



เครื่องป้องกันการดักฟังแบบอนาล็อก
AN ANALOG VOICE SCRAMBLER

โดย

นายภคินันท์ เกษรา

นายมงคล อุฬิมาย

นายวีระชัย ปริชญาวีวัฒน์กุล

29 ก.ย. 2541
วัน เดือน ปี..... 038120
เลขทะเบียน.....
เลขเรียกหนังสือ..... T.30.1.40.๓๑๑๑๑

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

038120

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องป้องกันการดักฟังแบบอนาล็อก
AN ANALOG VOICE SCRAMBLER

โดย

นายภักดิ์นันท์	เกษรา	รหัส	36014309
นายมงคล	อุฬิมาย	รหัส	36014323
นายวีระชัย	ปริญญาวิวัฒน์กุล	รหัส	36014421

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.กอบชัย เคชหาญ

ดร.ทองทศ วานิชศรี

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2539

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

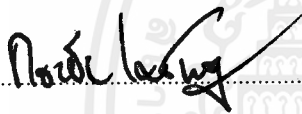
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องป้องกันการดักฟังแบบอนาล็อก

AN ANALOG VOICE SCRAMBLER

ผู้จัดทำ

1. นายภักดิ์นันท์ เกษรา 36014309
2. นายมงคล คูพิมาย 36014323
3. นายวีระชัย ปริญญาวิวัฒน์กุล 3 6014421



.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องป้องกันการดักฟังแบบอนาลอก

An Analog Voice Scrambler

โดย นายภคพันธ์ เกษรา
นายมงคล คูพิมาย
นายวิระชัย ปริญญาวิวัฒน์กุล

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ
ดร.ทองทศ วานิชศรี

บทคัดย่อ

รายงานฉบับนี้เป็นเรื่องของอุปกรณ์ที่ช่วยเพิ่มความปลอดภัยในระบบการสื่อสารโทรศัพท์ ที่เรียกว่า สแครมเบอร์ สำหรับกรรมวิธีในการสร้างสแครมเบอร์นั้น มีอยู่หลายวิธีด้วยกัน โดยแต่ละวิธีก็จะมีระดับความปลอดภัยที่แตกต่างกัน เช่น การกลับช่วงความถี่ (frequency inversion) , การแบ่งช่วงความถี่ (frequency splitting) สำหรับรายงานฉบับนี้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยในระบบการสื่อสารให้มากขึ้น จะใช้วิธีการทั้งสองผสมกัน โดยจะทำการแบ่งช่วงความถี่ของสัญญาณเสียง ที่จะส่งเข้าไปในสายโทรศัพท์ ซึ่งมีแบนด์วิธ เท่ากับ 3 กิโลเฮิร์ตซ์ออกเป็นช่วงๆ จากนั้นจะใช้วิธีการกลับช่วงความถี่ และการกลับความถี่ของสัญญาณเสียง ซึ่งจะทำให้ระบบการสื่อสาร มีความน่าเชื่อถือมากขึ้น

ABSTRACT

This report concerns about the device that increases the security in telephone communication system so called " Scrambler ". There are many processes to construct the scrambler and each different in security level such as frequency inversion , frequency splitting , and etc. This report increases more security by using the frequency inversion and frequency splitting in aggregate. The voice signal will be divided in many frequency ranges and is sent via telephone line (3 kHz bandwidth). The technique is to change the frequency range position and the use voice frequency inversion for more reliability in communication system.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	21
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	37
บทที่ 5 บทสรุปวิจารณ์และแนวทางพัฒนา	62



สารบัญรูปภาพ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	
รูปที่ 1.1.1 แสดงการสลับความถี่และแบนด์พาสอินเวอร์ชัน	1
รูปที่ 1.3.1 แสดงรูปของแบนด์สแครมบลิ่ง	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	
รูปที่ 2.1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสแครมเบอร์	4
รูปที่ 2.3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของออปแอมป์	6
รูปที่ 2.3.2 แสดงสัญลักษณ์ทั่วไปของออปแอมป์	7
รูปที่ 2.3.3 แสดงวงจรภายในของออปแอมป์เบอร์ 741	8
รูปที่ 2.4.1 แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ	9
รูปที่ 2.4.2 แสดงตัวอย่างของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบพื้นฐาน	10
รูปที่ 2.4.3 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำที่ประกอบด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ	11
รูปที่ 2.5.1 แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่สูง	12
รูปที่ 2.6.1 แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่เป็นช่วง	13
รูปที่ 2.6.2 แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำและสูงร่วมกัน	14
รูปที่ 2.7.1 แสดงตัวอย่างสเปกตรัมของสัญญาณอนาล็อก	15
รูปที่ 2.7.2 แสดงรูปร่างของสัญญาณเบสแบนด์และสัญญาณ AM	16
รูปที่ 2.7.3 แสดงสัญญาณ AM ที่มีอัตราส่วนแอมพลิจูดสูงและต่ำกว่า 1	17
รูปที่ 2.8.1 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณ AM	17
รูปที่ 2.10.1 แสดงการมอดูเลตแบบผลคูณ	18
รูปที่ 2.10.2 แสดงวงจรเวริเอเบิลทรานคอนดัคแตนซ์	19
รูปที่ 2.11.1 แสดงระบบแปลงความถี่ของสัญญาณที่ใช้วงจรคูณ	20
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	
รูปที่ 3.1.1 แสดงผลตอบสนองความถี่กรณียของวงจรกรองความถี่ต่ำ	22
รูปที่ 3.1.2 แสดงผลตอบสนองในหน่วย dB	22
รูปที่ 3.1.3 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับสอง	23
รูปที่ 3.2.1 แสดงผลตอบสนองกรณียแบบบัตเตอร์เวิร์ธ	24
รูปที่ 3.4.1 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับสี่	26
รูปที่ 3.4.2 แสดงวงจรที่ใช้งาน	26

รูปที่ 3.4.3	แสดงวงจรที่ใช้งาน	27
รูปที่ 3.5.1	ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองเฉพาะแถบความถี่	28
รูปที่ 3.6.1	แสดงวงจรกรองเฉพาะแถบความถี่อันดับที่สอง	29
รูปที่ 3.7.1	แสดงวงจรแบบป้อนกลับหลายทาง	30
รูปที่ 3.8.1	แสดงวงจรกรองเฉพาะแถบความถี่กรณีป้อนกลับแบบบวก	31
รูปที่ 3.8.2	แสดงวงจรที่ใช้งานจริง	32
รูปที่ 3.8.3	แสดงวงจรที่ใช้งานจริง	33
รูปที่ 3.9.1	แสดงวงจรถ่ายทอดสัญญาณความถี่โดยใช้ไอซีเบอร์ 555	34
รูปที่ 3.10.1	แสดงส่วนประกอบภายในวงจรคูณ	35

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

รูปที่ 4.1.1	แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสแครมเบอร์แบบ 1 ช่องสัญญาณ	37
รูปที่ 4.1.2	แสดงวงจรสแครมเบอร์แบบช่องสัญญาณเดียว	37
รูปที่ 4.1.3	แสดงรูปคลื่นความถี่ของสัญญาณเสียง	38
รูปที่ 4.1.4	แสดงสัญญาณเสียงเมื่อผ่านการมอดูเลตกับคลื่นพาหะความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์	38
รูปที่ 4.1.5	แสดงสัญญาณเสียงเมื่อผ่านวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์	39
รูปที่ 4.1.6	แสดงสัญญาณความถี่ 10-13 กิโลเฮิร์ตซ์มอดูเลตกับความถี่ 13 กิโลเฮิร์ตซ์	39
รูปที่ 4.1.7	แสดงสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำย่าน 0-3 กิโลเฮิร์ตซ์	40
รูปที่ 4.1.8	แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสแครมเบอร์แบบ 2 ช่องสัญญาณ	40
รูปที่ 4.1.9	แสดงวงจรสแครมเบอร์ที่ใช้การส่งแบบ 2 ช่องสัญญาณ	41
รูปที่ 4.1.10	แสดงสัญญาณเสียงที่ใช้ทดสอบกับวงจรสแครมเบอร์แบบ 2 ช่องสัญญาณ	41
รูปที่ 4.1.11	แสดงสัญญาณเสียงที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำย่าน 0-1.5 กิโลเฮิร์ตซ์	42
รูปที่ 4.1.12	แสดงสัญญาณความถี่ 0-1.5 กิโลเฮิร์ตซ์มอดูเลตกับความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์	42
รูปที่ 4.1.13	แสดงสัญญาณมอดูเลตนำมาผ่านวงจรกรองความถี่ 10-11.5 กิโลเฮิร์ตซ์	43
รูปที่ 4.1.14	แสดงสัญญาณความถี่ 10-11.5 กิโลเฮิร์ตซ์มอดูเลตกับความถี่ 13 กิโลเฮิร์ตซ์	43
รูปที่ 4.1.15	แสดงสัญญาณมอดูเลตนำมาผ่านวงจรกรองความถี่ 1.5-3 กิโลเฮิร์ตซ์	44
รูปที่ 4.1.16	แสดงสัญญาณเสียงที่มีช่วงความถี่ 1.5 3 กิโลเฮิร์ตซ์	44
รูปที่ 4.1.17	แสดงสัญญาณความถี่ 1.5-3 กิโลเฮิร์ตซ์มอดูเลตกับความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์	45
รูปที่ 4.1.18	แสดงสัญญาณมอดูเลตนำมาผ่านวงจรกรองความถี่ 11.5-13 กิโลเฮิร์ตซ์	45
รูปที่ 4.1.19	แสดงสัญญาณความถี่ 11.5-13 กิโลเฮิร์ตซ์มอดูเลตกับความถี่ 13 กิโลเฮิร์ตซ์	46
รูปที่ 4.1.20	แสดงสัญญาณมอดูเลตที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำย่าน 0-1.5 กิโลเฮิร์ตซ์	46

รูปที่ 4.2.1	แสดงวงจรกำเนิตความถี่โดยใช้ไอซีเบอร์ 555	47
รูปที่ 4.2.2	แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรกำเนิตความถี่	47
รูปที่ 4.3.1	แสดงวงจรรองความถี่ต่ำแบบ VCVS	48
รูปที่ 4.3.2	แสดงวงจรรองความถี่ต่ำอันดับสองแบบบ็อนกลับหลายทาง	48



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

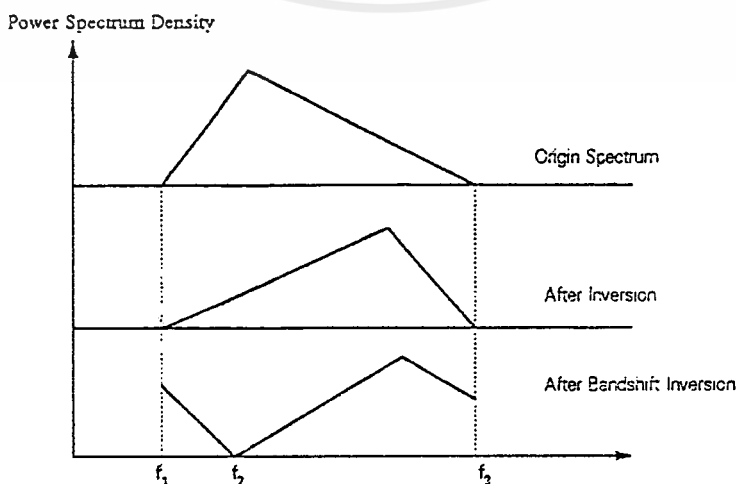
การเข้ารหัสสำหรับป้องกันความปลอดภัยในการสื่อสารทางโทรศัพท์นั้น มีหลายวิธี ซึ่งแต่ละวิธีที่ใช้ นั้น มีความปลอดภัยแตกต่างกัน เช่น การสลับความถี่ (frequency inversion) การเข้ารหัสประเภทนี้มีความปลอดภัยต่ำ การย้าย หรือ การสลับช่วงความถี่เสียง (bandshift inversion) การเข้ารหัสประเภทนี้ จะมีความปลอดภัยปานกลาง สำหรับการสลับช่วงความถี่ควบคู่ไปกับการสลับช่วงเวลา การเข้ารหัสประเภทนี้ จะมีความปลอดภัยค่อนข้างสูง

การเข้ารหัสอาจแยกออกเป็น 2 แบบ ตามลักษณะของสัญญาณที่นำมาเข้ารหัสคือ แบบอนาลอก และแบบดิจิตอล ซึ่งความแตกต่างระหว่างแบบอนาลอกและแบบดิจิตอล คือตัวกลางในการสื่อสารแบบอนาลอกนั้นต้องการเพียงตัวกลาง ที่มีแบนด์วิดท์เท่ากับแบนด์วิดท์ของสัญญาณ ที่จะนำมาเข้ารหัสเท่านั้น ในขณะที่แบบดิจิตอล จะต้องมีการเปลี่ยนสัญญาณอนาลอกไปเป็นสัญญาณดิจิตอล ที่มีอัตราการส่งข้อมูลความเร็วสูง (โดยวิธีการทางทฤษฎีการแซมปลิงสัญญาณ) ดังนั้น จึงต้องใช้ตัวกลางที่มีแบนด์วิดท์สูง แต่การเข้ารหัสแบบดิจิตอลนั้น จะมีความปลอดภัยสูงกว่าการเข้ารหัสแบบอนาลอกมาก

1.1 การสลับความถี่ (frequency inversion)

การสลับความถี่ เป็นการแปลงสัญญาณความถี่สูงเป็นความถี่ต่ำ และจากความถี่ต่ำเป็นความถี่สูง แทนนั้นก็คือ สเปกตรัมของความถี่จะถูกกลับจากซ้ายไปขวา และจากขวาไปซ้าย ดังรูปที่ 1.1.1

การกลับความถี่ ทำโดยการมอดูเลตสัญญาณเสียงเข้ากับสัญญาณพาหะ เพื่อให้ได้สัญญาณดับเบิลไซด์แบนด์ (double sideband signal) หลังจากนั้นทำการกรอง (filter) เอาแต่สัญญาณไซด์แบนด์ต่ำ lower sideband ซึ่งสัญญาณที่ได้ จะเป็นสัญญาณที่กลับความถี่แล้ว วิธีการสลับความถี่ เป็นวิธีที่ไม่ซับซ้อนมากนัก ดังนั้นจึงเป็นวิธีที่มีความปลอดภัยต่ำ



รูปที่ 1.1.1 การสลับความถี่และแบนด์ชิฟอินเวอร์ชัน

1.2 แบนด์ชิฟอินเวอร์ชัน (band-shift inversion)

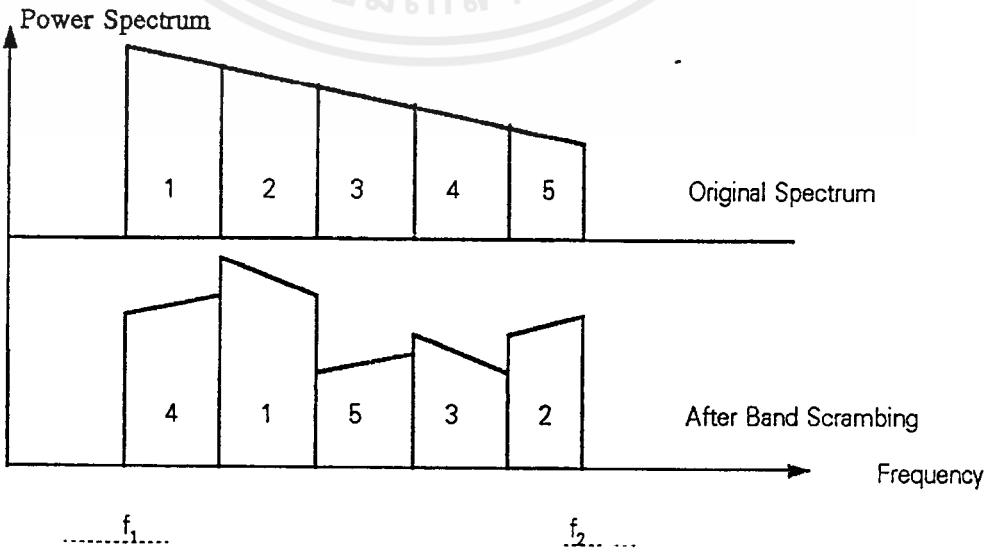
วิธีแบนด์ชิฟอินเวอร์ชัน เป็นการนำเอาสัญญาณที่ผ่านการกลับความถี่แล้ว มาแบ่งเป็นสองช่วง โดยให้มีขนาดที่แตกต่างกัน จากนั้นจึงทำการสลับกันดังรูปที่ 1 1.1

1.3 แบนด์สแครมเบอร์ (band scrambler) หรือ แบนด์สปลิตเตอร์ (band splitter)

วิธีการแบนด์สแครมเบอร์ เป็นการแบ่งสเปกตรัมของสัญญาณเสียงออกเป็นส่วนเท่าๆกัน แต่ละส่วนเรียกว่า แบนด์ย่อย (sub-band) แต่ละแบนด์ย่อยจะถูกสแครมบลิ่ง โดยการสลับลำดับ (permutation) หรือ อาจมีการอินเวอร์สร่วมด้วย หลังจากการสแครมบลิ่งแล้ว จะได้รูปแบบสเปกตรัมของสัญญาณเสียง ทั้งหมด $2^i \times m!$ แบบ (มาจากการสลับลำดับเท่ากับ $n!$ และการอินเวอร์ส 2^i) แต่เราไม่สามารถนำไปใช้งานได้หมด เนื่องจากยังมีบางส่วนที่ยังสามารถเข้าใจอย่างคลุมเครือได้ ดังตัวอย่างในรูปที่ 1.1.1 เราแบ่งสเปกตรัมของเสียงออกเป็น 5 แบนด์ย่อย และทุกแบนด์จะมีการสลับลำดับกันหมดและแต่ละแบนด์ 2, 4, 5 ยังถูกอินเวอร์สด้วย ฉะนั้นจากตัวอย่างนี้เมื่อสแครมบลิ่งแล้วจะมีรูปแบบของสเปกตรัมของสัญญาณเสียง ทั้งหมดเท่ากับ $2^5 \times 5! = 3840$ รูปแบบ แต่ในทางปฏิบัติแล้ว ไม่สามารถนำไปใช้งานได้หมด เนื่องจากบางรูปแบบ อาจมีการสลับลำดับเพียงแบนด์เดียว หรือสองแบนด์ที่อยู่ใกล้กัน ซึ่งจะทำได้เข้าใจความหมายเดิมได้ อยู่

การสลับลำดับและการอินเวอร์สที่มีการเปลี่ยนแปลงเป็นคาบเวลา ซึ่งมักจะเรียกว่า rolling-code scrambler อาจทำได้โดยการเก็บตำแหน่งการสลับลำดับ และการอินเวอร์สไว้ในรอม (rom) แล้วนำเอา เอาท์พุทของรอมมาใช้ในการสแครมบลิ่ง

นอกจากการสแครมบลิ่ง ดังที่กล่าวมาข้างต้นแล้ว ยังมีวิธีการเข้ารหัสแบบดิจิตอล ซึ่งจะไม่กล่าวถึงในที่นี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 1.3.1 แบนด์สแครมบลิ่ง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

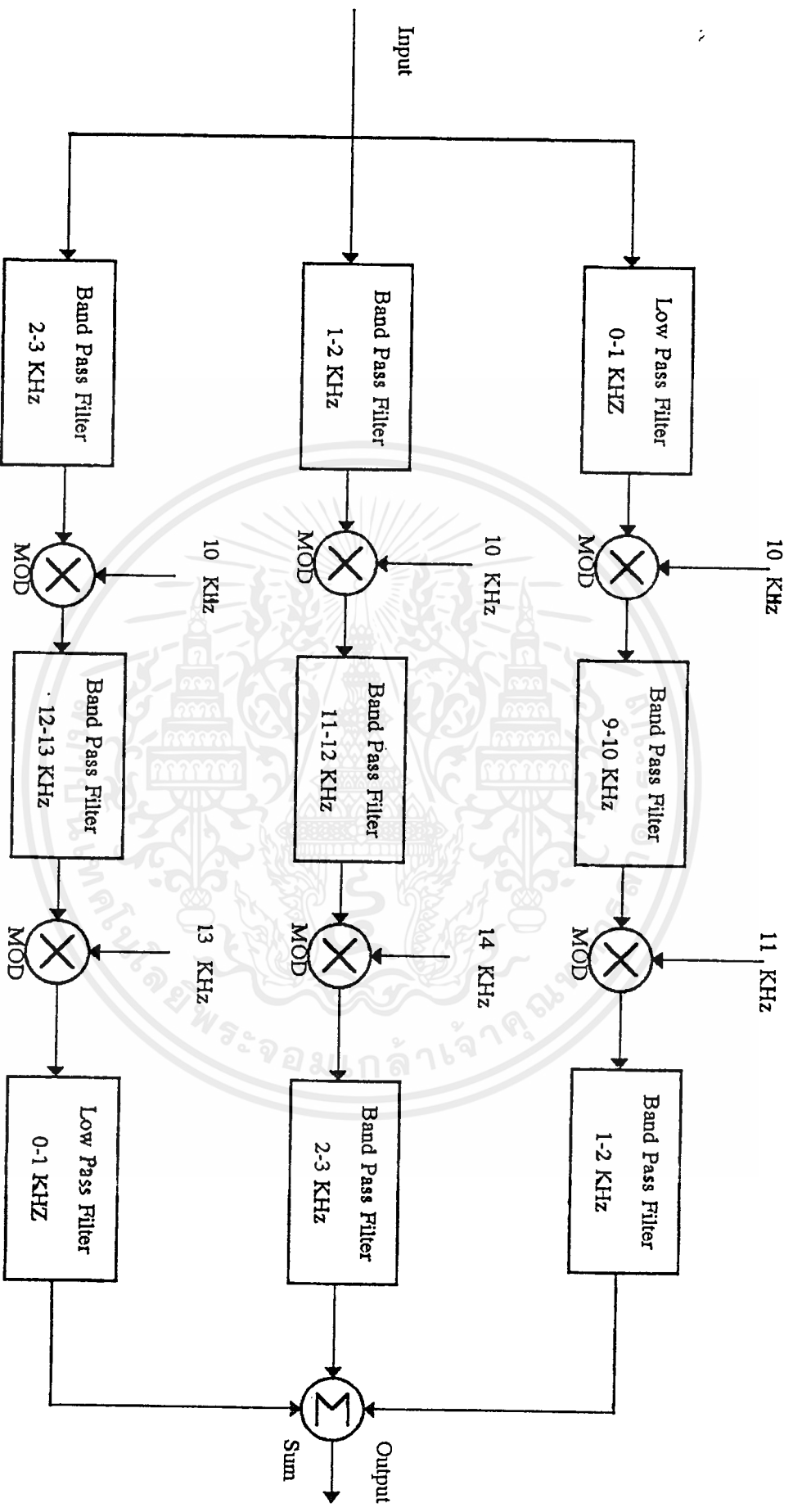
ทฤษฎีพื้นฐานและหลักการของสแครมเบอร์

2.1 บล็อกไดอะแกรมและหลักการพื้นฐานของสแครมเบอร์

สำหรับการแสดงบล็อกไดอะแกรมพื้นฐาน ก่อนอื่นจะทำการพิจารณาแต่ละส่วนของบล็อกไดอะแกรม ซึ่งจะประกอบด้วย

1. วงจรกรองความถี่ 0-1 กิโลเฮิร์ตซ์
2. วงจรกรองเฉพาะแถบความถี่ ซึ่งมีอยู่หลายช่วงความถี่ด้วยกัน เช่น 1-2 กิโลเฮิร์ตซ์ , 2-3 กิโลเฮิร์ตซ์ , 9-10 กิโลเฮิร์ตซ์ , 11-15 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 12-13 กิโลเฮิร์ตซ์ เป็นต้น
3. วงจรคูณหรือวงจรมอดูเลเตอร์ โดยใช้ไอซีเบอร์ MC 1596 หรือ MC1496
4. วงจรอะอสเตเบิล ซึ่งใช้สำหรับเป็นวงจรถ่ายความถี่ของคลื่นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม
5. วงจรบวก ซึ่งใช้สำหรับรวมช่วงความถี่ที่ถูกสแครมเบิ้ลก่อนส่งออกจากด้านส่ง

รูปที่ 2.1 1 จะเป็นการแสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสแครมเบอร์



รูป 2.1.1 แสดงบล็อกการกรองและการรวมของ วงจรตัวกรอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากบล็อกไดอะแกรมของวงจรแอมพลิฟายเออร์ข้างต้น สามารถอธิบายหลักการทำงานพื้นฐานของวงจรแอมพลิฟายเออร์ได้ดังนี้

สัญญาณเสียงที่เป็นสัญญาณอนาล็อก ซึ่งจะถูกส่งเข้าไปในสายโทรศัพท์ ที่มีแบนด์วิธ เท่ากับ 3 กิโลเฮิร์ตซ์ จะถูกทำการแบ่งช่วงความถี่ โดยวงจรฟิลเตอร์เป็น 3 ช่วงความถี่ด้วยกัน คือ 0-1 กิโลเฮิร์ตซ์, 1-2 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 2-3 กิโลเฮิร์ตซ์ หลังจากนั้นจะถูกทำการมอดูเลตด้วยสัญญาณคลื่นพาหะที่มีความถี่เท่ากับ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยความถี่ของคลื่นพาหะนี้ สร้างมาจากวงจรโมโนสเตเบิลหรือวงจรถ่ายสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ตามที่เรากำลังต้องการ ซึ่งหลังจากทำการมอดูเลตแล้ว จะเกิดแถบความถี่ขึ้นสองแถบความถี่ด้วยกัน เรียกว่า upper sideband และ lower sideband แล้วจึงทำการเลือกไซด์แบนด์ โดยการผ่านฟิลเตอร์อีกครั้งหนึ่ง และจากบล็อกไดอะแกรมจะพบว่า เราเลือกเพียง lower sideband มาเท่านั้น ซึ่งฟิลเตอร์ที่ใช้ในขั้นตอนนี้มีอยู่ 3 ช่วงความถี่ คือ 9-10 กิโลเฮิร์ตซ์, 11-12 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 12-13 กิโลเฮิร์ตซ์ ต่อจากนั้น ก็จะมีการมอดูเลตซ้ำอีกครั้งหนึ่ง ด้วยความถี่ 12, 13, 13 กิโลเฮิร์ตซ์ ตามลำดับ

ขั้นตอนสุดท้าย จะเป็นการกรองความถี่ด้วยฟิลเตอร์ โดยมีช่วงผ่านของความถี่ เท่ากับ 2-3 กิโลเฮิร์ตซ์, 1-2 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 0-1 กิโลเฮิร์ตซ์ ตามลำดับ แล้วนำช่วงความถี่ที่ได้ทั้งหมด มาเข้าที่วงจรบวก (adder) เพื่อทำการส่งต่อไป

จากขั้นตอนที่ผ่านมาทั้งหมด จะสังเกตได้ว่า ช่วงความถี่ที่ส่งในสายโทรศัพท์เดิม มีการสลับตำแหน่งกันเกิดขึ้น กล่าวคือ ช่วงความถี่เดิม 0-1 กิโลเฮิร์ตซ์ ถูกส่งไปที่ช่วงความถี่ 2-3 กิโลเฮิร์ตซ์ ช่วงความถี่เดิม 1-2 กิโลเฮิร์ตซ์ ถูกส่งไปที่ช่วงความถี่ 1-2 กิโลเฮิร์ตซ์ และช่วงความถี่ 2-3 กิโลเฮิร์ตซ์ ถูกส่งไปที่ช่วงความถี่ เท่ากับ 0-1 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งทั้งหมดนี้จะเป็นการช่วยป้องกันการรบกวนทางโทรศัพท์ได้ ส่วนทางด้านรับ ซึ่งจะทำให้การตีเทคสัญญาณเสียงเดิมคืนมานั้น จะใช้หลักการเช่นเดียวกับทางด้านส่ง ถ้าเราทำการแบ่งช่วงความถี่มากขึ้นเท่าใด ก็จะทำให้การสื่อสารมีความปลอดภัยมากขึ้น

2.2 คุณสมบัติพื้นฐานของออปแอมป์

ออปแอมป์ คือ อุปกรณ์พื้นฐานชนิดหนึ่ง ซึ่งสามารถถูกออกแบบให้ทำงานได้หลายรูปแบบ และยังสามารถประยุกต์ใช้ในการนำไปใช้งานอีกด้วย โดยสามารถประกอบเป็นอุปกรณ์ได้ โดยการต่อร่วมกับอุปกรณ์ภายนอกเพียงไม่กี่ตัวเท่านั้น ในอดีต ออปแอมป์จะประกอบขึ้นจากอุปกรณ์หลายตัว ที่ถูกนำมาบรรจุไว้ใน ภาชนะขึ้นเดียวกัน ซึ่งจะทำให้อุปกรณ์มีขนาดใหญ่แล้ว ยังอาจทำให้ประสิทธิภาพค่อนข้างต่ำด้วย แต่ปัจจุบันเราสามารถหาซื้อออปแอมป์ในรูปแบบของวงจรรวม (IC) ได้ตามท้องตลาด และจากคุณสมบัตินี้ ออปแอมป์ที่ได้พัฒนาขึ้น ทำให้อุปกรณ์ชนิดนี้เป็นที่รู้จักกันอย่างแพร่หลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

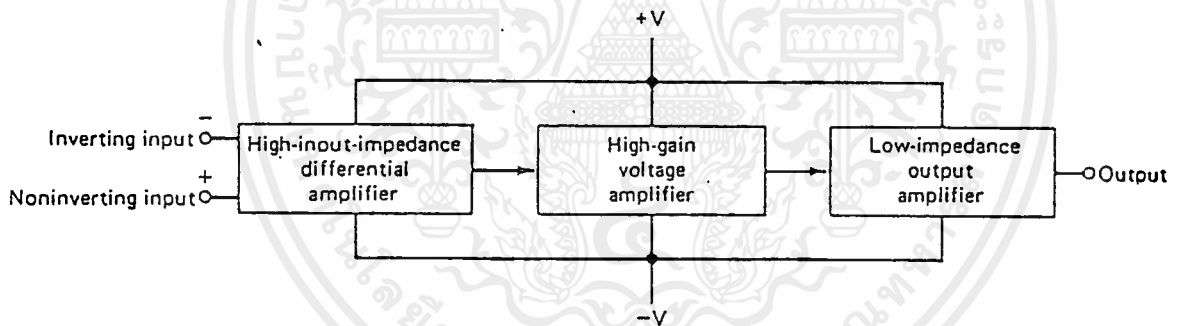
2.3 คุณสมบัติทั่วไปของออปแอมป์

โดยทั่วไปแล้ว เราสามารถกล่าวได้ว่า ไอซีออปแอมป์ คือ อุปกรณ์โซลิดสเตต (solid state) ชนิดหนึ่ง ซึ่งสามารถตรวจวัดสัญญาณไฟตรงและไฟสลับได้ และยังสามารถนำไปใช้ขยายสัญญาณได้อีกด้วย

ไอซีออปแอมป์ภาคพื้นฐานจะต้องประกอบด้วยวงจรภายในภาคต่างๆ ดังนี้ คือ

1. ดิฟเฟอเรนเชียลแอมป์ หรือ วงจรขยายผลต่าง (Differential amplifier) ที่มีอินพุทอิมพีแดนซ์
2. วงจรขยายแรงดันซึ่งมีอัตราขยายสูงมาก
3. วงจรขยายเอาต์พุทที่มี เอาต์พุทอิมพีแดนซ์ต่ำมาก

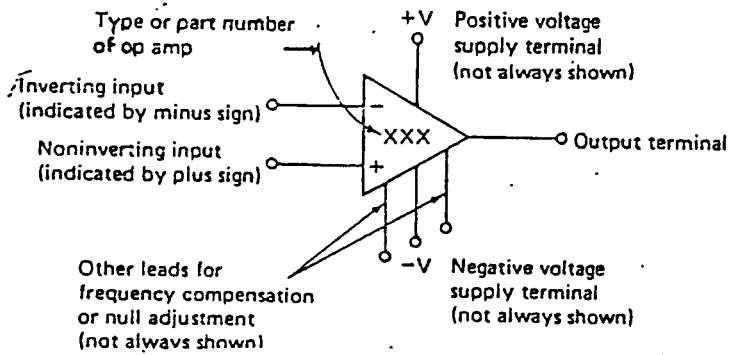
รูปที่ 2.3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรภายในภาคต่างๆ ของออปแอมป์ดังกล่าว และจากรูปจะสังเกตว่า แรงดันไฟตรงที่จ่ายให้กับออปแอมป์มักประกอบด้วยไฟบวกและลบ เพื่อให้เอาต์พุทสามารถสวิงได้ทั้งซีกบวก และซีกลบเทียบกับกราวด์



รูปที่ 2.3.1 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของออปแอมป์

จากคุณสมบัติของออปแอมป์ที่กล่าวมา ทำให้เราสามารถสรุปคุณสมบัติบางประการของออปแอมป์ในอุดมคติ ดังนี้

