



ดีมอดูเลเตอร์สำหรับการประมวลสัญญาณสำหรับเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมย่าน Ku-Band
 DEMODULATION FOR SIGNAL PROCESSING OF KU-BAND SATELLITE RECEIVER



โดย
 นายสุทธิพันธุ์ สุรสิงห์โตทอง
 นายเอกราช คงสว่างวงศา

วัน เดือน ปี... 14 ต.ค. 2530
 เลขทะเบียน... 084825
 เลขวิชา น.ว. 38818 ส 773 6

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
 สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาสาระของเอกสารนี้ส่งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2538

ตีมอดูเลเตอร์สำหรับการประมวลสัญญาณสำหรับเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมย่าน Ku-Band
DEMODULATION FOR SIGNAL PROCESSING OF KU-BAND SATELLITE RECEIVER

โดย

นาย	สุทธิพันธุ์	สุรสิงห์โตทอง	รหัสประจำตัว	35104480
นาย	เอกราช	คงสว่างวงศา	รหัสประจำตัว	35104571



อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. ทองทศ วาณิชศรี

ปริญญาานิพนธ์สำหรับ ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2538

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2538

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ดีมอดูเลเตอร์และการประมวลสัญญาณสำหรับเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมย่าน KU-Band

DEMODULATOR AND SIGNAL PROCESSING FOR KU-BAND SATELLITE RECEIVER

ผู้จัดทำ

1. นาย สุทธิพันธ์ สุรสิงห์โตทอง รหัสประจำตัว 35104480
2. นาย เอกราช คงสว่างวงศา รหัสประจำตัว 35104571


ดร. ทองทอด วานิชศรี อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

01014116

Project II

ชั้นปีที่ 4A

ดีมอดูเลเตอร์และการประมวลสัญญาณสำหรับเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมย่าน Ku-Band
DEMODULATOR FOR SIGNAL PROCESSING OF Ku-BAND SATELLITE RECEIVER

ผู้ร่วมงาน	1	นาย	สุทธิพันธุ์	สุรสิงห์โตทอง	35104480
	2	นาย	เอกราช	คงสว่างวงศ์	35104571

อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร. ทองทศ วาณิชศรี)

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันการสื่อสารดาวเทียมมีความสำคัญเป็นอย่างมาก เนื่องจากการสื่อสารระยะไกล โดยไม่ต้องใช้สายเคเบิลและการสื่อสารในย่านความถี่สูงในย่าน Ku-band (12 - 14 GHz) ปริมาณนิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เสนอโครงการออกแบบและสร้างเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมในย่าน Ku - band ในส่วนของวงจรเครื่องรับที่มีความถี่ IF 70 MHz ซึ่งรับสัญญาณจากวงจรแปลงความถี่ขั้นที่สอง (Second-down converter) โดยเครื่องรับจะทำการดีมอดูเลตสัญญาณภาพและเสียง ซึ่งประกอบด้วยวงจรดีเทคสัญญาณภาพ (video detector) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (low pass filter) วงจรขยายสัญญาณภาพ (video amplifier) วงจรกรองความถี่แบนด์พาส (band pass filter) วงจรดีเทคสัญญาณเสียง (audio detector) และวงจรขยายสัญญาณเสียง (audio amplifier)

ABSTRACT

The satellite communication is an important communication in the present because it is the long distance without the cables especially the communication in Ku-band (12 - 14 GHz) So, the thesis is settled and concentrated in IF 70 MHz receiver to receives the signal from the second down converter unit. The function is demodulating the received signal to the video and audio signal. It consists of the video detector ,low pass filter ,video amplifier ,band pass filter ,audio detector and audio amplifier.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	ทฤษฎีและหลักการ	4
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	20
บทที่ 4	ผลการทดลอง	33
บทที่ 5	สรุปและวิจารณ์	42

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

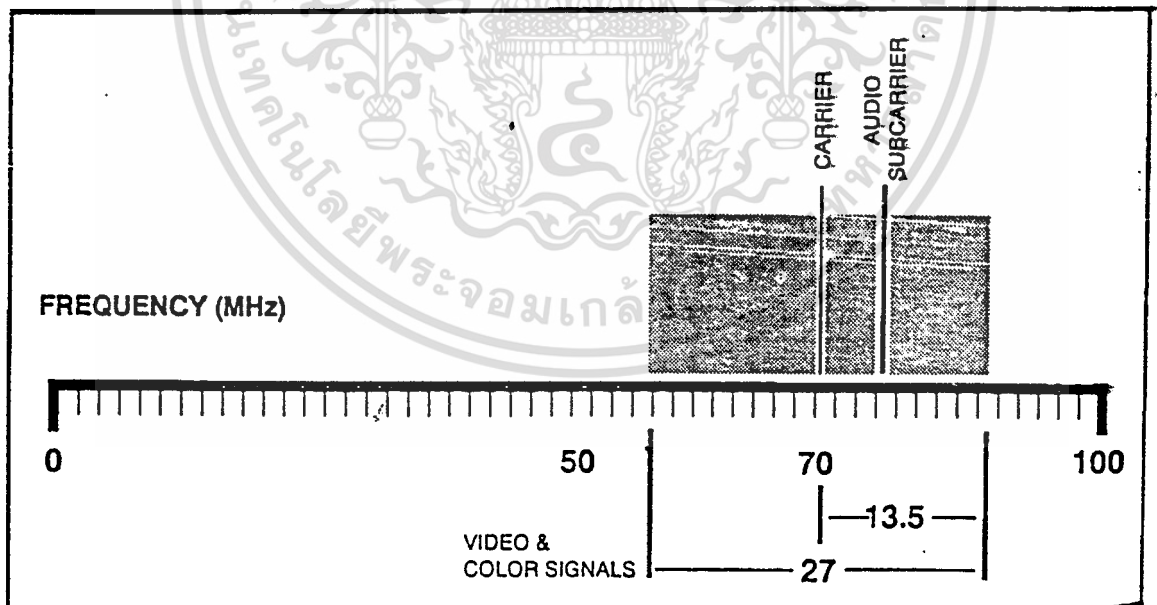
บทที่ 1

บทนำ

การสื่อสารผ่านดาวเทียมที่ใช้ความถี่ในย่าน Ku - band คลื่นความถี่ 12 GHz (หรือ 11 GHz ในประเทศแถบยุโรป) ได้ถูกนำมาใช้ด้วยคุณสมบัติของคลื่นความถี่สูงที่มีความยาวคลื่นต่ำและพลังงานสูง จึงทำให้สามารถลดขนาดของจานสายอากาศให้เหลือเพียง 0.4 เมตร ถึง 1.8 เมตร เท่านั้น ขบวนการรับสัญญาณมีประสิทธิภาพสูง สัญญาณรบกวนจากตัวแปลงความถี่ที่ไดซอร์น และอุปกรณ์อื่นๆที่ติดตั้งบนจานรับสัญญาณจึงมีน้อยลง ส่วนประกอบทั้งหมดของระบบการรับสัญญาณดาวเทียมประกอบด้วย 4 ส่วนด้วยกันคือ จานสายอากาศ ฟีคซอร์น ตัวขยายสัญญาณแอลเอ็นบี (LNB) และตัวเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม โดยตัวเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมมีหน้าที่หลักคือรับและถอดข้อมูลเพื่อคืนสัญญาณภาพและเสียงส่งไปยังเครื่องรับโทรทัศน์

ภายในเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมเอง ก็สามารถแบ่งได้เป็นสองส่วนคือ ส่วนที่เป็นวงจรแปลงความถี่ ครั้งที่สองซึ่งจะทำการแปลงความถี่ของสัญญาณที่ได้รับมาจาก LNB ซึ่งมีความถี่ประมาณ 950 - 1450 MHz ให้กลายเป็นสัญญาณที่มีความถี่ IF 70 MHz และส่งไปยังอีกส่วนถัดไปคือส่วนที่ทำการตีเทคภาพและเสียงจากความถี่ IF อันนี้ซึ่งเราเรียกว่าเป็นความถี่ IF ที่สอง

แบนวิดธ์ของ IF ที่สอง ต้องการความกว้างประมาณ 27 MHz ซึ่งกว้างพอที่สัญญาณภาพ สี และเสียงของโทรทัศน์จำนวนหนึ่งจะผ่านไปได้ จากนั้นสัญญาณ IF ที่สองจะถูกขยายให้แรงขึ้นอีกเล็กน้อย และกรองให้มีขนาดความกว้างของสัญญาณที่ 27 MHz ซึ่งสัญญาณรบกวนที่มีความถี่สูงหรือต่ำกว่าแถบความถี่กำหนดไว้จะถูกกำจัดทิ้งออกไป



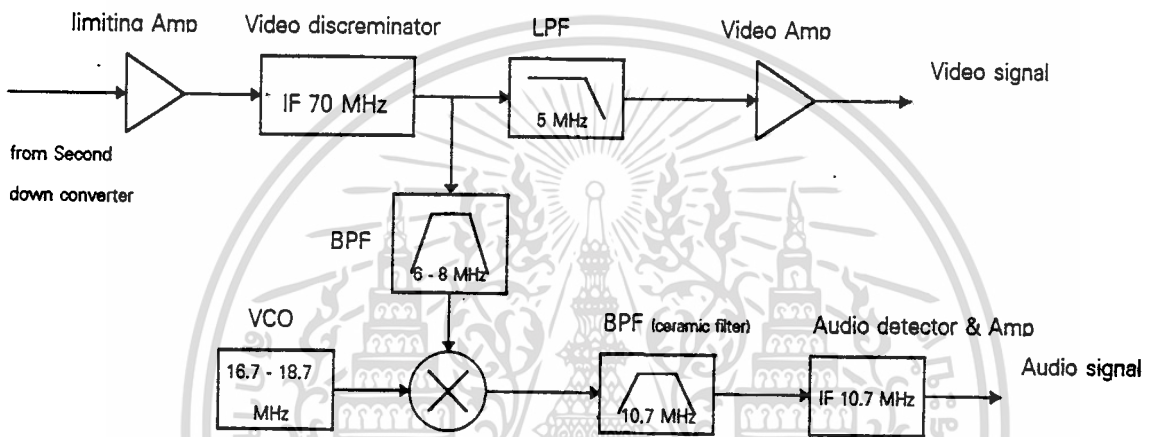
รูปที่ 1.1 ความกว้างของแถบความถี่

หลังจากผ่านวงจรกรองสัญญาณแล้ว สัญญาณ IF จะถูกส่งต่อไปยังวงจร Discriminator เพื่อทำการแยกเอาสัญญาณภาพและเสียงที่มีอยู่ใน IF ที่สองออกมา ซึ่งสัญญาณที่ได้จะเหมือนกับที่ส่งฝากมากับความถี่เดิมในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ย่าน C-band หรือ Ku-band นั้นเอง จากนั้นสัญญาณภาพและเสียงจะถูกแยกออกไปยังวงจรอื่นเพื่อดำเนินตามขั้นตอนต่อไป

การส่งสัญญาณโทรทัศน์จากดาวเทียมทุกดวงที่ไม่มีการสลับหรือเข้ารหัสสัญญาณ (Scramble) นั้น จะมีคลื่นพาหะที่สองที่เรียกว่า คลื่นพาหะย่อย (Sub - carrier) ซึ่งอยู่ภายในแถบความถี่ของสัญญาณ 27 MHz คลื่นพาหะย่อยนี้ใช้ประโยชน์ในการส่งสัญญาณเสียงของรายการโทรทัศน์แต่ละรายการไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ เช่น คลื่นพาหะย่อยที่ดาวเทียมเอเชียแซท จะอยู่ห่างจากความถี่กลาง 6.2 หรือ 6.8 MHz โดยอาจอยู่ทางด้านใดด้านหนึ่งของความถี่กลาง เครื่องรับสัญญาณดาวเทียมทุกเครื่องจะมีวงจรควบคุมหรือเลือกคลื่นพาหะย่อยให้มีความถี่ตามที่เรากำลังต้องการได้ และตรงกับช่องที่เราต้องการจะรับ

สำหรับบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับดาวเทียมในส่วนของการตีเทคภาพและเสียงเป็นดังรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับดาวเทียมส่วนตีเทคภาพและเสียง

จากบล็อกไดอะแกรมสามารถแบ่งแต่ละส่วนออกได้เป็น

1. Limiting Amplifier ทำหน้าที่รับและขยายสัญญาณจาก Second down converter พร้อมทั้งจำกัดขนาดสัญญาณที่จะเข้าสู่ Video discriminator
2. Video discriminator ทำการแยกสัญญาณภาพและเสียงที่มีอยู่ใน IF ที่สองออกมา ซึ่งสัญญาณที่ได้จะเหมือนกับที่ส่งมาที่ความถี่เดิมในย่าน Ku-band โดยใช้ควอดราเจอร์ตีเทคเตอร์ในการตีมอดูเลต
3. LPF (low pass filter) แยกสัญญาณภาพที่ผ่านการตีเทคแล้วโดยใช้ LPF 5 MHz
4. Video Amp ทำหน้าที่ขยายสัญญาณภาพที่ผ่านการตีเทคแล้วเพื่อให้มีขนาดเพียงพอกับการใช้งาน
5. BPF (band pass filter) แยกสัญญาณเสียงออกจากสัญญาณภาพ โดยมีกรองเอาสัญญาณเสียงในช่วงความถี่ 6 - 8 MHz เพื่อนำไปทำการตีเทคต่อไป
6. มิกเซอร์ ทำหน้าที่เป็นหน่วยบีตความถี่ของระบบเสียงให้เป็นความถี่ IF 10.7 MHz ซึ่งเป็นระบบเอฟเอ็มทั่วไป ก่อนที่จะทำการตีเทคสัญญาณเสียงที่ความถี่ IF นี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. VCO (Voltage control oscillator) เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ทำ 10.7 MHz เพื่อเปิดให้เกิดผลต่าง 10.7 MHz
8. BPF (ceramic filter 10.7 MHz) ทำการกรองเอาสัญญาณที่มีความถี่ IF 10.7 MHz ที่ได้จากการเปิด และกรองความถี่อื่นๆที่ไม่ต้องการซึ่งเกิดจากการเปิดทิ้งไป แล้วส่งไปยังวงจรถิเทคเสียงต่อไป
9. Audio detector ทำหน้าที่ตีมอดูเลตสัญญาณเสียงออกจากคลื่นพาหะย่อย โดยอาศัยวงจรเจอรัทีเทคเตอร์เช่นเดียวกับการตีเทคสัญญาณภาพ แต่จะทำการตีเทคที่ความถี่ IF 10.7 MHz แล้วทำการขยายเพื่อนำไปใช้งานต่อไป

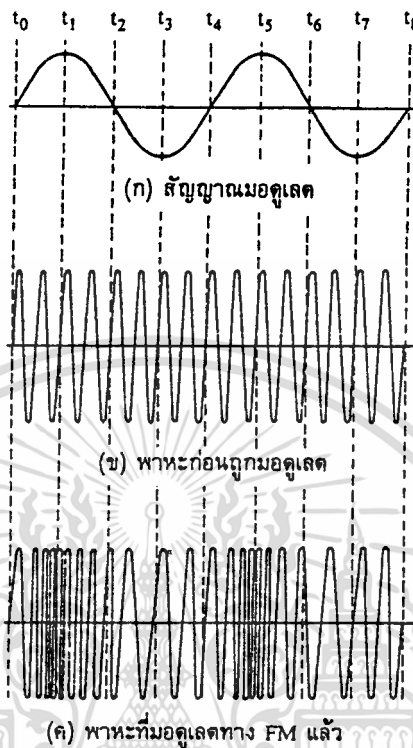


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 การมอดูเลตทางความถี่



รูปที่ 2.1 การมอดูเลตความถี่

รูปคลื่นของสัญญาณ FM เกิดจากสัญญาณมอดูเลต ดังรูปที่ 2.1 (ก) เช่น สัญญาณเสียงซึ่งเป็นข่าวสารเราไปมอดูเลตลงบนสัญญาณพาหะดังรูปที่ 2.1 (ข) สัญญาณพาหะหลังจากมอดูเลตแล้วในรูปที่ 2.1 (ค) เป็นสัญญาณ FM จะเห็นว่าที่เวลา t_0 สัญญาณ FM อยู่ที่ความถี่กลาง เมื่อสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีค่าทางบวกสูงสุด ความถี่ของพาหะจะเพิ่มขึ้นสูงสุด นั่นคือสัญญาณมอดูเลตถึงจุดยอดสุด (สัญญาณมอดูเลตมีขนาดสูงสุดนั่นเอง) ที่เวลา t_1

ที่เวลา t_2 สัญญาณมอดูเลตลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของพาหะก็จะลดลงมาที่ความถี่กลางดั้งเดิม หลังจากสัญญาณมอดูเลตมีค่าตกลงต่ำกว่าศูนย์กลายเป็นลบ พาหะจะมีความถี่ลดลงต่ำกว่าความถี่กลาง และเมื่อเวลาสัญญาณมอดูเลตกลับเป็นศูนย์อีกครั้งหนึ่ง ความถี่ของพาหะก็จะกลับมาถึงความถี่กลางดั้งเดิมเช่นกัน ในช่วงเวลา t_4 ถึง t_8 ก็จะซ้ำแบบเดิมเรื่อยๆ สรุปแล้วความถี่ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลต และพาหะยังคงอยู่ที่ความถี่กลางเมื่อสัญญาณมอดูเลตเป็นศูนย์

ช่วงความถี่ที่พาหะเบี่ยงเบนไปจากความถี่กลางเรียกว่า ความถี่เบี่ยงเบน (frequency deviation) หรือ ดิวเอชัน ตัวอย่างเช่น พาหะมีความถี่ 100 เมกะเฮิรตซ์ ลดลงต่ำสุดเป็น 99.9 เมกะเฮิรตซ์ และเพิ่มขึ้นสูงสุดเป็น 100.1 เมกะเฮิรตซ์ สลับไปมาเช่นนี้ หมายความว่าช่วงความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ± 0.1 เมกะเฮิรตซ์ หรือ ± 100 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต ตัวอย่างเช่น ถ้าสัญญาณที่เข้ามอดูเลตเป็นโทน(สัญญาณเสียง) ความถี่ 1000 เฮิรตซ์ อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM จะเท่ากับ 1000 ครั้งต่อวินาทีถ้าสัญญาณที่เข้ามอดูเลตเพิ่มความถี่เป็น 10 กิโลเฮิรตซ์ โดยคงค่าแอมพลิจูดเท่าเดิม ช่วงความถี่เบี่ยงเบน คือเท่ากับ ± 100 กิโลเฮิรตซ์ แต่อัตราการเบี่ยงเบนจะเพิ่มเป็น 10,000 ครั้งต่อวินาที นั่นคือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตเป็นตัวกำหนดอัตราเบี่ยงเบนความถี่

สำหรับแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลตจะเป็นตัวกำหนดช่วงความถี่เบี่ยงเบน ตัวอย่างเช่นสัญญาณโทนที่มีแอมพลิจูดสูงจะทำให้ความถี่เบี่ยงเบนไป ± 100 กิโลเฮิรตซ์สัญญาณโทนที่มีแอมพลิจูดน้อยลงจะทำให้ความถี่เบี่ยงเบนไป ± 50 กิโลเฮิรตซ์

กล่าวโดยสรุป สัญญาณ FM มีคุณสมบัติ ดังนี้

1. มีแอมพลิจูดคงที่ตลอด แต่ความถี่เปลี่ยนตามสัญญาณที่เข้ามอดูเลต
2. อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณพาหะมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต
3. ช่วงความถี่เบี่ยงเบน(หรือดีวีเอชเอ็น)เป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต

2.2 ดัชนีการมอดูเลต

ในระบบ AM ปริมาณการมอดูเลต เรานิยามวัดเป็นเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งดูได้จากการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดหรือกรอบคลื่น AM ทั้งด้านต่ำสุดและสูงสุด แต่ในระบบ FM เราวัดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต โดยดูจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ ซึ่งเรานิยมเรียกชื่อเสียใหม่ว่า ดัชนีการมอดูเลต ลองพิจารณาความหมายของดัชนีการมอดูเลตต่อไปนี้

$$m = f_d / f_m \quad (\text{ของระบบ FM})$$

ในที่นี้ f_d คือ ช่วงความถี่เบี่ยงเบน

f_m คือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต

ค่าตัวเลขของดัชนีการมอดูเลตจะมีค่าสูง (แตกต่างจากเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตซึ่งเมื่อคิดเป็นอัตราส่วนจะได้อยู่ระหว่าง 0 ถึง 1) ตัวอย่างเช่น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM เรากำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบสูงสุดไว้เท่ากับ 75 กิโลเฮิรตซ์ สมมติว่าเราใช้สัญญาณเสียง 1 กิโลเฮิรตซ์มอดูเลตให้เกิดความถี่เบี่ยงเบนเต็มที่ ค่าดัชนีการมอดูเลตจะเป็น

$$m = 75 \text{ kHz} / 1 \text{ kHz} = 75$$

สังเกตว่า ค่าดัชนีการมอดูเลตในระบบ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามอดูเลตในทางปฏิบัติเรานิยามวัดเป็นอัตราส่วนการเบี่ยงเบน (deviation ratio) ซึ่งเป็นการส่วนระหว่างความถี่เบี่ยงเบน (ของระบบ) สูง

สุด (f_{dmax}) ต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต (f_{mmax}) ในระบบกระจายเสียง FM ค่าอัตราความถี่เบี่ยงเบน (Δ) จะเท่ากับ

$$\begin{aligned}\Delta &= f_{dmax} / f_{mmax} \\ &= 75 \text{ kHz} / 15 \text{ kHz} = 5\end{aligned}$$

ในระบบ AM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตเพื่อให้เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตสูงขึ้นการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูด (กรอบคลื่น) ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงมากขึ้น แต่ในระบบ FM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตสูงขึ้นการเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะจะเบี่ยงเบนได้มากขึ้น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM กำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบเต็มที่ไม่เกิน 75 กิโลเฮิร์ตซ์ ถ้าเรามอดูเลตทำให้ความถี่ของพาหะเบี่ยงเบนไปเท่ากับ 75 กิโลเฮิร์ตซ์ แสดงว่าเรามอดูเลตเต็มที 100 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งเราเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต} = (f_d / f_{dmax}) \times 100$$

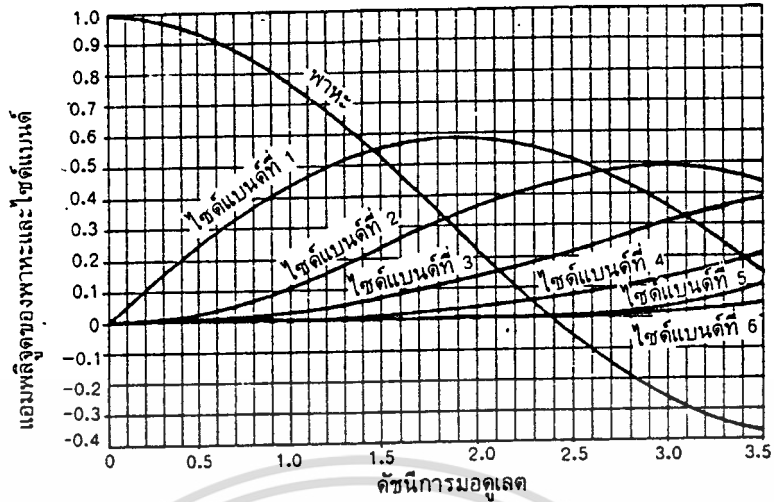
ในที่นี้ f_d คือ ความถี่เบี่ยงเบนเนื่องจากสัญญาณที่เข้ามอดูเลต
 f_{dmax} คือ ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของระบบ

2.3 ไซด์แบนด์ FM

ความแตกต่างระหว่างระบบ AM กับ FM ที่เห็นได้ชัดก็คือไซด์แบนด์ ในระบบ AM ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณรูปซายน์จะเกิดไซด์แบนด์จำนวน 2 ตัว คือ USB กับ LSB แต่ในระบบ FM ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณรูปซายด์จะเกิดไซด์แบนด์จำนวนนับอนันต์ เนื่องจากการเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะทำให้เกิดความถี่เพิ่มขึ้นมากมาย ความจริงแล้วไซด์แบนด์ที่อยู่ห่างจากความถี่กลางมาก ๆ มักมีแอมพลิจูดเล็กมากจนไม่ต้องคำนึงถึง

ในระบบ AM ไซด์แบนด์อาจเสริมหรือหักล้างจากพาหะที่มีแอมพลิจูดคงที่ ซึ่งมีผลให้กรอบคลื่นของพาหะเปลี่ยนแปลงไป แต่ในระบบ FM สัญญาณ FM จะรักษาแอมพลิจูดไว้คงที่เสมอ ซึ่งหมายความว่า กำลังของคลื่นพาหะย่อมกระจายไปอยู่ในไซด์แบนด์ ความสัมพันธ์กับไซด์แบนด์ในระบบ FM ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต เนื่องจากดัชนีการมอดูเลตเป็นตัวกำหนดจำนวนของไซด์แบนด์ที่สำคัญ และแอมพลิจูดของพาหะกับไซด์แบนด์ต่าง ๆ

ในรูปที่ 2.2 แสดงกราฟแอมพลิจูดของคลื่นพาหะกับไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่าง ๆ จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็นศูนย์จะมีแต่คลื่นพาหะอย่างเดียว (เท่ากับ 1 หน่วย) คลื่นไซด์แบนด์เป็นศูนย์ เมื่อ ดัชนีมอดูเลตเพิ่มขึ้นจำนวนไซด์แบนด์จะเพิ่มขึ้น แอมพลิจูดของไซด์แบนด์ก็จะใหญ่ขึ้น แต่แอมพลิจูดของพาหะกลับเล็กลงจนกระทั่งดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 2.4 คลื่นพาหะจะเป็นศูนย์ ตอนนี้นำกำลังของคลื่น FM จะไปอยู่ในไซด์แบนด์ทั้งสิ้น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นอีก คลื่นพาหะก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นอีก (เป็นค่าติดลบแสดงว่าเฟสตรงกันข้ามกับตอนแรก เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็น 3.1 แอมพลิจูดของพาหะเท่ากับ - 3.1 หน่วย สังเกตว่าจุดที่คลื่นพาหะเป็นศูนย์นั้นมียูทิลิตี้สูง)



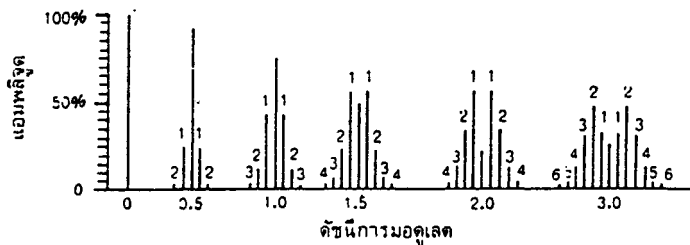
รูปที่ 2.2 กราฟแสดงแอมพลิจูดของพาหะและไซด์แบนด์ในระบบ FM

กราฟในรูปที่ 2.2 เขียนได้เป็นตารางที่ 2.1 เพื่อให้ดูง่ายขึ้น ในที่นี้เราคิดไซด์แบนด์ที่มีแอมพลิจูดน้อยกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ของพาหะเดิม (ก่อนมอดูเลต) ออกไปโดยไม่คำนึงถึง เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.5 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ 0.94 หน่วย ไซด์แบนด์คู่แรกมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.24 หน่วย ไซด์แบนด์คู่ที่สองถัดไปมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.03 หน่วย ไซด์แบนด์อื่นนอกจากนี้จะมีแอมพลิจูดน้อยจนสามารถตัดทิ้งไปได้ เมื่อดัชนีการมอดูเลตสูงขึ้น การกระจายคลื่นไซด์แบนด์จะเป็นดังรูปที่ 2.3

ตารางที่ 2.1 แสดงการกระจายคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่าง ๆ

ดัชนีการมอดูเลต	พาหะ	ไซด์แบนด์คู่ที่																
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	
0.00	1.00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.25	0.98	0.12	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.5	0.94	0.24	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—
6.0	0.15	0.28	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—
7.0	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—	—
8.0	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	—	—	—	—	—	—
9.0	-0.09	-0.24	0.14	-0.18	-0.27	-0.06	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	—	—	—	—	—
10.0	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.23	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	—	—	—
12.0	-0.05	-0.22	-0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.24	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01	—
15.0	-0.01	0.21	0.04	0.19	-0.12	0.13	0.21	0.03	-0.17	-0.22	-0.09	0.10	0.24	0.28	0.25	0.18	0.12	—

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 คลื่น FM ในเชิงความถี่ ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0,0.5,1,1.5,2.0,3.0 ตามลำดับ

2.4 แบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM

ในระบบ FM จำนวนไซด์แบนด์และแอมพลิจูดของไซด์ขึ้นอยู่กับค่าดัชนีการมอดูเลต โดยความถี่ของไซด์แบนด์มีค่าสัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต กล่าวคือ ไซด์แบนด์คู่แรกมีความถี่เท่ากับ $f_c \pm f_m$ ไซด์แบนด์คู่ที่สองเท่ากับ $f_c \pm 2f_m$ ฯลฯ ฉะนั้นแบนด์วิดท์ของคลื่น FM ต้องครอบคลุมจำนวนไซด์แบนด์ที่สำคัญทุกตัว นั่นคือ แบนด์วิดท์ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลตและความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต แต่ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ m ดังนั้นถ้าเราทราบความถี่เบี่ยงเบนและความถี่ของสัญญาณมอดูเลตเราก็สามารถคำนวณหาแบนด์วิดท์ได้

ตัวอย่างเช่น ความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามอดูเลตเท่ากับ 3 กิโลเฮิรตซ์ ความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ 18 กิโลเฮิรตซ์ เราคำนวณ ค่าดัชนีการมอดูเลตได้ดังนี้

$$m = f_d / f_m$$

$$= 18 \text{ kHz} / 3 \text{ kHz} = 6$$

นำค่า $m = 6$ ไปหาไซด์แบนด์สำคัญที่พิจารณาได้จากตาราง จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 6 จำนวนไซด์แบนด์จะมีอยู่ 9 คู่ เราจึงคำนวณหาแบนด์วิดท์ได้ดังนี้

$$BW = f_m \times \text{จำนวนไซด์แบนด์} \times 2$$

$$= 3 \text{ kHz} \times 9 \times 2$$

$$= 54 \text{ kHz}$$

ความจริงแล้วในทางปฏิบัตินิยมใช้สูตรคำนวณแบนด์วิดท์แบบประมาณจากค่า f_{dmax} และ f_{mmax} เลย ไม่ต้องเสียเวลานับจำนวนไซด์แบนด์ ดังนี้

$$BW = 2 (m+1) \times f_{mmax}$$

หรือ

$$BW = 2 (f_{dmax} + f_{mmax}) \text{ เมื่อ } m = f_{dmax} / f_{mmax}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตัวอย่างดังกล่าวเราสามารถได้ว่า $BW = 2 \times (6+1) \times 3$
 $= 42 \text{ kHz}$

