



ระบบการส่งข้อมูลในช่องสัญญาณกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ

DATA TRANSMISSION SYSTEM IN
FM-SCA BROADCASTING CHANNEL



A021289

นายโชคชัย เดชสุวรรณ
นายวัชร โฉสูงเนิน
นายสาคร คำแสน
นายอภิณพ กุระจีน

เลขหมู่.....	1520
เลขทะเบียน.....	29 ตค 2539
วัน เดือน ปี.....	

021289

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรครุศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตรอุตสาหกรรม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2538

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม
คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองปริญญาานิพนธ์

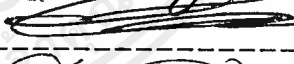
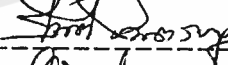
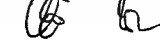
ปริญญาานิพนธ์ ระบบการส่งข้อมูลในช่องสัญญาณกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ
DATA TRANSMISSION SYSTEM IN FM-SCA
BROADCASTING CHANNEL

รายนามนักศึกษา 1. นายโชคชัย เศษสุวรรณ รหัสประจำตัว 37031106
2. นายวัชร โธสูงเนิน รหัสประจำตัว 37031124
3. นายสาคร คำแสน รหัสประจำตัว 37031134
4. นายอภิณพ คุระจีน รหัสประจำตัว 37031141

หลักสูตรครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาานิพนธ์

1. อาจารย์กิติพงศ์ มะโน
2. อาจารย์วิสุทธิ์ อธิพรธรรม
3. อาจารย์สุชิน อาจหาญ

คณะกรรมการสอบปริญญาานิพนธ์	ลายมือชื่อ
1. อาจารย์กิติพงศ์ มะโน	
2. อาจารย์วิสุทธิ์ อธิพรธรรม	
3. อาจารย์สุชิน อาจหาญ	
4. อาจารย์สันติ ตันตระกูล	
5. อาจารย์อำพล ทองระอา	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ วันที่ 6 เมษายน 2539 เวลา 14.00 น. - 15.00 น.

สถานที่สอบ ห้อง ค.310 คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม



ภาควิชารับรองแล้ว
นาม.....
(ผศ.ดร.ธีระพล เทพหัสดิน ณ อยุธยา)
หัวหน้าภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม
วันที่ 11 เดือน พฤษภาคม พ.ศ. 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ปฏิบัติงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์

เรื่อง ระบบการส่งข้อมูลในช่องสัญญาณกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ

DATA TRANSMISSION SYSTEM IN FM-SCA BROADCASTING CHANNEL

ผู้จัดทำ

- | | |
|--------------|-----------|
| 1. นายโชคชัย | เดชสุวรรณ |
| 2. นายวัชร | โลสูงเนิน |
| 3. นายสาคร | คำแสน |
| 4. นายอภินพ | คุระจีน |

อาจารย์ที่ปรึกษา

ลงนาม.....

(อาจารย์กิติพงศ์ มะโน)

ลงนาม.....

(อาจารย์วิสุทธิ์ อธิพรธรรม)

ลงนาม.....

(อาจารย์สุชิน อาจหาญ)

หัวหน้าภาควิชา

ลงนาม.....

(ผศ.ดร.ธีระพล เทพหัสดิน ณ อยุธยา)

ปริญญานิพนธ์

เรื่อง ระบบการส่งข้อมูลในช่องสัญญาณกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ

DATA TRANSMISSION SYSTEM IN FM-SCA BROADCASTING CHANNEL

วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาการสื่อสารข้อมูลโดยผ่านช่องสัญญาณกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ
2. เพื่อออกแบบอุปกรณ์สื่อสารข้อมูลโดยผ่านช่องสัญญาณกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ
3. เพื่อศึกษา และเขียน โปรแกรมควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สื่อสารโดยผ่านช่องสัญญาณกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ
4. เพื่อสร้างอุปกรณ์สื่อสารข้อมูลโดยผ่านช่องสัญญาณกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ
5. เพื่อนำอุปกรณ์ไปใช้ในการส่งข้อมูลโดยใช้ช่องสัญญาณวิทยุกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ

ประโยชน์ที่ได้รับ

1. สามารถทราบถึงลักษณะการทำงานของ การสื่อสารข้อมูลผ่านช่องสัญญาณกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ
2. สามารถออกแบบอุปกรณ์สื่อสารข้อมูลผ่านช่องสัญญาณกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ
3. สามารถสร้างอุปกรณ์สื่อสารข้อมูลโดยผ่านช่องสัญญาณกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ
4. สามารถนำอุปกรณ์สื่อสารข้อมูลผ่านช่องสัญญาณกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอไปใช้งานได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบการส่งข้อมูลในช่องสัญญาณกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ

นายโชคชัย เศรษฐวรรณ

นายวัชร โกลสูงเนิน

นายสาคร คำแสน

นายอภิณพ คุระจีน

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.กิตติพงศ์ มะโน

อ.วิสุทธิ์ อธิพชรธรรม

อ.สุชิน อางหาญ

ปีการศึกษา 2538

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เสนอระบบการส่งข้อมูลในช่องสัญญาณกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ โดยใช้ช่องสัญญาณเอฟเอ็ม-เอสซีเอ เป็นระบบการกระจายข่าวสารข้อมูล และปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้แสดงถึงการออกแบบวงจรมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม, วงจรรวมสัญญาณสเตอริโอ และโมเด็มที่ใช้ส่งข้อมูลในช่องสัญญาณเอฟเอ็ม - เอสซีเอ ซึ่งเป็นโมเด็มแบบเอฟเอสเค ในการออกแบบโมเด็มดังกล่าวใช้ความถี่คลื่นพาห์เท่ากับ 67 kHz และบิตเรทที่ใช้ประมาณไม่เกิน 4,800 บิตต่อวินาที โดยทางภาคส่ง และภาครับสามารถสื่อสารกันได้อย่างสัมฤทธิ์ผล โดยจะแสดงข้อมูลที่รับได้ผ่านทางหน้าจอเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์

DATA TRANSMISSION SYSTEM IN FM-SCA BROADCASTING CHANNEL

MR.CHOCKCHAI	DACHSUVAN
MR.VATCHARA	CHOSUNGNOEN
MR.SAKORN	DUMSEN
MR.APHINOP	KOORAJIN

ADVISOR

MR.KITIPONG	MANO
MR.WISUIT	ATIPORNTUM
MR.SUCHIN	ADHAN

1995

ABSTRACT

This thesis presents the Data Transmission Systems in FM-SCA Broadcasting Channel. It uses the FM-SCA channel to be the data broadcasting system. And the thesis presents the designing of the FM modulation circuit, the stereo combiner circuit and FSK-MODEM. The designing of MODEM uses a 67 kHz carrier signal and 4,8000 bit rate. Transmitter and receiver can be successful in their operation. It will show the received data on the screen of the microcomputer.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ก็ด้วยความช่วยเหลือในการให้คำแนะนำ จากคณาจารย์ประจำภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรมทุกท่าน รวมถึงความเอื้อเฟื้อในเรื่องของวัสดุ, อุปกรณ์, เครื่องมือ, เครื่องใช้ และสถานที่ต่างๆ ในการปฏิบัติงาน เป็นอย่างดี โดยเฉพาะอย่างยิ่งจากอาจารย์ที่ปรึกษาทั้ง 3 ท่าน ขอกราบขอบพระคุณไว้ ณ ที่นี้

ขอกราบขอบพระคุณ ท่านอาจารย์ กฤดากร กล่อมการ อาจารย์ ประจำคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ศูนย์นวัตกรรม ที่กรุณาให้คำปรึกษาแนะนำทางด้านของข้อมูลในการทำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ และขอขอบคุณกำลังใจจากทุกท่านที่เกี่ยวข้องที่เป็นการช่วยผลักดันให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงลงได้

สุดท้าย ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ และคุณแม่ ผู้บังเกิดเกล้า ผู้เป็นแรงกำลังอันยิ่งใหญ่ ทั้งกำลังใจ, กำลังทรัพย์ และเป็นผู้ให้ตลอดมา

อนึ่ง ประโยชน์ และคุณความดีใดๆ ก็ตามที่เกิดจากปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ขอมอบให้แก่ คุณพ่อ คุณแม่ ผู้ให้กำเนิด และคุณครูบาอาจารย์ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชามาตั้งแต่ต้น จนมีวันนี้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญภาพ	VII
สารบัญตาราง	XI
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 แนวความคิดในการทำปริญญานิพนธ์	1
1.2 เนื้อหาโดยสังเขปของปริญญานิพนธ์	2
บทที่ 2 ทฤษฎี และหลักการ	3
2.1 เฟสลือกูล	3
2.1.1 แบบจำลองเฟสลือกูล	4
2.1.1 วงจรกรองความถี่ในรูป	6
2.1.3 เฟสดีเทกเตอร์	7
2.1.4 วงจรคูณแบบกิลเบิร์ต	8
2.1.5 วงจรเฟสฟรีแควนซีดีเทกเตอร์	9
2.2 ผลตอบสนองของรูปต่อสัญญาณอินพุต	13
2.2.1 ผลตอบสนองของขั้นตอนการเปลี่ยนเฟส	13
2.2.2 ผลตอบสนองการเปลี่ยนความถี่	14
2.2.3 การเข้าสู่สภาวะลือก และการติดตามสัญญาณของเฟสลือกูล	15
2.2.4 เฟสลือกูลต่อสัญญาณอินพุตที่มีสัญญาณรบกวน	18
2.2.5 วงจรเฟสลือกูลที่อินพุตเป็นวงจรยกกำลัง 2	21

