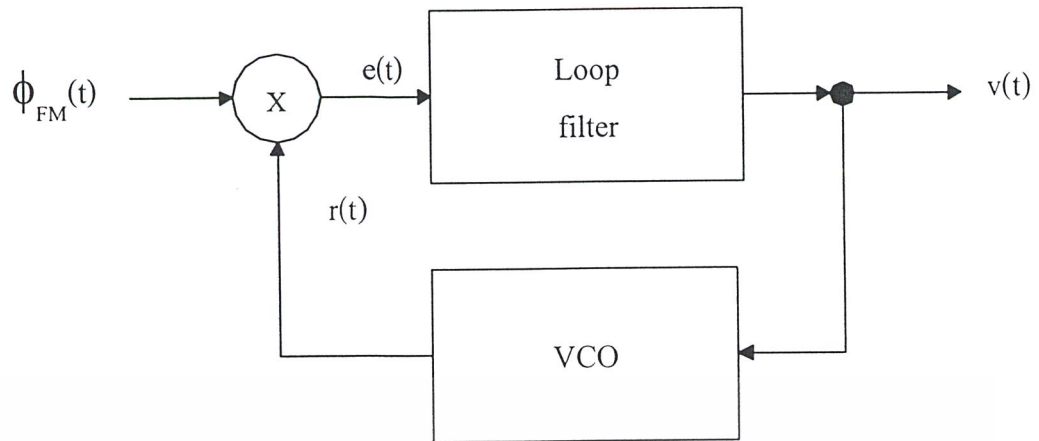
$$\phi_1(t) = k_f \int m(t) dt \quad (2.41)$$

ซึ่ง k_f เป็น Frequency Sensitivity ของมอดูเลเตอร์ กำหนดให้เอาต์พุตของ VCO เป็นดังนี้

$$r(t) = A_v \cos[\omega_c t + \phi_2(t)] \quad (2.42)$$

ซึ่ง A_v แอมพลิจูด และเมื่อมีโวลเตจ $V(t)$ ป้อนให้กับอินพุตของ VCO นี้จะได้

$$\phi_2(t) = k_v \int v(t) dt \quad (2.43)$$



รูปที่ 2.21 เฟสล็อกกลูป

ซึ่ง k_v เป็น Frequency Sensitivity ของ VCO มีหน่วยเป็น Hz/volt คลื่นเฟมที่เข้ามาและเอาท์พุทของ VCO คือ $r(t)$ จะป้อนให้กลับมัลติพลายเออร์ แล้วทำให้เกิดองค์ประกอบ 2 เทอมคือ องค์ประกอบความถี่สูง ซึ่งแสดงโดย

$$k_m A_v A_c \sin[2\omega_c t + \phi_1(t) + \phi_2(t)]$$

และองค์ประกอบความถี่ต่ำซึ่งแสดงโดย

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

ในที่นี้ k_m เป็น Multiplier Gain มีหน่วยเป็น 1/volt องค์ประกอบความถี่สูงจะถูกกำจัดโดยฟิลเตอร์และ VCO เพราะฉะนั้น เมื่อตัดองค์ประกอบความถี่สูงออกไปแล้ว อินพุทของลูปฟิลเตอร์ จะมีค่าดังนี้

$$e(t) = k_m A_c A_v \sin[\phi_c(t)] \quad (2.44)$$

ซึ่งเป็น Phase Error ซึ่งกำหนดให้เป็นดังนี้

$$\phi_c(t) = \phi_1(t) - \phi_2(t)$$

$$= \phi_1(t) - k_v \int_0^t v(\tau) d\tau \quad (2.45)$$

เอาท์พุทโวลเตจของลูปฟิลเตอร์ซึ่งเกิดจากอินพุท $e(t)$ จะเป็นดังนี้

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e(\tau) h(t-\tau) d\tau \quad (2.46)$$

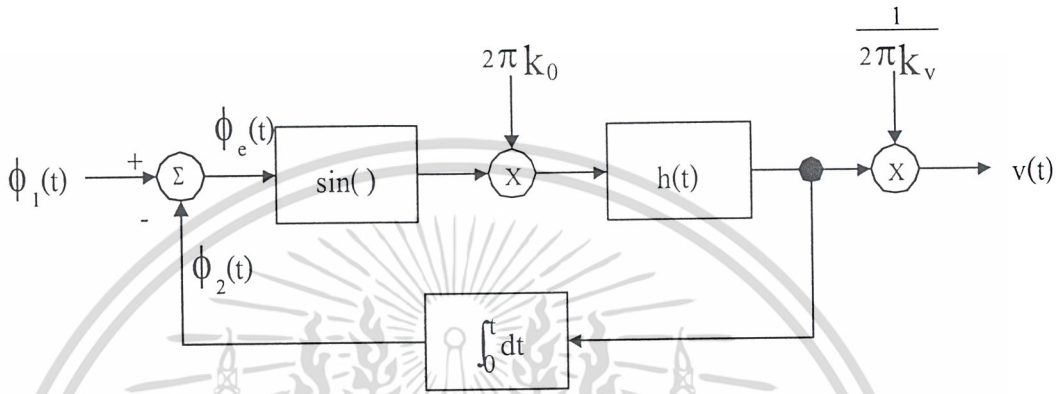
ซึ่ง $h(t)$ เป็นผลตอบสนองอิมพัลส์ของฟิลเตอร์ โดยการใช้สมการ (2.44) ถึง (2.46) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(t)$ และ $\phi_1(t)$ ดังนี้

$$\frac{d\phi_c(t)}{dt} = \frac{d\phi_1(t)}{dt} - k_o \int_{-\infty}^{\infty} \sin[\phi_c(\tau)] h(t-\tau) d\tau \quad (2.47)$$

ซึ่ง k_o ถูกกำหนดโดย

$$k_o = k_m k_v A_c A_v \quad (2.48)$$

แอมพลิจูด A_c และ A_v มีหน่วยเป็นโวลต์ Multiplier Gain ในหน่วย 1/volt และ Frequency Sensitivity k_v ในหน่วย Hz/volt จากสมการ (2.48) k_o เป็นความถี่ สำหรับสมการ (2.47) แสดงรูปแบบตามรูป 2.22 จากรูปได้รวมความสัมพันธ์ระหว่าง $v(t)$ และ $e(t)$ ที่ได้จากสมการ (2.44) และ (2.46) ไว้ด้วย บล็อกไดอะแกรมนี้คล้ายกับรูป 2.21 คือ มัลติพลายเออร์จะสอดคล้องกับวงจร adder และคลื่นลักษณะไซน์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น ส่วน VCO จะสอดคล้องกับอินทิเกรเตอร์



รูปที่ 2.22 รูปแบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นของเฟสล็อกกลุ๊ป

ขณะที่ค่าผิดพลาดทางเฟส $\phi_e(t)$ เป็นศูนย์ PLL ถูกเรียกว่าเป็น Phase-Locked ถ้า $\phi_e(t)$ มีค่าน้อยเสมอ เมื่อเทียบกับ 1 เรเดียน ก็จะใช้ค่าโดยประมาณดังนี้

$$\sin[\phi_e(t)] \approx \phi_e(t) \tag{2.49}$$

ในกรณีนี้อาจกล่าวได้ว่าใกล้เคียงกับ Phase-Locked และอาจไม่ต้องคำนึงถึงความไม่เป็นเชิงเส้นของคลื่นลักษณะไซน์ตามรูป 2.22 ดังนั้นแสดง PLL โดยรูปแบบที่เป็นเชิงเส้นได้ดังรูปที่ 2.23 ตามรูปนี้ $\phi_e(t)$ จะมีความสัมพันธ์กับเฟสที่อินพุต $\phi_1(t)$ ตามสมการ Integral-Differential ดังนี้

$$\frac{d\phi_e(t)}{dt} + k_o \int_{-\infty}^{\infty} \phi_e(\tau) h(t-\tau) d\tau = \frac{d\phi_1(t)}{dt} \tag{2.50}$$

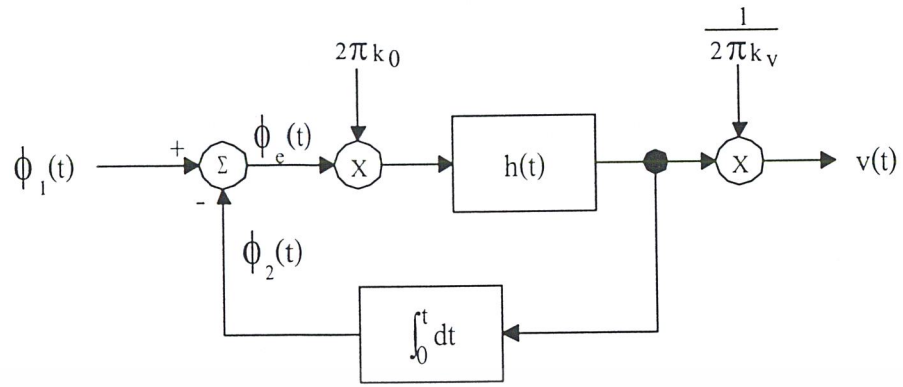
กำหนดให้ $\phi_e(f)$ และ $\phi_1(f)$ เป็นฟูริเออร์ทรานส์ฟอร์ม ของ $\phi_e(t)$ และ $\phi_1(t)$ ดังนั้นจากสมการ (2.50) จะได้

$$\phi_e(f) = \frac{1}{1+L(f)} \phi_1(f) \tag{2.51}$$

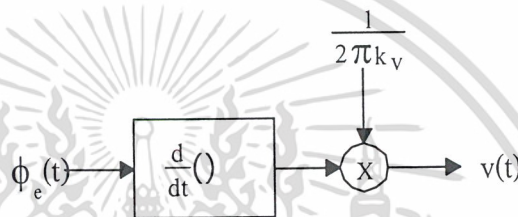
ในที่นี้ ฟังก์ชัน $L(f)$ ในสมการ (2.51) ถูกกำหนดให้เป็นดังนี้

$$L(f) = k_o \frac{H(f)}{jf} \tag{2.52}$$

ซึ่ง $H(f)$ เป็นทรานเฟอร์ฟังก์ชันของลูปฟิลเตอร์ และเรียก $L(f)$ นี้ว่า Open-Loop Transfer Function ของ PLL สมมติว่ากำหนดให้ $|L(f)| \gg 1$ สำหรับทุกความถี่ของเบสแบนด์ ดังนั้นจากสมการ (2.51) $\phi_e(f)$ จะมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ นั่นคือเฟสของ VCO จะเป็น Asymtote กับเฟสของคลื่นที่เข้ามาด้วยเหตุนี้จึงเกิด Phase-Locked ขึ้น



(ก) รูปแบบที่เป็นเชิงเส้น



(ข) รูปแบบอย่างง่ายเมื่อ loop gain สูงกว่า 1 มาก

รูปที่ 2.23 รูปแบบของเฟสล็อกกลูป

รูปที่ 2.23 (ก) จะเห็นได้ว่าเฟรียร์ทรานส์ฟอร์ม $v(f)$ ของเอาต์พุตของ PLL $V(t)$ จะสัมพันธ์กับ $\phi_e(f)$ ดังนี้

$$V(f) = \frac{k_o}{k_v} H(f) \phi_e(f) \tag{2.53}$$

หรือ

$$V(f) = \frac{jf}{k_v} L(f) \phi_e(f) \tag{2.54}$$

ดังนั้น เมื่อแทนค่าสมการ (2.51) ลงใน (2.54) จะได้

$$V(f) = \frac{(jf/k_v)L(f)}{1+L(f)} \phi_1(f) \tag{2.55}$$

และถ้ากำหนดให้ $L(f) \gg 1$ จะได้ค่าประมาณของ $V(f)$ จากสมการ (2.54) ดังนี้

$$V(f) \approx \frac{jf}{k_v} \phi_1(f) \tag{2.56}$$

และจะได้ความสัมพันธ์ในโดเมนเวลาดังนี้

$$V(t) \approx \frac{1}{k_v} \frac{d\phi_1(t)}{dt} \tag{2.57}$$

ดังนั้นเมื่อกำหนดให้ขนาดของ $L(f)$ มีค่ามาก ๆ ในทุกความถี่ที่พิจารณา ก็จะสามารถสร้างรูปแบบของ PLL ได้โดยใช้ดิฟเฟอเรนเชียลที่มีตัวประกอบ $1/k_v$ คุณอยู่ที่เอาท์พุทซึ่งเป็นพื้นฐานการดีมอดูเลตทางความถี่โดยใช้ PLL เมื่อสัญญาณอินพุทเป็นคลื่นเอพเอ็มตามสมการ (2.40) และ $\phi_1(t)$ มีความสัมพันธ์กับ $m(t)$ ตามสมการ (2.41) แล้ว เมื่อแทนค่าสมการ (2.41) ลงใน (2.57) จะได้สัญญาณเอาท์พุทของ PLL ดังนี้

$$V(t) \cong \frac{k_f}{k_p} m(t) \quad (2.58)$$

นั่นคือเอาท์พุทของ PLL จะมีค่าใกล้เคียงกับ $m(t)$ เมื่อยังไม่พิจารณา Scaling Factor k_f/k_v จึงสามารถกล่าวได้ว่าสัญญาณเบสแบนด์จะกลับคืนมาได้

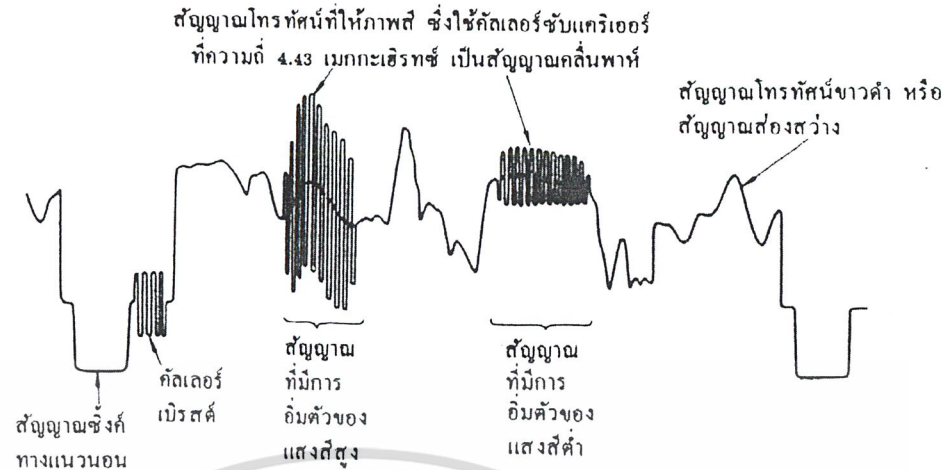
จุดเด่นที่สำคัญของ PLL คืออคูเลเตอร์ก็คือแบนด์วิดท์ของคลื่นเอพเอ็ม ที่เข้ามาจะกว้างมากกว่าของลูปฟิลเตอร์ $H(f)$ ทราנסเฟอ์ฟังก์ชันนั้นควรจะจำกัดแบนด์ไว้ให้อยู่ภายในเบสแบนด์ ดังนั้นสัญญาณที่ควบคุม VCO จะมีแบนด์วิดท์ที่อยู่ในสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ ส่วนเอาท์พุทของ VCO จะเป็นคลื่นที่มอดูเลตทางความถี่ที่มีแบนด์กว้างซึ่งความถี่ขณะหนึ่ง จะติดตามคลื่นเอพเอ็มที่เข้ามาอยู่เสมอ ความซับซ้อนของ PLL ก็คือการกำหนดทราנסเฟอ์ฟังก์ชัน $H(f)$ ของลูปฟิลเตอร์ รูปแบบที่ง่ายที่สุดของ PLL คือ $H(f) = 1$ กล่าวคือ ไม่มีลูปฟิลเตอร์ผลที่ได้จาก PLL ในขณะนี้เรียกว่า PLL อันดับที่ 1 (First-Order PLL) สำหรับ PLL อันดับสูงกว่านั้น $H(f)$ จะมีรูปแบบที่ยู่ยากกว่า อันดับของ PLL ถูกกำหนดโดย Close Loop Transfer Function ซึ่งมีตัวหารหลายๆเทอมตามแบบสมการ (2.55)

2.4 องค์ประกอบของสัญญาณภาพ

สัญญาณภาพโทรทัศน์มีองค์ประกอบที่เป็นสัญญาณต่าง ๆ มีหน้าที่ต่าง ๆ กันไป ซึ่งที่จะกล่าวถึงในที่นี้จะอ้างอิงสัญญาณภาพที่เป็นระบบ PAL โดยจะอธิบายไว้เพียงสังเขป

2.4.1 สัญญาณโทรทัศน์ขาวดำ หรือ สัญญาณส่องสว่าง (Luminance Signal)

สัญญาณส่องสว่าง (Luminance Signal) เป็นสัญญาณที่มีระดับแรงดันแปรเปลี่ยนไปตามความสว่างของภาพ โดยจะมีแบนด์วิดท์ 5 MHz สำหรับมาตรฐาน CCIR (4 MHz สำหรับ FCC) ในการส่งสัญญาณโทรทัศน์นั้น จำเป็นต้องส่งสัญญาณความสว่างนี้ อยู่เพื่อให้เครื่องรับโทรทัศน์ขาวดำสามารถรับและสร้างภาพขาวดำให้เกิดขึ้นหน้าจอได้ และส่งไปเข้าเครื่องรับโทรทัศน์สี เพื่อให้ไปหักล้างกับสัญญาณความต่างสี R-Y, B-Y และ G-Y ก็จะเหลือเฉพาะสัญญาณแม่สีคือ R, B และ G ตามลำดับ ลักษณะของสัญญาณส่องสว่าง (Luminance Signal) กับ สัญญาณภาพสีรวมแสดงดังรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 แสดงสัญญาณลูมิแนนซ์กับสัญญาณภาพสีรวม

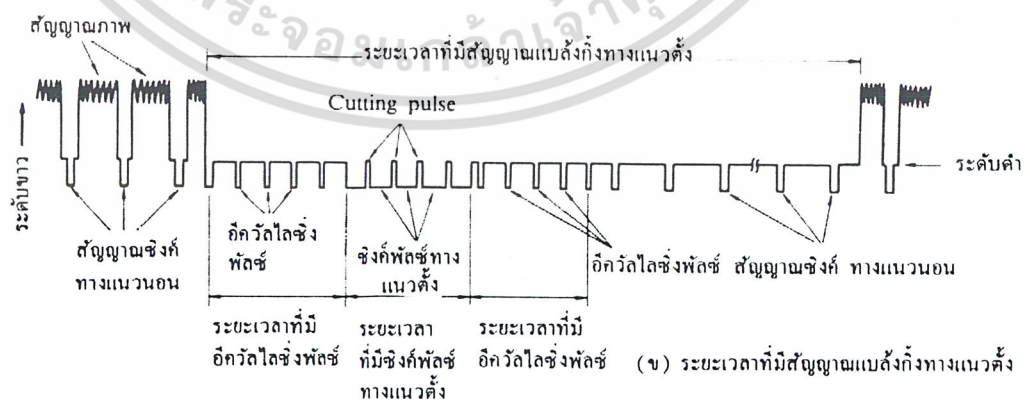
2.4.2 สัญญาณควบคุมตำแหน่งภาพ

ประกอบด้วยสัญญาณต่างๆ ดังนี้

2.4.2.1 สัญญาณซิงโครไนซ์ (Synchronize Signal) เป็นสัญญาณควบคุมลำโอดี็คตรอน

เพื่อให้การสแกนทั้งทางด้านส่งและทางด้านรับสัญญาณภาพเป็นไปอย่างถูกต้องทั้งแนวตั้งและแนวนอนแยกออกเป็น

- สัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวนอน (Horizontal Synchronize) ซึ่งมีความถี่ 15,625 Hz (ระบบ CCIR) หรือ 15,750 Hz (ระบบ FCC) ถ้าไม่มีสัญญาณส่วนนี้ จะทำให้ภาพที่ปรากฏทางจอโทรทัศน์สั่นได้
- สัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวตั้ง (Vertical Synchronize) ซึ่งมีความถี่ 50 Hz (ระบบ CCIR) หรือ 60 Hz (ระบบ FCC) ถ้าไม่มีสัญญาณส่วนนี้จะทำให้ภาพเลื่อน



รูปที่ 2.25 แสดงรูปร่างของสัญญาณซิงค์ที่อยู่ในสัญญาณภาพโทรทัศน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2.2 สัญญาณแบลนกกิ่ง (Blanking Signal) เมื่อลำอิลีคตรอนทำการสแกนภาพจนครบ 1 เส้นตามแนวนอนจะเกิดการสะบัดกลับตามแนวนอนเรียกว่า การ Retrace ซึ่งจะทำให้เกิดเป็นเส้นขึ้นที่ไม่ใช่ส่วนประกอบของภาพ ดังนั้นจึงต้องมีการลบทิ้ง โดยเครื่องส่งจะต้องส่งสัญญาณแบลนกกิ่งนี้ออกมาพร้อมสัญญาณภาพ เพื่อเป็นการบังคับให้ลำอิลีคตรอน ให้ทางจอภาพรู้ว่าตรงช่วงไหนไม่ต้องทำให้การยิงอิลีคตรอนก็จะคัทออฟการทำงานของปืนยิงอิลีคตรอนช่วงเวลานั้น เพราะฉะนั้นก็จะไม่เกิดเส้นภาพในขณะนั้น Retrace แล้วในระบบ CCIR เวลาที่ใช้ในการสะบัดกลับตามแนวนอน จะเท่ากับ 12 μsec ส่วนเวลาในการสะบัดกลับทางแนวตั้งจะใช้เวลา 1600 μsec

2.4.2.3 สัญญาณอิกวอลไลซิง (Equalizing Signal) เป็นสัญญาณบังคับรูปร่างของสัญญาณซิงโครไนเซชัน ทางแนวตั้ง เพื่อคงรูปได้ถูกต้อง และยังช่วยการสแกนแบบสลับเส้นให้เป็นไปอย่างถูกต้องด้วย สามารถขึ้นเส้นสแกนเลขที่ เลขคู่ได้อย่างถูกต้อง ทั้งยังส่งผลทางอ้อมให้สัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวนอนไม่ขาดหายไปในช่วงการส่งสัญญาณทางแนวตั้งด้วย

2.4.3 สัญญาณโครมา(Chroma Signal)

เพื่อให้ได้ภาพที่ปรากฏทางเครื่องรับโทรทัศน์สีมีสีเหมือนกับทางสถานีส่ง จึงต้องส่งรายละเอียดและความเข้มของสัญญาณสีออกอากาศ โดยปกติสัญญาณสีที่ได้จากหลอดภาพโทรทัศน์ จะประกอบด้วยแม่สีทางแสงคือ แดง เขียวและน้ำเงิน แต่ถ้าจะส่งสัญญาณสีทั้ง 3 ออกไปในระบบการส่งสัญญาณ โดยตรงนั้นจะต้องใช้คลื่นพาห์ในการส่งถึง 3 ความถี่ด้วยกัน ซึ่งจะทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณรวมกว้างเกินไป ดังนั้นจึงต้องใช้สัญญาณก่อรูปความต่างสี ซึ่งจะหาหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแม่สีทั้งสามให้เหลือเพียงสัญญาณความต่างสีสองสัญญาณเท่านั้นคือ สัญญาณความต่างสี R-Y และ B-Y โดยมีอัตราส่วนการผสมดังนี้

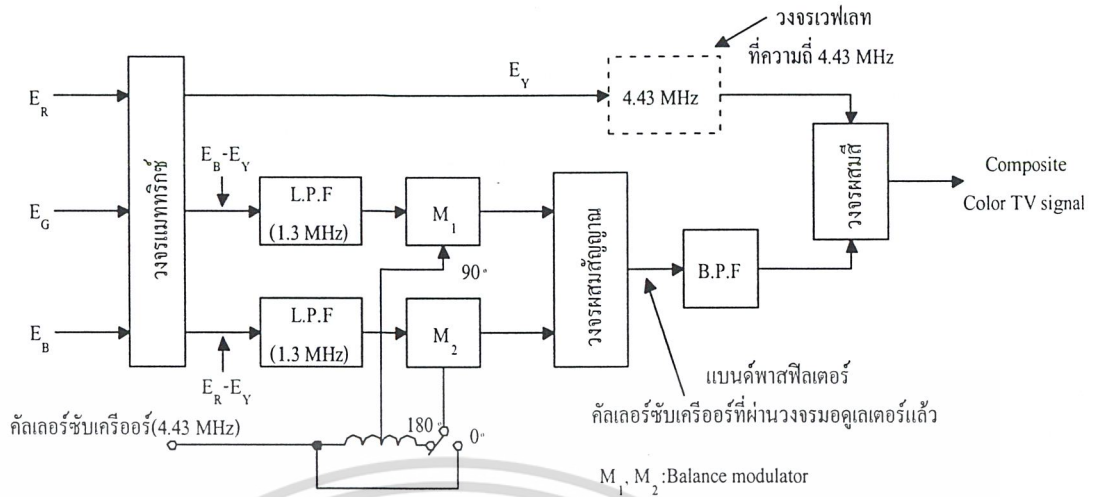
$$R-Y = 0.70R - 0.59G - 0.11B$$

$$B-Y = 0.89B - 0.59G - 0.30R$$

ส่วนสัญญาณสีเขียวเราจะไม่ส่งออกอากาศโดยตรง แต่จะฝากรวมไปกับสัญญาณความต่างสีทั้งสอง โดยอยู่ในรูปของสัญญาณ Y เนื่องจากมีแม่สีทั้งสามประกอบกันอยู่ด้วยอัตราส่วน

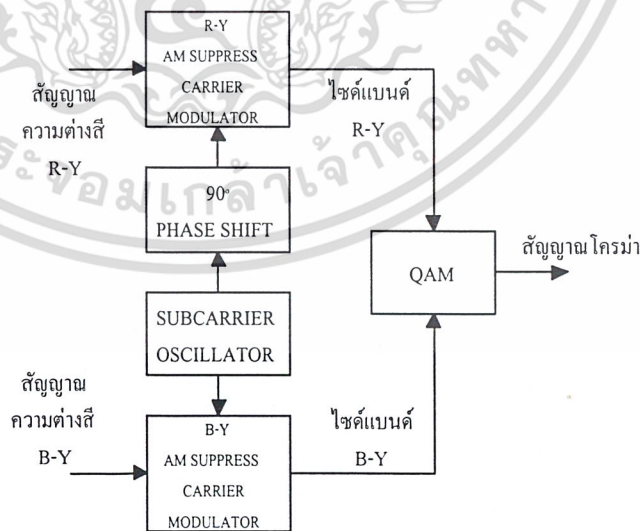
$$Y = 0.30R + 0.59G + 0.11B$$

จะเห็นว่า อัตราส่วนที่เป็นสีเขียวจะมีมากที่สุด จะเป็นการสิ้นเปลืองพลังงานมากกว่าถ้าจะต้องส่งสีเขียวออกไป ดังนั้นการส่งสีแดงกับสีน้ำเงินมาสร้างสัญญาณความต่างสีจะเหมาะสมกว่า ส่วนสัญญาณสีเขียวจะสร้างคืนได้ทางเครื่องรับโทรทัศน์สี รูปที่ 2.26 จะแสดงให้เห็นวิธีการสร้างสัญญาณภาพสีรวม



