

การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านสาย โคอแกนเชียล  
VIDEO AND AUDIO TRANSMISSION VIA COAXIAL CABLE



โดย  
นายนพกฤษ เสือแพร  
นายนิรันดร์ ดวงสุตา  
นายวิรัช ผกาวรรณศิลป์

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน... 42281  
วัน, เดือน, ปี 6 พ.ค. 2545

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

ปฏิญานี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านสาย โคอแกนเชียล  
VIDEO AND AUDIO TRANSMISSION VIA COAXIAL CABLE



โดย  
นายนพคุณ เสือแพร เลขประจำตัว 40010352  
นายนิรัญ ดวงสุตา เลขประจำตัว 40010395  
นายวีรชัย ผกาวรรณศิลป์ เลขประจำตัว 40010746

อาจารย์ที่ปรึกษา  
อาจารย์ พลศาสตร์ เลิศประเสริฐ

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2543

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านสายโคแอกเชียล

VIDEO AND AUDIO TRANSMISSION VIA COAXIAL CABLE

ผู้จัดทำ

1.นายนพคุณ เสือเพชร เลขประจำตัว 40010352

2.นายนิรันดร์ ดวงสุคา เลขประจำตัว 40010395

3.นายวีรชัย ผกาวรรณศิลป์ เลขประจำตัว 40010746



.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
(อาจารย์พลศาสตร์ เลิศประเสริฐ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านสายโคแอกเชียล

VIDEO AND AUDIO TRANSMISSION VIA COAXIAL LINE

นายนพคุณ เสือเพชร เลขประจำตัว 40010352

นายนิรัญ ควงสุดา เลขประจำตัว 40010395

นายวีรชัย ผกาวรรณศิลป์ เลขประจำตัว 40010746

ปริญญาานิพนธ์ได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านสายโคแอกเชียล

นาย นพคุณ เสือแพร

นาย นิรัญ ดวงสุดา

นาย วีรชัย ผกาวรรณศิลป์

อาจารย์ พลศาสตร์ เลิศประเสริฐ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2543

### บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์นี้เป็นการศึกษาการส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านสายโคแอกเชียล ระบบประกอบไปด้วยวงจรหลาย ๆ ส่วนด้วยกัน ได้แก่ วงจรมอดูเลเตอร์, วงจรดีมอดูเลเตอร์, วงจรออสซิลเลเตอร์ และวงจรกรองความถี่แบบต่าง ๆ เป็นต้น โดยการส่งสัญญาณภาพนั้นเราจะทำการมอดูเลตแบบแอมพลิจูดมอดูเลชันที่ความถี่ 16 MHz โดยใช้สัญญาณพาห์ที่สร้างจากวงจร MAX038 ออสซิลเลเตอร์ความถี่ 8 MHz ผ่านเข้าไปในวงจรที่ความถี่ 2 เท่าจนได้สัญญาณพาห์ความถี่ 16 MHz ออกมา ในส่วนสัญญาณเสียงจะทำการมอดูเลตแบบเฟรควีนซีมอดูเลชันที่ความถี่ 5.5 MHz จากนั้นทำการมัลติเพล็กซ์สัญญาณ AM และ FM เข้าด้วยกันด้วยวงจรรวมแล้วส่งผ่านสายโคแอกเชียลไปยังภาครับ เมื่ออุปกรณ์ภาครับสามารถรับสัญญาณจากภาคส่งได้ก็จะนำสัญญาณมาผ่านวงจรฟิลเตอร์ที่ความถี่ต่าง ๆ เพื่อแยกสัญญาณ AM และ FM ออกจากกันก่อนที่จะส่งสัญญาณแต่ละส่วนไปยังวงจรดีมอดูเลเตอร์ของแต่ละสัญญาณต่อไปโดยสัญญาณที่ได้จากการทำแอมพลิจูดมอดูเลชันจะนำไปผ่านวงจรผ่านความถี่ต่ำที่ 5 MHz ก็จะได้สัญญาณภาพส่งไปยังจอภาพ ในทำนองเดียวกันสัญญาณที่ได้จากการทำเฟรควีนซีมอดูเลชันจะถูกนำไปผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำที่ความถี่ 15 kHz ก็จะได้สัญญาณเสียงเพื่อส่งต่อไปยังลำโพง

## VIDEO AND AUDIO TRANSMISSION VIA COAXIAL CABLE

MR. NOPPHAKIT SUAPARE

MR. NIRAN DUANGSUDA

MR. VEERACHAI PHAKAWANNASILP

MR. PONLASART LERDPRASERT , ADVISOR

Education year 2000

### ABSTRACT

This thesis is concerned with the study of video and audio signal transmission system using coaxial cable. The system consists of many component circuits such as modulator, demodulator, oscillator and filters. The system is based on amplitude modulation of video signal with 16 MHz carrier generated by MAX038 oscillator circuit 8 MHz and it was multiplied by doubler circuit to 16 MHz carrier, audio signal is modulated with 5.5 carrier by frequency modulation then AM and FM signal are multiplexed by summing circuit. Demodulated signal are passed bandpass filter separated AM and FM signal. The AM demodulate passed lowpass filter 5 MHz again to filter only video signal and transmitted to monitor. The FM demodulated signal are passed low pass 15kHz to filter only audio signal and transmitted to speaker.

### กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์เล่มนี้ จะไม่มีทางสำเร็จลุล่วงไปได้เลยหากไม่ได้รับความช่วยเหลือและคำแนะนำจากบุคคลหลายท่าน โดยเฉพาะท่านอาจารย์ในภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์และภาควิชาโทรคมนาคมที่ได้ให้คำแนะนำต่าง ๆ แม้ว่าในการทำงานจะเต็มไปด้วยปัญหาและความล่าช้าแต่ถ้าหากไม่ได้รับความช่วยเหลือจากบุคคลหลาย ๆ ท่านที่ได้กล่าวมาทั้งหมดนี้ ปริญญานิพนธ์เล่มนี้คงจะไม่เสร็จสมบูรณ์แน่นอน ขอขอบคุณบุคคลทั้งหมดอีกครั้งและขอภัยที่ไม่ได้กล่าวรายชื่อบุคคลทั้งหมดไว้ในที่นี้ นอกจากนี้ยังต้องขอขอบคุณผู้ปกครองของพวกเราทุกคนอีกด้วย ที่สนับสนุนด้านการเงินตลอดจนเป็นกำลังใจให้พวกเรามาโดยตลอด



คณะผู้จัดทำ

นพกฤษ

เสื่อแพร

นิริญ

ดวงสุดา

วีรัชย์

ศกาวรรณศิลป์

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	
2.1 การมอดูเลตทางขนาด	3
2.2 การมอดูเลตแบบ DSBSC	6
2.3 การมอดูเลตแบบ SSB	8
2.4 การมอดูเลตแบบ VSB	10
2.5 การสร้างสัญญาณมอดูเลตทางขนาด	12
2.6 การคีมอดูเลตสัญญาณที่มีการมอดูเลตทางขนาด	17
2.7 การมอดูเลตทางเฟสและความถี่	20
2.8 องค์ประกอบของสัญญาณภาพ	37
บทที่ 3 วงจรและการออกแบบ	42
3.1 วงจร FM Modulator ของสัญญาณเสียง	42
3.2 วงจร FM Demodulator ของสัญญาณเสียง	43
3.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านของสัญญาณเสียง	44
3.4 วงจรขยายสัญญาณด้วย 6361	45
3.5 วงจรออสซิลเลเตอร์ 8 MHz	46
3.6 วงจรคูณความถี่ 2 เท่า	47
3.7 วงจร AM Modulator ของสัญญาณภาพ	48
3.8 วงจร AM Demodulator ของสัญญาณภาพ	49
3.10 วงจรรวมสัญญาณ	50
3.11 วงจรขยายหลังการรวมสัญญาณ	50
3.12 วงจรกรองความถี่ต่ำของสัญญาณภาพ	51
3.13 วงจรกรองความถี่	51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 ผลการทดลอง	57
4.1 ผลการวัดสัญญาณภาพ	57
4.2 ผลการวัดสัญญาณที่ได้จาก MAX 038	57
4.3 ผลการวัดสัญญาณจากวงจรคูณความถี่	58
4.4 ผลการวัดสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตแบบ AM	58
4.5 ผลการวัดสัญญาณ AM ที่ขาเบสของวงจรรวมสัญญาณ	59
4.6 ผลการวัดสัญญาณออสซิลเลเตอร์ 8MHz ที่ขาเบสของวงจรรวม สัญญาณ	59
4.7 การวัดสัญญาณ FM ที่ขาเบสของวงจรรวมสัญญาณ	60
4.8 การวัดสัญญาณที่ผ่านการรวมและการขยายแล้ว	60
4.9 การวัดสัญญาณ AM ที่ภาคส่งเทียบกับภาครับ	61
4.10 ผลการวัดสัญญาณภาพเปรียบเทียบที่อินพุตกับเอาต์พุต	61
4.11 ผลการวัดสัญญาณ FM	62
4.12 ผลการวัดสัญญาณ FM เปรียบเทียบที่ก่อนและหลังฟิลเตอร์	62
4.13 ผลการวัดสัญญาณเสียงที่อินพุตและเอาต์พุต	63
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	64
ภาคผนวก	
บรรณานุกรม	

# สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงขั้นตอนสำหรับการทดลองการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง	2
รูปที่ 2.1 ตัวอย่างแสดงสเปกตรัมของสัญญาณอนาล็อกที่มีความถี่สูง	3
รูปที่ 2.2 สัญญาณ AM ที่มีมอดูเลชันอินเด็กซ์ต่ำกว่าและสูงกว่า 1	4
รูปที่ 2.3 สเปกตรัมของสัญญาณ AM	5
รูปที่ 2.4 ตัวอย่างของสัญญาณ DSB	7
รูปที่ 2.5 สเปกตรัมของสัญญาณ DSB	7
รูปที่ 2.6 สเปกตรัมของสัญญาณ SSB	9
รูปที่ 2.7 คุณสมบัติของฟิลเตอร์ที่ใช้สร้างสัญญาณ VSB	11
รูปที่ 2.8 สัญญาณ VSB ที่ใช้ส่งระบบ โทรทัศน์	11
รูปที่ 2.9 วงจรมอดูเลเตอร์แบบผลคูณ	12
รูปที่ 2.10 วงจรแวลูเอเบิลทรานส์คอนคักแดนซ์	13
รูปที่ 2.11 บล็อกไดอะแกรมและตัวอย่างของวงจรมอดูเลตสัญญาณ AM	14
รูปที่ 2.12 สเปกตรัมของสัญญาณขาออกตามสมการ 2.17	15
รูปที่ 2.13 บล็อกไดอะแกรมของมอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์ที่ใช้สร้างสัญญาณ DSB	15
รูปที่ 2.14 การสร้างสัญญาณ SSB โดยการมอดูเลต 2 ชั้น	16
รูปที่ 2.15 ระบบแปลงความถี่ของสัญญาณที่ใช้วงจรคูณ	17
รูปที่ 2.16 ตัวอย่างวงจรเอ็นไอ โลกปีเทคชัน	18
รูปที่ 2.17 การรับสัญญาณ AM (ก) แบบเอ็นไอ โลกปีเทคชัน (ข)แบบซูเปอร์เฮเตอร์โรไดน์	19
รูปที่ 2.18 แสดงคลื่น AM PM และ FM วั่งเกิดจากความถี่เดียว	23
รูปที่ 2.19 กราฟของ Bessel Function ชนิดที่ 1	27
รูปที่ 2.20 การผลิตคลื่น FM โดยวิธีอ้อม	29
รูปที่ 2.21 Hartley oscillator	30
รูปที่ 2.22 บล็อกไดอะแกรมของการผลิต WBFM โดยใช้ VCO	31
รูปที่ 2.23 โครงสร้างการป้อนกลับสำหรับการผลิตคลื่นเอฟเอ็มความถี่คงที่	32
รูปที่ 2.24 เฟสล็อกคูล	33
รูปที่ 2.25 รูปแบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นของเฟสล็อกคูล	35
รูปที่ 2.26 รูปแบบของเฟสล็อกคูล	36
รูปที่ 2.27 แสดงสัญญาณลุมิแนนซ์กับสัญญาณความถี่รวม	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.28 แสดงรูปร่างของสัญญาณซิกซ์ที่อยู่ในสัญญาณ โทรทัศน์	39
รูปที่ 2.29 การสร้างสัญญาณภาพสีรวม	40
รูปที่ 2.30 ลักษณะการสร้างสัญญาณ โครมา	40
รูปที่ 3.1 แสดงรูปวงจร FM Modulator ของสัญญาณเสียง	42
รูปที่ 3.2 แสดงวงจร FM Demodulator ของสัญญาณเสียง	43
รูปที่ 3.3 แสดงวงจร LOW PASS FILTER ของสัญญาณเสียง	44
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ sallen & key	44
รูปที่ 3.5แสดงวงจรขยายที่ใช้ 6361	45
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรสร้างสัญญาณ 8 MHz	46
รูปที่ 3.7 วงจรคูณความถี่	47
รูปที่ 3.8 แสดงวงจร AM modulator ของสัญญาณภาพ	48
รูปที่ 3.9 แสดงวงจร AM Demodulator ของสัญญาณภาพ	49
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรรวมสัญญาณ	50
รูปที่ 3.12 รูปแสดงวงจรขยายสัญญาณภายหลังการรวม	50
รูปที่ 3.13 แสดงวงจรความถี่ต่ำผ่านของสัญญาณภาพ	51
รูปที่ 3.14 แสดงวงจร Prototype ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	52
รูปที่ 3.15 แสดงตารางแสดงค่า นอร์มอไลซ์ ของวงจรฟิลเตอร์แบบ Tchebycheff	53
รูปที่ 3.16 ตารางสูตรการทรานส์ฟอร์มของวงจร proto type	53
รูปที่ 3.17 แสดงวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม	54
รูปที่ 3.18 แสดงวงจรแบนด์พาสที่ความถี่ 8 MHz	55
รูปที่ 3.19แสดงวงจรแบนด์พาสที่ความถี่ 10-21 MHz	55
รูปที่ 3.20 แสดงวงจรแบนด์พาสที่ความถี่ 5.5 MHz	56
รูปที่ 4.1 รูปแสดงผลการวัดสัญญาณเสียง	57
รูปที่ 4.2รูปแสดงสัญญาณที่ได้จาก MAX 038	57
รูปที่ 4.3 รูปแสดงสัญญาณจากวงจรคูณความถี่	58
รูปที่ 4.4 รูปแสดงสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตแบบ AM	58
รูปที่ 4.5 รูปแสดงสัญญาณที่ขาเบสของวงจร รวมสัญญาณ	59
รูปที่ 4.6รูปแสดงสัญญาณออสซิลเลเตอร์ที่ขาเบสของวงจร รวมสัญญาณ	60
รูปที่ 4.7รูปแสดงสัญญาณ FM ที่ขาเบสของวงจรรวมสัญญาณ	60
รูปที่4.8 รูปแสดงสัญญาณที่ SUMMING ที่ผ่านการขยายแล้ว	61
รูปที่ 4.9รูปแสดงสัญญาณ AM ที่ภาคส่งเทียบกับสัญญาณที่ภาครับ	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.10 รูปแสดงสัญญาณภาพเปรียบเทียบที่อินพุทกับเอาต์พุท	62
รูปที่ 4.11 รูปแสดงสัญญาณถูกมอดูเลตแบบ FM	62
รูปที่ 4.12 รูปแสดงสัญญาณ FM ก่อน และหลังผ่านฟิลเตอร์	63
รูปที่ 4.13 รูปแสดงผลการวัดสัญญาณเสียงที่อินพุทและเอาต์พุท	63



## บทที่ 1

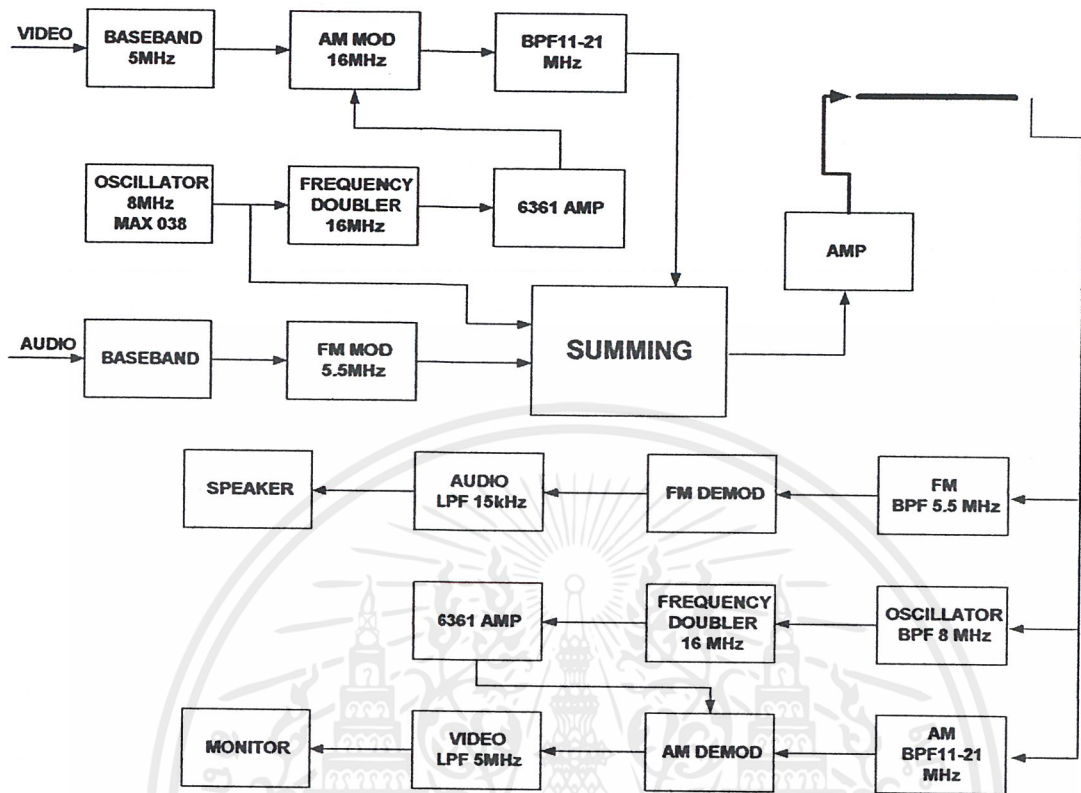
### บทนำ

ในปัจจุบันความก้าวหน้าในเทคโนโลยีของระบบสื่อสารโทรคมนาคมได้มีการพัฒนาไปอย่างรวดเร็วและเข้ามามีบทบาทต่อสังคมในแทบทุกด้านดังนั้นจึงต้องมีระบบการสื่อสารที่ทันสมัยเพื่อที่จะรองรับความต้องการอันนี้ ทั้งนี้เป็นเหตุเนื่องมาจากความก้าวหน้าของเทคโนโลยีด้านอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์ ควบคู่ไปกับเทคโนโลยีทางการสื่อสารโทรคมนาคมไม่ว่าจะเป็นระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียม ระบบการสื่อสารไมโครเวฟ

การสื่อสารคือการส่งข้อมูลหรือสัญญาณจากสถานที่หนึ่งไปยังอีกที่หนึ่ง สัญญาณหรือข้อมูลที่ต้องการจะส่งป้อนเข้าสู่เครื่องส่ง “เครื่องส่ง” (Transmitter) จะกระทำการอย่างใดอย่างหนึ่งเพื่อที่จะจัดลักษณะที่จะส่งให้มีลักษณะที่เหมาะสมกับ “ตัวกลาง” (Channel) สัญญาณจากเครื่องส่งจะผ่านตัวกลางไปยังเครื่องรับ “เครื่องรับ” (Receiver) จะเปลี่ยนสัญญาณที่ได้ให้กลับมาอยู่ในรูปเดิม

สำหรับปริญญาโทฉบับนี้ทางคณะผู้จัดทำจะทำการศึกษาการส่งสัญญาณโดยใช้สัญญาณวีดีโอ ซึ่งเป็นสัญญาณที่ประกอบไปด้วยสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงผ่านสายโคแอกเซียลให้ไปปรากฏบนจอโทรทัศน์ได้ โดยหลักการทำงานคร่าว ๆ นั้นจะเริ่มจาก การนำสัญญาณภาพและเสียงจากสัญญาณวีดีโอ มามอดูเลตโดยสัญญาณเสียงที่มีแบนด์วิดท์ประมาณ 15 kHz ไปทำการมอดูเลตแบบ FM ที่ความถี่ศูนย์กลาง 5.5 MHz ส่วนสัญญาณภาพที่มีแบนด์วิดท์ประมาณ 5 MHz จะนำไปทำการมอดูเลตแบบ AM ที่ความถี่ 16 MHz จากนั้นทำการรวมสัญญาณ ออสซิลเลเตอร์ 8 MHz สัญญาณภาพที่ถูกมอดูเลตแบบ AM และ สัญญาณเสียงที่ถูกมอดูเลตแบบ FM ทั้งสามสัญญาณดังกล่าวเข้าด้วยกันด้วยวงจรรวมสัญญาณ สัญญาณที่รวมได้จะถูกส่งผ่านสายโคแอกเซียลแล้วทำการแยกสัญญาณ AM FM และ สัญญาณ ออสซิลเลเตอร์ ออกจากกัน จากนั้นทำการตีมอดูเลตสัญญาณเสียงและภาพที่มีการมอดูเลตที่ความถี่ต่างกันออกมา เมื่อตีมอดูเลตสัญญาณภาพ และเสียงได้แล้วจึงทำการกรองเอาสัญญาณเสียงและภาพออกมา โดยสัญญาณเสียงที่จะกรองเอาเฉพาะความถี่ต่ำจนถึง 15 kHz ออกมา ส่วนสัญญาณภาพจะกรองเอาสัญญาณที่ความถี่ 5 MHz ออกมา เมื่อได้สัญญาณภาพและเสียงออกมาแล้วก็จะส่งสัญญาณไปที่เครื่องรับต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.1บล็อกไดอะแกรมแสดงขั้นตอนสำหรับการทดลองการส่งสัญญาณผ่านสายโคแอกเซียล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

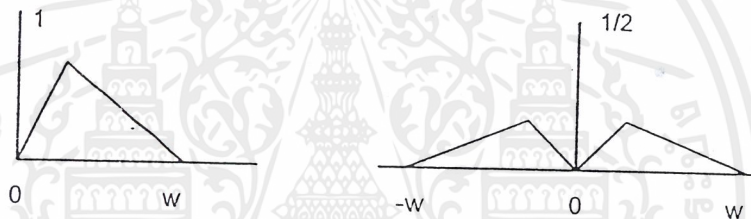
## บทที่ 2

### ทฤษฎี

#### 2.1 การมอดดูเลตทางขนาด (Amplitude Modulation)

##### 2.1.1 รูปร่างของสัญญาณ AM

โดยทั่วไปแล้วสัญญาณอนาลอกเบสแบนด์ที่ทำการส่งนั้นจะมีค่าความถี่สูงที่มีค่าจำกัด เช่น สัญญาณเสียงที่หูคนเรารับฟังได้อาจจะสูงสุดเพียง 15 kHz และสัญญาณภาพในระบบโทรทัศน์มีความถี่สูงสุดประมาณ 5 MHz ดังนั้นกำหนดให้ความถี่สูงสุดของสัญญาณเป็น  $\omega$  Hz เมื่อเราเขียนสเปกตรัมของสัญญาณนั้นแบบแสดงความถี่ด้านบวกด้านเดียว และแสดงความถี่ทั้ง 2 ด้านดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.1 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



(ก) แสดงความถี่ด้านเดียว

(ข) แสดงความถี่สองด้าน

รูปที่ 2.1 ตัวอย่างแสดงสเปกตรัมของสัญญาณอนาลอกที่มีความถี่สูง

ในกรณีแสดงความถี่ทั้งสองด้านนั้นสเปกตรัมทางด้านบวกและทางด้านลบจะสมมาตรกัน และมีขนาดเป็นครึ่งหนึ่งของสเปกตรัมที่แสดงความถี่บวกเพียงด้านเดียวการมอดดูเลตแบบ AM ที่ใช้ในวิทยุ AM โดยทั่วไปจะเป็นการสร้างสัญญาณที่มีลักษณะเหมือนกับเบสแบนด์ กล่าวคือเหมือนกับการนำสัญญาณเบสแบนด์ไปซ้อนอยู่บนสัญญาณคลื่นพาห์ ทำให้ยอดคลื่นของคลื่นพาห์หรือเอ็นเวลโลป (envelope) เปลี่ยนไปตามสัญญาณเบสแบนด์นั้น ในสภาพดังกล่าวนี้เราจะสามารถตีเทคสัญญาณกลับมาได้โดยใช้วงจรตีเทคแบบง่าย ๆ ซึ่งการตีเทคยอดของคลื่นพาห์นี้ เราเรียกว่า เอ็นเวลโลปตีเทคชัน (envelope detection) ซึ่งเป็นวิธีการตีเทคสัญญาณ AM วิธีหนึ่ง

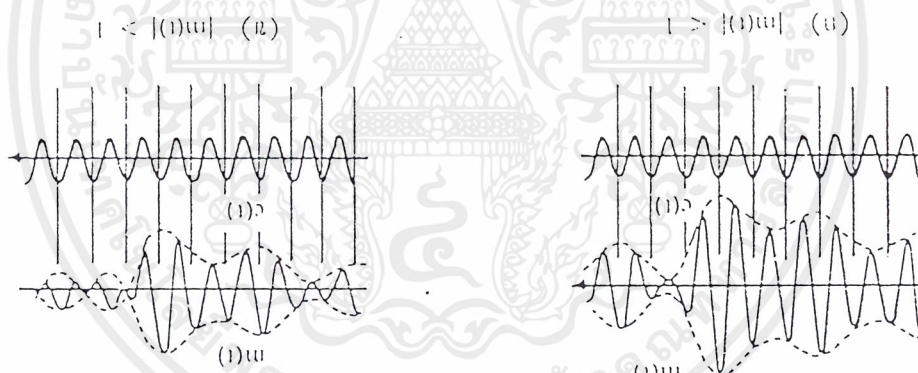
สัญญาณ AM เมื่อเขียนเป็นฟังก์ชันของเวลาจะเป็นดังนี้

$$V_c(t) = \{ A_c + v(t) \} \cos \omega_c t \quad (2.1)$$

โดย  $A_c \cos \omega_c t$  เป็นสัญญาณคลื่นพาห์ และ  $v(t)$  เป็นสัญญาณเบสแบนด์ การแสดงค่าสัญญาณตามสมการที่ (1) นี้ ถึงแม้จะเข้าใจง่ายเพราะแสดงอย่างตรงไปตรงมา แต่จะไม่ให้ความสะดวกในการวิเคราะห์สัญญาณและวิเคราะห์ระบบ ดังนั้นโดนทั่วไปเราจะแสดงสัญญาณเดียวกันนี้ในรูปต่อไปนี้

$$V_c(t) = A_c \{ 1 + m(t) \} \cos \omega_c t \quad (2.2)$$

โดยที่  $m(t)$  เป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกนอร์มอลไลซ์ไว้ด้วยค่า  $A_c$  และ  $m(t)$  จะถูกเรียกว่า มอดูเลชันอินเด็กซ์ (modulation index) ซึ่งจะเป็นตัวบ่งชี้ว่าสัญญาณคลื่นพาห์ถูกทำให้มีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างไรแต่อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัตินั้นคำว่า มอดูเลชันอินเด็กซ์นั้นมักจะหมายถึงค่า  $m(t)$  ที่มีขนาดสูงที่สุด และสัญญาณ AM ที่สามารถตีเทคได้ด้วยวิธีเอนเวลโลปดิเทคชันจะต้องมี  $|m(t)| < 1$  เสมอ ถ้า  $m(t)$  มีค่าสูงกว่า 1 ก็จะมีการกลับเฟส ตรงที่  $m(t) = -1$  ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.2 ซึ่งวงจรตีเทคเอนเวลโลปจะไม่สามารถตรวจจับการเปลี่ยนแปลงเฟสได้ จึงตีเทคได้เอนเวลโลปด้านบวกอยู่เสมอ ซึ่งจะทำให้ไม่สามารถตีเทคสัญญาณเบสแบนด์เดิมกลับมาได้



รูปที่ 2.2 สัญญาณ AM ที่มีมอดูเลชันอินเด็กซ์ต่ำกว่าและสูงกว่า 1

หนึ่งในกรณีคลื่นไซน์ จะมีการนิยามเปอร์เซ็นต์ของการมอดูเลชันในรูปดังต่อไปนี้

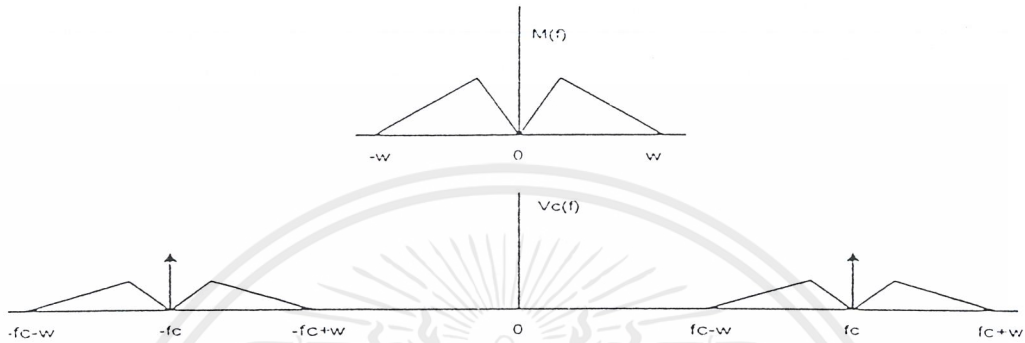
$$m_1 = [(V_{\max} - V_{\min})/2]/[(V_{\max} + V_{\min})/2] \times 100\% \quad (2.3)$$

### 2.1.2 การวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณ AM

สัญญาณ AM ที่มีรูปร่างตามสมการ 2.1 หรือสมการ 2.2 นี้ถ้าพิจารณาทำให้จะประกอบด้วย 2 เทอมด้วยกันคือ เทอมที่หนึ่งเป็นสัญญาณคลื่นพาห์ล้วน ๆ ที่ไม่ได้มีการเปลี่ยนแปลงอะไร กับเทอมที่ 2 ซึ่งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นผลคูณของสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพาห์ เมื่อเป็นเช่นนี้เราสามารถทำฟูเรียร์ทรานฟอร์ม ของ  $m(t)$  เป็น  $M(f)$  เราจะได้ฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของสมการ 2.2 ออกมาในรูปต่อไปนี้

$$V_c = \{(A_c/2)[\delta(f+f_c) + \delta(f-f_c)]\} + \{(A_c/2)[M(f+f_c) + M(f-f_c)]\} \quad (2.4)$$



รูปที่ 2.3 สเปกตรัมของสัญญาณ AM

เมื่อนำสมการ 2.4 นี้ไปเขียนในรูปของสเปกตรัมจะได้ผลตามแสดงดังรูปที่ 2.3 สิ่งที่น่าสังเกตก็คือสเปกตรัมของสัญญาณ AM ที่ได้นี้จะมีสเปกตรัมของสัญญาณเบสแบนด์ โอบสเปกตรัมคลื่นพาห์อย่างสมมาตรซ้ายขวา และเนื่องจากในกรณีทั่วไป ความถี่คลื่นพาห์จะสูงกว่าแบนวิธด์ของสัญญาณเบสแบนด์มากคือ  $f_c \gg W$  เพราะฉะนั้นแบนวิธด์ของสัญญาณ AM ก็จะกลายเป็น  $2W$  ในขณะที่สัญญาณเบสแบนด์เดิมมีแบนวิธด์เป็น  $W$  ลักษณะนี้อาจกล่าวได้ว่าเป็นการใช้แบนวิธด์มากเกินไปเพราะข่าวสารจากสัญญาณเบสแบนด์นั้นมีอยู่แล้วอย่างครบถ้วนในไซด์แบนด์ด้านบนหรือไซด์แบนด์ด้านล่างเพียงด้านเดียวเพราะฉะนั้นสัญญาณที่มีประสิทธิภาพในการใช้แบนวิธด์ต่ำ

จากสมการ 2.2 เราสามารถหาค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณ AM ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} P_{AM} &= \langle V_c^2(t) \rangle \\ &= (A_c^2/2)[1 + 2m(t) + m^2(t)] + (A_c^2/2)[1 + m(t)^2 \cos 2\omega_c t] \\ &= (A_c^2/2)[1 + 2m(t) + m^2(t)] \end{aligned} \quad (2.5)$$

เพราะว่า  $\cos 2\omega_c t = 0$  และ  $m(t)$  เป็นสัญญาณแรนดอมที่มี  $W \ll f_c$  และถ้าเราให้สัญญาณเบสแบนด์ไม่มีส่วนประกอบกระแสตรงอยู่ซึ่งจะเป็นจริงในกรณีของสัญญาณออกดิโอและสัญญาณอื่น ๆ อีกหลายแบบจะได้  $m(t)$  สมการ 2.5 จะเขียนได้เป็น

$$P_{AM} = (A_c^2/2) + (A_c^2/2) < m^2(t) \quad (2.6)$$

เทอมที่หนึ่งในสมการ 2.6 นี้จะเห็นได้ว่าเป็นกำลังของคลื่นพาห์ ส่วนเทอมที่สองนั้นเป็นกำลังส่วนที่เหลือคือกำลังของไวต์แบนด์ด้านบนและไซด์แบนด์ด้านล่างรวมกัน และเนื่องจากไซด์แบนด์ด้านบนและด้านล่างมีความสมมาตรกันทุกประการ กำลังของสัญญาณที่อยู่ในไซด์แบนด์ด้านบนและด้านล่าง ก็จะมีขนาดเท่ากันด้วยดังนั้นถ้าเราให้  $P_c$  และ  $P_{sb}$  แสดงกำลังของคลื่นพาห์และกำลังของสัญญาณที่อยู่ในไซด์แบนด์ด้านเดียวสมการ 2.6 จะเขียนได้ดังนี้

$$P_{AM} = P_c + 2P_{sb} \quad (2.7)$$

โดยที่

$$P_{sb} = (A_c^2/2)[m^2(t)] = (P_c/2)[m^2(t)] \quad (2.8)$$

และเนื่องจาก  $|m(t)| \leq 1$  เสมอ ดังนั้น  $[m^2(t)] \leq 1$  เสมอด้วยและจะส่งผลให้  $P_{sb} < (P_c/2)$  เสมอเมื่อแทนเงื่อนไขดังกล่าวนี้ลงในสมการ 2.7 จะได้ผลดังนี้

$$\begin{aligned} P_c &= P_{AM} - 2P_{sb} \geq P_{AM} - P_c \\ P_c &\geq P_{AM}/2 \\ P_{sb} &\leq P_{AM}/4 \end{aligned} \quad (2.9)$$

ผลที่ได้นี้จะสรุปได้ว่า กำลังเฉลี่ยกว่าครึ่งหนึ่งของสัญญาณ AM จะเป็นกำลังของคลื่นพาห์ซึ่งไม่มี ข่าวดารอยู่และกำลังของของสัญญาณ ที่มีข่าวดารอยู่จะมีไม่ถึง  $1/4$  ของกำลังเฉลี่ยการใช้กำลังส่งในลักษณะที่กล่าวนี้ก็จัดได้ว่าไม่มีประสิทธิภาพเช่นเดียวกัน

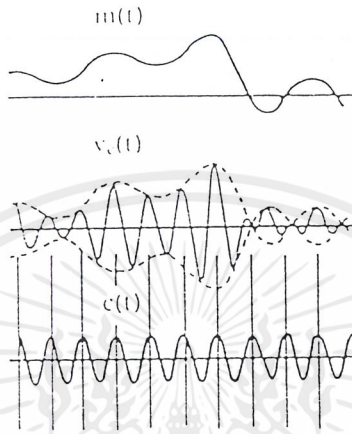
## 2.2 การมอดูเลตแบบ DSBSC

การมอดูเลตแบบ DSB (Double-sideband suppress carrier modulation) ตามความหมายก็คือ การมอดูเลตที่ให้สัญญาณที่มีไซด์แบนด์ทั้งสองด้าน และสกัดเอาคลื่นพาห์ออกไป วัตถุประสงค์หลักของการมอดูเลตแบบนี้ก็คือต้องการลดกำลังส่งในส่วนที่เป็นสัญญาณคลื่นพาห์ออกจากสัญญาณ AM ที่กล่าวมาแล้วเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพด้านกำลังส่งเมื่อทำการสกัดสัญญาณคลื่นพาห์ออก สัญญาณ DSB ที่ได้จะเขียนได้ดังนี้

$$V_c(t) = A_c m(t) \cos 2\omega_c t \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามลักษณะของสมการ 2.10  $V_c(t)$  จะมีค่ากลับเฟสทันทีตรงตำแหน่งที่  $m(t) = 0$  ดังนั้นค่ายอดคลื่นของสัญญาณหรือเอ็นแวลโลปที่ได้ก็จะเป็น  $|m(t)|$  แทนที่จะเป็น  $m(t)$  ในสภาพเช่นนี้เอ็นแวลโลปคือเทคชันก็จะใช้ไม่ได้ผล รูปที่ 2.4 แสดงตัวอย่างของสัญญาณ DSB นี้

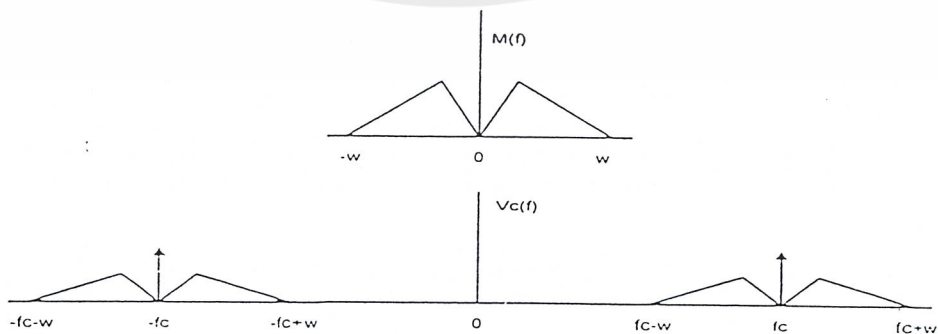


รูปที่ 2.4 ตัวอย่างของสัญญาณ DSB

เมื่อทำการหาสเปกตรัมของสัญญาณ DSB ก็จะได้ผลดังนี้

$$V_c(f) = A/2[M(f+f_c) + M(f-f_c)] \quad (2.11)$$

ซึ่งรูปร่างของสเปกตรัมของสัญญาณ AM ยกเว้นว่าไม่มีสเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาห้อยู่เท่านั้น เพราะฉะนั้นนำไปเขียนรูปของสเปกตรัมก็จะ ได้ดังที่แสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 สเปกตรัมของสัญญาณ DSB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการพิจารณากำลังส่งของสัญญาณ DSB นี้เนื่องจากไม่ต้องส่งสัญญาณคลื่นพาห่ออกไปด้วย ดังนั้นกำลังส่งก็จะเหลือเพียงกำลังที่ในไซด์แบนด์ ทั้งสองข้างดังนี้

$$P_{\text{DSB}} = 2 P_{\text{SB}} = (A_c^2/2)[m(t)] \quad (2.12)$$

กำลังส่งที่ต้องการใช้ในกรณีนี้เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีของสัญญาณ AM จากสมการ 2.9 เราจะพบว่ากำลังส่งที่ความต้องการส่งสัญญาณคลื่นพาห่ออกไปด้วยทำให้ประหยัดกำลังส่งไปได้อย่างน้อยก็ครึ่งหนึ่งของกำลังที่ใช้ส่งใน AM การพิจารณาเรื่องกำลังส่งนี้ในทางปฏิบัติยังคำนึงถึงเงื่อนไขอีกประการหนึ่ง คือ ค่ากำลังสูงสุดที่เครื่องส่งจะทำงานได้ในปกติ ค่ากำลังส่งสูงสุดนี้จะถูกกำหนดโดยคุณสมบัติของเครื่องขยายกำลังที่ใช้อยู่เพราะเครื่องขยายกำลังจะเกิดการอิ่มตัว (saturation) และทำให้สัญญาณขาออกผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณขาเข้า เมื่อเราใส่สัญญาณขาเข้าที่มีค่าสูงเกินไป ถ้าให้ กำลังสูงสุดดังกล่าวนี้  $A_{\text{max}}^2/2$  แล้วทำการเปรียบเทียบกำลังที่จะใส่เข้าไปในไซด์แบนด์ของสัญญาณ DSB และ สัญญาณ AM ได้ ก็จะเป็นการเปรียบเทียบกำลังส่วนของไซด์แบนด์ของสัญญาณทั้งสองภายใต้เงื่อนไขกำลังสูงสุดได้ ก่อนอื่นเราจะพิจารณากรณีของสัญญาณ DSB เนื่องจาก  $m_2(t) \leq 1$  เพราะฉะนั้นจะสามารถให้  $A_c = A_{\text{max}}$  ได้ซึ่ง  $P_{\text{SB}}$  ในกรณีนี้เท่ากับ  $A_{\text{max}}^2/4$  สำหรับกรณีของสัญญาณ AM พบว่าค่า  $A_c$  สูงสุดที่เป็นไปได้จะเท่ากับ  $A_{\text{max}}/2$  ซึ่งจะพบว่า  $P_{\text{SB}} = A_{\text{max}}^2/16$  โดยสรุปแล้วจะได้ว่า

$$\begin{array}{ll} \text{กรณีของ DSB} & P_{\text{SB}} = A_{\text{max}}^2/4 \\ \text{กรณีของ AM} & P_{\text{SB}} = A_{\text{max}}^2/16 \end{array} \quad (2.13)$$