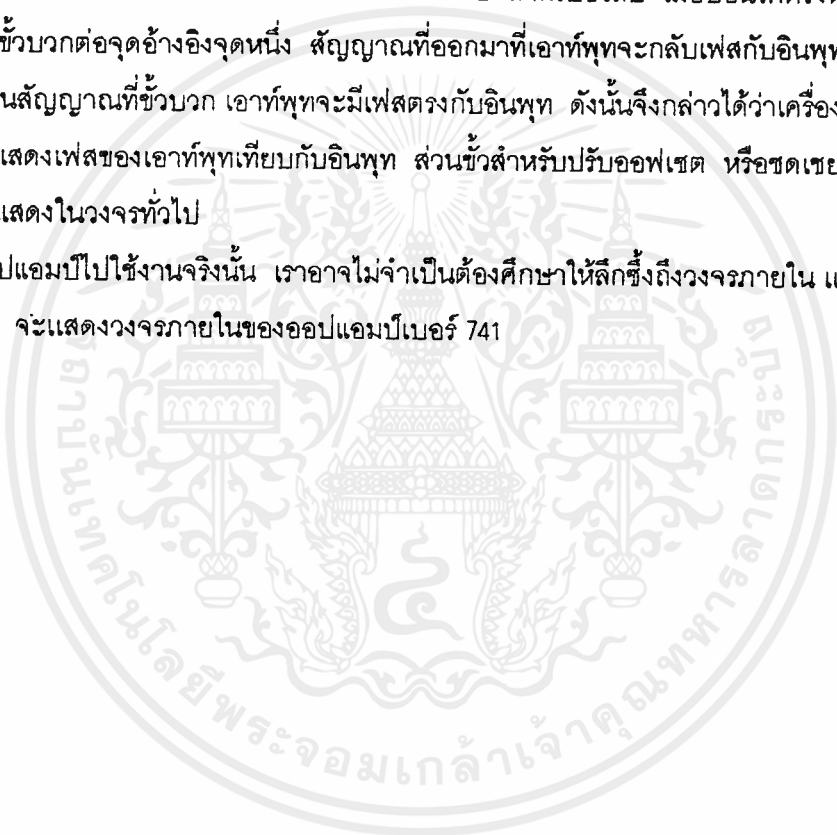
1. เนื่องจากอินพุทอิมพีแดนซ์ของออปแอมป์มีค่าสูงเป็นอนันต์ กระแสเข้าที่อินพุทจะต่ำ เกือบเป็นศูนย์
2. อัตราขยายขณะรูปเปิด A (ขณะที่ยังไม่มีการป้อนกลับ) จะมีค่าสูงมาก ซึ่งหมายความว่า แรงดันระหว่างขั้วอินพุทควรจะมีค่าใกล้ศูนย์ (เนื่องจาก $V_{out}/V_{in} = A$)
3. เอาต์พุทอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำมากจนไม่ทำตัวเป็นโหลดต่อภาคเอาต์พุทของวงจรขยาย

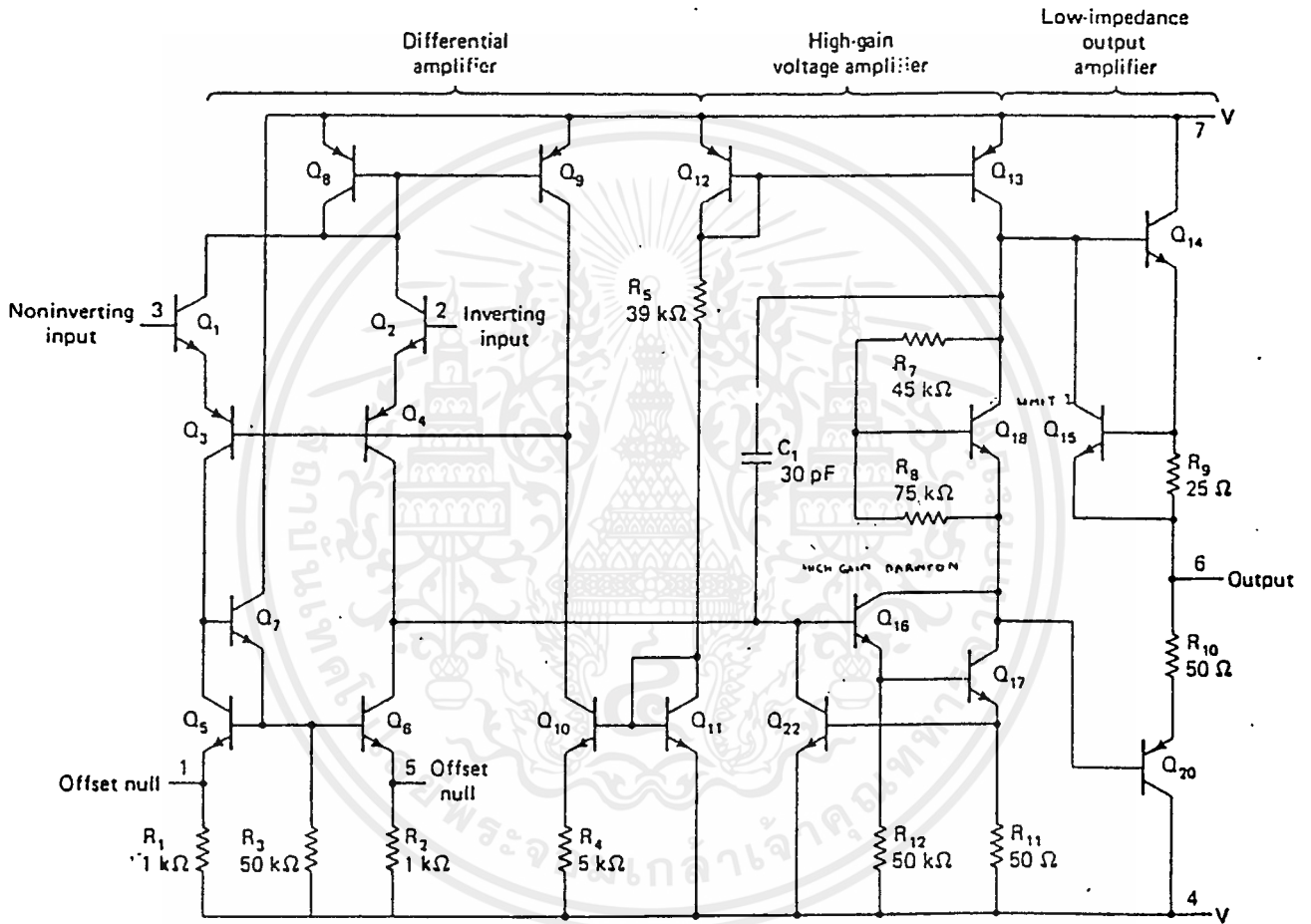


รูปที่ 2.3.2 แสดงสัญลักษณ์ทั่วไปของออปแอมป์ ซึ่งประกอบด้วยขาอินพุต 2 ขั้ว ขั้วสำหรับ แหล่งจ่ายไฟ 2 ขั้ว ขั้วเอาต์พุต 1 ขั้ว และขาสำหรับปรับออฟเซตหรือการชดเชยความถี่อีก 2 ขั้ว

ขาอินพุตทั้งสองของออปแอมป์มีลักษณะต่างกัันดังนี้ คือ สำหรับขั้วลบ เมื่อป้อนไฟตรงหรือไฟสลับเข้าไป ในขณะที่ขั้วบวกต่อจุดอ้างอิงจุดหนึ่ง สัญญาณที่ออกมาที่เอาต์พุตจะกลับเฟสกับอินพุตเท่ากับ 180° ส่วนการป้อนสัญญาณที่ขั้วบวก เอาต์พุตจะมีเฟสตรงกับอินพุต ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าเครื่องหมายที่อินพุต คือ การแสดงเฟสของเอาต์พุตเทียบกับอินพุต ส่วนขาสำหรับปรับออฟเซต หรือชดเชยความถี่นั้น โดยมากจะไม่ถูกแสดงในวงจรทั่วไป

ในการนำออปแอมป์ไปใช้งานจริงนั้น เราอาจไม่จำเป็นต้องศึกษาให้ลึกซึ้งถึงวงจรภายใน แต่อย่างไรก็ตาม รูปที่ 2.3.3 จะแสดงวงจรภายในของออปแอมป์เบอร์ 741





รูปที่ 2.3.3 วงจรภายในของออปแอมป์เบอร์ 741

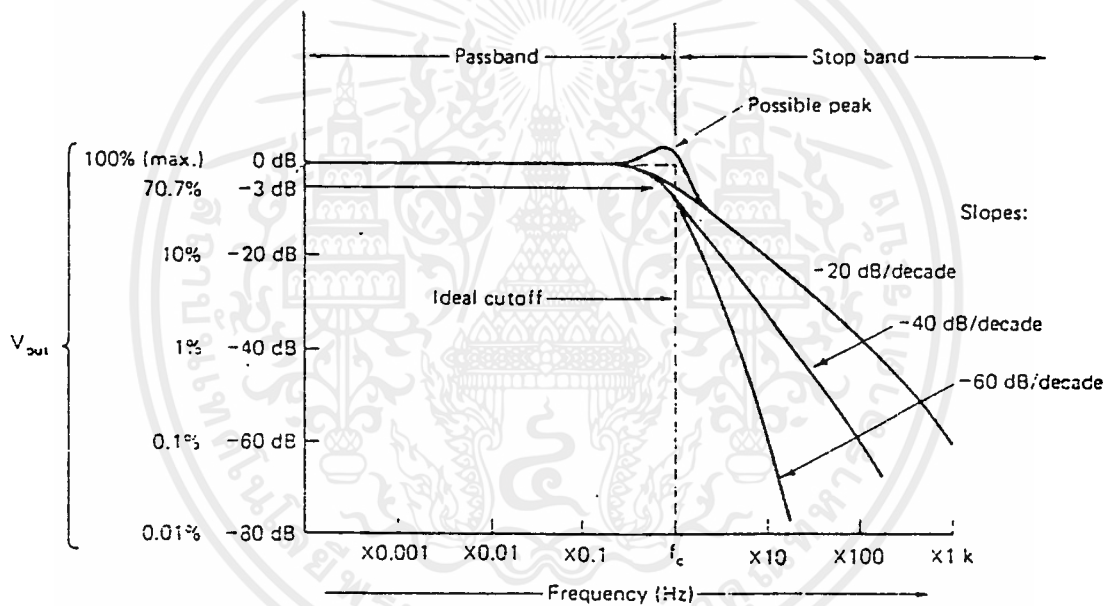
จากวงจรในรูปที่ 3 พบว่า ไอซีออปแอมป์จะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์หลายตัว และมีตัวเก็บประจุน้อยมาก โดยมีเหตุผลที่ว่า ตัวเก็บประจุจะกินเนื้อที่ค่อนข้างมาก และยังป้องกันไม่ให้อสัญญาณไฟตรงผ่านได้อีกด้วย แต่ตัวเก็บประจุ 30 pF ที่ต่อไว้ในวงจรนั้น มีหน้าที่ในการชดเชยความถี่เท่านั้น

หากนำวงจรในรูปที่ 3 มาทำการเปรียบเทียบกับรูปที่ 1 จะสามารถทำการแยกวงจรออกเป็น 3 ส่วนได้แก่ ส่วนการนำเอาสัญญาณเข้า, ส่วนการขยายสัญญาณ, และส่วนการขับกำลังออก ซึ่งในส่วนการนำเอาสัญญาณเข้านั้น ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3 ส่วนได้เช่นกัน โดยมีทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ทำหน้าที่เป็นดิฟเฟอเรนเชียลแอมป์ และ ทรานซิสเตอร์ Q_6 และ Q_7 ซึ่งถูกต้องแบบดิฟเฟอเรนเชียลทำหน้าที่เป็นวงจรขยายแรงดันซึ่งมีอัตราขยายสูงมาก ส่วนภาคเอาต์พุตจะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_4 และ Q_{10} ทรานซิสเตอร์ Q_5 นั้นมีไว้สำหรับจำกัดกระแสและป้องกันออปแอมป์เสียหาย เมื่อเอาต์พุตถูกลัดวงจร ส่วนอุปกรณ์ตัวอื่นๆ จะมีหน้าที่ในการจัดไบอัสและช่วยในการขยายสัญญาณสำหรับออปแอมป์

2.4 วงจรกรองความถี่ต่ำ (low pass filter)

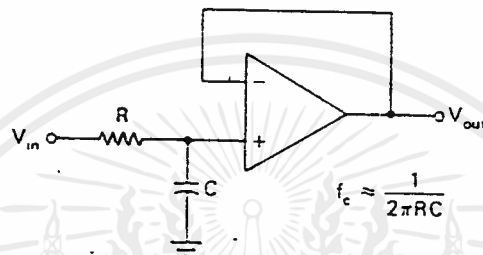
ในการใช้งานวงจรรีเลย์ทรานซิสต์บางครั้ง เราอาจต้องการให้สัญญาณบางความถี่ผ่านเข้ามาเท่านั้น โดยที่สัญญาณ ซึ่งมีความถี่นอกเหนือจากนี้จะถูกกำจัดออกไป และนี่คือ ประโยชน์ของวงจรกรองความถี่ชนิดต่าง ๆ โดยเริ่มศึกษาวงจรกรองความถี่ต่ำเป็นชนิดแรก



รูปที่ 2.4.1 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

ในอุดมคติ วงจรกรองความถี่ต่ำจะกันไม่ให้สัญญาณ ที่มีความถี่สูงกว่าความถี่คutoff (f_c) ผ่านเข้าไปในวงจรเลย หากสัญญาณมีความถี่สูงกว่า f_c เพียงเล็กน้อย แต่ในทางปฏิบัติ ลักษณะของความถี่สูงที่ถูกกันออกไปนั้น จะไม่เป็นเช่นนั้น แต่จะค่อย ๆ ถูกลดอัตราขยายลงเรื่อย ๆ จุดที่ความถี่มีค่าเท่ากับ f_c ถูกเรียกได้หลายชื่อ เช่น ความถี่ 0.707 (ขนาดของ V_{out} ลดลงเหลือเพียง 70.7 % เทียบกับ V_{in} สูงสุด) หรือความถี่ -3 dB (อัตราขยายของแรงดันเอาต์พุตลดลง 3 dB) หรือความถี่หักมุม เป็นต้น กล่าวโดยสรุปแล้ว วงจรนี้จะลดทอนขนาดของสัญญาณที่มีความถี่สูงกว่า f_c และเรียกช่วงของสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่า f_c ว่า ช่วงที่ผ่านได้ (passband) และช่วงที่มีความถี่สูงกว่า f_c ว่า ช่วงที่ถูกกัน (stopband)

จากกราฟ แสดงการตอบสนองต่อความถี่ในรูป 3-7 จะพบว่า เมื่อสัญญาณมีความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟแล้ว สัญญาณบางเส้นอาจถูกลดทอนด้วยอัตราที่น้อยกว่าสัญญาณเส้นอื่น เช่น สัญญาณที่มีความชัน - 20 dB / decade (อัตราขยายลดลง 20 dB ต่อความถี่ที่เพิ่มขึ้น 10 เท่า) จะมีความชันน้อยกว่าสัญญาณที่มีค่า - 60 dB / decade คุณสมบัตินี้ เกิดขึ้นจากการออกแบบวงจรกรองความถี่และเป็นที่น่าสนใจว่า ยิ่งค่าความชันนี้มีขนาดลบมากเท่าใด วงจรก็จะมีคุณสมบัติใกล้เคียงกับวงจรในอุดมคติมากยิ่งขึ้น



รูป 2.4.2 แสดงตัวอย่างของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบพื้นฐาน

ซึ่งใช้ออปแอมป์ที่ถูกต้องในลักษณะของวงจรตามแรงดัน และใช้หลักการแบ่งแรงดันธรรมดา ณ ขั้วอินพุทบวก โดยใช้คุณสมบัติที่ว่าความถี่ของสัญญาณอินพุทจะมีผลต่อค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ ดังสมการ

$$\begin{aligned} X_c &= 1 / Wc \quad (W = 2\pi f) && \text{(สมการที่ 2.4.1)} \\ &= 1 / 2\pi f c \end{aligned}$$

โดยที่ f คือ ความถี่ของสัญญาณอินพุท ดังนั้น เมื่อสัญญาณอินพุทมีความถี่ต่ำ X_c จะมีค่าสูง ทำให้แรงดันเกือบทั้งหมดจากอินพุทตกคร่อมตัวเก็บประจุ และเป็นผลให้แรงดันเอาท์พุท V_o มีค่าประมาณเท่ากับ V_{in} ด้วย ในขณะที่สัญญาณซึ่งมีความถี่สูงจะทำให้ X_c มีค่าต่ำเป็นผลให้ตัวเก็บประจุเสมือนถูกลัดวงจร ดังนั้น V_{out} จึงมีค่าต่ำด้วย สรุปได้ว่า ช่วงของสัญญาณที่มีความถี่ต่ำจะผ่านไปปรากฏที่เอาท์พุทได้ โดยที่สัญญาณซึ่งมีความถี่สูงจะถูกกั้นเอาไว้ และเราสามารถหาความถี่ f_c ที่แบ่งช่วงสัญญาณออกเป็นสองส่วนได้ดังสมการ

$$f_c = 1 / 2\pi RC \quad \text{(สมการที่ 2.4.2)}$$

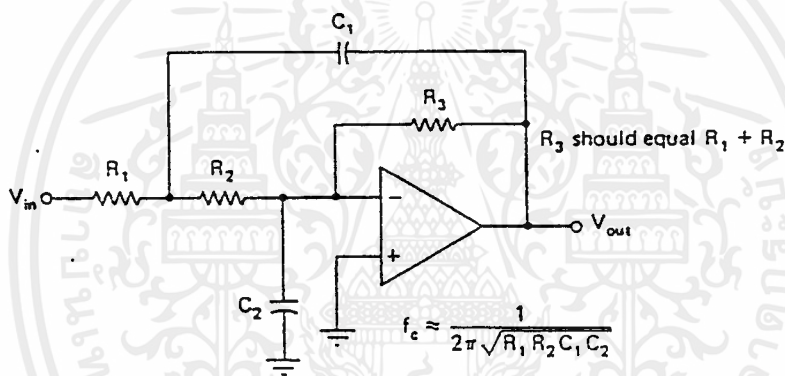
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้

อุปกรณ์เช่นตัวเก็บประจุในวงจรสัญญาณที่วัดได้จากเอ๊าท์พุท จะมีเฟสไม่ตรงกับอินพุทเลยทีเดียว คือ จะมีการเลื่อนเฟสออกไป -45° (ถึงแม้จะป้อนอินพุท ณ ขั้วอินพุทบวกก็ตาม) ซึ่งหากความถี่มีค่าเป็นลบสูงเท่าใด เฟสก็จะถูกเลื่อนไปเรื่อย ๆ โดยทั่วไปเฟสของสัญญาณเอ๊าท์พุทจะเลื่อนไป -45° สำหรับทุก ๆ ความถี่ที่ลดลง -20 dB / decade ตัวอย่างเช่น สำหรับสัญญาณที่มีความถี่ -40 dB / decade เฟสของเอ๊าท์พุทจะถูกเลื่อนออกไป -90° เทียบกับสัญญาณอินพุท

รูป 2.4.3 แสดงวงจรที่ถูกปรับปรุงให้มีความถี่ถึง -40 dB/decade โดยมีตัวเก็บประจุทำหน้าที่เช่นเดิม แต่เพิ่มตัวเก็บประจุ C_1 ในการป้อนสัญญาณกลับมาหักล้างกับสัญญาณอินพุทที่มีความถี่สูงเนื่องจาก X_{C_1} จะมีค่าลดลง และเราสามารถหาความถี่คัทออฟจากสมการได้ดังนี้

$$f_c = 1 / 2 \pi R_1 R_2 C_1 C_2$$

(สมการที่ 2.4.3)

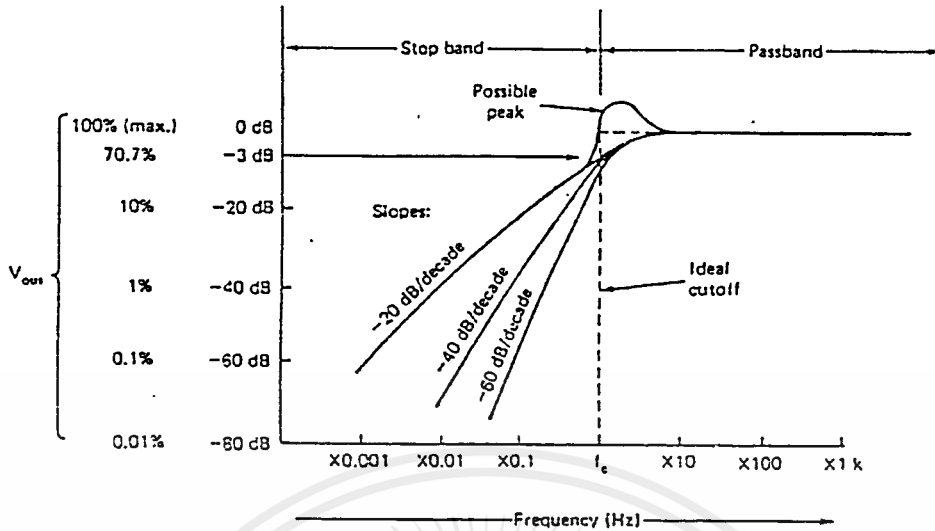


รูป 2.4.3 วงจรกรองความถี่ที่ประกอบด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ

2.5 วงจรกรองความถี่สูง

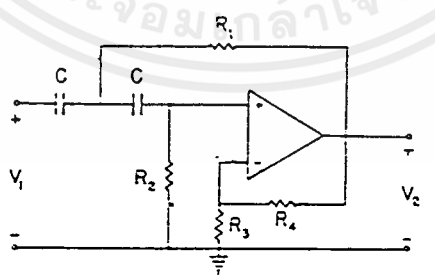
หลังจากที่ได้ศึกษาวงจรกรองความถี่ต่ำแล้ว เราจะสามารถเข้าใจหลักการทำงานของวงจรกรองความถี่สูงได้ง่ายขึ้น นอกจากนี้ยังพบว่าสามารถนำสมการต่าง ๆ ของวงจรกรองความถี่ต่ำมาใช้กับวงจรกรองความถี่สูงได้อีกด้วย

จากชื่อของวงจรมันนี้ เราสามารถบอกได้ทันทีว่าวงจรจะยอมให้สัญญาณความถี่สูงผ่านเข้าไปสู่อ๊าท์พุทได้ แต่จะกันไม่ให้สัญญาณความถี่ต่ำเล็ดลอดออกไป แต่จากคุณสมบัติที่ไม่เหมือนในอุดมคติ วงจรนี้จึงมีลักษณะเช่นเดียวกับวงจรกรองความถี่ต่ำ นั่นคือ เกิดความถี่คัทออฟ f_c ขึ้น และอัตราขยายจะค่อย ๆ ลดลงคือ ไม่ตกลงในแนวตั้งเลยที่เดียวดังรูป



รูป 2.5.1 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่สูง

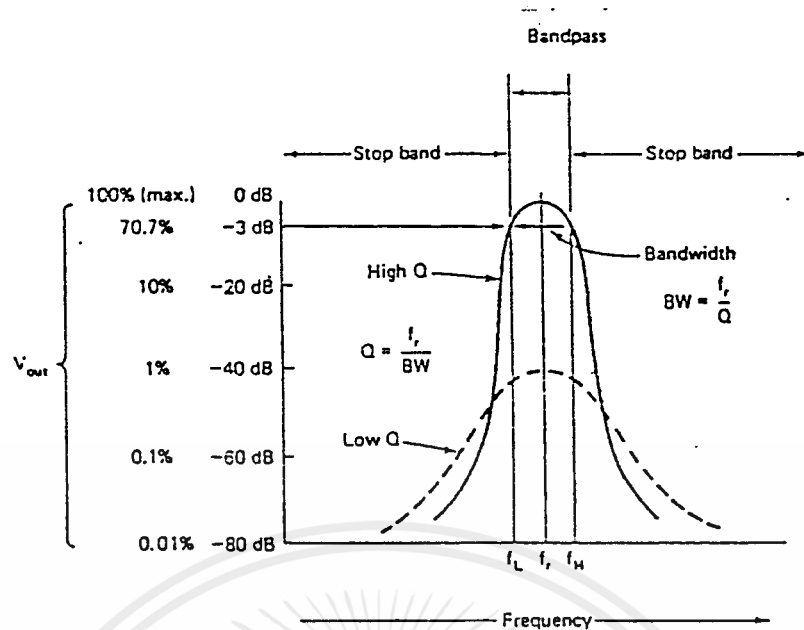
เราสามารถสร้างวงจรนี้โดยการสลับตำแหน่งของตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุของวงจรกรองความถี่ต่ำดังรูป 3 - 11 และสามารถอธิบายจากคุณสมบัติที่ว่า ที่ความถี่สูง อิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุจะมีค่าต่ำ ดังนั้น สัญญาณอินพุตเกือบทั้งหมดจึงตกคร่อมตัวต้านทาน R และมีศักดาเท่ากับ V_{out} แต่ที่ความถี่ต่ำกว่า f_c อิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุจะมีค่าสูง ทำให้แรงดันเกือบทั้งหมดตกคร่อมตัวเก็บประจุเอง และเป็นผลให้แรงดันคร่อมตัวต้านทานและแรงดันเอาต์พุตมีค่าต่ำมาก โดยที่วงจรในรูป 2.5.2 นี้มีความชันประมาณ -20 dB / decade และมีค่าความถี่คutoff ซึ่งหาได้จากสมการเดียวกับวงจรกรองความถี่ต่ำ



รูป 2.5.2 วงจรกรองความถี่สูง

2.6 วงจรกรองความถี่เป็นช่วง (band pass filter)

วงจรกรองความถี่เป็นช่วงหรือแบนด์พาสฟิลเตอร์ คือ วงจรที่ยอมให้สัญญาณบางความถี่ผ่านได้เท่านั้นนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.6.1 แสดงคุณสมบัติการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่เป็นช่วง

จากรูป จะพบว่า ณ ความถี่ที่เอาท์พุทมีขนาดสูงสุด เราเรียกว่า ความถี่เรโซแนนท์ (resonant-frequency) และที่ความถี่ซึ่งแรงดันเอาท์พุทลดลงเหลือ 70.7% ทั้งด้านที่มีความถี่สูงขึ้น และที่ความถี่ลดลงเรียกว่า ความถี่ f_H และ f_L ตามลำดับ โดยที่ผลต่างของความถี่ทั้งสองนี้ ($f_H - f_L$) จะแสดงแบนด์วิดท์ (BW) ของวงจร ถ้าแบนด์วิดท์มีขนาดต่ำกว่า 10% ของความถี่เรโซแนนท์ (f_r) จะเรียกววงจรนี้ว่า วงจรฟิลเตอร์ช่วงแคบ แต่จะเรียกว่าเป็นวงจรฟิลเตอร์ช่วงกว้างหากแบนด์วิดท์มีค่าสูงกว่า 10% ของ f_r นอกจากนี้ยังให้นิยามสำหรับค่า Q (quality factor) ว่าเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่เรโซแนนท์และแบนด์วิดท์

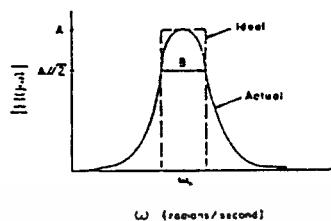
ดังนั้นการ

$$Q = f_r / BW$$

(สมการที่ 2.6.1)

วงจรที่มีค่า Q สูงมากเท่าใด แบนด์วิดท์ก็จะยิ่งแคบเท่านั้น (เข้าใจวงจรในอุดมคติซึ่งต้องการเลือกความถี่ที่ผ่านวงจรกรองได้เพียงค่าเดียว) และเอาท์พุทก็จะมีขนาดสูงขึ้นด้วย เส้นประในรูป 2.6.1 แสดงวงจรกรองแบนด์พาสที่มีค่า Q ค่อนข้างต่ำ

ในกรณีที่ต้องการวงจรกรองความถี่เป็นช่วง ๆ ซึ่งมีช่วงกว้างมาก ๆ เราสามารถนำวงจรความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูงมาต่อรวมกันได้ โดยใช้ f_c สำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำเป็น f_H และใช้ f_c ของวงจรกรองความถี่สูงเป็น f_L ซึ่งจะได้กราฟ แสดงการตอบสนองต่อความถี่ดังรูป 2.6.2



รูปที่ 2.6.2 ผลตอบสนองความถี่ของการต่อวงจรกรองความถี่สูงและต่ำร่วมกัน

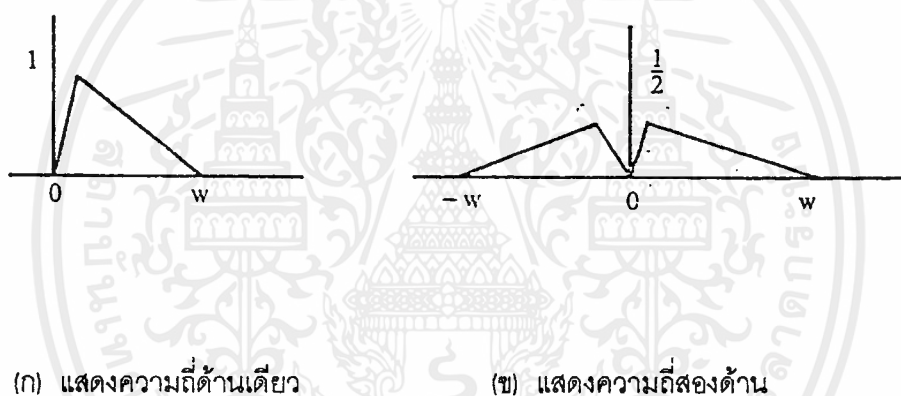


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมอดูเลตแบบ AM (amplitude modulation)

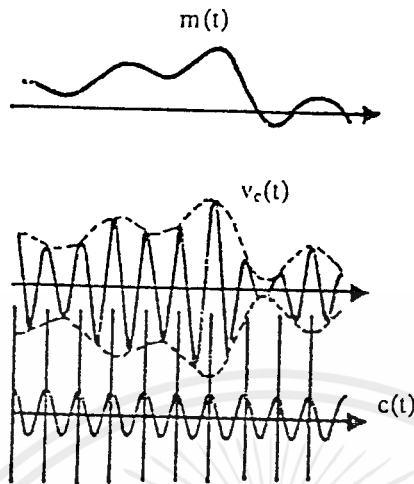
2.7 รูปร่างของสัญญาณ AM

โดยทั่วไปสัญญาณอนาล็อกเบสแบนด์ (base-band) ที่ทำการส่งนั้น จะมีความถี่สูงสุดที่มีค่าจำกัด เช่น สัญญาณออดิโอที่หูคนเรารับฟังได้อาจสูงเพียง 15 กิโลเฮิร์ตซ์ และถ้าเป็นสัญญาณเสียงที่คนเราพูดกันโดยทั่วไปก็มักจะมีค่าไม่เกิน 4 กิโลเฮิร์ตซ์ เป็นต้น เมื่อเป็นเช่นนี้ถ้าเราให้ความถี่สูงสุดของสัญญาณเบสแบนด์เป็น w เฮิร์ตซ์ เมื่อเขียนสเปกตรัมของสัญญาณแบบแสดงความถี่ด้านบวกด้านเดียว และแบบแสดงความถี่ทั้งสองด้าน จะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.7.1(ก) และ 2.7.1(ข) ตามลำดับ



รูปที่ 2.7.1 ตัวอย่างสเปกตรัมของสัญญาณอนาล็อกที่มีความถี่สูงสุดต่ำกว่า w

ในกรณีที่แสดงความถี่สองด้านนั้น สเปกตรัมความถี่ทางด้านบวกและด้านลบจะสมมาตรกัน และมีขนาดเป็น $1/2$ ของสเปกตรัมที่แสดงความถี่บวกด้านเดียว การมอดูเลตแบบ AM ที่ใช้ในวิทยุ AM โดยทั่วไปนั้นจะเป็นการสร้างสัญญาณที่มีลักษณะเหมือนกับที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.7.2 กล่าวคือเหมือนกับนำสัญญาณเบสแบนด์ไปซึ่อยู่บนสัญญาณคลื่นพาห้ ทำให้ยอดคลื่นของคลื่นพาห้ หรือ เอนเวลโลป (envelope) เปลี่ยนไปตามสัญญาณเบสแบนด์นั้น ในสภาพดังกล่าวนี้เราจะสามารถตีเทคสัญญาณเบสแบนด์กลับมาได้โดยใช้วงจรตีเทคเตอร์แบบง่าย ซึ่งเป็นเหตุผลที่สำคัญที่ทำให้วิทยุ AM ถูกนำมาใช้งานก่อน การตีเทคยอดคลื่นของพาห้นี้เราเรียกว่าเอนเวลโลปตีเทคชัน (envelope detection) ซึ่งเป็นวิธีตีเทคสัญญาณ AM วิธีหนึ่ง



รูปที่ 2.7.2 แสดงรูปร่างของสัญญาณเบสแบนด์และสัญญาณ AM

สัญญาณ AM ที่มีรูปร่างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.7.2 นี้เมื่อเขียนเป็นฟังก์ชันของเวลาจะเป็นดังนี้

$$V_c(t) = \{A_c + V(t)\} \cos \omega_c t$$

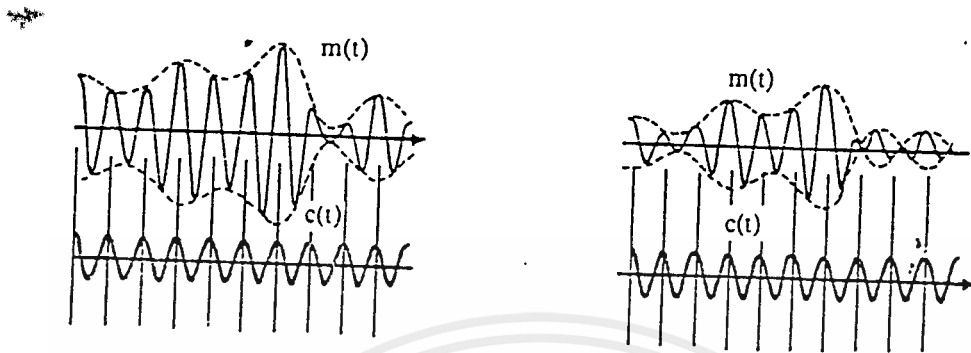
โดย $A_c \cos \omega_c t$ เป็นสัญญาณคลื่นพาร์ และ $V(t)$ เป็นสัญญาณเบสแบนด์ การแสดงค่าสัญญาณตามสมการข้างบนนี้ ถึงแม้จะเข้าใจง่ายเพราะแสดงอย่างตรงไปตรงมา แต่จะไม่ให้ความสะดวกในการวิเคราะห์สัญญาณและวิเคราะห์ระบบ ดังนั้นโดยทั่วไปเราจะแสดงสัญญาณเดียวกันในรูปต่อไปนี้

