



การมัลติเพล็กซ์แบบ FDM ผ่านเส้นใยแสง  
FDM MULTIPLEXING VIA OPTICAL FIBER



นายวรรณพ ยับยั้ง  
นายศรัณย์ ปัญญา  
นายศุภเชษฐ์ เนียมโสภา

เลขเรียกหนังสือ... ๑๗ ๘๒๑๔ ก ๒๕๔๑  
เลขทะเบียน... ๐๑๐๕๖๗  
วัน เดือน ปี... ๑๘ ตค ๕๖

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา ๒๕๔๑

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๐๑๐๕๖๗



### การมัลติเพล็กซ์แบบ FDM ผ่านเส้นใยแสง

โดย	นายชรรณนพ	ยับยั้ง
	นายศรัณย์	ปัญหา
	นายศุภเชษฐ์	เนียม โสภา
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผศ. ชวลิต	เบญจางคประเสริฐ
ปีการศึกษา	2541	

#### บทคัดย่อ

ในปัจจุบันนี้ เทคโนโลยีของการสื่อสารได้มีการพัฒนาไปอย่างรวดเร็วทั้งในด้านของวิธีการที่ใช้ในการสื่อสารและอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้อง เพื่อให้การสื่อสารมีคุณภาพดี รวดเร็ว สะดวกและประหยัดที่สุด เพื่อตอบสนองความต้องการของผู้ใช้ที่มีเพิ่มขึ้นอยู่ตลอดเวลา ใยแก้วนำแสงก็เป็นอุปกรณ์ชนิดหนึ่งที่ได้ถูกนำมาใช้ในการสื่อสาร และกำลังเป็นที่นิยมในปัจจุบัน เนื่องจากใยแก้วนำแสงจะปราศจากการรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ไม่มีการเกิดครอสทอล์ก ติดตั้งง่าย น้ำหนักเบา และที่สำคัญมีแถบความถี่ หรือแบนด์วิดสูงกว่าสายทองแดงทั่วไป จึงทำให้สามารถสื่อสารข้อมูลด้วยความเร็วที่สูงมากได้ ในส่วนของวิธีการในการสื่อสาร การมัลติเพล็กซ์ก็เป็นวิธีการหนึ่งที่ทำให้สามารถประหยัดค่าใช้จ่ายได้อย่างมาก เนื่องจากการรวมเอาช่องสัญญาณหลาย ๆ ช่องมาส่งไปด้วยกันในสายเพียงเส้นเดียว

ปฏิญานิพนธ์เล่มนี้ ได้สร้างชุดทดลอง การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งตามความถี่ โดยใช้ใยแก้วนำแสงเป็นตัวกลางในการสื่อสาร โดยแบ่งออกเป็น 2 ภาค คือ ภาคมัลติเพล็กซ์ เป็นการรวมเอา 6 ช่องสัญญาณ หรือ 2 Pregroup แล้วส่งไปในใยแก้วนำแสงเพียงเส้นเดียว และภาคดีมัลติเพล็กซ์เป็นการแยกสัญญาณแต่ละช่องกลับมา การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งตามความถี่นั้น จะใช้มาตรฐานความถี่ตามที่ CCITT กำหนด ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้งานจริงในทางปฏิบัติ

## Frequency Division Multiplex Via Optical Fiber

**By** Mr.Channop Yabyang  
 Mr.Sarun Panha  
 Mr.Suppachate Niemsopa  
**Advisor** Asst. Prof. Chawalit Benjang  
**Year** 2541

### ABSTRACT

Now a day, the method and device are developed. Therefore, the communication technology has been developed with good quality, high speed, convenience and more cheap. The optical fiber is the best communication material, because it has no magnetic noise, no cross talk, easy to install, light of weight and wide band width than coaxial transmission line.

The multiplexing, the multi-channel is added and sent by one line. It made the low cost communication.

This thesis is composed of 2 parts ; the multiplexing and the demultiplexing. The multiplex combines 6 channels or 2 pregroups in order to be sent pass the optical fiber line. And the de-multiplex will separate this signal to its original signal. This implementation is based on the CCITT standard.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาโทฉบับนี้ สำเร็จลงไปด้วยดี ก็เนื่องจากรับคำแนะนำ และการช่วยเหลือด้านข้อมูลต่าง ๆ เป็นอย่างดียิ่งจาก ผศ. ชวลิต เภมจางคประเสริฐ อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการที่ให้คำแนะนำปรึกษา ตลอดจนการให้ความเอื้อเฟื้อเครื่องมืออุปกรณ์และห้องปฏิบัติการในการทำโครงการครั้งนี้ และอาจารย์ท่านอื่นในภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรมที่ให้คำแนะนำ จึงขอขอบพระคุณไว้ ณ. ที่นี้ด้วย

ขอขอบพระคุณบิดา มารดา ที่ช่วยเป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนด้านทุนทรัพย์ ขอบคุณเพื่อน ๆ ที่ให้กำลังใจ และคำแนะนำช่วยเหลือ ในการทำโครงการนี้จนสำเร็จไปด้วยดี



นายชรรณนพ	ชัยยัง
นายศรัณย์	ปัญหา
นายสุกเชษฐ	เนียม โสภา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ (ภาษาไทย)	A
บทคัดย่อ(ภาษาอังกฤษ)	B
กิตติกรรมประกาศ	C
<b>บทที่ 1</b> บทนำ	1
<b>บทที่ 2</b> ทฤษฎีการสื่อสารด้วยแสง	2
2.1 เส้นใยแสงคืออะไร	2
2.2 ลักษณะการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง	2
2.3 ชนิดของเส้นใยแสง	11
2.4 การเชื่อมต่ออุปกรณ์ปล่อยแสงกับเส้นใยแสง	14
2.5 โครงสร้างและการทำงานของารรับแสง	15
2.6 การเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์รับแสงกับเส้นใยแสง	15
2.7 อุปกรณ์แสงอื่น ๆ	16
2.8 ระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง	20
2.9 ส่งสัญญาณดิจิทัลและการส่งสัญญาณแบบอนาล็อก	24
<b>บทที่ 3</b> ทฤษฎีการมัลติเพล็กซ์แบบ FDM	26
3.1 การมัลติเพล็กซ์ทางความถี่	26
3.2 การมัลติเพล็กซ์สัญญาณ โทรศัพท์	28
3.3 บาลานซ์มอดูเลเตอร์	32
3.4 ระบบซิงเกิลไซด์แบนด์	38
3.5 เฟสล็อกการสังเคราะห์ความถี่	49
3.6 การสังเคราะห์ความถี่	72
3.7 วงจร Active Filter	77
3.8 วงจรรวมสัญญาณ	80
3.9 ระบบคีมอดูเลเตอร์	80
<b>บทที่ 4</b> การออกแบบภาคส่ง	82
4.1 การมัลติเพล็กซ์แบบ FDM	82
4.2 การสร้างสัญญาณ Pilot	82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	4.3 การสังเคราะห์ความถี่ carrier จากสัญญาณ Pilot	84
	4.4 ภาตขมอดคุดต	87
	4.5 การออกแบบ Band Pass Filter	87
	4.6 วงจร Summing	94
	4.7 วงจรส่งสัญญาณแสง	95
<b>บทที่ 5</b>	<b>การออกแบบภาครับ</b>	96
	5.1 การ Demultiplex FDM	96
	5.2 วงจรรับแสง	96
	5.3 วงจรกรองสัญญาณ Pilot	97
	5.4 เฟสล็อกคูลูที่ใช้ถ็อกสัญญาณ Pilot	98
	5.5 วงจรสังเคราะห์ความถี่ Carrier ที่ภาครับ	100
	5.6 วงจร Band Pass Filter	102
	5.7 วงจร Demodulator	103
	5.8 วงจร Low Pass Filter	104
<b>บทที่ 6</b>	<b>ผลการทดลอง</b>	104
<b>บทที่ 7</b>	<b>สรุปผลการทดลอง</b>	121
<b>บรรณานุกรม</b>		L
<b>ภาคผนวก</b>		M

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสง	3
รูปที่ 2 แสดงผลของ NA และขนาดของ CORE ที่มีต่อประสิทธิภาพ การเชื่อมต่อแสงระหว่างคันทำเน็ดแสงกับเส้นใยแสง	4
รูปที่ 3 แสดงเส้นใยแสงแบบกลม และแบบระนาบแบน	5
รูปที่ 4 แสดงการสะท้อนกลับของแสงที่รอยต่อของตัวกลาง	7
รูปที่ 5 แสดงมุมสะท้อนกลับของแสงที่ทำให้เกิดคลื่นอยู่กับที่ในทิศทางของรัศมี	8
รูปที่ 6 แสดง PROPAGATION MODE ภายในเส้นใยแสง	9
รูปที่ 7 แสดงลักษณะการเดินทางของแสงใน CORE ของเส้นใยแสงแต่ละชนิด	13
รูปที่ 8 แสดงลักษณะการเดินทางของแสงใน GI FIBER	13
รูปที่ 9 แสดงการเชื่อมต่อแสงระหว่างอุปกรณ์ปล่อยแสงกับเส้นใยแสง	14
รูปที่ 10 แสดงตัวอย่าง โครงสร้างภายในของ APD MODULE	16
รูปที่ 11 แสดง PIN-PN MODULE และ APD MODULE	16
รูปที่ 12 แสดงเลนส์แบบแท่ง และลักษณะการเดินทางของแสง	17
รูปที่ 13 แสดง โครงสร้างของอุปกรณ์ลดปริมาณแสงแบบเปลี่ยนค่าได้อย่างต่อเนื่อง	18
รูปที่ 14 แสดงการทำงานของ Optical Multiplexer และ Optical Demultiplexer	18
รูปที่ 15 แสดงอุปกรณ์ Directional Coupler แบบ MIRROR TYPE	19
รูปที่ 16 แสดง Optical Switch	20
รูปที่ 17 แสดงตัวอย่างของส่วนประกอบของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง	21
รูปที่ 18 แสดงส่วนประกอบของ TERMINAL REPEATER EQUIPMENT	22
รูปที่ 19 แสดงส่วนประกอบของ REPEATER EQUIPMENT	23
รูปที่ 20 แสดงระบบส่งสัญญาณแบบดิจิทัล และแบบอนาลอก	24
รูปที่ 21 แสดงการทำ PRE MODULATION ด้วย PFM	25
รูปที่ 22 แสดงสัญญาณข้อมูล และความถี่พาห်	26
รูปที่ 23 แสดงคลื่นประกอบขึ้นใหม่เป็น (c+s) และ (c-s)	26
รูปที่ 24 แสดงสัญญาณที่กำจัดคลื่นพาห်	26
รูปที่ 25 แสดงการเลือกสัญญาณค่านำโดย Filter	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 26 แสดงย่านความถี่หนึ่งช่องสัญญาณ โทรศัพท	29
รูปที่ 27 แสดง lower sideband และ Upper sideband	29
รูปที่ 28 หลักการของ FDM จากการแปลงความถี่	30
รูปที่ 29 การมัลติเพลกซ์เป็น pre-group	30
รูปที่ 30 การมัลติเพลกซ์เป็น basic group	31
รูปที่ 31 การมัลติเพลกซ์เป็น basic group ชั้นตอนเดียว	31
รูปที่ 32 การมัลติเพลกซ์เป็น basic suppergroup	32
รูปที่ 33 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ใช้ FET คู่	33
รูปที่ 34 ริงบาลานซ์มอดูเลเตอร์	34
รูปที่ 35 หลักการทำงานของริงมอดูเลเตอร์ (ในสภาวะที่ป้อน RF อย่างเดียว)	34
รูปที่ 36 การทำงานของริงมอดูเลเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณออกดิโอเข้าไปมอดูเลท	35
รูปที่ 37 รูปคลื่นต่าง ๆ ในวงจรทรานซิสเตอร์	35
รูปที่ 38 บาลานซ์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียล	36
รูปที่ 39 IC ที่ใช้เป็นบาลานซ์มอดูเลต	37
รูปที่ 40 การกำเนิดสัญญาณ SSB โดยใช้ฟิลเตอร์	39
รูปที่ 41 ย่านความถี่ผ่านของไซด์แบนด์ฟิลเตอร์	40
รูปที่ 42 แสดงวงจรสมมูลของฟลิกแร่ และคุณสมบัติอิมพีแดนซ์เทียบกับความถี่	41
รูปที่ 43 วงจรฟิลเตอร์โครงผลึก	42
รูปที่ 44 กราฟแสดงอิมพีแดนซ์ และเส้นโค้งซีเลกติวิตีของวงจรฟิลเตอร์โครงผลึก	42
รูปที่ 45 ฟิลเตอร์ชนิดแมคานิก	43
รูปที่ 46 แผนผังของเครื่องส่ง SSB	43
รูปที่ 47 การสวิทช์เลือกไซด์แบนด์ 2 แบบ	46
รูปที่ 48 การกำเนิดสัญญาณ SSB โดยวิธีการจัดเฟส	46
รูปที่ 49 หลักการกำเนิดสัญญาณ SSB ด้วยวิธีวีเวอร์	47
รูปที่ 50 รูปคลื่นของสัญญาณ SSB เมื่อมอดูเลทด้วยเสียงพูด	49
รูปที่ 51 รูปคลื่นของสัญญาณ SSB เมื่อมอดูเลทด้วยสัญญาณไหลอทโทน	49
รูปที่ 52 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกกลูป	50
รูปที่ 53 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกกลูป	51
รูปที่ 54 ผลต่างเฟสเมื่อเฟสเท่ากัน และเมื่อเฟสของอินพุตไม่เท่ากัน	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 55 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ PLL ในลักษณะระบบป้อนกลับที่เป็นลิเนียร์	58
รูปที่ 56 แสดง error voltage ช่วงหนึ่งในระหว่างเวลากระบวนการแคปเจอร์	62
รูปที่ 57 แสดงถึงคุณสมบัติการแปลงความถี่ไปเป็นโวลต์เฉง	65
รูปที่ 58 แสดงถึงคุณสมบัติรวมในการแปลงความถี่ไปเป็นโวลต์เฉงของระบบเฟสล็อกกลุ๊ป	66
รูปที่ 59 ระบบเฟสล็อกกลุ๊ป	67
รูปที่ 60 พิสัยการล็อกของระบบเฟสล็อกกลุ๊ป	69
รูปที่ 61 แสดงคุณสมบัติเอาท์พุทของเฟสดีเท็กเตอร์ กับเฟสเออร์เรอร์	70
รูปที่ 62 แสดงพิสัยแคปเจอร์ของระบบเฟสล็อกกลุ๊ป	72
รูปที่ 63 ระบบสังเคราะห์ความถี่อย่างง่าย	73
รูปที่ 64 PLL แบบ โดยตรง	74
รูปที่ 65 PLL แบบคูณความถี่	74
รูปที่ 66 PLL แบบพริสเกลเลอร์	75
รูปที่ 67 PLL แบบพริสเกลเลอร์สอง โมดูลัส	76
รูปที่ 68 PLL แบบมิกซ์ซิงนอกกลุ๊ป	76
รูปที่ 69 PLL แบบมิกซ์ซิงในกลุ๊ป	76
รูปที่ 70 โครงสร้างของวงจรกรองความถี่แบบ VCVS	77
รูปที่ 71 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ VCVS ลำดับสอง	78
รูปที่ 72 วงจรตัวอย่างที่ใช้ในการทดลอง	78
รูปที่ 73 วงจร Band Pass Filter	79
รูปที่ 74 วงจรรวมสัญญาณ	80
รูปที่ 75 แสดงหลักการของ โคฮีเรนท์ดีเทคชัน	81
รูปที่ 76 อิน โคฮีเรนท์ดีเทคชัน โดยการ ใช้รีเลย์สัญญาณที่รับเข้ามา	81
รูปที่ 77 วงจรสร้างสัญญาณ Pilot 128 kHz	83
รูปที่ 78 การสร้างสัญญาณ Pilot 240 kHz	83
รูปที่ 79 บล็อกไดอะแกรมการสังเคราะห์ carrier	84
รูปที่ 80 วงจรสังเคราะห์ความถี่ carrier 12 kHz	84
รูปที่ 81 วงจรสังเคราะห์ความถี่ carrier 16 kHz	85
รูปที่ 82 วงจรสังเคราะห์ความถี่ carrier 20 kHz	85
รูปที่ 83 วงจรสังเคราะห์ความถี่ carrier 84 kHz	86

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 84 วงจรสังเคราะห์ความถี่ carrier 96 kHz	86
รูปที่ 85 วงจรบาลาซซ์มอดคูเลต	87
รูปที่ 86 วงจร Band Pass Filter	87
รูปที่ 87 วงจร Band Pass Filter order 6	88
รูปที่ 88 สัญญาณข้อมูลที่เข้ามามอดคูเลต	88
รูปที่ 89 Band Pass Filter ช่องที่ 1 และ 4	89
รูปที่ 90 Band Pass Filter ช่องที่ 2 และ 5	90
รูปที่ 91 Band Pass Filter ช่องที่ 3 และ 6	91
รูปที่ 92 Band Pass Filter หลังจาก Modulate Prgroup (CH1, CH2, CH3)	92
รูปที่ 93 Band Pass Filter หลังจาก Modulate Prgroup (CH4, CH5, CH6)	93
รูปที่ 94 วงจร Summing ช่อง 1, 2 และ 3	94
รูปที่ 95 วงจร Summing ช่อง 4, 5 และ 6	94
รูปที่ 96 วงจร Summing สัญญาณ Prgroup	95
รูปที่ 97 วงจรส่งสัญญาณแสง	95
รูปที่ 98 วงจรชุกรับแสง	96
รูปที่ 99 วงจร Band Pass Filter แบบ Positive Feed Back	97
รูปที่ 100 วงจร Lock สัญญาณ Pilot 128 kHz และวงจรหารความถี่ เพื่อสังเคราะห์ความถี่ carrier ในการ Demodulate	99
รูปที่ 101 วงจร Lock สัญญาณ Pilot 240 kHz และวงจรหารความถี่ เพื่อสังเคราะห์ความถี่ carrier ในการ Demodulate	99
รูปที่ 102 วงจรสังเคราะห์ความถี่ carrier 12 kHz	100
รูปที่ 103 วงจรสังเคราะห์ความถี่ carrier 16 kHz	100
รูปที่ 104 วงจรสังเคราะห์ความถี่ carrier 20 kHz	101
รูปที่ 105 วงจรสังเคราะห์ความถี่ carrier 84 kHz	101
รูปที่ 106 วงจรสังเคราะห์ความถี่ carrier 96 kHz	102
รูปที่ 107 วงจร Band Pass Filter ภาครับ	102
รูปที่ 108 วงจร Demodulator	103
รูปที่ 109 วงจร Low Pass Filter ภาครับ	103
รูปที่ 110 แสดงสัญญาณ Pilot 128 kHz ที่ภาคส่ง	104

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 111 แสดงสัญญาณ Pilot 240 kHz ที่ภาคส่ง	104
รูปที่ 112 แสดงสัญญาณ carrier 12 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 128 kHz ที่ภาคส่ง	105
รูปที่ 113 แสดงสัญญาณ carrier 16 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 128 kHz ที่ภาคส่ง	105
รูปที่ 114 แสดงสัญญาณ carrier 20 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 128 kHz ที่ภาคส่ง	106
รูปที่ 115 แสดงสัญญาณ carrier 84 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 240 kHz ที่ภาคส่ง	106
รูปที่ 116 แสดงสัญญาณ carrier 96 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 240 kHz ที่ภาคส่ง	107
รูปที่ 117 แสดงสัญญาณ signal 1 kHz เป็นสัญญาณข้อมูล	107
รูปที่ 118 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ช่องที่ 1 ที่ภาคส่ง	108
รูปที่ 119 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ช่องที่ 1 ผ่าน Band Pass Filter ที่ภาคส่ง	108
รูปที่ 120 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ช่องที่ 2 ที่ภาคส่ง	109
รูปที่ 121 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ช่องที่ 2 ผ่าน Band Pass Filter ที่ภาคส่ง	109
รูปที่ 122 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ช่องที่ 3 ที่ภาคส่ง	110
รูปที่ 123 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ช่องที่ 3 ผ่าน Band Pass Filter ที่ภาคส่ง	110
รูปที่ 124 แสดงสัญญาณที่ออกจาก Band Pass Filter ช่อง 1, 2 และ 3 ผ่าน Summing ที่ภาคส่ง	111
รูปที่ 125 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ความถี่ 84 kHz ที่ภาคส่ง	111
รูปที่ 126 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ความถี่ 84 kHz ผ่าน Band Pass Filter ที่ภาคส่ง	112
รูปที่ 127 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ความถี่ 96 kHz ที่ภาคส่ง	112
รูปที่ 128 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ความถี่ 96 kHz ผ่าน Band Pass Filter ที่ภาคส่ง	113
รูปที่ 129 แสดงสัญญาณที่ออกจาก Band Pass Filter ความถี่ 84 kHz กับ 96 kHz และ สัญญาณที่ออกจาก Pilot 128 kHz กับ 240 kHz ผ่าน Summing ที่ภาคส่ง	113
รูปที่ 130 แสดงสัญญาณขา Anode ของ Photodiode ที่ภาคส่ง	114
รูปที่ 131 แสดงสัญญาณขา Cathode ของ Photodiode ที่ภาคส่ง	114
รูปที่ 132 แสดงสัญญาณที่ออกจากวงจรขยายที่ภาครับของชุดรับแสง	115
รูปที่ 133 แสดงสัญญาณ Pilot 128 kHz ที่ภาครับ	115
รูปที่ 134 แสดงสัญญาณ Pilot 240 kHz ที่ภาคส่ง	116
รูปที่ 135 แสดงสัญญาณที่ออกจาก Phase Lock Loop 240 kHz ที่ภาครับ	116
รูปที่ 136 แสดงสัญญาณที่ออกจาก Phase Lock Loop 128 kHz ที่ภาครับ	117
รูปที่ 137 แสดงสัญญาณ carrier 12 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 128 kHz ที่ภาครับ	117
รูปที่ 138 แสดงสัญญาณ carrier 16 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 128 kHz ที่ภาครับ	118

รูปที่ 139 แสดงสัญญาณ carrier 20 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 128 kHz ที่ภาครับ	118
รูปที่ 140 แสดงสัญญาณ carrier 84 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 240 kHz ที่ภาครับ	119
รูปที่ 141 แสดงสัญญาณ carrier 96 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 240 kHz ที่ภาครับ	119
รูปที่ 142 แสดงสัญญาณ Demodulator โดย carrier 84 kHz เพื่อแยกสัญญาณช่อง 1, 2 และ 3 จากสัญญาณช่อง 4, 5 และ 6 ที่ภาครับ	120
รูปที่ 143 แสดงสัญญาณ Demodulate ช่อง 1 (1 kHz) เทียบกับ input	120



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

ระบบโทรคมนาคมที่เราคุ้นเคยมากที่สุดในชีวิตประจำวัน คือ โทรศัพท์ เสียงพูดจะถูกเปลี่ยนเป็นกระแสเสียง (Speech Current) ซึ่งประกอบด้วยองค์ประกอบของความถี่ต่าง ๆ มากมาย จากประมาณ 50 ถึง 7,000 Hz. เช่นเดียวกับเสียงพูดของมนุษย์หรือคนเรานั้น แต่มีเฉพาะองค์ประกอบจาก 300-3,400 Hz เท่านั้นที่เราได้ยินชัดเจนที่สุด ดังนั้นแล้ว เพื่อความประหยัดระบบส่งสัญญาณส่วนใหญ่ จึงถูกแยกแบบให้ส่งสัญญาณในแถบความถี่ที่จำกัด

ระบบส่งสัญญาณแยกออกเป็นระบบมีสาย (Wired System) และระบบไม่มีสาย (Wireless System) สำหรับวงจรโทรศัพท์นี้ ใช้เป็นแบบระบบมีสาย (Wired System) ในสมัยแรกวงจรส่งสัญญาณเป็นระบบส่งกระแสเสียงในรูปเคเบิลหรือนั่นคือ วงจรเสียง (Voice Circuit) ที่สองฝ่ายสามารถพูดติดต่อกันได้ ประกอบด้วย Open Line หรือ Cable ที่ตัวนำเป็นวัสดุที่มีความต้านทานต่ำมาก เช่น อลูมิเนียม หรือทองแดง เนื่องจากความต้องการของการใช้โทรศัพท์ทางไกลมีสูงขึ้น วงจรทางไกล (Toll Circuit) ที่มีประสิทธิภาพและประหยัดจึงมีความสำคัญอย่างยิ่ง เพราะค่าก่อสร้างและค่าบำรุงรักษาของวงจรทางไกลสูงมากเหลือเกิน เพื่อการทำงานในสภาพดังกล่าวเราจึงได้มีชุมสายทางไกล (Toll Exchange) ขึ้น เพื่อสร้างวงจรทางไกลและระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Carrier Telephone System) สำหรับเรียกโทรศัพท์พร้อม ๆ กันหลายคนด้วยการใช้ตัวนำเพียงคู่เดียว (2-W Carrier System) หรือ 2 คู่สาย (4-W Carrier System)

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Carrier Telephone System) ประกอบด้วยอุปกรณ์ปลายทาง (Terminal Equipment) ที่ชุมสายปลายทาง (Terminal Office) และสถานีทวนสัญญาณ (Repeater Station) ระหว่างชุมสายเหล่านั้น

อุปกรณ์ปลายทางจัดกระแสเสียง (Speech Current) จำนวนมากเป็นลำดับอย่างมีระเบียบ ด้วยการแปลเป็นสัญญาณรวม (Composite Signal) ที่ประกอบขึ้นด้วยสัญญาณอื่นและส่งสัญญาณนี้ไปยังวงจรส่งสัญญาณทวน การจัดวิธีนี้เรียกว่า Multiplexing และกระแสเสียงพูดที่ประกอบขึ้น หรือกระแสเสียง Multiplexed (Multiplex Speech Current) เป็นกระแสที่ความถี่ในสายส่ง เมื่อกระแสนี้ถึงอุปกรณ์รับปลายทางผ่านทางวงจรส่งสัญญาณก็จะถูกจัดแยกออก (Demodulation) เป็นกระแสเสียงเดิมต่าง ๆ อีกครั้งหนึ่ง

ในระบบ Carrier Telephone เส้นทางที่จัดไว้สำหรับแต่ละกระแสเสียงเรียกว่า Channel Repeater ติดตั้งเป็นระยะ ๆ ที่ห่างเท่ากัน และทำงานด้วยการส่งกระแสที่ความถี่ของสายจากปลายทางด้านส่งไปยังปลายทางด้านรับ ที่ระดับพลังงานสูงพอโดยไม่มีการผิดเพี้ยน (Distortion)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### เส้นใยแสง (Optical Fiber)

#### 2.1 เส้นใยแสงคืออะไร

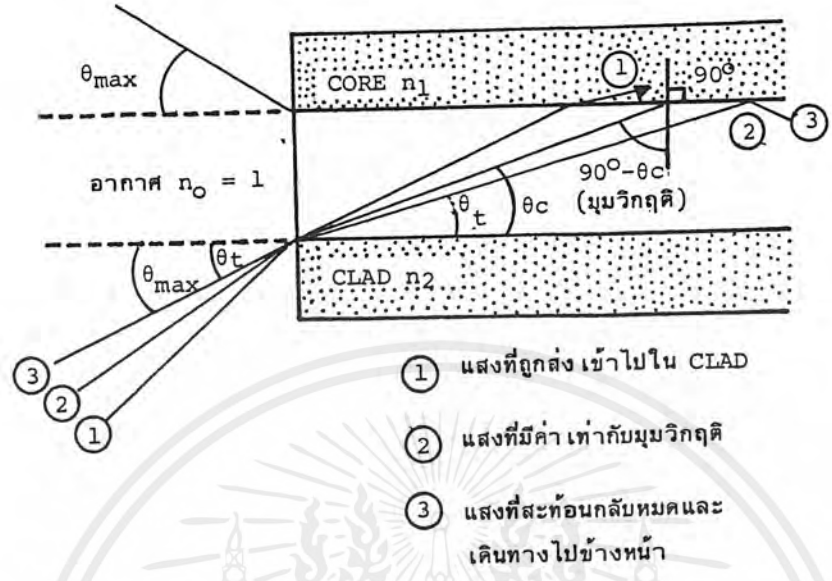
เส้นใยแสงคือ เส้นใยขนาดเล็กที่ทำหน้าที่เป็นตัวนำแสง โครงสร้างของเส้นใยแสงประกอบด้วยส่วนที่แสงเดินทางผ่านเรียกว่า Core และส่วนที่หุ้ม Core อยู่เรียกว่า Clad ทั้ง Core และ Clad เป็น Dielectric ใส 2 ชนิด (Dielectric หมายถึงสารที่ไม่เป็นตัวนำไฟฟ้า เช่น แก้ว พลาสติก) โดยการทำให้ค่าดัชนีหักเหของ Clad มีค่าน้อยกว่าค่าดัชนีการหักเหของ Core เล็กน้อยประมาณ 0.2 - 3 % และอาศัยปรากฏการณ์สะท้อนกลับหมดของแสง สามารถทำให้แสงที่ป้อนเข้าไปใน Core เดินทางไปได้ นอกจากนี้เนื่องจากกล่าวกันว่าเส้นใยแสงมีขนาดเท่าเส้นผมนั่นหมายถึงขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางด้านนอกของ Clad ซึ่งมีขนาดประมาณ 0.1 มม. ส่วน Core ที่แสงเดินทางผ่านนั้นมีขนาดเล็กลงไปอีกคือประมาณหลาย  $\mu\text{m}$  - หลายสิบ  $\mu\text{m}$  ซึ่งมีค่าหลายเท่า - หลายสิบเท่าของความยาวคลื่นของแสงที่ใช้งาน ค่าต่าง ๆ เหล่านี้เป็นค่าที่กำหนดขึ้นจากคุณสมบัติการส่งและคุณสมบัติทางเมคานิกส์ที่ต้องการ เส้นใยแสงนอกจากมีคุณสมบัติการส่งดีเยี่ยมแล้วยังมีลักษณะเด่นอย่างอื่นอีกเช่น ขนาดเล็กน้ำหนักเบาอีกด้วย

#### 2.2 ลักษณะการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง

ปัญหาอันดับแรกที่ต้องคำนึงถึงก็คือ ทำอย่างไรจึงจะสามารถป้อนแสงเข้าไปใน Core ที่มีขนาดเล็กมากของเส้นใยแสงได้ และเมื่อป้อนแสงเข้าไปแล้ว แสงนั้นจะเดินทางอย่างไรใน Core ซึ่งเราจะทำการศึกษาถึงปัญหาพื้นฐานเหล่านี้

##### การป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสง

เนื่องจากว่าแสงที่ปล่อยออกมาจากแหล่งกำเนิดแสงนั้น จะกระจายกว้างออกเนื่องจากปรากฏการณ์การเบี่ยงเบนของแสง การที่จะป้อนแสงเข้าไปใน Core ที่มีขนาดเล็กมากนั้นต้องใช้เลนส์ แต่ทว่าแสงที่รวมนั้นไม่ใช่ว่าจะถูกป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงได้ทั้งหมด แสงที่มีมุมตกกระทบที่เหมาะสมเท่านั้นจึงจะสามารถเข้าไปในเส้นใยแสงได้ รูป 1 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสง จากรูปจะเห็นว่าที่จุดป้อนแสงของเส้นใยแสงนั้นจะเป็นจุดต่อของตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเหของแสงต่างกัน 3 ชนิด



รูปที่ 1 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสง

ตัวกลางทั้ง 3 ชนิดนี้คือ อากาศ Core ของเส้นใยแสง และ Clad ของเส้นใยแสง ถ้าให้ค่าดัชนีการหักเหของแสงของตัวกลางทั้ง 3 ชนิดเป็น  $n_0$  ( $n_0 = 1$ ),  $n_1$  และ  $n_2$  ตามลำดับ จะเกิดการหักเห, การสะท้อนกลับของแสงที่รอยต่อของอากาศกับ Core และ Core กับ Clad ในที่นี้มุมรับแสงของเส้นใยแสงที่มีค่ามากที่สุดเป็น  $\theta_{max}$  จากรูป 1 จะเห็นอย่างเช่นลำแสง 2 นั้น มุมรับตรงรอยต่อของ Core กับ Clad นั้นมีค่าเป็นมุมวิกฤต (Critical Angle) ตรงรอยต่อของอากาศกับ Core และของ Core กับ Clad นั้นจากกฎของ Snell จะได้ว่า

$$\sin \theta_{max} = n_1 \sin \theta \tag{1}$$

$$\sin (90 - \theta_c) = \cos \theta_c = n_2 / n_1 \tag{2}$$

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

$$\sin \theta_{max} = \sqrt{\frac{n_1^2 - n_2^2}{n_1^2}} = n_1 \sqrt{2\Delta} \tag{3}$$

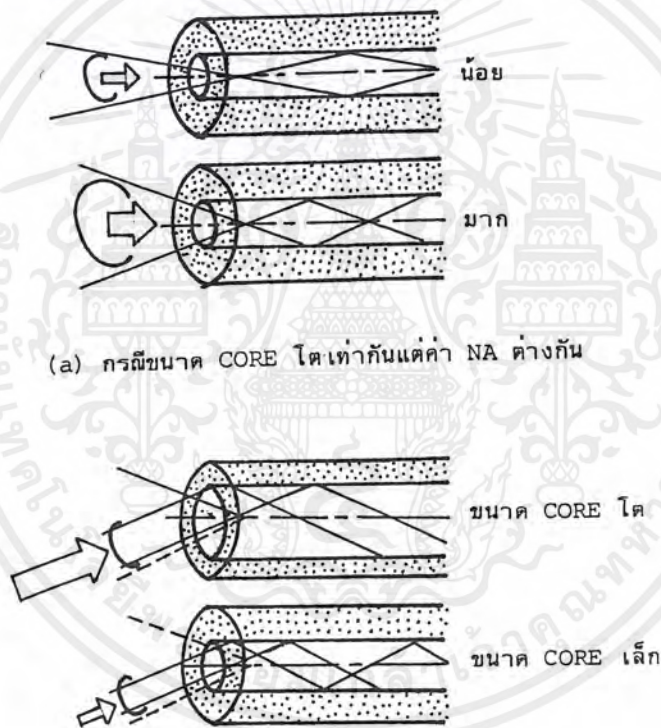
ใน ที่ นี้  $\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1}$

เรียกว่า อัตราส่วนของผลต่างของดัชนีหักเหของแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ  $\sin \theta_{\max}$  นี้ตามศัพท์เทคนิคของวิชาแสงเรียกว่า Numerical Aperture เขียนย่อว่า "NA" หมายถึงขนาดของการเปิดรับให้แสงผ่าน และใช้เป็นตัวเลขแสดงเงื่อนไขการป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสง นอกจากนั้นยังถือเป็นตัวประกอบพื้นฐานอันหนึ่งที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสง ระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสงด้วย ยกตัวอย่างเช่นสมมติว่าเส้นใยแสงมี  $n_1 = 1.475$  และ  $n_2 = 1.46$  (ค่าอัตราส่วนผลต่างของดัชนีการหักเหของแสง = 1%) ในกรณีนี้มีค่า  $NA = 0.21$  รูป 2 แสดงความหมายของ NA และขนาดของ Core ที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสง

จากรูปจะเห็นว่าถ้าหากขนาดของ Core และ NA มีค่าคงที่แล้วจะกำหนดปริมาณของแสงที่ป้อนเข้าไปใน Core ได้ทันทีที่เส้นใยแสงที่มี Core ขนาดใหญ่และมีค่า NA มากจะมีประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสงสูงมาก



(a) กรณีขนาด CORE เท่ากันแต่ค่า NA ต่างกัน

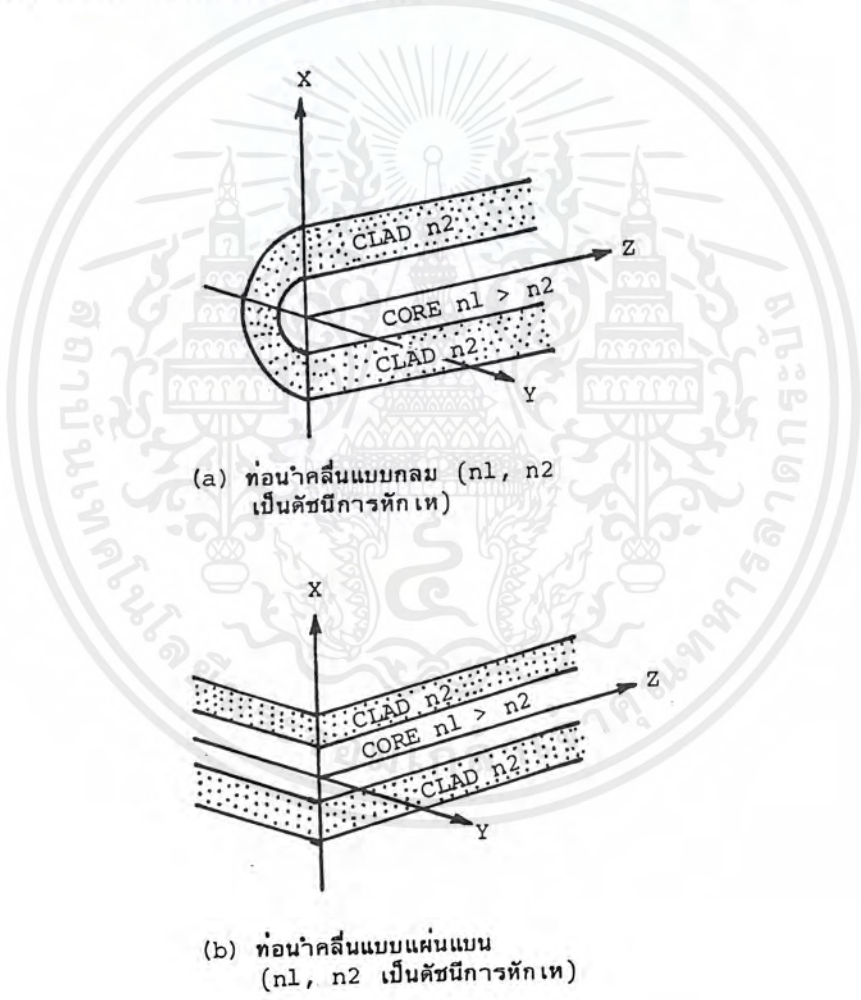
(b) กรณีค่า NA เท่ากันแต่ขนาด CORE ต่างกัน

รูปที่ 2 แสดงผลของ NA และขนาดของ CORE ที่มีต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Mode การเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง (Propagation Mode)**

แสงที่ป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงด้วยค่าของมุมรับแสงที่อยู่ในช่วงของมุมรับแสงสูงสุดนั้นแสงจะเดินทางในเส้นใยแสงด้วยลักษณะที่เกิดการสะท้อนกลับไปมาตรงรอยต่อของ Core กับ Clad โดยที่สะท้อนกลับไปมาและเคลื่อนที่ไปข้างหน้าพร้อมกันด้วย แต่ทว่าจาก Interference ของแสงภายใน Core นั้นมุมสะท้อนกลับที่รอยต่อจะเกิดขึ้นได้จำเป็นต้องมีเงื่อนไขที่เหมาะสมเกี่ยวกับเงื่อนไขที่เหมาะสมนี้จะได้กล่าวในหัวข้อต่อไปนี้ และเพื่อเป็นการช่วยให้เข้าใจได้ง่าย และใช้เส้นใยแสงที่มีรูปร่างเป็นแผ่นแบนดังแสดงในรูป 3(b) แทนลักษณะเส้นใยแสงที่มีรูปร่างกลมดังรูป 3(a) และอีกอย่างหนึ่งเพื่อทำให้การอธิบายเกี่ยวกับสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของแสงง่ายขึ้นจะพิจารณาเฉพาะสนามไฟฟ้าเท่านั้น



รูปที่ 3 แสดงเส้นใยแสงแบบกลมและแบบระนาบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Interference ของแสงตกกระทบและแสงสะท้อนกลับ

แสงที่สะท้อนกลับตรงรอยต่อของตัวกลางแสดงด้วยลำแสงดังรูป 4 (a) และลำแสงนี้เป็นเสมือนตัวแทนของทิศทางเดินของแสงที่สนามไฟฟ้าของมัน มีการเปลี่ยนแปลงตามจุดต่าง ๆ ใน Core ของเส้นใยแสงรูป 4 (b) แสดงการพิจารณาถึงระนาบที่มีเฟสเหมือนกันของสนามไฟฟ้า ซึ่งระนาบที่มีเฟสเหมือนกันของแสงตกกระทบและของแสงสะท้อนกลับจะซ้อนกัน (เป็นไปตามปรากฏการณ์ของการเกิดคลื่นอยู่กับที่) ดังนั้นแสงตกกระทบและแสงสะท้อนกลับจะเกิดการ Interference กันที่จุดต่าง ๆ ใน Core

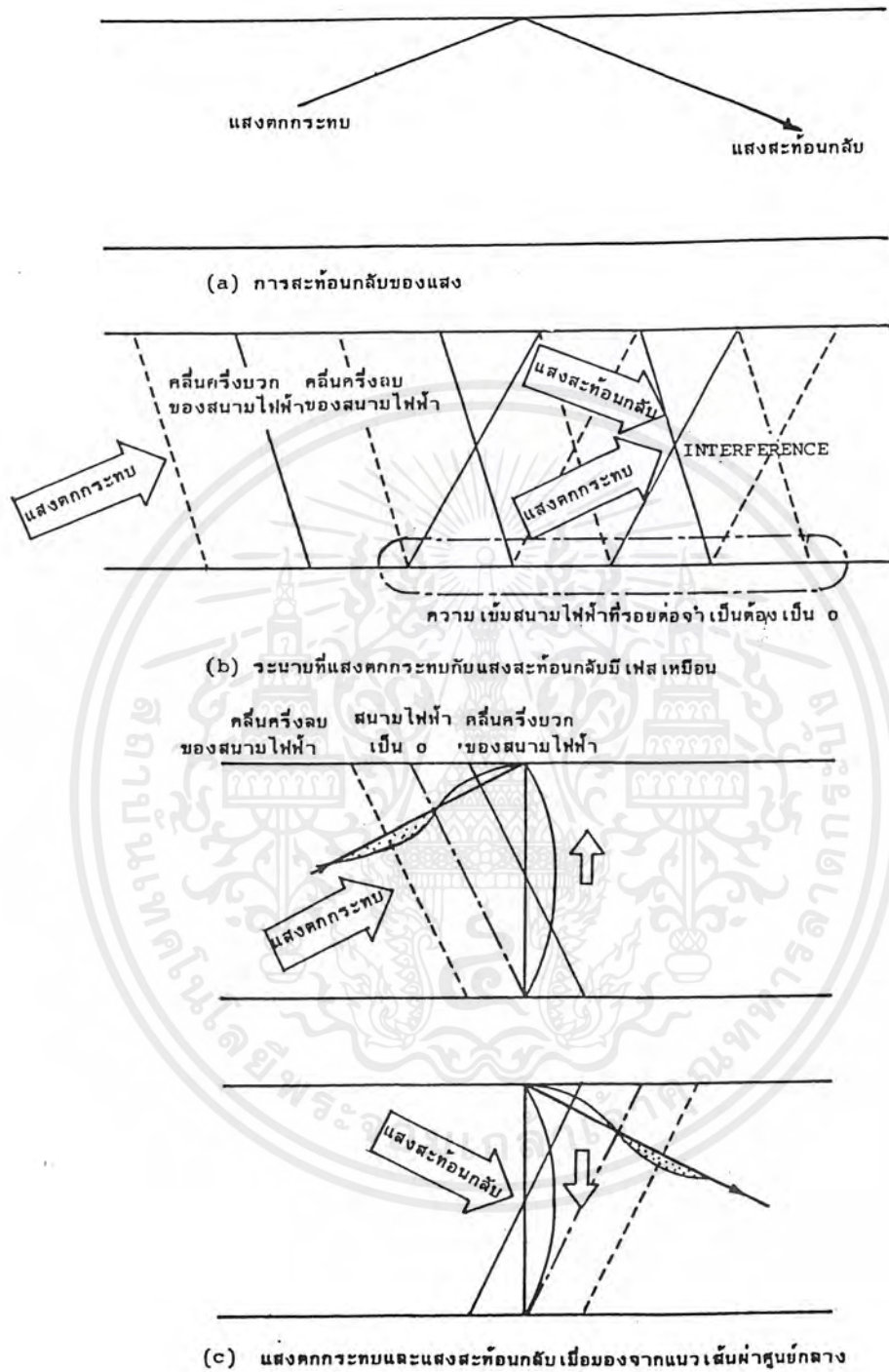
- เงื่อนไขที่รอยต่อของตัวกลาง

แสงที่สะท้อนกลับหมดที่รอยต่อของตัวกลางพร้อมทั้งเดินทางไปด้วยนั้น สนามไฟฟ้าของแสงจำเป็นต้องอยู่ภายใน Core ด้วย ดังนั้นที่รอยต่อของตัวกลาง , ความเข้มของสนามไฟฟ้าที่เกิดจากการ Interference ของแสงตกกระทบและแสงสะท้อนกลับจะต้องเป็น 0 ด้วย

แต่เนื่องจากเส้นใยแสงที่ผลิตขึ้นมา นั้น  $n_1 = n_2$  ดังนั้นจะมีสนามไฟฟ้าจำนวนหนึ่งปรากฏที่ Clad ด้วยเหมือนกันแต่สำหรับในที่นี้เพื่ออธิบายง่ายขึ้นจึงสมมติว่าสนามไฟฟ้าที่ Clad เป็น 0

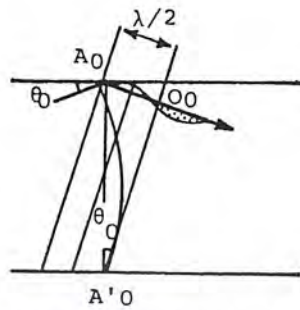
- คลื่นอยู่กับที่ในทิศทางของรัศมี

เพื่อให้เงื่อนไขที่รอยต่อของตัวกลางที่กล่าวแล้วเป็นจริงได้นั้นจำเป็นต้องมีคลื่นอยู่กับที่ (ซึ่งเกิดจาก INTERFERENCE ของแสงตกกระทบกับแสงสะท้อนกลับ) ในทิศทางของรัศมีรูป 4 (c) เป็นรูปที่แสดงการเปลี่ยนแปลงทางเฟสของความเข้มของสนามไฟฟ้า ตามการเดินทางของแสงตกกระทบและแสงสะท้อนกลับซึ่งมองในทิศทางรัศมีและจะเห็นว่าการซ้อนกันของคลื่นที่มีทิศทางสวนกัน ปรากฏการณ์นี้เหมือนกันกับปรากฏการณ์ที่เกิดคลื่นอยู่กับที่ในเชือกที่ตรึงปลายทั้งสองเอาไว้ ดังนั้นในระหว่างที่แสงเดินทางเป็นระยะทางเป็นจำนวนเท่าของเลขเต็มหน่วยของครึ่งความยาวคลื่น ( $\lambda/2$ ) ดังแสดงในรูป 5 (a) และ (c) นั้นจะเกิดคลื่นอยู่กับที่ในทิศทางของรัศมีในกรณีที่แสงมีมุมสะท้อนกลับมีค่าเป็นจำนวนเท่าของเลขเต็มหน่วยของมุม 180 ของความเข้มสนามไฟฟ้าตามทิศทางของรัศมีส่วนรูป 5 (b) นั้นเป็นกรณีตรงกันข้ามกล่าวคือ แสงที่มีมุมสะท้อนกลับมีค่า  $\theta_0 < \theta$  จะไม่เกิดคลื่นอยู่กับที่ในทิศทางของรัศมี ตามที่กล่าวมาแล้วนี้สามารถสรุปได้ว่ามุมสะท้อนกลับของแสงที่เดินทางไปได้ภายในเส้นใยแสงนั้นมีค่าจำกัดเป็นพิเศษเฉพาะบางค่าเท่านั้น

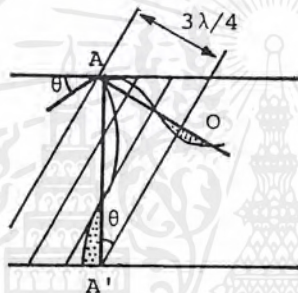


รูปที่ 4 แสดงการสะท้อนกลับของแสงที่รอยต่อของตัวกลาง

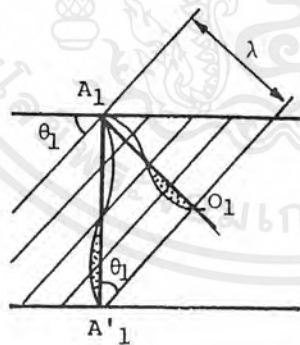
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



- (a) เมื่อแสงที่มีมุมสะท้อนกลับ  $\theta_0$  เคลื่อนที่ไป  $\lambda/2$  เฟสของความเข้มสนามไฟฟ้าระหว่าง  $A_0 \rightarrow A'_0$  จะเปลี่ยนไป  $180^\circ$



- (b) ไม่มีคลื่นอยู่จริงในแนวเส้นผ่าศูนย์กลาง



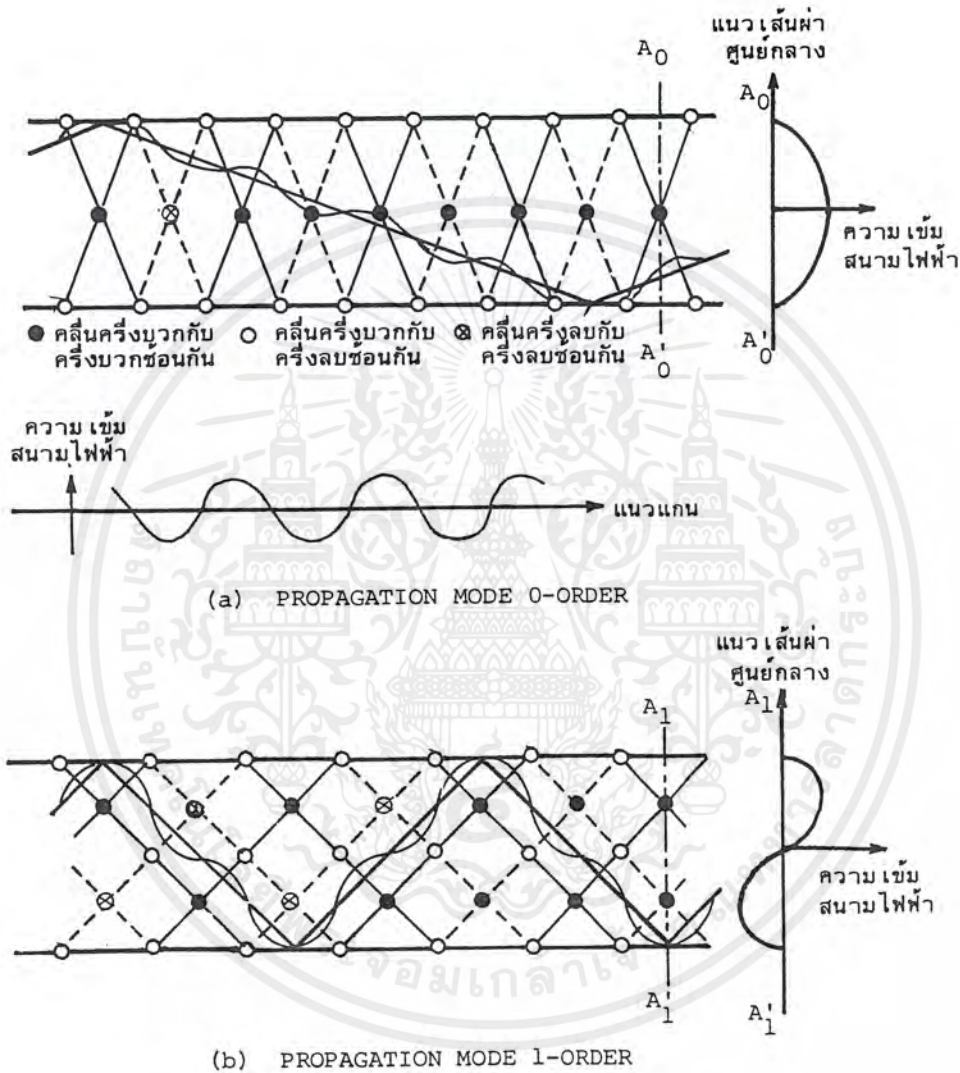
- (c) เฟสของความเข้มสนามไฟฟ้าในแนวเส้นผ่าศูนย์กลาง เปลี่ยนแปลง  $180^\circ$

รูปที่ 5 แสดงมุมสะท้อนกลับของแสงที่ทำให้เกิดคลื่นอยู่กับที่ในทิศทางของรัศมี

- โหมดการเดินทางของแสง (Propagation Mode)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 6 แสดงลักษณะของความเข้มของสนามไฟฟ้าภายใน Core ของเส้นใยแสงที่เกิดขึ้นจากการ Interference ของแสงตกกระทบและแสงสะท้อนที่มีค่ามุมสะท้อนกลับเป็นพิเศษเฉพาะ



รูปที่ 6 แสดง PROPAGATION MODE ภายในเส้นใยแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตัวอย่างทั้งสองของรูป 6 จะเห็นได้ว่าเป็นการแสดง Interference ของแสงที่มีมุมสะท้อนกลับ เป็นพิเศษเฉพาะ ซึ่งทำให้ความเข้มของสนามไฟฟ้าเปลี่ยนแปลง 180 องศา 360 องศา ในทิศทางของรัศมี ลักษณะการเดินทางของแสงที่มีการเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้าเป็นพิเศษเฉพาะภายใน Core ของเส้นใย แสงนี้เรียกว่า Propagation Mode ของแสงจำนวน Propagation Mode ของแสงภายในเส้นใยแสงมีค่าจำกัด ตามเงื่อนไขของการสะท้อนกลับหมดและนิยามตั้งชื่อ Mode ตามลำดับจาก Propagation Mode ที่มีค่ามุม สะท้อนกลับน้อยไปหามากคือ Mode 0, Mode 1, Mode 2, ... , Mode (N-1)

### จำนวน Propagation Mode

Mode ที่สูงที่สุดของ Propagation Mode คือ (N-1) นั่นเป็น Propagation Mode ที่มีมุมสะท้อนกลับ ใกล้เคียงกับมุมวิกฤต ดังนั้นถ้าหากให้ Propagation Mode Number N ค่ามุมสะท้อนกลับเท่ากับมุมวิกฤต  $\theta_c$

จากรูป 5 จะได้ว่า N เป็นเลขเต็มหน่วยสูงสุดที่ทำให้

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

ในที่นี้ 2a เป็นขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของ Core ของเส้นใยแสง จากลักษณะการเดินทางของแสงภายในเส้นใย แสง จะได้ว่า

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

แต่เนื่องจาก  
ดังนั้น

$$\lambda = \lambda_0 / n_1$$

$$4a/\lambda \sqrt{(n_1^2 - n_2^2)} \geq N \quad (6)$$

ตัวอย่างเช่น เมื่อ  $n_1 = 1.475$ ,  $n_2 = 1.46$ ,  $2a = 50 \mu\text{m}$  และความยาวคลื่นแสงที่ใช้มีค่า  $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$  จาก สมการ (6) เราจะหาจำนวน Propagation Mode N ได้ = 16 เส้นใยแสงที่มีจำนวน PROPAGATION Mode จำนวนมากอย่างนี้เรียกว่า Multimode Optic Fiber

อนึ่ง ถ้าให้  $n_1 = 1.463$ ,  $n_2 = 1.46$ ,  $2a = 10 \mu\text{m}$  และความยาวคลื่นแสงที่ใช้มีค่า  $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$  จะได้  $N = 1$  ในกรณีนี้  $N = 1$  นั้นหมายความว่าไม่มีเพียง Propagation Mode 0 เท่านั้นที่เดินทางไปได้ในเส้นใยแสง และเส้นใยแสงที่มี Propagation Mode เพียงอันเดียวเดินทางไปได้นั้นเรียกว่า Single Mode Optic Fiber

จากสมการ (6) จะเห็นว่าจำนวน Propagation Mode (N) ขึ้นอยู่กับความยาวคลื่น ดังนั้นที่ค่า ความยาวคลื่นค่าหนึ่ง N จะเป็น Single Mode และที่ค่าความยาวคลื่นอื่นซึ่งมีค่าน้อยกว่าความยาวคลื่นนี้แล้ว N จะไม่เป็น Single Mode ค่าความยาวคลื่นต่ำสุดที่ทำให้ N เป็น Single Mode นี้เรียกว่า "Cut-Off Wave Length" ใช้สัญลักษณ์  $\lambda_c$  และจากสมการ (6) สามารถเขียนได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

เท่าที่กล่าวมาแล้วทั้งหมดตั้งแต่ต้นเป็นเรื่องเกี่ยวกับเส้นใยแสงที่สมมติว่าเป็นแผ่นแบน แต่เส้นใยแสงที่ใช้ในงานจริงนั้นเป็นเส้นกลม ดังนั้นจึงต้องเปลี่ยนแปลงสมการ (7) ใหม่ดังนี้

$$\lambda_c = 2\pi/2.405 \cdot a \cdot \sqrt{(n_1^2 - n_2^2)} \quad (8)$$

สำหรับ  $\lambda_c$  นั้นถือเป็นองค์ประกอบสำคัญอันหนึ่งในการแสดงคุณสมบัติของเส้นใยแสงที่เป็น Single Mode Optic Fiber ยกตัวอย่างเช่นเมื่อเส้นใยแสงมี  $n_1 = 1.463$ ,  $n_2 = 1.46$ ,  $2a = 10 \mu\text{m}$  จะได้  $\lambda_c = 1.22 \mu\text{m}$  ซึ่งหมายความว่าความยาวคลื่นอื่นที่มีค่าต่ำกว่า  $1.22 \mu\text{m}$  แล้ว Propagation Mode จะไม่เป็น Single Mode

### 2.3 ชนิดของเส้นใยแสง

วิธีการแบ่งชนิดของเส้นใยแสงมีหลายวิธีกล่าวคือ แบ่งตามชนิดของสาร Dielectric ที่ใช้แบ่งตามจำนวน Propagation Mode , แบ่งตามลักษณะของดัชนีการหักเหของ Core ดังแสดงในตารางที่ 1

แบ่งตามชนิดของสาร DIELECTRIC ที่ใช้	Silica glass optic fiber
	Multi component glass optic fiber
	Plastic optic fiber
แบ่งตามจำนวน PROPAGATION MODE	Single Mode optic fiber
	Multi Mode optic fiber
แบ่งตามลักษณะของ ดัชนีการหักเหของ core	Step Index optic fiber
	Graded Index optic fiber

ตารางที่ 1 การแบ่งชนิดของเส้นใยแสง

การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามชนิดของ Dielectric ที่ใช้

สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ชนิดคือ

- (1) Silica glass optic fiber ซึ่งใช้ Dielectric ที่เป็น Silica glass
- (2) Multi component glass optic fiber ซึ่งใช้ Dielectric ที่เป็นแก้วหลายชนิดปนกัน
- (3) Plastic optic fiber ซึ่งใช้ Dielectric ที่เป็นพลาสติก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ (1) นั้นนอกจากจะใช้ Silica ( $\text{SiO}_2$ ) ที่บริสุทธิ์เป็นส่วนใหญ่แล้วยังใช้สารอื่นเติมลงไปเพื่อให้ค่าดัชนีหักเหเปลี่ยนแปลงตามต้องการ สารอื่นที่เติมลงไปนี้เรียกว่า Dopant ได้แก่ Germanium (Ge) , Boron (B) , Fluorine (F) เป็นต้น

สำหรับ (2) นั้นส่วนมากจะใช้ Soda Calcium, แก้ว , แก้วที่มี Boron และ Silicon ผสมและอื่น ๆ เป็นสารหลัก ส่วน Dopant ได้แก่ โซเดียม (Na) , แคลเซียม (Ca)

สำหรับ (3) นั้นใช้สารพวก Silicon Resin, Acryl Resin (เช่น Polymetacryl Methyl Acid : PMMA) หนึ่ง สำหรับเคเบิลเส้นใยแสงที่ใช้ในข่ายการสื่อสารโทรคมนาคม (Telecommunication Network) นั้นนิยมใช้ Silica glass optic fiber เพราะมีข้อดีคือ การสูญเสีย (loss) ต่ำและคุณสมบัติการส่ง (Transmission Characteristic) คงที่ไม่เปลี่ยนแปลง

แต่สำหรับงานที่ต้องการคุณสมบัติการส่งด้อยลงมา, ใช้งานง่าย (ต่อง่าย, หักยากแม้จะงอเส้นใยแสงมาก ๆ เป็นต้น) และใช้กับการสื่อสารระยะทางใกล้ใช้กับการเดินสายภายในรถยนต์ (Wire Harness) และอื่น ๆ ในกรณีนี้นิยมใช้ เส้นใยแสงที่เป็น plastic optic fiber

### การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามจำนวน Propagation Mode

สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด คือ Single Mode optic fiber ใช้ชื่อย่อว่า SM fiber และอีกชนิดหนึ่งคือ Multi Mode optic Fiber

### การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามลักษณะของดัชนีการหักเห

สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด ตามลักษณะการเปลี่ยนแปลงของดัชนีการหักเห คือ

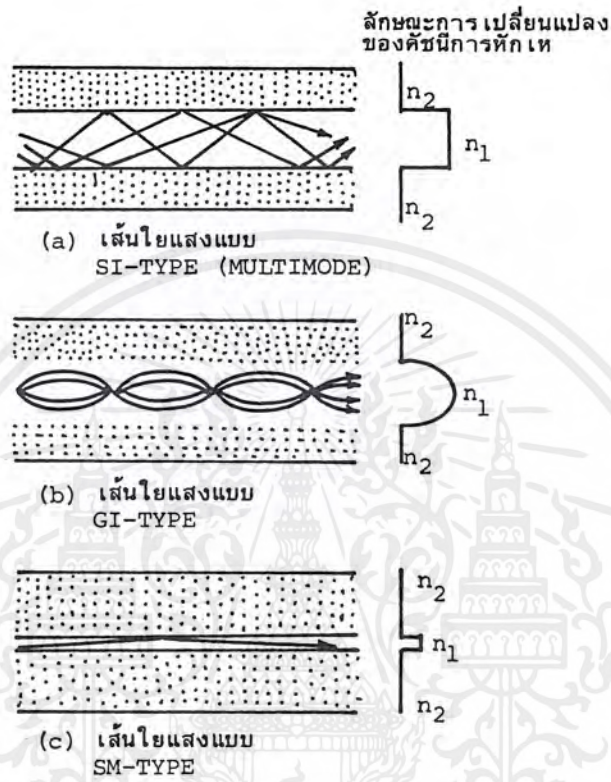
- (1) Step Index optic fiber (SI - fiber) เป็นเส้นใยแสงที่มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงของดัชนีการหักเหระหว่าง Core กับ Clad เป็นลักษณะขั้นบันได (Step) จึงเรียกว่า Step Index optic fiber
- (2) Graded Index optic fiber (GI fiber) เป็นเส้นใยแสงที่มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงของดัชนีการหักเหระหว่าง Core กับ Clad ค่อย ๆ ลดลงทีละน้อยต่างกับ (1) จึงเรียกว่า Graded Index optic fiber

