



การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง

VIDEO AND AUDIO TRANSMISSION VIA OPTICAL FIBER CABLE

โดย

นายนำพล รักดี 36.013017

นายสหพร พุกพันธ์ 36.013039

นายสิงหนาท จุลกัทพ์พะ 36.013043

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. อภินันท์ มदनยานนท์



วัน เดือน ปี... 15 ส.ค. 2540  
เลขทะเบียน... 037822  
เลขเรียกหนังสือ... T38335 96 526 ก

ปริญญาโทนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2538

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีสารบัญ

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2538

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง

VIDEO AND AUDIO TRANSMISSION VIA OPTICAL FIBER CABLE

ผู้จัดทำ

1. นายนำพล รักดี 36.013017
2. นายสหพร พุกพันธ์ 36.013039
3. นายสิงหนาท จุลกัทฑพะ 36.013043



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง

## VIDEO AND AUDIO TRANSMISSION VIA OPTICAL FIBER CABLE

โดย     นายนำพล รักดี                     รหัส     36013017  
          นายสหพร พุกพันธ์                 รหัส     36013039  
          นายสิงหนาท จุลกัทพ์พะ             รหัส     36013043

อาจารย์ที่ปรึกษา :   ผศ. อภินันท์ มัถยานนท์

### บทคัดย่อ

รายงานฉบับนี้เป็นการออกแบบระบบการส่งและรับสัญญาณภาพและเสียงโดยผ่านตัวกลางเส้นใยแสง โดยใช้แหล่งกำเนิดแสง (LED) และอุปกรณ์รับแสง (Pin Diode) ซึ่งมีความยาวคลื่นแสงที่ใช้ขนาด 850 นาโนเมตร และเส้นใยแสงที่ใช้เป็นแบบมัลติโหมด โดยทดลองส่งและรับสัญญาณภาพและเสียงโดยการใช้สัญญาณภาพและเสียง จากเอาต์พุทของเครื่องเล่นวีดีโอเทป โดยสัญญาณภาพนำไปมอดูเลตกับแสงโดยตรง ส่วนภาครับใช้วงจรโฟโตดีเทคเตอร์ เพื่อแปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า และนำสัญญาณภาพและเสียงที่ได้ไปเข้าวงจรขยายให้แรงขึ้น ผลการทดลองสามารถส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง ไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ได้

### ABSTRACT

This report presents a design of video and audio signal the transmission via optical fiber by using of LED (light source) and pin-photo-diode (light detector) which have 850 nm wavelength . The fiber optic cable is multimode type. The transmitting and receiving test for video and audio signal is done by using the output of video player. The video signal is modulated with the light directly, but the receiver uses photo detector to convert the light signal to be electrical signal. The video and audio signal is amplified to have the sufficient amplitude. The results of the testing system via the optical fiber to the TV receiver.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	5
2.1 เส้นใยแสง	5
2.1.1 ลักษณะของเส้นใยแสง	5
2.1.2 ลักษณะการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง	5
2.1.3 การแบ่งชนิดของเส้นใยแสง	9
2.1.4 โครงสร้างและพารามิเตอร์ของเส้นใยแสง	11
2.1.4.1 พารามิเตอร์ทางแสง	12
2.1.4.2 พารามิเตอร์ทางโครงสร้าง	13
2.1.5 คุณสมบัติต่างๆของเส้นใยแสง	13
2.1.5.1 การสูญเสียสัญญาณในเส้นใยแสง	13
2.1.5.2 การขยายกว้างของโหมดและแบนวิidthของเส้นใยแสง	15
2.2 อุปกรณ์แสง	18
2.2.1 อุปกรณ์กำเนิดแสง	19
2.2.2 อุปกรณ์รับแสง	24
2.2.3 การเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์รับแสงกับเส้นใยแสง	26
2.3 การมอดูเลตทางขนาด	26
2.3.1 การมอดูเลตแบบเอเอ็ม	26
2.3.1.1 รูปร่างของสัญญาณเอเอ็ม	26
2.3.1.2 การวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็ม	26
2.3.2 การมอดูเลตแบบ DSBSC	30
2.3.3 การมอดูเลตแบบ SSB	31
2.3.4 การมอดูเลตแบบ VSB	33
2.3.5 การสร้างสัญญาณมอดูเลตทางขนาด	34
2.3.5.1 การมอดูเลตแบบผลคูณ	34
2.3.5.2 การมอดูเลตแบบกฎกำลังสองและมอดูเลตแบบบาลานซ์	35
2.3.5.3 การสร้างสัญญาณ SSB และ VSB	38
2.3.6 การดีมอดูเลตสัญญาณที่มีการมอดูเลตทางขนาด	39
2.3.6.1 การแปลงความถี่ของสัญญาณ	39
2.3.6.2 เอ็นเวลโลปดีเทคชัน	40
2.3.6.3 ซิงโครนัสดีเทคชัน	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4	การมอดูเลตทางเฟสและทางความถี่	42
2.4.1	ทฤษฎีเบื้องต้นการมอดูเลตทางเฟสและทางความถี่	42
2.4.2	คลื่นเอฟเอ็มความถี่เดียว	45
2.4.3	เอฟเอ็มแบนด์กว้าง	46
2.4.4	แบนวิดท์ที่ใช้ในการส่งคลื่นเอฟเอ็ม	49
2.4.5	การผลิตคลื่นเอฟเอ็ม	50
2.4.6	การดีมอดูเลตคลื่นเอฟเอ็ม	53
2.5	องค์ประกอบของสัญญาณภาพ	59
2.5.1	สัญญาณลูมิแนนซ์	59
2.5.2	สัญญาณควบคุมตำแหน่งภาพ	59
2.5.3	สัญญาณโครมา(Choma)	60
2.5.4	สัญญาณเบิสท์(Burst)	62
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	63
3.1	การคำนวณ Transmission Bandwidth	63
3.2	การออกแบบวงจรเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์( FM modulator)	63
3.3	การออกแบบวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์( FM demodulator)	65
3.4	การออกแบบวงจร Summing	66
3.5	การออกแบบไดรเวอร์( Driver Circuit)	67
3.6	การออกแบบวงจรดีเทคเตอร์ (Detector Circuit)	68
3.7	วงจรภาคสัญญาณ AM-DSB	69
3.8	วงจรขยายสัญญาณเบสแบนด์ของภาพและสัญญาณเอฟเอ็ม	72
3.9	การออกแบบวงจรจูนสัญญาณเอฟเอ็ม ความถี่ 5.5 MHz และ 6.5 MHz	73
3.10	การออกแบบวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำสำหรับสัญญาณภาพ	74
3.11	การออกแบบวงจรมอดูเลต และวงจรดีมอดูเลตสัญญาณภาพแบบ DSB	75
3.12	การออกแบบวงจรขยายสัญญาณภาพ	77
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	81
4.1	ผลการทดลองที่หนึ่ง	81
4.2	ผลการทดลองที่สอง	91
บทที่ 5	บทวิจารณ์และบทสรุป	95
	ภาคผนวก	

## สารบัญภาพ

รูปที่ 1.1	บล็อกไดอะแกรมการทดลองส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง	2
รูปที่ 1.2	บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตสัญญาณภาพด้วยคลื่นพาห์ 25 MHz ผ่านเส้นใยแสง	4
รูปที่ 1.3	แสดงตำแหน่งสเปกตรัมของความถี่ของสัญญาณที่ใช้ในการทดลอง	4
รูปที่ 2.1	แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสง	6
รูปที่ 2.2	แสดง propagation mode ของเส้นใยแสง	7
รูปที่ 2.3	แสดงลักษณะการเดินทางของแสงในคอร์ของเส้นใยแสงแบบต่างๆ	10
รูปที่ 2.4	แสดงลักษณะการเดินทางของเส้นใยแสงแบบ GI	11
รูปที่ 2.5	แสดงพารามิเตอร์ทางโครงสร้างของเส้นใยแสงแบบมัลติโหมด	11
รูปที่ 2.6	แสดงการเกิด Dispersion ของเส้นใยแสง	16
รูปที่ 2.7	แสดงความกว้างของแบนวิidthของการส่งของเส้นใยแสง	18
รูปที่ 2.8	แสดงระดับพลังงานของสารกึ่งตัวนำแบบ P-type และ N-type	19
รูปที่ 2.9	แสดงสนามไฟฟ้าภายในและระดับพลังงานของ P-N junction	20
รูปที่ 2.10	แสดงโครงสร้างทั่วไปของเลเซอร์ไดโอด	21
รูปที่ 2.11	แสดงโครงสร้างและระดับพลังงานและการเปลี่ยนแปลงดัชนีการหักเหของ LD	22
รูปที่ 2.12	แสดงโครงสร้างและระดับพลังงานของ LED	23
รูปที่ 2.13	แสดงการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของฟิโนไฟโตไดโอด	24
รูปที่ 2.14	แสดงหลักการการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ APD	25
รูปที่ 2.15	ตัวอย่างสเปกตรัมของสัญญาณอนาล็อกที่มีความถี่สูงสุดต่ำกว่า W	26
รูปที่ 2.16	สัญญาณ AM ที่มีมอดูเลชันอินเดกซ์ต่ำกว่าและสูงกว่า	27
รูปที่ 2.17	สเปกตรัมของสัญญาณ AM	28
รูปที่ 2.18	ตัวอย่างของสัญญาณ DSB	30
รูปที่ 2.19	สเปกตรัมของสัญญาณ DSB	30
รูปที่ 2.20	สเปกตรัมของสัญญาณ SSB	32
รูปที่ 2.21	คุณสมบัติของฟิลเตอร์ที่ใช้สร้างสัญญาณ VSB	33
รูปที่ 2.22	สัญญาณ VSB ที่ใช้ส่งในระบบโทรทัศน์	34
รูปที่ 2.23	มอดูเลเตอร์แบบผลคูณ	35
รูปที่ 2.24	วงจรเวริเอเบิลทรานส์คอนดัคแตนซ์	35
รูปที่ 2.25	บล็อกไดอะแกรมและตัวอย่างของวงจรมอดูเลตเตอร์สัญญาณ AM	36
รูปที่ 2.26	สเปกตรัมของสัญญาณขาออกตามสมการ 2.24	37
รูปที่ 2.27	บล็อกไดอะแกรมของมอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์ที่ใช้สร้างสัญญาณ DSB	37
รูปที่ 2.28	การสร้างสัญญาณ SSB โดยการมอดูเลต 2 ชั้น	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่ 2.29 ระบบการแปลงความถี่ของสัญญาณที่ใช้วงจรถูก	39
รูปที่ 2.30 ตัวอย่างวงจรถอดแอมพลิจูดของสัญญาณ	40
รูปที่ 2.31 การรับสัญญาณ AM	41
รูปที่ 2.32 แสดงคลื่น AM PM และ FM ซึ่งเกิดจากคลื่นความถี่เดียว	44
รูปที่ 2.33 กราฟของ Bessel function ชนิดที่ 1	48
รูปที่ 2.34 การผลิตคลื่น FM โดยวิธีอ้อม	50
รูปที่ 2.35 Hartley oscillator	51
รูปที่ 2.36 บล็อกไดอะแกรมของการผลิต WBFM โดยใช้ VCO	52
รูปที่ 2.37 โครงร่างการป้อนกลับสำหรับการผลิตคลื่น FM ที่มีความถี่คงที่	53
รูปที่ 2.38 เฟสล็อกคูลูป	54
รูปที่ 2.39 รูปแบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นของเฟสล็อกคูลูป	56
รูปที่ 2.40 รูปแบบของเฟสล็อกคูลูป	57
รูปที่ 2.41 สัญญาณสุ่มเน้นกับสัญญาณภาพสีรวม	59
รูปที่ 2.42 แสดงรูปร่างของสัญญาณซิงค์ที่อยู่ในสัญญาณภาพโทรทัศน์	60
รูปที่ 2.43 การสร้างสัญญาณภาพสีรวม	61
รูปที่ 2.44 ลักษณะการสร้างสัญญาณโครมา	61
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรถอดแอมพลิจูดของสัญญาณ	64
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรถอดแอมพลิจูดของสัญญาณ	65
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรถอดแบบฟิลเตอร์อันดับที่สี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท	66
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรรวมสัญญาณ	66
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรถอดแอมพลิจูดและคาบปรณที่คำนวณได้	67
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรถอดแอมพลิจูดและวงจรถอดแอมพลิจูดทางด้านการรับ	69
รูปที่ 3.7 แสดงวงจรถอดแอมพลิจูดสัญญาณที่มีความถี่สูง	70
รูปที่ 3.8 แสดงวงจรถอดแบบของวงจรถอดความถี่ต่ำชนิดบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 5	71
รูปที่ 3.9 วงจรถอดผ่านความถี่สูงแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 5	71
รูปที่ 3.10 กราฟแสดงผลการวิเคราะห์ห้วงจรถอดผ่านความถี่สูงแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 5	72
รูปที่ 3.11 วงจรถอดแอมพลิจูดสัญญาณช่วงความถี่ต่ำ	73
รูปที่ 3.12 วงจรถอดแอมพลิจูดสัญญาณ FM ที่ความถี่ 5.5 MHz และวงจรถอดแอมพลิจูด	73
รูปที่ 3.13 วงจรถอดแอมพลิจูดสัญญาณ FM ที่ความถี่ 6.5 MHz และวงจรถอดแอมพลิจูด	74
รูปที่ 3.14 แสดงวงจรถอดแอมพลิจูดสัญญาณที่มีความถี่ต่ำสำหรับสัญญาณภาพ	74
รูปที่ 3.15 วงจรถอดแอมพลิจูดสัญญาณภาพที่มีความถี่คลื่นพาห้ 25 MHz	75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.16	วงจรดีเทคสัญญาณภาพจากคลื่น DSB	76
รูปที่ 3.17	วงจรขยายสัญญาณภาพ	77
รูปที่ 3.18	วงจรส่งสัญญาณเบสแบนด์ของภาพและสัญญาณเอฟเอ็มสองช่อง	78
รูปที่ 3.19	วงจรด้านรับในส่วนของสัญญาณเบสแบนด์ของภาพ	78
รูปที่ 3.20	วงจรจูนที่ความถี่ 5.5 MHz และ 6.5 MHz ซึ่งต่อกับวงจร PLL ดีมอดูเลเตอร์	79
รูปที่ 3.21	วงจร LPF แบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่สี่	79
รูปที่ 3.22	วงจรที่ทำการทดลองส่งสัญญาณภาพโดยการมอดูเลตแบบ AM-DSB	80
รูปที่ 3.23	แสดงวงจรทางด้านรับเมื่อส่งสัญญาณภาพโดยการมอดูเลตแบบ AM-DSB	80
รูปที่ 4.1	แสดงตำแหน่งที่วัดสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ทางด้านส่ง	81
รูปที่ 4.2	แสดงตำแหน่งที่วัดสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ทางด้านรับ	81
รูปที่ 4.3	แสดงสัญญาณเสียงที่ป้อนให้อินพุทของวงจรเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์	82
รูปที่ 4.4	แสดงสัญญาณเอาต์พุทของเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์ความถี่คลื่นพาห์ 5.5 MHz	82
รูปที่ 4.5	สัญญาณเอฟเอ็ม 5.5 MHz ที่เอาต์พุทของวงจรไดรเวอร์	83
รูปที่ 4.6	สัญญาณเอฟเอ็ม 5.5 MHz ที่เอาต์พุทของวงจรปริแอมป์ทางด้านรับ	83
รูปที่ 4.7	แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรจูน 5.5 MHz	84
รูปที่ 4.8	แสดงสัญญาณออติโอที่เอาต์พุทของวงจรมอดูเลเตอร์ 5.5MHz	84
รูปที่ 4.9	แสดงสัญญาณเอฟเอ็ม 6.5 MHz ตำแหน่งที่ 5	85
รูปที่ 4.10	แสดงสัญญาณเอฟเอ็ม 6.5 MHz ตำแหน่งที่ 7	85
รูปที่ 4.11	แสดงสัญญาณเอฟเอ็ม 6.5 MHz ทางด้านรับ ตำแหน่งที่ 8	86
รูปที่ 4.12	แสดงสัญญาณเอฟเอ็ม 6.5 MHz ที่ตำแหน่ง 13	86
รูปที่ 4.13	สัญญาณเสียงที่ได้จากเอาต์พุทดีมอดูเลเตอร์ 6.5 MHz	87
รูปที่ 4.14	แสดงสัญญาณเบสแบนด์ของภาพ ตำแหน่งที่ 3	87
รูปที่ 4.15	แสดงสัญญาณเบสแบนด์ของภาพ ตำแหน่งที่ 6	88
รูปที่ 4.16	แสดงสัญญาณเบสแบนด์ของภาพ ตำแหน่งที่ 7	88
รูปที่ 4.17	แสดงสัญญาณเบสแบนด์ของภาพ ตำแหน่งที่ 10	89
รูปที่ 4.18	แสดงภาพจากจอมอนิเตอร์สำหรับด้านส่ง	89
รูปที่ 4.19	แสดงภาพจากจอมอนิเตอร์สำหรับด้านรับ	90
รูปที่ 4.20	แสดงสเปกตรัมของสัญญาณจากการทดลองที่หนึ่ง	90
รูปที่ 4.21	แสดงการส่งสัญญาณภาพที่มอดูเลตแบบ AM-DSB ด้วยคลื่นพาห์ 25 MHz	91
รูปที่ 4.22	แสดงการรับสัญญาณภาพที่มอดูเลตแบบ AM-DSB ด้วยคลื่นพาห์ 25 MHz	91
รูปที่ 4.23	แสดงสัญญาณคลื่นพาห์จากเอาต์พุทของวงจรออสซิลเลเตอร์	92

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่ 4.24	แสดงสัญญาณ AM-DSB ที่เอาท์พุทของวงจรมอดูเลเตอร์	92
รูปที่ 4.25	สัญญาณ AM-DSB ที่เอาท์พุทของวงจรขยายสัญญาณด้านรับ	93
รูปที่ 4.26	สัญญาณภาพเอาท์พุทที่ได้จากวงจรอินเวิลโลปดีเทคเตอร์	93
รูปที่ 4.27	แสดงสเปกตรัมของสัญญาณ AM-DSB ที่เอาท์พุทของวงจรมอดูเลเตอร์	94
รูปที่ 4.28	ภาพที่ได้จากจอมอนิเตอร์ทางด้านรับเมื่อทำการส่งสัญญาณภาพ ด้วยวิธีการมอดูเลตสัญญาณแบบ AM-DSB ด้วยคลื่นพาห์ 25 MHz	94



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1  
บทนำ

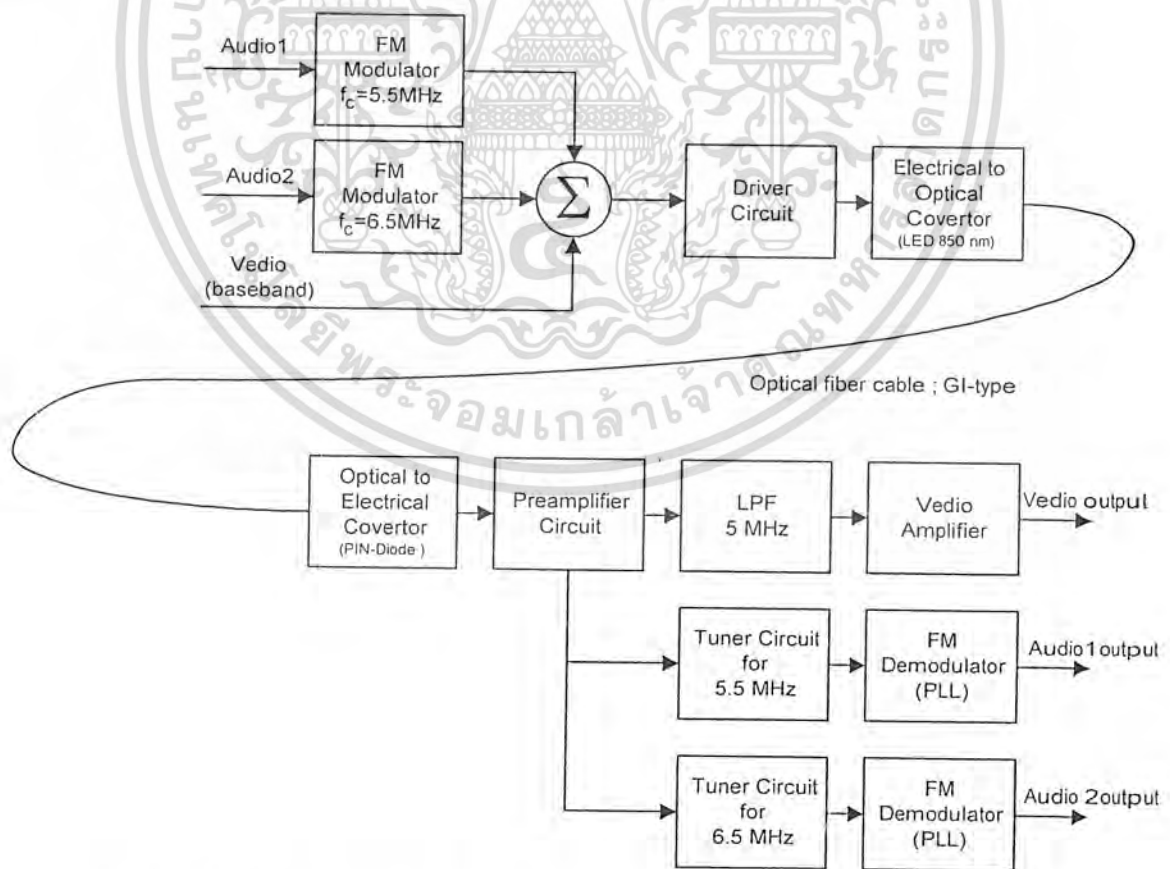
ปัจจุบันความก้าวหน้าในเทคโนโลยีของระบบการสื่อสารโทรคมนาคมได้มีการ พัฒนาไปอย่างรวดเร็วและเข้ามามีบทบาทต่อสังคมในแทบทุกด้านดังนั้นจึงต้องมีระบบการสื่อสารที่ทันสมัยเพื่อที่จะรองรับความต้องการอันนี้ ทั้งนี้เป็นเหตุเนื่องจากความก้าวหน้าของเทคโนโลยีด้านอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์ ควบคู่ไปกับเทคโนโลยีทางด้านสื่อสารโทรคมนาคมไม่ว่าเป็นระบบการสื่อสารดาวเทียม ระบบสื่อสารไมโครเวฟและระบบสื่อสารเส้นใยแสง ซึ่งระบบการสื่อสารเส้นใยแสงนี้กำลังมีบทบาทสำคัญมากยิ่งขึ้น เนื่องมาจากความถี่ซึ่งเป็นทรัพยากรชนิดหนึ่งซึ่งมีจำกัด ทำให้ไม่เพียงพอต่อความต้องการ แต่ระบบการสื่อสารเส้นใยแสงจะหลีกเลี่ยงปัญหานี้ไปได้อย่างสิ้นเชิง

ทั้งนี้ระบบสื่อสารเส้นใยแสงได้ถูกนำมาใช้เป็นสายเชื่อมโยงของระบบสื่อสารโทรคมนาคมทั้งระหว่างประเทศเช่นระบบเคเบิลใต้น้ำหรือซัสมารีน(submarine) และภายในประเทศเอง เพื่อรองรับบริการด้านสื่อสารโทรคมนาคม ในรูปแบบต่างๆเช่นบริการโทรศัพท์ทางไกลระหว่างประเทศและภายในประเทศ บริการไอเอสดีเอ็น (ISDN) บริการประชุมทางไกลด้วยภาพ (Video conference) ระบบถ่ายทอดสัญญาณต่างๆ ระบบโทรทัศน์บอกรับสมาชิกหรือเคเบิลทีวี เป็นต้นนอกจากนี้ระบบสื่อสารเส้นใยแสงยังถูกนำมาใช้ในระบบเครือข่ายคอมพิวเตอร์ในรูปแบบต่างๆ อย่างหลากหลายอีกด้วย รวมทั้งเป็นสายเชื่อมโยงระหว่างชุมสายโทรศัพท์ในเมืองขนาดใหญ่ ข้อมูลข่าวสารที่ใช้ในการส่งผ่านระบบสื่อสารเส้นใยแสงจะเป็นทั้งระบบดิจิทัล และอนาล็อก ซึ่งปัจจุบันถึงแม้ว่าจะนิยมใช้ระบบดิจิทัลกันเป็นส่วนมากแต่ในการส่งสัญญาณภาพซึ่งมีแบนด์วิดท์กว้างมากหากจะส่งในระบบดิจิทัลก็จะมีคามยุ่งยากมากในการจัดการแปลงรหัสสัญญาณ และอุปกรณ์ที่ใช้อย่างงยังมีราคาแพงอยู่มาก ดังนั้นการส่งสัญญาณภาพในระบบอนาล็อกโดยระบบการสื่อสารเส้นใยแสง ยังคงเป็นประเด็นที่น่าสนใจศึกษาอยู่มากเพราะยังคงเป็นระบบที่มีคุณภาพพอสมควร และประหยัดค่าใช้จ่ายได้มากสำหรับระบบการสื่อสารเส้นใยแสงซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับการสื่อสารด้วยเคเบิลที่เป็น โลหะแล้วมีข้อดีหลายประการเช่นการลดทอนสัญญาณในเส้นใยแก้วนำแสงมีค่าต่ำกว่าในสายเคเบิลที่เป็นโลหะมาก ทำให้ใช้สถานีทวนสัญญาณน้อยกว่าระบบเส้นใยแสงมีแบนด์วิดท์ของสัญญาณสูงมาก และเส้นใยแสงนำแสงมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบากว่าสายเคเบิลมาก ทำให้ระบบการติดตั้ง บำรุงรักษาและซ่อมแซมเส้นใยแสงทำได้สะดวกกว่า การใช้เส้นใยแสงเป็นการตัดปัญหาสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า วัตถุติดที่ใส่ทำเส้นใยแสงเป็นทรัพยากรที่หาง่ายและราคาถูก นอกจากนั้นระบบการสื่อสารเส้นใยแสงมีความปลอดภัย จากการดักฟังสัญญาณ หรือการจารกรรมข้อมูลได้อย่างดีเยี่ยม สำหรับปริญญาโทฉบับนี้จะทำการศึกษาทดลองส่งสัญญาณภาพและเสียงแบบอนาล็อก ผ่านระบบสื่อสารเส้นใยแสง

เนื่องจากอุปกรณ์ทางการสื่อสารเส้นใยแสง ค่อนข้างจะมีราคาแพง และหาซื้อภายในประเทศค่อนข้างยากเพราะยังมีการใช้งานเฉพาะในบางวงการ ดังนั้นโครงงานนี้จึงออกแบบระบบการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง ตามคุณสมบัติของชุดอุปกรณ์ที่สามารถจัดซื้อได้และสะดวกในการหามาทดแทนในกรณีที่อุปกรณ์ที่ทำการทดลองเกิดการเสียหาย ซึ่งคุณสมบัติที่สำคัญในอันดับแรกที่จะต้องพิจารณาก็คือแบนด์วิดท์ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งชุดอุปกรณ์สำหรับการสื่อสารเส้นใยแสงที่จัดหาได้มีแบนด์วิดท์น้อยกว่า 50 MHz และเนื่องจากเป็นการมอดูเลตทางความเข้มแสง(Intensive Modulation) ซึ่งการตอบสนองของอุปกรณ์กำเนิดและรับแสงจะมีคุณสมบัติที่ต่ำ ที่ความถี่ต่ำ และมีผลการตอบสนองต่ำลงเรื่อยๆ ที่ความถี่ที่ยิ่งสูงขึ้น ดังนั้นในโครงการนี้จะทำการแบ่งการทดลองออกเป็นสองการทดลองคือ

การทดลองที่หนึ่ง จะทำการส่งสัญญาณเบสแบนด์ของภาพซึ่งมีแบนด์วิดท์อยู่ที่ประมาณ 5 MHz พร้อมด้วยสัญญาณคลื่นเอฟเอ็มที่ความถี่คลื่นพาห์ 5.5 MHz และ 6.5 MHz ซึ่งคลื่นพาห์ทั้งสองความถี่จะถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงที่มีแบนด์วิดท์ประมาณ 15 kHz และจะทำการรวมสัญญาณทั้งสาม เข้าด้วยกัน จากนั้นจะทำการเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าให้เป็นสัญญาณแสงโดยใช้อุปกรณ์แสงแบบ LED ซึ่งผลิตแสงที่มีความยาวที่ 850 นาโนเมตร โดยในขั้นตอนนี้จะเป็นการมอดูเลตทางความเข้มของแสง สัญญาณแสงที่ทำการมอดูเลตแล้วจะทำการคัปปลิง(coupling) สัญญาณแสงเข้าไปในเส้นใยแสงซึ่งเป็นชนิดเกรดเด็คอินเด็กซ์(Graded Index ,GI) ส่วนทางด้านรับก็จะใช้อุปกรณ์รับแสงทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณที่อยู่ในรูปของแสงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า โดยอุปกรณ์ที่ใช้ในโครงนี้คือพินไดโอด(PIN-Diode) จากนั้นก็ทำการแยกสัญญาณเบสแบนด์ของภาพและสัญญาณของคลื่นเอฟเอ็มแต่ละช่องออกจากกัน ซึ่งในส่วนของสัญญาณคลื่นเอฟเอ็มแต่ละความถี่ก็จะนำไปดีมอดูเลตเพื่อถอดเบสแบนด์ของสัญญาณเสียงกลับคืนมา ซึ่งบล็อกไดอะแกรมสำหรับการทดลองส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสงในส่วนของการทดลองแรกนี้ดังแสดงในรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมสำหรับการทดลองส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา

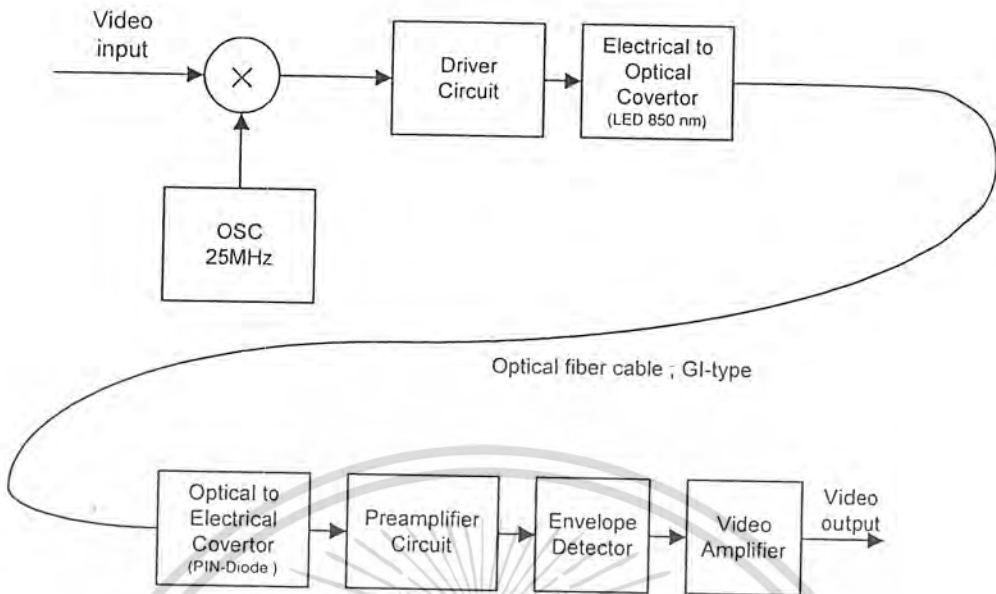
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะทำการมัลติเพล็กซ์ทางความถี่ระหว่างสัญญาณภาพและสัญญาณเอฟเอ็มของเสียงทั้งสองช่องเข้าด้วยกัน โดยใช้หลักการรวมสัญญาณโดยวงจรรวมสัญญาณ(Summing)ในขณะที่ยังเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าอยู่ สัญญาณทั้งหมดซึ่งเป็นสัญญาณไฟฟ้าถูกนำไปมอดูเลตทางความเข้มกับสัญญาณแสงเพื่อให้สามารถส่งผ่านตัวกลาง (Transmission) ที่เป็นเส้นใยแสงได้ โดยโครงงานนี้เลือกใช้แอลอีดี(LED) ที่มีความยาวคลื่น 850 ไมโครเมตร เป็นตัวกำเนิดสัญญาณแสง(Light Source) การมอดูเลตในขั้นตอนนี้ จะเป็นการมอดูเลตทางความเข้มแสง(Intensive Modulation) สัญญาณแสงจะถูกคัปปลิง(coupling) ผ่านเข้าไปในเส้นใยแสงชนิดเกรดเด็ดอินเด็กซ์(GI -Type) ซึ่งมีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 50/125 ไมโครเมตร โดยทางด้านรับจะใช้อุปกรณ์รับแสงซึ่งในโครงงานนี้เลือกใช้พินโฟโตไดโอด(PIN-Photo Diode) ซึ่งราคาไม่สูงนักทำหน้าที่เป็นตัวรับแสงและจะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าดังเดิม จากนั้นสัญญาณไฟฟ้าที่ดีเทคนิคได้จะถูกนำไปแยกสัญญาณภาพสัญญาณเอฟเอ็มของเสียงทั้งสองช่องและสัญญาณเอเอ็มดับเบิลไซด์แบนด์ที่มีมอดูเลตด้วยสัญญาณภาพออกจากกันด้วยวงจรกรองความถี่ สัญญาณภาพจะถูกกรองออกมาด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำและขยายให้แรงขึ้นเพียงพอที่จะป้อนให้อินพุทของมอโนเตอร์ได้ส่วนสัญญาณเอฟเอ็มของเสียงจะทำการกรองด้วยวงจรกรองแถบความถี่หรือวงจรจูน(Tune Circuit) แล้วนำสัญญาณเอฟเอ็มที่จูนได้แต่ละช่องไปไปทำการดีมอดูเลเตอร์เพื่อถอดสัญญาณเสียงออกมา โดยในโครงงานนี้จะใช้หลักการของเฟสล็อกลูป(Phase Locked Loop) เพื่อถอดสัญญาณเสียงออกมาจากสัญญาณคลื่นพาห้ แล้วจึงนำสัญญาณเสียงที่ได้ไปขยายให้แรงขึ้นก่อนเข้าเครื่อง มอโนเตอร์ต่อไป ในส่วนของสัญญาณภาพที่เป็นเบสแบนด์จะผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ(LPF)ที่มีความถี่คัทออฟอยู่ที่ 5 MHz หลังจากนั้นก็นำสัญญาณเบสแบนด์ไปขยาย ด้วยวงจรขยายสัญญาณภาพ ซึ่งสามารถนำสัญญาณป้อนให้มอโนเตอร์ได้เลย

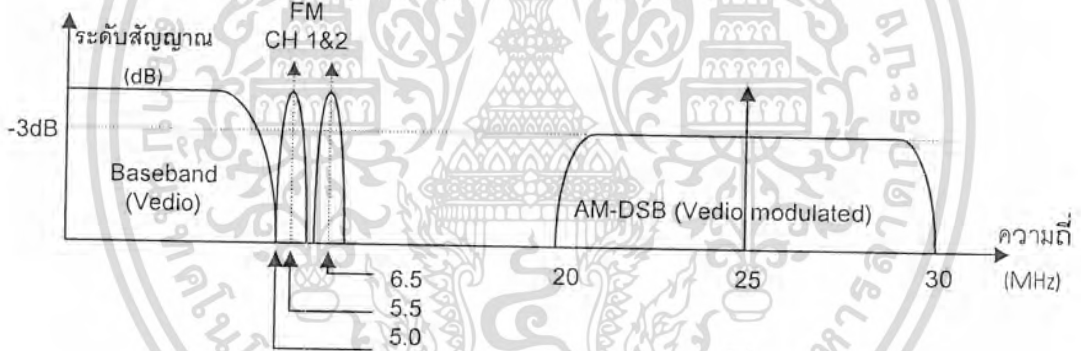
การทดลองส่วนที่สอง เพื่อที่จะศึกษาความเป็นไปได้ในการส่งสัญญาณภาพผ่านเส้นใยแสงได้มากกว่าหนึ่งช่องสัญญาณ จะทำการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณภาพให้มีความถี่สูงขึ้นโดยการมอดูเลตเบสแบนด์สัญญาณภาพด้วยวิธีการมอดูเลตเอเอ็มแบบดับเบิลไซด์แบนด์(Double Side Band with carrier) ด้วยคลื่นพาห้ความถี่ 25 MHz จากนั้นก็ทำการป้อนให้วงจรไดเรกเตอร์เพื่อส่งผ่านเข้าไปในระบบเส้นใยแสงเช่นเดียวกันกับการทดลองแรก ในส่วนทางด้านรับก็ทำการดีเทคสัญญาณแสงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า นำสัญญาณที่ได้ไปขยายให้แรงขึ้น จากนั้นจึงนำไปดีมอดูเลตเอาเบสแบนด์ของสัญญาณภาพเดิมกลับคืนมา โดยในการทดลองนี้จะใช้วิธีการเอ็นเวลโลปดีเทคเตอร์ซึ่งเป็นกรรมวิธีที่สะดวกและใช้การได้ดี รวมทั้งจะประหยัคอุปกรณ์ที่จะใช้ในการสร้าง สำหรับสัญญาณภาพที่ทำการดีมอดูเลตได้ จะนำไปขยายให้มีกำลังเพียงพอที่นำไปป้อนให้กับมอโนเตอร์แสดงสัญญาณภาพเพื่อแสดงผลต่อไปได้ สำหรับรายละเอียดของวงจรและขั้นตอนการออกแบบและคำนวณจะกล่าวถึงในบทที่ 3 ต่อไป

สำหรับในรูปที่ 1.2 จะแสดงถึงวิธีการทดลองในส่วนของการทดลองมอดูเลตสัญญาณภาพด้วยความถี่คลื่นพาห้ แล้วส่งสัญญาณผ่านระบบเส้นใยแสง ส่วนในรูปที่ 1.3 แสดง สเปกตรัมโดยประมาณของสัญญาณเบสแบนด์ของภาพและสัญญาณเอฟเอ็มที่ความถี่ 5.5 MHz และ 6.5 MHz รวมทั้งลักษณะของสเปกตรัมของสัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลตสัญญาณภาพด้วยความถี่คลื่นพาห้ 25 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมแสดงการมอดูเลตสัญญาณภาพด้วยคลื่นพาหะ 25 MHz ผ่านเส้นใยแสง



รูปที่ 1.3 แสดงตำแหน่งสเปกตรัมของความถี่โดยประมาณของสัญญาณที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 เส้นใยแสง (Optical Fiber Cable)

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับเส้นใยแสงได้แก่ลักษณะ โครงสร้างของของเส้นใยแสง การเดินทางของแสงในเส้นใยแสง รวมทั้งการลดทอนแสงของเส้นใยแสงและพารามิเตอร์ต่างๆ ของเส้นใยแสง ซึ่งจะได้กล่าวในรายละเอียดต่อไป

##### 2.1.1 ลักษณะของเส้นใยแสง

เส้นใยแสงเป็นเส้นใยขนาดเล็กที่ทำหน้าที่เป็นตัวนำแสง โดยมีโครงสร้างประกอบด้วยส่วนที่แสงเดินทางผ่านเรียกว่าคอร์ (core) และส่วนที่หุ้มคอร์อยู่เรียกว่าแคลด (clad) ทั้งคอร์และแคลดเป็นสารไดอิเล็กตริก (dielectric) ใส 2 ชนิด (ไดอิเล็กตริก หมายถึงสารที่ไม่เป็นตัวนำไฟฟ้า เช่น แก้ว พลาสติก) โดยการทำให้ค่าดัชนีการหักเหของแคลด มีค่าน้อยกว่าค่าดัชนีการหักเหของคอร์เล็กน้อยประมาณ 0.2 - 3 % และอาศัยปรากฏการณ์สะท้อนกลับหมดของแสง ทำให้แสงที่ป้อนเข้าไปใน คอร์เดินทางไปได้ นอกจากนี้เนื่องจากว่าเส้นใยแสงมีขนาดเล็กมากขนาดเท่าเส้นผมนั่นหมายถึง ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางด้านนอกของแคลด ซึ่งมีขนาดประมาณ 0.1 มิลลิเมตร ส่วนคอร์ที่แสงเดินทางผ่านนั้นมีขนาดเล็กลงไปอีกคือประมาณหลายไมโครเมตรจนถึงหลายสิบลไมโครเมตร ซึ่งมีค่าความยาวที่มากกว่าของความยาวคลื่นของแสงที่ใช้งานหลายเท่า เส้นใยแสงนอกจากมีคุณสมบัติการส่งสัญญาณอย่างดีเยี่ยมแล้วยังมีลักษณะเด่นอย่างอื่นอีก เช่น ขนาดเล็ก น้ำหนักเบาอีกด้วย

##### 2.1.2 ลักษณะการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง

ปัญหาอันดับแรกที่ต้องคำนึงถึงก็คือ ทำอย่างไรจึงจะสามารถป้อนแสงเข้าไปในคอร์ที่มีขนาดเล็กมากของเส้นใยแสงได้ และเมื่อป้อนแสงเข้าไปแล้ว แสงนั้นจะเดินทางอย่างไรในคอร์ ซึ่งเราจะกล่าวถึงปัญหาพื้นฐานเหล่านี้

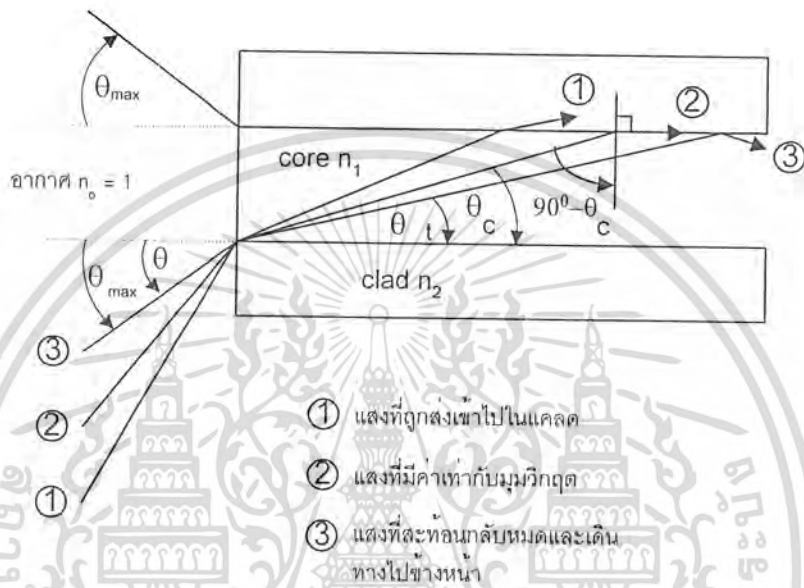
###### 1) การป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสง (optical coupling)

เนื่องจากว่าแสงที่ปล่อยออกมาจากแหล่งกำเนิดแสงนั้น จะกระจายกว้างออกเนื่องจากปรากฏการณ์การเบี่ยงเบนของแสงตามที่ได้กล่าวมาแล้วในการที่จะป้อนแสงเข้าไปในคอร์ที่มีขนาดเล็กมากนั้น ต้องใช้เลนส์ทำการรวมแสง แต่ทว่าแสงที่รวมนั้นไม่ใช่จะถูกป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงได้ทั้งหมด แสงที่มีมุมตกกระทบที่เหมาะสมเท่านั้นจึงจะสามารถเข้าไปในเส้นใยแสงได้ รูปที่ที่ 2.1 แสงมุมรับแสงของเส้นใยแสง จากรูปที่จะเห็นว่าที่จุดป้อนแสงของเส้นใยแสงนั้นจะเป็นจุดต่อของตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเหของแสงต่างกัน 3 ชนิด ตัวกลางทั้ง 3 ชนิดนี้คือ อากาศ คอร์ของเส้นใยแสง และแคลดของเส้นใยแสงถ้าให้ค่าดัชนีการหักเหของแสงของตัวกลางทั้ง 3 ชนิดเป็น  $n_0$  ( $n_0 = 1$ ),  $n_1$  และ  $n_2$  ตามลำดับ จะเกิดการหักเห การสะท้อนกลับของแสงที่รอยต่อของอากาศกับคอร์และของคอร์กับแคลด ในที่นี้มุมรับแสงของเส้นใยแสงที่มีค่ามากที่สุดเป็น  $\theta_{max}$  จากเอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการวิจัยเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ที่เห็น ใบเสนอราคา  $\theta_{max}$  จากไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.1 จะเห็นว่าอย่างเช่นลำแสง 2 นั้นมุมรับแสงตรงรอยต่อของคอร์กับแคลดนั้น มีค่าเป็นมุมวิกฤติ (critical angle) ตรงรอยต่อของอากาศกับคอร์ และของคอร์กับแคลด นั้นจากกฎของสเนล (snell's law) จะได้ว่า

$$\sin\theta_{\max} = n_1 \sin\theta \tag{2.1}$$

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



รูปที่ 2.1 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสง

ดังนั้นกรณีที่มุมรับแสง  $\theta_{\max}$  มีค่าสูงสุดได้นั้น  $n_1 = n_2$  จากสมการ 2.1) และ 2.2) จะได้ว่า

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

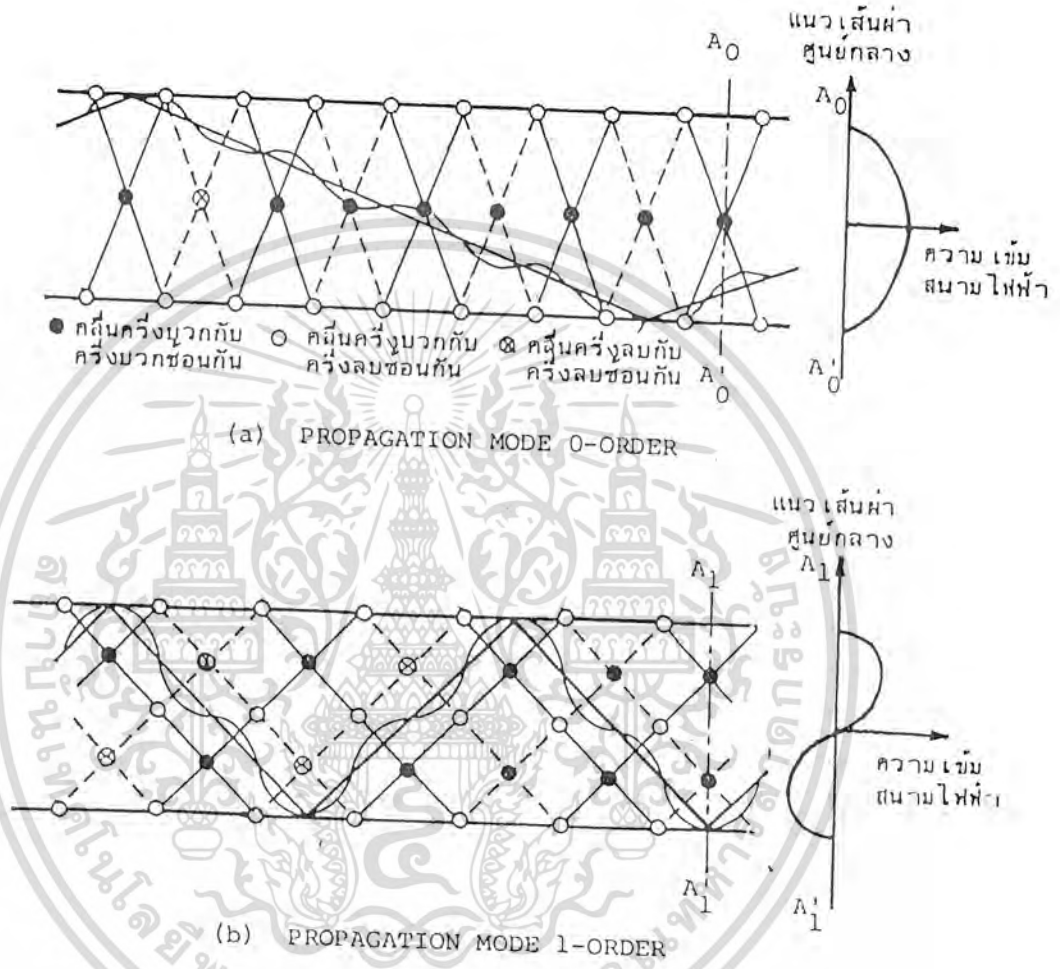
เรียกว่า อัตราส่วนของผลต่างของดัชนีการหักเหของแสง (NA) สำหรับ  $\sin\theta_{\max}$  นี้ตามศัพท์เทคนิคของวิชาแสงเรียกว่า Numerical Aperture เขียนย่อว่า “NA” หมายถึงขนาดของการเปิดรับให้แสงผ่าน และใช้เป็นตัวแสดงเงื่อนไขการป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสง นอกจากนี้ยังถือเป็นองค์ประกอบพื้นฐานอันหนึ่งที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสง ระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสงด้วย

2) โหมดการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง (Propagation Mode)

แสงที่ป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงด้วยค่าของมุมรับแสงที่อยู่ในช่วงของมุมรับแสงสูงสุดนั้นแสงจะเดินทางในเส้นใยแสงด้วยลักษณะที่เกิดการสะท้อนกลับไปมาตรงรอยต่อของคอร์กับแคลด โดยที่สะท้อนกลับไปมาและเคลื่อนที่ไปข้างหน้าพร้อมกันด้วย ซึ่งจะเกิดการแทรกสอด(Interference) ของคลื่นแสงภายในคอร์ มุมสะท้อนกลับที่รอยต่อจะเกิดขึ้นได้ถ้าหากจัดเงื่อนไขให้เหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะของความเข้มของสนามไฟฟ้าภายในคอร์ของเส้นใยแสงที่เกิดขึ้นจากการแทรกสอดของแสงตกกระทบและแสงสะท้อนที่มีค่ามุมสะท้อนกลับเป็นพิเศษเฉพาะ



รูปที่ 2.2 แสดง Propagation Mode ภายในเส้นใยแสง

จากตัวอย่างทั้งสองกรณีในรูปที่ 2.2 จะเห็นได้ว่าเป็นการแสดงแทรกสอดของแสงที่มีมุมสะท้อนกลับเป็นพิเศษเฉพาะ ซึ่งทำให้ความเข้มของสนามไฟฟ้าเปลี่ยนแปลง  $180^\circ$   $360^\circ$  ในทิศทางของรัศมีลักษณะการเดินทางของแสงที่มีการเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้าเป็นพิเศษเฉพาะภายในคอร์ของเส้นใยแสงนี้เรียกว่า โหมดการเดินทางของแสง (Propagation mode) ของแสงจำนวนโหมดการเดินทางของแสง ภายในเส้นใยแสงมีค่าจำกัดตามเงื่อนไขของการสะท้อนกลับหมดและนิยามตั้งชื่อ โหมด ตามลำดับจาก โหมดการเดินทางของแสงที่มีค่ามุมสะท้อนกลับน้อยไปหามากคือ โหมด 0 , โหมด 1, โหมด 2 ,

...โหมด(N - 1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) จำนวนโหมดการเดินทางของแสง

โหมดที่สูงที่สุดของโหมดการเดินทางของคือ  $(N - 1)$  นั้นเป็น โหมดการเดินทางของแสง ที่มีมุมสะท้อนกลับใกล้เคียงกับมุมวิกฤติ ดังนั้นถ้าหากให้ โหมดการเดินทางของแสงจำนวน  $N$  มีค่ามุมสะท้อนกลับเท่ากับมุมวิกฤติ  $\theta_c$  และ  $N$  เป็นเลขเต็มหน่วยสูงสุดที่ทำให้

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

ในที่นี้  $2a$  เป็นขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์ของเส้นใยแสงและจากสมการ 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

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

กรณีเช่นเมื่อ  $n_1$  และ  $n_2$  มีค่าเท่ากับ 1.475 และ 1.46 ตามลำดับ มีเส้นผ่าศูนย์กลางขนาด 50 ไมโครเมตร และความยาวคลื่นแสงที่ใช้มีค่าอยู่ในช่วง 1300 นาโนเมตร จากสมการ 2.5) เราจะหาจำนวนโหมดการเดินทางของแสง  $N$  ได้จำนวน 16 โหมด เส้นใยแสงที่มีจำนวนโหมดการเดินทางของแสง จำนวนมากอย่างนี้เรียกว่าเส้นใยแสงมัลติโหมด (Multimode Optic Fiber)

หากเป็นกรณีที่  $n_1$  และ  $n_2$  เป็น 1.463 และ 1.46 ตามลำดับโดยมีเส้นผ่าศูนย์กลางขนาด 1 ไมโครเมตร และความยาวคลื่นแสงที่ใช้มีค่าเป็น 1300 นาโนเมตร จะได้จำนวนโหมด  $N$  เท่ากับ 1 ในกรณีนี้หมายความว่า มีเพียงโหมดการเดินทางของแสง ที่เป็นโหมด 0 เท่านั้นที่เดินทางไปในเส้นใยแสงได้ และเส้นใยแสงที่มีโหมดการเดินทางของแสงเพียงโหมดเดียวเดินทางไปได้นั้นเรียกว่าเส้นใยแสงซิงเกิลโหมด (single mode optic fiber)

จากสมการ 2.5) จะเห็นว่าจำนวนโหมดการเดินทางของแสง ขึ้นอยู่กับความยาวคลื่น ( $\lambda$ ) ดังนั้นที่ค่าความยาวคลื่นค่าหนึ่ง  $N$  จะเป็นซิงเกิลโหมดและที่ค่าความยาวคลื่นอื่นซึ่งมีค่าน้อยกว่าความยาวคลื่นนี้แล้ว  $N$  จะไม่เป็นซิงเกิลโหมด ค่าความยาวคลื่นต่ำสุดที่ทำให้  $N$  เป็นซิงเกิลโหมด นี้เรียกว่าความยาวคลื่นคัทออฟ (cut-off wave length) ใช้สัญลักษณ์  $\lambda_c$  และจากสมการ 2.5) สามารถหาค่า  $\lambda_c$  ได้จากสมการนี้คือ

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

เท่าที่กล่าวมาแล้วทั้งหมดตั้งแต่ต้นเป็นเรื่องเกี่ยวกับเส้นใยแสงที่สมมุติว่าเป็นแผ่นแบน แต่เส้นใยแสงที่ใช้งานจริงนั้นเป็นเส้นกลม ดังนั้นจึงต้องเปลี่ยนแปลงสมการ 2.6) ใหม่เป็นดังนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น (2.7) ค่า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ  $\lambda_c$  นั้นถือเป็นองค์ประกอบสำคัญอันหนึ่งในการแสดงคุณสมบัติของเส้นใยแสงที่เป็นเชิงกลไก โหมดยกตัวอย่างเช่นเมื่อเส้นใยแสงมี  $n_1$  เท่ากับ 1.463 และ  $n_2$  เท่ากับ 1.46 โดยมีเส้นผ่านศูนย์กลางเป็น 10 ไมโครเมตรซึ่งจะได้  $\lambda_c$  เท่ากับ 1.22 ไมโครเมตร ซึ่งหมายความว่าความยาวคลื่นอื่นที่มีค่าต่ำกว่า 1.22 ไมโครเมตรแล้วโหมดการเดินทางของแสง จะไม่เป็นเชิงกลไกโหมด

### 2.1.3 การแบ่งชนิดของเส้นใยแสง

1) การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามชนิดของสารไดอิเล็กตริกที่ใช้ โดยสามารถแบ่งได้ 3 ประเภทได้แก่

ก. เส้นใยแสงแบบแก้วซิลิกา (silica glass optic fiber)

ข. เส้นใยแสงแบบมัลติคอมโพเนนท์ทกกลาส (multi component glass)

ค. เส้นใยแสงแบบพลาสติก (plastic optic fiber)

สำหรับเคเบิลเส้นใยแสงที่ใช้ในข่ายการสื่อสารโทรคมนาคม (Telecommunication Network) นั้นนิยมใช้แบบแก้วซิลิกาเพราะมีข้อดีคือการสูญเสีย (Loss) ต่ำและคุณสมบัติการส่ง (Transmission Characteristic) คงที่ไม่เปลี่ยนแปลง

แต่สำหรับงานที่ต้องการคุณสมบัติการส่งด้วยลงมา ใช้งานง่าย (ต่อง่าย, หักยากแม้จะอเส้นใยแสงมาก ๆ เป็นต้น) และใช้กับการสื่อสารระยะทางไกลใช้กับการเดินสายภายในรถยนต์ (Wire harness) และอื่นๆ ในกรณีนี้นิยมใช้เส้นใยแสงที่เป็นแบบพลาสติก

2) การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามจำนวน Propagation Mode

สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด คือเส้นใยแสงแบบเชิงกลไกโหมด (Single Mode Optic Fiber) ใช้ชื่อย่อว่า SM และอีกชนิดหนึ่งคือเส้นใยแสงแบบมัลติโหมด (Multi Mode Optic Fiber)

3) การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามลักษณะของดัชนีการหักเห

สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด ตามลักษณะการเปลี่ยนแปลงของดัชนีการหักเห คือ

(1) Step-Index หมายถึงเส้นใยแก้วนำแสงที่มีค่าดัชนีหักเหของแสงคงที่ตลอดเนื้อสารทั้งในส่วนที่เป็นคอร์ และแคลดดิ้ง โดยทั่วไปค่าดัชนีหักเหที่คอร์จะมีมากกว่าแคลดดิ้ง ลักษณะเส้นทางเดินของแสงในไฟเบอร์นี้จะเป็นเส้นตรง สะท้อนไปมาระหว่างรอยต่อของคอร์กับแคลดดิ้ง ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นใยแก้วนำแสงส่วนใหญ่มีค่าเท่ากับ 125 ไมครอนโดยขนาดของคอร์จะขึ้นอยู่กับการออกแบบว่าจะส่งใน โหมดรวม (Multi Mode) คือ แสงสามารถเดินทางในเส้นใยแก้วนำแสงได้หลายแนวทาง ขึ้นอยู่กับมุมหรือองศาที่แสงตกกระทบเข้า หรือส่งในโหมดเดี่ยว (Single Mode) คือ แสงมีทางเดินเพียงแนวทางเดียว