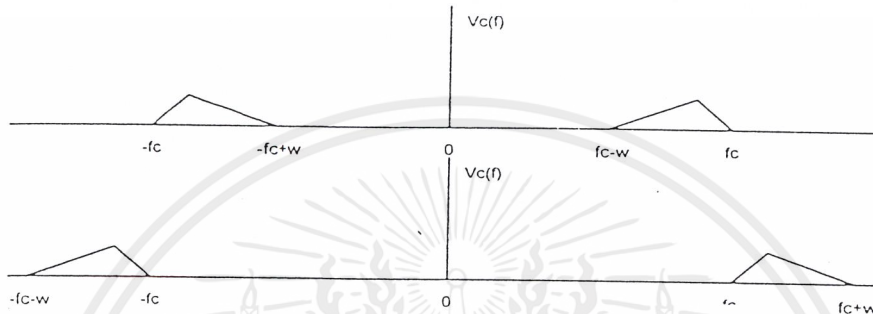
ซึ่งก็หมายความว่าถ้ากำหนดกำลังส่งสูงสุดให้ ก็จะสามารถใส่กำลังให้กับสัญญาณไซด์แบนด์ของสัญญาณ DSB ได้สูงกว่าสัญญาณ AM ถึง 4 เท่าตัว นั่นคือเป็นการใช้กำลังที่มีประสิทธิภาพมากกว่าของสัญญาณ AM ได้ถึง 4 เท่าตัว แต่ก็มีข้อเสียเปรียบที่ไม่สามารถดีเทคสัญญาณเบสแบนด์กลับมาได้โดยการใช้วิธีเอนเวล โลกปีเทคนิคชัน

### 2.3 การมอดูเลตแบบ SSB

การมอดูเลตแบบ SSB หรือ Single-sideband suppress carrier modulation นี้เป็นการมอดูเลตที่จะให้สัญญาณมอดูเลตที่เรียบร้อยแล้วมีไซด์แบนด์เพียงด้านเดียว และสัญญาณคลื่นพาห่อกถูกสกัดออกเช่นเดียวกับการมอดูเลตแบบ DSB เมื่อเป็นเช่นนี้ส่วน SSB ก็จะต้องการเบสแบนด์เท่ากับเบสแบนด์ของสัญญาณเบสแบนด์เท่านั้นคือ  $W$  ในขณะที่เดียวกันก็ไม่มีคลื่นพาห่ออกด้วย สัญญาณ SSB นี้จัดได้ว่ามีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประสิทธิภาพทั้งในด้านการใช้แบนด์และการใช้กำลังส่ง อย่างไรก็ตามอุปกรณ์เครื่องส่งและเครื่องรับก็จะยุ่งยากขึ้นระบบนี้ในปัจจุบันก็ยังถูกใช้งานอย่างกว้างขวางในระบบการสื่อสารที่ใช้คลื่นสั้น ซึ่งจะต้องส่งกันเป็นระยะทางไกล

ในการพิจารณาสเปกตรัมของสัญญาณ SSB นั้น ถ้าเขียนออกมาเป็นรูปก็จะได้ตามรูปที่ 2.6 ซึ่งเหมือนกับของ สัญญาณ DSB ที่กรองเอาแต่ไซด์แบนด์ด้านต่ำ หรือด้านสูงออกไปด้านหนึ่ง



รูปที่ 2.6 สเปกตรัมของสัญญาณ SSB

การเขียนสเปกตรัมของสัญญาณ SSB จากสเปกตรัมของสัญญาณเวสแบนด์นั้นถึงแม้จะทำได้ทันทีดังที่แสดงไว้ดังรูป แต่การเขียนรูปของสัญญาณในโดเมนของเวลานั้นจะเขียนไม่ได้ง่าย ๆ เหมือนกรณีของสัญญาณ AM หรือสัญญาณ DSB กล่าวคือจะไม่สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสัญญาณเวสแบนด์คู่อยู่กับสัญญาณคลื่นพาห้ได้เพราะถ้าเขียนในรูปนั้นจะมีไซด์แบนด์ออกมา ทั้งสองด้านเสมอ อย่างไรก็ตามถ้าเราพิจารณาให้ดีเราจะเห็นว่าสัญญาณ SSB นั้นเป็นการเลื่อนความถี่ให้สูงขึ้น  $\omega_c$  ดังนั้นถ้าเราพิจารณาเฉพาะความถี่ใดความถี่หนึ่งในสัญญาณเวสแบนด์ เช่นที่ ความถี่  $\omega_m$  เราจะสามารถเขียนสัญญาณ SSB ในโดเมนของเวลาของส่วนประกอบความถี่  $\omega_m$  ได้ดังนี้

$$V_c(t) = [A_c A_m \cos(\omega_c \pm \omega_m)t]/2 \quad (2.14)$$

โดยที่เครื่องหมายบวกแสดงถึงไซด์แบนด์ด้านสูง และเครื่องหมายลบ แสดงถึงไซด์แบนด์ด้านต่ำ และถ้าเราพิจารณาสมการ 2.13 ให้ดีจะเห็นว่าสัญญาณที่มอดูเลตเข้ามาเป็นสัญญาณที่ความถี่เป็น  $\omega_m$  แต่สมการ 2.13 ไม่ได้แสดงการเปลี่ยนแปลงของยอดคลื่นในรูปของสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ เป็น  $\omega_m$  แต่จะมีขนาดของยอดคลื่นที่มีค่าคงที่ ในลักษณะรูปคลื่นแบบนี้เราจะไม่สามารถใช้การตีเทคแบบเอ็นเวลโลปตีเทคชันได้อย่างแน่นอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเราพิจารณาในด้านของกำลังส่งก็จะพบว่าสัญญาณ SSB นี้จะใช้กำลังส่งเป็นครึ่งหนึ่งของสัญญาณ DSB กล่าวคือจากสมการที่ 2.12 จะได้กำลังส่งของสัญญาณ SSB ในรูปต่อไปนี้

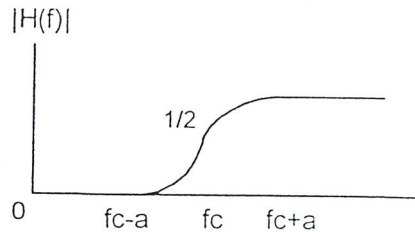
$$P_{SSB} = P_{DSB}/2 = P_{SB} = A_c^2 m(t)/4 \quad (2.15)$$

เมื่อกล่าวโดยสรุปแล้วสัญญาณ SSB ก็จะเป็นสัญญาณ ที่มีประสิทธิภาพในเชิงของกำลังส่งและการใช้แบนด์วิดท์มากที่สุด แต่ก็มีความยุ่งยากในการสร้างเครื่องส่งและเครื่องรับนอกจากนี้จะไม่สามารถส่งส่วนประกอบกระแสตรงได้โดยที่ไม่มี ไซด์แบนด์ของอีกด้านหนึ่งพุ่งเข้ามาด้วย

## 2.4 การมอดูเลตแบบ VSB

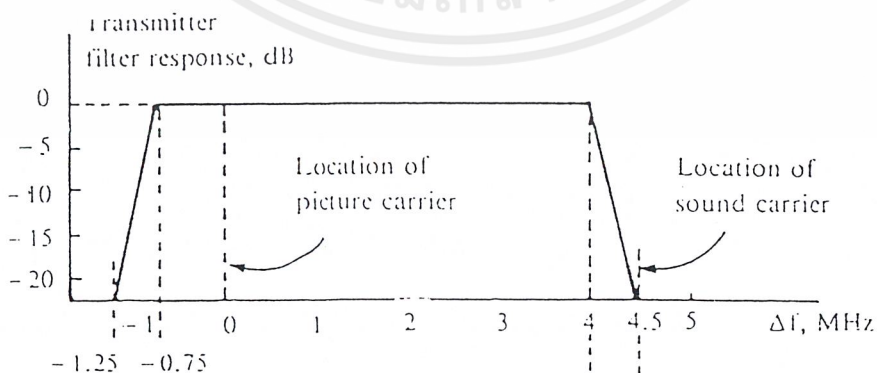
การมอดูเลตแบบ VSB นี้ย่อมาจากคำว่า Vestigial sideband modulation ซึ่งหมายถึงวิธีการมอดูเลตที่จะให้สัญญาณ ไซด์แบนด์ด้านหนึ่งออกไปได้อย่างเกือบเต็มที่แต่ ไซด์แบนด์อีกด้านหนึ่งจะส่งออกไปเพียงส่วนน้อยแต่ทำให้สามารถรู้ร่องรอยข่าวสารที่อยู่ใน ไซด์แบนด์นั้นได้ การมอดูเลตแบบ VSB นี้จะเหมือนกับเป็นการประนีประนอมระหว่างการมอดูเลตแบบ DSB กับการมอดูเลตแบบ SSB กล่าวคือ การมอดูเลตแบบ DSB นั้นจะสามารถส่งผ่านสัญญาณที่มีส่วนประกอบกระแสตรงและความถี่ต่ำได้ดี แต่ต้องการแบนด์วิดท์  $2W$  ในขณะที่การมอดูเลตแบบ SSB นั้นต้องการแบนด์วิดท์แคบคือ  $W$  แต่ไม่สามารถส่งผ่านสัญญาณที่มีส่วนประกอบกระแสตรงและความถี่ต่ำได้ดี ตัวอย่างของสัญญาณที่มีส่วนประกอบของกระแสตรงและความถี่ต่ำที่มีความหมายมากได้แก่ สัญญาณวิดีโอ สัญญาณโทรสาร และสัญญาณข้อมูลเป็นต้น การมอดูเลตแบบ VSB นี้จะมีอยู่ 2 แบบ ด้วยกันคือ แบบที่ไม่มีสัญญาณคลื่นพาห์อยู่กับแบบที่มีสัญญาณคลื่นพาห์อยู่กับแบบแรกนั้นสร้างได้จากสัญญาณ DSB ในขณะที่แบบหลังนั้นสร้างได้จากสัญญาณ AM

การสร้างสัญญาณ VSB จะทำได้โดยใช้ฟิลเตอร์ที่มีคุณสมบัติสมมาตรเชิงคี่ครอบคลุมความถี่พาห์ดังที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.7 กล่าวคือส่วนที่ถูกกรองออกจาก ไซด์แบนด์หลักจะเท่ากับส่วนที่เหลือจากการการถูกกรองในอีกไวด์แบนด์หนึ่ง ถ้าช่วงความถี่ฟิลเตอร์เริ่มตัดสัญญาณหมดเป็น  $2a$  แบนด์วิดท์ที่สัญญาณ VSB ต้องการก็จะเท่ากับ  $W + a$  อย่างไรก็ตามในกรณีที่  $2a$  มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ  $W$  แบนด์วิดท์ที่ต้องการนั้นอาจจะประมาณได้ว่าเท่ากับ  $W$



รูปที่ 2.7 คุณสมบัติของฟิลเตอร์ที่ใช้สร้างสัญญาณ VSB

ในการพิจารณารูปร่างของสัญญาณ VSB ในโดเมนของเวลานั้นยุ่งยากกว่าของสัญญาณ SSB ขึ้นไปอีก เพราะจะต้องมีคุณสมบัติในการตอบสนองความถี่ ฟิลเตอร์เข้ามาเกี่ยวข้อง ดังนั้นในที่นี้จะไม่ขอกล่าวถึงในรายละเอียดส่วนนี้ การพิจารณากำลังส่งของสัญญาณ VSB นี้จะต้องแยกออกเป็น 2 กรณีตามชนิดของสัญญาณ VSB นั้น กล่าวคือถ้าเป็นสัญญาณ VSB แบบไม่มีคลื่นพาห้ จากคุณสมบัติของฟิลเตอร์ที่กล่าวมาแล้วจะเห็นว่ากำลังส่งของสัญญาณแบบนี้จะไม่ต่างจากกำลังส่งของสัญญาณ SSB มากนัก ถ้าเป็นกรณีที่มีสัญญาณคลื่นพาห้ที่อยู่ด้วยก็ยิ่งขึ้นอยู่กับว่าสัญญาณคลื่นพาห้ถูกฟิลเตอร์ออกไปบางส่วนด้วยหรือไม่ถ้าไม่ก็จะถูกฟิลเตอร์ออกไปเลย เช่นสัญญาณโทรทัศน์ที่ใช้อยู่ในปัจจุบันกำลังส่งของสัญญาณก็สูงขึ้นคือมีกำลังของสัญญาณคลื่นพาห้และกำลังของไซด์แบนด์ส่วนที่เหลือบวกเข้ามาด้วย เมื่อพิจารณาโดยรวมแล้วเราสามารถสรุปได้ว่ากำลังส่งของสัญญาณ VSB จะอยู่ในระหว่างกำลังส่งของสัญญาณ SSB ที่กับกำลังส่งของสัญญาณ AM ดังรูปที่ 2.8 จะแสดงสเปกตรัมของสัญญาณ VSB ที่ใช้ส่งในระบบโทรทัศน์ในปัจจุบัน สัญญาณนี้ได้จากการจัดการกับสเปกตรัมของสัญญาณ AM ซึ่งสัญญาณคลื่นพาห้จะถูกคงไว้เพื่อให้วงจรทางเครื่องรับสามารถใช่วิธีการเอนเวลโลปดีเทกชันได้



รูปที่ 2.8 สัญญาณ VSB ที่ใช้ส่งในระบบโทรทัศน์

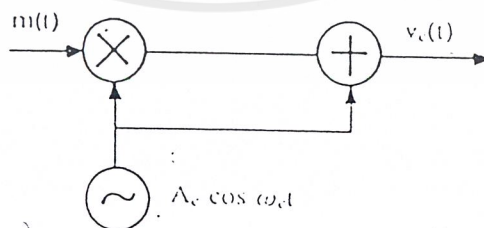
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.5 การสร้างสัญญาณมอดูเลตทางขนาด

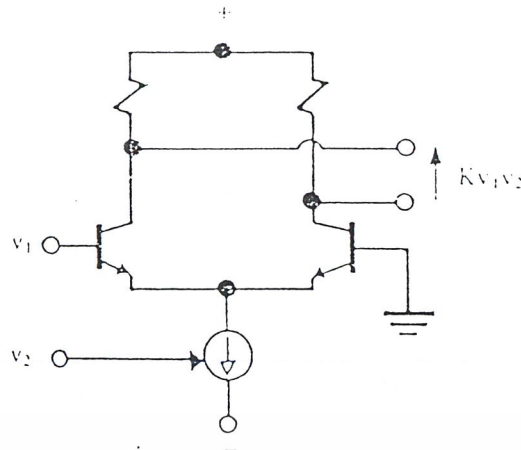
สัญญาณที่มีการมอดูเลตทางขนาดที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นได้แก่สัญญาณ AM สัญญาณ DSB สัญญาณ SSB และสัญญาณ VSB นั้นถ้าพิจารณาที่สเปกตรัมของสัญญาณเหล่านี้จะเห็นว่ามีความถี่เปลี่ยนไปจากสัญญาณเบสแบนด์เดิม หรือถ้าพิจารณาสัญญาณใน โดเมนของเวลา ก็จะพบว่ามีความถี่เป็นผลคูณของสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพาห้อยู่ การที่ความถี่ของสัญญาณที่มอดูเลตแล้วเปลี่ยนไปจากความถี่เบสแบนด์ของสัญญาณนั้นเป็นการบ่งบอกว่าวงจรมอดูเลตจะไม่ใช้ระบบเชิงเส้นที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา เพราะระบบเชิงเส้นที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาจะไม่สามารถทำให้เกิดสัญญาณขาออกที่มีความถี่เปลี่ยนไปจากสัญญาณขาเข้า ดังนั้นวงจรที่ให้กำเนิดสัญญาณดังกล่าวข้างต้นนั้นจึงเป็นวงจรแบบไม่เป็นเชิงเส้น ในที่นี้จะกล่าวถึงหลักการในการสร้างสัญญาณเหล่านี้ซึ่งสิ่งที่เป็นหัวใจสำคัญก็คือวงจรสร้างผลคูณของสัญญาณนั่นเอง

### 2.5.1 มอดูเลตแบบผลคูณ (product modulation)

มอดูเลตแบบผลคูณ จะเป็นวงจรที่สร้างผลคูณของสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพาห้ถ้าเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมก็จะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.9 ซึ่งจากรูปจะเป็นจะแสดงบล็อกไดอะแกรมที่เป็นการสร้างสัญญาณ AM ถ้าเป็นสัญญาณ DSB ก็ต้องการแค่วงจรคูณเพียงอย่างเดียวไม่ต้องมีวงจรบวก การสร้างวงจรมอดูเลตนั้นทำได้หลายแบบ และแบบที่นิยมใช้แบบหนึ่งก็คือวงจรคูณแบบแวลริเอเบิล-ทรานคอนดักแตนซ์ (variable transconductance multiplier) ซึ่งได้แสดงไว้ดังรูปที่ 2.10 ซึ่งลักษณะของวงจรจะเป็นวงจรขยายแบบคิเพอเรนเซียล ซึ่งอัตราขยายของวงจรจะขึ้นอยู่กับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ ดังนั้น  $V_2$  จะเป็นสัญญาณที่ควบคุมอัตราขยายของวงจร เพราะจะเป็นตัวที่ทำให้กระแสมีคิตเตอร์เปลี่ยนแปลงไปเมื่อป้อน  $V_1$  เข้าที่ขั้วเบสของทรานซิสเตอร์ และอัตราขยายเปลี่ยนแปลงตามค่า  $V_2$  สัญญาณที่ขาออกที่ได้ก็จะมีรูปร่างเป็น  $KV_1V_2$  ซึ่งก็จะได้ผลคูณของสัญญาณทั้งสองออกมาตามต้องการ



รูปที่ 2.9 มอดูเลเตอร์แบบผลคูณ



รูปที่ 2.10 วงจรแวลูเอเบิลทรานสดักคอนดัคแตนซ์

สำหรับวงจรผลบวกนั้นจะสร้างได้โดยใช้โอปแอมป์ วงจรที่ยกตัวอย่างมาเป็นวงจรที่ง่าย แต่มีข้อจำกัดที่กำลังของสัญญาณที่จัดการได้นั้นจะมีค่าต่ำ

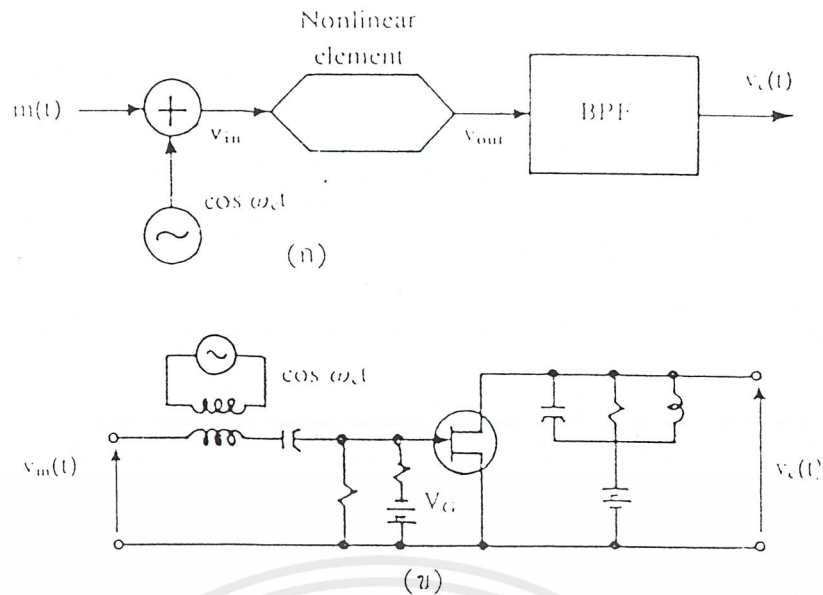
### 2.5.2 มอดูเลเตอร์แบบกฏกำลังสองและการมอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์

มอดูเลตแบบกฏกำลังสองเป็นมอดูเลตที่ใช้ประโยชน์จากความไม่เป็นเชิงเส้นของชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ เช่นทรานซิสเตอร์ หรือไดโอดเป็นต้น ดังรูป 2.11 จะแสดงบล็อกไดอะแกรมและตัวอย่างวงจรที่ใช้ทรานซิสเตอร์ในการสร้างสัญญาณ AM โดยจะมีวงจร LC เป็นวงจรฟิลเตอร์ที่จะกรองเอาเฉพาะความถี่ช่วงที่ต้องการออกมา ตามกฏกำลังสองนั้นเราจะสมมติว่า ความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรทำให้สัญญาณขาออกสามารถเขียนอยู่ในรูปของสัญญาณขาเข้าในรูปของสัญญาณขาเข้าในรูปต่อไปนี้

$$V_o = a_1 V_i + a_2 V_i^2 \quad (2.16)$$

กล่าวคือ สัญญาณขาออกจะมีเทอมที่แปรตามกำลังสองของสัญญาณขาเข้าพร้อม ๆ กับเทอมที่แปรตามสัญญาณขาเข้า ดังนั้นถ้าสัญญาณขาเข้าเป็น  $V_m(t) + \cos \omega_c t$  ก็จะเขียนสัญญาณขาเข้าได้ในรูปดังต่อไปนี้

$$V_o(t) = a_1 V_m(t) + a_2 V_m^2(t) + a_2 \cos^2 \omega_c t + a_1 \{ 1 + (2a_2/a_1) V_m(t) \} \cos \omega_c t \quad (2.17)$$



รูปที่ 2.11 บล็อกไดอะแกรมและตัวอย่างของวงจรมอดูเลตสัญญาณ AM

จะเห็นว่าเทอมสุดท้ายเป็นสัญญาณ AM ที่ต้องการ เพราะฉะนั้นถ้าสามารถกรองเทอมอื่นออกได้หรือไม่นั้นจะสามารถทำได้โดยพิจารณาที่สเปกตรัมของแต่ละเทอมว่ามาซ้อนทับกับสเปกตรัมของสัญญาณ AM หรือไม่ ถ้าไม่มาซ้อนทับและห่างกันพอสมควรก็จะสามารถกรองเอาเฉพาะสัญญาณ AM ออกมาได้

ถ้าพิจารณาสัญญาณขาออกในสมการ 2.17 จะเห็นได้ว่าสเปกตรัมของสัญญาณเทอมอื่น ๆ นั้นชัดเจนอยู่แถวๆ เวกอนที่ที่สองคือ  $a_2 V_{2m}(t)$  การหาฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของเทอมนี้จะได้โดยการอาศัยหลักการหาฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของคอนโวลูชันของสัญญาณ ถ้า  $h(t) \leftrightarrow H(f)$  และ  $x(t) \leftrightarrow X(f)$  จะได้

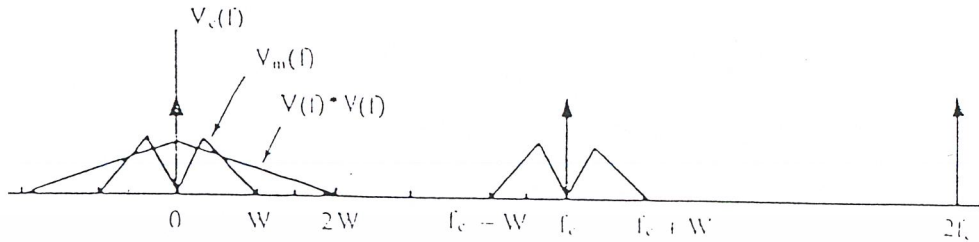
$$\begin{aligned} h(t) * x(t) &\leftrightarrow H(f)X(f) \\ h(t)x(t) &\leftrightarrow H(f)*X(f) \end{aligned} \quad (2.18)$$

เพราะฉะนั้นฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของ  $a_2 V_m^2(t)$  ก็จะเขียนได้เป็น

$$a_2 V_m^2(t) \leftrightarrow a_2 V(f) * V(f) \quad (2.19)$$

ซึ่งหมายความว่าถ้าสัญญาณ  $V_m(t)$  มีแบนด์วิดท์เป็น  $W$  สัญญาณ  $V_m^2(t)$  ก็แบนด์วิดท์กว้างได้เป็น  $2W$  ดังรูปที่ 2.12 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณขาออกทั้งหมดในสมการ 2.17 ตามรูปจะเห็นได้ว่าถ้าสัญญาณเบสแบนด์มีแบนด์วิดท์เป็น  $W$  ความถี่ของคลื่นพาห้คือ  $f_c$  จะต้องสูงกว่า  $3W$  เป็นอย่างน้อยเป็น

อย่างน้อยเมื่อใช้  $f_c$  สูงเพียงพอก็จะสามารถกรองเอาเฉพาะสัญญาณ AM ออกมาได้โดยใช้ฟิลเตอร์ผ่านแถบความถี่ที่มีแบนวิดท์เป็น  $2W$  และมีความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่  $f_c$



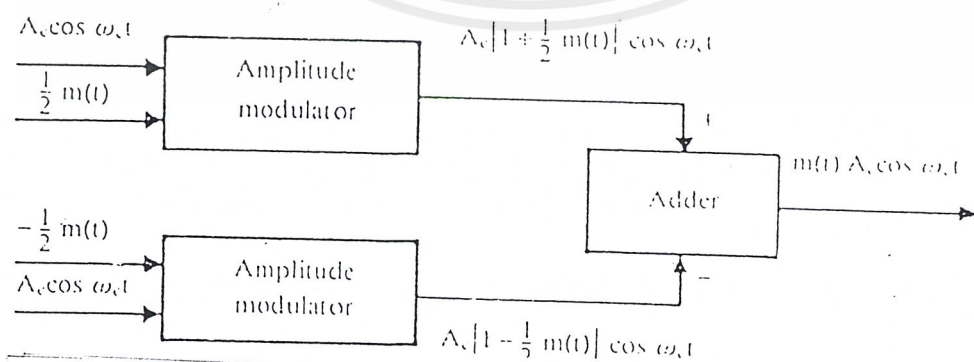
รูปที่ 2.12 สเปกตรัมของสัญญาณขาออกตามสมการ 2.17

จากสมการ 2.17 และรูปที่ 2.12 ที่แสดงสเปกตรัมจะเห็นได้ว่าถ้า  $a_1 = 0$  สัญญาณขาออก  $V_o(t)$  ก็จะมีเทอมที่แปรตามกำลังสองของสัญญาณขาเข้าเท่านั้น ซึ่งจะทำให้ไม่มีสเปกตรัมของ  $f_c$  เกิดขึ้น สัญญาณที่ขาออกที่ได้ก็จะกลายเป็นสัญญาณ DSB ไป อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัตินั้นจะหาจรรยาที่ ต้องการตอบสนองความถี่ที่ต้องการนี้ลำบากมาก ดังนั้นโดยทั่วไปจึงต้องใช้วงจรมอดูเลเตอร์แบบ AM ที่เหมือนกัน 2 ชุด มาสร้างสัญญาณ AM ที่มีรูปร่างเป็น

$$A_c[1 + m(t)/2]\cos \omega_c t \text{ และ } A_c[1 - m(t)/2]\cos \omega_c t$$

ดังแสดงไว้ในรูป 2.13 แล้วนำสัญญาณทั้งสองนี้มาลบออกจากกัน ซึ่งผลที่ได้นี้จะเป็สัญญาณ DSB ลักษณะของมอดูเลเตอร์ที่ทำงานดังที่กล่าวมานี้เรียกว่ามอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์ (balanced modulator)

นอกจากนั้นสัญญาณ AM ยังสามารถสร้างได้จากมอดูเลเตอร์แบบสวิทชิง (switching modulation) ซึ่งนิยมใช้ในกรณีกำลังส่งสูง ๆ ซึ่งจะไม่ขอกล่าวถึงรายละเอียดในที่นี้



รูปที่ 2.13 บล็อกโคโอะแกรมของมอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์ที่ใช้สร้างสัญญาณ DSB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



VSB ที่ใช้มากที่สุดก็คือสัญญาณที่ใช้ส่งโทรทัศน์ดังที่แสดงในรูป 2.8 สำหรับสัญญาณ VSB แบบไม่มีคลื่นพาห่นั้นจะสร้างได้จากสัญญาณ DSB แต่จะไม่มีที่ใช้มากนักเพราะสัญญาณนี้ใกล้เคียงกับสัญญาณ SSB มาก

## 2.6 การคิมอดูเลตสัญญาณที่มีการมอดูเลตทางขนาด

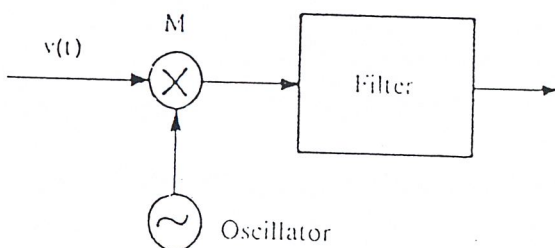
สัญญาณที่ได้รับการมอดูเลตทางขนาดนั้นจะเป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกเลื่อนความถี่ให้สูงขึ้น ดังที่กล่าวมา ดังนั้นการคิมอดูเลตสัญญาณ ก็จะเป็นกระบวนการในการเลื่อนความถี่นั้น ให้กลับมาอยู่ที่ความถี่เบสแบนด์อย่างเดิม ซึ่งอาจจะทำได้หลายวิธี เช่นทำการคิเทคเป็นความถี่เบสแบนด์เลย หรือทำการแปลงเป็นความถี่ต่ำลงขั้นหนึ่งก่อนแล้วค่อยขยาย แล้วคิเทคสัญญาณเบสแบนด์ต่อไป การแปลงความถี่จึงจัดได้ว่าเป็นกระบวนการพื้นฐานในการคิมอดูเลตสัญญาณ ดังนั้นจะขอกกล่าวถึงการแปลงความถี่ก่อน แล้วจึงต่อด้วยการคิมอดูเลตแบบเอินเวล โลปคิเทคชัน และซิง โครนัสคิเทคชันต่อไป

### 2.6.1 การแปลงความถี่ของสัญญาณ

ดังได้กล่าวมาแล้วว่าในการสร้างสัญญาณ AM หรือสัญญาณ DSB นั้น เราอาจทำได้โดยการใช้วงจรรคูณ เพราะวงจรรคูณจะทำการคูณสัญญาณเบสแบนด์นั้นกับสัญญาณคลื่นพาห่ทำให้เกิดการเลื่อนความถี่สูงขึ้นได้ในทำนองเดียวกันถ้าเรามีสัญญาณ AM หรือสัญญาณแบบอื่น ๆ เราก็สามารถใช้การเลื่อนสัญญาณนั้น ไปอยู่ที่ความถี่ใหม่ได้ ดังรูป 2.15 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบแปลงความถี่ของสัญญาณที่กล่าวถึงนี้ ถ้าให้สัญญาณขาเข้าเป็นสัญญาณ AM ที่เขียนได้เป็น  $V(t) = A_c[1 + V_m(t)]\cos \omega_c t$  เมื่อเราคูณสัญญาณออกจากออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่เป็น  $\omega_0$  และมีขนาดเป็น  $A_0$  เราก็จะได้สัญญาณผลคูณที่เขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$V(t)\cos \omega_0 t = A_c A_0 [1 + V_m(t)] \cos \omega_c t \cos \omega_0 t$$

$$= (A_c A_0)/2 [1 + V_m(t)] \cos (\omega_c + \omega_0)t + (A_c A_0)/2 [1 + V_m(t)] \cos (\omega_c - \omega_0)t \quad (2.20)$$



รูปที่ 2.15 ระบบแปลงความถี่ของสัญญาณที่ใช้วงจรรคูณ

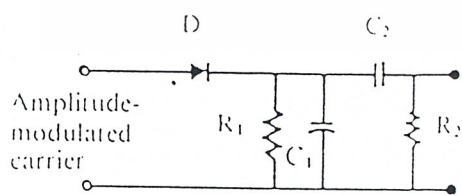
ซึ่งจะเห็นได้ว่ารูปร่างของสัญญาณ ก็ยังคงเป็นสัญญาณ AM อยู่ แต่ขนาดจะขึ้นอยู่กับ  $A_0$  และความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้จะถูกแปลงไปอยู่ที่  $\omega_c + \omega_0$  และ  $(\omega_c - \omega_0)$  ถ้า  $\omega_0$  ใหญ่กว่าแบนด์วิธของสัญญาณเบสแบนด์เราก็จะใช้ฟิลเตอร์กรองเอาเฉพาะความถี่ด้านสูงหรือความถี่ด้านต่ำด้านใดด้านหนึ่งออกมาได้ ถ้าฟิลเตอร์เอาสัญญาณด้านความถี่สูงออกมาจะเป็นการแปลงความถี่ให้สูงขึ้นและเรียกวงจรที่แปลงความถี่นี้ว่า อัปคอนเวอร์ตเตอร์ (up-converter) ในทำนองเดียวกันถ้ากรองเอาสัญญาณด้านความถี่ต่ำลงออกมา เราก็เรียกวงจรนั้นว่าดาวน์คอนเวอร์ตเตอร์ (down-converter) ในกรณีของเครื่องรับทั่วไปนั้นเรามักใช้วงจรดาวน์คอนเวอร์ตเตอร์มากกว่าอัปคอนเวอร์ตเตอร์ เพราะการจัดการกับความถี่ที่ต่ำลงมักจะง่ายกว่าความถี่ที่สูงขึ้น กระบวนการที่เราแปลงความถี่นี้เรียกกันทั่วไปว่า มิกซิง (mixing) หรือการทำเฮเตอร์โรไดน์ (heterodyning) เครื่องรับที่ใช้อยู่ในปัจจุบันนี้เป็นส่วนใหญ่จะใช้วิธีที่กล่าวมานี้

การแปลงความถี่ที่กล่าวมานี้ นอกจากใช้ประโยชน์ในการคิมอดูเลตสัญญาณสื่อสารแล้ว ยังสามารถใช้ประโยชน์ทางด้านอื่นอีกมากมาย เช่น ใช้ในเครื่องวิเคราะห์ความถี่ ใช้ในการสแกนเบ็ดสัญญาณเสียงใช้ในการสร้างออสซิลเลเตอร์ เป็นต้น

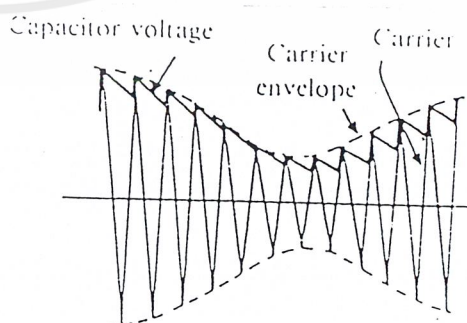
## 2.6.2 เอ็นเวลโลปตีเทคชัน

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่าเอ็นเวลโลปตีเทคชันหมายถึงการกรองเอ็นเวลโลปของสัญญาณ AM ออกมาเป็นวิธีง่าย ๆ ที่สามารถทำหน้าที่นี้คือ วงจรที่แสดงในรูป ไคโอดในวงจรจะกรองสัญญาณด้านบวกให้ผ่านไปได้ ในขณะที่  $R_1C_1$  ซึ่งจะทำงานได้ดีนั้น ไทม์คอนสแตนท์ของวงจรหรือ  $R_1C_1$  นั้นเมื่อเทียบกับคาบเวลาของสัญญาณคลื่นพาห้จะต้องยาวกว่ามาก ๆ ในขณะเดียวกันเมื่อเทียบกับสัญญาณเบสแบนด์หรือมีการเปลี่ยนแปลงที่เร็วกว่า ถ้าเขียนในรูปความถี่ก็จะมีเงื่อนไขออกมาดังนี้

$$W \leq 1/R_1C_1 \leq f_c \quad (2.21)$$



(ก)



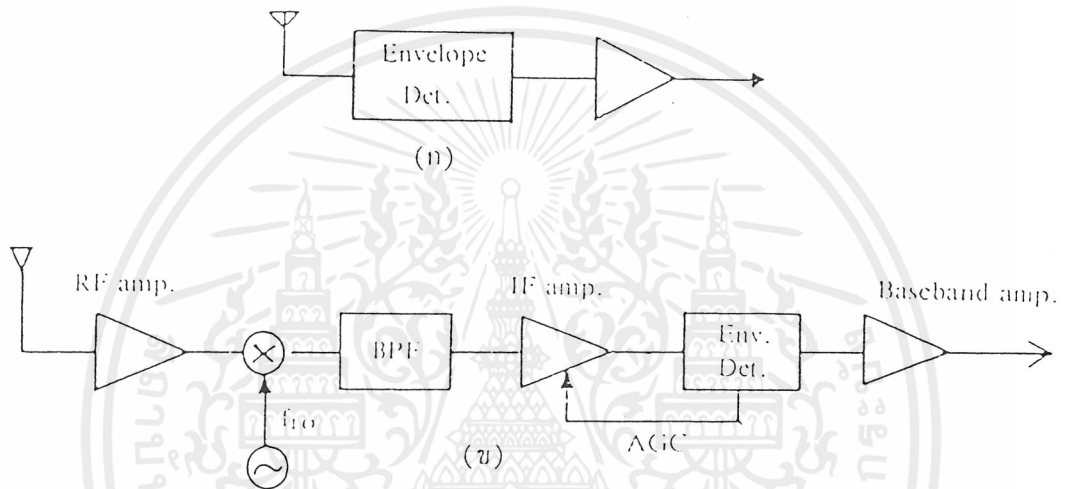
(ข)

รูปที่ 2.16 ตัวอย่างวงจรเอ็นโว โลปตีเทคชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ  $R_2C_2$  นั้นจะทำหน้าที่สกัดส่วนประกอบกระแสตรงออก และมักจะสกัดความถี่ต่ำ ๆ ออกด้วยซึ่งอาจจะไม่เหมาะที่จะนำไปใช้งานที่ส่วนประกอบความถี่ที่มีความหมายมาก

ในเครื่องรับของสัญญาณ AM นั้น เราอาจจะนำคลื่นที่ได้จากสายอากาศมาทำเอ็นเวลโลปดีเทคชันโดยตรง แต่โดยทั่วไปสัญญาณที่รับได้มักจะมีกำลังต่ำ จึงต้องทำการขยายสัญญาณที่รับมาได้ขึ้นหนึ่งก่อนแล้วจึงนำไปดีเทคต่อไป



รูปที่ 2.17 การรับสัญญาณ AM (ก)แบบเอ็นไวโลปดีเทคชัน (ข)แบบซูเปอร์เฮเตอร์โรไดน์

### 2.6.3 ซิงโครนัสดีเทคชัน (synchronous detection)

ซิงโครนัสดีเทคชัน หรือบางครั้งเรียกว่า โคฮีเรนต์ดีเทคชัน (coherent detection) คือวิธีการดีเทคสัญญาณโดยใช้สัญญาณจากโลคอลออสซิลเลเตอร์ (local oscillator) คูณเข้ากับสัญญาณที่รับเข้ามา โดยที่สัญญาณจากโลคอลออสซิลเลเตอร์จะซิงโครนัสกับสัญญาณคลื่นพาห้ทั้งความถี่และเฟส จากนั้นนำสัญญาณผลคูณที่ได้กรองเอาเฉพาะสัญญาณเบสแบนด์ออกมาโดยใช้ฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำที่มีแบนด์วิดท์เท่ากับแบนด์วิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์หรือมากกว่าเล็กน้อย ในส่วนรายละเอียดจะไม่กล่าวถึงในที่นี้

## 2.7 การมอดูเลตทางเฟสและทางความถี่

### 2.7.1 ทฤษฎีเบื้องต้นของการมอดูเลตทางเฟสและความถี่

กำหนดให้  $\theta_i(t)$  เป็นมุมของคลื่นพาห์ซึ่งผ่านกระบวนการมอดูเลตแล้วฟังก์ชันของข่าวสารและเมื่อแสดงคลื่นของ angle-modulation จะได้ดังนี้

$$s(t) = A_c \cos [\theta_i(t)] \quad (2.22)$$

ซึ่ง  $A_c$  เป็นแอมพลิจูดของคลื่นพาห์ เมื่อใดก็ตามที่  $\theta_i(t)$  เปลี่ยนไป  $2\pi$  เรเดียน การออกสิจิลเลตจะเกิดขึ้นอย่างสมบูรณ์ถ้า  $\theta_i(t)$  เพิ่มขึ้นทีละขั้นโดยลำดับกับเวลาแล้วความถี่เฉลี่ยเป็น Hertz ในช่วงเวลาจาก  $t$  ถึง  $t+\Delta t$  จะมีค่าเป็นดังนี้

$$f_{\Delta t}(t) = [\theta_i(t+\Delta t) - \theta_i(t)]/2\pi\Delta t \quad (2.23)$$