SM fiber นั้นจัดอยู่ในพวกของ SI fiber เหมือนกันแต่ทว่าเนื่องจากจุดประสงค์ต้องการให้เป็น Single Mode จึงทำให้อัตราส่วนผลต่างของค่าดัชนีการหักเหของ Core และ Clad มีค่าน้อยมาก จึงแบ่งชนิดแยกออกมาต่างหาก ดังนั้นในกรณีที่เรียกว่า SI fiber นั้น โดยทั่วไปจะหมายถึง Multi Mode optic fiber ที่มีผลต่างของดัชนีการหักเหเปลี่ยนแปลงเป็นขั้นบันได (Step)

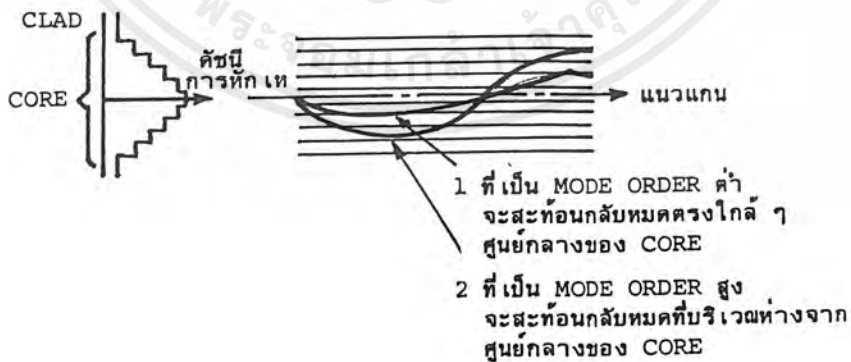
ลักษณะการเดินทางของแสงภายใน Core ของเส้นใยแสงแต่ละชนิดแสดงดังรูป 7

GI fiber เป็นเส้นใยแสงที่จัดทำเป็นพิเศษเพื่อการส่ง Multi Mode รูป 8 แสดงถึง Propagation Mode

ของ GI fiber



รูปที่ 7 แสดงลักษณะการเดินทางของแสงใน CORE ของเส้นใยแสงแต่ละชนิด



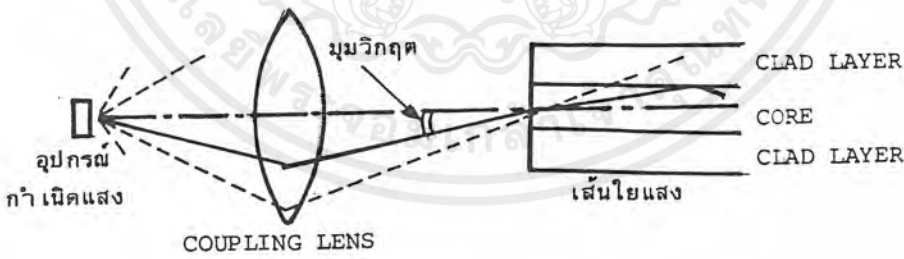
รูปที่ 8 แสดงลักษณะการเดินทางของแสงใน GI FIBER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 8 จะเห็นว่า ค่าดัชนีการหักเห GI fiber นี้จะค่อย ๆ ลดลงทีละน้อยในแนวรัศมีของเส้นใยแสง ดังนั้นลำแสง (1) ที่มี Mode ต่ำและเดินทางในระยะทางสั้นนั้นจะสะท้อนกลับก่อนที่จะเดินทางไปถึงรอยต่อของ Core และ Clad ซึ่งกล่าวได้ว่าส่วนใหญ่จะผ่านส่วนที่มีดัชนีการหักเหสูงของ Core ส่วนลำแสงที่มี Mode สูงและเดินทางในระยะทางไกลนั้น ส่วนใหญ่จะผ่านส่วนที่มีดัชนีการหักเหต่ำของ Core อนึ่ง ความเร็วในการเดินทางของแสงนั้นจะเป็นสัดส่วนกลับกับค่าดัชนีการหักเห ดังนั้นสำหรับ Propagation Mode (1) และ (2) นั้นโดยการเลือกลักษณะการเปลี่ยนแปลงของดัชนีการหักเห (เรียกว่า Profile) ให้เหมาะสมแล้ว เราจะทำให้เวลาที่ใช้ในการเดินทางในระยะทางอันหนึ่งของ Propagation Mode (1) และ (2) มีค่าเท่ากันได้ด้วยจุดประสงค์อันนี้ ลักษณะการเปลี่ยนแปลงของค่าดัชนีการหักเหที่เหมาะสมที่สุดเพื่อทำให้ผลต่างของเวลาการเดินทางระหว่าง Propagation Mode ต่าง ๆ มีค่าน้อยที่สุดได้นั้นกล่าวกันว่าจะต้องมีรูปร่างเป็นลักษณะพาราโบลา (Parabola) ดังนั้น ลักษณะการเปลี่ยนแปลงของค่าดัชนีการหักเหของ GI fiber จึงต้องทำให้มีรูปร่างดังแสดงในรูป 8

2.4 การเชื่อมต่ออุปกรณ์ปล่อยแสงกับเส้นใยแสง

โดยทั่วไปแล้วแสงที่ปล่อยออกจากอุปกรณ์ปล่อยแสงจะกว้างออก เนื่องจากปรากฏการณ์การเบี่ยงเบนของแสง (Diffraction) การป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสงที่มีขนาดเล็กมากประมาณ 10 - หลายสิบลำ μm จึงเป็นการยาก ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการใช้วิธีการต่าง ๆ เช่น ใช้เลนส์มาทำการบีบลำแสงให้เล็กลงในการเชื่อมต่อแสงระหว่างอุปกรณ์ปล่อยแสงกับเส้นใยแสง ดังแสดงในรูป 9



รูปที่ 9 แสดงการเชื่อมต่อแสงระหว่างอุปกรณ์ปล่อยแสงกับเส้นใยแสง

ในการป้อนแสงเข้าไปใน Core ของเส้นใยแสง จำเป็นต้องปล่อยแสงเข้าไปด้วยค่าของมุมตกกระทบที่อยู่ในช่วงที่ต่ำกว่า มุมรับแสงสูงสุดของเส้นใยแสง ดังแสดงด้วยเส้นประในรูป 9 จะเห็นว่าแสงที่ป้อนเข้าไปนี้จะทะลุออกไปยัง Clad หหมดด้วยเหตุนี้จึงต้องใช้เลนส์นำไปวางใกล้ ๆ อุปกรณ์ปล่อยแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อบีบแสงให้แคบลง ในทางตรงกันข้าม ถ้าหากวางตำแหน่งของเลนส์ใกล้กับอุปกรณ์ปล่อยแสงมากเกินไป จะทำให้ลำแสงถูกขยายกว้างมากกว่าเส้นผ่าศูนย์กลางของ Core ของเส้นใยแสงทำให้ประสิทธิภาพการเชื่อม แสงต่ำลงไป ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการปรับแต่งเลนส์ที่ใช้และปรับแต่งตำแหน่งของเลนส์ ระหว่างอุปกรณ์ ปล่อยแสงกับเส้นใยแสงให้เหมาะสมถูกต้องซึ่งเป็นการปรับที่ละเอียดมาก

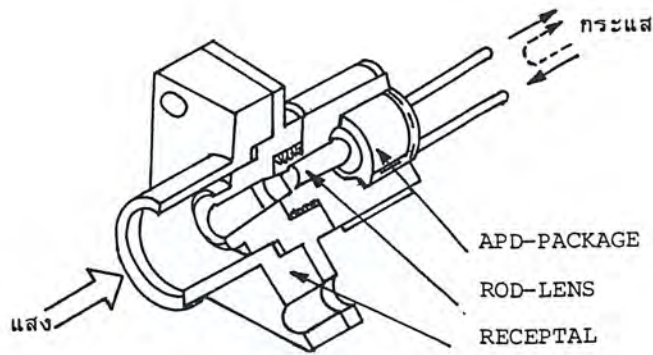
## 2.5 โครงสร้างและการทำงานของกรับแสง

การรับแสงหมายถึงการเปลี่ยนแสงให้เป็นไฟฟ้า ในการทำงานนี้แบ่งออกได้เป็น 2 วิธีคือ วิธีที่หนึ่ง เป็นการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้าโดยตรง วิธีที่สองทำได้โดยการเปลี่ยนพลังงานแสงให้เป็นพลังงาน ความร้อนก่อนแล้วจึงเปลี่ยนเป็นไฟฟ้า วิธีที่หนึ่งนั้นเรียกว่า Photo Electric Effect ส่วนวิธีที่สองเรียกว่า Sensitive Heat Effect

## 2.6 การเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์รับแสงกับเส้นใยแสง

สำหรับอุปกรณ์รับแสงก็เช่นเดียวกับอุปกรณ์กำเนิดแสง นั่นคือการเชื่อมต่อกับเส้นใยแสงเป็นองค์ ประกอบสำคัญอันหนึ่งในการออกแบบระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง แสงที่เดินทางมาในเส้นใยแสง ใน กรณีที่ถูกปล่อยออกไปในอากาศจากปลายของเส้น ใยแสงนั้นมันจะถูกปล่อยออกไปจากปลายเส้นใยแสงใน ลักษณะที่มีความกว้างใกล้เคียงกับค่า NA (Numerical Aperture) ของเส้นใยแสง ด้วยเหตุนี้เพื่อที่จะทำการ เชื่อมต่ออุปกรณ์รับแสงเข้ากับเส้นใยแสง จะต้องทำให้อุปกรณ์รับแสงอยู่ใกล้กับปลายของเส้นใยแสงให้มาก ที่สุดเท่าที่จะทำได้ หรือไม่อย่างนั้นก็ต้องทำอุปกรณ์รับแสงให้มีพื้นที่รับแสงโตมาก เส้นผ่าศูนย์กลางการ รับแสงของอุปกรณ์รับแสงที่ทำงานด้วยความเร็วสูงนั้น โดยทั่วไปต้องมีเส้นผ่าศูนย์กลางประมาณ 100  $\mu\text{m}$  ดังนั้นจึงต้องมีวิธีการรวมแสงให้แก่ด้านรับแสง โดยใช้ Rod Lens (เลนส์ที่มีลักษณะเป็นแท่งกลมยาว) ไปวาง ไว้ข้างหน้าอุปกรณ์รับแสง เพื่อทำหน้าที่รวมแสงที่ปล่อยออกมาจากเส้นใยแสงให้แก่ด้านรับแสง ของ อุปกรณ์รับแสง เพื่อทำหน้าที่รวมแสงที่ปล่อยออกมาจากเส้นใยแสงให้แก่ด้านรับแสง ของอุปกรณ์รับแสง Rod Lens และอุปกรณ์รับแสงที่ประกอบเป็นชิ้นเดียวกันนี้เรียกว่า โมดูล อุปกรณ์รับแสง (Module) ตัวอย่าง โครงสร้างภายในของ Module นี้แสดงดังรูป 6.29 และตัวอย่างของ PIN-PD MODULE และ APD MODULE แสดงดังรูป 10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 10 แสดงตัวอย่าง โครงสร้างภายในของ APD MODULE



รูปที่ 11 แสดง PIN-PD MODULE และ APD MODULE

## 2.7 อุปกรณ์แสงอื่น ๆ

ในระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง นอกจากอุปกรณ์กำเนิดแสงอุปกรณ์รับแสงแล้ว ยังใช้ อุปกรณ์แสงอื่น ๆ อีกจำนวนมากเป็นส่วนประกอบของระบบหรือ เครื่องวัดต่าง ๆ ที่ใช้ในการก่อสร้าง , การบำรุงรักษาระบบ อุปกรณ์ดังกล่าวจะมีดังนี้

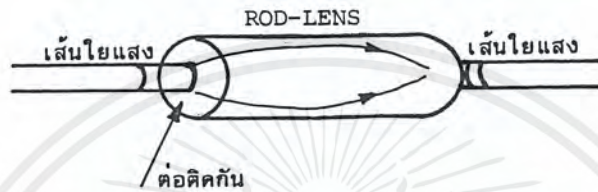
### เลนส์ (Lens)

เลนส์เป็นสิ่งที่รู้จักกันคืออยู่แล้วที่ใช้สำหรับรวมแสง หรือใช้ทำให้เกิดลำแสงขนานมีทั้งเลนส์นูนและเลนส์เว้า ในการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงส่วนใหญ่จะใช้เลนส์ เพื่อต่อเชื่อมแสงที่ออกมาจากอุปกรณ์กำเนิดแสงเข้ากับส่วนในของ Core ของเส้นใยแสง และใช้เป็นชิ้นส่วนประกอบของ Variable Attenuator , Multiplexer , Deulatipler ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวทำให้เกิดลำแสงขนาน

ชิ้นส่วนอุปกรณ์แสงที่ใช้ในระบบการสื่อสารด้วยแสงนั้น ถ้าทำให้มีขนาดเล็กมากเท่าใดจะใช้สะดวกมากขึ้น นอกจากนั้นยังเป็นการสะดวกในการนำไปประกอบในอุปกรณ์ด้วย ดังนั้นเลนส์ที่ใช้ก็เช่นกัน จำเป็นต้องใช้เลนส์ที่มีระยะทางของจุดโฟกัสสั้นที่สุดเท่าที่จะสั้นได้ (มีค่าต่ำกว่าหลายมิลลิเมตร) เลนส์ที่ใช้กับแว่นตาทั่วไปนั้นมีระยะของจุดโฟกัสยาวหลายสิบเซนติเมตรไม่เหมาะที่จะนำมาใช้ในการสื่อสารด้วยเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใยแสง อนึ่ง มีเลนส์ที่มีระยะโฟกัสสั้นใช้ในกล้องจุลทรรศน์แต่สำหรับเลนส์หนึ่งอันนั้น รูปที่มองเห็นจะไม่ชัดเจนจะต้องใช้เลนส์หลายอันมาประกอบกันทำให้ราคาของเลนส์แพงมาก นอกจากนั้น ยังมีข้อเสียที่ต้องการความแม่นยำสูงในการปรับวิธีการซ้อนของเลนส์จึงไม่เหมาะที่จะนำมาใช้กับการสื่อสารแสง เลนส์ที่มีเพียงอันเดียวและมีระยะ โฟกัสสั้นหลายมิลลิเมตร และมีความชัดเจนของภาพดีตามความต้องการที่กล่าวข้างบนก็คือเลนส์แบบแท่ง (rod Lens) ดังนั้นในระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง โดยทั่วไปจะนิยมใช้เลนส์แบบแท่งที่เปลี่ยนดัชนีการหักเหให้มีลักษณะเป็นParabola เหมือนอย่างเส้นใยแสงแบบ GI ดังแสดงในรูป 12

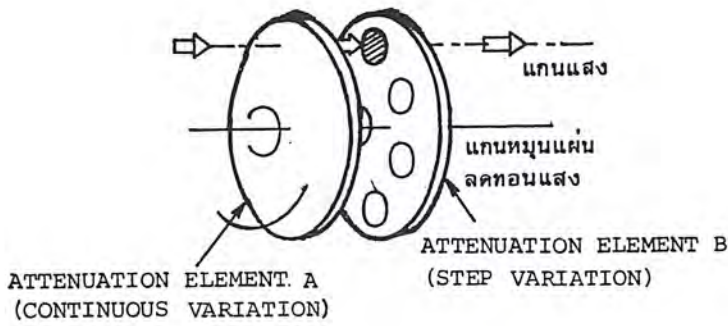


รูปที่ 12 แสดงเลนส์แบบแท่งและลักษณะการเดินทางของแสง

### อุปกรณ์ลดปริมาณแสง (Optical Attenuator)

Optical Attenuator หรือตัวลดปริมาณแสงเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ลดปริมาณของสัญญาณแสงลงด้วยค่าคงที่ ใช้ในการวัดคุณสมบัติของระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงและอื่น ๆ ในการลดปริมาณความเข้มของแสงนั้น วิธีโดยทั่วไปก็คือการทำให้ส่วนหนึ่งของแสงถูกสารดูดไปสารที่ทำหน้าที่ดูดแสงนั้นคือ แผ่นโลหะบางๆ (Metalic Film) ที่มีอัตราการยอมให้แสงผ่าน Transmittivity หรืออัตราการสะท้อนกลับคงที่ (Reflection Rate) ที่มีการเปลี่ยนแปลงน้อยไปเคลือบติดบนแผ่นแก้ว แผ่นโลหะบาง ๆ ที่ใช้นั้นเป็นสารผสมของ Ni (Nickel) และ Cr (Chromium) หรือสารอื่น ๆ ปริมาณการลดความเข้มของแสงขึ้นอยู่กับความหนา

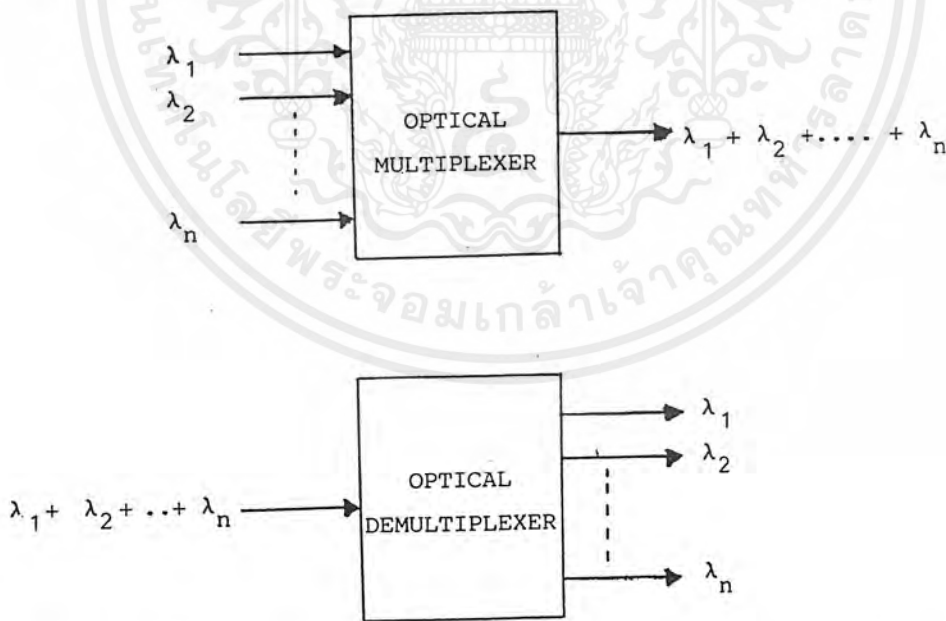
อุปกรณ์ ลดปริมาณแสงแบ่งออกเป็นแบบเปลี่ยนค่าได้ (Variable Type Optical Attenuuator) กับแบบค่าคงที่ (Fixed Type Optical Attenuator) ถ้าสำหรับ Variable Type Optical Attenuator นั้นส่วนใหญ่จะเป็นอุปกรณ์ปรับระดับอินพุทของเครื่องรับสัญญาณแสง เพื่อวัดคุณสมบัติความไวของอุปกรณ์รับแสง โครงสร้างของมันโดยทั่วไปจะเป็นดังแสดงในรูป 13



รูปที่ 13 แสดงโครงสร้างของอุปกรณ์ลดปริมาณแสงแบบเปลี่ยนค่าได้อย่างต่อเนื่อง

**Optical Multiplexer และ Optical Demultiplexer**

Optical Multiplexer และ Optical Demultiplexer ใช้ในการทำ Multiplexing แบบ Wavelength Division Multiplexing : WDM Optical Multiplexer เป็นอุปกรณ์แสงที่ทำหน้าที่รวมสัญญาณแสงที่มีความยาวคลื่นต่างกันแล้วป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงเส้นเดียว ส่วน Optical Demultiplexer เป็นอุปกรณ์แสงที่ทำหน้าที่ตรงกันข้ามกล่าวคือจะทำหน้าที่แยกสัญญาณแสงที่มีความยาวคลื่นต่างกันที่ส่งมาในเส้นใยแสงหนึ่งเส้นออกเป็นความยาวคลื่นต่าง ๆ ดังแสดงในรูป 14

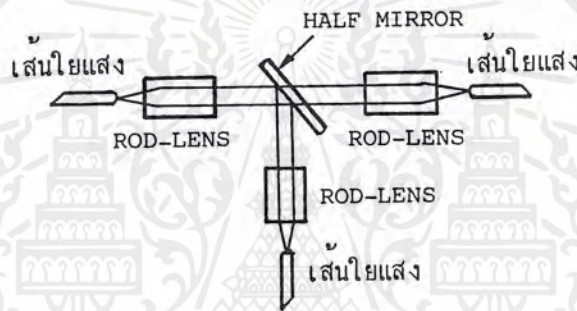


รูปที่ 14 แสดงการทำงานของ Optical Multiplexer และ Optical Demultiplexer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**อุปกรณ์แยกรวมสัญญาณแสง (Optical Divider และ Optical Coupler)**

อุปกรณ์แยกและรวมสัญญาณแสงมีหน้าที่แยกสัญญาณแสงหนึ่งอันออกเป็นจำนวน N อัน และรวมสัญญาณแสงจำนวน N อันเข้าเป็นหนึ่งอัน โดยเฉพาะอย่างยิ่งในกรณีที่  $N=2$  นั้นเรียกว่า Optical Directional Coupler เมื่อ N มีค่ามากขึ้นจะเรียกว่า Star Coupler ตัวอย่างของ Optical Directional Coupler คือ แบบ Mirror Type ซึ่งใช้ Half Mirror เป็นตัวแยกแสงที่สะท้อนกลับและแสงที่ส่งผ่าน หลักการและลักษณะภายนอกของมันแสดงดังรูป 15 Half Mirror เป็นแผ่นแก้วที่เคลือบด้วย Dielectric Multilayer Film อัตราการแบ่งลำแสงสามารถเลือกค่าได้ตามความหนาของ Multilayer Film Optical Directional Coupler ใช้งานด้านต่าง ๆ ได้มากมายเช่น ใช้สำหรับแยกและใส่สัญญาณแสงที่จุด Node ของ Optical Data Link หรือของ LAN ใช้กับระบบการสื่อสาร 2 ทาง (Duplex) ใช้กับสายส่งแสง อุปกรณ์ควบคุม การวัด การทดลอง เป็นต้น



(a) รูปแสดงหลักการ



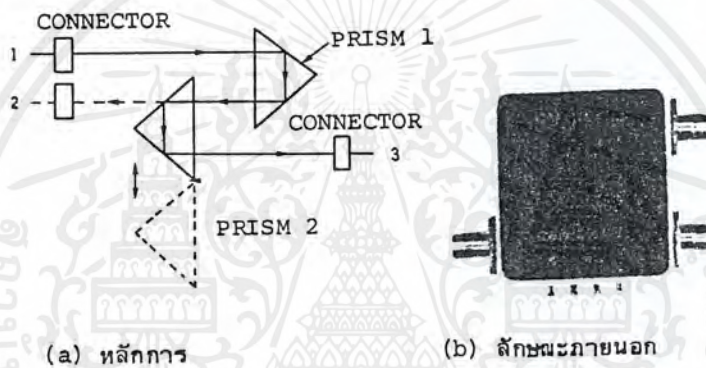
(b) ลักษณะภายนอก

**รูปที่ 15 แสดงอุปกรณ์ Directional Coupler แบบ MIRROR TYPE**

### สวิตช์แสง (Optical Switch)

Optical Switch เป็นอุปกรณ์ที่ใส่อยู่ในสายส่งสัญญาณแสง เพื่อทำหน้าที่เปลี่ยนเส้นทางเดินของแสง ใช้กับระบบที่ต้องการความเชื่อถือ (Reliability) สูงซึ่งไม่ต้องการให้เกิดการขัดข้องขึ้นเลย

Optical Switch แบ่งออกเป็นพวกใหญ่ ๆ ได้เป็น 2 พวก คือ Mechanic Optical Switch ซึ่งทำการเปลี่ยนเส้นทางเดินของแสง โดยการขับเคลื่อนอุปกรณ์แสงของเส้นใยแสงแท่งแก้วปริซึมและอื่น ๆ ทางเมคานิก และ Non - Mechanic Optical Switch ซึ่งทำการเปลี่ยนเส้นทางเดินของแสงโดยใช้ Electrooptical effect หรือ Acoustic Optical Effect หลักการและลักษณะภายนอกของ Mechanic Optical Switch ซึ่งเป็น สวิตช์พื้นฐานเบื้องต้น แสดงดังรูป 16

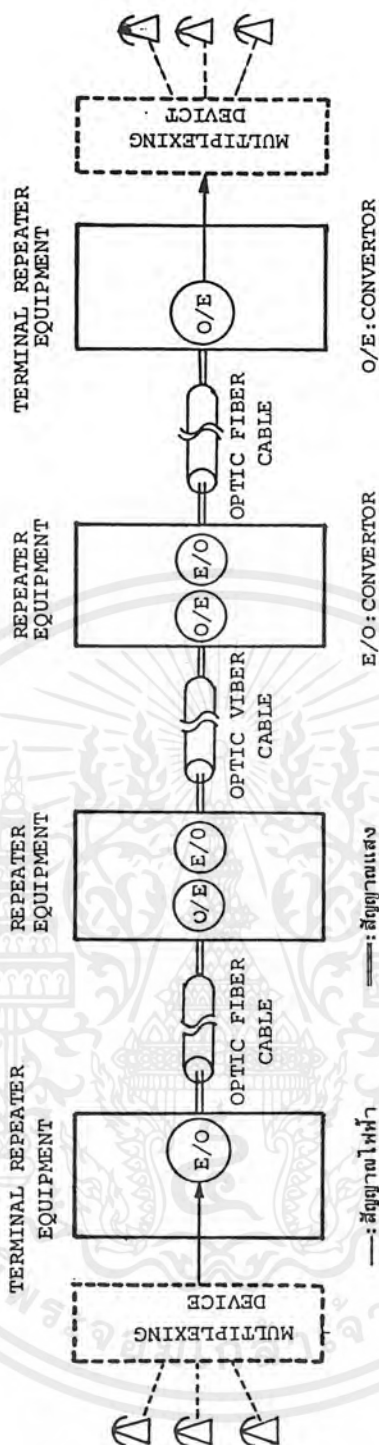


รูปที่ 16 แสดง Optical Switch

### 2.8 ระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง

ส่วนประกอบของระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง

ระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงนั้น ต่างกับระบบการสื่อสารไฟฟ้า โดยที่มันใช้เคเบิลเส้นใยแสงเป็นตัวกลางในการส่งและที่ปลายทั้งสองด้านจะมีอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้าเป็นแสงกับอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแสงเป็นไฟฟ้า ตัวอย่างของส่วนประกอบของระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง แสดงดังรูป 17

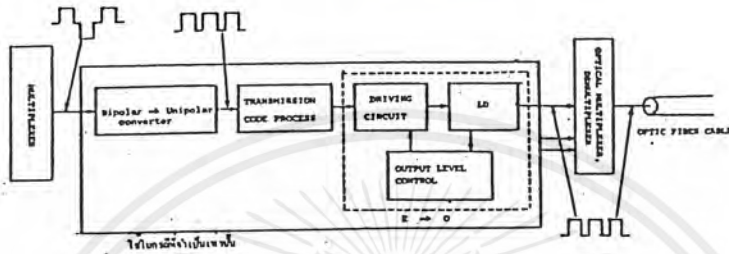


รูปที่ 17 แสดงตัวอย่างของส่วนประกอบของระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง

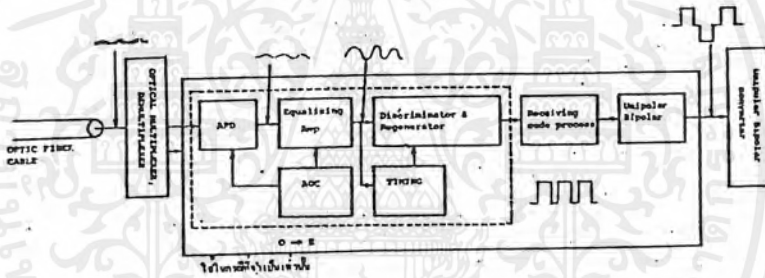
ที่มีขั้วเดียว : unipolar) ดังแสดงในรูป 18 (a) อันดับต่อไป สัญญาณ unipolar signal นี้ส่งไปยังส่วนจัดทำ CODE สำหรับการส่ง (TRANSMITTING CODE PROCESSING PORTION) ที่ส่วนนี้จะเพิ่ม CODE ที่มีข่าวสาร (INFORMATION) เพื่อตรวจสอบว่าการสื่อสารระหว่าง TERMINAL REPEATER EQUIPMENT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นปกติหรือไม่ นอกจากนั้นยังทำการเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของ TRANSMISSION LINE CODE FORM ที่เหมาะสมกับตัวกลางที่ใช้ส่ง จากนั้นสัญญาณนี้จะถูกส่งไปยังส่วนเปลี่ยนไฟฟ้าให้แสงกลายเป็นกระแสขับ (DRIVING CURRENT) ของ LD และเปลี่ยนเป็นสัญญาณแสงจากนั้นจึงป้อนไปให้ยังเส้นใยแสง และเนื่องจากเข้าที่พู่ทของ LD จะเปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสของวงจรขับ (DRIVING CIRCUIT) เพื่อให้ได้แสงออกมาคงที่จะใช้การควบคุม FEED BACK เพื่อทำการรักษาระดับแสงที่ออกมาคงที่ไม่เปลี่ยนแปลง



(a) ด้านส่ง



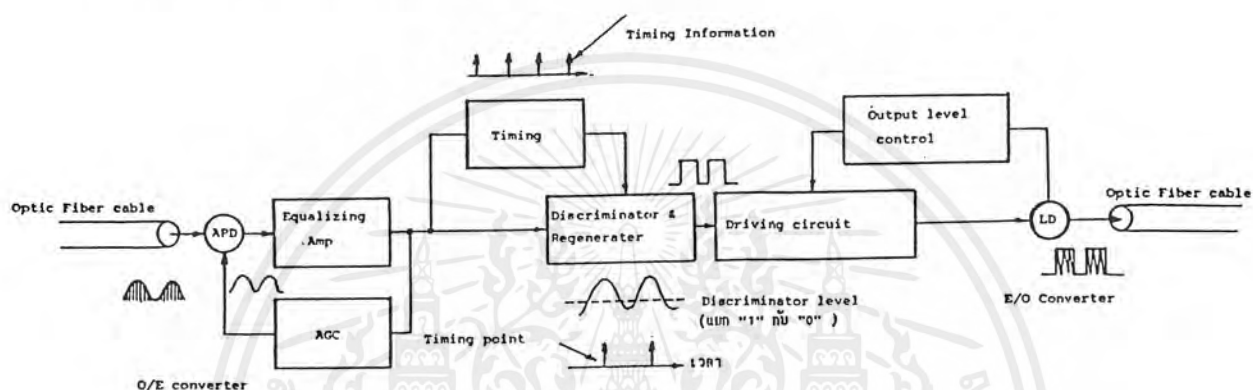
(b) ด้านรับ

รูปที่ 18 แสดงส่วนประกอบของ TERMINAL REPEATER EQUIPMENT

สัญญาณแสงที่เดินทางมาในเส้นใยแสงจะไปยัง REPEATER EQUIPMENT ดังแสดงในรูป 19 ที่ REPEATER EQUIPMENT นี้ อันดับแรกจะทำการเปลี่ยนแปลงให้เป็นไฟฟ้าแต่เนื่องจากโดยทั่วไปสัญญาณแสงที่เข้ามาจะมีกำลังต่ำนอกจากนั้น รูปร่างคลื่น (WAVE FORM) ก็เกิดการเพี้ยน (DISTORTION) ด้วยทำให้สัญญาณ ไฟฟ้าที่เปลี่ยนออกมามีลักษณะการเพี้ยนเช่นเดียวกัน ดังนั้นจึงต้องนำสัญญาณ ไฟฟ้านี้ไปผ่าน EQUALIZATION AMPLIFIER (ทำให้ WAVE FORM หายเพี้ยนและมีกำลังสูง) อนึ่งเพื่อเป็นการทำให้ระดับของสัญญาณ ไฟฟ้าที่ออกจาก EQUALIZATION AMPLIFIER มีระดับคงที่นั้นจะมีการควบคุมการขยายอย่างอัตโนมัติ (AUTOMATIC GAIN CONTROL) หลังจากนั้นจะทำการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือกสัญญาณที่กำหนดช่วงระยะเวลาของเวลาของ PULSE SIGNAL ( เป็น "1" หรือ "0" ) ซึ่งการทำเช่นนี้เรียกว่าการทำ TIMING โดยอาศัย TIMING SIGNAL นี้ส่วน REGENERATIVE DISCRIMINATOR จะทำการพิจารณาว่ามี PULSE หรือไม่มี (นั่นคือ "1" หรือ "0" ) ทำให้ได้สัญญาณไฟฟ้าเป็น PULSE ขึ้นมาใหม่เหมือนตอนแรกที่ส่งมาจากนั้นจึงส่งไปที่ส่วนเปลี่ยนไฟฟ้าเป็นแสง ที่ส่วนนี้สัญญาณไฟฟ้าที่เป็น PULSE "1" หรือ "0" จะถูกเปลี่ยนแปลงเป็นสัญญาณแสงอีกครั้งหนึ่งแล้วส่งไปเข้าเส้นใยแสงเช่นเดียวกับส่วนส่งสัญญาณของ TERMINAL REPEATER EQUIPMENT



รูปที่ 19 แสดงส่วนประกอบของ REPEATER EQUIPMENT

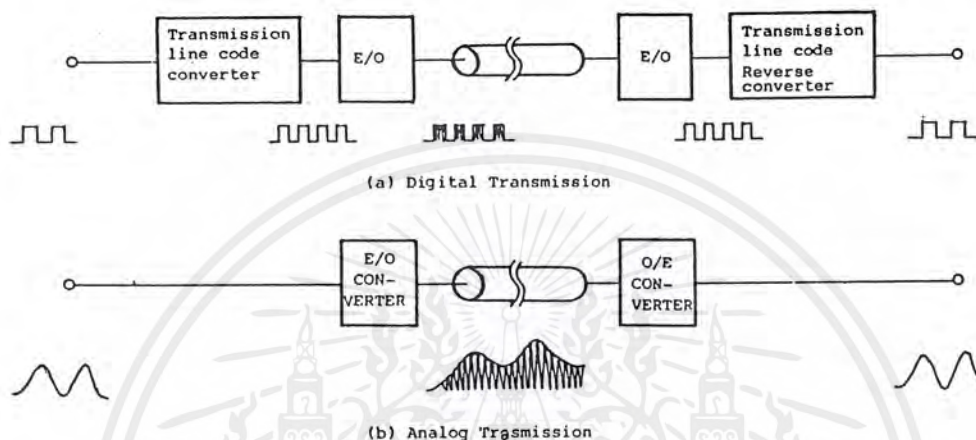
สัญญาณแสงที่ถูก REPEATER EQUIPMENT เปลี่ยนแปลงให้มีรูปร่างเป็น PULSE เหมือนเดิม และส่วนเส้นใยแสงนั้นจะมาถึงที่ด้านรับของ TERMINAL REPEATER EQUIPMENT จะถูกเปลี่ยนจากแสงเป็นไฟฟ้า, ถูกขยายด้วย EQUALIZATION AMPLIFIER และถูกทำให้เป็น PULSE "1" หรือ "0" ด้วย REGENERATIVE DISCRIMINATOR เช่นเดียวกันกับใน REPEATER EQUIPMENT ทุกประการ ดังแสดงในรูป 18 (b) หลังจากนั้นจะถูกเปลี่ยนแปลงกลับในทางตรงข้ามกับการเปลี่ยนแปลงเป็น TRANSMISSION LINE CODE ของด้านส่งและทำให้เป็น unipolar signal ต่อจากนั้นจึงเปลี่ยนจาก unipolar signal เป็น Bipolar signal ทำให้ได้สัญญาณไฟฟ้าเหมือนกันกับสัญญาณอินพุตที่เข้ามาทางด้านส่งทุกประการ หนึ่งสำหรับกรณีที่ใช้ระบบการส่งเป็นแบบ WDM LENGTH MULTIPLEXING SYSTEM นั้นจะต้องใส่ Optical Multiplexer และ Optical Demultiplexer เข้าไปที่ด้าน output ของ LD และด้าน input ของ APD เท่าที่กล่าวมาทั้งหมดเป็นเนื้อหาเป็นโดยสรุปของส่วนประกอบของระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.9 ส่งสัญญาณดิจิทัล และการส่งสัญญาณแบบอนาลอก

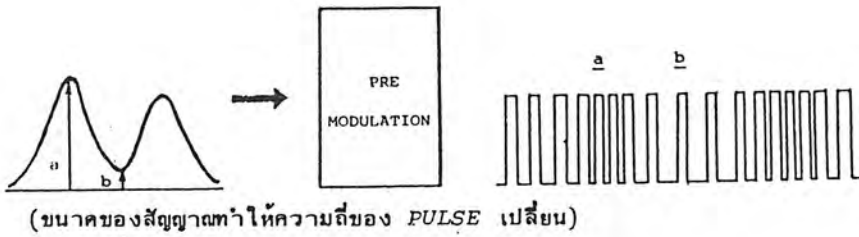
( Digital Transmission and Analog Transmission )

สำหรับระบบการส่งนั้นมี 2 ชนิดคือ การส่งสัญญาณแบบดิจิทัลและการส่งสัญญาณแบบอนาลอก ในกรณีของระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงก็เช่นกันมีระบบการส่ง 2 ชนิด ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับสัญญาณไฟฟ้าที่นำมาผสมกับแสง ( MODULATION ) ว่าจะเป็นสัญญาณดิจิทัลหรือสัญญาณอนาลอก ดังแสดงรูป 20



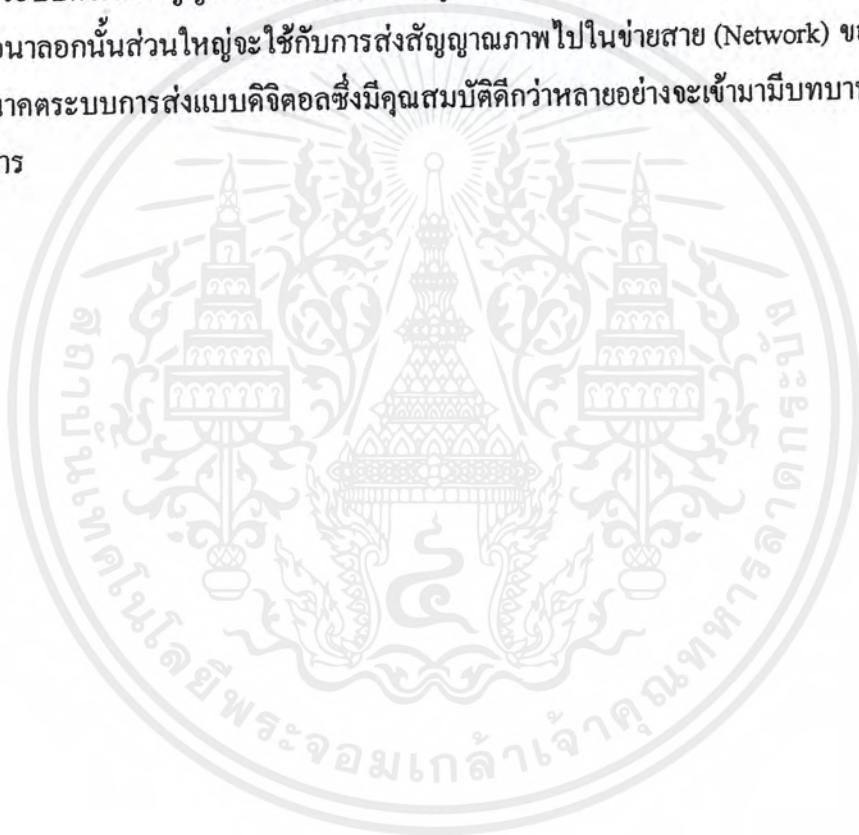
รูปที่ 20 แสดงระบบการส่งสัญญาณแบบดิจิทัลและแบบอนาลอก

ในการส่งสัญญาณแบบดิจิทัลนั้น การส่งสัญญาณดิจิทัลอินพุทที่เข้ามาอย่างไรก็ส่งออกไปอย่างนั้นส่วนใหญ่จะมีน้อย โดยทั่วไปแล้วจะนำไปเปลี่ยนเป็น Code ที่เหมาะสมแก่การส่งเสียก่อนแล้วจึงส่งออกไปในทำนองเดียวกันการส่งสัญญาณแบบอนาลอก ก่อนที่จะทำการเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าอนาลอกให้เป็นสัญญาณแสง ส่วนมากมักจะทำ Pre Modulation ก่อน ทั้งนี้เพราะว่าแสงเข้าที่ พุทของอุปกรณ์กำเนิดแสงนั้นไม่เป็นสัดส่วนกับระดับสัญญาณไฟฟ้าอินพุทเสมอไป ทำให้เกิดกรณีความยุ่งยากในการรักษาคุณสมบัติของการส่ง จึงต้องทำ Pre Modulation เสียก่อน เพื่อเป็นการแก้ปัญหาดังกล่าว ตัวอย่างวิธีการของ Pre Modulation แสดงดังรูป 21 เป็นการทำให้ PFM (Pulse Frequency Modulation) โดยการเปลี่ยนขนาด (Amplitude) ของสัญญาณอนาลอกอินพุทให้เป็นการเปลี่ยนแปลงของความถี่ของ Pulse เป็นต้น



รูปที่ 21 แสดงการทำ PRE MODULATION ด้วย PFM

การเลือกระบบการส่งสัญญาณทั้ง 2 ชนิดนี้ขึ้นอยู่กับความประหยัดและค่า BIT ERROR RATE การส่งสัญญาณแบบอนาลอกนั้นส่วนใหญ่จะใช้กับการส่งสัญญาณภาพไปในข่ายสาย (Network) ของผู้ใช้บริการ CATV แต่ในอนาคตระบบการส่งแบบดิจิทัลซึ่งมีคุณสมบัติดีกว่าหลายอย่างจะเข้ามามีบทบาทสำคัญในทุกด้านของการสื่อสาร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### ทฤษฎี FDM

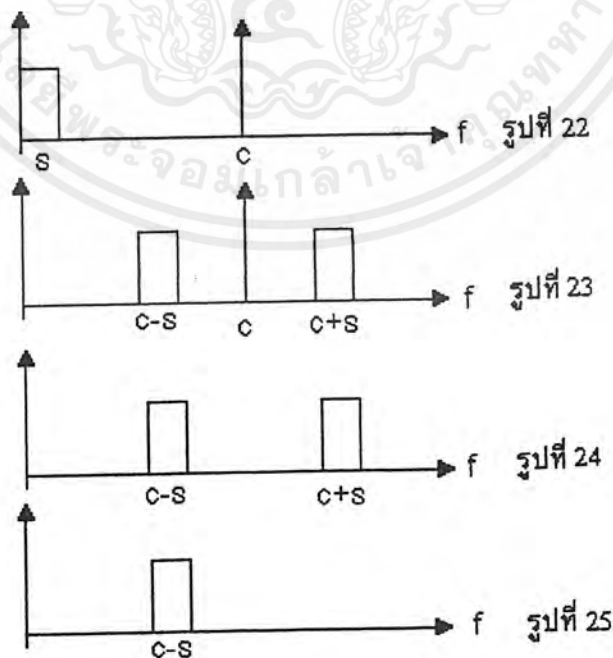
#### 3.1 การมัลติเพล็กซ์ทางความถี่

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่พหุที่ใช้ในปัจจุบัน แบ่งออกเป็น 2 อย่างคือ

1. ระบบมัลติเพล็กซ์ แบ่งความถี่ (Frequency Division Multiplex (FDM) System)
2. ระบบมัลติเพล็กซ์ แบ่งเวลา (Time Division Multiplex (TDM) System)

แต่สำหรับ Project นี้ เป็นเรื่องของระบบมัลติเพล็กซ์ แบบแบ่งความถี่ (FDM) ผ่านใยแก้วนำแสง จากหลักการเบื้องต้นของระบบคลื่นพาหะ (Principle of Carrier System) เราสามารถติดต่อกันได้ในระยะทางไกล ๆ ได้ด้วยโทรศัพท์ ถ้าเรา Modulate ช่วงความถี่ของ Voice Frequency : 300 - 3,400 Hz. กับคลื่นความถี่สูง Carrier Frequency) และส่งคลื่นความถี่หลังจาก Modulate แล้วนี้ผ่านสายสัญญาณ (Transmission Line) แล้ว และ Demodulate Carrier Frequency นี้ ลงมาสู่ Voice Frequency

จากรูปที่ 22 สมมติให้ S เป็น Signal Current โดยทั่วไปเรียกว่า Signal Frequency และคลื่นความถี่สูงคือ C (Carrier Frequency) ถ้าเราทำการ Modulate Signal Frequency เข้ากับ Carrier Frequency แล้วจะได้ Wave Form



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามรูปที่ 23 และจะได้คลื่นประกอบขึ้นใหม่เป็น (C+S) และ (C-S) ในรูปเป็น Side Band Frequency สูงและต่ำเราอาจกำจัด Carrier Frequency ( C ) ได้ โดยวิธีของ Modulate แบบ Balanced Mod. ซึ่งจะให้ Wave Form ตามรูปที่ 24

Wave Form รูปที่ 25 เรียกว่า Single Side Band (SSB) Transmission ทำได้โดยใช้ Filter เป็นตัวเลือก (C-S) ออกมาจากรูปที่ 24 และส่งออกสายส่ง ระบบ SSB นี้ ถูกนำมาใช้กับ Carrier Telephone System ถ้าพิจารณาจะเห็นว่าในระบบ SSB มีช่วงความถี่แคบกว่า BSB (Both Side Band) จึงได้เอาข้อดีนำมาสร้างเป็นระบบ Multi Carrier Transmission ซึ่งหมายถึง เราสามารถติดต่อกันได้หลายคนในเวลาเดียวกัน โดยใช้สายส่งเพียงคู่เดียว หรือ 2 คู่เท่านั้น ส่วนทางเครื่องรับถ้าเราให้ C มีความถี่เท่ากับเครื่องส่ง เราก็จะได้ S เท่ากันกับการ Modulation วิธีการนี้จึงถูกเรียกว่า Demodulation ซึ่งตามทฤษฎีแล้ว การ Modulation ก็เหมือนกับการ Demodulation งานที่สำคัญของระบบโทรคมนาคมนั้นคือ ทำอย่างไรที่จะบรรจุแต่ละ Channel ลงในสายส่งโดยปราศจากการรบกวน การที่เราหมุนหาคลื่นนั้น ๆ ได้ ซึ่งต้องใช้ Filter แต่ละชนิดที่ตีพอ ซึ่งถ้า Filter ไม่เหมาะสมแล้วจะทำให้คลื่นอื่นที่ไม่ต้องการรบกวนได้ การคำนวณสร้าง Filter เริ่มมาจากการ Cut - off Frequency Characteristic ของ non-loaded Cable ซึ่งก็เป็นสิ่งสำคัญอันหนึ่งเกี่ยวกับการติดต่อสื่อสารทางโทรศัพท์ที่ใช้สายส่งเป็น Cable เมื่อเราสร้างอุปกรณ์โทรศัพท์ทางไกลโดยใช้สายส่ง เราสามารถทำให้ช่วงของความถี่แต่ละ Channel แคบเข้าไป ถ้ามี Filter ที่ออกแบบให้มี Cut-off Frequency Characteristic Curve ซึ่งชันมาก ๆ สิ่ง Allocation เป็นหลัก

### โครงสร้างของระบบคลื่นพาหะ (Construction of Carrier System)

อุปกรณ์โทรศัพท์ทางไกล จะต้องประกอบด้วย สายส่งและอุปกรณ์เครื่องรับ - ส่ง ซึ่งแบ่งออกได้ดัง

นี้

Modulator Unit

- Channel Modulation Unit (CH-MOD)
- Channel Demodulation Unit (CH-DEM)
- Group Modulation Unit (GM)
- Group Demodulation Unit (G-DEM)
- Carrier Current Supply (CCS)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์ขยายความถี่ ประกอบด้วย

- Voice Amplifier (VA)
- Carrier Amplifier (CA)
- Automatic Gain Control (AGC)
- Line Amplifier (LA)
- Equalizer (EQL)

อุปกรณ์คัดลอกความถี่ทั้งด้านส่งและรับ ประกอบด้วย

- Band Pass filter (BPF) สำหรับ Channel Unit
- Group Modulator Unit
- Group Demodulator Unit
- Band Rejector (REJ)
- Power Separator Filter Unit (SPF)

อุปกรณ์เกี่ยวกับ Switching Connection ได้แก่

- Ringer และ Ringer Oscillator

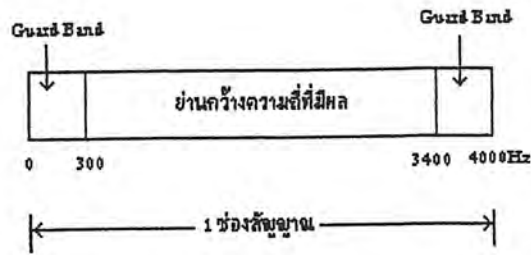
### 3.2 การมัลติเพล็กซ์สัญญาณโทรศัพท์

ย่านความถี่ในการส่งสัญญาณโทรศัพท์

โดยทั่วไปแล้วหูของคนเราสามารถได้ยินเสียงระหว่างความถี่ 20 ถึง 20,000 เฮิรต์ แต่ความถี่คำพูดมีย่านอยู่ในราว 100 ถึง 10,000 เฮิรต์ การที่จะส่งตลอดย่านของเสียงคำพูดเป็นการไม่ประหยัดในระบบการส่ง เพราะระบบการส่งสัญญาณควรมีย่านความถี่แคบที่สุดเท่าที่สามารถทำได้ โดยที่ยังคงรักษาความชัดเจนของเสียงคำพูดนั้นอยู่ จากรูป จะเห็นว่า พลังงานเสียงคำพูดส่วนใหญ่จะอยู่ช่วง 500 ถึง 2000 เฮิรต์ ทั้งเสียงของผู้ชาย และเสียงของผู้หญิง CCITT กำหนดช่วงความถี่ที่มีผลในการส่งเสียงคำพูดให้อยู่ระหว่าง 300-3400 เฮิรต์ โดยคำนึงถึงคุณภาพของเสียง และความประหยัด

ในระบบมัลติเพล็กซ์ ช่องสัญญาณ โทรศัพท์กำหนดให้มีแถบความถี่กว้าง 0-4 กิโลเฮิรต์ เป็นมาตรฐาน โดยมี guard band ในแต่ละด้านเพื่อป้องกันการรบกวนซึ่งกันและกันระหว่างช่องสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 26 แสดงย่านความถี่หนึ่งช่องสัญญาณ โทรศัพท์

### หลักการของการแปลงความถี่

เมื่อคลื่นพาหะถูกโมดูเลททางแอมพลิจูดกับสัญญาณเสียง side bands จะเกิดขึ้นทางด้านบน และด้านล่างของความถี่พาหะ เรียกว่า upper side bad และ lower side band

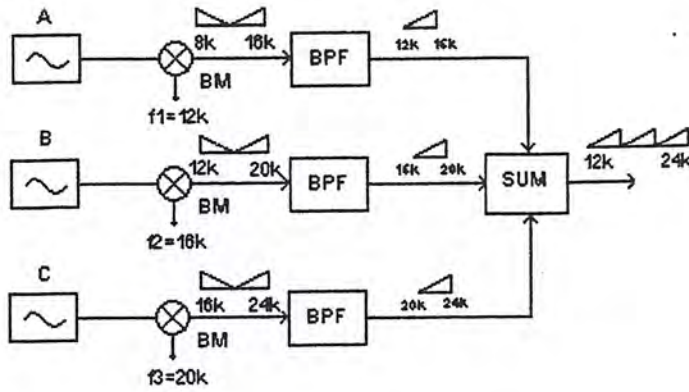


รูปที่ 27 แสดง lower sideband และ upper sideband

โดยการ โมดูเลททางแอมพลิจูดคลื่นกับสัญญาณเสียง เราจะ ได้ upper sideband มีช่วงจาก  $f_0 + f_1$  ถึง  $f_0 + f_2$  และ lower sideband มีช่วงจาก  $f_0 - f_1$  ถึง  $f_0 - f_2$  เพื่อความสะดวกเราจะใช้รูปสามเหลี่ยมมุมฉากแทนย่านความถี่เสียง ความถี่สูงจะอยู่ทางด้าน ซึ่งมียอดของสามเหลี่ยมมุมฉาก

เนื่องจากทั้งทางด้าน upper sideband และ lower sideband ก็เป็นสัญญาณเสียงอันเดียวกันดังนั้นทางระบบการสื่อสารจึงใช้ sideband เดียวเพื่อความประหยัดอย่างความถี่ด้วยการตัดอีก sideband หนึ่งออก โดยใช้ BPF หลักการเช่นนี้เราเรียกว่า การส่งแบบ single sideband (SSB)

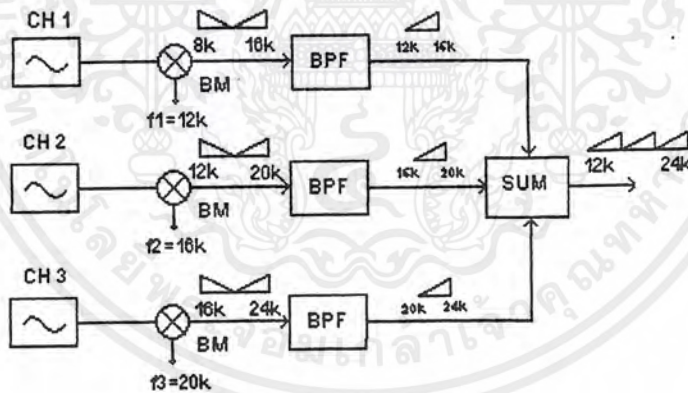
สมมติว่าคลื่นพาหะ  $f_1, f_2$  และ  $f_3$  ถูก โมดูเลทกับสัญญาณเสียง A, B และ C โดยใช้ balance modulator เลือกเอาเพียง sideband เดียวจากแต่ละสัญญาณเสียงที่โมดูเลทแล้วจัดเรียง sidebands เหล่านี้ตามลำดับความถี่ เราจำเป็นที่จะต้องเลือกใช้ความถี่แคเรียร์  $f_1, f_2$  และ  $f_3$  ที่เหมาะสมเพื่อว่า สัญญาณเสียง A, B และ C ที่ได้จากการ โมดูเลท จะได้ไม่ซ้อนทับซึ่งกันและกัน FDM เป็นวิธีการของการจัดเรียงสัญญาณเสียงให้เรียงลำดับกันอยู่บนย่านความถี่ช่วงหนึ่ง โดยใช้หลักการของการแปลงความถี่



รูปที่ 28 หลักการของ FDM จากการแปลความถี่

**การมัลติเพลกซ์ตามลำดับขั้นในระบบ FDM**

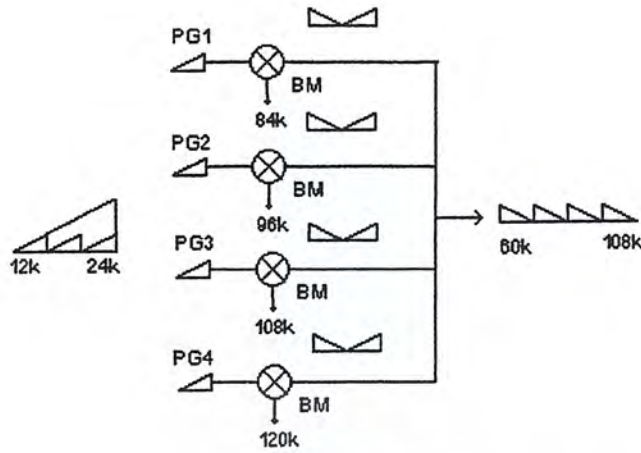
การมัลติเพลกซ์จะทำการเป็นขั้นตอนดังนี้ ขั้นแรกสัญญาณโทรศัพท์ ซึ่งแตกต่างกัน 3 สัญญาณจะ โมดูเลททางแอมพลิฟิไคกับสัญญาณแคเรียร์ 12, 19 และ 20 กิโลเฮิรท์ แล้วเอาเฉพาะทาง upper sideband โดยผ่าน filter จะได้สัญญาณโทรศัพท์ 3 ช่องสัญญาณเรียงกันอยู่ในช่วงความถี่ 12 ถึง 24 กิโลเฮิรท์ กลุ่มของ 3 ช่องสัญญาณนี้เรียกว่า pre - group



รูปที่ 29 การมัลติเพลกซ์เป็น pre - group

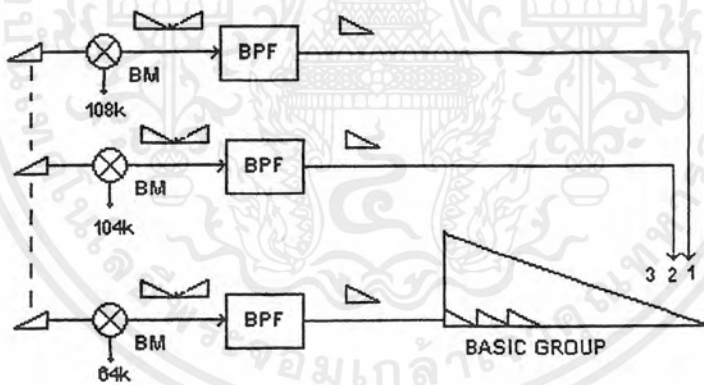
ขั้นที่สอง เอา pre group 4 pre group โมดูเลททางแอมพลิฟิไคกับแคเรียร์ 84, 96, 108 และ 120 กิโลเฮิรท์ แล้ว filter เอาเฉพาะทางด้าน lower sideband จะได้ basic group ซึ่ง 12 ช่องสัญญาณ โดยมีความถี่ตั้งแต่ 60 ถึง 108 กิโลเฮิรท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 30 การมัลติเพล็กซ์เป็น basic group

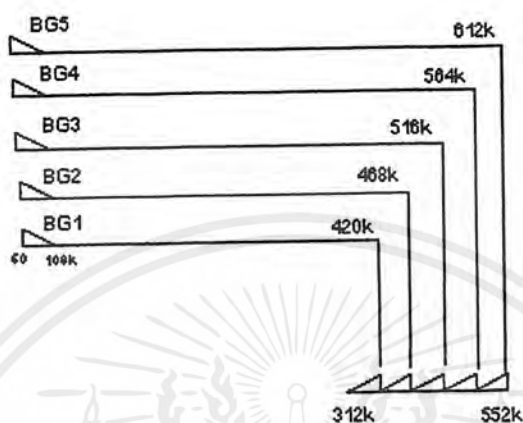
CCITT ไม่ได้กำหนดเกี่ยวกับขั้นตอนที่จะให้ได้มาซึ่ง basic group บางประเทศอาจมีคูเลข 2 ขั้นตอน ดังที่กล่าวข้างต้น แต่บางประเทศอาจมีคูเลขขั้นตอนเดียว โดยใช้ 12 แคลเรียร์ได้เป็น basic group 12 ช่องสัญญาณเลย ดังในรูป



รูปที่ 31 การมัลติเพล็กซ์เป็น basic group ขั้นตอนเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชั้นที่สามเอา 5 basic groups ซึ่งเป็นสัญญาณต่างกัน โมดูเลทกับแคเรียร์ 420, 468, 516, 564 และ 612 กิโลเฮิร์ต แล้ว filter เอาทางด้าน lower side band จะได้ (basic) supergroup ซึ่งมีความถี่ตั้งแต่ 312 ถึง 552 กิโลเฮิร์ต และมี 60 ช่องสัญญาณ



รูปที่ 32 การมัลติเพล็กซ์เป็น basic supergroup

### 3.3 บาลานซ์มอดูเลเตอร์

เนื่องจากในระบบ AM ไม่มีขั้วสารปนอยู่ในคลื่นพาหะ เราจึงสามารถกำจัดหรือเอาคลื่นพาหะออกก่อนที่จะทำการส่งออกอากาศ วงจรที่ทำหน้าที่นี้เรียกว่า วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balanced modulator หรือเขียนย่อ ๆ ว่า BM) วงจร BM จะผสมสัญญาณเสียงกับสัญญาณพาหะและผลลัพธ์ที่ได้จากการผสม เฉพาะไซด์แบนด์เท่านั้นที่ผ่านไปยังเอาต์พุตได้ สัญญาณที่ได้จากวงจร BM เรียกว่าสัญญาณ AMDSBSC (ย่อมาจาก amplitude modulate, double sideband, suppressed carrier)

#### วงจรของ BM

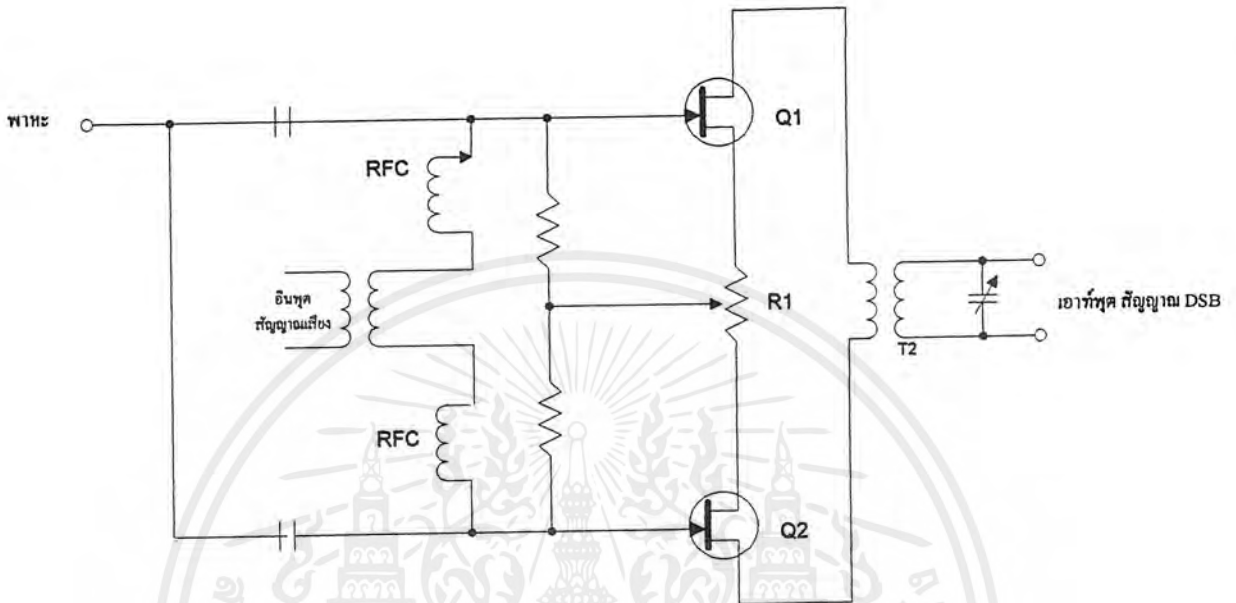
วงจร BM มีอยู่หลายแบบ แต่ละแบบมีข้อดีและข้อเสียประจำตัวของมัน ต่อไปเราจะพิจารณาวงจรแบบต่าง ๆ