หรือ $BW = 2 \times (18+3)$
 $= 42 \text{ kHz}$

เสมือนกับที่เราพิจารณาใช้จำนวนไซด์แบนด์เพียง 7 คู่ เมื่อเทียบกับการคำนวณในตอนต้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 ดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์ที่ทำหน้าที่คูณสัญญาณ

วงจรคูณสัญญาณ จะมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

ถ้า X และ Y เป็นสัญญาณเข้าของวงจรคูณสัญญาณ สัญญาณออก Z จะเท่ากับ

$$Z = K_1 XY$$

เมื่อ K_1 คือ ค่าขยายสัญญาณของวงจร ซึ่งโดยทั่วไปจะมีค่าคงตัว ถ้าสัญญาณ X และ Y เขียนได้เป็น

$$X = A_1 e^{+i\omega_1 t}$$

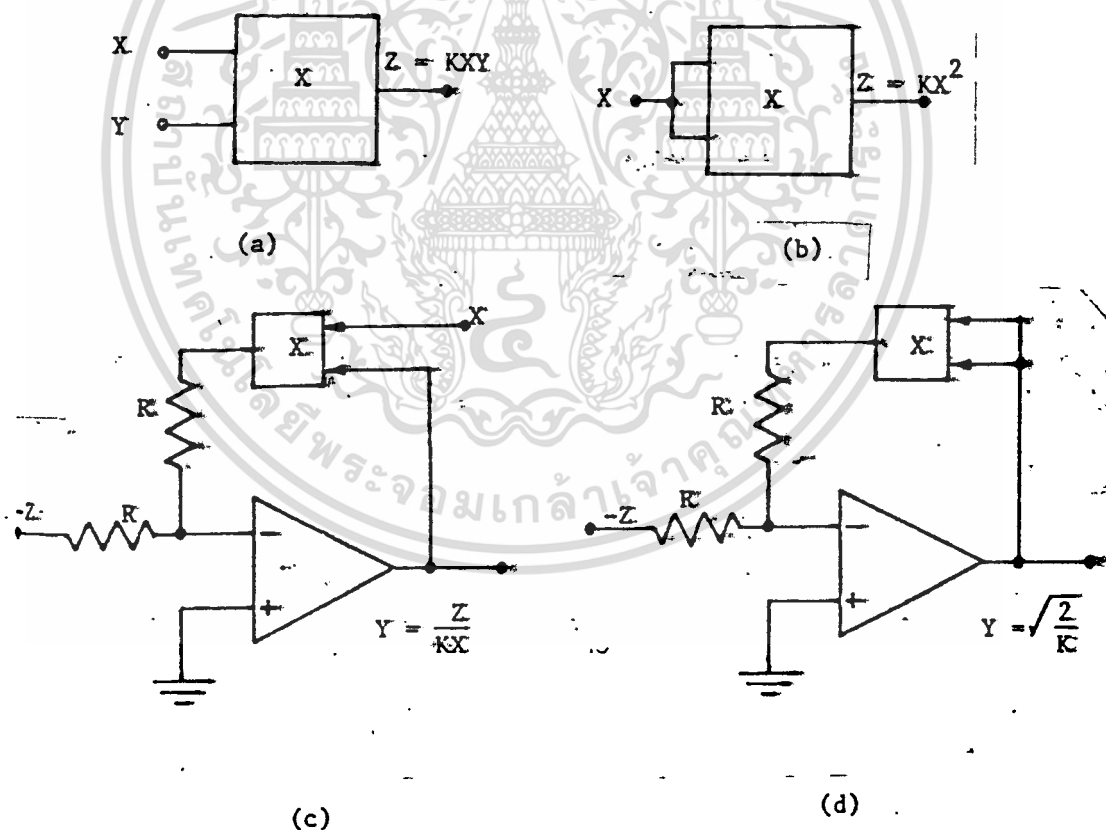
$$Y = A_2 e^{+i\omega_2 t}$$

เราจะได้

$$Z = K_1 A_1 A_2 e^{j(\omega_1 + \omega_2) + (\omega_1 - \omega_2) t}$$

ดังนั้น สัญญาณออกจากวงจรคูณสัญญาณ จะประกอบด้วยสัญญาณที่มีความถี่ $(\omega_1 + \omega_2)$ และ $(\omega_1 - \omega_2)$ ส่วนระดับของสัญญาณจะแปรผันโดยตรงกับ $A_1 A_2$

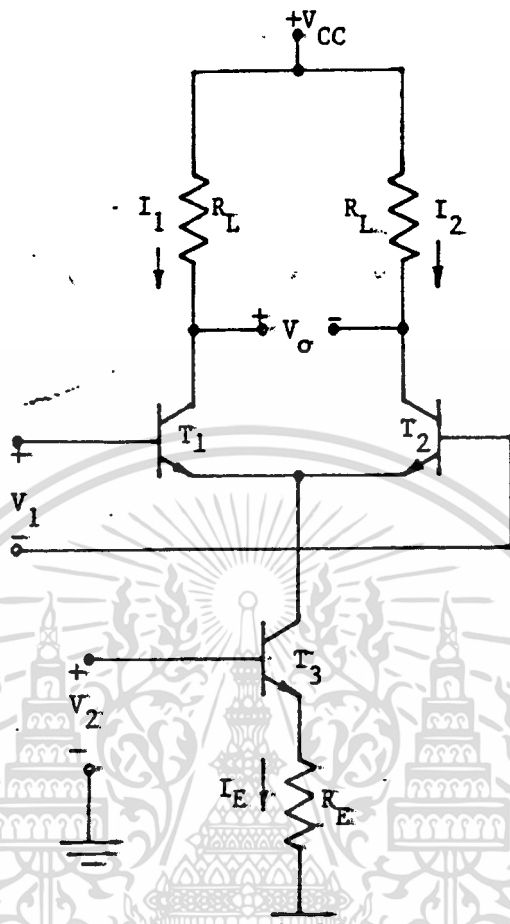
ประโยชน์บางประการของวงจรคูณสัญญาณ ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 ภาพแสดงประโยชน์บางประการของวงจรคูณสัญญาณ (a) เมื่อใช้เป็นวงจรคูณสัญญาณ, (b) เมื่อใช้เป็นวงจรเพิ่มกำลังสองเท่า, (c) แสดงวงจรหารสัญญาณ Z ด้วย X , (d) แสดงวงจรถอดรากที่สองของสัญญาณ Z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรคุณลักษณะที่ใช้ดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์แบบแรกที่จะกล่าวถึง ใช้หลักการเปลี่ยนความนำถ่ายทอด (Variable-transconductance) ของดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์ ดังเช่นที่แสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ภาพแสดงวงจรคุณลักษณะ โดยอาศัยหลักการเปลี่ยนความนำถ่ายทอด (Transconductance) ของดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์

หลักการทำงานของวงจรในรูปที่ 2.5 มีดังนี้คือ

ทรานซิสเตอร์ T_1 และ T_2 ทำหน้าที่เป็นดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์ธรรมดา โดยมี R_L เป็นคอเลคเตอร์โหลด ดังนั้นถ้า $V_1 \ll V_T (= KT/q)$ ศักดาสัญญาณออกจะเท่ากับ

$$V_0 = g_m R_L V_1 \tag{2.1}$$

โดยมีความนำถ่ายทอด (Transconductance) เป็น g_m ซึ่งจะเท่ากับ

$$g_m = I_E / V_T \tag{2.2}$$

ทรานซิสเตอร์ T_3 และความต้านทาน R_E ทำหน้าที่ บ่อนกระแสให้แก่ดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์ T_1, T_2 ถ้าศักดาที่ตกคร่อม R_E มีค่าสูง นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจะได้ว่า

$$I_E R_E \gg V_{BE3} \tag{2.3}$$

$$V_2 = I_E R_E \tag{2.4}$$

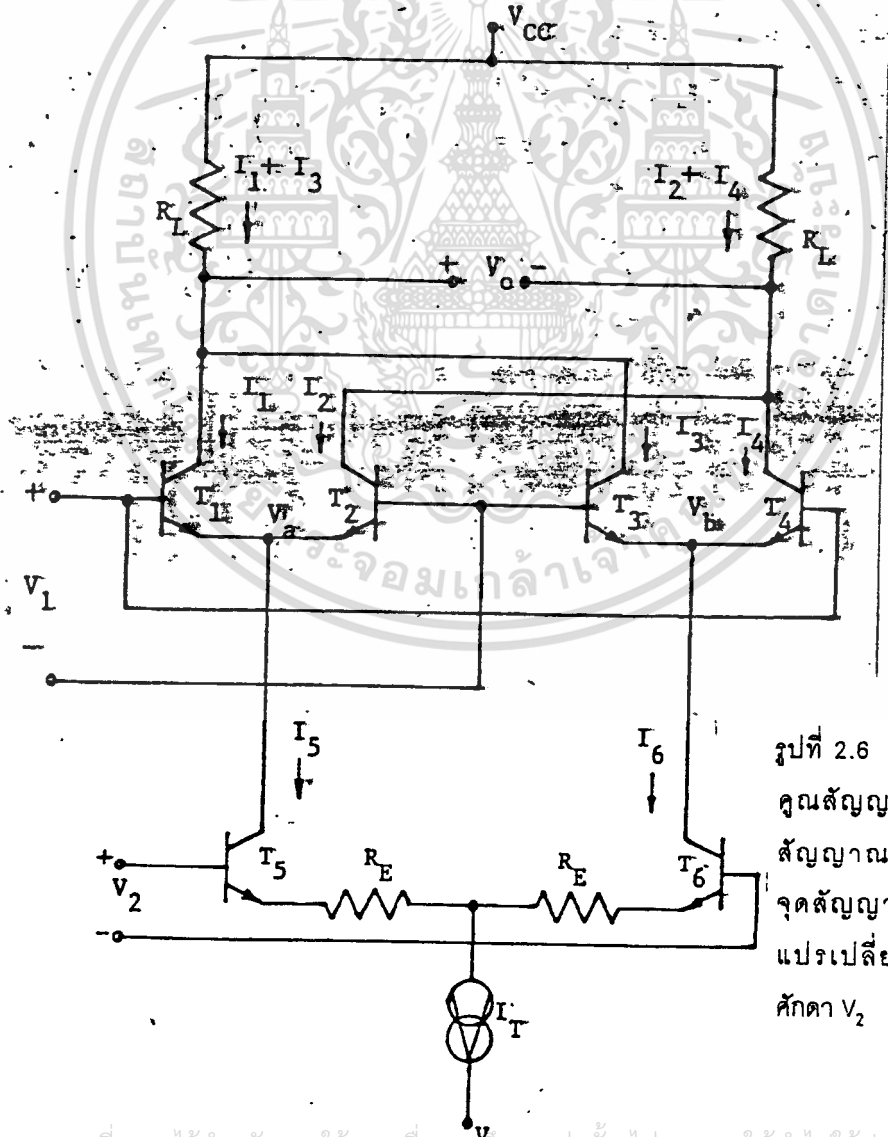
ดังนั้น เมื่อแทนค่า (2.2) และ (2.4) ลงใน (2.1) เราจะได้

$$V_0 = \frac{R_L (V_1 V_2)}{V_T R_E} \tag{2.5}$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่า สัญญาณออกเป็นผลคูณของสัญญาณเข้า V_1 และ V_2

เนื่องจากระดับของกระแส I_E แปรผันตรงกับระดับคิกคา V_2 ดังนั้นสัญญาณวัดภาครวมที่จุดสัญญาณออกจึงเปลี่ยนระดับไปได้มาก ซึ่งทำให้ไม่เหมาะสมที่จะนำมาใช้ในวงจร IC โดยตรงเพราะจะทำให้ระดับไบอัสของวงจรถูกกระทบเปลี่ยนแปลงไปอย่างมาก ทั้งนี้เพราะวงจรแต่ละภาคใน IC จะต่อยู่โดยตรงหมด

ดังนั้นจึงได้มีการดัดแปลงวงจรของรูปที่ 2.5 เพื่อกำจัดระดับสัญญาณวัดภาครวมดังเช่นที่แสดงในรูปที่ 2.6 ซึ่งประกอบด้วยดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์สองวงจร คือ T_1, T_2 และ T_3, T_4 ต่อขนานกัน โดยมีคอเลคเตอร์ของทั้งสองวงจรสลับกันอยู่ เนื่องจาก I_T มีค่าคงตัว และทั้งสองด้านของวงจร เป็นเอกลักษณ์กัน ดังนั้นระดับสัญญาณวัดภาครวมที่จุดสัญญาณออก จึงไม่แปรเปลี่ยนตามระดับของ V_1 หรือ V_2 ดังเช่นในกรณีก่อน



รูปที่ 2.6 ภาพแสดงวงจรคูณสัญญาณโดยที่ระดับสัญญาณวัดภาครวมที่จุดสัญญาณออก จะไม่แปรเปลี่ยนตามระดับคิกคา V_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทํางานของวงจรในรูปที่ 2.6 มีดังนี้

เราจะสมมติว่า ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ และ h_{FE} ของ npn ทรานซิสเตอร์มีค่าสูงมาก ดังนั้นเราจะสมมติได้ว่า กระแสเบสจะมีค่าเป็นศูนย์ จากรูปที่ 2.6 เราจะได้ว่า

$$I_1 + I_2 = I_5$$

$$I_3 + I_4 = I_6$$

$$I_5 + I_6 = I_7$$

พิจารณากรณีที่ V_1 เป็นศูนย์ คําค่าที่จุดเบสของทรานซิสเตอร์ T_1, T_2, T_3 และ T_4 จะเท่ากัน ดังนั้น

$$V_{BE1} = V_{BE2}$$

$$V_{BE3} = V_{BE4}$$

ซึ่งจะทำให้ $I_1 = I_2, I_3 = I_4$ และ

$$I_1 + I_3 = I_2 + I_4$$

ดังนั้น

$$V_0 = R_L ((I_1 + I_3) - (I_2 + I_4)) = 0$$

กรณีต่อไป เราจะพิจารณา เมื่อ V_2 เป็นศูนย์ เราจะได้

$$I_5 = I_6$$

ซึ่งหมายความว่า

$$I_1 + I_2 = I_3 + I_4 \quad (2.6)$$

นอกจากนี้ เรายังทราบอีกว่า

$$V_a = V_b$$

ดังนั้น

$$I_1 = I_4 \text{ และ } I_2 = I_3 \quad (2.7)$$

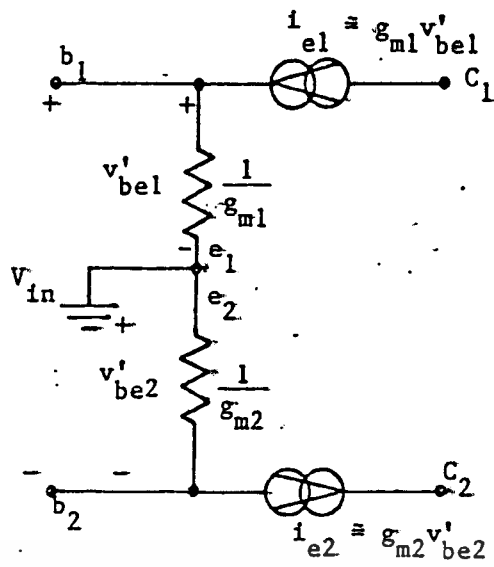
จาก (2.6) และ (2.7) เราจะได้ชื่อว่า

$$V_0 = R_L ((I_1 + I_3) - (I_2 + I_4)) = 0 \quad (2.8)$$

ดังนั้น เมื่อสัญญาณเข้า ค่าใดค่าหนึ่งมีค่าเป็นศูนย์ สัญญาณออกจะเท่ากับศูนย์เสมอ ซึ่งเป็นคุณสมบัติข้อสำคัญของวงจรคูณสัญญาณที่แท้จริง

ต่อไป เราจะพิจารณากรณีที่ V_1 ไม่เท่ากับศูนย์ แต่มีระดับต่ำมาก ดังนั้นวงจรที่เตรียมสำหรับทรานซิสเตอร์ T_1 และ T_2 จะเขียนได้ดังแสดงในรูปที่ 2.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 วงจรที่ดัดแปลงสำหรับสัญญาณระดับต่ำของทรานซิสเตอร์คู่ T_1 และ T_2 และเราจะเขียนได้ว่า

และ

$$\Delta I_1 = g_{m1} v'_{be1}$$

$$\Delta I_2 = g_{m2} v'_{be2}$$

ดังนั้น

$$\Delta I_1 - \Delta I_2 = g_{m12}(v'_{be1} - v'_{be2}) = g_{m12} V_{in} \tag{2.9}$$

ซึ่งเราได้สมมติว่า

และในการทำงานเดียวกัน เราจะได้ว่า

$$g_{m1} = g_{m2} = g_{m12}$$

$$\Delta I_3 - \Delta I_4 = -g_{m34} V_1 \tag{2.10}$$

$$g_{m34} = g_{m3} = g_{m4}$$

$$g_{m12} = \frac{I_5}{2V_T} \text{ และ } g_{m34} = \frac{I_6}{2V_T}$$

ส่วนที่เป็นสัญญาณออก จะเขียนได้เท่ากับ

$$V_0 = R_L \{ (I_1 - I_2) + (I_3 - I_4) \} \tag{2.11}$$

เมื่อแทนค่า (2.9) และ (2.10) ลงใน (2.11) เราจะได้

$$V_0 = V_1 R_L (g_{m12} - g_{m34}) = \frac{V_1 R_L (I_5 - I_6)}{2V_T} \tag{2.12}$$

แต่

$$I_5 - I_6 = V_2 / R_E \tag{2.13}$$

ดังนั้น แทนค่า (2.13) ลงใน (2.12) เราจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_0 = \frac{(R_L)}{2 R_E V_T} V_1 V_2 \tag{2.14}$$

เท่าที่กล่าวมาแล้วนี้ สมการ (2.9) และ (2.10) จะเป็นจริงก็ต่อเมื่อ $V_1 \ll V_T (= 26 \text{ mV})$ ดังนั้นช่วงระดับสัญญาณที่วงจรดังกล่าวจะปฏิบัติงานได้จึงจำกัดอยู่มากและเมื่อระดับสัญญาณ V_1 มีค่าสูงขึ้น การคูณก็จะผิดพลาดไป โดยทั่วไป V_1 จะต้องมีความน้อยกว่า 10 mV ถ้า V_1 มีค่าประมาณเท่ากับ V_T หรือมากกว่า (T_1, T_3) และ (T_2, T_4) เป็น Synchronous switch นั่นคือ จะปิดและเปิดวงจรสลับกันไป และวงจรทำหน้าที่เป็นวงจรแปรสัญญาณสมดุลย์ (Balanced modulator) ซึ่งจะได้กล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

เราจะกลับไปพิจารณารูปที่ 2.7 อีกครั้ง เราจะเขียนสมการต่อไปนี้ได้

$$\begin{aligned}
 I_1 &= I_s \exp(V_{BE1}/V_T) \\
 I_2 &= I_s \exp(V_{BE2}/V_T) \\
 \text{ดังนั้น} \quad \frac{I_1}{I_2} &= \exp((V_{BE1} - V_{BE2})/V_T) \\
 \text{และ} \quad V_1 &= V_{BE1} - V_{BE2} \\
 \text{ดังนั้น} \quad \frac{I_1}{I_2} &= \exp(V_1/V_T) = 1 + \frac{V_1}{V_T} \tag{2.15}
 \end{aligned}$$

ซึ่งสมการ (2.15) แสดงไว้ว่า I_1/I_2 จะแปรผันตรงกับ V_1 แต่จะเป็นจริงก็ต่อเมื่อ $V_1/V_T \ll 1$ เท่านั้น

2.6 ควอดร่าเจอร์ดีเทคเตอร์ (Quadrature Detector)

ควอดร่าเจอร์ดีเทคเตอร์เป็นเอฟเอ็มดีเทคเตอร์แบบหนึ่งซึ่งมักจะถูกใช้ในเครื่องรับโทรทัศน์ ในการดีมอดูเลตสัญญาณเสียงที่เป็นเอฟเอ็มจากรายการโทรทัศน์ การดีเทคเอฟเอ็มแบบนี้ขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับมุมเฟสของวงจรรزون (tuned circuit) และมีข้อดีคือใช้วงจรรزونเพียงชุดเดียว จึงทำให้เป็นที่นิยมในวงจรรวมในทางเอฟเอ็ม

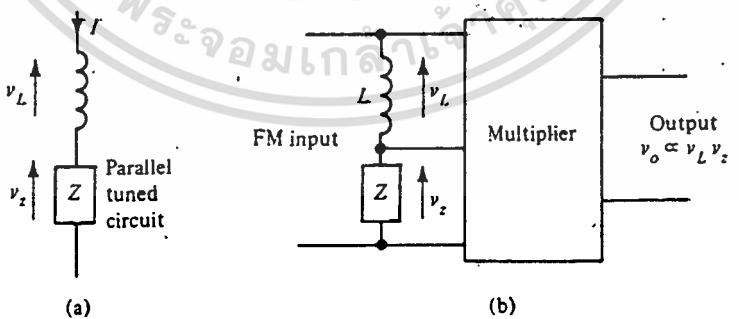
พิจารณาลักษณะทั่วไปประการแรก ถ้าสัญญาณที่ทำการมอดูเลตทางเฟส (Phase-modulated signal) ถูกคูณเข้ากับสัญญาณเอฟเอ็มเดียวกันแต่ถูกเลื่อนไป 90° องค์ประกอบหนึ่งที่สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรزونจะเป็นสัญญาณที่เข้ามอดูเลตเอง เมื่อกระแสพาหะ (carrier) ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในรูปที่ 2.8(a) ศักดา V_L จะเป็นพาหะที่ถูกมอดูเลตที่เลื่อนไป 90° กระแสเดียวกันไหลผ่าน Z ซึ่งเป็นวงจรรزونแบบขนานที่ถูกจูนไว้ที่ความถี่พาหะกลาง ความต่างศักย์ที่คร่อมวงจรรزونนี้จะทำให้เกิดการเลื่อนเฟสซึ่งมีความสัมพันธ์โดยตรงกับการเบี่ยงเบนความถี่ (frequency deviation) ของพาหะดังที่ได้แสดงไว้ ทำให้เกิดการเปลี่ยนจากการมอดูเลตทางความถี่มาเป็นการมอดูเลตทางเฟส ในตอนนี้ เมื่อความต่างศักย์ที่คร่อมตัวเหนี่ยวนำถูกคูณเข้ากับ ความต่างศักย์ที่คร่อมวงจรรزون สัญญาณที่เข้ามอดูเลตก็จะเกิดขึ้นที่เอาต์พุตของวงจรรزون

ในตอนนี้สมมุติว่าความถี่พาหะเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ ความต่างศักย์ (หรือกระแส) จะถูกสมมุติให้เป็นสัญญาณ sinusoidal แล้ว กระแส

$$i = I_m \sin \omega t \tag{2.16}$$

จะไหลในวงจรรزونรูปที่ 2.8(a) ความต่างศักย์ที่คร่อมตัวเหนี่ยวนำจะตามกระแสอยู่ 90°

$$V_L = V_{Lmax} \cos \omega t \tag{2.17}$$



รูปที่ 2.8 (a) วงจรรزونที่ใช้ในการทำการเลื่อนเฟสในควอดร่าเจอร์ดีเทคเตอร์

(b) บล็อกของควอดร่าเจอร์พื้นฐาน

ความต่างศักย์ที่คร่อมวงจรรزونแบบขนานจะมีเฟสตรงกันกับกระแสที่ความถี่เรโซแนนซ์ สมมุติให้ $\omega_0 / \omega \cong 1$ ที่ความถี่ประมาณ $\pm 1\%$ ของความถี่เรโซแนนซ์ มุมเฟสแอดมิตแตนซ์ของวงจรรزونจะได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Phi \cong \tan^{-1} yQ \tag{2.18}$$

มุมเฟสในรูปของอิมพีแดนซ์จะเป็น $-\Phi$ และความต่างศักย์ที่คร่อมระหว่างวงจรมีคือ

$$v_z = V_{z \max} \sin(\omega t - \Phi) \tag{2.19}$$

วงจรมีจะแดมป์ (damped) ภายนอก ดังนั้นแล้วค่า Q จะมีค่าประมาณ 15 - 20 และตัวแปร y จะประมาณได้จากสมการ

$$y = \frac{f/f_0 - f_0/f}{2\delta f/f_0} \tag{2.20}$$

เมื่อ $\delta f = f - f_0$, f_0 คือความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร และ $\delta f \leq f_0$ พิจารณาความต่างศักย์สองค่าคือ v_L และ v_z ซึ่งเป็นอินพุตของวงจรมี (ในรูป 2.8(b)) ความต่างศักย์เอาท์พุตแสดงในลักษณะของความสัมพันธ์คือ

$$v_o \propto \begin{matrix} \propto \\ \propto \end{matrix} \begin{matrix} v_L, v_z \\ \cos\omega t \sin(\omega t - \Phi) \end{matrix} \tag{2.21}$$

ตามตรีโกณมิติ จะสามารถเขียนได้ว่า

$$v_o \propto \sin(2\omega t + \Phi) + \sin\Phi \tag{2.22}$$

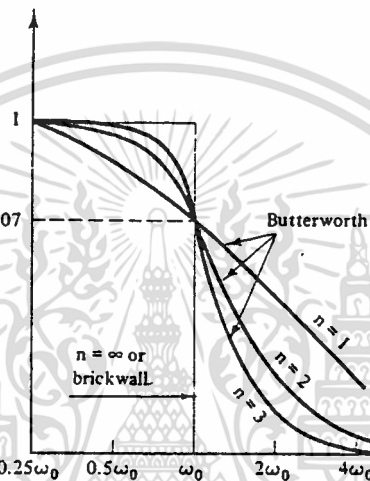
วงจรมีของความถี่ต่ำผ่านถูกใช้ในการเลือกเอาองค์ประกอบ $\sin\Phi$ ไว้และกรององค์ประกอบ $\sin(2\omega t + \Phi)$ ทิ้งไป สำหรับมุมเล็กๆ $\sin\Phi \approx \tan\Phi$ และ $\tan\Phi \cong yQ$ ดังนั้นเอาท์พุตจะเป็นสัดส่วนกับ y

$$v_o \propto \begin{matrix} y \\ \delta f/f_0 \end{matrix} \tag{2.23}$$

จาก $\delta f = f_i - f_c = k e_m$ เมื่อ e_m คือสัญญาณที่นำมามอดูเลต ดังนั้น $v_o \propto e_m$ นั้นหมายถึงความต่างศักย์เอาท์พุตเป็นสัดส่วนกับสัญญาณเดิมที่นำมามอดูเลต

2.7 วงจรกรองแบบบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth filter)

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในอุดมคติคือวงจรหนึ่งที่ยอมให้ความถี่ต่ำทั้งหมดผ่านไป และไม่นยอมให้ความถี่ที่สูงขึ้นไปผ่าน วงจรกรองแบบนี้มีชื่อซึ่งเรียกว่า brick-wall ฟิเตอร์ ที่ได้ชื่อเช่นนี้เพราะรูปร่างเส้นโค้งของผลตอบสนองทางความถี่ของมัน (ดังรูป 2.9) นี่คือรูปร่างของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในอุดมคติซึ่งไม่สามารถทำได้จริงในทางปฏิบัติ อย่างไรก็ตาม ยังมีวงจรกรองจริงๆ บางอย่างที่เราใกล้เคียงอุดมคตินี้ ในความเป็นจริง ถ้าเราเพิ่มจำนวนองค์ประกอบของค่าที่เหมาะสมให้มากขึ้น การประมาณก็จะดีขึ้นเรื่อยๆ ในส่วนนี้เราจะพิจารณาการประมาณของบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth approximation)



รูปที่ 2.9

วงจรกรองแบบบัตเตอร์เวิร์ทซึ่งมีลำดับ(order) ต่างๆ ได้ถูกเขียนเป็นกราฟแสดงอยู่ในรูปที่ 2.9 เปรียบเทียบกับฟิเตอร์แบบ brick-wall วงจรและสมการเกณฑ์แสดงไว้ในรูปที่ 2.10 สมการทั่วไปของฟิเตอร์ชนิดนี้คือ

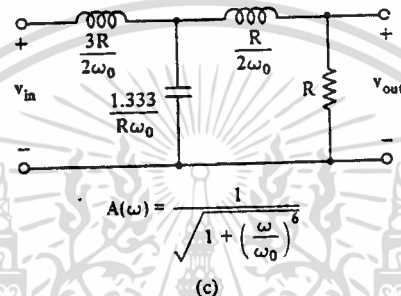
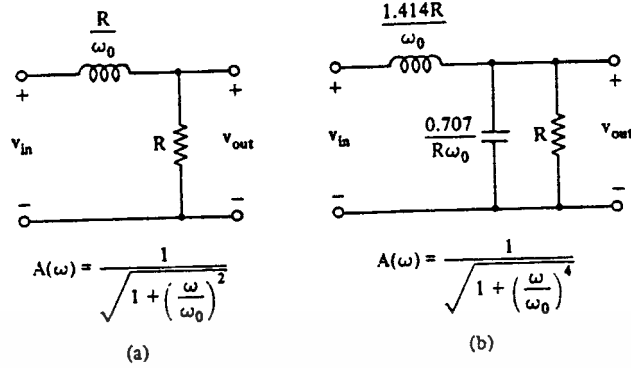
$$A(\omega) = \frac{k}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_0)^{2n}}} \quad (2.24)$$

เมื่อ k เป็นค่าคงที่ใดๆ และ ω_0 คือความถี่คัตออฟที่ 3 dB ในหน่วย rad/s

ลำดับ n สำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านคือจำนวนองค์ประกอบรีเอกทีฟ (ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ) ด้วย จากรูป 2.9 แสดงให้เห็นว่าขณะที่ n เพิ่มขึ้นรูปทรงจะเข้าใกล้รูปทรง brick-wall อย่างไรก็ตาม มันต้องใช้จำนวนของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำเป็นจำนวนอนันต์เพื่อให้ได้รูปทรงของวงจรกรอง brick-wall ที่สมบูรณ์