ดังนั้น จึงสามารถกำหนดความถี่ในขณะใดขณะหนึ่งของคลื่นที่ถูกเปลี่ยนทางมุม  $s(t)$  ได้ดังนี้

$$f_i(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} f_{\Delta t}(t) \quad (2.24)$$

$$= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} [\theta_i(t+\Delta t) - \theta_i(t)]/2\pi\Delta t \quad (2.24)$$

$$= d\theta_i(t)/2\pi dt \quad (2.24)$$

ฉะนั้นตามสมการ 2.22 จึงกล่าวได้ว่า  $s(t)$  เป็นเฟสเซอร์ (phasor) ที่หมุนอยู่โดยขนาด  $A_c$  มุม  $\theta_i(t)$  สำหรับความเร็วเชิงมุม (angular velocity) ของเฟสเซอร์คือ  $d\theta_i(t)/dt$  ซึ่งสอดคล้องกับสมการ 2.24 กรณีง่าย ๆ ของคลื่นพาห์ที่ยังไม่มีการมอดูเลตมุม  $\theta_i(t)$  แสดง โดย

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + \phi_c \quad (2.25)$$

และเฟสเซอร์ที่สอดคล้องกันจะหมุนด้วยความเร็วเชิงมุมคงที่เท่ากับ  $2\pi f_c$  ค่าคงที่  $\phi_c$  คือค่าของ  $\theta_i(t)$  ที่  $t = 0$  มีหลายวิธีที่จะทำให้  $\theta_i(t)$  เปลี่ยนแปลงไปในบางลักษณะด้วยสัญญาณเบสแบนด์ แต่อย่างไรก็ตาม

จะพิจารณาเพียง 2 วิธีที่ใช้กันอยู่ทั่วไปคือ การมอดูเลตทางเฟส (Phasemodulation : PM) และการมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation: FM) ซึ่งทั้ง 2 วิธีนี้กำหนดให้มีหลักการดังต่อไปนี้

- 1) PM เป็นประเภทหนึ่งของการมอดูเลตทางมุม โดยที่  $\theta_i(t)$  จะเปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้นไปกับสัญญาณเบสแบนด์  $m(t)$  ซึ่งแสดงรูปได้ดังนี้

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + k_p m(t) \quad (2.26)$$

เทอม  $2\pi f_c t$  แสดงมุมคลื่นพาห่ที่ยังไม่มีการมอดูเลต และค่าคงที่  $k_p$  แสดง phase sensitivity ของมอดูเลเตอร์ในหน่วยเรเดียน/โวลต์ ในที่นี้สมมติว่า  $m(t)$  เป็นคลื่นในรูปของโวลเตจที่เพื่อเป็นการสะดวกจึงสมมติว่ามุมของคลื่นพาห่ที่ยังไม่มีการมอดูเลตตามสมการ 2.25 นั้นเป็นศูนย์ที่  $t = 0$  ฉะนั้นเมื่อแสดง phase-modulated wave  $s(t)$  ในโดเมนเวลาจะได้

$$s(t) = A_c \cos [2\pi f_c t + k_p m(t)] \quad (2.27)$$

- 2) FM เป็นอีกประเภทหนึ่งของการมอดูเลตทางมุม ซึ่งความถี่ในขณะหนึ่ง  $f_i(t)$  จะเปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้นไปกับสัญญาณเบสแบนด์  $m(t)$  ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$f_i(t) = f_c + k_f m(t) \quad (2.28)$$

เทอม  $f_c$  เป็นความถี่ของคลื่นพาห่ที่ยังไม่มีการมอดูเลต ค่าคงที่  $k_f$  เป็น frequency sensitivity ในหน่วย Hz/volt สมมติว่า  $m(t)$  เป็นคลื่นในรูปของโวลเตจ เมื่ออินทิเกรตสมการ 2.28 โคนสัมพัทธ์กับเวลาทั้งสองข้างแล้วคูณผลลัพธ์ด้วย  $2\pi$  จะได้

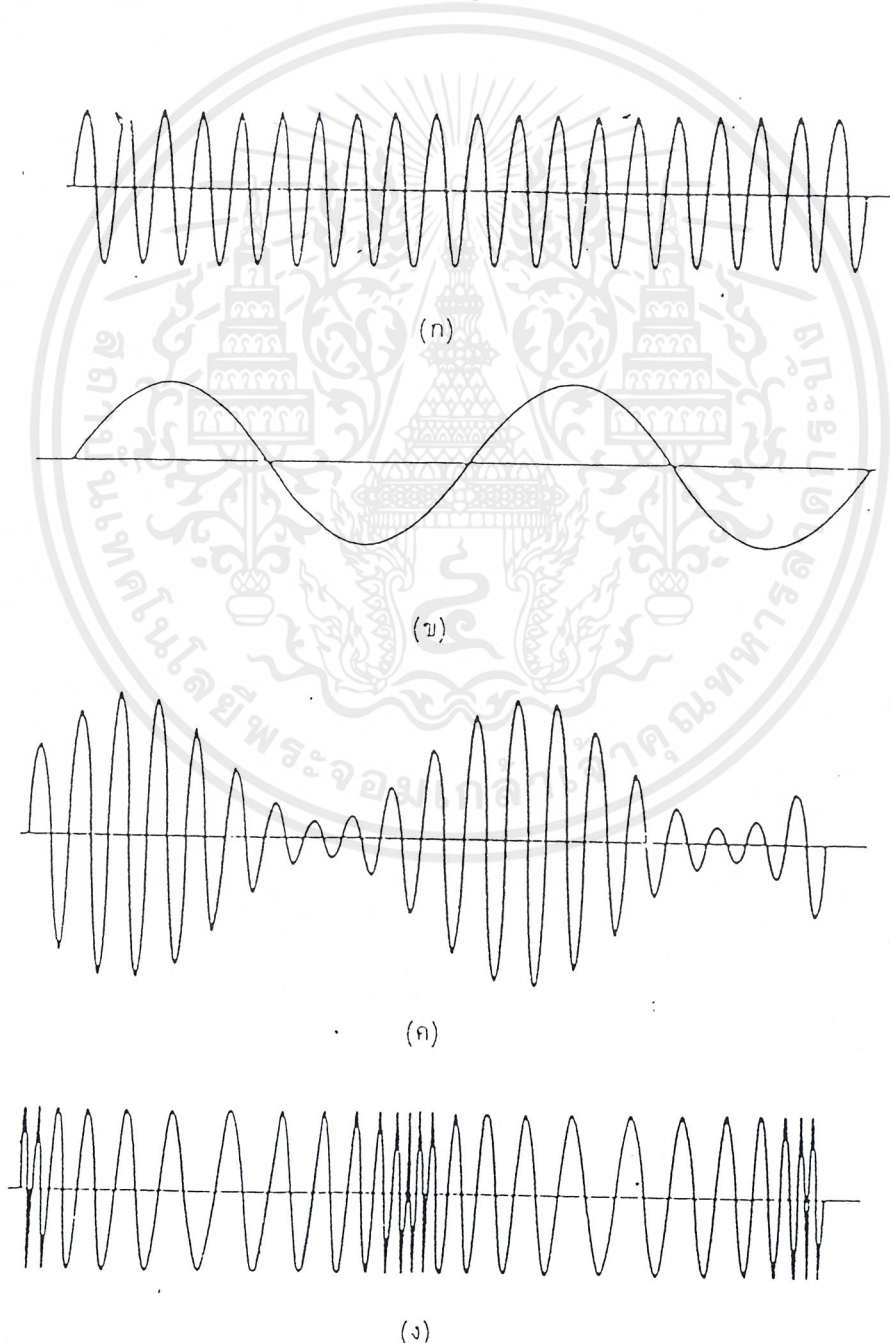
$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt \quad (2.29)$$

เพื่อความสะดวก ในที่นี้สมมติว่ามุมของคลื่นพาห่ที่ยังไม่มีการมอดูเลตเป็นศูนย์ที่  $t = 0$  ฉะนั้นเมื่อแสดง frequency-modulation wave ใน โดเมนเวลาจะได้

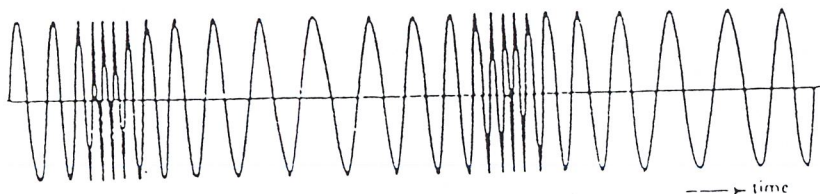
$$s(t) = A_c \cos [2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt] \quad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สิ่งสำคัญที่ขอมให้  $\theta_i(t)$  ขึ้นอยู่กับข่าวสาร  $m(t)$  อย่างในสมการ 2.24 หรือในสมการ 2.29 ก็คือค่าของมันที่เปลี่ยนแปลงจากบวกไปยังลบหรือในทางตรงข้ามนั้นจะมีระยะเวลาที่ไม่แน่นอนนี้เป็นลักษณะเด่นที่สำคัญอย่างหนึ่งซึ่งชี้ให้เห็นความแตกต่างของคลื่น PM และ FM กับคลื่น AM ข้อแตกต่างที่สำคัญอื่น ๆ ก็คือเอ็นเวล โลปของคลื่น PM และ FM จะคงที่ในขณะที่ เอ็นเวล โลปของคลื่น AM ขึ้นอยู่กับสัญญาณข่าวสารตามรูป เป็นการเปรียบเทียบกันระหว่างคลื่น PM และ FM กับคลื่น AM จะเห็นได้ว่าคลื่น FM และ PM จะมีลักษณะที่เหมือนกันเพียงรูป ซึ่งทั้งนี้เราสามารถผลิตคลื่น FM ได้จากการอินทิเกรต  $m(t)$  แล้วป้อนให้กับวงจรเฟสมอดูเลเตอร์และในทางตรงกันข้ามก็สามารถผลิตคลื่น PM ได้การทำอนุพันธ์สัญญาณ  $m(t)$  แล้วป้อนให้วงจรมอดูเลตทางความถี่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(จ)

รูปที่ 2.18 แสดงคลื่น AM PM และ FM ซึ่งเกิดจากคลื่นความถี่เดียว  
 ก) คลื่นพาห์ ข) คลื่นมอดูเลตชายน์ ค) คลื่น AM ง) คลื่น PM จ) คลื่น FM

### 2.7.2 คลื่นเอฟเอ็มความถี่เดียว

คลื่นเอฟเอ็ม  $s(t)$  ที่กำหนดไว้ตามสมการ 2.31 เป็นฟังก์ชันที่ไม่เป็นเชิงเส้นของ  $m(t)$  ดังนั้นการมอดูเลตทางความถี่จะเป็นกระบวนการมอดูเลตที่ไม่เป็นเชิงเส้นจึงแตกต่างไปจาก AM พิจารณา modulating wave ที่เป็นลักษณะชายน์โดยกำหนดให้เป็นดังนี้

$$m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t) \quad (2.31)$$

จะได้วงจรความถี่ในขณะหนึ่งของคลื่น FM ดังนี้

$$\begin{aligned} f_i(t) &= f_c + k_f A_m \cos(2\pi f_m t) \\ &= f_c + \Delta f \cos(2\pi f_m t) \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$\text{โดยที่} \quad \Delta f = k_f A_m \quad (2.33)$$

ปริมาณ  $\Delta f$  นี้จะถูกเรียกว่า ค่าเบี่ยงเบนความถี่ (frequency deviation) ซึ่งแสดงระยะห่างสูงสุดของ  $f_i(t)$  จากคลื่นพาห์  $f_c$  คุณสมบัติเบื้องต้นของคลื่น FM คือ  $\Delta f$  จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแอมพลิจูดของ modulating wave และจะไม่ขึ้นอยู่กับค่า modulating frequency จากสมการ 2.25 และ 2.32 จะได้มุมของ  $\theta_i(t)$  ดังนี้

$$\begin{aligned}\theta_i(t) &= 2\pi \int_0^t f(t) dt \\ &= 2\pi f_c(t) + (\Delta f / f_m) \sin(2\pi f_m t)\end{aligned}\quad (2.34)$$

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

$$\beta = \Delta f / f_m \quad (2.35)$$

และจากสมการ 2.34 จะได้

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c(t) + \beta \sin(2\pi f_m t) \quad (2.36)$$

จากสมการ 2.25 จะเห็นได้ว่า ในทางกายภาพนั้นพารามิเตอร์  $\beta$  จะแสดงค่าเบี่ยงเบนทางเฟสของคลื่น FM นั่นคือระยะสูงสุดของมุม  $\theta_i(t)$  ที่อยู่ห่างจากมุม  $2\pi f_c t$  ของคลื่นพาห้ที่ไม่มีการมอดูเลต สำหรับคลื่น FM นั้นสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$s(t) = A_c \cos [2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)] \quad (2.37)$$

อาจจะจำแนกคลื่น FM ออกได้เป็นสองกรณีโดยขึ้นอยู่กับค่าของ  $\beta$  คือเมื่อ  $\beta$  มีค่าน้อยเรียกว่า FM แบนด์แคบ (narrow-band FM) ซึ่งจะเขียนย่อว่า NBFM และเมื่อ  $\beta$  มีค่ามากเรียกว่า FM แบนด์กว้าง (Wide-band FM) ซึ่งจะเขียนย่อว่า WBFM ทั้งนี้เมื่อเทียบกับ 1 เรเดียนทั้งสองกรณี สำหรับเหตุผลที่แยกให้ต่างกันเช่นนี้ก็คือกรณีของ WBFM นั้นจะมีแบนด์วิดท์มากกว่าค่านี้อันซึ่งที่นี้จะกล่าวถึงรายละเอียดเฉพาะกรณีของ WBFM เท่านั้น

### 2.7.3 เอฟเอ็มแบนด์กว้าง (WBFM)

โดยการพิจารณาสเปกตรัมของคลื่นเอฟเอ็มจากสมการ 2.37 ซึ่งสามารถนำสมการนี้มาเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$s(t) = \text{Re}[A_c e^{j2\pi f_c t + j\beta \sin(2\pi f_m t)}]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \text{Re}[s'(t) e^{j2\pi f_c t}] \quad (2.38)$$

ซึ่งในที่นี้  $s(t)$  เป็น complex envelope ของคลื่น AM โดยกำหนดให้เป็นดังนี้

$$s'(t) = A_c e^{j\beta \sin(2\pi f_m t)} \quad (2.39)$$

จะเห็นได้ว่า  $s(t)$  เป็นฟังก์ชันคาบเวลาซึ่งมีความถี่เริ่มต้นคือ  $f_m$  ดังนั้นจึงสามารถกระจาย  $s(t)$  ได้ให้อยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์แบบเชิงซ้อนได้ดังนี้

$$s'(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{j2\pi n f_m t} \quad (2.40)$$

ซึ่งสัมประสิทธิ์  $c_n$  จะมีค่าดังนี้

$$\begin{aligned} c_n &= f_m \int_{-1/2f_m}^{1/2f_m} s'(t) e^{-j2\pi n f_m t} dt \\ &= f_m A_c \int_{-1/2f_m}^{1/2f_m} e^{j(\beta \sin(2\pi f_m t) - 2\pi n f_m t)} dt \end{aligned} \quad (2.41)$$

เพื่อความสะดวกกำหนดให้

$$x = 2\pi f_m t \quad (2.42)$$

ดังนั้นเมื่อเขียนสมการ 2.41 ใหม่จะได้

$$c_n = (A_c/2\pi) \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin(x) - nx)} dx \quad (2.43)$$

อินทิกรัลทางขวามือของสมการนี้ เป็น Bessel function ชนิดที่ 1 โดยมี argument เป็น  $\beta$  ฟังก์ชันนี้ ถูกกำหนดให้เป็น  $J_n(\beta)$  นั่นคือ

$$J_n(\beta) = (1/2\pi) \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin(x) - nx)} dx \quad (2.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการ 2.43 ได้ดังนี้

$$c_n = A_c J_n(\beta) \quad (2.45)$$

แทนค่าสมการ 2.46 ลงในสมการ 2.40 จะได้  $s(t)$  ในเทอมของ Bessel function ดังนี้

$$s'(t) = A_c \sum_{n=-\alpha}^{\alpha} J_n(\beta) e^{j2\pi n f_m t} \quad (2.46)$$

ต่อไปแทนค่าสมการ 2.46 ลงในสมการ 2.38 จะได้

$$s'(t) = A_c \operatorname{Re} \left[ \sum_{n=-\alpha}^{\alpha} J_n(\beta) e^{j2\pi(f_c + n f_m)t} \right] \quad (2.47)$$

เมื่อสลับที่อันดับของการรวมและค่าของเทอมจริงทางขวามือของสมการ 2.47 จะได้

$$s'(t) = A_c \operatorname{Re} \left[ \sum_{n=-\alpha}^{\alpha} J_n(\beta) \cos[2\pi(f_c + n f_m)t] \right] \quad (2.48)$$

สมการ 2.48 นี้ แสดงคลื่น AM สำหรับค่า  $\beta$  ใด ๆ โดยแสดงในรูปของอนุกรมของอนุกรมฟูเรียร์ เมื่อใช้ฟูเรียร์ทรานสฟอร์มกับสมการ 2.48 สเปกตรัมดังนี้

$$s'(t) = (A_c/2) \left[ \sum_{n=-\alpha}^{\alpha} J_n(\beta) [\delta(f - f_c - n f_m) + \delta(f + f_c + n f_m)] \right] \quad (2.49)$$

Bessel function  $J_n(\beta)$  เมื่อ  $\beta$  มีค่าต่าง ๆ เป็นจำนวนเต็มบวกของ  $n$  แสดงไว้ดังรูปที่ 2.19 และสามารถนำฟังก์ชันนี้ไปใช้ประโยชน์ได้หลายประการ โดยอาศัยคุณสมบัติของมันดังต่อไปนี้

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

$$J_n(\beta) = (-1)^n J_{-n}(\beta) \quad (2.50)$$

2) ถ้า  $\beta$  มีค่าน้อย ๆ จะได้

$$\begin{aligned} J_0(\beta) &\cong 1 \\ J_1(\beta) &\cong \beta/2 \\ J_n(\beta) &\cong 0 \quad n > 1 \end{aligned} \quad (2.51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$3) \quad \sum_{n=-\alpha}^{\alpha} J_n^2(\beta) = 1 \quad (2.52)$$

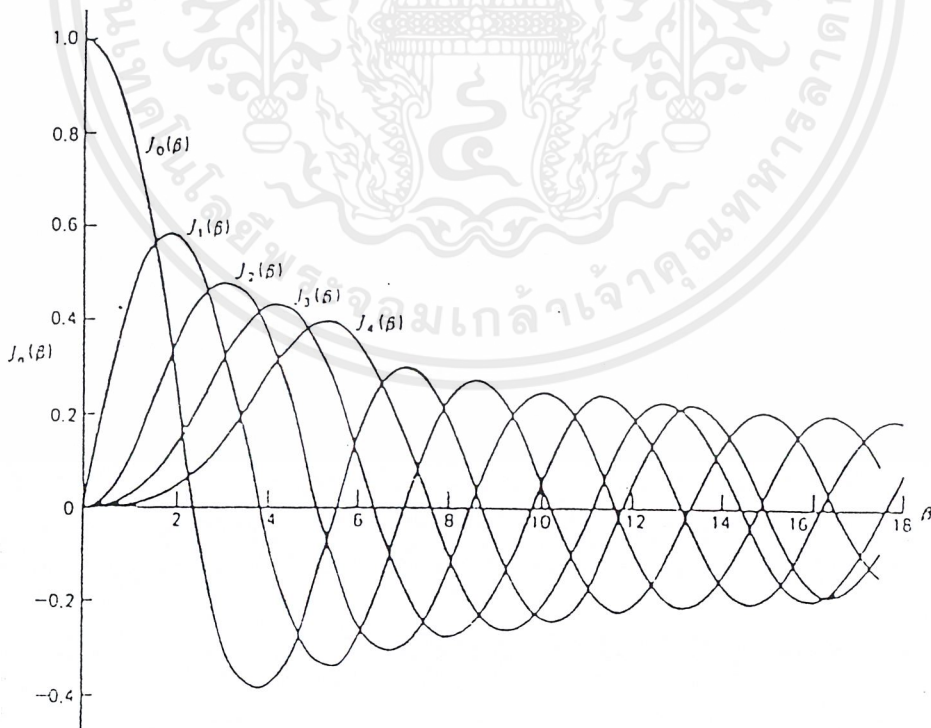
ฉะนั้น โดยการใช้สมการ และส่วนโค้งก็จะมีข้อสังเกตได้ดังนี้คือ

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

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

ค) แอมพลิจูดของคลื่นพาห้จะเปลี่ยนแปลงไปกับค่าของ  $\beta$  อันเนื่องมาจาก  $J_0(\beta)$  นั่นคือมันจะแตกต่างไปจากคลื่นเอเอ็มคือ แอมพลิจูดของคลื่นพาห้ในระบบเอฟเอ็มนั้นจะขึ้นอยู่กับค่า  $\beta$  ความหมายทางฟิสิกส์ของคุณสมบัติข้อนี้คือเอ็นแวลโลปของคลื่นเอฟเอ็มจะมีค่าคงที่ ดังนั้นจะมีค่าเพาเวอร์เฉลี่ยคงที่ด้วย ซึ่งจะมีค่าดังนี้ โดยการนอร์มอลไลซ์ให้ความมิตานทานมีค่าเท่ากับ 1 โอห์ม

$$P = A_c^2/2 \quad (2.53)$$



รูปที่ 2.19 กราฟของ Bessel function ชนิดที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.7.4 แบบคัวิตท์ที่ใช้ในการส่งคลื่นเอฟเอ็ม

ในทางทฤษฎีคลื่นเอฟเอ็มจะประกอบด้วยแถบความถี่มากมาย ดังนั้นแบบคัวิตท์ที่ใช้สำหรับส่ง จึงมีขอบเขตกว้างเสมือนค่านันด์ แต่ในทางปฏิบัติจะทราบว่าคลื่นเอฟเอ็มจะถูกลำแถบความถี่ข้างเคียงไปใช้ในวงจำกัดที่มีจำนวนแน่นอนที่สอดคล้องกันกับปริมาณการพัวเพี้ยนภายใต้ค่าที่กำหนดให้ อย่างมีประสิทธิภาพฉะนั้นจึงอาจกำหนดแบบคัวิตท์ที่มีผลในการส่งคลื่นเอฟเอ็มได้ โดยขั้นแรก พิจารณากรณีทีคลื่นเอฟเอ็มถูกส่งมาโดยการใช้ modulating wave ( $f_m$ ) เพียงความถี่เดียวและเกิดความถี่ข้างเคียงห่างจาก  $f_c$  โดยปริมาณที่มากกว่าค่าเบี่ยงเบนความถี่  $\Delta f$  และแถบความถี่ข้างเคียงนี้จะมีระยะห่างลดลงไปทางศูนย์อย่างรวดเร็ว ดังนั้น แบบคัวิตท์จะมากกว่าความถี่ที่เคลื่อนไปทั้งหมดเสมอ อย่างไรก็ตามแบบคัวิตท์ก็จะมีขอบเขตจำกัดโดยเฉพาะกรณี  $\beta$  มีค่ามาก แบบคัวิตท์จะมีค่าใกล้เคียงความถี่เลื่อนทั้งหมด  $2\Delta f$  แต่จะมีค่ามากกว่าเล็กน้อย ในทางตรงกันข้าม ถ้า  $\beta$  มีค่าน้อย สเปกตรัมของคลื่นเอฟเอ็มจะถูกจำกัดให้มีแค่ความถี่  $f_c$  และแถบความถี่ข้างเคียงคู่หนึ่ง ณ ความถี่  $f_c \pm f_m$  ดังนั้นแบบคัวิตท์มีค่าใกล้เคียงกับ  $2 f_m$  จึงอาจกำหนดกฎเกณฑ์สำหรับแบบคัวิตท์ที่ใช้ในการส่งคลื่น เอฟเอ็ม โดยประมาณ สำหรับกรณีของ modulating wave มีความถี่เป็น เพียงค่าเดียว

$$\begin{aligned} B_T &\cong 2\Delta f + 2 f_m \\ &= 2\Delta f(1 + 1/\beta) \end{aligned} \quad (2.54)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการตามสมการ 2.53 นี้เรียกว่ากฎของคาร์สัน (carson's rule)

### 2.7.5 การผลิตคลื่นเอฟเอ็ม

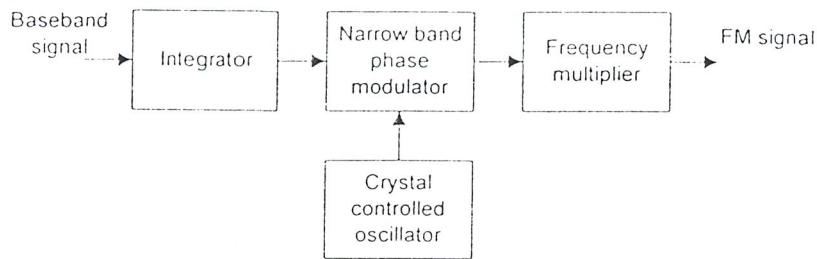
วิธีการเบื้องต้นในการผลิตคลื่น เอฟเอ็ม จะมีอยู่ 2 วิธีการคือเอฟเอ็มทางตรง (direct FM) และ เอฟเอ็มทางอ้อม (Indirect FM) ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดดังต่อไปนี้

#### 2.7.5.1 การสร้างคลื่นเอฟเอ็มโดยทางอ้อม (Indirect FM)

เป็นการสร้างคลื่นเอฟเอ็มโดยทางอ้อม คือการสร้างขึ้นจากวงจรเฟสโมดูเลเตอร์โดยสัญญาณ  $m(t)$  จะต้องผ่านวงจรอินทิเกรตก่อน ดังแสดงในรูป 2.20 เอาท์พุทที่ได้จากเฟสโมดูเลเตอร์จะเป็น NBFM ซึ่งมีเมื่อนำไปผ่านวงจรคูณความถี่ (frequency multiplier) ก็จะได้ WBFM ตามต้องการ

สมมติให้สัญญาณเอาท์พุทของเฟสโมดูเลเตอร์เป็น  $s_1(t)$  ซึ่งค่าเป็น

$$s_1(t) = A_1 \cos [2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt] \quad (2.55)$$



รูปที่ 2.20 การผลิตคลื่น FM โดยวิธีอ้อม

ในที่นี้  $f_c$  เป็นความถี่ของ crystal-controlled oscillator และ  $k_f$  เป็นค่าที่กรณี ถ้า  $m(t)$  เป็นลักษณะคลื่นชานน์แล้วเอาที่พหุของ  $s_1(t)$  จะเป็นดังนี้

$$s_1(t) = A_1 \cos [2\pi f_c t + \beta_1 \sin(2\pi f_m t)] \quad (2.56)$$

ในที่นี้  $\beta_1$  เป็นดัชนีการมอดูเลตซึ่งมีค่าน้อย ( $\beta > 0.3$  เรเดียน) เพื่อที่จะทำให้เกิดการพรา่เพียงน้อยที่สุดเมื่อส่งผ่านไปยังวงจรความถี่จะได้สัญญาณซึ่งมีความถี่  $n$  เท่า ซึ่งจะได้ WBFM ตามที่ต้องการ

$$s_1(t) = A_c \cos [2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt] \quad (2.57)$$

ที่  $f_c = nf_c$  กรณีที่  $m(t)$  เป็นคลื่นชานน์ จะเขียนสมการ 2.57 ใหม่ได้เป็น

$$s(t) = A_c \cos [2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)] \quad (2.58)$$

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

#### 2.7.5.2 การผลิตคลื่น เอฟเอ็ม โดยตรง (direct FM)

ในระบบ direct FM ความถี่ของคลื่นพาห้จะเปลี่ยนแปลงโดยตรงไปกับสัญญาณเบสแบนด์โดยการใช้วงจร Voltage Controlled Oscillator (VCO) วิธีนี้จะใช้ออสซิลเลเตอร์แบบลักษณะชานน์ซึ่งมี Q สูง และควบคุมการออสซิลเลต โดยการเปลี่ยนแปลงที่เพิ่มขึ้นอย่างสมมาตรของอุปกรณ์แอกทีฟ ตัวอย่างนี้แสดงไว้ตามรูป 2.21 ซึ่งเป็นฮาร์ทเลย์ออสซิลเลเตอร์ สมมติว่าอุปกรณ์ คาปาซิแตนซ์ในวงจรกำหนดความถี่ประกอบด้วยคาปาซิเตอร์ ซึ่งมีค่าคงที่ต่อขนานอยู่กับ voltage variable capacitor ผลรวมของค่าความจุกำหนดให้เป็น  $C(t)$  ดังในรูป 2.21 โดยทั่วไป voltage variable capacitor นี้ถูกเรียก

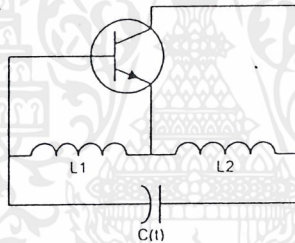
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ว่า varactor หรือ varicap โดยมีคุณสมบัติที่ขึ้นอยู่กับโวลเตจตกคร่อมอิเล็กทรอนิกส์ ตัวอย่างของวาเรคเตอร์นี้คือไดโอดแบบ p-n junction ซึ่งป้อนไบอัสในทิศทางตรงกันข้าม เมื่อโวลเตจที่ป้อนในทิศทางตรงกันข้ามสูงขึ้นจะมี transition capacitance ของไดโอดน้อยลง ความถี่ในการออสซิลเลเตอร์แบบ Hartley ตามรูป 2.21 แสดงโดย

$$f_i(t) = 1/2\pi[(L_1 + L_2) C(t)]^{1/2} \quad (2.59)$$

ซึ่ง  $C(t)$  คาปาซิแตนซ์รวมของคาปาซิแตนซ์แบบคงที่และ variac  $L_1$  และ  $L_2$  เป็นอินดักแตนซ์ในวงจรมีสมมติว่า ความถี่ในการมอดูเลต  $f_m$  เป็นคลื่นลักษณะไซน์แล้วจะแสดง  $C(t)$  ได้ดังนี้

$$C(t) = C_0 + \Delta C \cos(2\pi f_m t) \quad (2.60)$$



รูปที่ 2.21 Hartly oscillator

ซึ่ง  $C_0$  เป็นคาปาซิแตนซ์รวมของทั้งหมดเมื่อ ไม่มีการมอดูเลตและ  $\Delta C$  เป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงสูงสุด เมื่อแทนค่าสมการ 2.59 ลงในสมการ 2.58 จะได้

$$f_i(t) = f_0 [1 + (\Delta C / C_0) \cos(2\pi f_m t)]^{1/2} \quad (2.61)$$

ในที่นี้  $f_0$  เป็นความถี่ออสซิลเลตในขณะที่ยัง ไม่มีการมอดูเลต นั่นคือ

$$f_0 = 1/[C_0(L_1 + L_2)]^{1/2} \quad (2.62)$$

ถ้ากำหนดให้  $\Delta C$  มีค่าน้อย ๆ เมื่อเทียบกับ  $C_0$  แล้ว จะได้ค่าประมาณของ  $f_i(t)$  ตามสมการ 2.61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$f_i(t) \cong f_0 [1 - (\Delta C/2 C_0) \cos(2\pi f_m t)] \quad (2.63)$$

ดังนั้น ถ้ากำหนดให้

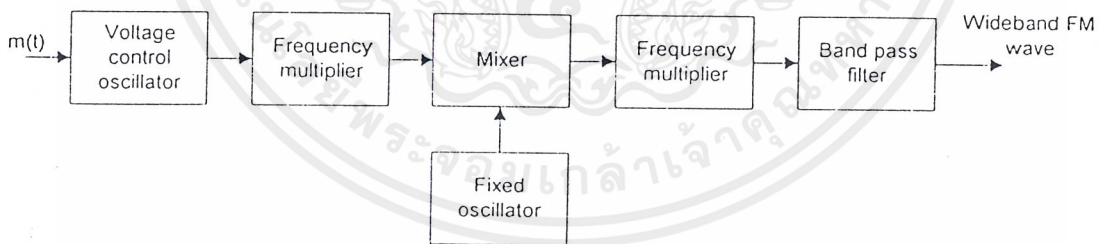
$$\Delta C/2 C_0 = -\Delta f/f_0 \quad (2.64)$$

แล้ว จะเขียนสมการ 2.64 ใหม่ได้ดังนี้

$$f_i(t) \approx f_0 + \Delta f \cos(2\pi f_m t) \quad (2.65)$$

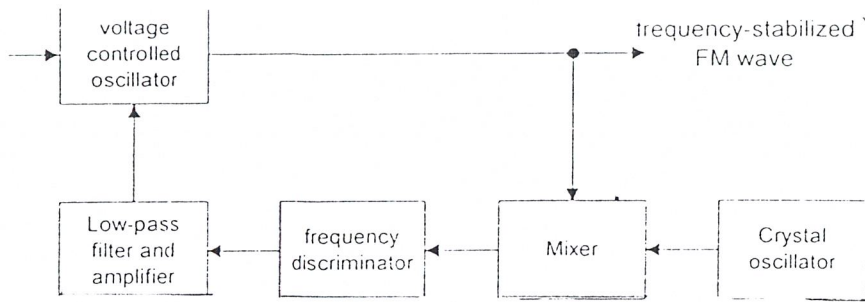
สมการ 2.65 นี้เป็นความถี่ซึ่งเกิดขึ้นในขณะหนึ่งของคลื่นเอฟเอ็มที่ต้องการ

ในการผลิต WBFM ที่มีค่าเบี่ยงเบนความถี่ตามต้องการนั้น จะใช้บล็อกไดอะแกรมตามรูป 2.22 ซึ่งประกอบไปด้วย VCO ที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นร่วมกับ frequency multiplier และมิกเซอร์ โครงสร้างตามรูปนี้จะทำให้ออสซิลเลเตอร์มีเสถียรภาพดี สักส่วนของการเปลี่ยนแปลงของความถี่ที่เอาท์พุท และการเปลี่ยนแปลงของโวลเตจที่อินพุทมีค่าคงที่ และมีแบนด์วิดท์ที่จำเป็นสำหรับมอดูเลเตอร์ในการผลิต WBFM



รูปที่ 2.22 บล็อกไดอะแกรมของการผลิต WBFM โดยใช้ VCO

สำหรับเครื่องส่งเอฟเอ็มแบบทางตรงจะมีข้อเสียคือ จะไม่ได้รับความถี่คลื่นพาห้จากออสซิลเลเตอร์ที่มีเสถียรภาพสูง ดังนั้นในทางปฏิบัติจึงจำเป็นต้องใช้สิ่งอื่นเข้าช่วย โดยใช้คริสตอลผลิตความถี่ที่มีเสถียรภาพเพื่อที่จะสามารถควบคุมความถี่คลื่นพาห้ได้ดังรูป 2.23



รูปที่ 2.23 โครงสร้างการป้อนกลับสำหรับการผลิตคลื่นเอฟเอ็มที่มีความถี่คงที่

เอาต์พุตของคลื่นเอฟเอ็มจะถูกป้อนกลับให้กับมิกเซอร์พร้อม ๆ กันกับที่มาจากเอาต์พุตของ crystal controlled oscillator และมีเทอมผลต่างแยกออกมา จากนั้นที่เอาต์พุตของมิกเซอร์จะป้อนให้กับ frequency discriminator แล้วส่งผ่านไปยังกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟริควเอนซิคริสติมิเนเตอร์ เป็นวงจรซึ่งเอาต์พุตโวลเตจในขณะหนึ่งจะเป็นสัดส่วนกับความถี่ของคลื่นเอฟเอ็มที่เข้ามาทางอินพุต ถ้าคลื่นเอฟเอ็มมีความถี่คลื่นพาห์ที่ถูกต้องแล้ว โวลเตจที่เอาต์พุตของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำจะเป็นศูนย์

### 2.7.6 การดีมอดูเลตคลื่นเอฟเอ็ม

การมอดูเลตเพื่อที่จะทำให้คลื่นเอฟเอ็มกลับมาเป็น modulating wave ตามเดิมนั้น จะมีวิธีการเบื้องต้น 2 แบบด้วยกัน คือ ฟริควเอนซิคริสติมิเนเตอร์ (frequency discriminator) และเฟสล็อกลูปดีมอดูเลเตอร์ (phase-locked loop demodulator) วงจรทั้งสองแบบนี้มีจุดประสงค์เพื่อที่จะทำให้เกิด transfer characteristic ซึ่งตรงกันข้ามกับของ ฟริควเอนซิคริสติมิเนเตอร์ กล่าวคือฟริควเอนซิคริสติมิเนเตอร์จะทำให้เกิดเอาต์พุตโวลเตจในขณะหนึ่งที่เป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่ของคลื่นเอฟเอ็ม ที่อินพุตซึ่งต่อไปนี้จะกล่าวหลักการของดีมอดูเลเตอร์แบบเฟสล็อกลูป

#### 2.7.6.1 เฟสล็อกลูปดีมอดูเลเตอร์ (Phase Locked Loop Demodulator)

เฟสล็อกลูป (PLL) เป็นระบบป้อนกลับแบบลบ (negative feedback) ซึ่งประกอบไปด้วยองค์ประกอบที่สำคัญ 3 ส่วนคือ มัลติพลายเออร์ และ VCO ที่ต่ออยู่ด้วยกันในรูปของ feedback loop ตามรูป VCO เป็นเครื่องกำเนิดคลื่นลักษณะไซน์ซึ่งจะกำหนดความถี่ได้จากโวลเตจที่จ่ายให้จากแหล่งไฟภายนอกวงจร

สมมติว่าในตอนแรก VCO ถูกปรับโวลเตจที่ควบคุมให้เป็นศูนย์ ก็จะมีเงื่อนไข 2 ประการคือ ความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่คลื่นพาห์  $f_c$  ที่ยังไม่มีมอดูเลตพอดิ และเอาต์พุตของ VCO จะมี phase shift ไป 90 องศา เมื่อเทียบกับคลื่นพาห์ลักษณะไซน์ที่ยังไม่มีมอดูเลต สัญญาณอินพุตที่จ่ายให้กับ PLL เป็นคลื่น FM ซึ่งกำหนดขึ้นโดย

$$s(t) = A_c \sin[2\pi f_c t + \phi_1(t)] \quad (2.66)$$

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

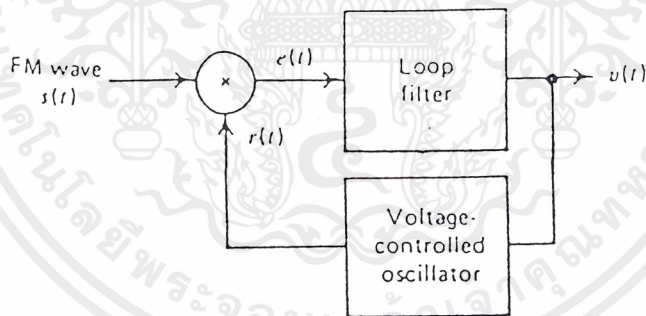
$$\phi_1(t) = 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt \quad (2.67)$$

ซึ่ง  $k_f$  เป็น frequency sensitivity ของมอดูเลเตอร์ กำหนดให้เอาท์พุทของ VCO เป็นดังนี้

$$r(t) = A_v \cos[2\pi f_c t + \phi_2(t)] \quad (2.68)$$

ซึ่ง  $A_v$  เป็นแอมพลิจูดและเมื่อมีโวลเตจ  $v(t)$  ป้อนให้กับอินพุทของ VCO นี้จะได้

$$\phi_2(t) = 2\pi k_v \int_0^t v(t) dt \quad (2.69)$$



รูปที่ 2.24 เฟสล็อกคูล

ซึ่ง  $k_v$  เป็น frequency sensitivity ของ VCO มีหน่วยเป็น Hz/Volt คลื่น เอฟเอ็มที่เข้ามาและเอาท์พุทของ VCO  $r(t)$  จะป้อนให้กับมัลติพลายเออร์ แล้วทำให้เกิดองค์ประกอบ 2 เทอมคือ องค์ประกอบความถี่สูง ซึ่งแสดงโดย

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

และองค์ประกอบความถี่ต่ำซึ่งแสดงโดย

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในที่นี้  $k_m$  เป็น multiplier gain มีหน่วยเป็น 1/ volt องค์กรประกอบความถี่สูงจะถูกกำจัดโดยฟิเตอร์และ VCO เพราะฉะนั้นเมื่อตัดองค์กรประกอบความถี่สูงออกไปแล้ว อินพุตของลูปฟิเตอร์จะมีค่าดังนี้

$$e(t) = k_m A_c A_v \sin[\phi_c(t)] \quad (2.70)$$

ซึ่งเป็น phase error ซึ่งกำหนดให้เป็นดังนี้

$$\begin{aligned} \phi_c(t) &= \phi_1(t) - \phi_2(t) \\ &= \phi_1(t) - 2\pi k_v \int_0^t v(t) dt \end{aligned} \quad (2.71)$$

เอาที่พหุวัตต์ของลูปฟิเตอร์ซึ่งเกิดจากอินพุต  $e(t)$  จะเป็นดังนี้

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e(\tau) h(t-\tau) d\tau \quad (2.72)$$

ซึ่ง  $h(t)$  เป็นอิมพัลส์เรสponse ของฟิเตอร์ โดยการใช้สมการ 2.70 ถึง 2.72 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $\phi_c(t)$  และ  $\phi_1(t)$  ดังนี้