เรื่อง	หน้า
2.3 การสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลุป	22
2.3.1 การมอดูเลตด้วยสัญญาณเบสแบนด์	23
2.3.2 ข้อดี และข้อเสียของเฟสล็อกกลุป	24
2.4 หลักการส่งวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพล็กซ์	25
2.4.1 การมัลติเพล็กซ์สัญญาณ	26
2.4.2 การส่งกระจายเสียงระบบสเตอริโอมัลติเพล็กซ์	26
2.5 ระบบการกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ	29
2.5.1 ลักษณะทั่วไปของระบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ	29
2.5.2 การส่ง และรับสัญญาณระบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ	32
2.5.3 การพิจารณาเกี่ยวกับการรบกวน	35
บทที่ 3 การออกแบบ การสร้าง และการทำงาน	37
3.1 หลักการออกแบบ	37
3.2 หลักการทำงานของวงจรในระบบส่งข้อมูล	37
3.2.1 ระบบส่งวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็ม-เอสซีเอ	37
3.2.2 การออกแบบวงจรมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค	44
3.3 หลักการทำงานของวงจรในระบบรับข้อมูล	54
3.3.1 ระบบรับสัญญาณวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็ม-เอสซีเอ	54
3.3.2 การออกแบบวงจรดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค	58
บทที่ 4 การทดลอง และผลการทดลอง	64
4.1 การทดลองโดยใช้คัมมีโพลเดนแทนสายอากาศ	64
4.1.1 การทดลองโดยส่งสัญญาณเสียงเพียงอย่างเดียว	64
4.1.2 การทดลองโดยส่งสัญญาณข้อมูลเพียงอย่างเดียว	66
4.1.3 การทดลองโดยส่งสัญญาณเสียง และสัญญาณข้อมูลไป	
พร้อมกัน	69

เรื่อง	หน้า
4.2 การทดลองโดยใช้สายกาศ เจ-แมทซ์	72
4.2.1 การทดลองโดยส่งสัญญาณเสียง และสัญญาณข้อมูลไป พร้อมกัน	72
4.3 รูปคลื่นการวัดสัญญาณ ณ จุดต่างๆ	74
บทที่ 5 บทสรุป ปัญหาแนวทางการแก้ไข และการพัฒนา	80
5.1 บทสรุป	80
5.2 ปัญหา	80
5.3 แนวทางการแก้ไข และการพัฒนาในวงจร	81
5.3.1 การพัฒนาด้านเครื่องส่ง	81
5.3.2 การพัฒนาด้านเครื่องรับ	81
ภาคผนวก ก. วงจรที่ใช้ในปริิณยานิพนธ์	82
ภาคผนวก ข. รูปเครื่องต้นแบบในปริิณยานิพนธ์	89
ภาคผนวก ค. โปรแกรมแสดงผลการรับ-ส่งข้อมูล	94
ภาคผนวก ง. รายละเอียดข้อมูล และคุณสมบัติของอุปกรณ์ บรรณานุกรม	102

VII

สารบัญภาพ

รูปภาพ	หน้า
รูปที่ 2.1 ผังของเฟสลือกูล	3
รูปที่ 2.2 ผังการทำงานของเฟสลือกูล	4
รูปที่ 2.3 (ก) วงจรกรองแบบพาสซีฟ	6
รูปที่ 2.3 (ข) วงจรกรองแบบแอกทีฟ	6
รูปที่ 2.4 วงจรแอนะล็อกเฟสดีเทกเตอร์	10
รูปที่ 2.5 คุณสมบัติโอนย้ายของแอนะล็อกเฟสดีเทกเตอร์	11
รูปที่ 2.6 ผังของวงจรเฟสฟรีแควนซีดีเทกเตอร์	11
รูปที่ 2.7 ผังเวลาของเฟสฟรีแควนซีดีเทกเตอร์ในช่วงเวลาต่างๆ	12
รูปที่ 2.8 คุณสมบัติโอนย้ายของเฟสฟรีแควนซีดีเทกเตอร์	13
รูปที่ 2.9 พัลส์ล็อก, พัลส์ฟูลอิน และพัลส์แคปเจอร์	16
รูปที่ 2.10 การเกิดสัญญาณบีทโน้ต	17
รูปที่ 2.11 ผังแบบจำลองของลูปเมื่ออินพุตมีสัญญาณรบกวน	19
รูปที่ 2.12 ผังวงจรสมมูลย์ของเฟสดีเทกเตอร์ที่มีวงจรยกกำลัง 2 ที่อินพุต	21
รูปที่ 2.13 ผังของเฟสลือกูลสำหรับการสังเคราะห์ความถี่	22
รูปที่ 2.14 ผังการมอดูเลตแบบเอฟเอ็มในเฟสลือกูล	24
รูปที่ 2.15 หลักการส่งกระจายเสียงโดยมัลติเพล็กซ์สัญญาณซ้าย และขวา ส่งไปกับคลื่นพาห์อันเดียว	28
รูปที่ 2.16 สเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งตามหลักการของการส่งกระจายเสียง แบบสเตอริโอมัลติเพล็กซ์	29
รูปที่ 2.17 การใช้แถบความถี่ของสัญญาณในระบบเอฟเอ็ม โมโน	30
รูปที่ 2.18 การใช้แถบความถี่ของสัญญาณในระบบเอฟเอ็ม โมโนร่วมกับเอสซีเอ	31
รูปที่ 2.19 การใช้แถบความถี่ของสัญญาณในระบบเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพล็กซ์	31

รูปภาพ	หน้า
รูปที่ 2.20 การใช้แถบความถี่ของสัญญาณในระบบเอฟเอ็ม สเตอริโอโมัลติเพล็กซ์ร่วมกับ เอสซีเอ	32
รูปที่ 2.21 ฟังก์ชันของเครื่องวิทยุกระจายเสียงระบบสเตอริโอ โฟนิคกับเอสซีเอ	33
รูปที่ 2.22 ฟังก์ชันของเครื่องรับวิทยุเอฟเอ็มสเตอริโอที่สามารถเลือกรับ สัญญาณเอสซีเอได้ด้วย	34
รูปที่ 2.23 ความกว้างของแถบความถี่ของคลื่นสัญญาณสถานีวิทยุจุฬา, ขสทป.,และทอ. ที่ส่งระบบเอสซีเอ	35
รูปที่ 3.1 ฟังก์ชันของระบบการส่ง-รับข้อมูลในช่องสัญญาณกระจายเสียง แบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ	38
รูปที่ 3.2 ฟังก์ชันของสถานีส่งสัญญาณวิทยุกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ	39
รูปที่ 3.3 ฟังก์ชันของระบบสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์	40
รูปที่ 3.4 วงขยายสัญญาณสเตอริโอเมตริกซ์	41
รูปที่ 3.5 วงจรมอดูเลชัน	43
รูปที่ 3.6 วงจรสร้างสัญญาณ ไฟลิต์โทน และคลื่นพาห่อย่อย	43
รูปที่ 3.7 วงจรขยายผลรวม	44
รูปที่ 3.8 ฟังก์ชันของวงจรมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค	45
รูปที่ 3.9 วงจรกรองออสซิลเลเตอร์ และวงจรกรองของวงรอบ	46
รูปที่ 3.10 วงจรหารความถี่	47
รูปที่ 3.11 วงจรสร้างควมถี่อ้างอิง	47
รูปที่ 3.12 วงจรกรองความถี่ย่านผ่านป้อนกลับแบบพหุคูณ	48
รูปที่ 3.13 วงจรกรองความถี่ผ่าน 67 kHz สำหรับภาคมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค	48
รูปที่ 3.14 วงจรสมมูลย์ของวงจรกำเนิดความถี่แบบแอลซี	49
รูปที่ 3.15 วงจรกำเนิดสัญญาณอาร์เอฟ-เอฟเอ็ม	51
รูปที่ 3.16 ฟังก์ชันของวงจรขยายกำลังเครื่องส่งเอฟเอ็ม	50