ถ้าเรามีวงจร ก็สามารถที่จะหาสมการเกณฑ์ ดังนั้นแล้ว ถ้าสมการนี้เหมือนกับสมการที่ 2.24 แล้ว มันก็คือบัตเตอร์เวิร์ทและเมื่อพล็อตออกมาแล้วจะมีรูปทรงเช่นเดียวกับบัตเตอร์เวิร์ททั่วไป มาตรฐานของคัตออฟสามารถเลือกได้ตามใจ แต่มักจะเจาะจงไว้ว่าเป็นความถี่ซึ่งฟังก์ชันของเกณฑ์เป็น 70.7% (หรือ 3 dB down) ของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าสูงสุด แบนด์วิดท์คือความกว้างของบริเวณของส่วนโค้ง (ในหน่วย rad/sec หรือ เฮิรตซ์) ที่ฟังก์ชันของ เกนอยู่เหนือ คัดลอกฟ ในรูป 2.9 ก็คือ $\omega_0 - 0 = \omega_0$ rad/s



รูปที่ 2.10

บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง

3.1 การออกแบบ Limiting Amplifier

ในกระบวนการดีมอดูเลต FM แอมพลิฟายเออร์ของสัญญาณอินพุตไม่มีความเกี่ยวข้องกับข้อมูลที่ส่งมา จะมีเพียงความถี่เท่านั้นที่เราพิจารณา ดังนั้นเราจึงต้องการให้แอมพลิฟายเออร์ของสัญญาณอินพุตคงที่ นอกจากนี้สัญญาณอินพุตที่มาจากภาคของวงจรแปลงความถี่ขั้นที่สอง จะมีระดับสัญญาณที่ต่ำจึงต้องการการขยายขนาดเพื่อใช้ในการดีมอดูเลตต่อไป แต่ถ้าสัญญาณอินพุตเกิดมีขนาดใหญ่ ก็จะทำให้การจำกัดขนาด วงจร limiting amp ที่ออกแบบไว้อยู่ในรูปที่ 3.1

จากรูปวงจร จะเห็นว่าเป็นการใช้วงจรขยายความแตกต่าง (Differential Amplifier) ที่ภาคต่อкасาดเหมือนกัน โดยทั้งสองภาคมีส่วนประกอบที่เหมือนกัน โดยไบอัสกระแสเสทเทิล (tail current) ของคู่อุปกรณ์เฟอเรนเซียลประมาณ 2 mA ดังนั้นจะหาค่าของตัวต้านทานที่ต้องใช้ที่เทเลได้จาก

$$V_{EE} = I_B R_{12} + V_{BE} + I_T R_{11}$$

เนื่องจาก I_B มีค่าน้อยกว่า I_T มาก เทอม $I_B R_{12}$ จึงตัดทิ้งได้ ดังนั้น

$$R_{11} = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{I_T}$$

โดยที่ $V_{EE} = 10 \text{ V}$, $V_{BE} = 0.6 \text{ V}$, $I_T = 2 \text{ mA}$ ดังนั้น

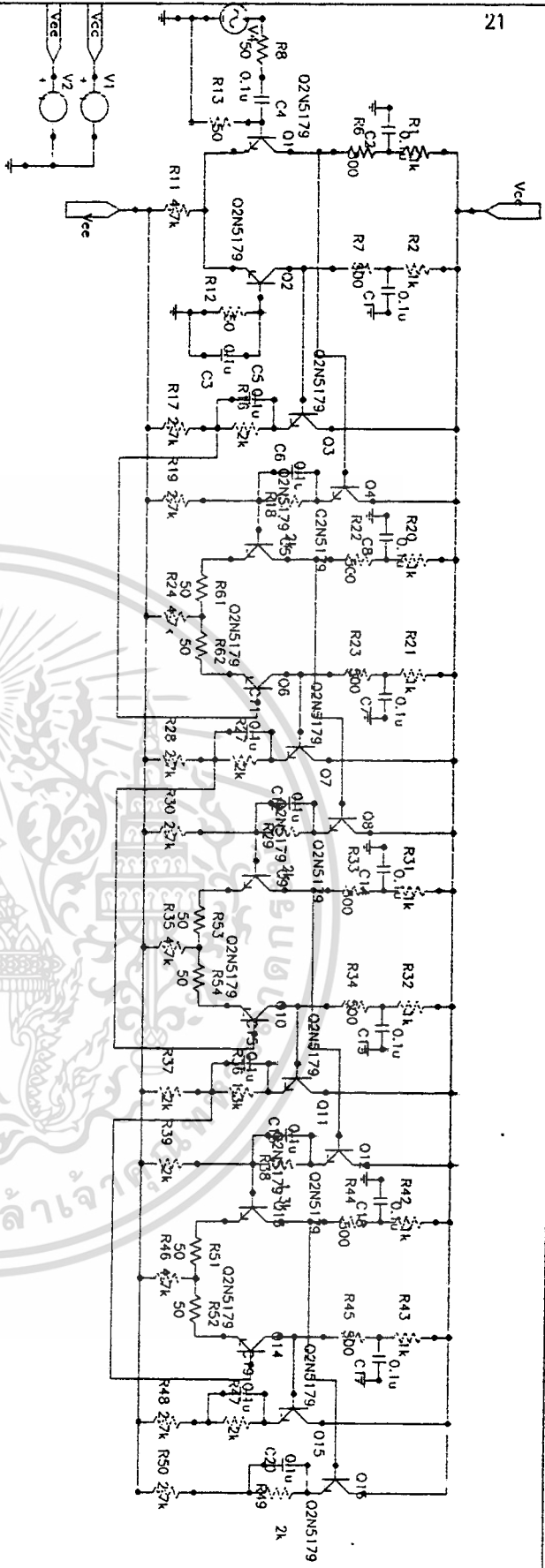
$$R_{11} = 4.7 \text{ k}\Omega$$

การจำกัดขนาดของสัญญาณสามารถกำหนดได้จากกระแสเสทเทิล และตัวต้านทานที่ขาคอลเลคเตอร์ของคู่อุปกรณ์เฟอเรนเซียล โดยในที่นี้คือ 2 mA และ 500 Ω ตามลำดับ นั่นก็คือกระแสที่จะไหลได้สูงสุดที่ขาคอลเลคเตอร์แต่ละข้างจะเป็น 2 mA ดังนั้นแล้วสัญญาณที่จุดนี้ก็จะไม่สามารถสวิงได้เกิน 1 V_{pp}

สำหรับทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 ทำหน้าที่ในการเลื่อนระดับไฟตรงของสัญญาณ ให้กลับมาสวิตช์อยู่ที่ประมาณ 0 V เพราะเนื่องจากระดับไฟตรงที่ขาคอลเลคเตอร์จะลอยอยู่ที่ระดับหนึ่ง ถ้าหากเรานำสัญญาณนี้ป้อนเข้าไปยังสเตทถัดไปโดยไม่มีการจัดการกับระดับไฟตรงก่อน จะทำให้ภาคถัดไปไม่สามารถทำงานได้ โดยระดับไฟตรงที่ขาคอลเลคเตอร์ของ Q_3 และ Q_4 อยู่ที่ประมาณ 8.5 V เราไบอัสกระแสที่ขาอีมิเตอร์ของ Q_3 และ Q_4 ประมาณ 4 mA ดังนั้นเราต้องใช้ความต้านทานในการเลื่อนระดับเป็น

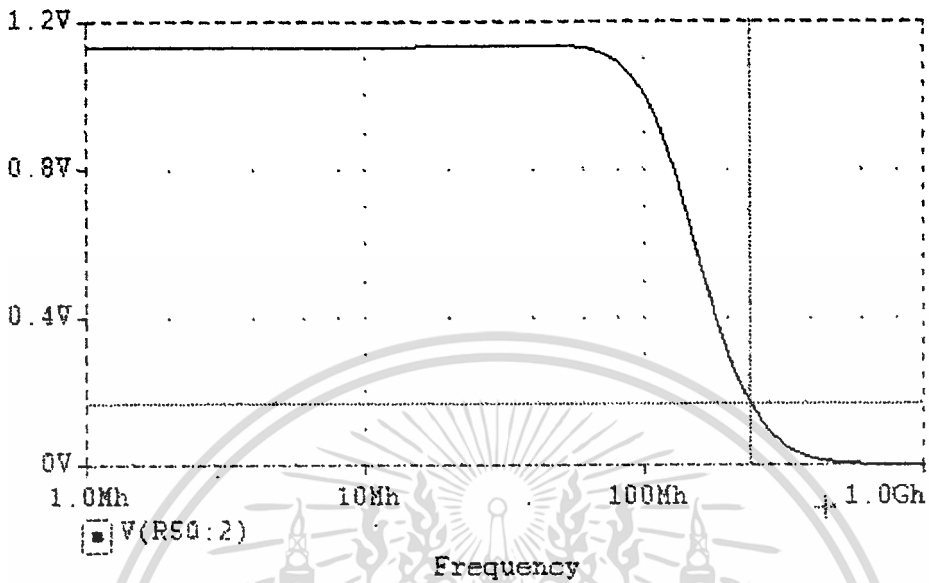
$$R = \frac{8.5 - 0.6}{4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

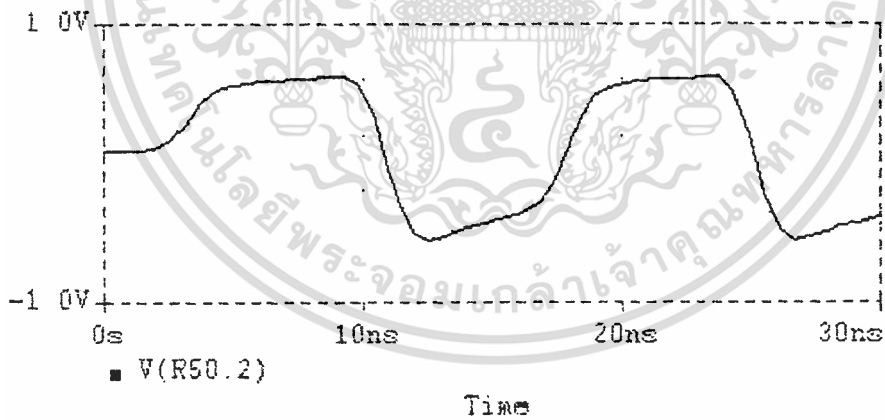


ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงรูปที่ 3.1 วงจร limiting amp. ที่ได้ออกแบบไว้ ออกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ limiting amp ที่ออกแบบมาจะมีเกนประมาณ 1000 เท่า (60 dB) มีแบนวิดธ์ประมาณ 120 MHz ซึ่งเพียงพอกับการใช้งาน



รูปที่ 3.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร limiting amp.



รูปที่ 3.3 รูปสัญญาณที่ถูกจำกัดขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การออกแบบวงจรตีมอดูเลตสัญญาณภาพ

ในการตีมอดูเลตสัญญาณภาพ เราจะใช้หลักการของควอดราเจอร์ ดีเทคเตอร์ ซึ่งได้กล่าวถึงในทฤษฎีไปแล้ว โดยมีส่วนประกอบต่างๆดังรูปที่ 3.4

จากรูป เราสามารถแบ่งส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรถอดได้เป็น 3 ส่วนใหญ่ๆ คือ วงจรเลื่อนเฟส (Phase shift network) วงจรคูณ (multiplier) และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter)

สำหรับวงจรเลื่อนเฟสจะประกอบด้วย C_1 และ วงจรเทงค์ หรือวงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน คือ C_2, L_1 และ R_{10} หน้าที่ของวงจรมีคือทำหน้าที่เลื่อนเฟสของสัญญาณอินพุตที่มีการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ไปรอบๆความถี่ IF โดยอาศัยคุณสมบัติในการเลื่อนเฟสของวงจรเทงค์ซึ่งถูกกำหนดให้รีโซแนนซ์ที่ความถี่ IF ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุตมีค่าตรงกับความถี่ IF ก็จะไม่มีการเลื่อนเฟสเกิดขึ้น ในขณะที่ ถ้าสัญญาณอินพุตมีความถี่ที่สูงกว่าหรือต่ำกว่าความถี่ IF ก็จะทำให้เกิดการเลื่อนเฟสไป นั่นก็คือเป็นการเปลี่ยนการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ให้เป็นการเปลี่ยนแปลงทางเฟสก่อนจะนำไปเข้าวงจรคูณ

สำหรับการเลื่อนเฟสของวงจรดีเทคเตอร์นั้น ไม่จำเป็นต้องเป็น 90° แต่อาจเป็น 45° หรือ 135° ก็ได้ และจะได้ผลลัพธ์ที่คล้ายกันเช่น ถ้าที่ความถี่กลาง $\omega_0, R = 1/\omega_0 C_2$ ที่ความถี่ใดๆ ω การเลื่อนเฟส Φ ของสมการที่ (2.18) จะเป็น

$$\Phi = \tan^{-1} \left[\frac{\omega_0 / \omega}{1 + Q (\omega_0 / \omega) |(\omega / \omega_0) - (\omega_0 / \omega)|} \right]$$

สำหรับการดีเทคเตอร์ที่ Φ จะต้องอยู่ในควอดแดรนต์แรก ซึ่งจะเป็นไปได้เมื่อ

$$\omega \geq \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + 1/Q}}$$

และทำให้เกิดการสมมาตรของการเปลี่ยนแปลงความถี่ ที่มีการมอดูเลชัน

$$\omega \leq \omega_0 + \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + 1/Q}}$$

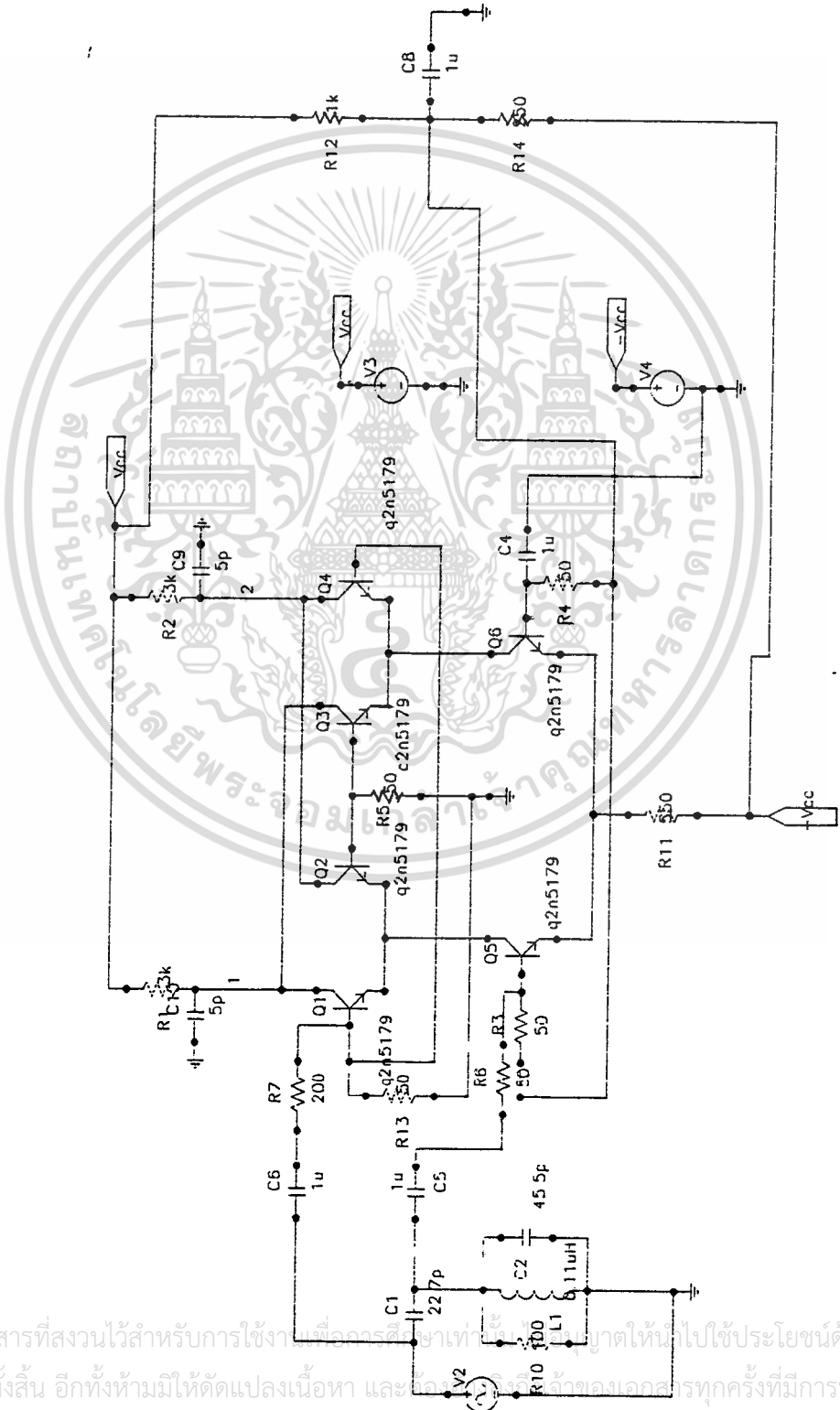
สำหรับวงจรดีเทคเตอร์สัญญาณภาพซึ่งมีความถี่กลาง 70 MHz และมีแบนด์วิดธ์ 24 MHz สามารถคำนวณค่าอุปกรณ์ของวงจรเลื่อนเฟสได้ดังนี้

$$\Delta f = \pm 12 \text{ MHz}$$

ดังนั้น

$$12 \leq 70 - \frac{70}{\sqrt{1 + 1/Q}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 วงจรขยายแรงดัน 3 ขั้นตอนแบบคอมมอนเอมิเตอร์ที่แตกสัญญาณภาพที่ได้ออกแบบได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และสงวนลิขสิทธิ์ในเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้	Q	\leq	2.19		
เลือก	Q	$=$	2		
กำหนด	R	$=$	100 Ω	$=$	$1 / \omega_0 C_2$
	C_1	$=$	22.7	\cong	22 pF
สำหรับวงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน	Q	$=$	$R\omega_0 C_1$		
	C_2	$=$	45.5 pF		
ดังนั้น	L	$=$	0.11 μH		

สำหรับในส่วนของวงจรถูกนั้นเราใช้วงจรถูกแบบของกิลเบิร์ต (Gilbert Multiplier) ดังในรูปซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_6 และ R_1, R_2 และ R_{11} โดยอาศัยระดับไฟตรงที่ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_4 ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงตามความแตกต่างของเฟสของอินพุตทั้งสอง โดยเราไบอัสให้กระแสที่ไหลผ่าน R_{11} มีค่าประมาณ 8 mA ดังนั้นจะมีกระแสไหลผ่าน R_1 และ R_2 ประมาณ 2 mA ซึ่งจะได้ค่าศักดาที่คร่อมตัวต้านทานนี้ประมาณ 6 V เมื่อเฟสของสัญญาณอินพุตทั้งสองแตกต่างกันก็จะทำให้ระดับของศักดานี้เปลี่ยนแปลงไป เนื่องจากสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เกิดจากผลคูณของสัญญาณอินพุตทั้งสอง ซึ่งจะมอดูเลตความถี่สูงอื่นออกมาด้วย จึงต้องทำการกรองสัญญาณเอาต์พุตที่ได้โดยอาศัยวงจรกรองความถี่ต่ำที่มีความถี่คัตออฟประมาณ 10 MHz คำนวณค่าของ C ได้จาก

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

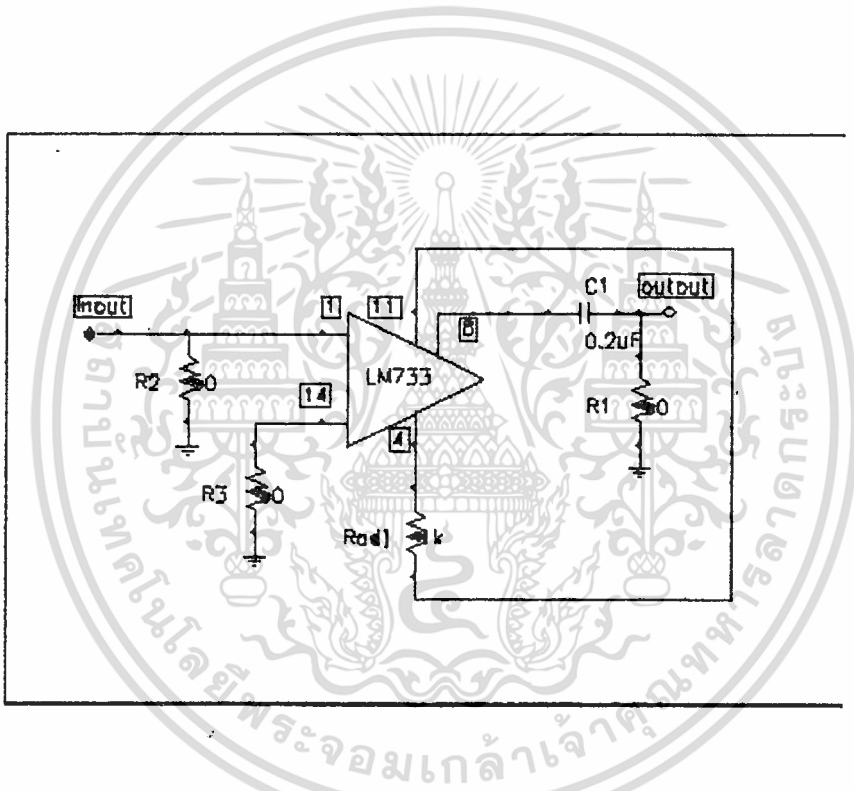
โดยอาศัยค่าความต้านทาน R_1 และ R_2 จะได้ค่า C ประมาณ 5 pF

สำหรับเอาต์พุตที่ได้จะนำไปแยกออกเป็นสัญญาณภาพ และสัญญาณเสียงโดยอาศัยวงจรกรองต่อไป โดยเอาต์พุตที่ได้จะจับออกจากขาคอลเลคเตอร์ของ Q_1 แล้วนำไปผ่านวงจรมัฟเฟอร์เพื่อให้สามารถที่จะขับโหลด ซึ่งก็คือวงจรกรองนั่นเอง

3.3 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณภาพ

เมื่อสัญญาณภาพได้ผ่านการตีมอดูเลตมาแล้ว สัญญาณจะถูกแยกออกเป็นสองส่วนโดยอาศัยวงจรกรองความถี่แบนด์พาสแยกเอาสัญญาณเสียงที่อยู่กับซิมแคเรียซึ่งยังไม่ได้ถูกดีเทคออกไปเข้าวงจรดีเทคสัญญาณเสียง ส่วนสัญญาณภาพที่ถูกตีมอดูเลตแล้วก็จะถูกแยกและกรองเอาองค์ประกอบความถี่สูงออกอีกชั้นหนึ่งโดยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านทำให้ได้สัญญาณภาพที่ดีขึ้น และนำไปผ่านวงจรขยายเพื่อให้สัญญาณที่ได้แรงขึ้นเพื่อสามารถนำไปใช้ต่อไป

สำหรับวงจรขยายสัญญาณภาพ เราอาศัยวงจรสำเร็จรูปเบอร์ 733 ซึ่งมีลักษณะเป็นดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์สองสเตจ โดยสามารถเลือกค่าเกนได้จากขา 1, 4 และ 3, 12 ซึ่งมีเกนสูงสุดถึง 400 เท่า มีแบนวิดธ์ 120 MHz โดยเราจะประกอบวงจรดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรที่ใช้ในการขยายสัญญาณภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

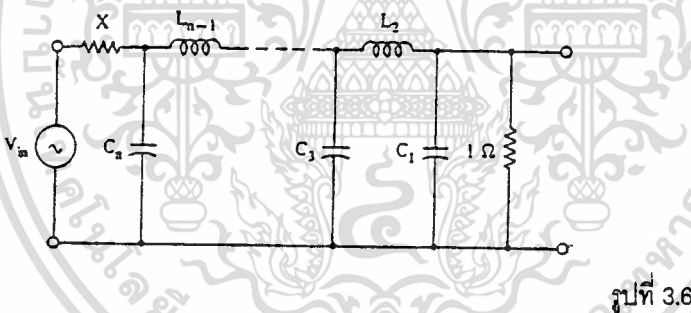
3.4 การออกแบบวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่ที่มีอยู่สองวงจรมักจะด้วยกันคือ

1. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter) ซึ่งมีความถี่คัตออฟที่ประมาณ 5 MHz ใช้ในการกรองสัญญาณภาพหลังจากผ่านการดีมอดูเลตมาแล้ว
 2. วงจรกรองความถี่แบนด์พาส (Band-pass filter) มีความถี่ศูนย์กลางที่ประมาณ 6.8 MHz และมีแบนด์วิดท์ประมาณ 120 kHz ใช้ในการกรองสัญญาณเสียงที่อยู่บนซับแคเรีย (sub-carrier) ก่อนที่จะเข้าสู่วงจรมอดูเลตเสียง
- ทั้งสองวงจรจะใช้วงจรกรองพาสซีฟ (passive filter) แบบขั้นบันได (ladder) โดยมีคุณลักษณะในการตอบสนองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth)

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

วงจรกรองความถี่ที่เราต้องการนี้ต้องการความชันประมาณ 100 dB/decade จึงใช้วงจรกรองอันดับที่ 5 (5th order) ในตอนแรกเราจะทำการเลือกค่าของอุปกรณ์ต่างๆ โดยที่วงจรกรองที่ได้จะมีความถี่คัตออฟที่ 1 rad/s และถูกเทอร์มินेटด้วยความต้านทาน 1 Ω ทั้งสองข้างของวงจรดังรูปที่ 3.6 และเลือกค่าของ L และ C จากตารางที่ 3.1 โดยเป็นวงจรกรองแบบบัตเตอร์เวิร์ท ที่มี $n = 5$



จากตารางเราจะได้อ่านค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้คือ

$$C_1 = 0.6180 \quad L_2 = 1.6180 \quad C_3 = 2.0000 \quad L_4 = 1.6180 \quad C_5 = 0.6180$$

นำค่าของอุปกรณ์เหล่านี้แทนลงในรูปที่ 3.6 ก็จะได้วงจรกรองความถี่ต่ำต้นแบบ (prototype)

แต่ในวงจรจริงเราต้องการความถี่คัตออฟที่ 5 MHz และ ความต้านทานที่นำมาเทอร์มินेटเป็น 50 Ω ดังนั้นเราจึงต้องทำการสเกลความถี่ (Frequency scaling) และสเกลอิมพีแดนซ์ (Impedance scaling) สำหรับการสเกลความถี่นั้นสามารถทำได้โดยหารค่าของ L และ C ที่ได้ข้างต้นด้วยแฟกเตอร์ของการสเกลความถี่ (Frequency scaling factor) k_f ซึ่งเท่ากับ

$$k_f = 2\pi f_c$$

โดยที่ f_c คือความถี่คัตออฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

n	C ₁	L ₂	C ₃	L ₄	C ₅	L ₆	C ₇	L ₈	C ₉	L ₁₀
2	1.4142	1.4142								
3	1.0000	2.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180					
6	0.5176	1.4142	1.9319	1.9319	1.4142	0.5176				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9616	1.9616	1.6629	1.1111	0.3902		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.2296	1.7058					
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058					
7	1.7373	1.2582	2.6383	1.3443	2.6383	1.2582	1.7373			
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	
3	2.0236	0.9941	2.0236							
5	2.1349	1.0911	3.0009	1.0911	2.1349					
7	2.1666	1.1115	3.0936	1.1735	3.0936	1.1115	2.1666			
9	2.1797	1.1192	3.1214	1.1897	3.1746	1.1897	3.1214	1.1192	2.1797	
n	L ₁	C ₂	L ₃	C ₄	L ₅	C ₆	L ₇	C ₈	L ₉	C ₁₀

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ตารางที่ 3.1 วงจรรองความถี่ผ่านแบบขั้นบันได เทอร์มินเนตด้วยความต้านทาน 1 Ω ที่แต่ละปลาย
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการสเกลอิมพีแดนซ์นั้นทำได้โดยการคูณค่าของ L และหารค่าของ C ที่ได้ข้างต้นด้วยแฟกเตอร์ของการสเกลอิมพีแดนซ์ (Impedance scaling factor) k_m โดยที่ค่าของ k_m ก็คือค่าของความต้านทานที่นำมาเทอร์มินเนต นั่นก็คือ

$$L_{new} = \frac{k_m L_{old}}{k_f}$$

และ

$$C_{new} = \frac{C_{old}}{k_m k_f}$$

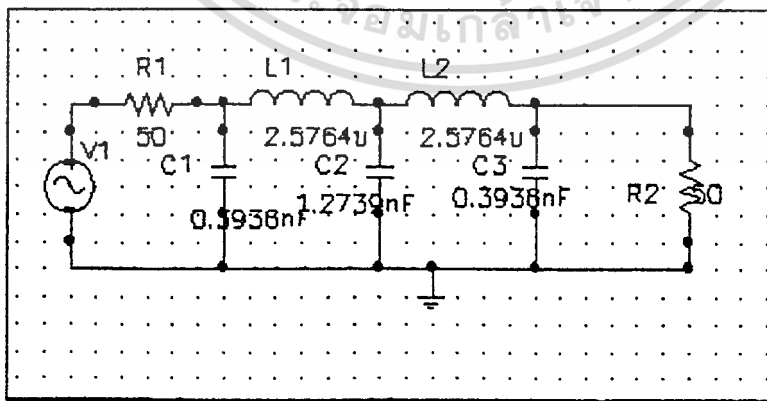
จากเงื่อนไขของเราทำให้ได้ $k_m = 50$ และ $k_f = 2\pi(5 \times 10^6) = 31.4 \times 10^6$
 แทนค่าที่ได้ลงในสมการก็จะสามารถหาค่าของ L และ C ได้ดังนี้คือ

$$C_1 = C_5 = \frac{0.6180}{(50)(31.4 \times 10^6)} = 0.3936 \text{ nF}$$

$$L_2 = L_4 = \frac{(50) \cdot 1.618}{(31.4 \times 10^6)} = 2.5764 \text{ } \mu\text{H}$$

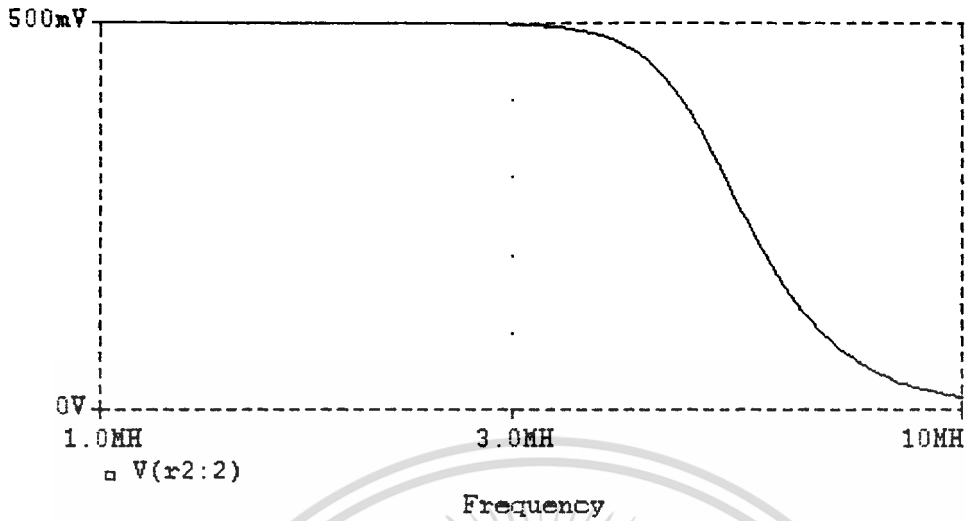
$$C_3 = \frac{2.0000}{(50)(31.4 \times 10^6)} = 1.2739 \text{ nF}$$

ซึ่งจะมีวงจรเป็นดังรูปที่ 3.7 และมีผลตอบสนองทางความถี่เป็นดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.7 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่สมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำ

วงจรรองความถี่แบนด์พาส

โดยอาศัยวงจรรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบซึ่งได้ออกแบบไว้ในตอนต้นแล้ว มาเปลี่ยนให้เป็นวงจรรองความถี่แบนด์พาส ซึ่งอุปกรณ์ต่างๆ (L และ C) และค่าของอุปกรณ์เหล่านี้จะถูกเปลี่ยนไปตามตารางที่ 3.2

Given LP prototype elements	Replacement high-pass elements	Replacement bandpass elements	Replacement band-stop elements

Note: To use this table, BW and ω_0 must be in rad/s.

