



เครื่องรับสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพล็กซ์

โดยขบวนการสร้างสัญญาณเลียนแบบ PPM

FM Stereo Multiplex Receiver Based on PPM Simulating Signal



โดย
นายดิษฐพงศ์ สันติมณีรัตน์
นายปัญญา วอนเพื่อน

วัน เดือน ปี..... 18 คค 2541
เลขทะเบียน..... 039062
เลขเรียกหนังสือ..... T 40303 0585ค

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีเลขที่ 039062

เครื่องรับสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพล็กซ์
โดยขบวนการสร้างสัญญาณเลียนแบบ PPM
FM Stereo Multiplex Receiver Based on PPM Simulating Signal

โดย

นายคิษฐพงศ์ ถันติมณีรัตน์ 37014125

นายปัญญา วอนเพื่อน 37014253

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทบริหารศึกษาศาสตร์ 2540

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องรับสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอ มัลติเพล็กซ์ โดยขบวนการสร้างสัญญาณเลียนแบบ PPM
FM Stereo Multiplex Receiver Based on PPM Simulating Signal

ผู้จัดทำ

1. นายศิษุพงศ์ สันติมนิรัตน์ รหัสประจำตัว 37014125
2. นายปัญญา วอนเพื่อน รหัสประจำตัว 37014253

..... *ปราโมทย์* อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์ด้วยขบวนการสร้างสัญญาณเลียนแบบ PPM

FM Stereo Multiplex Receiver Based on PPM Simulating Signal

โดย นายศิษฐพงศ์ สันติมิตรรัตน์ 37014125

นายปัญญา วอนเคื่อน 37014253

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน

บทคัดย่อ

รายงานฉบับนี้เป็นการสร้างเครื่องรับสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์โดยการเกิดสัญญาณเอฟเอ็ม โดยใช้ขบวนการแปลงสัญญาณเอฟเอ็ม ให้เป็นสัญญาณโมโนพัลส์ที่มีลักษณะคล้ายกับ PPM และนำสัญญาณดังกล่าวไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำที่มีความถี่คutoff ที่เหมาะสม ก็จะได้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมา แล้วนำไปผ่านวงจรแยกสัญญาณเสียงสเตอริโอออกมา ซึ่งหลักการเกิดสัญญาณเอฟเอ็มดังกล่าวมีโครงสร้างที่ง่ายและกระทัดรัด โดยวงจรใช้เพียง โมโนพัลส์กับฟิลเตอร์เท่านั้น

ABSTRACT

This thesis is a FM stereo multiplex receiver based on monopulse . The generated signal is similar to PPM signal which it is well known it consists of the message and cross-modulation signal. Then this signal go to the stereo detector circuit for detecting the FM stereo multiplex signal. To use the Square Law to detect L – R signal from the AM Signal. This type of FM detector is compact and simple to design.

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	2
2.1 การมอดูเลตทางความถี่	2
2.2 ผลจากการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณ	3
2.3 ผลจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณ	4
2.4 สมการของคลื่นเอฟเอ็ม	5
2.5 การวิเคราะห์สัญญาณเอฟเอ็ม	6
2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างมอดูเลชันอินเด็กซ์กับสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็ม	8
2.7 แบนด์วิดท์	9
2.8 มอดูเลชันทางแอมพลิจูด	10
2.9 ลักษณะของสัญญาณที่ได้รับจากการทำแอมพลิจูดมอดูเลชัน	10
2.10 การมอดูเลต AM แบบ DSBSC (Double-Side Band Suppress Carrier Modulation)	12
2.11 หลักการของการส่งเอฟเอ็มสเตอริโอ มัลติเพล็กซ์ (FM Stereo Multiplex Transmission)	14
2.12 บล็อก ไดอะแกรมของเครื่องส่งเอฟเอ็มสเตอริโอ มัลติเพล็กซ์	15
2.13 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอ มัลติเพล็กซ์	16
2.14 หลักการของเครื่องรับเอฟเอ็ม	17
2.15 วงจร ไอเอฟแอมพลิไฟเออร์	18
2.15.1 วงจรขยายความถี่วิทยุใช้ทรานซิสเตอร์	18
2.15.2 วงจรขยายเลือกความถี่ในทูนข้างเดียว	19
2.15.3 วงจรขยายคลาสซี	20
2.16 หลักการของออสซิลเลเตอร์	22
2.16.1 วงจรฮาร์ตลีย์ออสซิลเลเตอร์	23
2.16.2 วงจร โคพิทท์ออสซิลเลเตอร์	24
2.16.3 วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดจูนอินพุท จูนเอาต์พุท	25
2.17 วงจรมิกเซอร์	25
2.17.1 เฟ็ทมิกเซอร์	28
2.18 วงจรขยายสัญญาณไอเอฟ	34
2.19 การดีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็ม โดยใช้ขบวนการสร้างสัญญาณเลียนแบบพีเอ็ม	34
2.20 การวิเคราะห์ค่าองค์ประกอบของสัญญาณอิมพัลส์	35
2.21 การดีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็มแบบใช้กฎกำลัง 2	37
2.22 วงจรกรองความถี่ต่ำ (Low Pass Filter)	40

เรื่อง	หน้า
2.23 วงจรกรองความถี่เป็นช่วง (Band Pass Filter)	41
2.24 วงจรกรองความถี่สูง (High Pass Filter)	42
2.25 วงจรยกกำลัง 2	42
2.26 วงจรลดครากที่ 2	45
2.27 วงจรบัฟเฟอร์	46
2.28 วงจรขยายกลับเฟส	46
2.29 วงจรขยายไม่กลับเฟส	47
2.30 วงจรออสซิลเลเตอร์	48
บทที่3 การคำนวณและวงจร	49
3.1 วงจรโลพาสฟิลเตอร์	49
3.2 วงจรโลพาสฟิลเตอร์แบบบัตเตอร์เวิร์ท	53
3.3 วงจรกรองความถี่สูงแบบบัตเตอร์เวิร์ท	56
3.4 วงจรมิกเซอร์	58
3.5 วงจรออสซิลเลเตอร์	58
3.6 วงจรอาร์เอฟแอมพลิไฟเออร์	61
3.7 วงจรบวกแรงดัน	61
3.8 วงจรลบแรงดัน	62
บทที่4 ผลการทดลอง	66
บทที่5 สรุป	86
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

สารบัญรูปภาพ

รูปที่	หน้า
รูปที่ 2.1 การแปรผันตามความถี่ของคลื่นพาห์โดยสัญญาณข่าวดาร	2
รูปที่ 2.2 รูปคลื่นเอฟเอ็มที่เกิดจากสัญญาณมีขนาดต่าง ๆ กัน	3
รูปที่ 2.3 รูปคลื่นเอฟเอ็มที่เกิดจากสัญญาณมีความถี่ต่าง ๆ	4
รูปที่ 2.4 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็ม	8
รูปที่ 2.5 แสดงการกระจายของสเปกตรัมสัญญาณเอฟเอ็มที่ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงความถี่เดียว	9
รูปที่ 2.6 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็ม	11
รูปที่ 2.7 แสดงสัญญาณ DSBSC	12
รูปที่ 2.8 สเปกตรัมของสัญญาณ DSB	13
รูปที่ 2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งเอฟเอ็มสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์	15
รูปที่ 2.10 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์	16
รูปที่ 2.11 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับเอฟเอ็ม	17
รูปที่ 2.12 วงจรขยายที่มีโหลคเป็นวงจรรีโซแนนซ์	18
รูปที่ 2.13 วงจรขยายที่เลือกความถี่	19
รูปที่ 2.14 ต่อตัวต้านทาน R_b เพื่อให้เกิดการไบแอสกลับระหว่างเบสอิมีเตอร์มากขึ้น	21
รูปที่ 2.15 วงจรซาร์ทเลย์ชออสซิลเลเตอร์ที่แสดงลักษณะรูปคลื่นของสัญญาณ	22
รูปที่ 2.16 วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์	24
รูปที่ 2.17 มิกเซอร์ที่ประกอบด้วยอุปกรณ์ที่ทำงานไม่เป็นเชิงเส้น	26
รูปที่ 2.18 ไดโอดมิกเซอร์อย่างง่าย	27
รูปที่ 2.19 เฟทมิกเซอร์	28
(ก) จังก์ชันเฟทมิกเซอร์ซึ่งออสซิลเลเตอร์และอาร์เอฟป้อนเข้าที่ขาเกต	
(ข) จังก์ชันเฟทมิกเซอร์ซึ่งออสซิลเลเตอร์ป้อนเข้าที่ขาซอร์ส	
(ง) คูอัล-เกต มอสเฟท มิกเซอร์ ซึ่งสัญญาณอาร์เอฟและออสซิลเลเตอร์ป้อนเข้าที่ขาเกตแต่ละขา	
รูปที่ 2.20 (ก) ลักษณะสแควร์ลอร์วของจังก์ชันเฟท	29
(ข) กราฟของ g_m กลับ V_{GS} สำหรับอุปกรณ์ที่เป็นสแควร์ลอร์วโดยที่ป้อนแรงดันออสซิลเลเตอร์ $v_{Lo} = V_{Lo} \cos \omega t$ ซึ่งค่า $g_m(t)$ จะเปลี่ยนเป็นรูปโคไซน์เช่นกัน	30
รูปที่ 2.21 (ก) สัญลักษณ์ของคูอัล-เกต มอสเฟท	32
(ข) วงจรเสมือนของคูอัล-เกตมอสเฟท	
รูปที่ 2.22 กราฟระหว่างกระแสเดรนกับ V_{G1S} ของ 3N211 ที่ค่าต่าง ๆ กันของ V_{G2S}	32

รูปที่	หน้า
รูปที่ 2.23 กราฟของ y_{e} กับ V_{GIS} ของ 3N211	33
รูปที่ 2.24 บล็อกโคอะแกรมของการตีเทคต์สัญญาณเอฟเอ็ม โดยใช้ขบวนการสร้างสัญญาณเลียนแบบพีพีเอ็ม	35
รูปที่ 2.25 แสดงสัญญาณเอฟเอ็มและขบวนการสร้างสัญญาณพัลส์	35
รูปที่ 2.26 แสดงบล็อกโคอะแกรมของวงจรสแควร์ลอคทีเทคต์เตอร์	37
รูปที่ 2.27 แสดงวงจรสแควร์ลอคทีเทคต์เตอร์	38
รูปที่ 2.28 แสดงกราฟการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำ	40
รูปที่ 2.29 แสดงคุณสมบัติการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่ในช่วง	41
รูปที่ 2.30 แสดงคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน	42
รูปที่ 2.31 แสดงวงจรคูณสัญญาณ	42
รูปที่ 2.32 แสดงวงจรสมมูลย์ของ โอเปอร์เรชันเนลทรานคอนคักเตนซ์แอมพลิไฟเออร์	43
รูปที่ 2.33 แสดงการป้อน V_i ที่ขาเบสของ Q3	45
รูปที่ 2.34 แสดงวงจรทรานซิสเตอร์ที่ 2	45
รูปที่ 2.35 แสดงวงจรบัฟเฟอร์	46
รูปที่ 2.36 แสดงวงจรขยายกลับเฟส	47
รูปที่ 2.37 แสดงวงจรขยายไม่กลับเฟส	47
รูปที่ 2.38 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์	48
รูปที่ 3.1 วงจร โลฟาสฟิลเตอร์เซลแลนและกีซ	49
รูปที่ 3.2 แสดงวงจร โลฟาสฟิลเตอร์แบบบัตเตอร์เวิร์ท	53
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรกรองความถี่สูงแบบบัตเตอร์เวิร์ท	56
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรมิกเซอร์	58
รูปที่ 3.5 วงจรออสซิลเลเตอร์	58
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรสมมูลย์ของวงจรออสซิลเลเตอร์	59
รูปที่ 3.7 แสดงวงจรอาร์เอฟแอมพลิไฟเออร์	61
รูปที่ 3.8 แสดงวงจรบวกแรงดัน	61
รูปที่ 3.9 แสดงวงจรลบแรงดัน	62
รูปที่ 3.10 แสดงวงจรรวม	64
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรรวม (ต่อ)	65
รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณที่เข้ามาที่วงจร	66
รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณหลังจากผ่านอาร์เอฟแอมพลิไฟเออร์	66
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณ โลคอลลอสซิลเลเตอร์ของเครื่องรับสัญญาณที่ความถี่ 88.03 MHz	67
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณของ โลคอลลอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 107.97 MHz	67
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณเอฟเอ็มที่ความถี่ 88 MHz เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า	68

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่	หน้า
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณของ โลกอลอสซิเลเตอร์ที่ความถี่ 88.2 MHz	68
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณ ไอเอฟหลังผ่านวงจรมิกเซอร์แล้ว โดยยังไม่มีการมอดูเลตสัญญาณ	69
รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณ ไอเอฟที่ผ่านวงจร ไอเอฟแอมพลิไฟเออร์แล้ว โดยยังไม่มีการมอดูเลตสัญญาณ	69
รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณ ไอเอฟ หลังจากผ่าน ไอเอฟแอมพลิไฟเออร์ ซึ่งมีการมอดูเลตสัญญาณ มาด้วย	70
รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณพัลส์ซึ่งสร้างเลียนแบบสัญญาณเอฟเอ็ม	70
รูปที่ 4.11 แสดงความกว้างของพัลส์ที่สร้างเลียนแบบสัญญาณเอฟเอ็ม	71
รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณที่คีมอดูเลต ได้ ซึ่งเป็นสัญญาณ 3 kHz	71
รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณที่คีมอดูเลต ได้ซึ่งเป็นสัญญาณ เฟรียค 19 kHz	72
รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณที่คีมอดูเลต ได้ซึ่งเป็นสัญญาณแบบเอเอ็มคัมเบลล์ ไซค์เบนค์ ซึ่งเป็นสัญญาณด้าน โลเวอร์ ไซค์เบนค์ที่ความถี่ 36.05 kHz	72
รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณที่คีมอดูเลต ได้ซึ่งเป็นสัญญาณแบบเอเอ็มคัมเบลล์ ไซค์เบนค์ซึ่งเป็นสัญญาณด้านอัปเปอร์ ไซค์เบนค์ที่ความถี่ 42.15 kHz	73
รูปที่ 4.16 แสดงสัญญาณ 3 kHz หลังจากที่ผ่านมาวงจร โลพาสฟิลเตอร์ ซึ่งแสดงในแกนของความถี่	73
รูปที่ 4.17 แสดงสัญญาณรูปไซน์ 3 kHz ที่คีมอดูเลตแล้วผ่านวงจร โลพาสฟิลเตอร์ ซึ่งแสดงในแกนเวลา	74
รูปที่ 4.18 แสดงสัญญาณเอเอ็มที่ผ่านวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ซึ่งแสดงในแกนความถี่	74
รูปที่ 4.19 แสดงสัญญาณเอเอ็มที่ผ่านวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ซึ่งแสดงในแกนเวลา	75
รูปที่ 4.20 แสดงสัญญาณที่คีมอดูเลต ได้จากสัญญาณเอเอ็ม ซึ่งเป็นสัญญาณ ไซน์ 3 kHz	75
รูปที่ 4.21 แสดงสัญญาณที่คีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม ได้	76
รูปที่ 4.22 แสดงสัญญาณรูปไซน์ 1 kHz ที่คีมอดูเลต ได้	76
รูปที่ 4.23 แสดงสัญญาณที่คีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม ได้ ซึ่งเคอร์เซอร์แสดงที่ 1kHz	77
รูปที่ 4.24 แสดงสัญญาณที่คีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม ได้ ซึ่งเคอร์เซอร์แสดงที่ 4 kHz	77
รูปที่ 4.25 แสดงสัญญาณที่คีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม ได้ ซึ่งเคอร์เซอร์แสดงสัญญาณเอเอ็มที่มอดูเลตแบบคัมเบลล์ ไซค์เบนค์ซัพเพรสเคเรียร์	78
รูปที่ 4.26 แสดงสัญญาณของสัญญาณซำบวกขวาที่กรองออกมาได้	78
รูปที่ 4.27 แสดงสัญญาณเอเอ็มที่ผ่านจากวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์	79
รูปที่ 4.28 แสดงสัญญาณที่คีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็ม ในแกนความถี่	79
รูปที่ 4.29 แสดงสัญญาณด้านซำบซึ่งเป็นสัญญาณ 1 kHz	80
รูปที่ 4.30 แสดงสัญญาณด้านขวาความถี่ 4 kHz	80
รูปที่ 4.31 แสดงสัญญาณ ไซน์ความถี่ 40 kHz ยกกำลัง 2	81

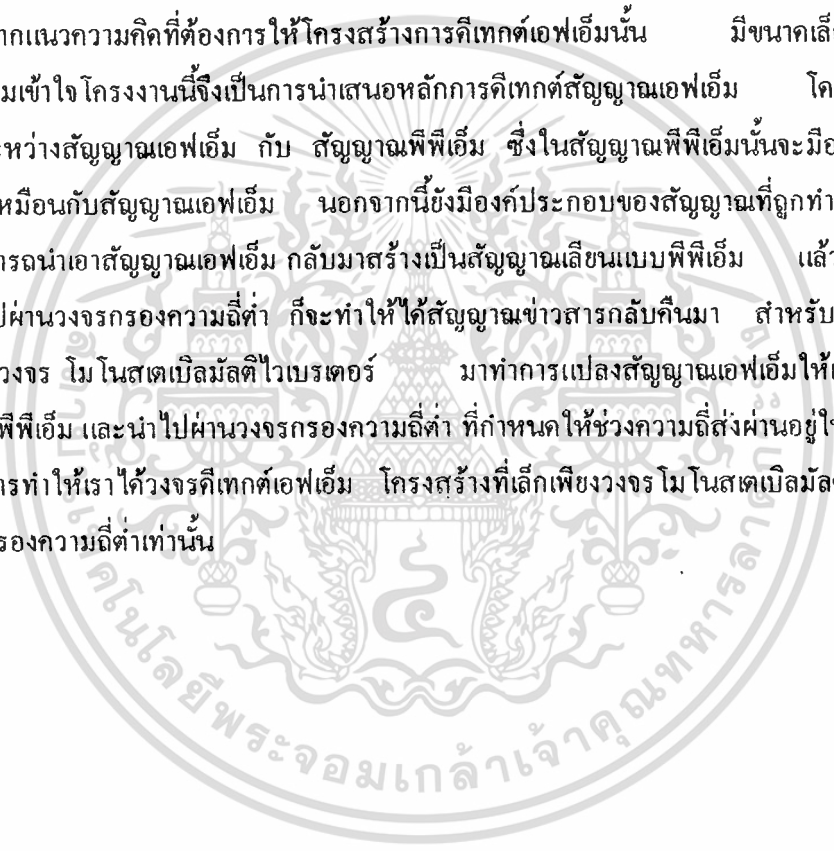
รูปที่	หน้า
รูปที่ 4.32 แสดงสัญญาณสามเหลี่ยม 40 kHz ที่ถูกถอดสแควร์รูท	81
รูปที่ 4.33 แสดงสัญญาณเอเอ็มที่มีมอดูเลชันอินเด็กซ์ 30 % และสัญญาณเอเอ็มหลังผ่าน วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน	82
รูปที่ 4.34 แสดงสัญญาณเอเอ็มที่มีมอดูเลชันอินเด็กซ์ 100 % และสัญญาณเอเอ็มหลังผ่าน วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน	82
รูปที่ 4.35 แสดงสัญญาณเอเอ็มที่มีมอดูเลชันอินเด็กซ์ 30 % และสัญญาณเอเอ็มหลังผ่าน วงจรรองถอครากที่ 2	83
รูปที่ 4.36 แสดงสัญญาณเอเอ็มที่มีมอดูเลชันอินเด็กซ์ 100 % และสัญญาณเอเอ็มหลังผ่าน วงจรรองถอครากที่ 2	83
รูปที่ 4.37 แสดงผลตอบสนองของวงจรรองความถี่ต่ำที่ต่ออยู่กับวงจรถ้าเนคพลัส	84
รูปที่ 4.38 แสดงผลตอบสนองของวงจรรองความถี่ต่ำที่ 3 kHz	84
รูปที่ 4.39 แสดงผลตอบสนองของวงจรรองความถี่สูงผ่าน	85
รูปที่ 4.40 แสดงผลตอบสนองของวงจรรองความถี่ที่เป็นช่วงผ่าน	85



บทที่ บทนำ

การส่งสัญญาณในระบบเอฟเอ็ม นั้นเป็นที่นิยมใช้งานเป็นอย่างมาก เนื่องจากสัญญาณที่มอดูเลตแล้ว จะมีภูมิคุ้มกันต่อสัญญาณรบกวนสูง โดยปกติการดีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็มนั้นจะใช้การทำอนุพันธ์สัญญาณเอฟเอ็ม และนำสัญญาณเอฟเอ็มที่ได้มาดีเทกเอนเวโลป ก็จะได้ข่าวสารกลับมาหรืออาจเป็นวิธีการ เอนเวโลป ดีเทกเตอร์ ซึ่งวิธีการดังกล่าวนี้มีข้อเสียในเรื่องตัวเหนี่ยวนำที่มาเป็น องค์ประกอบในการเลื่อนเฟส 90° ทำให้ไม่สามารถสร้างเป็น IC ได้อย่างสมบูรณ์

จากแนวความคิดที่ต้องการให้โครงสร้างการดีเทกต์เอฟเอ็มนั้น มีขนาดเล็กและง่ายต่อการทำความเข้าใจ โครงงานนี้จึงเป็นการนำเสนอหลักการดีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็ม โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอฟเอ็ม กับ สัญญาณพีพีเอ็ม ซึ่งในสัญญาณพีพีเอ็มนั้นจะมีองค์ประกอบส่วนหนึ่งเหมือนกับสัญญาณเอฟเอ็ม นอกจากนี้ยังมีองค์ประกอบของสัญญาณที่ถูกทำอนุพันธ์ด้วย ถ้าเราสามารถนำเอาสัญญาณเอฟเอ็ม กลับมาสร้างเป็นสัญญาณเลียนแบบพีพีเอ็ม แล้วนำสัญญาณดังกล่าวไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ ก็จะทำให้ได้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมา สำหรับในโครงงานนี้เราจะใช้วงจร โม โนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ มาทำการแปลงสัญญาณเอฟเอ็มให้เป็นสัญญาณเลียนแบบพีพีเอ็ม และนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ ที่กำหนดให้ช่วงความถี่ส่งผ่านอยู่ในย่านความถี่ของข่าวสารทำให้เราได้วงจรดีเทกต์เอฟเอ็ม โครงสร้างที่เล็กเพียงวงจร โม โนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์กับวงจรกรองความถี่ต่ำเท่านั้น

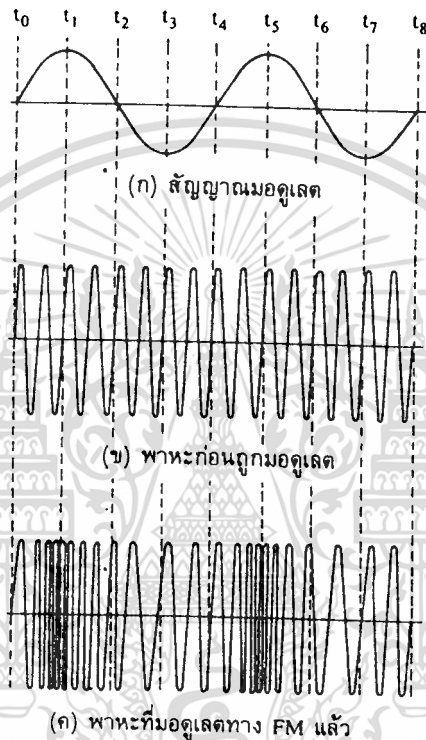


บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 การมอดูเลตทางความถี่

เป็นกรรมวิธีรวมหรือฝากสัญญาณเข้ากับคลื่นพาห่อีกวิธีหนึ่งในลักษณะที่ความถี่ของคลื่นพาห่จะเปลี่ยนไปตามขนาดของสัญญาณ ทั้งนี้ขนาดของคลื่นพาห่ยังคงที่ตลอดเวลา รูป 2.1 แสดงลักษณะของคลื่นพาห่ก่อน และหลังถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณที่เป็นรูปคลื่นรูปไซน์

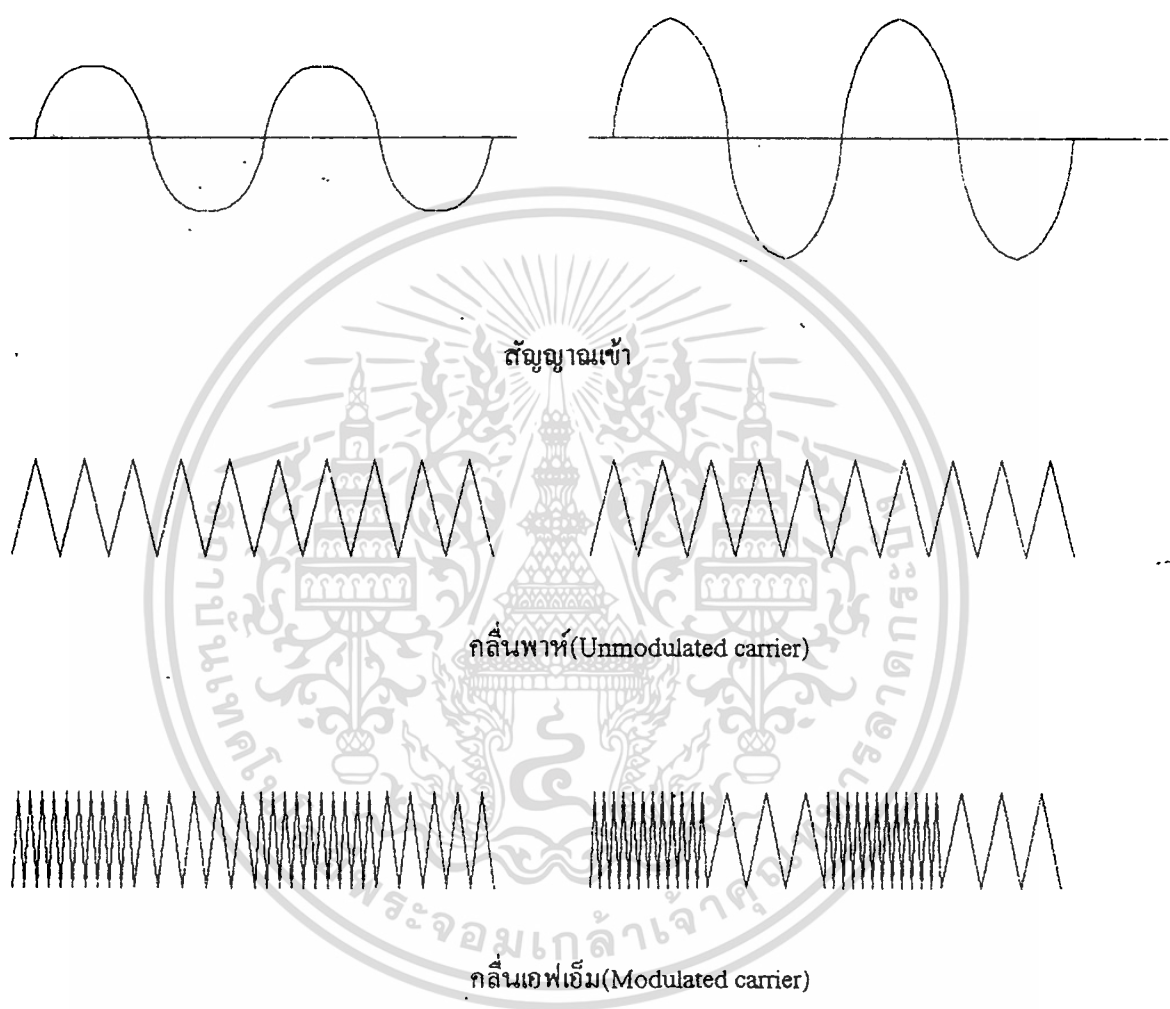


รูปที่ 2.1 การแปรผันทางความถี่ของคลื่นพาห่โดยสัญญาณเข้าวสาร

ในช่วงเริ่มต้น วัฏจักรของสัญญาณขนาดหรือโวลเตจจะต่ำ เป็นผลให้คลื่นพาห่มีความถี่เปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย ขณะสัญญาณมีขนาดเข้าใกล้ช่วงสุดทางบวก (positive peak) ความถี่ของคลื่นจะเปลี่ยนแปลงอย่างมากและจะมากที่สุด ณ จุด 90° ในวัฏจักรของสัญญาณช่วงระหว่าง 90° และ 180° ขนาดของสัญญาณกลับคืนสู่ศูนย์โวลท์ ช่วงนี้ความถี่ของคลื่นพาห่ก็จะเคลื่อนกลับเข้าสู่ค่าความถี่เดิมเหมือนกับตอนที่ไม่มีสัญญาณเข้ามามอดูเลต ถัดมาสัญญาณเข้าสู่ช่วง 270° ขนาดจะเริ่มสูงขึ้นอีกครั้ง แต่จะไปในทิศทางลบ จึงทำให้ความถี่ของคลื่นพาห่เริ่มเปลี่ยนไปในทางลบซึ่งหมายถึงความถี่ต่ำและต่ำที่สุด ณ จุด 270°

2.2 ผลจากการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณ

ช่วงที่ความถี่พาห้เบี่ยงเบนไปจากค่าความถี่กลางเรียกว่า ความถี่เบี่ยงเบน(frequency deviation) โดยถูกกำหนดด้วยขนาดสูงสุดของสัญญาณ ถ้าขนาดสูงสุดเปลี่ยนแปลงค่าความถี่เบี่ยงเบนก็จะเปลี่ยนตามไปด้วย รูป2.2 แสดงถึงผลที่เกิดในคลื่นเอฟเอ็มเมื่อขนาดของสัญญาณสูงขึ้น แต่ความถี่ของมันยังคงที่อยู่ เพื่อเป็นการเปรียบเทียบจึงใช้รูปของคลื่นของสัญญาณซ้อนอยู่บนรูปคลื่นเอฟเอ็ม

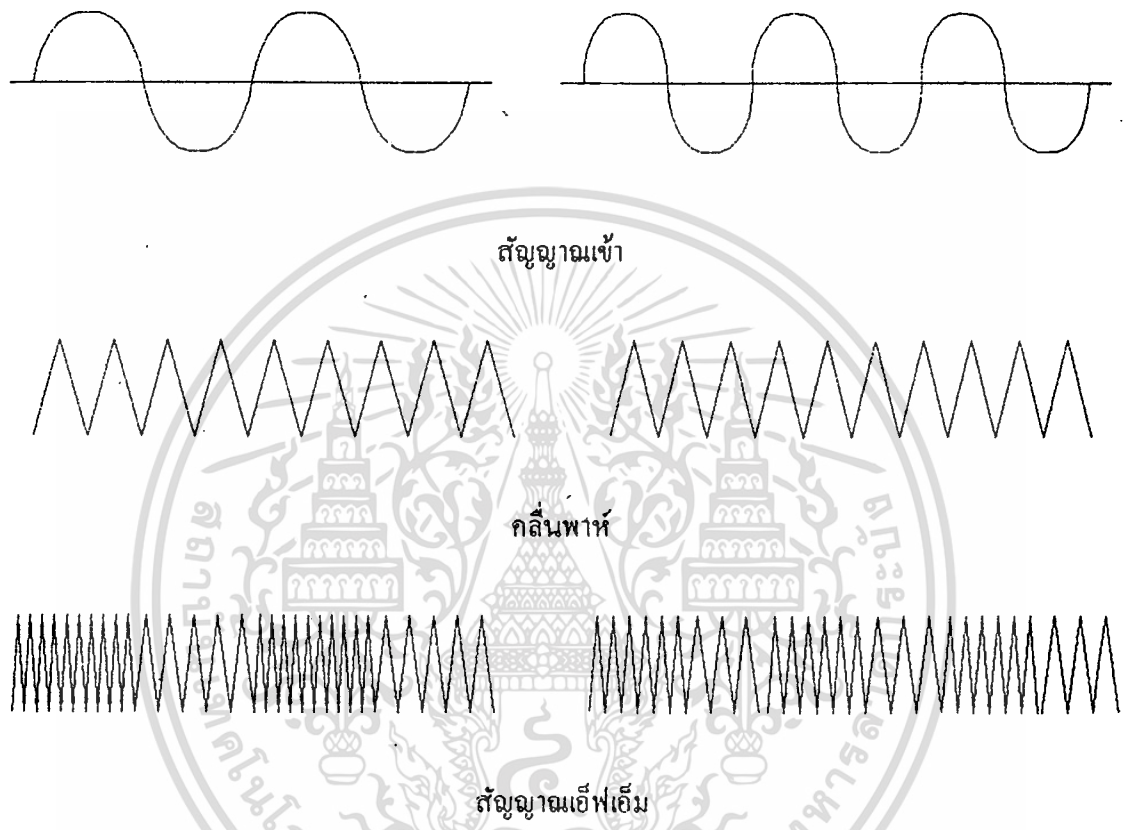


รูปที่ 2.2 รูปคลื่นเอฟเอ็มที่เกิดจากสัญญาณมีขนาดต่างๆกัน

ตัวอย่างเช่น เมื่อคลื่นพาห้ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณความถี่ 3 kHz ที่มีขนาดต่างๆ ความถี่เบี่ยงเบนของคลื่นเอฟเอ็มเป็น ± 25 kHz เมื่อขนาดของสัญญาณสูงขึ้น 2 เท่าความถี่เบี่ยงเบนก็เพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าด้วยเป็น ± 50 kHz และเมื่อขนาดสูงมากขึ้นอีก ความถี่เบี่ยงเบนก็จะเพิ่มขึ้นไปอีก

2.3 ผลจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณ

ความถี่ของสัญญาณเป็นตัวกำหนดอัตราที่ความถี่ของคลื่นพาห้เปลี่ยนแปลงไป ถ้าความถี่ของสัญญาณเพิ่มขึ้น อัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาห้ก็สูงตามไปด้วย รูป 2.3 นี้ แสดงผลที่มีต่อคลื่นเอพเอ็มเมื่อความถี่ของสัญญาณเพิ่มขึ้น แต่ขนาดสูงสุดยังคงอยู่ที่อยู่ และเพื่อเป็นการเปรียบเทียบจึงแสดงรูปคลื่นของสัญญาณให้ซ้อนกับรูปคลื่นของเอพเอ็ม



รูปที่ 2.3 รูปคลื่นเอพเอ็มที่เกิดจากสัญญาณมีความถี่ต่างๆ

ตัวอย่างเช่นเมื่อคลื่นพาห้ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณความถี่ 1kHz มีขนาดทำให้เกิดความถี่เบี่ยงเบนขนาดหนึ่ง สมมติ ± 25 kHz ด้วยอัตรา 1,000 ครั้งต่อวินาที เมื่อความถี่ของสัญญาณเพิ่มขึ้นเป็น 2 kHz แต่ขนาดยังคงเดิม ความถี่ของคลื่นพาห้จะเบี่ยงเบนเท่าเดิมคือ ± 25 kHz แต่คราวนี้อัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่เพิ่มเป็น 2,000 ครั้งต่อวินาที

กล่าวโดยสรุป สัญญาณเอพเอ็ม มีคุณสมบัติที่สำคัญดังนี้

1. มีแอมพลิจูดคงที่ตลอด แต่ความถี่เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต
2. อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้เท่ากับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต
3. ช่วงความถี่เบี่ยงเบน เป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 สมการของคลื่นเอฟเอ็ม

พิจารณาสมการของคลื่น

$$V(t) = A \cos(\omega t + \theta) \quad (2.1)$$

เมื่อ A เป็นขนาดโวลเตจของสัญญาณไฟฟ้า
 $\omega t + \theta$ เป็นค่ามุมชั่วขณะและเฟสของฟังก์ชัน
 ซึ่งสมการของคลื่นพาร์กคือ

$$V_c(t) = A_c \cos \phi(t) \quad (2.2)$$

โดยที่ ϕ เป็นมุมทางไฟฟ้าของคลื่น ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามเวลา และจะสัมพันธ์กับความเร็วเชิงมุม (angular velocity) และความถี่ของคลื่นดังนี้

$$\omega = 2\pi f = d\phi(t)/dt \quad (2.3)$$

สมมติว่า สัญญาณที่จะเข้าไปฝากหรือผสมกับคลื่นพาร์กแบบเอฟเอ็มนี้ มีสมการเป็น

$$m(t) = A_c \cos(\omega_m t) \quad (2.4)$$

หรือ

$$= A_c \cos(2\pi f_m t)$$

ถ้าความถี่ชั่วขณะ (instantaneous angular frequency) ของสัญญาณนี้ ไปทำให้ความถี่ของคลื่นพาร์กเปลี่ยนแปลงไปมาเป็น

$$f = f_c + f_d \cos(2\pi f_m t) \quad (2.5)$$

โดย f_c คือความถี่ของคลื่นพาร์กขณะยังไม่มีสัญญาณเข้ามา

f_d คือความถี่เบี่ยงเบน

f_m คือความถี่ของสัญญาณที่เข้ามา

จากสมการ (2.3) และ (2.5) จะได้ว่า

$$d\phi(t) = 2\pi(f_c + f_d \cos 2\pi f_m t) \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น } \phi(t) &= 2\pi(f_c + f_d \cos 2\pi f_m t) dt \\ &= 2\pi f_c t + (f_d / f_m) \sin 2\pi f_m t + \phi_0 \\ &= \omega_c t + (\beta) \sin \omega_m t + \phi_0 \end{aligned} \quad (2.7)$$

เมื่อ $\beta = f_d / f_m$ ซึ่งเรียกว่า ดัชนีการมอดูเลชัน (modulation index)

$\phi_0 =$ เป็นค่าคงที่ ได้จากการอินทิเกรต ซึ่งเป็น ค่าเฟส เริ่มต้นเมื่อ $t=0$ ดังนั้น จึงสามารถพิจารณาว่า $\phi_0=0$ ได้โดยไม่มีผลต่อการมอดูเลชันเชิงความถี่เลย

เมื่อแทนค่า $\phi(t)$ จากสมการ (2.7) ลงไปในสมการ (2.2) จะได้

$$V_c(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t) \quad (2.8)$$

ซึ่งเป็นสมการของคลื่นพาห้ที่ถูกมอดูเลตแล้ว

2.5 การวิเคราะห์สัญญาณเอฟเอ็ม

สัญญาณเอฟเอ็ม ถึงแม้จะรู้ค่าเบี่ยงเบนความถี่ และค่าเบี่ยงเบนเฟส ก็ไม่ได้หมายความว่าสเปกตรัมของสัญญาณจะอยู่ในช่วงของค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่เกี่ยวข้อง จากสมการ (2.8) เรากระจายออกไปได้ดังนี้

$$V_c(t) = A_c [\cos(\beta \sin \omega_m t) \cos \omega_c t - \sin(\beta \sin \omega_m t) \sin \omega_c t] \quad (2.9)$$

เนื่องจากทั้ง $\cos(\beta \sin \omega_m t)$ และ $\sin(\beta \sin \omega_m t)$ ล้วนเป็นฟังก์ชันเรขาคณิตที่มีความถี่เชิงมุมเป็น ω_m หรือมีคาบเวลาเท่ากับ $2\pi / \omega_m$ เมื่อเป็นเช่นนี้ตามหลักเกณฑ์ของการวิเคราะห์สัญญาณเรขาคณิตที่ฟังก์ชันทั้ง 2 นี้ย่อมสามารถกระจายให้อยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ที่มีความถี่พื้นฐานเป็น f_m ได้เนื่องจาก $\cos(\beta \sin \omega_m t)$ เป็นฟังก์ชันคู่ และ $\sin(\beta \sin \omega_m t)$ เป็นฟังก์ชันคี่ ดังนั้นฟังก์ชันที่เป็นฐานของการกระจายเป็น $\cos(n\omega_m t)$ และ $\sin(n\omega_m t)$ ตามลำดับ จากการศึกษาทางคณิตศาสตร์ (ดูในภาคผนวก)

พบว่าฟังก์ชันทั้งสองนี้สามารถกระจายในรูปอนุกรมฟูเรียร์ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\cos(\beta \sin \omega_m t) = J_0(\beta) + \sum_{n=1}^{\infty} 2J_n(\beta) \cos(n\omega_m t) \quad (2.10)$$

$$\sin(\beta \sin \omega_m t) = \sum_{n=1}^{\infty} 2J_n(\beta) \sin(n\omega_m t) \quad (2.11)$$

โดยที่ n เป็นเลขจำนวนเต็มที่มีค่าบวก และ $J_n(\beta)$ คือ เบสเซลฟังก์ชันประเภทที่หนึ่งที่มีอันดับเป็น n ซึ่งเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$J_n(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin \alpha - n\alpha)} d\alpha \quad (2.12)$$

เมื่อแทนค่าสมการ (2.10) และ (2.11) ลงในสมการ (2.9) ก็จะได้สัญญาณเอฟเอ็ม ที่กระจายอยู่ในรูปอนุกรมฟูเรียร์ดังต่อไปนี้

$$V_c(t) = A_c J_0(\beta) \cos \omega_c t + \sum_{n:\text{odd}} A_c J_n(\beta) [\cos(\omega_c + n\omega_m)t - \cos(\omega_c - n\omega_m)t] + \sum_{n:\text{even}} A_c J_n(\beta) [\cos(\omega_c + n\omega_m)t - \cos(\omega_c - n\omega_m)t] \quad (2.13)$$

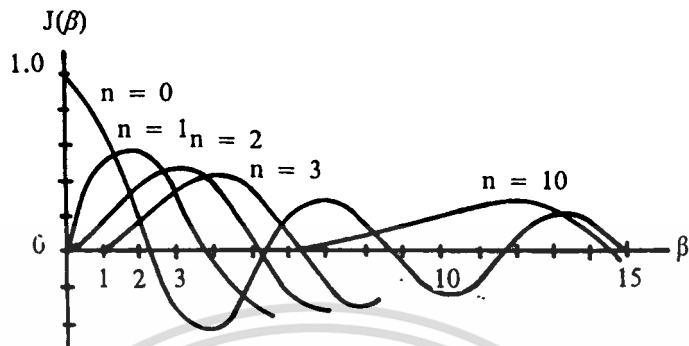
และถ้าเราใช้คุณสมบัติของเบสเซลฟังก์ชันที่ $J_{-n}(\beta) = (-1)^n J_n(\beta)$ เราจะเขียนสมการ (2.13) ได้ใหม่ดังนี้

$$V(t) = A_c + \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_c + n\omega_m)t \quad (2.14)$$

โดยสรุปแล้วสมการนี้จะแสดงสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มที่มีมอดูเลชันอินเด็กซ์เป็น β

2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างมอดคูลุเลชันอินเด็กซ์กับสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็ม

จากการแยกเป็นอนุกรมฟูเรียร์ของสัญญาณเอฟเอ็ม จะมีสเปกตรัมของสัญญาณอยู่ที่ความถี่ $f_c + mf_m$ โดยที่มีขนาดของสเปกตรัมเป็น $J_n(\beta)$ เมื่อเขียนเป็นกราฟจะได้ตามรูป 2.4

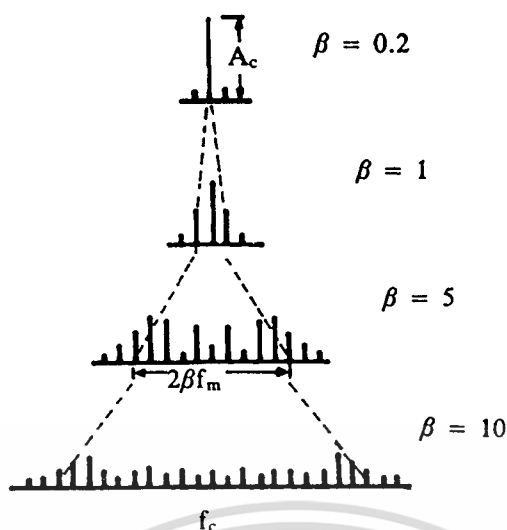


รูปที่ 2.4 แสดงสเปกตรัมของเอฟเอ็ม

โดยบริเวณที่ $\beta \approx 0$ จะมี $J_0(\beta)$ ที่มีค่าสูงสุด และ $J_n(\beta)$ จะเล็กลงเมื่อ n มีค่าสูงขึ้น และเมื่อ β มีค่าใหญ่ขึ้นแอมพลิจูดของ $J_n(\beta)$ ที่แควระหว่างค่าบวกกับลบจะมีขนาดเล็กลง โดยเฉพาะเมื่อ $n > \beta$ จะเล็กลงอย่างน่าสังเกต จากคุณสมบัติของเบสเซลฟังก์ชันดังกล่าวนี้จะทำให้เราสามารถสรุปความสัมพันธ์ระหว่างการกระจายของสเปกตรัมกับมอดคูลุเลชันอินเด็กซ์ได้ดังนี้

1. $J_0(\beta)$ ซึ่งเป็นแอมพลิจูดของสเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาห้จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตาม β โดยที่จะมีค่าสูงสุดที่ $\beta = 0$ และมีค่าเป็นศูนย์ที่ $\beta = 2.405, 5.520$ เป็นต้น นั้นหมายความว่าสัญญาณคลื่นพาห้จะมีขนาดเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณที่เข้ามามอดคูลุเลต จึงมีข่าวสารของสัญญาณที่มอดคูลุเลตอยู่ด้วยบางส่วน ซึ่งจะแตกต่างกับกรณีของการมอดคูลุเลตแบบเอเอ็ม เพราะสัญญาณคลื่นพาห้ในระบบเอเอ็มจะไม่มีข่าวสารอยู่เลย

2. การกระจายของสเปกตรัมจะขึ้นกับค่า β ถ้าค่า β มีขนาดเล็ก คือ $\beta \ll 1$ เราจะเห็นได้ว่า $J_0(\beta)$ กับ $J_1(\beta)$ เท่านั้นที่ค่าสูง จึงทำให้มีสเปกตรัมของความถี่ f_c และ $f_c + f_m$ เท่านั้น แต่ถ้า β ใหญ่ขึ้น โดยเฉพาะ $\beta \gg 1$ การกระจายของสเปกตรัมจะกว้างออกไป รูปที่ 2.5 แสดงตัวอย่างการกระจายของสเปกตรัมในกรณีที่มีค่า β ต่างๆ กัน โดยที่ β สูงทำให้กระจายกว้างขึ้นซึ่งสอดคล้องกับการที่มีการเบี่ยงเบนความถี่สูง



รูปที่ 2.5 แสดงการกระจายของสเปกตรัมสัญญาณเอเอ็ม ที่ถูกมอดูเลตด้วยความถี่เดียว

2.7 แบนด์วิธของสัญญาณเอเอ็ม

จากสมการ (2.13) ซึ่งแสดงการกระจายสัญญาณเอเอ็ม จะเห็นได้ว่าถึงแม้สัญญาณนั้นจะถูกมอดูเลตด้วยความถี่ f_m ความถี่เดียว แต่สเปกตรัมจะกระจายออกไปได้ถึง ∞ จากหัวข้อก่อนจะเห็นได้ว่า $J_n(\beta)$ นั้นมีค่าเล็กลงอย่างรวดเร็วเมื่อ $n > \beta$ ตารางที่ 2.1 แสดงค่าของ $J_n(\beta)$ ที่ β และ n ต่าง ๆ กัน ซึ่งเมื่อทำการพิจารณารายละเอียดจากตารางแล้ว จะเห็นได้ว่า $J_n(\beta)$ ที่ค่า n สูงกว่า $\beta + 1$ จะมีค่าลดต่ำลงอย่างรวดเร็ว นั่นหมายความว่ากำลังของสัญญาณจะอยู่ในช่วงความถี่ที่ $|f - f_c|$ น้อยกว่าหรือเท่ากับ $(\beta + 1)f_m$ เป็นส่วนใหญ่ ดังนั้นแบนด์วิธของสัญญาณเอเอ็ม ที่ถูกมอดูเลตด้วยความถี่ f_m จะมีค่าดังนี้

$$B = 2(\beta + 1)f_m \quad (2.15)$$

เรียกว่า กฎของคาร์สัน (Carson's rule) ในขั้นตอนการพิจารณาที่กล่าวมาข้างต้นนี้เราพิจารณากรณีที่สัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีความถี่ f_m ความถี่เดียว ในกรณีที่สัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีหลายความถี่ หรือมีความถี่กว้างเป็นแถบสเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็ม ที่เกิดขึ้นก็จะสลับซับซ้อนขึ้น อย่างไรก็ตาม ความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตก็ยังคงมีผลในการทำให้สเปกตรัมกระจายกว้างออกไปมากที่สุด ดังนั้นเราจะสามารถอนุมานให้ประยุกต์กฎของคาร์สันได้โดยนิยามอัตราเบี่ยงเบนความถี่ D ในรูปของค่าเบี่ยงเบนความถี่สูงสุด Δf_p และแบนด์วิธของสัญญาณในรูปต่อไปนี้

$$D = \Delta f_p / \omega \quad (2.16)$$

ซึ่งตามกฎของการตันจะได้เบนค่วิกทของสัญญาณเอเอ็มเป็น

$$B = 2(D+1)\omega = 2(\Delta f_p + \omega) \tag{2.17}$$

2.8 การมอดูเลชันทางแอมพลิจูด (Amplitude Modulation)

แอมพลิจูดมอดูเลชันเป็นการนำสัญญาณ 2 ชุมาผสมกัน โดยสัญญาณแรกเป็นข้อมูลหรือเสียงที่ต้องการส่ง สัญญาณที่สองเป็นสัญญาณพาห์ แอมพลิจูดมอดูเลชันเป็นการนำสัญญาณข้อมูลมาปรับเปลี่ยนขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณพาห์ โดยที่ความถี่ของสัญญาณพาห์ไม่มีการเปลี่ยนแปลง สมมุติว่าสัญญาณที่ต้องการนำมาทำการมอดูเลชันมีความถี่ค่าหนึ่งคือ f_c และสัญญาณข้อมูลที่เป็นพาห์มีความถี่อีกค่าหนึ่งคือ f_m ผลลัพธ์จากการมอดูเลชันจะเป็นคังรูปที่ 2.5 เส้นประซึ่งเกิดการต่อของแอมพลิจูดสัญญาณผลลัพธ์ จะมีชื่อเรียกว่า เอนเวโลป (Envelope) ซึ่งมีลักษณะเช่นเดียวกับคลื่นของ f_c

2.9 ลักษณะของสัญญาณที่ได้รับจากการทำแอมพลิจูดมอดูเลชัน

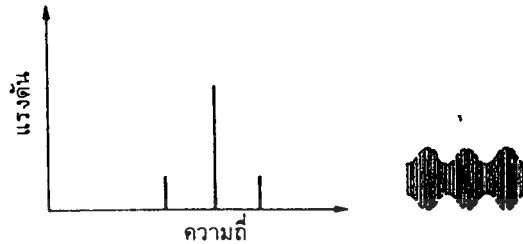
สัญญาณที่เป็นสัญญาณเอเอ็มนั้นแสดงได้ด้วยสมการ

$$\begin{aligned} y(t) &= [A+B\sin(2\pi f_m t)]\sin(2\pi f_c t) \\ &= A\sin(2\pi f_c t) + B\sin(2\pi f_m t)\sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \tag{2.18}$$