รูปภาพ	หน้า
รูปที่ 3.17 วงจรขยายกำลังเครื่องส่งเอฟเอ็ม	53
รูปที่ 3.18 ผังระบบรับข้อมูลวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็ม-เอสซีเอ	55
รูปที่ 3.19 วงจรเครื่องรับสัญญาณวิทยุเอฟเอ็ม	57
รูปที่ 3.20 ผังของการคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเคด้วยเฟสล็อกกลุ๊ป	58
รูปที่ 3.21 ผังของการคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเคด้วยไอซีเบอร์ 565	61
รูปที่ 3.22 วงจรคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค	62
รูปที่ 3.23 วงจรกรองความถี่ผ่าน 67 kHz ที่ภาคคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค	63
รูปที่ 4.1 ผังการต่อแหล่งกำเนิดสัญญาณเสียงเข้ากับเครื่องส่ง	64
รูปที่ 4.2 การต่อแหล่งกำเนิดสัญญาณเสียงเข้ากับเครื่องส่งในการปฏิบัติจริง	65
รูปที่ 4.3 ผังการต่อเครื่องรับ รับฟังสัญญาณเสียง	65
รูปที่ 4.4 การต่อเครื่องรับ รับฟังสัญญาณเสียงในการปฏิบัติจริง	66
รูปที่ 4.5 ผังการต่อเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์เข้ากับเครื่องส่ง	67
รูปที่ 4.6 การต่อเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์เข้ากับเครื่องส่งในการปฏิบัติจริง	67
รูปที่ 4.7 ผังการต่อไมโครคอมพิวเตอร์เข้ากับเครื่องรับสัญญาณ	68
รูปที่ 4.8 การต่อไมโครคอมพิวเตอร์เข้ากับเครื่องรับสัญญาณในการปฏิบัติจริง	68
รูปที่ 4.9 ผังการต่ออุปกรณ์ส่งสัญญาณข้อมูล และสัญญาณเสียง	69
รูปที่ 4.10 การต่ออุปกรณ์ส่งสัญญาณข้อมูล และสัญญาณเสียงในการปฏิบัติจริง	70
รูปที่ 4.11 ผังการต่ออุปกรณ์รับสัญญาณข้อมูล และสัญญาณเสียง	70
รูปที่ 4.12 การต่ออุปกรณ์รับสัญญาณข้อมูล และสัญญาณเสียงในการปฏิบัติจริง	71
รูปที่ 4.13 สายอากาศ เจ-แมทซ์	72
รูปที่ 4.14 สัญญาณไฟลิตโตโทน 19 kHz และสัญญาณคลื่นพาห์ย่อย 38 kHz	74
รูปที่ 4.15 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรบาลานซ์มอดูเลชั่น	75
รูปที่ 4.16 สัญญาณที่ออกจากชุดเข้าสัญญาณสเตอริโอ	75
รูปที่ 4.17 สัญญาณข้อมูลก่อนเข้าทำการมอดูเลชั่น	76

รูปภาพ	หน้า
รูปที่ 4.18 สัญญาณความถี่คลื่นพาห่อย่อย 67 kHz	76
รูปที่ 4.19 สัญญาณความถี่คลื่นพาห่อย่อย 67 kHz ขณะทำการมอดูเลชัน	77
รูปที่ 4.20 สัญญาณความถี่คลื่นพาห่อย่อย 67 kHz รวมกับความถี่ ไฟล็ตโทน 19 kHz ขณะไม่มีสัญญาณเสียงเข้ามามอดูเลต	77
รูปที่ 4.21 สัญญาณเสียงขณะรวมกับคลื่นพาห่อย่อย 67 kHz กับความถี่ไฟล็ตโทน 19 kHz ก่อนเข้ามอดูเลตกับความถี่คลื่นพาห่หลัก 107.5 MHz	78
รูปที่ 4.22 สเปกตรัมสัญญาณความถี่คลื่นพาห่หลัก 107.5 MHz	78
รูปที่ 4.23 สัญญาณเอฟเอ็มดีเทกเตอร์	79
รูปที่ 4.24 สัญญาณข้อมูลที่ได้รับได้หลังจากการดีมอดูชันสัญญาณเอสซีเอ	79

สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองวัดสัญญาณเสียง ณ บริเวณคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม	73
ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองวัดสัญญาณข้อมูล ณ บริเวณคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม	73
ตารางที่ 4.3 ผลการทดลองวัดสัญญาณเสียง ณ บริเวณต่างๆ ภายในสถาบัน	74



คำอธิบายสัญลักษณ์

B_i	แบนด์วิดท์ของวงจรกรองอินพุต
B_L	ลูปนอยส์แบนด์วิดท์
$F(s)$	ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองในลูป
f_o	ความถี่ศูนย์กลาง
f_r	ความถี่อ้างอิงของเฟสล็อกกลูป
$G(s)$	ทรานเฟอร์ฟังก์ชันลูปเปิดของเฟสล็อกกลูป
$H(s)$	ทรานเฟอร์ฟังก์ชันลูปปิดของเฟสล็อกกลูป
K_c	ความไวในการเปลี่ยนแปลงของคาปาซิแตนซ์
K_d	อัตราขยายของเฟสดีเทกเตอร์
K_o	อัตราขยายของวงจรภาค VCO
$m(t)$	ความถี่เบสแบนด์มอดูเลต
$n(t)$	แรงดันสัญญาณรบกวน
SNR	อัตราส่วนระหว่างกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวน
SNR_i	อัตราส่วนระหว่างกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนที่อินพุต
SNR_L	อัตราส่วนระหว่างกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต
T_p	เวลาพูลอินของเฟสล็อกกลูป
θ_c	เฟสออฟเซตของเฟสล็อกกลูป
θ_i	เฟสอินพุตของเฟสล็อกกลูป
θ_m	เฟสมาจิ้นส์
θ_o	เฟสเอาต์พุตของเฟสล็อกกลูป
θ_r	เฟสอ้างอิงของเฟสล็อกกลูป
ζ	แดมปีงแฟกเตอร์
$\Delta\theta$	การเปลี่ยนแปลงทางเฟส

$\Delta\mathfrak{C}$	การเปลี่ยนแปลงความถี่
$\mathfrak{C}_c$	ขนาดความถี่แคปเจอร์
$\mathfrak{C}_H$	ขนาดความถี่สีก
$\mathfrak{C}_n$	ความถี่ธรรมชาติของเฟสสีกอกอุป
$\mathfrak{C}_p$	ขนาดความถี่พูลอิน



คำย่อ

BER	อัตราการผิดพลาดของบิต (Bit Error Rate)
BPF	วงจรกรองความถี่ย่านผ่าน (Band Pass Filter)
FM	การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation)
FSK	การมอดูเลตโดยการเลื่อนความถี่ (Frequency Shift Keying)
LPF	วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)
PD	เฟสดีเทกเตอร์ (Phase Detector)
PFD	เฟสฟรีเควนซีดีเทกเตอร์ (Phase Frequency Detector)
PLL	เฟสล็อกกลูป (Phase locked loop)
SCA	ช่องสัญญาณเอสซีเอ (Subsidiary Communication Authorization)
TTL	ทรานซิสเตอร์ ทรานซิสเตอร์ ลอจิก (Transistors Transistors Logic)
VCO	วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator)

บทที่ 1

บทนำ

1.1 แนวความคิดในการทำปริญญานิพนธ์

ปัจจุบันเป็นยุคสมัยของการสื่อสารข้อมูลข่าวสาร หรือเรียกว่าเป็นยุคแห่งเทคโนโลยีสารสนเทศ มีการพัฒนาระบบสื่อสารโทรคมนาคม เพื่อที่จะรองรับความต้องการการติดต่อสื่อสาร และบริการข่าวสารได้อย่างรวดเร็ว

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการเสนอการใช้ช่องสัญญาณวิทยุกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม มาบริการข่าวสารข้อมูล ซึ่งระบบการกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม เป็นระบบที่ได้รับความนิยมมากในประเทศ โดยมีสถานีวิทยุกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม มากกว่า 200 สถานี และในปัจจุบันได้มีการนำสถานีวิทยุกระจายเสียงมาบริการข่าวสารเฉพาะอย่าง เช่น สถานีวิทยุ จส.100 เป็นการกระจายเสียงบริการข่าวสารการจราจร, สถานีวิทยุ อสมท. บริการข่าวสารการซื้อขายตลาดหลักทรัพย์ เป็นต้น ซึ่งเป็นการบริการข่าวสารโดยใช้ช่องสัญญาณกระจายเสียงตามปกติ แต่ในระบบการกระจายเสียงวิทยุ นอกจากจะสามารถส่งรายการตามปกติแล้ว ระบบวิทยุยังสามารถส่งข้อมูลข่าวสารโดยการใส่ความถี่ไซด์แบนด์ที่เกิดขึ้นในการกระจายเสียงตามปกติมาใช้ประโยชน์ได้อีกด้วย

สำหรับปริญญานิพนธ์นี้ได้นำเสนอความคิดและวิธีการที่จะใช้สถานีวิทยุกระจายเสียง มาใช้ส่งสัญญาณข้อมูลที่เป็นดิจิทัล เช่นเดียวกับระบบเทเลเท็กซ์ในระบบโทรทัศน์ โดยใช้ช่องสัญญาณในช่วงที่เรียกว่าเอสซีเอ ของสถานีวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็ม ซึ่งตามปกติอาจจะใช้กระจายเสียงบริการงานเฉพาะประเภท เช่น ระบบบริการกระจายเสียงสำหรับรถโดยสารประจำทางของ ขสมก. โดยการนำเอาช่องสัญญาณเอฟเอ็ม - เอสซีเอ มาใช้ออกอากาศกระจายเสียงไปพร้อมกับรายการตามปกติของสถานีวิทยุเอฟเอ็ม โดยข่าวสารที่ฝากส่งไปนี้อาจจะเป็นข่าวสารทางการศึกษา, การพยากรณ์อากาศ หรือข่าวสารการจราจร เป็นต้น ภาครับของผู้ใช้บริการก็จะใช้เครื่องรับวิทยุกระจายเสียงแบบเอฟเอ็มธรรมดา ต่อร่วมกับวงจรถอดสัญญาณเอฟเอ็ม - เอสซีเอ ซึ่งเป็นสัญญาณข้อมูล โดยสัญญาณข้อมูลนี้จะแสดงผลบนจอของเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลซึ่งแสดงข้อมูลที่ส่งมาจากรูทข้อมูลภาคส่ง