##### 1. BM ชนิดใช้ FET คู่

รูปที่ 33 แสดงวงจร BM อย่างง่าย อินพุต RF ป้อนเข้าที่เกตของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  พร้อม ๆ กัน (เฟสตรงกัน) ทำให้กระแสเดรน (Drain) ไหลผ่านขดไพรมารีของหม้อแปลง  $T_2$  ทำให้เอาต์พุต เนื่องจากสัญญาณ RF หักล้างกัน คลื่นพาหะ RF จึงเป็นศูนย์ โทเทนซิโอมิเตอร์  $R_1$  เป็นตัวปรับสมดุล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Balance) เพื่อชดเชยผลแตกต่างระหว่าง FET ทั้งสอง วิธีปรับ  $R_1$  ให้วัดเอาต์พุต RF (ขณะไม่ป้อนสัญญาณเสียง) แล้วค่อย ๆ ปรับ  $R_1$  จนกระทั่งเอาต์พุตลดต่ำสุดหรือเป็นศูนย์



รูปที่ 33 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ใช้ FET คู่

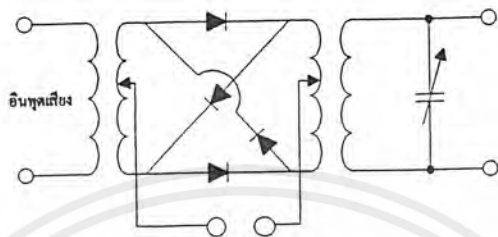
เมื่อป้อนสัญญาณเสียงผ่านหม้อแปลง  $T_1$  เข้าสู่เกตของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  สัญญาณที่เกิด  $Q_1$  จะมีเฟสตรงข้ามกับสัญญาณที่เกิด  $Q_2$  ฉะนั้นสัญญาณเสียงจะมองเห็นวงจร BM ทำงานแบบพหุคูณ การผสมกันระหว่างสัญญาณเสียงและสัญญาณพาหะ RF บังเกิดขึ้นที่ FET แต่ละตัว ไซด์แบนด์ผลิตภัณฑ์ซึ่งปรากฏคร่อมไพรมารีของหม้อแปลง  $T_2$  จะเสริมกันในสัญญาณพหุคูณแล้วส่งออกไปยังเอาต์พุต สำหรับสัญญาณพาหะจะหักล้างกันที่ขดไพรมารี ทำให้ไม่มีเอาต์พุต สำหรับสัญญาณเสียงนั้นถูกกรองทิ้งไปเพราะวงจรเทงค์ (หม้อแปลง RF กับ C ปรับค่าได้) ฐานไว้ที่ความถี่พาหะ เอาต์พุตที่ปรากฏจึงเป็นสัญญาณ AMDSBSC

อย่างไรก็ตาม สัญญาณพาหะอาจเล็ดลอดไปสู่เอาต์พุตได้ เมื่อ FET ทั้งคู่มีลักษณะ (Characteristic) แตกต่างกัน (เรียกอีกอย่างหนึ่งว่าไม่แมตช์กัน) เราสามารถปรับสมดุลได้ที่  $R_1$  นอกจากนี้เราอาจจะปรับจุดกลาง (Center tap) ของหม้อแปลง  $T_2$  ด้วยก็ได้ ในทางปฏิบัติวงจร BM ชนิดนี้กำจัดพาหะออกไปได้ถึง 60 เดซิเบล ต่ำกว่าสัญญาณไซด์แบนด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

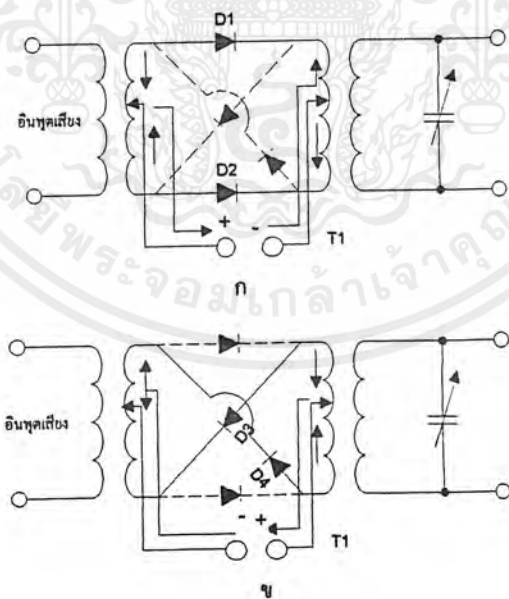
2. BM ชนิดใช้ไดโอดต่อเนื่องเป็นวง

วงจร BM ชนิดใช้ไดโอดต่อเนื่องเป็นวง (Ring) นี้บางที่เรียกว่า ริงมอดูเลเตอร์ (Ring modulator) รูปที่ 34 ไดโอดทั้ง 4 ตัว จะต้องเลือกให้แมตซ์กันเพื่อให้กำจัดพาหะได้หมดสิ้น



รูปที่ 34 ริงมอดูเลเตอร์

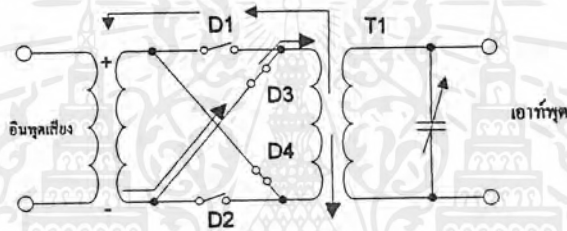
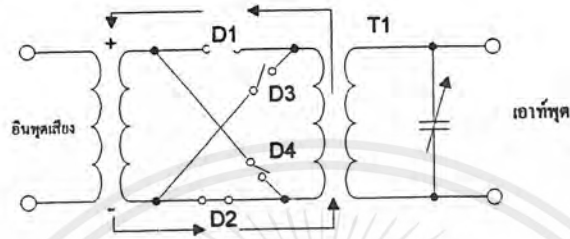
รูปที่ 35 (ก) แสดงการทำงานของวงจร เมื่อมีสัญญาณ (กระแส) RF ตามทิศทางที่แสดงไว้  $D_1$  กับ  $D_2$  ก็จะนำกระแสไหลสวนทางกันในหม้อแปลง  $T_1$  ทำให้ไม่มีเอาต์พุต เมื่อกระแส RF ขึ้น  $D_3$  กับ  $D_4$  นำกระแสกระแส RF ก็ยังไหลสวนทางกันในหม้อแปลง  $T_1$  อีก ดังรูปที่ 35 (ข) เอาต์พุตก็เป็นศูนย์



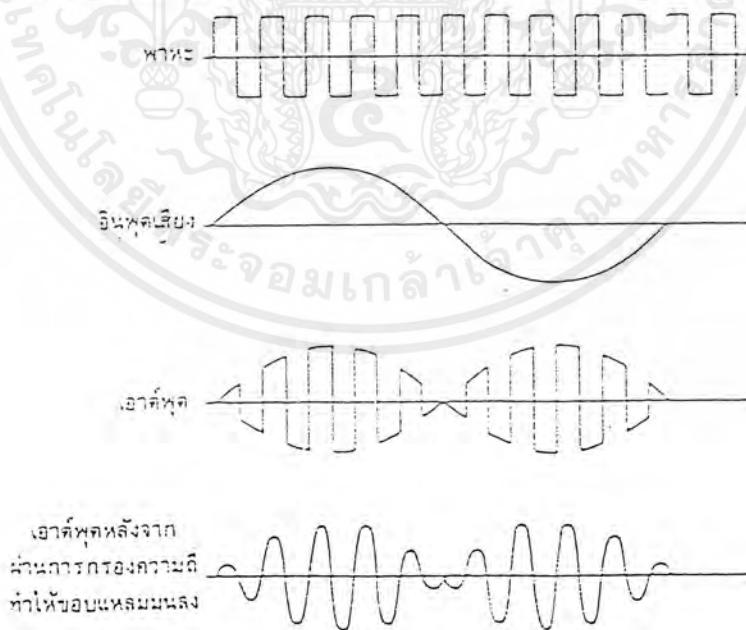
รูปที่ 35 หลักการทำงานของริงมอดูเลเตอร์ (ในสภาวะที่ป้อน RF อย่างเดียว)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อป้อนสัญญาณเสียง (รูปที่ 36 (ก)) ไดโอด  $D_1$  กับ  $D_2$  จะนำกระแสตามสัญญาณ RF (ในที่นี้เราได้ละเว้นสัญญาณ RF ออกไปเพื่อให้เข้าใจได้ง่ายขึ้น และไดโอดเจียนแทนด้วยสวิตช์ธรรมดา) สัญญาณเสียงจะไหลผ่านหม้อแปลง  $T_1$  ตามทิศทางที่แสดงไว้ เมื่อสัญญาณ RF กลับขั้ว  $D_3$  กับ  $D_4$  นำกระแส (รูปที่ 36(ข)) สัญญาณตกคร่อม  $T_1$  ก็กลับขั้วด้วย ฉะนั้นสัญญาณที่ปรากฏที่หม้อแปลง  $T_1$  จะกลับขั้วไปมาอยู่ตลอดเวลาตามจังหวะของสัญญาณ RF



รูปที่ 36 การทำงานของริงมอดูเลเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณออดิโอเข้าไปมอดูเลต



รูปที่ 37 รูปคลื่นต่างๆ ในวงจรทรานซิสเตอร์

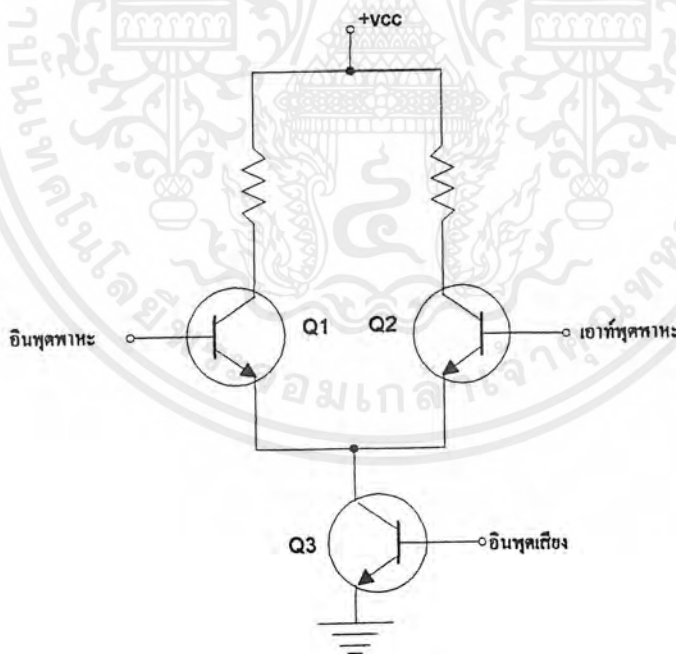
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปคลื่นของสัญญาณ ณ จุดต่าง ๆ แสดงในรูปที่ 37 ในที่นี้เราเขียนสัญญาณ RF เป็นรูปสี่เหลี่ยม เพื่อแสดงการสวิทช์ของไดโอด สังเกตว่าทุกครั้งที่สัญญาณ RF เป็นลบ เอคต์พุตจะสลับขั้วด้วย นอกจากนี้รูปคลื่นของสัญญาณเอคต์พุตจะมีลักษณะค้ำบนและล่าง (บวกและลบ) เหมือนภาพสะท้อนกระจก ซึ่งแตกต่างจากกรอบคลื่นของสัญญาณ AM ธรรมดา สัญญาณ AMDSBC นี้ประกอบด้วย ไซค์แบนด์ 2 ข้าง เท่านั้น เพราะพาหะถูกกำจัดออกไปแล้ว

วงจรมอดูเลเตอร์นี้ได้รับความนิยมมาก เนื่องจากมีช่วงความถี่ใช้งานกว้าง และกำจัดพาหะออกได้ดียิ่ง

### 3. BM ชนิดใช้ไอซี

วงจรอีกแบบหนึ่งที่เหมาะสมที่จะนำมาใช้เป็น BM ก็คือ วงจรดิฟเฟอเรนเชียล (รูปที่ 38)  $Q_3$  เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้แก่  $Q_1$  กับ  $Q_2$  ถ้าสัญญาณ RF ป้อนให้แก่  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีเฟสตรงกัน กระแสไหลในทรานซิสเตอร์ทั้งคู่ก็จะเท่ากัน และไม่มีแรงดันผลต่างเกิดขึ้นที่เอคต์พุต สถานะนี้เป็นการกำจัดโหมดร่วม (Common mode rejection) ของวงจร พาหะจึงหักล้างกันเองหมดไป

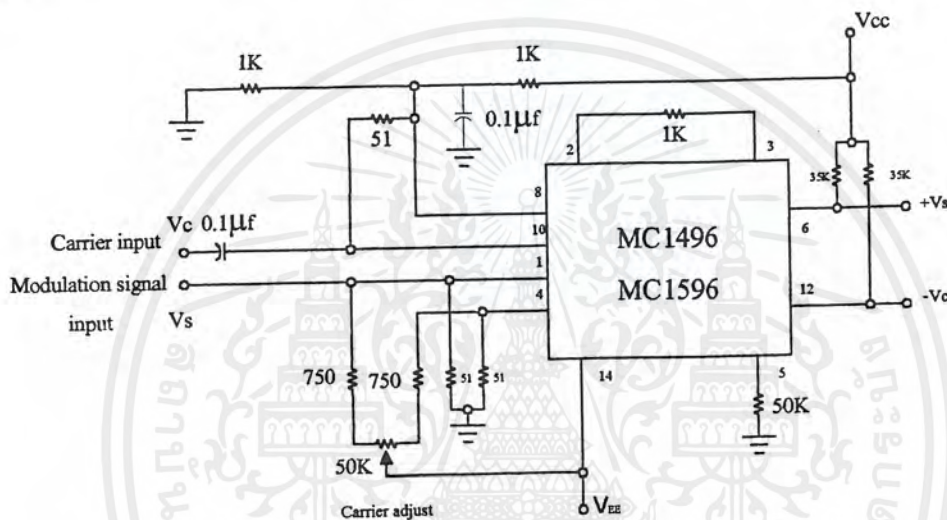


รูปที่ 38 บาลานซ์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียล

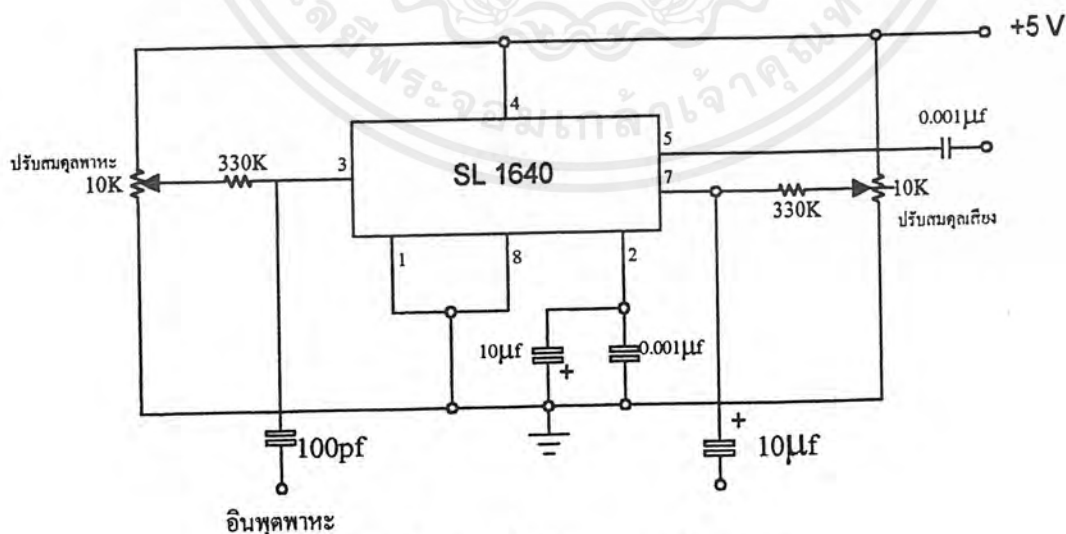
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อป้อนสัญญาณเสียงที่เบสของ  $Q_3$  สมดุลของวงจรจะเสียไป ทำให้สัญญาณเสียงและ RF เกิดการผสมกันขึ้นที่  $Q_1$  กับ  $Q_2$  การผสมแบบนอนลิเนียร์นี้ทำให้เกิดไซด์แบนด์ขึ้นที่เอาต์พุต อย่างไรก็ตามพหุก็ยังเป็นศูนย์เช่นเดิม เนื่องจากสัญญาณโหมคร่วมถูกกำจัดออกไป

วงจรดีเฟนเรนเชียลที่ดีต้องใช้ทรานซิสเตอร์ที่แมตซ์กันอย่างสนิท จึงนิยมทำเป็นไอซี ในรูปที่ 39 (ก) คือ ไอซีเบอร์ 1496 ซึ่งผลิตโดยโมโตโรล่า (Motorola) เนชั่นแนล (National) และซิกเนติกส์ (Signetecs) วงจรนี้ก็ใช้หลักการวงจรดีเฟนเรนเชียล ที่กล่าวมาแล้ว การกำจัดพหุสูงถึง 65 เดซิเบล (ที่ความถี่ 500 กิโลเฮิร์ตซ์)



(ก) เบอร์ 1496



รูปที่ 39 IC ที่ใช้เป็นบาลานซ์มอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ข้อเสียของการมอดูเลตแบบ AM ไร้พาหะ

ข้อเสียของการมอดูเลตแบบ AM ธรรมดาก็คือ กำลังส่วนใหญ่อยู่ในคลื่นพาหะทั้ง ๆ ที่พาหะไม่มีข่าวสารปนอยู่เลย ส่งออกอากาศไปก็ไร้ประโยชน์ต้องใช้วงจรบาลานซ์มอดูเลตกำจัดพาหะเสียก่อน สัญญาณที่ส่งออกอากาศไปก็จะมีแค่ไซด์แบนด์ทั้ง 2 ข้างเท่านั้น อย่างไรก็ตามสัญญาณ AMSC ก็ยังมีข้อเสียคือ แบนด์วิดท์ที่ยังกว้างเกินความจำเป็นและยังมีปัญหาการแผ่กระจายคลื่น เป็นที่น่าสังเกตว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณ AMSC (หรือ DSB) ก็ยังเป็น 2 เท่าของความถี่ที่มอดูเลต

การรับสัญญาณ AM ที่สมบูรณ์ ทั้งพาหะและไซด์แบนด์จะต้องรับได้เหมือนกับสัญญาณที่ส่งมาในกรณีของระบบ AMSC มีไซด์แบนด์ส่งมาโดยปราศจากพาหะ ฉะนั้นในคอนติมมอดูเลตเราจะต้องสร้างพาหะขึ้นใหม่เพื่อเดิม (Reinsert) แก้ววงจร พาหะที่เติมใหม่นี้จะต้องมีความถี่และเฟสตรงกับพาหะที่เครื่องส่งใช้มอดูเลต ปัญหาข้อนี้มีความสำคัญมากที่สุดในการออกแบบวงจรในระบบ AMDSBSC ระบบ AMDSBSC นี้มีใช้ในการส่งโทรทัศน์สีและการส่งระบบ FM สเตอริโอ

ข้อเสียอีกประการหนึ่งของระบบ AMSC ก็คือ การมอดูเลตมักทำที่ระดับสัญญาณต่ำ (Low level modulation) ฉะนั้นก่อนส่งออกอากาศจะต้องขยายให้มีกำลังแรงขึ้น การขยายนี้เราต้องรักษาทั้งสัญญาณ RF และกรอบคลื่นของสัญญาณให้คงเดิม นั่นคือต้องใช้วงจรขยาย (ลิเนียร์) ทำงานในคลาส B หรือ AB ซึ่งมีประสิทธิภาพต่ำ (เทียบกับคลาส C)

ในระบบ AM ธรรมดา เรามักมอดูเลตที่ระดับสัญญาณสูง (High level modulation) คือ คิมมอดูเลตที่ภาคขยายกำลังภาคสุดท้าย ฉะนั้นวงจรขยายที่ใช้จึงสามารถทำงานในคลาส C ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงกว่าได้ อย่างไรก็ตามสัญญาณเสียงก็ยังคงถูกขยายด้วยวงจรขยายพหุผลคลาส AB ซึ่งมีประสิทธิภาพต่ำ

สรุปแล้วระบบการส่ง AM ธรรมดาหรือ AMSC ก็มีข้อดีข้อเสียอยู่ในตัวของมันเอง แล้วแต่การเลือกใช้งาน อย่างไรก็ตามความซับซ้อนของระบบ AMDSBSC นั้น ทำให้การใช้งานกำจัดอยู่เฉพาะงานสื่อสารบางอย่าง

### 3.4 ระบบซิงเกิลไซด์แบนด์

ข้อเสียของระบบ AM ได้แก่ความสูญเสียกำลังพาหะสิ้นเปลืองแบนด์วิดท์ (กว้างเกินไป 2 เท่า) และมีปัญหาการแผ่กระจายของคลื่น ปัญหาเหล่านี้ไม่เกิดขึ้นในระบบซิงเกิลไซด์แบนด์ (Single sideband หรือ SSB) เพราะเราส่งเฉพาะไซด์แบนด์ข้างใดข้างหนึ่งเพียงข้างออกอากาศไปเท่านั้น คลื่นไซด์แบนด์ที่ส่งไปนี้มีข่าวสาร (สัญญาณมอดูเลต) ปนอยู่ครบถ้วน

เครื่องส่งในระบบ SSB นี้ มีความซับซ้อนและแพงกว่าเครื่องส่ง AM ธรรมดา วงจรที่ใช้ผลิตสัญญาณ SSB ก็คือ ใช้วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ร่วมกับวิธีการหักล้างหรือกรองไซด์แบนด์ทิ้งไป สำหรับ

วงจรที่เครื่องรับก็มีความซับซ้อนเช่นกัน เนื่องจากพาหะที่กำเนิดใหม่เพื่อเคมลงไปจะต้องตรงความถี่และเฟสกับพาหะที่เครื่องส่ง แต่นั่นง่ายกว่าการที่จะรักษาเฟสและความถี่ในระบบ DSB ดังนั้นระบบ SSB จึงมีความซับซ้อนน้อยกว่า DSB แต่ก็ยังซับซ้อนและแพงกว่าระบบ AM ธรรมดา อย่างไรก็ตาม ข้อดีของระบบ SSB เหนือกว่า AM ในหลาย ๆ ด้าน ซึ่งก็สัมพันธ์กับความซับซ้อน

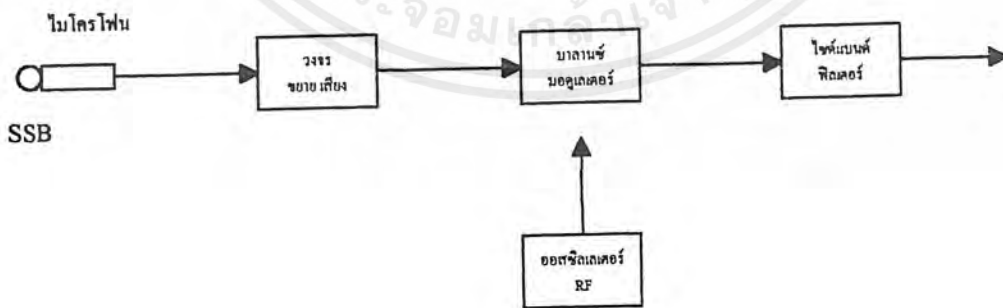
ข้อดีของระบบ SSB ก็คือ กำลังส่งทั้งหมดเป็นข่าวสารล้วน ๆ แตกต่างกับระบบ AM ธรรมดา ซึ่งกำลัง 2 ใน 3 สูญเสียเป็นพาหะ (ที่ไม่มีข่าวสารปนอยู่) ยกตัวอย่างเช่น ใช้เครื่องส่ง SSB มีกำลัง 50 วัตต์ ระดับสัญญาณเสียงรับได้ที่เครื่องรับจะมีค่าเทียบเท่ากับใช้เครื่องส่ง AM ที่มีกำลังส่ง 150 วัตต์

นอกจากนี้ แบนด์วิดท์ของระบบ SSB กว้างเพียงครึ่งเดียวของระบบ AM เพราะส่งไซด์แบนด์ออกอากาศไปเพียงข้างเดียว ฉะนั้นย่านความถี่ที่ใช้ส่ง AM 1 ช่อง สามารถส่ง SSB ได้ 2 ช่อง

สำหรับการแผ่กระจายคลื่น จากการทดลองเราพบว่าส่งคลื่น SSB ได้ดีกว่าคลื่น AM มาก (อาจดีกว่าถึง 8 เท่า ในสภาวะแผ่กระจายคลื่นที่เร็วมาก ๆ) ทั้งนี้เนื่องจากข้อดีเกี่ยวกับแบนด์วิดท์ของ SSB แคบและใช้กำลังส่งประหยัดกว่า

### วิธีการกำเนิดสัญญาณ SSB โดยใช้ฟิลเตอร์

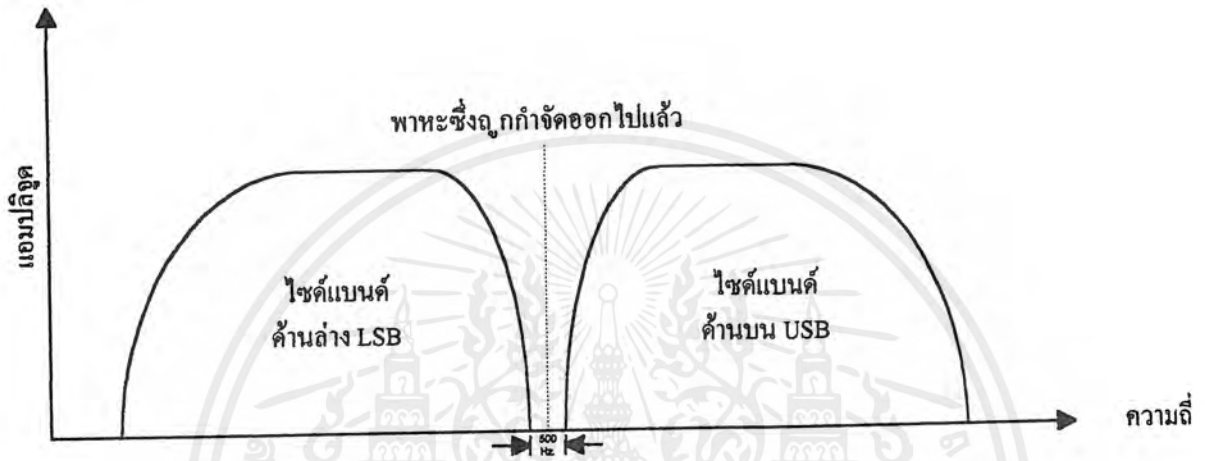
เทคนิคการกำเนิดสัญญาณ SSB ที่นิยมแพร่หลายที่สุดก็คือใช้ฟิลเตอร์ จากแผนผังที่แสดงในรูปที่ 40 จะเห็นว่าสัญญาณเสียงจากไมโครโฟนผ่านการขยายเข้าตัววงจร BM เอาท์พุทที่ได้จะเป็นสัญญาณ DSBSC ซึ่งป้อนต่อไปให้ ไซด์แบนด์ฟิลเตอร์ (Sideband filter) ฟิลเตอร์นี้ออกแบบให้ผ่านได้เฉพาะไซด์แบนด์ที่ต้องการ และกันไซด์แบนด์ที่ไม่ต้องการ เอาต์พุทจึงเป็นไซด์แบนด์ด้านบน (USB) หรือไซด์แบนด์ด้านล่าง (LSB) ขึ้นอยู่กับย่านความถี่ผ่านที่กำหนด (Passband) ของฟิลเตอร์



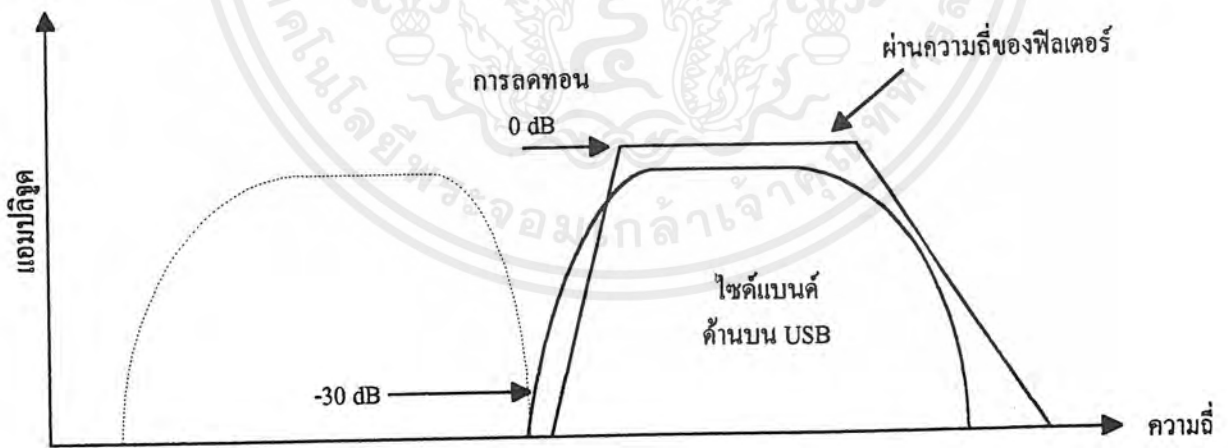
รูปที่ 40 การกำเนิดสัญญาณ SSB โดยใช้ฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไซด์แบนด์ฟิลเตอร์ ในเครื่องส่ง SSB สัญญาณเสียงจะถูกจำกัดย่านความถี่ไว้ตั้งแต่ 250 Hz. ขึ้นไป แต่ไม่เกิน 300 Hz. ทั้งนี้เพราะว่าย่านความถี่เพียงเท่านี้ที่ฟังได้ศัพท์ (หรือฟังเข้าใจ) แล้ว ซึ่งทำให้แบนด์วิดท์ของเครื่องลดลงไปอีก การจำกัดความถี่ด้านต่ำของสัญญาณไว้ที่ 250 Hz. ทำให้ไซด์แบนด์ด้านต่ำและด้านสูง มีความถี่ห่างกันอยู่ 500 Hz. รูปที่ 41 (ก)



รูปที่ 41 (ก) ย่านความถี่ผ่านของไซด์แบนด์ฟิลเตอร์



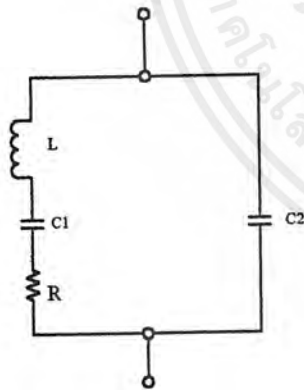
รูปที่ 41 (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

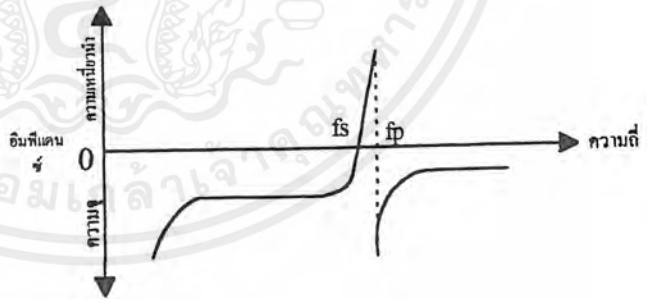
หน้าที่ของไซด์แบนด์ฟิลเตอร์ก็คือ ถดทอนสัญญาณไซด์แบนด์ด้านหนึ่ง และยอมให้สัญญาณไซด์แบนด์อีกด้านหนึ่งผ่านไปได้ ฉะนั้นฟิลเตอร์จะต้องมีคุณสมบัติลดทอนจาก 0 dB. ลงมาเป็น 50 dB. ในช่วงความถี่ 500 Hz. ซึ่งนับว่าเป็นเส้นโค้งที่ชัน (Sharp) มากลักษณะเส้นโค้งของฟิลเตอร์ในรูปที่ 41 (ข) จะยอมให้สัญญาณ USB ผ่านได้ แต่กั้นสัญญาณ LSB ไว้

คริสตอลฟิลเตอร์ โดยทั่วไปไซด์แบนด์ฟิลเตอร์ทำมาจากผลึกควอตซ์ (Quartz) รูปที่ 42 (ก) แสดงในวงจรสมมูลของผลึกควอตซ์ L เปรียบเสมือนมวลของผลึก  $C_1$  เสมือนความยืดหยุ่นทางพีโซอิเล็กทริก (Piezoelectric resilience) R เสมือนพลังงานสูญเสียเนื่องจากความฝืด (Frictional loss) และ  $C_2$  เสมือนความจุระหว่างขาคต่อ (Electrode) ของตัวผลึก โดยปกติ R มักมีค่าน้อย (ความฝืดน้อย) ฉะนั้นค่า Q ของวงจรผลึกจึงสูงมาก ค่า Q มีค่าอยู่ในช่วง 10,000 ขึ้นไปจนถึง 1,000,000 ถึง 2,000,000

ในเส้นโค้งลักษณะของผลึกควอตซ์ ดังรูปที่ 42 (ข) จะเห็นว่าที่ความถี่ต่ำ อิมพีแดนซ์ของวงจรจะมีลักษณะเป็นความจุ เมื่อความถี่สูงขึ้น ๆ อิมพีแดนซ์จะลดลงจนกระทั่งเป็นศูนย์ (เป็นความต้านทาน) ที่ความถี่  $f_0$  ความถี่นี้เป็นความถี่เรโซแนนซ์อนุกรมของผลึก ซึ่งขึ้นอยู่กับความหนาและแนวตัด (Crystal cut) ของผลึก ลองเปรียบเทียบกับวงจรสมมูลจะเห็นว่า เมื่อรีแอคแตนซ์ L กับ  $C_1$  เท่ากัน จะเกิดเรโซแนนซ์อนุกรมที่ความถี่  $f_0$  เมื่อความถี่สูงขึ้นไปอีก เมื่อรีแอคแตนซ์ L กับ  $C_1$  รวมกับ  $C_2$  เท่ากัน จะเกิดเรโซแนนซ์ขนานที่ความถี่  $f_p$  ลักษณะเส้นโค้งของผลึก ควอตซ์นี้สามารถนำมาใช้เป็นไซด์แบนด์ฟิลเตอร์ได้



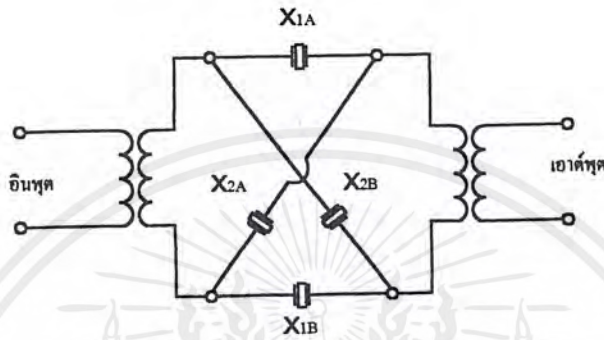
(ก) วงจรสมมูลของผลึกแร่



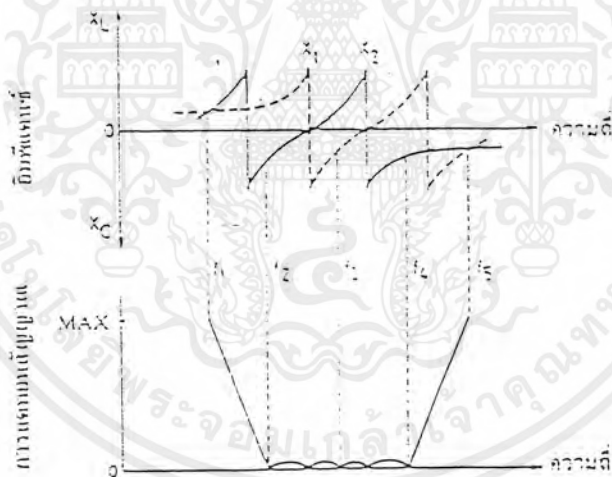
(ข) คุณสมบัติอิมพีแดนซ์เทียบกับความถี่

รูปที่ 42 แสดงวงจรสมมูลของผลึกแร่ และคุณสมบัติอิมพีแดนซ์เทียบกับความถี่

ในรูปที่ 43 เป็นวงจรฟิลเตอร์ที่ต่อผลึกเป็นโครง (Lattice) โดยเลือกใช้ผลึกที่แมตซ์กัน 2 คู่ต่อเป็น ลักษณะบริดจ์ (Bridge) ในที่นี้  $X_{1A}$  กับ  $X_{1B}$  แมตซ์กัน และ  $X_{2A}$  กับ  $X_{2B}$  แมตซ์กัน โดยให้ผลึกทั้งสองคู่แตกต่างกันเล็กน้อย เส้นโค้งลักษณะอิมพีแดนซ์ของวงจรฟิลเตอร์โครงผลึก (Crystal lattice filter) เป็นเส้นชั้นดิ่ง 2 เส้น ดังรูปที่ 44 หมายความว่า มีความถี่เรโซแนนซ์ขนาน 2 ความถี่สำหรับผลึกแต่ละคู่ (เส้นเติมกับเส้นประ)



รูปที่ 43 วงจรฟิลเตอร์โครงผลึก



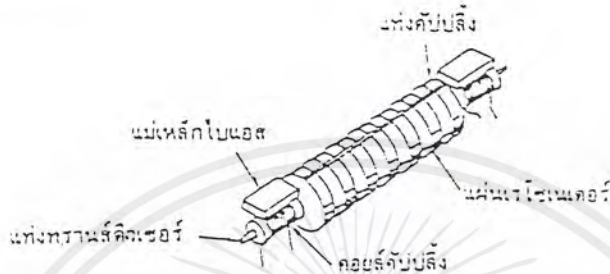
รูป 44 กราฟแสดงอิมพีแดนซ์และเส้นโค้งซีเลกทีวิตีของวงจรฟิลเตอร์โครงผลึก

ฟิลเตอร์ชนิดแมคานิก ฟิลเตอร์อีกชนิดหนึ่งซึ่งมีใช้ในเครื่องส่ง SSB ก็คือ ฟิลเตอร์ชนิดแมคานิก (Mechanical filter) ฟิลเตอร์ชนิดนี้อาศัยหลักการเปลี่ยนพลังงานเป็นพลังงานกล โดยสัญญาณจากขดลวด (Coupling coil) ในรูปที่ 45 จะเหนี่ยวนำทำให้เกิดสนามแม่เหล็กซึ่งอาจจะเสริมหรือหักล้างกับแม่เหล็กกับแม่เหล็กไบแอส (Biasing magnet) สนามแม่เหล็กนี้จะทำให้ขดลวดและแกนของทรานส์ดิวเซอร์ (Transducer rod) เคลื่อนไหวแกนนี้ต่อไปยังจานเรโซเนเตอร์ (Disc resonator) งานนี้มีขนาดพอดีให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรโซแนนซ์ทางกลที่ความถี่ค่าหนึ่ง เมื่อจางสั้น แกนทรานส์ควิเซอร์ที่เอาต์พุตอีกด้านหนึ่งก็สั้นด้วย ถ้าจางไม่เรโซแนนซ์สัญญาณจะถูกลดทอนอย่างมาก

ฟิลเตอร์ชนิดแมคานิกนี้มีเส้นโค้งลักษณะการลดทอนที่ชันมาก แต่มีข้อเสียตรงที่ใช้งานที่ความถี่สูงไม่เกิน 60 ถึง 600 KHz. แต่ฟิลเตอร์ชนิดผลึกสามารถใช้งานที่ความถี่สูงตั้งแต่ 20 KHz. ถึง 50 MHz.

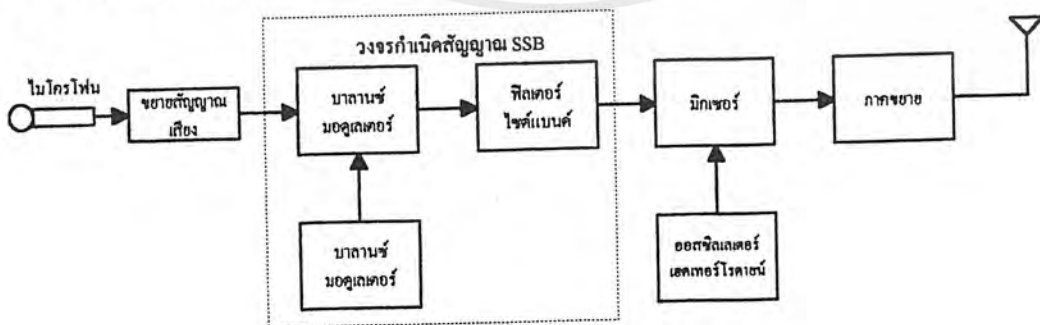


รูปที่ 45 ฟิลเตอร์ชนิดแมคานิก

**การแปลงความถี่ (Frequency conversion)**

ไม่ว่าสัญญาณ SSB ที่กำเนิดขึ้นมาโดยวิธีใดก็ตาม ความถี่ของสัญญาณจะมีค่าตายตัวซึ่งไม่ตรงตามความถี่ที่เราจะใช้งาน ดังนั้นเราจึงจำเป็นต้องแปลงความถี่ (Convert) ของสัญญาณ SSB ให้เป็นความถี่ใช้งานที่ต้องการ รูปที่ 46 แสดงวิธีการแปลงความถี่ เทคนิคการแปลงความถี่นี้บางที่เรียกว่า การผสมคลื่น (Mixing) หรือ เฮตเทอโรไดน์ (Heterodyne)

จะเห็นว่าหลังจากสัญญาณเสียงมอดูเลต (บนพาหะ) เป็นสัญญาณ SSB แล้ว ความถี่กลางจะได้ประมาณ 9 MHz. ซึ่งเมื่อป้อนให้แก่วงจรมิกเซอร์เพื่อผสมกับสัญญาณออสซิลเลเตอร์ 5 MHz. จะเป็นสัญญาณที่มีความถี่ประมาณ 14 หรือ 4 MHz. (เรามักเลือกใช้ความถี่ใดความถี่หนึ่งเท่านั้น) ถ้าออสซิลเลเตอร์ 5 MHz. มีค่าความถี่ปรับค่าได้ ความถี่ใช้งานก็จะสามารถเลือกได้ตามต้องการ



รูปที่ 46 แผนผังของเครื่องส่ง SSB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออสซิลเลเตอร์เสตเทอโรไดรอน์ในที่นี่กำเนิดความถี่ 5 MHz. อาจจะมีความถี่ปรับได้หรือมีสวิตช์เลือกความถี่เพื่อปรับให้ได้ความถี่ที่ต้องการ ในตัวอย่างนี้สัญญาณ 9 MHz. กับ 5 MHz. จะผสมกันในวงจรมิกเซอร์ เกิดผลลัพธ์ขึ้นเป็นสัญญาณความถี่ผลรวม 14 MHz. กับสัญญาณความถี่ผลต่าง 4 MHz. จากนั้นสัญญาณทั้งคู่ที่ต้องการใช้ขยายออกไปสู่สายอากาศ วงจรขยายกำลังจะต้องงูไว้ที่ความถี่เดียวกับความถี่ของแท่งค์ กำลังของสัญญาณ SSB จากวงจรมิกเซอร์มีค่าน้อย เมื่อขยายที่วงจรขยายกำลังก็จะได้กำลังส่งตามที่ต้องการ สรุปแล้วสัญญาณนิยมนำเน็ดที่ระดับสัญญาณต่าง ๆ และมีความถี่ตายตัว จากนั้นจึงแปลงความถี่ให้ได้เป็นความถี่ที่ต้องการ โดยกรรมวิธีเสตเทอโรไดรอน์หรือมิกซ์ (หรือผสมคลื่น)

### การเลือกไซด์แบนด์

การเลือกไซด์แบนด์ว่าจะเอาเฉพาะ USB หรือ LSB นั้น ทำได้ 3 วิธีคือ

วิธีที่ 1 โดยการใช้ฟิลเตอร์ 2 ตัว ดูรูปที่ 47 (ก) จะเห็นว่าวิธีการนี้ทำให้เปลืองฟิลเตอร์เพิ่มอีก 1 ตัว

วิธีที่ 2 ดูรูปที่ 47 (ข) เราใช้วิธีเลื่อนความถี่ของออสซิลเลเตอร์พาหะ ในกรณีของ USB พาหะจะมีความถี่อยู่ที่ขอบล่าง ในกรณี LSB พาหะจะมีความถี่เลื่อนไปที่ขอบบนของย่านความถี่ผ่าน การเลื่อนความถี่ของออสซิลเลเตอร์ทำได้โดยการสวิตช์เลือกแรงบังคับความถี่ (นิยมนิยกรแหรหรือคริสตอล)

ที่ความถี่  $f_1$  (รูปที่ 44) ทั้ง  $X_1$  กับ  $X_2$  จะมีอิมพีแดนซ์เท่ากัน สัญญาณอินพุตจึงผ่าน  $X_{1A}$  และ  $X_{2A}$  (ดูรูปที่ 43) ไปได้ อย่างไรก็ตามเนื่องจากสัญญาณที่ผ่าน ออกจากข้างหนึ่ง และอีกสัญญาณที่ผ่าน  $X_{2A}$  ออกจากอีกข้างหนึ่งของหม้อแปลง จึงมีเฟสตรงข้ามกันหักล้างกัน ในทำนองเดียวกันสัญญาณที่ผ่าน  $X_{1B}$  กับ  $X_{2B}$  ก็หักล้างกันด้วย จุดนี้เป็นจุดที่การลดทอนมากที่สุดของเส้นโค้งลักษณะในรูปที่ 44 สัญญาณความถี่  $f_1$  จะถูกกันไว้ผ่านไม่ได้

ที่ความถี่  $f_2$  ทั้ง  $X_1$  และ  $X_2$  จะมีอิมพีแดนซ์เท่ากันอีก แต่  $X_1$  เป็นความเหนี่ยวนำ  $X_2$  เป็นความจุ ผลก็คือสัญญาณผ่านไปได้โดยมีเฟสตรงกัน เช่น สัญญาณที่ผ่าน  $X_{1A}$  มีคุณสมบัติเป็นตัวเหนี่ยวนำ จึงมีเฟสเลื่อนไป +90 องศา ส่วนสัญญาณที่ผ่าน  $X_{2A}$  มีเฟส +180 องศา (นอกจากอีกข้างหนึ่งของหม้อแปลง) แต่  $X_{2A}$  มีคุณสมบัติเป็นตัวเก็บประจุ เฟสจึงเลื่อนไป -90 องศา ผลก็คือสัญญาณมาถึงเอาต์พุต โดยมีเฟสตรงกัน (เท่ากับ +90 องศา) และ ไม่มีการลดทอนสัญญาณจึงผ่านได้ตลอด

ที่ความถี่ระหว่าง  $f_2$  และ  $f_1$  (รูปที่ 44) เกิดเรโซแนนซ์อนุกรมและ  $X_1$  เกิดเรโซแนนซ์ขนานสัญญาณจะผ่านไปได้ตลอดในเส้นทาง  $X_{2A}$  และ  $X_{2B}$  ที่ความถี่  $f_3$  อิมพีแดนซ์ของ  $X_1$  กับ  $X_2$  เท่ากันอีก แต่เป็นความจุกับความเหนี่ยวนำ สัญญาณผ่านตลอดเช่นกัน สำหรับความถี่ระหว่าง  $f_3$  กับ  $f_4$   $X_1$  เกิดเรโซแนนซ์อนุกรม  $X_2$  เกิดเรโซแนนซ์ขนาน ไม่มีการลดทอน ที่ความถี่  $f_4$  อิมพีแดนซ์เท่ากัน แต่ตรงกันข้ามกันไม่มีการ ลด

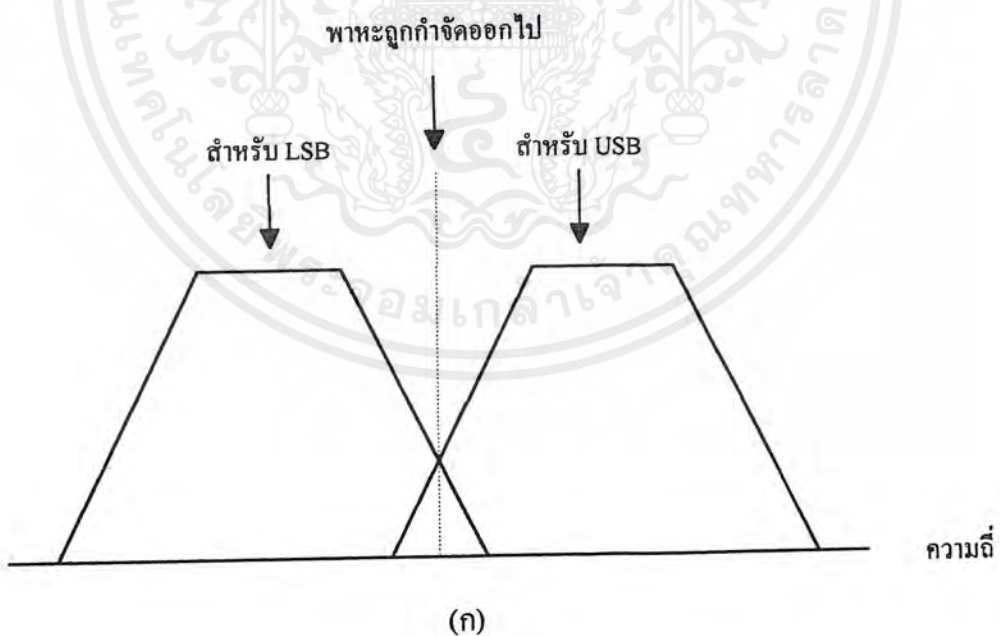
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทอนอีกเมื่อถึงความถี่  $f_c$  อิมพีแดนซ์เท่ากัน และเฟสเหมือนกัน เอาต์พุตหักล้างกัน ทำให้การลดทอนสูงมาก สัญญาณถูกกันไว้ผ่านไม่ได้

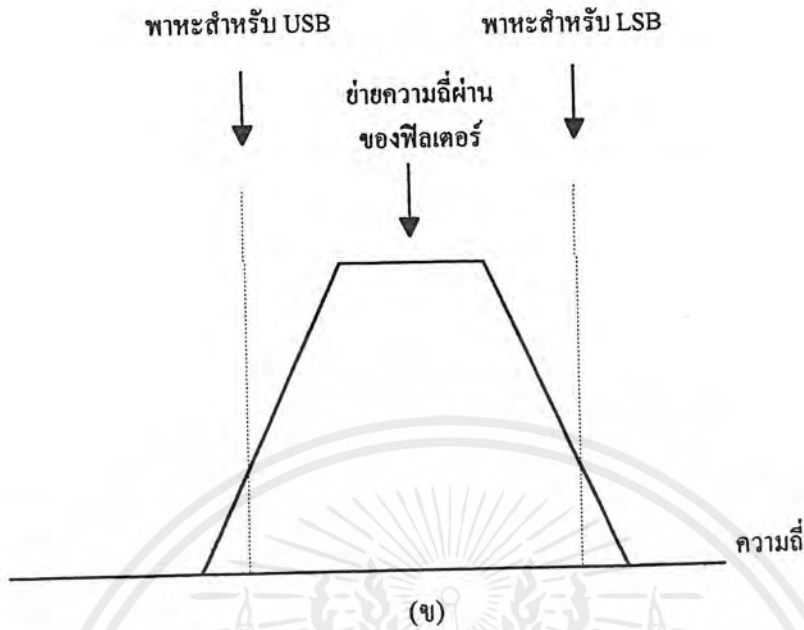
จะเห็นว่าวงจรฟิลเตอร์โครงผลึกนั้น มีเส้นโค้งลักษณะการลดทอนที่ชันมาก ในงานส่วนใหญ่บางครั้งเราต้องการความชันที่ชันกว่านี้อีก เพื่อให้ได้การลดทอน (ต่อไซด์แบนด์) มีค่ามากเพื่อจะได้กั้นไซด์แบนด์ ที่ไม่ต้องการได้อย่างไม่มีทางเล็ดลอดออกมาได้เลย ด้วยเหตุนี้บางวงจรจึงต่อเป็นโครงผลึก (Crystal lattice) คือเอาผลึกหลายๆ ชุด ต่อพ่วงหรือคาสเคด (Cascade) กัน

วิธีที่ 3 ในการเลือกไซด์แบนด์ก็คือ การกลับความถี่ (Frequency inversion) ซึ่งสามารถทำได้โดยใช้กรรมวิธีเฮตเทอโรไดน์ เช่น สมมติว่า USB กำหนดโดยใช้ความถี่ 9 MHz. ความถี่ของไซด์แบนด์เท่ากับ 9.003 MHz. สัญญาณนี้เมื่อผสมกับออสซิลเลเตอร์เฮตเทอโรไดน์ 15 MHz. ได้ผลลัพธ์เป็นความถี่ผลรวม 24 MHz. โดยมีความถี่ไซด์แบนด์เท่ากับ 24.003 MHz. ซึ่งยังคงเป็นสัญญาณ USB เช่นเดิม แต่ถ้าเราเลือกใช้ผลลัพธ์เป็นความถี่ผลต่าง 6 MHz. สัญญาณไซด์แบนด์ที่ได้จะมีความถี่ 5.997 MHz. กลับกลายเป็นสัญญาณ LSB

การกลับความถี่เช่นนี้สามารถนำมาใช้ในการเลือกไซด์แบนด์ร่วมกับทั้งสองวิธีแรก ไม่ว่าจะใช้วิธีใดในการเลือกไซด์แบนด์ก็ตาม เราจะต้องคำนึงถึงการกลับขั้วของ USB เป็น LSB (หรือกลับกัน) ในกรรมวิธีเฮตเทอโรไดน์อยู่เสมอ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

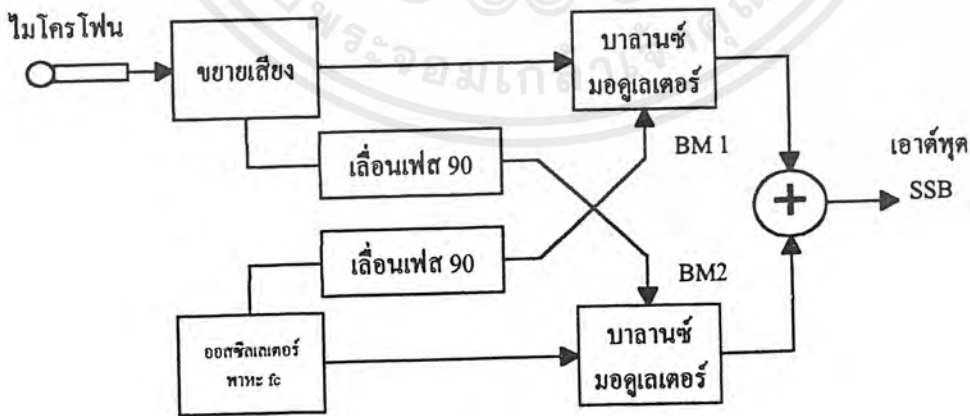


รูปที่ 47 การสวิทช์เลือกไซด์แบนด์ 2 แบบ

วิธีการกำเนิดสัญญาณ SSB โดยการจับเฟส

ข้อเสียของการใช้ไซด์แบนด์ฟิลเตอร์ก็คือ ฟิลเตอร์จำพวกนี้เป็นอุปกรณ์ที่มีราคาแพง แต่ก็มีวิธีการกำเนิดสัญญาณอีกวิธีหนึ่ง ซึ่งไม่ได้ใช้ฟิลเตอร์แต่อาศัยหลักการจับเฟสของสัญญาณมาหักล้างกันดังแสดงในรูปที่

48



รูปที่ 48 การกำเนิดสัญญาณ SSB โดยวิธีการจับเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

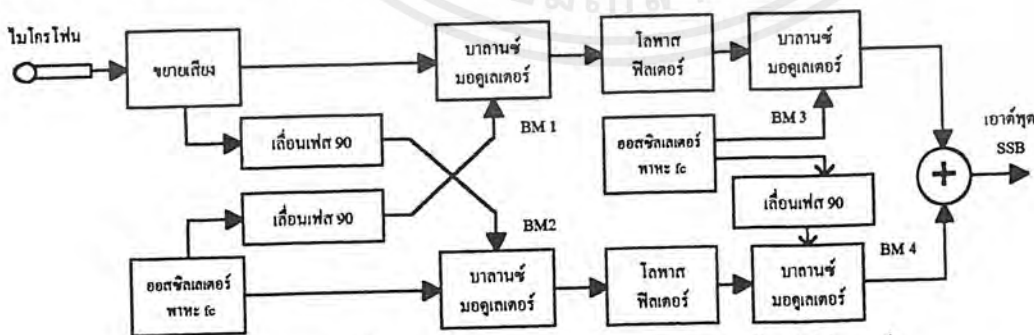
จากแผนผังรูปที่ 48 สัญญาณเสียงจะถูกแยกเป็น 2 ส่วน ส่วนหนึ่งป้อนโดยตรงแก่วงจร  $BM_1$  อีกส่วนหนึ่งผ่านวงจรเลื่อนเฟส 90 องศา แล้วป้อนให้วงจร  $BM_2$  ในทำนองเดียวกันสัญญาณพาหะ RF ก็แบ่งเป็น 2 ชุดเช่นกัน ชุดหนึ่งป้อนโดยตรงแก่  $BM_1$  อีกชุดหนึ่งผ่านวงจรเลื่อนเฟสไป 90 องศา ก่อนแล้วจึงป้อนแก่  $BM_2$

วงจร  $BM$  ทั้งสองจะกำจัดพาหะออก โดยให้เอาต์พุตเป็น DSBSC ออกมา เมื่อเอาต์พุตจาก  $BM$  ทั้งสองป้อนให้วงจรบวกสัญญาณจะได้เป็นสัญญาณ SSB ทั้งนี้เนื่องจากไซด์แบนด์ข้างหนึ่งจะเสริมกันแต่ไซด์แบนด์อีกข้างหนึ่งจะหักล้างกัน

ข้อเสียของวิธีกำเนิด SSB โดยจัดเฟสนี้ก็คือ ใช้อุปกรณ์ที่ซับซ้อนกว่าและการปรับจูน ของวงจรจะต้องเที่ยงตรง (สมจุด) จริง ๆ มิฉะนั้นสัญญาณที่ได้จะมีความเพี้ยนและมีไซด์แบนด์ที่ไม่ต้องการเล็ดลอดออกมาได้

### วิธีกำเนิดสัญญาณ SSB แบบวีเวอร์

วิธีกำเนิดสัญญาณอีกวิธีหนึ่งนิยมเรียกว่า วิธีวีเวอร์ (Weaver) ค้นพบในปี พ.ศ. 2493 โดยนาย ดี.เค.วีเวอร์ ใช้หลักการจัดเฟสเช่นเดียวกัน แต่สัญญาณเสียงจะถูกนำไปมอดูเลตบนพาหะรองเสียก่อน  $BM_1$  และ  $BM_2$  (รูปที่ 49) จะกำเนิดไซด์แบนด์ 2 ข้างของพาหะรอง  $F_0$  โดยไซด์แบนด์ที่กำเนิดจาก  $BM_1$  และ  $BM_2$  มีเฟสที่ต่างกัน 90 องศา ไซด์แบนด์ทั้ง 2 ชุดจะผ่านการกรองเหลือเพียงไซด์แบนด์ด้านเดียว ป้อนให้แก่  $BM_3$  และ  $BM_4$  ซึ่งจะกำเนิดไซด์แบนด์ทั้ง 2 ข้างของพาหะ  $f_c$   $BM_3$  กำเนิดไซด์แบนด์  $(f_c + f_0 - f_m)$  กับ  $(f_c + f_0 + f_m)$  ซึ่งเลื่อนเฟสไป +90 องศา และ -90 องศา ตามลำดับ ไซด์แบนด์ตัวหลังจะมีเฟสต่างกัน 180 องศา เพื่อป้อนสู่วงจรบวกเพื่อหักล้างกัน แต่ไซด์แบนด์ตัวแรกมีเฟสต่างกัน เมื่อเข้าสู่วงจรบวกจะเสริมกัน เอาต์พุตจะกลายเป็นสัญญาณ SSB ที่มีความถี่  $(f_c + f_0 - f_m)$  นั่นคือ เหมือนกับสัญญาณเสียงมอดูเลตบนพาหะที่มีความถี่  $(f_c + f_0)$  สังเกตว่า วิธีกำเนิดวีเวอร์นี้ใช้พาหะ 2 ตัว มีการมอดูเลต 2 ครั้ง ใช้วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ 4 ชุด จึงต้องใช้อุปกรณ์ที่ซับซ้อนกว่า



รูปที่ 49 หลักการกำเนิดสัญญาณ SSB ด้วยวิธีวีเวอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### วงจรรขยายลิเนียร์

โดยปกติการกำเนิดสัญญาณ SSB จะกระทำในระดับสัญญาณค่าต่ำ ๆ (น้อยกว่า 1 วัตต์) ซึ่งเราจะต้องขยายกำลังให้สูงขึ้นก่อนที่จะส่งออกอากาศ วงจรรขยายกำลังที่ใช้ในการขยายสัญญาณ SSB จะต้องมีความเป็นลิเนียร์ มิฉะนั้นจะทำให้เกิดความเพี้ยนและอาจจะเกิดสัญญาณฮาร์มอนิกกับสัญญาณสปีวเรียส (Spurious) เล็ดลอดออกอากาศไปด้วย ซึ่งจะทำให้ไปรบกวนเครื่องรับอื่น ๆ

การขยายแบบลิเนียร์นี้ วงจรรขยายที่ใช้จะต้องทำงานในคลาส A, AB หรือ B สำหรับคลาส AB กับ B อาศัยปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ (บางที่เรียกว่าคุณสมบัติฟลายวีล) ของวงจรถ่วงค่าในการสร้างสัญญาณ RF (เติมสัญญาณ RF ในส่วนที่ถูกคัดออฟให้เต็มทั้งบวกและลบ) ส่วนวงจรรขยายคลาส C นั้น ไม่สามารถนำมาใช้ขยายสัญญาณ SSB ได้เพราะความเพี้ยนสูงมาก วงจรรขยายลิเนียร์ที่นิยมใช้ทั่วไปมักทำงานในคลาส AB หรือ B เพราะประสิทธิภาพสูงกว่าคลาส A