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

โดยที่ $m(t)$ เป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกนอมนอลไลซ์ไว้ด้วยค่า A_c และ $m(t)$ จะถูกเรียกว่า มอดูเลชันอินเด็กซ์ (modulation index) ซึ่งจะเป็นตัวบ่งชี้ว่า สัญญาณคลื่นพาร์ถูกทำให้มีการเปลี่ยนระดับไปอย่างไร อย่างไรก็ตามในทางการปฏิบัตินั้น คำว่ามอดูเลชันอินเด็กซ์มักจะหมายถึงค่า $m(t)$ ที่มีค่าสูงสุด และสัญญาณ AM ที่สามารถดีเทคด้วยวิธีเอนเวลโลปดีเทคชันจะต้องมี $|m(t)| < 1$ เสมอ ถ้า $m(t)$ มีค่ามากกว่า 1 ก็จะทำให้เกิดการกลับเฟสตรงที่ $m(t) = -1$ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.7.3 (ข) ซึ่งวงจรดีเทคเอนเวลโลปจะไม่สามารถตรวจจับการเปลี่ยนแปลงเฟสได้ จึงดีเทคได้เอนเวลโลปทางด้านบวกอยู่เสมอ ซึ่งจะทำให้ไม่สามารถดีเทคสัญญาณเบสแบนด์เดิมกลับมา

หนึ่งในกรณีที่ $m(t)$ เป็นสัญญาณคลื่นไซน์ จะมีการนิยามเปอร์เซ็นต์ของมอดูเลชันดังนี้

$$m_a = (V_{\max} - V_{\min}) / (V_{\max} + V_{\min}) \times 100\%$$



(ก) $|m(t)| < 1$

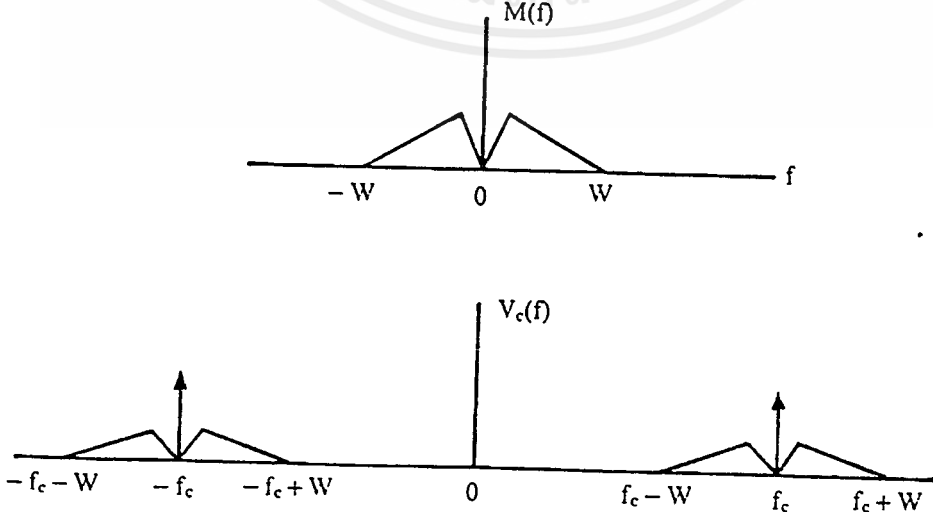
(ข) $|m(t)| > 1$

รูปที่ 2.7.3 แสดงสัญญาณ AM ที่มีมอดูเลชันอินเด็กซ์ต่ำกว่าและมากกว่า 1

2.8 การวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณ AM

สัญญาณ AM ที่มีรูปร่างตามสมการดังกล่าวนี้ ถ้าพิจารณาให้ดีจะเห็นว่าประกอบด้วย 2 เทอมด้วยกันคือ เทอมที่หนึ่งเป็นสัญญาณคลื่นพาหะล้วนๆ ที่ไม่ได้ถูกเปลี่ยนแปลงอะไร กับเทอมที่สองซึ่งเป็นผลคูณของสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพาหะ เมื่อเป็นเช่นนี้เราสามารถทำฟูเรียร์ทรานสฟอร์มเพื่อหาสเปกตรัมของสัญญาณได้โดยอาศัยความรู้คือ ถ้าให้ฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของ $m(t)$ เป็น $M(f)$ เราจะได้ฟูเรียร์ทรานสฟอร์มเป็นสมการ

$$V_c(f) = Ac/2 \{ \delta(f+fc) + \delta(f-fc) + Ac/2 \{ M(f+fc) + M(f-fc) \}$$



รูปที่ 2.8.1 สเปกตรัมของสัญญาณ AM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

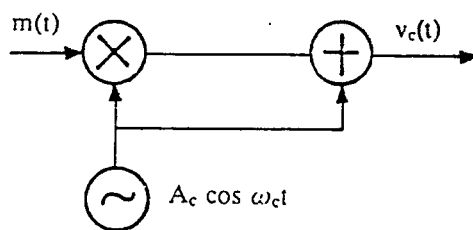
เมื่อนำสมการนี้ ไปเขียนในรูปของสเปกตรัมจะได้ผลตามที่แสดงในรูปที่ 2.8.1 สิ่งที่น่าสังเกตก็คือสเปกตรัมของสัญญาณ AM ที่ได้นี้จะมีสเปกตรัมของสัญญาณเบสแบนด์โอบสเปกตรัมคลื่นพาหะอย่างสมมาตรซ้ายขวา และเนื่องจากในกรณีทั่วไป ความถี่คลื่นพาหะจะสูงกว่าแบนด์วิดธ์ของสัญญาณเบสแบนด์มาก คือ $f_c \gg W$ เพราะฉะนั้นแบนด์วิดธ์ของสัญญาณ AM ก็จะกลายเป็น $2W$ ในขณะที่สัญญาณเบสแบนด์มีแบนด์วิดธ์เป็น W ลักษณะดังกล่าวนี้ อาจกล่าวได้ว่าเป็นลักษณะที่ใช้แบนด์วิดธ์มากเกินไป เพราะข่าวสารจากสัญญาณเบสแบนด์นั้นมียู่อย่างครบถ้วนแล้วในไซด์แบนด์ด้านบน (upper sideband) หรือไซด์แบนด์ล่าง (lower sideband) เพียงด้านเดียว เพราะฉะนั้นสัญญาณ AM จึงเป็นสัญญาณที่มีประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดธ์ต่ำ

2.9 การสร้างสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด

สัญญาณที่มีการมอดูเลตเชิงขนาดที่ได้กล่าวมาข้างต้น ได้แก่ สัญญาณ AM สัญญาณ DSB สัญญาณ SSB สัญญาณ VSB นั้น ถ้าได้พิจารณาที่สเปกตรัมของสัญญาณเหล่านี้ จะเห็นได้ว่ามีความถี่เปลี่ยนไปจากสัญญาณเบสแบนด์เดิม หรือถ้าพิจารณาสัญญาณในอาณาจักรของเวลาก็จะพบว่ามีความถี่ที่เป็นผลคูณของสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณพาหะอยู่ การที่ความถี่ของสัญญาณที่มอดูเลตแล้วเปลี่ยนไปจากความถี่เบสแบนด์ของสัญญาณนั้น เป็นการบ่งบอกว่าวงจรมอดูเลตจะไม่ใช้ระบบเชิงเส้นที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา เพราะระบบเชิงเส้นที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา จะไม่สามารถให้กำเนิดสัญญาณขาออกที่มีความถี่เปลี่ยนไปจากสัญญาณทางเข้า ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงหลักการในการสร้างสัญญาณเหล่านี้คือวงจรคูณของสัญญาณนั่นเอง

2.10 การมอดูเลตแบบผลคูณ (product modulation)

วงจรมอดูเลตแบบผลคูณ จะเป็นวงจรที่สร้างผลคูณของสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพาหะ ถ้าเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมก็จะเป็นดังรูปที่ 2.10.1

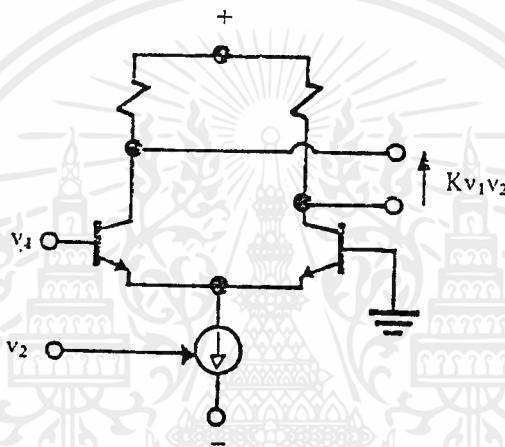


รูปที่ 2.10.1 แสดงการมอดูเลตแบบผลคูณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ในรูปแสดงบล็อกไดอะแกรมของกรณีที่เป็นตัวคูณของสัญญาณ AM ถ้าเป็นสัญญาณ DBS ก็ต้องการ
 แฉ่งวงจรคูณอย่างเดียว ไม่ต้องมีวงจรวก การสร้างวงจรมันนั้นทำได้หลายแบบ และที่นิยมใช้แบบ
 หนึ่งก็คือวงจรมัลติพลายแบบแวลูเบิลทรานสคอนดักแตนซ์ (variable transconductance multiplier) ซึ่งได้แสดง
 ไว้ในรูปที่ 2.10.2 ลักษณะของวงจร จะเป็นวงจรมัลติพลายแบบดิฟเฟอเรนเชียล ซึ่งอัตราการขยายวงจรมันจะขึ้น
 กับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ ดังนั้น V_2 จะเป็นสัญญาณที่ควบคุมอัตราการขยายของวง
 จรเพราะจะเป็นตัวที่ทำให้กระแสมีเตอร์เปลี่ยนแปลงไป เมื่อป้อน V_1 เข้าที่ขั้วเบสของทรานซิสเตอร์และ
 อัตราขยายเปลี่ยนแปลงตามค่า V_2 สัญญาณที่ได้ก็จะมีรูปร่างเป็น KV_1V_2 ซึ่งก็จะได้ผลคูณของสัญญาณทั้ง
 สองออกมาตามต้องการ



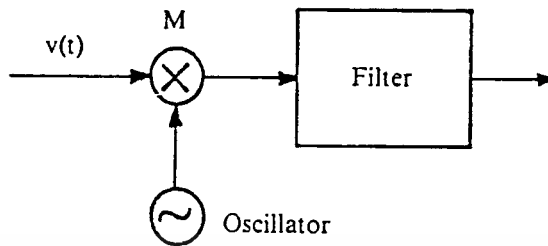
รูปที่ 2.10.2 แสดงวงจรมัลติพลายแบบแวลูเบิลทรานสคอนดักแตนซ์

2.11 การเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณ

ดังได้กล่าวไว้แล้วว่า ในการสร้างสัญญาณ AM หรือสัญญาณ DSB นั้น เราอาจทำได้โดยใช้วง
 จรคูณ เพราะวงจรมัลติพลายจะทำการคูณสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพาหะ ทำให้เกิดการเลื่อน
 ความถี่สูงขึ้นได้ ในทำนองเดียวกัน ถ้าเรามีสัญญาณ AM หรือสัญญาณแบบอื่นเข้ามาเราก็สามารถใช้
 วงจรมัลติพลายในการเลื่อนสัญญาณนั้นไปอยู่ที่ความถี่ใหม่ได้ รูปที่ 2.11.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของ
 ระบบแปลงความถี่ของสัญญาณที่กล่าวถึงนี้ ถ้าให้สัญญาณเข้าเป็นสัญญาณ AM ที่เขียนได้เป็น
 $V(t) = A_c(1 + V_m(t)) \cos \omega_c t$ เมื่อเราคูณสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่เป็น ω_o เราจะได้
 สัญญาณผลคูณที่เขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$\begin{aligned} V(t) \cos \omega_o t &= A_c(1 + V_m(t)) \cos \omega_c t \cos \omega_o t \\ &= A_c/2 (1 + V_m(t)) \cos(\omega_c + \omega_o)t \\ &\quad + A_c/2 (1 + V_m(t)) \cos(\omega_c - \omega_o)t \end{aligned}$$

038120



รูปที่ 2.11.1 แสดงระบบแปลงความถี่ของสัญญาณที่ใช้วงจรคูณ

ซึ่งจะเห็นได้ว่า รูปร่างของสัญญาณก็ยังคงเป็นสัญญาณ AM อยู่ แต่ขนาดจะลดลงครึ่งหนึ่ง และ ความถี่ของสัญญาณคลื่นพหุจะมีถูกแปลงไปอยู่ที่ $\omega_c + \omega_o$ และ $\omega_c - \omega_o$ ถ้า ω_o ใหญ่กว่าแบนด์วิดธ์ของ สัญญาณเบสแบนด์ เราก็จะใช้ฟิลเตอร์กรองเอาเฉพาะความถี่ด้านสูง หรือความถี่ด้านต่ำด้านใดด้านหนึ่ง ออกมาได้ ถ้าฟิลเตอร์เอาสัญญาณด้านความถี่สูงขึ้นออกมา ก็จะเป็นการแปลงความถี่ให้สูงขึ้น และเรียกกว จรแปลงความถี่นี้ว่า อัปคอนเวอร์เตอร์ (up-converter) ในทำนองเดียวกันถ้ากรองเอาสัญญาณด้าน ความถี่ต่ำลงมาเราก็เรียกกวจรนั้นว่า ดาวน์คอนเวอร์เตอร์ (down-converter) ในกรณีของเครื่องรับทั่วไป เรา มักใช้ดาวน์คอนเวอร์เตอร์มากกว่าอัปคอนเวอร์เตอร์ เพราะการจัดการกับความถี่ที่ต่ำลงมักจะง่ายกว่าการ จักการกับความถี่ที่สูงขึ้น กระบวนการที่เราแปลงความถี่นี้เรียกว่า มิกซิง (mixing) หรือการทำเฮเตอร์โรไดน์ นิง (heterodyning) เครื่องรับที่ใช้อยู่ในปัจจุบันนี้ส่วนใหญ่จะใช้วิธีการที่กล่าวมานี้

การแปลงความถี่ที่กล่าวมานั้นนอกจากจะใช้ประโยชน์ในการตีมอดูเลตสัญญาณสื่อสารแล้วยัง สามารถใช้ประโยชน์ทางด้านอื่นอีกมากมาย เช่น ใช้ในเครื่องวิเคราะห์ความถี่ (spectrum analyzer) ใช้ สเตรมเบลสัญญาณเสียง ใช้ในการสร้างออสซิลเลเตอร์ เป็นต้น

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้างวงจร

สำหรับในบทนี้ จะได้กล่าวถึง ในขั้นตอนการออกแบบวงจร ที่เป็นส่วนประกอบที่สำคัญของ สแควมเบอร์ อันได้แก่ วงจรกรองความถี่ หรือ ฟิเตอร์ สำหรับวงจรกรองความถี่ ที่จะกล่าวถึงนั้น เป็น วงจรกรองความถี่ ชนิดกรองความถี่ต่ำ (low pass filter) และ กรองเฉพาะบางแถบความถี่ (band pass filter)

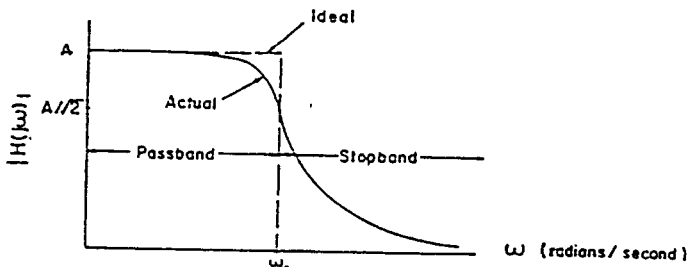
3.1 สมการและวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้งาน

วงจรกรองความถี่ต่ำ (low pass filter) เป็นวงจรกรองความถี่แบบหนึ่ง ซึ่งจะส่งผ่านสัญญาณ ความถี่ต่ำกว่าค่าที่เลือกไว้ผ่านไปได้ทั้งหมด ในขณะที่ จะกำจัดหรือลดทอนความถี่ที่สูงกว่าค่าที่เลือกไว้ คุณสมบัติเช่นนี้ของวงจรกรองความถี่ต่ำ แสดงให้เห็นดังกราฟการตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณ (amplitude response) ซึ่งเป็นกราฟพล็อต (plot) ระหว่างขนาด $|H(j\omega)|$ ของ สมการทรานเฟอร์ฟังก์ชัน $H(s)$ กับความถี่ ω (เรเดียน / วินาที) หรือ ความถี่ f (Hz) โดยที่ $\omega = 2\pi f$ และที่ทุกความถี่ จะได้ว่า

$$H(s) = V_2(s) / V_1(s) \quad (\text{สมการที่ 3.1.1})$$

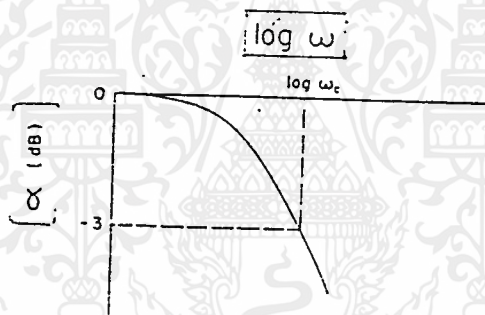
โดยที่ V_2 เป็นแรงดันเอาต์พุต และ V_1 เป็นแรงดันอินพุต

สำหรับเส้นกราฟ ที่แสดงดังรูปที่ 3.1.1 นั้น เส้นประ แสดงถึงการตอบสนองเชิงขนาดของ สัญญาณในทางอุดมคติ ส่วนเส้นทึบที่เหลือนั้น แสดงถึงการตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณในการใช้งาน จริง ซึ่งสามารถแสดงคุณลักษณะเฉพาะได้ใกล้เคียงผลตอบสนองทางอุดมคติมากที่สุด ค่า ω_c (แปลง เป็น f_c ในหน่วย เฮิรตซ์ ได้โดยใช้ $f_c = \omega_c / 2\pi$) เป็นความถี่คัทออฟ (cutoff-frequency) กำหนดที่จุด $|H(j\omega)|$ มีค่า $1/\sqrt{2}$ หรือ 0.707 เท่า ของค่าแอมพลิจูดสูงสุด ในที่นี้แสดงด้วยค่า A ความถี่ในช่วงย่านที่ สามารถผ่านได้อยู่ในช่วง $0 < \omega < \omega_c$ และความถี่ที่เกินจาก ω_c ($\omega > \omega_c$) จะไม่สามารถผ่านไปได้



รูปที่ 3.1.1 แสดงผลตอบสนองของกรณิกรองความถี่ต่ำ

เราอาจจะพล็อตกราฟแสดงการตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณอีกรูปแบบหนึ่ง คือ ระหว่างแอมพลิจูดในหน่วยเดซิเบลในที่นี้แทนด้วย dB กับค่าความถี่ ω หรือ f ซึ่งอาจจะใช้เป็น $\log f$ และจากรูปกราฟที่พล็อตไว้ในรูป 3.1.2 จะเห็นจุดคัทออฟ (cutoff point) สัมพันธ์กัน คิดจากจุดที่ค่าแอมพลิจูดลดลงจากเดิมไป 3 dB



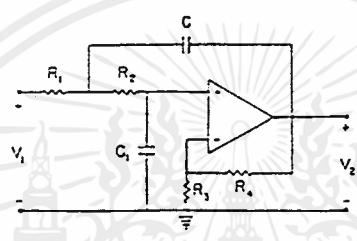
รูปที่ 3.1.2 แสดงผลตอบสนองในหน่วย dB

สมการโพลิโนเมียลอันดับที่สอง (second - order polynomial function) สามารถเทียบเคียงคุณลักษณะเฉพาะของวงจรรองความถี่ต่ำทางอุดมคติ โดยการหาออกมาในรูปสมการทรานเฟอร์ฟังก์ชัน ดังนี้

$$V_2(s)/V_1(s) = K/(s^2 + as + b) \tag{สมการ 3.1.2}$$

โดยที่ a และ b เป็นค่าคงที่ที่กำหนดขึ้น และ K เป็นค่าคงที่ ส่วนอันดับที่สอง (Second - order) ได้มาจากกำลังสูงสุดของสมการโพลิโนเมียลของตัวส่วนหรือตัวหารนั่นเอง ในกรณีของสมการทรานเฟอร์ ฟังก์ชันที่อันดับสูงกว่านี้ หาได้โดยสมการที่ข้างต้น เช่นเดียวกัน เพียงแต่ตัวหารเป็นนิพจน์ที่มีกำลังสูงสุดตามอันดับนั้น ๆ และสามารถหาอัตราขยายของวงจรรองความถี่ต่ำ โดยกำหนดให้ s ในสมการทรานเฟอร์ ฟังก์ชันเป็นศูนย์ ดังนั้น จากสมการที่ผ่านมานี้จะได้อัตราขยายมีค่าเป็น K/b ซึ่งด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้อุปกรณ์แอกทีฟแทนขดลวดเหนี่ยวนำในวงจรกรองความถี่ต่ำ นั้น มีด้วยกันหลายวิธี ในรายงานนี้ จะใช้วิธีของ Sallen และ Key ซึ่งจะใช้อุปกรณ์แอกทีฟ ประเภทออปแอมป์ที่ได้อธิบายคุณสมบัติไว้พอสังเขปแล้ว ในบทที่ 2 วงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่สองแบบ Sallen และ Key แสดงไว้ดังรูปที่ 3.1.3 โดยเลือกค่าตัวต้านทานและตัวเก็บประจุที่เหมาะสมเพื่อให้ได้ค่า a และ b ที่กำหนดขึ้นในสมการที่ (2.1) ส่วน R_3 และ R_4 ที่ต่อไว้ในวงจรร่วมกับออปแอมป์ประกอบกันขึ้น เป็นวงจรควบคุมแหล่งจ่ายแรงดันด้วยค่าแรงดัน (Voltage Controlled Voltage Source . VCVS) ดังนั้นจะเรียกวงจร Sallen และ Key ว่าเป็นวงจร VCVS แบบหนึ่งก็ได้



รูปที่ 3.1.3 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่สอง

วงจรกรองความถี่อันดับสูงกว่านี้ สามารถประกอบขึ้นได้ โดยการนำวงจรกรองความถี่อันดับที่สอง มาต่อกันหลาย ๆ ชุด ตัวอย่างเช่น วงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่สี่ ประกอบขึ้นโดยการนำวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่สองจำนวน 2 ชุด ดังรูปที่ 3.1.3 มาประกอบเข้าด้วยกัน ซึ่งจะได้กล่าวต่อไปในหัวข้อที่ 3.6 ทำการวิเคราะห์วงจรตามรูปที่ 3.1.3 จะได้ค่าต่าง ๆ ที่ทำให้สมการที่ (2.1) เป็นจริงดังนี้

$$K = u / R_1 R_2 C C_1 \quad (\text{สมการที่ 3.1.3})$$

$$a = (1 - u) / R_2 C_1 + (R_2 C + R_1 C) / R_1 R_2 C C$$

$$b = 1 / R_1 R_2 C C_1$$

โดยที่ $u = 1 + R_4 / R_3$

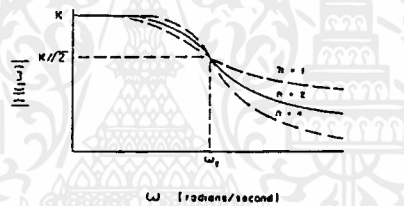
ค่า u เป็นค่าอัตราขยายของวงจร VCVS ซึ่งจะเป็นอัตราขยายของวงจรกรองความถี่ด้วย เพราะว่าเป็นแบบบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth) และแบบเชบิเชฟ (Chebyshev) ในหัวข้อต่อไป จะได้ทำการอธิบายวงจรทั้งสองแบบนี้ รวมทั้งนำเสนอเทคนิคในการออกแบบวงจรประเภทนี้ด้วย เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบบัตเตอร์เวิร์ธ (low pass butterworth filter)

เป็นวงจรกรองความถี่ที่มีคุณลักษณะเฉพาะ (characteristic) ใกล้เคียงกับวงจรกรองความถี่ต่ำ ทางอุดมคติ โดยยอมให้ช่วงความถี่ที่ผ่านได้ มีค่าแอมพลิจูดเท่าเทียมตลอดย่านที่ยอมให้ผ่านได้ โดยที่การตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณ (amplitude response) มีค่าตามสมการดังนี้

$$|H(j\omega)| = K / \sqrt{1 + (\omega / \omega_c)^{2n}} \quad (\text{สมการที่ 3.2.1})$$

โดยที่ n เป็นค่าอันดับ (order) ของวงจรกรองความถี่ และตามรูปที่ 3.2.1 แสดงให้เห็นว่า วงจรกรองความถี่ที่สามารถที่จะปรับปรุงคุณลักษณะเฉพาะเกี่ยวกับการตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณให้ดีขึ้น โดยใช้การเพิ่มค่า n หรืออันดับของวงจรกรองความถี่ในหัวข้อที่ 3.13 และ 3.2 จะได้อธิบายกรณีค่า $n = 2$ และ $n = 4$ ตามลำดับ



รูปที่ 3.2.1 แสดงผลตอบสนองกรณีบัตเตอร์เวิร์ธ

วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธ มีข้อดีที่ได้กล่าวไว้แล้ว คือสามารถให้ผลตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณได้เท่าเทียมกันตลอดย่านความถี่ที่ต้องการ เพียงแต่จุดคัทออฟของวงจบบัตเตอร์เวิร์ธนี้จะอยู่ต่ำกว่าจุดคัทออฟของวงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ ไม่ว่าจะเป็อันดับที่ n ใด ๆ ก็ตาม จากรูปที่ 3.2.1 ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณจะถูกลดทอนลง ด้วยอัตราประมาณ $-20n$ dB/decade ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ อัตราการลดทอนของวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธ จะน้อยกว่า (ความชันหรือ slope น้อยกว่านั่นเอง) โดยที่ 1 decade เป็นช่วงห่างระหว่างความถี่ 2 ความถี่ และความถี่หนึ่งจะมีค่าเท่ากับ 10 เท่าของความถี่อีกความถี่หนึ่ง

3.3 วงจรกรองความถี่ต่ำอันดับสองแบบบัตเตอร์เวิร์ธ

(Second - Order Low - Pass Butterworth Filter)

เราสามารถสร้างวงจรกรองความถี่ชนิดนี้ได้โดยการต่อวงจรตามรูป โดยเลือกค่าตัวเก็บประจุ C และ C_1 ค่าตัวต้านทาน R_1, R_2, R_3 และ R_4 แทนลงในสมการที่ (3.3.1) เพื่อให้ได้ค่าความถี่คัทออฟตามที่ต้องการนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

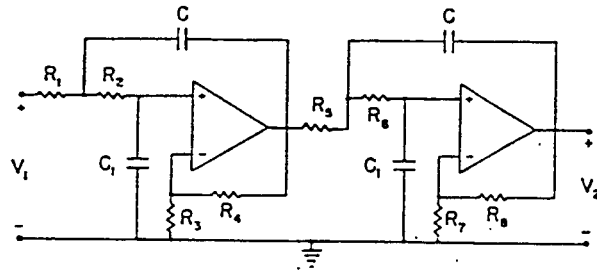
ออกแบบไว้ เพื่อให้สะดวกรวดเร็วในการออกแบบวงจร วิทยานี้ จึงแนะนำวิธีการออกแบบโดยใช้กราฟ ให้สามารถเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุ และค่าตัวต้านทานได้ง่าย โดยวิธีการใช้งานกราฟเหล่านี้ เริ่มต้นจากการกำหนดค่า f_c หรือ ความถี่คutoffที่ต้องการขึ้นมาก่อนเป็นอันดับแรก หลังจากนั้นตรวจสอบดูว่า ค่า f_c นี้ ตกอยู่ในช่วงกราฟรูปใด คือ รูปที่ 2.2 หรือ 2.3 โดยที่กราฟรูป 2.1 ใช้สำหรับค่า f_c ที่อยู่ในช่วง 1 เฮิรตซ์ ถึง 100 เฮิรตซ์ รูปที่ 2.2 สำหรับ f_c ที่อยู่ในช่วง 100 เฮิรตซ์ ถึง 100,000 เฮิรตซ์ หรือ 10 กิโลเฮิรตซ์ และรูปที่ 2.3 สำหรับ f_c ที่มีค่าอยู่ในช่วง 10 กิโลเฮิรตซ์ ถึง 1,000,000 เฮิรตซ์ หรือ 1 เมกะเฮิรตซ์

เมื่อเรากำหนดค่า f_c ขึ้นมา ตรวจสอบดูว่าค่า f_c นี้ตกอยู่ในกราฟช่วงใด จากนั้นเราสามารถทำการเลือกค่าตัวเก็บประจุ C ที่จะใช้งานได้หลายค่าด้วยกัน (ดูจากกราฟ) โดยค่าตัวเก็บประจุ C บนกราฟเหล่านี้เป็นค่ามาตรฐานสามารถหาซื้อได้ทั่วไป เมื่อเลือกค่า C ได้แล้ว ลากเส้นตั้งจากจากแกน f_c หรือ แกนนอนไปตัดค่า C ที่เลือกไว้ จากจุดบนเส้นกราฟ C ที่ได้ลากเส้นขนานแกน f_c ไปตัดแกน K พารามิเตอร์ หรือแกนตั้ง ได้ค่า K นำค่า K ที่ได้ไปหาค่าตัวเก็บประจุ C และค่าตัวต้านทานต่าง ๆ ที่ใช้ในวงจรโดยหาได้จากกราฟรูปที่ 2.11 ถึง 2.15 ทั้งนี้ขึ้นกับค่าอัตราขยายที่ต้องการ ตัวอย่างเช่น ถ้าต้องการอัตราขยายหรือ เกน = 2 ให้ใช้กราฟรูปที่ 2.11 หาค่าตัวต้านทานต่าง ๆ และค่าตัวเก็บประจุ C ซึ่งกรณีนี้มีค่าเท่ากับ C กรณีค่าอัตราขยายอื่นๆ เช่น 4,6,8 หรือ 10 ก็สามารถหาค่าตัวต้านทาน R_1, R_2, R_3 และ R_4 รวมทั้งค่าตัวเก็บประจุ C , ในวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่สองแบบบัตเตอร์เวิร์ทได้จากกราฟรูปที่ 2.12 ถึง 2.15 โดยค่า C_1 จะเท่ากับ C หรือ $2C$ กรณีต้องการอัตราขยายที่สูงขึ้น (ในรายงานเล่มนี้ไม่ได้กำหนดให้ใช้ในกรณีที่ต้องการอัตราขยายมากกว่า 10 เท่าขึ้นไป เพราะถ้าอัตราขยายเกิน 10 เท่าขึ้นไป วงจรที่ได้จะมีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าของตัวอุปกรณ์สูง) ท้ายสุดเราก็ทำการปรับค่าตัวต้านทาน ที่อ่านได้จากรูปกราฟให้ได้ค่าใกล้เคียงค่ามาตรฐานที่มีขายทั่วไป ก่อนที่จะนำไปประกอบวงจรเพื่อใช้งานต่อไป

3.4 วงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่สี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทและเชบีเชฟ

(Fourth - Order Low - Pass Butterworth and Chebyshev Filter)

เราสามารถสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่สี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทหรือเชบีเชฟได้ โดยการนำวงจรในรูปที่ 3.1.3 จำนวน 2 วงจรมาต่อกัน ดังรูปที่ 2.8 ส่วนการหาค่าตัวต้านทานและตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรให้ใช้วิธีเดียวกัน กับวงจรกรองความถี่อันดับที่สองแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 3.3 แต่ต้องมีค่าพารามิเตอร์อื่นเพิ่มขึ้น



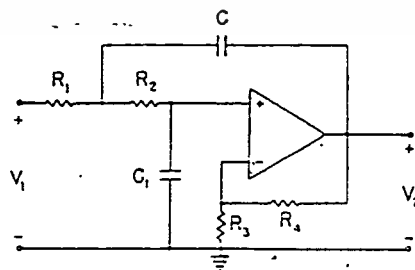
รูปที่ 3.4.1 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่สี่

ต่อจากนี้จะแสดงขั้นตอนการสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่สี่แบบเชบีเชฟ 3 dB ที่ $f_c = 1$ กิโลเฮิร์ตซ์ ต้องการอัตราขยาย = 36 จากกราฟรูปที่ 2.10x ทำการเลือกค่า $C = 0.01$ จะได้ $K = 10$ และจากกราฟรูปที่ 2.41 ให้ $K = 10$ จะได้ $R_1 = 9.3$, $R_2 = 15$, $R_3 = 29$, $R_4 = 145$, $R_5 = 16$, $R_6 = 41$, $R_7 = 657$, $R_8 = 330$ และ $C_8 = 2C = 0.02$

สำหรับในวงจรใช้งานจริงจะให้ R_1 ถึง R_8 มีค่าดังนี้ 9.1, 15, 30, 150, 16, 39, 68, และ 330 ตามลำดับ โดยเลือกใช้โอปแอมป์เบอร์ UA747 ทำการต่อวงจรตามรูปที่ 2.8 และทำการทดสอบผลการตอบสนองของวงจรได้ดังรูปที่ 2.9 (ใช้มาตราส่วนหรือสเกล 200 เฮิร์ตซ์/ช่อง) ผลตามการทดสอบจริง จะได้ $f_c = 972$ เฮิร์ตซ์ ที่ 3 dB และ อัตราขยาย = 36.8