รูปที่ 2.26 การสร้างสัญญาณภาพสีรวม

ข้อกำหนดในการส่งสัญญาณโทรทัศน์สีมาตรฐาน PAL ได้กำหนดให้การส่งสัญญาณความเข้มสีที่ได้ไปนอกไปกับสัญญาณความสว่างที่มีอยู่แล้ว โดยให้มอดูเลตแบบ DSB-SC ด้วยซับแคเรียร์ 4.43 MHz เพียงความถี่เดียว แต่สัญญาณความต่างสีมีอยู่ถึง 2 สัญญาณ ดังนั้นเพื่อให้สัญญาณความต่างสีทั้งสองสามารถส่งออกไปกับซับแคเรียร์ความถี่เดียวกันได้ จึงใช้วิธีการผสมแบบ QAM (Quadrature Amplitude Modulation) โดยทำการ Shift Phase ของซับแคเรียร์ไป 90 องศา แล้วให้มอดูเลตกับสัญญาณ R-Y ส่วนของ B-Y ก็มอดูเลตกับซับแคเรียร์เฟสปกติ ดังนั้นสัญญาณ R-Y จะนำสัญญาณ B-Y อยู่ 90 องศา สัญญาณที่ได้จากการผสมแบบ QAM นี้เองเรียกว่า “สัญญาณโครมา”



รูปที่ 2.27 ลักษณะการสร้างสัญญาณ โครมา

แนวคิดในการเลือกใช้ซับแคเรียร์ 4.43 MHz ก็คือว่า สัญญาณของระบบ PLL นั้นมีแบนด์วิดท์ประมาณ 5 MHz ซึ่งเป็นสัญญาณภาพอยู่เต็มหมดแล้ว จะทำอย่างไรจึงจะสอดแทรกส่วนที่เป็นสัญญาณสี (สัญญาณโครมา) เข้าไปโดยไม่รบกวนสัญญาณภาพที่มีอยู่ เนื่องจากว่าเป็นสัญญาณภาพเป็นสัญญาณรบกวนที่มีฮาร์โมนิกต่าง ๆ ตลอดย่าน 5 MHz แต่ทว่าความแรงของกลุ่มฮาร์โมนิก จะลดลงที่ปลายด้านความถี่สูงของสัญญาณภาพ ดังนั้นเพื่อจะลดการรบกวนระหว่างสัญญาณภาพและสัญญาณสีให้เกิดขึ้นน้อยที่สุด จึงต้องเลือกความถี่ของซับแคเรียร์ (Subcarrier) ของสัญญาณสีที่บริเวณปลายด้านความถี่สูงของสัญญาณภาพนี้เอง โดยมีแบนด์วิดท์ของสัญญาณสีรวมแล้วต้องไม่ทำให้เลยความถี่ 5 MHz จึงเลือกใช้ความถี่ 4.3 MHz ในระบบ PAL เรียกวิธีการดังกล่าวนี้ว่า Frequency Interleaving สัญญาณที่แทรกลงไปมีแบนด์วิดท์ประมาณ 1 MHz สำหรับวงจรที่ใช้สำหรับมอดูเลตสัญญาณความถี่ R-Y และ B-Y ซึ่งเป็นแบบ DSB-SC อาจเลือกใช้วงจร Balance Modulator หรือ Ring Modulator

2.4.4 สัญญาณเบิสต์ (Burst Signal)

เป็นสัญญาณอ้างอิง ในการควบคุมการสร้างความถี่ของวงจรทางเครื่องรับที่เรียกว่า ซับแคเรียร์ออสซิลเลเตอร์ (Sub-carrier Oscillator Circuit) วงจรนี้จะต้องสร้างซับแคเรียร์ ให้มีความถี่และเฟสตรงกับซับแคเรียร์ที่สร้างขึ้นทางเครื่องส่ง การดีเทคสัญญาณความถี่สีที่เป็นแบบ DSB-SC นั้นจะใช้วิธี “ซิงโครนัสดีเทคชัน” (Synchronous Detection) สัญญาณเบิสต์จะเป็นตัวควบคุมให้ซับแคเรียร์ออสซิลเลเตอร์ ของเครื่องรับสร้างซับแคเรียร์ออกมาให้มีความถี่และเฟสตรงกับซับแคเรียร์ทางด้านส่ง

บทที่ 3

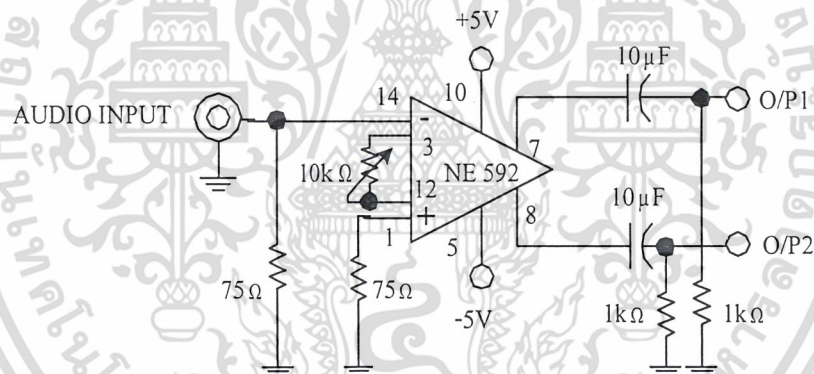
การคำนวณและการสร้าง

3.1 การออกแบบด้านส่ง

3.1.1 การออกแบบวงจรขยายความแตกต่างของเสียง (Differential Audio Amplifier)

วงจรนี้เป็นส่วนแรกของภาคส่ง ทำหน้าที่ขยายสัญญาณเสียง เพื่อให้มีความแรงเหมาะสมที่จะนำไปมอดูเลตกับสัญญาณพาหะรูปไซน์ในภาคเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์ โดยให้เอาท์พุทเป็นสัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 180 องศา และสัญญาณทั้งสองนี้จะนำไปควบคุมการกำเนิดความถี่ (VCO) ในภาคเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์ต่อไป

ในการออกแบบจะใช้ไอซี เบอร์ NE 592 (Differential video amplifier) ที่ใช้สำหรับขยายความแตกต่างของสัญญาณภาพ แต่ก็สามารถนำมาใช้กับสัญญาณเสียงได้ โดยสามารถปรับอัตราขยายได้ 0-400 เท่า ในโครงการนี้จะออกแบบให้มีอัตราขยายประมาณ 100 เท่า แบนด์วิดท์กว้างประมาณ 90 MHz โดยเลือกใช้ Gain 2 (จาก Data Sheet) ซึ่งจะใช้ตัวต้านทานเปลี่ยนค่าได้ (Variable Resistor) ต่อระหว่างขา 3 กับขา 12 เพื่อปรับอัตราขยายให้ได้ค่าตามต้องการ



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรขยายความแตกต่างของสัญญาณเสียง

ในการใช้งานจะต่อตัวต้านทานคงที่ขนาด $75\ \Omega$ ไว้ที่อินพุทขา 1 และขา 14 เพื่อแมทชิงอิมพีแดนซ์กับอุปกรณ์ภายนอก และต่อโหลดขนาด $1\ k\Omega$ ที่ขา 7 และ 8 เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทให้คงที่

3.1.2 การออกแบบวงจรมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulator)

เนื่องจากสัญญาณเสียงมีความถี่ต่ำ (ประมาณ $20\text{Hz} - 15\text{kHz}$) ซึ่งมีความถี่ที่อยู่ในช่วงสัญญาณภาพ จึงไม่สามารถนำมารวมกันได้โดยตรง เพราะจะเกิดความผิดเพี้ยน (Distortion) ของสัญญาณ ดังนั้นจึงทำการมอดูเลตกับคลื่นพาหะรูปไซน์ความถี่ 5.5MHz และ 10.7MHz ตามลำดับ โดยจะทำการมอดูเลตทางความถี่ เพราะจะสะดวกในการออกแบบวงจรเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสง ซึ่งใช้หลักการเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นความเข้มของแสง (Intensity Modulation)

ในโครงการนี้จะเลือกใช้ไอซีเบอร์ NE564 (Phase - Locked Loop) เป็นวงจรมอดูเลตทางความถี่ ซึ่งสามารถผลิตความถี่ได้สูงถึง 50MHz โดยจะออกแบบเป็น 2 วงจร มีความถี่กลางอยู่ที่ 5.5MHz และ 10.7MHz ตามลำดับ วงจรนี้จะใช้คุณสมบัติของเฟสล็อกกลูปในการมอดูเลตทางความถี่ โดยป้อนสัญญาณเสียงที่ถูกขยายจากวงจรขยายความแตกต่างของเสียงแล้ว เข้าที่ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) ของวงจรเปรียบเทียบเฟส (Phase Comparator) ภายในตัวไอซี เอาท์พุทที่ได้ป้อนเป็นอินพุทให้ VCO เพื่อให้มีความถี่เบี่ยงเบนไปจากความถี่กลาง (Free Running Frequency) โดยจะกำหนดความถี่เบี่ยงเบน (Δf_{max}) ของระบบไว้ที่ 150kHz (± 75 kHz)

จากคู่มือของไอซี เบอร์ NE 564 จะต้องทำการหาค่า C_0 เพื่อกำหนดความถี่กลาง (f_0) ความถี่ล็อก (Lock Range) ซึ่งมีลำดับขั้นตอนการออกแบบดังนี้

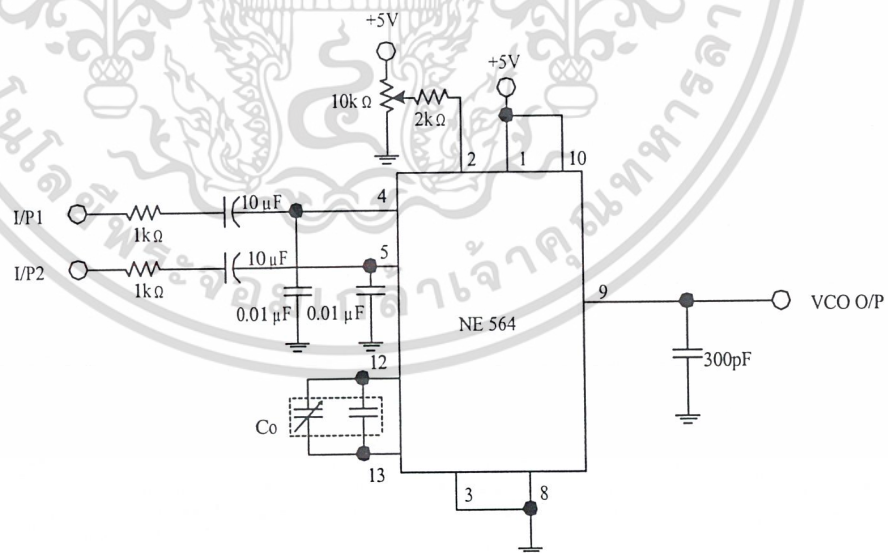
1) หาค่า C_0 จากสมการ $f_0 = 1 / (22R_c C_0)$ จะได้

$$C_0 = 82.64 \text{ pF} \text{ กรณีความถี่ } f_0 = 5.5 \text{ MHz} \text{ และ}$$

$$C_0 = 42.48 \text{ pF} \text{ กรณีความถี่ } f_0 = 10.7 \text{ MHz}$$

ในการใช้งาน จะใช้ตัวเก็บประจุค่าคงที่ต่อรวมกับตัวเก็บประจุปรับค่าได้ (Trimmer) โดยต่อระหว่างขา 12 และ ขา 13 เพื่อให้ได้ค่าความจุตามต้องการ

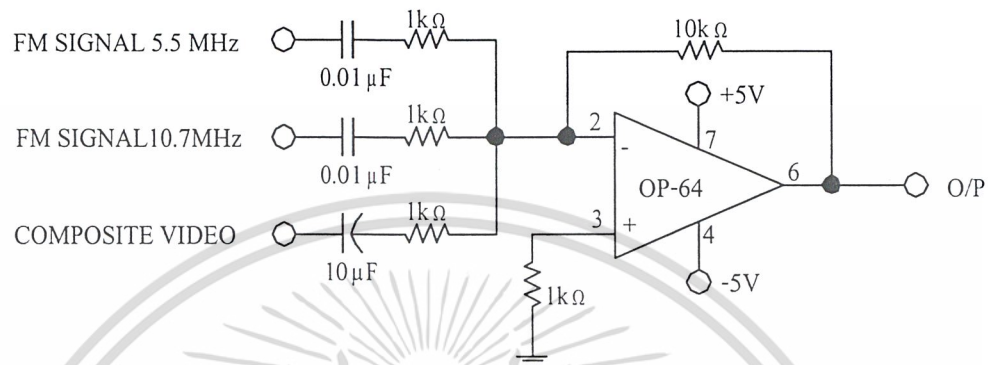
2) กำหนดค่าความถี่ล็อกได้โดยใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ ขนาด 10k Ω ต่อร่วมกับตัวต้านทานคงที่ ขนาด 2k Ω เป็นตัวปรับค่ากระแสไบอัสให้ขา 2 อินพุทเสียงที่จะนำมามอดูเลตต่อเข้าที่ขา 4 และ 5 ซึ่งเป็นลูปฟิลเตอร์ ของวงจรเปรียบเทียบเฟส และต่อตัวเก็บประจุค่าคงที่ขนาดประมาณ 0.01 μ F ที่ขา 4 และ 5 ลงกราวด์ เพื่อช่วยตัดสัญญาณรบกวนความถี่สูงทิ้ง วงจรที่ออกแบบไว้แสดงดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรมอดูเลตทางความถี่

3.1.3 การออกแบบวงจรรวมสัญญาณ (Summing Circuit)

วงจรรวมสัญญาณนี้จะใช้รวมสัญญาณภาพ และสัญญาณเอพเอ็มของเสียงทั้ง 5.5MHz และ 10.7MHz เข้าด้วยกัน โดยจะใช้ออปแอมป์ เบอร์ OP-64 ออกแบบเป็นวงจรรวมสัญญาณแบบกลับเฟส มีอัตราขยายเท่ากับ 10 เท่า วงจรที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 3.3 ดังนี้



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรรวมสัญญาณ

ความต้านทานที่ต่อกับขา 3 เป็นตัวลดกระแสออฟเซ็ท (Offset Current) ทางอินพุทให้น้อยลง โดยหากได้จกค่าความต้านทานป้อนกลับ (10 kΩ) ขนานกับค่าความต้านทานอินพุท (1 kΩ) จะได้ค่าประมาณ 1 kΩ

3.1.4 การออกแบบวงจรไดรเวอร์ (Driver Circuit)

วงจรส่วนนี้ เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ขับไดโอดเปล่งแสง (LED) ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนจากสัญญาณไฟฟ้าให้เป็นสัญญาณแสง เพื่อทำการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง ในการทดลองจะใช้แหล่งกำเนิดแสงเป็น LED ชนิด อินฟราเรด (Infrared LED)

ขั้นตอนการคำนวณออกแบบวงจรไดรเวอร์

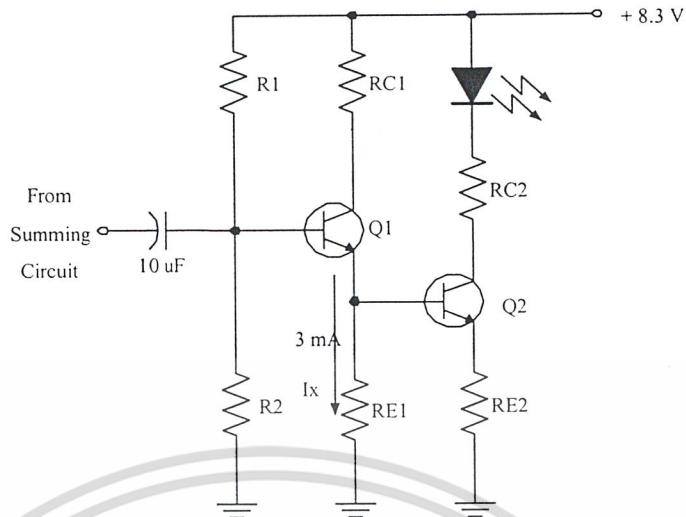
เลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BC 548 (Q1) ทำงานร่วมกันกับ ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 (Q2) โดยการออกแบบ จะให้ทรานซิสเตอร์ทำงานเป็นวงจรขยายคลาส A กำหนดให้ $V_F = 2 \text{ V}$, $I_{C2} = 100 \text{ mA}$, $V_{CE} = \frac{1}{2} V_{CC}$, $V_E \approx \frac{1}{10} V_{CC}$ และให้ $I_C \approx I_E$

การออกแบบไดรเวอร์ LED

$$R_{C2} + R_{E2} = (V_{CC} - V_F - V_{CE2}) / I_{C2} = 22 \Omega$$

$$R_{E2} = 8.2 \Omega$$

$$R_{C2} = 15 \Omega$$



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรไครเวอร์

การออกแบบบัพเฟอร์

$$V_E = V_{BE2} + V_{E2} = 1.53 \text{ V}$$

$$I_{E1} = I_X + I_{B2}$$

$$I_{B2} = 500 \text{ uA}$$

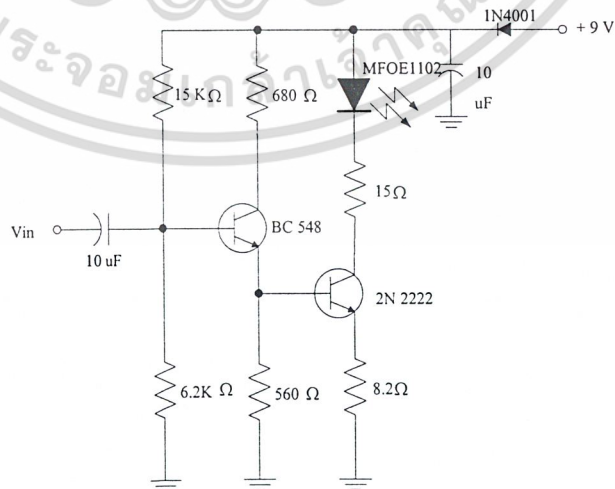
$$I_{E1} = 3.5 \text{ mA}$$

$$R_{C1} = (V_{CC} - V_{CE1} - V_{E1}) / I_{C1} = 680 \text{ } \Omega$$

$$R_2 = (V_{BE1} + V_{E1}) / 10I_{B1} = 6.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = (V_{CC} - V_{R2}) / 11I_{B1} = 15 \text{ k}\Omega$$

จะได้วงจรใช้งานดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรบัพเฟอร์และไครเวอร์ LED

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่เสียค่าใช้จ่าย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การออกแบบด้านรับ

3.2.1 การออกแบบวงจรดีเทกเตอร์ (Detector Circuit)

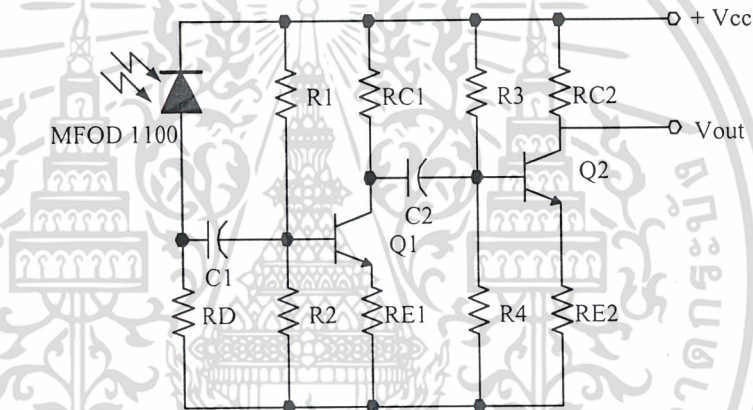
วงจรดีเทกเตอร์นี้จะแบ่งเป็น 2 ส่วน คือวงจรที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า (Optical to Electrical Converter :O/E Circuit) และวงจรปรีแอมพลิฟายเออร์ (Pre-amplifier) ซึ่งจะมีรายละเอียดในแต่ละส่วนดังนี้

3.2.1.1 วงจร O/E

วงจรมีใช้โฟโต ดีเทกเตอร์ไดโอด (Photo Detector Diode) เป็นตัวทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า ซึ่งมีคุณสมบัติที่สำคัญดังนี้

กำหนดให้แรงดันไบอัส (Reverse bias) แก่โฟโตไดโอดเท่ากับ 12 โวลต์ เพื่อให้ตอบสนองความถี่ของแบนด์วิดท์ 20 MHz

$$\text{จะได้ค่า } R_p = 1/(2\pi f_c C_D) = 3.3 \text{ k}\Omega$$



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรดีเทกเตอร์และวงจรปรีแอมพลิฟายเออร์

3.2.1.2 วงจรปรีแอมพลิฟายเออร์

สัญญาณที่ได้จากวงจร O/E มีขนาดเล็กมากจึงต้องทำการขยายสัญญาณให้มีกำลังมากขึ้นขั้นหนึ่งก่อน โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC 2671 (Q1) และทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC 1906 (Q2) ขยายแบบคลาสเอเพื่อไม่ให้เกิดการบิดเบี้ยวของสัญญาณ สำหรับรายละเอียดในการคำนวณมีดังนี้

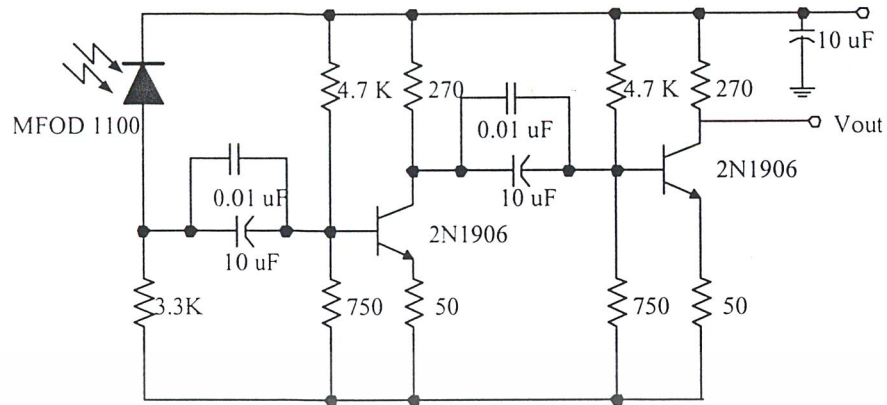
โดยให้อัตราการขยายแต่ละภาคเท่ากับ 5 เท่า

$$\text{จากสูตร } A_v = R_C / (R_E + r_e)$$

$$\text{กำหนดให้ } I_C = 18.75 \text{ mA}, \beta_1 = 40, \beta_2 = 100, V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$\text{จะได้ } R_C = 270 \Omega \quad R_E = 50 \Omega$$

$$R_1 = 4.7 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 750 \Omega$$



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรดีเทกเตอร์และวงจรปริแอมพลิไฟเออร์ที่ใช้งาน

3.2.2 วงจรขยายสัญญาณ

วงจรส่วนนี้จะทำการขยายสัญญาณหลังจากที่ทำการขยายสัญญาณเบื้องต้นจากทรานซิสเตอร์แล้ว ให้มีความแรงเพิ่มขึ้น โดยใช้ออปแอมป์เบอร์ LM359

โดยกำหนดค้อตราชขยายเท่ากับ 10 เท่า $I_{set} = 0.5 \text{ mA}$

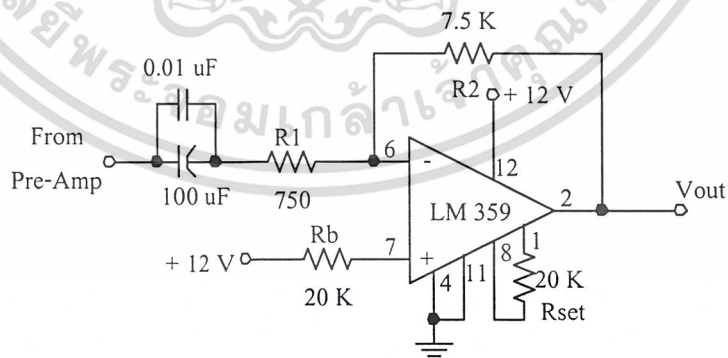
$$R_{set} = \frac{V - 2V_{BE}}{I_{set}} - 1 \text{ k}\Omega = 20.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 750 \Omega$$

$$AV = 10$$

$$R_2 = 10 R_1 = 7.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_b = \frac{V - V_{BE}}{I_{in}} = 19 \text{ k}\Omega$$



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรขยายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจขยายสัญญาณภาพ

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะใช้โอปแอมป์เบอร์ LM359 ซึ่งเป็นโอปแอมป์ที่ใช้ในการขยายสัญญาณภาพ ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านได้ด้วย

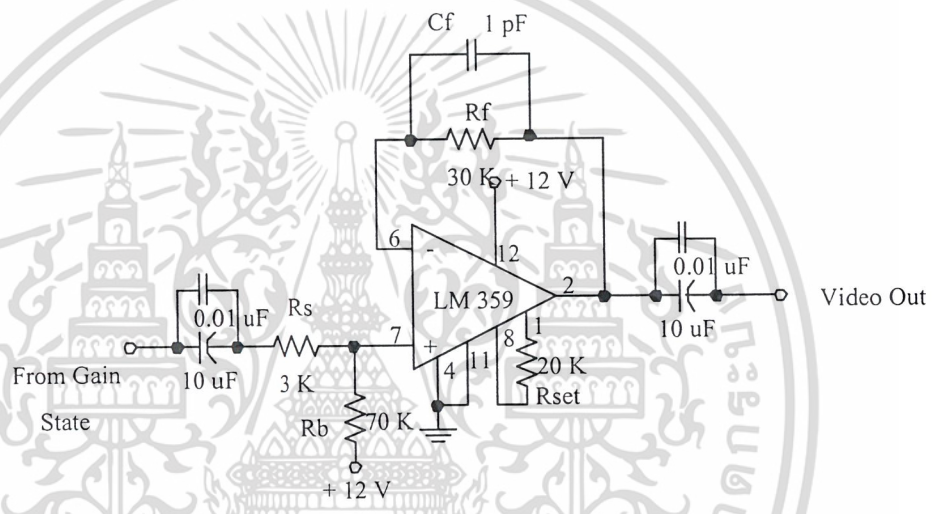
โดยการกำหนดความถี่คัทออฟได้จากค่า Rf และ Cf เพื่อกรองเอาความถี่ของสัญญาณภาพออกมา กำหนดความถี่ต่ำผ่านสูงสุด 5 MHz ซึ่งเป็นความถี่ของสัญญาณภาพ

ให้ $C_f = 1 \text{ pF}$, $f_c = 5 \text{ MHz}$

$$R_f = \frac{1}{2\pi f_c C_f} = 31.8 \text{ k}\Omega \approx 30 \text{ k}\Omega$$

$$A_v = 10$$

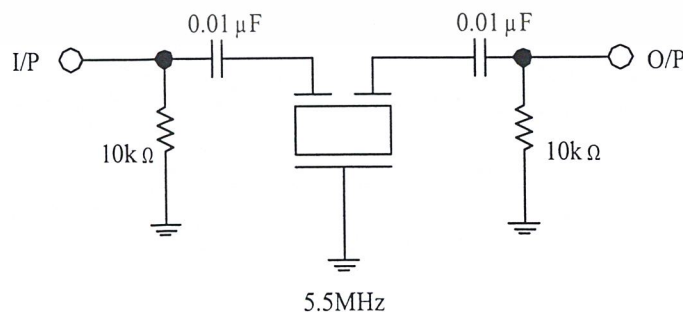
$$R_s = 3.18 \text{ k}\Omega \approx 3 \text{ k}\Omega$$