### การคำนวณกำลังของ SSB

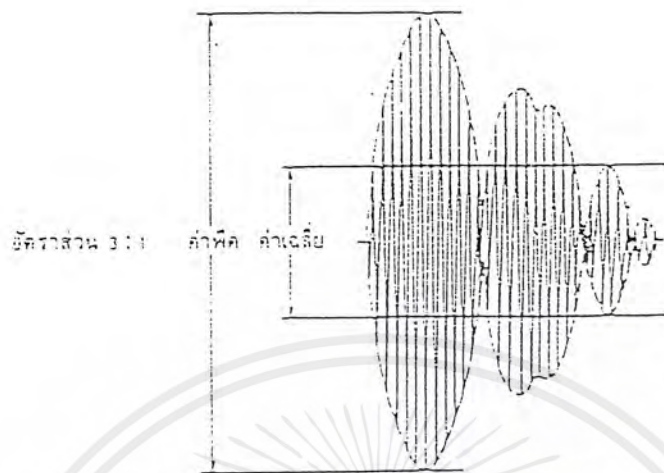
กำลังของเครื่องส่ง AM คำนวณได้จากกำลังอินพุตที่ป้อนให้แก่วงจรสุดท้ายในสถานะที่มีพาหะล้วน (นั่นคือไม่มีสัญญาณมอดูเลต) อย่างไรก็ตามในกรณีของเครื่องส่ง SSB เรามิได้ส่งคลื่นพาหะไป กำลังส่งจะเกิดขึ้น (หรือมีเอาต์พุต) ก็ต่อเมื่อมีสัญญาณเข้ามามอดูเลตเท่านั้น ดังนั้นการวัดกำลังส่งจึงต้องวัดในสถานะที่มีสัญญาณเข้ามามอดูเลต

ในรูปที่ 50 เอาต์พุตของเครื่องส่ง SSB จะให้รูปคลื่นตามที่แสดงไว้เมื่อมีเสียงพูด (Speech) เข้ามามอดูเลต กำลังในช่วงยอดของสัญญาณเรียกว่า กำลังยอดของกรอบคลื่น (Peak envelope power หรือเรียกย่อ ๆ ว่า PEP) อย่างไรก็ตามคลื่นจะเกิดขึ้นแต่เฉพาะบางคำในเสียงพูดเท่านั้น ดังนั้นเราจึงต้องหาทางกำหนดหลักเกณฑ์การวัดโดยเฉลี่ย ความจริงแล้วค่ากระแสแรงดันที่อ่านได้จากมิเตอร์ก็เป็นค่าเฉลี่ยอยู่แล้ว เพราะเข็มมิเตอร์ไม่สามารถตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงฉับพลันได้

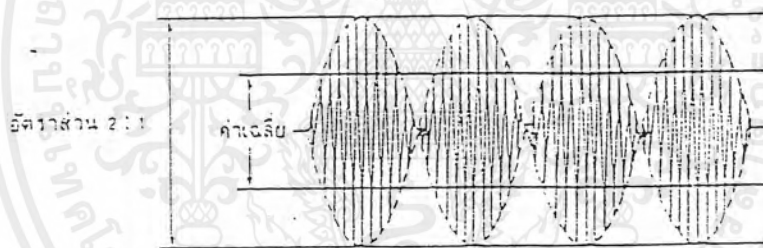
การคำนวณ PEP จึงต้องทราบอัตราส่วนของยอดคลื่นและระดับคลื่นเฉลี่ยซึ่งไม่ค่อยสะดวก โดยเฉพาะเสียงพูดแต่ละคนไม่เหมือนกัน ฉะนั้นในทางปฏิบัติเราจึงนิยม ใช้สัญญาณทดสอบสองโทน (two-tone test signal) ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณรูปไซน์ ความถี่อยู่ในย่านความถี่เสียง ห่างกันประมาณ 1000 Hz. เข้ามามอดูเลตให้แก่เครื่องส่ง ฉะนั้นเอาต์พุตที่ไจะมีลักษณะดังรูปที่ 51

สัญญาณสองโตนี้อัตราส่วนค่ายอดต่อค่าเฉลี่ยเท่ากับ 2:1 ดังนั้นกำลังส่ง PEP จึงเป็น 2 เท่าของกำลังอินพุต (เฉลี่ย) โดยทั่วไปอัตราส่วนค่ายอดของเสียงพูดตามปกติจะอยู่ในช่วง 1.5:1 ถึง 6 หรือ 7:1 ฉะนั้นการใช้สัญญาณสองโทนในการวัดค่ากำลังของเครื่องส่ง SSB จึงนับว่าค่อนข้างสมเหตุสมผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 50 รูปคลื่นของสัญญาณ SSB เมื่อมอดูเลตด้วยเสียงพูด



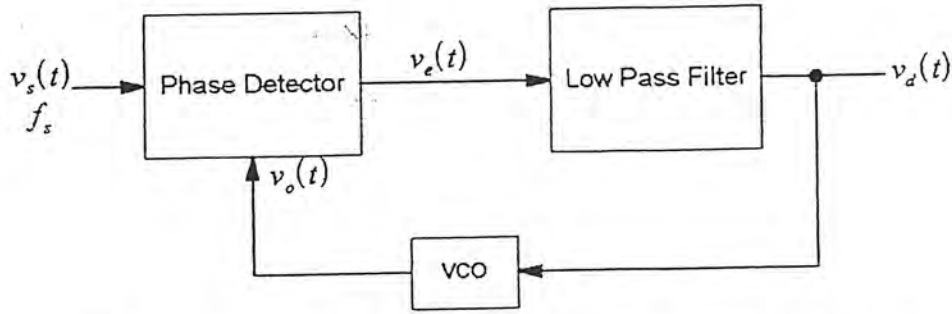
รูปที่ 51 รูปคลื่นของสัญญาณ SSB เมื่อมอดูเลตด้วยสัญญาณสองโทน

### 3.5 เฟสล็อกคูลูป

เฟสล็อกคูลูปเป็นระบบป้อนกลับที่บังคับให้วงจรรอซซิทเลเตอร์มีความถี่หรือเฟสเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือเฟสของสัญญาณอ้างอิงภายนอก เฟสล็อกคูลูปประกอบด้วยภาคสำคัญ 3 ภาคคือ

- ภาคเทียบเฟสหรือเฟสดีเทกเตอร์ (Phase detector)
- ภาคลูปฟิลเตอร์ (loop filter)
- ภาค VCO
- วงจรหารความถี่ที่สามารถโปรแกรมได้ (Programmable Divider)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 52 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อก

สามารถอธิบายการทำงานอย่างคร่าว ๆ ได้ดังนี้ ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้ามาในระบบ แรงดันควบคุม (Control Voltage)  $V(t)$  จะเท่ากับศูนย์ VCO จะทำงานตั้งความถี่ไว้ที่  $f$  ซึ่งเรียกว่าความถี่ฟรีรันนิ่ง (Free running frequency) ถ้ามีสัญญาณความถี่อ้างอิงภายนอกเป็นสัญญาณรบกวน (Periodic) เข้ามาที่มาจากอินพุตภาคเทียบเฟสทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณจาก VCO เอาต์พุตที่ได้จากภาคเทียบเฟสดีเทกเตอร์จะเป็นแรงดันที่มีแอมพลิจูดเป็นสัดส่วนกับผลต่างในเฟสของสัญญาณทั้งสองที่ทำการเปรียบเทียบ แรงดันผลต่างนี้ป้อนไปให้วงจรรูปฟิลเตอร์ซึ่งเป็นฟิลเตอร์ชนิดโลพาสกรองเอาแต่เฉพาะความถี่ต่าง ๆ ที่ต้องการ เพื่อส่งไปควบคุมการออสซิลเลตของ VCO ต่อไป

เมื่อลูปอยู่ในสถานะล็อก (lock) ความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดี อาจจะมียุติเฟสแตกต่างกันไป แต่ค่าเฟสที่แตกต่างนั้นจะมีค่าคงที่ (Constant phase difference) ในกรณีที่มีเฟสไม่ตรงกันภาคเฟสดีเทกเตอร์จะจ่ายแรงดันคลาดเคลื่อน (error voltage) ไปควบคุมการทำงานของ VCO เพื่อมิให้เฟสคลาดเคลื่อนจนกว่าจะเข้าสู่สถานะล็อก เอาต์พุตของ VCO จึงมีแอมพลิจูดคงที่เสมอ แต่ความถี่จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของสัญญาณอินพุต

ในสถานะล็อกความถี่จะได้ว่า

$$f_r = f_d$$

และความถี่ที่ได้จากวงจรหาร

$$f_d = f_o / N$$

ดังนั้นความถี่ที่เอาต์พุตจะได้เป็น

$$f_o = N f_r$$

แต่ในสถานะล็อกความถี่ เฟสของสัญญาณทั้งสองจะยังคงต่างกันอยู่ซึ่งมีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน  $V(t)$  ที่จะไปคอยปรับความถี่ VCO จากค่าความถี่ฟรีรันนิ่งให้เท่ากับความถี่ที่เข้ามา ดังนั้น

เฟสล็อกถูบจะยังคงรักษาสภาพการล็อกอยู่ การที่ระบบสามารถที่จะปรับตัวได้เองทำให้เฟสล็อกถูบสามารถติดตามการล็อกกับระบบซึ่งจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อน

ช่วงของความถี่ซึ่งเฟสล็อกถูบสามารถทำการล็อกอย่างแท้จริงกับสัญญาณอินพุตเรียกว่า ช่วงแคปเจอร์ (Capture range) จะขึ้นอยู่กับขอบแบนด์ของมิเตอร์และอัตราขยายลูบปิดของระบบทั้งหมด

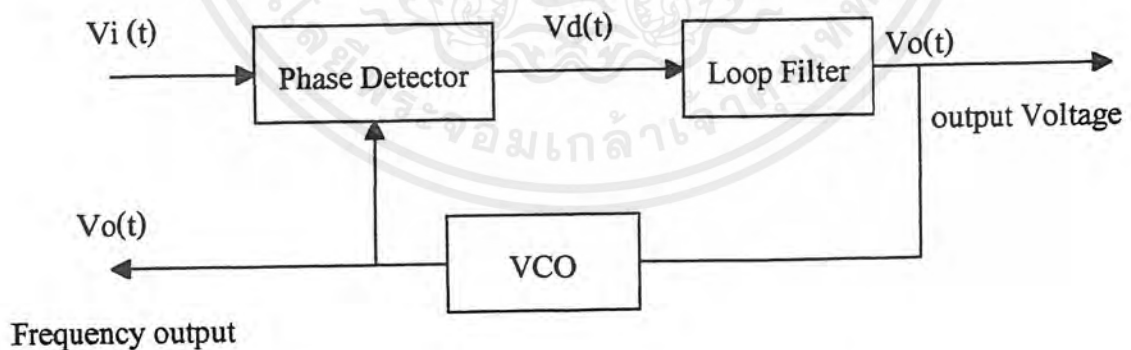
เฟสล็อกถูบที่มีการหาความถี่ชนิดโปรแกรมได้ภายในลูบเป็นวิธีที่เหมาะสมสำหรับการสังเคราะห์ความถี่ที่มีค่ามาจากความถี่อ้างอิงความถี่เดียว

คุณสมบัติที่ต้องการของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะและให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงที่แน่นอนแล้วแต่การใช้งานและความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนแปลงได้ที่ละชั้น ซึ่งเรียกว่า รีโซลูชัน (Resolution)

เราสามารถนำเฟสล็อกถูบไปใช้สังเคราะห์ (หรือผลิต) ความถี่ที่มีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพเทียบเท่าสัญญาณอ้างอิงได้ วงจรนี้เรียกว่า วงจรสังเคราะห์ความถี่ ระบบสังเคราะห์ความถี่จะช่วยให้เราสามารถสังเคราะห์สัญญาณเอาต์พุต (จาก VCO) ให้มีความถี่ตามต้องการได้หลายความถี่ โดยมีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพสูงเทียบเท่าคริสตอลออสซิลเลเตอร์

ความจริงเฟสล็อกถูบยังมีประโยชน์อื่นอีก เช่น ในการคิมอดสัญญาณ FM (หรือ PM) เนื่องจากเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์มีค่าสัมพันธ์กับการเปลี่ยนเฟสของคลื่นพาหะ

### ระบบเฟสล็อกถูบ

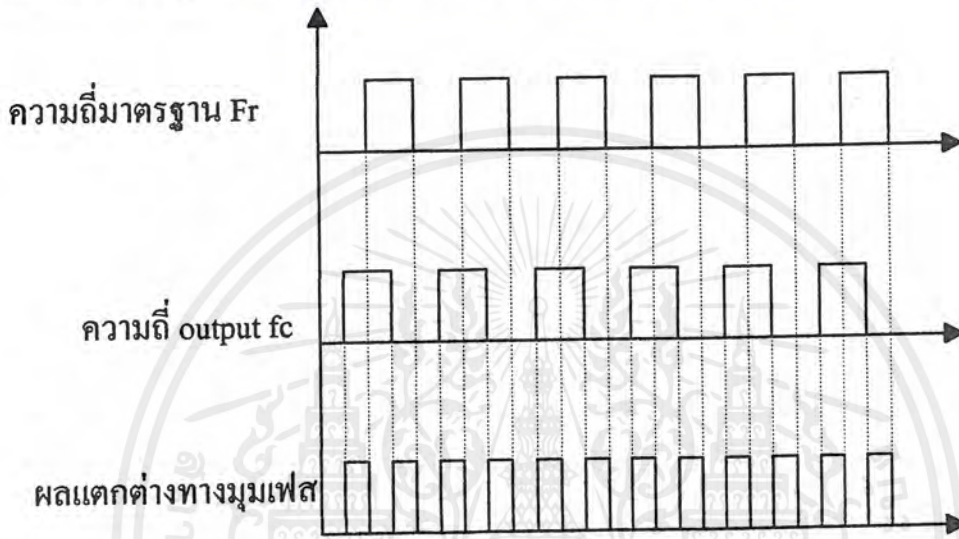


รูปที่ 53 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกถูบ

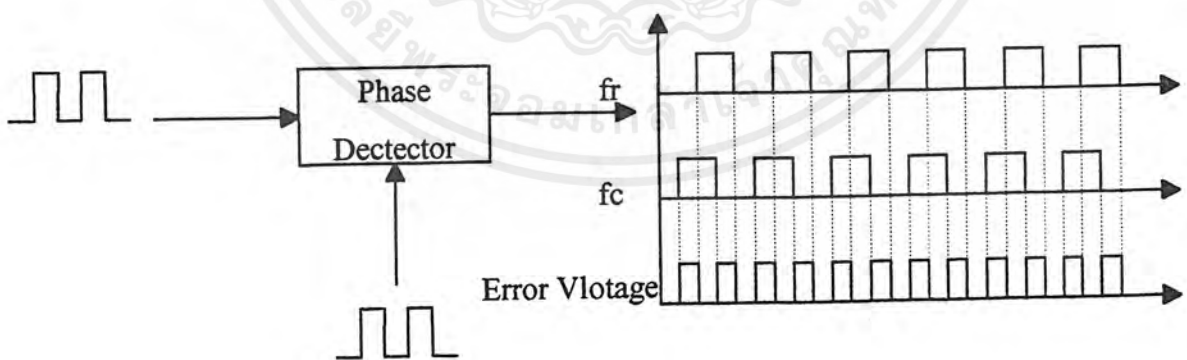
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ละส่วนมีผลต่อคุณสมบัติและการทำงานของระบบ หน้าที่ของแต่ละส่วนจะได้อธิบายดังนี้

**เฟสดีเทคเตอร์** เฟสดีเทคเตอร์ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของอินพุตซึ่งจะมีสองผลของเฟสที่ต่างกัน เรียกว่า phase error ซึ่ง phase error นี้จะมีค่าน้อยที่สุดเป็นศูนย์ และจะมีค่ามากที่สุดเป็นเฟสดีเทคเตอร์จะทำการเปลี่ยน phase error นี้ให้กลายเป็นระดับโวลต์ที่แตกด้วยค่าคอนเวอร์ชันแกน K (volt/radian) ลักษณะการเปรียบเทียบเฟสของอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทคเตอร์จะได้แสดงดังรูปที่ 54 (ก)



รูปที่ 54 (ก) ผลต่างเฟสเมื่อเฟสเท่ากัน



รูปที่ 54 (ข) เมื่อเฟสของอินพุตไม่เท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ลูปลิเตอร์** ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงที่ออกมาจากเฟสดีเทคเตอร์ เนื่องจากเฟสดีเทคเตอร์ให้เอาท์พุทเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมเอชี่โวลท์เทพร่วมมาด้วย สัญญาณความถี่ที่ได้เกิดจากความต่างเฟส ยิ่งต่าง เฟสมากความถี่ยิ่งสูง ดังนั้นลูปลิเตอร์จึงช่วยกรองเอาสัญญาณความถี่สูงซึ่งแสดงว่ามีความต่างเฟสมากออกทำให้ระบบแคบเจอร์ (Capture) สัญญาณได้ในช่วงหนึ่งและช่วยให้ระบบรักษาการล็อกไว้ได้อีกด้วย

**วีซีโอ** จะทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่โดยการควบคุมระดับโวลท์เตทอินพุทด้วยคอนเวอร์ชันแกนเท่ากับ  $K$  (radian / volt) ระดับโวลท์เตทนี้จะได้เอาท์พุทของลูปลิเตอร์ ความถี่ที่ลือกมาจากลูปลิเตอร์จะมีผลทำให้เอาท์พุทของ VCO เปลี่ยนความถี่ด้วยเช่นกัน

การทำงานของระบบเฟสล็อกลูปลิเตอร์สามารถอธิบายอย่างคร่าว ๆ ได้ดังนี้ เฟสดีเทคเตอร์จะเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุท  $V(t)$  กับความถี่เอาท์พุทของ VCO และทำให้ได้ error voltage  $V(t)$  สัญญาณ error voltage นี้จะถูกกรองด้วยลูปลิเตอร์และถูกป้อนไปยังคอนโทรลอินพุทของ VCO ในรูปของแรงดันควบคุมเพื่อควบคุมความถี่ VCO

ตามปกติเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุทป้อนให้กับระบบเฟสล็อกลูปลิเตอร์ error voltage ที่ผ่านลูปลิเตอร์  $V(t)$  ใน feedback loop จะมีค่าเป็นศูนย์ VCO จะทำงานที่ความถี่ศูนย์กลาง  $\omega_1 = 2\pi f_0$  ซึ่งเราเรียกว่าความถี่ฟรีรันนิ่งของ VCO

ถ้ามีสัญญาณอินพุทเป็นเอชี่ป้อนให้กับระบบเฟสล็อกลูปลิเตอร์และสัญญาณดังกล่าวมีความถี่อินพุทใกล้เคียงกับความถี่ฟรีรันนิ่งพอเพียง การ feedback ของเฟสล็อกลูปลิเตอร์จะทำให้ได้ error voltage ไปจับ VCO ให้มีความถี่ซึ่งใคร่ในสั้กับความถี่อินพุทเมื่อความถี่ของ VCO ซึ่งใคร่ในสั้กับความถี่อินพุทแสดงว่าระบบเฟสล็อกลูปลิเตอร์มีความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุท

การทำงานของระบบเฟสล็อกลูปลิเตอร์สามารถแบ่งได้เป็น 3 ลักษณะตามคุณสมบัติของลูปลิเตอร์ดังนี้

- เมื่อระบบไม่อยู่ในสภาวะล็อก ( $\omega_1 \neq \omega_2$ )

จากระบบเฟสล็อกลูปลิเตอร์ เราสมมติสัญญาณ  $V$  และ  $V$  เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์มีค่าเป็น

$$V_i(t) = E_i \sin(\omega_{i0} + \theta_i) \quad (1)$$

$$V_o(t) = E_o \sin(\omega_o + \theta_o) \quad (2)$$

เมื่อ

$\omega_1$  เป็นความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุท

$\omega_o$  เป็นความถี่เชิงมุมศูนย์กลางของ VCO

$\omega_o$  และ  $\phi_o$  เป็นค่าคงที่ซึ่งขึ้นอยู่กับช่วงเวลาที่กำหนด

ถ้าเฟสดีเทคเตอร์มีคุณสมบัติเป็นอนาล็อกมัลติพลายเออร์ เราจะได้สัญญาณเอาท์พุทของเฟส ดี

เทคเตอร์ (V) เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_d(t) = K_d \cos \{ (\omega_1 - \omega_0) t + \theta_1 - \phi_0 \} \quad (3)$$

เนื่องจาก  $V_i$  และ  $V_o$  ไม่ซิงโครไนส์กัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์  $V_d$  จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นซายน์ที่มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ  $k$  และมีความถี่เชิงมุมระหว่างสัญญาณ  $V_i$  และ  $V_o$  คือ  $\omega_1$  และ  $\omega_0$  มีค่าแตกต่างกันมาก ดังนั้น โวลต์เตจ  $V_d$  จะไม่สามารถผ่านลูปฟิลเตอร์ได้ ทำให้ได้ค่า  $V_c = 0$  และการ feedback ของลูปจะไม่มีผลอะไรคือไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใด ๆ ภายในลูป เอาท์พุตโวลต์เตจของ VCO จะมีค่าอยู่ที่ความถี่ฟรีรันนิ่ง ดังนั้น  $\omega_0$  และ  $\phi_0$  จะมีค่าเป็นอิสระอย่างสมบูรณ์ต่อ  $\omega_1$  และ  $\phi_1$  พูดได้ว่าลูปไม่อยู่ในสภาวะล็อก แต่ถ้า  $\omega_1$  และ  $\omega_0 = \pm \Delta\omega$  มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของลูปซึ่งกำหนดได้โดยพารามิเตอร์ของลูปและการ feedback จะมีผลขับให้ระบบเข้าสู่สภาวะล็อกได้

- เมื่อระบบเข้าสู่สภาวะล็อก ( $\omega_1 = \omega_0$ )

ในกรณีที่สัญญาณเอาท์พุต VCO มีความถี่ซิงโครไนส์กับสัญญาณอินพุต  $V_i$  สัญญาณเอาท์พุต  $V_o$  จะมีค่าเป็น

$$V_o(t) = E_o \sin (\omega_{i0} + \psi_0) \quad (4)$$

นอกจากนั้นค่าของเฟสของสัญญาณเอาท์พุต จะเป็นลิเนียร์ฟังก์ชันกับเวลาซึ่งมีค่าเป็น

$$\phi_0 = (\omega_1 - \omega_0)t + \psi_0 \quad (5)$$

และสัญญาณเอาท์พุตของเฟสดีเทกเตอร์หรือสัญญาณ error จะกลายเป็นสัญญาณคี่ซิง มีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos (\theta_1 - \psi_0) \quad (6)$$

ลูปฟิลเตอร์จะยอมให้สัญญาณคี่ซิง  $V_d$  ผ่านได้และมีค่าเท่ากับ

$$V_c = V_d = K_d \cos (\theta_1 - \psi_0) \quad (7)$$

VCO จะเป็นฟรีควานซีโมดูลเทคออกอสซิลเลเตอร์ ความถี่เชิงมุมที่เปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของ VCO  $\omega_{inst}$  จะเป็นลิเนียร์ฟังก์ชันกับสัญญาณคอนโทรลอินพุต  $V_c$  โดยรอบความถี่เชิงมุมศูนย์กลาง

$$\omega_{inst} = d / dt (\omega_{ot} + \phi_0) = \omega_0 + K_o V_c \quad (8)$$

$$d / dt (\phi_0) = K_o V_o \quad (9)$$

เมื่อ  $K_o$  เป็นคอนเวอร์ชันคอนสแตนต์ซึ่งแสดงถึงความไวในการโมดูลชันของ VCO แทนค่าสมการ (5) และ (6) ลงในสมการที่ (9) จะได้

$$\omega_1 = \omega_2 = K_d K_o \cos (\theta_1 - \psi_0) \quad (10)$$

$$\psi_0 = \theta_1 - \cos^{-1} (\omega_1 - \omega_0 / K_d K_o) \quad (11)$$

ดังนั้นสัญญาณเอาท์พุตของเฟสดีเทกเตอร์  $V_d$  สามารถเขียนได้เป็น

$$V_d = \omega_1 - \omega_0 / K_o \quad (12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนประกอบดีซีของเฟสดีเทคเตอร์เอาท์พุท  $V_d$  จะผ่าน LPF ไปเป็นคอนโทรลโวลต์เดจให้กับอินพุทของ VCO

$$V_c = V_d = \omega_i - \omega_o / K_o \quad (13)$$

จากสมการ (13) จะเป็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณดีซี  $V_c$  จะไปทำให้ความถี่เชิงมุมของ VCO มีค่าเปลี่ยนไปจากศูนย์กลางของ VCO  $\omega_o$  ไปเท่ากับความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุท  $\omega_i$  นั่นคือ

$$\omega_{inst} = \omega_o + K_o V_c = \omega_o + \omega_i - \omega_o = \omega_i \quad (14)$$

ถ้าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น  $(\omega_i - \omega_o)$  มีค่าน้อยกว่าผลคูณของ  $K_d K_o$  อย่างมาก สมการจะมีค่าเป็น

$$\theta_i - \psi = \cos^{-1} 0 = \pi / 2 \quad (15)$$

จากสมการ (15) หมายความว่าถ้าความถี่ออฟเซทระหว่างสัญญาณอินพุทและสัญญาณ VCO จะมีค่าน้อยเมื่อลูบไม่อยู่สภาวะล็อกและสัญญาณ VCO จะมีเฟสต่างกับสัญญาณอินพุท 90 เมื่อลูบอยู่ในสภาวะล็อกหรือเฟสลอคคราเจอร์จะสอดคล้องกับ  $\omega_i = \omega_o$  ด้วยเหตุผลนี้จึงแทนค่า  $\psi_o$  ด้วยค่าเฟสเอาท์  $\theta_o$  ดังนั้น

$$\theta_o = \psi_o - \pi / 2 \quad (16)$$

เอาท์พุทโวลต์เดทของเฟสดีเทคเตอร์เขียนได้ใหม่เป็น

$$\begin{aligned} V_d &= K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \\ &= K_d \cos\{(\theta_i - \theta_o) - \pi / 2\} \\ V_d &= K_d \sin(\theta_i - \theta_o) \end{aligned} \quad (17)$$

และจากสมการ (15) และ (16) จะได้เฟสเออร์เรอร์เป็น

$$\theta_i - \theta_o = \sin^{-1} \omega_i + \omega_o / K_d K_o \quad (18)$$

เมื่อผลต่างของเฟส  $(\theta_i - \theta_o)$  มีค่าน้อยพอเพียงจะได้ว่า

$$V_d = K_d(\theta_i - \theta_o) = K_d \theta_o \quad (19)$$

เมื่อ  $\theta_o = \theta_o - \theta_i$  แต่เนื่องจากคุณสมบัติของเฟสดีเทคเตอร์แบบนี้เมื่อลูบเข้าสู่การล็อกสัญญาณของ VCO จะมีเฟสต่างไปจากสัญญาณอินพุท 90 คือ  $\{\theta_i - (\theta_o + \pi / 2)\}$  เป็นลักษณะของเฟสลอคคราเจอร์ ดังนั้นเฟสดีเทคเตอร์จะให้เอาท์พุทโวลต์เดจที่เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุท  $V_i$  กับสัญญาณเอาท์พุทของ VCO  $V_o$  ในลักษณะของควอดคราเจอร์คือ

$$\begin{aligned} V_d &= K_d \{\theta_i - (\theta_o + \pi / 2)\} \\ &= K_d \{(\theta_i - \theta_o) - \pi / 2\} \\ &= K_d(\theta_o - \pi / 2) \end{aligned} \quad (20)$$

$$V_c / \Delta \omega_i |_{s=0} = 1 / K_o \quad (37)$$

สมการ (11) แสดงถึงคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงความถี่ไปเป็นโวลต์ตรงที่เป็นลิเนียร์

ผลตอบสนองของระบบเฟสล็อกถูกลบในสภาวะล็อกต่อการเปลี่ยนแปลงของความถี่อินพุตจะได้รับอิทธิพลจากพารามิเตอร์สองตัวคือ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของรูปฟิลเตอร์  $F(s)$  และแฟคเตอร์ของอัตราขยายรูป  $K_d K_o A$

รูปลำดับที่หนึ่งจะมีขีดจำกัดในการใช้งานเนื่องจากรูปลำดับที่หนึ่งจะมีการเลือกเฟ้นและคุณสมบัติการกำจัดสัญญาณรบกวนได้ดี สาเหตุจากในระบบไม่มีรูปฟิลเตอร์ เมื่อไม่มีรูปฟิลเตอร์คอมโพเนนต์ความถี่สูงที่ออกมาจากเฟสดีเทคเตอร์จะปรากฏโดยตรงที่เอาท์พุต เอาท์พุต  $V_o$  นี้จะประกอบด้วยคอมโพเนนต์เนื่องจากนอยส์หรือสัญญาณที่ไม่ต้องการที่เอาท์พุตที่มีความถี่ใกล้เคียงกับความถี่สัญญาณที่ต้องการ ดังนั้นคุณสมบัติการเลือกเฟ้นของระบบเฟสล็อกจะเลวลง

การทำงานของเฟสล็อกที่ไม่มีฟิลเตอร์จะมีข้อเสียคือ ถ้าหากสัญญาณอินพุตมีสัญญาณรบกวนที่อยู่นอกแบนด์รวมเข้ามาด้วยจะมีผลทำให้ความถี่เอาท์พุตเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ดังนั้นรูปฟิลเตอร์มีความจำเป็นอย่างมากในกรณีที่สัญญาณรบกวนที่อินพุตเพื่อกำจัดเอาท์พุตสัญญาณรบกวนออกไป

#### - รูปลำดับที่สอง

ในการประยุกต์ใช้งานทั่วไป ระบบเฟสล็อกจะใช้ LPF แบบมีโพลเดียวและระบบเฟสล็อกจะอธิบายได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่มีสองโพล ซึ่งเรียกกันทั่วไปว่า “รูปลำดับที่สอง” โครงสร้างของ LPF ที่ใช้กันทั่วไปเป็นฟิลเตอร์แบบโพลเดียว ซึ่งมีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเป็น

$$F(s) = 1 / (1 + s / \omega_1) \quad (38)$$

เมื่อ  $\omega_1 = 1 / R_1 C_1$  เป็นแบนด์ของ LPF

เนื่องจากฟิลเตอร์จะทำให้เกิดเฟสลาถไป  $90^\circ$  ที่ความถี่สูง ซึ่งหมายถึง “เล็กฟิลเตอร์” จะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเป็น

$$V_o / \Delta \omega_{i(s)} = 1 / K_o \{ 1 / (1 + s / K_1 + s^2 / \omega_1 K_1) \} \quad (39)$$

ค่ารากหรือโพลของระบบเฟสล็อกจะได้ว่า

$$S_1, S_2 = \omega_1 / 2 (1 \pm \sqrt{1 - 4K_1 / \omega_1})$$

$$K_1 = K_d K_o A$$

เมื่อเพิ่มค่าของ  $K_1$  โพลจะกลายเป็นค่าเชิงซ้อนคู่เสมือนและระบบจะเป็นอันเดอร์แดมป์ (underdamped) จากสมการ (39) จะเขียนในเทอมใหม่ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_c / \Delta\omega_1 = 1 / K_0 (1 / (s^2 / \omega_n^2) + (2\zeta / \omega_n) s + 1) \quad (40)$$

เมื่อ

$$\omega_n = \sqrt{K_1 \omega_1}$$

และ

$$\zeta = \left( \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_1}{K_1}} \right)$$

จะสังเกตได้ว่าหากแบนด์วิดท์ของลูปลิตเตอร์  $\omega_1$  ลดลงหรือ  $K_1$  เพิ่มขึ้น ค่าแอมป์ของลูปลิตจะลดลง หมายถึงถึงค่า  $\zeta$  จะลดลง ผลตอบสนองทางความถี่ของลูปลิตจะเป็นพีก (peaking) และผลตอบสนองต่อสเตรปของลูปลิตในช่วงเริ่มต้นชั่วขณะจะเกิดการออสซิลเลท

ค่าพีก (peaking) ในผลตอบสนองทางความถี่จะเป็นสาเหตุให้เกิดความผิดเพี้ยนในสัญญาณเอาท์พุทที่ถูกคิมอดูเลทมาจากเอฟเอ็ม และเป็นสาเหตุให้เกิดการแกว่งไกวหรือให้ผลตอบสนองที่เลวเมื่อลูปลิตมีการรบกวนเกิดขึ้นชั่วขณะ การออกแบบระบบเฟสล็อกลูปลิตให้มีคุณสมบัติการทำงานให้ดีที่สุดควรกำหนดให้โครงสร้างโพลของ LPF มีค่าแฟลต (flat) มากที่สุด แอมป์แฟลคเตอร์ควรมีค่าเท่ากับ  $1/\sqrt{2}$  จะได้  $\omega_1$  ที่เหมาะสมเป็น

$$\omega_1 = 2 K_1 \quad (41)$$

และความถี่ที่  $-3$  dB แบนด์วิดท์ของลูปลิตจะเป็น

$$\omega_{-3 \text{ dB}} = \omega_n = \sqrt{K_1 \omega_1} = \sqrt{2} K_1 \quad (42)$$

วงจรเฟสล็อกลูปลิตที่ใช้ในระบบสื่อสารทั่วไป จะต้องการให้มีพิสัยการล็อกกว้าง เพื่อที่จะได้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ของสัญญาณอินพุทได้ช่วงกว้าง นอกนั้นก็ต้องการให้ระบบมีแบนด์วิดท์ของลูปลิตแคบ ๆ เพื่อจำกัดสัญญาณที่อยู่นอกแบนด์

### กระบวนการแคปเจอร์สัญญาณอินพุท

คุณสมบัติที่สำคัญในการทำงานของระบบเฟสล็อกลูปลิตคือ กระบวนการแคปเจอร์ (capture process) เป็นกระบวนการที่จะทำให้ระบบได้มาซึ่งการล็อกกับสัญญาณอินพุทโดยที่ลูปลิตจะเริ่มต้นจากสภาวะฟรีรันนิ่ง กระบวนการแคปเจอร์นี้เป็นกระบวนการที่ค่อนข้างยุ่งยากและมีลักษณะเป็นนอนลิเนียร์ซึ่งเราจะได้อธิบายถึงคุณสมบัติของกระบวนการนี้ต่อไป

ขั้นแรก สมมติว่าพีดแบ็คลูปลิตของระบบเฟสล็อกลูปลิตถูกตัดขาดระหว่างลูปลิตเอาท์พุทและคอนโทรลอินพุทของ VCO ซึ่งจะทำให้  $V_d$  มีค่าเป็นศูนย์ และ VCO จะออสซิลเลทอย่างต่อเนื่องที่ความถี่ฟรีรันนิ่ง  $\omega_0$  ต่อจากนั้นสมมติว่าสัญญาณอินพุทถูกป้อนให้ลูปลิตด้วยความถี่  $\omega_1$  ซึ่งเป็นความถี่ที่ใกล้เคียงกับ  $\omega_0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

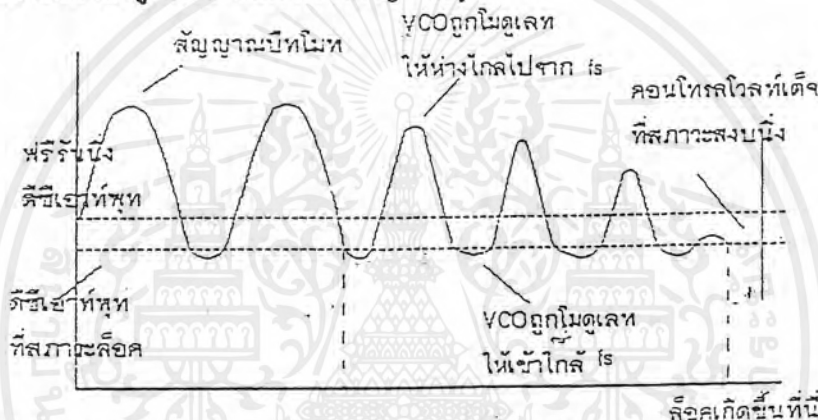
แต่ไม่เท่ากับ  $\omega_0$  ในกรณีนี้เฟสดีเท็คเตอร์มีฟังก์ชันเหมือนกับมัลติพลายเออร์หรือมิกเซอร์ ดังนั้นเอาท์พุท  
โวลต์เตจที่ได้จากเฟสดีเท็คเตอร์จะเป็นส่วนประกอบของสองความถี่ที่มีผลบวกของความถี่

$$\omega_1 = \omega_0 + \omega_1 \tag{43}$$

และผลต่างของความถี่

$$\Delta\omega = |\omega_0 - \omega_1| \tag{44}$$

ตามปกติแบนวิดท์ของ โลว์พาสฟิลเตอร์จะแคบมากพอที่จะกรองเอาส่วนประกอบผลบวกของความถี่  
ความถี่ออกไปได้อย่างสมบูรณ์ ถ้า  $\omega_1$  มีค่าใกล้เคียงกับค่า  $\omega_0$  ดังนั้นผลต่างของความถี่  $(\omega_0 - \omega_1)$  จะมีค่า  
น้อยมาก และมีค่าอยู่ในพาสแบนด์ของ โลว์พาสฟิลเตอร์ในลักษณะของบีท โนท (beat note) ถูกคลื่นซายน์  
ถูกคลื่นนี้อยู่ทางด้านซ้ายมือของรูปที่ 56 ซึ่งแสดงว่า  $\omega_0 > \omega_1$



รูปที่ 56 แสดง error voltage ช่วงขณะในระหว่างเวลากระบวนการแคปเจอร์

ต่อไปสมมติว่ารูปถูกต่อให้ครบรูปอย่างทันทีทันใด โดยการต่อ LPF เอาท์พุทเข้ากับขั้วคอนโทรลอินพุทของ VCO ซึ่งจะทำให้ความถี่ของ VCO ถูกโมดูเลทด้วย บีทโนทหรือผลต่างของสัญญาณเมื่อเกิดการ โมดูเลท  
เช่นดังกล่าวความถี่บีทโนท  $\Delta\omega$  จะกลายเป็นฟังก์ชันที่แปรไปตามเวลาคือ  $\Delta\omega$  จะแปรสลับกันไป  
ระหว่างมีค่าเข้าใกล้ความถี่อินพุทและมีค่าห่างไกลไปจากความถี่อินพุท และโวลต์เตจนี้จะมีค่าที่เปลี่ยนแปลง  
สลับกันไปคือความถี่จะลดลงในช่วงครึ่งไซเคิลลบและความถี่จะเพิ่มขึ้นในช่วงครึ่งไซเคิลบวก ดังนั้นภายใต้  
สภาวะนี้บีทโนทจะมีลักษณะไม่สมมาตรและดูเหมือนกับอนุกรมของยอดแหลมดังแสดงในส่วนกลางของ  
รูปที่ 56 เราจะสังเกตได้ว่าส่วนของบีทโนทที่โมดูเลทให้ VCO มีความถี่ห่างไกลไปจากสัญญาณ  
อินพุทจะมีลักษณะเป็นยอดแหลมมากกว่าเนื่องจากความไม่สมมาตรนี้ ถูกคลื่นของบีทโนทจะประกอบดีซี  
โวลต์เตจซึ่งจะไปขับให้ความถี่ของ VCO มีค่าเข้าสู่สัญญาณอินพุทเมื่อ VCO มีแนวโน้มเข้าสู่  $\omega_1$  ความถี่ของ  
บีทโนทจะลดลงอย่างรวดเร็วความไม่สมมาตรก็จะเพิ่มขึ้นและในที่สุดก็จะเข้าสู่ค่าดีซีที่มีค่าคงที่อย่างรวดเร็ว  
เร็วในช่วงเวลาขณะหนึ่งรูปก็จะเข้าสู่สภาวะลอคเมื่อความถี่ของ VCO เท่ากับ  $\omega_1$  อย่างแน่นอน ระบบก็จะเข้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผู้การถือผลต่างของความถี่  $\Delta\omega$  จะมีค่าเท่ากับศูนย์และคงเหลือแต่คือซีโวลต์เตจที่เอาท์พุทของรูปฟิลเตอร์ ดีซีโวลต์เตจนี้เกิดขึ้นจากผลต่างของเฟส  $\theta_0$  ระหว่างเอาท์พุทของ VCO และสัญญาณอินพุต สมมติว่ารูปฟิลเตอร์มีอัตราขยายดีซีเป็นหนึ่ง และเฟสดีเทคเตอร์มีคอนเวอร์ชันแกน  $K_d$  (โวลต์ / เรเดียน) error voltage ที่สถานะคงที่นี้จะมีค่าเป็น

$$V_c = V_c(t) \mid \text{สถานะคงที่} = -K_d\theta_0$$

เครื่องหมายลบในสมการเนื่องมาจากเราได้สมมติไว้ในตัวอย่างของรูปที่ 56 ว่า  $\omega_0 > \omega_1$  ซึ่งจะทำให้ได้โวลต์เตจลบที่ขั้วคอนโทรลอินพุตของ VCO เพื่อไปเลื่อน  $\omega_0$  ให้ไปเท่ากับ  $\omega_1$

เวลาทั้งหมดที่ใช้ไปเพื่อให้ระบบเฟสล็อกถูกระเบิดการล็อกเราเรียกว่า “พูนอินไทม์” จะขึ้นอยู่กับเฟสเริ่มต้นและผลต่างของความถี่ระหว่างสองสัญญาณ และยังขึ้นอยู่กับอัตราขยายรูป และคุณสมบัติของรูปฟิลเตอร์

จุดประสงค์หลักรูปฟิลเตอร์คือ การกรองเอาส่วนประกอบต่าง ๆ ซึ่งเป็นสัญญาณที่ไม่ต้องการและมีความถี่ห่างไกลจากความถี่พรีรันนิ่งของ VCO คุณลักษณะดังกล่าวนี้แสดงถึงคุณสมบัติการกำจัดสัญญาณรบกวนของระบบเฟสล็อกถูกระเบิด หรือพูดอีกอย่างหนึ่งระบบเฟสล็อกถูกระเบิดจะมีคุณสมบัติในการแคปเจอร์เฉพาะสัญญาณที่มีความถี่ใกล้เคียงกับความถี่พรีรันนิ่งของ VCO ซึ่งหมายความว่าผลต่างของความถี่  $\Delta\omega$  จะต้องมีค่าโดยประมาณอยู่ภายในแบนด์วิดท์ของรูปฟิลเตอร์

ฟังก์ชันที่สำคัญอีกอันหนึ่งของ LPF คือมันจะเป็นตัวเก็บความจำได้ในช่วงเวลาสั้น ๆ ของระบบเฟสล็อกถูกระเบิดเพื่อช่วยให้ระบบสามารถแคปเจอร์สัญญาณได้ใหม่อย่างรวดเร็วถ้าระบบหลุดออกไปจากการล็อกในช่วงเวลาสั้น ๆ เนื่องจากการรบกวนในชั่วขณะหนึ่งได้ว่า LPF จะบังคับให้ error voltage ( $V_c(t)$ ) เปลี่ยนแปลงไปตามเวลาอย่างช้า ๆ และในกรณีนี้ถ้าระบบเฟสล็อกถูกระเบิดหลุดไปจากการล็อกเพียงชั่วขณะเนื่องจากน้อยสหรือสัญญาณรบกวนความถี่ของ VCO จะไม่เปลี่ยนแปลงไปมากนักในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังกล่าว ดังนั้นในสภาวะนี้จะช่วยให้ระบบสามารถแคปเจอร์สัญญาณอินพุตได้ใหม่อย่างรวดเร็วทันทีทันใดเมื่อเวลาได้ผ่านไปชั่วขณะแล้ว

สรุปได้ว่าโลว์พาสฟิลเตอร์จะทำหน้าที่ลดทอนคอมโปเนนท์ความถี่สูงของ error voltage ในระบบเฟสล็อกถูกระเบิด โลว์พาสฟิลเตอร์ก่อให้เกิดผลที่สำคัญต่อการแคปเจอร์และคุณสมบัติการตอบสนองชั่วขณะของระบบ การลดแบนด์วิดท์ของฟิลเตอร์ จะมีผลเกิดขึ้นต่อการทำงานของระบบดังต่อไปนี้

1. กระบวนการแคปเจอร์จะช้าลงไปและพูนอินไทม์จะเพิ่มขึ้น
2. พิสัยการแคปเจอร์จะลดลง
3. ทันทีที่รูปเกิดการล็อก คุณสมบัติของเฟสล็อกถูกระเบิดเกี่ยวกับการกำจัดสัญญาณรบกวนจะเกิดผลคือ error voltage ที่เกิดจากความถี่ของสัญญาณรบกวนจะถูกลดทอนลง ไปโดยโลว์พาสฟิลเตอร์

4. ผลตอบสนองชั่วขณะของระบบเฟสล็อกถูบต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่อินพุตอย่างทันทีทันใด ภายในพิสัยการแคปเจอร์จะ ได้เป็นลักษณะ อันเดอร์แดมป์ (Underdamped)

#### คุณสมบัติการแทรกตามสัญญาณอินพุต

ทันทีที่ระบบเฟสล็อกถูบถูกล็อกกับสัญญาณอินพุตระบบสามารถจะแทรกตามการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ ของสัญญาณอินพุตได้ด้วยการเพิ่ม phase error  $\theta_0$  ระหว่าง VCO และสัญญาณอินพุต จากนั้น phase error ที่เพิ่มขึ้นนี้จะถูกแปลงไปเป็นดีซีเออร์เรอร์โวลต์เตจ  $V_d$  ด้วยเฟสดีเท็คเตอร์เออร์เรอร์โวลต์เตจนี้จะไปรักษาให้ความถี่ของ VCO เคลื่อนไปเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุต ขณะที่ระบบเฟสล็อกถูบแทรกตามสัญญาณอินพุต ลูปเออร์เรอร์โวลต์เตจ  $V_d$  จะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างระหว่างความถี่สัญญาณอินพุต  $\omega_1$  กับความถี่ฟรีรันนิ่ง  $\omega_0$  ของ VCO หรือพูดอย่างหนึ่งได้ว่าขณะที่ระบบเฟสล็อกถูบแทรกตามสัญญาณอินพุต เอาท์พุต โวลต์เตจของลูปจะมีฟังก์ชันขึ้นเหมือนกับแปลงความถี่เป็นโวลต์เตจ

พิสัยการแทรกตามสัญญาณอินพุตของระบบเฟสล็อกจะกำหนดได้โดยการพิจารณาว่า โวลต์เตจเออร์เรอร์ที่เกิดขึ้นในลูปได้สูงสุดเท่าไร สมมติในลูปไม่มีแอมพลิไฟเออร์ ปริมาณของเออร์เรอร์โวลต์เตจจะมีค่าสูงสุด  $(V_d)_{\max}$  เมื่อผลต่างของเฟส  $\theta_0$  มีค่าอยู่ที่ค่าจำกัดสูงสุด  $\pm\pi/2$  ดังนั้นพิสัยการแทรกตามสัญญาณอินพุตของระบบเฟสล็อกจะ มีค่าเป็น

$$\pm\Delta\omega = \pm(V_d)_{\max} K_o \quad (45)$$

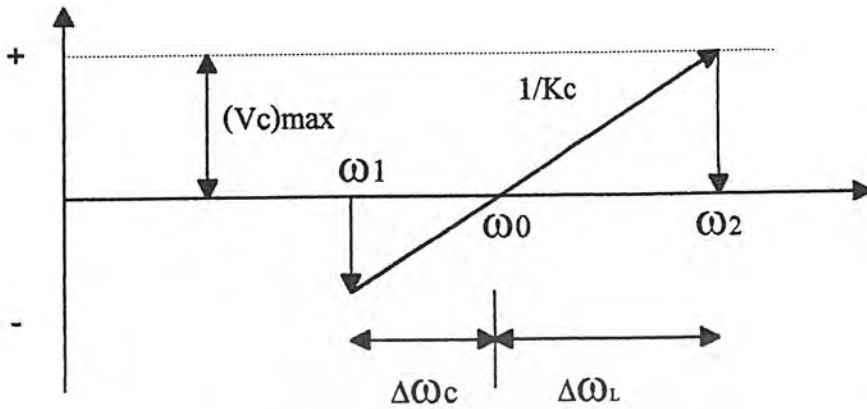
เมื่อ  $K$  คือคอนเวอร์ชันเกนของ VCO (หน่วยเป็น Hz/Volt)

รูปที่ 57 แสดงถึงคุณสมบัติการแปลงความถี่ไปเป็นโวลต์เตจของระบบเฟสล็อกถูบ สมมติว่าอินพุตเป็นสัญญาณลูกคลื่นไซน์ซึ่งความถี่ของมันจะกวาดไปอย่างช้า ๆ ได้ในช่วงพิสัยความถี่ที่กว้าง ชั้นแรกความถี่อินพุตจะกวาดไปจากความถี่ต่ำผ่านพิสัยแคปเจอร์และพิสัยการล็อกของ error voltage ที่ผ่านลูปฟิลเตอร์แล้ว  $V_c$  และสมมติว่า VCO จะเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนที่ลิเนียร์กับการเพิ่มขึ้นของคอนโทรลโวลต์เตจ

คุณสมบัติการแปลงความถี่ไปเป็นโวลต์เตจของระบบเฟสล็อกถูบแสดงได้ในรูปที่ 57 (ก) เมื่อความถี่อินพุตเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ (ข) เมื่อความถี่อินพุตลดลงอย่างช้า ๆ ความกว้างของความถี่ระหว่าง  $\omega_3 - \omega_2$  เท่ากับพิสัยแคปเจอร์และความกว้างของความถี่ระหว่าง  $\omega_2 - \omega_4$  เท่ากับพิสัยการแทรกตามสัญญาณอินพุตของระบบนั้นคือ

$$\omega_3 - \omega_4 = 2\Delta\omega_c \quad (46)$$

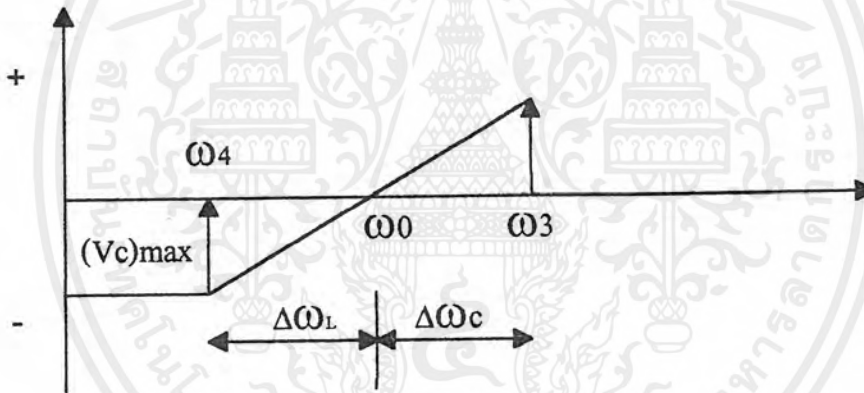
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



และ

$$\omega_2 - \omega_4 = 2\Delta\omega_1 \tag{47}$$

(ก) เมื่อความถี่อินพุตเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

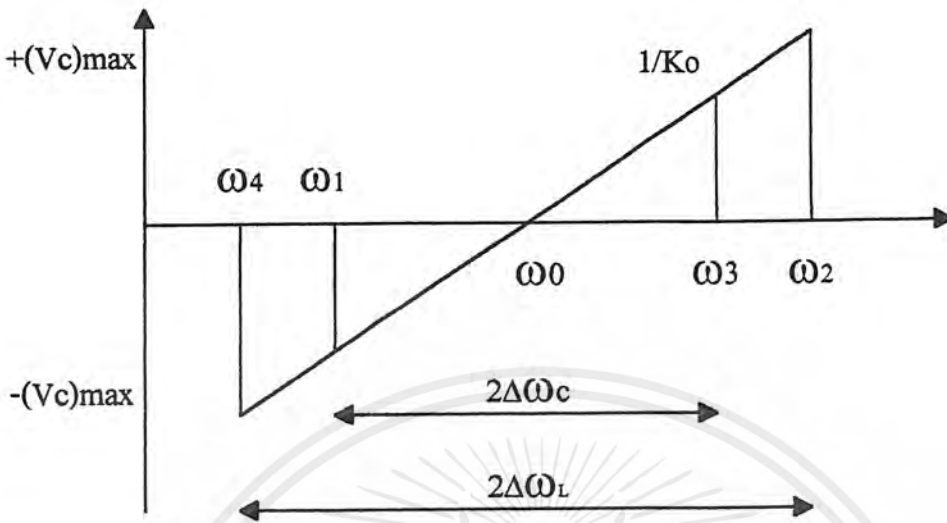


(ข) เมื่อความถี่อินพุตลดลง

รูปที่ 57 แสดงถึงคุณสมบัติการแปลงความถี่ไปเป็น โวลต์ตรง

ในรูปที่ 58 แสดงถึงคุณสมบัติการแปลงความถี่ไปเป็นโวลต์ตรงของระบบเฟสล็อกที่ผสมผสานกันระหว่างคุณสมบัติของฟิลต์แคปเจอร์และฟิลต์การล็อกที่แสดงในรูปที่ 57 จากรูป 58 คุณสมบัติการตอบสนองของระบบเฟสล็อกที่เบื้องต้นสามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 58 แสดงถึงคุณสมบัติรวมในการแปลงความถี่ไปเป็น โวลต์ตรงของระบบเฟสล็อก

- ระบบเฟสล็อกแสดงคุณสมบัติการเลือกเฟ้นความถี่และการแปลงความถี่ไปเป็น โวลต์ตรงซึ่งมีความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่ความถี่ฟรีรันนิ่ง  $\omega_0$  ของ VCO
- ระบบสามารถจะแคปเจอร์ (ได้มาซึ่งการล็อก) กับสัญญาณที่มีความถี่อยู่ภายในพิสัยแคปเจอร์เท่านั้น  $2\Delta\omega_c$  และมีศูนย์กลางอยู่ที่  $\omega_0$
- ทันทีที่ระบบเกิดการล็อกมันจะสามารถแทร็คตามสัญญาณอินพุตได้ตลอดช่วงพิสัยการล็อก  $2\Delta\omega_L$  และมีศูนย์กลางอยู่ที่  $\omega_0$
- สโลปของคุณสมบัติการแปลงความถี่ไปเป็น โวลต์ตรงจะเท่ากับส่วนกลับของอัตราขยายการแปลง โวลต์ตรงไปเป็นความถี่ของ VCO

รูปที่ 57 และ 58 ยังแสดงถึงพารามิเตอร์ที่สำคัญบางอย่างในการออกแบบระบบเฟสล็อกฟิลตียการล็อก =  $(Vd)_{max} K_o$  ดังนั้นเราสามารถจะเพิ่ม  $(Vd)_{max}$  ได้ด้วยการเพิ่มแอมพลิจูดไฟเอร์เข้าในรูปของเฟสล็อกเบื้องต้น เพื่อเพิ่มอัตราขยายโวลต์ตรงในรูปป้อนกลับพิสัย การล็อกจะเพิ่มขึ้นเป็น  $A(Vd)_{max} K_o$  เมื่อ  $A$  อัตราขยายโวลต์ตรงของแอมพลิจูดไฟเอร์เมื่อระบบเฟสล็อกอยู่ในสภาวะล็อก  $Vd$  จะมีค่าเป็นคิซี โวลต์ตรง ดังนั้นรูปฟิลเตอร์จะไม่มีผลกระทบต่อพิสัยการล็อก

ความถี่ฟรีรันนิ่งของ VCO จะเป็นตัวกำหนดความถี่ศูนย์กลางของพิสัยแคปเจอร์และพิสัยการล็อก ดังนั้นความเที่ยงตรงและเสถียรภาพของความถี่ฟรีรันนิ่ง  $\omega_0$  ของ VCO มีความสำคัญอย่างยิ่ง เนื่องจากเรา

มักจะออกแบบให้พิสัยแคปเจอร์ และพิสัยการล็อกมีช่วงแคบมาก ๆ ดังนั้นความต้องการเกี่ยวกับความเที่ยงตรงและเสถียรภาพของพิสัยทั้งสองดังกล่าวจึงกลายเป็นปัญหาขึ้นมา

คุณสมบัติการคอนโทรล VCO มีความสำคัญอย่างยิ่งแสดงในรูปที่ 58 ต่อ

ก. คุณสมบัติการแปลง F-V ของระบบ PLL

ข. สโลปของโวลต์เคจเอาท์พุทของระบบ PLL ( $1/K_o$ )

ค. ความเป็นลิเนียร์ของคุณสมบัติการแปลง F-V ของระบบ PLL

ดังนั้นเราสามารถสรุปได้ว่า : คีชีรูปแทน

คุณสมบัติของลูปฟิลเตอร์

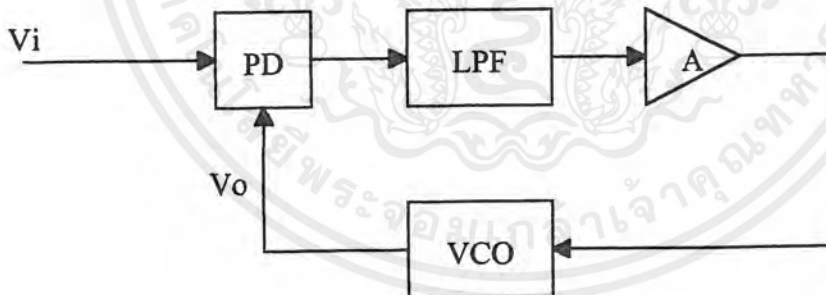
เสถียรภาพของ VCO

คุณสมบัติของคอนโทรล VCO

ค่าเหล่านี้จะเป็นพารามิเตอร์พื้นฐานในการออกแบบวงจร โมโนลิทิกเฟสล็อกลูป PLL

### พิสัยการล็อก

วงจรเฟสล็อกลูปในการใช้งานจริง ๆ มักจะเพิ่มแอมพลิไฟเออร์เข้าไปในลูปของวงจรเฟสล็อกเบื้องต้น เพื่อเพิ่มอัตราขยายโวลต์เคจในลูปป้อนกลับและเป็นการเพิ่มพิสัยการล็อกให้กับระบบด้วยวงจรเฟสล็อกลูปดังกล่าวแสดงได้ดังในรูปที่ 59



รูปที่ 59 ระบบเฟสล็อกลูป

เมื่อระบบเฟสล็อกเข้าสู่สภาวะล็อกกับความถี่อินพุต  $\omega_i$  เราจะได้ว่า

$$\omega = \omega_i = \omega_o + \omega_o V_c \quad (48)$$

และ

$$V_c = (\omega_i - \omega_o) / K_o = K_d A (\theta_o - \pi/2) \quad (49)$$

เมื่อ A คืออัตราขยายโวลต์เคจของแอมพลิฟายเออร์จากสมการ (49) เราจะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi - \pi/2 = (\omega_i - \omega_o) / KoKdA \quad (50)$$

ดังนั้นเมื่อระบบล็อกอยู่กับสัญญาณอินพุต ความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุต โวลต์ตรงกับเอาต์พุต โวลต์  
 เองของ VCO จะมีค่าเท่ากับ  $\theta_o$  และเราจะหาความต่างเฟสนี้ได้เป็น

$$\theta_o = \pi/2 + (\omega_i - \omega_o) / KoKdA \quad (51)$$

และความถี่ของสัญญาณทั้งสองจะซิงโครไนส์กันอย่างเที่ยงตรง

เอาต์พุต โวลต์ เองที่ได้จากเฟสดีเท็คเตอร์จะมีค่าแมกนิจูดสูงสุดเมื่อ  $\phi = \pi$  เรเดียน คือ

$$V_{c(max)} = \pm Kd (\pi/2) \quad (52)$$

ในเวลาเดียวกันเราจะ ได้คอนโทรล โวลต์ เองที่มีค่าสูงสุดสอดคล้องกับค่า  $V_{c(max)}$  เพื่อ ไปขับ VCO จะมีค่าเท่า  
 กับ

$$V_{c(max)} = \pm Kd (\pi/2) A \quad (53)$$

ความถี่ของ VCO จะสวิง ได้สูงสุดเท่ากับ

$$\begin{aligned} (\omega - \omega_o)_{max} &= Ko V_{c(max)} \\ &= \pm KoKd (\pi/2) A \end{aligned} \quad (54)$$

ดังนั้นพิสัยสูงสุดของความถี่สัญญาณอินพุตที่ระบบเฟสล็อกสามารถดำรงรักษาการล็อกได้ตลอดพิสัยสูง  
 สุดนี้จะมีค่าเท่ากับ

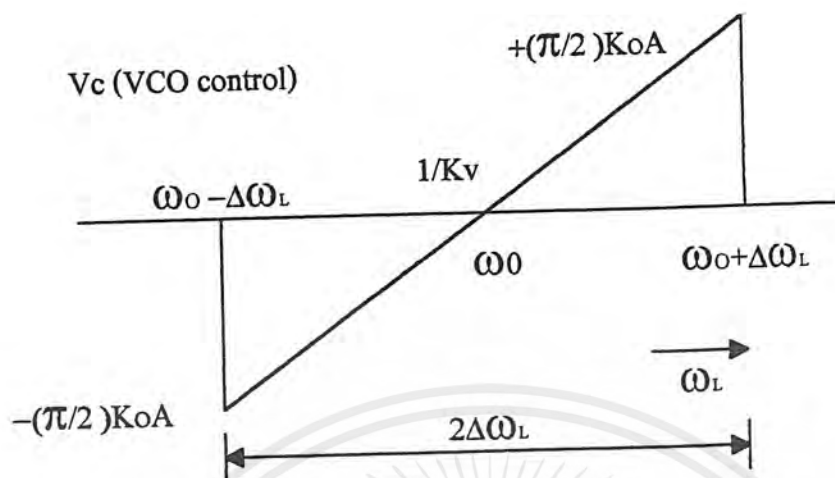
$$\begin{aligned} \omega_i &= \omega_o \pm KoKd (\pi/2) A \\ &= \omega_o \pm \Delta\omega_i \end{aligned} \quad (55)$$

เมื่อ  $2\Delta\omega_i$  จะเท่ากับพิสัยการล็อกและได้เป็น

$$\text{พิสัยการล็อก} = 2\Delta\omega_i = KdKo A\pi \quad (56)$$

เราจะสังเกตได้ว่าพิสัยการล็อกจะมีค่าแน่นอนที่สมมาตรกันเมื่อถือเอาเฟรีรันนิ่งควอนซ์  $(\omega_o)$  ของ  
 VCO เป็นหลักศูนย์กลาง

ในรูปที่ 60 แสดงถึงกราฟของคอนโทรล โวลต์ เอง  $V_c$  ของ VCO ต่อความถี่ของสัญญาณอินพุต  $\omega_i$   
 ความถี่ที่อยู่นอกพิสัยการล็อกของระบบความถี่ของ VCO ไม่สามารถจะซิงโครไนส์กับความถี่อินพุตได้ ผล  
 ของความต่างเฟสจะมีค่าเท่ากับ



รูปที่ 60 พิสัยการล็อกของระบบเฟสล็อก

$$\theta_o = (\omega_i + \theta_i) - (\omega_o + \theta_o) \quad (57)$$

$$= (\omega_i - \omega_o) + (\theta_i - \theta_o) \quad (58)$$

และความต่างเฟสนี้จะเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วต่อเวลา อัตราการเปลี่ยนแปลงของ  $\theta_c$  ต่อเวลาเท่ากับ

