



เครื่องรับส่งสัญญาณเสียงแบบมัลติแชนแนล
MULTI CHANNEL VOICE TRANSCIEVER

โดย

นายสกล	ศรีโสภากิจ	35104429
นางสาวสุจิตรา	บุญโชคช่วย	35104476
นางสาวอรอมา	พัชรตินอรุณกร	35104545

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. ขนิษฐา แซ่ตั้ง

วัน เดือน ปี... 1 ส.ค. 25๕๐
เลขทะเบียน... ๐๒๗๑๐๕
เลขเรียกหนังสือ... T๒๘๑๙๘ ส.๑๑๕ ค

ปริญญาบัตรสำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2538

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

037105

เครื่องรับส่งสัญญาณเสียงแบบมัลติแชนแนล

MULTI CHANNEL VOICE TRANSCEIVER

นายสกล	ศรีโสภาจิต	35104429
นางสาวสุจิตรา	บุญโชคช่วย	35104476
นางสาวอรอุมา	พั้วรัตนอรุณกร	35104545



โครงการได้รับการตรวจสอบ พร้อมทำการสอบได้

(อ. ขนิษฐา แซ่ตั้ง)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2538

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องรับส่งสัญญาณเสียงแบบมัลติแชนแนล

ผู้จัดทำ

- | | | |
|------------------|---------------|----------|
| 1. นายสกล | ศรีโสภากิจ | 35104429 |
| 2. นางสาวสุจิตรา | บุญโชคช่วย | 35104476 |
| 3. นางสาวอรอุมา | พัรัตน์อรุณกร | 35104545 |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับส่งเสียงแบบมัลติแชนแนล

สกล ศรีโสภาจิต
สุจิตรา บุญโชคช่วย
อรอุมา พัวรัตนอรุณกร
อ. ขนิษฐา แซ่ตั้ง อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2538

บทคัดย่อ

เครื่องรับส่งสัญญาณเสียงแบบมัลติแชนแนล แบ่งการทำงานออกเป็น 5 ส่วน คือ ภาคอินพุต, ภาคมอดูเลต (Modulate) สัญญาณ, ภาคการขยายและออกอากาศ, ภาครับ และภาคขยายสัญญาณเสียงเอาท์พุต หลักการทำงานพื้นฐาน คือจะทำการมอดูเลตสัญญาณ 2 ครั้ง โดยจะมอดูเลตสัญญาณของแต่ละช่องกับสัญญาณพาหะของช่องนั้น โดยใช้วิธีการมอดูเลตทางแอมพลิจูด (Amplitude Modulation : AM) จากนั้นทำการรวมสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตสัญญาณทางแอมพลิจูดทั้ง 4 ช่อง เพื่อมอดูเลตอีกครั้งโดยวิธีมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation : FM) กับสัญญาณพาหะความถี่ 40 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อส่งออกอากาศไปพร้อมกันทั้ง 4 ช่อง

สำหรับโครงการครั้งนี้ สามารถส่งสัญญาณได้ 4 ช่อง สำหรับเครื่องรับ 4 เครื่อง โดยเครื่องรับแต่ละเครื่องจะรับสัญญาณคนละช่องกัน เครื่องส่งและเครื่องรับนี้จะใช้เป็นส่วนหนึ่งของโครงการระบบบรรยายงานนิทรรศการอัตโนมัติ โดยจะทำงานร่วมกับเครื่องบันทึกเสียงในคอมพิวเตอร์ ซึ่งจะเก็บข้อมูลสำหรับการบรรยายไว้ และจัดการส่งข้อมูล (สัญญาณเสียง) ตามที่ผู้ใช้งานต้องการผ่านทางช่องสัญญาณของเครื่องส่งนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Multi Channel Voice Transceiver

Sakol Srisophachit

Suchitra Boonchokchuay

Ornuma Puarattana-arunkorn

Advisor Miss Kanittha Saethang

Academic Year 2538

Abstract

Multi Channel Voice Transceiver can be divided into 5 parts , Input , Signal Modulating , Amplifier and Broadcast , Receiver and Audio Output Amplifier. The basic function of this project is modulating signal twice times. First , modulate each audio signal with carrier signal by Amplitude Modulation (AM) method , then combine these modulated signal. Second , modulate the signal from the previous part by Frequency Modulation (FM) method with carrier 40 megahertz to broadcast all channel simultaneously.

This project can transmit 4 channels of audio signal to 4 receivers. Each receiver has its own channel with one frequency. Multi Channel Voice Transceiver will be used in a part of Automatic Presentation Machine Project. It cooperates with Voice Recorder that records voice in computer and manages to transmit data (voice) depends on what user need. The way to transmit voice to user is to use this Multi Channel Voice Transceiver.

สารบัญเรื่อง

บทที่ 1 บทนำ

1.1 ขอบเขตโครงการ 1-2

1.2 จุดประสงค์โครงการ 2-2

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการเบื้องต้น

2.1 ส่วนการจัดการข้อมูล 3-4

2.2 ส่วนควบคุมระยะไกล 4-4

2.3 ส่วนกระจายเสียง 4-6

บทที่ 3 การออกแบบและการทำงานของระบบ

3.1 ภาคอินพุต 7-9

3.2 ภาคการมอดูเลตทางแอมพลิจูด 10-20

3.3 ภาครวมสัญญาณ 21-22

3.4 ภาคการมอดูเลตทางความถี่และวงจรถยายกำลัง 23-32

3.5 ภาครับ 33-38

3.6 วงจรกรองความถี่บางช่วงผ่าน 39-44

3.7 ส่วนดีมอดูเลเตอร์ของสัญญาณมอดูเลตทางแอมพลิจูด 45-45

3.8 ส่วนขยายสัญญาณเสียง 45-46

บทที่ 4 การทดลอง ผลการทดลอง ปัญหาและการแก้ไข 47-53

บทที่ 5 สรุป วิเคราะห์ แนวทางแก้ไขและการพัฒนา 54-54

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

รูปที่		หน้า
1.1	แผนภาพแสดงหลักการทำงานของระบบบรรยายงานนิทรรศการอัตโนมัติ	2
2.1	แสดงแผนภาพโดยรวมของโครงงานเครื่องบรรยายงานแสดงนิทรรศการอัตโนมัติ	3
2.2	แสดงรูปแบบการทำงานของการควบคุมระยะไกลและการส่งกระจายเสียง	4
2.3	บล็อกไดอะแกรมของส่วนภาคส่ง	5
2.4	บล็อกไดอะแกรมของส่วนภาครับ	6
3.1	แสดงวงจรกรองความถี่สัญญาณทางภาคอินพุต	7
3.2	วงจรกรองความถี่สูงผ่าน	8
3.3	วงจรกรองความถี่ต่ำ	9
3.4	บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกถูบ	10
3.5	วงจรสร้างสัญญาณคลื่นพาหะ	11
3.6	วงจร RC ฟิวเตอร์อย่างง่าย	11
3.7	การใช้มอดูเลตทางแอมพลิจูดโดยใช้อุปกรณ์ไม่เป็นเชิงเส้น	12
3.8	การใช้สัญญาณเสียงที่มีขนาดมากและน้อยเพื่อมอดูเลตบนคลื่นพาหะ	13
3.9	การวัดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต	14
3.10	แอมพลิจูดของสัญญาณเสียงที่คิมอดคีนมาได้ที่เครื่องรับจะมีความแรงมากน้อยขึ้นกับเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต	15
3.11	การโอเวอร์มอดูเลตจะทำให้สัญญาณที่ได้จากการคิมอดคีน(หรือดีเทก)ที่เครื่องรับมีความเพี้ยน	16
3.12	วิเคราะห์คลื่น AM ในเชิงความถี่	19
3.13	วงจรการมอดูเลตสัญญาณทางแอมพลิจูดโดยใช้ IC MC1596.	20
3.14	วงจรรวมสัญญาณ	21
3.15	วงจรรวมสัญญาณ	22
3.16	การมอดูเลตทางความถี่	25
3.17	กราฟแสดงแอมพลิจูดของพาหะและไซด์แบนด์ในระบบ FM	28
3.18	รูปคลื่น FM ในเชิงความถี่ ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0, 0.5, 1, 1.5, 2.0, ...	28
3.19	เป็นวงจรมอดูเลเตอร์ใช้วาแลคเตอร์เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า	29

เอกสารนี้เป็นวงจรมอดูเลเตอร์ใช้วาแลคเตอร์เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.20	แสดงวงจรขยายคลาสเอ แบบทรานส์ฟอร์มเมอร์คัปปลิง	30
3.21	วงจรขยายกำลังคลาสเอ	32
3.22	แผนผังของเครื่องรับ FM	33
3.23	วงจรควอดราเจอร์ดีเทกเตอร์	35
3.24	วงจรภาครับ	36
3.25	บล็อกไดอะแกรมของ MC 3356	37
3.26	แสดงคุณสมบัติวงจรกรองความถี่บางช่วงผ่าน	39
3.27	แสดงส่วนประกอบภายใน MF5 โหมด 1	40
3.28	วงจรหลังจากการจัดรูปใหม่ของ MF5	41
3.29	แบนด์พาสฟิลเตอร์โดยใช้สวิทช์คาปาซิเตอร์	42
3.30	รูปวงจร Sallen และ Key	42
3.31	วงจรคีมอคูเลเตอร์	45
3.32	วงจรขยายสัญญาณเสียง	46
4.1	ตัวอย่างผลการทดลองการมอดูเลตทางแอมพลิจูด	47
4.2	แสดงการผลของทดลองเครื่องส่งและเครื่องรับ	49
4.3	แสดงสัญญาณภาครับที่ได้จากการส่งสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตทางแอมพลิจูดของช่องที่ 1	49
4.4	แสดงสัญญาณภาครับที่ได้จากการส่งสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตทางแอมพลิจูดของช่องที่ 2	50
4.5	แสดงสัญญาณภาครับที่วัดได้จากการส่งสัญญาณเสียงที่ผ่านการมอดูเลตทางแอมพลิจูด	50
4.6	แสดงภาพสัญญาณอินพุตที่จ่ายที่ภาคส่งเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ภาครับหลังจากการคีมอคูเลชันแล้ว	52
4.7	แสดงภาพเปรียบเทียบสัญญาณอินพุตที่ภาคส่งกับสัญญาณหลังผ่านการคีมอคูเลชัน AM และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแล้ว	52

ตารางที่ 3.1 แสดงการกระจายคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลต

28

ตารางที่ 4.1 แสดงการเลื่อนของความถี่ที่ใช้ในการส่ง FM

48

ตารางที่ 4.2 แสดงการกวนกันของสัญญาณระหว่างช่อง (Crosstalk)

51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

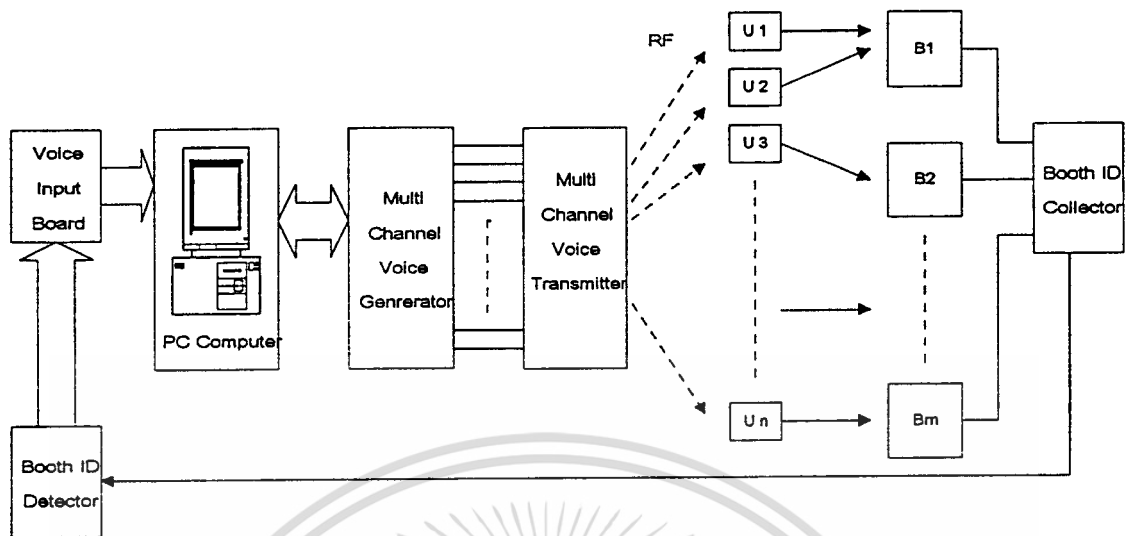
1.1 ขอบเขตโครงการ

ตามที่ได้ทราบกันคืออยู่แล้วว่า ในการจัดนิทรรศการ พิพิธภัณฑสถาน งานแสดงสินค้า จะต้องใช้เจ้าหน้าที่หรือพรีเซนเตอร์(Presenter) จำนวนมาก เพื่อบรรยายรายละเอียดของสิ่งที่แสดงในงานนั้นๆ ทั้งๆที่ในปัจจุบันนี้เทคโนโลยีได้ก้าวหน้ามาถึงระดับที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับงานที่กล่าวมาแล้วเป็นอย่างดี ดังนั้นทางคณะผู้จัดทำจึงคิดประดิษฐ์ เครื่องบรรยายนิทรรศการอัตโนมัติ (Automatic Presentation Machine) เพื่อใช้ในงานบรรยายเหล่านั้นแทนคนซึ่งเป็นทรัพยากรที่มีคุณค่า การใช้เครื่องบรรยายนิทรรศการอัตโนมัติ สามารถกำจัดข้อเสียในการใช้เจ้าหน้าที่บรรยายได้ ซึ่งก็คือ การที่ผู้ร่วมงานต้องรอให้ถึงรอบการบรรยายใหม่เพื่อจะได้ฟังเรื่องราวตั้งแต่ต้นจนจบ การที่ต้องรอให้มีผู้ชมจำนวนมากพอเจ้าหน้าที่จึงเริ่มบรรยาย และการที่มีเสียงรบกวนทั้งจากผู้บรรยาย หัวข้ออื่นและจากผู้ชมเอง ทำให้ผู้ที่รับฟังการบรรยายอยู่ไม่สามารถรับฟังการบรรยายได้อย่างชัดเจน เครื่องบรรยายนิทรรศการอัตโนมัติ จะบรรยายผ่านทางหูของผู้เข้าชมงาน โดยเครื่องรับที่จะแจกให้กับผู้เข้าชมงานจะประกอบด้วยหูฟังและรีโมตคอนโทรล ซึ่งสามารถใช้งานได้ง่ายเพียงผู้เข้าชมงานใส่หูฟัง และเมื่อต้องการจะทราบเรื่องราวในหัวข้อใดก็เพียงแต่กดรีโมต ผู้เข้าชมงานก็จะได้รับฟังการบรรยายเรื่องราวที่ต้องการทราบทันที

ผู้เข้าชมแต่ละคนจะได้รับอุปกรณ์บรรยายประจำตัว เมื่อต้องการฟังคำบรรยายของซุ้มใดก็จะกดที่รีโมตคอนโทรลส่งสัญญาณไปบอกอุปกรณ์ประจำซุ้มนั้นๆ สัญญาณจะถูกส่งไปยังศูนย์กลาง ทำหน้าที่ส่งข้อความคำบรรยายประจำซุ้มนั้นๆ ไปยังอุปกรณ์บรรยายประจำตัวผู้ชมนั้น ให้ผู้ชมได้ฟังโดยไม่ต้องมีคนบรรยาย ผู้ชมแต่ละคนจะสามารถเลือกฟังคำบรรยายจากซุ้มใดๆ ก็ได้ เป็นอิสระแก่กันทั้งหมด ทำให้ผู้เข้าชมนิทรรศการเปรียบเสมือน มีผู้นำชมและผู้บรรยายประจำตัวผู้ชมนั้นๆ ตลอดนิทรรศการ

หลักการการทำงานของระบบบรรยายงานแสดงนิทรรศการอัตโนมัติสามารถแสดงให้เห็นโดยรูปภาพที่ 1.1 ผู้เข้าชมแต่ละคนจะถืออุปกรณ์บรรยาย (U_1, U_2, \dots, U_n ในรูป) เมื่อต้องการคำบรรยายของซุ้มใดก็จะกดรีโมตคอนโทรลโดยส่งไปที่อุปกรณ์ตัวรับประจำซุ้ม (B_1, B_2, \dots, B_m ในรูป) ข้อมูลของผู้ชมนั้นๆ พร้อมหมายเลขซุ้มที่ต้องการจะถูกส่งผ่านเข้าคอมพิวเตอร์ เพื่อจัดส่งข้อมูลคำบรรยายที่เก็บเอาไว้แล้วและถูกต้องตามหมายเลขผู้เข้าชมออกไป โดยผ่านทางเครื่องส่งในลักษณะคลื่นวิทยุ ไปยังอุปกรณ์บรรยายของผู้เข้าชมหมายเลขนั้นๆ เท่านั้น จะไม่รบกวนกับผู้ชมคนอื่นๆ

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี โดยผู้ลงทะเบียนใช้ระบบนี้เป็นการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.1 แผนภาพแสดงหลักการทำงานของระบบบรรยายงานแสดงนิทรรศการอัตโนมัติ

โครงการนี้ประกอบด้วยการทำงาน 3 ส่วนใหญ่ ดังนี้

1. ส่วนรีโมต (Remote Control)
2. ส่วนการจัดการข้อมูล (เครื่องบันทึกเสียงในคอมพิวเตอร์ และนำข้อมูลเก็บไว้แปลงกลับเป็นเสียง)
3. ส่วนกระจายเสียง (ทั้งเครื่องส่งและเครื่องรับ)

สำหรับโครงการที่ทำครั้งนี้เป็นส่วนกระจายเสียงซึ่งมีทั้งเครื่องรับและส่ง หลักการทำงานของเครื่องส่งสัญญาณเสียงแบบมัลติแชนแนล ส่งสัญญาณได้ 4 ช่อง โดยมอดูเลตสัญญาณทั้ง 4 ช่อง ด้วยสัญญาณพาหะที่มีความถี่ 40 เมกกะเฮิร์ตซ์ แล้วส่งออกอากาศไปพร้อมๆกัน

ส่วนเครื่องรับมี 4 ชุด แต่ละชุดจะรับสัญญาณทั้งหมด แล้วกรองสัญญาณเก็บไว้เฉพาะแต่สัญญาณที่มาจากช่องใดช่องหนึ่งเท่านั้น โดยแต่ละชุดของเครื่องรับจะเก็บสัญญาณไว้ไม่ซ้ำช่องกัน

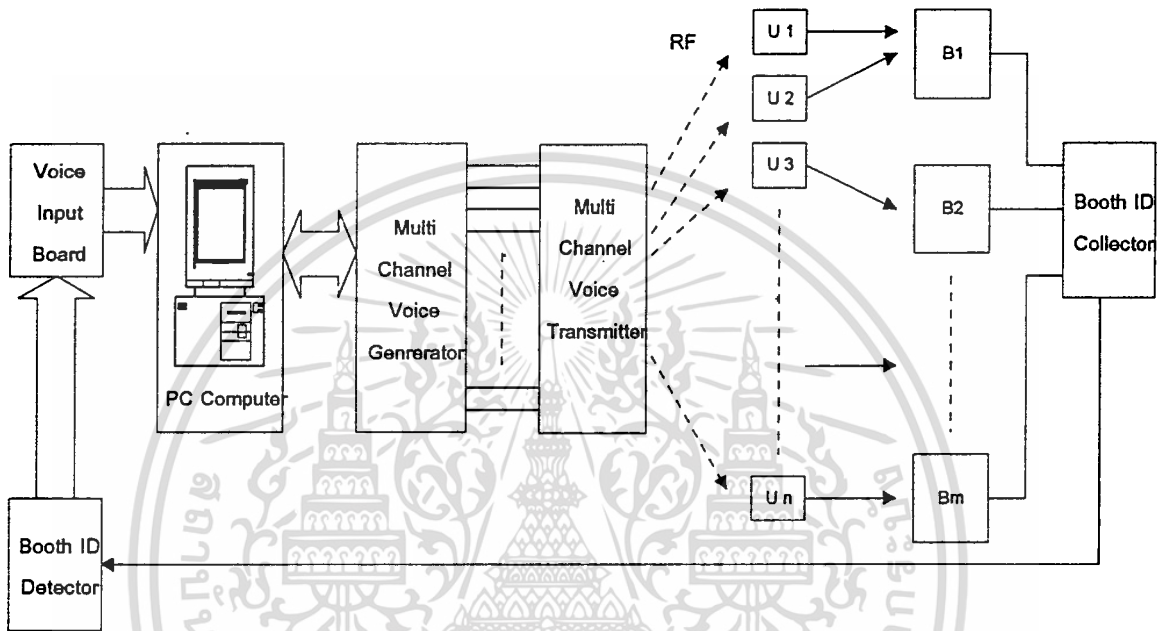
1.2 จุดประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อใช้เป็นส่วนหนึ่งของโครงการเครื่องบรรยายนิทรรศการอัตโนมัติ
2. เพื่อศึกษาความรู้เกี่ยวกับ การรับส่งคลื่นวิทยุแบบมัลติแชนแนล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการเบื้องต้น



รูปที่ 2.1 แสดงแผนภาพโดยรวมของโครงงานเครื่องบรรยายงานแสดงนิทรรศการอัตโนมัติ

การทำงานทำงานของเครื่องบรรยายงานแสดงนิทรรศการอัตโนมัติ สามารถแบ่งการทำงานได้ 3 ส่วนใหญ่ ดังนี้

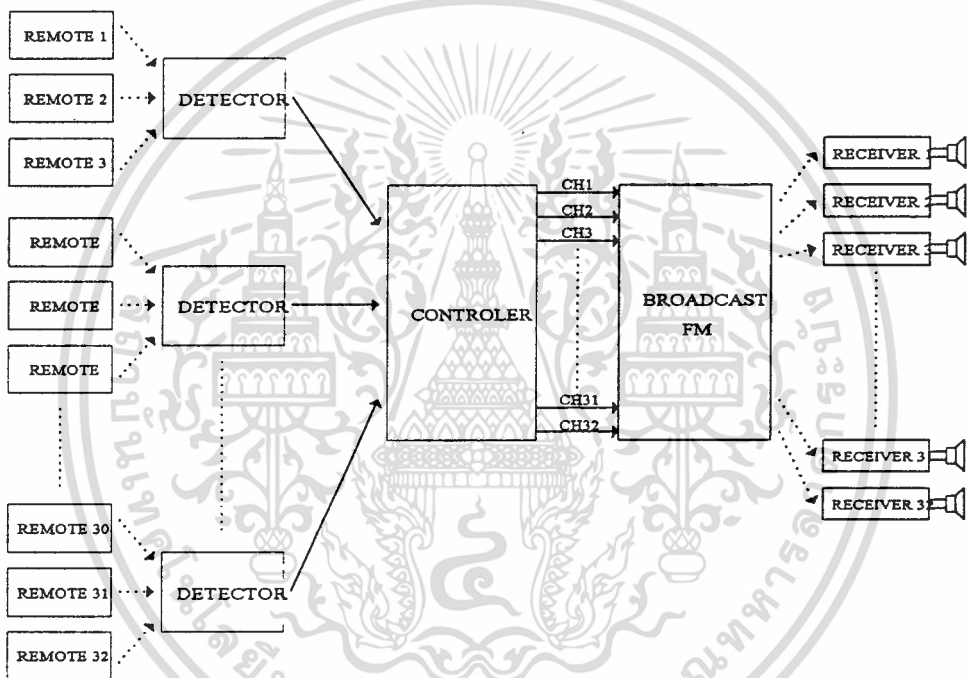
1. ส่วนการจัดการข้อมูล
2. ส่วนการควบคุมระยะไกล และเครื่องรับ (Remote Control และ Receiver)
3. ส่วนกระจายเสียง

2.1 ส่วนการจัดการข้อมูล

ทำหน้าที่นำข้อมูลที่เก็บอยู่ในแฟ้มข้อมูลภายในหน่วยความจำของคอมพิวเตอร์ ซึ่งอยู่ในรูปสัญญาณดิจิทัล แล้วทำการแปลงเป็นสัญญาณเสียง (สัญญาณอนาล็อก) ส่งต่อไปให้ส่วนเอกสกระจายเสียง ไปจนถึงผู้รับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการดำเนินงานเบื้องต้นของส่วนจัดการข้อมูล แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนบันทึกเสียงลงในคอมพิวเตอร์ และส่วนนำสัญญาณเสียงที่เก็บไว้แปลงเป็นสัญญาณเสียง ซึ่งในส่วนการบันทึกเสียงสามารถบันทึกข้อมูลได้หลายชุด ขนาดความยาวของข้อมูลขึ้นอยู่กับหน่วยความจำ การทำงานของแต่ละช่องสัญญาณเป็นอิสระต่อกัน จะเรียกให้ช่องใดเมื่อไหร่ก็ได้ นอกจากนั้นจะมีซอฟต์แวร์คอยตรวจสอบความต้องการใช้ช่องสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคน

2.2 ส่วนการควบคุมระยะไกล



รูปที่ 2.2 แสดงรูปแบบการทำงานของ การควบคุมระยะไกลและการส่งกระจายเสียง

เมื่อมีการกดรีโมตคอนโทรลโดยชี้ไปที่ตัวตรวจสอบสัญญาณ (Detector) ตัวรับสัญญาณจะตรวจสอบว่าส่งมาจากรีโมตคอนโทรลหรือเครื่องรับ เครื่องใด โดยจะมีการกำหนดหมายเลขประจำตัวสำหรับเครื่องรับแต่ละตัวไว้ แล้ว ตัวตรวจสอบสัญญาณจะเป็นผู้แจ้งให้ส่วนการจัดการข้อมูล ทำการจัดการข้อมูลที่ต้องส่งไป

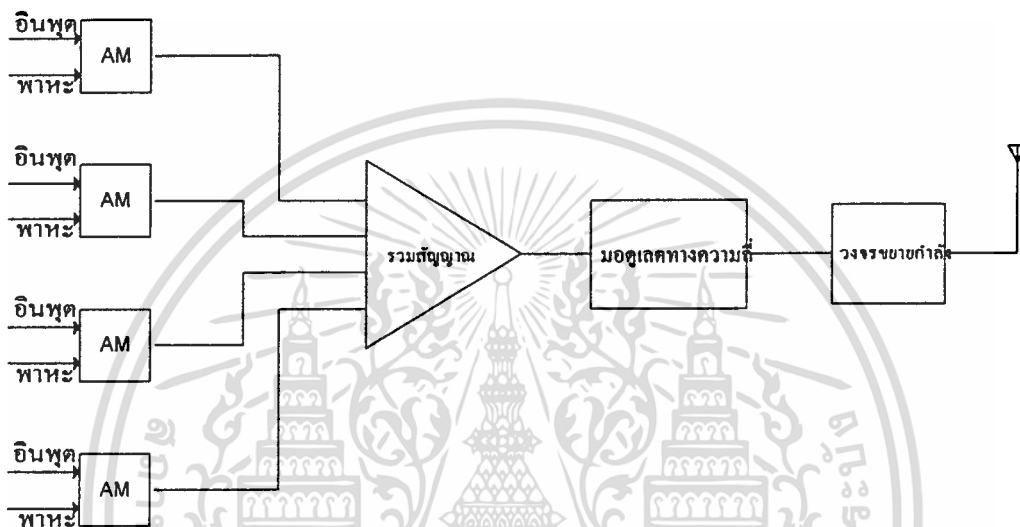
2.3 ส่วนกระจายเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงการที่ศึกษาอยู่นี้คือส่วนกระจายเสียง และเครื่องรับฟัง แบ่งการทำงานของส่วนกระจายเสียงได้เป็น 2 ส่วนใหญ่ๆ คือ ส่วนภาคส่ง และส่วนภาครับ

2.3.1 ส่วนภาคส่ง

สามารถอธิบายด้วยบล็อกไดอะแกรมได้ดังภาพ



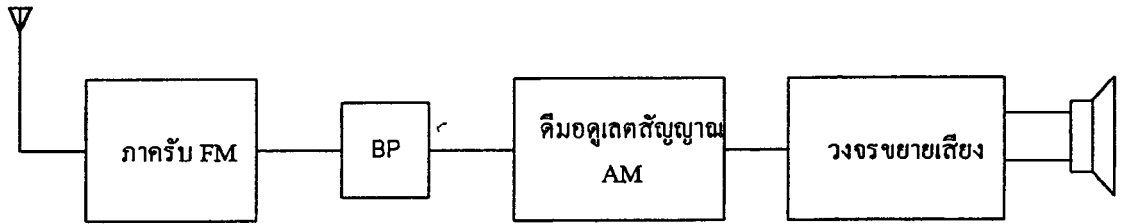
รูปที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมของส่วนภาคส่ง

หลักการการทำงานจะมอดูเลตสัญญาณเสียงกับสัญญาณพาหะ โดยใช้การมอดูเลตทางแอมพลิจูด ซึ่งแต่ละช่องจะมีสัญญาณพาหะความถี่ต่างๆ กัน การสร้างสัญญาณพาหะสำหรับแต่ละช่องจะใช้วงจร VCO : Voltage Control Oscillator และจะนำสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตมารวมกันโดยผ่านวงจรรวมสัญญาณ จากนั้นจึงนำสัญญาณของแต่ละช่องที่รวมกันแล้ว ไปทำการมอดูเลตทางความถี่ และผ่านวงจรขยายกำลัง เพื่อจะได้ส่งออกอากาศด้วยกำลังที่แรงขึ้นต่อไป

2.3.2 ส่วนภาครับ

มีบล็อกไดอะแกรม คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมของส่วนภาครับ