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำและขยายสัญญาณภาพ

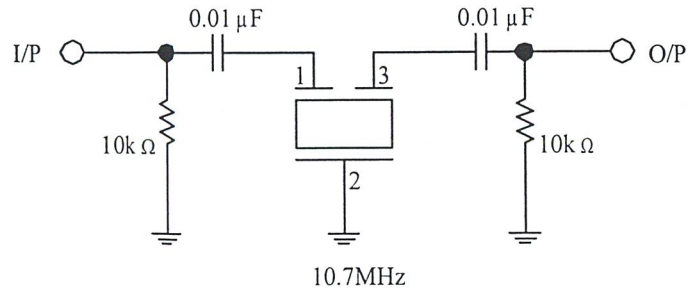
3.2.4 การออกแบบวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน (Band pass filter)

ในโครงงานนี้จะออกแบบโดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์ (Ceramic Filter) ซึ่งมีคุณสมบัติเป็น Resonator ที่ยอมให้ความถี่เรโซแนนซ์ เท่านั้นที่ผ่านตัวมันไปได้ โดยจะออกแบบ 2 วงจร คือ ความถี่ 5.5MHz และ 10.7MHz ดังรูปที่ 3.10 และ 3.11 ตามลำดับ



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรกรองย่านความถี่ 5.5MHz ผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



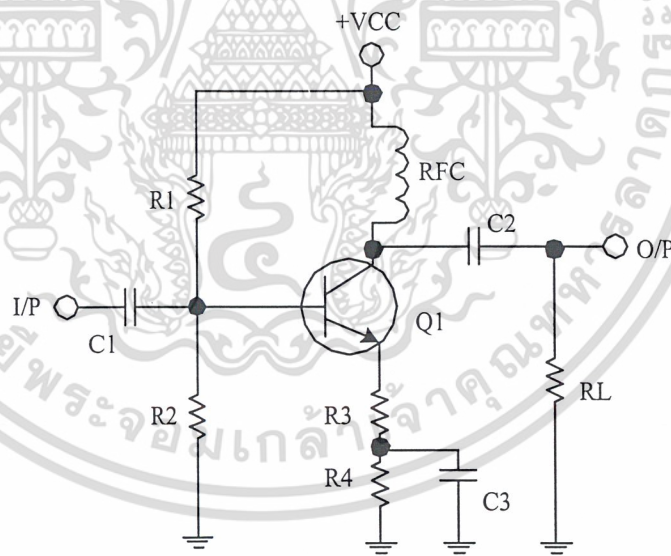
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรกรองย่านความถี่ 10.7MHz ผ่าน

ต่อความต้านทานค่าคงที่ขนาด 1kΩ เป็นโหลดที่อินพุตและเอาต์พุต เพื่อรักษาระดับสัญญาณให้คงที่

3.2.5 การออกแบบวงจรขยายความถี่วิทยุ (RF Amplifier)

สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของเซรามิกฟิลเตอร์ จะถูกลดทอนลงไปมาก จึงจำเป็นต้องมีการขยายสัญญาณโดยใช้วงจรขยายความถี่วิทยุ เพื่อให้สัญญาณมีความแรงเพียงพอที่จะทำการดีมอดูเลตได้

การออกแบบวงจรจะใช้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ BC 548A จัดเป็นวงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วม (Common Emitter)



รูปที่ 3.12 แสดงวงจรต้นแบบของวงจรขยายความถี่วิทยุ

ทำการออกแบบโดยให้ $V_{cc} = 5V$, $V_{BEon} = 0.7 V$, $\beta = 110$, $R_L = 1k\Omega$, $R_{FC} = 1.2 mH$ และ $I_c = 8.89 mA$ จะได้

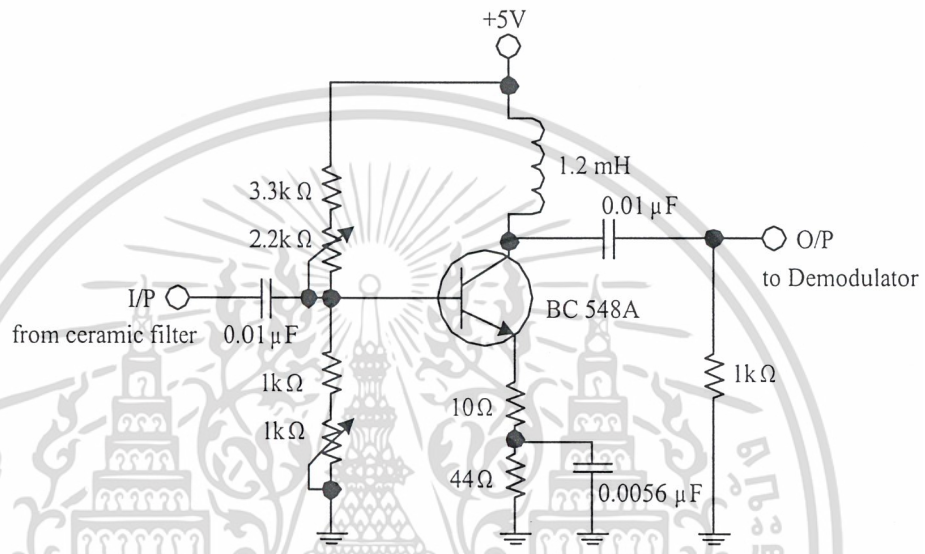
$$R1 = 4.27 k\Omega \quad R2 = 1.48 k\Omega$$

$$R3 = 10 \Omega \quad R4 = 44 \Omega$$

ในการออกแบบอินยอมให้มีความผิดพลาดทางแอมพลิจูดได้ ดังนั้น สามารถออกแบบให้วงจรมีอัตราขยายสูง ๆ โดยใช้ทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว หากอัตราขยายโดยใช้ π -Parameter ได้จากสมการ

$$A_v = \frac{-\beta(R_L // 2\pi r_L)}{r_{\pi} + (\beta + 1)R_E}$$

จะได้อัตราขยายประมาณ 70 เท่า รูปวงจรที่ออกแบบไว้แสดงดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.13 แสดงวงจรขยายความถี่วิทยุตามที่ออกแบบ

3.2.6 การออกแบบวงจรเฟมดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator)

ในการดีมอดูเลตสัญญาณ FM ของเสียงในโครงการนี้จะใช้วงจร phase locked loop ออกแบบโดยใช้ ไอซี เบอร์เดียวกับที่ใช้มอดูเลตสัญญาณเสียง (เบอร์ NE 564)

ขั้นตอนในการคำนวณหาค่า C_o และการกำหนดความถี่ล๊อคจะเหมือนกับวงจรมอดูเลตสัญญาณเสียง แต่จะมีส่วนที่แตกต่างกัน คือ

- 1) ป้อนอินพุตเข้าที่ขา 6 ซึ่งเป็นขาอินพุตของวงจรมลิตเตอร์ (limiter) โดยคัปปลิ่งผ่านตัวเก็บประจุ ขนาด $0.01 \mu F$
- 2) ต่อขา 3 (อินพุตของ Phase comparator) เข้ากับขา 9 (เอาต์พุตของ VCO) และ เอาท์พุต ออกที่ขา 14

รูปวงจรที่ออกแบบไว้แสดงดังรูปที่ 3.14

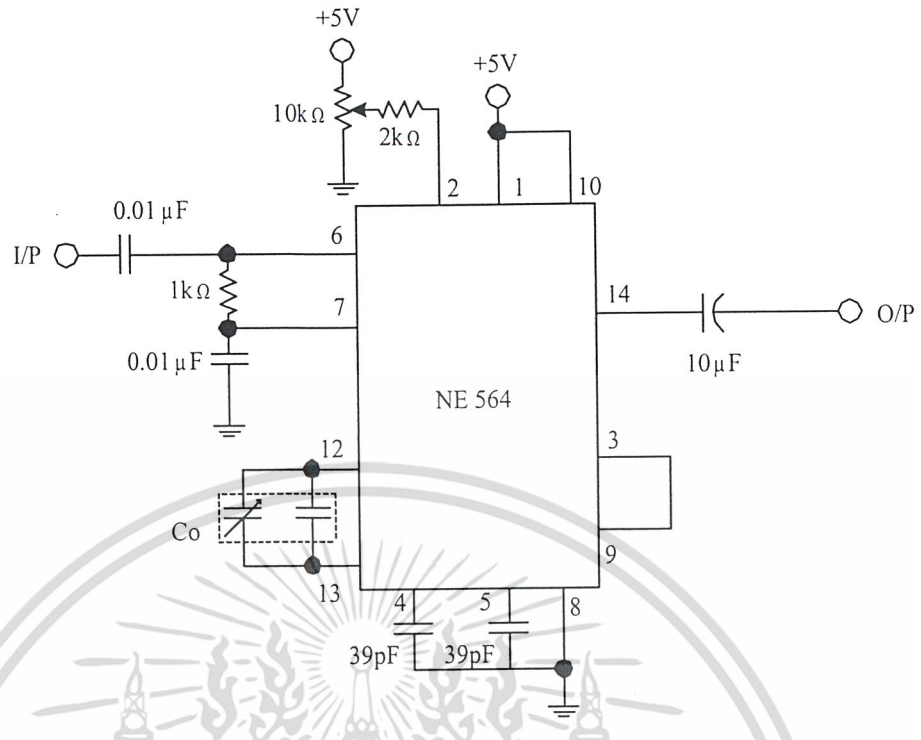
กิตติกรรมประกาศ

คณะผู้จัดทำโครงการ การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง (VIDEO AND AUDIO SIGNAL TRANSMISSION VIA THE OPTICAL FIBER CABLE) ขอขอบพระคุณบุคคลที่ให้คำแนะนำ และคำปรึกษาดังต่อไปนี้

- 1) ผศ. อภินันท์ มัชฌานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ ที่ให้ความรู้และคำแนะนำ
- 2) อาจารย์ สุรพล บุญจันทร์ ที่ให้ใช้ห้องเพื่อทำการทดลองโครงการนี้
- 3) คณะอาจารย์ภาควิชาโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกท่าน ที่ได้ให้ความรู้ตลอดเวลา



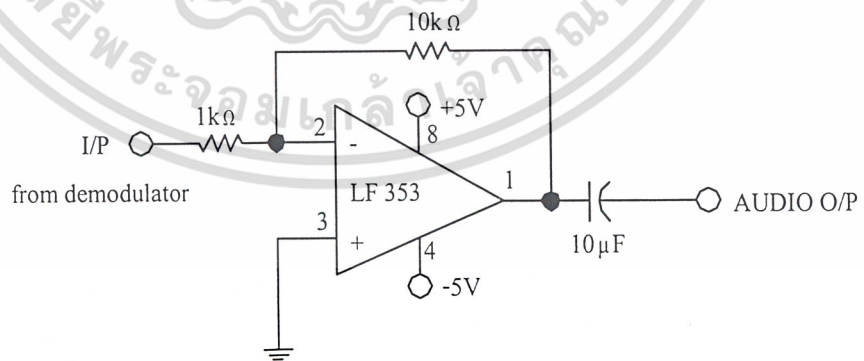
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



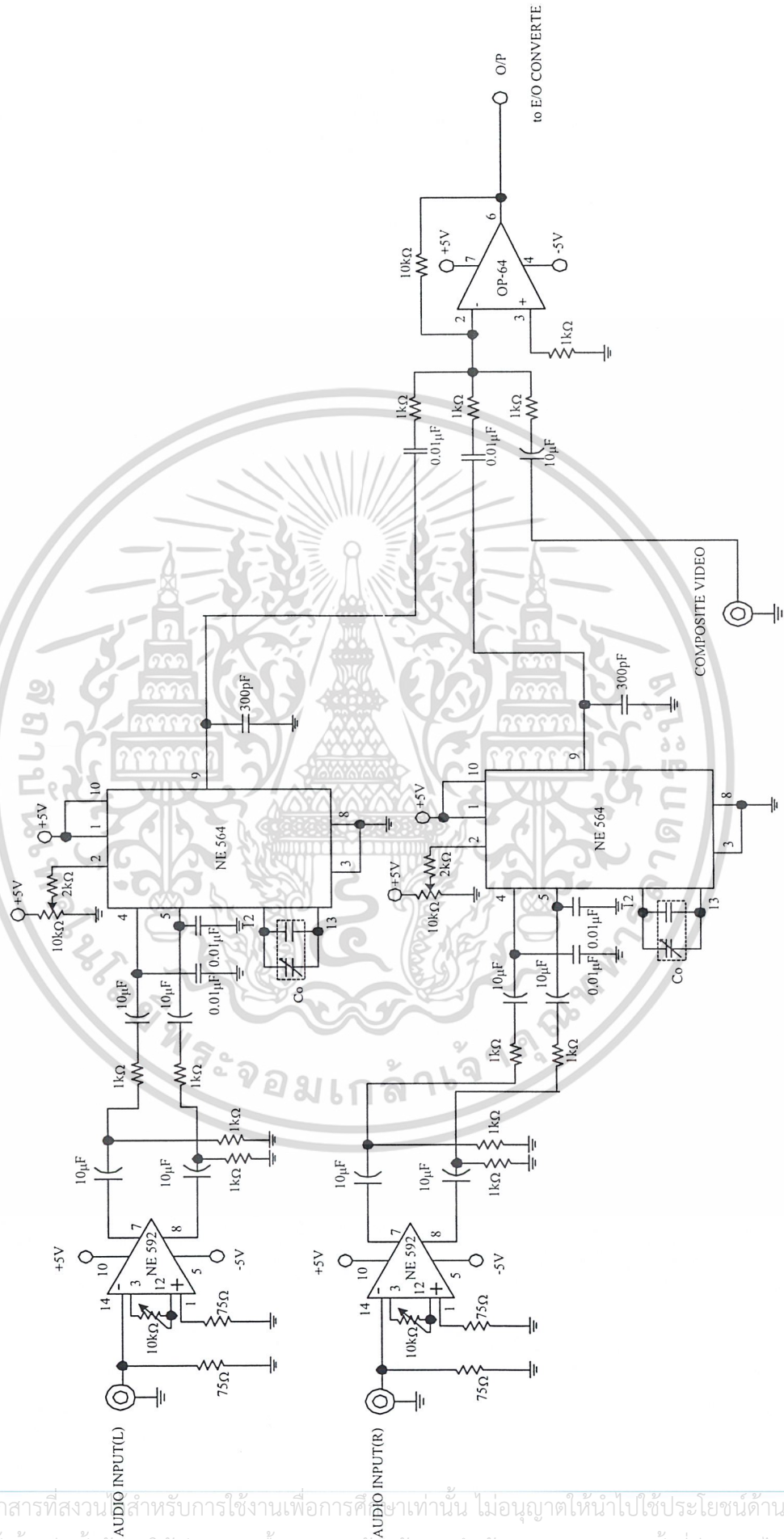
รูปที่ 3.14 แสดงวงจรเฟรมเคมิดูดเคลื่อน

3.2.7 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio preamplifier)

สัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตจะมีความแรงน้อยมาก ดังนั้นจะต้องทำการขยายให้มีความแรงมากขึ้น ใช้ไอซี เบอร์ LF 353 ออกแบบ เป็นวงจรขยายแบบกลับเฟส โดยมีอัตราขยายเท่ากับ 10 เท่า ดังรูปที่ 3.15

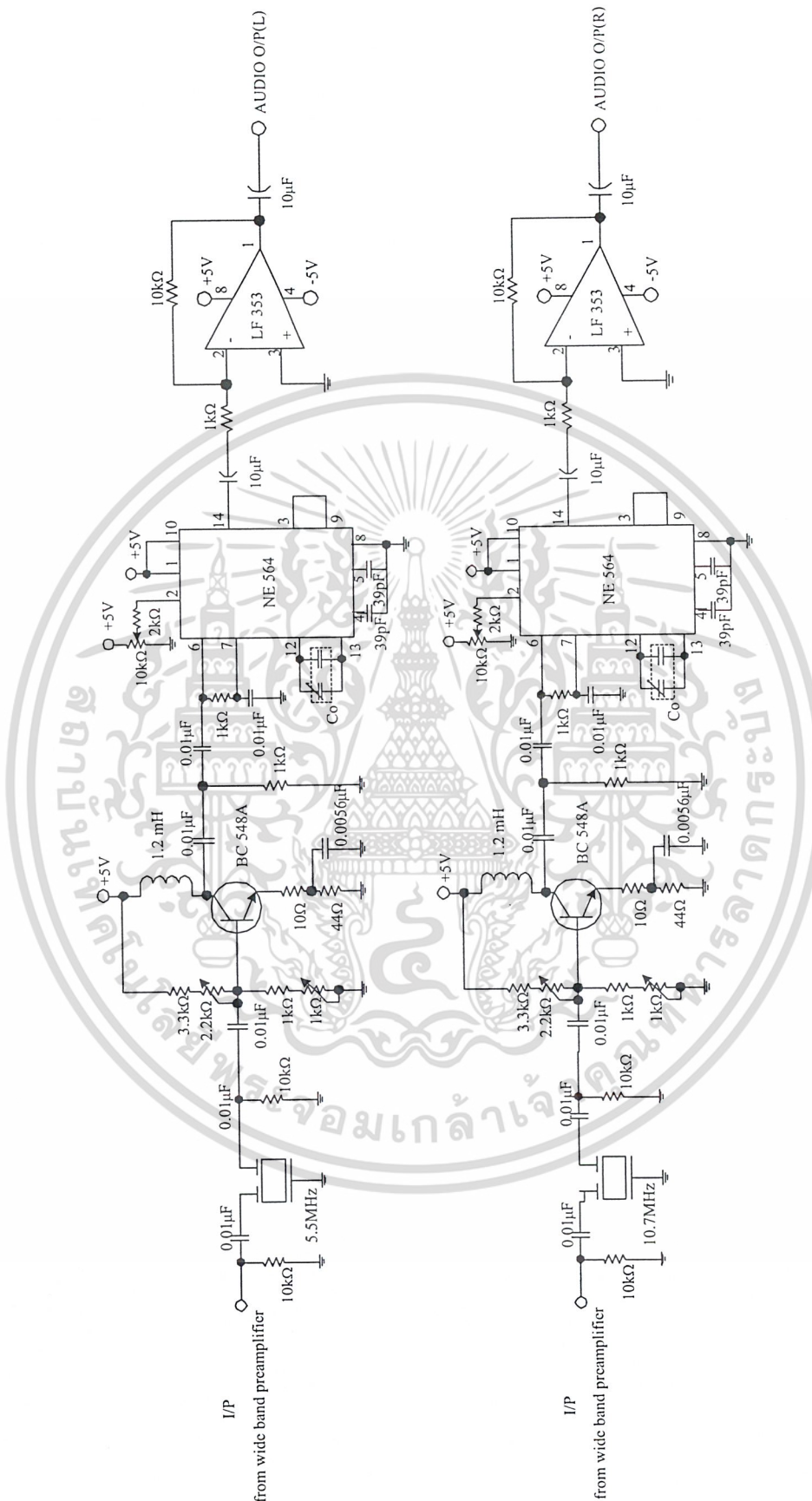


รูปที่ 3.15 แสดงวงจรขยายสัญญาณเสียง



รูปที่ 3.16 แสดงวงจรด้านส่งสำหรับการส่งสัญญาณภาพและสัญญาณเอฟเอ็มสองช่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



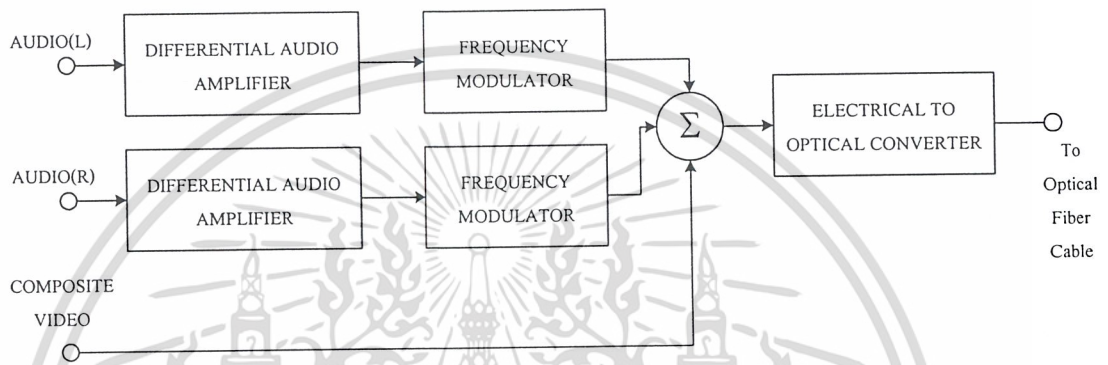
รูปที่ 3.17 แสดงวงจรที่ใช้ทางด้านรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

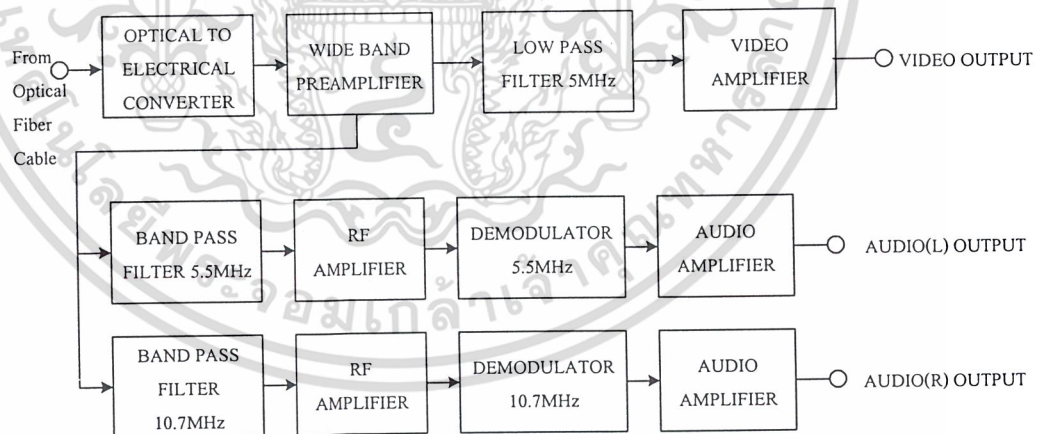
บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

ในบทนี้จะแสดงถึงผลการทดลองของวงจรในภาคต่างๆ ทั้งทางด้านส่งและทางด้านรับโดยจะทำการวัดสัญญาณที่ได้ จากวงจรที่ได้ออกแบบไว้ แสดงด้วยบล็อกไดอะแกรม (Block Diagram) รูปที่ 4.1 และ 4.2 ตามลำดับ



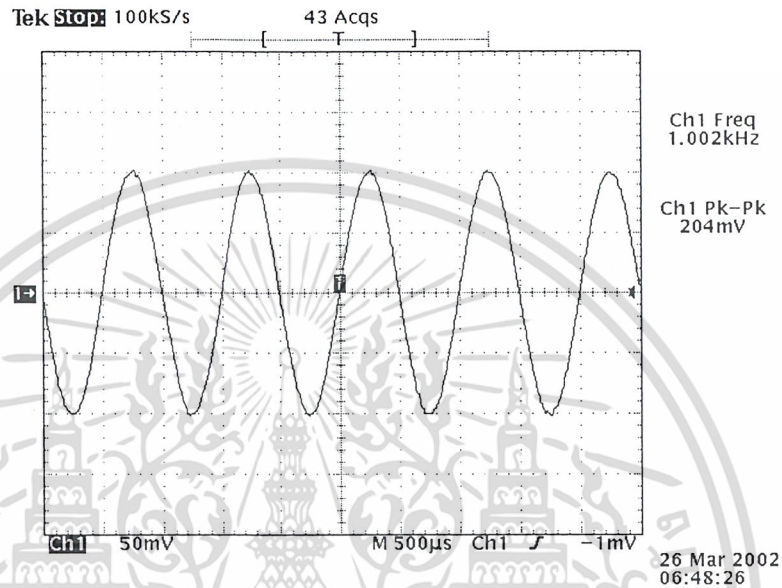
รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของด้านส่ง



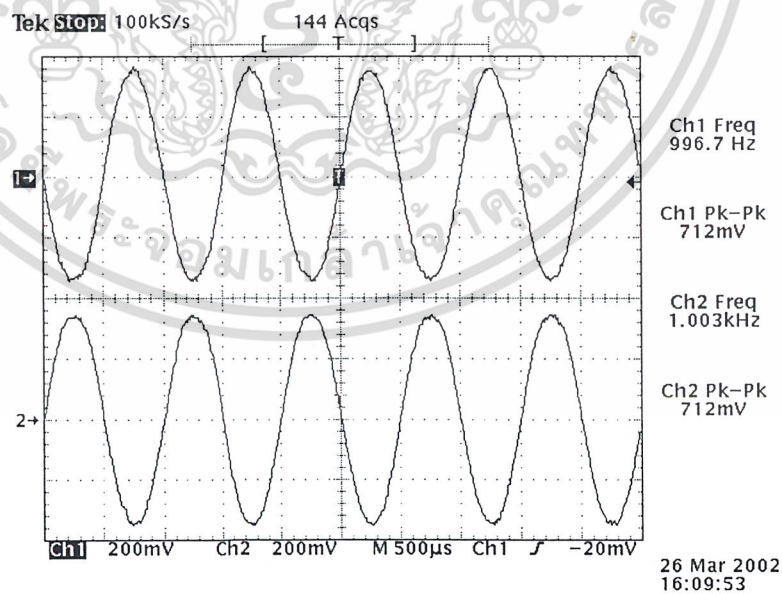
รูปที่ 4.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของด้านรับ

4.1 ผลการทดลองทางด้านส่ง

1. วัดสัญญาณเสียงที่ป้อนให้อินพุท ของวงจรขยายความแตกต่างของเสียง ด้วยออสซิลโลสโคป ลักษณะของสัญญาณที่วัดได้ แสดงดังรูป 4.3 และสัญญาณที่ได้ทางเอาต์พุทของวงจรขยายความแตกต่างของเสียง จะแสดงดังรูปที่ 4.4

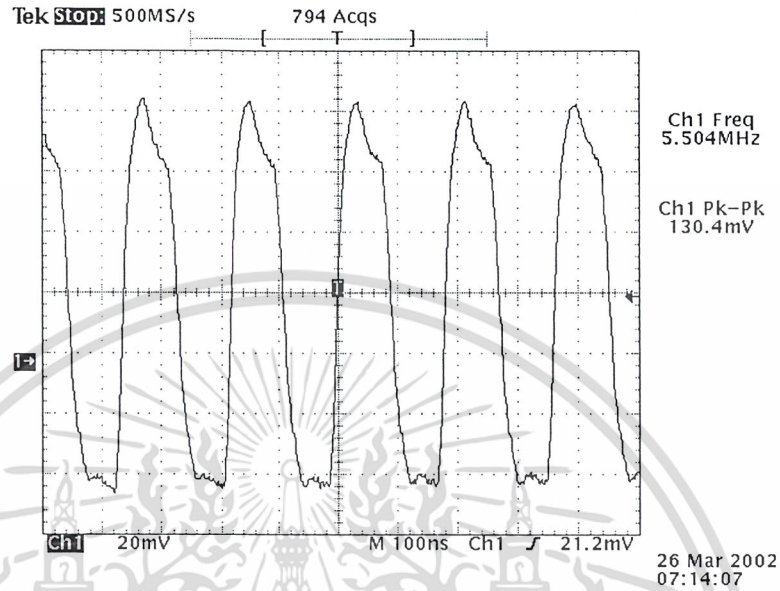


รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณความถี่ที่ป้อนให้อินพุท ของวงจรขยายความแตกต่างของเสียง

