



เครื่องรับ-ส่งสัญญาณ FM STEREO พร้อม AM โดยใช้คลื่นพาหะความถี่เดียวกัน
 FM STEREO/AM TRANSMITTER AND RECEIVER BY SINGLE CARRIER



โดย
 นางสาวขวัญใจ เทียรักสุวรรณ
 นางสาวเบญจวรรณ ธรรมวุฒิ

วัน เดือน ปี..... 18.ค.ค. 2541
 เลขทะเบียน..... 039072
 เลขเรียกหนังสือ..... T.40313 V.259ค

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
 สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ปีการศึกษา 2540

เครื่องรับ-ส่งสัญญาณ FM STEREO พร้อม AM โดยใช้คลื่นพาหะความถี่เดียวกัน
FM STEREO/AM TRANSMITTER AND RECEIVER BY SINGLE CARRIER

โดย

นางสาวขวัญใจ เดียร์สุวรรณ 37014032

นางสาวเบญจวรรณ ธรรมวุฒิ 37041222

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2540

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องรับ-ส่งสัญญาณ FM STEREO พร้อม AM โดยใช้คลื่นพาหะความถี่เดียวกัน

FM STEREO/AM TRANSMITTER AND RECEIVER BY SINGLE CARRIER

ผู้จัดทำ

1.นางสาวขวัญใจ เกียรติสุวรรณ 37014032

2.นางสาวณญอรพรรณ ชรรรมวุฒิ 37041222

.....พท.ปภ.....

(รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน)

อาจารย์ที่ปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับ-ส่งสัญญาณ FM STEREO พร้อม AM โดยใช้คลื่นพาหะความถี่เดียวกัน
FM STEREO/AM TRANSMITTER AND RECEIVER BY SINGLE CARRIER

โดย นางสาววิญใจ เจียรักสุวรรณ 37014032

นางสาวเบญจวรรณ ธรรมวุฒิ 37014222

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้เสนอเครื่องรับ-ส่ง FM STEREO พร้อม AM (FM STEREO/AM) โดยใช้คลื่นพาหะความถี่เดียวกันคือ 49 MHz โดยทางด้านภาคส่งจะทำการมอดูเลตแบบ FM STEREO และ AM ตามลำดับ แล้วผ่านส่วนของภาคขยาย จากนั้นจึงทำการส่งออกอากาศ ในส่วนของภาครับจะทำการดีเทคสัญญาณ FM STEREO และ AM ได้โดยอิสระจากกัน

ABSTRACT

In this project, the FM STEREO/AM Transmitter and Receiver which modulate by only single 49 MHz carrier frequency is proposed . At the transmitter FM STEREO signal is generated by the first and used its as a carrier for generate AM signal. For the receiver the modulating signal are demodulated by AM and FM STEREO detector independent.

สารบัญ

หน้า

บทที่ 1 บทนำ

บทที่ 2 หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1	บล็อกไดอะแกรมภาคส่ง-รับสัญญาณ	2
2.2	ทฤษฎีเบื้องต้นของการมอดูเลตทางเฟสและทางความถี่	3
2.3	คลื่นแอมป์เอ็มความถี่เดียว	4
2.4	แอมป์เอ็มแบนด์แคบ (NBFM)	5
2.5	ความถี่สเปกตรัมของคลื่นแอมป์เอ็ม	7
2.6	การผลิตแอมป์เอ็มแบบ Indirect	8
2.7	แอมป์ลิจูดมอดูเลชัน	9
2.8	ฟรีควเอนซีสเปกตรัม (Frequency Spectrum)	11
2.9	เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต (Percentage Modulation)	11
2.10	วงจรมิกเซอร์	12
2.11	ฮาล์ฟ เวฟ เรคตีไฟาย (Half Wave Rectifier)	16
2.12	การมอดูเลตแบบพัลส์โพสิชัน (PPM: Pulse Position Modulation)	16
2.13	การคิเทคสัญญาณโดยใช้ ขบวนการสร้างสัญญาณเลียนแบบพีเอ็ม	17
2.14	การวิเคราะห์หาค่าองค์ประกอบของสัญญาณอิมพัลส์	18
2.15	วงจรรขยายพื้นฐาน	20
2.16	วงจรรขยายนอนอินเวอร์ตติง (Nono Inverting Amplifier)	24
2.17	เอนวิโลปดีเทคเตอร์ (Envelope Detector)	25

บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง

3.1	วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์	27
3.2	วงจร โลพาสฟิลเตอร์	30
3.3	วงจรสร้างสัญญาณแอมป์เอ็ม	34
3.4	วงจรมอดูเลตคลื่นแอมป์เอ็มแบบ DSB	34
3.5	วงจรมิกเซอร์	34
3.6	วงจร โดคยลลอสซซิลเลเตอร์	34
3.7	วงจรรขยายสัญญาณไอเอฟ 455 Hz	38
3.8	วงจรคิเทคสัญญาณแอมป์เอ็ม	38
3.9	วงจรคิเทคสัญญาณแอมป์เอ็ม	38

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

40

บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป

56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ภาคผนวก
ไม่จำกัดจำนวน ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำ ไปใช้

บรรณานุกรม

58

สารบัญรูปภาพ

หน้า

รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมภาคส่ง-ภาครับสัญญาณ	1
รูปที่ 2.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างการมอดูเลตทางความถี่และการมอดูเลตทางเฟส	4
รูปที่ 2.3 แสดงการเปรียบเทียบเฟสเซอร์ของคลื่น NBFM และคลื่น AM	6
รูปที่ 2.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมวิธีการผลิตสัญญาณ NBFM	6
รูปที่ 2.5 แสดงกราฟของ Bessel Function	8
รูปที่ 2.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมการผลิตสัญญาณ WBFM โดยวิธีอินไดเรค	9
รูปที่ 2.7 แสดงรูปคลื่นสัญญาณเอเอ็ม เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของคลื่นฮอติโอ	10
รูปที่ 2.8 แสดงการหาค่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต	12
รูปที่ 2.9 ตัวอย่างมิกเซอร์ของภาคเครื่องส่งและภาคเครื่องรับ	13
รูปที่ 2.10 วงจรบาลานซ์มิกเซอร์ชนิดพาสซีฟ	14
รูปที่ 2.11 วงจรบาลานซ์มิกเซอร์ ชนิดแอกทีฟ แบบใช้ FET	14
รูปที่ 2.12 วงจรบาลานซ์มิกเซอร์ ชนิดแอกทีฟแบบใช้ ไอซี	15
รูปที่ 2.13 วงจรมิกเซอร์แบบ ไม่สมดุล	15
รูปที่ 2.14 วงจรอินเวอร์คติ้ง ฮาล์ฟเวฟ เรคตีฟาย	16
รูปที่ 2.15 แสดงการสร้างสัญญาณการมอดูเลตแบบพีพีเอ็ม	17
รูปที่ 2.16 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการดีเทคสัญญาณเอฟเอ็ม โดยใช้กระบวนการสร้างสัญญาณเลียนแบบพีพีเอ็ม	18
รูปที่ 2.17 แสดงสัญญาณเอฟเอ็ม และขบวนสัญญาณพัลส์	18
รูปที่ 2.18 แสดงคุณสมบัติของวงจรรขยายแบบต่างๆ	21
รูปที่ 2.19 วงจรขยายคลาสซี	22
รูปที่ 2.20 วงจรขยายคลาสซีที่ทำหน้าที่เป็นมอดูเลเตอร์	23
รูปที่ 2.21 รูปคลื่นสัญญาณที่ได้จากวงจรมอดูเลเตอร์คลาสซี	24
รูปที่ 2.22 วงจรขยายนอนอินเวอร์คติ้ง	24
รูปที่ 2.23 แสดงภาพประกอบอธิบายการทำงานของวงจรีเทคกรอบสัญญาณ	26
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์	27
รูปที่ 3.2 แสดงวงจร โลพาสฟิลเตอร์เซลเลนและคีย์	31
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรสร้างสัญญาณเอฟเอ็ม	33
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรมอดูเลตคลื่นเอเอ็มแบบ DSB	35
รูปที่ 3.5 วงจรมิกเซอร์ MC1496	36
รูปที่ 3.6 แสดงวงจร โลกอลออสซิลเลเตอร์ BA1404	36
รูปที่ 3.7 แสดงวงจรรขยายสัญญาณ ไอเอฟความถี่ 455kHz	37

รูปที่ 3.9 แสดงวงจรดีเทคสัญญาณเอฟเอ็ม	39
รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ 200 Hz และสัญญาณไซน์ความถี่ 2 kHz	40
รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณสามเหลี่ยมบวกกับสัญญาณไซน์ และสัญญาณ ไซน์ความถี่ 2 kHz	41
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณ L - R และสัญญาณ L + R	41
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณ L - R ที่ผ่านและ ไม่ผ่านการมอดูเลทกับคลื่น ไซน์ 38 kHz	42
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณ L - R ที่ผ่านการมอดูเลทกับคลื่น ไซน์ 38 kHz และสัญญาณ ไซน์ 38 kHz	42
รูปที่ 4.6 แสดงสเปคตรัมสัญญาณคลื่นพาหะความถี่ 49.39 MHz ที่ขา 7 (RF OUT) ของ BA1404	43
รูปที่ 4.7 แสดงสเปคตรัมเมื่อป้อนสัญญาณข่าวสาร ไซน์ 0.3 Vpp ทำการมอดูเลทแบบ FM	43
รูปที่ 4.8 แสดงสเปคตรัมเมื่อทำการป้อนสัญญาณ ไซน์ 40 kHz ขนาด 0.3 Vpp ทำการมอดูเลทแบบ AM	44
รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณที่ขา 6 ของ MC1496 เมื่อมีการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณข่าวสาร โดยที่ ขนาดของสัญญาณมีค่าคงที่	45
รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณอาร์เอฟจากภาคส่ง (CH1) และสัญญาณ โลคอลลอสซิงิลเลเตอร์(CH2)	47
รูปที่ 4.11 แสดงเอาต์พุตของมิกเซอร์(CH1)และสัญญาณ ไอเอฟที่ทำการขยายด้วยวงจร นอน อินเวอร์ตคิง (CH2)	48
รูปที่ 4.12 แสดงสเปคตรัมสัญญาณ ไอเอฟ 455 kHz ซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์	48
รูปที่ 4.13 แสดงสเปคตรัมสัญญาณ ไอเอฟ 455 kHz หลังจากผ่านวงจรบัฟเฟอร์ และผ่านวงจร ขยายนอน อินเวอร์ตคิง	49
รูปที่ 4.14 แสดงเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์(CH1)และนำไปผ่านส่วนบัฟเฟอร์ แล้วทำการขยาย (CH2)	50
รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์ที่ผ่านส่วนบัฟเฟอร์ และผ่านการขยาย (CH1) เทียบกับสัญญาณข่าวรูป ไซน์ที่ทำการดีเทคแบบเอเอ็ม ได้ (CH2)	50
รูปที่ 4.16 แสดงคลื่น ไซน์ 1.5 kHz ที่ ได้จากการดีเทคสัญญาณเอฟเอ็ม (CH1) และคลื่น ไซน์ 600 Hz ที่ ได้จากการดีเทค สัญญาณเอเอ็ม (CH2)	51
รูปที่ 4.17 แสดงสัญญาณสามเหลี่ยม 1.5 kHz ที่ ได้จากการดีเทคสัญญาณเอฟเอ็ม(CH1) และ สัญญาณสามเหลี่ยม 600 Hz ที่ ได้จากการดีเทคสัญญาณเอเอ็ม	52
รูปที่ 4.18 แสดงสัญญาณสี่เหลี่ยม 1.5 kHz ที่ ได้จากการดีเทคสัญญาณเอฟเอ็ม (CH1) และ สัญญาณสี่เหลี่ยม 600 Hz ที่ ได้จากการดีเทคสัญญาณเอเอ็ม	52
รูปที่ 4.19 แสดงสัญญาณ ไซน์ 1.2 kHz ที่ ได้จากการดีเทคสัญญาณเอฟเอ็ม(CH1) และ การดีเทคสัญญาณเอเอ็ม (CH2)	53
รูปที่ 4.20 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ และค่าศักดาไฟฟ้า (Vpp) เมื่อลอง ทำการหาจุดคัทออฟของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ได้ออกแบบไว้ให้หาคัทออฟ ที่ความถี่ 4 kHz	54

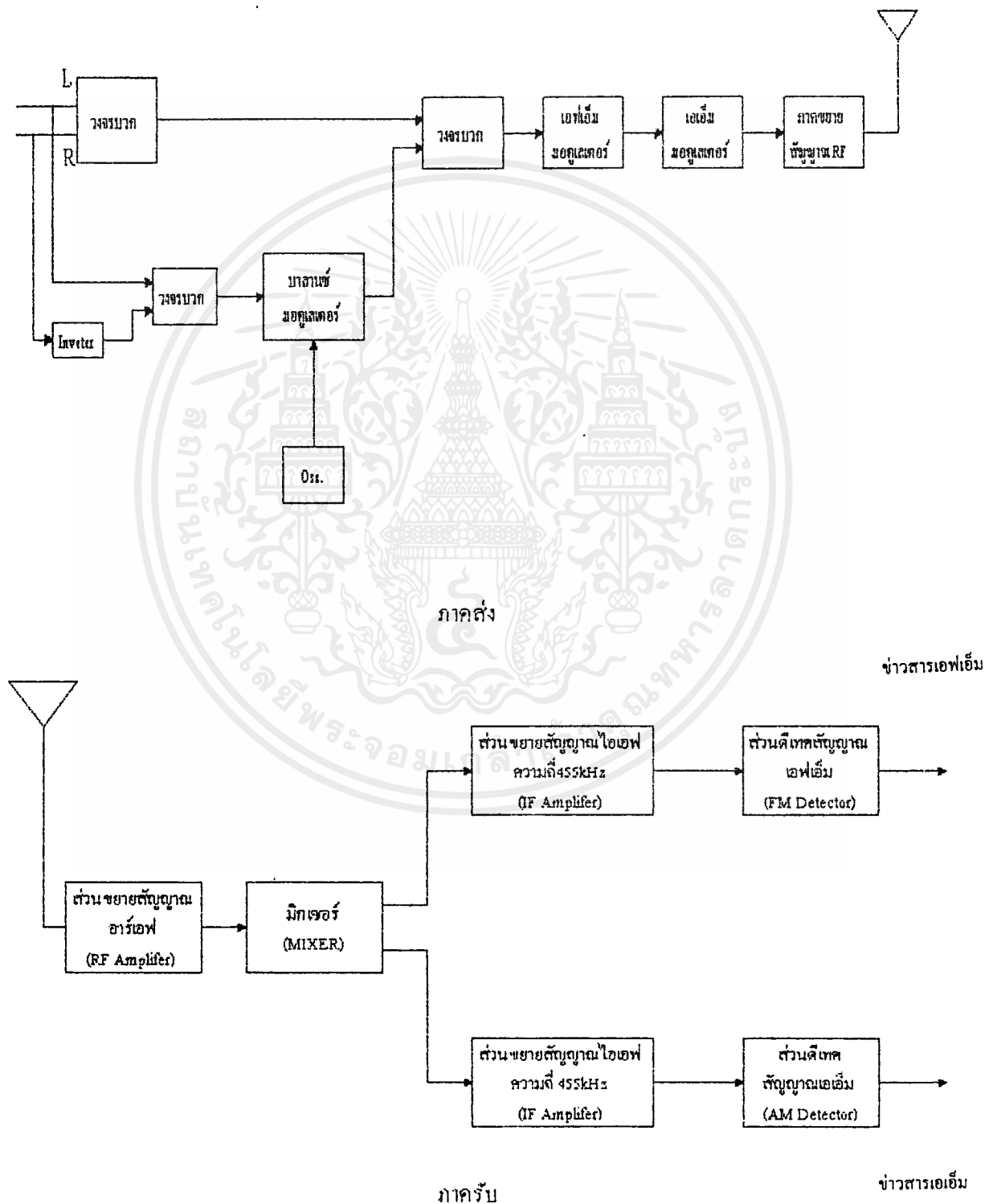
บทที่ 1
บทนำ

ปัจจุบันเป็นยุคที่ได้ชื่อว่า "ยุคการสื่อสารไร้พรมแดน" ซึ่งจะทำให้เกิดการหลั่งไหลและการถ่ายทอดทางเทคโนโลยี ทำให้มนุษย์ทุกคนมีโอกาสที่จะได้รับรู้ และสัมผัสเทคโนโลยีใหม่อยู่เสมอ และเทคโนโลยีนี้เองจะเป็นตัวที่จะทำให้มนุษย์มีความเป็นอยู่ที่ดี และสะดวกสบายมากขึ้นไม่ว่าจะเป็นอุปกรณ์ในการศึกษาวิจัย การสื่อสาร บันทึกลงคดียุคใหม่ กิจกรรมสันทนาการต่างๆ การประกอบธุรกิจ รวมไปถึงเครื่องมือเครื่องใช้ในครัวเรือนที่จะสามารถอำนวยความสะดวกให้แก่เราได้เพียงปลายนิ้วสัมผัส

โครงการนี้นำเสนอเครื่องรับ - ส่งสัญญาณ FM STEREO พร้อม AM โดยใช้คลื่นพาหะความถี่เดียวกัน คือ 49 MHz ซึ่งจะทำให้เป็นการใช้งานย่านความถี่ในการส่งสัญญาณอย่างมีประสิทธิภาพแทนที่จะใช้คลื่นพาหะ แยกกันในการส่งสัญญาณ FM STEREO และ AM ส่วนทางด้านรับจะทำการตีเทคสัญญาณ FM STEREO และ AM ออกจากกันได้โดยอิสระ ทำให้สามารถนำไปประยุกต์ในการส่งสัญญาณภาพและเสียงได้

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

2.1บล็อกไดอะแกรม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมทางด้านภาคส่งภาครับสัญญาณในข้อประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของการมอดูเลททางเฟสและทางความถี่

การมอดูเลททางมุมแยกออกได้เป็น 2 แบบ คือ การมอดูเลททางเฟส (phase modulation) และการมอดูเลททางความถี่ (frequency modulation)

ให้ $\theta_i(t)$ เป็นมุมของคลื่นพาห์ซึ่งผ่านกระบวนการมอดูเลทแล้วซึ่งเป็นฟังก์ชันของข่าวสาร และเมื่อแสดงคลื่นที่มอดูเลททางมุม (angle modulation) จะ ได้ดังนี้

$$s(t) = A_c \cos[\theta_i(t)] \quad \dots\dots\dots(2.1)$$

A_c เป็นแอมพลิจูดของคลื่นพาห์

ถ้า $\theta_i(t)$ เพิ่มขึ้นทีละขั้นโดยลำดับกับเวลาแล้ว ความถี่เฉลี่ยเป็นเฮิร์ตซ์(hertz) ในช่วงเวลาจาก t ถึง $t+\Delta t$ จะมีค่าดังนี้

$$f_{\Delta}(t) = \frac{\theta_i(t+\Delta t) - \theta_i(t)}{2\pi\Delta t} \quad \dots\dots\dots(2.2)$$

ดังนั้นจึงสามารถกำหนดความถี่ในขณะหนึ่งของคลื่นที่มอดูเลททางมุม $s(t)$ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} f_i(t) &= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} f_{\Delta}(t) \\ &= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \left[\frac{\theta_i(t+\Delta t) - \theta_i(t)}{2\pi\Delta t} \right] = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta_i(t)}{dt} \quad \dots\dots\dots(2.3) \end{aligned}$$

สมการ (2.3) กรณีง่าย ๆ ของคลื่นพาห์ที่ยังไม่มีการมอดูเลท มุม $\theta_i(t)$ แสดงโดย

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

ϕ_c คือ ค่าของ $\theta_i(t)$ ที่ $t=0$

มีหลายวิธีที่จะทำให้ $\theta_i(t)$ เปลี่ยนแปลงไปด้วยสัญญาณเบสแบนด์(base band)

1)PM คือ $\theta_i(t)$ ที่เปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้นไปกับสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + k_f m(t)$$

เทอม $2\pi f_c t$ แสดงมุมของคลื่นพาห์ที่ยังไม่มีการมอดูเลท

ค่าคงที่ k_f คือ phase sensitivity หน่วยเป็นเรเดียน/โวลท์

ดังนั้นแสดงคลื่นที่มอดูเลททางเฟส $s(t)$ ในโดเมนเวลาได้ คือ

$$s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + k_f m(t)] \quad \dots\dots\dots(2.4)$$

2)FM คือ ความถี่ในขณะหนึ่ง $f_i(t)$ จะเปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้นไปกับสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$

$$f_i(t) = f_c + k_f m(t) \quad \dots\dots\dots(2.5)$$

f_c เป็นความถี่ของคลื่นพาห์ที่ยังไม่ได้ทำการมอดูเลท

k_f คือ frequency sensitivity ในหน่วย Hz/volt

อินทิเกรต (2.5) โดยสัมพันธ์กับเวลาทั้งสองข้างแล้วคูณผลลัพธ์ด้วย 2π จะ ได้

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

เอกสารนี้แสดงสมการคลื่นที่มอดูเลททางเฟสได้ดังนั้น การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt] \dots\dots\dots(2.6)$$

เมื่อเปรียบเทียบกับ (2.6) และ (2.4) คลื่น FM ก็เหมือนคลื่น PM ถ้าแทน $\int_0^t m(t) dt$ ในตำแหน่งของ $m(t)$ หมายความว่า สามารถจะผลิตคลื่น FM ได้จากการอินทิเกรต $m(t)$ แล้วส่งผ่านไปยังเฟสมอดูเลเตอร์ตามบล็อกไดอะแกรม 2.2) ก

ในทางตรงกันข้ามก็สามารถผลิตคลื่น PM ได้โดยคิฟเฟอเรนเชียล $m(t)$ แล้วส่งผ่านไปยังตัวมอดูเลทความถี่ (frequency modulator)

2.3 คลื่น FM ความถี่เดียว

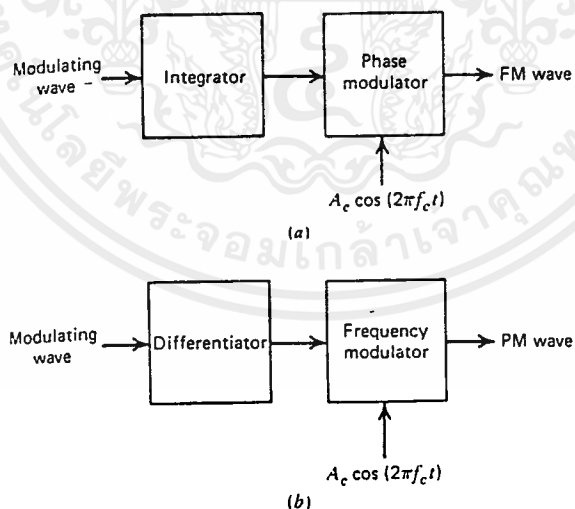
สัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ เป็นคลื่นไซน์โดยกำหนดให้เป็นดังนี้

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

จะได้ความถี่ในขณะหนึ่งของคลื่น FM ดังนี้

$$\begin{aligned} f_1(t) &= f_c + k_f A_m \cos(2\pi f_m t) \\ &= f_c + \Delta f \cos(2\pi f_m t) \end{aligned}$$

Δf นี้เรียกว่า ค่าเบี่ยงเบนความถี่ (frequency deviation) ซึ่งแสดงระยะห่างสูงสุดของ



รูปที่ 2.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างการมอดูเลททางความถี่และการมอดูเลททางเฟส

ก) บล็อกไดอะแกรมการผลิตคลื่น FM โดยการใช้เฟสมอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ข) บล็อกไดอะแกรมการผลิตคลื่น PM โดยการใช้มอดูเลเตอร์ทางความถี่
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$f_c(t)$ จากคลื่นพาห้ f_c ค่า Δf จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแอมพลิจูดของสัญญาณเบสแบนด์ และไม่ขึ้นกับความถี่

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

ให้ $\beta = \Delta f / f_m$ เรียก β ว่าดัชนีการมอดูเลตของคลื่น FM (modulation index)

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

คลื่น FM คือ $s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)) \dots\dots\dots(2.7)$

จำแนกคลื่น FM ได้ 2 กรณี คือ

1. FM แบนด์แคบ (Narrowband FM : NBFM) เมื่อ β มีค่าน้อยกว่า 1
2. FM แบนด์กว้าง (Wideband FM : WBFM) เมื่อ β มีค่ามากกว่า 1

2.4 FM แบนด์แคบ (NBFM)

พิจารณาสมาการสมการ (2.7) คลื่น FM

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

สมมติว่า β มีค่าน้อยเมื่อเทียบ 1 เรเดียน

$$\cos[\beta \sin(2\pi f_m t)] \cong 1$$

และ $\sin[\beta \sin(2\pi f_m t)] \cong \beta \sin(2\pi f_m t)$

เขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$s(t) \cong A_c \cos(2\pi f_c t) - \beta A_c \sin(2\pi f_c t) \sin(2\pi f_m t) \dots\dots\dots(2.8)$$

$$\cong A_c \cos(2\pi f_c t) + (\beta A_c / 2) \{ \cos[2\pi(f_c + f_m)t] - \cos[2\pi(f_c - f_m)t] \}$$

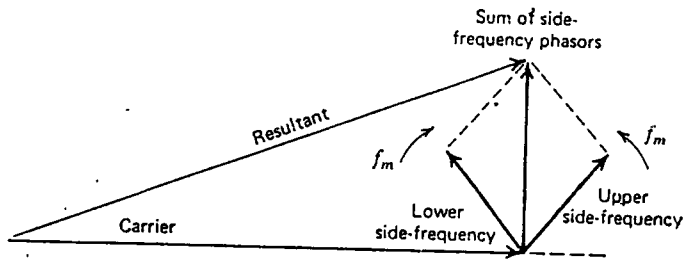
ดังนั้น NBFM จำเป็นต้องใช้แบนด์วิธในการส่งเท่ากับของคลื่น AM คือ $2 f_m$ เมื่อเปรียบเทียบกับ

สมการคลื่น AM

$$S_{AM}(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) + (\mu A_c / 2) \{ \cos[2\pi(f_c + f_m)t] + \cos[2\pi(f_c - f_m)t] \}$$

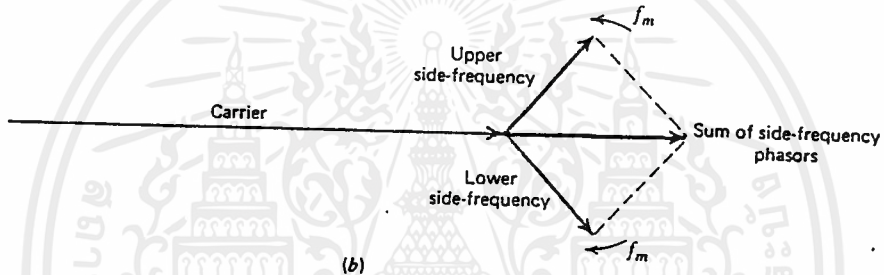
ถ้าแสดงคลื่น NBFM ด้วยเฟสเซอร์ไดอะแกรมจะได้ดังรูป 2.3 ก) จะเห็นว่าผลลัพธ์ของเฟสเซอร์ของความถี่ทั้งสองด้านจะตั้งฉากกับเฟสเซอร์ของคลื่นพาห้เสมอ จึงทำให้ผลลัพธ์ ของ NBFM มีแอมพลิจูดใกล้เคียงกับเฟสเซอร์ของคลื่นพาห้

รูป 2.3 ข) เป็นกรณีของคลื่น AM ผลลัพธ์จะมีแอมพลิจูดแตกต่างกันไปจากเฟสเซอร์ของคลื่นพาห้แต่จะมีเฟสเดียวกันเสมอ



(a)

ก) คลื่น NBFM

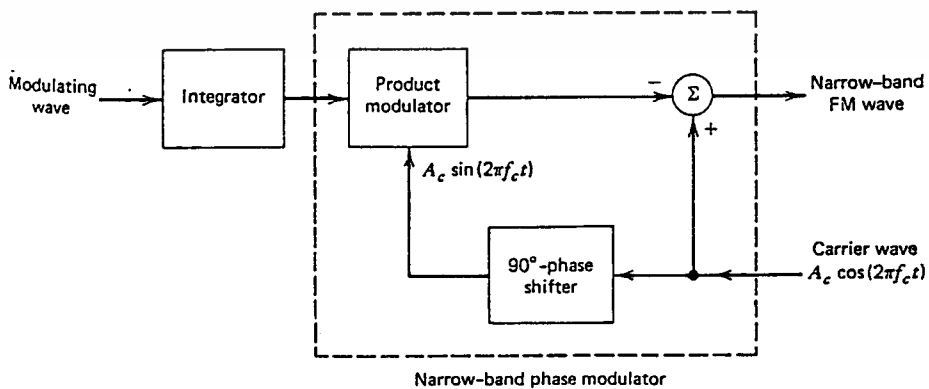


(b)

ข) คลื่น AM

รูปที่ 2.3 แสดงการเปรียบเทียบเฟสเซอร์ของคลื่น NBFM และคลื่น AM

ถ้านำสมการ (2.8) มาเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมจะได้ดังรูปที่ 2.4 มอดูเลเตอร์นี้จะแยกคลื่นพาห้ $A_c \cos(2\pi f_c t)$ ออกเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนหนึ่งจะป้อนเข้าโดยตรง อีกส่วนหนึ่งจะส่งผ่านวงจรเฟสชิฟ 90° แล้วผ่านไปยังมอดูเลเตอร์ เพื่อให้ได้คลื่น DSB - SC



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงรูปที่ 2.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมวิธีการผลิตสัญญาณ NBFM ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NBFM จะมีค่าเบี่ยงเบนความถี่ได้ (Δf) สูงสุดประมาณ 5 kHz สัญญาณเบสแบนด์ที่ใช้ปกติจะมีความถี่ 3 kHz

ส่วน WBFM มีค่าเบี่ยงเบนความถี่ได้สูงสุดประมาณ 75 kHz สัญญาณเบสแบนด์ที่ใช้ปกติมีความถี่ตั้งแต่ 30 kHz ถึง 15 kHz

2.5 ความถี่แถบคร่อมของคลื่น FM

จากสมการคลื่น FM (2.7)

$$\begin{aligned} s(t) &= A_c \cos(2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)) \\ &= A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)) \end{aligned}$$

ใช้ BESSEL FUNCTION

$$\begin{aligned} s(t) &= J_0(\beta) \cos(\omega_c t) - J_1(\beta) [\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t] \\ &\quad + J_2(\beta) [\cos(\omega_c - 2\omega_m)t + \cos(\omega_c + 2\omega_m)t] \\ &\quad - J_3(\beta) [\cos(\omega_c - 3\omega_m)t - \cos(\omega_c + 3\omega_m)t] \\ &\quad + \dots \end{aligned}$$

ดังนั้นแถบคร่อมความถี่ของคลื่น FM จะประกอบไปด้วย ความถี่คลื่นพาห้ (f_c) และไซด์แบนด์ที่มีความถี่ $\pm f_m, \pm 2f_m$ ฯลฯ ขนาดของเทอมคลื่นเฟสและเทอมไซด์แบนด์ขึ้นอยู่กับค่า β

ถ้าค่า $\beta \ll \pi/2$ พบว่ามีแต่ความถี่คลื่นพาห้ และ ไซด์แบนด์ 1 หรือ 2 ไซด์แบนด์เท่านั้น

ถ้าค่า $\beta > \pi/2$ พบว่ามีไซด์แบนด์เพิ่มขึ้นตามค่า β และขนาดของความถี่คลื่นพาห้จะลงอย่างรวดเร็วเมื่อ β มีค่าเพิ่มขึ้น และช่วงแบนด์วิธที่ต้องการใช้จะกว้างขึ้นด้วย

แบนด์วิธที่ใช้ในการส่งคลื่น FM

ในกรณีที่ $\beta \gg 1$ จำนวนไซด์แบนด์ที่เกิดขึ้นจะประมาณได้ค่าเท่ากับ β [$J_n(\beta) = 0 ; n \gg \beta$] ดังนั้นแบนด์วิธของคลื่น FM (B_T)

$$\begin{aligned} B_T &= 2\beta f_m = 2(\Delta f / f_m) * f_m \\ &= 2\Delta f \quad ; \quad \beta \gg 1 \end{aligned}$$

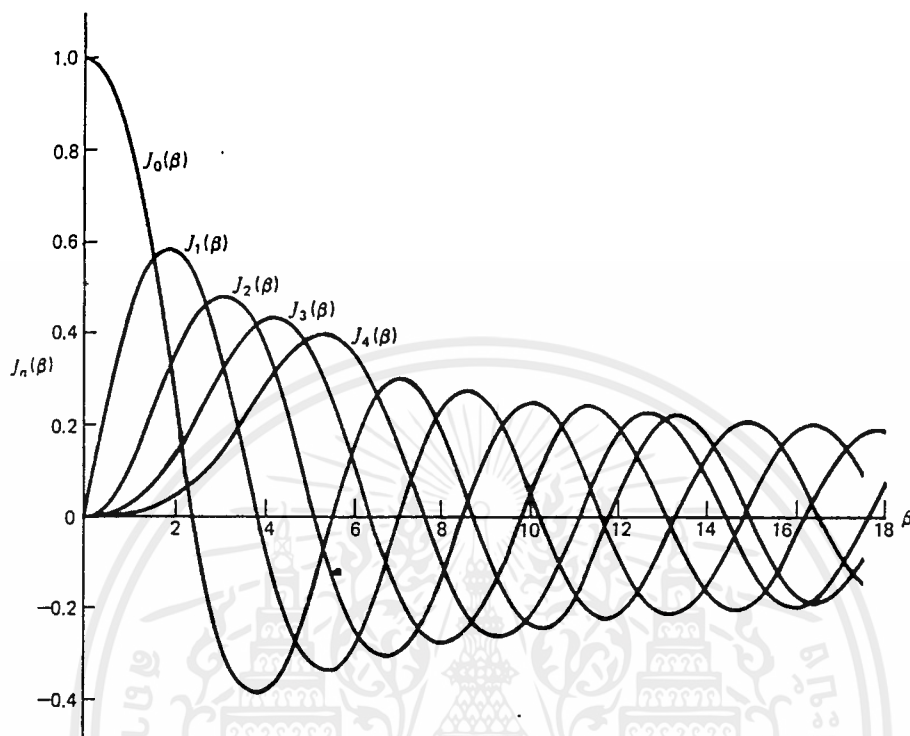
Δf คือค่าเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดจาก f_c (ความถี่คลื่นพาห้ที่ยังไม่ได้ทำการมอดูเลท)

ดังนั้นค่าแบนด์วิธ จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแอมพลิจูดของสัญญาณเบสแบนด์ในกรณีที่ $\beta \gg 1$ เมื่อเปรียบเทียบกับคลื่น AM หรือ NBFM (β มีค่าน้อย) แบนด์วิธเท่ากับ $2f_m$

กฎของคาร์สัน (Carson ' Rule)

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 แสดงกราฟของ Bessel Function

2.6 การผลิตคลื่น FM แบบ Indirect

ขั้นแรกสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ จะผ่านเข้าไปยังอินทิเกรเตอร์แล้วใช้เฟสมอดูเลเตอร์เพื่อทำเป็น NBFM ขั้นต่อมาจะส่งสัญญาณไปยังวงจรรคูณความถี่ (frequency multiplier) ก็จะได้ WBFM

ให้ $s_1(t)$ เป็นสัญญาณที่เอาท์พุทของเฟสมอดูเลเตอร์

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

f_c คือความถี่ของ คริสตัลออสซิลเลเตอร์ (crystal oscillator)

กรณีสัญญาณเบสแบนด์เป็นคลื่นไซน์ แล้ว

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

เมื่อส่งผ่านไปยัง วงจรรคูณความถี่จะได้สัญญาณซึ่งมีความถี่เป็น n เท่า

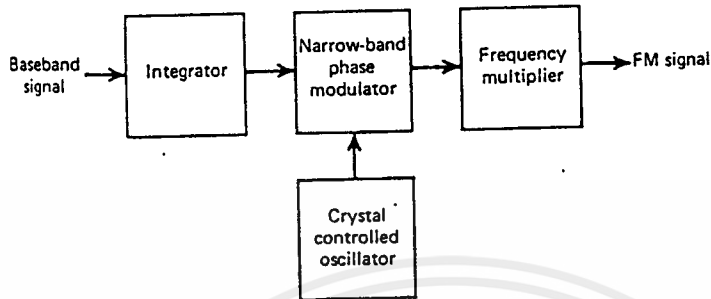
$$s(t) = A_1 \cos(2\pi f_c t + 2n\pi k_f \int_0^t m(t) dt)$$

ซึ่ง $f_c = n f_c$ กรณีที่สัญญาณเบสแบนด์เป็นคลื่นลักษณะไซน์ เขียนสมการได้ใหม่ดังนี้

$$s(t) = A_1 \cos(2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t))$$

ซึ่ง $\beta = n \beta_1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมการผลิตสัญญาณ WBFM โดยวิธี indirect

2.7 แอมพลิจูดมอดูเลชัน

สำหรับคลื่นพาหะรูปไซน์ สามารถเขียนในรูปสมการคือ

$$e_c = E_{cMAX} \sin(\omega_c t + \theta)$$

และคลื่นความถี่ต่ำ(ออดิโอ)ที่จะกล่าวถึงจะแทนด้วยคลื่นไซน์ ซึ่งมีสมการดังนี้

$$e_m = E_{mMAX} \sin \omega_m t$$

$$\omega_m = 2\pi f_m$$

เมื่อคลื่นพาหะถูกมอดูเลตด้วยคลื่นออดิโอ ขนาดของมัน (E_{cMAX}) จะเปลี่ยนตามขนาดของคลื่นออดิโอ (e_m) ดังนั้นสมการของคลื่นมอดูเลต คือ