นั่นคือส่วนแรกจะเป็นสัญญาณพาห์ และส่วนที่สองจะเป็นผลคูณของสัญญาณพาห์และสัญญาณข้อมูล และ $m = B/A$ เรียกว่า คัชนีการมอดูเลชัน (Modulation Index) ค่าของแอมพลิจูดสูงสุดของความถี่ของสัญญาณข้อมูล ไม่ควรจะมีค่ามากกว่าแอมพลิจูดสูงสุดของความถี่สัญญาณพาห์ มิฉะนั้นจะเกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณข้อมูลได้ หลังจากการทำมอดูเลชันหากค่าแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลสูงกว่าของสัญญาณพาห์มาก ๆ จะเรียกได้ว่าการโอเวอร์มอดูเลชัน (Overmodulation) ค่าของคัชนีการมอดูเลชันจะอยู่ในช่วงมากกว่า 0 แต่ไม่เกิน 1 เพราะหากมากกว่า 1 แล้วจะเกิดการโอเวอร์มอดูเลชัน จะได้สัญญาณเอเอ็มขั้นสุดท้ายคือ

$$y(t) = \frac{A\sin(2\pi f_c t) + B\cos 2\pi t(f_c - f_m) - B\cos 2\pi t(f_c + f_m)}{2} \tag{2.19}$$

จากสมการข้างต้นชี้ให้เห็นว่าผลที่ได้จากการทำแอมพลิจูดมอดูเลชัน จะได้สัญญาณที่มีความถี่ของคลื่นพาห์ กับสัญญาณที่มีความถี่ต่ำและสูงกว่าสัญญาณพาห์ เรียกว่า ไซด์แบนด์ (Sidebands) ซึ่งมีสเปกตรัมดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็ม

เมื่อพิจารณาถึงกำลังที่ส่งออกอากาศ จะประกอบด้วยกำลังของคลื่นพาห์บวกกับกำลังของคลื่นความถี่ข้างเคียงทั้งสองด้าน เนื่องจากกำลังส่งของคลื่นข้างเคียงมีค่าขึ้นอยู่กับค่าของดัชนีการมอดูเลชัน (m) และกำลังของ ไซด์แบนด์มีค่าดังนี้

$$PLSB = PUSB = P_c(m)^2/4 \quad (2.20)$$

เมื่อ P_c = กำลังส่งของสัญญาณพาห์
 $PLSB$ = กำลังส่งของสัญญาณด้านที่ต่ำกว่าสัญญาณพาห์
 $PUSB$ = กำลังส่งของสัญญาณด้านที่สูงกว่าสัญญาณพาห์

จากสมการของกำลังข้างต้นทำให้ทราบว่ายิ่งเปอร์เซ็นต์มอดูเลชันยิ่งสูงมากเท่าใด กำลังส่งของสัญญาณความถี่ข้างเคียงก็จะยิ่งสูงมากขึ้น ทำให้การรับและการส่งสัญญาณดีขึ้น เมื่อพิจารณาถึงกำลังส่งทั้งหมด (P_t)

$$P_t = P_c + PLSB + PUSB$$

$$P_t = P_c + \frac{P_c(m)^2}{4} + \frac{P_c(m)^2}{4} \quad (2.21)$$

ที่ $m = 1$ หรือ 100 % มอดูเลชันจะได้สัญญาณไซด์แบนด์ ที่มีกำลังสูงสุด

$$P_t = P_c + P_c/2 \quad (2.22)$$

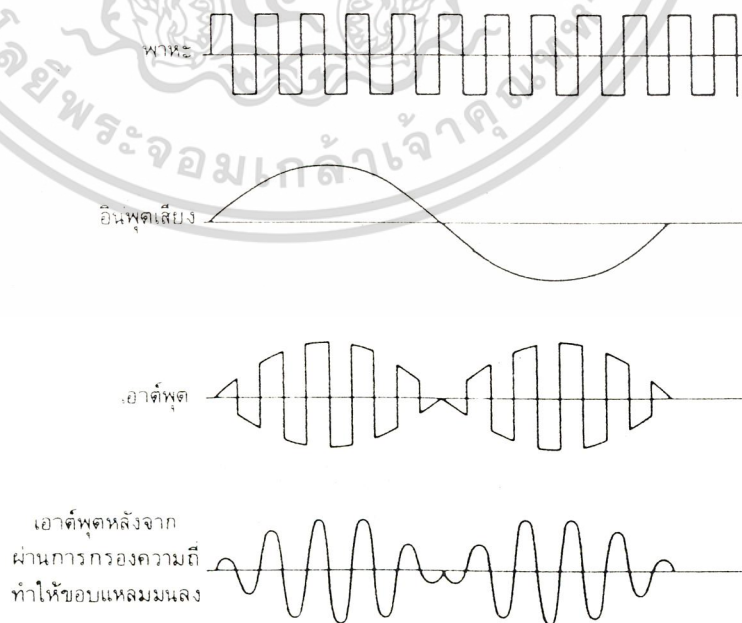
ซึ่งกำลังส่งมีการสูญเสียไปกับคลื่นพาห้ถึง 2 ใน 3 ส่วนของพลังงานทั้งหมด โดยไม่มีข้อมูลในสัญญาณนี้เลย ด้วยเหตุนี้จึงมีการเอาสัญญาณพาห้ออกไป ซึ่งเรียกว่าซัพเพรสชัน (Suppression) สัญญาณเอเอ็มที่มีการเอาสัญญาณพาห้ออกไป เรียกว่า ดับเบิลไซด์แบนด์ซัพเพรสส์ดแครีเออร์ (Double sideband suppressed carrier) ด้วยการใส่ DSBSC จะทำให้กำลังถูกใส่ลงในสัญญาณไซด์แบนด์ได้มากขึ้น

2.10 การมอดูเลต A_m แบบ DSBSC (Double-Sideband Suppressed Carrier Modulation)

การมอดูเลตแบบ DSBSC นั้นคือการมอดูเลตที่ สัญญาณที่มอดูเลตเรียบร้อยแล้วมีไซด์แบนด์ทั้งสองด้าน และเอาคลื่นพาห้ออกไป วัตถุประสงค์ของการมอดูเลตแบบนี้คือต้องการลดกำลังส่งที่เป็นคลื่นพาห้ที่ออกจากสัญญาณเอเอ็ม เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพด้านกำลังส่ง สัญญาณ DSBSC ที่ได้จะมีสมการคือ

$$V_c(t) = A_c m(t) \cos(\omega_c t) \quad (2.23)$$

ตามลักษณะของสมการนี้ $f_c(t)$ จะกลับเฟสทันทีที่ $m(t) = 0$ ดังนั้นถ้าขอดคลื่นของสัญญาณหรือเอนVELOPE ที่ได้ก็จะเป็น $|m(t)|$ แทนที่จะเป็น $m(t)$ ในสภาพเช่นนี้เอนVELOPE ที่เทกชันก็จะใช้ไม่ได้ ผล รูป 2.7 แสดงตัวอย่างของสัญญาณ DSBSC

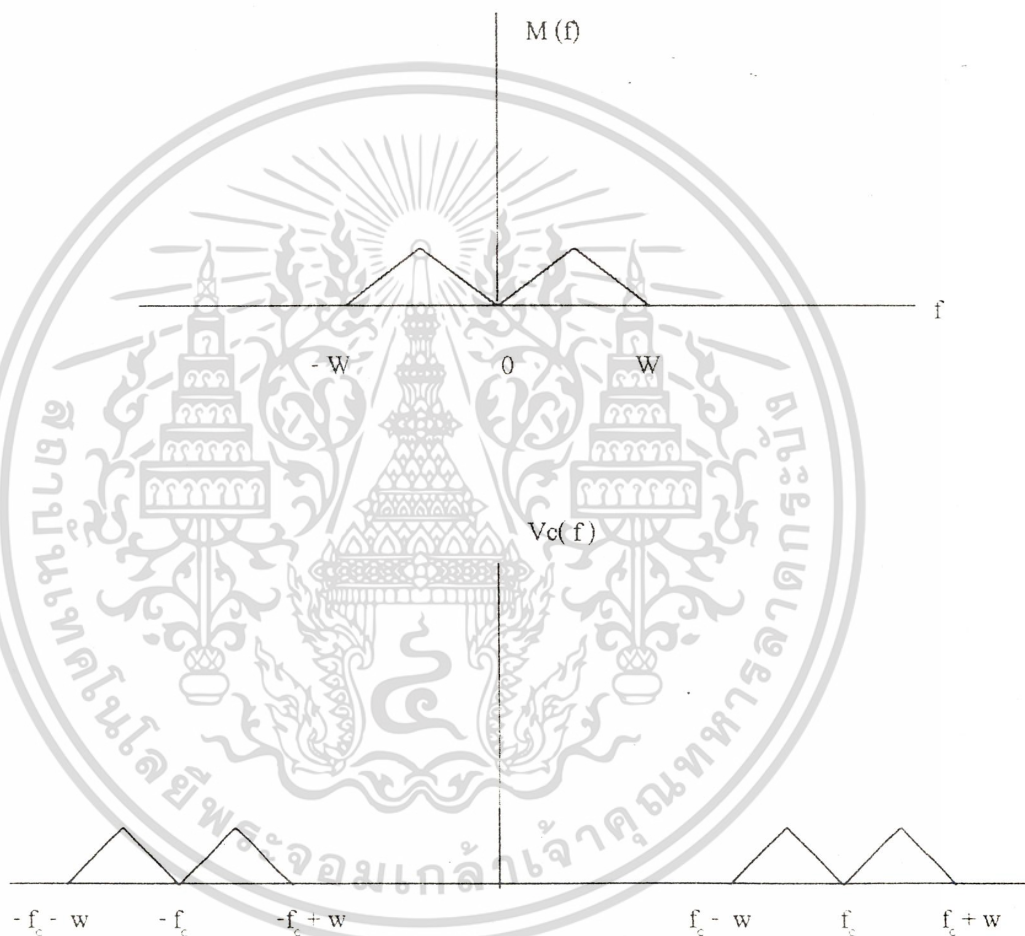


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.7 แสดงสัญญาณ DSBSC
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการหาสเปกตรัมของสัญญาณ DSB ตามสมการ 2.15 จะได้

$$V_c(f) = A/2 [M(f+f_c) + M(f-f_c)] \quad (2.24)$$

ซึ่งรูปร่างของสเปกตรัมก็จะเหมือนกับของสัญญาณเอเอ็ม ยกเว้นว่าไม่มีสเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาห้อยู่เท่านั้นดังรูป 2.8



รูปที่ 2.8 สเปกตรัมของสัญญาณ DSB

เมื่อทำการพิจารณากำลังส่งของสัญญาณ DSB นี้ เนื่องจากไม่ต้องส่งสัญญาณคลื่นพาห่ออกไป ทั่วทั้งนั้นกำลังส่งก็จะเหลือเพียงกำลังที่อยู่ในไซด์แบนด์ทั้งสองข้าง

2.11 หลักการของการส่งเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพล็กซ์ (F.M. Stereo Multiplex Transmission)

สัญญาณเสียงต่างๆ ไม่ว่าจะอยู่ที่ตำแหน่งไหน จะถูกจัดออกเป็นสองกลุ่ม โดยการใช้เครื่องรับสองตัว รับสัญญาณทั้งสองนี้เรียกว่าสัญญาณซ้าย (Left signal) หรือสัญญาณ L กับสัญญาณขวา (Right signal) หรือสัญญาณ R สัญญาณทั้งสองแยกออกจากกัน ถ้าจะทำการขยายสัญญาณก็ต้องใช้ภาควิทยาสองชุดแยกจากกัน ถ้ารวมกันเมื่อไรจะกลายเป็นสัญญาณเสียงแบบทิศทางเดียว (Monoral signal) โดยจะต้องประกอบด้วยสัญญาณต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

1. สัญญาณซ้าย หรือสัญญาณ L

เป็นสัญญาณเสียงที่มีย่านความถี่เสียง 50 Hz ถึง 15 kHz ซึ่งเป็นย่านความถี่เสียงที่ใช้กับการส่งในระบบเอฟเอ็มธรรมดา

2. สัญญาณขวา หรือสัญญาณ R

เป็นสัญญาณเสียงเช่นเดียวกับสัญญาณ L

3. สัญญาณรวมซ้ายขวา หรือสัญญาณ L + R

เกิดจากการนำสัญญาณซ้ายและสัญญาณขวามารวมกัน โดยตรง จึงมีย่านความถี่ตั้งแต่ 50 Hz ถึง 15 kHz เหมือนเดิม จุดประสงค์ของการรวมสัญญาณซ้ายขวานี้ เพื่อให้เครื่องรับเอฟเอ็มธรรมดา รับเอาสัญญาณส่วนนี้ออกไปรับฟังแบบ โมโนโฟนิก

4. สัญญาณผลต่างระหว่างซ้ายกับขวา หรือสัญญาณ L - R

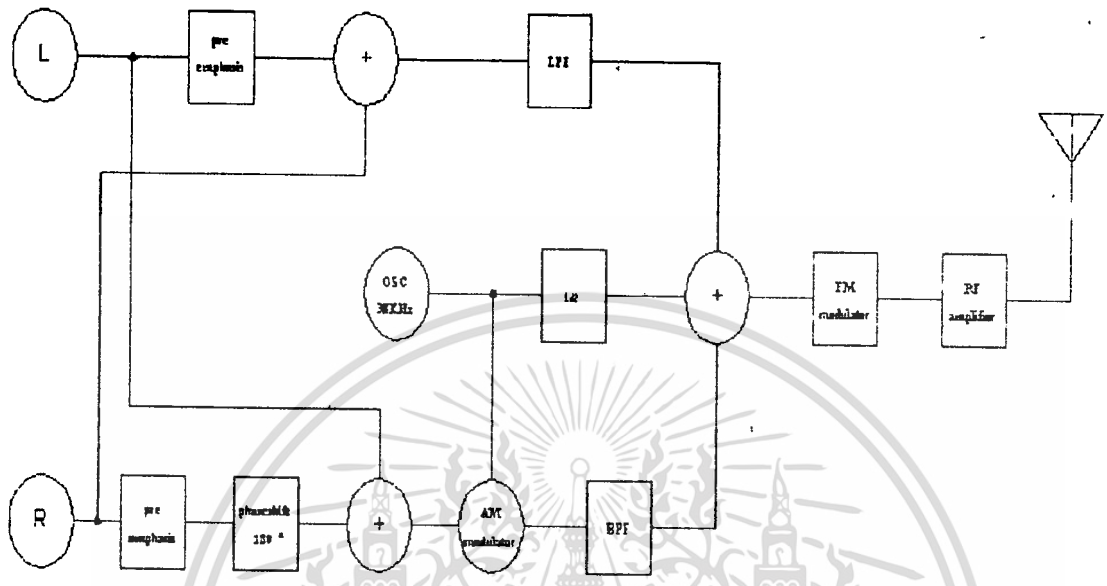
เกิดขึ้นจากการนำสัญญาณซ้ายกับสัญญาณขวามารวมกัน แต่ขณะนี้สัญญาณขวาจะถูกเลื่อนเฟสไป 180° ก่อนนำมารวมกันผลจึงเสมือนว่าสัญญาณซ้ายมีขนาดถูกหักล้างด้วยสัญญาณด้านขวา ส่วนย่านความถี่ยังคงอยู่ในย่าน 50 Hz ถึง 15 kHz สัญญาณนี้ถูกนำไปผสมทางขนาดกับคลื่นพาห้รอง (Subcarrier) ความถี่ 38 kHz แบบตัดความถี่พาห้ทั้งไปเหลือแต่ไซด์แบนด์ด้านบนและด้านล่าง (สัญญาณ (L - R) Double Sidebands Suppressed Carrier) หลังจากการมอดูเลชันเชิงขนาคนี้อันความถี่จะเป็น 23 - 53 kHz ยกเว้นส่วนที่เป็น 38 kHz จะหมดไป วิธีนี้ทำให้สัญญาณ L - R ซึ่งมีย่านความถี่เดียวกับ L + R หลังจากการมอดูเลชันสัญญาณทั้งสองจึงมีความถี่แยกจากกันอย่างเด็ดขาด

5. สัญญาณไพล๊อต (Pilot Signal)

เป็นรูปไซน์ที่มีความถี่ 19 kHz ใช้สำหรับส่งไปให้วงจรเทกเตอร์ทางด้านเครื่องรับทำการเทก หรือแปลงสัญญาณได้สอดคล้องกับเครื่องส่ง (Synchronize) คือทำการแยกสัญญาณซ้ายและขวาออกจากสัญญาณสเตอริโอ ได้อย่างถูกต้อง โดยคลื่นพาห้รอง 38 kHz มาจากแหล่งเดียวกับสัญญาณไพล๊อต 19 kHz

สัญญาณทั้งหมดเป็นสัญญาณรวม (Composite Signal) ดังรูปที่ 2.9 และ โดยที่สัญญาณ L - R ถูกมัลติเพล็กซ์ หรือถูกแยกทางความถี่จากสัญญาณ L + R เมื่อนำสัญญาณรวมนี้ไปทำการมอดูเลชันเชิงความถี่ จึงเรียกระบบสเตอริโอแบบนี้ว่า “เอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพล็กซ์”

2.12 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งเอฟเอ็มสเตอริโอโมดูลิเฟล็กซ์



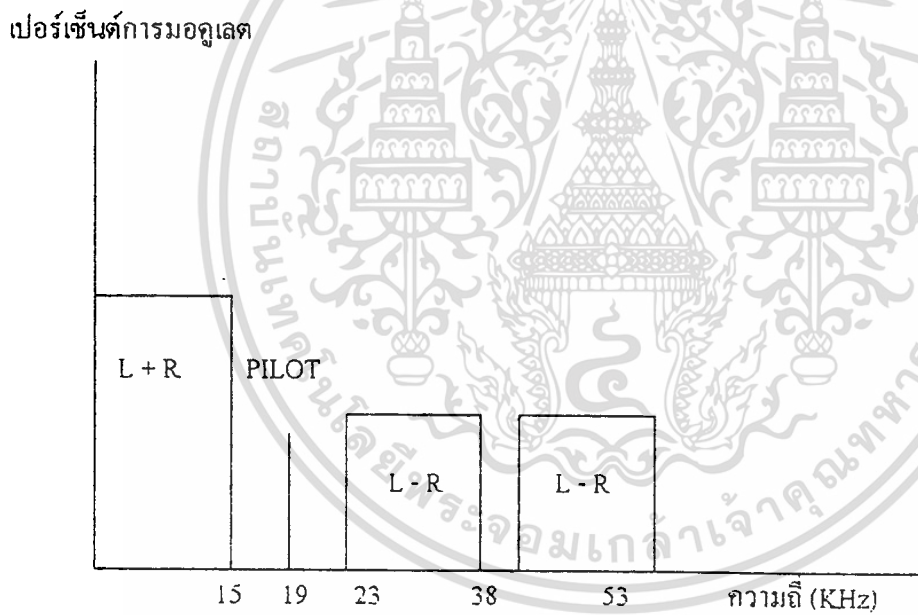
รูปที่ 2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งเอฟเอ็มสเตอริโอโมดูลิเฟล็กซ์

อธิบายการทำงานได้ดังนี้ เมื่อสัญญาณเสียงทางซ้ายและสัญญาณเสียงทางขวาเข้ามา สัญญาณแต่ละข้าง ก็จะผ่านเข้าสู่วงจรพรี-เอ็มฟาสซิสของทั้งสองข้าง เพื่อยกระดับแรงดันที่ความถี่สูง จากนั้นสัญญาณซ้ายและสัญญาณขวาก็จะรวมกันออกเป็น $L + R$ ออกที่หลังวงจรบวกสัญญาณ แล้วผ่านเข้าไปสู่วงจรรองความถี่ต่ำเพื่อกรองเอาเฉพาะสัญญาณ $L + R$ เท่านั้นที่ผ่านออกมาที่หลังวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน ส่วนสัญญาณทางด้านขวาที่ถูกเลื่อนเฟสไป 180° จะผสมกับสัญญาณซ้าย ออกเป็น $L - R$ ไปที่หลังวงจรบวกสัญญาณ แล้วจะไปมอดูเลตแบบแอมพลิจูดมอดูเลชันซึ่งเป็นการมอดูเลตแบบตัดความถี่พาห်ทิ้งไปหรือแต่ความถี่ไซด์แบนด์ด้านความถี่สูง และความถี่ไซด์แบนด์ด้านความถี่ต่ำ แล้วเข้าไปสู่วงจรผ่านความถี่ที่เอาเฉพาะสัญญาณไซด์แบนด์ด้านความถี่สูงและไซด์แบนด์ด้านความถี่ต่ำของ $L - R$ ออกหลังวงจรรองความถี่ผ่านเป็นช่วง

ส่วนคลื่นพาห้ร่งที่ 38 KHz ก็จะทำน้เข้าสู่วจรรหการความถี่ลงกรึ่งหนึ่ง ออกมาเป็นสัญญาณไฟล้ต 19 KHz หลังจากนั้นก็จะรวมสัญญาณทั้ง 3 คือ L + R , L - R ที่มอดูเลตแล้วด้วยคลื่นพาห้ร่งที่ 38 KHz แล้ว และสัญญาณไฟล้ต 19 KHz เข้าด้วยกันที่วงจรรวมสัญญาณ หลังจากนั้นสัญญาณทั้ง 3 นี้ก็จะถูกนำมามอดูเลตกับคลื่นพาห้หลักซึ่งเป็นการมอดูเลตแบบเอฟเอ็มมอดูเลชัน ที่ความถี่ 88 - 108 MHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้กระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม แล้วสัญญาณเอฟเอ็มจะทำน้เข้า ไปสู่วจรรขยายสัญญาณเพื่อส่งออกอากาศต่อไป

2.13 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอมีลติเพล็กซ์

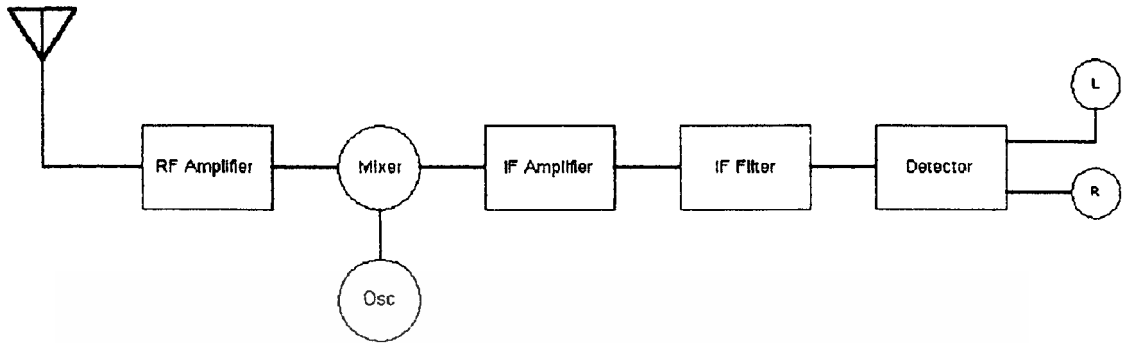
ก่อนนำสัญญาณของเอฟเอ็มสเตอริโอมีลติเพล็กซ์ มามอดูเลตกับคลื่นพาห้ที่ความถี่ 88 - 108 MHz จะมีสเปกตรัมดังรูป 2.10 ซึ่งจะมีสัญญาณ (L+R) , (L-R) ที่ทำการมอดูเลตแบบ Double sideband suppressed carrier , และสัญญาณไฟล้ต



รูปที่ 2.10 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอมีลติเพล็กซ์

2.14 หลักการของเครื่องรับ เอฟเอ็ม

หลักการเบื้องต้นของเครื่องรับเอฟเอ็ม แสดงดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 บล็อก ไดอะแกรมของเครื่องรับเอฟเอ็ม

เมื่อคลื่นวิทยุเอฟเอ็มที่กระจายอยู่ในอากาศ ผ่านเข้ามาที่เสาอากาศ จะถูกเลือกสถานีที่ต้องการ โดยใช้วงจรจูนเลือกจูนเอาเฉพาะสัญญาณของสถานีที่ต้องการออกมา แล้วเข้าไปสู่ส่วนของวงจรขยายอาร์เอฟแอมพลิไฟเออร์ ซึ่งทำการขยายสัญญาณอาร์เอฟที่เลือกเข้ามา วงจรขยายอาร์เอฟแอมพลิไฟเออร์มีเพื่อเพิ่มความไวในการรับสัญญาณ และบั่นทอนสัญญาณเงาที่จะไปปรากฏที่ ภาค ไอเอฟ และยังสามารถให้การแยกหรือที่เรียกว่า ไอโซเลชัน (Isolation) ระหว่างภาค โลคัลออสซิลเลเตอร์กับเสาอากาศได้ดี ทั้งนี้เพราะความถี่ที่ภาค โลคัลออสซิลเลเตอร์นั้นก็อยู่ในย่านความถี่วิทยุ ซึ่งสามารถป้องกันกลับออกมาทางเสาอากาศเครื่องรับแล้วส่งออกอากาศซึ่งเป็นผลทำให้เกิดการกวนเครื่องรับวิทยุเครื่องอื่นได้ ดังนั้น การมีภาคขยายสัญญาณความถี่วิทยุ จึงเป็นการลดสัญญาณจาก โลคัลออสซิลเลเตอร์ที่จะกลับเข้าไปทางเสาอากาศ หลังจากนั้นสัญญาณคลื่นวิทยุเอฟเอ็มจะนำไปทำการแปลงความถี่ที่วงจรมิกเซอร์ กับความถี่ที่ได้จาก โลคัลออสซิลเลเตอร์ ซึ่งความถี่ของ โลคัลออสซิลเลเตอร์นั้นมักจะมีความถี่สูงกว่าความถี่สัญญาณวิทยุที่รับเข้ามา ทั้งนี้เพราะต้องการให้มีผลต่อการบั่นทอนสัญญาณเงา (Image Frequency) ได้ง่าย สัญญาณเงาก็คือสัญญาณที่มาจากที่ใด ๆ ซึ่งมารวมกับสัญญาณวิทยุที่รับเข้ามาแล้วทำให้ความถี่เป็นสัญญาณไอเอฟเหมือนกัน จากนั้นสัญญาณวิทยุจะไปรวมกับความถี่ที่มาจาก โลคัลออสซิลเลเตอร์ที่มิกเซอร์ ซึ่งก็จะได้ความถี่ไอเอฟ กับ ความถี่อื่น ๆ ออกมา จากนั้นสัญญาณเหล่านี้จะ ไปผ่านวงจรไอเอฟฟิลเตอร์ เพื่อเลือกเอาเฉพาะความถี่ไอเอฟที่เราต้องการออกมาเท่านั้น สัญญาณที่ผ่านวงจรฟิลเตอร์จะ ไปส่วนภาคขยายความถี่ไอเอฟ เพื่อขยายสัญญาณไอเอฟให้มีขนาดแรงขึ้น แล้วก็จะนำไปผ่านวงจรลิมิเตอร์เพื่อจำกัดขนาดสัญญาณ และจะ ไปผ่านส่วนของการคีมอดคูเลเตอร์ (Demodulator) เพื่อแยกเอาสัญญาณเสียงออกมา โดยจะมีส่วนที่ทำการควบคุมอัตราขยายสัญญาณของภาค ไอเอฟ แอมพลิไฟเออร์ กับอาร์เอฟ แอมพลิไฟเออร์โดยจะเป็นกระแสไฟตรงที่ได้มาจากภาคคีมอดคูเลเตอร์เพื่อที่จะควบคุมสัญญาณของทุกสถานีที่เราับเข้ามาได้มีขนาดของสัญญาณพอเหมาะ

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของกรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ กระทรวงพาณิชย์ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

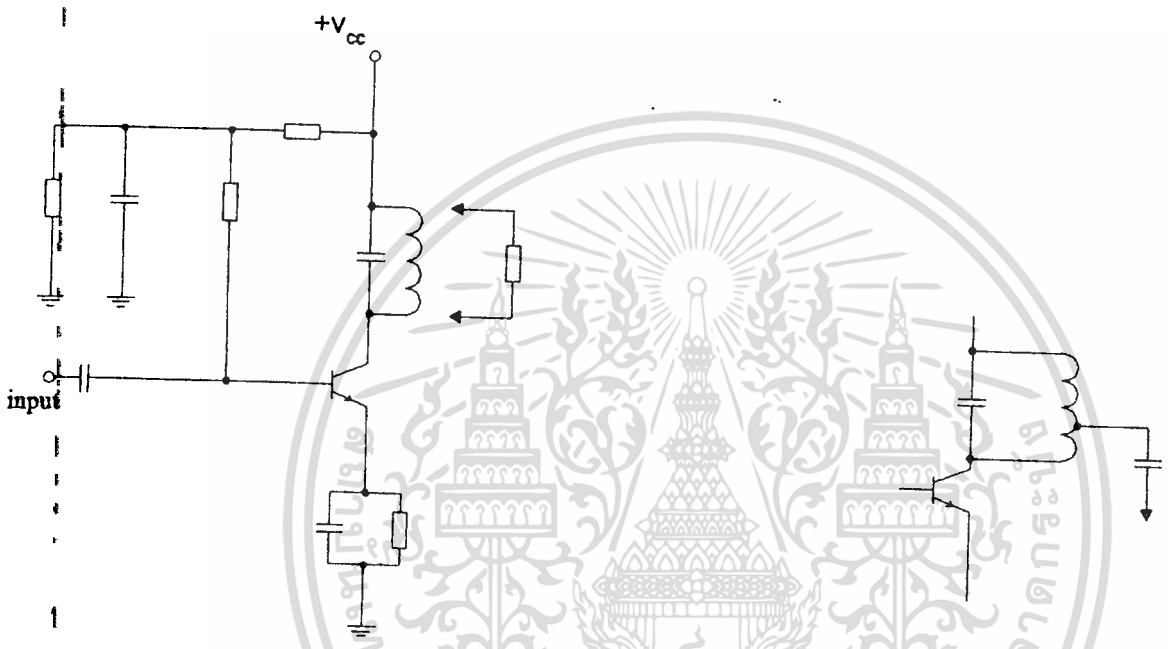
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.15 วงจรอาร์เอฟแอมพลิไฟเออร์

ที่ความถี่สูง นอยซ์ที่เกิดจากสภาวะภายนอกจะไม่ค่อยมีผลมากเท่ากับนอยซ์ที่เกิดขึ้นภายในเครื่องรับเอง อาร์เอฟแอมพลิไฟเออร์ จึงมีความสำคัญมาก อาร์เอฟแอมพลิไฟเออร์ควรมีเกนเท่าที่จำเป็นเท่านั้น

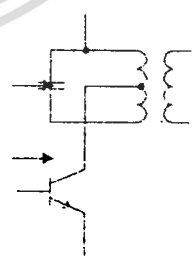
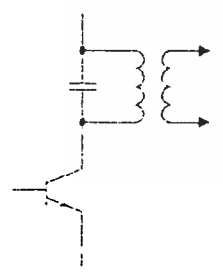
2.15.1 วงจรขยายความถี่วิทยุใช้ทรานซิสเตอร์

วงจขยายย่านความถี่วิทยุแบบอิมิตเตอร์ร่วมแสดงให้ที่เห็นดังวงจรรูปที่ 2.12 สังเกตว่า โหลดของวงจรเป็น วงจรรีโซแนนซ์ ซึ่งถ้าพิจารณาแล้วจะเห็นว่าเป็น โหลดที่มีความต้านทานต่ำมาก



(ก.) วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ

(ข.) วงจรรีโซแนนซ์ที่ใช้ตัวเก็บประจุคัปปลิ่ง



(ค.) วงจรรีโซแนนซ์ที่ใช้หม้อแปลงคัปปลิ่ง

(ง.) วงจรคัปปลิ่งด้วยหม้อแปลงที่ทางขดปฐมภูมิมีเทปกิ่งกลลา

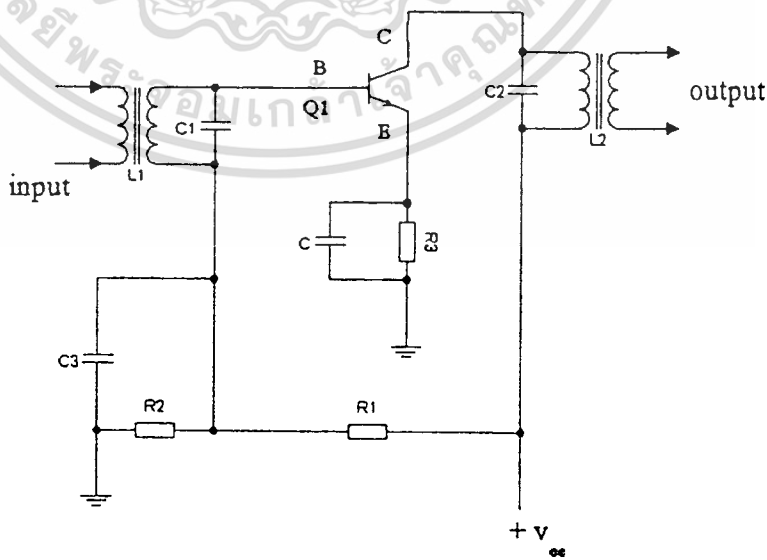


เนื่องจากค่าความต้านทานของโพลีเมอร์ที่ใช้นั้นจึงต้องต่อเพื่อให้แมทซ์กับอินพุทของวงจรภาคต่อไป วงจรที่ต่อเชื่อมเข้ากับอินพุทของวงจรขยายภาคต่อไปแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.12 ในรูปที่ 2.12 (ข) เป็นวงจรรีโซแนนซ์ที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำที่มีการเทปแบ่ง โดยมีตัวเก็บประจุเป็นทางผ่านของสัญญาณอีกตัวหนึ่ง ส่วนในรูปที่ 2.12 (ก) โพลีจะต่อกับหม้อแปลง ถ้าหากเราเลือกจำนวนขดของวงจรต้านปฐมภูมิและทุติยภูมิให้เหมาะสม ก็จะทำให้การแมทซ์เกิดขึ้นได้ ตามปกติแล้วเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรขยายทรานซิสเตอร์มักจะมีค่าต่ำ ดังนั้นเราจึงมีวิธีการต่อโพลีที่เป็นรีโซแนนซ์อีกแบบหนึ่งดังวงจรในรูปที่ 2.12 (ก) เนื่องจากวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่สูง ดังนั้นผลของสัญญาณจึงมีผลต่อค่าตัวอุปกรณ์อย่างยิ่ง สำหรับในวงจรรูปที่ 2.12 เราจะเห็นว่า โพลีของวงจรจะต่อในลักษณะเป็นวงจรรีโซแนนซ์ซึ่งความถี่ของสัญญาณกับค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำจะมีผลต่อกันอย่างมาก

2.15.2 วงจรขยายเลือกความถี่ชนิดจูนข้างเดียว

วงจรขยายเลือกความถี่ย่านความถี่วิทยุแสดงให้เห็นดังวงจรรูปที่ 2.13 สังเกตให้ดีจะเห็นว่าวงจรนี้จะมีการเชื่อมต่อเป็นหม้อแปลงที่มีผลตอบสนองต่อความถี่สูง ได้ตัวต้านทาน R1 และ R2 เป็นตัวไบอัสทรานซิสเตอร์ ตัวเก็บประจุ C3 เป็นตัวเก็บประจุที่มีค่ารีเอคแตนซ์ต่ำ ที่ความถี่ของสัญญาณ ดังนั้นจึงเป็นทางผ่านของสัญญาณความถี่วิทยุลงกราวด์เพื่อป้องกันการสูญเสียของสัญญาณ ถ้าพิจารณาที่เบสกับกราวด์จะเห็นว่าตัวเก็บประจุ C1 ต่ออนุกรมกับ C3 และ R2 เมื่อ C3 มีค่ารีเอคแตนซ์ต่ำตัวเก็บประจุ C3 จะเหมือนลัดวงจรแทนที่จะตกคร่อมตัวต้านทาน R2

ที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์นั้น จะมีโพลีที่เป็นตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ต่อเป็นวงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน ความถี่รีโซแนนซ์จะเป็นความถี่ที่วงจรขยายทำงาน ดังนั้นวงจรสามารถขยายความถี่ได้เพียงช่วงความถี่แถบหนึ่งเท่านั้น และความถี่ที่นอกเหนือจากนี้จะถูกบั่นทอนออกไป



รูปที่ 2.13 วงจรขยายเลือกความถี่

ช่วงกว้างทางความถี่ของวงจรรขยายสามารถกำหนดค่าขึ้นได้ด้วยค่าตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุของ วงจรรีโซแนนซ์ ในทางปฏิบัติแล้วความถี่ของการใช้งานที่เราสามารถทำให้วงจรเลือกความถี่ที่มีความถี่กึ่งกลางได้สูงจากหลายสิบกิโลเฮิรตซ์ ถึง หลายร้อยเมกะเฮิรตซ์ และช่วงกว้างทางความถี่ก็สามารถทำให้แคบมาก ๆ จนกระทั่งกว้างเป็นหลายเมกะเฮิรตซ์ได้

ตัวเก็บประจุที่ประกอบในวงจรรขยายความถี่วิทยุมักจะมีค่าความจุเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ถ้าเทียบกับตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรรขยายเสียงแล้วจะแตกต่างกันอย่างมาก ทั้งนี้เพราะที่ความถี่สูง ค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุมีค่าต่ำ ถ้าหากว่าเป็นตัวเก็บประจุที่ใช้ในย่านความถี่เสียงเราต้องให้ค่าตัวเก็บประจุมีค่ามากเพื่อให้รีแอคแตนซ์ต่ำหรือเป็นทางผ่านของสัญญาณ

ผลของตัวเก็บประจุจะแสดงออกมาได้เด่นชัดที่ความถี่สูง ทั้งนี้เพราะตัวเก็บประจุที่มีอยู่ภายในตัวทรานซิสเตอร์จะมีค่าใกล้เคียงกับตัวเก็บประจุของวงจรรูน ดังนั้นส่วนของตัวเก็บประจุในตัวทรานซิสเตอร์จึงเสมือนกับเป็นตัวต่อระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตในลักษณะการป้อนกลับ ลักษณะสมบัติการทำงานทางค่านินพุตจึงมีผลกับทางค่านเอาต์พุตด้วย จะเห็นได้ว่าสิ่งเหล่านี้มีผลต่อเสถียรภาพของวงจรรอย่างยิ่ง เพราะถ้าหากว่าการป้อนกลับแบบบวกแล้ววงจรรย่อมเกิดการออสซิลเลทได้

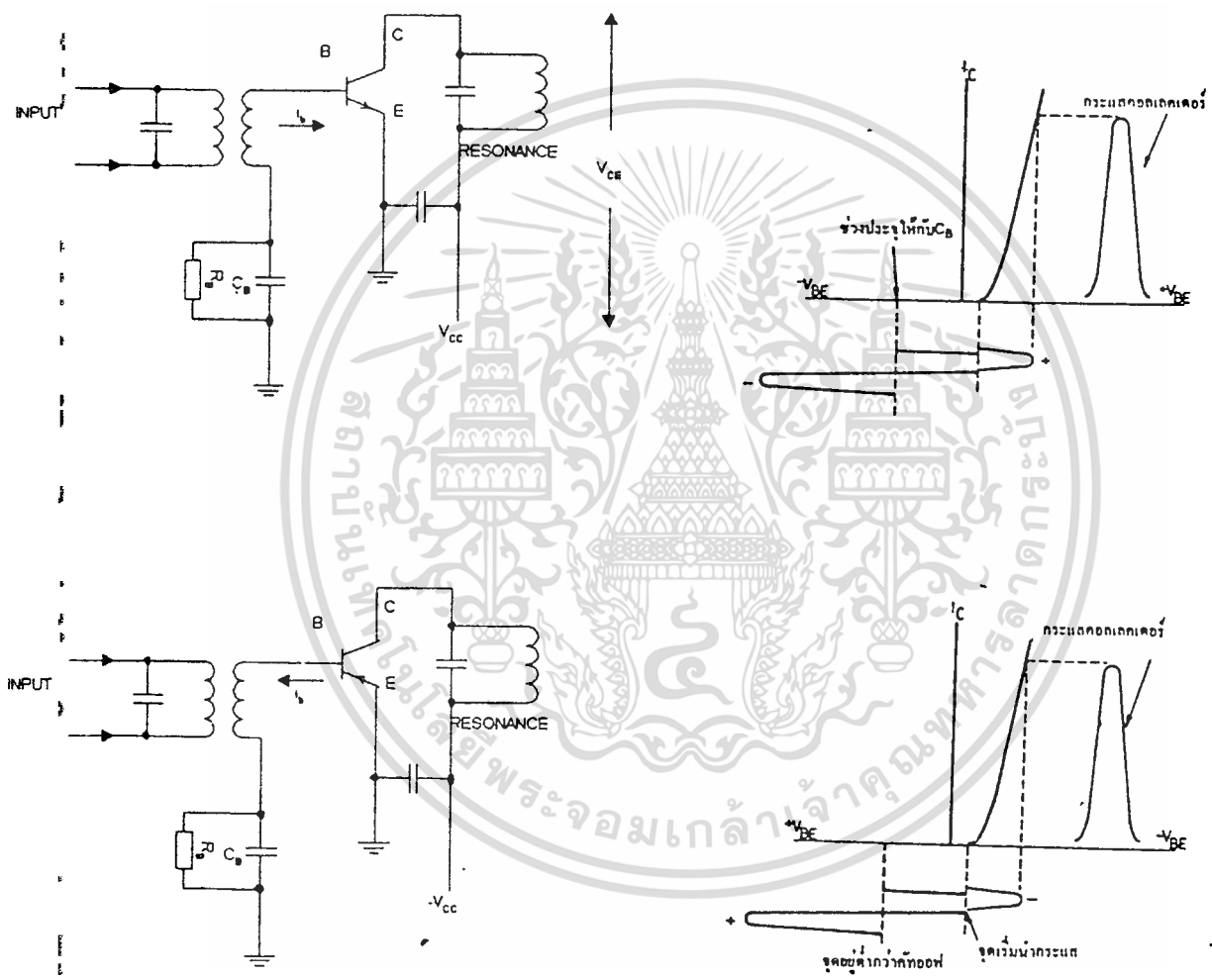
ดังนั้นในวงจรรขยายแบบเลือกความถี่นั้น จึงมีตัวต้านทานต่อกร่อมที่วงจรรีโซแนนซ์ทางขาคอลเลกเตอร์ ของวงจรรตัวต้านทานที่ต่อนี้มีชื่อว่า ตัวต้านทานสแควมปีปิง ตัวต้านทานที่ใช้นี้ควรจะมีค่าพอเหมาะเพื่อให้ วงจรมีเสถียรภาพโดยไม่เกิดการออสซิลเลท ผลเสียที่เกิดขึ้นก็จะทำให้อัตราขยายของวงจรรลดลงและขอบเขตของการเลือกความถี่กว้างขึ้น หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าค่า Q ของวงจรรลดลงนั่นเอง

2.15.3 วงจรรขยายคลาสซี

เมื่อใช้ทรานซิสเตอร์เป็นวงจรรขยายเราสามารถกำหนดจุดทำงานให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในคลาสใดก็ได้ตามต้องการ ในขณะที่เราไบแอสทรานซิสเตอร์ให้ทำงานในคลาสเอ เราจะต้องให้จุดทำงานของมันอยู่ในระดับกึ่งกลางของช่วงที่เป็นเชิงเส้นมากที่สุด ส่วนการทำงานของคลาสบีนั้น เราจะมี การไบแอสให้ในขณะที่ไม่ทำงานแล้วจะ ไม่มีกระแสคอลเลกเตอร์ไหลในวงจรร ส่วนในวงจรรขยายคลาสซีนั้น เราจำเป็นต้องไบแอสกลับเล็กน้อยระหว่างขาเบสกับอิมิตเตอร์ ถ้าพิจารณาให้ลึกซึ่งจะพบว่าวงจรรขยายคลาสซีนี้ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีการเพี้ยนไปจากเดิมมาก

ถ้าหากใช้วงจรรขยายคลาสซีเป็นวงจรรขยายแบบเลือกความถี่ เราจะแก้ปัญหาการเพี้ยนจากสัญญาณรูปไซน์ที่เอาต์พุตได้ เพราะเมื่อสัญญาณที่เพี้ยนปรากฏขึ้น จะถูกชูนเอาต์สัญญาณที่มีความถี่เป็นความถี่พื้นฐานให้ผ่านไปแล้วจะบั่นทอนฮาร์โมนิกส์อื่น ๆ หกค ดังนั้นจึงปรากฏเป็นเอาต์พุตสัญญาณรูปไซน์ตามความถี่ของการรูนนั่นเอง เมื่อเอาชนะในเรื่องความเพี้ยนได้แล้ว ข้อดีของวงจรรขยายคลาสซีนั้น สิ่งที่เห็นได้ชัดเจนคือ ในภาวะปกติมัน รอยต่อระหว่างเบส-อิมิตเตอร์ ของวงจรรขยายทรานซิสเตอร์จะได้รับการไบแอสกลับทรานซิสเตอร์ จึงทำงานอยู่ในช่วงกัทออฟในภาวะปกติ และทรานซิสเตอร์จะให้กระแสคอลเลกเตอร์ ก็ต่อเมื่อมีสัญญาณป้อนเข้ามาที่เบสและจะให้กระแสเป็นช่วง ๆ เท่านั้น ดังนั้นประสิทธิภาพทางด้านกำลังงานของทรานซิสเตอร์จะมีค่าสูงขึ้นอีกมาก โดยทั่วไปจะให้ประสิทธิภาพทางด้านกำลังงานได้สูงถึง 75%

ในการไบแอสให้จุดทำงานของทรานซิสเตอร์ทำงานในคลาสิกนี้ สิ่งหนึ่งที่ควรรู้คือ ว่าจะไบแอสเท่าไร มากุกันอย่างง่าย ๆ จะพบว่าสำหรับซิลิกอนทรานซิสเตอร์เราต้องไบแอสตรง ให้มีค่าแรงดันระหว่าง เบส-อิมิตเตอร์ประมาณ 0.6 โวลต์ แต่สำหรับเซอมนเนียมจะมีค่าประมาณ 0.2 โวลต์ ดังนั้นถ้าเราให้แรงดันระหว่างเบส-อิมิตเตอร์มีค่าน้อยกว่าที่กล่าวมาแล้วนี้ ตัวทรานซิสเตอร์ก็จะอยู่ในสถานะ ไบแอสกลับ ซึ่งก็หมายความว่า วงจรอยู่ในคลาสิกได้ ขอให้พิจารณาวงจรในรูปที่ 2.14 (ก) เราไบแอสให้แรงดันระหว่างเบส-อิมิตเตอร์มีค่าเป็น 0 โวลต์ และถ้าพิจารณาจากกราฟลักษณะสมบัติในรูปที่ 2.14 (ข) และ 2.14 (ก) โดยให้สัญญาณที่เข้ามีเป็นรูปไซน์ เอาท์พุทที่ปรากฏออกมาก็จะเป็นกระแสเป็นห้วง ๆ ดังแสดงในรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 ต่อตัวต้านทาน Rb เพื่อให้เกิดการไบแอสกลับระหว่างเบสอิมิตเตอร์มากขึ้น

ค่า Q ของวงจรรีโซแนนซ์เป็นสิ่งสำคัญส่วนหนึ่งที่จะต้องพิจารณา เพราะการที่วงจรขยายจะเลือกความถี่ได้ดีหรือไม่จะขึ้นอยู่กับค่า Q แต่สำหรับวงจรขยายคลาสิกแล้วค่า Q จะมีผลต่อความเพี้ยนของเอาท์พุทด้วย นั่นคือถ้าค่า Q สูงจะสามารถเลือกความถี่ได้ดีวงจรจะให้สัญญาณเอาท์พุทที่มีความเพี้ยนได้ต่ำมาก แต่ถ้าค่า Q ต่ำความเพี้ยนจะมีค่าสูงขึ้น

วงจรรขยายย่านความถี่วิทยุเป็นคลาสซีจึงมีที่ใช้ในวงจรเครื่องส่งเป็นส่วนใหญ่เพราะเราส่งด้วยความถี่ที่มีค่าคงที่ โดยให้ประสิทธิภาพทางด้านกำลังสูงมากที่สุด ในบรรดางจรรขยายย่านความถี่วิทยุแบบอื่น

2.16 หลักการ ของออสซิลเลเตอร์

วงจรรออสซิลเลเตอร์ก็คือวงจรรขยายชนิดหนึ่งนั่นเอง แต่เป็นวงจรรขยายชนิดป้อนกลับ และที่สำคัญคือการป้อนกลับของสัญญาณจะมีได้ป้อนกลับในลักษณะลบ โดยมีสมการการป้อนกลับแบบบวกคือ

$$A_v = \frac{A_v}{1 - A_v \beta} \quad (2.25)$$

ซึ่งจะเห็นว่าถ้าเทอม $A_v \beta$ มีค่าเป็น 1 จะเป็นผลทำให้อัตราขยายของวงจรมีค่าเพิ่มขึ้นจนเป็นอนันต์ (อินฟินิตี้) ซึ่งหมายความว่าแม้เพียงใส่อินพุตมาเพียงเล็กน้อยเอาท์พุทที่ได้จะมากมายมหาศาล แต่ในทางเป็นจริงแล้วเอาท์พุทที่ได้จะเกิดขึ้นเองแม้ว่าจะไม่ใส่อินพุทก็ตามนั่นหมายความว่าวงจรรออสซิลเลชันนั่นเอง

สิ่งหนึ่งที่จะอธิบายในเรื่องของการป้อนกลับแบบบวกให้เข้าใจก็คือ การพิจารณาในรูปของเฟสกับการป้อนกลับ สัญญาณป้อนกลับจากเอาท์พุทจะกลับเฟส 180° แล้วป้อนผ่านเข้ามาทางอินพุทใหม่ ดังนั้นสัญญาณที่เข้ามาจะมีทิศทางเสริมกับสัญญาณป้อนกลับซึ่งถ้าเฟสที่ป้อนกลับเข้ามาไม่ตรงกับวงจรรขยายก็จะไม่ออสซิลเลท (โดยปกติในวงจรรขยายทั่วไปสัญญาณเอาท์พุทจะมีเฟสต่างจากอินพุท 180° อยู่แล้ว)

เพื่อให้เข้าใจว่าออสซิลเลเตอร์ทำงานได้อย่างไร พิจารณาโดยถ้าให้สัญญาณขนาดเล็กๆ ป้อนเข้ามาทางอินพุทของวงจรรขยายสัญญาณเอาท์พุทที่ได้จะกลับเฟสแล้วมาเสริมกับอินพุทของวงจรรขยายทำให้อินพุทมีขนาดเพิ่มขึ้นซึ่งจะทำให้เอาท์พุทที่ได้มีขนาดเพิ่มขึ้นด้วย เมื่อป้อนกลับเข้ามาเสริมอีกก็จะให้เอาท์พุทใหญ่ขึ้นเรื่อยๆ ไม่มีที่สิ้นสุด โดยปกติการเพิ่มขึ้นของสัญญาณจะถูกจำกัดที่ค่าแรงดันค่าหนึ่ง ดังนั้นเมื่อกลับมาแล้วก็เสมือนกับการป้อนกลับด้วยค่าแรงดันคงที่ วงจรรจึงให้เอาท์พุทได้ที่ระดับแรงดันเสมือนกับคงที่คือการออสซิลเลชันนั่นเอง