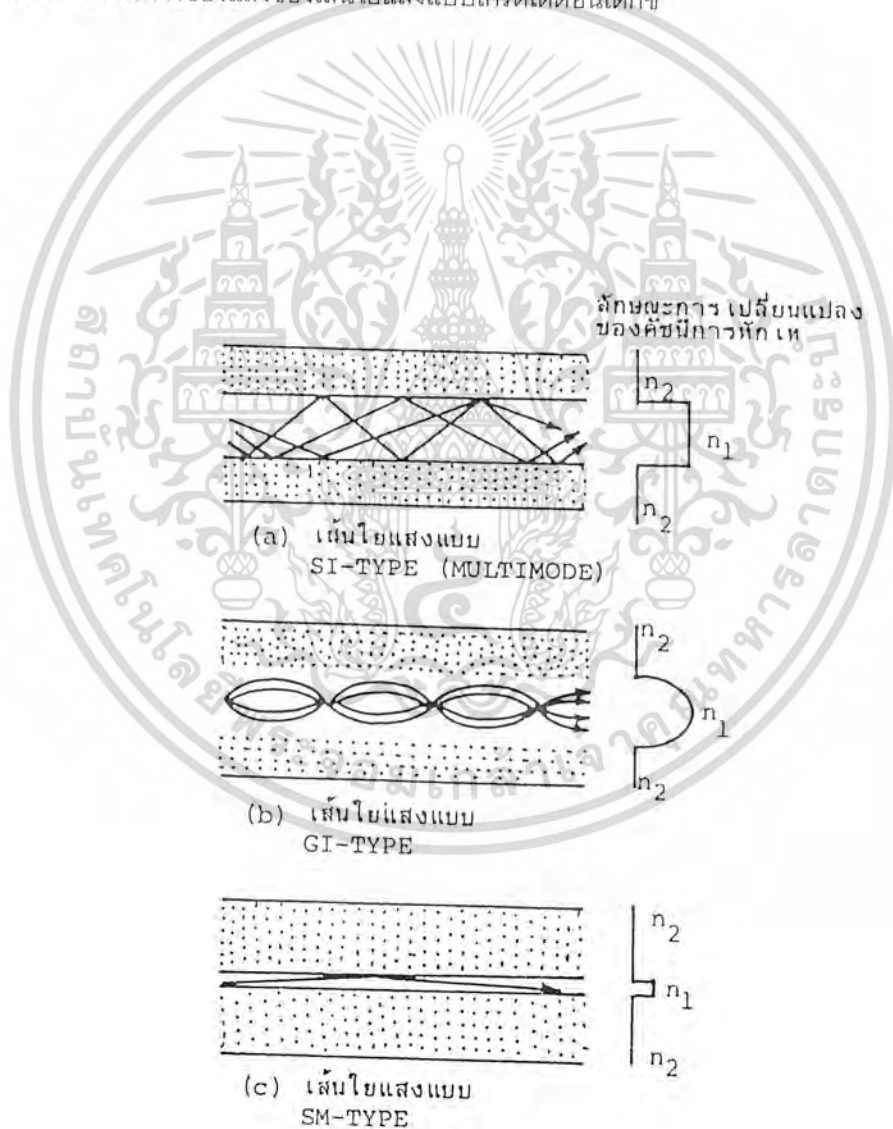
(2) Graded-Index หมายถึงเส้นใยแก้วนำแสง ที่มีค่าดัชนีหักเหเปลี่ยนไปตามแนวรัศมี โดยที่ตำแหน่งศูนย์กลางของเส้นใยจะมีค่าดัชนีหักเหสูงสุดจากนั้นจะลดลงไปตามระยะห่างจากแนวศูนย์กลางจนมีค่าดัชนีหักเหของคอร์ และแคลดดิ้งเท่ากัน การเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีหักเหขึ้นอยู่กับ สมการคณิตศาสตร์ที่ใช้ในการออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบ โดยอาจจะเป็นฟังก์ชันของพาราโบลานหรือครึ่งวงกลม แสงที่เดินทางในเส้นใยแสงชนิดนี้จะไม่เป็นเส้นตรง แต่จะมีแนวโค้งไปเรื่อยๆตามขนาดของไฟเบอร์ชนิดนี้มีเส้นผ่านศูนย์กลางประมาณ 125 ไมโครเมตร

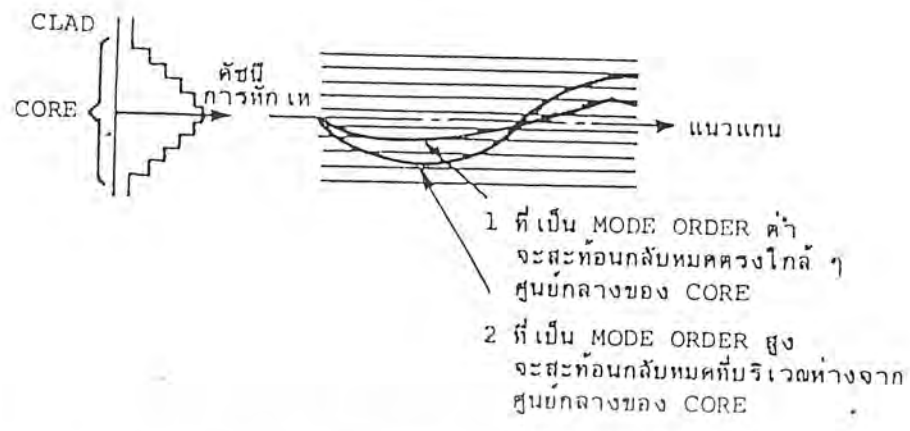
เส้นใยแสงแบบซิงเกิลโหมดนั้นจัดอยู่ในพวกของเส้นใยแสงแบบสเต็ปอินเด็กซ์เหมือนกันแต่ทำาเนื่องจากจุดประสงค์ต้องการให้เป็นซิงเกิลโหมด จึงทำให้อัตราส่วนผลต่างของค่าดัชนีการหักเหของคอร์ และแคลดมีค่าน้อยมาก จึงแบ่งชนิดแยกออกมาต่างหาก ดังนั้นในกรณีที่เรียกว่าเส้นใยแสงแบบสเต็ปอินเด็กซ์ นั้น โดยทั่วไปจะหมายถึงเส้นใยแสงแบบมัลติโหมด ที่มีผลต่างของดัชนีการหักเหเปลี่ยนแปลงเป็นขั้นบันได(Step) ลักษณะการเดินทางของแสงภายในคอร์ ของเส้นใยแสงแต่ละชนิดแสดงดังรูปที่ 2.3

เส้นใยแสงแบบเกรดเด็คอินเด็กซ์ (GI) เป็นเส้นใยแสงที่จัดทำเป็นพิเศษเพื่อการส่งมัลติโหมด รูปที่ 2.4 แสดงถึงโหมดการเดินทางของแสงของเส้นใยแสงแบบเกรดเด็คอินเด็กซ์



รูปที่ 2.3 แสดงลักษณะการเดินทางของแสงในคอร์ของเส้นใยแสงแบบต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

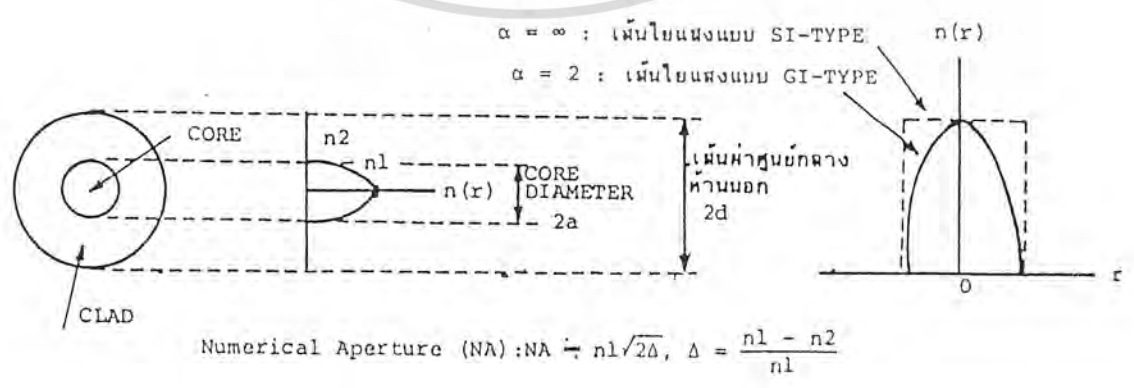


รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะการเดินทางของแสงในเส้นใยแสงแบบ GI

2.1.4 โครงสร้างและพารามิเตอร์(Parameter) ของเส้นใยแสง

องค์ประกอบพื้นฐานที่กำหนดโครงสร้างของเส้นใยแสงคือ เส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์, เส้นผ่าศูนย์กลางกลางนอก (เส้นผ่าศูนย์กลางของแคส), Numerical Aperture (NA) และอื่น ๆ องค์ประกอบเหล่านี้เรียกว่าพารามิเตอร์ทางโครงสร้างของเส้นใยแสง พารามิเตอร์ทางโครงสร้างเหล่านี้นอกจกมีผลต่อการสูญเสีย (loss), ความกว้างของแบนด์วิดท์, ความแข็งแรงทางเมคานิกและคุณสมบัติอื่น ๆ ของเส้นใยแสงแล้วยังเป็นองค์ประกอบสำคัญสำหรับการเชื่อมต่อของเส้นใยแสงกับเส้นใยแสง หรือการต่อของเส้นใยแสงกับอุปกรณ์แสงอีกด้วย นอกจากนี้ยังมีพารามิเตอร์ประกอบทางโครงสร้างเพิ่มเติมอีกได้แก่ เปอร์เซ็นต์การคลาดเคลื่อนของศูนย์กลาง (Eccentricity), อัตราความเพี้ยนของวงกลม (Non-Circular Rate) สำหรับพารามิเตอร์ประกอบนี้จะไม่มมีผลอะไรทางด้านคุณสมบัติการส่ง (Transmission Characteristic) แต่ทว่ามันจะมีผลอย่างมากต่อการสูญเสียของการต่อ (Connection Loss) ของเส้นใยแสง

เช่นในการกำหนดโครงสร้างของเส้นใยแสงชนิดมัลติโหมดจะต้องอาศัยพารามิเตอร์ 4 อันคือ เส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์, เส้นผ่าศูนย์กลางนอก, Numerical Aperture (NA) และลักษณะของค่าดัชนีการหักเห ดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงพารามิเตอร์ทางโครงสร้างของเส้นใยแสงแบบมัลติโหมด ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการกำหนดค่าต่าง ๆ ของพารามิเตอร์ทางโครงสร้างทั้ง 4 เหล่านี้จำเป็นต้องคำนึงถึงผลพารามิเตอร์ทางโครงสร้างแต่ละอันที่มีต่อคุณสมบัติต่าง ๆ ของเส้นใยแสง การสร้างได้ง่ายและความประหยัด

สำหรับโครงสร้างของเส้นใยแสงแบบซิงเกิลโหมดจะกำหนดจากพารามิเตอร์ 3 อันคือ เส้นผ่าศูนย์กลางกลางของโหมดฟิลด์ เส้นผ่าศูนย์กลางนอก และความยาวคลื่นคัทออฟ ซึ่งต่างกับกรณีของเส้นใยแสงแบบมัลติโหมดกล่าวมาแล้ว สาเหตุที่ใช้เส้นผ่าศูนย์กลางของโหมดฟิลด์เป็นพารามิเตอร์ ทางโครงสร้างของเส้นใยแสงแบบซิงเกิลโหมดแทนการใช้เส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์นั้น ก็คือว่าเส้นผ่าศูนย์กลางของ โหมดฟิลด์มีค่ามาก

กล่าวคือเป็นค่าเส้นผ่าศูนย์กลางตรงจุดที่ความเข้มของแสงลดลงเป็น  $1/e$  ( $e$  ในที่นี้มีค่า 2.71828 ของค่าสูงสุด (คือค่าตรงจุดศูนย์กลางของคอร์) และค่าของเส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์ ของเส้นใยแสงซิงเกิลโหมดมีค่าน้อยยิ่งกว่านั้นอัตราส่วนของผลต่างของค่าดัชนีการหักเหก็มีค่าน้อยด้วยทำให้เป็นการยากที่จะบ่งบอกส่วนที่เป็นรอยต่อของคอร์กับแคลดได้อย่างชัดเจน ค่าพารามิเตอร์ของเส้นใยแสงที่สำคัญสามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือ

#### 2.1.4.1 พารามิเตอร์ทางแสง

1) ค่าดัชนีการหักเหเฉพาะ ( $\Delta$ ) พารามิเตอร์ที่แสดงขนาดความแตกต่างของดัชนีการหักเหของคอร์กับแคลดดิ้ง สำหรับเส้นใยแสงแบบ สเต็ปอินเด็กซ์ และแบบเกรดเดดอินเด็กซ์ นั้นกำหนดค่าผลต่างดัชนีการหักเหจำเพาะดังสมการ

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

$n_1$  ค่าดัชนีการหักเหของ คอร์ หรือเป็นค่าสูงสุดของดัชนีการหักเหภายใน คอร์

$n_2$  ค่าดัชนีการหักเหของแคลดดิ้ง

ค่าผลต่างดัชนีการหักเหจำเพาะนี้ ถ้าหากมีค่ามากจะทำให้มุมวิกฤตมีค่าน้อยทำให้ง่ายต่อการป้อนแสงเข้าไปใน คอร์

2) มุมรับแสง ในการที่แสงเดินทางไปในเส้นใยแสงนั้นมุมตกกระทบของแสงที่ปลายทางด้านป้อนแสงเข้านั้นจะต้องมีค่าน้อยกว่า  $\theta_{max}$  ดังแสดงในรูปที่ 2.1 แสงที่ตกกระทบด้วยมุมที่มีค่ามากกว่า  $\theta_{max}$  นี้ จะไม่เกิดการสะท้อนกลับหมดที่รอยต่อของคอร์กับแคลดดิ้งแต่จะมีส่วนหนึ่งหักเหเข้าไปในแคลดดิ้งและรั่วออกไป ทำให้ไม่สามารถเดินทางไปได้ การที่แสงเดินทางไปในเส้นใยแสงนั้น จำเป็นต้องมีมุมตกกระทบอยู่ในช่วงมุมรับแสง  $2\theta_{max}$  ดังแสดงในรูปนอกจากนั้นมุมปล่อยแสงในตอนที่แสงออกจากเส้นใยแสงก็เช่นกันจะมีมุมอยู่ในช่วงของมุมรับแสงนี้

3) Numerical Aperture (NA) เป็นการแสดงประสิทธิภาพอย่างหนึ่งของเลนส์ ทำให้เราทราบว่าเมื่อมีลำแสงขนานผ่านเลนส์ที่ผ่านเลนซ์นั้นจะถูกรวมเป็นจุดเดี่ยวที่จุดโฟกัส ในกรณีนี้ ถ้ากำหนดให้มุมจากจุดโฟกัสไปยังขอบเลนส์มีค่าเป็น  $\theta$  ค่าที่ผ่านส่วนที่เป็น  $\sin\theta$  นี้เรียกว่า Numerical Aperture หรือ NA

ดังนั้น 
$$NA = \sin\theta$$

สำหรับเส้นใยแสงนั้นส่วนที่เป็น  $\theta_{max}$  ซึ่งเป็นครึ่งหนึ่งของมุมรับแสงเรียกว่า Numerical Aperture หรือ NA ของเส้นใยแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น  $NA$  ของเส้นใยแสง =  $\sin\theta_{\max}$

จากรูปที่ 2.1 จะเห็นได้ว่าในการที่จะทำให้แสงเข้าไปในเส้นใยแสงได้อย่างมีประสิทธิภาพพด้นั้นจะต้องใช้เลนส์ ที่มี  $NA$  เท่ากันกับของเส้นใยแสงที่ทำการรวมแสง

#### 2.1.4.2 พารามิเตอร์ทางโครงสร้าง

โครงสร้างหน้าตัดที่ถูกต้องสมบูรณ์ของเส้นใยแสง เส้นรอบรูปของ คอร์และ แคลดดิง จะมีจุดศูนย์กลางรวมกัน ในกรณีนี้จะสามารถกำหนดโครงสร้างหน้าตัดของเส้นใยแสงได้โดย เส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์และ เส้นผ่าศูนย์กลางของแคลดดิงเส้นใยแสงที่ผลิตได้จริงนั้นจะมีรูปร่างผิดเพี้ยนไปบ้าง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องให้คำจำกัดความ พารามิเตอร์ อื่นๆ นอกเหนือจาก เส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์ และ เส้นผ่าศูนย์กลางของแคลดดิง พารามิเตอร์ ที่แสดงโครงสร้างเหล่านี้เป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่ง ในกรณีที่ทำกรประมาณหรือประเมินค่าสูญเสียในการเชื่อมต่อของเส้นใยแสง

1) เส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์ แสดงขนาดความโตของคอร์ที่แสงส่วนใหญ่ถูกกักอยู่ใน คอร์เมื่อทำให้แสงเดินทางไปในเส้นใยแสงสำหรับเส้นใยแสงที่ด้นั้น คอร์จะเป็นลักษณะทอทรงกระบอกตัน เส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์ จะแสดงด้วยเส้นผ่าศูนย์กลางของวงกลมของหน้าตัดของทอทรงกระบอกนี้ แต่สำหรับเส้นใยแสงในทางปฏิบัตินั้นจะมีความยุ่งยากในการให้คำจำกัดความของ เส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์ โดยทั่วไปแล้วจะแสดงด้วยค่าเฉลี่ยของเส้นผ่าศูนย์กลางต่ำสุดและสูงสุดของวงกลม

2) เส้นผ่าศูนย์กลางของแคลดดิง แสดงขนาดความโตของเส้นใยแสง ในกรณีที่ทำกรพิจารณาการสูญเสียของแสงที่เกิดจากการบิดงอของเส้นใยแสงนั้น เส้นผ่าศูนย์กลางของแคลดดิง จะเป็น พารามิเตอร์ ที่สำคัญเช่นเดียวกับ เส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์ และค่าดัชนีการหักเห นอกจากนี้ยังมีความสำคัญต่อกรณีที่ทำกรประเมินค่าความแข็งแรงทางเมคานิกส์ และคุณสมบัติการเชื่อมต่อของเส้นใยแสง

3) เปอร์เซนต์การผิดเพี้ยนจากวงกลมของคอร์และแคลดดิง พารามิเตอร์ที่ใช้แสดงการผิดเพี้ยนจากความเป็นวงกลมของ คอร์และแคลดดิง ก็คือเปอร์เซนต์การผิดเพี้ยนจากวงกลมของคอร์และแคลดดิง พารามิเตอร์ ทั้งสองนี้กำหนดจากผลต่างของเส้นผ่าศูนย์กลางสูงสุดกับเส้นผ่าศูนย์กลางต่ำสุด หารด้วยค่าเส้นผ่าศูนย์กลางมาตรฐานแล้วคูณด้วย 100 พารามิเตอร์ทั้งสองนี้เป็นสิ่งสำคัญในการประเมินค่าการสูญเสียจากการเชื่อมต่อ

4) เปอร์เซนต์ความคลาดเคลื่อนของจุดศูนย์กลางร่วม ในทางปฏิบัตินั้นจุดศูนย์กลางของคอร์และของแคลดดิง ของเส้นใยแสงจะไม่อยู่ที่จุดเดียวกันเปอร์เซนต์ความคลาดเคลื่อนของจุดศูนย์กลาง กำหนดจากระยะห่างระหว่างจุดศูนย์กลางของคอร์กับแคลดดิง หารด้วยค่ามาตรฐานของเส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์ แล้วคูณด้วย 100 พารามิเตอร์นี้เป็นสิ่งสำคัญในการประเมินค่าการสูญเสียของการเชื่อมต่อเส้นใยแสง

#### 2.1.5 คุณสมบัติต่างๆ ของเส้นใยแสง

##### 2.1.5.1 การสูญเสียสัญญาณในเส้นใยแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อมีการป้อนข้อมูลสัญญาณแสงให้กับเส้นใยแสง ในช่วงระยะทางหนึ่ง สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ย่อมมีการสูญเสียหรือผิดเพี้ยนไปบ้าง เช่นเดียวกับการส่งข้อมูลด้วยสายเคเบิล ลักษณะการสูญเสียในเส้นใยแก้วนำแสงมีสาเหตุดังต่อไปนี้คือ

(1) การสูญเสียเนื่องจากการดูดกลืนแสงของวัสดุตัวกลาง เป็นผลมาจากการดูดซับพลังงานภายในเนื้อสารที่ใช้ทำเส้นใยแก้วนำแสงในขณะที่แสงเดินทางและชนกับโมเลกุลของมัน หากการดูดซับพลังงานนี้เนื้อสารมีมาก จะก่อให้เกิดการสูญเสียสัญญาณมากขึ้นด้วย ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับโครงสร้างทางโมเลกุล และสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำเส้นใยแสง

(2) การสูญเสียการกระเจิงของแสง เมื่อเดินทางในเส้นใยแสง จะเกิดการกระเจิงของแสงอันเนื่องมาจากการชนของโมเลกุลของเนื้อสารจะทำให้เกิดการสูญเสียสัญญาณไป โดยอัตราการสูญเสียนี้ขึ้นอยู่กับโครงสร้างที่ไม่สมบูรณ์ของเนื้อสาร อีกทั้งขึ้นกับความยาวคลื่นของแสงที่เดินทางในเส้นใยแสงด้วย

(3) การสูญเสียจากโค้งงอเส้นใยแสง เป็นการสูญเสียอันเนื่องมาจากการจัดวางของสาย เส้นใยแสงที่ทำหน้าที่เป็นท่อนำสัญญาณ ในลักษณะที่ไม่เป็นเส้นตรงทำให้มุมของการตกกระทบที่ผนังระหว่างคอร์กับแคลดดิ้งเปลี่ยนแปลงไป ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตในระบบสื่อสารชนิดใหม่โดยรวม จึงเกิดการผิดเพี้ยนได้ง่าย โดยมีขนาดความกว้างของสัญญาณมากขึ้นกว่าเดิม

(4) การสูญเสียแสงอันเนื่องมาจากโครงสร้างของเส้นใยแสงไม่สมบูรณ์ เกิดจากรอยต่อของคอร์กับแคลดดิ้งไม่ได้เป็นผิวของทรงกระบอกที่แบนราบเหมือนอย่างทฤษฎีแต่ทว่ามีรอยตะปุ่มตะป่ำขนาดเล็กมากมายอยู่เมื่อผิดที่ไม่เรียบสม่ำเสมออย่างนี้จะทำให้ Propagation Mode เปลี่ยนเป็น Radiation Mode ( เป็นโหมดที่ส่วนหนึ่งของพลังงานที่ส่งไปหลุดออกนอกคอร์ ) ดังนั้นการสูญเสียของแสงจะเพิ่มมากขึ้น การสูญเสียนี้เรียกว่าการสูญเสียเนื่องมาจากความไม่สมบูรณ์ของโครงสร้าง

(5) Microbending Loss เป็นการสูญเสียที่เกิดขึ้นภายหลังการผลิตเส้นใยแสงอันเนื่องมาจากมีแรงกดไม่สม่ำเสมอกระทำทางด้านข้างของเส้นใยแสงทำให้แกนของเส้นใยแสงบิดงอไปขนาด 2-3 ไมโครเมตร นั่นคือปรากฏการณ์นี้จะเกิดขึ้นเมื่อเพิ่มแรงดึงให้แก่เส้นใยแสงขณะทำการม้วนเส้นใยแสงเข้ากับหลอดม้วน (Bobbin) หรือทำการหุ้มพลาสติกเข้ากับเส้นใยแสงอย่างไม่เหมาะสม

(6) Connection Loss เกิดจากการต่อเส้นใยแสงนั้นจะปรับคอร์ทั้งสองของเส้นใยแสงให้ยื่นเข้าหากันอย่างถูกต้องแน่นอน และจะต้องเชื่อมต่อกันอย่างสม่ำเสมอจริงๆ แต่ถ้าหากไม่สม่ำเสมอสมบูรณ์แล้ว ส่วนหนึ่งของแสงที่ออกมาจากคอร์ ด้านหนึ่งนั้นก็จะไม่สามารถเข้าไปในคอร์ อีกด้านหนึ่งแต่จะรั่วเข้าไปในแคลดดิ้งกลายเป็นการสูญเสียแสงสาเหตุของการสูญเสียจากการต่อเส้นใยแสงได้แก่ เส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์ของเส้นใยแสง มีขนาดต่างกัน ทำให้เกิดการสูญเสียที่มีอัตราส่วนผลต่างค่าดัชนีการหักเหต่างกัน

การคิดค่ากำลังสูญเสีย (Loss) ในเส้นใยแก้วนำแสงมักกระทำในเทอมของเดซิเบล ( dB ) โดยการคำนวณจากสูตร

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

เมื่อ  $P_{\text{out}}$  คือ ค่าพลังงานเอาต์พุตและ  $P_{\text{in}}$  คือ ค่าพลังงานอินพุตที่ป้อนให้กับเส้นใยแก้วนำแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.5.2 การขยายกว้างออกของโหมด (Mode Dispersion) และแบนวิดท์ของเส้นใยแสง

(1) การขยายกว้างออกของโหมด สำหรับเส้นใยแสงแบบมัลติโหมดนั้น ความเร็วในการเดินทางของแต่ละโหมดภายในเส้นใยแสงจะต่างกัน ดังตัวอย่างที่แสดงในรูปที่ 2.5 ก) เมื่อป้อนพัลส์ (Pulse) ที่ถูกผสมแบบพัลส์มอดูเลตเข้าไปในเส้นใยแสงแบบมัลติโหมด พัลส์ของแสงที่ออกมาจากปลายอีกข้างหนึ่งของเส้นใยแสง เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับพัลส์ของแสงทางด้านที่ป้อนเข้าไปจะเห็นว่า ขยายออกกว้างกว่า การที่เกิดขึ้นอย่างนั้นแม้ว่าความยาวคลื่นของต้นกำเนิดแสงจะเหมือนกันก็ตาม แต่ทว่าพัลส์ของแสงที่ป้อนเข้าไปนั้นจะแบ่งออกเป็นโหมดต่างๆ ที่มีความเร็วในการเดินทางต่างกัน ดังนั้นในการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงจึงเรียกปรากฏการณ์นี้ว่าการขยายกว้างออกของโหมด(mode dispersion) ทำให้ไม่สามารถทำให้ระยะห่างระหว่างพัลส์เล็กลงมากๆ ได้

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าเส้นใยแสงแบบมัลติโหมดนั้นส่วนใหญ่การขยายกว้างออกของโหมดจะเป็นตัวกำหนดแบนวิดท์ แม้ว่าจะพยายามทำให้การขยายกว้างออกของโหมด นี้น้อยลงโดยการทำให้ค่าดัชนีการหักเหของคอร์เป็นลักษณะพาราโบล่า ซึ่งเรียกว่าเส้นใยแสงแบบเกรดเด็ตอินเด็กซ์ แล้วก็ตามแต่เนื่องจากมีขีดจำกัดในความแน่นอนของรูปร่างของค่าดัชนีการหักเห ด้วยเหตุนี้ในระบบการส่งข่าวสารจำนวนมากที่ต้องการคุณสมบัติแบนวิดท์ที่กว้างนั้นจะใช้เส้นใยแสงแบบซิงเกิลโหมดที่ไม่มีการขยายกว้างออกของโหมดโดยการทำให้มีโหมดเดียว

(2) การขยายกว้างออกของความยาวคลื่น (Wave Length Dispersion)

ในตัวกลางที่มีเนื้อเดียวกัน แต่หากความยาวคลื่นต่างกันแล้วค่าดัชนีการหักเหจะต่างกัน เป็นผลให้ความเร็วในการเดินทางต่างกันตามค่าความยาวคลื่น ปรากฏการณ์ที่เห็นได้เกี่ยวกับค่าดัชนีการหักเหที่ขึ้นอยู่กับความยาวของแสงคือการกระจายแสงออกเป็นสีต่างๆ ของปริซึมการเกิดรุ้งกินน้ำที่มีสี 7 สีเกิดขึ้นในตอนหลังจากฝนตก เป็นต้น

แสงที่ใช้ในการสื่อสารใยแสงนั้น ความจริงแล้วไม่ใช่แสงที่มีความยาวคลื่นเพียงอันเดียวเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 2.6 ข) กล่าวคือจะมีความยาวคลื่นอื่นอยู่ด้วยแต่น้อยมาก ทำให้เกิดการขยายกว้างออกของความยาวคลื่น ด้วยเหตุนี้ก็จะเกิดความแตกต่างของความเร็วในการเดินทางตามความยาวคลื่นที่ต่างกัน (ความยาวคลื่นยิ่งมีค่ามากเท่าใด ค่าดัชนีการหักเหจะน้อยลงเท่านั้น และจะเป็นผลให้ความเร็วในการเดินทางเพิ่มขึ้น) การขยายกว้างออกของความยาวคลื่นนี้เป็นสาเหตุให้แบนด์วิดท์ถูกจำกัดค่าความกว้างเช่นเดียวกันกับกรณีของการขยายกว้างออกของโหมด ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในข้อ (1) และสาเหตุนี้เรียกว่า Material Dispersion

นอกจากนั้นกรณีที่มีค่าผลต่างของดัชนีการหักเหของคอร์กับแคลด มีค่าน้อยนั้นปรากฏการณ์การสะท้อนกลับหมดของแสงที่รอยต่อของคอร์กับแคลด จะไม่เหมือนกับที่เกิดในกระจกเงา กล่าวคือ ส่วนหนึ่งของแสงจะทะลุเข้าไปในแคลดก่อนแล้วจึงสะท้อนกลับหมดและขนาดการทะลุเข้าไปนี้จะแตกต่างกันตามความยาวคลื่น เป็นผลให้ระยะทางการเดินทางของแสงนี้ขึ้นกับความยาวคลื่น (ความยาวคลื่นยิ่งมีค่ามากเท่าใดขนาดการทะลุเข้าไปในแคลดจะมากขึ้นเท่านั้น และจะทำให้เส้นทางการเดินทางยาวมากขึ้น)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การขยายกว้างในการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงนั้นเกิดการขยายกว้างออกเนื่องจากเนื้อสาร(Material Dispersion ) และการขยายกว้างออกเนื่องจากโครงสร้างรวมเรียกว่าการขยายกว้างออกทางความยาวคลื่น (Wave Length Dispersion )

ความสัมพันธ์ระหว่าง Mode Dispersion, Material Dispersion และ Structure Dispersion จะเป็นดังนี้คือ

Mode Dispersion >> Material Dispersion > Structure Dispersion

ดังนั้นสำหรับเส้นใยแสงแบบมัลติโหมดส่วนใหญ่การขยายกว้างออกของโหมดจะเป็นตัวกำหนด แบนด์วิดท์ของการส่ง ส่วนการขยายกว้างออกทางความยาวคลื่น นั้นมีผลต่อแบนด์วิดท์ของการส่งน้อยมาก แต่จะเป็นสาเหตุสำคัญในการกำหนดแบนด์วิดท์ในเส้นใยแสงแบบซิงเกิลโหมด ด้วยเหตุนี้ในเส้นใยแสงแบบซิงเกิลโหมด จะเลือกใช้ความยาวคลื่นที่ทำให้การขยายกว้างออกเนื่องจากโครงสร้าง ไปหักล้างกับ การขยายกว้างออกเนื่องจากเนื้อสาร ให้มากที่สุดเท่าที่จะทำได้ (ความยาวคลื่นนี้เรียกว่า Zero Dispersion Wave Length ) และใช้วิธีการต่าง ๆ ในการออกแบบโครงสร้างของเส้นใยแสงเพื่อให้มี การขยายกว้างออกทางความยาวคลื่นให้น้อยที่สุด

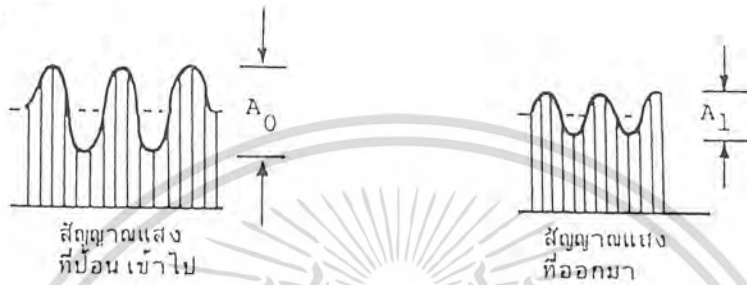
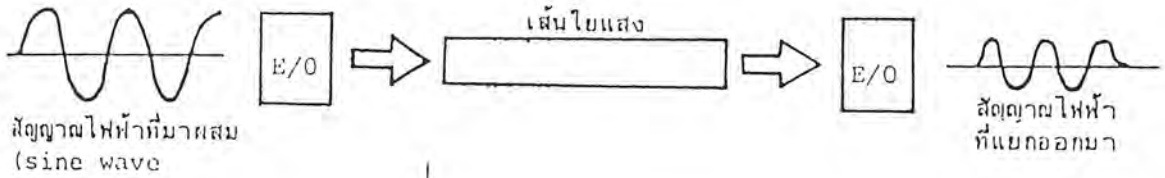
(3) ขนาดความกว้างแบนด์วิดท์ของการส่ง (Transmission Band Width)

ปัจจุบันความกว้างแบนด์วิดท์ของการส่ง ที่ใช้ในการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงนั้น เป็นตัวบอกให้ทราบว่าจะสามารถส่งสัญญาณแสงที่ผสมกับสัญญาณของดาวสารด้วยความถี่สูงมากแค่ไหน ปกติจะแสดงขนาดความกว้างตรงจุดที่คุณสมบัติความถี่เบสแบนด์(Base Band Frequency Characteristic) ของเส้นใยแสงตกลง 6 เดซิเบล(dB)

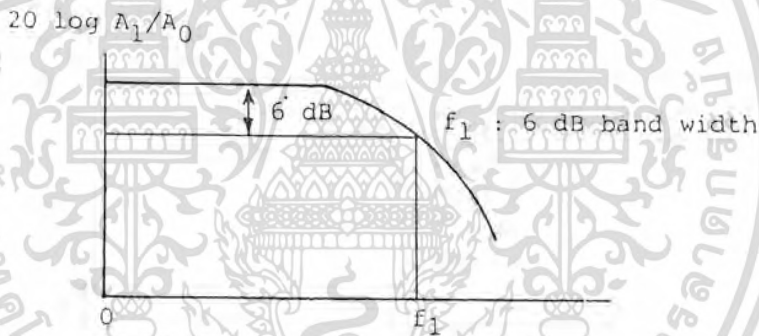
สมมุติว่าเราทำการป้อนอิมพัลส์ (impulse) ซึ่งเป็นรูปคลื่น (wave form) ที่สมบูรณ์แบบกล่าวคือ ตรงฐานของรูปคลื่นไม่ขยายกว้างออก เมื่ออิมพัลส์นี้เดินทางไปในเส้นใยแสงได้ระยะทางค่าหนึ่ง ตรงจุดปลายทางของเส้นใยแสงนั้นอิมพัลส์ ที่เดินทางมาจะขยายกว้างออก เนื่องจากคุณสมบัติการขยายกว้างออกของแสงตามที่ได้อธิบายมาแล้วในหัวข้อที่ผ่านมา แม้ว่าในระหว่างทางที่แสงเดินทางมาจะไม่มีแสงกระจายออกจากคอร์เลยก็ตาม แต่ทว่าการที่อิมพัลส์ขยายกว้างออกไปนั้นจะต้องทำให้ขนาดของอิมพัลส์ ลดลงอย่างแน่นอนจากการตรวจดูรูปคลื่นอิมพัลส์ ตรงจุดปลายทางของเส้นใยแสง (เรียกว่า impulse response wave form) นี้สามารถเป็นขั้นตอนของการประเมินค่าคุณสมบัติการขยายกว้างออกของเส้นใยแสงได้ โปรดสังเกตว่าการใช้หลักการเช่นนี้ในย่านของความถี่จึงเรียกว่า baseband frequency characteristic

คำว่า base band frequency characteristic นั้นหมายถึง คุณสมบัตินี้ของอัตราส่วนของขนาดของสัญญาณไฟฟ้าซึ่งเป็นคลื่นไซน์ที่นำมาผสมทางด้านอินพุตกับสัญญาณไฟฟ้าที่แยกออกมาจากการผสม (demodulation) ทางด้านเอาต์พุตในสายส่งที่เป็นเส้นใยแสงดังแสดงในรูปที่ 2.7 (a) สำหรับเส้นใยแสงที่เป็นมัลติโหมด เนื่องจากผลของการขยายกว้างออกของโหมด ดังที่ได้กล่าวมาแล้วจะทำให้ได้ว่า เมื่อความถี่ที่นำมาผสมทางด้านอินพุตสูงขึ้น ขนาดของสัญญาณที่แยกออกมาจากการผสมทางด้านเอาต์พุตลดลง ดังแสดงในรูปที่ 2.7 (b) นอกจากนั้นยังขึ้นกับระยะทางด้วย ขนาดความกว้างแบนด์วิดท์ 6 dB นั้น เรียกว่าเป็นช่วงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนูญาติเห็นว่าไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษาไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ที่ขนาดของสัญญาณไฟฟ้าที่แยกออกมาจากการผสม ภายหลังจากแสงเดินทางได้ 1 กิโลเมตรแล้ว ปรากฏว่าขนาดของมันลดลงเป็นครึ่งหนึ่ง (ปริมาณการสูญเสียกำลังของแสงเป็น 3dB) เมื่อเทียบกับขนาดของสัญญาณไฟฟ้านำมาผสมทางด้านอินพุตและใช้หน่วยเป็น MHz.km



(a) กราฟจัด base band frequency characteristic



(b) คุณสมบัติ base band frequency และ 6 dB band width

รูปที่ 2.7 แสดงความกว้างแบนวิดท์ของการส่งของเส้นใยแสง

เมื่อเปรียบเทียบคุณสมบัติการส่งของเส้นใยแสงกับสายเคเบิลโลหะแบบสมดุล (balance) และกับสายโคแอกเซียลเคเบิล (coaxial cable) จะเห็นว่าคุณสมบัติ base band frequency ของเส้นใยแสงกว้างกว่าสายเคเบิลโลหะแบบสมดุลและสายโคแอกเซียลเคเบิล ที่ใช้อยู่ในปัจจุบันมากมาย โดยเฉพาะเส้นใยแสงแบบซิงเกิลโหมดนั้นกว้างมากที่สุดโดยทั่วไปมีขนาดความกว้างที่ 6 dB เป็นหลายสิบ GHz.km

2.2 อุปกรณ์แสง (Optical Device)

ในที่นี้จะกล่าวถึงโครงสร้างและการทำงานของอุปกรณ์แสงสองประเภทคืออุปกรณ์กำเนิดแสงและอุปกรณ์รับแสง ซึ่งจะได้กล่าวถึงในรายละเอียดต่อไป เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

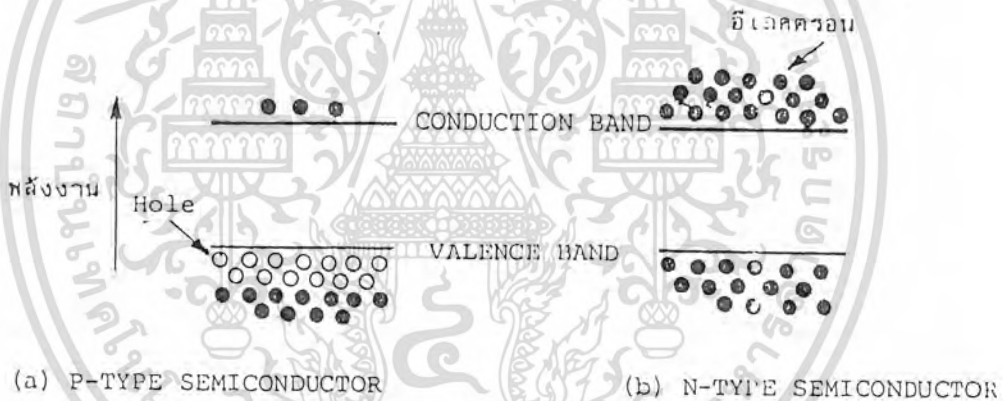


### 2.2.1 อุปกรณ์กำเนิดแสง

#### 1) p - n junction

เกี่ยวกับโครงสร้างของอุปกรณ์เปล่งแสง จากทางด้านการใช้งานเพื่อให้ได้กำลังการเปล่งแสง ที่มีประสิทธิภาพสูงนั้น การนำสารกึ่งตัวนำ P และ N มาเชื่อมต่อกัน(junction) นั้นเป็นสิ่งสำคัญยิ่ง ดังนั้นเพื่อเป็นการทำให้เข้าใจขั้นตอนการเปล่งแสง อันเนื่องมาจากโครงสร้างของอุปกรณ์เปล่งแสงที่เป็นสารกึ่งตัวนำนั้น ในที่นี้จะอธิบายถึงคุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำแบบ P-type และแบบ N - type ก่อน

สำหรับสารกึ่งตัวนำนั้นปกติจำนวนของอิเล็กตรอน (หรือจำนวน hole) ที่มีอยู่นั้นจะมีค่าคงที่ตามชนิดของอะตอม และอิเล็กตรอนส่วนใหญ่จะรวมตัวกันอยู่ในวาเลนซ์แบนด์(valence band) ในตอนต้น สารกึ่งตัวนำที่มีสภาพอย่างนี้เรียกว่า Genuine semiconductor แต่สารกึ่งตัวนำที่เรียกว่า P - type นั้นมีสภาพที่มีจำนวนโฮล (อนุภาคที่มีประจุ + ในตัว) และมีอิเล็กตรอน(มีประจุ - ในตัว) น้อยดังแสดงในรูปที่ 2.8 (a) ส่วนสารกึ่งตัวนำที่เรียกว่า N - type นั้นจะมีสภาพตรงกันข้ามกับ P - type กล่าวคือมีอิเล็กตรอนมากกว่าโฮลและจำนวนอิเล็กตรอนที่มากเกินไปนี้จะรวมตัวกันอยู่ในคอนดักชันแบนด์( conduction band) ดังแสดงในรูปที่ 2.8 (b)

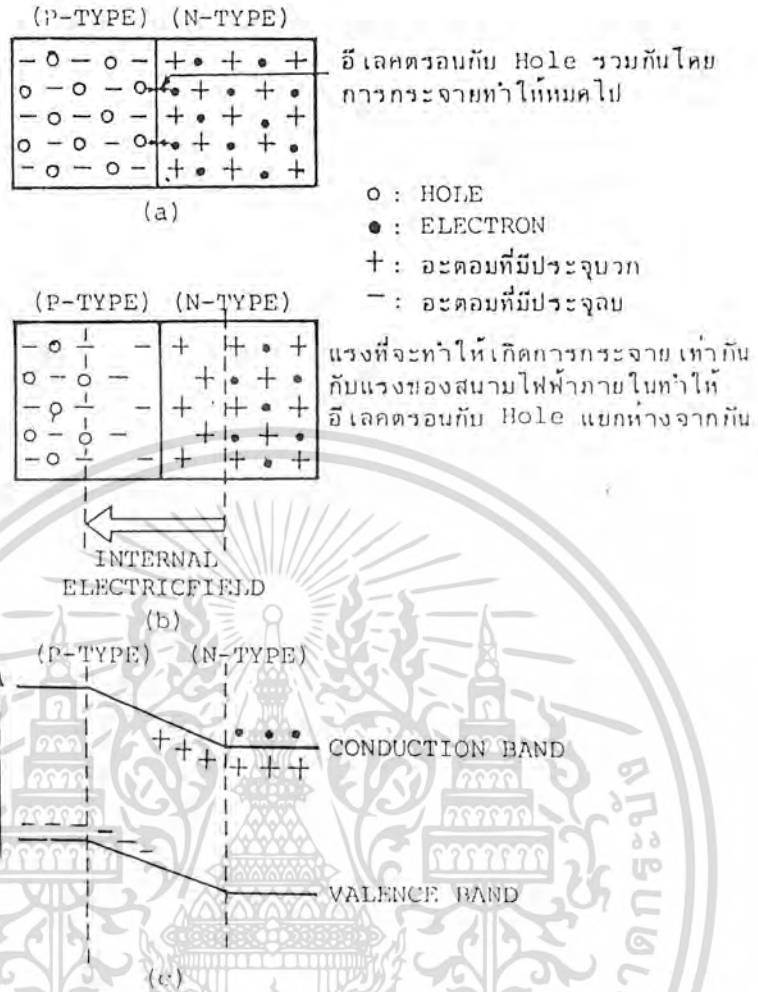


รูปที่ 2.8 แสดงระดับพลังงานของสารกึ่งตัวนำแบบ P - type และ N - type

คราวนี้สมมุติว่าเรานำสารกึ่งตัวนำทั้งสองแบบมาเชื่อมต่อกันและที่บริเวณที่เชื่อมต่อกันนั้นอิเล็กตรอนที่มีจำนวนมากใน N - type จะรวมตัวกับโฮลที่มีจำนวนมากใน P - type ดังรูปที่ 9 (a) และจากปริมาณการรวมตัวที่เพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ นั้น ทำให้เกิดประจุไฟฟ้า ใน P - type (เพราะว่าโฮลลดลงเหลือแต่อิเล็กตรอน) และเกิดประจุไฟฟ้าบวกขึ้นใน N - type (เพราะว่าอิเล็กตรอนลดลงเหลือแต่โฮล) ดังรูปที่ 2.9 (b) จากผลอันนี้ทำให้เกิดสภาพดีพลีชันโซน( depletion zone) ขึ้นตรงบริเวณใกล้ ๆ รอยเชื่อมตอและได้โครงสร้างของระดับพลังงาน ดังรูปที่ 2.9(c) เกี่ยวกับโครงสร้างของระดับพลังงานนี้มีความหมายสำคัญอย่างยิ่งยวดในการนำไปใช้พิจารณาโครงสร้างของอุปกรณ์เปล่งแสงที่จะได้กล่าวถึงในอันดับต่อไปนี้

#### 2) โครงสร้างของเลเซอร์ไดโอด(Laser Diode,LD)

โดยทั่วไปแล้วเลเซอร์ไดโอดจะมีโครงสร้างเป็น 3 ชั้น (three layers) ดังแสดงในรูปที่ 2.10 ในการทำให้เกิดเลเซอร์ออสซิลเลชัน(laser oscillation) นั้นคือส่วนที่ทำงานที่เป็นโพสิโตนเดรน(resonator) ซึ่งเรียกว่าแคคคาเอกสาร์เป็นเอกสาร์ที่ส่งในเวลาสำหรับก้าวร้าวเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูที่เห็น ผบช.ช.ระยองนี้ด้านนี้ราคาไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำมาใช้

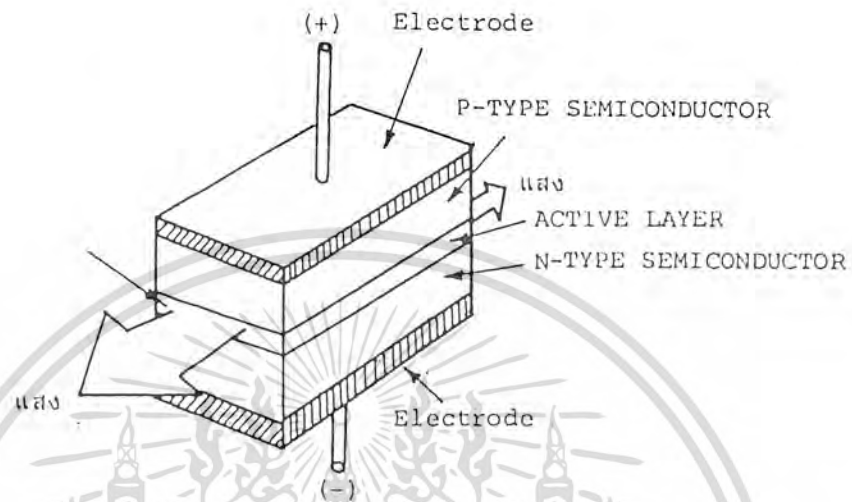


รูปที่ 2.9 แสดงสนามไฟฟ้าภายในและระดับพลังงานของ P - N junction

ที่พีเลเยอร์(active layer) ซึ่งมีตำแหน่งอยู่ระหว่างสารกึ่งตัวนำชนิด P และชนิด N

จากรูปที่ 2.10 ถ้าหากทำให้กระแสไหลจากขั้วบวก(+) ไปยังขั้ว(-) (ทำการฉีดกระแส, current injection) จะเกิดแสงเลเซอร์ออกมาในทิศทางที่แสดงด้วยลูกศร เกี่ยวกับวิธีการเกิดออกซิซิลเลตของเลเซอร์ไดโอดนั้น อธิบายโดยเน้นตรงบริเวณชั้นทั้ง 3 ของ P - type, N - type และแอกทีฟ นี้สำหรับโครงสร้างของสารกึ่งตัวนำ อย่างนี้เรียกว่า double hetero-junction ซึ่งหมายถึง junction ของเลเยอร์ของสารที่มีลวดนประกอบต่างกัันนั้นมี 2 ด้าน โครงสร้างระดับพลังงานและลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการหักเหของเลเซอร์ไดโอดแสดงดังรูปที่ 2.11

ในการทำให้เกิดแสงเลเซอร์นั้นจะต้องทำให้ผลต่างระหว่างระดับพลังงานของเลเซอร์ไดโอดของสารกึ่งตัวนำ P - type และคอนดัคชันแบนด์ของแอกทีฟ มีค่ามากพร้อมทั้งทำให้ผลต่างระหว่างพลังงานของคอนดัคชันแบนด์กับวาเลนซ์แบนด์ของสารกึ่งตัวนำ P - type มีค่ามากด้วย นอกจากนั้นยังจะต้องทำให้ระดับพลังงานของวาเลนซ์แบนด์ของสารกึ่งตัวนำ N - type มีค่าต่ำกว่าระดับพลังงานของวาเลนซ์แบนด์ ของแอกทีฟเลเยอร์ด้วยจากนั้นจึงนำมาเชื่อมต่อกันจะได้ระดับพลังงาน ดังแสดงในรูปที่ 2.11(b) เมื่อทำให้มีกระแสไหลในสารกึ่งเอกลำเป็นเอกลำที่ส่งจนเวลายาวสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาก็เป็น เมื่อผู้ผลิตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



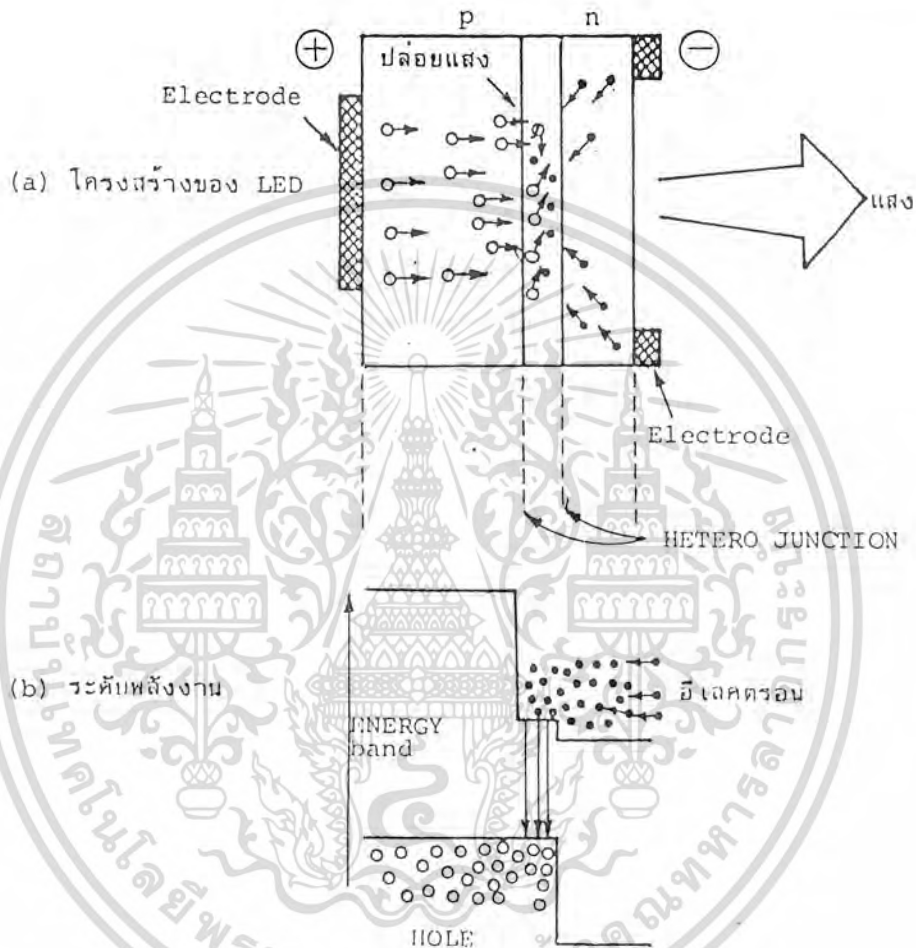
รูปที่ 2.10 แสดงโครงสร้างทั่วไปของเลเซอร์ไดโอด

ตัวนำที่มีการเชื่อมต่อกันในลักษณะที่กล่าวข้างต้น โดยให้ทิศทางไหลจาก P-type ไปหา N-type จะเป็นผลให้อิเล็กตรอนส่วนเกินที่มีอยู่ใน N-type เคลื่อนที่ไปยัง P-type และโฮลส่วนเกินที่มีอยู่ใน P-type เคลื่อนที่ไปยัง N-type ผลของการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนและโฮล เหล่านี้ทำให้เกิดอิเล็กตรอนและโฮลอยู่ในแอคทีฟเลเยอร์ เป็นผลให้เกิดสภาพ inversion distribution ได้อย่างดีทำให้มีผลการขยายความเข้มของการปล่อยแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แสดงในรูปที่ 2.12 (a) และเกิดการปล่อยแสงขึ้นภายในแอคทีฟเลเยอร์เนื่องจากถูกกักด้วยกำแพงของพลังงาน hetero-junction แต่สำหรับกรณีของ LED นั้นโครงสร้างของมันไม่มีการขยาย ของแสงเหมือนอย่างเลเซอร์ ไดโอด (ไม่มีระนาบสะท้อนแสง) แสงที่ปล่อยออกมาตรงส่วนที่อยู่ห่างจากด้านข้างนั้นจึงออกจากด้านข้างได้ ยาก ด้วยเหตุนี้ LED ทั่วไปจึงให้แสงปล่อยออกมาข้างนอกจากด้านหน้าที่ต่อกับขั้วไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.12 (a)



รูปที่ 2.12 แสดงโครงสร้างและระดับพลังงานของ LED

ตัวอย่างโครงสร้างของ LED แบบที่แสงปล่อยออกมาทางด้านหน้า (face emission type LED) เพื่อเป็นการทำให้แสงปล่อยออกมาได้อย่างมีประสิทธิภาพนั้นขั้วไฟฟ้าทางด้านที่ปล่อยแสงออกมามีรูปร่างเป็นรูปวงแหวน

นอกจากนี้ในปัจจุบันได้มีการผลิต LED อีกแบบหนึ่งขึ้นมา โดยการทำให้ค่าดัชนีการหักเหของ แอคทีฟเลเยอร์มีค่าสูง และทำให้เกิดปฏิกิริยาการนำแสงขึ้นในแอคทีฟเลเยอร์และให้แสงปล่อยออกมาจากทางด้านข้างของแอคทีฟเลเยอร์เหมือนกันกับเลเซอร์ไดโอด LED แบบนี้เรียกว่า LED แบบปล่อยแสงออกทางด้านข้าง (side emission type led) และเมื่อเปรียบเทียบกับแบบปล่อยแสงออกทางด้านหน้าแล้วปรากฏว่า โดยเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

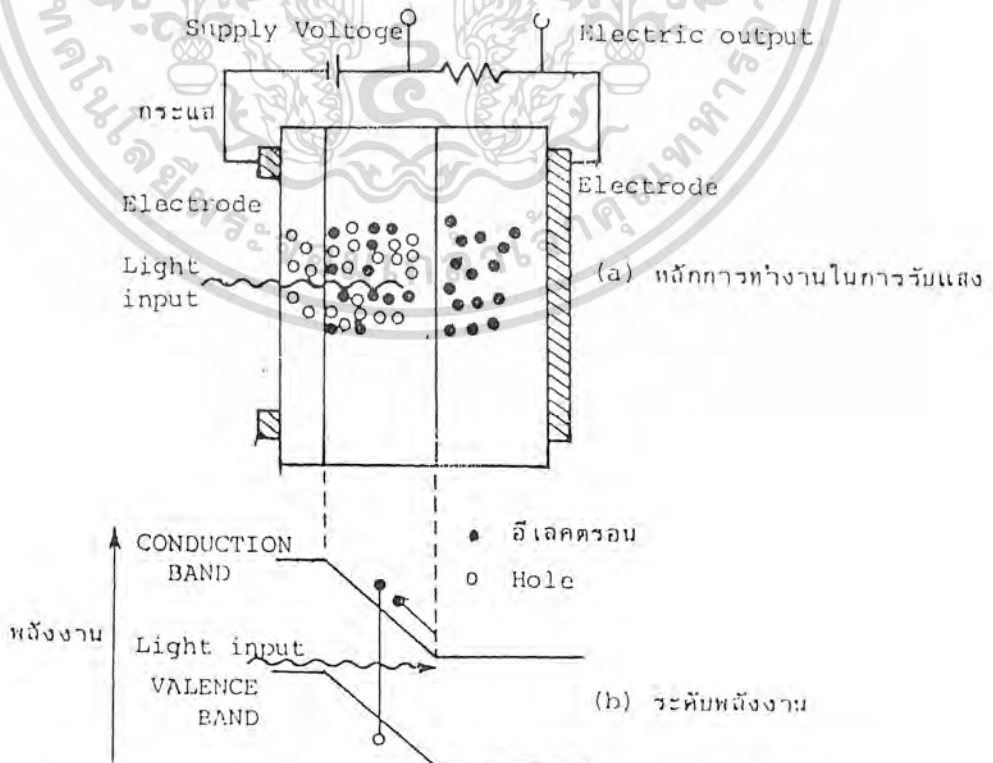
การให้กระแสไหลผ่านเท่ากัน จะได้แสงออกมามีกำลังน้อยกว่าแบบปล่อยแสงออกทางด้านหน้า แต่เนื่องจากบริเวณการปล่อยแสงมีขนาดแคบมากกว่าจึงมีข้อดีที่ว่าประสิทธิภาพการเชื่อมแสงกับเส้นใยแสงสูงกว่า

2.2.2 อุปกรณ์รับแสง

1) โครงสร้างของอุปกรณ์รับแสง

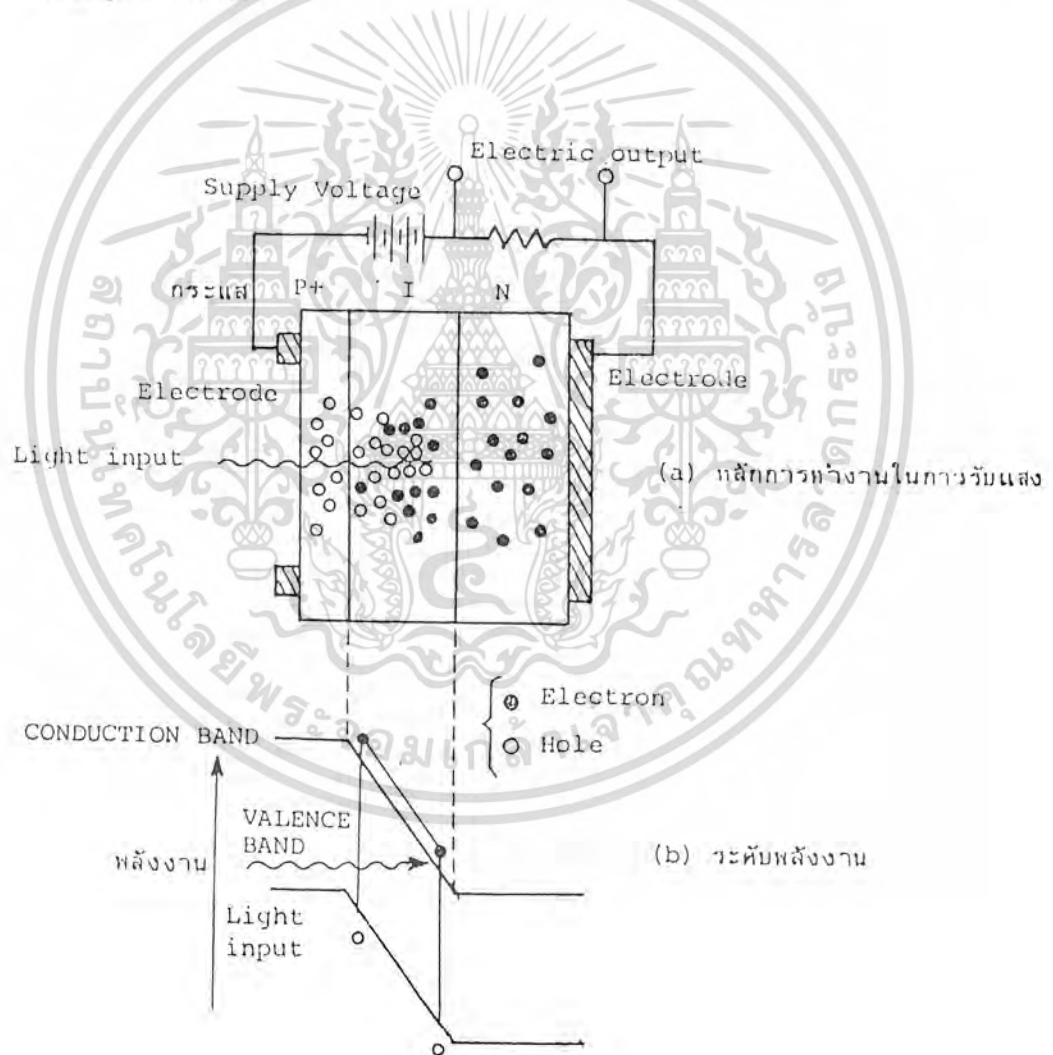
อุปกรณ์รับแสงที่เป็นสารกึ่งตัวนำนั้นแบ่งออกเป็นพวกใหญ่ ๆ ได้ 2 พวก ตามปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้จากภายนอก คือ โฟโตไดโอด(photo diode : PD) กับอะวาลานซ์โฟโตไดโอด (avalanche photo diode :APD) พวกโฟโตไดโอดนั้นเป็นพวกที่ได้รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าปริมาณน้อย ส่วนพวก APD เป็นพวกที่ได้รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าปริมาณมาก