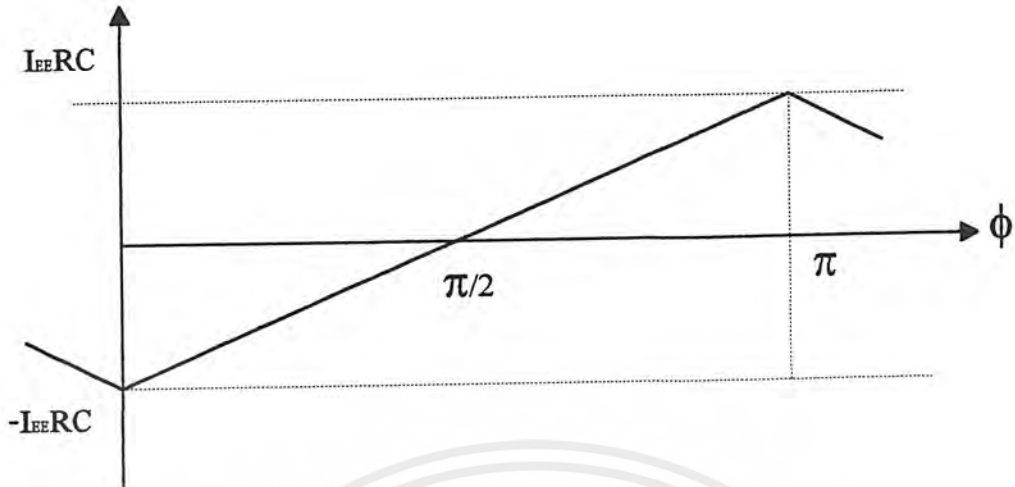
$$d\theta_o / dt = \omega_i - \omega_o \quad (59)$$

ดังนั้นเอาท์พุท โวลต์เตจของเฟสดีเท็คเตอร์จะเปลี่ยนค่าไปอย่างรวดเร็วต่อเวลาและจะถูกลดทอนแอมพลิจูดลงอย่างมากด้วยโลว์พาสฟิลเตอร์ ซึ่งจะส่งผลให้เหลือโวลต์เตจที่มีแอมพลิจูดเพียงเล็กน้อยที่จะไปขับ VCO และความถี่ของ VCO จะกลับคืนไปยังค่าฟรีรันนิ่งควานซี  $\omega_o$  เดิม ดังนั้นเราเห็นได้ว่าช่วงความถี่ที่อยู่นอกเหนือพิสัยการล็อกของระบบคอนโทรลโวลต์เตจของ VCO จะลดลงเป็นศูนย์

เมื่อ VCO ล็อกกับสัญญาณอินพุต เราจะได้ว่า

$$\theta_o = (\pi/2) - ((\omega_i - \omega_o) / KdKoA) \quad (60)$$

เราจะสังเกตได้ว่าเมื่อ  $\omega_i - \omega_o$  โวลต์เตจของ VCO จะมีเฟสควอดราเจอร์ (phase quadrature) คือมีเฟสต่างไปจากเฟสของสัญญาณอินพุต โวลต์เตจ 90 เมื่อ  $\omega_i$  เคลื่อนไปทางด้านสูงกว่า  $\omega_o$  มุมของเฟสจะเพิ่มขึ้นจาก 90 ไปสู่ค่าของ 0 องศา ที่ต่ำสุดของพิสัยการล็อก ดังแสดงในรูปที่ 61



รูปที่ 61 แสดงคุณสมบัติเอาท์พุทของเฟสล็อกเกอร์กับเฟสเออร์เรอร์

### พิสัยแคปเจอร์

การวิเคราะห์ถึงพิสัยการล็อกจะต้องอยู่บนหลักการที่ว่าระบบเฟสล็อกถูกล็อก จะมีสถานะเดิมล็อกอยู่กับสัญญาณอินพุตแล้ว ในตอนนี้เราจะได้สังเกตถึงสถานะของลูบที่มีสถานะเดิมไม่ล็อกกับสัญญาณอินพุตเพื่อ กำหนดช่วงความถี่ซึ่งระบบเฟสล็อกถูกล็อกกับสัญญาณอินพุตในช่วงความถี่ดังกล่าว ความถี่ช่วงนี้ เราเรียกว่า “พิสัยแคปเจอร์” หรือ “พิสัยแอกควิซิชั่น”

เมื่อระบบเฟสล็อกถูกล็อก มีสถานะเดิมระบบไม่ล็อกกับสัญญาณอินพุต ความถี่ของ VCO จะอยู่ที่ฟรีรัน นิ่งฟรีควนซี  $\omega_0$  มุมของความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุตและโวลท์เดจของ VCO จะเท่ากับ

$$\begin{aligned}\theta_0 &= (\omega_i - \theta_i) - (\omega_o - \theta_o) \\ &= (\omega_i - \omega_o)t + \Delta\theta\end{aligned}\quad (61)$$

และค่าของ  $\theta_0$  จะไม่คงที่แต่เปลี่ยนแปลงต่อเวลาด้วยอัตราความเร็ว  $d\theta_0 / dt = \omega_i - \omega_o$  ดังนั้นเอาท์พุท โวลท์เดจของเฟสล็อกเกอร์จะไม่มีส่วนของดิซิคอมโปเน้นท์ แต่จะให้เอซีโวลท์เดจกับลูกคลื่นที่มีพิคแอมพลิจูด  $Kd(\pi/2)$  และความถี่พื้นฐาน  $\omega_i - \omega_o$

ถ้าโลว์พาสฟิลเตอร์เป็นวงจร RC โลว์พาสฟิลเตอร์ง่าย ๆ และมีทรานเฟอร์ฟังก์ชันเป็น

$$F(j\omega) = 1/(1+j\omega\tau) = 1/(1+j(\omega/\omega_i))\quad (62)$$

เมื่อ  $\tau = RC$  และ  $\omega = 1/RC$  ดังนั้นจุดจำกัดความถี่  $f_1 = 1/(2\pi RC)$  ที่สถานะ  $(\omega/\omega_i)^2 \gg 1$  ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของลูบฟิลเตอร์จะมีค่าประมาณ

$$F(j\omega) = \omega_i / j\omega$$

และ

$$|F(j\omega)| = \omega_i / \omega\quad (63)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทอมความถี่พื้นฐานที่เป็นอินพุตให้กับ โลว์พาสฟิลเตอร์โดยมาจากเฟสดีเท็คเตอร์จะเป็นค่าผลต่างของความถี่  $\Delta\omega = (\omega_i - \omega_o)$  ถ้า  $\Delta\omega > 3 \omega_i$

ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของ LPF จะมีค่าโดยประมาณเป็น

$$|F(\Delta\omega)| \cong \omega_i / \Delta\omega = \omega_i / (\omega_i - \omega_o) \quad (64)$$

เราจะ ได้คอนโทรลโวลท์เตจไว้สำหรับขับ VCO จะมีค่าเป็น

$$V_c = V_d |F(\Delta\omega)| \quad (65)$$

และ  $V_{c(max)} = \pm K_d (\pi/2) (\omega_i / \Delta\omega) A \quad (66)$

ด้วยเหตุผลนี้  $V_{c(max)} = K_o V_{c(max)} \cong \pm K_o K_d (\pi/2) A (\omega_i / \Delta\omega) \quad (67)$

เพื่อที่จะจับ (Acquisition) ความถี่สัญญาณอินพุตให้ได้เราจะต้องให้  $\omega = \omega_i$  ดังนั้นพิสัยสูงสุดของความถี่สัญญาณอินพุตที่ระบบ PLL สามารถจับหรือยึดสัญญาณความถี่ดังกล่าวได้ตลอดช่วงมีค่าเท่ากับ

$$(\omega_i - \omega_o)_{max} = \pm K_o K_d (\pi/2) A (\omega_i / \Delta\omega) \quad (68)$$

เมื่อ  $\Delta\omega_c = (\omega_i - \omega_o)_{max}$  ดังนั้นจากสมการ (68) เราจะได้ว่า

$$(\Delta\omega_c)^2 \cong \pm K_o K_d (\pi/2) A \omega_i \quad (69)$$

เนื่องจาก  $\Delta\omega_c = K_o K_d (\pi/2) A \quad (70)$

ดังนั้น  $(\Delta\omega_c)^2 \cong \omega_i \Delta\omega_c \quad (71)$

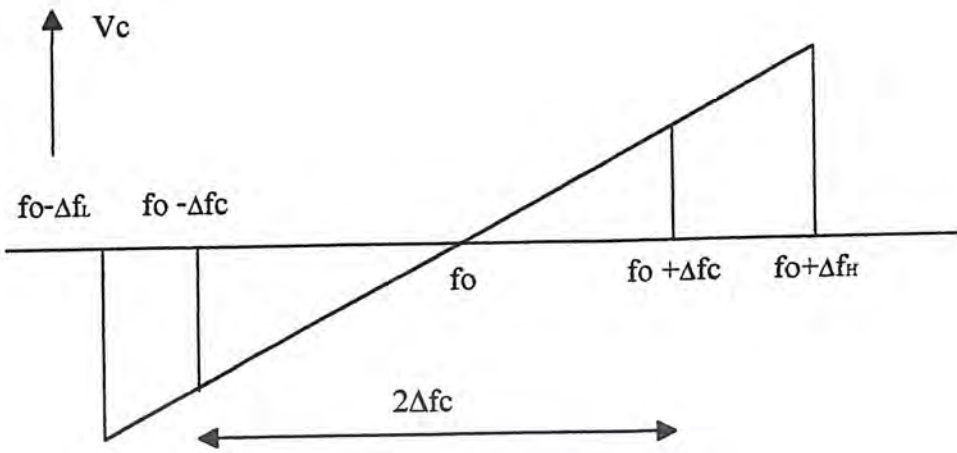
และ  $\Delta\omega_c \cong \pm \sqrt{\omega_i \Delta\omega_c} \quad (72)$

ดังนั้นระบบ PLL สามารถจะแคปเจอร์ (Capture) สัญญาณอินพุตได้ตลอดพิสัยความถี่นี้พิสัยแคปเจอร์มีค่าเป็น

$$\text{พิสัยแคปเจอร์} = 2\Delta\omega_c = 2\sqrt{\omega_i \Delta\omega_c} \quad (73)$$

ในกรณีทั่วไป  $\Delta\omega_c \gg \omega_i$  เราจะสังเกตได้ว่าพิสัยแคปเจอร์จะมีค่าตำแหน่งที่สมมาตรกันเมื่อยึดเฟรีรันนิ่งเฟรีควเอนซีของ VCO เป็นหลักศูนย์กลาง

ในรูปที่ 62 แสดงถึงกราฟของคอนโทรลโวลท์เตจของ VCO ,  $V_c$  ต่อความถี่ของสัญญาณอินพุต พร้อมทั้งแสดงถึงพิสัยแคปเจอร์และพิสัยการล็อก



รูปที่ 62 แสดงพิสัยแคบเจอร์ของระบบเฟสล็อกลูป

ในระบบเฟสล็อกลูปต้องการพิสัยแคบเจอร์ที่มีความกว้างมากบนจุดยืนของความสามารถในการดีออกกับสัญญาณอินพุต อย่างไรก็ตามพิสัยแคบเจอร์ที่มีความกว้างมากจะทำให้ระบบ PLL อ่อนแอต่อสัญญาณรบกวนด้านสัญญาณที่ไม่ต้องการและนอยส์ สำหรับระบบ PLL ที่สามารถกำจัดสัญญาณรบกวน และนอยส์ได้สูงสุดจะต้องมีพิสัยแคบเจอร์แคบ ในกรณีทั่วไประบบ PLL จะเลือกพิสัยแคบเจอร์ที่เหมาะสมเพื่อให้คุณสมบัตินี้ดีที่สุดทั้งสองอย่างคือ กำจัดสัญญาณรบกวนได้ดีและสามารถล็อกกับสัญญาณอินพุตได้ในช่วงความถี่กว้าง

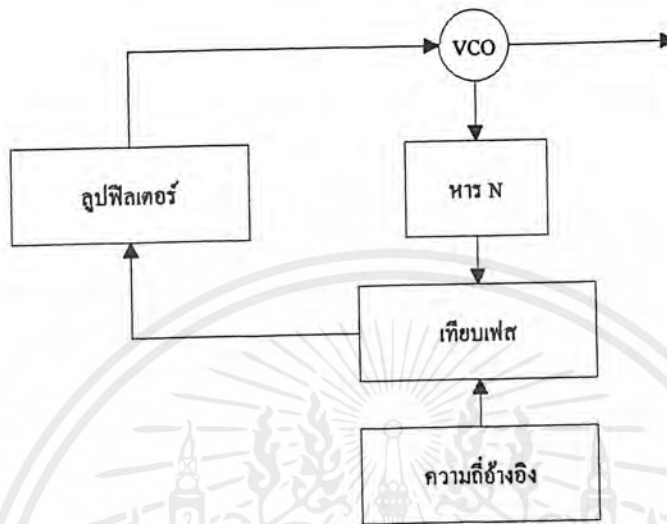
แต่ในบางกรณีที่ระบบ PLL ไม่สามารถเลือกพิสัยแคบเจอร์ที่เหมาะสมได้ เราจะต้องตั้งแบนด์วิดท์ของโวลท์พาสฟิลเตอร์ให้มีค่ามากไว้ก่อนในตอนแรกเพื่อให้ลูปสามารถเริ่มค้นแคบเจอร์สัญญาณอินพุตได้เมื่อลูปสามารถแคบเจอร์สัญญาณอินพุตได้แล้วและระบบ PLL ก็จะล็อกกับสัญญาณรบกวนและนอยส์ลักษณะเด่นของระบบ PLL คือลูปสามารถดำรงรักษาการล็อกกับสัญญาณอินพุตได้แม้ว่าสัญญาณอินพุตจะอยู่ในสถานะที่มีนอยส์รบกวนมาก คือมีอัตราส่วนของซิกแนลต่อนอยส์น้อยกว่าหนึ่งก็ตาม ระบบ PLL มักนิยมใช้งานประเภทที่สัญญาณอินพุตมีระดับต่ำ เช่นระบบสื่อสารของดาวเทียม เป็นต้น

### 3.6 การสังเคราะห์ความถี่

ไม่ว่าระบบสังเคราะห์ความถี่จะมีความซับซ้อนเพียงใด เมื่อพิจารณาถี่กลงไปแล้วจะพบว่าเฟสล็อกลูปเป็นหัวใจในการสังเคราะห์เสมอ รูปที่ 63 เป็นตัวอย่างของระบบสังเคราะห์ความถี่อย่างง่ายประกอบด้วย 5 ภาค VCO เป็นออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณเอาต์พุตของระบบสังเคราะห์ความถี่ ภาคหาร N ทำหน้าที่หารความถี่แบบตั้งโปรแกรมให้หารด้วยค่าตัวเลขตามต้องการได้ (programmable divider) ภาค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำเนิดความถี่อ้างอิง คริสตอลออสซิลเลเตอร์หรือสัญญาณอื่น ๆ (reference generator) ภาคเทียบเฟสและภาค  
 ลูปฟิลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ค่าไปใช้



รูปที่ 63 ระบบสังเคราะห์ความถี่อย่างง่าย

แผนผังในรูปที่ 63 จะเห็นว่า สัญญาณอินพุตของภาคเทียบเฟสมาจาก 2 แหล่งคือ จาก VCO มีความถี่  
 เท่ากับ  $F_o/N$  กับ  $F_R$  ซึ่งจะกรองเฉพาะความถี่ค่าเท่านั้น เพื่อบังคับการออสซิลเลตของวงจร VCO ให้ทำการ  
 ปรับแก้ความถี่ (หรือเฟส) ให้ตรง จนกว่าความถี่ของสัญญาณทั้งสองจะเท่ากัน

ในสถานะล็อก (lock) ความถี่ของ VCO เมื่อผ่านวงจรหาร N จะเท่ากับความถี่อ้างอิงนั่นคือ

$$F_o = NF_R$$

(คำนวณจาก  $F_o/N = F_R$  ที่วงจรเทียบเฟสค่าปกติ)

กล่าวอีกนัยหนึ่งว่า เอาต์พุตจะมีความถี่เป็น N เท่าของความถี่อ้างอิง สมมติว่า  $F_R = 1 \text{ KHz}$ ,  $N = 1000$   
 จะได้  $F_o = 1 \text{ MHz}$ . ถ้า N เพิ่มทีละ 1 เป็น 1001, 1002, 1003 ..... ค่า  $F_o$  จะเพิ่มทีละ 1 KHz. ไปเรื่อย ๆ เป็น  
 1001, 1002, 1003 ..... MHz. ตามลำดับ

ขอให้สังเกตว่า เฟสล็อกดังกล่าวนั้น สามารถผลิตความถี่ได้แต่เฉพาะในช่วงความถี่ที่วงจร VCO  
 และวงจรหาร N สามารถทำงานได้เท่านั้น และตัวเลขในการหาร (คือ N) ย่อมเป็นตัวเลขจำนวนเต็มเสมอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### รูปแบบของการสังเคราะห์ความถี่

การสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ตัวอย่างที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นหน่วยสังเคราะห์ความถี่ ซึ่งมีขั้นการตั้งความถี่ขึ้นละ  $f_r$  เท่ากับความถี่อ้างอิง

#### - PLL แบบโดยตรง

วิธีการสังเคราะห์ความถี่วิธีนี้ ใช้ PLL แบบโดยตรง นับว่าเป็นวิธีที่ง่าย ความถี่เอาต์พุตมีค่าเป็น  $N$  เท่าของความถี่อ้างอิง (รูปที่ 64) ในที่นี้ VCO ต้องสามารถทำงานได้ตลอดย่านความถี่เอาต์พุต ความถี่อาจจะขึ้นไปได้ถึง 200 MHz. อย่างไรก็ตาม วงจรนับที่โปรแกรม ตัวหาร  $N$  นั้นมีราคาแพง เราจึงจำเป็นต้องปรับปรุงวิธีสังเคราะห์ความถี่เป็นแบบอื่น



รูปที่ 64 PLL แบบ โดยตรง

#### - PLL แบบคูณความถี่

สังเกตว่าในรูปที่ 65 เราหารความถี่อ้างอิง  $f_r$  ลง 9 เท่า ก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรเฟสดีเทกเตอร์ และเอาต์พุตจาก VCO ก็คูณความถี่ขึ้นไป 9 เท่า วิธีนี้ช่วงลดการทำงานของวงจรรวม  $N$  ลง แต่ก็ทำให้ผลตอบสนองการเปลี่ยนแปลงความถี่ของ PLL ช้าลง เนื่องจากความถี่ที่ใช้ในการเทียบเฟสต่ำลง



รูปที่ 65 PLL แบบคูณความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PLL ในรูปที่ 66 ใช้วิธีการความถี่อ้างอิง  $f_r$  ลง P เท่า ก่อนที่จะให้แก่วงจรเฟสดีเทกเตอร์ และใช้วิธีคูณความถี่ขึ้นไป P เท่าภายในลูบ แทนที่จะคูณความถี่ภายนอกลูบดังเช่น PLL แบบคูณความถี่ วงจร VCO ในกรณีนี้ต้องทำงานขึ้นไปถึงความถี่ใช้งาน โดยไม่ต้องมีวงจรมัลติพลาย

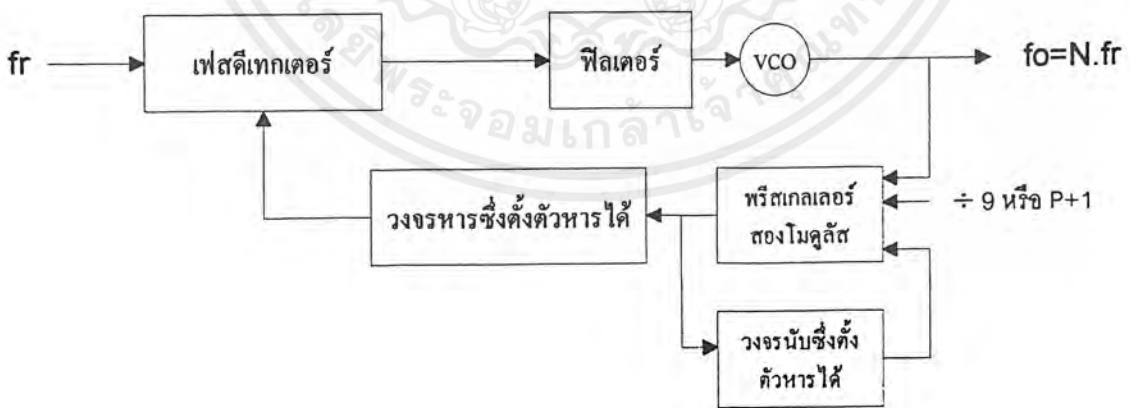
วงจรมหาร P เป็นชุดวงจรฟลิปฟลอปธรรมดา ซึ่งตัวหารกำหนดไว้ตายตัวและสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ เราเรียกว่า วงจรพริสเกลเลอร์ ส่วนวงจรมหาร N ซึ่ง โปรแกรมตัวหารได้นั้น ทำงานที่ความถี่ต่ำลงเช่นเดียวกับ PLL ในรูปที่ 65



รูปที่ 66 PLL แบบพริสเกลเลอร์

- PLL แบบพริสเกลเลอร์ สองโมดูลัส

PLL ในรูปที่ 67 ใช้พริสเกลเลอร์เช่นเดียวกับ PLL ในรูปที่ 66 เว้นแต่่วงจรพริสเกลเลอร์นี้มีใช้เป็นวงจรมหาร ซึ่งหารค่าตายตัว P แต่เป็นวงจรมหารซึ่งตัวหารเปลี่ยนค่าได้ ระหว่าง P กับ P+1 เราเรียกพริสเกลเลอร์แบบนี้ว่า พริสเกลเลอร์สองโมดูลัส (เลือกตัวหาร P ก็ได้ หรือจะเลือก P+1 ก็ได้) วงจรมหาร N ซึ่ง โปรแกรมตัวหารได้นั้น ทำงานที่ความถี่ต่ำลง

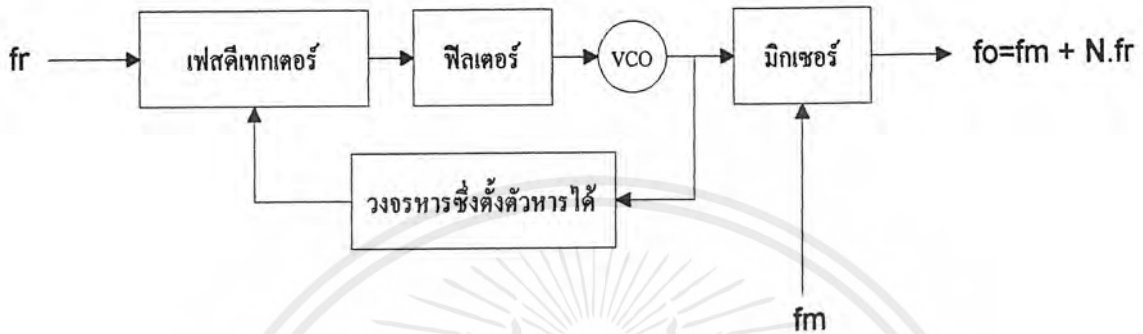


รูปที่ 67 PLL แบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### - PLL แบบมิกซ์ซิงนอก-loop

PLL ในรูปที่ 68 อาศัยความถี่อีกความถี่หนึ่งเพื่อผสม (มิกซ์) กับความถี่ VCO ให้เอาต์พุตของ PLL มีความถี่สูงขึ้น ในที่นี้เราปรับความถี่ได้ขึ้นละ  $f_r$  เท่ากับความถี่อ้างอิง และความถี่เอาต์พุต เท่ากับผลรวมความถี่ที่นำมามิกซ์กับความถี่จาก VCO



รูปที่ 68 PLL แบบมิกซ์ซิงนอก-loop

### - PLL แบบมิกซ์ซิงใน-loop

PLL ในรูปที่ 69 เป็นการมิกซ์อีกแบบหนึ่ง ซึ่งนำการมิกซ์มาไว้ใน-loop สัญญาณจาก VCO และความถี่มิกซ์  $f_m$  จะบิตกัน ได้ความถี่ต่ำลง แล้วจึงป้อนสู่วงจรรหาร  $N$  ความถี่เอาต์พุตเท่ากับผลรวมของความถี่ที่นำมามิกซ์  $f_m$  กับความถี่ VCO เช่นเดียวกับรูปที่ 68



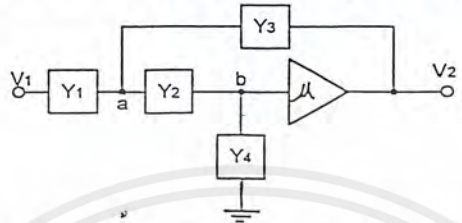
รูปที่ 69 PLL แบบมิกซ์ซิงใน-loop

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.7 วงจร Active Filter

#### วงจรแบบ VCVS

โครงสร้างทั่ว ๆ ไปของ LPF, HPF และ BPF ลำดับสองแบบ VCVS ดังแสดงในรูป ซึ่งวงจรดังกล่าว บางครั้งเราเรียกวงจรดังกล่าวว่าวงจรของ Sallen และ Key ซึ่งเป็นผู้ริเริ่มคิดวงจรถูกกล่าวขึ้นเป็นครั้งแรกในปี ค.ศ. 1955



รูปที่ 70 โครงสร้างของวงจรกรองความถี่แบบ VCVS

จากรูปที่ 70 node (a) และ (b) เขียนเป็นสมการได้ว่า

$$(Y_1 + Y_2 + Y_3) * V_a - Y_1 V_1 - \frac{Y_2 V_2}{\mu} - Y_3 V_2 = 0 \quad (1)$$

และ

$$\frac{V_2}{\mu} = \frac{Y_2}{Y_2 + Y_4} * V_a \quad (2)$$

โดยที่  $Y_i (i = 1, 2, 3)$  เป็นค่า admittance ของวงจร

และจากรูปจะเห็นได้ว่า

$$V_b = \frac{V_2}{\mu}$$

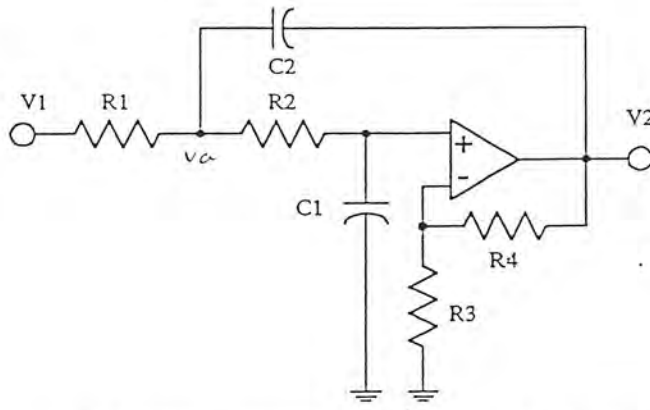
จากสมการ (2) โดยการแทนค่า  $V_a$  ลงใน (1) และจัดฟอร์มใหม่เราจะได้ Transfer function

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{\mu Y_1 Y_2}{(Y_2 + Y_4)(Y_1 + Y_2 + Y_3) - Y_2^2 - \mu Y_2 Y_3} \quad (3)$$

#### วงจรกรองความถี่ต่ำ (Lowpass Filter)

จากรูปในกรณีของวงจรกรองความถี่ต่ำเราแทน  $Y_1, Y_2$  ด้วยค.ต.ท. และ  $Y_3, Y_4$  ด้วย Capacitors ค่า Elements และ Transfer function ของวงจรถูกแสดงในรูป และสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 71 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ VCVS ลำดับสอง

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{\mu G_1 G_2 / C_1 C_2}{S^2 + \left( \frac{C_1(G_1 + G_2) + C_2 G_2(1 - \mu)}{C_1 C_2} \right) S + \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \quad (4)$$

โดยที่  $G_i = 1/R_i$  ( $i = 1, 2$ ) และ  $\mu = 1 + R_4/R_3$

จาก (4) ในกรณีของ LPF แบบ Unity gain  $\mu = 1$  แทนค่า  $\mu = 1$  ลงใน (4) จะได้

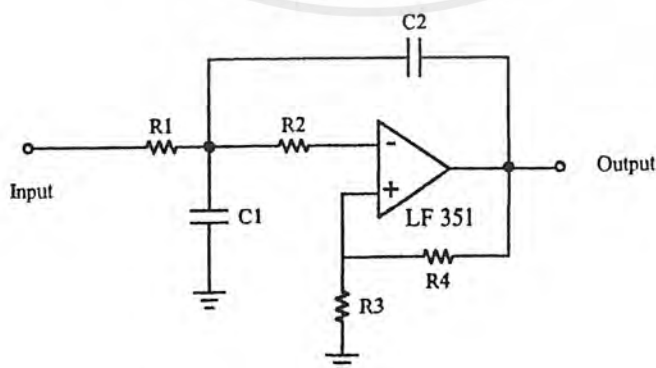
$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2 \left\{ S^2 + \left[ \frac{C_1(R_1 + R_2)}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right] S + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right\}} \quad (5)$$

ความถี่ cut off สำหรับ LPF ในสมการ (5) คือ

$$f_{3(dB)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (6)$$

จากสมการ (6) เพื่อความสะดวกในการออกแบบเรากำหนดให้  $C = C_1 = C_2$  และ  $R = R_1 = R_2$  ฉะนั้นสมการ (6) จะมีค่า

$$f_{3(dB)} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (7)$$

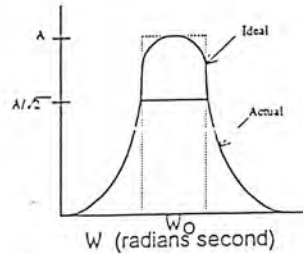
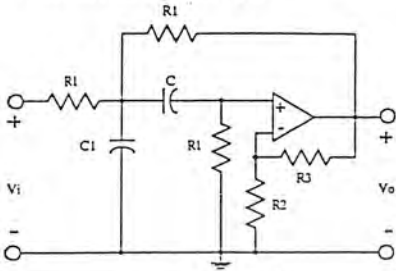


รูปที่ 72 วงจรตัวอย่างที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**วงจร Band Pass Filter (B.P.F)**

จากรูปแสดงวงจร band pass filter ลำดับ 2 แบบ VCVS โดยมีคุณลักษณะของผลตอบสนองของขนาดต่อความถี่ดังรูป



ผลตอบสนองต่อขนาดของ B.P.F

วงจร band pass filter

รูปที่ 73 วงจร band pass filter

สมการ band pass filter มีสมการทั่วไปเขียนได้ว่า

$$H(S) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{H \frac{\omega_o}{Q} S}{S^2 + \frac{\omega_o}{Q} S + \omega_o^2} = \frac{KS}{S^2 + BS + \omega_o^2} \quad (8)$$

โดยที่ bandwidth (B.W.) =  $\omega_o/Q$

และ  $\omega_o$  เป็น Center freq.

จากสมการ (1)

$$K = \frac{\mu}{R_1 C}$$

$$B = \frac{4 - \mu}{R_1 C}$$

$$\omega_o^2 = \frac{4 - \mu}{R_1^2 C_1}$$

โดยที่ gain ของวงจร  $\mu = 1 + R_4/R_3$

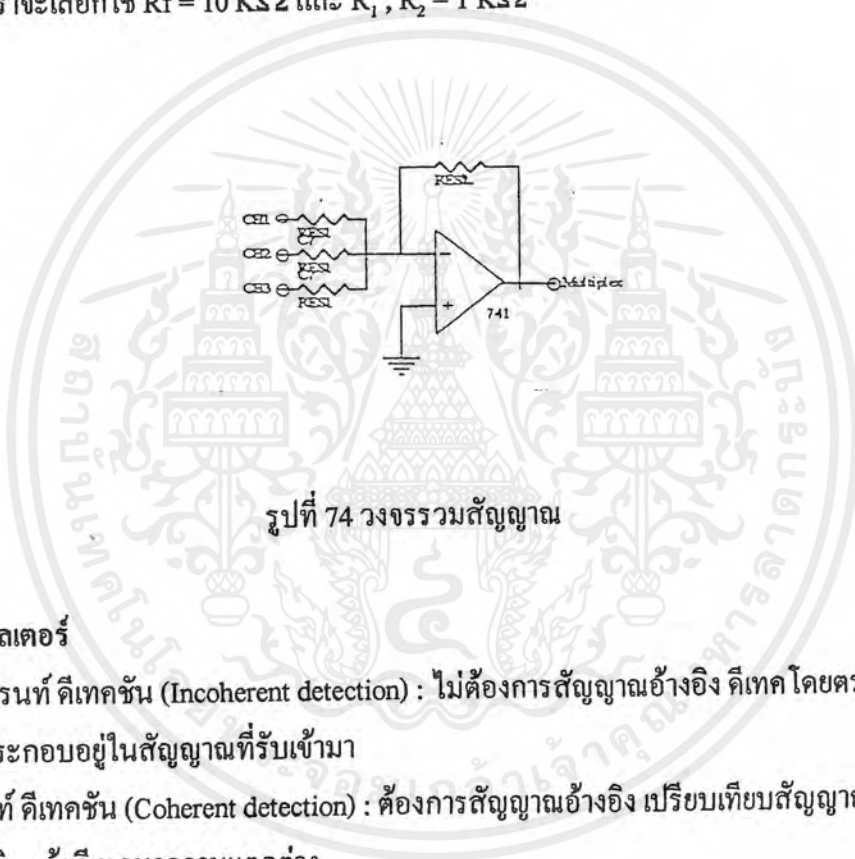
วงจรการแปลงสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมให้เป็นสัญญาณไซน์

### 3.8 วงจรรวมสัญญาณ (Summing Circuit)

เนื่องจากจะต้องส่งสัญญาณหลาย ๆ สัญญาณ เพื่อส่งไปยังสายเส้นเดียวกัน จึงจำเป็นต้องนำสัญญาณเหล่านั้นมารวมกันก่อนทำการส่งออกไป ในโครงงานนี้จะทำการรวมสัญญาณที่มอดูเลทแล้วกับสัญญาณไฟลิตोटอน เพื่อให้เป็นสัญญาณชุดเดียว ป้อนเข้าวงจรขยายก่อนส่งออกไป สามารถหาแรงดันเอาต์พุตได้จากสมการต่อไปนี้

$$V_o = \left( \frac{R_f V_1}{R_1} + \frac{R_f V_2}{R_2} \right)$$

ในการออกแบบเราจะเลือกใช้  $R_f = 10 \text{ K}\Omega$  และ  $R_1, R_2 = 1 \text{ K}\Omega$



รูปที่ 74 วงจรรวมสัญญาณ

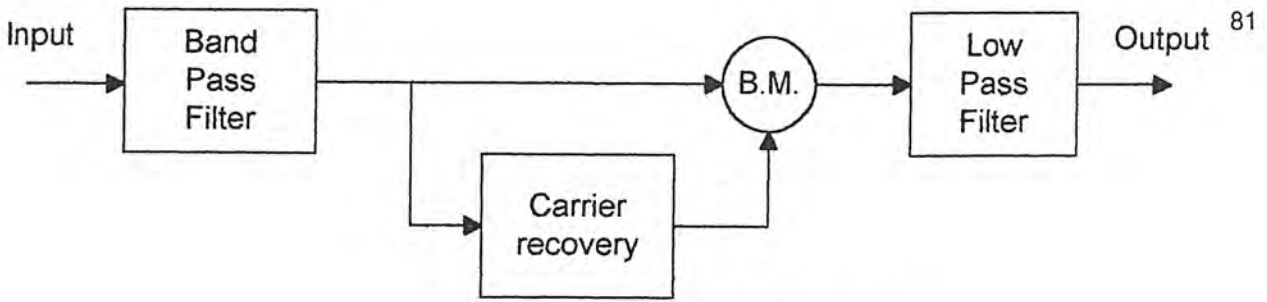
### 3.9 ระบบดีมอดูเลเตอร์

อิน โคฮีเรนท์ ดีเทคชัน (Incoherent detection) : ไม่ต้องการสัญญาณอ้างอิง ดีเทคโดยตรงจากการเปลี่ยนแปลงที่ประกอบอยู่ในสัญญาณที่รับเข้ามา

โคฮีเรนท์ ดีเทคชัน (Coherent detection) : ต้องการสัญญาณอ้างอิง เปรียบเทียบสัญญาณที่รับเข้ามา กับสัญญาณอ้างอิง แล้วดีเทคหาความแตกต่าง

#### โคฮีเรนท์ ดีเทคชัน

โคฮีเรนท์ ดีเทคชัน ทำได้โดยการคูณสัญญาณที่ได้รับเข้ามาด้วยคลื่นพาหะอ้างอิงดูหลักการดังรูป



รูปที่ 75 แสดงหลักการของ โคฮีเรนต์ ดีเทกชัน

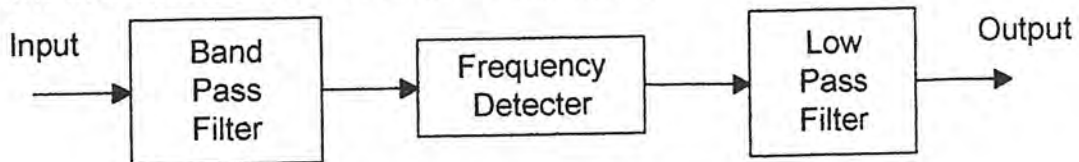
ถ้าสัญญาณที่รับเข้ามาเป็น  $R(t) = \cos(t + \theta)$  และถ้าคลื่นพาหะอ้างอิงเป็น  $\cos(t + \theta)$  โดยมีความถี่เชิงมุมคงที่เป็น  $\omega_c$  และความแตกต่างทางเฟสถูกนำมาใช้ สัญญาณทางออกของมัลติพลีเออร์จะเป็นที่ทางออกของมัลติพลีเออร์จะได้เป็นส่วนประกอบที่เป็น 2 เท่าของความถี่คลื่นพาหะ และส่วนประกอบที่เป็นความต่างเฟสระหว่างสัญญาณที่รับได้และคลื่นพาหะอ้างอิง ส่วนที่เป็นฮาร์โมนิกสูง ๆ จะถูกตัดออกไปโดยฟิลเตอร์ จะเหลือแต่ส่วนประกอบที่ขึ้นกับโคไซน์ของความต่างเฟส และถ้าเฟสของสัญญาณที่ได้รับถูกเปลี่ยนไปโดยการมอดูเลต เอาต์พุตก็จะเปลี่ยนตามการมอดูเลตนั้น ถ้าสัญญาณที่รับได้มีเฟสที่เหมือนกันกับคลื่นพาหะอ้างอิง ( $\theta = 0$ ) สัญญาณทางออกก็จะมีค่าสูงสุดและถ้าสัญญาณที่รับได้มีเฟสตั้งฉาก ( $\theta = \pi/2$ ) สัญญาณทางออกก็จะเป็นศูนย์

### โคฮีเรนต์ ดีเทกชันบนเวกเตอร์ไดอานแกรม

เนื่องจากเอาต์พุตของการดีเทกชันคือ โปรเจกชัน (projection) ของสัญญาณที่รับได้ที่ทาบบอยู่บนแกนของคลื่นพาหะอ้างอิง และเนื่องด้วยคลื่นพาหะอ้างอิงถูกหมุนไปรอบ ๆ ศูนย์กลางด้วยความเร็วเชิงมุมที่เท่ากับดีเทกชันเอาต์พุตที่คงที่ค่าหนึ่งสามารถได้รับออกมาตราบเท่าที่เฟสซึ่งเกี่ยวพันตามลำดับไม่ได้เปลี่ยนแปลงไป ถ้าเฟสของสัญญาณที่รับได้เปลี่ยนไป ดีเทกชันเอาต์พุตก็จะเปลี่ยนไปด้วย ดังนั้นจึงเป็นไปได้ที่รู้ตำแหน่งสัมพันธ์ของสัญญาณที่รับได้

### อินโคฮีเรนต์ ดีเทกชัน

สัญญาณที่รับได้ใช้ประโยชน์ได้โดยตรงให้เป็นคลื่นพาหะอ้างอิง ตามรูปสัญญาณที่รับได้จะถูกแยกออกอีกทาง โดยมีการดีเลย์ 1 ไทม์สล็อต เพื่อป้องกันมัลติพลีเออร์



รูปที่ 76 อิน โคฮีเรนต์ ดีเทกชัน โดยการใช้ดีเลย์สัญญาณที่รับเข้ามา

## บทที่ 4

### การออกแบบภาคส่ง

#### 4.1 การมัลติเพล็กซ์แบบ FDM

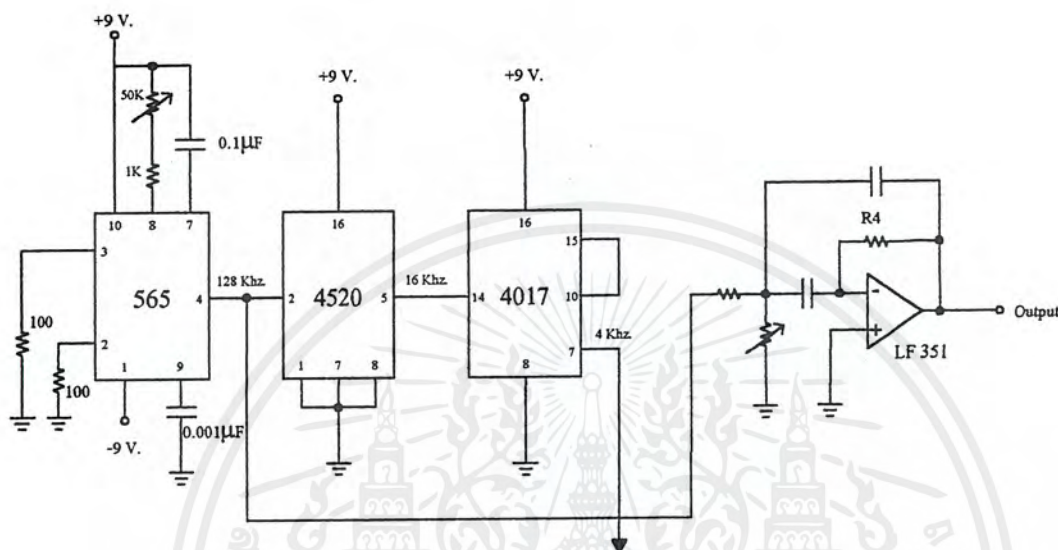
ในโครงการที่ได้ออกแบบการมัลติเพล็กซ์แบบ FDM ไว้จำนวน 6 ช่องสัญญาณก็จะเป็นแบบ 2 pregroup ตามมาตรฐานของ CCITT ในแต่ละ pregroup จะมี 3 ช่องสัญญาณ แต่ละช่องจะทำการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลด้วย สัญญาณคลื่นพาห် (carrier) ที่แตกต่างกันคือ ช่องที่ 1 และ 4 ใช้ สัญญาณคลื่นพาห် ความถี่ 12 kHz ช่องที่ 2 และ 5 เมื่อแต่ละช่องมอดูเลตแล้วจะได้สัญญาณออกมาเป็น 2 Side band จึงต้องทำการผ่าน Band Pass Filter เลือก Side band ตามลักษณะการส่งแบบ Single Side Band Subpase Carrier (SSSC) โดยได้เลือกเอาทางคั้น Upper Side band จากนั้นสัญญาณช่องที่ 1 2 และ 3 จะนำมารวมกัน แล้วนำไปมอดูเลตอีกครั้งหนึ่งด้วยความถี่ Carrie 84 kHz จะได้ออกมาเป็น pregroup ที่ 1 ส่วนสัญญาณช่องที่ 4 5 และ 6 จะถูกนำไปมอดูเลตอีกครั้งกับความถี่ carrier 96 kHz ได้ออกมาเป็น pregroup ที่ 2 โดยเมื่อนามอดูเลตให้เป็น pregroup แล้วจะออกมาเป็น 2 sideband เช่นกันแต่ในส่วนของทั้ง 2 pregroup นั้นจะ Band Pass Filter เอาคั้น Lower side band จากนั้นเอาสัญญาณทั้ง 2 pregroup มารวมกัน เพื่อที่จะนำไปเข้าในส่วนของอุปกรณ์ส่งด้วยแสง เพื่อเปลี่ยนสัญญาณทางไฟฟ้าให้เป็นสัญญาณแสงส่งผ่านไปทางเส้นใยแสงต่อไป ในส่วนของสัญญาณ carrier จะได้จากการสังเคราะห์ความถี่จากสัญญาณ Pilot คือ carrier ของการมอดูเลตทั้ง 6 ช่องจะ ได้จากการสังเคราะห์ความถี่จากสัญญาณ Pilot 128 kHz ส่วน carrier ของ pregroup นั้นจะ ได้จากการสังเคราะห์ความถี่จาก Pilot 240 kHz สัญญาณข้อมูล ที่จะนำไปมอดูเลตแต่ละช่องนั้นจะใช้เป็นสัญญาณความถี่ 1 kHz ซึ่งมี Block Diagram การทำงานของภาคส่งดังนี้

#### 4.2 การสร้างสัญญาณ Pilot

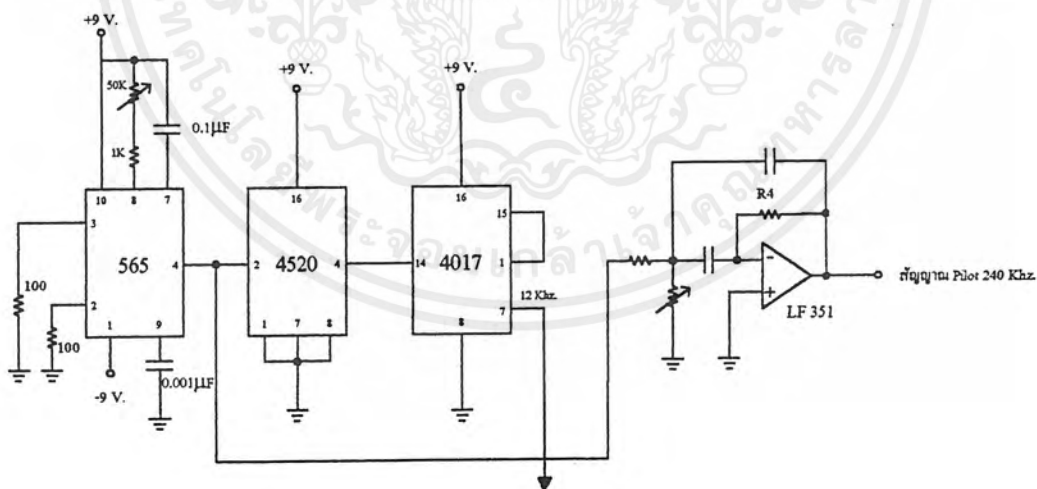
สัญญาณ Pilot เป็นสัญญาณที่ทำหน้าที่เป็นสัญญาณอ้างอิงในการสร้างความถี่ carrier ทั้งทางคั้นส่ง และทางคั้นรับ เพื่อจะทำให้เกิดการซิงโครไน กันในการสื่อสาร โดยทางคั้นส่วนนั้นสัญญาณ carrier ที่จะนำไปมอดูเลต กับสัญญาณข้อมูลแต่ละช่องต้องทำการสร้างมาจากสัญญาณ Pilot เมื่อส่งสัญญาณออกไปก็จะส่งสัญญาณ Pilot ตัวนี้ออกไปด้วย ทางคั้นเครื่องรับก็จะนำเอาสัญญาณ Pilot ตัวนี้เป็นตัวอ้างอิงในการสร้างความถี่ carrier ขึ้นมาใหม่เพื่อเข้าไป คิมอดูเลตให้ได้สัญญาณข้อมูลกลับมา และซิงโคร ไนกันกับเครื่องส่ง

สัญญาณ Pilot ที่ใช้ในการมัลติเพล็กซ์แบบ FDM ในโครงการนี้จะมีอยู่ 2 สัญญาณ คือ Pilot 128 kHz ใช้การอ้างอิงสัญญาณ carrier แต่ละช่องสัญญาณ และ Pilot 240 kHz ใช้ในการอ้างอิงสัญญาณ carrier ของการมอดูเลต แต่ละ pregroup ซึ่งจะใช้อิซี LM 565 เป็นตัวสร้างสัญญาณ ซึ่งจะได้เอาที่พุดที่ขา 4 เป็น

Square wave จากนั้นก็จะไปผ่านวงจร BPF ซึ่งเป็นแบบ Multiple Feed Back (MFB) เพื่อทำให้เป็น sine wave ส่งออกไปทางด้านรับ



รูปที่ 77 วงจรสร้างสัญญาณ Pilot 128 kHz



รูปที่ 78 การสร้างสัญญาณ Pilot 240 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 การสังเคราะห์ความถี่ carrier จากสัญญาณ Pilot

การสร้าง carrier แต่ละช่องสัญญาณ

สัญญาณ carrier ที่ใช้ในแต่ละช่องสัญญาณเป็นดังนี้

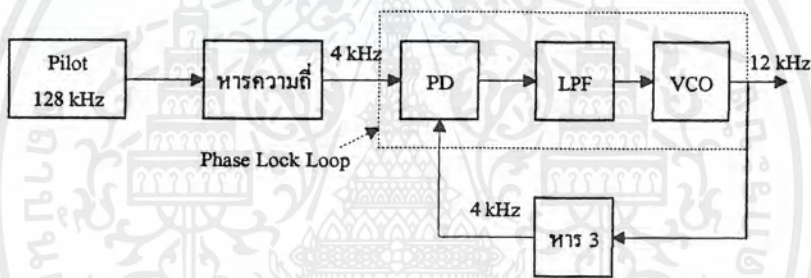
carrier ช่องที่ 1 และ ช่องที่ 4 ใช้ carrier 12 kHz

carrier ช่องที่ 2 และช่องที่ 5 ใช้ carrier 16 kHz

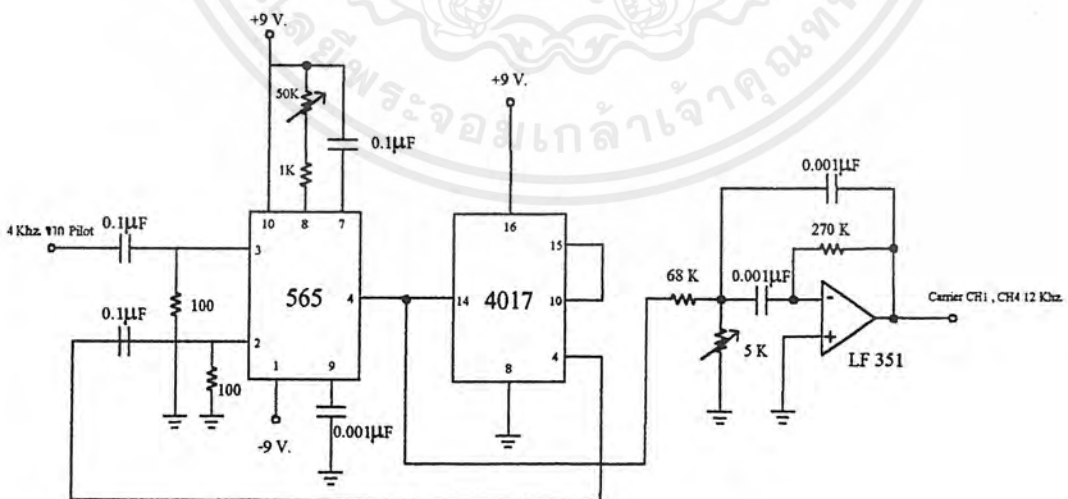
carrier ช่องที่ 3 และช่องที่ 6 ใช้ carrier 20 kHz

ซึ่งสัญญาณ carrier เหล่านี้ต้องใช้การสังเคราะห์ความถี่จากสัญญาณ Pilot 128 kHz โดยจะใช้เฟส ล็อกคัล ร่วมกับวงจรหารความถี่ จากสัญญาณ Pilot 128 kHz จะถูกหารความถี่ ให้เหลือ 4 kHz เพื่อนำมา เปรียบเทียบกันกับสัญญาณ carrier ที่ถูกหารให้ได้ 4 kHz เช่นกัน คือ

1. สัญญาณ carrier 12 kHz จะถูกหาร 3 ได้ออกมาเป็น 4 kHz  
นำมาเปรียบเทียบกับ 4 kHz ที่ได้จากสัญญาณ Pilot



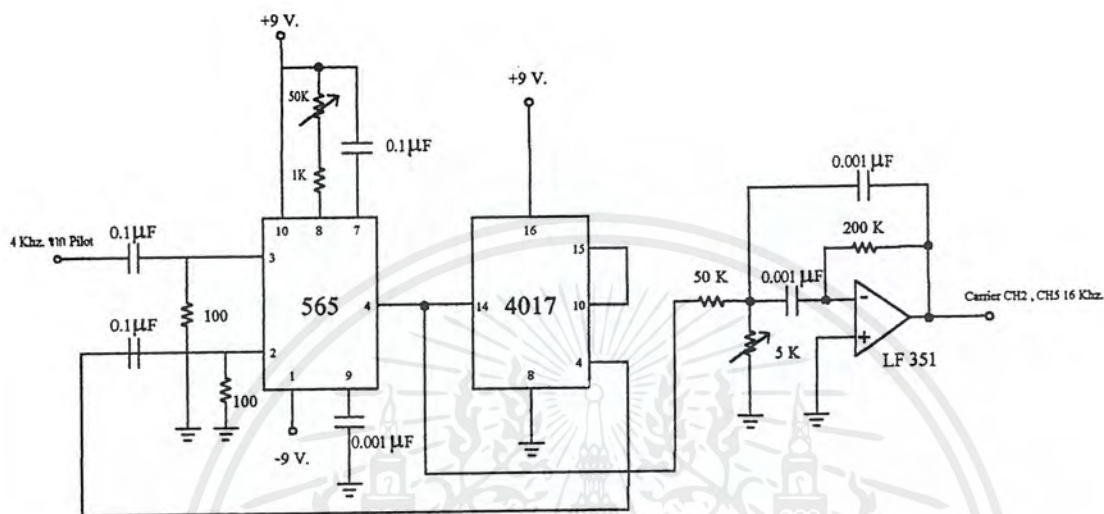
รูปที่ 79 บล็อกไดอะแกรมการสังเคราะห์ carrier



รูปที่ 80 วงจรสังเคราะห์ความถี่ carrier 12 kHz

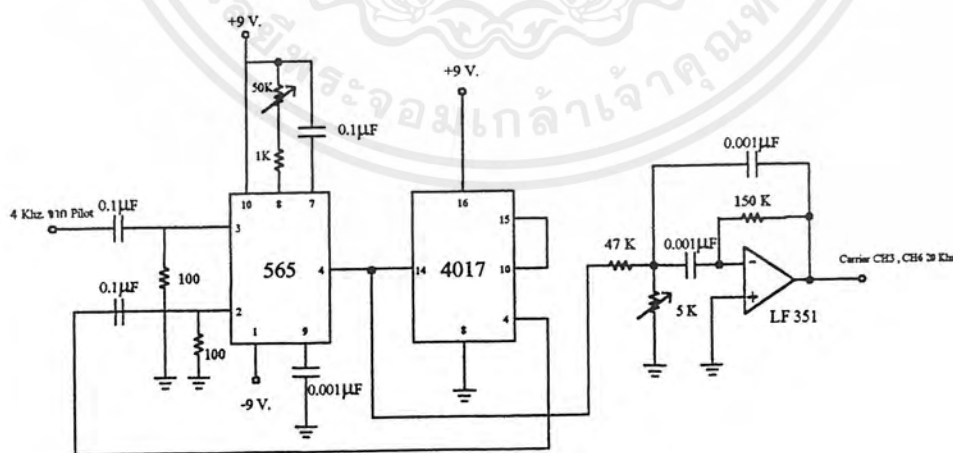
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. สัญญาณ carrier 16 kHz จะถูกหาร 4 ได้ออกมาเป็น 4 kHz มาเปรียบเทียบกับ 4 kHz ที่ได้จากสัญญาณ Pilot



รูปที่ 81 วงจรสังเคราะห์ความถี่ carrier 16 kHz

3. สัญญาณ carrier 20 kHz จะถูกหาร 5 ได้ออกมาเป็น 4 kHz นำมาเปรียบเทียบกับ 4 kHz ที่ได้จากสัญญาณ Pilot



รูปที่ 82 วงจรสังเคราะห์ความถี่ carrier 20 kHz

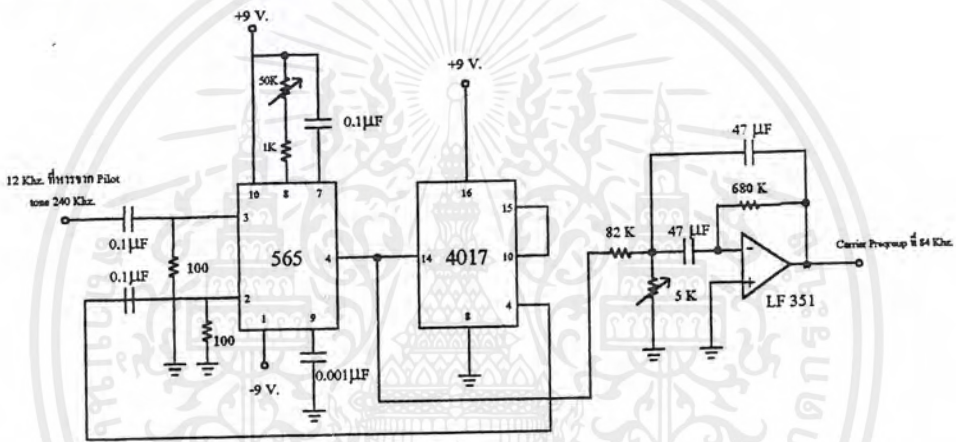
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**การสังเคราะห์ความถี่ carrier ของแต่ละ Pregroup**

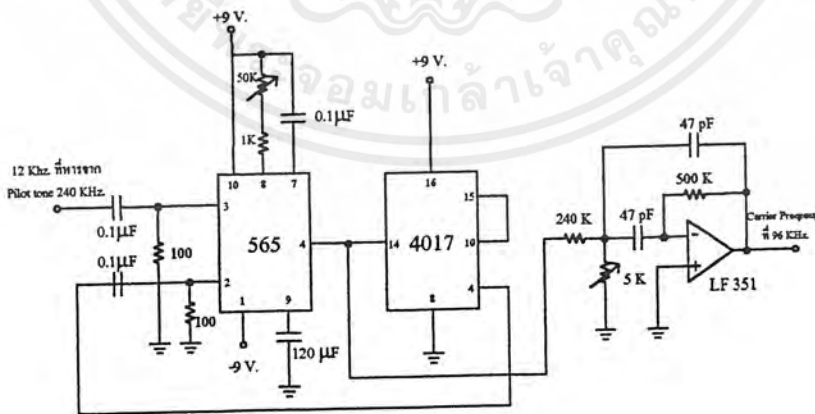
โครงการที่ได้ออกแบบการมัลติเพล็กซ์แบบ FDM ไว้ 2 pregroup ซึ่งตามมาตรฐานของ CCITT นั้น ความถี่ 2 pregroup แรกนั้นจะมีดังนี้

- pregroup ที่ 1 ใช้ carrier 84 kHz
- pregroup ที่ 2 ใช้ carrier 96 kHz

ซึ่ง carrier ในส่วนของ pregroup นี้จะใช้การสังเคราะห์ความถี่จากสัญญาณ Pilot 240 kHz โดย จะทำการหารความถี่จาก 240 kHz ได้เหลือ 12 kHz เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณความถี่ที่ถูกหารจาก สัญญาณ carrier แต่ละ pregroup คือ carrier 84 kHz จะถูกหาร 7 และ carrier 96 kHz จะถูกหาร 8 ซึ่งจะได้ ออกมาเท่ากับ 12 kHz พอให้นำมาเปรียบเทียบกันโดยใช้ Phase Lock Loop ซึ่งจะได้ดังนี้



รูปที่ 83 วงจรสังเคราะห์ความถี่ carrier 84 kHz

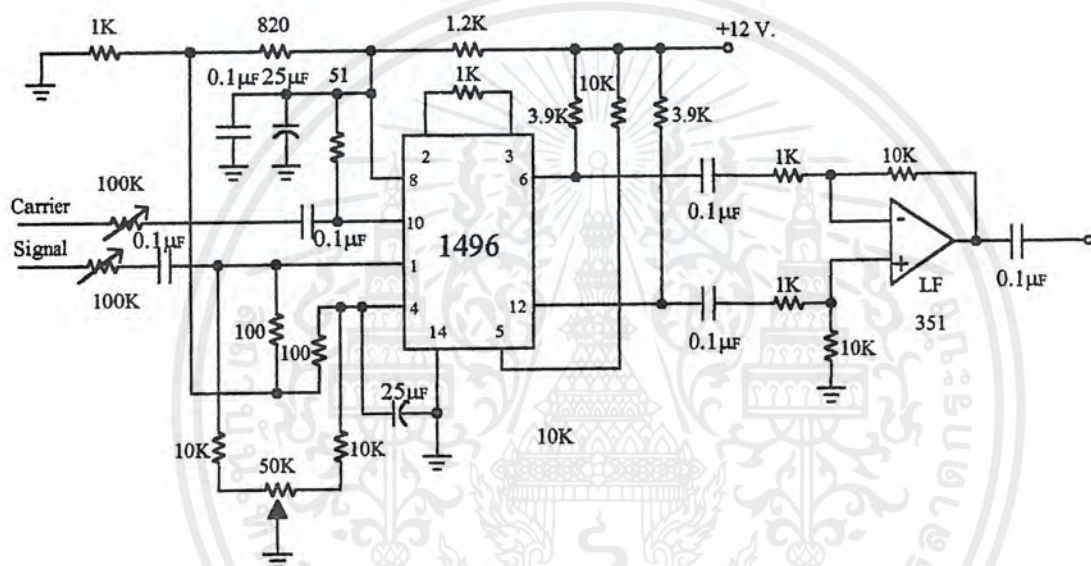


รูปที่ 84 การสังเคราะห์ความถี่ carrier 96 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 บาลาซมอดดูเลต (Balance Modulator)

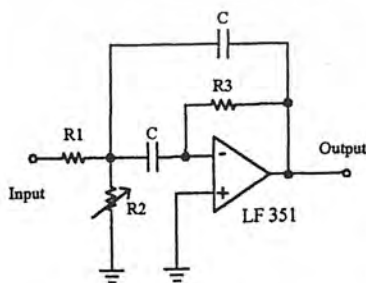
วงจร Balance Modulator จะใช้ไอซีที่ทำหน้าที่เป็น Balance Modulator คือ ไอซีเบอร์ LM 1496 ซึ่งอาศัยวงจรจากคู่มือไอซีแต่นำมาดัดแปลงให้เป็นแบบ single supply มีไฟเลี้ยงวงจรเฉพาะไปบวก และกราวด์ ไอซี 1496 นี้เมื่อใช้งานจริงสัญญาณ carrier ที่เข้ามาต้องมีระดับแรงดันประมาณ 100 mV และสัญญาณข้อมูลมีแรงดันรวมกัน 300 mV ดังนั้นก่อนที่จะนำมามอดดูเลตกัน ต้องทำการปรับระดับแรงดันให้ได้ตามที่กำหนดก่อน และเนื่องจาก output ของไอซี 1496 มีระดับสัญญาณที่ตัวจึงต้องเข้าไปขยายสัญญาณก่อน โดยจะใช้การขยายแบบ Differential Amp