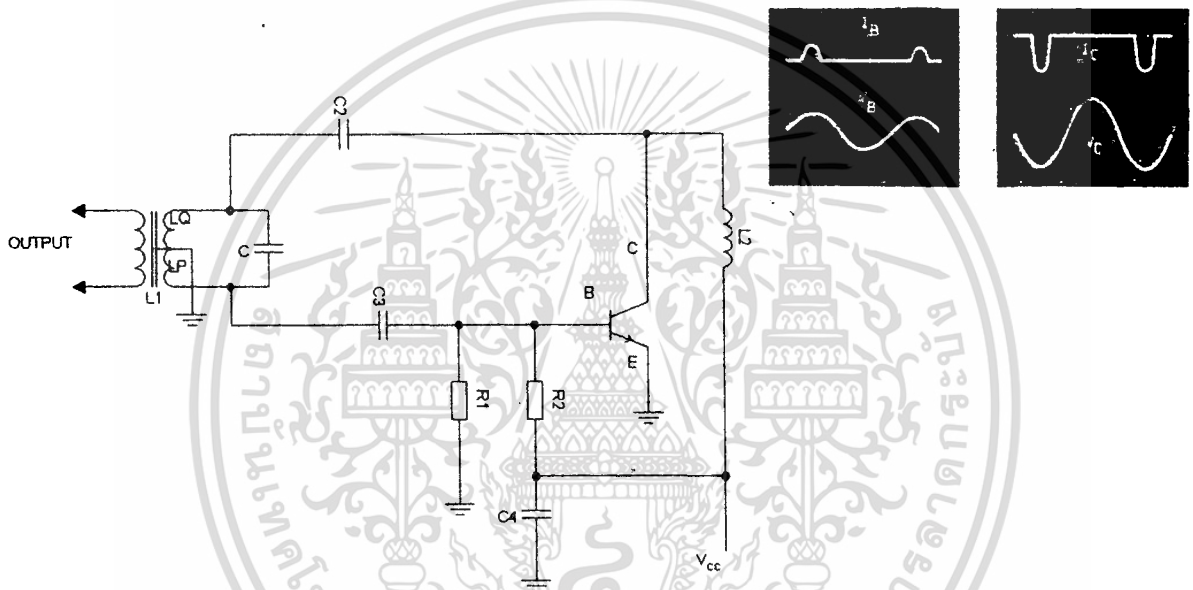
การออสซิลเลทหรือการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันเอาท์พุทจากค่าต่ำสุดจนถึงค่าสูงสุด มักจะเกิดการเปลี่ยนแปลงในลักษณะคลื่นรูปไซน์ ความถี่ของลูกคลื่นสามารถคำนวณได้จากค่าคงตัวของอุปกรณ์ต่างๆ ภายในวงจร

วงจรรออสซิลเลเตอร์ทั่วไปที่ใช้งานกันอยู่จะมีการออสซิลเลทได้ด้วยตัวเลข โดยไม่ต้องมีการป้อนสัญญาณอินพุทเข้าไปเลยแม้แต่น้อย ทั้งนี้เพราะสัญญาณที่ช่วยกระตุ้นให้เกิดการออสซิลเลทในขณะเริ่มต้นนั้นคือสัญญาณรบกวนที่มีอยู่ภายในอุปกรณ์นั้นแล้ว และการออสซิลเลทจะเกิดขึ้นตลอดเวลาที่มีการป้อนแรงดันไฟตรงเลี้ยงวงจรรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์ทั่วไปมักจะมีการออสซิลเลทที่มีความถี่เดียว ทั้งนี้เพราะวงจรป้อนกลับที่สัญญาณจากเอาต์พุตมาซึ่งอินพุตมักจะเป็นวงจรที่ประกอบด้วยอุปกรณ์จำพวก ความต้านทาน (R) , ตัวเหนี่ยวนำ (L) และ ตัวเก็บประจุ (C) ซึ่งก็เป็นที่น่าอนว่าอุปกรณ์ L และ C ย่อมให้ผลทางค่านเฟส นั้นก็จะมีค่าที่เฟสที่ได้อีกกลับมาเสริมกับอินพุตเกิดการออสซิลเลท หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือสัญญาณเอาต์พุตเมื่อผ่านวงจรป้อนกลับแล้ว จะเป็นผลให้ผลคูณของ A_v คูณกับค่า β ของวงจรป้อนกลับมีค่าเป็น 1 พอดี

2.16.1 วงจรฮาร์ตเลย์ ออสซิลเลเตอร์ (Hartley Oscillator)

อาศัยหลักการต่อแบบป้อนกลับ โดยนำสัญญาณที่คอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ต่อเข้าอนุกรมกับวงจรรีโซแนนซ์ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 วงจรฮาร์ตเลย์ ออสซิลเลเตอร์ที่แสดงลักษณะ ลูกคลื่นของสัญญาณ

การป้อนกลับของสัญญาณจะผ่านวงจรจูน หรือ รีโซแนนซ์ ในกรณีนี้คอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ต่อกับวงจรรีโซแนนซ์โดยผ่านตัวเก็บประจุ C_2 แรงดันไฟเลี้ยงป้อนเลี้ยงทรานซิสเตอร์ทางขาคอลเลกเตอร์โดยผ่านตัวเหนี่ยวนำ ตัวเหนี่ยวนำ L_2 จะต้องมีการีแอกแตนซ์สูงมากที่ความถี่ของการออสซิลเลท การต่อตัวเหนี่ยวนำเข้าที่ขาคอลเลกเตอร์ก็เพื่อจุดมุ่งหมาย 2 ประการ ประการแรกเป็นความต้องการให้กระแสไฟตรงผ่านเข้าไปทางขาคอลเลกเตอร์ได้โดยตรง เพราะที่แรงดันไฟตรงนั้นตัวเหนี่ยวนำจะมีค่ารีแอกแตนซ์เป็นศูนย์ อีกประการหนึ่งคือตัวเหนี่ยวนำจะเสมือนมีค่าแอกแตนซ์สูงมาก ที่ความถี่ของการออสซิลเลทจึงเสมือนเป็นการกั้นสัญญาณทางค่านไฟเลี้ยงไว้ ปลอ่ยสัญญาณให้ผ่านตัวเก็บประจุ C_2 แทน ส่วนตัวเก็บประจุ C_2 จะเป็นตัวกั้นไฟตรงที่จะผ่านเข้าไปยังวงจรรีโซแนนซ์

ลงกราวด์ทางจุดกึ่งกลางของขดลวด L_Q และ L_P

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่งานวิจัยสำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระดับของการป้อนกลับและแรงดันไฟเลี้ยงมีผลอย่างมากต่อวงจรออสซิลเลเตอร์ คือเราต้องการระดับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ต่ำ ๆ ดังนั้นการป้อนกลับจะมีข้อจำกัดและแรงดันไฟเลี้ยงจะต้องมีค่าน้อยด้วย นั่นคือเราจะต้องให้วงจรทำงานอยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นค่าเล็ก ๆ บนกราฟลักษณะสมบัติ

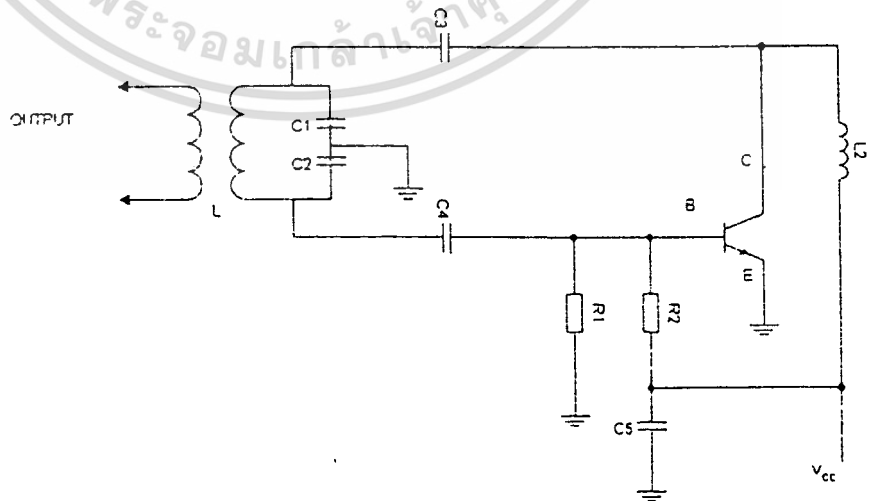
วงจรออสซิลเลเตอร์ส่วนใหญ่สร้างสัญญาณที่มีขนาดใหญ่เพื่อที่จะใช้กับวงจรทรานซิสเตอร์ การทำงานของวงจรมีจะต้องเลือกนอกช่วงที่เป็นเชิงเส้นของกราฟลักษณะสมบัติ สำหรับในกรณีนี้ เราจะต้องใช้แรงดันไฟตรงเลี้ยงวงจรมีขนาดสูงได้ และการเลือกแทปก็สามารถเลื่อนให้มีการป้อนสัญญาณมาก ๆ ได้ ซึ่งสามารถเลื่อนจนกระทั่งวงจรทำงานอยู่ในระดับคลาสซี ทั้งรูปสัญญาณที่เขียนไว้ในรูปที่ 2.15 สังเกตดูว่าจะมีลักษณะสัญญาณทางก้านกระแสคอลเลกเตอร์และกระแสเบสเป็นพัลส์ ดังนั้นเราสามารถจัดวงจรไบแอสด้วยค่า R2 และ R1 ใหม่ให้วงจรทำงานในช่วงคลาสซีได้

ความถี่ของการออสซิลเลของวงจร สามารถคำนวณได้จากค่ารีโซแนนซ์ของ L_Q , L_P และ C ที่ต่อป้อนกลับ เพื่อสะดวกต่อการวิเคราะห์หาค่าความถี่ ดังสมการคือ

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi((L_P+L_Q)C)^{1/2}} \tag{2.26}$$

2.16.2 วงจร โคพิทท์ออสซิลเลเตอร์

วงจร โคพิทท์ออสซิลเลเตอร์แตกต่างจากวงจรฮาร์ตลีย์ออสซิลเลเตอร์ ในส่วนของลักษณะการต่อวงจรรีโซแนนซ์ของวงจรป้อนกลับ ในวงจร โคพิทท์ออสซิลเลเตอร์ใช้ตัวเก็บประจุแบ่งออกเป็น 2 ตัว หรือกล่าวได้ว่าวงจร โคพิทท์ออสซิลเลเตอร์มีลักษณะพิเศษในเรื่องการแทปที่ตัวเก็บประจุแบ่งออกเป็นสองตัว ดังแสดงในรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 วงจร โคพิทท์ออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กล่าวได้ว่าวงจร โคพิทท์ออสซิลเลเตอร์มีลักษณะพิเศษในเรื่องการแทนที่ตัวเก็บประจุแทนที่จะเป็นตัวเหนี่ยวนำแรงดันป้อนกลับจะปรากฏคร่อมจะปรากฏคร่อมตัวเก็บประจุ C2 หรือระหว่างเบสหรือกราวด์ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C2 จะมีเฟสต่างจากแรงดันที่คอลเลกเตอร์ 180° นั่นคือสัญญาณจะมีลักษณะมีเฟสตรงกับสัญญาณที่เบสของทรานซิสเตอร์ ปริมาณของแรงดันเอาต์พุตที่ป้อนกลับมายังอินพุตหาได้จากค่าของตัวเก็บประจุ C1 และ C2 โดยปกติค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุ C2 ควรจะมีค่าน้อยกว่าค่ารีแอคแตนซ์ของ C1 หรือกล่าวได้ว่าตัวเก็บประจุ C1 ควรจะมีค่าความจุน้อยกว่าตัวเก็บประจุ C2 นั่นเอง ความถี่ของวงจร โคพิทท์ออสซิลเลเตอร์สามารถคำนวณได้จาก

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{CTL}} \quad (2.27)$$

เมื่อค่า CT คือผลรวมของตัวเก็บประจุ C1 และ C2 หรือ $CT = C1 \cdot C2 / (C1 + C2)$

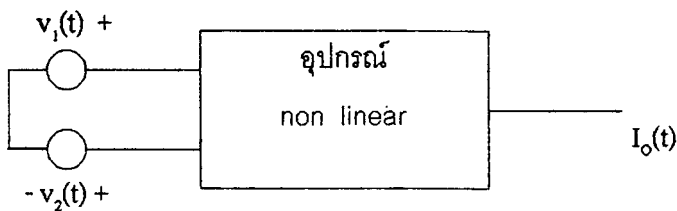
2.16.3 วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดจูนอินพุท จูนเอาต์พุท

แสดงในรูปที่ 2.16 เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหนึ่งซึ่งเป็นวงจรที่มีใช้งานกันน้อย แต่มีความสำคัญ เพราะว่าการทำงานของวงจรใช้หลักการเดียวกับวงจรออสซิลเลเตอร์ ชนิดคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ในวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดนี้ ส่วนของการป้อนกลับจะอยู่ที่ตัวเก็บประจุภายในตัวทรานซิสเตอร์ ตัวเก็บประจุนี้จะเกิดขึ้นที่ตรงบริเวณรอยต่อของเบส-คอลเลกเตอร์ ตัวเก็บประจุนี้จึงเป็นตัวเก็บประจุที่ไม่พึงปรารถนาในวงจรรขยายสัญญาณ เพราะจะเป็นผลให้วงจรเกิดการออสซิลเลตได้ ตัวเก็บประจุตรงบริเวณรอยต่อจึงเสมือน เชื่อมต่อระหว่างอินพุทและเอาต์พุทของวงจรโดยตรง ส่วนเอาต์พุทจะเป็นวงจรรีโซแนนซ์ ค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุจะมีค่ามากกว่าความถี่รีโซแนนซ์ และผลของการเลื่อนเฟสจะขึ้นอยู่กับส่วนของวงจรอินพุทรีโซแนนซ์ซึ่งจะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมที่วงจรรีโซแนนซ์ทางด้านอินพุท และมีเฟสตรงข้ามกับแรงดันที่ตกคร่อมทางด้านเอาต์พุท

2.17 วงจรมิกเซอร์

วงจรมิกเซอร์เป็นวงจรที่ประกอบด้วยอุปกรณ์ที่มีการทำงานไม่เชิงเส้น และมีอินพุท โวลต์เตจ $v_1(t)$ และ $v_2(t)$ ซึ่งมีความถี่ f_1 และ f_2 ตามลำดับ ถ้าอุปกรณ์ที่ใช้มีการทำงานเป็นเชิงเส้นแล้ว เอาต์พุท โวลต์เตจจะประกอบด้วยความถี่ f_1 และ f_2 เท่านั้น แต่อุปกรณ์ที่ทำงานไม่เป็นเชิงเส้นจะทำให้เกิดความถี่อื่น ๆ ออกมา โดยทั่วไปความสัมพันธ์ของอินพุท และ เอาต์พุทในโดเมนของเวลา (time domain) สามารถแสดงได้ด้วย อนุกรมของเทย์เลอร์ (Taylor series) ดังแสดงด้วยสมการ

$$i_o(t) = I_o + a v_i(t) + b [v_i(t)]^2 + C [v_i(t)]^3 + \dots \quad (2.28)$$



รูปที่ 2.17 มิกเซอร์ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์ที่ทำงานไม่เป็นเชิงเส้น

โดยที่ I_o คือกระแสคิทางเอาต์พุต และ $v_i(t)$ คือผลรวมของสัญญาณอินพุตทั้งหมด ถ้าสัญญาณทางอินพุตมีเพียงความถี่เดียว ความไม่เป็นเชิงเส้นจะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ (harmonics) ของความถี่นั้น และทำให้กระแสเปลี่ยนแปลงไป ถ้าอินพุตประกอบด้วยสองความถี่ เอาต์พุตจะประกอบด้วยทั้งฮาร์โมนิกส์ของความถี่ทั้งสอง ผลบวก และผลต่างของความถี่ทั้งสอง ซึ่งผลบวกและผลต่างของความถี่ทั้งสองเกิดจากเทอมที่เป็นกำลังสองในสมการ (2.28) เรียกว่า ผลจากการอินเตอร์มอดูเลชัน ออร์เดอร์ที่สอง (second order intermodulation)

อุปกรณ์ซึ่งมีการทำงานเป็นสแควร์ ลอว์ (square-law) เป็นอุปกรณ์ซึ่งเหมาะสมสำหรับงานของมิกเซอร์ที่สุก เนื่องจากจะเกิดผลของความถี่ที่ไม่ต้องการจำนวนน้อยที่สุด ถ้ามีอุปกรณ์มีลักษณะสมบัติ

$$I_o(t) = a v_i(t) + b [v_i(t)]^2 \quad (2.29)$$

และอินพุต

$$v_i(t) = V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t \quad (2.30)$$

กระแสทางเอาต์พุตจะเป็น

$$I_o(t) = a V_1 \cos \omega_1 t + a V_2 \cos \omega_2 t + b V_1^2 \cos^2 \omega_1 t + b V_2^2 \cos^2 \omega_2 t + 2b V_1 V_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t \quad (2.31)$$

เทอมสุดท้ายของ (2.7) ทำให้ได้เอาต์พุตที่ต้องการนั้นคือ

$$2b V_1 V_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t = b V_1 V_2 [\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t] \quad (2.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าขนาดของแอมพลิจูดของผลต่างและผลบวกของความถี่ทั้งสองจะขึ้นอยู่กับผลคูณของ V_1 และ V_2 ของสัญญาณอินพุท

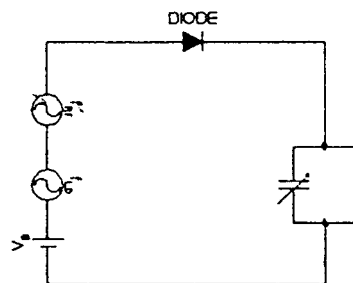
โดยทั่วไปสำหรับมิกเซอร์ที่ใช้ในเครื่องรับ เอ้าท์พุทที่ต้องการคือผลต่างของสองความถี่ทางอินพุททั้งสอง, ความถี่ฮาร์โมนิกส์, และผลบวกของความถี่ทั้งสองจะต้องถูกกำจัดทิ้งโดยการกรองความถี่หรือวิธีอื่น ๆ

มิกเซอร์แบบง่าย ๆ สามารถสร้างได้ตามรูปที่ 2.18 โดยใช้ไดโอดต่ออนุกรมกับสัญญาณอาร์เอฟ, สัญญาณจากออสซิลเลเตอร์ และไบแอสเซอร์ส โดยวงจรเทงก์จูนที่ความถี่ไอเอฟ มิกเซอร์แบบนี้มีข้อเสียเปรียบหลายอย่างคือ

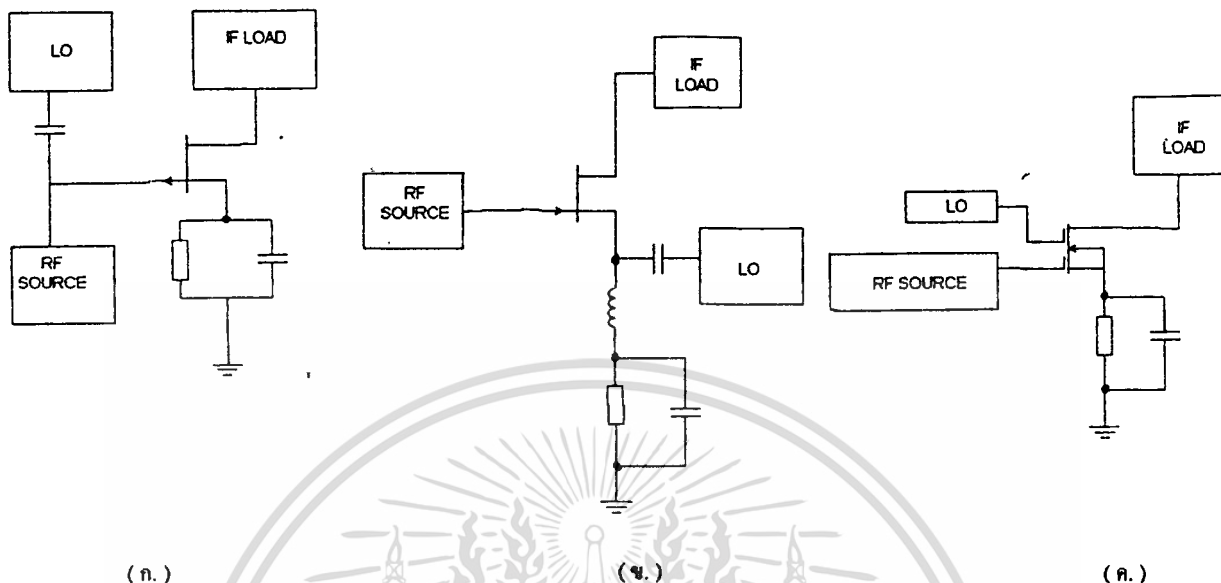
- (1) มีค่านอชชีพิกเกอร์สูงเมื่อเทียบกับแบบอื่น ๆ
- (2) มีคอนเวอร์ชันลอส (conversion loss) นั่นคือสัญญาณไอเอฟทางเอ้าท์พุทจะมีกำลังน้อยกว่าสัญญาณอาร์เอฟทางอินพุท
- (3) เกิดความไม่เป็นเชิงเส้นที่ออร์เคอร์สูงขึ้นไป เนื่องจากคุณสมบัติของไดโอดที่น่าจะแสดงอย่างรวดเร็ว
- (4) ไม่มีการไอโซเลท (isolation) ระหว่างออสซิลเลเตอร์และสัญญาณอาร์เอฟ ดังนั้นจะทำให้สัญญาณจากออสซิลเลเตอร์ อาจป้อนไปยังสายอากาศรับได้
- (5) ค่ากระแสซึ่งค่อนข้างมากของออสซิลเลเตอร์นั้น ซึ่งอาจจะทำให้ภาคของอินพุทของไอเอฟนั้นเกิดการโอเวอร์โหลล

รูปที่ 2.19 เป็นมิกเซอร์ที่ใช้เฟ็ท ในรูป 2.19 (ก) สัญญาณจากออสซิลเลเตอร์ป้อนเข้าที่ขาเกตของจังก์ชันเฟ็ท (JFET) โดยตรงพร้อม ๆ กับสัญญาณอาร์เอฟ มิกเซอร์แบบนี้จะมีคอนเวอร์ชันเกนเมื่อเทียบกับแบบไดโอดแล้วยังมีนอชชีพิกเกอร์ต่ำกว่า นอกจากนั้นความไม่เป็นเชิงเส้นที่ออร์เคอร์สูงขึ้นไปจะมีน้อยลง เนื่องจากคุณสมบัติของเฟ็ทที่เป็น สแควร์-ลอว์ อาจจะใช้ทรานซิสเตอร์แทนเฟ็ทก็ได้ ซึ่งจะได้อัตราสูงขึ้น แต่คิสทอร์ชันเออเรอร์ ที่สามก็จะเพิ่มขึ้นอย่างมากด้วย

วงจรในรูป 2.19 (ข) ทำให้เกิดการไอโซเลทระหว่างออสซิลเลเตอร์และสัญญาณอาร์เอฟก็ยิ่งขึ้น อย่างไรก็ตามเนื่องจากขาซอร์ส เป็นจุดที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำ ฉะนั้นจึงต้องใช้ออสซิลเลเตอร์ที่มีกำลังมากขึ้น ในรูป 2.19 (ก) ใช้ คุอัล-เกต มอสเฟ็ท เพื่อให้การไอโซเลทระหว่างอาร์เอฟและออสซิลเลเตอร์ดีขึ้น แต่เกนที่ได้จะต่ำกว่าวงจรที่ใช้จังก์ชันเฟ็ท



รูปที่ 2.18 ไดโอดมิกเซอร์อย่างง่าย



รูปที่ 2.19 เฟิร์ทมิคเซอร์ (ก) จังก์ชันเฟิร์ทมิคเซอร์ซึ่งออสซิลเลเตอร์และ อาร์เอฟป้อนเข้าที่ขาเกต
 (ข) จังก์ชันเฟิร์ทมิคเซอร์ซึ่งออสซิลเลเตอร์ป้อนเข้าที่ขาซอร์ส
 (ค) คูอัล-เกต มอสเฟิร์ท มิคเซอร์ ซึ่งสัญญาณอาร์เอฟ และออสซิลเลเตอร์ป้อน เข้าที่ขาเกตแต่ละขา

2.17.1 เฟิร์ทมิคเซอร์

วงจรมิกเซอร์ในย่านความถี่สูงนิยมใช้เฟิร์ทมากกว่าทรานซิสเตอร์ เพราะว่าเฟิร์ทนั้นมีอินเตอร์มอดคูเลชัน และครอสมอดคูเลชันคิสทอร์ชันน้อยกว่า และเนื่องจากค่าพีคแบคคาปาซิเตนซ์ต่ำกว่าทำให้วงจรเฟิร์ทมีเสถียรภาพดีกว่า เฟิร์ทที่ใช้เป็น ได้ทั้งจังก์ชันเฟิร์ทและมอสเฟิร์ท โดยปกติมอสเฟิร์ทจะมี $|y_{fs}|$ สูงกว่าและมีอัตราขยายกำลังสูงกว่า ถ้าใช้ คูอัล-เกต มอสเฟิร์ท สัญญาณอาร์เอฟ และออสซิลเลเตอร์สามารถป้อนแยกกันแต่ละเกต ทำให้ลดผลจากการกวนกัน

เพื่อที่จะเข้าใจการทำงานของมิกเซอร์ พิจารณาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer Function) ของเฟิร์ทสำหรับจังก์ชันเฟิร์ทตามรูป 2.20

$$i_D = I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_P)^2 \quad (2.33)$$

และ

$$g_{m0} = 2I_{DSS}/V_P \quad (2.34)$$

จากรูป 2.20 (ก.) จะเห็นว่าที่ $V_P = -2$ และ $I_{DSS} = 8 \text{ mA}$ จุดทำงานที่เหมาะสมคือจุด Q โดยที่ $V_{GS} = -1 \text{ V}$, $I_D = 2 \text{ mA}$ ค่า y_{fs} หรือทรานส์คอนดักแทนซ์ g_m หาได้จากความสัมพันธ์

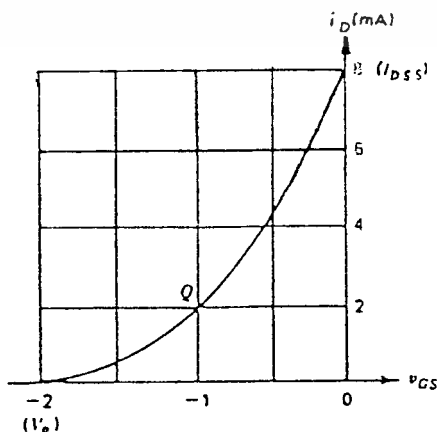
$$g_m = \frac{di_D}{dv_{GS}} = g_{m0}(1 - v_{GS}/V_P) \quad (2.35)$$

จากกราฟของ g_m และ V_{GS} ในรูป 2.20 (ข.) จะเห็นว่า g_m จะแปรตาม V_{GS} ในลักษณะเส้นตรง ทั้งนี้เพราะว่าลักษณะที่เป็น สแควร์ ลอว์ ของ i_D ให้ v_{GS} เป็นผลรวมของแรงดันไบแอส V_{GS} และแรงดันออสซิลเลเตอร์ $v_{LO} = V_{LO} \cos(\omega_{LO}t)$ นั่นคือ

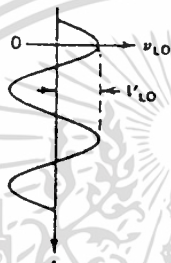
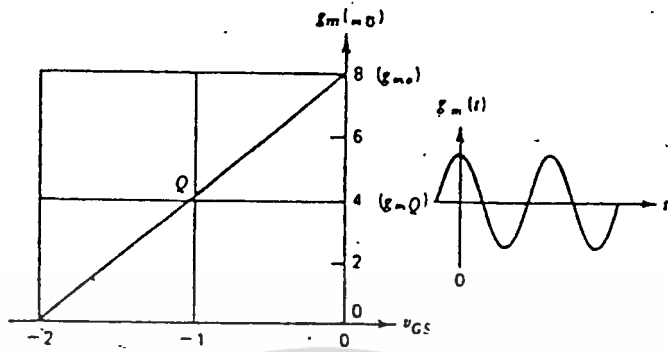
$$v_{GS} = V_{GS} + V_{LO} \cos(\omega_{LO}t) \quad (2.36)$$

โดยที่ g_{mQ} ที่จุดทำงานเท่ากับ

$$g_{mQ} = g_{m0}(1 - V_{GS}/V_P) \quad (2.37)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึ (ก) เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 2.20 (ก) ลักษณะ สแควร์ ลอว์ ของจังก์ชันเฟิร์ท

(ข) กราฟของ g_m กับ V_{GS} สำหรับอุปกรณ์ที่เป็น สแควร์ ลอว์

โดยที่ป้อนแรงดันออสซิลเลเตอร์ $v_{LO} = V_{LO} \cos \omega t$ ซึ่งค่า $g_m(t)$ จะเปลี่ยนเป็นรูป โคไซน์ เช่นกัน

แทนสมการ (2.36) และ (2.37) ลงใน (2.35) จะได้ค่า $g_m(t)$ ซึ่งเปลี่ยนไปตามเวลาในรูปทางขวาของรูป 2.20 (ข.)

$$g_m(t) = \frac{g_{mQ} - g_{m0} V_{LO} \cos(\omega)_{LO} t}{V_P} \tag{2.38}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก V_p มีค่าเป็นลบ (2.38) สามารถเขียนเป็น

$$g_m(t) = \frac{g_{mQ} + g_{m0} V_{LO} \cos(\omega_{LO} t)}{|V_p|} \quad (2.39)$$

ถ้าสัญญาณอาร์เอฟในรูป $v_{RF} = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t)$ ถูกป้อนเข้ามารวมกับสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์และไบแอส และถ้า $V_{RF} \ll V_{LO}$ ค่ากระแสตรงทางเอาต์พุตจะเท่ากับ v_{RF} คูณกับ $g_m(t)$

$$\begin{aligned} i_D(t) &= g_m(t) \cdot v_{RF} \cos(\omega_{RF} t) \\ &= \frac{(g_{mQ} V_{RF} \cos(\omega_{RF} t)) + (g_{m0} V_{LO} \cos(\omega_{LO} t) \cdot V_{RF} \cos(\omega_{RF} t))}{|V_p|} \end{aligned} \quad (2.40)$$

ความถี่ไอเอฟ ที่ต้องการ ได้จากเทอมที่สองของสมการ (2.16) และค่าคอนเวอร์ชันทรานส์คอนคักแทนซ์ ก็คืออัตราส่วนของกระแสไอเอฟ เอาต์พุตต่อแรงดันอาร์เอฟอินพุต

$$g_C = \frac{I_{IF}}{V_{RF}} = \frac{g_{m0} V_{LO}}{2 |V_p|} \quad (2.41)$$

ถ้าเลือกจุดทำงานที่จุดกึ่งกลางของเส้นตรงในรูป 2.20 (ข). $G_{mQ} = g_{m0} / 2$ จะหาความสัมพันธ์ระหว่าง g_C และ g_{mQ} ได้ดังนี้

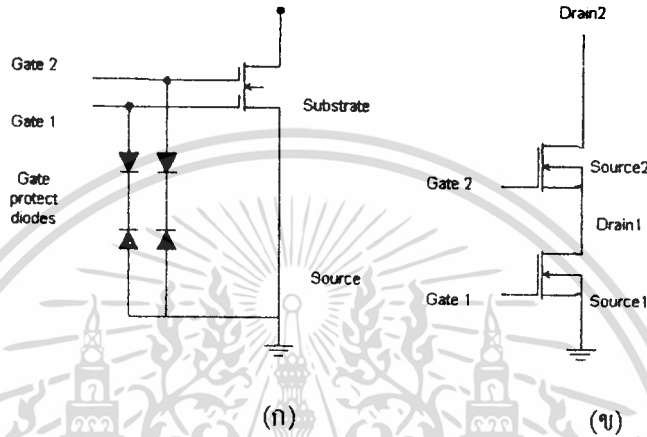
$$g_C = \frac{g_{mQ} V_{LO}}{|V_p|} \quad (2.42)$$

การทำงานของ ซิงเกิล-เกต มอสเฟตมิกเซอร์ส่วนมากจะเหมือนกับจังก์ชันเฟต แต่สำหรับมอสเฟตถ้าให้ขาเกตเป็นบวกเมื่อเทียบกับขาซอร์สจะไม่เกิดการเสียหายใดๆ มอสเฟตมีค่ารีเวอร์สทรานส์เฟอร์คาปาซิแตนซ์ (Reverse Transfer Capacitance) ต่ำกว่า และค่าฟอร์เวิร์ดทรานส์เฟอร์แอดมิแตนซ์ (Forward Transfer Admittance) สูงกว่าจังก์ชันเฟต สำหรับ คูอัล-เกต มอสเฟตขาเกตที่สองสามารถประยุกต์ใช้ทั้งวงจรมิกเซอร์ หรือเป็นที่ป้อนสัญญาณ AGC สำหรับแอมพลิไฟเออร์

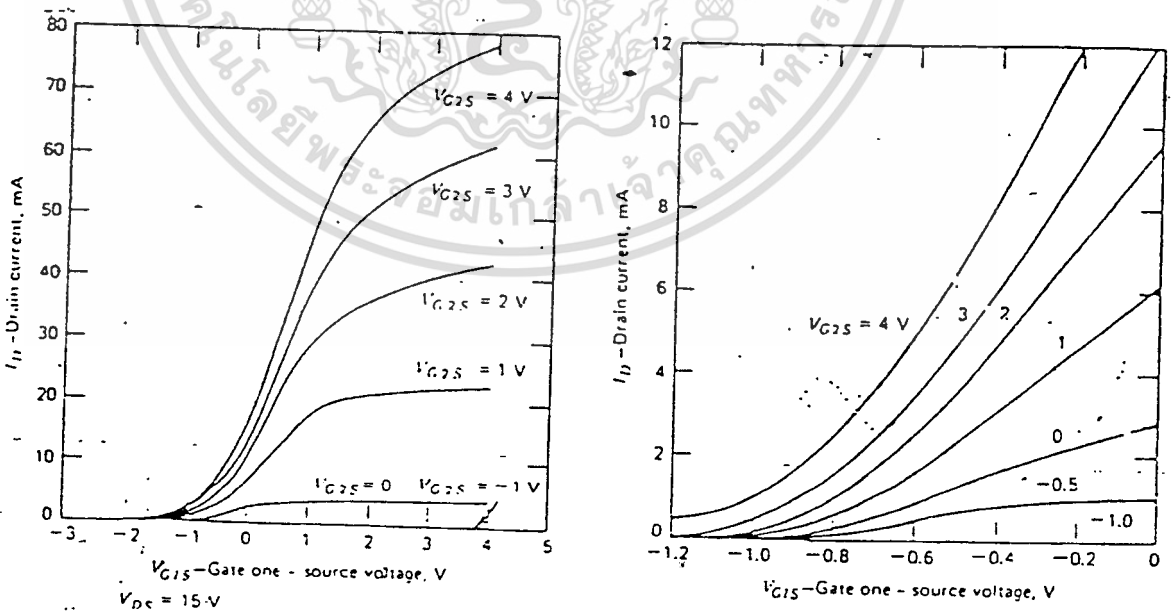
เอกสารนี้จากรูป 2.21 (ก.) เป็นสัญญาณลักษณะของ คูอัล-เกต มอสเฟตที่มีไดโอดป้องกันขาเกตขั้วลบและรูป 2.21 (ข.) เป็นวงจรเสมือนของรูป 2.21 (ก.) ซึ่งจะเสมือนมอสเฟตสองตัวต่อкасод (cascode) กันอยู่

ซึ่งสำหรับวงจรถาตโคคเกท 1 จะมีอัตราขยายมากกว่าเกท 2 ดังนั้นสัญญาณอินพุตจึงป้อนเข้าที่เกท 1
 คู่อล-เกท มอสเฟต จะมีค่ารีเวอร์สทรานส์เฟอร์คาปาซิแตนซ์ต่ำ คือ C_{rss} โดยทั่วไปต่ำกว่า 0.1 pF
 ดังนั้นทำให้มีเสถียรภาพที่ความถี่สูงดี

รูปที่ 2.21 (ก.) เป็นกราฟแสดงลักษณะการทรานส์เฟอร์ (I_D VS V_{G1S}) ของมอสเฟตเบอร์
 3N211 ส่วนรูปที่ 2.22 (ข.) เป็นภาพขยายส่วนที่เป็น สเตจเวอร์-ลอร์ ของมอสเฟตที่เอาพุตที่ 1 ของเส้น
 นี้คือค่าฟอร์เวอร์คทรานส์เฟอร์แอมปีแตนซ์ y_{fs} หรือ ในรูปที่ 2.23

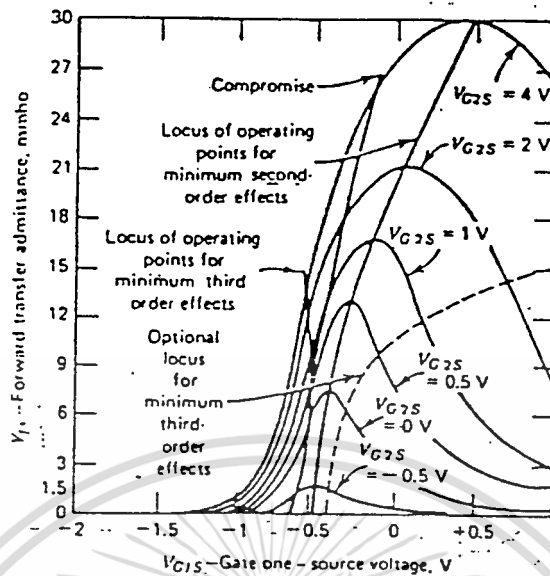


รูปที่ 2.21 (ก) สัญลักษณ์ของ คู่อล-เกท มอสเฟต
 (ข) วงจรเสมือนของ คู่อล-เกท มอสเฟต



รูปที่ 2.22 กราฟระหว่างกระแสทรานกับ V_{G1S} ของ 3N211 ที่ค่าต่าง ๆ กันของ V_{G2S}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 กราฟของ y_{fs} กับ V_{G1S} ของ 3N211

ในการทำงานเป็นมิกเซอร์ต้องให้อยู่ในช่วง สแควร์-ลอร์ ซึ่งจะทำให้มีผลจากคิสทอร์ชันนอร์เดอร์ที่สามมีน้อยลง ซึ่งคือเส้น “locus of operating points for minimum third-order effects” ซึ่งเป็นเส้นซึ่งจุดทุกจุดจะมีอนุพันธ์ที่ 1 ของ y_{fs} สูงสุด และค่าอนุพันธ์ที่ 2 (ซึ่งเป็นตัวกำหนดคิสทอร์ชันนอร์เดอร์ที่สาม) เท่ากันศูนย์ จากรูป 2.23 ที่จุด $V_{G2S} = 4\text{ V}$. เป็นจุดที่ y_{fs} มีค่าสูงสุด และอัตราการเปลี่ยนแปลงของ y_{fs} ก็มีค่าสูงสุดด้วย

สำหรับมิกเซอร์ซึ่งสัญญาณอาร์เอฟ และออสซิลเลเตอร์ต่างก็ป้อนเข้าที่เกท 1 จุดทำงานที่เหมาะสมจึงควรเป็นที่ $V_{G2S} = 4\text{ V}$, $V_{G1S} = 0.55\text{ V}$, $I_D \approx 6\text{ mA}$

ถ้าสัญญาณอาร์เอฟ ป้อนเข้าที่เกท 1 และออสซิลเลเตอร์ป้อนเข้าที่เกท 2 เพื่อให้การโอโซเลทระหว่างสัญญาณทั้งสองดีขึ้น ผลจากสัญญาณออสซิลเลเตอร์ก็จะทำให้จุดทำงานเลื่อนจากเส้นหนึ่งไปยังอีกเส้นหนึ่ง ผลที่ดีที่สุดจะได้รับจากการทดลองสำหรับเพ็ทแต่ละตัว

การสมอดุลยชั้นคิสทอร์ชันนอร์เดอร์ในมิกเซอร์เป็นปัญหาที่สำคัญ โดยเฉพาะในกรณีที่มีสัญญาณอาร์เอฟที่ต้องการมีขนาดเล็กแต่สัญญาณที่ไม่ต้องการมีขนาดใหญ่ เพื่อที่จะหลีกเลี่ยงการสมอดุลยชั้นคิสทอร์ชันนอร์เดอร์เนื่องจากสัญญาณทั้งสองค่า y_{fs} ควรจะคงที่ หรืออย่างน้อยค่าอนุพันธ์ที่สองของ y_{fs} เทียบกับ V_{G1S} ควรจะเท่ากับศูนย์ ซึ่งกรณีหลังนี้จะสอดคล้องกับจุดทำงานซึ่งแสดงโดย “locus for minimum third-order effect” ในรูปที่ 2.23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.18 วงจรขยายสัญญาณไอเอฟ

วงจรรักษาขยายสัญญาณไอเอฟของเครื่องรับวิทยุ มีไว้เพื่อขยายสัญญาณไอเอฟให้มีขนาดของแอมพลิจูดของสัญญาณสูงขึ้นอย่างพอเพียง และให้เหมาะสมกับการคิเทกต์ให้ได้สัญญาณเสียงที่มีคุณภาพดี สัญญาณไอเอฟของเอฟเอ็มเป็นคลื่นผสมทางความถี่ไอเอฟกับสัญญาณเสียง 20 ถึง 20,000 Hz ดังนั้นความถี่ไอเอฟจึงเบี่ยงเบนตามความถี่เสียง ซึ่งมาตรฐานสากลอนุญาตให้การส่งสัญญาณเอฟเอ็มเบี่ยงเบนได้ บวกลบ 75 kHz และมีช่องว่างระหว่างสถานีบนและสถานีล่างข้างละ 25 kHz ดังนั้นช่วงแบนด์วิดท์ของการส่งเอฟเอ็ม จึงมีสถานีละ 200 kHz เมื่อเรานำสัญญาณจากสถานีที่รับเข้ามาผ่านมิกเซอร์ สัญญาณไอเอฟ ที่ได้จะต้องเบี่ยงเบนจากความถี่กลาง 10.7 MHz ไปบวกลบ 100 kHz ค้ำยเช่นกัน วงจรขยายไอเอฟที่ดีนอกจากจะให้อัตราขยายสูงแล้วจะต้องมีแบนด์วิดท์กว้างถึง 200 kHz จึงจะทำให้ได้สัญญาณออกทางเอาท์พุทครบถ้วน

ข้อควรพิจารณาในการเลือกความถี่ไอเอฟมีอยู่หลายประการ ส่วนมากจะเกี่ยวข้องกับแบนด์วิดท์ในทางทฤษฎีแบนด์วิดท์จะขึ้นอยู่กับความถี่ใช้งานและค่า Q ของวงจร ตามสูตร $BW = F_0/Q$ ฉะนั้นถ้าหากเราต้องการซีเลกติวิตีที่ดี แบนด์วิดท์จะต้องแคบ นั่นคือ วงจรจะต้องมีค่า Q สูงความถี่จะต้องมีค่าต่ำ ดังนั้นเราจึงนิยมเลือกความถี่ไอเอฟ ให้มีค่าต่ำกว่าความถี่ใช้งาน ซึ่งเป็นผลดีในการออกแบบวงจรอีกด้วย เพราะวงจรมีความถี่ต่ำออกแบบให้มีเสถียรภาพดีและอัตราขยายสูงได้ง่ายกว่า (ยกตัวอย่างเช่น เมื่อความถี่สูงขึ้นปัญหาเกี่ยวกับการแผ่คลื่น การสูญเสียไดอิเล็กตริก ความต้านทานผิว (skin) ทั้งหมดนี้มักมีผลให้วงจรขาดเสถียรภาพ)

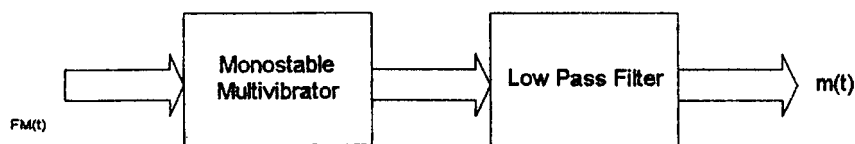
เหตุผลอีกประการหนึ่งในการเลือกความถี่ไอเอฟก็คือ ต้องให้แบนด์วิดท์พอเหมาะ และเหตุผลอีกข้อหนึ่งก็คือการกำจัดสัญญาณอิมเมจ (image) หรือสัญญาณเงา ความถี่เงาเป็นสัญญาณอาร์เอฟที่เราไม่ต้องการ เพราะเมื่อสัญญาณเงาเข้ามาผสมกับสัญญาณออสซิลเลเตอร์จะได้ความถี่เท่ากันไอเอฟพอดี ซึ่งก็สามารถผ่านมิกเซอร์ไปยังวงจรรักษาขยายไอเอฟได้เช่นกัน ซึ่งการกำจัดสัญญาณเงาสามารถทำได้โดยการบีบให้ซีเลกติวิตีหรือแบนด์วิดท์ของวงจรรักษาขยายอาร์เอฟ และมิกเซอร์ให้แคบลง ถ้าเราต้องการกำจัดสัญญาณเงาให้ได้ผลดี ควรเลือกค่าความถี่ไอเอฟสูง ๆ ซึ่งผลสรุปข้อนี้ค้านกับผลสรุปข้อแรกดังนั้น การเลือกความถี่ไอเอฟจึงไม่ควรเลือกค่าสูงเกินไปหรือต่ำเกินไป

2.19 การคิเทกต์สัญญาณเอฟเอ็มโดยใช้ขบวนการสร้างสัญญาณเลียนแบบพีพีเอ็ม

หลักการคิเทกต์สัญญาณเอฟเอ็ม โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอฟเอ็มกับสัญญาณพีพีเอ็ม ซึ่งก็เป็นที่ยอมรับโดยทั่วไปว่าในส่วนของสัญญาณพีพีเอ็ม จะมียอดประกอบส่วนหนึ่งเหมือนกับสัญญาณเอฟเอ็ม ดังนั้นถ้าสามารถนำเอาสัญญาณดังกล่าวไปผ่านวงจรรองความถี่ต่ำ จะทำให้ได้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมา

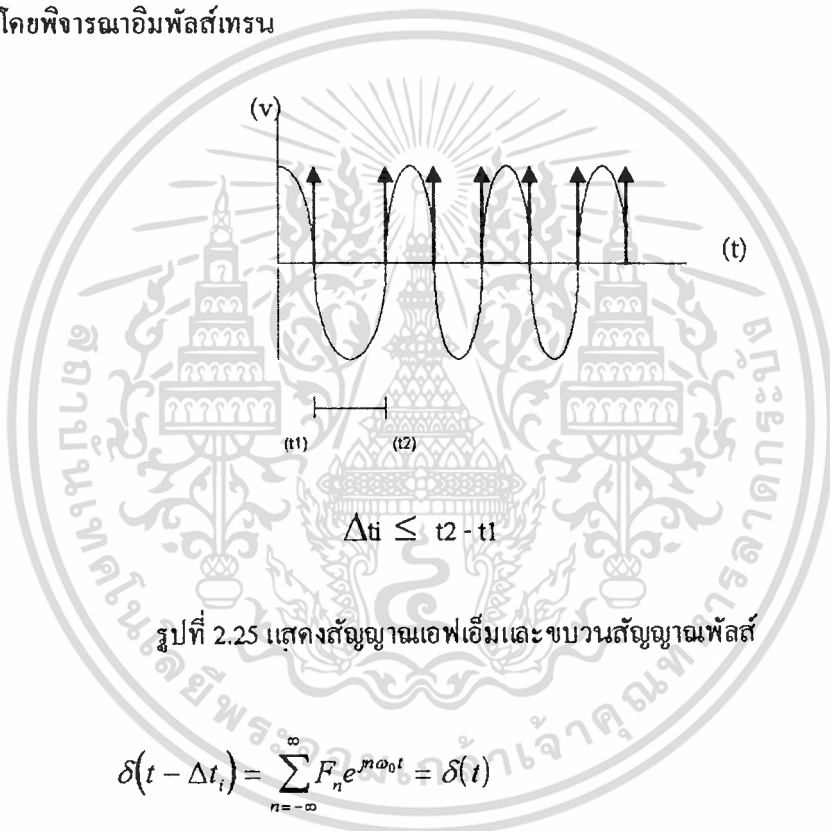
สำหรับโครงการนี้เราจะใช้วงจร โมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ 74LS123 มาทำการแปลงสัญญาณเอฟเอ็ม เป็นสัญญาณเลียนแบบพีพีเอ็ม และนำไปผ่านวงจรรองความถี่ต่ำแบบเชลเลน และกีย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.24 แสดงบล็อก โคอะแกรมของการตีเทกต์สัญญาณเอฟเอ็ม โดยใช้ขบวนการสร้างสัญญาณเลียนแบบพีเอ็ม

2.20 การวิเคราะห์ค่าองค์ประกอบของสัญญาณอิมพัลส์ โดยพิจารณาอิมพัลส์เทรน



รูปที่ 2.25 แสดงสัญญาณเอฟเอ็มและขบวนสัญญาณพัลส์

$$\delta(t - \Delta t_i) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega_0 t} = \delta(t) \quad (2.43)$$

เทียบกับสมการ

$$V(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_n e^{jn\omega_0 t}$$

$$V_n = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} v(t) e^{-jn\omega_0 t} dt$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

$$= \frac{1}{\Delta t_i} \{ e^{j2\pi n} \} = \frac{1}{\Delta t_i} \quad (2.44)$$

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

$$\therefore \delta(t - \Delta t_i) = \frac{1}{\Delta t_i} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\omega_0 t} \quad (2.45)$$

พิจารณาจากรูป โดยพิจารณาจากสัญญาณ FM

$$\phi_{FM} = A \cos(\omega_c t + k_f \int m(t) dt) \quad (2.46)$$

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

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

$$\therefore \theta(t_1) = \omega_c t + k_f \int_0^{t_1} m(t) dt \quad (2.47)$$

$$\theta(t_2) = \omega_c t + k_f \int_0^{t_2} m(t) dt \quad (2.48)$$

$$\theta(t_2) - \theta(t_1) = \pi = \omega_c (t_2 - t_1) + k_f \int_0^{t_2} m(t) dt - k_f \int_0^{t_1} m(t) dt \quad (2.49)$$