เพื่อความสะดวกในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ วิธีการต่าง ๆ ที่ได้อธิบายในบทนี้ได้นำมาสรุปไว้ในหัวข้อต่อจากนี้ โดยวงจรกรองความถี่อันดับที่สอง พร้อมด้วยรูปกราฟเฉพาะแบบได้เสนอไว้ก่อนเป็นอันดับแรก ตามด้วยวงจรกรองความถี่อันดับที่สี่พร้อมด้วยกราฟเฉพาะแบบของวงจรกรองความถี่ชนิดนี้ (รูปกราฟที่ใช้จะแยกอันดับและแบบของวงจรกรองความถี่ไว้ด้วย)

สรุปขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่สอง



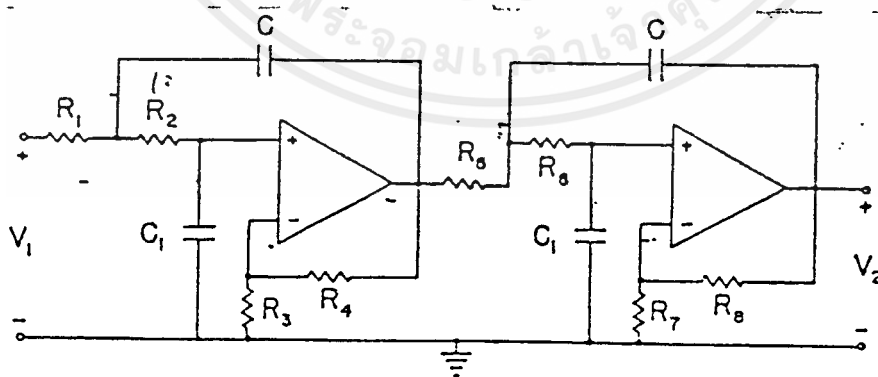
รูป 3.4.2 วงจรใช้งาน

ขั้นตอนการออกแบบ

เริ่มจากกำหนด f_c (Hz) , เกน และแบบของวงจรของความถี่ (บัตเตอร์เวิร์ทหรือเชบีเชฟ) ตามต้องการ (Gain) ต้องไม่เกิน 10 เท่า สำหรับวิธีการที่ใช้ในหนังสือเล่มนี้) หลังจากนั้น ปฏิบัติตามขั้นตอนดังนี้

1. เลือกค่าตัวเก็บประจุ C ทำการหาค่า K จากกราฟรูปที่ 2.10 ก กรณีที่ f_c อยู่ระหว่าง 1 และ 100 เฮิรตซ์ จากกราฟรูปที่ 2.10 ข กรณีที่ f_c อยู่ระหว่าง 100 เฮิรตซ์ และ 10 กิโลเฮิรตซ์ และ จากกราฟรูปที่ 2.10 ค กรณีที่ f_c อยู่ระหว่าง 10 กิโลเฮิรตซ์ และ 1 เมกะเฮิรตซ์
2. ใช้ค่า K ที่ได้จากข้อที่ 1 หาค่าตัวอุปกรณ์ประกอบอื่น ๆ ที่ใช้ในวงจร (จำพวกตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ) โดยเลือกใช้จากกราฟรูปที่ 2.11 ถึง 2.15 สำหรับวงจรของความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท และจากกราฟรูปที่ 2.16 ถึง 2.27 สำหรับวงจรของความถี่แบบเชบีเชฟ ส่วนการจะใช้กราฟรูปใดนั้นขึ้นอยู่กับ ค่าอัตราขยาย (ซึ่งเราได้กำหนดไว้แต่แรกในตอนออกแบบ)
ในกรณีเชบีเชฟนั้นยังต้องพิจารณาช่วงดีบีริปเปิ้ล (dB ripple) ที่ต้องการอีกด้วย
3. จากข้อที่ 2 เลือกค่าตัวต้านทานที่ใช้งานจริงให้ใกล้เคียงค่าที่อ่านได้จากกราฟมากที่สุด (โดยใช้ค่าที่เป็นมาตรฐานที่หาได้ทั่วไป) และลงมือประกอบวงจรตามรูปที่แสดงไว้ข้างต้น

สรุปขั้นตอนการออกแบบวงจรของความถี่ต่ำอันดับที่สี่



รูปที่ 3.4.3 วงจรใช้งาน

ขั้นตอนการออกแบบ

เริ่มจากกำหนด f_c (Hz), เกนและแบบของวงจรรองความถี่ (บัตเตอร์เวิร์ทหรือเชบีเชฟ) ตามต้องการแล้วปฏิบัติตามขั้นตอนดังนี้

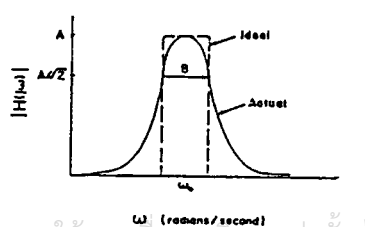
1. เลือกค่าตัวเก็บประจุ C ที่จะใช้งาน จะได้ค่า K โดยใช้กราฟรูปที่ 2.10 ก, ข หรือ ค เช่นเดียวกับกรณีของวงจรรองความถี่อันดับที่สอง
2. ใช้ค่า K ที่อ่านได้จากกราฟในข้อที่ 1 หาค่าตัวอุปกรณ์ประกอบอื่น ๆ ที่ใช้ในวงจรพวกตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ โดยเลือกใช้กราฟรูปที่ 2.28 ถึง 2.30 สำหรับวงจรรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทและจากกราฟรูปที่ 2.31 ถึง 2.42 สำหรับวงจรรองความถี่แบบเชบีเชฟแต่จะใช้กราฟรูปใดนั้นขึ้นอยู่กับค่าเกน (ซึ่งผู้ออกแบบกำหนดเอง) และกรณีเชบีเชฟนั้น ยังต้องพิจารณาช่วงดีบีริปเปิ้ลที่ต้องการด้วย
3. จากข้อที่ 2 เลือกค่าตัวต้านทานที่ใช้งานจริง ให้ใกล้เคียงค่าที่อ่านได้จากกราฟมากที่สุด (โดยเทียบใช้ค่ามาตรฐานที่ใกล้เคียงมากที่สุด) โดยเลือกใช้ออปแอมป์ตามข้อแนะนำในกรณีวงจรรองความถี่ต่ำอันดับที่สอง และอัตราขยายวงรอบเปิดของออปแอมป์ที่ใช้ควรจะมีค่าอย่างน้อย 50 เท่า ของรากที่สองของอัตราขยายวงจรรองความถี่

3.5 วงจรรองเฉพาะแถบความถี่ (band pass filter)

สมการและวงจรใช้งาน (เฉพาะกรณีอันดับที่สองเท่านั้น)

band pass filter เป็นวงจรรองความถี่แบบหนึ่ง ซึ่งจะยอมให้แถบความถี่ช่วงหนึ่งที่ได้เลือกไว้ผ่านวงจรชนิดนี้ไปได้เท่านั้น โดยจะลดทอนความถี่อื่นใดนอกเหนือจากช่วงกว้างของแถบความถี่ที่ได้เลือกไว้แล้ว ในที่นี้ตามรูปที่ 3.5.1 สมมติให้มีความกว้างเท่ากับ B และมีค่าความถี่ที่จุดกึ่งกลางของแถบความถี่เป็น ω_0 สำหรับค่า B และ ω_0 กำหนดให้อยู่ในหน่วยเรเดียน/วินาที หรือ B อาจกำหนดในหน่วย เฮิรตซ์ และมีความถี่กึ่งกลางเป็น $f_0 = \omega_0 / 2\pi$ (Hz)

คุณสมบัติตามที่กล่าวมาของวงจร band pass filter แสดงให้เห็นตามรูปกราฟแสดงการตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณดังรูปที่ 4.1 โดยเส้นประแสดงถึงการตอบสนองเชิงขนาดในทางอุดมคติ ส่วนเส้นทึบแสดงถึงการตอบสนองเชิงขนาดในการใช้งานจริง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.5.1 แสดงผลตอบสนองการกรองเฉพาะแถบความถี่

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการโพลีโนเมียลอันดับที่สอง สามารถเทียบเคียงคุณลักษณะเฉพาะของวงจรกรองเฉพาะแถบความถี่ทางอุดมคติได้ โดยกำหนดค่า B และ w_0 ให้เหมาะสม ซึ่งจะได้ออกมาในรูปสมการทรานเฟอร์ฟังก์ชัน ดังนี้

$$H(s) = V_2(s) / V_1(s) = Ks / (s^2 + bs + w_0) \quad \text{(สมการ 3.5.1)}$$

มีค่าพารามิเตอร์สำคัญที่ควรสนใจอยู่ค่าหนึ่งในการออกแบบวงจรกรองเฉพาะแถบความถี่นี้คือ ค่า Q หรือ ควอลิตี้ แฟคเตอร์ (quality factor) ซึ่งหาได้จาก

$$Q = w_0 / B \quad \text{(สมการ 3.5.2)}$$

หรือ $Q = f_0 / B$ เมื่อกำหนด B ในหน่วย เฮิรตซ์

โดยค่า Q จะบ่งบอกให้ทราบถึงความกว้างของช่วงความถี่ที่จะยอมให้ผ่าน ถ้า Q ยิ่งมีค่ามาก วงจรที่ออกแบบนั้น จะทำการกรองแถบความถี่ให้ผ่านไปได้ในช่วงแคบมากขึ้น นั่นคือจะผ่านแถบความถี่ไปได้ได้น้อยลง มีความชัน หรือ Sharpness มากขึ้น เมื่อเทียบกับความถี่กึ่งกลาง w_0 (หรือ f_c) โดยที่ค่าอัตราขยายของวงจรกรองเฉพาะแถบความถี่นี้ กำหนดได้จากค่าแอมพลิจูดของ $H(s)$ ในสมการที่ (3.5.1) ที่จุดกึ่งกลางของแถบความถี่ (w_0 หรือ f_c) ซึ่งจะได้ค่าอัตราขยาย = K/B

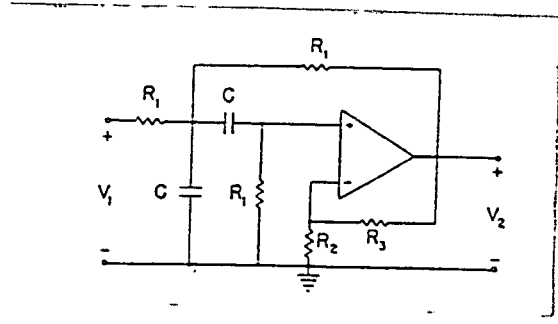
3.6 วงจรกรองเฉพาะแถบความถี่อันดับที่สองแบบ VCVS

วงจรซึ่งสอดคล้องหรือได้มาจากสมการที่ (3.5.1) และเป็นวงจรกรองเฉพาะแถบความถี่อันดับที่สองรูปแบบหนึ่ง ซึ่งจะกล่าวในที่นี้ก็คือ วงจร VCVS แสดงดังรูปที่ 3.5.1 ติดค้นโดย Kerwin และ Hueisman จากการศึกษาวิเคราะห์วงจรแสดงให้เห็นสมการข้างต้นจะเป็นจริง

ถ้า
$$K = u / R_1 C \quad \text{(สมการ 3.6.1)}$$

$$B = 4 - u / R_1 C \quad \text{และ} \quad w_0 = 2 / R_1 C_2 \quad \text{(สมการ 3.6.2)}$$

โดยที่
$$u = 1 + R_3 / R_2 \quad \text{(สมการ 3.6.3)}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ 3.6.1 แสดงวงจรกรองเฉพาะแถบความถี่อันดับที่สองให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรตามรูปที่ 3.6.1 จะทำงานได้ดีเมื่อค่า Q ต่ำๆ ดังนั้นจากสมการที่ (3.6.2) ซึ่ง $4 - u = R_1 C w_0 / Q$ จะได้ว่า ถ้าต้องการค่า Q ที่สูงขึ้นเท่าใด ก็จะมีค่าเข้าใกล้ 4 เท่านั้น เมื่อเป็นเช่นนี้แล้วเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงค่า R_2 และ R_3 จะมีผลกระทบต่อค่า Q ด้วยเหตุนี้ เส้นกราฟต่างๆที่จะกำหนดให้ใช้ในทางปฏิบัติจริงจึงถูกจำกัดอยู่ที่ $Q \leq 4$ ดังนั้นเพื่อความสะดวก ในการปรับเปลี่ยนค่า Q จึงควรใช้โพเทนชิโอมิเตอร์ (potentiometer) แทนค่า R_2 และ R_3 ในทางปฏิบัติจริงเพื่อให้ได้วงจรมีคุณลักษณะตามที่ออกแบบไว้ วิธีที่ดีที่สุดก็คือ เริ่มจากกำหนดความถี่กึ่งกลางของแถบความถี่ f_0 และค่าตัวเก็บประจุ C ที่จะใช้ หลังจากนั้นนำไปหาค่า R_1 จากกราฟ นำไปต่อวงจรตามรูปที่ 3.6.1 โดยใช้โพเทนชิโอมิเตอร์แทน R_2 และ R_3 เราก็สามารถปรับเปลี่ยนความกว้างของแถบความถี่เมื่อเทียบกับจุด f_0 ที่กำหนดได้ เพียงแต่ปรับเปลี่ยนสัดส่วนค่า R_2 และ R_3 เท่านั้น

3.7 วงจรกรองเฉพาะแถบความถี่อันดับที่สองแบบป้อนกลับหลายทาง

(Second - Order Multiple Band - Pass Filter)

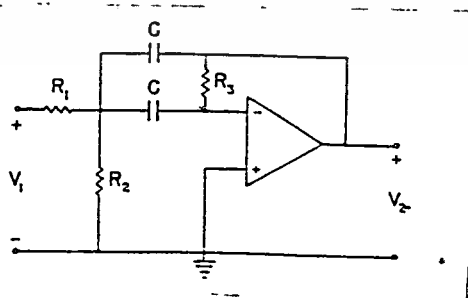
วงจรอีกรูปแบบหนึ่งซึ่งให้คุณสมบัติในการกรองความถี่เช่นเดียวกับวงจรกรองเฉพาะแถบความถี่อันดับที่สอง ก็คือ วงจรป้อนกลับหลายทาง (Multiple - feedback network) ซึ่งแสดงตามรูปที่ 3.7.1 จากการวิเคราะห์วงจรจะได้ว่าสมการที่ (3.6.2) จะเป็นจริง ก็ต่อเมื่อ

$$B = 2 / R_3 C$$

$$w_0 = (1/R_1 + 1/R_2) / R_3 C \quad (\text{สมการ 3.7.1})$$

โดยที่

$$u = 1 + R_3 / R_4$$



รูปที่ 3.7.1 แสดงวงจรแบบป้อนกลับหลายทางที่ใช้งาน

โดยค่าคงที่ K ในสมการที่ (3.6.2) มีค่าเท่ากับ $-1 / R_1 C$ และด้วยเหตุนี้ วงจรจะให้ผลการขยายแบบ

อินเวอร์ตติ้งหรือกลับเข้าสัญญาณ (รูปสัญญาณทางขาออกจะกลับทิศทาง 180 องศา กับสัญญาณทางขาเข้า) มีขนาดของสัญญาณเป็น $R_3/2R_1$ แต่สามารถกลับสัญญาณอีกครั้ง โดยต่อวงจรขยายแบบกลับขั้วสัญญาณ (inverting amplifier) ที่ขาออกหรือเอาต์พุทของวงจรดังรูปที่ 3.7.1

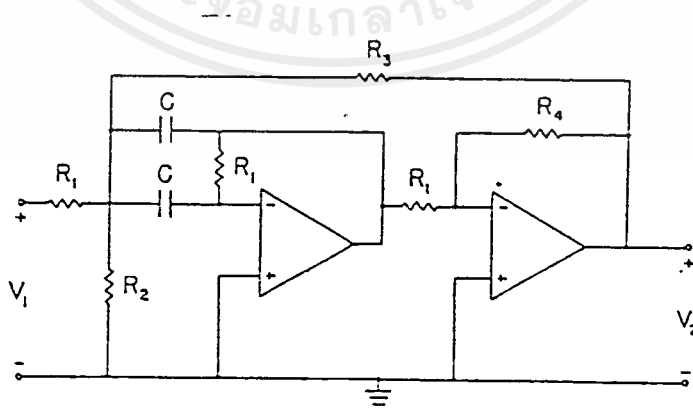
ในกรณีที่ต้องการวงจรที่ให้ค่า Q สูง ๆ สำหรับวงจรรูปที่ 3.7.1 นี้ สามารถเปลี่ยนค่า Q ได้ในช่วงกว้างมากโดยใช้การเปลี่ยนค่าอุปกรณ์ในวงจร และด้วยเหตุนี้เราจึงต้องจำกัดค่า Q ไว้ในช่วงที่เหมาะสม และนิยมใช้สำหรับการออกแบบ คือ ที่ $Q \leq 10$

ก่อนทำการออกแบบวงจรต้องมีการกำหนดค่า f_0 , Q และค่าอัตราขยายเสียก่อนหลังจากนั้นจึงทำการหาค่าอุปกรณ์ที่ใช้ประกอบในวงจรพวกตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ โดยใช้วิธีการตามสรุป ซึ่งกล่าวไว้ในตอนท้ายของบทนี้ได้เลย

3.8 วงจรกรองเฉพาะแถบความถี่อันดับที่สองแบบป้อนกลับบวก

(Second - Order Positive - Feedback Band - Pass Filter)

วงจรกรองเฉพาะแถบความถี่อันดับที่สอง ที่กล่าวมาก่อนหน้านี้จะต้องจำกัดค่า Q ให้อยู่ในช่วงไม่เกิน 10 เพื่อให้ผลที่ออกมาเมื่อใช้งานจริงมีความถูกต้อง เทียบตรง และให้คุณสมบัติใกล้เคียงผลตามที่ได้ออกแบบไว้ สำหรับหัวข้อนี้จะได้กล่าวถึงวงจรกรองเฉพาะแถบความถี่ ซึ่งสามารถกำหนดค่า Q ขึ้นไปได้ถึง 50 (ค่า Q ยิ่งมากขึ้นเท่าใด ค่า B ก็จะมีน้อยลงเป็นสัดส่วนผกผันกัน) และมีชื่อเรียกว่า วงจรป้อนกลับแบบบวก (positive - feedback circuit) ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.8.1 คำว่า ป้อนกลับแบบบวก หมายความว่า สัญญาณถูกป้อนกลับมา ในลักษณะที่ไม่ถูกกลับขั้วสัญญาณ (non - inverting signal) หรือสัญญาณป้อนกลับมา ที่อินพุทมีเฟสเดียวกันกับสัญญาณทางเอาต์พุทของวงจร



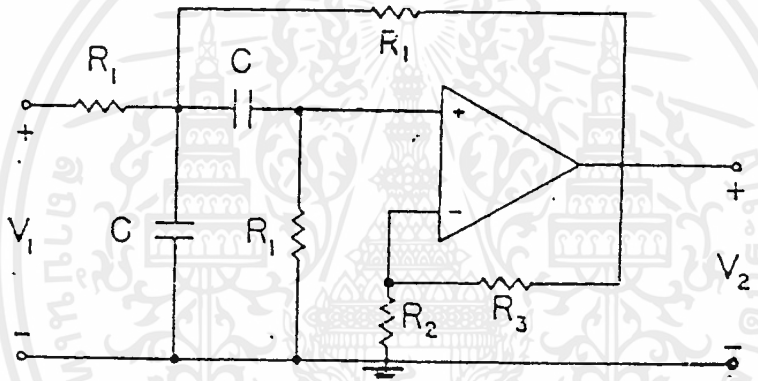
วิเคราะห์วงจรตามรูปที่ 3.8.1 จะเห็นว่าสมการที่ 3.8.1 จะเป็นจริงตามค่าต่าง ๆ ดังนี้

$$K = R_4 / R_1 C$$

$$B = (2 - R_3 / R_4) / R_1 C \quad (\text{สมการ 3.8.1})$$

$$\omega_0 = (1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3) / R_1 C$$

สรุปขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองเฉพาะแถบความถี่อันดับที่สองแบบ VCVS ($Q \leq 4$)



รูป 3.8.2 วงจรใช้งาน

ขั้นตอนการออกแบบ

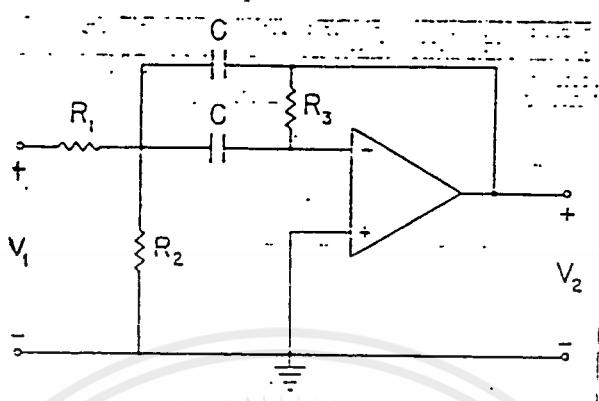
เริ่มจากการกำหนด f_0 , Q (หรือกำหนดเป็นค่าแบนด์วิธ ในหน่วย เฮิรตซ์ ก็ได้) หลังจากนั้นปฏิบัติตามขั้นตอนดังนี้

1. เลือกค่าตัวเก็บประจุ C ที่จะใช้ เพื่อจะได้ค่า K ต่อไป วิธีการก็เช่นเดียวกันกับในบทก่อนหน้า โดยจะมีกราฟให้เลือกใช้ตามค่า f_0 ที่กำหนดอยู่ 3 รูปด้วยกันคือ รูปที่ 4.11 ก,ข, และ ค ค่า f_0 ทั้ง 3 รูปกราฟรวมกันอยู่ในช่วง 1 เฮิรตซ์ ถึง 1 เมกะเฮิรตซ์

2. ใช้ค่า K ที่ได้จากข้อที่ 1 หาค่าตัวต้านทานจากกราฟรูปที่ 4.12 ถึง 4.14 ทั้งนี้ จะใช้รูปใดก็ขึ้นอยู่กับค่า Q หรือ แบนด์วิธ ที่กำหนด

3. จากข้อที่ 2 หาค่าตัวต้านทานให้ได้ใกล้เคียงมากที่สุด แล้วต่อวงจรตามรูปที่แสดงข้างต้น

สรุปขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองเฉพาะแถบความถี่อันดับที่สองแบบป้อนกลับหลายทาง
($Q \leq 10$)



รูป 3.8.3 วงจรใช้งาน

ขั้นตอนการออกแบบ

เริ่มจากกำหนด f_0 , Q หรือ แบนด์วิธ และ gain ทำการปฏิบัติตามขั้นตอนดังนี้

1. เลือกค่าตัวเก็บประจุ C ที่ต้องการ เพื่อหาค่า K จากกราฟรูปที่ 4.11 ก, หรือ ค เช่นเดียวกับวงจรกรองเฉพาะแถบความถี่อันดับที่สองแบบ VCVS
2. ใช้ค่า K ที่ได้หาค่าตัวต้านทานโดยพิจารณาจากกราฟรูปที่ 4.15 ถึง 4.31 จะเป็นกราฟรูปใดก็ขึ้นอยู่กับค่า Q (หรือ แบนด์วิธ) และค่าอัตราขยาย
3. เลือกใช้ค่าตัวต้านทานที่เป็นมาตรฐานให้มีค่าใกล้เคียงกับค่าที่อ่านได้จากกราฟ และเลือกใช้ตัวออปแอมป์ตามคำแนะนำที่กล่าวในบทที่ 2

ข้อแนะนำ

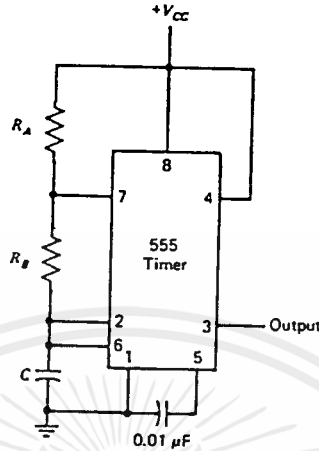
คำแนะนำต่าง ๆ ที่ได้กล่าวไว้แล้ว ในวงจรกรองความถี่อันดับที่สอง สามารถนำมาใช้ในกรณีนี้ด้วย โดยที่

1. R_3 เป็นตัวนำดีซี ลงกราวด์
2. ค่าแนะนำต่าง ๆ ที่เกี่ยวกับ f_c นำมาใช้กับ f_0 ได้

กราฟต่างๆที่กล่าวมานั้นสามารถหาดูได้จาก คู่มือการออกแบบวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่างๆไป ในรายงานฉบับนี้จะแสดงเฉพาะกราฟที่จำเป็นในการออกแบบวงจรเท่านั้น

3.9 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่คลื่นรูปสี่เหลี่ยม (squarewave)

วงจรที่เรียกว่า วงจรอะอสซิลเลเตอร์ ซึ่งเป็นวงจรที่ใช้กำเนิดสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ตามที่ต้องการ ซึ่งสามารถใช้ไอซีเบอร์ 555 ดังแสดงในรูป



รูปที่ 3.9.1 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่โดยใช้ไอซีเบอร์ 555

ความต้านทาน R_A และ R_B พร้อมทั้งตัวเก็บประจุ C ทำหน้าที่กำหนดช่วงเวลาในตัวเก็บประจุทำการอัดและคายประจุ เพื่อที่จะให้สัญญาณขาออกออสซิลเลตระหว่าง 0 โวลต์ และ V_{cc} โดยมีหลักการทำงานดังนี้

ตัวเก็บประจุ C จะทำการอัดประจุให้มีค่าเข้าใกล้ V_{cc} โดยมีช่วงเวลาเท่ากับ $(R_A + R_B)C$ และเมื่อความต่างศักย์ของ C เข้าใกล้ค่า $2/3$ ของ V_{cc} สัญญาณขาออกจะถูกเปลี่ยนเป็น low แล้วตัวเก็บประจุจะคายประจุผ่าน R_B ด้วยช่วงเวลา $R_B C$ จนกว่าค่าความต่างศักย์จะเข้าใกล้ค่า $1/3$ ของ V_{cc} สลับกันไปเรื่อยๆ โดยคาบเวลาขาออกเป็นดังสมการ

$$T_{\text{HIGH}} = 0.7 (R_A + R_B)C$$

$$T_{\text{LOW}} = 0.7 R_B C$$

คาบของเวลาทั้งหมดเป็น

$$\begin{aligned} T_{\text{HIGH}} + T_{\text{LOW}} &= 0.7 (R_A + R_B)C + 0.7 R_B C \\ &= 0.7 (R_A + 2R_B)C \end{aligned}$$

$$\text{ความถี่ (f)} = 1/T = 1 / 0.7 (R_A + R_B)C = 1.43 / (R_A + R_B)C$$

ค่า ดิวตี้ ไซเคิล หาได้จาก

$$\text{duty cycle} = T_{\text{HIGH}} / T \times 100\%$$

ตัวอย่างถ้าต้องการสร้างสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยม ความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ จะสร้างได้โดยคำนวณจากสมการข้างต้นได้

$$C = 0.1 \text{ ไมโครฟารัด}$$

$$R_A = 0 \text{ โอห์ม}$$

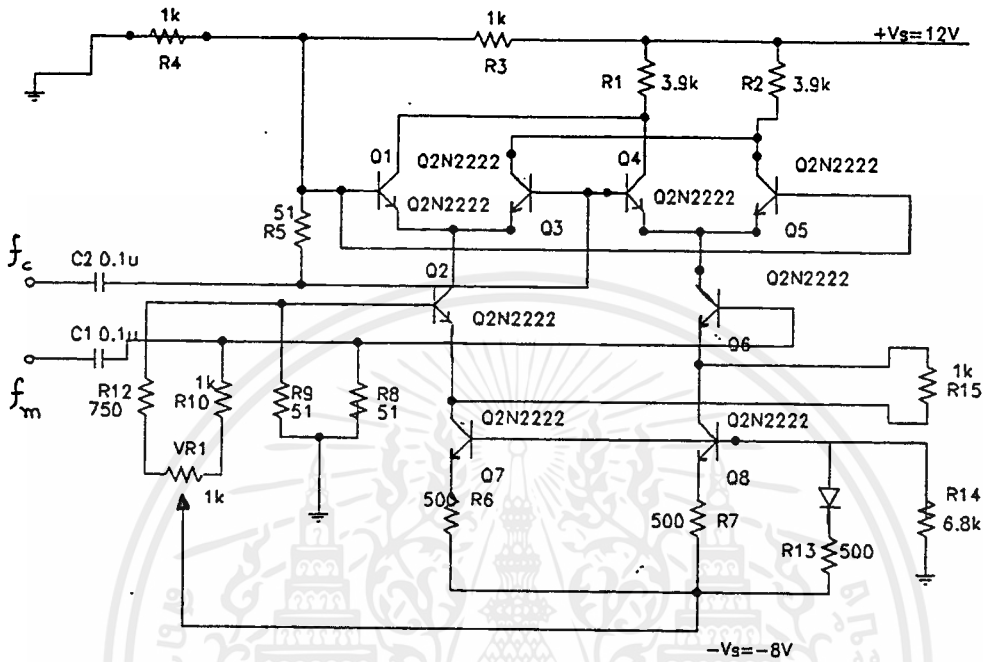
$$R_B = 720 \text{ โอห์ม}$$

หรือ ถ้าความถี่เปลี่ยนเป็น 13 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้ $C = 0.1$ ไมโครฟารัด $R_A = 0$ โอห์ม $R_B = 555$ โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.10 วงจรแอมพลิจูดมอดูเลชัน (AMPLITUDE MODULATION)



รูปที่ 3.10.1 ส่วนประกอบภายในของวงจรคุณ

ภายในวงจร ไอซี เบอร์ MC 1496 ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 8 ตัว ไดโอด 1 ตัว รีซิสเตอร์ 3 ตัว และทรานซิสเตอร์ T_1, T_2, T_3, T_4 เป็นตัวทำหน้าที่มอดูเลท โดยป้อนสัญญาณแคเรียร์ เข้าขา 8 ซึ่งจะทำให้ T_1, T_2, T_3 และ T_4 สลับการทำงานโดยมีสัญญาณความถี่มอดูเลชัน (fm) ป้อนเข้าที่ขา 1 เป็นตัวควบคุมเกน (gain) และการทำงานของ T_5, T_6 โดยเป็นตัวไบอัสให้กับ T_1, T_2 และ T_3, T_4 ส่วน T_7, T_8 เป็นวงจรสำหรับจ่ายกระแสคงที่ (constant current source)

สำหรับ R_1-R_7 และ V_{R1} จะเป็นตัวไบอัสให้วงจรสามารถมีงานได้ R_3, R_4 เป็นโหลดและเป็นตัวกำหนดขนาดกระแส I_{C1} และ I_{C2} . R_1, R_2 เป็นตัวแบ่งแรงดันเพื่อจ่ายให้แก่ขาของ T_1, T_2, T_3 และ T_4 . R_6, R_7, R_8, R_9 และ V_{R1} เป็นตัวปรับไบอัสให้กับ T_5 และ T_6 ซึ่งถ้าหาก V_B ที่ T_5 กับ V_B ที่ T_6 เท่ากันและกระแส $I_{C5}-I_{C6}$ ก็จะเป็นวงจรมอดูเลชัน (balance modulation) ส่วน $R_{10}, C, T, T_6, R_{11}$ จะเป็นตัวไบอัสให้แก่ T_7 และ T_8

การทำงานของวงจร

เมื่อป้อนสัญญาณแคเรียร์ เข้าที่ขา C_1 และให้สัญญาณมอดูเลชัน เท่ากับ 0 ที่ T_5 และ T_6 ก็จะมีกระแสไหลคงที่ เป็นผลทำให้ T_1, T_2, T_3, T_4 ทำการขยายอัตราขยายคงที่ ดังนั้นค่าแรงดันที่ได้ที่ขา 6 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ ขา 9 จะคงที่อยู่ค่าๆหนึ่ง แต่เมื่อเราป้อนสัญญาณมอดูเลชั่น เข้าที่ขา 2 ไปไบอัสให้แก่ทรานซิสเตอร์ T_5 และ T_6 ทำให้ T_5 และ T_6 ทำงาน โดยมีกระแส I_c เปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา ดังนั้นกระแส I_5 และ I_6 ก็จะไปควบคุมอัตราขยายของ T_1, T_2, T_3 และ T_4 ทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ของแควีร์มีขนาดเปลี่ยนแปลงไป ตามขนาดของสัญญาณมอดูเลชั่นที่เข้ามา