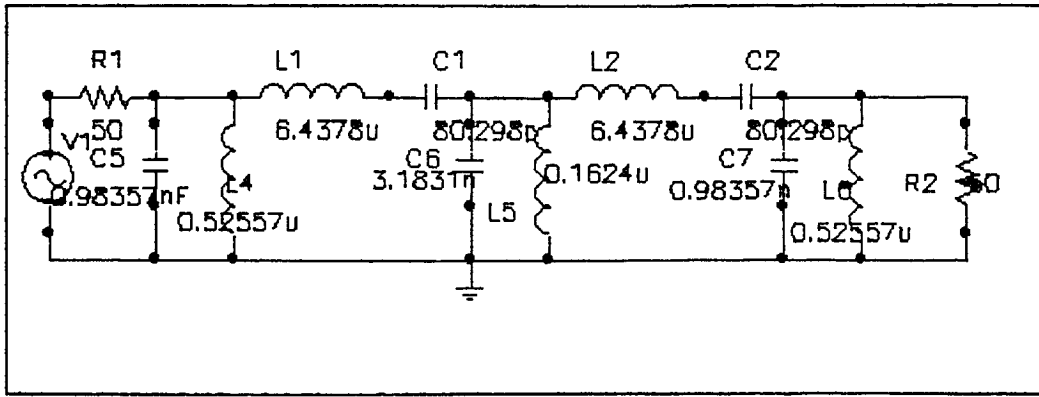
ตารางที่ 3.2 อุปกรณ์แทนที่สำหรับการเปลี่ยนเป็นวงจรรองความถี่สูงผ่าน, แบนด์พาส หรือ แบนด์

สตอป

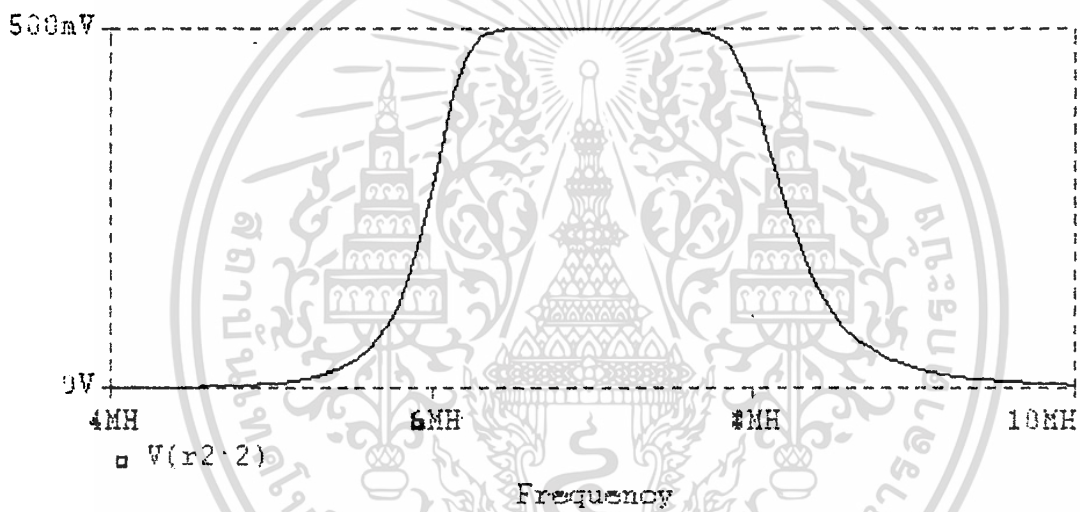
เมื่อแทนค่าต่างๆ ที่กำหนดไว้ในตารางและทำการสเกลอิมพีแดนซ์แล้ว จะได้ค่าของอุปกรณ์ต่างดังรูปที่

3.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 วงจรกรองความถี่แบนด์พาสที่สมมาตร



รูปที่ 3.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่แบนด์พาส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 การออกแบบวงจรดีมอดูเลตสัญญาณเสียง

ความถี่พาหะของสัญญาณเสียงจะมีค่า 6.8 MHz และมีแบนด์วิดธ์ประมาณ 150 kHz เราสามารถใช้หลักการในการดีมอดูเลตสัญญาณเสียงเช่นเดียวกับการดีมอดูเลตสัญญาณภาพ คือ อาศัยหลักการของควอดราเจอร์ทีเทคเตอร์ แต่เนื่องจากความถี่พาหะมีค่าไม่สูง จึงสามารถใช้วงจรสำเร็จรูป คือ IC เบอร์ 3089 ซึ่งมีภาคขยายความถี่กลาง วงจรจำกัดขนาดของสัญญาณ และ วงจรควอดราเจอร์ทีเทคเตอร์รวมกัน

เนื่องจาก IC เบอร์ 3089 นี้ออกแบบมาสำหรับความถี่ IF 10.7 MHz ดังนั้นเราต้องทำการเลื่อนความถี่ IF ช่วง 6 - 8 MHz มาที่ 10.7 MHz และทำการดีเทคสัญญาณเสียงที่ 10.7 MHz แทน

สำหรับวงจรเลื่อนเฟสซึ่งต้องประกอบขึ้นเองภายนอก เราสามารถคำนวณค่าของ L ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของวงจรจูนที่ จะต้องรีโซแนนซ์ที่ความถี่ 10.7 MHz โดยอาศัยค่าของอุปกรณ์อื่นๆ ซึ่งได้กำหนดไว้ในดาตาชีทแล้วจาก

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

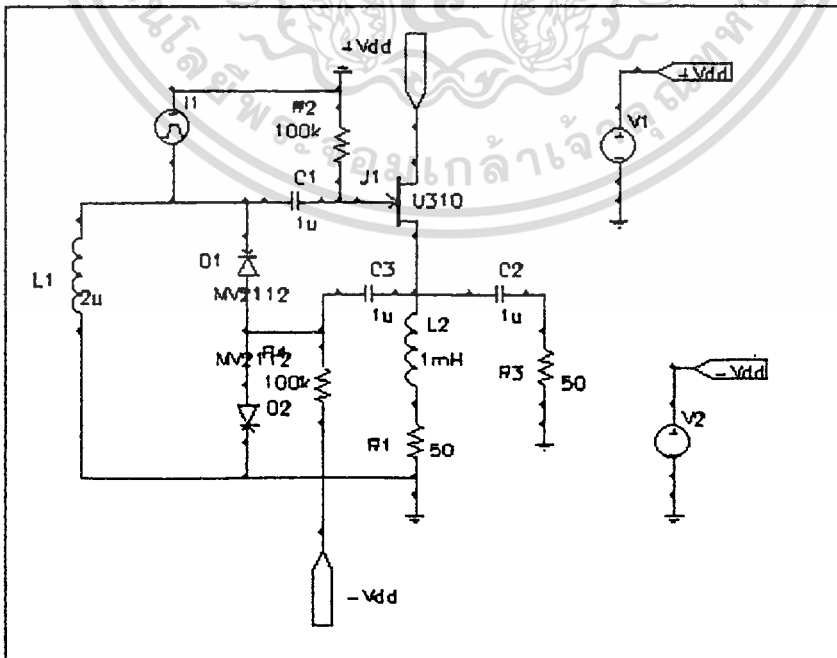
โดยที่ $f = 10.7 \text{ MHz}$ และ $C = 100 \text{ pF}$

จะได้ $L = 2.2 \text{ } \mu\text{H}$

สำหรับรูปวงจรและรายละเอียดของ IC 3089 สามารถดูได้จากภาคผนวก

ในการเลื่อนความถี่ให้มาอยู่ที่ 10.7 MHz นั้นต้องอาศัยวงจรออสซิลเลเตอร์กำเนิดความถี่ช่วงประมาณ 16.7 - 18.7 MHz แล้วนำมา믹ซ์กับสัญญาณอินพุต FM ซึ่งจะมีช่วงความถี่อยู่ระหว่าง 6 - 8 MHz ซึ่งส่งมาจากดาวเทียมโดยที่แต่ละช่องจะมีความถี่ IF ในช่วงนี้ ซึ่งผลจากการ믹ซ์และนำไปผ่านวงจรกรองเซรามิกฟิลเตอร์จะได้ส่วนประกอบที่มีความถี่ 10.7 MHz เพื่อนำไปผ่านการดีมอดูเลตต่อไป

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ต้องสามารถปรับความถี่ในช่วงดังกล่าวให้ตรงกับช่องสัญญาณที่ต้องการรับ เราจะอาศัย วงจร VCO (Voltage control oscillator) ซึ่งเปลี่ยนแปลงความถี่ตามไฟตรงที่ป้อนให้กับมันดังรูปที่ 3.11



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในวงจำกัดเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปมีส่วนประกอบที่สำคัญอยู่สองส่วนคือส่วนที่เป็นวงจรรขยายและส่วนที่เป็นวงจรเทงค์ ในส่วนที่เป็นวงจรรขยายจะประกอบด้วยเจฟท์ J_1 และวงจรมอนโอสคือ R_1, R_2 และ L_2 ซึ่งเป็นวงจรรขยายแบบคอมมอนซอร์ส ส่วนที่เป็นวงจรถงค์ประกอบด้วย วาแรกเตอร์ไดโอด D_1, D_2 และ L_1

วงจรรออสซิลเลเตอร์อาศัยการป้อนกลับแบบบวก โดยจากวงจรรข้างต้นอาศัยการป้อนกลับจากเอาต์พุต กลับไปยังอินพุตโดยผ่านวงจรถงค์ซึ่งมีการเทปตัวเก็บประจุ (วาแรกเตอร์ไดโอด) ซึ่งเราเรียกววงจรรออสซิลเลเตอร์แบบนี้ว่า โคลพิตออสซิลเลเตอร์ (Colpitts Oscillator)

ในส่วนของวงจรถงค์สามารถคำนวณค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ได้จาก

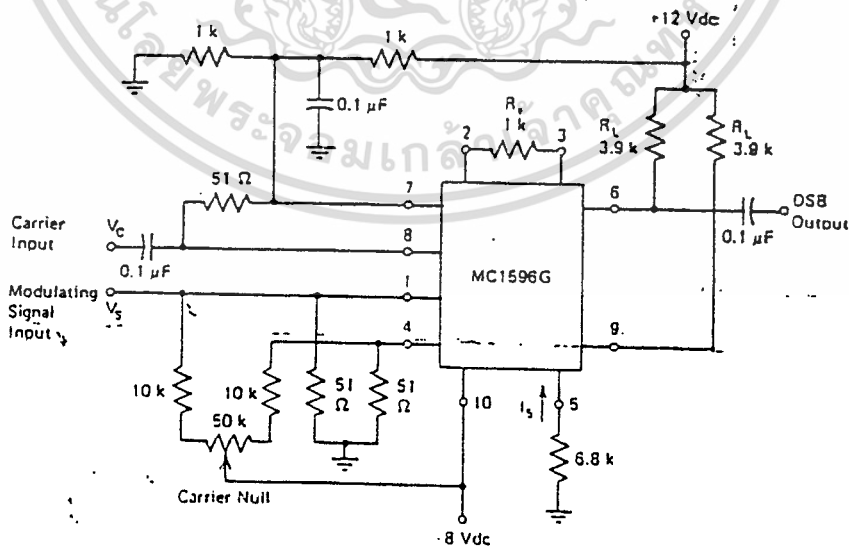
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}}$$

$$\text{โดยที่ } C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

ซึ่งค่า C_1, C_2 ก็คือค่าคาปาซิแตนซ์ของ D_1, D_2 ตามลำดับ

เนื่องจากความถี่ของ VCO ที่ต้องการอยู่ในช่วง 16.7 - 18.7 MHz ซึ่งจากสมการจะได้ค่า C_{eq} เท่ากับ 45.45 - 36.25 pF โดยที่เราเลือกค่า L เท่ากับ 2 μ H กำหนดให้ C_1 และ C_2 เท่ากัน ดังนั้นเราจะได้ค่า C แต่ละตัวเท่ากับ 90.9 - 72.5 pF

เราจึงเลือกวาแรกเตอร์ไดโอดเบอร์ MV2112 เนื่องจากมีค่าคาปาซิแตนซ์ในช่วงที่เราต้องการ
หรับวงจรมิกเซอร์เนื่องจากมีความถี่ไม่สูงจึงสามารถใช้ IC สำเร็จรูปเบอร์ 1496 ซึ่งเป็นวงจรรคูณโดยประกอบวงจรรดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 วงจรมิกเซอร์

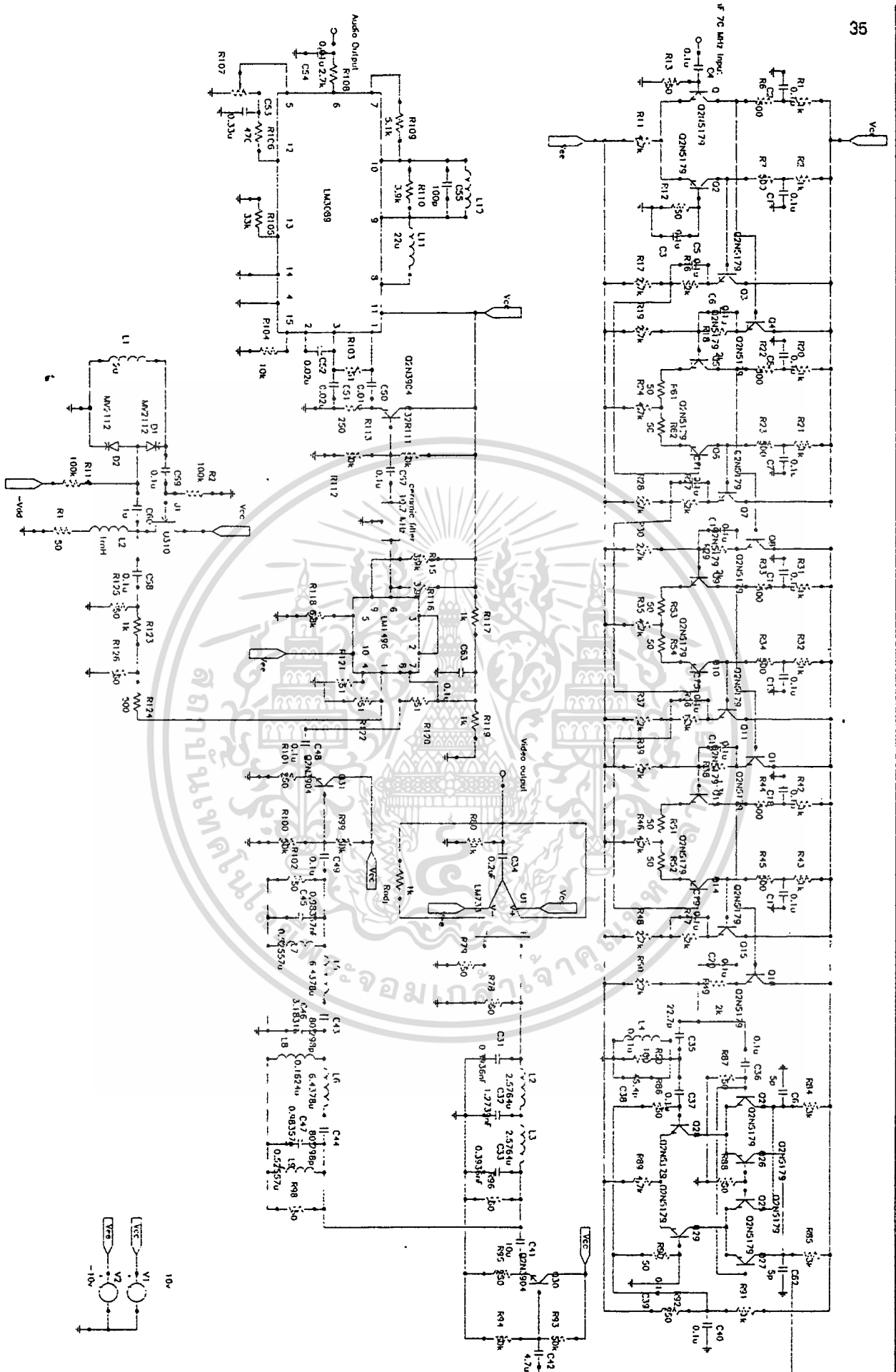
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ IC 1496 นี้สามารถรับอินพุตที่มีขนาดไม่ควรมากเกินไปกว่า 400 mVpp เพราะถ้าสัญญาณอินพุตมีค่ามากกว่านี้ การคูณของสัญญาณอินพุตจะผิดเพี้ยนและทำให้เกิดความผิดพลาดในการมิกซ์ได้ ดังนั้นขนาดของสัญญาณอินพุตที่มาจาก VCO ซึ่งมีค่ามาก จะต้องถูกลดขนาดของสัญญาณลงให้เหมาะสม

เอาท์พุทของวงจรมิกเซอร์ที่ได้จะมีความถี่ทั้งผลบวกและผลต่างของสัญญาณอินพุตทั้งสอง โดยอาศัยเซรามิกฟิลเตอร์ 10.7 MHz กรองเอาเฉพาะความถี่ผลต่างซึ่งจะได้เป็นความถี่รอบๆ ความถี่ IF นี้เพื่อนำไปตีเทคโดยวงจรีตีเทคสัญญาณเสียงซึ่งได้กล่าวไว้แล้วในตอนต้นต่อไป สำหรับวงจรรขยายสัญญาณเสียงนั้นมีอยู่ภายในตัว IC เบอร์ 3089 แล้วจึงไม่ต้องเพิ่มวงจรรขยายภายนอกขึ้นอีก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



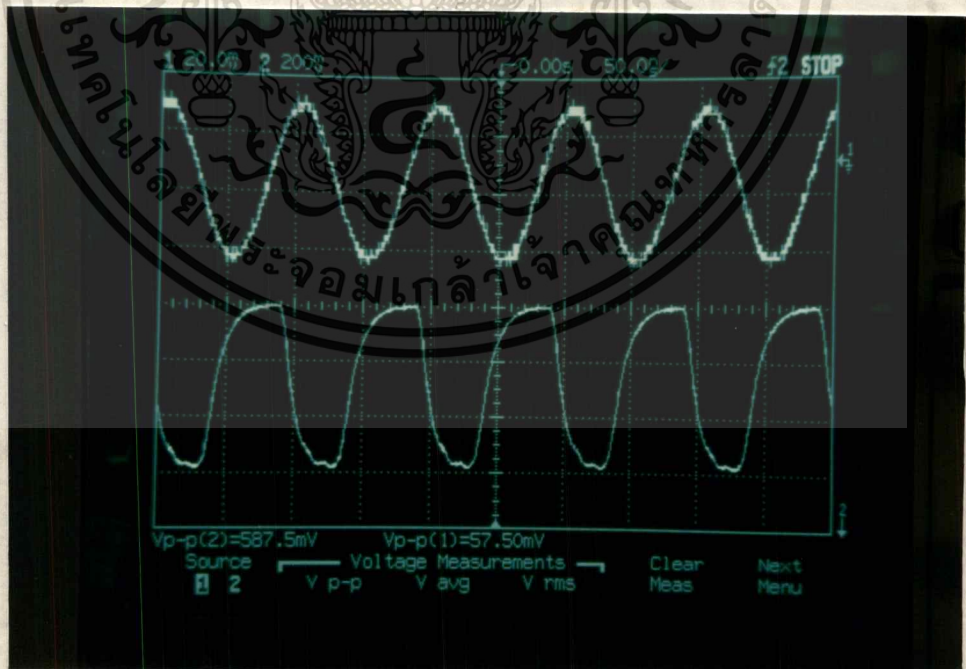
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้คัด **รูปที่ 3.13 ปรากฏรวมทั้งหมด** ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

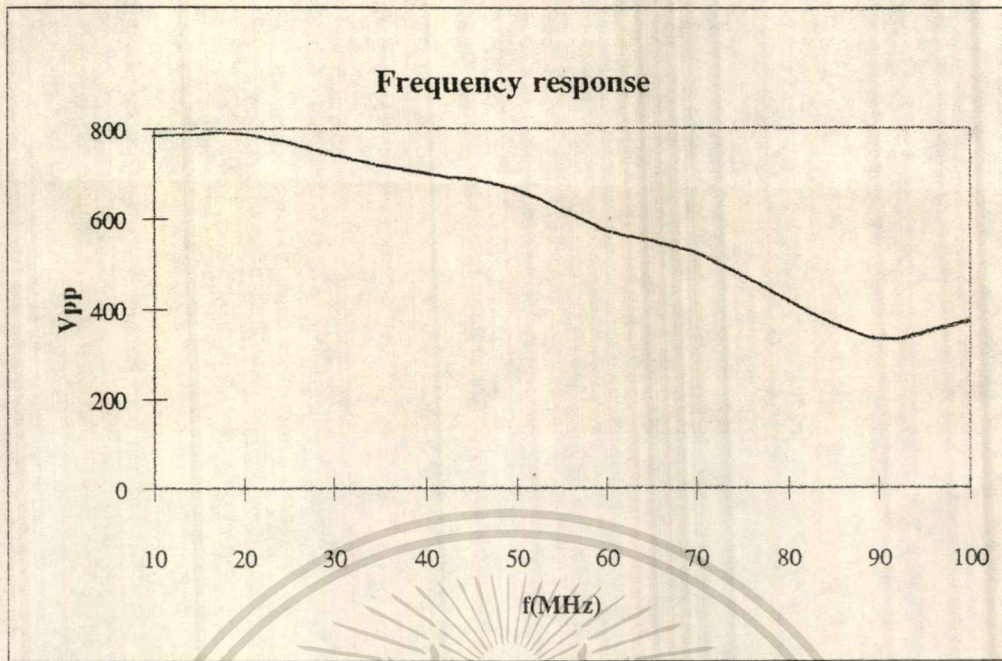
4.1 Limiting amplifier

หน้าที่ของ limiting amp. มีอยู่สองประการคือ จำกัดขนาดของสัญญาณอินพุตให้คงที่ และขยายขนาดให้เพียงพอ เพื่อนำไปทำการดีเทคต่อไป โดยจากรูปที่ 4.1 เราป้อนสัญญาณอินพุตที่มีขนาดประมาณ 50 mV_{pp} จะได้เอาต์พุตที่ประมาณ 600 mV_{pp} เมื่อเราเพิ่มขนาดสัญญาณอินพุตขึ้นเรื่อยๆ สัญญาณเอาต์พุตไม่เพิ่มตามอินพุตแต่จะถูกจำกัดขนาดอยู่ที่ประมาณ 600 mV_{pp} ซึ่งได้ผลไม่ตรงกับที่ออกแบบไว้ เนื่องจากผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรซึ่งเมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้น ทำให้ขนาดของเอาต์พุตที่ลดลง ดังแสดงในรูปที่ 4.1 โดยที่สัญญาณที่ช่องที่ 1 คือสัญญาณอินพุตความถี่ประมาณ 70 MHz และ ช่องที่ 2 คือสัญญาณจากเอาต์พุตของวงจร limiting amp. ที่ถูกจำกัดขนาดสำหรับผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแสดงดังรูปที่ 4.2 โดยจากรูปพล็อตเมื่อขนาดสัญญาณอินพุตคงที่และเปลี่ยนแปลงความถี่ไป ซึ่งจะได้แบนด์วิดธ์ประมาณ 75 MHz



รูปที่ 4.1 รูปคลื่นของสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตที่ถูกจำกัดขนาด

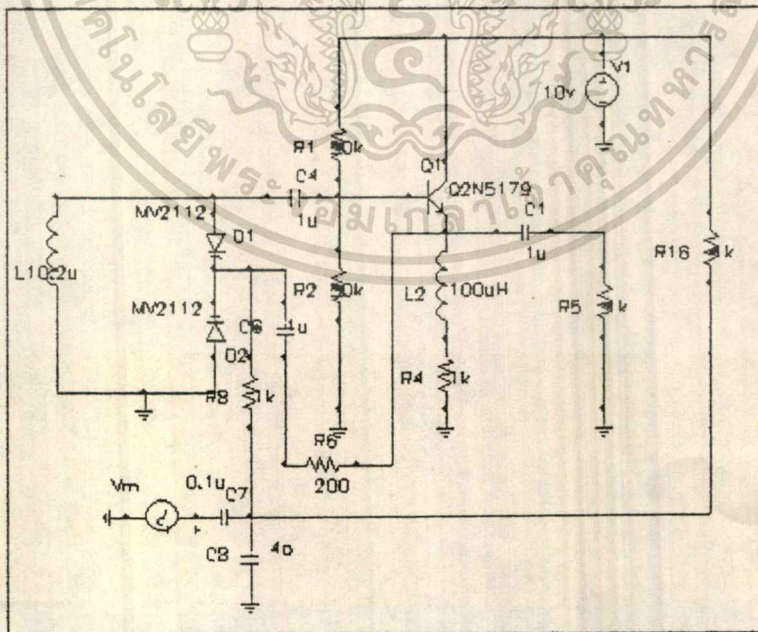
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร limiting amp.