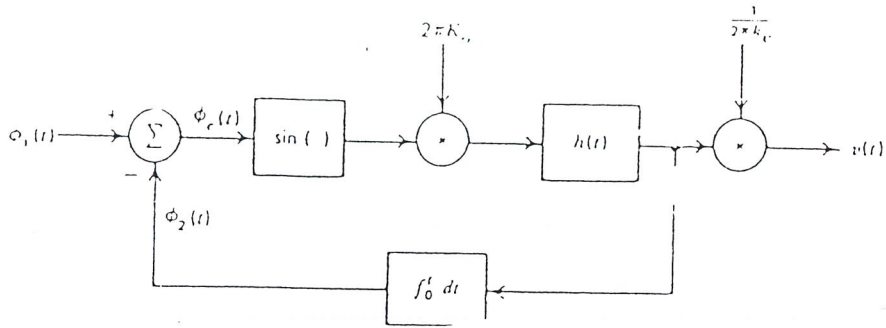
$$d\phi_c(t)/\phi_1(t) = d\phi_1(t)/dt - 2\pi k_0 \int_{-\infty}^{\infty} \sin[\phi_c(\tau)] h(t-\tau) d\tau \quad (2.73)$$

ซึ่ง  $k_0$  ถูกกำหนดโดย

$$k_0 = k_m k_v A_c A_v \quad (2.74)$$

แอมพลิจูด  $A_c$  และ  $A_v$  มีหน่วยเป็น โวลท์ multiplier gain ในหน่วย 1/ volt และ frequency sensitivity  $k_v$  ในหน่วย Hz/volt จากสมการ 2.74  $k_0$  เป็นความถี่สำหรับสมการ 2.73 แสดงเป็นรูป 2.25 ได้ตามรูป จากรูปได้ทำการรวมความสัมพันธ์ระหว่าง  $v(t)$  และ  $e(t)$  ที่ได้จากสมการ 2.70 และ 2.72 ไว้ด้วย บล็อกไดอะแกรมนี้คล้ายกับรูป คือ มัลติพลายเออร์ จะสอดคล้องกับวงจร adder และคลื่นลักษณะซายน์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น ส่วน VCO จะสอดคล้องกับอินทิเกรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.25 รูปแบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นของเฟสล็อกคูป

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

$$\sin[\phi_e(t)] \approx \phi_e(t) \tag{2.75}$$

ในกรณีนี้เองกล่าวได้ว่าใกล้เคียงกับ phase-locked และอาจไม่ต้องคำนึงถึงความไม่เป็นเชิงเส้นของคลื่นลักษณะไซน์ตามรูป 2.25 ดังนั้นแสดง PLL โดยรูปแบบที่เป็นเชิงเส้นได้ดังรูป 2.26 ตามรูปนี้  $\phi_e(t)$  จะมีความสัมพันธ์กับเฟสที่อินพุต  $\phi_1(t)$  ตามสมการ integral-differential ดังนี้

$$d\phi_e(t)/dt + 2\pi k_o \int_{-\infty}^{\infty} \sin[\phi_e(\tau)]h(t-\tau)d\tau = d\phi_1(t)/dt \tag{2.76}$$

กำหนดให้  $\Phi_e(f)$  และ  $\Phi_1(f)$  เป็นฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของ  $\phi_e(t)$  และ  $\phi_1(t)$  ดังนั้นจากสมการ 2.76 จะได้

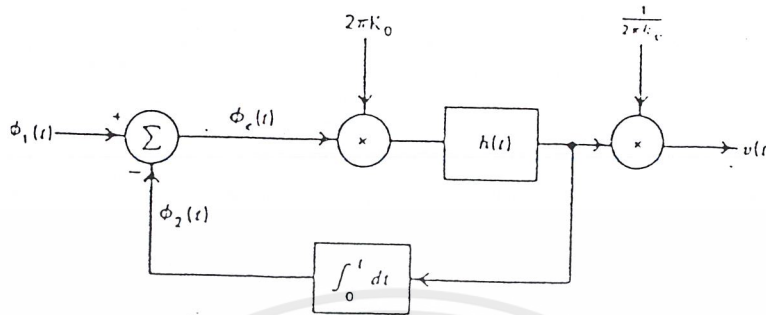
$$\Phi_e(f) = \Phi_1(f) / [1 + L(f)] \tag{2.77}$$

ในที่นี้ ฟังก์ชัน  $L(f)$  ในสมการ 2.77 ถูกกำหนดให้เป็นดังนี้

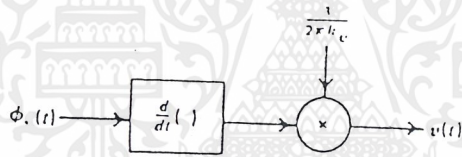
$$L(f) = K_o H(f) / jf \tag{2.78}$$

ซึ่ง  $H(f)$  เป็นทรานเฟอร์ฟังก์ชันของลูปฟิลเตอร์และเรียก  $L(f)$  ว่า open-loop transfer function ของ PLL สมมติว่ากำหนดให้  $|L(f)| \gg 1$  สำหรับทุกความถี่ของเบสแบนด์ ดังนั้นจากสมการ 2.78  $\Phi_e(f)$  จะมีค่า

เข้าใกล้ศูนย์ นั่นคือเฟสของ VCO จะเป็น asymptote กับเฟสของคลื่นที่เข้ามาด้วยเหตุผลนี้จึงเกิด phase-locked ขึ้น



(ก) รูปแบบที่เป็นเชิงเส้น



รูปที่ 2.26 รูปแบบของเฟสล็อกกลุ๊ป

ในรูปที่ 2.26 จะเห็นได้ว่าฟูเรียร์ทรานสฟอร์ม  $v(f)$  ของเอาต์พุตของ PLL  $v(t)$  จะสัมพันธ์กับ  $\Phi_c$  (f) ดังนี้

$$V(f) = K_o H(f) \Phi_c(f) / k_v \tag{2.79}$$

$$V(f) = jf L(f) \Phi_c(f) / k_v \tag{2.80}$$

ดังนั้น เมื่อแทนค่าสมการ 2.77 ลงในสมการ 2.80 จะได้

$$V(f) = [jf / k_v] L(f) \Phi_c(f) / [1 + L(f)] \tag{2.81}$$

และถ้ากำหนดให้  $L(f) \gg 1$  จะได้ค่าโดยประมาณของ  $V(f)$  จากสมการ 2.80 ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V(f) \approx jf \Phi_1(f) / k_v \quad (2.82)$$

และจะ ได้ความสัมพันธ์ใน โดเมนเวลา ดังนี้

$$V(t) \approx d\phi_1(t) / [2\pi k_v dt] \quad (2.83)$$

ดังนั้นเมื่อกำหนดให้ขนาดของ  $L(f)$  มีค่ามาก ๆ ในทุกความถี่ที่พิจารณา ก็จะสามารถสร้างรูปแบบของ PLL ได้โดยใช้ดิฟเฟอเรนทียูเตอร์ที่มีตัวประกอบ  $1/2\pi k_v$  คุณอยู่ที่เอาต์พุตซึ่งเป็นพื้นฐานการคิมอดูเลตทางความถี่โดยการใช้ PLL เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นคลื่นเอฟเอ็มตามสมการ 2.66 และ เฟส  $\phi_1$  มีความสัมพันธ์กับ  $m(t)$  ตามสมการ 2.66 แล้วเมื่อแทนค่าสมการ 2.66 ลงในสมการ 2.83 จะได้สัญญาณเอาต์พุตของ PLL ดังนี้

$$V(t) \cong k_i m(t) / k_p \quad (2.84)$$

นั่นคือเอาต์พุตของ PLL จะมีค่าใกล้เคียงกับ  $m(t)$  เมื่อยังไม่พิจารณา acaling factor  $k_i / k_p$  จึงสามารถกล่าวได้ว่าสัญญาณเบสแบนด์จะกลับคืนมาได้

จุดเด่นที่สำคัญของ PLL คิมอดูเลเตอร์ก็คือแบนด์วิดท์ของคลื่นเอฟเอ็ม ที่เข้ามาจะกว้างมากกว่าของลูฟิเตอร์  $H(f)$  ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันนั้นควรจะจำกัดแบนด์ให้อยู่ภายในเบสแบนด์ ดังนั้นสัญญาณที่ควบคุม VCO จะมีแบนด์วิดท์อยู่ในสัญญาณเบสแบนด์  $m(t)$  ส่วนเอาต์พุต ของ VCO จะเป็นคลื่นที่มอดูเลตทางความถี่ที่มีแบนด์กว้างซึ่งความถี่ขณะหนึ่ง จะติดตามคลื่น เอฟเอ็มที่เข้ามาอยู่เสมอความซับซ้อนของ PLL ก็คือการกำหนดทรานเฟอร์ฟังก์ชัน  $H(f)$  ของลูฟิเตอร์ รูปแบบง่ายที่สุดของ PLL คือ  $H(f) = 1$  กล่าวคือไม่มีลูฟิเตอร์ผลที่ได้จาก PLL ในขณะที่ยังเรียกว่า PLL อันดับ 1 (first-order PLL) สำหรับ PLL อันดับสูงกว่านั้น  $H(f)$  จะมีรูปแบบที่ยุงยากกว่าอันดับของ PLL ถูกกำหนดโดย close loop transfer function ซึ่งมีตัวหารหลาย ๆ เทอมตามแบบสมการ 2.81

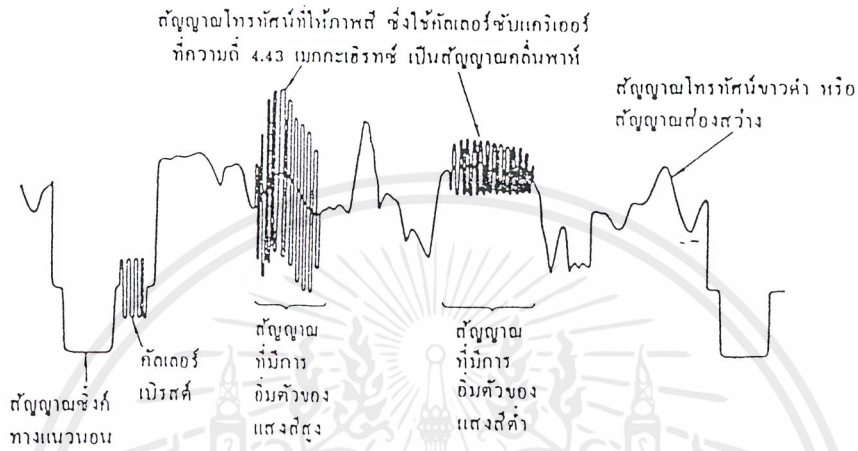
## 2.8 องค์ประกอบของสัญญาณภาพ

สัญญาณโทรทัศน์สีมีองค์ประกอบที่เป็นสัญญาณต่าง ๆ ที่มีหน้าที่ต่าง ๆ กันไป ซึ่งที่จะกล่าวถึงในที่นี้จะอ้างอิงสัญญาณภาพที่เป็นระบบ PAL โดยจะอธิบายไว้เพียงสังเขปดังนี้

### 2.8.1 สัญญาณลูมิแนนซ์ (Luminance Signal)

สัญญาณลูมิแนนซ์ หรือสัญญาณส่องสว่างเป็นสัญญาณที่มีระดับแรงดันเปลี่ยนแปลงไปตามระดับความสว่างของภาพ โดยจะมีแบนด์วิดท์ 5 MHz สำหรับมาตรฐาน CCIR (4MHz) สำหรับ FCC ในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งสัญญาณโทรทัศน์สีนั้นจำเป็นต้องส่งสัญญาณความสว่างนี้อยู่เพื่อให้โทรทัศน์ขาวดำสามารถรับและสร้างภาพขาวดำให้เกิดขึ้นบนหน้าจอได้และส่งไปเข้าเครื่องรับโทรทัศน์สีเพื่อไปหักล้างกับสัญญาณความต่างสี R-Y B-Y และ G-Y ก็จะเหลือเฉพาะสัญญาณแม่สี คือ R B และG ตามลำดับลักษณะของของสัญญาณลูมิแนนซ์หรือสัญญาณส่องสว่างกับสัญญาณภาพสีรวมดังรูป 2.27



รูปที่ 2.27 แสดงสัญญาณลูมิแนนซ์กับสัญญาณภาพสีรวม

**2.8.2 สัญญาณควบคุมตำแหน่งภาพ**

ประกอบด้วยสัญญาณต่าง ๆ ดังนี้

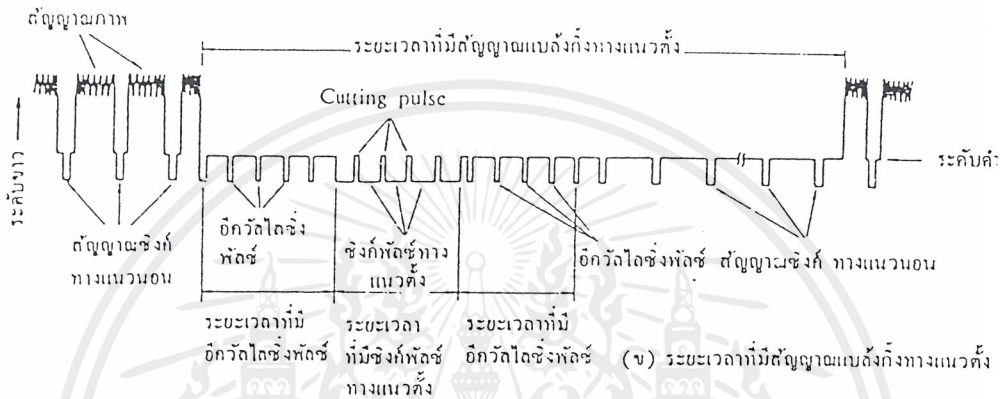
- 1) สัญญาณซิงโครไนซ์(Synchronize Signal) เป็นสัญญาณควบคุมลำอิเล็กตรอนเพื่อให้การสแกนทั้งทางด้านส่งและทางด้านรับสัญญาณเป็นไปอย่างถูกต้องทั้งแนวตั้งและแนวนอน แยกออกเป็น
  - สัญญาณซิงโครไนซ์ตามแนวนอน (Horizontal synchronize) มีความถี่ 15,625 ในระบบ CCIR และ 15,725 ในระบบ FCC ถ้าไม่มีสัญญาณนี้จะทำให้ภาพที่ปรากฏทางจอโทรทัศน์ ล้มได้
  - สัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวตั้ง (Vertical synchronize) มีความถี่ 50 Hz ในระบบ CCIR และ 60 Hz ในระบบ FCC ถ้าไม่มีสัญญาณนี้จะทำให้ภาพเลื่อน

2) สัญญาณแบลนกกิ่ง (Blanking signal) เมื่อลำอิเล็กตรอนทำการสแกนภาพจนครบ 1 เส้นตามแนวนอนจะเกิดการสะบัดกลับตามแนวนอนเรียกว่าการ Retrace ซึ่งจะทำให้เกิดเป็นเส้นขึ้นที่ไม่ใช่ส่วนประกอบของภาพดังนั้นจึงต้องมีการลบทิ้ง โดยเครื่องส่งจะต้องส่งสัญญาณแบลนกกิ่งนี้ออกมาพร้อมสัญญาณภาพ เพื่อเป็นการบังคับให้ลำอิเล็กตรอนให้ทางจอภาพรู้ว่าตรงช่วงไหนไม่ต้องทำการยิงอิเล็กตรอนก็จะคัทออฟการทำงานของปืนยิงอิเล็กตรอนช่วงเวลานั้น เพราะฉะนั้นก็จะไม่เกิดเส้นภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขณะนั้น Retrace แล้วในระบบ CCIR เวลาที่ใช้ในการสับกลับตามแนวนอนจะเท่ากับ 12  $\mu\text{sec}$  ส่วนเวลาในการสับกลับทางแนวตั้งจะใช้เวลา 1600  $\mu\text{sec}$

3) สัญญาณอิกวอลไลซิง (Equalizing signal) เป็นสัญญาณบังคับรูปร่างของสัญญาณซิงโครในเซกชันทางแนวตั้ง เพื่อให้คงรูปได้ถูกต้อง และยังช่วยการสแกนแบบสลับเส้นให้เป็นไปอย่างถูกต้องด้วย สามารถขึ้นเส้นสแกนเลขคู่ เลขคู่ได้อย่างถูกต้อง ทั้งยังส่งผลทางอ้อมให้สัญญาณซิงโครในเซกชันทางแนวนอนไม่ขาดหายไปในช่วงการส่งสัญญาณทางแนวตั้งด้วย



รูปที่ 2.28 แสดงรูปร่างของสัญญาณซิงโครที่อยู่ในสัญญาณโทรทัศน์

### 2.8.3 สัญญาณโครมา (Chroma Signal)

เพื่อให้ได้ภาพที่ปรากฏทางจอภาพของเครื่องรับโทรทัศน์มีสีเหมือนกับทางสถานีส่ง จึงต้องส่งรายละเอียดและความเข้มของสัญญาณสีที่ออกอากาศ โดยปกติสีที่ได้จากหลอดภาพโทรทัศน์ จะประกอบไปด้วยแม่สีทางแสงคือ แดง เขียว น้ำเงิน แต่ถ้าจะส่งสัญญาณสีทั้ง 3 ออกไปในระบบการส่งสัญญาณโดยตรงนั้นจะต้องใช้คลื่นพาหนะในการส่งถึง 3 ความถี่ด้วยกันซึ่งจะทำให้แบนวิคท์ของสัญญาณของระบบมากเกินไป

ดังนั้นจึงต้องใช้สัญญาณก่อรูปความต่างสี ซึ่งจะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแม่สีทั้งสามให้เหลือเพียงสัญญาณความต่างสีสองสัญญาณเท่านั้นคือ สัญญาณความต่างสี R-Y และ B-Y โดยมีอัตราส่วนการผสมดังนี้

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

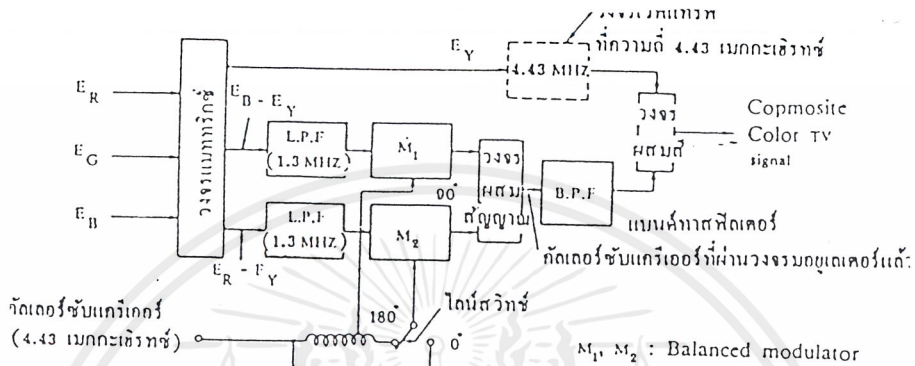
$$B-Y = 0.89B - 0.59G - 0.3R$$

ส่วนของสัญญาณสีเขียวที่เราจะไม่ส่งออกอากาศโดยตรงแต่จะฝากรวมไปกับสัญญาณความต่างสีทั้ง โดยจะอยู่ในรูปของสัญญาณ Y เนื่องจากมีแม่สีทั้งสามประกอบอยู่ร่วมกันในอัตราส่วน

$$Y = 0.3R - 0.59G - 0.11B$$

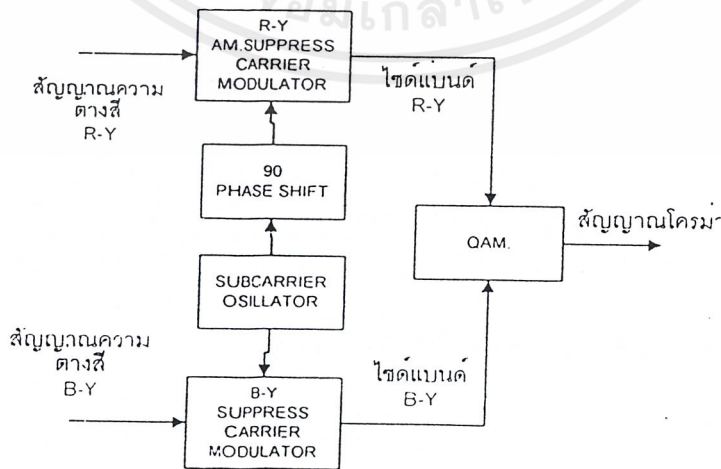
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าอัตราส่วนที่เป็นสี่เหลี่ยมจะมีมากที่สุด จะเป็นการสิ้นเปลืองพลังงานมากกว่า ถ้าต้องส่งสี่เหลี่ยมออกไปดังนั้นในการส่งสีแดงกับสีน้ำเงินมาสร้างสัญญาณความต่างสีจะเหมาะสมกว่า ส่วนสัญญาณสี่เหลี่ยม จะสร้างขึ้นได้ทางเครื่องรับโทรทัศน์สีดังรูป 2.43 จะแสดงให้เห็นถึงวิธีการสร้างสัญญาณภาพสีรวม



รูปที่ 2.29 การสร้างสัญญาณภาพสีรวม

ข้อกำหนดในการส่งสัญญาณ โทรทัศน์สีมาตรฐาน PAL ได้กำหนดให้ส่งสัญญาณความเข้มสีที่ได้ปนออกมากับสัญญาณความสว่างที่มีอยู่แล้ว โดยให้มอดูเลตแบบ DSBSC ด้วยซับแคร์เรอร์ 4.43 MHz เพียงความถี่เดียว แต่สัญญาณความต่างสีมีอยู่ถึง 2 สัญญาณ ดังนั้นเพื่อให้สัญญาณความต่างสีทั้งสองสามารถส่งออกไปกับซับแคร์เรอร์ความถี่เดียวกัน ได้จึงมีวิธีการผสมสัญญาณแบบ QAM (Quadrature Amplitude Modulation) โดยทำการ Shift Phase ของซับแคร์เรอร์ ไป 90 องศา สัญญาณที่ได้จากการผสมแบบ QAM นี้เองเรียกว่า สัญญาณ โครมา



รูปที่ 2.30 ลักษณะการสร้างสัญญาณ โครมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แนวคิดในการเลือกใช้ซับแคเรียร์ 4.43 MHz ก็คือว่า สัญญาณภาพของระบบ PAL นั้นมีแบนวิดท์ ประมาณ 5 MHz ซึ่งเป็นสัญญาณภาพอยู่เต็มหมดแล้ว จะทำอย่างไรจึงจะสอดแทรกส่วนที่เป็นสัญญาณสี(สัญญาณโครมา) เข้าไปโดยไม่รบกวนสัญญาณภาพที่มีอยู่ เนื่องจากว่าสัญญาณภาพเป็นสัญญาณรายคาบที่มีฮาร์โมนิค ต่าง ๆ ตลอดย่าน 5 MHz แต่ทว่าความแรงของกลุ่มฮาร์โมนิคจะลดลงที่ปลายด้านด้านความถี่สูงของสัญญาณภาพ ดังนั้นเพื่อจะกำจัดการรบกวน ระหว่างสัญญาณภาพและสัญญาณสีให้เกิดขึ้นน้อยที่สุด จึงต้องเลือกความถี่ซับแคเรียร์ ของสัญญาณสีที่บริเวณปลายด้านความถี่สูงของสัญญาณภาพนี้เอง โดยต้องมีแบนวิดท์ของสัญญาณสีรวมแล้วต้องไม่ทำให้เลยความถี่ 5MHz จึงต้องเลือกใช้ความถี่ 4.43 MHz ในระบบ PAL เรียกวิธีการดังกล่าวว่า Frequency Interleaving สัญญาณที่แทรกเข้าไปมีแบนวิดท์ประมาณ 1 MHz สำหรับวงจรที่ใช้สำหรับมอดูเลตสัญญาณความถี่ R-Y และ B-Y ซึ่งเป็นแบบ DSB-SC อาจเลือกใช้วงจร Balance Modulator หรือ Ring Modulator

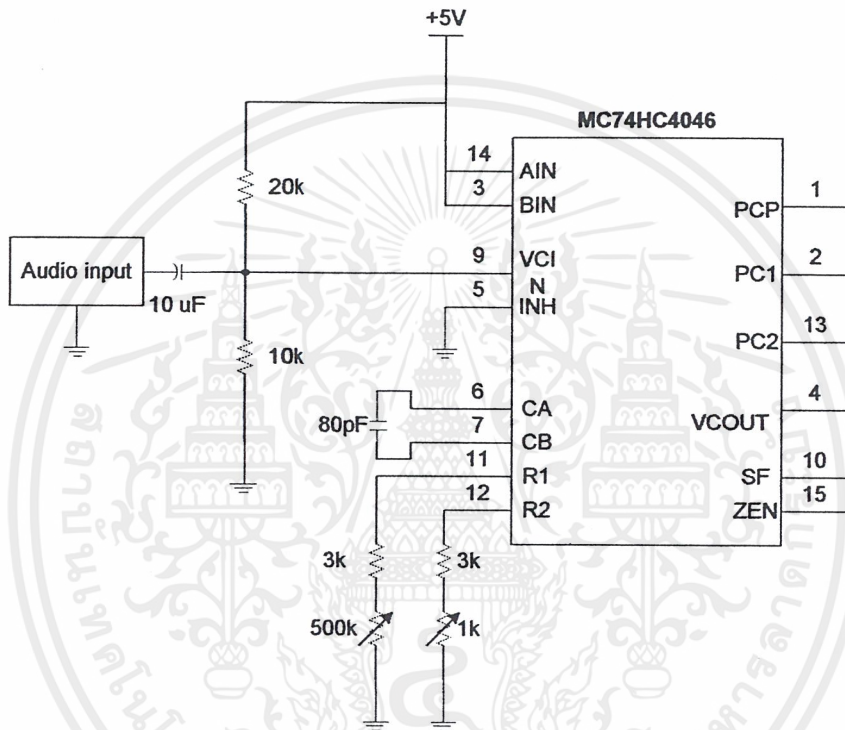
#### 2.8.4 สัญญาณเบิสท์ (Bust Signal)

เป็นสัญญาณอ้างอิงในการควบคุมการสร้างสัญญาณความถี่ของวงจรทางเครื่องรับที่เรียกว่า ซับแคเรียร์ออสซิลเลเตอร์ (Subcarrier Oscillator Circuit) วงจรนี้จะต้องสร้างซับแคเรียร์ที่มีความถี่และเฟสตรงกับซับแคเรียร์ที่สร้างขึ้นทางเครื่องส่ง การดีเทคสัญญาณความถี่ที่เป็นแบบ DSB-SC นั้นจะใช้วิธี ซิงโครนัสดีเทคชัน (Synchronous Detection) สัญญาณเบิสท์จะเป็นตัวควบคุมให้ ซับแคเรียร์ออสซิลเลเตอร์ของเครื่องรับสร้างซับแคเรียร์ออกมาให้มีความถี่และเฟสตรงกับซับแคเรียร์ทางด้านส่ง ลักษณะการสอดแทรกสัญญาณเบิสท์

## บทที่ 3

### วงจรและการออกแบบ

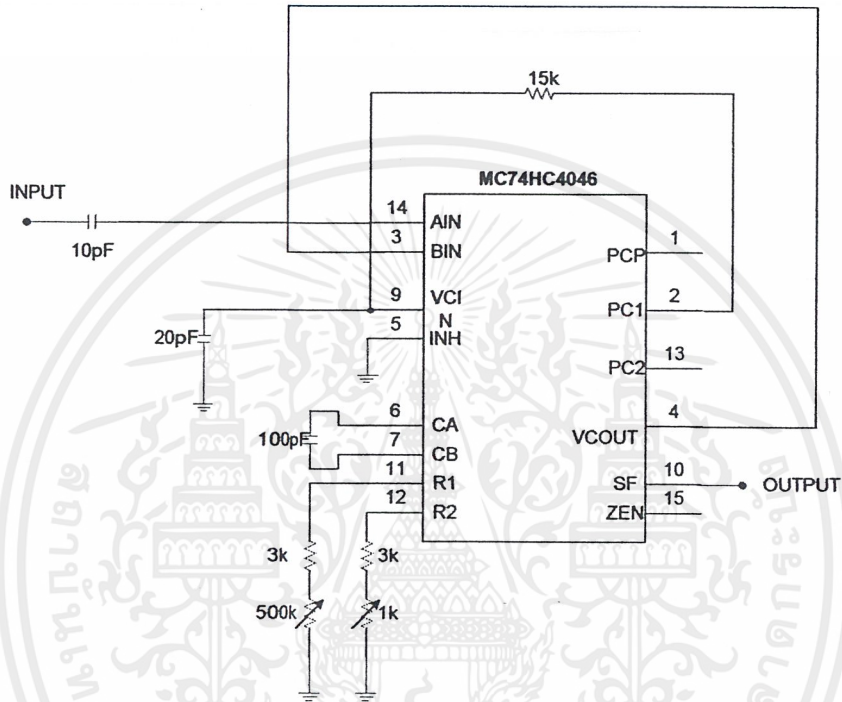
#### 3.1 วงจร FM Modulator ของสัญญาณเสียง



รูปที่ 3.1 แสดงวงจร FM Modulator ของสัญญาณเสียง

จากวงจรเป็นการทำการมอดูเลตโดยอาศัยการทำงานของไอซี MC74HC4046 ซึ่งโครงสร้างและหลักการทำงานของไอซีนี้นี้ได้แทรกไว้ในส่วนของ datasheet ส่วนการปรับให้ได้ความถี่ศูนย์กลางนั้นจะทำได้โดยการปรับความต้านทานที่ 500 kHz และ 1k จากนั้นทำการวัดให้พุดให้ได้ความถี่ศูนย์กลางที่ 5.5 MHz

### 3.2 วงจร FM Demodulator ของสัญญาณเสียง



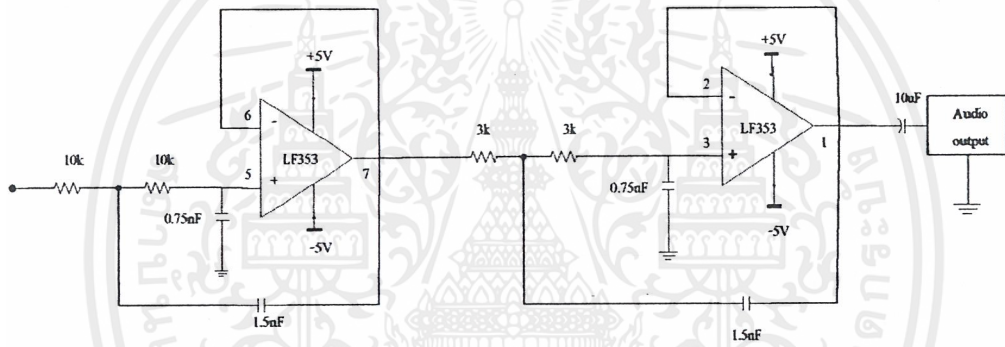
รูปที่ 3.2 แสดงวงจร FM Demodulator ของสัญญาณเสียง

จากรูปเป็นการทำงานของวงจร FM demodulator จะอาศัยหลักการทำงานของไอซี MC74HC4046 อีกเช่นเดียวกันโดยทำการปรับความต้านทานที่ ขา 11 และขา 12 จนสามารถตีเทคสัญญาณจากวงจรมอดูเลเตอร์ได้ที่ความถี่ 5.5 MHz เช่นกัน

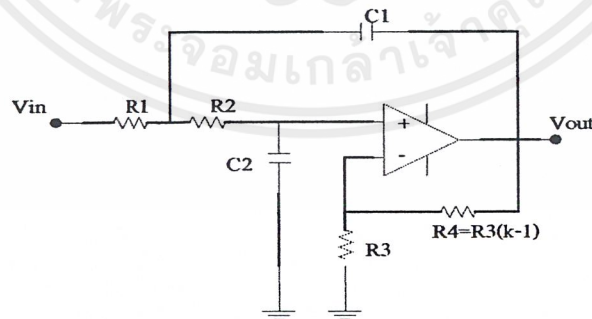
### 3.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านของสัญญาณเสียง

ภายหลังจากที่เราทำการมอดูเลตและ ได้มีการมอดูเลตสัญญาณออกมาได้แล้วเราจะต้องนำสัญญาณที่ได้มากรองความถี่สูง ๆ และความถี่ของแคร์เรียร์ออกไปเพื่อให้เหลือแต่สัญญาณเสียงเท่านั้นจากนั้นจึงนำสัญญาณเสียงที่ได้ส่งไปที่เครื่องรับต่อไป

รูปที่ 3.3 แสดงวงจร LOW PASS FILTER ของสัญญาณเสียง



จากวงจรเป็นการนำวงจร low pass filter 2 วงจรมาต่อ แคสเคดกันซึ่งวงจร low pass filter ที่ใช้นั้นมีลักษณะที่เป็นแบบ sallen&key ซึ่งมีลักษณะดังต่อไปนี้



รูป3.4 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ sallen&key

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปจะได้ทรานเฟอร์ฟังก์ชันดังนี้

$$T(s) = \frac{(k/R_1R_2C_1C_2)}{\{s^2 + s[(1/R_1C_1) + (1/R_2C_1) + (1-k)/R_2C_2] + (1/R_1R_2C_1C_2)\}} \quad (3.1)$$

เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับสมการรูปทั่วไป

$$T(s) = k\omega_p^2 / [s^2 + (\omega_p/Q_p)s + \omega_p^2] \quad (3.2)$$

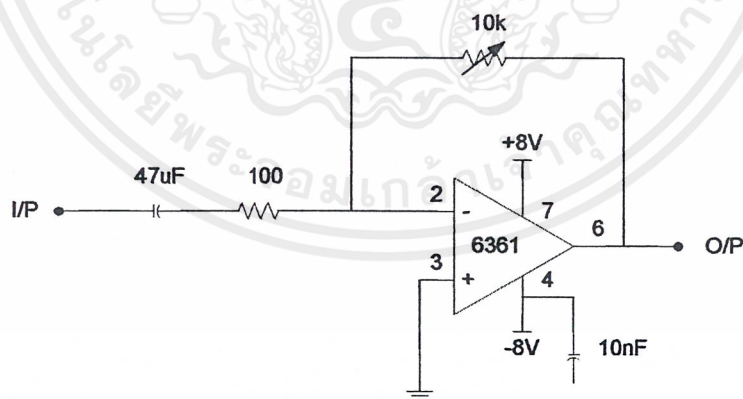
จะได้ค่าของความถี่คัทออฟเป็นไปตามสมการ

$$\omega_p = 1/\sqrt{R_1R_2C_1C_2} \quad (3.3)$$

เมื่อทำการแทนค่าความต้านทานและค่าของตัวเก็บประจุจากวงจรจะได้ค่าความถี่คัทออฟที่

14.96 kHz

### 3.4 วงจรขยายสัญญาณด้วย 6361

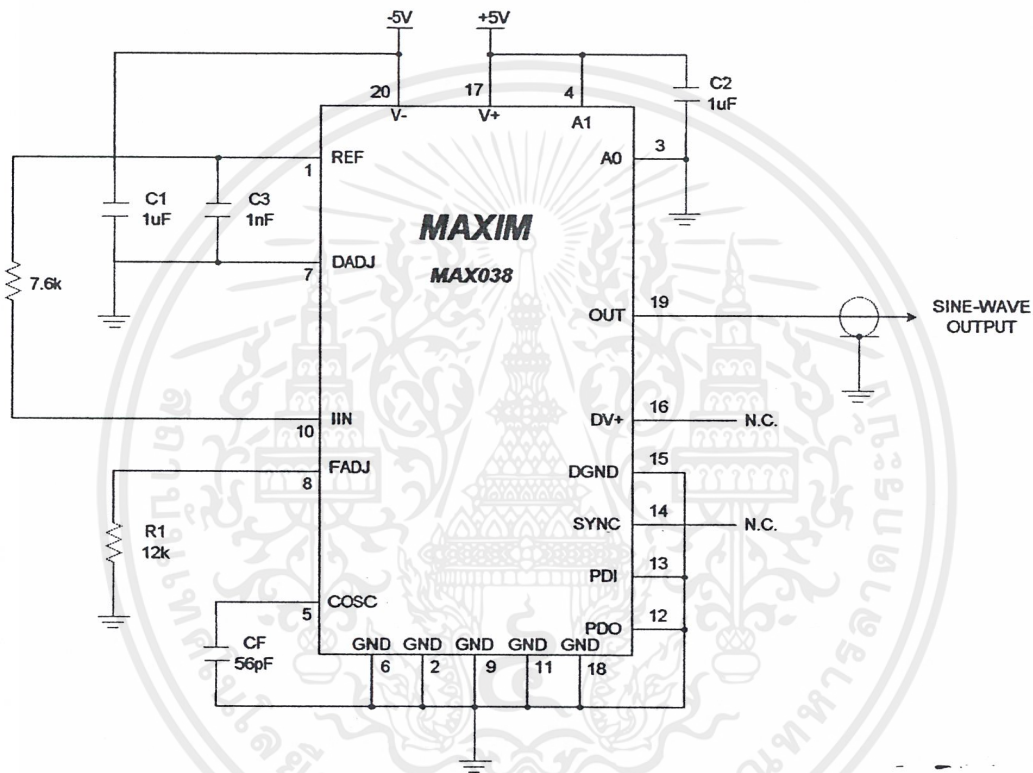


รูปที่ 3.5 แสดงวงจรขยายสัญญาณด้วย 6361

ภายในวงจรจะมีอยู่หลายจุดที่ต้องใช้ 6361 ขยายสัญญาณให้มีระดับสูงขึ้น เพื่อให้สัญญาณอยู่ในระดับที่มีความสูงเพียงพอที่จะสามารถทำงานได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.5 วงจรสร้างสัญญาณออสซิลเลเตอร์ 8 MHz

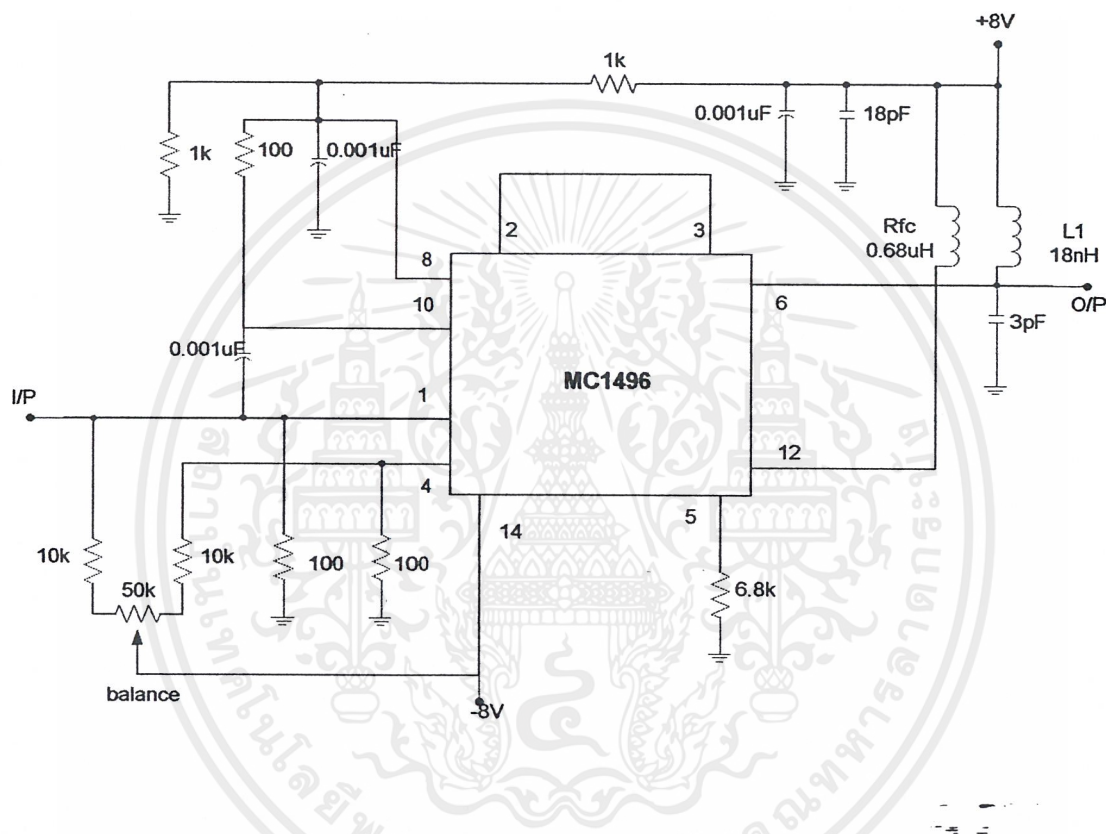


รูปที่ 3.6 รูปแสดงวงจรสัญญาณ 8MHz

ในการส่งสัญญาณจากภาคส่ง ไปยังภาครับนั้นจำเป็นต้องทำการควบคุมให้วงจรในภาคส่งและวงจรในภาครับมีการทำงานที่สัมพันธ์กันจึงต้องมีการส่งสัญญาณจากภาคส่งไปยังภาครับเพื่อที่จะให้วงจรทั้งสองส่วนมีการทำงานที่สอดคล้องและสัมพันธ์กัน หากไม่มีสัญญาณที่เป็นตัวคอยควบคุมและกำหนดการทำงานของทั้งภาครับและส่งจะทำให้เราไม่สามารถส่งข่าวสารจากภาคส่งไปยังภาครับได้เลย สำหรับในการศึกษาในรายงานนี้นั้นจะใช้ ไอซี เบอร์ MAX038 ในการสร้างสัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่ 8 MHz เพื่อควบคุมการทำงานของภาคส่งและภาครับ ซึ่งมีวงจรการทำงานดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.6 วงจรคูณความถี่ 2 เท่า