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

$$\begin{aligned}\theta(t_2) - \theta(t_1) &= \pi \approx \omega_c(t_2 - t_1) + k_f m(t) t_2 \Big|_0^{t_2} - k_f m(t) t_1 \Big|_0^{t_1} \\ &\approx \omega_c(t_2 - t_1) + k_f m(t)(t_2 - t_1) \\ &\approx [\omega_c + k_f m(t)](t_2 - t_1)\end{aligned}\quad (2.50)$$

$$\therefore \Delta t_i = \frac{\pi}{\omega_c + k_f m(t)} \quad (2.51)$$

$$\therefore \delta(t - \Delta t_i) = \frac{\omega_c + k_f m(t)}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn2\pi/\Delta t_i} \quad (2.52)$$

$$\begin{aligned}&= \frac{\omega_c + k_f m(t)}{\pi} e^{jn2\pi/\Delta t_i (\omega_c + k_f m(t))} \\ \delta(t - \Delta t_i) &= \frac{\omega_c + k_f m(t)}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j2n(\omega_c + k_f m(t))t}\end{aligned}\quad (2.53)$$

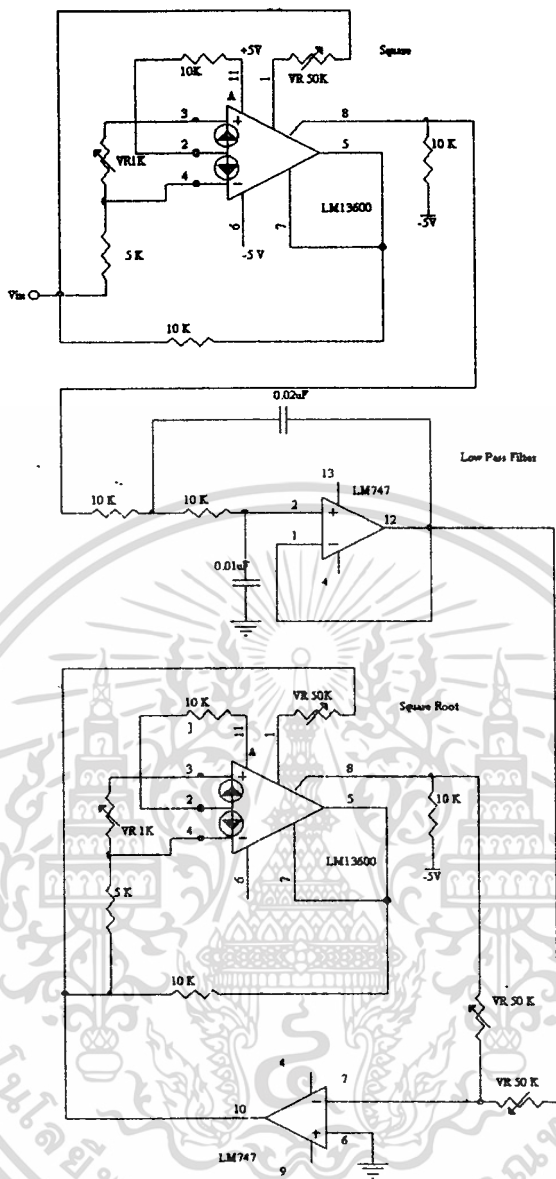
เมื่อนำสัญญาณนี้ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ จะทำให้ได้สัญญาณข่าวสาร $m(t)$ กลับคืนมา เพราะว่าเทอม $e^{j2n(\omega_c + k_f m(t))t} = \cos[2n(\omega_c + k_f m(t))t] + \sin[2n(\omega_c + k_f m(t))t]$ ก็คือสัญญาณ FM นั้นเอง แต่จะถูกกรองทิ้งไป

2.21 การดีเทกต์สัญญาณเอเอ็ม แบบใช้กฎกำลัง 2

เป็นการดีเทกต์สัญญาณเอเอ็มแบบ Square Law Detector ดังแสดงในรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 แสดงบล็อกโคโอะแกรมของวงจร Square Law Detector



รูป 2.27 แสดงวงจร Square Law Detector

เมื่อสัญญาณเอเอ็ม $y(t)$ ซึ่งมอดูเลต โดยคลื่นพาห้ความถี่ ω_c เรเดียน / วินาที กับสัญญาณเข้าวสาร $m(t)$ ดังแสดงตามสมการ

$$y(t) = (A+m(t))\cos \omega_c t \tag{2.54}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เข้ามาสู่ระบบ โดย A คือค่าแอมพลิจูดของคลื่นพาห์ เมื่อยังไม่มีการมอดูเลตสัญญาณ จะได้
เอาท์พุท ของวงจรถอยกกำลังสองคือ

$$y^2(t) = (A+m(t))^2 \cos^2(\omega_c t) \quad (2.55)$$

$$= (1/2)(A+m(t))^2 + (1/2)(A+m(t))^2 \cos(2\omega_c t) \quad (2.56)$$

เมื่อจัดความถี่ cut off ของวงจรถอยกกำลังสองให้เหมาะสมที่จะขจัดสัญญาณส่วนที่มีความถี่สูง ซึ่งตรงกับเทอมที่ 2 ของ สมการ 2.56 ออกเราจะ ได้เอาท์พุท V_x ของวงจรถอยก

$$\begin{aligned} V_x &= (1/2)(A+m(t))^2 \\ &= A^2/2 \{ 1 + 2m(t)/A + [m(t)/A]^2 \} \end{aligned} \quad (2.57)$$

โดยเงื่อนไขที่กำหนดให้ มอดูเลชันอินเดคมีค่าต่ำมาก กล่าวคือ $|m(t)/A| \ll 1$ จะทำให้เทอมสุดท้ายในวงเล็บปีกการตัดทิ้งได้ ทำให้ สมการที่ (2.57) ประมาณได้เป็น

$$V_x = A^2/2 + Am(t) \quad (2.58)$$

ดังนั้นจะเห็นว่าเอาท์พุท $V(x)$ ประกอบด้วยไฟตรงขนาด $A^2/2$ และสัญญาณข่าวสารที่มีอัตราการขยายขนาดเท่ากับ A สัญญาณไฟตรง $A^2/2$ นี้เราสามารถจะขจัดออกได้โดยง่าย โดยใช้ตัวเก็บประจุมากรอง เราจึงได้สัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ออกมาตามต้องการ อย่างไรก็ตาม (2.57) นั้น ประมาณได้ เมื่อ $|m(t)/A| \ll 1$ เมื่อเงื่อนไขไม่เป็นจริงเทอมที่ 3 ในวงเล็บปีกกาของ (2.57) จะเป็นตัวทำให้เกิดความผิดพลาดกับรูปสัญญาณที่เอาท์พุท แต่เมื่อนำไปผ่าน วงจรถอยกครั้งที่ 2 ขึ้น จะได้เอาท์พุทเป็น

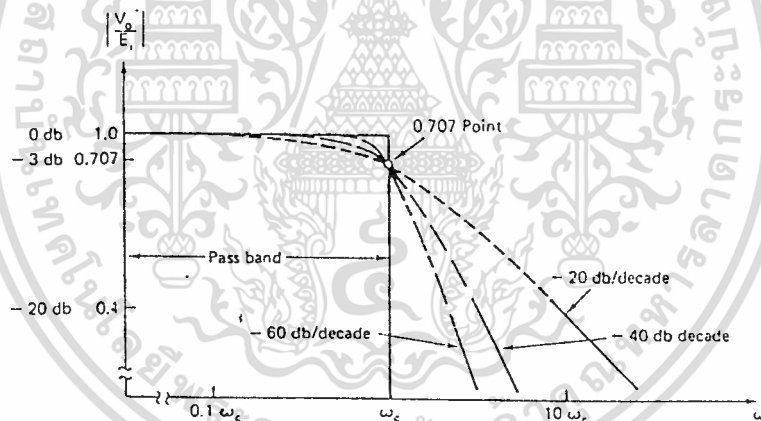
$$\begin{aligned} V_x &= \sqrt{V_x} \\ &= \frac{A + m(t)}{\sqrt{2} \sqrt{2}} \end{aligned} \quad (2.59)$$

จะเห็นได้ว่า เมื่อขจัดส่วนที่เป็นไฟตรงออกไปเราก็จะได้ข่าวสาร $m(t)$ ออกมาโดยสมบูรณ์

2.22 วงจรกรองความถี่ต่ำ (Low Pass Filter)

ในอุดมคติเป็นวงจรที่ไม่ให้สัญญาณที่มีความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟ (f_c) ผ่านเข้าไปในวงจรเลย หากสัญญาณมีความถี่สูงกว่า f_c เพียงเล็กน้อย แต่ในทางปฏิบัติลักษณะของสัญญาณที่ถูกลบออกออกป็นนั้น จะไม่เป็นเช่นนั้น แต่จะค่อย ๆ ถูกลดอัตราขยายลงเรื่อย ๆ จุดที่ความถี่มีค่าเท่ากับ f_c ถูกเรียกได้หลายชื่อ เช่น ความถี่ 0.707 (ขนาดของ Volt ลดลงเหลือเพียง 70.7% เทียบกับ V_{in} สูงสุด) ความถี่ -3 dB (อัตราขยายของแรงดันเอาต์พุตลดลง 3 dB) หรือความถี่หัดกมม เป็นต้น กล่าวโดยสรุปแล้ว วงจรนี้จะลดทอนขนาดของสัญญาณที่มีความถี่สูงกว่า f_c และเรียกช่วงของสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่า f_c ว่า ช่วงที่ผ่านได้ (Pass Band) และช่วงที่ความถี่สูงกว่า f_c ว่า ช่วงที่ถูกลบ (Stop Band)

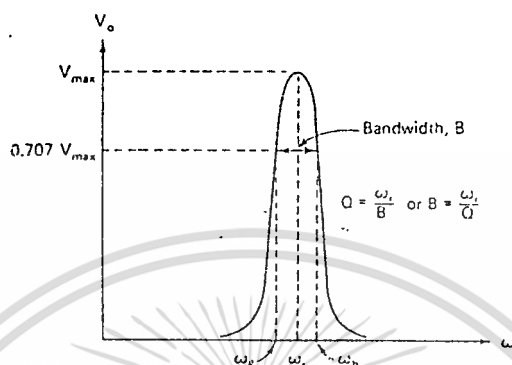
จากกราฟแสดงการตอบสนองของความถี่ในรูป 2.28 จะพบว่า เมื่อสัญญาณมีความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟแล้ว สัญญาณบางเส้นอาจถูกลบทอนด้วยอัตราที่น้อยกว่าสัญญาณเส้นอื่น เช่น สัญญาณที่มีความชัน -20 dB / decade (อัตราขยายลดลง 20 dB ต่อความถี่ที่เพิ่มขึ้น 10 เท่า) จะมีความชันน้อยกว่าสัญญาณที่มีค่า -60 dB/decade คุณสมบัตินี้เกิดขึ้นจากการออกแบบวงจรกรองความถี่และเป็นที่ยอมรับกันว่า ยิ่งค่าความชันมีขนาดลบบเท่าใด วงจรก็จะมีคุณสมบัติใกล้เคียงกับวงจรในอุดมคติมากยิ่งขึ้น



รูปที่ 2.28 แสดงกราฟการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำ

2.23 วงจรกรองความถี่เป็นช่วง (Band Pass Filter)

วงจรกรองความถี่เป็นช่วงเป็นวงจรที่ยอมให้สัญญาณบางความถี่ผ่านได้เท่านั้น รูป 2.29 แสดงคุณสมบัติการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่เป็นช่วง



รูปที่ 2.29 แสดงคุณสมบัติการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่เป็นช่วง

จากรูป จะพบว่า ณ ความถี่ที่เอาต์พุตมีขนาดสูงสุดเราเรียกว่า ความถี่รีโซแนนท์ (Resonant Frequency) และที่ความถี่ซึ่งแรงดันเอาต์พุตลดลงเหลือ 70.7% ทั้งค่าที่ความถี่สูงขึ้น และที่ความถี่ลดลง เรียกว่า ความถี่ FL และ FH ตามลำดับ โดยที่ผลต่างของความถี่ทั้งสองนี้ จะแสดงแบนด์วิดท์ (BW) ของวงจร ถ้าแบนด์วิดท์ขนาดต่ำกว่า 10 % ของความถี่รีโซแนนท์ จะเรียกววงจรนี้ว่า วงจรฟิลเตอร์ช่วงแคบ แต่จะเรียกว่าเป็นวงจรฟิลเตอร์ช่วงกว้างหากแบนด์วิดท์ค่าสูงกว่า 10 % ของความถี่รีโซแนนท์ นอกจากนี้ยังนิยามสำหรับค่า Q (quality factor) ว่าเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่รีโซแนนท์ และแบนด์วิดท์ดังสมการ

$$Q = f_r / BW \quad (2.60)$$

วงจรที่มีค่า Q สูงมากเท่าใด แบนด์วิดท์จะยิ่งแคบเท่านั้น (เข้าใจวงจรในอุดมคติซึ่งต้องการเลือกความถี่ที่ผ่านวงจรกรองได้เพียงค่าเดียว) และเอาต์พุตก็จะมีขนาดสูงขึ้นด้วย เส้นประในรูป (แสดงวงจรกรองแบบคัปเปสที่มีค่า Q ก่อนข้างค่า)

2.24 วงจรกรองความถี่สูง

จะยอมให้ความถี่สูงผ่าน แต่จะกันไม่ให้ความถี่ต่ำเล็ดลอดออกไป ซึ่งมีกราฟแสดงคุณสมบัติแสดง ได้ดังรูปที่ 2.30

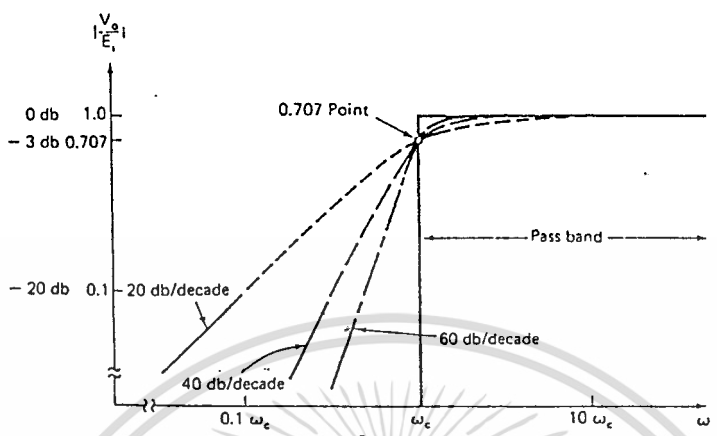


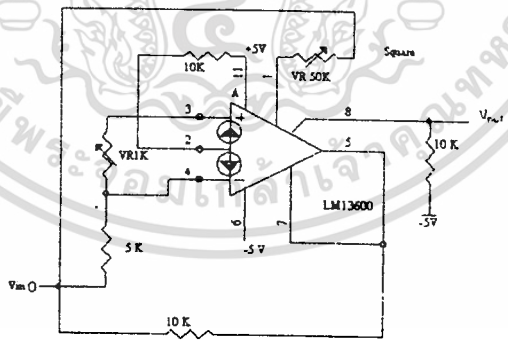
Figure 11-6 Comparison of frequency response for three high-pass Butterworth filters.

รูปที่ 2.30 แสดงคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

2.25 วงจรยกกำลังสอง

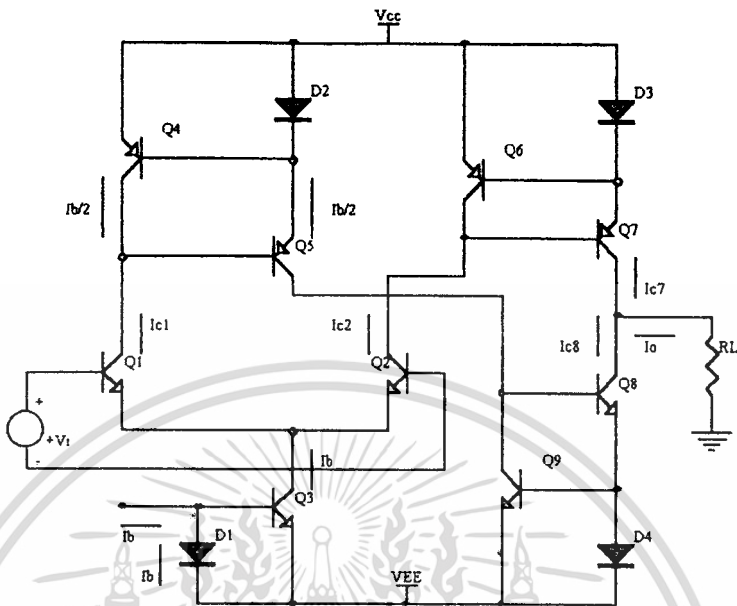
เป็นวงจรที่มีลักษณะคล้ายกับวงจรคูณสัญญาณ โดยนำสัญญาณเข้าด้วยกันมาคูณกัน แสดงได้ใน

รูปที่ 2.31



รูปที่ 2.31 แสดงวงจรคูณสัญญาณ

ในที่นี้จะใช้ IC 13600 ซึ่งเป็นโอเพอร์เรชันแนล ทรานคอนดักแทนซ์ แอมพลิไฟเออร์ (Operational Transconductance Amplifier) สามารถวิเคราะห์ได้ตามวงจรสมมูลย์ดังแสดงใน รูปที่ 2.32



รูปที่ 2.32 แสดงวงจรสมมูลย์ของโอเพอร์เรชันแนล ทรานคอนดักแทนซ์ แอมพลิไฟเออร์

โดยสมมุติว่า I_o ของทรานซิสเตอร์น้อยกว่าจนคิดว่าเป็น $I_o = 0$

จาก loop ที่ 1

$$-V_i + V_{BE1} - V_{BE2} = 0 \tag{2.61}$$

$$V_i = V_{BE1} - V_{BE2} \tag{2.62}$$

จาก $I_c = I_s e^{qV_{BE}/mkT}$

เมื่อ $m = 1$, $k =$ Boltzman Constant, $T =$ องศาเคลวิน, $q =$ ประจุ

โดย $kT/q = v_T = 26 \text{ mV}$ ที่ 25°C

ดังนั้น $I_{c1} = I_s e^{V_{BE1}/V_T} \tag{2.63}$

$$I_{c2} = I_s e^{V_{BE2}/V_T} \tag{2.64}$$

$$I_{c1}/I_{c2} = e^{(V_{BE1} - V_{BE2})/V_T} \tag{2.65}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\ln(I_{c1}/I_{c2}) = (V_{BB1} - V_{BB2})/V_T \quad (2.66)$$

$$V_{BB1} - V_{BB2} = V_T \ln(I_{c1}/I_{c2}) = v_i \quad (2.67)$$

ใช้ Taylor 's series

$$v_i \approx V_T(I_{c1} - I_{c2})/I_{c2} \quad (2.68)$$

ถ้า $v_i < 25 \text{ mV}$ จะได้ $I_{c2} = I_b/2$

$$v_i = 2V_T(I_{c1} - I_{c2})/I_b \quad (2.69)$$

โดยใช้ current mirror จะได้ $I_{c1} = I_{c8}$, $I_{c2} = I_{c7}$

$$\text{ดังนั้น } v_i = 2V_T(I_{c1} - I_{c2})/I_b = 2V_T(I_{c8} - I_{c7})/I_b \quad (2.70)$$

จาก node 1 $I_{c7} - I_{c8} + I_o = 0$

$$I_o = I_{c8} - I_{c7} \quad (2.71)$$

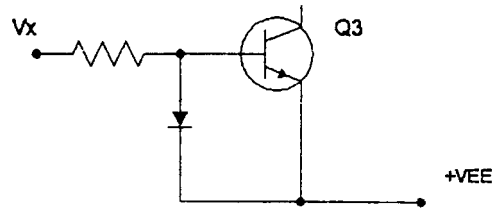
$$\text{ดังนั้น } v_i = 2V_T I_o / I_b \quad (2.72)$$

$$v_i I_b / 2V_T = I_o, I_b = 2I_o V_T / v_i \quad (2.73)$$

$$\text{แต่ } g_m = I_b / 2V_T \quad (2.74)$$

$$I_o = v_i g_m \quad (2.75)$$

ถ้าป้อน v_i ตัวเดียวกันที่ ขา เบสของ Q3 ดังรูป 2.33



รูปที่ 2.33 แสดงการป้อน v_i ที่ขาเบสของ Q3

จากรูปจะได้ $(v_i - V_{EE} - 0.7) / R_x = I_b$ (2.76)

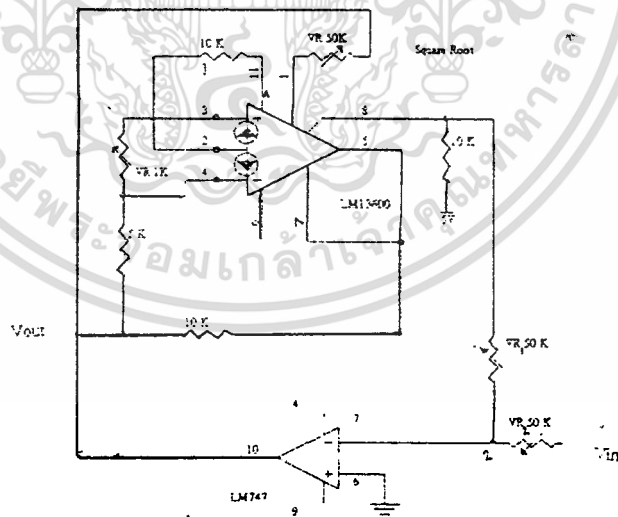
$$v_i(v_i - V_{EE} - 0.7) / 2V_T R_x = I_o \quad (2.77)$$

$$v_i v_i / 2V_T R_x - v_i(V_{EE} + 0.7) / 2V_T R_x = I_o \quad (2.78)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าเทอมแรกเป็นเทอมของสัญญาณยกกำลัง 2

2.26 วงจรลอตรรกที่ 2

แสดงคังรูป ซึ่งเรานำ IC 13600 มาทำการยกกำลัง 2 เอาท์พุท แล้วป้อนกลับ ไปให้อินพุท



รูปที่ 2.34 แสดงวงจรลอตรรกที่ 2

โดย $V_2 = V_{o2}$

พิจารณาที่ node 2 จะได้

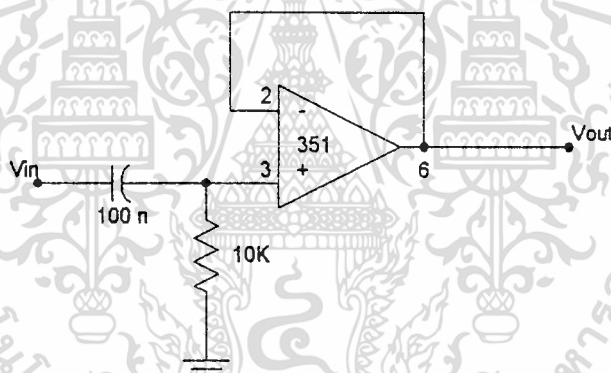
$$V_2 = -VR_2 \cdot V_{in} / VR_1 \quad (2.79)$$

นำมาแทนใน จะได้

$$V_o = -\sqrt{(VR_2/VR_1)} \cdot \sqrt{V_{in}} \quad (2.80)$$

2.27 วงจรบัฟเฟอร์

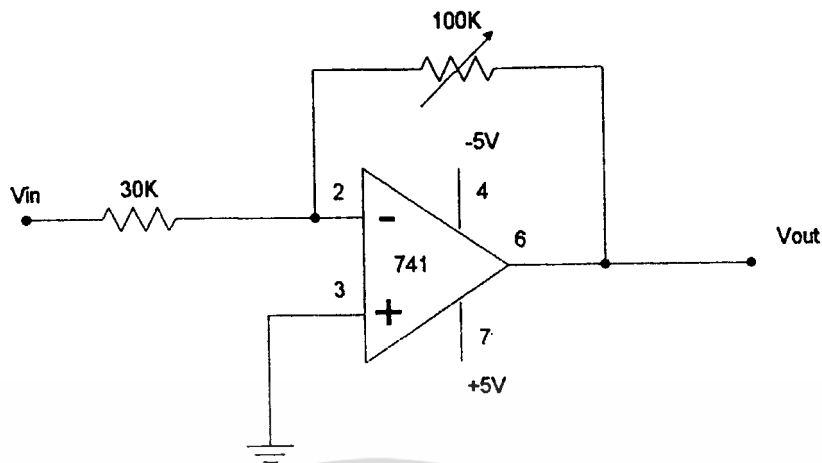
โดยการใช้ออปแอมป์เป็นบัฟเฟอร์สำหรับแยกวงจรสองชุดออกจากกัน เนื่องจากบัฟเฟอร์จะทำตัวเป็นโหลดที่มีอิมพีแดนซ์สูงมาก ซึ่งคล้ายวงจรเบิคนั่นเอง และมีเกนเป็น 1 แสดงวงจรงี้รูปที่ 2.35



รูปที่ 2.35 แสดงวงจรับัฟเฟอร์

2.28 วงจรขยายกลับเฟส

เป็นวงจรที่เปลี่ยนสัญญาณอินพุตขนาดเล็ก ๆ มาเป็นสัญญาณเอาต์พุตที่มีขนาดสูงชันกว่าเดิม ซึ่งสัญญาณที่ว่าอาจเป็นได้ทั้งแรงดันหรือกระแส ในลักษณะเดียวกันวงจรขยายของออปแอมป์ก็คือวงจรขยายแรงดันสูงมาก และยังมีลักษณะการขยายเป็นเส้นตรง (ในอุดมคติ) โดยสามารถควบคุมอัตราขยายของออปแอมป์ได้โดยใช้อุปกณ์ภายนอกเพียงไม่กี่ตัว รูปที่ 2.36 แสดงวงจรรขยายกลับเฟส ซึ่งวิธีที่ใช้เป็นแบบลูปปิดเรียกว่า การป้อนกลับแบบลบ โดยนำเอาต์พุตซึ่งกลับเฟสกับอินพุตมาป้อนที่จุดอินพุตอีกกรัง



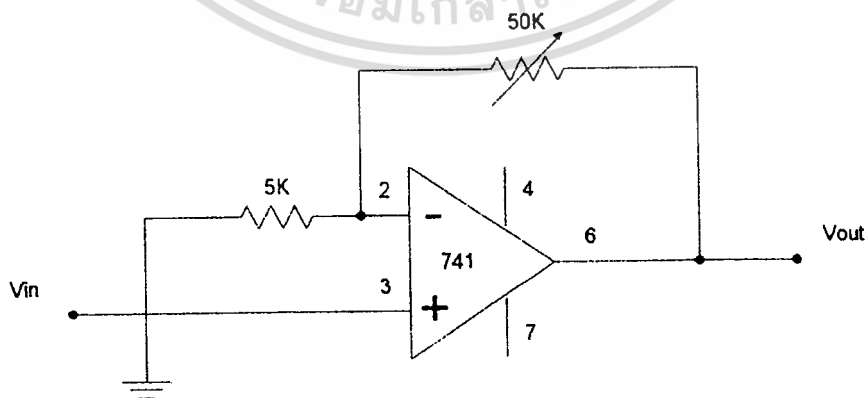
รูปที่ 2.36 แสดงวงจรขยายกลับเฟส

ซึ่งมีเกนเท่ากับ $A_v = V_{out} / V_{in} = -R_f / R_{in}$ (2.81)

2.29 วงจรขยายไม่กลับเฟส

จะต่างกับอินเวอร์ตติ้งแอมป์ในแง่ของอัตราขยายและเฟสของเอาต์พุต ซึ่งอัตราขยายแรงดันบวกุมได้จากอุปกรณ์ภายนอก รูปที่ 2.37 แสดงวงจรขยายไม่กลับเฟส ซึ่งมีเกนของวงจรเท่ากับ

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_{in}}{R_f + R_{in}} \quad (2.82)$$

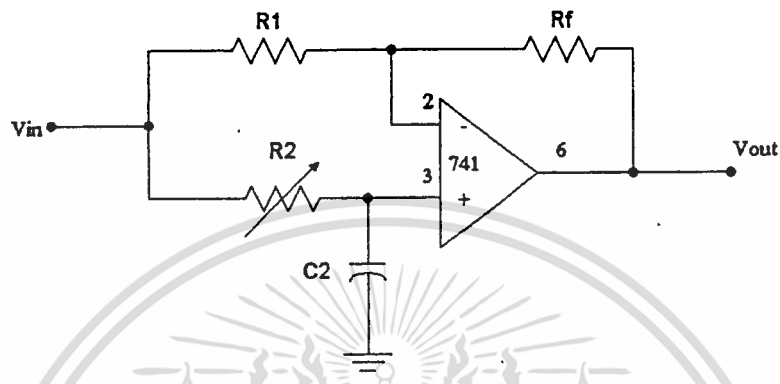


รูปที่ 2.37 แสดงวงจรขยายไม่กลับเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.30 วงจรออสซิลเลเตอร์ (All Pass Filter)

ออสซิลเลเตอร์ ทำหน้าที่เปลี่ยน phase ของสัญญาณ V_o เมื่อเทียบกับ V_{in} กล่าวคือ เป็นวงจรที่ทำให้เกิด เฟสชิฟขึ้นระหว่าง V_o กับ V_{in} โดยอาศัยเน็ทเวิร์คของ อาร์ซี (RC Network) ที่ขา input ขั้วอินเวอร์ตติง ของออปแอมป์ ดังในรูปที่ 2.38



รูปที่ 2.38 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์

จากรูปที่ 2.38 จะได้ว่า

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{\sqrt{1 + (2\pi f R_1 C_2)^2}}{\sqrt{1 + (2\pi f R_2 C_2)^2}} = 1 \tag{2.83}$$

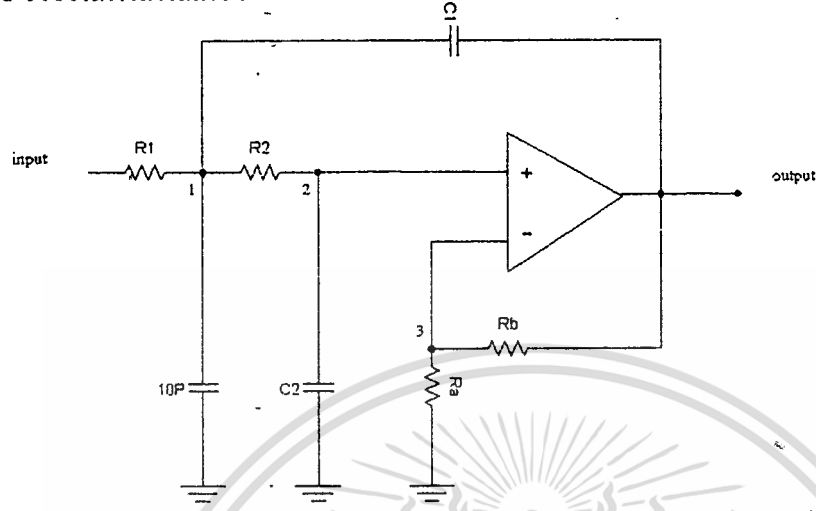
และได้เฟสระหว่าง v_o กับ v_{in}

$$\phi = -2 \tan^{-1} (2\pi f R_2 C_2) \tag{2.84}$$

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1 วงจรโพลาทฟิลเตอร์



รูปที่ 3.1 วงจร โพลาทฟิลเตอร์เซลแลนและกีย์

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

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

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

จาก node1;
$$V_1R_2 - V_{in}R_2 + V_1R_1 - V_2R_1 + R_1R_2sC_1V_1 - R_1R_2sC_1V_0 = 0 \tag{3.1}$$

node2;
$$V_1 = V_2 + R_2sC_2V_2 \quad \text{นำไปแทนค่าใน (3.1)}$$

$$\therefore R_2(V_2 + R_2sC_2V_2) - V_{in}R_2 + R_1(V_2 + R_2sC_2V_2) - V_2R_1 + R_1R_2sC_1(V_2 + R_2sC_2V_2) = 0 \tag{3.2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก node3; $V_2 = \frac{V_0 R_A}{R_A + R_B}$ แทนค่าใน สมการ 3.2

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

นำ $(R_A + R_B)$ คูณตลอด

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

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

$$= \frac{\frac{r_1 + r_2}{R_1 R_2 C_1 C_2 r_1}}{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} + \frac{s}{R_1 C_1} + \frac{s}{R_2 C_1} + s^2 - \frac{R_B}{R_2 C_2 R_A} s}$$

$$= \frac{\frac{r_1 + r_2}{R_1 R_2 C_1 C_2 r_1}}{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} + \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} - \frac{R_B}{R_2 C_2 R_A} \right) s + s^2} \quad (3.3)$$

รูปแบบของค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจร โลพาสฟิลเตอร์

$$T(s) = \frac{K \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (3.4)$$

จากสมการ 3.3 เมื่อเปรียบเทียบกับสมการ 3.4 จะได้ว่า

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \tag{3.5}$$

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

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

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

แทนค่า

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

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

ดังนั้น

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

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

$$R_B = (K - 1)R_A \tag{3.6}$$

จะได้ความสัมพันธ์ตามสมการ 3.5, 3.6

เช่น ต้องการสร้างโลพาสฟิลเตอร์ที่มีความถี่กัทออฟ 200 kHz ใช้ค่า $C = 10\text{pF}$

จากสมการ 3.3

$$R = \frac{1}{2\pi fC}$$

$$= \frac{1}{2\pi(200 \times 10^3)(10 \times 10^{-12})}$$

$$= 79.577 \text{ K}\Omega$$

หรือใช้ค่า $R \approx 80 \text{ k}\Omega$

จากสมการ 3.6

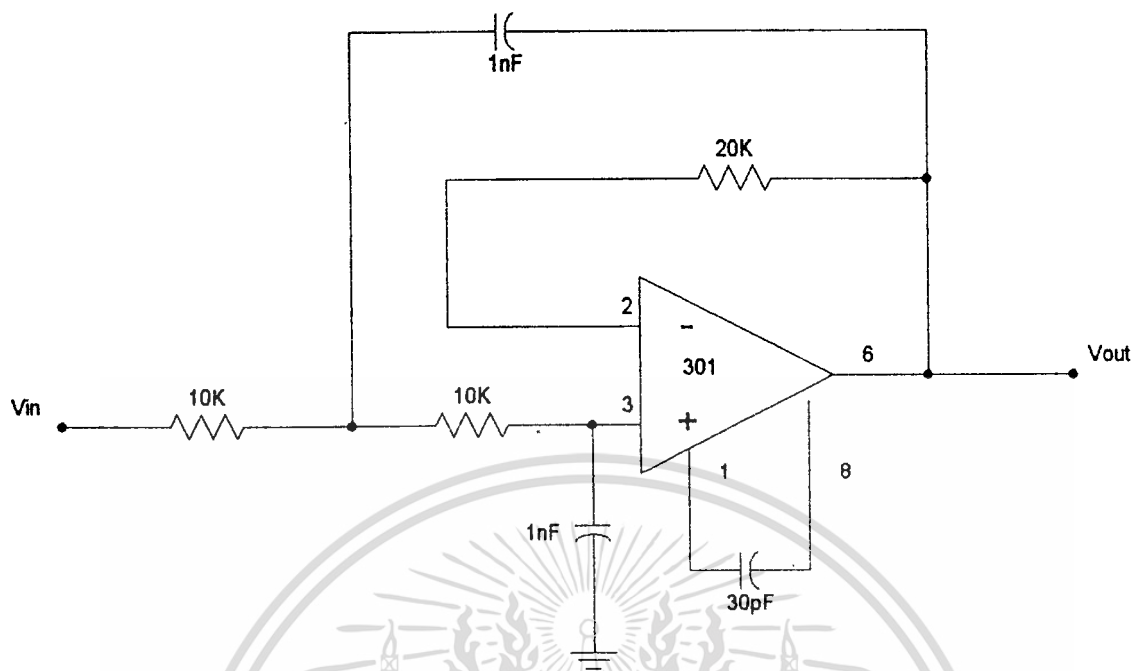
คือค่าแกนของนอนอินเวอร์ตติ้งแอมป์ กำหนดให้เป็น 11 ดังนั้น

จะได้ 10 เลือกใช้

$$R_g = 24 \text{ KHz}$$

$$\text{จะได้ } R_\lambda = 240 \text{ KHz}$$

3.2 วงจรโพลาทฟิลเตอร์แบบบัตเตอร์เวิร์ท



รูปที่ 3.2 แสดงวงจร โพลาทฟิลเตอร์แบบบัตเตอร์เวิร์ท

จาก node 1 จะ ได้

$$(V_1 - V_{IN})/R + (V_1 - V_2) + (V_1 - V_o)2SC = 0 \quad (3.7)$$

จาก node 2 จะ ได้

$$(V_2 - V_1)/R + V_o SC = 0$$

$$V_o(1+SRC) = V_1 \quad (3.8)$$

จาก node 3 จะ ได้

$$V_2 - V_o/R = 0$$

$$V_2 = V_o \quad (3.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก node 1 จะได้

$$V_1 - V_{IN} + V_o \cdot SRC = 0$$

$$2V_1 + 2SRCV_1 = V_{IN} + V_2 + V_o \cdot 2SRC \quad (3.10)$$

แทนสมการ 3.9 ลงในสมการ 3.10 จะได้

$$2V_o(1+SRC) = V_{IN} + V_o + 2V_o \cdot SRC \quad (3.11)$$

แทนสมการ 3.8 ลงในสมการ 3.11 จะได้

$$2V_o(1+SRC)(1+SRC) = V_{IN} + V_o(1+2SRC)$$

$$V_o[2 + 4SRC + 2(SRC)^2] = V_{IN} + V_o(1+2SRC)$$

$$V_o[2 + 4RSC + 2(RCS)^2 - 1 - 2RSC] = V_{IN}$$

$$V_o[1 + 2RSC + 2(SRC)^2] = V_{IN}$$

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{1}{1 + 2SRC + 2(RSC)^2}$$

นำ 1 คูณตลอด จะได้

$$\frac{V_o}{2(RC)^2}$$

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{1/2(RC)^2}{\frac{1}{2(RC)^2} + \frac{S}{RC} + S^2} \quad (3.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากทรานเฟอร์ฟังก์ชันของโลพาสฟิลเตอร์คือ

$$T(s) = \frac{K\omega_o^2}{\frac{s^2 + \omega_o s + \omega_o^2}{Q}} \quad (3.13)$$

นำสมการ 3.12 ไปเทียบกับสมการ 3.13 จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \omega_o^2 &= \frac{1}{2(RC)^2} \\ \omega_o &= \frac{1}{\sqrt{2} \cdot RC} = \frac{0.707}{RC} \end{aligned} \quad (3.14)$$

และ $K\omega_o^2 = \frac{1}{2(RC)^2}$

จะได้ $K = \frac{1}{2(RC)^2}$

$\omega_o/Q = 1/(RC)$

$Q = 0.707 \cdot 3$

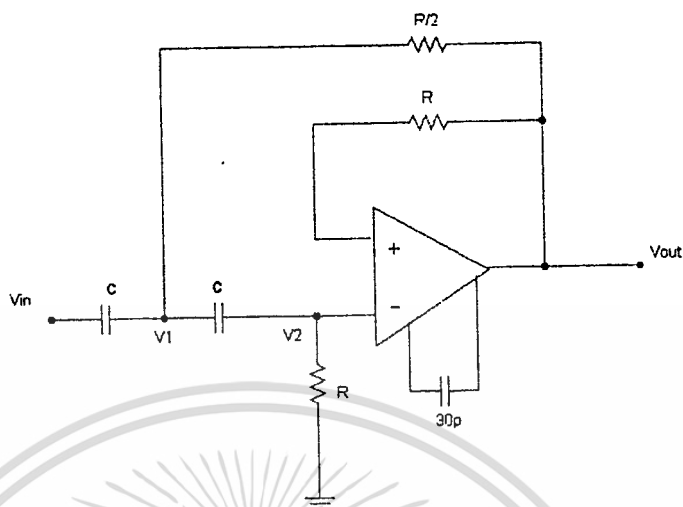
ในที่นี้เราจะวงจร โลพาสฟิลเตอร์ ที่ 6 KHz เราจึงใช้ค่า $R = 1.8 \text{ k}$ และค่า $c = 10 \text{ nF}$

ดังนั้นเราจะ ได้ $f_c = \frac{0.707}{2\pi \cdot 1800 \cdot 10^{-8}}$

$= 6.2 \text{ KHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจรกรองความถี่สูงแบบบัตเตอร์เวิร์ท



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรกรองความถี่สูงแบบบัตเตอร์เวิร์ท

จาก node 1 จะ ได้

$$(V1 - VIN)SC + (V1 - V2)SC + 2(V1 - Vo)/R = 0 \quad (3.15)$$

จาก node 2 จะ ได้

$$(V2 - V1)SC + V2/R = 0$$

$$V1 = V2(SRC - 1)/(SRC) \quad (3.16)$$

จาก node 3 จะ ได้

$$(V2 - Vo)/R = 0$$

$$V2 = Vo \quad (3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ 3.15 จะได้ $(V_1 - V_{IN})S_{RC} + (V_1 - V_2)S_{RC} + 2V_1 - 2V_o = 0$

$$V_1(2S_{RC} + 2) = V_{IN}S_{RC} + V_2S_{RC} + 2V_o \quad (3.18)$$

แทน 3.16 และสมการ 3.17 ลงในสมการ 3.18 จะได้

$$\begin{aligned} V_o(S_{RC} + 1)(2S_{RC} + 2) &= V_{IN}(S_{RC})^2 + V_o(RS_{RC})^2 + 2V_o.S_{RC} \\ V_o[2(S_{RC})^2 + 4S_{RC} + 2] - 2V_o.S_{RC} - V_o.(S_{RC})^2 &= V_{IN}.(S_{RC})^2 \\ V_o[(S_{RC})^2 + 2S_{RC} + 2] &= V_{IN}.(RSC)^2 \end{aligned}$$

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{(S_{RC})^2}{(S_{RC})^2 + 2S_{RC} + 2} \quad (3.19)$$

เอา $1/(RC)^2$ คูณตลอด

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{S^2}{S^2 + 2S + 2} \quad (3.20)$$

$$\text{ไฮพาสฟิลเตอร์มีทรานเฟอร์ฟังก์ชันคือ } T(s) = \frac{H_o S^2}{S^2 + \omega_o S + \omega_o^2} \quad (3.21)$$

เมื่อเทียบสมการ กับสมการจะได้

$$\omega_o^2 = 2/(RC)^2$$

$$\omega_o = \sqrt{2}/RC = 1.414/RC$$

$$H_o = 1$$

$$\omega_o/Q = 2/RC$$

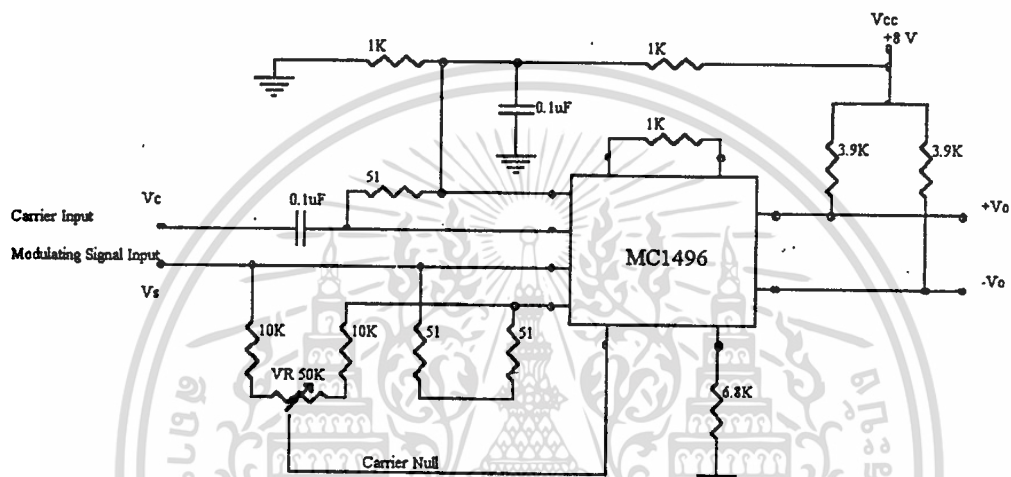
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 Q = 0.707
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในที่นี้เราใช้ $R = 10 \text{ KHz}$, $C = 1 \text{ nF}$ จะได้

$$f_o = \frac{1.414}{2\pi \cdot 10^4 \cdot 10^{-9}}$$

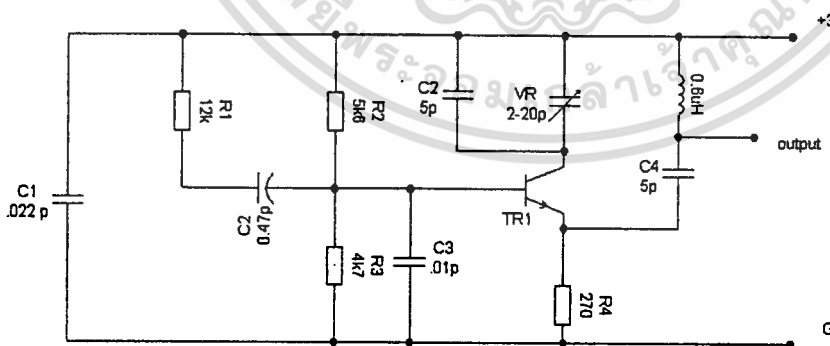
$$= 22 \text{ KHz}$$

3.4 วงจรมิกเซอร์



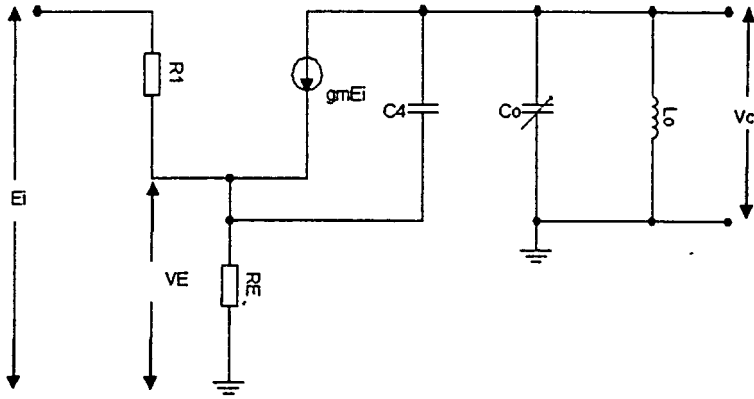
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรมิกเซอร์

3.5 วงจรออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 3.5 วงจรออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรสมมูลย์ ของวงจรออสซิลเลเตอร์

จากวงจรจะ ได้ว่า $I_o = g_m E_1$, $Z = Z_c + Z_L$

ดังนั้น $V_o = g_m E_1 (Z_o)$

$$A = \frac{V_o}{E_1} = g_m Z_o$$

$$V_B = \frac{E_1 R_B}{R_1 + Z_{C4}} = \frac{V_o R_B}{R_B + Z_{C4}}$$

เพราะฉะนั้น $f = \frac{E_1}{V_o} = \frac{R_1 + R_B}{R_B + Z_{C4}}$

$$A_f = \frac{A}{1 + Af} = \frac{g_m Z_o}{1 - g_m Z_o (R_1 + R_B) / (R_B + Z_{C4})}$$

จะเป็น Oscillator ได้

$$\frac{g_m Z_o (R_1 + R_B)}{R_B + Z_{C4}} = 1$$

$$g_m = \frac{R_B + Z_{C4}}{Z_o (R_1 + R_B)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเฉพาะธุรกิจเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= \frac{R_B + Z_{C4}}{\frac{Z_C Z_L (R_1 + R_B)}{Z_C + Z_L}} \\
 &= \frac{(Z_C + Z_L)(R_B + Z_{C4})}{Z_C Z_L (R_1 + R_B)} \\
 &= \frac{R_B}{Z_L (R_1 + R_B)} + \frac{R_B}{Z_C (R_1 + R_B)} + \frac{Z_{C4}}{Z_L (R_1 + R_B)} + \frac{Z_{C4}}{Z (R_1 + R_B)}
 \end{aligned}$$

$$= \frac{R_B + Z_{C4}}{Z_L (R_1 + R_B)} + \frac{R_B + Z_{C4}}{Z_C (R_1 + R_B)}$$

$$g_m = \frac{R_B + Z_{C4} (Z_C + Z_L)}{Z_L Z_C (R_1 + R_B)}$$

โดยเฟสที่ทำการป้อนกลับจะต้องเป็น 0

$$\frac{Z_{C4} (Z_C + Z_L)}{Z_L Z_C (R_1 + R_B)} = 0$$

$$Z_C + Z_L = 0$$

$$\frac{1}{j\omega C} + j\omega L = 0$$

$$1 = \omega^2 CL$$

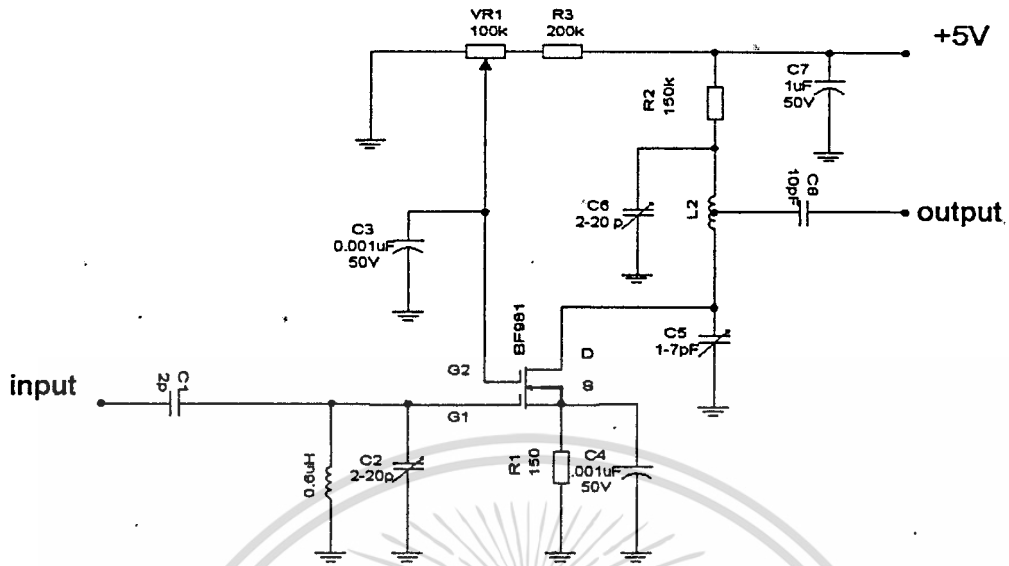
$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.22)$$