4.2 ระบบตีเทคสัญญาณภาพ

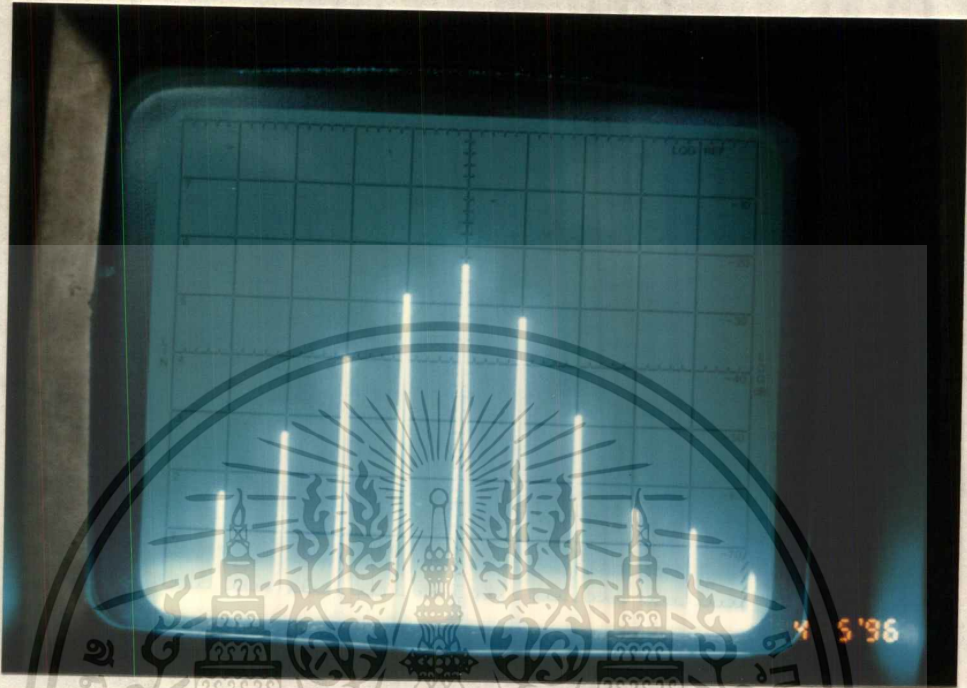
ในการทดสอบวงจรตีเทคสัญญาณภาพนั้นเราต้องการสัญญาณอินพุตซึ่งเป็นสัญญาณ FM ซึ่งมีความถี่ IF อยู่ที่ 70 MHz ทำการมอดูเลตกับสัญญาณความถี่ 10 MHz โดยเราต้องทำการสร้างวงจรมอดูเลเตอร์จากวงจร VCO ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่จาก 60 - 80 MHz มีวงจรดังรูปที่ 4.3



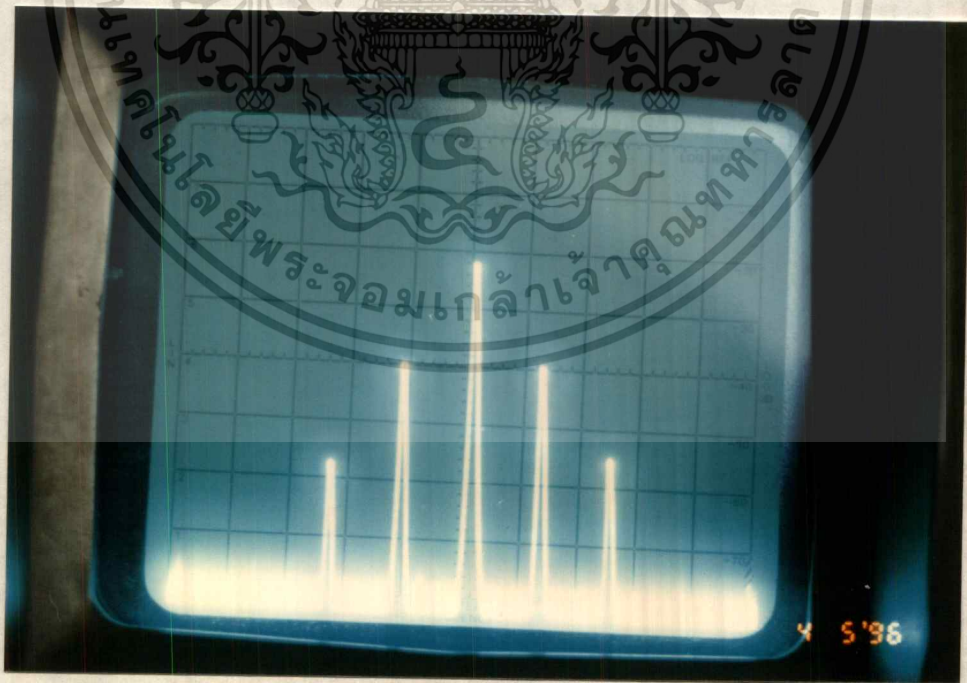
รูปที่ 4.3 วงจรมอดูเลเตอร์ซึ่งสร้างจาก VCO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปเราจะนำสัญญาณที่ต้องการมอดูเลตป้อนเข้าไปที่อินพุต V_m ซึ่งเราทำการทดลองที่ความถี่ต่างๆ กัน โดยขนาดสัญญาณอินพุตเป็น 5 V คงที่ จะได้เอาท์พุตที่เป็นสัญญาณ FM มี IF 70 MHz ดังรูปที่ 4.4 (a) และ (b)



(a)

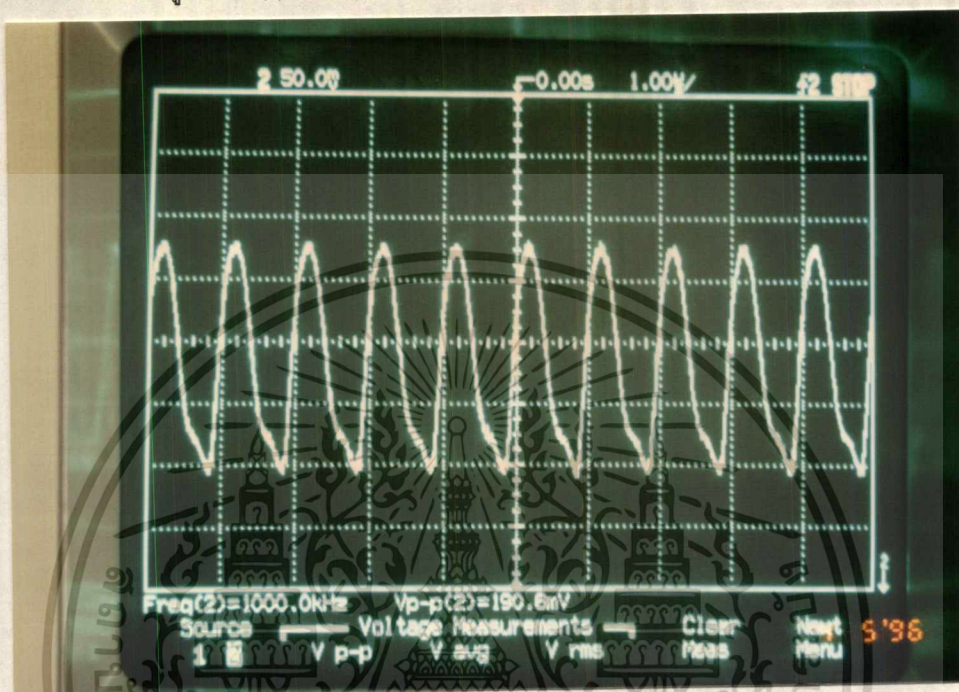


(b)

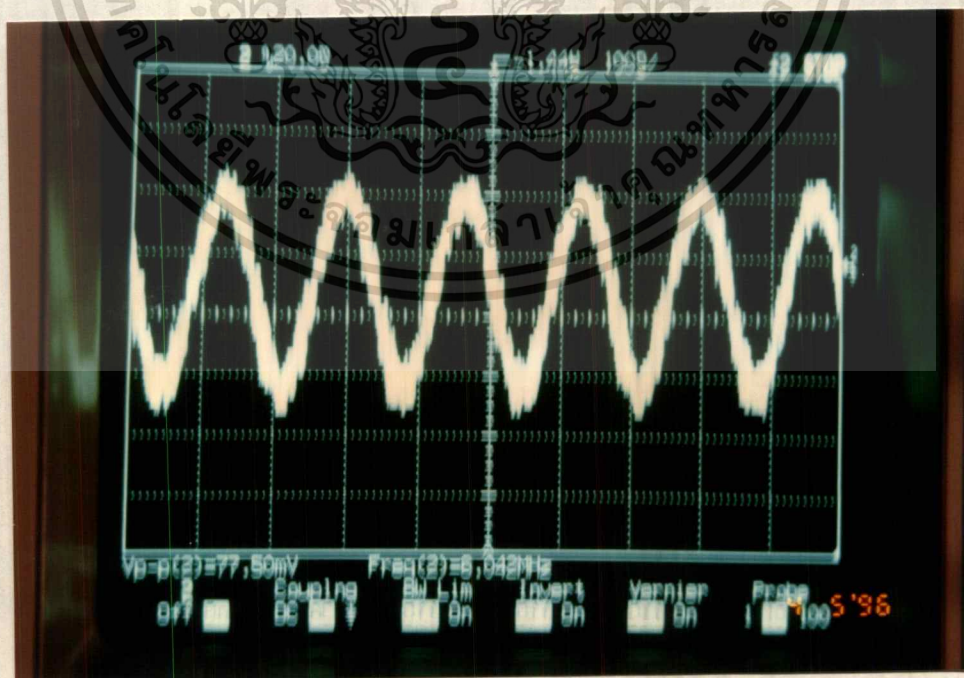
รูปที่ 4.4 (a) สัญญาณ FM โดยที่ V_m มีความถี่ 1 MHz (1 MHz / div) (b) V_m มีความถี่ 6 MHz (5 MHz / div) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.4 (a) และ (b) จะเห็นว่ากรมอดูเลตที่มีอัตราการเบี่ยงเบนความถี่บางค่า ที่มอดูเลเตอร์ของเราไม่สามารถสร้างสัญญาณ FM ที่ดีได้ โดยเฉพาะที่ความถี่ต่ำกว่า 2 MHz ลงไป สังเกตว่าไซด์แบนด์มีขนาดไม่เท่ากันในรูปที่ 4.4 (a) ซึ่งอาจเป็นเหตุให้การรบกวนไม่สามารถกระทำได้อย่างสมบูรณ์

สำหรับเอาต์พุตของสัญญาณที่ได้จากการรบกวนโดยวงจรควอดราเจอร์รทีเทคเตอร์ โดยมีสัญญาณที่เข้ามอดูเลต (V_m) ต่างๆ กันจะมีลักษณะดังรูปที่ 4.5 (a) และ (b)



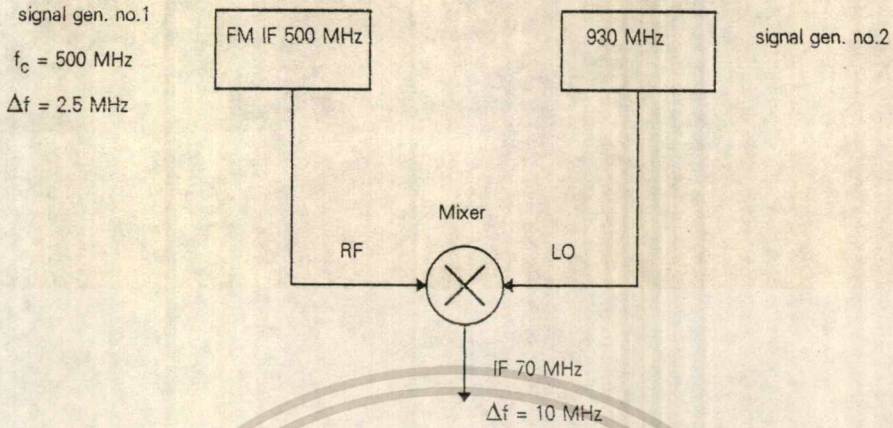
(a)



(b)

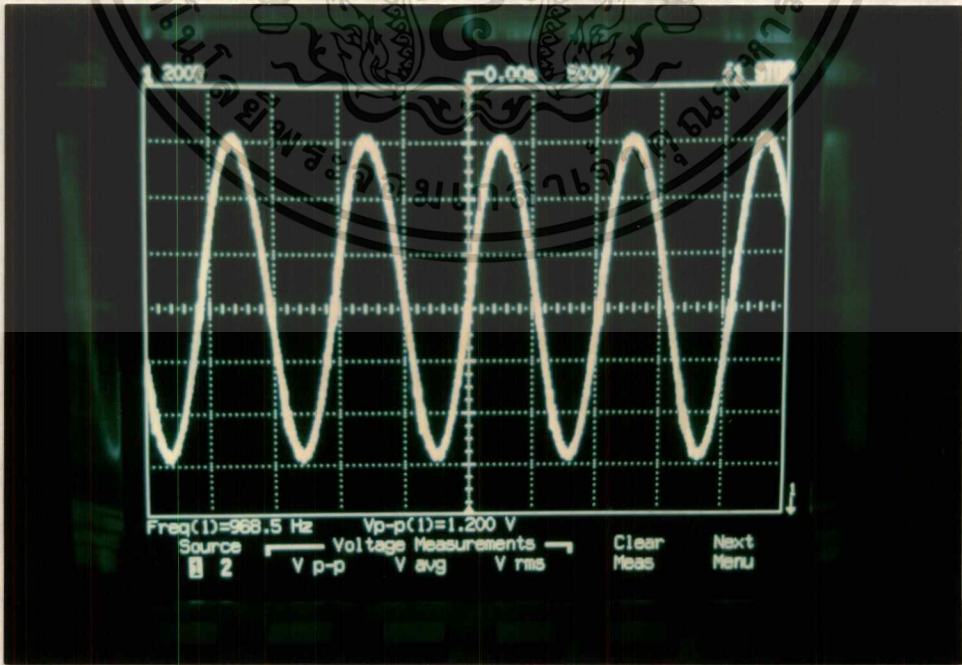
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของโรงเรียนพระปริยัติธรรมวัดราชโอรสาราม กรุงเทพฯ ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
รูปที่ 4.5 สัญญาณที่รบกวนโดยควอดราเจอร์รทีเทคเตอร์ IF 70 MHz โดยที่ (a) V_m มีความถี่ 1 MHz (b) 6 MHz
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก VCO ที่ใช้ในการทดลองไม่สามารถมอดูเลตสัญญาณพาหะกับสัญญาณที่มีความถี่ต่ำได้ เราจึงทำการออกแบบการทดลองใหม่โดยจัดการทดลองดังรูปที่ 4.6



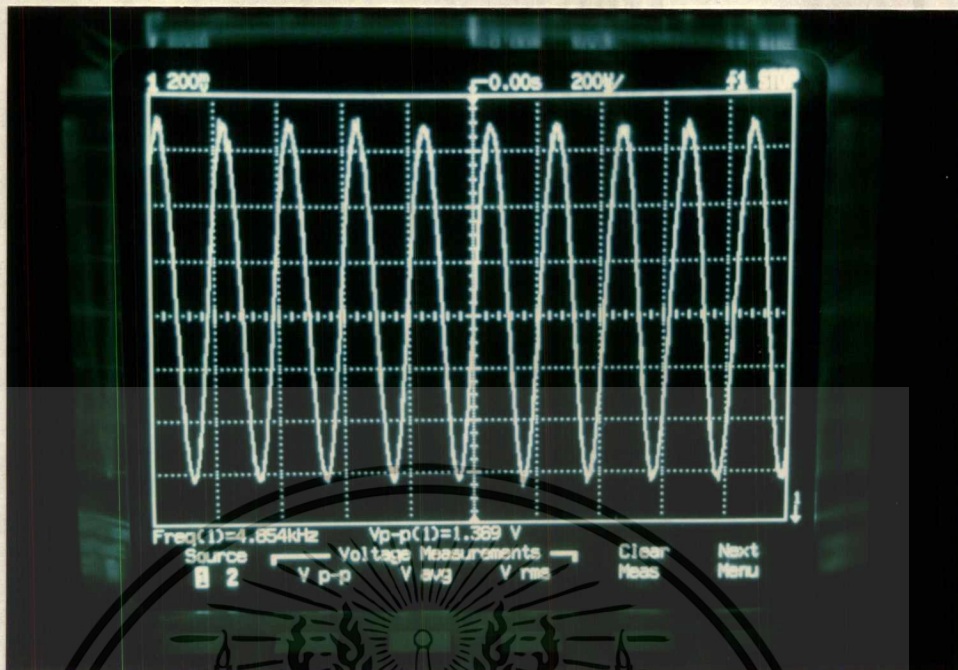
รูปที่ 4.6 รูปแบบการทดลองเพื่อสร้างสัญญาณ FM ที่มี IF 70 MHz และมีความถี่เบี่ยงเบน 10 MHz

จากรูปที่ 4.6 เราจะใช้ signal generator 2 ตัว โดยตัวแรกสามารถที่จะมอดูเลตความถี่ FM ซึ่งสามารถเลือกความถี่ที่เข้ามามอดูเลตได้ 3 ความถี่ คือ 400 Hz , 1 kHz และ 5 kHz โดยเราตั้งให้ความถี่ของสัญญาณพาหะเป็น 500 MHz และสามารถปรับช่วงความถี่เบี่ยงเบนได้ 2 MHz จากนั้นนำเอาฮาร์โมนิกที่สองคือ 1000 MHz มามิกซ์กับความถี่ 930 MHz จาก signal generator อีกตัวหนึ่ง ก็จะได้สัญญาณ FM ที่มี IF 70 MHz โดยมีช่วงความถี่เบี่ยงเบนถึง 10 MHz นำสัญญาณที่ได้นี้ป้อนเข้าไปยังวงจรถัดๆโดยเปลี่ยนแปลงความถี่ที่เข้ามามอดูเลตที่ signal generator ตัวแรก จะได้เอาท์พุทซึ่งเมื่อผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรรขยายสัญญาณภาพแล้วจะได้ดังรูปที่ 4.7 (a) และ (b)



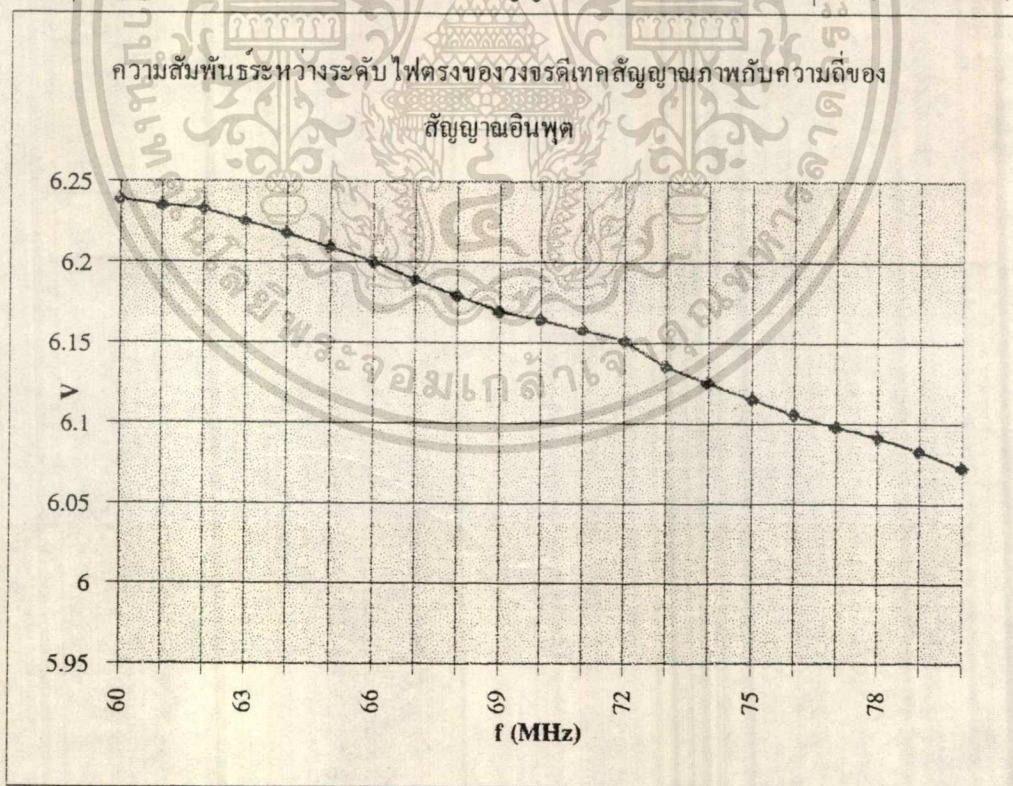
(a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b)

รูปที่ 4.7 เอาท์พุทสัญญาณภาพที่ผ่านการดีเทคและขยายสัญญาณแล้วโดยที่มีความถี่ต่างๆคือ (a) 1 kHz และ (b) 5 kHz

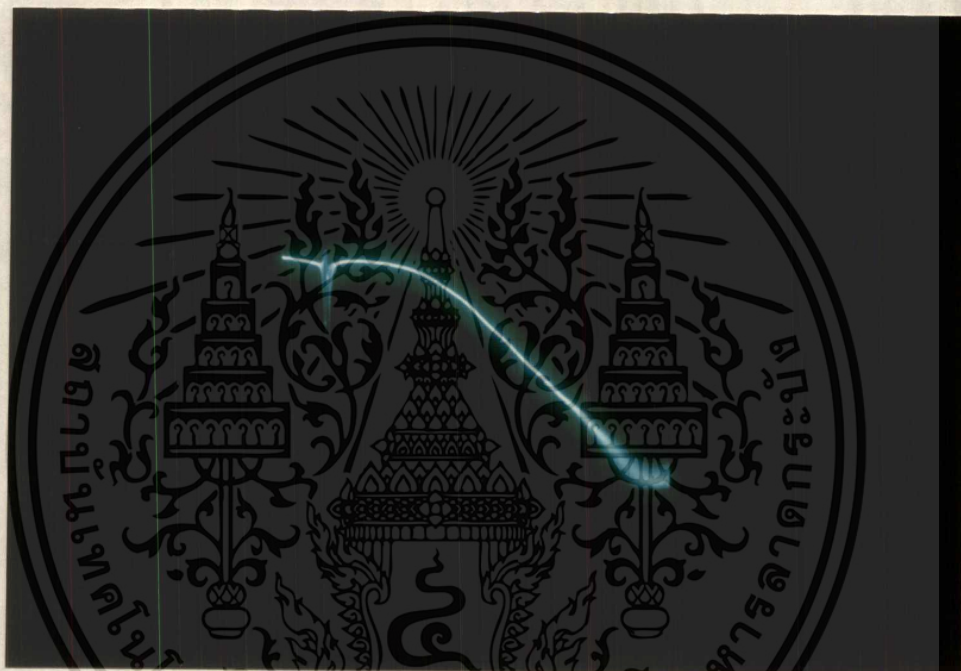


รูปที่ 4.8 ความเป็นเส้นตรงของวงจรดีเทคสัญญาณภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถวัดประสิทธิภาพในการดีเทคสัญญาณของวงจรถัดสัญญาณภาพได้จากรูปที่ 4.8 โดยเราทำการวัดระดับไฟตงที่ออกจากเอาต์พุตของควอดราเจอร์ดีเทคเตอร์โดยที่เราเปลี่ยนแปลงความถี่อื่นพุตจาก 60 - 80 MHz ยิ่งกราฟที่ได้มีความเป็นเส้นตรงเท่าไรยิ่งแสดงว่าสัญญาณที่ดีเทคได้จะมีรูปร่างใกล้เคียงกับสัญญาณเดิมเท่านั้น

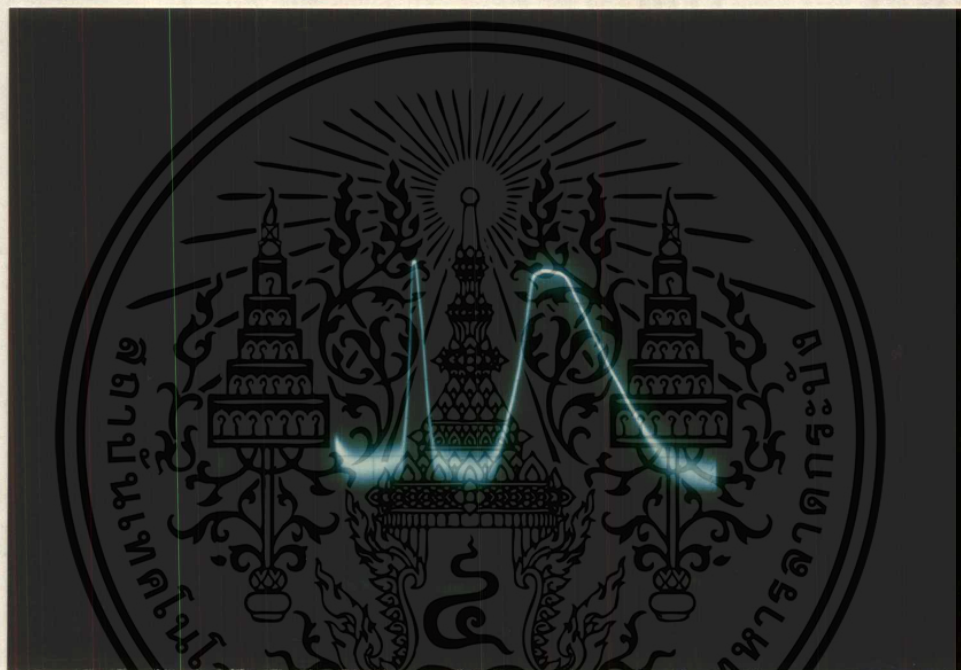
สำหรับวงจรรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งใช้ในการแยกสัญญาณภาพที่ทำการมอดูเลตแล้วออกจากสัญญาณเสียงเพื่อนำไปทำการขยายต่อไป มีผลตอบสนองทางความถี่เป็นดังรูปที่ 4.9 โดยทำการป้อนสัญญาณขนาด -20 dBm จาก sweep generator ผ่านวงจรรองความถี่นี้ ไปยัง spectrum analyzer ซึ่งตั้งสเกลไว้ที่ 2 MHz/ ช่อง ตามแกนความถี่ และขีดบนสุดที่ใช้อ้างอิงทางขนาดไว้ที่ 0 dBm ซึ่งจากรูปจะได้อความถี่ cutoff ประมาณ 5 MHz



รูปที่ 4.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำซึ่งมีคัตออฟที่ 5 MHz

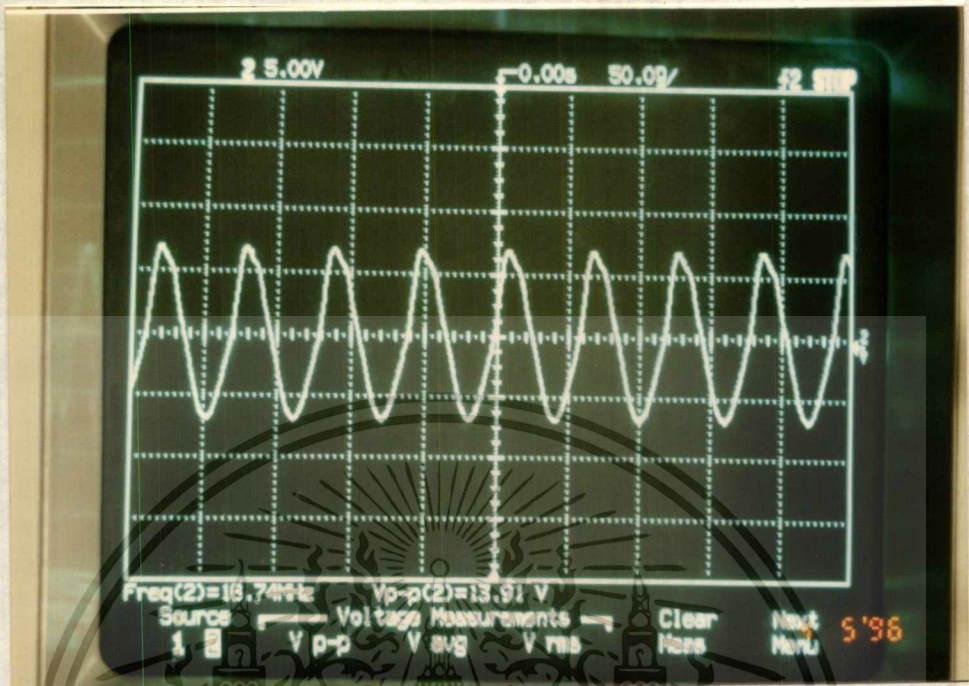
4.3 ระบบดีเทคสัญญาณเสียง

สำหรับสัญญาณเสียงที่มีพหุระย้อยู่ในช่วงความถี่ 6 - 8 MHz โดยเราจะทำการแยกออกจากสัญญาณภาพโดยอาศัยวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์แยกเอาสัญญาณเสียงเพื่อนำไปเข้ามิกเซอร์ต่อไป ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ เป็นดังรูปที่ 4.10 โดยทำการทดลองเช่นเดียวกันกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและมีสเกลเดียวกันจะได้แบนด์วิดธ์ประมาณ 2 MHz

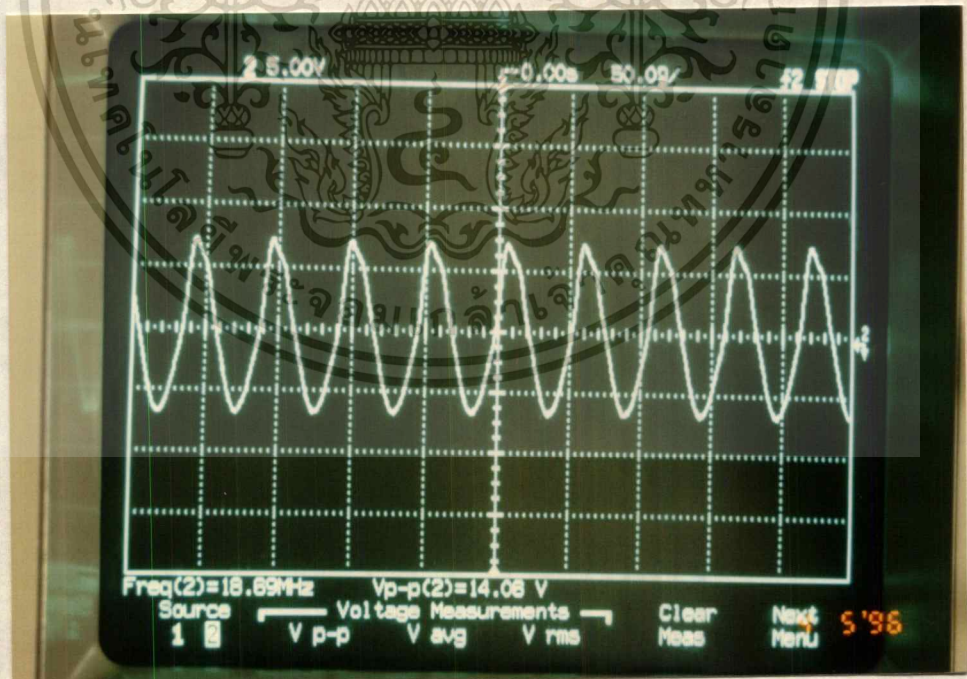


รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ 6 - 8 MHz

จากนั้น สัญญาณเสียงที่ถูกกรองออกมาแล้ว จะนำไปเข้ามิกเซอร์เพื่อแปลงให้เป็นความถี่ IF 10.7 MHz เพื่อใช้ในการดีเทค โดยสัญญาณนี้จะนำมามิกซ์เข้ากับเอาต์พุตของ VCO ซึ่งกำเนิดความถี่อยู่ในช่วง 16.7 - 18.7 MHz เอาต์พุตของ VCO เป็นดังรูปที่ 4.8

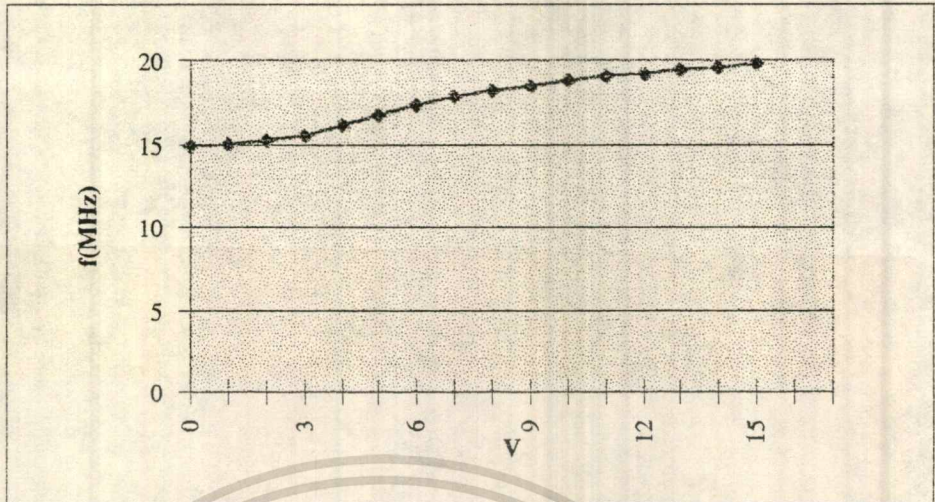


(a)



(b)

รูปที่ 4.11 เอ้าท์พุทของ VCO ที่ความถี่ (a) 16.7 MHz และ (b) 18.7 MHz
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับโวลเตจที่ไบอัสวาระกเตอร์ไดโอด



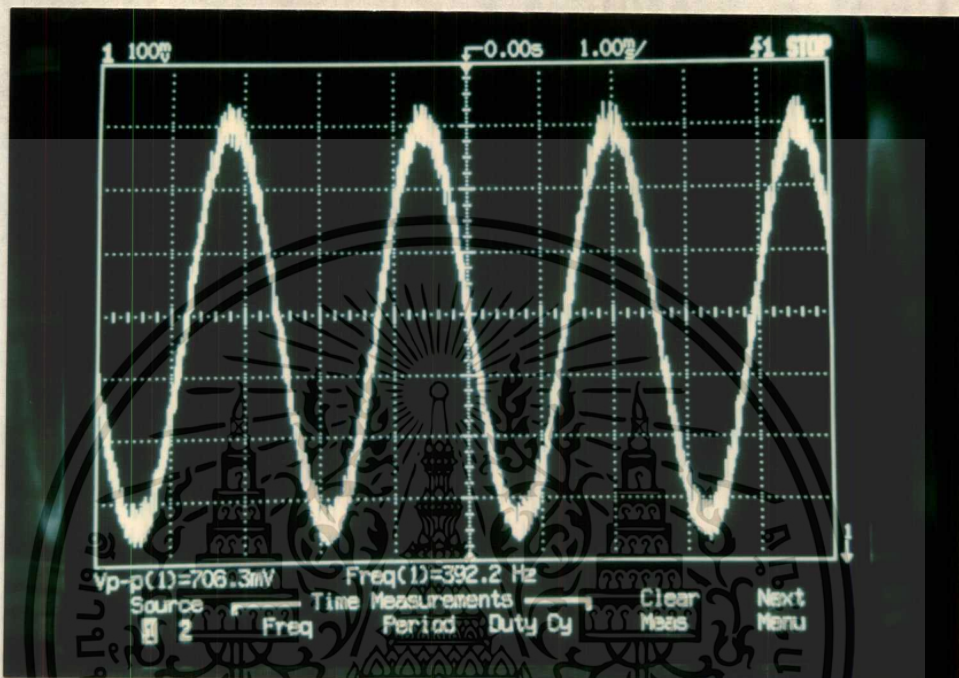
รูปที่ 4.13 สเปกตรัมเอาต์พุตของมิกเซอร์ที่ผ่านเฮรามิกฟิลเตอร์ซึ่งจะได้ความถี่ IF 10.7 MHz โดยสเกลทางความถี่เป็น 10 MHz/ ช่อง