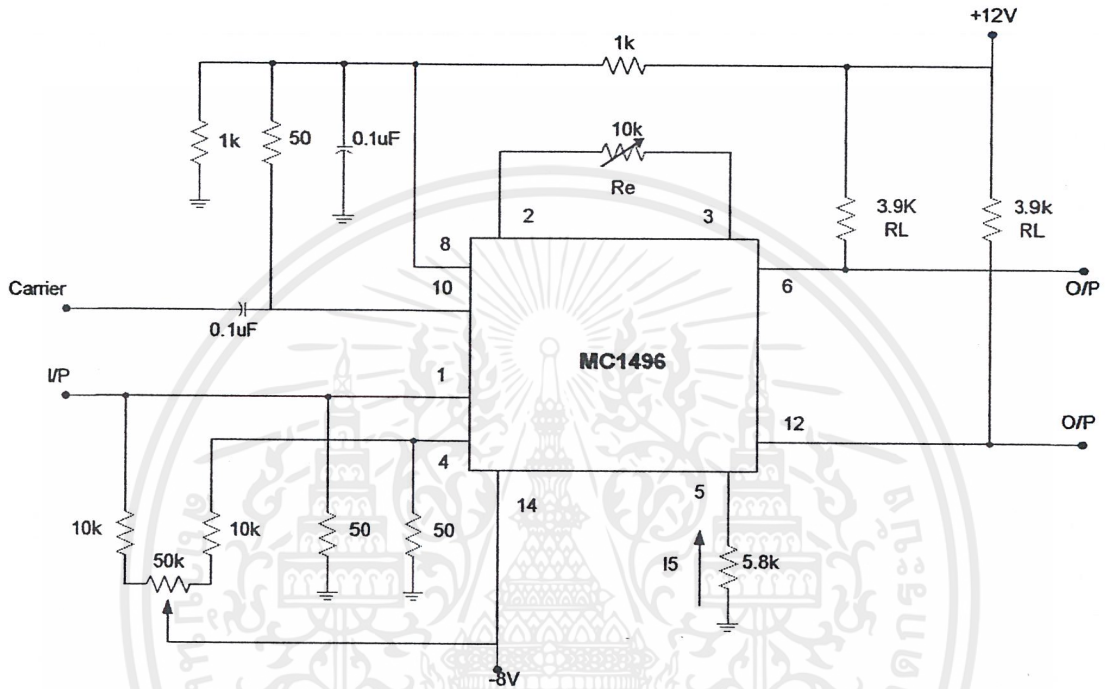


รูปที่ 3.7 รูปแสดงวงจรคูณความถี่ 2 เท่า

ในการส่งสัญญาณภาพนั้นเราจะทำการมอดูเลตด้วยความถี่ 16MHz เราจึงนำสัญญาณออสซิลเลเตอร์ความถี่ 8 MHz มาสร้างเป็นสัญญาณที่ความถี่ 16 MHz โดยนำสัญญาณ sine wave ที่ได้จากวงจร MAX038 วงจร คูณความถี่ 2 เท่า (doubler) ก็จะสามารถสร้างสัญญาณที่มีความถี่ที่ต้องการได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.7 วงจร AM Modulator สัญญาณภาพ



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรมอดูเลตสัญญาณแบบ AM ของสัญญาณภาพ

จากวงจรดังรูปเราจะพบว่า เราสามารถปรับอัตราการขยายของวงจรได้โดยการเปลี่ยนค่า  $R_e$ ,  $R_L$  และ  $V_c(\text{rms})$  ซึ่งสมการของอัตราการขยายของวงจรมอดูเลตนี้คือ

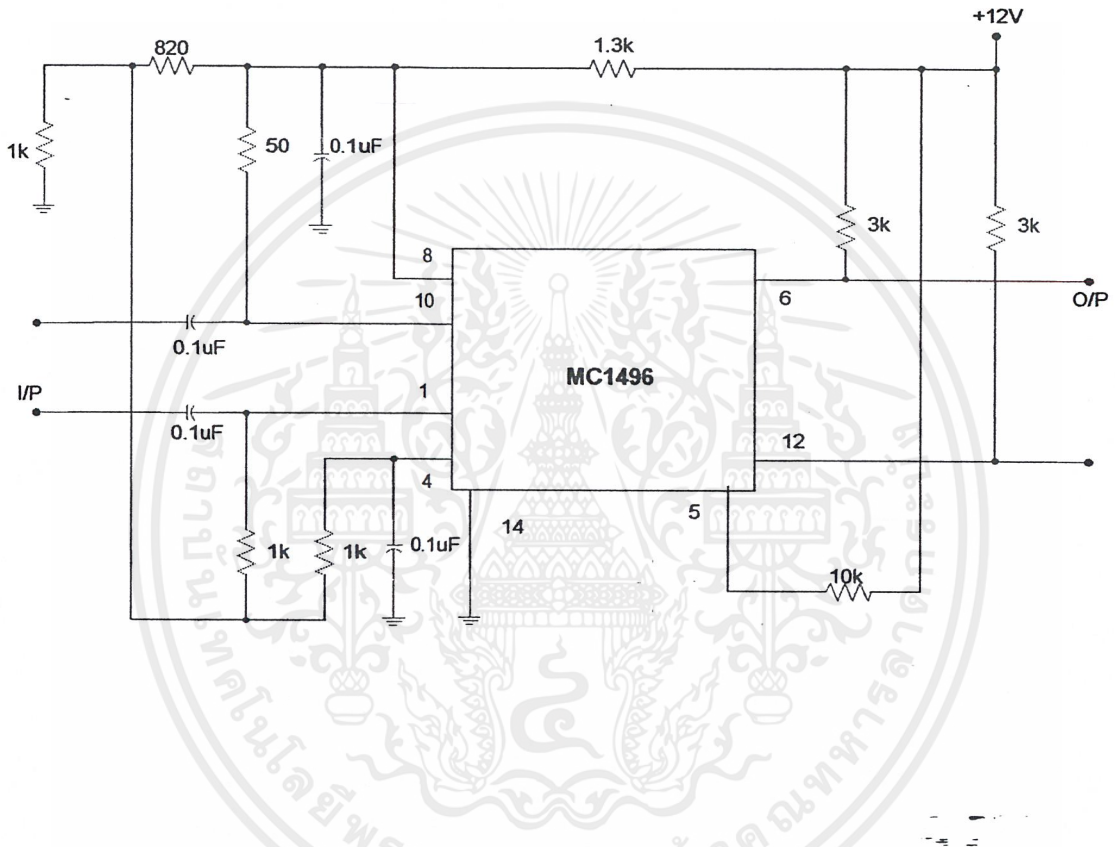
$$\text{Gain} = R_L V_c(\text{rms}) / [2\sqrt{2} (KT/q)(R_e + 2r_c)] \quad (3.4)$$

ซึ่ง

$$r_c \approx 26\text{mV}/I_{cmA} \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.8 วงจร AM Demodulator ของสัญญาณภาพ

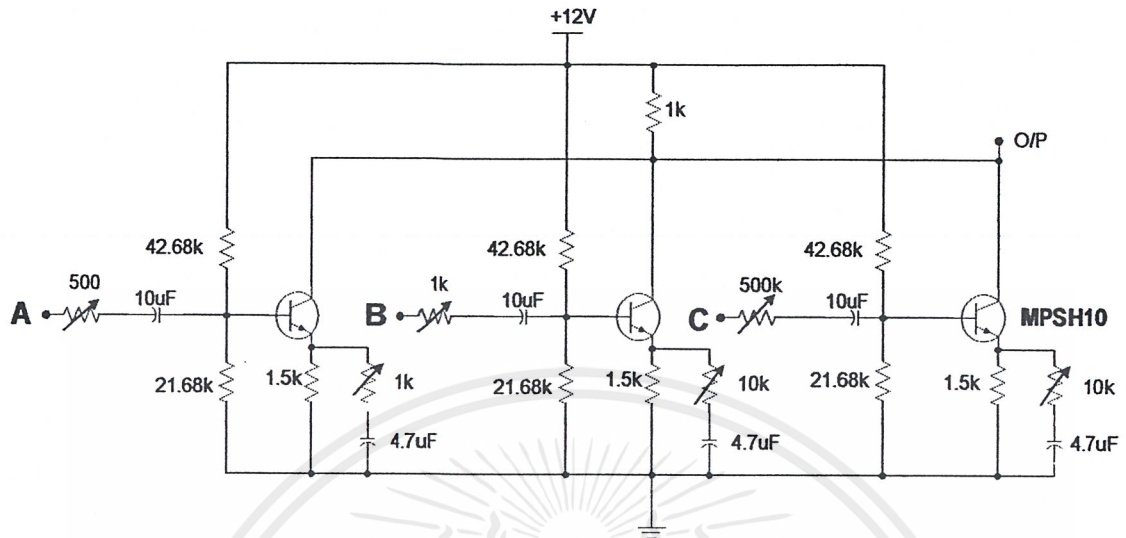


รูปที่ 3.9 แสดงวงจร AM Demodulator ของสัญญาณภาพ

หลักการทำงานของวงจร AM Demodulator ของสัญญาณภาพนั้นก็คล้ายกับวงจร AM Modulator ควบคุมการทำงานโดยปรับ Re ดังที่กล่าวมาแล้วในส่วนของ AM Modulator การปรับค่าความต้านทานนี้นอกจากจะควบคุมอัตราขยายของวงจรแล้วยังควบคุม sensitivity และ dynamic range อีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

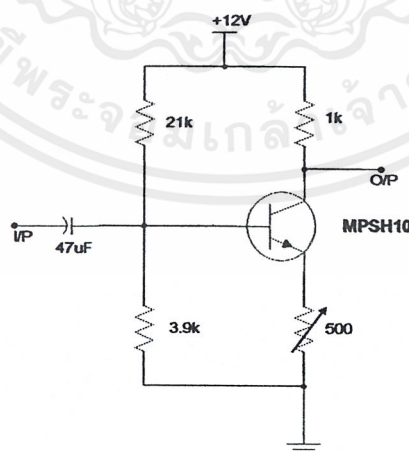
### 3.10 วงจรรวมสัญญาณ



รูปที่ 3.11 แสดงวงจรรวมสัญญาณ 3 สัญญาณ

เนื่องจากสัญญาณ AM ,FM และสัญญาณ ออสซิลเลเตอร์ มีขนาดสัญญาณที่แตกต่าง กันค่อนข้างมากจึงต้องมีการควบคุมระดับสัญญาณของทั้งสามสัญญาณให้อยู่ในระดับที่ใกล้เคียงกันพร้อมกันไปด้วยการรวมสัญญาณเพื่อไม่ให้สัญญาณที่มีขนาดใหญ่ ครอบงำสัญญาณขนาดเล็กจนหมด

### 3.11 วงจรขยายหลังการรวมสัญญาณ

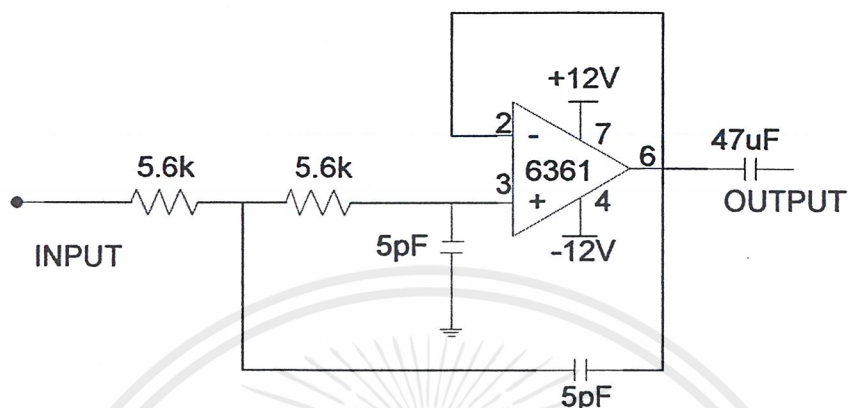


รูปที่ 3.12 แสดงวงจขยายสัญญาณภายหลังการรวมสัญญาณ

เพื่อให้ได้ระดับของสัญญาณที่มีความแรงของสัญญาณสูง ๆ ภายหลังจากการรวมสัญญาณจึงใช้วงจรขยายดังรูปเพื่อขยายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.12 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านของสัญญาณภาพ



รูปที่ 3.13 แสดงวงจร low pass filter แยกสัญญาณภาพ

ภายหลังจากที่เราได้ทำการคิมอดูเลตได้แล้วเราก็จะกรองเอาสัญญาณความถี่สูงของแคเรียร์และสัญญาณความถี่สูงที่ไม่ต้องการอื่น ๆ ออกไปโดยใช้วงจร low pass filter

จากวงจรจะเป็นวงจร low pass filter ที่มีลักษณะเป็นแบบ sallen&key เหมือนกับของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านของสัญญาณเสียงนั่นเอง เพียงแต่มีจุดคัทออฟที่ความถี่แตกต่างกันนั่นเอง และจากทรานเฟอร์ฟังก์ชันที่ได้กล่าวไปแล้วในส่วน of สัญญาณเสียงและสมการทั่วไปของวงจร low pass filter เราก็จะได้ความถี่ คัทออฟของวงจรที่เป็นไปตามสมการ

$$\omega_p = 1/(R_1R_2C_1C_2)^{1/2}$$

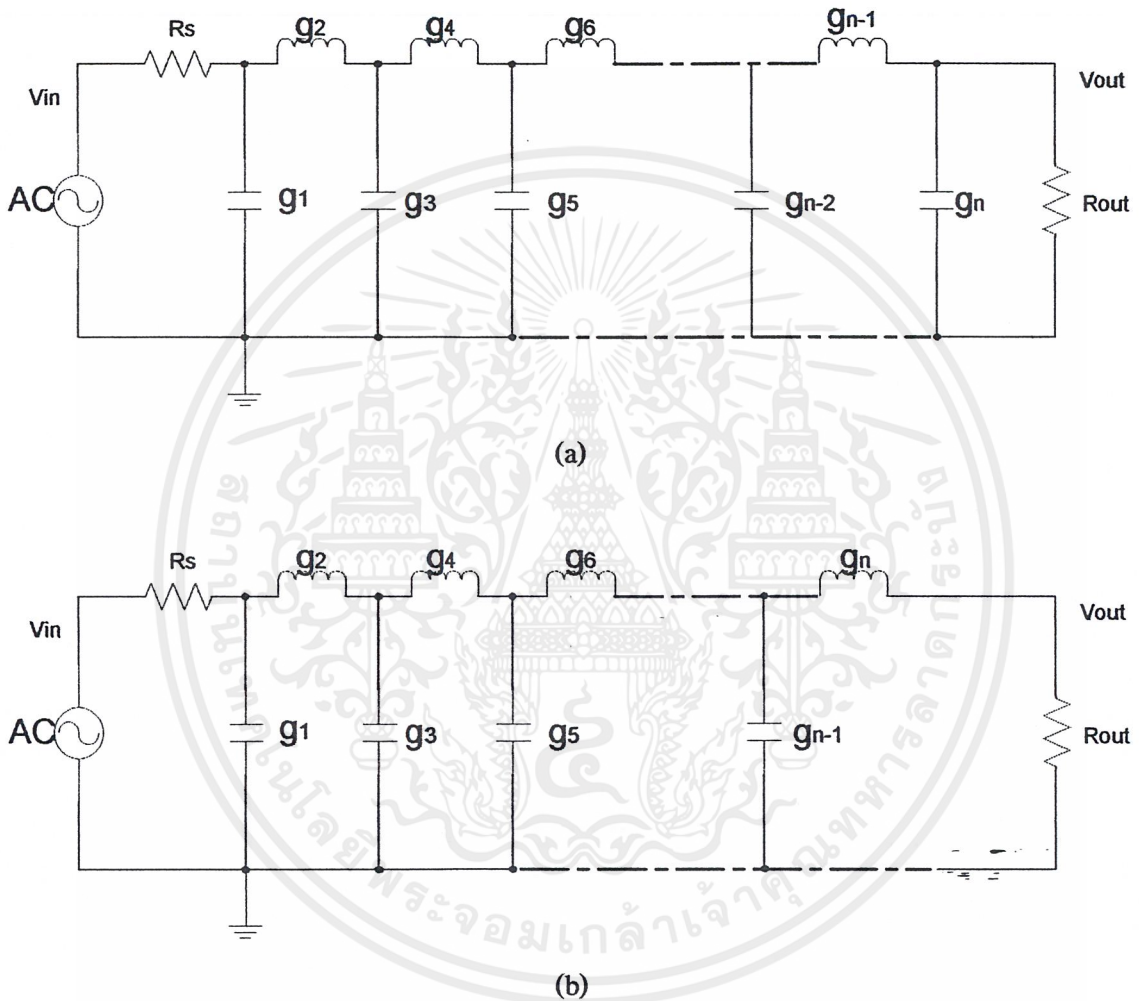
เมื่อทำการแทนค่าความต้านทานและค่าความจุไฟฟ้าลงในสมการนี้ก็จะได้ค่าความถี่คัทออฟประมาณ 5.7MHz

### 3.13 วงจรกรองความถี่

การทำงานของวงจรจะทำงานภายใต้ความถี่ของสัญญาณ FM และ สัญญาณ AM ที่มีความถี่แตกต่างกัน ดังนั้นการที่จะแยกสัญญาณ FM และ AM ออกจากกันได้จึงต้องอาศัยฟิลเตอร์ในการแยกสัญญาณออกจากกัน ซึ่งฟิลเตอร์ที่ใช้จะเป็น ฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาสฟิลเตอร์เป็นหลักโดยฟิลเตอร์ทุกตัวจะมีลักษณะที่เป็น พาสซีฟฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบฟิลเตอร์ชนิดพาสซีฟหากเรามีวงจร proto-type ที่เป็น RLC ฟิลเตอร์ เราจะสามารถทรานฟอร์มวงจร proto-type นั้นจากวงจร low pass filter เป็นวงจร ฟิลเตอร์แบบต่าง ๆ ได้ที่มีคุณสมบัติที่เราต้องการได้ โดยการทรานฟอร์มนั้นจะทำการ scale อิมพีแดนซ์ และ scale ความถี่เพื่อที่จะได้ค่าของ RLC ที่มีคุณสมบัติที่เป็นวงจรฟิลเตอร์ตามที่เราต้องการ



รูปที่ 3.14 แสดงวงจร proto-type ของวงจร lowpass filter

a) สำหรับ order คู่ b) สำหรับ order คู่

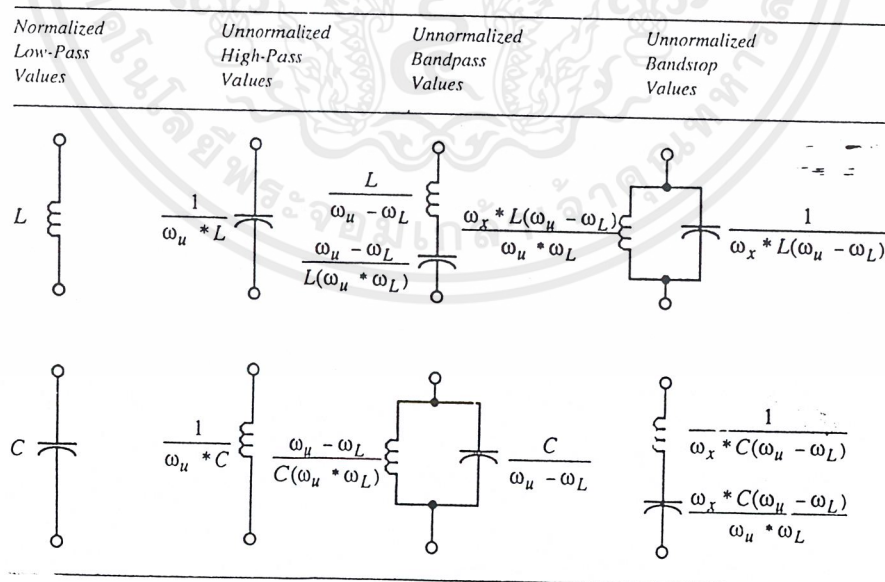
จากรูปแสดงวงจร proto-type ทั้งสอง เราสามารถที่จะออกแบบวงจรฟิลเตอร์ชนิดใดและมี order ใดก็ได้โดยอาศัยค่า นอร์มอไลซ์ที่เป็นองค์ประกอบของวงจรดังตารางต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

N	R <sub>out</sub>	g <sub>1</sub>	g <sub>2</sub>	g <sub>3</sub>	g <sub>4</sub>	g <sub>5</sub>	g <sub>6</sub>	g <sub>7</sub>	g <sub>8</sub>	g <sub>9</sub>	g <sub>10</sub>
1 dB											
1	1.000	1.018									
2	0.376	1.822	0.685								
3	1.000	2.024	0.994	2.024							
4	0.376	2.099	1.064	2.831	0.789						
5	1.000	2.135	1.091	3.001	1.091	2.135					
6	0.376	2.155	1.104	3.063	1.152	2.937	0.810				
7	1.000	2.167	1.112	3.094	1.174	3.094	1.112	2.167			
8	0.376	2.174	1.116	3.111	1.184	3.149	1.170	2.969	0.818		
9	1.000	2.180	1.119	3.121	1.190	3.175	1.190	3.121	1.119	2.180	
10	0.376	2.184	1.121	3.129	1.193	3.189	1.199	3.174	1.176	2.982	0.821
0.1 dB											
1	1.000	0.305									
2	0.738	0.843	0.622								
3	1.000	1.032	1.147	1.032							
4	0.738	1.109	1.306	1.770	0.818						
5	1.000	1.147	1.371	1.975	1.371	1.147					
6	0.738	1.168	1.404	2.056	1.517	1.903	0.862				
7	1.000	1.181	1.423	2.097	1.573	2.097	1.423	1.181			
8	0.738	1.190	1.435	2.120	1.601	2.170	1.564	1.944	0.878		
9	1.000	1.196	1.443	2.135	1.617	2.205	1.617	2.135	1.443	1.196	
10	0.738	1.200	1.448	2.144	1.627	2.225	1.642	2.205	1.582	1.963	0.885

รูปที่ 3.15 แสดงตารางแสดงค่า นอร์มอไลซ์ของวงจรฟิลเตอร์แบบ Chebycheff

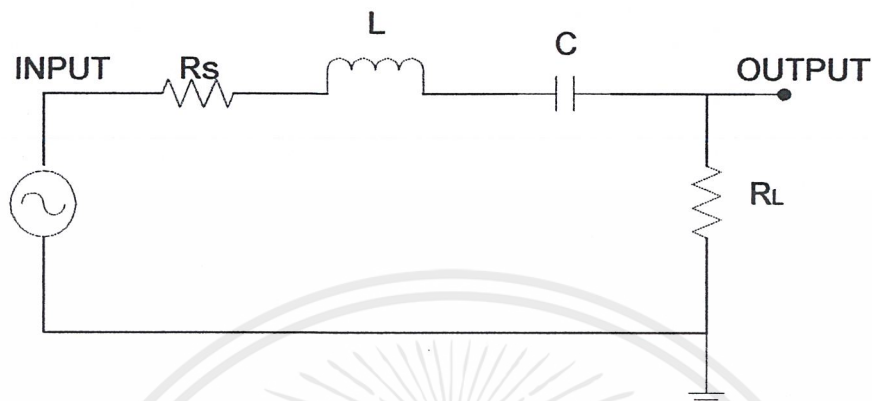
จากตารางแสดงค่านอร์มอไลซ์ของวงจร proto-type เราสามารถทรานส์ฟอร์มวงจรจาก lowpass filter ไปเป็นแบบอื่น ๆ ได้ โดยมีสูตรการทรานส์ฟอร์มที่สรุปได้ดังตาราง



รูปที่ 3.16 ตารางแสดงสูตรการทรานส์ฟอร์มวงจร proto-type

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อีกรูปแบบหนึ่งของการออกแบบวงจรฟิลเตอร์ให้มีการตอบสนองต่อความถี่เป็นแบบ band pass filter ก็คือการออกแบบให้อยู่ในรูปของวงจร เรโซแนนซ์ดังวงจรตามรูป



รูปที่ 3.17 แสดงวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

จากวงจรจะได้ทรานเฟอร์ฟังก์ชันดังสมการ

$$H(s) = \left\{ \frac{R_L}{R_L + R_s} \right\} S \left[ \frac{(R_s + R_L)/L}{S^2 + S \left[ \frac{(R_s + R_L)}{L} \right] + 1/LC} \right] \quad (3.6)$$

จะได้ pass band gain :  $K = R_L / (R_L + R_s)$  (3.7)

ความถี่ศูนย์กลาง :  $\omega_p = 1/(LC)^{1/2}$  (3.8)

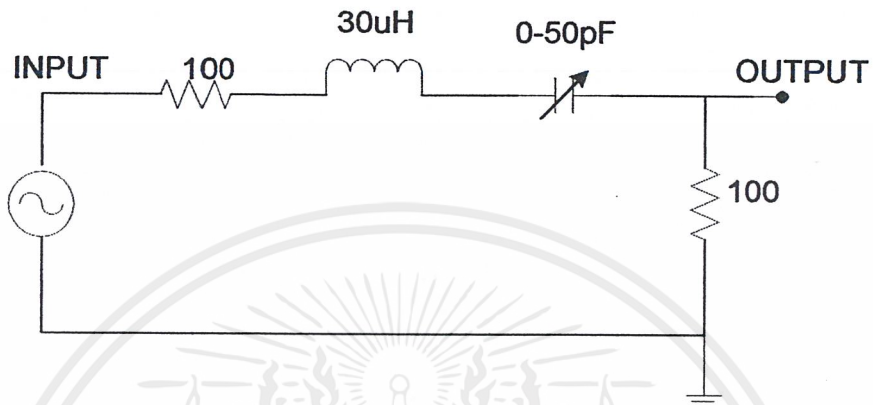
-3 dB BW :  $BW = (R_s + R_L)/L$  (3.9)

และ  $Q_p = [1/(R_L + R_s)](LC)^{1/2}$  (3.10)

จากทั้งหมดเราสามารถออกแบบวงจรแบนด์พาสที่ความถี่ต่าง ๆ กันเพื่อนำมาใช้ในการแยกสัญญาณ AM FM และ สัญญาณออสซิลเลเตอร์ 8 MHz ออกจากกันได้โดยใช้วงจรดังต่อไปนี้

### 3.13.1 วงจรแบนด์พาสที่ความถี่ 8 MHz

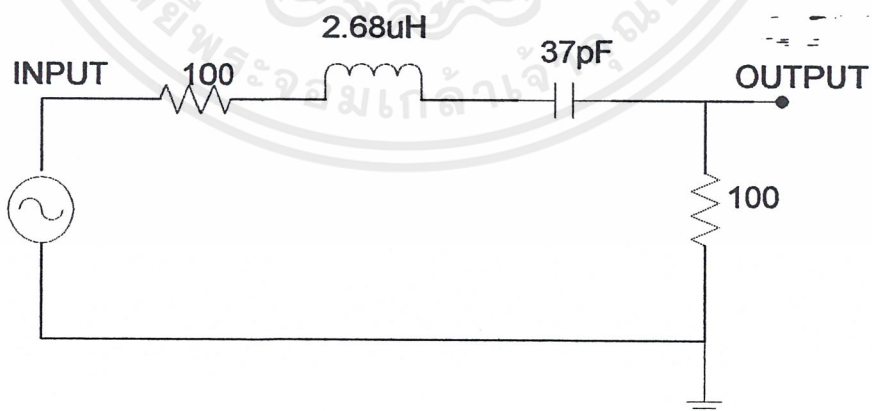
เป็นวงจรแบนด์พาสที่ความถี่ 8 MHz เพื่อทำการแยกสัญญาณ 8 MHz ออกจากสัญญาณ AM และ สัญญาณ FM



รูปที่ 3.18 แสดงวงจร แบนด์พาสที่ความถี่ 8 MHz

### 3.13.2 วงจรแบนด์พาสที่ความถี่ 11 –21 MHz

เนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณภาพเป็นการมอดูเลตแบบ AM จึงมี side band เกิดขึ้นทั้ง upper และ lower side band ดังนั้นจึงมีความถี่ของสัญญาณ AM ตั้งแต่ 11 –21 MHz จึงออกแบบวงจรแบนด์พาสความถี่ตั้งแต่ 10-21 MHz เพื่อแยกสัญญาณ AM ออกมา

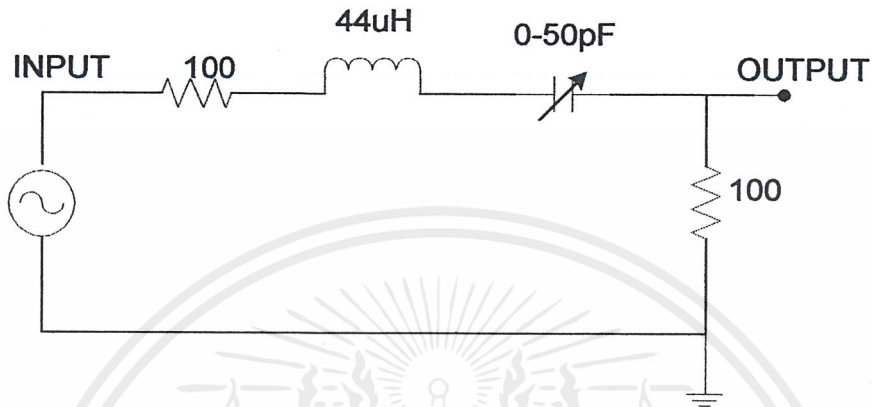


รูปที่ 3.19 แสดงวงจรแบนด์พาสที่ความถี่ 10-21 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.13.3 วงจรแบนด์พาสที่ความถี่ 5.5 MHz

การมอดแเลตสัญญาณเสียงจะทำการมอดูเลตแบบ FM ที่ความถี่ 5.5 MHz ดังนั้นจึงใช้วงจรแบนด์พาสที่ความถี่ 5.5 MHz แยกสัญญาณ FM ออกมา



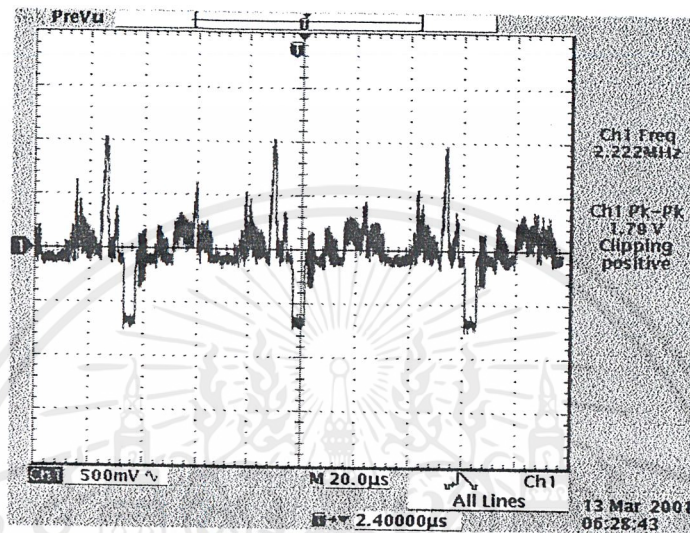
รูปที่ 3.20 แสดงวงจรแบนด์พาสที่ความถี่ 5.5 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

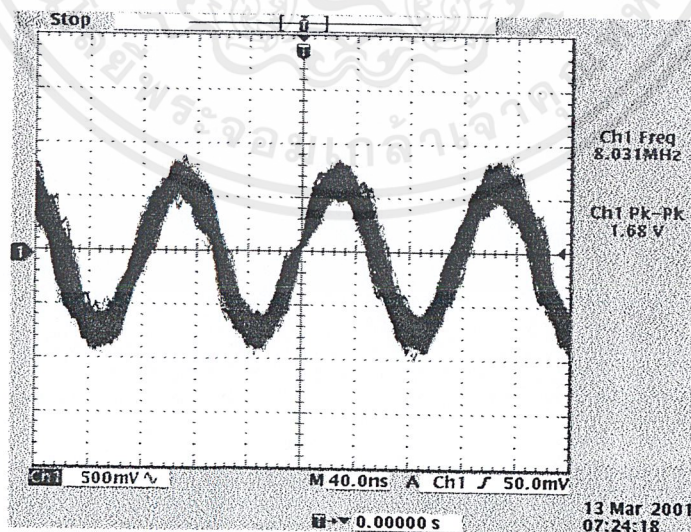
### ผลการทดลอง

#### 4.1 ผลการวัดสัญญาณภาพ



4.1 รูปแสดงสัญญาณภาพที่ได้จากเครื่องเล่นวิดีโอ

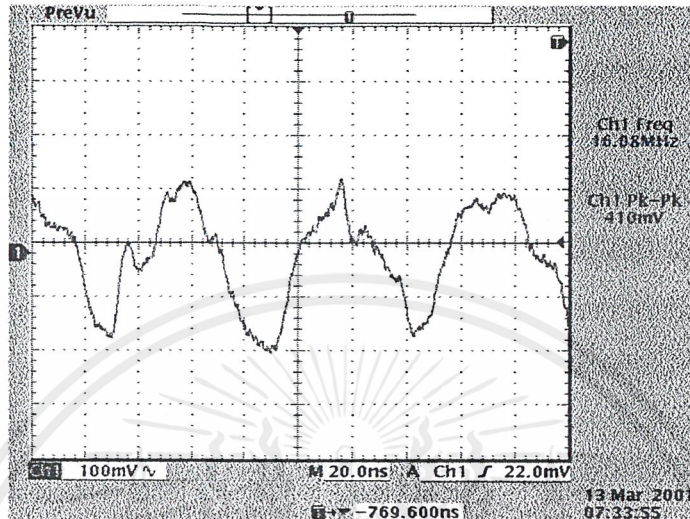
#### 4.2 ผลการวัดสัญญาณที่ได้จาก MAX 038



รูปที่ 4.2 รูปแสดงสัญญาณที่ได้จาก MAX 038

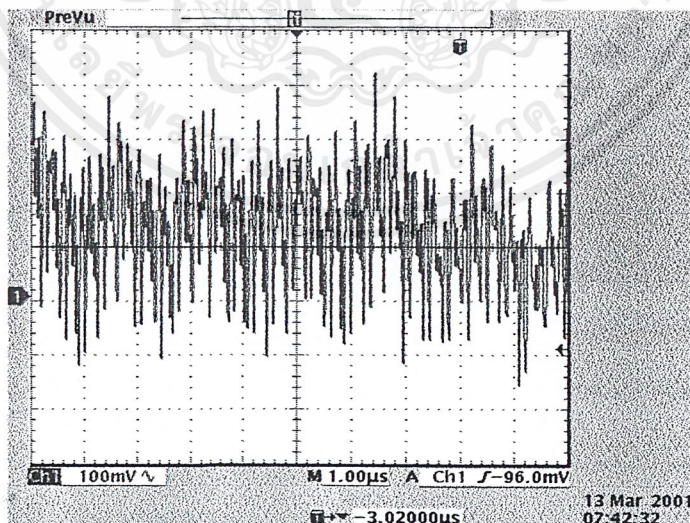
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 ผลการวัดสัญญาณจากวงจร ฟรีควนซีดับเบิล



รูปที่ 4.3 รูปแสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรทวีความถี่ 2 เท่า

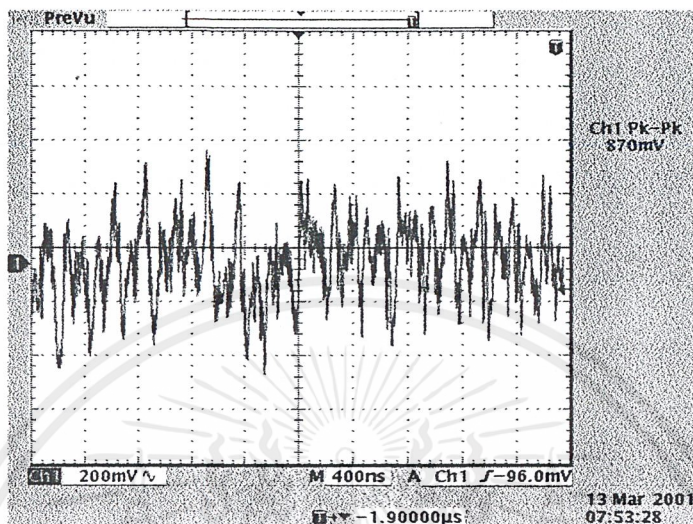
### 4.4 ผลการวัดสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตแบบ AM



รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณที่ AM ที่ได้จากการมอดูเลต

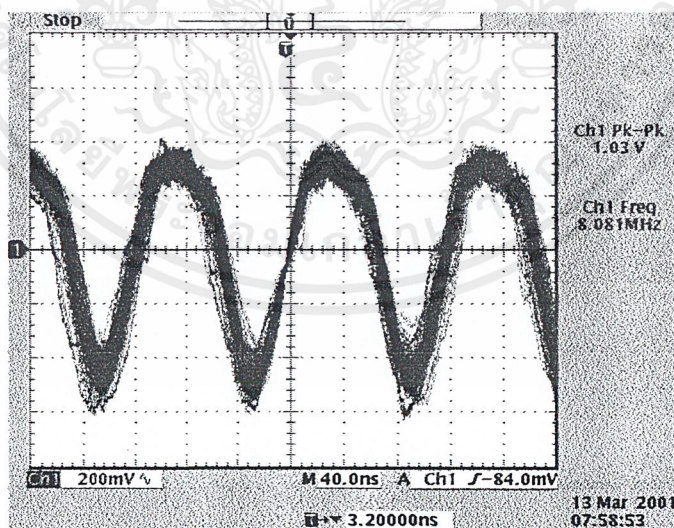
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.5 ผลการวัดสัญญาณ AM ที่ขาเบสของวงจร SUMMING



รูปที่ 4.5 รูปแสดงสัญญาณ AM ที่วงจร SUMMING

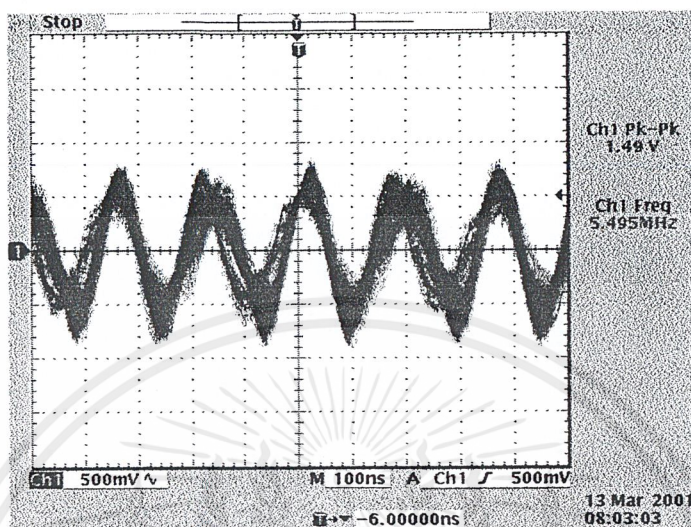
#### 4.6 ผลการวัดสัญญาณออสซิลเลเตอร์ 8 MHz ที่ขาเบสของวงจร SUMMING



รูปที่ 4.6 รูปแสดงสัญญาณออสซิลเลเตอร์ 8 MHz ที่ขาเบสของวงจร SUMMING

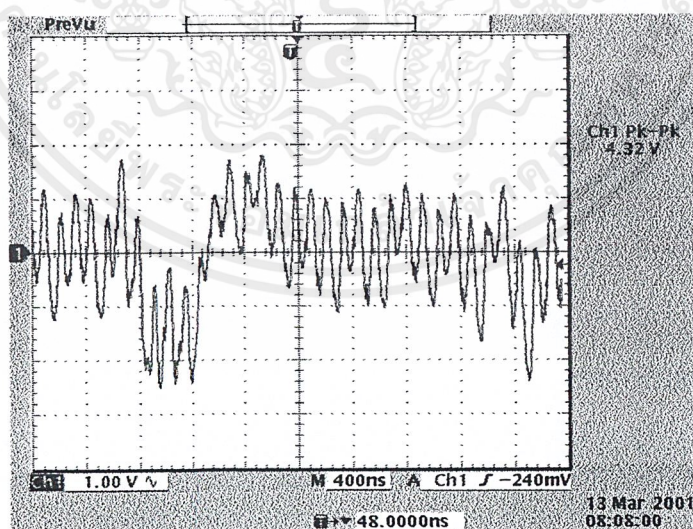
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.7 การวัดสัญญาณ FM ที่ขาเบสของวงจร SUMMING