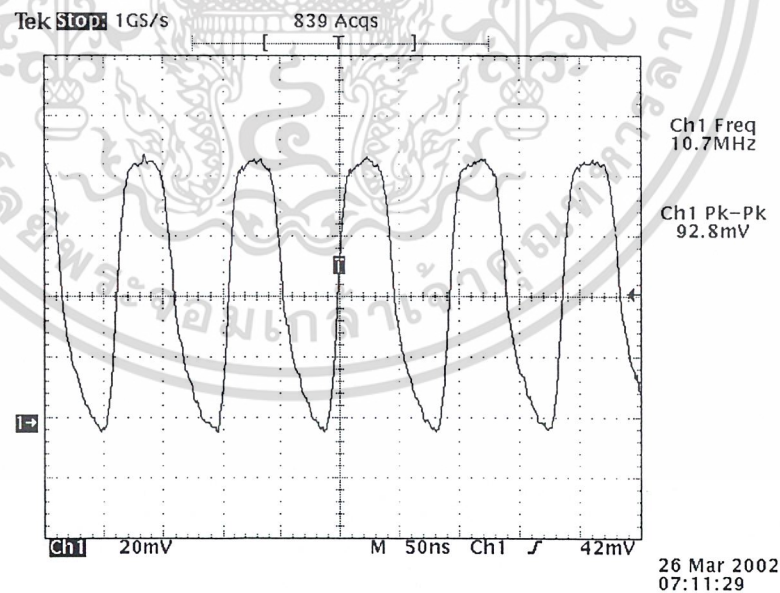


รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณที่ได้ทางเอาต์พุทของวงจรขยายความแตกต่างของเสียง

2. วัดสัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรมอดูเลตทางความถี่ เมื่อยังไม่ได้ป้อนสัญญาณอินพุท เข้าไป ด้วยออสซิลโลสโคป ลักษณะของสัญญาณที่วัดได้ แสดงดังรูป 4.5 และ 4.6

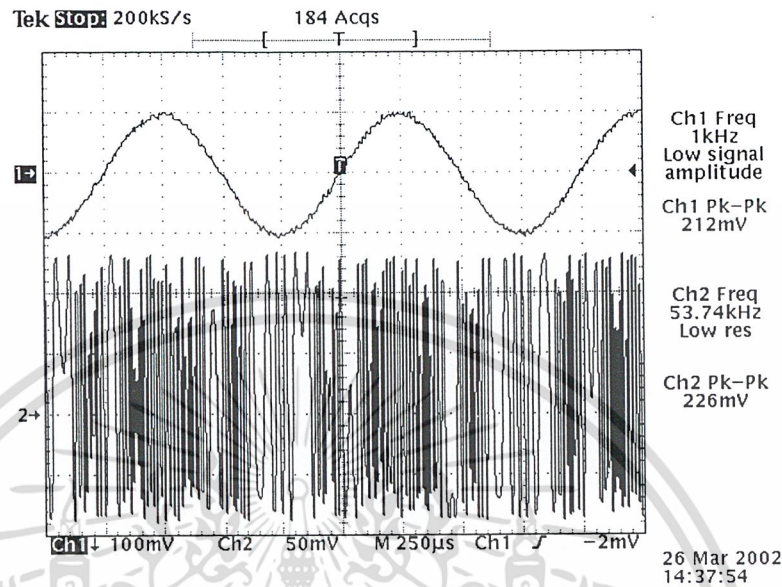


รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรมอดูเลตทางความถี่ที่มีความถี่คลื่นพาห์เท่ากับ 5.5 MHz เมื่อยังไม่ได้ป้อนอินพุท

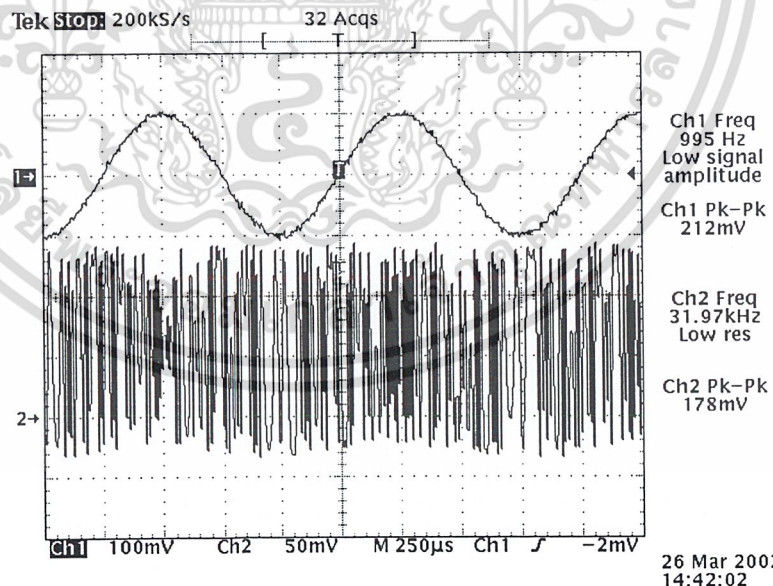


รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรมอดูเลตทางความถี่ที่มีความถี่คลื่นพาห์เท่ากับ 10.7 MHz เมื่อยังไม่ได้ป้อนอินพุท

3. วัดสัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรมอดูเลตทางความถี่เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเข้าไป ด้วย ออสซิลโลสโคป ลักษณะของสัญญาณแสดงดังรูปที่ 4.7 และ 4.8

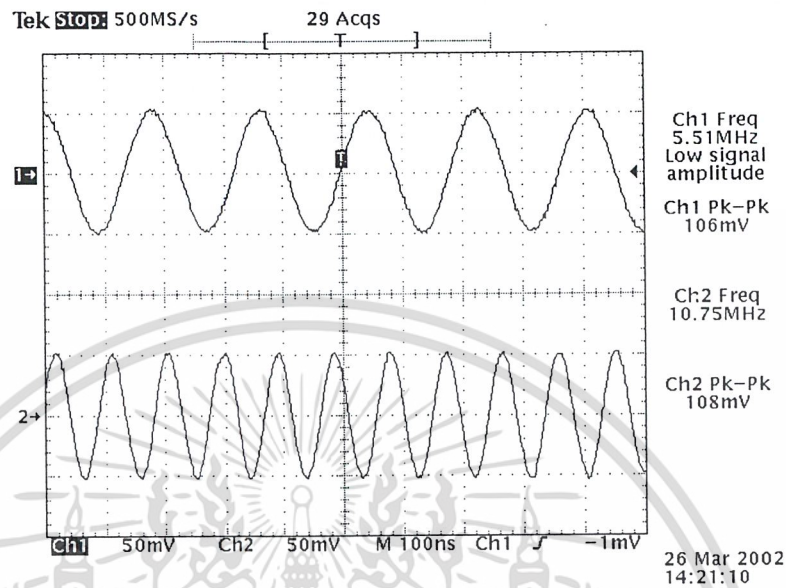


รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรมอดูเลตทางความถี่ที่มีความถี่คลื่นพาห์เท่ากับ 5.5 MHz เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ 1 KHz



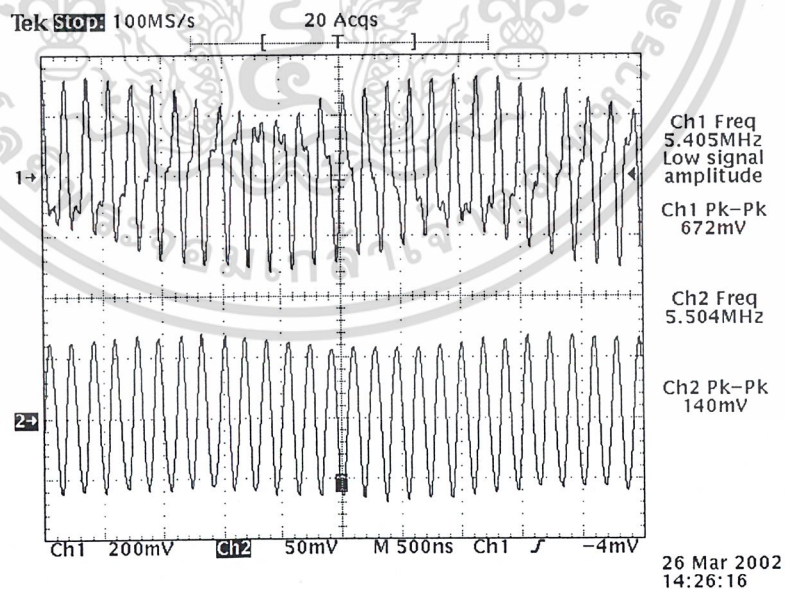
รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรมอดูเลตทางความถี่ที่มีความถี่คลื่นพาห์เท่ากับ 10.7 MHz (Ch2)เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ 1 KHz (Ch1)

4. วัดสัญญาณเสียงที่อินพุทของวงจรรวมสัญญาณ ด้วยออสซิลโลสโคปลักษณะสัญญาณแสดง
 ดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณเสียงที่อินพุทของวงจรรวมสัญญาณ 5.5 MHz (Ch1) และ 10.7 MHz (Ch2)

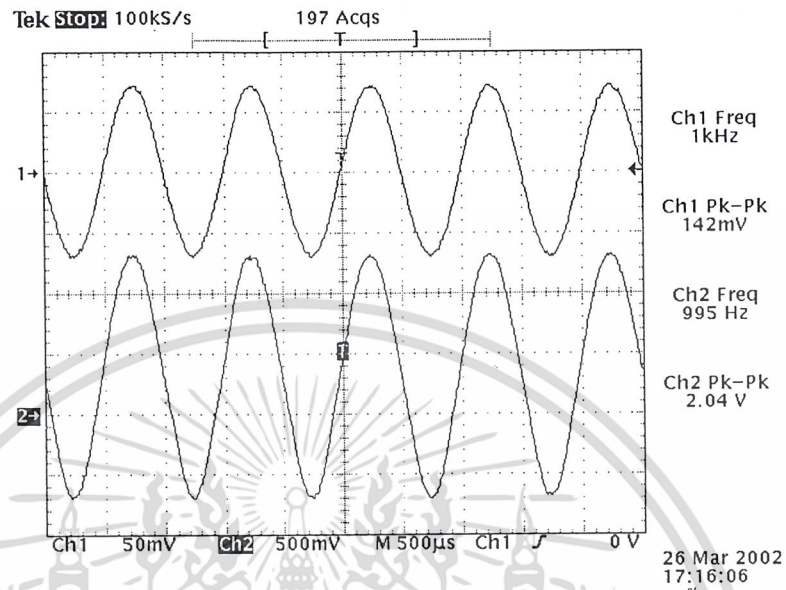
5. วัดสัญญาณทางเอาต์พุทของวงจรรวมสัญญาณ เมื่อป้อนอินพุทด้วยสัญญาณ ความถี่ 5.5 MHz และ 10.7 MHz เข้าไป ด้วยออสซิลโลสโคป ลักษณะของสัญญาณแสดงดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณทางเอาต์พุทของวงจรรวมสัญญาณ (Ch1) เมื่อป้อนอินพุท ด้วยสัญญาณ ความถี่ 5.5 MHz และ 10.7 MHz เปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุท 5.5 MHz (Ch2)

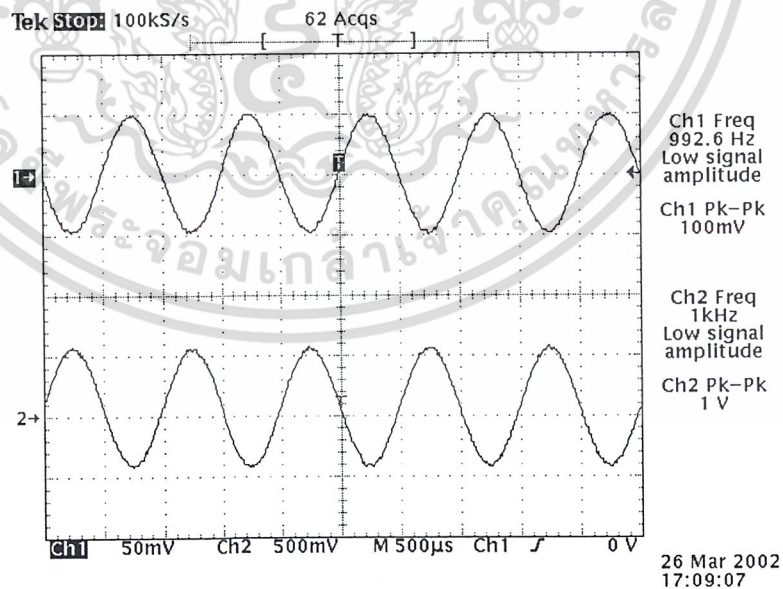
4.2 ผลการทดลองทางด้านรับ

1. วัดสัญญาณแสดงการขยายเบื้องต้นของภาครับ (Pre-amplifier) โดยใช้สัญญาณไซน์เป็นสัญญาณทดสอบ



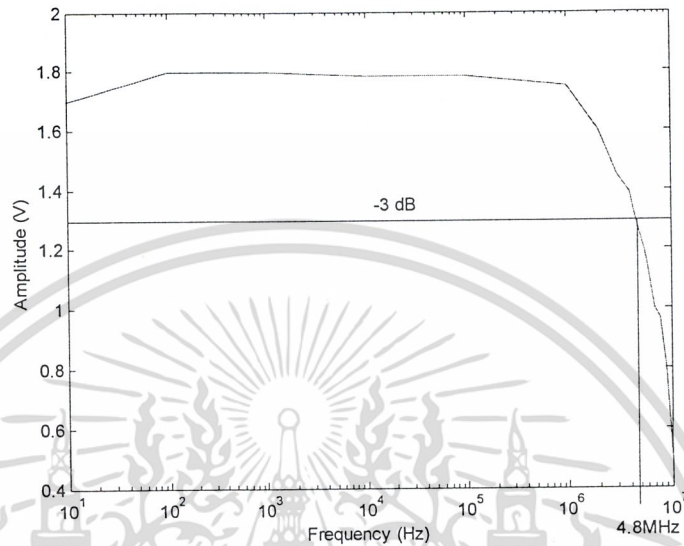
รูปที่ 4.11 แสดงการขยายสัญญาณเอาต์พุต (Ch2) ของวงจรขยายเบื้องต้น เทียบกับสัญญาณอินพุต (Ch1)

2. ทดสอบการขยายสัญญาณของวงจรขยายสัญญาณ โดยใช้สัญญาณไซน์เป็นสัญญาณทดสอบ



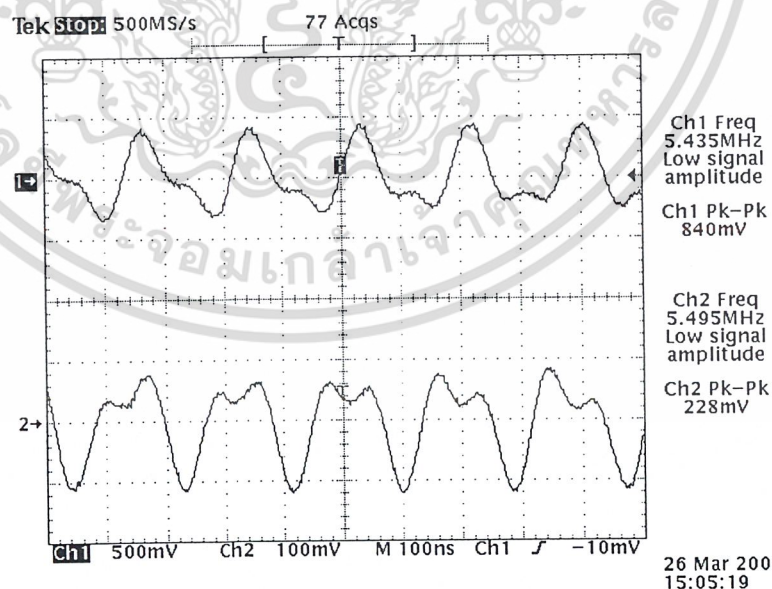
รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณเอาต์พุต (Ch2) การขยายสัญญาณของ Main Amplifier เทียบกับสัญญาณอินพุต (Ch1)

3. ทดสอบการทำงานของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรรขยายสัญญาณภาพ โดยทำการป้อนสัญญาณไซน์เวฟ เริ่มตั้งแต่ความถี่ต่ำไปหาความถี่สูง โดยป้อนอินพุทไว้คงที่ ที่ 200 mV จากนั้นก็วัดความแรงของสัญญาณเอาต์พุทของวงจร ซึ่งวงจรมีจะขยาย 10 เท่าจากนั้น นำค่าที่ได้มาสร้างกราฟได้ดังนี้



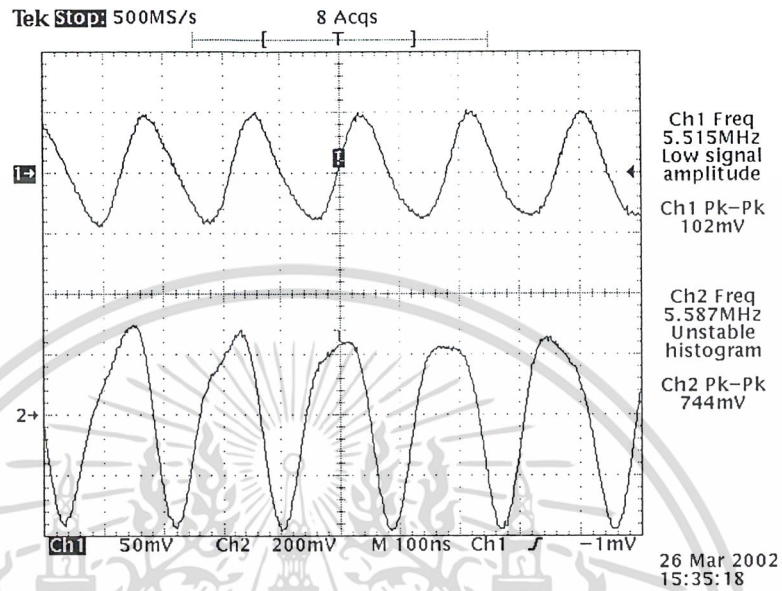
รูปที่ 4.13 แสดงผลการตอบสนองความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

4. วัดสัญญาณทางเอาต์พุทของวงจรรองย่านความถี่ 5.5 MHz ผ่าน เมื่อป้อนสัญญาณจากวงจรรวมสัญญาณเข้าไป ด้วยออสซิลโลสโคป ลักษณะสัญญาณแสดงดังรูปที่ 4.14



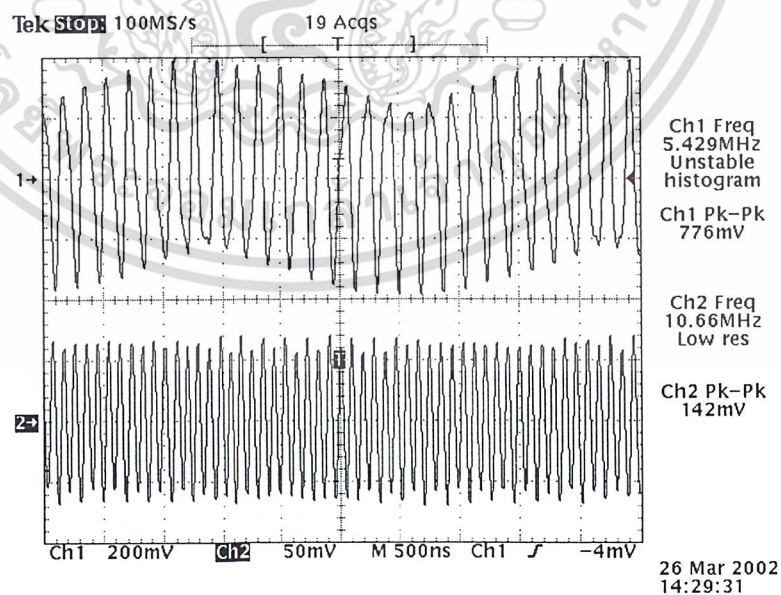
รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณทางเอาต์พุทของวงจรรองย่านความถี่ 5.5 MHz ผ่าน (Ch2) เมื่อป้อนสัญญาณอินพุทจากวงจรรวม(Ch1)

5. วัดสัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรกรองย่านความถี่ 5.5 MHz ผ่าน หลังจากที่ทำกรขยายสัญญาณแล้ว



รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรกรองย่านความถี่ 5.5 MHz ผ่าน (Ch1) เปรียบเทียบกับหลังจากทำการขยายสัญญาณ (Ch2)

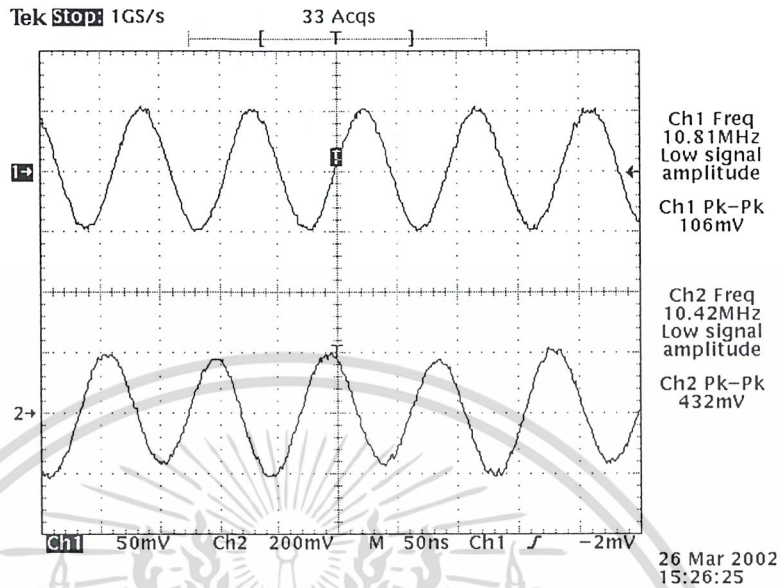
6. วัดสัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรกรองย่านความถี่ 10.7 MHz ผ่าน เมื่อป้อนสัญญาณจากวงจรรวมสัญญาณเข้าไป ลักษณะสัญญาณแสดงดังรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 แสดงสัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรกรองย่านความถี่ 10.7 MHz (Ch2) เปรียบเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรวมสัญญาณ (Ch1)

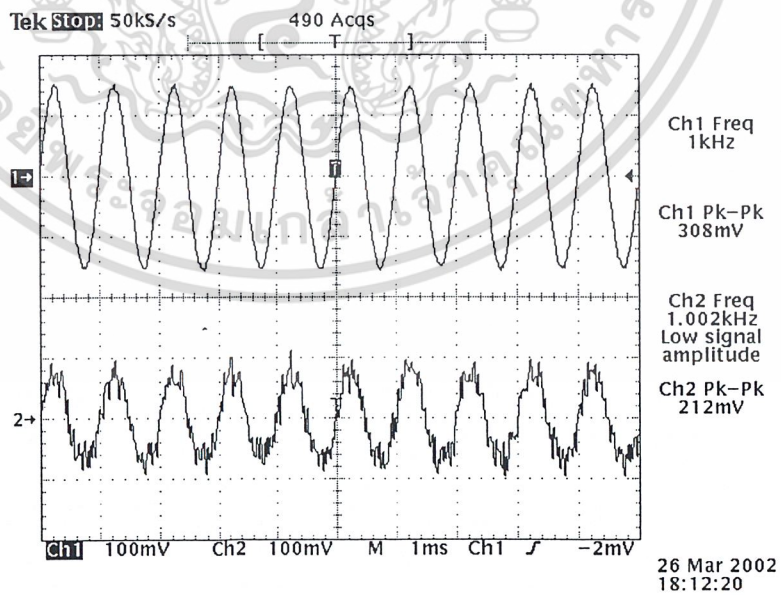
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. วัดสัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรกรองย่านความถี่ 10.7 MHz ผ่าน หลังจากทำการขยายสัญญาณแล้ว



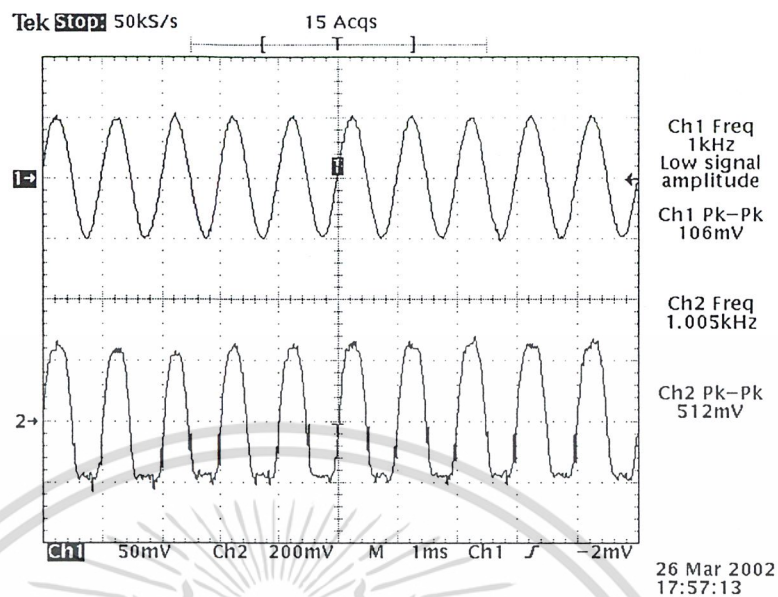
รูปที่ 4.17 แสดงสัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรกรองย่านความถี่ 10.7 MHz ผ่าน (Ch1) เปรียบเทียบกับหลังจากทำการขยายแล้ว (Ch2)

8. ทำการวัดสัญญาณที่คีมอคูเลท และถูกขยายด้วยวงจรขยายเสียง เปรียบเทียบกับสัญญาณทางอินพุต ด้วยออสซิลโลสโคป ลักษณะสัญญาณแสดงดังรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 แสดงสัญญาณที่คีมอคูเลทที่ความถี่ 5.5 MHz แล้วถูกขยายด้วยวงจรขยายเสียง (Ch2) เปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตของวงจรขยายความแตกต่างของสัญญาณเสียง (Ch1)

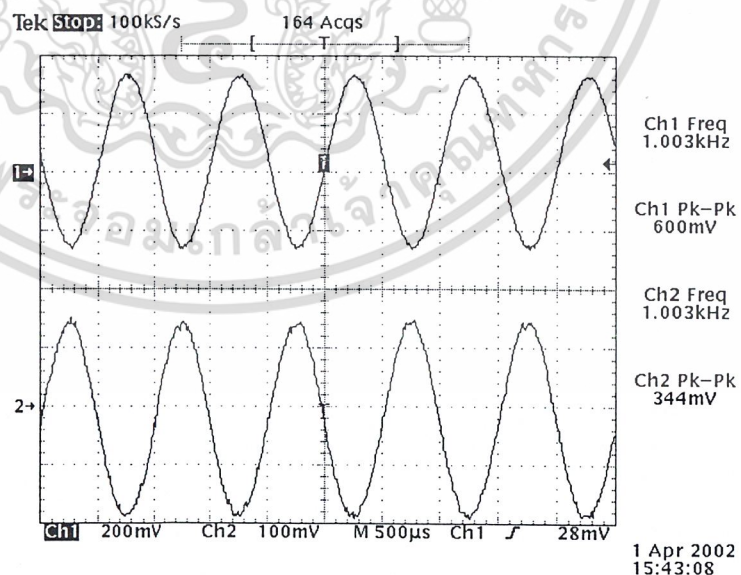
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ผู้อื่นใช้โดยไม่แจ้งการดำเนินการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 แสดงสัญญาณที่ถี่มอดูเลทที่มีความถี่ 10.7 MHz แล้วถูกขยายด้วยวงจรขยายเสียง (Ch2) เปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุทของวงจรขยายความแตกต่างของสัญญาณเสียง (Ch1)