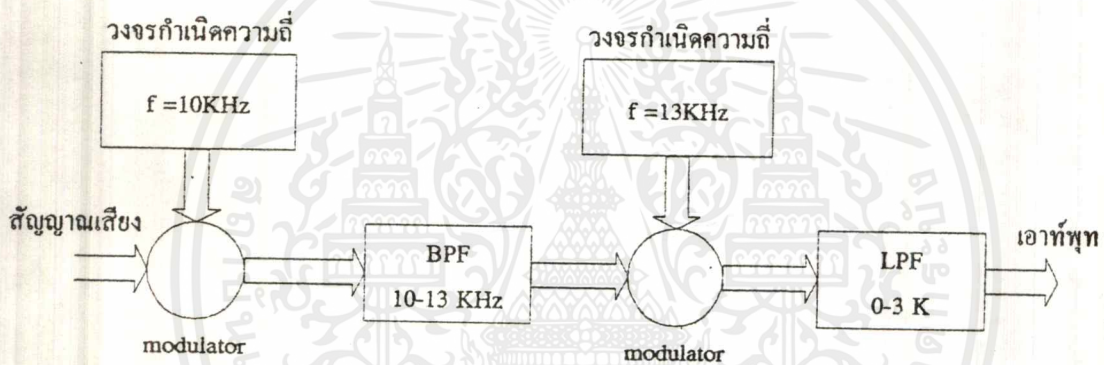


บทที่ 4

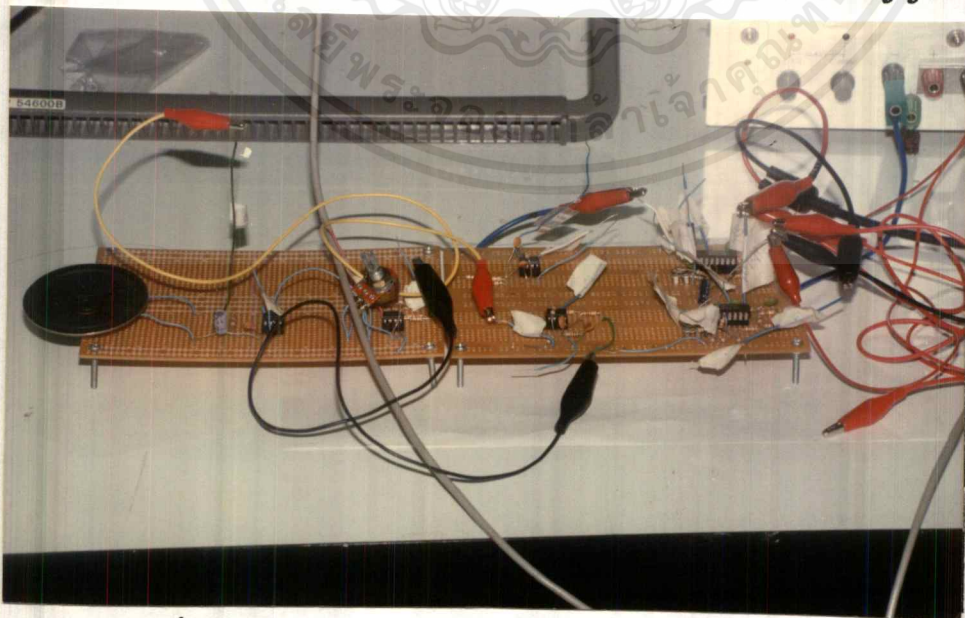
การทดลองและผลการทดลอง

ในบทนี้จะได้นำเสนอผลการทดลอง ซึ่งได้แก่ วงจรรวมของสแครมเบอร์ 1 ช่องสัญญาณ วงจรรวมของสแครมเบอร์ 2 ช่องสัญญาณ และวงจรรวมของสแครมเบอร์ 3 ช่องสัญญาณ ทั้งนี้จะแสดงส่วนของบล็อกไดอะแกรมด้วย พร้อมทั้งผลของเอ๊าท์พุทที่ได้จากวงจรมอดูเลเตอร์ และเอ๊าท์พุทที่ได้จากวงจรถักสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยม ตลอดจนผลการทดลองที่ได้จากวงจรรองความถี่ ที่มีช่วงความถี่ต่างๆ พร้อมทั้งวงจรที่ใช้ในการทดลองและแสดงกราฟผลตอบสนองเชิงความถี่ด้วย

4.1 ผลการทดลองที่ได้จากวงจรสแครมเบอร์ โดยใช้ 1 ช่องสัญญาณ

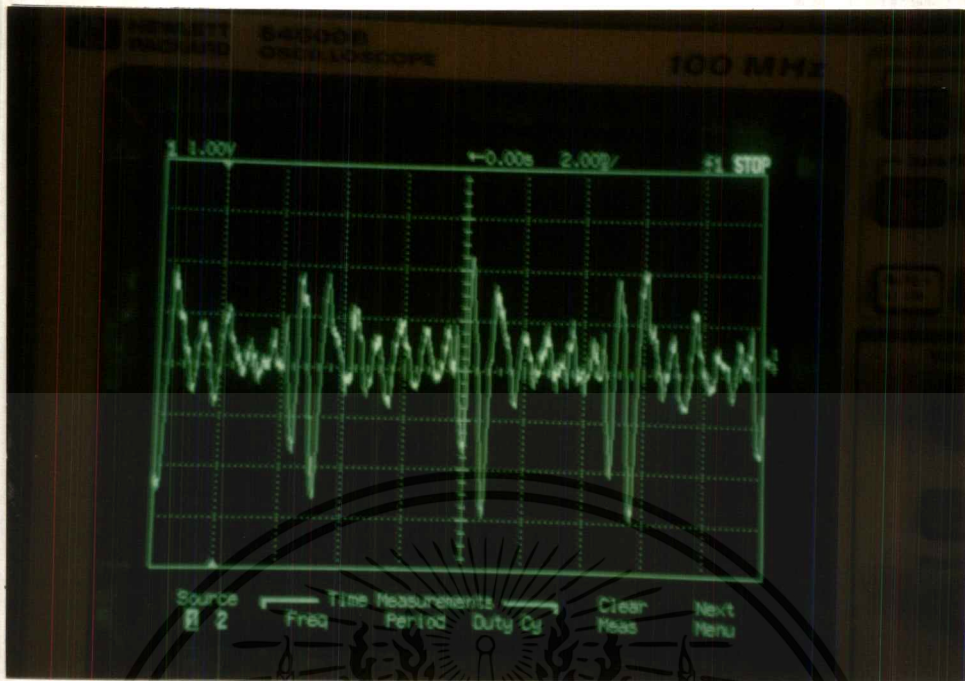


รูปที่ 4.1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสแครมเบอร์แบบ 1 ช่องสัญญาณ

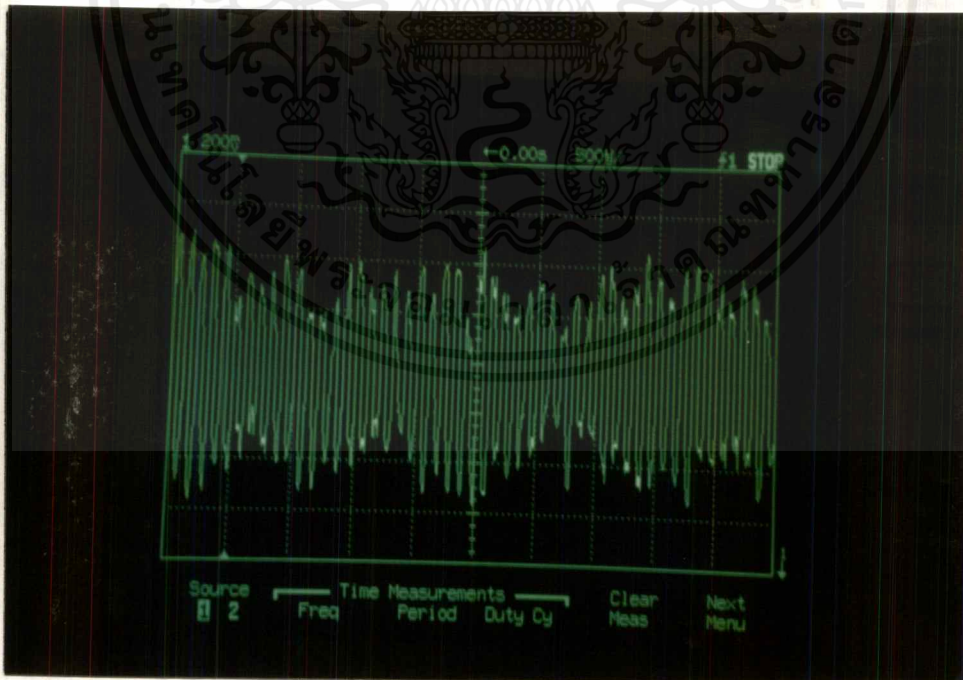


รูปที่ 4.1.2 แสดงวงจรสแครมเบอร์แบบใช้ช่องสัญญาณเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1.3 แสดงรูปคลื่นความถี่ของสัญญาณเสียง

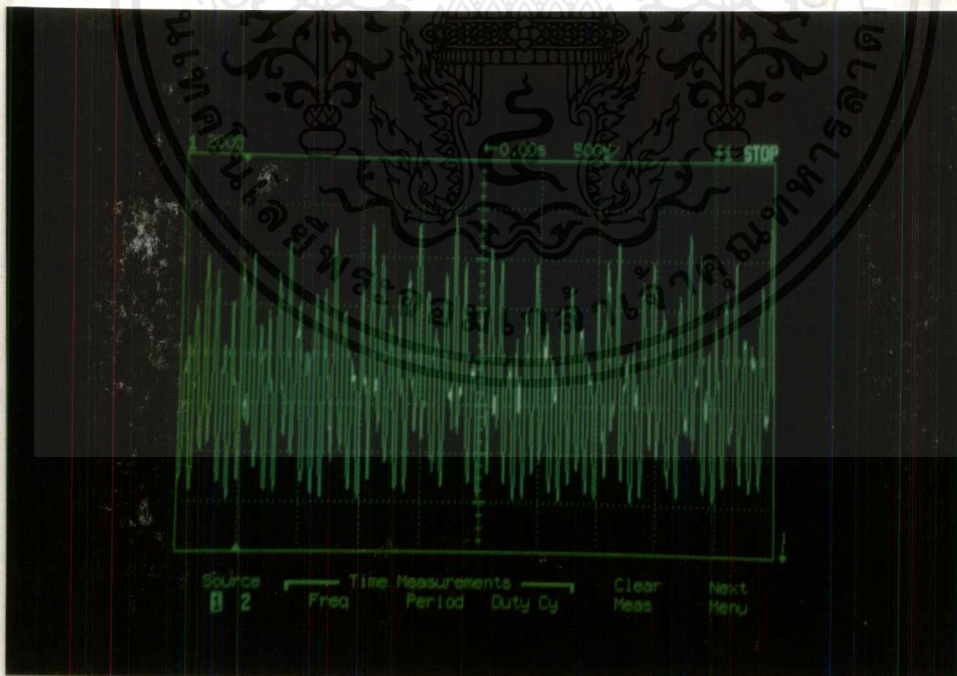


รูปที่ 4.1.4 แสดงสัญญาณเสียงเมื่อผ่านการมอดูเลตกับคลื่นพาหะ 10 กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

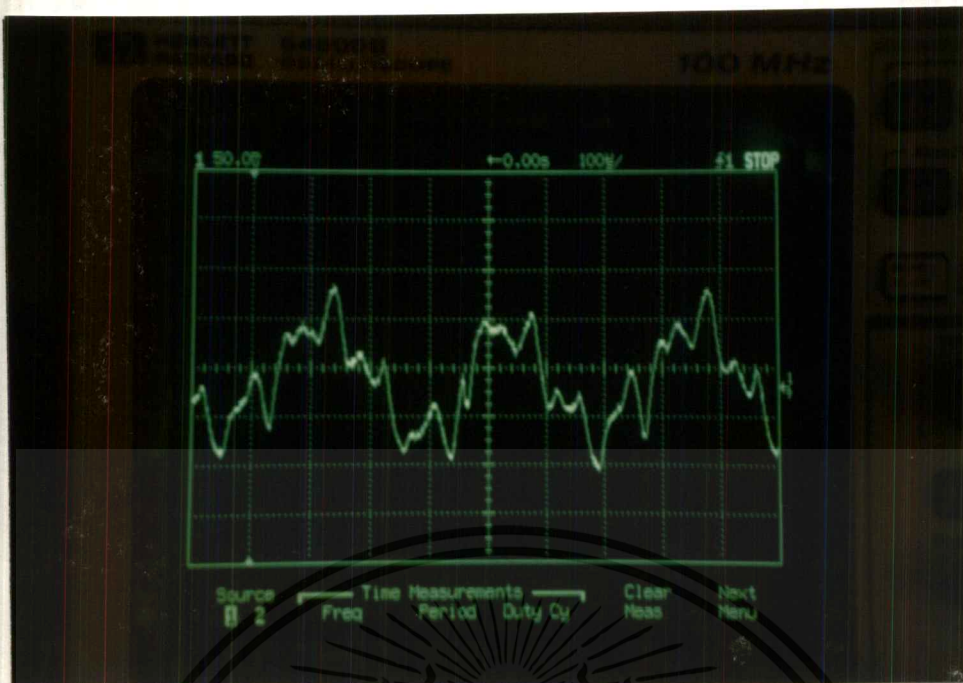


รูปที่ 4.1.5 แสดงสัญญาณมอดูเลตเมื่อผ่านแบนด์พาสฟิลเตอร์ 10-13 กิโลเฮิร์ตซ์

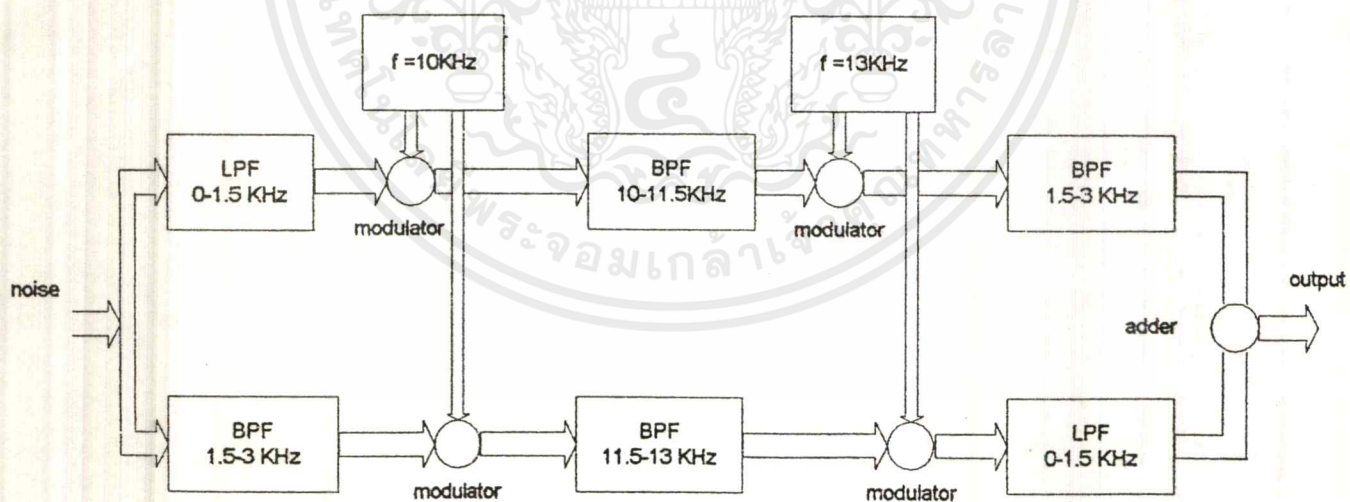


รูปที่ 4.1.6 แสดงสัญญาณความถี่ 10-13 กิโลเฮิร์ตซ์ มอดูเลตกับความถี่ 13 กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

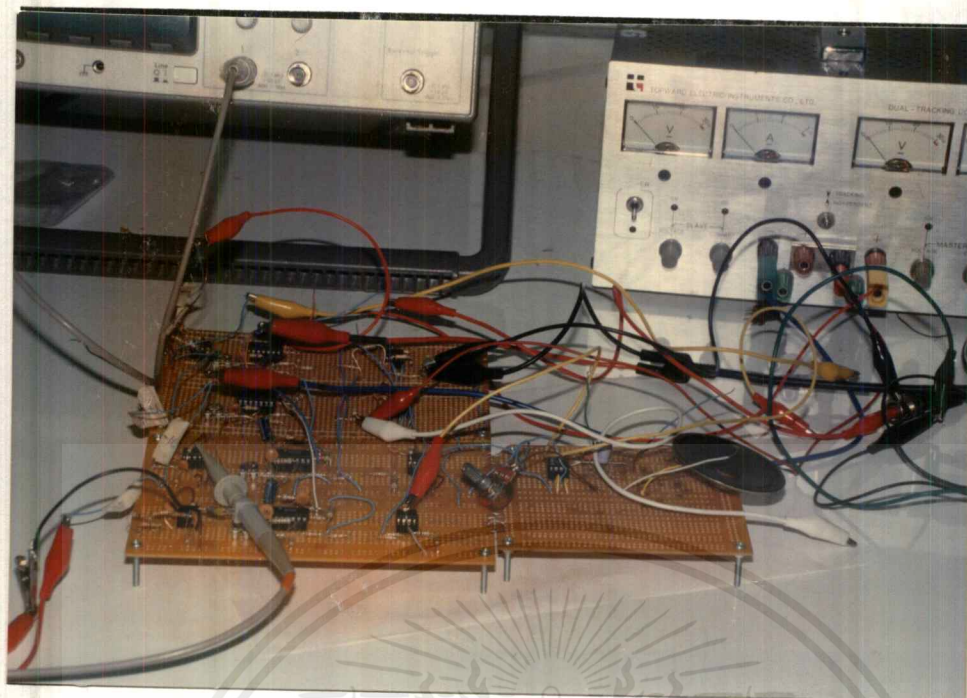


รูปที่ 4.1.7 แสดงสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำย่าน 0-3 กิโลเฮิรตซ์

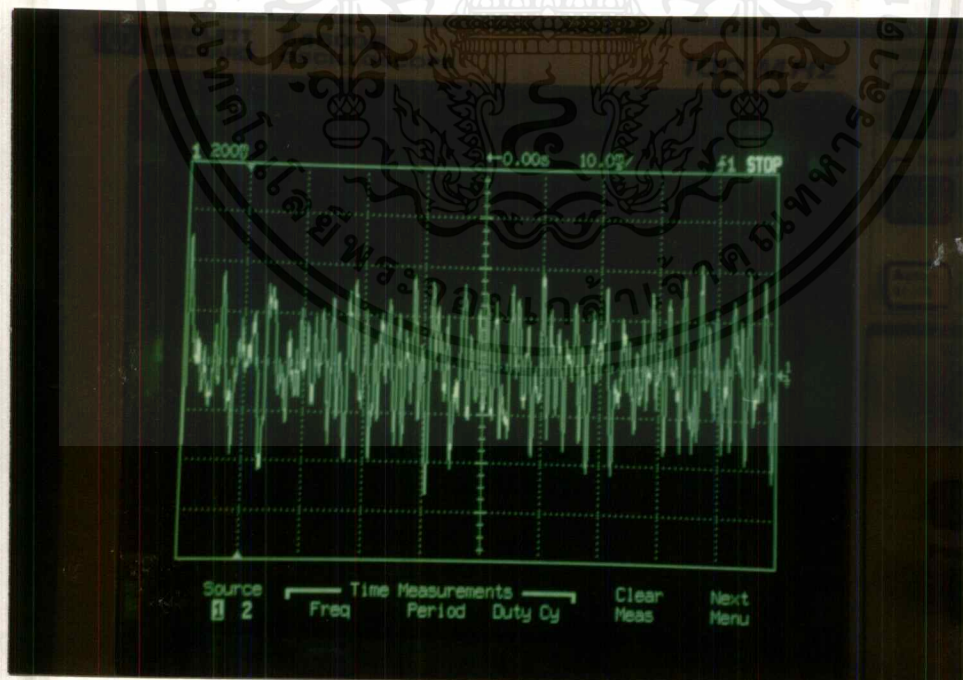


รูปที่ 4.1.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมวงจรสแครมเบอร์ที่ใช้การส่งแบบ 2 ช่องสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

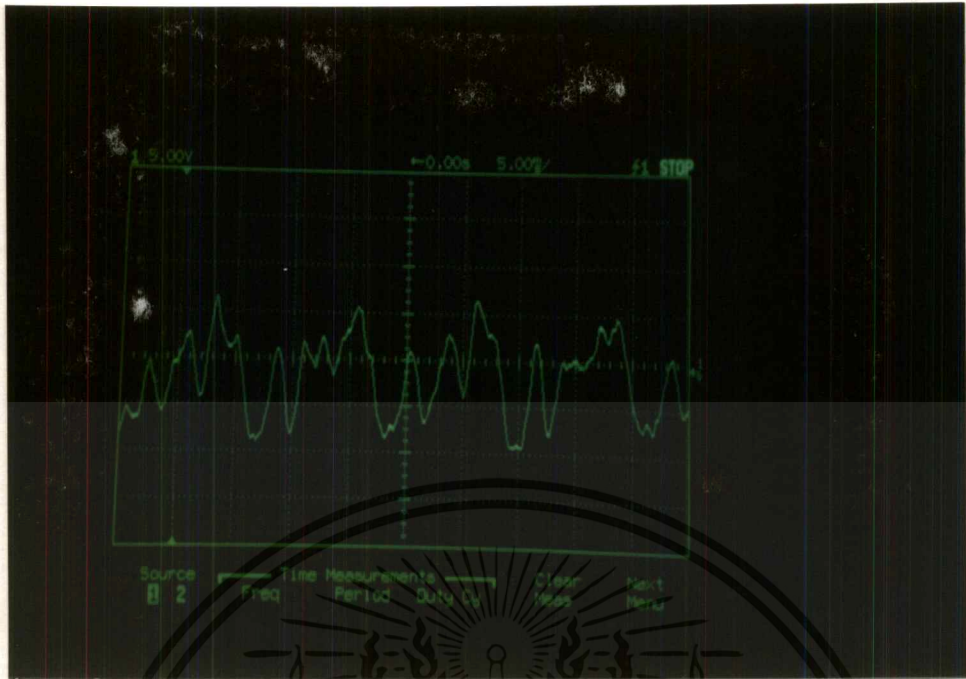


รูปที่ 4.1.9 แสดงวงจรสแตมเบอร์ที่ใช้การส่งแบบ 2 ช่องสัญญาณ



รูปที่ 4.1.10 แสดงสัญญาณเสียงที่ใช้ทดสอบกับวงจรสแตมเบอร์แบบ 2 ช่องสัญญาณ

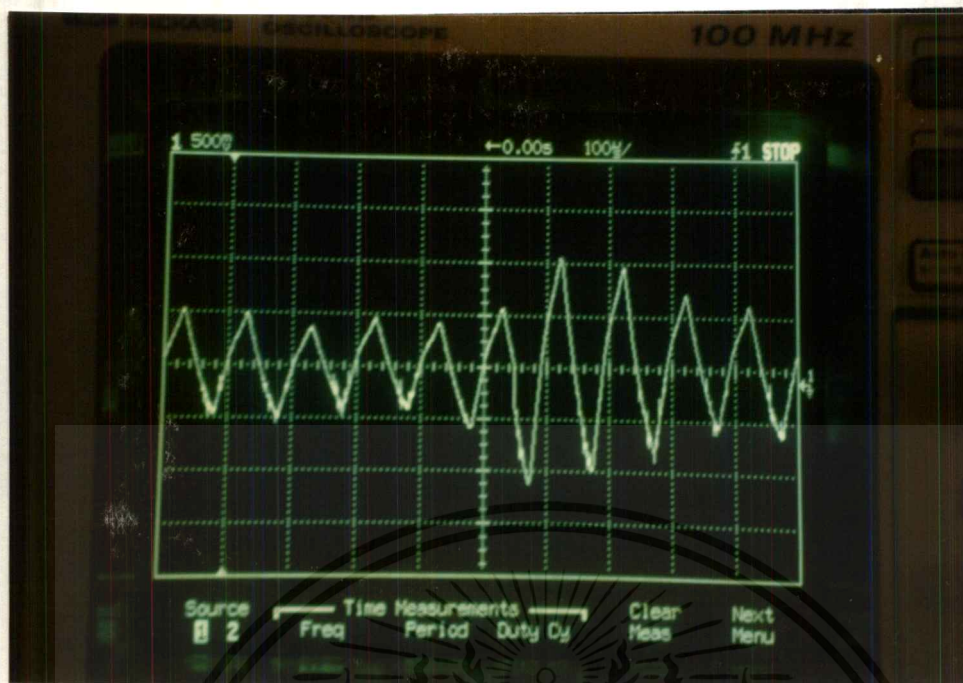
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



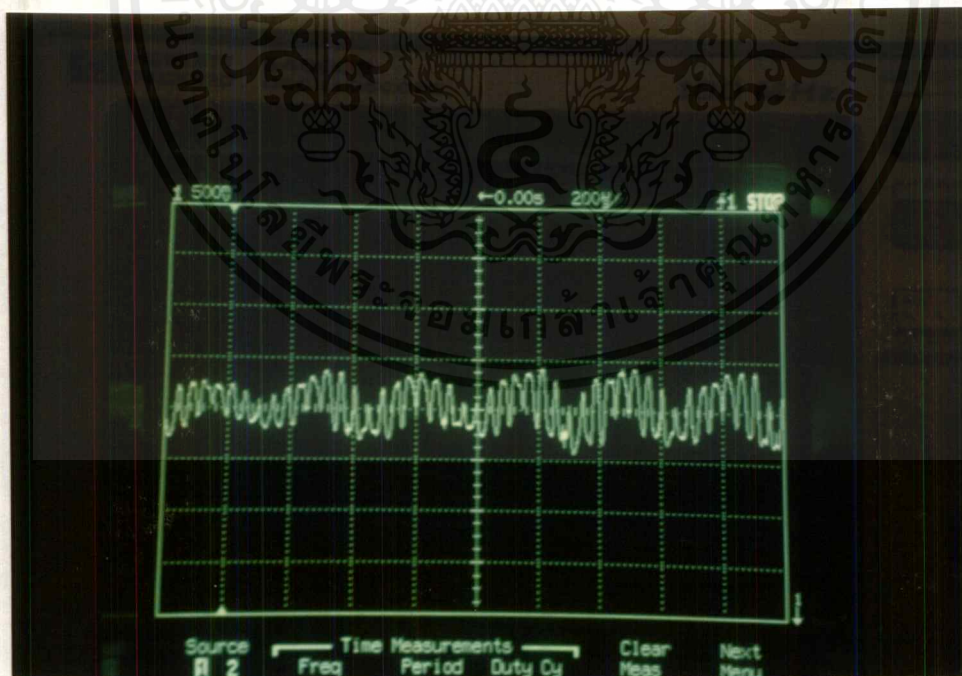
รูปที่ 4.1.11 แสดงสัญญาณเสียงที่ผ่านวงจรของความถี่ต่ำย่าน 0-1.5 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.1.12 แสดงสัญญาณช่วงความถี่ 0-1.5 กิโลเฮิร์ตซ์มอดูเลตกับความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

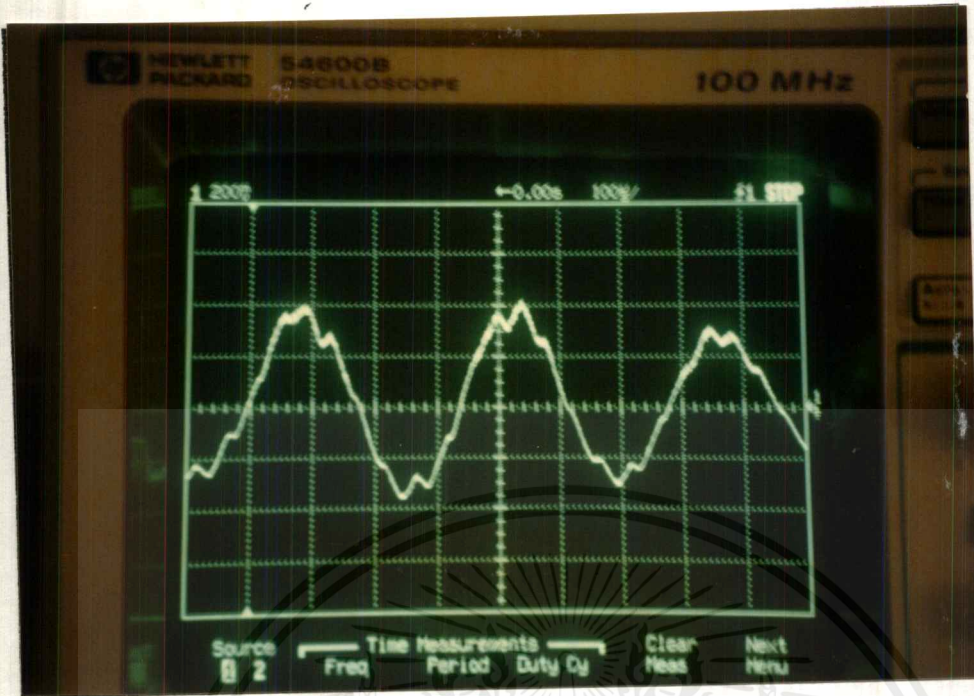


รูปที่ 4.1.13 แสดงสัญญาณมอดูเลต นำมาผ่านวงจรกรองความถี่ 10-11.5 กิโลเฮิรตซ์

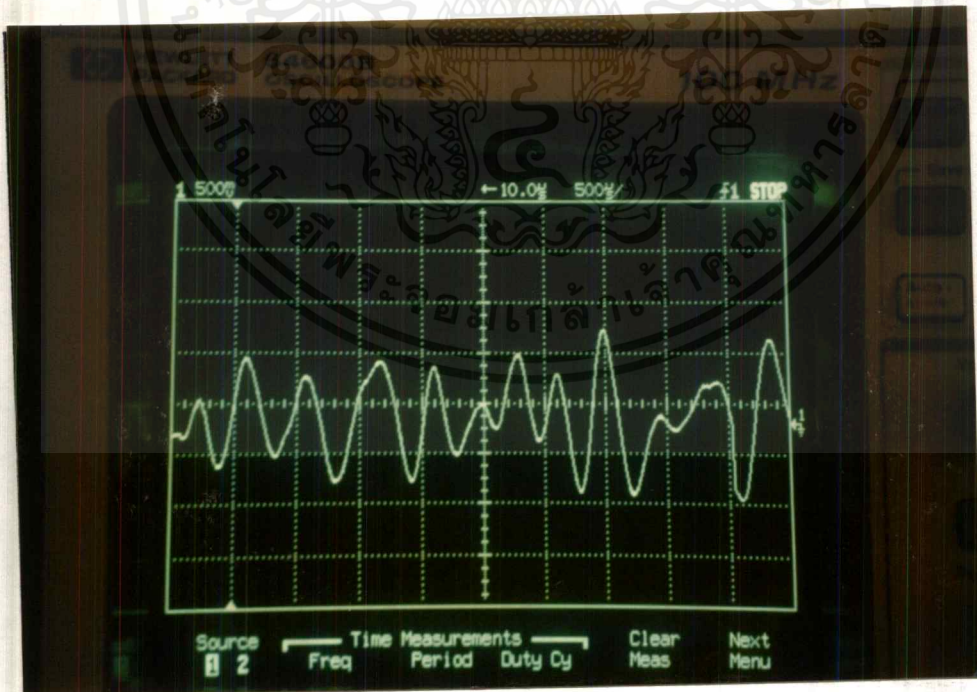


รูปที่ 4.1.14 แสดงสัญญาณความถี่ 10-11.5 กิโลเฮิรตซ์มอดูเลตกับความถี่ 13 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

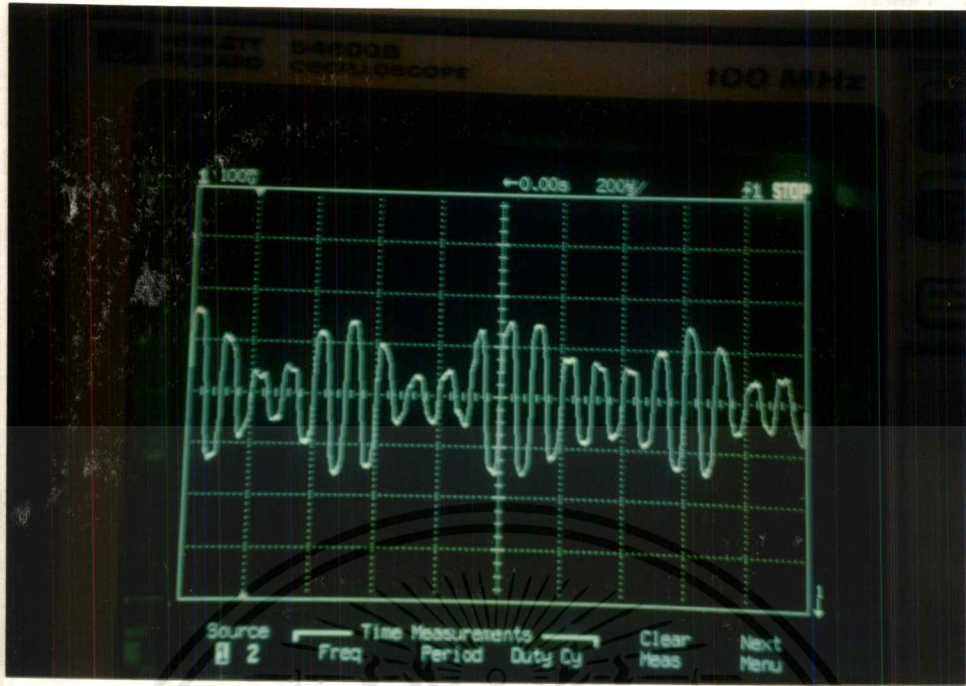


รูปที่ 4.1.15 แสดงสัญญาณมอดูเลต ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ย่าน 1.5-3 กิโลเฮิรตซ์

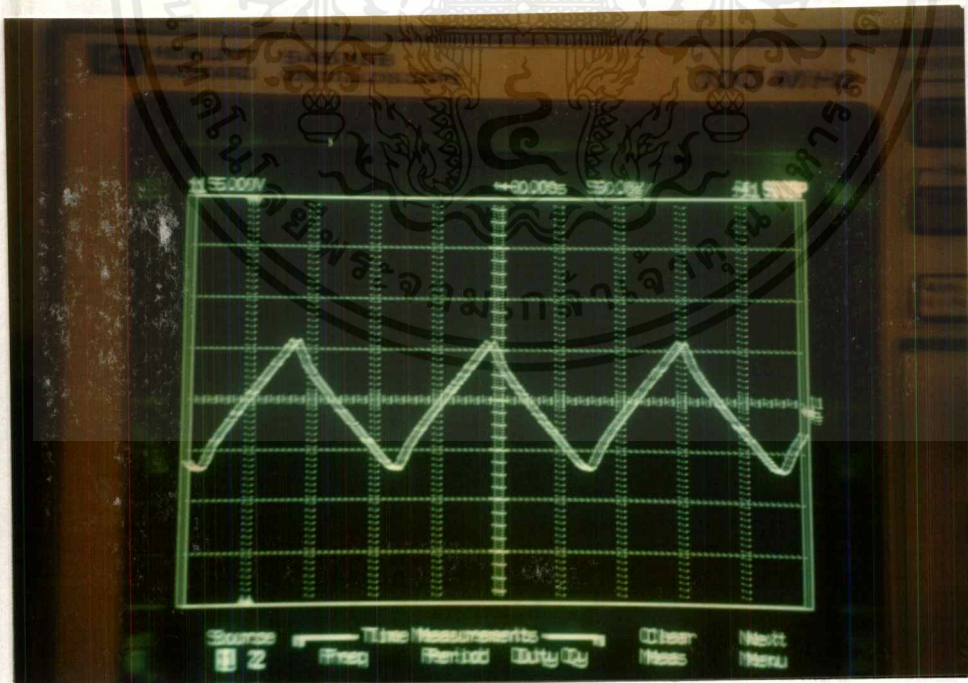


รูปที่ 4.1.16 แสดงสัญญาณเสียงที่มีช่วงความถี่ 1.5-3 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