รูปที่ 4.7 รูปแสดงสัญญาณ FM ที่ขาเบสของวงจร SUMMING

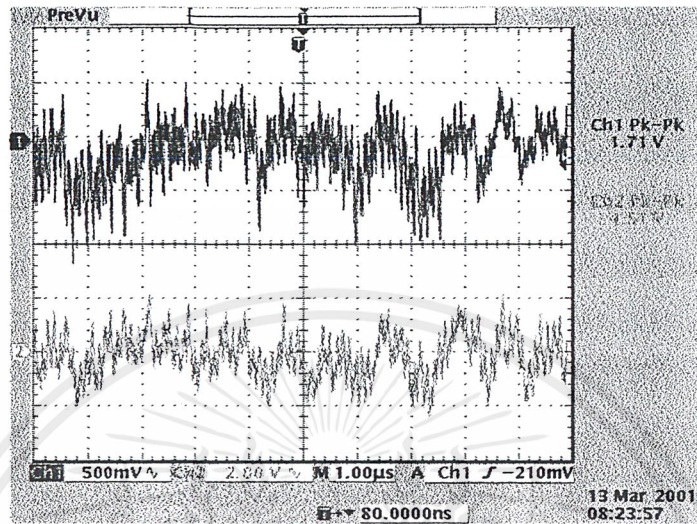
#### 4.8 ผลการวัดสัญญาณ SUMMING ที่ผ่านการขยายแล้ว



รูปที่ 4.8 รูปแสดงสัญญาณ SUMMING ที่ผ่านการขยายแล้ว

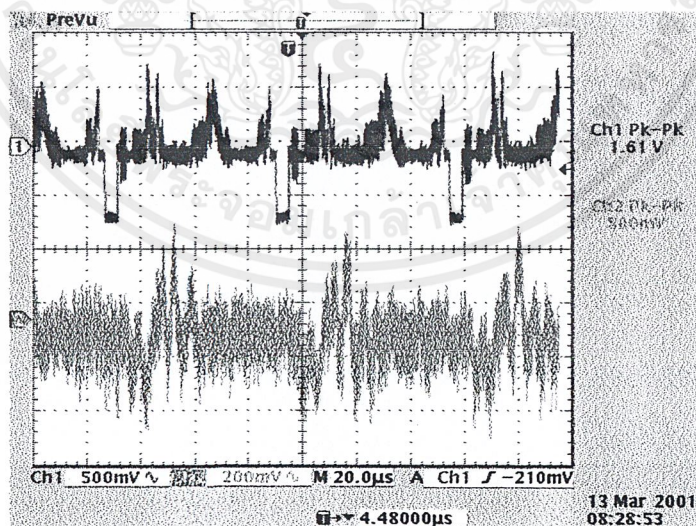
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.9 ผลการวัดสัญญาณ AM ที่ภาคส่ง(CH1) เทียบกับภาครับ(CH2)



รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณ AM ที่ภาคส่ง (CH1) เทียบกับสัญญาณที่ภาครับ (CH2)

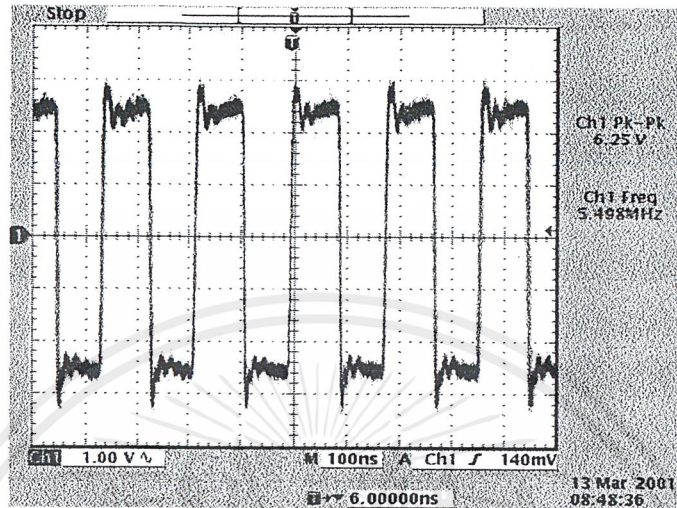
#### 4.10 ผลการวัดสัญญาณภาพเปรียบเทียบที่อินพุต(CH1) กับเอาต์พุต(CH2)



รูปที่ 4.10 รูปแสดงสัญญาณภาพเปรียบเทียบที่ อินพุต (CH1) กับ เอาต์พุต CH2

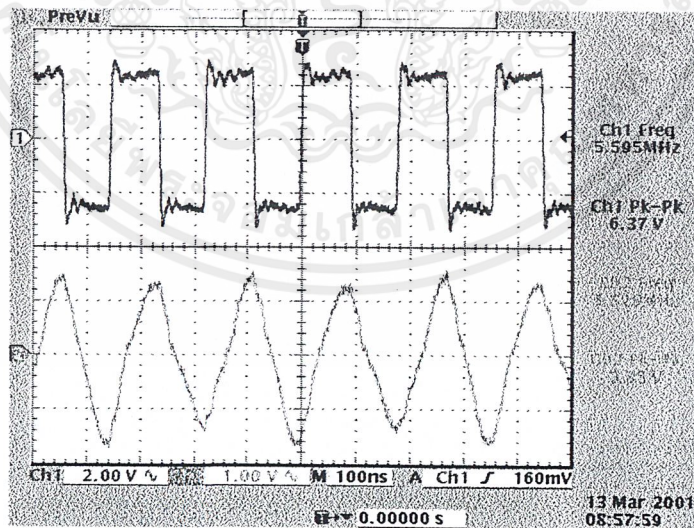
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.11 ผลการวัดสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตแบบ FM



รูปที่ 4.11 รูปแสดงสัญญาณถูกมอดูเลตแบบ FM

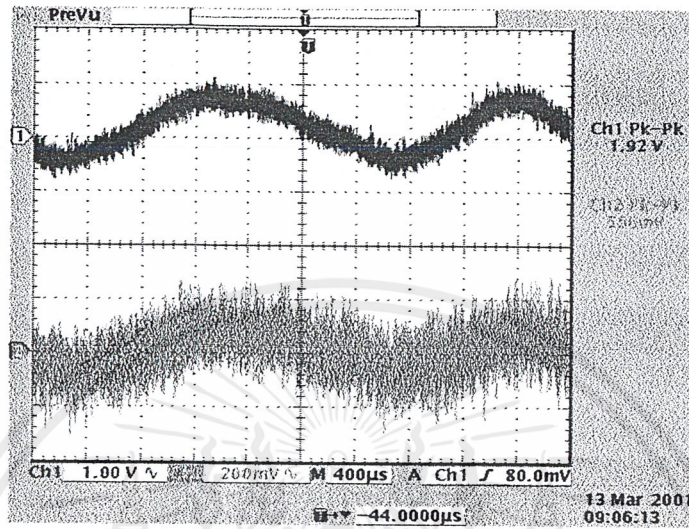
#### 4.12 ผลการวัดสัญญาณ FM เปรียบเทียบ ที่ก่อน(CH1) และหลัง (CH2) ผ่าน ฟิวเตอร์



รูปที่ 4.12 รูปแสดงสัญญาณ FM ก่อน (CH1) และหลัง(CH2) ผ่านฟิวเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.13 ผลการวัดสัญญาณเสียงที่อินพุท(CH1)และเอาต์พุท(CH2)



รูปที่ 4.13 รูปแสดงผลการวัดสัญญาณเสียงที่อินพุท(CH1)และเอาต์พุท(CH2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองพบว่าสามารถส่งผ่านสัญญาณภาพและเสียงได้ โดยสัญญาณที่ได้ทำการแสดงผลผ่านทางโทรทัศน์ ในส่วนของคุณภาพของสัญญาณพบว่ายังคงมีสัญญาณรบกวนอยู่บ้าง ดังจะเห็นได้จากกรุปผลการทดลองที่ 4.10 และ 4.13 ทั้งนี้อาจเกิดขึ้นได้จากหลายสาเหตุ ดังนี้

1. การเกิดฮาร์โมนิกของสัญญาณในแต่ละส่วน เช่น ส่วนของวงจรกำเนิดความถี่ วงจรมอดูเลตสัญญาณ เป็นต้น เนื่องจากการใช้อุปกรณ์ในช่วงที่ไม่เป็นเชิงเส้นจะทำให้เกิดผลของช่วงแถบความถี่ที่ไม่ต้องการเกิดขึ้น ซึ่งผลของฮาร์โมนิกนี้หากอยู่ในช่วงเดียวกันกับสัญญาณที่ใช้จะทำให้เกิดรบกวนกันได้ ถึงแม้ว่าจะมีการใช้วงจรกรองความถี่ในวงจรแต่ละส่วนเพื่อลดทอนผลของฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการแล้วก็ตาม

2. ความคมชัดและความแรงของสัญญาณภาพและสัญญาณเสียง พบว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ในบางวงจรมีขนาดเล็กมาก ถึงแม้ว่าในส่วนของสัญญาณภาพ โทรทัศน์จะมีวงจร Automatic Gain Control ซึ่งทำหน้าที่ควบคุมขนาดขององค์ประกอบแต่ละส่วนของสัญญาณภาพให้เหมาะสมอยู่แล้ว แต่การทำให้สัญญาณก่อนเข้าโทรทัศน์มีขนาดใหญ่ขึ้นจะทำให้สัญญาณชัดเจนขึ้น แต่เนื่องจากการทำวงจรขยายให้มีช่วงความถี่ใช้งานอยู่ในลักษณะบรอดแบนด์ทำได้ยากจึงทำการละเว้นในส่วนนี้ไป ในส่วนของสัญญาณเสียงการขยายสัญญาณหมายถึงการขยายสัญญาณรบกวนด้วย ดังนั้นจึงต้องใช้วงจรกรองความถี่เข้ามาช่วยด้วย

3. ผลจากการรวมสัญญาณเข้าด้วยกัน สัญญาณที่นำมารวมเข้าด้วยกันเพื่อส่งไปในตัวกลางเดียวจำเป็นจะต้องมีการกำหนดขนาดของแต่ละสัญญาณให้เหมาะสม เรียกว่า การให้น้ำหนักของสัญญาณ การให้น้ำหนักที่ไม่เหมาะสมทำให้วงจรกรองสัญญาณที่ภาครับไม่สามารถลดทอนสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไปได้อย่างเพียงพอ

แนวทางในการพัฒนาและปรับปรุง

1. ทำให้ช่วงแถบความถี่ที่ส่งผ่านสายโคแอกเชียลแคบลง เนื่องจากในระบบนี้สัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณภาพยังอยู่ในลักษณะของ double sideband
2. เป็นตัวอย่างรูปแบบของระบบ ในการส่งสัญญาณแบบหลายช่องสัญญาณ

# ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LM6162 High Speed Operational Amplifier

### General Description

The LM6162 family of high-speed amplifiers exhibits an excellent speed-power product, delivering 300 V/ $\mu$ s and 100 MHz gain-bandwidth product (stable for gains as low as +2 or -1) with only 5 mA of supply current. Further power savings and application convenience are possible by taking advantage of the wide dynamic range in operating supply voltage which extends all the way down to +5V.

These amplifiers are built with National's VIP™ (Vertically Integrated PNP) process which provides fast transistors that are true complements to the already fast NPN devices. This advanced junction-isolated process delivers high speed performance without the need for complex and expensive dielectric isolation.

### Features

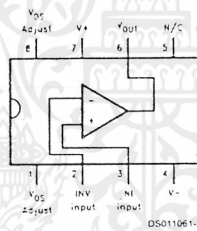
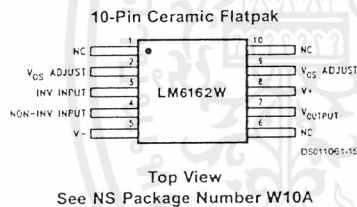
- High slew rate: 300 V/ $\mu$ s

- High gain-bandwidth product: 100 MHz
- Low supply current: 5 mA
- Fast settling time: 120 ns to 0.1%
- Low differential gain: <0.1%
- Low differential phase: <0.1°
- Wide supply range: 4.75V to 32V
- Stable with unlimited capacitive load
- Well behaved; easy to apply

### Applications

- Video amplifier
- Wide-bandwidth signal conditioning for image processing (FAX, scanners, laser printers)
- Hard disk drive preamplifier
- Error amplifier for high-speed switching regulator

### Connection Diagrams



Temperature Range			Package	NSC Drawing
Military -55°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +125°C	Industrial -25°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +85°C	Commercial 0°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +70°C		
LM6162N			8-Pin Molded DIP	N08E
LM6162J/883 5962-9216501PA			8-Pin Ceramic DIP	J08A
LM6162WG/883 5962-9216501XA			10-Lead Ceramic SOIC	WG10A

VIP™ is a trademark of National Semiconductor Corporation.

## Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Supply Voltage ( $V^+ - V^-$ )	36V
Differential Input Voltage (Note 2)	$\pm 8V$
Common-Mode Input Voltage (Note 3)	$(V^+ - 0.7V)$ to $(V^- + 0.7V)$
Output Short Circuit to GND (Note 4)	Continuous
Soldering Information	
Dual-In-Line Package (N)	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package (M)	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

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

Storage Temperature Range	$-65^\circ\text{C} \leq T_J \leq +150^\circ\text{C}$
Max Junction Temperature	150°C
ESD Tolerance (Note 5)	$\pm 1100V$

## Operating Ratings

Temperature Range (Note 6)	
LM6162	$-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$
Supply Voltage Range	4.75V to 32V

## DC Electrical Characteristics

These limits apply for supply voltage =  $\pm 15V$ ,  $V_{CM} = 0V$ , and  $R_L \geq 100\text{ k}\Omega$ , unless otherwise specified. Limits in standard typeface are for  $T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$ ; limits in boldface type apply over the Operating Temperature Range.

Symbol	Parameter	Conditions	Typical (Note 7)	LM6162 Limit (Note 8)	Units
$V_{OS}$	Input Offset Voltage		$\pm 3$	$\pm 5$ $\pm 8$ max	mV
$\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta \text{Temp}}$	Input Offset Voltage Average Drift		7		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
$I_{bias}$	Input Bias Current		2.2	3 6 max	$\mu\text{A}$
$I_{OS}$	Input Offset Current		$\pm 150$	$\pm 350$ $\pm 800$ max	nA
$\frac{\Delta I_{OS}}{\Delta \text{Temp}}$	Input Offset Current Average Drift		0.3		$\text{nA}/^\circ\text{C}$
$R_{IN}$	Input Resistance	Differential	180		$\text{k}\Omega$
$C_{IN}$	Input Capacitance		2.0		pF
$A_{VOL}$	Large Signal Voltage Gain	$V_{OUT} = \pm 10V$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$ (Note 9)	1400	1000 500 min	V/V
		$R_L = 10\text{ k}\Omega$	6500		V/V
$V_{CM}$	Input Common-Mode Voltage Range	Supply = $\pm 15V$	+14.0	+13.9 +13.8 min	V
			-13.2	-12.9 -12.7 max	V
		Supply = +5V (Note 10)	4.0	3.9 3.8 min	V
			1.6	1.8 2.0 max	V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$-10V \leq V_{CM} \leq +10V$	100	83 79 min	dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$\pm 10V \leq V_S \leq \pm 16V$	93	83 79 min	dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## DC Electrical Characteristics (Continued)

These limits apply for supply voltage =  $\pm 15\text{V}$ ,  $V_{CM} = 0\text{V}$ , and  $R_L \geq 100\text{ k}\Omega$ , unless otherwise specified. Limits in standard typeface are for  $T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$ ; limits in boldface type apply over the Operating Temperature Range.

Symbol	Parameter	Conditions	Typical (Note 7)	LM6162 Limit (Note 8)	Units
$V_O$	Output Voltage Swing	Supply = $\pm 15\text{V}$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$	+14.2	+13.5 <b>+13.3</b>	V min
			-13.4	-13.0 <b>-12.7</b>	V max
$V_O$	Output Voltage Swing	Supply = +5V and $R_L = 2\text{ k}\Omega$ (Note 10)	4.2	3.5 <b>3.3</b>	V min
			1.3	1.7 <b>2.0</b>	V max
$I_{osc}$	Output Short Circuit Current	Sourcing	65	30 <b>20</b>	mA min
		Sinking	65	30 <b>20</b>	mA min
$I_S$	Supply Current		5.0	6.5 <b>6.8</b>	mA max

## AC Electrical Characteristics

These limits apply for supply voltage =  $\pm 15\text{V}$ ,  $V_{CM} = 0\text{V}$ ,  $R_L \geq 100\text{ k}\Omega$ , and  $C_L \leq 5\text{ pF}$ , unless otherwise specified. Limits in standard typeface are for  $T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$ ; limits in boldface type apply over the Operating Temperature Range.

Symbol	Parameter	Conditions	Typical (Note 7)	LM6162 Limit (Note 8)	Units
GBW	Gain-Bandwidth Product	$f = 20\text{ MHz}$	100	80 <b>55</b>	MHz min
		Supply = $\pm 5\text{V}$	70		MHz
SR	Slew Rate	$A_V = +2$ (Note 11)	300	200 <b>180</b>	V/ $\mu\text{s}$ min
		Supply = $\pm 5\text{V}$	200		V/ $\mu\text{s}$
PBW	Power Bandwidth	$V_{OUT} = 20 V_{PP}$	4.5		MHz
$t_s$	Settling Time	10V step, to 0.1% $A_V = -1$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$	100		ns
$\phi_m$	Phase Margin	$A_V = +2$	45		deg
	Differential Gain	NTSC, $A_V = +2$	<0.1		%
	Differential Phase	NTSC, $A_V = +1$	<0.1		deg
$e_n$	Input Noise Voltage	$f = 10\text{ kHz}$	10		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$i_n$	Input Noise Current	$f = 10\text{ kHz}$	1.2		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$

**Note 1:** Absolute maximum ratings indicate limits beyond which damage to the component may occur. Electrical specifications do not apply when operating the device beyond its rated operating conditions.

**Note 2:** The ESD protection circuitry between the inputs will begin to conduct when the differential input voltage reaches 8V.

**Note 3:** a) In addition, the voltage between the  $V^+$  pin and either input pin must not exceed 36V.

b) When the voltage applied to an input pin is driven more than 3V below the negative supply pin voltage, a substrate diode begins to conduct. Current through this pin must then be kept less than 20 mA to limit damage from self-heating.

**Note 4:** Although the output current is internally limited, continuous short-circuit operation at elevated ambient temperature can result in exceeding the maximum allowed junction temperature of  $150^\circ\text{C}$ .

**Note 5:** This value is the average voltage that the weakest pin combinations can withstand and still conform to the datasheet limits. The test circuit used consists of the human body model, 100 pF in series with 1500 $\Omega$ .

**Note 6:** The typical thermal resistance, junction-to-ambient, of the molded plastic DIP (N package) is 105 $^\circ\text{C/W}$ . For the molded plastic SO (M package), use 155 $^\circ\text{C/W}$ . All numbers apply for packages soldered directly into a printed circuit board.

**Note 7:** Typical values are for  $T_J = 25^\circ\text{C}$ , and represent the most likely parametric norm.

**Note 8:** Limits are guaranteed, by testing or correlation.

## AC Electrical Characteristics (Continued)

Note 9: Voltage Gain is the total output swing (20V) divided by the magnitude of the input signal required to produce that swing.

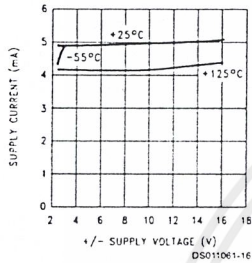
Note 10: For single-supply operation, the following conditions apply:  $V^+ = 5V$ ,  $V^- = 0V$ ,  $V_{CM} = 2.5V$ ,  $V_{OUT} = 2.5V$ . Pin 1 and Pin 8 ( $V_{OS}$  Adjust pins) are each connected to pin 4 ( $V^-$ ) to realize maximum output swing. This connection will increase the offset voltage.

Note 11:  $V_{IN} = 10V$  step. For  $\pm 5V$  supplies,  $V_{IN} = 1V$  step.

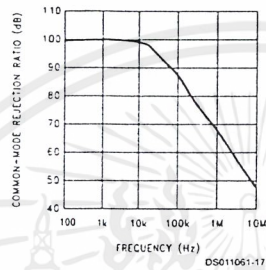
Note 12: A military RETS electrical test specification is available on request.

## Typical Performance Characteristics $R_L = 10\text{ k}\Omega$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

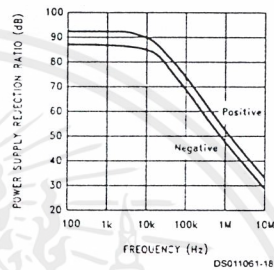
Supply Current vs Supply Voltage



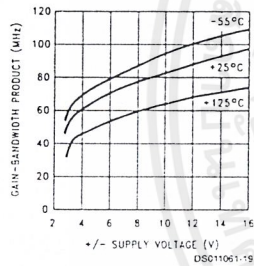
Common-Mode Rejection Ratio



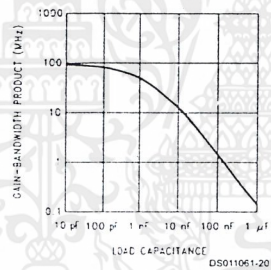
Power Supply Rejection Ratio



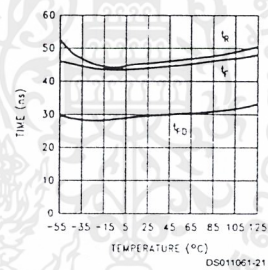
Gain-Bandwidth Product vs Supply Voltage



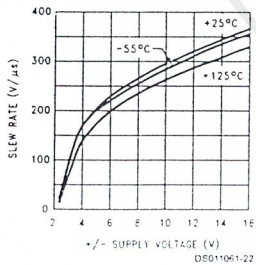
Gain-Bandwidth Product vs Load Capacitance



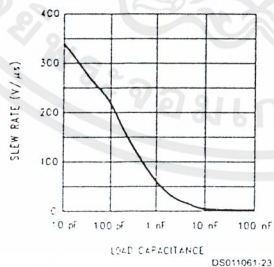
Propagation Delay, Rise and Fall Times



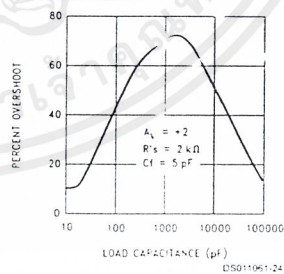
Slew Rate vs Supply Voltage



Slew Rate vs Load Capacitance



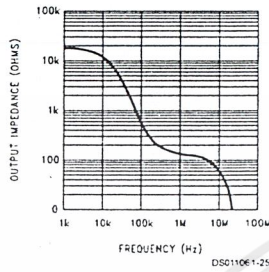
Overshoot vs Load Capacitance



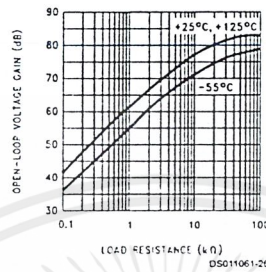
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Typical Performance Characteristics**  $R_L = 10\text{ k}\Omega$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted (Continued)

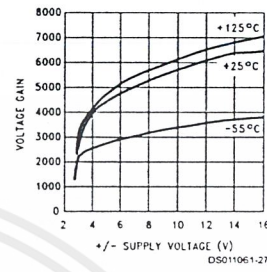
**Output Impedance (Open-Loop)**



**Voltage Gain vs Load Resistance**

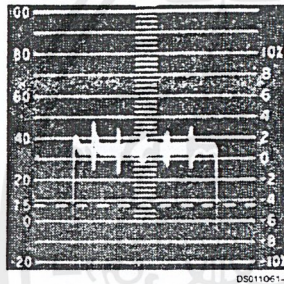


**Voltage Gain vs Supply Voltage**

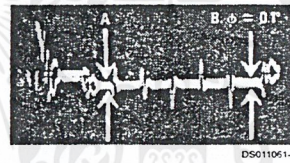


**Differential Gain (Note)**

**Differential Gain (Note 13)**

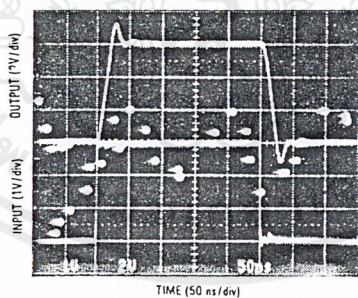


**Differential Phase (Note 13)**



Note 13: Differential gain and differential phase measured for four series LM6162 op amps configured with gain of +2 each, in series with a 1:16 attenuator and an LM6321 buffer. Error added by LM6321 is negligible. Test performed using Tektronix Type 520 NTSC test system.

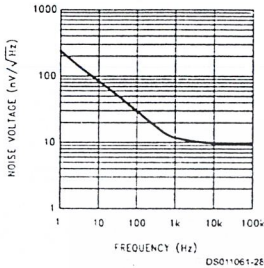
**Step Response;  $A_v = +2$**



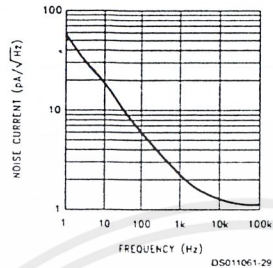
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Typical Performance Characteristics**  $R_L = 10\text{ k}\Omega$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted (Continued)

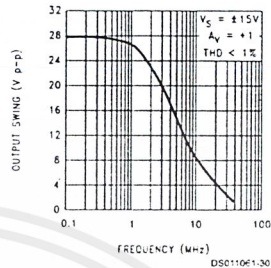
**Input Noise Voltage**



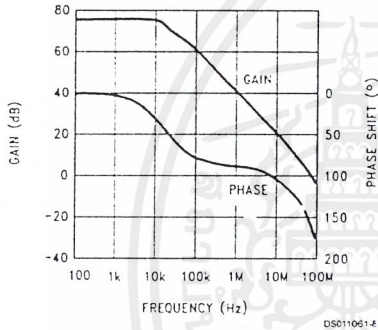
**Input Noise Current**



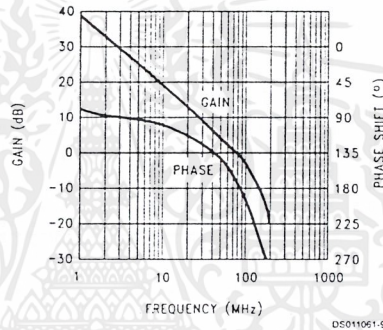
**Power Bandwidth**



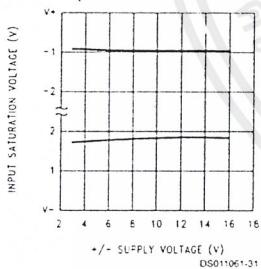
**Open-Loop Frequency Response**



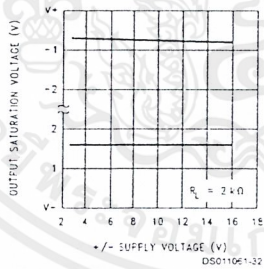
**Open-Loop High-Frequency Response**



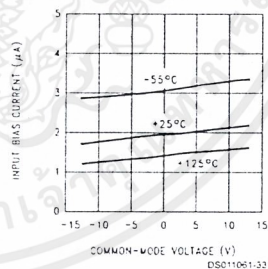
**Common-Mode Input Voltage Limits**



**Output Saturation Voltage**



**Bias Current vs Common-Mode Voltage**

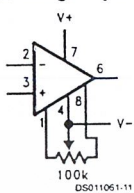


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

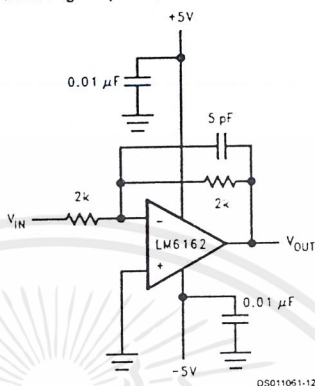


## Typical Applications

Offset Voltage Adjustment

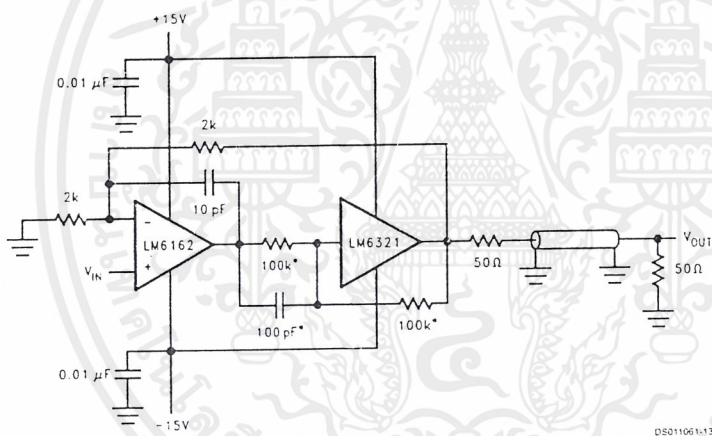


Inverting Amplifier, 30 MHz Bandwidth



Operation on  $\pm 15V$  supplies results in wider bandwidth, 50 MHz (typ).

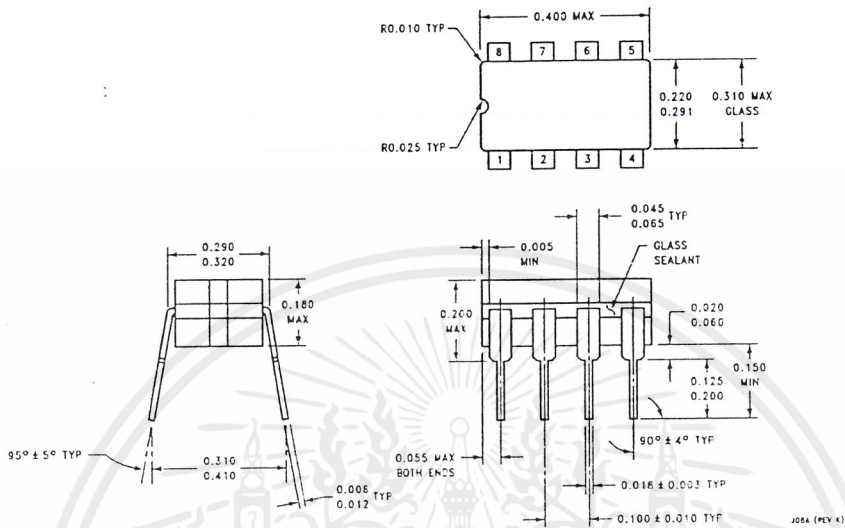
Video Cable Driver



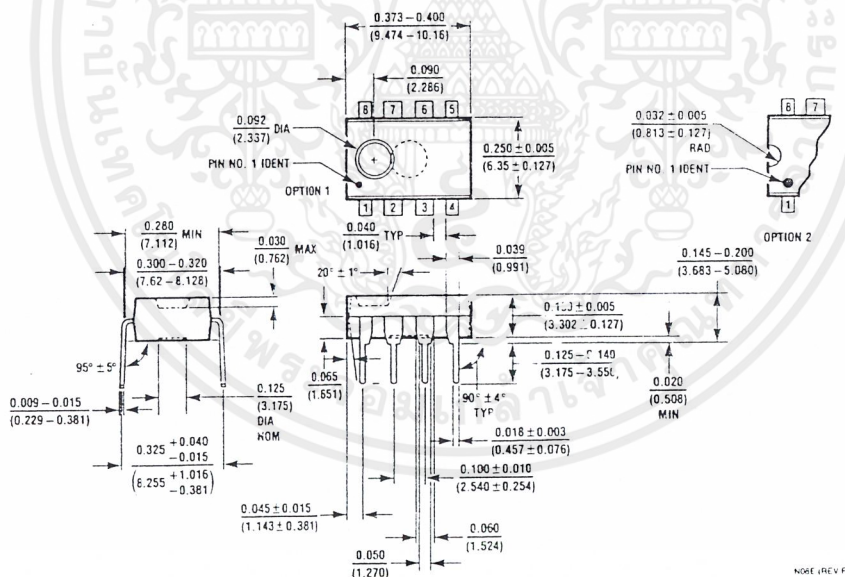
\* Network required when operating on supply voltage over  $\pm 5V$ , for overvoltage protection of LM6321. If  $\pm 5V$  supplies are used, omit network and connect output of LM6162 directly to input of LM6321.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted



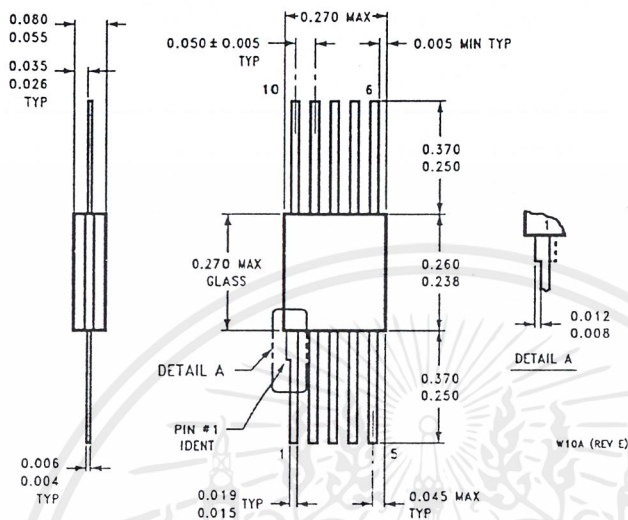
**Ceramic Dual-In-Line Package (J)**  
 Order Number LM6162J/883  
 NS Package Number J08A



**Molded Dual-In-Line Package (N)**  
 Order Number LM6162N  
 NS Package Number N08E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)




10-Pin Ceramic Flatpak  
Order Number LM6162W/883  
NS Package Number W10A

**LIFE SUPPORT POLICY**

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

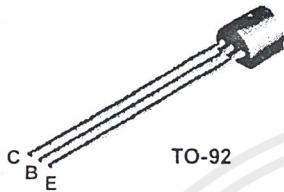
1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result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

 <p><b>National Semiconductor Corporation</b> Americas Tel: 1-800-272-9959 Fax: 1-800-737-7018 Email: support@nsc.com  www.national.com</p>	<p><b>National Semiconductor Europe</b> Fax: +49 (0) 1 80-530 85 86 Email: europe.support@nsc.com Deutsch Tel: +49 (0) 1 80-530 85 85 English Tel: +49 (0) 1 80-532 78 32 Français Tel: +49 (0) 1 80-532 93 58 Italiano Tel: +49 (0) 1 80-534 16 80</p>	<p><b>National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group</b> Tel: 65-2544466 Fax: 65-2504466 Email: sea.support@nsc.com</p>	<p><b>National Semiconductor Japan Ltd.</b> Tel: 81-3-5639-7560 Fax: 81-3-5639-7507</p>
--	---	--	---

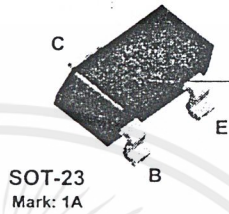
National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

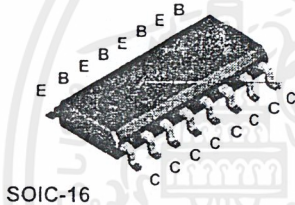
2N3904



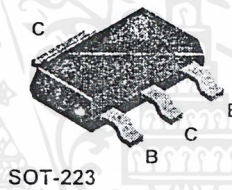
MMBT3904



MMPQ3904



PZT3904



### NPN General Purpose Amplifier

This device is designed as a general purpose amplifier and switch. The useful dynamic range extends to 100 mA as a switch and to 100 MHz as an amplifier. Sourced from Process 23.

#### Absolute Maximum Ratings\*

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V <sub>CEO</sub>	Collector-Emitter Voltage	40	V
V <sub>CB0</sub>	Collector-Base Voltage	60	V
V <sub>EB0</sub>	Emitter-Base Voltage	6.0	V
I <sub>C</sub>	Collector Current - Continuous	200	mA
T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

\*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

#### NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

## NPN General Purpose Amplifier

(continued)

2N3904 / MMBT3904 / MMPQ3904 / PZT3904

### Electrical Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage	$I_C = 1.0 \text{ mA}, I_B = 0$	40		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 10 \text{ } \mu\text{A}, I_E = 0$	60		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 10 \text{ } \mu\text{A}, I_C = 0$	6.0		V
$I_{BL}$	Base Cutoff Current	$V_{CE} = 30 \text{ V}, V_{EB} = 0$		50	nA
$I_{CEX}$	Collector Cutoff Current	$V_{CE} = 30 \text{ V}, V_{EB} = 0$		50	nA

### ON CHARACTERISTICS\*

$h_{FE}$	DC Current Gain	$I_C = 0.1 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	40		
		$I_C = 1.0 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	70		
		$I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	100	300	
		$I_C = 50 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	60		
		$I_C = 100 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	30		
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 1.0 \text{ mA}$		0.2	V
		$I_C = 50 \text{ mA}, I_B = 5.0 \text{ mA}$		0.3	V
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 1.0 \text{ mA}$	0.65	0.85	V
		$I_C = 50 \text{ mA}, I_B = 5.0 \text{ mA}$		0.95	V

### SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

$f_T$	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 20 \text{ V},$ $f = 100 \text{ MHz}$	300		MHz
$C_{obo}$	Output Capacitance	$V_{CB} = 5.0 \text{ V}, I_E = 0,$ $f = 1.0 \text{ MHz}$		4.0	pF
$C_{ibo}$	Input Capacitance	$V_{EB} = 0.5 \text{ V}, I_C = 0,$ $f = 1.0 \text{ MHz}$		8.0	pF
NF	Noise Figure (except MMPQ3904)	$I_C = 100 \text{ mA}, V_{CE} = 5.0 \text{ V},$ $R_S = 1.0 \text{ kW}, f = 10 \text{ Hz to } 15.7 \text{ kHz}$		5.0	dB

### SWITCHING CHARACTERISTICS (except MMPQ3904)

$t_d$	Delay Time	$V_{CC} = 3.0 \text{ V}, V_{BE} = 0.5 \text{ V},$		35	ns
$t_r$	Rise Time	$I_C = 10 \text{ mA}, I_{B1} = 1.0 \text{ mA}$		35	ns
$t_s$	Storage Time	$V_{CC} = 3.0 \text{ V}, I_C = 10 \text{ mA}$		200	ns
$t_f$	Fall Time	$I_{B1} = I_{B2} = 1.0 \text{ mA}$		5C	ns

\*Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300 \text{ } \mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$

### Spice Model

NPN (Is=6.734f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=74.03 Bf=416.4 Ne=1.259 Ise=6.734 Ikf=66.78m Xtb=1.5 Br=.7371 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=1 Cjc=3.638p Mjc=.3085 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=4.493p Mje=.2593 Vje=.75 Tr=239.5n Tf=301.2p Itf=.4 Vtf=4 Xtf=2 Rb=10)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## NPN General Purpose Amplifier

(continued)

### Thermal Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

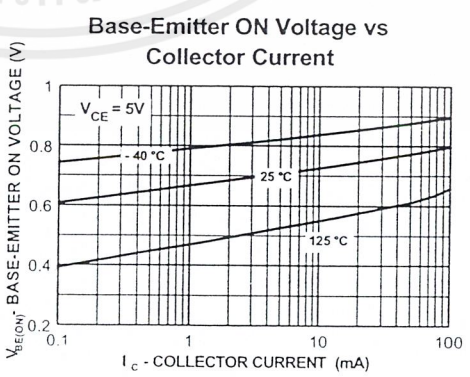
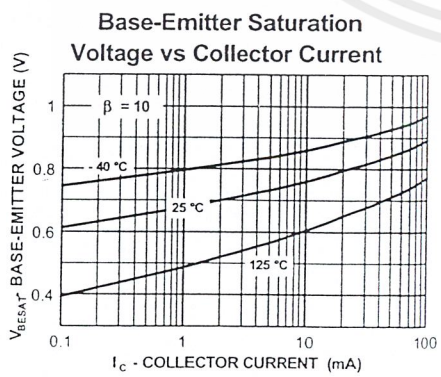
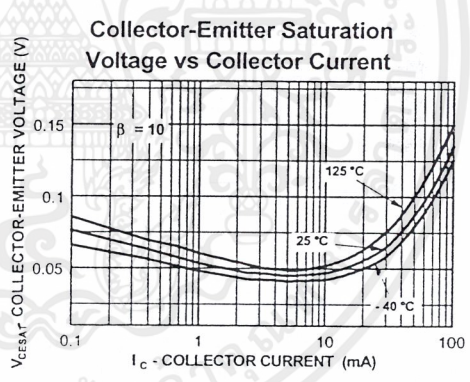
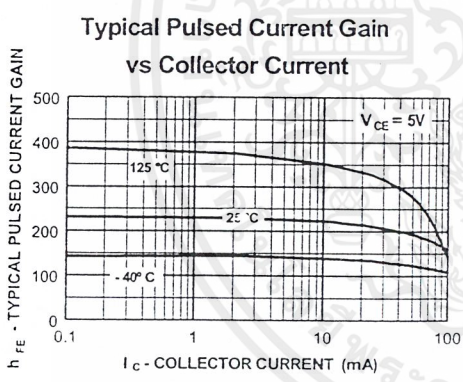
Symbol	Characteristic	Max		Units
		2N3904	*PZT3904	
P <sub>D</sub>	Total Device Dissipation Derate above 25°C	625	1,000	mW
		5.0	8.0	mW/°C
R <sub>qC</sub>	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3		°C/W
R <sub>qA</sub>	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	125	°C/W

Symbol	Characteristic	Max		Units
		**MMBT3904	MMPQ3904	
P <sub>D</sub>	Total Device Dissipation Derate above 25°C	350	1,000	mW
		2.8	8.0	mW/°C
R <sub>qA</sub>	Thermal Resistance, Junction to Ambient Effective 4 Die Each Die	357		°C/W
			125	°C/W
			240	°C/W

\* Device mounted on FR-4 PCB 36 mm X 18 mm X 1.5 mm; mounting pad for the collector lead min. 6.2 mm

\*\* Device mounted on FR-4 PCB 1.6" X 1.6" X 0.06."