1.2 เนื้อหาโดยสังเขปของปริญญานิพนธ์

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการทดลอง และศึกษาถึงความเป็นไปได้ในการใช้งานของ วงจรการทำงาน และผลจากการทดลอง รวมถึงความผิดพลาดต่างๆ ที่เกิดขึ้น เพื่อจะนำไป ประยุกต์พัฒนาให้สามารถใช้งานได้จริงๆ ต่อไป โดยเนื้อหาในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งออกเป็นบทต่าง ๆ ดังนี้

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ กล่าวถึงทฤษฎีต่างๆ ที่ใช้ในปริญญานิพนธ์ คือทฤษฎีและ หลักการของเฟสล็อกกลูป ที่นำมาใช้ในการออกแบบวงจรสำหรับการส่ง และรับสัญญาณ ซึ่งเป็นจุดหลักของปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ โดยจะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของ เฟสล็อกกลูป, พฤติกรรมของเฟสล็อกกลูปเมื่อมีสัญญาณมารบกวน, และการสังเคราะห์ความถี่ด้วย เฟสล็อกกลูป

บทที่ 3 การออกแบบ, การสร้าง และการทดสอบ กล่าวถึงการออกแบบ และการสร้าง สัญญาณวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็ม โดยแสดงการออกแบบวงจรมอดูเลตสัญญาณวิทยุกระจาย เสียงเอฟเอ็ม ด้วยการออกแบบเป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ และอีกส่วนหนึ่งเป็นวงจรเข้า สัญญาณสเตอริโอ รวมถึงการออกแบบโมเด็มในช่องสัญญาณเอฟเอ็ม-เอสซีเอ และกล่าวถึง การเข้ารหัสสัญญาณเบสแบนด์วงจรมอดูเลต และดีมอดูเลตสัญญาณแบบเอฟเอสเค

บทที่ 4 การทดลอง และผลการทดลอง กล่าวถึงการนำวงจรในแต่ละส่วนของ ปริญญานิพนธ์ที่ได้จัดทำขึ้นมาทำการวัดผลในแต่ละขั้นตอนอย่างละเอียด เพื่อเปรียบเทียบผล ที่ได้จากการทดลองกับทฤษฎีว่าถูกต้องตรงกันหรือไม่

บทที่ 5 บทสรุป ปัญหา แนวทางแก้ไข และพัฒนา กล่าวถึงผลการทดลองโดยสรุป ของการทำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เพื่อเปรียบเทียบผลของการทำงานของปริญญานิพนธ์ที่ทำได้ กับผล และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับที่ได้ตั้งเป้าหมายเอาไว้, ปัญหา และอุปสรรคที่เกิดขึ้น ในการทำปริญญานิพนธ์ ทั้งได้เสนอแนวทางแก้ไข และพัฒนาปริญญานิพนธ์นี้ต่อไป

การส่งสัญญาณข้อมูลดิจิทัลผ่านช่องสัญญาณวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็ม-เอสซีเอ ที่ได้ จัดทำขึ้นนี้ จะเป็นระบบการส่งข้อมูลข่าวสารอีกระบบหนึ่งที่สามารถทำให้เกิดการใช้ ทรัพยากรทางด้านความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดในปัจจุบันให้สามารถใช้ประโยชน์ได้อย่างคุ้มค่า และเกิดประโยชน์ต่อมนุษยชาติมากที่สุด

บทที่ 2

ทฤษฎี และหลักการ

2.1 เฟสล็อกลูป

เฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop: PLL) เป็นระบบป้อนกลับที่บังคับให้วงจรออสซิลเลเตอร์มีความถี่หรือเฟสเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ หรือเฟสของสัญญาณอ้างอิงภายนอก เฟสล็อกลูปประกอบด้วยภาคสำคัญ 3 ภาค คือ ภาคเทียบเฟส หรือเฟสดีเทกเตอร์ (phase detector), ภาคลูปฟิลเตอร์ (loop filter) และภาค VCO ดูในรูปที่ 2.1 ในที่นี้สมมติว่าเราต่อเอาต์พุตจากวงจรภาค VCO



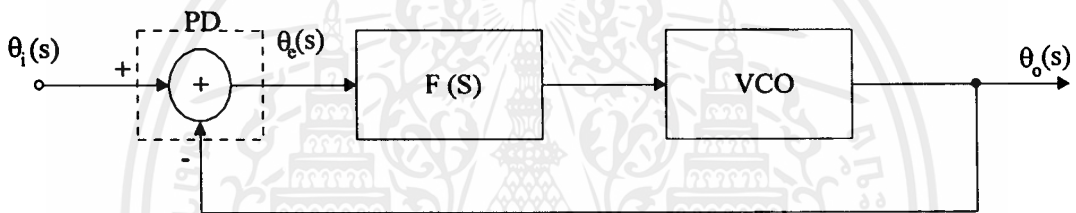
รูปที่ 2.1 ผังของเฟสล็อกลูป

สมมติว่าสัญญาณอ้างอิงภายนอกเป็นสัญญาณรายคาบ (periodic) เข้ามาที่อินพุต ภาคเทียบเฟสทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณ ภาค VCO เอาต์พุตที่ได้จากภาคเฟสดีเทกเตอร์จะเป็นแรงดันที่มีแอมพลิจูดเป็นสัดส่วนกับผลต่างในเฟสของสัญญาณทั้งสองที่ทำการเปรียบเทียบ แรงดันผลต่างนี้ป้อนไปให้วงจรลูปฟิลเตอร์ ซึ่งเป็นฟิลเตอร์ชนิดโลพาส (low pass filter) กรองเอาแต่เฉพาะความถี่ต่ำที่ต้องการเพื่อส่งไปควบคุมการออสซิลเลเตอร์ของภาค VCO ต่อไป

เมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อก (lock) ความถี่ของ ภาค VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดีอาจจะมีเฟสแตกต่างกันไป แต่ค่าเฟสที่แตกต่างกันนี้จะมีค่าคงที่ ในกรณีที่มีเฟส

ไม่ตรงกัน ภาคเฟสดีเทกเตอร์จะจ่ายแรงดันคลาดเคลื่อน (error voltage) ไปควบคุมการทำงานของภาค VCO เพื่อมิให้เฟสคลาดเคลื่อน จนกว่าจะเข้าสู่สภาวะล็อกเอาต์พุตของภาค VCO จึงมีแอมพลิจูดคงที่เสมอ แต่ความถี่จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของสัญญาณอินพุต ที่กล่าวมาคือหลักการทำงานของเฟสล็อกกลุ่บ ต่อไปจะเป็นการวิเคราะห์และกำหนดเงื่อนไขระบบเฟสล็อกกลุ่บ

2.1.1 แบบจำลองเฟสล็อกกลุ่บ



รูปที่ 2.2 ฟังก์ชันการทำงานของระบบเฟสล็อกกลุ่บ

โดย	$\theta_o(s)$	เป็นค่าเฟสเอาต์พุตของระบบ	(rad)
	$\theta_i(s)$	เป็นค่าเฟสอินพุตหรือเฟสอ้างอิงของระบบ	(rad)
	$\theta_e(s)$	เป็นค่าเฟสเออเรอร์ของระบบ	(rad)
	PD	เป็นค่าเฟสดีเทกเตอร์	
	VCO	เป็นค่าวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน	
	F(s)	เป็นค่าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	

เราสามารถวิเคราะห์และกำหนดเงื่อนไขในการออกแบบระบบเฟสล็อกกลุ่บให้เป็นระบบเชิงเส้น โดยให้ความต่างเฟสระหว่างเฟสอินพุตและเฟสที่ป้อนกลับมีเฟสแตกต่างกันไม่มาก และให้เอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์เป็นแรงดัน (V_a) โดยขึ้นอยู่กับความต่างเฟสของเฟสอินพุตและเฟสป้อนกลับหรือได้เป็น

$$V_a = K_d (\theta_i - \theta_o) \quad (1)$$

โดย K_d เป็นค่าอัตราขยายของเฟสดีเทกเตอร์มีหน่วยเป็น V/rad และในกรณีที่ให้ระบบเป็นแบบเชิงเส้น เราจะได้ความถี่เอาต์พุตของวงจรภาค VCO ที่เบี่ยงเบนออกจากความถี่ศูนย์กลางเป็น

$$\Delta\omega = K_o V_c \quad (2)$$

โดย V_c เป็นแรงดันอินพุตของวงจรภาค VCO
 K_o เป็นอัตราขยายของวงจรภาค VCO มีหน่วย rad / v
 ดังนั้นเขียนความถี่ที่เอาต์พุตของภาค VCO คือ

$$\omega_o = \omega_c + \Delta\omega = \omega_c + K_o V_c \quad (3)$$

โดย ω_c เป็นความถี่อิสระ (free running) ของ ภาค VCO และจากความถี่เป็นการอนุพันธ์เทียบกับเวลา หรือได้เป็น

$$\Delta\omega = \frac{d\theta_o}{dt} = K_o V_c \quad (4)$$

เฟสเอาต์พุตของรูปดังนี้

$$\theta_o(t) = \int_0^t \Delta\omega \, dt + \theta_{-0} \quad (5)$$

ในระบบเฟสล็อกกลูป ถ้าทำการวิเคราะห์ด้วยการทำลาปลาซทรานฟอร์ม (laplace transform) เฟสเอาต์พุตได้เป็น

$$\theta_0(s) = \frac{K_0 V_0}{s} \quad (6)$$

2.1.2 วงจรกรองความถี่ในรูป

สำหรับกรณีวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน $F(s)$ ในรูป ซึ่งเป็นตัวควบคุมคุณสมบัติพลวัต (dynamic) ของรูป สำหรับในที่นี้จะขอกล่าวไว้เพียง 2 ประเภท คือ วงจรกรองแบบพาสซีฟ หรือวงจรกรองแบบลีด-แล็ก (lead-lag filter) และวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ

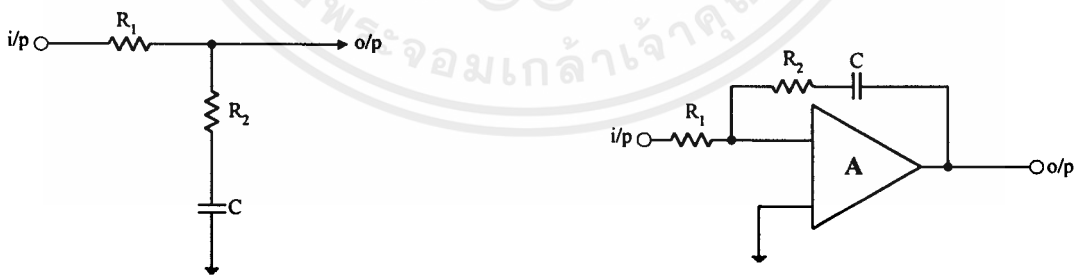
วงจรกรองแบบพาสซีฟ หรือวงจรกรองแบบลีด-แล็ก ดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ก) ทรานเฟอร์ฟังก์ชันคือ

$$F(s) = \frac{sT_2 + 1}{sT_1 + 1} \quad (7)$$

โดย

$$T_1 = (R_1 + R_2)C$$

$$T_2 = R_2 C$$



รูปที่ 2.3 (ก) วงจรกรองแบบพาสซีฟ รูปที่ 2.3 (ข) วงจรกรองแบบแอกทีฟ

วงจรกรองแบบแอคทีฟมีทรานเฟอร์ฟังก์ชันคือ

$$F(s) = \frac{sT_2 + 1}{sT_1} \quad (8)$$

โดย $T_1 = R_1 C$

$$T_2 = R_2 C$$

โดย A เป็นอัตราขยายของวงจรขยาย กำหนดให้มีค่ามาก ๆ

ซึ่งทรานเฟอร์ฟังก์ชันของเฟสเออเรียร์ต่อเฟสอินพุตของเฟสล็อกกลูป แสดงได้คือ

$$\frac{\theta_e(s)}{\theta_i(s)} = 1 - \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} \quad (9)$$

หรือได้เป็น

$$\frac{\theta_e(s)}{\theta_i(s)} = \frac{s}{s + K_0 K_d F(s)} \quad (10)$$

2.1.3 เฟสดีเทกเตอร์

สำหรับเฟสดีเทกเตอร์ หรืออาจเรียกว่าเฟสคอมพาราเตอร์ (phase comparator) เป็นอุปกรณ์ที่เปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิงหรือเฟสอินพุตกับเฟสเอาต์พุตที่ป้อนกลับจากภาค VCO และให้แรงเอาต์พุตเป็นแรงดันที่แปรตามค่าความต่างเฟส สำหรับเฟสดีเทกเตอร์สามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือ แอนะล็อกเฟสดีเทกเตอร์และดิจิตอลเฟสดีเทกเตอร์ โดยเฟสล็อกกลูปที่ใช้แอนะล็อกเฟสดีเทกเตอร์หรืออาจเรียกว่าแอนะล็อกเฟสล็อกกลูป (Analog Phase Locked Loop : APLL) และในเฟสล็อกกลูปที่ใช้ดิจิตอลเฟสดีเทกเตอร์หรืออาจเรียกว่าดิจิตอลเฟสล็อกกลูป (Digital Phase Locked Loop : DPLL) โดยทั่วไปแล้ว ถ้ากล่าวถึงเฟสล็อกกลูปนั้นหมายถึงแอนะล็อกเฟสล็อกกลูป สำหรับเฟสดีเทกเตอร์ที่ใช้ในแอนะล็อกเฟสล็อกกลูปที่ใช้กันมากก็คือ วงจรคูณแบบกิลเบิร์ต (gilbert multiplier) สำหรับ

ดิจิทัลเฟสล็อกูปมักใช้เฟสดีเทกเตอร์แบบเฟสฟรีควেনซีดีเทกเตอร์ (Phase Frequency Detector : PFD)

2.1.4 วงจรคูณแบบกิลเบิร์ต

โครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 2.4 โดยสัญญาณอินพุตของเฟสดีเทกเตอร์จะมาจากสัญญาณอ้างอิง และสัญญาณที่ป้อนกลับมาจากเอาต์พุตของภาค VCO โดยสัญญาณจากภาค VCO จะเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ส่วนสัญญาณอินพุตของเฟสดีเทกเตอร์โดยทั่วไปจะเป็นสัญญาณไซน์มีขนาดใหญ่เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันความร้อนสมมูล (thermal voltage = 26 mV) ดังนั้นทรานซิสเตอร์คู่ล่างของวงจรคูณจะปิดและเปิดตามซิกบวกรหรือลบของสัญญาณไซน์ ในที่นี้วงจรคูณจะทำหน้าที่เป็นซิงโครไนซ์สวิตช์ (synchronous switched) โดยอินพุตป้อนเข้าที่จุด V_{in1} และ V_{in2} สามารถเขียนสัญญาณการทำงานได้ดังรูปที่ 2.4

สำหรับสัญญาณเอาต์พุตประกอบด้วย DC และสัญญาณส่วนประกอบที่เป็น AC ที่มีความถี่เป็น 2 เท่าของสัญญาณอินพุต ดังนั้นค่าเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตแสดงได้คือ

$$V_{avg} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_0(t) dt \quad (11)$$

จะได้

$$V_{avg} = \frac{(A_1 - A_2)}{\pi} \quad (12)$$

สำหรับ A_1 และ A_2 เป็นพื้นที่แสดงดังรูป ดังนั้น

$$V_{avg} = - \left[\frac{I_{EE} R_c (\pi - \phi)}{\left(\frac{\pi - I_{EE} R_c \phi}{\pi} \right)} \right] \quad (13)$$

จะได้

$$V_{avg} = I_{EE} R_c \left(\frac{2\phi}{\pi - 1} \right) \quad (14)$$

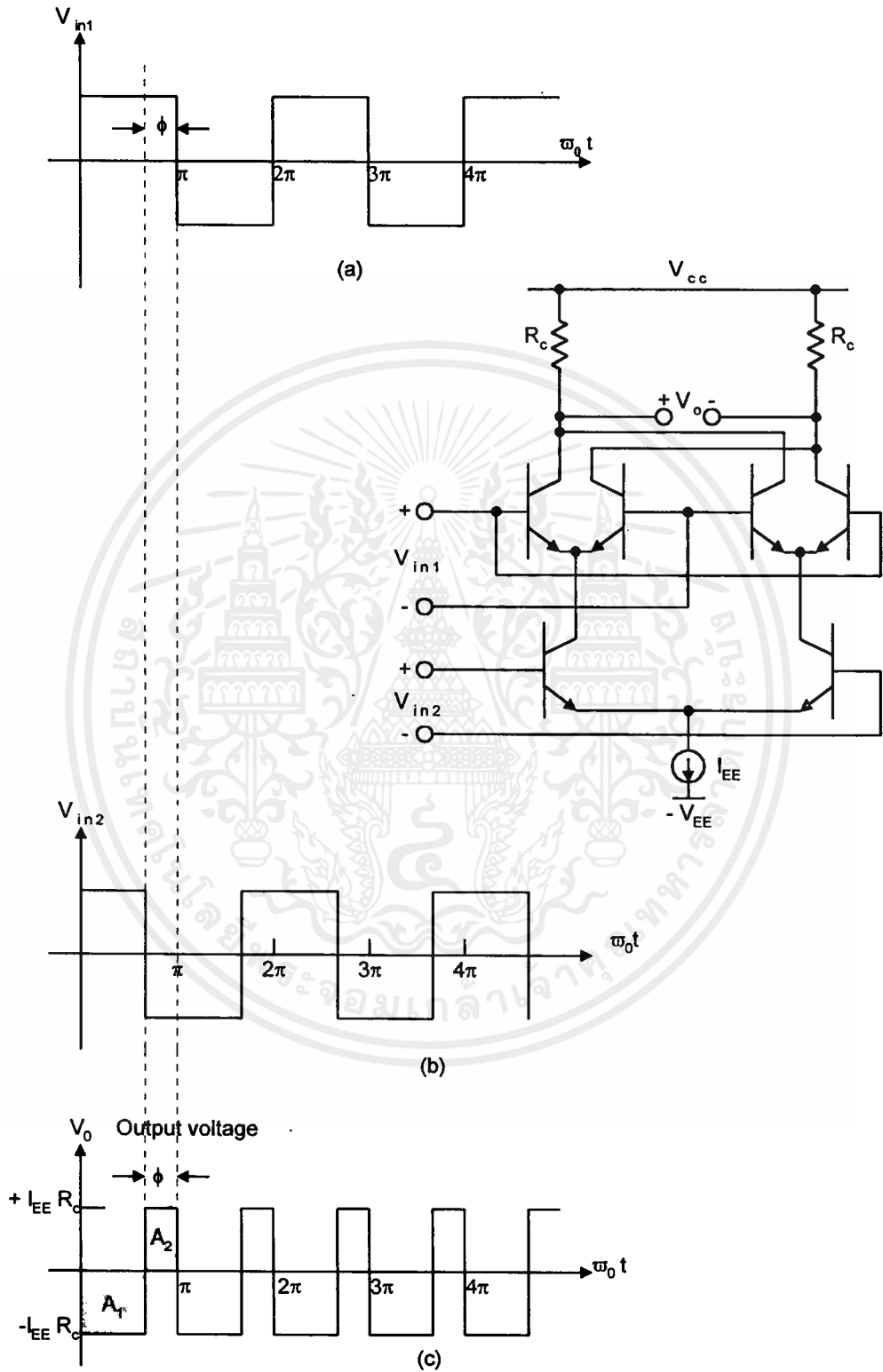
โดยแสดงคุณสมบัติไอออนย้ายของแอนะล็อกเฟสดีเทกเตอร์ได้ดังรูปที่ 2.5