ตัวอย่างของโฟโตไดโอด คือ PIN-PD ดังแสดงในรูปที่ 2.13 PIN หมายถึงว่าในระหว่างสารกึ่งตัวนำ P- type และ N- type มีสารกึ่งตัวนำแบบที่เรียกว่าอินทรินสิค(intrinsic : I) คั่นอยู่ ซึ่งกระแสดริฟท์(drift current) นั้นเกิดขึ้นในดีพลีชันโซน(depletion zone) และผลของสนามไฟฟ้าทำให้มีการตอบสนองเร็ว แต่ในทางตรงกันข้ามกระแสดิฟฟิวชัน(diffusion current) ที่เกิดขึ้นภายนอกดีพลีชันโซน นั้นมีการตอบสนองช้า ดังนั้นถ้าความกว้างของดีพลีชันโซน ยิ่งกว้างมากเท่าใดประสิทธิภาพควอนตัม(quantum efficiency) และความเร็วของการตอบสนองความถี่ยิ่งดีขึ้น ความกว้างของดีพลีชันโซน นี้ถ้าความหนาแน่นของอิเล็กตรอนและโฮลของ P- type และ N- type ยิ่งต่ำจะยิ่งกว้าง ดังนั้นสารกึ่งตัวนำแบบอินทรินสิค ที่คั่นกลางระหว่าง P- type กับ N- type จึงมีหน้าที่เพื่อทำให้ความกว้างของดีพลีชันโซน กว้างขึ้นนั่นเอง เนื่องจากโฟโตไดโอดที่ใช้ในระบบการสื่อสารนั้น โดยทั่วไปต้องการความเร็วในการตอบสนองสูง ดังนั้นส่วนใหญ่จะใช้พินโฟโตไดโอด



รูปที่ 2.13 แสดงหลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของพินโฟโตไดโอดด้านการค้า เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของบริษัทฯ ขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วน APD นั้นใช้ปฏิกิริยาการขยาย avalanche ของอิเล็กตรอนและโฮล ในสารกึ่งตัวนำเมื่อเปรียบเทียบกับโฟโตไดโอด แล้วเป็นอุปกรณ์รับแสงที่ให้กระแสจำนวนมาก หลักการทำงานของ APD แสดงดังรูปที่ 2.14 สำหรับโครงสร้างนั้นส่วนใหญ่ทางด้าน P ของ PN-junction จะมีสารกึ่งตัวนำแบบ P-type ที่มีความหนาแน่นของโฮลสูงติดอยู่ โดยการทำให้เช่นนี้จะทำให้นามไฟฟ้าภายในของบริเวณใกล้เคียงกับรอยต่อที่มี P-layer เป็นศูนย์กลางมีความมาก อิเล็กตรอนที่ดูดแสงที่มาจากด้าน p+ และถูกกระตุ้นจากวาเลนซ์แบนด์ไปยังคอนดักชันแบนด์ ในระหว่างที่มันได้รับอัตราเร่งและผ่าน P-layer นั้นมันจะได้รับพลังงานจำนวนมากกว่าผลต่างของพลังงานของคอนดักชันแบนด์กับวาเลนซ์แบนด์ จากผลนี้ทำให้สามารถกระตุ้นอิเล็กตรอนที่อยู่ในวาเลนซ์แบนด์ และทำให้เกิดอิเล็กตรอนกับโฮลใหม่ออกมาอีก เมื่อขบวนการนี้เกิดอย่างต่อเนื่องกัน จำนวนของอิเล็กตรอนกับโฮลจะเพิ่มขึ้นเป็นจำนวนมากมาเป็นผลให้เกิดการขยายที่เรียกว่า avalanche multiplication ผลนี้ทำให้กระแสถูกขยายนั่นเอง



รูปที่ 2.14 แสดงหลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ APD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2.4 การเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์รับแสงกับเส้นใยแสง

สำหรับอุปกรณ์รับแสงก็เช่นเดียวกันกับอุปกรณ์กำเนิดแสงที่กล่าวมาแล้ว นั่นคือการเชื่อมต่อกับเส้นใยแสงเป็นองค์ประกอบสำคัญอันหนึ่งในการออกแบบระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง แสงที่เดินทางมาในเส้นใยแสง ในกรณีที่ถูกปล่อยออกไปในอากาศจากปลายของเส้นใยแสงนั้นมันจะถูกปล่อยออกไปจากปลายเส้นใยแสงในลักษณะที่มีความกว้างใกล้เคียงกับค่า NA (Numerical Aperture) ของเส้นใยแสง ด้วยเหตุนี้เพื่อที่จะทำการเชื่อมต่ออุปกรณ์รับแสงเข้ากับเส้นใยแสง จะต้องทำให้อุปกรณ์รับแสงอยู่ใกล้กับปลายของเส้นใยแสงให้มากที่สุดเท่าที่จะทำได้ หรือไม่อย่างนั้นก็ต้องทำอุปกรณ์รับแสงให้มีพื้นที่รับแสงโตมาก เส้นผ่าศูนย์กลางการรับแสงที่ทำงานด้วยความเร็วสูงนั้น โดยทั่วไปต้องมีเส้นผ่าศูนย์กลางประมาณ 100 ไมโครเมตร ดังนั้นจึงต้องมีวิธีการรวมแสงให้แก่ด้านรับแสงโดยใช้ rod lens (เลนส์ที่มีลักษณะเป็นแท่งกลมยาว) ไปวางไว้ข้างหน้าอุปกรณ์รับแสง เพื่อทำหน้าที่รวมแสงที่ปล่อยออกมาจากเส้นใยแสงให้แก่ด้านรับแสง ของอุปกรณ์รับแสง rod lens และอุปกรณ์รับแสงที่ประกอบเป็นชิ้นเดียวกันนี้เรียกว่า โมดูลอุปกรณ์รับแสง (module)

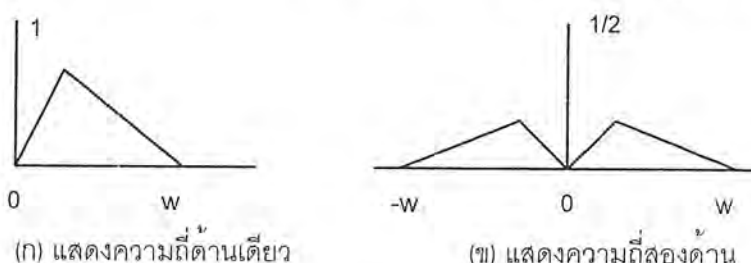
## 2.3 การมอดูเลตทางขนาด (Amplitude Modulation)

การมอดูเลตทางขนาดหมายถึงการนำสัญญาณเบสแบนด์ที่ต้องการส่งผสมเข้าไปกับสัญญาณโดยส่วนรวมแล้วจะเป็นระบบเชิงเส้น เพราะฉะนั้นสามารถอธิบายระบบด้วยหลักการของระบบเชิงเส้นได้โดยตลอด การมอดูเลตทางขนาดทำได้หลายแบบด้วยกัน ได้แก่ แบบ DSB (double sideband) คลื่นพาโดยการทำให้ขนาดของคลื่นพาเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณเบสแบนด์นั้น ระบบมอดูเลตเชิงขนาดนี้ถึงแม้การสร้างสัญญาณจะต้องใช้อุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น แต่หาพิจารณาในระบบ (suppressed carrier) แบบ SSB (single sideband) และแบบ VSB (vestigial sideband) โดยในที่นี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติในเชิงของแบนด์วิทที่ต้องการ กำลังส่งที่ต้องการรวมทั้งวิธีการสร้างและดีเทคสัญญาณ AM

### 2.3.1 การมอดูเลตแบบเอเอ็ม (Amplitude modulation ;AM)

#### 2.3.1.1 รูปร่างของสัญญาณ AM

โดยทั่วไปสัญญาณอนาล็อกเบสแบนด์ที่ทำการส่งนั้น จะมีความถี่สูงสุดที่มีค่าจำกัด เช่นสัญญาณเสียงที่หูของคนเรารับฟังได้อาจจะสูงสุดเพียง 15 kHz และสัญญาณภาพในระบบโทรทัศน์มีความถี่สูงสุดประมาณ 5 MHz ดังนั้นกำหนดให้ความถี่สูงสุดของสัญญาณเป็น  $W$  Hz เมื่อเราเขียนสเปกตรัมของสัญญาณนั้นแบบแสดงความถี่ด้านบวกด้านเดียว และแสดงความถี่ทั้งสองด้านดังแสดงไว้ในรูป (ก) และ (ข) ตามลำดับ



รูปที่ 2.15 ตัวอย่างสเปกตรัมของสัญญาณอนาล็อกที่มีความถี่สูงสุดต่ำกว่า  $W$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่อผู้ดูได้เห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีแสดงความถี่สองด้านนั้น สเปกตรัมทางด้านบวกและด้านลบจะสมมาตรกัน และมีขนาดเป็น 1/2 ของสเปกตรัมที่แสดงความถี่ด้านเดียว การมอดูเลตแบบ AM ที่ใช้ในวิทยุ AM โดยทั่วไปจะเป็นการสร้างสัญญาณที่มีลักษณะเหมือนกับเบสแบนด์ กล่าวคือเหมือนกับนำสัญญาณเบสแบนด์ไปซ้อนบนสัญญาณคลื่นพาห์ ทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงของคลื่นพาห์หรือเ็นเวลโลบ (envelope) เปลี่ยนไปตามสัญญาณเบสแบนด์นั้น ในสภาพดังกล่าวนี้เราจะสามารถตีเทคสัญญาณกลับมาได้โดยใช้วงจรตีเทคเตอร์แบบง่าย ๆ ซึ่งการตีเทคยอดคลื่นของคลื่นของคลื่นพาห์นี้ เราเรียกว่าเ็นเวลโลบตีเทคชัน(envelope detection)ซึ่งเป็นวิธีการตีเทคสัญญาณ AM วิธีหนึ่ง

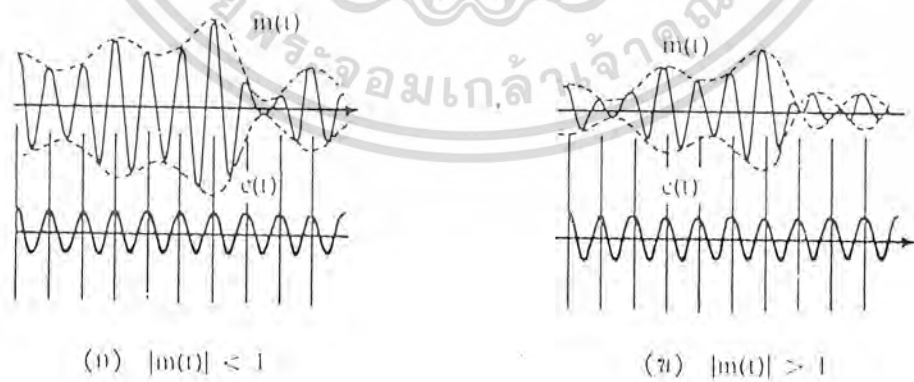
สัญญาณ AM เมื่อเขียนเป็นฟังก์ชันของเวลาจะเป็นดังนี้

$$V_c(t) = (A_c + v(t)) \cos \omega_c t \tag{2.8}$$

โดย  $A_c \cos \omega_c t$  เป็นสัญญาณคลื่นพาห์ และ  $V(t)$  เป็นสัญญาณเบสแบนด์ การแสดงค่าสัญญาณตามสมการ 2.8) นี้ถึงแม้จะเข้าใจง่ายเพราะแสดงอย่างตรงไปตรงมา แต่จะไม่ให้ความสะดวกในการวิเคราะห์สัญญาณและวิเคราะห์ระบบ ดังนั้นโดยทั่วไปเราจะแสดงสัญญาณเดียวกันนี้ในรูปต่อไปนี้

$$v_c(t) = A_c (1 + m(t)) \cos \omega_c t \tag{2.9}$$

โดยที่  $m(t)$  เป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกนอร์มอลไลซ์ไว้ด้วยค่า  $A_c$  และ  $m(t)$  จะถูกเรียกว่า มอดูเลชันอินเด็กซ์ (modulation index) ซึ่งจะเป็นตัวชี้บ่งว่าสัญญาณคลื่นพาห์ถูกทำให้มีการเปลี่ยนระดับไปอย่างไร อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัตินั้นคำว่า มอดูเลชันอินเด็กซ์นั้นมักจะหมายถึงค่า  $m(t)$  ที่มีขนาดสูงสุด และสัญญาณ AM ที่สามารถตีเทคด้วยวิธีเ็นเวลโลบตีเทคชันจะต้องมี  $|m(t)| < 1$  เสมอ ถ้า  $m(t)$  มีค่าสูงกว่า 1 ก็จะทำให้เกิดการกลับเฟสตรงที่  $m(t) = -1$  ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.16 (ข) ซึ่งวงจรตีเทคเ็นเวลโลบจะไม่สามารถตรวจจับการเปลี่ยนแปลงเฟสได้ จึงตีเทคได้เ็นเวลโลบด้านบวกอยู่เสมอ ซึ่งจะทำให้ไม่สามารถตีเทคสัญญาณเบสแบนด์เดิมกลับมา



รูปที่ 2.16 สัญญาณ AM ที่มีมอดูเลชันอินเด็กซ์ต่ำกว่าและสูงกว่า 1

หนึ่งในกรณีคลื่นไซน์ จะมีการนิยามเปอร์เซ็นต์ของมอดูเลชันในรูปต่อไปนี้

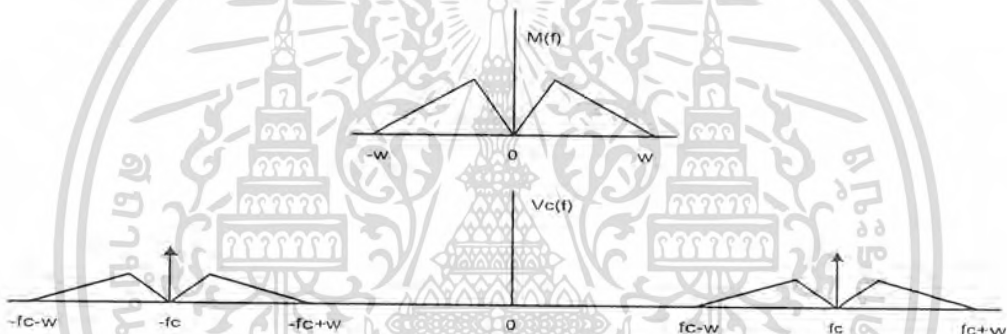
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m_a = \frac{(V_{max} - V_{min}) / 2}{(V_{max} + V_{min}) / 2} \times 100\% \tag{2.10}$$

2.3.1.2 การวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณ AM

สัญญาณ AM ที่มีรูปร่างตามสมการ 2.8) หรือสมการ 2.9) นี้ ถ้าพิจารณาดูให้ดีประกอบด้วย 2 เทอมด้วยกันคือ เทอมที่หนึ่งเป็นสัญญาณคลื่นพหุคูณ ๆ ที่ไม่ได้เปลี่ยนแปลงอะไร กับเทอมที่สองซึ่งเป็นผลคูณของสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพหุคูณ เมื่อเป็นเช่นนี้เราจะสามารถทำฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของ  $m(t)$  เป็น  $M(f)$  เราจะได้ฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของสมการ 2.9) ออกมาในรูปต่อไปนี้

$$V_c = \frac{A_c}{2} \{ \delta(f + f_c) + \delta(f - f_c) \} + \frac{A_c}{2} \{ M(f + f_c) + M(f - f_c) \} \tag{2.11}$$



รูปที่ 2.17 สเปกตรัมของสัญญาณ AM

เมื่อนำสมการ 2.11) นี้ไปเขียนรูปของสเปกตรัมจะได้ผลตามแสดงในรูปที่ 2.17 สิ่งที่น่าสังเกตก็คือ สเปกตรัมของสัญญาณ AM ที่ได้นี้จะมีสเปกตรัมของสัญญาณเบสแบนด์ โอบสเปกตรัมคลื่นพหุคูณอย่างสมมาตรซ้ายขวา และเนื่องจากในกรณีทั่ว ๆ ไป ความถี่คลื่นพหุคูณจะสูงกว่าแบนด์วิธของสัญญาณเบสแบนด์มากคือ  $f_c \gg w$  เพราะฉะนั้นแบนด์วิธของสัญญาณ AM ก็จะกลายเป็น  $2w$  ในขณะที่สัญญาณเบสแบนด์เดิมมีแบนด์วิธเป็น  $w$  ลักษณะนี้อาจกล่าวได้ว่าเป็นการใช้แบนด์วิธมากเกินไปเพราะข่าวสารจากสัญญาณเบสแบนด์นั้นมีอยู่แล้วอย่างครบถ้วนในไซด์แบนด์ด้านบนหรือไซด์แบนด์ด้านล่างเพียงด้านเดียว เพราะฉะนั้นสัญญาณ AM เป็นสัญญาณที่มีประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิธต่ำ

จากสมการ 2.9) เราจะสามารถหาค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณ AM ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 P_{AM} &\triangleq \langle V_c^2(t) \rangle \\
 &= \frac{A_c^2}{2} \langle 1 + 2m(t) + m^2(t) \rangle + \frac{A_c^2}{2} \langle [1 + m(t)]^2 \cos 2\omega_c t \rangle \\
 &= \frac{A_c^2}{2} [1 + 2 \langle m(t) \rangle + \langle m^2(t) \rangle]
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

เพราะว่า  $\langle \cos 2\omega_c t \rangle = 0$  และ  $m(t)$  เป็นสัญญาณแรนดัมที่มี  $W \ll f_c$  และถ้าเราให้สัญญาณเบสแบนด์ไม่มีส่วนประกอบกระแสดตรงอยู่ซึ่งจะเป็นจริงในกรณีของสัญญาณออดิโอและสัญญาณอื่น ๆ อีกหลายแบบจะได้  $\langle m(t) \rangle = 0$  สมการ 2.12) จะเขียนได้เป็น

$$P_{AM} = \frac{A_c^2}{2} + \frac{A_c^2}{2} \langle m^2(t) \rangle \tag{2.13}$$

เทอมที่หนึ่งในสมการ 2.13) นี้จะเห็นได้ชัดว่าเป็นกำลังของคลื่นพาห้ ส่วนเทอมที่สองนั้นเป็นกำลังส่วนที่เหลือคือกำลังของไซด์แบนด์ด้านบนและไซด์แบนด์ด้านล่างรวมกัน และเนื่องจากไซด์แบนด์ด้านบนและด้านล่างมีความสมมาตรกันทุกประการ กำลังสัญญาณที่อยู่ในไซด์แบนด์ด้านบนและด้านล่าง ก็จะมีขนาดเท่ากันด้วย ดังนั้น ถ้าเราให้  $P_c$  และ  $P_{sb}$  แสดงกำลังของคลื่นพาห้ และกำลังของสัญญาณที่อยู่ในไซด์แบนด์ด้านเดียว สมการ 2.13) จะเขียนได้ดังนี้

$$P_{AM} = P_c + 2P_{sb} \tag{2.14}$$

โดยที่

$$P_{sb} = \frac{A_c^2}{4} \langle m^2(t) \rangle = \frac{P_c}{2} \langle m^2(t) \rangle \tag{2.15}$$

และเนื่องจาก  $|m(t)| \leq 1$  เสมอ ดังนั้น  $\langle m^2(t) \rangle \leq 1$  เสมอด้วย และจะส่งผลให้  $P_{sb} < P_c/2$  เสมอเมื่อแทนเงื่อนไขดังกล่าวนี้ลงในสมการ 2.14) จะได้ผลดังนี้

$$\left. \begin{aligned}
 P_c &= P_{AM} - 2P_{sb} \geq P_{AM} - P_c \\
 P_c &\geq \frac{1}{2} P_{AM} \\
 P_{sb} &\leq \frac{1}{4} P_{AM}
 \end{aligned} \right\} \tag{2.16}$$

ผลที่ได้นี้จะสรุปได้ว่า กำลังเฉลี่ยกว่าครึ่งหนึ่งของสัญญาณ AM จะเป็นกำลังของคลื่นพาห้ซึ่งไม่มีข่าวสารอยู่ และกำลังของสัญญาณที่มีข่าวสารอยู่จะมีไม่ถึง 1/4 ของกำลังเฉลี่ย การใช้กำลังส่งในลักษณะที่กล่าวมานี้ก็จัดได้ว่าไม่มีประสิทธิภาพเช่นเดียวกัน

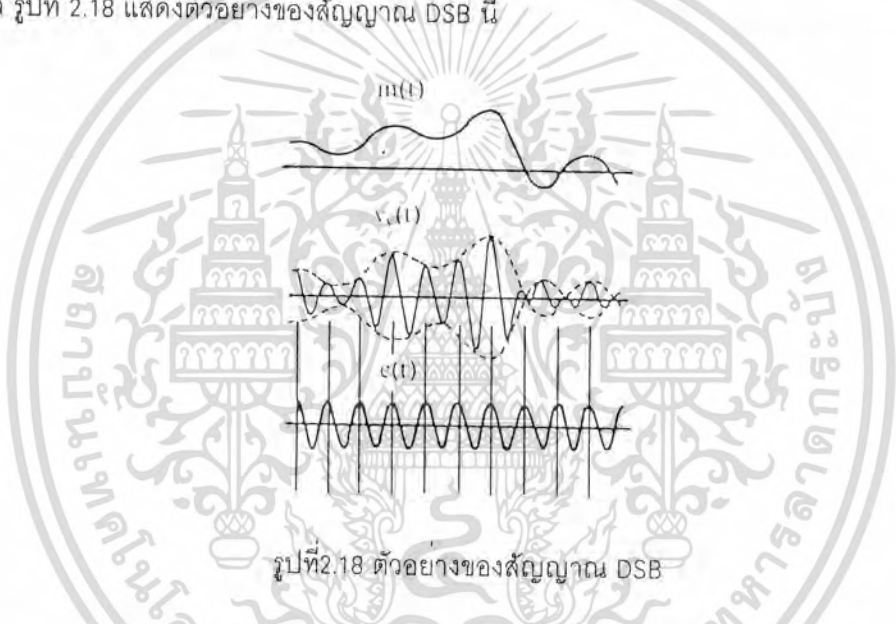
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 การมอดดูเลตแบบ DSBSC

การมอดดูเลตแบบ DSB (Double-sideband suppress carrier modulation) ตามความหมายก็คือการมอดดูเลตที่ให้สัญญาณที่มอดดูเลตเรียบร้อยแล้วมีไซด์แบนด์ทั้งสองด้าน และสกัดเอาคลื่นพาห์ออกไป วัตถุประสงค์หลักของการมอดดูเลตแบบนี้ก็คือต้องการลดกำลังส่งในส่วนที่เป็นสัญญาณคลื่นพาห์ออกจากสัญญาณ AM ที่กล่าวมาแล้ว เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพด้านกำลังส่ง เมื่อทำการสกัดสัญญาณคลื่นพาห์ออก สัญญาณ DSB ที่ได้จะเขียนได้ดังนี้

$$V_o(t) = A_c m(t) \cos \omega_c t \tag{2.17}$$

ตามลักษณะของสมการ 2.16)  $V_c(t)$  จะมีค่ากลับเฟสทันทีตรงตำแหน่งที่  $m(t) = 0$  ดังนั้นค่ายอดคลื่นของสัญญาณหรือเอนเวลโลปที่ได้ก็จะเป็น  $|m(t)|$  แทนที่จะเป็น  $m(t)$  ในสภาพเช่นนี้เอนเวลโลปดีเทกชันก็จะใช้ไม่ได้ผล รูปที่ 2.18 แสดงตัวอย่างของสัญญาณ DSB นี้

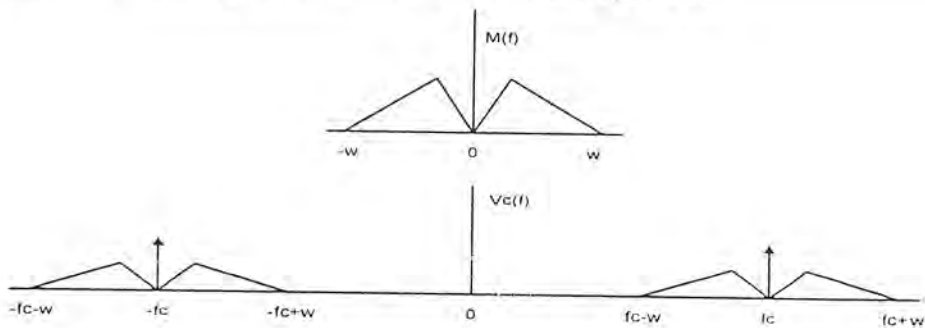


รูปที่ 2.18 ตัวอย่างของสัญญาณ DSB

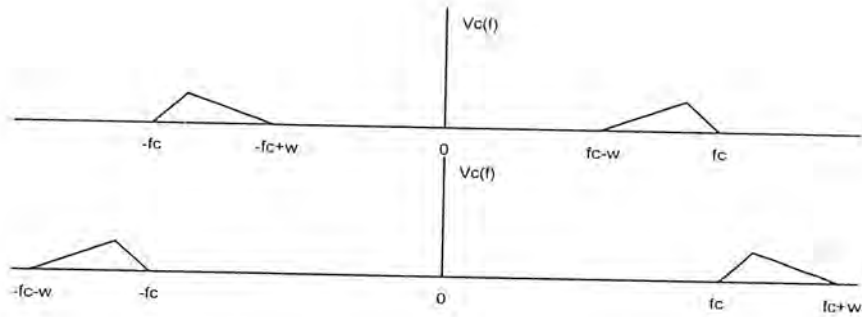
เมื่อทำการหาสเปกตรัมของสัญญาณ DSB ตามสมการ (1) นี้ ก็จะได้ผลดังนี้

$$V_c(f) = \frac{A}{2} [M(f + f_c) + M(f - f_c)] \tag{2.18}$$

ซึ่งรูปร่างของสเปกตรัมก็จะเหมือนกับของสัญญาณ AM ยกเว้นว่าไม่มีสเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาห์อยู่เท่านั้น เพราะฉะนั้นนำไปเขียนเป็นรูปของสเปกตรัมก็จะได้ว่าดังที่แสดงในรูปที่ 2.19



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ส่วนตัวของนักศึกษาที่ลงทะเบียนเรียนในวิชานี้ ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 สเปกตรัมของ สัญญาณ SSB

การเขียนสเปกตรัมของสัญญาณ SSB จากสเปกตรัมของสัญญาณเบสแบนด์นั้นถึงแม้จะทำได้ทันทีดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.20 แต่การเขียนรูปของสัญญาณในโดเมนของเวลานั้นจะเขียนไม่ได้ง่าย ๆ เหมือนกรณีของสัญญาณ AM หรือ สัญญาณ DSB กล่าวคือจะไม่สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสัญญาณเบสแบนด์ คุณอยู่กับสัญญาณคลื่นพาห้ได้ เพราะถ้าเขียนในรูปนั้นจะมีไซด์แบนด์ออกมาทั้งสองด้านเสมอ อย่างไรก็ตามถ้าเราพิจารณาให้ดีจะเห็นได้ว่าสัญญาณ SSB นั้นเป็นการเลื่อนความถี่ให้สูงขึ้น  $\omega_c$  ดังนั้นถ้าเราพิจารณาเฉพาะความถี่ใดความถี่หนึ่งใน สัญญาณเบสแบนด์ เช่นความถี่  $\omega_m$  เราจะสามารถเขียนสัญญาณ SSB ในโดเมนของเวลาของส่วนประกอบความถี่  $\omega_m$  ได้ดังนี้

$$v_c(t) = \frac{1}{2} A_c A_m \cos(\omega_c \pm \omega_m) t \tag{2.21}$$

โดยที่เครื่องหมายบวก(+) แสดงถึงไซด์แบนด์ด้านสูง และเครื่องหมายลบ(-) แสดงถึงไซด์แบนด์ด้านต่ำ และถ้าเราพิจารณาสมการ (2.21) ให้ดีจะเห็นว่าสัญญาณที่มอดูเลตเข้ามาเป็น สัญญาณที่มีความถี่เป็น  $\omega_m$  แต่สมการ (2.21) ไม่ได้แสดงการเปลี่ยนแปลงของยอดคลื่นในรูปของสัญญาณไซน์ที่มีความถี่เป็น  $\omega_m$  แต่จะมีขนาดของยอดคลื่นที่มีค่าคงที่ ในลักษณะของรูปคลื่นแบบนี้ เราจะไม่สามารถใช้การตีเทคแบบเอ็นเวลโลปตีเทคชันได้อย่างแน่นอน

เมื่อเราพิจารณาในด้านกำลังส่ง ก็จะพบว่าสัญญาณ SSB นี้จะใช้กำลังส่งเป็นครึ่งหนึ่งของสัญญาณ DSB กล่าวคือจากสมการที่ (2.19) จะได้กำลังส่งของสัญญาณ SSB ในรูปต่อไปนี้

$$P_{SSB} = \frac{1}{2} P_{DSB} = P_{sb} = \frac{A_c^2}{4} \langle m^2(t) \rangle \tag{2.22}$$

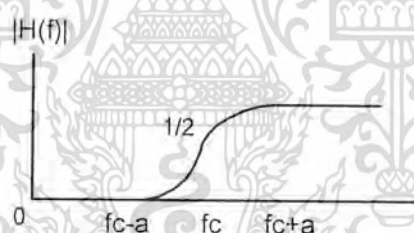
เมื่อกล่าวโดยสรุปแล้วสัญญาณ SSB ก็จะเป็นสัญญาณ ที่มีประสิทธิภาพในเชิงของการใช้กำลังส่งและการใช้เบสแบนด์มากที่สุด แต่มักจะมีความยุ่งยากในการสร้างเครื่องส่งและเครื่องรับนอกจากนั้นจะไม่สามารถส่งส่วนประกอบกระแสตรงได้โดยที่ไม่มี ไซด์แบนด์ของอีกด้านหนึ่งพุ่งเข้ามาด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.4 การมอดูเลตแบบ VSB

การมอดูเลตแบบ VSB นี้ย่อมาจากคำว่า Vestigial sideband modulation ซึ่งหมายถึงวิธีการมอดูเลตที่จะให้สัญญาณไซด์แบนด์ด้านหนึ่งออกไปได้อย่างเกือบเต็มที่แต่ไซด์แบนด์อีกด้านหนึ่งจะส่งออกไปเพียงส่วนน้อยแต่ทำให้สามารถรื้อร่องรอยข่าวสารที่อยู่ในไซด์แบนด์นั้นได้ การมอดูเลตแบบ VSB นี้จะเหมือนกับเป็นการประนีประนอมระหว่างการมอดูเลตแบบ DSB กับการมอดูเลตแบบ SSB กล่าวคือการมอดูเลตแบบ DSB นั้นจะสามารถส่งผ่านสัญญาณที่มีส่วนประกอบกระแสดตรงและความถี่ต่ำได้ดีแต่ต้องการแบนวิดท์  $2W$  ในขณะที่การมอดูเลตแบบ SSB นั้นต้องการแบนวิดท์แคบคือ  $W$  แต่ไม่สามารถส่งผ่านสัญญาณที่มีส่วนประกอบกระแสดตรงและความถี่ต่ำได้ดี ตัวอย่างของสัญญาณที่มีส่วนประกอบของกระแสดตรงและความถี่ต่ำที่มีความหมายมากได้แก่ สัญญาณวิดีโอ สัญญาณโทรสาร และสัญญาณข้อมูลเป็นต้น การมอดูเลตแบบ VSB นี้จะมีอยู่ 2 แบบด้วยกันคือ แบบที่ไม่มีสัญญาณคลื่นพาห้อยู่ กับแบบที่มีสัญญาณที่มีสัญญาณคลื่นพาห้อยู่ แบบแรกนั้นสร้างได้จากสัญญาณ DSB ในขณะที่แบบหลังสร้างได้จากสัญญาณ AM

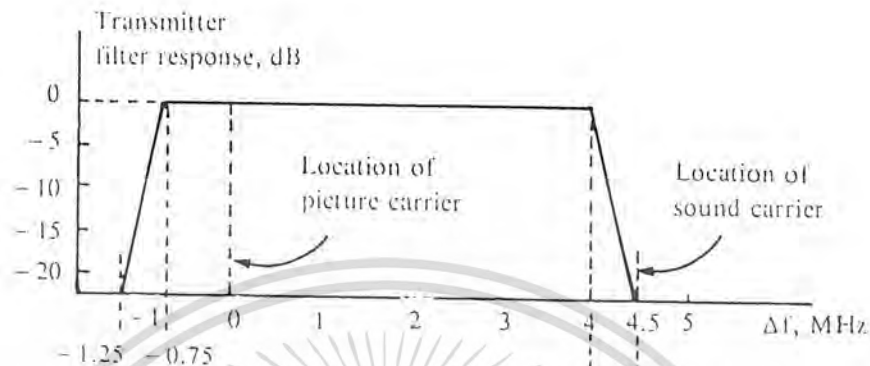
การสร้างสัญญาณ VSB นี้จะทำได้โดยใช้ฟิลเตอร์ที่มีคุณสมบัติสมมาตรเชิงคี่ครอบคลุมความถี่คลื่นพาหู่ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.21 กล่าวคือส่วนที่ถูกกรองออกจากไซด์แบนด์หลักจะเท่ากับส่วนที่เหลือจากการถูกกรองในอีกไซด์แบนด์หนึ่ง ถ้าช่วงความถี่ฟิลเตอร์เริ่มตัดสัญญาณหมดเป็น  $2a$  แบนวิดท์ที่สัญญาณ VSB ต้องการก็จะเท่ากับ  $W + a$  อย่างไรก็ตามในกรณีที่  $2a$  มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ  $W$  แบนวิดท์ที่ต้องการนั้นอาจประมาณได้ว่าเท่ากับ  $W$



รูปที่ 2.21 คุณสมบัติของฟิลเตอร์ที่ใช้สร้างสัญญาณ VSB

ในการพิจารณารูปร่างของสัญญาณ VSB ในโดเมนของเวลานั้นยุ่งยากกว่าของสัญญาณ SSB ขึ้นไปอีก เพราะจะต้องมีคุณสมบัติในการตอบสนองความถี่ฟิลเตอร์เข้ามาเกี่ยวข้อง ดังนั้นในที่นี้จะไม่กล่าวถึงในรายละเอียดในส่วนนี้ การพิจารณากำลังส่งของสัญญาณ VSB นี้จะต้องแยกออกเป็น 2 กรณีตามชนิดของสัญญาณ VSB นั้น กล่าวคือถ้าเป็นสัญญาณ VSB แบบไม่มีสัญญาณคลื่นพาหู่ จากคุณสมบัติของฟิลเตอร์ที่กล่าวมาแล้ว จะเห็นว่ากำลังส่งของสัญญาณแบบนี้จะไม่ต่างจากกำลังส่งของสัญญาณ SSB มากนัก ถ้าเป็นกรณีที่มีสัญญาณคลื่นพาหู่อยู่ด้วยก็ยิ่งขึ้นอยู่กับว่าสัญญาณคลื่นพาหู่ถูกฟิลเตอร์ออกไปบางส่วนด้วยหรือไม่ ถ้าไม่ถูกฟิลเตอร์ออกไปเลย เช่นสัญญาณโทรทัศน์ที่ใช้อยู่ในปัจจุบันกำลังส่งของสัญญาณที่สูงขึ้นคือมีกำลังของสัญญาณคลื่นพาหู่และกำลังของไซด์แบนด์ส่วนที่เหลือในอีกด้านบวกเข้ามาด้วย เมื่อพิจารณาโดยรวมแล้วเราอาจสรุปได้ว่ากำลังส่งของสัญญาณ VSB จะอยู่ในระหว่างกำลังส่งของสัญญาณ SSB กับกำลังส่งของสัญญาณ AM รูปที่ 2.22 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณ VSB ที่ใช้ส่งในระบบโทรทัศน์ในปัจจุบัน สัญญาณนี้ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้จากการจัดการกับสเปกตรัมของสัญญาณ AM ซึ่งสัญญาณคลื่นพาห้จะถูกคงไว้เพื่อให้วงจรทางเครื่องรับสามารถใช้วิธีการเอนเวลโลปตีเทคชันได้



รูปที่ 2.22 สัญญาณ VSB ที่ใช้ส่งในระบบโทรทัศน์

### 2.3.5 การสร้างสัญญาณมอดูเลตทางขนาด

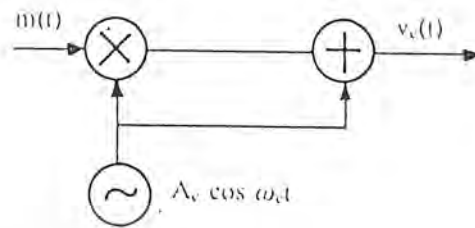
สัญญาณที่มีการมอดูเลตเชิงขนาดที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นได้แก่สัญญาณ AM สัญญาณ DSB สัญญาณ SSB และสัญญาณ VSB นั้น ถ้าพิจารณาที่สเปกตรัมของสัญญาณเหล่านี้จะเห็นได้ว่ามีความถี่เปลี่ยนไปจากสัญญาณเบสแบนด์เดิม หรือถ้าพิจารณาที่สัญญาณในโดเมนของเวลา ก็จะพบว่ามีความถี่เป็นผลคูณของสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพาห้ การที่ความถี่ของสัญญาณที่มอดูเลตแล้วเปลี่ยนไปจากความถี่เบสแบนด์ของสัญญาณนั้นเป็นการบ่งบอกว่าการมอดูเลตจะไม่ใช้ระบบเชิงเส้นที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา เพราะระบบเชิงเส้นที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาจะไม่สามารถให้กำเนิดสัญญาณขาออกที่มีความถี่เปลี่ยนไปจากสัญญาณขาเข้า ดังนั้นวงจรที่ให้กำเนิดสัญญาณดังกล่าวข้างต้นนั้นจึงเป็นวงจรแบบไม่เป็นเชิงเส้น ในที่นี้จะกล่าวถึงหลักการในการสร้างสัญญาณเหล่านี้ซึ่งสิ่งที่เป็นหัวใจสำคัญก็คือวงจรสร้างผลคูณของสัญญาณนั่นเอง

#### 2.3.5.1 มอดูเลเตอร์แบบผลคูณ (product modulation)

มอดูเลเตอร์แบบผลคูณ จะเป็นวงจรที่สร้างผลคูณของสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพาห้ถ้าเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมก็จะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.23 ในรูปได้แสดงบล็อกไดอะแกรมของกรณีนี้เป็นการสร้างสัญญาณ AM ถ้าเป็นสัญญาณ DSB ก็จะต้องการแตงจรคูณอย่างเดียวไม่ต้องมีวงจรวก การสร้างวงจรถูกนั้นจะทำได้หลายแบบ และแบบที่นิยมใช้แบบหนึ่ง ก็คือวงจรถูกแบบแวลูทรานคอนดัคตั้นส์ (variable transconductance multiplier) ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.24 ลักษณะของวงจรถูกจะเป็นวงจรถูกแบบดิฟเฟอเรนเชียล ซึ่งอัตราขยายของวงจรถูกจะขึ้นอยู่กับค่าทรานสคอนดัคตั้นส์ของทรานซิสเตอร์ ดังนั้น  $v_2$  จะเป็นสัญญาณที่ควบคุมอัตราขยายของวงจรถูกเพราะจะเป็นตัวที่ทำให้กระแสมีตเตอร์เปลี่ยนแปลงไป เมื่อป้อน  $v_1$  เข้าที่ขั้วเบสของทรานซิสเตอร์และอัตราขยายเปลี่ยนตามค่า  $v_2$  สัญญาณขาออกที่ได้ก็จะมีรูปร่างเป็น  $Kv_1v_2$  ซึ่งก็จะได้ผลคูณของสัญญาณทั้งสองออกมาตามต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 มอดูเลเตอร์แบบผลคูณ



รูปที่ 2.24 วงจรแบริเอเบิลทรานสดักคอนดัคแตนซ์

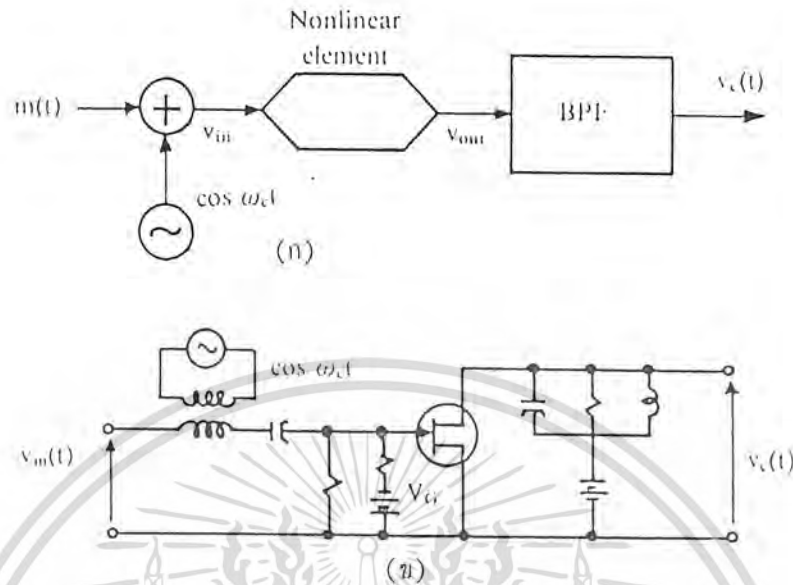
สำหรับวงจรพวกนั้นจะสร้างได้โดยใช้ออปแอมป์ วงจรที่ยกตัวอย่างมาเป็นวงจรที่ง่าย แต่มีข้อจำกัดที่กำลังของสัญญาณที่จัดการได้นั้นจะมีค่าต่ำ

2.3.5.2 มอดูเลเตอร์แบบกฎกำลังสองและมอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์

มอดูเลเตอร์แบบกฎกำลังสองเป็นมอดูเลเตอร์ที่ใช้ประโยชน์จากความไม่เป็นเชิงเส้นของชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ เช่น ทรานซิสเตอร์หรือไดโอด เป็นต้น รูปที่ 2.25 แสดงบล็อกไดอะแกรมและตัวอย่างวงจรที่ใช้ทรานซิสเตอร์ในการสร้างสัญญาณ AM โดยมีวงจร LC เป็นวงจรฟิลเตอร์ที่จะกรองเอาเฉพาะความถี่ช่วงที่ต้องการออกมา ตามกฎกำลังสองนั้นเราจะสมมุติว่า ความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรทำให้สัญญาณขาออกสามารถเขียนอยู่ในรูปของสัญญาณขาเข้าในรูปต่อไปนี้

$$V_o = a_1 V_i + a_2 V_i^2 \tag{2.23}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.25 บล็อกไดอะแกรมและตัวอย่างของวงจรมอดูเลตสัญญาณ AM

กล่าวคือ สัญญาณขาออกจะมีเทอมที่แปรตามกำลังสองของสัญญาณขาเข้าพร้อมๆ กับเทอมที่แปรตามสัญญาณขาเข้า ดังนั้นถ้าสัญญาณขาเข้าเป็น  $v_m(t) + \cos \omega_c t$  ก็จะเขียนสัญญาณขาเข้าได้ในรูปต่อไปนี้

$$v_o(t) = a_1 v_m(t) + a_2 v_m^2(t) + a_2 \cos^2 \omega_c t + a_1 \left\{ 1 + \frac{2a_2}{a_1} v_m(t) \right\} \cos \omega_c t \tag{2.24}$$

จะเห็นว่าเทอมสุดท้ายเป็นเทอมที่เป็นสัญญาณ AM ที่ต้องการ เพราะฉะนั้นถ้าสามารถกรองเอาเทอมอื่นออกได้หมดก็จะได้สัญญาณ AM เหลือออกมาเท่านั้น การพิจารณาว่าจะสามารถกรองเทอมอื่นออกได้หรือไม่นั้นจะสามารถทำได้โดยพิจารณาที่สเปกตรัมของแต่ละเทอมว่ามาซ้อนทับกับสเปกตรัมของสัญญาณ AM หรือไม่ ถ้าไม่มาซ้อนทับและห่างกันพอสมควรก็จะสามารถกรองเอาเฉพาะสัญญาณ AM ออกมาได้

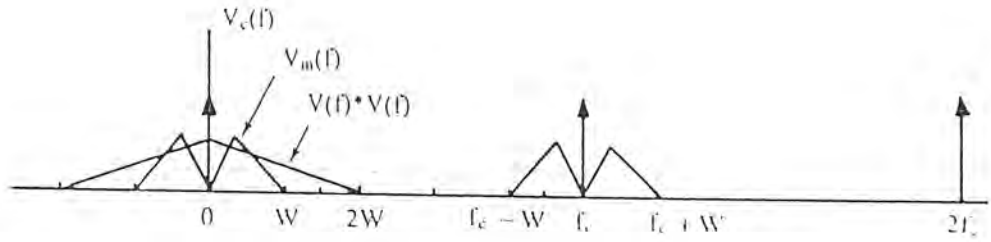
ถ้าพิจารณาสัญญาณขาออกในสมการ 2.24) จะเห็นได้ว่าสเปกตรัมของสัญญาณเทอมอื่นๆ นั้นชัดเจนอยู่แล้ว ยกเว้นเทอมที่สองคือ  $a_2 v_m^2(t)$  การหาฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของเทอมนี้จะทำได้โดยการอาศัยหลักการหาฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของคอนโวลูชันของสัญญาณ ถ้า  $h(t) \leftrightarrow H(f)$  และ  $x(t) \leftrightarrow X(f)$  จะได้

$$\left. \begin{aligned} h(t) * x(t) &\leftrightarrow H(f)X(f) \\ h(t)x(t) &\leftrightarrow H(f) * X(f) \end{aligned} \right\} \tag{2.25}$$

เพราะฉะนั้นฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของ  $a_2 v_m^2(t)$  ก็จะเขียนได้เป็น  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การใช้งานเพื่อการค้าขอโทษเท่านั้น ไม่นุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_2 v_m^2(t) \leftrightarrow a_2 V(f) * V(f)$$

2.26)

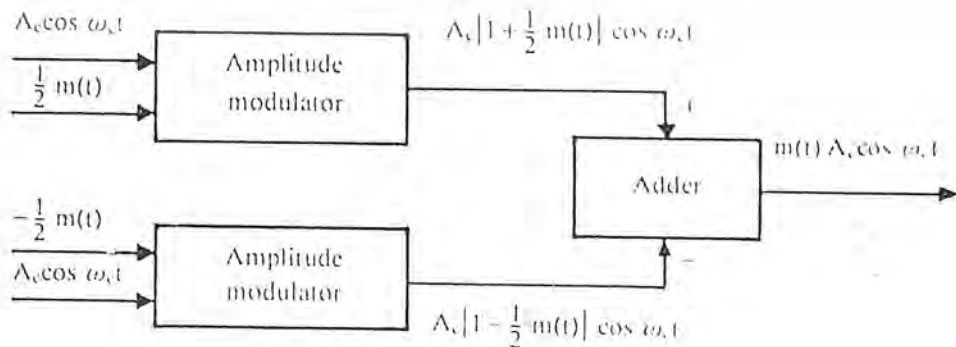


รูปที่ 2.26 สเปกตรัมของสัญญาณขาออกตามสมการ 2.24)

ซึ่งหมายความว่าถ้าสัญญาณ  $v_m(t)$  มีแบนวิดท์เป็น  $W$  สัญญาณ  $v_{2m}(t)$  ก็แบนวิดท์กว้างได้เป็น  $2W$  รูปที่ 2.26 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณขาออกทั้งหมดในสมการ 2.24) ตามรูปจะเห็นได้ว่าถ้าสัญญาณเบสแบนด์มีแบนวิดท์เป็น  $W$  ความถี่ของคลื่นพาห้คือ  $f_c$  จะต้องสูงกว่า  $3W$  เป็นอย่างน้อยเมื่อใช้  $f_c$  สูงเพียงพอจะสามารถกรองเอาเฉพาะสัญญาณ AM ออกมาได้โดยใช้ฟิลเตอร์ผ่านแถบความถี่ที่มีแบนวิดท์เป็น  $2W$  และมีความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่  $f_c$

จากสมการ 2.24) และรูปสเปกตรัมในรูปที่ 2.26 จะเห็นได้ว่าถ้า  $a_1=0$  สัญญาณขาออก  $V_o(t)$  ก็จะมีเทอมที่แปรตามกำลังสองของสัญญาณขาเข้าเท่านั้น ซึ่งจะทำให้ไม่มีสเปกตรัมของ  $f_c$  เกิดขึ้นสัญญาณที่ขาออกที่ได้ก็จะกลายเป็นสัญญาณ DSB ไป อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัตินั้นจะหาความจริงที่การตอบสนองความถี่ที่ต้องการนี้ลำบากมาก ดังนั้นโดยทั่วไปจึงใช้วงจรมอดูเลเตอร์แบบ AM ที่เหมือนกัน 2 ชุด มาสร้างสัญญาณ AM ที่มีรูปร่างเป็น  $A_c[1+1/2m(t)] \cos \omega_c t$  และ  $A_c[1-1/2m(t)] \cos \omega_c t$  ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.27) แล้วนำสัญญาณทั้งสองนี้มาลบออกจากกัน ซึ่งผลที่ได้นี้จะเป็นสัญญาณ DSB ลักษณะของมอดูเลเตอร์ที่ทำงานดังที่กล่าวมานี้เรียกว่ามอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์ (balanced modulator)

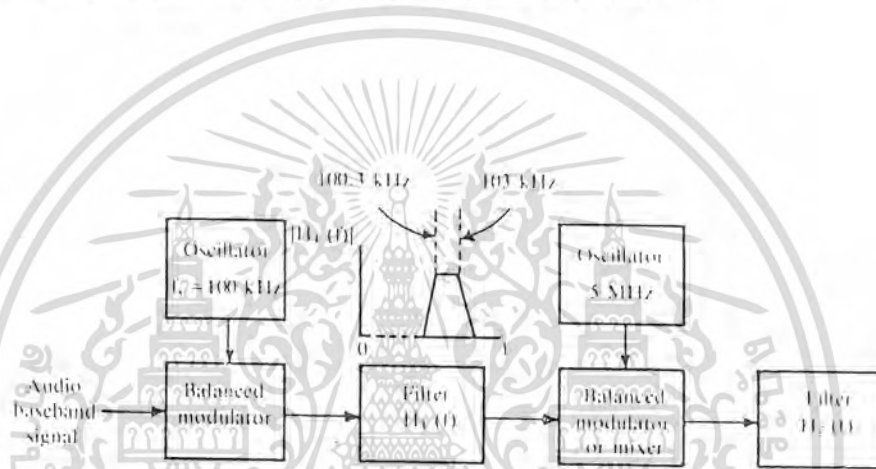
นอกจากนั้นสัญญาณ AM ยังสามารถสร้างได้จากมอดูเลเตอร์แบบสวิทชิง (switching modulator) ซึ่งนิยมใช้ในกรณีกำลังส่งสูง ๆ ซึ่งจะไม่ขอกล่าวถึงรายละเอียดในที่นี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 2.27 บล็อกไดอะแกรมของมอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์ที่ใช้สร้างสัญญาณ DSB ซึ่งดำเนินการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.5.3 การสร้างสัญญาณ SSB และ VSB

ในการสร้างสัญญาณ SSB นั้น โดยหลักการแล้วจะสามารถสร้างจากสัญญาณ DSB ได้โดยทำการกรองเฉพาะไซด์แบนด์ด้านใดด้านหนึ่งออกมา อย่างไรก็ตามเนื่องจากสัญญาณที่ส่งเช่นสัญญาณเสียงพูดจะมีความถี่ต่ำได้ถึงประมาณ 70 Hz ดังนั้นจะเป็นการยากลำบากมากที่จะหาฟิลเตอร์ที่สามารถกรองความถี่ได้คมถึงขนาดนี้ ในทางปฏิบัติเราจะช่วยให้การสร้างสัญญาณ SSB ทำให้ง่ายขึ้น โดยการจำกัดความถี่ต่ำของสัญญาณเสียงให้เป็น 300 Hz เพื่อให้การกรองสัญญาณทำได้ง่ายขึ้น การมอดูเลต 2 ชั้นตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.28 นี้จะช่วยให้การสร้างสัญญาณ SSB ง่ายขึ้นดังนี้คือ ถ้าให้สัญญาณเบสแบนด์มีความถี่ 300 - 3,000 Hz สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตชั้นที่หนึ่ง จะมีความถี่ไซด์แบนด์ต่ำเป็น 99 - 99.7 kHz



รูปที่ 2.28 การสร้างสัญญาณ SSB โดยการมอดูเลต 2 ชั้น

และไซด์แบนด์ด้านสูงเป็น 100.3 - 103 kHz ซึ่งจะเห็นได้ว่าในขั้นแรกนี้ความถี่ที่ห่างกันระหว่างไซด์แบนด์ทั้งสองจะเป็น 600 Hz ซึ่งจะใช้ฟิลเตอร์กรองได้ดีในระดับหนึ่ง เมื่อผ่านฟิลเตอร์ชั้นที่หนึ่งกรองความถี่เฉพาะความถี่ในไซด์แบนด์สูงไปมอดูเลตชั้นที่สองต่อไป สัญญาณ DSB ที่ได้ออกมาจะมีความถี่ในไซด์แบนด์ต่ำเป็น 4,897 - 4,899.7 kHz และมีความถี่ในไซด์แบนด์สูงเป็น 5,100.3 - 5,103 kHz ซึ่งจะเห็นได้ว่าช่วงห่างของไซด์แบนด์ทั้งสองขยายกว้างขึ้นเป็น 200.6 kHz ซึ่งก็จะสามารถกรองเอาเฉพาะไซด์แบนด์ด้านใดด้านหนึ่งออกไปได้ง่ายขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับทำการมอดูเลตเพียงชั้นเดียวโดยใช้  $f_c = 5,000$  kHz ซึ่งจะได้ช่วงห่างของไซด์แบนด์สูงและไซด์แบนด์ต่ำเพียง 600 Hz ก็นับว่าการสร้างฟิลเตอร์ก็จะง่ายขึ้นมาก อนึ่งการดีมอดูเลตก็จะทำได้โดยการย้อนขั้นตอนในรูปที่ 2.28 ซึ่งจะได้กล่าวถึงต่อไป

สำหรับการสร้างสัญญาณ VSB นั้นถ้าเป็นแบบมีคลื่นพาห์อยู่ด้วย ก็จะสร้างจากสัญญาณ AM โดยใช้ฟิลเตอร์กรองสเปกตรัมไซด์แบนด์ด้านที่ไม่ต้องการออกเป็นส่วนใหญ่ ตัวอย่างของสัญญาณ VSB ที่ใช้มากที่สุดก็คือสัญญาณที่ใส่ส่งโทรทัศน์ดังที่แสดงในรูปที่ 2.22 สำหรับสัญญาณ VSB แบบไม่มีคลื่นพาห์นั้นจะสร้างได้จากสัญญาณ DSB แต่จะไม่มีที่ใช้นักเพราะสัญญาณนี้ใกล้เคียงกับสัญญาณ SSB มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

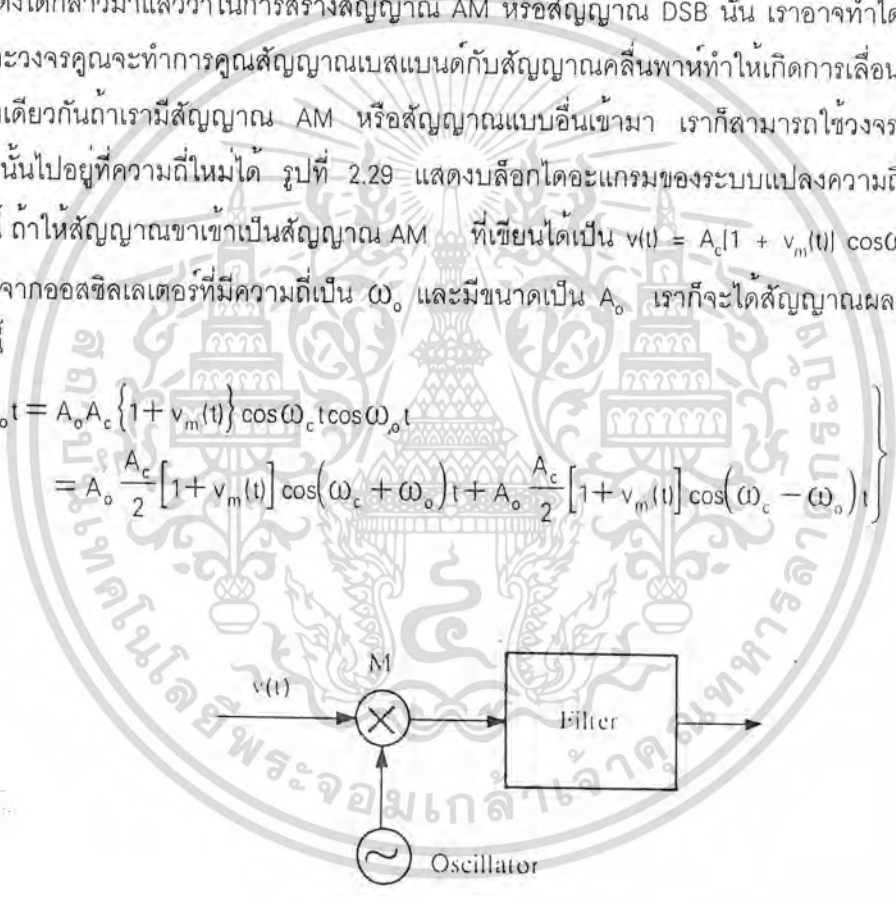
2.3.6 การดัดมอดูเลตสัญญาณที่มีการมอดูเลตทางขนาด