4.3 ผลการทดลองรวม

1. ทำการทดลองส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง โดยป้อนสัญญาณทดสอบเป็นสัญญาณไซน์ ความถี่ 1 kHz เข้าที่อินพุทของภาคขับกระแสให้กับแอลอีดี (LED Driver) แล้วทำการวัดสัญญาณที่ออกจากวงจรขยายสัญญาณ (Main Amplifier) ของภาครับ

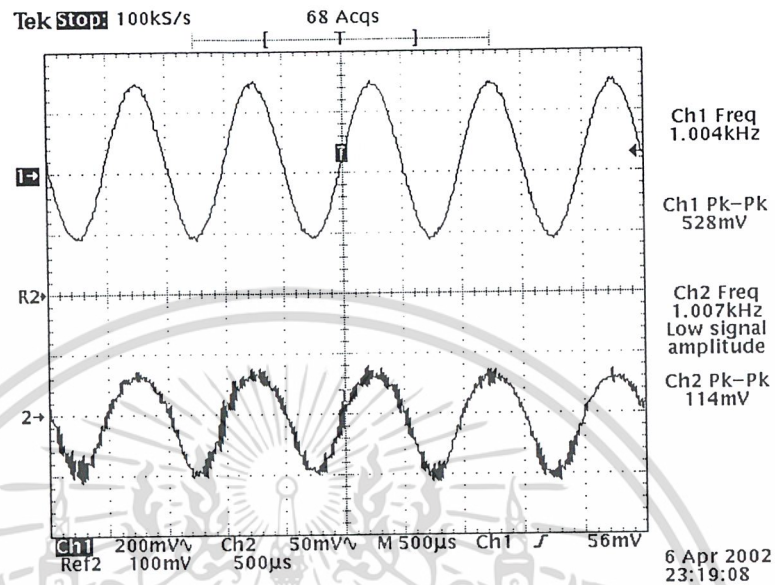


รูปที่ 4.20 สัญญาณที่ป้อนให้กับอินพุทภาคขับกระแสให้กับแอลอีดี (Ch1)

เทียบกับสัญญาณที่ออกจากภาขยายสัญญาณของทางด้านรับ (Ch2)

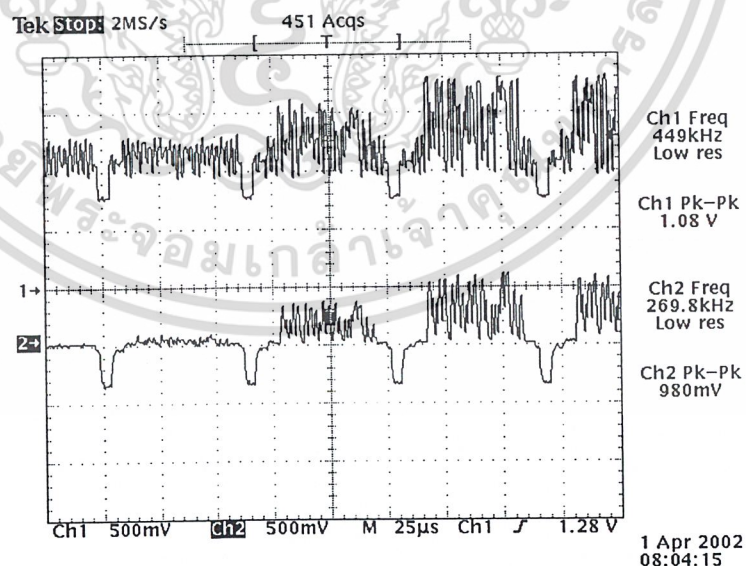
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ทำการทดลองส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง โดยส่งสัญญาณทดสอบ 1kHz (แทนสัญญาณเสียง) โดยป้อนเข้าที่อินพุทของเครื่องส่ง แล้วทำการวัดสัญญาณที่ออกจากภาคขยายสัญญาณเสียงของเครื่องรับ



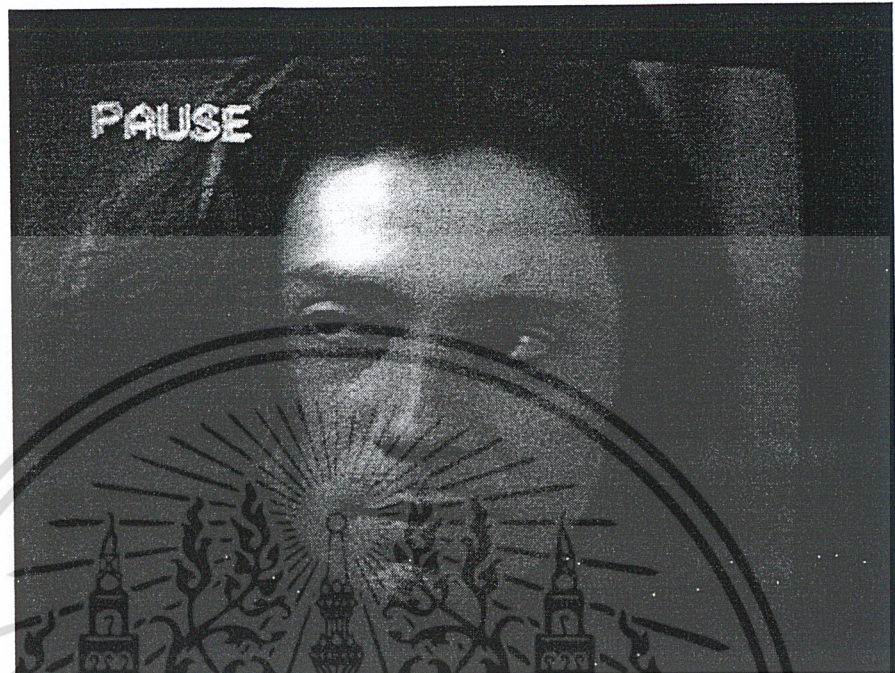
รูปที่ 4.21 สัญญาณทดสอบที่ป้อนให้กับอินพุทของเครื่องส่ง (Ch1) เทียบกับสัญญาณที่ออกจากภาคขยายสัญญาณเสียงของทางด้านเครื่องรับ (Ch2)

3. ทำการทดลองส่งสัญญาณภาพผ่านเส้นใยแสง โดยส่งสัญญาณภาพเป็นสัญญาณเบสแบนด์

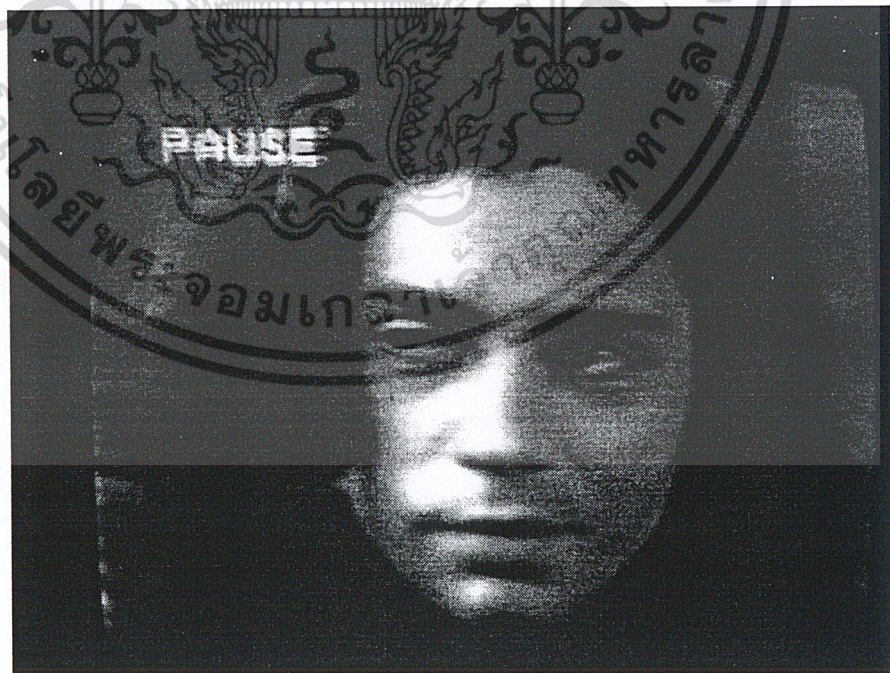


รูปที่ 4.22 สัญญาณภาพที่ป้อนให้กับอินพุทของเครื่องส่ง (Ch1) เทียบกับสัญญาณที่ออกจากภาคขยายสัญญาณภาพของเครื่องรับ (Ch2)

4. ทำการทดลองส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง



รูปที่ 4.23 สัญญาณภาพจากเครื่องเล่น VCD ซึ่งป้อนให้กับทางด้านส่ง



รูปที่ 4.24 สัญญาณภาพที่รับได้ทางด้านรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

5.1 สรุปผลการทดลอง

สำหรับโครงการนี้ เป็นการทดลองส่งสัญญาณภาพและเสียงแบบอนาล็อกผ่านเส้นใยแสง

ภาคส่ง จะทำการส่งสัญญาณเบสแบนด์ภาพซึ่งมีแบนด์วิดท์ประมาณ 5 MHz พร้อมด้วยสัญญาณคลื่นเอ็ฟเอ็มที่ความถี่คลื่นพาห์ 5.5 MHz และ 10.7 MHz ซึ่งคลื่นพาห์ทั้งสองความถี่จะถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงที่มีแบนด์วิดท์ประมาณ 15 KHz แล้วรวมสัญญาณทั้งสามเข้าด้วยกันโดยมัลติเพล็กซ์ทางความถี่ ใช้วงจรรวมสัญญาณ(Summing) ในขณะที่ยังเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า หลังจากนั้นสัญญาณจะถูกนำไปมอดูเลตทางความเข้มแสง (Intensive Modulation) โดยโครงการนี้เลือกใช้แอลอีดี (LED) ที่มีความยาวคลื่น 850 นาโนเมตร เป็นตัวกำเนิดสัญญาณแสง (Light Source) ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสง หลังจากนั้นสัญญาณแสงจะถูกคัปปลิง (Coupling) เข้าไปในเส้นใยแสงชนิด สเต็ปอินเด็กซ์ (SI Type)

ภาครับ จะใช้อุปกรณ์รับแสง คือโฟโตไดโอด (Photo Diode) ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้า จากนั้นทำการแยกสัญญาณภาพและสัญญาณเอ็ฟเอ็มทั้งสองช่อง ออกจากกันด้วยวงจรกรองความถี่ สัญญาณภาพจะถูกกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คutoff อยู่ที่ 5 MHz หลังจากนั้นนำสัญญาณเบสแบนด์ไปขยาย ด้วยวงจขยายสัญญาณภาพ ซึ่งสามารถนำสัญญาณป้อนให้มอดูเลเตอร์ได้เลย ส่วนสัญญาณเอ็ฟเอ็มของเสียงจะทำการกรองด้วยวงจรกรองแถบความถี่หรือวงจรรจูน (Tune Circuit) แล้วนำสัญญาณเอ็ฟเอ็มที่จูนได้ในแต่ละช่องไปทำการดีมอดูเลต เพื่อถอดสัญญาณเสียงออกมาโดยใช้หลักการของเฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop) แล้วนำสัญญาณเสียงที่ได้ไปขยายให้แรงขึ้น

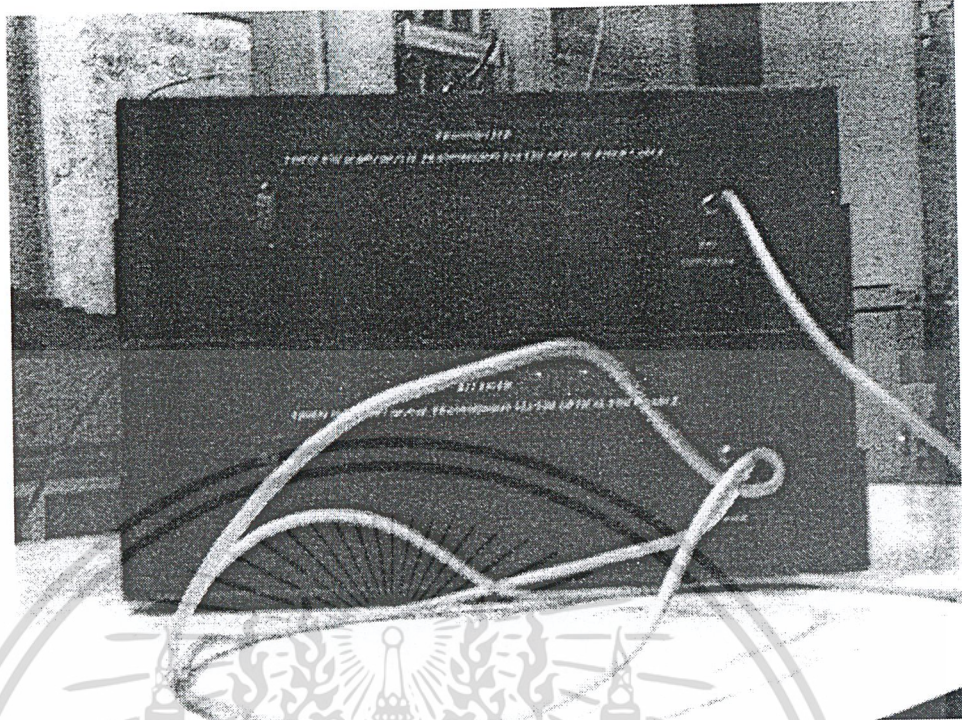
ผลการทดลองเมื่อทำการส่งสัญญาณภาพและเสียง(พร้อมกัน)ผ่านเส้นใยแสงแล้วจะพบว่าสัญญาณภาพที่รับได้จะมีคุณภาพที่ดีมาก ส่วนสัญญาณเสียงจะมีคุณภาพในระดับที่ยอมรับได้

5.2 บทวิจารณ์

ปัญหาที่พบในโครงการนี้คืออุปกรณ์กำเนิดแสงและอุปกรณ์รับแสงหาซื้อยากและใช้เวลานาน และมีราคาแพงมาก นอกจากนี้ในการทดลอง อุปกรณ์กำเนิดแสงที่ใช้ไม่มีความทนทานมากนัก เกิดความเสียหายได้ง่าย ทำให้ต้องใช้ความระมัดระวังเป็นพิเศษ

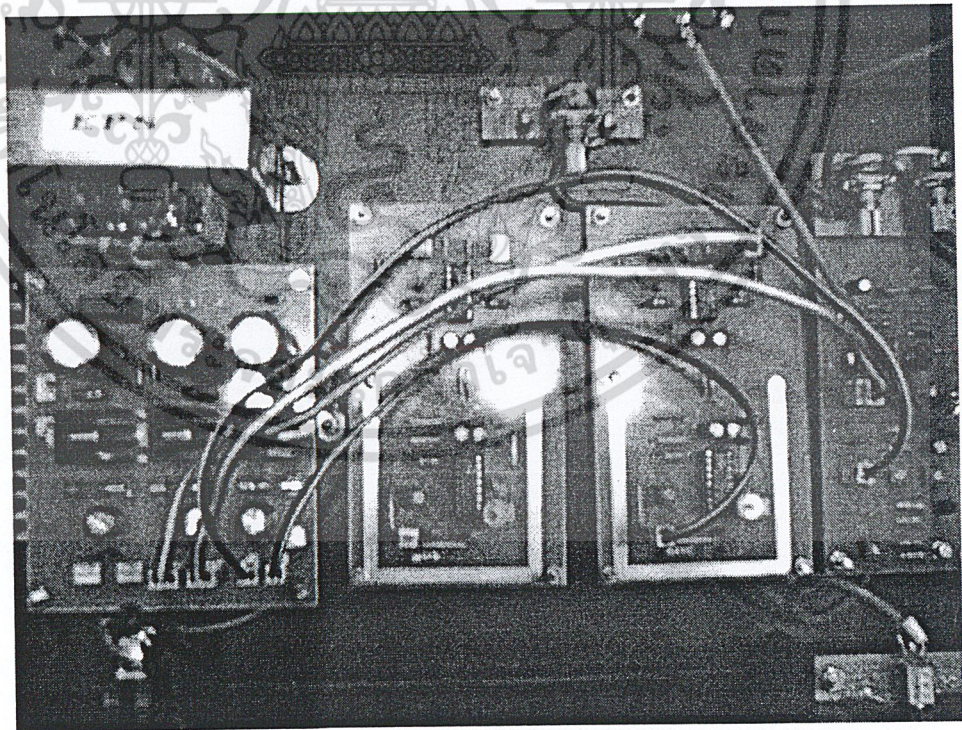


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แสดงภาพถ่ายด้านหน้า

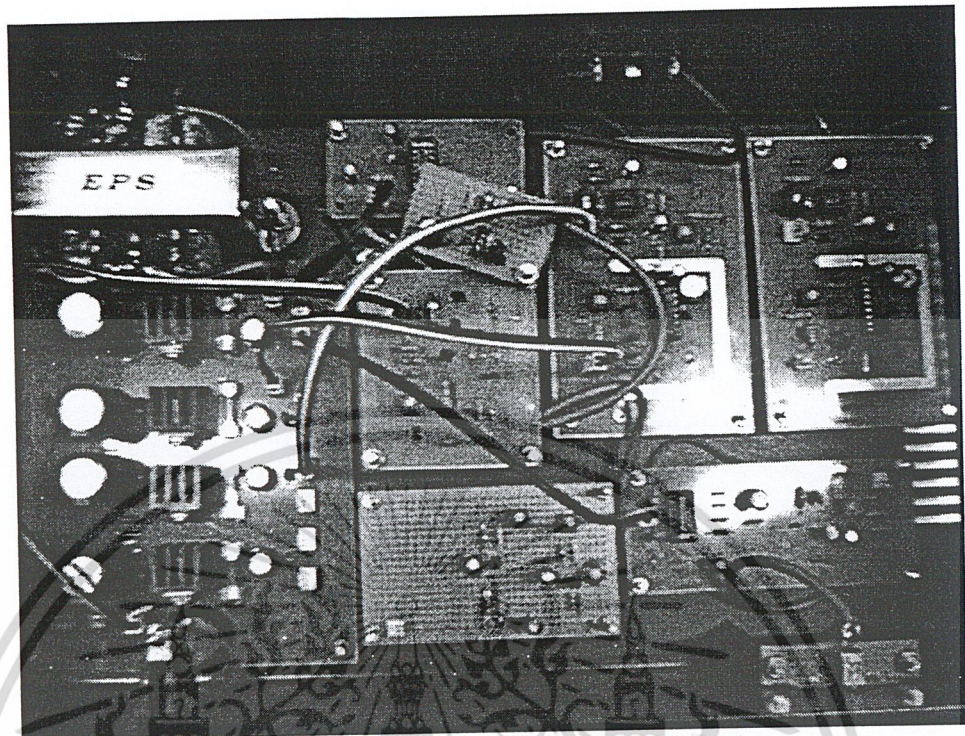
โครงการ การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง



แสดงภาพถ่ายด้านหลัง ของเครื่องส่ง

โครงการ การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แสดงภาพถ่ายด้านบน ของเครื่องรับ
โครงการ การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Video amplifier

NE592

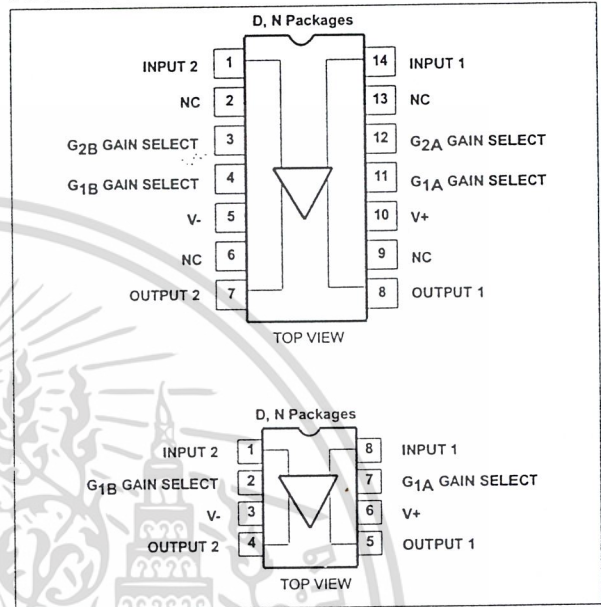
DESCRIPTION

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

FEATURES

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

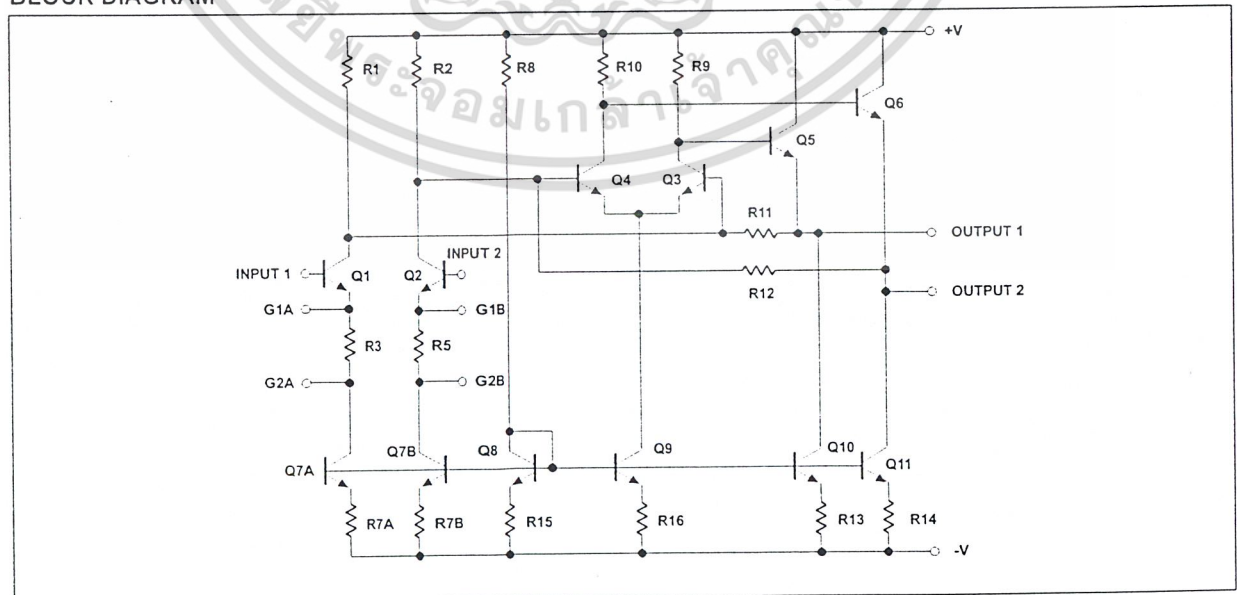
PIN CONFIGURATIONS



APPLICATIONS

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

BLOCK DIAGRAM



Video amplifier

NE592

ORDERING INFORMATION

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

NOTES:

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

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

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

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

NOTES:

- Derate above 25°C at the following rates:
 D-14 package at $7.8\text{mW}/^\circ\text{C}$
 D-8 package at $6.3\text{mW}/^\circ\text{C}$
 N-14 package at $11.5\text{mW}/^\circ\text{C}$
 N-8 package at $9.3\text{mW}/^\circ\text{C}$

Video amplifier

NE592

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

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

NOTES:

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

Video amplifier

NE592

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

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

NOTES:

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

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

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

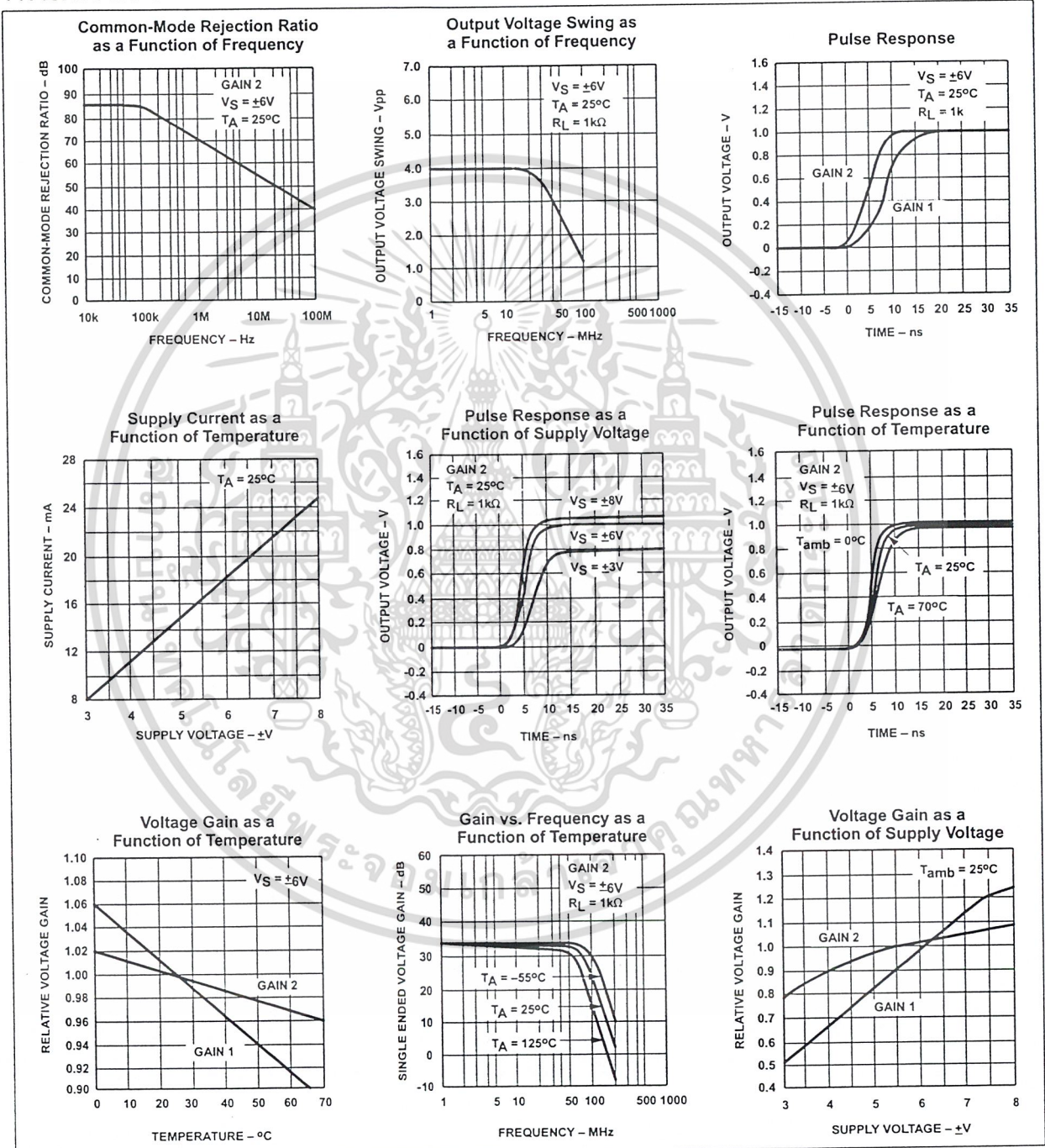
NOTES:

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

Video amplifier

NE592

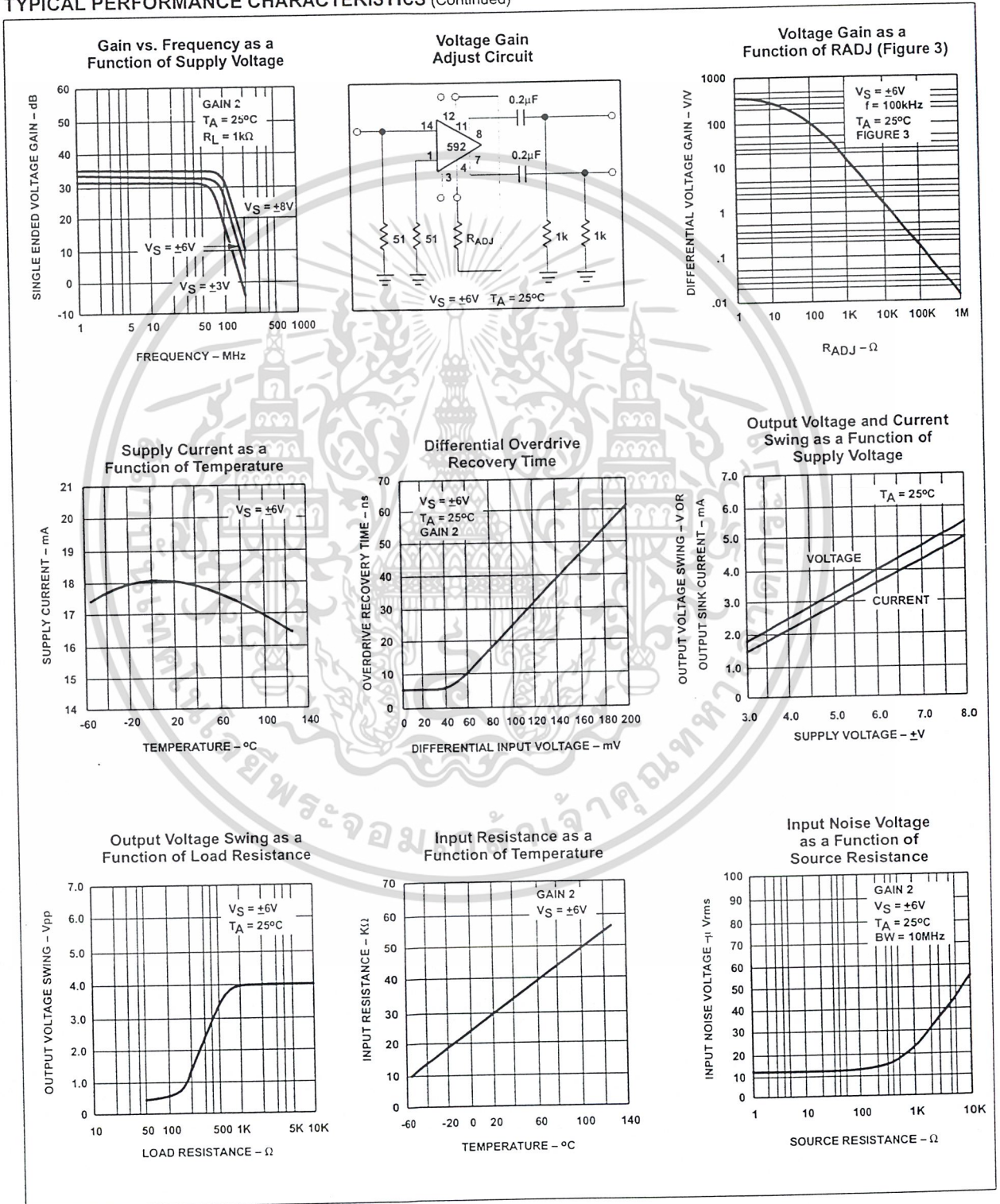
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



Video amplifier

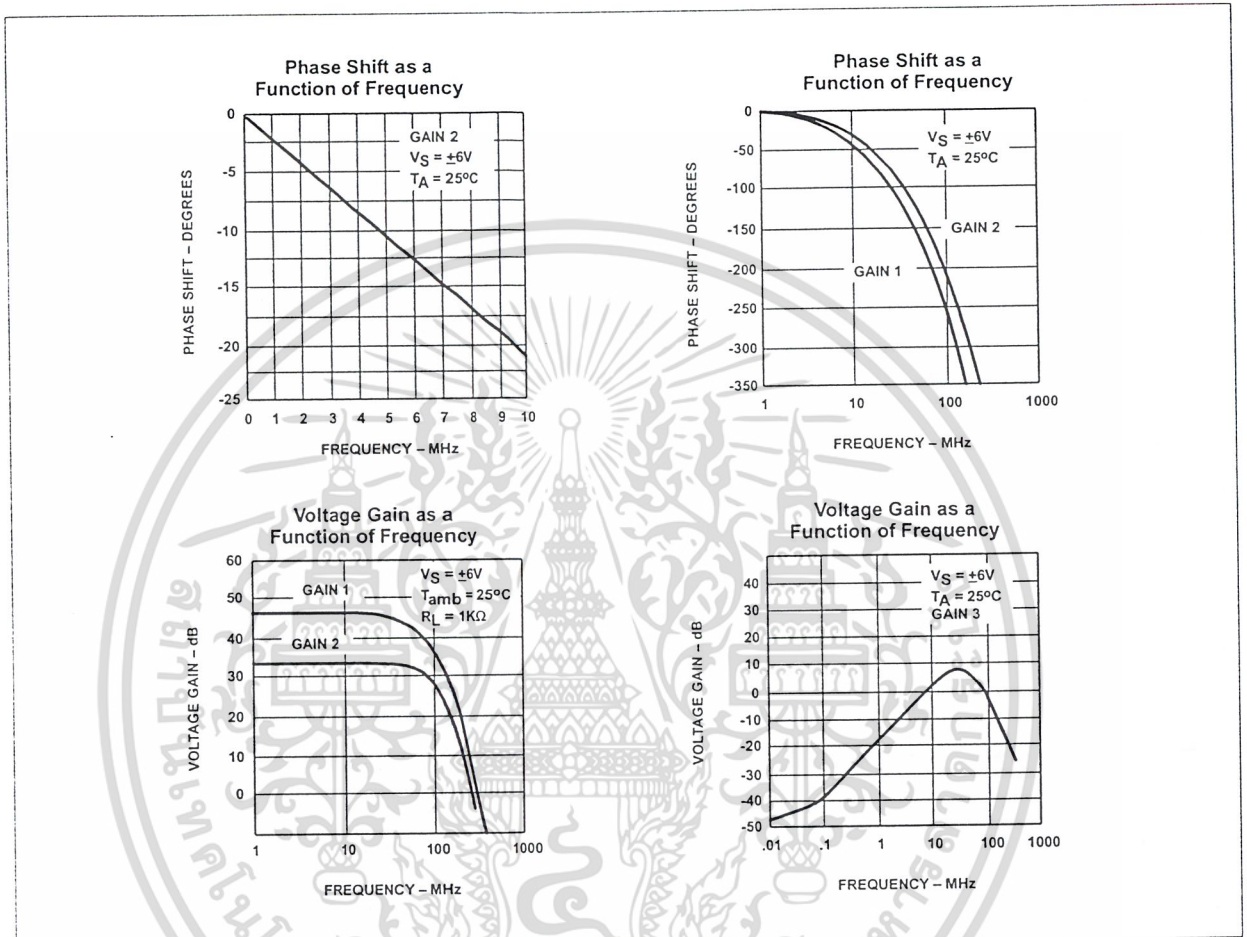
NE592

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)

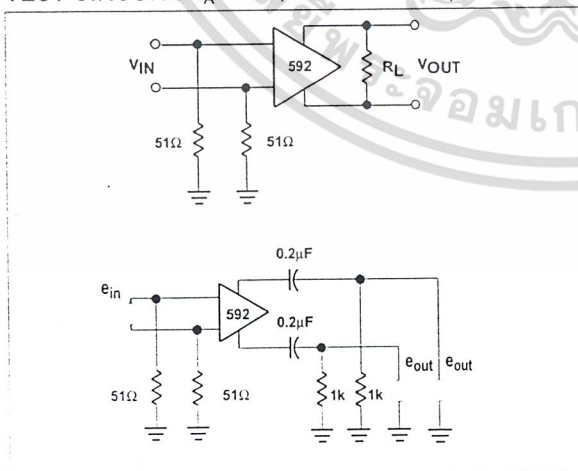


Video amplifier

NE592



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



Phase-locked loop

NE/SE564

DESCRIPTION

The NE/SE564 is a versatile, high guaranteed frequency phase-locked loop designed for operation up to 50MHz. As shown in the Block Diagram, the NE/SE564 consists of a VCO, limiter, phase comparator, and post detection processor.

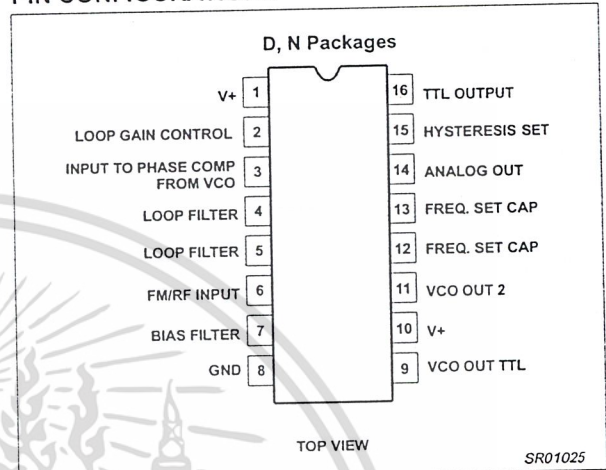
FEATURES

- 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)

APPLICATIONS

- High speed modems
- FSK receivers and transmitters
- Frequency Synthesizers

PIN CONFIGURATIONS

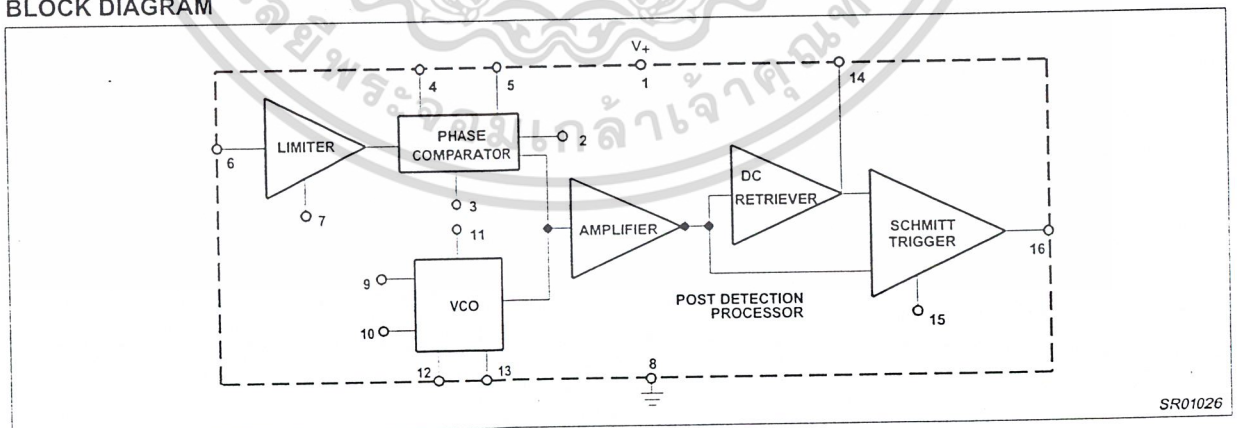


- Signal generators
- Various satcom/TV systems
- pin configuration

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
16-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0 to +70°C	NE564D	SOT109-1
16-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	NE564N	SOT38-4
16-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55 to +125°C	SE564N	SOT38-4

BLOCK DIAGRAM



Phase-locked loop

NE/SE564

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNITS
V+	Supply voltage Pin 1 Pin 10	14 6	V V
I _{OUT}	Sink Max (Pin 9) and sourcing (Pin 11)	11	mA
I _{BIAS}	Bias current adjust pin (sinking)	1	mA
P _D	Power dissipation	600	mW
T _A	Operating ambient temperature NE	0 to +70	°C
	SE	-55 to +125	°C
T _{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	°C

NOTE:

Operation above 5V will require heatsinking of the case.

DC AND AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V_{CC} = 5V; T_A = 0 to 25°C; f₀ = 5MHz, I₂ = 400µA; unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LIMITS			LIMITS			UNITS
			SE564			NE564			
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
	Maximum VCO frequency	C ₁ = 0 (stray)	50	65		45	60		MHz
	Lock range	Input ≥ 200mV _{RMS} T _A = 25°C T _A = 125°C T _A = -55°C T _A = 0°C T _A = 70°C	40 20 50	70 30 80		40	70 70 40		% of f ₀
	Capture range	Input ≥ 200mV _{RMS} , R ₂ = 27Ω	20	30		20	30		% of f ₀
	VCO frequency drift with temperature	f ₀ = 5MHz, T _A = -55°C to +125°C T _A = 0 to +70°C = 0 to +70°C f ₀ = 5MHz, T _A = -55°C to +125°C T _A = 0 to +70°C		500 300	1500 800		600 500		PPM/°C
	VCO free-running frequency	C ₁ = 91pF R _C = 100Ω "Internal"	4	5	6	3.5	5	6.5	MHz
	VCO frequency change with supply voltage	V _{CC} = 4.5V to 5.5V		3	8		3	8	% of f ₀
	Demodulated output voltage	Modulation frequency: 1kHz f ₀ = 5MHz, input deviation: 2%T = 25°C 1%T = 25°C 1%T = 0°C 1%T = -55°C 1%T = 70°C 1%T = 125°C	16 8	28 14		16 8	28 14 13		mV _{RMS} mV _{RMS} mV _{RMS} mV _{RMS} mV _{RMS} mV _{RMS}
	Distortion	Deviation: 1% to 8%		1			1		%
S/N	Signal-to-noise ratio	Std. condition, 1% to 10% dev.		40			40		dB
	AM rejection	Std. condition, 30% AM		35			35		dB
	Demodulated output at operating voltage	Modulation frequency: 1kHz f ₀ = 5MHz, input deviation: 1% V _{CC} = 4.5V V _{CC} = 5.5V	7 8	12 14		7 8	12 14		mV _{RMS} mV _{RMS}
I _{CC}	Supply current	V _{CC} = 5V I ₁ , I ₁₀		45	60		45	60	mA
	Output "1" output leakage current "0" output voltage	V _{OUT} = 5V, Pins 16, 9 I _{OUT} = 2mA, Pins 16, 9 I _{OUT} = 6mA, Pins 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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Phase-locked loop

NE/SE564

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

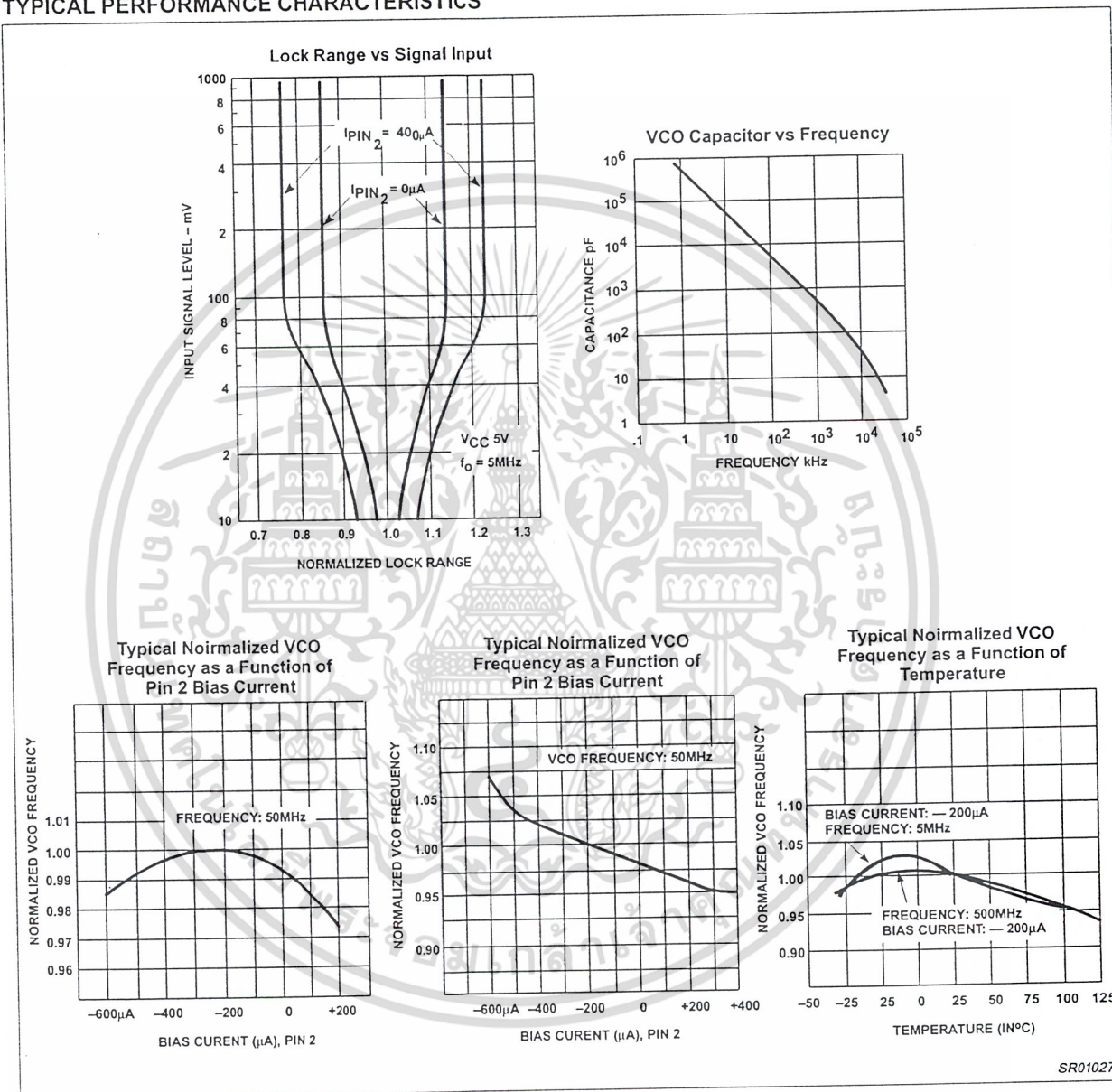


Figure 3. Typical Performance Characteristics

Phase-locked loop

NE/SE564

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)

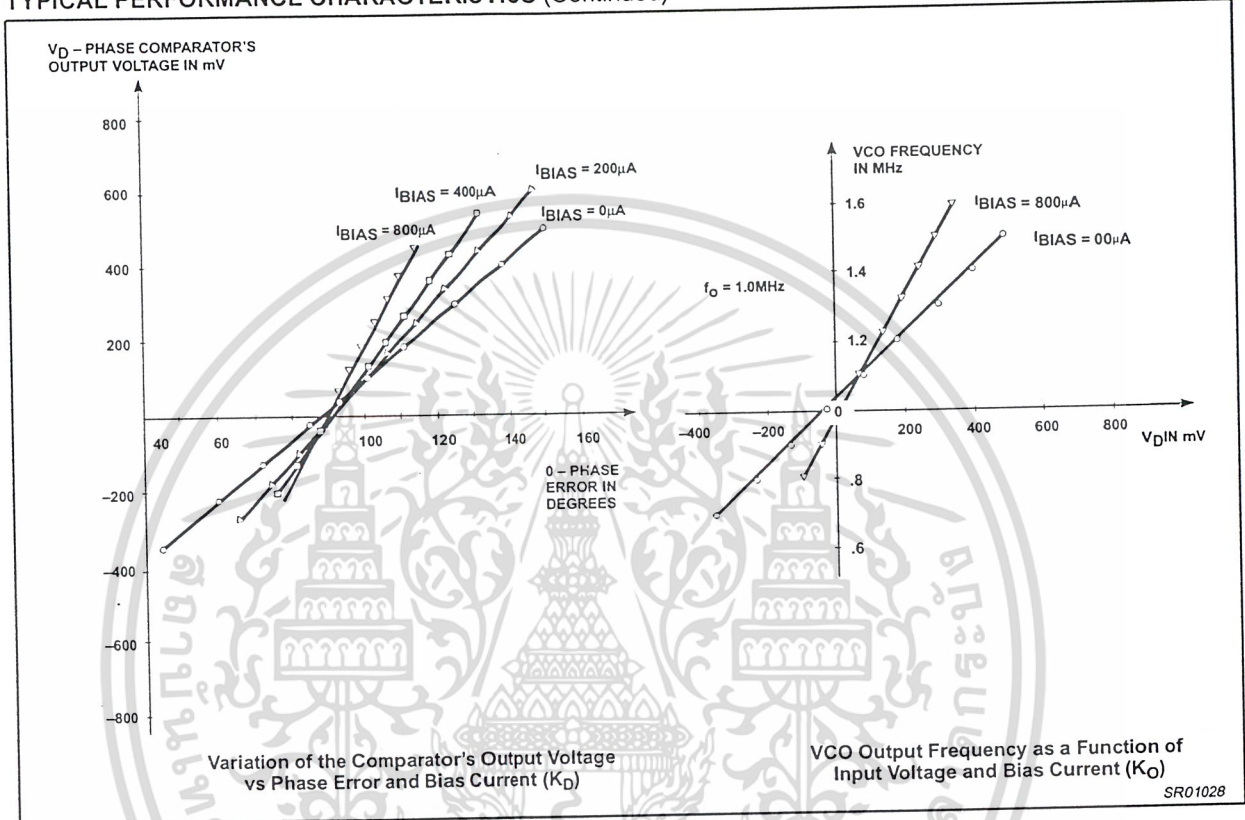


Figure 4. Typical Performance Characteristics (cont.)

TEST CIRCUIT

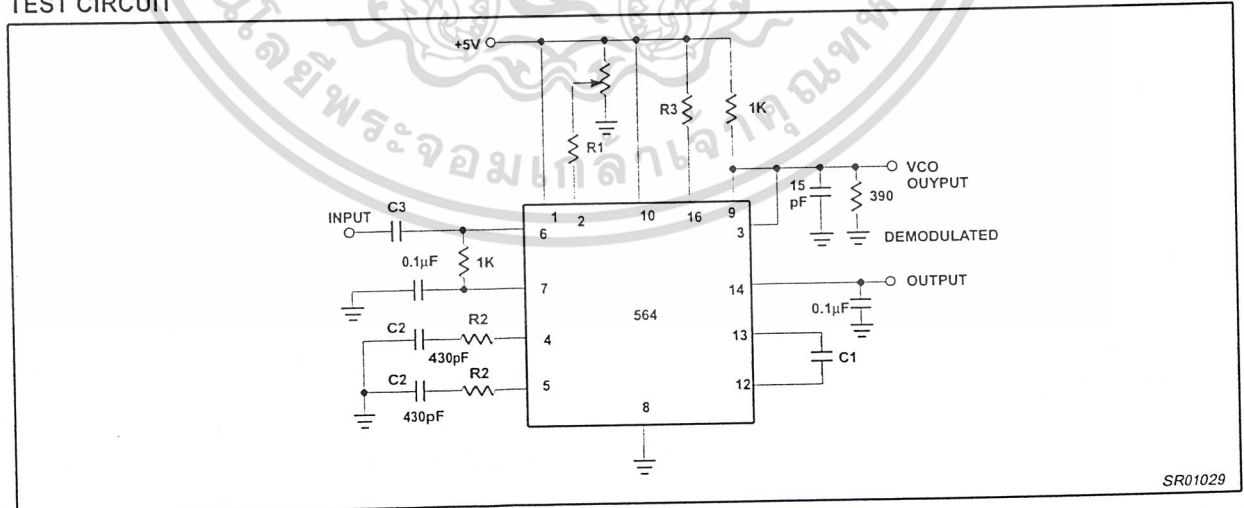


Figure 5. Test Circuit

Phase-locked loop

NE/SE564

FUNCTIONAL DESCRIPTION

(Figure 6)

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

$$V_O = \frac{(f_{IN} - f_O)}{K_{VCO}} \quad (1)$$

K_{VCO} = conversion gain of the VCO

f_{IN} = frequency of the input signal

f_O = 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_O . 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 narrowband signals where the deviation in f_{IN} itself may be less than the change in f_O 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 approximate free-running frequency of the oscillator is shown in the following equation:

$$f_O \cong \frac{1}{22 R_C (C_1 + C_S)} \quad (2)$$

$R_C = R_{19} = R_{20} = 100\Omega$ (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 temperature coefficient due to the monolithic resistor. To compensate for this, a current I_R with negative temperature coefficient is introduced to achieve a low frequency drift with temperature.

Phase Comparator Section

The phase detection processor consists of a doubled-balanced modulator with a limiter amplifier to improve AM rejection. Schottky-clamped vertical PNPs are used to obtain TTL level inputs. The loop gain can be varied by changing the current in Q₄ and Q₁₅ 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 Q₄₂ - Q₄₃ 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:

$$V_O = \frac{g_M}{C_2} \int V_{IN} dt \quad (3)$$

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 Q₄₉ - Q₅₀ with positive feedback being provided by Q₄₇ - Q₄₈. The hysteresis is varied by changing the current in Q₅₂ 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:

$$f_O \cong \frac{1}{22 R_C (C_1 + C_S)} \quad (4)$$

$R_C = 100\Omega$

C_1 = external cap in farads

C_S = stray capacitance

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

$$f_s = \frac{1}{1 + sRC_3} \text{ (First Order)} \quad (5)$$

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

By adding capacitors to Pins 4 and 5, a pole is added to the loop transfer at

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

NOTE:

*Refer to Figure 6.



High-Speed, Wide Bandwidth Operational Amplifier ($A_{VCL} \geq 5$)

OP-64

FEATURES

- High Slew Rate 130V/ μ s Min
- Fast Settling Time (+10V, 0.1%) 100ns Typ
- Gain-Bandwidth Product ($A_{VCL} = +5$) 80MHz Typ
- Low Supply Current 8mA Max
- Low Noise 8nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ Typ
- Low Offset Voltage 1mV Max
- High Output Current ± 80 mA Typ
- Eliminates External Buffer
- Standard 8-Pin Packages
- Available In Die Form

GENERAL DESCRIPTION

The OP-64 is a high-performance monolithic operational amplifier that combines high speed and wide bandwidth with low power consumption. Advanced processing techniques have en-

Continued

2

ORDERING INFORMATION¹

$T_A = +25^\circ\text{C}$ V_{OS} MAX (mV)	PACKAGE				OPERATING TEMPERATURE RANGE
	TO-99 8-PIN	HERMETIC DIP 8-PIN	PLASTIC 8-PIN	HERMETIC LCC 20-CONTACT	
1.0	OP64AJ*	OP64AZ*	-	OP64ARC/883	MIL
1.0	OP64EJ	OP64EZ	-	-	XIND
2.0	OP64FJ	OP64FZ	-	-	XIND
2.5	-	-	OP64GP	-	XIND
2.5	-	-	OP64GS ^{††}	-	XIND

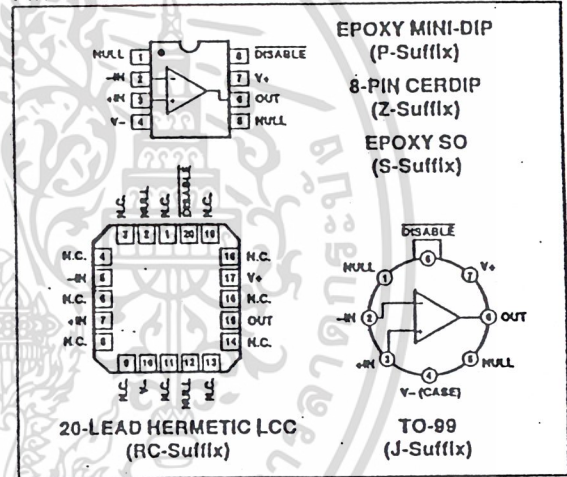
XIND = Extended Industrial Temperature Range, -40°C to $+85^\circ\text{C}$

* For devices processed in total compliance to MIL-STD-883, add /883 after part number. Consult factory for 883 data sheet.