รูปที่ 85 วงจรบาลาซมอดดูเลต

#### 4.5 การออกแบบ Band Pass Filter

วงจร Band Pass Filter จะใช้วงจรแบบ Multiple Feed Back (MFB) ซึ่งจำเป็นรูปวงจรและสูตรในการคำนวณดังนี้



รูปที่ 86 วงจร Band Pass Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi \cdot f_c \cdot C \cdot AF}$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi \cdot f_c \cdot C \cdot (2Q^2 - AF)}$$

$$R_3 = \frac{Q}{\pi \cdot f_c \cdot C}$$

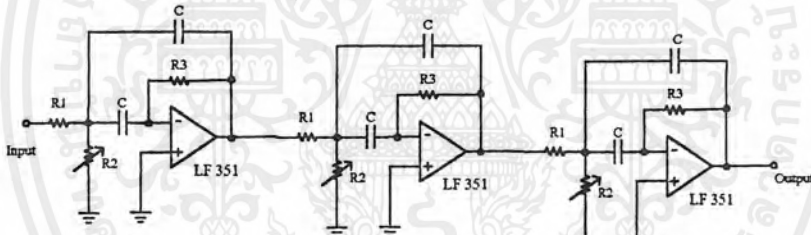
โดยที่  $f_c$  คือ Center frequency

AF คือ แกนการขยายของวงจร

Q คือ Quality Factor

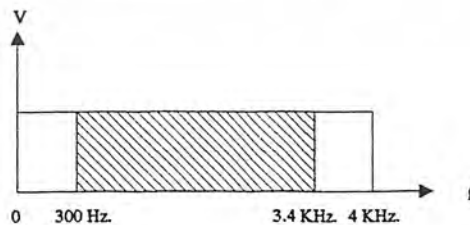
$$Q = \frac{f_c}{BW}$$

แต่ในการใช้งานจริงความถี่ และ Band width แต่ละช่องจะอยู่ไกลวันมากซึ่งถ้าใช้ BPF order 2 จะทำให้เกิดการกวนกันระหว่างช่องสัญญาณ ดังนั้นจึงต้อง order สูง ๆ จะช่วยลดปัญหานี้ได้จึงได้ออกแบบไว้ที่ order 6 โดยนำ order 2 จำนวน 3 ชุด มาต่อ cascade กัน ดังรูป



รูปที่ 87 วงจร Band Pass Filter order 6

สัญญาณข้อมูลที่เข้ามาออกดูเลตจะมี Band with ประมาณ 4 kHz คือ 0-4 kHz แต่จริง ๆ แล้วสัญญาณข้อมูลที่เป็นเสียงนั้นจะอยู่ 300 Hz ถึง 3.4 kHz เท่านั้น ในส่วนที่เป็นความถี่ 0-300 Hz และ 3.4 kHz - 4 kHz จะได้เป็น guard band

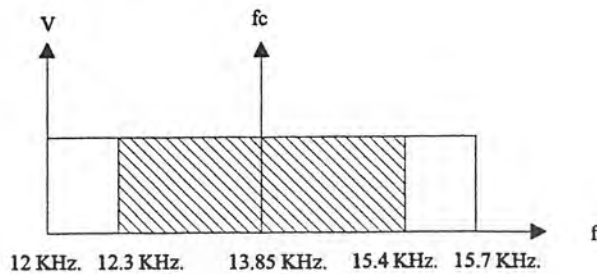


รูปที่ 88 สัญญาณข้อมูลที่เข้ามาออกดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น ในการออกแบบ Band Pass Filter จะต้องเพื่อ guard band เอาไว้ด้วย ดังต่อไปนี้

- Band Pass Filter ช่องที่ 1 และ 4



รูปที่ 89 Band Pass Filter ช่องที่ 1 และ 4

$$BW = 3.1 \text{ kHz}$$

$$Q = \frac{f_o}{BW} = \frac{13.85}{3.10} = 4.47$$

ออกแบบ gain = 2

ใช้ C = 0.001 uF

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi \cdot f_c \cdot C \cdot AF} = \frac{4.47}{6.28 \times 13.85 \times 10^3 \times 0.001 \times 10^{-6} \times 2}$$

$$= 25.63 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 27 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi \cdot f_c \cdot C \cdot (2Q^2 - AF)} = \frac{4.47}{6.28 \times 13.85 \times 10^3 \times 0.001 \times 10^{-6} \cdot (2(4.47)^2 - 2)}$$

$$= 1.35 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = VR5 \text{ k}\Omega$$

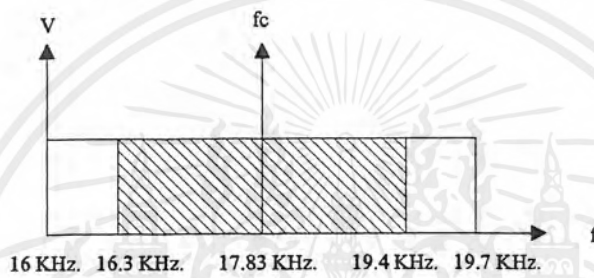
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_3 = \frac{Q}{\pi \cdot f_c \cdot C} = \frac{4.47}{3.14 \times 13.85 \times 10^3 \times 0.001 \times 10^{-6}}$$

$$= 102.78 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 103.3 \text{ k}\Omega (100 \text{ k} + 3.3 \text{ k})$$

- Band Pass Filter ช่องที่ 2 และ 5



รูปที่ 90 Band Pass Filter ช่องที่ 2 และ 5

$$BW = 3.1 \text{ kHz}$$

$$Q = \frac{f_o}{BW} = \frac{17.85}{3.10} = 5.76$$

ออกแบบ gain = 2

ใช้ C = 0.001  $\mu$ F

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi \cdot f_c \cdot C \cdot AF} = \frac{5.76}{6.28 \times 17.85 \times 10^3 \times 0.001 \times 10^{-6} \times 2}$$

$$= 25.69 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 27 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi \cdot f_c \cdot C \cdot (2Q^2 - AF)} = \frac{5.76}{6.28 \times 17.85 \times 10^3 \times 0.001 \times 10^{-6} \cdot (2(5.76)^2 - 2)}$$

$$= 798.44 \Omega$$

$$R_2 = 798 \Omega$$

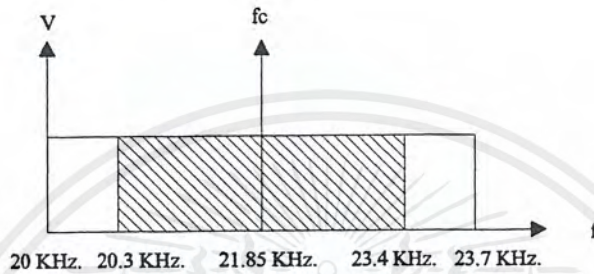
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_3 = \frac{Q}{\pi \cdot f_c \cdot C} = \frac{5.76}{3.14 \times 17.85 \times 10^3 \times 0.001 \times 10^{-6}}$$

$$= 102.77 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 103.3 \text{ k}\Omega (100 \text{ k} + 3.3 \text{ k})$$

- Band Pass Filter ช่องที่ 3 และ 6



รูปที่ 91 Band Pass Filter ช่องที่ 3 และ 6

$$BW = 3.1 \text{ kHz}$$

$$Q = \frac{f_o}{BW} = 7.05$$

ออกแบบ gain = 2

ใช้ C = 0.001 uF

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi \cdot f_c \cdot C \cdot AF} = \frac{7.05}{6.28 \times 21.85 \times 10^3 \times 0.001 \times 10^{-6} \times 2}$$

$$= 25.68 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 27 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi \cdot f_c \cdot C \cdot (2Q^2 - AF)} = \frac{7.05}{6.28 \times 21.85 \times 10^3 \times 0.001 \times 10^{-6} \cdot (2(7.05)^2 - 2)}$$

$$= 527.46 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = VR5 \text{ k}\Omega$$

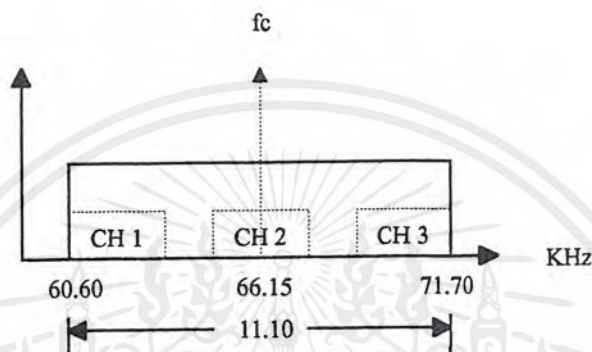
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_3 = \frac{Q}{\pi \cdot f_c \cdot C} = \frac{7.05}{3.14 \times 21.85 \times 10^3 \times 0.001 \times 10^{-6}}$$

$$= 102.76 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 103.3 \text{ k}\Omega (100 \text{ k} + 3.3 \text{ k})$$

- Band Pass Filter หลังจาก Modulate Pregroup



รูปที่ 92 Band Pass Filter หลังจาก Modulate Preoup (CH1, CH2, CH3)

$$Q = \frac{f_o}{BW} = \frac{66.15}{11.10} = 5.96 \approx 6$$

ออกแบบ gain = 2

ใช้ C = 120 pF

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi \cdot f_c \cdot C \cdot AF} = \frac{6}{6.28 \times 66.15 \times 10^3 \times 120 \times 10^{-12} \times 2}$$

$$= 60.129 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 60 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi \cdot f_c \cdot C \cdot (2Q^2 - AF)}$$

$$= 1.72 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 1.7 \text{ k}\Omega$$

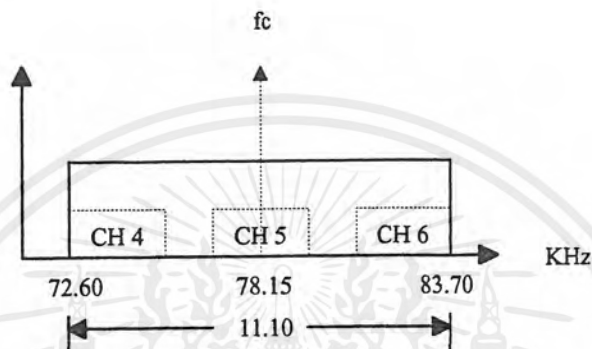
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_3 = \frac{Q}{\pi \cdot f_c \cdot C}$$

$$= 240.7 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 240 \text{ k}\Omega$$

- Band Pass Filter หลังจาก Modulate Prgroup



รูปที่ 93 Band Pass Filter หลังจาก Modulate Prgroup (CH4, CH5, CH6)

$$Q = \frac{f_o}{BW} = \frac{78.15}{11.10} = 7.04$$

ออกแบบ gain = 2

ใช้ C = 120 pF

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi \cdot f_c \cdot C \cdot AF} = \frac{7.04}{6.28 \times 78.15 \times 10^3 \times 120 \times 10^{-12} \times 2}$$

$$R_1 = 60 \text{ k}\Omega$$

$$= 59.77 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi \cdot f_c \cdot C \cdot (2Q^2 - AF)} = \frac{7.04}{6.28 \times 78.15 \times 10^3 \times 120 \times 10^{-12} \cdot (2(7.04)^2 - 2)}$$

$$= 1.23 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 1.23 \text{ k}\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_3 = \frac{Q}{\pi \cdot f_c \cdot C} = \frac{7.04}{3.14 \times 78.15 \times 10^3 \times 120 \times 10^{-12}}$$

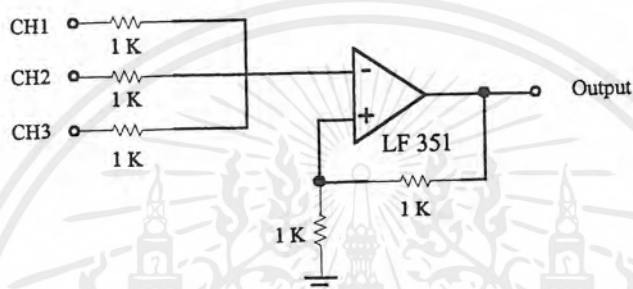
$$= 239.07 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 240 \text{ k}\Omega$$

#### 4.6 วงจร Summing

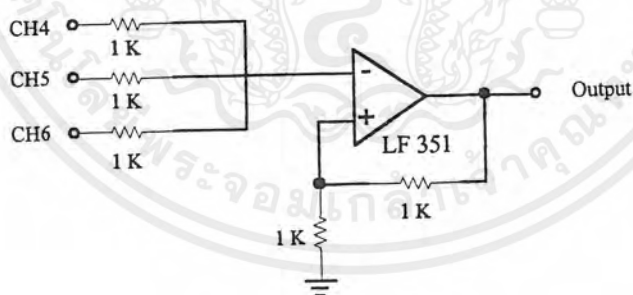
วงจร Summing ที่ใช้ในภาคส่งมีด้วยกัน 3 ชุด ดังนี้

1. วงจร Summing สัญญาณ ช่องที่ 1, 2 และ 3



รูปที่ 94 วงจร Summing ช่อง 1, 2 และ 3

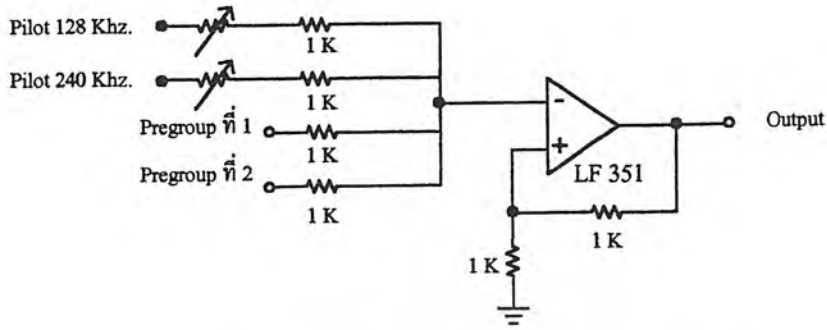
2. วงจร Summing สัญญาณ ช่องที่ 4, 5 และ 6



รูปที่ 95 วงจร Summing ช่อง 4, 5 และ 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

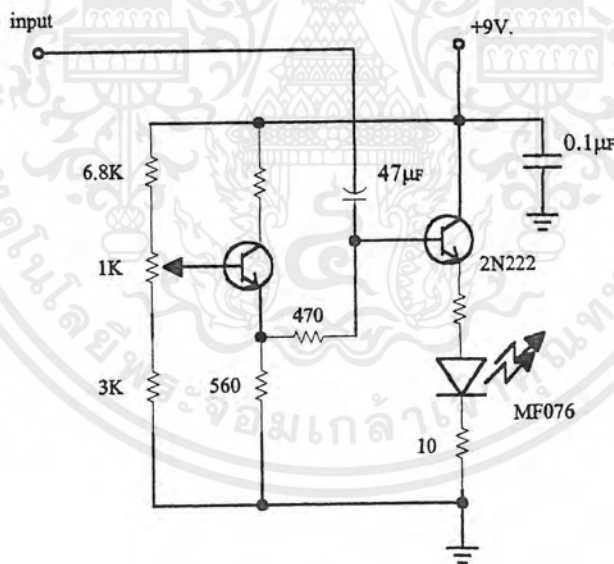
3. วงจร Summing สัญญาณ pregroup และสัญญาณ Pilot



รูปที่ 96 วงจร Summing สัญญาณ Pregroup

4.7 วงจรส่งสัญญาณแสง

อุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณแสงนั้นจะใช้ เบอร์ MF076 ซึ่งเป็น LED โดยจะมีวงจรที่ใช้สำหรับขับ LED MF026 ดังนี้



รูปที่ 97 วงจรส่งสัญญาณแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

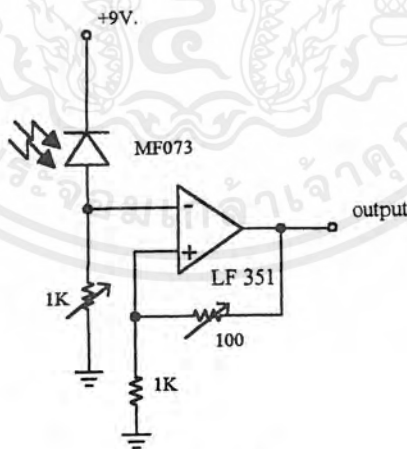
## บทที่ 5

### การออกแบบภาครับ

#### 5.1 การ Demultiplex FDM

เมื่อภาครับสัญญาณแสงเข้ามาก็จะทำการเปลี่ยนแสงให้เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า จากนั้นก็จะทำการกรองเอาสัญญาณ Pilot ที่ส่งมาได้ เพื่อนำเอาสัญญาณ Pilot นี้ไปทำการสังเคราะห์สัญญาณ Carrier เพื่อทำการ Demodulate ข้อมูลที่ส่งมา และให้เกิดการซิงโครไนกัน ระหว่างเครื่องส่ง และเครื่องรับ โดยสัญญาณ Pilot 240 kHz ที่ได้จาก BPF ก็จะไปเข้า Phase Lock Loop (PLL) เพื่อล๊อคเอาความถี่ที่เป็น 240 kHz ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณทางด้านส่งเมื่อล๊อคสัญญาณตรงกับเครื่องส่งแล้วความถี่ 240 kHz นี้ก็จะถูกนำไปหารความถี่ให้ต่ำลงเพื่อไปทำการสังเคราะห์ความถี่ให้ได้ Carrier 84 kHz และ 96 kHz นำไปคิมอดคูเลตในแต่ละ pregroup ซึ่งจะได้ออกมาเป็นสัญญาณรวม โดยในแต่ละ pregroup ที่ Demodulate ได้จะบรรจุข้อมูลรวมของ 3 ช่องสัญญาณ คือ หลังจากคิมอดคูเลตด้วย 84 kHz จะมีข้อมูลของช่อง 1, 2 และ 3 อยู่ และหลังจากคิมอดคูเลตด้วย 96 kHz จะมีข้อมูลของช่อง 4, 5 และ 6 อยู่จากนั้นก็ผ่านไปวงจรกรองความถี่กรองเอาเฉพาะสัญญาณข้อมูลของแต่ละช่องแยกออกจากกันเพื่อคิมอดคูเลต ให้ได้สัญญาณข้อมูลเดิมที่ส่งมา ซึ่ง carrier ที่ได้ในการคิมอดคูเลตขั้นสุดท้ายนี้ได้จากการสังเคราะห์ความถี่จากสัญญาณ Pilot 128 kHz ที่ล๊อคสัญญาณตรงกับทางด้านส่งแล้ว ซึ่งจะผลิต carrier 12 kHz, 16 kHz, 20 kHz ออก และจะให้ความถี่ และเฟส เช่นเดียวกับทางด้านส่งจึงทำได้คิมอดคูเลตสัญญาณเดิมกลับมาให้ได้ และซิงโครไนกัน

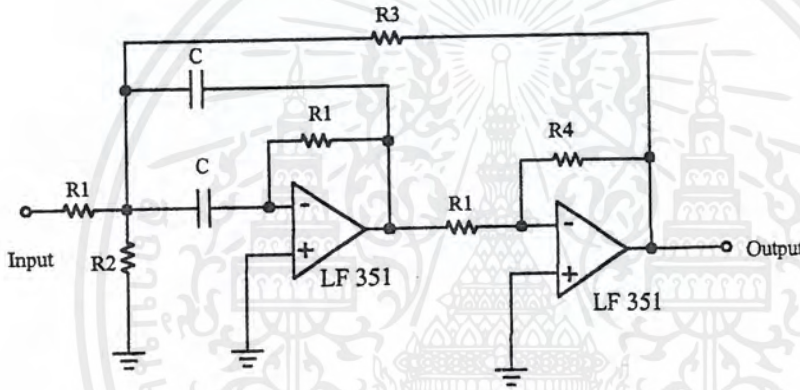
#### 5.2 วงจรชุดรับแสง



รูปที่ 98 วงจรชุดรับแสง

### 5.3 วงจรกรองสัญญาณ Pilot

เมื่อทำการหารสัญญาณวางวงจรรีบแสงซึ่งเป็นสัญญาณรวมที่ส่งมาแล้วก็จะทำการกรองเอาสัญญาณ Pilot ทั้ง 2 สัญญาณออกมา เพื่อนำมาสังเคราะห์ความถี่ขึ้นมาใหม่ที่เครื่องรับ เนื่องจากสัญญาณ Pilot เป็นสัญญาณที่มีความถี่เดียว ดังนั้นในการกรองสัญญาณ Pilot นี้ วงจรกรองความถี่ต้องใช้วงจรที่ให้ค่า Q สูง ๆ เพื่อให้สัญญาณผ่านไปได้ความถี่เดียวเท่านั้น โดยไม่มีความถี่อื่นเข้ามารบกวนซึ่งวงจรกรองที่ใช้จะเป็นวงจร Band Pass Filter แบบ Positive Feed Back ซึ่งจะให้ค่า Q ได้ถึง 40 ในการออกแบบวงจรกรองความถี่สัญญาณ Pilot แบบนี้จะใช้การเปิดตารางหาค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ จากหนังสือ Manual Active Filter Design (แสดงอยู่ในภาคผนวก) มีวงจรดังต่อไปนี้



รูปที่ 99 วงจร Band Pass Filter แบบ Positive Feed Back

ซึ่งหาค่าต่าง ๆ ได้ดังนี้

**วงจกรองสัญญาณ Pilot 128 kHz**

จากตาราง 4.11 (c) เลือกใช้  $C = 100 \text{ pF}$  จะได้ค่า  $k = 7.8$  จากนั้นนำค่าของ  $k$  ไปหาค่าอุปกรณ์ต่างในตาราง 4.34 จะได้

$$f_c = 128 \text{ kHz}$$

$$Q = 30$$

$$\text{Gain} = 4$$

$$BW = 0.033 \text{ fc}$$

$$\text{เลือกใช้ } C = 100 \text{ pF}$$

$$k = 7.8$$

$$R_1 = 68 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 2.6 \text{ k}\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบุคลากรเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### วงจรรองสัญญาณ Pilot 240 kHz

ทำเช่นเดียวกับวงจรรอง Pilot 128 kHz จะได้ดังนี้

$$R_3 = 27k\Omega$$

$$R_4 = 56k\Omega$$

$$f_c = 240 \text{ kHz}$$

$$Q = 30$$

$$\text{Gain} = 4$$

$$BW = 0.33 f_c$$

$$\text{เลือกใช้ } C = 100 \text{ pF}$$

$$k = 4.2$$

$$R_1 = 68k\Omega$$

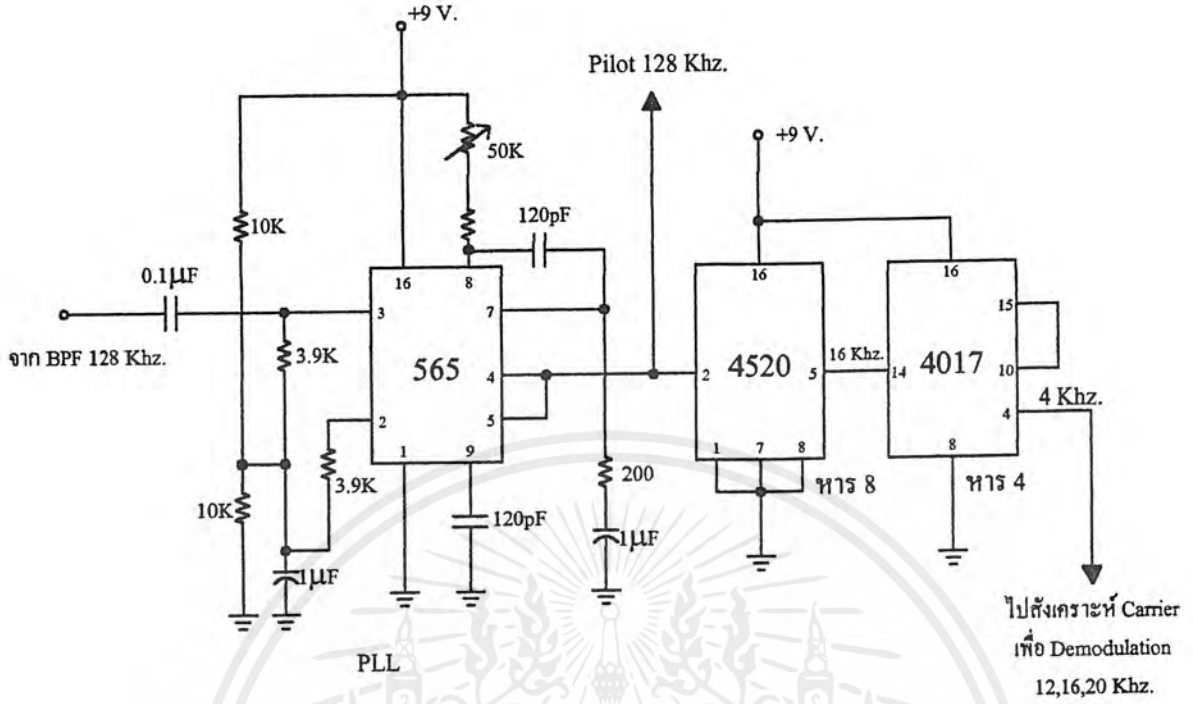
$$R_2 = 1.4k\Omega$$

$$R_3 = 27k\Omega$$

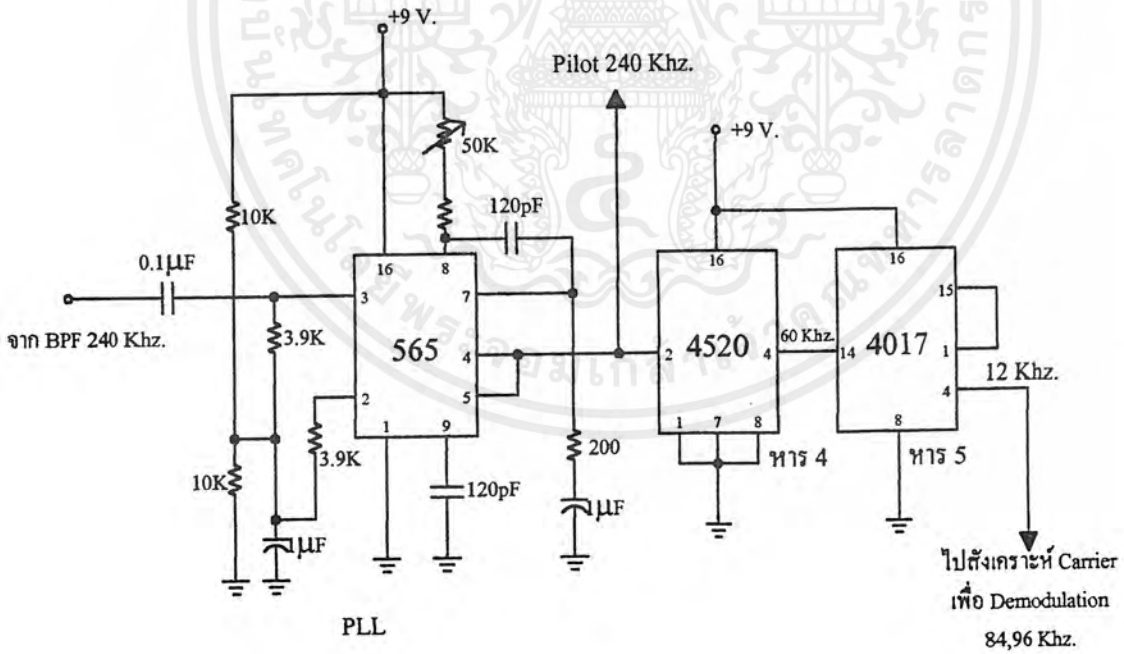
$$R_4 = 50k\Omega$$

### 5.4 เฟสล็อกคูลที่ใช้ล็อกสัญญาณ Pilot

เมื่อผ่านวงจรรองความถี่แล้วสัญญาณ Pilot จะถูกนำไปเข้าในวงจร Pilot lock phase เพื่อที่จะล็อกสัญญาณ Pilot ทั้งสองและได้มีการเปลี่ยนแปลงตามค่านตั้ง เมื่อยังไม่มีอินพุตเข้ามา VCO ในเฟสล็อกคูลจะถูกปรับได้ Free running มีความถี่เท่ากับสัญญาณ Pilot ทั้ง 2 คือ 128 KHz. และ 240 KHz. เมื่อมีอินพุตเข้ามาจากวงจรรองความถี่ เฟสล็อกคูลก็จะทำการเปรียบเทียบเฟสและความถี่ที่เข้ามากับความถี่ Free running จะทำให้ได้ความถี่ที่ได้จากเฟสล็อกคูลจากเฟสล็อกคูลเป็นความถี่ที่เหมือนเดิมทางค่านตั้ง ซึ่งวงจร Phase Lock Loop จะเป็นดังนี้



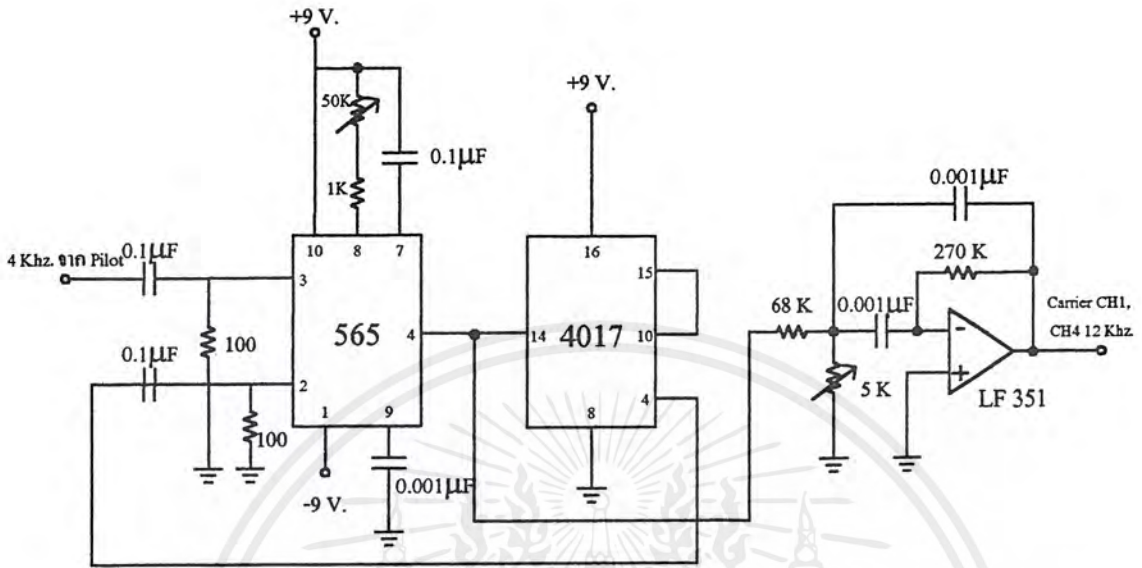
รูปที่ 100 วงจร Lock สัญญาณ Pilot 128 KHz. และวงจรหารความถี่ เพื่อตั้งแควะห์ความถี่ Carrier ในการ Demod.



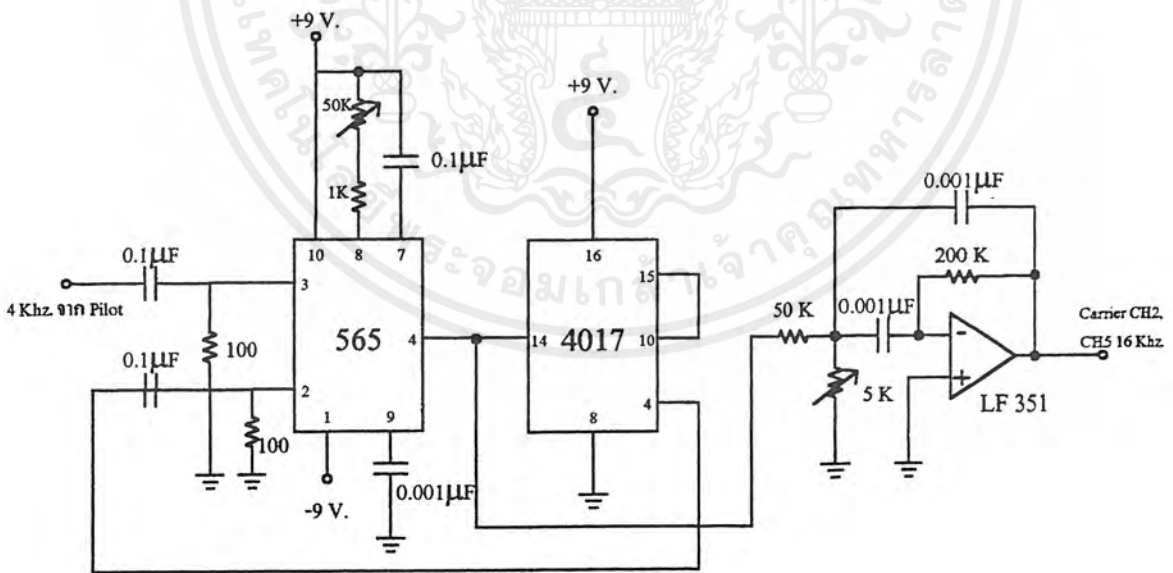
รูปที่ 101 วงจร Lock สัญญาณ Pilot 240 KHz. และวงจรหารความถี่ เพื่อไปตั้งแควะห์ความถี่ Carrier ในการ Demod

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 วงจรสังเคราะห์ความถี่ Carrier ที่ภาครับ

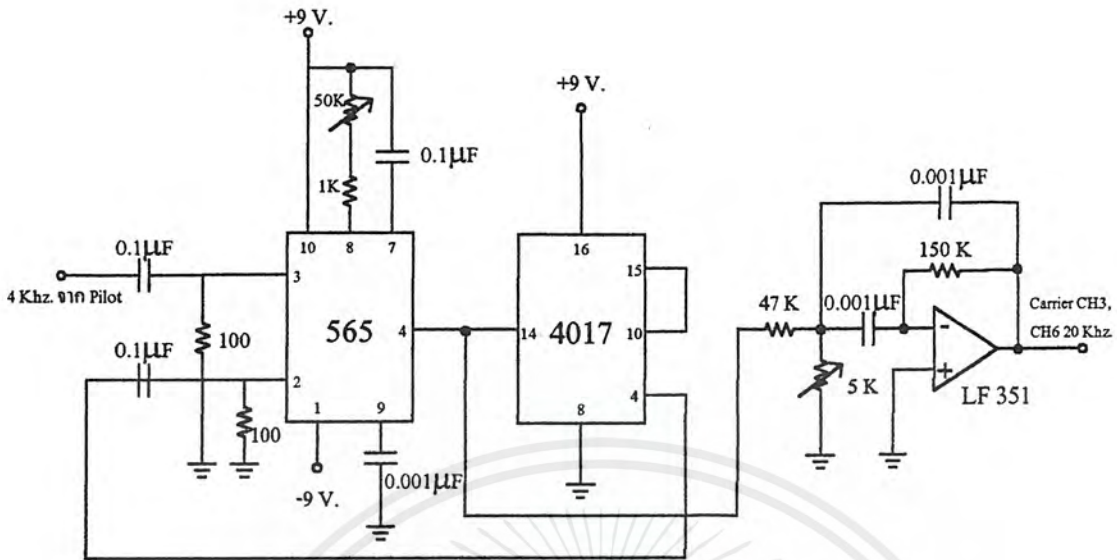


รูปที่ 102 วงจรสังเคราะห์ความถี่ Carrier 12 KHz.

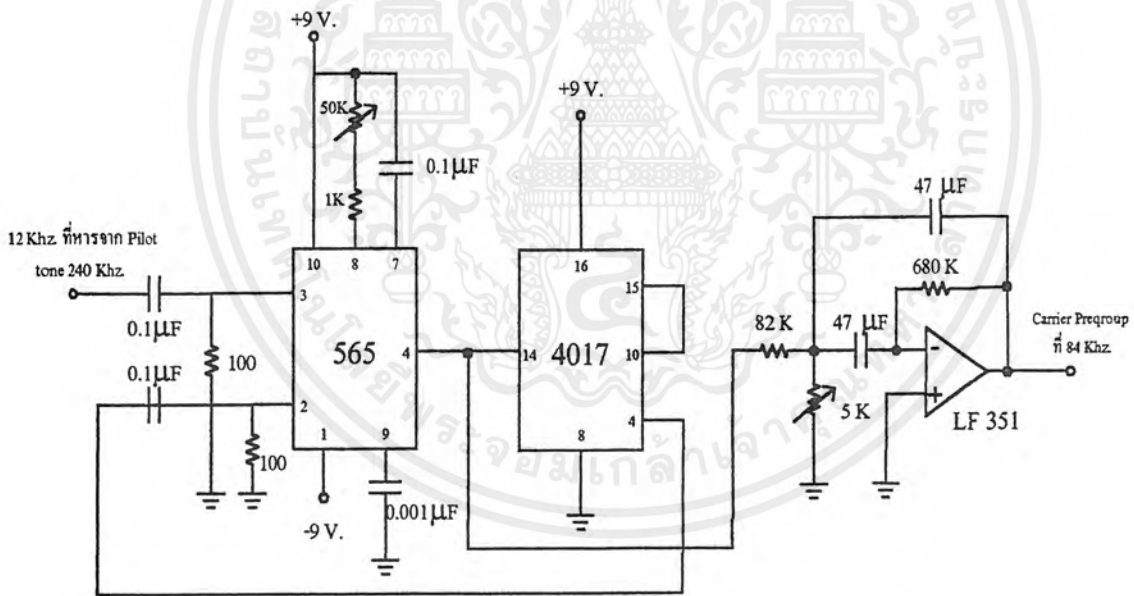


รูปที่ 103 วงจรสังเคราะห์ความถี่ Carrier 16 KHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

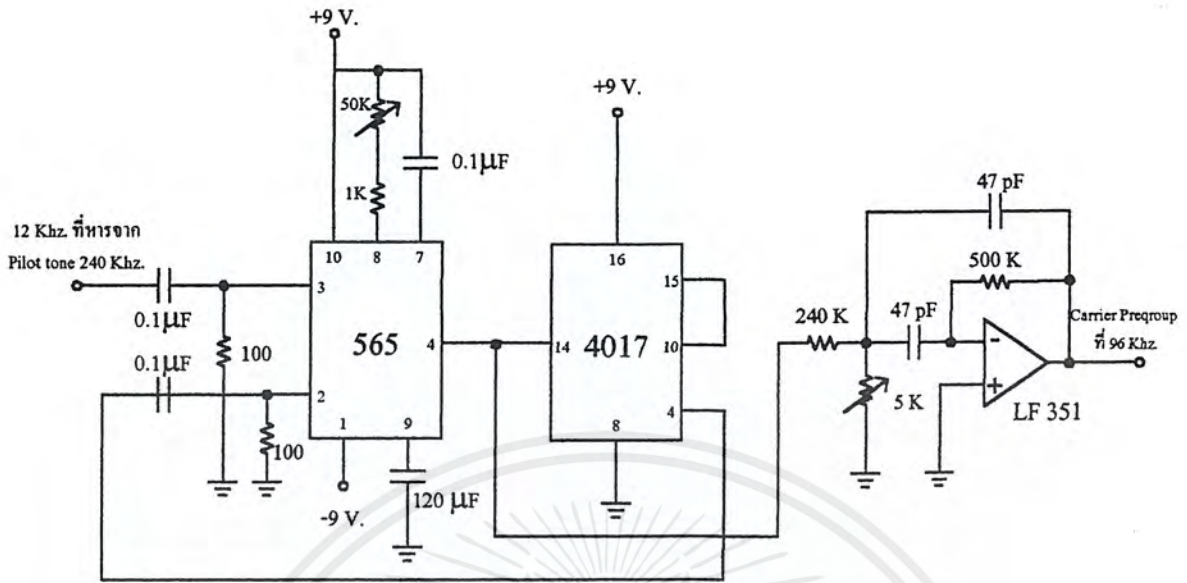


รูปที่ 104 วงจรสังเคราะห์ความถี่ Carrier 20 KHz.



รูปที่ 105 วงจรสังเคราะห์ความถี่ Carrier 84 KHz.

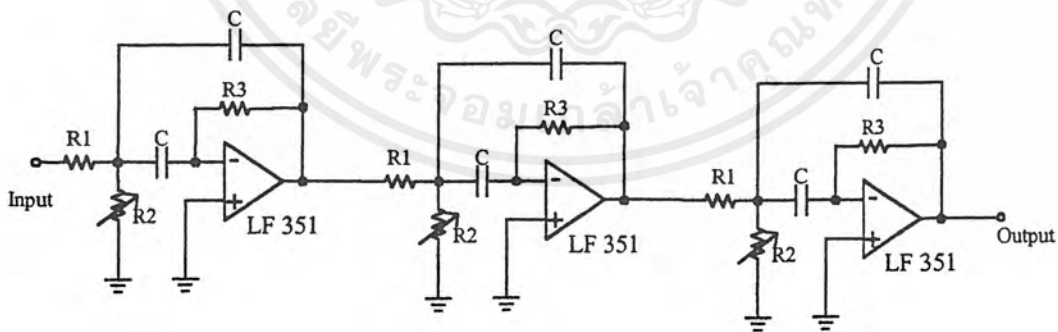
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 106 วงจรสร้างคลื่นความถี่ Carrier 96 KHz.

**5.6 วงจร Band Pass Filter**

วงจร Band Pass Filter ในภาครับนี้จะทำหน้าที่แยกเอาสัญญาณที่ถูก Modulate ทางภาคส่งของแต่ละช่องที่ถูกรวมกันที่ Summing ให้แยกออกจากกันโดยไม่ให้สัญญาณช่องอื่นเข้ามาก่อนแล้วจะส่งไป demodulate แต่ละช่องออกมา ซึ่งวงจร Band Pass Filter ที่ใช้จะเหมือนกับภาคส่ง คือ เป็นแบบ MFB และเป็น Order 6

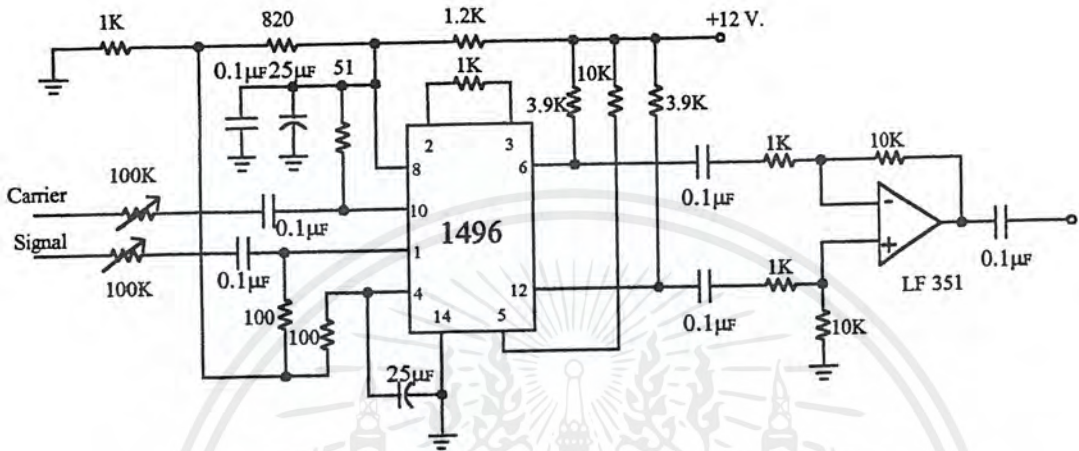


รูปที่ 107 วงจร Band Pass Filter ภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.7 วงจร Demodulator

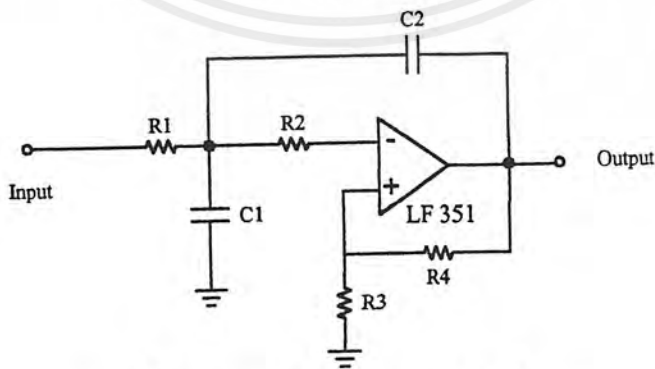
วงจร Demodulator จะอาศัย IC ที่ทำหน้าที่เป็น Balance Modulation คือ IC เบอร์ LM1496 ซึ่งวงจรจะทำหารัดแปลงจากคู่มือไอซีให้เป็นแบบ Single Supply และมีวงจรขยายสัญญาณได้แรงขึ้น



รูปที่ 108 วงจร Demodulator

5.8 วงจร Low Pass Filter

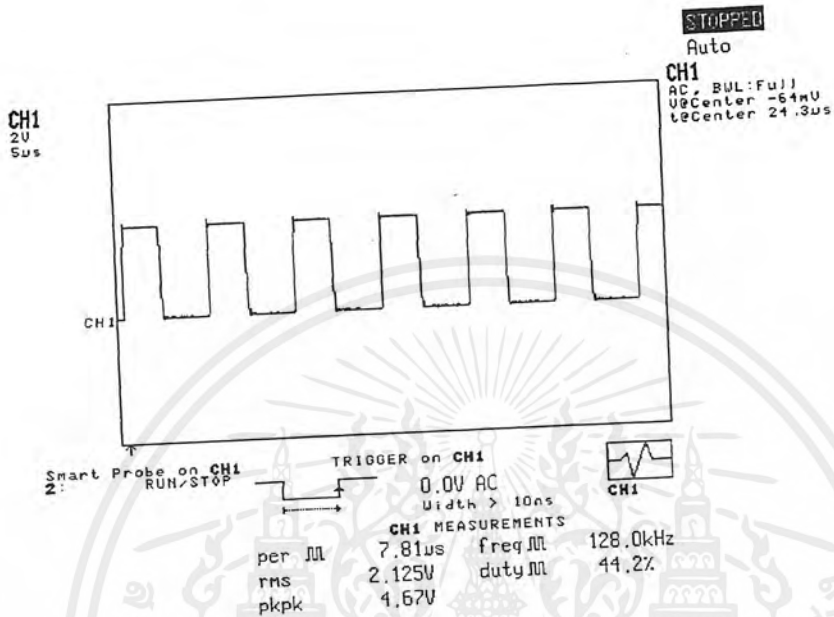
หลังจากผ่านวงจร Demodulator แล้ว สัญญาณจะออกมาเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนที่เป็นความถี่ต่ำ คือ สัญญาณข้อมูลที่ส่งมานั่นเอง และสัญญาณที่เป็นความถี่สูง ดังนั้นเพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลที่ส่งมาจะทำให้วงจร Low Pass Filter ในการกรองเอาสัญญาณข้อมูลเหล่านั้นออกมา และตัดความถี่สูงทิ้งไป ซึ่งจะใช้วงจรกรองความถี่ แบบบัตเตอร์เวดส์



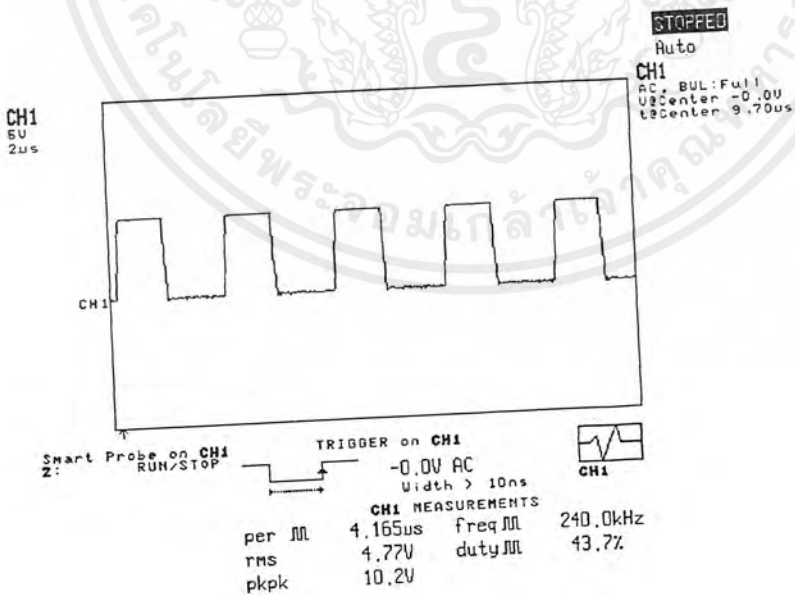
รูปที่ 109 วงจร Low Pass Filter ภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6  
ผลการทดลอง

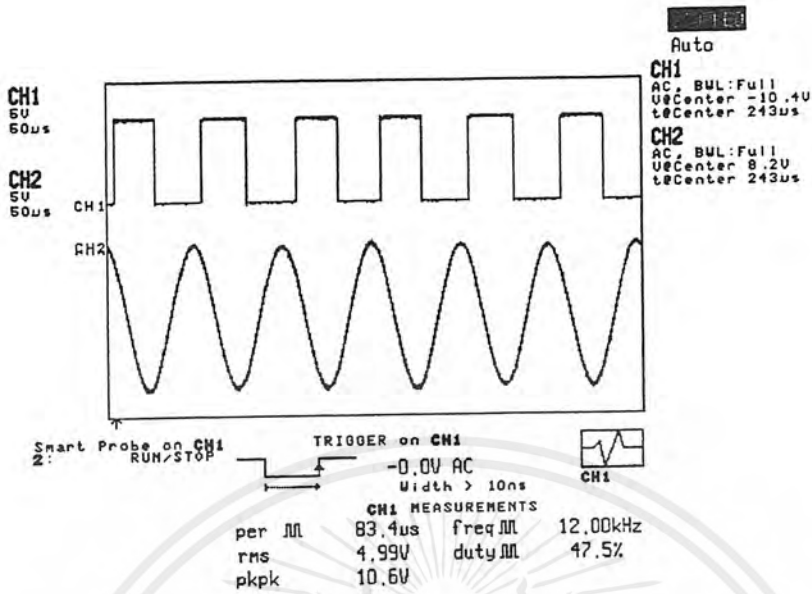


รูปที่ 110 แสดงสัญญาณ Pilot 128 kHz ที่ภาคส่ง

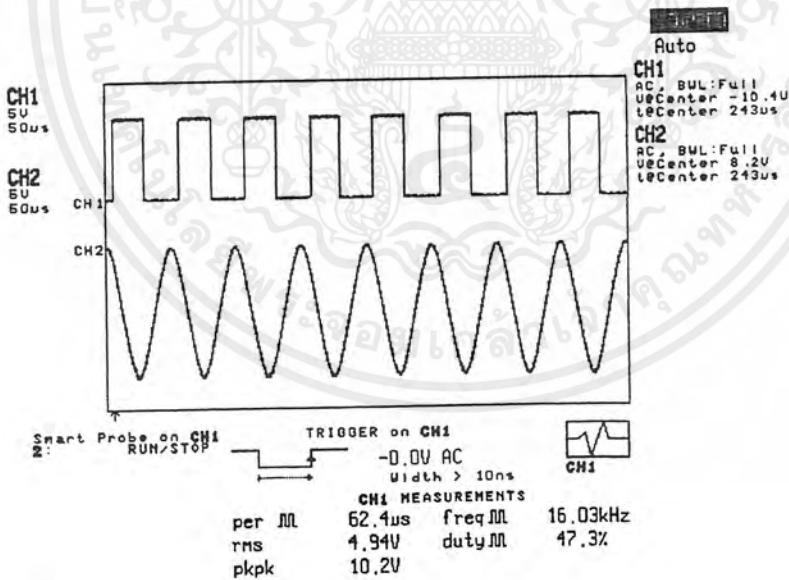


รูปที่ 111 แสดงสัญญาณ Pilot 240 kHz ที่ภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

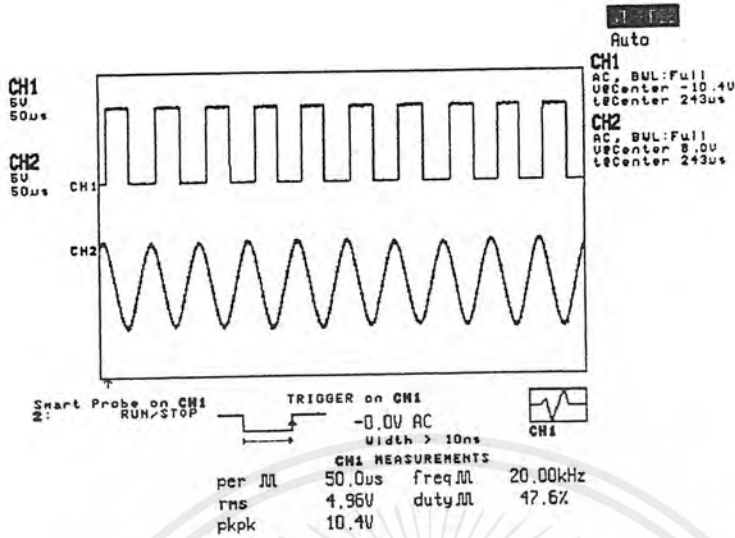


รูปที่ 112 แสดงสัญญาณ carrier 12 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 128 kHz ที่ภาคส่ง

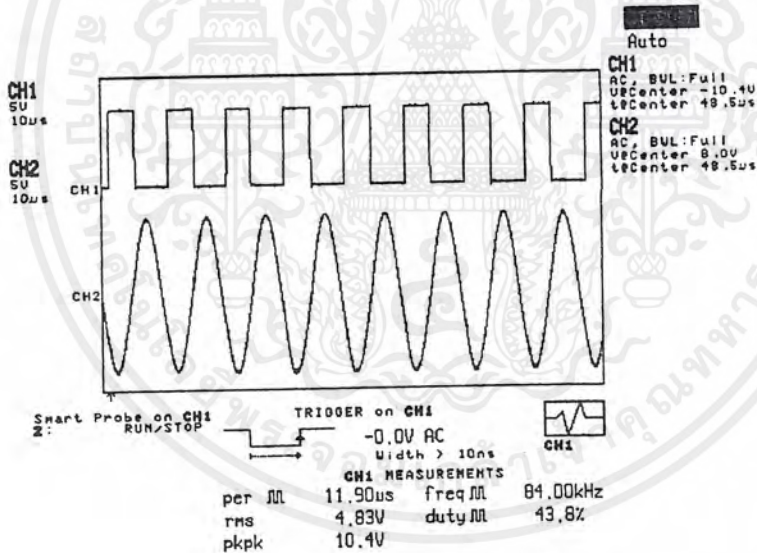


รูปที่ 113 แสดงสัญญาณ carrier 16 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 128 kHz ที่ภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

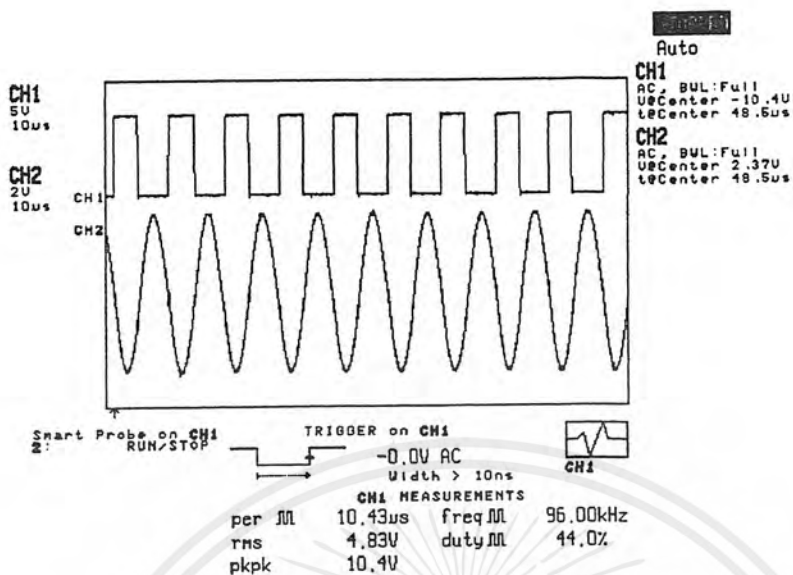


รูปที่ 114 แสดงสัญญาณ carrier 20 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 128 kHz ที่ภาคส่ง

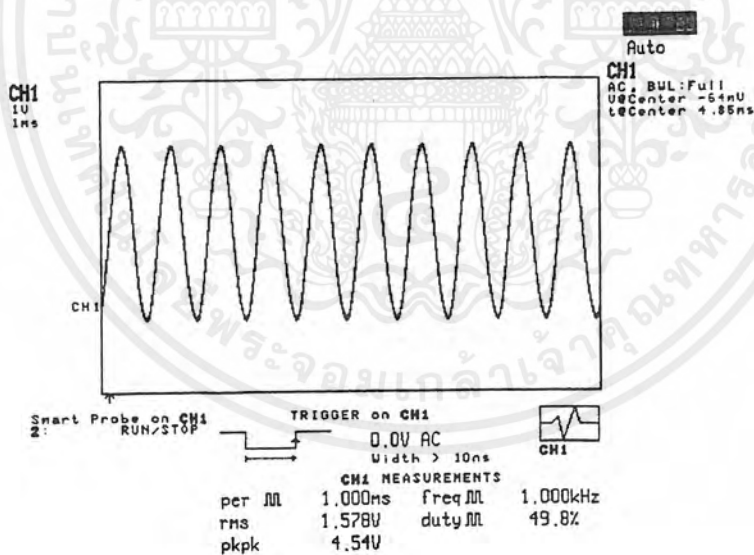


รูปที่ 115 แสดงสัญญาณ carrier 84 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 240 kHz ที่ภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

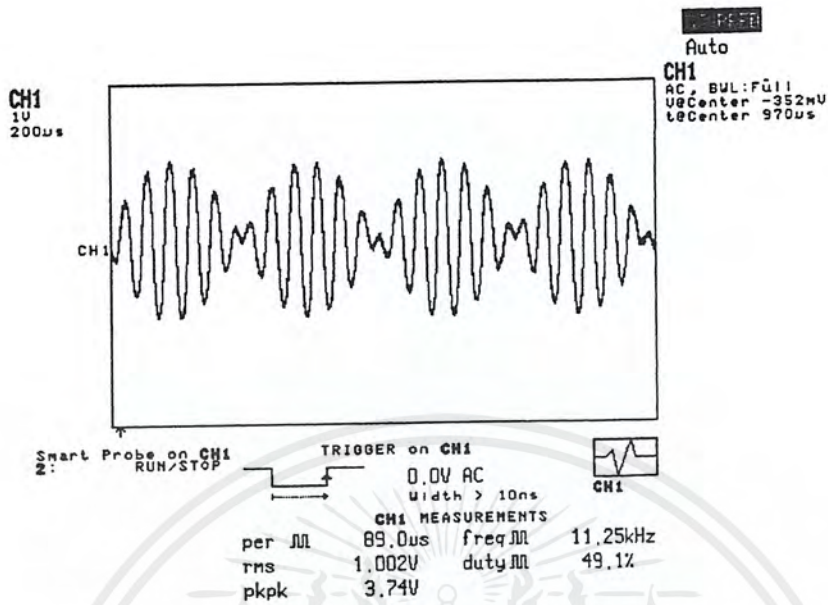


รูปที่ 116 แสดงสัญญาณ carrier 96 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 240 kHz ที่ภาคส่ง

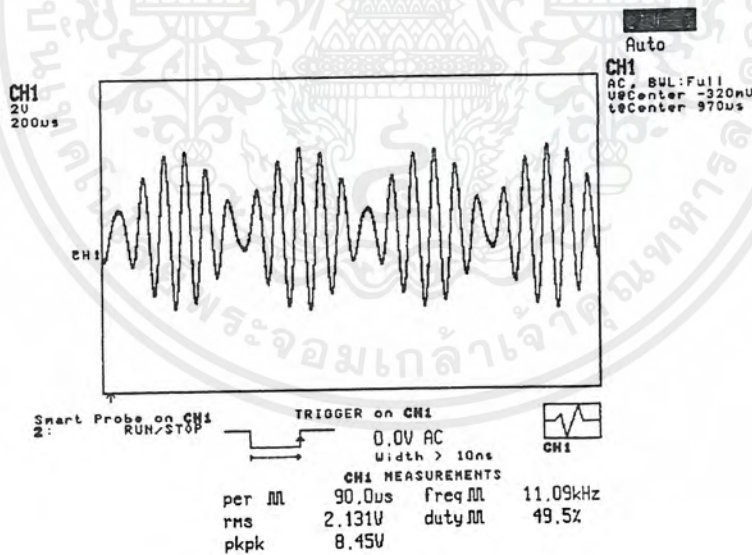


รูปที่ 117 แสดงสัญญาณ signal 1 kHz เป็นสัญญาณข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

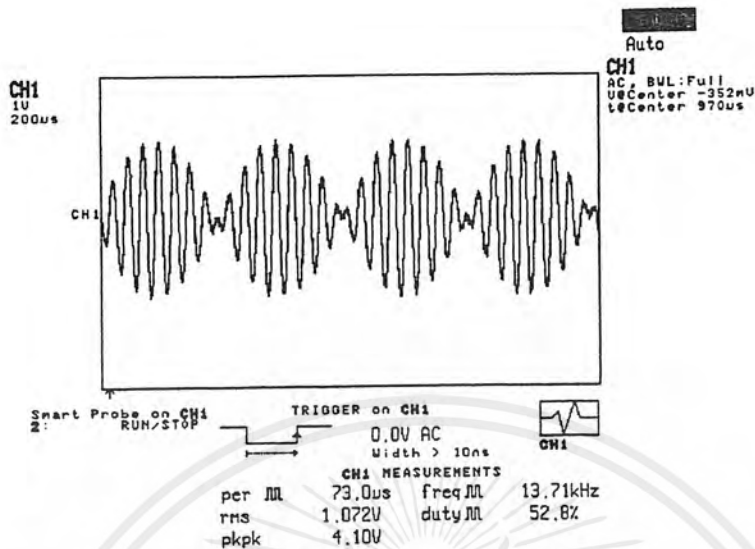


รูปที่ 118 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ช่องที่ 1 ที่ภาคส่ง

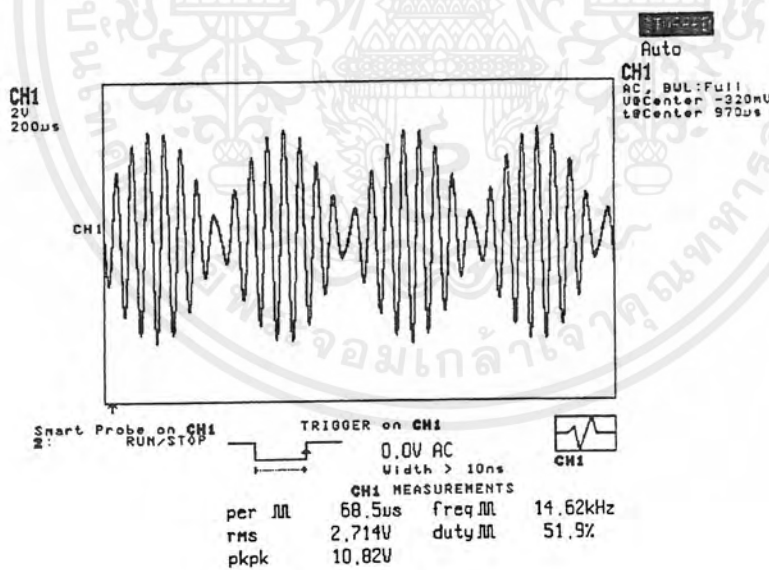


รูปที่ 119 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ช่องที่ 1 ผ่าน Band Pass Filter ที่ภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