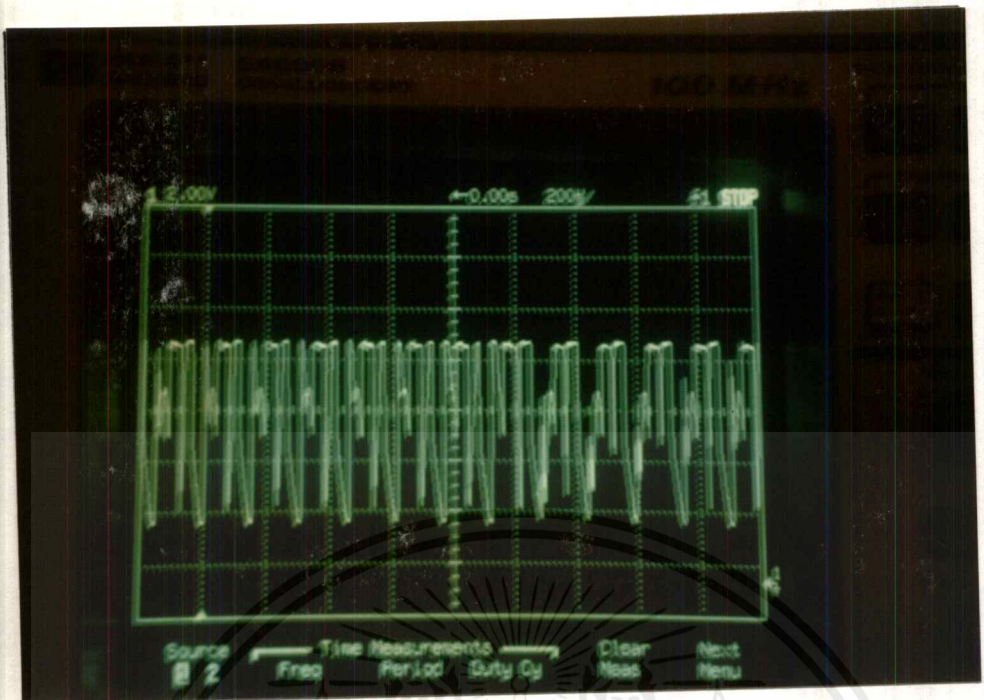


รูปที่ 4.1.17 แสดงสัญญาณเสียงช่วง 1.5-3 กิโลเฮิรตซ์มอดูเลตกับความถี่ 10 กิโลเฮิรตซ์

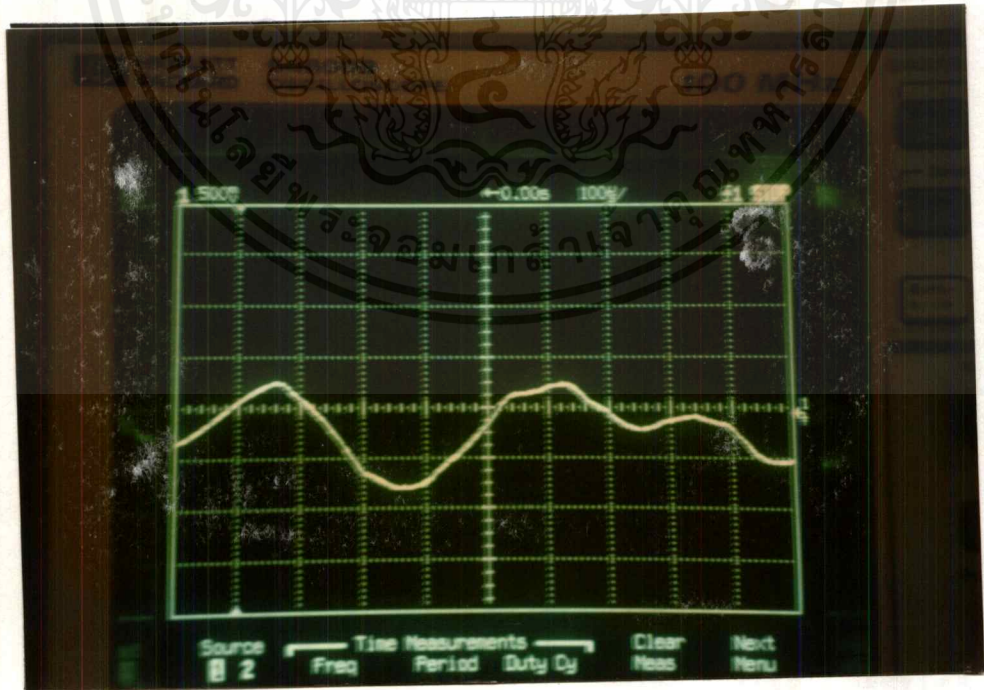


รูปที่ 4.1.18 แสดงสัญญาณมอดูเลตที่ผ่านวงจรกรองความถี่ย่าน 11.5-13 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

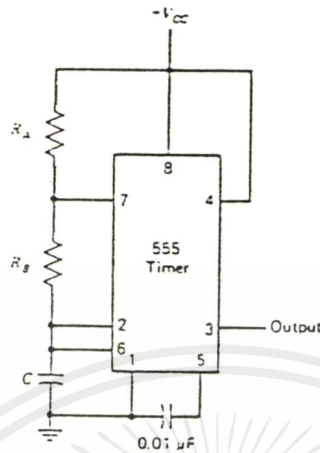


รูปที่ 4.1.19 แสดงสัญญาณความถี่ 11.5-13 กิโลเฮิรตซ์มอดูเลตกับความถี่ 13 กิโลเฮิรตซ์



รูปที่ 4.1.20 แสดงสัญญาณที่มอดูเลตแล้ว ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำย่าน 0-1.5 กิโลเฮิรตซ์ในด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 วงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 13 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยใช้วงจรที่เรียกว่า วงจรอะอสเตเบิล (astble)



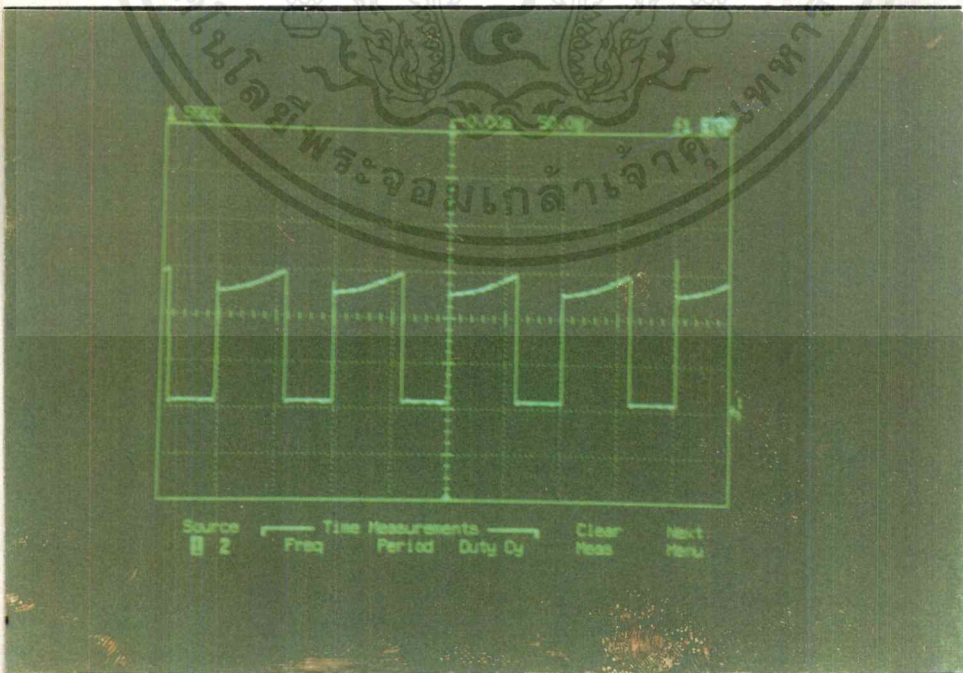
รูปที่ 4.2.1 แสดงวงจรกำเนิดความถี่โดยใช้ไอซีเบอร์ 555

ต้องการสร้างความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์

$$C = 0.1 \mu\text{F} \quad R_A = 0 \quad \text{และ} \quad R_B = 720 \quad (\text{คำนวณตามวิธีที่อธิบายไว้ในบทที่ 3})$$

กรณีความถี่ 13 กิโลเฮิร์ตซ์จะได้

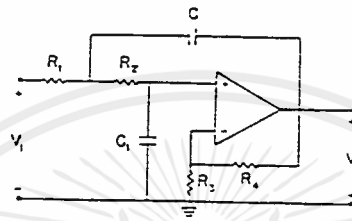
$$C = 0.1 \mu\text{F} \quad R_A = 0 \quad \text{และ} \quad R_B = 555$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือมีลิขสิทธิ์โดยผู้อื่นก่อนหน้า หากมีข้อสงสัย กรุณาติดต่อฝ่ายวิชาการของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

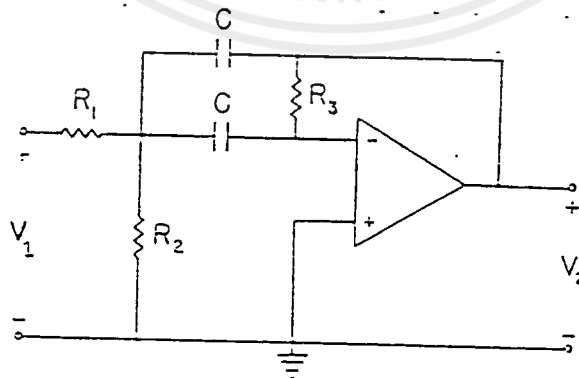
4.3 ผลการทดลองที่ได้จากวงจรกรองสัญญาณความถี่ (filter)

วงจรกรองความถี่ต่ำที่ใช้สำหรับโครงงานนี้ เลือกใช้วิธีการออกแบบด้วยวิธีของ Sallen และ Key สำหรับวงจรกรองสัญญาณเฉพาะแถบความถี่จะใช้วงจรกรองความถี่อันดับสองแบบป้อนกลับหลายทาง



รูปที่ 4.3.1 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ VCVS

1. วงจรกรองความถี่ต่ำย่าน 0-3 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้ $R_1 = 2 \text{ k}$, $R_2 = 7 \text{ k}$, $R_3 = 11 \text{ k}$, $R_4 = 53 \text{ k}$ และ $C = 0.01 \text{ uF}$ และ $C_1 = 0.02 \text{ uF}$
2. วงจรกรองความถี่ต่ำย่าน 0-1.5 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้ $R_1 = 4 \text{ k}$, $R_2 = 14 \text{ k}$, $R_3 = 22 \text{ k}$, $R_4 = 106 \text{ k}$ และ $C = 0.01 \text{ uF}$ และ $C_1 = 0.02 \text{ uF}$ (ใช้วิธี frequency scaling)
3. วงจรกรองความถี่ต่ำย่าน 0-1 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้ $R_1 = 6.2 \text{ k}$, $R_2 = 20$, $R_3 = 33$, $R_4 = 160$ และ $C = 0.01 \text{ uF}$ และ $C_1 = 0.02 \text{ uF}$

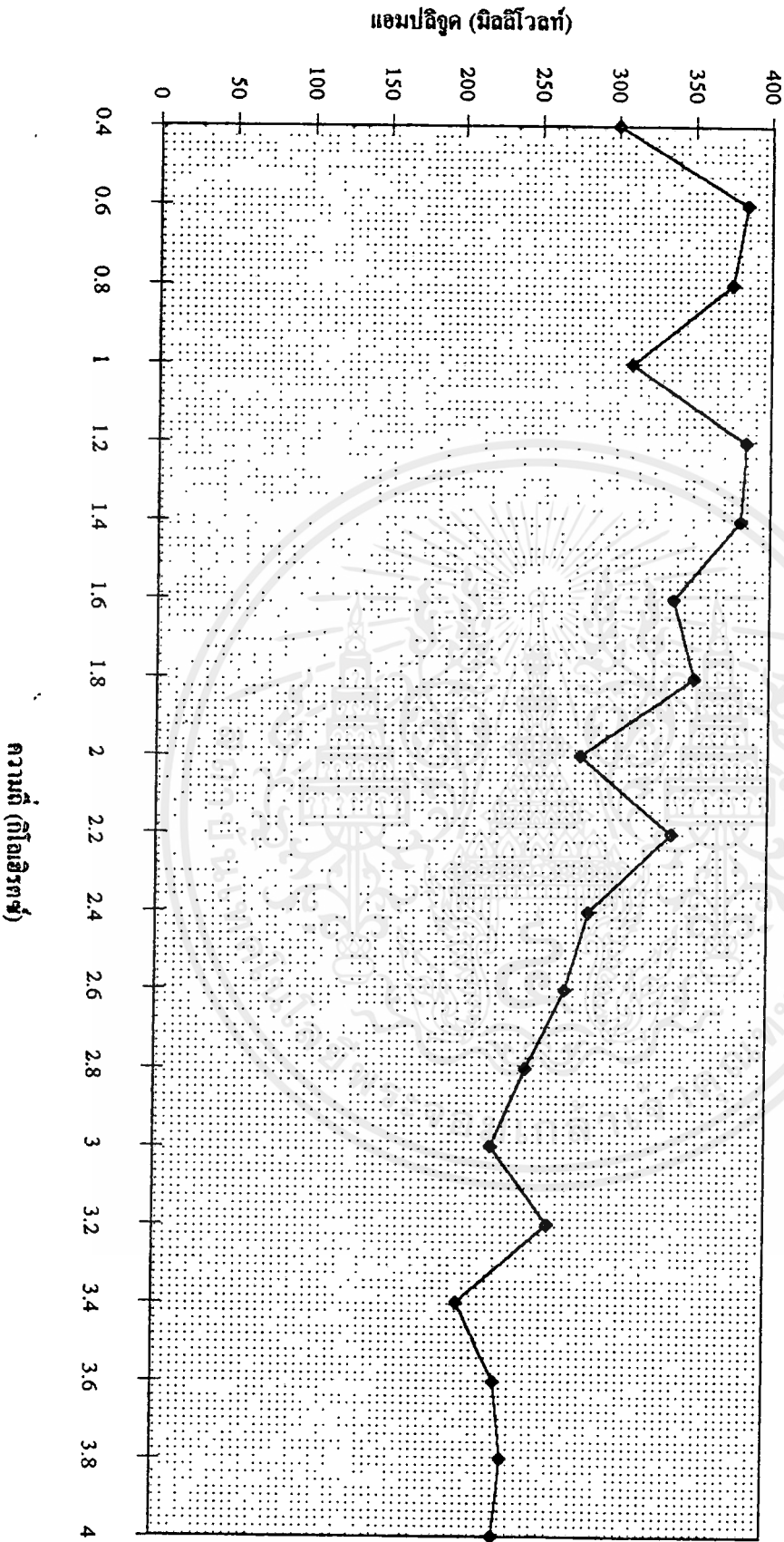


รูปที่ 4.3.2 แสดงวงจรกรองความถี่อันดับสองแบบป้อนกลับหลายทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. วงจรกรองเฉพาะแถบความถี่ 1.5-3 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้ $R_1 = 200 \text{ k}$, $R_2 = 18 \text{ k}$, $R_3 = 820 \text{ k}$, และ $C = 680 \text{ pF}$
2. วงจรกรองเฉพาะแถบความถี่ 10-11.5 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้ $R_1 = 21 \text{ k}$, $R_2 = 2.3 \text{ k}$, $R_3 = 252 \text{ k}$, และ $C = 680 \text{ pF}$
3. วงจรกรองเฉพาะแถบความถี่ 11.5-13 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้ $R_1 = 75 \text{ k}$, $R_2 = 1 \text{ k}$, $R_3 = 300 \text{ k}$, และ $C = 680 \text{ pF}$
4. วงจรกรองเฉพาะแถบความถี่ 10-13 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้ $R_1 = 38 \text{ k}$, $R_2 = 2.6 \text{ k}$, $R_3 = 150 \text{ k}$, และ $C = 680 \text{ pF}$
5. วงจรกรองเฉพาะแถบความถี่ 1-2 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้ $R_1 = 3.6 \text{ k}$, $R_2 = 10 \text{ k}$, $R_3 = 42 \text{ k}$, และ $C = 0.01 \text{ uF}$
6. วงจรกรองเฉพาะแถบความถี่ 2-3 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้ $R_1 = 3.6 \text{ k}$, $R_2 = 1.5 \text{ k}$, $R_3 = 42 \text{ k}$, และ $C = 0.01 \text{ uF}$
7. วงจรกรองเฉพาะแถบความถี่ 10-11 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้ $R_1 = 3.6 \text{ k}$, $R_2 = 56$, $R_3 = 35.2 \text{ k}$, และ $C = 0.01 \text{ uF}$
8. วงจรกรองเฉพาะแถบความถี่ 11-12 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้ $R_1 = 3.6 \text{ k}$, $R_2 = 56$, $R_3 = 30 \text{ k}$, และ $C = 0.01 \text{ uF}$
9. วงจรกรองเฉพาะแถบความถี่ 12-13 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้ $R_1 = 3.6 \text{ k}$, $R_2 = 56$, $R_3 = 25 \text{ k}$, และ $C = 0.01 \text{ uF}$

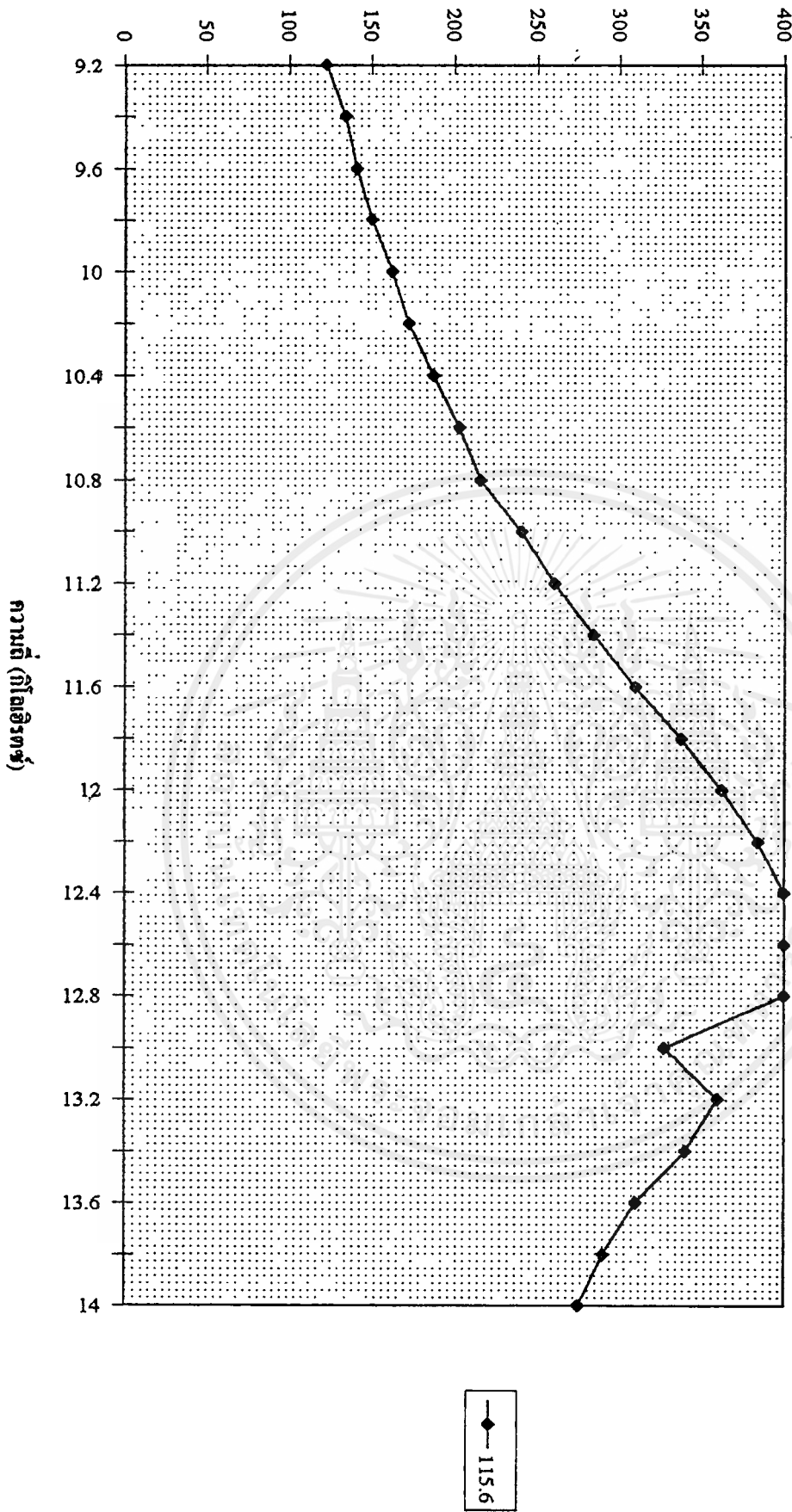
วงจรรองความถี่ต่ำ 0-3 กิโลเฮิรตซ์



—◆— 243.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

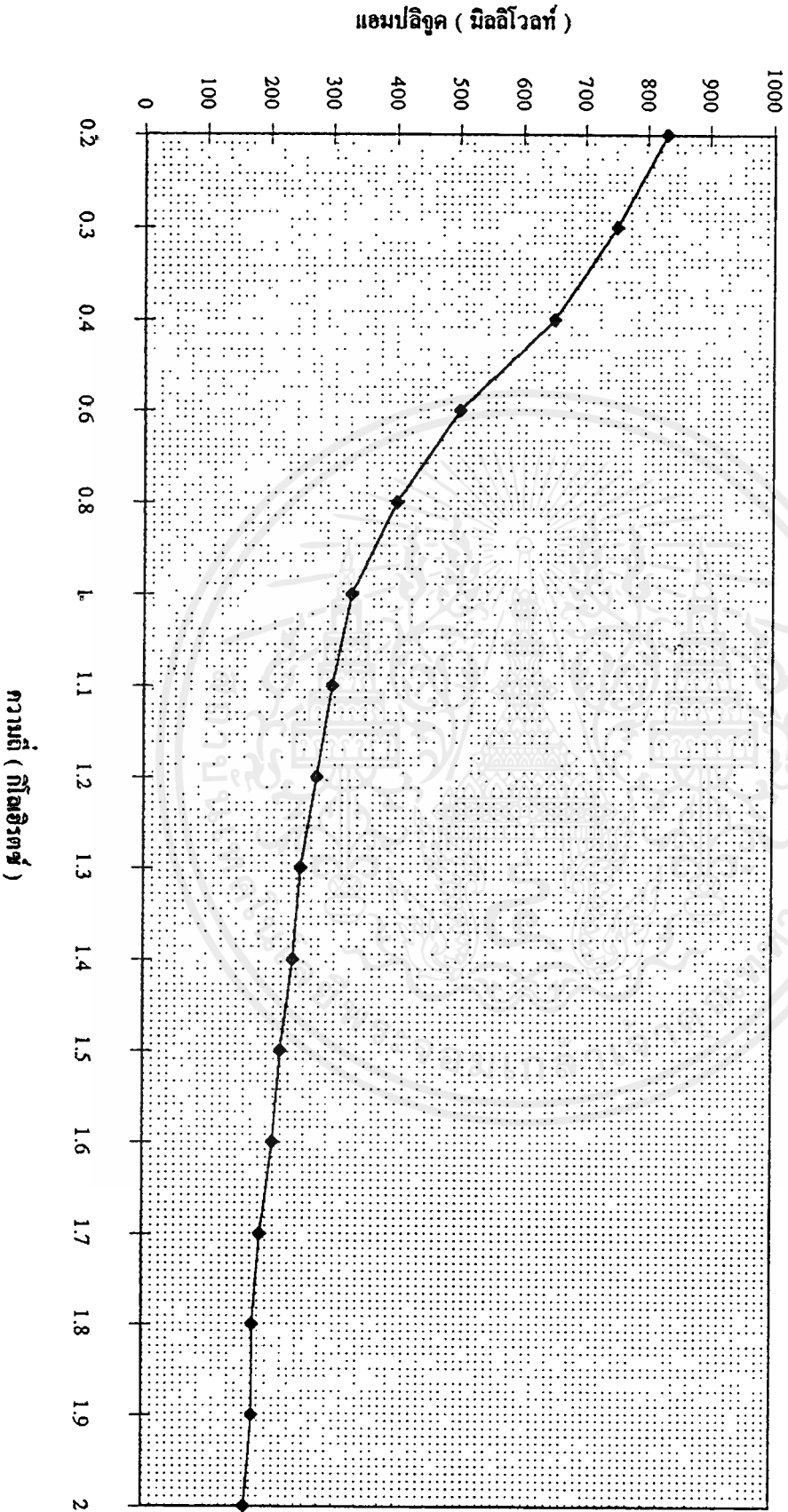
แอมพลิจูด (มิลลิโวลต์)



วงกรรกรองเฉพาะช่วงความถี่ 10-13 กิโลเฮิรตซ์

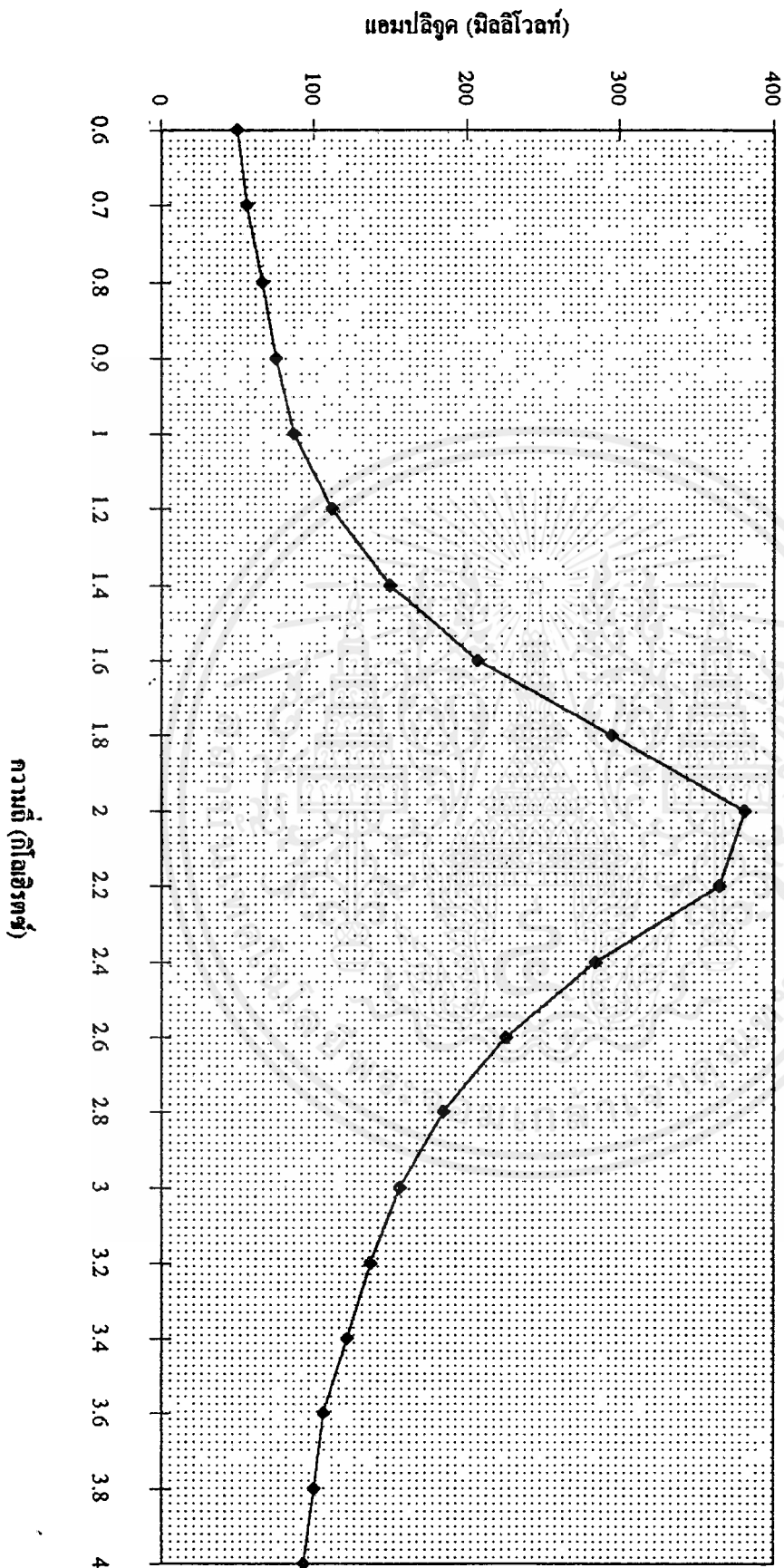
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ 0-1.5 กิโลเฮิรตซ์

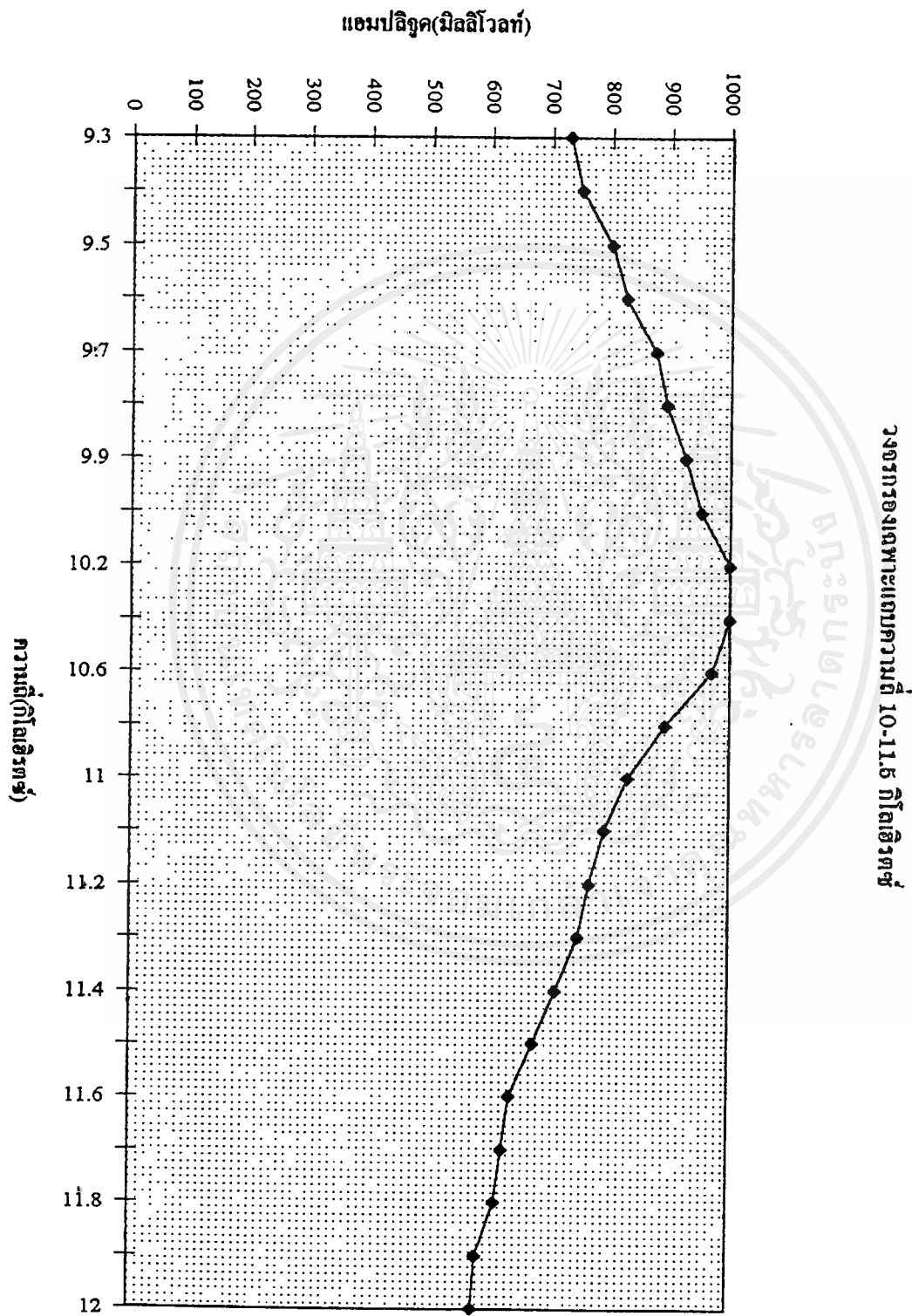


—●— 918.7

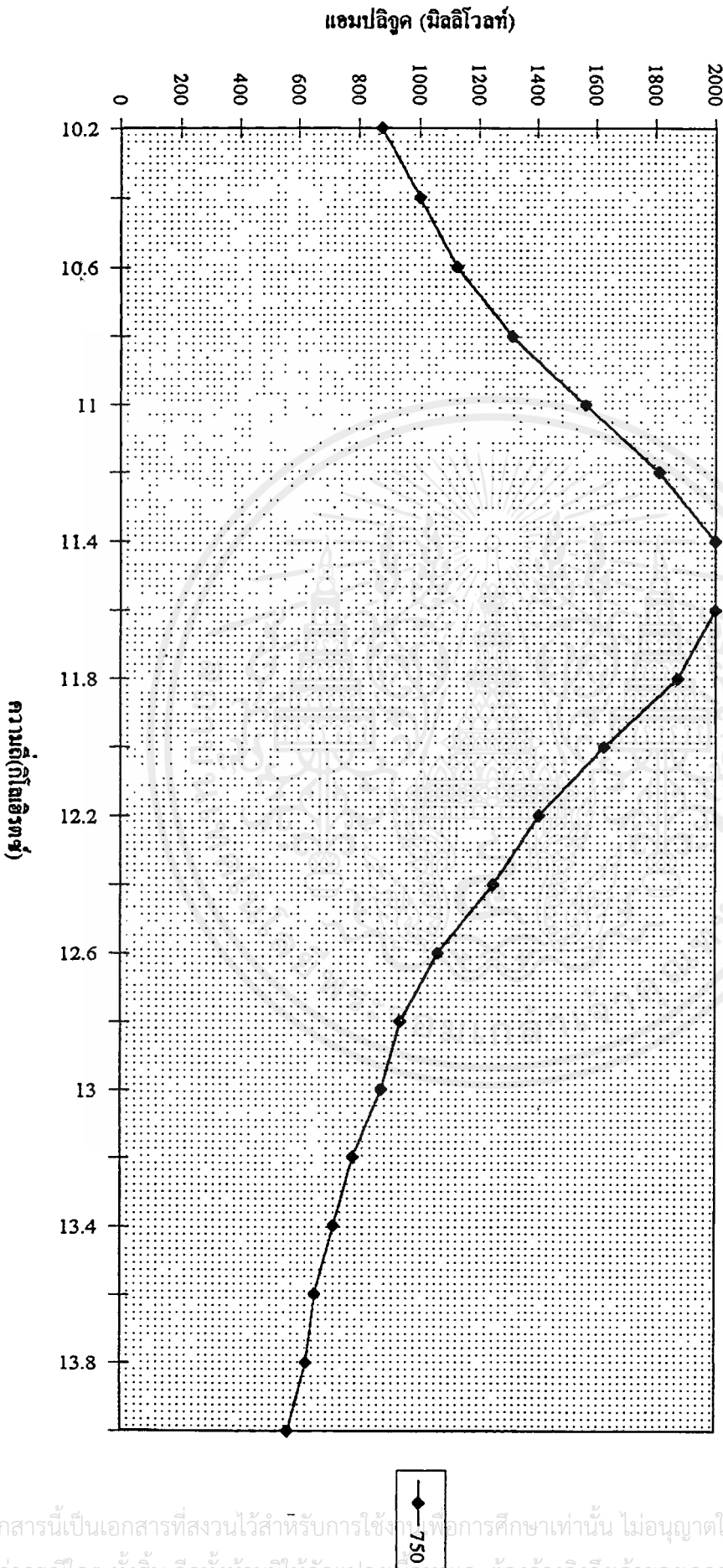
ตารางการเฉพาะแอมความถี่ 1.5-8 กิโลเฮิรตซ์