มีหลักการทำงาน ดังนี้ ในส่วนแรกจะเป็นภาครับสัญญาณ FM สัญญาณที่ได้ยังเป็นสัญญาณที่รวมกันทั้ง 4 ช่อง จึงต้องผ่านวงจรกรองความถี่บางช่วงผ่าน จากนั้นจึงทำการดีมอดูเลตสัญญาณที่ผ่านจากวงจรกรองอีกครั้ง เพื่อให้ได้สัญญาณเสียง แล้วผ่านเครื่องขยายเสียงออกสู่ลำโพงต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

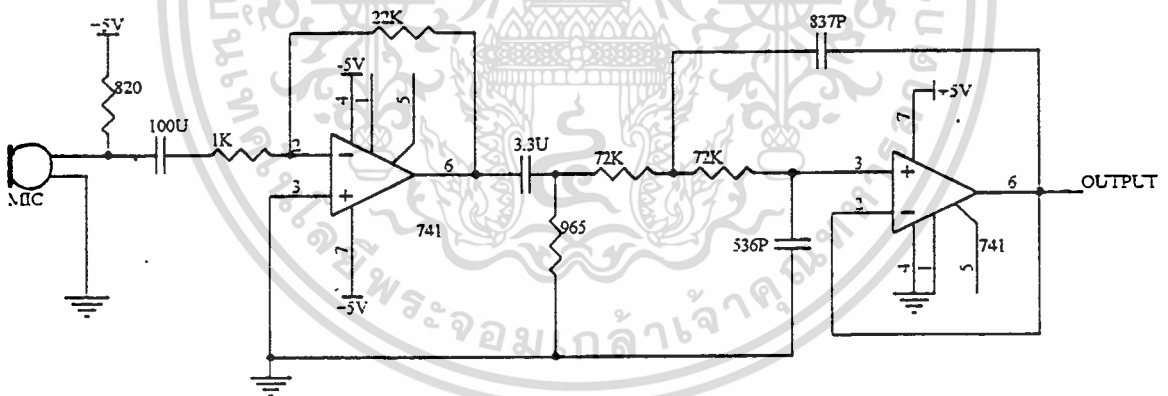
บทที่ 3

การออกแบบและการทำงานของระบบ

สามารถแบ่งการออกแบบระบบได้เป็นส่วนๆ ดังนี้

3.1 ภาคอินพุต

สัญญาณเสียงจะถูกส่งผ่านทางไมโครโฟนเข้าสู่วงจรปริมาตร ซึ่งใช้อปแอมป์ เบอร์ $\mu A741$ ต่อในวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) ซึ่งมีอัตราขยายแรงดัน (Voltage Gain) ประมาณ 22 เท่า เพื่อทำการขยายสัญญาณ หลังจากนั้นสัญญาณที่ได้จะถูกนำมากรองเพื่อกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการออกโดยใช้วงจรกรองความถี่แบบคัตออฟ (Active Band Pass Filter) ซึ่งมีความถี่คัตออฟที่ 50 Hz (ซึ่งเป็นความถี่ของสัญญาณไฟฟ้าบ้าน) และ 3.3 กิโลเฮิร์ตซ์ (ซึ่งเป็นความถี่สูงสุดที่เรากำหนดไว้) ซึ่งวงจรกรองความถี่ดังกล่าวจะเป็นดังรูป



รูป 3.1 แสดงวงจรกรองความถี่สัญญาณทางภาคอินพุต

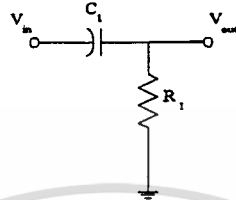
จากวงจรกรองความถี่สัญญาณ ดังรูป 3.1 เราจะสามารถแยกการพิจารณาวงจรออกได้เป็น

2 ส่วน (วงจรสองส่วนนี้มีการต่อกันแบบคาสเคด (Cascade)) ดังนี้

1) วงจรส่วนไฮพาส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟอันดับที่ 1 ประกอบด้วย ตัวเก็บประจุ C_1 และความต้านทาน R_1 ซึ่งต่อขนานอยู่กับค่าความต้านทานทางด้านอินพุตของวงจรในส่วนของที่ 2 ซึ่งมีค่ามากกว่า R_1 มาก จึงไม่น่ามาคิด



รูปที่ 3.2 วงจรกรองความถี่ไฮพาสที่ใช้

ได้สมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ของวงจรรูปที่ 3.2 คือ

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{sR_1C_1}} = \frac{s}{s + \frac{1}{R_1C_1}} \quad \text{-----(3.1)}$$

สมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันมาตรฐานของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน คือ

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s}{as + b} \quad \text{-----(3.2)}$$

โดยที่ $b = \frac{1}{\omega_p^2}$

ดังนั้น จะได้ว่า $\omega_p = \sqrt{R_1C_1}$

ซึ่งได้ความถี่คัทออฟที่

$$f_H = \frac{1}{2\pi} (\sqrt{C_1R_1}) \quad \text{-----(3.3)}$$

$$= \frac{1}{2\pi} (\sqrt{(3.3 \times 10^{-6})(965)})$$

แทนค่า

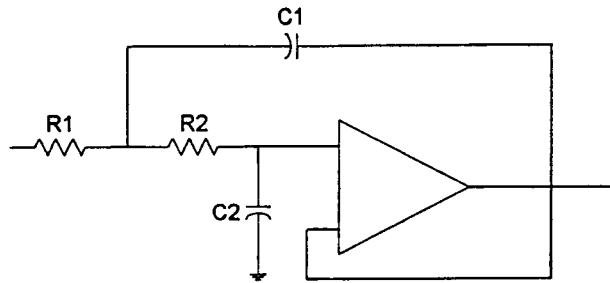
$$= 49.98$$

$$= 50\text{Hz}$$

2) วงจรส่วนโลว์พาส

เป็นวงจรกรองความถี่สัญญาณแบบอันดับที่ 2 ประกอบด้วยออปแอมป์ และวงจร RC ดังรูปที่ 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 วงจรกรองความถี่โลว์พาสที่ใช้

ได้สมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันคือ

$$T_V = \frac{V_1}{V_2} \Big|_{V_3=0} = \frac{1}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad \text{-----(3.4)}$$

จากฟังก์ชันของอัตราขยายแรงดันอันดับ 2 ของวงจรกรองความถี่แบบโลว์พาส

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad \text{-----(3.5)}$$

ซึ่งความถี่คัทออฟมีค่าเท่ากับความถี่โพล

$$\omega_L = \omega_p = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad \text{-----(3.6)}$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi} (\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}) \quad \text{-----(3.7)}$$

$$\begin{aligned} \text{แทนค่า} &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{(72 \times 10^3)(72 \times 10^3)(837 \times 10^{-2})(536 \times 10^{-12})} \\ &= 3.3 \text{ กิโลเฮิรตซ์} \end{aligned}$$

หลังจากศึกษาแผนผังวงจรกรองความถี่เรียบร้อยแล้วก็จะถูกมอดูเลตด้วย IC เบอร์ MC 1596

คั้งในวงจรภาค Amplitude Modulation

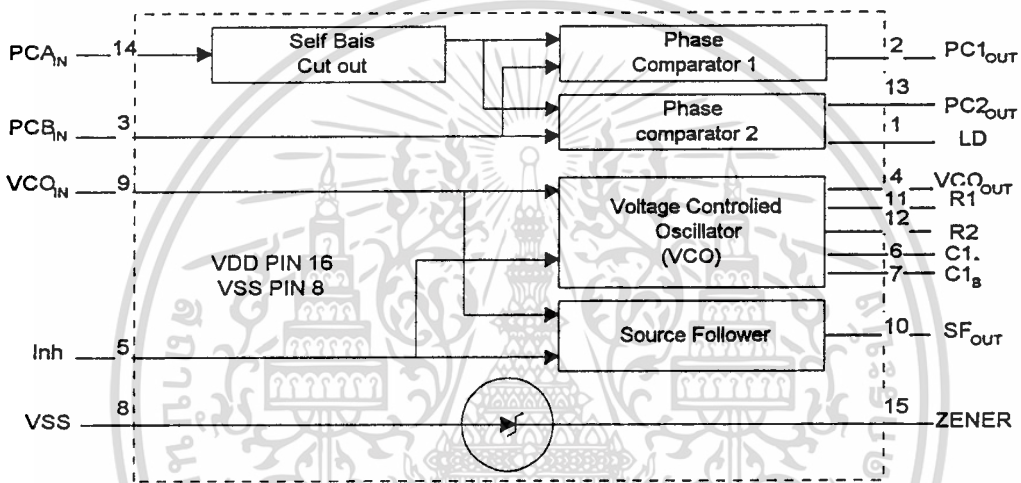
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ภาคการมอดูเลตทางแอมพลิจูด

3.2.1 การสร้างสัญญาณพาหะทั้ง 4 ช่อง

การสร้างคลื่นพาหะ ใช้การสร้างความถี่จากวงจร Voltage Control Oscillator (VCO) ใช้ IC เบอร์ MC 14046 Phase Locked Loop จากรูปที่ 3.5 ภายในจะประกอบด้วย

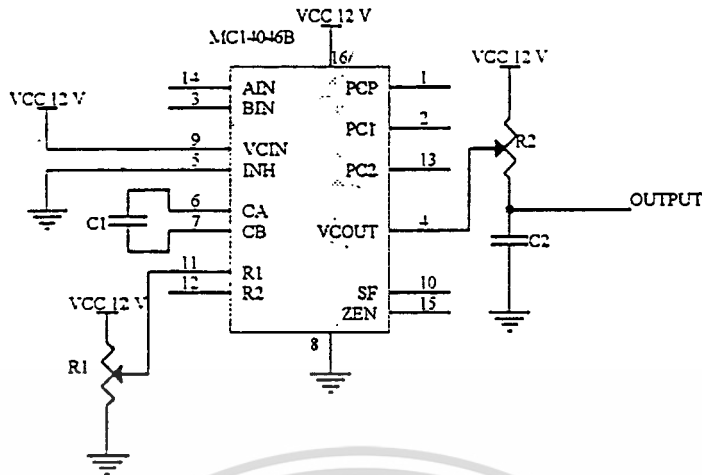
- Phase Comparator 2 ชุด
- Voltage Control Oscillator (VCO)
- Source Follower
- Zener Diode



รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูลูป

สร้างสัญญาณพาหะความถี่ดังนี้ ช่องที่ 1 สร้าง 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ช่องที่ 2 สร้าง 16 กิโลเฮิร์ตซ์ ช่องที่ 3 สร้าง 41 กิโลเฮิร์ตซ์ และช่องที่ 4 สร้าง 65 กิโลเฮิร์ตซ์ เหตุผลที่เลือกใช้ความถี่ดังกล่าวมา คือ เลือกเพื่อให้มีความสัมพันธ์กับภาครับในส่วนการกรองความถี่เพื่อแยกแต่ละช่องออกจากกัน ซึ่งช่องที่ 1 และ 2 จะใช้ IC MF5 ซึ่งมีความสามารถที่จะใช้ได้แค่เพียง 20 กิโลเฮิร์ตซ์เท่านั้น แต่สามารถออกแบบให้เป็นวงจรกรองที่มีความชันสูงได้ง่าย ส่วนช่องที่ 3 และ 4 เลือกใช้ความถี่ที่ห่างกัน เพื่อง่ายในการออกแบบวงจรกรองที่ใช้วงจรกรองแบบแอกทีฟธรรมดา

การออกแบบส่วนสร้างสัญญาณพาหะโดยใช้ VCO วงจรเป็นคังรูป



รูปที่ 3.5 วงจรสร้างสัญญาณ คลื่นพาหะ

สัญญาณที่ออกจากส่วนนี้จะออกเป็นสัญญาณรูปพัลส์ความถี่ตามที่ต้องการ แต่สัญญาณที่เราจะนำไปใช้เป็นสัญญาณคลื่นพาหะนั้นจะใช้สัญญาณรูปซายน์ ดังนั้นจึงต้องมีการแปลงสัญญาณพัลส์เป็นสัญญาณรูปซายน์ก่อน โดยใช้วงจร RC-Filter อย่างง่าย ดังภาพ



รูปที่ 3.6 วงจร RC-Filter อย่างง่าย

ค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุ สามารถหาได้จากสูตรโดยประมาณ

$$f_{cut} = 1 / 2\pi RC$$

f_{out} คือ ความถี่ที่ต้องการ (คือความถี่ cut off ของวงจร RC นั้นเอง)

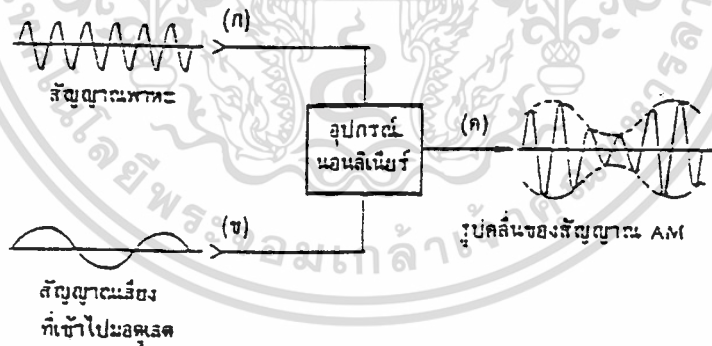
ค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุเป็นค่าเพียงประมาณเท่านั้น ต้องมีการปรับค่าได้อีกจนได้ความถี่ที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสัญญาณเอพท์ทุกที่ได้จากส่วนนี้จะเป็นสัญญาณคลื่นพาหะรูปไซน์ ที่มีความถี่ตามที่ต้องการ

3.2.2 การมอดูเลตทางแอมพลิจูด

การมอดูเลตทางแอมพลิจูดหรือ Amplitude Modulation : AM นั้น เราใช้กับสัญญาณข่าวสาร สมมติว่าให้สัญญาณเสียงมอดูเลตลงบนสัญญาณพาหะเพื่อเปลี่ยนคุณสมบัติทางแอมพลิจูด (หรือขนาด) ของพาหะ ในรูปที่ 3.7 เราใช้สัญญาณพาหะ (ก) ผสมกับสัญญาณเสียง (ข) ลงในวงจรแบบไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear) เช่น ใช้ไดโอดหรือทรานซิสเตอร์ โดยให้มีจุดทำงานอยู่ในบริเวณที่ไม่เป็นลิเนียร์ ในอุปกรณ์แบบนอนลิเนียร์ จะทำให้เกิดสัญญาณ AM ดังรูปที่ 3.7(ค) ขึ้น จะสังเกตว่าสัญญาณพาหะซึ่งถูกมอดูเลตแล้วจะมีแอมพลิจูด (ขนาด) เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณเสียง สัญญาณเสียงที่ปนอยู่ในสัญญาณ AM จะปรากฏเป็นกรอบคลื่น (envelope) บนและล่างดังเช่นรูปที่ 3.8 (ก) เป็นสัญญาณเสียงที่มีแอมพลิจูดขนาดหนึ่ง โดยรูปที่ 3.8(ข) คือสัญญาณ AM ที่มีสัญญาณเสียงในรูปที่ 3.8(ก) มอดูเลต ในทางตรงข้ามถ้าสัญญาณเสียงมีแอมพลิจูดเล็กลง ดังรูปที่ 3.8(ค) สัญญาณ AM ที่เกิดขึ้นก็จะมีกรอบ (การเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูด) เล็กลงด้วย ดังรูปที่ 3.8(ง)

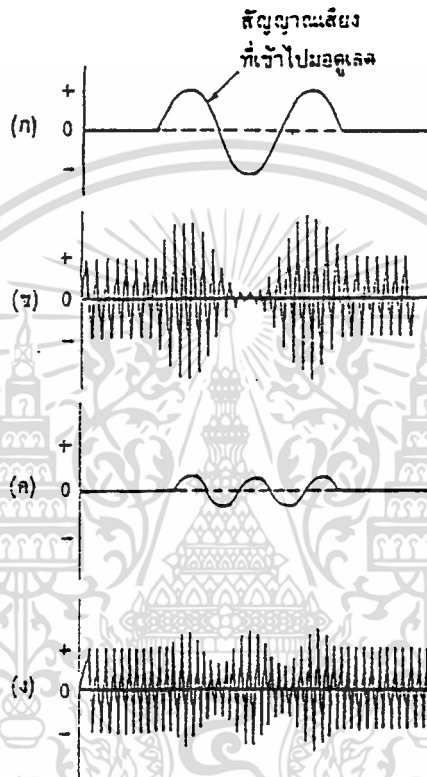


รูปที่ 3.7 การมอดูเลตทางแอมพลิจูดโดยใช้อุปกรณ์แบบไม่เป็นเชิงเส้น

3.2.3 เปอร์เซนต์ของการมอดูเลต

ในรูปที่ 3.8 จะเห็นว่าปริมาณการมอดูเลตของสัญญาณเสียงลงบนพาหะไม่เท่ากัน สังเกตได้ว่าแอมพลิจูดของพาหะเปลี่ยนแปลงมากในรูปที่ 3.8(ข) และเปลี่ยนแปลงน้อยในรูปที่ 3.8(ง) เอกสปริมาณการมอดูเลตนี้นิยามว่าเป็นเปอร์เซนต์ (บางทีเรียก คีร์รชเนีการมอดูเลต มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 1) หมายความว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.9 พาทะที่ยังไม่มีการมอดูเลตเรียกว่า มีเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตเท่ากับศูนย์ (0 เปอร์เซ็นต์) ในรูปที่ 3.9(ก) สมมติว่าพาทะมีแอมพลิจูดจากยอดบวกลบถึงยอดลบเท่ากับ 40 โวลต์



รูปที่ 3.8 การใช้สัญญาณเสียงที่มีขนาดมากและน้อย เพื่อมอดูเลตบนคลื่นพาทะ

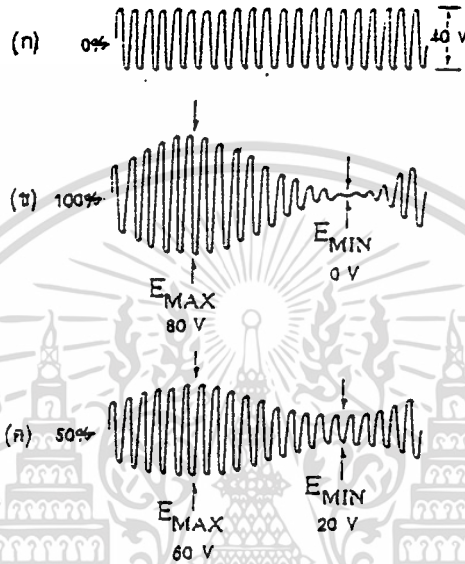
จากยอดถึงยอด ในรูปที่ 3.9(ข) พาทะถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงเต็มๆที่ 100 เปอร์เซ็นต์ แอมพลิจูดของพาทะจะตกลงมาถึงศูนย์ และแอมพลิจูดยอดบวกลบถึงยอดลบของพาทะจะให้ได้สูงสุด 80 โวลต์จากยอดถึงยอด อย่างไรก็ตามค่าแอมพลิจูดโดยเฉลี่ยของพาทะยังคงเป็น 40 โวลต์จากยอดถึงยอดเท่าเดิมในรูปที่ 3.9(ค)คลื่นพาทะถูกมอดูเลตเพียง 50 เปอร์เซ็นต์ แอมพลิจูดของคลื่นพาทะสูงสุด 60 โวลต์จากยอดถึงยอดและต่ำสุด 20 โวลต์จากยอดถึงยอด แอมพลิจูดเฉลี่ยของพาทะเท่ากับ

40 โวลต์จากยอดถึงยอด (จาก $\frac{60 + 40}{2} = 40$ โวลต์จากยอดถึงยอด) เช่นเดิม เราสามารถใช้สูตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
คำนวณได้จากสมการต่อไปนี้
ไม่ให้นำไปใช้เพื่อการค้าหรือทำกำไรเด็ดขาดเปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต} = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}} * 100 \% \quad \text{-----(3.8)}$$

ดูตัวอย่างการคำนวณของรูปที่ 3.9 (ค)



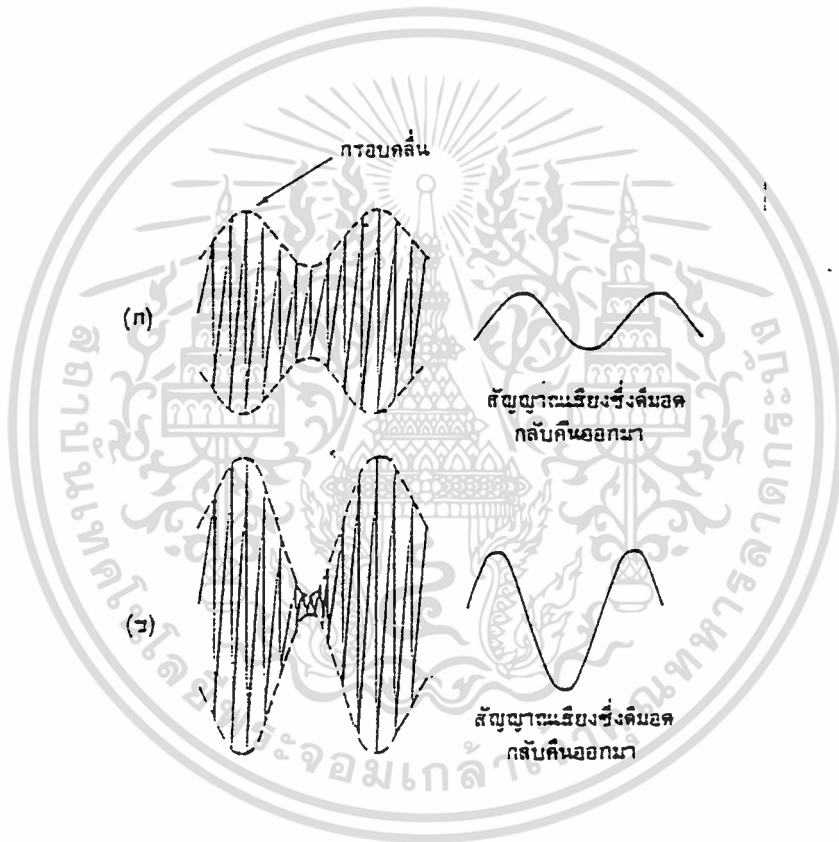
รูปที่ 3.9 การวัดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต

$$\begin{aligned} \text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต} &= \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}} * 100 \% \\ &= \frac{60V - 20V}{60V + 20V} * 100 \% \\ &= \frac{40V}{80V} * 100 = 0.5 * 100\% \\ &= 50 \% \end{aligned}$$

ปกติเราต้องการให้เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตมีค่าสูงสุด เพื่อว่าสัญญาณเสียงที่รับได้ที่เครื่องรับจะมีกำลังแรง (เสียงดัง) ดูรูปที่ 3.10 เนื่องจากเครื่องรับ AM จะเปลี่ยนคลื่น AM เป็นสัญญาณเสียง โดยการแยกเอาแต่เฉพาะสัญญาณที่เข้าไปมอดูเลตลงบนพาหะกลับคืนจากคลื่น AM (คือคือมอดูเลชันนั่นเอง) ฉะนั้นสัญญาณเสียงที่ที่รับได้ในกรณีที่ว่ามีมอดูเลตมาแรง (เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตมีค่าสูง) จะได้เสียงดังกว่า นั่นคือในที่นี้รูปที่ 3.10(ข) จะให้สัญญาณเสียงดังกว่ารูปที่ 3.10(ก) เพราะเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตมากกว่า

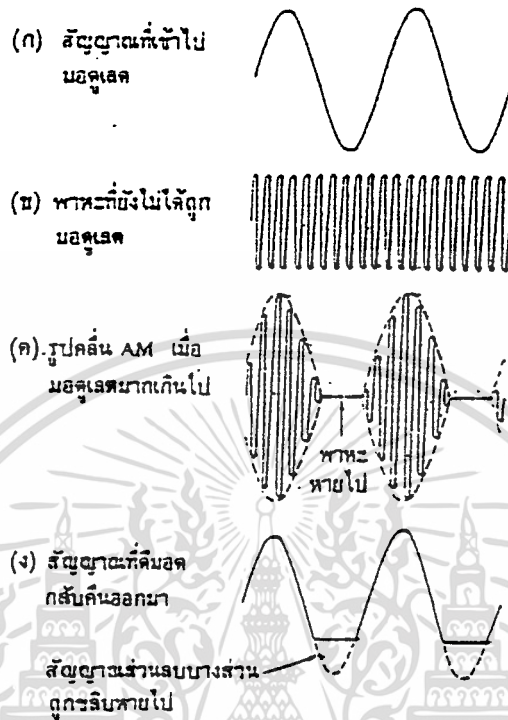
อย่างไรก็ตามการมอดูเลตต้องไม่สูงเกินไป (ไม่เกิน 100 เปอร์เซ็นต์) เพราะจะทำให้สัญญาณเสียงที่รับได้ที่เครื่องรับเกิดความเพี้ยน การมอดูเลตมากเกินไปนี้เรียกว่า การมอดูเลตเกิน ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(overmodulation) หรือเรียกย่อ ๆ ว่า โอเวอร์มอด จะเห็นว่าแอมพลิจูดสัญญาณ AM ลดลงได้ไม่ต่ำกว่าศูนย์ ไม่ว่าจะมอดูเลตแรงเท่าใดก็ตาม ยิ่งถ้าสัญญาณที่มอดูเลตมีค่ามากคลื่นพาหะจะหายไป (cut off) บางส่วนเสียด้วยซ้ำ ดังนั้นกรอบคลื่นของสัญญาณ AM จึงมีรูปร่างผิดไปจากสัญญาณเสียงที่เข้าไปมอดูเลต ดังในรูปที่ 3.11(ก) เป็นสัญญาณที่เข้าไปมอดูเลต (คือสัญญาณเสียง) รูปที่ 3.11(ข) เป็นพาหะที่ยังไม่มีการมอดูเลต รูปที่ 3.11(ค) เป็นพาหะที่มอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงที่มีความแรงมากเกินไปทำให้พาหะบางช่วงหายไป เมื่อเครื่องรับดีมอดสัญญาณเสียงกลับมาจะมีลักษณะเหมือนกับกรอบคลื่นซึ่งเพี้ยนไปจากเดิม ดังรูปที่ 3.11(ง)



รูปที่ 3.10 แอมพลิจูดของสัญญาณเสียงที่ดีมอดคืนมาได้ที่เครื่องรับจะมีความแรงมากน้อยขึ้นกับเปอร์เซ็นต์ของมอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 การโอเวอร์มอดจะทำให้สัญญาณที่ได้จากการคิดออก (หรือดีเทก) ที่เครื่องรับมีความเพี้ยน

3.2.4 ไซค์แบนด์ AM

ถ้าเรากำหนดให้ V_c คือสัญญาณพาหะ (Carrier) และ V_m คือสัญญาณความถี่ที่จะเข้าทำการมอดูเลต (สมมติว่าเป็นความถี่เสียง) จะสามารถเขียนเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ได้ว่า

$$V_c = V_{cp} \sin \omega_c t$$

$$V_m = V_{mp} \sin \omega_m t$$

จากนิยามของการมอดูเลตทางแอมพลิจูดที่กล่าวไว้ว่า แอมพลิจูดของสัญญาณพาหะจะขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณเสียง กำหนดให้แอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตทางแอมพลิจูดแล้ว คือ V_1 มีค่าดังนี้

$$V_1 = V_{cp} + V_{mp} \sin \omega_m t$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ฐานความรู้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแล้วจะมีความถี่เท่ากับสัญญาณพาหะ นั้นหมายความว่า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{AM}(t) = V_1 \sin \omega_c t$$

$$V_{AM} = (V_{cp} + V_{mp} \sin \omega_m t) \sin \omega_c t$$

ขยายสมการด้านบนได้

$$V_{AM} = V_{cp} \sin \omega_c t + V_{mp} \sin \omega_m t \sin \omega_c t \quad \text{-----}(3.9)$$

จากมอดูเลชันอินเด็กซ์ $m = \frac{V_{mp}}{V_{cp}}$ ดังนั้น $V_{mp} = m V_{cp}$ และเขียนสมการ V_{AM} ได้ใหม่

ว่า

$$V_{AM} = V_{cp} (1 + m \sin \omega_m t) \sin \omega_c t \quad \text{-----}(3.10)$$

เราลองวิเคราะห์สัญญาณ AM (รูปที่ 3.12) ในเชิงความถี่ดูว่าเป็นอย่างไรและมีองค์ประกอบอะไรบ้าง ในที่นี้สัญญาณ AM เกิดจากสัญญาณพาหะรูปไซน์ความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ มอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงรูปไซน์ความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ดูเผินๆ อาจจะพบว่าผลของการมอดูเลตแบบ AM ของสัญญาณ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ กับ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ น่าจะได้เป็นพาหะ 1 เมกะเฮิร์ตซ์กับสัญญาณเสียง 10 กิโลเฮิร์ตซ์ เท่านั้น อย่างไรก็ตามถ้าเราป้อนสัญญาณทั้งคู่ให้แก่วงจรฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาส (bandpass filter) ความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์กับความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ เราจะพบว่าเอาท์พุทจากวงจรฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาสความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์เป็นศูนย์ดังรูปที่ 3.12(ข) แต่เอาท์พุทจากวงจรแบนด์พาสความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์จะไม่เป็นศูนย์ สรุปได้ว่าสัญญาณพาหะ 1 เมกะเฮิร์ตซ์เมื่อถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเสียง 10 กิโลเฮิร์ตซ์แล้ว ผลปรากฏว่า สัญญาณ 10 กิโลเฮิร์ตซ์จะไม่มีอยู่ในคลื่นพาหะที่มอดูเลตแล้ว (คลื่น AM) เลย แต่ไปปรากฏเป็นกรอบคลื่นแทน อย่างไรก็ตามเราทราบดีว่าคลื่น AM จะต้องมีส่วนประกอบของสัญญาณเสียงปนอยู่แน่นอนเพราะกรอบของรูปคลื่นเป็นสิ่งที่ยืนยันอย่างชัดเจน