สัญญาณที่ได้รับการมอดูเลตเชิงขนาดนั้นจะเป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกเลื่อนความถี่ให้สูงขึ้นดังที่กล่าวมา ดังนั้นการดัดมอดูเลตสัญญาณ ก็จะเป็นกระบวนการในการเลื่อนความถี่นั้น ให้กลับมาอยู่ที่ความถี่เบสแบนด์อย่างเดิม ซึ่งอาจจะทำได้หลายวิธี เช่นทำการดีเทคเป็นความถี่เบสแบนด์เลย หรือทำการแปลงเป็นความถี่ต่ำลงขั้นหนึ่งก่อนแล้วค่อยขยาย แล้วดีเทคสัญญาณเบสแบนด์ต่อไป การแปลงความถี่จึงจัดว่าเป็นกระบวนการพื้นฐานในการดัดมอดูเลตสัญญาณ ดังนั้นจะขอกล่าวถึงการแปลงความถี่ก่อน แล้วจึงต่อด้วยการดัดมอดูเลตแบบเอนเวลโลปดีเทคชัน และซิงโครไนส์ดีเทคชันต่อไป

2.3.6.1 การแปลงความถี่ของสัญญาณ

ดังได้กล่าวมาแล้วว่าในการสร้างสัญญาณ AM หรือสัญญาณ DSB นั้น เราอาจทำได้โดยการใช้วงจรคูณ เพราะวงจรคูณจะทำการคูณสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพาห้ทำให้เกิดการเลื่อนความถี่สูงขึ้นได้ในทำนองเดียวกันถ้าเรามีสัญญาณ AM หรือสัญญาณแบบอื่นเข้ามา เราก็สามารถนำวงจรคูณในการเลื่อนสัญญาณนั้นไปอยู่ที่ความถี่ใหม่ได้ รูปที่ 2.29 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบแปลงความถี่ของสัญญาณที่กล่าวถึงนี้ ถ้าให้สัญญาณขาเข้าเป็นสัญญาณ AM ที่เขียนได้เป็น  $v(t) = A_c[1 + v_m(t)] \cos \omega_c t$  เมื่อเราคูณสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่เป็น  $\omega_0$  และมีขนาดเป็น  $A_0$  เราก็จะได้สัญญาณผลคูณที่เขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$v(t) \cos \omega_0 t = A_0 A_c \left\{ [1 + v_m(t)] \cos \omega_c t \cos \omega_0 t \right. \\ \left. = A_0 \frac{A_c}{2} [1 + v_m(t)] \cos(\omega_c + \omega_0)t + A_0 \frac{A_c}{2} [1 + v_m(t)] \cos(\omega_c - \omega_0)t \right\} \quad (2.27)$$



รูปที่ 2.29 ระบบแปลงความถี่ของสัญญาณที่ใช้วงจรคูณ

ซึ่งจะเห็นได้ว่ารูปร่างของสัญญาณ ก็ยังคงเป็นสัญญาณ AM อยู่ แต่ขนาดจะขึ้นอยู่กับ  $A_0$  และความถี่ของ สัญญาณคลื่นพาห้จะถูกแปลงไปอยู่ที่  $\omega_c + \omega_0$  และ  $\omega_c - \omega_0$  ถ้า  $\omega_0$  ใหญ่กว่าแบนวิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์เราก็จะใช้ฟิลเตอร์กรองเอาเฉพาะความถี่ด้านสูงหรือความถี่ด้านต่ำด้านใดด้านหนึ่งออกมาได้ ถ้าฟิลเตอร์เอาสัญญาณด้านความถี่สูงออกมาก็จะเป็นการแปลงความถี่ให้สูงขึ้น และเรียกวงจรที่แปลงความถี่นี้ว่า อัพคอนเวอร์เตอร์(up-converter) ในทำนองเดียวกันถ้ากรองเอาสัญญาณด้านความถี่ต่ำลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็น และใช้ประโยชน์จากเอกสารนี้ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

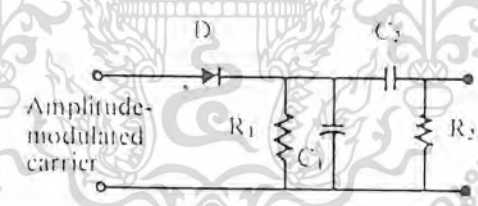
ออกมา เราก็เรียกกวงจรนั้นว่าดาวนคอนเวิร์ทเตอร์ (down-converter) ในกรณีของเครื่องรับทั่วไปนั้นเรามักใช้ วงจรดาวนคอนเวิร์ทเตอร์มากกว่าอัปคอนเวิร์ทเตอร์ เพราะการจัดการกับกับความถี่ที่ต่ำลงมักจะง่ายกว่าความถี่ที่สูงขึ้น กระบวนการที่เราแปลงความถี่นี้เรียกกันทั่วไปว่า มิกซิง(mixing) หรือการทำเฮเตอร์โรไดน์ (heterodyning) เครื่องรับที่ใช้อยู่ในปัจจุบันนี้ส่วนใหญ่จะใช้วิธีการที่กล่าวมานี้

การแปลงความถี่ที่กล่าวมานั้นนอกจากใช้ประโยชน์ในการดีมอดูเลตสัญญาณสื่อสารแล้ว ยังสามารถใช้ประโยชน์ทางด้านอื่นอีกมากมาย เช่น ใช้ในเครื่องวิเคราะห์ความถี่ ใช้ในการสแกนเบิลสัญญาณเสียง ใช้ในการสร้างออสซิลเลเตอร์ เป็นต้น

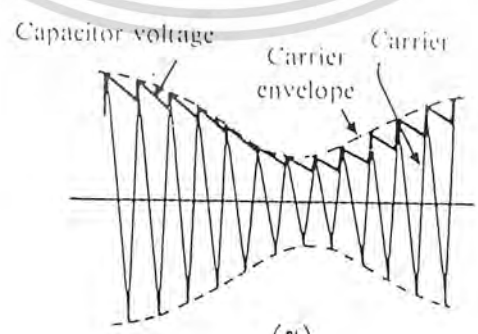
2.3.6.2 เอ็นเวลโลปดีเทคชัน

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่าเอ็นเวลโลปดีเทคชันหมายถึงการกรองเอ็นเวลโลปของสัญญาณ AM ออกมาเป็นวิธีการที่ง่ายและสะดวกในการสร้างวงจรมาก ตัวอย่างวงจรง่าย ๆ ที่สามารถทำหน้าที่นี้คือ วงจรที่แสดงในรูปที่ 2.30 ไดโอดในวงจรจะกรองสัญญาณด้านบวกให้ผ่านไปได้ ในขณะที่  $R_1C_1$  ซึ่งทำหน้าที่เป็นฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำจะกรองเอาส่วนที่เป็นเอ็นเวลโลปออกมา การที่วงจร  $R_1C_1$  จะทำงานได้ดีนั้นไทม์คอนสแตนท์(time constant) ของวงจรหรือ  $R_1C_1$  นั้นเมื่อเทียบกับคาบเวลาของสัญญาณคลื่นพาห์จะต้องยาวกว่ามาก ๆ ในขณะที่เดียวกันเมื่อเทียบกับสัญญาณเบสแบนด์ก็จะต้องสั้นกว่ามาก ๆ หรือมีการเปลี่ยนแปลงที่เร็วกว่า ถ้าเขียนในรูปความถี่ก็จะมีเงื่อนไขออกมาดังนี้

$$W \leq \frac{1}{R_1C_1} \leq f_c \tag{2.28}$$



(ก)

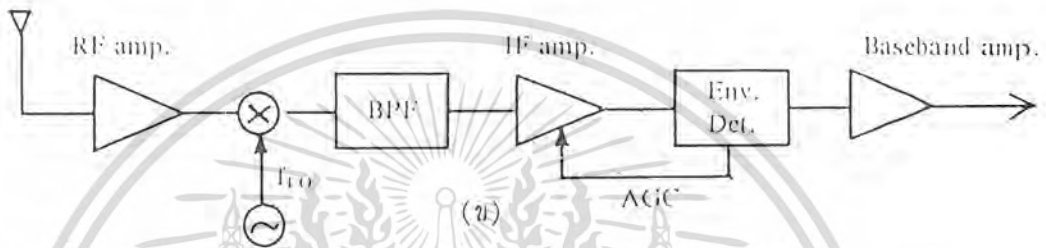
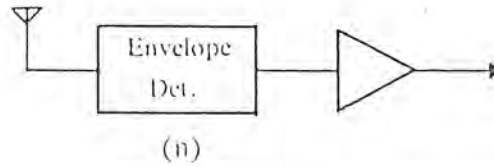


(ข)

รูปที่ 2.30 ตัวอย่างวงจรเอ็นเวลโลปดีเทคชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ  $R_2C_2$  นั้นจะทำหน้าที่สกัดส่วนประกอบกระแสตรงออก และมักจะสกัดความถี่ต่ำ ๆ ออกด้วย ซึ่งอาจจะไม่เหมาะที่จะนำไปใช้งานที่ส่วนประกอบความถี่ต่ำมีความหมายมาก



รูปที่ 2.31 การรับสัญญาณ AM (ก) แบบเอนVELOปดีเทคชัน (ข) แบบซูเปอร์เฮเตอร์โรไดน์

ในเครื่องรับของสัญญาณ AM นั้น เราอาจจะนำคลื่นที่ได้จากสายอากาศมาทำเอนVELOปดีเทคชันโดยตรง แต่โดยทั่วไปสัญญาณที่รับได้มักจะมีกำลังต่ำ จึงต้องทำการขยายสัญญาณที่รับมาได้ขึ้นหนึ่งก่อนแล้วจึงนำไปดีเทคต่อไป

2.3.6.3 ซิงโครนัสดีเทคชัน (synchronous detection)

ซิงโครนัสดีเทคชัน หรือบางครั้งเรียกว่า โคฮีเรนต์ดีเทคชัน (coherent detection) คือวิธีการดีเทคสัญญาณโดยใช้สัญญาณจากโลคอลออสซิลเลเตอร์ (local oscillator) คุณเข้ากับสัญญาณที่รับเข้ามาโดยที่สัญญาณจากโลคอลออสซิลเลเตอร์ จะซิงโครไนซ์กับสัญญาณคลื่นพาห้ทั้งความถี่และเฟส จากนั้นนำสัญญาณผลคูณที่ได้กรองเอาเฉพาะสัญญาณเบสแบนด์ออกมาโดยใช้ฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำที่มีแบนด์วิดท์เท่ากับแบนด์วิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์ หรือมากกว่าเล็กน้อย ในส่วนรายละเอียดจะไม่กล่าวถึงในที่นี้

## 2.4 การมอดูเลตทางเฟสและทางความถี่

### 2.4.1 ทฤษฎีเบื้องต้นของการมอดูเลตทางเฟสและความถี่

กำหนดให้  $\theta_i(t)$  เป็นมุมของคลื่นพาห้ซึ่งผ่านกระบวนการมอดูเลตแล้วเป็นฟังก์ชันของข่าวสาร และเมื่อแสดงคลื่นของ angle-modulation จะได้ดังนี้

$$s(t) = A_c \cos[\theta_i(t)] \quad 2.29)$$

ซึ่ง  $A_c$  เป็นแอมพลิจูดของคลื่นพาห้ เมื่อใดก็ตามที่  $\theta_i(t)$  เปลี่ยนไป  $2\pi$  เรเดียน การออสซิลเลตจะเกิดขึ้นอย่างสมบูรณ์ถ้า  $\theta_i(t)$  เพิ่มขึ้นทีละขั้นโดยลำดับกับเวลาแล้ว ความถี่เฉลี่ยเป็น Hertz ในช่วงเวลาจาก  $t$  ถึง  $t + \Delta t$  จะมีค่าเป็นดังนี้

$$f_{\Delta t}(t) = \frac{\theta_i(t + \Delta t) - \theta_i(t)}{2\pi\Delta t} \quad 2.30)$$

ดังนั้น จึงสามารถกำหนดความถี่ในขณะใดขณะหนึ่งของคลื่นที่ถูกเปลี่ยนทางมุม  $s(t)$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} f(t) &= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} f_{\Delta t}(t) \\ &= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \left[ \frac{\theta_i(t + \Delta t) - \theta_i(t)}{2\pi\Delta t} \right] \\ &= \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta_i(t)}{dt} \end{aligned} \quad 2.31)$$

ฉะนั้นตามสมการ 2.29) จึงสามารถกล่าวได้ว่า  $s(t)$  เป็นเฟสเซอร์(phasor) ที่หมุนอยู่โดยมีขนาด  $A_c$  และมุม  $\theta_i(t)$  สำหรับความเร็วเชิงมุม (angular velocity) ของเฟสเซอร์คือ  $d\theta_i(t)/dt$  ซึ่งสอดคล้องกับสมการ 2.31) กรณีง่าย ๆ ของคลื่นพาห้ที่ยังไม่มีการมอดูเลต มุม  $\theta_i(t)$  แสดงโดย

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + \phi_c \quad 2.32)$$

และเฟสเซอร์ที่สอดคล้องกันจะหมุนด้วยความเร็วเชิงมุมคงที่เท่ากับ  $2\pi f_c$  ค่าคงที่  $\phi_c$  คือค่าของ  $\theta_i(t)$  ที่  $t = 0$  มีหลายวิธีที่จะทำให้  $\theta_i(t)$  เปลี่ยนแปลงไปในบางลักษณะด้วยสัญญาณเบสแบนด์ แต่อย่างไรก็ตามจะพิจารณาเพียง 2 วิธีที่ไ้กันอยู่ทั่วไปคือ การมอดูเลตทางเฟส(Phase Modulation ; PM) และการมอดูเลตทางความถี่(Frequency Modulation ; FM) ซึ่งทั้งสองวิธีนี้กำหนดให้มีหลักการดังต่อไปนี้

1) PM เป็นประเภทหนึ่งของการมอดูเลตทางมุม โดยที่  $\theta_i(t)$  จะเปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้นไปกับ

สัญญาณเบสแบนด์  $m(t)$  ซึ่งแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\theta_p(t) = 2\pi f_c t + k_p m(t) \quad (2.33)$$

เทอม  $2\pi f_c t$  แสดงมุมคลื่นพาห์ที่ยังไม่มีการมอดูเลต และค่าคงที่  $k_p$  แสดง phase sensitivity ของมอดูเลเตอร์ ในหน่วยเรเดียน/ โวลต์ ในที่นี้สมมุติว่า  $m(t)$  เป็นคลื่นในรูปของโวลเตจเพื่อเป็นการสะดวกจึงสมมุติว่ามุมของคลื่นพาห์ที่ยังไม่มีการมอดูเลตตามสมการ 2.32) นั้นเป็นศูนย์ที่  $t = 0$  ฉะนั้นเมื่อแสดง phase-modulated wave  $s(t)$  ในโดเมนเวลาจะได้

$$s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + k_p m(t)] \quad (2.34)$$

2) FM เป็นอีกประเภทหนึ่งของการมอดูเลตทางมุม ซึ่งความถี่ในขณะหนึ่ง  $f_f(t)$  จะเปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้นไปกับสัญญาณเบสแบนด์  $m(t)$  ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$f_f(t) = f_c + k_f m(t) \quad (2.35)$$

เทอม  $f_c$  เป็นความถี่ของคลื่นพาห์ที่ยังไม่มีการมอดูเลต ค่าคงที่  $k_f$  เป็น frequency sensitivity ในหน่วย Hz/volt สมมุติว่า  $m(t)$  เป็นคลื่นในรูปของโวลเตจ เมื่ออินทิเกรตสมการ 2.35) โดยสัมพันธ์กับเวลาทั้งสองข้าง แล้วคูณผลลัพธ์ด้วย  $2\pi$  จะได้

$$\theta_f(t) = 2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt \quad (2.36)$$

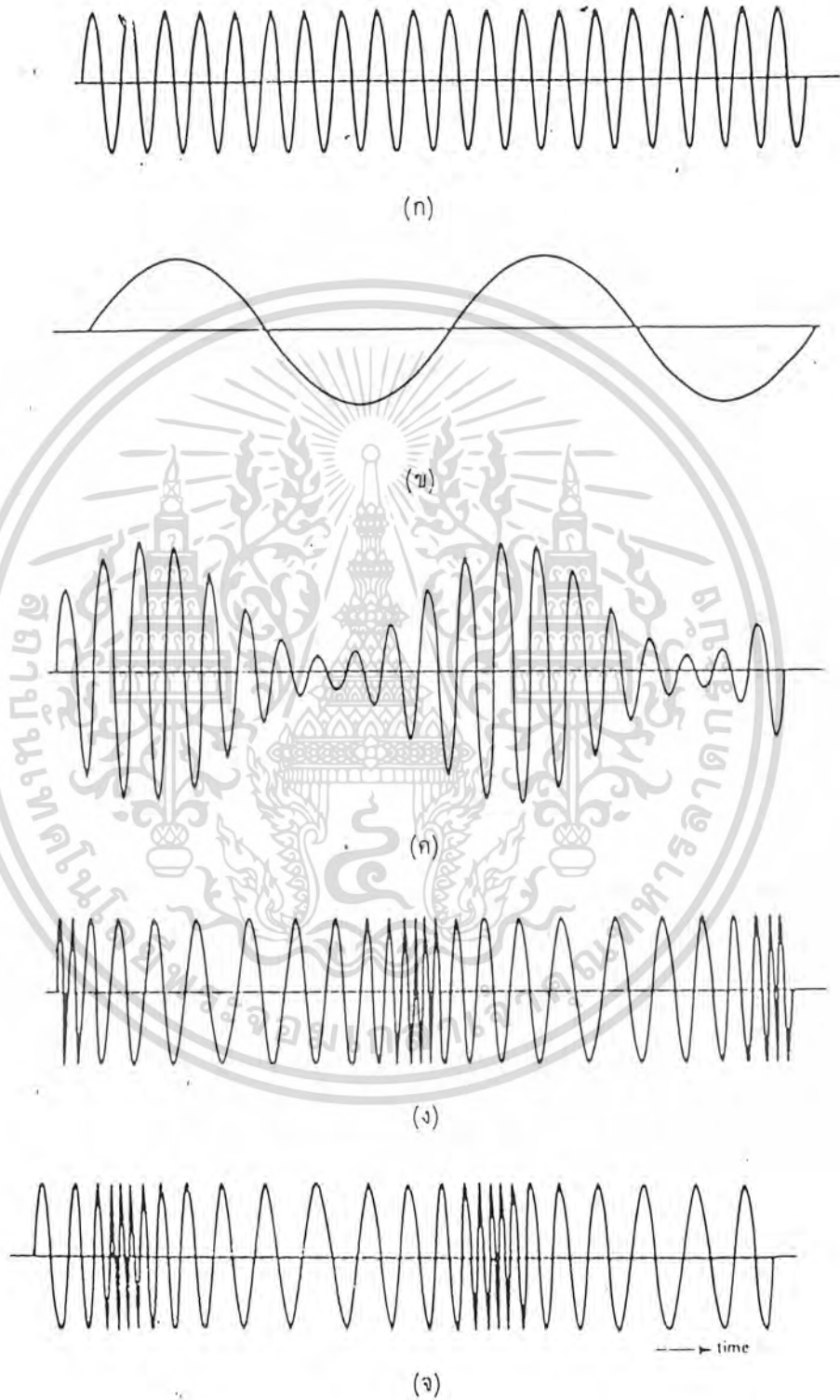
เพื่อความสะดวก ในที่นี้สมมุติว่ามุมของคลื่นพาห์ที่ยังไม่มีการมอดูเลตเป็นศูนย์ที่  $t = 0$  ดังนั้นเมื่อแสดง frequency-modulation wave ในโดเมนเวลา จะได้

$$s(t) = A_c \cos \left[ 2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt \right] \quad (2.37)$$

สิ่งสำคัญที่ยอมให้  $\theta_f(t)$  ขึ้นอยู่กับข่าวสาร  $m(t)$  อย่างในสมการ 2.31) หรือสมการ 2.36) ก็คือ ค่าของมันที่เปลี่ยนแปลงจากบวกไปยังลบหรือในทางตรงข้ามนั้นจะมีระยะห่างของเวลาที่ไม่นั่นอนนี้ เป็นลักษณะเด่นที่สำคัญอย่างหนึ่งที่ทำให้เห็นความแตกต่างของคลื่น PM และ FM กับคลื่น AM ข้อแตกต่างที่สำคัญอื่น ๆ ก็คือเอ็นเวลโลปของคลื่น PM และ FM จะคงที่ ในขณะที่เอ็นเวลโลปของคลื่น AM ขึ้นอยู่กับสัญญาณข่าวสารตามรูปที่ 2.32 เป็นการเปรียบเทียบกันระหว่างคลื่น PM และ FM กับคลื่น AM จะเห็นว่าคลื่น FM และ PM จะมีลักษณะที่เหมือนกันเพียงรูป ซึ่งทั้งนี้เราสามารถผลิตคลื่น FM ได้จากการอินทิเกรต  $m(t)$  แล้วป้อนให้วงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟสมอดูเลเตอร์ และในทางตรงข้ามก็สามารถผลิตคลื่น PM ได้การทำอนุพันธ์สัญญาณ  $m(t)$  แล้วป้อนให้วงจรมอดูเลตทางความถี่



รูปที่ 2.32 แสดงคลื่น AM ,PM และ FM ซึ่งเกิดจากคลื่นความถี่เดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่อผู้ญาติเห็นาเบเซบระเยชินดานการคำ  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.4.2 คลื่นเอฟเอ็มความถี่เดียว

คลื่นเอฟเอ็ม  $s(t)$  ที่กำหนดไว้ตามสมการ 2.37) เป็นฟังก์ชันที่ไม่เป็นเชิงเส้นของ  $m(t)$  ดังนั้นการมอดูเลตทางความถี่จะเป็นกระบวนการมอดูเลตที่ไม่เป็นเชิงเส้นจึงแตกต่างไปจาก AM พิจารณา modulating wave ที่เป็นลักษณะชานันโดยกำหนดให้เป็นดังนี้

$$m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t) \quad 2.38)$$

จะได้ความถี่ในขณะหนึ่งของคลื่น เอฟเอ็ม ดังนี้

$$\begin{aligned} f(t) &= f_c + k_f A_m \cos(2\pi f_m t) \\ &= f_c + \Delta f \cos(2\pi f_m t) \end{aligned} \quad 2.39)$$

โดยที่

$$\Delta f = k_f A_m \quad 2.40)$$

ปริมาณ  $\Delta f$  นี้จะถูกเรียกว่า ค่าเบี่ยงเบนความถี่ (frequency deviation) ซึ่งแสดงระยะห่างสูงสุดของ  $f(t)$  จากคลื่นพาห์  $f_c$  คุณสมบัติเบื้องต้นของคลื่น เอฟเอ็ม คือ  $\Delta f$  จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแอมพลิจูดของ modulating wave และจะไม่ขึ้นอยู่กับการ modulating frequency

จากสมการ 2.32) และสมการ 2.39) จะได้มุมของ  $\theta_1(t)$  ดังนี้

$$\begin{aligned} \theta_1(t) &= 2\pi \int_0^t f(t) dt \\ &= 2\pi f_c t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin(2\pi f_m t) \end{aligned} \quad 2.41)$$

โดยทั่วไปอัตราส่วนระหว่าง  $\Delta f$  และ  $f_m$  จะถูกเรียกว่าดัชนีการมอดูเลต (modulation index) ของคลื่น เอฟเอ็ม ซึ่งกำหนดให้เป็น  $\beta$  ดังนั้นจะเขียนได้ว่า

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} \quad 2.42)$$

และจากสมการ 2.41) จะได้

$$\theta_1(t) = 2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t) \quad 2.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ 2.32) จะเห็นได้ว่า ในทางกายภาพนั้นพารามิเตอร์  $\beta$  จะแสดงค่าเบี่ยงเบนทางเฟสของคลื่นเอพเอ็ม นั่นคือระยะสูงสุดของมุม  $\theta_c(t)$  ที่อยู่ห่างจากมุม  $2\pi f_c t$  ของคลื่นพาห้ที่ไม่มีการมอดูเลต สำหรับคลื่นเอพเอ็มนั้นสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)] \quad (2.44)$$

อาจจะจำแนกคลื่นเอพเอ็มออกเป็นได้สองกรณีโดยขึ้นอยู่กับค่าของ  $\beta$  คือเมื่อ  $\beta$  มีค่าน้อยเรียกว่าเอพเอ็มแบนด์แคบ(Narrow-band FM) ซึ่งจะเขียนย่อว่า NBFM และเมื่อ  $\beta$  มีค่ามากเรียกว่า เอพเอ็มแบนด์กว้าง(Wide-band FM) ซึ่งจะเขียนย่อว่า WBFM ทั้งนี้เมื่อเทียบกับ 1 เติดยกทั้งสองกรณี สำหรับเหตุผลที่แยกให้ต่างกันเช่นนี้ก็คือ กรณีของ NBFM นั้น แบนวิดท์ที่ใช้ในการส่งจะมีค่าใกล้เคียงกับ 2 เท่าของแบนวิดท์ข่าวสาร ในขณะที่กรณีของ WBFM นั้นจะมีแบนวิดท์มากกว่าค่านี้ ซึ่งที่นี้จะกล่าวถึงรายละเอียดเฉพาะกรณีของ WBFM เท่านั้น

#### 2.4.3 เอพเอ็มแบนด์กว้าง (WBFM)

โดยการพิจารณาสเปกตรัมของคลื่นเอพเอ็มจากสมการ 2.44) ซึ่งสามารถนำสมการนี้มาเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} s(t) &= \operatorname{Re}\{A_c e^{j2\pi f_c t + j\beta \sin(2\pi f_m t)}\} \\ &= \operatorname{Re}\{\tilde{s}(t) e^{j2\pi f_c t}\} \end{aligned} \quad (2.45)$$

ซึ่งในที่นี้  $\tilde{s}(t)$  เป็น complex envelope ของคลื่น AM โดยกำหนดให้เป็นดังนี้

$$\tilde{s}(t) = A_c e^{j\beta \sin(2\pi f_m t)} \quad (2.46)$$

จะเห็นได้ว่า  $\tilde{s}(t)$  เป็นฟังก์ชันคาบเวลาซึ่งมีความถี่เริ่มต้นคือ  $f_m$  ดังนั้นจึงสามารถกระจาย  $\tilde{s}(t)$  ให้อยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์แบบเชิงซ้อนได้ดังนี้

$$\tilde{s}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{j2\pi n f_m t} \quad (2.47)$$

ซึ่งสัมประสิทธิ์  $c_n$  จะมีค่าดังนี้

$$\begin{aligned} c_n &= f_m \int_{-1/2T}^{1/2T} \tilde{s}(t) e^{-j2\pi n f_m t} dt \\ &= f_m A_c \int_{-1/2T}^{1/2T} e^{j(\beta \sin(2\pi f_m t) - 2\pi n f_m t)} dt \end{aligned} \quad (2.48)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อความสะดวกกำหนดให้

$$x = 2\pi f_m t \quad (2.49)$$

ดังนั้นเมื่อเขียนสมการ 2.48) ใหม่ จะได้

$$c_n = \frac{A_c}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin(x) - x(n))} dt \quad (2.50)$$

อินทิกรัลทางขวามือของสมการ (21) นี้เป็น Bessel function ชนิดที่ 1 โดยมี argument เป็น  $\beta$  ฟังก์ชันนี้ถูกกำหนดให้เป็น  $J_n(\beta)$  นั่นคือ

$$J_n(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin(x) - nx)} dt \quad (2.51)$$

ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการ 2.50) ได้ดังนี้

$$c_n = A_c J_n(\beta) \quad (2.52)$$

แทนค่าสมการ 2.52) ลงในสมการ 2.46) จะได้  $s(t)$  ในเทอมของ Bessel function ดังนี้

$$\tilde{s}(t) = A_c \sum_{n=-\alpha}^{\alpha} J_n(\beta) e^{j2\pi n f_m t} \quad (2.53)$$

ต่อไปแทนค่าสมการ 2.53) ลงในสมการ 2.45) จะได้

$$\tilde{s}(t) = A_c \operatorname{Re} \left[ \sum_{n=-\alpha}^{\alpha} J_n(\beta) e^{j2\pi(f_c + n f_m)t} \right] \quad (2.54)$$

เมื่อสลบที่อันดับของการรวมและค่าของเทอมจริงทางขวามือของสมการ 2.54) จะได้

$$\tilde{s}(t) = A_c \sum_{n=-\alpha}^{\alpha} J_n(\beta) \cos[2\pi(f_c + n f_m)t] \quad (2.55)$$

สมการ 2.55) นี้แสดงคลื่น AM สำหรับค่า  $\beta$  ใดๆ โดยแสดงในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ เมื่อใช้ฟูเรียร์ทรานสฟอร์มกับสมการ 2.55) จะได้ discret สเปกตรัม ดังนี้  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s(t) = \frac{A_c}{2} \sum_{n=-\alpha}^{\alpha} J_n(\beta) [\delta(f - f_c - n f_m) + \delta(f + f_c + n f_m)] \tag{2.56}$$

Bessel function  $J_n(\beta)$  เมื่อ  $\beta$  มีค่าต่าง ๆ เป็นจำนวนเต็มบวกของ  $n$  แสดงไว้ในรูปที่ 2.33 และสามารถนำฟังก์ชันนี้ไปใช้ประโยชน์ได้หลายประการโดยอาศัยคุณสมบัติของมันดังต่อไปนี้

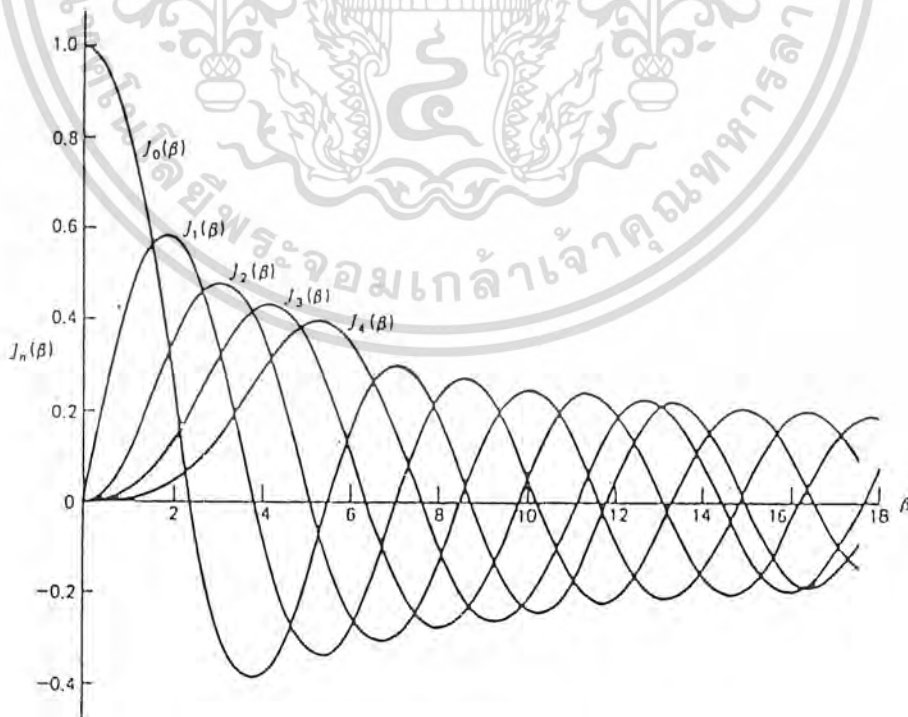
1) เมื่อ  $n$  เป็นเลขคู่ จะได้  $J_n(\beta) = J_{-n}(\beta)$  และเมื่อ  $n$  เป็นเลขคี่จะได้  $J_n(\beta) = -J_{-n}(\beta)$  นั่นคือ

$$J_n(\beta) = (-1)^n J_{-n}(\beta) \tag{2.57}$$

2) ถ้า  $\beta$  มีค่าน้อย ๆ จะได้

$$\left. \begin{aligned} J_0(\beta) &\cong 1 \\ J_1(\beta) &\cong \frac{\beta}{2} \\ J_n(\beta) &\cong 0 \quad ; n > 1 \end{aligned} \right\} \tag{2.58}$$

3) 
$$\sum_{n=-\alpha}^{\alpha} J_n^2(\beta) = 1 \tag{2.59}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.33 กราฟของ Bessel function ชนิดที่ 1 ดึงมาใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฉะนั้น โดยการใช้สมการ (27) และส่วนโค้งตามรูปที่ (30) ก็จะมีข้อสังเกตได้ดังนี้คือ

ก) สเปกตรัมของคลื่นเอฟเอ็มจะประกอบด้วยองค์ประกอบของคลื่นพาห้และกลุ่มของแถบความถี่ข้างเคียงมากมายที่อยู่อย่างสมมาตรกันของแต่ละด้านของความถี่คลื่นพาห้ คืออยู่ที่  $f_m, 2f_m, 3f_m, \dots$

ข) ถ้า  $\beta \ll 1$  แล้วสัมประสิทธิ์ของ Bessel จะมีความสำคัญเฉพาะ  $J_0(\beta)$  และ  $J_1(\beta)$  เท่านั้น ดังนั้น คลื่น เอฟเอ็ม จะประกอบด้วยคลื่นพาห้และแถบความถี่ข้างเคียงคู่หนึ่งที่  $f_c \pm f_m$  เท่านั้น

ค) แอมพลิจูดของคลื่นพาห้จะเปลี่ยนแปลงไปกับค่าของ  $\beta$  อันเนื่องมาจาก  $J_0(\beta)$  นั่นคือมันจะแตกต่างไปจากคลื่นเอเอ็มคือแอมพลิจูดของคลื่นพาห้ในระบบเอฟเอ็มนั้นจะขึ้นอยู่กับค่า  $\beta$  ความหมายทางฟิสิกส์ของคุณสมบัติข้อนี้คือเอ็นเวลโลปของคลื่นเอฟเอ็มจะมีค่าคงที่ ดังนั้นจะมีค่าเฟาเวอร์เฉลี่ยคงที่ด้วย ซึ่งจะมีค่าดังนี้ (โดยการนอร์มอลไลซ์ให้ความดันต้านทานมีค่าเท่ากับ 1 โอมห์)

$$P = \frac{1}{2} A_c^2 \quad (2.60)$$

#### 2.4.4 แบบวิดท์ที่ใช้ในการส่งคลื่นเอฟเอ็ม

ในทางทฤษฎีคลื่นเอฟเอ็มจะประกอบด้วยแถบความถี่มากมาย ดังนั้นแบบวิดท์ที่ใช้สำหรับส่งจึงมีขอบเขตกว้างเสมือนคานันต์ แต่ในทางปฏิบัติจะทราบว่าคลื่นเอฟเอ็มจะถูกนำแถบความถี่ข้างเคียงไปใช้ในวงจำกัดที่มีจำนวนแน่นอนที่สอดคล้องกันกับปริมาณการพราเฟี้ยนภายใต้ค่าที่กำหนดให้อย่างมีประสิทธิภาพ ฉะนั้นจึงอาจกำหนดแบบวิดท์ที่มีผลในการส่งคลื่นเอฟเอ็มได้ โดยขั้นแรกพิจารณากรณีที่คลื่นเอฟเอ็มถูกล่งมาโดยใช้ modulating wave ( $f_m$ ) เพียงความถี่เดียวและเกิดความถี่ข้างเคียงห่างจาก  $f_c$  โดยปริมาณที่มากกว่าค่าเบี่ยงเบนความถี่  $\Delta f$  และแถบความถี่ข้างเคียงนี้จะมีระยะห่างลดลงไปทางศูนย์อย่างรวดเร็ว ดังนั้น แบบวิดท์จะมากกว่าความถี่ที่เคลื่อนไปทั้งหมดเสมอ อย่างไรก็ตามแบบวิดท์ก็จะมีขอบเขตจำกัดโดยเฉพาะกรณี  $\beta$  มีค่ามาก แบบวิดท์จะมีค่าใกล้เคียงกับความถี่ที่เคลื่อนไปทั้งหมด  $2\Delta f$  แต่จะมีค่ามากกว่าเล็กน้อย ในทางตรงข้ามถ้า  $\beta$  มีค่าน้อย สเปกตรัมของคลื่นเอฟเอ็มจะถูกจำกัดให้มีแต่ความถี่  $f_c$  และแถบความถี่ข้างเคียงคู่หนึ่ง ณ ความถี่  $f_c \pm f_m$  ดังนั้นแบบวิดท์มีค่าใกล้เคียงกับ  $2f_m$  จึงอาจกำหนดกฎเกณฑ์สำหรับแบบวิดท์ที่ใช้ในการส่งคลื่น เอฟเอ็ม โดยประมาณสำหรับกรณีของ modulating wave มีความถี่เป็น  $f_m$  เพียงค่าเดียว

$$\begin{aligned} B_T &\approx 2\Delta f + 2f_m \\ &= 2\Delta f \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) \end{aligned} \quad (2.61)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการ 2.61) นี้เรียกว่ากฎของคาร์สัน (Carson's rule)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.5 การผลิตคลื่นเอฟเอ็ม

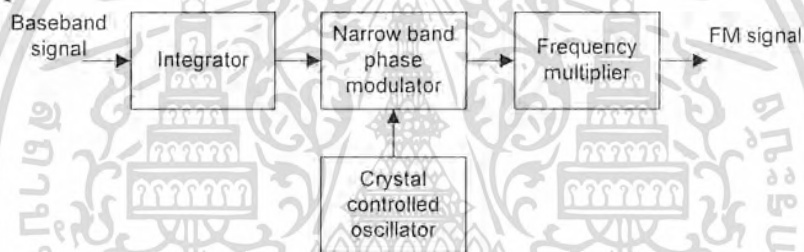
วิธีการเบื้องต้นในการผลิตคลื่นเอฟเอ็ม จะมีอยู่ 2 วิธีการคือเอฟเอ็มทางตรง(direct FM) และเอฟเอ็มทางอ้อม(Indirect FM) ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดดังต่อไปนี้

2.4.5.1 การสร้างคลื่นเอฟเอ็มทางอ้อม (Indirect FM )

เป็นการสร้างคลื่นเอฟเอ็มโดยอ้อมคือสร้างขึ้นจากวงจรเฟสมอดูเลเตอร์โดยสัญญาณ  $m(t)$  จะต้องผ่านวงจรอินทิเกรเตอร์ก่อน ดังแสดงในรูปที่ 2.34 เอ๊าท์พุทที่ได้จากเฟสมอดูเลเตอร์จะเป็น NBFM ซึ่งเมื่อนำไปผ่านวงจรคูณความถี่ (frequency multiplier) ก็จะได้ WBFM ตามต้องการ

สมมุติให้สัญญาณเอ๊าท์พุทของเฟสมอดูเลเตอร์เป็น  $s_1(t)$  ซึ่งค่าเป็น

$$s_1(t) = A_1 \cos \left[ 2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt \right] \tag{2.62}$$



รูปที่ 2.34 การผลิตคลื่น เอฟเอ็ม โดยวิธีอ้อม

ในที่นี้  $f_c$  เป็นความถี่ของ crystal-controlled oscillator และ  $k_f$  เป็นค่าที่กรณนี้ ถ้า  $m(t)$  เป็นลักษณะคลื่นซายน์แล้ว เอ๊าท์พุทของ  $s_1(t)$  จะเป็นดังนี้

$$s_1(t) = A_1 \cos \left[ 2\pi f_c t + \beta_1 \sin(2\pi f_m t) \right] \tag{2.63}$$

ในที่นี้  $\beta_1$  เป็นดัชนีการมอดูเลตซึ่งมีค่าน้อย ( $\beta > 0.3$  เรเดียน เพื่อที่จะทำให้เกิดการพัวพันน้อยที่สุด เมื่อส่งผ่านไปยังวงจรคูณความถี่จะได้สัญญาณซึ่งมีความถี่  $n$  เท่าซึ่งจะได้ WBFM ตามต้องการ

$$s(t) = A_c \cos \left[ 2\pi f_c t + 2n\pi k_f \int_0^t m(t) dt \right] \tag{2.64}$$

ที่  $f_c = nf$ , กรณนี้  $m(t)$  เป็นคลื่นซายน์ จะเขียนสมการ 2.64) ใหม่ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s(t) = A_c \cos [2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)] \tag{2.65}$$

ซึ่ง  $\beta = n\beta_1$  หากเลือกค่า  $n$  ที่เหมาะสมก็อาจจะกำหนดค่าสุดท้ายของ  $\beta$  ให้มีค่าใด ๆ ตามที่ต้องการได้

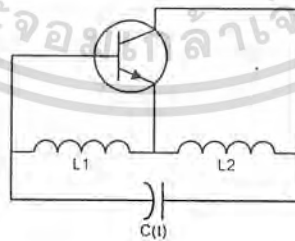
2.4.5.2 การผลิตคลื่น เอฟเอ็ม โดยตรง (Direct FM )

ในระบบ direct FM ความถี่ขณะหนึ่งของคลื่นพาห้จะเปลี่ยนแปลงโดยตรงไปกับสัญญาณเบสแบนด์ โดยการใช้วงจร Voltage-controlled Oscillator (VCO) วิธีนี้จะใช้ออสซิลเลเตอร์แบบลักษณะชานซึ่งมี Q สูง และควบคุมการออสซิลเลต โดยการเปลี่ยนแปลงที่เพิ่มขึ้นอย่างสมมาตรของอุปกรณ์รีแอคทีฟ ตัวอย่างนี้แสดงไว้ตามรูปที่ 2.35 ซึ่งเป็นฮาร์ทเลย์ออสซิลเลเตอร์ สมมติว่าอุปกรณ์คาปาซิแตนซ์ในวงจรกำหนดความถี่ประกอบด้วยคาปาซิเตอร์ซึ่งมีค่าคงที่ต่อขนานอยู่กับ voltage variadle capacitor ผลรวมของค่าความจุกำหนดให้เป็น  $c(t)$  ดังในรูป 2.35 โดยทั่วไป voltage variadle capacitor นี้ถูกเรียกว่า varactor หรือ varicap โดยมีคุณสมบัติที่ขึ้นอยู่กับโวลเตจตกคร่อมอิล็กโตรดตัวอย่างของวาเรคเตอร์นี้คือไดโอดแบบ p-n junction ซึ่งป้อนไบอัสในทิศทางตรงกันข้าม เมื่อโวลเตจที่ป้อนในทิศทางตรงกันข้ามสูงขึ้นจะมี transition capacitance ของไดโอดน้อยลง ความถี่ในการออสซิลเลเตอร์แบบ Hartley ตามรูป 2.35 แสดงโดย

$$f(t) = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 + L_2)C(t)}} \tag{2.66}$$

ซึ่ง  $c(t)$  คาปาซิเตอร์รวมของคาปาซิเตอร์แบบคงที่และ variac  $L_1$  และ  $L_2$  เป็นอินดักแตนซ์ในวงจรมีสมมติว่า ความถี่ในการมอดูเลต  $f_m$  เป็นคลื่นลักษณะชานแล้ว จะแสดง  $C(t)$  ได้ดังนี้

$$C(t) = C_o + \Delta C \cos(2\pi f_m t) \tag{2.67}$$



รูปที่ 2.35 Hartley oscillator

ซึ่ง  $C_o$  เป็นคาปาซิแตนซ์ทั้งหมดเมื่อไม่มีการมอดูเลต และ  $\Delta C$  เป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงสูงสุด เมื่อแทนค่าสมการ 2.67) ลงในสมการ 2.66) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f(t) = f_0 \left[ 1 + \frac{\Delta C}{C_0} \cos(2\pi f_m t) \right]^{-1/2} \tag{2.68}$$

ในที่นี้  $f_0$  เป็นความถี่ออสซิลเลตในขณะที่ยังไม่มีการมอดูเลต นั่นคือ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_0(L_1 + L_2)}} \tag{2.69}$$

ถ้ากำหนดให้  $\Delta C$  มีค่าน้อยๆเมื่อเทียบกับ  $C_0$  แล้ว จะได้ค่าโดยประมาณของ  $f(t)$  ตามสมการ 2.68 ดังนี้

$$f(t) \cong f_0 \left( 1 - \frac{\Delta C}{2C_0} \cos(2\pi f_m t) \right) \tag{2.70}$$

ดังนั้น ถ้ากำหนดให้

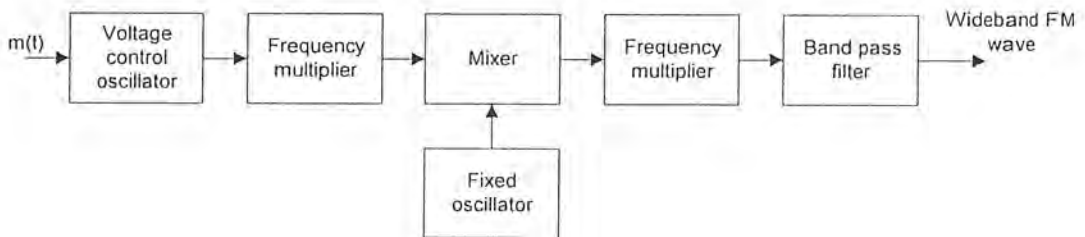
$$\frac{\Delta C}{2C_0} = \frac{\Delta f}{f_0} \tag{2.71}$$

แล้ว จะเขียนสมการ 2.70) ใหม่ได้ดังนี้

$$f(t) \approx f_0 + \Delta f \cos(2\pi f_m t) \tag{2.72}$$

สมการ 2.72) นี้เป็นความถี่ซึ่งเกิดขึ้นในขณะหนึ่งของคลื่นเอฟเอ็มที่ต้องการ

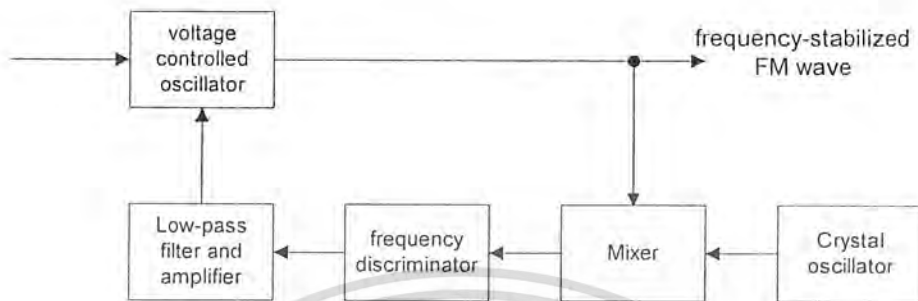
ในการผลิต WBFM ที่มีค่าเบี่ยงเบนความถี่ตามต้องการนั้น จะใช้บล็อกไดอะแกรมตามรูปที่ 2.36 ซึ่งประกอบด้วย VCO ที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นร่วมกับ frequency multiplier และมิกเซอร์โครงสร้างตามรูปนี้จะทำให้ออสซิลเลเตอร์มีเสถียรภาพดี สัดส่วนของการเปลี่ยนแปลงของความถี่ที่เอาท์พุท และการเปลี่ยนแปลงของโวลเตจที่อินพุทมีค่าคงที่ และมีแบนวิดท์ที่จำเป็นสำหรับมอดูเลเตอร์ในการผลิต WBFM



รูปที่ 2.36 บล็อกไดอะแกรมของการผลิต WBFM โดยใช้ VCO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับเครื่องส่งเฟมแบบทางตรงจะมีข้อเสียคือ จะไม่ได้รับความถี่คลื่นพาห้จากออสซิลเลเตอร์ที่มีเสถียรภาพสูง ดังนั้น ในทางปฏิบัติจึงจำเป็นต้องใช้สิ่งอื่นเข้าช่วยโดยใช้คริสตอลผลิตความถี่ที่มีเสถียรภาพเพื่อที่จะสามารถควบคุมความถี่คลื่นพาห้ได้ดังรูป 2.37



รูปที่ 2.37 โครงร่างการป้อนกลับสำหรับการผลิตคลื่นเฟมที่มีความถี่คงที่

เอาท์พุทของคลื่นเฟมจะถูกป้อนกลับให้กับมิกเซอร์พร้อมๆ กับที่มาจากเอาท์พุทของ crystal-controlled oscillator และมีเทอมผลต่างแยกออกมา จากนั้นที่เอาท์พุทของมิกเซอร์จะป้อนให้กับ frequency discriminator แล้วส่งผ่านไปยังกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟรีควเอนซีดีสคริมิเนเตอร์ เป็นวงจรซึ่งเอาท์พุทโวลเตจในขณะหนึ่งจะเป็นสัดส่วนกับความถี่ของคลื่นเฟมที่เข้ามาทางอินพุท ถ้าคลื่นเฟมมีความถี่คลื่นพาห้ที่ถูกต้องแล้ว โวลเตจที่เอาท์พุทของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำจะเป็นศูนย์

#### 2.4.6 การดีมอดูเลตคลื่นเฟม

การดีมอดูเลตเพื่อที่จะทำให้คลื่นเฟมกลับมาเป็น modulating wave ตามเดิมนั้น จะมีวิธีการเบื้องต้น 2 แบบด้วยกันคือ ฟรีควเอนซีดีสคริมิเนเตอร์ (frequency discriminator) และเฟสล็อกคูลูฟดีมอดูเลเตอร์ (phase-locked loop demodulator) วงจรทั้ง 2 แบบมีจุดประสงค์เพื่อจะทำให้เกิด transfer characteristic ซึ่งตรงกันข้ามกับของฟรีควเอนซีดีสคริมิเนเตอร์ กล่าวคือฟรีควเอนซีดีสคริมิเนเตอร์จะทำให้เกิดเอาท์พุทโวลเตจในขณะหนึ่งที่เป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่ของคลื่นเฟม ที่อินพุทซึ่งต่อไปนี้จะกล่าวหลักการของดีมอดูเลเตอร์แบบเฟสล็อกคูลูฟ

##### 2.4.6.1 เฟสล็อกคูลูฟดีมอดูเลเตอร์ (Phase-Locked Loop Demodulator)

เฟสล็อกคูลูฟ (PLL) เป็นระบบป้อนกลับแบบลบ (negative feedback) ซึ่งประกอบด้วยองค์ประกอบที่สำคัญ 3 ส่วนคือ มัลติพลายเออร์ และ VCO ที่ต่ออยู่ด้วยกันในรูปของ feedback loop ตามรูป 2.38 VCO เป็นเครื่องกำเนิดคลื่นลักษณะชานนึ่งซึ่งจะกำหนดความถี่ได้จากโวลเตจที่จ่ายให้จากแหล่งจ่ายไฟภายนอกวงจร

สมมติว่าในตอนแรก VCO ถูกปรับโวลเตจที่ควบคุมให้เป็นศูนย์ ก็จะมีเงื่อนไข 2 ประการคือความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่คลื่นพาห้  $f_c$  ที่ยังไม่มีการมอดูเลตพอดี และเอาท์พุทของ VCO จะมี phase shift ไป 90 องศาเมื่อเทียบกับคลื่นพาห้ลักษณะชานนึ่งที่ยังไม่มีการมอดูเลต สัญญาณอินพุทที่จ่ายให้กับ PLL เป็นคลื่นเฟม ซึ่งกำหนดโดย

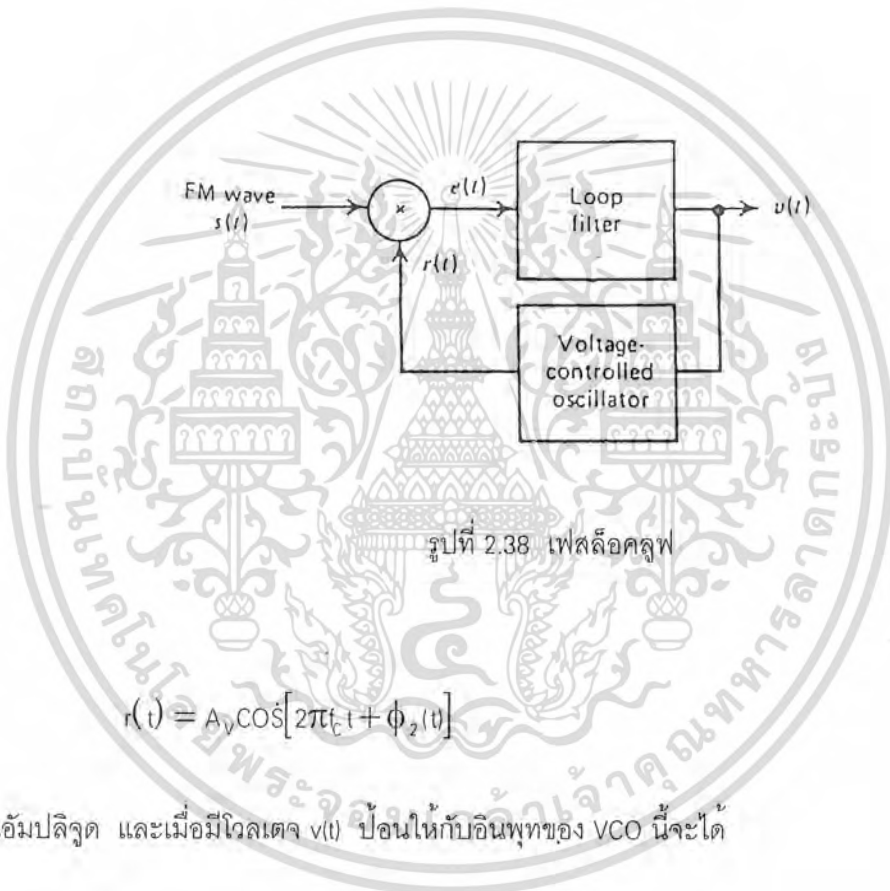
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S(t) = A_c \sin[2\pi f_c t + \phi_1(t)] \tag{2.73}$$

ซึ่ง  $A_c$  เป็นแอมพลิจูดของคลื่นพาห้ เมื่อมี modulating wave  $m(t)$  จะได้

$$\phi_1(t) = 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt \tag{2.74}$$

ซึ่ง  $k_f$  เป็น frequency sensitivity ของมอดูเลเตอร์ กำหนดให้เอาพุทของ VCO เป็นดังนี้



รูปที่ 2.38 เฟสล็อกคูล

$$r(t) = A_v \cos[2\pi f_c t + \phi_2(v)] \tag{2.75}$$

ซึ่ง  $A_v$  เป็นแอมพลิจูด และเมื่อมีโวลเตจ  $v(t)$  ป้อนให้กับอินพุทของ VCO นี้จะได้

$$\phi_2(t) = 2\pi k_v \int_0^t v(t) dt \tag{2.76}$$

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

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

และองค์ประกอบความถี่ต่ำซึ่งแสดงโดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ในที่นี้  $k_m$  เป็น multiplier gain มีหน่วยเป็น 1/volt องค์ประกอบความถี่สูงจะถูกกำจัดโดยฟิลเตอร์และ VCO เพราะฉะนั้น เมื่อตัดองค์ประกอบความถี่สูงออกไปแล้ว อินพุตของลูฟฟิลเตอร์ จะมีค่าดังนี้

$$e(t) = k_m A_c A_v \sin[\phi_e(t)] \quad (2.77)$$

ซึ่ง เป็น phase error ซึ่งกำหนดให้เป็นดังนี้

$$\begin{aligned} \phi_e(t) &= \phi_1(t) - \phi_2(t) \\ &= \phi_1(t) - 2\pi k_v \int_0^t v(t) dt \end{aligned} \quad (2.78)$$

เอาที่พหุคูณของลูฟฟิลเตอร์ซึ่งเกิดจากอินพุต  $e(t)$  จะเป็นดังนี้

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (2.79)$$

ซึ่ง  $h(t)$  เป็นอิมพัลส์เรสponse ของฟิลเตอร์ โดยการใช้สมการ 2.77) ถึง 2.79) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $\phi_e(t)$  และ  $\phi_1(t)$  ดังนี้

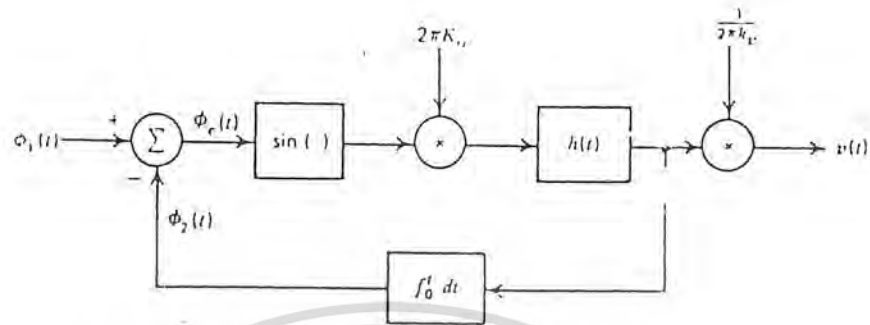
$$\frac{d\phi_e(t)}{dt} = \frac{d\phi_1(t)}{dt} - 2\pi k_0 \int_{-\infty}^{\infty} \sin[\phi_e(\tau)] h(t - \tau) d\tau \quad (2.80)$$

ซึ่ง  $k_0$  ถูกกำหนดโดย

$$K_0 = k_m k_v A_c A_v \quad (2.81)$$

แอมพลิจูด  $A_c$  และ  $A_v$  มีหน่วยเป็นโวลต์ multiplier gain ในหน่วย 1/volt และ frequency sensitivity  $K_v$  ในหน่วย Hz/volt จากสมการ 2.81)  $K_0$  เป็นความถี่ สำหรับสมการ 2.80) แสดงเป็นรูปแบบตามรูป 2.39 จากรูปได้รวมความสัมพันธ์ระหว่าง  $v(t)$  และ  $e(t)$  ที่ได้จากสมการ 2.77) และ 2.79) ไว้ด้วย บล็อกไดอะแกรมนี้คล้ายกับรูป 2.38 คือ มัลติพลายเออร์จะสอดคล้องกับวงจร adder และคลื่นลักษณะขายนี่ไม่เป็นเชิงเส้น ส่วน VCO จะสอดคล้องกับอินทิเกรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.39 รูปแบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นของเฟสล็อกคูล

ขณะที่ค่าผิดพลาดทางเฟส  $\phi_e(t)$  เป็นศูนย์ PLL ถูกเรียกว่าเป็น phase-locked ถ้า  $\phi_e(t)$  มีค่าน้อยเสมอเมื่อเทียบกับ 1 เรเดียน ก็จะใช้ค่าโดยประมาณดังนี้

$$\sin(\phi_e(t)) \approx \phi_e \quad (2.82)$$

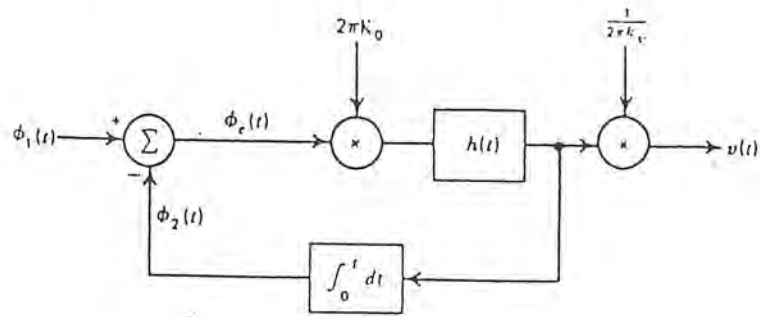
ในกรณีนี้อาจกล่าวได้ว่าใกล้เคียงกับ phase-locked และอาจไม่ต้องคำนึงถึงความไม่เป็นเชิงเส้นของคลื่นลักษณะไซน์ตามรูป 2.39 ดังนั้นแสดง PLL โดยรูปแบบที่เป็นเชิงเส้นได้ดังรูปที่ 2.40 ตามรูปนี้  $\phi_e(t)$  จะมีความสัมพันธ์กับเฟสที่อินพุต  $\phi_1(t)$  ตามสมการ integral - differential ดังนี้

$$\frac{d\phi_e(t)}{dt} + 2\pi K_o \int_{-\alpha}^{\alpha} \phi_e(\tau) h(t-\tau) d\tau = \frac{d\phi_1(t)}{dt} \quad (2.83)$$