เราจะ ได้ความถี่ในการออสซิลเลทคือ

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

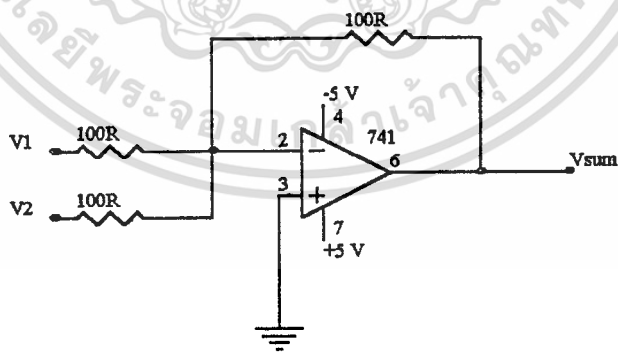
3.6 วงจรอาร์เอฟแอมพลิไฟเออร์



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรอาร์เอฟแอมพลิไฟเออร์

3.7 วงจรบวกแรงดัน

ใช้หลักการที่ว่าผลรวมเชิงพีชคณิตของกระแส ณ จุดกราวด์เสมือนจะทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุต ซึ่งมีขนาดเท่ากับผลคูณของ RF กับผลรวมของกระแสเหล่านั้นหารด้วย R ดังนั้นแรงดันเอาต์พุต จึงเปรียบเสมือนผลรวมเชิงพีชคณิตของแรงดันอินพุตทั้งหมดด้วย แสดงวงจรบวกแรงดันดังรูป 3.7



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรบวกแรงดัน

$$V_{รวม} = I_F R_F = (I_1 + I_2) R_F$$

และเนื่องจาก $R_1 = R_2 = R$ จะได้ว่า

$$V_{รวม} = I_1 \cdot R_1 + I_2 \cdot R_2$$

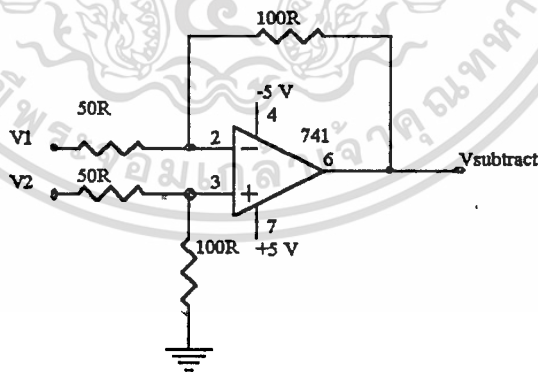
$$V_{รวม} = V_1 + V_2$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} V_{out} &= - \left(\frac{R_F}{R_1} V_1 + \frac{R_F}{R_2} V_2 \right) \\ &= - \frac{R_F}{R} (V_1 + V_2) \end{aligned} \quad (3.24)$$

3.8 วงจรลบแรงดัน

เป็นวงจรที่รวมวงจรอินเวอร์ตติ้งแอมป์ และนอร์อินเวอร์ตติ้งแอมป์เข้าด้วยกันดังวงจรในรูป 3.9 ผลคือ เกิดการหักล้างกันที่เอาต์พุตขึ้น (เนื่องจากเฟสของวงจรแต่ละชนิดจะตรงกันข้าม)



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรลบแรงดัน

จาก node1 จะได้สมการ

$$\frac{V_x - V_2}{R_3} + \frac{V_x - V_o}{R_4} = 0 \quad (3.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_x = \frac{V_1.R_2}{R_1+R_2}$$

แทนในสมการ 3.25

$$\text{จะได้ } \frac{V_1.R_2}{R_3(R_1+R_2)} - \frac{V_2}{R_3} + \frac{V_1.R_2}{R_4(R_1+R_2)} = \frac{V_o}{R_4}$$

$$\left[\frac{R_2}{R_3(R_1+R_2)} + \frac{R_2}{R_4(R_1+R_2)} \right].V_1 - \frac{V_2}{R_3} = \frac{V_o}{R_4}$$

$$\left[\frac{R_2.R_4}{R_3(R_1+R_2)} + \frac{R_2}{R_1+R_2} \right]V_1 - \frac{V_2.R_4}{R_3} = V_o$$

$$M(V_1 - V_2) = V_o \quad (3.26)$$

ถ้าจะเป็นวงจรลทอนสัญญาณจะต้องได้

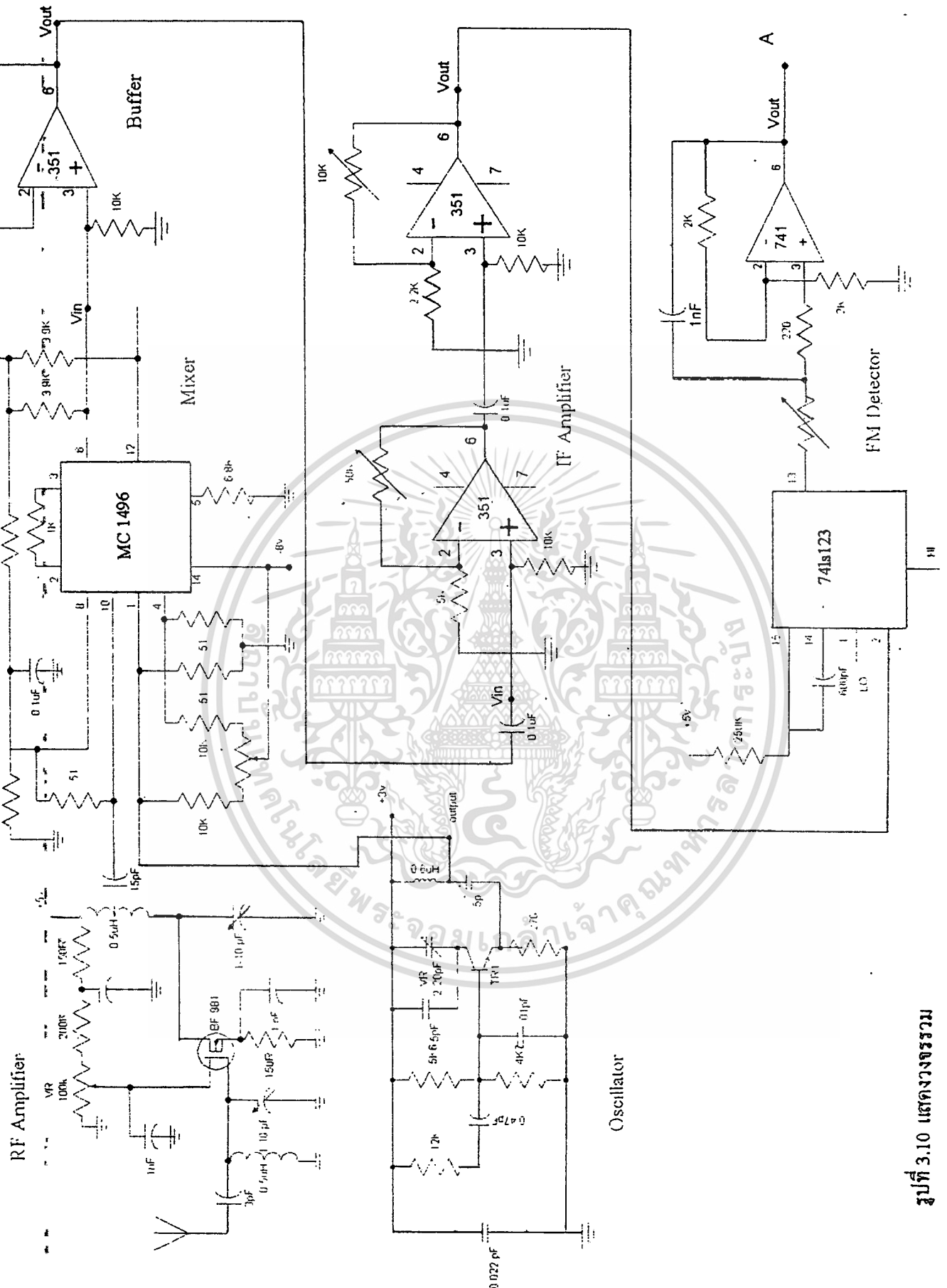
$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2.R_4}{R_3(R_1+R_2)} + \frac{R_2}{(R_1+R_2)} \quad \text{โดย } R_1 \neq R_2 \neq R_3 \neq R_4 \quad (3.27)$$

ถ้าให้ $R_2 = nR_1$ และ $R_4 = pR_3$

$$m = \frac{np.R_1}{(n+1)R_1} + \frac{nR_1}{(n+1)R_1}$$

$$m = \frac{(p+1)n}{(n+1)} \quad \text{ซึ่ง } m \text{ จะต้องได้ตามสมการนี้ถึงเป็นวงจรลทอนที่สมบูรณ์} \quad (3.28)$$

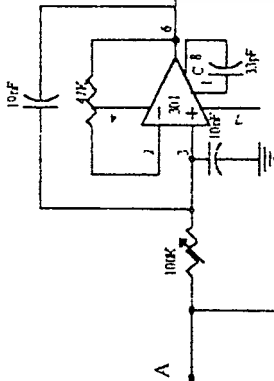
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



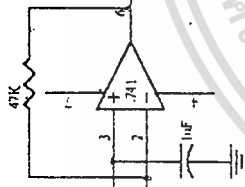
รูปที่ 3.10 แสดงวงจรรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

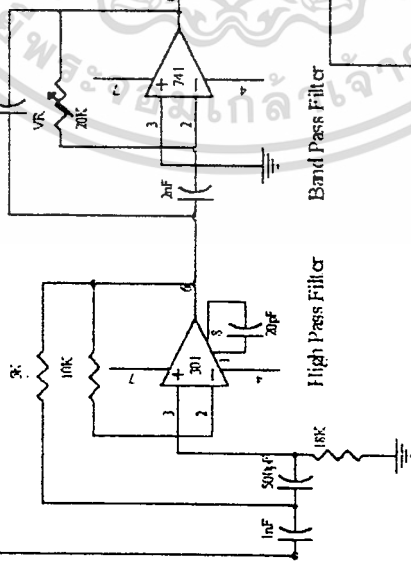
Low Pass Filter



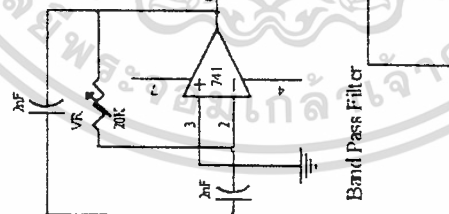
Inverting Amplifier



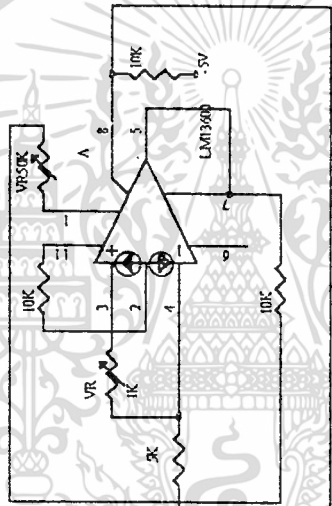
High Pass Filter



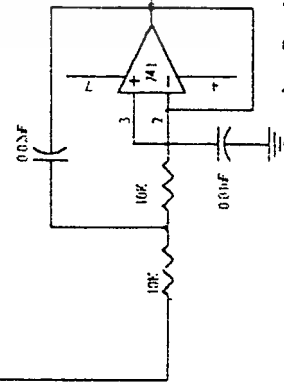
Band Pass Filter



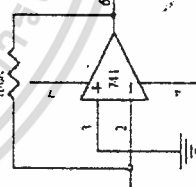
Square Circuit



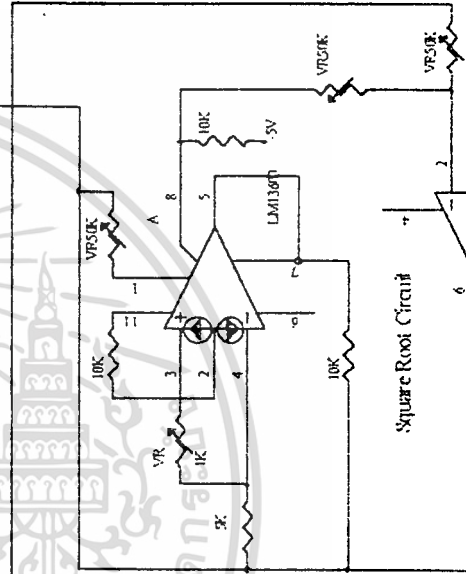
Low Pass Filter



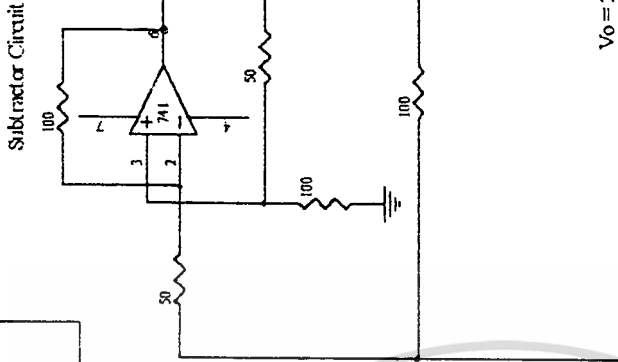
Inverting Amplifier



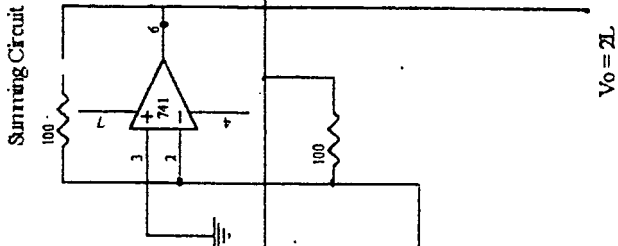
Square Root Circuit



Subtractor Circuit



Summing Circuit



Vo = 2L

Vo = 2R

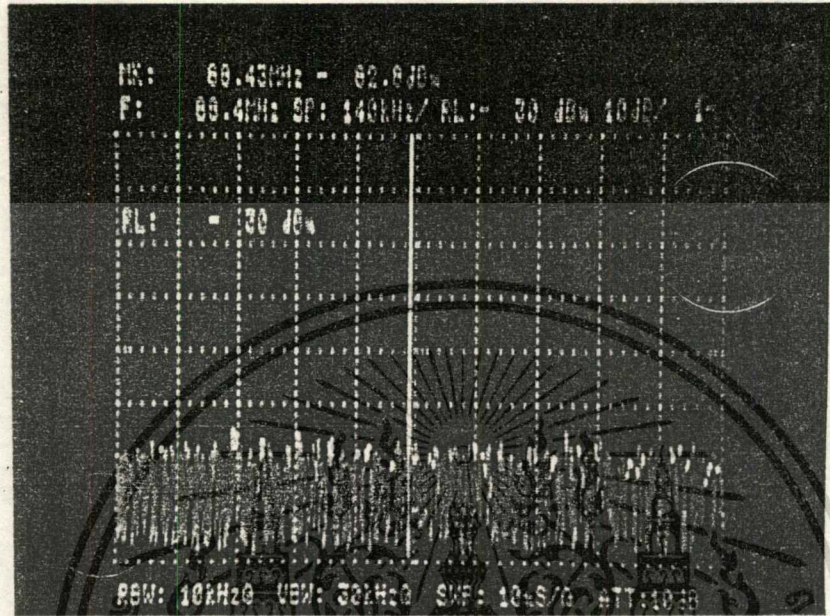
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรรวม (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

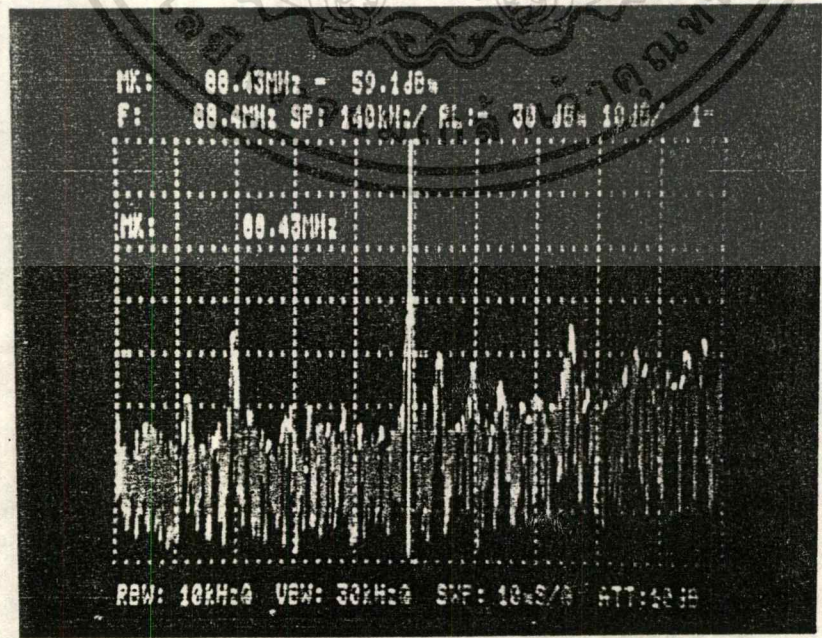
ผลการทดลอง

- 1. วัดสัญญาณที่อินพุทของวงจรรีเออร์แอมพลิไฟเออร์



รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณเข้ามาที่วงจรรีเออร์แอมพลิไฟเออร์

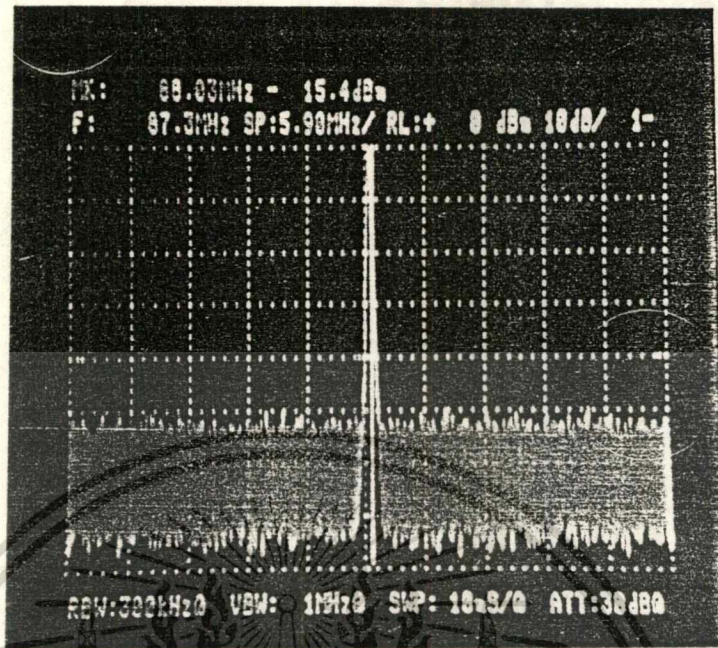
- 2. วัดสัญญาณหลังจากผ่านอาร์เอฟแอมพลิไฟเออร์



รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณหลังจากผ่านอาร์เอฟแอมพลิไฟเออร์

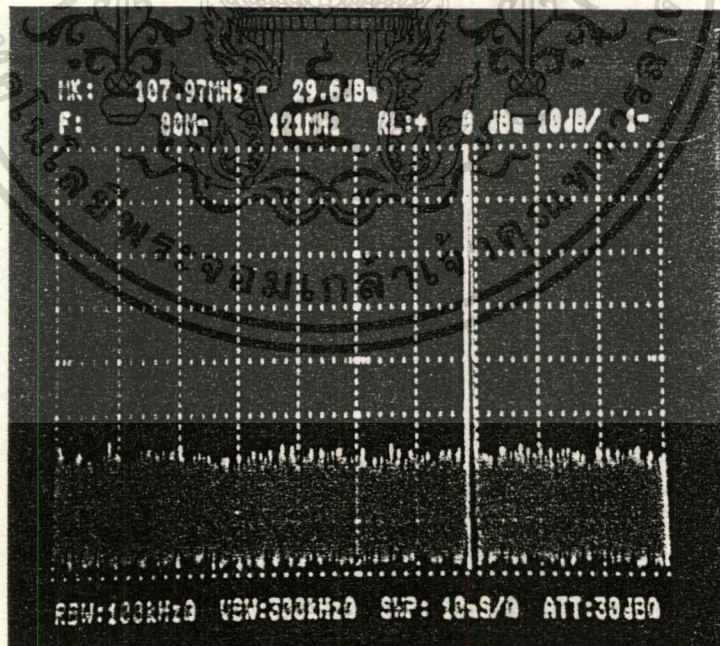
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. วัดความถี่ของสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณของออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 88.03 MHz

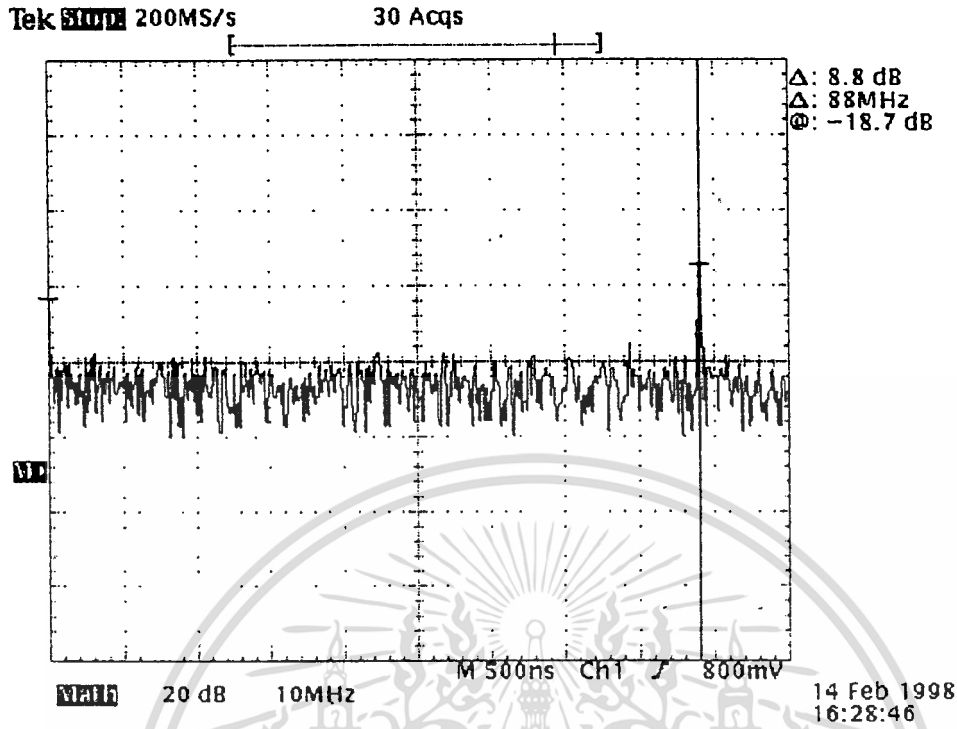
4. ปรับค่าของตัวเก็บประจุของวงจรโลกอลออสซิลเลเตอร์ แล้ววัดสัญญาณ



รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณของโลกอลออสซิลเลเตอร์ที่ 107.97 MHz

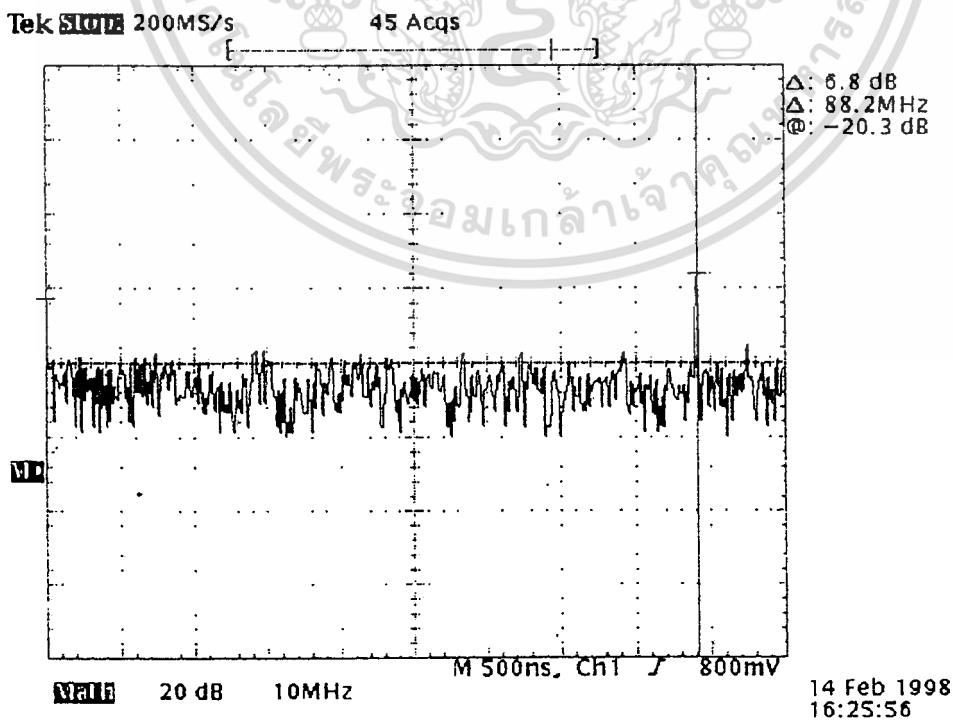
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. วัดสัญญาณของเครื่องส่งเอฟเอ็มที่เข้ามาที่มิกเซอร์



รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณเอฟเอ็มที่ความถี่ 88 MHz

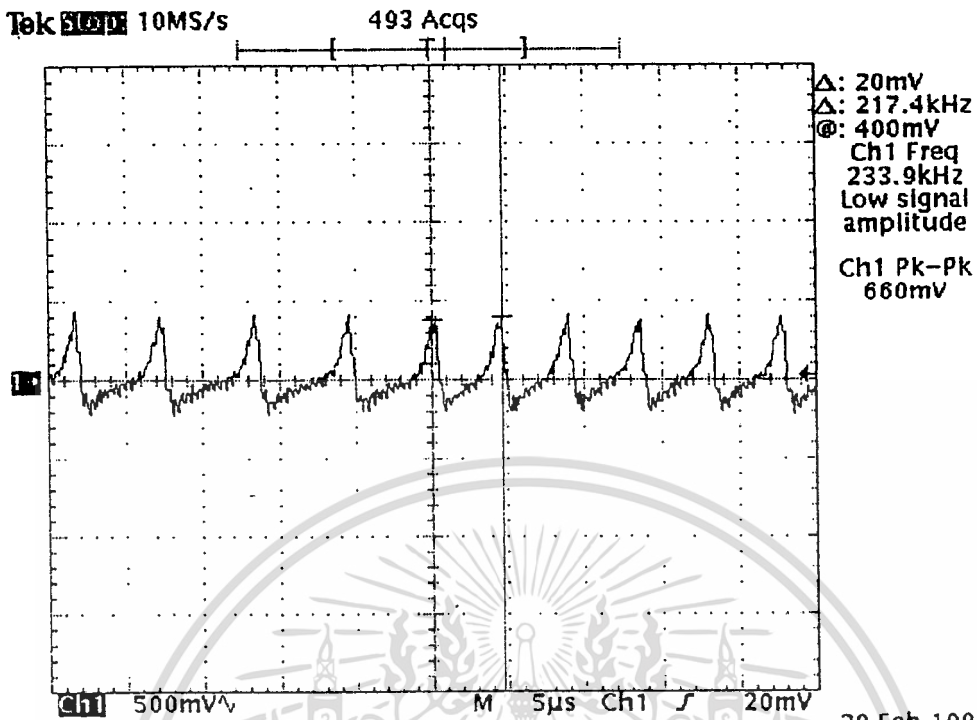
6. วัดสัญญาณของ โลคออสซิลเลเตอร์ที่เข้าที่มิกเซอร์



รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณของ โลคออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 88.2 MHz

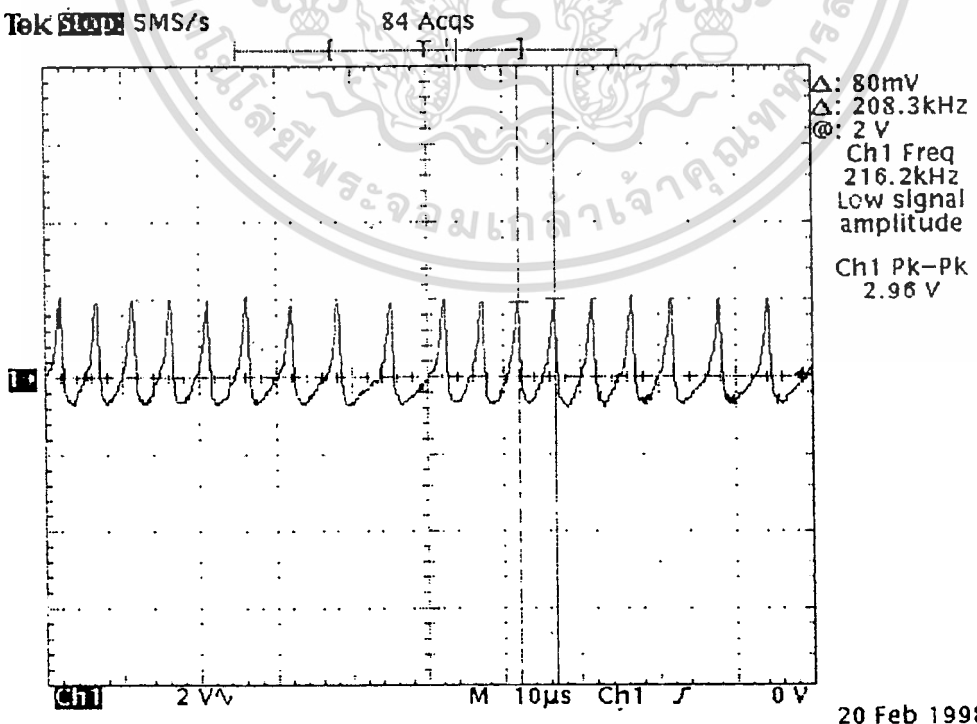
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุแห่งลิขสิทธิ์ และต้องขออนุญาตเจ้าของลิขสิทธิ์ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. วัคต์สัญญาณที่ออกจากมิกเซอร์ซึ่งเป็นสัญญาณไอเอฟ



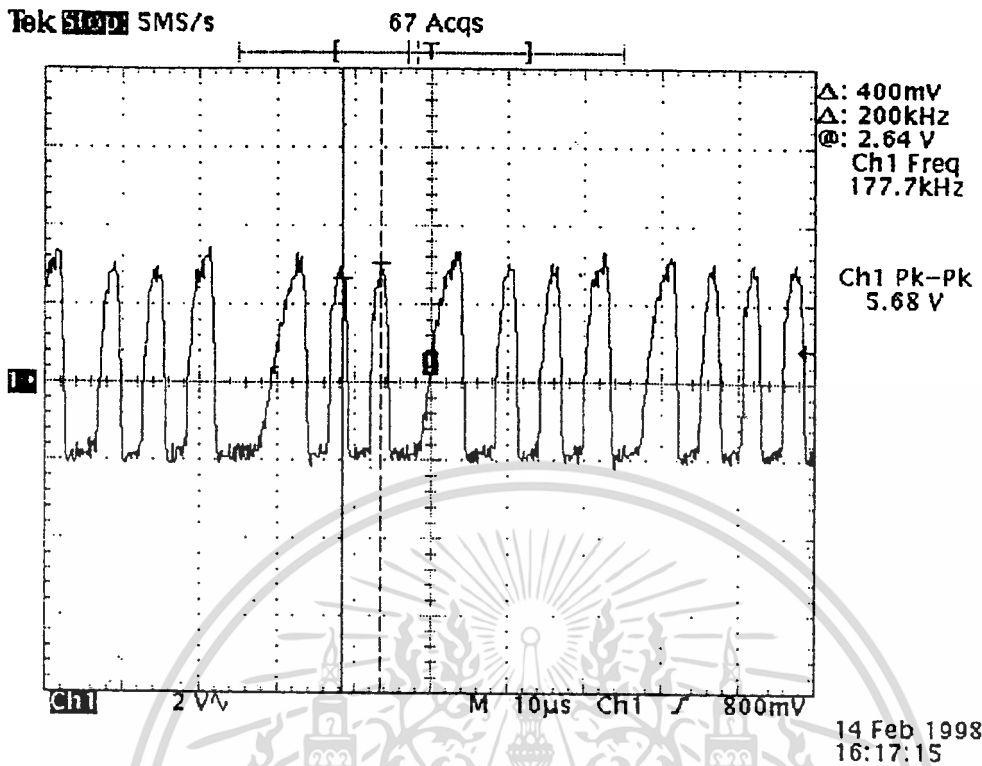
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณไอเอฟ หลังผ่านวงจรมิกเซอร์แล้ว โดยยังไม่มีการมอดูเลตสัญญาณ

8. วัคต์สัญญาณไอเอฟที่ผ่าน ไอเอฟแอมพลิไฟเออร์



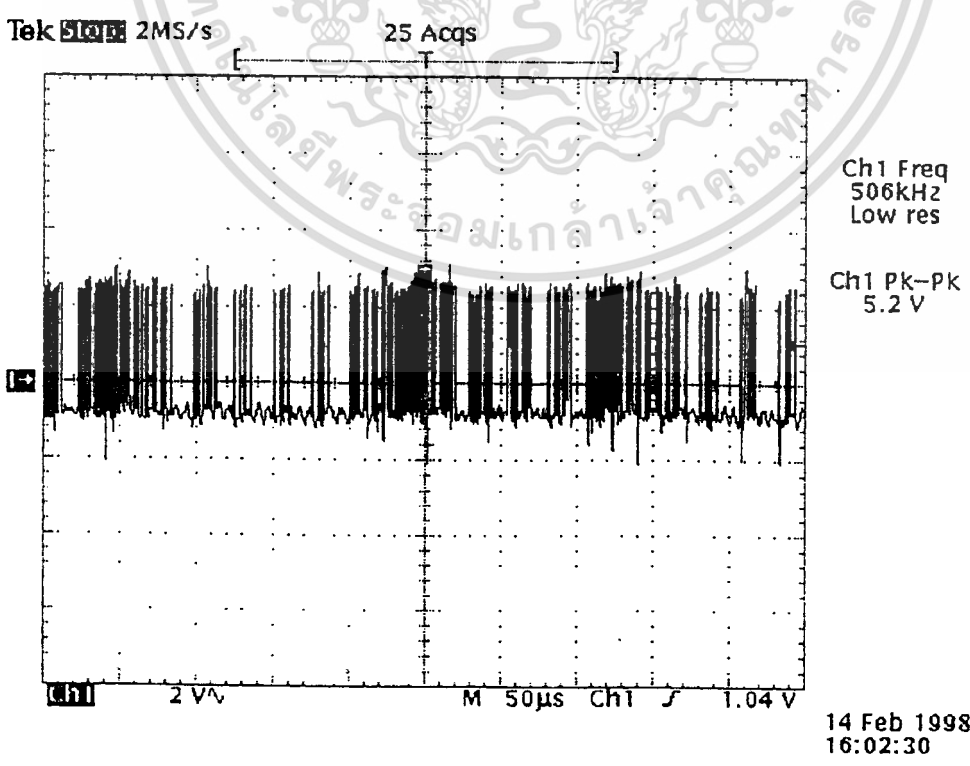
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดรูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณไอเอฟที่ผ่าน ไอเอฟแอมพลิไฟเออร์แล้ว โดยยังไม่มีการมอดูเลตสัญญาณ

9. วัดสัญญาณหลังวงจร ไอเอฟแอมพลิไฟเออร์



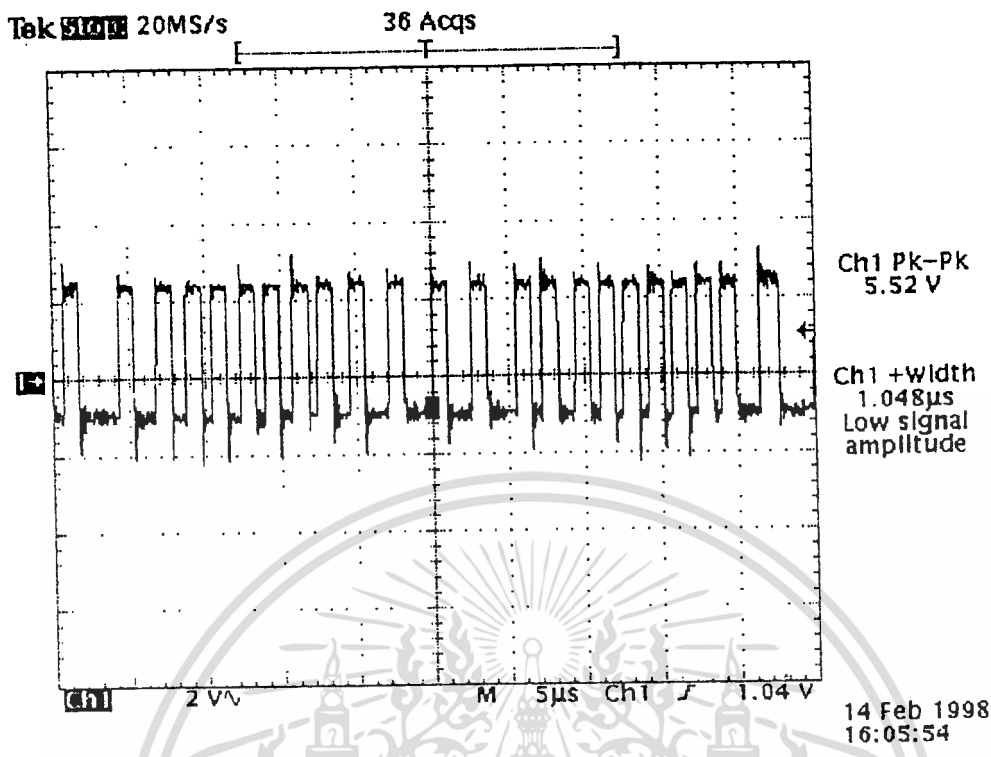
รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณไอเอฟ หลังจากผ่าน ไอเอฟแอมพลิไฟเออร์ ซึ่งมีการมอดคูลเลตสัญญาณมาด้วย

10. วัดสัญญาณหลังวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์ ซึ่งเป็นการสร้างพัลส์เลียนแบบสัญญาณเอฟเอ็ม



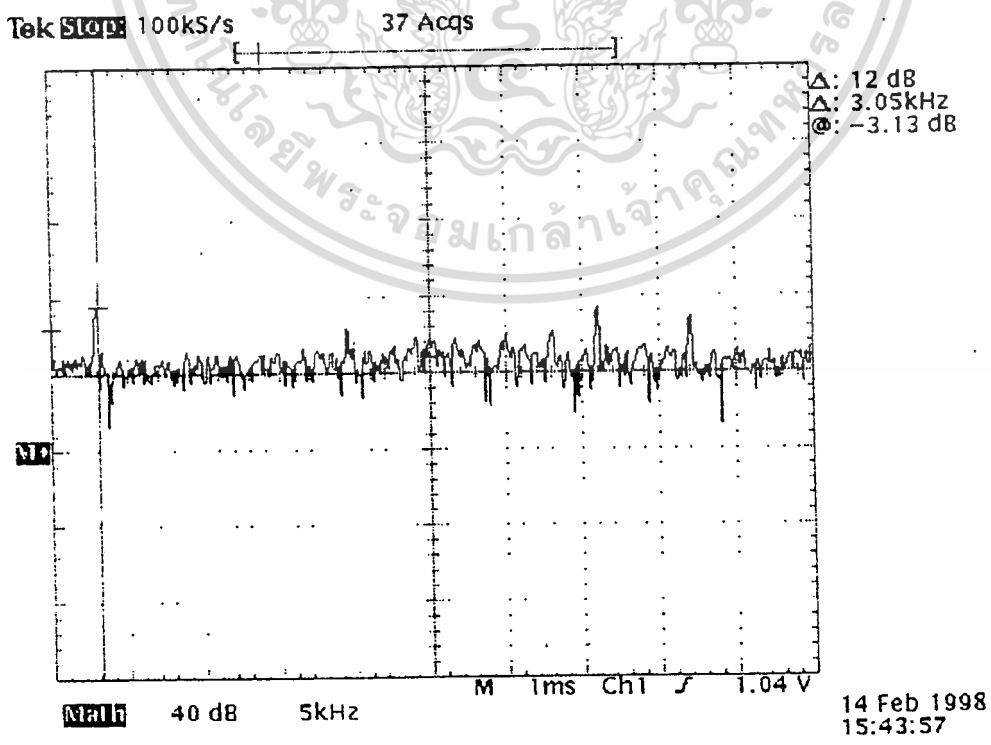
รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณพัลส์ซึ่งสร้างเลียนแบบสัญญาณเอฟเอ็ม

11. วัดสัญญาณหลังวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์



รูปที่ 4.11 แสดงความกว้างของพัลส์ที่สร้างเลียนแบบสัญญาณเอเอ็ม

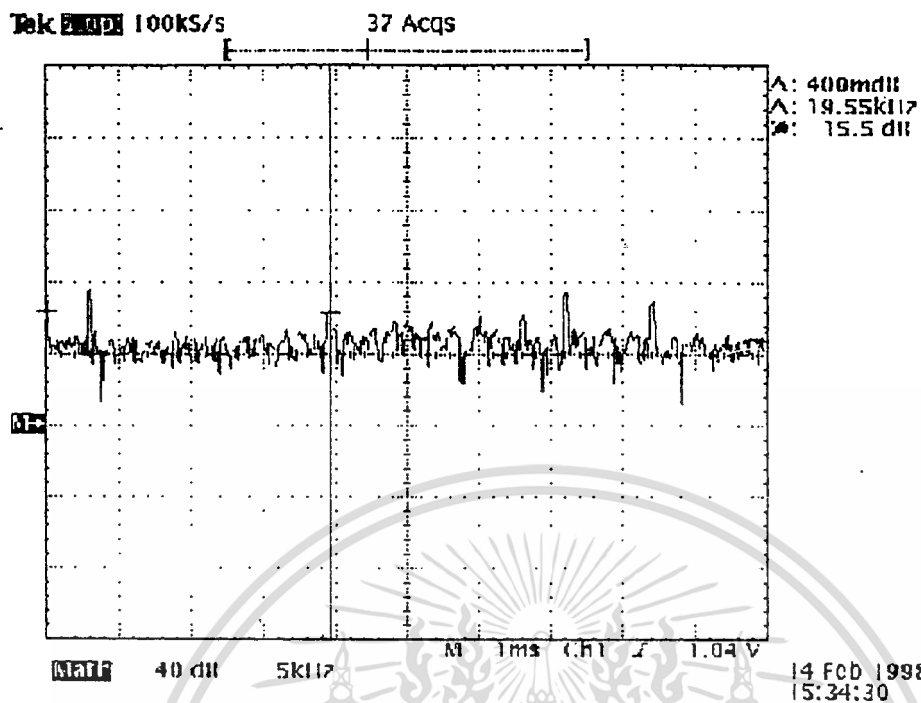
12. วัดสัญญาณที่คีมออกคูเลตได้ หลังจากผ่านวงจร โลพาสฟิลเตอร์ที่ต่อกับวงจรสร้างสัญญาณพัลส์



รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณที่คีมออกคูเลตได้ ซึ่งเป็นสัญญาณ 3 kHz

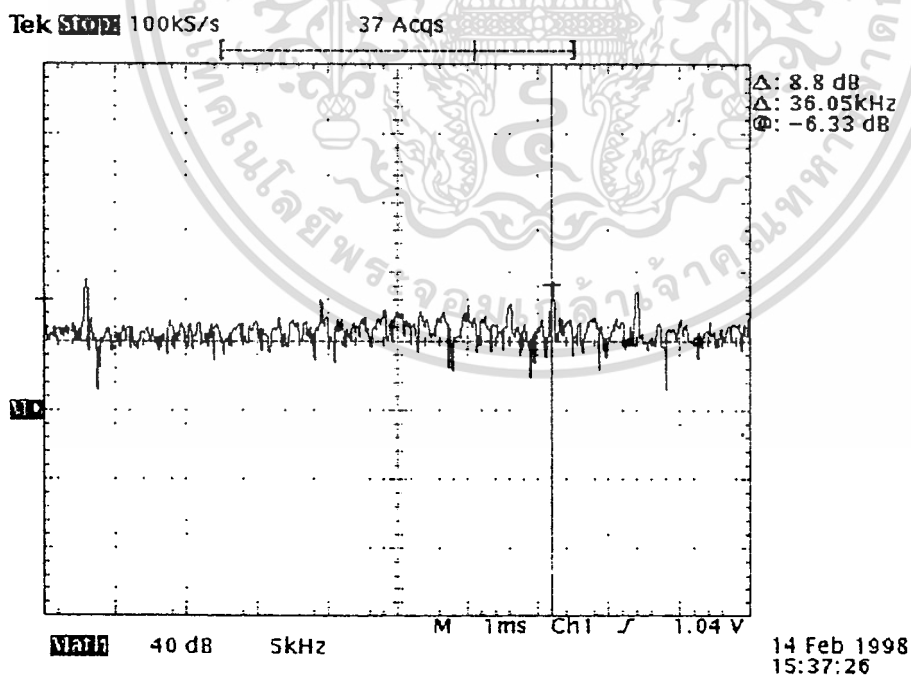
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่แบบสงวนเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

13. ทำเหมือนข้อ 12



รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณที่คีมออกดูเสด ได้ ซึ่งเป็นสัญญาณไฟลีสอต 19 kHz

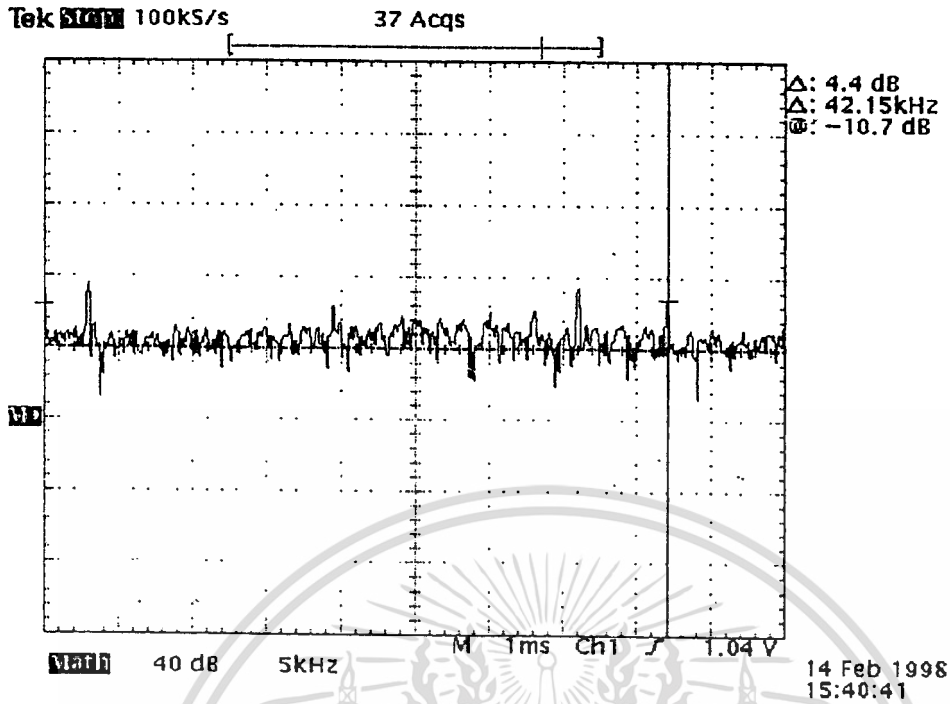
14. ทำเหมือนข้อ 12



รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณที่คีมออกดูเสด ได้ ซึ่งเป็นสัญญาณแบบเอเอ็มดับเบิล ไซด์แบนด์ซึ่งเป็นสัญญาณ
 ำานโลเวอร์ไซด์แบนด์ที่ความถี่ 36.05 kHz

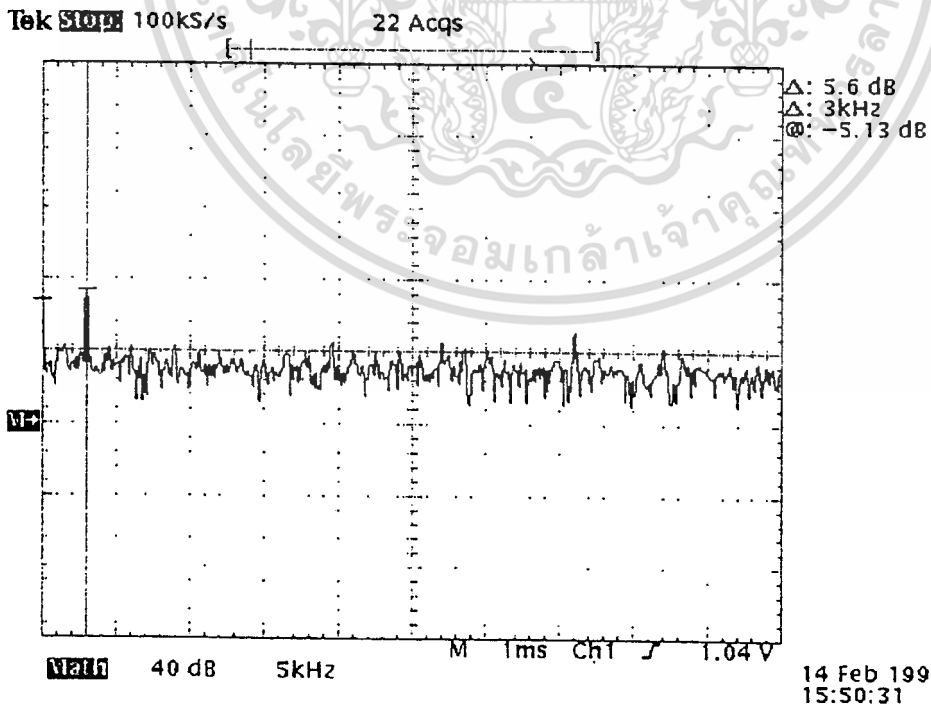
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

15. ทำเหมือนข้อ 12



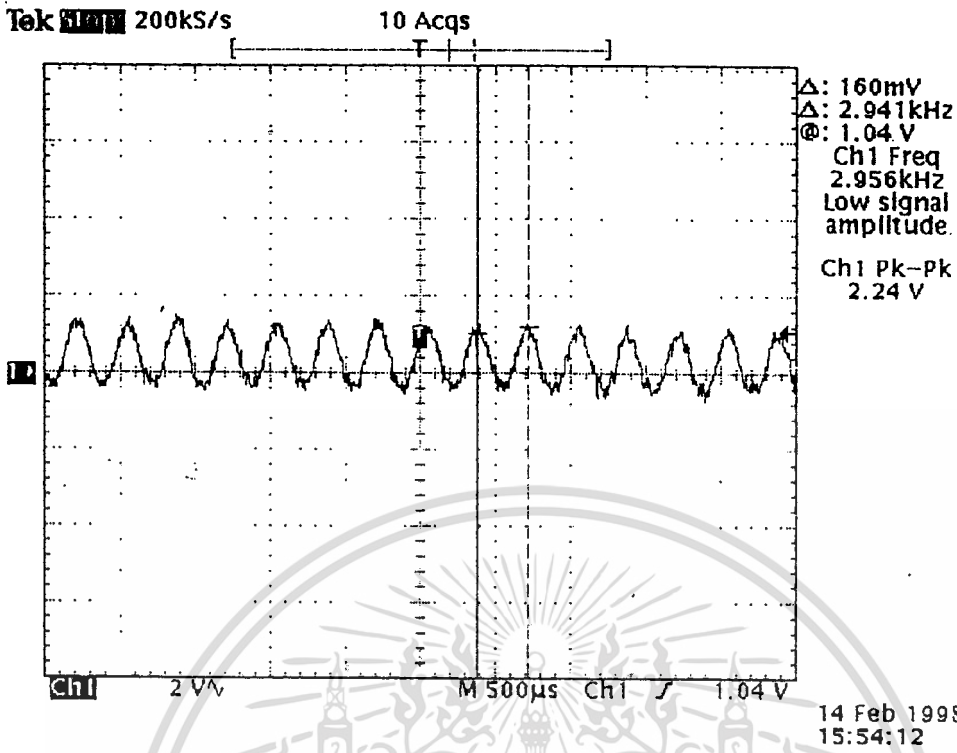
รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณที่คีมอกดูเลตได้ ซึ่งเป็นสัญญาณแบบเอเอ็มกับเบิ้ลไซค์แบนด์ซึ่งเป็นสัญญาณด้านอ็อปเปอร์ไซค์แบนด์ที่มีความถี่ 42.15 . kHz