### Typical Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

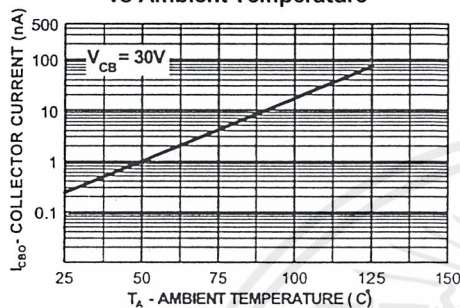
# NPN General Purpose Amplifier

(continued)

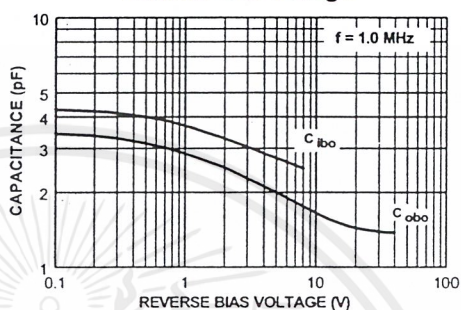
2N3904 / MMBT3904 / MM3904 / PZT3904

## Typical Characteristics (continued)

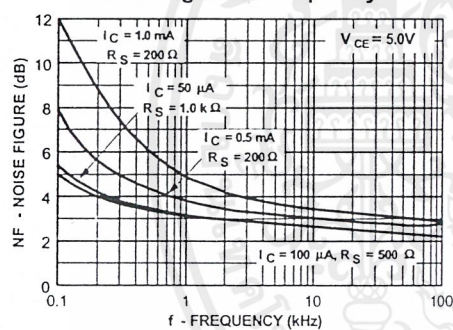
Collector-Cutoff Current vs Ambient Temperature



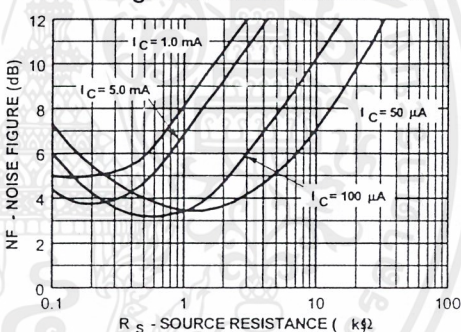
Capacitance vs Reverse Bias Voltage



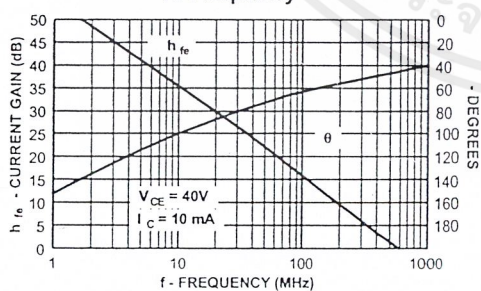
Noise Figure vs Frequency



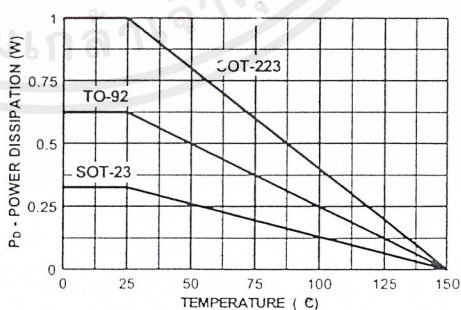
Noise Figure vs Source Resistance



Current Gain and Phase Angle vs Frequency



Power Dissipation vs Ambient Temperature



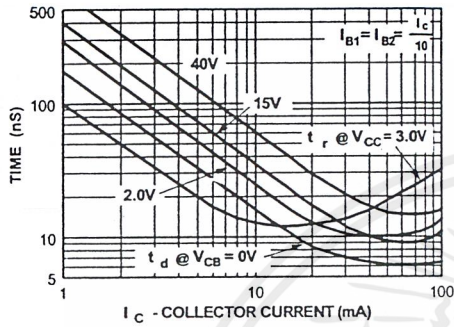
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NPN General Purpose Amplifier  
(continued)

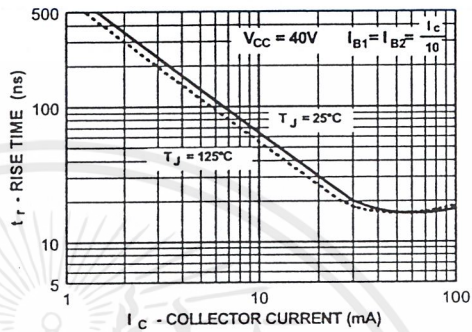
2N3904 / MMBT3904 / MMPC3904 / PZT3904

Typical Characteristics (continued)

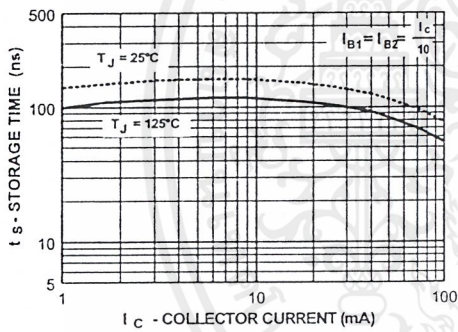
Turn-On Time vs Collector Current



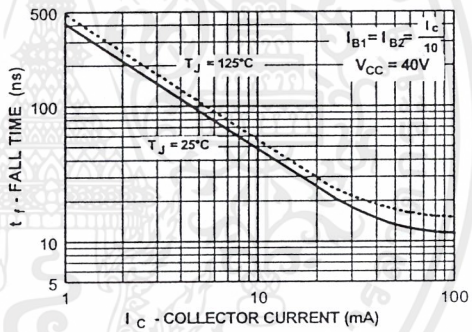
Rise Time vs Collector Current



Storage Time vs Collector Current



Fall Time vs Collector Current



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## NPN General Purpose Amplifier (continued)

2N3904 / MMBT3904 / MMMPQ3904 / PZT3904

### Test Circuits

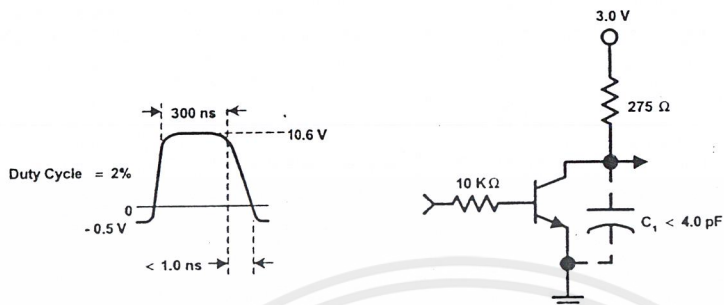


FIGURE 1: Delay and Rise Time Equivalent Test Circuit

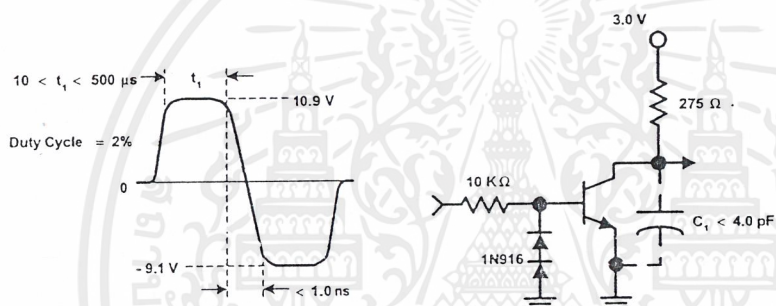


FIGURE 2: Storage and Fall Time Equivalent Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC74HC4046A

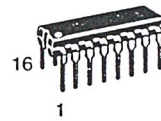
## Phase-Locked Loop High-Performance Silicon-Gate CMOS

The MC574HC4046A is similar in function to the MC14046 Metal gate CMOS device. The device inputs are compatible with standard CMOS outputs; with pullup resistors, they are compatible with LSTTL outputs.

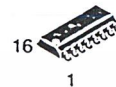
The HC4046A phase-locked loop contains three phase comparators, a voltage-controlled oscillator (VCO) and unity gain op-amp DEMOUT. The comparators have two common signal inputs, COMPIN, and SIGIN. Input SIGIN and COMPIN can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor to small voltage signals). The self-bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator 1 (an exclusive OR gate) provides a digital error signal PC1OUT and maintains 90 degrees phase shift at the center frequency between SIGIN and COMPIN signals (both at 50% duty cycle). Phase comparator 2 (with leading-edge sensing logic) provides digital error signals PC2OUT and PCPOUT and maintains a 0 degree phase shift between SIGIN and COMPIN signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal VCOOUT whose frequency is determined by the voltage of input VCOIN signal and the capacitor and resistors connected to pins C1A, C1B, R1 and R2. The unity gain op-amp output DEMOUT with an external resistor is used where the VCOIN signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input, when high, disables the VCO and all op-amps to minimize standby power consumption.

Applications include FM and FSK modulation and demodulation, frequency synthesis and multiplication, frequency discrimination, tone decoding, data synchronization and conditioning, voltage-to-frequency conversion and motor speed control.

- Output Drive Capability: 10 LSTTL Loads
- Low Power Consumption Characteristic of CMOS Devices
- Operating Speeds Similar to LSTTL
- Wide Operating Voltage Range: 3.0 to 6.0 V
- Low Input Current: 1.0  $\mu$ A Maximum (except SIGIN and COMPIN)
- In Compliance with the Requirements Defined by JEDEC Standard No. 7A
- Low Quiescent Current: 80  $\mu$ A Maximum (VCO disabled)
- High Noise Immunity Characteristic of CMOS Devices
- Diode Protection on all Inputs
- Chip Complexity: 279 FETs or 70 Equivalent Gates



**N SUFFIX**  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 648-08

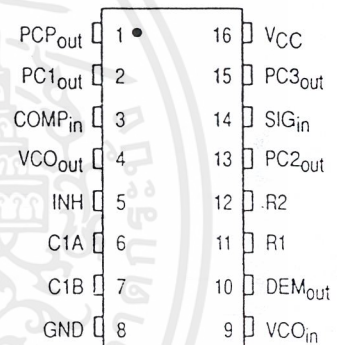


**D SUFFIX**  
SOIC PACKAGE  
CASE 751B-05

### ORDERING INFORMATION

MC74HCXXXAN Plastic  
MC74HCXXXAD SOIC

### PIN ASSIGNMENT



Pin No.	Symbol	Name and Function
1	PCP <sub>OUT</sub>	Phase Comparator Pulse Output
2	PC1 <sub>OUT</sub>	Phase Comparator 1 Output
3	COMP <sub>IN</sub>	Comparator Input
4	VCO <sub>OUT</sub>	VCO Output
5	INH	Inhibit Input
6	C1A	Capacitor C1 Connection A
7	C1B	Capacitor C1 Connection B
8	GND	Ground (0 V) V <sub>SS</sub>
9	VCO <sub>IN</sub>	VCO Input
10	DEM <sub>OUT</sub>	Demodulator Output
11	R1	Resistor R1 Connection
12	R2	Resistor R2 Connection
13	PC2 <sub>OUT</sub>	Phase Comparator 2 Output
14	SIG <sub>IN</sub>	Signal Input
15	PC3 <sub>OUT</sub>	Phase Comparator 3 Output
16	V <sub>CC</sub>	Positive Supply Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

MAXIMUM RATINGS\*

Symbol	Parameter	Value	Unit
V <sub>CC</sub>	DC Supply Voltage (Referenced to GND)	- 0.5 to + 7.0	V
V <sub>in</sub>	DC Input Voltage (Referenced to GND)	- 1.5 to V <sub>CC</sub> + 1.5	V
V <sub>out</sub>	DC Output Voltage (Referenced to GND)	- 0.5 to V <sub>CC</sub> + 0.5	V
I <sub>in</sub>	DC Input Current, per Pin	± 20	mA
I <sub>out</sub>	DC Output Current, per Pin	± 25	mA
I <sub>CC</sub>	DC Supply Current, V <sub>CC</sub> and GND Pins	± 50	mA
P <sub>D</sub>	Power Dissipation in Still Air Plastic DIP† SOIC Package†	750 500	mW
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature	- 65 to + 150	°C
T <sub>L</sub>	Lead Temperature, 1 mm from Case for 10 Seconds Plastic DIP and SOIC Package†	260	°C

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V<sub>in</sub> and V<sub>out</sub> should be constrained to the range GND ≤ (V<sub>in</sub> or V<sub>out</sub>) ≤ V<sub>CC</sub>. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either GND or V<sub>CC</sub>). Unused outputs must be left open.

\*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Functional operation should be restricted to the Recommended Operating Conditions.  
Derating — Plastic DIP: - 10 mW/°C from 65° to 125°C  
SOIC Package: - 7 mW/°C from 65° to 125°C  
For high frequency or heavy load considerations, see Chapter 2.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	Min	Max	Unit
V <sub>CC</sub>	DC Supply Voltage (Referenced to GND)	3.0	6.0	V
V <sub>CC</sub>	DC Supply Voltage (Referenced to GND) NON-VCO	2.0	6.0	V
V <sub>in</sub> , V <sub>out</sub>	DC Input Voltage, Output Voltage (Referenced to GND)	0	V <sub>CC</sub>	V
T <sub>A</sub>	Operating Temperature, All Package Types	- 55	+ 125	°C
t <sub>r</sub> , t <sub>f</sub>	Input Rise and Fall Time (Pin 5)	V <sub>CC</sub> = 2.0 V V <sub>CC</sub> = 4.5 V V <sub>CC</sub> = 6.0 V	0 1000 500 400	ns

[Phase Comparator Section]

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to GND)

Symbol	Parameter	Test Conditions	V <sub>CC</sub> Volts	Guaranteed Limit			Unit
				- 55 to 25°C	≤ 85°C	≤ 125°C	
V <sub>IH</sub>	Minimum High-Level Input Voltage DC Coupled SIG <sub>IN</sub> , COMP <sub>IN</sub>	V <sub>out</sub> = 0.1 V or V <sub>CC</sub> - 0.1 V  I <sub>out</sub>   ≤ 20 μA	2.0	1.5	1.5	1.5	V
			4.5	3.15	3.15	3.15	
			6.0	4.2	4.2	4.2	
V <sub>IL</sub>	Maximum Low-Level Input Voltage DC Coupled SIG <sub>IN</sub> , COMP <sub>IN</sub>	V <sub>out</sub> = 0.1 V or V <sub>CC</sub> - 0.1 V  I <sub>out</sub>   ≤ 20 μA	2.0	0.5	0.5	0.5	V
			4.5	1.35	1.35	1.35	
			6.0	1.8	1.8	1.8	
V <sub>OH</sub>	Minimum High-Level Output Voltage PC <sub>OUT</sub> , PC <sub>nOUT</sub>	V <sub>in</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub>  I <sub>out</sub>   ≤ 20 μA	2.0	1.9	1.9	1.9	V
			4.5	4.4	4.4	4.4	
			6.0	5.9	5.9	5.9	
			4.5	3.98	3.84	3.7	
			6.0	5.48	5.34	5.2	

(continued)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

Phase Comparator Section]

ELECTRICAL CHARACTERISTICS – continued (Voltages Referenced to GND)

Symbol	Parameter	Test Conditions	VCC Volts	Guaranteed Limit			Unit
				- 55 to 25°C	≤ 85°C	≤ 125°C	
VOL	Maximum Low-Level Output Voltage Qa-Qh PC <sub>1</sub> OUT, PC <sub>2</sub> OUT	V <sub>out</sub> = 0.1 V or V <sub>CC</sub> - 0.1 V  I <sub>out</sub>   ≤ 20 μA	2.0	0.1	0.1	0.1	V
			4.5	0.1	0.1	0.1	
			6.0	0.1	0.1	0.1	
		V <sub>in</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub>  I <sub>out</sub>   ≤ 4.0 mA  I <sub>out</sub>   ≤ 5.2 mA	4.5	0.26	0.33	0.4	
			6.0	0.26	0.33	0.4	
I <sub>in</sub>	Maximum Input Leakage Current SIG <sub>IN</sub> , COMP <sub>IN</sub>	V <sub>in</sub> = V <sub>CC</sub> or GND	2.0	± 3.0	± 4.0	± 5.0	μA
			3.0	± 7.0	± 9.0	± 11.0	
			4.5	± 18.0	± 23.0	± 27.0	
			6.0	± 30.0	± 38.0	± 45.0	
I <sub>OZ</sub>	Maximum Three-State Leakage Current PC <sub>2</sub> OUT	Output in High-Impedance State V <sub>in</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> V <sub>out</sub> = V <sub>CC</sub> or GND	6.0	± 0.5	± 5.0	± 10	μA
I <sub>CC</sub>	Maximum Quiescent Supply Current (per Package) (VCO disabled) Pins 3, 5 and 14 at V <sub>CC</sub> Pin 9 at GND; Input Leakage at Pins 3 and 14 to be excluded	V <sub>in</sub> = V <sub>CC</sub> or GND  I <sub>out</sub>   = 0 μA	6.0	4.0	40	160	μA

NOTE: Information on typical parametric values can be found in Chapter 2.

Phase Comparator Section]

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (C<sub>L</sub> = 50 pF, Input t<sub>r</sub> = t<sub>f</sub> = 6.0 ns)

Symbol	Parameter	VCC Volts	Guaranteed Limit			Unit
			- 55 to 25°C	≤ 85°C	≤ 125°C	
t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	Maximum Propagation Delay, SIG <sub>IN</sub> /COMP <sub>IN</sub> to PC <sub>1</sub> OUT (Figure 1)	2.0	175	220	265	ns
		4.5	35	44	53	
		6.0	30	37	45	
t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	Maximum Propagation Delay, SIG <sub>IN</sub> /COMP <sub>IN</sub> to PC <sub>2</sub> OUT (Figure 1)	2.0	340	425	510	ns
		4.5	68	85	102	
		6.0	58	72	87	
t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	Maximum Propagation Delay, SIG <sub>IN</sub> /COMP <sub>IN</sub> to PC <sub>3</sub> OUT (Figure 1)	2.0	270	340	405	ns
		4.5	54	68	81	
		6.0	46	58	69	
t <sub>PLZ</sub> , t <sub>PHZ</sub>	Maximum Propagation Delay, SIG <sub>IN</sub> /COMP <sub>IN</sub> Output Disable Time to PC <sub>2</sub> OUT (Figures 2 and 3)	2.0	200	250	300	ns
		4.5	40	50	60	
		6.0	34	43	51	
t <sub>PZH</sub> , t <sub>PZL</sub>	Maximum Propagation Delay, SIG <sub>IN</sub> /COMP <sub>IN</sub> Output Enable Time to PC <sub>2</sub> OUT (Figures 2 and 3)	2.0	230	290	345	ns
		4.5	46	58	69	
		6.0	39	49	59	
t <sub>TLH</sub> , t <sub>THL</sub>	Maximum Output Transition Time (Figure 1)	2.0	75	95	110	ns
		4.5	15	19	22	
		6.0	13	16	19	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

[CO Section]

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to GND)

Symbol	Parameter	Test Conditions	VCC Volts	Guaranteed Limit						Unit
				- 55 to 25°C		≤ 85°C		≤ 125°C		
VIH	Minimum High-Level Input Voltage INH	Vout = 0.1 V or VCC - 0.1 V  Iout  ≤ 20 μA	3.0	2.1		2.1		2.1		V
			4.5	3.15		3.15		3.15		
			6.0	4.2		4.2		4.2		
VIL	Maximum Low-Level Input Voltage INH	Vout = 0.1 V or VCC - 0.1 V  Iout  ≤ 20 μA	3.0	0.90		0.9		0.9		V
			4.5	1.35		1.35		1.35		
			6.0	1.8		1.8		1.8		
VOH	Minimum High-Level Output Voltage VCOOUT	Vin = VIH or VIL  Iout  ≤ 20 μA	3.0	1.9		1.9		1.9		V
			4.5	4.4		4.4		4.4		
		6.0	5.9		5.9		5.9			
		Vin = VIH or VIL  Iout  ≤ 4.0 mA  Iout  ≤ 5.2 mA	4.5	3.98		3.84		3.7		
6.0	5.48		5.34		5.2					
VOL	Maximum Low-Level Output Voltage VCOOUT	Vout = 0.1 V or VCC - 0.1 V  Iout  ≤ 20 μA	3.0	0.1		0.1		0.1		V
			4.5	0.1		0.1		0.1		
			6.0	0.1		0.1		0.1		
		Vin = VIH or VIL  Iout  ≤ 4.0 mA  Iout  ≤ 5.2 mA	4.5	0.26		0.33		0.4		
6.0	0.26		0.33		0.4					
Iin	Maximum Input Leakage Current INH, VCOIN	Vin = VCC or GND	6.0	0.1		1.0		1.0		μA
VCOIN	Operating Voltage Range at VCOIN over the range specified for R1; For linearity see Fig. 15A, Parallel value of R1 and R2 should be > 2.7 kΩ	INH = VIL	3.0	Min	Max	Min	Max	Min	Max	V
			4.5	0.1	1.0	0.1	1.0	0.1	1.0	
			6.0	0.1	2.5	0.1	2.5	0.1	2.5	
R1	Resistor Range		3.0	3.0	300	3.0	300	3.0	300	kΩ
			4.5	3.0	300	3.0	300	3.0	300	
			6.0	3.0	300	3.0	300	3.0	300	
R2	Resistor Range		3.0	3.0	300	3.0	300	3.0	300	kΩ
			4.5	3.0	300	3.0	300	3.0	300	
			6.0	3.0	300	3.0	300	3.0	300	
C1	Capacitor Range		3.0	40	No					pF
			4.5	40	Limit					
			6.0	40						

3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

## [VCO Section]

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $C_L = 50$  pF, Input  $t_r = t_f = 6.0$  ns)

Symbol	Parameter	VCC Volts	Guaranteed Limit						Unit
			- 55 to 25°C		≤ 85°C		≤ 125°C		
			Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$\Delta f/T$	Frequency Stability with Temperature Changes (Figure 13A, B, C)	3.0 4.5 6.0							%/K
$f_o$	VCO Center Frequency (Duty Factor = 50%) (Figure 14A, B, C, D)	3.0 4.5 6.0	3 11 13						MHz
$\Delta f/VCO$	VCO Frequency Linearity	3.0 4.5 6.0	See Figures 15A, B, C						%
$\delta VCO$	Duty Factor at VCO <sub>OUT</sub>	3.0 4.5 6.0	Typical 50%						%

## [Demodulator Section]

## DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Test Conditions	VCC Volts	Guaranteed Limit						Unit
				- 55 to 25°C		≤ 85°C		≤ 125°C		
				Min	Max	Min	Max	Min	Max	
RS	Resistor Range	At RS > 300 kΩ the Leakage Current can Influence VDEM <sub>OUT</sub>	3.0 4.5 6.0	50 50 50	300 300 300					kΩ
V <sub>OFF</sub>	Offset Voltage VCO <sub>IN</sub> to VDEM <sub>OUT</sub>	V <sub>i</sub> = VVCO <sub>IN</sub> = 1/2 VCC; Values taken over RS Range.	3.0 4.5 6.0	See Figure 12						mV
RD	Dynamic Output Resistance at DEM <sub>OUT</sub>	VDEM <sub>OUT</sub> = 1/2 VCC	3.0 4.5 6.0	Typical 25 Ω						Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

SWITCHING WAVEFORMS

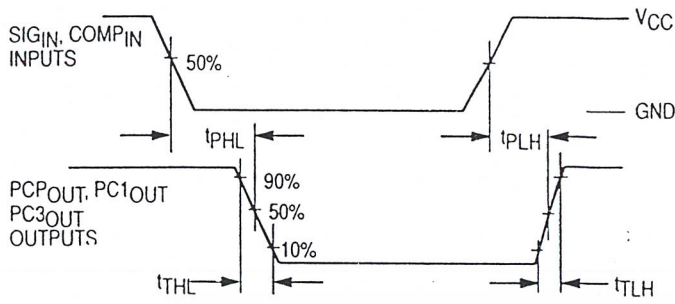


Figure 1.

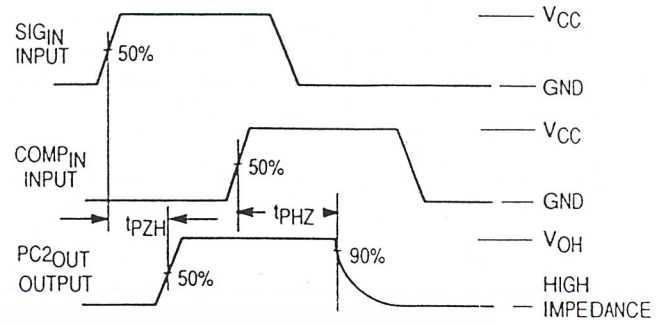


Figure 2.

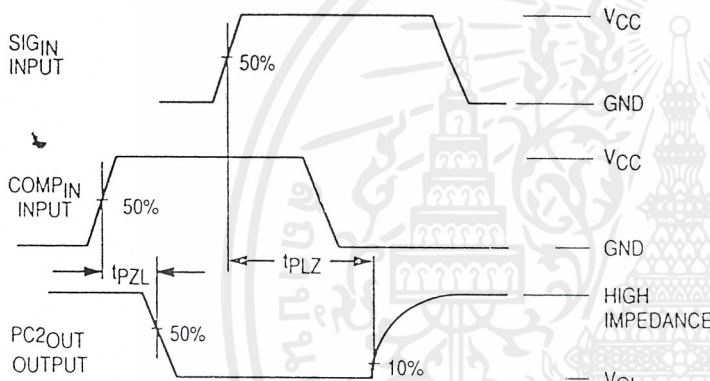


Figure 3.

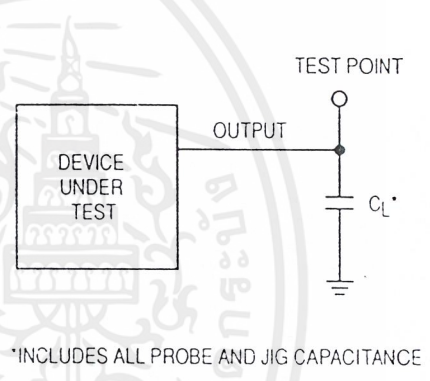


Figure 4. Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

DETAILED CIRCUIT DESCRIPTION

Voltage Controlled Oscillator/Demodulator Output

The VCO requires two or three external components to operate. These are R1, R2, C1. Resistor R1 and Capacitor C1 are selected to determine the center frequency of the VCO (see typical performance curves Figure 14). R2 can be used to set the offset frequency with 0 volts at VCO input. For example, if R2 is decreased, the offset frequency is increased. If R2 is omitted the VCO range is from 0 Hz. The effect of R2 is shown in Figure 24, typical performance curves. By increasing the value of R2 the lock range of the PLL is increased and the gain (volts/Hz) is decreased. Thus, for a narrow lock range, large swings on the VCO input will cause less frequency variation.

Internally, the resistors set a current in a current mirror, as shown in Figure 5. The mirrored current drives one side of

the capacitor. Once the voltage across the capacitor charges up to  $V_{ref}$  of the comparators, the oscillator logic flips the capacitor which causes the mirror to charge the opposite side of the capacitor. The output from the internal logic is then taken to VCO output (Pin 4).

The input to the VCO is a very high impedance CMOS input and thus will not load down the loop filter, easing the filter's design. In order to make signals at the VCO input accessible without degrading the loop performance, the VCO input voltage is buffered through a unity gain Op-amp to Demod Output. This Op-amp can drive loads of 50K ohms or more and provides no loading effects to the VCO input voltage (see Figure 12).

An inhibit input is provided to allow disabling of the VCO and all Op-amps (see Figure 5). This is useful if the internal VCO is not being used. A logic high on inhibit disables the VCO and all Op-amps, minimizing standby power consumption.

3

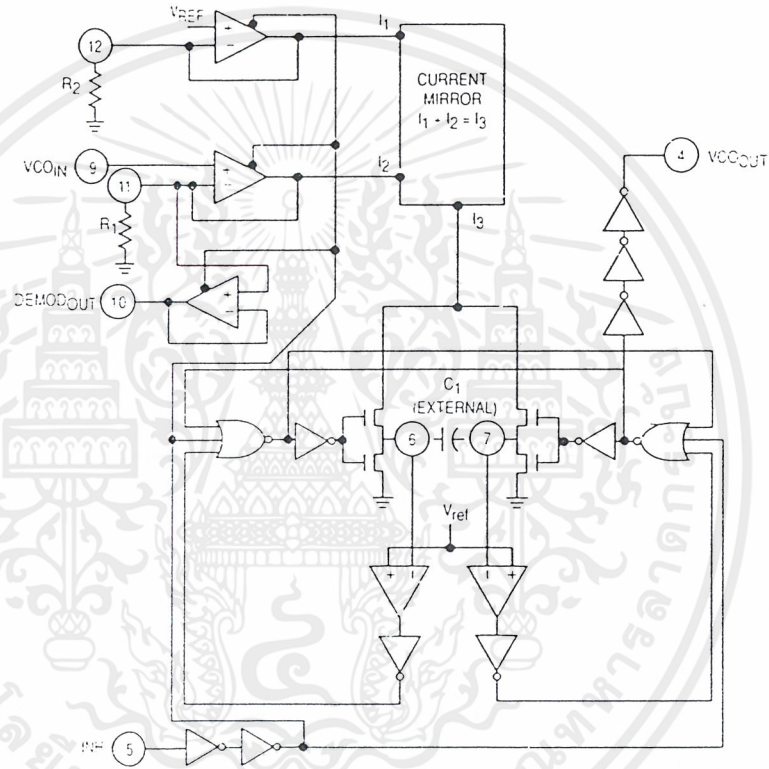


Figure 5. Logic Diagram for VCO

The output of the VCO is a standard high speed CMOS output with an equivalent LS-TTL fan out of 10. The VCO output is approximately a square wave. This output can either directly feed the COMP<sub>IN</sub> of the phase comparators or feed external prescalers (counters) to enable frequency synthesis.

**Phase Comparators**

All three phase comparators have two inputs, SIG<sub>IN</sub> and

COMP<sub>IN</sub>. The SIG<sub>IN</sub> and COMP<sub>IN</sub> have a special DC bias network that enables AC coupling of input signals. If the signals are not AC coupled, standard 54HC/74HC input levels are required. Both input structures are shown in Figure 6. The outputs of these comparators are essentially standard 54HC/74HC outputs (comparator 2 is TRI-STATEABLE). In normal operation V<sub>CC</sub> and ground voltage levels are fed to the loop filter. This differs from some phase detectors which supply a current to the loop filter and should be considered in the design. (The MC14046 also provides a voltage).

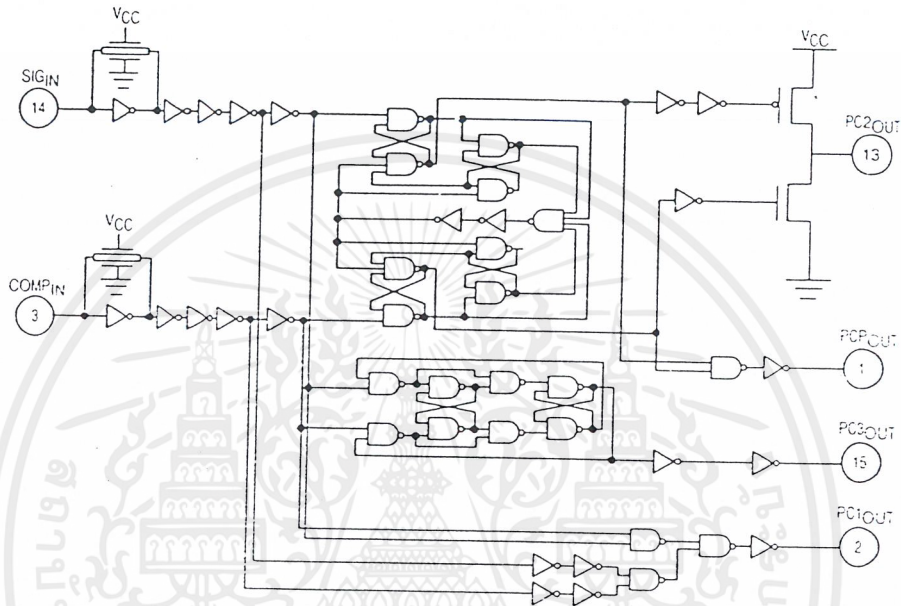


Figure 6. Logic Diagram for Phase Comparators

**Phase Comparator 1**

This comparator is a simple XOR gate similar to the 54/74HC86. Its operation is similar to an overdriven balanced modulator. To maximize lock range the input frequencies must have a 50% duty cycle. Typical input and output waveforms are shown in Figure 7. The output of the phase detector feeds the loop filter which averages the output voltage. The frequency range upon which the PLL will lock onto if initially out of lock is defined as the capture range. The capture range for phase detector 1 is dependent on the loop filter design. The capture range can be as large as the lock range, which is equal to the VCO frequency range.

To see how the detector operates, refer to Figure 7. When two square wave signals are applied to this comparator, an output waveform (whose duty cycle is dependent on the phase difference between the two signals) results. As the phase difference increases, the output duty cycle increases and the voltage after the loop filter increases. In order to achieve lock when the PLL input frequency increases, the

VCO input voltage must increase and the phase difference between COMP<sub>IN</sub> and SIG<sub>IN</sub> will increase. At an input frequency equal to  $f_{min}$ , the VCO input is at 0 V. This requires the phase detector output to be grounded; hence, the two input signals must be in phase. When the input frequency is  $f_{max}$ , the VCO input must be V<sub>CC</sub> and the phase detector inputs must be 180 degrees out of phase.

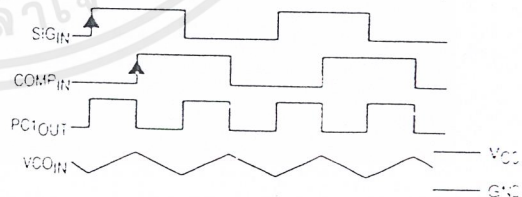


Figure 7. Typical Waveforms for PLL Using Phase Comparator 1



The XOR is more susceptible to locking onto harmonics of the  $SIG_{IN}$  than the digital phase detector 2. For instance, a signal 2 times the VCO frequency results in the same output duty cycle as a signal equal to the VCO frequency. The difference is that the output frequency of the 2f example is twice that of the other example. The loop filter and VCO range should be designed to prevent locking on to harmonics.

**Phase Comparator 2**

This detector is a digital memory network. It consists of four flip-flops and some gating logic, a three state output and a phase pulse output as shown in Figure 6. This comparator acts only on the positive edges of the input signals and is independent of duty cycle.

Phase comparator 2 operates in such a way as to force the PLL into lock with 0 phase difference between the VCO output and the signal input positive waveform edges. Figure 8 shows some typical loop waveforms. First assume that  $SIG_{IN}$  is leading the  $COMP_{IN}$ . This means that the VCO's frequency must be increased to bring its leading edge into proper phase alignment. Thus the phase detector 2 output is set high. This will cause the loop filter to charge up the VCO input, increasing the VCO frequency. Once the leading edge of the  $COMP_{IN}$  is detected, the output goes TRI-STATE holding the VCO input at the loop filter voltage. If the VCO still lags the  $SIG_{IN}$  then the phase detector will again charge up the VCO input for the time between the leading edges of both waveforms.

If the VCO leads the  $SIG_{IN}$  then when the leading edge of the VCO is seen; the output of the phase comparator goes low. This discharges the loop filter until the leading edge of the  $SIG_{IN}$  is detected at which time the output disables itself again. This has the effect of slowing down the VCO to again make the rising edges of both waveforms coincidental.

When the PLL is out of lock, the VCO will be running either slower or faster than the  $SIG_{IN}$ . If it is running slower the phase detector will see more  $SIG_{IN}$  rising edges and so the output of the phase comparator will be high a majority of the time, raising the VCO's frequency. Conversely, if the VCO is running faster than the  $SIG_{IN}$ , the output of the detector will be low most of the time and the VCO's output frequency will be decreased.

As one can see, when the PLL is locked, the output of phase comparator 2 will be disabled except for minor corrections at the leading edge of the waveforms. When  $PC_2$  is TRI-STATE, the  $PCP$  output is high. This output can be used to determine when the PLL is in the locked condition.

This detector has several interesting characteristics. Over the entire VCO frequency range there is no phase difference between the  $COMP_{IN}$  and the  $SIG_{IN}$ . The lock range of the PLL is the same as the capture range. Minimal power was consumed in the loop filter since in lock the detector output is a high impedance. When no  $SIG_{IN}$  is present, the detector will see only VCO leading edges, so the comparator output will stay low, forcing the VCO to  $f_{min}$ .

Phase comparator 2 is more susceptible to noise, causing the PLL to unlock. If a noise pulse is seen on the  $SIG_{IN}$ , the comparator treats it as another positive edge of the  $SIG_{IN}$  and will cause the output to go high until the VCO leading edge is seen, potentially for an entire  $SIG_{IN}$  period. This would cause the VCO to speed up during that time. When using  $PC_1$ , the output of that phase detector would be disturbed for only the short duration of the noise spike and would cause less upset.

**Phase Comparator 3**

This is a positive edge-triggered sequential phase detector using an RS flip-flop as shown in Figure 6. When the PLL is using this comparator, the loop is controlled by positive signal transitions and the duty factors of  $SIG_{IN}$  and  $COMP_{IN}$  are not important. It has some similar characteristics to the edge sensitive comparator. To see how this detector works, assume input pulses are applied to the  $SIG_{IN}$  and  $COMP_{IN}$ 's as shown in Figure 9. When the  $SIG_{IN}$  leads the  $COMP_{IN}$ , the flop is set. This will charge the loop filter and cause the VCO to speed up, bringing the comparator into phase with the  $SIG_{IN}$ . The phase angle between  $SIG_{IN}$  and  $COMP_{IN}$  varies from  $0^\circ$  to  $360^\circ$  and is  $180^\circ$  at  $f_0$ . The voltage swing for  $PC_3$  is greater than for  $PC_2$  but consequently has more ripple in the signal to the VCO. When no  $SIG_{IN}$  is present the VCO will be forced to  $f_{max}$  as opposed to  $f_{min}$  when  $PC_2$  is used.

The operating characteristics of all three phase comparators should be compared to the requirements of the system design and the appropriate one should be used.