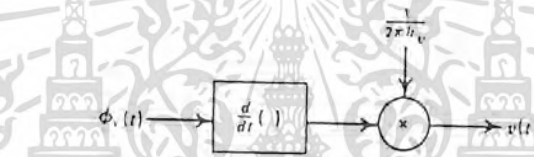
กำหนดให้  $\Phi_e(f)$  และ  $\Phi_1(f)$  เป็นฟูริเออร์ทรานส์ฟอร์มของ  $\phi_e(t)$  และ  $\phi_1(t)$  ดังนั้น จากสมการ 283) จะได้

$$\phi_e(f) = \frac{1}{1+L(f)} \phi_1(f) \quad (2.84)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) รูปแบบที่เป็นเชิงเส้น



(ข) รูปแบบอย่างง่ายเมื่อ loop gain สูงกว่า 1 มาก

รูปที่ 2.40 รูปแบบของเฟสล็อกคูลูป

ในที่นี้ ฟังก์ชัน  $L(f)$  ในสมการ 2.84) ถูกกำหนดให้เป็นดังนี้

$$L(f) = K_0 \frac{H(f)}{jf} \tag{2.85}$$

ซึ่ง  $H(f)$  เป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของลูปฟิลเตอร์และเรียก  $L(f)$  นี้ว่า open - loop transfer function ของ PLL สมมติว่ากำหนดให้  $|L(f)| \gg 1$  สำหรับทุกความถี่ของแบนด์ ดั้งนั้น จากสมการ 2.84)  $\Phi_e(f)$  จะมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ นั่นคือเฟสของ VCO จะเป็น asymptote กับเฟสของคลื่นที่เข้ามาด้วยเหตุนี้จึงเกิด phase-locked ขึ้น

รูปที่ 2.40 (ก) จะเห็นได้ว่าฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม  $v(f)$  ของเอาต์พุตของ PLL  $V(t)$  จะสัมพันธ์กับ  $\Phi_e(f)$  ดังนี้

$$V(f) = \frac{K_0}{K_V} H(f) \Phi_e(f) \tag{2.86}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V(f) = \frac{jf}{K_v} L(f) \Phi_e(f) \quad (2.87)$$

ดังนั้น เมื่อแทนค่าสมการ 2.84) ลงใน 2.87) จะได้

$$V(f) = \frac{(jf/k_v)L(f)}{1+L(f)} \Phi_1(f) \quad (2.88)$$

และถ้ากำหนดให้  $L(f) \gg 1$  จะได้ค่าโดยประมาณของ  $V(f)$  จากสมการ 2.87) ดังนี้

$$V(f) \approx \frac{jf}{k_v} \Phi_1(f) \quad (2.89)$$

และจะได้ความสัมพันธ์ในโดเมนเวลา ดังนี้

$$v(t) \approx \frac{1}{2\pi k_v} \frac{d\phi_1(t)}{dt} \quad (2.90)$$

ดังนั้นเมื่อกำหนดให้ขนาดของ  $L(f)$  มีค่ามากๆ ในทุกความถี่ที่พิจารณา ก็จะสามารถสร้างรูปแบบของ PLL ได้โดยใช้คิฟเฟอร์เรนต์เอดเตอร์ที่มีตัวประกอบ  $1/2\pi k_v$  คุณอยู่ที่เอาท์พุทซึ่งเป็นพื้นฐานการคิมอดูเลตทางความถี่โดยการใช้ PLL เมื่อสัญญาณอินพุทเป็นคลื่นเอฟเอ็มตามสมการ 2.73) และเฟส  $\phi_1(t)$  มีความสัมพันธ์กับ  $m(t)$  ตามสมการ 2.74) แล้ว เมื่อแทนค่าสมการ 2.74) ลงใน 2.90) จะได้สัญญาณเอาท์พุทของ PLL ดังนี้

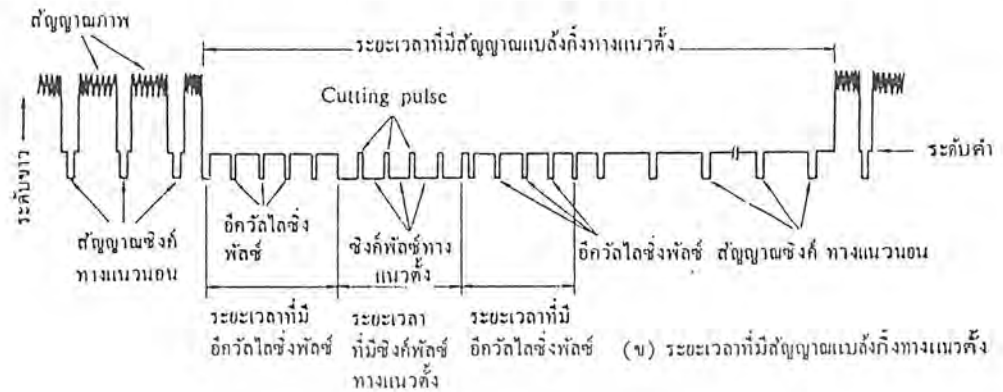
$$v(t) \cong \frac{k_i}{k_p} m(t) \quad (2.91)$$

นั่นคือเอาท์พุทของ PLL จะมีค่าใกล้เคียงกับ  $m(t)$  เมื่อยังไม่พิจารณา scaling factor  $k_i/k_p$  จึงสามารถกล่าวได้ว่าสัญญาณเบสแบนจะกลับคืนมาได้

จุดเด่นที่สำคัญของ PLL คิมอดูเลเตอร์ก็คือแบนวิดท์ของคลื่นเอฟเอ็ม ที่เข้ามาจะกว้างมากกว่าของลูฟฟิลเตอร์  $H(f)$  ทราส์เฟอร์ฟังก์ชันนั้นควรจะจำกัดแบนด์ให้อยู่ภายในเบสแบนด์ ดังนั้นสัญญาณที่ควบคุม VCO จะมีแบนด์วิดธ์อยู่ในสัญญาณเบสแบนด์  $m(t)$  ส่วนเอาท์พุทของ VCO จะเป็นคลื่นที่มอดูเลตทางความถี่ที่มีแบนด์กว้างซึ่งความถี่ขณะหนึ่ง จะติดตามคลื่นเอฟเอ็มที่เข้ามาอยู่เสมอความซับซ้อนของ PLL ก็คือการกำหนดทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน  $H(f)$  ของลูฟฟิลเตอร์ รูปแบบที่ง่ายที่สุดของ PLL คือ  $H(f)=1$  กล่าวคือไม่มีลูฟฟิลเตอร์ผลที่ได้จาก PLL ในขณะนี้เรียกว่า PLL อันดับที่ 1 (first-order PLL) สำหรับ PLL อันดับสูงกว่านั้น  $H(f)$  จะมีรูปแบบที่ยู่งยากกว่าอันดับของ PLL ถูกกำหนดโดย close loop transfer function ซึ่งมีตัวหารหลายๆเทอมตามแบบสมการ 2.88)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





รูปที่ 2.42 แสดงรูปร่างของสัญญาณซิงค์ที่อยู่ในสัญญาณภาพโทรทัศน์

2) สัญญาณแบล็งกิ่ง (Blanking signal) เมื่อลิวอิเล็กตรอนทำการสแกนภาพจนครบ 1 เส้นตามแนวนอนจะเกิดการสะบัดกลับตามแนวนอนเรียกว่า การ Retrace ซึ่งจะทำให้เกิดเป็นเส้นขึ้นที่ไม่ใช่ส่วนประกอบของภาพดังนั้นจึงต้องมีการลบทิ้ง โดยเครื่องส่งจะต้องส่งสัญญาณแบล็งกิ่งนี้ออกมาพร้อมสัญญาณภาพ เพื่อเป็นการบังคับให้ลิวอิเล็กตรอนให้ทางจอภาพว่าตรงช่วงไหนไม่ต้องทำการยิงอิเล็กตรอนก็จะคัทออฟการทำงานของปืนยิงอิเล็กตรอนขงเวลานั้น เพราะฉะนั้นก็จะไม่เกิดเส้นภาพในขณะนั้น Retrace แล้วในระบบ CCIR เวลาที่ใช้ในการสะบัดกลับตามแนวนอน จะเท่ากับ 12 μsec ส่วนเวลาในการสะบัดกลับทางแนวตั้งจะใช้เวลา 1600 μsec

3) สัญญาณอิกควอลิซิง (Equalizing Signal) เป็นสัญญาณบังคับรูปร่างของสัญญาณซิงโครไนซ์ขึ้นทางแนวตั้ง เพื่อให้คงรูปได้ถูกต้อง และยังช่วยการสแกนแบบสลับเส้นให้เป็นไปอย่างถูกต้องด้วย สามารถขึ้นเส้นสแกนเลขคู่ เลขคี่ได้อย่างถูกต้อง ทั้งยังส่งผลทางอ้อมให้สัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวนอนไม่ขาดหายไป ในระหว่างการส่งสัญญาณทางแนวตั้งด้วย

### 2.5.3 สัญญาณโครมา (Chroma Signal)

เพื่อให้ได้ภาพที่ปรากฏทางเครื่องรับโทรทัศน์สีมีสีเหมือนกับทางสถานีส่ง จึงต้องส่งรายละเอียดและความเข้มของสัญญาณสีออกอากาศ โดยปกติสัญญาณสีที่ได้จากหลอดภาพโทรทัศน์ จะประกอบด้วยแม่สีทางแสงคือ แดง เขียวและน้ำเงิน แต่ถ้าจะส่งสัญญาณสีทั้ง 3 ออกไปในระบบการส่งสัญญาณโดยตรงนั้นจะต้องใช้คลื่นพาห์ในการส่งถึง 3 ความถี่ด้วยกันซึ่งจะทำให้แบนวิทท์ของสัญญาณรวมกว้างเกินไป

ดังนั้นจึงต้องใช้สัญญาณก่อรูปความต่างสี ซึ่งจะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแม่สีทั้งสามให้เหลือเพียงสัญญาณความต่างสีสองสัญญาณเท่านั้นคือ สัญญาณความต่างสี R-Y และ B-Y โดยมีอัตราส่วนการผสมดังนี้

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

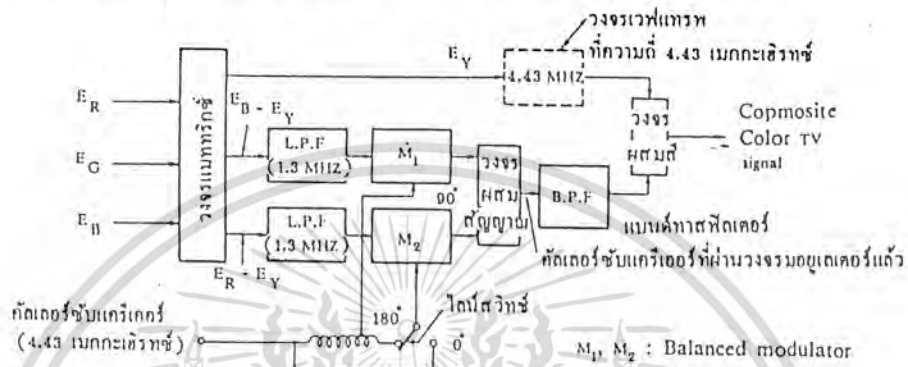
$$B-Y = 0.89B - 0.59G - 0.3R$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนสัญญาณสีเขียวเราจะไม่ส่งออกอากาศโดยตรง แต่จะฝากรวมไปกับสัญญาณความต่างสีทั้งสอง โดยอยู่ในรูปของสัญญาณ Y เนื่องจากมีแม่สีทั้งสามประกอบกันอยู่ด้วยอัตราส่วน

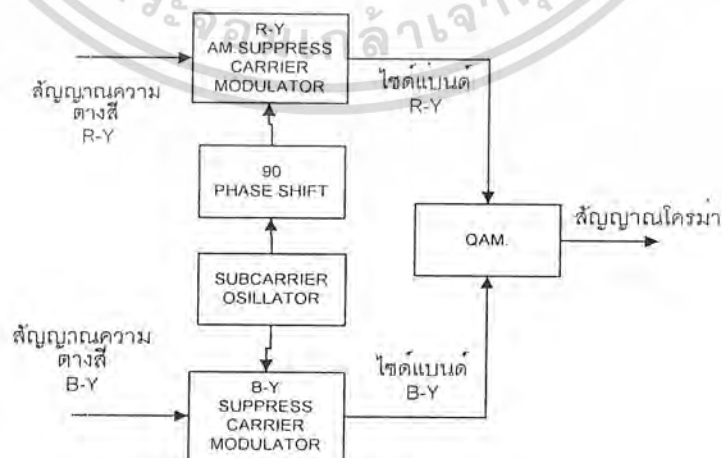
$$Y = 0.30R + 0.59G + 0.11B$$

จะเห็นว่า อัตราส่วนที่เป็นสีเขียวจะมีมากที่สุด จะเป็นการสิ้นเปลืองพลังงานมากกว่า ถ้าต้องส่งสีเขียวออกไป ดังนั้นการส่งสีแดงกับสีน้ำเงินมาสร้างสัญญาณความต่างสีจะเหมาะสมกว่า ส่วนสัญญาณสีเขียวจะสร้างคืนได้ทางเครื่องรับโทรทัศน์สี รูปที่ 2.43 จะแสดงให้เห็นวิธีการสร้างสัญญาณภาพสีรวม



รูปที่ 2.43 การสร้างสัญญาณภาพสีรวม

ข้อกำหนดในการส่งสัญญาณโทรทัศน์สีมาตรฐาน PAL ได้กำหนดให้การส่งสัญญาณความเข้มสีที่ได้นั้นออกไปกับสัญญาณความสว่างที่มีอยู่แล้ว โดยให้มอดูเลตแบบ DSBSC ด้วยซับแคเรียร์ 4.43 MHz เพียงความถี่เดียว แต่สัญญาณความต่างสีมีอยู่ถึง 2 สัญญาณ ดังนั้นเพื่อให้สัญญาณความต่างสีทั้งสองสามารถส่งออกไปกับซับแคเรียร์ความถี่เดียวกันได้จึงมีการผสมสัญญาณแบบ QAM (Quadrature Amplitude Modulation) โดยทำการ Shift Phase ของซับแคเรียร์ไป 90° แล้วให้มอดูเลตกับสัญญาณ R-Y ส่วนของ B-Y ก็มอดูเลตกับซับแคเรียร์เฟสปกติ ดังนั้นสัญญาณ R-Y จะนำสัญญาณ B-Y อยู่ 90° สัญญาณที่ได้จากการผสมแบบ QAM นี้เองเรียกว่า “สัญญาณโครมา”



รูปที่ 2.44 ลักษณะการสร้างสัญญาณโครมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แนวคิดในการเลือกใช้ซับแคเรียร์ 4.43 MHz ก็คือว่า สัญญาณภาพของระบบ PAL นั้นมีแบนด์วิดท์ประมาณ 5 MHz ซึ่งเป็นสัญญาณภาพอยู่เต็มหมดแล้ว จะทำอย่างไรจึงจะสอดแทรกส่วนที่เป็นสัญญาณสี (สัญญาณโครมา) เข้าไปโดยไม่รบกวนสัญญาณภาพที่มีอยู่ เนื่องจากว่าสัญญาณภาพ เป็นสัญญาณรายคาบที่มีฮาร์โมนิคต่างๆตลอดย่าน 5 MHz แต่ที่ว่าความแรงของกลุ่มฮาร์โมนิค จะลดลงที่ปลายด้านความถี่สูงของสัญญาณภาพ ดังนั้นเพื่อจะลดการรบกวน ระหว่างสัญญาณภาพและสัญญาณสีให้เกิดขึ้นน้อยที่สุด จึงต้องเลือกความถี่ของซับแคเรียร์ (Subcarrier) ของสัญญาณสีที่บริเวณปลายด้านความถี่สูงของสัญญาณภาพนี้เอง โดยต้องมีแบนด์วิดท์ของสัญญาณสีรวมแล้วต้องไม่ทำให้เลยความถี่ 5 MHz จึงเลือกใช้ความถี่ 4.43 MHz ในระบบ PAL เรียกว่าวิธีการดังกล่าวนี้ว่า Frequency Interleaving สัญญาณที่แทรกลงไปมีแบนด์วิดท์ประมาณ 1 MHz สำหรับวงจรที่ใช้สำหรับมอดูเลตสัญญาณความต่างสี R-Y และ B-Y ซึ่งเป็นแบบ DSB-SC อาจเลือกใช้วงจร Balance Modulator หรือ Ring Modulator

#### 2.5.4 สัญญาณเบิสต์ (Burst Signal)

เป็นสัญญาณอ้างอิงในการควบคุมการสร้างความถี่ของวงจรทางเครื่องรับที่เรียกว่า ซับแคเรียร์ ออสซิลเลเตอร์ (Subcarrier Oscillator Circuit) วงจรนี้จะต้องสร้างซับแคเรียร์ ให้มีความถี่และเฟสตรงกับซับแคเรียร์ที่สร้างขึ้นทางเครื่องส่ง การดีเทคต์สัญญาณความต่างสีที่เป็นแบบ DSB-SC นั้นจะใช้วิธี "ซิงโครนัสดีเทคชัน" (Synchronous Detection) สัญญาณเบิสต์จะเป็นตัวควบคุมให้ซับแคเรียร์ออสซิลเลเตอร์ของเครื่องรับสร้าง ซับแคเรียร์ออกมาให้มีความถี่และเฟสตรงกับซับแคเรียร์ทางด้านส่ง ลักษณะการสอดแทรกสัญญาณเบิสต์

## บทที่ 3

## การคำนวณและการสร้าง

## 3.1 การคำนวณ Transmission Bandwidth

เราสามารถคำนวณแบนด์วิดท์ของระบบได้จากค่า Rise time ของอุปกรณ์กำเนิดแสงในที่นี้คือ LED เส้นใยแสง และอุปกรณ์รับแสงคือ พินไดโอด (PIN Diode) ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังสมการต่อไปนี้

$$t_s^2 = t_{LS}^2 + t_F^2 + t_{PD}^2$$

โดยที่

$t_s$  คือ Rise time ของระบบ

$t_{LS}$  คือ Rise time ของอุปกรณ์กำเนิดแสงคือ LED

$t_F$  คือ Rise time ของ เส้นใยแสง

$t_{PD}$  คือ Rise time ของ พินไดโอด

และความสัมพันธ์ระหว่างแบนด์วิดท์กับ Rise time,  $t_r$  คือ

$$BW = \frac{0.35}{t_r}$$

และในโครงการนี้ใช้ LED ที่มี Rise time = 4 nS และพินไดโอดมีค่า  $t_{PD} = 10$  nS (=  $2.19R_L C_D$ ) ส่วนเส้นใยแสงมีแบนด์วิดท์ = 400 MHz/km ฉะนั้นที่ความยาว 1 km ค่า  $t_r = 0.35/(400 \text{ MHz/km}) = 0.875$  nS.km นั่นคือค่า Rise time ของระบบ = 10.80 nS ซึ่งจะคำนวณแบนด์วิดท์ของระบบ (คิดที่ความยาวเส้นใยแสง 1km) ได้เท่ากับ 32.389 MHz

## 3.2 การออกแบบวงจรเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์ (FM modulator)

เนื่องจากสัญญาณเสียงมีแบนด์วิดท์ต่ำ (1Hz-15kHz) ซึ่งต่ำกว่าสัญญาณภาพอยู่มาก (ประมาณ 5 MHz) เราไม่สามารถรวมสัญญาณภาพกับสัญญาณเสียงได้โดยตรง เพราะจะเกิดความผิดเพี้ยน (Distortion) ของสัญญาณ ดังนั้นจึงทำการมอดูเลตกับสัญญาณเสียงแบบ เอฟเอ็ม ด้วยคลื่นพาห้ความถี่ 5.5MHz และ 6.5 MHz ตามลำดับ ทั้งนี้เพราะการมอดูเลตแบบ เอฟเอ็ม สัญญาณคลื่นพาห้จะมีขนาดคงที่ แต่ความถี่จะเปลี่ยนตามขนาดสัญญาณเสียงที่เข้ามา ทำให้สามารถกำหนดเอาพหุที่แน่นอนได้ ซึ่งจะสะดวกในการออกแบบส่วนของวงจร Driver ต่อไป

ในโครงการนี้เลือกใช้ไอซีเบอร์ 74HC4046 (Phase -Lock Loop with VCO) เป็นตัวเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์ ซึ่งสามารถผลิตความถี่ออสซิลเลเตอร์ได้สูงสุดถึง 18 MHz และเราจะทำการออกแบบวงจรเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์ จำนวน 2 วงจรที่มีความถี่กลางที่ 5.5 MHz และ 6.5 MHz ตามลำดับ โดยจะกำหนดความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด

( $f_{\text{devmax}}$ ) ของระบบไว้ที่ 150 kHz นั่นคือวงจรทั้งสองมีอัตรากว่รเบี่ยงเบนความถี่ ( $\Delta f$ ) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด( $f_{dmax}$ )ของระบบ ต่อ ของความถี่การมอดูเลตความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด( $f_{dmax}$ )ของระบบ มีค่าเท่ากับ 10

จากคู่มือของไอซีเบอร์ 74 HC4046 จะต้องทำการหาค่า  $R_1, R_2$  และ  $C_2$  เพื่อกำหนดความถี่กลาง( $f_0$ ) และช่วงความถี่ลีด ( $2f_L$ ) ซึ่งมีลำดับขั้นตอนดังนี้

- 1) นำค่าช่วงความถี่ลีด ( $2f_L$ ) ไปหาค่าผลคูณของ  $R_1 C_1$  (ใน Fig 31)
- 2) หาค่า  $f_{off}$  จากสมการ  $f_{off} = f_0 - 4.3f_L$  จากนั้นนำค่าที่ได้ไปหาค่า  $R_2$  และ  $C_1$  (ใน Fig 30)
- 3) คำนวณหาค่า  $R_1$  จากค่าผลคูณของ  $R_1 C_1$  และค่า  $C_1$  ที่ได้จากข้อ 1) และ ข้อ 2) ตามลำดับ

ในกรณีที่ความถี่ 5.5 MHz จะได้อ่า  $R_1, R_2$  และ  $C_2$  ดังต่อไปนี้

$$R_1 = 58.8 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 3 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = 680 \text{ pF}$$

ในกรณีที่ความถี่ 5.5 MHz จะได้อ่า  $R_1, R_2$  และ  $C_2$  ดังต่อไปนี้

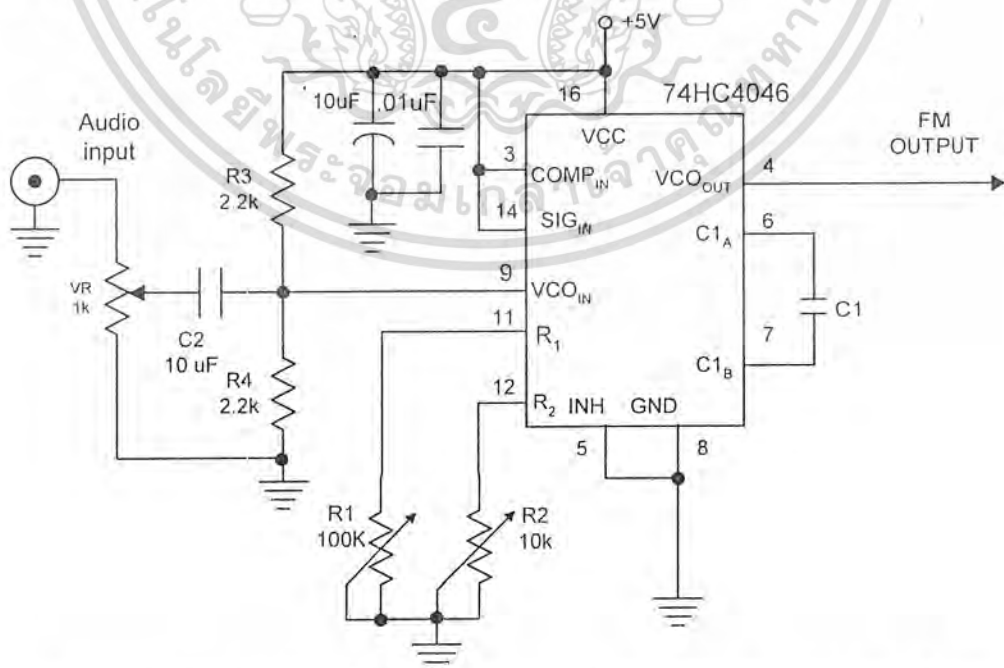
$$R_1 = 80 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 3 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = 500 \text{ pF}$$

(ค่าที่ได้เป็นค่าโดยประมาณ)

โดยในการทดลองเพื่อความสะดวกจะใช้ค่า  $R_1$  และ  $R_2$  ของทั้งวงจรเฟมมอดูเลเตอร์ ที่  $f_0$  5.5 MHz และ 6.5 MHz เป็นตัวต้านทานปรับค่าได้ (VR) แบบทริมพอร์ตมีค่าเป็น 100 k $\Omega$  และ 10 k $\Omega$  ตามลำดับ สำหรับวงจรที่ออกแบบไว้แสดงดังรูปที่ 3.1

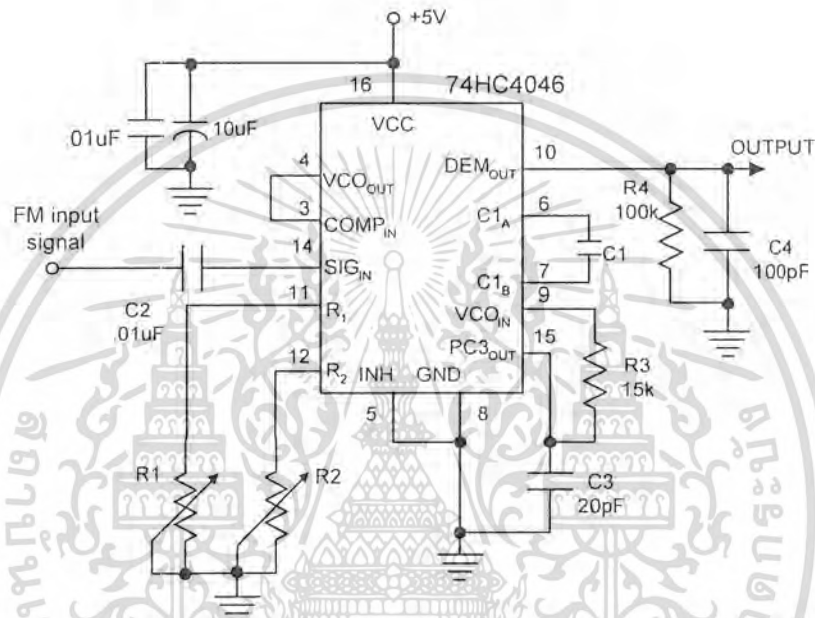


รูปที่ 3.1 แสดงวงจรเฟมมอดูเลเตอร์ โดยที่  $f_0 = 5.5$  MHz ค่า  $C_1 = 680$  pF,  $f_0 = 6.5$  MHz ค่า  $C_1 = 500$  pF เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของการไบอัสแรงดันที่  $V_{CO_{IN}}$  ให้ได้  $1/2 V_{cc}$  โดยการใช้ความต้านทาน  $R_3$  และ  $R_4$  ที่มีค่า  $2.2 \text{ k}\Omega$  ต่อเป็นวงจรแบ่งแรงดันเพื่อให้ค่าแรงดันที่ ขา 9 มีค่าเท่ากับ 2.5 โวลท์

### 3.3 การออกแบบวงจรเฟมดีมอดูเลเตอร์ (FM demodulator)

ขั้นตอนในการคำนวณหาค่า  $R_1, R_2$  และ  $C_2$  เช่นเดียวกับการออกแบบวงจรมอดูเลเตอร์ เพื่อ กำหนดค่าความถี่กลาง ( $f_c$ ) และความถี่ช่วงลอค ( $2f_c$ )



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรเฟมดีมอดูเลเตอร์ (ค่า  $R_1, R_2$  และ  $C_2$  ในแต่ละความถี่  $f_c$  มีค่าเท่ากับในวงจรมอดูเลเตอร์)

สิ่งที่จะต้องคำนวณหาคือ

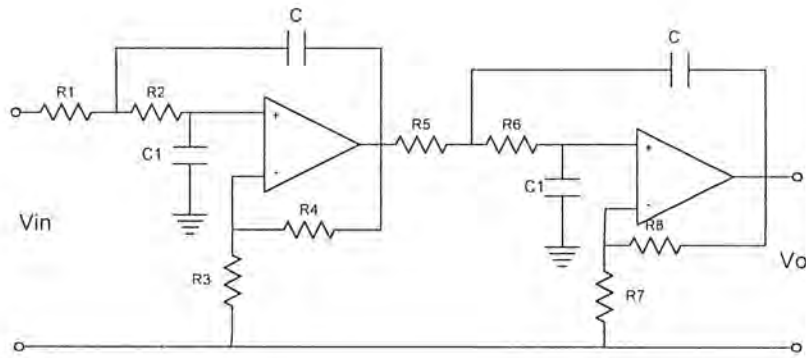
- 1) ค่า  $R_3$  และ  $C_3$  ซึ่งทำหน้าที่เป็นลูปฟิลเตอร์ ซึ่งคำนวณได้ค่า  $R_3 = 15 \text{ k}$  และ  $C_3 = 20 \text{ pF}$
- 2) ค่า  $R_4$  และ  $C_4$  ซึ่งทำหน้าที่เป็นเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำ มีวิธีการดังต่อไปนี้  
เราต้องการความถี่คัทออฟ ( $f_c$ ) ที่  $15 \text{ kHz}$  จากสมการ

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

เลือกค่า  $C = 100 \text{ pF}$  จะคำนวณค่า  $R$  ได้เท่ากับ  $106.1 \text{ k}\Omega$  เลือกค่าใช้งานจริงเป็น  $100 \text{ k}\Omega$

เนื่องจากการใช้  $RC$  เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำให้คัทออฟที่มีความชันไม่มากนัก เพราะเป็นวงจรกรองอันดับหนึ่งจึงออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอกทีฟฟิลเตอร์อันดับที่สี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท (Forth-Order Low-pass Filter) ซึ่งในที่นี้จะใช้วงจรของ Salen & Key หรือวงจรควบคุมแรงดันด้วยค่าแรงดัน (VCVS) สำหรับวงจรต้นแบบแสดงดังรูปที่ 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรต้นแบบฟิลเตอร์อันดับที่สี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท (Forth-Order Low-pass Filter)

มีวิธีการดังต่อไปนี้

- 1) กำหนด  $f_c = 15 \text{ kHz}$  และ กำหนด Gain = 4
- 2) เลือกค่า C ที่จะใช้งาน = 1000 pF , หาค่าได้  $K = 5.8$
- 3) นำค่า K ไปหาค่า R และ C จากกราฟ โดย  $G = 4$  ,  $C_1 = C = 1000\text{pF}$

จะได้  $R_1 = 12 \text{ k}\Omega$  ,  $R_2 = 7 \text{ k}\Omega$

$R_3 = R_4 = 38 \text{ k}\Omega$

$R_5 = 5 \text{ k}\Omega$  ,  $R_6 = 17 \text{ k}\Omega$

$R_7 = R_8 = 44 \text{ k}\Omega$

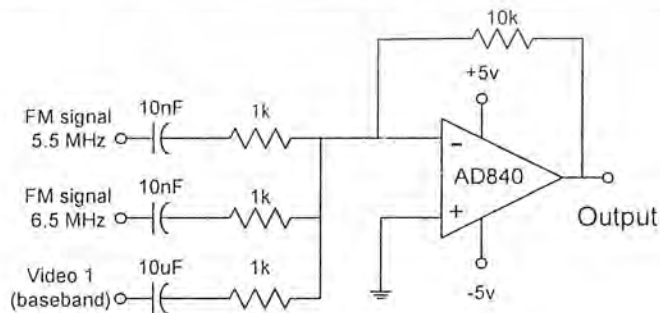
### 3.4 การออกแบบวงจร Summing

ในที่นี้จะทำการรวมสัญญาณเบสแบนด์ของภาพ และสัญญาณคลื่นเอพเอ็มที่ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงทั้งสองของ 5.5 MHz และ 6.5 MHz เข้าด้วยกัน เพื่อที่จะป้อนให้แก่วงจรไดเรกเตอร์ต่อไป อุปกรณ์สำคัญที่ใช้ทำหน้าที่นี้คือออปแอมป์เบอร์ AD840 ซึ่งมีคุณสมบัติที่สำคัญคือ

Gain Bandwidth Product : 400 MHz (Gain  $\geq 10$ )

Slew rate เป็น 400v/uS

มีลักษณะวงจรดังรูปที่ 3.4 และเพื่อให่วงจรมีเสถียรภาพจึงออกแบบให่วงจรมีเกนเท่ากับ 10



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรรวมสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.5 การออกแบบไดรเวอร์ (Driver Circuit)

วงจรไดรเวอร์เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ขับไดโอดเปล่งแสง ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนจากสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสง เพื่อทำการส่งไปในเส้นใยแสง ในการทดลองเลือกใช้แหล่งกำเนิดแสงเป็น LED ชนิด GaAlAs Surface Emitting LED ซึ่งมีคุณสมบัติที่สำคัญดังนี้

$$\text{Forward Current} = 100 \text{ mA}$$

$$\text{Reverse Voltage, } V_r \text{ (at } 10 \mu\text{A)} = 1\text{V}$$

$$\text{Operating temperature range } -40^\circ\text{C to } +100^\circ\text{C}$$

$$V_f \text{ at } I_f \text{ (100 mA)} = 1.8 \text{ V(max)}$$

$$\text{Peak emission wavelength (} I_f = 100 \text{ mA)} = 850\text{nm (typ)}$$

$$\text{Response time, } t_r = 8 \text{ ns (max) and } 4\text{ns (typ)}$$

ส่วน ทรานซิสเตอร์เลือกใช้เบอร์ 2SC1906 ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้

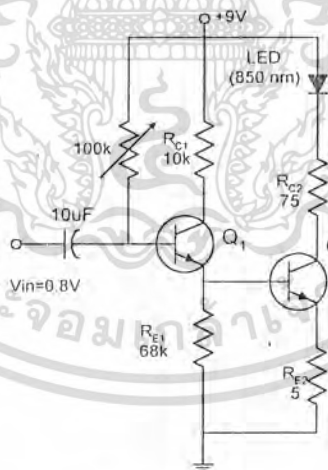
$$V_{cbo} = 40 \text{ Vdc}$$

$$I_{c(max)} = 50 \text{ mA}$$

$$f_t = 800 \text{ MHz}$$

$$\beta_{min} = 70$$

ซึ่งวงจรที่ออกแบบแสดงไว้ดังรูป ทรานซิสเตอร์ Q1 จะทำหน้าที่เป็นวงจรมัลติเพล็กซ์ให้แก่วงจรไดรเวอร์ที่เป็นทรานซิสเตอร์ Q2



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรไดรเวอร์และค่าอุปกรณ์ที่คำนวณได้

ขั้นตอนการคำนวณออกแบบวงจรไดรเวอร์

1) หาค่า  $R_{c2}$  โดยกำหนดกระแส  $I_{max} < 100 \text{ mA}$

$$\begin{aligned} \therefore R_{c2} &\approx \frac{V_{cc} - V_d - 0.2}{100\text{mA}} \\ &\approx \frac{9 - 1.6 - 0.2}{100\text{mA}} \approx 72\Omega \end{aligned}$$

เลือกใช้  $R_{c2} = 75\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 2)  $R_{E2}$  เป็นตัวกำหนดอินพุทอิมพีแดนซ์และ gain เลือกค่าน้อยๆ ในที่นี้เลือก  $R_{E2} = 5\Omega$  เพื่อจะได้ gain สูงๆ
- 3)  $R_{E1}$  เป็นตัวกำหนดกระแส  $I_{CO1}$
- 4)  $R_{C1}$  เป็นตัวกำหนด  $V_{CE\ O1}$  มาจาก  $V_{CE} = V_{CC} - R_{C1} I_{CO1} + (R_{E1} // \beta_2 R_{E2}) I_{EO1}$
- 5) เป็นตัวกำหนด  $I_{CO2}$  (คือกระแสที่ Drive Photo-Diode) ในที่นี้กำหนดให้ 50mA

### 3.6 การออกแบบวงจรดีเทคเตอร์ (Detector Circuit)

วงจรดีเทคเตอร์นี้จะแบ่งเป็นสองส่วนคือวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า (Optical to Electrical Converter; O/E circuit) และวงจรปรีแอมป์ลิไฟเออร์ (Pre-amplifier) ซึ่งมีรายละเอียดในแต่ละส่วนดังนี้

3.6.1 วงจร O/E วงจรนี้ใช้พินไดโอด (PIN-Diode) เป็นตัวทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า ซึ่งมีคุณสมบัติที่สำคัญดังนี้

Reverse voltage ( $\max I_r = 10 \mu A$ ): 110V

Operating temperature range:  $-40^\circ C$  to  $+100^\circ C$

Wavelength of peak sensitivity: 850 nm

Spectral sensitivity ( $\lambda = 850$  nm): 0.52 A/W (type)

Dark current ( $V_r = 5$  V): 2 nA (max)

Response time,  $t_r$  ( $V_r = 5$  V): 5 ns (typ), 10 ns (max)

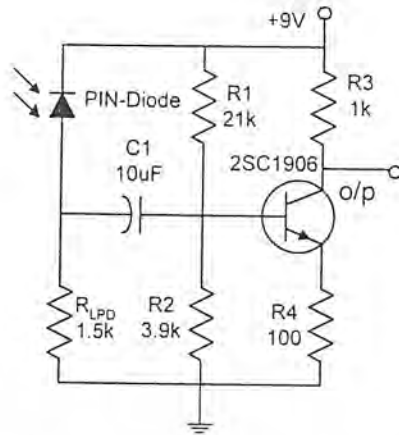
Capasistance ( $V_r = 5$  V,  $f = 1$  MHz): 2.1 pF

กำหนดให้แรงดันไบอัส (Reverse bias) แก่พินไดโอดมีค่าเท่ากับ +9V และเพื่อให้การตอบสนองความถี่ค่าของพินไดโอดมีแบนด์วิดท์ค่าสูงสุดถึง 50 MHz จะคำนวณค่า  $R_{LPD}$  ได้จาก

$$\begin{aligned}
 R_{LPD} &= \frac{1}{2\pi f C_D} \\
 &= \frac{1}{2\pi \times 50 \times 10^6 \times 21 \times 10^{-12}} \\
 &= 1515.76 \Omega
 \end{aligned}$$

เลือกใช้ค่า  $1.5 \text{ k}\Omega$  สำหรับตัวเก็บประจุที่ใช้ในการคัปปลิงสัญญาณให้แก่วงจรปรีแอมป์ลิไฟเออร์เลือกใช้ค่า  $10 \mu F$  เพื่อให้สามารถที่จะผ่านความถี่ได้แบนด์กว้างโดยเฉพาะความถี่ต่ำ สำหรับวงจรแสดงดังรูปที่ 3.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรดีโอดและวงจรถิเบตต์แอมป์โพลีไฟเออร์ทางด้านรับ

### 3.6.2 วงจรถิเบตต์แอมป์โพลีไฟเออร์

สัญญาณที่ได้จากวงจร O/E มีขนาดเล็กมากจึงต้องทำการขยายสัญญาณให้มีกำลังมากขึ้นขั้นหนึ่งก่อน โดยใช่วงจรขยายทรานซิสเตอร์แบบคลาสเอเพื่อไม่ให้เกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณ สำหรับรายละเอียดในการคำนวณและออกแบบมีดังนี้ ใช่วงจรทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC1906

กำหนด  $I_{CO} = 4 \text{ mA}$ ,  $V_{CEQ} = (1/2)V_{CC}$  และ  $R_E$  (คือ  $R_2$  ในวงจรรูปที่ 3.6)  $= 100 \Omega$  และ  $V_{CC} = +9V$

นั่นคือ  $I_{CSAT} = 2 I_{CO} = 8 \text{ mA}$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE(SAT)} - V_E}{I_{C(MAX)}}$$

$$= \frac{9 - 0.2 - (8 \times 10^{-3})(100)}{8 \times 10^{-3}} \quad ; \text{ตัดกระแส } I_B \text{ ทิ้ง}$$

$$= 1 \text{ k}\Omega$$

ฉะนั้นจะได้  $R_C = 1 \text{ k}\Omega = R_3$

และแรงดันที่ขา B ของทรานซิสเตอร์ Q1 คือ

$$V_{B0} = (V_{CC} \times R_{B2}) / (R_{B1} + R_{B2})$$

$$V_{B0} = V_{BE} + V_{EO} = 0.7 + (I_{CO} \times R_E)$$

$$= 0.7 + (4\text{mA})(100) = 1.1 \text{ V}$$

หาค่า  $R_{B2}$  โดย  $R_{B2}$  ต้อง  $> 10R_E$  เลือกค่า  $R_E = 3.9 \text{ k}\Omega$

ฉะนั้น  $R_{B1} = (V_{CC} - V_B)R_{B2}/V_B$  แทนค่าหา  $R_{B1}$  ได้  $= 28 \text{ k}\Omega$  เลือกใช้ค่า  $27 \text{ k}\Omega = R_1$

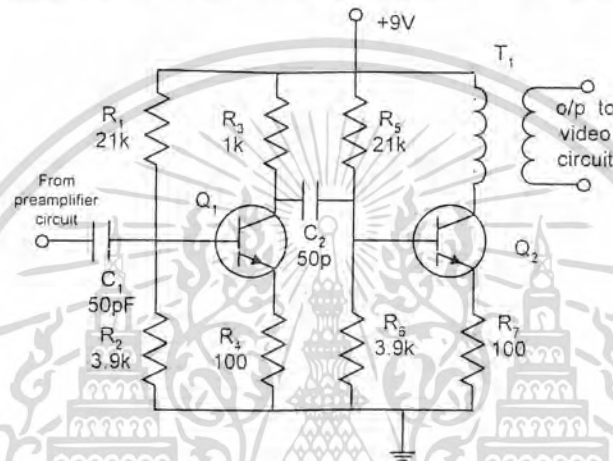
### 3.7 วงจรภาคสัญญาณ AM-DSB

วงจรถ่ายภาคที่สองหรือภาคหลังจากวงจรถิเบตต์แอมป์โพลีไฟเออร์ ได้แยกออกเป็นสองวงจรคือเป็นลวณวงจรถ่ายที่มีผลตอบสนองเป็นแบบกรองความถี่สูงผ่าน เพื่อที่จะทำการขยายสัญญาณ AM-DSB ที่มีอัตราค่าเข้าเป็นเช่นนี้อีกทีหนึ่งเพื่อให้ได้สัญญาณที่ชัดเจนขึ้น อย่างไรก็ตามการขยายสัญญาณ AM-DSB ที่มีอัตราค่าเข้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยสัญญาณภาพมาให้มีกำลังมากพอที่จะป้อนให้กับภาคดีมอดูเลตเพื่อทำการดีเทคเบสแบนด์ของสัญญาณภาพออกมาได้ต่อไป วงจรส่วนที่สองจะเป็นวงจรขยายที่มีคุณสมบัติเป็นขยายความถี่ต่ำได้ดี ซึ่งจะใช้ ออปแอมป์เป็นวงจรขยายและจะมีแบนวิทซ์ของวงจรประมาณประมาณ 10 MHz

### 3.7.1 วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง

กำลังเอาต์พุตจากวงจรดีเทคเตอร์ส่วนหนึ่งจะถูกแบ่งมายังวงจรขยายสัญญาณความถี่สูงนี้ โดยผ่านการคัปปลิงของคาปาซิเตอร์ค่าน้อย ๆ (ใช้ 50 pF) ซึ่งจะทำให้คัทออฟของวงจรรออยู่ที่ความถี่สูง เป็นเหตุให้ความถี่ต่ำจะถูกลดทอนลงไปเป็นอย่างมาก หรือไม่สามารรถผ่านเข้าไปยังวงจรขยายความถี่สูงได้



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรขยายสัญญาณที่ความถี่สูง

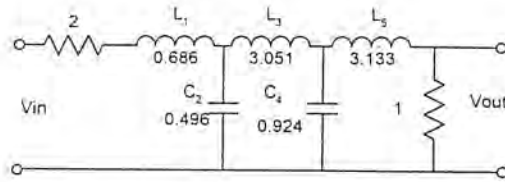
สำหรับวงจรขยายในลำดับแรกคือทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ในรูปที่ 3.7 สำหรับการออกแบบในการจัดไบอัส เหมือนกันกับกรณีของวงจรปริแอมป์ปลิไฟเออร์ในหัวข้อ 3.6.1 แต่ในกรณีของ  $Q_2$  จะใช้วงจรขยายแบบอินดิคแทนซ์โพลด์ คือหม้อแปลง T, ซึ่งทางด้านขดปฐมภูมิมีค่าอินดักแตนซ์ประมาณ 10  $\mu\text{H}$  และให้ค่า รีแอกแตนซ์ประมาณ 1570  $\Omega$  ที่ความถี่คลื่นพาห์ 25 MHz การจัดไบอัสให้แก่วงจรทำได้โดยกำหนด  $100 \Omega = R_7$ ,  $I_{CQ} = 7 \text{ mA}$  สามารถคำนวณค่า  $V_{BQ} = V_{BE} + V_E = 0.7 + 100\Omega \times 7 \text{ mA} = 1.4 \text{ V}$  กำหนด  $R_{B2}$  โดย  $R_{B2} > 10 R_E$  เลือกค่า  $3.9 \text{ k}\Omega = R_6$  และ  $R_{B1} = R_{B2}(V_{CC} - V_{BQ})/V_{BQ} = 21 \text{ k}\Omega = R_5$

### 3.7.2 วงจรกรองผ่านความถี่สูง(HPF) สำหรับสัญญาณ AM - DSBz

การออกแบบวงจรกรองความถี่สูงผ่าน แบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 5 มีความถี่คัทออฟที่ 19 MHz จะต้องทำการหาค่านอร์มอลไลซ์ค่าอุปกรณ์ มีขั้นตอนการออกแบบดังนี้คือ

- 1) จากวงจรต้นแบบ(Prototvpe) ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 5 ดังรูปที่ 3.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรต้นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำชนิดบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 5

กำหนด  $R_L/R_S = 0.5$  จะได้ค่า  $L_n$  และ  $C_n$  ซึ่งเป็นค่านอร์มอลไลซ์ได้ดังนี้  $L_1=0.686$  , $C_2=0.456$ ,  $L_3= 3.051$ , $C_4=0.924$  และ  $L_5= 3.13$

2) ทำการแปลงวงจรต้นแบบที่กรองความถี่ต่ำผ่านเป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่าน โดยที่

$$C_1 = 1/L_1 = 1.457$$

$$L_2 = 1/C_2 = 2.016$$

$$C_3 = 1/L_3 = 0.327$$

$$L_4 = 1/C_4 = 0.8225$$

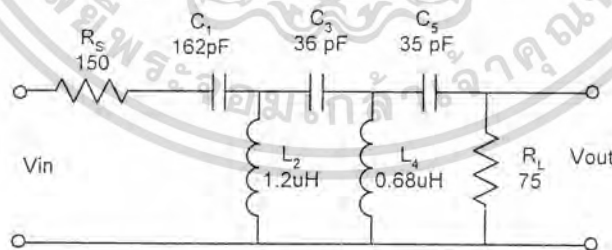
และ  $C_5 = 1/L_5 = 0.319$  โดยที่  $R_S$  และ  $R_L$  มีค่า เท่าเดิม

2) ทำการหาค่า C และ L ที่ใช้งานจริงโดยกำหนด  $R_L = 75\Omega$  ฉะนั้น  $R_S = 150\Omega$  ซึ่งค่า C และ L สามารถทำการคืนนอร์มอลไลซ์โดยใช้สมการดังนี้คือ

$$C = \frac{C_n}{2\pi f_c R}$$

$$L = \frac{R L_n}{2\pi f_c}$$

ซึ่งจะได้วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำที่มีความถี่คัทออฟ 19 MHz และค่า มีค่า RLC (เปิดเศษค่า L เพื่อให้ตรงกับค่ามาตรฐาน ดังแสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรกรองผ่านความถี่สูงแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 5 ความถี่คัทออฟ 19 MHz

\* (ที่มา : CHRIS BOWICK , "RF CIRCUIT DESIGN" )

ทำการทดสอบวงจรโดยการจำลองการทำงาน(stimulated) ด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งวงจรและค่าอุปกรณ์ในรูปที่ 3.9 สามารถเขียนโปรแกรมสำหรับการวิเคราะห์ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

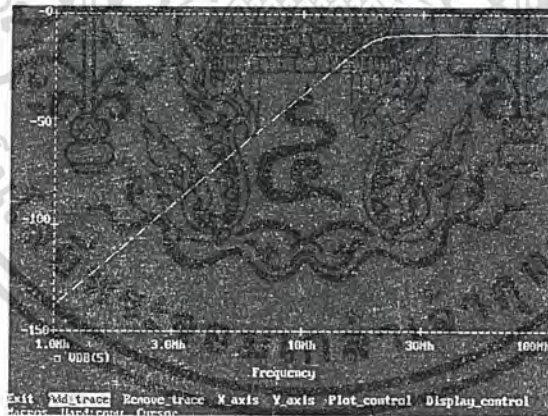
HPF.CIR
*****fc=19MHz*****
VIN 1 0 AC 1
*****