จากรูปที่ 4.13 จะเห็นว่าเมื่อจูน VCO ให้ตรงกับความถี่ซึ่งเมื่อมิกซ์กับความถี่ IF ของสัญญาณเสียงแล้วจะได้เอาต์พุตที่เป็นผลต่างของสัญญาณทั้งสองคือ 10.7 MHz สำหรับความถี่อื่นที่ปนมาจะถูกกรองทิ้งไปโดยเฮรามิกฟิลเตอร์ 10.7 MHz เอาต์พุตที่ได้นี้จะนำไปเข้าสู่วงจรดีเทคเสียง สำหรับการทดลองซึ่งได้ผลดังรูปที่ 4.10 ทำโดยการสร้างสัญญาณ FM โดยมีความถี่ IF อยู่ในช่วง 6 - 8 MHz โดยในที่นี้เราเลือกความถี่ 7 MHz เป็นความถี่ IF ในการทดลอง ซึ่งจะนำมามอดูเลตกับความถี่ 1 kHz โดยมีช่วงความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด 40 kHz นำสัญญาณ FM ที่สร้างขึ้นนี้ผ่านเข้าไปยัง

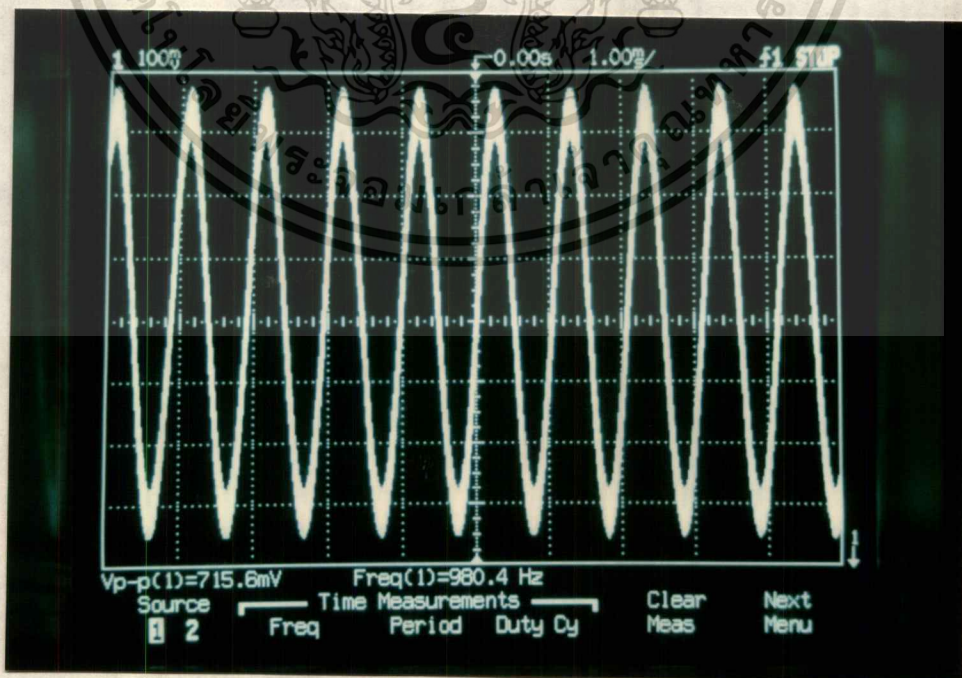
เอกลำรับเป็นเฮลิคอปเตอร์รับสัญญาณเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออยู่ให้หันไปใช้ประโยชน์ทางการศึกษา
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ และเข้าไปยังอินพุตข้างหนึ่งของมิกเซอร์ตามลำดับ ส่วนอีกข้างหนึ่งเราทำการจูนความถี่ของ VCO โดยอาศัยการเปลี่ยนแปลงโวลเตจที่ไบแอสวาแรกเตอร์ไดโอด ซึ่งในที่นี้เราต้องจูนความถี่ให้เป็น 17.7 MHz เพื่อนำมิกซ์ให้ได้ความถี่ IF 10.7 MHz ที่เราต้องการ

จากนั้นนำเอาสัญญาณเอาต์พุตของมิกเซอร์ที่ได้ป้อนเข้าไปยังวงจรดีเทคต์สัญญาณเสียง จะได้สัญญาณเดิมที่เข้ามาคูณเลตที่ความถี่ต่างๆ ที่ทดสอบคือ 400 Hz , 1 kHz และ 5 kHz ตามลำดับ ดังรูปที่ 4.14 (a) ,(b) และ (c)

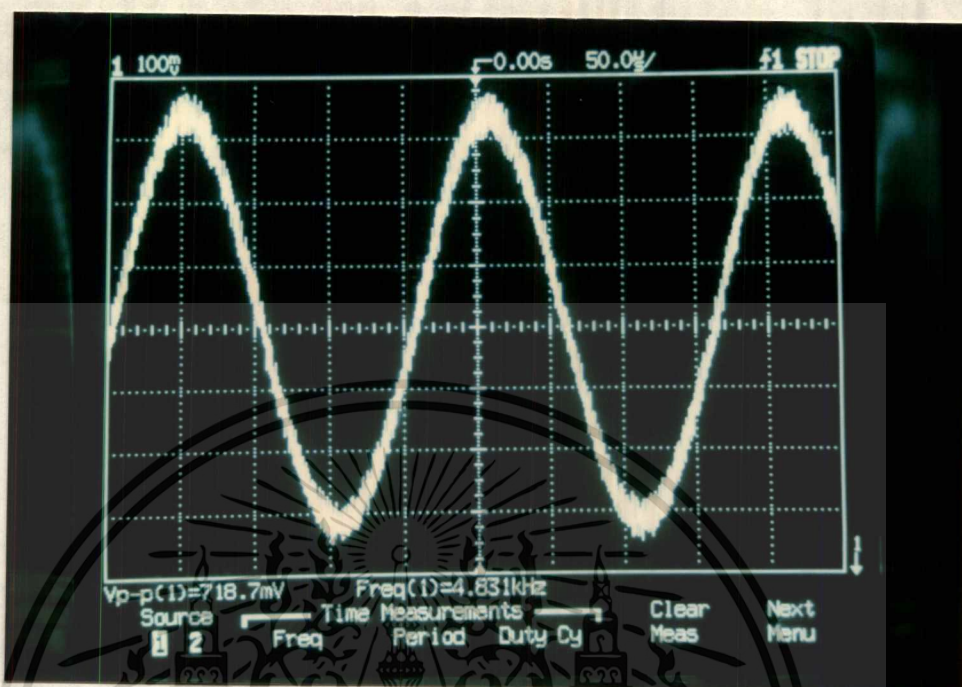


(a)



(b)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(c)

รูปที่ 4.14 สัญญาณความถี่ (a) 400 Hz (b) 1 kHz และ (c) 5 kHz ซึ่งได้เกิดได้จากวงจรดีเทคเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์

จากผลการทดลองในส่วนของการดีเทคสัญญาณภาพ เอาท์พุทที่ซึ่งควรจะได้กลับเป็นสัญญาณรูปขายน้เช่นเดิม กลับออกมาไม่เหมือนกับสัญญาณที่นำเข้าไปมอดูเลตในการทดลอง ทั้งนี้อาจเนื่องมาจากเหตุผลหลายๆ ประการ ตัวอย่างเช่น การเลื่อนเฟสของวงจรถ่ายเฟสซึ่งเป็นส่วนประกอบของควอดราเจอร์ดีเทคเตอร์ไม่สมมาตรกันระหว่างความถี่ที่สูงและต่ำกว่าความถี่ IF ทำให้เกิดความผิดพลาดขึ้นเมื่อนำไปเข้าวงจรคูณ ซึ่งการคูณสัญญาณของวงจรถ่ายเฟสเองก็อาจเป็นตัวทำให้เกิดความผิดพลาดขึ้นได้เมื่อสัญญาณอินพุทมีขนาดใหญ่ ถึงแม้ว่าจะมีการจำกัดขนาดก่อนจะทำการดีเทค ด้วย limiting amp. แล้วก็ตาม แต่ถ้าการจำกัดขนาดทำได้ อย่างไม่สมบูรณ์แล้ว แอมพลิจูดของสัญญาณอินพุทก็จะมีผลต่อการคูณด้วย ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่พึงปรารถนานอกจากนี้แล้ว ความไม่สมบูรณ์ของ FM มอดูเลเตอร์ที่สร้างขึ้นในการทดลอง ก็อาจเป็นเหตุให้การดีเทคไม่สามารถได้สัญญาณเดิมที่สมบูรณ์กลับมาทั้งนี้ การสร้าง VCO ที่นำมาใช้เป็นมอดูเลเตอร์ซึ่งสามารถมอดูเลตโดยมีความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดถึง 10 MHz รวมทั้งมีความเป็นเส้นตรงระหว่างความถี่กับคิกคาที่ไบอัสวาแรกเตอร์ไดโอดและ ความคงที่ของกำลังของการผลิตความถี่ต่างๆ เมื่อคิกคาที่ไบอัสวาแรกเตอร์ไดโอดเปลี่ยนไป สามารถทำให้สมบูรณ์ได้ยาก ดังนั้นความผิดพลาดบางประการจึงเกิดขึ้น

สำหรับการออกแบบในบทที่ 3 ซึ่งใช้การซิมูเลชันช่วยในการออกแบบด้วยนั้น เมื่อเปรียบเทียบกับ การทดลองจริงแล้วก็มิใช่แตกต่างกัน เนื่องจากในซิมูเลชัน อุปกรณ์ต่างๆ มีค่าถูกต้อง และสมบูรณ์ทั้งหมด การเชื่อมต่อกันไม่มีการสูญเสีย แต่ในการประกอบวงจรจริงๆ ไม่เป็นเช่นนั้น ในอุปกรณ์ต่างๆ เมื่อความถี่สูงขึ้นจะมีผลต่อคุณสมบัติของอุปกรณ์นั้น เช่นค่าพารามิเตอร์ซิสแตนท์ภายในตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ ความไม่สมดุลย์กันของทรานซิสเตอร์ที่นำมาประกอบเป็นคู่อุปกรณ์เพื่อเรนเซียลของวงจรถ่ายเฟส limiting amp. และ วงจรถ่ายเฟสก็เป็นส่วนหนึ่งที่ทำให้เกิดการผิดพลาดต่างๆ ขึ้น นอกจากนี้ยังมีปัญหาอื่นอีกหลายอย่างที่ไม่เกิดขึ้นบนซิมูเลชัน แต่เกิดขึ้นเมื่อประกอบวงจรจริง จึงอาจกล่าวได้ว่าการใช้ซิมูเลชันเพียงอย่างเดียวไม่อาจบอกได้ว่าวงจรที่ได้ ออกแบบมาจะทำงานได้จริง เพียงแต่ช่วยเราในเรื่องเวลาและทดสอบก่อนการประกอบวงจรจริงเพื่อให้เข้าไปถึงจุดที่เราต้องการได้ง่ายขึ้น

แนวทางในการพัฒนา

ในส่วนของการดีเทคสัญญาณเสียงนั้น ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ในการมิกซ์เพื่อให้ความถี่ IF มาอยู่ที่ 10.7 MHz อาจมีการเลื่อนไปจากที่ได้จนเอาไว้ที่ความถี่หนึ่งๆ เมื่อเวลาผ่านไป ทำให้การมิกซ์ที่ได้การผิดเพี้ยน หรือมีขนาดที่ลดลง การเลื่อนไปนี้อาจเกิดจากความร้อน ความชื้น และความสั่นสะเทือน เป็นผลให้ต้องมีการจูนความถี่ด้วยมือ ซึ่งเราสามารถแก้ได้โดยอาศัยการควบคุมความถี่อัตโนมัติ (AFC) โดยฟังก์ชันนี้ มีมาให้อยู่ภายใน IC 3089 แล้วโดยนำเอาเอาท์พุท AFC ที่ได้มาป้อนกลับเพื่อมาควบคุม VCO ให้ออสซิลเลตได้ตรงตามความถี่ที่จูนไว้ตลอดเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BFR90



MOTOROLA

6.2

The RF Line

NPN SILICON HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

... designed primarily for use in high-gain, low-noise, small-signal amplifiers. Also used in applications requiring fast switching times.

- High Current-Gain - Bandwidth Product -
 $f_T = 5.0 \text{ GHz (Typ) @ } I_C = 14 \text{ mA}$
- Low Noise Figure -
 $NF = 2.4 \text{ dB (Typ) @ } f = 0.5 \text{ GHz}$
 $= 3.0 \text{ dB (Typ) @ } f = 1.0 \text{ GHz}$
- High Power Gain -
 $G_{max} = 18 \text{ dB (Typ) @ } f = 0.5 \text{ GHz}$
 $= 12 \text{ dB (Typ) @ } f = 1.0 \text{ GHz}$

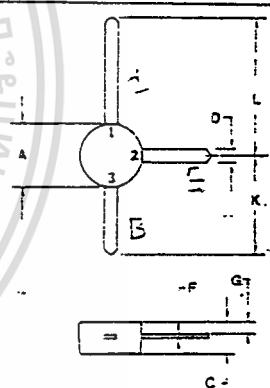
$f_T = 5.0 \text{ GHz @ } 14 \text{ mA}$

HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

NPN SILICON



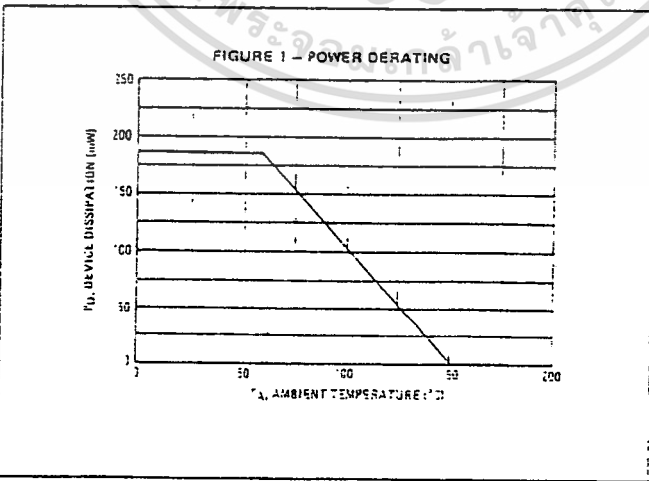
MAXIMUM RATINGS				
Rating	Symbol	Value	Unit	
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	15	Vdc	
Collector-Base Voltage	V_{CB0}	20	Vdc	
Emitter-Base Voltage	V_{EB0}	3.0	Vdc	
Collector Current - Continuous	I_C	30	mA dc	
Total Device Dissipation @ $T_A = 60^\circ\text{C}$ Derate Above 60°C	P_D	180	mW	
		2.0	mW/°C	
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	°C	
THERMAL CHARACTERISTICS				
Characteristic	Symbol	Max	Unit	
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	500	°C/W	



STYLE 1:
 PIN 1: COLLECTOR
 2: BASE
 3: EMITTER

MILLIMETERS		INCHES		
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.44	5.21	0.175	0.205
C	1.90	2.54	0.075	0.100
D	0.94	0.99	0.033	0.039
F	0.20	0.30	0.008	0.012
G	0.76	1.14	0.030	0.045
K	7.24	8.13	0.285	0.320
L	10.54	11.43	0.415	0.450

CASE 317A-01



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BFR90

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25° C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 1.0 mA, I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	15	-	-	V _{dc}
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 0.1 mA, I _E = 0)	V _{(BR)CBO}	20	-	-	V _{dc}
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 0.1 mA, I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	3.0	-	-	V _{dc}
Collector Cutoff Current (V _{CB} = 10 Vdc, I _E = 0)	I _{CBO}	-	-	50	nA _{dc}
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain (I _C = 14 mA, V _{CE} = 10 Vdc)	h _{FE}	25	-	250	-
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Current-Gain Bandwidth Product (I _C = 14 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 0.5 GHz)	f _T	-	5.0	-	GHz
Collector-Base Capacitance (V _{CB} = 10 Vdc, I _E = 0, f = 1.0 MHz)	C _{cb}	-	0.5	1.0	pF
FUNCTIONAL TESTS					
Noise Figure (I _C = 2.0 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 0.5 GHz) (I _C = 2.0 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 GHz)	NF	-	2.4 3.0	-	dB
Power Gain at Optimum Noise Figure (I _C = 2.0 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 0.5 GHz) (I _C = 2.0 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 GHz)	G _{NF}	-	15 10	-	dB
Maximum Available Power Gain (+1) (I _C = 14 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 0.5 GHz) (I _C = 14 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 GHz)	G _{max}	-	18 12	-	dB

$$(1) G_{max} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}$$

FIGURE 2 — POWER GAIN AND NOISE FIGURE versus FREQUENCY

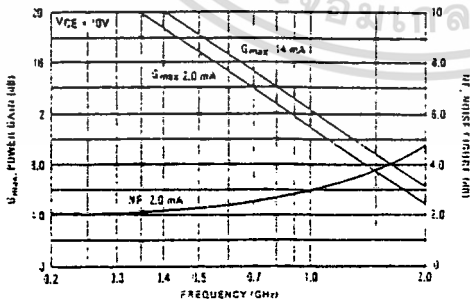
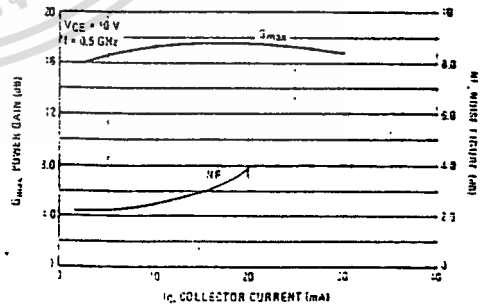


FIGURE 3 — POWER GAIN AND NOISE FIGURE versus COLLECTOR CURRENT



BFR90

6.2

FIGURE 4 - S₁₁ PARAMETERS

Frequency (MHz)		200		500		800		1000		1500	
VCE (Volts)	I _C (mA)	S ₁₁	∠φ	S ₁₁	∠φ	S ₁₁	∠φ	S ₁₁	∠φ	S ₁₁	∠φ
5.0	2.0	0.77	-45	0.48	-90	0.33	-125	0.27	-160	0.28	-170
	5.0	0.52	-60	0.25	-110	0.18	-150	0.18	-170	0.21	-145
	10	0.33	-75	0.15	-125	0.13	-175	0.15	-150	0.20	-130
	20	0.20	-95	0.12	-155	0.14	-185	0.17	-145	0.22	-130
10	30	0.17	-116	0.14	-170	0.17	-160	0.21	-145	0.26	-130
	2.0	0.79	-40	0.50	-80	0.33	-115	0.26	-150	0.25	-175
	5.0	0.56	-55	0.27	-95	0.16	-135	0.13	-175	0.17	-150
	10	0.39	-65	0.16	-105	0.10	-150	0.10	-165	0.15	-140
20	0.25	-75	0.10	-120	0.09	-175	0.12	-150	0.18	-130	
	30	0.25	-75	0.10	-120	0.09	-175	0.12	-150	0.18	-130

FIGURE 5 - S₂₂ PARAMETERS

Frequency (MHz)		200		500		800		1000		1500	
VCE (Volts)	I _C (mA)	S ₂₂	∠φ	S ₂₂	∠φ	S ₂₂	∠φ	S ₂₂	∠φ	S ₂₂	∠φ
5.0	2.0	-0.89	-20	0.69	-30	0.61	-35	0.55	-35	0.52	-45
	5.0	0.75	-25	0.55	-30	0.50	-30	0.47	-30	0.43	-40
	10	0.54	-25	0.49	-25	0.45	-25	0.43	-30	0.40	-35
	20	0.57	-25	0.47	-20	0.44	-25	0.43	-25	0.40	-35
10	30	0.55	-20	0.47	-20	0.46	-20	0.44	-25	0.42	-35
	2.0	0.91	-15	0.74	-25	0.66	-30	0.62	-35	0.59	-40
	5.0	0.79	-20	0.61	-25	0.56	-25	0.54	-30	0.51	-35
	10	0.70	-20	0.56	-20	0.53	-25	0.51	-25	0.48	-35
20	0.63	-20	0.54	-25	0.53	-20	0.51	-25	0.49	-35	
	30	0.63	-15	0.56	-15	0.55	-20	0.54	-25	0.52	-35

FIGURE 6 - S₂₁ PARAMETERS

Frequency (MHz)		200		500		800		1000		1500	
VCE (Volts)	I _C (mA)	S ₂₁	∠φ	S ₂₁	∠φ	S ₂₁	∠φ	S ₂₁	∠φ	S ₂₁	∠φ
5.0	2.0	5.76	140	3.81	105	2.73	90	2.20	75	1.70	60
	5.0	9.92	125	5.24	95	3.50	80	2.80	70	2.10	60
	10	12.33	115	5.82	90	3.79	75	2.90	65	2.20	55
	20	13.62	105	6.00	85	3.88	75	2.95	65	2.25	55
10	30	13.41	105	5.80	80	3.74	75	2.85	65	2.15	55
	2.0	5.77	145	3.88	110	2.80	90	2.25	75	1.75	60
	5.0	10.05	130	5.42	95	3.60	80	2.85	70	2.10	60
	10	12.56	115	6.00	90	3.90	80	3.05	70	2.25	55
20	13.77	110	6.13	85	3.92	75	3.05	65	2.20	55	
	30	13.23	105	5.79	85	3.70	75	2.85	65	2.15	55

FIGURE 7 - S₁₂ PARAMETERS

Frequency (MHz)		200		500		800		1000		1500	
VCE (Volts)	I _C (mA)	S ₁₂	∠φ	S ₁₂	∠φ	S ₁₂	∠φ	S ₁₂	∠φ	S ₁₂	∠φ
5.0	2.0	0.06	55	0.10	55	0.12	55	0.14	55	0.17	50
	5.0	0.05	55	0.08	55	0.12	55	0.15	55	0.19	55
	10	0.04	55	0.08	70	0.12	70	0.15	70	0.20	55
	20	0.04	75	0.08	75	0.12	75	0.15	70	0.20	70
10	30	0.03	75	0.07	75	0.11	75	0.15	75	0.19	70
	2.0	0.05	70	0.03	55	0.11	55	0.12	55	0.15	50
	5.0	0.04	55	0.07	55	0.10	55	0.13	55	0.17	70
	10	0.04	55	0.07	70	0.10	70	0.13	70	0.17	70
20	0.03	70	0.07	75	0.10	75	0.13	75	0.17	70	
	30	0.03	75	0.06	75	0.10	75	0.13	75	0.17	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N5179



MOTOROLA

2

The RF Line

NPN SILICON RF HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

... designed primarily for use in high-gain, low-noise amplifier, oscillator, and mixer applications. Can also be used in UHF converter applications.

- High Current-Gain – Bandwidth Product –
 $f_T = 1.4 \text{ GHz (Typ) @ } I_C = 10 \text{ mA dc}$
- Low Collector-Base Time Constant –
 $\tau_{b'c_c} = 14 \text{ ps (Max) @ } I_E = 2.0 \text{ mA dc}$
- Characterized with Scattering Parameters
- Low Noise Figure –
 $NF = 4.5 \text{ dB (Max) @ } f = 200 \text{ MHz}$

4.5 dB @ 200 MHz

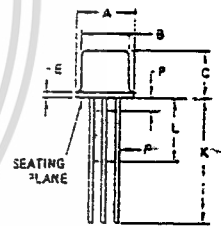
HIGH FREQUENCY
TRANSISTOR
NPN SILICON



*MAXIMUM RATINGS

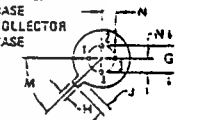
Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage Applicable 1.0 to 20 mA dc	V_{CE0}	12	V dc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	20	V dc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	2.5	V dc
Collector Current	I_C	50	mA dc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	200 1.14	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	200 1.71	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +200	$^\circ\text{C}$

* Indicates JEDEC Registered Data.



STYLE 10

1. EMITTER
2. BASE
3. COLLECTOR
4. CASE



DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	5.31	5.8*	0.209	0.230
B	4.52	4.95	0.178	0.195
C	4.32	5.33	0.170	0.210
D	0.41	0.53	0.016	0.021
E	-	0.76	-	0.030
F	0.41	0.48	0.016	0.019
G	2.54 BSC	-	0.100 BSC	-
H	0.91	1.17	0.036	0.046
J	0.71	1.22	0.028	0.048
K	12.70	-	0.500	-
L	5.35	-	0.210	-
M	4.98 BSC	-	0.196 BSC	-
N	2.78 BSC	-	0.109 BSC	-
P	-	1.27	-	0.050

ALL JEDEC dimensions and notes apply

CASE 20-03
TO-72

MOTOROLA RF DEVICE DATA

6-50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Sustaining Voltage ($I_C = 3.0 \text{ mA dc}, I_E = 0$)	$V_{CE(sus)}$	12	—	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 0.001 \text{ mA dc}, I_E = 0$)	$V_{(BR)CBO}$	20	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 0.01 \text{ mA dc}, I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	2.5	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 15 \text{ V dc}, I_E = 0$) ($V_{CB} = 15 \text{ V dc}, I_E = 0, T_A = 150^\circ\text{C}$)	I_{CBO}	—	0.02 1.0	$\mu\text{A dc}$
ON CHARACTERISTICS				
DC Current Gain ($I_C = 3.0 \text{ mA dc}, V_{CE} = 1.0 \text{ V dc}$)	h_{FE}	25	350	—
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10 \text{ mA dc}, I_E = 1.0 \text{ mA dc}$)	$V_{CE(sat)}$	—	0.4	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10 \text{ mA dc}, I_E = 1.0 \text{ mA dc}$)	$V_{BE(sat)}$	—	1.0	Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS				
Current-Gain - Bandwidth Product ^① ($I_C = 5.0 \text{ mA dc}, V_{CE} = 6.0 \text{ V dc}, f = 100 \text{ MHz}$)	f_T	900	3000	MHz
Collector-Base Capacitance ($V_{CB} = 10 \text{ V dc}, I_E = 0, f = 0.1$ to 1.0 MHz)	C_{cb}	—	1.0	pF
Small-Signal Current Gain ($I_C = 2.0 \text{ mA dc}, V_{CE} = 6.0 \text{ V dc}, f = 1.0 \text{ kHz}$)	h_{fe}	25	300	—
Collector-Base Time Constant ($I_E = 2.0 \text{ mA dc}, V_{CB} = 6.0 \text{ V dc}, f = 31.9 \text{ MHz}$)	$\tau_b C_C$	3.0	14	ps
Noise Figure (See Figure 1) ($I_C = 1.5 \text{ mA dc}, V_{CE} = 6.0 \text{ V dc}, R_g = 50 \text{ ohms}, f = 200 \text{ MHz}$)	NF	—	4.5	dB
FUNCTIONAL TEST				
Common-Emitter Amplifier Power Gain (See Figure 1) ($V_{CE} = 6.0 \text{ V dc}, I_C = 5.0 \text{ mA dc}, f = 200 \text{ MHz}$)	G_{pe}	15	—	dB
Power Output (See Figure 2) ($V_{CB} = 10 \text{ V dc}, I_E = 12 \text{ mA dc}, f \geq 500 \text{ MHz}$)	P_{out}	20	—	mW

*Indicates JEDEC Registered Values.

① f_T is defined as the frequency at which $|h_{fe}|$ extrapolates to unity.