43



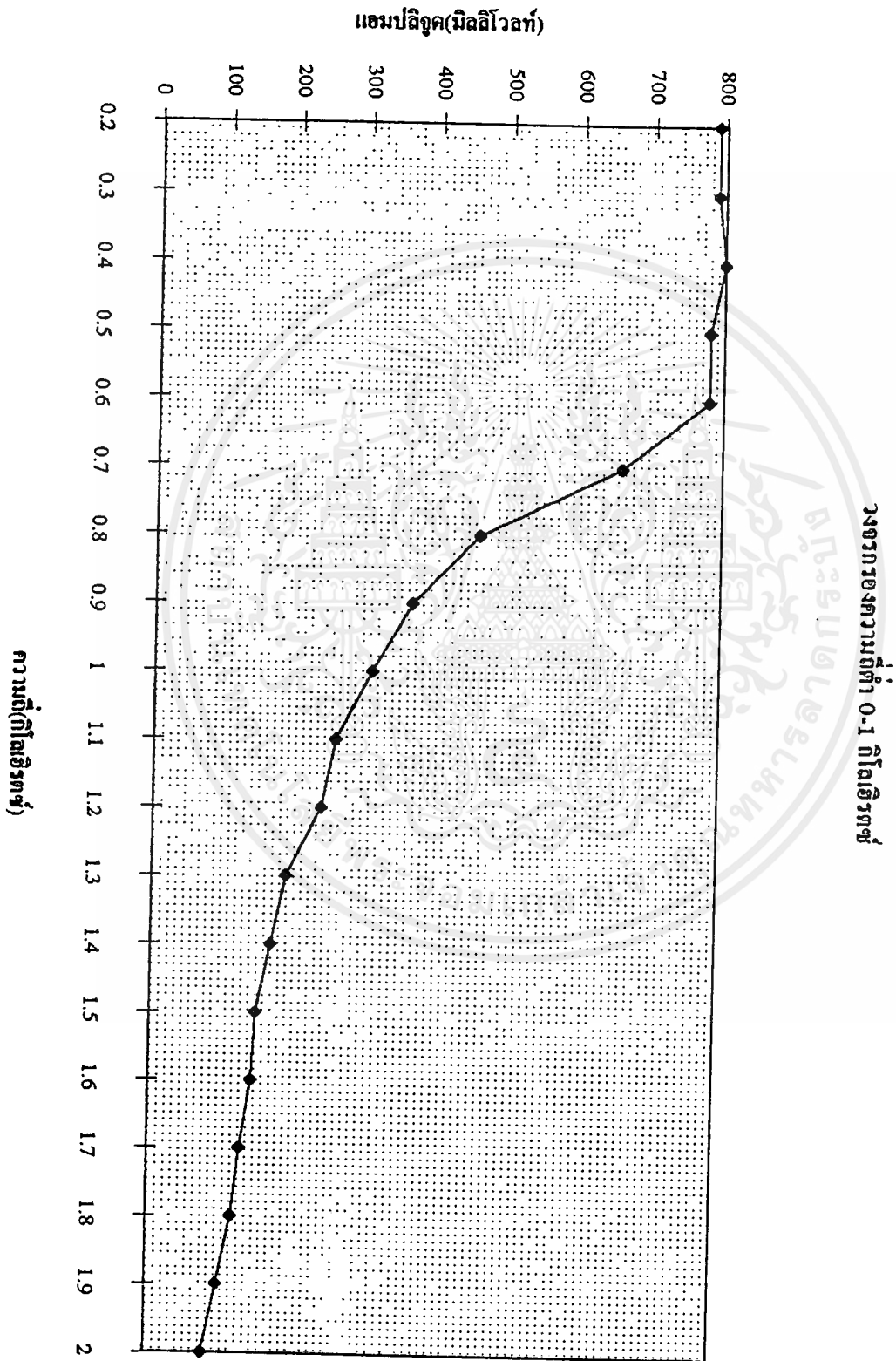
—◆— 687.5



วงจกรองแอมป์และเกณฑ์ความถี่ (11.5-13 กิโลเฮิรตซ์)

750

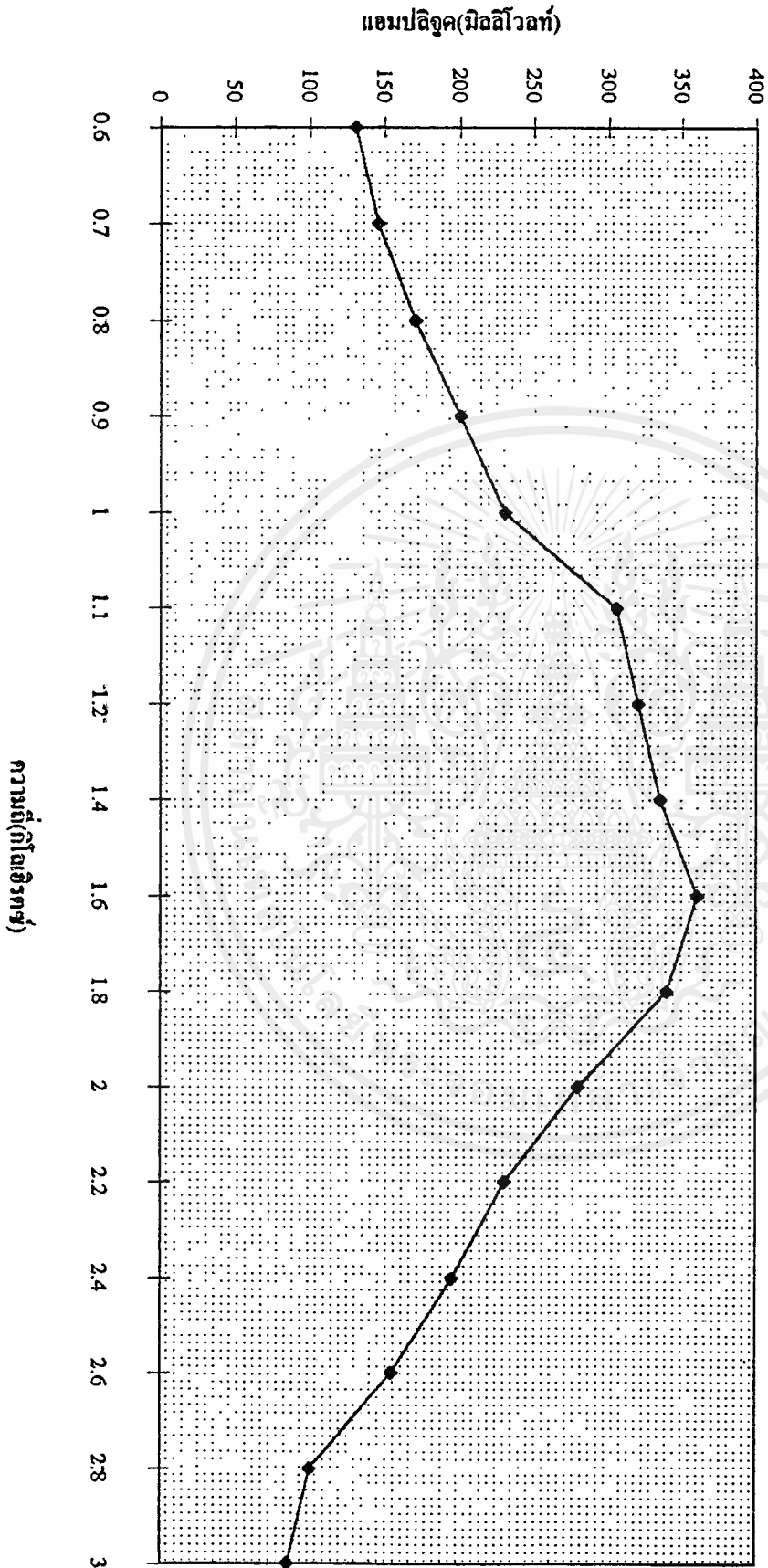
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงกรของความถี่ทำ 0-1 กิโลเฮิรตซ์

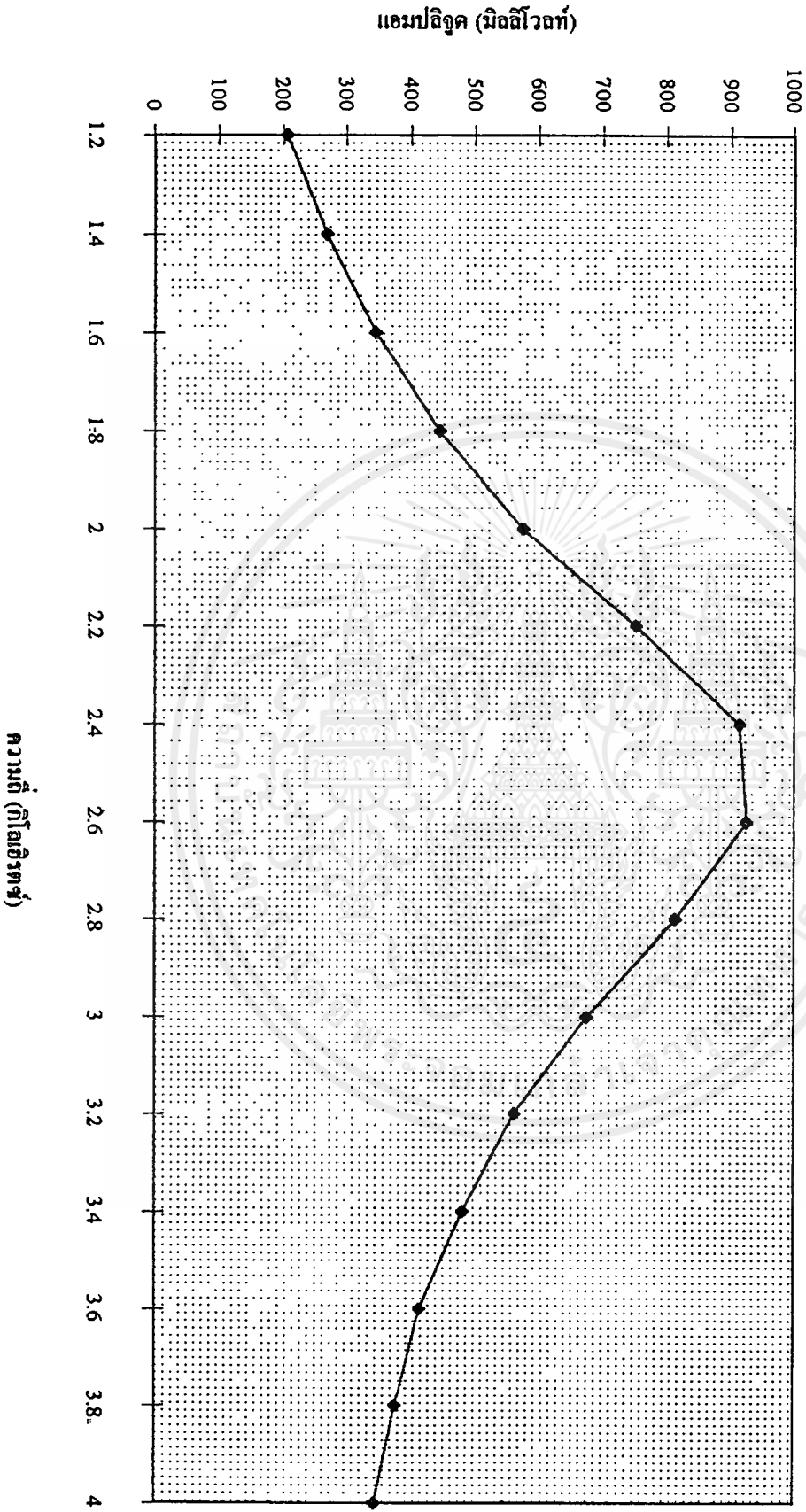
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงกรองเฉพาะแถบความถี่ 1-2 กิโลเฮิรตซ์

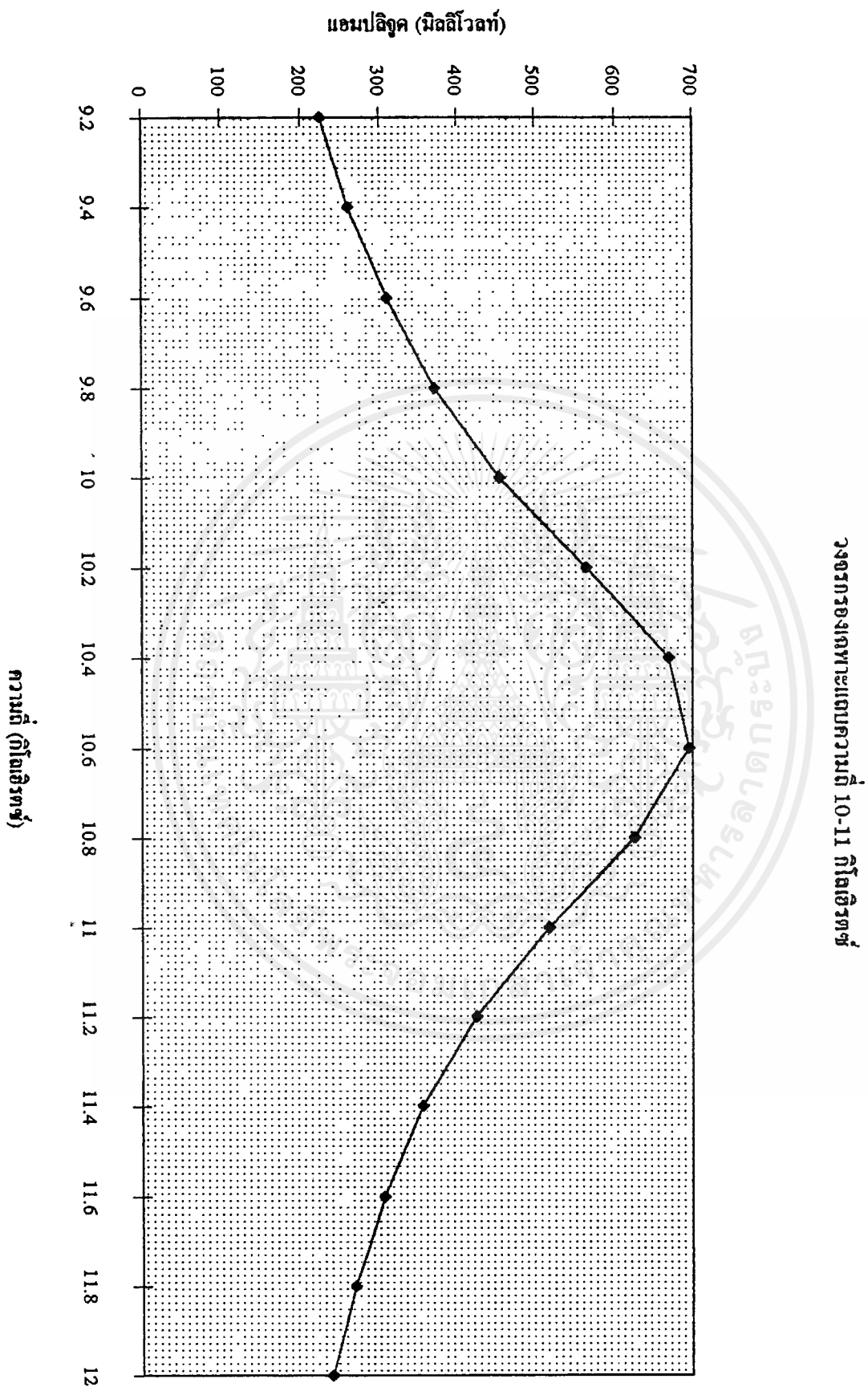


—●— 100

วงรกรองเฉพาะแถบความถี่ ๕-๑ กิโตะเฮิรตซ์



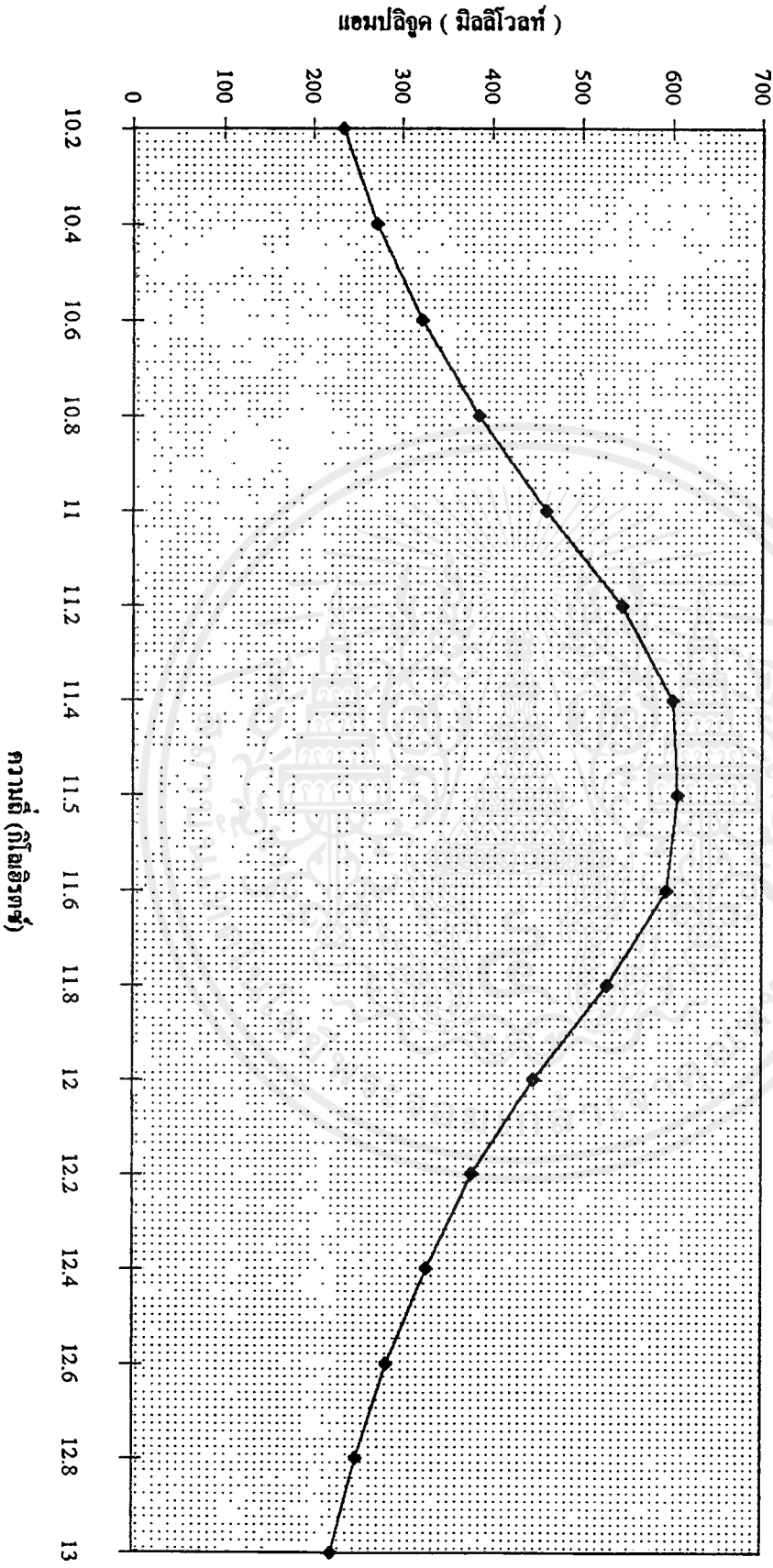
—◆— 168.7



—●— 193

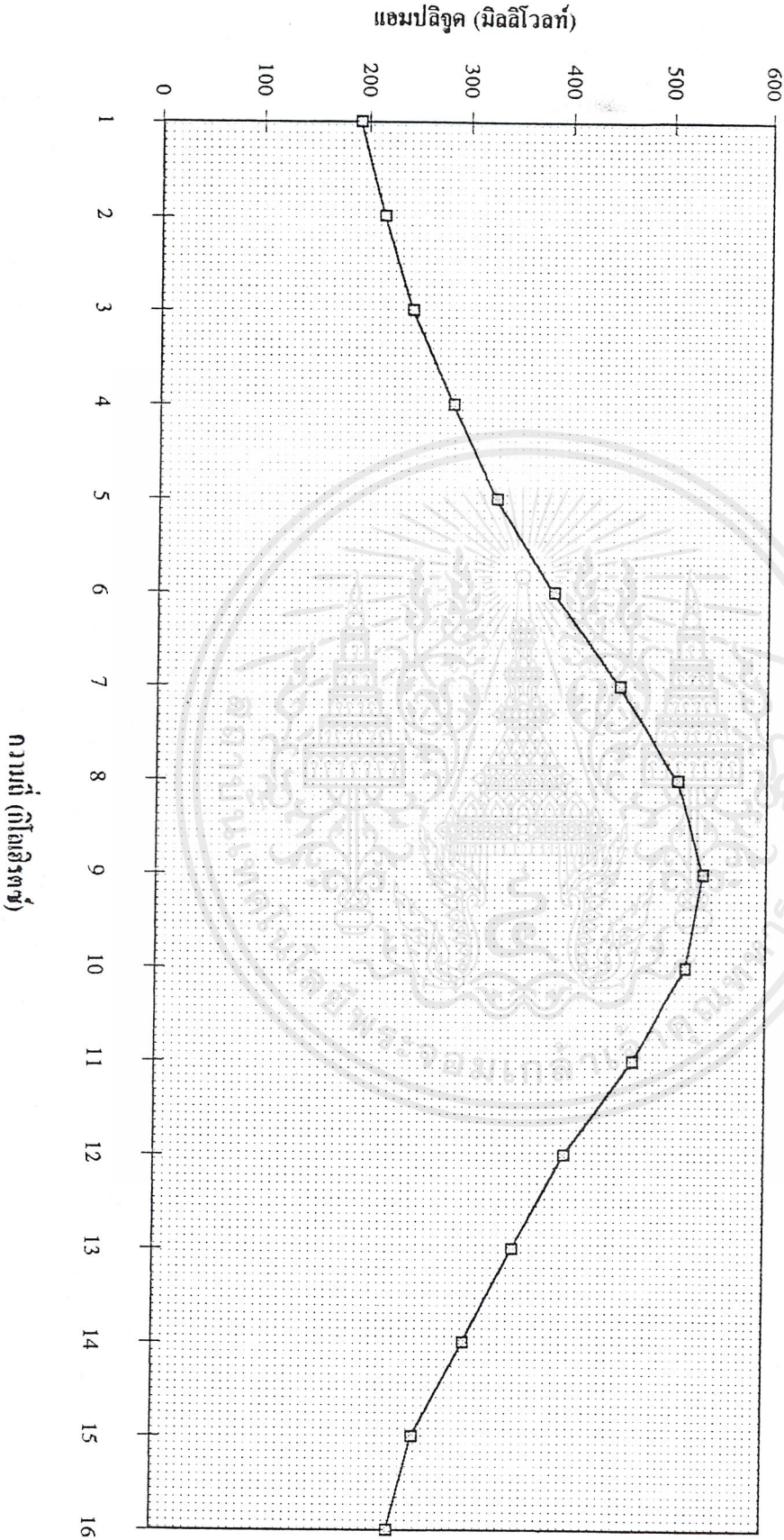
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรวงแห่และแถบความถี่ 11-12 กิโลเฮิรตซ์



—◆— 206.2

วงจรงอกเงยเฉพาะแถบความถี่ 12-13 กิโลเฮิรตซ์



—□—
จุด 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

จากบทที่ผ่านมา ไม่ว่าจะทฤษฎีหรือหลักการพื้นฐานของสแควมเบอร์ การคำนวณและการสร้างวงจร ตลอดจนการเก็บผลการทดลอง อาจจะทำให้เราคิดว่าในการสร้างวงจรสแควมเบอร์นั้นทำได้ง่าย แต่ในความเป็นจริง ในการออกแบบเพื่อสร้างวงจรสแควมเบอร์ที่มีประสิทธิภาพ และสามารถป้องกันการดักฟังได้จริงนั้น จะต้องประสบปัญหาไม่มากนักน้อย ในขณะที่เทคโนโลยีทางด้าน การเข้ารหัสเพื่อป้องกันการดักฟังมีการพัฒนาขึ้น เทคโนโลยีที่จะนำมาใช้ในการถอดรหัสเพื่อการดักฟังก็มีการพัฒนาขึ้นเช่นกัน โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ถ้าผู้ที่ต้องการดักฟังนั้น มีความรู้เกี่ยวกับระบบและเทคนิคทางด้าน การสื่อสารเป็นอย่างดี

นอกจากนั้นยังมีปัญหาต่างๆที่ต้องทำการแก้ไขอีก อาทิเช่น การนำสัญญาณเสียงที่ถูกสแควมบลิ้งทางด้านส่ง ให้กลับคืนมาที่ด้านรับ ผลจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจรกรองสัญญาณความถี่ ซึ่งจะทำให้ไม่สามารถกรองช่วงความถี่ที่ไม่ต้องการได้ทั้งหมด และสัญญาณที่ดีเทคได้นั้น เกิดการซ้อนทับ (overlap) กัน ดังนั้น ในการที่จะสร้างวงจรสแควมเบอร์ที่มีประสิทธิภาพดี ก็จะต้องสร้างฟิลเตอร์ที่ดีได้ด้วย ในกรณีที่ใช้ดิจิตอลฟิลเตอร์จะสามารถทำให้ความคม (sharpness) ของฟิลเตอร์คมยิ่งขึ้น ซึ่งจะทำให้การสแควมบลิ้ง และการดีเทคสัญญาณเสียงคืนมาทำได้ง่ายขึ้น นอกจากนี้ยังมีผลจากสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นเนื่องจากอุปกรณ์ และการเชื่อมสายภายในวงจร ฉะนั้นการที่จะได้วงจรสแควมเบอร์ที่มีประสิทธิภาพนั้น จะต้องพยายามลดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นภายในวงจรด้วย

ที่กล่าวมานี้ ไม่ว่าจะเป็นการใช้ฟิลเตอร์แบบดิจิตอล การลดสัญญาณรบกวนในวงจร การศึกษาและนำเทคนิคการเข้ารหัสที่มีความซับซ้อนยิ่งขึ้นมาช่วย ทั้งหมดนี้เป็นแนวทางสำหรับการพัฒนาเพื่อให้ได้วงจรสแควมเบอร์ที่ดียิ่งขึ้น

หนังสืออ้างอิง

- [1] Lawrence P. Huelsman , “ Acive and Passive Analog Filter Design ”,1993
- [2] Gobind Daryanani , “Principles of Active Network Synthesis and Design”,1976
- [3] Paul R. Gray/Robert G Meyer , “Analysis and Design of Analog Integrated Circuit Third Edition”
- [4] พิชัย ภักดีพานิชเจริญ , “ คู่มือการออกแบบวงจรกรองสัญญาณความถี่ ”



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
MC1496G	0°C to +70°C	SO-14
MC1496G		Metal Can
MC1496L		Ceramic DIP
MC1496P		Plastic DIP
MC1596G	-55°C to +125°C	Metal Can
MC1596L		Ceramic DIP

Specifications and Applications Information

BALANCED MODULATOR/ DEMODULATOR

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

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

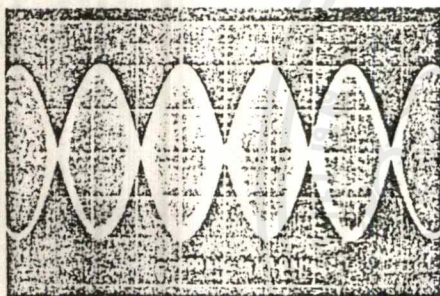


FIGURE 1 — SUPPRESSED-CARRIER OUTPUT WAVEFORM



FIGURE 2 — SUPPRESSED-CARRIER SPECTRUM

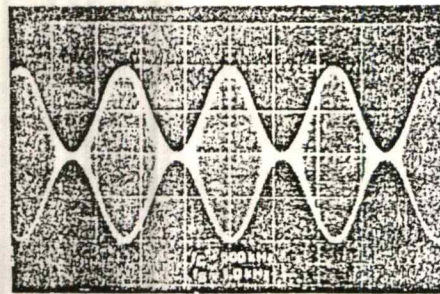


FIGURE 3 — AMPLITUDE-MODULATION OUTPUT WAVEFORM

MC1496
MC1596

BALANCED MODULATOR/DEMODULATOR

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT

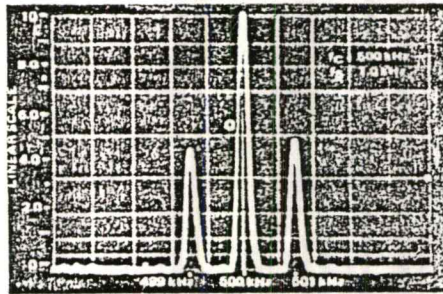
G SUFFIX
METAL PACKAGE
CASE 603-04

L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632-08

D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A-02
SO-14

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646-06

FIGURE 4 — AMPLITUDE-MODULATION SPECTRUM



MC1496, MC1596

MAXIMUM RATINGS* (T_A = +25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Applied Voltage (V ₆ - V ₇ , V ₈ - V ₁ , V ₉ - V ₇ , V ₉ - V ₈ , V ₇ - V ₄ , V ₇ - V ₁ , V ₈ - V ₄ , V ₆ - V ₈ , V ₂ - V ₅ , V ₃ - V ₅)	ΔV	30	Vdc
Differential Input Signal	V ₇ - V ₈ V ₄ - V ₁	+ 5.0 ± (5 + I _S R _E)	Vdc
Maximum Bias Current	I _S	10	mA
Thermal Resistance, Junction to Air Ceramic Dual In-Line Package Plastic Dual In-Line Package Metal Package	R _{θJA}	100 100 160	°C/W
Operating Temperature Range MC1496 MC1596	T _A	0 to +70 -55 to +125	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS* (V_{CC} = +12 Vdc, V_{EE} = -8.0 Vdc, I_S = 1.0 mAdc, R_L = 3.9 kΩ, R_E = 1.0 kΩ, T_A = +25°C unless otherwise noted) (All input and output characteristics are single-ended unless otherwise noted.)