ถ้าเราใช้วงจรฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาสแบบพิเศษที่สามารถจูนความถี่ใกล้เคียงกับความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ หรือใช้สเปกตรัมอนาลิเซอร์ เพื่อค้นหาสัญญาณที่เข้าไปมอดูเลตบนพาหะว่าไปหลบซ่อนอยู่ในส่วนใดของพาหะ (วิเคราะห์ในเชิงความถี่) ด้วยวิธีนี้เราจะพบว่าสัญญาณ AM นั้นนอกจากจะมีพาหะตัวเดิม 1 เมกะเฮิร์ตซ์แล้ว ยังมีคลื่นข้างเคียงเกิดขึ้นอีก 2 ข้างคือที่ความถี่ 1.01 เมกะเฮิร์ตซ์กับ 0.99 เมกะเฮิร์ตซ์ คลื่นข้างเคียงทั้ง 2 ข้างนี้เรียกว่า sideband (ไซด์แบนด์) ซึ่งเราจะตรวจพบได้โดยใช้ฟิลเตอร์ที่มีความคมหรือความละเอียดในการจูนตรวจค้นสัญญาณ ดังรูปที่ 3.12(ค)

ไซด์แบนด์ที่มีความถี่สูงกว่าเรียกว่า ไซด์แบนด์ด้านบน (upper sideband หรือ USB) ความถี่ของ USB เท่ากับผลรวมความถี่พาหะกับความถี่สัญญาณมอดูเลต

ความถี่ USB = $f_c + f_m$ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในที่นี้ f_c คือ ความถี่พาหะ

f_m คือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้าไปมอดูเลต

สำหรับไซด์แบนด์ที่มีความถี่ต่ำกว่าเรียกว่า ซีดแบนด์ด้านล่าง (lower sideband หรือ LSB) ความถี่ของ LSB เท่ากับความถี่พาหะลบด้วยความถี่ของสัญญาณที่เข้าไปมอดูเลต

กล่าวโดยสรุปได้ว่า คลื่น AM ประกอบด้วยคลื่นพาหะ และคลื่นไซด์แบนด์ 2 ข้างคือ USB กับ LSB ถ้าเราลองพิจารณาแอมพลิจูดจากฟิลเตอร์ต่าง ๆ ในรูปที่ 3.12(ค) จะพบว่าแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะและไซด์แบนด์มีค่าคงที่ ซึ่งเราทราบมาในคอนต้นแล้วว่าพาหะจะมีแอมพลิจูดคงเดิมเสมอจนกว่าจะมีสัญญาณเข้าไปมอดูเลต แต่แอมพลิจูดเฉลี่ยของพาหะยังมีค่าคงเดิมตลอดไปไม่ว่าจะมีสัญญาณเข้าไปมอดูเลตหรือไม่ก็ตาม อาจจะมีข้อสงสัยว่าแอมพลิจูดของสัญญาณแต่ละตัวที่ประกอบขึ้นเป็น AM คือ คลื่นพาหะกับไซด์แบนด์นั้นมีแอมพลิจูดคงที่ได้อย่างไร ทั้ง ๆ ที่แอมพลิจูดหรือขนาดของสัญญาณ AM ก็เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่เข้าไปมอดูเลต

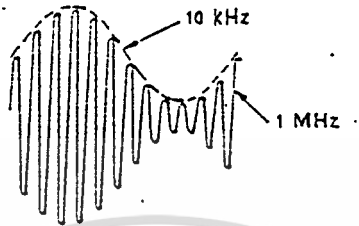
คลื่นไซด์แบนด์ทั้งคู่และคลื่นพาหะ สังเกตว่าพาหะมีแอมพลิจูดคงที่ และไซด์แบนด์ก็มีแอมพลิจูดเท่ากันทั้งคู่และคงที่ด้วย (อย่าลืมว่าความถี่ของพาหะต้องอยู่ระหว่างกลางของความถี่ไซด์แบนด์ทั้งสอง) สมมติพิจารณาที่จุด A ซึ่งสัญญาณทั้งสามมีเฟสตรงกัน แต่ละสัญญาณอยู่ตรงยอดบวกพอดี ทำให้ผลรวมได้แอมพลิจูดของสัญญาณ AM ค่าสูง พิจารณาที่จุด B ซึ่งไซด์แบนด์เฟสตรงกัน แต่พาหะมีเฟสต่างจากไซด์แบนด์ 180 องศา ผลรวมจะได้แอมพลิจูดค่าต่ำของสัญญาณ AM

รูปร่างของกรอบคลื่นไม่ได้ขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณไซด์แบนด์ แต่ความถี่ของสัญญาณไซด์แบนด์ทั้งคู่จะเป็นตัวกำหนดเฟสของสัญญาณไซด์แบนด์ว่าจะตรงเฟสหรือต่างเฟสกับพาหะ ซึ่งทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดของสัญญาณ AM หรือ กรอบคลื่นแอมพลิจูดของไซด์แบนด์จะขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของกรอบคลื่น นั่นคือเป็นตัวกำหนดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ทั้งนี้เนื่องจากไซด์แบนด์อาจมาเสริมหรือหักล้างกับแอมพลิจูดของพาหะก็ได้

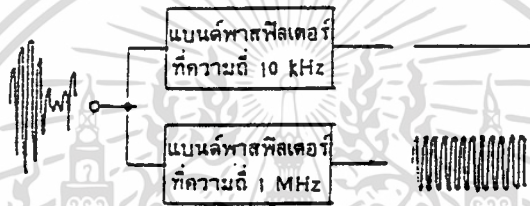
กล่าวโดยสรุปอีกครั้งเกี่ยวกับสัญญาณ AM นั่นคือ สัญญาณ AM เกิดจาก สัญญาณข่าวสารเข้าไปมอดูเลตบนพาหะแล้วปรากฏเป็นสัญญาณไซด์แบนด์ทั้งสองข้าง (คือ USB กับ LSB)

การมอดูเลตทางแอมพลิจูดนั้นจะประกอบด้วยสัญญาณพาหะซึ่งได้จากภาคสร้างสัญญาณพาหะดังที่ได้กล่าวไปแล้ว และสัญญาณอินพุต ซึ่งความจริงแล้วเป็นสัญญาณเสียงที่เก็บอยู่ในคอมพิวเตอร์ แต่ในตอนนี้จะนำสัญญาณเสียงจริงๆ มาผ่านภาคอินพุตทำการกรองความถี่เสียงในช่วง 50 เฮิรตซ์ ถึง ค่าความถี่ประมาณ 3.5 กิโลเฮิรตซ์ มาเป็นสัญญาณอินพุตในการมอดูเลต

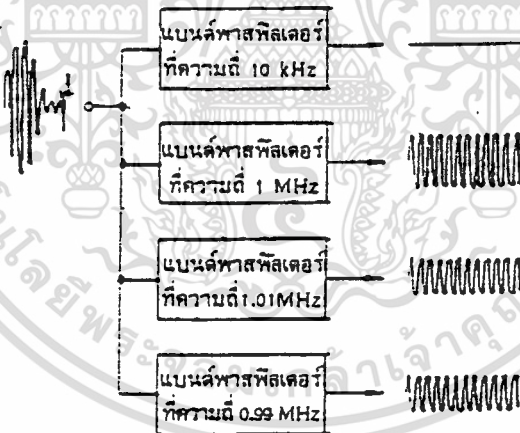
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



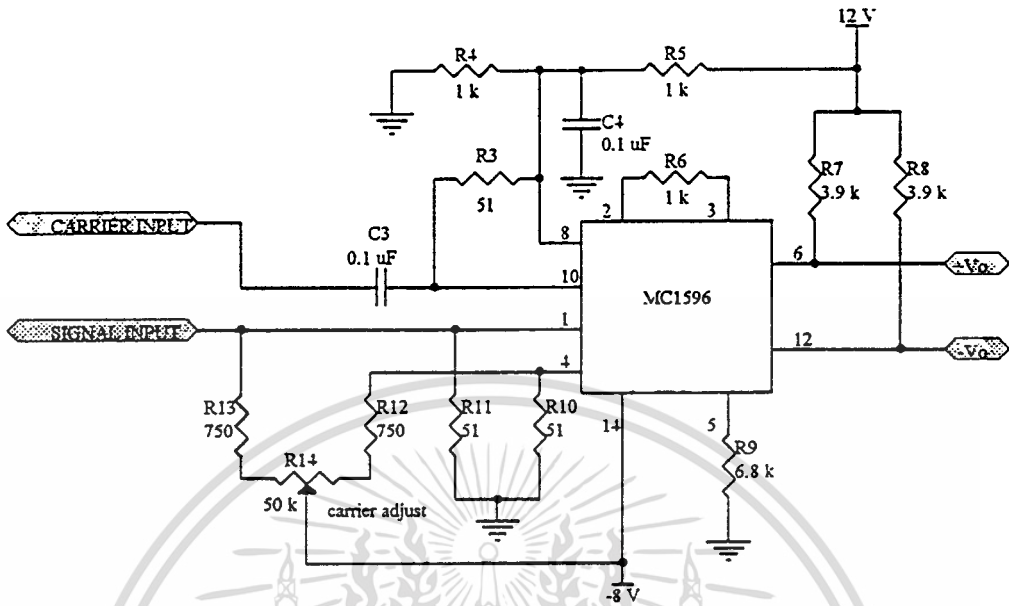
(ข)



(ค)

รูปที่ 3.12 วิเคราะห์คลื่น AM ในเชิงความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



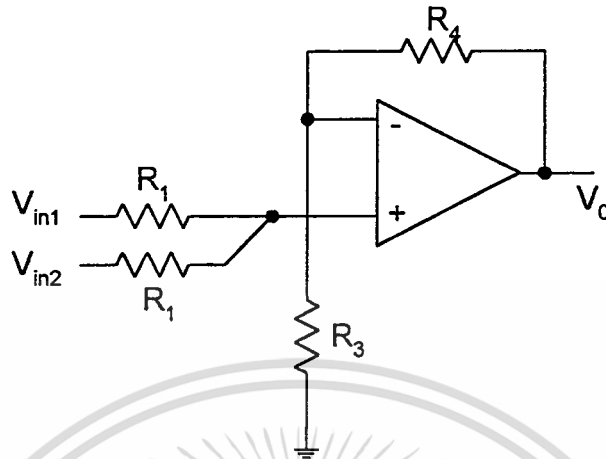
รูปที่ 3.13 แสดงวงจรการมอดูเลตสัญญาณโดยใช้ไอซี MC1596

การมอดูเลตจะใช้ IC เบอร์ MC 1596 Balance Modulation มาประยุกต์ใช้เป็น Amplitude Modulation โดยการปรับค่าความต้านทานปรับค่าได้ (ที่เขียนว่า carrier adjust) ความต้านทานตัวนี้ จะใช้ปรับค่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตได้ ในการทดลองเราจะพยายามปรับค่าความต้านทานตัวนี้ให้มีเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตมากที่สุดเท่าที่จะทำได้ โดยกำหนดค่าต่ำสุดไว้ คือ 75 เปอร์เซ็นต์ และต้องระวังไม่ให้เกิดการโอเวอร์มอดูเลชั่น ซึ่งจะทำให้มีสัญญาณพาหะบางช่วงหายไป หลังจากการคิมมอดูเลตกลับมาแล้ว จะทำให้มีสัญญาณที่เป็นอินพุตหายไปด้วย

การออกแบบวงจร ค่าต่างๆใช้ตามคาต่ามืค การปรับค่ามอดูเลชั่นอินเด็กซ์ สามารถปรับค่าที่ ความต้านทานปรับค่าได้ที่ใช้ชื่อว่า Carrier Adjust

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 ภาครวมสัญญาณ



รูปที่ 3.14 วงจรรวมสัญญาณ (Summing Amplifier)

หลักการ คือ จะรวมสัญญาณอินพุต V_{in1} และ V_{in2} โดยมีคูณด้วยค่าเกณฑ์ค่าๆ หนึ่ง จากวงจรพิจารณาให้เป็น Ideal Op-Amp มีค่าเกณฑ์เป็นอนันต์ อินพุตอิมพีแดนซ์เป็นอนันต์ และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เป็นศูนย์

จาก Kerchof's current Law ได้ค่าแรงดันที่เอาต์พุต คือ

$$V_o = \frac{R_3 + R_4}{R_3} (V_{in1} + V_{in2}) \quad \text{-----}(3.11)$$

จากสมการ V_o จะเห็นว่าเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับสัญญาณอินพุตบวกกันคูณด้วยค่าอัตราขยายตัวหนึ่งนั่นเอง

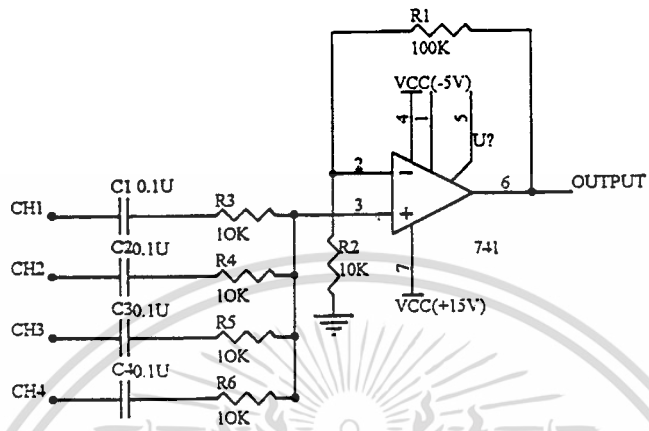
ดังนั้นคือรวมสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแบบ AM แล้วทั้ง 4 ช่อง เพื่อให้เป็นสัญญาณเดี่ยว แล้วมอดูเลตแบบ FM อีกครั้งเพื่อส่งออกอากาศ โดยใช้คลื่นพาหะที่มีความถี่สูงคือใช้ 40 เมกะเฮิรตซ์

จากรูปที่ 3.15 และ ทฤษฎีของวงจรรวมสัญญาณ ได้ว่า

$$V_{OUT} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) (V_{in1} + V_{in2} + \dots + V_{in4}) \quad \text{-----}(3.12)$$

กำหนดให้มีเกณฑ์ประมาณ 1.1 เพราะไม่ต้องการให้มีการขยายมากเกินไป เนื่องจากวงจรภาคส่ง FM จะรับอินพุตที่มีแอมพลิจูดสูงไม่ได้

เอกสารนี้เป็นกำหนดให้ R_1 เท่ากับ 10 กิโลโอห์ม ดังนั้น ได้ค่า R_2 เป็น 100 กิโลโอห์ม ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.15 วงจรรวมสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 ภาคการมอดูเลตทางความถี่และวงจรถยายกำลัง

3.4.1 คำนิยามของการมอดูเลตทางความถี่

หลักการของการมอดูเลตทางความถี่ คือ ความถี่ของสัญญาณพาหะจะมีแอมพลิจูดคงที่เสมอ แต่ความถี่ของสัญญาณพาหะจะมีค่าเบี่ยงเบนแปรตามแอมพลิจูดของสัญญาณเสียง กำหนดให้สัญญาณพาหะเป็นดังนี้

$$V_c = A \sin(\omega t + \varphi) \quad \text{-----}(3.13)$$

จากนิยามของการมอดูเลตทางความถี่ กำหนดให้ความถี่ของสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตทางความถี่แล้ว มีค่า

$$f = f_c(1 + KV_m \cos \omega_m t) \quad \text{-----}(3.14)$$

โดยที่ f_c คือ ความถี่ของสัญญาณพาหะ

K คือ ค่าคงที่การแปรผัน

$V_m \cos \omega_m t$ คือ สัญญาณที่จะเข้ามอดูเลต

การเบี่ยงเบนของความถี่มากที่สุดจะเกิดขึ้นเมื่อ V_m มีค่าสูงสุดและ $\cos \omega_m t$ มีค่าเท่ากับ ± 1 ภายใต้สภาพที่กล่าวมา ทำให้ได้สมการ (3.14) ใหม่ คือ

$$f = f_c(1 + KV_m)$$

ถ้าให้ δ คือการเบี่ยงเบนที่มากที่สุด ดังนั้น

$$\delta = KV_m f_c$$

ดังนั้น สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตทางความถี่ จะได้ θ

$$V_{FM} = A \sin[F(\omega_c, \omega_m)] = A \sin \theta$$

โดยที่ $F(\omega_c, \omega_m)$ เป็นฟังก์ชันที่ขึ้นอยู่กับ ω_m และ ω_c ซึ่งจะให้แทนด้วยมุม θ

จาก
$$\omega = \frac{d\theta}{dt}$$

ได้ว่า
$$\theta = \int \omega dt$$

ค่า ω จากได้มาจากสมการ (3.14) ได้

$$\theta = \int \omega_c(1 + KV_m \cos \omega_m t) dt$$

ดังนั้น
$$\theta = \omega_c t + \frac{\delta}{f_m} \sin \omega_m t$$

ได้ว่า
$$V_{FM} = A \sin[\omega_c t + \frac{\delta}{f_m} \sin \omega_m t] \quad \text{-----}(3.15)$$

ค่า มอดูเลชันอินเด็กซ์ m_f มีค่า คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m_f = \frac{f_{dev}}{f_{AF}} = \frac{\delta}{f_m} = KV_m f_c$$

ดังนั้นได้

$$V_{FM} = A \sin(\omega_c t + m_f \sin \omega_m t) \quad \text{-----}(3.16)$$

จากสมการ (4) จะเห็นว่าอยู่ในรูปฟังก์ชันซายน์ของซายน์ และสามารถกระจายสมการให้อยู่ในรูปเบสเซลฟังก์ชัน ได้ว่า

$$\begin{aligned} V_{FM} &= AJ_0(m_f) \sin \omega_c t \\ &+ AJ_1(m_f) [\sin(\omega_c + \omega_m)t - \sin(\omega_c - \omega_m)t] \\ &+ AJ_2(m_f) [\sin(\omega_c + 2\omega_m)t - \sin(\omega_c - 2\omega_m)t] \\ &+ AJ_3(m_f) \dots \dots \dots \end{aligned} \quad \text{-----}(3.17)$$

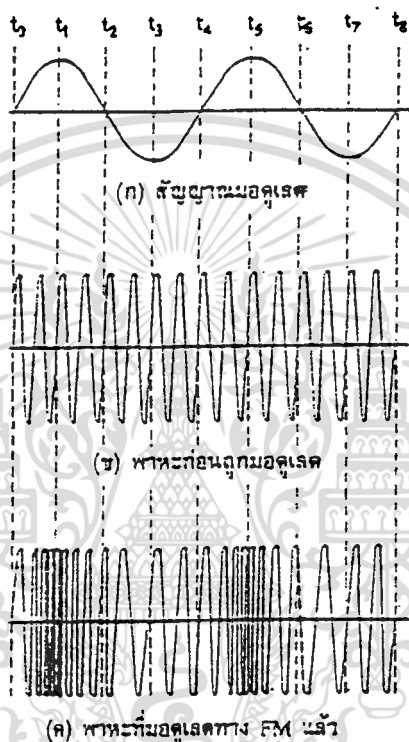
จากสมการ (3.17) แสดงให้เห็นว่า ความถี่ของสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตทางความถี่ จะประกอบด้วยความถี่ของสัญญาณพาหะ และความถี่อื่นๆ ที่เป็นความถี่ไซด์แบนด์หลายๆ คู่ ซึ่งคูณกับค่าสัมประสิทธิ์ J อยู่ จะเห็นว่า สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตทางความถี่นั้นจะมีแบนด์วิธที่ไม่แน่นอน ขึ้นอยู่กับจำนวนคู่ของความถี่ข้าง ซึ่งขนาดของความถี่ไซด์แบนด์จะมีขนาดลดลงเรื่อยๆ จนถึงจุดๆ หนึ่งที่ความถี่ไซด์แบนด์คู่นั้นไม่ต้องนำมาพิจารณาในการคำนวณต่างๆ

รูปคลื่นของสัญญาณ FM เกิดจากสัญญาณมอดูเลต ดังรูปที่ 3.16(ก) เช่น สัญญาณเสียงซึ่งเป็นขั้วสารเข้าไปมอดูเลตลงบนสัญญาณพาหะดังรูปที่ 3.16(ข) สัญญาณพาหะหลังจากมอดูเลตแล้วในรูปที่ 3.16(ค) เป็นสัญญาณ FM จะเห็นว่าที่เวลา t_0 สัญญาณ FM อยู่ที่ความถี่กลาง เมื่อสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีค่าทางบวกสูงสุด ความถี่ของพาหะจะเพิ่มขึ้นสูงสุด นั่นคือสัญญาณมอดูเลตถึงจุดยอดสุด (สัญญาณมอดูเลตมีขนาดสูงสุดนั่นเอง) ที่เวลา t_1

ที่เวลา t_2 สัญญาณมอดูเลตลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของพาหะก็จะลดลงมาที่ความถี่กลางดั้งเดิม หลังจากเวลาที่สัญญาณมอดูเลตมีค่าลดลงต่ำกว่าศูนย์กลายเป็นลบ พาหะจะมีความถี่ลดลงต่ำกว่าความถี่กลาง และเมื่อเวลาสัญญาณมอดูเลตกลับเป็นศูนย์อีกครั้งหนึ่ง ความถี่ของพาหะก็จะกลับมายังความถี่กลางดั้งเดิมเช่นกัน ในช่วงเวลา t_3 ถึง t_4 ก็จะซ้ำแบบเดิมเรื่อยๆ ไป สรุปแล้วความถี่ของพาหะจะเปลี่ยนไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลต และพาหะยังคงอยู่ที่ความถี่กลางเมื่อสัญญาณมอดูเลตเป็นศูนย์

ช่วงความถี่ที่พาหะเบี่ยงเบนไปจากความถี่กลางเรียกว่า ความถี่เบี่ยงเบน (Frequency deviation) หรือ ดีวีเอชัน ตัวอย่างเช่น พาหะมีความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ ลดลงต่ำสุดเป็น 99.9 เมกะเฮิร์ตซ์ และเพิ่มขึ้นสูงสุดเป็น 100.1 เมกะเฮิร์ตซ์ สลับไปมาเช่นนี้ หมายความว่าช่วงความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ± 0.1 เมกะเฮิร์ตซ์ หรือ ± 100 กิโลเฮิร์ตซ์ นั่น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาออกเดค ตัวอย่างเช่น ถ้าสัญญาณที่เข้ามาออกเดคเป็น โทน (สัญญาณเสียง) ความถี่ 1000 Hz อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM จะเท่ากับ 1000 ครั้งต่อวินาทีถ้าสัญญาณที่เข้ามาออกเดคเพิ่มความถี่เป็น 10 กิโลเฮิร์ตซ์โดยคงค่าแอมพลิจูดเท่าเดิม ช่วงความถี่เบี่ยงเบนก็ยังคงเท่าเดิม คือเท่ากับ ± 100 กิโลเฮิร์ตซ์ แต่อัตราการเบี่ยงเบนจะเพิ่มเป็น 10,000 ครั้งต่อวินาที นั่นคือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาออกเดคเป็นตัวกำหนดอัตราการเบี่ยงเบนความถี่



รูปที่ 3.16 การมอดูเลตทางความถี่

สำหรับแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลตจะเป็นตัวกำหนดช่วงความถี่เบี่ยงเบน ตัวอย่างเช่น สัญญาณ โทนที่มีแอมพลิจูดสูงจะทำให้ความถี่เบี่ยงเบนไป ± 100 กิโลเฮิร์ตซ์ สัญญาณ โทนที่มีแอมพลิจูดน้อยลงจะทำให้ความถี่เบี่ยงเบนไป ± 50 กิโลเฮิร์ตซ์

กล่าวโดยสรุป สัญญาณ FM มีคุณสมบัติที่สำคัญดังนี้

1. มีแอมพลิจูดคงที่ตลอด แต่ความถี่เปลี่ยนตามสัญญาณที่เข้ามาออกเดค
2. อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณพาหะ มีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามา

มอดูเลต

3. ช่วงความถี่เบี่ยงเบน(หรือดีวีเอช) เป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดของ สัญญาณที่เข้า

มอดูเลต

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2 ดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index)

ในระบบ AM ปริมาณการมอดูเลต เรานิยามวัดเป็นเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งดูได้จากการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดหรือรอบคลื่น AM ทั้งด้านต่ำสุดและสูงสุด แต่ในระบบ FM เราวัดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ ซึ่งเรานิยมเรียกชื่อเสียใหม่ว่า ดัชนีการมอดูเลต ลองพิจารณาความหมายของดัชนีการมอดูเลตต่อไปนี้

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

ในที่นี้ f_{dev} คือช่วงความถี่เบี่ยงเบน

f_m คือความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต

ค่าตัวเลขของดัชนีการมอดูเลตจะมีค่าสูง (แตกต่างจากเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตซึ่งเมื่อคิดเป็นอัตราส่วนจะได้อยู่ระหว่าง 0 ถึง 1) ตัวอย่างเช่น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM เรากำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบสูงสุดที่วัดไว้เท่ากับ 75 กิโลเฮิร์ตซ์ สมมติว่าเราให้สัญญาณเสียง 1 กิโลเฮิร์ตซ์ มอดูเลตให้เกิดความเบี่ยงเบนเต็มที่ ค่าดัชนีการมอดูเลตจะเป็น

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

สังเกตว่า ค่าดัชนีการมอดูเลตในระบบ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามอดูเลตในทางปฏิบัติเรานิยามวัดเป็นอัตราส่วนเบี่ยงเบน (deviation ratio) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่เบี่ยงเบน (ของระบบ) สูงสุด (f_{dmax}) ต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต (f_{mmax}) ในระบบกระจายเสียง FM ค่าอัตราเบี่ยงเบน (Δ) จะเท่ากับ

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

ในระบบ AM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตเพื่อให้เปอร์เซ็นต์สูงขึ้น การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูด (กรอบคลื่น) ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงมากขึ้น แต่ในระบบ FM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตสูงขึ้น การเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะจะเบี่ยงเบนได้มากขึ้น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM กำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบเต็มที่ไม่เกิน 75 กิโลเฮิร์ตซ์ ถ้าเรามอดูเลตทำให้ความถี่ของพาหะเบี่ยงเบนไปเท่ากับ 75 กิโลเฮิร์ตซ์ แสดงว่าเรามอดูเลตเต็มที่ 100 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งเราเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ในที่นี้ f_d คือความถี่เบี่ยงเบน เนื่องจากสัญญาณที่เข้ามอดูเลต
ไม่ว่าใครจะคิดยังไงทั้งสิ้น อีกทีหนึ่ง ไม่มีเหตุผลใดเลยที่จะมองเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$f_{d \max}$ คือความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของระบบ

3.4.3 ไซด์แบนด์ FM

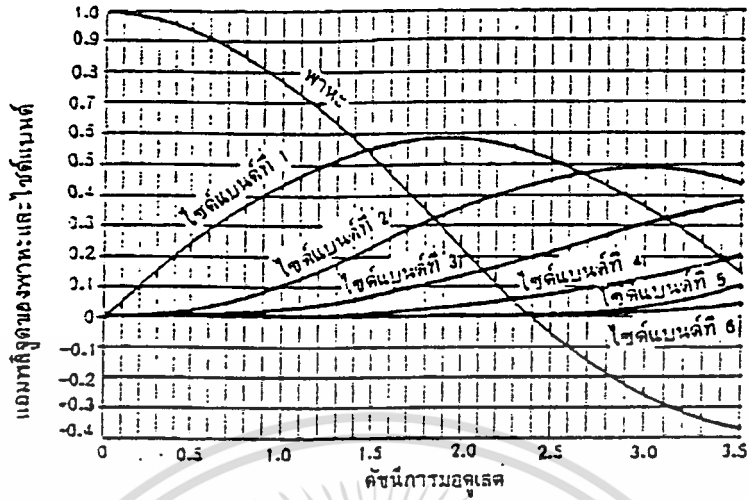
ความแตกต่างระหว่างระบบ AM กับ FM ที่เห็นได้ชัดก็คือ ไซด์แบนด์ ในระบบ AM ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณรูปไซน์จะเกิดไซด์แบนด์จำนวน 2 ตัวคือ USB กับ LSB แต่ในระบบ FM ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณรูปไซน์จะเกิดไซด์แบนด์จำนวนนับอนันต์ เนื่องจากการเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะ ทำให้เกิดความถี่เพิ่มขึ้นอีกมากมาย ความจริงแล้วไซด์แบนด์ที่อยู่ห่างจากความถี่กลางมากๆ มักมีแอมพลิจูดเล็กมากๆ จนไม่ต้องคำนึงถึง

ในระบบ AM ไซด์แบนด์อาจเสริมหรือหักล้างจากพาหะที่มีแอมพลิจูดคงที่ ซึ่งมีผลให้กรอบคลื่นของพาหะเปลี่ยนแปลง แต่ในระบบ FM สัญญาณ FM จะรักษาแอมพลิจูดไว้คงที่เสมอ ซึ่งหมายความว่า กำลังของคลื่นพาหะจะกระจายไปอยู่ในไซด์แบนด์ ความสัมพันธ์ของพาหะกับไซด์แบนด์ในระบบ FM ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต เนื่องจากดัชนีการมอดูเลตเป็นตัวกำหนดจำนวนไซด์แบนด์ที่สำคัญ และแอมพลิจูดของพาหะกับไซด์แบนด์ต่างๆ