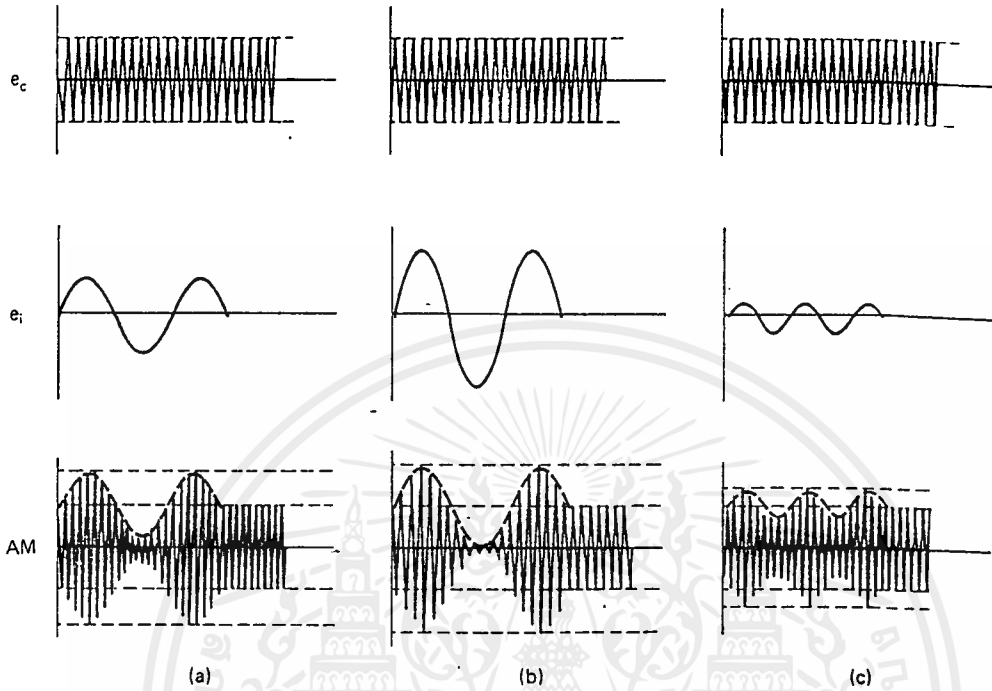
$$e = (E_{cMAX} + e_m) \sin \omega_c t$$

e : คลื่นมอดูเลตซึ่งเป็นคลื่นที่เปลี่ยนตามเวลา (Instantaneous Wave)

E_{cMAX} : ขนาดพีคของคลื่นพาหะ (Peak Carrier Voltage)

e_m : คลื่นออดิโอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 แสดงคลื่น AM เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของคลื่นออดิโอ

จากรูปจะเห็นว่าคลื่นที่ยังเป็นรูปไซน์ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงเหมือนคลื่นรูปไซน์อีก 1 ไซเคิล (cycle) ซ้อนขึ้นมา เราจะเรียกขนาดของคลื่นที่เปลี่ยนแปลงนี้ว่า เอนVELOPE (envelope) ซึ่งสามารถแสดงได้ตามสมการ

$$e_{env} = E_{c\ MAX} + e_m$$

e_{env} : ขนาดของคลื่นหลังจากที่มีการมอดูเลต

$E_{c\ MAX}$: ขนาดของคลื่นพาหะ

e_m : ขนาดของคลื่นออดิโอ

ดังนั้นสมการการมอดูเลตจะมีขนาดของยอดคลื่นเป็น E_{env}

$$e_{AM} = e_{env} \sin \omega_c t$$

แทนค่า e_{env} และ e_m

$$e_{AM} = (E_{c\ MAX} + E_m \sin \omega_m t) \sin \omega_c t \quad \dots\dots\dots (2.9)$$

กำหนดให้ดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index) ตามสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$m = E_{m\ MAX} / E_{c\ MAX}$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ 2.9 จะได้ว่า $E_M = m E_c$

ดังนั้นสมการ 2.9 สามารถแทนได้ว่า

$$e_{AM} = E_{c \text{ MAX}} (1 + m \sin \omega_M t) \sin \omega_c t \quad \dots\dots\dots 2.10$$

โดยการกำหนดให้ขนาดของคลื่นพาหะ ($E_{c \text{ MAX}}$) มีค่าเท่ากับ 1 โวลท์ จะได้ว่า

$$e_{AM} = (1 + m \sin \omega_M t) \sin \omega_c t \quad \dots\dots\dots 2.11$$

และจากสมการ 2.11 สามารถวาดรูปคลื่นได้ดังรูปที่ 2.17 ซึ่งจะเห็นว่า m ที่ค่ามากกว่า 1 จะทำให้พีดเอมโวลเปลี่ยนแปลงมาก สัญญาณส่วนหนึ่งหายไป (clipped) และเมื่อ m มีค่าน้อยๆ เข้าใกล้ศูนย์ ขนาดพีดเอมโวลก็มีการเปลี่ยนแปลงน้อยและจะน้อยที่สุด เมื่อ $E_{M \text{ MAX}} = 0$ ดังนั้นจึงต้องกำหนดค่า m ให้มีค่าอยู่ระหว่าง $0 < m < 1$

2.8 พรีควมซึ่ตปลกดรั่ม (frequency spectrum)

จากสมการ 2.10

$$e_{AM} = E_{c \text{ MAX}} (1 + m \sin \omega_M t) \sin \omega_c t$$

สังเกตว่าคลื่น AM นี้เป็นผลของค่าไซน์ 2 ค่าใช้ความรู้ทางตรีโกณมิติ

$$\text{จาก } \sin x \sin y = 0.5 [\cos(x-y) - \cos(x+y)]$$

เขียนสมการ AM ได้ใหม่ว่า

$$e_{AM} = E_c \sin \omega_c t + 0.5 m E_{c \text{ MAX}} \cos(\omega_c + \omega_M)t - 0.5 m E_c \cos(\omega_c - \omega_M)t$$

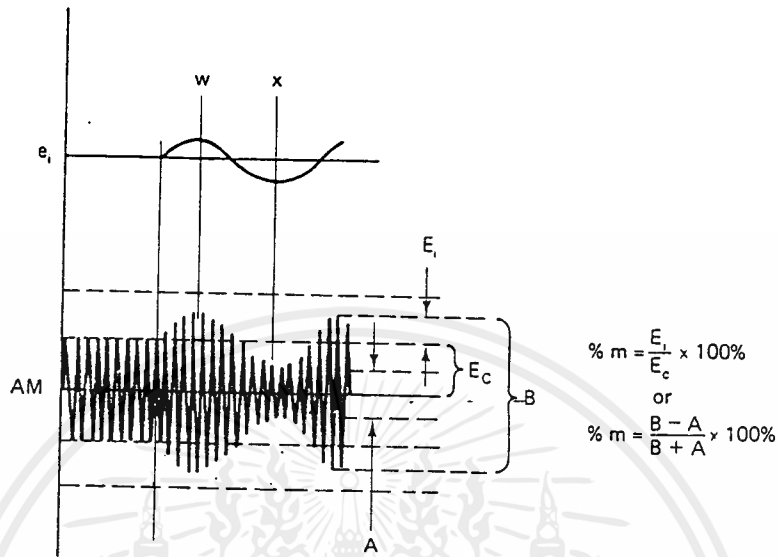
จากสมการนี้เราอาจแบ่งคลื่น AM นี้ได้เป็น 3 ส่วนด้วยกันคือ

1. ส่วนของคลื่นพาหะ f_c
2. ส่วนของ upper side frequency ($f_c + f_M$)
3. ส่วนของ lower side frequency ($f_c - f_M$)

2.9 เปอร์เซนต์การมอดูเลท (Percentage Modulation)

การเพิ่มขนาดของคลื่นสัญญาณข่าวสาร เป็นผลให้คลื่น AM มีค่ามากขึ้นหรือลดลงได้ ค่าเปอร์เซนต์การมอดูเลทเป็นค่าที่ใช้บอกค่าสัดส่วนของคลื่นพาหะสามารถจะแปรเปลี่ยนไปตามสัญญาณข่าวสารมีขอบเขตมากน้อยเพียงใด บางครั้งอาจเรียกว่า ดัชนีการมอดูเลท (modulation index)

เราจะใช้สัญลักษณ์ m แทนดัชนีการมอดูเลชัน



รูปที่ 2.8 แสดงการหาค่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต

จากรูปจะพบว่าเมื่อสัญญาณข้อมูลข่าวสารมีค่าเป็นศูนย์ คลื่นพาหะจะไม่มีมอดูเลตเกิดขึ้นและขนาดของคลื่นพาหะแทนด้วย E_c เมื่อสัญญาณข้อมูลข่าวสารมีค่าเท่ากับจุดยอดจุดแรก (จุด w) คลื่น AM จะมีค่าเพิ่มขึ้นจนเป็นจุดสูงสุด E_1 (เป็นการเพิ่มของ E_c)

ค่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตแสดงได้ดังสมการ

$$\% m = (E_1 / E_c) * 100\%$$

หรืออาจเขียนได้ว่า

$$m = (E_1 / E_c)$$

จากรูปที่ 2.18 อาจใช้ค่ามากที่สุดจากจุดยอดบนถึงจุดยอดล่างของคลื่น AM (ที่จุด w) ซึ่งในที่นี้แทนด้วย B และใช้ค่าน้อยที่สุดจากจุดยอดบนถึงจุดยอดล่าง (จุด x) ซึ่งเราแทนด้วยค่า A สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\%m = [(B - A) / (B + A)] * 100\%$$

2.10 วงจรมิกเซอร์

แบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ

1. ประเภทแอคทีฟ (active) ใช้ทรานซิสเตอร์หรือ ไอซีรวมทั้งอุปกรณ์อื่นๆ ที่ให้อัตราการขยาย (ในการผสมคลื่น)
2. ประเภทพาสซีฟ (passive) ใช้ไดโอดซึ่งไม่มีการขยายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่โดยมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางมหาวิทยาลัย หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูง

1. แบบสมมูล หรือ แบบบาลานซ์
2. แบบไม่สมมูล หรือแบบอับบาลานซ์

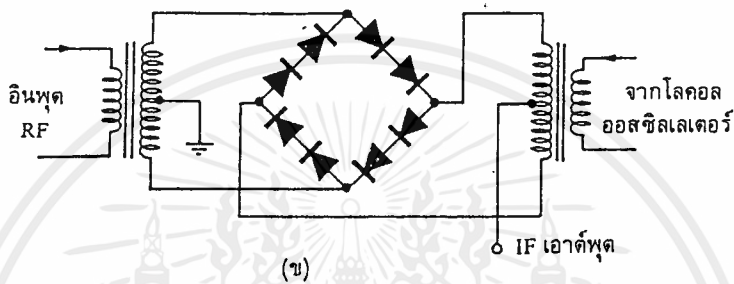
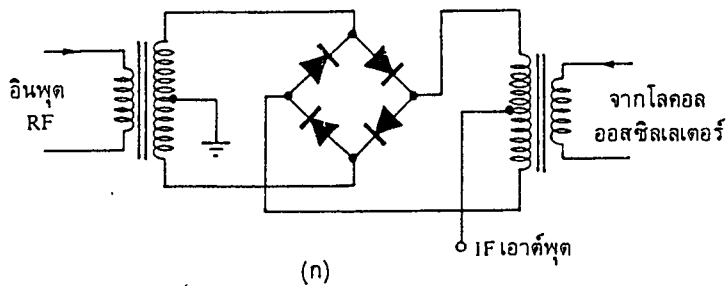
วงจรมิกเซอร์แบบสมมูลนี้ เราต่อวงจรให้ขั้วอินพุต หรือ เอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์ไม่เกิดปฏิกิริยาซึ่งกันและกัน (สัญญาณไม่เล็ดลอดระหว่างขั้ว) คุณสมบัตินี้เรียกว่า การแยกระหว่างขั้วหรือ ไอโซเลชัน (isolation) คงจำได้ว่าขั้วอินพุตของวงจรมิกเซอร์มี 2 ขั้วคือ สัญญาณ RF (หรือ IF) หรือ สัญญาณออสซิลเลเตอร์ และมีขั้วเอาต์พุต 1 ขั้ว คือ สัญญาณ IF (หรือ RF) จากรูปที่ 2.9 ลองพิจารณาในกรณีของภาคเครื่องรับจะเห็นว่า การแยกระหว่างขั้ว RF และขั้วออสซิลเลเตอร์จะช่วยไม่ให้สัญญาณออสซิลเลเตอร์ย้อนกลับออกสู่สายอากาศแผ่กระจายคลื่นออกไปได้ และการแยกระหว่างขั้ว RF กับขั้ว IF จะช่วยมิให้สัญญาณที่ความถี่พหุติตรงกับความถี่ IF เล็ดลอดเข้าไปสู่วงจรขยาย IF ในกรณีของภาคส่งก็พิจารณาทำนองเดียวกัน



รูปที่ 2.9 ตัวอย่างมิกเซอร์ของภาคเครื่องรับ (ก) และมิกเซอร์ของภาคเครื่องส่ง (ข)

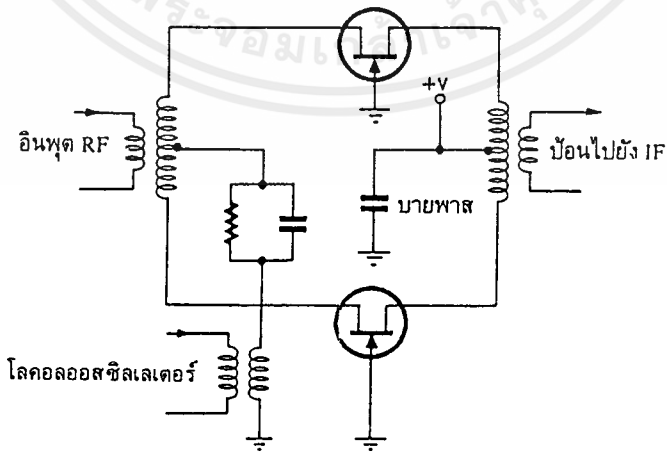
สำหรับวงจรมิกเซอร์แบบไม่สมมูลนั้น มีคุณสมบัติการแยกระหว่างขั้วไม่ดีเหมือนกับแบบสมมูล ถ้าต้องการให้มีการแยกสัญญาณดีต้องใช้ฟิลเตอร์ช่วยในการกรองสัญญาณต่างหากอีก

ตัวอย่างวงจรบาลานซ์มิกเซอร์ รูปที่ 2.10 ซึ่งใช้ในภาครับ ไดโอดที่ใช้ต้องมีคุณสมบัติเหมือนกัน และหม้อแปลงก็ต้องสมมาตรกับจุดกลาง วงจรในรูปที่ 2.10 (ข) จะแตกต่างจาก รูปที่ 2.10 (ก) ตรงที่ใช้จำนวนไดโอดเพิ่มอีก 4 ตัว เพื่อให้เหมาะกับการผสมสัญญาณที่มีความแรงมากกว่า เช่น มิกเซอร์ในภาคเครื่องส่ง

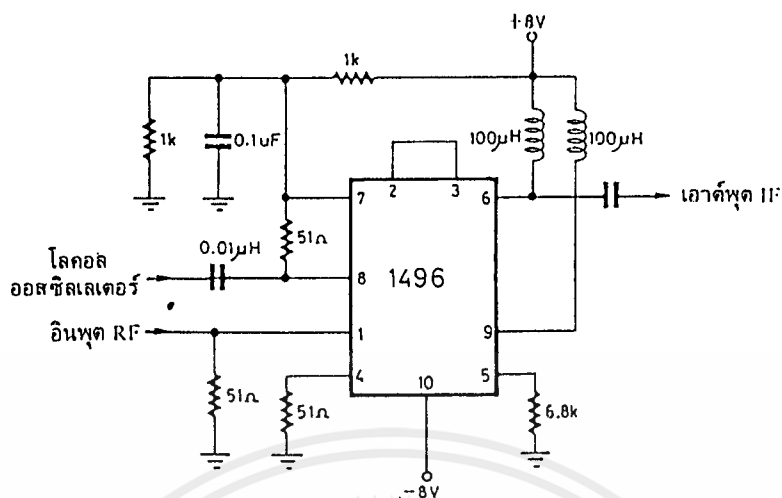


รูปที่ 2.10 วงจรบาลานซ์มิกเซอร์ชนิดพาสซีฟ

ในรูปที่ 2.11 แสดงวงจรบาลานซ์มิกเซอร์แบบแอคทีฟ ซึ่งอัตราขยายในการผสมคลื่น (แทนที่จะให้อัตราสูญเสียในการผสมคลื่นเหมือนกับแบบพาสซีฟ) และรูปที่ 2.12 เป็นวงจรบาลานซ์มิกเซอร์อีกแบบหนึ่งที่ใช้ไอซี



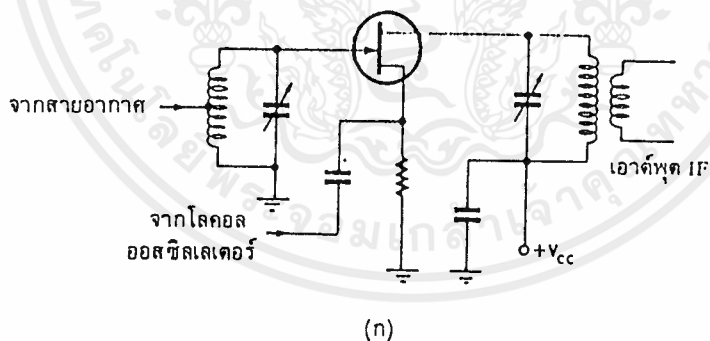
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยรูปที่ 2.11 วงจรบาลานซ์มิกเซอร์ชนิดแอคทีฟแบบใช้ FET ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



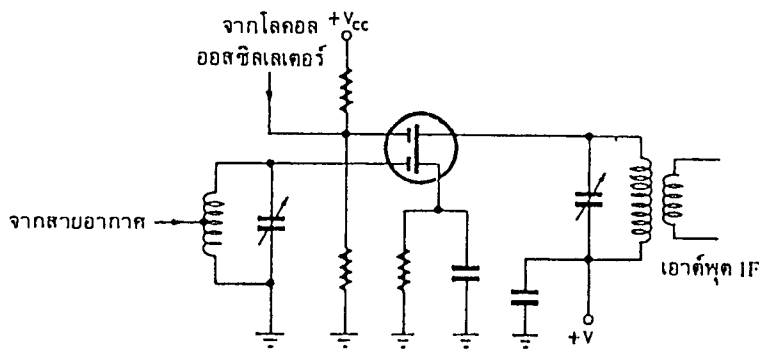
รูปที่ 2.12 วงจรบาลานซ์มิกเซอร์ชนิดแอคทีฟแบบใช้ IC

วงจรมิกเซอร์แบบไม่สมดุลแสดงไว้ในรูปที่ 2.13 (ข) ซึ่งใช้ MOSFET คุณสมบัติของวงจรคือ

มีการแยกแยะระหว่างขั้วออกสวิตเลเตอร์กับสายอากาศค่อนข้างดี แต่ระหว่างขั้ว RF และขั้ว IF ไม่ค่อยดี เราจำเป็นต้องใช้ฟิลเตอร์ช่วยกรองความถี่เพื่อกำจัดสัญญาณ RF และขั้ว IF ได้ในรูปที่ 2.13 (ก) เราใช้ JFET โดยป้อนสัญญาณออกสวิตเลเตอร์เข้าทางซอส และสัญญาณ RF เข้าทางเกทซึ่งคุณสมบัติการแยกแยะระหว่างขั้ว RF กับขั้วออกสวิตเลเตอร์จะไม่ค่อยดี



(ก)

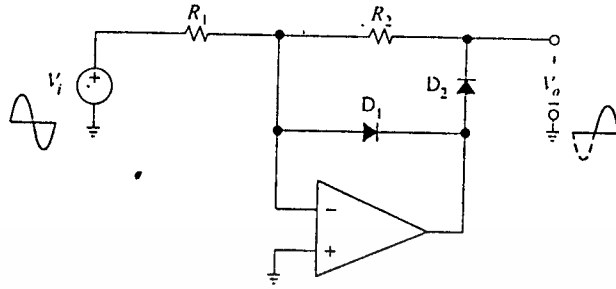


(ข)

รูปที่ 2.13 วงจรมิกเซอร์แบบไม่สมดุล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.11 วงจรฮาล์ฟ เวฟ เรคตีฟาย (Half Wave Rectifier)



รูปที่ 2.14 แสดงวงจรอินเวอร์ตติ้ง ฮาล์ฟ เวฟ เรคตีฟาย

มีหลักการคือ

กรณีที่ $V_i > 0$ โดยคุณสมบัติของออปแอมป์ $V_p = V_n = 0$ กระแสไหลผ่าน R_1 จากทางด้านซ้ายไปทางด้านขวา มีเพียงเส้นทางเดียวที่กระแสผ่านได้คือ ผ่านไดโอด D_1 เหมือนกับว่า ชอร์ต เซอร์คิต (Short Circuit) ไม่มีกระแสไหลผ่าน $R_2 - D_2$ ที่ค่อนนุกรมกันอยู่ นั่นคือไดโอด D_2 ไม่ทำงาน ดังนั้น

$$V_o = 0 \text{ V}$$

กรณีที่ $V_i < 0$ โดยคุณสมบัติของออปแอมป์ $V_p = V_n = 0$ กระแสไหลผ่าน R_1 จากทางด้านขวาไปทางด้านซ้าย เส้นทางเดียวที่กระแสไหลผ่านได้คือ ไดโอด D_2 และ R_2 นั่นคือไดโอด D_1 ไม่ทำงาน V_o และ V_i สัมพันธ์กันในรูปของอินเวอร์ตติ้งแอมป์ปลิฟายเออร์

$$V_o = -(R_2 / R_1) V_i$$

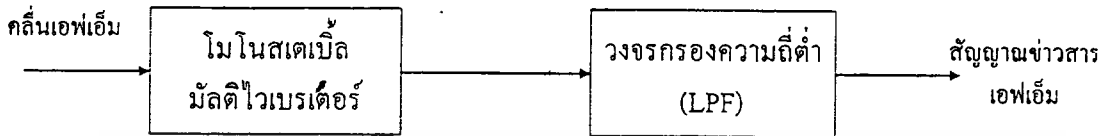
และจะนำส่วนที่ทำงานที่เรคตีฟายนี้ไปต่อกับส่วนวงจรกรองความถี่ต่ำแบบแชลเลน และ คีย์ โดยมี ความถี่คัทออฟที่ความถี่ 4 kHz

2.12 การมอดูเลตแบบพัลส์โพสิชัน (PPM; Pulse Position Modulation)

สัญญาณพีพีเอ็มสร้างได้จาก PWM (Pulse Width Modulation) ถ้าพิจารณาสัญญาณ PWM แต่ละสัญญาณพัลส์จะประกอบด้วยจะประกอบไปด้วยขอบขาขึ้น (Leading Edges) และขอบขาลง (Trailing Edges) เหมือนสัญญาณพัลส์อื่นทั่วไป แต่ค่าแห่งของขอบขาขึ้นพัลส์ PWM จะถูกกำหนดไว้แน่นอนตายตัว ในขณะที่ขอบขาลงของสัญญาณไม่ได้มีการกำหนดค่าแห่งไว้ ขึ้นอยู่กับความกว้างของพัลส์ ซึ่งขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณตัวอย่าง หรืออาจกล่าวอีกนัยหนึ่งว่า ขอบขาลงของสัญญาณพัลส์ PWM ที่จริงก็คือ การมอดูเลตทางค่าแห่ง สัญญาณพีพีเอ็มสร้างได้จาก PWM ซึ่งจะตั้งก่าจัดส่วนที่เป็นขอบขาขึ้น และความสูงของสัญญาณพัลส์ PWM ออกไป

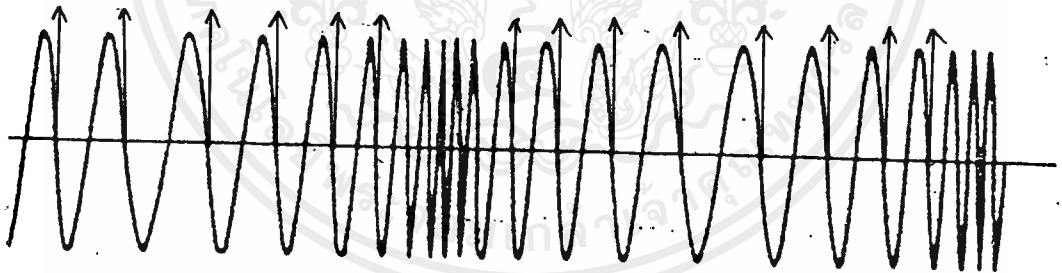
รูปที่ 2.15 a, b แสดงสัญญาณ PWM ที่เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่นำมา ถ้าขบวนพัลส์ในรูป c ได้จากการผ่านสัญญาณ PWM เข้าไปในวงจรดีเฟอเรนเชียล ซึ่งสัญญาณที่ได้จะประกอบไปด้วย พัลส์บวกที่แคบมากซึ่งเป็นผลมาจากขอบขาขึ้นของสัญญาณ PWM และ พัลส์ลบซึ่งเป็นผลมาจากขอบขาลงของสัญญาณ ในการค้าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น และอยู่ภายใต้การคุ้มครองด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ โครงการนี้เราจะใช้วงจร โมโนสเตเบิล มัลติไวเบเรเตอร์ 74LS123 มาทำการแปลง สัญญาณเอฟเอ็ม เป็นสัญญาณเลียนแบบพีพีเอ็ม และนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเชลเลน และคีย์



รูปที่ 2.16 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการดีเทคสัญญาณเอฟเอ็มโดยใช้ขบวนการสร้างสัญญาณเลียนแบบพีพีเอ็ม

2.14 การวิเคราะห์ค่าองค์ประกอบของสัญญาณอิมพัลส์ โดยพิจารณาอิมพัลส์เทรน



รูปที่ 2.17 แสดงสัญญาณเอฟเอ็มและขบวนการสัญญาณพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$\delta(t - \Delta t_i) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega_0 t} = \delta(t)$$

เทียบกับสมการ

$$V(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_n e^{j2\pi n f_0 t}$$

$$V_n = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} v(t) e^{-j2\pi n f_0 t} dt$$

$$\therefore F_n = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} \delta(t - \Delta t_i) e^{-jn\omega_0 t} dt$$

โดย $T_0 = \Delta t_i, \omega_0 = \frac{2\pi}{T_0} = \frac{2\pi}{\Delta t_i}$

ดังนั้น $F_n = \frac{1}{\Delta t_i} \int_0^{\Delta t_i} \delta(t - \Delta t_i) e^{-jn2\pi/\Delta t_i} dt$

เพราะว่า $\int \delta(t - t_0) \phi(t) dt = \phi(t_0)$

$$\therefore F_n = \frac{1}{\Delta t_i} \{ e^{j2\pi n \Delta t_i / \Delta t_i} \}$$

$$= \frac{1}{\Delta t_i} \{ e^{j2\pi n} \} = \frac{1}{\Delta t_i}$$

$$e^{j2\pi n} = \cos 2\pi n + j \sin 2\pi n = 1 + 0j = 1$$

$$\therefore \delta(t - \Delta t_i) = \frac{1}{\Delta t_i} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\omega_0 t}$$

พิจารณาจากรูป โดยพิจารณาจากสัญญาณ FM

$$\phi_{FM} = A \cos(\omega_c t + k_f \int m(t) dt)$$

ถ้าให้ $\theta(t_1)$ เป็นมุมของสัญญาณ ϕ_{FM} เมื่อเวลา t_1

$\theta(t_2)$ เป็นมุมของสัญญาณ ϕ_{FM} เมื่อเวลา t_2

$$\therefore \theta(t_1) = \omega_c t + k_f \int_0^{t_1} m(t) dt$$

$$\theta(t_2) = \omega_c t + k_f \int_0^{t_2} m(t) dt$$

$$\theta(t_2) - \theta(t_1) = \pi = \omega_c(t_2 - t_1) + k_f \int_0^{t_1} m(t) dt - k_f \int_0^0 m(t) dt$$

ถ้า $m(t)$ มีค่าเปลี่ยนแปลงน้อยมาก โดยคิด $m(t)$ คงที่

$$\begin{aligned} \theta(t_2) - \theta(t_1) &= \pi \approx \omega_c(t_2 - t_1) + k_f m(t) t \Big|_0^{t_1} - k_f m(t) t \Big|_0^0 \\ &\approx \omega_c(t_2 - t_1) + k_f m(t)(t_2 - t_1) \\ &\approx [\omega_c + k_f m(t)](t_2 - t_1) \end{aligned}$$

$$\therefore \Delta t_i = \frac{\pi}{\omega_c + k_f m(t)}$$

$$\begin{aligned} \therefore \delta(t - \Delta t_i) &= \frac{\omega_c + k_f m(t)}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn t 2\pi / \Delta t_i} \\ &= \frac{\omega_c + k_f m(t)}{\pi} e^{jn t 2\pi / \pi / (\omega_c + k_f m(t))} \end{aligned}$$

$$\delta(t - \Delta t_i) = \frac{\omega_c + k_f m(t)}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j2n(\omega_c + k_f m(t))t}$$

เมื่อนำสัญญาณนี้ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ จะทำให้ได้สัญญาณข่าวสาร $m(t)$ กลับคืนมา เพราะว่ามีเทอม $e^{j2n(\omega_c + k_f m(t))t} = \cos[2n(\omega_c + k_f m(t))t] + \sin[2n(\omega_c + k_f m(t))t]$ คือสัญญาณ FM นั้นเอง แต่จะถูกกรองทิ้งไป

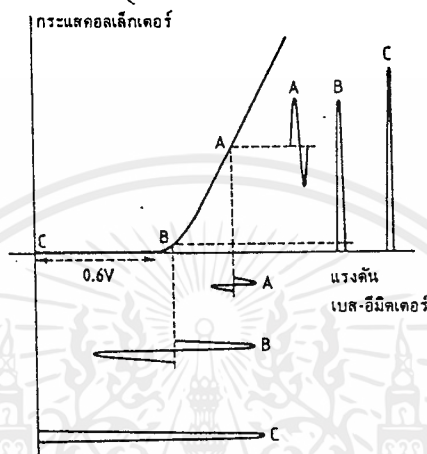
2.15 วงจรขยายพื้นฐาน (Power Amplifier)

รูปที่ 2.18 เป็นการแสดงคุณสมบัติของวงจรขยายแบบต่างๆ ที่มีอยู่ในปัจจุบัน เช่น วงจรขยายคลาสเอ, คลาสบี, คลาสซี โดยแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของกระแสคอลเล็กเตอร์ (I_c) กับแรงดันเบสอีมิเตอร์ (V_{BE}) เมื่อ V_{BE} มีค่าประมาณ 0.6 โวลต์ กระแส I_c ยังคงมีค่าน้อยอยู่ แต่เมื่อค่าของ V_{BE} เพิ่มขึ้นสูงกว่า 0.6 โวลต์ ซึ่งเป็นจุดทำงานของทรานซิสเตอร์ กระแส I_c จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ซึ่งวงจรขยายกำลังทั้งสามประเภทจะขึ้นกับเงื่อนไขของการไบแอสเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุต

คลาสเอ แรงดัน V_{BE} จะถูกกำหนดไว้สูงกว่า 0.6 โวลต์ จึงทำให้มีกระแส I_c ไหลอยู่ค่าหนึ่งตลอดเวลา เมื่อมีสัญญาณอินพุตเข้ามาก็จะทำให้ I_c มีการเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณอินพุต วงจรขยายคลาสเอ นี้เป็นวงจรพื้นฐานที่สุดใช้ได้ทุกความถี่ตั้งแต่ย่านความถี่เสียงไปจนถึงย่านความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรขยายคลาสเอเป็นวงจรรขยายที่มีความเพี้ยนน้อยมาก แต่เนื่องจากต้องมีกระแส I_c ไหลอยู่ตลอดเวลา จึงทำให้เกิดความสูญเสียในรูปความร้อนสะสมในตัวทรานซิสเตอร์อยู่มาก ดังนั้นคลาสเอจึงเหมาะกับวงจรรขยายสัญญาณกำลังต่ำๆ



รูปที่ 2.18 แสดงคุณสมบัติของวงจรรต่าง ๆ

คลาสบี หลักการคือ ทำการลดแรงดัน V_{BE} ลงมาจากกระทั้งมีกระแส I_c ไหลเพียงเล็กน้อย ซึ่งทรานซิสเตอร์ถูกไบแอสไว้ที่จุดตัดออฟเล็กน้อย สัญญาณถูกขยายเฉพาะซีกบวกของรูปคลื่นอินพุท หรือ I_c ไหลได้เพียง 180 องศา นั่นคือ จะสูญเสียความเป็นเชิงเส้น แต่ประสิทธิภาพจะสูงขึ้นอย่างมาก ปัญหาเรื่องความไม่เป็นเชิงเส้นของคลาสบี สามารถแก้ไขได้โดยการใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ขยายสัญญาณตัวละครึ่งคลื่น แล้วนำมารวมกันเรียกว่า การทำงานในลักษณะพุชพูล (push-pull) ส่วนใหญ่ไม่ค่อยพบเห็นในวงจรรขยาย RF ยกเว้นในวงจรรที่ใช้หลอดรูนก่าๆ

คลาสซี จะแตกต่างจากคลาสบีตรงที่ทรานซิสเตอร์ถูกไบแอสให้อยู่ต่ำกว่าจุดตัดออฟนั่นคือ V_{BE} มีค่าประมาณ 0 โวลต์ เมื่อมีอินพุทเข้ามาค่าสูงกว่า 0.6 โวลต์ จึงจะทำให้ทรานซิสเตอร์สามารถขยายสัญญาณได้ คลาสซีเป็นวงจรรขยายที่มีกระแสไหลในทรานซิสเตอร์น้อยกว่าครึ่งคาบของกระแสอินพุทที่เข้ามาขั้ววงจรร โดยการจูนที่วงจรรเทงค์ ซึ่งเป็นวงจรรเรโซแนนซ์ ทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุทเป็นรูปไซน์ วงจรรขยายซีใช้ทำหน้าที่เป็น

2.15.1 วงจรรขยายของเครื่องส่งกำลังสูง

ส่วนมากแล้วจะใช้หลอดสูญญากาศถ้าเป็นเครื่องส่งที่ต้องการส่งได้ทุกย่านความถี่ แต่ถ้าเป็นย่านความถี่ที่น้อยกว่า 1 จิกะเฮิรตซ์ จะใช้เป็นทรานซิสเตอร์มากกว่า รูปที่ 2.19 a แสดงวงจรรคลาสซี โดยใช้ทรานซิสเตอร์ที่มีการกำหนดค่าไบแอสที่แน่นอน สัญญาณอินพุทจะถูกเหนี่ยวนำและคัปเปิลไปเป็นอินพุทของวงจรรเทงค์ ซึ่งจุดที่มีความถี่มูลฐาน (Fundamental) ไบแอสที่กำหนดไว้เป็นค่าแน่นอนโดยผ่านส่วนของวงจรรคัปเปิลิ่ง (decoupling) ที่ประกอบไปด้วย อาร์เอฟโช๊ค (RF Choke) ซึ่งทำหน้าที่ป้องกันไม่ให้สัญญาณความถี่สูงไม่ว่กรณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

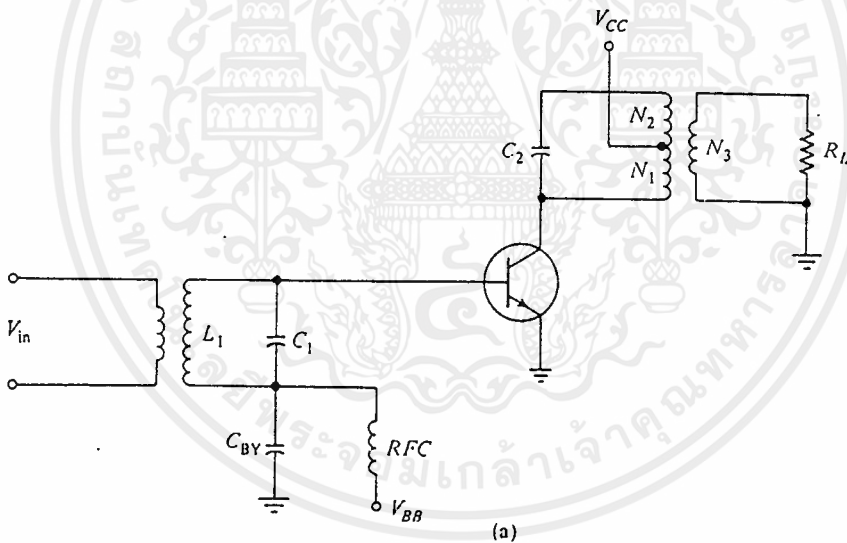
ไปรบกวนไฟดีซี (V_{BB}) และตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่บายพาส (Bypass) ทำหน้าที่ กรองความถี่สูงที่จะไปรบกวนไฟดีซีออกไป และคอส่วนไบแอสเข้าเป็นอินพุทของวงจรเทงค์ คือ ไปยังขาเบส (base) ซึ่งจะทำให้ที่ขาเบสไม่มีกระแสไหลจนกว่าสัญญาณอินพุทจะมีค่าเกิน โวลต์เดจคัทออฟ (cutoff threshold voltage) ดังนั้นกระแสเบสสามารถไหลได้เฉพาะช่วงพีคบวกของสัญญาณอินพุท และขนาดของกระแสจะถูกจำกัด โดยค่าความต้านทานอินพุทของทรานซิสเตอร์

รูปที่ 2.19 b เป็นการประมาณค่าศักดาไฟฟ้า และรูปคลื่นกระแสที่ได้ คือจะมีกระแสไหลเมื่อสัญญาณอินพุท V_s มีค่าเกิน $V_{s\ THRESH}$ โดย

$$V_{s\ THRESH} = |V_{BB}| + |V_{BE}|$$

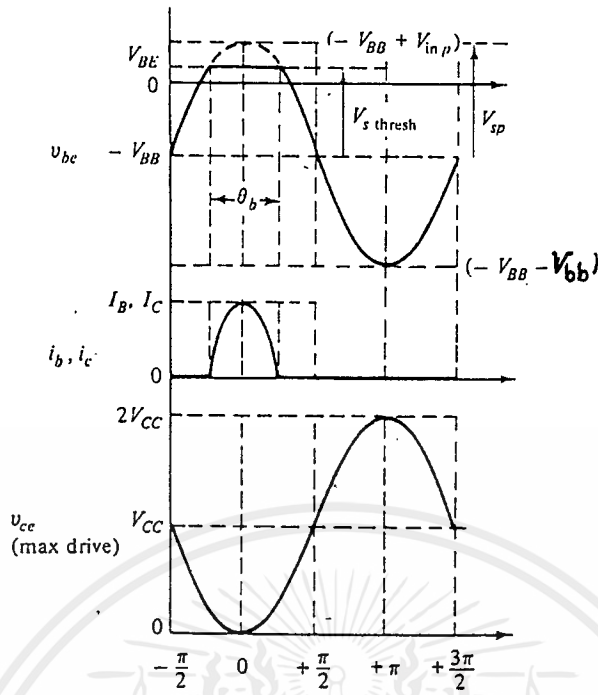
มุมของการเหนี่ยวนำ (conduction angle) เป็นส่วนหนึ่งของมุมสัญญาณอินพุทในช่วงที่มีกระแสไหล

$$\theta_b = 2\cos^{-1}(|V_{s\ THRESH}| / V_{sp})$$



(a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b)