2.1.5 วงจรเฟสฟรีแควนซีดีเทกเตอร์

สำหรับเฟสฟรีแควนซีดีเทกเตอร์ เป็นวงจรที่รับสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณดิจิทัล และให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณดิจิทัลที่ขึ้นอยู่กับความต่างเฟสของสัญญาณอินพุต นอกจากจะทำการดีเทกต์ความต่างเฟสแล้ว วงจรเฟสฟรีแควนซีดีเทกเตอร์ สามารถที่จะดีเทกต์ความแตกต่างระหว่างความถี่อินพุตทั้งสองด้วย สำหรับวงจรของเฟสฟรีแควนซีดีเทกเตอร์ แสดงดังรูปที่ 2.6

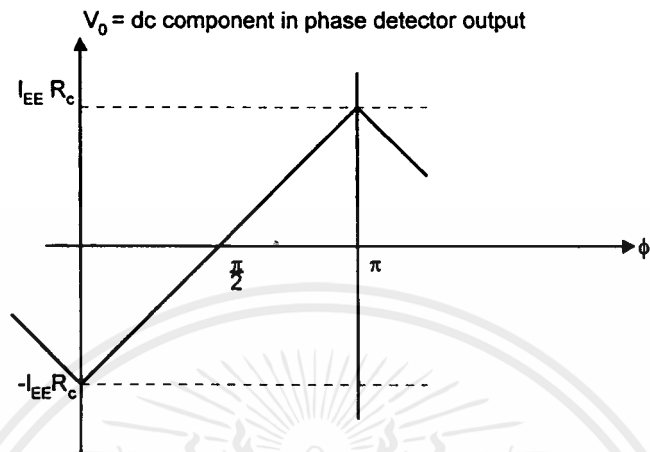
วงจรจะประกอบด้วย ฟลิปฟลอป, วงจรเกท, และต่อร่วมกันกับส่วนที่เรียกว่า ประจุปั๊ม (charge pump) ซึ่งเป็นส่วนเปลี่ยนสัญญาณเอาต์พุตลอจิกเป็นแรงดัน โดยแสดงวงจรสมมูลย์ของวงจรประจุปั๊มได้เป็นสวิทช์ที่จะปิดเมื่อมีสัญญาณลอจิกที่มาขับเท่ากับ 1 และเปิดเมื่อลอจิกที่มาขับเท่ากับ 0 โดยที่อินพุต f_r เป็นสัญญาณจากความถี่อ้างอิง ส่วนอินพุต f_{VCO} เป็นอินพุตจากความถี่ป้อนกลับจากภาค VCO สำหรับการทำงานแสดงรูปคลื่นอินพุต, เอาต์พุตของเฟสฟรีแควนซีดีเทกเตอร์ และที่เอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) โดยสามารถแบ่งการอธิบายการทำงานได้เป็น 3 ช่วง คือ

ช่วงแรก เริ่มต้นสัญญาณ f_r มีเฟสหน้าสัญญาณ f_{VCO} ขอบของสัญญาณ f_r จะกำหนดฟลิปฟลอป FF_1 ให้สัญญาณที่ขา Q เป็นลอจิก 1 ส่วนสัญญาณที่ขา Q ของ FF_2 นั้นจะเป็นลอจิก 0 ดังนั้นที่เอาต์พุตเกท A_1 มีลอจิก 1 ทำให้ S_1 ปิด ดังนั้น กระแสจะไหลจากแหล่งจ่าย V_{CC} ผ่านความต้านทานเข้าสู่คาปาซิเตอร์ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งเป็นการประจุแรงดันให้กับคาปาซิเตอร์ ขณะที่ขอบของสัญญาณ f_{VCO} ที่ตามมาจะกำหนดให้ขา Q ของฟลิปฟลอป FF_2 เป็น 1 ดังนั้นที่เอาต์พุตของแอนนเกทจะได้เอาต์พุต 0 เป็นการรีเซ็ตฟลิปฟลอปทั้งสองตัว ดังนั้นที่สวิทช์ S_1 จะเปิดออก สำหรับปรากฏการณ์ในช่วงแรกนี้เรียกว่า การปั๊มขึ้น (pump up) โดยอาจเกิดขึ้นหลายๆ ไซเคิลต่อๆ กัน โดยเฟสฟรีแควนซีดีเทกเตอร์ จะทำการปั๊มขึ้นจนกระทั่งเฟสของ f_r และเฟสของ f_{VCO} ไม่แตกต่างกัน

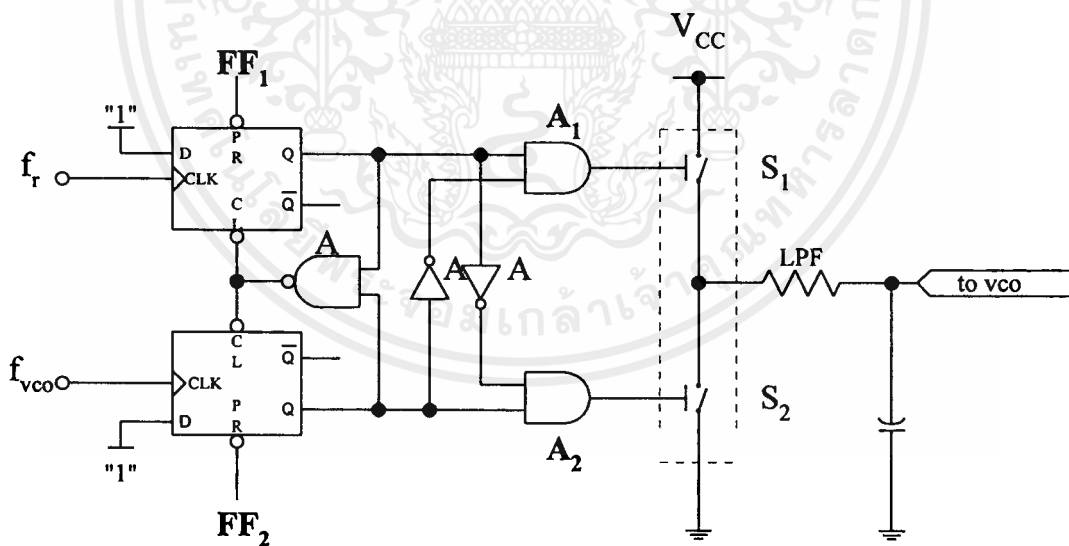


รูปที่ 2.4 วงจรแวนะลอกเฟสดีเทกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



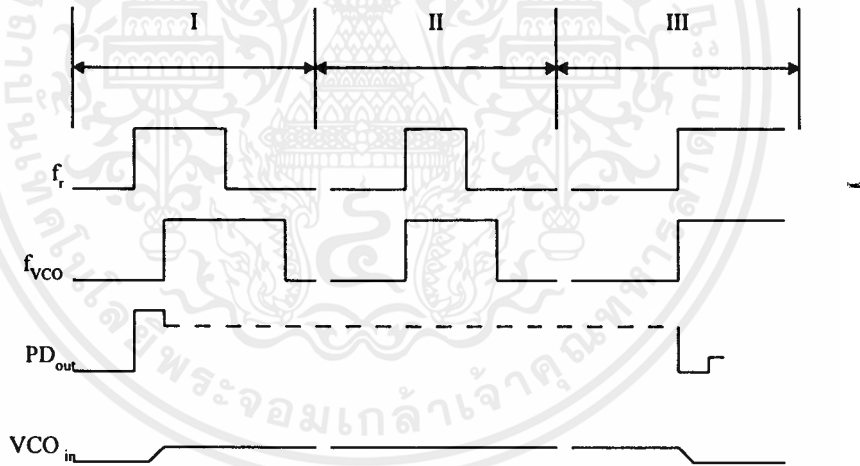
รูปที่ 2.5 คุณสมบัติไอออนย้ายของแอนะล็อกเฟสดีเทกเตอร์



รูปที่ 2.6 ผังของวงจรเฟสล็อกเฟควิเคราะห์

ช่วงสอง เนื่องจากเฟสของ f_r และ f_{VCO} เท่ากันแล้ว s_1 และ s_2 อยู่ในสถานะเปิดออกทั้งคู่ สถานะเช่นนี้ที่จุดที่ต่อกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จะเป็นสถานะอิมพีแดนซ์สูงมาก แรงดันที่ควบคุมภาค VCO จะเป็นแรงดันที่คงค้างในคาปาซิเตอร์จากการประจุ