ในรูปที่ 3.17 แสดงกราฟแอมพลิจูดของคลื่นพาหะกับไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่างๆ จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็นศูนย์จะมีแต่คลื่นพาหะอย่างเดียว (เท่ากับ 1 หน่วย) คลื่นไซด์แบนด์เป็นศูนย์เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นจำนวนไซด์แบนด์จะเพิ่มขึ้น แอมพลิจูดของไซด์แบนด์ก็จะใหญ่ขึ้น แต่แอมพลิจูดของพาหะกลับเล็กลงจนกระทั่งดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 2.4 คลื่นพาหะจะเป็นศูนย์ ตอนนี้กำลังของคลื่น FM จะไปอยู่ในไซด์แบนด์ทั้งสิ้น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นอีก คลื่นพาหะก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นอีก (เป็นค่าลบ แสดงว่าเฟสตรงกันข้ามกับตอนแรก เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็น 3.1 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ -0.3 หน่วย) สังเกตว่าจุดที่คลื่นพาหะเป็นศูนย์นั้นมียูหลายจุด

กราฟในรูปที่ 3.17 เขียนได้เป็นตารางที่ 3.1 เพื่อให้ดูง่ายขึ้น ในที่นี้เราตัดไซด์แบนด์ที่มีแอมพลิจูดน้อยกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ของพาหะเดิม (ก่อนมอดูเลต) ออกไปโดยไม่คำนึงถึง เช่นเมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.5 แอมพลิจูดของคลื่นพาหะจะเท่ากับ 0.94 หน่วย ไซด์แบนด์คู่แรกมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.24 หน่วย ไซด์แบนด์คู่ที่สองถัดไปมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.03 หน่วย ไซด์แบนด์อื่นนอกจากนี้มีแอมพลิจูดน้อยจนสามารถตัดทิ้งไปได้ เมื่อดัชนีการมอดูเลตสูงขึ้น การกระจายคลื่นไซด์แบนด์จะเป็นดังรูปที่ 3.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 กราฟแสดงแอมพลิจูดของพาหะและไซด์แบนด์ในระบบ FM

ตารางที่ 3.1 แสดงการกระจายคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลต

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สแกนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.18 รูปคลื่น FM ในเชิงความถี่ ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0,0.5,1,1.5,2.0,3.0 ตามลำดับ
ไม่ปรากฏใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

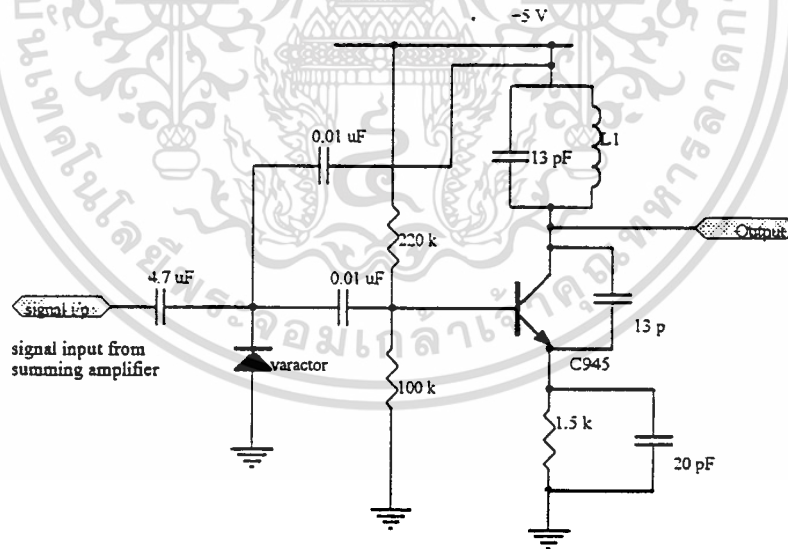
3.4.4 แบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM

ในระบบ FM จำนวนไซด์แบนด์และแอมพลิจูดของไซด์แบนด์ขึ้นอยู่กับค่าดัชนีการมอดูเลต โดยความถี่ของไซด์แบนด์มีค่าสัมพันธ์กับค่าความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต กล่าวคือไซด์แบนด์คู่แรกมีความถี่เท่ากับ $f_c \pm f_m$ ไซด์แบนด์คู่ที่สองมีความถี่เท่ากับ $f_c + 2f_m$,..... ฯลฯ ฉะนั้นแบนด์วิดท์ของคลื่น FM ต้องครอบคลุมจำนวนไซด์แบนด์ที่สำคัญทุกตัว

3.4.5 วิธีการมอดูเลตทางความถี่

มอดูเลเตอร์โดยใช้วาเรกเตอร์

วงจรในรูปที่ 3.19 เป็นวงจรมอดูเลเตอร์อีกชนิดหนึ่ง ประกอบด้วยวาเรกเตอร์ไดโอด DI ในวงจรเพียซอสซิลเลเตอร์ (Pierce Oscillator) แบบใช้ค่า RLC เป็นตัวปรับความถี่ สำหรับตัวต้านทาน 2 ตัวที่ต่ออยู่ที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ เป็นวงจรไบอัสให้แก่วาเรกเตอร์เพื่อให้มีค่าความจุให้ออสซิลเลเตอร์อยู่ที่ความถี่กลางๆ เมื่อป้อนสัญญาณเสียงให้แก่วาเรกเตอร์ แรงดันเสียงก็จะบวกและลบกับไฟไบอัสทำให้ความจุเปลี่ยนแปลง และความถี่ของออสซิลเลเตอร์ก็เปลี่ยนแปลงไปด้วย



รูปที่ 3.19 วงจรมอดูเลเตอร์ใช้วาเรกเตอร์

เมื่อสัญญาณเสียงแกว่ง (swing) หรือเปลี่ยนค่าไปทางบวก แรงดันไบอัสแบบกลับทางที่คร่อมวาเรกเตอร์ก็จะเพิ่มขึ้น ความจุลดลง ทำให้ความถี่ออสซิลเลเตอร์สูงขึ้น เมื่อสัญญาณเสียงไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

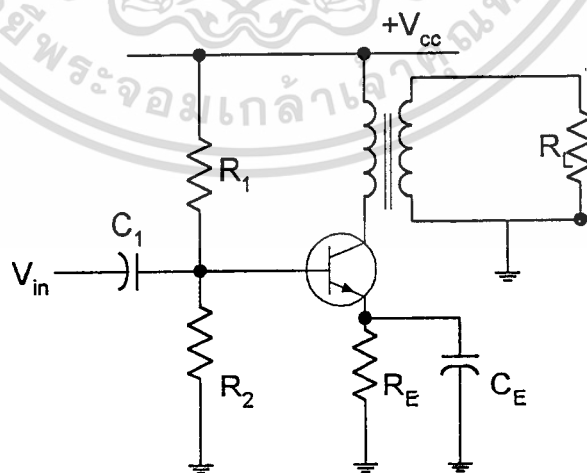
แกว่งไปทางลบไฟไบอัสกลับทางคร่อมวาระกเตอร์ก็จะลดลง ความจุของวาระกเตอร์จะมากขึ้นทำให้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์ลดลง

ถ้าสัญญาณเสียงเป็นโตน (เสียง) 1000 เฮิรตซ์ ความถี่ของออสซิลเลเตอร์จะแกว่งไปมาระหว่างความถี่กลางด้วยอัตรา 1000 ครั้งต่อวินาที (อัตราเบี่ยงเบน) อัตราการเบี่ยงเบนจะเท่ากับของสัญญาณเสียงนั่นเอง ถ้าแอมพลิจูดของสัญญาณเสียงเพิ่มขึ้น ช่วงเปลี่ยนแปลงความจุของวาระกเตอร์จะกว้างมากขึ้น นั่นคือช่วงความถี่เบี่ยงเบนกว้างขึ้น

3.4.6 วงจรขยายกำลัง

วงจรรขยายกำลังต่างกับวงจรรขยายตรงที่ว่า วงจรรขยายกำลังให้สัญญาณออกขนาดใหญ่ที่มีกำลังสูงแก่โหลดทำให้มีจุดเน้นอยู่ที่ประสิทธิภาพของการแปลงกำลังงานกระแสตรงจากแหล่งจ่ายมาเป็นกำลังงานกระแสสลับของสัญญาณ โดยที่มีความผิดเพี้ยน(distortion) ในขอบเขตที่ยอมรับได้ วงจรรขยายกำลังต้องมีความสามารถในการจ่ายศักดาและกระแสให้แก่ทรานซิสเตอร์ที่เป็นโหลดทั้งหลายได้อย่างเพียงพอ เช่น ลำโพง เพื่อแปลงพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานเสียง วงจรเครื่องส่งวิทยุจะขับสายอากาศเพื่อแปลงพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานแม่เหล็ก เป็นต้น

ส่วนภาควงจรรขยายกำลังใช้วงจรรขยายกำลังคลาสเอคลาสเอ เนื่องจากต้องการกำลังส่งให้ได้เพียงส่งภายในห้องบรรยายเท่านั้น จึงไม่จำเป็นต้องให้วงจรที่มีกำลังส่งสูงมาก ลักษณะของวงจรรขยายกำลังคลาสเอ คือ วงจรรขยายที่มีกระแสไหลในทรานซิสเตอร์ตลอดเวลา จุดปฏิบัติงานอยู่ในส่วนแอกทีฟทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสตลอดทั้ง 360 องศา ของสัญญาณซายน์ วงจรรขยายคลาสเอมีความผิดเพี้ยนต่ำ แต่มีประสิทธิภาพต่ำ ใช้วงจรดังภาพ



รูปที่ 3.20 แสดงวงจรรขยายคลาสเอ แบบทรานสฟอเมอร์คัปปลิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.20 พิจารณาที่การไบอัสตรง ตัวเก็บประจุจะพิจารณาเป็นการเปิดวงจร ส่วนตัวเหนี่ยวนำจะเป็นการลัดวงจร และพิจารณาว่าตัวเหนี่ยวนำไม่มีความต้านทานภายในน้อยมาก พิจารณาค่า I_{CQ} จะได้

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{CE(SAT)}}{Z_C + R_E} \quad \text{แอมแปร์}$$

กำหนดให้ $v_{o(max)}$: แรงดันเอาต์พุตมากที่สุดที่ขาคอลเล็กเตอร์

$P_{O(max)}$: กำลังมากที่สุดที่เอาต์พุต

P_D : ค่าการกระจายกำลังน้อยที่สุดที่ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องทนได้

I_{CC} : กระแสไฟเลี้ยง

$$V_{O(MAX)} = V_{C(MAX)} = 2(V_{CC} - V_{CE(SAT)} - I_{CQ}R_E) \quad \text{โวลต์จากขอดถึงขอด}$$

$$P_{O(MAX)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(SAT)}}{2(Z_C + 2R_E + \frac{(R_E)^2}{Z_C})} \quad \text{วัตต์อาร์เอ็มเอส}$$

$$P_D \geq \frac{V_{CC}^2}{Z_C} \quad \text{วัตต์}$$

$$I_{CC} = I_{CQ} \quad \text{แอมแปร์}$$

ถ้าพิจารณาทรานสฟอร์มเมอร์ในอุดมคติ, $V_{ce(sat)} = 0$ และ $R_E = 0$ จะได้

$$I_{CQ} = I_{CC} = \frac{V_{CC}}{Z_C} \quad \text{แอมแปร์} \quad \text{-----}(3.18)$$

$$V_{O(MAX)} = 2V_{CC} \quad \text{โวลต์จากขอดถึงขอด} \quad \text{-----}(3.19)$$

$$P_{O(MAX)} = \frac{V_{CC}^2}{2Z_C} \quad \text{วัตต์อาร์เอ็มเอส} \quad \text{-----}(3.20)$$

$$P_D \geq 2P_{O(MAX)} \quad \text{วัตต์อาร์เอ็มเอส} \quad \text{-----}(3.21)$$

ประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลังคลาสเอแบบทรานสฟอร์มเมอร์คัปปลิงเท่ากับ 50%

จากรูปที่ 3.21 สามารถคำนวณค่าอัตราขยายได้ดังนี้

จากการพิจารณา ให้ทรานซิสเตอร์เป็นทรานซิสเตอร์ในอุดมคติ และ $V_{CE(SAT)} = 0$

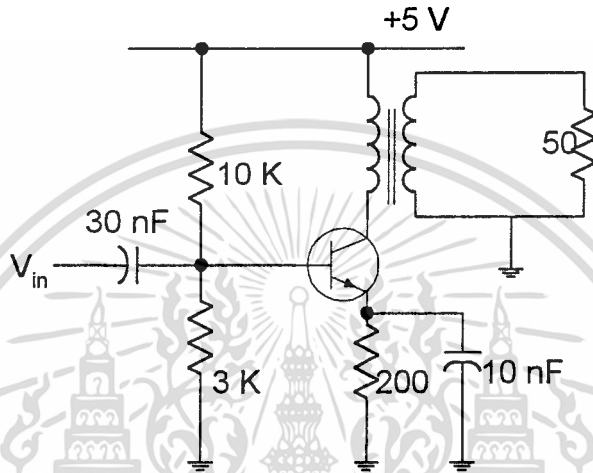
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{CC} = I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_E} = 25 \text{ มิลลิแอมแปร์}$$

$$V_{O(MAX)} = 2V_{CC} = 10 \text{ โวลต์จากขอดถึงขอด}$$

$$P_{O(MAX)} = \frac{V_{CC}^2}{2Z_C} = 0.0625 \text{ วัตต์อาร์เอ็มเอส}$$



รูปที่ 3.21 วงจรขยายกำลังคลาสเอ

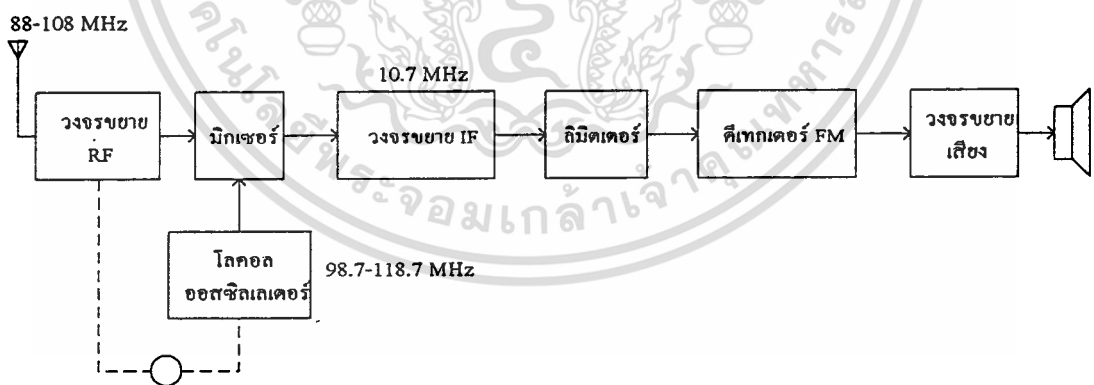
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 ภาครับ

แผนผังของเครื่องรับ FM มีความคล้ายคลึงกับเครื่องรับ AM มาก จะแตกต่างกันก็แต่เฉพาะขบวนการตีเทกเท่านั้น สำหรับความถี่ IF (Intermediate Frequency) มักจะใช้ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อกำจัดสัญญาณเงาและเพื่อให้แบนด์วิดท์ของวงจรรวมที่รับสัญญาณ FM ได้ความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณ FM ที่ส่งมาจากเครื่องส่งมีค่า ± 75 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นแบนด์วิดท์ของเครื่องรับต้องมีค่า 150 กิโลเฮิร์ตซ์ เป็นอย่างน้อย ปกติมักเพื่อให้กว้างอีกเล็กน้อยเป็น 180 ถึง 200 กิโลเฮิร์ตซ์

สมมติว่าเราจูนเครื่องรับไว้ที่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ ถูกบิดหน้าปิดจะเลื่อนไปตรงกับความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ (บนหน้าปิด) วงจรขยาย RF (Radio Frequency) จะจูนไว้ที่ความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ส่วน โลกอลออสซิลเลเตอร์จะจูนไว้ที่ 110.7 เมกะเฮิร์ตซ์ เมื่อผ่านมิกเซอร์ ผลต่างความถี่จะปรากฏ อินพุตของวงจรขยาย IF เท่ากับ $110.7 \text{ เมกะเฮิร์ตซ์} - 100 \text{ เมกะเฮิร์ตซ์} = 10.7 \text{ เมกะเฮิร์ตซ์}$ สัญญาณที่ความถี่ IF นี้ จะถูกขยายและกำจัดแบนด์วิดท์ให้กว้างเพียงพอที่จะรับสัญญาณ FM และแคบเพียงพอที่จะกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการอื่นๆ ทิ้งไป

ถ้าพาหะ FM ที่ส่งจากเครื่องส่งมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ± 50 กิโลเฮิร์ตซ์ (โดยความถี่ FM เท่ากับ 100 เมกะเฮิร์ตซ์คงเดิม โลกอลออสซิลเลเตอร์ และ IF คงเดิม) สัญญาณ IF จะมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ± 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ด้วย ฉะนั้นสัญญาณที่มอดูเลตมาบนพาหะจะยังอยู่ในสัญญาณ IF โดยไม่มีความเพี้ยน แม้ว่าความถี่สัญญาณ FM จะลดทอนจาก 100 เมกะเฮิร์ตซ์เหลือ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 3.22 แผนผังของเครื่องรับ FM

3.5.1 ลิมิตเตอร์

สัญญาณ FM (มีความถี่เท่ากับ IF) อาจจะมีนอยส์ปะปนมาด้วย วงจรลิมิตเตอร์จะทำหน้าที่ขลิบสัญญาณทั้งด้านบวกและลบ รวมทั้งนอยส์ก็จะถูกกำจัดทิ้งไปด้วย สังเกตว่าความถี่ของสัญญาณ FM ก่อนและหลังลิมิตเตอร์ไม่เปลี่ยนแปลง หลักการของวงจรลิมิตเตอร์นี้ก็คือ ป้อนค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่มีแอมพลิจูดเกินช่วงทำงานของวงจร จนกระทั่งวงจรขยายอิมพัลส์หรือคัทออฟ ถ้าสัญญาณ IF ที่ป้อนมีแอมพลิจูดน้อย เอาท์พุทที่ลิmitsเตอร์จะมียอดสัปเปอร์ออกมาทางออกไอโอเอาท์พุท ถ้าป้อนแอมพลิจูดมากๆ ยอดสัจะเสียบไป การที่จะลดคนยอดสัให้ได้คือ ขยายสัญญาณอินพุท (IF) ให้มากๆ พอที่จะขับให้วงจรลิmitsเตอร์ขลิบสัญญาณเพื่อกำจัดนยอดสัที่ขึ้นมาบนสัญญาณ FM ตามหลักการของวงจรลิmitsเตอร์

3.5.2 การจับสัญญาณที่แรงกว่า

ระบบ FM มีคุณสมบัติประจำตัวคือ สามารถกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการหรือนยอดสัที่ขึ้นมาบนสัญญาณ FM ได้ สมมติว่า ใช้เครื่องรับ FM ในพื้นที่ซึ่งมีสถานีส่งออกอากาศพร้อมๆ กัน ที่ความถี่เดียวหรือใกล้เคียงกัน เช่น ในกรณีที่เครื่องรับวิทยุติดรถยนต์รับสัญญาณ FM ของสถานีหนึ่ง เมื่อขับรถผ่านมาอีกพื้นที่หนึ่ง มีอีกสถานีหนึ่งส่งคลื่นที่มีความถี่เดียวกัน (หรือใกล้เคียงกัน) สัญญาณที่รับได้จะกลายเป็นสัญญาณ FM ของสถานีใหม่ และบางทีสัญญาณ FM ที่รับได้จะสลับไปมาระหว่าง 2 สถานี ในกรณีเช่นนี้เครื่องรับ FM จะรับสัญญาณที่แรงกว่า ปรากฏการณ์นี้เราเรียกว่า การจับสัญญาณที่แรงกว่า (Capture Effect) ทั้งนี้เพราะสัญญาณที่อ่อนกว่าจะถูกกำจัดออกไปในทำนองเดียวกับการกำจัดนยอดสัในระบบ FM

3.5.3 คีเทกเตอร์แบบควอคราเจอร์

วงจรคีเทกเตอร์ชนิดนี้อาศัยหลักการคูณสัญญาณ FM กับสัญญาณ FM ตัวเดิมแต่เลื่อนเฟสไป 90 องศา ผลลัพธ์ที่ได้จะเป็นสัญญาณมอดูเลต (สัญญาณเสียง) จากรูปที่ 3.23(ก) กระแสที่ไหลในคอยล์จะมีเฟสต่างจากแรงดันคร่อมคอยล์อยู่ 90 องศา กระแสนี้จะป้อนให้วงจรเรโซแนนซ์ขนาน ซึ่งจูนความถี่ไว้ที่ความถี่กลางของสัญญาณ FM แรงดันคร่อมวงจรเรโซแนนซ์จะมีเฟสเลื่อนไปตามความถี่ที่พาหะเบี่ยงเบนไป สัญญาณ FM ที่ผ่านวงจรเรโซแนนซ์จะกลายเป็นสัญญาณ PM หลังจากที่สัญญาณ FM และสัญญาณ PM คูณกัน (ทำงานในช่วงไม่เป็นเชิงเส้น) จากรูปที่ 3.32(ข) ผลลัพธ์จากการคูณจะเป็นสัญญาณความถี่สูงกับสัญญาณความถี่ต่ำ (คือสัญญาณมอดูเลต) สัญญาณแรกจะถูกกรองทิ้งไปโดยฟิลเตอร์ชนิดโลพาส เอาท์พุทจึงเป็นสัญญาณเสียงตามต้องการ

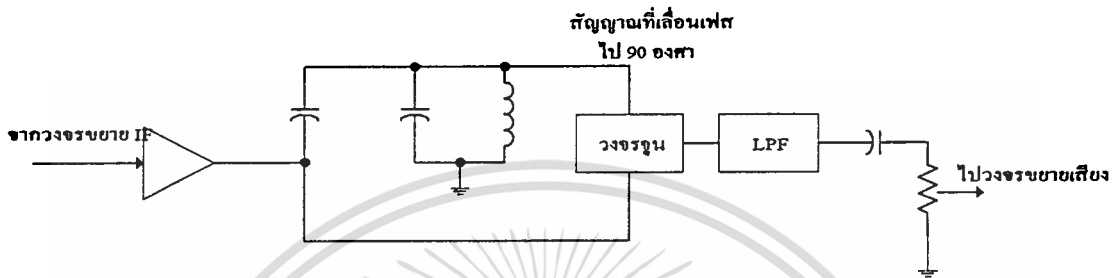
ความจริงแล้ววงจรควอคราเจอร์คีเทกเตอร์ทำหน้าที่เสมือนวงจรเทียบเฟสของสัญญาณ FM สองสัญญาณซึ่งมีเฟสต่างกัน 90 องศา จากรูปที่ 3.23(ข) ในที่นี้เราเขียนเป็นพัลส์เพื่อความสะดวก

สัญญาณความถี่สูงจะถูกกรองทิ้งไป คงเหลือแต่สัญญาณความถี่ต่ำ (เปรียบเทียบค่าเฉลี่ยในรูปคลื่น 1, 2 และ 3) ซึ่งเป็นสัญญาณเสียง สังเกตว่าค่าเฉลี่ยจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่

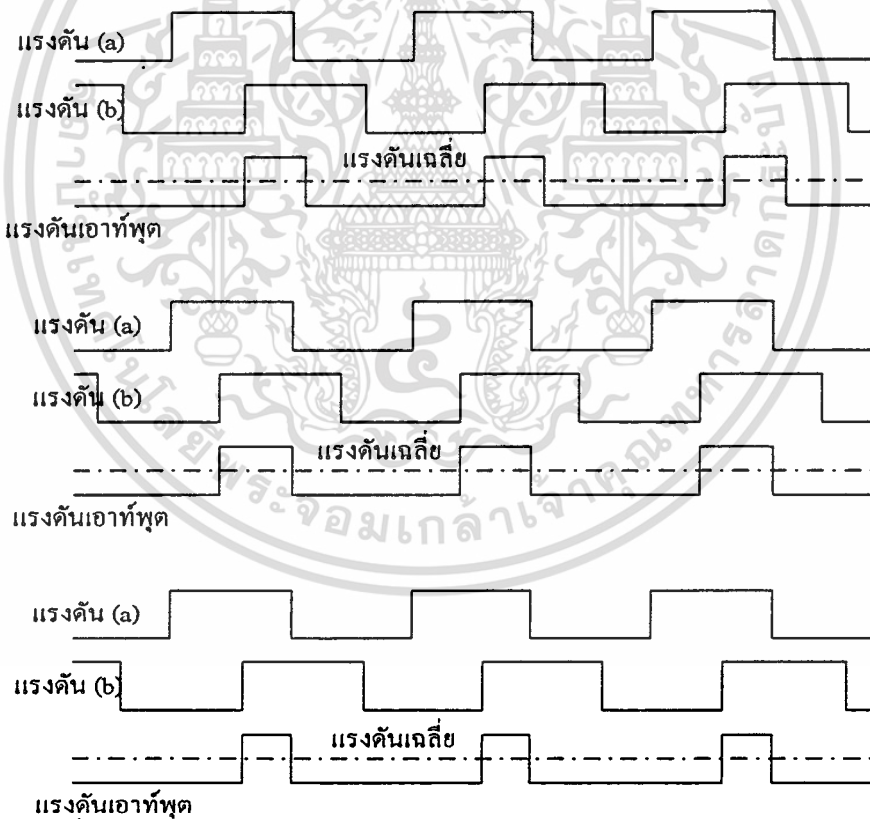
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เบี่ยงเบนของพาหะ (เพราะเมื่อสัญญาณ FM มีความถี่ต่ำลง พัลส์เอทท์พุดจะแคบลง ค่าเฉลี่ยจะน้อยลง) นั่นคือ ค่าเฉลี่ยจะเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณเสียง

โดยทั่วไปวงจรควอดราเจอร์ตีเทกเตอร์มักจะทำเป็นไอซี ซึ่งจะรวมวงจรขยาย IF วงจรขยาย/ลิมิตเตอร์ และอื่นๆ ไว้ในตัวเดียว โดยชุด LC ที่ใช้เลื่อนเฟสไว้ภายนอก



(ก) แสดงการเลื่อนเฟสที่คอยล์

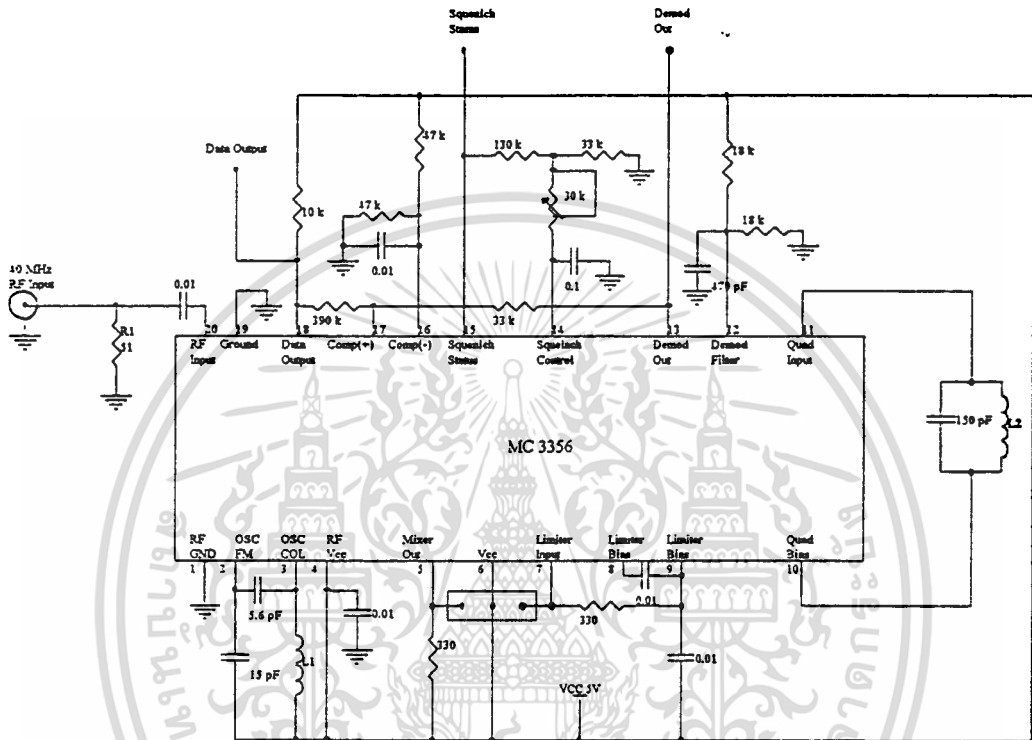


(ข) รูปเปรียบเทียบพัลส์

รูปที่ 3.23 วงจรควอดราเจอร์ตีเทกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาครับ
ภาครับใช้วงจรดังรูป



รูปที่ 3.24 วงจรภาครับ

จากรูปใช้ IC เบอร์ MC 3356 ซึ่งเป็น Wideband IF Receiver มาใช้ ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ใช้ค่าตามคู่มือไอซี

จากบล็อกไดอะแกรมของ MC 3356 ในรูปที่ 3.25 ประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้

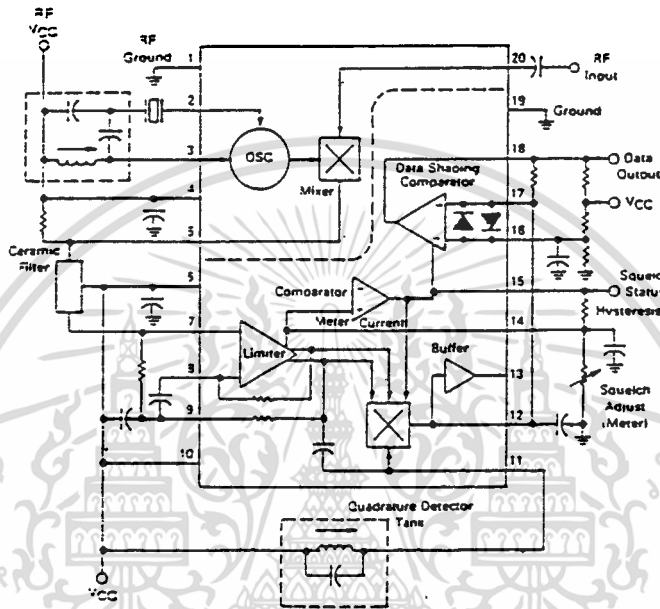
(1) โลกอลอสซิลเลเตอร์ (Local Oscillator)