16. วัดสัญญาณที่คีมอกดูเลตหลังวงจร โลพาสฟิลเตอร์



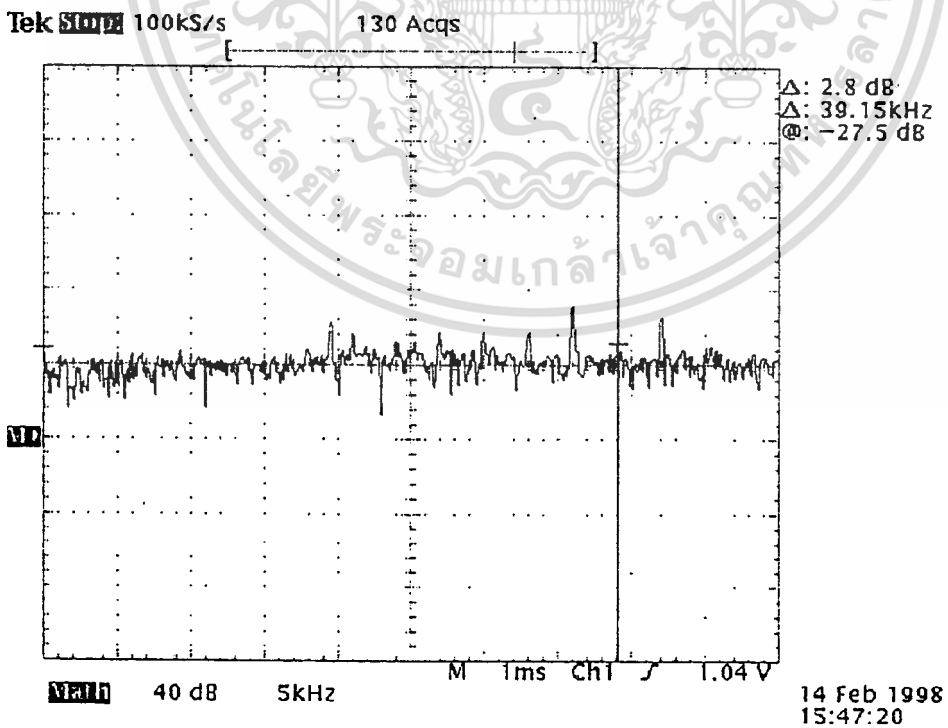
รูปที่ 4. 16 แสดงสัญญาณ 3 kHz หลังจากที่ผ่านมาวงจร โลพาสฟิลเตอร์ ซึ่งแสดงในแกนของความถี่ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญูญาติให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

17. ทำเหมือนข้อ 16



รูปที่ 4.17 แสดงสัญญาณรูปไซน์ 3 kHz ที่ติมอกลูเลคแล้วผ่านวงจร โลหภาพิลเตอร์ ซึ่งแสดงในแกนเวลา

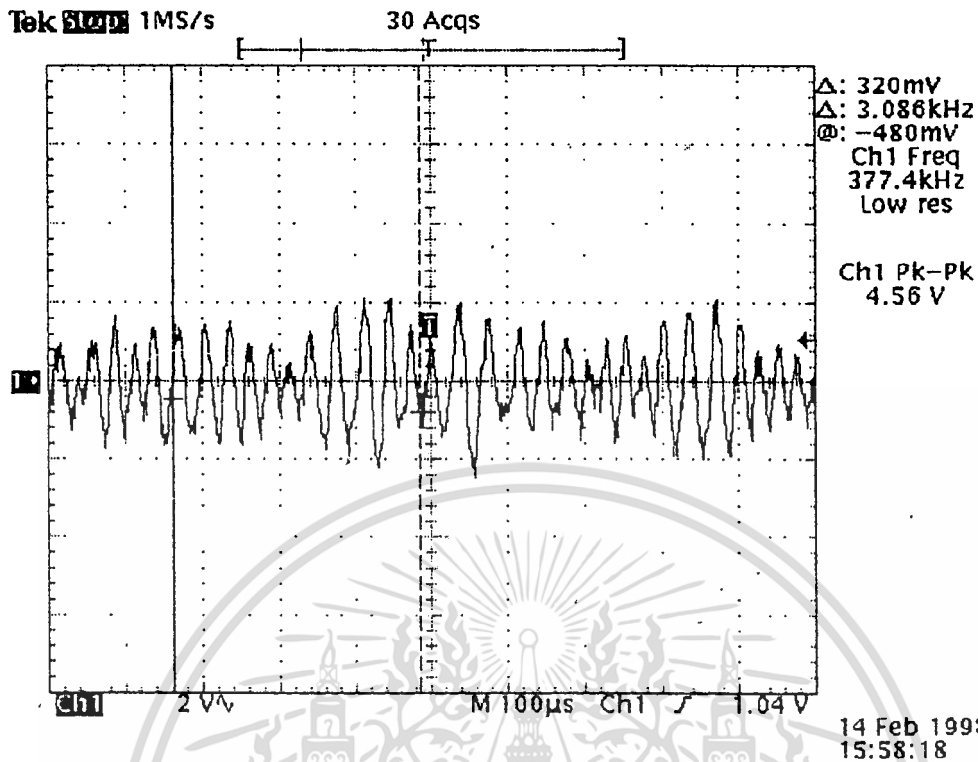
18. วัดสัญญาณหลังผ่านวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์



รูปที่ 4.18 แสดงสัญญาณเอเอ็มที่ผ่านวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ซึ่งแสดงในแกนความถี่

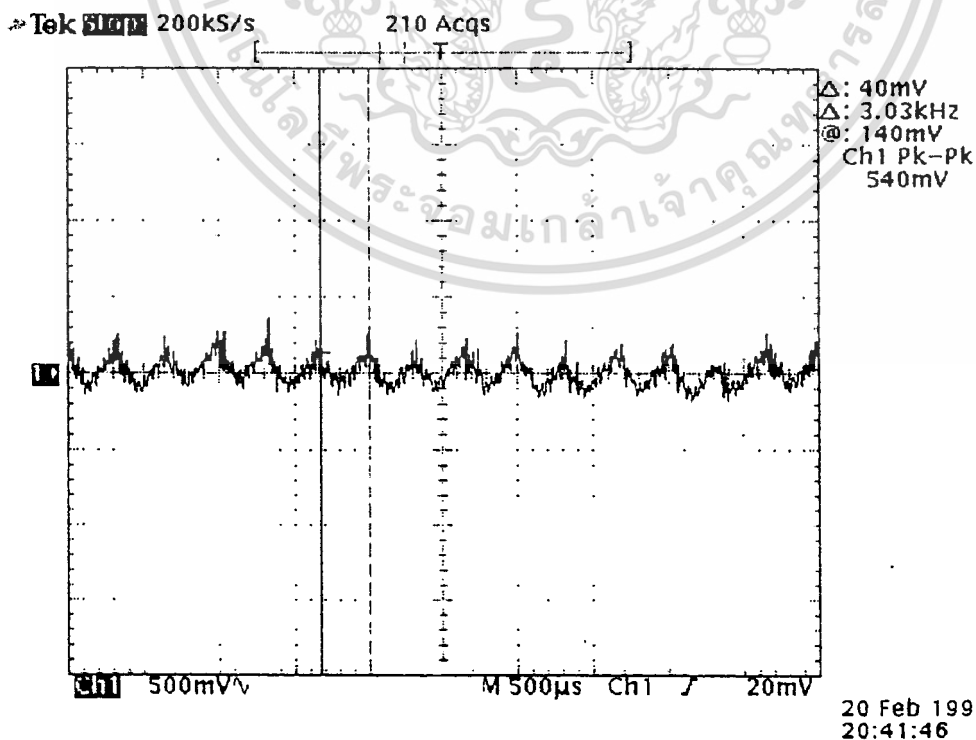
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญ่เอาไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

19. ทำเหมือนข้อ 18



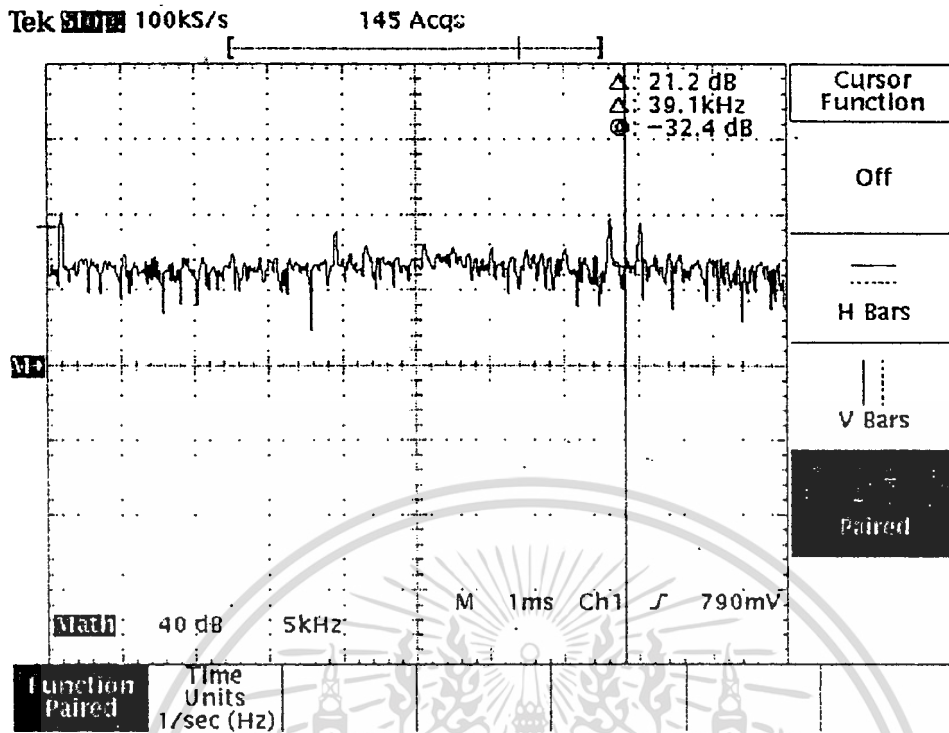
รูปที่ 4.19 แสดงสัญญาณเอเอ็มที่ผ่านวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ซึ่งแสดงในแกนเวลา

20. วัคสัญญาณ ที่ผ่านวงจรคิเทคต่อเอเอ็ม



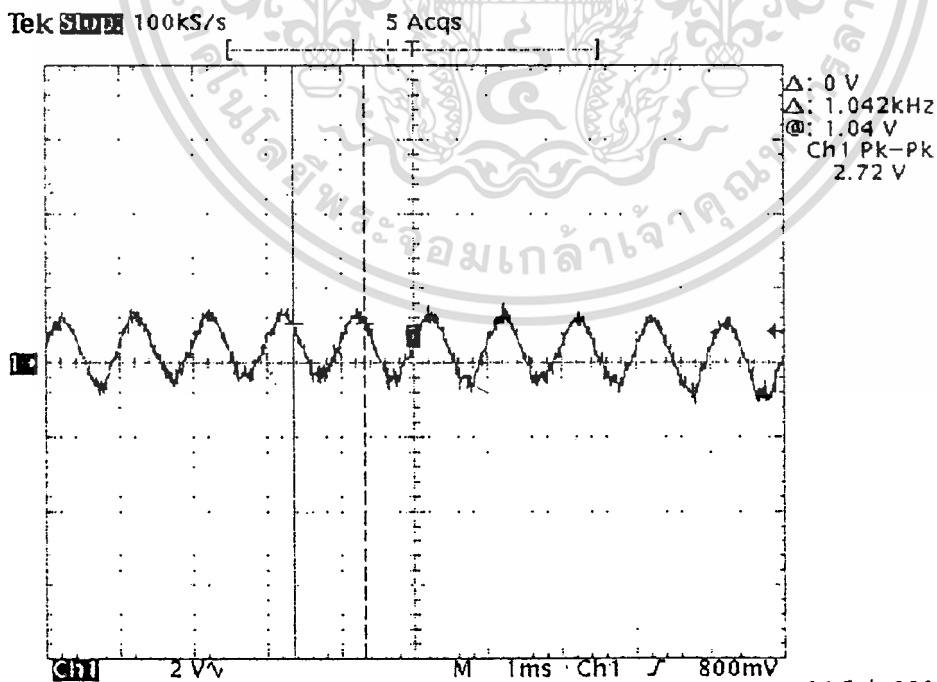
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 4.20 แสดงสัญญาณที่คีมอดคูเลตได้จากสัญญาณเอเอ็ม ซึ่งเป็นสัญญาณไซน์ 3 kHz
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นที่มิได้เกิดแบบสงวนเนื้อหา และต้องขออนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ก่อนที่จะมีการนำไปใช้

21. เปลี่ยนความถี่ที่เข้ามาออกชุดแบบเอฟเอ็มไปที่ 1 kHz แล้ววัดสัญญาณหลังจากที่คีมออกชุด



รูปที่ 4.21 แสดงสัญญาณที่คีมออกชุดสัญญาณเอฟเอ็ม ได้

22 วัดสัญญาณหลังผ่านวงจร โลหาสฟิลเตอร์

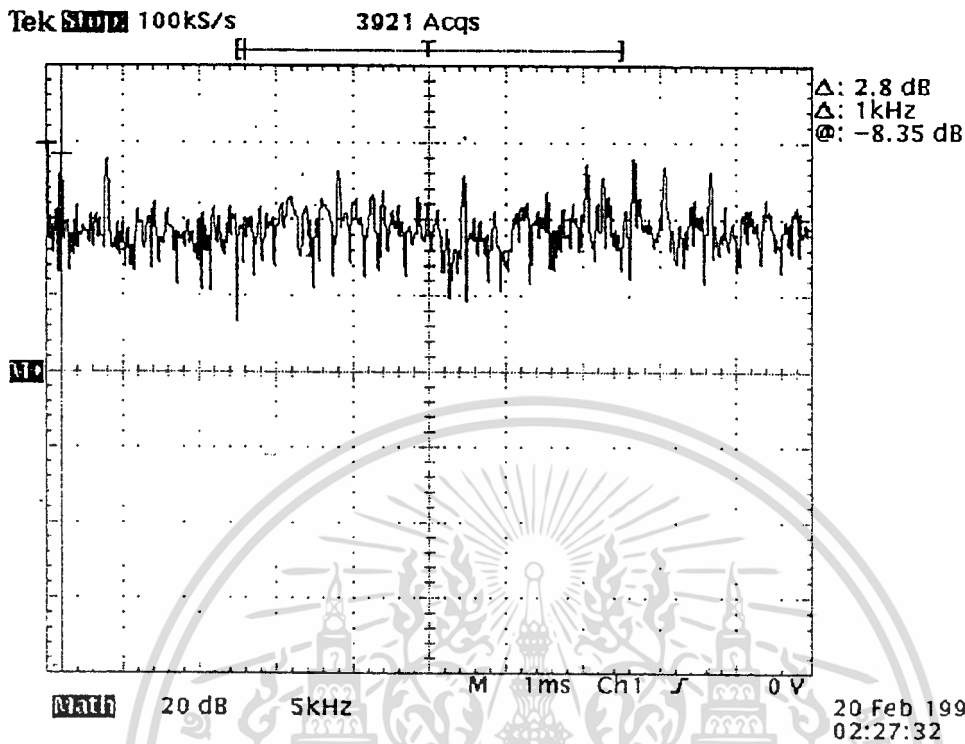


รูปที่ 4.22 แสดงสัญญาณรูปไซน์ 1 kHz ที่คีมออกชุด ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่ให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

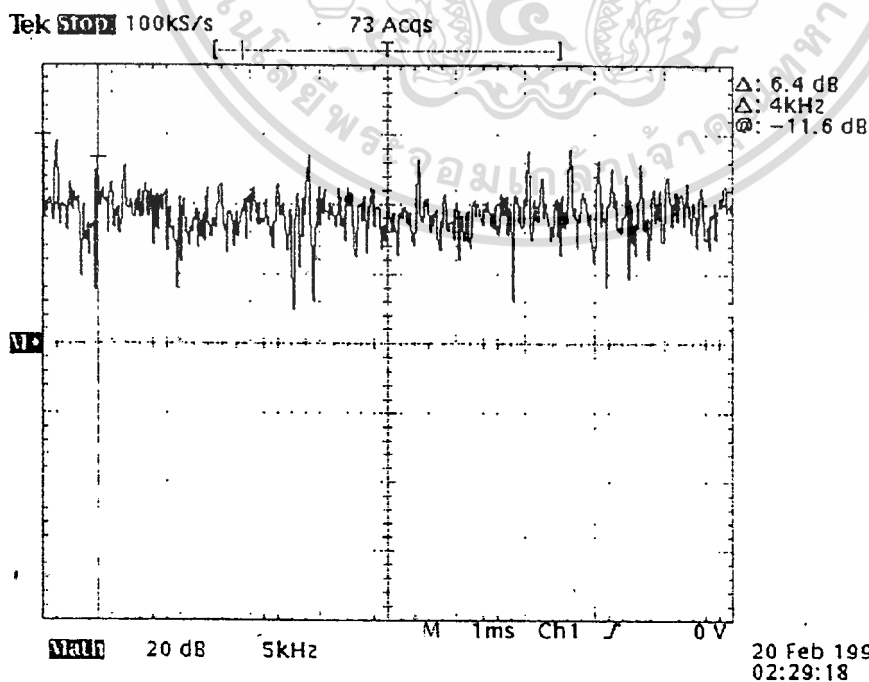
14 Feb 1998
16:50:35

4.23 วัดสัญญาณที่คีมอกกุเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีการมอดกุเลตสัญญาณก้านซ่ายที่ความถี่ 1 kHz และ
ค้ำนขวาทที่ความถี่ 4 kHz



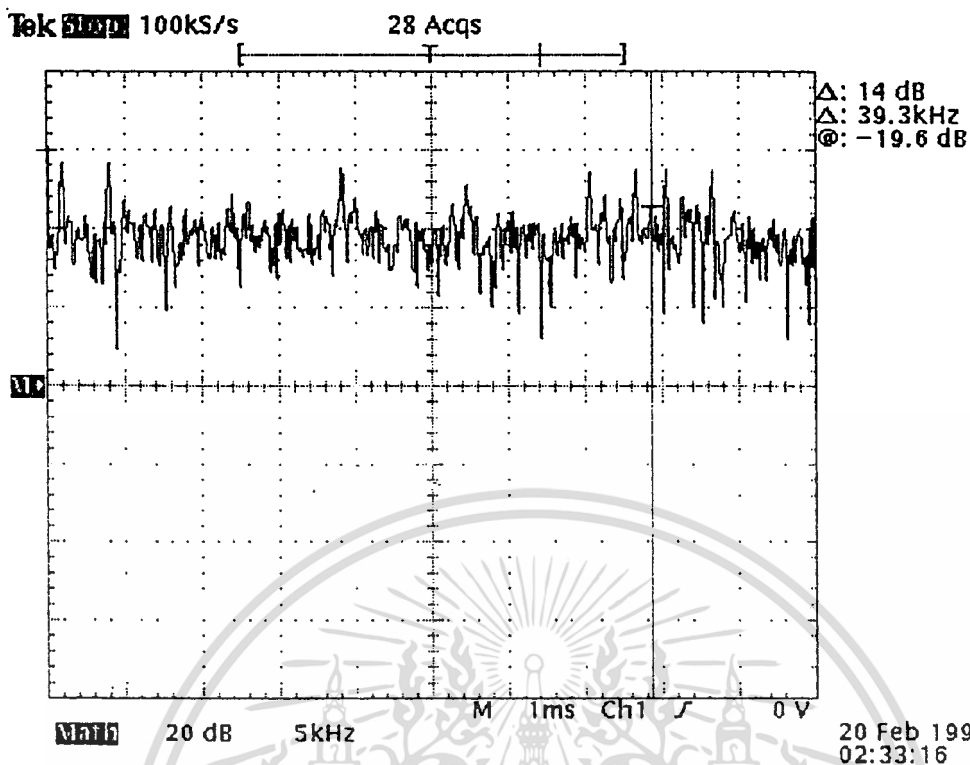
รูปที่ 4.23 แสดงสัญญาณที่คีมอกกุเลตสัญญาณเอฟเอ็ม ได้ ซึ่งเคอร์เซอร์แสดงที่ 1 kHz

4.24 ทำเหมือนข้อ 4.23



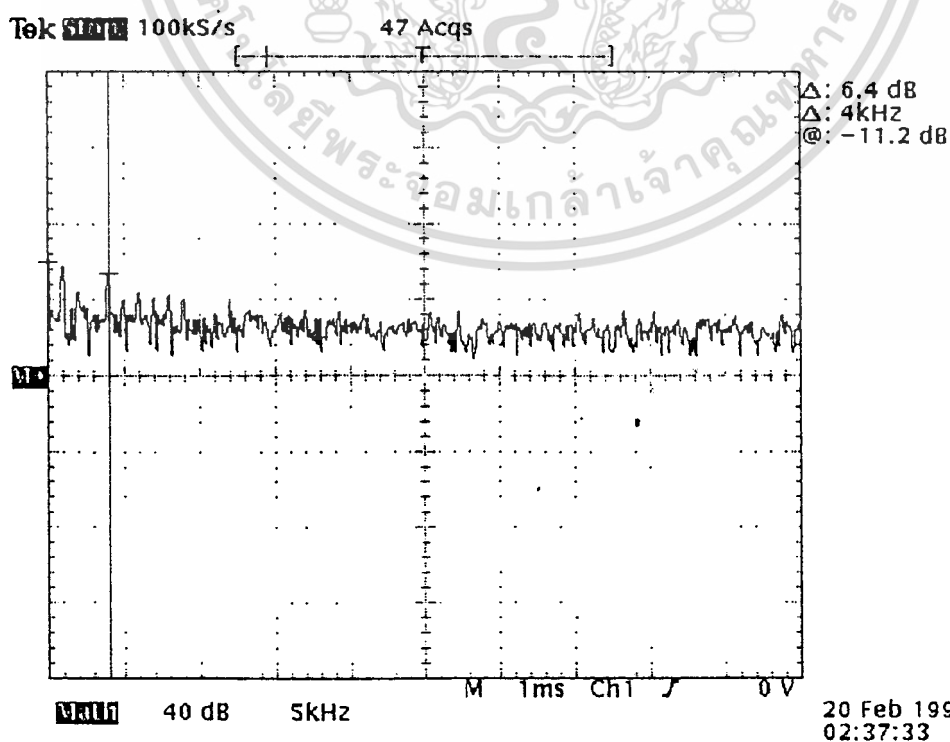
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 4.24 แสดงสัญญาณที่คีมอกกุเลตสัญญาณเอฟเอ็ม ได้ ซึ่งเคอร์เซอร์แสดงที่ 4 kHz
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.25 ทำเหมือนข้อ 4.23



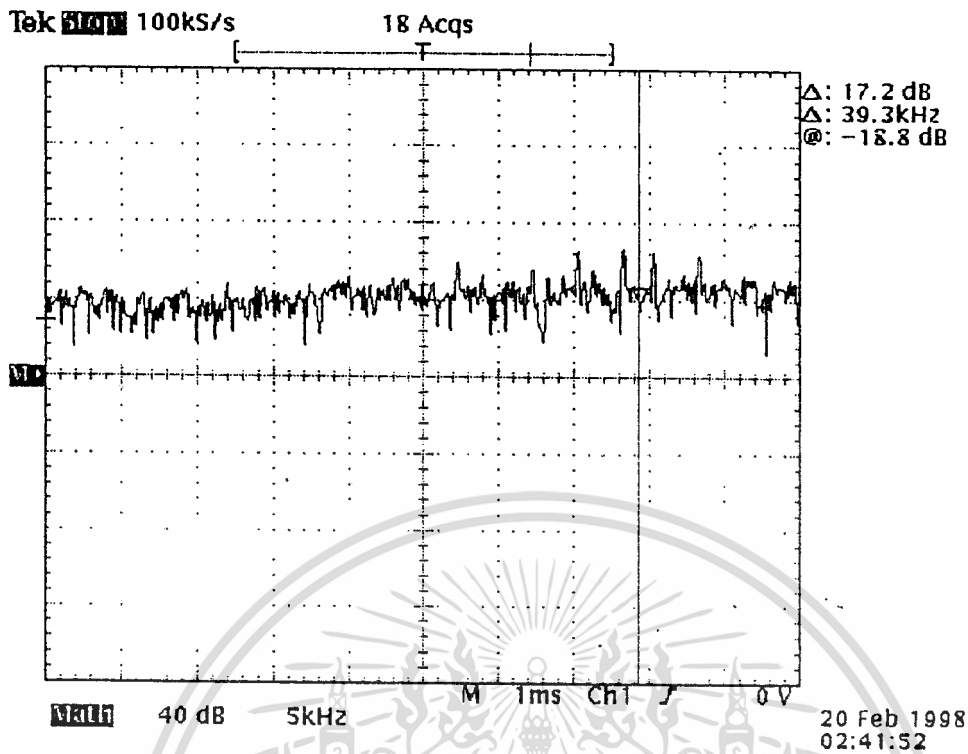
รูปที่ 4.25 แสดงสัญญาณที่คีมออกจูลตสัญญาณเอเอ็ม ได้ ซึ่งเทอร์เซอร์แสดงสัญญาณเอเอ็มที่มอกจูลตแบบดับเบิล ไซค์แมนด์ซัพเพรสเคอร์เรียร์

4.26 วัคสัญญาณที่คีมออกจูลต ได้ที่ผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน



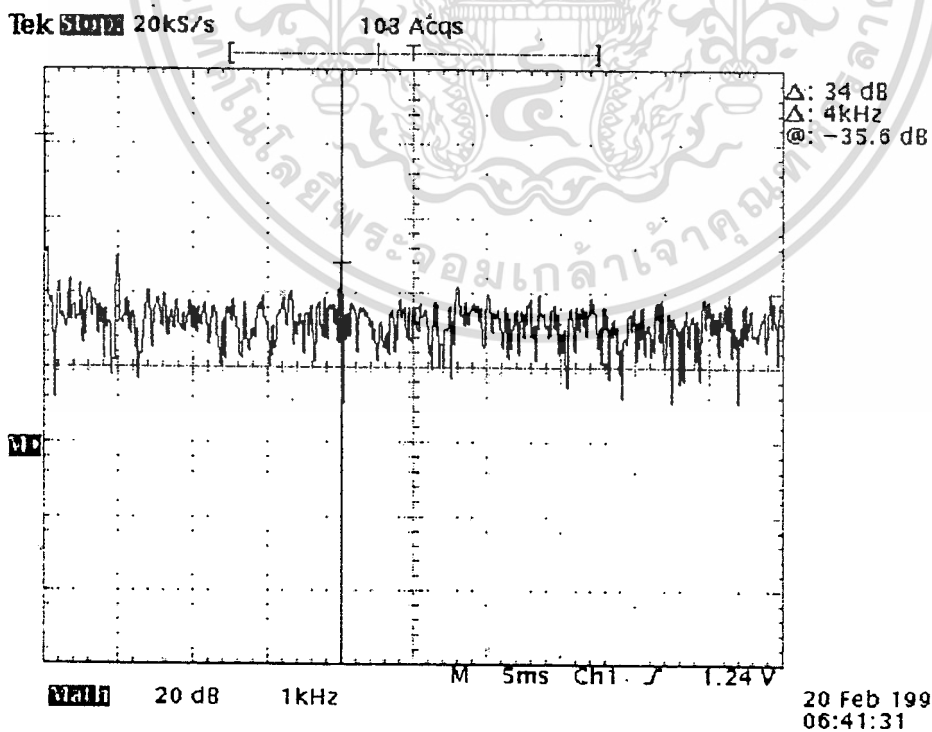
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกรูปที่ 4.26 แสดงสัญญาณของสัญญาณ ซ้ำขบวิกขัว ที่กรองออกมา ได้ ที่มีกรนำไปใช้

4.27 วัคส์ญญานที่ผ่านจากวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์



รูปที่ 4.27 แสดงสัญญาณ AM ที่ผ่านจากวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

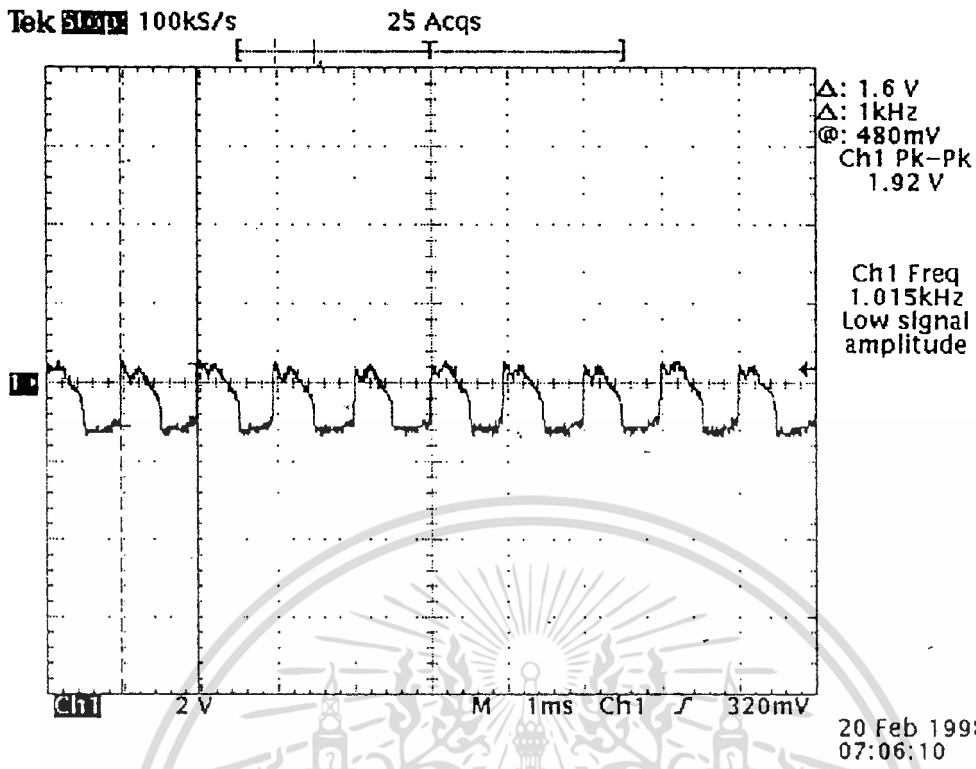
4.28 วัคส์ญญานหลังจากผ่านวงจรคีมอดคูเลตแบบเอเอ็ม



รูปที่ 4.28 แสดงสัญญาณที่คีมอดคูเลตแบบเอเอ็มในแกนความถี่

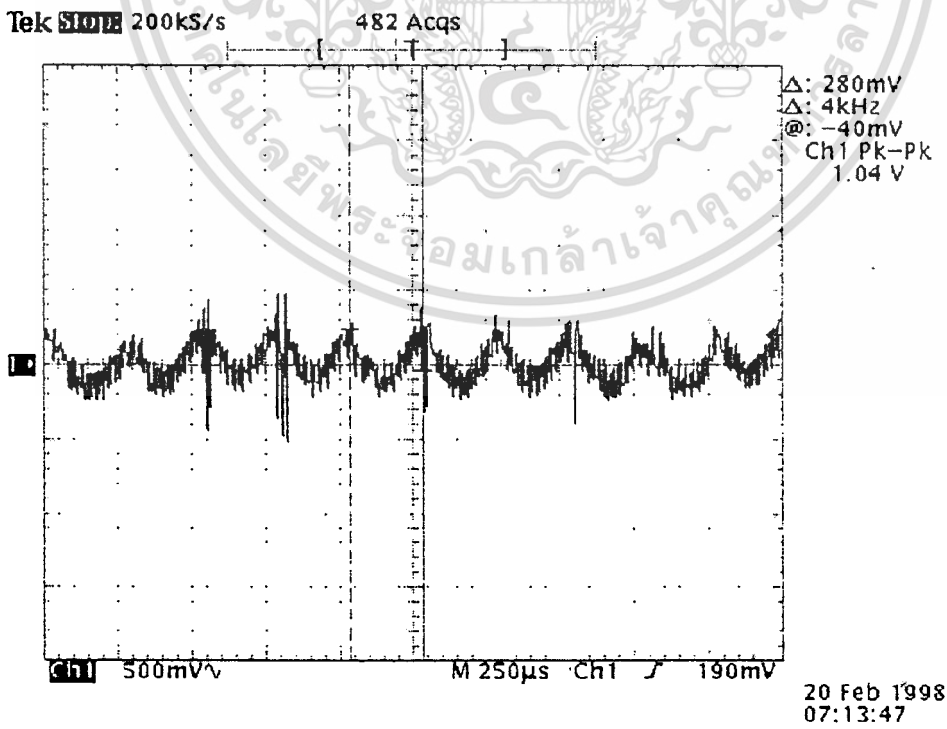
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.29 วัดสัญญาณหลังจากผ่านวงจรบวกสัญญาณ



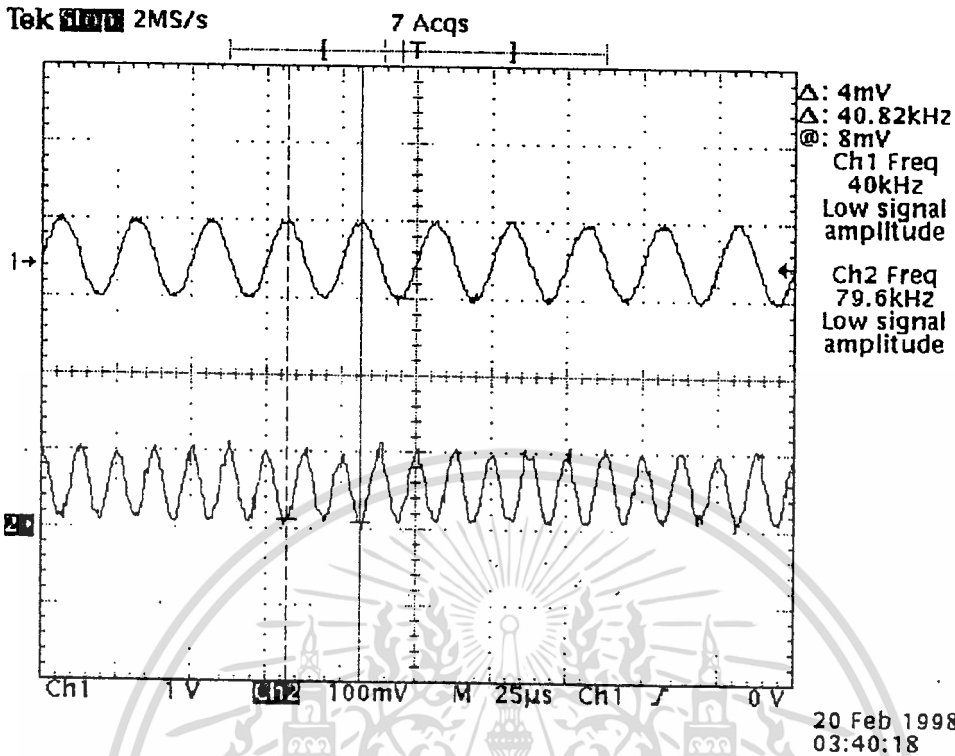
รูปที่ 4.29 แสดงสัญญาณต้านซ้าย ซึ่งเป็นสัญญาณ 1 kHz

4.30 วัดสัญญาณหลังวงจรลบสัญญาณ



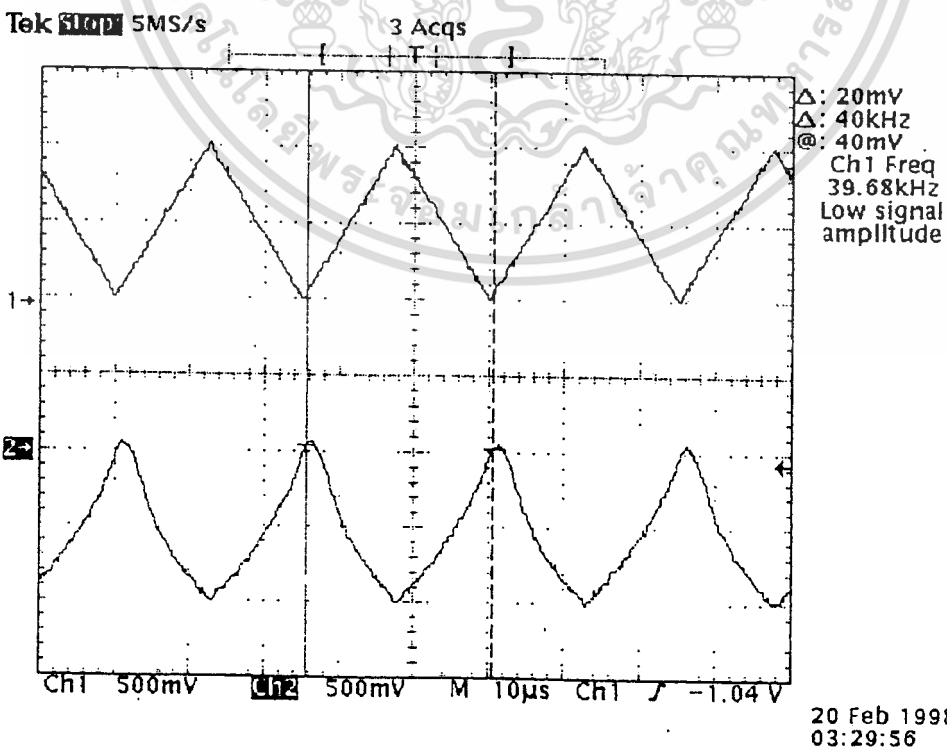
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 4.30 แสดงสัญญาณต้านขวา ความถี่ 4 kHz
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.30 วัดสัญญาณหลังวงจรยกกำลัง 2



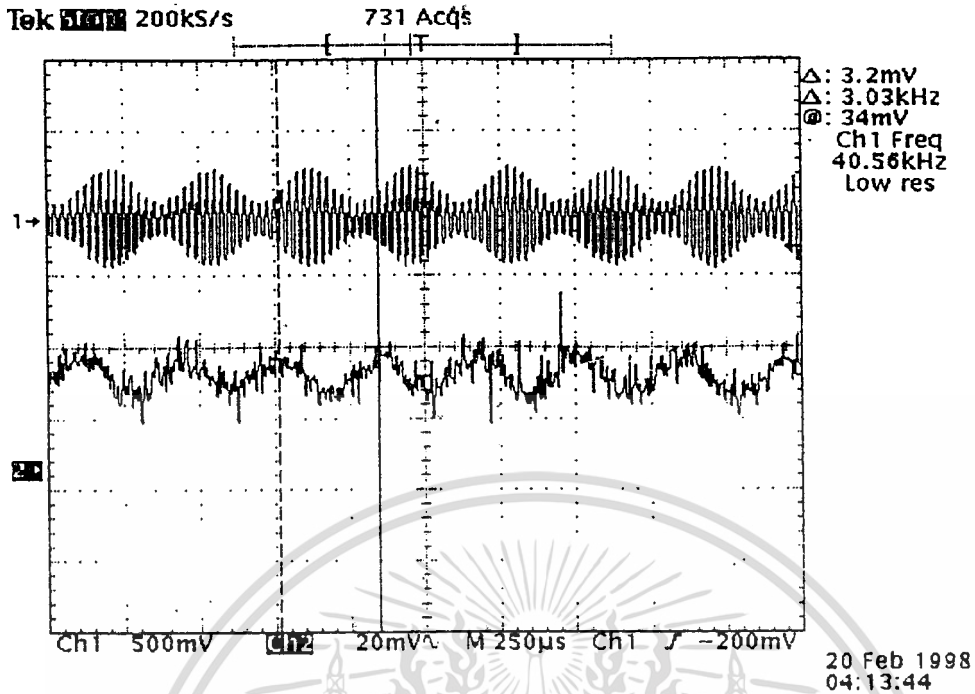
รูปที่ 4.31 แสดงสัญญาณไซน์ ความถี่ 40 kHz ที่ผ่านวงจรยกกำลัง 2

4.32 วัดสัญญาณหลังวงจรถอดแอมป์



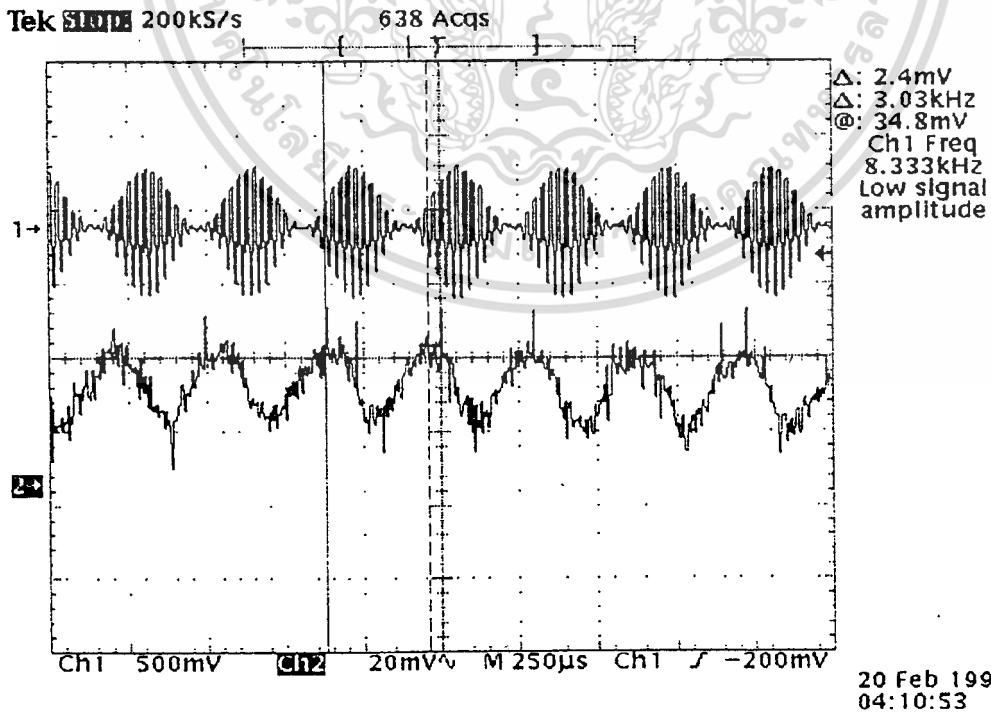
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกที่รูปที่ 4.32 แสดงสัญญาณสามเหลี่ยม 40 kHz ที่ถูกถอดแอมป์ครั้งที่มีการนำไปใช้

4.33 ทัศนญาณที่ผ่านวงจร โลพาสฟิลเตอร์ที่ต่ออยู่กับส่วนวงจรยกกำลัง 2



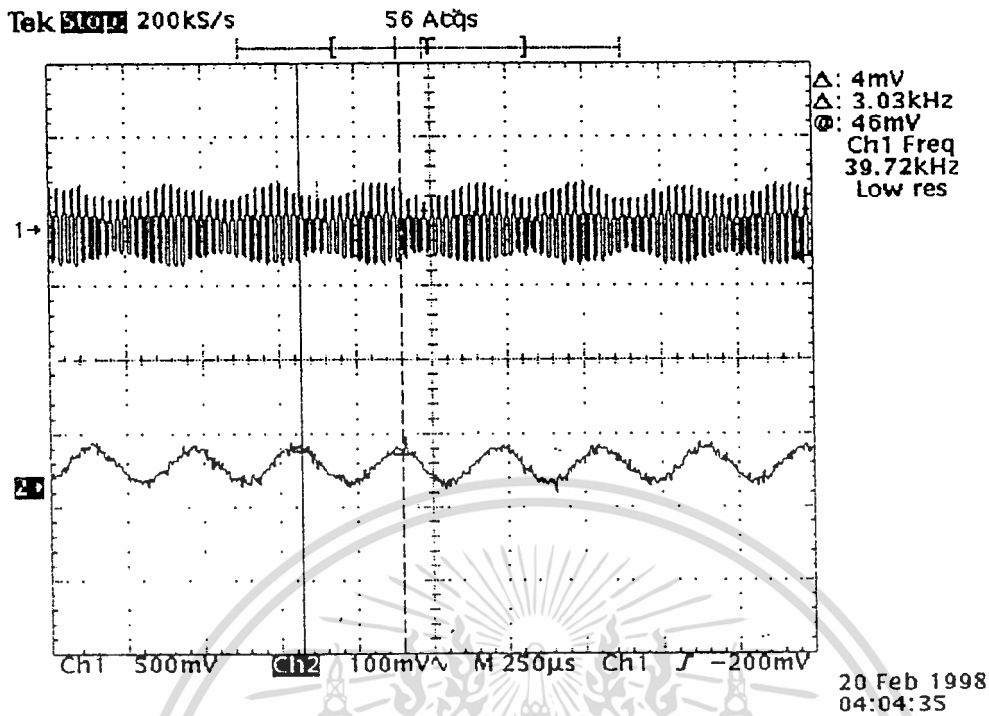
รูปที่ 4.33 แสดงสัญญาณเอเอ็มที่มีมอดดูเลชันอินเด็กซ์ 30 % และสัญญาณเอเอ็มหลังจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

4.34 เหมือนข้อ 3.4 แต่เปลี่ยนค่ามอดดูเลชันอินเด็กซ์เป็น 100 %



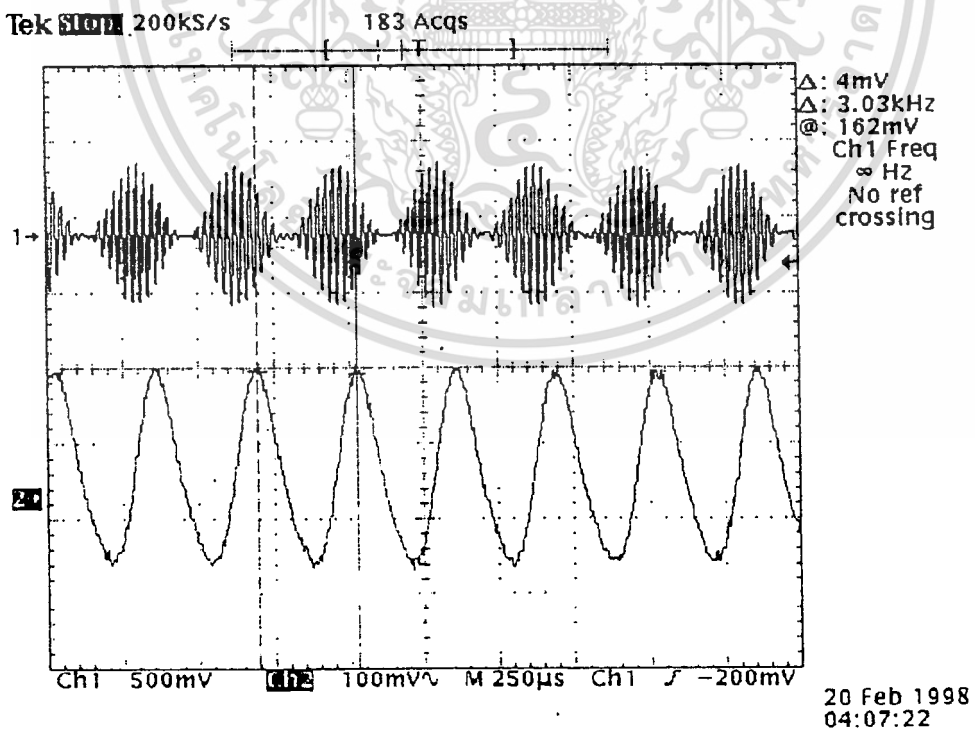
เอกสารนี้รูปที่ 4.34 แสดงสัญญาณเอเอ็มที่มีมอดดูเลชันอินเด็กซ์ 100 % และสัญญาณเอเอ็มหลังจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้นความถี่ต่ำผ่านให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.35 วัดสัญญาณหลังวงจรถอดราก็สอง



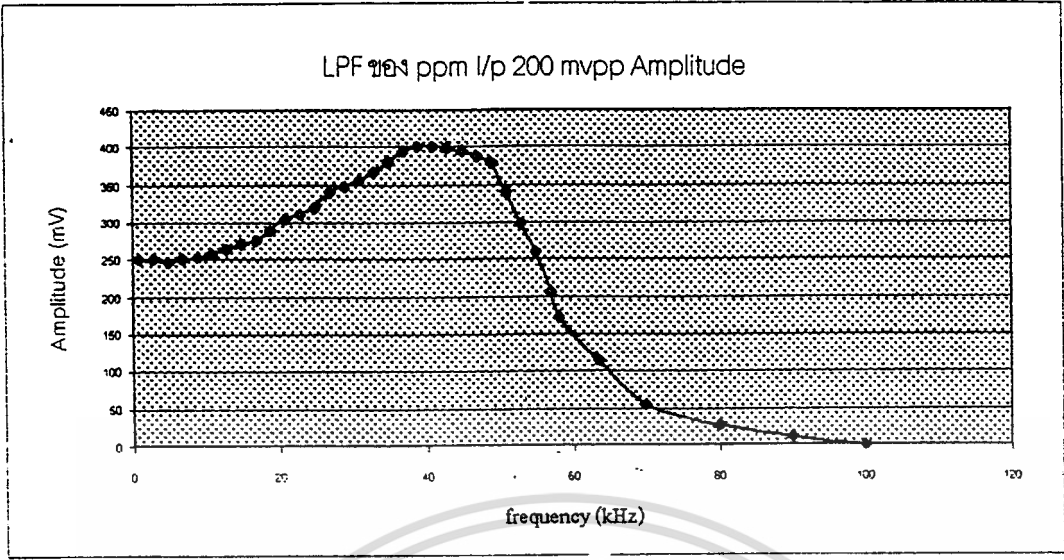
รูปที่ 4.35 แสดงสัญญาณเอเอ็มที่มีมอดูเลชันอินเด็กซ์ 30 % และสัญญาณเอเอ็มที่ผ่านวงจรถอดราก็สอง

4.36 ทำเหมือนข้อ 4.35 แต่เปลี่ยนค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์เป็น 100 %