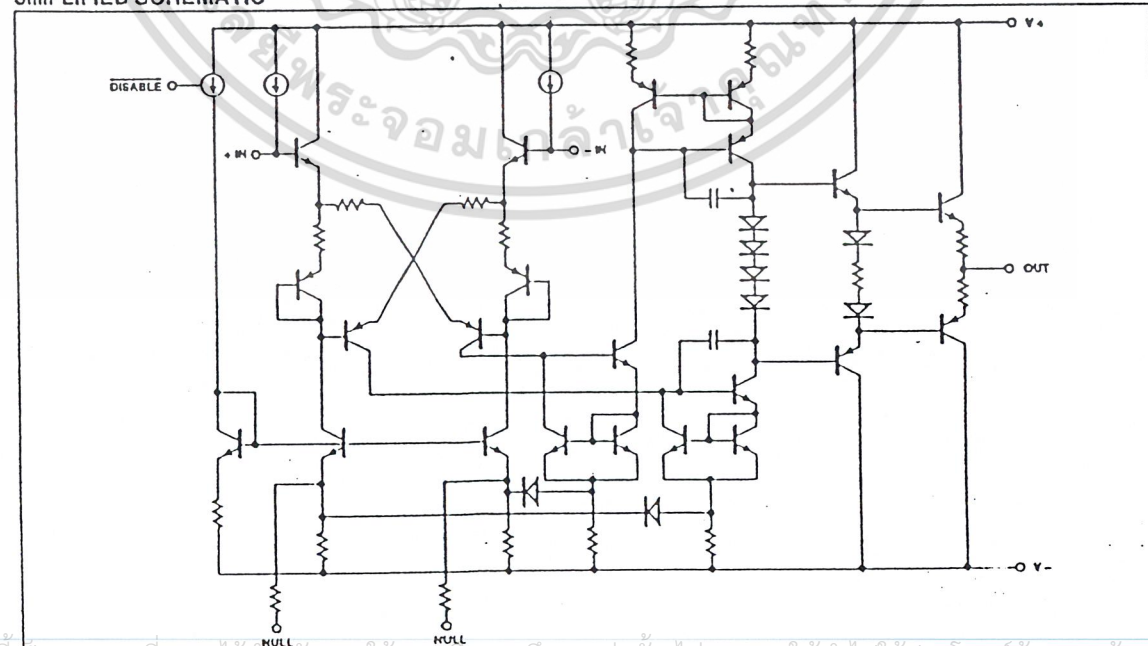
† Burn-in is available on commercial and industrial temperature range parts in CerDIP, plastic DIP, and TO-99 can packages.

†† For availability and burn-in information on SO and PLCC packages, contact your local sales office.

PIN CONNECTIONS



SIMPLIFIED SCHEMATIC



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ใด ๆ ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OP-64

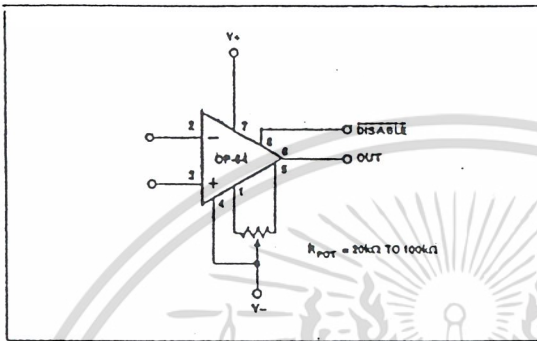


FIGURE 2: Input Offset Voltage Nulling

OFFSET VOLTAGE ADJUSTMENT

Offset voltage is adjusted with a $20k\Omega$ potentiometer as shown in Figure 2. The potentiometer should be connected between pins 1 and 5 with its wiper connected to the $V-$ supply. The typical trim range is $\pm 4mV$.

OP-64 DISABLE AMPLIFIER SHUTDOWN

Pin 8 of the OP-64, $\overline{DISABLE}$, is an amplifier shutdown control input. The OP-64 operates normally when Pin 8 is left floating. When greater than $250\mu A$ is drawn from the $\overline{DISABLE}$ pin, the OP-64 is disabled. The supply current drops to $1mA$ and the output impedance rises to $2k\Omega$. To draw current from the $\overline{DISABLE}$ pin, an open collector output logic gate or a discrete NPN transistor can be used as shown in Figure 3. An internal resistor

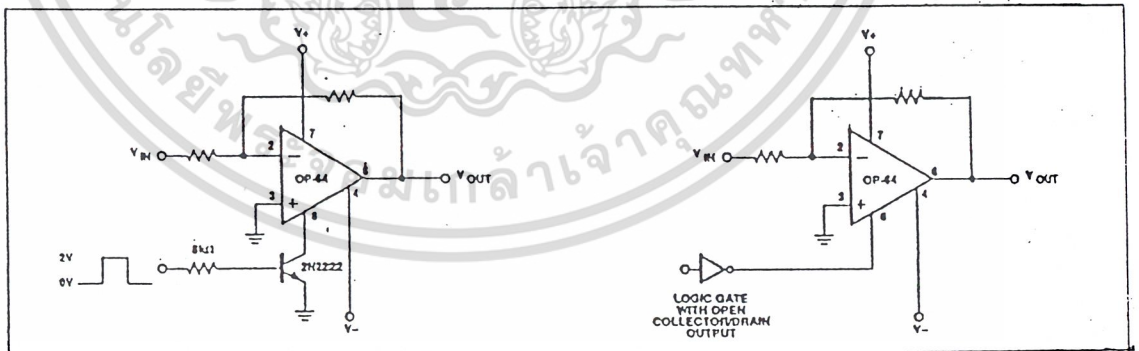


FIGURE 3: Simple circuits allow the OP-64 to be shut down.

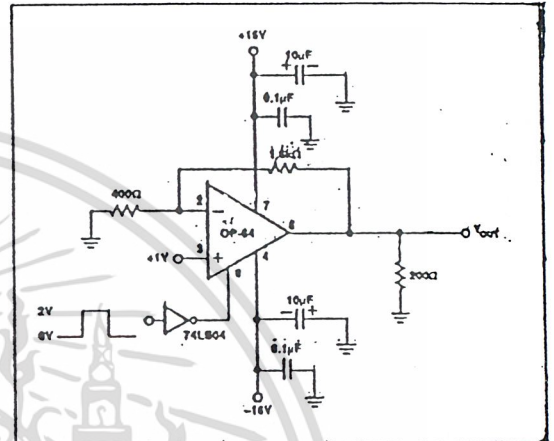


FIGURE 4: $\overline{DISABLE}$ Turn-On/Turn-Off Test Circuit

limits the $\overline{DISABLE}$ current to around $500\mu A$ if the $\overline{DISABLE}$ pin is grounded with the OP-64 powered by $\pm 15V$ supplies. These logic interface methods have the added advantage of level shifting the TTL signal to whatever supply voltage is used to power the OP-64.

Figure 4 shows a test circuit for measuring the turn-on and turn-off times for the OP-64. The OP-64 is in a gain of 5 with a $1V_{DC}$ input. As the input pulse to the 74LS04 rises its output

drawing current from the **DISABLE** pin and disabling the amplifier. The output voltage delay is shown in Figure 5 and takes 500µs to reach ground due to the extra current supplied to the amplifier by the 10µF electrolytic bypass capacitors. The turn-on time is much quicker than the turn-off time. In this situation as the input to the 74LS04 falls its output rises, returning the OP-64 to normal operation. The amplifier's output turns on in 250ns.

The 75Ω cable termination resistor minimizes reflections from the end of the cable. The 75Ω series output resistor absorbs any reflections caused by a mismatch between the 75Ω termination resistor and the characteristic cable impedance. In this circuit the output voltage, V_{OUT} , is one-half of the OP-64's output voltage due to the divider formed by the 75Ω terminating resistors. The output voltage at the end of the terminated cable, V_{OUT} , spans -1V to +1V. The differential gain and phase for the video amplifier is summarized in Table 1.

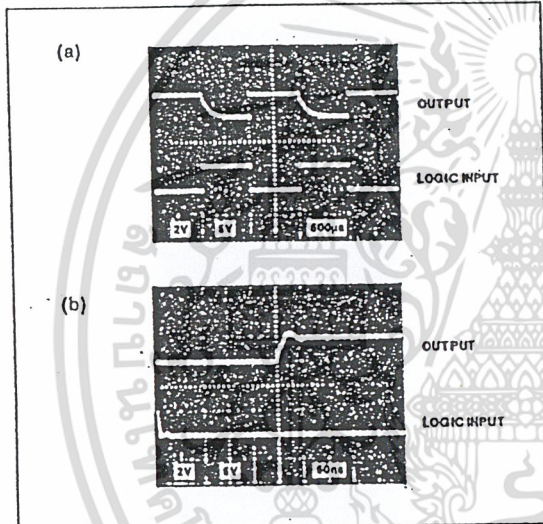


FIGURE 5: (a) OP-64 turn-on and turn-off performance. (b) Expanded scale showing turn-on performance of the OP-64.

OVERDRIVE RECOVERY

Figure 6 shows the overdrive recovery performance of the OP-64. Typical recovery time is 270ns from negative overdrive and 80ns from positive overdrive.

VIDEO AMPLIFIER/TERMINATED LINE DRIVER

The OP-64 can be used as a video amplifier/terminated line driver as shown in Figure 8. With its high output current capability, the OP-64 eliminates the need for an external buffer.

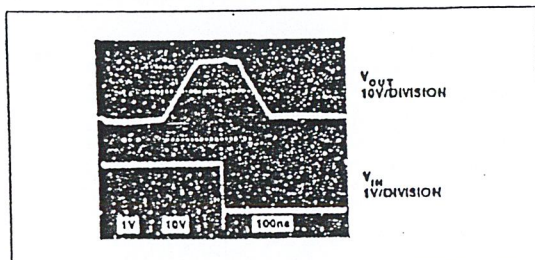


FIGURE 6: OP-64 Overdrive Recovery

TABLE 1: Differential Gain and Phase of Video Amplifier/Line Driver

V_S	Differential Gain		Differential Phase	
	3.58MHz	5MHz	3.58MHz	5MHz
±15V	0.008dB	0.016dB	0.03°	0.03°
±12V	0.008dB	0.018dB	0.03°	0.03°

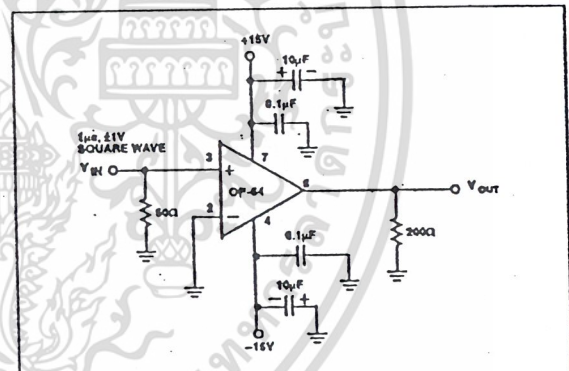


FIGURE 7: Overdrive Recovery Test Circuit

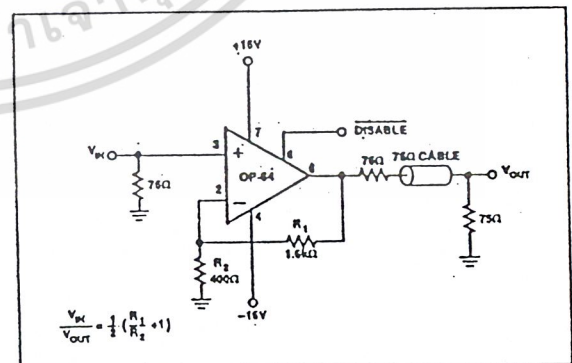
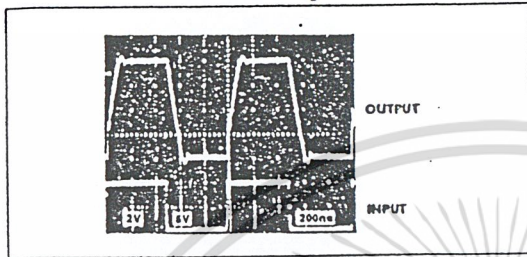


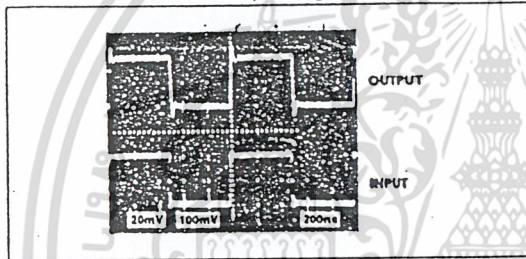
FIGURE 8: Video Amplifier/Terminated Line Driver

$$\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} = \frac{1}{2} \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right)$$

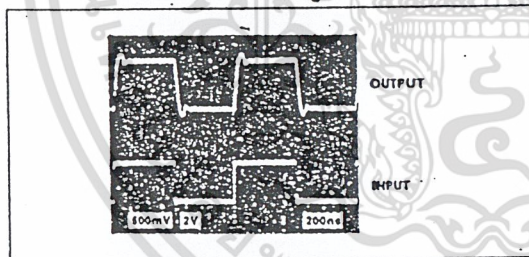
LARGE SIGNAL RESPONSE ($V_s = \pm 15V$)



SMALL SIGNAL RESPONSE ($V_s = \pm 15V$)



LARGE SIGNAL RESPONSE ($V_s = \pm 5V$)

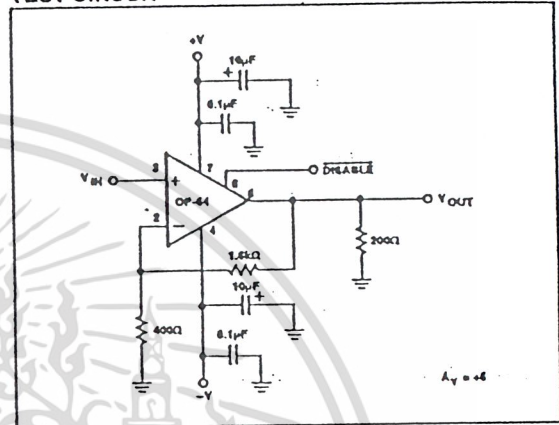


APPLICATIONS INFORMATION

POWER SUPPLY BYPASSING AND LAYOUT CONSIDERATIONS

Proper power supply bypassing is critical in all high-frequency circuit applications. For stable operation of the OP-64, the power supplies must maintain a low impedance-to-ground over an extremely wide bandwidth. This is most critical when driving a low resistance or large capacitance, since the current required to drive the load comes from the power supplies. A 10 μ F and 0.1 μ F ceramic bypass capacitor are recommended for each supply, as shown in Figure 1, and will provide adequate high-frequency bypassing in most applications. The bypass capacitors should be placed at the supply pins of the OP-64. As with all high frequency amplifiers, circuit layout is a critical factor in

LARGE AND SMALL SIGNAL RESPONSE TEST CIRCUIT



obtaining optimum performance from the OP-64. Proper high frequency layout reduces unwanted signal coupling in the circuit. When breadboarding a high frequency circuit, use direct point-to-point wiring, keeping all lead lengths as short as possible. Do not use wire-wrap boards or "plug-in" prototyping boards.

During PC board layout, keep all lead lengths and traces as short as possible to minimize inductance. The feedback and gain-setting resistors should be as close as possible to the Inverting Input to reduce stray capacitance at that point. To further

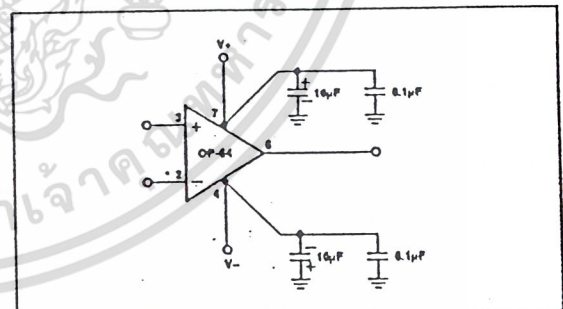


FIGURE 1: Proper power supply bypassing is required to obtain optimum performance with the OP-64.

reduce stray capacitance, remove the ground plane from the area around the inputs of the OP-64. Elsewhere, the use of a solid unbroken ground plane will insure a good high-frequency ground.

Fiber Optics — High Performance Family
Infrared LED

MFOE1100
MFOE1101
MFOE1102

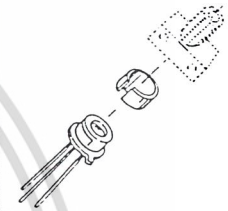
... designed for fiber optics applications requiring high-power and medium response time.

HERMETIC FAMILY
FIBER OPTICS
INFRARED LED

- 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)

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



CASE 210A-01
METAL

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)	—	— 240 (-6.2) 360 (-4.5)	$\mu\text{W}(\text{dBm})$
Numerical Aperture of Output 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	—	

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

MFOE1100, MFOE1101, MFOE1102

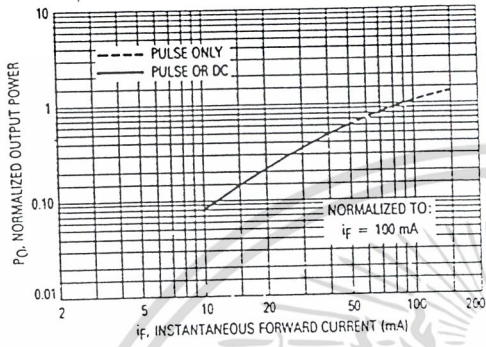


Figure 1. Normalized Output Power versus Forward Current

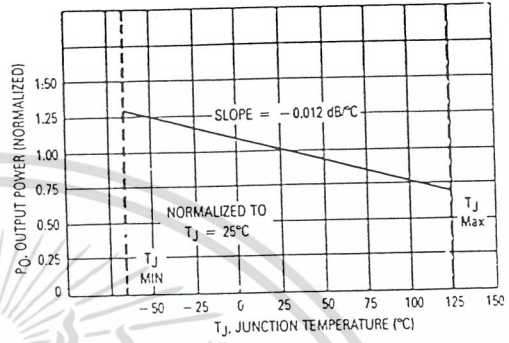


Figure 2. Power Output versus Junction Temperature

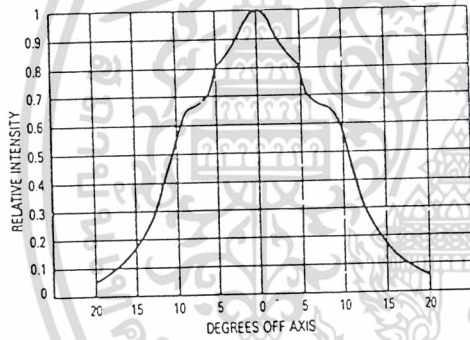


Figure 3. Radial Intensity Distribution

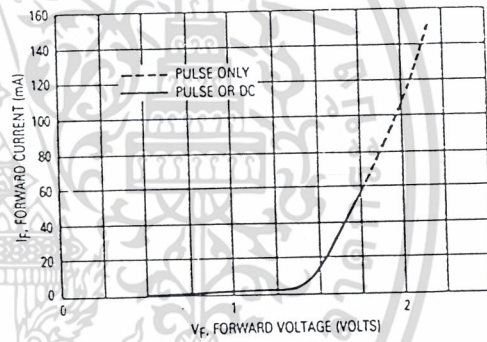


Figure 4. Forward Current versus Forward Voltage

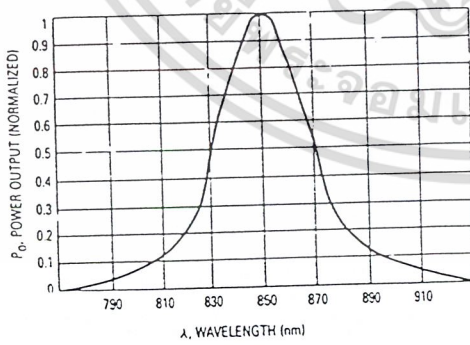


Figure 5. Spectral Output versus Wavelength

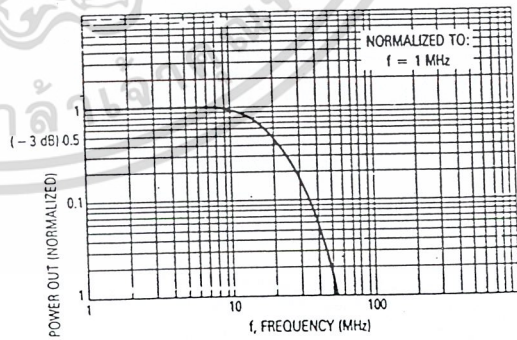


Figure 6. Normalized Output Power versus Frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MFOE1100, MFOE1101, MFOE1102

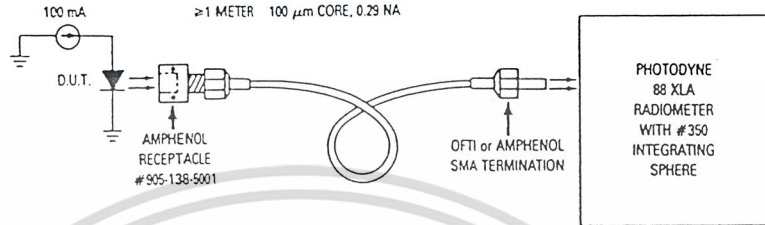


Figure 7. Launched Power Test Set

5

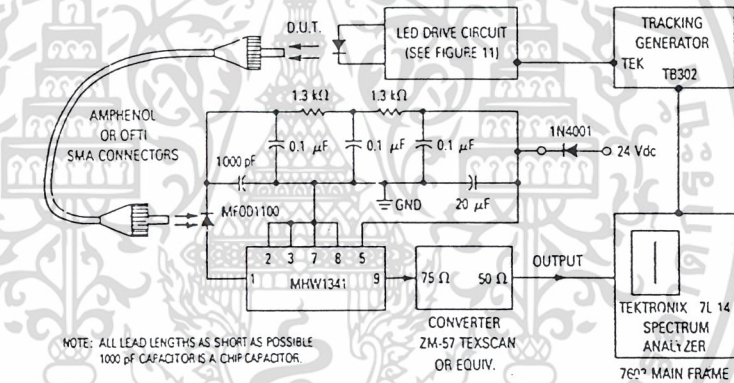


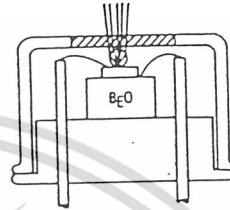
Figure 8. Bandwidth Test Set

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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, DEUTSCH 3146-04 AND OPTI # PCR001 RECEPTACLES USING MOTOROLA ALIGNMENT BUSHING MFOA06 (INCLUDED)

Figure 10. Package Cross Section

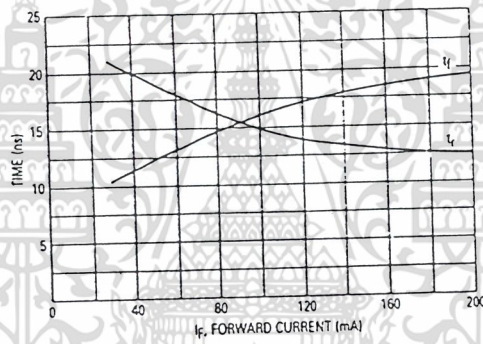
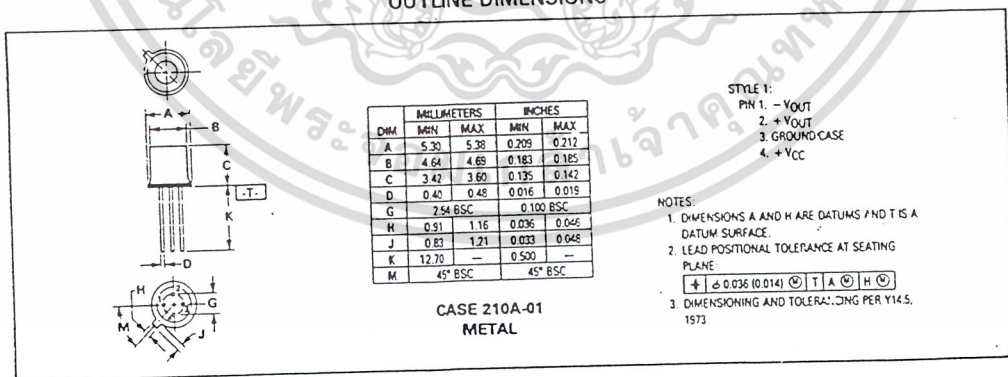


Figure 11. Rise and Fall Time versus Forward Current

OUTLINE DIMENSIONS



5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fiber Optics — High Performance Family
Photo Detector
Diode Output

MFOD1100

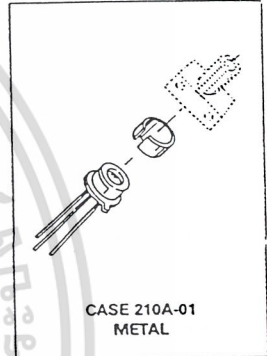
HERMETIC FAMILY
FIBER OPTICS
PHOTO DETECTOR
DIODE OUTPUT

... 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. Major applications are: CATV, video systems, M68000 microprocessor systems, industrial controls, computer and peripheral equipment, etc.

- 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 MF0A06 (Included)

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 ($V_R = 5\text{ V}$, $R_L = 1\text{ M}$, $H = 0$, 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	—	$\text{fW}/\sqrt{\text{Hz}}$

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

Responsivity @ 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 @ 850 nm ($V_R = 20\text{ V}$)	t_r, t_f	—	1.2	3	ns
Effective Input Port Diameter (Figure 4)	—	—	300 0.012	—	Microns Inches
10 dB (90%) Numerical Aperture of Input Port (Figure 4)	NA	—	0.4	—	—

MFOD1100

TYPICAL CHARACTERISTICS

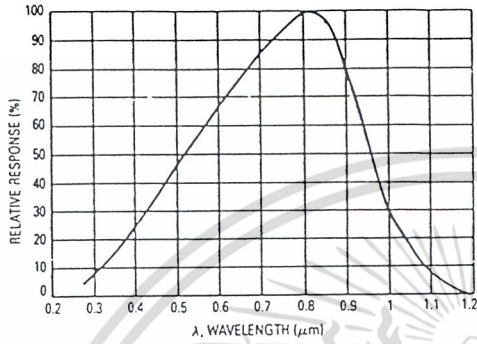


Figure 1. Relative Spectral Response

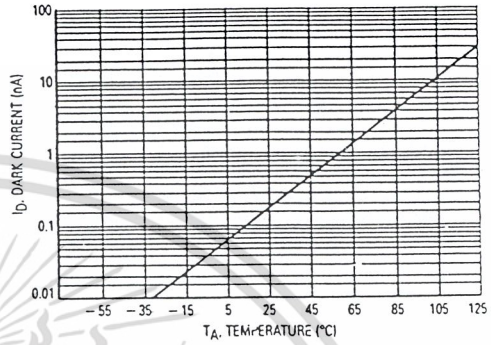


Figure 2. Dark Current versus Temperature

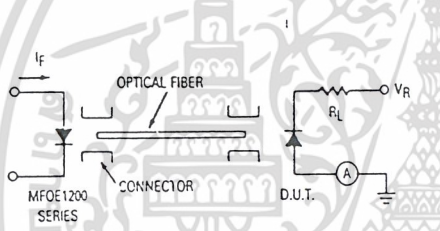


Figure 3. Responsivity Test Configuration

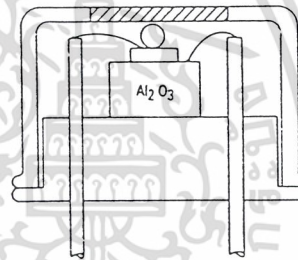
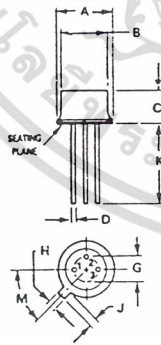


Figure 4. Package Cross Section

OUTLINE DIMENSIONS



- NOTES:
- PIN 2 INTERNALLY CONNECTED TO CASE.
 - LEAD POSITIONAL TOLERANCE AT SEATING PLANE:
 $\begin{matrix} + \\ \square \\ \oplus \end{matrix} \phi 0.36 \begin{matrix} \text{M} \\ \text{O} \\ \text{I} \\ \text{A} \end{matrix} \begin{matrix} \text{C} \\ \text{I} \\ \text{A} \end{matrix} \begin{matrix} \text{H} \\ \text{H} \\ \text{C} \end{matrix}$
 - DIMENSIONS A AND H ARE DATUMS AND T IS A DATUM PLANE.