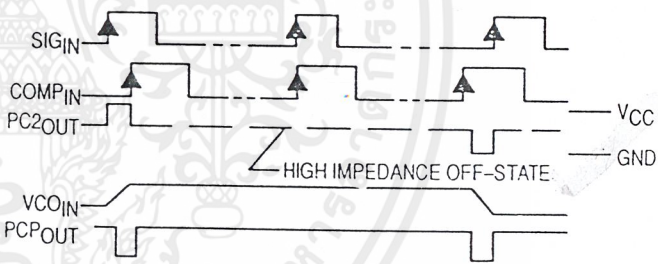


Figure 8. Typical Waveforms for PLL Using Phase Comparator 2

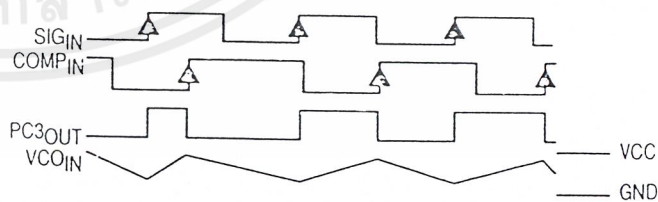


Figure 9. Typical Waveform for PLL Using Phase Comparator 3

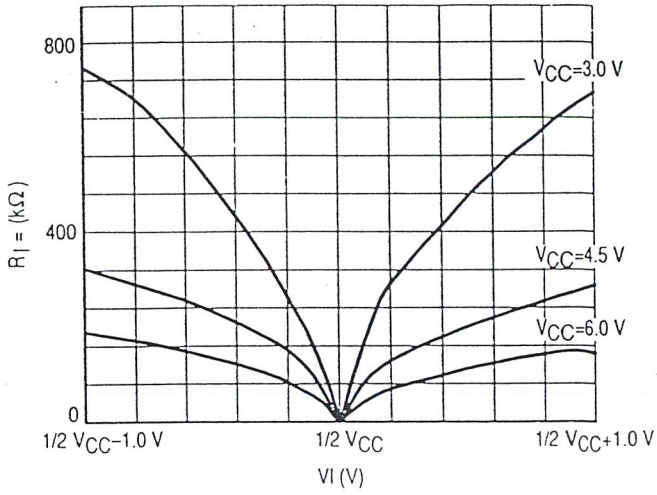


Figure 10. Input Resistance at SIG<sub>IN</sub>, COMP<sub>IN</sub> with  $\Delta V_I = 1.0$  V at Self-Bias Point

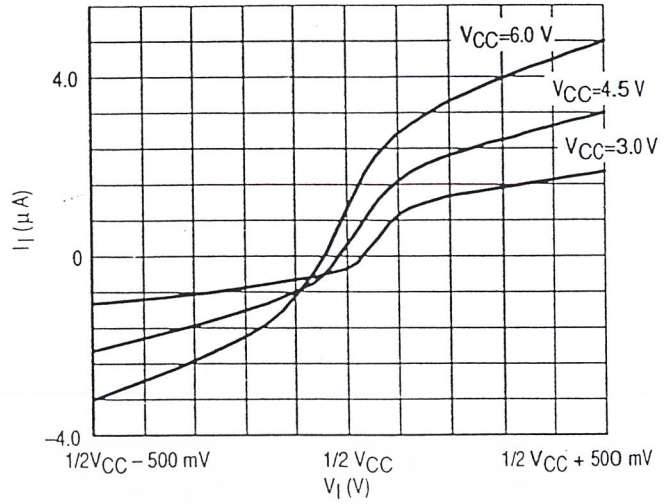


Figure 11. Input Current at SIG<sub>IN</sub>, COMP<sub>IN</sub> with  $\Delta V_I = 500$  mV at Self-Bias Point

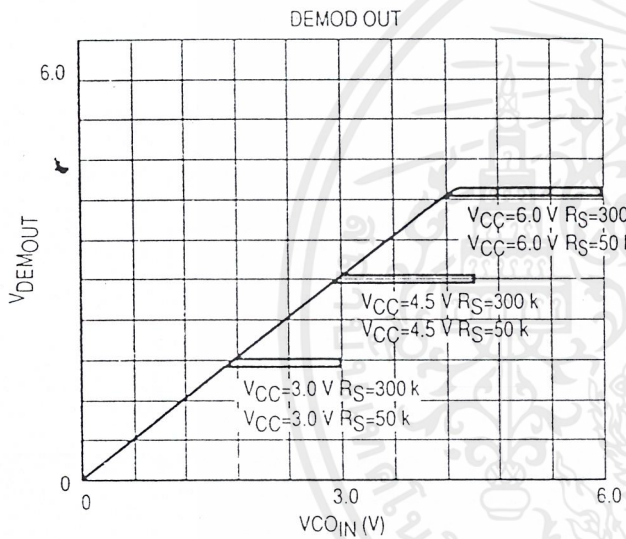


Figure 12. Offset Voltage at Demodulator Output as a Function of V<sub>COIN</sub> and R<sub>S</sub>

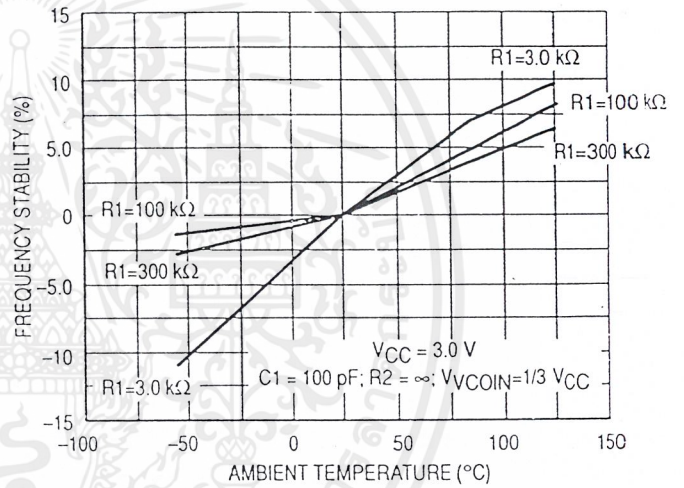


Figure 13A. Frequency Stability versus Ambient Temperature: V<sub>CC</sub> = 3.0 V

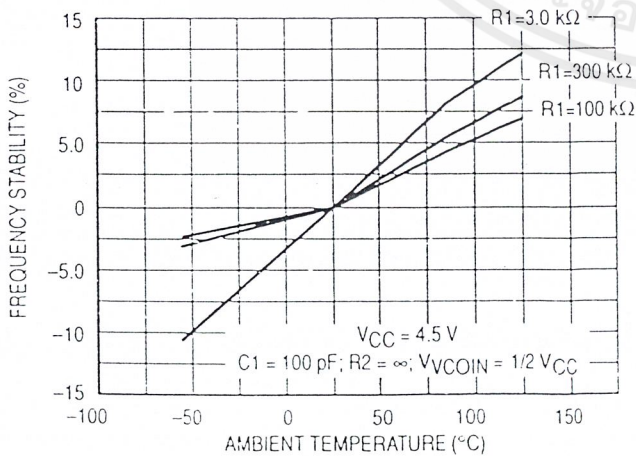


Figure 13B. Frequency Stability versus Ambient Temperature: V<sub>CC</sub> = 4.5 V

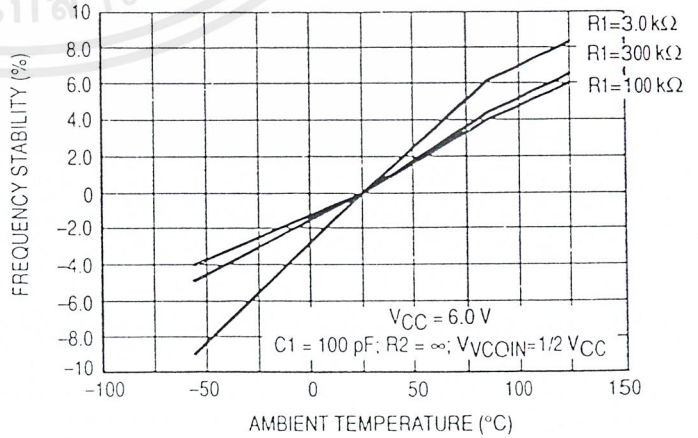


Figure 13C. Frequency Stability versus Ambient Temperature: V<sub>CC</sub> = 6.0 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่อนุญาตให้นำไปทำซ้ำ หรือแก้ไข หรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

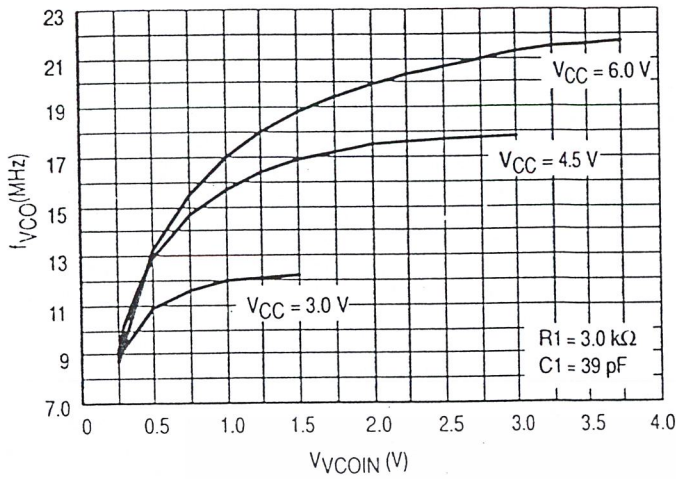


Figure 14A. VCO Frequency ( $f_{VCO}$ ) as a Function of the VCO Input Voltage ( $V_{VCOIN}$ )

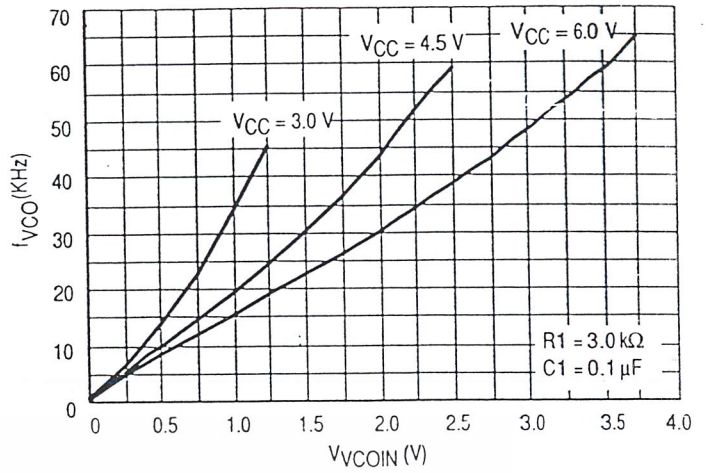


Figure 14B. VCO Frequency ( $f_{VCO}$ ) as a Function of the VCO Input Voltage ( $V_{VCOIN}$ )

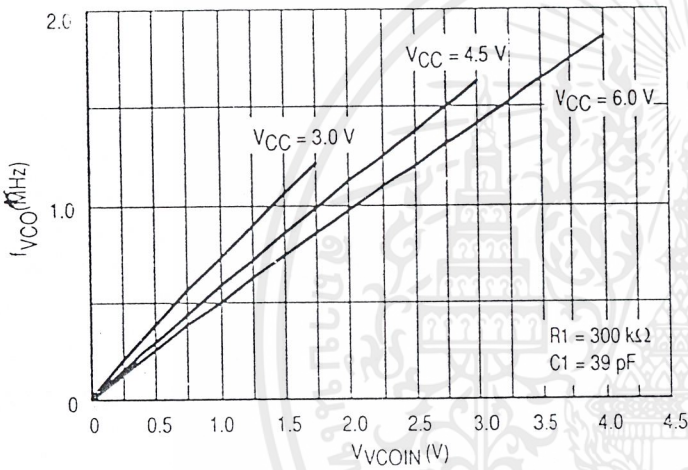


Figure 14C. VCO Frequency ( $f_{VCO}$ ) as a Function of the VCO Input Voltage ( $V_{VCOIN}$ )

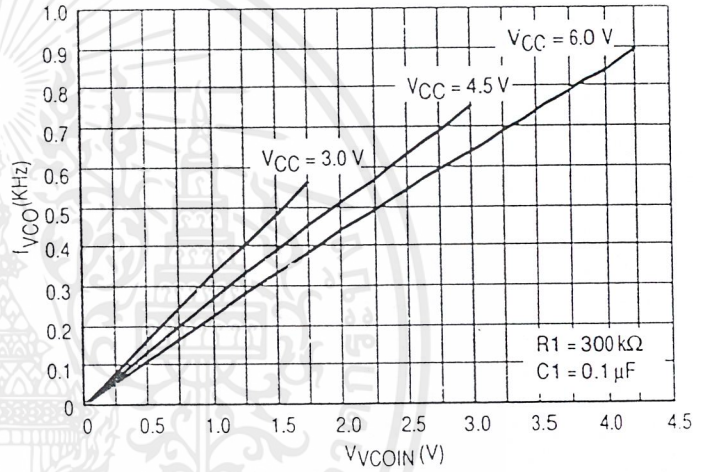


Figure 14D. VCO Frequency ( $f_{VCO}$ ) as a Function of the VCO Input Voltage ( $V_{VCOIN}$ )

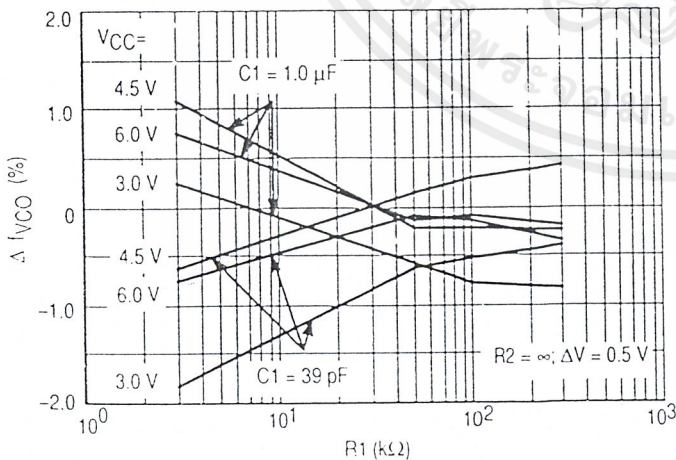


Figure 15A. Frequency Linearity versus  $R_1$ ,  $C_1$  and  $V_{CC}$

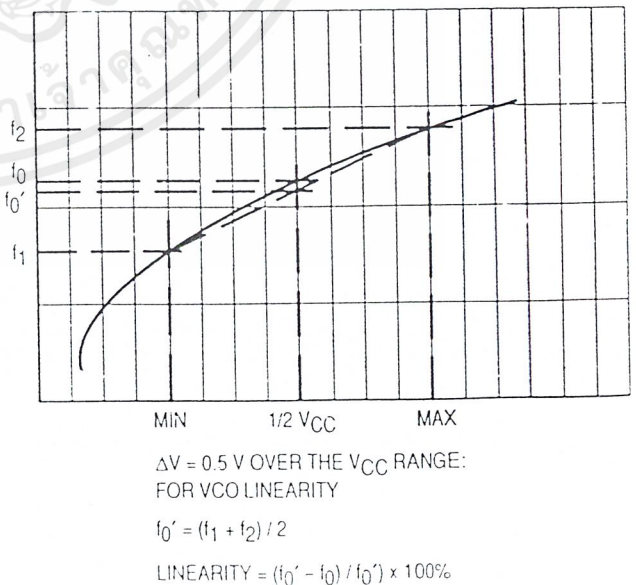


Figure 15B. Definition of VCO Frequency Linearity

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีโอกาสนำไปใช้

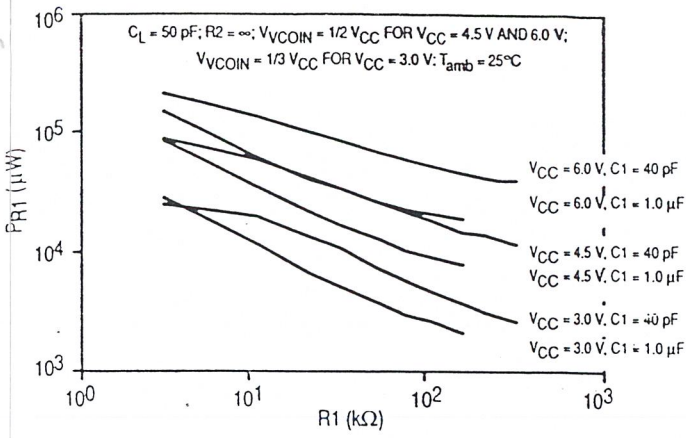


Figure 16. Power Dissipation versus R1

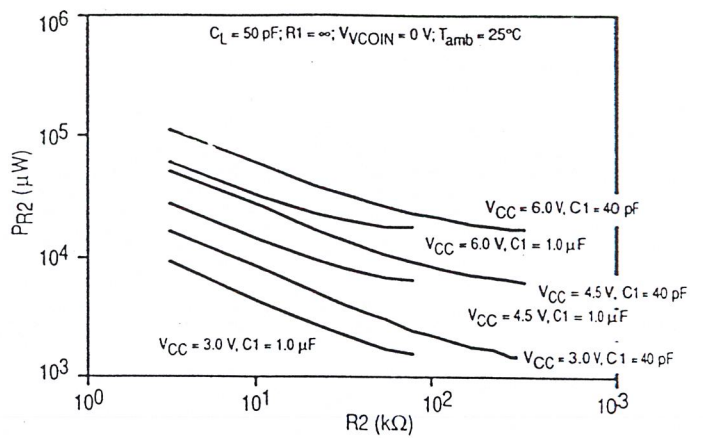


Figure 17. Power Dissipation versus R2

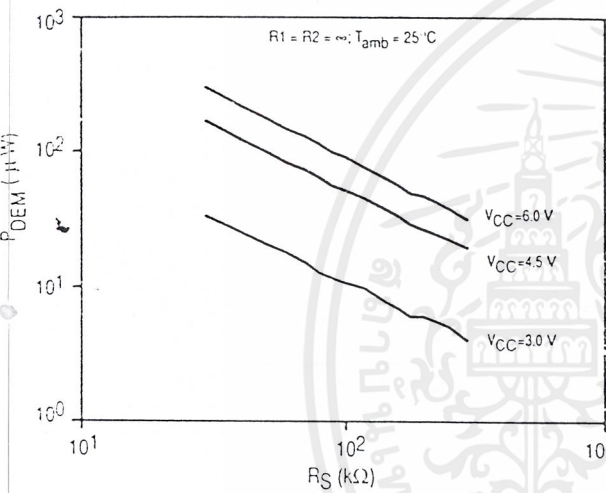


Figure 18. DC Power Dissipation of Demodulator versus RS

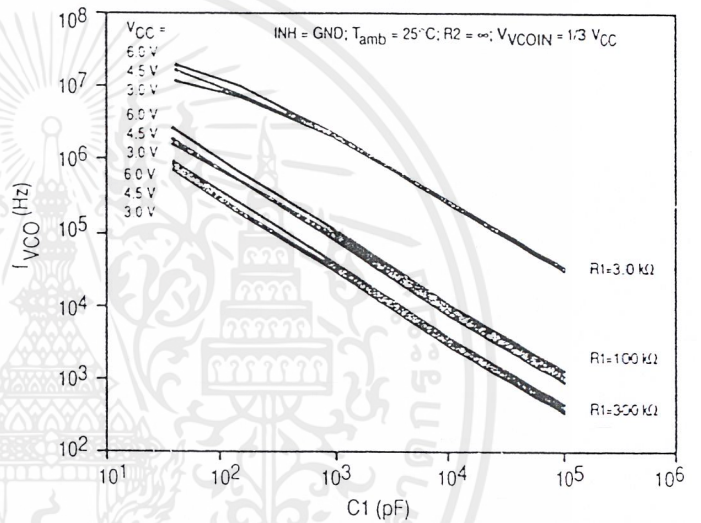


Figure 19. VCO Center Frequency versus C1

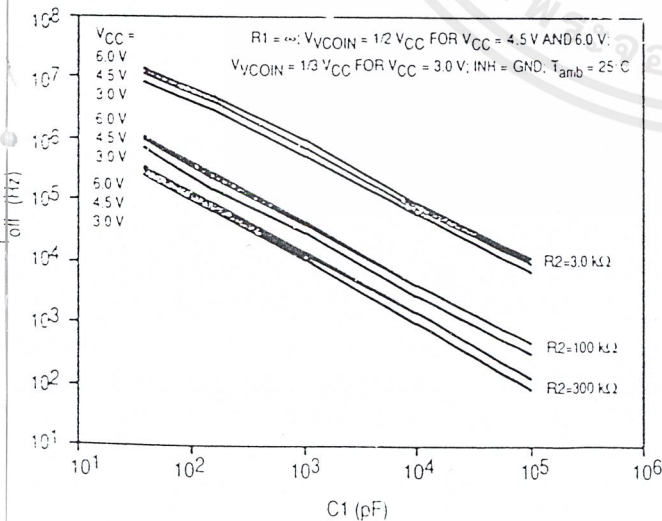


Figure 20. Frequency Offset versus C1

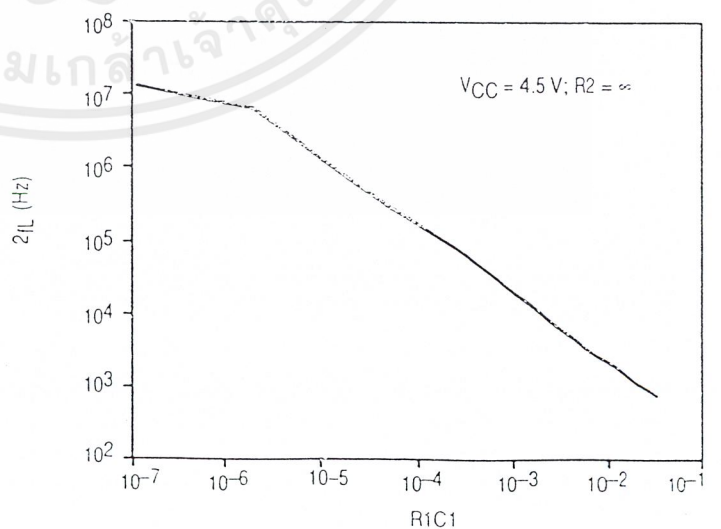


Figure 21. Typical Frequency Lock Range (2fL) versus R1C1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

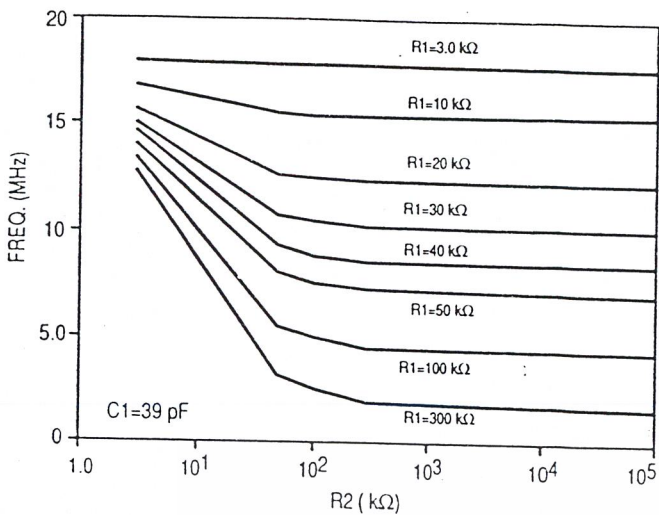


Figure 22. R2 versus  $f_{max}$

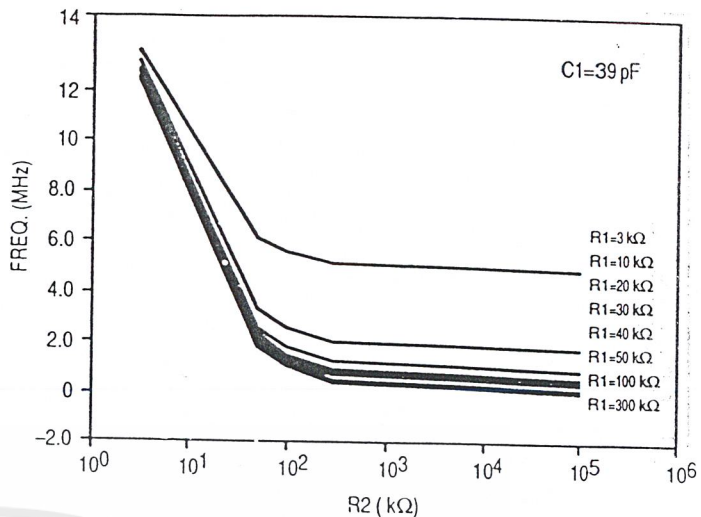


Figure 23. R2 versus  $f_{min}$

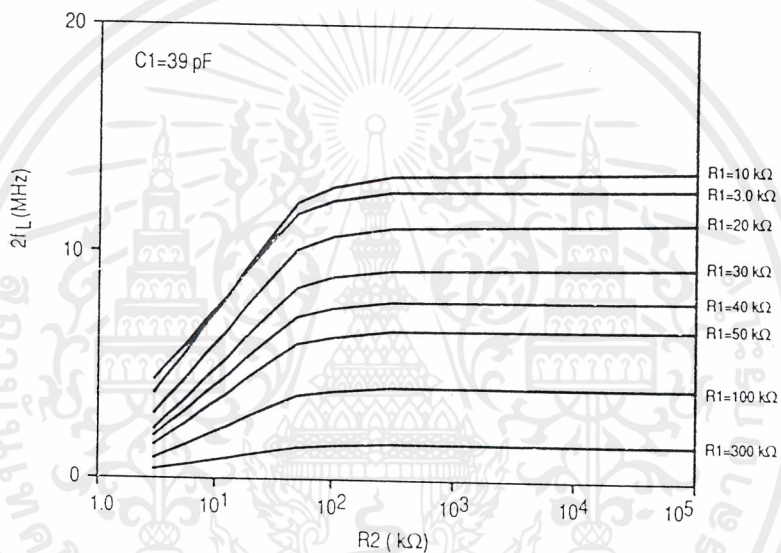


Figure 24. R2 versus Frequency; Lock Range ( $2f_L$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น จึงขอรบกวนให้ติดต่อขอเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## APPLICATION INFORMATION

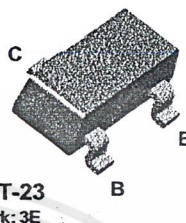
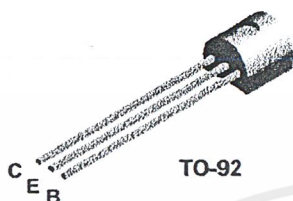
The following information is a guide for approximate values of R1, R2, and C1. Figures 19, 20, and 21 should be used as references as indicated below, also the values of R1, R2, and C1 should not violate the Maximum values indicated in the DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS tables.

Phase Comparator 1		Phase Comparator 2		Phase Comparator 3	
$R_2 = \infty$	$R_2 \neq \infty$	$R_2 = \infty$	$R_2 \neq \infty$	$R_2 = \infty$	$R_2 \neq \infty$
<ul style="list-style-type: none"> <li>Given <math>f_0</math></li> <li>Use <math>f_0</math> with Figure 19 to determine R1 and C1. (see Figure 23 for characteristics of the VCO operation)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Given <math>f_0</math> and <math>f_L</math></li> <li>Calculate <math>f_{min}</math>: <math>f_{min} = f_0 - f_L</math></li> <li>Determine values of C1 and R2 from Figure 20.</li> <li>Determine R1-C1 from Figure 21.</li> <li>Calculate value of R1 from the value of C1 and the product of R1C1 from Figure 21. (see Figure 24 for characteristics of the VCO operation)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Given <math>f_{max}</math> and <math>f_0</math></li> <li>Determine the value of R1 and C1 using Figure 19 and use Figure 21 to obtain <math>2f_L</math> and then use this to calculate <math>f_{min}</math>.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Given <math>f_0</math> and <math>f_L</math></li> <li>Calculate <math>f_{min}</math>: <math>f_{min} = f_0 - f_L</math></li> <li>Determine values of C1 and R2 from Figure 20.</li> <li>Determine R1-C1 from Figure 21.</li> <li>Calculate value of R1 from the value of C1 and the product of R1C1 from Figure 21. (see Figure 24 for characteristics of the VCO operation)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Given <math>f_{max}</math> and <math>f_0</math></li> <li>Determine the value of R1 and C1 using Figure 19 and Figure 21 to obtain <math>2f_L</math> and then use this to calculate <math>f_{min}</math>.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Given <math>f_0</math> and <math>f_L</math></li> <li>Calculate <math>f_{min}</math>: <math>f_{min} = f_0 - f_L</math></li> <li>Determine values of C1 and R2 from Figure 20.</li> <li>Determine R1-C1 from Figure 21.</li> <li>Calculate value of R1 from the value of C1 and the product of R1C1 from Figure 21. (see Figure 24 for characteristics of the VCO operation)</li> </ul>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

**MPSH10**

**MMBTH10**



**NPN RF Transistor**

This device is designed for use in low noise UHF/VHF amplifiers, with collector currents in the 100  $\mu$ A to 20 mA range in common emitter or common base mode of operations, and in low frequency drift, high output UHF oscillators. Sourced from Process 42.

**Absolute Maximum Ratings\*** TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V <sub>CEO</sub>	Collector-Emitter Voltage	25	V
V <sub>CBO</sub>	Collector-Base Voltage	30	V
V <sub>EBO</sub>	Emitter-Base Voltage	3.0	V
I <sub>C</sub>	Collector Current - Continuous	50	mA
T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

\* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

**NOTES:**

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

**Thermal Characteristics** TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max		Units
		MPSH10	*MMBTH10	
P <sub>D</sub>	Total Device Dissipation Derate above 25°C	350	225	mW
		2.8	1.8	mW/°C
R <sub>θJC</sub>	Thermal Resistance, Junction to Case	125		°C/W
R <sub>θJA</sub>	Thermal Resistance, Junction to Ambient	357	556	°C/W

\* Device mounted on FR-4 PCB 1.6" X 1.6" X 0.06."

**NPN RF Transistor**  
 (continued)

**Electrical Characteristics**

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Sustaining Voltage*	$I_C = 1.0 \text{ mA}, I_B = 0$	25		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 100 \text{ } \mu\text{A}, I_E = 0$	30		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 10 \text{ } \mu\text{A}, I_C = 0$	3.0		V
$I_{CBO}$	Collector Cutoff Current	$V_{CB} = 25 \text{ V}, I_E = 0$		100	nA
$I_{EBO}$	Emitter Cutoff Current	$V_{EB} = 2.0 \text{ V}, I_C = 0$		100	nA

**ON CHARACTERISTICS**

$h_{FE}$	DC Current Gain	$I_C = 4.0 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V}$	60		
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 4.0 \text{ mA}, I_B = 0.4 \text{ mA}$		0.5	V
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter On Voltage	$I_C = 4.0 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V}$		0.95	V

**SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS**

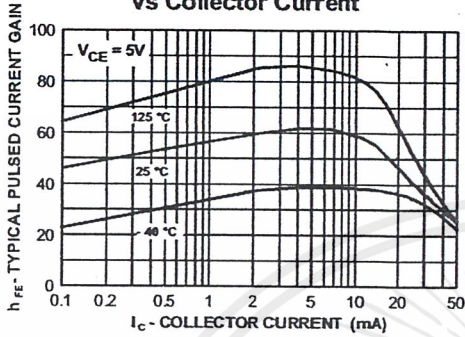
$f_T$	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = 4.0 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V},$ $f = 100 \text{ MHz}$	650		MHz
$C_{cb}$	Collector-Base Capacitance	$V_{CB} = 10 \text{ V}, I_E = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$		0.7	pF
$C_{rb}$	Common-Base Feedback Capacitance	$V_{CB} = 10 \text{ V}, I_E = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$	0.35	0.65	pF
$rb'C_c$	Collector Base Time Constant	$I_C = 4.0 \text{ mA}, V_{CB} = 10 \text{ V},$ $f = 31.8 \text{ MHz}$		9.0	pS

 \* Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300 \text{ } \mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$ 
**Spice Model**

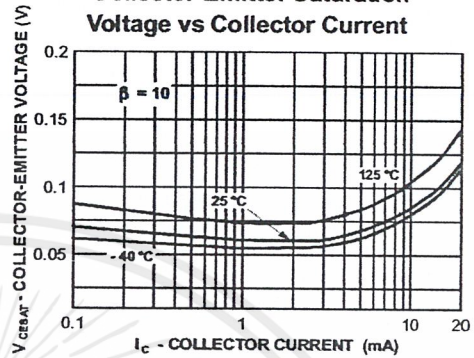
 NPN (Is=69.28E-18 Xti=3 Eg=1.11 Vaf=100 Bf=308.6 Ne=1.197 Ise=69.28E-18 Ikf=22.83m Xtb=1.5 Br=1.11  
 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=4 Cjc=1.042p Mjc=.2468 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=1.52p Mje=.3223 Vje=.75 Tr=1.558n  
 Tf=135.8p If=.27 Vtf=10 Xtf=30 Rb=10)

Typical Characteristics

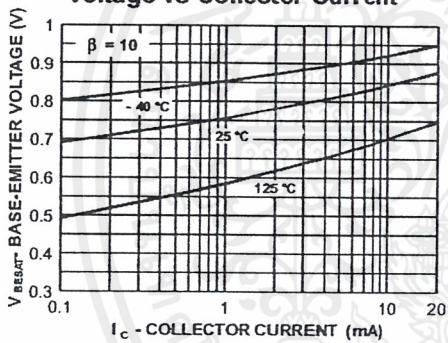
Typical Pulsed Current Gain vs Collector Current



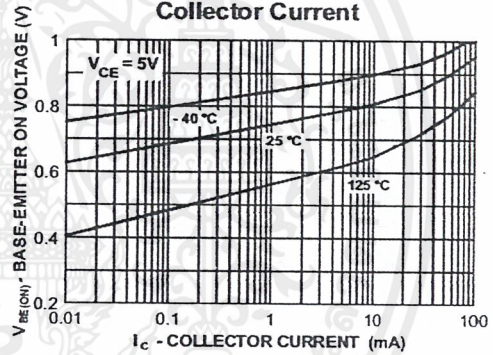
Collector-Emitter Saturation Voltage vs Collector Current



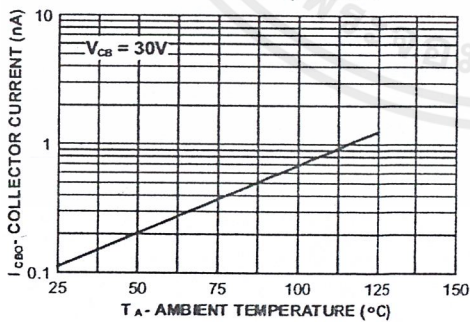
Base-Emitter Saturation Voltage vs Collector Current



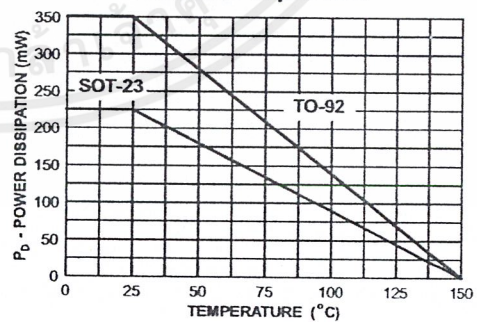
Base-Emitter ON Voltage vs Collector Current



Collector-Cutoff Current vs Ambient Temperature

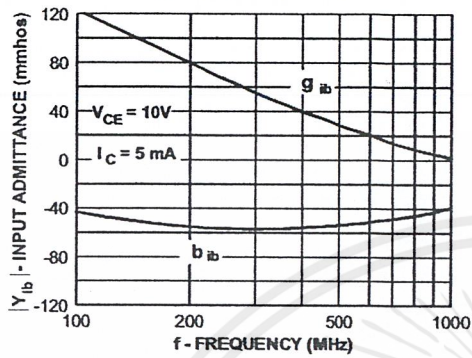


Power Dissipation vs Ambient Temperature

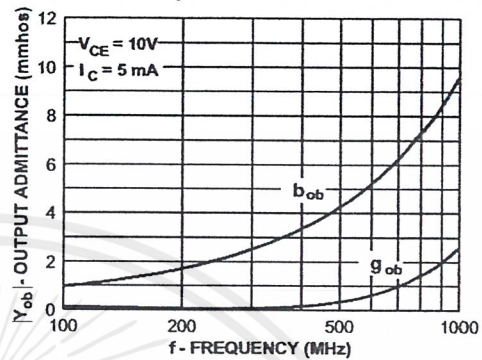


Common Base Y Parameters vs. Frequency

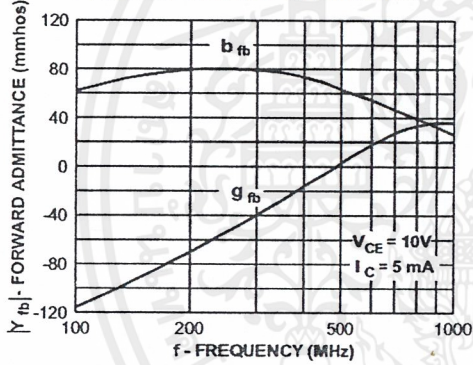
Input Admittance



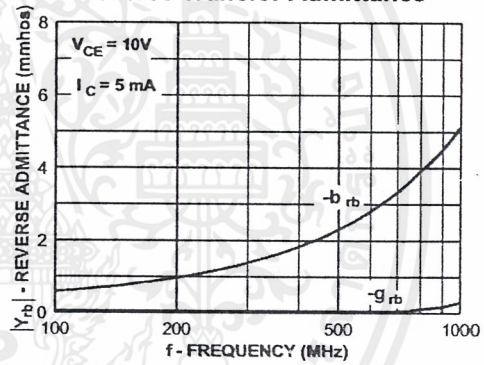
Output Admittance



Forward Transfer Admittance



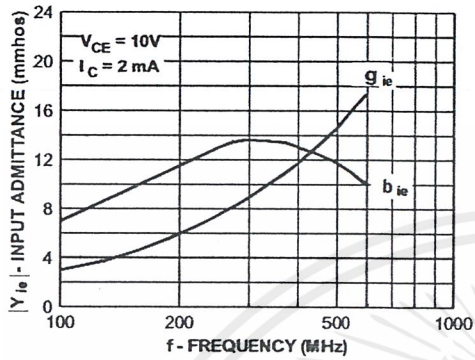
Reverse Transfer Admittance



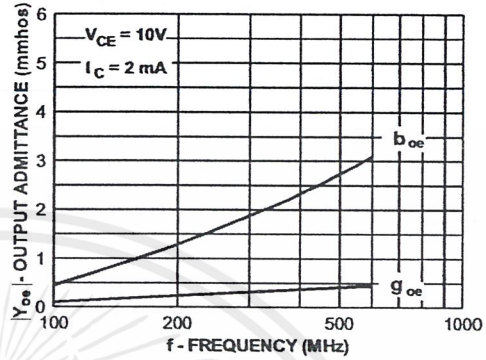
**NPN RF Transistor**  
(continued)

**Common Emitter Y Parameters vs. Frequency**

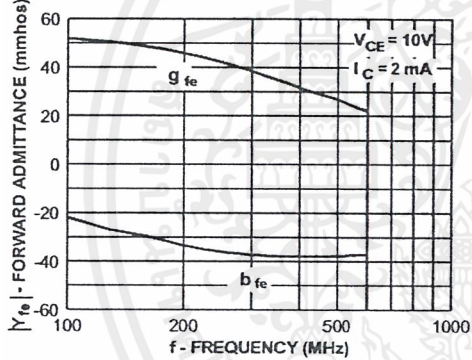
**Input Admittance**



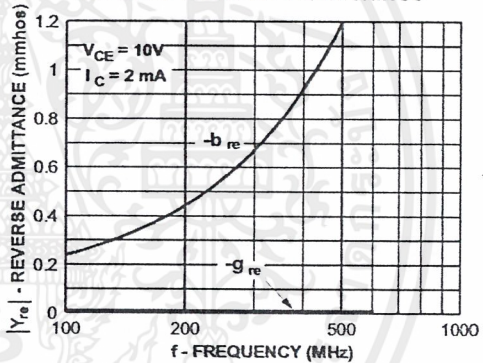
**Output Admittance**



**Forward Transfer Admittance**



**Reverse Transfer Admittance**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuits

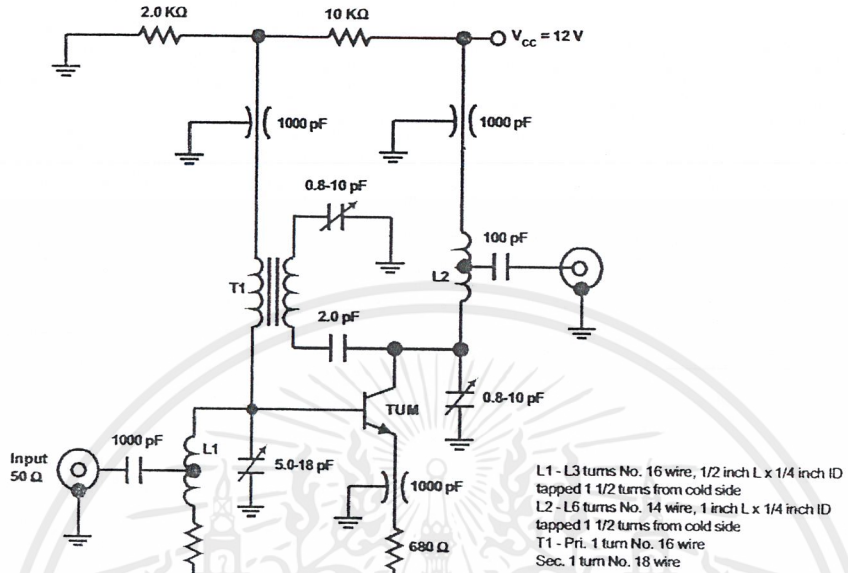


FIGURE 1: Neutralized 200 MHz PG and NF Circuit

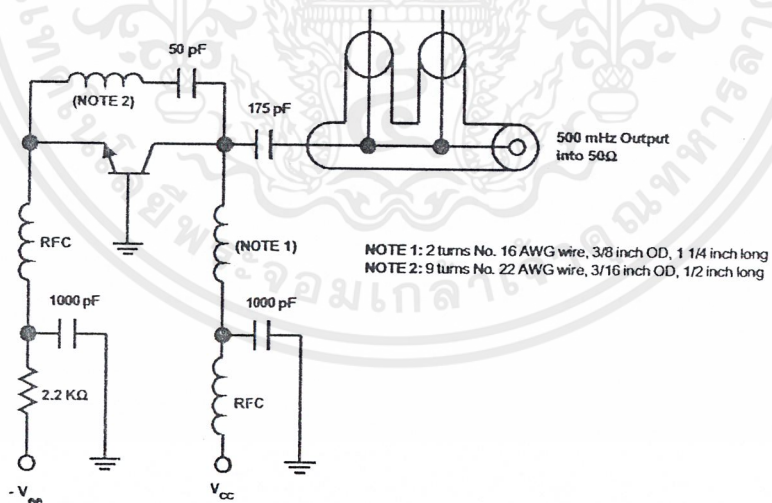


FIGURE 2: 500 MHz Oscillator Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

ยีน ภู่วรรณ,ทฤษฎีและการใช้งาน อิเล็กทรอนิกส์,ซีเอ็ดยูเคชั่น2521

วิวัฒน์ กิรานนท์ ,วิศวกรรมการสื่อสาร,อักษรการพิมพ์ 2540

ARTHUE B.WILLIAMS& FRED J.TEYLOR ,ELECTRONICS FILTER DESING  
HANDBOOK,McGRAW-HILL PEBLISH COMPANY ,1997

GOBIND DARYANANI,PRINCIPLES OF ACTIVE NETWORK SYNTHESIS AND  
DESIGN,Bell laboratory 1976

ME VAN NALKENBURG,Analog Filter Design,1982

SEDRA/SMITH,MICROELCTRONICS COMMUNICATION ,OXFORD  
UNIVERSITY,1982