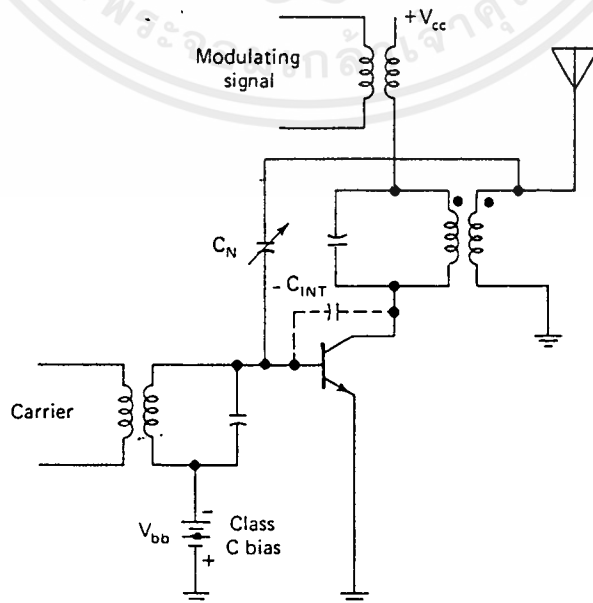
(b)

รูปที่ 2.19 วงจรขยายคลาสซี

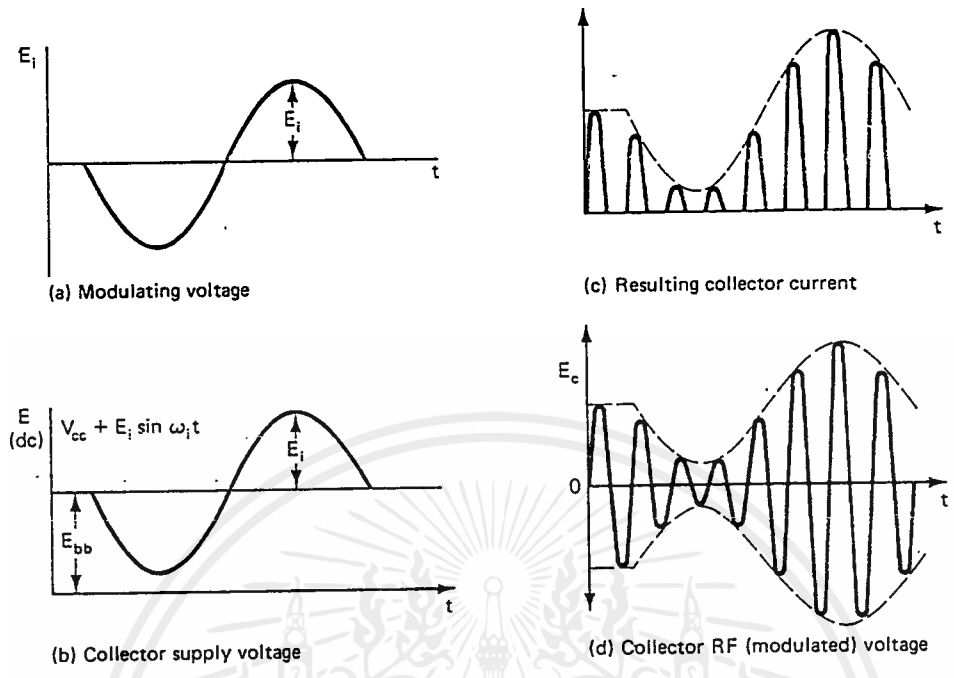
- a) แสดงวงจรที่ใช้โคสซการกำหนดค่าไบแอสเป็นค่าที่แน่นอน
- b) รูปคลื่นที่จุดต่างๆ

กระแสที่ขาคอลเลคเตอร์ จะมีลักษณะคล้ายกับกระแสที่ขาคอลเลคเตอร์ และทุกครั้งที่ทรานซิสเตอร์ทำงานจะโครีฟัสัญญาณไปจนถึงจุดอิ่มตัว (saturation) ในขณะที่ไฟเลี้ยงมีค่าที่เหมาะสม

2.15.2 ใช้เป็นวงจรทำหน้าที่ในการมอดูเลต



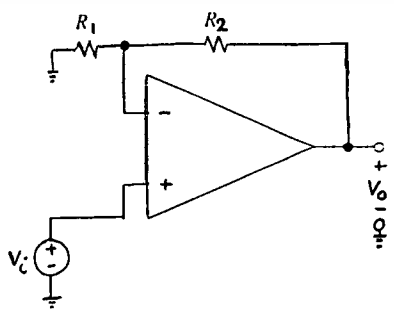
เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ 2.20 แสดงวงจรขยายคลาสซี ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรมอดูเลเตอร์ ห้หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 รูปคลื่นที่ได้จากวงจรมอดูเลเตอร์

มีหลักการเหมือนกับวงจรขยายคลาสิคทุกประการ แต่ไฟเลี้ยง (V_{cc}) และสัญญาณขาเข้าจะมีทรานส์ฟอร์มเมอร์ช่วยรวม 2 สัญญาณนี้เข้าด้วยกัน ขณะนี้ ไฟเลี้ยงจะมีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่างที่สูงกว่า $+V_{cc}$ และต่ำกว่า $+V_{cc}$ คือ แกว่งสูงสุด $+2V_{cc}$ และค่าสุด 0 V นั่นคือคลื่นพาหะจะมีความแรงพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์อิ่มตัว ในช่วงการทำงานของค่าสูงสุดที่ขาออกเลคเตอร์ ดังนั้นรูปคลื่นลัพท์ที่ขาออกเลคเตอร์จะเป็นคลื่นไซน์และมีแอมพลิจูดสูงถึง 2 เท่าของค่าผลบวกของ V_{cc} และ สัญญาณขาเข้า และค่าสุดเท่ากับ 0

2.16 วงจรขยายนอนอินเวอร์ตติ้ง (Noninverting amplifier)



รูปที่ 2.22 แสดงวงจรขยายนอนอินเวอร์ตติ้ง

ความสัมพันธ์ของ V_o และ V_i คือ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A = V_o / V_i = 1 + (R_2 / R_1)$$

A คือค่าเกน สังเกตว่าเป็นค่าบวก แสดงว่าขั้วของ V_o จะเหมือนกับ V_i ดังนั้นจึงเรียกวงจรนี้ว่า วงจรขยายนอนอินเวอร์ตคิง

2.17 วงจรตีเทคกรอบสัญญาณ (Envelope Detector)

วงจรตีเทคกรอบสัญญาณ คือ วงจรที่มีสัญญาณเอาต์พุตเป็นไปตามกรอบหรือเส้นทางเดินของ ยอดคลื่นของสัญญาณอินพุต วงจรตีเทคกรอบสัญญาณแบบง่าย จะเป็นวงจรชนิดไม่เชิงเส้นตามรูป 2.23 b)

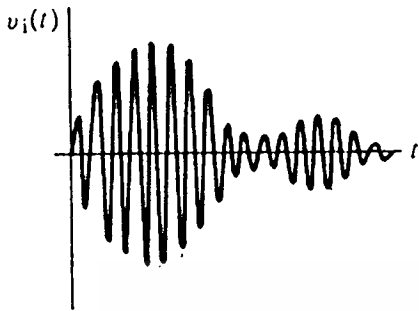
การทำงานของวงจรนี้ เมื่อสัญญาณเอเอ็มอินพุต $\phi_{AM}(t)$ ตามแสดงในรูปที่ 2.23 a) เข้ามาเริ่มแรกเมื่อมีสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้นในทางบวก ไดโอด D จะนำกระแส ทำให้เกิดการอัดประจุ C ทำให้มีเอาต์พุตโวลเตจเกิดขึ้นตามค่าการเพิ่มขึ้นของสัญญาณอินพุต จนกระทั่งถึงค่าพีค (peak) หรือยอดของสัญญาณ ในเวลาต่อไปซึ่งค่า $\phi_{AM}(t)$ จะมีค่าลดลง จึงทำให้ค่าศักดาไฟฟ้าทางคาโทด (cathode) ของ D สูงกว่าแอโนด (anode) ในสถานะเช่นนี้ ไดโอด D ก็จะกั้นไม่ให้ประจุบน C ถูกคายผ่านออกไปทาง D ได้ ดังนั้นการคายประจุของ C จึงมีทางเดียวคือคายผ่าน R ไปอย่างช้าๆ ครั้นเมื่อเวลาผ่านไป $\phi_{AM}(t)$ ก็จะมีค่าเป็นบวกเพิ่มขึ้น เมื่อถึงเวลาที่ $\phi_{AM}(t)$ มีค่ามากกว่าศักดาบน C ทำให้ได้เอาต์พุตตามค่า $\phi_{AM}(t)$ ไปจนถึงค่ายอดของสัญญาณ แล้วพฤติกรรมการทำงานก็จะเกิดซ้ำรูปเดิมอีก คือเกิดการคายประจุบน C ผ่าน R อีกครั้ง พฤติกรรมนี้จะเกิดซ้ำแล้วซ้ำอีก ถ้าเราเลือกค่าเวลาคงตัว RC ที่ใช้ให้เหมาะสม เราก็จะได้เอาต์พุตของวงจรเป็นไปตามเส้นที่บดแสดงในรูป 2.23 c) แต่ถ้าค่าเวลาคงตัว RC ของวงจรตีเทคเตอร์มีค่ามากเมื่อเทียบกับค่าคาบเวลาที่มากที่สุดของสัญญาณที่เป็นส่วนประกอบของสัญญาณข้อมูล $m(t)$ แล้วเอาต์พุตของวงจรจะเกิดตามเส้นทางของยอดคลื่นของ $\phi_{AM}(t)$ ไม่ทัน จึงทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุต ดังแสดงในรูป 2.23 d) และในกรณีใช้ RC มีค่าน้อยเมื่อเทียบกับคาบเวลาของคลื่นพาหาก็จะเกิดการกระเพื่อม (ripple) บนสัญญาณเอาต์พุตมาก ดังแสดงในรูป 2.23 e) โดยปกติแล้วค่าความถี่ของคลื่น ω_c ก็จะมีค่าสูงกว่าความถี่ที่เป็นส่วนประกอบของ $m(t)$ มาก ซึ่งกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่า $m(t)$ เปลี่ยนแปลงช้ามากเมื่อเทียบกับคลื่นพาห่ ดังนั้นถ้าเราเลือกค่าเวลาคงตัวของวงจรที่เหมาะสมแล้วการกระเพื่อมบนเอาต์พุตของวงจรจะมีค่าน้อยมากจนไม่ต้องคำนึงถึง

สำหรับเงื่อนไขในการเลือกค่า RC ที่เหมาะสมคือ

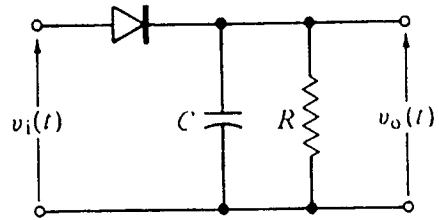
$$\frac{1}{f_c} \ll RC \ll \frac{1}{f_m}$$

โดยในที่นี้ f_c และ f_m คือค่าความถี่ของคลื่นพาห่และค่าความถี่สูงสุดที่ประกอบอยู่ในสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ตามลำดับ

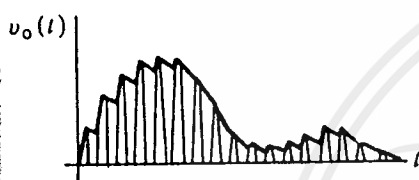
จากที่ได้อธิบายมาแล้วนี้จะเห็นว่าวงจรตีเทคกรอบสัญญาณเป็นส่วนประกอบน้อยมาก ดังนั้นถ้าเกิดความจำเป็นที่ต้องใช้เครื่องรับจำนวนมาก การใช้การตีเทคเตอร์แบบนี้ก็จะช่วยประหยัดได้มาก



(a)



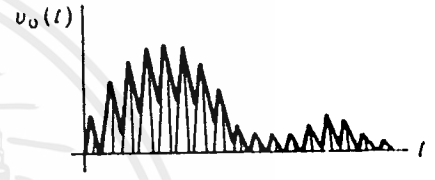
(b)



(c) Correct RC



(d) RC' too large



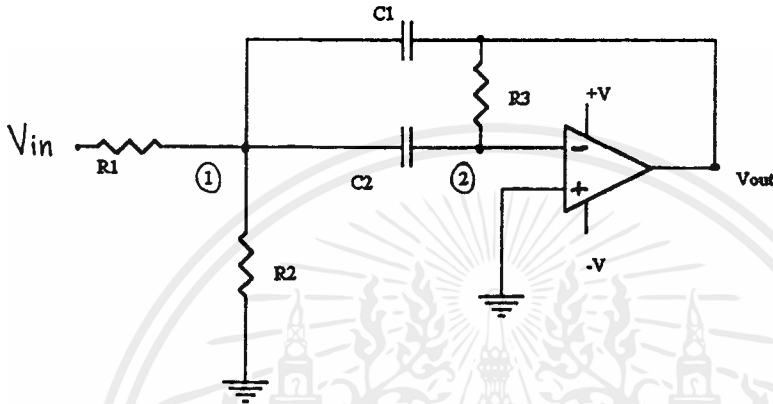
(e) RC' too small

รูปที่ 2.23 แสดงภาพประกอบการทำงานของวงจรถัดกรอบสัญญาณ

- a) สัญญาณอินพุท
- b) วงจรถัดกรอบสัญญาณ
- c) สัญญาณที่ติเทค ได้เมื่อเลือกค่าเวลาคงตัว R, C ที่เหมาะสม
- d) สัญญาณที่ติเทค ได้เมื่อเลือกค่าเวลาคงตัว R, C มากเกินไป
- e) สัญญาณที่ติเทค ได้เมื่อเลือกค่าเวลาคงตัว R, C น้อยเกินไป

บทที่ 3
การคำนวณและการสร้าง

3.1 วงจรเบนด์พาสฟิลเตอร์
กำหนด $C_1 = C_2 = C$



รูปที่ 3.1 วงจรเบนด์พาสฟิลเตอร์

node 1;
$$\frac{V_{in} - V_1}{R_1} - \frac{V_1}{R_2} - (V_1 - V_{out})sC - (V_1 - V_2)sC = 0 \quad \dots\dots(3.1)$$

แทน $V_2 = 0$ จะได้

$$\frac{V_{in} - V_1}{R_1} - \frac{V_1}{R_2} - (V_1 - V_{out})sC - V_1sC = 0$$

node 2;
$$(V_2 - V_1)sC + \frac{V_2 - V_{out}}{R_3} = 0$$

แทน $V_2 = 0$; $V_1sC = \frac{-V_{out}}{R_3}$

$$V_1 = \left(\frac{-1}{sR_3C} \right) V_{out} \quad \dots\dots(3.2)$$

แทนสมการ 3.2 ในสมการ 3.1 จะได้

$$\frac{V_{in} + \left(\frac{1}{sR_3C}\right)V_{out}}{R_1} + \left(\frac{1}{sR_2R_3C}\right)V_{out} - \left[\left(\frac{-1}{sR_3C}\right)V_{out} - V_{out}\right]sC + \left(\frac{1}{R_2}\right)V_{out} = 0$$

นำ $sCR_1R_2R_3$ คูณตลอด

$$V_{in} + sCR_2R_3 + R_2V_{out} + R_1V_{out} + sCR_1R_2V_{out} + s^2C^2R_1R_2R_3V_{out} = 0$$

$$V_{in}sCR_2R_3 = -V_{out} [R_1 + R_2 + sCR_1R_2V_{out} + s^2C^2R_1R_2R_3]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำ $C^2 R_1 R_2 R_3$ คูณทั้งเศษและส่วน

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-\frac{s}{CR_1}}{s^2 + \frac{2}{CR_3}s + \frac{1}{R_2 R_3 C^2} + \frac{1}{R_1 R_3 C^2}}$$

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันทั่วไปของแบนด์พาสฟิลเตอร์ =
$$\frac{A \frac{\omega_0}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$$

A คือค่า gain ของออปแอมป์

ดังนั้น
$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_2 R_3 C^2} + \frac{1}{R_1 R_3 C^2}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_2 R_3 C^2} + \frac{1}{R_1 R_3 C^2}} \dots\dots\dots(3.3)$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{2}{CR_3} \dots\dots\dots(3.4)$$

$$Q = \frac{CR_3 \omega_0}{2} = \frac{CR_3}{2} \sqrt{\frac{1}{R_2 R_3 C^2} + \frac{1}{R_1 R_3 C^2}}$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_3}{R_2} + \frac{R_3}{R_1}} \dots\dots\dots(3.5)$$

$$A \frac{\omega_0}{Q} = \frac{-1}{CR_1}$$

$$A = \frac{-1}{\frac{\omega_0}{Q}} \dots\dots\dots(3.6)$$

นำสมการ 3.4 แทนในสมการ 3.6

$$A = \frac{-1}{\frac{2}{CR_3}} = \frac{-1}{CR_1} * \frac{CR_3}{2}$$

ดังนั้น
$$A = \frac{-R_3}{2R_1} \dots\dots\dots(3.7)$$

โดยทั่วไป
$$Q = \frac{f_r}{B.W.}$$

f_r คือ center frequency
 $B.W.$ คือ ค่าแบนด์วิธ

$$\omega_0 = 2\pi f_r \dots\dots\dots(3.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปยังระบบออนไลน์ การค้า
 ใช้สมการ(3.3),(3.5),(3.7),(3.8) หากค่า R_1, R_2, R_3 จะได้
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแบบลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_c CA}$$

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

$$R_3 = 2R_1 A$$

จากสมการ 3.7 $R_3 = -2R_1 A$ โดยไม่คิดเครื่องหมายแล้วแทนในสมการ 3.5

$$\begin{aligned} \text{จากสมการ 3.5} \quad Q &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_3}{R_2} + \frac{R_3}{R_1}} \\ &= \frac{1}{2} \sqrt{R_3 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)} \\ &= \frac{1}{2} \sqrt{2R_1 A \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)} \\ &= \frac{1}{2} \sqrt{2 \frac{R_1}{R_2} A + 2A} \\ Q^2 &= \frac{1}{4} \left(2 \frac{R_1}{R_2} A + 2A \right) \\ &= \frac{1}{2} \frac{R_1}{R_2} A + \frac{1}{2} A \\ 2Q^2 &= \frac{R_1}{R_2} A + A \\ (2Q^2 - A)R_2 &= R_1 A \\ \therefore R_2 &= \frac{R_1 A}{2Q^2 - A} \end{aligned} \tag{3.9}$$

จากสมการ 3.3

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_2 R_3 C^2} + \frac{1}{R_1 R_3 C^2}$$

$$R_3 C^2 \omega_0^2 = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

$$\text{แทนค่า } R_3 = 2R_1 A$$

$$(2R_1 A) C^2 \omega_0^2 = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \tag{3.10}$$

แทนสมการ 3.9 ในสมการ 3.10

$$2R_1AC^2\omega_0^2 = \frac{2Q^2 - A}{R_1A} + \frac{1}{R_1}$$

$$R_1^2 = \frac{2Q^2}{2A^2C^2\omega_0^2}$$

$$R_1 = \frac{Q}{AC\omega_0}$$

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_r AC}$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi f_r AC} * \frac{A}{2Q^2 - A}$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi f_r C(2Q^2 - A)}$$

$$R_3 = 2R_1A$$

เช่นต้องการสร้างแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่มีช่วงความถี่ 23 kHz - 53 kHz มี $f_r = 38\text{kHz}$

ค่า $A=1, C=0.01\mu\text{F}, B.W. = 25\text{kHz}$ คำนวณค่า R_1, R_2, R_3, Q ได้ดังนี้

$$Q = \frac{f_r}{B.W.} = \frac{38 * 1000}{25 * 1000} = 152$$

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_r CA} = \frac{152}{2\pi(38 * 10^3)(0.01 * 10^{-6})(1)} = 636.62\Omega$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi f_r (2Q^2 - A)} = \frac{152}{2\pi(38 * 10^3)(0.01 * 10^{-6})} = 175.82\Omega$$

$$R_3 = 2R_1A = 2(636.62)(1) = 1273.24\Omega$$

โดย R_1, R_2, R_3 จะใช้เป็นตัวต้านทานปรับค่าได้ทั้งหมด เพื่อความสะดวก

3.2 วงจรโพลฟิลเตอร์

$$\text{node1; } \frac{V_1}{R_1} - \frac{V_{in}}{R_1} + \frac{V_1}{R_2} + sC_1V_1 - sC_1V_0 - \frac{V_2}{R_2} = 0$$

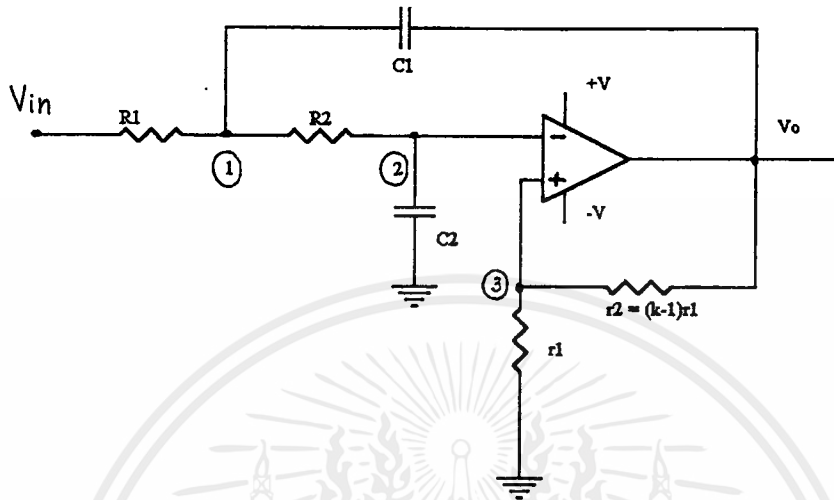
$$\text{node2; } \frac{V_2}{R_2} - \frac{V_1}{R_2} + sC_2V_2 = 0$$

$$\text{node3; } \frac{V_2}{R_A} + \frac{V_2}{R_B} - \frac{V_0}{R_B} = 0$$

$$\text{จาก node1; } V_1R_2 - V_{in}R_2 + V_1R_1 - V_2R_1 + R_1R_2sC_1V_1 - R_1R_2sC_1V_0 = 0 \quad (3.11)$$

$$\text{node2; } V_1 = V_2 + R_2sC_2V_2 \quad \text{นำไปแทนค่าใน (3.11)}$$

$\therefore R_2(V_2 + R_2sC_2V_2) - V_{in}R_2 + R_1(V_2 + R_2sC_2V_2) - V_2R_1 + R_1R_2sC_1(V_2 + R_2sC_2V_2) - R_1R_2sC_1V_0 = 0$ ด้านการคำนวณ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่นำไปใช้ (3.12) นำไปใช้



รูปที่ 3.2 วงจร โทพาสฟิลเตอร์เชลเลนและคีย์

จาก node3; $V_2 = \frac{V_0 R_A}{R_A + R_B}$ แทนค่าใน สมการ 3.12

$$R_2 \left(\frac{V_0 R_A}{R_A + R_B} + \frac{R_2 s C_2 V_0 R_A}{R_A R_B} \right) - V_{in} R_2 + R_1 \left(\frac{V_0 R_A}{R_A + R_B} + \frac{R_2 s C_2 V_0 R_A}{R_A + R_B} \right) - \frac{V_0 R_A R_1}{R_A + R_B} + R_1 R_2 s C_1 \left(\frac{V_0 R_A}{R_A + R_B} + \frac{R_2 s C_2 V_0 R_A}{R_A + R_B} \right) - R_1 R_2 s C_1 V_0 = 0$$

นำ $(R_A + R_B)$ คูณตลอด

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{(R_A + R_B) R_2}{R_2 R_A + R_2^2 s C_2 R_A + R_1 R_2 s C_2 R_A + R_2^2 R_1 s^2 C_1 C_2 R_A - R_B R_1 R_2 s C_1}$$

นำ $\frac{1}{R_2^2 R_1 C_1 C_2 R_A}$ คูณตลอด

$$= \frac{R_A + R_B / R_1 R_2 C_1 C_2 R_A}{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} + \frac{s}{R_1 C_1} + \frac{s}{R_2 C_1} + s^2 - \frac{R_B}{R_2 C_2 R_A} s}$$

$$= \frac{R_A + R_B / R_1 R_2 C_1 C_2 R_A}{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} + \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} - \frac{R_B}{R_2 C_2 R_A} \right) s + s^2} \dots \dots \dots (3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T(s) = \frac{K\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \dots\dots\dots(3.14)$$

จากสมการ 3.13 เมื่อเปรียบเทียบกับสมการ 3.14 จะได้ว่า

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

$$K\omega_0^2 = R_A + R_B / R_1 R_2 C_1 C_2 R_A$$

เพื่อความสะดวก กำหนดให้ $R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R^2 C^2}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

.....(3.15)

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

โดย $\omega_0 = 2\pi f_c$; f_c คือความถี่คัทออฟ

จาก
$$K\omega_0^2 = \frac{R_A + R_B}{R_1 R_2 C_1 C_2 R_A}$$

$$= \frac{R_A + R_B}{R^2 C^2 R_A}$$

แทนค่า

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R^2 C^2}$$

$$\frac{K}{R^2 C^2} = \frac{R_A + R_B}{R^2 C^2 R_A}$$

ดังนั้น

$$K = \frac{R_A + R_B}{R_A} = 1 + \frac{R_B}{R_A}$$

$$K - 1 = \frac{R_B}{R_A}$$

$$R_B = (K - 1)R_A \dots\dots\dots(3.16)$$

จะได้ความสัมพันธ์ตามสมการ 3.18, 3.19

เช่น ต้องการสร้างโพลีฟิลเตอร์ที่มีความถี่คัทออฟ 5 kHz ใช้ค่า $C = 0.01 \mu F$

จากสมการ 3.13

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

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

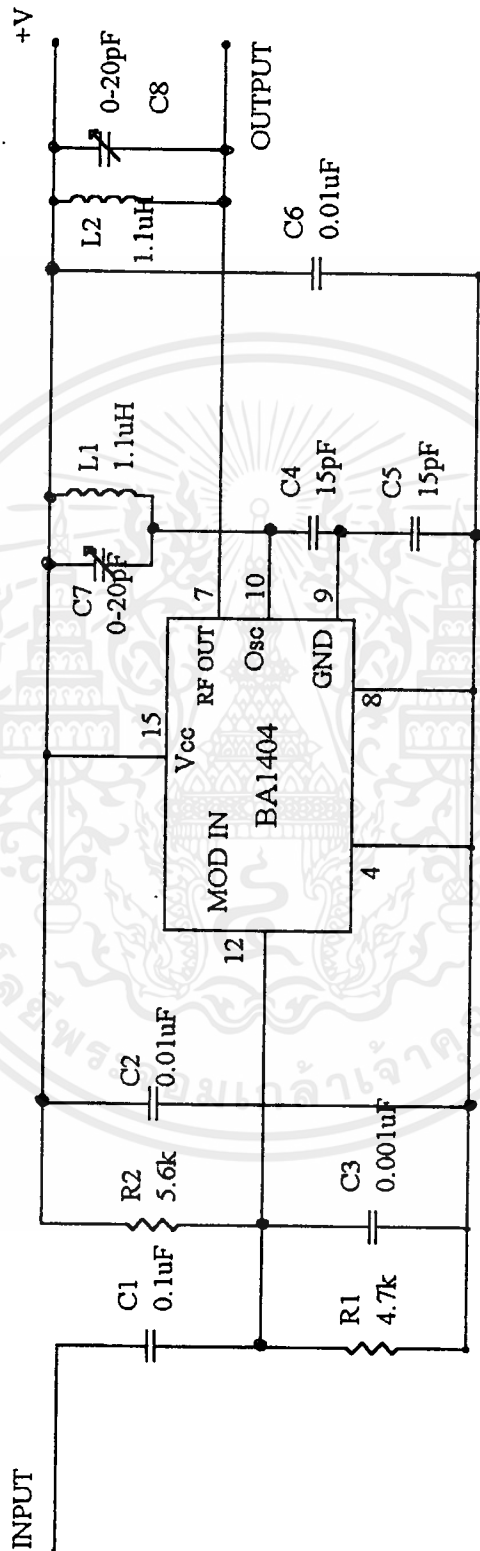
$$R = \frac{1}{2\pi f_c C} = \frac{1}{2\pi (5 \cdot 1000)(0.01 \cdot 10^{-6})}$$

$$R = 3.183 k\Omega$$

หรือใช้ค่า $R \approx 3k\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
จากสมการ 3.16 $R_B = (K - 1)R_A$
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

K คือค่าเกนของนอนอินเวอร์ตติ้งแอมป์ กำหนดให้เป็น 2 ดังนั้น
 จะได้ $R_A = R_B$ เลือกใช้ $R_A = R_B = 10k\Omega$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สรุปที่ 3.3 แสดงวงจรสร้างสัญญาณเอพเอ็ม โดยใช้ BA1404 ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจรสร้างสัญญาณเอฟเอ็ม

ในโครงงานนี้เลือกใช้ BA1404 ทำหน้าที่เป็นวงจรมอดูเลทคลื่นเอฟเอ็ม ดังรูปที่ 3.3 สัญญาณสตอรีโอจะคลีปปิงผ่าน C_1 เข้าไปยังขามอดูเลทเพื่อผสมกับความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ขา 12 ส่วน C_2 ทำหน้าที่กรองสัญญาณอาร์เอฟอื่นๆที่ปนมากับสัญญาณสตอรีโอของกราวด์ C_3, L_1 เป็นวงจรแทงค์จูน ซึ่งกำหนดค่าความถี่สัญญาณออสซิลเลเตอร์ที่ขา 10 จะได้สัญญาณเอฟเอ็ม ที่ได้จากการมอดูเลทออกทางขา 7 ซึ่งจะถูกป้อนเข้าวงจร L_2, C_4 เพื่อให้ได้ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสูงสุด

3.4 วงจรมอดูเลทคลื่นเอเอ็ม แบบ DSB (Double Side Band)

ในโครงงานนี้ใช้ไอซี MC1496 ทำหน้าที่มอดูเลทสัญญาณเอเอ็ม คลื่นพาหะ 49 MHz ซึ่งผ่านการมอดูเลทแบบเอฟเอ็มแล้วป้อนเข้าที่ขา 10 โดยผ่าน C 0.01 nF และสัญญาณข่าวสารป้อนเข้าที่ขา 1 เอาต์พุตที่ขา 6 คือคลื่นเอเอ็ม ซึ่งจะประกอบด้วย ส่วนของสัญญาณความถี่สูง (upper side frequency = $f_c + f_m$) ส่วนของสัญญาณความถี่ต่ำ (lower side frequency = $f_c - f_m$) วงจรแสดงดังรูปที่ 3.4

3.5 วงจรมิกเซอร์

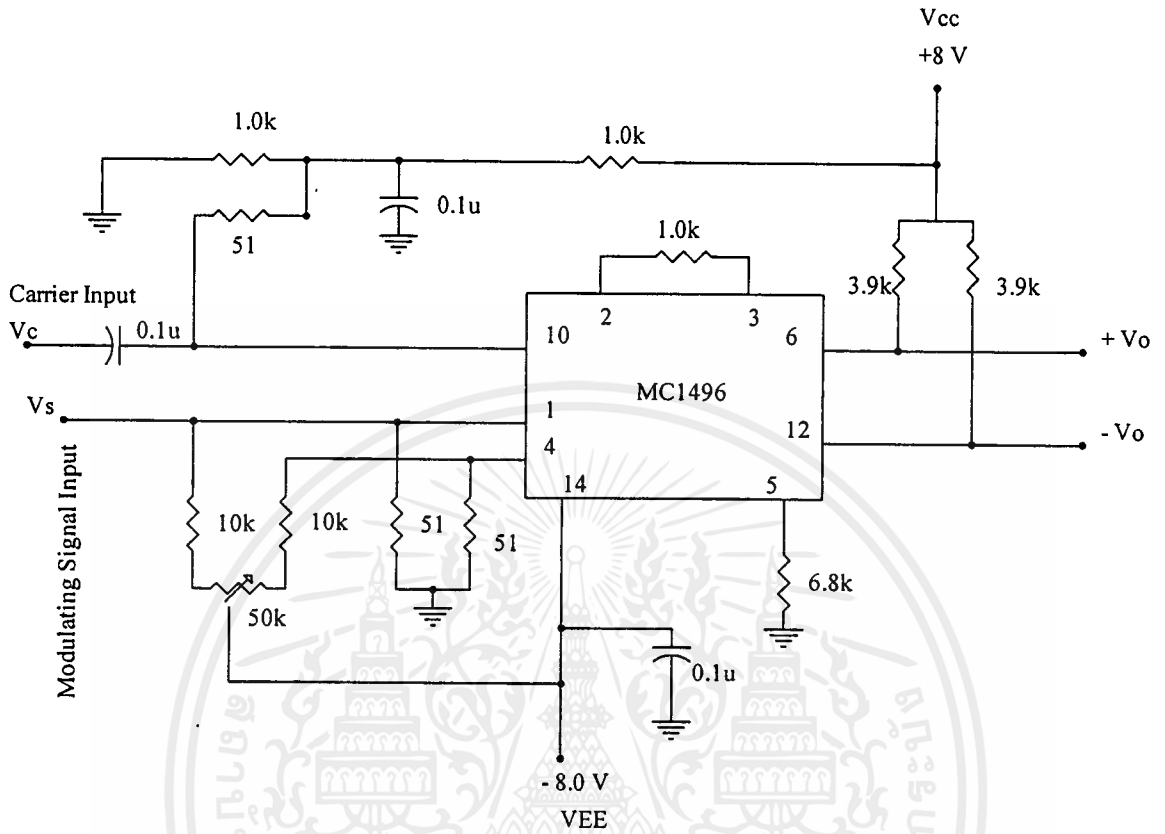
จากบล็อกไดอะแกรมด้านภาครับ ในส่วนของมิกเซอร์ใช้ไอซี MC1496 แสดงดังรูปที่ 3.5 โดยนำสัญญาณอาร์เอฟ 49 MHz จากภาคส่งที่รับได้จากเสาอากาศ และทำการขยายแล้วเข้าที่ขา 6 สัญญาณแอมพิทูด (ขา 1) และนำสัญญาณ โดคอสซิลเลเตอร์ 49.5 MHz ป้อนเข้าที่ขาคลื่นพาหะอินพุต (ขา 10) เอาต์พุตของมิกเซอร์ที่ได้เป็นความถี่ผลบวก และความถี่ผลต่างของ ความถี่ โดคอสซิลเลเตอร์กับสัญญาณอินพุต ซึ่งทำการวัดเอาต์พุตได้ที่ขา 6

3.6 วงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์

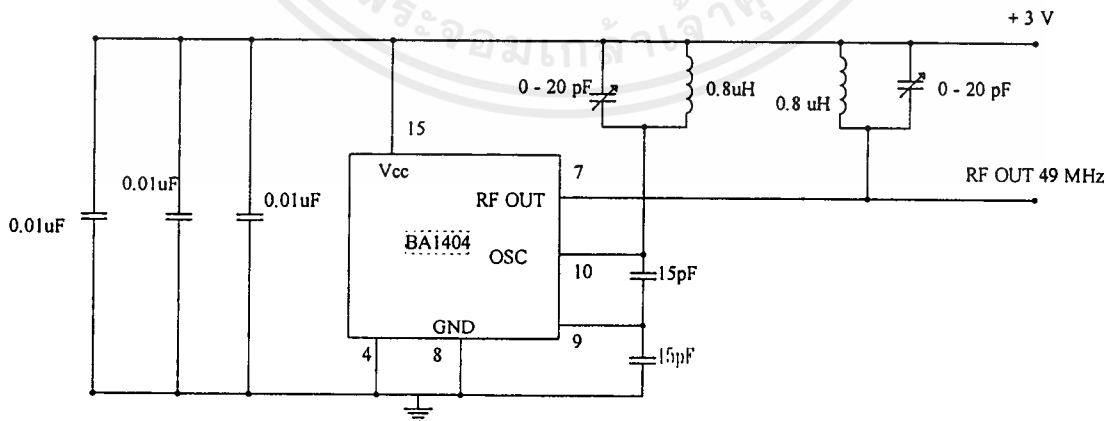
ในโครงงานนี้ใช้ไอซี BA1404 ทำหน้าที่เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 49.5 MHz แสดงดังรูปที่ 3.6 โดยสามารถทำการปรับจูนความถี่ออสซิลเลเตอร์ได้ที่ขา 10 โดยเปลี่ยนค่า L หรือใช้การปรับจูน C ของวงจรแทงค์ ความความถี่สัมพันธ์

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

ความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่จะนำไปใช้คือ สัญญาณที่ขา 7 โดยสามารถปรับแอมพลิจูดของสัญญาณให้ได้ขนาดสูงสุด โดยการเปลี่ยนค่า L, C ของวงจรแทงค์



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรมิกเซอร์ MC1496



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.6 แสดงวงจร โลกออกออสซิลเลเตอร์ BA1404 ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 วงจรขยายสัญญาณความถี่ไอเอฟ (IF) 455 KHz

ในโครงงานนี้ได้ใช้วงจรขยายนี้ทำการขยายสัญญาณ IF ความถี่ 455 KHz ที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ MC1496 เพื่อให้มีค่าแอมพลิจูดสูงพอที่จะนำไปดีเทคสัญญาณเอเอ็ม โดยมีค่าเกน = 64.5 ในโครงงานนี้จะใช้ออปแอมป์เบอร์ LF351 ทำการต่อวงจรขยายนี้ทั้งหมด 3 สเตจ เพื่อให้ได้ค่าเกนตามต้องการ

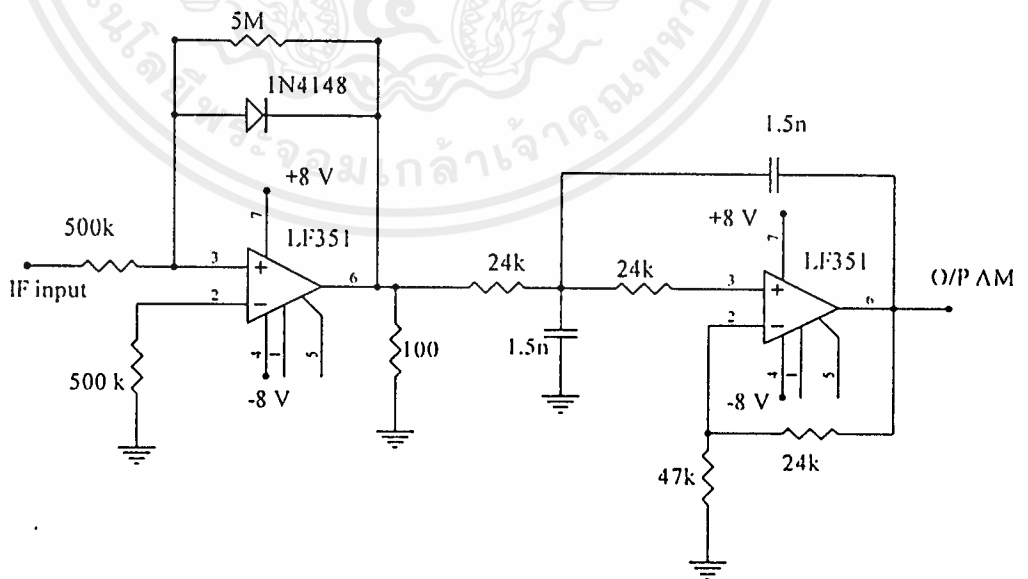
และในส่วนของการดีเทคสัญญาณ FM จะต้องทำการขยายสัญญาณ IF ก่อนอีกเช่นกัน โดยทำการต่อวงจรขยายสัญญาณ IF เพิ่มต่อจากจุดที่จะนำไปดีเทคสัญญาณเอเอ็ม มีค่าเกน = 2.5 อีก 1 สเตจ วงจรแสดงดังรูปที่ 3.7