เป็นส่วนสร้างความถี่โลกอลโดยใช้วงจร RLC เป็นตัวกำหนดความถี่ โดย RLC ต่อเข้ากับขา 2 และ 3 ของ IC ตามรูปที่ 3.25

L_1 เป็นตัวเหนี่ยวนำ ที่สามารถปรับค่าได้ เพื่อปรับให้โลกอลอสซิลเลเตอร์มีความถี่ที่สัมพันธ์กับความถี่อินพุต RF ในที่นี้ สัญญาณ RF อินพุตคือสัญญาณที่มาจากเครื่องส่ง 40 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมกะเฮิรตซ์ ดังนั้นความถี่ที่จะต้องปรับที่โลคอลออสซิลเลเตอร์ให้ได้ ต้องเท่ากับ ความถี่นั้นบวก ด้วยความถี่ IF (10.7 เมกะเฮิรตซ์)

ดังนั้น โลคอลออสซิลเลเตอร์ต้องปรับให้ได้ค่า 40 เมกะเฮิรตซ์ + 10.7 เมกะเฮิรตซ์ = 50.7 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 3.25 บล็อกไดอะแกรมของ MC 3356

(2) มิกเซอร์ (Mixer)

มิกเซอร์จะทำการคูณสัญญาณอินพุต RF ที่มาจากเครื่องส่ง กับสัญญาณที่มาจากโลคอล ออสซิลเลเตอร์

นั่นคือคูณความถี่ 40 เมกะเฮิรตซ์ กับความถี่ 50.7 เมกะเฮิรตซ์ หลังจากผ่านมิกเซอร์ จะได้ ความถี่ 2 ความถี่ คือ

$$50.7 \text{ เมกะเฮิรตซ์} + 40 \text{ เมกะเฮิรตซ์} = 90.7 \text{ เมกะเฮิรตซ์}$$

และ $50.7 \text{ เมกะเฮิรตซ์} - 40 \text{ เมกะเฮิรตซ์} = 10.7 \text{ เมกะเฮิรตซ์}$

ความถี่ที่นำไปใช้งานคือ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ คือความถี่ IF นั้นเอง ซึ่งความถี่นี้จะมีสัญญาณ เสียปนอยู่กับสัญญาณพาหะ ถึงแม้ว่าความถี่จะลดลงมาจาก 40 เมกะเฮิรตซ์ ก็ตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(3) ลิมิเตอร์ (Limiter)

จะทำการกำจัดสัญญาณน้อยส โดยมืหลักการทำงานเหมือนที่กล่าวในทฤษฎี

(4) คีเทกเตอร์การมอดูเลตทางความถี่

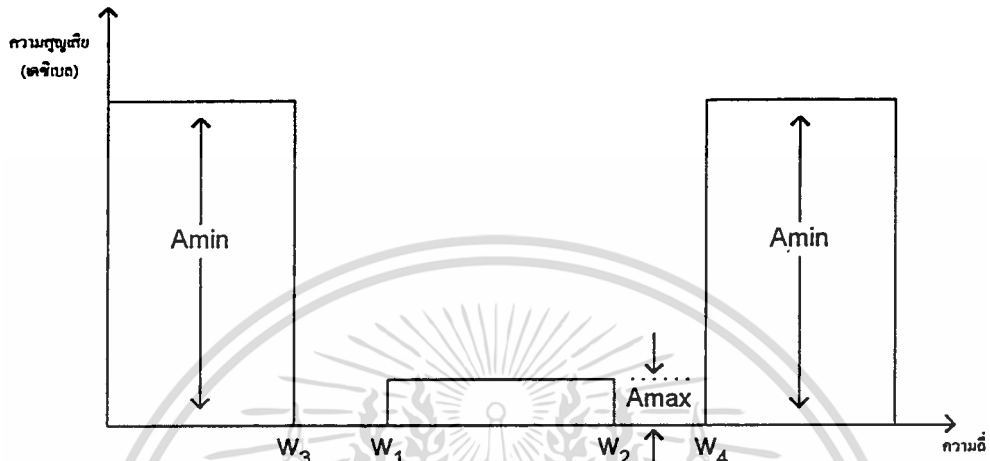
ใช้วิธีควอดราเจอร์คีเทกเตอร์ (Quadrature Detector) จะเหมือนกับที่กล่าวในทฤษฎี ค่าตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุที่ต่อคร่อมที่ขา 10 และ 11 มีไว้เป็นวงจร เพื่อที่จะเลื่อนเฟสของสัญญาณที่มาจากลิมิเตอร์ให้เลื่อนไป 90 องศา โดยค่าตัวเหนี่ยวนำ จะใช้เป็นแบบที่ปรับค่าได้ โดยค่าประมาณ 15 ไมโครเฮนรี จะปรับจนวัตเอาท์พุตที่ขา 13 เหมือนกับสัญญาณเสียงอินพุตที่ป้อนเข้าที่ภาคส่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 วงจรกรองความถี่บางช่วงผ่าน (Band Pass Filter)

มีลักษณะเป็นดังภาพ



รูปที่ 3.26 แสดงคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่บางช่วงผ่าน

ช่วงผ่านคือตั้งแต่ความถี่ ω_1 ถึง ω_2 หมายความว่าสัญญาณที่อยู่ในช่วงความถี่นี้จะสามารถผ่านมาเป็นเอาต์พุตได้

สมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันมาตรฐานสำหรับวงจรกรองความถี่บางช่วงผ่าน คือ

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{as}{s^2 + bs + c} \quad \text{-----}(3.22)$$

หลังจากที่รับสัญญาณมาจากวงจรครีบแล้วสัญญาณที่ได้ยังคงเป็นสัญญาณของทั้ง 4 ช่อง จะต้องนำสัญญาณนี้มาผ่านการกรองเพื่อแยกแต่ละช่องออกจากกัน โดยช่องที่ 1 และ 2 ตั้งให้ความถี่ของสัญญาณพาหะ ห่างกันไม่มาก แล้วใช้ สวิตช์คาปาซิเตอร์ มาทำเป็นแบนด์พาสฟิลเตอร์

3.6.1 สวิตช์คาปาซิเตอร์

ใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ MF5 Universal Monolithic Switched Capacitor Filter MF5 เป็นไอซีที่ใช้ได้ง่าย ภายในเป็นวงจรกรองแอมป์แบบแอคทีฟ (General Purpose Active Filter) สามารถควบคุมความถี่ตัด (cut off) ด้วยสัญญาณนาฬิกา ไอซีนี้เพียงตัวเดียวสามารถทำได้เพียงวงจรกรองอันดับที่สองเท่านั้น ถ้าต้องการให้มีลำดับที่สูงกว่านั้นสามารถใช้ไอซีต่อคาสเคด (cascade) กันได้โดยตรงเลยไอซีตัวนี้ประกอบด้วยขาเอาต์พุต 3 ขา คือเอาต์พุตของวงจรกรอง

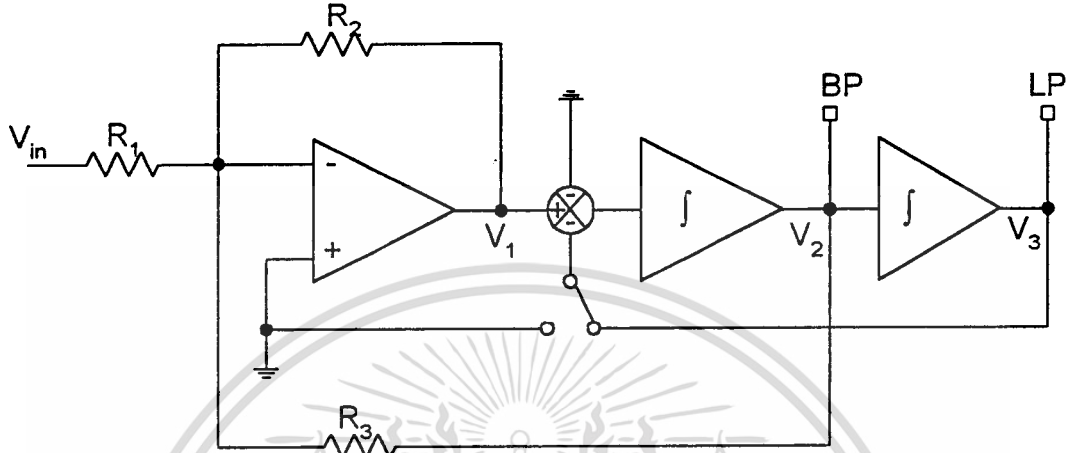
ความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter) , เอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) และ

เอาต์พุตของวงจรกรองความถี่บางช่วงผ่าน (Band Pass Filter) ซึ่งความถี่กลางที่ใช้ควบคุมการ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรองความถี่บางช่วงผ่านสามารถกำหนดได้ด้วยสัญญาณนาฬิกาจากภายนอก

ไอซี MF5 มีโหมดการทำงาน 6 โหมด ในที่นี้จะกล่าวถึงโหมดที่เลือกใช้ คือ โหมด 1 ซึ่งบล็อกไดอะแกรมแสดงได้ดังภาพ



รูปที่ 3.27 แสดงส่วนประกอบภายใน MF5 โหมด 1

จากภาพ จะเห็นว่า มีลักษณะเป็นการใช้ออปอเรชันแอมพลิฟายเออร์ (Operation Amplifier) มาต่อเพื่อให้เป็นวงจรกรองแอมพลิจูดที่ได้ออกมาแล้ว สามารถพิสูจน์ให้เห็นว่า เอาท์พุทที่ออกมาเป็นวงจรกรองที่ความถี่ต่างๆ โดยการหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน แล้วเปรียบเทียบกับทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันมาตรฐานของวงจรกรองรูปแบบต่างๆ ดังนี้

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันวงจรกรองความถี่บางช่วง คือ $\frac{V_2}{V_{in}}$

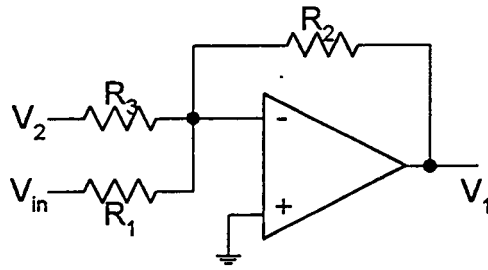
$$\text{โดยที่ } V_2 = \frac{V_1 - V_3}{sk_1} \quad \text{-----(3.23)}$$

$$V_3 = \frac{V_2}{sk_2} \quad \text{-----(3.24)}$$

k : ค่าคงที่ของวงจรอินทิเกรเตอร์ทั้ง 2 ตัว

สามารถหาค่า V_1 ได้จากการจัดรูปวงจรรูปที่ 2 ให้เป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.28 วงจรหลังจากการจัดรูปใหม่ของ MFS

$$V_1 = -\left(\frac{R_2}{R_1} V_{in} + \frac{R_2}{R_3} V_2\right) \quad \text{-----(3.25)}$$

แทนค่า V_1 จากสมการ (3.25) และ V_3 จากสมการที่ (3.24) ได้

$$V_2 = \frac{R_2}{sk_1 R_1} V_{in} + \frac{sk_2 R_2 + R_3}{s^2 k_1 k_2 R_3} V_2 \quad \text{-----(3.26)}$$

จัดรูปสมการใหม่ได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเป็น

$$-\frac{V_2}{V_{in}} = \frac{sR_2 R_3}{s^2 k_1 k_2 R_1 R_3 - sk_1 k_2 R_1 + R_1 R_3} \quad \text{-----(3.27)}$$

จัดรูปใหม่ได้

$$-\frac{V_2}{V_{in}} = \frac{s \frac{R_2}{k_1 k_2 R_1}}{s^2 - s \frac{1}{R_3} + \frac{1}{k_1 k_2}} \quad \text{-----(3.28)}$$

เครื่องหมายลบหน้า $\frac{V_2}{V_{in}}$ แสดงว่าเฟสของเอาต์พุตกลับกับอินพุต และเมื่อเทียบสมการที่

(3.28) กับสมการมาตรฐานของวงจรกรองความถี่บางช่วงสมการที่ (3.22) ได้ว่า

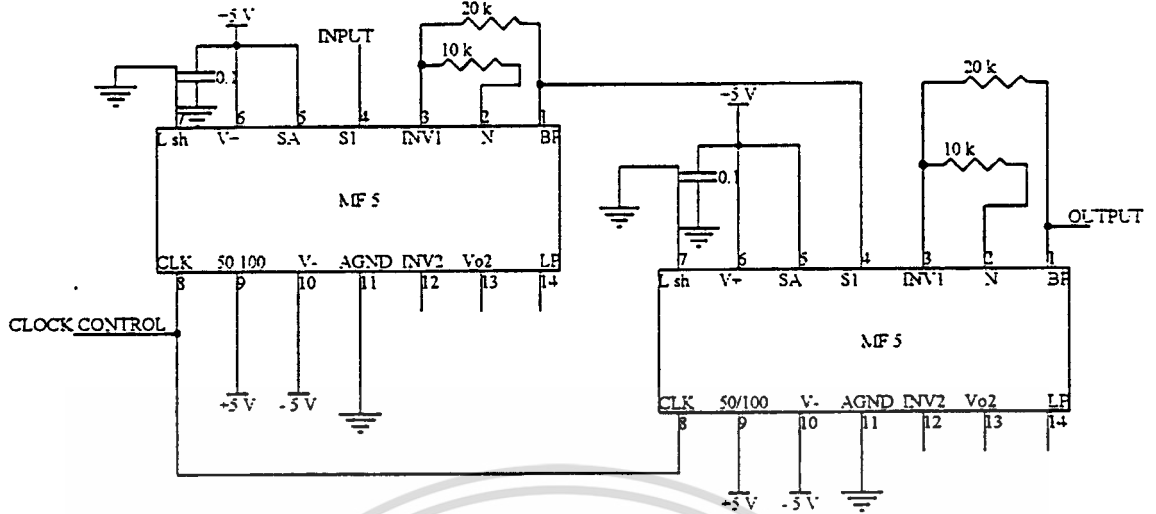
$$a = \frac{R_2}{k_1 k_2 R_1}$$

$$b = \frac{1}{R_3}$$

$$c = \frac{1}{k_1 k_2}$$

วงจรในการต่อ MFS เป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.29 แบนด์พาสฟิลเตอร์โดยใช้ตัวห้ชคาปาซิเตอร์

คำนวณค่าสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ความคุมความถี่ค้ทอพอ ได้ตามสมการดังนี้

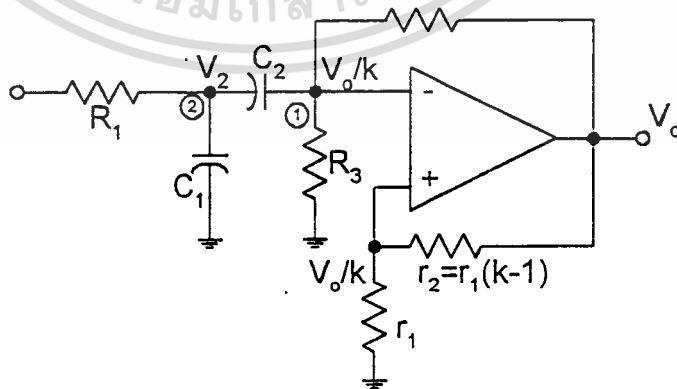
$$\frac{f_{CLK}}{f_0} = 50$$

f_0 คือความถี่กลางของแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่ต้องการสร้าง

ส่วนช่องที่ 3 และ 4 ใช้วิธีการออกแบบแบนด์พาสค้ยวิธี Sallen และ Key วิธีการออกแบบและคำนวณจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

3.6.2 วงจรกรองความถี่บางช่วงตามแบบของ Sallen และ Key

การออกแบบวงจรกรองความถี่บางช่วงผ่านโดยวิธีการของ Sallen และ Key สามารถทำได้ด้วยการใช้อุปกรณ์ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุ ดังรูป



รูปที่ 3.30 รูปวงจร Sallen และ Key

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปหาทรานเฟอร์ฟังก์ชันได้ดังสมการ

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{ks / R_1 C_1}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1}{R_3 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_1}\right) + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad \text{-----}(3.29)$$

สมการทรานเฟอร์ฟังก์ชันมาตรฐานของวงจรกรองความถี่บางช่วง คือ

$$k \frac{s}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad k \text{ คือค่าเกน} \quad \text{-----}(3.30)$$

จากสมการ (3.29) จะเห็นว่าประกอบด้วยตัวแปร 6 ตัว ได้แก่ R_1, R_2, R_3, C_1, C_2 และ k ด้วยวิธีการของ Sallen และ Key จะกำหนดค่าตัวแปรดังนี้

$$C_1 = C_2 = 1 \quad \text{และ} \quad R_1 = R_2 = R_3 = R$$

หลังจากเปรียบเทียบกับสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันมาตรฐานสมการ (3.30) และการกำหนดค่าตัวแปรข้างต้น จะได้ว่า

$$R = R_1 = R_2 = R_3 = \frac{\sqrt{2}}{\omega_p}$$

$$k = 1 + \frac{r_2}{r_1} = 4 - \frac{\sqrt{2}}{Q_p}$$

$$K = \frac{k}{R_1 C_1} = \omega_p \left(2\sqrt{2} - \frac{1}{Q_p}\right)$$

ในการออกแบบวงจร ค่า ω_p และ Q_p เราจะรู้ค่าเพราะเป็นค่าที่เราต้องการให้วงจรมีลักษณะตามนั้น โดยที่ $Q_p = \frac{\omega_p}{BW}$ (BW คือ แบนด์วิดท์ของวงจร)

การออกแบบวงจรทำได้ดังนี้

วงจรกรองความถี่บางช่วงผ่านที่มีความถี่กลางที่ 41 กิโลเฮิร์ตซ์ มีแบนด์วิดท์ 8 กิโลเฮิร์ตซ์

ค่า Q_p เท่ากับ 5.125 (คำนวณจาก $Q_p = \frac{\omega_p}{BW}$)

$$\omega_p = 2\pi f = 257610 \quad \text{เรเดียนต่อวินาที}$$

$$\text{เพราะฉะนั้นจะได้ค่า } R_1 = R_2 = R_3 = R = \frac{\sqrt{2}}{\omega_p} = 5.49 \times 10^{-6} \quad \text{โอห์ม}$$

$$C_1 = C_2 = 1 \text{ F}$$

$$\frac{r_2}{r_1} = 3 - \frac{\sqrt{2}}{5.125} = 2.724$$

ทำการปรับค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance Scaling) โดยใช้ $k_{m1} = 10^7$ หาค่าตัวเก็บประจุและ

คูณตัวต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
จะได้ $C_1 = C_2 = 0.1$ ไมโครฟารัด
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตีแบบลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_1 = R_2 = R_3 = 55 \text{ โอห์ม}$$

ใช้ $k_{m2} = 10^3$ ปรับค่า r_1 และ r_2 ได้

$$r_1 = 2.724 \text{ กิโลโอห์ม และ } r_2 = 1 \text{ กิโลโอห์ม}$$

วงจรกรองความถี่บางช่วงผ่าน ความถี่กลางอยู่ที่ 66 กิโลเฮิรตซ์ มีแบนด์วิดท์ 8 กิโลเฮิรตซ์

จะได้ ค่า

$$Q_p = \frac{66 \times 2\pi}{8 \times 2\pi} = 8.25$$

$$\omega_p = 2\pi \times 66 \text{ KHz} = 414.69 \text{ เรเดียนต่อวินาที}$$

คำนวณค่าตัวเก็บประจุ และตัวต้านทาน ได้ดังนี้

$$C_1 = C_2 = 1F$$

และ

$$R_1 = R_2 = R_3 = \frac{\sqrt{2}}{414690} = 3.41 \times 10^{-6}$$

$$\frac{r_2}{r_1} = 3 - \frac{\sqrt{2}}{8.25} = 2.828$$

ทำการปรับค่าอิมพีแดนซ์ โดยใช้ $k_{m1} = 10^8$

จะได้

$$C_1 = C_2 = 10F$$

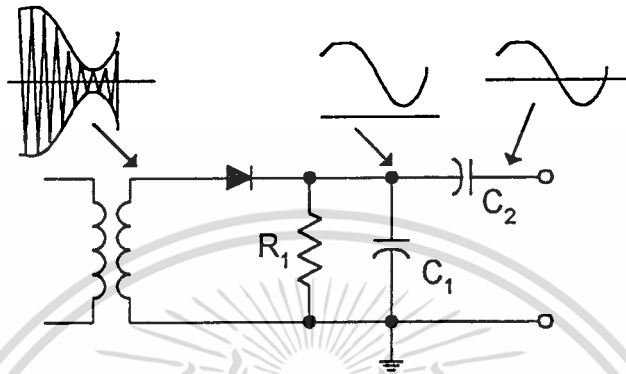
$$R_1 = R_2 = R_3 = 341 \text{ โอห์ม}$$

ใช้ $k_{m2} = 10^3$ ปรับค่า ได้ $r_2 = 1 \text{ กิโลโอห์ม}$ $r_1 = 2.828 \text{ กิโลโอห์ม}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 ส่วนตีมอดูเลเตอร์ของสัญญาณมอดูเลตทางแอมพลิจูด

หลังจากที่แยกสัญญาณแต่ละช่องแล้ว จะต้องนำมาตีมอดูเลต เพื่อให้ได้สัญญาณเสียงโดยใช้วิธีการตีมอดูเลเตอร์ ที่ง่ายที่สุดโดยการใช้ไดโอดเป็นดีเทกเตอร์ รูปวงจรถือ

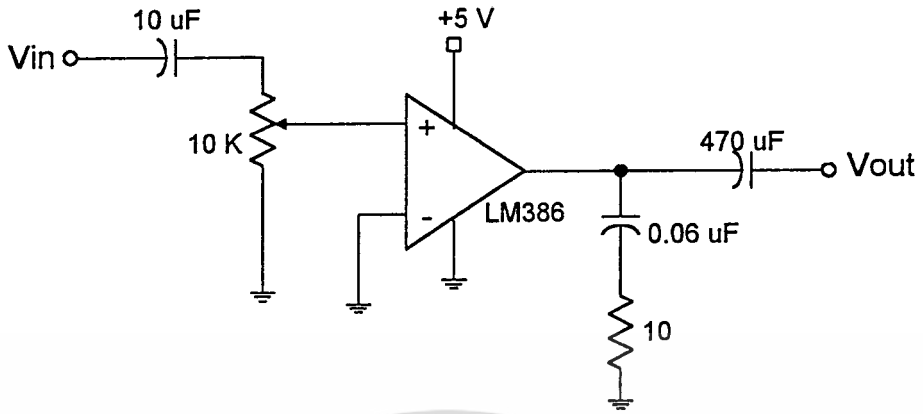


รูปที่ 3.31 วงจรตีมอดูเลเตอร์

สัญญาณหลังจากผ่านไดโอดจะถูกกรองเฉพาะความถี่ซึ่งด้านบวกออกมา เมื่อสัญญาณ AM อยู่ในช่วงขึ้น จะเป็นการอัดประจุของตัวเก็บประจุ เมื่อสัญญาณ AM อยู่ในช่วงลด ตัวเก็บประจุจะคายประจุ ด้วยค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุที่เหมาะสม จะทำให้ได้กราฟออกมาเป็นรูปกรอบของสัญญาณ AM หลังจากนั้นผ่านตัวเก็บประจุคัปปลิง เพื่อกรองไฟกระแสตรงออกไป ก็จะได้เป็นสัญญาณเสียง ค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุที่ได้จากการทดลองทั้งสิ้น โดยการกำหนดค่าตัวเก็บประจุให้คงที่แล้วปรับเปลี่ยนค่าตัวต้านทาน

3.8 ภาคขยายสัญญาณเสียง

ใช้ออปเปอร์เรชันแอมพลิฟายเออร์ คือเป็นบัฟเฟอร์เพื่อขับกระแสเอาท์พุทให้กับส่วนที่จะนำไปใช้งานจริงต่อไป ในการทดลองใช้ต่อเพื่อทำการขับลำโพง วงจรเป็นดังรูป 3.32 อัตราการขยายเท่ากับ 20 เท่า



รูปที่ 3.32 วงจรขยายสัญญาณเสียง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลอง ผลการทดลอง ปัญหาและการแก้ไข

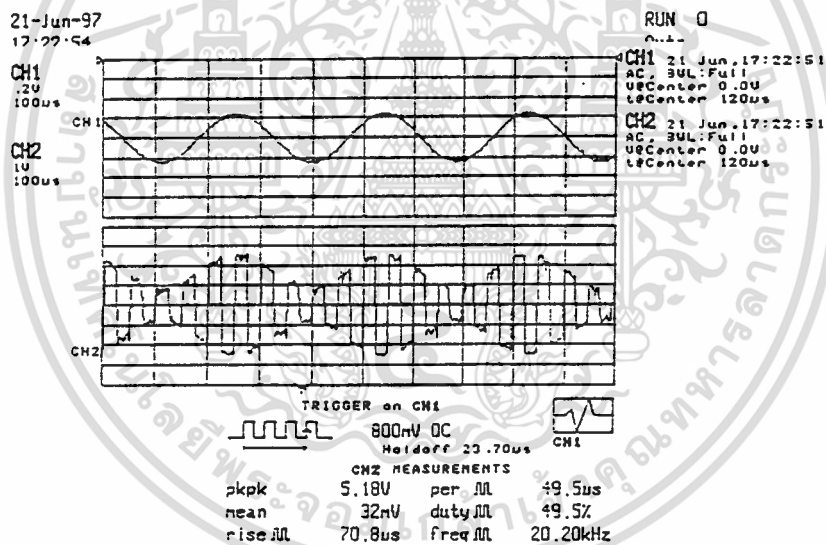
4.1 การทดลองและผลการทดลอง

4.1.1 การทดลองภาคส่ง

(1) เริ่มตั้งแต่ภาคอินพุต วัดผลการทดลองได้โดยทดลองพูดใส่ไมโครโฟน แล้วใช้ออสซิลโลสโคปจับสัญญาณที่เอาต์พุต เทียบกับสัญญาณอินพุตเสียง จะเห็นว่ามีการขยายตามที่ต้องการ

(2) ส่วนการมอดูเลตทางแอมพลิจูด วัดผลการทดลองได้ตามทฤษฎี โดยพยายามปรับมอดูเลชันอินเด็กซ์ ให้มีค่ามากกว่า 75 เปอร์เซ็นต์ ตามสูตรดังนี้

$$\text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต} = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}} * 100\%$$



รูปที่ 4.1 ตัวอย่างผลการทดลองการมอดูเลตทางแอมพลิจูด

(3) ส่วนรวมสัญญาณ

ทดลองโดยใช้ดิจิตอลสตอเรจสโคป วัดสัญญาณทั้ง 4 ช่อง แล้วให้สโคปคำนวณผลการรวมกันของสัญญาณ แล้วเปรียบเทียบกับผลที่ได้จริง จะได้สัญญาณเหมือนกัน

(4) ส่วนภาคส่ง FM และวงจรถยายกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทดลองวัดสัญญาณโดยใช้สเปกตรัมอานาไลเซอร์ วัดสเปกตรัมของวงจรถอดส่ง ในช่วง ทดลอง พยายามปรับค่าตัวเหนี่ยวนำเพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ คือ 40 เมกะเฮิรตซ์ โดยพยายาม ปรับค่าตัวเหนี่ยวนำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตขนาดสูงที่สุด และความถี่คู่ข้างเคียงที่ใกล้ที่สุด ต้องมี ขนาดต่ำกว่ามากๆ เมื่อสามารถปรับได้แล้ว ก็ลองป้อนสัญญาณอินพุต แล้ววัดเอาต์พุตออกมาได้ที่ ความถี่ 40 เมกะเฮิรตซ์ จะเกิดไซด์แบนด์ขึ้นมามากมาย

นอกจากนั้นในการทดลอง เนื่องจากใช้ LC ออสซิลเลเตอร์ทำให้ได้ความถี่ 40 เมกะเฮิรตซ์ ที่ไม่นิ่ง เกิดการเลื่อน (drift) อยู่ตลอดเวลา สามารถแสดงผลการทดลองการเลื่อนของความถี่ได้ดัง ตาราง

ตารางที่ 4.1 แสดงการเลื่อนของความถี่ที่ใช้ในการส่ง FM จากความถี่กลาง 40 เมกะเฮิรตซ์

เวลา(วินาที)	0	5	10	15	20	25
ความถี่ที่วัดได้ (เมกะเฮิรตซ์)	40	42.37	40.1	39.56	38.02	40.26

หลังจากนั้นต่อส่วนวงจรถายกำลัง โดยวงจรถายกำลังให้คลาสเอ ผลการทดลองที่วัดได้ โดยใช้สเปกตรัมอานาไลเซอร์วัด จะได้เอาต์พุตที่มีกำลังมากขึ้น ประมาณ 0 dBm หรือ 1 มิลลิวัตต์