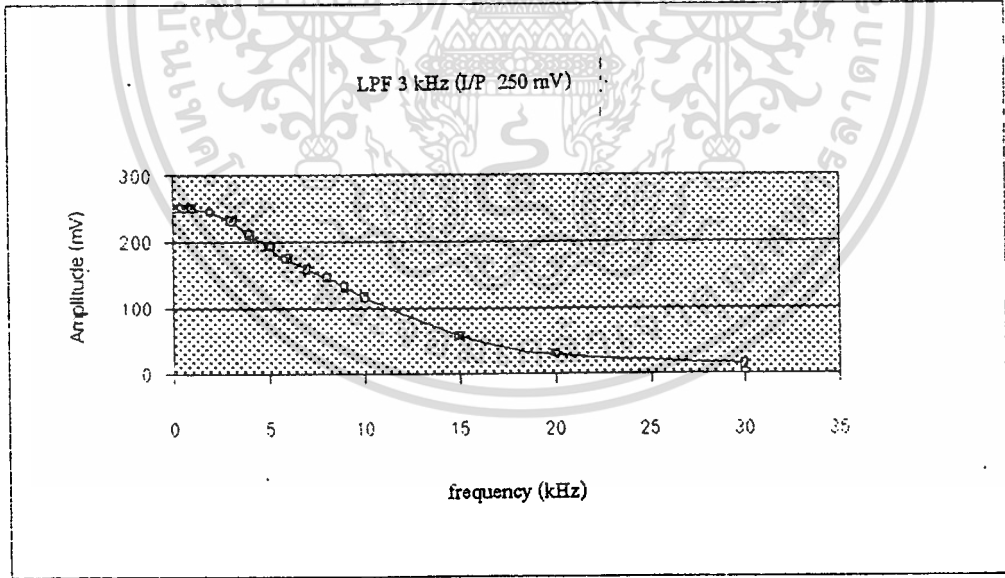


รูปที่ 4.36 แสดงสัญญาณเอเอ็มที่มีมอดูเลชันอินเด็กซ์ 100 % และสัญญาณเอเอ็มที่ผ่านวงจรถอดราก็ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

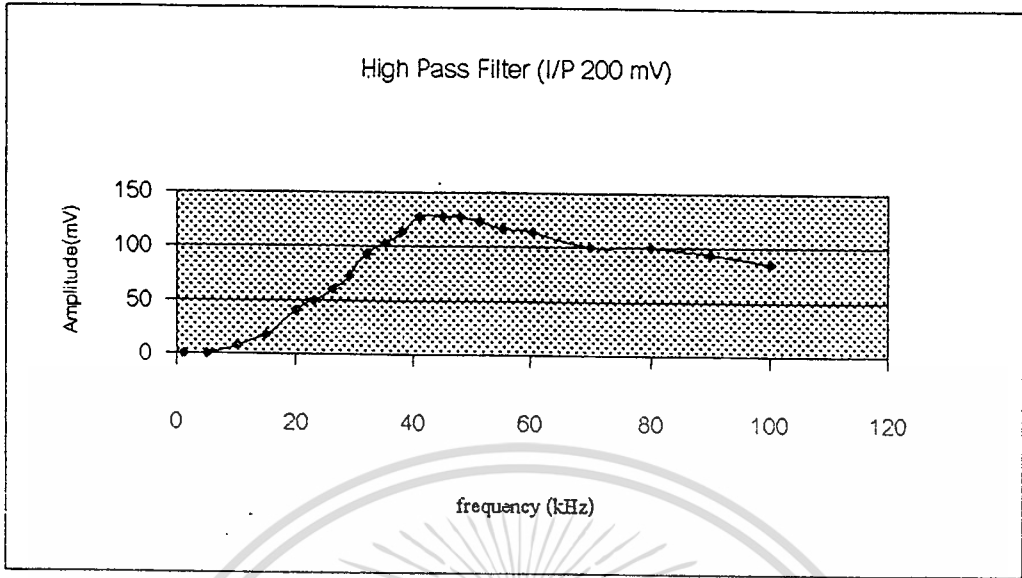


รูปที่ 4.37 แสดงผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำ ที่ต่อยู่กับวงจรกำเนิดพัลส์

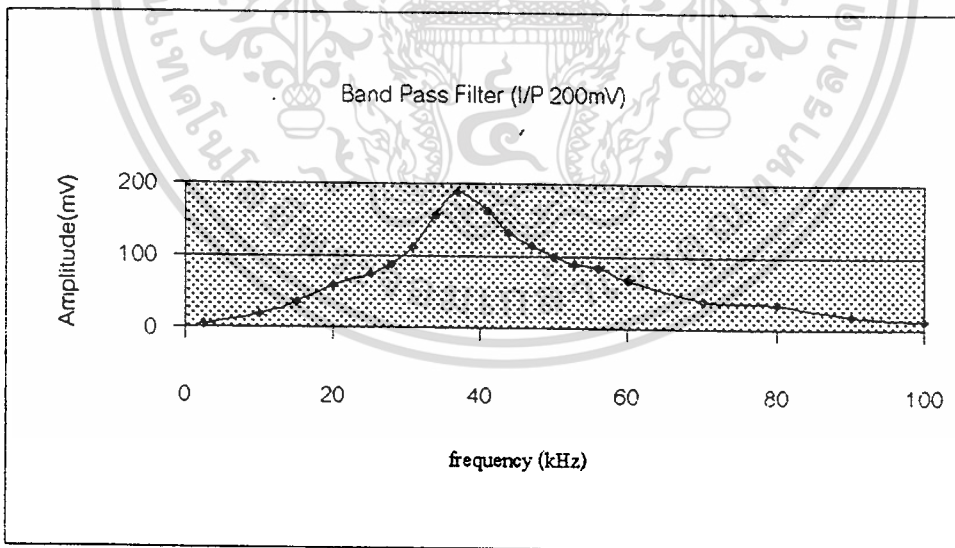


รูปที่ 4.38 แสดงผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ 3 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.39 แสดงผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน



รูปที่ 4.40 แสดงผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่เป็นช่วงผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุป

จากผลการทดลอง จะเห็นได้ว่าวงจรนี้ทำงานได้ตามจุดประสงค์ โดยสามารถคีมอกคูเลตสัญญาณเสียงแบบสเตอริโอจากสัญญาณเอฟเอ็มความถี่ 88 - 108MHz โดยคีมอกคูเลตด้วยวิธีการสร้างสัญญาณพีพีเอ็ม เลียนแบบสัญญาณเอฟเอ็ม ซึ่งจะเห็นได้ว่าส่วนของวงจรคีมอกคูเลตนั้นเป็นวงจรที่เล็กมาก และไม่มีส่วนประกอบที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ จึงสามารถนำไปสร้างเป็นไอซีได้สมบูรณ์แบบ นอกจากนี้ การคีมอกคูเลตสัญญาณเอฟเอ็มโดยใช้กฏกำลัง 2 นั้น ไม่จำเป็นต้องใช้สัญญาณไฟล๊อคในการคีมอกคูเลต ทำให้ประหยัดกำลังของเครื่องส่งที่ต้องส่งสัญญาณไฟล๊อคเพื่อใช้ในการคีมอกคูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม แต่การคีมอกคูเลตสัญญาณเอฟเอ็มแบบคิงกล่าวมีข้อเสียคือ ระบายความร้อนและความถี่ที่สามารถคีมอกคูเลตสัญญาณได้มีช่วงจำกัด ส่วนการคีมอกคูเลตสัญญาณคิงกล่าวมีข้อเสียคือ มีวงจรออครากที่ 2 ซึ่งสัญญาณที่เข้ามาต้องมีระดับสัญญาณเป็นบวกเท่านั้นถึงสามารถออครากที่ 2 ได้ นอกจากนี้ยังมีปัญหาการรบกวนจากสัญญาณอื่น ทำให้การคีมอกคูเลตสัญญาณไม่ดีเท่าที่ควร

แนวทางในการพัฒนาต่อไป คือ ปรับปรุงส่วนของวงจรขยายสัญญาณไอเอฟ ให้ได้ระดับสัญญาณก่อนคีมอกคูเลตสัญญาณเอฟเอ็มมีค่าคงที่ รวมถึงกำจัดสัญญาณรบกวนต่าง ๆ เพื่อที่จะได้สัญญาณข้างซ้ายกับสัญญาณข้างขวาออกมาอย่างสมบูรณ์ และสามารถนำแนวความคิดนี้ไปพัฒนาการสร้างไอซีรับสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอต่อไป

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

Order this document by MC1496/D

MC1496, B

Balanced Modulators/ Demodulators

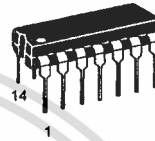
These devices were designed for use where the output voltage is a product of an input voltage (signal) and a switching function (carrier). Typical applications include suppressed carrier and amplitude modulation, synchronous detection, FM detection, phase detection, and chopper applications. See Motorola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

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

This device contains 8 active transistors.

BALANCED MODULATORS/DEMODULATORS

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



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

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646

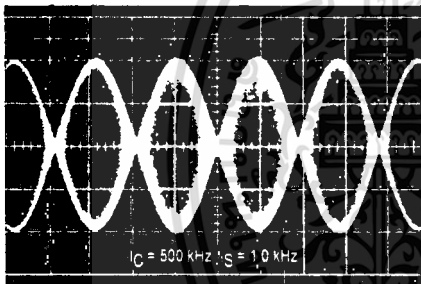


Figure 1. Suppressed
Carrier Output
Waveform

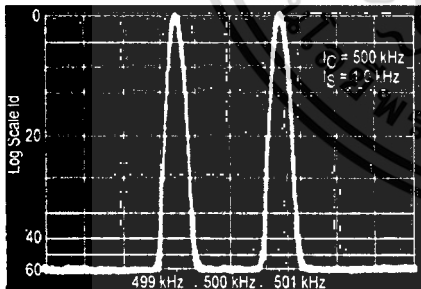


Figure 2. Suppressed
Carrier Spectrum

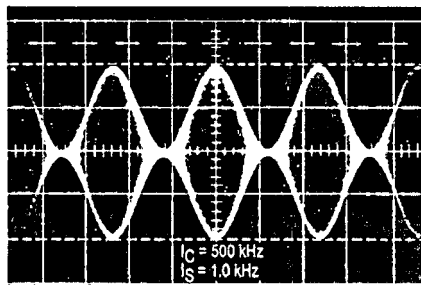
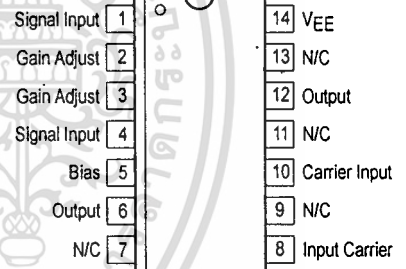


Figure 3. Amplitude
Modulation Output
Waveform

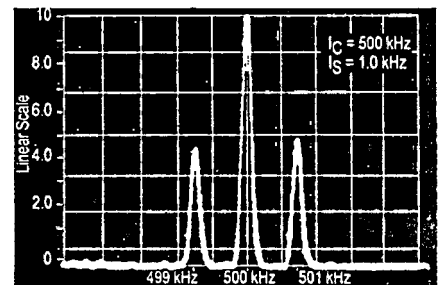
PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC1496D	T _A = 0°C to +70°C	SO-14
MC1496P		Plastic DIP
MC1496BP	T _A = -40°C to +125°C	Plastic DIP

Figure 4. Amplitude-Modulation Spectrum



MC1496, B

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

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

NOTE: ESD data available upon request.

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

Characteristic	Fig.	Note	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Carrier Feedthrough V _C = 60 mVrms sine wave and offset adjusted to zero V _C = 300 mVpp square wave: offset adjusted to zero offset not adjusted	5	1	V _{CFT}	-	40 140	-	μVrms mVrms
Carrier Suppression f _S = 10 kHz, 300 mVrms f _C = 500 kHz, 60 mVrms sine wave f _C = 10 MHz, 60 mVrms sine wave	5	2	V _{CS}	40	65 50	-	dB k
Transadmittance Bandwidth (Magnitude) (R _L = 50 Ω) Carrier Input Port, V _C = 60 mVrms sine wave f _S = 1.0 kHz, 300 mVrms sine wave Signal Input Port, V _S = 300 mVrms sine wave V _C = 0.5 Vdc	8	8	BW _{3dB}	-	300	-	MHz
Signal Gain (V _S = 100 mVrms, f = 1.0 kHz; V _C = 0.5 Vdc)	10	3	A _{VS}	2.5	3.5	-	V/V
Single-Ended Input Impedance, Signal Port, f = 5.0 MHz Parallel Input Resistance Parallel Input Capacitance	6	-	r _{ip} C _{ip}	-	200	-	kΩ pF
Single-Ended Output Impedance, f = 10 MHz Parallel Output Resistance Parallel Output Capacitance	6	-	r _{op} C _{oo}	-	40	-	kΩ pF
Input Bias Current I _{bS} = $\frac{I_1 + I_4}{2}$; I _{bC} = $\frac{I_8 + I_{10}}{2}$	7	-	I _{bS} I _{bC}	-	12	30	μA
Input Offset Current I _{ioS} = I ₁ -I ₄ ; I _{ioC} = I ₈ -I ₁₀	7	-	I _{ioS} I _{ioC}	-	0.7	7.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	-	TC _{io}	-	2.0	-	nA/°C
Output Offset Current (I ₆ -I ₉)	7	-	I _{oo}	-	14	80	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	-	TC _{ioo}	-	90	-	nA/°C
Common-Mode Input Swing, Signal Port, f _S = 1.0 kHz	9	4	CMV	-	5.0	-	Vpp
Common-Mode Gain, Signal Port, f _S = 1.0 kHz, V _C = 0.5 Vdc	9	-	ACM	-	-85	-	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 6 or Pin 9)	10	-	V _{out}	-	8.0	-	Vpp
Differential Output Voltage Swing Capability	10	-	V _{out}	-	8.0	-	Vpp
Power Supply Current I ₆ +I ₁₂ I ₁₄	7	6	I _{CC} I _{EE}	-	2.0	4.0	mAdc
DC Power Dissipation	7	5	P _D	-	33	-	mW

GENERAL OPERATING INFORMATION

Carrier Feedthrough

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

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

Carrier Suppression

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

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

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

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

Signal Gain and Maximum Input Level

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

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

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

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

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

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

Common Mode Swing

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

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

Power Dissipation

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

Design Equations

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

A. Operating Current

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

Assume:

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

then :

$$R_5 = \frac{V - \phi}{I_5} - 500 \Omega$$

where: R_5 is the resistor between Pin 5 and ground
 $\phi = 0.75$ at $T_A = +25^\circ\text{C}$

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

B. Common-Mode Quiescent Output Voltage

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

Biasing

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

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

The foregoing conditions are based on the following approximations:

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

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

Transadmittance Bandwidth

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

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

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

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

MC1496, B

Coupling and Bypass Capacitors

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

Output Signal

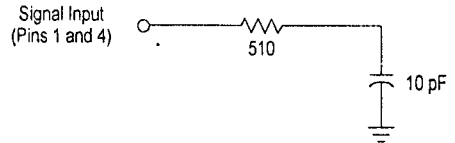
The output signal is taken from Pins 6 and 12 either balanced or single-ended. Figure 11 shows the output levels of each of the two output sidebands resulting from variations in both the carrier and modulating signal inputs with a single-ended output connection.

Negative Supply

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

Signal Port Stability

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



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

TEST CIRCUITS

Figure 5. Carrier Rejection and Suppression

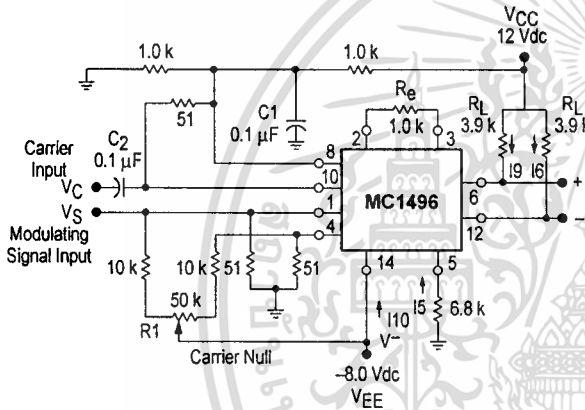
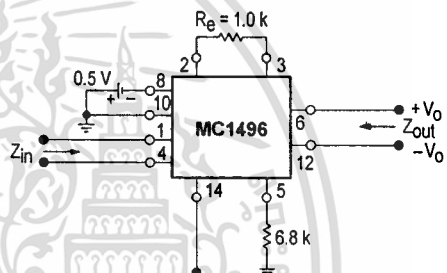


Figure 6. Input-Output Impedance



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

Figure 7. Bias and Offset Currents

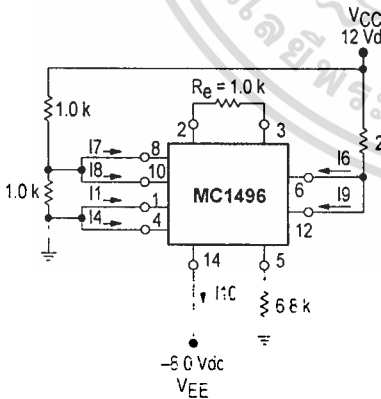
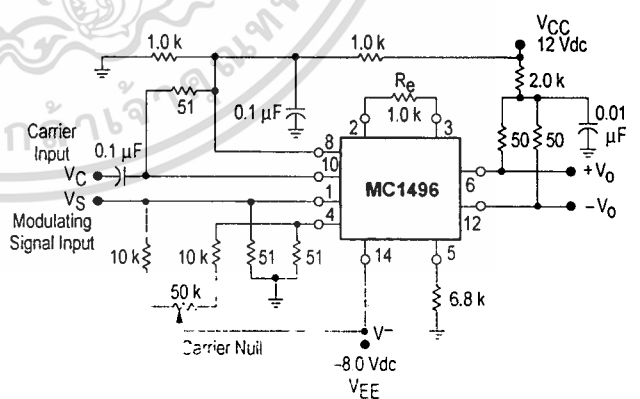


Figure 8. Transconductance Bandwidth



MC1496, B

Figure 9. Common Mode Gain

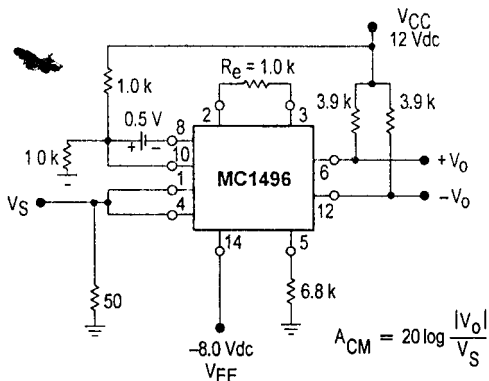
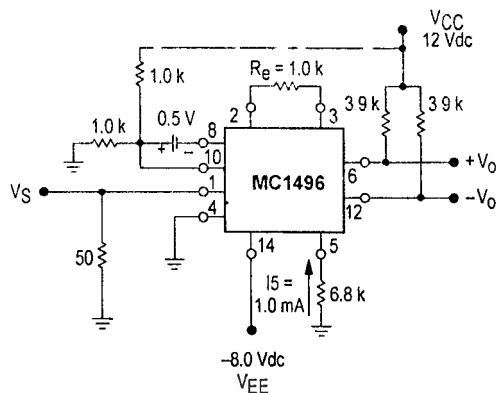


Figure 10. Signal Gain and Output Swing



TYPICAL CHARACTERISTICS

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

Figure 11. Sideband Output versus Carrier Levels

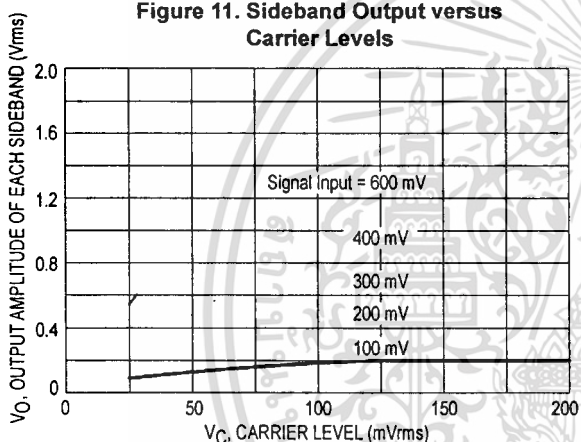


Figure 12. Signal-Port Parallel-Equivalent Input Resistance versus Frequency

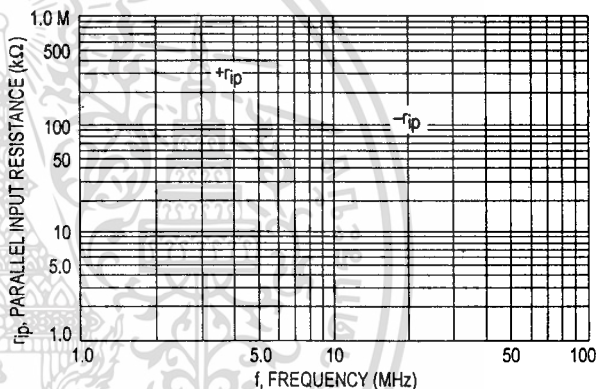


Figure 13. Signal-Port Parallel-Equivalent Input Capacitance versus Frequency

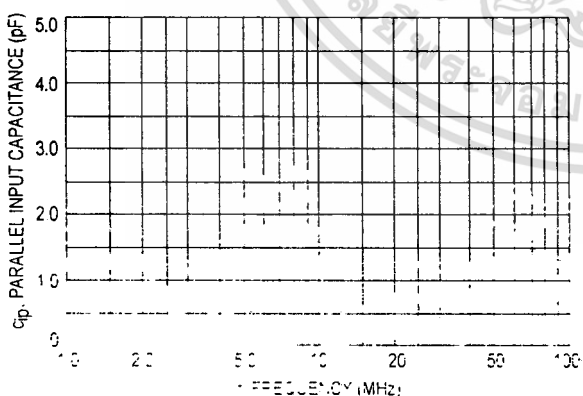
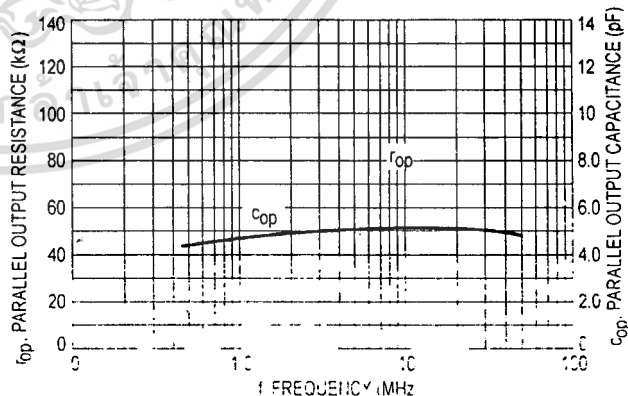


Figure 14. Single-Ended Output Impedance versus Frequency



TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

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

Figure 15. Sideband and Signal Port Transmittances versus Frequency

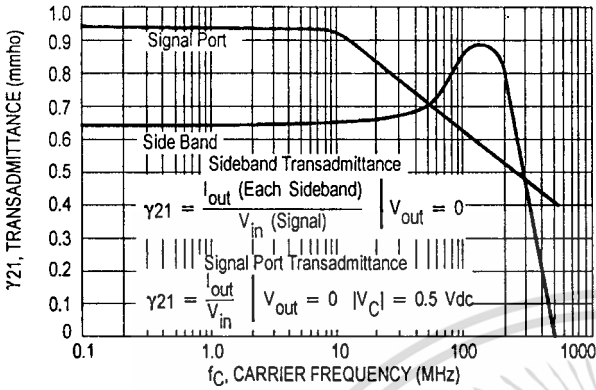


Figure 16. Carrier Suppression versus Temperature

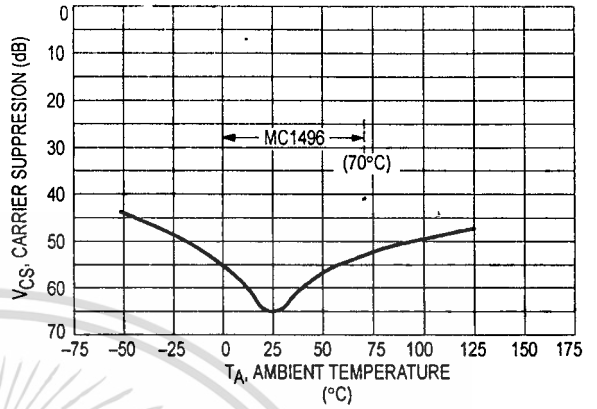


Figure 17. Signal-Port Frequency Response

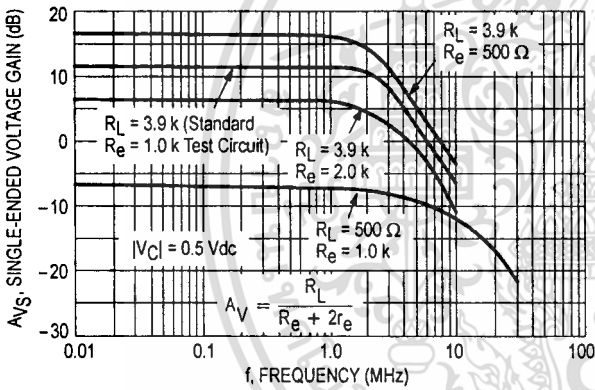


Figure 18. Carrier Suppression versus Frequency

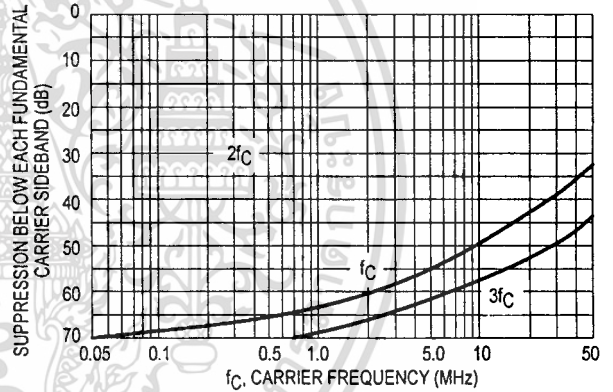


Figure 19. Carrier Feedthrough versus Frequency

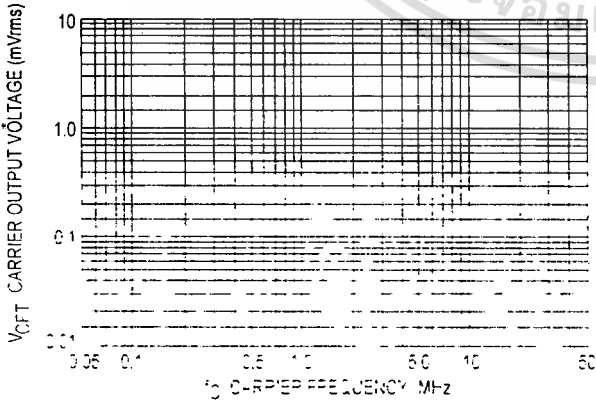


Figure 20. Sideband Harmonic Suppression versus Input Signal Level

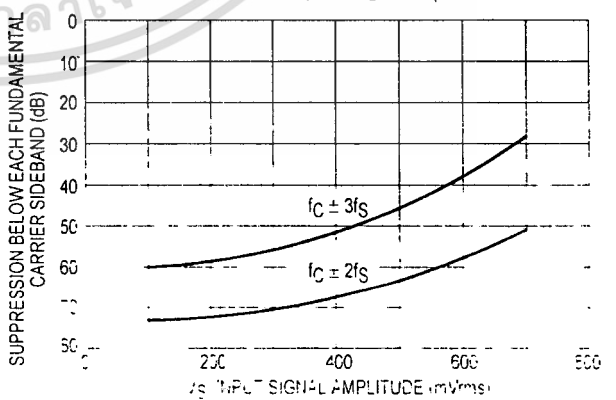


Figure 21. Suppression of Carrier Harmonic Sidebands versus Carrier Frequency

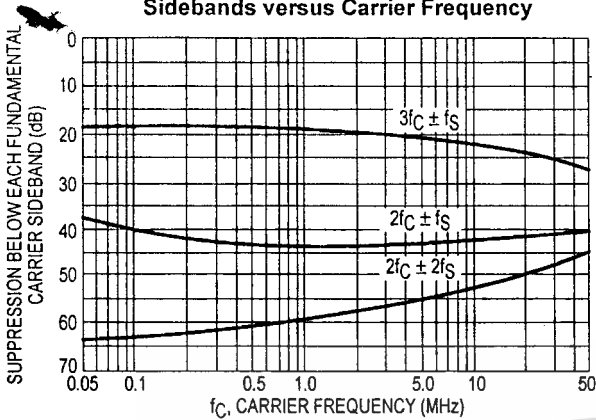
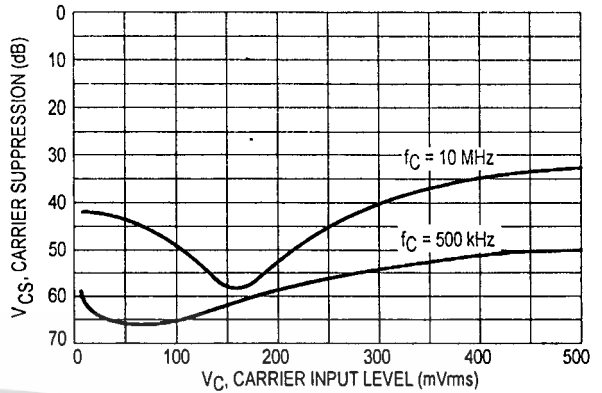


Figure 22. Carrier Suppression versus Carrier Input Level



OPERATIONS INFORMATION

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

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

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

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

Signal Levels

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

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

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

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

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

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

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

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

Figure 23. Circuit Schematic

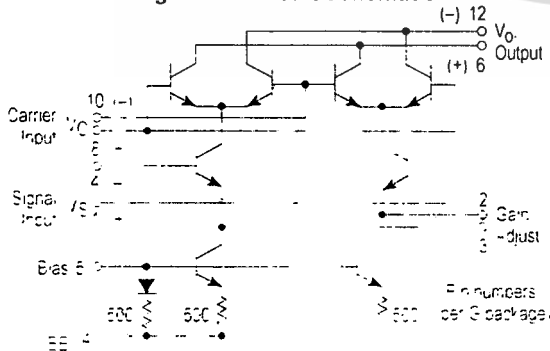


Figure 24. Typical Modulator Circuit

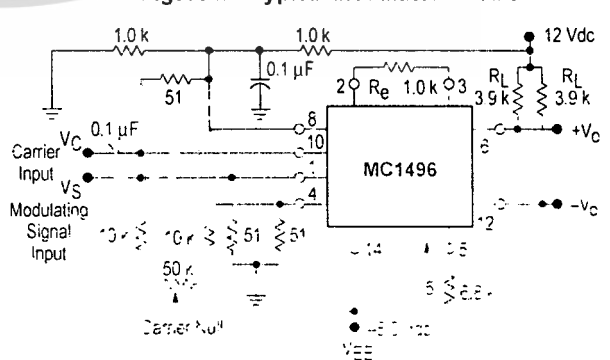


Figure 25. Voltage Gain and Output Frequencies

Carrier Input Signal (V _C)	Approximate Voltage Gain	Output Signal Frequency(s)
Low-level dc	$\frac{R_L V_C}{2(R_E + 2r_e) \left(\frac{KT}{q}\right)}$	f _M
High-level dc	$\frac{R_L}{R_E + 2r_e}$	f _M
Low-level ac	$\frac{R_L V_C(\text{rms})}{2\sqrt{2} \left(\frac{KT}{q}\right) (R_E + 2r_e)}$	f _C ± f _M
High-level ac	$\frac{0.637 R_L}{R_E + 2r_e}$	f _C ± f _M , 3f _C ± f _M , 5f _C ± f _M , . . .

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

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

 7. K = Boltzmann's Constant, T = temperature in degrees Kelvin, q = the charge on an electron.

$$\frac{KT}{q} \approx 26 \text{ mV at room temperature}$$

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

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

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

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

APPLICATIONS INFORMATION

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

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

AM Modulator

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

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

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

Product Detector

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

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

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

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

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

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

MC1496, B

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

Doubly Balanced Mixer

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

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

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

Frequency Doubler

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

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

Phase Detection and FM Detection

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

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

TYPICAL APPLICATIONS

Figure 26. Balanced Modulator
(12 Vdc Single Supply)

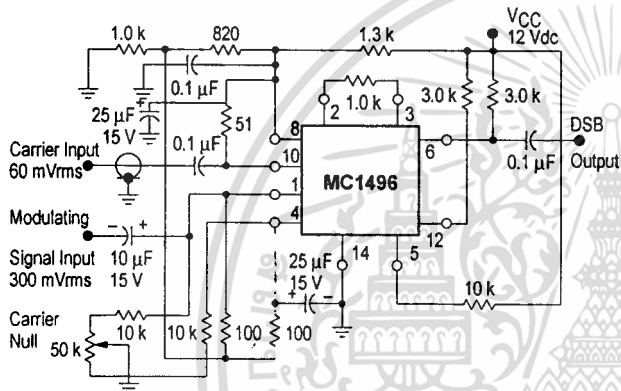


Figure 27. Balanced Modulator-Demodulator

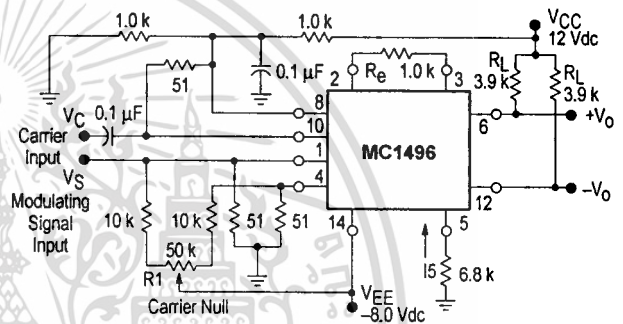


Figure 28. AM Modulator Circuit

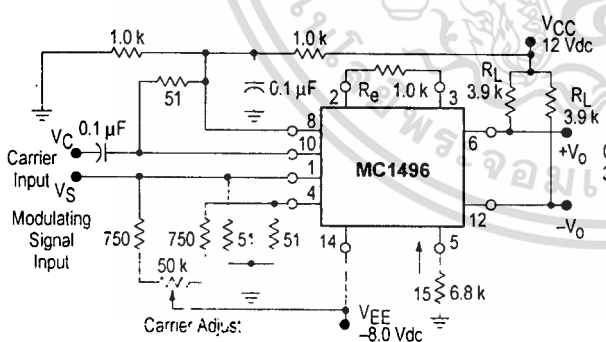
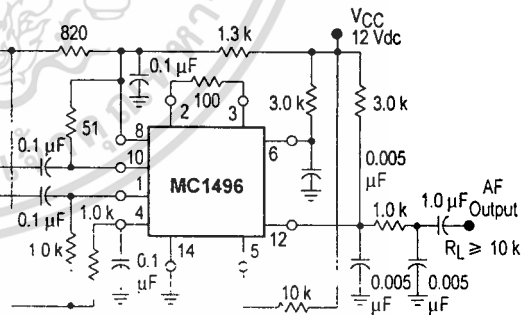
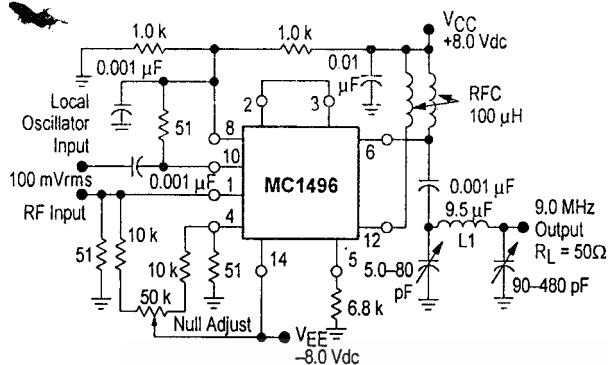


Figure 29. Product Detector
(12 Vdc Single Supply)



MIC1496, B

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



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

Figure 31. Low-Frequency Doubler

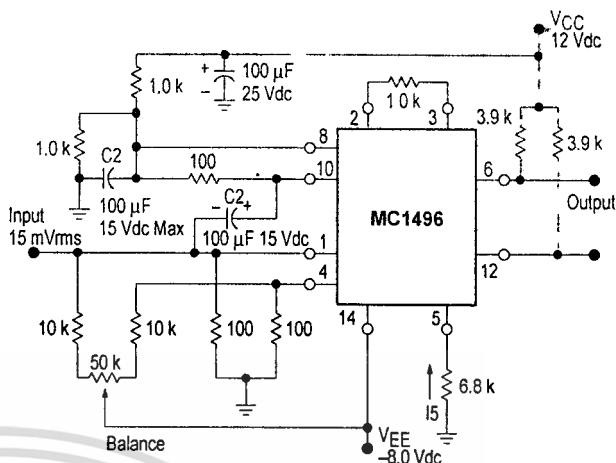
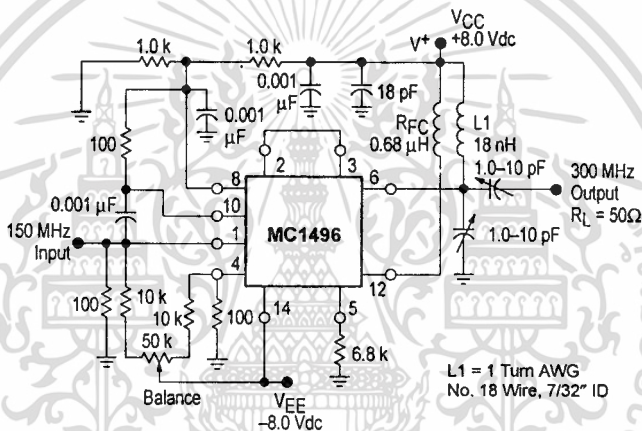
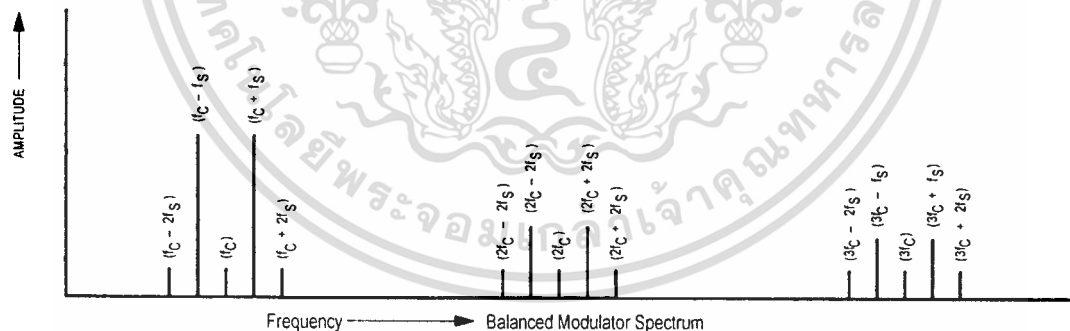


Figure 32. 150 to 300 MHz Doubler



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



DEFINITIONS

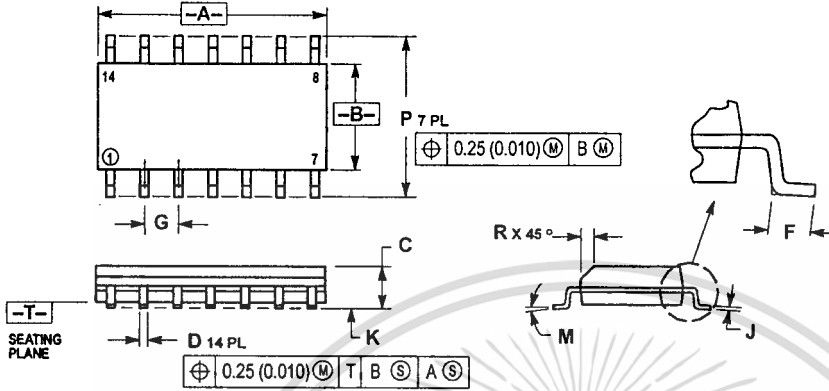
f_C	Carrier Fundamental	$f_C = n f_S$	Fundamental Carrier Sideband Harmonics
f_S	Modulating Signal	$n f_C$	Carrier Harmonics
$f_C - f_S$	Fundamental Carrier Sidebands	$n f_C \pm f_S$	Carrier Harmonic Sidebands

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, B

OUTLINE DIMENSIONS

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

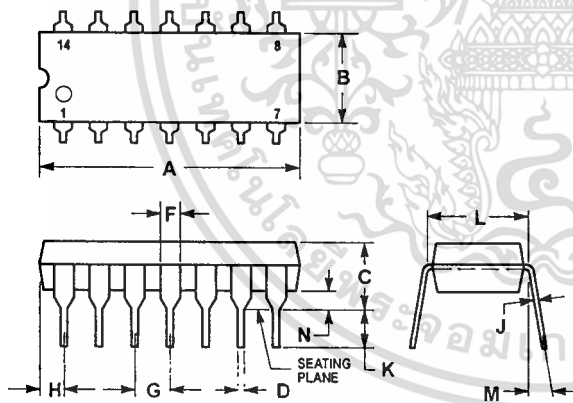


NOTES

- 1 DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
- 2 CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
- 3 DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
- 4 MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
- 5 DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

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

P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 646-06 ISSUE L




NOTES

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

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	19.56
B	0.240	0.280	6.10	6.60
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.052	0.095	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0°	10°	0°	10°
N	0.015	0.039	0.39	1.01



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

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed, Motorola Literature Distribution:
Box 20912, Phoenix, Arizona 85036 1-800-441-2447 or 602-278-5454

JAPAN: Nippon Motorola Ltd. Tatsumi-SPD-JLDC, 6F, Seibu-Butsu-Bldg-Center
3-14-2 Tatsumi-Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-2315

FAX: (602) 278-6000
INTERNET: http://www.design-net.com

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors Pte. Ltd., EE Taikang Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629282



MOTOROLA

MOTOROLA ANALOG IC DEVICE DATA
MC1496/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้เพื่อการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

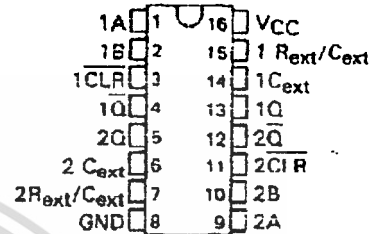
SDLS043

**SN54122, SN54123, SN54130, SN54LS122, SN54LS123,
SN74122, SN74123, SN74130, SN74LS122, SN74LS123**
RETRIGGERABLE MONOSTABLE MULTIVIBRATORS

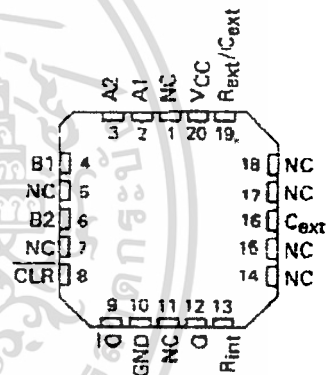
DECEMBER 1983 - REVISED MARCH 1988

- D-C Triggered from Active-High or Active-Low Gated Logic Inputs
- Retriggerable for Very Long Output Pulses, Up to 100% Duty Cycle
- Overriding Clear Terminates Output Pulse
- '122 and 'LS122 Have Internal Timing Resistors

SN54123, SN54130, SN54LS123 . . . J OR W PACKAGE
SN74123, SN74130 . . . N PACKAGE
SN74LS123 . . . D OR N PACKAGE
(TOP VIEW) (SEE NOTES 1 THRU 4)



SN54LS122 . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW) (SEE NOTES 1 THRU 4)



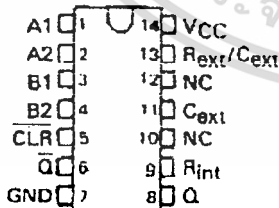
description

These d-c triggered multivibrators feature output pulse-duration control by three methods. The basic pulse time is programmed by selection of external resistance and capacitance values (see typical application data). The '122 and 'LS122 have internal timing resistors that allow the circuits to be used with only an external capacitor, if so desired. Once triggered, the basic pulse duration may be extended by retriggering the gated low-level-active (A) or high-level-active (B) inputs, or be reduced by use of the overriding clear. Figure 1 illustrates pulse control by retriggering and early clear.

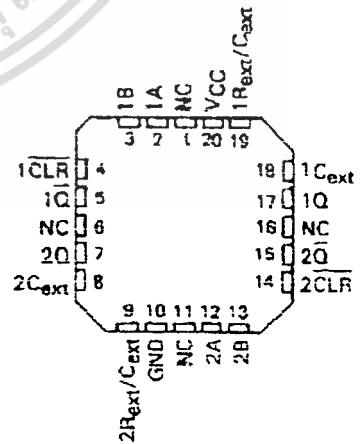
The 'LS122 and 'LS123 are provided enough Schmitt hysteresis to ensure jitter-free triggering from the B input with transition rates as slow as 0.1 millivolt per nanosecond.

The R_{int} is nominal 10 k Ω for '122 and 'LS122.

SN54122, SN54LS122 . . . J OR W PACKAGE
SN74122 . . . N PACKAGE
SN74LS122 . . . D OR N PACKAGE
(TOP VIEW) (SEE NOTES 1 THRU 4)



SN54LS123 . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW) (SEE NOTES 1 THRU 4)



NC - No internal connection

- NOTES:
1. An external timing capacitor may be connected between C_{ext} and R_{ext}/C_{ext} (positive).
 2. To use the internal timing resistor of '122 or 'LS122, connect R_{int} to VCC.
 3. For improved pulse duration accuracy and repeatability, connect an external resistor between R_{ext}/C_{ext} and VCC with R_{int} open-circuited.
 4. To obtain variable pulse durations, connect an external variable resistance between R_{int} or R_{ext}/C_{ext} and VCC.

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS INSTRUMENTS

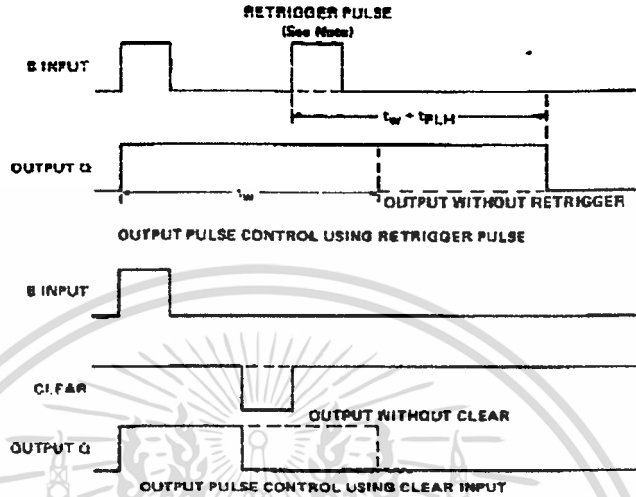
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัท Texas Instruments จำกัด ขอสงวนสิทธิ์ในข้อมูลและข้อกำหนดที่ปรากฏในเอกสารนี้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**SN54122, SN54123, SN54130, SN54LS122, SN54LS123,
SN74122, SN74123, SN74130, SN74LS122, SN74LS123
RETRIGGERABLE MONOSTABLE MULTIVIBRATORS**

description (continued)



NOTE: Retrigger pulses starting before 0.22 C_{EXT} (in picofarads) nanoseconds after the initial trigger pulse will be ignored and the output duration will remain unchanged.

FIGURE 1—TYPICAL INPUT/OUTPUT PULSES

'122, 'LS122
FUNCTION TABLE

CLEAR	INPUTS				OUTPUTS	
	A1	A2	B1	B2	Q	\bar{Q}
L	X	X	X	X	L	H
X	H	H	X	X	L†	H†
X	X	X	L	X	L†	H†
X	X	X	X	L	L†	H†
H	L	X	†	H	U	U
H	L	X	H	†	U	U
H	X	L	†	H	U	U
H	X	L	H	†	U	U
H	H	L	H	H	U	U
H	†	†	H	H	U	U
H	†	H	H	H	U	U
†	L	X	H	H	U	U
†	X	L	H	H	U	U

'123, '130, 'LS123
FUNCTION TABLE

CLEAR	INPUTS		OUTPUTS	
	A	B	Q	\bar{Q}
L	X	X	L	H
X	H	X	L†	H†
X	X	L	L†	H†
H	L	†	U	U
H	†	H	U	U
†	L	H	U	U

See explanation of function tables on page

† These lines of the functional tables assume that the indicated steady-state conditions at the A and B inputs have been set up long enough to complete any pulse started before the set up.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

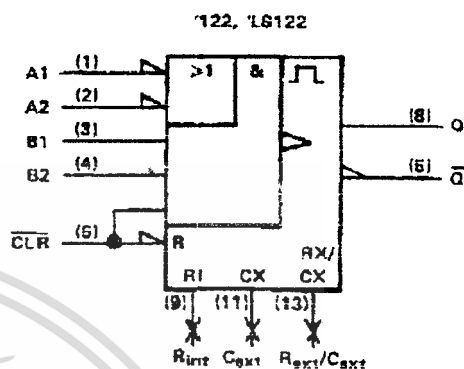
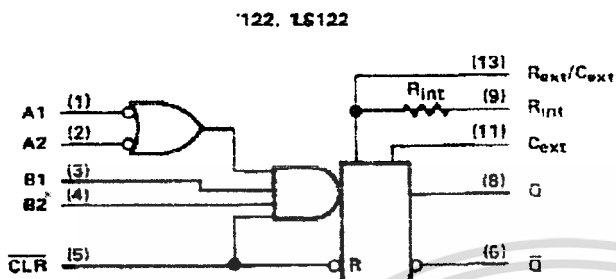
POST OFFICE BOX 855303 - DALLAS, TEXAS 75285

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่...
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**SN54122, SN54123, SN54130, SN54LS122, SN54LS123,
SN74122, SN74123, SN74130, SN74LS122, SN74LS123
RETRIGGERABLE MONOSTABLE MULTIVIBRATORS**

logic diagram (positive logic)

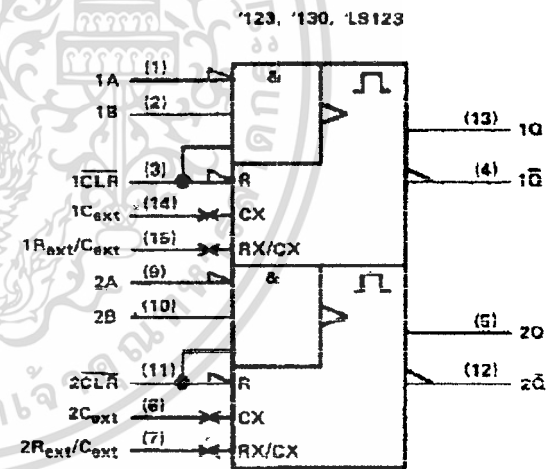
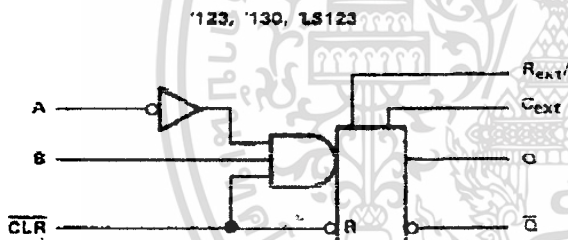
logic symbol†



R_{int} is nominally 10 k Ω for '122 and 'LS122

logic diagram (positive logic) (each multivibrator)

logic symbol†



Pin numbers shown are for D, J, N, and W packages.