3.8 วงจรดีเทคสัญญาณเอเอ็ม

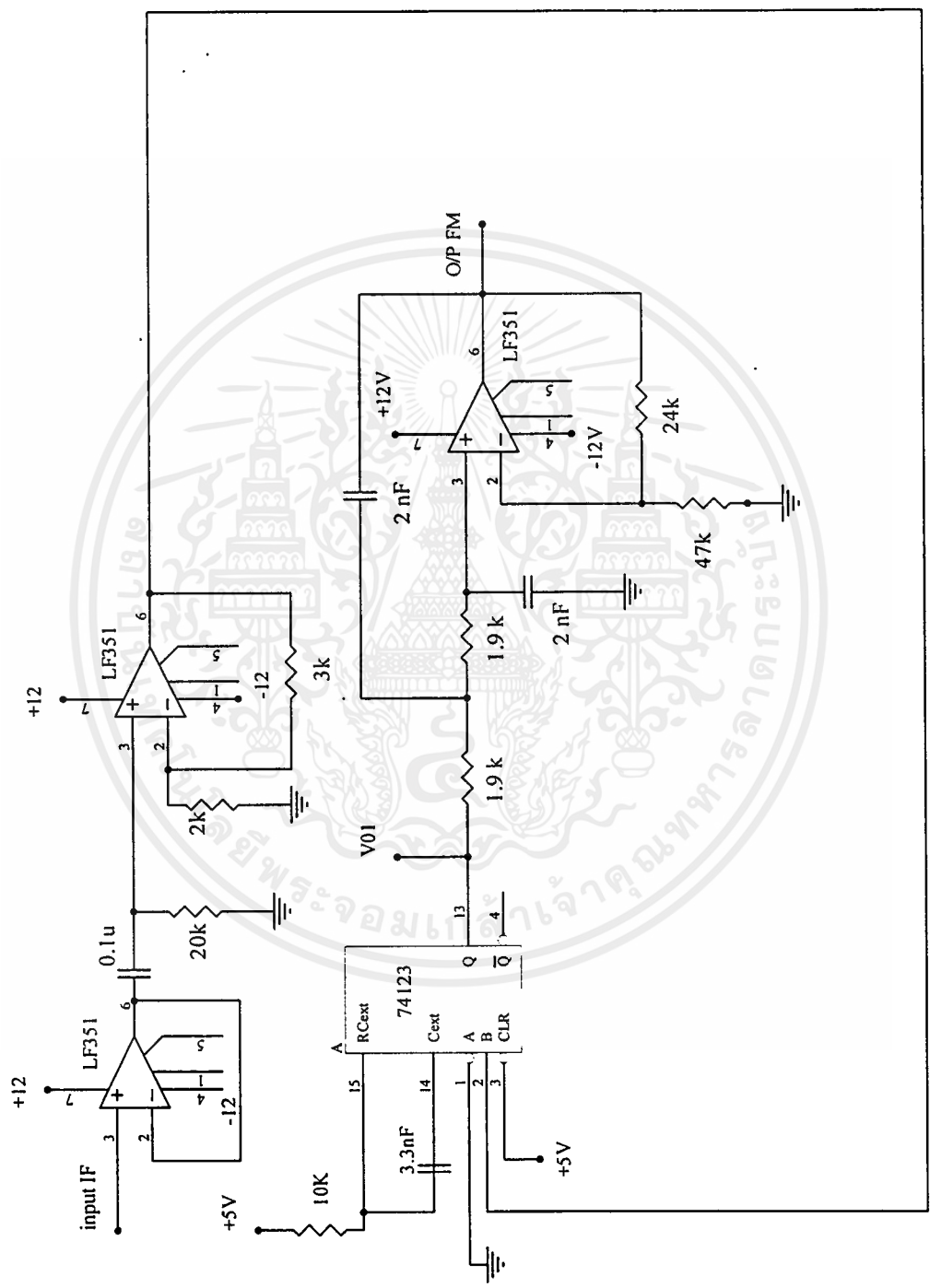
ในโครงงานนี้ได้ใช้ส่วนที่ทำหน้าที่เป็นฮาล์ฟ เวฟ เรคตีฟาย เข้ามาช่วยทำให้การดีเทคสัญญาณมีประสิทธิภาพดีขึ้น และทำการต่อส่วนที่ทำหน้าที่เป็นเรคตีฟายเข้ากับส่วนที่ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำ (LPF) มีความถี่คัทออฟ 4 KHz วงจรแสดงดังรูปที่ 3.8

3.9 วงจรดีเทคสัญญาณเอฟเอ็ม

ในโครงงานนี้เราจะใช้วงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเคอร์ (74LS123) ทำการแปลงสัญญาณเอฟเอ็ม เป็นสัญญาณเลียนแบบพีพีเอ็ม โดยสามารถปรับความกว้างของพัลส์โดยปรับค่าความต้านทาน $10\text{ K}\Omega$ ที่ขา 15 ของ 74LS123 วงจรแสดงดังรูปที่ 3.9



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.8 แสดงวงจรดีเทคสัญญาณเอเอ็ม กรุณาให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.9 แสดงวงจรคิดเทคสัญญาณแอมป์ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

ในโครงการนี้สามารถแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ ภาคส่ง และ ภาครับ

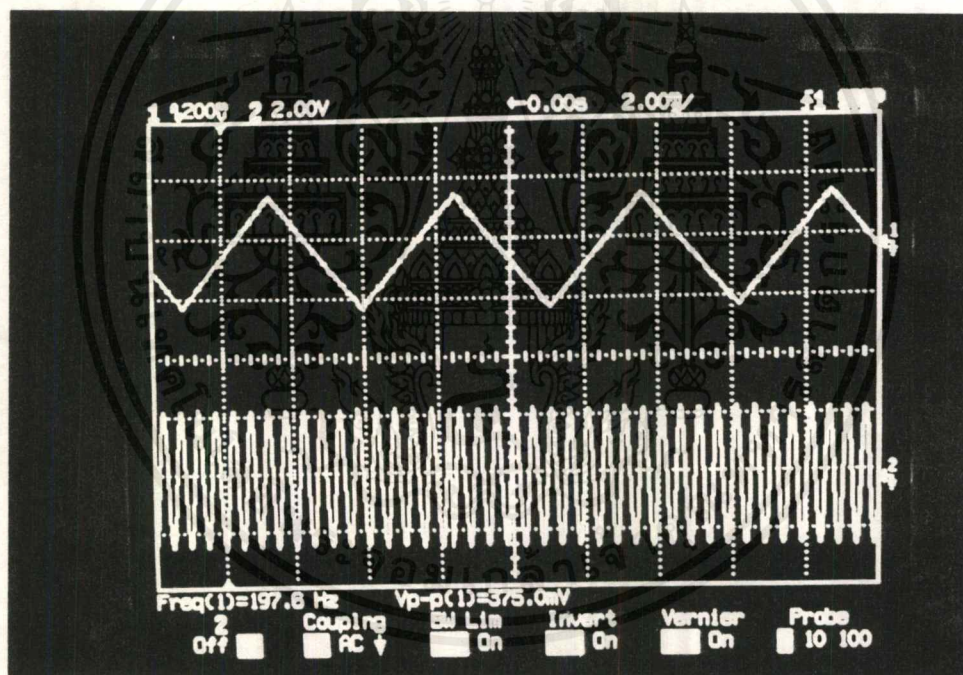
ภาคส่ง ประกอบด้วย

4.1 ส่วนที่ทำหน้าที่สร้างสัญญาณ FM STEREO

4.2 ส่วนที่ทำหน้าที่ในการมอดูเลตแบบ AM

4.1 ส่วนที่ทำหน้าที่สร้างสัญญาณ FM STEREO

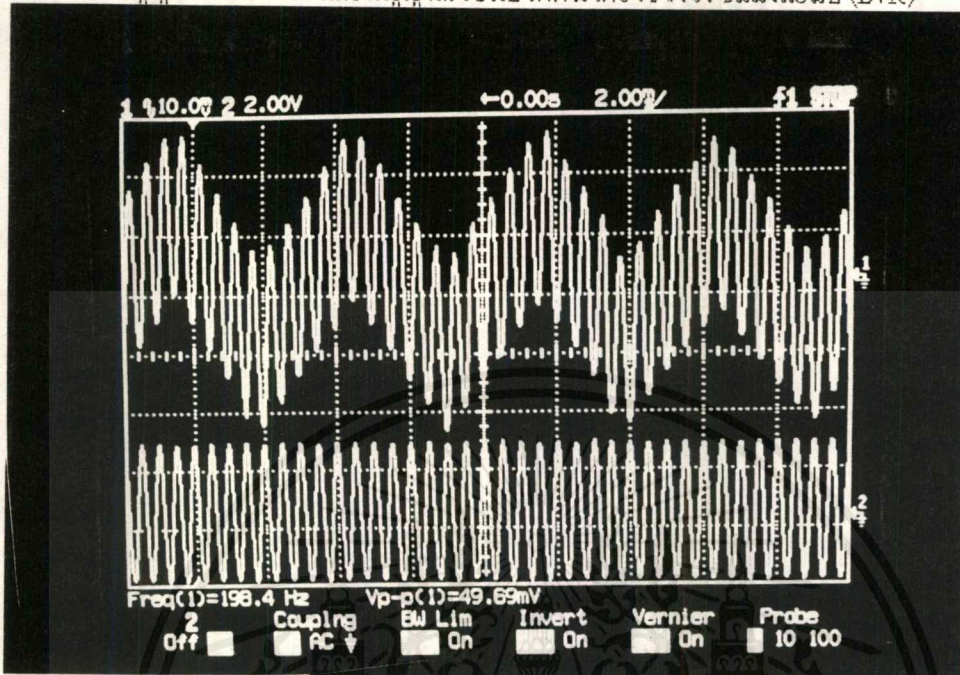
4.1.1 สร้างสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ 200Hz โดยใช้ ICL8038 ใช้เป็นสัญญาณ L
สร้างสัญญาณไซน์ความถี่ 2kHz โดยใช้วงจรมอดูเลตออสซิลเลเตอร์ ใช้เป็นสัญญาณ R
ผลแสดงดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ 200Hz และสัญญาณไซน์ความถี่ 2kHz

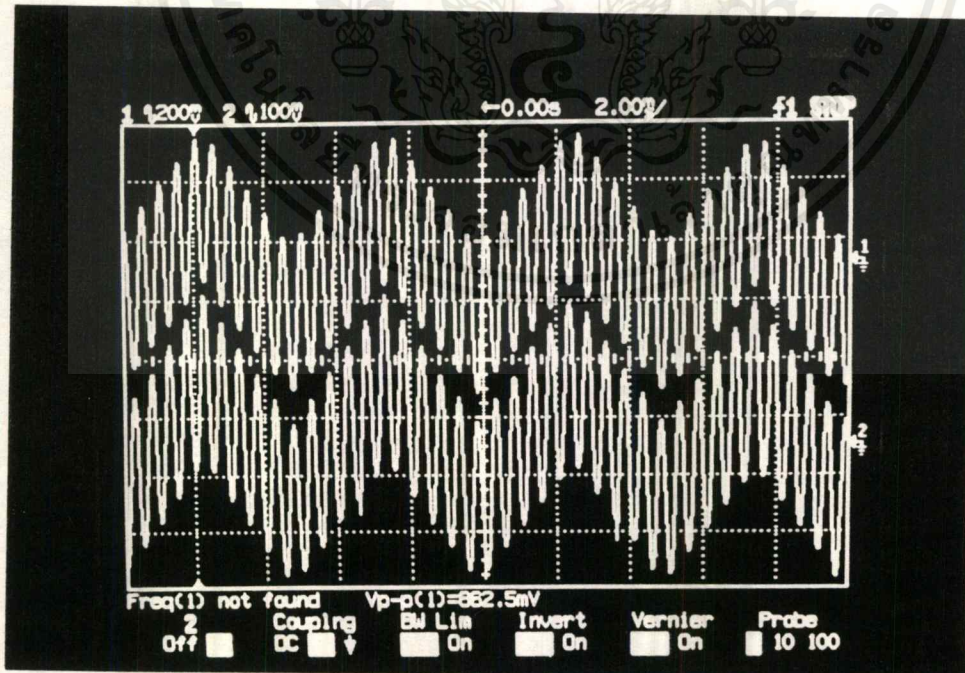
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 นำสัญญาณสามเหลี่ยมและสัญญาณไซน์บวกกันโดยใช้วงจรมีงแอมป์ (L+R)



รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณสามเหลี่ยมบวกกับสัญญาณไซน์ และแสดงสัญญาณไซน์ความถี่ 2k

4.1.3 นำสัญญาณไซน์ 2kHz ไปผ่านอินเวอร์ตเตอร์(-R)นำไปบวกกับสัญญาณสามเหลี่ยมโดยใช้วงจรมีงแอมป์ (L-R)

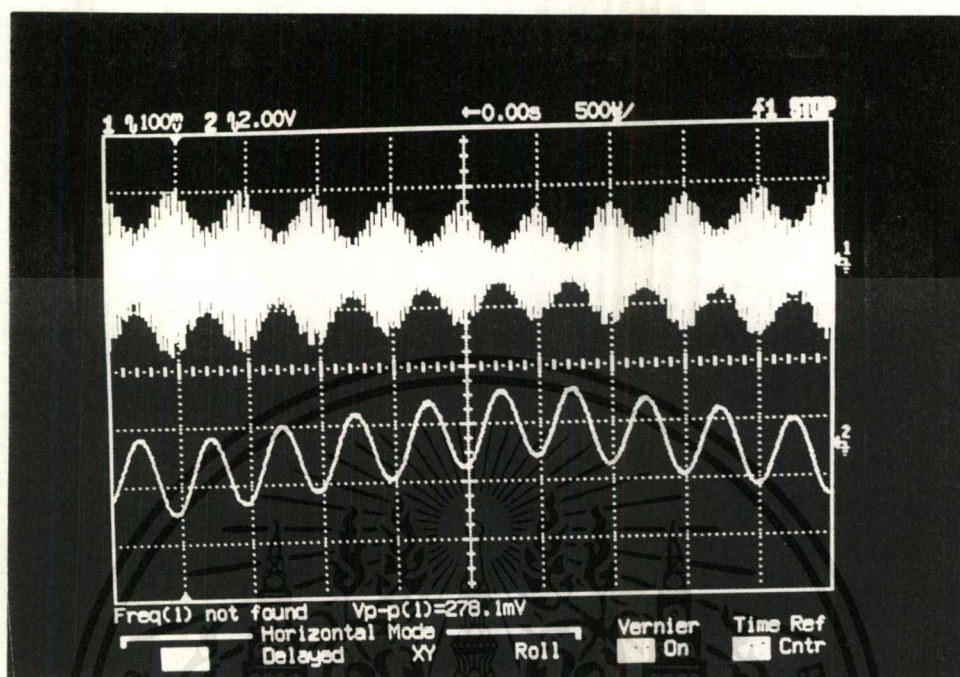


ที่ 4.3 แสดงสัญญาณ L-R และ แสดงสัญญาณ L+R

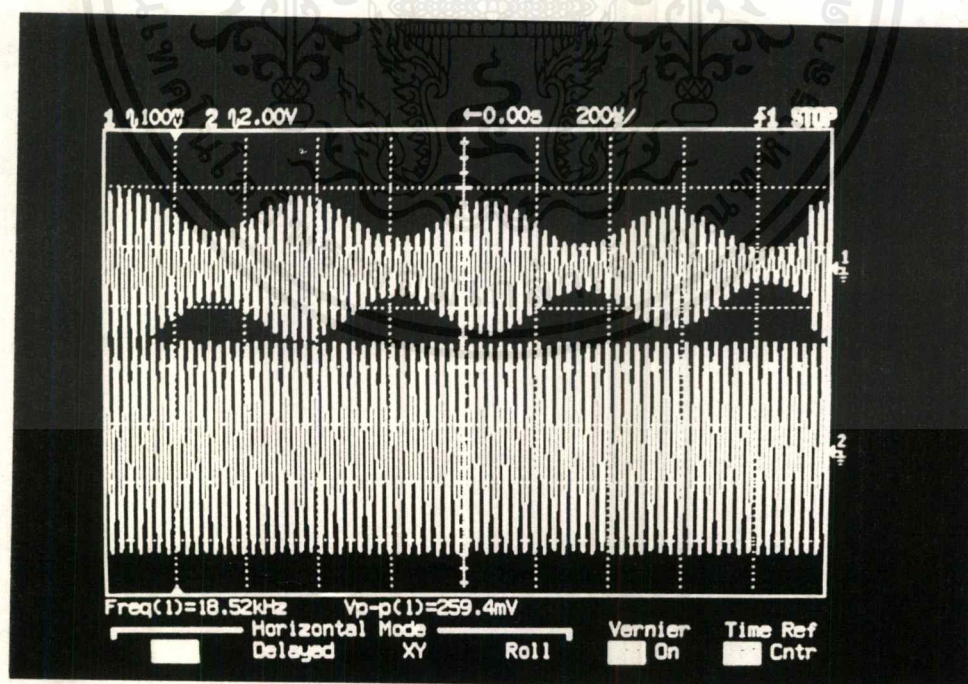
หมายเหตุ probe chanel 1*1 probe chanel 2*10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.4 นำสัญญาณ L-R ไปมอดูเลตกับคลื่นพาหะ 38kHz โดยใช้ ICL8013 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ $(L-R)\cos\omega_c t$



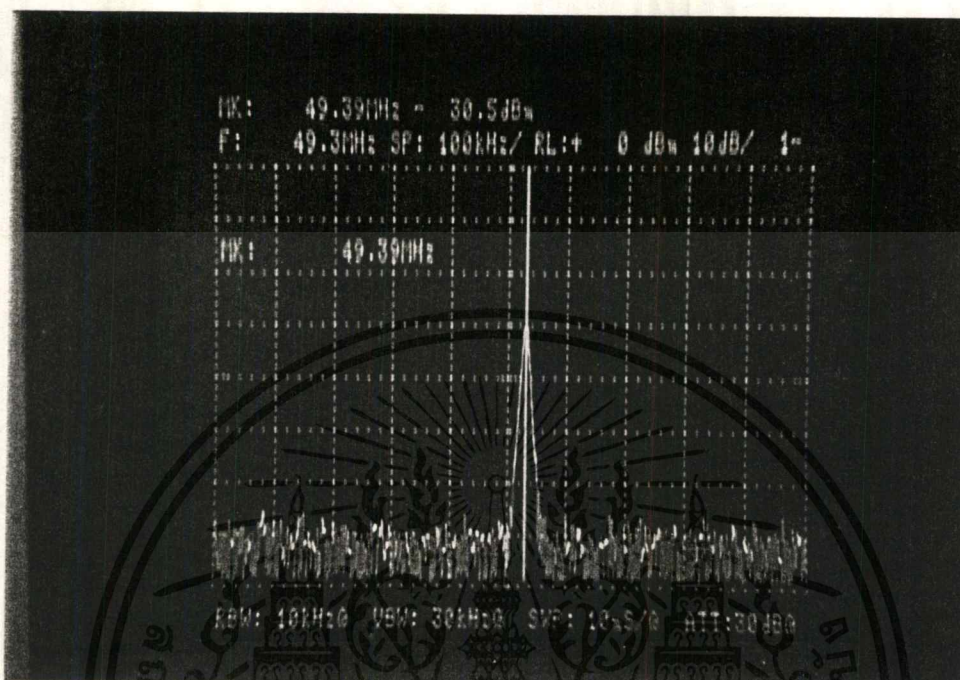
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณ L-R ที่ผ่านและไม่ผ่านการมอดูเลตกับคลื่นพาหะ 38kHz



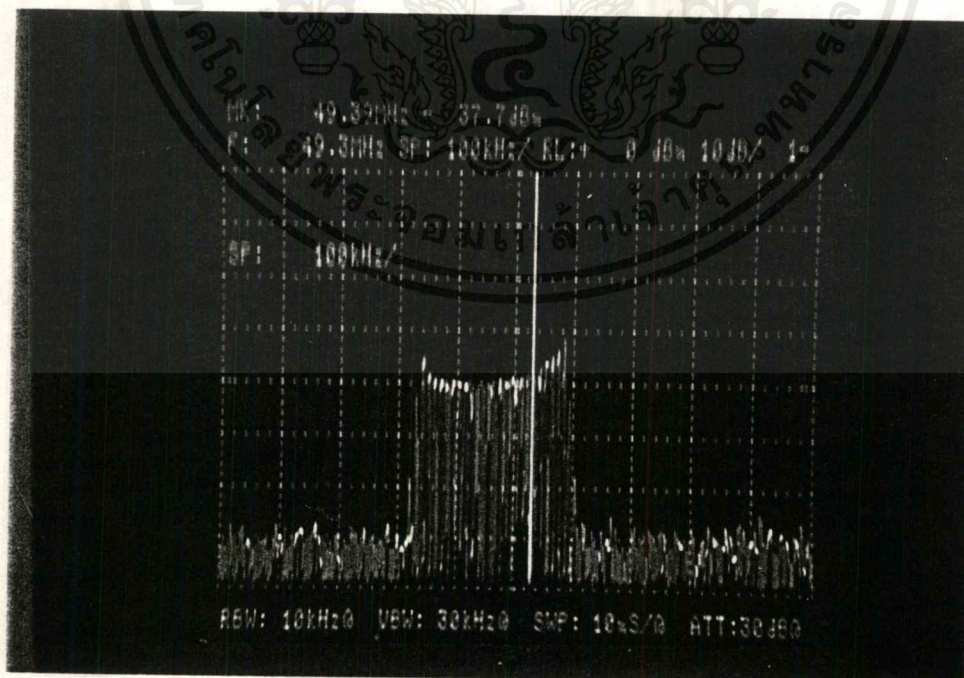
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณ L-R ที่ผ่านการมอดูเลตกับคลื่นพาหะ 38kHz และ แสดงสัญญาณ 38kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.5 ใช้ BA1404 ทำหน้าที่เป็นมอดูเลเตอร์คลื่นแบบ FM โดยใช้สัญญาณไซน์ 1kHz ขนาด 0.3Vpp เป็นสัญญาณข่าวสาร



รูปที่ 4.6 แสดงสเปกตรัมสัญญาณคลื่นพาหะความถี่ 49.37 MHz ที่ขา 17 (RF out) ของ BA1404

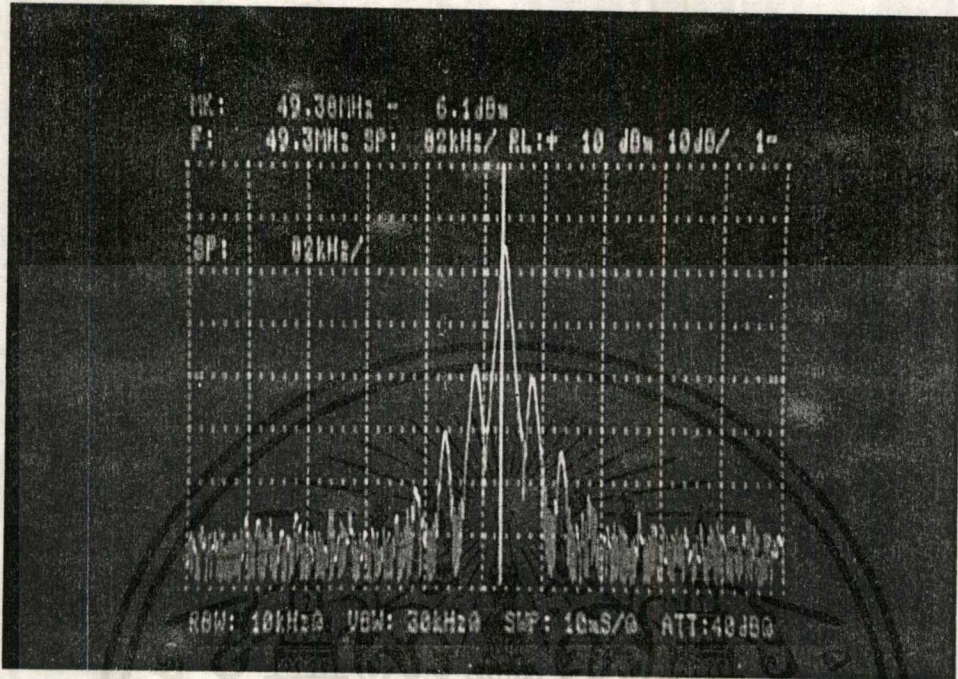


รูปที่ 4.7 แสดงสเปกตรัมเมื่อป้อนสัญญาณข่าวสาร ไซน์ 1kHz ขนาด 0.3Vpp

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ส่วนที่ทำหน้าที่ในแอมพลิจูด AM

4.2.1 ใช้ MC1496 ทำหน้าที่มอดูเลตแบบ AM โดยใช้สัญญาณ ไซน์ 40kHz ขนาด 0.3Vpp เป็นสัญญาณ
ข่าวสาร

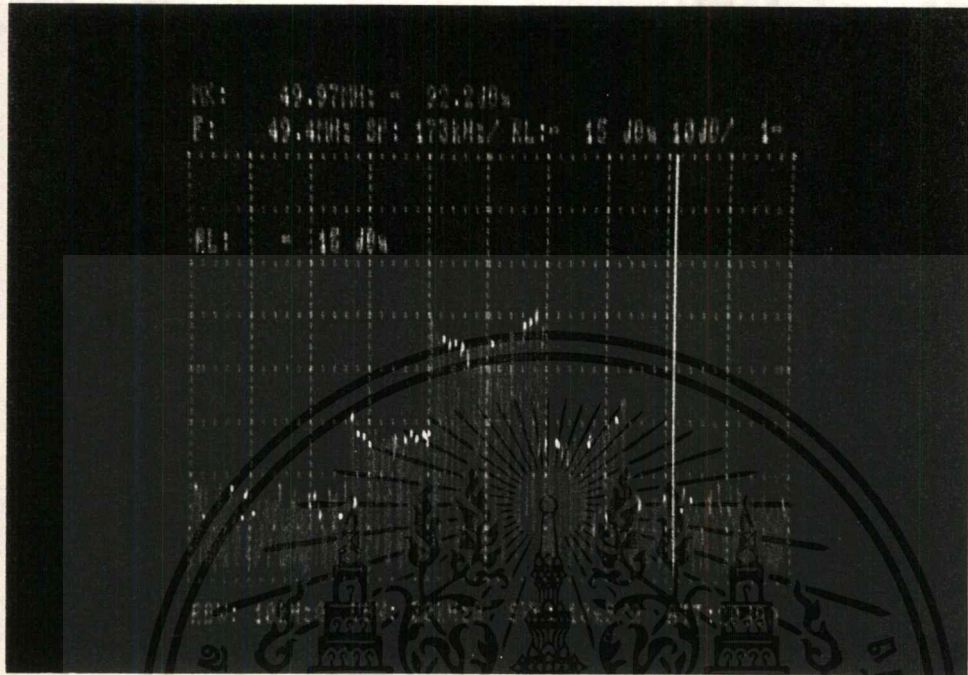


รูปที่ 4.8 แสดงสเปกตรัมเมื่อป้อนสัญญาณ ไซน์ 40kHz ขนาด 0.3Vpp ทำการมอดูเลตแบบ
AM

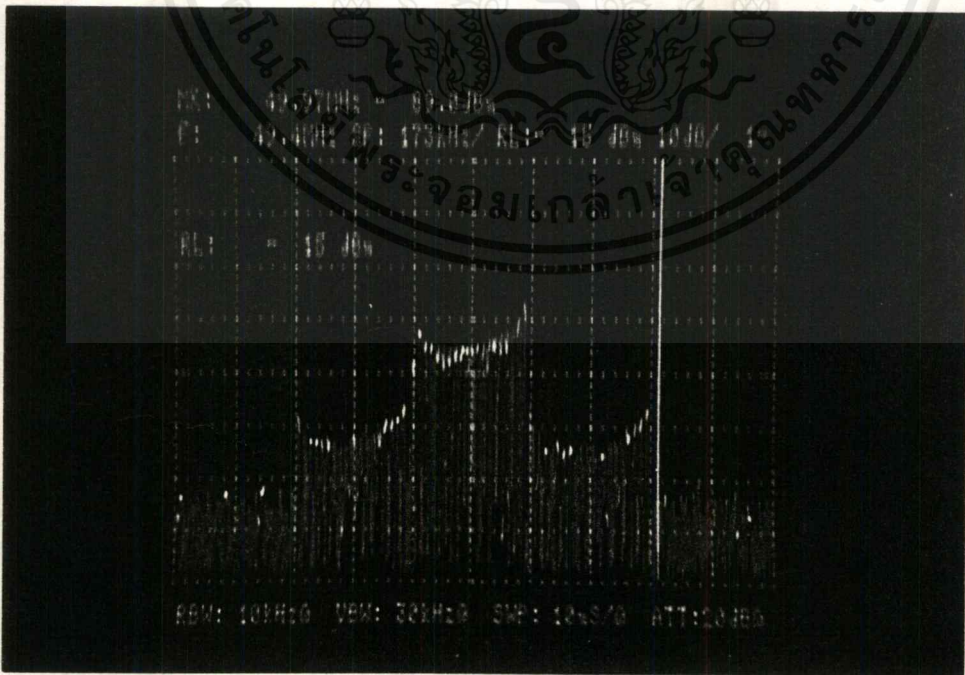
4.2.2 นำสัญญาณข่าวสารที่ผ่านการมอดูเลตแบบ FM (จากรูปที่ 4.7) มาใช้เป็นคลื่นพาหะของการ
มอดูเลตแบบ AM โดยป้อนที่ขา 10 ของ MC1496 และใช้สัญญาณข่าวสารที่เป็นไซน์ความถี่ 240kHz ขนาด 0.7Vpp
ออฟเซต 110mV วัดเอาต์พุตที่ขา 6 ของ MC1496 แสดงดังรูป 4.9 สังเกตเห็นสเปกตรัมของสัญญาณ ไซด์แบนด์ซ้อน
กันอย่างชัดเจน

- ถ้าทำการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณข่าวสาร ไซน์ที่ป้อนให้กับ MC1496 เป็น 390 kHz
ขนาดและค่าออฟเซตเท่าเดิม วัดเอาต์พุตที่ขา 6 ของ MC1496 แสดงดังรูปที่ 4.9 b)
สังเกตุเห็นว่า สเปกตรัมของสัญญาณ ไซด์แบนด์เริ่มแยกจากกัน

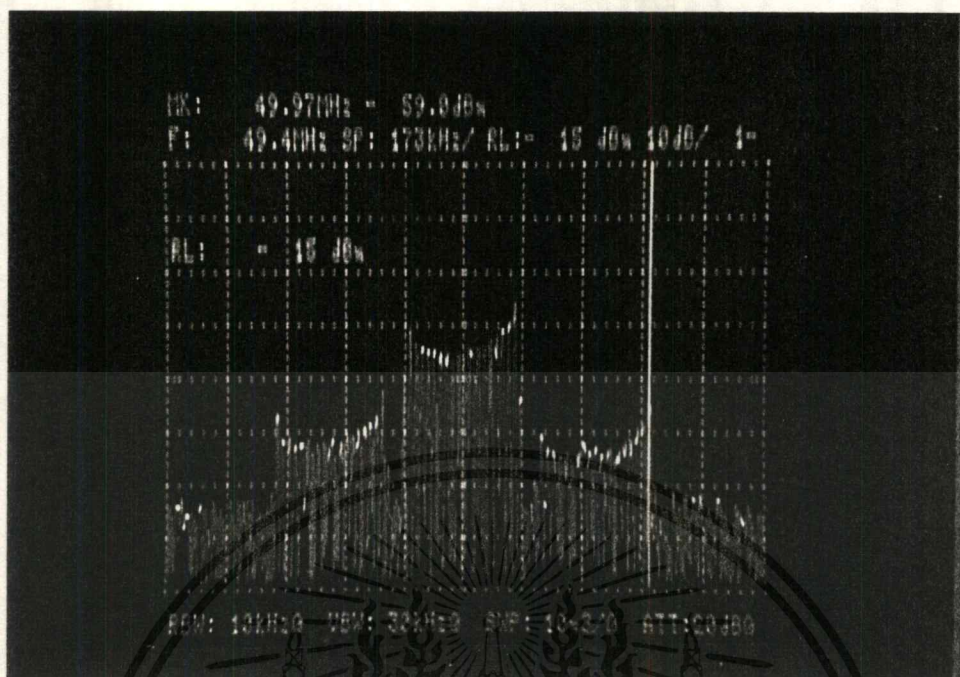
- ถ้าทำการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณข่าวสาร ไซน์ที่ป้อนให้กับ MC1496 เป็น 450kHz ขนาด
และค่าออฟเซตเท่าเดิม วัดเอาต์พุตที่ขา 6 ของ MC1496 แสดงดังรูปที่ 4.9 c) สังเกตเห็นว่า สเปกตรัมของ
สัญญาณ ไซด์แบนด์แยกออกจากกันอย่างชัดเจน



(a)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ(๖)ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(c)

- รูปที่ 4.9 a) แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ขา 6 ของ MC1496 เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 240kHz ขนาด 0.7 Vpp ออฟเซต 110 mV
 b) แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ขา 6 ของ MC1496 เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 390kHz ขนาด 0.7 Vpp ออฟเซต 110 mV
 c) แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ขา 6 ของ MC1496 เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 450kHz ขนาด 0.7 Vpp ออฟเซต 110 mV

ภาครับ ประกอบด้วย 3 ส่วน คือ

- 4.3 ส่วนที่ทำหน้าที่เป็นวงจรมิกเซอร์
- 4.4 ส่วนที่ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายไอเอฟ
- 4.5 ส่วนที่ทำหน้าที่ดีเทคสัญญาณเอเอ็ม และสัญญาณเอฟเอ็ม

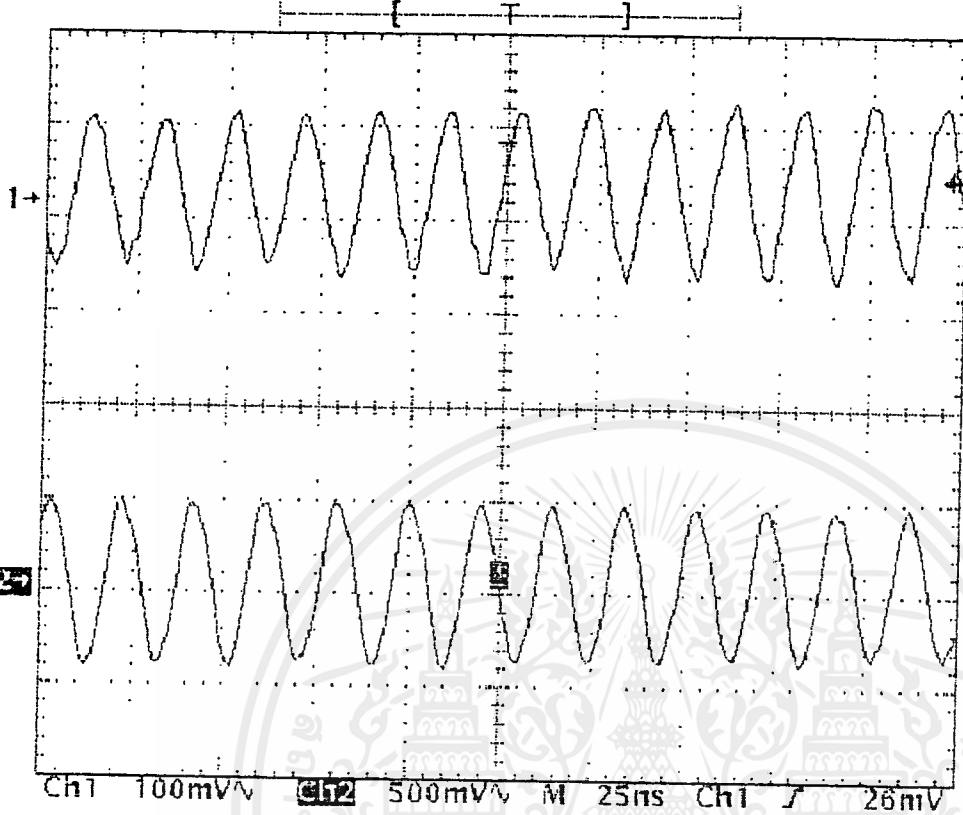
4.3 ส่วนที่ทำหน้าที่เป็นวงจรมิกเซอร์

ใช้ MC1496 ทำหน้าที่เป็นวงจรมิกเซอร์ เพื่อให้สัญญาณอาร์เอฟ 50.69 MHz ที่รับได้จากภาคส่งแสดงดังรูปที่ 4.10 (CH1) มีความถี่ต่ำลง โดยนำไปมิกซ์กับสัญญาณ โสคอลอสซิลเลเตอร์ 51.15 MHz แสดงดังรูปที่ 4.10 (CH2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Stop 1GS/s

12 Acqs



Ch1 Freq
50.69MHz
Low signal
amplitude

Ch2 Freq
51.15MHz
Low signal
amplitude

14 Feb 1998
01:32:25

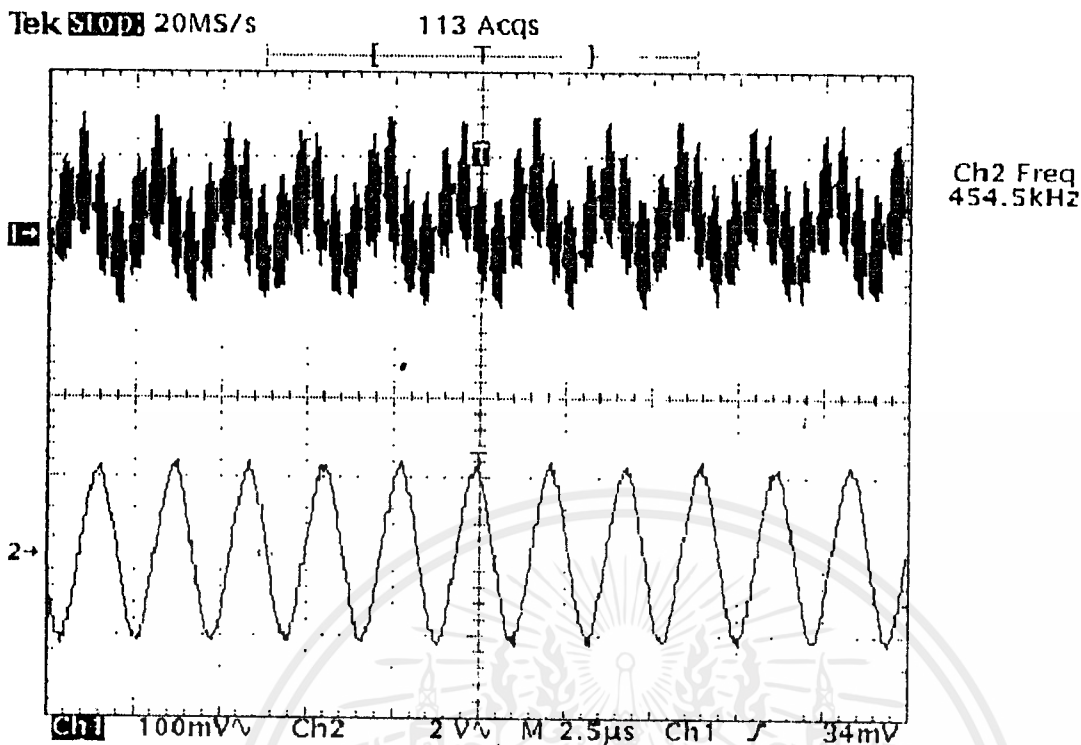
รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณอาร์เอฟจากภาคส่ง (CH1) และสัญญาณ โคลออลออสซิลเลเตอร์ (CH2)

เอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์ คือ สัญญาณ ไอเอฟแสดงดังรูปที่ 4.11 (CH1) คือสัญญาณความถี่ 455 kHz ซึ่งมีความถี่ 100 MHz ซ้อนกันอยู่ สามารถแสดงสเปกตรัมของสัญญาณ ได้ดังรูปที่ 4.12

4.4 ส่วนที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณไอเอฟ

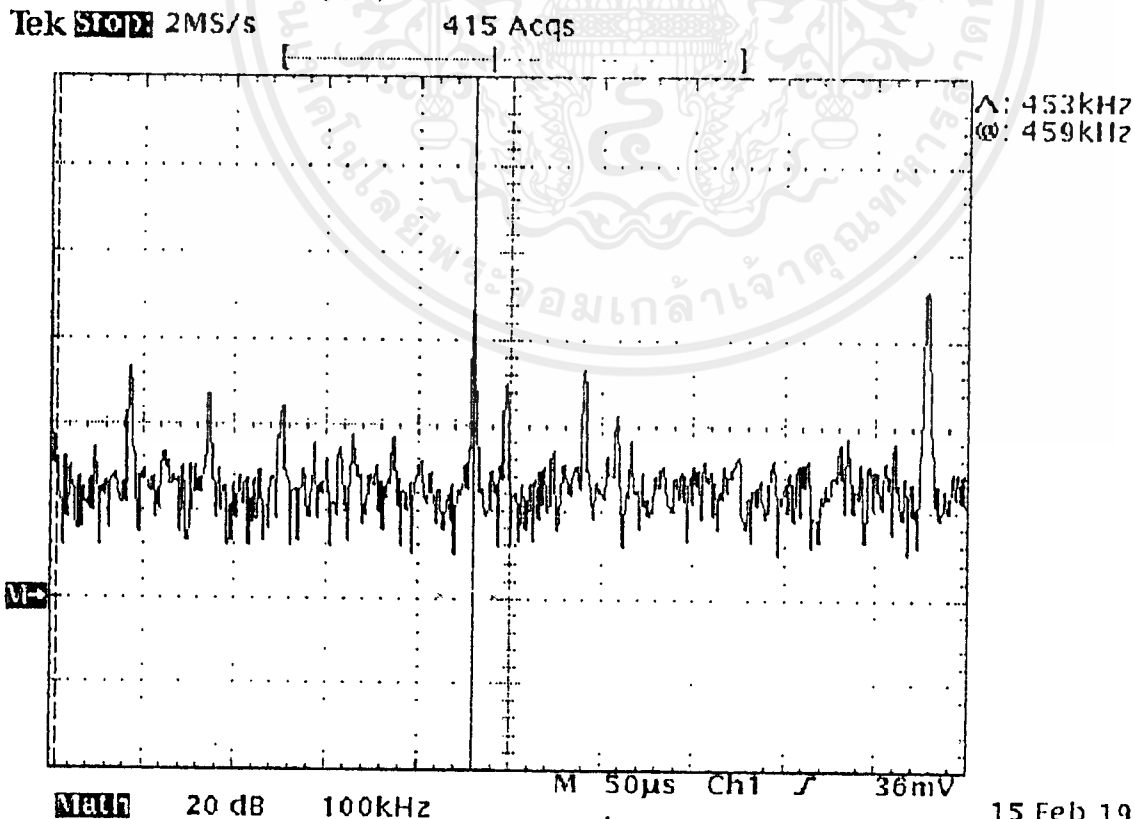
สัญญาณไอเอฟที่ได้จากวงจรมิกเซอร์นำไปผ่านวงจรมอดูเลเตอร์ ในโครงงานนี้ใช้ LF351 ซึ่งตามคุณสมบัติทางด้านความถี่ของ LF351 ที่มีข้อจำกัดในช่วงของความถี่ที่ไม่สูงมาก ทำให้สามารถใช้วงจรมอดูเลเตอร์ทำหน้าที่เป็นวงจรรองความถี่ต่ำได้ โดยสามารถรองความถี่ 100 MHz ที่ซ้อนอยู่ในสัญญาณไอเอฟออกไปได้

จากนั้นจึงนำไปขยาย โดยใช้วงจรมอดูเลเตอร์อินเวอร์ตคั้ง ผลแสดงดังรูปที่ 4.11 (CH2) และสามารถแสดงสเปกตรัมของสัญญาณ ได้ดังรูปที่ 4.13



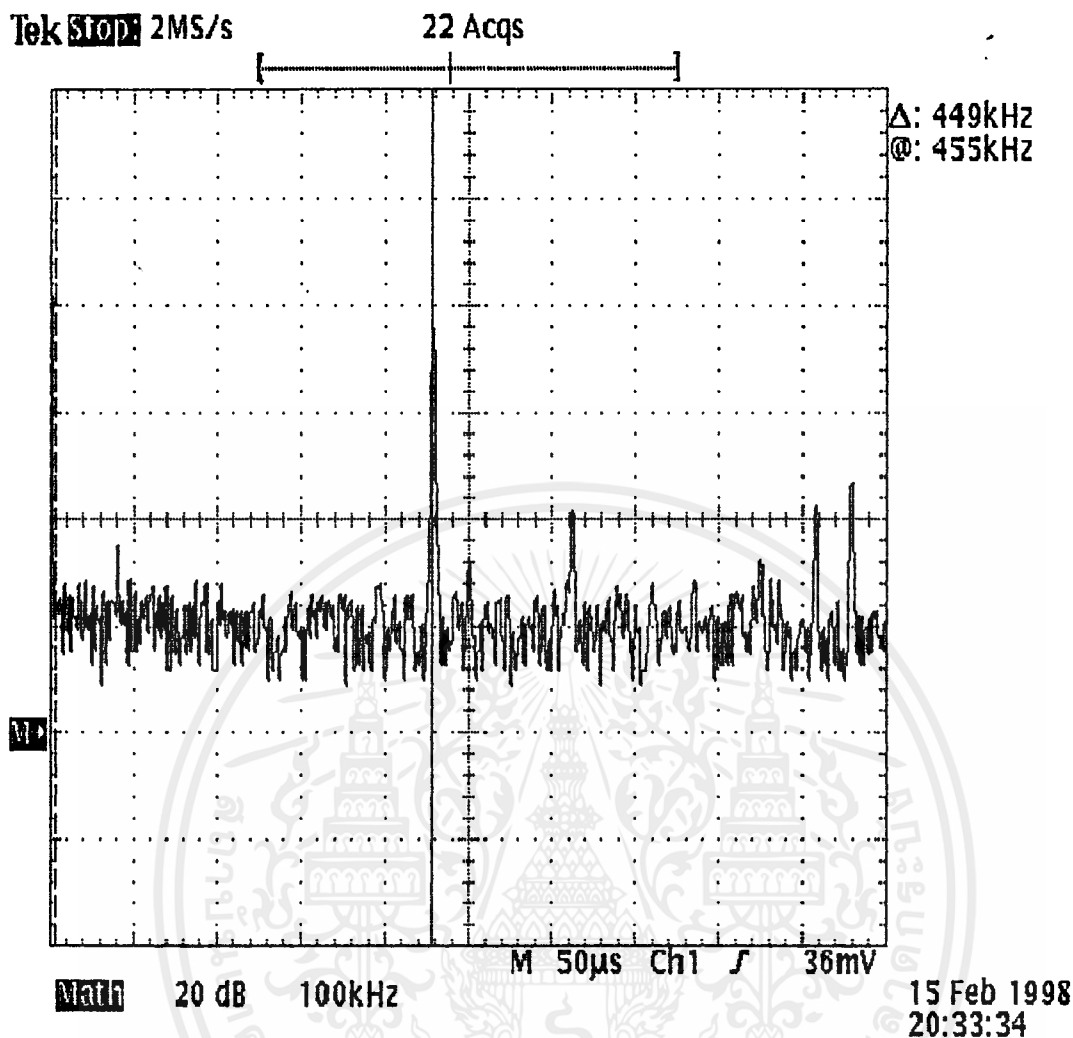
15 Feb 1998
20:57:17

รูปที่ 4.11 แสดงเอาต์พุตของมิกเซอร์(CH1)และสัญญาณไอเอฟที่ทำการขยายด้วยวงจร
นอน อินเวอร์คคิ่ง (CH2)



15 Feb 1998
20:36:45

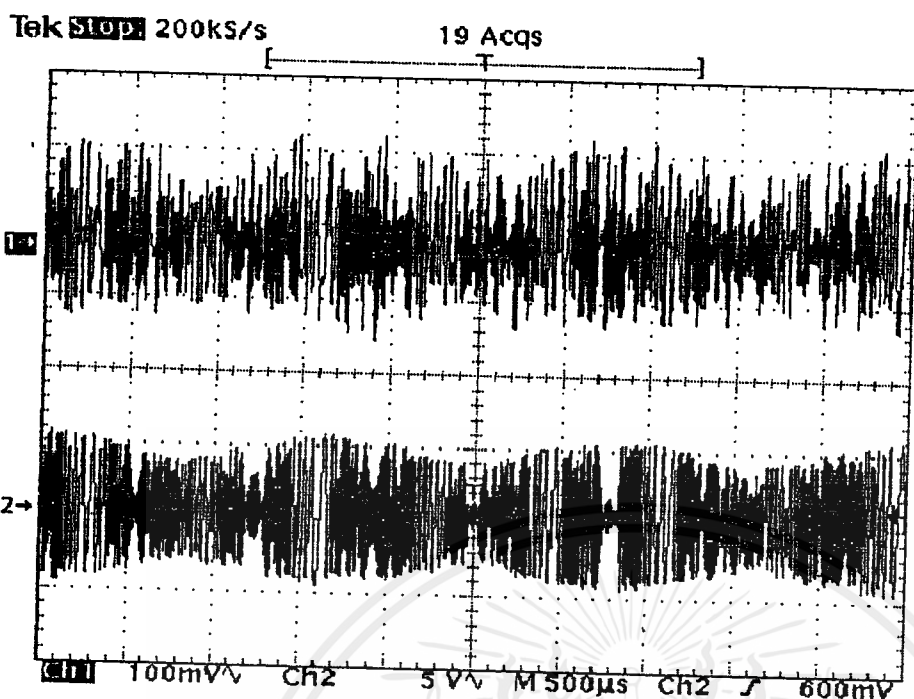
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.12 แสดงสเปกตรัมสัญญาณ ไอเอฟ 455 kHz ซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 แสดงสเปกตรัมสัญญาณ ไอเอฟ 455 kHz หลังจากผ่านวงจรบัฟเฟอร์ และผ่านวงจรขยายอนอินเวอร์ตคั้ง

4.2.3 เมื่อทางภาคส่งนำคลื่นไซน์ 1.5 kHz ทำการมอดูเลตกับคลื่นไซน์พาหะ 50 MHz แบบเอฟเอ็ม

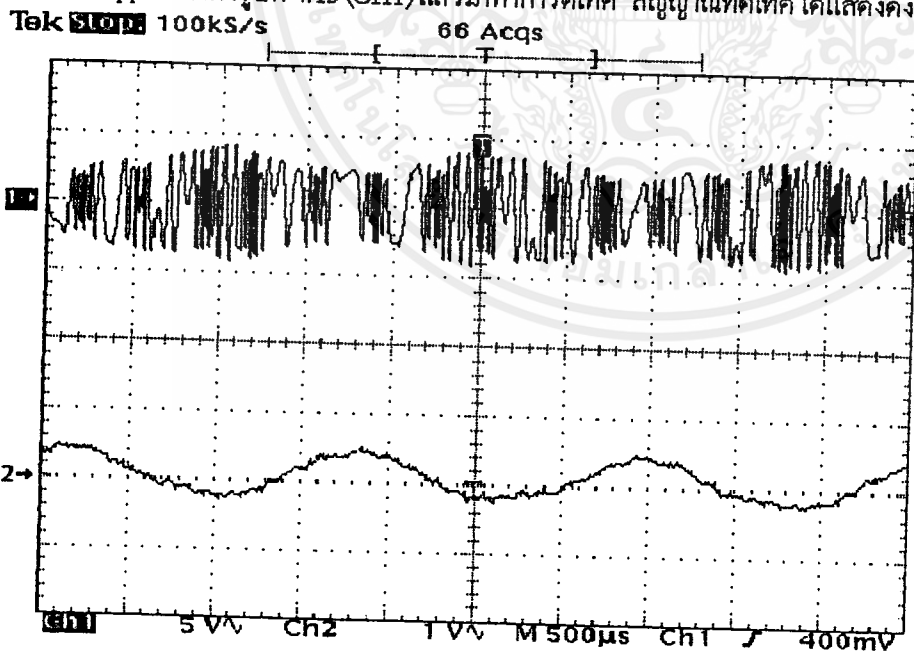
และนำคลื่นไซน์ 600 Hz ทำการมอดูเลตแบบเอเอ็มกับสัญญาณเอฟเอ็มที่ได้ โดยใช้สัญญาณเอฟเอ็มนี้เป็นคลื่นพาหะของการมอดูเลตแบบเอเอ็ม และส่งมายังภาครับ ผ่านเข้าไปในวงจรมิกเซอร์ เอาท์พุทที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.14 (CH1) และนำสัญญาณนี้ไปผ่านส่วนบัฟเฟอร์และทำการขยายโดยใช้วงจรอนอินเวอร์ตคั้ง ผลแสดงดังรูปที่ 4.14 (CH2)



14 Feb 1998
01:07:32

รูปที่ 4.14 แสดงเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์(CH1)และนำไปผ่านส่วนบัฟเฟอร์ แล้วทำการขยาย (CH2) เมื่อทางด้านส่งทำการมอดูเลตสัญญาณข่าวสาร

4.2.4 ส่วนที่ทำหน้าที่ดีเทคสัญญาณเอเอ็ม นำสัญญาณที่ผ่านบัฟเฟอร์และที่ผ่านการขยายจนกระทั่งมีขนาด 8 Vpp แสดงดังรูปที่ 4.15 (CH1)แล้วมาทำการดีเทค สัญญาณที่ดีเทคได้แสดงดังรูปที่ 4.15 (CH2)



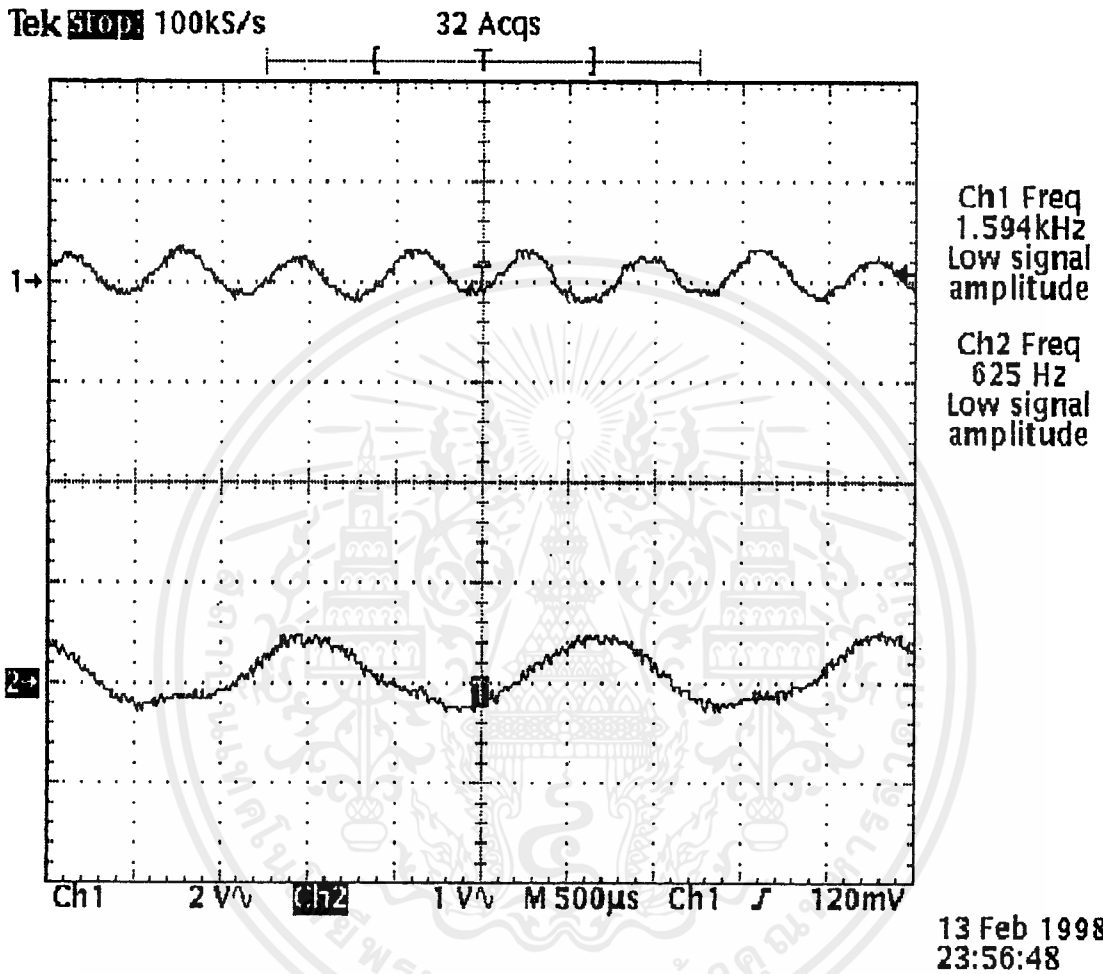
Ch2 Freq
597.9 Hz
Low signal
amplitude

13 Feb 1998
22:54:56

รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์ที่ผ่านส่วนบัฟเฟอร์ และผ่านการขยาย (CH1) เทียบกับคลื่นรูปไซน์ที่ทำการดีเทคแบบเอเอ็มได้ (CH2)

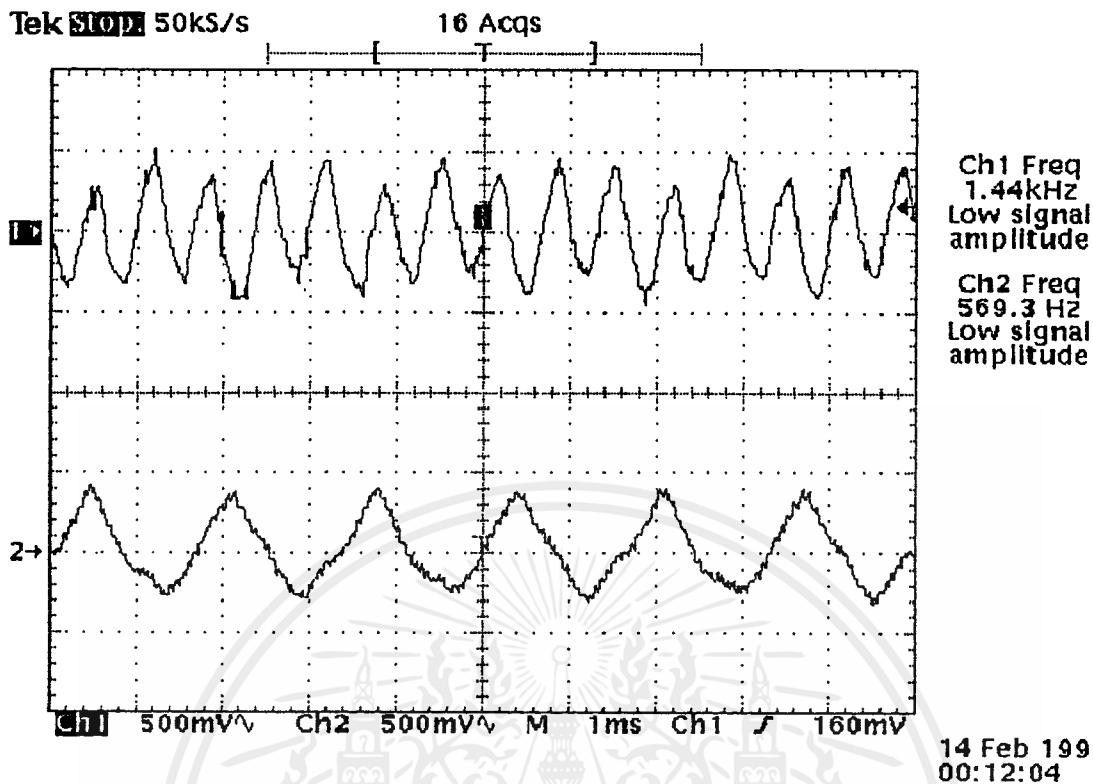
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนที่ทำหน้าที่ตีเทคสัญญาณเอฟเอ็ม สัญญาณที่ตีเทคได้แสดงดังรูปที่ 4.16 (CH1) ในรูปที่ 4.16 ประกอบด้วยคลื่นไซน์ 1.5 kHz ที่ได้จาก การตีเทคสัญญาณเอฟเอ็ม และคลื่นไซน์ 600 Hz ที่ได้จาก การตีเทคสัญญาณเอเอ็ม

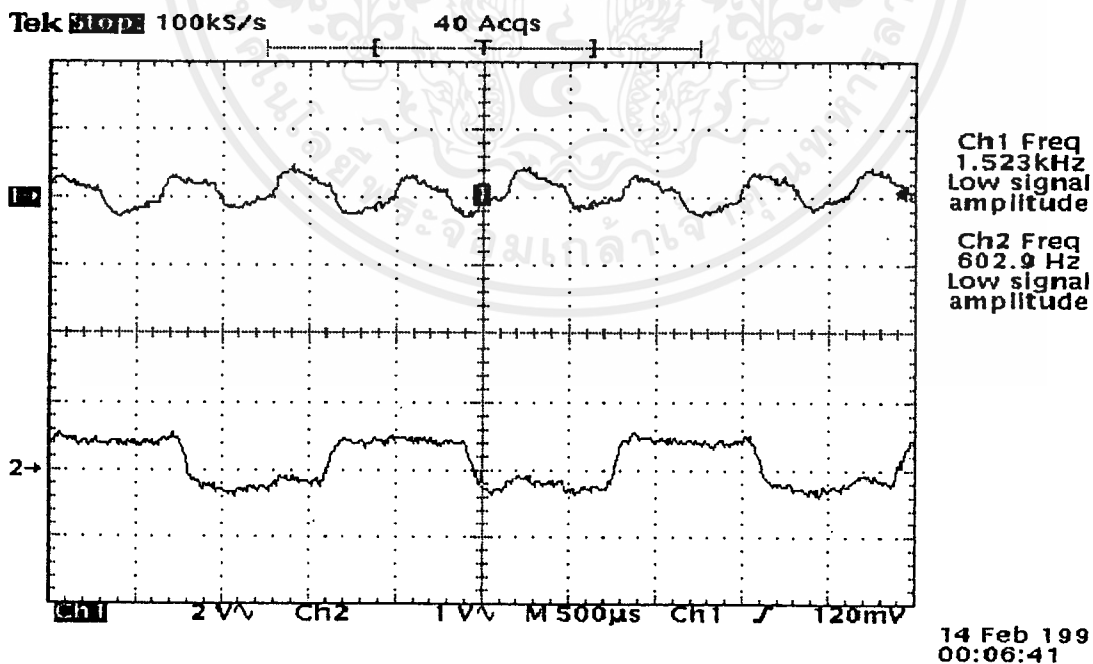


รูปที่ 4.16 แสดงคลื่นไซน์ 1.5 kHz ที่ได้จาก การตีเทคสัญญาณเอฟเอ็ม (CH1) และคลื่นไซน์ 600 Hz ที่ได้จาก การตีเทคสัญญาณเอเอ็ม (CH2)

ทำการเปลี่ยนจากคลื่นไซน์ที่ใช้ในการมอดูเลตเอฟเอ็ม และเอเอ็ม เป็นสัญญาณสามเหลี่ยม และสัญญาณสี่เหลี่ยม โดยยังคงให้มีความถี่เท่าเดิม สัญญาณที่ตีเทคได้แสดงดังรูปที่ 4.17 และ 4.18



รูปที่ 4.17 แสดงสัญญาณสามเหลี่ยม 1.5 kHz ที่ได้จากการตีเทคสัญญาณเอฟเอ็ม (CH1) และ
สัญญาณสามเหลี่ยม 600 Hz ที่ได้จากการตีเทคสัญญาณเอเอ็ม



รูปที่ 4.18 แสดงสัญญาณสี่เหลี่ยม 1.5 kHz ที่ได้จากการตีเทคสัญญาณเอฟเอ็ม (CH1) และ
สัญญาณสี่เหลี่ยม 600 Hz ที่ได้จากการตีเทคสัญญาณเอเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

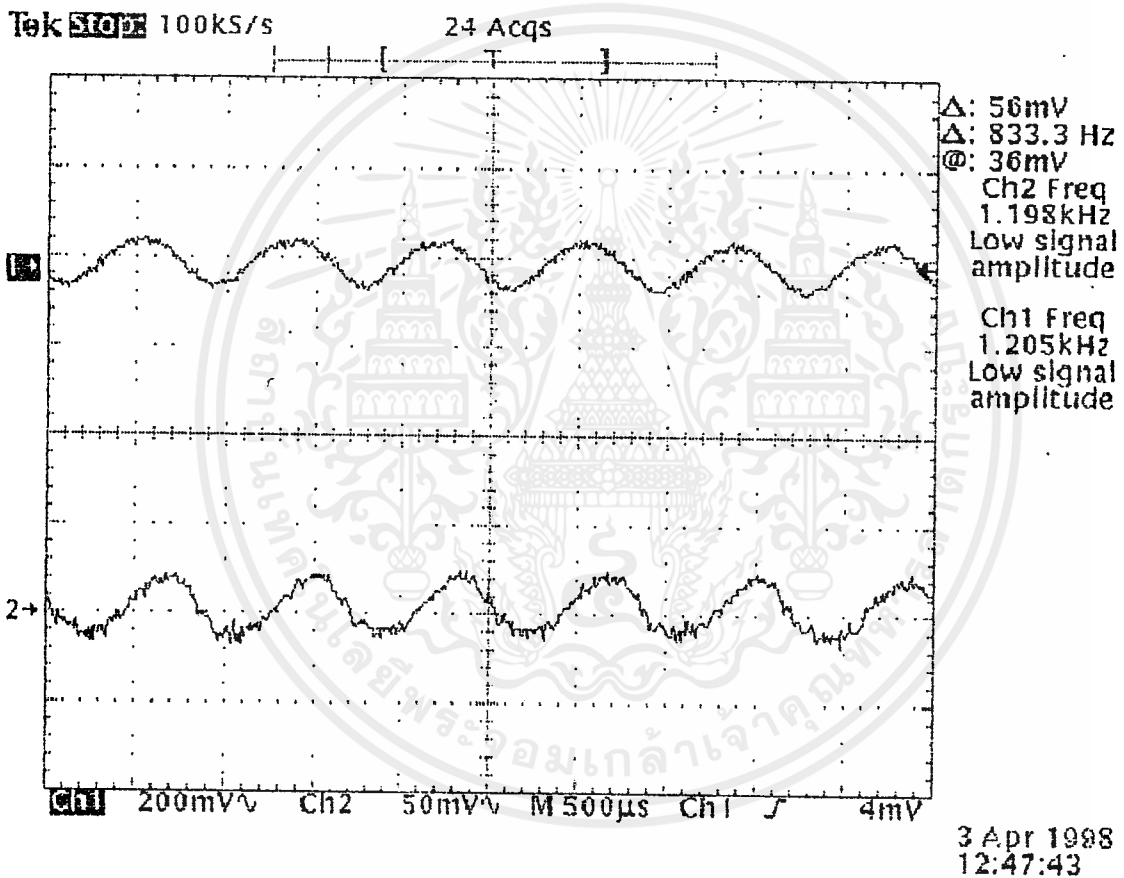
ทดลองป้อนสัญญาณข่าวสารอินพุทไซน์ที่ใช้ในการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม และเอเอ็มให้มีความถี่เดียวกันที่ทางภาคส่ง ส่วนในทางภาครับทดลองทำการตีเทคแบบเอฟเอ็ม ผลแสดงดังรูปที่ 4.19 ที่ CH1 และทำการตีเทคแบบเอเอ็ม ผลแสดงดังรูปที่ 4.19 ที่ CH2 (CH2 สาย probe * 10)

หมายเหตุ ในการใช้สัญญาณข่าวสารอินพุทที่ใช้ในการมอดูเลตแบบเอฟเอ็มนี้มีขนาด 280 mVpp

ค่าออฟเซต = 0

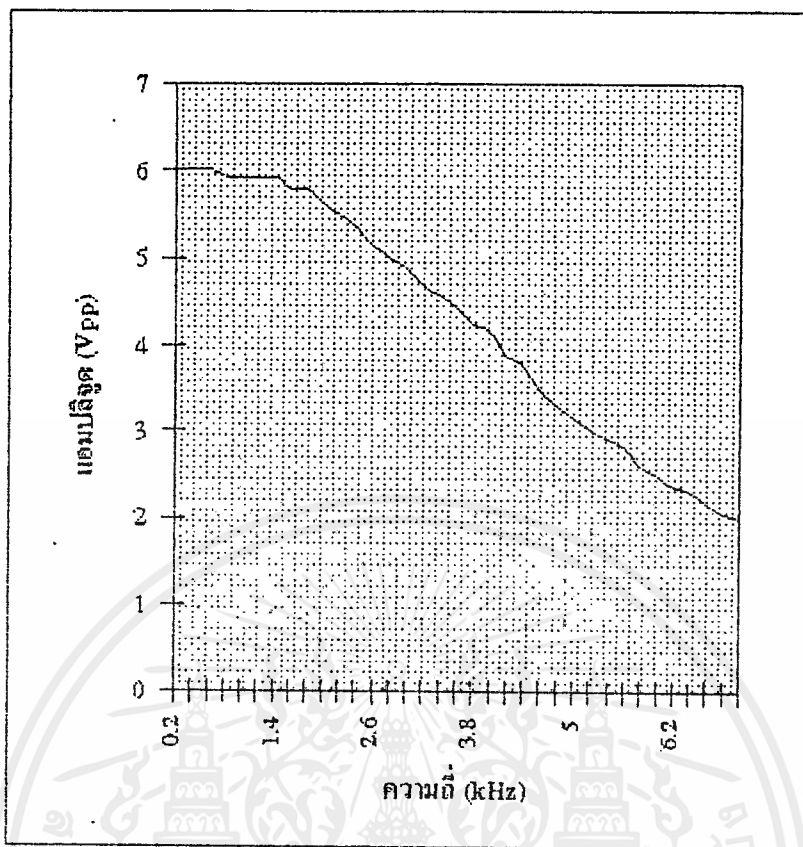
ส่วนสัญญาณข่าวสารอินพุทที่ใช้ในการมอดูเลตแบบเอเอ็มนี้มีขนาด 70 mVpp ค่า

ออฟเซต = -0.045 V



รูปที่ 4.19 แสดงสัญญาณไซน์ 1.2 MHz ที่ได้จากการตีเทคสัญญาณเอฟเอ็ม(CH1) และ การตีเทคสัญญาณเอเอ็ม (CH2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ และค่าทักคาไฟฟ้า (Vpp) เมื่อลองทำการทดสอบ
หาที่ออฟพของวงจรความถี่ต่ำที่ได้ออกแบบไว้ให้มีที่ออฟ
ที่ความถี่ 4 kHz
ค่าต่างๆที่ใช้ในการพล็อตกราฟแสดงดังตารางที่ 4.20

ความถี่ (kHz)	แอมพลิจูด (Vpp)
0.2	6.031
0.4	6.031
0.6	6.031
0.8	5.937
1	5.937
1.2	5.937
1.4	5.937
1.6	5.781
1.8	5.781
2	5.625

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ (kHz)	แอมพลิจูด (Vpp)
2.2	5.5
2.4	5.375
2.6	5.125
2.8	5
3	4.875
3.2	4.687
3.4	4.562
3.6	4.437
3.8	4.25
4	4.125
4.2	3.875
4.4	3.75
4.6	3.469
4.8	3.231
5	3.156
5.2	3.031
5.4	2.906
5.6	2.813
5.8	2.625
6	2.5
6.2	2.375
6.4	2.313
6.6	2.188
6.8	2.063
7	2

ตารางที่ 4.20 แสดงค่าความถี่ และ ค่าแอมพลิจูดที่ใช้ในการพล็อตกราฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป

จุดมุ่งหมายของโครงการนี้ คือ ทำการรับ-ส่งเอฟเอ็มสเตอริโอพร้อมเอเอ็ม โดยใช้คลื่นพาหะความถี่เดียวกัน (49 MHz) สามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ ภาคส่ง และ ภาครับ

ภาคการศึกษาที่ผ่านมาได้ทำการทดลองในส่วนของภาคส่ง ซึ่งประกอบด้วย ส่วนสร้างสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอ ส่วนที่ทำหน้าที่ในการมอดูเลตแบบเอฟเอ็มโดยใช้คลื่นพาหะความถี่ 49 MHz และจากนั้นจะนำสัญญาณเอฟเอ็มที่สร้างได้นี้ไปใช้เป็นคลื่นพาหะในการมอดูเลตแบบเอเอ็ม

สำหรับในภาคการศึกษานี้ได้ทำการทดลองในส่วนของภาครับ ซึ่งประกอบด้วย ส่วนที่ทำหน้าที่เป็นวงจรมิกเซอร์ ส่วนขยายสัญญาณไอเอฟ และส่วนดีเทคสัญญาณเอฟเอ็ม เอเอ็ม

ในส่วนของมิกเซอร์นั้นจะทำให้สัญญาณที่รับได้จากเสาอากาศ ความถี่ 49 MHz มีความถี่ต่ำลงเหลือเพียง 455 kHz หรือที่เรียกว่า สัญญาณไอเอฟ สัญญาณนี้มีขนาดค่ามาก จึงต้องมีส่วนที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณไอเอฟก่อนที่จะนำไปดีเทค

ในการทดลองเริ่มจากการส่ง-รับ เอฟเอ็มแบบ โมโนพร้อมเอเอ็ม โดยใช้คลื่นพาหะความถี่เดียวกัน การส่ง-รับในช่วงแรกจะใช้สัญญาณเอาท์พุทที่ได้จากภาคส่ง ไปใช้เป็นอินพุทของภาครับสัญญาณ โดยตรง โดยยังไม่ใช้เสาอากาศ สัญญาณที่ดีเทคได้จะมีลักษณะเหมือนกับสัญญาณที่ทางภาคส่งนำเข้าไปใช้ในการมอดูเลตทุกประการ

จากนั้นจึงเริ่มทำการส่ง-รับ โดยใช้เสาอากาศ แต่จะต้องทำส่วนขยายสัญญาณอาร์เอฟก่อนที่จะส่งออกอากาศ เพื่อให้มีความแรงของสัญญาณมากพอที่ทางด้านรับสามารถจะดีเทคสัญญาณกลับคืนมาได้

ปัญหาที่เกิดขึ้นในโครงการนี้คือ ไม่สามารถขยายสัญญาณอาร์เอฟได้ จึงทำให้ไม่สามารถที่จะส่งออกผ่านเสาอากาศได้

สำหรับแนวทางการพัฒนาต่อ ก็คือ ต้องทำการพัฒนาในส่วนของภาคขยายสัญญาณอาร์เอฟให้มีความแรงของสัญญาณมากพอ จนกระทั่งสามารถรับ-ส่ง เอฟเอ็มสเตอริโอ พร้อมเอเอ็ม โดยใช้คลื่นพาหะความถี่เดียวกันได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, B

Balanced Modulators/ Demodulators

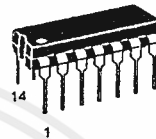
These devices were designed for use where the output voltage is a product of an input voltage (signal) and a switching function (carrier). Typical applications include suppressed carrier and amplitude modulation, synchronous detection, FM detection, phase detection, and chopper applications. See Motorola Application Note AN531 for additional design information.

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

This device contains 8 active transistors.

BALANCED MODULATORS/DEMODULATORS

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A
(SO-14)

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646

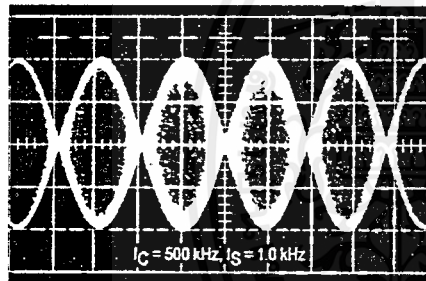


Figure 1. Suppressed
Carrier Output
Waveform

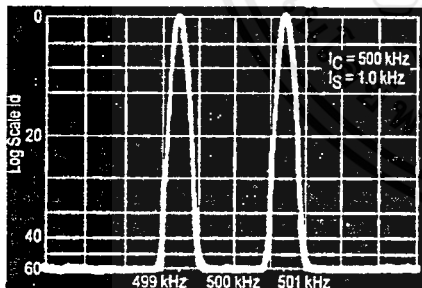


Figure 2. Suppressed
Carrier Spectrum

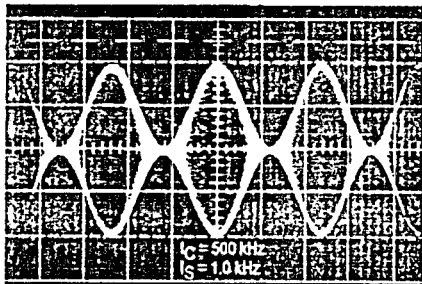


Figure 3. Amplitude
Modulation Output
Waveform

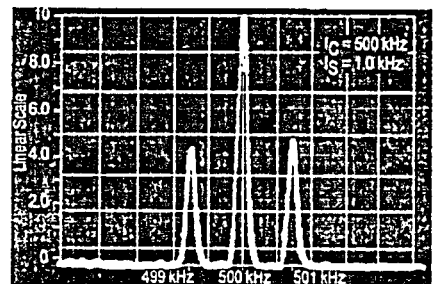
PIN CONNECTIONS

Signal Input	1	14	VEE
Gain Adjust	2	13	N/C
Gain Adjust	3	12	Output
Signal Input	4	11	N/C
Bias	5	10	Carrier Input
Output	6	9	N/C
N/C	7	8	Input Carrier

ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC1496D	$T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$	SO-14
MC1496P		Plastic DIP
MC1496BP	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$	Plastic DIP

Figure 4. Amplitude-Modulation Spectrum



MC1496, B

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Applied Voltage (V ₆ - V ₈ , V ₁₀ - V ₁ , V ₁₂ - V ₈ , V ₁₂ - V ₁₀ , V ₈ - V ₄ , V ₈ - V ₁ , V ₁₀ - V ₄ , V ₆ - V ₁₀ , V ₂ - V ₅ , V ₃ - V ₅)	ΔV	30	Vdc
Differential Input Signal	V ₈ - V ₁₀ V ₄ - V ₁	+5.0 ±(5 + 15R _e)	Vdc
Maximum Bias Current	I ₅	10	mA
Thermal Resistance, Junction-to-Air Plastic Dual In-Line Package	R _{θJA}	100	°C/W
Operating Temperature Range	T _A	0 to +70	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

NOTE: ESD data available upon request.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 12 Vdc, V_{EE} = -8.0 Vdc, I₅ = 1.0 mAdc, R_L = 3.9 kΩ, R_e = 1.0 kΩ, T_A = T_{low} to T_{high}. All input and output characteristics are single-ended, unless otherwise noted.)