FIGURE 1 - 200 MHz AMPLIFIER POWER GAIN AND NOISE FIGURE CIRCUIT

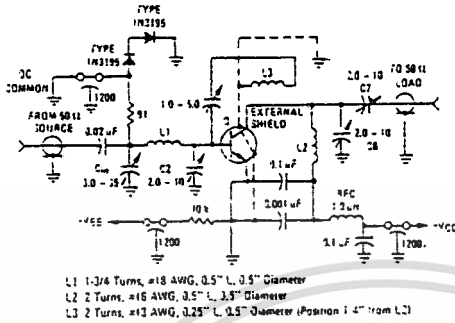


FIGURE 2 - 500 MHz OSCILLATOR CIRCUIT

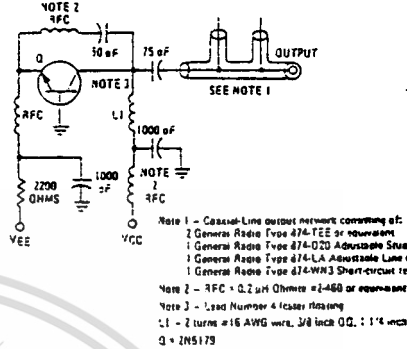


FIGURE 3 - NOISE FIGURE versus FREQUENCY

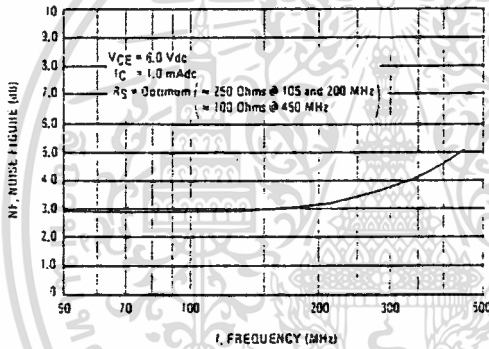


FIGURE 4 - NOISE FIGURE versus SOURCE RESISTANCE and COLLECTOR CURRENT

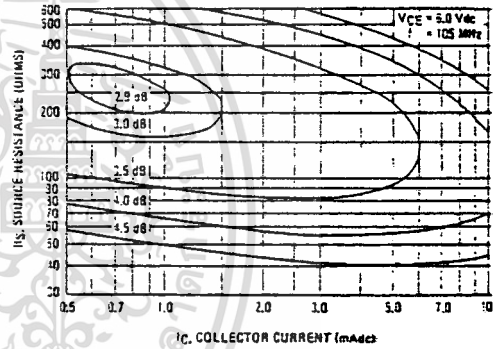
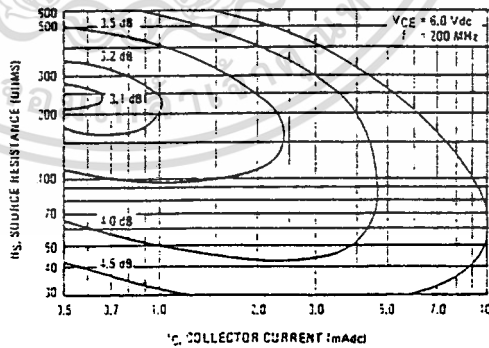


FIGURE 5 - NOISE FIGURE versus SOURCE RESISTANCE and COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N5179

FIGURE 6 - CURRENT-GAIN-BANDWIDTH PRODUCT

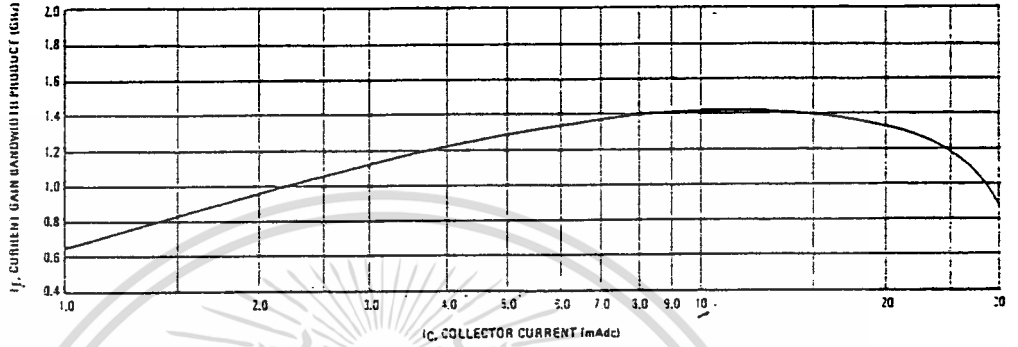


FIGURE 7 - INPUT ADMITTANCE versus FREQUENCY

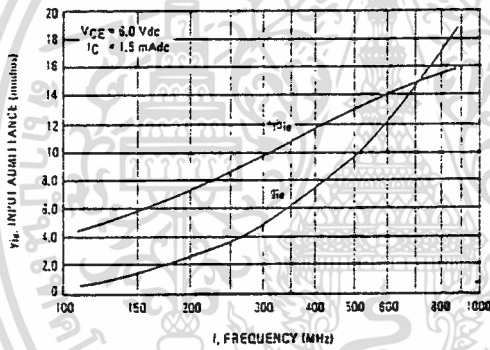


FIGURE 8 - OUTPUT ADMITTANCE versus FREQUENCY

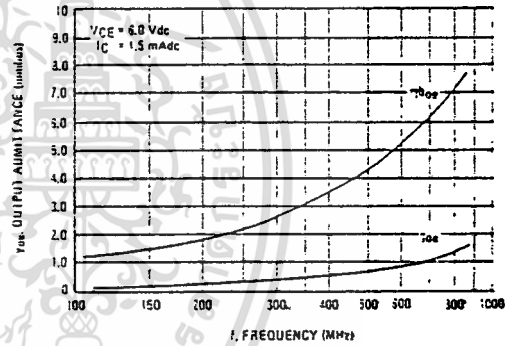


FIGURE 9 - FORWARD TRANSFER ADMITTANCE versus FREQUENCY

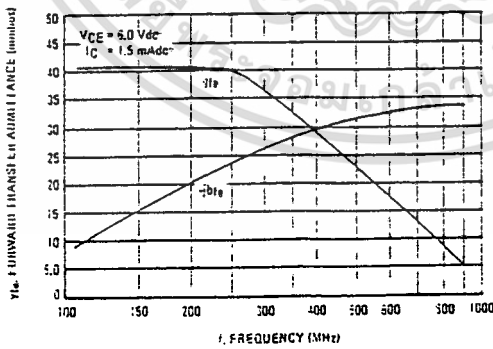
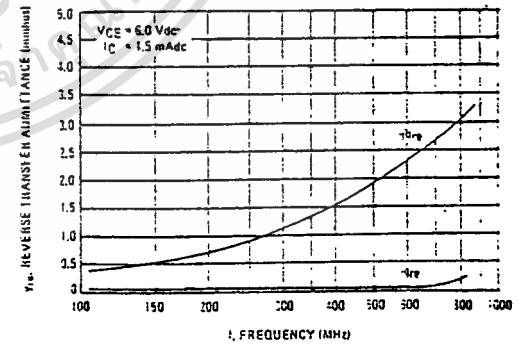


FIGURE 10 - REVERSE TRANSFER ADMITTANCE versus FREQUENCY



6.2

FIGURE 11— S_{11} , INPUT REFLECTION COEFFICIENT

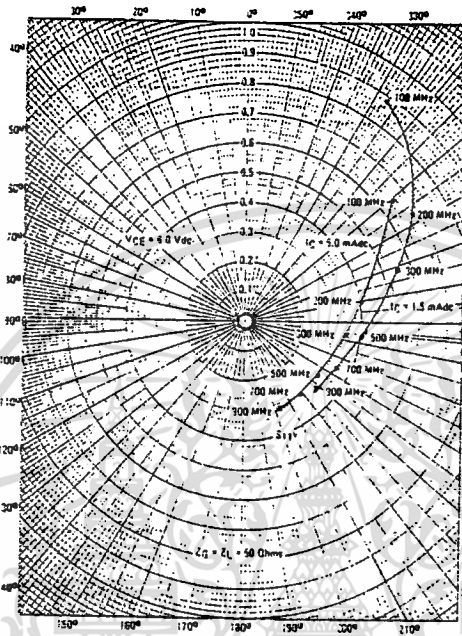


FIGURE 12— S_{22} , OUTPUT REFLECTION COEFFICIENT

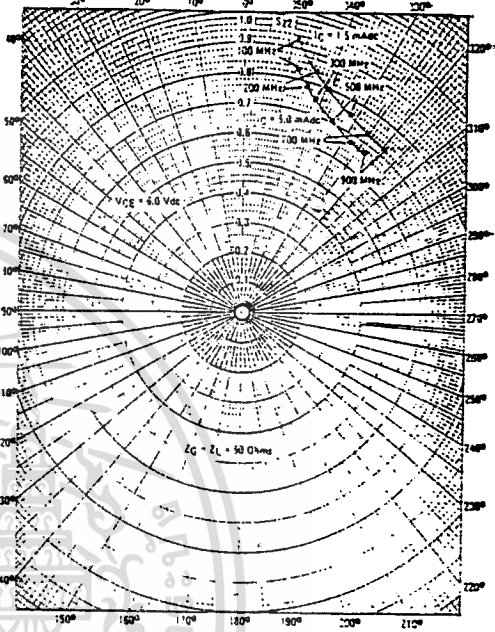


FIGURE 13— S_{12} , REVERSE TRANSMISSION COEFFICIENT

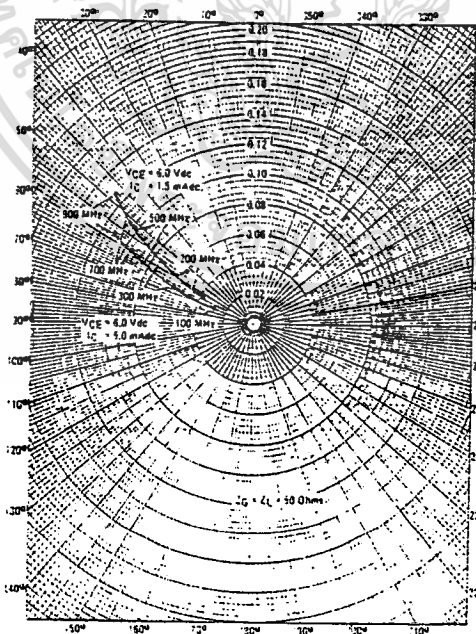
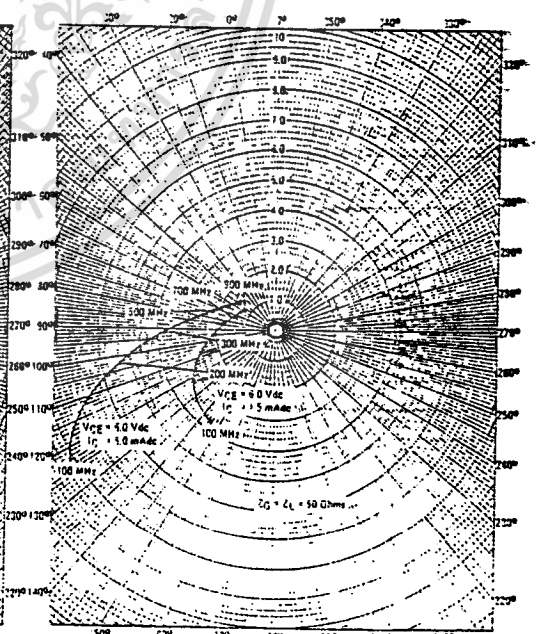


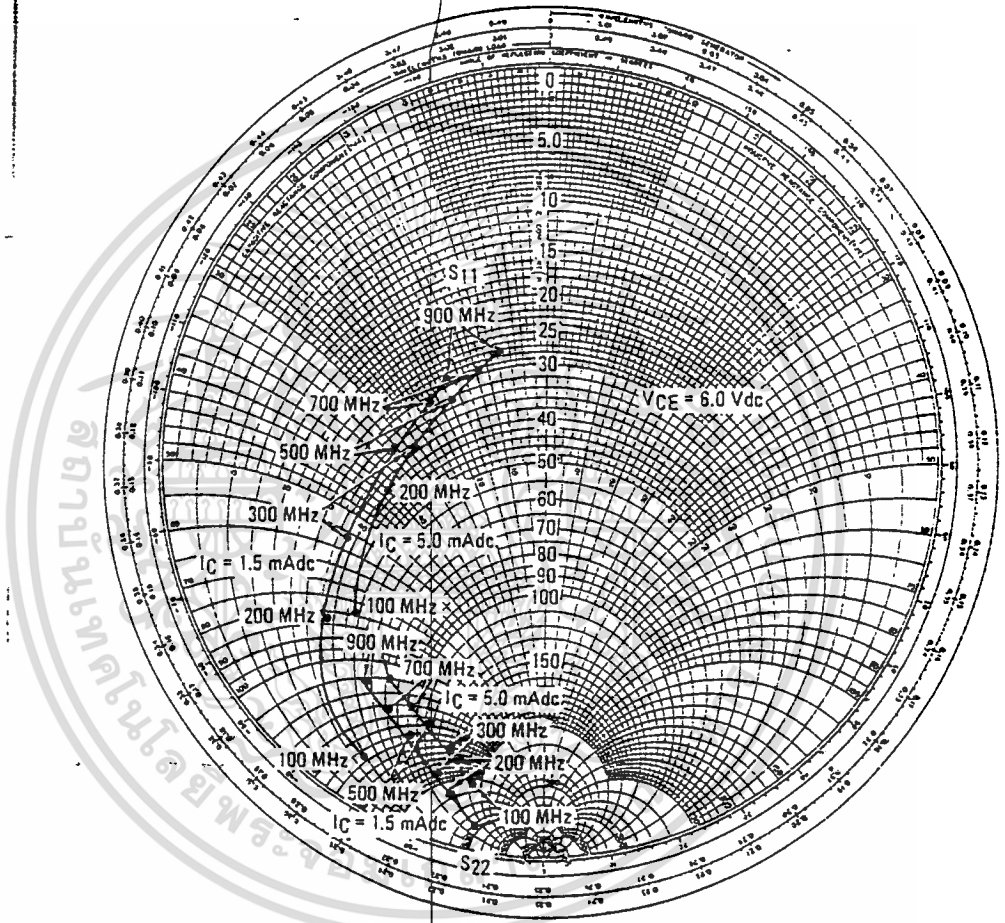
FIGURE 14— S_{21} , FORWARD TRANSMISSION COEFFICIENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น 6-54
 ไม่ควรนำออกจำหน่าย หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ควรนำออกจำหน่าย หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้

2N5179

FIGURE 15— S_{11} , INPUT REFLECTION COEFFICIENT AND S_{22} , OUTPUT REFLECTION COEFFICIENT



MOTOROLA RF DEVICE DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น 6-55 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MV 2101
thru
MV 2115**



MOTOROLA

VVC → ←

**VOLTAGE-VARIABLE
CAPACITANCE DIODES**

6.8-100 pF
30 VOLTS

SILICON EPICAP DIODES

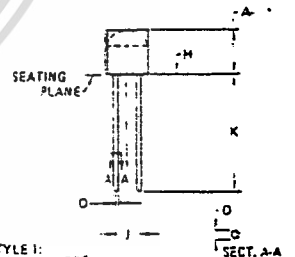
... designed in the popular PLASTIC PACKAGE for high volume requirements of FM Radio and TV tuning and AFC, general frequency control and tuning applications; providing solid-state reliability in replacement of mechanical tuning methods.

- High Q with Guaranteed Minimum Values
- Controlled and Uniform Tuning Ratio
- Standard Capacitance Tolerance—10%
- Complete Typical Design Curves



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	V_R	30	Volts
Forward Current	I_F	200	mA
Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	280 2.8	mW mW/°C
Junction Temperature	T_J	-125	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to -150	°C



STYLE 1:
PIN 1, ANODE
PIN 2, CATHODE

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.45	1.470	0.175	0.185
O	0.41	0.48	0.016	0.019
J	2.29	2.79	0.290	0.110
K	12.70	-	0.500	-

CASE 182-03

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MV2101 thru MV2115

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

Characteristic—All Types	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Breakdown Voltage ($I_R = 10 \mu\text{A dc}$)	BV_R	30	—	—	Vdc
Reverse Voltage Leakage Current ($V_R = 25 \text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_R	—	—	0.10	$\mu\text{A dc}$
Series Inductance ($f = 250 \text{ MHz}$, Lead Length $\approx 1/16''$)	L_S	—	6.0	—	nH
Case Capacitance ($f = 1.0 \text{ MHz}$, Lead Length $\approx 1/16''$)	C_C	—	0.18	—	pF
Diode Capacitance Temperature Coefficient ($V_R = 4.0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)	TC_C	—	280	400	$\mu\text{pm}/^\circ\text{C}$

Device	C_T , Diode Capacitance $V_R = 4.0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$ pF			Q, Figure of Merit $V_R = 4.0 \text{ Vdc}$, $f = 50 \text{ MHz}$		TR, Tuning Ratio C_2/C_{30} $f = 1.0 \text{ MHz}$		
	Min	Nom	Max	Min	Typ	Max	Min	Max
MV2101	8.1	8.8	7.5	450	2.5	3.2	2.7	3.2
MV2102	7.4	8.2	9.0	450	2.5	3.2	2.8	3.2
MV2103	9.0	10.0	11.0	400	2.5	3.2	2.9	3.2
MV2104	10.8	12.0	13.2	400	2.5	3.2	2.9	3.2
MV2105	13.5	15.0	16.5	400	2.5	3.2	2.9	3.2
MV2106	16.2	18.0	19.8	350	2.5	3.2	2.9	3.2
MV2107	19.8	22.0	24.2	350	2.5	3.2	2.9	3.2
MV2108	24.3	27.0	29.7	300	2.5	3.2	3.0	3.2
MV2109	29.7	33.0	36.3	200	2.5	3.2	3.0	3.2
MV2110	35.1	39.0	42.9	150	2.5	3.2	3.0	3.2
MV2111	42.3	47.0	51.7	150	2.5	3.2	3.0	3.2
MV2112	50.4	56.0	61.6	150	2.6	3.3	3.0	3.3
MV2113	51.2	58.0	64.8	150	2.6	3.3	3.0	3.3
MV2114	73.8	82.0	90.2	100	2.6	3.3	3.0	3.3
MV2115	90.0	100.0	110.0	100	2.6	3.3	3.0	3.3

PARAMETER TEST METHODS

1. L_S , SERIES INDUCTANCE

L_S is measured on a shorted package at 250 MHz using an impedance bridge (Boonton Radio Model 250A RX Meter).

2. C_C , CASE CAPACITANCE

C_C is measured on an open package at 1.0 MHz using a capacitance bridge (Boonton Electronics Model 75A or equivalent).

3. C_T , DIODE CAPACITANCE

($C_T = C_C - C_J$). C_T is measured at 1.0 MHz using a capacitance bridge (Boonton Electronics Model 75A or equivalent).

4. TR, TUNING RATIO

TR is the ratio of C_T measured at 2.0 Vdc divided by C_T measured at 30 Vdc.

5. Q, FIGURE OF MERIT

Q is calculated by taking the G and C readings of an admittance bridge at the specified frequency and substituting in the following equations:

$$Q = \frac{2\pi f C}{G}$$

(Boonton Electronics Model 33AS8). Use Lead Length $\approx 1/16''$.

6. TC_C , DIODE CAPACITANCE TEMPERATURE COEFFICIENT

TC_C is guaranteed by comparing C_T at $V_R = 4.0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$, $T_A = -55^\circ\text{C}$ with C_T at $V_R = 4.0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$, $T_A = +85^\circ\text{C}$ in the following equation which defines TC_C :

$$TC_C = \frac{C_T(+85^\circ\text{C}) - C_T(-55^\circ\text{C})}{85 - 55} \cdot \frac{10^6}{C_T(25^\circ\text{C})}$$

Accuracy limited by measurement of C_T to $\pm 0.1 \text{ pF}$.

TYPICAL DEVICE PERFORMANCE

FIGURE 1 - OIODE CAPACITANCE versus REVERSE VOLTAGE

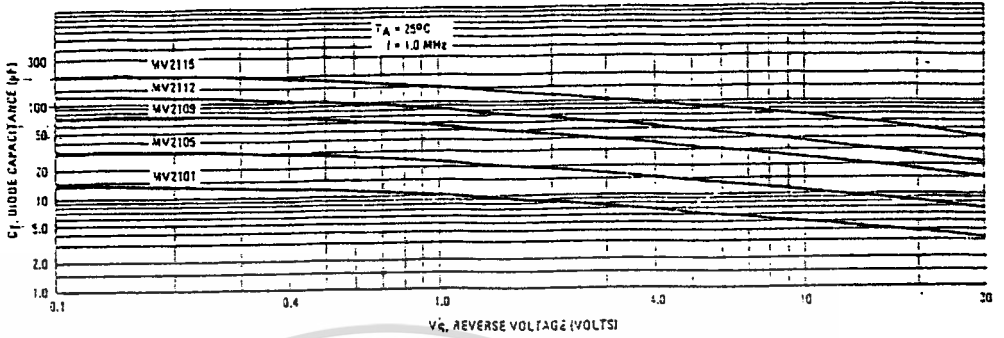


FIGURE 2 - NORMALIZED OIODE CAPACITANCE versus JUNCTION TEMPERATURE

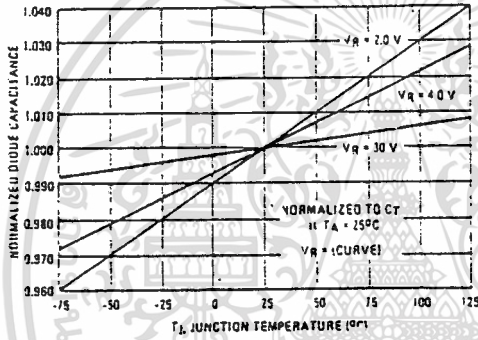


FIGURE 3 - REVERSE CURRENT versus REVERSE BIAS VOLTAGE

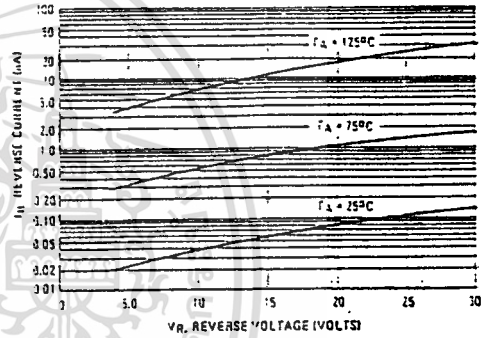


FIGURE 4 - FIGURE OF MERIT versus REVERSE VOLTAGE

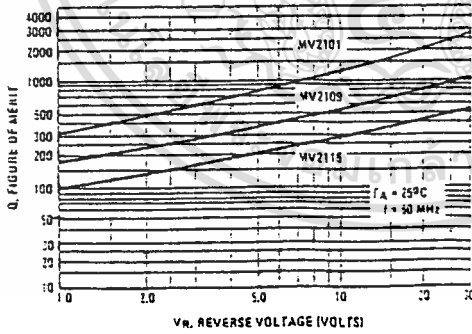
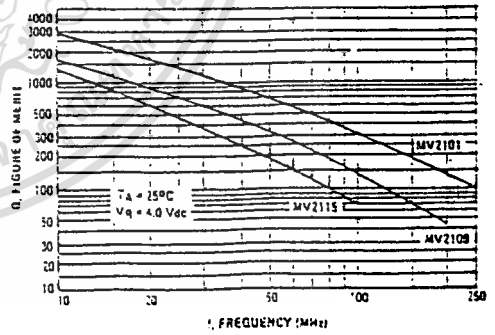


FIGURE 5 - FIGURE OF MERIT versus FREQUENCY



LM3089 FM Receiver IF System

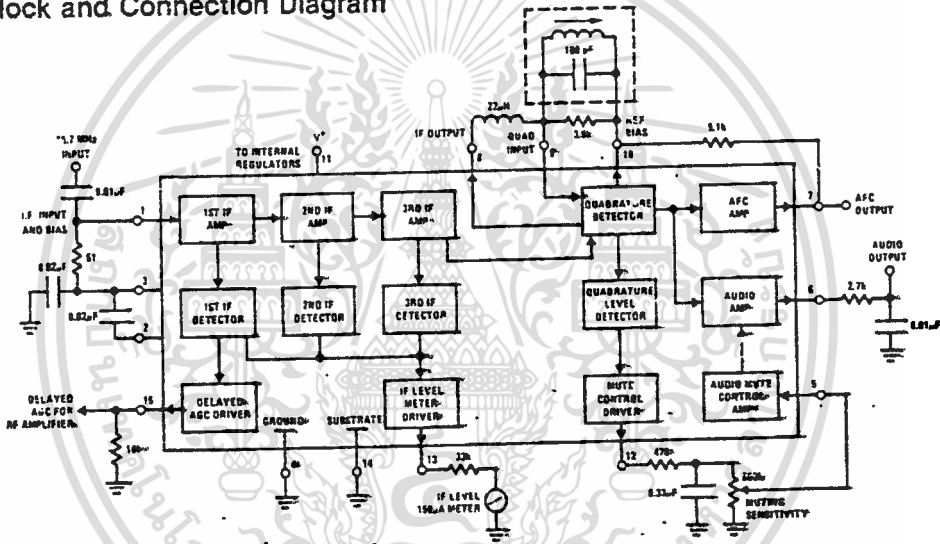
General Description

The LM3089 has been designed to provide all the major functions required for modern FM IF designs of automotive, high-fidelity and communications receivers.

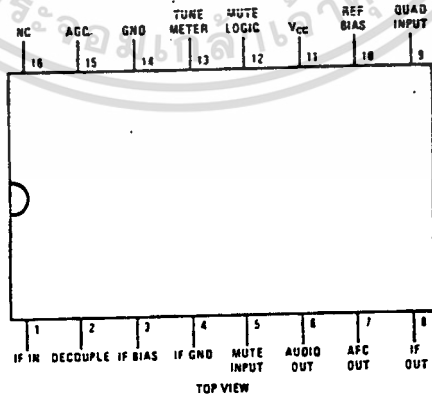
Features

- Three stage IF amplifier/limiter provides 12 μ V (typ) -3 dB limiting sensitivity
- Balanced product detector and audio amplifier provide 400 mV (typ) of recovered audio with distortion as low as 0.1% with proper external coil designs
- Four internal carrier level detectors provide delayed AGC signal to tuner, IF level meter drive current and interchannel mute control
- AFC amplifier provides AFC current for tuner and/or center tuning meters
- Improved operating and temperature performance, especially when using high Q quadrature coils in narrow band FM communications receivers
- No mute circuit latchup problems
- A direct replacement for CA3089E

Block and Connection Diagram



Quad-In-Line Package



Order Number LM3089N
See NS Package N16E

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage Between Pin 11 and Pins 4, 14	+16V	Power Dissipation (Note 2)	1390 mW
DC Current Out of Pin 12	5 mA	Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
DC Current Out of Pin 13	5 mA	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
DC Current Out of Pin 15	2 mA	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Electrical Characteristics (T_A = 25°C, V_{CC} = +12V, see Test Circuit)

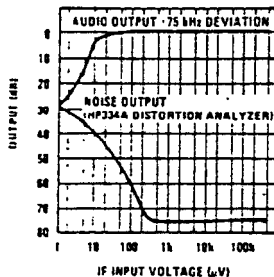
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
DC CHARACTERISTICS (V_{IN} = 0, NOT MUTED)						
I ₁₁	Supply Current	16	23	30	mA	
V _{1, 2, 3}	IF Input and Bias	1.2	1.9	2.4	V	
V ₆	Audio Output	5.0	5.6	6.0	V	
V ₇	AFC Output	5.0	5.6	6.0	V	
V ₁₀	Reference Bias	5.0	5.6	6.0	V	
V ₁₂	Mute Control	5.0	5.4	6.0	V	
V ₁₃	IF Level		0	0.5	V	
V ₁₅	Delayed AGC	4.2	4.7	5.3	V	
DYNAMIC CHARACTERISTICS f₀ = 10.7 MHz, Δf = ±75 kHz @ 400 Hz						
V _{IN} (LIM)	Input Limiting -3 dB		12	25	μV	
AMR	AM Rejection	V _{IN} = 100 mV, AM: 30%	45	55	-dB	
V _O (AF)	Recovered Audio	V _{IN} = 10 mV	300	400	500	mV _{rms}
THD	Total Harmonic Distortion					
	Single Tuned (Note 1)	V _{IN} = 100 mV		0.5	1.0	%
	Double Tuned (Note 1)	V _{IN} = 100 mV		0.1	0.3	%
S+N/N	Signal to Noise Ratio	V _{IN} = 100 mV	60	70	dB	
V ₁₂	Mute Control	V _{IN} = 100 mV		0	0.5	V
V ₁₃	IF Level	V _{IN} = 100 mV	4.0	5.0	6.0	V
V ₁₃	IF Level	V _{IN} = 500 μV	1.0	1.5	2.0	V
V ₁₅	Delayed AGC	V _{IN} = 100 mV		0.1	0.5	V
V ₁₅	Delayed AGC	V _{IN} = 30 mV		2.5		V
V _O (AF)	Audio Muted	V _{IN} = 100 mV, V ₅ = +2.5V	60			-dB

Note 1: Distortion is a function of quadrature coil used.

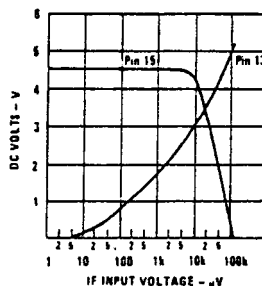
Note 2: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 90°C/W junction to ambient.