†These symbols are in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์ ขอสงวนสิทธิ์ในนโยบายด้านการค้า

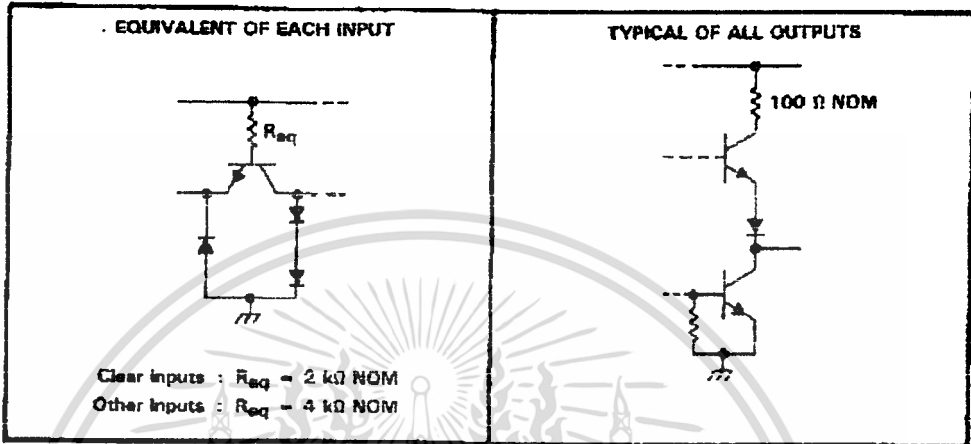
POST OFFICE BOX 655303 - DALLAS, TEXAS 75265

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

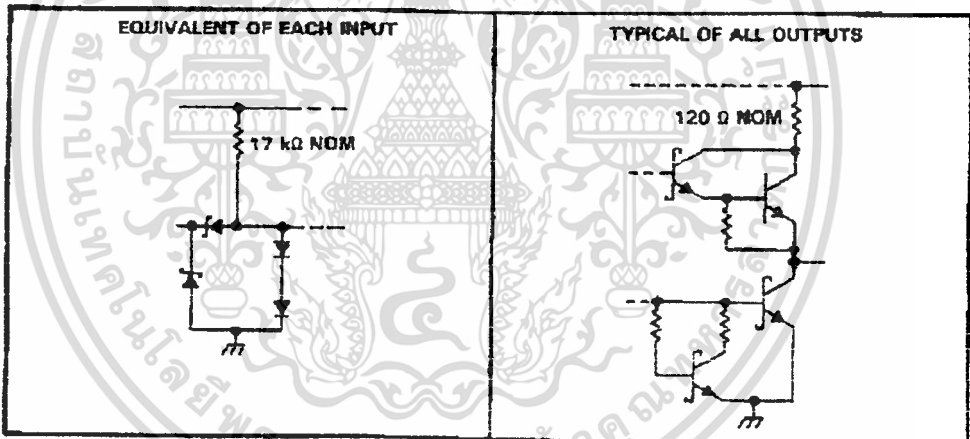
**SN54122, SN54123, SN54130, SN54LS122, SN54LS123,
SN74122, SN74123, SN74130, SN74LS122, SN74LS123
RETRIGGERABLE MONOSTABLE MULTIVIBRATORS**

schematics of inputs and outputs

'122, '123, '130 CIRCUITS



'LS122, 'LS123 CIRCUITS



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

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	7 V
Input voltage: '122, '123, '130	5.5 V
'LS122, 'LS123	7 V
Operating free-air temperature range: SN54'	-55 °C to 125 °C
SN74'	0 °C to 70 °C
Storage temperature range	-65 °C to 150 °C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SN54122, SN54123, SN54130, SN74122, SN74123, SN74130 RETRIGGERABLE MONOSTABLE MULTIVIBRATORS

recommended operating conditions

	SN54'			SN74'			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I_{OH}			-800			-800	μ A
Low-level output current, I_{OL}			16			16	mA
Pulse duration, t_w	40			40			ns
External timing resistance, R_{EXT}	5		26	5		60	k Ω
External capacitance, C_{EXT}	No restriction			No restriction			
Wiring capacitance at R_{EXT}/C_{AKT} terminal	50			50			pF
Operating free-air temperature, T_A	-55		125	0		70	$^{\circ}$ C

electrical characteristics over recommended free-air operating temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	'122			'123, '130			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX	
V_{IH} High-level input voltage		2			2			V
V_{IL} Low-level input voltage				0.8			0.8	V
V_{IK} Input clamp voltage				-1.5			-1.5	V
V_{OH} High-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_I = -12 \text{ mA}$	2.4	3.4		2.4	3.4		V
V_{OL} Low-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{OL} = 16 \text{ mA}$, See Note 5		0.2	0.4		0.2	0.4	V
I_I Input current at maximum input voltage	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 5.5 \text{ V}$			1			1	mA
I_{IH} High-level input current	Data inputs			40			40	μ A
	Clear input			80			80	μ A
I_{IL} Low-level input current	Data inputs			-1.6			-1.6	mA
	Clear input			-3.2			-3.2	mA
I_{OS} Short-circuit output current‡	$V_{CC} = \text{MAX}$, See Note 5	-10		-40	-10		-40	mA
I_{CC} Supply current (quiescent or triggered)	$V_{CC} = \text{MAX}$, See Notes 6 and 7		23	36		46	66	mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values are at $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$.

§ Not more than one output should be shorted at a time.

- NOTES: 5. Ground C_{EXT} to measure V_{OH} at Q, V_{OL} at \bar{Q} , or I_{OS} at Q. C_{EXT} is open to measure V_{OH} at \bar{Q} , V_{OL} at Q, or I_{OS} at \bar{Q} .
 6. Quiescent I_{CC} is measured (after clearing) with 4.5 V applied to all clear and A inputs, B inputs grounded, all outputs open and $R_{EXT} = 26 \text{ k}\Omega$. R_{INT} of '122 is open.
 7. I_{CC} is measured in the triggered state with 2.4 V applied to all clear and B inputs, A inputs grounded, all outputs open, $C_{EXT} = 0.02 \mu\text{F}$, and $R_{EXT} = 26 \text{ k}\Omega$. R_{INT} of '122 is open.

switching characteristics, $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, see note 8

PARAMETER†	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	'122, '130			'123			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t_{PLH}	A	Q	$C_{EXT} = 0$, $R_{EXT} = 6 \text{ k}\Omega$, $C_L = 15 \text{ pF}$, $R_L = 400 \Omega$	22		33	22		33	ns
	B	Q		19		28	19		28	
t_{PHL}	A	\bar{Q}		30		40	30		40	ns
	B	\bar{Q}		27		36	27		36	
t_{PHL}	Clear	\bar{Q}		18		27	18		27	ns
t_{PLH}	Clear	Q		30		40	30		40	ns
t_{wQ} (min)	A or B	\bar{Q}	45		66	45		76	ns	
t_{wQ}	A or B	Q	3.08	3.42	3.76	2.78	3.03	3.37	μ s	

† t_{PLH} = propagation delay time, low-to-high-level output

t_{PHL} = propagation delay time, high-to-low-level output

t_{wQ} = duration of pulse at output Q.

NOTE 8: Load circuits and voltage waveforms are shown in Section 1.

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75266

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่ควรนำข้อมูลนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SN54LS122, SN54LS123, SN74LS122, SN74LS123 RETRIGGERABLE MONOSTABLE MULTIVIBRATORS

recommended operating conditions

	SN54LS [†]			SN74LS [†]			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I _{OH}			-400			-400	μA
Low-level output current, I _{OL}			4			8	mA
Pulse duration, t _w	40			40			ns
External timing resistance, R _{EXT}	5		180	5		260	kΩ
External capacitance, C _{EXT}	No restriction			No restriction			
Wiring capacitance at R _{EXT} /C _{EXT} terminal	50			50			pF
Operating free-air temperature, T _A	-55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS [†]	SN54LS [†]			SN74LS [†]			UNIT		
		MIN	TYP [‡]	MAX	MIN	TYP [‡]	MAX			
V _{IH}	High-level input voltage	2			2			V		
V _{IL}	Low-level input voltage			0.7			0.8	V		
V _{IK}	Input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -18 mA			-1.6			-1.6	V	
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = V _{IL} max, I _{OH} = -400 μA			2.5	3.8	2.7	3.5	V	
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = V _{IL} max			I _{OL} = 4 mA I _{OL} = 8 mA		0.25	0.4	V	
I _I	Input current at maximum input voltage	V _{CC} = MAX, V _I = 7 V			0.1			0.1	mA	
I _{IH}	High-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 2.7 V			20			20	μA	
I _{IL}	Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4 V			-0.4			-0.4	mA	
I _{OS}	Short-circuit output current [§]	V _{CC} = MAX			-20	-100	-20	-100	mA	
I _{CC}	Supply current (quiescent or triggered)	V _{CC} = MAX, See Note 13			'LS122 'LS123		6 12	11 20	5 11 20	mA

[†]For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

[‡]All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.

[§]Not more than one output should be shorted at a time and duration of the short-circuit should not exceed one second.

NOTES: 12. To measure V_{OH} at Q, V_{OL} at Q, or I_{OS} at Q, ground R_{EXT}/C_{EXT}, apply 2 V to B and clear, and pulse A from 2 V to 0 V.
13. With all outputs open and 4.5 V applied to all data and clear inputs, I_{CC} is measured after a momentary ground, then 4.5 V is applied to A or B inputs.

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C (see note 8)

PARAMETER [†]	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t _{PLH}	A	Q	C _{EXT} = 0, R _{EXT} = 5 kΩ, C _L = 15 pF, R _L = 2 kΩ		23	33	ns
	B	Q			23	44	
t _{PHL}	A	Q			32	45	ns
	B	Q			34	58	
t _{PHL}	Clear	Q			20	27	ns
t _{PLH}		Q			28	45	
t _{wQ} (min)	A or B	Q		116	200	ns	
t _{wQ}	A or B	Q	C _{EXT} = 1000 pF, R _{EXT} = 10 kΩ, C _L = 15 pF, R _L = 2 kΩ	4	4.5	5	μs

[†]t_{PLH} = propagation delay time, low-to-high-level output

t_{PHL} = propagation delay time, high-to-low-level output

t_{wQ} = duration of pulse at output Q.

NOTE 8: Load circuits and voltage waveforms are shown in Section 1

TEXAS
INSTRUMENTS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**SN54122, SN54123, SN54130
SN74122, SN74123, SN74130
RETRIGGERABLE MONOSTABLE MULTIVIBRATORS**

TYPICAL APPLICATION DATA FOR '122, '123, '130

For pulse durations when $C_{ext} \leq 1000$ pF, see Figure 4.

The output pulse duration is primarily a function of the external capacitor and resistor. For $C_{ext} > 1000$ pF, the output pulse duration (t_w) is defined as:

$$t_w = K \cdot R_T \cdot C_{ext} \left(1 + \frac{0.7}{R_T} \right)$$

where

K is 0.32 for '122, 0.28 for '123 and '130

R_T is in $k\Omega$ (internal or external timing resistance.)

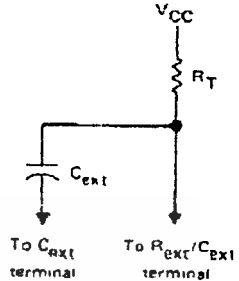
C_{ext} is in pF

t_w is in ns

To prevent reverse voltage across C_{ext} , it is recommended that the method shown in Figure 2 be employed when using electrolytic capacitors and in applications utilizing the clear function. In all applications using the diode, the pulse duration is:

$$t_w = K_D \cdot R_T \cdot C_{ext} \left(1 + \frac{0.7}{R_T} \right)$$

K_D is 0.28 for '122, 0.25 for '123 and '130



**TIMING COMPONENT CONNECTIONS
FIGURE 3**

**TYPICAL OUTPUT PULSE DURATION
vs
EXTERNAL TIMING CAPACITANCE**

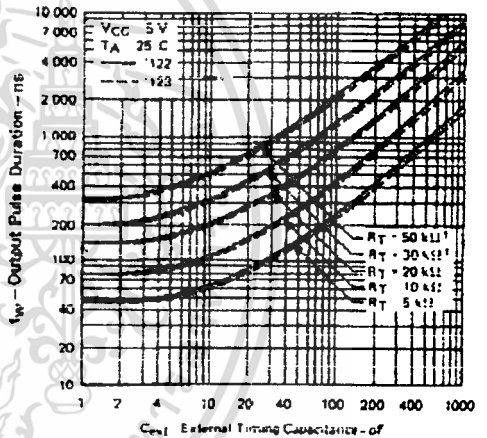
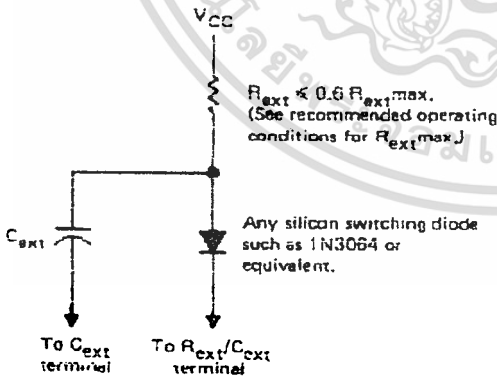


FIGURE 4

These values of resistance exceed the maximum recommended for use over the full temperature range of the SN54' circuits.



**TIMING COMPONENT CONNECTIONS WHEN
 $C_{ext} > 1000$ pF AND CLEAR IS USED**

FIGURE 2

Applications requiring more precise pulse durations (up to 28 seconds) and not requiring the clear feature can best be satisfied with the '121.

SN54LS122, SN54LS123, SN74LS122, SN74LS123 RETRIGGERABLE MONOSTABLE MULTIVIBRATORS

TYPICAL APPLICATION DATA FOR 'LS122, 'LS123

The basic output pulse duration is essentially determined by the values of external capacitance and timing resistance. For pulse durations when $C_{ext} \leq 1000 \text{ pF}$, use Figure 6, or use Figure 7 where the pulse duration may be defined as:

$$t_w = K \cdot R_T \cdot C_{ext}$$

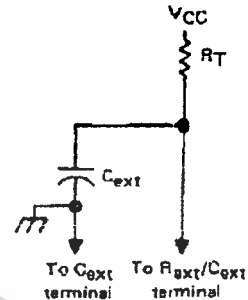
When $C_{ext} \geq 1 \text{ }\mu\text{F}$, the output pulse width is defined as:

$$t_w = 0.33 \cdot R_T \cdot C_{ext}$$

For the above two equations, as applicable;

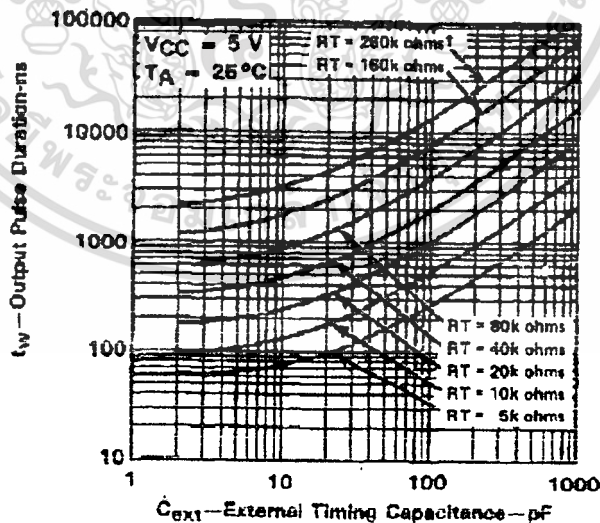
K is multiplier factor, see Figure 7
 R_T is in $k\Omega$ (internal or external timing resistance)
 C_{ext} is in pF
 t_w is in ns

For maximum noise immunity, system ground should be applied to the C_{ext} node, even though the C_{ext} node is already tied to the ground lead internally. Due to the timing scheme used by the 'LS122 and 'LS123, a switching diode is not required to prevent reverse biasing when using electrolytic capacitors.



TIMING COMPONENT CONNECTIONS
FIGURE 5

'LS122, 'LS123 TYPICAL OUTPUT PULSE DURATION VS EXTERNAL TIMING CAPACITANCE



*This value of resistance exceeds the maximum recommended for use over the full temperature range of the SN54LS circuits.

FIGURE 6

TEXAS
INSTRUMENTS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ POST OFFICE BOX 683303 DALLAS, TEXAS 75203

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SN54LS122, SN54LS123, SN74LS122, SN74LS123 RETRIGGERABLE MONOSTABLE MULTIVIBRATORS

TYPICAL APPLICATION DATA FOR 'LS122, 'LS123†

MULTIPLIER FACTOR
vs
EXTERNAL CAPACITOR

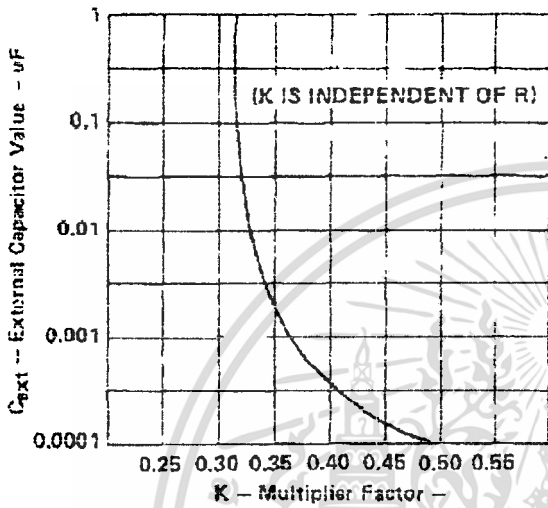


FIGURE 7

DISTRIBUTION OF UNITS
vs
OUTPUT PULSE DURATION

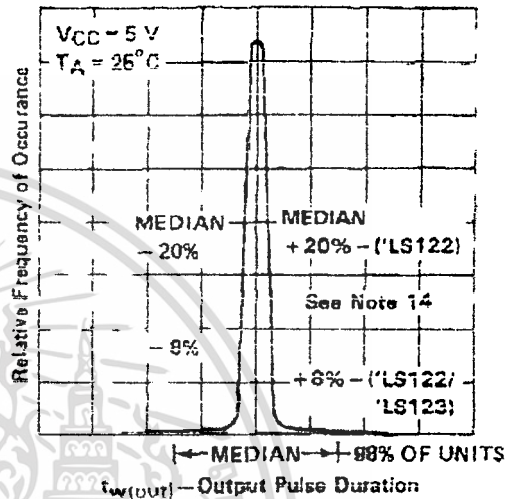


FIGURE 8

VARIATION IN OUTPUT PULSE DURATION
vs
SUPPLY VOLTAGE

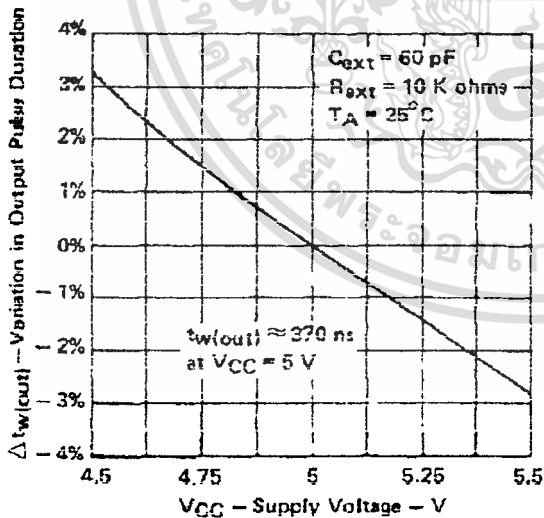


FIGURE 9

VARIATION IN OUTPUT PULSE DURATION
vs
FREE-AIR TEMPERATURE

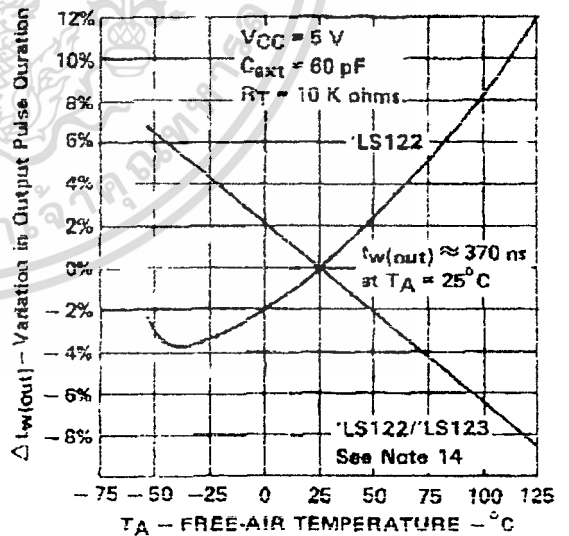


FIGURE 10

NOTE 14. For the 'LS122, the internal timing resistor, R_{int} , was used. For the 'LS122/123, an external timing resistor was used for R_T .
†Data for temperatures below $0^\circ C$ and above $70^\circ C$ and for supply voltages below 4.75 V and above 5.25 V are applicable for SN54LS122 and SN54LS123 only.

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655303 - DALLAS, TEXAS 75266

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นหน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM747 Dual Operational Amplifier

General Description

The LM747 is a general purpose dual operational amplifier. The two amplifiers share a common bias network and power supply leads. Otherwise, their operation is completely independent.

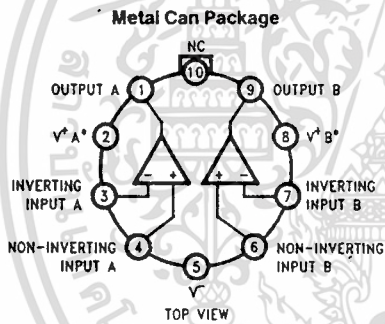
Additional features of the LM747 are: no latch-up when input common mode range is exceeded, freedom from oscillations, and package flexibility.

The LM747C/LM747E is identical to the LM747/LM747A except that the LM747C/LM747E has its specifications guaranteed over the temperature range from 0°C to +70°C instead of -55°C to +125°C.

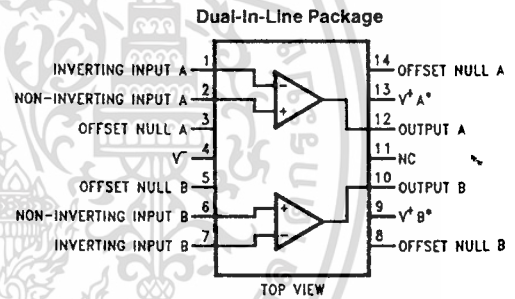
Features

- No frequency compensation required
- Short-circuit protection
- Wide common-mode and differential voltage ranges
- Low power consumption
- No latch-up
- Balanced offset null

Connection Diagrams



Order Number LM747H
See NS Package Number H10C



Order Number LM747CN or LM747EN
See NS Package Number N14A

*V+ A and V+ B are internally connected

TL/H/11479-5

Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage	
LM747/LM747A	±22V
LM747C/LM747E	±18V
Power Dissipation (Note 1)	800 mW
Differential Input Voltage	±30V

Input Voltage (Note 2)	±15V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Operating Temperature Range	
LM747/LM747A	-55°C to +125°C
LM747C/LM747E	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	300°C

Electrical Characteristics (Note 3)

Parameter	Conditions	LM747A/LM747E			LM747			LM747C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0		1.0	5.0		2.0	6.0	mV
	$R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			4.0			6.0			7.5	
Average Input Offset Voltage Drift				15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	±10			±15			±15			mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30		20	200		20	200	nA
				70		85	500			300	
Average Input Offset Current Drift				0.5							$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$		30	80		80	500		80	500	nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		M Ω
	$V_S = \pm 20\text{V}$	0.5									
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$		±12	±13		±12	±13		±12	±13	V
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}, V_O = \pm 15\text{V}$		50								V/mV
	$V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 10\text{V}$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$					50	200		20	200	V/mV
	$V_S = \pm 20\text{V}, V_O = \pm 15\text{V}$		32								V/mV
	$V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 10\text{V}$					25			15		V/mV
	$V_S = \pm 5\text{V}, V_O = \pm 2\text{V}$		10								V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$		±16								V
	$V_S = \pm 15\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$					±12	±14		±12	±14	
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		10	25	35		25			25	mA
Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega, V_{\text{CM}} = \pm 12\text{V}$					70	90		70	90	dB
	$R_S \geq 50\text{ k}\Omega, V_{\text{CM}} = \pm 12\text{V}$		80	95							

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Note 3) (Continued)

Parameter	Conditions	LM747A/LM747E			LM747		LM747C			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max
Supply Voltage Rejection Ratio	$V_S = \pm 20V$ to $V_S = \pm 5V$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	86	96		77	96		77	96	
Transient Response Rise Time Overshoot	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain		0.25 6.0	0.8 20		0.3 5			0.3 5	
Bandwidth (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5							
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5	
Supply Current/Amp	$T_A = 25^\circ\text{C}$			2.5		1.7	2.8		1.7	2.8
Power Consumption/Amp	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20V$ $V_S = \pm 15V$		80	150		50	85		50	85
LM747A	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			165 135						
LM747E	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			150 150 150						
LM747	$V_S = \pm 15V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$					60 45	100 75			

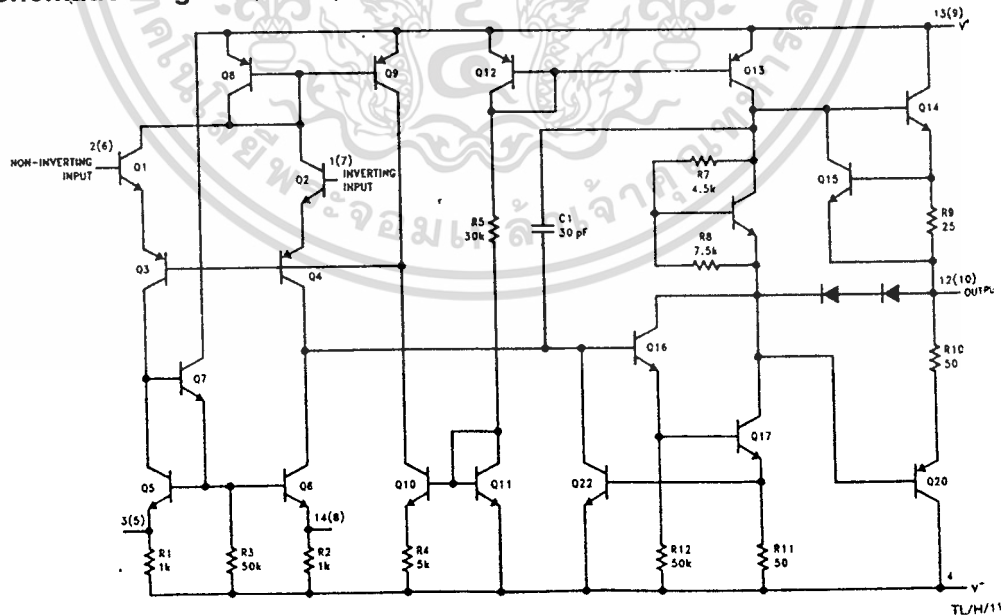
Note 1: The maximum junction temperature of the LM747C/LM747E is 100°C . For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package are derated based on a thermal resistance of $150^\circ\text{C}/\text{W}$, junction to ambient, or $45^\circ\text{C}/\text{W}$, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is $75^\circ\text{C}/\text{W}$, junction to ambient.

Note 2: For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: These specifications apply for $\pm 5V \leq V_S \leq \pm 20V$ and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$ for the LM747A and $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ for the LM747E unless otherwise specified. The LM747 and LM747C are specified for $V_S = \pm 15V$ and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$ and $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$, respectively, unless otherwise specified.

Note 4: Calculated value from: $0.35/\text{Rise Time}$ (μs).

Schematic Diagram (Each Amplifier)

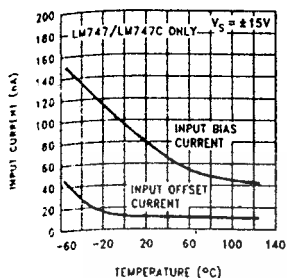


Note: Numbers in parentheses are pin numbers for amplifier B, DIP only.

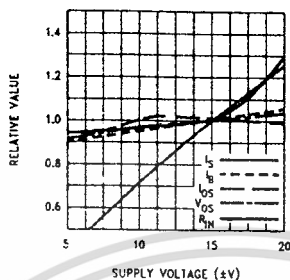
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

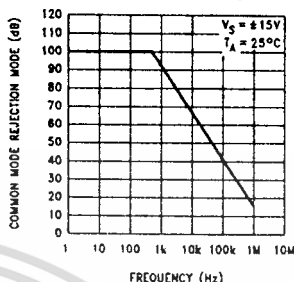
Input Bias and Offset Currents vs Ambient Temperature



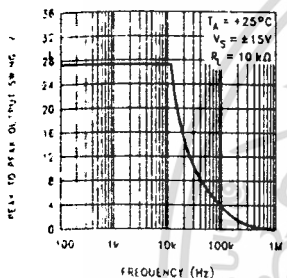
DC Parameters vs Supply Voltage



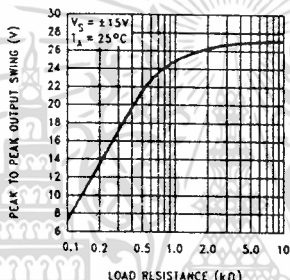
Common Mode Rejection Ratio vs Frequency



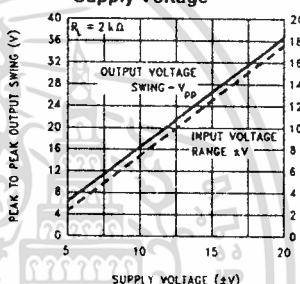
Output Voltage Swing vs Frequency



Output Voltage Swing vs Load Resistance

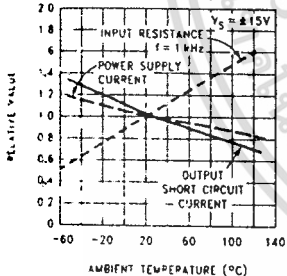


Output Swing and Input Range vs Supply Voltage

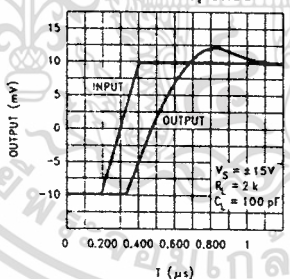


INPUT COMMON MODE VOLTAGE RANGE (±V)

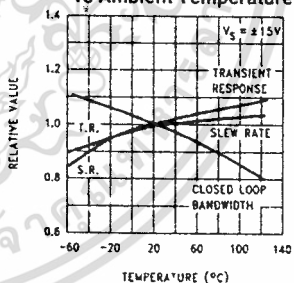
Normalized DC Parameters vs Ambient Temperature



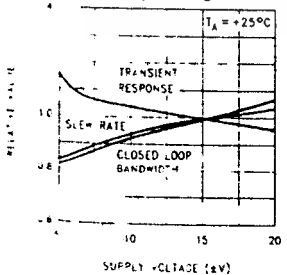
Transient Response



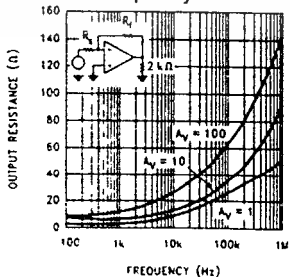
Frequency Characteristics vs Ambient Temperature



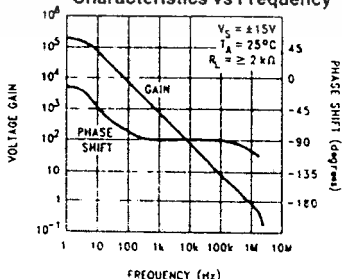
Frequency Characteristics vs Supply Voltage



Output Resistance vs Frequency



Open Loop Transfer Characteristics vs Frequency

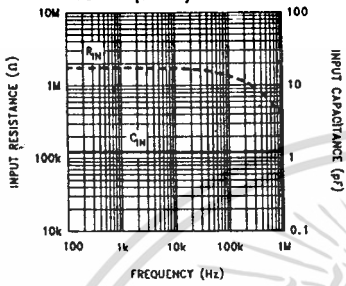


TL/H/11478-2

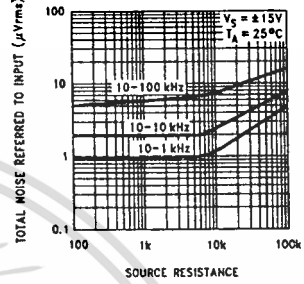
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)

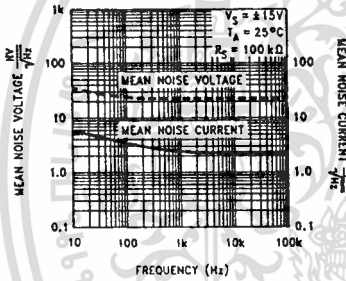
Input Resistance and Input Capacitance vs Frequency



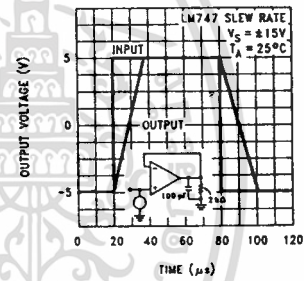
Broadband Noise for Various Bandwidths



Input Noise Voltage and Current vs Frequency



Voltage Follower Large Signal Pulse Response



TL/H/1147

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM13600 Dual Operational Transconductance Amplifiers with Linearizing Diodes and Buffers

General Description

The LM13600 series consists of two current controlled transconductance amplifiers each with differential inputs and a push-pull output. The two amplifiers share common supplies but otherwise operate independently. Linearizing diodes are provided at the inputs to reduce distortion and allow higher input levels. The result is a 10 dB signal-to-noise improvement referenced to 0.5 percent THD. Controlled impedance buffers which are especially designed to complement the dynamic range of the amplifiers are provided.

- Excellent matching between amplifiers
- Linearizing diodes
- Controlled impedance buffers
- High output signal-to-noise ratio

Applications

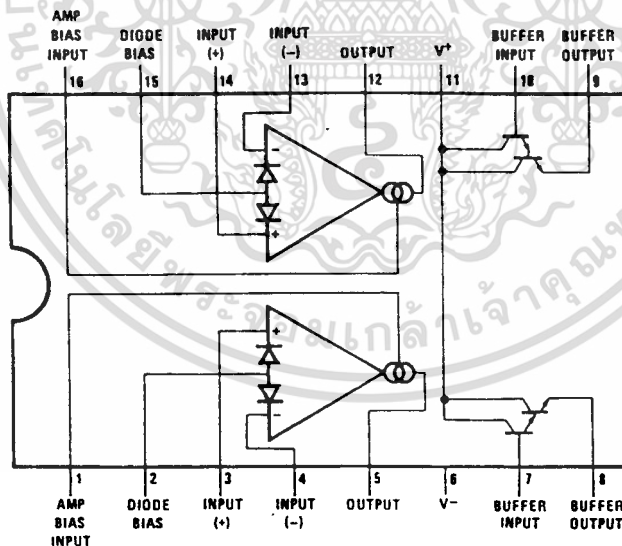
- Current-controlled amplifiers
- Current-controlled impedances
- Current-controlled filters
- Current-controlled oscillators
- Multiplexers
- Timers
- Sample and hold circuits

Features

- g_m adjustable over 6 decades
- Excellent g_m linearity

Connection Diagram

Dual-In-Line and Small Outline Packages



TL/H/7980-2

Top View

Order Number LM13600M, LM13600N or LM13600AN
See NS Package Number M16A or N16A

Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage (Note 1)	36 V _{DC} or ±18V
LM13600	44 V _{DC} or ±22V
LM13600A	
Power Dissipation (Note 2) T _A = 25°C	570 mW
Differential Input Voltage	±5V
Diode Bias Current (I _D)	2 mA
Amplifier Bias Current (I _{ABC})	2 mA
Output Short Circuit Duration	Continuous
Buffer Output Current (Note 3)	20 mA

Operating Temperature Range	0°C to +70°C
DC Input Voltage	+V _S to -V _S
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

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

Electrical Characteristics (Note 4)

Parameter	Conditions	LM13600			LM13600A			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (V _{OS})	Over Specified Temperature Range I _{ABC} = 5 μA		0.4	4		0.4	1	mV
			0.3	4		0.3	1	mV
V _{OS} Including Diodes	Diode Bias Current (I _D) = 500 μA		0.5	5		0.5	2	mV
Input Offset Change	5 μA ≤ I _{ABC} ≤ 500 μA		0.1	3		0.1	1	mV
Input Offset Current			0.1	0.6		0.1	0.6	μA
Input Bias Current	Over Specified Temperature Range		0.4	5		0.4	5	μA
			1	8		1	7	μA
Forward Transconductance (g _m)	Over Specified Temperature Range		6700	13000		7700	12000	μmho
			5400			4000		μmho
g _m Tracking			0.3			0.3	dB	
Peak Output Current	R _L = 0, I _{ABC} = 5 μA		5		3	5	7	μA
	R _L = 0, I _{ABC} = 500 μA	350	500	650	350	500	650	μA
	R _L = 0, Over Specified Temp Range	300			300			μA
Peak Output Voltage	R _L = ∞, 5 μA ≤ I _{ABC} ≤ 500 μA	+12	+14.2		+12	+14.2		V
	R _L = ∞, 5 μA ≤ I _{ABC} ≤ 500 μA	-12	-14.4		-12	-14.4		V
Supply Current	I _{ABC} = 500 μA, Both Channels		2.6			2.6		mA
V _{OS} Sensitivity	ΔV _{OS} /ΔV + ΔV _{OS} /ΔV -		20	150		20	150	μV/V
			20	150		20	150	μV/V
CMRR		80	110		80	110	dB	
Common Mode Range		±12	±13.5		±12	±13.5	V	
Crosstalk	Referred to Input (Note 5) 20 Hz < f < 20 kHz		100			100		dB
Differential Input Current	I _{ABC} = 0, Input = ±4V		0.02	100		0.02	10	nA
Leakage Current	I _{ABC} = 0 (Refer to Test Circuit)		0.2	100		0.2	5	nA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Note 4) (Continued)

Parameter	Conditions	LM13600			LM13600A			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Resistance		10	26		10	26		k Ω
Open Loop Bandwidth			2			2		MHz
Slew Rate	Unity Gain Compensated		50			50		V/ μ s
Buffer Input Current	(Note 5), Except $I_{ABC} = 0 \mu A$		0.2	0.4		0.2	0.4	μA
Peak Buffer Output Voltage	(Note 5)	10			10			V

Note 1: For selections to a supply voltage above $\pm 22V$, contact factory.

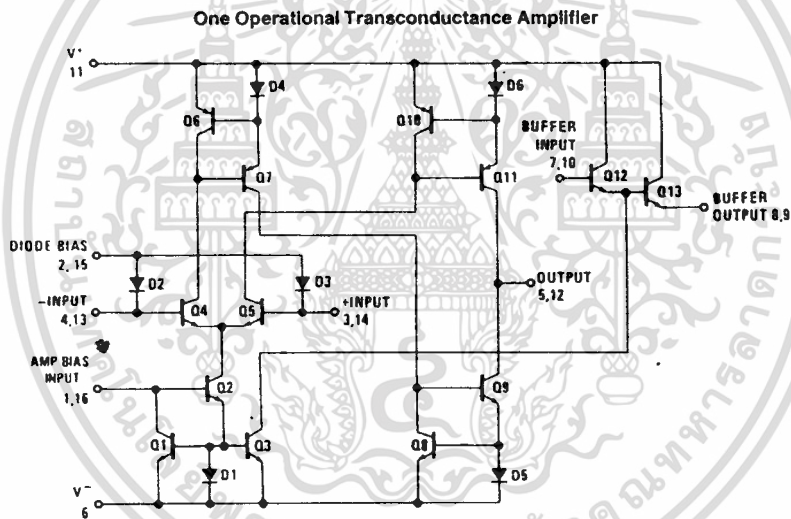
Note 2: For operating at high temperatures, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in still air.

Note 3: Buffer output current should be limited so as to not exceed package dissipation.

Note 4: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$, amplifier bias current ($I_{ABC} = 500 \mu A$, pins 2 and 15 open unless otherwise specified. The inputs to the buffers are grounded and outputs are open.

Note 5: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$, $I_{ABC} = 500 \mu A$, $R_{OUT} = 5 k\Omega$ connected from the buffer output to $-V_S$ and the input of the buffer is connected to the transconductance amplifier output.

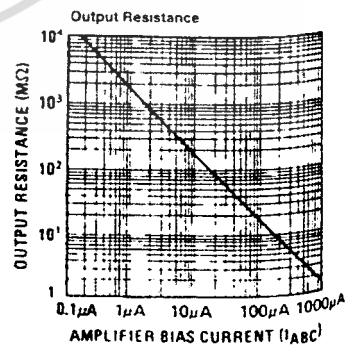
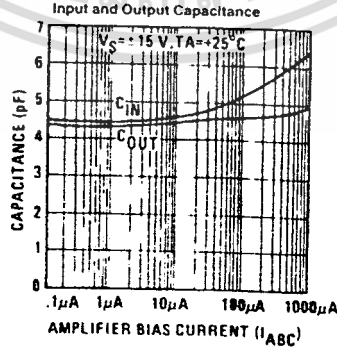
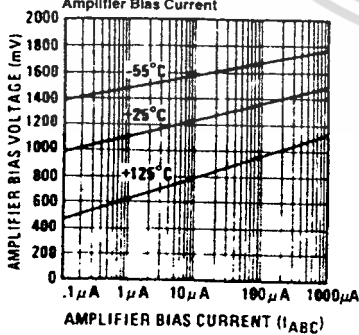
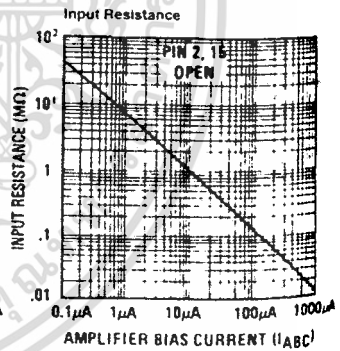
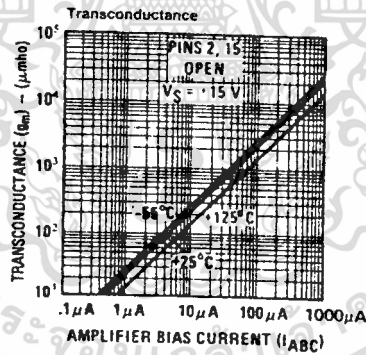
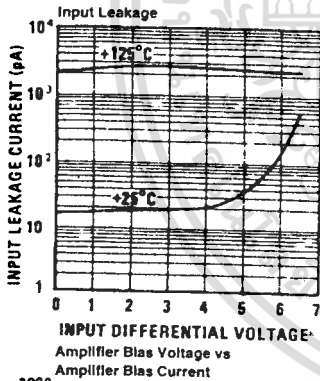
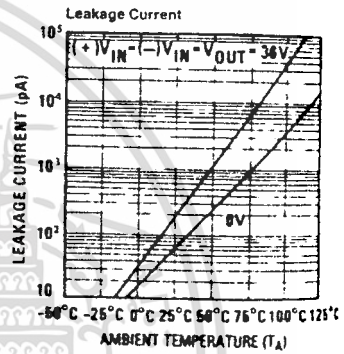
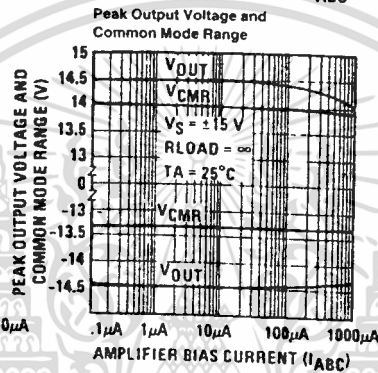
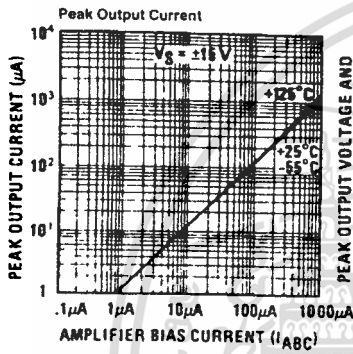
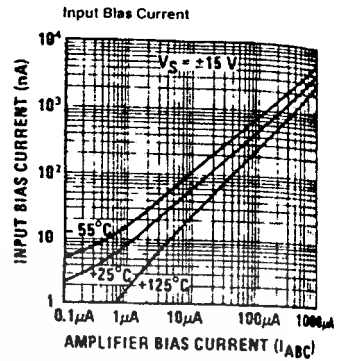
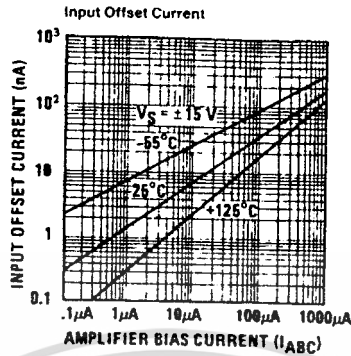
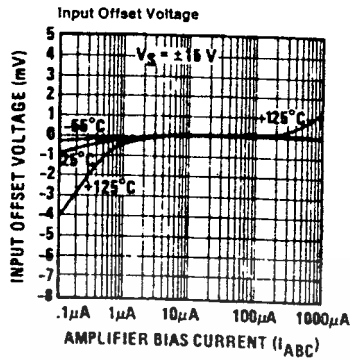
Schematic Diagram



TL/H/7980-1

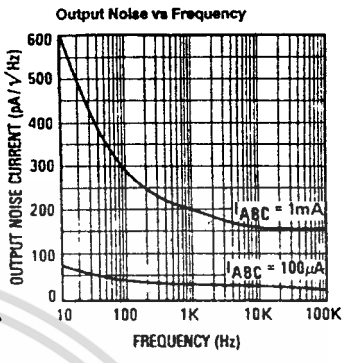
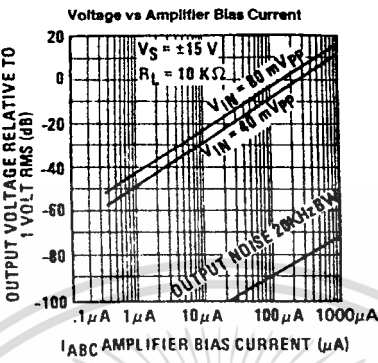
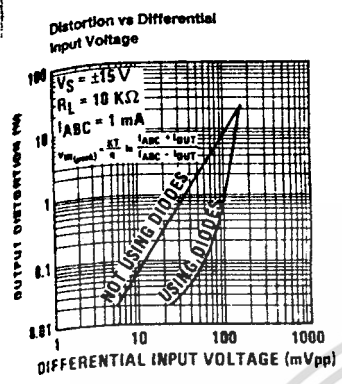
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

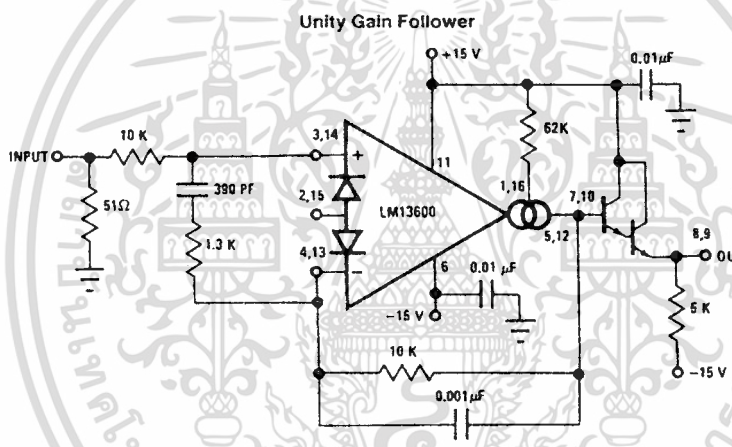


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

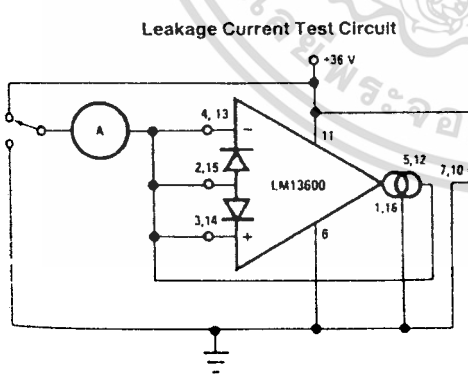
Typical Performance Characteristics (Continued)



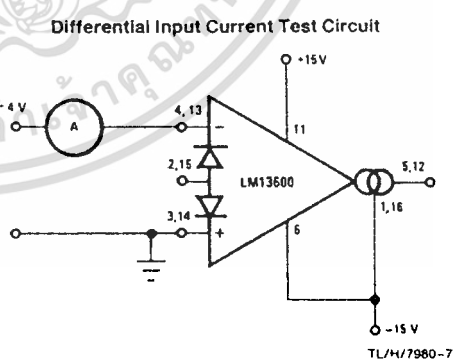
TL/H/7980-4



TL/H/7980-5



TL/H/7980-6



TL/H/7980-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ก็ด้วยความอนุเคราะห์จากอาจารย์
ทุกท่านที่เกยอบรม สั่งสอน ทำให้ผู้จัดทำสามารถนำวิชาความรู้ที่ได้รับการสั่งสอนมาประยุกต์ใช้
โดยเฉพาะอย่างยิ่ง รศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์ , ผศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน ,อาจารย์ วิภา แสงพิลิตี
ที่คอยให้ความช่วยเหลือ คำแนะนำ คำปรึกษา ชี้แนะแนวทางในการปฏิบัติงานต่าง ๆ เป็นอย่างดี
จึงขอขอบคุณมา ณ ที่นี้ด้วย

ผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

- [1] บัณฑิต โรจน์อารยานนท์ “หลักการไฟฟ้าสื่อสาร “ กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย 2538
- [2] บัณฑิต บัวบูชา “การคำนวณวงจรทรานซิสเตอร์” กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์
- [3] นิกธ สุชุตมตันติ “การออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ “ กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2533
- [4] บุญชัช เนติศักดิ์ “ทฤษฎีและปฏิบัติเครื่องรับวิทยุ AM/FM “ กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ซีเอ็ด 2540
- [5] “ออปแอมป์ “ กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์ 2538
- [6] ชูชัย ธารสารตั้งเจริญ & AEG “การออกแบบวงจรโดยใช้ออปแอมป์“ กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์ 2539
- [7] สุชาติ กังวารจิตต์ “หลักการทํางานเครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร “ กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ซีเอ็ด
- [8] การประชุมวิชาการทางวิศวกรรม ไฟฟ้าครั้งที่ 18 “การปรับปรุงการตีเทคต์สัญญาณแบบใช้กฎกำลัง 2”
- [9] Paul H. Young, “Electronic Communication Technique “ ,Thrid Edition, Merrill,pp. 368-370, 1994