ช่วงสาม กรณีเฟสของสัญญาณจากภาค VCO เริ่มนำหน้าสัญญาณ f_{in} ของสัญญาณ f_{VCO} จะกำหนดให้ฟลิปฟล็อป FF_2 ให้ลอจิกเอาต์พุตเท่ากับ 1 และที่เอาต์พุตของเกต A_2 มีค่าเป็นลอจิก 1 ทำให้ S_2 ถูกปิดแรงดันในคาปาซิเตอร์ จะคายประจุผ่านความต้านทาน, สวิตช์ S_2 จะลงกราวด์ และเฟสของ f_{in} ที่ตามมาจะกำหนดฟลิปฟล็อป FF_1 ให้เอาต์พุตของ A_2 เป็นลอจิก 0 และ S_2 ถูกเปิดออก สำหรับการทำงานในช่วงนี้เรียกว่า การปั๊มลง (pump down) โดยอาจจะเกิดเป็นหลายๆ ไซเคิลเช่นเดียวกับการปั๊มขึ้น



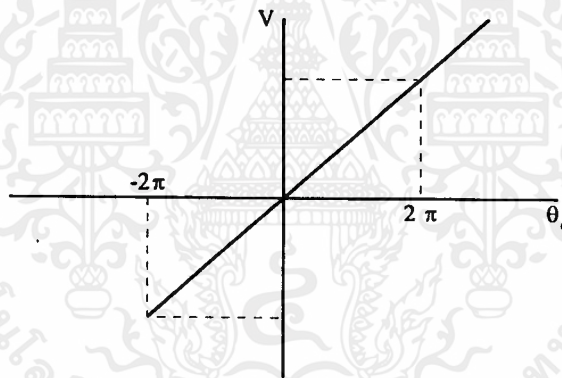
รูปที่ 2.7 พังเวลาของเฟสฟรีควเอนซีดีเทกเตอร์ในช่วงเวลาต่างๆ

กล่าวได้ว่าในกรณีถ้าความถี่อินพุตไม่เท่ากันแล้ว ที่อินพุตของเฟสฟรีควเอนซี-ดีเทกเตอร์ จะมีความต่างเฟสกันตลอดเวลา ดังนั้นฟลิปฟล็อป FF_1 , FF_2 จะถูกกำหนดตลอดเวลา เช่น ถ้า $f_{in} > f_{VCO}$ ที่เอาต์พุตของ Q_1 จะเป็น 1 ตลอดทำให้ S_1 ปิดวงจร, แรงดันประจุเข้าสู่

คาปาซิเตอร์ เป็นการเพิ่มแรงดันให้กับภาค VCO สร้างความถี่เพิ่มขึ้นตาม f_{in} สำหรับคุณสมบัติไอพ่ายของเฟสฟรีควเอนซีดีเทกเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 2.8

2.2 ผลตอบสนองของรูปต่อสัญญาณอินพุต

ในการวิเคราะห์ผลของเฟสล็อกรูปต่อสภาวะทรานเซียน และสภาวะสเทดี (steady) เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอินพุตนั้น มีประโยชน์สำหรับการนำเอาเฟสล็อกรูปไปออกแบบสำหรับรูปที่ใช้ติดตาม (tracking) สัญญาณหรือรูปที่ใช้สำหรับการสังเคราะห์ความถี่



รูปที่ 2.8 คุณสมบัติไอพ่ายของเฟสฟรีควเอนซีดีเทกเตอร์

2.2.1 ผลตอบสนองของขั้นตอนการเปลี่ยนเฟส

จากรูปที่ 2.2 เมื่อสัญญาณอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากเป็นเฟสสัญญาณอินพุต ซึ่งอยู่ในรูปของเฟสได้เป็น

$$\theta_i(t) = u(t)\Delta\theta \quad (15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$u(t)$ = อนุตศเตปฟังกัชัน

$\Delta\theta$ = ขนาดของเฟสอินพุตที่เปลี่ยนแปลง

หรือเขียนให้อยู่ในรูปของ s โดเมนได้ว่า

$$\theta_i(s) = \frac{\Delta\theta}{s} \quad (16)$$

2.2.2 ผลตอบสนองการเปลี่ยนความถี่

เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ หรือการเลื่อนจากความถี่หนึ่งไปสู่อีกความถี่หนึ่ง สมการความถี่ของอินพุตเขียนได้เป็น

$$\omega_i = \omega_0 + \Delta\omega \quad (17)$$

ω_0 = ความถี่อินพุตเดิม

ω_i = ความถี่ที่เปลี่ยนแปลงใหม่

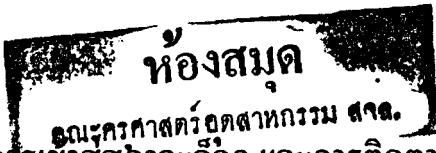
$\Delta\omega$ = ขนาดของความถี่ที่เปลี่ยนแปลง

ดังนั้นเฟสอินพุตเขียนได้เป็น

$$\theta_i(t) = \Delta\omega t \quad (18)$$

หรือใน s โดเมน

$$\theta_i(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2} \quad (19)$$



2.2.3 การเข้าสู่สภาวะล็อก และการติดตามสัญญาณของเฟสล็อกกลุ๊ป

เนื่องจากการประยุกต์ใช้งานที่สำคัญอันหนึ่งในระบบโทรคมนาคมสำหรับเฟสล็อกกลุ๊ปคือ การใช้สำหรับติดตามสัญญาณเพื่อจะทำการคิมอดูเลต หรือทำการซิงค์โคไนซ์สัญญาณขึ้นมาใหม่จากสัญญาณอินพุตซึ่งเป็นคลื่นพาห์ ดังนั้น การวิเคราะห์ความสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุตและความสามารถสำหรับเริ่มต้นล็อกความถี่อินพุตจึงมีความสำคัญ โดยในที่นี้จะเป็นการวิเคราะห์สำหรับแอนะล็อกเฟสล็อกกลุ๊ปเท่านั้น

1. พิสัยล็อก (lock range) เป็นพิสัยที่ความถี่ของภาค VCO ของลู๊ปสามารถติดตามความถี่อินพุต (tracking) หลังจากลู๊ปเริ่มต้นล็อกกับสัญญาณอินพุตแล้ว ดังนั้น อาจเรียกว่า พิสัยแทรกกิ้ง หรือพิสัยโฮลด์ (hold in range) การหาพิสัยล็อกสูงสุดนั้น หาได้จากการสมมติว่าความถี่ที่ป้อนเข้าลู๊ปเป็นความถี่สูงสุดของเฟสล็อกกลุ๊ปทำการล็อก แบบจำลองระบบในสภาวะที่ค่าของเฟสเออเรอร์มีค่ามากๆ เขียนได้

$$\lim_{t \rightarrow 0} \sin \theta_e(t) = \frac{\Delta \omega_H}{K_0 K_d F(0)} \quad (20)$$

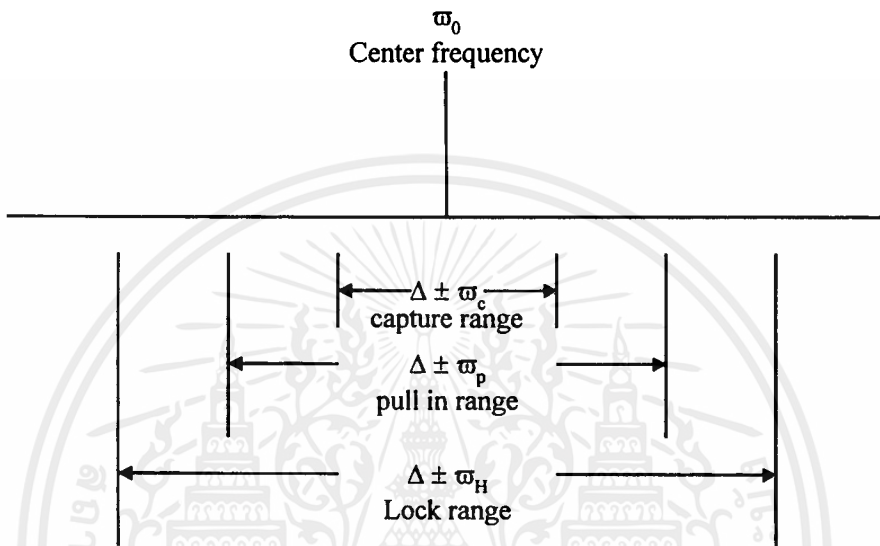
ค่า $\Delta \omega_H$ เป็นค่าพิสัยล็อกซึ่งจะเกิดขึ้นสูงสุดเมื่อมุมของ θ_e เท่ากับ $\pm \pi/2$ หรือฟังก์ชัน $\sin \theta_e(t)$ มีค่าสูงสุด คือ ± 1 ดังนั้น

$$\Delta \omega_H = K_0 K_d F(0) \quad (21)$$

หรือจะเท่ากับอัตราขยายของลู๊ปกรณียของเฟสล็อกกลุ๊ปที่ใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟ และ $\Delta \omega_H$ มีค่าเท่ากับ ∞ กรณีเฟสล็อกกลุ๊ปในวงจรกรองแบบแอกทีฟ