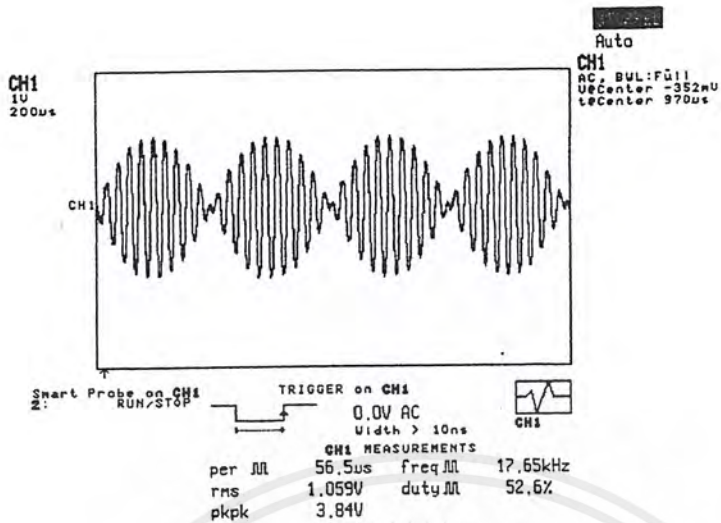


รูปที่ 120 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ช่องที่ 2 ที่ภาคส่ง

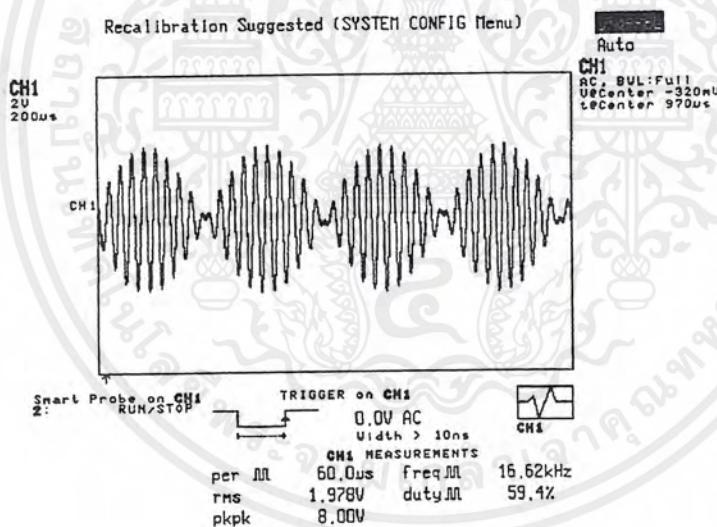


รูปที่ 121 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ช่องที่ 2 ผ่าน Band Pass Filter ที่ภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

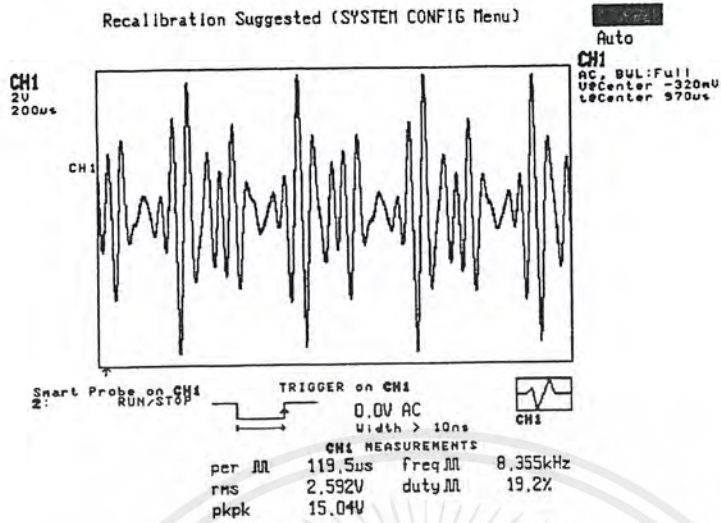


รูปที่ 122 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ช่องที่ 3 ที่ภาคส่ง

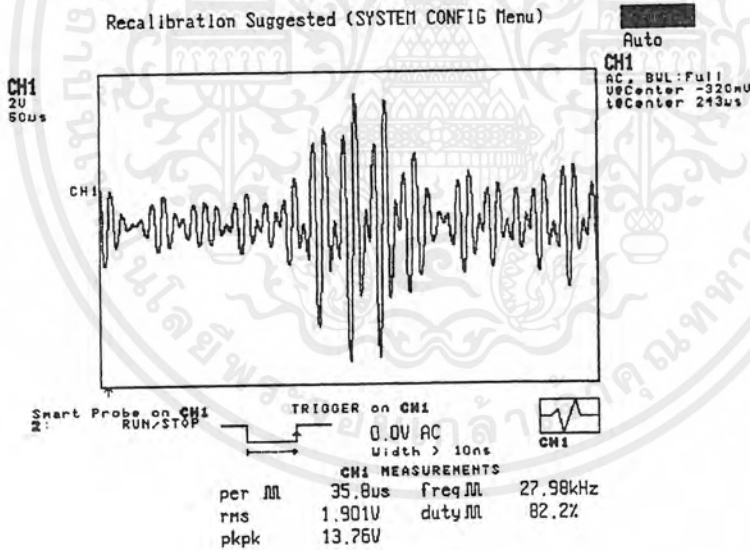


รูปที่ 123 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ช่องที่ 3 ผ่าน Band Pass Filter ที่ภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

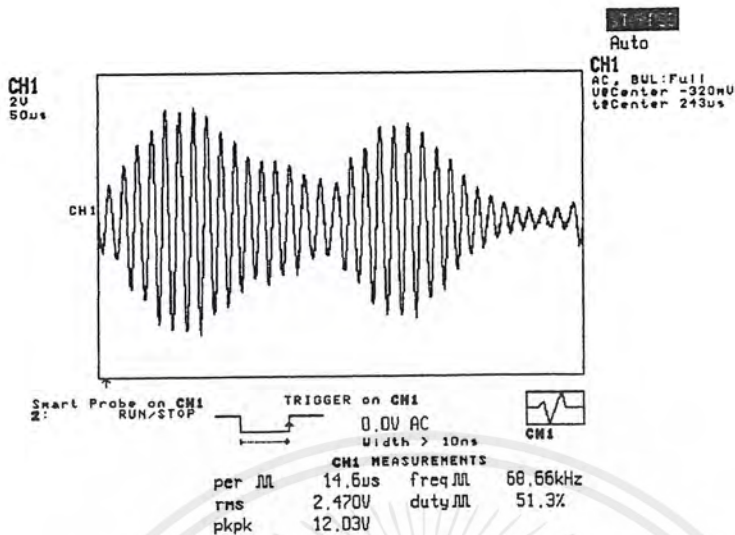


รูปที่ 124 แสดงสัญญาณที่ออกจาก Band Pass Filter ช่อง 1, 2 และ 3 ผ่าน Summing ที่ภาคส่ง

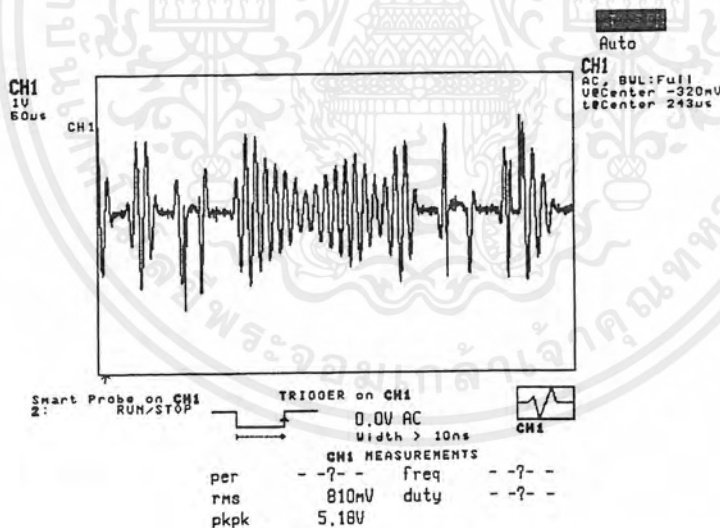


รูปที่ 125 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ความถี่ 84 kHz ที่ภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

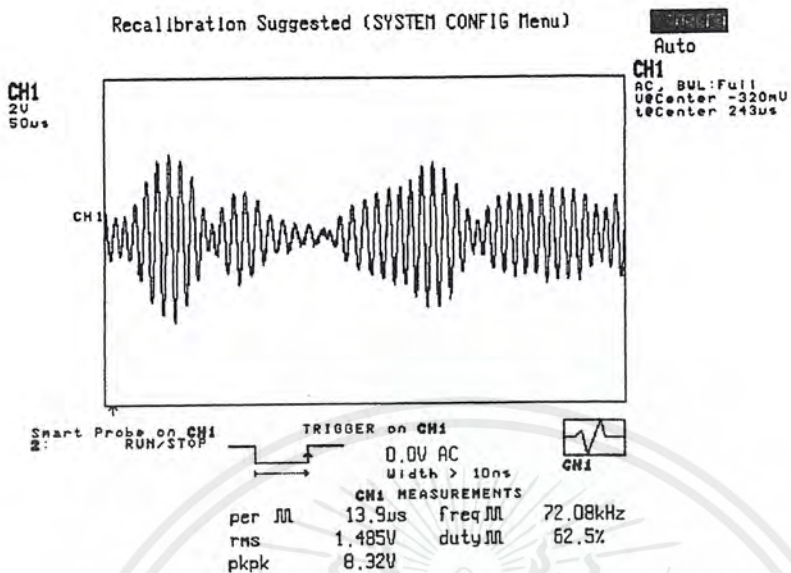


รูปที่ 126 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ความถี่ 84 kHz ผ่าน Band Pass Filter ที่ภาคส่ง

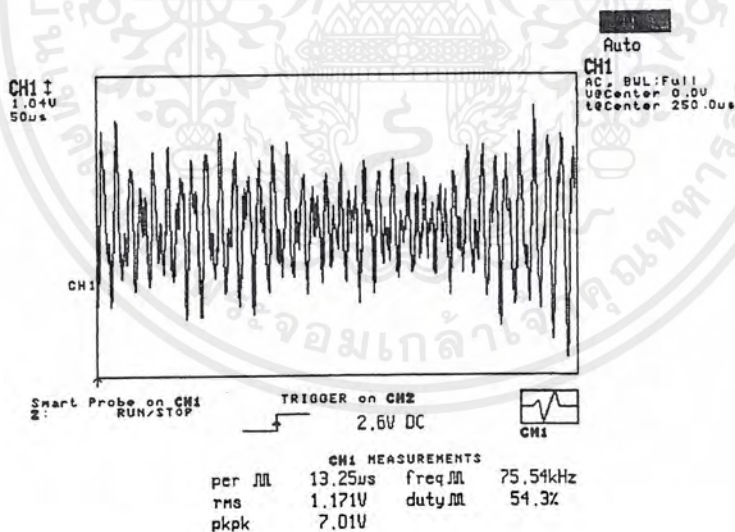


รูปที่ 127 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ความถี่ 96 kHz ที่ภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

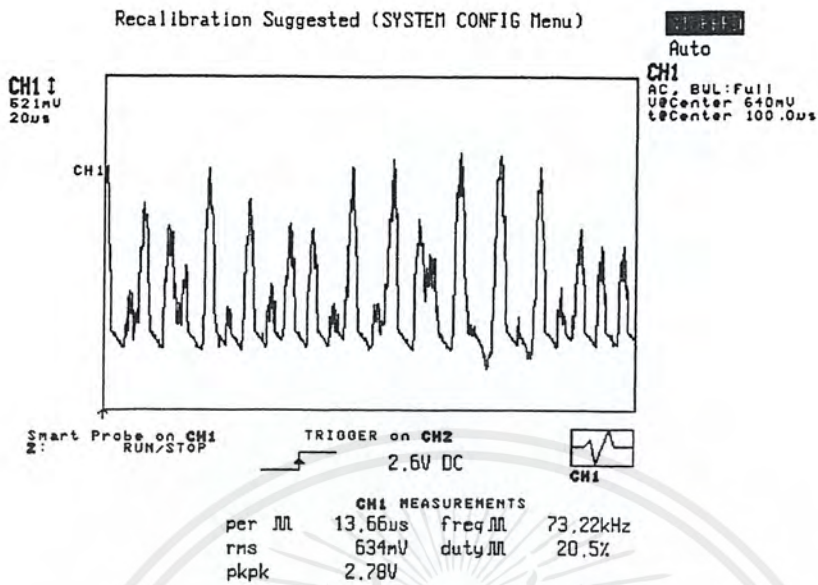


รูปที่ 128 แสดงสัญญาณ Balanced Modulator ความถี่ 96 kHz ผ่าน Band Pass Filter ที่ภาคส่ง

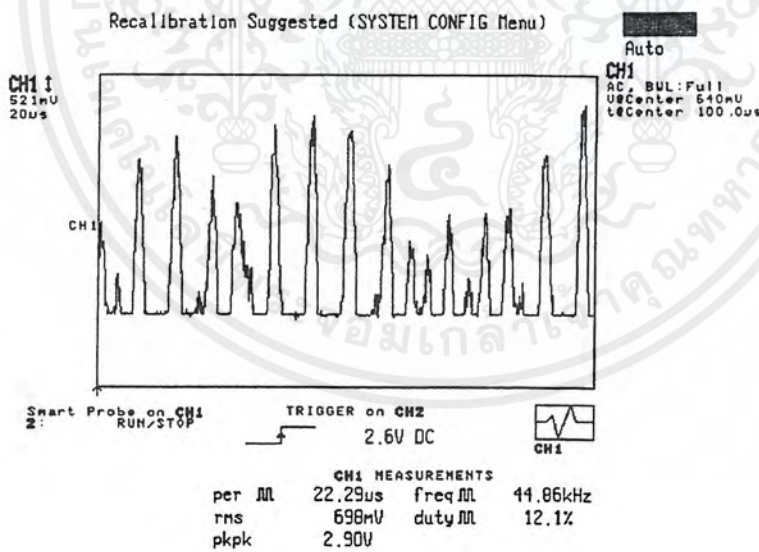


รูปที่ 129 แสดงสัญญาณที่ออกจาก Band Pass Filter ความถี่ 84 kHz กับ 96 kHz และสัญญาณที่ออกจาก Pilot 128 kHz กับ 240 kHz ผ่าน Summing ที่ภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

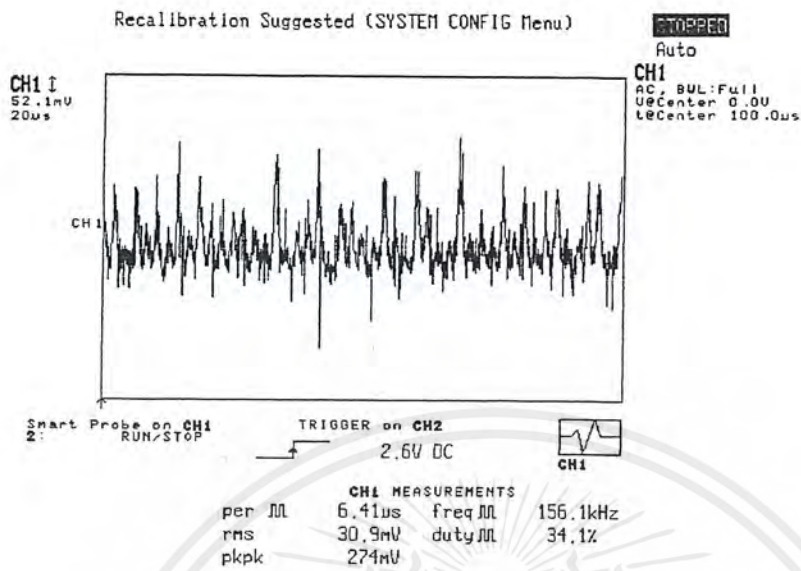


รูปที่ 130 แสดงสัญญาณขา Anode ของ Photodiode ที่ภาคส่ง

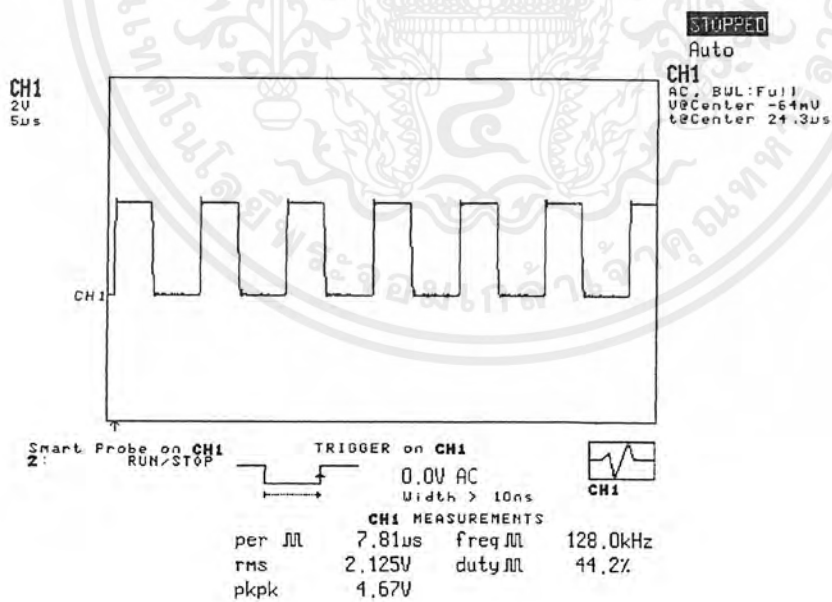


รูปที่ 131 แสดงสัญญาณขา Cathode ของ Photodiode ที่ภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

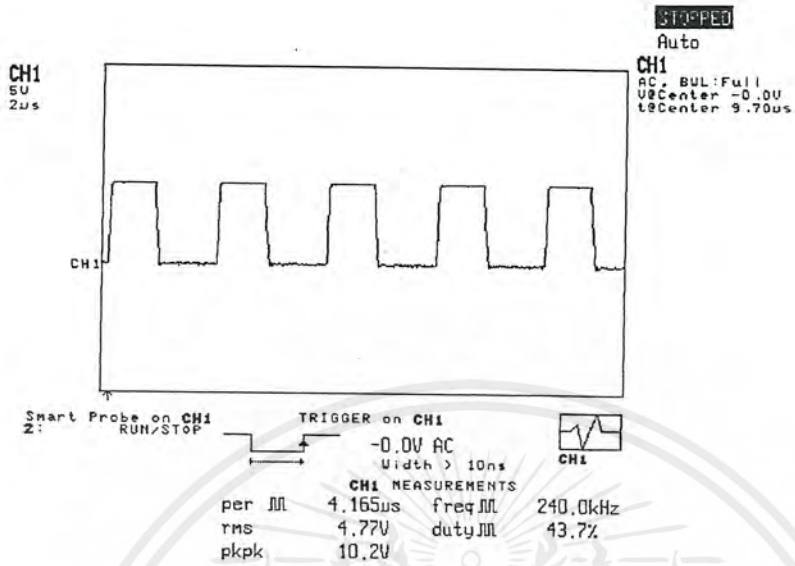


รูปที่ 132 แสดงสัญญาณที่ออกจากวงจรขยายที่ภาครับของชุดรับแสง



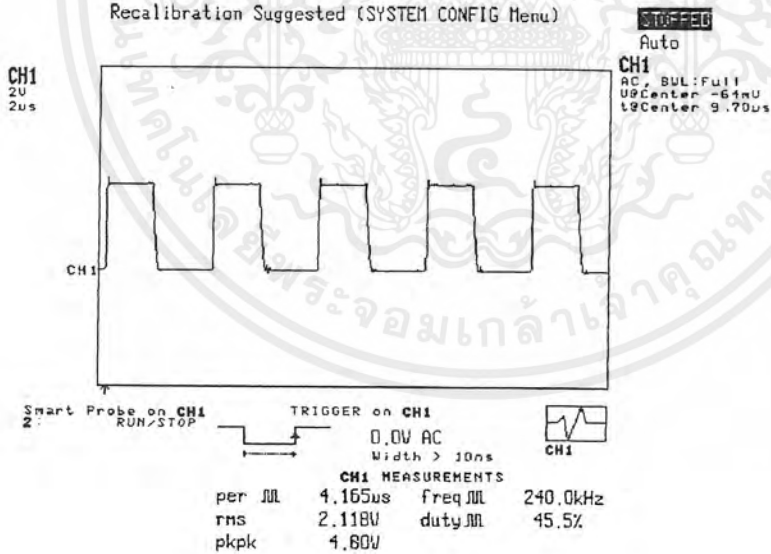
รูปที่ 133 แสดงสัญญาณ Pilot 128 kHz ที่ภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



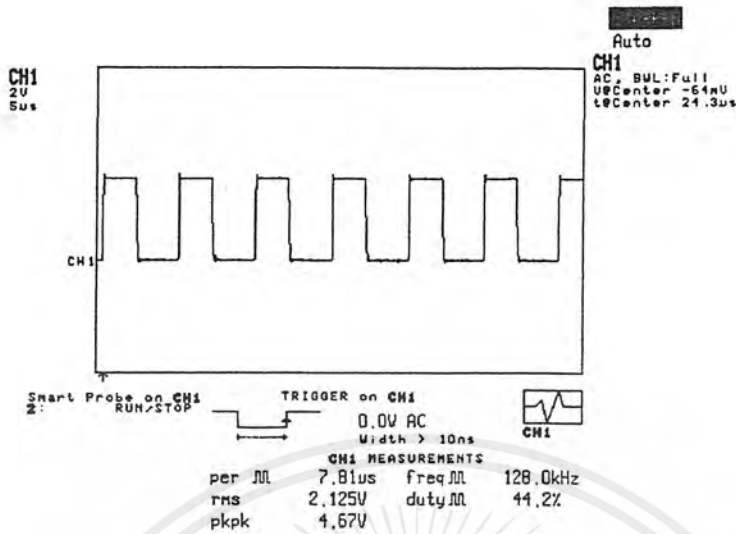
รูปที่ 134 แสดงสัญญาณ Pilot 240 kHz ที่ภาครับ

Recalibration Suggested (SYSTEM CONFIG Menu)

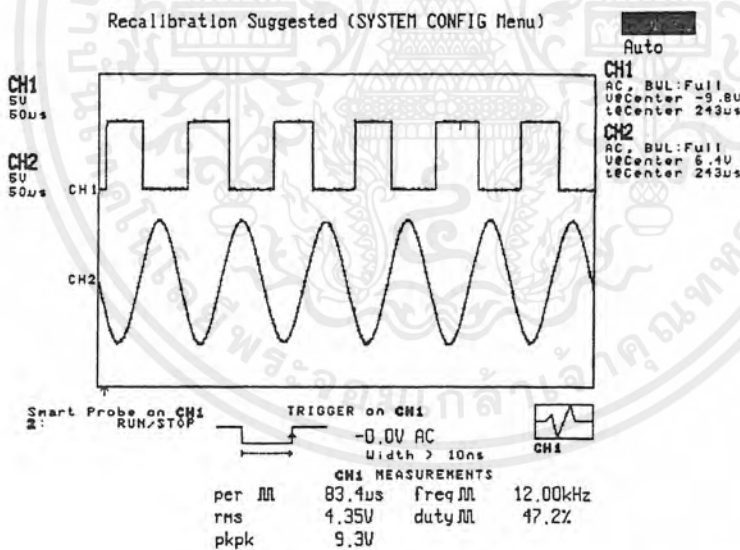


รูปที่ 135 แสดงสัญญาณที่ออกจาก Phase Lock Loop 240 kHz ที่ภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

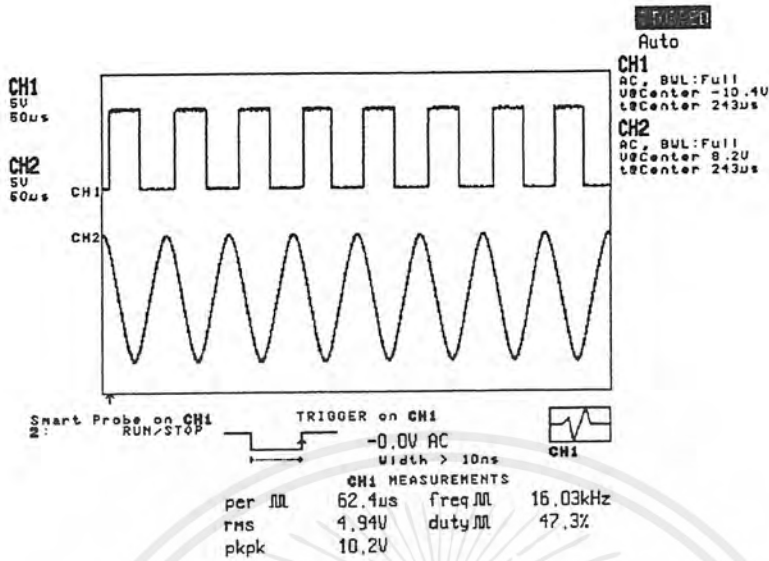


รูปที่ 136 แสดงสัญญาณที่ออกจาก Phase Lock Loop 128 kHz ที่ภาครับ

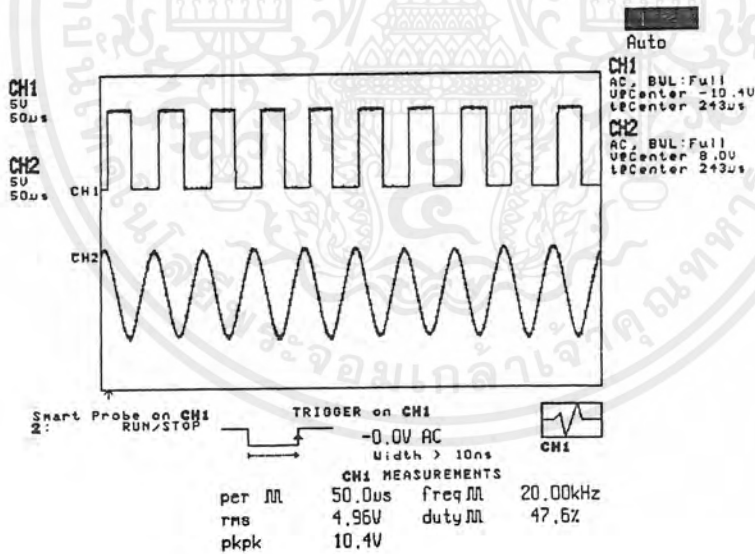


รูปที่ 137 แสดงสัญญาณ carrier 12 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 128 kHz ที่ภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

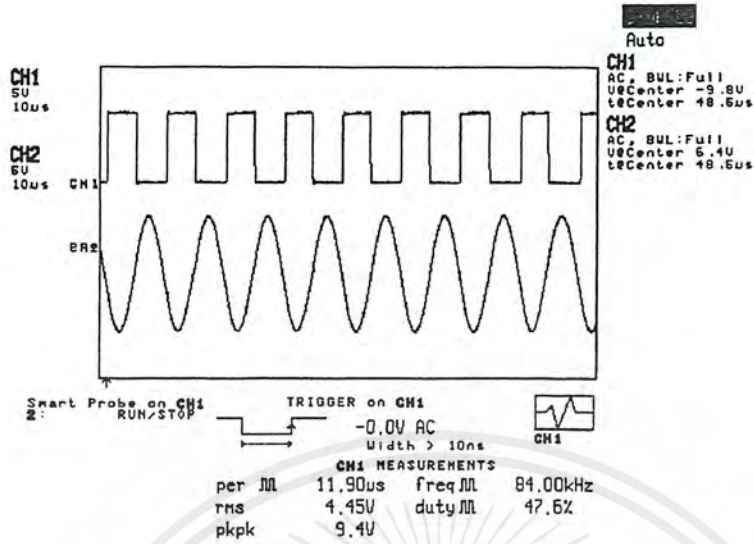


รูปที่ 138 แสดงสัญญาณ carrier 16 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 128 kHz ที่ภาครับ

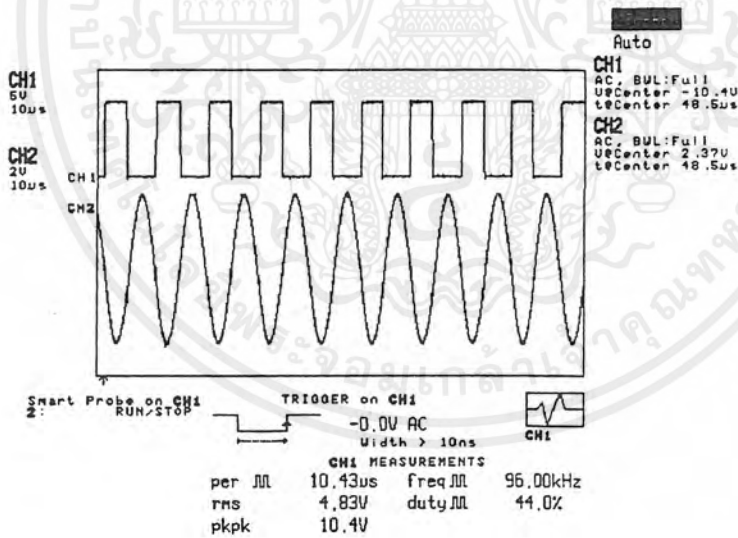


รูปที่ 139 แสดงสัญญาณ carrier 20 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 128 kHz ที่ภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

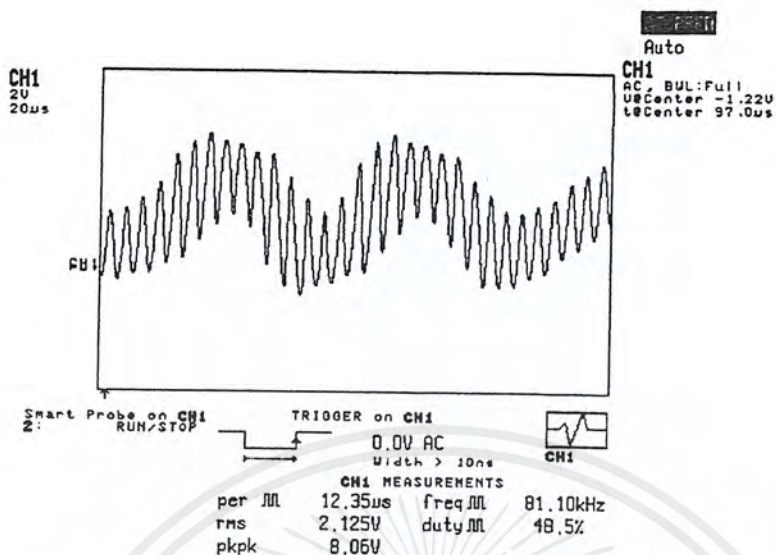


รูปที่ 140 แสดงสัญญาณ carrier 84 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 240 kHz ที่ภาครับ

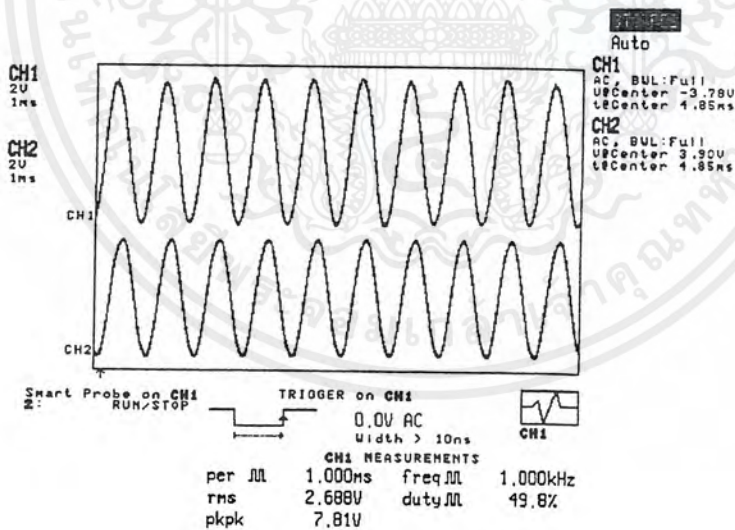


รูปที่ 141 แสดงสัญญาณ carrier 96 kHz ที่ได้จากการสังเคราะห์จาก Pilot 240 kHz ที่ภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 142 แสดงสัญญาณ Demodulator โดย carrier 84 kHz เพื่อแยกสัญญาณช่อง 1, 2 และ 3 จากสัญญาณช่อง 4, 5 และ 6 ที่ภาครับ



รูปที่ 143 แสดงสัญญาณ Demodulate ช่อง 1 (1 kHz) เทียบกับ input

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 7

### สรุปผลการทดลอง

#### บทสรุป

ในโครงการนี้เป็นการศึกษาถึงวิธีการสื่อสารสัญญาณ Analog ผ่านเส้นใยแสงโดยใช้หลักการของ FDM (Frequency Division Multiplex) ซึ่งสามารถติดต่อสื่อสารรับ และส่งพร้อมกันได้หลายสถานีในเวลาเดียวกัน และกำลังเป็นที่นิยมใช้ในปัจจุบัน เนื่องจากการมัลติเพล็กซ์แบบนี้เวลาการติดต่อสื่อสารไม่ต้องรอกเวลาในการติดต่อสามารถติดต่อสื่อสารกันได้ตลอด และการใช้เส้นใยแสงเป็นสารส่งกำลังเป็นที่นิยมในปัจจุบันต่อไปยังอนาคต เพราะเส้นใยแสงปราศจากการรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ติดตั้งง่าย น้ำหนักเบา และยังมีแถบความถี่ที่กว้างกว่าสายทองแดง

#### ปัญหา

จากการสร้างชุดทดลอง การสื่อสารสัญญาณ Analog ผ่านเส้นใยแสงโดยใช้หลักการของ FDM มีปัญหา และอุปสรรคต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในการทดลอง พอจะสรุปได้ดังนี้

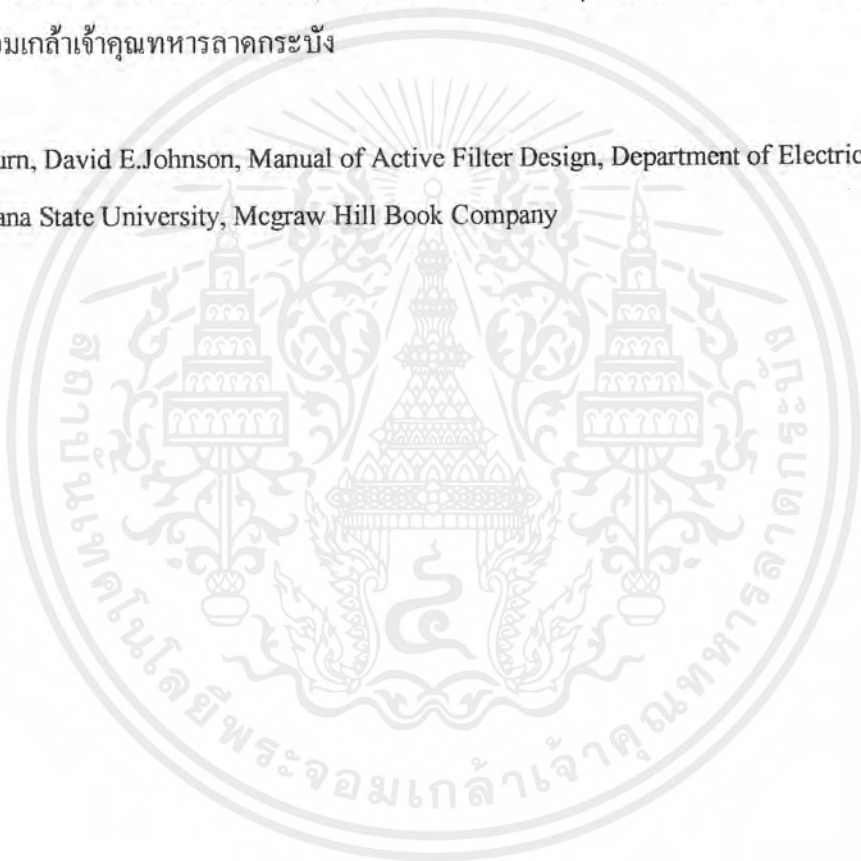
1. อุปกรณ์ที่ใช้รับส่งแสงหาได้ยาก
2. การออกแบบลายปริ้นท์ทั้งภาครับ และภาคส่งออกแบบยาก เพราะต้องให้วงจรอยู่ในลายปริ้นท์เดียว และยังคงให้มีขนาดเล็กเพื่อประหยัด
3. การออกแบบลายปริ้นท์ให้มีขนาดเล็ก ทำให้การเดินลายปริ้นท์ต้องเดินตัดวงจรอื่น มีผลทำให้เกิดการกวนทางความถี่
4. การออกแบบวงจร Active Filter มีการออกแบบ และปรับแต่งที่ยาก ต้องใช้ order ที่สูง ๆ เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนน้อยที่สุด

#### แนวทางพัฒนาต่อไป

ในโครงการนี้ได้สร้างชุดทดลองการสื่อสารสัญญาณ Analog ผ่านเส้นใยแสงโดยใช้หลักการของ FDM จำนวน 6 ช่องสัญญาณ หรือ 2 Pregroup จึงสามารถพัฒนาให้มีช่องสัญญาณในการติดต่อสื่อสารเพิ่มจากเดิม และยังพัฒนาโดยใช้สัญญาณเสียงจริงป้อนที่ผ่านไมโครโฟนที่ภาคส่ง ไปแสดงผลออกเป็นเสียงจริงที่ภาครับ โดยผ่านลำโพง หรือใช้ระบบโทรศัพท์เป็นตัวส่งสัญญาณ และรับสัญญาณ

### บรรณานุกรม

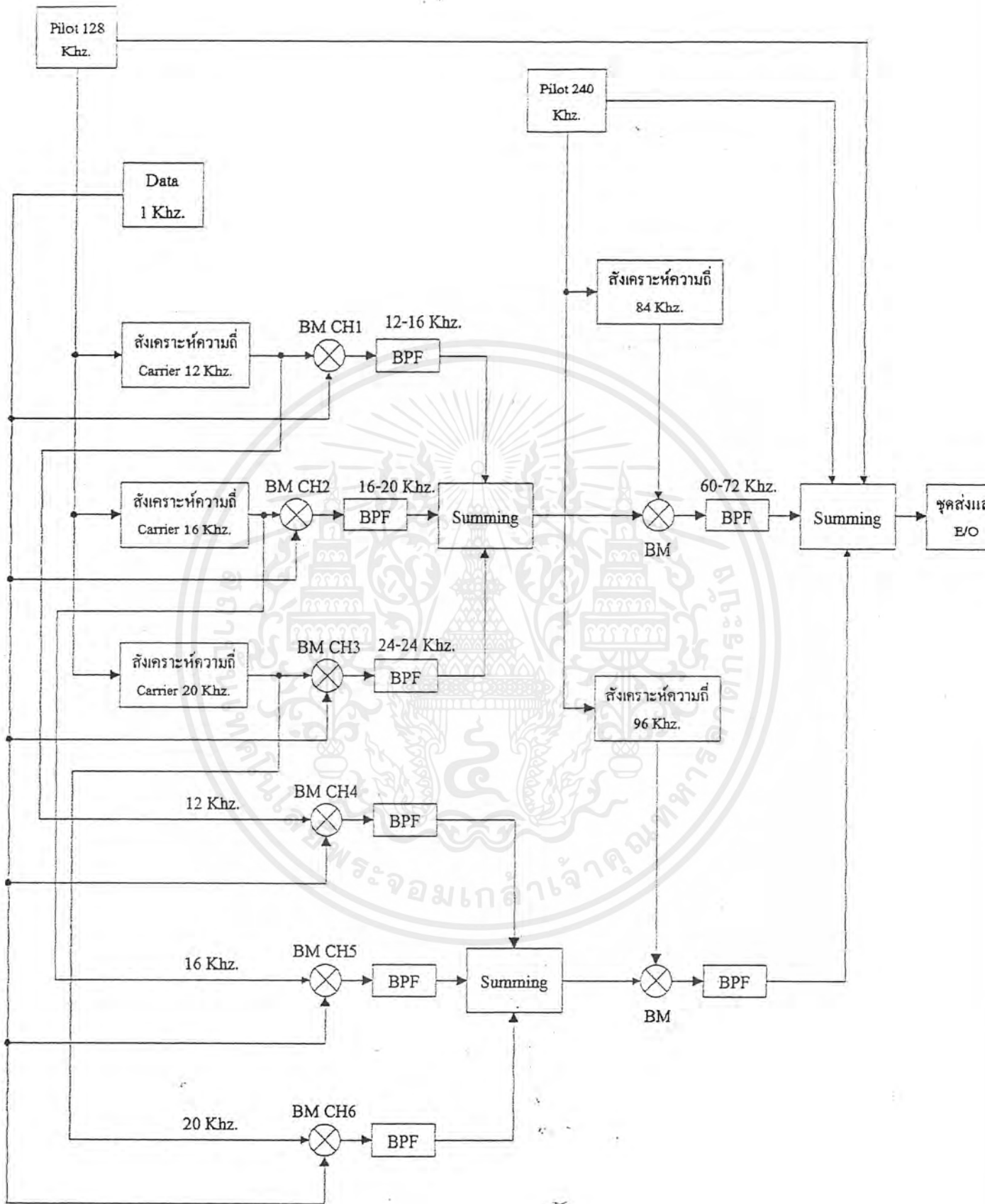
- [1] นิกร สุขุมสันติ. การออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์, พิมพ์ครั้งที่ 1 ตำราชุด วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [2] อภินันท์ มัชฌานนท์. การสื่อสารเส้นใยแก้ว, โรงพิมพ์คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ก.ท.ม. ; พิมพ์ครั้งที่ 7, พ.ศ. 2537
- [3] ณรงค์ เหมกรณ์. การสื่อสารควาเทียม, พิมพ์ครั้งที่ 1 ตำราชุด วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [4] John L.Hiburn, David E.Johnson, Manual of Active Filter Design, Department of Electrical Engineering Louisiana State University, Mcgraw Hill Book Company



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

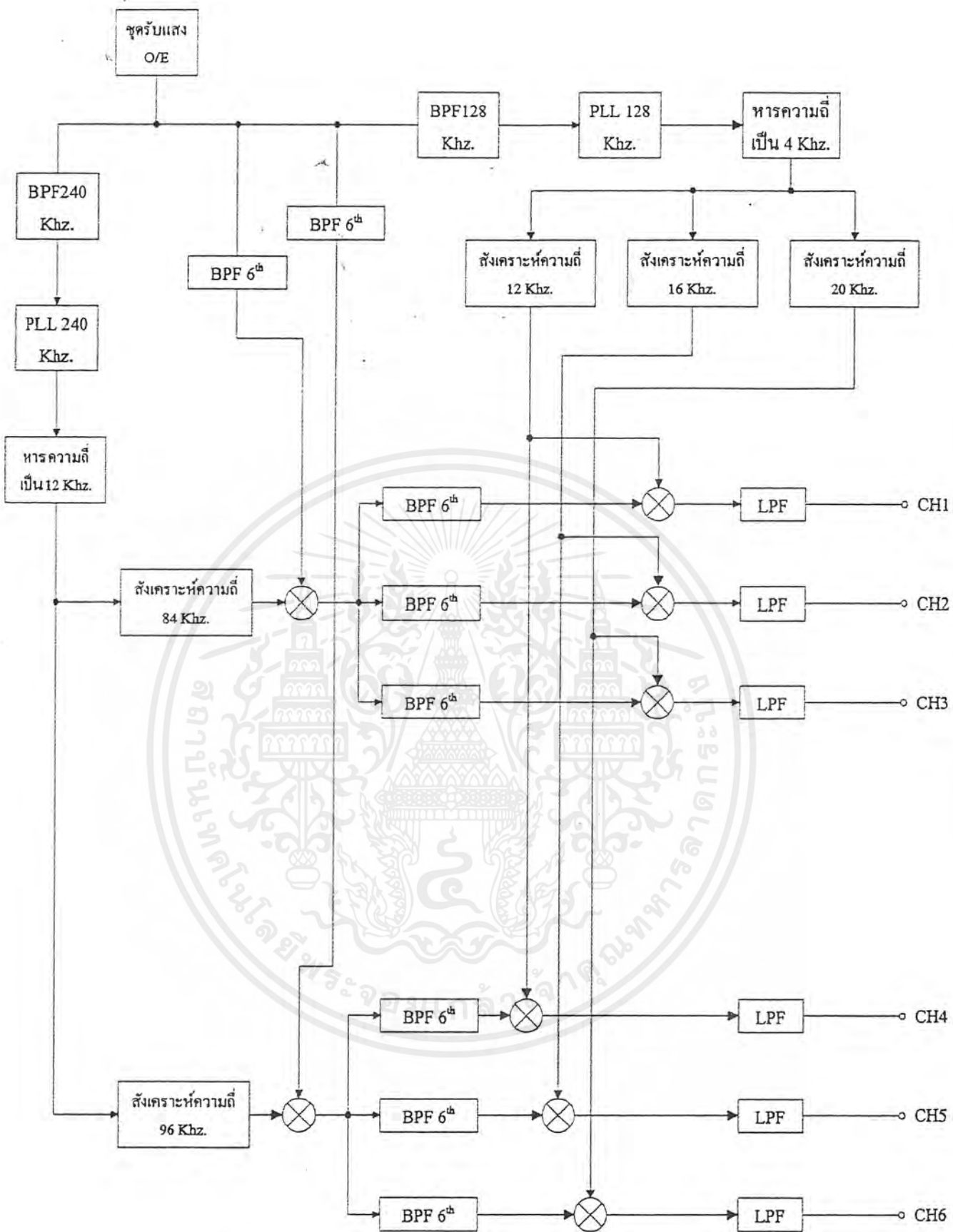


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



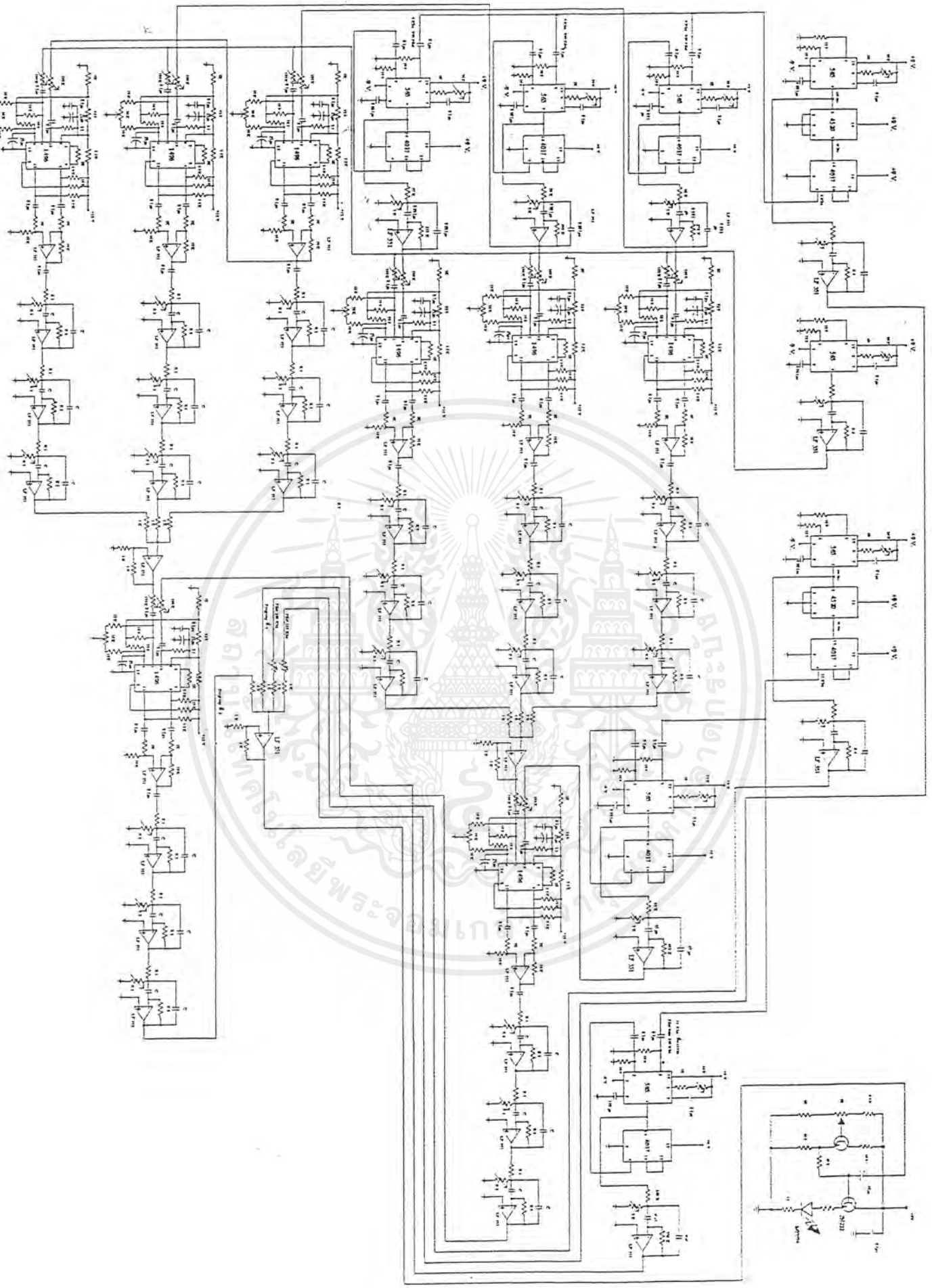
### Block Diagram ภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

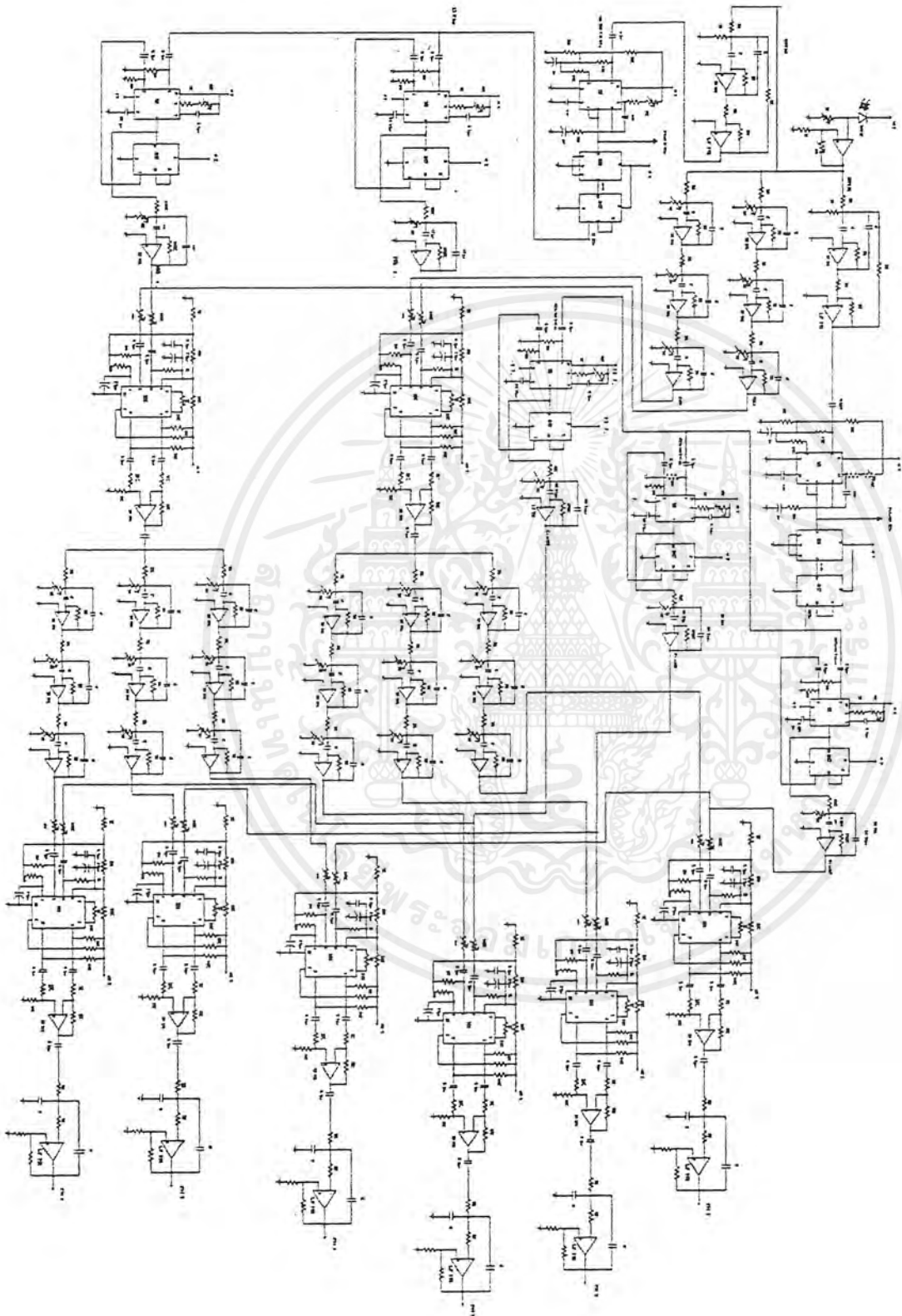


*Block Diagram ภาครับ*

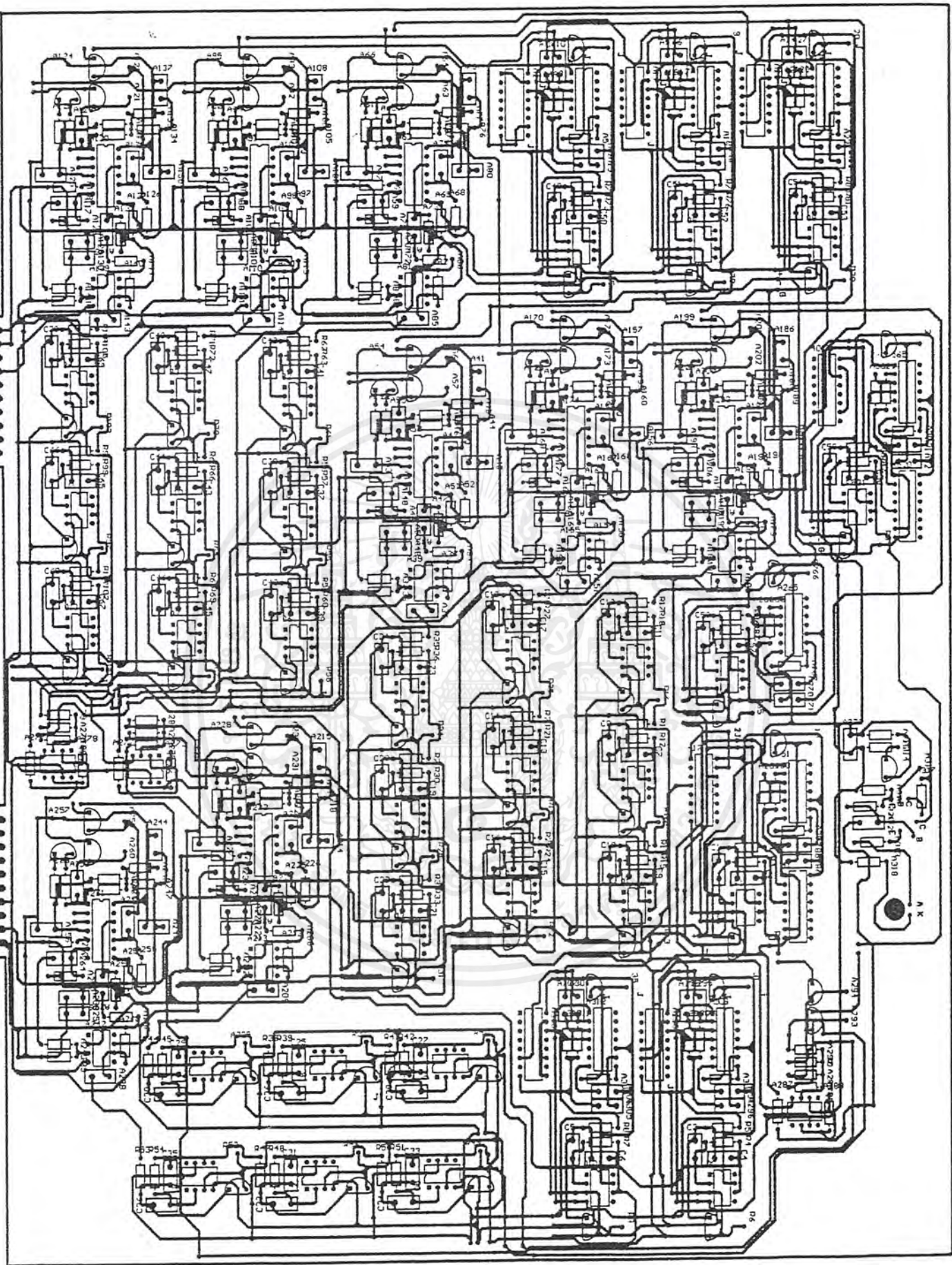
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
**วงจรรหัสสอง**  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



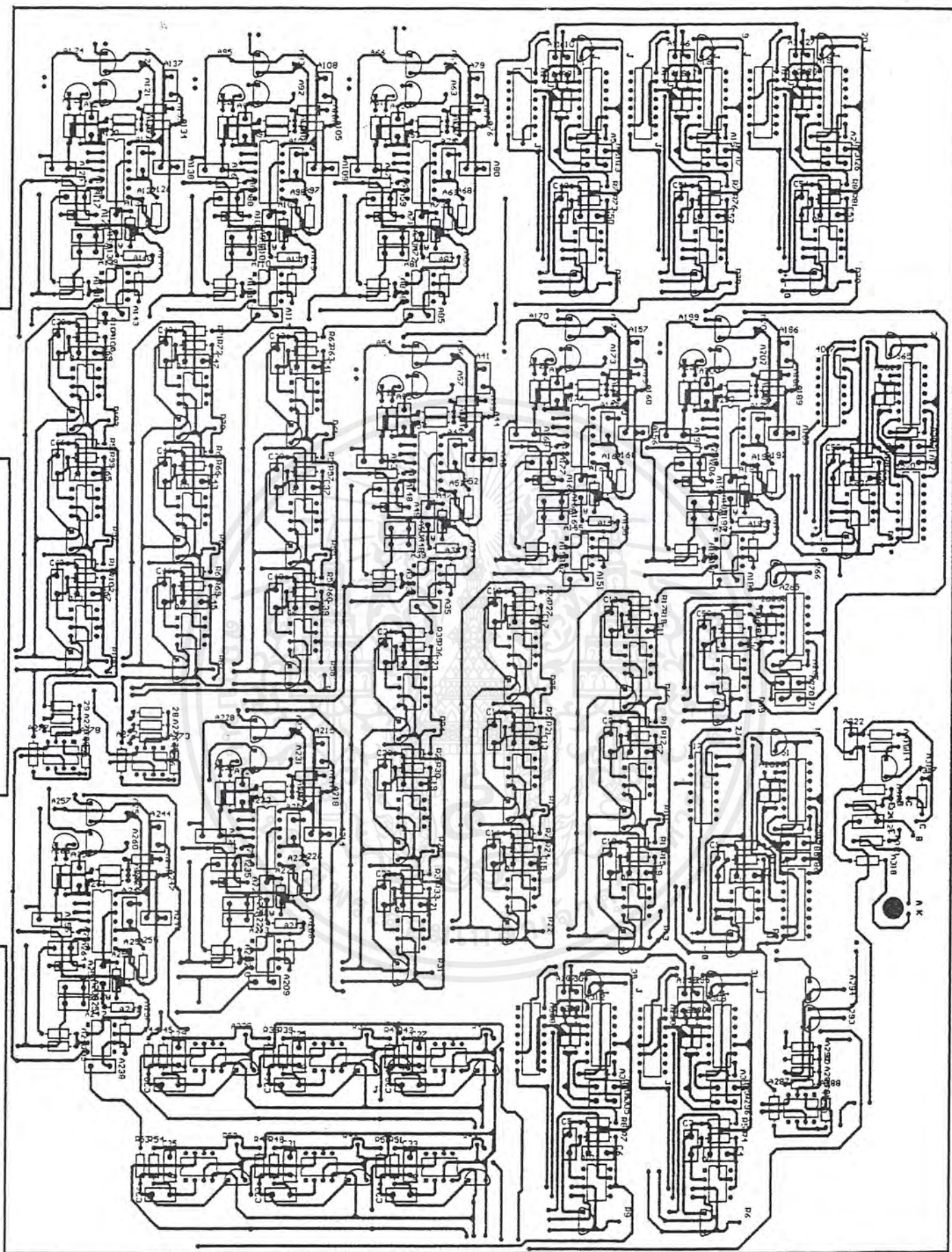
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ**วงจรรักษาครี**ษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### ลายปรินทาดส่ง