Characteristic	Fig.	Note	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Carrier Feedthrough V _C = 60 mVrms sine wave and offset adjusted to zero V _C = 300 mVpp square wave: offset adjusted to zero offset not adjusted	5	1	V _{CFT}	-	40 140	-	μVrms mVrms
Carrier Suppression f _S = 10 kHz, 300 mVrms f _C = 500 kHz, 60 mVrms sine wave f _C = 10 MHz, 60 mVrms sine wave	5	2	V _{CS}	40	65 50	-	dB k
Transadmittance Bandwidth (Magnitude) (R _L = 50 Ω) Carrier Input Port, V _C = 60 mVrms sine wave f _S = 1.0 kHz, 300 mVrms sine wave Signal Input Port, V _S = 300 mVrms sine wave V _C = 0.5 Vdc	8	8	BW _{3dB}	-	300	-	MHz
Signal Gain (V _S = 100 mVrms, f = 1.0 kHz; V _C = 0.5 Vdc)	10	3	A _{VS}	2.5	3.5	-	V/V
Single-Ended Input Impedance, Signal Port, f = 5.0 MHz Parallel Input Resistance Parallel Input Capacitance	6	-	r _{ip} C _{ip}	-	200	-	kΩ pF
Single-Ended Output Impedance, f = 10 MHz Parallel Output Resistance Parallel Output Capacitance	6	-	r _{op} C _{oo}	-	40	-	kΩ pF
Input Bias Current I _{bS} = $\frac{I_1 + I_4}{2}$; I _{bC} = $\frac{I_8 + I_{10}}{2}$	7	-	I _{bS} I _{bC}	-	12	30	μA
Input Offset Current I _{ioS} = I ₁ - I ₄ ; I _{ioC} = I ₈ - I ₁₀	7	-	I _{ioS} I _{ioC}	-	0.7	7.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	-	TC _{Iio}	-	2.0	-	nA/°C
Output Offset Current (I ₆ - I ₉)	7	-	I _{oo}	-	14	80	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	-	TC _{Ioo}	-	90	-	nA/°C
Common-Mode Input Swing, Signal Port, f _S = 1.0 kHz	9	4	CMV	-	5.0	-	Vpp
Common-Mode Gain, Signal Port, f _S = 1.0 kHz, V _C = 0.5 Vdc	9	-	ACM	-	-85	-	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 6 or Pin 9)	10	-	V _{out}	-	8.0	-	Vpp
Differential Output Voltage Swing Capability	10	-	V _{out}	-	8.0	-	Vpp
Power Supply Current I ₆ + I ₁₂ I ₁₄	7	6	I _{CC} I _{EE}	-	2.0	4.0	mAdc
DC Power Dissipation	7	5	P _D	-	30	5.0	mW

MC1496, B

GENERAL OPERATING INFORMATION

Carrier Feedthrough

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

Carrier null is achieved by balancing the currents in the differential amplifier by means of a bias trim potentiometer (R1 of Figure 5).

Carrier Suppression

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

Carrier suppression is very dependent on carrier input level, as shown in Figure 22. A low value of the carrier does not fully switch the upper switching devices, and results in lower signal gain, hence lower carrier suppression. A higher than optimum carrier level results in unnecessary device and circuit carrier feedthrough, which again degenerates the suppression figure. The MC1496 has been characterized with a 60 mVrms sinewave carrier input signal. This level provides optimum carrier suppression at carrier frequencies in the vicinity of 500 kHz, and is generally recommended for balanced modulator applications.

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

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

Signal Gain and Maximum Input Level

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

$$A_{VS} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_L}{R_e + 2r_e} \quad \text{where } r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_5(\text{mA})}$$

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

Linear operation requires that the signal input be below a critical value determined by R_E and the bias current I_5 .

$$V_S \leq I_5 R_E \text{ (Volts peak)}$$

Note that in the test circuit of Figure 10, V_S corresponds to a maximum value of 1.0 V peak.

Common Mode Swing

The common-mode swing is the voltage which may be applied to both bases of the signal differential amplifier, without saturating the current sources or without saturating the differential amplifier itself by swinging it into the upper

switching devices. This swing is variable depending on the particular circuit and biasing conditions chosen.

Power Dissipation

Power dissipation, P_D , within the integrated circuit package should be calculated as the summation of the voltage-current products at each port, i.e. assuming $V_{12} = V_6$, $I_5 = I_6 = I_{12}$ and ignoring base current, $P_D \approx 2 I_5 (V_6 - V_{14}) + I_5 (V_5 - V_{14})$ where subscripts refer to pin numbers.

Design Equations

The following is a partial list of design equations needed to operate the circuit with other supply voltages and input conditions.

A. Operating Current

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

$$I_5 = I_6 = I_{12}, \\ I_B < I_C \text{ for all transistors}$$

then :

$$R_5 = \frac{V - \phi}{I_5} - 500 \Omega \quad \text{where: } R_5 \text{ is the resistor between Pin 5 and ground} \\ \phi = 0.75 \text{ at } T_A = +25^\circ\text{C}$$

The MC1496 has been characterized for the condition $I_5 = 1.0 \text{ mA}$ and is the generally recommended value.

B. Common-Mode Quiescent Output Voltage

$$V_6 = V_{12} = V_+ - I_5 R_L$$

Biasing

The MC1496 requires three dc bias voltage levels which must be set externally. Guidelines for setting up these three levels include maintaining at least 2.0 V collector-base bias on all transistors while not exceeding the voltages given in the absolute maximum rating table;

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_6, V_{12}) - (V_8, V_{10})] \geq 2 \text{ Vdc} \\ 30 \text{ Vdc} \geq [(V_8, V_{10}) - (V_1, V_4)] \geq 2.7 \text{ Vdc} \\ 30 \text{ Vdc} \geq [(V_1, V_4) - (V_5)] \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

The foregoing conditions are based on the following approximations:

$$V_6 = V_{12}, V_8 = V_{10}, V_1 = V_4$$

Bias currents flowing into Pins 1, 4, 8 and 10 are transistor base currents and can normally be neglected if external bias dividers are designed to carry 1.0 mA or more.

Transadmittance Bandwidth

Carrier transadmittance bandwidth is the 3.0 dB bandwidth of the device forward transadmittance as defined by:

$$\gamma_{21C} = \frac{i_o \text{ (each sideband)}}{v_s \text{ (signal)}} \Bigg|_{V_o = 0}$$

Signal transadmittance bandwidth is the 3.0 dB bandwidth of the device forward transadmittance as defined by:

$$\gamma_{21S} = \frac{i_o \text{ (signal)}}{v_s \text{ (signal)}} \Bigg|_{V_C = 0.5 \text{ Vdc}, V_o = 0}$$

MC1496, B

Coupling and Bypass Capacitors

Capacitors C1 and C2 (Figure 5) should be selected for a reactance of less than 5.0Ω at the carrier frequency.

Output Signal

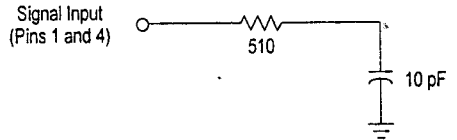
The output signal is taken from Pins 6 and 12 either balanced or single-ended. Figure 11 shows the output levels of each of the two output sidebands resulting from variations in both the carrier and modulating signal inputs with a single-ended output connection.

Negative Supply

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

Signal Port Stability

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



An alternate method for low-frequency applications is to insert a $1.0 \text{ k}\Omega$ resistor in series with the input (Pins 1, 4). In this case input current drift may cause serious degradation of carrier suppression.

TEST CIRCUITS

Figure 5. Carrier Rejection and Suppression

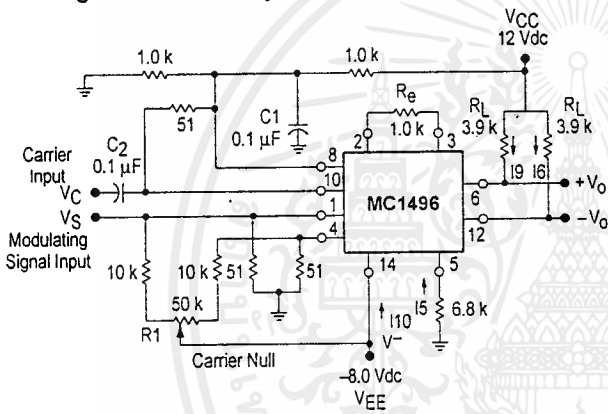
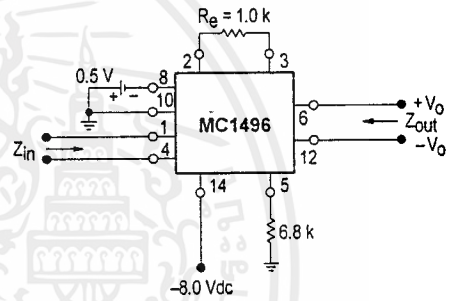


Figure 6. Input-Output Impedance



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

Figure 7. Bias and Offset Currents

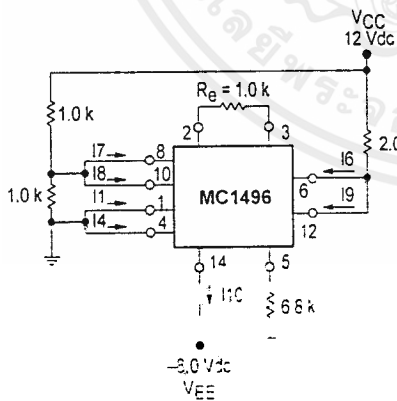
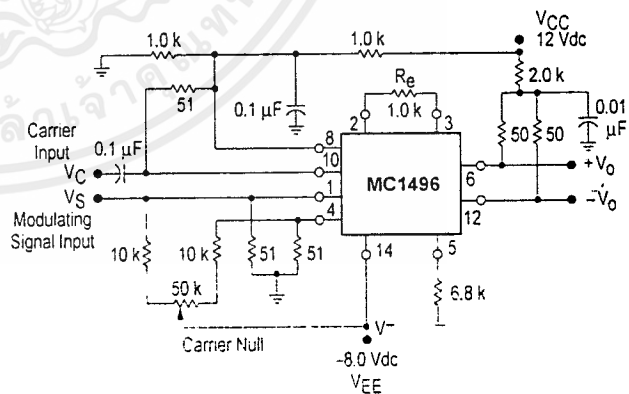


Figure 8. Transconductance Bandwidth



MC1496, B

Figure 9. Common Mode Gain

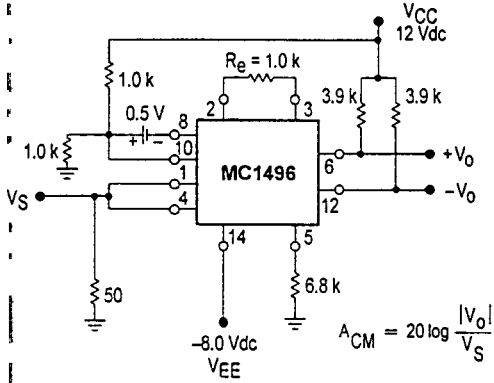
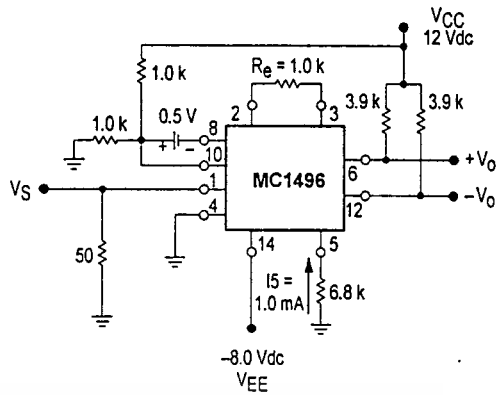


Figure 10. Signal Gain and Output Swing



TYPICAL CHARACTERISTICS

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5. $f_C = 500$ kHz (sine wave), $V_C = 60$ mVrms, $f_S = 1.0$ kHz, $V_S = 300$ mVrms, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

Figure 11. Sideband Output versus Carrier Levels

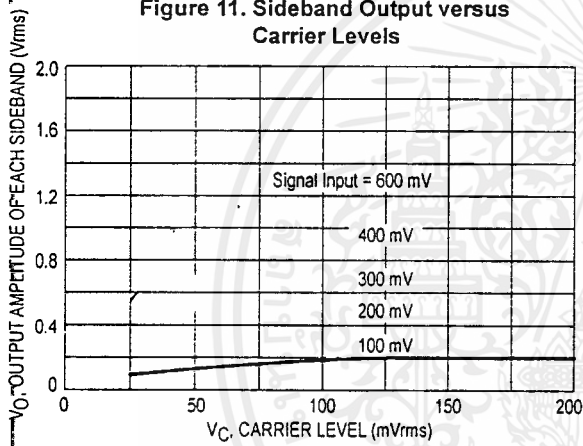


Figure 12. Signal-Port Parallel-Equivalent Input Resistance versus Frequency

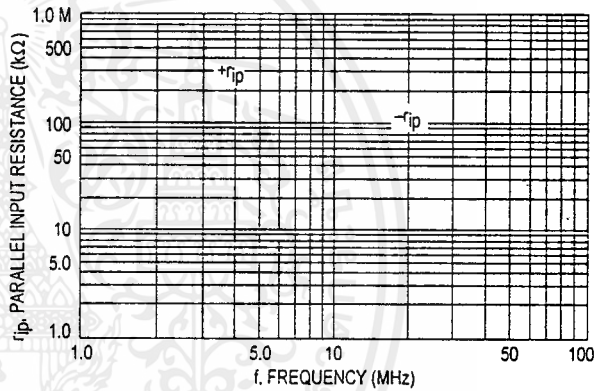


Figure 13. Signal-Port Parallel-Equivalent Input Capacitance versus Frequency

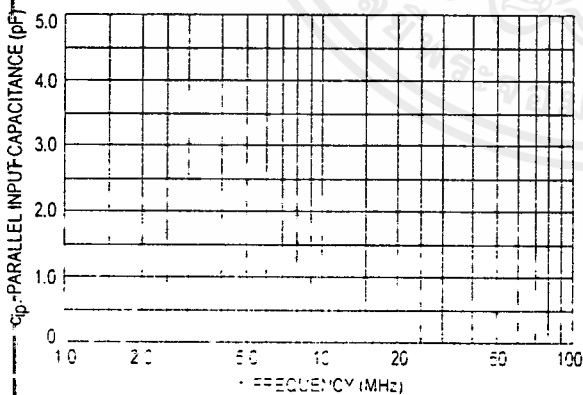
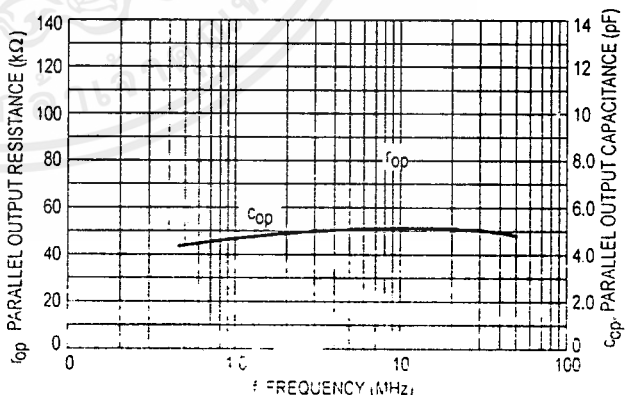


Figure 14. Single-Ended Output Impedance versus Frequency



MC1496, B

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5, $f_C = 500$ kHz (sine wave), $V_C = 60$ mVrms, $f_S = 1.0$ kHz, $V_S = 300$ mVrms, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

Figure 15. Sideband and Signal Port Transadmittances versus Frequency

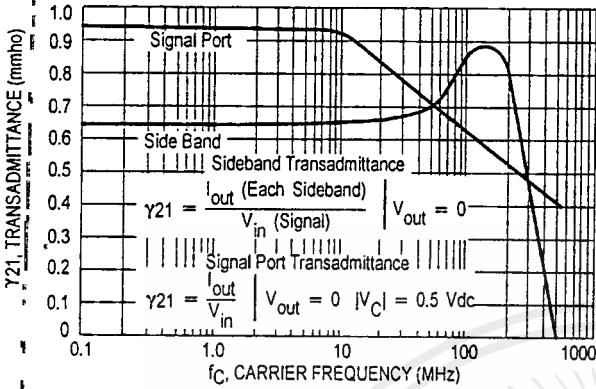


Figure 16. Carrier Suppression versus Temperature

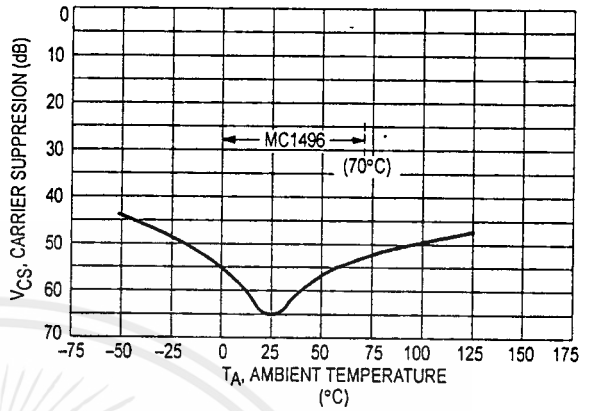


Figure 17. Signal-Port Frequency Response

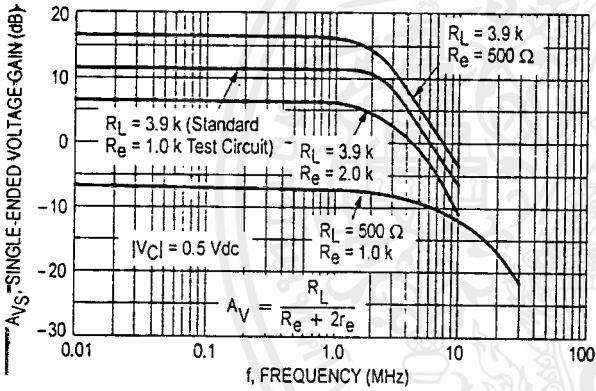


Figure 18. Carrier Suppression versus Frequency

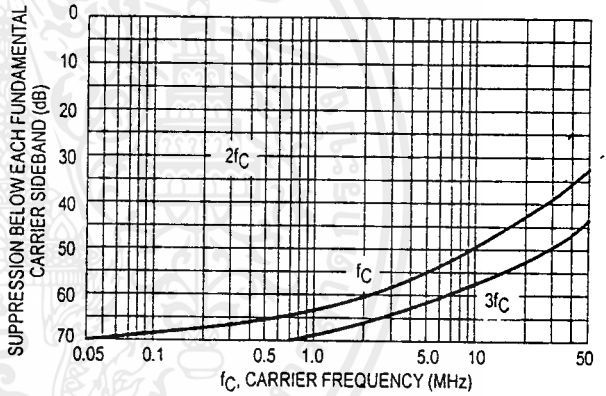


Figure 19. Carrier Feedthrough versus Frequency

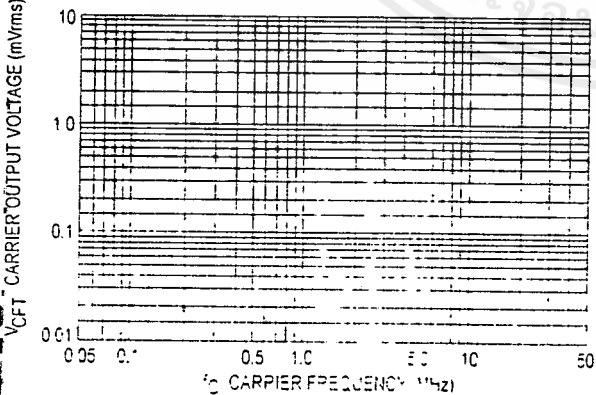
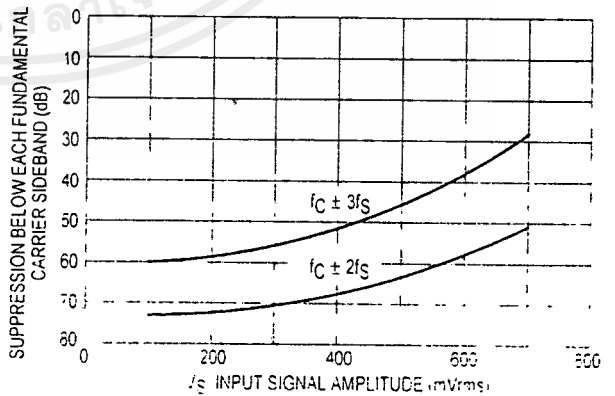


Figure 20. Sideband Harmonic Suppression versus Input Signal Level



MC1496, B

Figure 21. Suppression of Carrier Harmonic Sidebands versus Carrier Frequency

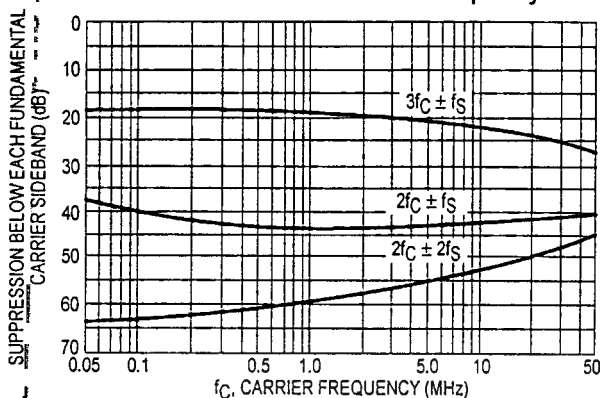
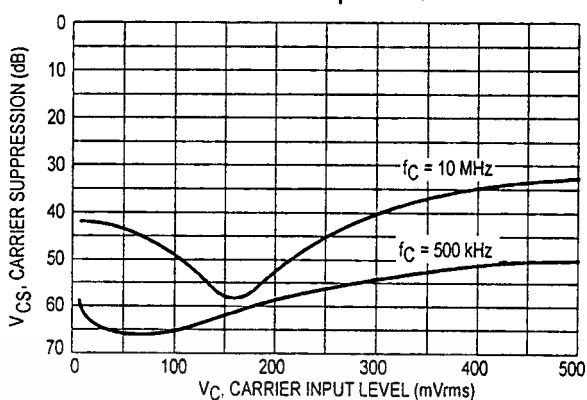


Figure 22. Carrier Suppression versus Carrier Input Level



OPERATIONS INFORMATION

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

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

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

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

Signal Levels

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

For low-level operation at both input ports, the output signal will contain sum and difference frequency components

and have an amplitude which is a function of the product of the input signal amplitudes.

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

The linear signal handling capabilities of a differential amplifier are well defined. With no emitter degeneration, the maximum input voltage for linear operation is approximately 25 mV peak. Since the upper differential amplifier has its emitters internally connected, this voltage applies to the carrier input port for all conditions.

Since the lower differential amplifier has provisions for an external emitter resistance, its linear signal handling range may be adjusted by the user. The maximum input voltage for linear operation may be approximated from the following expression:

$$V = (15) (R_E) \text{ volts peak.}$$

This expression may be used to compute the minimum value of R_E for a given input voltage amplitude.

Figure 23. Circuit Schematic

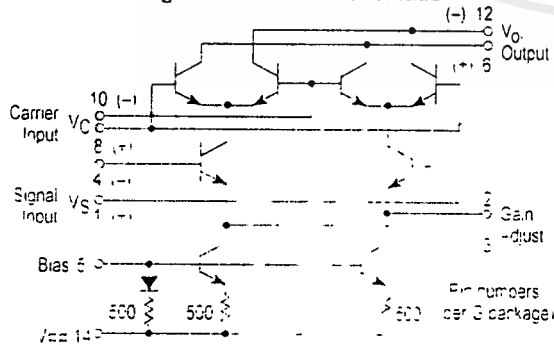
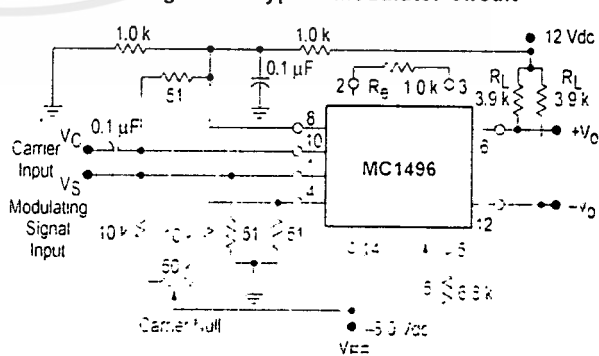


Figure 24. Typical Modulator Circuit



MC1496, B

Figure 25. Voltage Gain and Output Frequencies

Carrier Input Signal (V_C)	Approximate Voltage Gain	Output Signal Frequency(s)
Low-level dc	$\frac{R_L V_C}{2(R_E + 2r_e) \left(\frac{KT}{q}\right)}$	f_M
High-level dc	$\frac{R_L}{R_E + 2r_e}$	f_M
Low-level ac	$\frac{R_L V_C(\text{rms})}{2\sqrt{2} \left(\frac{KT}{q}\right) (R_E + 2r_e)}$	$f_C \pm f_M$
High-level ac	$\frac{0.637 R_L}{R_E + 2r_e}$	$f_C \pm f_M, 3f_C \pm f_M, 5f_C \pm f_M, \dots$

- NOTES: 1. Low-level Modulating Signal, V_M , assumed in all cases. V_C is Carrier Input Voltage.
 2. When the output signal contains multiple frequencies, the gain expression given is for the output amplitude of each of the two desired outputs, $f_C + f_M$ and $f_C - f_M$.
 3. All gain expressions are for a single-ended output. For a differential output connection, multiply each expression by two.
 4. R_L = Load resistance.
 5. R_E = Emitter resistance between Pins 2 and 3.
 6. r_e = Transistor dynamic emitter resistance, at 25°C:

$$r_e \approx \frac{26 \text{ mV}}{I_E (\text{mA})}$$

 7. K = Boltzmann's Constant, T = temperature in degrees Kelvin, q = the charge on an electron.
 $\frac{KT}{q} \approx 26 \text{ mV}$ at room temperature

The gain from the modulating signal input port to the output is the MC1496 gain parameter which is most often of interest to the designer. This gain has significance only when the lower differential amplifier is operated in a linear mode, but this includes most applications of the device.

As previously mentioned, the upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. Approximate gain expressions have been developed for the MC1496 for a low-level modulating signal input and the following carrier input conditions:

- 1) Low-level dc
- 2) High-level dc
- 3) Low-level ac
- 4) High-level ac

These gains are summarized in Figure 25, along with the frequency components contained in the output signal.

APPLICATIONS INFORMATION

Double sideband suppressed carrier modulation is the basic application of the MC1496. The suggested circuit for this application is shown on the front page of this data sheet.

In some applications, it may be necessary to operate the MC1496 with a single dc supply voltage instead of dual supplies. Figure 26 shows a balanced modulator designed for operation with a single 12 Vdc supply. Performance of this circuit is similar to that of the dual supply modulator.

AM Modulator

The circuit shown in Figure 27 may be used as an amplitude modulator with a minor modification.

All that is required to shift from suppressed carrier to AM operation is to adjust the carrier null potentiometer for the proper amount of carrier insertion in the output signal.

However, the suppressed carrier null circuitry as shown in Figure 27 does not have sufficient adjustment range. Therefore, the modulator may be modified for AM operation by changing two resistor values in the null circuit as shown in Figure 28.

Product Detector

The MC1496 makes an excellent SSB product detector (see Figure 29).

This product detector has a sensitivity of 3.0 microvolts and a dynamic range of 90 dB when operating at an intermediate frequency of 9.0 MHz.

The detector is broadband for the entire high frequency range. For operation at very low intermediate frequencies down to 50 kHz the 0.1 μF capacitors on Pins 8 and 10 should be increased to 1.0 μF . Also, the output filter at Pin 12 can be tailored to a specific intermediate frequency and audio amplifier input impedance.

As in all applications of the MC1496, the emitter resistance between Pins 2 and 3 may be increased or decreased to adjust circuit gain, sensitivity, and dynamic range.

This circuit may also be used as an AM detector by introducing carrier signal at the carrier input and an AM signal at the SSB input.

The carrier signal may be derived from the intermediate frequency signal or generated locally. The carrier signal may be introduced with or without modulation, provided its level is sufficiently high to saturate the upper quad differential

MC1496, B

amplifier. If the carrier signal is modulated, a 300 mVrms input level is recommended.

Doubly Balanced Mixer

The MC1496 may be used as a doubly balanced mixer with either broadband or tuned narrow band input and output networks.

The local oscillator signal is introduced at the carrier input port with a recommended amplitude of 100 mVrms.

Figure 30 shows a mixer with a broadband input and a tuned output.

Frequency Doubler

The MC1496 will operate as a frequency doubler by introducing the same frequency at both input ports.

Figures 31 and 32 show a broadband frequency doubler and a tuned output very high frequency (VHF) doubler, respectively.

Phase Detection and FM Detection

The MC1496 will function as a phase detector. High-level input signals are introduced at both inputs. When both inputs are at the same frequency the MC1496 will deliver an output which is a function of the phase difference between the two input signals.

An FM detector may be constructed by using the phase detector principle. A tuned circuit is added at one of the inputs to cause the two input signals to vary in phase as a function of frequency. The MC1496 will then provide an output which is a function of the input signal frequency.

TYPICAL APPLICATIONS

Figure 26. Balanced Modulator
(12 Vdc Single Supply)

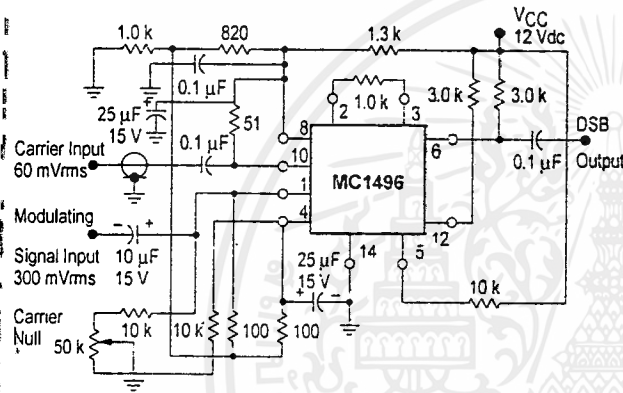


Figure 27. Balanced Modulator-Demodulator

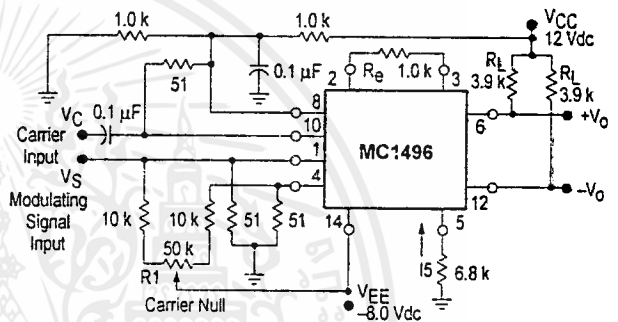


Figure 28. AM Modulator Circuit

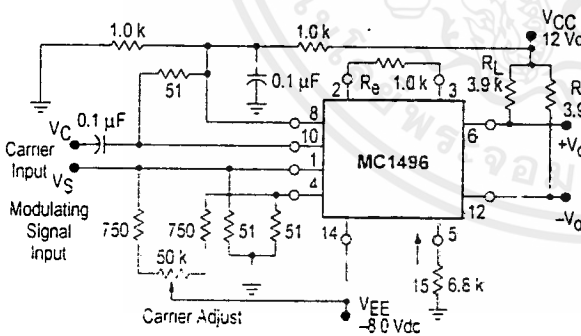
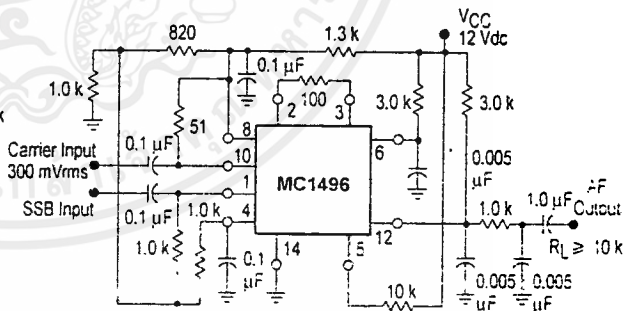
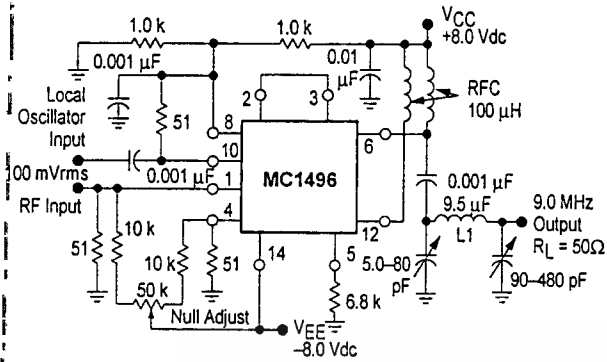


Figure 29. Product Detector
(12 Vdc Single Supply)



MC1496, B

Figure 30. Doubly Balanced Mixer (Broadband Inputs, 9.0 MHz Tuned Output)



L1 = 44 Turns AWG No. 28 Enameled Wire, Wound on Micrometals Type 44-6 Toroid Core.

Figure 31. Low-Frequency Doubler

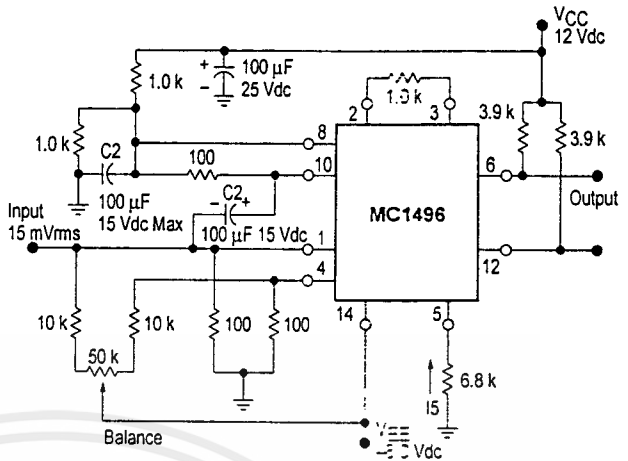
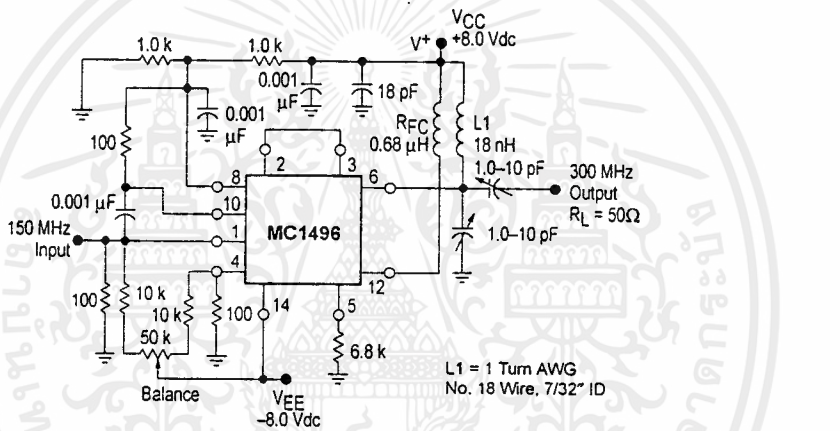
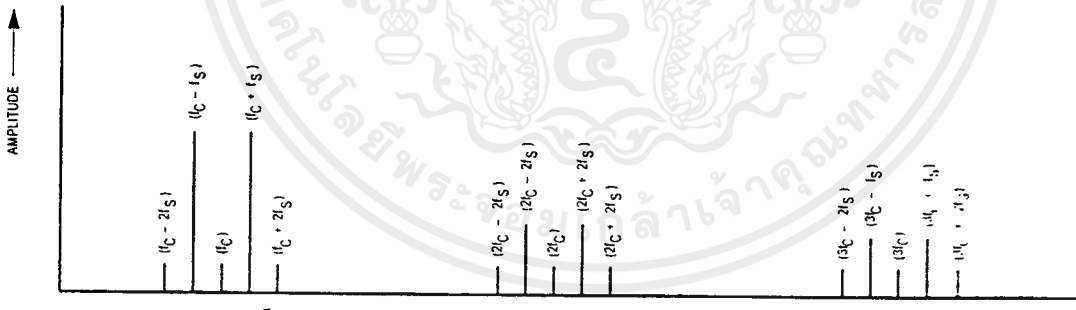


Figure 32. 150 to 300 MHz Doubler



L1 = 1 Turn AWG No. 18 Wire, 7/32" ID



Balanced Modulator Spectrum
DEFINITIONS

f_c	Carrier Fundamental	$f_c \pm n f_s$	Fundamental Carrier Sideband Harmonics
f_s	Modulating Signal	$n f_c$	Carrier Harmonics
$f_c \pm f_s$	Fundamental Carrier Sidebands	$n f_c \pm n f_s$	Carrier Harmonic Sidebands

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

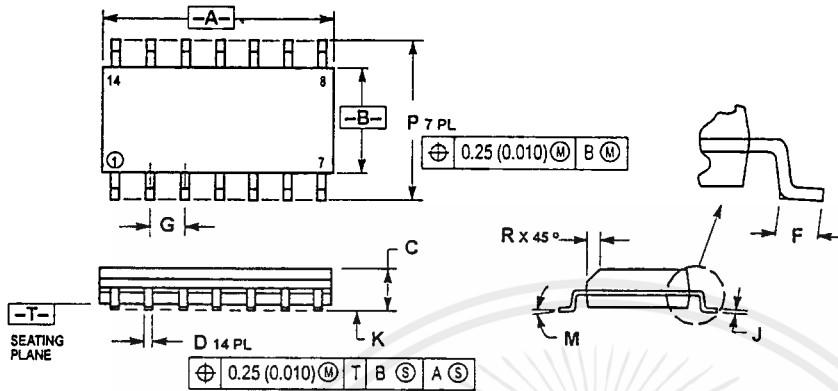
MC1496, B

OUTLINE DIMENSIONS

D SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751A-03 (SO-14) ISSUE F

NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.005) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

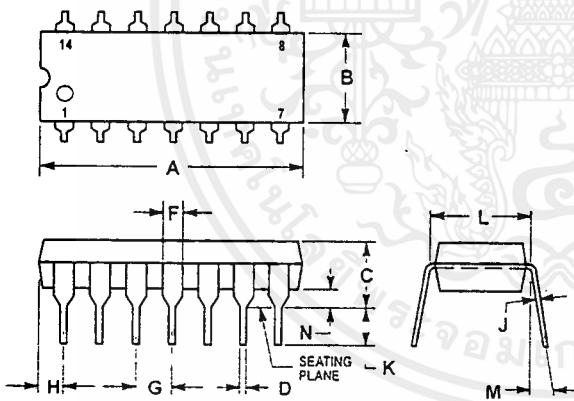


DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.55	8.75	0.337	0.344
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.228	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 646-06 ISSUE L

NOTES:

1. LEADS WITHIN 0.13 (0.005) RADIUS OF TRUE POSITION AT SEATING PLANE AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
2. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
3. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
4. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.



DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	19.55
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.052	0.055	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.300 ESC		7.62 BSC	
M	0°	10°	0°	10°
N	0.013	0.039	0.39	1.01

MC1496, B



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and μ are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution, P.O. Box 20912, Phoenix, Arizona 85036, 1-800-441-2447 or 602-363-5454

JAPAN: Nippon Motorola Ltd., Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Gusuryu-Center 3-14-2 Tatsumi Koto-Ku Tokyo 135 Japan 03-81-3521-8315

MFAX: PMFAXC@aimail.sps.mot.com - TOUCH TONE: 500-2444-3609
INTERNET: http://Design-NET.com

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd., 6E Tai Ping Industrial Park, 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T. Hong Kong, 852-26629298

MOTOROLA

MOTOROLA ANALOG IC DEVICE DATA

MC1496/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้เพื่อการพาณิชย์ การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, B



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and (M) are registered trademarks of Motorola Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution, P.O. Box 20912 Phoenix, Arizona 85036 1-800-441-2447 or 602-303-5454

JAPAN: Nippon Motorola Ltd. Tsutsumi-SPD-JLCC, 6F Seibu-Butsuryu-Center, 3-14-2 Tsutsumi Koto-Ku, Tokyo 135 Japan. 03-81-3521-8315

MFAX: RMFAX2@email.sns.mot.com - TOUCHTONE: 602-244-3609
INTERNET: http://Design-NET.com

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd. 8B Tai Ping Industrial Park, 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T. Hong Kong 852-26629298



MOTOROLA

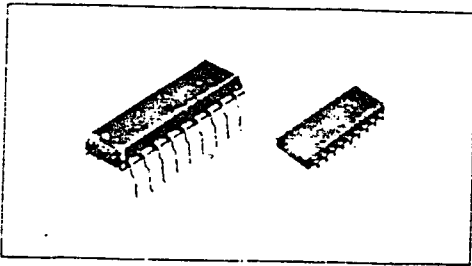
MOTOROLA ANALOG IC DEVICE DATA
MC1496/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Stereo Transmitters
BA1404 BA1404F

ROHM



Dimensions (Unit: mm)

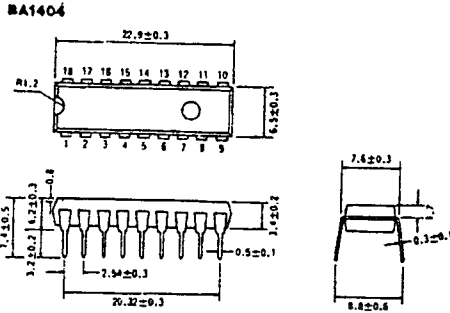


Fig. 1

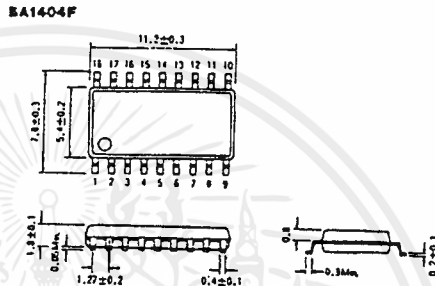


Fig. 2

The BA1404 and BA1404F are monolithic FM stereo transmitters. The devices contain a stereo modulator, an FM modulator, and an RF amplifier. The stereo modulator creates a stereo composite signal (which consists of a main (L+R), sub (L-R), and pilot signals) from a 38 kHz quartz controlled frequency. The FM modulator oscillates a carrier in the FM broadcast band (76 to 108 MHz) and modulates it with the composite signal. The RF amplifier creates energy to emit the modulated FM signal. It also functions as a buffer for the FM modulator.

Features

1. Low-voltage, low-power design.
2. Stereo modulator, FM modulator, and transmitter implemented on a single chip
3. Few external components required.
4. High separation (45 dB typ.).

Applications

FM stereo transmitters
Wireless microphones

Block Diagram

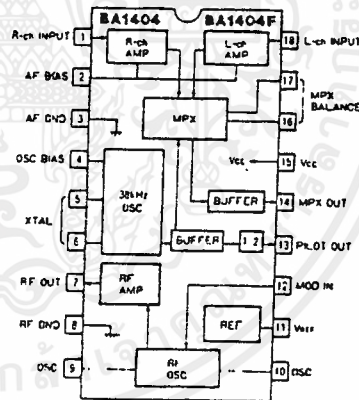


Fig. 3

ROHM CORPORATION · 8 WHATNEY · IRVINE, CA 92718 · (714) 855-0819

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Precautions

- The carrier for an FM stereo signal can be modulated with an AF signal of up to 19 kHz. If impulse audio input, such as from an electronic musical instrument, is expected, use a low-pass filter at the input of the device to prevent beat interference or deterioration of separation.
- While the device ensures good separation even if the balance control pins (16 and 17) are left open, it provides an even better separation if you connect around 50 kΩ across these pins to optimize the dc balance in the multiplex circuit.

- The output voltage at pin 11 is internally set to $(V_{CC} - 0.7)$ V.

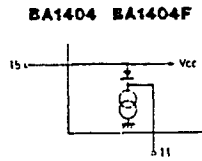


Fig. 7

Electrical Characteristic Curves

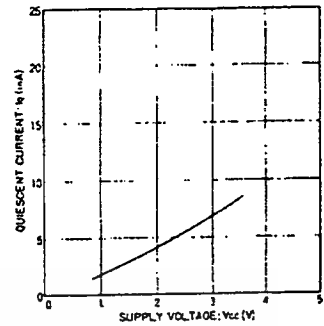


Fig. 8 Quiescent current vs. supply voltage

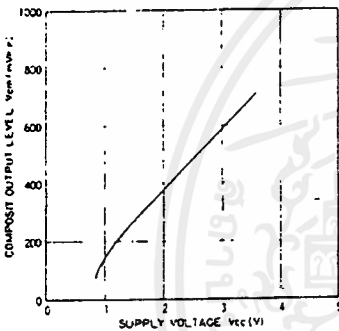


Fig. 9 Composite output level vs. supply voltage

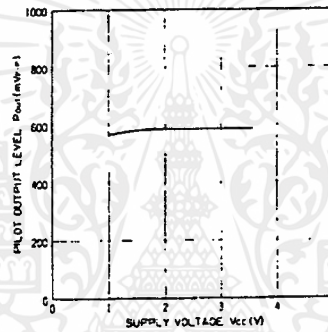


Fig. 10 Pilot output level vs. supply voltage

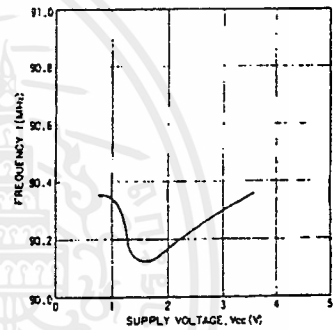


Fig. 11 Frequency vs. supply voltage

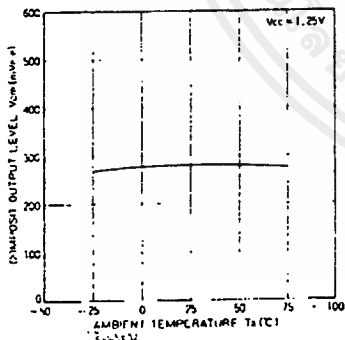


Fig. 12 Composite output level vs. ambient temperature

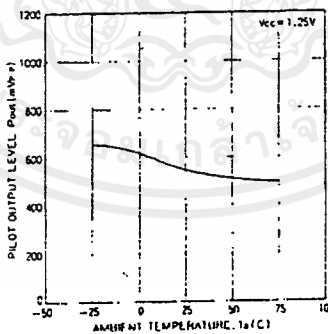


Fig. 13 Pilot output level vs. ambient temperature

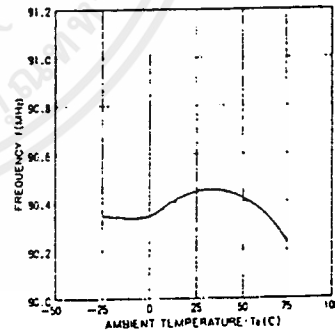
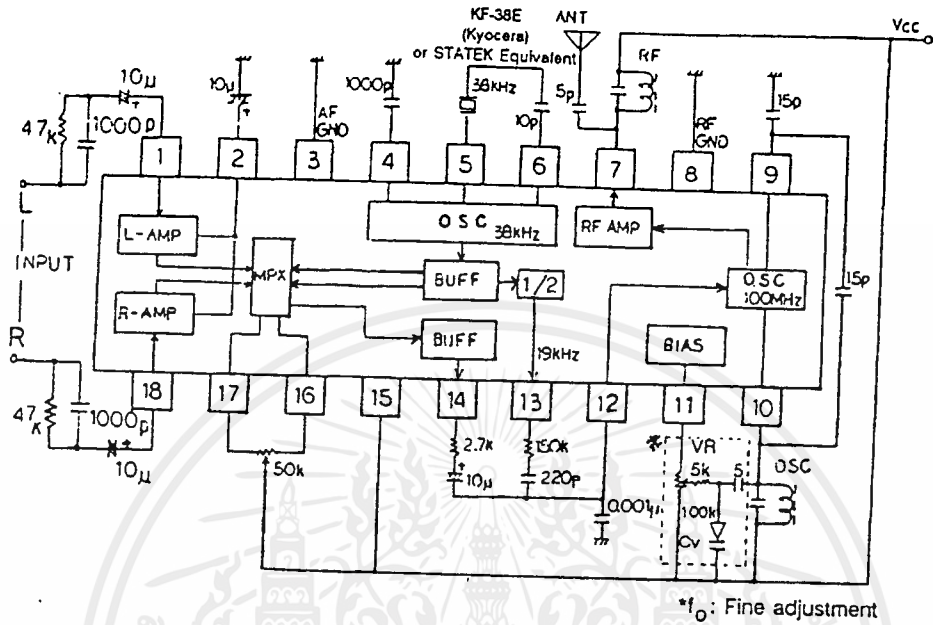
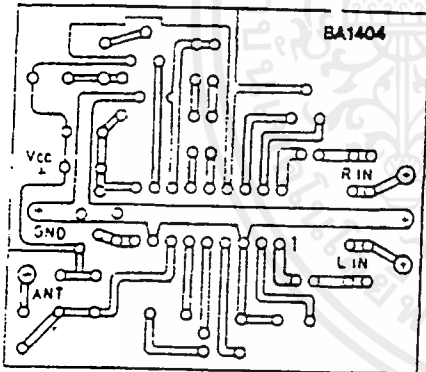


Fig. 14 Frequency vs. ambient temperature

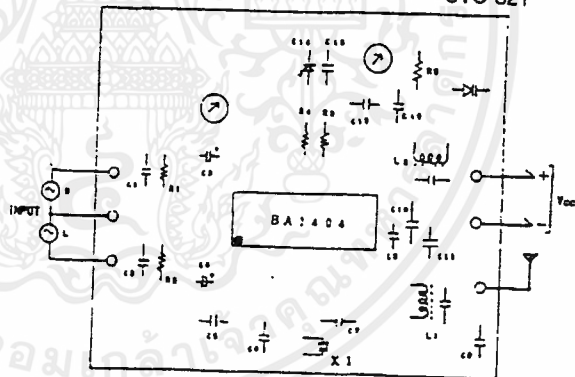


Application Diagram

Cv: Sanyo
SVC 321



PCB Pattern
(not to scale)



ROHM CORP. reserves the right to make changes to any product herein to improve reliability, function or design. ROHM CORP. does not assume any liability arising out of the application or use of any product described herein, neither does it convey any license under its patent right nor the rights of others.

ROHM CORPORATION · September 1989 · Printed in U.S.A.

ROHM CORPORATION
8 Whatney
Irvine, CA 92718
(714) 855-2131
(714) 855-0819 (Microsystems)
FAX: 714-855-1669

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICL8013

Four Quadrant Analog Multiplier



ICL8013

GENERAL DESCRIPTION

The ICL8013 is a four quadrant analog multiplier whose output is proportional to the algebraic product of two input signals. Feedback around an internal op-amp provides level shifting and can be used to generate division and square root functions. A simple arrangement of potentiometers may be used to trim gain accuracy, offset voltage and bandwidth performance. The high accuracy, wide bandwidth, and increased versatility of the ICL8013 make it ideal for all multiplier applications in control and instrumentation systems. Applications include RMS measuring equipment, frequency doublers, balanced modulators and demodulators, function generators, and voltage controlled amplifiers.

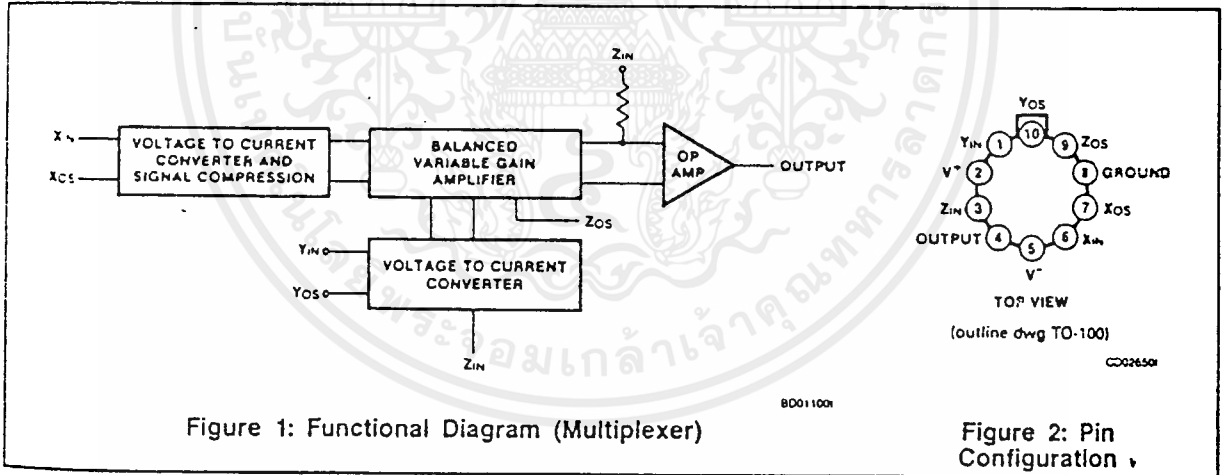
FEATURES

- Accuracy of $\pm 0.5\%$ ("A" Version)
- Full $\pm 10V$ Input Voltage Range
- 1MHz Bandwidth
- Uses Standard $\pm 15V$ Supplies
- Built-in Op Amp Provides Level Shifting, Division and Square Root Functions

ORDERING INFORMATION

PART NUMBER	MULTIPLICATION ERROR	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE
ICL8013AM TZ	$\pm 0.5\%$	$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$	10-LEAD TO-100
ICL8013BM TZ	$\pm 1\%$	$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$	
ICL8013CM TZ	$\pm 2\%$	$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$	10-LEAD TO-100
ICL8013AC TZ	$\pm 5\%$	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$	
ICL8013BC TZ	$\pm 1\%$ MAX	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$	DICE**
ICL8013CC TZ	$\pm 2\%$	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$	
ICL8013/D	$\pm 2\%$ TYP	—	

**Parameter Min/Max Limits guaranteed at 25°C only for DICE orders.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage..... $\pm 18V$
 Power Dissipation (Note 1).....500mW
 Input Voltages
 (X_{IN} , Y_{IN} , Z_{IN} , X_{OS} , Y_{OS} , Z_{OS}) V_{SUPPLY}

Operating Temperature Range:
 ICL8013XC..... $0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
 ICL8013XM $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
 Storage Temperature Range..... $-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
 Lead Temperature (Soldering, 10sec) $300^{\circ}C$

NOTE 1: Derate at $6.6mW/^{\circ}C$ for operation at ambient temperature above $75^{\circ}C$.

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Unless otherwise specified $T_A = 25^{\circ}C$, $V_{SUPPLY} = \pm 15V$, Gain and Offset Potentiometers Externally Trimmed)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	ICL8013A			ICL8013B			ICL8013C			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Multiplier Function			$\frac{XY}{10}$			$\frac{XY}{10}$			$\frac{XY}{10}$		
Multiplication Error	$-10 < X < 10$ $-10 < Y < 10$			0.5			1.0		2.0*	2.0	% Full Scale
Divider Function			$\frac{10Z}{X}$			$\frac{10Z}{X}$			$\frac{10Z}{X}$		
Division Error	$X = -10$ $X = -1$		0.3 1.5			0.3 1.5			0.3 1.5		% Full Scale % Full Scale
Feedthrough	$X = 0$ $Y = 20V_{p-p}$ $f = 50Hz$ $Y = 0$ $X = 20V_{p-p}$ $f = 50Hz$			50 50			100 100		200* 150*	200 150	mV _{p-p} mV _{p-p}
Non-Linearity	X Input	$X = 20V_{p-p}$ $Y = \pm 10V_{dc}$		± 0.5		± 0.5			± 0.8		%
	Y Input	$Y = 20V_{p-p}$ $X = \pm 10V_{dc}$		± 0.2		± 0.2			± 0.3		%
Frequency Response Small Signal Bandwidth (-3dB)			1.0			1.0			1.0		MHz
Full Power Bandwidth			750			750			750		kHz
Slew Rate			45			45			45		V/ μs
1% Amplitude Error			75			75			75		kHz
1% Vector Error (0.5° Chase Shift)			5			5			5		kHz
Settling Time (to $\pm 2\%$ of Final Value) Overload Recovery (to $\pm 2\%$ of Final Value)	$V_{IN} = \pm 10V$		1 1			1 1			1 1		μs μs
Output Noise	5 Hz to 10 kHz 5 Hz to 5 MHz		0.6 3			0.6 3			0.6 3		mV rms mV rms
Input Resistance	X Input		10			10			10		M Ω
	Y Input		6			6			6		M Ω
	Z Input		36			36			36		k Ω
Input Bias Current	X or Y Input		2	5			7.5			10	μA
	Z Input		25			25			25		μA
Power Supply Variation	Multiplication Error		0.2			0.2			0.2		%/%
	Output Offset			50			75			100	mV/V
	Scale Factor		0.1			0.1			0.1		%/%
Quiescent Current			3.5	6.0		3.5	6.0		3.5	6.0	mA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT.)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	ICL8013A			ICL8013B			ICL8013C			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
THE FOLLOWING SPECIFICATIONS APPLY OVER THE OPERATING TEMPERATURE RANGES											
Multiplication Error	-10V < X _{IN} < 10V, -10V < Y _{IN} < 10V		1.5			2			3		% Full Scale
Average Temperature Coefficients	Accuracy		0.06			0.06			0.06		%/°C
	Output Offset		0.2			0.2			0.2		mV/°C
Input Bias Current	X or Y Input			5			5			10	μA
	Z Input			25			25			35	μA
Input Voltage (X, Y, or Z)			±10			±10			±10		V
Output Voltage Swing	R _L ≥ 2kΩ C _L < 1000pF		±10			±10			±10		V

*Dice only

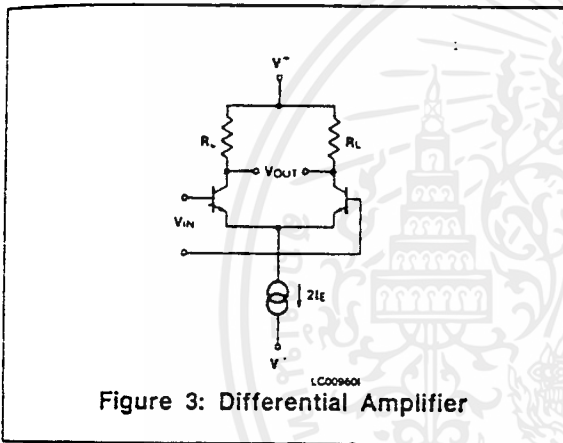


Figure 3: Differential Amplifier

The small signal differential voltage gain of this circuit is given by

$$A_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_L}{r_e}$$

Substituting $r_e = \frac{1}{g_m} = \frac{kT}{qI_E}$

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{R_L}{r_e} = V_{IN} \cdot \frac{qI_E R_L}{kT}$$

The output voltage is thus proportional to the product of the input voltage V_{IN} and the emitter current I_E . In the simple transconductance multiplier of Figure 4, a current source comprising Q_3 , D_1 , and R_Y is used. If V_Y is large compared with the drop across D_1 , then

$$I_D \approx \frac{V_Y}{R_Y} = 2I_E \text{ and}$$

$$V_{OUT} = \frac{qR_L}{kTR_Y} (V_X \cdot V_Y)$$

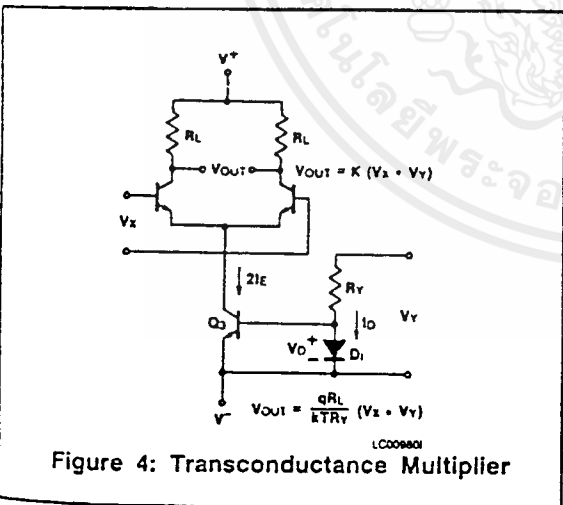


Figure 4: Transconductance Multiplier

There are several difficulties with this simple modulator:

- 1: V_Y must be positive and greater than V_D .
- 2: Some portion of the signal at V_X will appear at the output unless $I_E = 0$.
- 3: V_X must be a small signal for the differential pair to be linear.
- 4: The output voltage is not centered around ground.

The first problem relates to the method of converting the V_Y voltage to a current to vary the gain of the V_X differential pair. A better method, Figure 5, uses another differential pair but with considerable emitter degeneration. In this circuit the differential input voltage appears across the common emitter resistor, producing a current which adds or subtracts from the quiescent current in either collector. This type of voltage to current converter handles signals from 0 volts to ± 10 volts with excellent linearity.

DETAILED DESCRIPTION

The fundamental element of the ICL8013 multiplier is the bipolar differential amplifier of Figure 3.

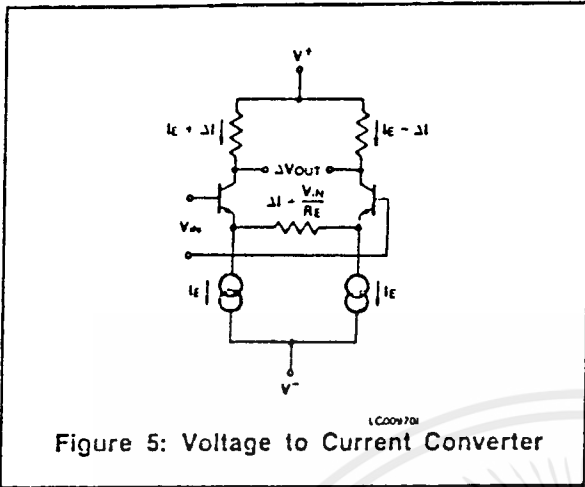


Figure 5: Voltage to Current Converter

The second problem is called feedthrough; i.e. the product of zero and some finite input signal does not produce zero output voltage. The circuit whose operation is illustrated by Figures 6A, B, and C overcomes this problem and forms the heart of many multiplier circuits in use today.

This circuit is basically two matched differential pairs with cross coupled collectors. Consider the case shown in 6A of exactly equal current sources biasing the two pairs. With a small positive signal at V_{IN} , the collector current of Q_1 and Q_4 will increase but the collector currents of Q_2 and Q_3 will decrease by the same amount. Since the collectors are cross coupled the current through the load resistors remains unchanged and independent of the V_{IN} input voltage.

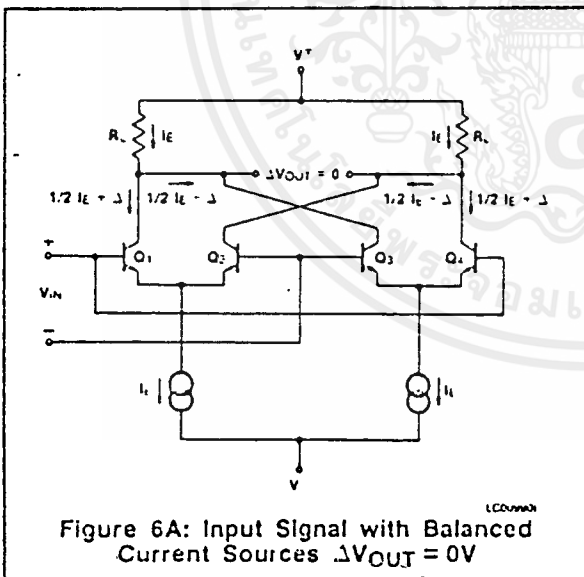


Figure 6A: Input Signal with Balanced Current Sources $\Delta V_{OUT} = 0V$

In Figure 6B, notice that with $V_{IN} = 0$ any variation in the ratio of biasing current sources will produce a common mode voltage across the load resistors. The differential output voltage will remain zero. In Figure 6C we apply a differential input voltage with unbalanced current sources. If I_{E1} is twice I_{E2} , the gain of differential pair Q_1 and Q_2 is twice the gain of pair Q_3 and Q_4 . Therefore, the change in cross coupled collector currents will be unequal and a

differential output voltage will result. By replacing the separate biasing current sources with the voltage to current converter of Figure 5 we have a balanced multiplier circuit capable of four quadrant operation (Figure 7).

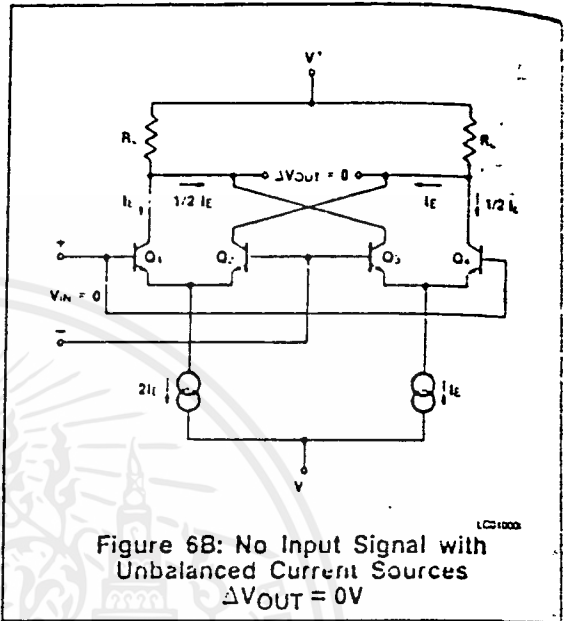


Figure 6B: No Input Signal with Unbalanced Current Sources $\Delta V_{OUT} = 0V$

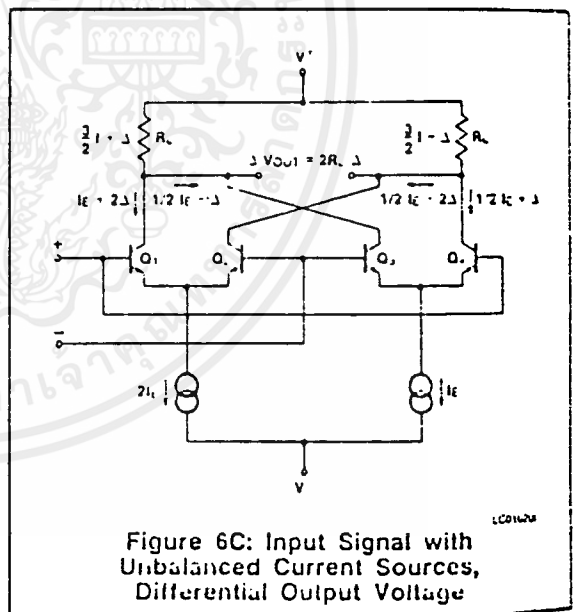


Figure 6C: Input Signal with Unbalanced Current Sources, Differential Output Voltage

This circuit of Figure 7 still has the problem that the input voltage V_{IN} must be small to keep the differential amplifier in the linear region. To be able to handle large signals, we need an amplitude compression circuit.

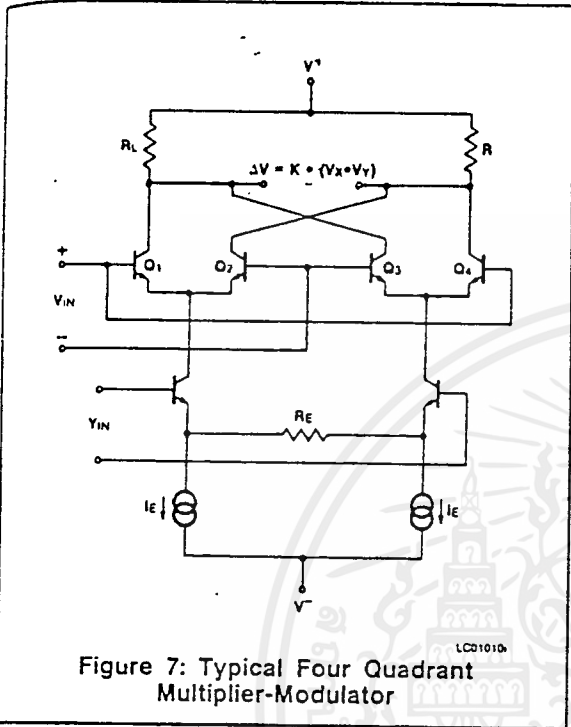


Figure 7: Typical Four Quadrant Multiplier-Modulator

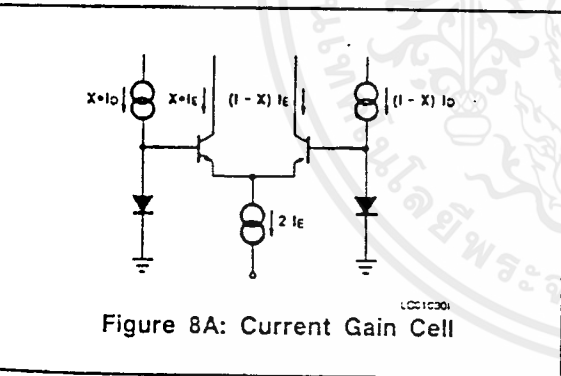


Figure 8A: Current Gain Cell

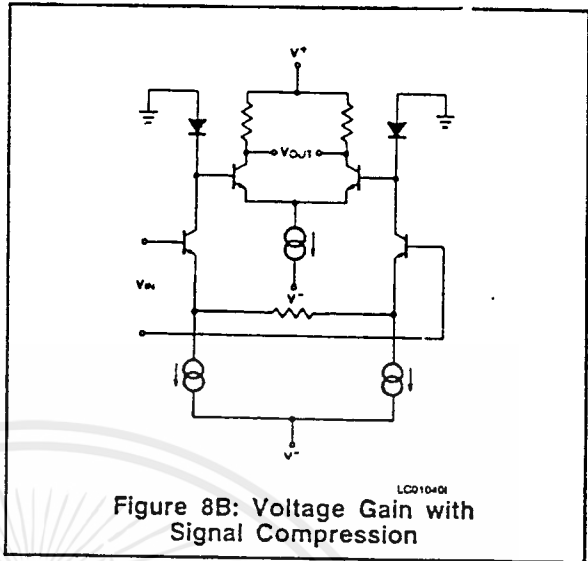


Figure 8B: Voltage Gain with Signal Compression

Figure 5 showed a current source formed by relying on the matching characteristics of a diode and the emitter base junction of a transistor. Extension of this idea to a differential circuit is shown in Figure 8A. In a differential pair, the input voltage splits the biasing current in a logarithmic ratio. (The usual assumption of linearity is useful only for small signals.) Since the input to the differential pair in Figure 8A is the difference in voltage across the two diodes, which in turn is proportional to the log of the ratio of drive currents, it follows that the ratio of diode currents and the ratio of collector currents are linearly related and independent of amplitude. If we combine this circuit with the voltage to current converter of Figure 5, we have Figure 8B. The output of the differential amplifier is now proportional to the input voltage over a large dynamic range, thereby improving linearity while minimizing drift and noise factors.

The complete schematic is shown in Figure 9. The differential pair Q_3 and Q_4 form a voltage to current converter whose output is compressed in collector diodes Q_1 and Q_2 . These diodes drive the balanced cross-coupled differential amplifier Q_7/Q_8 Q_{14}/Q_{15} . The gain of these amplifiers is modulated by the voltage to current converter Q_9 and Q_{10} . Transistors Q_5 , Q_6 , Q_{11} , and Q_{12} are constant current sources which bias the voltage to current converter. The output amplifier comprises transistors Q_{16} through Q_{27} .

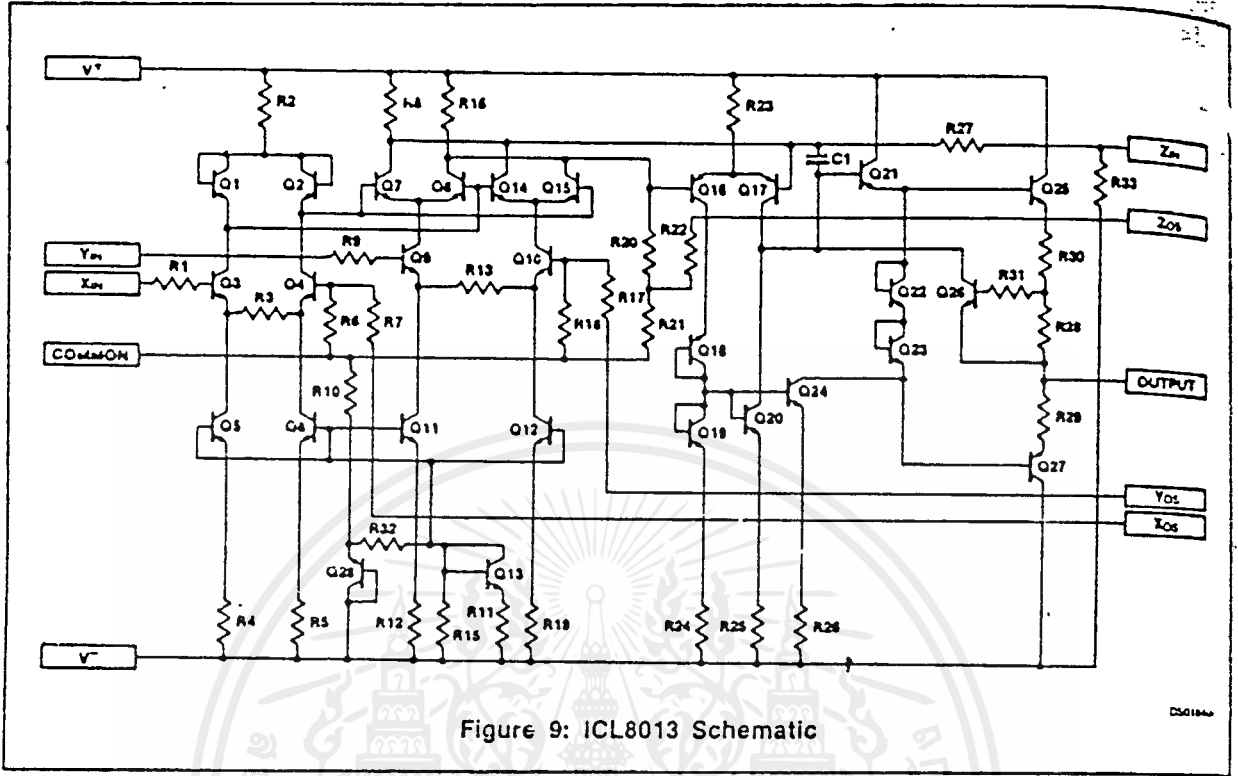


Figure 9: ICL8013 Schematic

MULTIPLICATION

In the standard multiplier connection, the Z terminal is connected to the op amp output. All of the modulator output current thus flows through the feedback resistor R27 and produces a proportional output voltage.

signal and adjusting Gain control for (Output - Y_{IN}) = Zero.