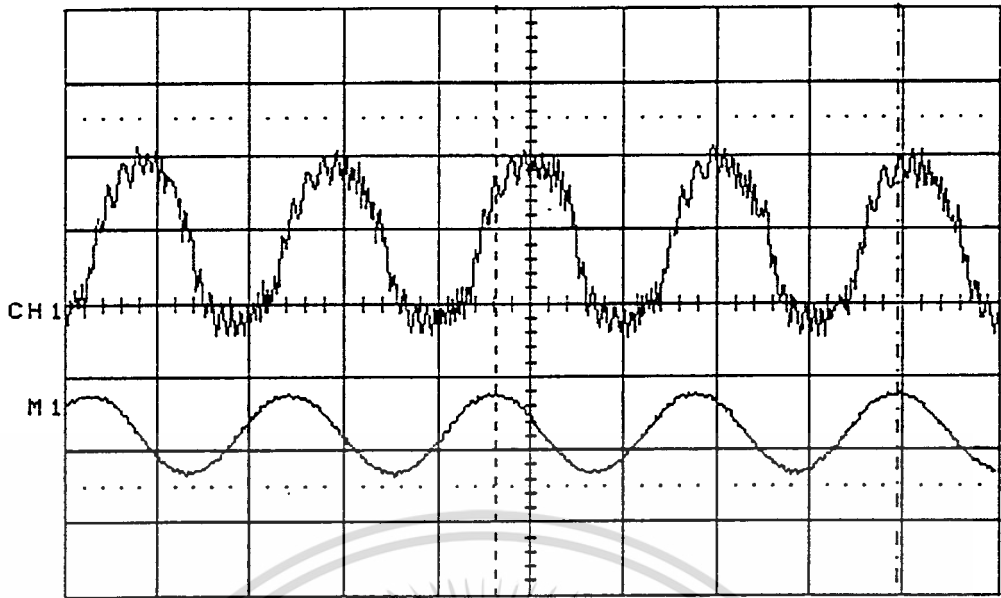
4.1.2 การทดลองภาครับ

(1) ในส่วนภาครับ การทดลองขั้นแรกทดลองโดยใช้เครื่องจำลองเครื่องส่ง มาป้อนเป็น อินพุตให้วงจรถายรับที่สร้างขึ้นทั้งหมด 4 ชุด แล้วทำการปรับค่าตัวเหนี่ยวนำต่างๆ ในวงจรถายรับ ให้ได้คุณสมบัติตามที่กล่าวในทฤษฎี หลังจากนั้นวัดค่าเอาต์พุต ได้เอาต์พุตที่คล้ายอินพุต และมีความ เพี้ยนเล็กน้อย และมีสัญญาณรบกวนพอสมควร

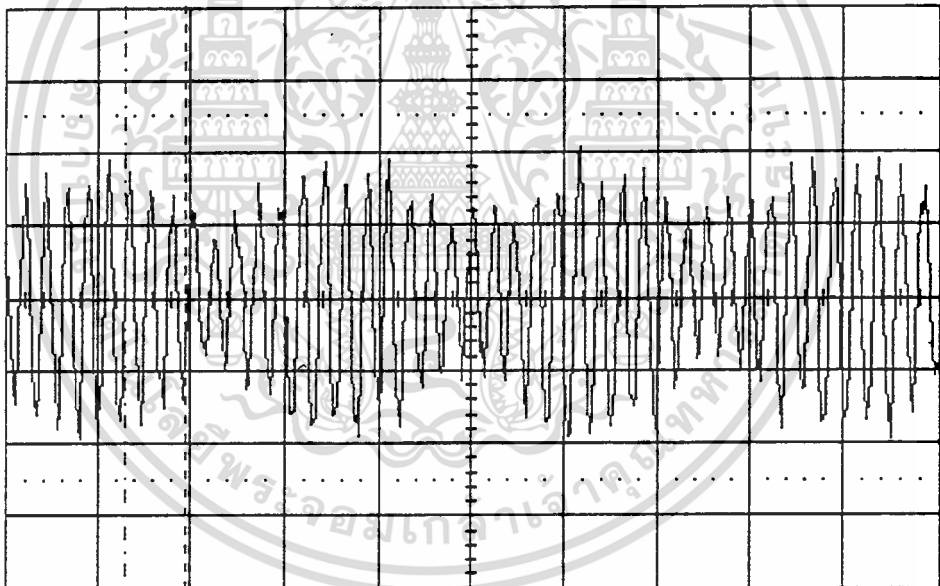
หลังจากนั้นทดลองส่งสัญญาณโดยภาคส่ง ส่งสัญญาณชาชนันท์ที่มีความถี่ประมาณ 12 กิโลเฮิรตซ์ แล้วใช้ภาครับที่ทดสอบมาแล้วลองรับสัญญาณ ได้ผลเป็นดังรูปที่ 4.2

จากนั้นทดลองส่งสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตทางแอมพลิจูดที่ภาคส่งของช่องที่ 1 ความถี่ 10 กิโลเฮิรตซ์ และช่องที่ 2 ความถี่ 16 กิโลเฮิรตซ์ ทีละช่อง และรับสัญญาณได้ดังแสดงในรูปที่ 4.3 และ 4.4 ตามลำดับ

ทดลองส่งสัญญาณเสียงผ่านไมโครโฟนที่ภาคอินพุตแล้ววัดสัญญาณที่ภาครับได้ดังรูปที่ เอกสาร 4.5 เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

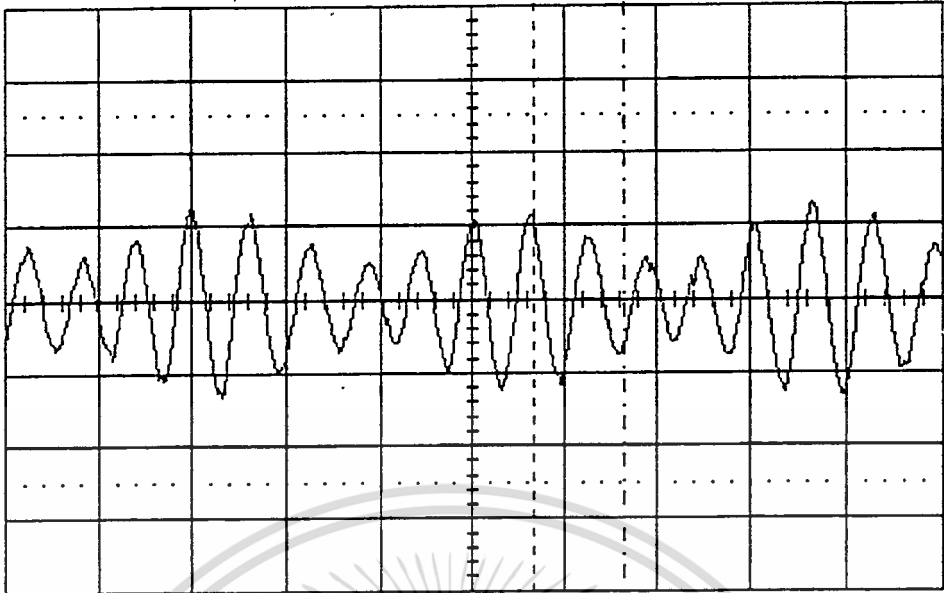


รูปที่ 4.2 แสดงผลการทดลองเครื่องส่งและเครื่องรับ โดย M1 เป็นสัญญาณที่จ่ายให้ภาคส่ง และ CH2 เป็นสัญญาณที่วัดได้ที่ภาครับ

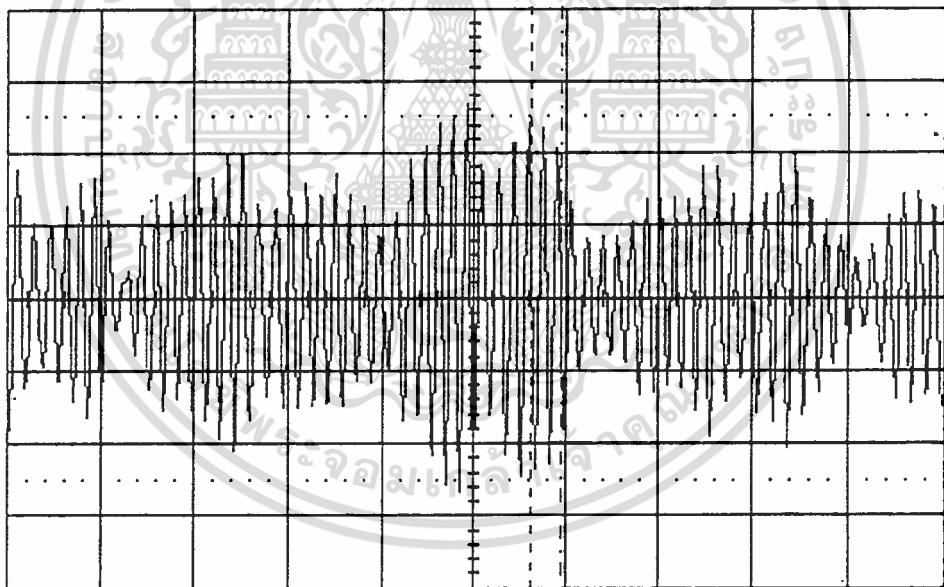


รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณภาครับที่วัดได้จากการส่งสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตทางแอมพลิจูดของ ช่องที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณภาครับที่วัดได้จากการส่งสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตทางแอมพลิจูดของช่องที่ 2



รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณภาครับที่วัดได้จากการส่งสัญญาณเสียงพูดที่ผ่านการมอดูเลตทางแอมพลิจูด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(2) ส่วนการกรองความถี่บางช่วงผ่าน ผลที่ได้เป็นไปตามทฤษฎี สามารถกรองสัญญาณที่ต้องการได้ โดยมีความเพี้ยนเล็กน้อย แต่จะเกิดการกวนกันระหว่างสัญญาณแต่ละช่อง (Crosstalk) การเกิดการกวนกันระหว่างช่องสัญญาณสามารถวัดและแสดงได้ดังตารางที่ 4.2

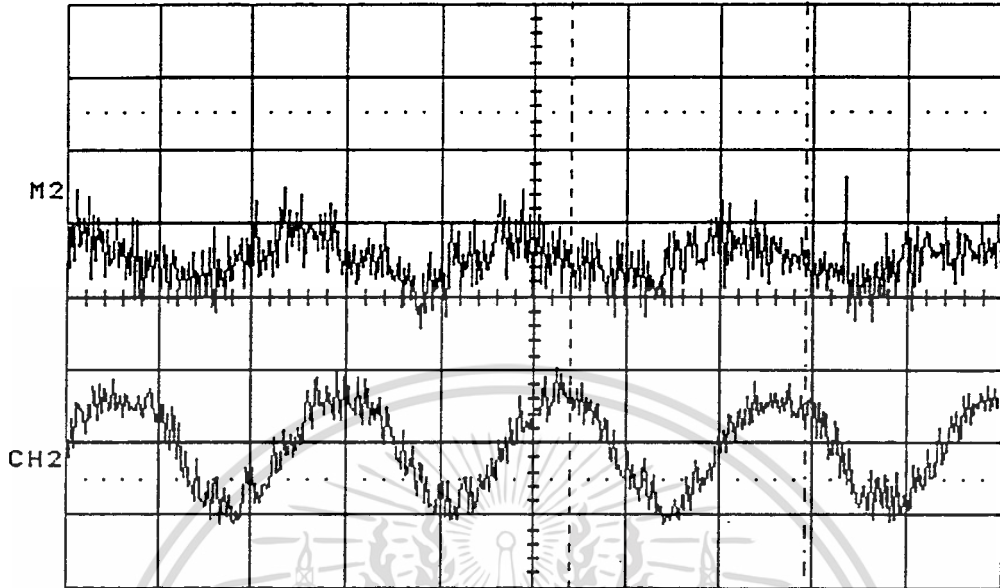
ตารางที่ 4.2 แสดงการเกิด การกวนกันของสัญญาณระหว่างช่องโดยเปรียบเทียบระหว่างขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของช่องสัญญาณที่ป้อนอินพุตให้จริงๆ กับช่องสัญญาณอื่นๆ

อินพุตที่จ่าย 500 มิลลิโวลต์	เอาต์พุตที่วัดได้หลังจากผ่านภาคขยายของลำโพงด้วยอัตราขยายที่เท่ากัน (มิลลิโวลต์)			
	CH1	CH2	CH3	CH4
CH1	480	350	110	90
CH2	290	480	260	96
CH3	100	300	480	350
CH4	95	220	330	480

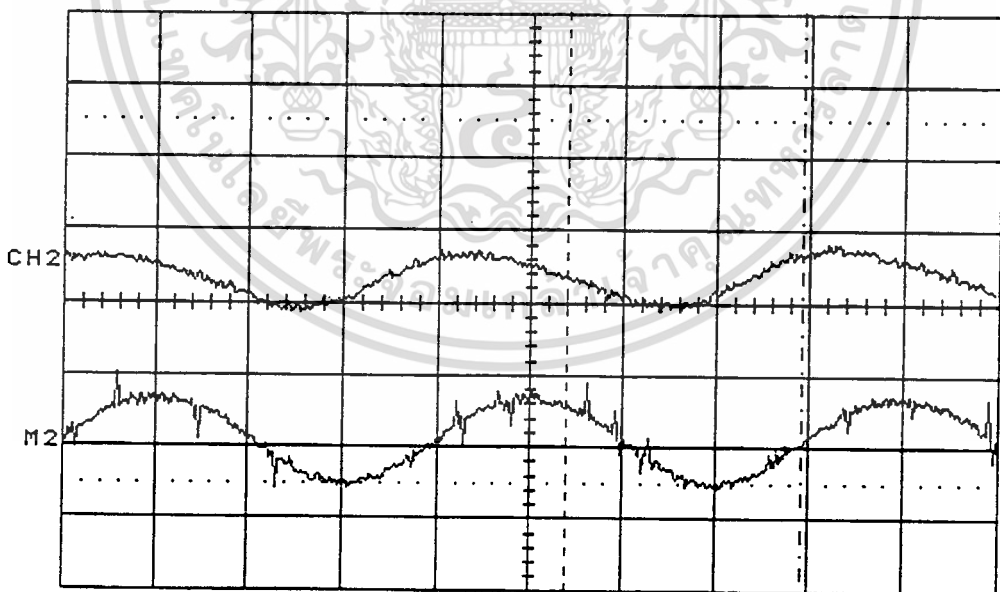
จากตารางจะเห็นได้ว่า ช่องที่อยู่ติดกันจะมีการกวนของสัญญาณมากกว่าช่องที่อยู่ห่างออกไป

(3) การคีมอดสัญญาณและผ่านวงจรขยายเสียงออกลำโพง สัญญาณที่วัดได้ผ่านวงจรมอดเลตนั้น มีความเพี้ยนมาก แต่ความถี่ยังคงเป็นความถี่เสียงที่ใช้เป็นอินพุตอยู่ ส่วนการขยายเสียงออกลำโพงก็ทำได้แต่เสียงที่ได้ไม่ค่อยชัดเจนเนื่องจากสัญญาณไม่เต็มตั้งแต่แรกแล้ว

การทดลองการคีมอดสัญญาณได้ผลดังแสดงในรูปที่ 4.6 จะเห็นว่ายังไม่สามารถกำจัดสัญญาณพาหะได้หมดและมีสัญญาณนอยส์รบกวนมาก จึงได้เพิ่มส่วนวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยให้มีความถี่ตัด ที่ 3 กิโลเฮิรตซ์ เพื่อกำจัดสัญญาณความถี่สูงที่ไม่ต้องการออก ทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตที่จะผ่านไปสู่การขยายเพื่อออกลำโพงที่ดีขึ้น ดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.6 แสดงภาพสัญญาณอินพุตที่จ่ายที่ภาคส่ง (CH1) เปรียบเทียบกับสัญญาณที่ภาครับหลังจากผ่านการคีมอดูเลชัน AM แล้ว (M2)



รูปที่ 4.7 แสดงภาพเปรียบเทียบสัญญาณอินพุตที่ภาคส่ง (M2) กับสัญญาณหลังผ่านการคีมอดูเลชัน AM และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแล้ว (CH2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ปัญหาและวิธีการแก้ไข

4.2.1 การมอดูเลตทางแอมพลิจูด มีปัญหาในด้านการสร้างสัญญาณพาหะ ในตอนแรกไม่สามารถสร้างได้เพราะต่อวงจรที่ใช้คริสตอลเป็นตัวควบคุมความถี่ไม่ทำงานจึงได้มาใช้ VCO ในเฟสล็อกคูลูป ซึ่งสามารถทำได้ง่ายขึ้นโดยการต่อตัวต้านทานและตัวเก็บประจุภายนอก ส่วนการมอดูเลตนั้น ไม่มีปัญหาเพราะใช้ IC ซึ่งสามารถทำได้ง่าย

4.2.2 การรวมสัญญาณ เกิดปัญหาขึ้น คือ ในตอนแรกมีอัตราขยายมีมากเกินไป ซึ่งส่วนนี้จะต้องเป็นอินพุตให้กับส่วนการมอดูเลตทางความถี่ ถ้ามีแอมพลิจูดมากเกินไป จะทำให้วงจรอยู่ในสภาพโอเวอร์โวลด์ ดังนั้นจึงต้องลดอัตราขยายลง โดยเปลี่ยนค่าความต้านทานซึ่งได้แสดงไว้แล้วในบทที่ 3 เรื่องการออกแบบวงจรรวมสัญญาณ

4.2.3 ภาคส่ง FM มีปัญหาในด้านการจูนความถี่เพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ และมีกำลังส่งมากที่สุด นอกจากนั้นยังมีปัญหาในการเลือกค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ นอกจากนั้นยังมีปัญหาในการออกแบบวงจร ที่ต้องออกแบบให้มีแบนด์วิดท์กว้างประมาณ 120 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อครอบคลุมแบนด์วิดท์ของสัญญาณทั้ง 4 ช่องซึ่ง IC ภาคส่งต่างๆ ไปมีแบนด์วิดท์ไม่กว้างพอ จึงต้องออกแบบโดยใช้วิธีการใช้วาระคเตอร์ นอกจากนั้นยังมีปัญหาในเรื่องการเลื่อน (drift) ของความถี่กลาง (40 เมกะเฮิร์ตซ์) อีกด้วย

4.2.4 ส่วนภาครับมีปัญหาในด้าน การปรับค่าตัวเหนี่ยวนำ ให้ได้ค่าความถี่ที่ตรงพอดี นอกจากนั้นยังมีส่วนของวงจรกรองที่จะมาใช้แยกสัญญาณแต่ละช่องออกจากกัน ไม่คม (sharp) พอที่จะกรองเฉพาะความถี่ที่ต้องการเท่านั้นได้ ดังนั้นผลที่ได้จึงมีการรบกวนกันระหว่างช่อง

บทที่ 5

สรุป วิจัย เสนอแนะ และแนวทางพัฒนา

ผลการทำงานตามแนวความคิดที่ออกแบบไว้เป็นวงจรในส่วนต่าง ๆ สามารถทำงานได้จริงตามที่ต้องการ คือ ในส่วนกระจายเสียง สามารถส่งสัญญาณเสียงแบบ 4 ช่องสัญญาณได้ โดยผลของการส่งสามารถพิจารณาได้จากสัญญาณเสียงจากภาครับซึ่งได้ข้อมูลที่ต้องการ แต่เสียงมีคุณภาพต่ำ เนื่องจากมีสัญญาณรบกวนมาก

แนวทางการแก้ไขควรมีการออกแบบการวางอุปกรณ์และลายวงจรพิมพ์ โดยพิจารณาในเรื่องสัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์ และสัญญาณรบกวนจากไฟเลี้ยงด้วย การสร้างสัญญาณพาหะอาจจะเพิ่มส่วนแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่มีค่า Q สูง ๆ จะลดฮาร์โมนิก ของสัญญาณ เพื่อให้ได้สัญญาณพาหะ ที่มีความถี่เดียวจริง ๆ เมื่อนำสัญญาณพาหะไปมอดูเลตชั้นแบบ AM จะได้ประสิทธิภาพดีขึ้น

โครงการนี้ได้ทดลอง ทำเครื่องส่งและเครื่องรับเพียง 4 ช่องสัญญาณหากต้องการเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณควรพิจารณาส່วนต่าง ๆ ดังนี้

1. การกำหนดช่วงความถี่สำหรับแต่ละช่องของสัญญาณ เพื่อป้องกันการใช้ช่วงความถี่ทับกัน
2. เมื่อจำนวนช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นย่อมหมายถึง ความกว้างของแถบสัญญาณก็ต้องเพิ่มขึ้นด้วยจึงต้องมีการออกแบบวงจรภาคส่ง FM ให้มีแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นด้วย
3. สามารถเพิ่มช่องสัญญาณแต่ทำให้ความกว้างของแถบสัญญาณขยายออกไม่มากนักได้ โดยในภาค AM ที่ใช้มอดูเลต สัญญาณเสียงกับสัญญาณพาหะแต่ละช่องจากเดิมใช้แบบดับเบิลไซด์แบนด์ (Double Sideband Full Carrier) เปลี่ยนเป็นใช้ การมอดูเลตแบบซิงเกิลไซด์แบนด์ (Single Sideband) จะทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณลดลงครึ่งหนึ่งของแบบเดิม
4. ถ้าหากต้องการให้กระจายเสียงได้ไกลมากขึ้นจะต้องปรับปรุงในส่วนวงจรขยายกำลังให้มีกำลังในการส่งเพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MF5 Universal Monolithic Switched Capacitor Filter

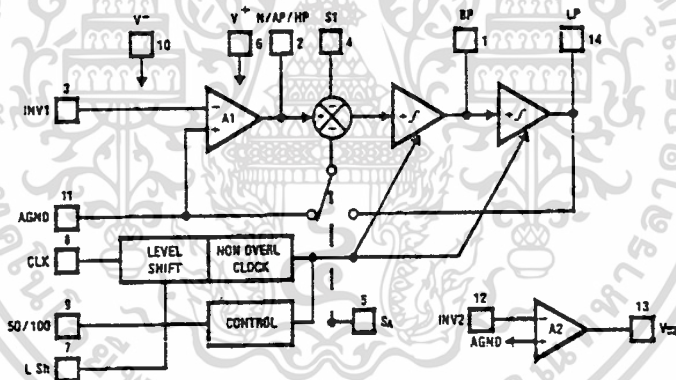
General Description

The MF5 consists of an extremely easy to use, general purpose CMOS active filter building block and an uncommitted op amp. The filter building block, together with an external clock and a few resistors, can produce various second order functions. The filter building block has 3 output pins. One of the output pins can be configured to perform highpass, all-pass or notch functions and the remaining 2 output pins perform bandpass and lowpass functions. The center frequency of the filter can be directly dependent on the clock frequency or it can depend on both clock frequency and external resistor ratios. The uncommitted op amp can be used for cascading purposes, for obtaining additional all-pass and notch functions, or for various other applications. Higher order filter functions can be obtained by cascading several MF5s or by using the MF5 in conjunction with the MF10 (dual switched capacitor filter building block). The MF5 is functionally compatible with the MF10. Any of the classical filter configurations (such as Butterworth, Bessel, Cauer and Chebyshev) can be formed.

Features

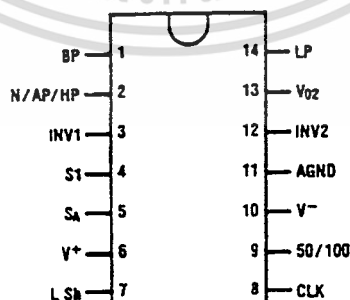
- Low cost
- 14-pin DIP or 14-pin Surface Mount (SO) wide-body package
- Easy to use
- Clock to center frequency ratio accuracy $\pm 0.6\%$
- Filter cutoff frequency stability directly dependent on external clock quality
- Low sensitivity to external component variations
- Separate highpass (or notch or allpass), bandpass, low-pass outputs
- $f_c \times Q$ range up to 200 kHz
- Operation up to 30 kHz (typical)
- Additional uncommitted op-amp

Block and Connection Diagrams



TL/H/5066-1

All Packages



Top View

Order Number MF5CN
See NS Package Number N14A
Order Number MF5CWM
See NS Package Number M14B

TL/H/5066-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage (V+ - V-)	14V
Power Dissipation T _A = 25°C (note 1)	500 mW
Storage Temp.	150°C
Soldering Information:	
N Package: 10 sec.	260°C
SO Package: Vapor phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

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

Input Voltage (any pin)
Operating Temp. Range
MF5CN, MF5CWM

$$V^- \leq V_{in} \leq V^+$$

$$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$$

$$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$$

Electrical Characteristics V+ = 5V ± 0.5%, V- = -5V ± 0.5% unless otherwise noted. Boldface limits apply over temperature, T_{MIN} ≤ T_A ≤ T_{MAX}. For all other limits T_A = 25°C.

Parameter		Conditions	Typical (Note 6)	Tested Limit (Note 7)	Design Limit (Note 8)	Units
Supply Voltage (V+ - V-)	Min				8	V
	Max				14	V
Maximum Supply Current		Clock applied to Pin 8 No Input Signal	4.5	6.0		mA
Clock Feedthrough	Filter Output		10			mV
	Op-amp Output		10			mV

Filter Electrical Characteristics V+ = 5V ± 0.5%, V- = -5V ± 0.5% unless otherwise noted. Boldface limits apply over temperature, T_{MIN} ≤ T_A ≤ T_{MAX}. For all other limits T_A = 25°C.

Parameter		Conditions	Typical (Note 6)	Tested Limit (Note 7)	Design Limit (Note 8)	Units
Center Frequency Range (f ₀)	Max		30		20	kHz
	Min		0.1		0.2	Hz
Clock Frequency Range (f _{CLK})	Max		1.5		1.0	MHz
	Min		5.0		10	Hz
Clock to Center Frequency Ratio (f _{CLK} /f ₀)	Ideal Q = 10	V _{pin9} = +5V F _{CLK} = 250 kHz	50.11 ± 0.2%	50.11 ± 1.5%		
	Mode 1	V _{pin9} = -5V F _{CLK} = 500 kHz	100.04 ± 0.2%	100.04 ± 1.5%		
f _{CLK} /f ₀ Temp. Coefficient		V _{pin9} = +5V (50:1 CLK ratio)	± 10			ppm/°C
		V _{pin9} = -5V (100:1 CLK ratio)	± 20			ppm/°C
Q Accuracy (Max) (Note 2)	Ideal Q = 10	V _{pin9} = +5V F _{CLK} = 250 kHz		± 6		%
	Mode 1	V _{pin9} = -5V F _{CLK} = 500 kHz		± 6		%
Q Temperature Coefficient		V _{pin9} = +5V (50:1 CLK ratio)	-200			ppm/°C
		V _{pin9} = -5V (100:1 CLK ratio)	-70			ppm/°C
DC Lowpass Gain Accuracy (Max)		Mode 1 R1 = R2 = 10 kΩ		± 0.2		dB
DC Offset Voltage (Max)	V _{os1}		± 5.0			mV
	V _{os2}	V _{pin9} = +5V	-185			mV
	V _{os3}	(50:1 CLK ratio)	+115			mV
(Note 3)	V _{os2}	V _{pin9} = -5V	-310			mV
	V _{os3}	(100:1 CLK ratio)	+240			mV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.0 Modes of Operation

The MF5 is a switched capacitor (sampled data) filter. To fully describe its transfer functions, a time domain approach is appropriate. Since this is cumbersome, and since the MF5 closely approximates continuous filters, the following discussion is based on the well known frequency domain. Each MF5 can produce a full 2nd order function. See Table 1 for a summary of the characteristics of the various modes.

MODE 1: Notch 1, Bandpass, Lowpass Outputs:

$f_{\text{notch}} = f_0$ (See Figure 7)
 f_0 = center frequency of the complex pole pair
 $= \frac{f_{\text{CLK}}}{100}$ or $\frac{f_{\text{CLK}}}{50}$
 f_{notch} = center frequency of the imaginary zero pair = f_0
 H_{OLP} = Lowpass gain (as $f \rightarrow 0$) = $-\frac{R_2}{R_1}$
 H_{OBP} = Bandpass gain (at $f = f_0$) = $-\frac{R_3}{R_1}$
 H_{ON} = Notch output gain as $f \rightarrow 0$

$$Q = \frac{f_0}{\text{BW}} = \frac{R_3}{R_2}$$

BW = the -3 dB bandwidth of the bandpass output.