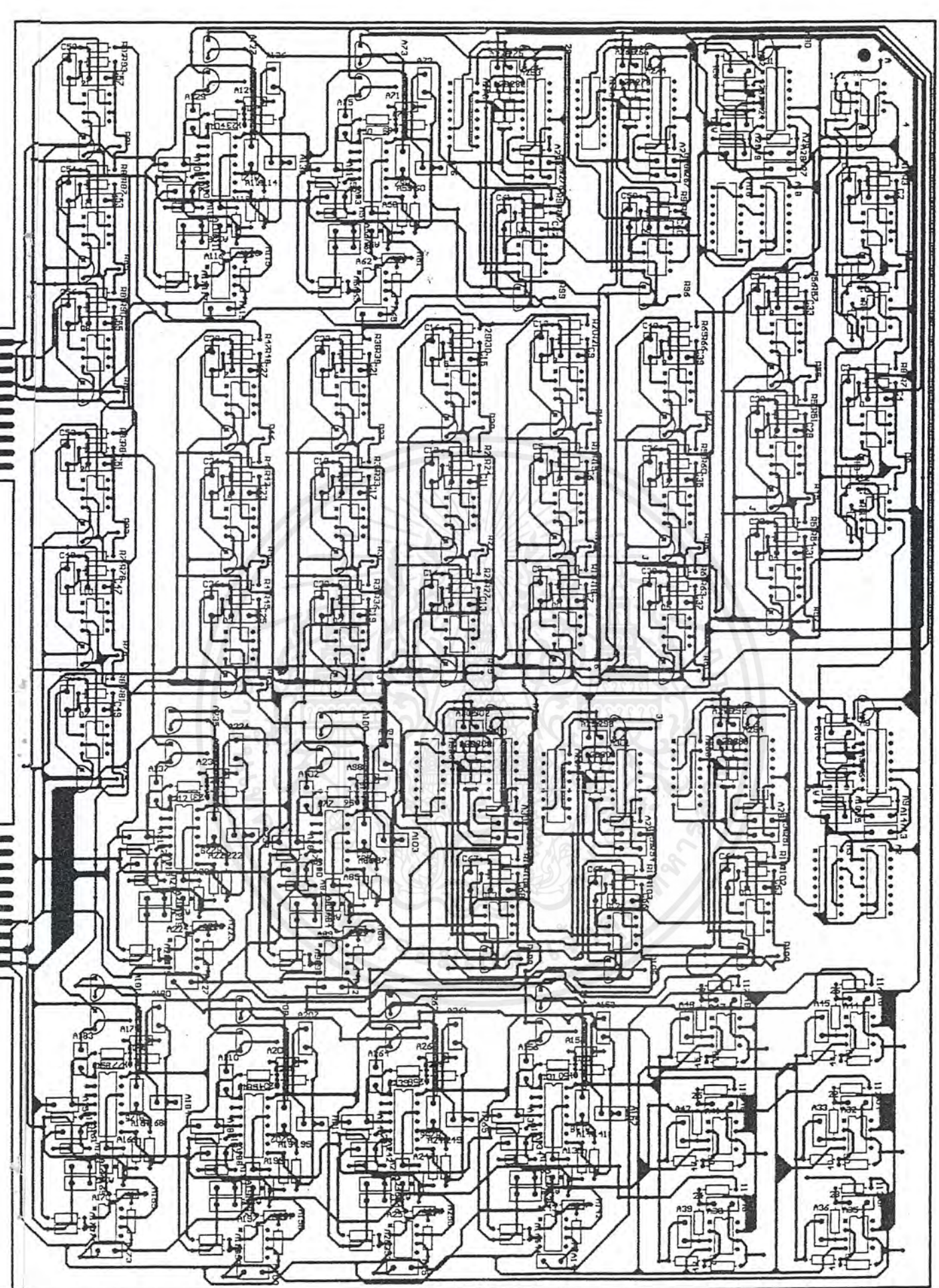
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



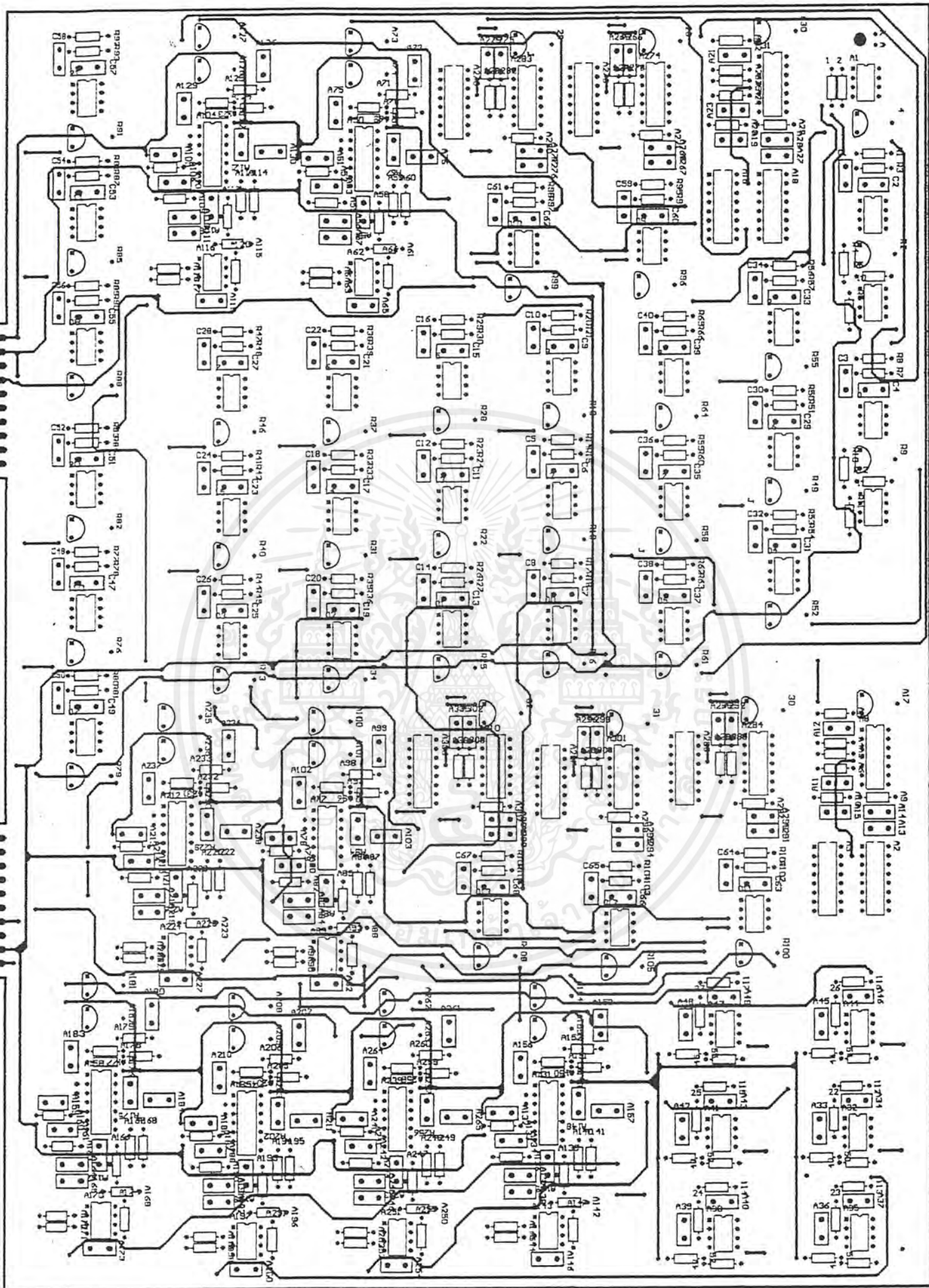


ลายปรินท์ภาคส่ง

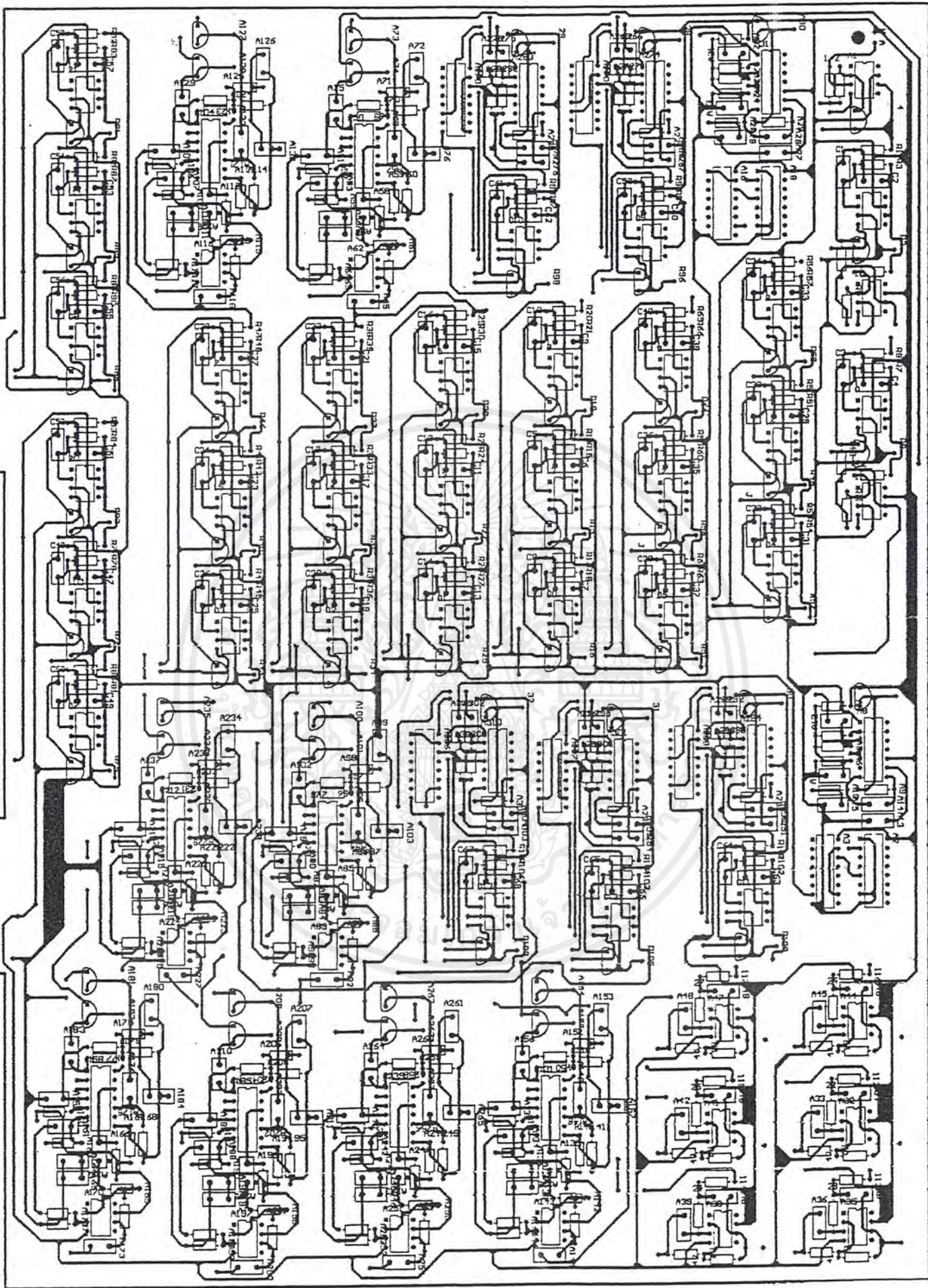
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
**ลายปรินท์คริป**  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ลายปรนภาครบ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## LM565/LM565C Phase Locked Loop

### General Description

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

The LM565H is specified for operation over the  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$  military temperature range. The LM565CH and LM565CN are specified for operation over the  $0^{\circ}\text{C}$  to  $+70^{\circ}\text{C}$  temperature range.

### Features

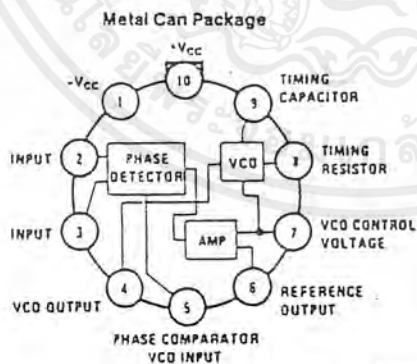
- 200 ppm/ $^{\circ}\text{C}$  frequency stability of the VCO
- Power supply range of  $\pm 5$  to  $\pm 12$  volts with 100 ppm/% typical
- 0.2% linearity of demodulated output

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

### Applications

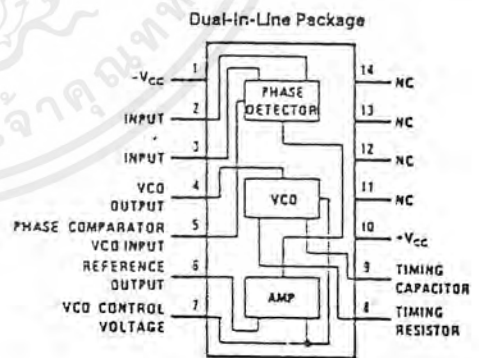
- Data and tape synchronization
- Modems
- FSK demodulation
- FM demodulation
- Frequency synthesizer
- Tone decoding
- Frequency multiplication and division
- SCA demodulators
- Telemetry receivers
- Signal regeneration
- Coherent demodulators

### Connection Diagrams



Order Number LM565H or LM565CH  
See NS Package Number H10C

TLH/7853-2



Order Number LM565CN  
See NS Package Number N14A

TLH/7853-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LM565/LM565C

### Absolute Maximum Ratings.

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

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

Operating Temperature Range

LM565H	-55°C to +125°C
LM565CH, LM565CN	0°C to +70°C

Storage Temperature Range

-65°C to +150°C

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

260°C

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

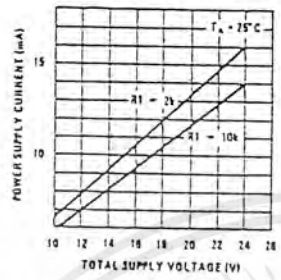
Parameter	Conditions	LM565			LM565C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Power Supply Current			3.0	12.5		8.0	12.5	mA
Input Impedance (Pins 2, 3)	$-4\text{V} < V_2, V_3 < 0\text{V}$	7	10			5		k $\Omega$
VCO Maximum Operating Frequency	$C_o = 2.7 \text{ pF}$	300	500		250	500		kHz
VCO Free-Running Frequency	$C_o = 1.5 \text{ nF}$ $R_o = 20 \text{ k}\Omega$ $f_o = 10 \text{ kHz}$	-10	0	+10	-30	0	+30	%
Operating Frequency Temperature Coefficient			-100			-200		ppm/°C
Frequency Drift with Supply Voltage			0.1	1.0		0.2	1.5	%/V
Triangle Wave Output Voltage		2	2.4	3	2	2.4	3	$V_{p-p}$
Triangle Wave Output Linearity			0.2			0.5		%
Square Wave Output Level		4.7	5.4		4.7	5.4		$V_{p-p}$
Output Impedance (Pin 4)			5			5		k $\Omega$
Square Wave Duty Cycle		45	50	55	40	50	60	%
Square Wave Rise Time			20			20		ns
Square Wave Fall Time			50			50		ns
Output Current Sink (Pin 4)		0.6	1		0.6	1		mA
VCO Sensitivity	$f_o = 10 \text{ kHz}$		6600			6600		Hz/V
Demodulated Output Voltage (Pin 7)	±10% Frequency Deviation	250	300	400	200	300	450	mV $_{p-p}$
Total Harmonic Distortion	±10% Frequency Deviation		0.2	0.75		0.2	1.5	%
Output Impedance (Pin 7)			3.5			3.5		k $\Omega$
DC Level (Pin 7)		4.25	4.5	4.75	4.0	4.5	5.0	V
Output Offset Voltage $ V_7 - V_5 $			30	100		50	200	mV
Temperature Drift of $ V_7 - V_5 $			500			500		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
AM Rejection		30	40			40		dB
Phase Detector Sensitivity $K_D$			.58			.58		V/radian

Note 1: The maximum junction temperature of the LM565 and LM565C is +150°C. For operation at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of +150°C/W junction to ambient or +45°C/W junction to case. Thermal resistance of the dual-in-line package is +85°C/W.

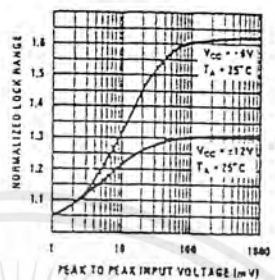
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Performance Characteristics

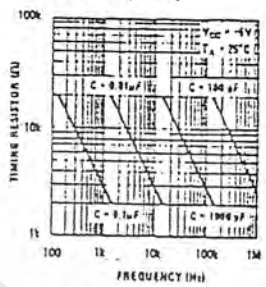
Power Supply Current as a Function of Supply Voltage



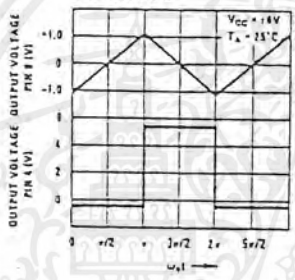
Lock Range as a Function of Input Voltage



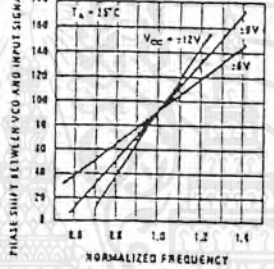
VCO Frequency



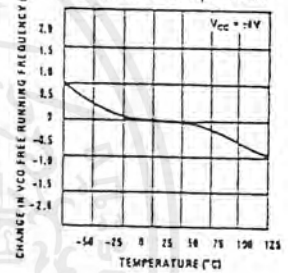
Oscillator Output Waveforms



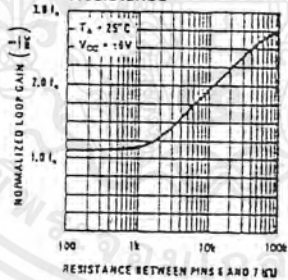
Phase Shift vs Frequency



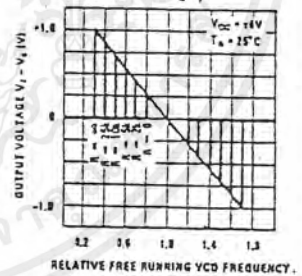
VCO Frequency as a Function of Temperature



Loop Gain vs Load Resistance

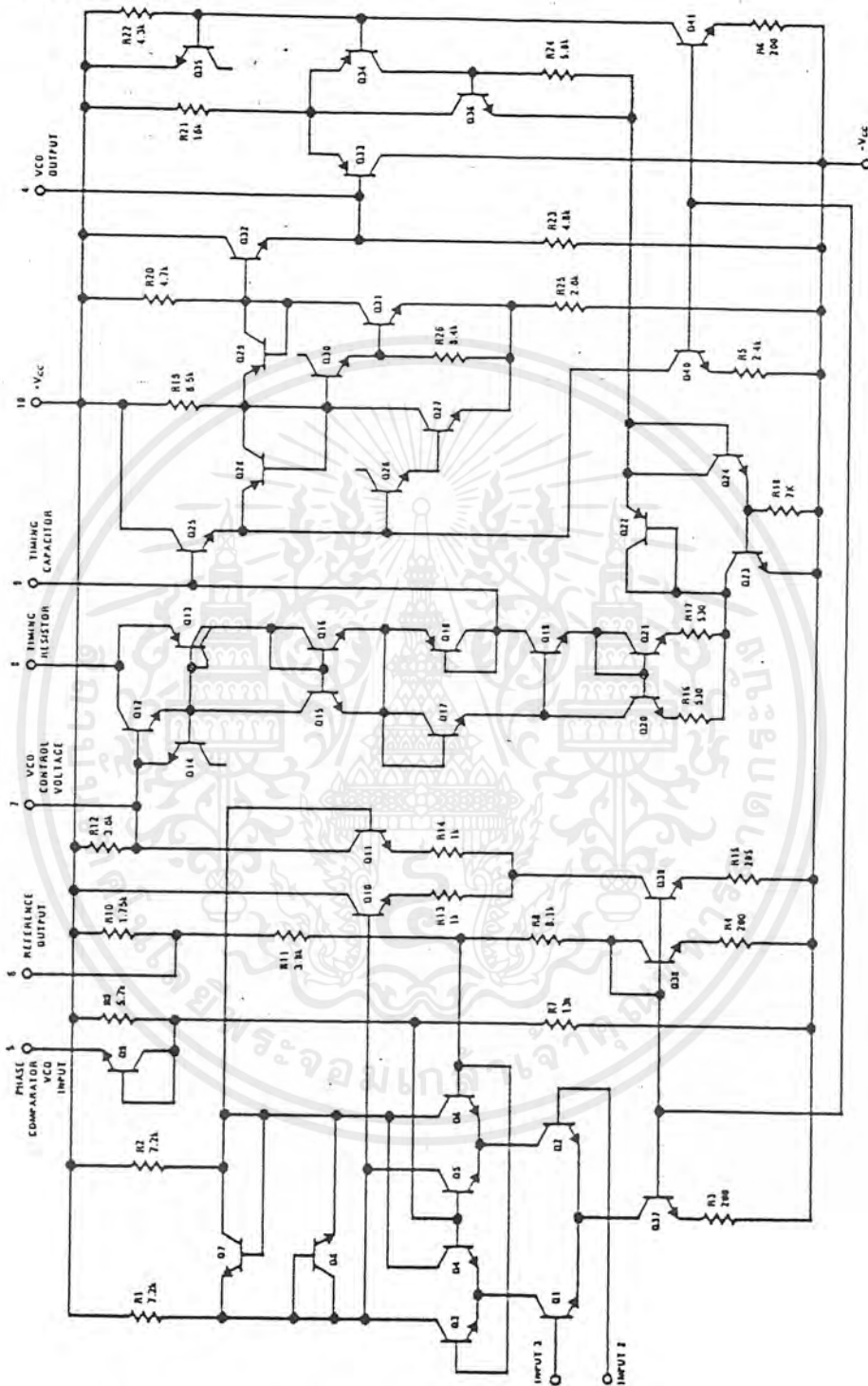


Hold In Range as a Function of R5-7



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Schematic Diagram



1-5658/11/7853-1

LM565/LM565C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Applications Information

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

### FREE RUNNING FREQUENCY

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

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

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

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

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

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

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

$$f_o = \text{VCO frequency in Hz}$$

$$V_c = \text{total supply voltage to circuit}$$

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

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

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

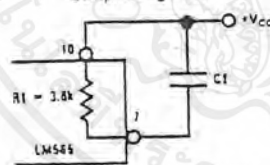
$$f_o = \text{free running frequency of VCO}$$

$$V_c = \text{total supply voltage to the circuit}$$

### THE LOOP FILTER

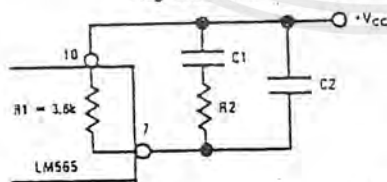
In almost all applications, it will be desirable to filter the signal at the output of the phase detector (pin 7); this filter may take one of two forms:

#### Simple Lag Filter



TL/H/7853-11

#### Lag-Lead Filter



TL/H/7853-12

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

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

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

Associated with this is a damping factor:

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

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

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

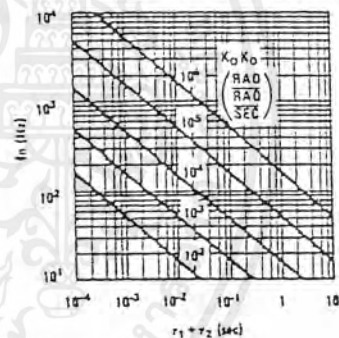
$$\tau_1 + \tau_2 = (R_1 + R_2) C_1$$

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

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

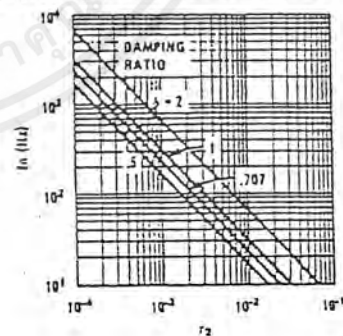
These two equations are plotted for convenience.

Filter Time Constant vs Natural Frequency



TL/H/7853-13

Damping Time Constant vs Natural Frequency



TL/H/7853-14

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

**ORDERING INFORMATION**

Device	Temperature Range	Package
MC1496D	0°C to +70°C	SO-14
MC1496G		Metal Can
MC1496L		Ceramic DIP
MC1496P	-55°C to +125°C	Plastic DIP
MC1496G		Metal Can
MC1496L		Ceramic DIP

**MC1496  
MC1596**

**Specifications and Applications Information**

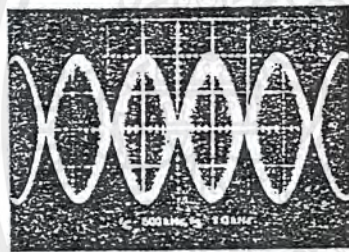
**BALANCED MODULATOR/ DEMODULATOR**

... designed for use where the output voltage is a product of an input voltage (signal) and a switching function (carrier). Typical applications include suppressed carrier and amplitude modulation, synchronous detection, FM detection, phase detection, and chopper applications. See Motorola Application Note AN-531 for additional design information.

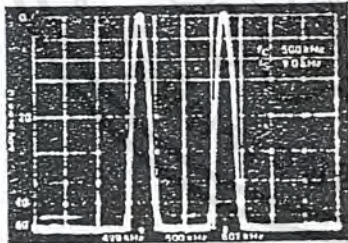
- Excellent Carrier Suppression — 65 dB typ @ 0.5 MHz  
— 50 dB typ @ 10 MHz
- Adjustable Gain and Signal Handling
- Balanced Inputs and Outputs
- High Common Mode Rejection — 85 dB typ

**BALANCED MODULATOR/DEMODULATOR**

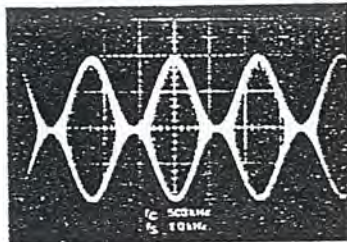
**SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT**



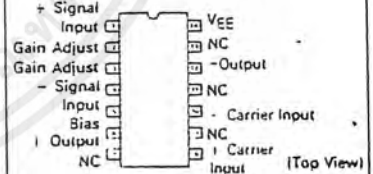
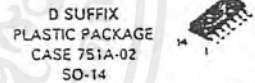
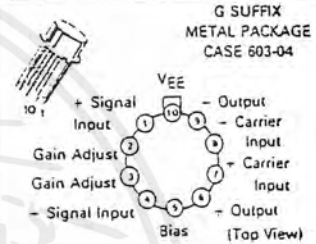
**FIGURE 1 — SUPPRESSED-CARRIER OUTPUT WAVEFORM**



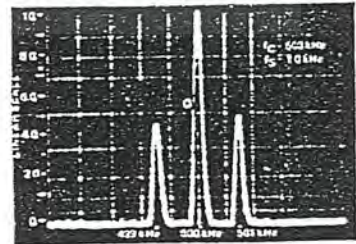
**FIGURE 2 — SUPPRESSED-CARRIER SPECTRUM**



**FIGURE 3 — AMPLITUDE MODULATION OUTPUT WAVEFORM**



**FIGURE 4 — AMPLITUDE-MODULATION SPECTRUM**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC1496, MC1596

MAXIMUM RATINGS\* (T<sub>A</sub> = +25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Applied Voltage (V <sub>5</sub> - V <sub>7</sub> , V <sub>8</sub> - V <sub>1</sub> , V <sub>9</sub> - V <sub>7</sub> , V <sub>9</sub> - V <sub>8</sub> , V <sub>7</sub> - V <sub>4</sub> , V <sub>7</sub> - V <sub>1</sub> , V <sub>9</sub> - V <sub>4</sub> , V <sub>8</sub> - V <sub>9</sub> , V <sub>2</sub> - V <sub>5</sub> , V <sub>3</sub> - V <sub>5</sub> )	V	30	Vdc
Differential Input Signal	V <sub>7</sub> - V <sub>8</sub> V <sub>4</sub> - V <sub>1</sub>	+ 5.0 = (5 + I <sub>S</sub> R <sub>IP</sub> )	Vdc
Maximum Bias Current	I <sub>S</sub>	10	mA
Thermal Resistance, Junction-to-Air Ceramic Dual In-Line Package Plastic Dual In-Line Package Metal Package	R <sub>θJA</sub>	100 100 150	°C/W
Operating Temperature Range	T <sub>A</sub>	0 to +70 55 to +175	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS\* (V<sub>CC</sub> = +12 Vdc, V<sub>EE</sub> = 0 Vdc, I<sub>S</sub> = 1.0 mA, R<sub>L</sub> = 3.9 kΩ, R<sub>g</sub> = 1.0 kΩ, T<sub>A</sub> = +25°C unless otherwise noted) (All input and output characteristics are single-ended unless otherwise noted.)

Characteristic	Fig.	Note	Symbol	MC1596			MC1496			Unit
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Carrier Feedthrough V <sub>C</sub> = 50 mV(rms) sine wave and offset adjusted to zero V <sub>C</sub> = 300 mV(rms) square wave: offset adjusted to zero offset not adjusted	5	1	V <sub>CFT</sub>	—	40 140	—	—	40 140	—	μV(rms) mV(rms)
Carrier Suppression I <sub>S</sub> = 10 kHz, 300 mV(rms) I <sub>C</sub> = 500 kHz, 50 mV(rms) sine wave I <sub>C</sub> = 10 MHz, 50 mV(rms) sine wave	5	2	V <sub>CS</sub>	—	50 50	—	—	40 50	—	dB %
Transmittance Bandwidth (Magnitude) (R <sub>L</sub> = 50 ohms) Carrier Input Port, V <sub>C</sub> = 50 mV(rms) sine wave I <sub>S</sub> = 1.0 kHz, 300 mV(rms) sine wave Signal Input Port, V <sub>S</sub> = 300 mV(rms) sine wave  V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc	3	3	3WB <sub>dB</sub>	—	300	—	—	300	—	MHz
Signal Gain V <sub>S</sub> = 100 mV(rms), f = 1.0 kHz;  V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc	10	3	A <sub>VS</sub>	2.5	3.5	—	2.5	3.5	—	V/V
Single-Ended Input Impedance, Signal Port, f = 5.0 MHz Parallel Input Resistance Parallel Input Capacitance	6	—	R <sub>IP</sub> C <sub>IP</sub>	—	200	—	—	200	—	kΩ pF
Single-Ended Output Impedance, f = 10 MHz Parallel Output Resistance Parallel Output Capacitance	6	—	R <sub>OP</sub> C <sub>OP</sub>	—	40	—	—	40	—	kΩ pF
Input Bias Current I <sub>bS</sub> = $\frac{I_1 + I_4}{2}$ ; I <sub>bC</sub> = $\frac{I_7 + I_9}{2}$	7	—	I <sub>bS</sub> I <sub>bC</sub>	—	12	25	—	12	30	μA
Input Offset Current I <sub>IO S</sub> = I <sub>1</sub> - I <sub>4</sub> ; I <sub>IO C</sub> = I <sub>7</sub> - I <sub>9</sub>	7	—	I <sub>IO S</sub> I <sub>IO C</sub>	—	0.7	5.0	—	0.7	7.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current (T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C)	7	—	TC <sub>IO S</sub>	—	2.0	—	—	2.0	—	nA/°C
Output Offset Current (I <sub>5</sub> - I <sub>9</sub> )	7	—	I <sub>OO S</sub>	—	14	50	—	14	30	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current (T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C)	7	—	TC <sub>IO S</sub>	—	30	—	—	30	—	nA/°C
Common-Mode Input Swing, Signal Port, I <sub>S</sub> = 1.0 kHz	9	4	CMV	—	5.0	—	—	5.0	—	V <sub>OP</sub>
Common-Mode Gain, Signal Port, I <sub>S</sub> = 1.0 kHz,  V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc	9	—	ACM	—	-85	—	—	-85	—	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 6 or Pin 9)	10	—	V <sub>OUT</sub>	—	8.0	—	—	8.0	—	V <sub>OP</sub>
Differential Output Voltage Swing Capability	10	—	V <sub>OUT</sub>	—	8.0	—	—	8.0	—	V <sub>OP</sub>
Power Supply Current I <sub>5</sub> + I <sub>9</sub> I <sub>10</sub>	7	6	I <sub>CC</sub> I <sub>EE</sub>	—	2.0 3.0	3.0 4.0	—	2.0 3.0	4.0 5.0	mA mA
DC Power Dissipation	7	5	P <sub>D</sub>	—	33	—	—	33	—	mW

\* Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC1496, MC1596

## GENERAL OPERATING INFORMATION\*

### Note 1 - Carrier Feedthrough

Carrier feedthrough is defined as the output voltage at carrier frequency with only the carrier applied (signal voltage = 0).

Carrier null is achieved by balancing the currents in the differential amplifier by means of a bias trim potentiometer ( $R_1$  of Figure 5).

### Note 2 - Carrier Suppression

Carrier suppression is defined as the ratio of each sideband output to carrier output for the carrier and signal voltage levels specified.

Carrier suppression is very dependent on carrier input level, as shown in Figure 22. A low value of the carrier does not fully switch the upper switching devices, and results in lower signal gain, hence lower carrier suppression. A higher than optimum carrier level results in unnecessary device and circuit carrier feedthrough, which again degenerates the suppression figure. The MC1596 has been characterized with a 60 mV(rms) sinewave carrier input signal. This level provides optimum carrier suppression at carrier frequencies in the vicinity of 500 kHz, and is generally recommended for balanced modulator applications.

Carrier feedthrough is independent of signal level,  $V_S$ . Thus carrier suppression can be maximized by operating with large signal levels. However, a linear operating mode must be maintained in the signal-input transistor pair — or harmonics of the modulating signal will be generated and appear in the device output as spurious sidebands of the suppressed carrier. This requirement places an upper limit on input-signal amplitude (see Note 3 and Figure 20). Note also that an optimum carrier level is recommended in Figure 22 for good carrier suppression and minimum spurious sideband generation.

At higher frequencies circuit layout is very important in order to minimize carrier feedthrough. Shielding may be necessary in order to prevent capacitive coupling between the carrier input leads and the output leads.

### Note 3 - Signal Gain and Maximum Input Level

Signal gain (single-ended) at low frequencies is defined as the voltage gain,

$$A_{VS} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{R_L}{R_E + r_E} \quad \text{where } r_E = \frac{26 \text{ mV}}{I_E \text{ (mA)}}$$

A constant dc potential is applied to the carrier input terminals to fully switch two of the upper transistors "on" and two transistors "off" ( $V_C = 0.5 \text{ Vdc}$ ). This in effect forms a cascode differential amplifier.

Linear operation requires that the signal input be below a critical value determined by  $R_E$  and the bias current  $I_E$

$$V_S \leq I_E R_E \text{ (Volts peak)}$$

Note that in the test circuit of Figure 10,  $V_S$  corresponds to a maximum value of 1 volt peak.

### Note 4 - Common-Mode Swing

The common-mode swing is the voltage which may be applied to both bases of the signal differential amplifier, without saturating the current sources or without saturating the differential amplifier itself by swinging it into the upper switching devices. This swing is variable depending on the particular circuit and biasing conditions chosen (see Note 6).

### Note 5 - Power Dissipation

Power dissipation,  $P_D$ , within the integrated circuit package should be calculated as the summation of the voltage-current products at each port, i.e. assuming  $V_G = V_S$ ,  $I_S = I_E = I_B$  and ignoring

base current,  $P_D = 2 I_E (V_S - V_{10}) + I_E (V_S - V_{10})$  where subscripts refer to pin numbers.

### Note 6 - Design Equations

The following is a partial list of design equations needed to operate the circuit with other supply voltages and input conditions. See Note 3 for  $R_E$  equation.

#### A. Operating Currents

The internal bias currents are set by the conditions at pin 5. Assume:

$$I_5 = I_S = I_B$$

$$I_B \ll I_C \text{ for all transistors}$$

then:

$$R_5 = \frac{V^+ - V_5}{I_5} \approx 500 \Omega \quad \text{where: } R_5 \text{ is the resistor between pin 5 and ground}$$

$$\phi = 0.75 \text{ V at } T_A = +25^\circ\text{C}$$

The MC1596 has been characterized for the condition  $I_5 = 1.0 \text{ mA}$  and is the generally recommended value.

#### B. Common-Mode Quiescent Output Voltage

$$V_5 = V_G = V^+ - I_5 R_L$$

### Note 7 - Biasing

The MC1596 requires three dc bias voltage levels which must be set externally. Guidelines for setting up these three levels include maintaining at least 2 volts collector-base bias on all transistors while not exceeding the voltages given in the absolute maximum rating table:

$$30 \text{ Vdc} \geq |(V_6, V_9) - (V_7, V_3)| \geq 2 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq |(V_7, V_9) - (V_1, V_4)| \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq |(V_1, V_4) - (V_5)| \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

The foregoing conditions are based on the following approximations:

$$V_6 = V_9, \quad V_7 = V_9, \quad V_1 = V_4$$

Bias currents flowing into pins 1, 4, 7, and 8 are transistor base currents and can normally be neglected if external bias dividers are designed to carry 1.0 mA or more.

### Note 8 - Transmittance Bandwidth

Carrier transmittance bandwidth is the 3-dB bandwidth of the device forward transmittance as defined by:

$$V_{21C} = \frac{I_2 \text{ (each sideband)}}{V_S \text{ (signal)}} \Big|_{V_C = 0}$$

Signal transmittance bandwidth is the 3-dB bandwidth of the device forward transmittance as defined by:

$$V_{21S} = \frac{I_2 \text{ (signal)}}{V_S \text{ (signal)}} \Big|_{V_C = 0.5 \text{ Vdc}, V_G = 0}$$

\*Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## MC1496, MC1596

### Note 9 – Coupling and Bypass Capacitors $C_1$ and $C_2$

Capacitors  $C_1$  and  $C_2$  (Figure 5) should be selected for a reactance of less than 5.0 ohms at the carrier frequency.

### Note 10 – Output Signal, $V_o$

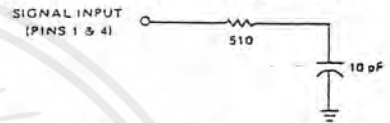
The output signal is taken from pins 6 and 9, either balanced or single-ended. Figure 12 shows the output levels of each of the two output sidebands resulting from variations in both the carrier and modulating signal inputs with a single-ended output connection.

### Note 11 – Negative Supply, $V_{EE}$

$V_{EE}$  should be dc only. The insertion of an RF choke in series with  $V_{EE}$  can enhance the stability of the internal current sources.

### Note 12 – Signal Port Stability

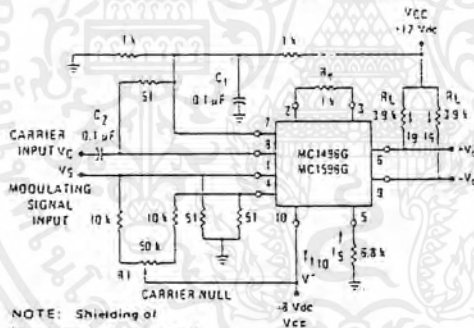
Under certain values of driving source impedance, oscillation may occur. In this event, an RC suppression network should be connected directly to each input using short leads. This will reduce the Q of the source-tuned circuits that cause the oscillation.



An alternate method for low-frequency applications is to insert a 1 k-ohm resistor in series with the inputs, pins 1 and 4. In this case input current drift may cause serious degradation of carrier suppression.

## TEST CIRCUITS

FIGURE 5 – CARRIER REJECTION AND SUPPRESSION



NOTE: Shielding of input and output leads may be needed to properly perform these tests.

FIGURE 6 – INPUT-OUTPUT IMPEDANCE

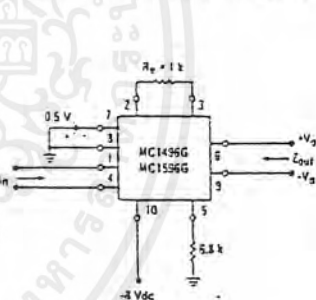


FIGURE 7 – BIAS AND OFFSET CURRENTS

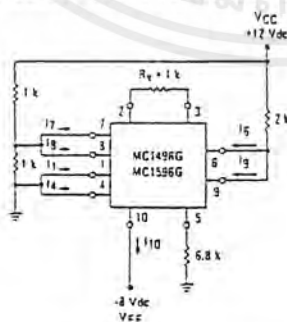
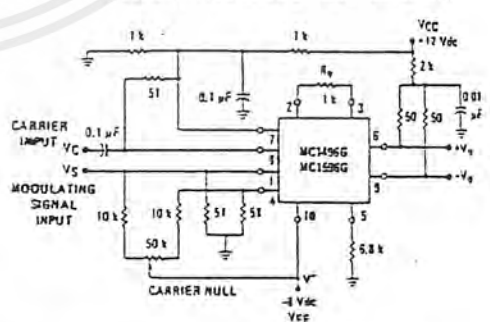


FIGURE 8 – TRANSCONDUCTANCE BANDWIDTH



NOTE: Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

TEST CIRCUITS (continued)

FIGURE 9 - COMMON-MODE GAIN

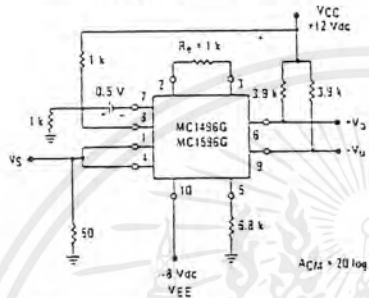
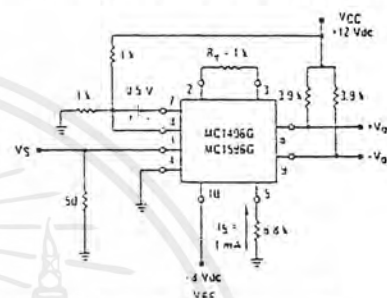


FIGURE 10 - SIGNAL GAIN AND OUTPUT SWING



NOTE: Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 3.  $f_C = 500$  kHz (sine wave),  $V_C = 60$  mV(rms),  $I_S = 1$  kHz,  $V_S = 200$  mV(rms),  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.

FIGURE 11 - SIDEBAND OUTPUT versus CARRIER LEVELS

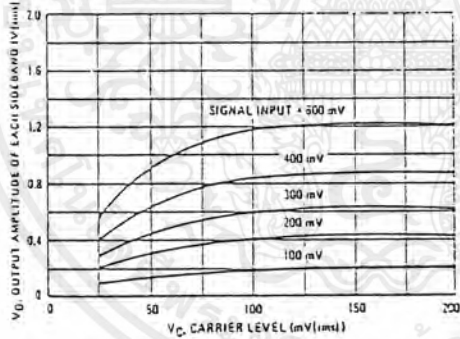


FIGURE 12 - SIGNAL-PORT PARALLEL EQUIVALENT INPUT RESISTANCE versus FREQUENCY

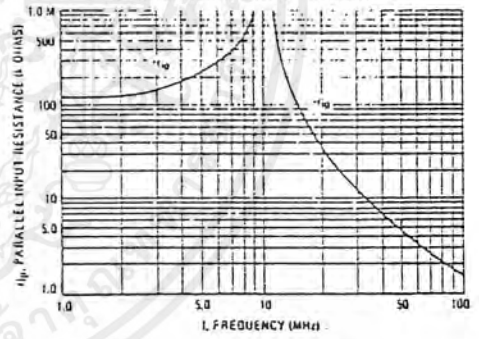


FIGURE 13 - SIGNAL-PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT CAPACITANCE versus FREQUENCY

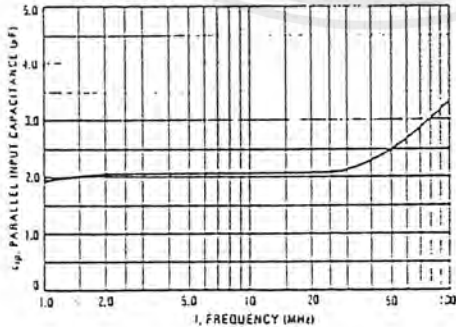
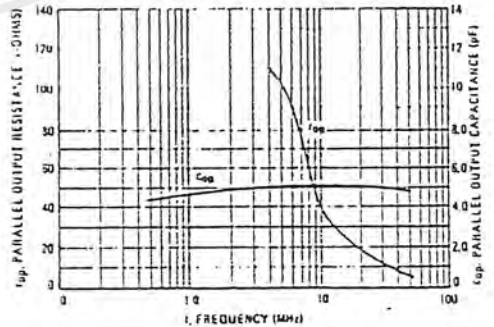


FIGURE 14 - SINGLE-ENDED OUTPUT IMPEDANCE versus FREQUENCY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC1496, MC1596

## TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5.  $f_c = 500$  kHz (sine wave),  $V_c = 60$  mV(rms),  $f_s = 1$  kHz,  $V_s = 200$  mV(rms),  $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.

FIGURE 15 – SIDEBAND AND SIGNAL PORT TRANSMITTANCES versus FREQUENCY

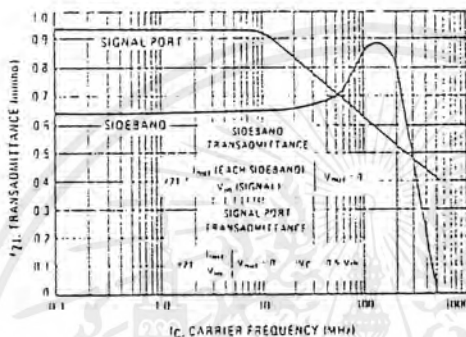


FIGURE 16 – CARRIER SUPPRESSION versus TEMPERATURE

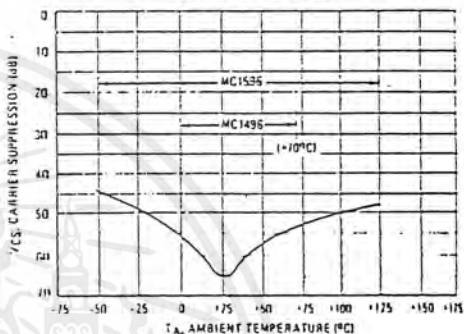


FIGURE 17 – SIGNAL PORT FREQUENCY RESPONSE

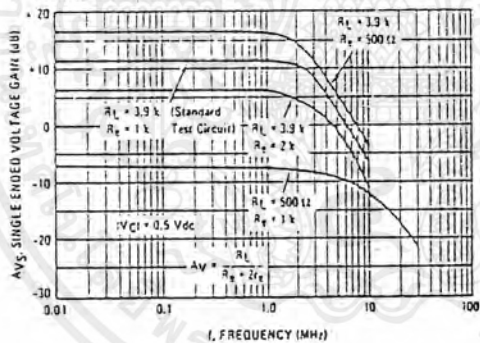


FIGURE 18 – CARRIER SUPPRESSION versus FREQUENCY

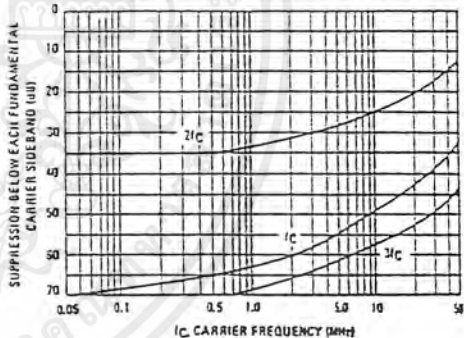


FIGURE 19 – CARRIER FEEDTHROUGH versus FREQUENCY

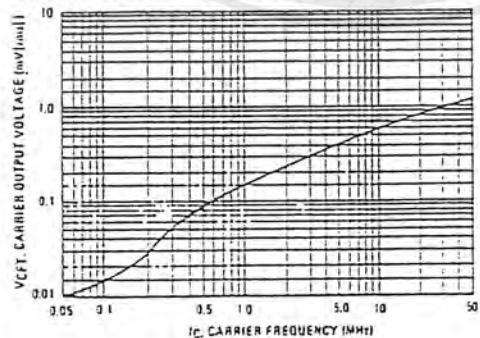
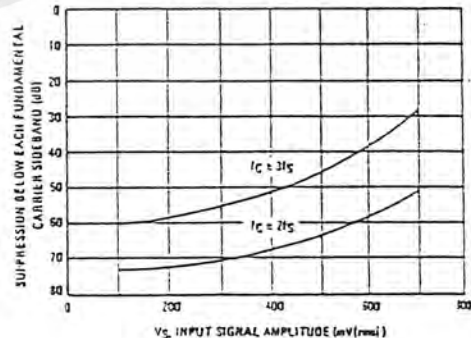


FIGURE 20 – SIDEBAND HARMONIC SUPPRESSION versus INPUT SIGNAL LEVEL



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC1496, MC1596

## TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

FIGURE 21 - SUPPRESSION OF CARRIER HARMONIC SIDEBANDS versus CARRIER FREQUENCY

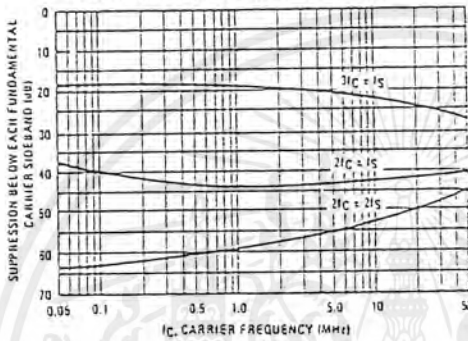
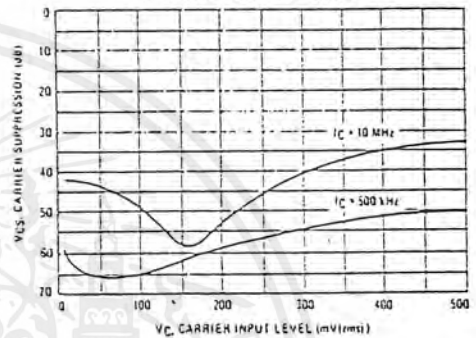


FIGURE 22 - CARRIER SUPPRESSION versus CARRIER INPUT LEVEL



## OPERATIONS INFORMATION

The MC1596/MC1496, a monolithic balanced modulator circuit, is shown in Figure 23.

This circuit consists of an upper quad differential amplifier driven by a standard differential amplifier with dual current sources. The output collectors are cross-coupled so that full-wave balanced multiplication of the two input voltages occurs. That is, the output signal is a constant times the product of the two input signals.

Mathematical analysis of linear ac signal multiplication indicates that the output spectrum will consist of only the sum and difference of the two input frequencies. Thus, the device may be used as a balanced modulator, doubly balanced mixer, product detector, frequency doubler, and other applications requiring these particular output signal characteristics.

The lower differential amplifier has its emitters connected to the package pins so that an external emitter resistance may be used. Also, external load resistors are employed at the device output.

### Signal Levels

The upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. The lower differential amplifier is operated in a linear mode for most applications.

For low-level operation at both input ports, the output signal will contain sum and difference frequency components and have an amplitude which is a function of the product of the input signal amplitudes.

For high-level operation at the carrier input port and linear operation at the modulating signal port, the output signal will contain sum and difference frequency components of the modulating signal frequency and the fundamental and odd harmonics of the carrier frequency. The output amplitude will be a constant times the modulating signal amplitude. Any amplitude variations in the carrier signal will not appear in the output.

FIGURE 23 - CIRCUIT SCHEMATIC

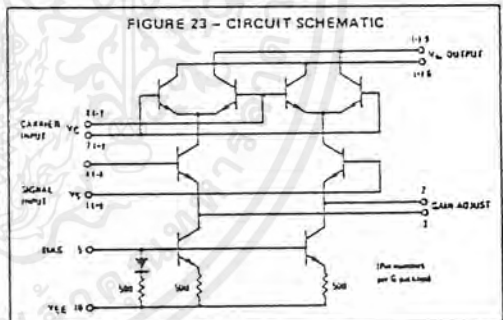
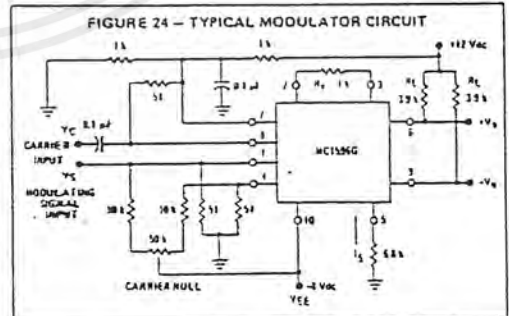


FIGURE 24 - TYPICAL MODULATOR CIRCUIT



NOTE: Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Fiber Optics — FLCS Family Photo Detector Diode Output

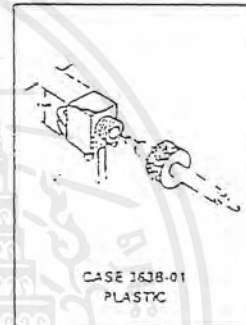
MFOD71

FLCS FAMILY  
FIBER OPTICS  
PHOTO DETECTOR  
DIODE OUTPUT

... designed for low cost, short distance Fiber Optic Systems using 1000 micron core plastic fiber.

Typical applications include: high isolation interconnects, disposable medical electronics, consumer products, and microprocessor controlled systems such as coin operated machines, copy machines, electronic games, industrial clothes dryers, etc.

- Fast PIN Photodiode: Response Time < 5 ns
- Ideally Matched to MFOE76 Emitter for Plastic Fiber Systems
- Annular Passivated Structure for Stability and Reliability
- FLCS Package
  - Includes Connector
  - Simple Fiber Termination and Connection (Figure 4)
  - Easy Board Mounting
  - Molded Lens for Efficient Coupling
  - Mates with 1000 Micron Core Plastic Fiber (Ersa SH4001)



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

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	$V_R$	160	Volts
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	150 2	mW mW/C
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-40 to +100	$^\circ\text{C}$

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Dark Current ( $V_R = 20\text{ V}, R_L = 1\text{ M}\Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 85^\circ\text{C}$ )	$I_D$	—	0.06 10	10	nA
Reverse Breakdown Voltage ( $I_R = 10\ \mu\text{A}$ )	$V_{(BR)R}$	50	100	—	Volts
Forward Voltage ( $I_F = 50\text{ mA}$ )	$V_F$	—	—	1.1	Volts
Series Resistance ( $I_F = 50\text{ mA}$ )	$R_s$	—	3	—	Ohms
Total Capacitance ( $V_R = 20\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$ )	$C_T$	—	3	—	pF

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Responsivity ( $V_R = 5\text{ V}$ , Figure 2)	$R$	0.15	0.2	—	$\mu\text{A}/\mu\text{W}$
Response Time ( $V_R = 5\text{ V}, R_L = 50\ \Omega$ )	$t_{(res)}$	—	5	—	ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MFOD71

## TYPICAL COUPLED CHARACTERISTICS

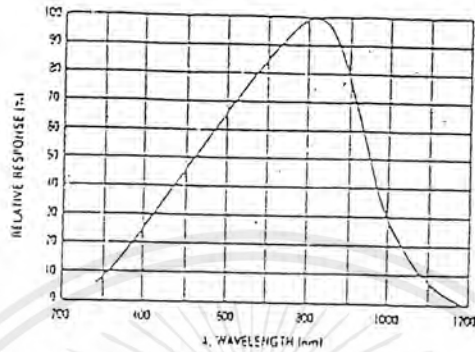


Figure 1. Relative Spectral Response

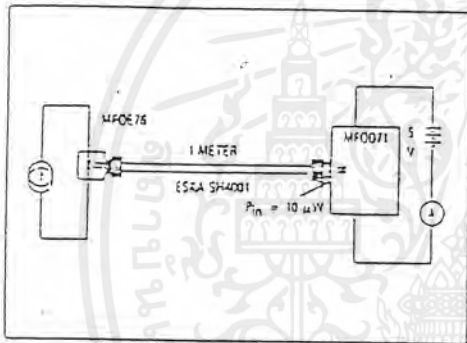


Figure 2. Responsivity Test Configuration

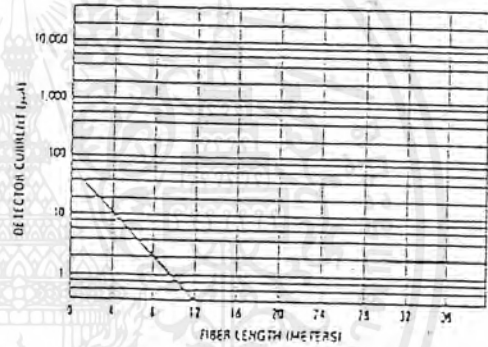


Figure 3. Detector Current versus Fiber Length

The system length achieved with a MFOE76 emitter and various detectors, using 1000 micron core plastic fiber (Eska SH4001 or equivalent), depends on the LED forward

current (I<sub>f</sub>) and the responsivity of the detector chosen. Each detector will perform with the MFOE76 up to the distances shown below.

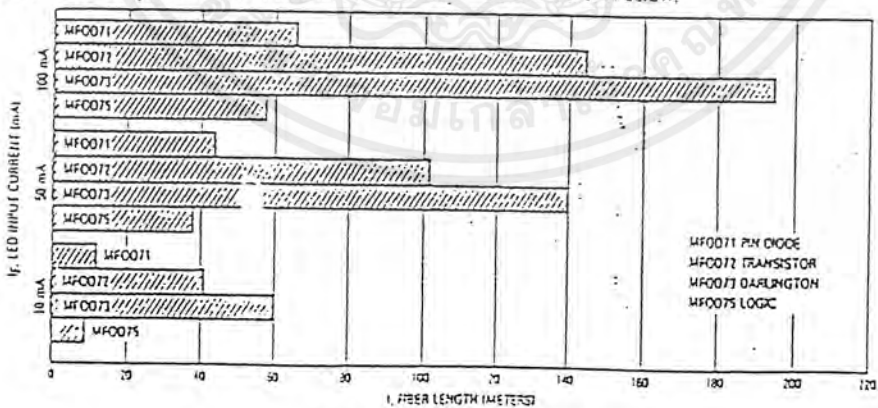


Figure 4. MFOE76 Working Distances

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MFOD71

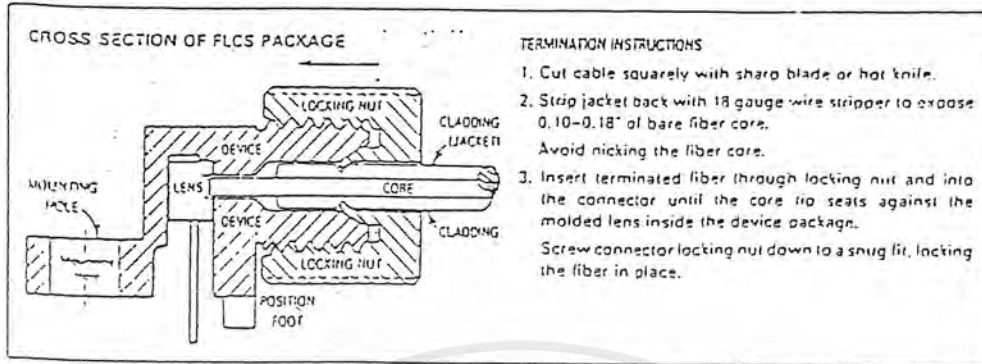


Figure 5. FO Cable Termination and Assembly

## INPUT SIGNAL CONDITIONING

The following circuits are suggested to provide the desired forward current through the emitter.

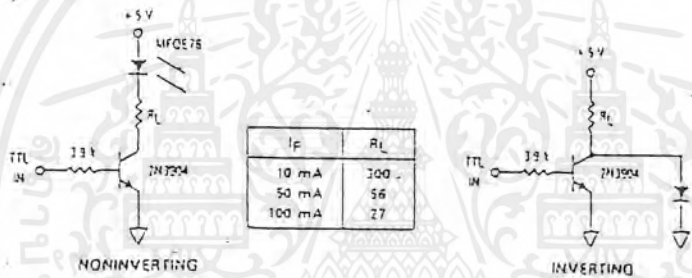


Figure 6. TTL Transmitters

## OUTPUT SIGNAL CONDITIONING

The following circuit is suggested to take the MFOD71 detector output and condition it to drive TTL with an acceptable bit error rate.

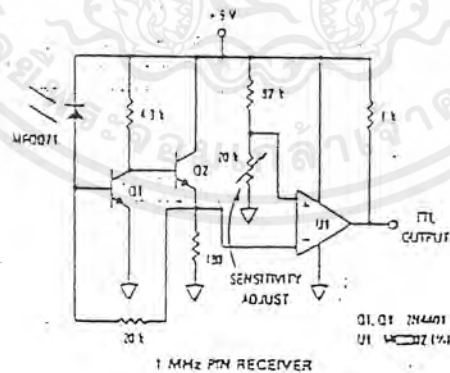
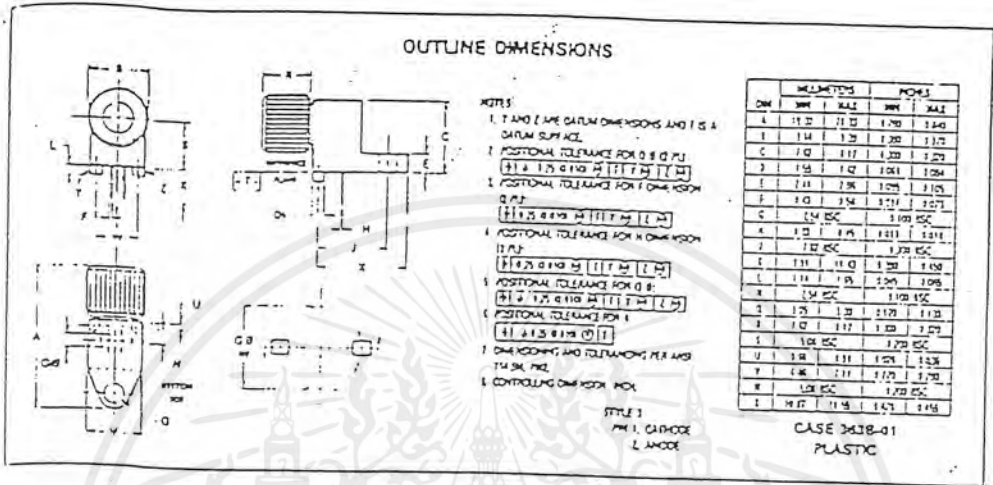


Figure 7. TTL Receiver

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MFOD71



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

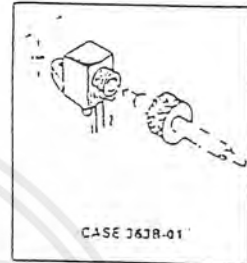
## Fiber Optics — FLCS Family Visible Red LED

MFOE76

FLCS FAMILY  
FIBER OPTICS  
VISIBLE RED  
LED  
660 nm

This device is designed for low cost, medium frequency, fiber optic systems using 1000 micron core plastic fiber. It is compatible with Motorola's wide variety of detector functions from the MFOE70 series. The MFOE76 employs gallium aluminum technology, and comes pre-assembled into the convenient and popular FLCS connector.

- Low Cost
- Very Simple Fiber Termination and Connection. See Figure 3
- Convenient Printed Circuit Mounting
- Integral Molded Lens for Efficient Coupling
- Mates with 1000 Micron Core Plastic Fiber, such as Ersa SH4001



### MAXIMUM RATINGS

	Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage		$V_R$	5	Volts
Forward Current — Continuous		$I_F$	50	mA
Forward Current — Peak Pulse		$I_{FP}$	1	A
Total Power Dissipation (TA = 25°C (1)) Operate above 25°C		$P_D$	137 2	mW mW/°C
Ambient Operating Temperature Range		$T_A$	-40 to +100	°C
Storage Temperature		$T_{stg}$	-40 to +100	°C
Lead Soldering Temperature (2)		—	250	°C

Notes: 1. Measured with device soldered into a typical printed circuit board.  
2. 5 seconds max; 1.16 inch from case.

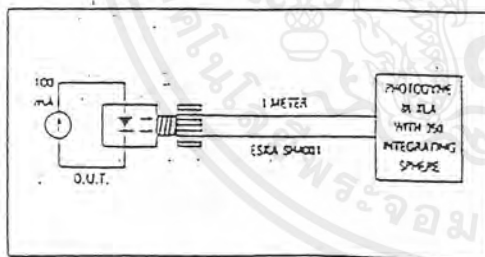


Figure 1. Power Launched Test Setup

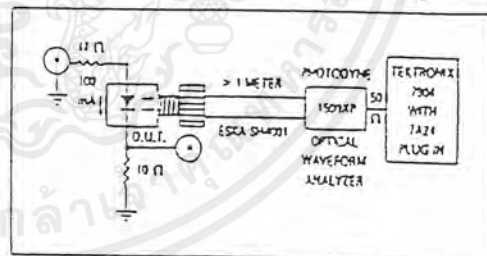


Figure 2. Optical Turn-On and Turn-Off Test Setup

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