RIN 1 2 150
C1 2 3 162P
L1 3 0 1.2U
C2 3 4 36P
L2 4 0 .68U
C3 4 5 35P
RL 5 0 75
*****

.AC LIN 50 1MEG 100MEG
.OP
.PROBE
.END

```

ทำการรันโปรแกรมเพื่อหาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรได้ผลดังแสดงในรูปที่ 3.10

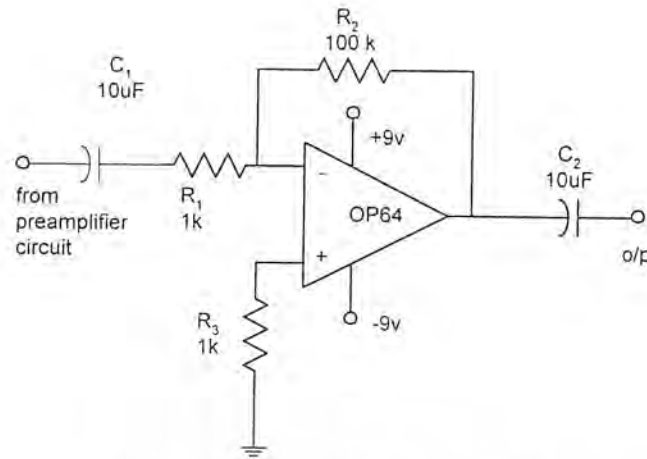


รูปที่ 3.10 กราฟแสดงผลการวิเคราะห์ห้วงจรกรองผ่านความถี่สูงแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 5 ความถี่คัทออฟ 19 MHz ด้วยโปรแกรม Pspice

### 3.8 วงจรขยายสัญญาณเบสแบนด์ภาพและสัญญาณ FM

วงจรถ่วงนี้จะใช้ออปแอมป์เบอร์ OP64 ทำหน้าที่ขยายสัญญาณช่วงความถี่ต่ำมีลักษณะการขยายเป็นแบบอินเวอร์ตติ้งแอมป์ลิไฟเออร์ โดยกำหนดอัตราขยายไว้ที่ 100 เท่า

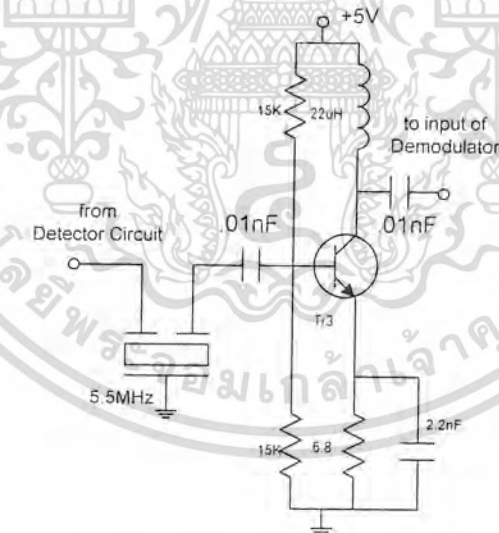
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 วงจรขยายสัญญาณช่วงความถี่ต่ำ

เมื่อกำหนด  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  จากอัตราขยายของวงจร  $= R_2/R_1 = 100$  ฉะนั้น  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$  และหาค่า  $R_3$  ได้จาก  $R_3 = R_1/R_2 = 999 \Omega$  เลือกใช้ค่า  $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$  สำหรับค่าของคาปาซิเตอร์คัปปลิงเลือกใช้ค่า  $10 \text{ uF}$  เพื่อให้สามารถผ่านความถี่ต่ำมากๆ ได้

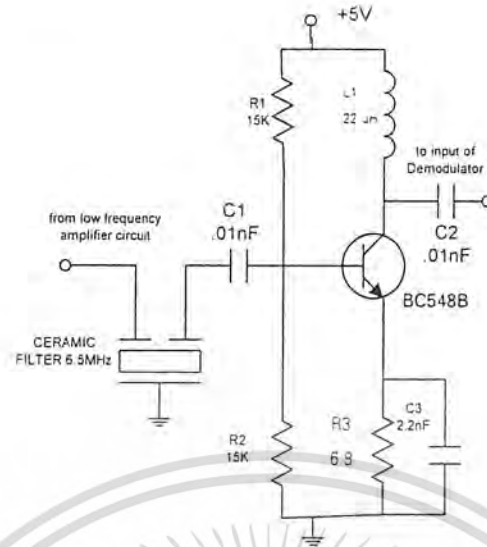
### 3.9 การออกแบบวงจร Tunning สัญญาณ FM หรือ BPF ความถี่ 5.5 MHz และ 6.5 MHz



รูปที่ 3.12 วงจรจูนสัญญาณ FM ที่ความถี่ 5.5 MHz และวงจรขยาย

ตามคุณสมบัติของเซรามิคฟิลเตอร์ จะมีคุณสมบัติเป็นวงจร Resonator ที่ยอมให้ความถี่เรโซแนนซ์เท่านั้นที่จะผ่านไป แต่ก็จะมีการลดทอนของสัญญาณไปมากจึงต้องมีการขยายสัญญาณให้มีความแรงเพียงพอที่จะป้อนให้วงจรดีมอดูเลเตอร์ ซึ่งเป็นไอซี PLL และต้องการโวลต์ที่ขา 14 ( $SIG_N$ ) สูงประมาณ 2.4 - 4.8 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

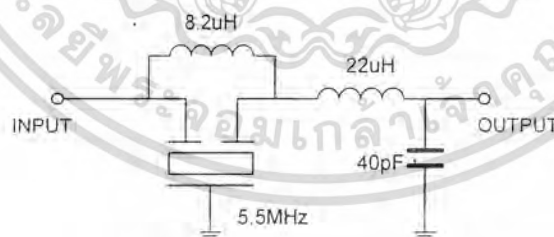


รูปที่ 3.13 วงจรจูนสัญญาณ FM ที่ความถี่ 6.5 MHz และวงจรถ่าย

ในส่วนของการออกแบบวงจรถ่ายสัญญาณ FM ยินยอมให้มีการบิดเพี้ยนทางแอมพลิจูดได้ ทำให้สามารถออกแบบให้วงจรมีอัตราขยายสูงๆ ได้โดยใช้ทรานซิสเตอร์ขยายเพียงวงจรเดียว

### 3.10 การออกแบบวงจร Low Pass Filter สำหรับสัญญาณภาพ

ใช้วงจรเซรามิกฟิลเตอร์ต่อรวมกับอินดักเตอร์เพื่อทำงานเป็นวงจรตัดความถี่เพื่อป้องกันความถี่เอฟเอ็ม 5.5 MHz ไปรบกวนสัญญาณภาพ



รูปที่ 3.14 แสดงวงจรผ่านความถี่ต่ำสำหรับสัญญาณภาพ

สำหรับวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำที่ต่อเข้าด้วยกัน โดยเป็น LC ซึ่งสามารถหาค่าได้จากสมการ

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

เมื่อกำหนดให้ L = 22 uH สามารถคำนวณค่า C ได้เท่ากับ 46 pF เลือกค่าใช้งานจริงเท่ากับ 40 pF

(จากการที่ทดลองใช้งานจริงพบว่าวงจรนี้ใช้งานได้) เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



3.11.2 วงจรดีมอดูเลตสัญญาณภาพหรือวงจรเอ็นเวลโลปดีเทคเตอร์

เนื่องจากการมอดูเลตแบบ DSB with carrier ดังนั้นในการดีเทคสัญญาณแบบแอมป์ของภาพออกมาสามารถใช้วิธีการเอ็นเวลโลปดีเทคเตอร์ได้ซึ่งจะเป็นการสะดวกในการออกแบบวงจร ซึ่งในโครงการนี้จะใช้ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ในการดีเทคสัญญาณภาพ โดยจัดวงจรให้เป็นวงจรขยายคลาสร C และให้ไบอัสแบบคอมมอนอีมีตเตอร์ ซึ่งสัญญาณที่เอาท์พุท จะเป็นสัญญาณในพีคบวก และสัญญาณวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ เพื่อจัดสัญญาณคลื่นพาห์ออกไป ให้เหลือเฉพาะสัญญาณภาพ



รูปที่ 3.16 วงจรดีเทคสัญญาณภาพจากคลื่น DSB

การออกแบบเลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC1906 โดยกำหนดให้  $V_{cc} = 5V$ ,  $R_C$  เท่ากับ  $1.5 k\Omega$   
 $I_{CO} = 0$  ดังนั้น  $V_{BO} = 0.7V$  และกำหนด  $R_{B1} = 6.8 k\Omega$   
 ดังนั้น  $R_{B2} = R_{B1} / (V_{cc} / V_{BO} - 1)$   
 $= (6.8 \times 10^3) / (5 / 0.7 - 1)$   
 $= 1106 \Omega$

แต่ในการทดลองจะใช้ความต้านทานปรับค่าได้ ( $5k\Omega$ ) เพื่อความสะดวกในการปรับแต่งแรงดันไบอัสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ สำหรับค่า R และ C ที่นำมาใช้เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำสามารถหาได้จากสมการ

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

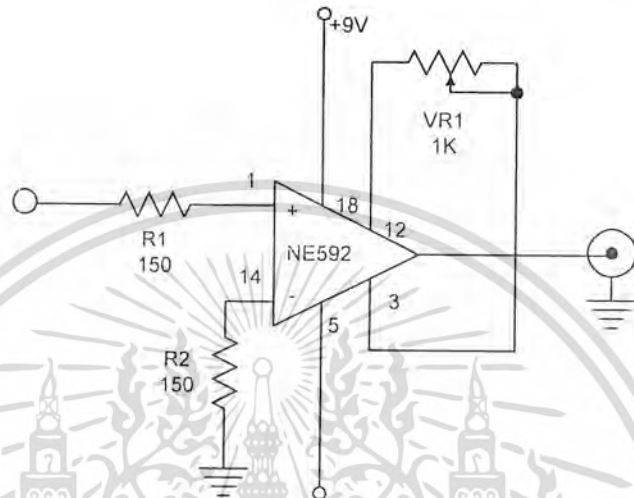
โดยค่า  $f_c$  ในที่นี้คือ 5 MHz ซึ่งเป็นแบนด์วิดท์ของสัญญาณภาพ และเลือกค่า R เท่ากับ  $500 \Omega$  ฉะนั้นจะคำนวณค่า C ได้เท่ากับ  $63.66 pF$  เลือกใช้ค่า  $50 pF$

สัญญาณที่ได้จากเอาท์พุทของวงจรเอ็นเวลโลปดีเทคเตอร์ จะนำไปผ่านวงจรขยายสัญญาณภาพโดยไอซีเบอร์ NE592 ซึ่งมีวงจรดังในรูปที่ 3.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.12 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณภาพ ( Video Amplifier )

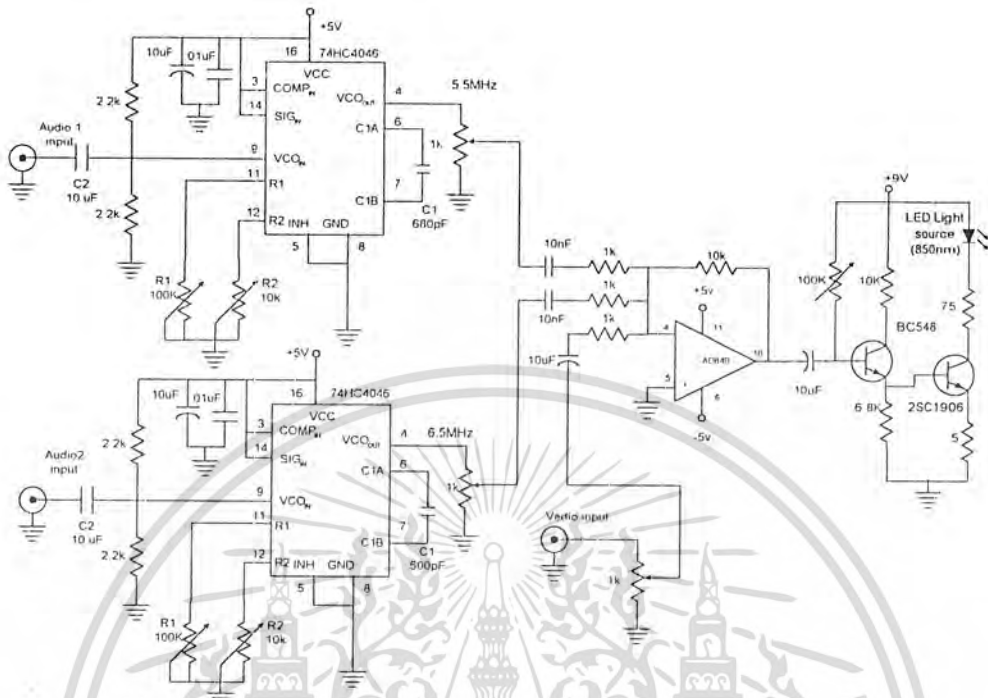
เลือกใช้ NE592 เป็นวงจขยายสัญญาณภาพ โดยมีการทำงานในลักษณะโวลต์แบบคมีแบนด์วิดท์ 90 MHz สามารถปรับอัตราขยายถึง 400 เท่าโดยมีวงจรเป็นอินพุทของ Video Amplifier มาจากเอาต์พุทของวงจรดีเทคเตอร์ ซึ่งมีลักษณะกลับเฟส กลับเฟส แต่เอาต์พุทสุดท้ายที่ออกจากขา 7 จะมีลักษณะที่ไม่กลับเฟส



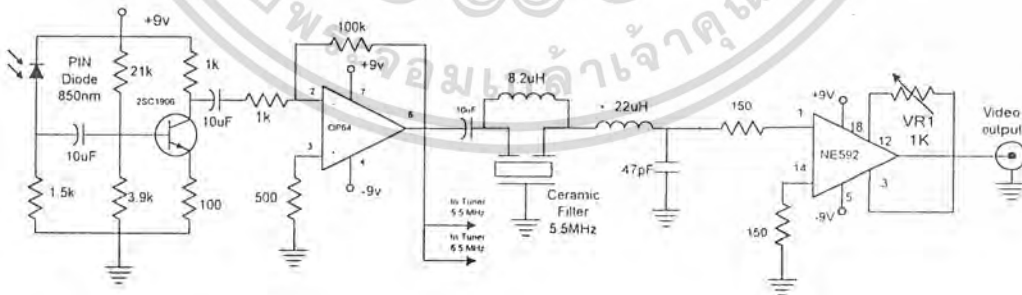
รูปที่ 3.17 วงจขยายสัญญาณภาพ

VR1 เป็นตัวควบคุมการขยายสัญญาณ จากการออกแบบใช้การปรับค่า VR1 จนกว่าจะได้ Volt ตามต้องการ R2 เป็นตัวชดเชยออฟเซต ซึ่งจะคอยชดเชยให้แรงดันเอาต์พุทอยู่บนค่าแรงดันศูนย์.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

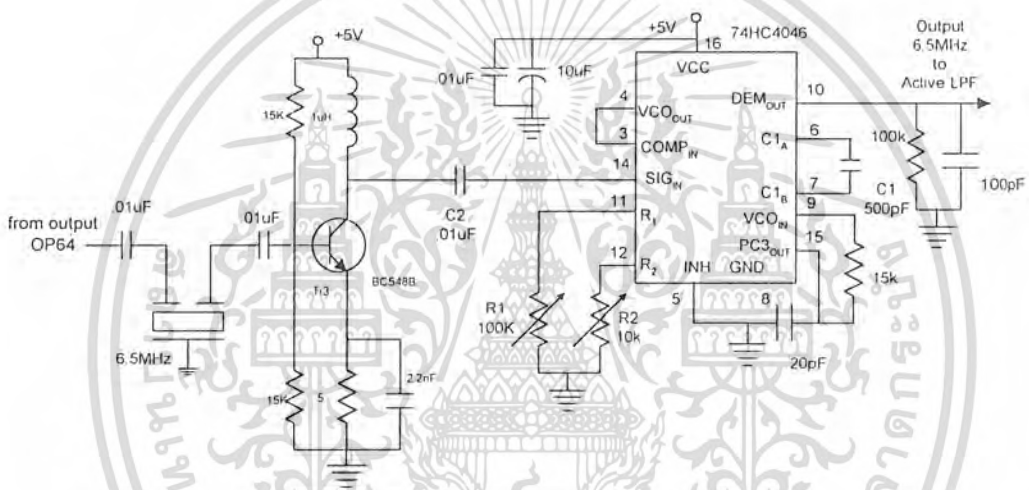
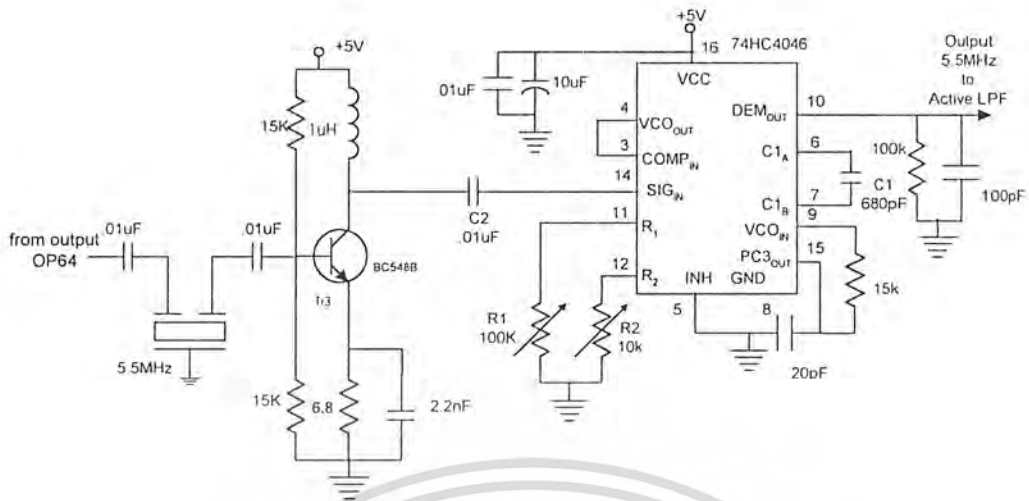


รูปที่ 3.18 วงจรด้านส่งสำหรับการทดลองส่งสัญญาณแบบแบนด์ของภาพและสัญญาณเอฟเอ็มสองช่อง

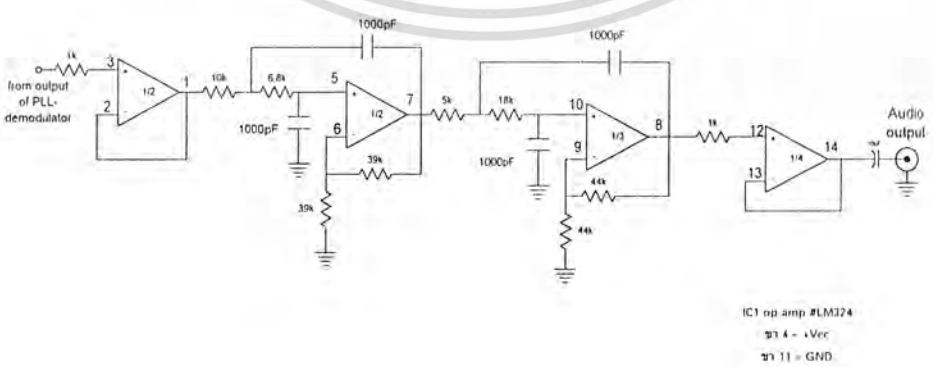


รูปที่ 3.19 วงจรด้านรับในส่วนของสัญญาณแบบแบนด์ของภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



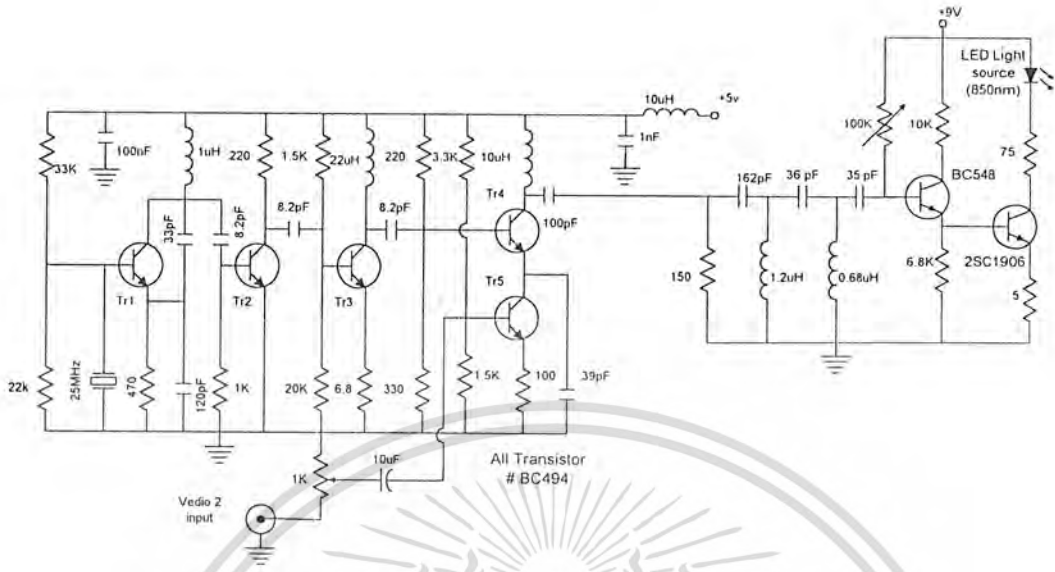
รูปที่ 3.20 วงจรจูนที่ความถี่ 5.5 MHz และ 6.5 MHz ซึ่งต่อกับวงจร PLL ดีมอดูเลเตอร์



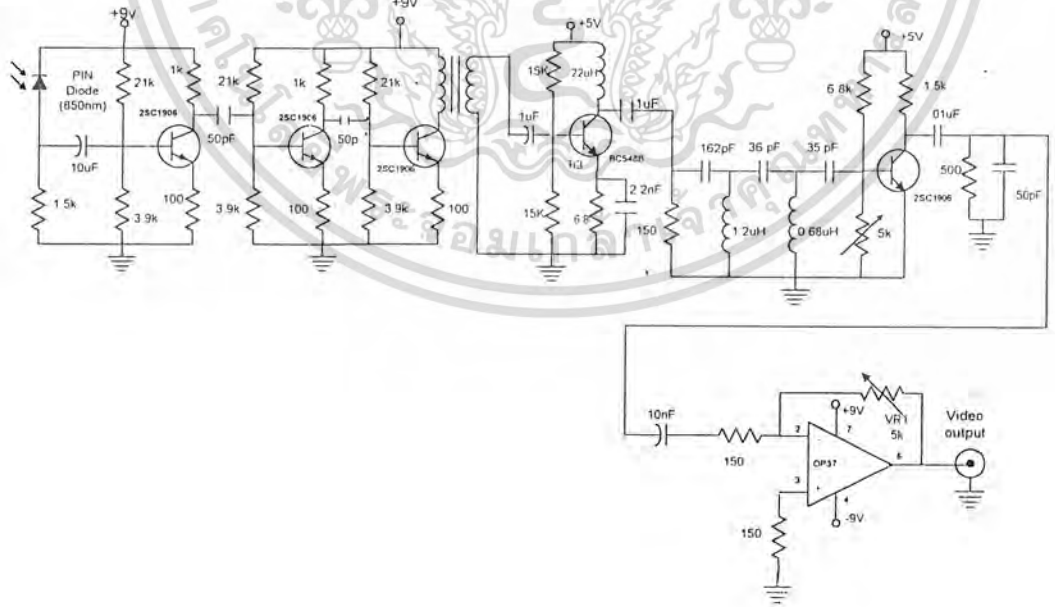
IC1 op amp #LM324  
ขา 4 = Vcc  
ขา 11 = GND

รูปที่ 3.21 วงจร LPF แบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่สี่ สำหรับกรองสัญญาณเสียง มีความถี่คัทออฟที่ 15 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.22 แสดงวงจรที่ทำกรรทคลองส่งสัญญาณภาพโดยการมอดูเลตแบบ AM-DSB ด้วยคลื่นพาห้ 25 MHz



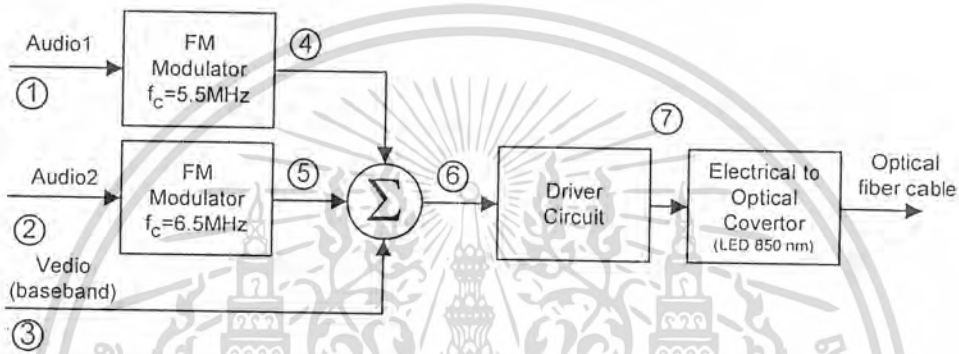
รูปที่ 3.23 แสดงวงจรทางด้านรับเมื่อส่งสัญญาณภาพโดยการมอดูเลตแบบ AM-DSB ด้วยคลื่นพาห้ 25 MHz เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

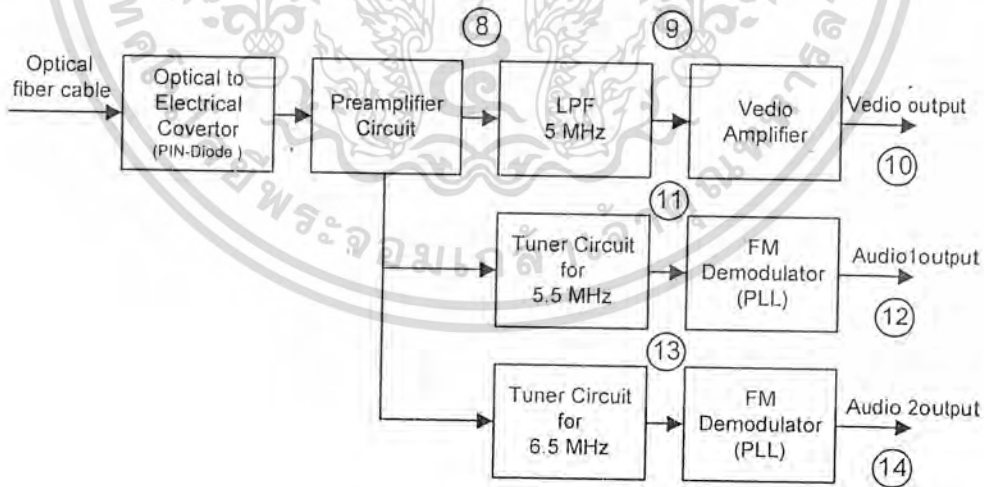
การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การทดลองที่หนึ่ง

ทำการทดลองโดยการส่งสัญญาณเบสแบนด์ของภาพและคลื่นเอฟเอ็มจำนวนสองช่องที่มีความถี่คลื่นพาห์ 5.5 MHz และ 6.5 MHz ผ่านเส้นใยแสง และทำการวัดสัญญาณจากจุดต่าง ๆ ทางด้านส่ง และทางด้านรับ ตำแหน่งต่างๆ ที่ทำการวัดสัญญาณของด้านส่งและด้านรับแสดงไว้ในรูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.2 ตามลำดับ



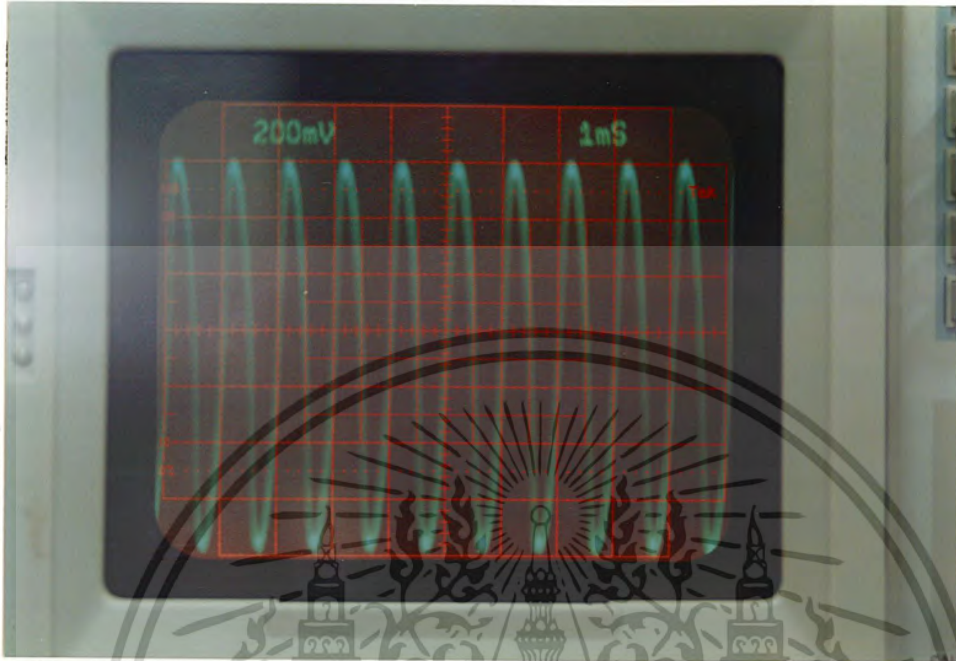
รูปที่ 4.1 แสดงตำแหน่งที่วัดสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ทางด้านส่ง



รูปที่ 4.2 แสดงตำแหน่งที่วัดสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ทางด้านรับ

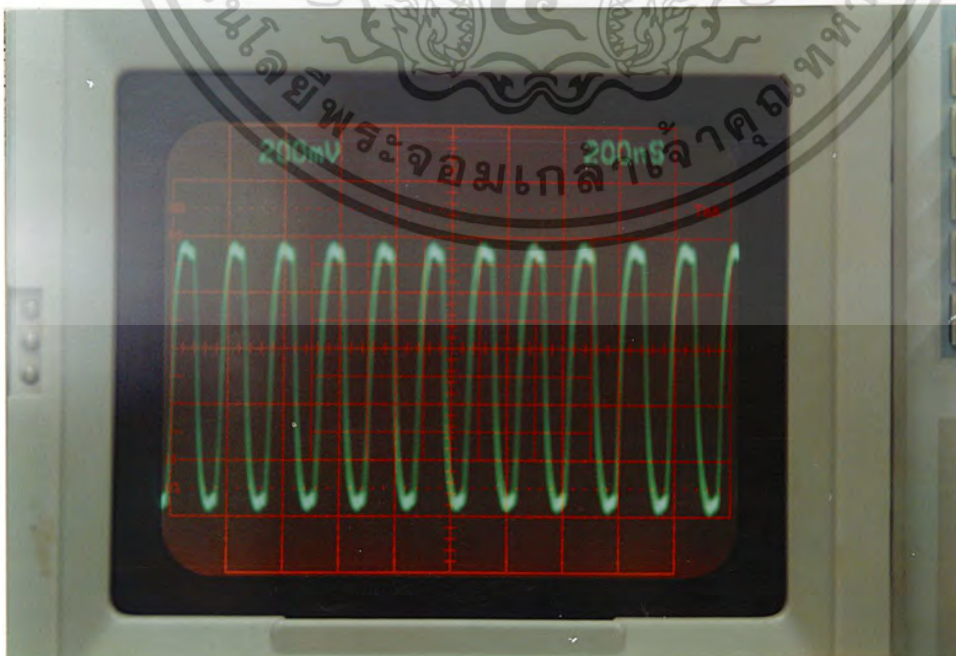
4.1.1 ทำการทดลองส่งสัญญาณเฉพาะช่องสัญญาณเสียงที่มีมอดูเลตแบบเอฟเอ็มใช้ความถี่คลื่นพาห์ 5.5 MHz สัญญาณ จุดต่างๆดังนี้  
 เอกสารนี้เป็นอีกสาขาที่ส่งงานไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) ทำการวัดสัญญาณเสียง ที่ป้อนให้อินพุทของวงจรเฟรมมอดูเลเตอร์ตำแหน่งที่ 1 ในรูปที่ 4.1 ด้วยออสซิลโลสโคป ลักษณะของสัญญาณที่วัดได้แสดงในรูปที่ 4.3

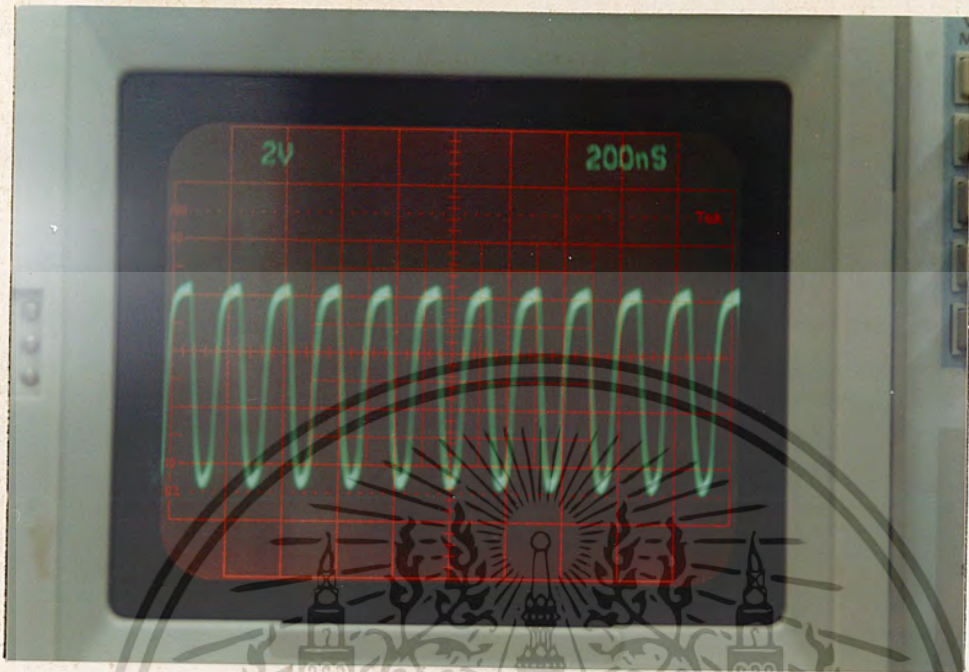


รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณเสียงที่ป้อนให้อินพุทของวงจรเฟรมมอดูเลเตอร์ที่ตำแหน่งที่ 1

2) วัดสัญญาณคลื่นเฟรมที่ออกจากเอาต์พุทของเฟรมมอดูเลเตอร์ความถี่คลื่นพาห์ 5.5 MHz คือ ตำแหน่งที่ 4 ในรูปที่ 4.1 ด้วยออสซิลโลสโคป ลักษณะของสัญญาณที่วัดได้แสดงในรูปที่ 4.4 และเอาต์พุทของวงจรไดเรกเตอร์ในตำแหน่งที่ 7 แสดงในรูปที่ 4.5

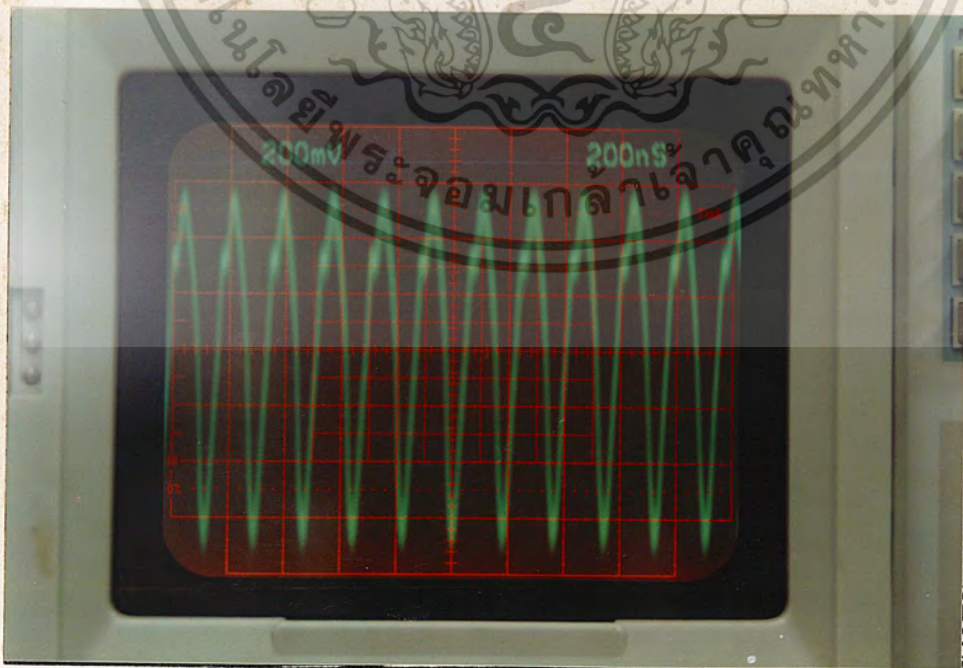


รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของเฟรมมอดูเลเตอร์ความถี่คลื่นพาห์ 5.5 MHz ที่ตำแหน่งที่ 4  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

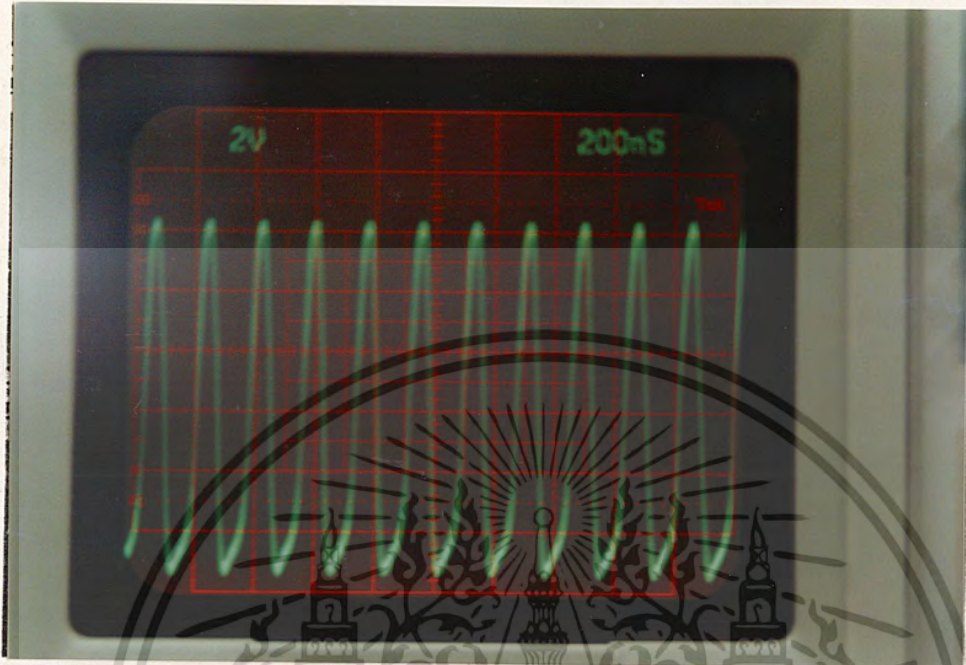


รูปที่ 4.5 สัญญาณเอฟเอ็ม 5.5 MHz ที่เอาท์พุทของวงจรถ่ายโดรเวอร์ที่ตำแหน่ง 7

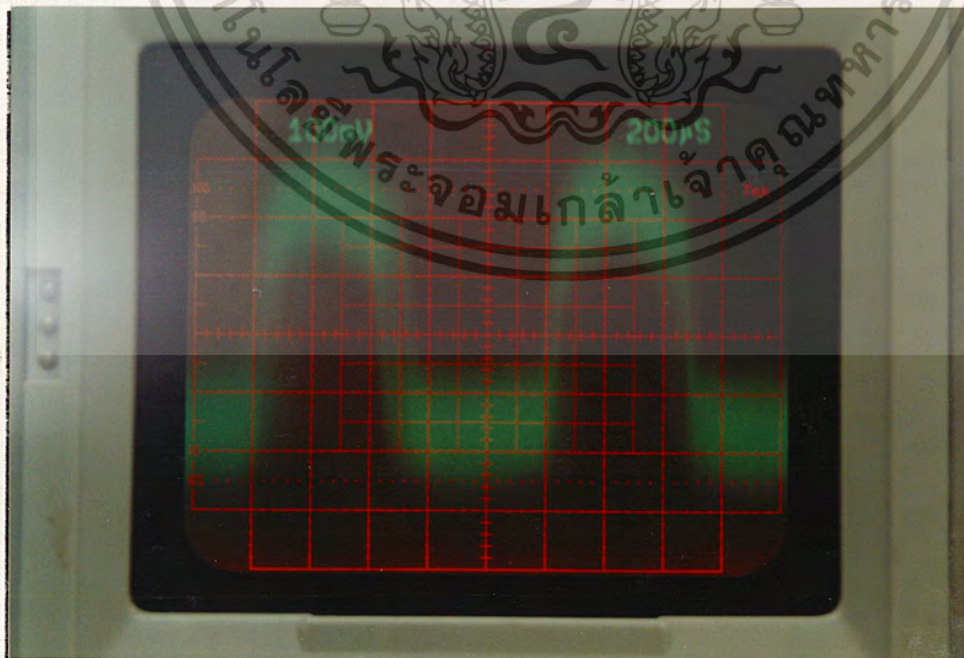
3) วัดสัญญาณเอฟเอ็ม 5.5 MHz ทางด้านรับที่ตำแหน่ง 8 และ 11 และ 12 ดังแสดงในรูปที่ 4.6 , 4.7 และ 4.8 ตามลำดับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณที่ตำแหน่งที่ 8 นั้น ไม่นุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



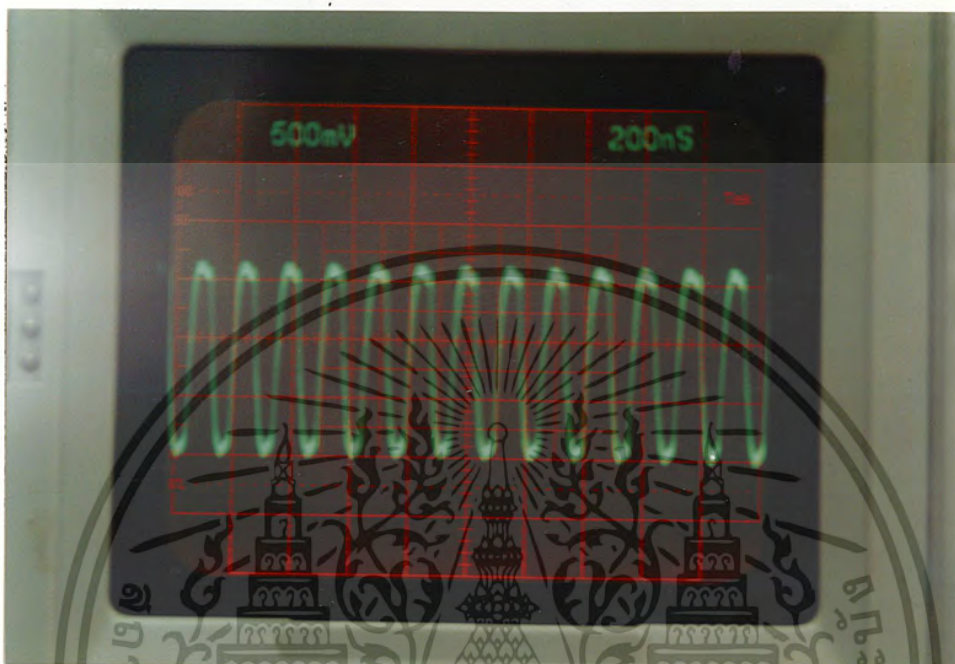
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์ 5.5 MHz ที่ตำแหน่งที่ 11



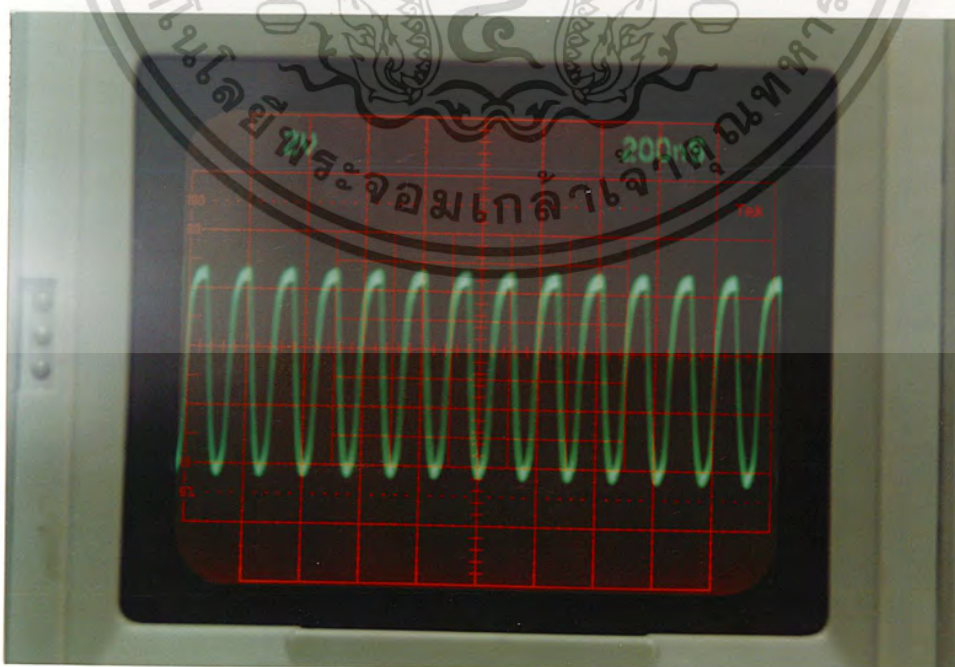
รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณออกไดโอดที่เอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์ 5.5MHz ที่ตำแหน่งที่ 12  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 วัดสัญญาณคลื่นเอมที่ออกจากเอาต์พุทของเอมมอดูเลเตอร์ความถี่คลื่นพาห์ 6.5 MHz

1) ตำแหน่งที่ 5 และ 7 ในรูปที่ 4.1 ด้วยออสซิลโลสโคป ลักษณะของสัญญาณที่วัดได้แสดงในรูปที่ 4.9 และ รูปที่ 4.10

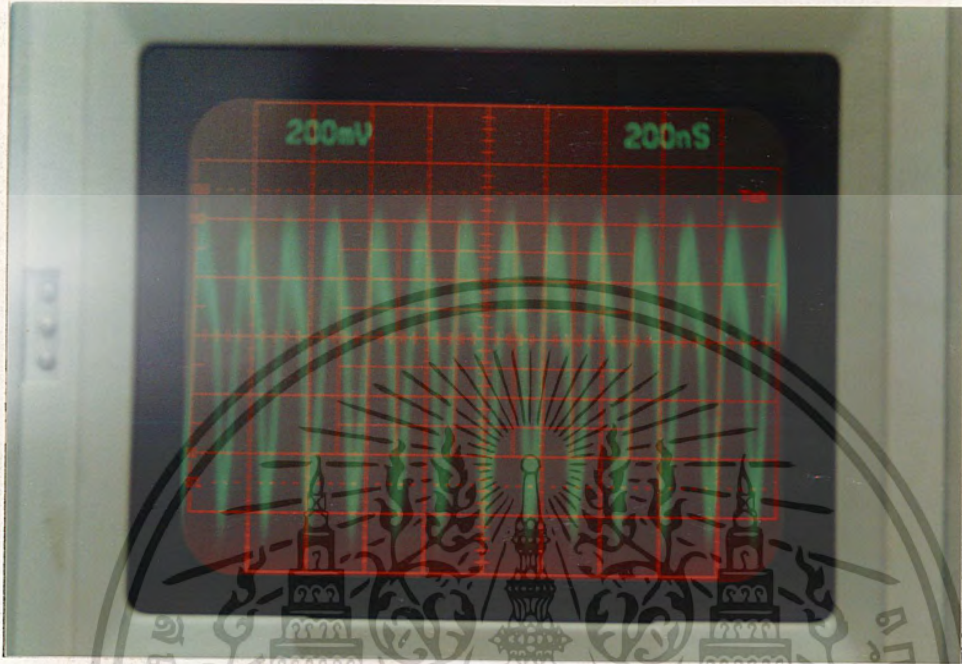


รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณเอม 6.5 MHz ที่ตำแหน่ง 5

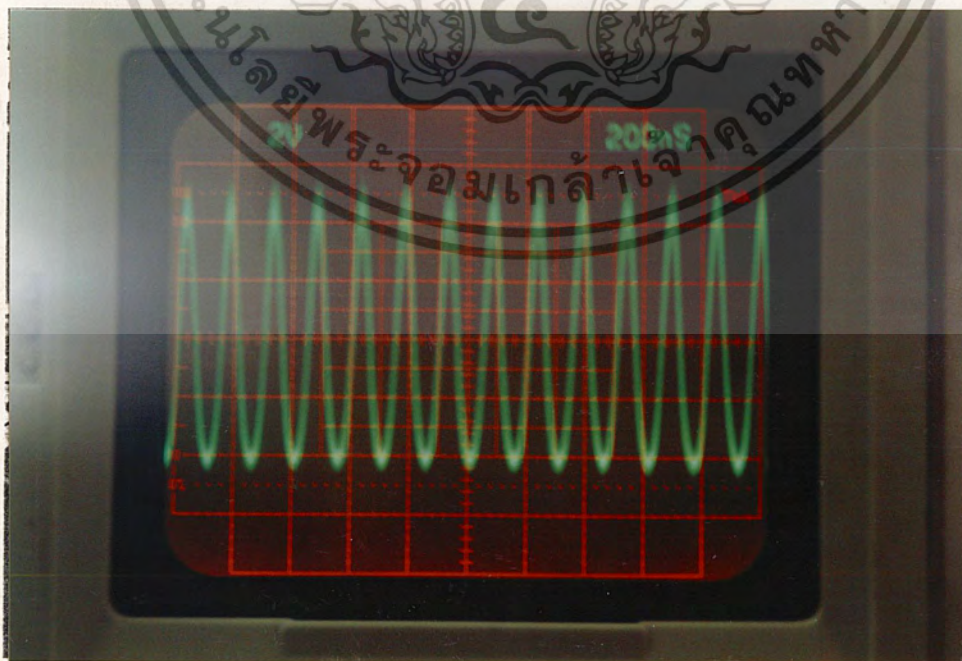


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ทางภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) ตำแหน่งที่ 8 และ 13 ในรูปที่ 4.2 ด้วยออสซิลโลสโคป ลักษณะของสัญญาณที่วัดได้แสดงในรูปที่ 4.11 และ รูปที่ 4.12 และเอาท์พุทสัญญาณเสียงที่ได้จากคีมอคูเลเตอร์ 6.5 MHz แสดงในรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณเอฟเอ็ม 6.5 MHz ทางด้านรับที่ตำแหน่ง 8



รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณเอฟเอ็ม 6.5 MHz ที่ตำแหน่ง 13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์ในภาควิชาการศึกษาคณะวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 สัญญาณเสียงที่ได้จากเอาต์พุตมอดูเลเตอร์ 6.5 MHz ที่ตำแหน่ง 14

4.1.3 ทำการทดลองส่งสัญญาณเบลแบนด์ของภาพซึ่งเป็นวิดีโอแพทเทิร์นจากเครื่องเล่นวิดีโอเทป แล้วทำการวัดสัญญาณด้วยออสซิลโลสโคป ที่ตำแหน่งต่างดังนี้คือ

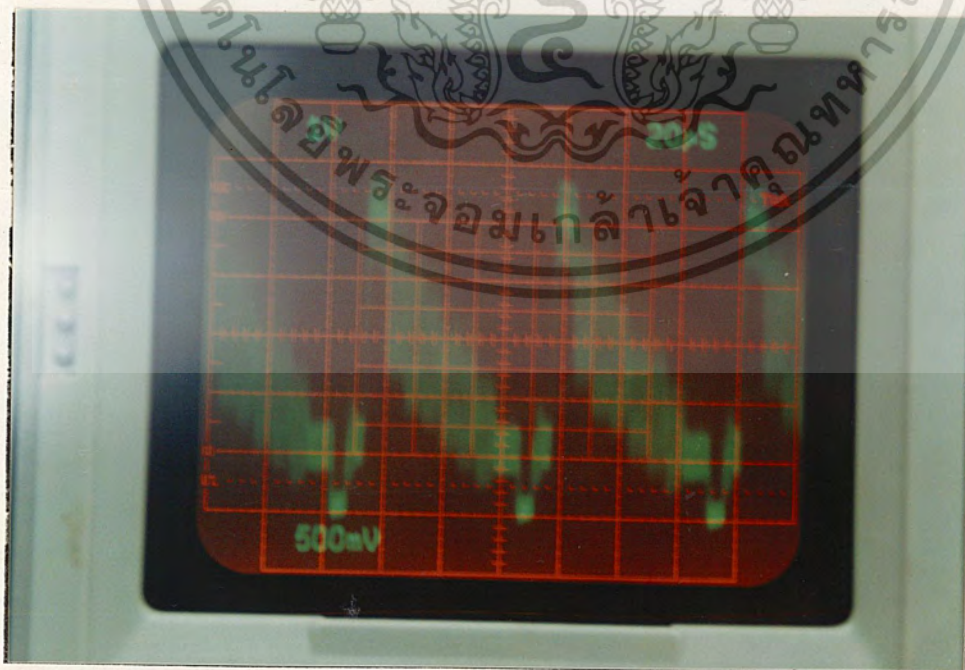
- 1) เอาต์พุตจากเครื่องเล่นวิดีโอเทปตำแหน่งที่ 3 ดังแสดงในรูปที่ 4.14
- 2) เอาต์พุตของวงจร summing ในตำแหน่ง 6 ดังแสดงในรูปที่ 4.15
- 3) เอาต์พุตของวงจรไดเรกเตอร์ ในตำแหน่งที่ 7 แสดงในรูปที่ 4.16
- 4) เอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณภาพ ในตำแหน่งที่ 10 แสดงในรูปที่ 4.17



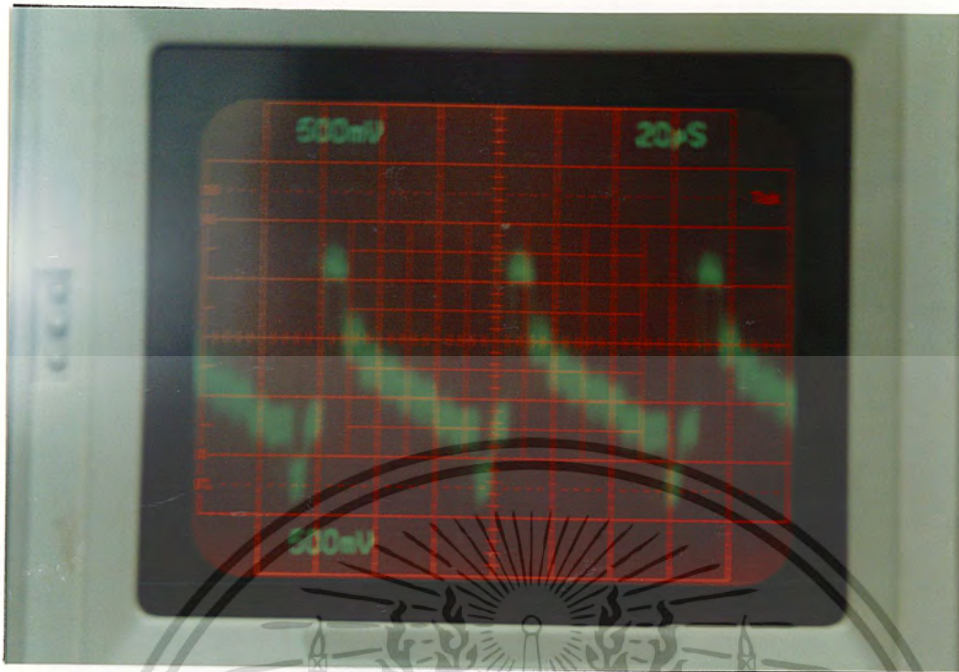
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณเบลแบนด์ของภาพที่ตำแหน่งที่ 3  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณเบสแบนด์ของภาพที่ตำแหน่งที่ 6



เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ 4.16 แสดงสัญญาณเบสแบนด์ของภาพที่ตำแหน่งที่ 7 อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



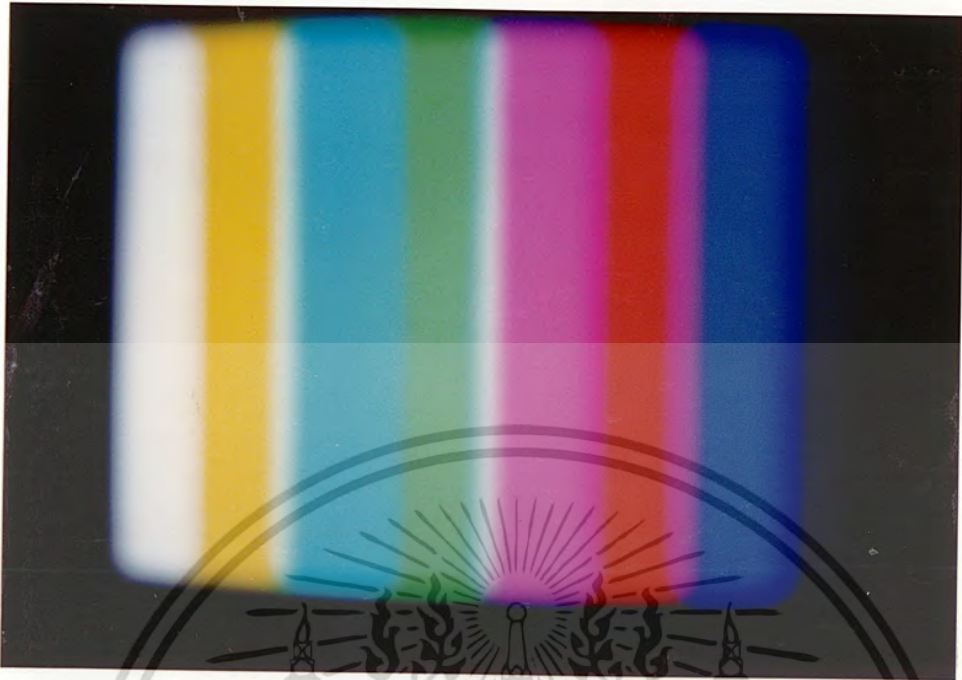
รูปที่ 4.17 แสดงสัญญาณเบสแบนด์ของภาพที่ตำแหน่งที่ 10

สำหรับภาพที่ได้จากจอมอนิเตอร์สำหรับด้านส่งแสดงดังรูปที่ 4.18 ส่วนทางด้านรับแสดงในรูปที่ 4.19



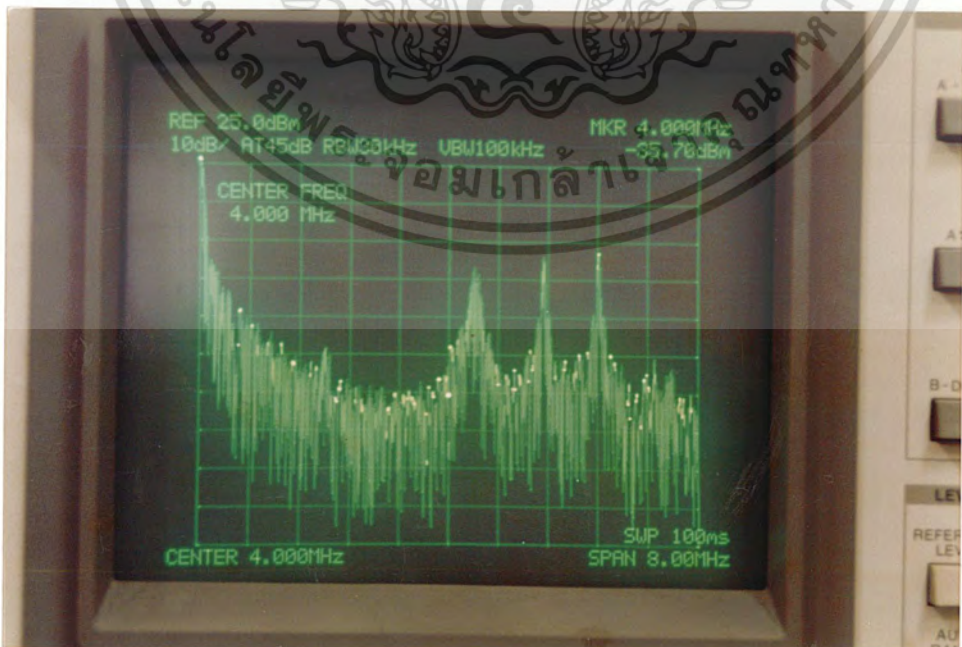
รูปที่ 4.18 แสดงภาพจากจอมอนิเตอร์สำหรับด้านส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 แสดงภาพจากจอมอนิเตอร์สำหรับด้านรับ

4.1.4 ทำการทดลองส่งสัญญาณเอฟเอ็มทั้งสองช่องและสัญญาณเบสแบนด์ของภาพเข้าทางด้านเครื่องรับ  
 พร้อมกัน แล้วทำการวัดสัญญาณที่เอาท์พุทของวงจร summing ที่ตำแหน่ง 6 ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัมแสดงดัง  
 รูปที่ 4.20

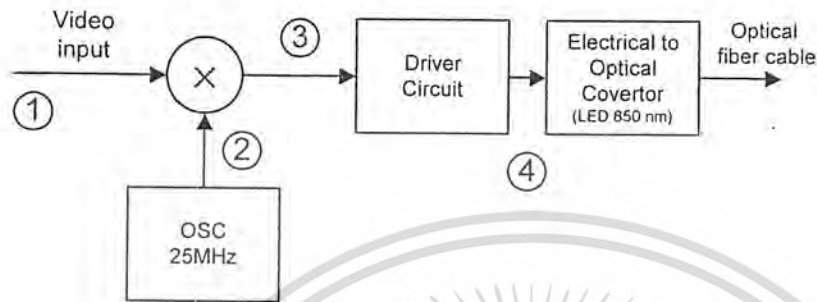


รูปที่ 4.20 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณจากการทดลองที่หนึ่ง

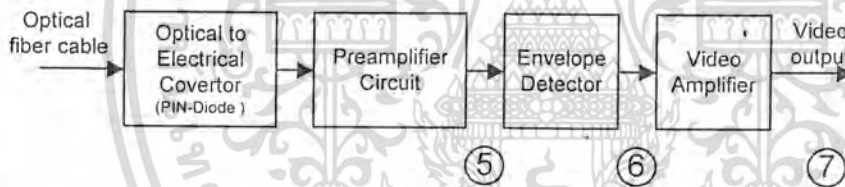
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยบริษัทเอกชนที่มีจุดมุ่งหมายให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2 การทดลองที่สองทำการส่งสัญญาณภาพโดยการมอดูเลตแบบ AM-DSB ด้วยคลื่นพาห์ 25 MHz

สำหรับการทดลองในส่วนนี้แสดงบล็อกไดอะแกรมทางด้านส่งดังรูปที่ 4.21 และรูปที่ 4.22 แสดงบล็อกไดอะแกรมทางด้านรับ



รูปที่ 4.21 แสดงการส่งสัญญาณภาพที่มอดูเลตแบบ AM-DSB ด้วยคลื่นพาห์ 25 MHz



รูปที่ 4.22 แสดงการรับสัญญาณภาพที่มอดูเลตแบบ AM-DSB ด้วยคลื่นพาห์ 25 MHz

##### 4.2.1 ทำการวัดสัญญาณด้วยออสซิลโลสโคปที่ตำแหน่งต่างๆ คือ

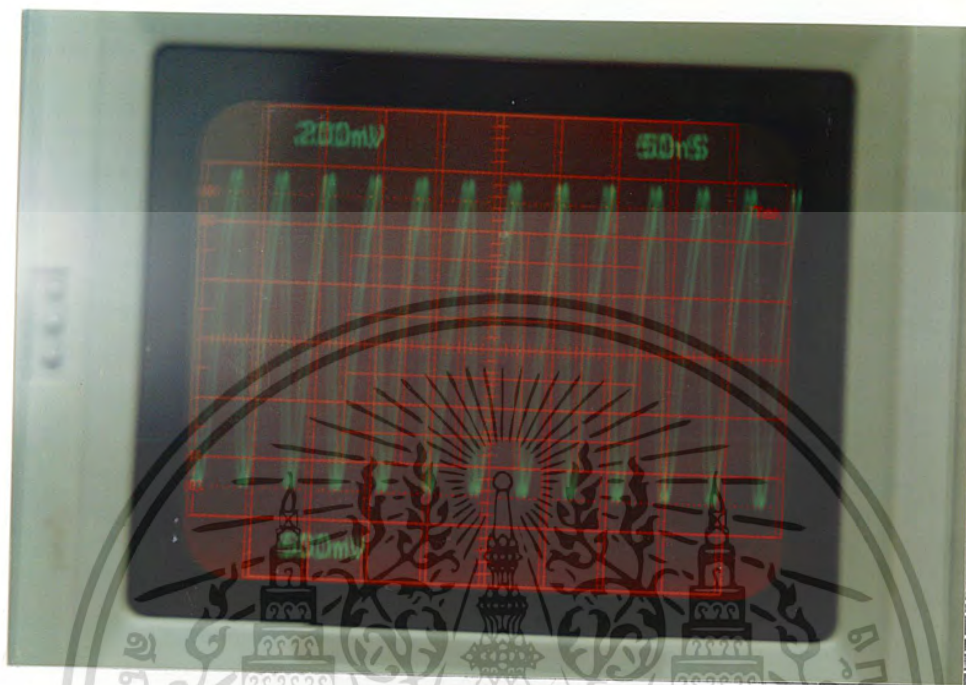
- 1) สัญญาณเบสแบนด์ของภาพตำแหน่งที่ 1 ซึ่งมีลักษณะเดียวกับในรูปที่ 4.14
- 2) สัญญาณคลื่นพาห์จากเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ตำแหน่งที่ 2 แสดงดังรูปที่ 4.23
- 3) สัญญาณ AM-DSB ที่เอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์ตำแหน่งที่ 3 แสดงดังในรูปที่ 4.24
- 4) สัญญาณ AM-DSB ที่เอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณด้านรับตำแหน่งที่ 5 แสดงดังใน รูปที่ 4.25
- 5) สัญญาณภาพเอาต์พุตที่ได้จากวงจรเอ็นเวลโลปดีเทคเตอร์ แสดงดังใน รูปที่ 4.26

##### 4.2.2 ทำการวัดสัญญาณด้วยเครื่องวัดสเปกตรัมที่เอาต์พุตวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ตำแหน่ง 2 และของวงจรมอดูเลเตอร์ที่ตำแหน่ง 3 ซึ่งสเปกตรัมที่ได้จากการวัดทั้งสองจุดนี้แสดงดังรูปที่ 4.27 และ 4.28 ตามลำดับ

สำหรับภาพที่ได้จากจอมอนิเตอร์ทางด้านรับเมื่อทำการส่งสัญญาณภาพด้วยวิธีการมอดูเลตสัญญาณแบบ AM-DSB ด้วยคลื่นพาห์ 25 MHz แสดงไว้ในรูปที่ 4.29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

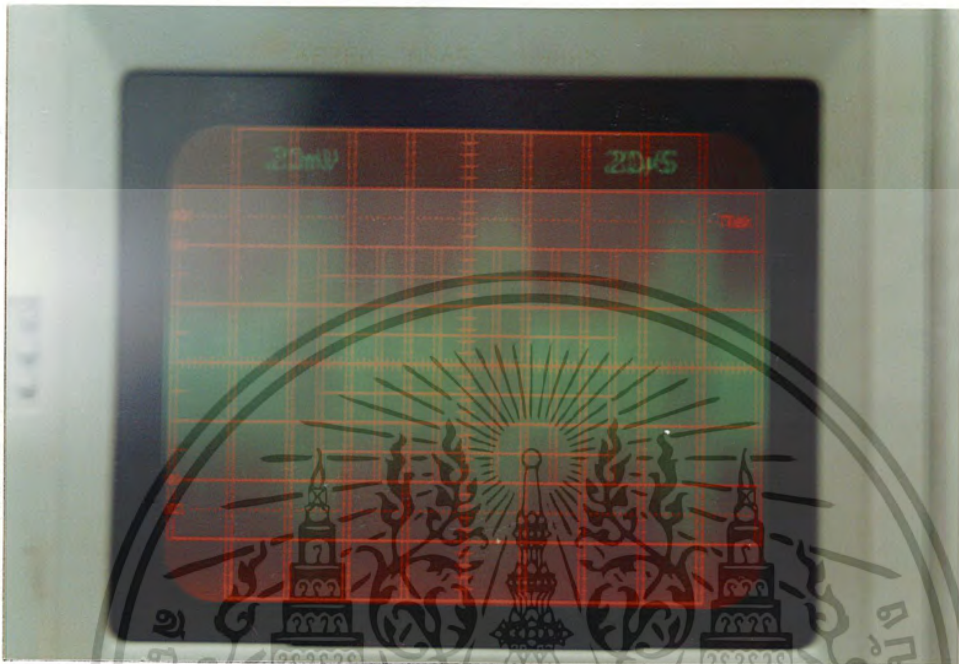
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



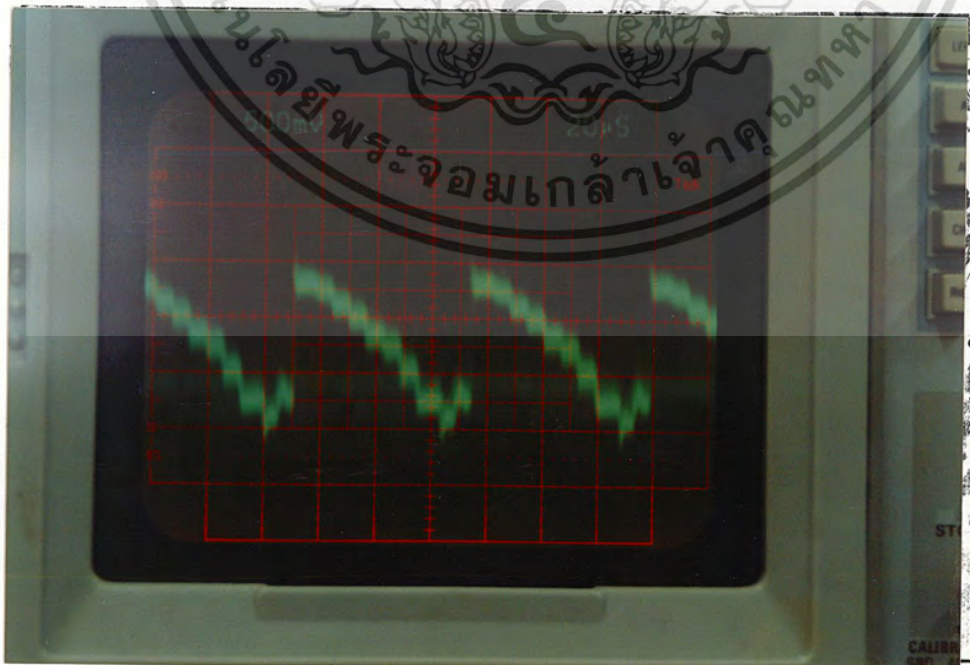
รูปที่ 4.23 แสดงสัญญาณคลื่นพลาห์จากเอาต์พุตของวงจรถอดซิลเลเตอร์ตำแหน่งที่ 2



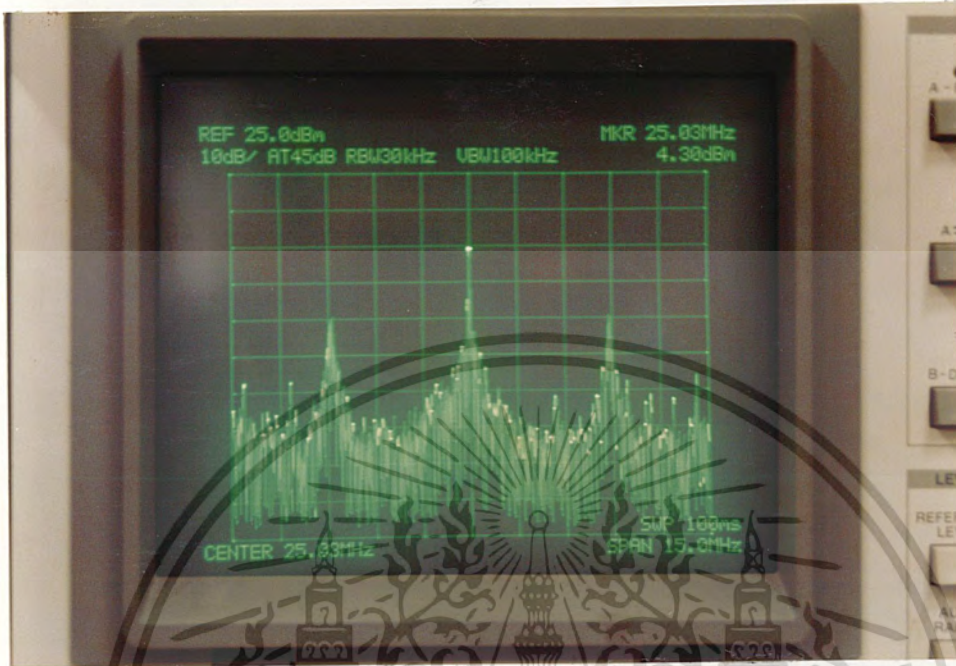
รูปที่ 4.24 แสดงสัญญาณ AM-DSB ที่เอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์ตำแหน่งที่ 3  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่าย  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.25 สัญญาณ AM-DSB ที่เอาท์พุทของวงจรขยายสัญญาณด้านรับตำแหน่งที่ 5



เอกสารรูปที่ 4.26 สัญญาณภาพที่เอาท์พุทที่ได้จากวงจรเฮลิคัลสแกนเนอร์ตำแหน่งที่ 6 ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.27 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณ AM-DSB ที่เอาท์พุทของวงจรมอดูเลเตอร์ที่ตำแหน่ง 3



รูปที่ 4.28 ภาพที่ได้จากจอมอนิเตอร์ทางด้านรับเมื่อทำการส่งสัญญาณภาพด้วยวิธีการมอดูเลตสัญญาณแบบ AM-DSB ด้วยคลื่นพาห้ 25 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

## บทวิจารณ์และบทสรุป

สำหรับการส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสงที่ได้ทำการทดลองในโครงการนี้ผลปรากฏว่าในการส่งสัญญาณแบบแบนด์ของภาพไปโดยตรง จะให้คุณภาพของภาพในทางด้านรับค่อนข้างดี ทั้งนี้เพราะว่าชุดอุปกรณ์ทางแสง คือ LED และ PIN-Diode ที่จัดหามาใช้ในการทดลอง ให้ผลตอบสนองต่อความถี่ที่เป็นเชิงเส้นอยู่ในช่วงย่านความถี่ต่ำ เมื่อความถี่ยิ่งสูงขึ้นการตอบสนองต่อความถี่ของอุปกรณ์ทั้งสองก็จะมีแนวโน้มเป็นเชิงเส้นมากยิ่งขึ้น สังเกตได้จากการทดลองในส่วนที่สอง ที่ทำการส่งสัญญาณภาพโดยการมอดูเลตแบบ AM-DSB ด้วยความถี่คลื่นพาห์ 25 MHz ซึ่งผลปรากฏว่าสัญญาณภาพที่ได้ทางด้านรับมีคุณภาพต่ำกว่าและสาเหตุจากความไม่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์ทางแสงและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ในการออกแบบวงจรนี้เองจะเป็นเหตุให้ไม่สามารถส่งสัญญาณที่มีแบนด์วิธกว้างมากๆ ได้ ซึ่งในทางทฤษฎีแล้วระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นในลักษณะนี้จะทำให้เกิดการอินเตอร์มอดูเลชันระหว่างช่องสัญญาณขึ้นได้ ดังนั้นในโครงการนี้จึงยังไม่สามารถทำการมัลติเพล็กซ์ทางความถี่ระหว่างสัญญาณแบบแบนด์ของภาพกับสัญญาณภาพที่ทำการมอดูเลตแบบเอเอ็มด้วยความถี่ 25 MHz ได้ด้วยเหตุผลดังที่กล่าวมา แนวทางในการแก้ปัญหาเพื่อให้สามารถส่งสัญญาณภาพได้สองช่องโดยเงื่อนไขการใช้ชุดอุปกรณ์แสงที่อยู่ในโครงการนี้ คือการทำการมอดูเลตสัญญาณภาพแบบ VSB (Vestigial Side Band) ซึ่งจะใช้แบนด์วิธประมาณ 7 MHz ต่อหนึ่งช่องสัญญาณภาพ แต่ความยุ่งยากที่สำคัญคือการออกแบบวงจรกรองความถี่เพื่อให้ได้สัญญาณแบบ VSB ให้สามารถใช้งานได้จริงในทางปฏิบัติ หากจะแก้ปัญหาโดยการหาชุดอุปกรณ์แสงที่มีคุณภาพดีขึ้นคือให้แบนด์วิธกว้างมาก ๆ และผลตอบสนองที่ความถี่สูงดีเยี่ยม เช่นใช้ชุดอุปกรณ์แสงโดยแหล่งกำเนิดแสงเป็นเลเซอร์ไดโอด เส้นใยแสงชนิดซิงเกิลโหมด และอุปกรณ์รับแสงเป็นอะวาแลนซ์ไดโอด (APD) ซึ่งอุปกรณ์เหล่านี้นอกจากมีราคาสูงมากแล้ว การซื้อหาค่อนข้างยุ่งยาก

ในส่วนของการทดลองแรกนั้นได้ทำการมัลติเพล็กซ์ทางความถี่ระหว่างแบนด์ของสัญญาณภาพกับสัญญาณเอเอ็มที่ทำการมอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงจำนวนสองช่องสัญญาณ โดยมีความถี่คลื่นพาห์ของสัญญาณเอเอ็มอยู่ที่ 5.5 MHz และ 6.5 MHz ซึ่งผลการทดลองปรากฏว่าสามารถส่งสัญญาณภาพจำนวนหนึ่งช่องและสัญญาณเสียงจำนวนสองช่องสัญญาณเข้าไปยังชุดอุปกรณ์ส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสงที่ทำการออกแบบไว้ดังรายละเอียดในบทที่ 3 ทางด้านรับ สามารถรับสัญญาณภาพได้ดี ในส่วนของสัญญาณเสียงเนื่องจากทางด้านส่งใช้วิธีการมอดูเลตแบบ VCO ซึ่งความถี่กลางของสัญญาณคลื่นค่อนข้างจะไม่มีเสถียรภาพ แนวทางในการแก้ปัญหาคือการออกแบบวงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์ที่ใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์ ในการผลิตความถี่คลื่นพาห์ซึ่งจะให้ความถี่กลางคงที่มากกว่า สำหรับวงจรจูนความถี่ของสัญญาณเอเอ็มถ้าหากใช้วงจรจูนหรือวงจร BPF โดยการใช้ LC จะพบปัญหาในการหาค่าอุปกรณ์ให้ได้ค่าตามต้องการ ซึ่งในการทดลองโครงการนี้ได้เลี่ยงปัญหานี้โดยการใช้อุปกรณ์กรองความถี่แบบเซรามิค ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ใช้งานได้ดีและหาซื้อได้ไม่ยากราคาไม่แพง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของการทดลองที่สองนั้นทำการส่งสัญญาณภาพที่มีมอดูเลตแบบเอเอ็มด้วยคลื่นพาห์ 25 MHz นั้นปรากฏว่ากรับส่งสัญญาณภาพยังมีคุณภาพไม่ด้นักซึ่งเกิดจากการออกแบบวงจรมอดูเลเตอร์และวงจรรขยายสัญญาณยังมีคุณสมบัติไม่ดีพอสำหรับสัญญาณที่มีแบนวิทที่ค่อนข้างกว้างคือกว้างถึง 10 MHz แต่ถึงอย่างไรก็ตามการมอดูเลตแบบนี้ทำให้สะดวกในการดีเทคสัญญาณทางด้านรับซึ่งในการทดลองนี้ใช้ทรานซิสเตอร์กับรีซิสเตอร์และคาปาซิสเตอร์เพียงไม่กี่ตัวก็สามารถทำการดีเทค สัญญาณแบบเอ็นเวลโลปก็สามารถนำสัญญาณภาพเดิมกลับคืนมาได้แล้ว

ปัญหาอื่นๆ ที่พบในโครงการนี้คืออุปกรณ์กำเนิดแสงและอุปกรณ์รับแสงค่อนข้างจะหาซื้อได้ยาก และมีราคาแพง รวมทั้งการเชื่อมต่อเส้นใยแสงเข้ากับอุปกรณ์กำเนิดแสงและอุปกรณ์รับแสงต้องใช้ คอนเนคเตอร์ชนิดลำโงรูปซึ่งไม่มีขายตามท้องตลาด จึงต้องสั่งซื้อจากต่างประเทศทำให้เสียค่าใช้จ่ายและยังเสียเวลามาก และอุปกรณ์กำเนิดแสง(LED)ที่ใช้ไม่มีความทนทานมากนัก เกิดความเสียหายได้ง่าย ทำให้ต้องใช้ความระมัดเป็นพิเศษในการทดลอง หรือทำการวัดในวงจรไดรเวอร์ และสัญญาณภาพมีแบนวิทที่กว้าง ดังนั้นการเชื่อมวงจร(ทางไฟฟ้า) ต้องใช้สายชีลด์และกราวด์ของระบบต้องดีพอ เพราะไม่เช่นนั้นจะเกิดสัญญาณรบกวนแก่ระบบได้ง่าย ทำให้คุณภาพของสัญญาณที่ด้านรับต่ำ ซึ่งหากทำการป้องกันสัญญาณรบกวนได้ดี ก็ทำให้คุณภาพสัญญาณทางเอาท์พุทของด้านรับสูงขึ้น

## กิตติกรรมประกาศ

คณะผู้จัดทำโครงการ การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง(VIDEO AND AUDIO TRANSMISSION VIA OPTIC FIBER ) ขอขอบพระคุณบุคคลที่ให้คำแนะนำให้คำที่ปรึกษาดังต่อไปนี้

- 1) ผศ. อภินันท์ มั่นยานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ ที่ให้ความรู้และคำแนะนำแก่คณะผู้จัดทำ
- 2) คณะอาจารย์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกท่านที่ได้ให้ความรู้ตลอดเวลาที่คณะผู้จัดทำได้ทำการศึกษาอยู่
- 3) กองโทรคมนาคมทางดาวเทียม การสื่อสารแห่งประเทศไทย ที่ได้ให้ยืมเครื่องมือเพื่อใช้ในการทดลอง

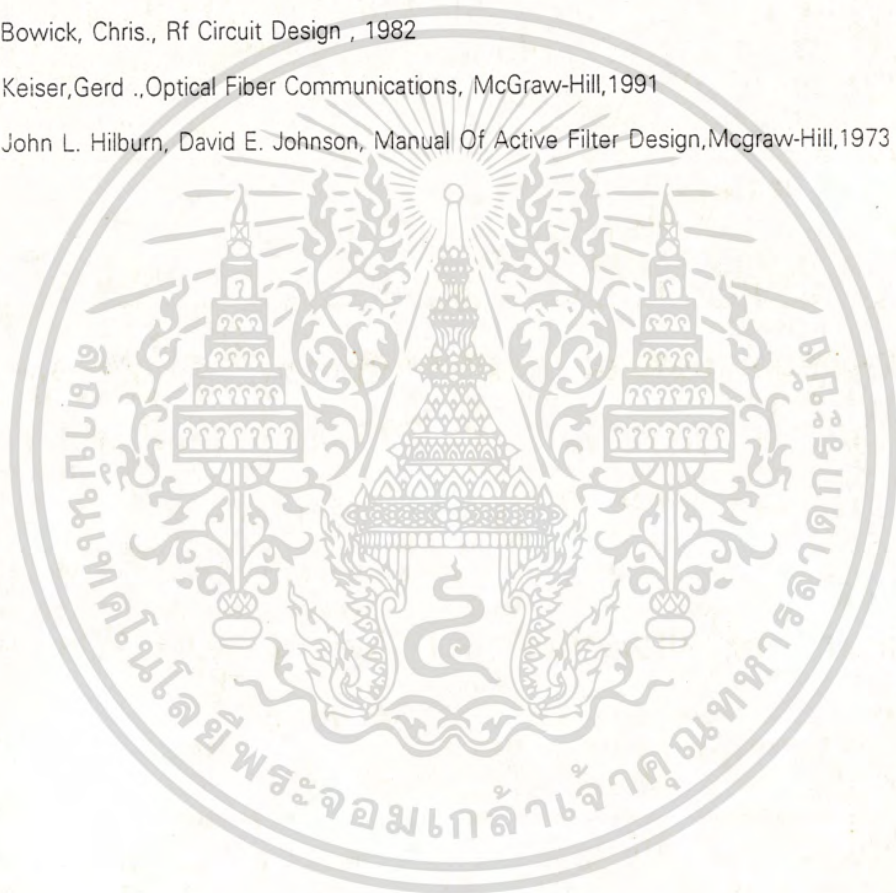
โครงการนี้ไม่อาจสำเร็จได้ด้วยดี ถ้าปราศจากบุคคลและท่านทั้งหลายเหล่านี้ ทางคณะผู้จัดทำโครงการขอขอบพระคุณอย่างยิ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

1. อภินันท์ มัณยานนท์ “ทฤษฎีการสื่อสารเส้นใยแสง” สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2537
2. ถวิล กิ่งทอง “ทฤษฎีและระบบสื่อสาร” สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2535
3. บัณฑิต โรจน์อารยานนท์ “หลักการไฟฟ้าสื่อสาร” สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย 2536
4. ธวัช เมฆสุวรรณค์, โยชิคะชิ ซาวามูระ “เทคนิคการซ่อมเครื่องรับโทรทัศน์” สำนักพิมพ์ดวงกมล 2525
5. Bowick, Chris., Rf Circuit Design , 1982
6. Keiser,Gerd .,Optical Fiber Communications, McGraw-Hill,1991
7. John L. Hilburn, David E. Johnson, Manual Of Active Filter Design,Mcgraw-Hill,1973

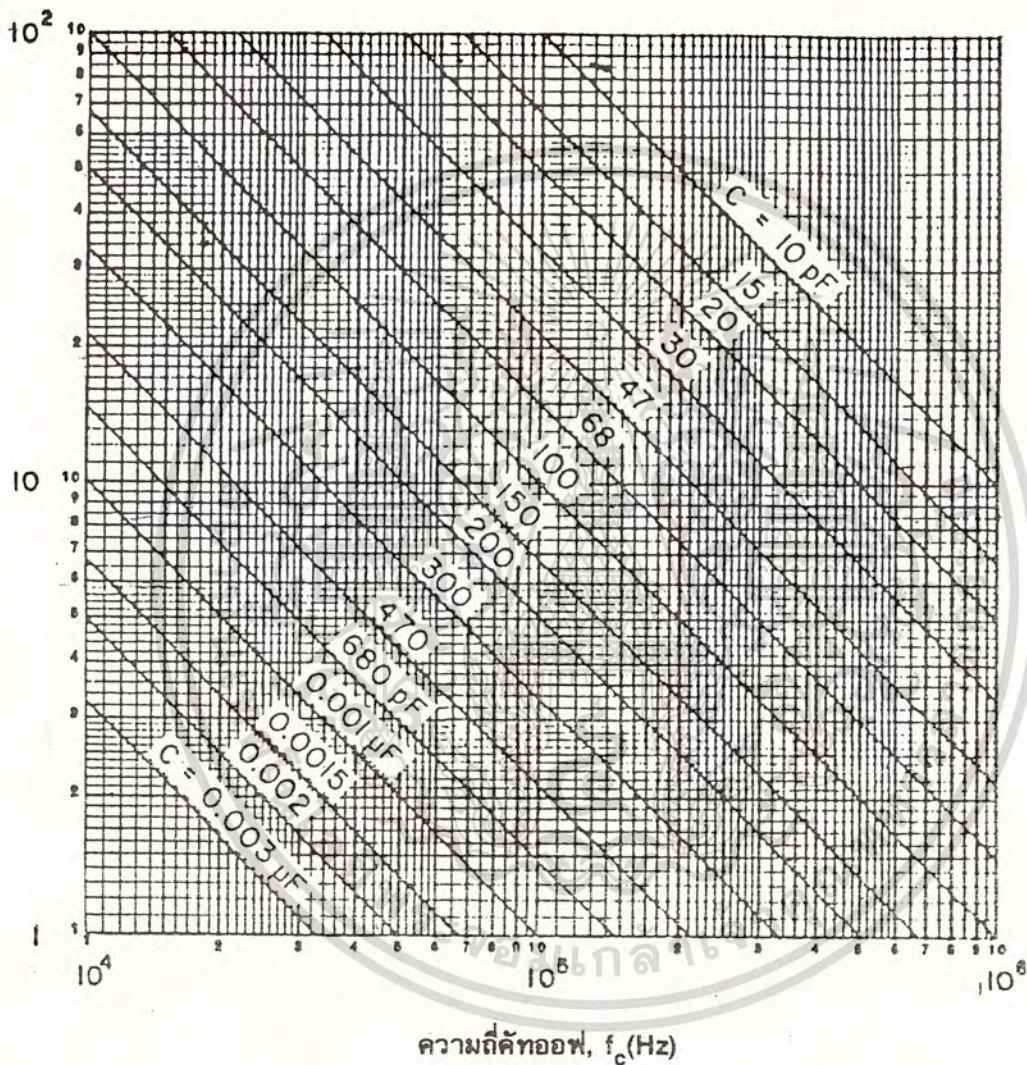


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



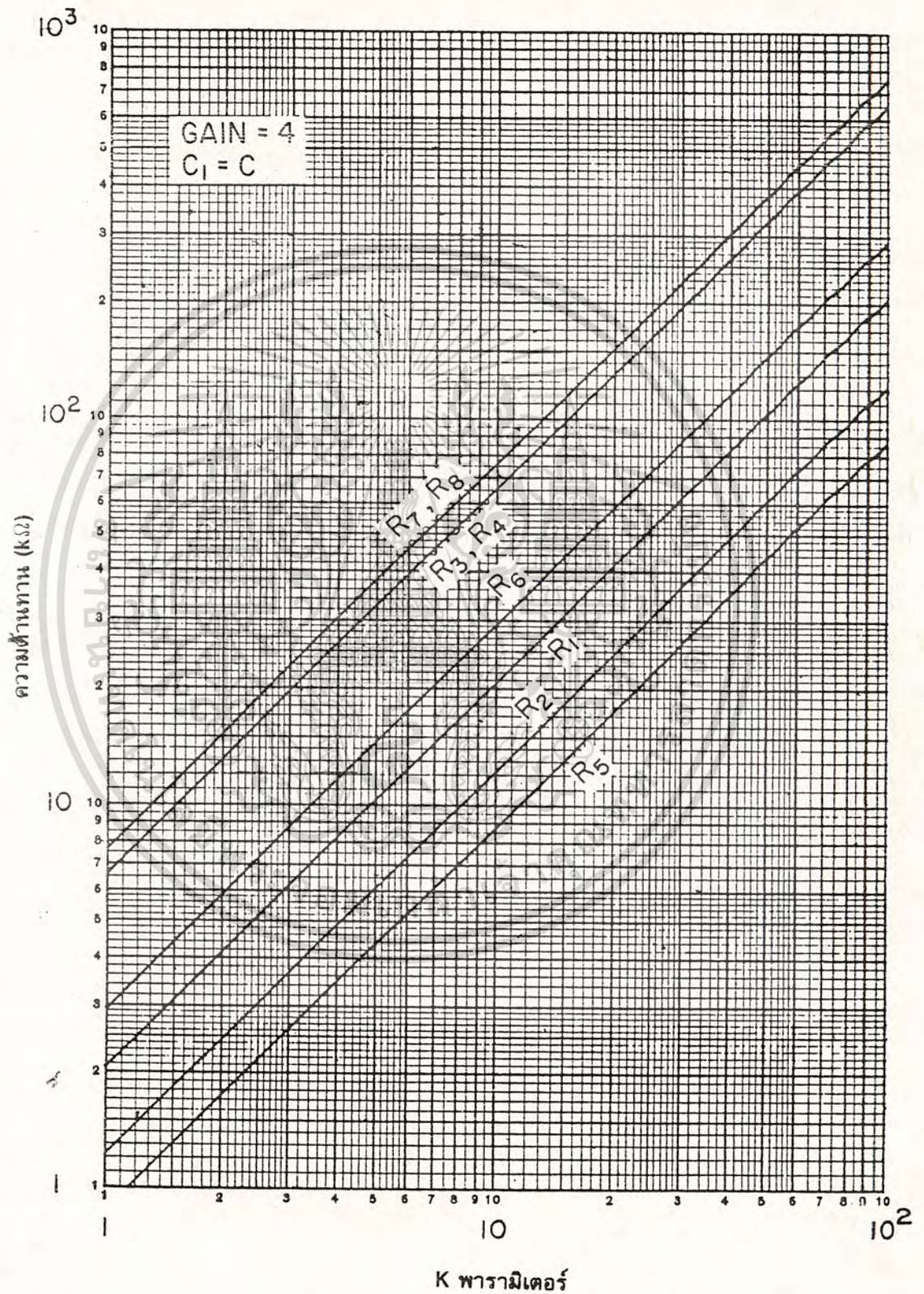
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