STYLE 1
 PIN 1 ANODE
 2 CATHODE
 3 CASE

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	5.31	5.84	0.209	0.230
B	4.65	4.70	0.183	0.185
C	3.12	3.26	0.123	0.129
D	0.41	0.48	0.016	0.019
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
H	0.99	1.17	0.039	0.046
J	0.64	1.22	0.033	0.048
K	12.70	—	0.500	—
M	45° BSC		45° BSC	

CASE 210A-01
 METAL

LF353 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

General Description

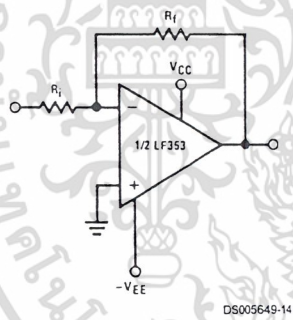
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF353 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

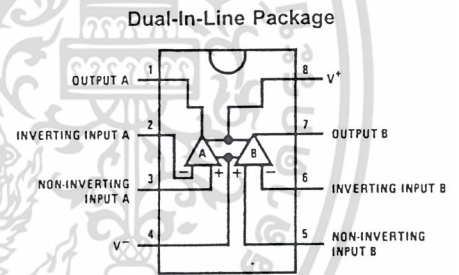
Features

- Internally trimmed offset voltage: 10 mV
- Low input bias current: 50pA
- Low input noise voltage: 25 nV/√Hz
- Low input noise current: 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth: 4 MHz
- High slew rate: 13 V/μs
- Low supply current: 3.6 mA
- High input impedance: 10¹²Ω
- Low total harmonic distortion: ≤0.02%
- Low 1/f noise corner: 50 Hz
- Fast settling time to 0.01%: 2 μs

Typical Connection



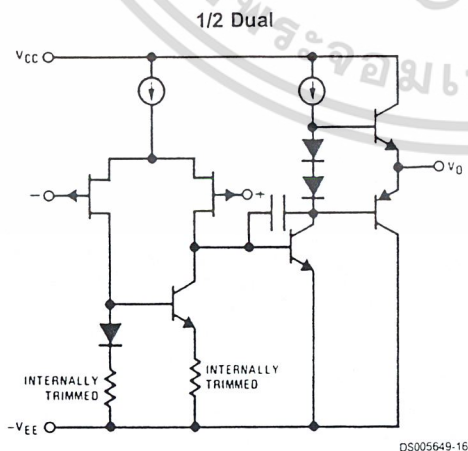
Connection Diagram



Top View

Order Number LF353M, LF353MX or LF353N
See NS Package Number M08A or N08E

Simplified Schematic



BI-FET II™ is a trademark of National Semiconductor Corporation.

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Supply Voltage	±18V
Power Dissipation	(Note 2)
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
T _J (MAX)	150°C
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage Range (Note 3)	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 sec.)	260°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 sec.)	260°C

Small Outline Package

Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

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

ESD Tolerance (Note 8)	1700V
θ _{JA} M Package	TBD

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

DC Electrical Characteristics

(Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	LF353			Units
			Min	Typ	Max	
V _{OS}	Input Offset Voltage	R _S =10kΩ, T _A =25°C		5	10	mV
		Over Temperature			13	mV
ΔV _{OS} /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R _S =10 kΩ		10		μV/°C
I _{OS}	Input Offset Current	T _J =25°C, (Notes 5, 6)		25	100	pA
		T _J ≤70°C			4	nA
I _B	Input Bias Current	T _J =25°C, (Notes 5, 6)		50	200	pA
		T _J ≤70°C			8	nA
R _{IN}	Input Resistance	T _J =25°C		10 ¹²		Ω
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	V _S =±15V, T _A =25°C	25	100		V/mV
		V _O =±10V, R _L =2 kΩ				V/mV
		Over Temperature	15			V/mV
V _O	Output Voltage Swing	V _S =±15V, R _L =10kΩ	±12	±13.5		V
V _{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	V _S =±15V	±11	+15		V
				-12		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R _S ≤ 10kΩ	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 7)	70	100		dB
I _S	Supply Current			3.6	6.5	mA

AC Electrical Characteristics

(Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	LF353			Units
			Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	T _A =25°C, f=1 Hz-20 kHz (Input Referred)		-120		dB
SR	Slew Rate	V _S =±15V, T _A =25°C	8.0	13		V/μs
GBW	Gain Bandwidth Product	V _S =±15V, T _A =25°C	2.7	4		MHz
e _n	Equivalent Input Noise Voltage	T _A =25°C, R _S =100Ω, f=1000 Hz		16		nV/√Hz
i _n	Equivalent Input Noise Current	T _J =25°C, f=1000 Hz		0.01		pA/√Hz

AC Electrical Characteristics (Continued)

(Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	LF353			Units
			Min	Typ	Max	
THD	Total Harmonic Distortion	$A_V=+10$, $R_L=10k$, $V_O=20V_p-p$, $BW=20\text{ Hz}-20\text{ kHz}$		<0.02		%

Note 2: For operating at elevated temperatures, the device must be derated based on a thermal resistance of 115°C/W typ junction to ambient for the N package, and 158°C/W typ junction to ambient for the H package.

Note 3: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 4: The power dissipation limit, however, cannot be exceeded.

Note 5: These specifications apply for $V_S=\pm 15V$ and $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$. V_{OS} , I_B and I_{OS} are measured at $V_{CM}=0$.

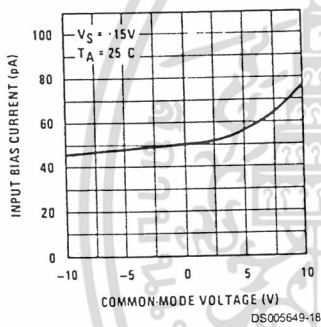
Note 6: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_j . Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D . $T_j = T_A + \theta_{JA} P_D$ where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 7: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. $V_S = \pm 6V$ to $\pm 15V$.

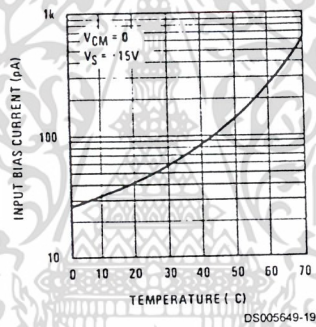
Note 8: Human body model, 1.5 kΩ in series with 100 pF.

Typical Performance Characteristics

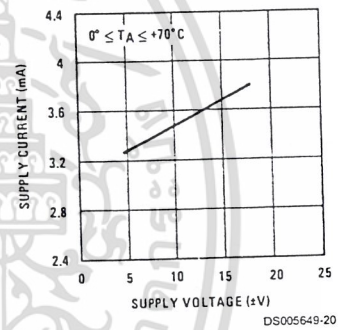
Input Bias Current



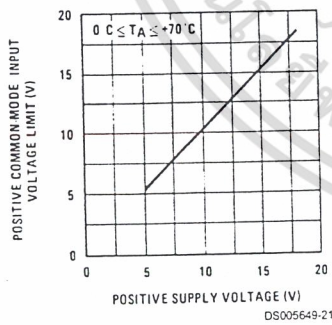
Input Bias Current



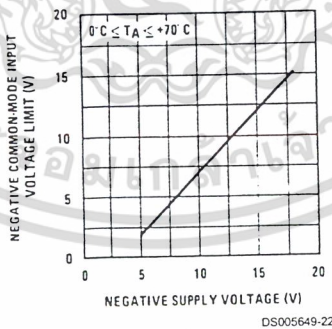
Supply Current



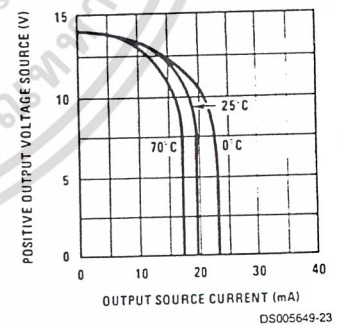
Positive Common-Mode Input Voltage Limit



Negative Common-Mode Input Voltage Limit



Positive Current Limit



LM359 Dual, High Speed, Programmable, Current Mode (Norton) Amplifiers

General Description

The LM359 consists of two current differencing (Norton) input amplifiers. Design emphasis has been placed on obtaining high frequency performance and providing user programmable amplifier operating characteristics. Each amplifier is broadbanded to provide a high gain bandwidth product, fast slew rate and stable operation for an inverting closed loop gain of 10 or greater. Pins for additional external frequency compensation are provided. The amplifiers are designed to operate from a single supply and can accommodate input common-mode voltages greater than the supply.

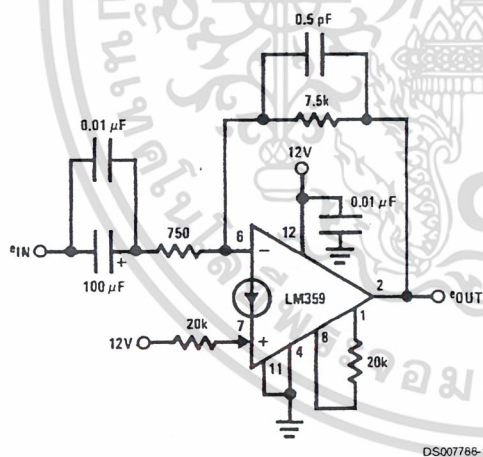
Applications

- General purpose video amplifiers
- High frequency, high Q active filters
- Photo-diode amplifiers
- Wide frequency range waveform generation circuits
- All LM3900 AC applications work to much higher frequencies

Features

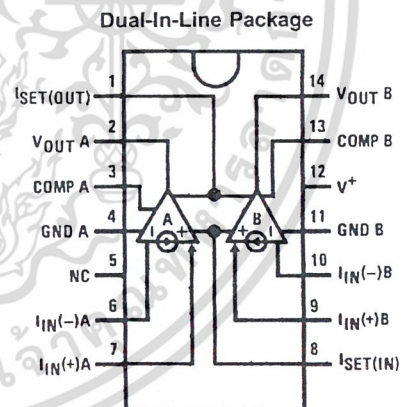
- User programmable gain bandwidth product, slew rate, input bias current, output stage biasing current and total device power dissipation
- High gain bandwidth product ($I_{SET} = 0.5 \text{ mA}$)
400 MHz for $A_V = 10$ to 100
30 MHz for $A_V = 1$
- High slew rate ($I_{SET} = 0.5 \text{ mA}$)
60 V/ μs for $A_V = 10$ to 100
30 V/ μs for $A_V = 1$
- Current differencing inputs allow high common-mode input voltages
- Operates from a single 5V to 22V supply
- Large inverting amplifier output swing, 2 mV to $V_{CC} - 2\text{V}$
- Low spot noise, $6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, for $f > 1 \text{ kHz}$

Typical Application



- $A_V = 20 \text{ dB}$
- $-3 \text{ dB bandwidth} = 2.5 \text{ Hz to } 25 \text{ MHz}$
- Differential phase error $< 1^\circ$ at 3.58 MHz
- Differential gain error $< 0.5\%$ at 3.58 MHz

Connection Diagram



Top View

Order Number LM359M or LM359N
See NS Package Number M14A or N14A

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Supply Voltage	22 V _{DC} or ±11 V _{DC}
Power Dissipation (Note 2)	
J Package	1W
N Package	750 mW
Maximum T _J	
J Package	+150°C
N Package	+125°C
Thermal Resistance	
J Package	
θ _{JA} 147°C/W still air	
110°C/W with 400 linear feet/min air flow	
N Package	
θ _{JA} 100°C/W still air	
75°C/W with 400 linear feet/min air flow	

Input Currents, I _{IN(+)} or I _{IN(-)}	10 mA _{DC}
Set Currents, I _{SET(IN)} or I _{SET(OUT)}	2 mA _{DC}
Operating Temperature Range	
LM359	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature	
(Soldering, 10 sec.)	260°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 sec.)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.	
ESD rating to be determined.	

Electrical Characteristics

I_{SET(IN)} = I_{SET(OUT)} = 0.5 mA, V_{supply} = 12V, T_A = 25°C unless otherwise noted

Parameter	Conditions	LM359			Units
		Min	Typ	Max	
Open Loop Voltage Gain	V _{supply} = 12V, R _L = 1k, f = 100 Hz T _A = 125°C	62	72		dB
Bandwidth	R _{IN} = 1 kΩ, C _{comp} = 10 pF	15	30		MHz
Unity Gain					
Gain Bandwidth Product	R _{IN} = 50Ω to 200Ω	200	400		MHz
Gain of 10 to 100					
Slew Rate					
Unity Gain	R _{IN} = 1 kΩ, C _{comp} = 10 pF		30		V/μs
Gain of 10 to 100	R _{IN} < 200Ω		60		V/μs
Amplifier to Amplifier Coupling	f = 100 Hz to 100 kHz, R _L = 1k		-80		dB
Mirror Gain (Note 3)	at 2 mA I _{IN(+)} , I _{SET} = 5 μA, T _A = 25°C	0.9	1.0	1.1	μA/μA
	at 0.2 mA I _{IN(+)} , I _{SET} = 5 μA	0.9	1.0	1.1	μA/μA
	Over Temp.				
	at 20 μA I _{IN(+)} , I _{SET} = 5 μA	0.9	1.0	1.1	μA/μA
	Over Temp.				
ΔMirror Gain (Note 3)	at 20 μA to 0.2 mA I _{IN(+)}		3	5	%
	Over Temp, I _{SET} = 5 μA				
Input Bias Current	Inverting Input, T _A = 25°C		8	15	μA
	Over Temp.			30	μA
Input Resistance (βre)	Inverting Input		2.5		kΩ
Output Resistance	I _{OUT} = 15 mA rms, f = 1 MHz		3.5		Ω
Output Voltage Swing	R _L = 600Ω				
V _{OUT} High	I _{IN(-)} and I _{IN(+)} Grounded	9.5	10.3		V
V _{OUT} Low	I _{IN(-)} = 100 μA, I _{IN(+)} = 0		2	50	mV

Electrical Characteristics (Continued)

$I_{SET(IN)} = I_{SET(OUT)} = 0.5 \text{ mA}$, $V_{supply} = 12\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Parameter	Conditions	LM359			Units
		Min	Typ	Max	
Output Currents					
Source	$I_{IN(-)}$ and $I_{IN(+)}$ Grounded, $R_L = 100\Omega$	16	40		mA
Sink (Linear Region)	$V_{comp} - 0.5\text{V} = V_{OUT} = 1\text{V}$, $I_{IN(+)} = 0$		4.7		mA
Sink (Overdriven)	$I_{IN(-)} = 100 \mu\text{A}$, $I_{IN(+)} = 0$, $V_{OUT} \text{ Force} = 1\text{V}$	1.5	3		mA
Supply Current	Non-Inverting Input Grounded, $R_L = \infty$		18.5	22	mA
Power Supply Rejection (Note 4)	$f = 120 \text{ Hz}$, $I_{IN(+)}$ Grounded	40	50		dB

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

Note 2: See Maximum Power Dissipation graph.

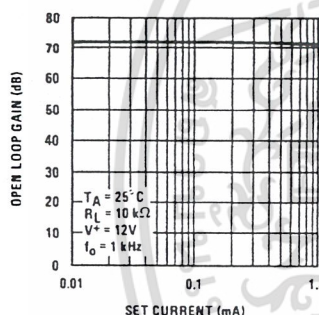
Note 3: Mirror gain is the current gain of the current mirror which is used as the non-inverting input. $(A_I = \frac{I_{IN(-)}}{I_{IN(+)}})$

Δ Mirror Gain is the % change in A_I for two different mirror currents at any given temperature.

Note 4: See Supply Rejection graphs.

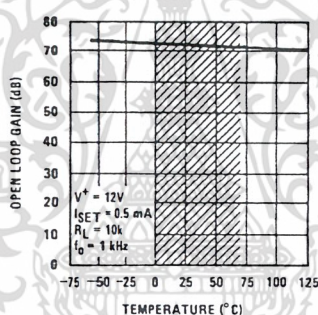
Typical Performance Characteristics

Open Loop Gain



DS007788-39

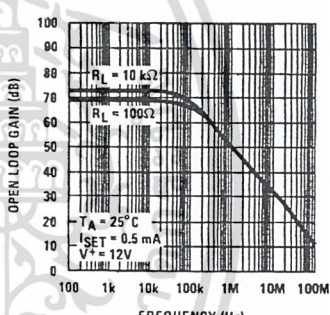
Open Loop Gain



DS007788-40

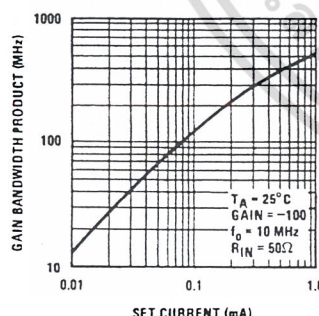
Note: Shaded area refers to LM359

Open Loop Gain



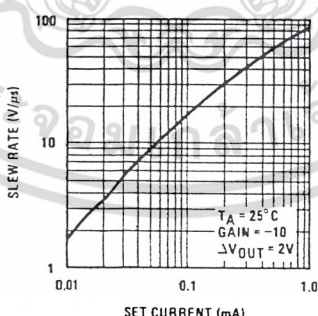
DS007788-41

Gain Bandwidth Product



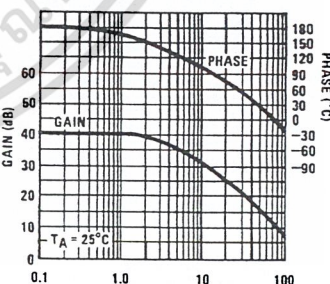
DS007788-42

Slew Rate



DS007788-43

Gain and Phase
Feedback Gain = - 100

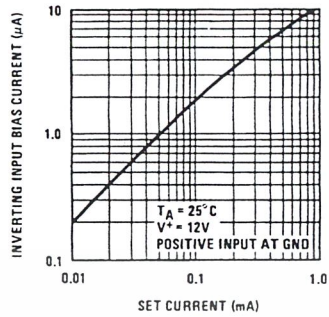


DS007788-44

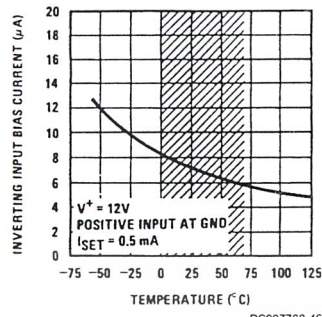
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)

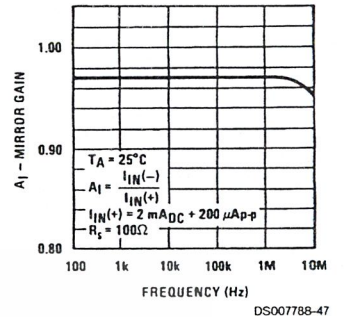
Inverting Input Bias Current



Inverting Input Bias Current

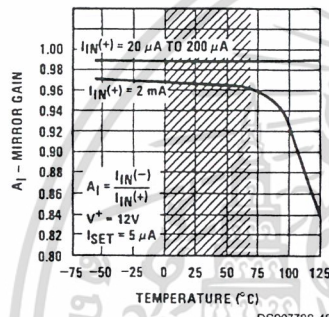


Mirror Gain

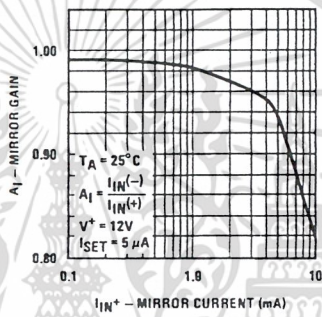


Note: Shaded area refers to LM359

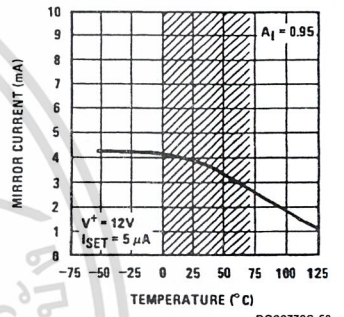
Mirror Gain



Mirror Gain



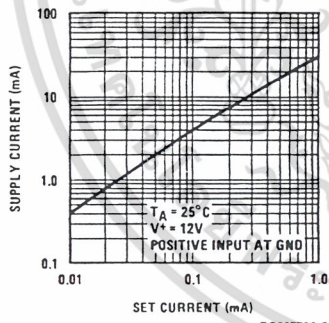
Mirror Current



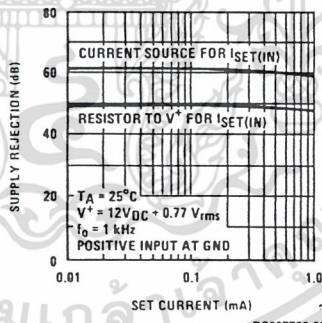
Note: Shaded area refers to LM359

Note: Shaded area refers to LM359

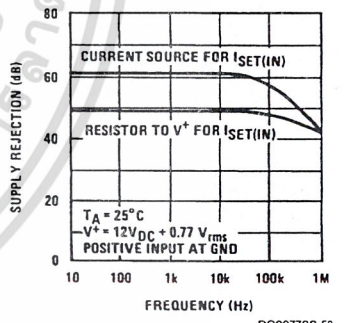
Supply Current



Supply Rejection

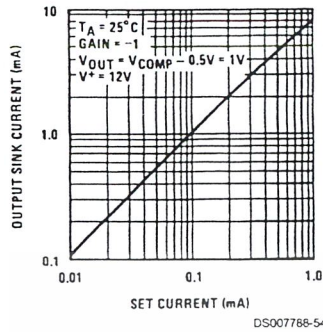


Supply Rejection

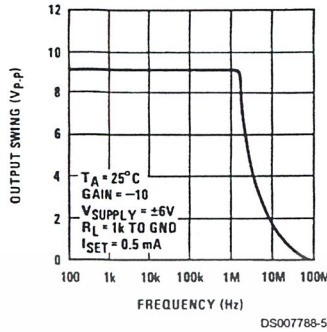


Typical Performance Characteristics (Continued)

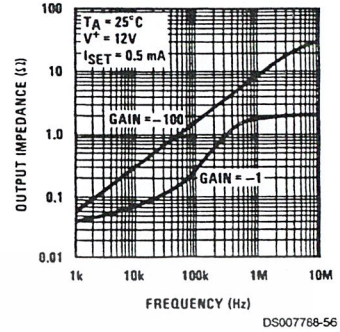
Output Sink Current



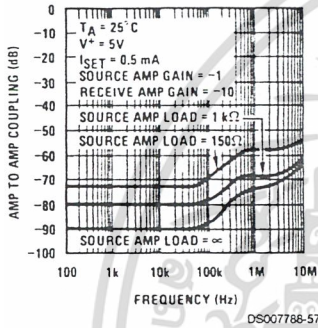
Output Swing



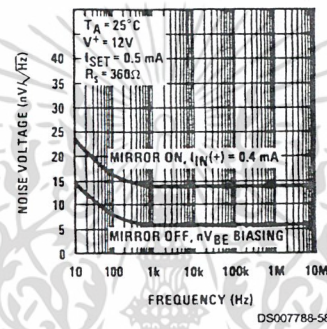
Output Impedance



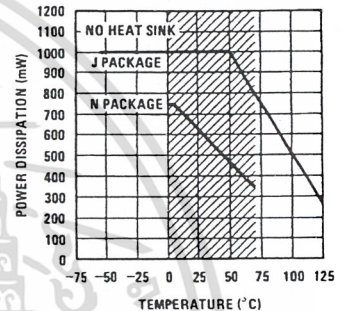
Amplifier to Amplifier Coupling (Input Referred)



Noise Voltage



Maximum Power Dissipation



Note: Shaded area refers to LM359J/LM359N

Application Hints

The LM359 consists of two wide bandwidth, decoupled current differencing (Norton) amplifiers. Although similar in operation to the original LM3900, design emphasis for these amplifiers has been placed on obtaining much higher frequency performance as illustrated in Figure 1.

This significant improvement in frequency response is the result of using a common-emitter/common-base (cascode) gain stage which is typical in many discrete and integrated video and RF circuit designs. Another versatile aspect of these amplifiers is the ability to externally program many internal amplifier parameters to suit the requirements of a wide variety of applications in which this type of amplifier can be used.

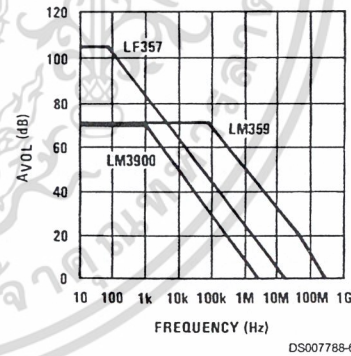


FIGURE 1.

DC BIASING

The LM359 is intended for single supply voltage operation which requires DC biasing of the output. The current mirror circuitry which provides the non-inverting input for the amplifier also facilitates DC biasing of the output. The basic operation of this current mirror is that the current (both DC and AC) flowing into the non-inverting input will force an equal amount of current to flow into the inverting input. The mirror gain (A_i) specification is the measure of how closely these two currents match. For more details see National Application Note AN-72.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. ถวิล กิ่งทอง “ ทฤษฎีและระบบสื่อสาร ” , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2535.
2. ธวัช เมฆสวรรค์, โยชิตะซี ชาวามูระ “ เทคนิคการซ่อมเครื่องรับโทรทัศน์สี ” , สำนักพิมพ์ดวงกมล, 2528.
3. บัณฑิต โรจน์อารยานนท์ “ หลักการไฟฟ้าสื่อสาร ” , สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2536.
4. วิวัฒน์ กิรานนท์ “ วิศวกรรมการสื่อสาร ” , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2542.
5. อภินันท์ มัณยานนท์ “ ทฤษฎีการสื่อสารเส้นใยแสง ” , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2542.



กิตติกรรมประกาศ

คณะผู้จัดทำโครงการ การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง (VIDEO AND AUDIO SIGNAL TRANSMISSION VIA THE OPTICAL FIBER CABLE) ขอขอบพระคุณบุคคลที่ให้คำแนะนำ และคำปรึกษาดังต่อไปนี้

- 1) ผศ. อภินันท์ มัชฌานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ ที่ให้ความรู้และคำแนะนำ
- 2) อาจารย์ สุรพล บุญจันทร์ ที่ให้ใช้ห้องเพื่อทำการทดลองโครงการนี้
- 3) คณะอาจารย์ภาควิชาโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกท่าน ที่ได้ให้ความรู้ตลอดเวลา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้