Characteristic	Fig.	Note	Symbol	MC1596			MC1496			Unit
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Carrier Feedthrough V _C = 60 mV(rms) sine wave and offset adjusted to zero V _C = 300 mVp-p square wave: offset adjusted to zero offset not adjusted	5	1	V _{CFT}	—	40	—	—	40	—	μV(rms)
				—	140	—	—	140	—	mV(rms)
Carrier Suppression f _S = 10 kHz, 300 mV(rms) f _C = 500 kHz, 60 mV(rms) sine wave f _C = 10 MHz, 60 mV(rms) sine wave	5	2	V _{CS}	—	0.04	0.2	—	0.04	0.4	dB
				—	20	100	—	20	200	k
Transadmittance Bandwidth (Magnitude) (R _L = 50 ohms) Carrier Input Port, V _C = 60 mV(rms) sine wave f _S = 1.0 kHz, 300 mV(rms) sine wave Signal Input Port, V _S = 300 mV(rms) sine wave V _C = 0.5 Vdc	8	8	BW _{3dB}	—	300	—	—	300	—	MHz
				—	80	—	—	80	—	
Signal Gain V _S = 100 mV(rms), f = 1.0 kHz; V _C = 0.5 Vdc	10	3	A _{VS}	2.5	3.5	—	2.5	3.5	—	V/V
Single-Ended Input Impedance, Signal Port, f = 5.0 MHz Parallel Input Resistance Parallel Input Capacitance	6	—	r _{ip}	—	200	—	—	200	—	kΩ
			c _{ip}	—	2.0	—	—	2.0	—	pF
Single-Ended Output Impedance, f = 10 MHz Parallel Output Resistance Parallel Output Capacitance	6	—	r _{op}	—	40	—	—	40	—	kΩ
			c _{oo}	—	5.0	—	—	5.0	—	pF
Input Bias Current I _{bS} = $\frac{I_1 + I_4}{2}$; I _{bC} = $\frac{I_7 + I_8}{2}$	7	—	I _{bS}	—	12	25	—	12	30	μA
			I _{bC}	—	12	25	—	12	30	
Input Offset Current I _{ioS} = I ₁ -I ₄ ; I _{ioC} = I ₇ -I ₈	7	—	I _{ioS}	—	0.7	5.0	—	0.7	7.0	μA
			I _{ioC}	—	0.7	5.0	—	0.7	7.0	
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	—	TC _{io}	—	2.0	—	—	2.0	—	nA/°C
Output Offset Current (I ₆ -I ₉)	7	—	I _{ool}	—	14	50	—	14	80	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	—	TC _{ool}	—	90	—	—	90	—	nA/°C
Common-Mode Input Swing, Signal Port, f _S = 1.0 kHz	9	4	CMV	—	5.0	—	—	5.0	—	Vp-p
Common-Mode Gain, Signal Port, f _S = 1.0 kHz, V _C = 0.5 Vdc	9	—	ACM	—	-85	—	—	-85	—	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 6 or Pin 9)	10	—	V _{out}	—	8.0	—	—	8.0	—	Vp-p
Differential Output Voltage Swing Capability	10	—	V _{out}	—	8.0	—	—	8.0	—	Vp-p
Power Supply Current I ₆ + I ₉ I ₁₀	7	6	I _{CC}	—	2.0	3.0	—	2.0	4.0	mAdc
			I _{EE}	—	3.0	4.0	—	3.0	5.0	
DC Power Dissipation	7	5	P _D	—	33	—	—	33	—	mW

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

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

Note 9 - Coupling and Bypass Capacitors C_1 and C_2

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

Note 10 - Output Signal, V_o

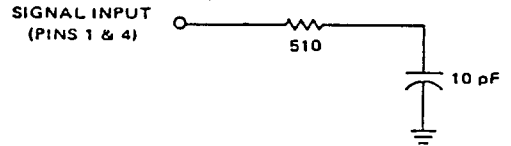
The output signal is taken from pins 6 and 9, either balanced or single-ended. Figure 12 shows the output levels of each of the two output sidebands resulting from variations in both the carrier and modulating signal inputs with a single-ended output connection.

Note 11 - Negative Supply, V_{EE}

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

Note 12 - Signal Port Stability

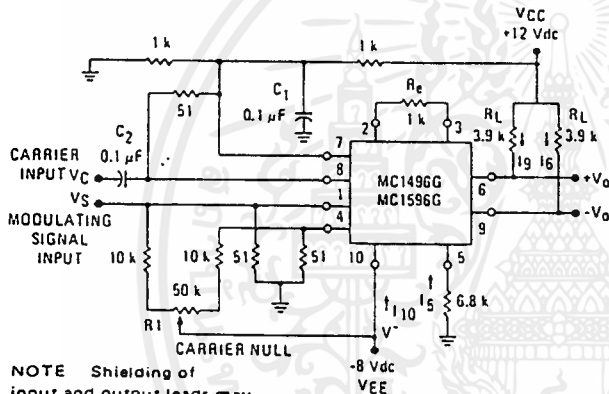
Under certain values of driving source impedance, oscillation may occur. In this event, an RC suppression network should be connected directly to each input using short leads. This will reduce the Q of the source-tuned circuits that cause the oscillation.



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

TEST CIRCUITS

FIGURE 5 - CARRIER REJECTION AND SUPPRESSION



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

FIGURE 6 - INPUT-OUTPUT IMPEDANCE

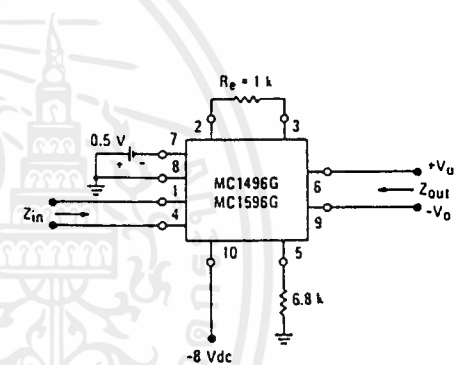


FIGURE 7 - BIAS AND OFFSET CURRENTS

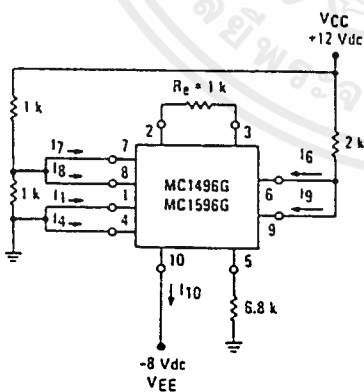
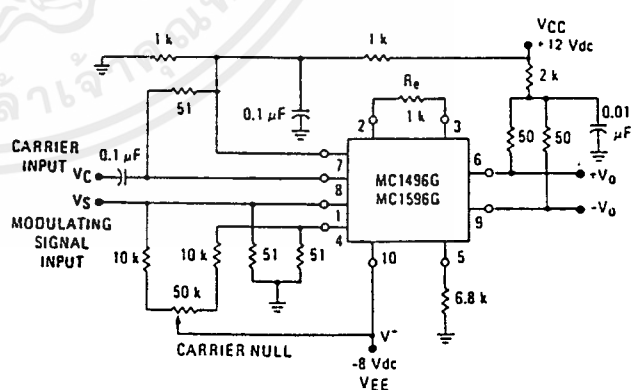


FIGURE 8 - TRANSCONDUCTANCE BANDWIDTH



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

TEST CIRCUITS (continued)

FIGURE 9 - COMMON-MODE GAIN

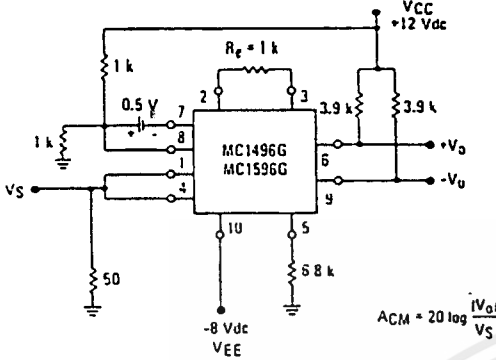
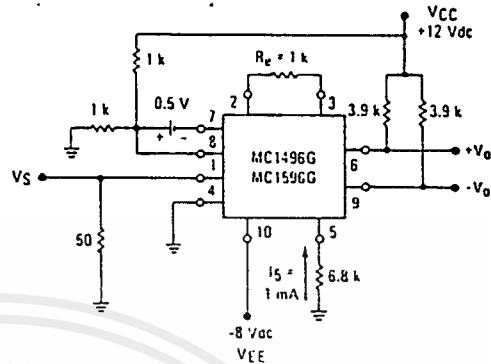


FIGURE 10 - SIGNAL GAIN AND OUTPUT SWING



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

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5, $f_c = 500$ kHz (sine wave), $V_C = 60$ mV(rms), $f_S = 1$ kHz, $V_S = 300$ mV(rms), $T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

FIGURE 11 - SIDEBAND OUTPUT versus CARRIER LEVELS

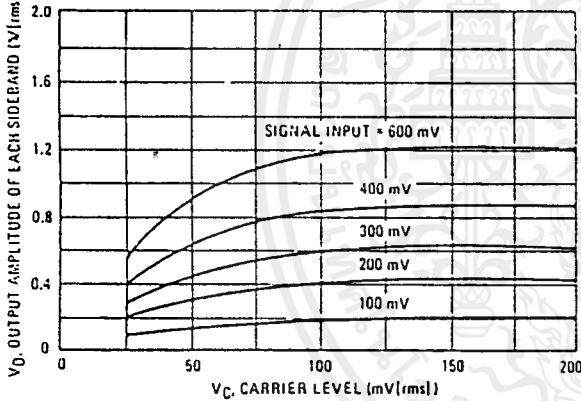


FIGURE 12 - SIGNAL-PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT RESISTANCE versus FREQUENCY

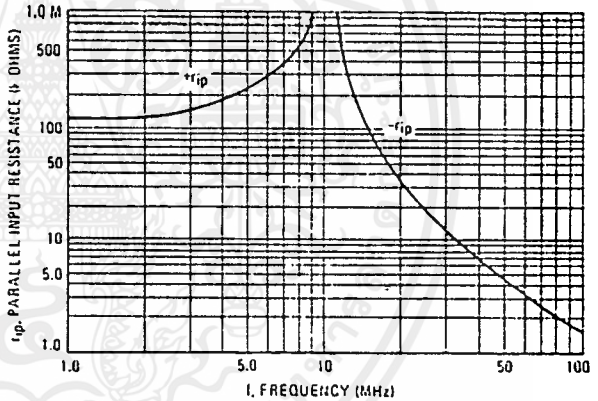


FIGURE 13 - SIGNAL-PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT CAPACITANCE versus FREQUENCY

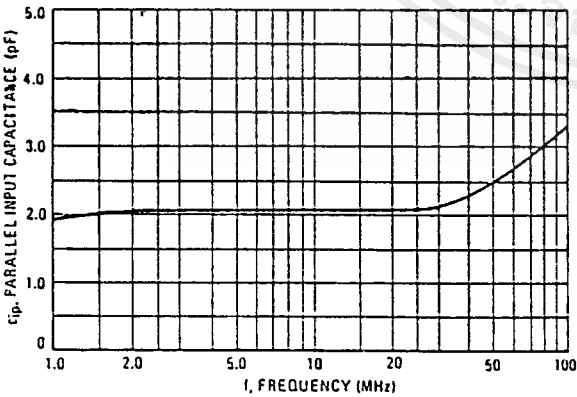
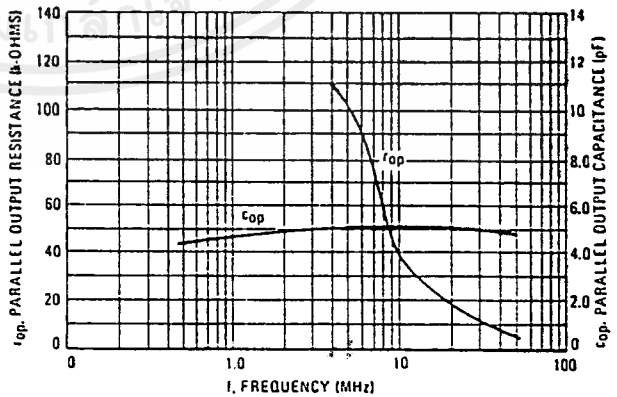


FIGURE 14 - SINGLE-ENDED OUTPUT IMPEDANCE versus FREQUENCY



TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5, $f_C = 500$ kHz (sine wave), $V_C = 60$ mV(rms), $f_S = 1$ kHz, $V_S = 300$ mV(rms), $T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

FIGURE 15 – SIDEBAND AND SIGNAL PORT TRANSADMITTANCES versus FREQUENCY

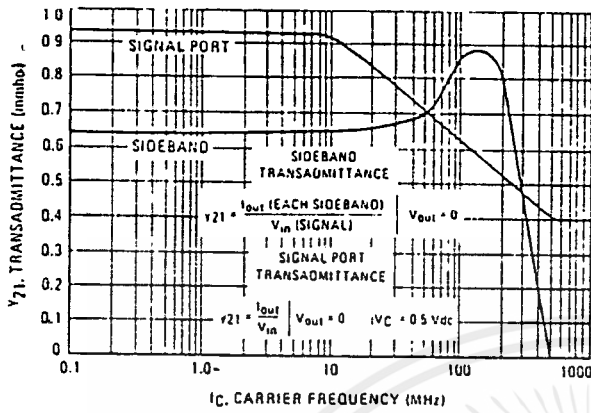


FIGURE 16 – CARRIER SUPPRESSION versus TEMPERATURE

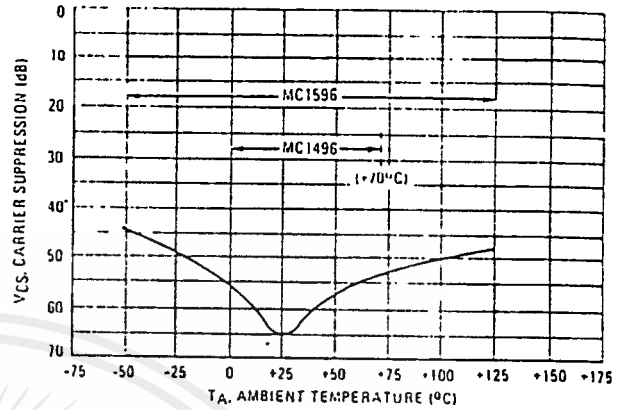


FIGURE 17 – SIGNAL-PORT FREQUENCY RESPONSE

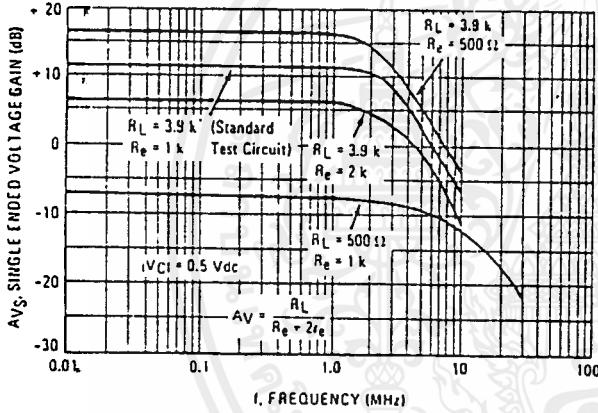


FIGURE 18 – CARRIER SUPPRESSION versus FREQUENCY

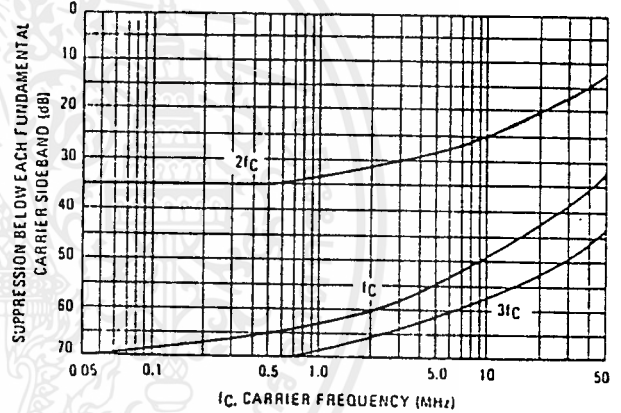


FIGURE 19 – CARRIER FEEDTHROUGH versus FREQUENCY

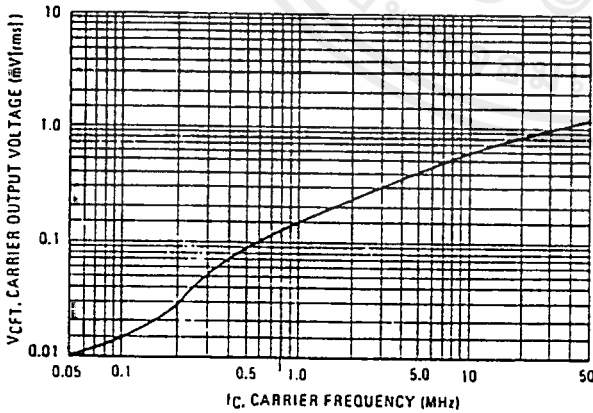
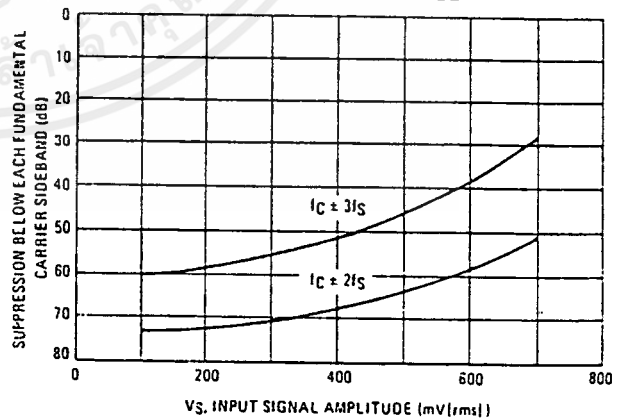


FIGURE 20 – SIDEBAND HARMONIC SUPPRESSION versus INPUT SIGNAL LEVEL



TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

FIGURE 21 — SUPPRESSION OF CARRIER HARMONIC SIDEBANDS versus CARRIER FREQUENCY

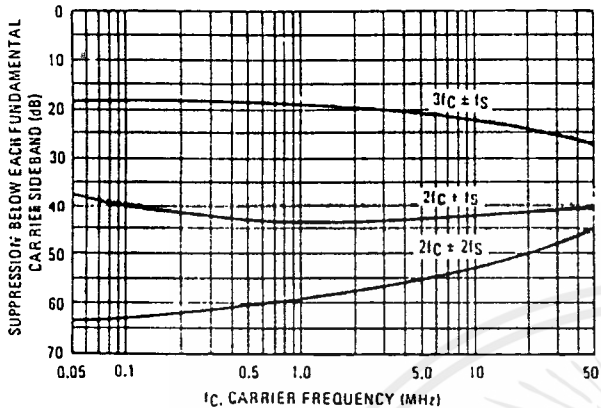
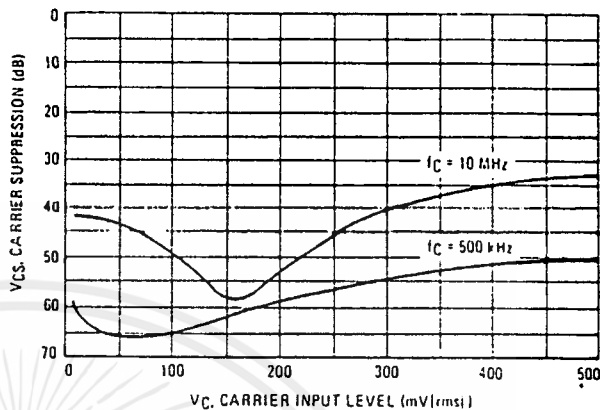


FIGURE 22 — CARRIER SUPPRESSION versus CARRIER INPUT LEVEL



OPERATIONS INFORMATION

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

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

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

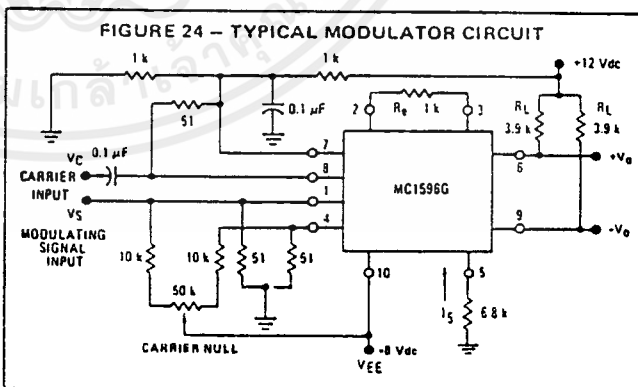
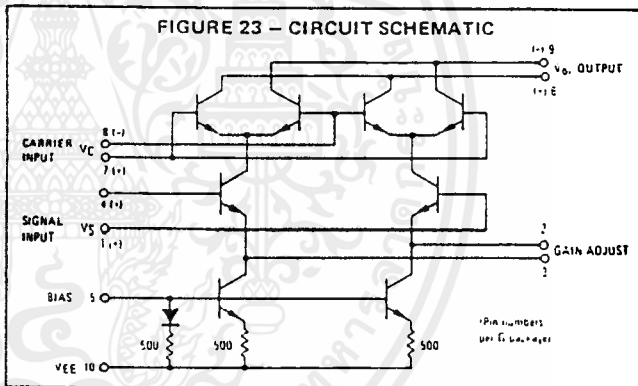
The lower differential amplifier has its emitters connected to the package pins so that an external emitter resistance may be used. Also, external load resistors are employed at the device output.

Signal Levels

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

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

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



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

OPERATIONS INFORMATION (continued)

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

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

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

FIGURE 25 - TABLE 1
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	$\frac{R_L V_C(rms)}{2\sqrt{2} \left(\frac{KT}{q}\right) (R_E + 2r_e)}$	$f_C \pm f_M$
High-level ac	$\frac{0.637 R_L}{R_E + 2r_e}$	$f_C \pm f_M, 3f_C \pm f_M, 5f_C \pm f_M$

The gain from the modulating signal input port to the output is the MC1596/MC1496 gain parameter which is most of ten 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 MC1596/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 Table 1, along with the frequency components contained in the output signal

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.

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

APPLICATIONS INFORMATION

Double sideband suppressed carrier modulation is the basic application of the MC1596/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 MC1596/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 MC1596/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 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 μ F capacitors on pins 7 and 8 should be increased to 1.0 μ F. Also, the output filter at pin 9 can be tailored to a specific intermediate frequency and audio amplifier input impedance.

As in all applications of the MC1596/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 amplifier. If the carrier signal is modulated, a 300 mV(rms) input level is recommended.

APPLICATIONS INFORMATION (continued)

Doubly Balanced Mixer

The MC1596/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 mV(rms).

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

Frequency Doubler

The MC1596/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 MC1596/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 MC1596/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 MC1596/MC1496 will then provide an output which is a function of the input signal frequency.

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

TYPICAL APPLICATIONS

FIGURE 26 - BALANCED MODULATOR (+12 Vdc SINGLE SUPPLY)

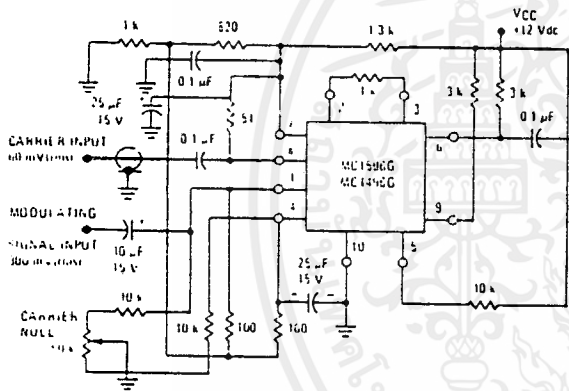


FIGURE 27 - BALANCED MODULATOR-DEMODULATOR

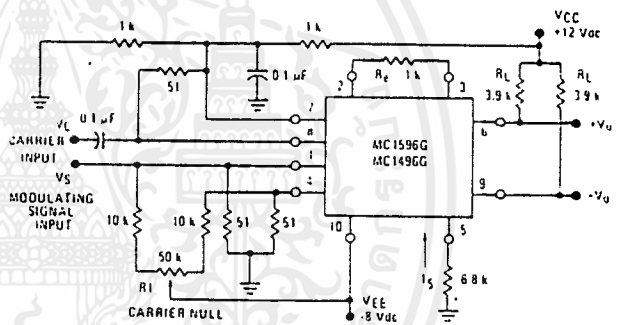


FIGURE 28 - AM MODULATOR CIRCUIT

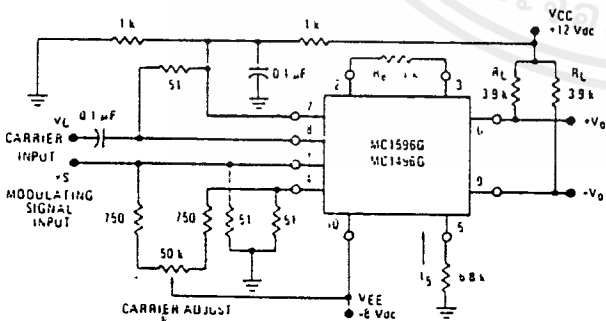
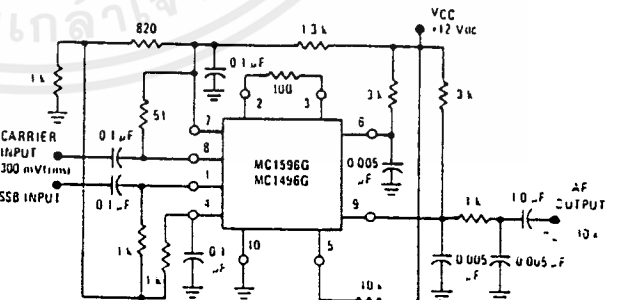


FIGURE 29 - PRODUCT DETECTOR (+12 Vdc SINGLE SUPPLY)



Absolute Maximum Ratings

Internal Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Applied Voltage (Note 2)	30V
Differential Input Signal ($V_7 - V_6$)	$\pm 5.0V$
Differential Input Signal ($V_4 - V_1$)	$\pm(5 - I_B R_B)V$
Input Signal ($V_7 - V_1, V_3 - V_4$)	5.0V
Bias Current (I_B)	12 mA
Operating Temperature Range LM1596	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$
LM1496	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$
Storage Temperature Range	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	$300^\circ C$

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

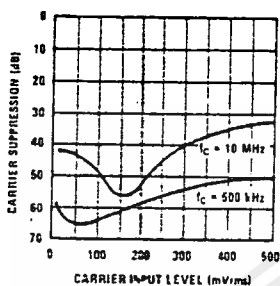
PARAMETER	CONDITIONS	LM1596			LM1496			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Carrier Feedthrough	$V_C = 60$ mVrms sine wave $f_C = 1.0$ kHz, offset adjusted		40			40		μV rms
	$V_C = 60$ mVrms sine wave $f_C = 10$ MHz, offset adjusted		140			140		μV rms
	$V_C = 300$ mV _{pp} square wave $f_C = 1.0$ kHz, offset adjusted		0.04	0.2		0.04	0.2	mVrms
	$V_C = 300$ mV _{pp} square wave $f_C = 1.0$ kHz, offset not adjusted		20	100		20	150	mVrms
Carrier Suppression	$f_S = 1.0$ kHz, 300 mVrms $f_C = 500$ kHz, 60 mVrms sine wave offset adjusted	50	65		50	65		dB
	$f_S = 10$ kHz, 300 mVrms $f_C = 10$ MHz, 60 mVrms sine wave offset adjusted		50			50		dB
Transmittance Bandwidth	$P_L = 500\Omega$ Carrier Input Port, $V_C = 60$ mVrms sine wave $f_S = 1.0$ kHz, 300 mVrms sine wave		300			300		MHz
	Signal Input Port, $V_S = 300$ mVrms sine wave $V_7 - V_6 = 0.5$ Vdc		80			80		MHz
Voltage Gain, Signal Channel	$V_S = 100$ mVrms, $f = 1.0$ kHz $V_7 - V_6 = 0.5$ Vdc	2.5	3.5		2.5	3.5		V/V
Input Resistance, Signal Port	$f = 5.0$ MHz $V_7 - V_6 = 0.5$ Vdc		200			200		k Ω
Input Capacitance, Signal Port	$f = 5.0$ MHz $V_7 - V_6 = 0.5$ Vdc		2.0			2.0		pF
Single Ended Output Resistance	$f = 10$ MHz		40			40		k Ω
Single Ended Output Capacitance	$f = 10$ MHz		5.0			5.0		pF
Input Bias Current	$(I_1 + I_4)/2$		12	25		12	30	μA
Input Bias Current	$(I_7 + I_3)/2$		12	25		12	30	μA
Input Offset Current	$(I_1 - I_4)$		0.7	5.0		0.7	5.0	μA
Input Offset Current	$(I_7 - I_3)$		0.7	5.0		0.7	5.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current	$-55^\circ C < T_A < -125^\circ C$ $0^\circ C < T_A < +70^\circ C$		2.0			2.0		nA/ $^\circ C$ nA/ $^\circ C$
Output Offset Current	$(I_6 - I_9)$		14	50		14	60	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current	$-55^\circ C < T_A < -125^\circ C$ $0^\circ C < T_A < +70^\circ C$		90			90		nA/ $^\circ C$ nA/ $^\circ C$
Signal Port Common Mode Input Voltage Range	$f_S = 1.0$ kHz		5.0			5.0		V _{pp}
Signal Port Common Mode Rejection Ratio	$V_7 - V_6 = 0.5$ Vdc		-85			-85		dB
Common Mode Quiescent Output Voltage			8.0			8.0		Vdc
Differential Output Swing Capability			8.0			8.0		V _{pp}
Positive Supply Current	$(I_6 + I_9)$		2.0	3.0		2.0	3.0	mA
Negative Supply Current	(I_{10})		3.0	4.0		3.0	4.0	mA
Power Dissipation			33			33		mW

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

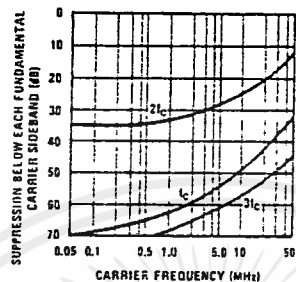
Note 2: Voltage applied between pins 6-7, 8-1, 9-7, 9-8, 7-4, 7-1, 8-4, 6-8, 2-5, 3-5.

Typical Performance Characteristics

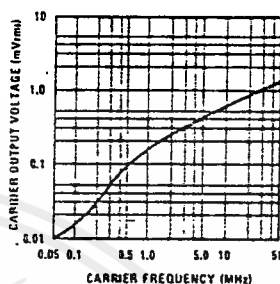
Carrier Suppression vs Carrier Input Level



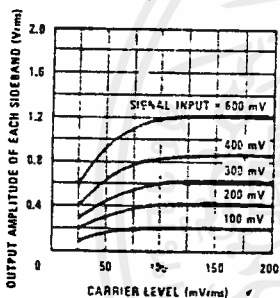
Carrier Suppression vs Frequency



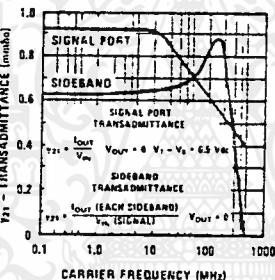
Carrier Feedthrough vs Frequency



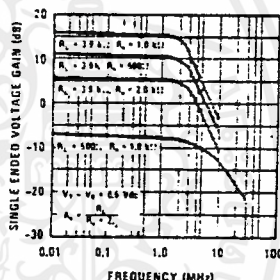
Sideband Output vs Carrier Levels



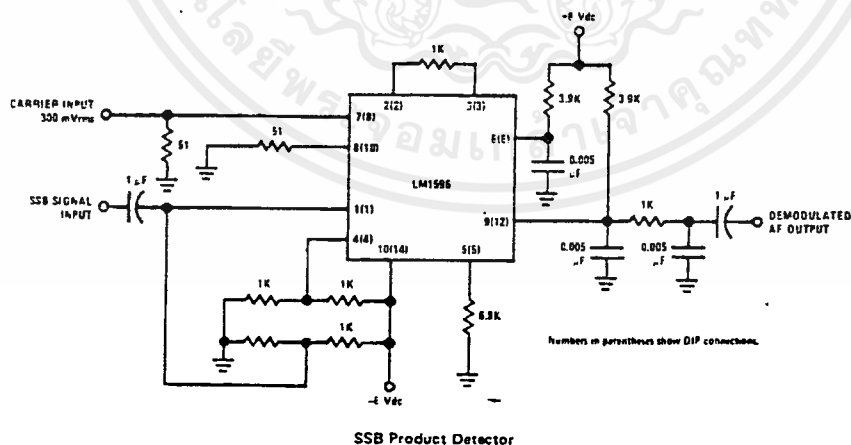
Sideband and Signal Port Transmittances vs Frequency



Signal-Port Frequency Response

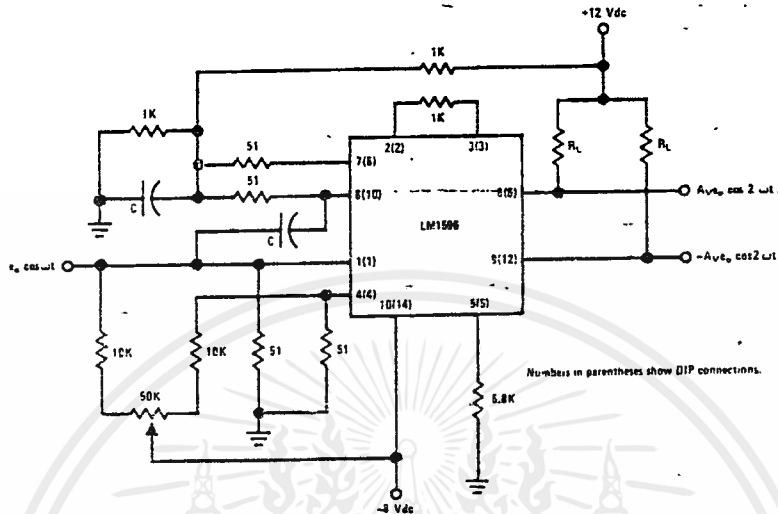


Typical Applications (Continued)



This figure shows the LM1596 used as a single sideband (SSB) suppressed carrier demodulator (product detector). The carrier signal is applied to the carrier input port with sufficient amplitude for switching operation. A carrier input level of 300 mVrms is optimum. The composite SSB signal is applied to the signal input port with an amplitude of 50 to 500 mVrms. All output signal components except the desired demodulated audio are filtered out, so that an offset adjustment is not required. This circuit may also be used as an AM detector by applying composite and carrier signals in the same manner as described for product detector operation.

Typical Applications (Continued)



Broadband Frequency Doubler

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

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