K พารามิเตอร์



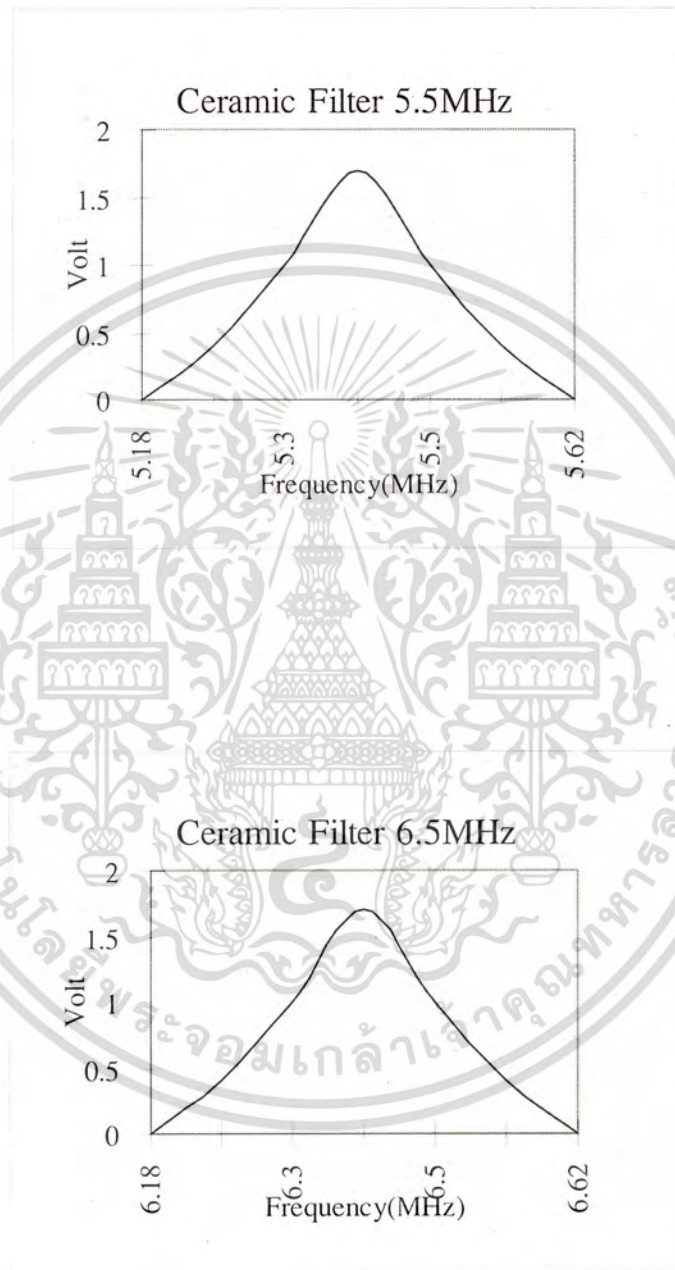
กราฟระหว่าง K พารามิเตอร์กับความถี่คัตออฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยูทิตเห็นใบใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟแสดงผลการตอบสนองต่อความถี่ของเซรามิคฟิลเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Specification - 9 mm SMA system

#### Terminated optical leads

50/125 $\mu$ m

#### Fibre data

Construction \_\_\_\_\_ glass  
 Core diameter \_\_\_\_\_ 50 $\mu$ m  
 Cladding diameter \_\_\_\_\_ 125 $\mu$ m  
 Coating diameter \_\_\_\_\_ 250 $\mu$ m  
 Attenuation at 820nm \_\_\_\_\_ 3 dB/km typical (4 dB/km max)  
 Bandwidth \_\_\_\_\_ 400 MHz/km  
 Numerical aperture \_\_\_\_\_ 0.2

#### Cable data

Jacket material \_\_\_\_\_ LSOH polyethylene  
 Overall diameter \_\_\_\_\_ 3.2mm (tight jacket)  
 Minimum bend radius \_\_\_\_\_ 30mm (installed)  
 Maximum tensile load \_\_\_\_\_ 100N  
 Optical construction \_\_\_\_\_ graded index  
 Operating temperature \_\_\_\_\_ -15°C to +60°C

#### Connector data

Type \_\_\_\_\_ 9 mm SMA  
 Material - body \_\_\_\_\_ stainless steel and ceramic  
 knurled nut \_\_\_\_\_ nickel plated beryllium copper

	Fibre: 50/125 $\mu$ m Att:-3dB/km at 850nm		Fibre: 200 $\mu$ m PCS Att:-10dB/km (max) at 850nm	
	RS Emitters $\lambda = 850$ nm		RS Emitters $\lambda = 850$ nm	
	RS stock nos.		RS stock nos.	
RS detectors	Launch power 3 $\mu$ W (min)	Launch power 10 $\mu$ W (min)	Launch power 50 $\mu$ W (min)	Launch power 160 $\mu$ W (min)
RS stock nos.	-25dBm	-20dBm	-13dBm	-8dBm
Schmitt receiver sensitivity 1 $\mu$ W (typ) (-32 dBm) Data rate 200kB/s				
633-335	0.75km	2km	1.4km	1.4km
633-341	0.75km	2km	1.4km	1.4km
PIN diode sensitivity 0.52 A/W				
Data rate 1Mbps 633-357	0.75km	2km	0.5km	2km
633-363	0.75km	2km	0.5km	2km
PIN + Preamp analogue receiver 40 Hz 652-982	0.75km	2km	0.5km*	0.5km*
652-998	0.75km	2km	0.5km*	0.5km*

#### Notes:

1. Att:12 dBm per connector if in-line termination is used
2. PIN diode distances assume a receiver design of 1 $\mu$ W sensitivity
3. \*Fibre bandwidth limited

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

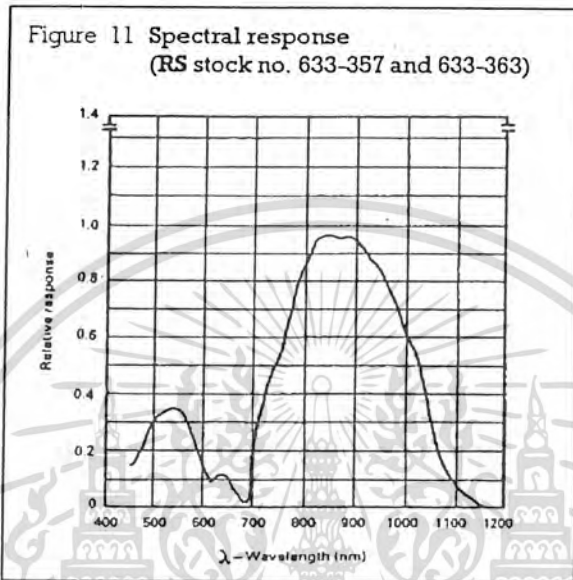
## Detectors

PIN Diode (RS stock nos. 633-357, 633-363)

Absolute maximum ratings

Reverse voltage ( $V_R$  ( $I_R = 10\mu A$ )) \_\_\_\_\_ 110V

Operating temperature range \_\_\_\_\_ -40°C to +100°C



Electro-optical characteristics ( $T_A = 25^\circ C$ ) - PIN diode (RS stock no. 633-357, 633-363)

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Peak response wavelength, $\lambda_p$			850		nm
Spectral sensitivity	$\lambda = 850\text{nm}$		0.52		A/W
Dark current, $I_D$	$V_R = 5V$		0.05	2	nA
Capacitance	$V_R = 5V, f = 1\text{MHz}$		2.1		pF
Response time, $t_r$	$V_R = 5V$		17	30	ns
	$V_R = 15V$		5	10	ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

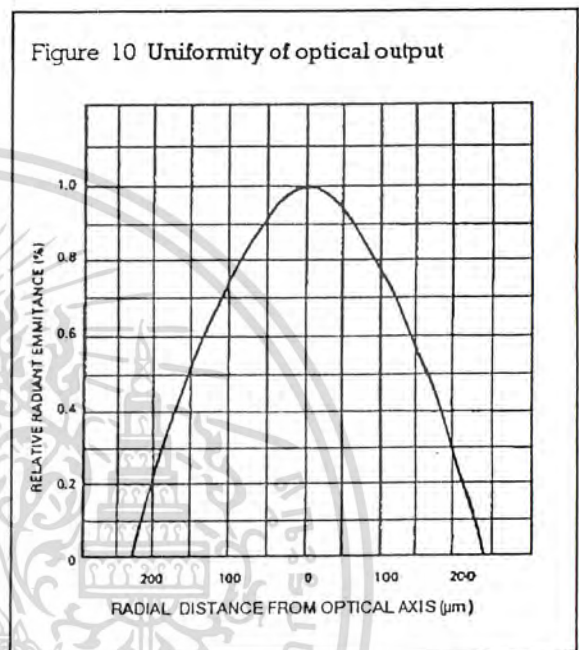
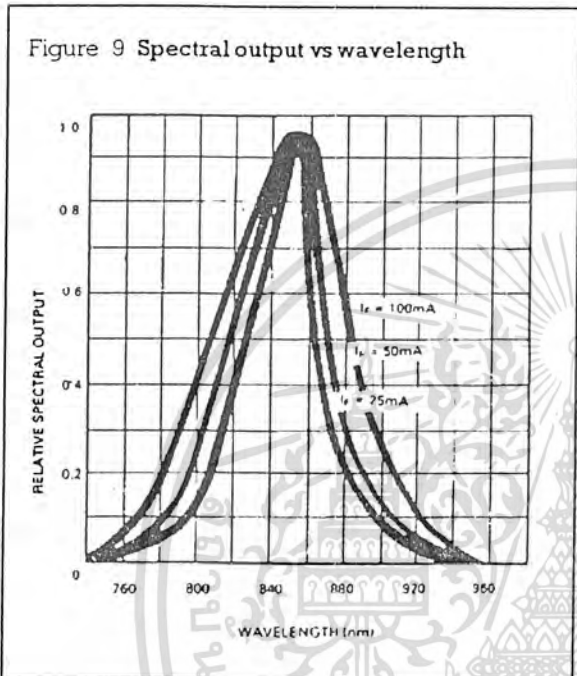
Emitters (RS stock nos. 633-290, 633-307, 633-313, 633-329)

**Absolute maximum ratings of LED**

Reverse voltage,  $V_R$  (at  $10\mu A$ ) \_\_\_\_\_ 1V

Forward current,  $I_F$  \_\_\_\_\_ 100mA

Operating temperature range \_\_\_\_\_  $-40^\circ C$  to  $+100^\circ C$ .



**Electro-optical characteristics ( $T_A = 25^\circ C$ )-Emitters**

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Forward voltage, $V_F$	$I_F = 100mA$		1.6	1.8	V
Reverse voltage, $V_R$	$I_R = 10\mu A$	1.0	5.0		V
Series resistance, $R_S$			4		$\Omega$
Device capacitance, C	$V_R = 0V, f = 1MHz$		70		pF
Peak emission wavelength, $\lambda_p$	$I_F = 100mA$		850		nm
Spectral bandwidth, $\Delta\lambda$			50		nm
Response time, $t_r$	$I_{peak} = 100mA$		4	8	ns
$t_f$	Prebias = 1V		6	10	ns
Launch power*					
Low power emitter (RS stock no 633-290, 633-307)	50/125 $\mu m$ glass	3 $\mu W$ (-25dBm)			
	200 $\mu m$ PCS	50 $\mu W$ (-13dBm)			
High power emitter (RS stock no 633-313, 633-329)	50/125 $\mu m$ glass	10 $\mu W$ (-20dBm)			
	200 $\mu m$ PCS	160 $\mu W$ (-8dBm)			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# Low-Noise Precision High-Speed Operational Amplifier ( $A_{VCL} \geq 5$ )

## OP-37

### FEATURES

- Low Noise ..... 80nV p-p (0.1Hz to 10Hz)  
..... 3nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  at 1kHz
- Low Drift ..... 0.2 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- High Speed ..... 17V/ $\mu\text{s}$  Slew Rate  
..... 63MHz Gain Bandwidth
- Low Input Offset Voltage ..... 10 $\mu\text{V}$
- Excellent CMRR ... 126dB (Common-Voltage of  $\pm 11\text{V}$ )
- High Open-Loop Gain ..... 1.8 Million
- Replaces 725, OP-05, OP-06, OP-07, AD510, AD517, SE5534 in Gains > 5
- Available in Die Form

The OP-37 provides the low offset and drift of the OP-07 plus higher speed and lower noise. Offsets down to 25 $\mu\text{V}$  and drift of 0.6 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  maximum make the OP-37 ideal for precision instrumentation applications. Exceptionally low noise ( $e_n = 3.5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  at 10Hz), a low 1/f noise corner frequency of 2.7Hz, and the high gain of 1.8 million, allow accurate high-gain amplification of low-level signals.

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

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

### ORDERING INFORMATION<sup>1</sup>

$T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{OS}$ MAX ( $\mu\text{V}$ )	PACKAGE				OPERATING TEMPERATURE RANGE
	TO-99	CERDIP 8-PIN	PLASTIC 8-PIN	LCC 20-CONTACT	
25	OP37AJ*	OP37AZ*	-	-	MIL
25	OP37EJ	OP37EZ	OP37EP	-	IND/COM
60	OP37BJ*	OP37BZ	-	OP37BRC/883	MIL
60	OP37FJ	OP37FZ	OP37FP	-	IND/COM
100	OP37CJ*	OP37CZ	-	-	MIL
100	OP37GJ	OP37GZ	OP37GP	-	XIND
100	-	-	OP37GS††	-	XIND

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

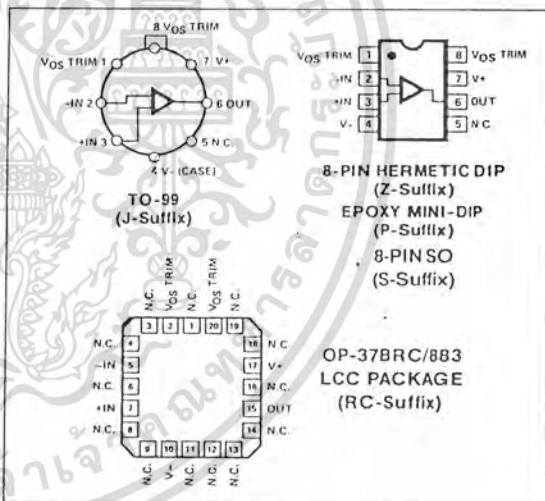
† Burn in is available on commercial and industrial temperature range parts in CerDIP, plastic DIP, and TO can packages.

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

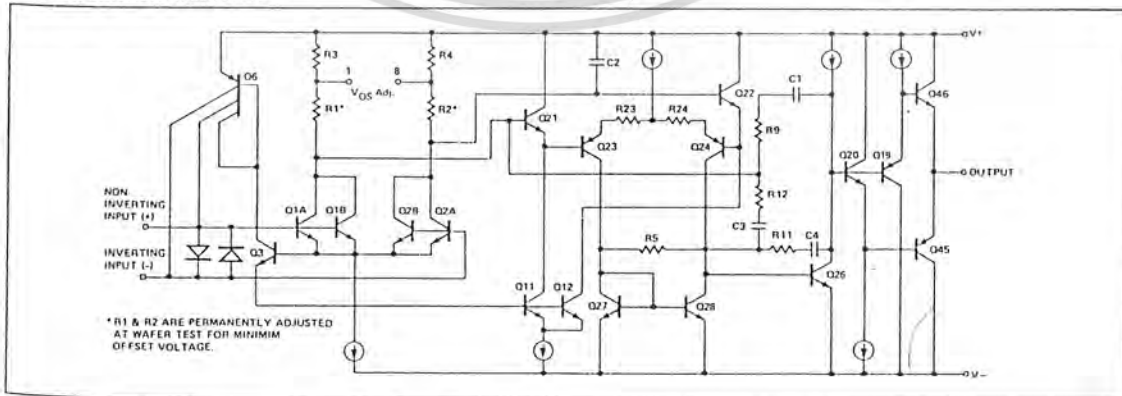
### GENERAL DESCRIPTION

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

### PIN CONNECTIONS



### SIMPLIFIED SCHEMATIC



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## OP-37

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

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

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

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 4)

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

### Operating Temperature Range

OP-37A, OP-37B, OP-37C (J, Z, RC)	$-55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$
OP-37E, OP-37F (J, Z)	$-25^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$
OP-37E, OP-37F (P)	$0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$
OP-37G (P, S, J, Z)	$-40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$
Lead Temperature Range (Soldering, 60 sec)	$300^\circ\text{C}$
Junction Temperature	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$

PACKAGE TYPE	$\theta_{JA}$ (NOTE 3)	$\theta_{JC}$	UNITS
TO-99 (J)	150	18	$^\circ\text{C}/\text{W}$
8-Pin Hermetic DIP (Z)	148	16	$^\circ\text{C}/\text{W}$
8-Pin Plastic DIP (P)	103	43	$^\circ\text{C}/\text{W}$
20-Contact LCC (RC, TC)	98	38	$^\circ\text{C}/\text{W}$
8-Pin SO (S)	158	43	$^\circ\text{C}/\text{W}$

### NOTES:

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

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

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-37A/E			OP-37B/F			OP-37C/G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$V_{OS}$	Note 1)	—	10	25	—	20	60	—	30	100	$\mu\text{V}$
Long-Term $V_{OS}$ Stability	$V_{OS}/\text{Time}$	Notes 2, 3)	—	0.2	1.0	—	0.3	1.5	—	0.4	2.0	$\mu\text{V}/\text{Mo}$
Input Offset Current	$I_{OS}$		—	7	35	—	9	50	—	12	75	nA
Input Bias Current	$I_B$		—	$\pm 10$	$\pm 40$	—	$\pm 12$	$\pm 55$	—	$\pm 15$	$\pm 80$	nA
Input Noise Voltage	$e_{n(p-p)}$	0.1Hz to 10Hz Notes 3, 5)	—	0.08	0.18	—	0.08	0.18	—	0.09	0.25	$\mu\text{V}_{p-p}$
Input Noise Voltage Density	$e_n$	$f_O = 10\text{Hz}$ (Note 3)	—	3.5	5.5	—	3.5	5.5	—	3.8	8.0	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_O = 30\text{Hz}$ (Note 3)	—	3.1	4.5	—	3.1	4.5	—	3.3	5.6	
		$f_O = 1000\text{Hz}$ (Note 3)	—	3.0	3.8	—	3.0	3.8	—	3.2	4.5	
Input Noise Current Density	$i_n$	$f_O = 10\text{Hz}$ (Notes 3, 6)	—	1.7	4.0	—	1.7	4.0	—	1.7	—	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_O = 30\text{Hz}$ (Notes 3, 6)	—	1.0	2.3	—	1.0	2.3	—	1.0	—	
		$f_O = 1000\text{Hz}$ (Notes 3, 6)	—	0.4	0.6	—	0.4	0.6	—	0.4	0.6	
Input Resistance — Differential-Mode	$R_{IN}$	Note 7)	1.3	6	—	0.94	5	—	0.7	4	—	M $\Omega$
Input Resistance — Common-Mode	$R_{INCM}$		—	3	—	—	2.5	—	—	2	—	G $\Omega$
Input Voltage Range	IVR		$\pm 11.0$	$\pm 12.3$	—	$\pm 11.0$	$\pm 12.3$	—	$\pm 11.0$	$\pm 12.3$	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 11\text{V}$	114	126	—	106	123	—	100	120	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSSR	$V_S = \pm 4\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$	—	1	10	—	1	10	—	2	20	$\mu\text{V}/\text{V}$
Large-Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L \geq 2\text{k}\Omega$ , $V_O = \pm 10\text{V}$	1000	1800	—	1000	1800	—	700	1500	—	V/V
		$R_L \geq 1\text{k}\Omega$ , $V_O = \pm 10\text{V}$	800	1500	—	800	1500	—	400	1500	—	
		$R_L = 600\Omega$ , $V_O = \pm 1\text{V}$ , $V_S = \pm 4\text{V}$ , (Note 4)	250	700	—	250	700	—	200	500	—	
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L \geq 2\text{k}\Omega$ $R_L \geq 600\Omega$	$\pm 12.0$ $\pm 10.0$	$\pm 13.8$ $\pm 11.5$	—	$\pm 12.0$ $\pm 10.0$	$\pm 13.8$ $\pm 11.5$	—	$\pm 11.5$ $\pm 10.0$	$\pm 13.5$ $\pm 11.5$	—	V
Slew Rate	SR	$R_L \geq 2\text{k}\Omega$ (Note 4)	11	17	—	11	17	—	11	17	—	V/ $\mu\text{s}$
Gain Bandwidth Prod.	GBW	$f_O = 10\text{kHz}$ (Note 4)	45	63	—	45	63	—	45	63	—	MHz
		$f_O = 1\text{MHz}$	—	40	—	—	40	—	—	40	—	

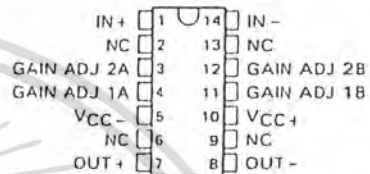
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## SE592, NE592, NE592A DIFFERENTIAL VIDEO AMPLIFIERS

D2667, FEBRUARY 1964—REVISED FEBRUARY 1988

- 90-MHz Bandwidth
- Adjustable Gain to 400
- No Frequency Compensation Required
- Adjustable Passband
- Designed to be Interchangeable with Signetics SE592 and NE592

NE592, NE592A . . . D OR N PACKAGE  
SE592 . . . J PACKAGE  
(TOP VIEW)



NC—No internal connection

DEVICE TYPE	TEMPERATURE RANGE	A <sub>VD</sub> RANGE (GAIN OPTION 1)
SE592	-55°C to 125°C	300-500
NE592	0°C to 70°C	250-600
NE592A	0°C to 70°C	400-600

### description

These devices are monolithic two-stage amplifiers with differential inputs and differential outputs.

Internal series-shunt feedback provides wide bandwidth, low phase distortion, and excellent gain stability. Emitter-follower outputs enable the devices to drive capacitive loads, and all stages are current-source biased to obtain high common-mode and supply-voltage rejection ratios.

Fixed differential amplification of 100 or 400 may be selected without external components; or amplification may be adjusted from 0 to 400 by the use of a single external resistor connected between the gain-adjustment pins 1A and 1B. External frequency-compensating components are not required for any gain option.

The devices are particularly useful in magnetic-tape or disc-file systems using phase or NRZ encoding and in high-speed thin-film or plated-wire memories. Other applications include general purpose video and pulse amplifiers where wide bandwidth, low phase shift, and excellent gain stability are required.

The SE592 is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C. The NE592 and NE592A are characterized for operation from 0°C to 70°C.



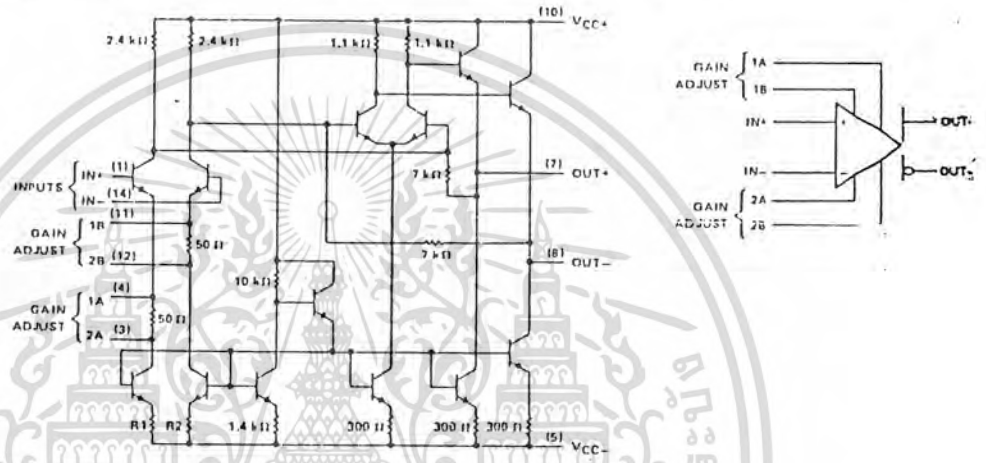
Special Functions

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## SE592, NE592, NE592A DIFFERENTIAL VIDEO AMPLIFIERS

schematic

symbol



All resistor values shown are in ohms and nominal.  
In NE592 or SE592, R1 = 500  $\Omega$ , R2 = 500  $\Omega$ .  
In NE592A, R1 = 600  $\Omega$ , R2 = 600  $\Omega$ .

### absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage VCC+ (see Note 1)	8V
Supply voltage VCC- (see Note 1)	-8V
Differential input voltage	$\pm 5V$
Common-mode input voltage	$\pm 6V$
Output current	10 mA
Continuous total power dissipation	See Dissipation Rating Table
Operating free-air temperature range: SE592	-55°C to 125°C
NE592, NE592A	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D or N package	260°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: J package	300°C

NOTE 1: All voltage values except differential input voltages are with respect to the midpoint between VCC+ and VCC-.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ C$		DERATE ABOVE $T_A$		$T_A = 125^\circ C$	
	POWER RATING	FACTOR	DERATE	POWER RATING	POWER RATING	
D	500 mW	N/A	N/A	500 mW		
J	500 mW	11 mW/°C	105°C	500 mW	275 mW	
N	500 mW	N/A	N/A	500 mW		

Special Functions

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NE592, NE592A  
DIFFERENTIAL VIDEO AMPLIFIERS

4  
Special Functions

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range,  $V_{CC+} = 6V$ ,  $V_{CC-} = -6V$  (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST FIGURE	TEST CONDITIONS	GAIN OPTION†			NE592			NE592A			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$A_{VD}$	1	$V_{OPP} = 3V$	250	600	600	400	500	500				V/V
$I_{IO}$			80	120	6	80	120	6				$\mu A$
$I_{IB}$					1 or 2			6				$\mu A$
$V_{ICR}$	3		$\pm 1$	40	1 or 2	$\pm 1$	40	40				V
$V_{OO}$	1	$V_{ID} = 0$ , $R_L = \infty$		1.5	1 or 2	$\pm 1$	1.5	1.5				V
$V_{OPP}$	1	$R_L = 2k\Omega$	2.8	8	1 or 2	2.8	8	2.8				V
$r_i$			8	50	2	8	50	8				k $\Omega$
CMRR	3	$V_{IC} = \pm 1V$ , $f = 100kHz$	50	50	2	50	50	50				dB
$K_{SVR}$	4	$\Delta V_{CC+} = \pm 0.5V$ , $\Delta V_{CC-} = \pm 0.5V$	50	50	2	50	50	50				dB
$I_{sink(max)}$		Maximum output sink current	1, 2, or 3		1, 2, or 3			2.8	4			mA
$I_{CC}$	1	No load, No signal	1, 2, or 3		1, 2, or 3			2.8	4	27		mA

†The gain option is selected as follows:

- Gain Option 1 . . . Gain Adjust pin 1A is connected to pin 1B, pins 2A and 2B are open.
- Gain Option 2 . . . Gain Adjust pin 2A is connected to pin 2B, pins 1A and 1B are open.
- Gain Option 3 . . . All Gain Adjust pins are open.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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

## OP-64

### FEATURES

- High Slew Rate ..... 130V/ $\mu$ 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 .....  $\pm 80$ 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*

### ORDERING INFORMATION<sup>1</sup>

$T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{OS}$ 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 <sup>††</sup>	-	XIND

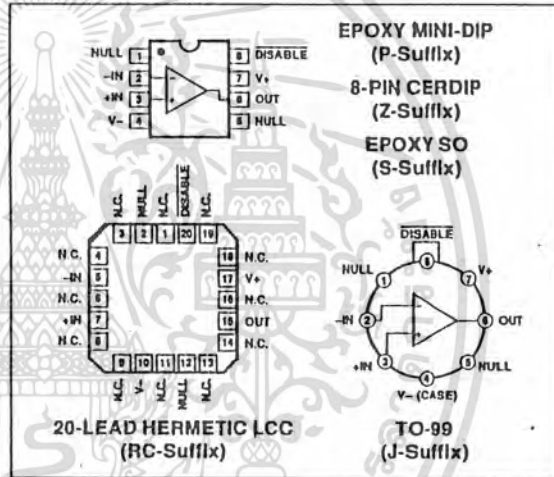
XIND = Extended Industrial Temperature Range,  $-40^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$

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

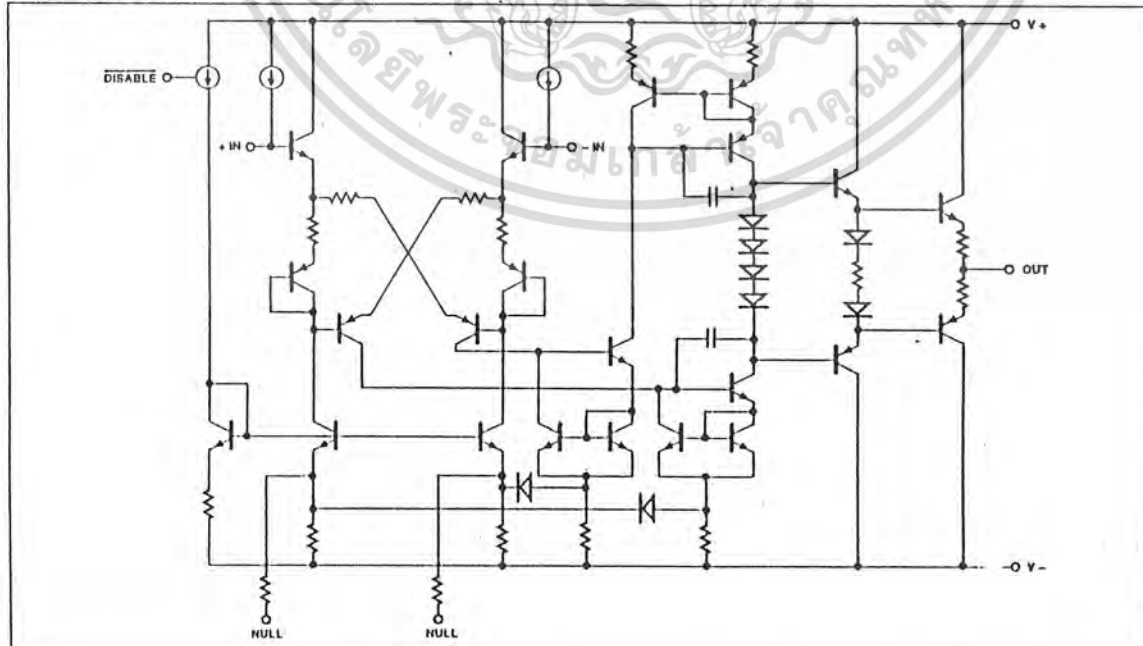
† Burn-in is available on commercial and industrial temperature range parts in CerDIP, plastic DIP, and TO-99 can packages.

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

### PIN CONNECTIONS

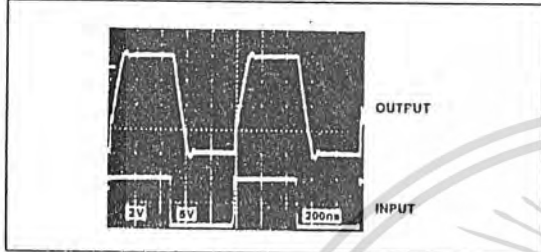


### SIMPLIFIED SCHEMATIC

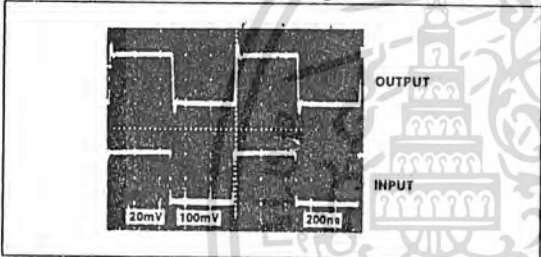


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

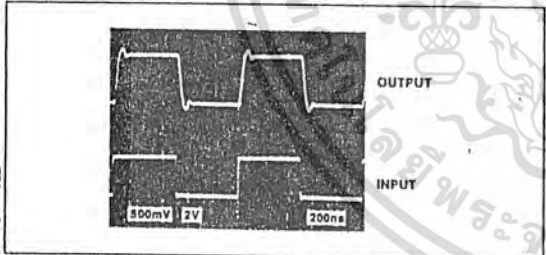
LARGE SIGNAL RESPONSE ( $V_s = \pm 15V$ )



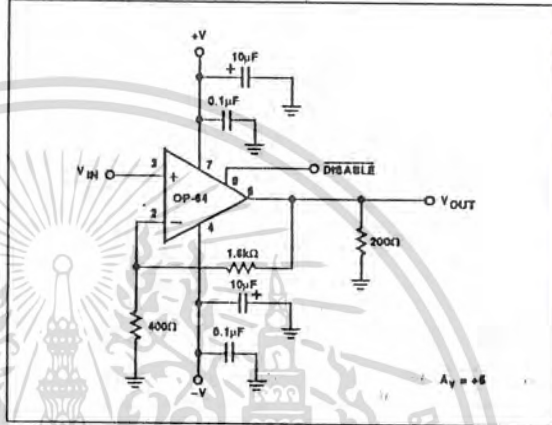
SMALL SIGNAL RESPONSE ( $V_s = \pm 15V$ )



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



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

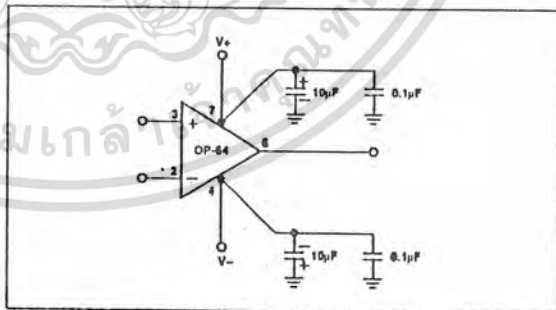


FIGURE 1: Proper power supply bypassing is required to obtain optimum performance with the OP-64.

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.

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 10μF and 0.1μF 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

# OP-64

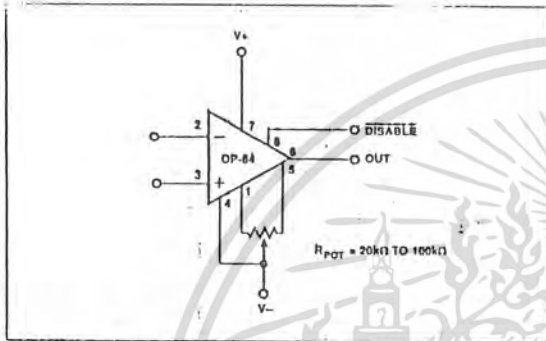


FIGURE 2: Input Offset Voltage Nulling

### OFFSET VOLTAGE ADJUSTMENT

Offset voltage is adjusted with a 20kΩ 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 ±4mV.

### OP-64 DISABLE AMPLIFIER SHUTDOWN

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

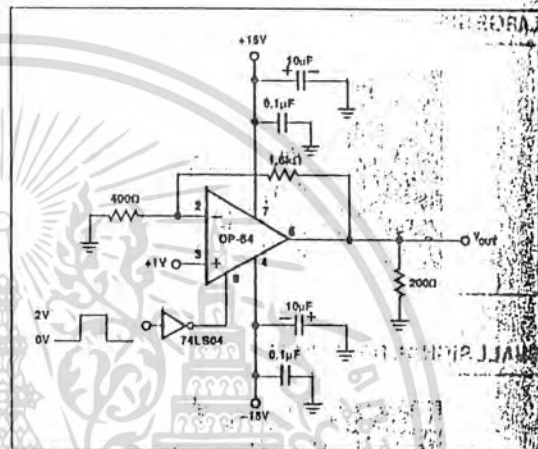


FIGURE 4: DISABLE Turn-On/Turn-Off Test Circuit

limits the DISABLE current to around 500μA if the DISABLE pin is grounded with the OP-64 powered by ±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 falls

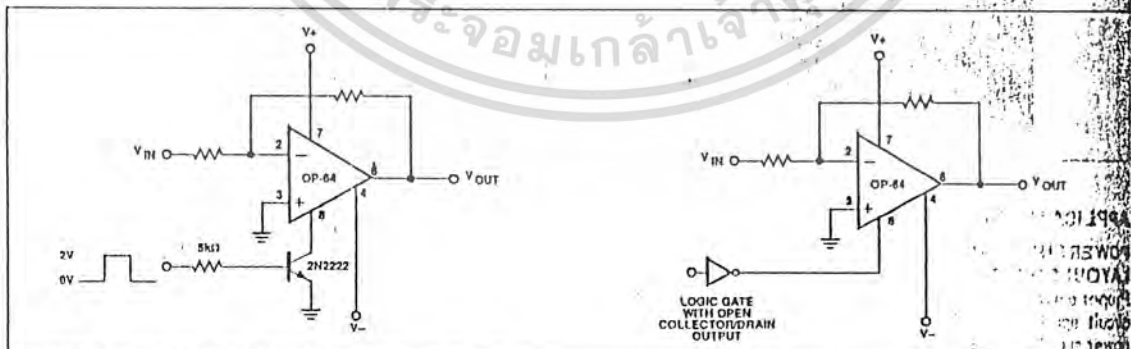


FIGURE 3: Simple circuits allow the OP-64 to be shut down.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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.

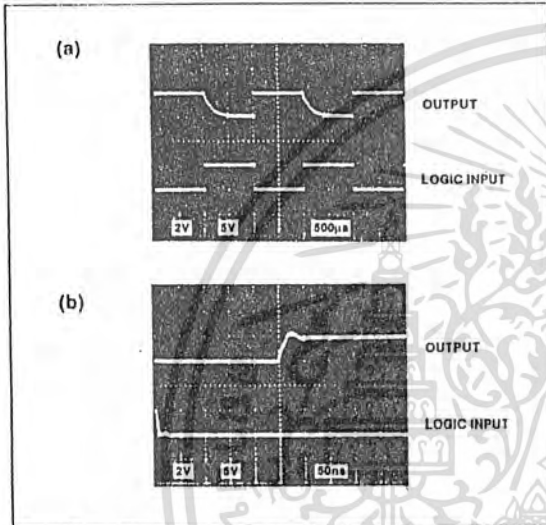


FIGURE 5: (a) OP-64 turn-on and turn-off performance. (b) Expanded scale showing turn-on performance of the OP-64.

**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.

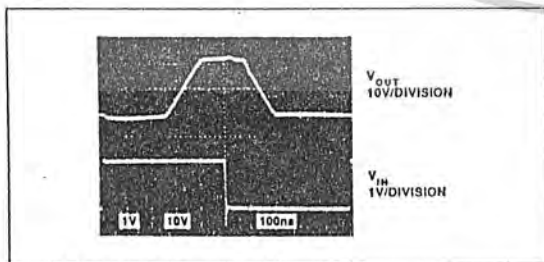


FIGURE 6: OP-64 Overdrive Recovery

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

$V_B$	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°

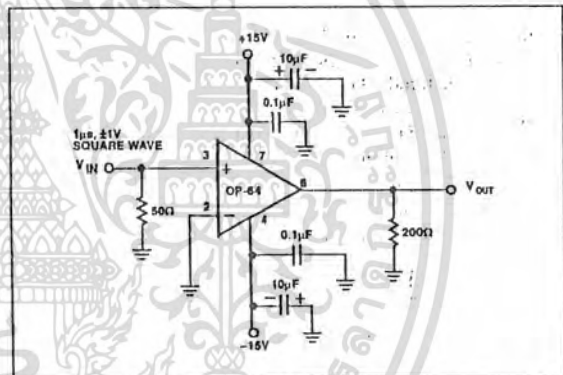


FIGURE 7: Overdrive Recovery Test Circuit

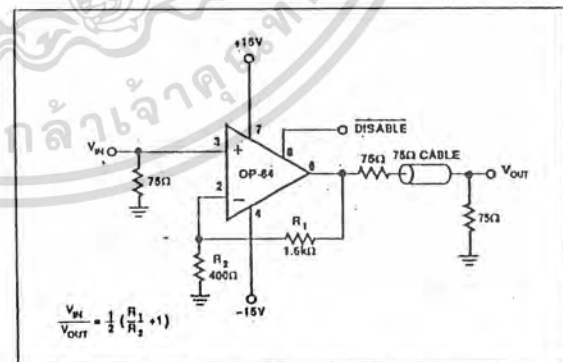


FIGURE 8: Video Amplifier/Terminated Line Driver

**FEATURES**
**Wideband AC Performance**

- Gain Bandwidth Product: 400 MHz (Gain  $\geq 10$ )
- Fast Settling: 100 ns to 0.01% for a 10 V Step
- Slow Rate: 400 V/ $\mu$ s
- Stable at Gains of 10 or Greater
- Full Power Bandwidth: 6.4 MHz for 20 V p-p Into a 500  $\Omega$  Load

**Precision DC Performance**

- Input Offset Voltage: 0.3 mV max
- Input Offset Drift: 3  $\mu$ V/ $^{\circ}$ C typ
- Input Voltage Noise: 4 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Open-Loop Gain: 130 V/mV Into a 1 k $\Omega$  Load
- Output Current: 50 mA min
- Supply Current: 12 mA max

**APPLICATIONS**

- Video and Pulse Amplifiers
- DAC and ADC Buffers
- Line Drivers

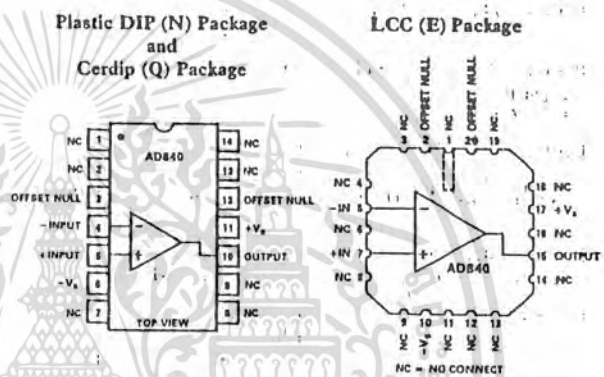
Available in 14-Pin Plastic DIP, Hermatic Cerdip and 20-Pin LCC Packages and in Chip Form  
MIL-STD-883B Processing Available

**PRODUCT DESCRIPTION**

The AD840 is a member of the Analog Devices' family of wide bandwidth operational amplifiers. This high speed/high precision family includes, among others, the AD841, which is unity-gain stable, and the AD842, which is stable at a gain of two or greater and has 100 mA minimum output current drive. These devices are fabricated using Analog Devices' junction isolated complementary bipolar (CB) process. This process permits a combination of dc precision and wideband ac performance previously unobtainable in a monolithic op amp. In addition to its 400 MHz gain bandwidth product, the AD840 offers extremely fast settling characteristics, typically settling to within 0.01% of final value in 100 ns for a 10 volt step.