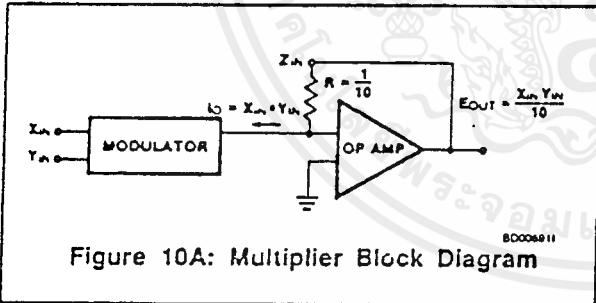


Figure 10A: Multiplier Block Diagram

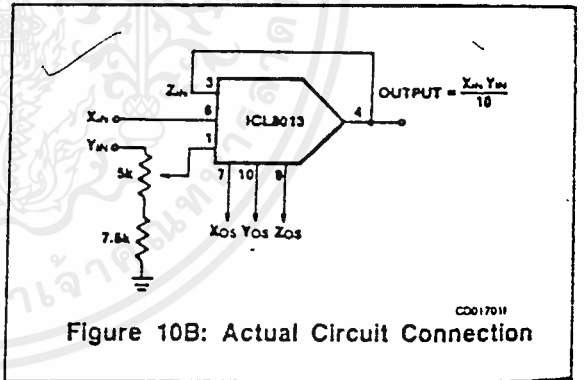


Figure 10B: Actual Circuit Connection

Multiplier Trimming Procedure

1. Set X_{IN} = Y_{IN} = 0V and adjust Z_{OS} for zero Output.
2. Apply a ± 10V low frequency (≤ 100Hz) sweep (sine or triangle) to Y_{IN} with X_{IN} = 0V, and adjust X_{OS} for minimum output.
3. Apply the sweep signal of Step 2 to X_{IN} with Y_{IN} = 0V and adjust Y_{OS} for minimum Output.
4. Readjust Z_{OS} as in Step 1, if necessary.
5. With X_{IN} = 10.0V DC and the sweep signal of Step 2 applied to Y_{IN}, adjust the Gain potentiometer for Output = Y_{IN}. This is easily accomplished with a differential scope plug-in (A + B) by inverting one

DIVISION

If the Z terminal is used as an input, and the output of the op-amp connected to the Y input, the device functions as a divider. Since the input to the op-amp is at virtual ground, and requires negligible bias current, the overall feedback forces the modulator output current to equal the current produced by Z.

$$\text{Therefore } I_O = X_{IN} \cdot Y_{IN} = \frac{Z_{IN}}{R} = 10Z_{IN}$$

$$\text{Since } Y_{IN} = E_{OUT}, E_{OUT} = \frac{10Z_{IN}}{X_{IN}}$$

Note: All typical values have been guaranteed by characterization and are not tested.

ICL8013

Note that when connected as a divider, the X input must be a negative voltage to maintain overall negative feedback.

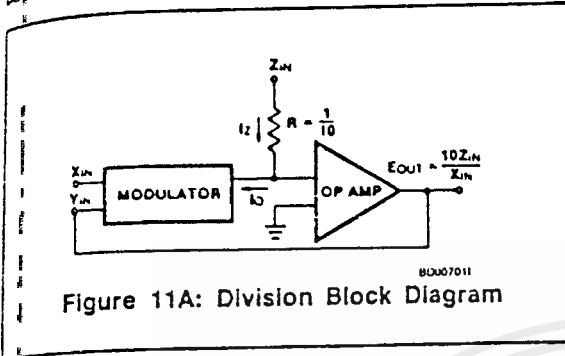


Figure 11A: Division Block Diagram

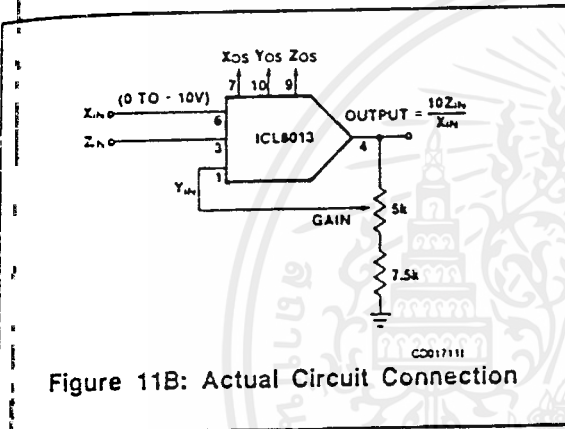


Figure 11B: Actual Circuit Connection

Divider Trimming Procedure

1. Set trimming potentiometers at mid-scale by adjusting voltage on pins 7, 9 and 10 (X_{OS}, Y_{OS}, Z_{OS}) for zero volts.
2. With Z_{IN} = 0V, trim Z_{OS} to hold the Output constant, as X_{IN} is varied from -10V through -1V.
3. With Z_{IN} = 0V and X_{IN} = -10.0V adjust Y_{OS} for zero Output voltage.
4. With Z_{IN} = X_{IN} (and/or Z_{IN} = -X_{IN}) adjust X_{OS} for minimum worst-case variation of Output, as X_{IN} is varied from -10V to -1V.
5. Repeat Steps 2 and 3 if Step 4 required a large initial adjustment.
6. With Z_{IN} = X_{IN} (and/or Z_{IN} = -X_{IN}) adjust the gain control until the output is the closest average around +10.0V (-10V for Z_{IN} = -X_{IN}) as X_{IN} is varied from -10V to -3V.

SQUARING

The squaring function is achieved by simply multiplying with the two inputs tied together. The squaring circuit may also be used as the basis for a frequency doubler since $\cos^2 \omega t = 1/2 (\cos 2\omega t + 1)$.



ICL8013

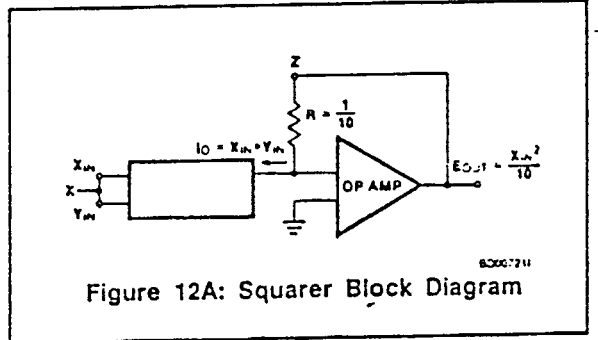


Figure 12A: Squarer Block Diagram

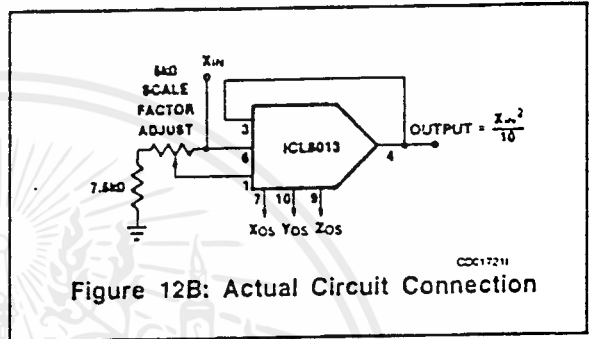


Figure 12B: Actual Circuit Connection

SQUARE ROOT

Tying the X and Y inputs together and using overall feedback from the Op Amp results in the square root function. The output of the modulator is again forced to equal the current produced by the Z input.

$$I_O = X_{IN} \cdot Y_{IN} = (-E_{OUT})^2 = 10Z_{IN}$$

$$E_{OUT} = -\sqrt{10Z_{IN}}$$

The output is a negative voltage which maintains overall negative feedback. A diode in series with the Op Amp output prevents the latchup that would otherwise occur for negative input voltages.

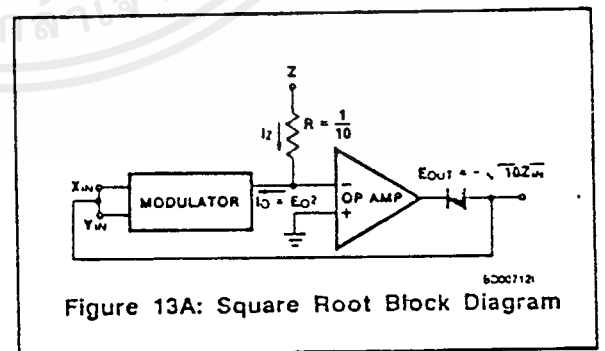


Figure 13A: Square Root Block Diagram

ICL8013

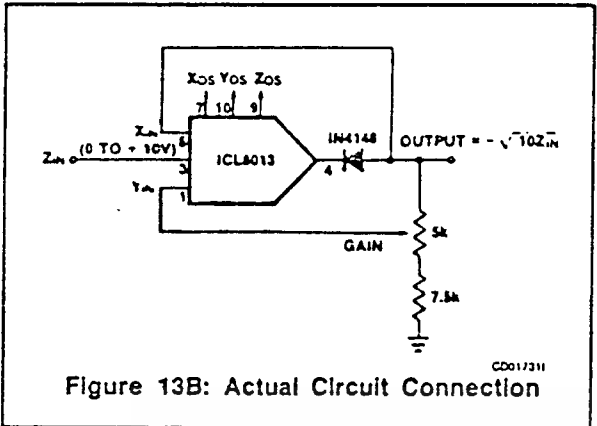


Figure 13B: Actual Circuit Connection

TYPICAL APPLICATIONS

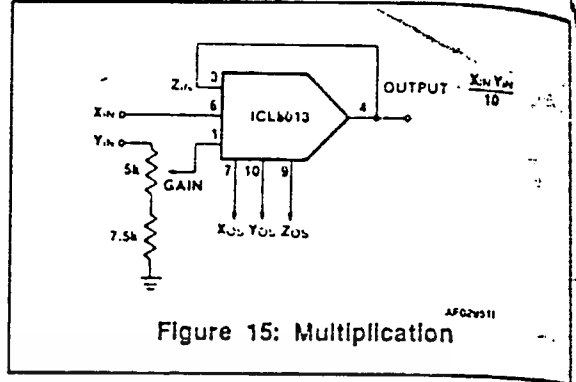


Figure 15: Multiplication

Square Root Trimming Procedure

1. Connect the ICL8013 in the *Divider* configuration.
2. Adjust ZOS, YOS, XOS, and Gain using Steps 1 through 6 of *Divider Trimming Procedure*.
3. Convert to the *Square Root* configuration by connecting X_{IN} to the Output and inserting a diode between Pin 4 and the Output node.
4. With Z_{IN} = 0V adjust Z_{OS} for zero Output voltage.

VARIABLE GAIN AMPLIFIER

Most applications for the ICL8013 are straight forward variations of the simple arithmetic functions described above. Although the circuit description frequently disguises the fact, it has already been shown that the frequency doubler is nothing more than a squaring circuit. Similarly the variable gain amplifier is nothing more than a multiplier, with the input signal applied at the X input and the control voltage applied at the Y input.

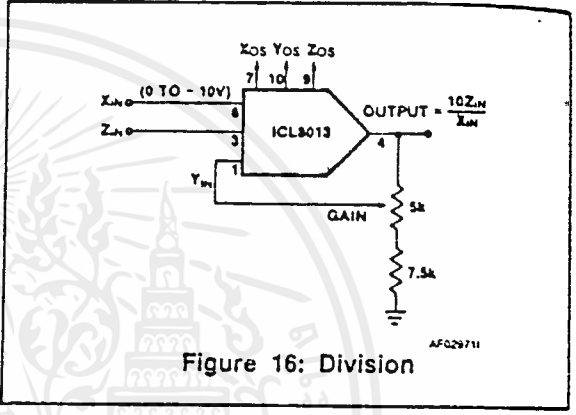


Figure 16: Division

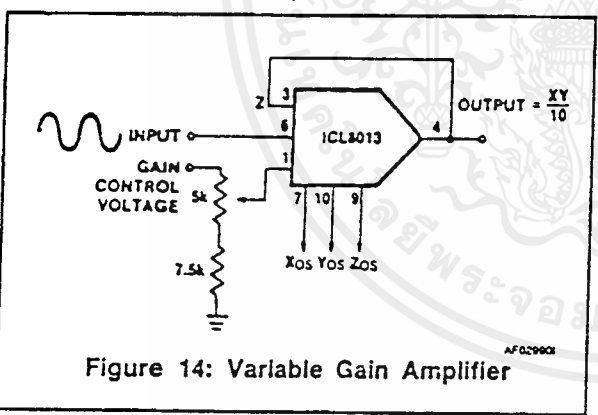


Figure 14: Variable Gain Amplifier

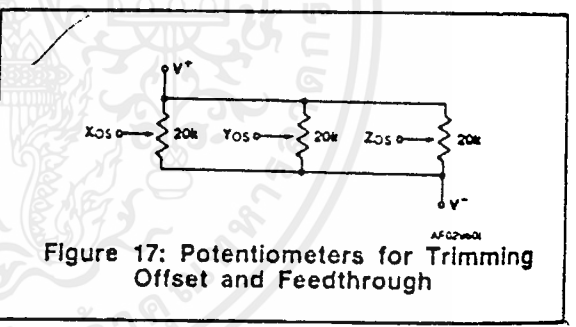


Figure 17: Potentiometers for Trimming Offset and Feedthrough

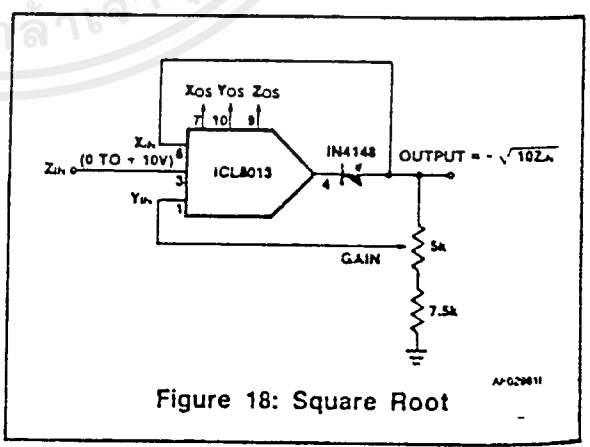


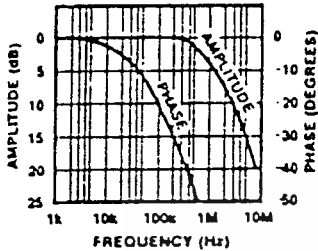
Figure 18: Square Root

Note: All typical values have been guaranteed by characterization and are not tested.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

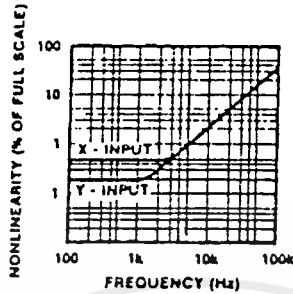
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

AMPLITUDE AND PHASE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



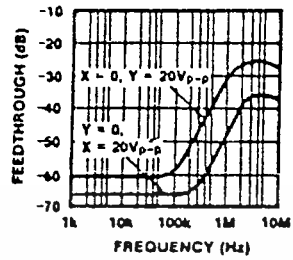
OP-0272a

NONLINEARITY AS A FUNCTION OF FREQUENCY



OP-0273a

FEEDTHROUGH AS A FUNCTION OF FREQUENCY



OP-0274a

DEFINITION OF TERMS

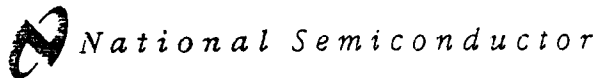
Multiplication/Division Error: This is the basic accuracy specification. It includes terms due to linearity, gain, and offset errors, and is expressed as a percentage of the full scale output.

Feedthrough: With either input at zero, the output of an ideal multiplier should be zero regardless of the signal applied to the other input. The output seen in a non-ideal multiplier is known as the feedthrough.

Nonlinearity: The maximum deviation from the best straight line constructed through the output data, expressed as a percentage of full scale. One input is held constant and the other swept through its nominal range. The nonlinearity is the component of the total multiplication/division error which cannot be trimmed out.

Note: All typical values have been guaranteed by characterization and are not tested.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

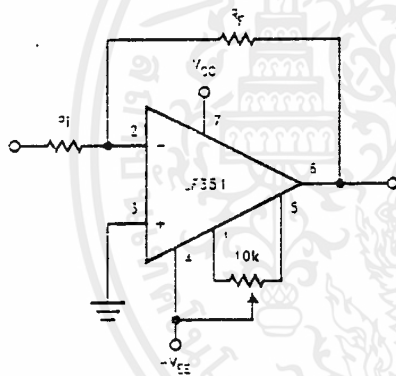
The LF351 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applications where these requirements are critical, the LF356 is recommended. If maximum supply

current is important, however, the LF351 is the better choice.

Features

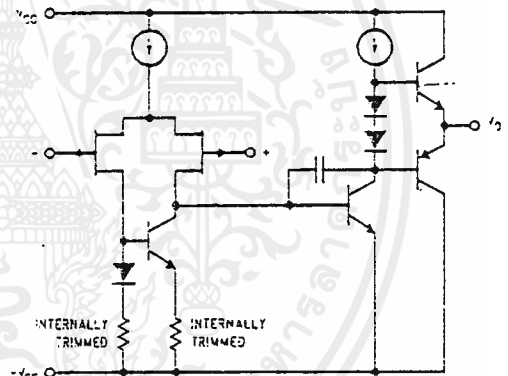
- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 25 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 1.8 mA
- High input impedance 10¹²Ω
- Low total harmonic distortion $A_V = 10$, $R_L = 10k$, $V_O = 20$ Vp-p, $\Delta W = 20$ Hz-20 kHz <0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

Typical Connection



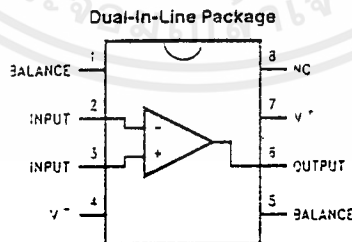
TL/H/5648-11

Simplified Schematic



TL/H/5648-12

Connection Diagrams



TL/H/5648-13

Order Number LF351M or LF351N
See NS Package Number M08A or N08E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage	± 18V
Power Dissipation (Notes 1 and 6)	670 mW
Operating Temperature Range	0°C to + 70°C
T _i (MAX)	115°C
Differential Input Voltage	± 30V
Input Voltage Range (Note 2)	± 15V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	- 65°C to + 150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 sec.)	
Metal Can	300°C
DIP	260°C

θ _{JA}		
N Package		120°C/W
M Package		TBD
Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 sec.)		260°C
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 sec.)		215°C
Infrared (15 sec.)		220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD rating to be determined.		

DC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
V _{OS}	Input Offset Voltage	R _S = 10 kΩ, T _A = 25°C Over Temperature		5	10 13	mV mV
ΔV _{OS} /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R _S = 10 kΩ		10		μV/°C
I _{OS}	Input Offset Current	T _I = 25°C, (Notes 3, 4) T _I ≤ 70°C		25	100 4	μA nA
I _B	Input Bias Current	T _I = 25°C, (Notes 3, 4) T _I ≤ ± 70°C		50	200 8	μA nA
R _{IN}	Input Resistance	T _I = 25°C		10 ¹²		Ω
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	V _S = ± 15V, T _A = 25°C V _O = ± 10V, R _L = 2 kΩ Over Temperature	25	100		V/mV V/mV
V _O	Output Voltage Swing	V _S = ± 15V, R _L = 10 kΩ	± 12	± 13.5		V
V _{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	V _S = ± 15V	± 11	- 15 - 12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R _S ≤ 10 kΩ	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 5)	70	100		dB
I _S	Supply Current			1.8	3.4	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$		13		V/ μs
GBW	Gain Bandwidth Product	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$		4		MHz
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ C, R_S = 100\Omega, f = 1000 \text{ Hz}$		25		nV/ \sqrt{Hz}
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_A = 25^\circ C, f = 1000 \text{ Hz}$		0.01		pA/ \sqrt{Hz}

Note 1: For operating at elevated temperature, the device must be derated based on the thermal resistance, θ_{JA} .

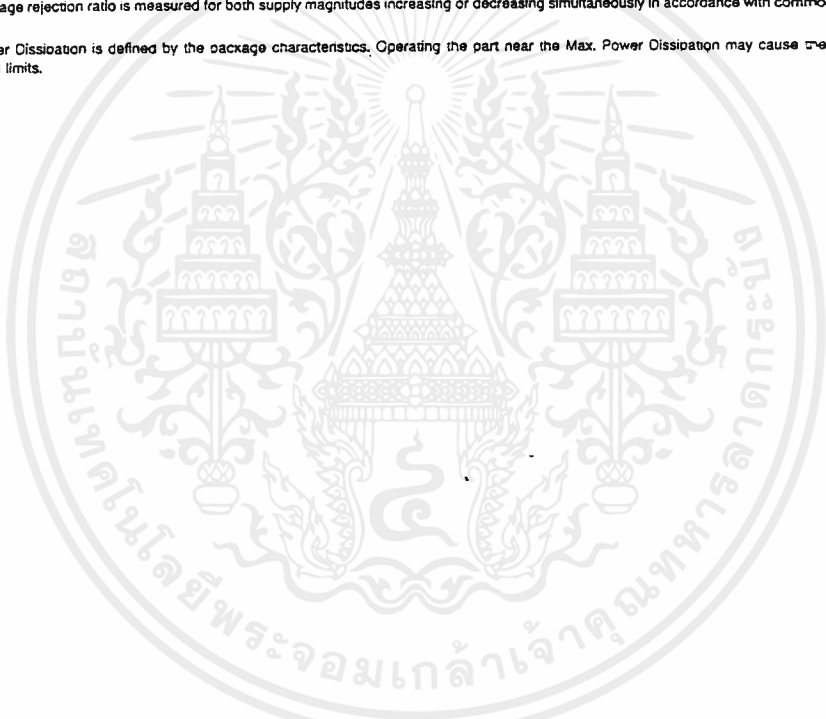
Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$. V_{OS} , I_B and I_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.

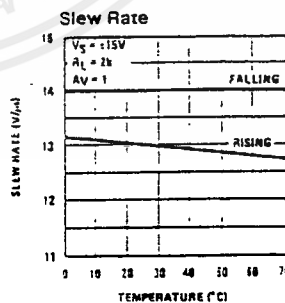
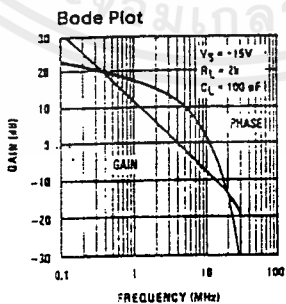
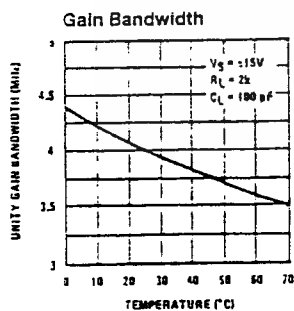
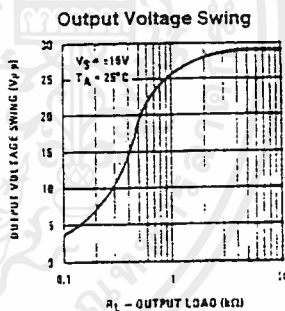
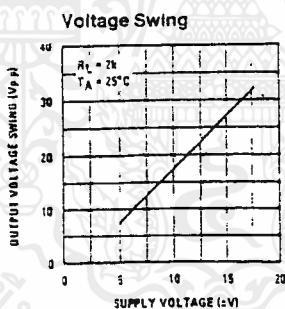
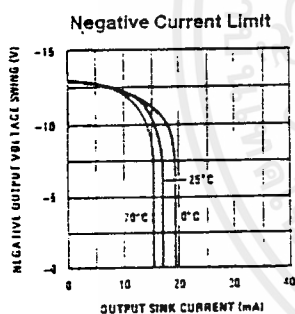
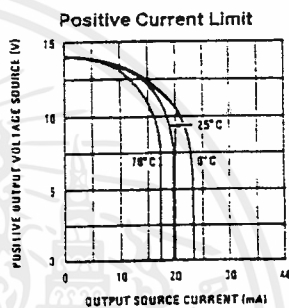
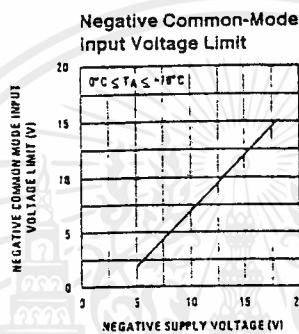
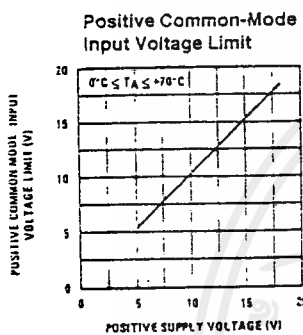
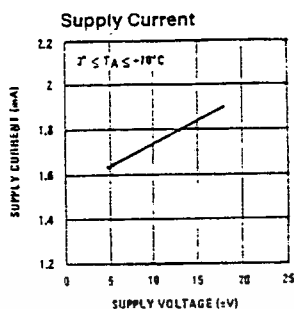
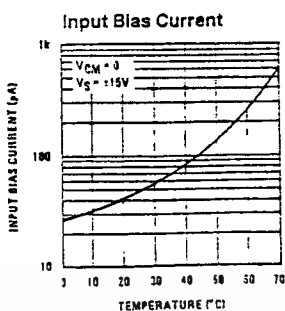
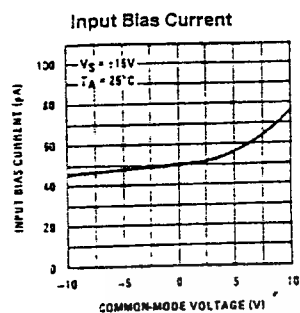
Note 4: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every $10^\circ C$ increase in the junction temperature. T_J . Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D . $T_J = T_A + \theta_{JA} P_D$ where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 5: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. From $\pm 15V$ to $\pm 5V$.

Note 6: Max. Power Dissipation is defined by the package characteristics. Operating the part near the Max. Power Dissipation may cause the part to operate outside guaranteed limits.



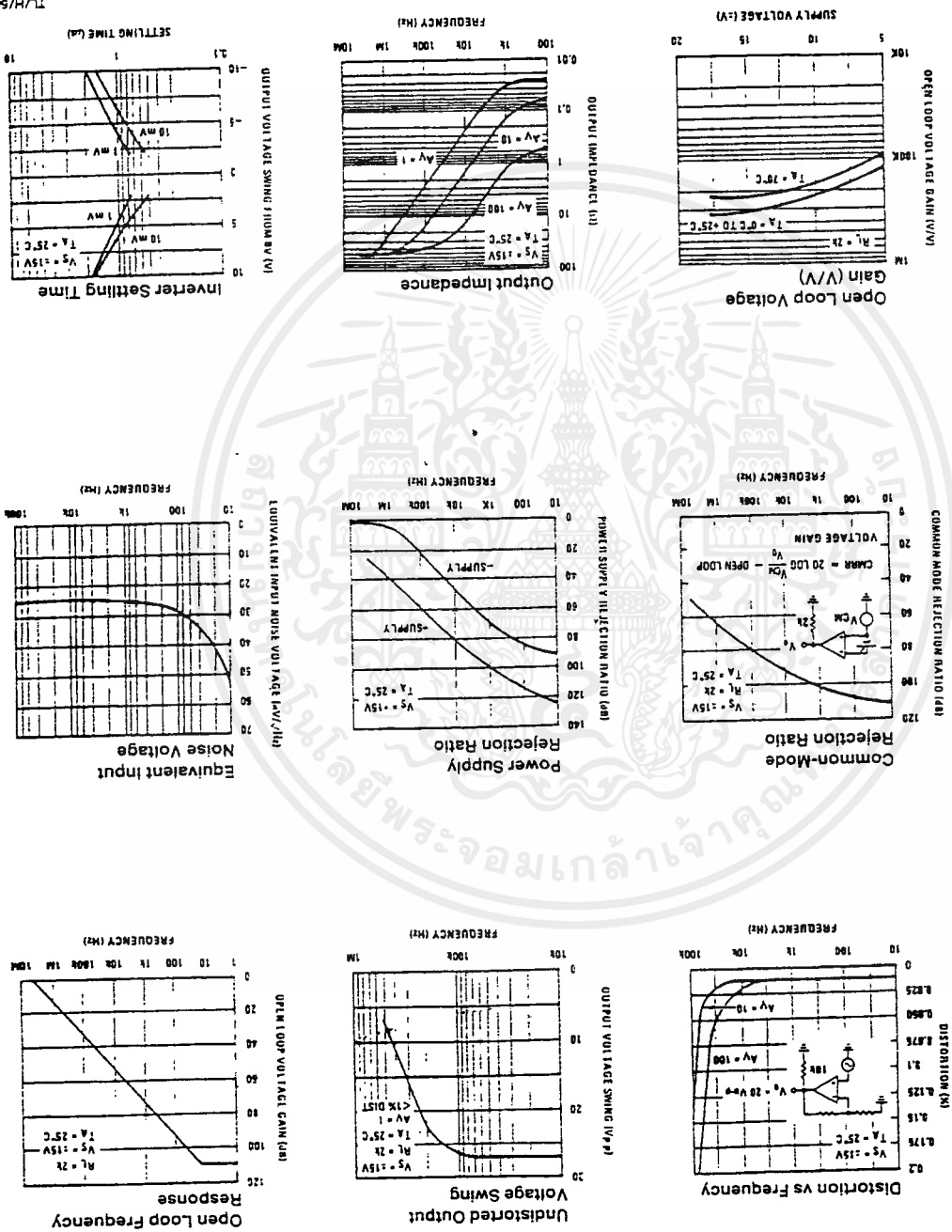
Typical Performance Characteristics



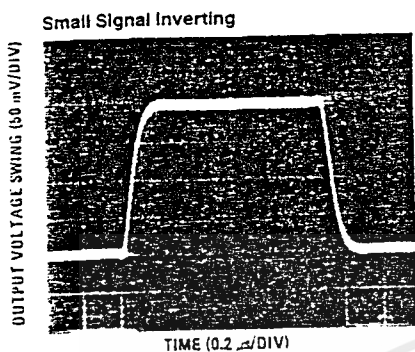
TL/H/5648-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

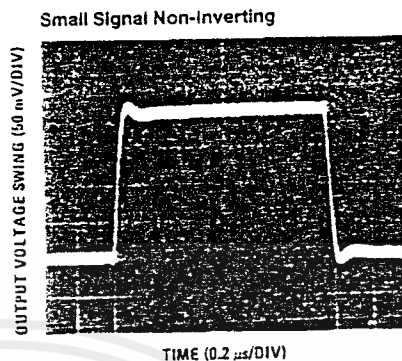
Typical Performance Characteristics (Continued)



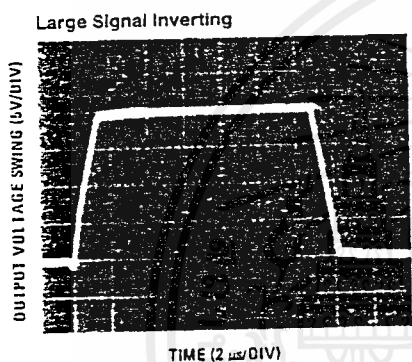
Pulse Response



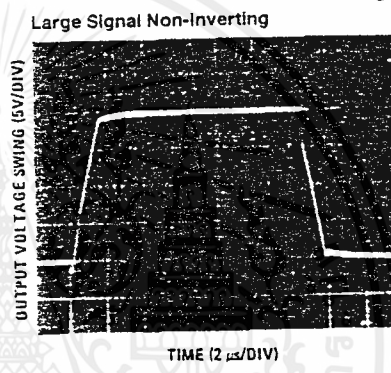
TU/H/5648-4



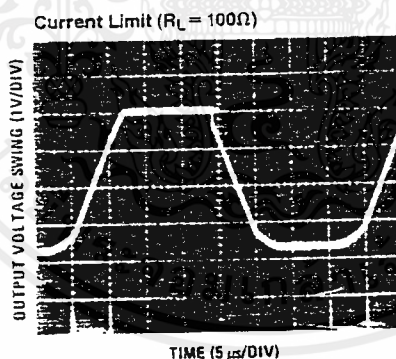
TU/H/5648-5



TU/H/5648-6



TU/H/5648-7



TU/H/5648-8

Application Hints

The LF351 is an op amp with an internally trimmed input offset voltage and JFET input devices (BI-FET II™). These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore, large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages should be allowed to exceed the negative supply as this will

cause large currents to flow which can result in a destroyed unit.

Exceeding the negative common-mode limit on either input will force the output to a high state, potentially causing a reversal of phase to the output.

Exceeding the negative common-mode limit on both inputs will force the amplifier output to a high state. In neither case does a latch occur since raising the input back within the

Application Hints (Continued)

common-mode range again puts the input stage and thus the amplifier in a normal operating mode.

Exceeding the positive common-mode limit on a single input will not change the phase of the output; however, if both inputs exceed the limit, the output of the amplifier will be forced to a high state.

The amplifier will operate with a common-mode input voltage equal to the positive supply; however, the gain bandwidth and slew rate may be decreased in this condition. When the negative common-mode voltage swings to within 3V of the negative supply, an increase in input offset voltage may occur.

The LF351 is biased by a zener reference which allows normal circuit operation on $\pm 4V$ power supplies. Supply voltages less than these may result in lower gain bandwidth and slew rate.

The LF351 will drive a 2 k Ω load resistance to $\pm 10V$ over the full temperature range of 0°C to -70°C. If the amplifier is forced to drive heavier load currents, however, an increase in input offset voltage may occur on the negative voltage swing and finally reach an active current limit on both positive and negative swings.

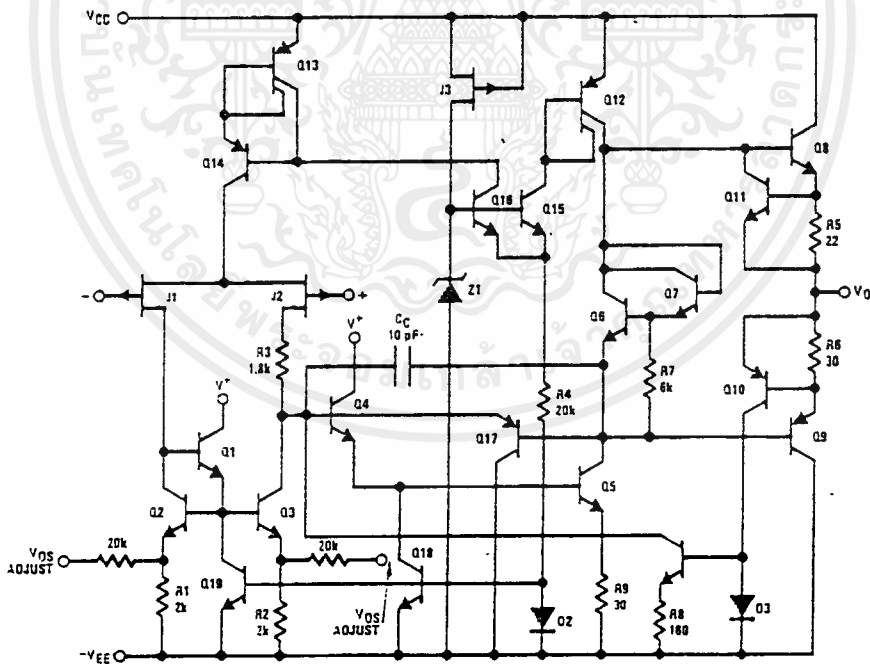
Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed back-

wards in a socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

As with most amplifiers, care should be taken with lead dress, component placement and supply decoupling in order to ensure stability. For example, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input to minimize "pick-up" and maximize the frequency of the feedback pole by minimizing the capacitance from the input to ground.

A feedback pole is created when the feedback around an amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3 dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately times the expected 3 dB frequency a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

Detailed Schematic

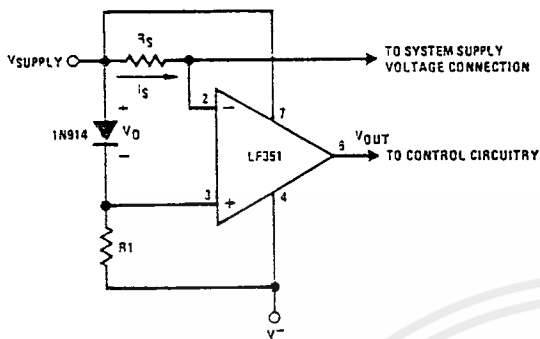


TU/H/5848-9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

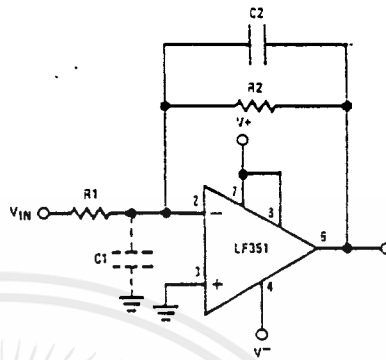
Typical Applications

Supply Current Indicator/Limiter



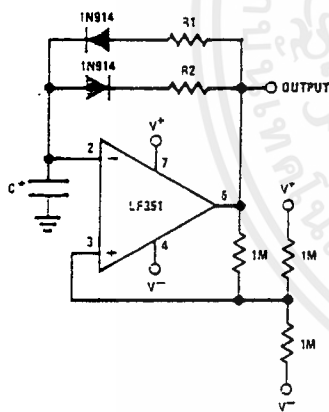
* V_{OUT} switches high when $R_2 I_S > V_D$

Hi- Z_{IN} Inverting Amplifier



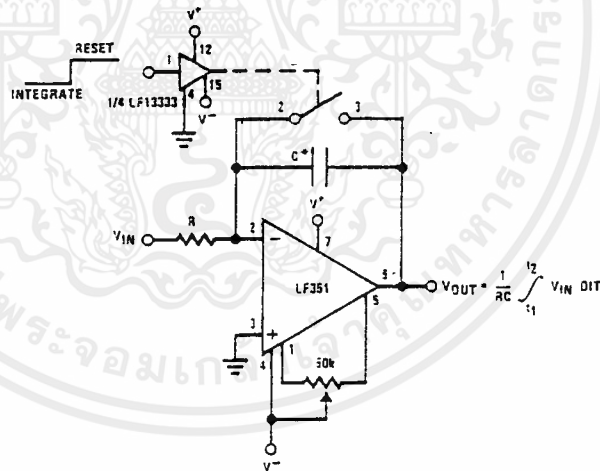
Parasitic input capacitance C_1 (≈ 3 pF for LF351 plus any additional layout capacitance) interacts with feedback elements and creates undesirable high frequency pole. To compensate, add C_2 such that $R_2 C_2 \approx R_1 C_1$.

Ultra-Low (or High) Duty Cycle Pulse Generator




* $OUTPUT\ HIGH \approx R_1 C_1 \ln \frac{4.8 - 2V_S}{4.8 - V_S}$
 * $OUTPUT\ LOW \approx R_2 C_2 \ln \frac{2V_S - 7.8}{V_S - 7.8}$
 where $V_S = V^+ + |V^-|$
 * low leakage capacitor

Long Time Integrator



* Low leakage capacitor
 * 50k pot used for less sensitive V_{OS} adjust

TL/H/5648-10



บรรณานุกรม

- [1] George Kennedy , Electronic Communication Systems , McGRAW- HILL Book Company , Third Edition
- [2] Dennis Rody and John Coolen , Electronic Communications, Prentice Hall ,Third Edition
- [3] Sergio Franco , Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits , McGRAW - HILL
- [4] Adel S.Sedra, Kenneth C.Smith , Microelectronic Circuits, Holt Saunders Japan
- [5] J.J Deference Rinehart Prees ,Sanfransisco ,Communication Electronic Circuits , 2nd edition
- [6] Robert T Paynter , st.. Louis Communication College at .forest park st. Louis Missquini , Introductory Electronic Devices And Circuits , Conventional Flow Version 2 nd Edition
- [7] ถวิล กิ่งทอง ,ทฤษฎีและระบบการสื่อสาร , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [8] สุชาติ กังวารจิตต์ , เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร , บริษัทซีเอ็ด ยูเคชั่น จำกัด
- [9] หนังสือรวมบทความและ โครงการงานวิทยุสมัครเล่น เล่ม 2 , บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด (มหาชน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้