Typical Performance Characteristics

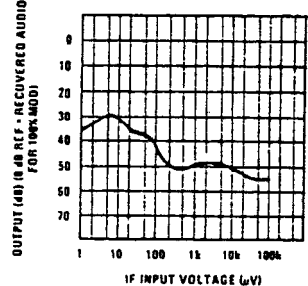
Typical S + N/N and IF Limiting Sensitivity vs IF Input Signal



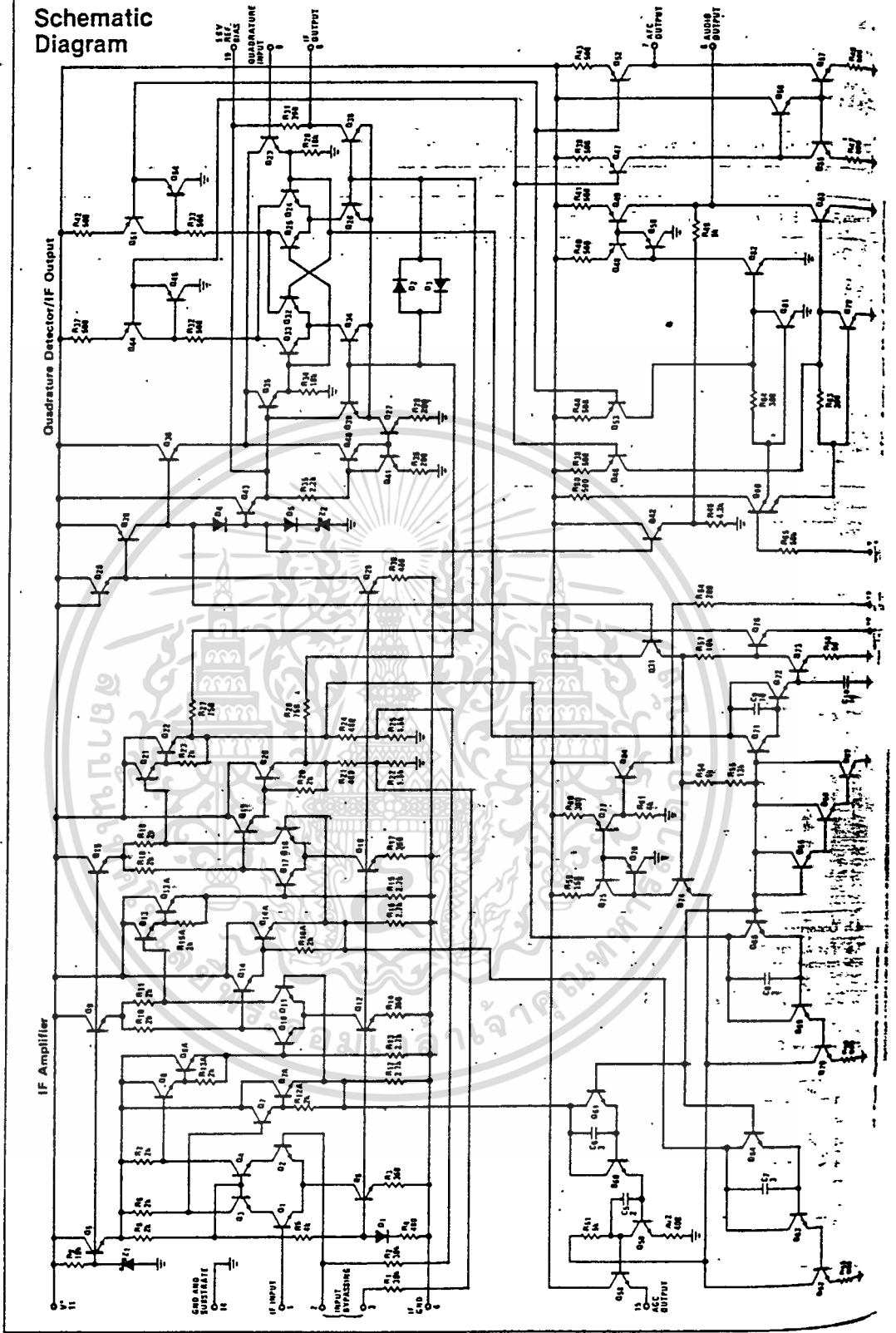
Typical AGC (Pin 15) and Meter Output (Pin 13) vs IF Input Signal



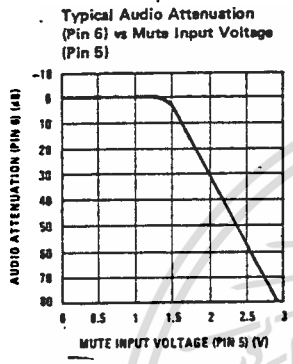
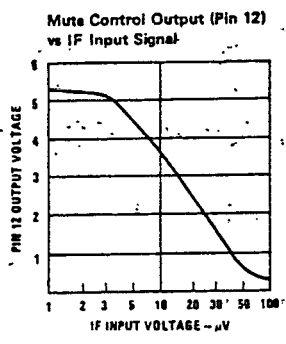
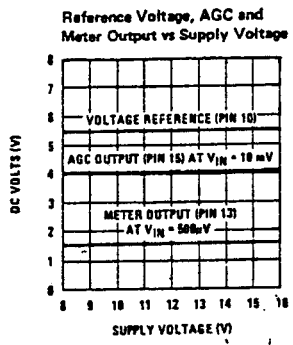
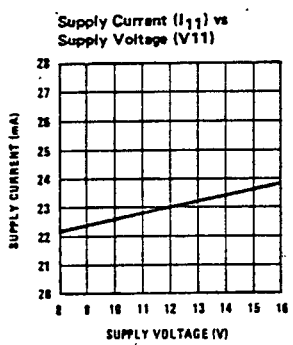
AM Rejection (30% Mod) vs IF Input Signal



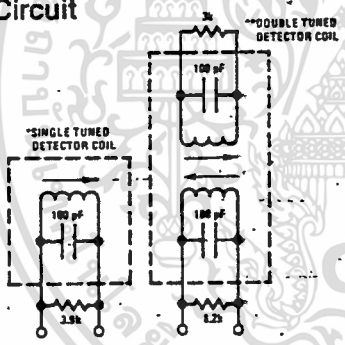
Schematic Diagram



Typical Performance Characteristics (Continued)

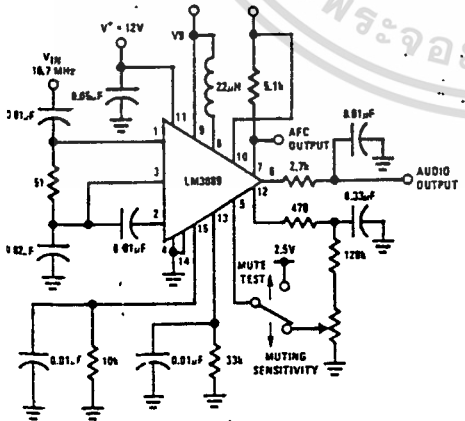


AC/DC Test Circuit



- *For single tuned detector coil:
 L_0 tunes with 100 pF at 10.7 MHz
 Q_{UL} (unloaded) ≈ 75
 Q_L (loaded) ≈ 13 for $V_9 \approx 150$ mVrms
- **For double tuned detector coil:
 $Q_{ULP1} = Q_{ULSEC} \approx 75$
 $kQ \approx 0.7$ for $V_9 \approx 150$ mVrms

Note:
 The recovered audio output voltage will be approximately 0.5 dB less when using the double tuned detector coil.
 For proper operation of the mute circuit, the RF voltage at pin 9 should be 150 mVrms ± 30 mV.



LM1596/LM1496 Balanced Modulator-Demodulator

General Description

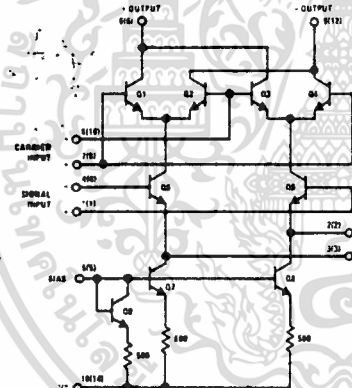
The LM1596/LM1496 are double balanced modulator-demodulators which produce an output voltage proportional to the product of an input (signal) voltage and a switching (carrier) signal. Typical applications include suppressed carrier modulation, amplitude modulation, synchronous detection, FM or PM detection, broadband frequency doubling and chopping.

The LM1596 is specified for operation over the -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ military temperature range. The LM1496 is specified for operation over the 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range.

Features

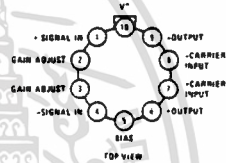
- Excellent carrier suppression
 - 65 dB typical at 0.5 MHz
 - 50 dB typical at 10 MHz
- Adjustable gain and signal handling
- Fully balanced inputs and outputs
- Low offset and drift
- Wide frequency response up to 100 MHz

Schematic and Connection Diagrams



Numbers in parentheses show DIP connections.

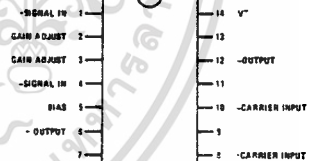
Metal Can Package



Note: Pin 10 is connected electrically to the case through the device substrate.

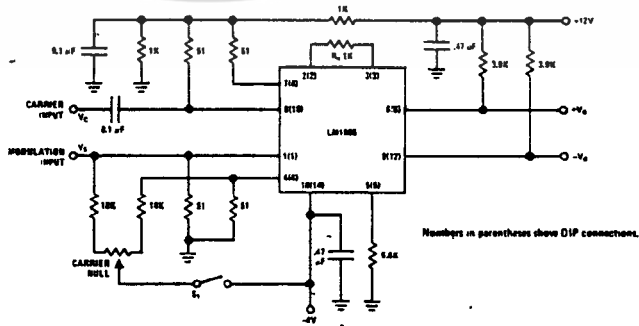
Order Number LM1496H or LM1596H
See NS Package H08C

Dual-In-Line Package



Order Number LM1496N
See NS Package N14A

Typical Application and Test Circuit



Numbers in parentheses show DIP connections.

Note: S_1 is closed for "equated" measurements.

Suppressed Carrier Modulator

LM1596/LM1496

Absolute Maximum Ratings

Internal Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Applied Voltage (Note 2)	30V
Differential Input Signal ($V_7 - V_8$)	$\pm 5.0V$
Differential Input Signal ($V_4 - V_1$)	$\pm(5+I_B R_{L_i})V$
Input Signal ($V_2 - V_1, V_3 - V_4$)	5.0V
Bias Current (I_B)	12 mA
Operating Temperature Range LM1596	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$
LM1496	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$
Storage Temperature Range	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	$300^\circ C$

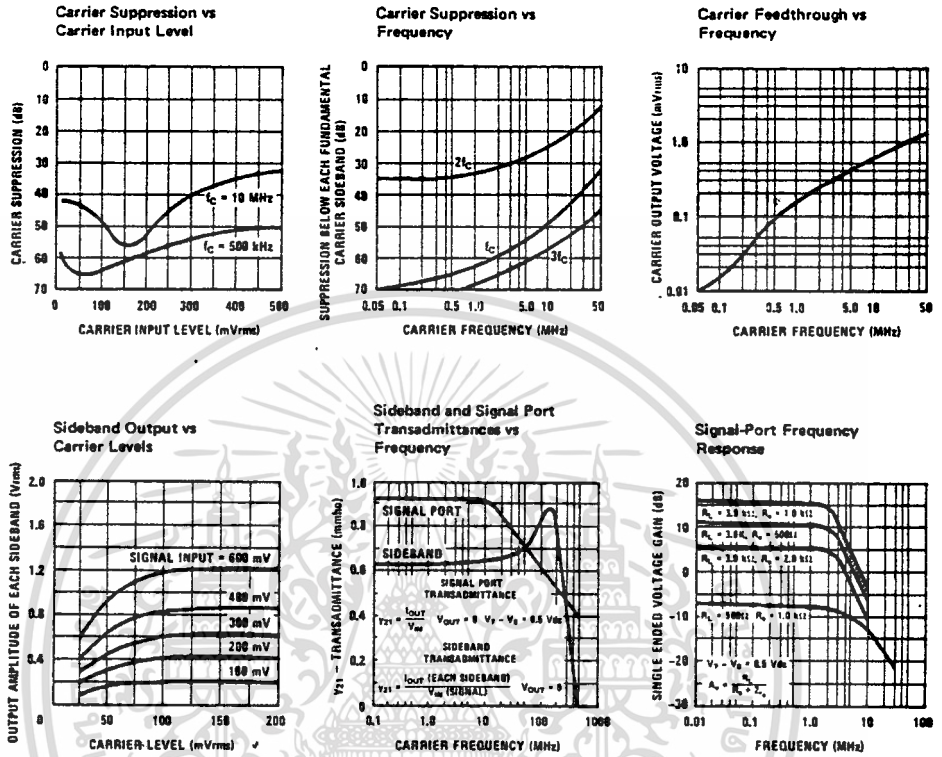
Electrical Characteristics ($T_A = 25^\circ C$, unless otherwise specified, see test circuit)

PARAMETER	CONDITIONS	LM1596			LM1496			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Carrier Feedthrough	$V_C = 60$ mVrms sine wave $f_C = 1.0$ kHz, offset adjusted		40			40		μV rms
	$V_C = 60$ mVrms sine wave $f_C = 10$ MHz, offset adjusted		140			140		μV rms
	$V_C = 300$ mV _{pp} square wave $f_C = 1.0$ kHz, offset adjusted		0.04	0.2		0.04	0.2	mVrms
	$V_C = 300$ mV _{pp} square wave $f_C = 1.0$ kHz, offset not adjusted		20	100		20	150	mVrms
Carrier Suppression	$f_S = 10$ kHz, 300 mVrms $f_C = 500$ kHz, 60 mVrms sine wave offset adjusted	50	65		50	65		dB
	$f_S = 10$ kHz, 300 mVrms $f_C = 10$ MHz, 60 mVrms sine wave offset adjusted		50			50		dB
Transmittance Bandwidth	$R_L = 50\Omega$ Carrier Input Port, $V_C = 60$ mVrms sine wave $f_S = 1.0$ kHz, 300 mVrms sine wave		300			300		MHz
	Signal Input Port, $V_S = 300$ mVrms sine wave $V_7 - V_8 = 0.5Vdc$		80			80		MHz
Voltage Gain, Signal Channel	$V_S = 100$ mVrms, $f = 1.0$ kHz $V_7 - V_8 = 0.5Vdc$	2.5	3.5		2.5	3.5		V/V
Input Resistance, Signal Port	$f = 5.0$ MHz $V_7 - V_8 = 0.5 Vdc$		200			200		Ω
Input Capacitance, Signal Port	$f = 5.0$ MHz $V_7 - V_8 = 0.5 Vdc$		2.0			2.0		pF
Single Ended Output Resistance	$f = 10$ MHz		40			40		$k\Omega$
Single Ended Output Capacitance	$f = 10$ MHz		5.0			5.0		pF
Input Bias Current	$(I_1 + I_4)/2$		12	25		12	30	μA
Input Bias Current	$(I_7 + I_8)/2$		12	25		12	30	μA
Input Offset Current	$(I_1 - I_4)$		0.7	5.0		0.7	5.0	μA
Input Offset Current	$(I_7 - I_8)$		0.7	5.0		0.7	5.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current	$(-55^\circ C < T_A < +125^\circ C)$ $(0^\circ C < T_A < +70^\circ C)$							$nA/^\circ C$ $nA/^\circ C$
Output Offset Current	$(I_6 - I_9)$		14	50		14	60	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current	$(-55^\circ C < T_A < +125^\circ C)$ $(0^\circ C < T_A < +70^\circ C)$							$nA/^\circ C$ $nA/^\circ C$
Signal Port Common Mode Input Voltage Range	$f_S = 1.0$ kHz		5.0			5.0		V_{DIP}
Signal Port Common Mode Rejection Ratio	$V_7 - V_8 = 0.5 Vdc$		-85			-85		dB
Common Mode Quiescent Output Voltage			8.0			8.0		Vdc
Differential Output Swing Capability			8.0			8.0		V_{DIP}
Positive Supply Current	$(I_6 + I_9)$		2.0	3.0		2.0	3.0	mA
Negative Supply Current	(I_{10})		3.0	4.0		3.0	4.0	mA
Power Dissipation			33			33		mW

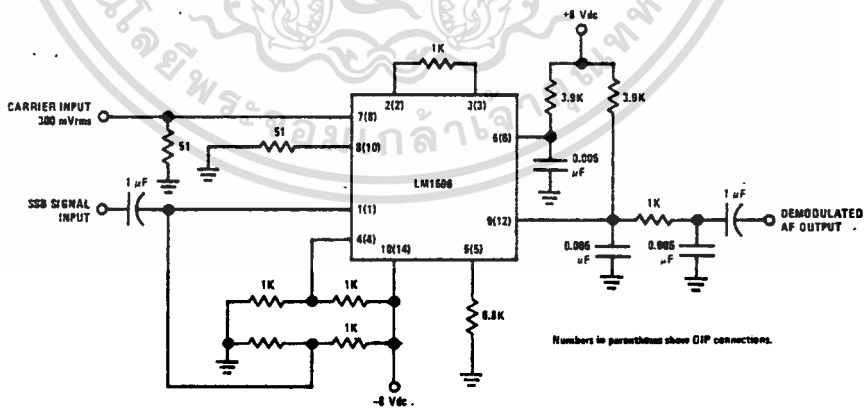
Note 1: LM1596 rating applies to case temperatures to $+125^\circ C$; derate linearly at 6.5 mW/ $^\circ C$ for ambient temperature above $75^\circ C$. LM1496 rating applies to case temperatures to $+70^\circ C$.

Note 2: Voltage applied between pins 6-7, 8-1, 9-7, 9-8, 7-4, 7-1, 8-4, 6-8; 2-5, 3-5.

Typical Performance Characteristics



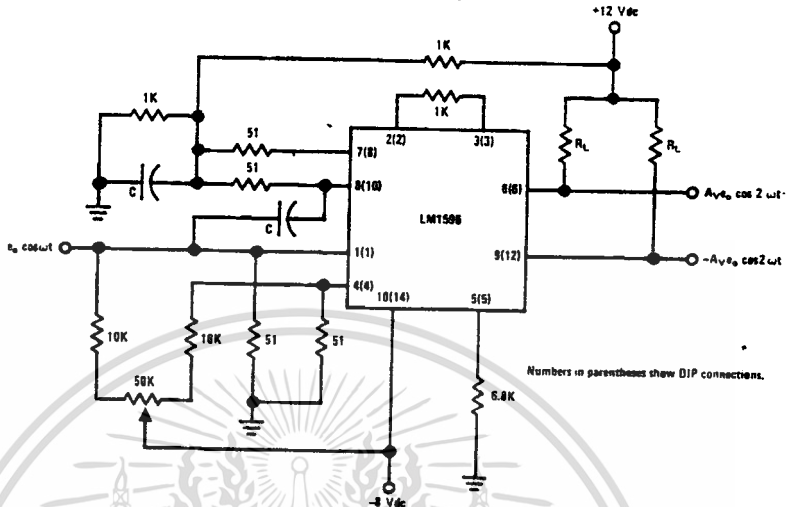
Typical Applications (Continued)



SSB Product Detector

This figure shows the LM1596 used as a single sideband (SSB) suppressed carrier demodulator (product detector). The carrier signal is applied to the carrier input port with sufficient amplitude for switching operation. A carrier input level of 300 mVrms is optimum. The composite SSB signal is applied to the signal input port with an amplitude of 5.0 to 500 mVrms. All output signal components except the desired demodulated audio are filtered out, so that an offset adjustment is not required. This circuit may also be used as an AM detector by applying composite and carrier signals in the same manner as described for product detector operation.

Typical Applications (Continued)



Broadband Frequency Doubler

The frequency doubler circuit shown will double low-level signals with low distortion. The value of C should be chosen for low reactance at the operating frequency.

Signal level at the carrier input must be less than 25 mV peak to maintain operation in the linear region of the switching differential amplifier. Levels to 50 mV peak may be used with some distortion of the output waveform. If a larger input signal is available a resistive divider may be used at the carrier input, with full signal applied to the signal input.



LM733/LM733C Differential Video Amp

General Description

The LM733/LM733C is a two-stage, differential input, differential output, wide-band video amplifier. The use of internal series-shunt feedback gives wide bandwidth with low phase distortion and high gain stability. Emitter-follower outputs provide a high current drive, low impedance capability. It's 120 MHz bandwidth and selectable gains of 10, 100, and 400, without need for frequency compensation, make it a very useful circuit for memory element drivers, pulse amplifiers, and wide band linear gain stages.

The LM733 is specified for operation over the -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ military temperature range. The LM733C is specified for operation over the 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range.

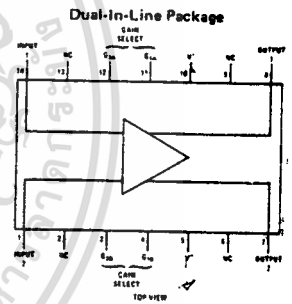
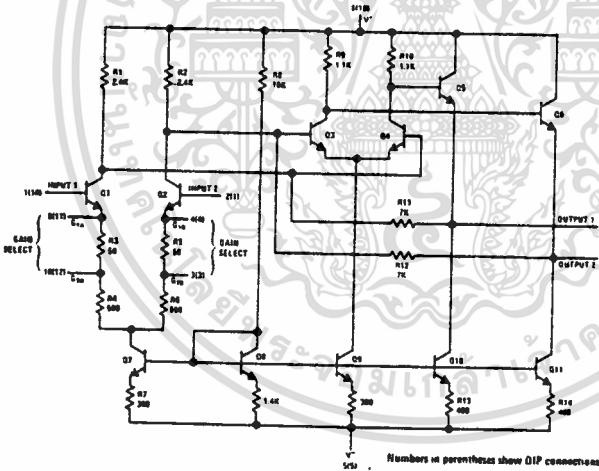
Features

- 120 MHz bandwidth
- 250 k Ω input resistance
- Selectable gains of 10, 100, 400
- No frequency compensation
- High common mode rejection ratio at high frequencies.

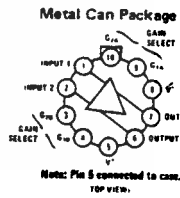
Applications

- Magnetic tape systems
- Disk file memories
- Thin and thick film memories
- Woven and plated wire memories
- Wide band video amplifiers.

Schematic and Connection Diagrams

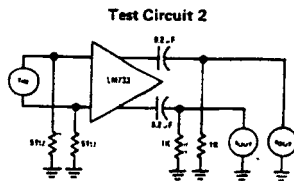
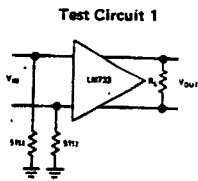


Order Number LM733CN
See NS Package N14A

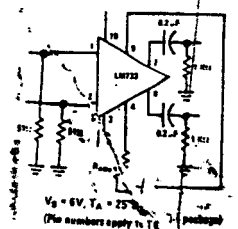


Order Number LM733H or LM733CH
See NS Package H10D

Test Circuits



Voltage Gain Adjust Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

Differential Input Voltage	±5V
Common Mode Input Voltage	±6V
V _{CC}	±8V
Output Current	10 mA
Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Junction Temperature	+150°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range LM733	-55°C to +125°C
LM733C	0°C to +70°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

Electrical Characteristics (T_A = 25°C, unless otherwise specified, see test circuits, V_S = ±6.0V)

CHARACTERISTICS	TEST CIRCUIT	TEST CONDITIONS	LM733			LM733C			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Differential Voltage Gain			300	400	500	250	400	600	
Gain 1 (Note 2)	1	R _L = 2 kΩ V _{OUT} = 3V _{DD}	90	100	110	80	100	120	
Gain 2 (Note 3)			9.0	10	11	8.0	10	12	
Gain 3 (Note 4)									
Bandwidth				40			40		MHz
Gain 1	2			90			90		MHz
Gain 2				120			120		MHz
Gain 3									
Rise Time				10.5			10.5		ns
Gain 1	2	V _{OUT} = 1V _{DD}		4.5	10		4.5	12	ns
Gain 2				2.5			2.5		ns
Gain 3									
Propagation Delay				7.5			7.5		ns
Gain 1	2	V _{OUT} = 1V _{DD}		6.0	10		6.0	10	ns
Gain 2				3.6			3.6		ns
Gain 3									
Input Resistance				4.0			4.0		kΩ
Gain 1			20	30		10	30		kΩ
Gain 2				250			250		kΩ
Gain 3									
Input Capacitance		Gain 2		2.0			2.0		pF
Input Offset Current				0.4	3.0		0.4	5.0	μA
Input Bias Current				9.0	20		9.0	30	μA
Input Noise Voltage		BW = 1 kHz to 10 MHz		12			12		μVrms
Input Voltage Range	1		±1.0			±1.0			V
Common Mode Rejection Ratio									dB
Gain 2	1	V _{CM} = ±1V f ≤ 100 kHz	60	86		60	86		dB
Gain 3		V _{CM} = ±1V f = 5 MHz		60			90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio									dB
Gain 2	1	ΔV _S = ±0.5V	50	70		50	70		dB
Output Offset Voltage				0.6	1.5		0.6	1.5	V
Gain 1	1	R _L = ∞		0.35	1.0		0.35	1.5	V
Gain 2 and 3									
Output Common Mode Voltage	1	R _L = ∞	2.4	2.9	3.4	2.4	2.9	3.4	V
Output Voltage Swing	1	R _L = 2k	3.0	4.0		3.0	4.0		V
Output Sink Current			2.5	3.6		2.5	3.6		mA
Output Resistance				20			20		Ω
Power Supply Current	1	R _L = ∞		18	24		18	24	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

(The following specifications apply for $-55^{\circ}\text{C} < T_A < 125^{\circ}\text{C}$ for the LM733 and $0^{\circ}\text{C} < T_A < 70^{\circ}\text{C}$ for the LM733C, $V_S = \pm 6.0\text{V}$)

CHARACTERISTICS	TEST CIRCUIT	TEST CONDITIONS	LM733			LM733C			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Differential Voltage Gain									
Gain 1			200		600	250		600	
Gain 2	1	$R_L = 2\text{ k}\Omega, V_{OUT} = 3 V_{OO}$	80		120	80		120	
Gain 3			8.0		12.0	8.0		12.0	
Input Resistance Gain 2			8			8			$\text{k}\Omega$
Input Offset Current					5		6	μA	
Input Bias Current					40		40	μA	
Input Voltage Range	1		± 1			± 1		V	
Common Mode Rejection Ratio									
Gain 2	1	$V_{CM} = \pm 1\text{V}, f \leq 100\text{ kHz}$	50			50		dB	
Supply Voltage Rejection Ratio									
Gain 2	1	$\Delta V_S = \pm 0.5\text{V}$	50			50		dB	
Output Offset Voltage									
Gain 1	1	$R_L = \infty$			1.5			V	
Gain 2 and 3						1.5		V	
Output Voltage Swing	1	$R_L = 2\text{ k}\Omega$	2.5			2.8		V_{PP}	
Output Sink Current			2.2			2.5		mA	
Power Supply Current	1	$R_L = \infty$			27			mA	

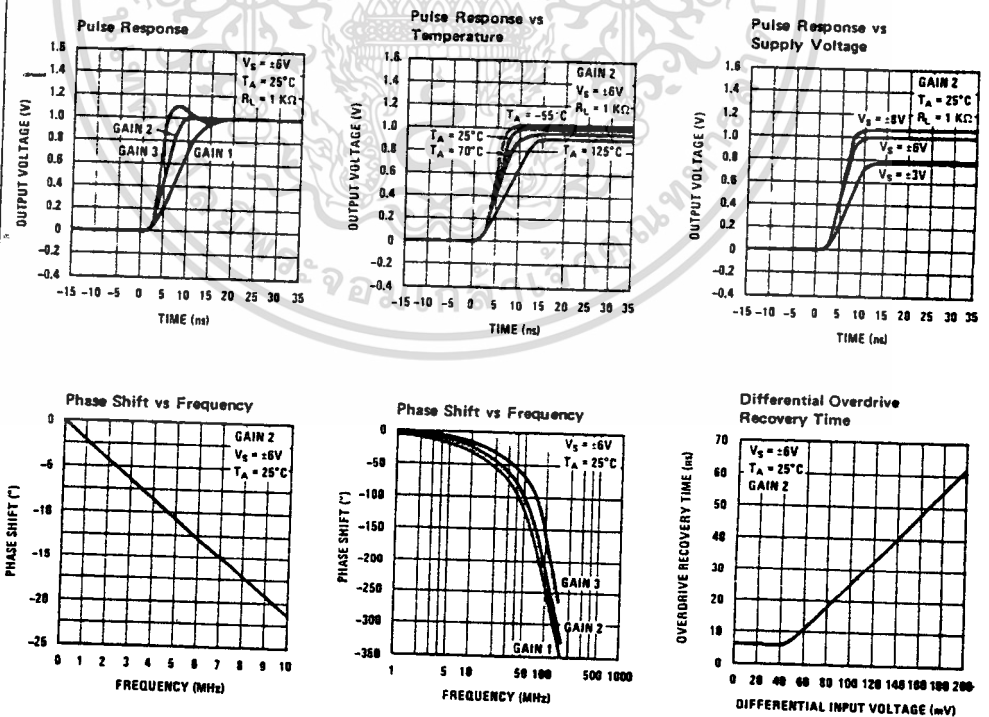
Note 1: The maximum junction temperature of the LM733 is 150°C , while that of the LM733C is 100°C . For operation at elevated temperatures devices in the TO-100 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W junction to ambient or 45°C/W junction to case. Thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W .

Note 2: Pins G1A and G1B connected together.

Note 3: Pins G2A and G2B connected together.

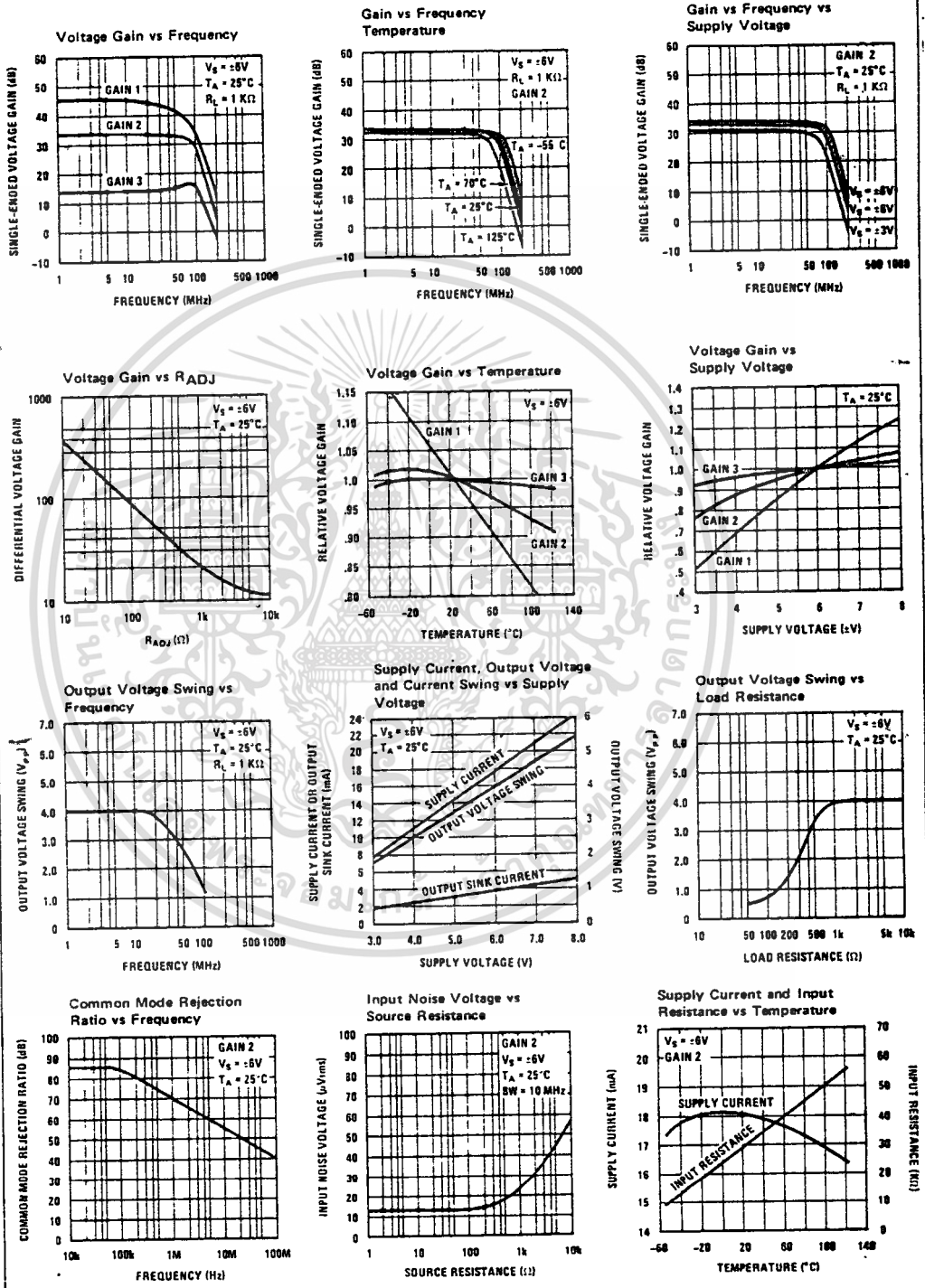
Note 4: Gain select pins open.

Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Dennis Roddy, John Coolen * Electronic communication * Reston, Virginia : Prentice-Hall, 1984
- [2] Leonard J. Geis * Transform analysis and filters* New Jersey : Prentice-Hall, 1989
- [3] สิทธิชัย โภคยอุดม * การวิเคราะห์และสังเคราะห์วงจรร่วม เล่มที่ 1 * กรุงเทพฯ : โครงการตำราภาษาไทย คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าฯ ลาดกระบัง ลำดับที่ 59 , 2520



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้