The AD840 remains stable over its full operating temperature range at closed-loop gains of 10 or greater. It also offers a low quiescent current of 12 mA maximum, a minimum output current drive capability of 50 mA, a low input voltage noise of 4 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  and a low input offset voltage of 0.3 mV maximum (AD840K).

The 400 V/ $\mu$ s slew rate of the AD840, along with its 400 MHz gain bandwidth, ensures excellent performance in video and pulse amplifier applications. This amplifier is ideally suited for use in high frequency signal conditioning circuits and wide

**CONNECTION DIAGRAMS**


bandwidth active filters. The extremely rapid settling time of the AD840 makes it the preferred choice for data acquisition applications which require 12-bit accuracy. The AD840 is also appropriate for other applications such as high speed DAC and ADC buffer amplifiers and other wide bandwidth circuitry.

**APPLICATION HIGHLIGHTS**

1. The high slew rate and fast settling time of the AD840 make it ideal for DAC and ADC buffers, line drivers and all types of video instrumentation circuitry.
2. The AD840 is truly a precision amplifier. It offers 12-bit accuracy to 0.01% or better and wide bandwidth, performance previously available only in hybrids.
3. The AD840's thermally balanced layout and the high speed of the CB process allow the AD840 to settle to 0.01% in 100 ns without the long "tails" that occur with other fast op amps.
4. Laser wafer trimming reduces the input offset voltage to 0.3 mV max on the K grade, thus eliminating the need for external offset nulling in many applications. Offset null pins are provided for additional versatility.
5. Full differential inputs provide outstanding performance in all standard high frequency op amp applications where circuit gain will be 10 or greater.
6. The AD840 is an enhanced replacement for the HA2540.

## AD840

### HIGH SPEED DAC BUFFER CIRCUIT

The AD840's 100 ns settling time to 0.01% for a 10 V step makes it well suited as an output buffer for high speed D/A converters. Figure 25 shows the connections for producing a 0 to +10.24 V output swing from the AD568 35 ns DAC. With the AD568 in unbuffered voltage output mode, the AD840 is placed in noninverting configuration. As a result of the 1 k $\Omega$  span resistor provided internally in the AD568, the noise gain of this topology is 10. Only 5 pF is required across the feedback (span) resistor to optimize settling.

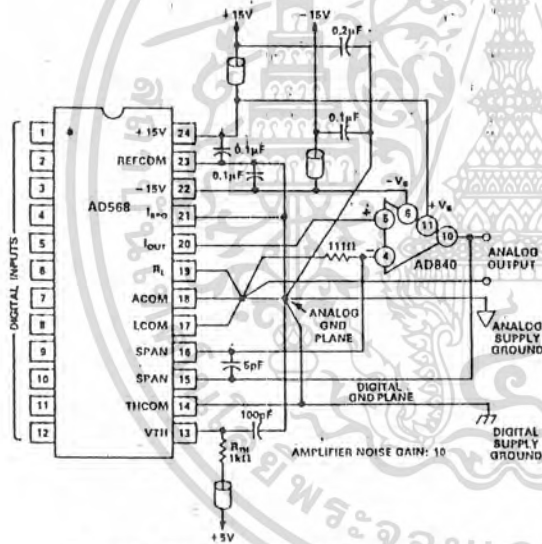


Figure 25. 0 to +10.24 V DAC Output Buffer

### OVERDRIVE RECOVERY

Figure 26 shows the overdrive recovery capability of the AD840. Typical recovery time is 190 ns from negative overdrive and 350 ns from positive overdrive.

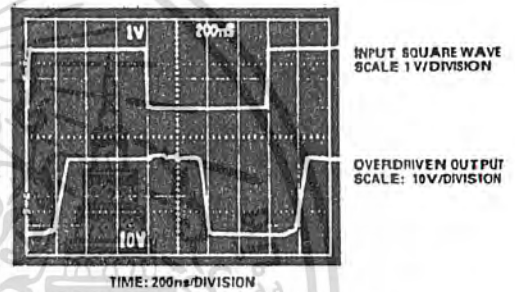


Figure 26. Overdrive Recovery

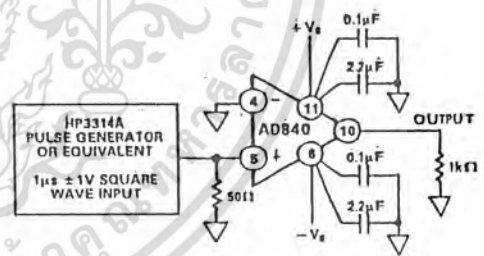


Figure 27. Overdrive Recovery Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AD840

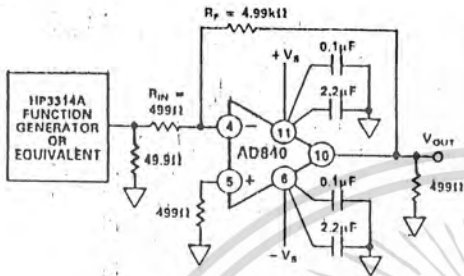


Figure 19a. Inverting Amplifier Configuration (DIP Pinout)

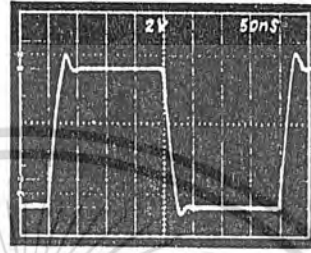


Figure 19b. Inverter Large Signal Pulse Response

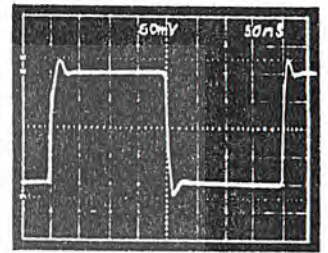


Figure 19c. Inverter Small Signal Pulse Response

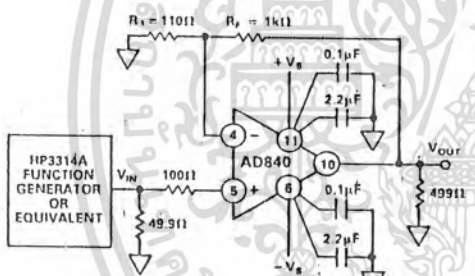


Figure 20a. Noninverting Amplifier Configuration (DIP Pinout)

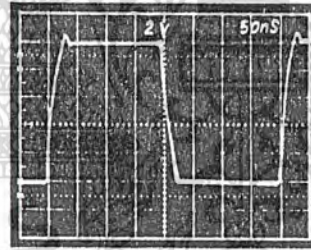


Figure 20b. Noninverting Large Signal Pulse Response

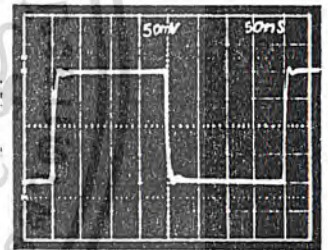


Figure 20c. Noninverting Small Signal Pulse Response

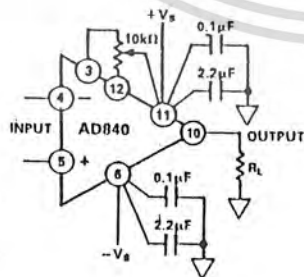


Figure 21. Offset Nulling (DIP Pinout)

## OFFSET NULLING

The input offset voltage of the AD840 is very low for a high speed op amp, but if additional nulling is required, the circuit shown in Figure 21 can be used.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## AD840—Typical Characteristics (at +25°C and $V_s = \pm 15$ V, unless otherwise noted)

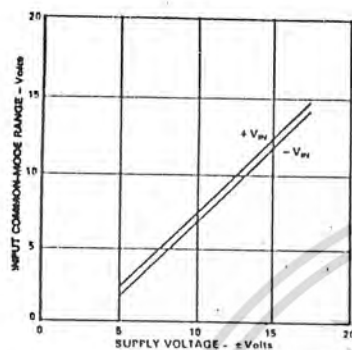


Figure 1. Input Common-Mode Range vs. Supply Voltage

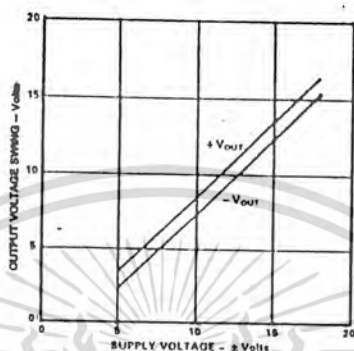


Figure 2. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage

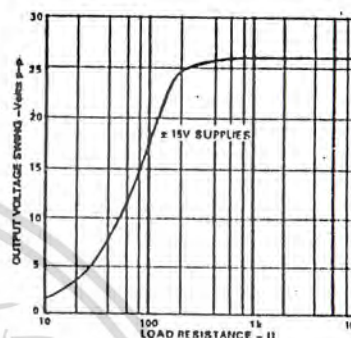


Figure 3. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

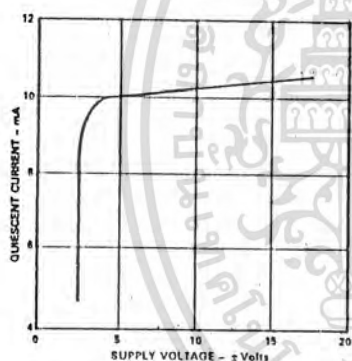


Figure 4. Quiescent Current vs. Supply Voltage

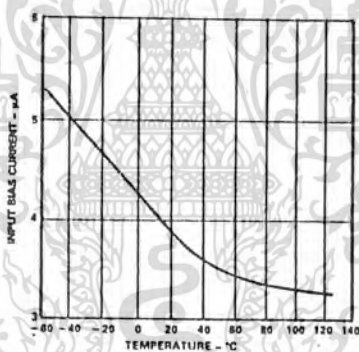


Figure 5. Input Bias Current vs. Temperature

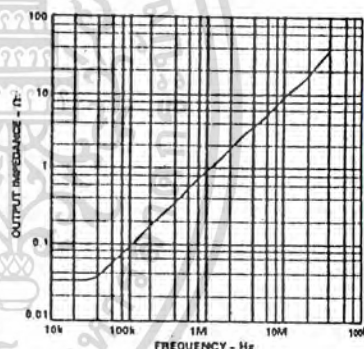


Figure 6. Output Impedance vs. Frequency

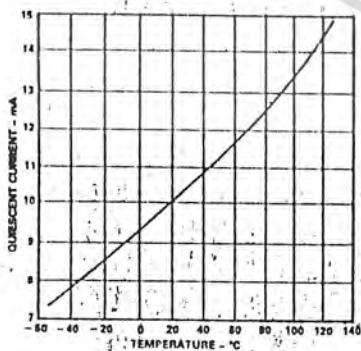


Figure 7. Quiescent Current vs. Temperature

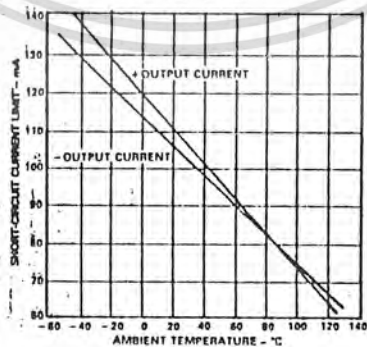


Figure 8. Short-Circuit Current Limit vs. Temperature

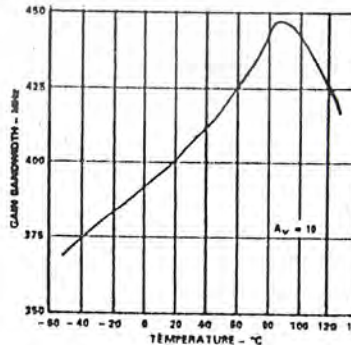


Figure 9. Gain Bandwidth Product vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

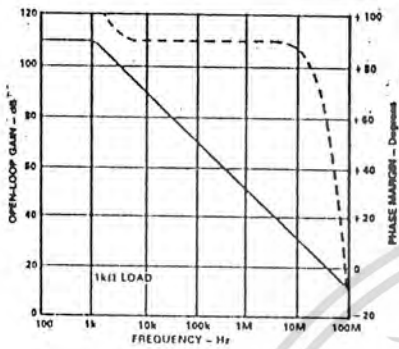


Figure 10. Open-Loop Gain and Phase Margin vs. Frequency

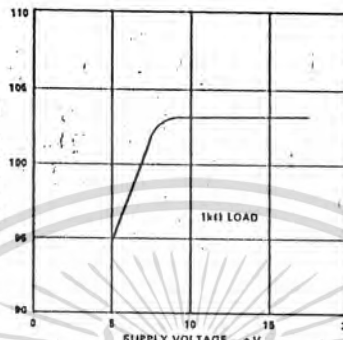


Figure 11. Open-Loop Gain vs. Supply Voltage

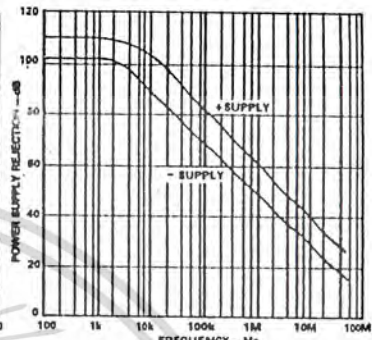


Figure 12. Power Supply Rejection vs. Frequency

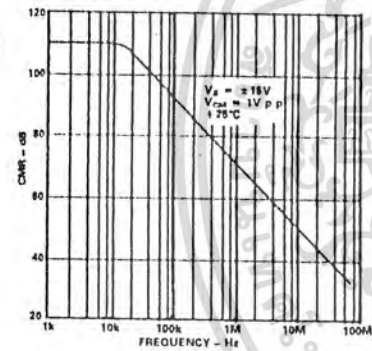


Figure 13. Common-Mode Rejection vs. Frequency

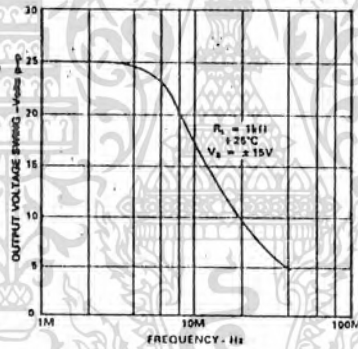


Figure 14. Large Signal Frequency Response

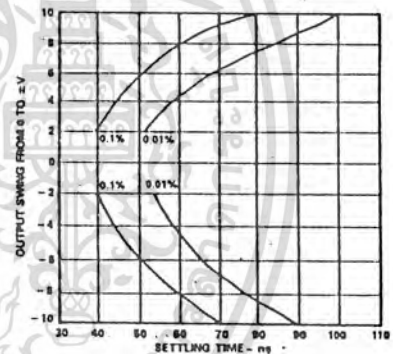


Figure 15. Output Swing and Error vs. Settling Time

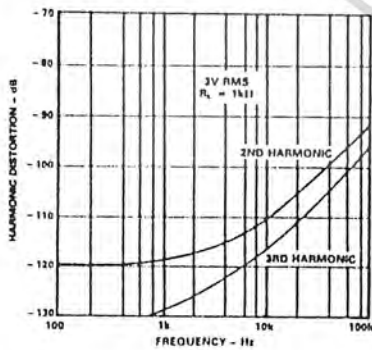


Figure 16. Harmonic Distortion vs. Frequency

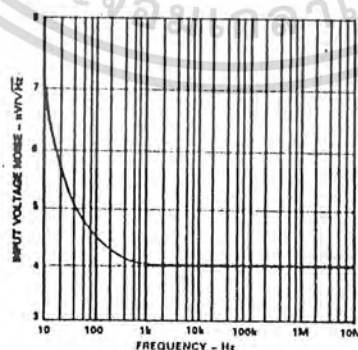


Figure 17. Input Voltage Noise Spectral Density

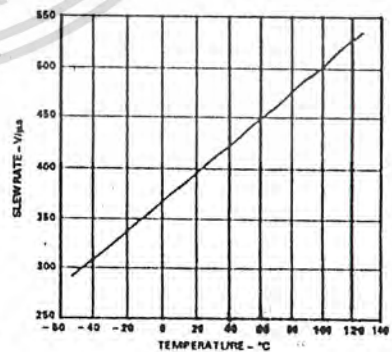


Figure 18. Slew Rate vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# 74HC / HCT4046A

## Phase-Locked Loop with VCO

### Product Specification

#### HCMOS Products

#### FEATURES

- Low power consumption
- Centre frequency of up to 17 MHz (typ.) at  $V_{CC} = 4.5\text{ V}$
- Choice of three phase comparators: EXCLUSIVE-OR; edge-triggered JK flip-flop; edge-triggered RS flip-flop
- Excellent VCO frequency linearity
- VCO-inhibit control for ON/OFF keying and for low standby power consumption
- Minimal frequency drift
- Operating power supply voltage range: VCO section 3.0 to 6.0 V digital section 2.0 to 6.0 V
- Zero voltage offset due to op-amp buffering
- Output capability: standard
- ICC category: MSI

#### GENERAL DESCRIPTION

The 74HC/HCT4046A are high speed Si gate CMOS devices and are pin compatible with the "4046" of the "4000B" series. They are specified in compliance with JEDEC standard no. 7.

The 74HC/HCT4046A are phase-locked-loop circuits that comprise a linear voltage-controlled oscillator (VCO) and three different phase comparators (PC1, PC2 and PC3) with a common signal input amplifier and a common comparator input.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYPICAL		UNIT
			HC	HCT	
$f_o$	VCO centre frequency	$C_1 = 40\text{ pF}$ $R_1 = 3\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 5\text{ V}$	18	18	MHz
$C_1$	input capacitance (pin 5)		3.5	3.5	pF
$C_{PD}$	power dissipation capacitance per package	note 1	38	39	pF

GND = 0 V;  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$

#### Note 1

Applies to phase comparator section only (VCO disabled). For power dissipation of VCO and demodulator sections see Figs 22, 23 and 24.

#### ORDERING INFORMATION / PACKAGE OUTLINES

74HC / HCT4046AN: 16-pin plastic DIP; NJ1 package  
74HC / HCT4046AD: 16-pin SO-16; DJ1 package

#### APPLICATIONS

- FM modulation and demodulation
- Frequency synthesis and multiplication
- Frequency discrimination
- Tone decoding
- Data synchronization and conditioning
- Voltage-to-frequency conversion
- Motor-speed control

The signal input can be directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. A self-bias input circuit keeps small voltage signals within the linear region of the input amplifiers. With a passive low-pass filter, the "4046A" forms a second-order loop PLL. The excellent VCO linearity is achieved by the use of linear op-amp techniques.

(continued on next page)

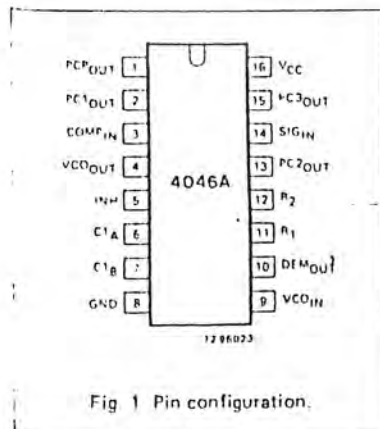


Fig 1 Pin configuration.

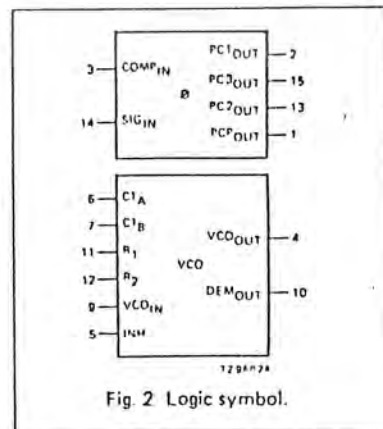


Fig 2 Logic symbol.

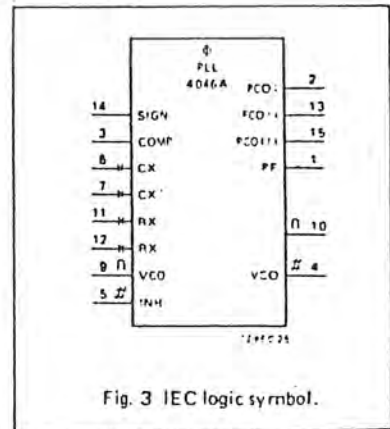


Fig 3 IEC logic symbol.

# Phase-Locked Loop with VCO

74HC/HCT4046A

**PIN DESCRIPTION**

PIN NO.	SYMBOL	NAME AND FUNCTION
1	PCPOUT	phase comparator pulse output
2	PC1OUT	phase comparator 1 output
3	COMPIN	comparator input
4	VCOOUT	VCO output
5	INH	inhibit input
6	C1A	capacitor C1 connection A
7	C1B	capacitor C1 connection B
8	GND	ground (0 V)
9	VCOIN	VCO input
10	DEMOUT	demodulator output
11	R1	resistor R1 connection
12	R2	resistor R2 connection
13	PC2OUT	phase comparator 2 output
14	SIGIN	signal input
15	PC3OUT	phase comparator 3 output
16	VCC	positive supply voltage

**GENERAL DESCRIPTION (Continued)  
VCO**

The VCO requires one external capacitor, C1 (between C1A and C1B) and one external resistor R1 (between R1 and GND) or two external resistors R1 and R2 (between R1 and GND, and R2 and C1B). Resistor R1 and capacitor C1 determine the frequency range of the VCO. Resistor R2 enables the VCO to have a frequency offset if required.

The high input impedance of the VCO simplifies the design of low pass filters by giving the designer a wide choice of resistor/capacitor ranges. In order not to load the low pass filter, a demodulator output of the VCO input voltage is provided at pin 10 (DEMOUT). In contrast to conventional techniques where the DEMOUT voltage is one threshold voltage lower than the VCO input voltage, here the DEMOUT voltage equals that of the VCO input. If DEMOUT is used, a load resistor (RS) should be connected from DEMOUT to GND; if unused, DEMOUT should be left open. The VCO output (VCOOUT) can be connected directly to the comparator input (COMPIN), or connected via a frequency divider. The VCO output signal has a guaranteed duty factor of 50%. A LOW level at the inhibit input (INH) enables the VCO and demodulator, while a HIGH level turns both off to minimize standby power consumption.

**Phase comparators**

The signal input (SIGIN) can be directly coupled to the self biasing amplifier at pin 14, provided that the signal swing is between the standard HCMOS family input logic levels. Capacitive coupling is required for signals with smaller swings.

**Phase comparator 1 (PC1)**

This is an EXCLUSIVE OR network. The signal and comparator input frequencies (f1) must have a 50% duty factor to obtain the maximum locking range. The transfer characteristic of PC1, assuming ripple (fr = 2f1) is suppressed, is

$$V_{DEMOUT} = \frac{V_{CC}}{\pi} (\delta SIGIN - \delta C_{(1)} \sin \theta)$$

where VDEMOUT is the demodulator output at pin 10;

$$V_{DEMOUT} = V_{PC1OUT} \text{ (via low pass filter)}$$

The average output voltage from PC1, fed to the VCO input via the low pass filter and seen at the demodulator output at pin 10 (VDEMOUT), is the resultant of the phase differences of signals (SIGIN) and the comparator input (COMPIN) as shown in Fig. 6. The average of VDEMOUT is equal to 1/2 VCC when there is no phase

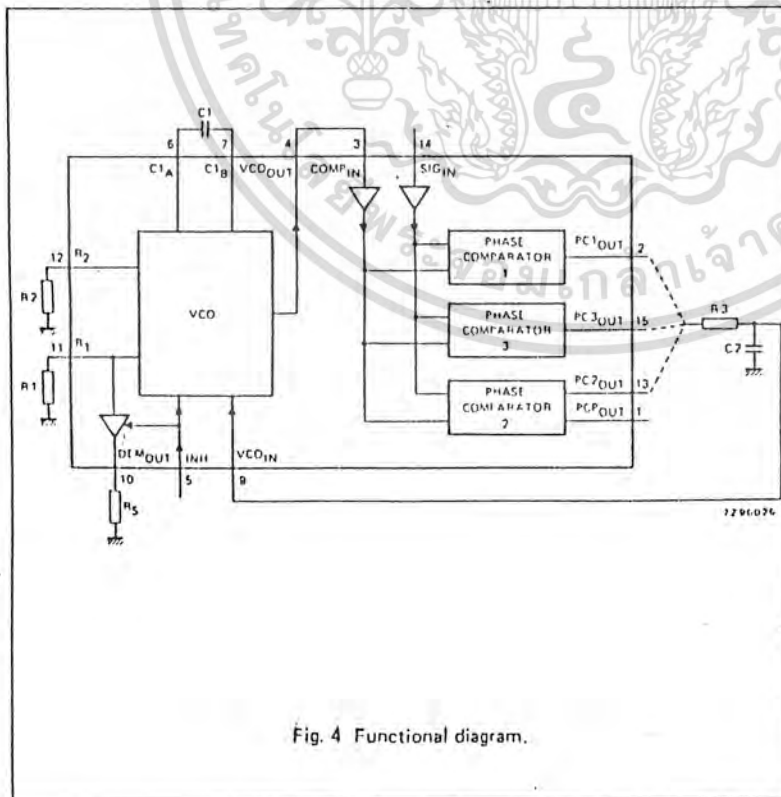


Fig. 4 Functional diagram.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ทางด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Phase-Locked Loop with VCO

74HC/HCT4046A

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS FOR 74HC/HCT

SYMBOL	PARAMETER	74HC			74HCT			UNIT	CONDITIONS
		min.	typ.	max.	min.	typ.	max.		
V <sub>CC</sub>	DC supply voltage	3.0	5.0	6.0	4.5	5.0	5.5	V	
V <sub>CC</sub>	DC supply voltage if VCO section is not used	2.0	5.0	6.0	4.5	5.0	5.5	V	
V <sub>I</sub>	DC input voltage range	0		V <sub>CC</sub>	0		V <sub>CC</sub>	V	
V <sub>O</sub>	DC output voltage range	0		V <sub>CC</sub>	0		V <sub>CC</sub>	V	
T <sub>amb</sub>	operating ambient temperature range	-40		+85	-40		+85	°C	see DC and AC CHARACTERISTICS
T <sub>amb</sub>	operating ambient temperature range	-40		+125	-40		+125	°C	
t <sub>r</sub> , t <sub>f</sub>	input rise and fall times (pin 5)		6.0	1000 500 400		6.0	500	ns	V <sub>CC</sub> = 2.0 V V <sub>CC</sub> = 4.5 V V <sub>CC</sub> = 6.0 V

## RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	MIN.	MAX.	UNIT	CONDITIONS
V <sub>CC</sub>	DC supply voltage	-0.5	+7	V	
±I <sub>IK</sub>	DC input diode current except C1A, C1B		20	mA	for V <sub>I</sub> < -0.5 V or V <sub>I</sub> > V <sub>CC</sub> + 0.5 V
±I <sub>IK</sub>	DC input diode current C1A, C1B		10	mA	for V <sub>I</sub> < -0.5 V or V <sub>I</sub> > V <sub>CC</sub> + 0.5 V
±I <sub>OK</sub>	DC output diode current		20	mA	for V <sub>O</sub> < -0.5 V or V <sub>O</sub> > V <sub>CC</sub> + 0.5 V
±I <sub>O</sub>	DC output source or sink current		25	mA	for -0.5 V < V <sub>O</sub> < V <sub>CC</sub> + 0.5 V
±I <sub>CC</sub> ±I <sub>GND</sub>	DC V <sub>CC</sub> or GND current		50	mA	
T <sub>stg</sub>	storage temperature range	-65	+150	°C	
P <sub>tot</sub>	power dissipation per package				for temperature range: -40 to +125 °C 74HC/HCT above +70 °C: derate linearly with 8 mW/K
	plastic DIL		500	mW	above +70 °C: derate linearly with 8 mW/K
	plastic mini-pack (SO)		400	mW	above +70 °C: derate linearly with 6 mW/K

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำข้อมูลนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Phase-Locked Loop with VCO

74HC/HCT4046A

DC CHARACTERISTICS FOR 74HC

Quiescent supply current

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	T <sub>amb</sub> (°C)						UNIT	TEST CONDITIONS			
		74HC							V <sub>CC</sub> V	OTHER		
		+25			-40 to +85		-40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.				max.	
I <sub>CC</sub>	quiescent supply current (VCO disabled)			8.0			80.0		160.0	μA	6.0	pins 3, 5, and 14 at V <sub>CC</sub> ; pin 9 at GND; I <sub>1</sub> at pins 3 and 14 to be excluded

Phase comparator section

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	T <sub>amb</sub> (°C)						UNIT	TEST CONDITIONS			
		74HC							V <sub>CC</sub> V	V <sub>I</sub>	OTHER	
		+25			-40 to +85		-40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.					max.
V <sub>IH</sub>	DC coupled HIGH level input voltage SIG <sub>IN</sub> , COMP <sub>IN</sub>	1.5 3.15 4.2	1.2 2.4 3.2		1.5 3.15 4.2		1.5 3.15 4.2	V	2.0 4.5 6.0			
V <sub>IL</sub>	DC coupled LOW level input voltage SIG <sub>IN</sub> , COMP <sub>IN</sub>		0.8 2.1 2.8	0.5 1.35 1.8		0.5 1.35 1.8	0.5 1.35 1.8	V	2.0 4.5 6.0			
V <sub>OH</sub>	HIGH level output voltage PC <sub>POUT</sub> , PC <sub>nOUT</sub>	1.9 4.4 5.9	2.0 4.5 6.0		1.9 4.4 5.9		1.9 4.4 5.9	V	2.0 4.5 6.0	V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub>	-I <sub>O</sub> = 20 μA -I <sub>O</sub> = 20 μA -I <sub>O</sub> = 20 μA	
V <sub>OH</sub>	HIGH level output voltage PC <sub>POUT</sub> , PC <sub>nOUT</sub>	3.98 5.48	4.32 5.81		3.84 5.34		3.7 5.2	V	4.5 6.0	V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub>	-I <sub>O</sub> = 4.0 mA -I <sub>O</sub> = 5.2 mA	
V <sub>OL</sub>	LOW level output voltage PC <sub>POUT</sub> , PC <sub>nOUT</sub>		0 0 0	0.1 0.1 0.1		0.1 0.1 0.1	0.1 0.1 0.1	V	2.0 4.5 6.0	V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub>	I <sub>O</sub> = 20 μA I <sub>O</sub> = 20 μA I <sub>O</sub> = 20 μA	
V <sub>OL</sub>	LOW level output voltage PC <sub>POUT</sub> , PC <sub>nOUT</sub>		0.15 0.16	0.26 0.26		0.33 0.33	0.4 0.4	V	4.5 6.0	V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub>	I <sub>O</sub> = 4.0 mA I <sub>O</sub> = 5.2 mA	
I <sub>I</sub>	input leakage current SIG <sub>IN</sub> , COMP <sub>IN</sub>			3.0 7.0 18.0 30.0		4.0 9.0 23.0 38.0	5.0 11.0 27.0 45.0	μA	2.0 3.0 4.5 6.0	V <sub>CC</sub> or GND		
I <sub>OZ</sub>	3-state OFF-state current PC <sub>2OUT</sub>			0.5		5.0	10.0	μA	6.0	V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub>	V <sub>O</sub> = V <sub>CC</sub> or GND	
R <sub>I</sub>	input resistance SIG <sub>IN</sub> , COMP <sub>IN</sub>		800 250 150					kΩ	3.0 4.5 6.0		V <sub>I</sub> at self bias operating point; ΔV <sub>I</sub> = 0.5 V; see Figs 12, 13 and 14	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

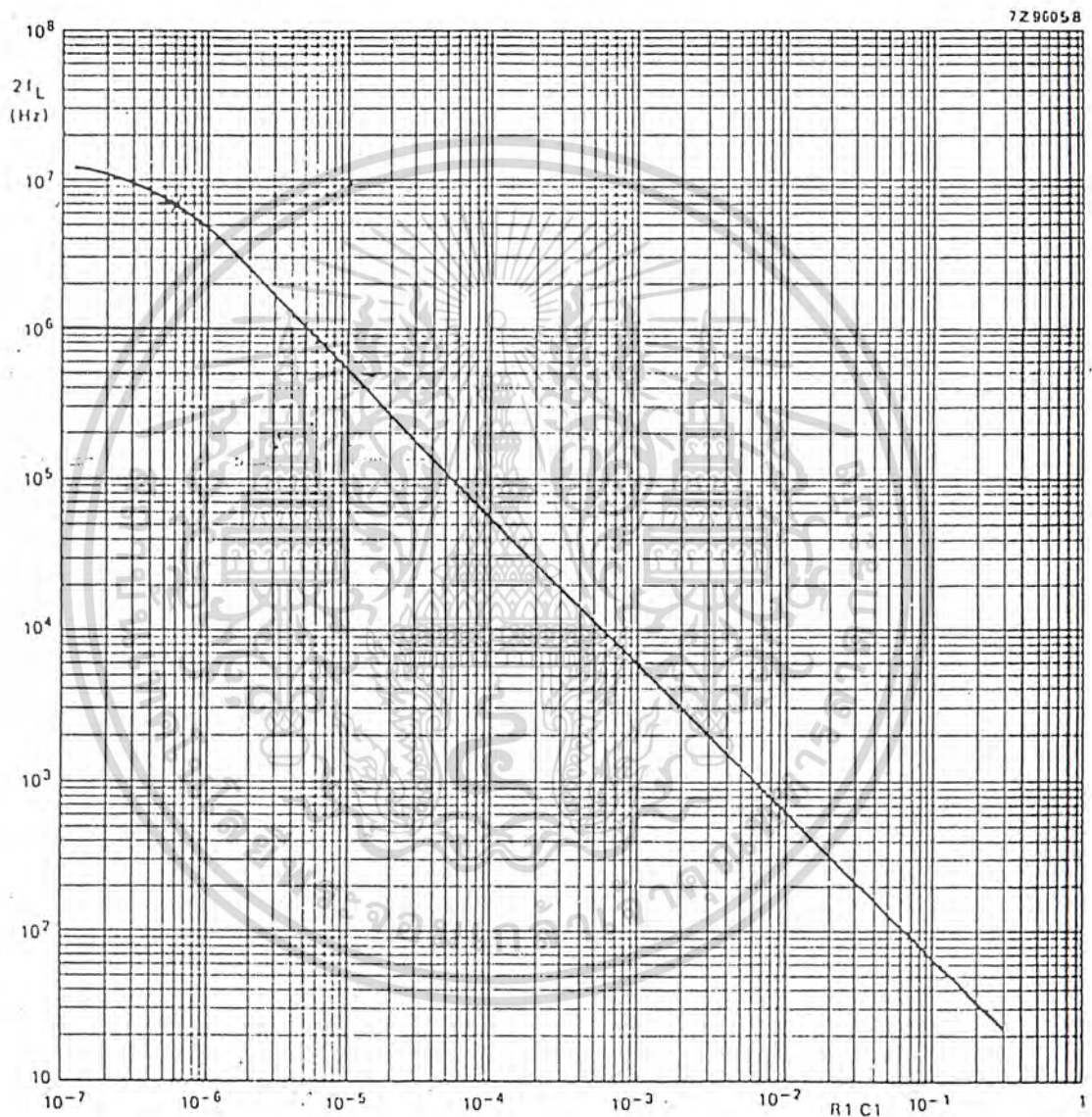


Fig 31 Typical frequency lock range ( $2f_L$ ) versus the product  $R1C1$ :  $V_{COIN}$  range = 0.9 to  $(V_{CC} - 0.9)$  V;  $V_{CC} = 4.5$  V;  $R2 = \infty$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATION INFORMATION (Continued)

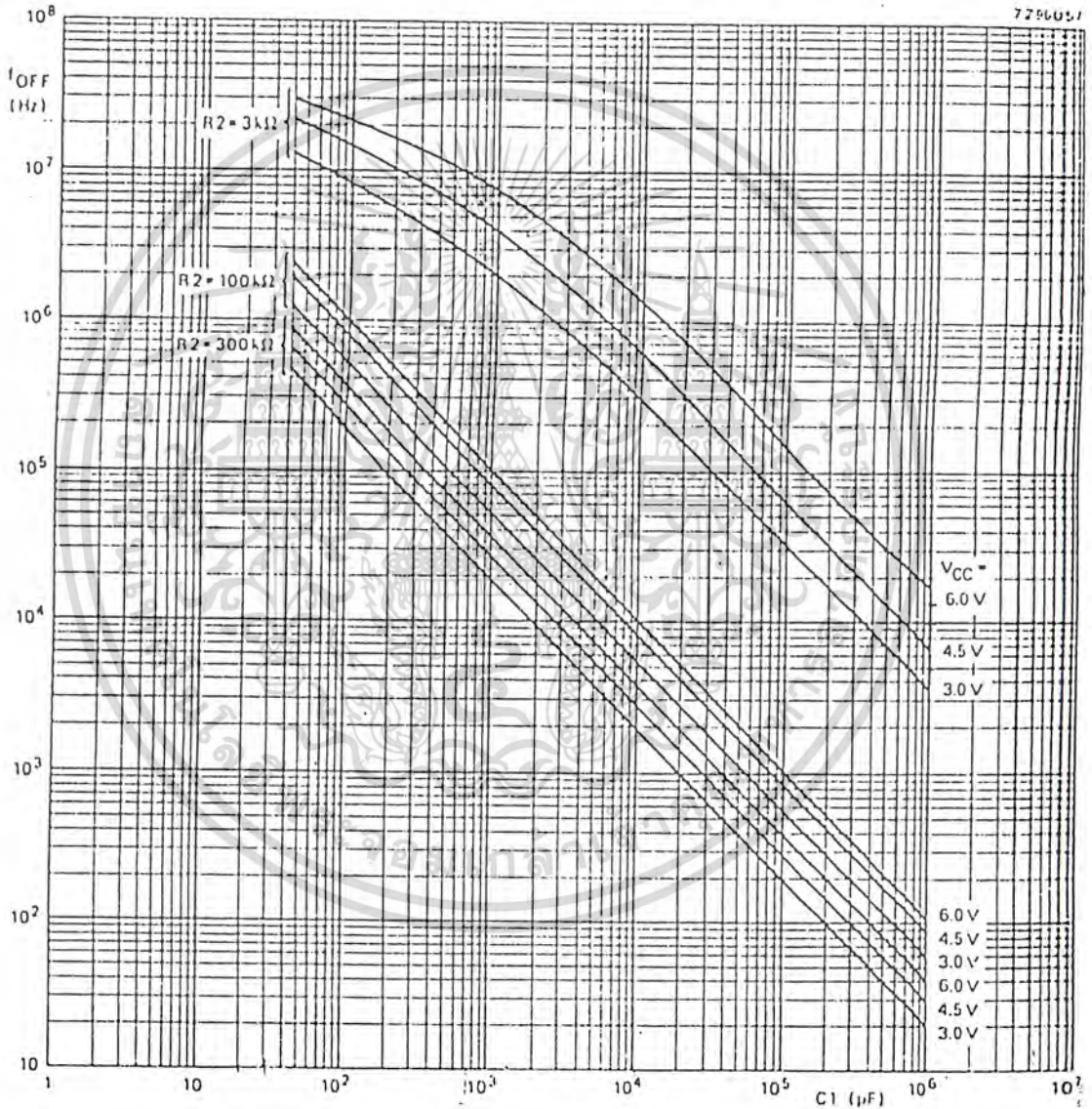


Fig 30 Typical value of frequency offset as a function of  $C1$ :  $R1 = \infty$ ;  $V_{COIN} = 1/2 V_{CC}$ ;  $INH = GND$ ;  $T_{amb} = 25^\circ C$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

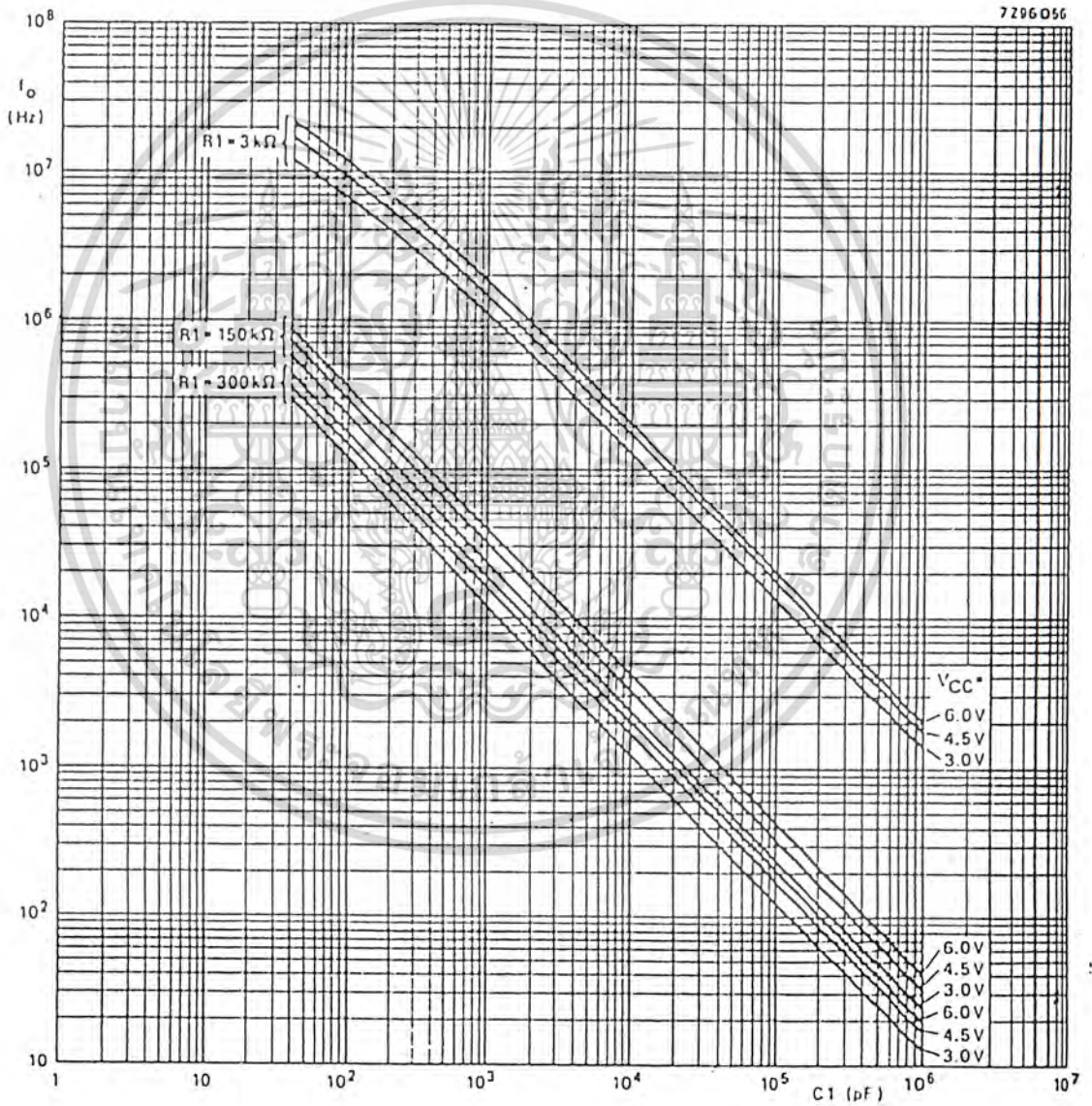


Fig. 29 Typical value of VCO centre frequency ( $f_o$ ) as a function of  $C_1$ :  $R_2 = 10\text{ k}\Omega$ ;  $V_{VCOIN} = 1/2 V_{CC}$ ;  $INH = GND$ ;  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATION INFORMATION

This information is a guide for the approximation of values of external components to be used with the 74HC/HCT4046A in a phase lock loop system.

References should be made to Figs 29, 30 and 31 as indicated in the table.

Values of the selected components should be within the following ranges:

R1 between 3 kΩ and 300 kΩ;

R2 between 3 kΩ and 300 kΩ;

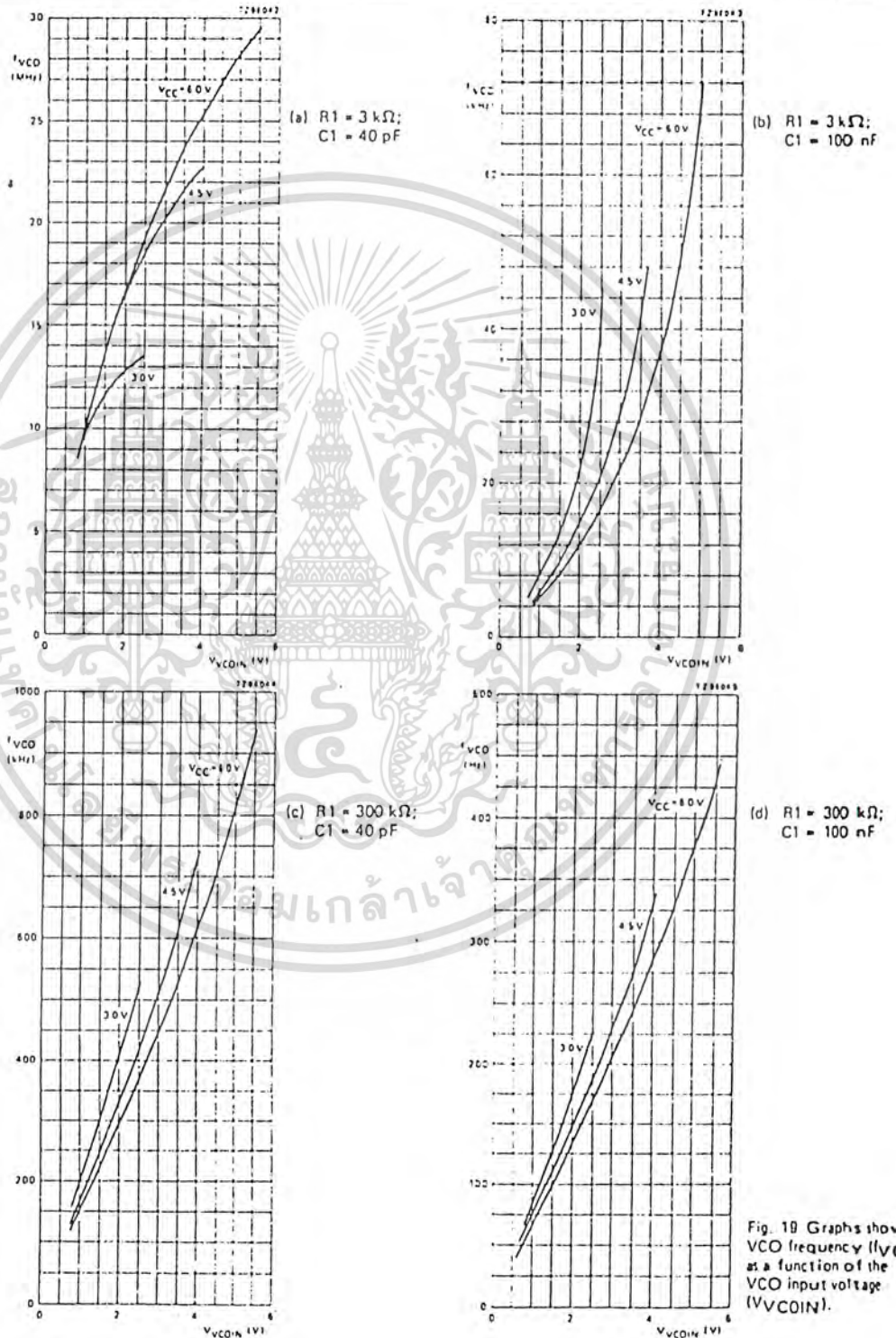
R1 + R2 parallel value > 2.7 kΩ;

C1 greater than 40 pF.

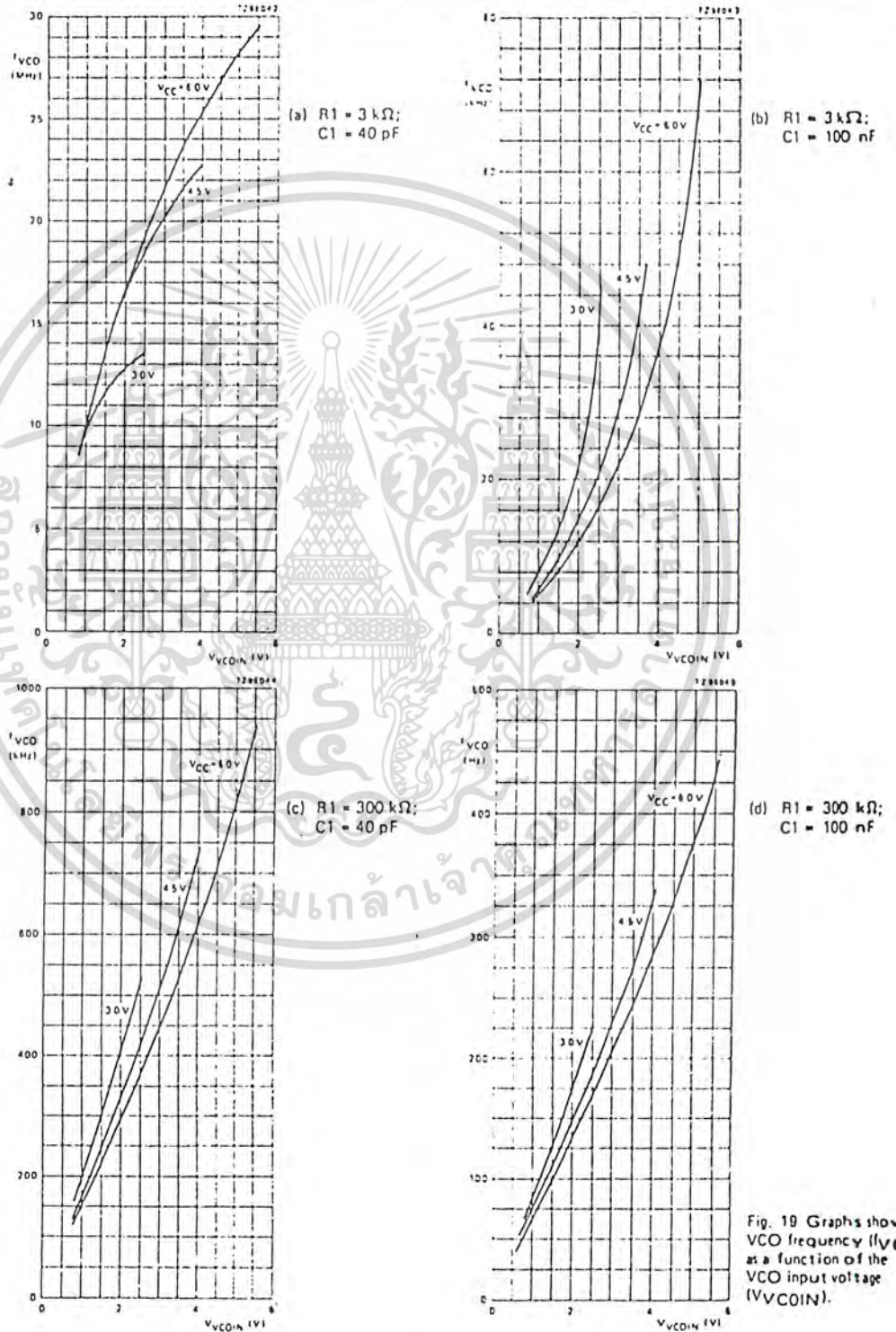
SUBJECT	PHASE COMPARATOR	DESIGN CONSIDERATIONS
VCO frequency without extra offset	PC1, PC2 or PC3	<p>VCO frequency characteristic</p> <p>With R2 = ∞ and R1 within the range 3 kΩ &lt; R1 &lt; 300 kΩ, the characteristics of the VCO operation will be as shown in Fig. 25.</p> <p>(Due to R1, C1 time constant a small offset remains when R2 = ∞.)</p> <p>Fig. 25 Frequency characteristic of VCO operating without offset: <math>f_0</math> = centre frequency; <math>2f_L</math> = frequency lock range.</p>
	PC1	<p>Selection of R1 and C1</p> <p>Given <math>f_0</math>, determine the values of R1 and C1 using Fig. 29.</p>
	PC2 or PC3	<p>Given <math>f_{max}</math> and <math>f_0</math>, determine the values of R1 and C1 using Fig. 29, use Fig. 31 to obtain <math>2f_L</math> and then use this to calculate <math>f_{min}</math>.</p>
VCO frequency with extra offset	PC1, PC2 or PC3	<p>VCO frequency characteristic</p> <p>With R1 and R2 within the ranges 3 kΩ &lt; R1 &lt; 300 kΩ, 3 kΩ &lt; R2 &lt; 300 kΩ, the characteristics of the VCO operation will be as shown in Fig. 26.</p> <p>Fig. 26 Frequency characteristic of VCO operating with offset: <math>f_0</math> = centre frequency; <math>2f_L</math> = frequency lock range.</p>
	PC1, PC2 or PC3	<p>Selection of R1, R2 and C1</p> <p>Given <math>f_0</math> and <math>f_L</math>, determine the value of product R1C1 by using Fig. 31. Calculate <math>f_{off}</math> from the equation <math>f_{off} = f_0 - 4.31f_L</math>. Obtain the values of C1 and R2 by using Fig. 30. Calculate the value of R1 from the value of C1 and the product R1C1.</p>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเท่านั้น

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้