Circuit dynamics:

$$H_{\text{OLP}} = \frac{H_{\text{OBP}}}{Q} \text{ or } H_{\text{OBP}} = H_{\text{OLP}} \times Q = H_{\text{ON}} \times Q.$$

$$H_{\text{OLP(peak)}} \approx Q \times H_{\text{OLP}} \text{ (for high } Q\text{'s)}$$

MODE 1a: Non-inverting BP, LP (See Figure 8)

$$f_0 = \frac{f_{\text{CLK}}}{100} \text{ or } \frac{f_{\text{CLK}}}{50}$$

$$Q = \frac{R_3}{R_2}$$

$$H_{\text{OLP}} = -1; H_{\text{OLP(peak)}} \approx Q \times H_{\text{OLP}} \text{ (for high } Q\text{'s)}$$

$$H_{\text{OBP}_1} = -\frac{R_3}{R_2}$$

$$H_{\text{OBP}_2} = 1 \text{ (non-inverting)}$$

Circuit dynamics: $H_{\text{OBP}_1} = Q$

Note: V_{IN} should be driven from a low impedance ($< 1 \text{ k}\Omega$)

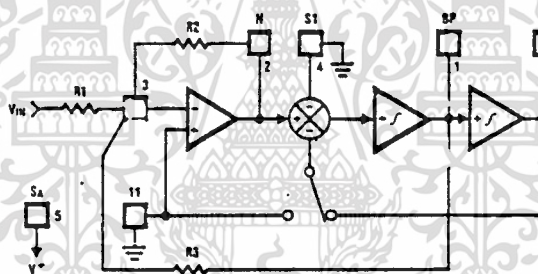


FIGURE 7. MODE 1

TL/H/5066-16

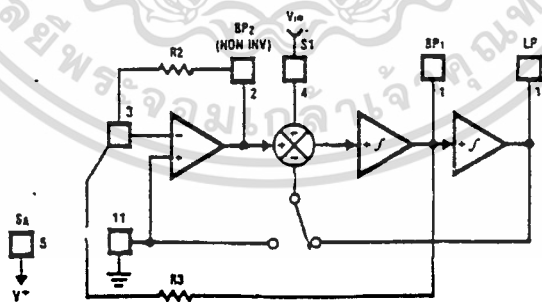


FIGURE 8. MODE 1a

TL/H/5066-17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.0 Modes of Operation (Continued)

MODE 2: Notch 2, Bandpass, Lowpass: $f_{\text{notch}} < f_0$
(See Figure 9)

f_0 = center frequency

$$= \frac{f_{\text{CLK}}}{100} \sqrt{\frac{R2}{R4} + 1} \text{ or } \frac{f_{\text{CLK}}}{50} \sqrt{\frac{R2}{R4} + 1}$$

$$f_{\text{notch}} = \frac{f_{\text{CLK}}}{100} \text{ or } \frac{f_{\text{CLK}}}{50}$$

$$Q = \text{quality factor of the complex pole pair} \\ = \frac{\sqrt{R2/R4 + 1}}{R2/R3}$$

$$H_{\text{OLP}} = \text{Lowpass output gain (as } f \rightarrow 0) \\ = -\frac{R2/R1}{R2/R4 + 1}$$

$$H_{\text{OBP}} = \text{Bandpass output gain (at } f = f_0) = -R3/R1$$

$$H_{\text{ON}_1} = \text{Notch output gain (as } f \rightarrow 0) \\ = -\frac{R2/R1}{R2/R4 + 1}$$

$$H_{\text{ON}_2} = \text{Notch output gain (as } f \rightarrow \frac{f_{\text{CLK}}}{2}) = -R2/R1$$

$$\text{Filter dynamics: } H_{\text{OBP}} = Q \sqrt{H_{\text{OLP}} H_{\text{ON}_2}} = Q \sqrt{H_{\text{ON}_1} H_{\text{ON}_2}}$$

MODE 3: Highpass, Bandpass, Lowpass Outputs
(See Figure 10)

$$f_0 = \frac{f_{\text{CLK}}}{100} \times \sqrt{\frac{R2}{R4}} \text{ or } \frac{f_{\text{CLK}}}{50} \times \sqrt{\frac{R2}{R4}}$$

$$Q = \text{quality factor of the complex pole pair} \\ = \sqrt{\frac{R2}{R4}} \times \frac{R3}{R2}$$

$$H_{\text{OHP}} = \text{Highpass gain (as } f \rightarrow \frac{f_{\text{CLK}}}{2}) = -\frac{R2}{R1}$$

$$H_{\text{OBP}} = \text{Bandpass gain (at } f = f_0) = -\frac{R3}{R1}$$

$$H_{\text{OLP}} = \text{Lowpass gain (as } f \rightarrow 0) = -\frac{R4}{R1}$$

$$\text{Circuit dynamics: } \frac{R2}{R4} = \frac{H_{\text{OHP}}}{H_{\text{OLP}}}; H_{\text{OBP}} = \sqrt{H_{\text{OHP}} \times H_{\text{OLP}}} \times Q$$

$$H_{\text{OLP(peak)}} = Q \times H_{\text{OLP}} \text{ (for high } Q\text{'s)}$$

$$H_{\text{OHP(peak)}} = Q \times H_{\text{OHP}} \text{ (for high } Q\text{'s)}$$

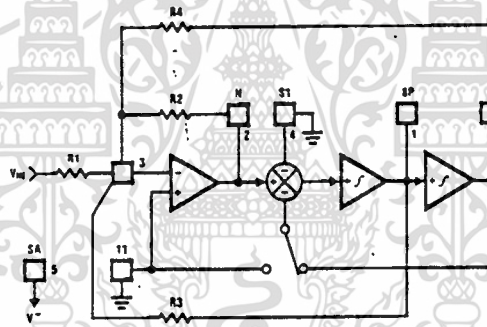
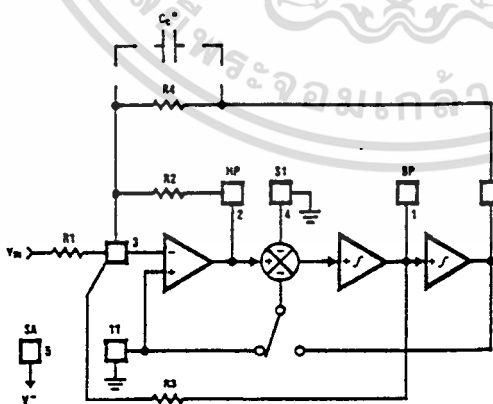


FIGURE 9. MODE 2



"In Mode 3, the feedback loop is closed around the input summing amplifier; the finite GBW product of this op amp causes a slight Q enhancement. If this is a problem, connect a small capacitor (10 pF–100 pF) across R4 to provide some phase lead.

TL/H/5066-19

FIGURE 10. MODE 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรณีนำไปใช้

2.0 Modes of Operation (Continued)

MODE 3a: HP, BP, LP and Notch with External Op amp
(See Figure 11)

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \times \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \text{ or } \frac{f_{CLK}}{50} \times \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \times \frac{R_3}{R_2}$$

$$H_{OHP} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$H_{OBP} = -\frac{R_3}{R_1}$$

$$H_{OLP} = -\frac{R_4}{R_1}$$

$$f_n = \text{notch frequency} = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{\frac{R_h}{R_l}} \text{ or } \frac{f_{CLK}}{50} \sqrt{\frac{R_h}{R_l}}$$

$$H_{on} = \text{gain of notch at } f = f_o = \left\| Q \left(\frac{R_g}{R_l} H_{OLP} - \frac{R_g}{R_h} H_{OHP} \right) \right\|$$

$$H_{n1} = \text{gain of notch (as } f \rightarrow 0) = \frac{R_g}{R_l} \times H_{OLP}$$

$$H_{n2} = \text{gain of notch (as } f \rightarrow \frac{f_{CLK}}{2}) = -\frac{R_g}{R_h} \times H_{OHP}$$

MODE 4: Allpass, Bandpass, Lowpass Outputs (See Figure 12)

f_o = center frequency

$$= \frac{f_{CLK}}{100} \text{ or } \frac{f_{CLK}}{50}$$

f_z = center frequency of the complex zero pair = f_o

$$Q = \frac{f_o}{BW} = \frac{R_3}{R_2'}$$

Q_z = quality factor of complex zero pair = $\frac{R_3}{R_1}$

For AP output make $R_1 = R_2$

$$H^{*OAP} = \text{Allpass gain (at } 0 < f < \frac{f_{CLK}}{2}) = -\frac{R_2}{R_1} = -1$$

H_{OLP} = Lowpass gain (as $f \rightarrow 0$)

$$= -\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) = -2$$

H_{OBP} = Bandpass gain (at $f = f_o$)

$$= -\frac{R_3}{R_2} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = -2 \left(\frac{R_3}{R_2}\right)$$

Circuit dynamics: $H_{OBP} = (H_{OLP}) \times Q = (H_{OAP} + 1) Q$

*Due to the sampled data nature of the filter, a slight mismatch of f_z and f_o occurs causing a 0.4 dB peaking around f_o of the allpass filter amplitude response (which theoretically should be a straight line). If this is unacceptable, Mode 5 is recommended.

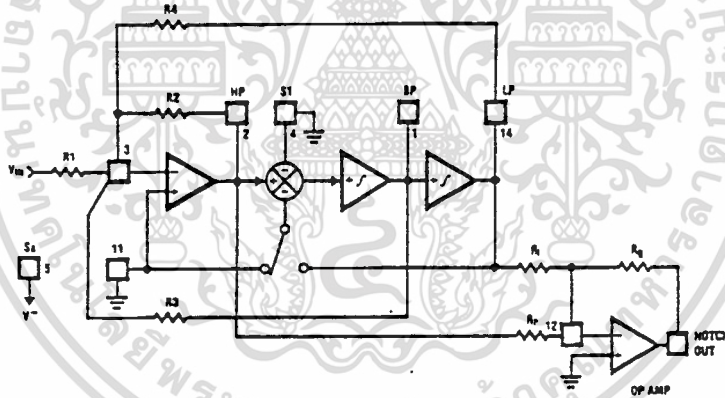


FIGURE 11. MODE 3a

TL/H/5066-20

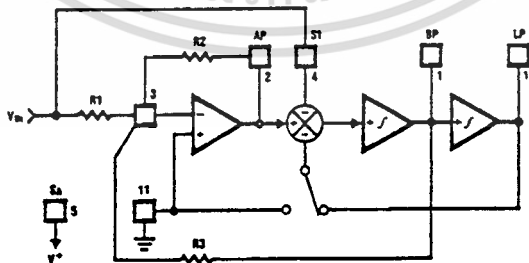


FIGURE 12. MODE 4

TL/H/5066-21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.0 Modes of Operation (Continued)

MODE 5: Numerator Complex Zeros, BP, LP
(See Figure 13)

$$f_o = \sqrt{1 + \frac{R2}{R4}} \times \frac{f_{CLK}}{100} \text{ or } \sqrt{1 + \frac{R2}{R4}} \times \frac{f_{CLK}}{50}$$

$$f_z = \sqrt{1 - \frac{R1}{R4}} \times \frac{f_{CLK}}{100} \text{ or } \sqrt{1 - \frac{R1}{R4}} \times \frac{f_{CLK}}{50}$$

$$Q = \sqrt{1 + R2/R4} \times \frac{R3}{R2}$$

$$Q_z = \sqrt{1 - R1/R4} \times \frac{R3}{R1}$$

$$H_{OZ1} = \text{gain at C.Z. output (as } f \rightarrow 0 \text{ Hz)} = \frac{-R2(R4 - R1)}{R1(R4 + R2)}$$

$$H_{OZ2} = \text{gain at C.Z. output (as } f \rightarrow \frac{f_{CLK}}{2}) = \frac{-R2}{R1}$$

$$H_{OBP} = -\left(\frac{R2}{R1} + 1\right) \times \frac{R3}{R2}$$

$$H_{OLP} = -\left(\frac{R2 + R1}{R2 + R4}\right) \times \frac{R4}{R1}$$

MODE 6a: Single Pole, HP, LP Filter (See Figure 14)

f_c = cutoff frequency of LP or HP output

$$= \frac{R2}{R3} \frac{f_{CLK}}{100} \text{ or } \frac{R2}{R3} \frac{f_{CLK}}{50}$$

$$H_{OLP} = -\frac{R3}{R1}$$

$$H_{OHP} = -\frac{R2}{R1}$$

MODE 6b: Single Pole LP Filter (Inverting and Non-Inverting) (See Figure 15)

f_c = cutoff frequency of LP outputs

$$= \frac{R2}{R3} \frac{f_{CLK}}{100} \text{ or } \frac{R2}{R3} \frac{f_{CLK}}{50}$$

$$H_{OLP1} = 1 \text{ (non-inverting)}$$

$$H_{OLP2} = -\frac{R3}{R2}$$

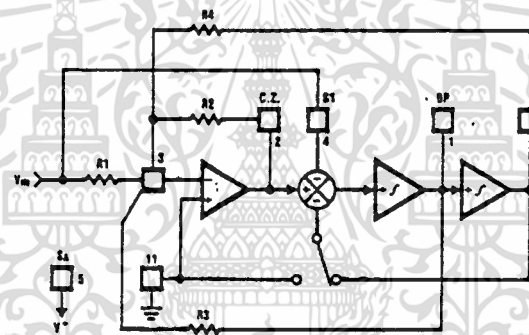


FIGURE 13. MODE 5

TL/H/5088-22

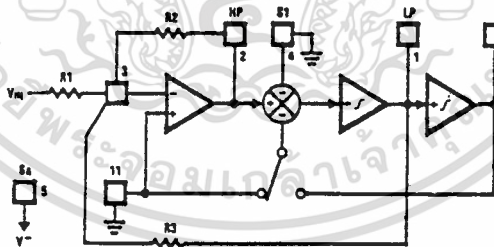


FIGURE 14. MODE 6a

TL/H/5088-23

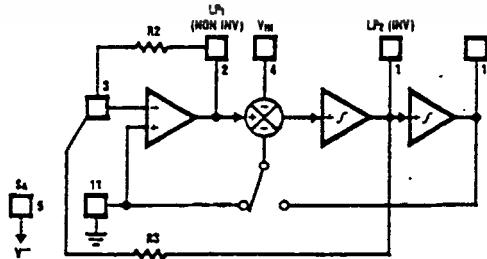


FIGURE 15. MODE 6b

TL/H/5088-24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.0 Modes of Operation (Continued)

TABLE I. Summary of Modes. Realizable filter types (e.g. low-pass) denoted by asterisks. Unless otherwise noted, gains of various filter outputs are inverting and adjustable by resistor ratios.

Mode	BP	LP	HP	N	AP	Number of resistors.	Adjustable f_{CLK}/f_0	Notes
1	*	*		*		3	No	
1a	(2) $H_{OBP1} = -Q$ $H_{OBP2} = +1$	$H_{OLP} = +1$				2	No	May need input buffer. Poor dynamics for high Q.
2	*	*		*		3	Yes (above $f_{CLK}/50$ or $f_{CLK}/100$)	
3	*	*	*			4	Yes	Universal State-Variable Filter. Best general-purpose mode.
3a	*	*	*	*		7	Yes	As above, but also includes resistor-tuneable notch.
4	*	*			*	3	No	Gives Allpass response with $H_{OAP} = -1$ and $H_{OLP} = -2$.
5	*	*			*	4		Gives flatter allpass response than above if $R_1 = R_2 = 0.02R_4$.
6a		*	*			3		Single pole.
6b		(2) $H_{OLP} = +1$ $H_{OLP2} = \frac{-R_3}{R_2}$				2		Single pole

3.0 Applications Information

The MF5 is a general-purpose second-order state variable filter whose center frequency is proportional to the frequency of the square wave applied to the clock input (f_{CLK}). By connecting pin 9 to the appropriate DC voltage, the filter center frequency f_0 can be made equal to either $f_{CLK}/100$ or $f_{CLK}/50$. f_0 can be very accurately set (within $\pm 0.6\%$) by using a crystal clock oscillator, or can be easily varied over a wide frequency range by adjusting the clock frequency. If desired, the f_{CLK}/f_0 ratio can be altered by external resistors as in Figures 9, 10, 11, 13, 14, and 15. The filter Q and gain are determined by external resistors.

All of the five second-order filter types can be built using the MF5. These are illustrated in Figures 7 through 5 along with their transfer functions and some related equations. Figure 6 shows the effect of Q on the shapes of these curves. When filter orders greater than two are desired, two or more MF5s can be cascaded. The MF5 also includes an uncommitted CMOS operational amplifier for additional signal processing applications.

3.1 DESIGN EXAMPLE

An example will help illustrate the MF5 design procedure. For the example, we will design a 2nd order Butterworth low-pass filter with a cutoff frequency of 200 Hz, and a passband gain of -2 . The circuit will operate from a $\pm 5V$ power supply, and the clock amplitude will be $\pm 5v$ (CMOS levels).

From the specifications, the filter parameters are: $f_0 = 200$ Hz, $H_{OLP} = -2$, and, for Butterworth response, $Q = 0.707$.

In section 2.0 are several modes of operation for the MF5, each having different characteristics. Some allow adjustment of f_{CLK}/f_0 , others produce different combinations of filter types, some are inverting while others are non-inverting, etc. These characteristics are summarized in Table I. To keep the example simple, we will use mode 1, which has notch, bandpass, and lowpass outputs, and inverts the signal polarity. Three external resistors determine the filter's Q and gain. From the equations accompanying Figure 7, $Q = R_3/R_2$ and the passband gain $H_{OLP} = -R_2/R_1$. Since the input signal is driving a summing junction through R_1 , the input impedance will be equal to R_1 . Start by choosing a value for R_1 . 10k is convenient and gives a reasonable input impedance. For $H_{OLP} = -2$, we have:

$$R_2 = -R_1 H_{OLP} = 10k \times 2 = 20k.$$

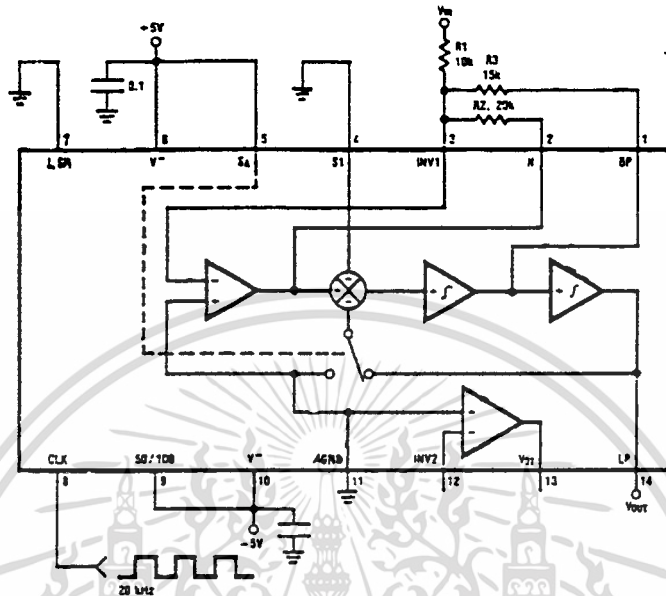
For $Q = 0.707$ we have:

$$R_3 = R_2 Q = 20k \times 0.707 = 14.14k. \text{ Use } 15k.$$

For operation on $\pm 5V$ supplies, $V+$ is connected to $+5V$, $V-$ to $-5V$, and AGND to ground. The power supplies should be "clean" (regulated supplies are preferred) and 0.1 μF bypass capacitors are recommended.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรณีนำไปใช้

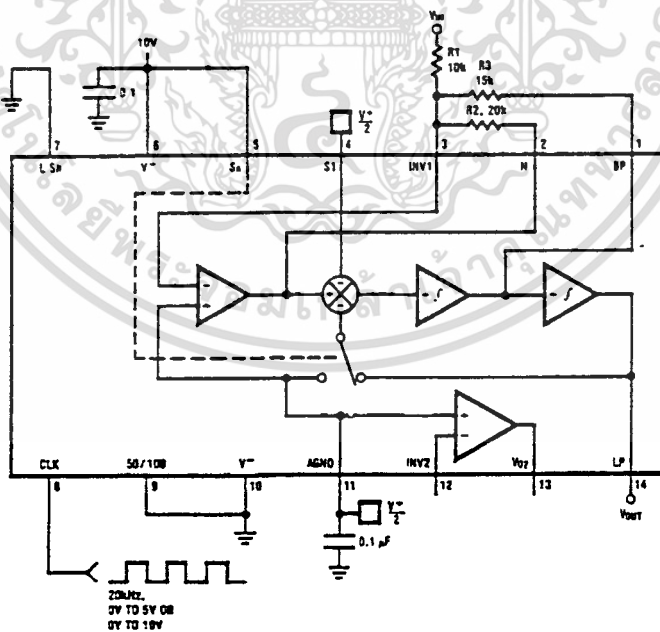
3.0 Applications Information (Continued)



TL/M/5066-25

FIGURE 16. 2nd-Order Butterworth Low-Pass Filter of Design

Example. For $\frac{f_{CLK}}{f_0} = 50$, Connect Pin 9 to -5V, and
Change Clock Frequency to 10 kHz.



TL/M/5066-26

FIGURE 17. Butterworth Low-Pass Circuit of Example, but Designed for Single-Supply Operation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.0 Applications Information (Continued)

For most applications, the outputs are AC coupled and DC offsets are not bothersome unless large signals are applied to the filter input. However, larger offset voltages will cause clipping to occur at lower ac signal levels, and clipping at any of the outputs will cause gain nonlinearities and will change f_o and Q. When operating in Mode 3, offsets can become excessively large if R_2 and R_4 are used to make f_{CLK}/f_o significantly higher than the nominal value, especially if Q is also high. An extreme example is a bandpass filter having unity gain, a Q of 20, and $f_{CLK}/f_o = 250$ with pin 9 tied to V^- (100:1 nominal). R_4/R_2 will therefore be equal to 6.25 and the offset voltage at the lowpass output will be about +1.9V. Where necessary, the offset voltage can be adjusted by using the circuit of Figure 20. This allows adjustment of V_{OS1} , which will have varying effects on the different outputs as described in the above equations. Some outputs cannot be adjusted this way in some modes, however (V_{OS1} in modes 1a and 3, for example).

3.5 SAMPLED DATA SYSTEM CONSIDERATIONS

The MF5 is a sampled data filter, and as such, differs in many ways from conventional continuous-time filters. An important characteristic of sampled-data systems is their effect on signals at frequencies greater than one-half the sampling frequency. (The MF5's sampling frequency is the same as its clock frequency). If a signal with a frequency greater than one-half the sampling frequency is applied to the input of a sampled data system, it will be "reflected" to a frequency less than one-half the sampling frequency. Thus, an input signal whose frequency is $f_s/2 + 100$ Hz will cause the system to respond as though the input frequency was $f_s/2 - 100$ Hz. This phenomenon is known as "alias-

ing", and can be reduced or eliminated by limiting the input signal spectrum to less than $f_s/2$. This may in some cases require the use of a bandwidth-limiting filter ahead of the MF5 to limit the input spectrum. However, since the clock frequency is much higher than the center frequency, this will often not be necessary.

Another characteristic of sampled-data circuits is that the output signal changes amplitude once every sampling period, resulting in "steps" in the output voltage which occur at the clock rate. (Figure 21) If necessary, these can be "smoothed" with a simple R-C low-pass filter at the MF5 output.

The ratio of f_{CLK} to f_c (normally either 50:1 or 100:1) will also affect performance. A ratio of 100:1 will reduce any aliasing problems and is usually recommended for wide-band input signals. In noise sensitive applications, however, a ratio of 50:1 may be better as it will result in 3 dB lower output noise. The 50:1 ratio also results in lower DC offset voltages, as discussed in 3.4.

The accuracy of the f_{CLK}/f_o ratio is dependent on the value of Q. This is illustrated in the curves under the heading "Typical Performance Characteristics". As Q is changed, the true value of the ratio changes as well. Unless the Q is low, the error in f_{CLK}/f_o will be small. If the error is too large for a specific application, use a mode that allows adjustment of the ratio with external resistors.

It should also be noted that the product of Q and f_o should be limited to 300 kHz when $f_o < 5$ kHz, and to 200 kHz for $f_o > 5$ kHz.

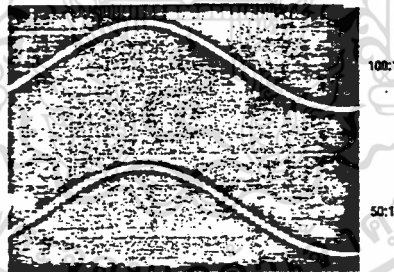


FIGURE 21. The Sampled-Data Output Waveform

TL/H/5086-32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
 TECHNICAL DATA

BALANCED MODULATOR/ DEMODULATOR

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

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

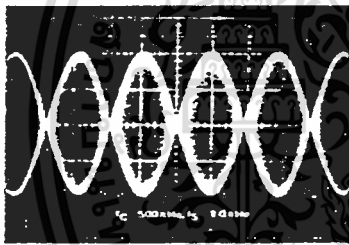


FIGURE 1 —
 SUPPRESSED CARRIER
 OUTPUT WAVEFORM

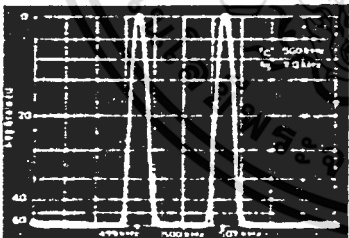


FIGURE 2 —
 SUPPRESSED CARRIER
 SPECTRUM

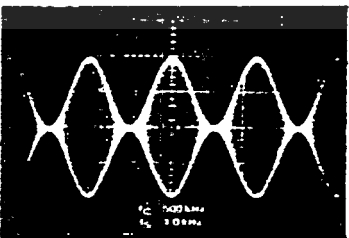
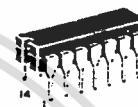


FIGURE 3 —
 AMPLITUDE MODULATION
 OUTPUT WAVEFORM

MC1496
MC1596

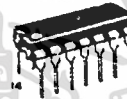
**BALANCED
 MODULATOR/DEMODULATOR**



L SUFFIX
 CERAMIC PACKAGE
 CASE 632



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



P SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 646

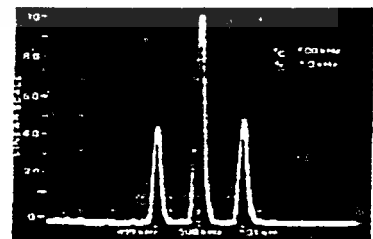
PIN ASSIGNMENTS

Signal Input	1	4	V _{EE}
Gain Adjust	2	13	NC
Gain Adjust	3	12	Output
Signal Input	4	11	NC
Bias	5	10	Carrier Input
Output	6	9	NC
NC	7	8	Input Carrier

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
MC1496D		SO-14
MC1496L	0°C to -70°C	Ceramic DIP
MC1496P		Plastic DIP
MC1596L	-55°C to -125°C	Ceramic DIP

FIGURE 4 — AMPLITUDE-MODULATION SPECTRUM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

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

Rating	Symbol	Value	Unit
Applied Voltage (V ₈ -V ₈ , V ₁₀ -V ₁ , V ₁₂ -V ₈ , V ₁₂ -V ₁₀ , V ₈ -V ₄ , V ₈ -V ₁ , V ₁₀ -V ₄ , V ₈ -V ₁₀ , V ₂ -V ₅ , V ₃ -V ₅)	V _V	30	Vdc
Differential Input Signal	$\frac{V_8 - V_{10}}{V_4 - V_1}$	-5.0 = (5 - I ₅ R _g)	Vdc
Maximum Bias Current	I ₅	10	mA
Thermal Resistance, Junction to Air Ceramic Dual In-Line Package Plastic Dual In-Line Package Metal Package	R _{θJA}	100 100 180	°C/W
Operating Temperature Range	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, I₅ = 1.0 mAdc, R_L = 3.3 kΩ, R_g = 1.0 kΩ, T_A = -25°C, 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 = 80 mV(rms) sine wave and offset adjusted to zero f _C = 1.0 kHz V _C = 300 mVp-p square wave: offset adjusted to zero offset not adjusted f _C = 1.0 kHz f _C = 1.0 kHz	5	1	V _{CFI}	—	40 140	—	—	40 140	—	μV(rms) mV(rms)
Carrier Suppression f _S = 10 kHz, 300 mV(rms) f _C = 500 kHz, 80 mV(rms) sine wave f _C = 10 MHz, 80 mV(rms) sine wave	5	2	V _{CS}	50	65	—	40	65	—	dB %
Transmittance Bandwidth (Magnitude) (R _L = 50 ohms) Carrier Input Port, V _C = 80 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 _{Cl} = 0.5 Vdc	8	8	BW _{3dB}	—	300	—	—	300	—	kHz
Signal Gain V _S = 100 mV(rms), f = 1.0 kHz, V _{Cl} = 0.5 Vdc	10	3	A _{VS}	2.5	3.5	—	2.5	3.5	—	V/V
Single-Ended Input Impedance, Signal Port, f = 3.0 MHz Parallel Input Resistance Parallel Input Capacitance	6	—	R _{ip} C _{ip}	—	200	—	—	200	—	kΩ pF
Single-Ended Output Impedance, f = 10 MHz Parallel Output Resistance Parallel Output Capacitance	6	—	R _{op} C _{op}	—	40	—	—	40	—	kΩ pF
Input Bias Current I _{B5} = $\frac{I_1 - I_4}{2}$, I _{B3} = $\frac{I_9 + I_{10}}{2}$	7	—	I _{B5} I _{B3}	—	12	25	—	12	30	μA
Input Offset Current I _{IO5} = I ₁ - I ₄ ; I _{IO3} = I ₉ - I ₁₀	7	—	I _{IO5} I _{IO3}	—	0.7	5.0	—	0.7	7.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	—	TC _{IO5}	—	2.0	—	—	2.0	—	μA/°C
Output Offset Current (I _g - I _g)	7	—	I _{OC1}	—	14	50	—	14	30	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	—	TC _{OC1}	—	90	—	—	30	—	μA/°C
Common-Mode Input Swing, Signal Port, f _S = 1.0 kHz	9	4	CMV	—	5.0	—	—	5.0	—	V ₀₋₀
Common-Mode Gain, Signal Port, f _S = 1.0 kHz, V _{Cl} = 0.5 Vdc	9	—	ACM	—	-85	—	—	-85	—	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 8 or Pin 9)	10	—	V _{OUT}	—	8.0	—	—	8.0	—	V ₀₋₀
Differential Output Voltage Swing Capacitv	10	—	V _{OUT}	—	3.0	—	—	3.0	—	V ₀₋₀
Power Supply Current I ₅ + I ₁₂ I ₁₄	7	8	I _{CC} I _{EE}	—	2.0 3.0	3.0 4.0	—	2.0 3.0	4.0 5.0	mAdc
DC Power Dissipation	7	5	P _D	—	33	—	—	33	—	mW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

GENERAL OPERATING INFORMATION

Carrier Feedthrough

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

Carrier null is achieved by balancing the currents in the differential amplifier by means of a bias trim potentiometer (R_1 of Figure 5).

Carrier Suppression

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

Carrier suppression is very dependent on carrier input level, as shown in Figure 22. A low value of the carrier does not fully switch the upper switching devices, and results in lower signal gain, hence lower carrier suppression. A higher than optimum carrier level results in unnecessary device and circuit carrier feedthrough, which again degrades the suppression figure. The MC1596 has been characterized with a 60 mV(rms) sinewave carrier input signal. This level provides optimum carrier suppression at carrier frequencies in the vicinity of 500 kHz, and is generally recommended for balanced modulator applications.

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

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

Signal Gain and Maximum Input Level

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

$$A_{VS} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{R_1}{R_E + 2r_e} \quad \text{where } r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_S \text{ (mA)}}$$

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

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

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

Note that in the test circuit of Figure 10, V_S corresponds to a maximum value of 1 volt peak.

Common Mode Swing

The common-mode swing is the voltage which may be applied to both bases of the signal differential amplifier, without saturating the current sources or without saturating the differential amplifier itself by swinging it into the upper switching devices. This swing is variable depending on the particular circuit and biasing conditions chosen.

Power Dissipation

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

Design Equations

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

A. Operating Current

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

$$I_5 = I_6 = I_{12}$$

$$I_5 \ll I_C \text{ for all transistors}$$

then:

$$R_5 = \frac{V - \phi}{I_5} - 500 \Omega \quad \text{where: } R_5 \text{ is the resistor between pin 5 and ground}$$

$$\phi = 0.75 \text{ V at } T_A = -25^\circ\text{C}$$

The MC1596 has been characterized for the condition $I_5 = 1.0 \text{ mA}$ and is the generally recommended value.

B. Common-Mode Quiescent Output Voltage

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

Biasing

The MC1596 requires three dc bias voltage levels which must be set externally. Guidelines for setting up these three levels include maintaining at least 2 volts collector-base bias on all transistors while not exceeding the voltages given in the absolute maximum rating table:

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

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

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_1, V_4) - (V_5)] \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

The foregoing conditions are based on the following approximations:

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

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

Transadmittance Bandwidth

Carrier transadmittance bandwidth is the 3 dB bandwidth of the device forward transadmittance as defined by:

$$Y_{21C} = \frac{I_O \text{ (each sideband)}}{V_S \text{ (signal)}} \quad V_O = 0$$

Signal transadmittance bandwidth is the 3 dB bandwidth of the device forward transadmittance as defined by:

$$Y_{21S} = \frac{I_O \text{ (signal)}}{V_S \text{ (signal)}} \quad V_C = 0.5 \text{ Vdc}, V_O = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

Coupling and Bypass Capacitors

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

Output Signal

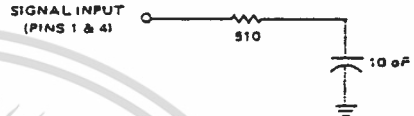
The output signal is taken from Pins 6 and 12 either balanced or single-ended. Figure 11 shows the output levels of each of the two output sidebands resulting from variations in both the carrier and modulating signal inputs with a single-ended output connection.

Negative Supply

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

Signal Port Stability

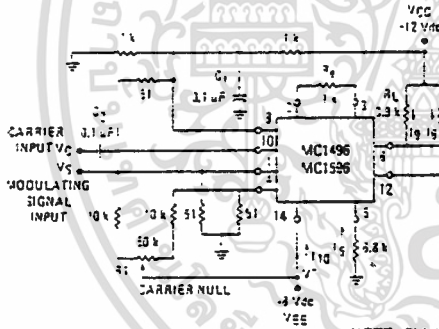
Under certain values of driving source impedance, oscillation may occur. In this event, an RC suppression network should be connected directly to each input using short leads. This will reduce the Q of the source-tuned circuits that cause the oscillation.



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

TEST CIRCUITS

FIGURE 5 - CARRIER REJECTION AND SUPPRESSION



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

FIGURE 6 - INPUT-OUTPUT IMPEDANCE

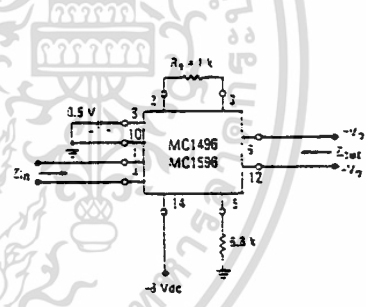


FIGURE 7 - BIAS AND OFFSET CURRENTS

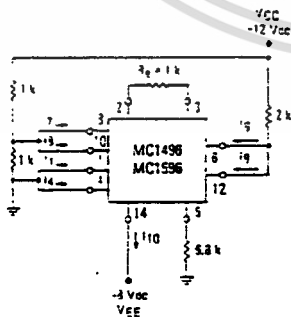
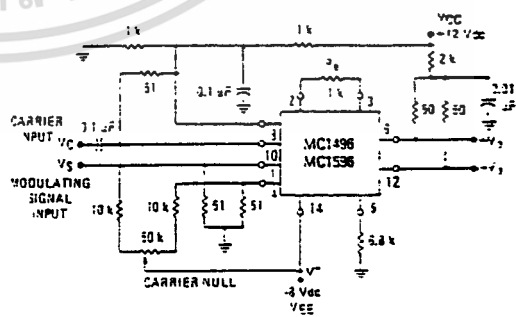


FIGURE 8 - TRANSCONDUCTANCE BANDWIDTH



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรณีนำไปใช้

MC1496, MC1596

FIGURE 9 – COMMON MODE GAIN

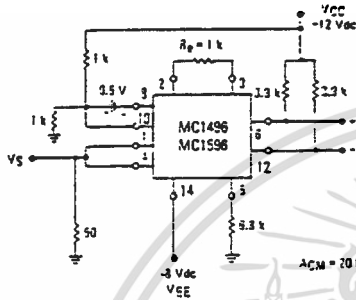
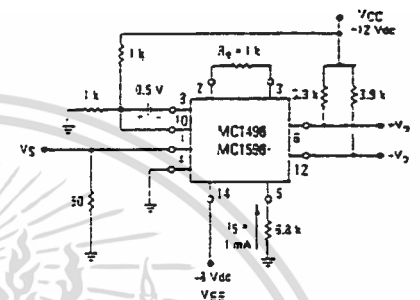


FIGURE 10 – SIGNAL GAIN AND OUTPUT SWING



TYPICAL CHARACTERISTICS

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5. $f_C = 500$ kHz (sine wave), $V_C = 60$ 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

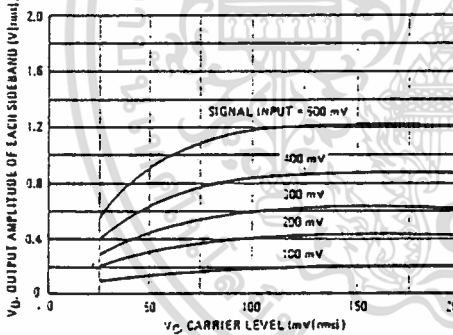


FIGURE 12 – SIGNAL-PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT RESISTANCE versus FREQUENCY

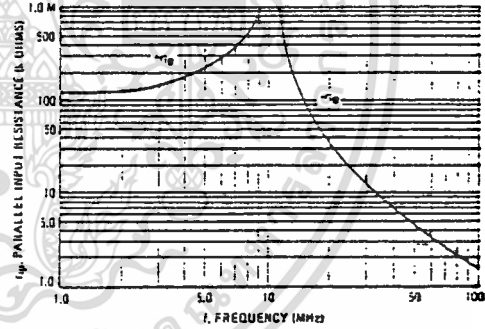


FIGURE 13 – SIGNAL-PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT CAPACITANCE versus FREQUENCY

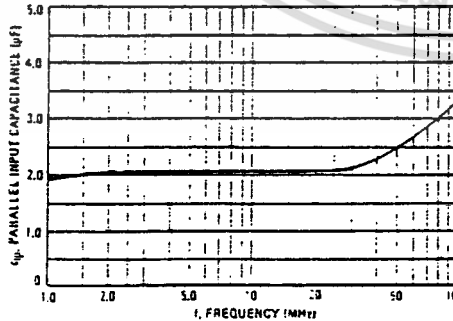
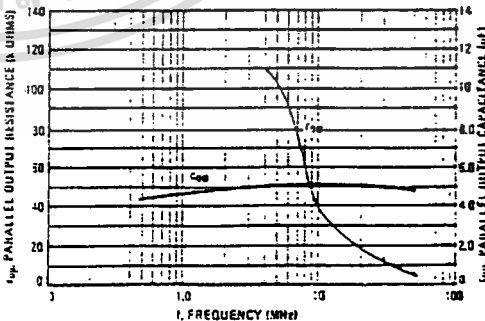


FIGURE 14 – SINGLE-ENDED OUTPUT IMPEDANCE versus FREQUENCY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรณีนำไปใช้

MC1496, MC1596

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 3, $f_c = 500$ kHz (sine wave), $V_C = 50$ 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 TRANSMITTANCES versus FREQUENCY

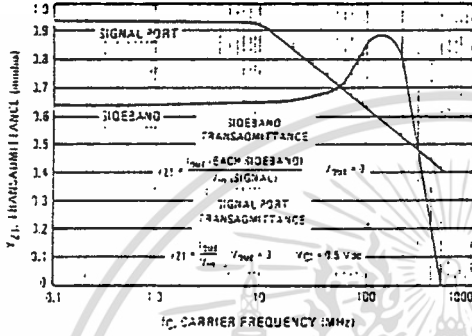


FIGURE 16 - CARRIER SUPPRESSION versus TEMPERATURE

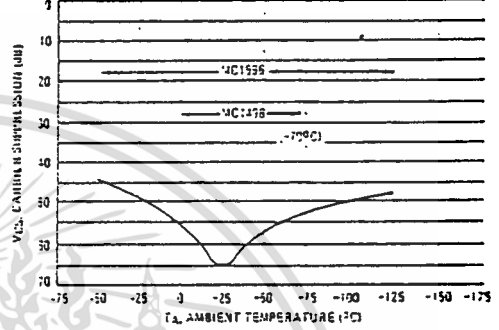


FIGURE 17 - SIGNAL-PORT FREQUENCY RESPONSE

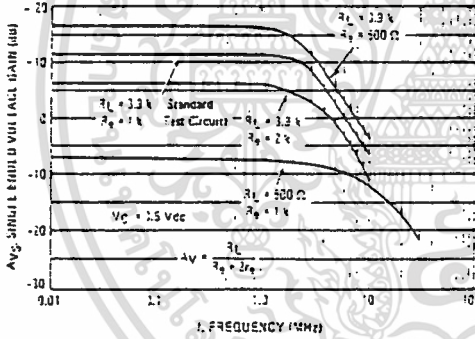


FIGURE 18 - CARRIER SUPPRESSION versus FREQUENCY

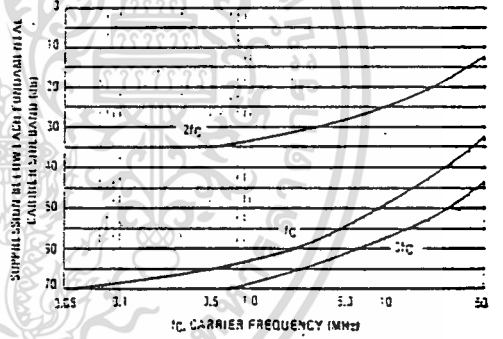


FIGURE 19 - CARRIER FEEDTHROUGH versus FREQUENCY

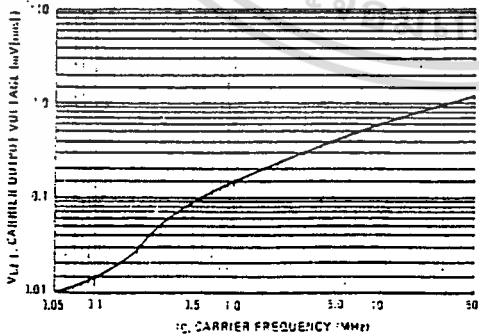
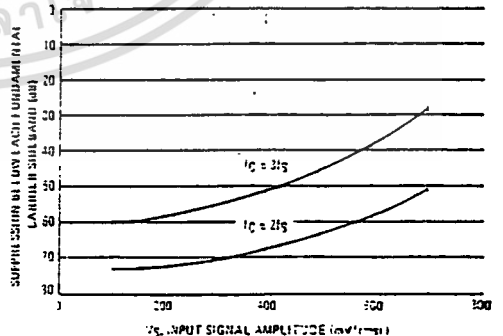


FIGURE 20 - SIDEBAND HARMONIC SUPPRESSION versus INPUT SIGNAL LEVEL



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

FIGURE 21 - SUPPRESSION OF CARRIER HARMONIC SIDEBANDS versus CARRIER FREQUENCY

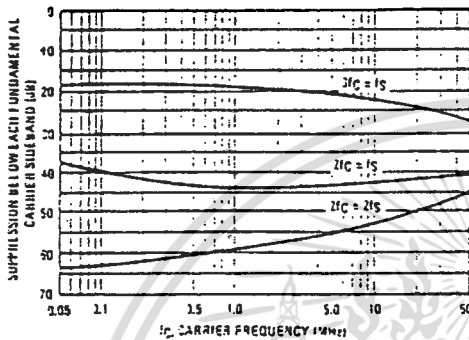
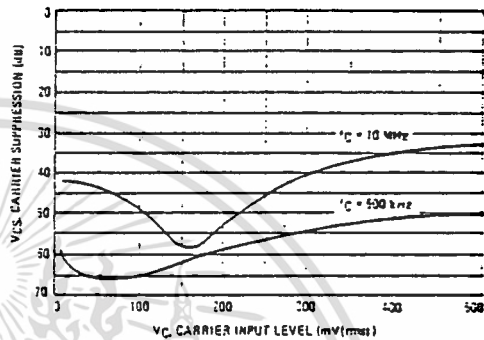


FIGURE 22 - CARRIER SUPPRESSION versus CARRIER INPUT LEVEL



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 of the modulating signal 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.

FIGURE 23 - CIRCUIT SCHEMATIC

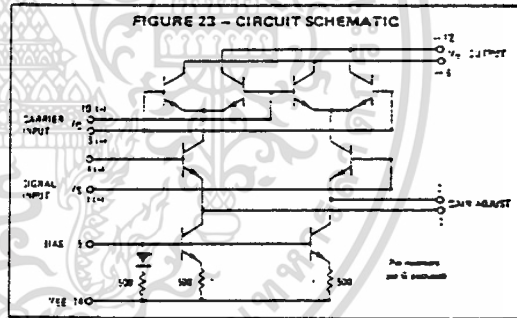
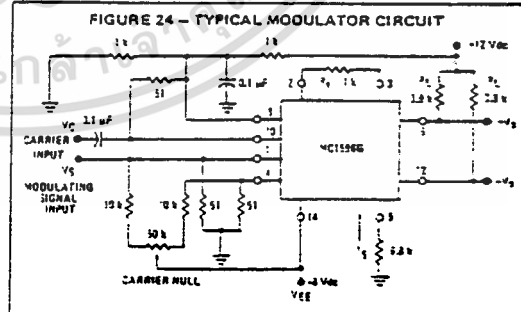


FIGURE 24 - TYPICAL MODULATOR CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

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:

$$V_{i(s)}(R_E) \text{ volts peak.}$$

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	$\frac{R_L V_C}{2(R_E - 2r_e) \frac{KT}{q}}$	f_M
High-level dc	$\frac{R_L}{R_E - 2r_e}$	f_M
Low-level ac	$\frac{R_L V_C \text{ rms}}{2 \sqrt{2} \left(\frac{KT}{q} \right) (R_E - 2r_e)}$	$f_C = f_M$
High-level ac	$\frac{0.637 R_L}{R_E - 2r_e}$	$f_C = f_M, 3f_C = f_M, 5f_C = f_M$

The gain from the modulating signal input port to the output is the MC1596/MC1496 gain parameter which is most often of interest to the designer. This gain has significance only when the lower differential amplifier is operated in a linear mode, but this includes most applications of the device.

As previously mentioned, the upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. Approximate gain expressions have been developed for the 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 $f_C = 3f_M$.
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 :

$$r_e \approx \frac{25 \text{ mV}}{I_E \text{ (mA)}}$$

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 25 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 μF capacitors on pins 8 and 10 should be increased to 1.0 μF . Also, the output filter at pin 12 can be tailored to a specific intermediate frequency and audio amplifier input impedance.

As in all applications of the 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 200 mV(rms) input level is recommended.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

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.

TYPICAL APPLICATIONS

FIGURE 25 - BALANCED MODULATOR
(+12 Vdc SINGLE SUPPLY)

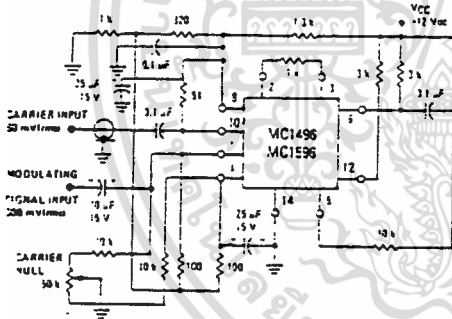


FIGURE 27 - BALANCED MODULATOR-DEMODULATOR

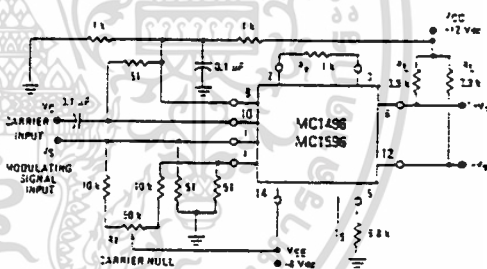


FIGURE 28 - AM MODULATOR CIRCUIT

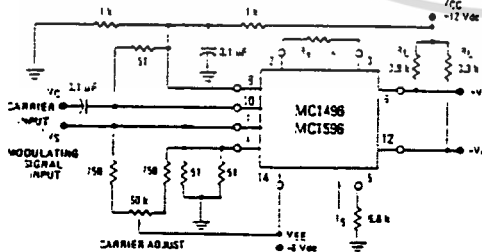
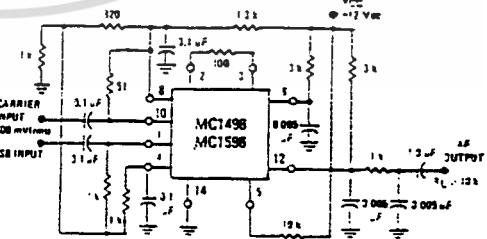


FIGURE 29 - PRODUCT DETECTOR
(+12 Vdc SINGLE SUPPLY)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

FIGURE 30 - DOUBLY BALANCED MIXER
(BROADBAND INPUTS, 9.0 MHz TUNED OUTPUT)

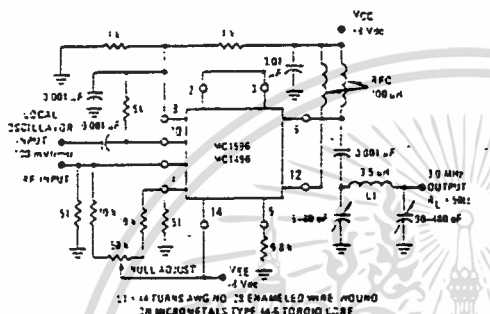


FIGURE 31 - LOW-FREQUENCY DOUBLER

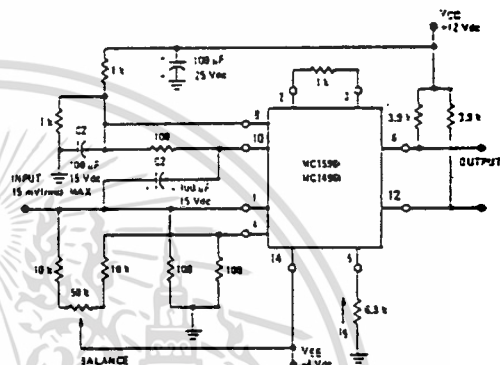
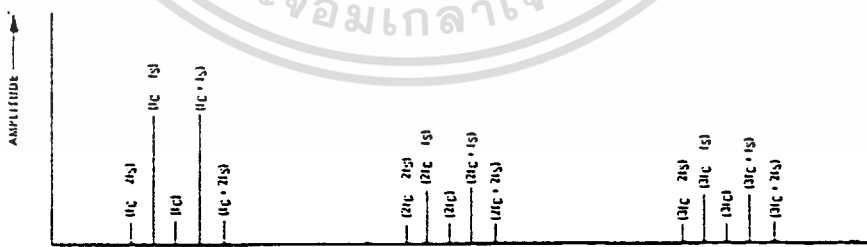
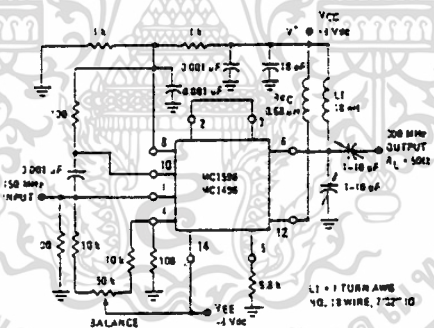


FIGURE 32 - 150 to 300 MHz DOUBLER



- DEFINITIONS**
- f_c CARRIER FUNDAMENTAL
 - f_m MODULATING SIGNAL
 - $f_c \pm f_m$ FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBANDS
 - $2f_c$ FUNDAMENTAL CARRIER SIDEBAND HARMONICS
 - $3f_c$ CARRIER HARMONICS
 - $n f_c \pm m f_m$ CARRIER HARMONIC SIDEBANDS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

MC3356

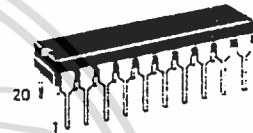
WIDEBAND FSK RECEIVER

... includes Oscillator, Mixer, Limiting IF Amplifier, Quadrature Detector, Audio Buffer, Squeech, Meter Drive, Squeech Status output, and Data Shaper comparator. The MC3356 is designed for use in digital data communications equipment.

- Data Rates up to 500 kilobaud
- Excellent Sensitivity: -3 dB Limiting Sensitivity $30 \mu\text{V}_{\text{rms}}$ @ 100 MHz
- Highly versatile, full-function device, yet few external parts are required

**WIDEBAND
FSK
RECEIVER**

MONOLITHIC SILICON
INTEGRATED CIRCUIT



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 738

FIGURE 1 — FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

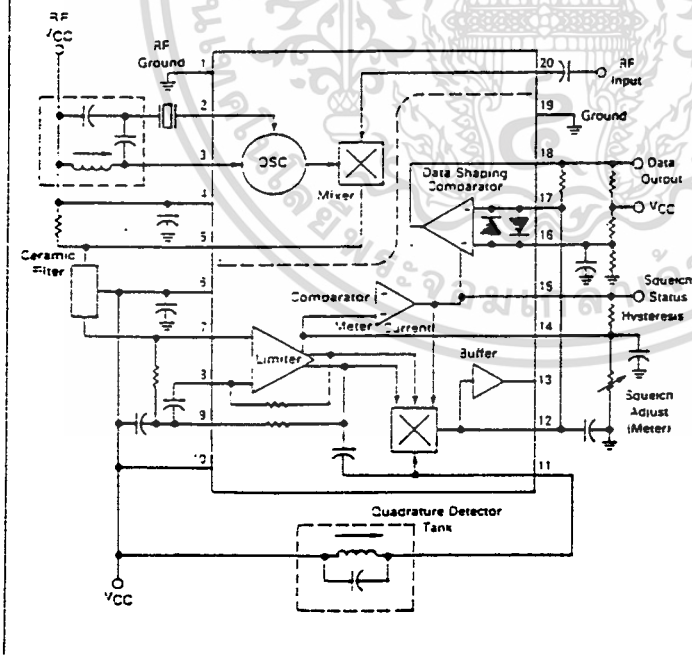
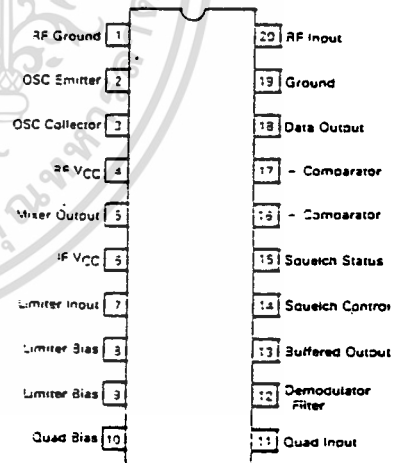


FIGURE 2 — PIN CONNECTIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS

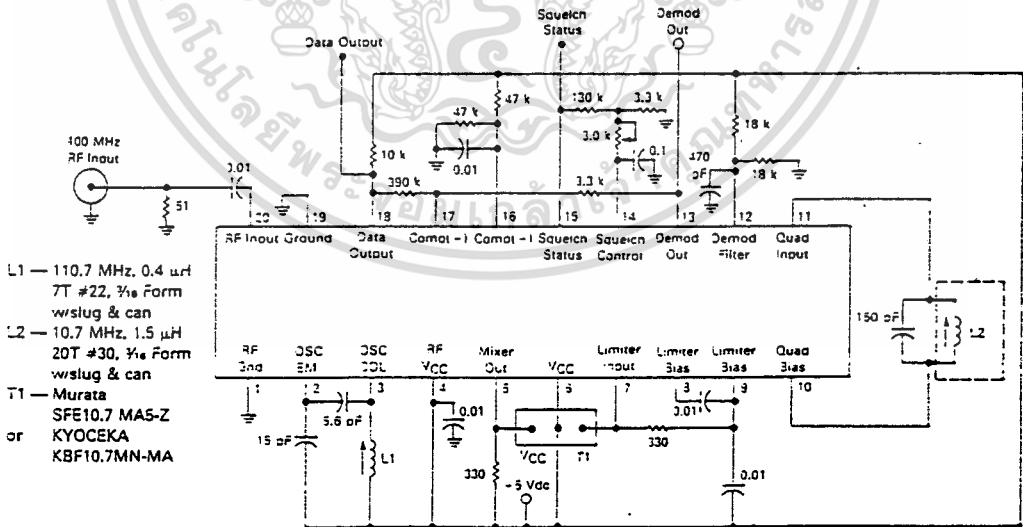
Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC(max)}	15	V _{dc}
Operating Power Supply Voltage Range (Pins 5, 10)	V _{CC}	3.0 to 9.0	V _{dc}
Operating R.F. Supply Voltage Range (Pin 4)	R.F. V _{CC}	3.0 to 12.0	V _{dc}
Junction Temperature	T _J	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A	-40 to +75	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C
Power Dissipation, Package Rating	P _D	1.25	W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 5.0 V_{dc}, f_o = 100 MHz, f_{osc} = 110.7 MHz, Δf = ±75 kHz, f_{mod} = 1.0 kHz, 50 Ω source, T_A = 25°C, test circuit of Figure 3, unless otherwise noted.)

Characteristics	Min	Typ	Max	Unit
Drain Current Total, RF V _{CC} and V _{CC}	—	20	25	mAdc
Input for -3 dB limiting	—	30	—	μV _{rms}
Input for 50 dB quieting ($\frac{S-N}{N}$)	—	60	—	μV _{rms}
Mixer Voltage Gain, Pin 20 to Pin 5	—	2.0	3.0	—
Mixer Input Resistance, 100 MHz	—	260	—	Ω
Mixer Input Capacitance, 100 MHz	—	5.0	—	pF
Mixer/Oscillator Frequency Range (Note 1)	—	—	200	MHz
IF Quadrature Detector Frequency Range (Note 1)	0.2	—	50	MHz
AM Rejection (30% AM, RF V _{in} = 1.0 mV _{rms})	—	50	—	dB
Demodulator Output, Pin 13	—	0.5	—	V _{rms}
Meter Drive	—	7.0	—	μA _{vdB}
Squeech Threshold	—	0.8	—	V _{cc}

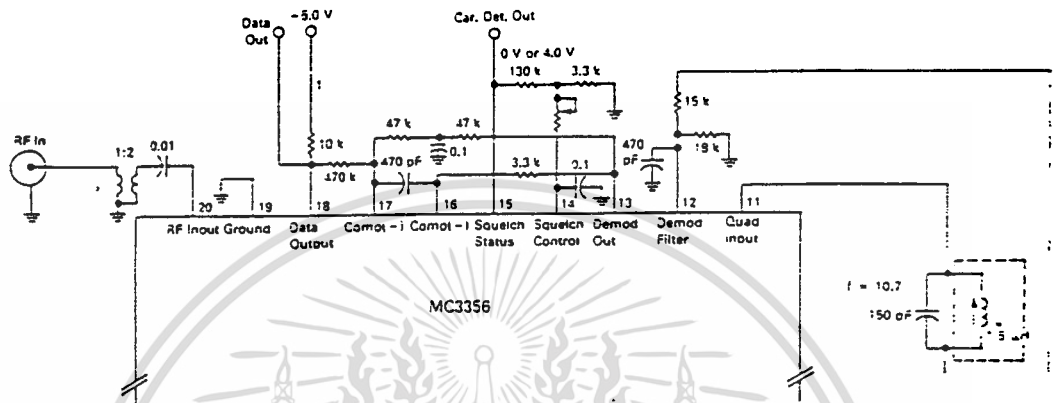
Note 1: Not taken in Test Circuit of Figure 3; new component values required.

FIGURE 3 — TEST CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 7 — APPLICATION WITH SELF-ADJUSTING BIAS ON DATA SHAPER



APPLICATION NOTES, continued

Depending on the external circuit, inverted or non-inverted data is available at Pin 18. Inverted data makes the higher frequency in the FSK signal a 'one' when the local oscillator is above the incoming RF. Figure 6 schematic shows the comparator with hysteresis. In this circuit the dc reference voltage at Pin 17 is about the same as the demodulated output voltage (Pin 13) when no signal is present. This type circuit is preferred for systems where the data rates can drop to zero. Some systems have a low frequency limit on the data rate, such as systems using the MC3850 ACIA that has a start or stop bit. This defines the low frequency limit that can appear in the data stream. Figure 6 circuit can then be

changed to a circuit configuration as shown in Figure 7. In Figure 7 the reference voltage for the comparator is derived from the demodulator output through a low pass circuit where τ is much lower than the lowest frequency data rate. This and similar circuits will compensate for small tuning changes (or drift) in the quadrature detector.

Squelch status (Pin 15) goes high (squelch off) when the input signal becomes greater than some preset level set by the resistance between Pin 14 and ground. Hysteresis is added to the circuit externally by the resistance from Pin 14 to Pin 15.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี ต้องขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ ขนิษฐา แซ่ตั้ง และอาจารย์อักรินทร์ คุณกิตติ ที่ได้ให้ความช่วยเหลือและคำแนะนำต่างๆ ตลอดจนให้ความอนุเคราะห์ เครื่องมือเครื่องใช้ และห้องปฏิบัติงาน

และขอขอบคุณรุ่นพี่และเพื่อนๆ ที่ได้ช่วยให้คำแนะนำ และความช่วยเหลือด้านอุปกรณ์ เล็กๆ น้อยๆ รวมทั้งกำลังใจเป็นอย่างมากจนปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้