2. พิสัยพูลอิน (pull in range) เป็นพิสัยที่เฟสล็อกกลุ๊ปสามารถจะล็อกกับสัญญาณอินพุตได้โดยลู๊ปอยู่ในสภาวะเริ่มต้นไม่ได้ล็อกกับความถี่อินพุต ปรากฏการณ์เริ่มต้นล็อกสามารถอธิบายได้โดยสมมติให้ลู๊ปเปิดออกกระหว่างวงจรกรองความถี่ในลู๊ป และภาค VCO ถ้าที่อินพุตมีความถี่เข้ามา (ω_1) ใกล้ความถี่ภาค VCO (ω_2) เฟสดีเทกเตอร์ซึ่งเป็น แอนะล็อกมัลติพลายเออร์จะให้ผลรวม และผลต่างของความถี่ระหว่างความถี่อินพุตกับความถี่เอาต์พุต

ภาค VCO โดยที่เอาต์พุตของวงจรจะมีเพียงผลต่างของความถี่ ถ้าดูเปิดอย่างทันทีทันใด ผลต่างของความถี่ซึ่งกำหนดให้เท่ากับ $\Delta\omega_0$ ได้เป็น



รูปที่ 2.9 พิสัยล็อก, พิสัยพูลอิน และพิสัยแคปเจอร์

$$\Delta\omega_0 = \frac{d\theta_c}{dt}$$

(22)

ความถี่ $\Delta\omega_0$ จะเป็นสัญญาณอินพุตของภาค VCO ซึ่งจะเป็นการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม หรือสัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณไซน์ โดยขนาดของความถี่เปลี่ยนแปลงตามเวลาถ้าระหว่าง ขบวนการมอดูเลต ค่าความถี่ของภาค VCO เคลื่อนเข้าใกล้ความถี่อินพุต ดังนั้น ค่า $\Delta\omega_0$ จะ ลดลง ค่า $d\theta_c / dt$ ลดลง ผลการเปลี่ยนแปลงแรงดันของเฟสดีเทกเตอร์ ทางด้านเอาต์พุตจะช้า ลงเมื่อเทียบกับเวลา แต่ถ้าระหว่างขบวนการมอดูเลต ค่าความถี่ของภาค VCO เคลื่อนจาก ความถี่อินพุตจะทำให้ค่า $\Delta\omega_0$ เพิ่มมากขึ้น ค่า $d\theta_c / dt$ เพิ่มขึ้น แรงดันเอาต์พุตของ เฟสดีเทกเตอร์เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วเมื่อเทียบกับเวลา แสดงการเกิดบีทโน้ตในรูปที่ 2.10

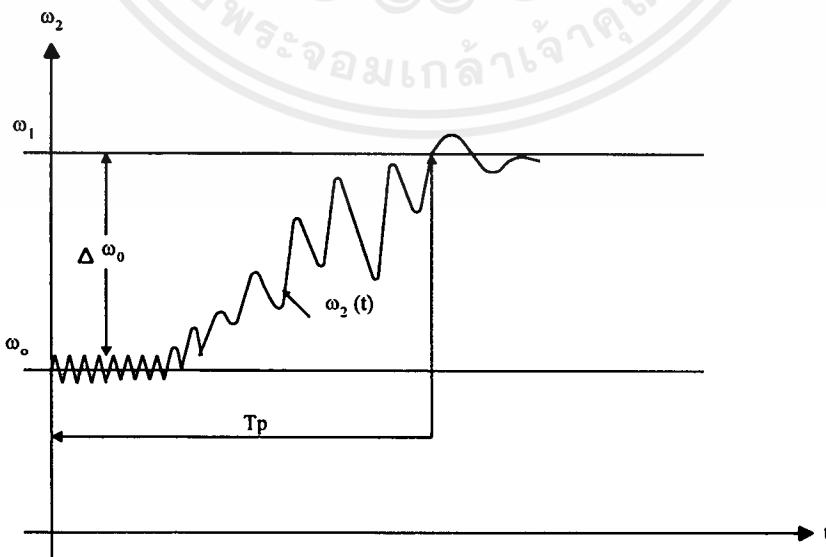
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภายใต้เงื่อนไขดังกล่าว แสดงสัญญาณเฟสดีเทกเตอร์เอาต์พุต ได้ดังรูป สัญญาณบิตโน้ตที่เป็นลักษณะไม่สมมาตรจะให้ค่าแรงดันคิซีเฉลี่ย ที่ทำให้ความถี่ของภาค VCO เคลื่อนที่เข้าไปสู่ความถี่อินพุต จนกระทั่งเท่ากันหรือเกิดการล็อก ช่วงเวลาที่เฟสล็อกอุปไซ้สำหรับการล็อกนี้เรียกว่า เวลาพูลอิน (pull in time) โดยถ้า $\Delta\omega_0$ มากกว่าอัตราขยายของอุปมากมาย แล้ว ($\Delta\omega_0 \gg K_0 K_d$) ค่าเวลาพูลอินประมาณได้คือ

$$T_p = \frac{(\Delta\omega_0)^2}{2\zeta\omega_n^3} \quad (23)$$

ซึ่งค่า $\Delta\omega_0$ เป็นความแตกต่างระหว่างความถี่อินพุตและความถี่อิสระของภาค VCO

3.พิสัยแคปเจอร์ (capture range) เป็นพิสัยที่เฟสล็อกอุปสามารถจะล็อกกับความถี่อินพุต โดยสภาพของอุปไม่ได้เริ่มต้นล็อกเช่นเดียวกับพิสัยอุปอิน ซึ่งพิสัยแคปเจอร์นี้ช่วงความถี่จะแคบกว่า โดยผลต่างความถี่อินพุตเข้ามากับความถี่ภาค VCO ไม่ทำให้เกิดลักษณะสัญญาณบิตโน้ตที่เอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์ หรือกล่าวได้ว่าผลต่างของความถี่สามารถผ่านอุปฟิลเตอร์โดยไม่ถูกลดทอน ดังนั้นเขียนสมการของความถี่สูงสุดของภาค VCO เอาต์พุตได้จากการถูกมอดูเลทโดยแรงดันที่ผ่านอุปฟิลเตอร์นี้ได้



รูปที่ 2.10 การเกิดสัญญาณบิตโน้ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|\Delta\omega_c| = K_0 K_d F |j\Delta\omega| \quad (24)$$

โดย $|F(j\Delta\omega)|$ เป็นอัตราการลดทอนของวงจรกรองความถี่ต่อความถี่ที่แตกต่างกันระหว่างความถี่อินพุตและความถี่ของภาค VCO (ที่เป็นความถี่อิสระ) สำหรับวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ ขนาดของทรานเฟอร์ฟังก์ชันทางขนาดแสดงได้คือ

$$F(j\omega) = \frac{1 + (\omega T_2)^2}{\sqrt{1 + (\omega T_1)^2}} \quad (25)$$

หรือประมาณได้ว่า

$$F(j\Delta\omega) = \frac{T_2}{T_1} \quad (26)$$

ดังนั้น

$$\Delta\omega_c = \frac{K_0 K_d T_2}{T_1} \quad (27)$$

2.2.4 เฟสล็อกกลูปต่อสัญญาณอินพุตที่มีสัญญาณรบกวน

ในกรณีที่อินพุตของเฟสล็อกกลูปมีสัญญาณรบกวน (noise) เขียนได้เป็น

$$V_i(t) = V_s \sin(\omega_i t + \theta_i) + n(t) \quad (28)$$

สัญญาณรบกวน $n(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนที่ผ่านวงจรกรองความถี่ย่านผ่านก่อนเข้าเฟสล็อกกลูปดังนั้น แสดงได้ว่า

$$n(t) = n_c(t) \cos \omega_i t - n_s(t) \sin \omega_i t \quad (29)$$

แรงดันจากเอาต์พุตของภาค VCO สำหรับเฟสล็อกูปที่ใช้เฟสดีเทกเตอร์แบบ มัลติพลายเออร์เมื่อรูปล็อกสัญญาณเอาต์พุตจะต่างเฟสกับอินพุต 90 องศา ดังนั้นแรงดัน เอาต์พุตจะได้เป็น

$$V_o(t) = V_o \cos(\omega_i + \theta_o) \quad (30)$$

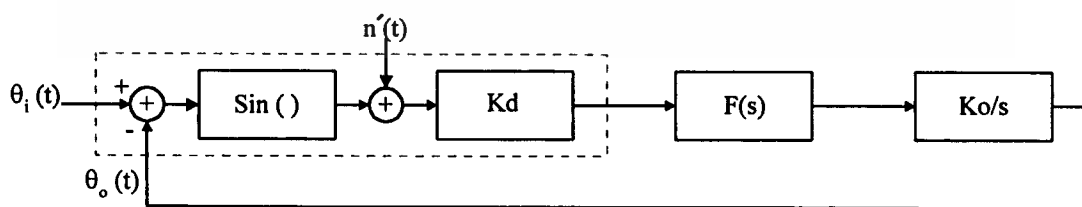
ดังนั้น เอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์ได้เป็น

$$V_d(t) = K_m V_i(t) V_o(t) \quad (31)$$

โดย K_m เป็นค่าคงที่
หรือได้

$$V_d(t) = K_d \langle \sin(\theta_i - \theta_o) + n'(t) \rangle \quad (32)$$

ซึ่งทำให้แบบจำลองของวงจรเฟสดีเทกเตอร์ และระบบเฟสล็อกูปแสดงได้ดัง
รูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 ผังแบบจำลองของลูปเมื่ออินพุตมีสัญญาณรบกวน

ผลของสัญญาณรบกวนรอบกวนทำให้เฟสของสัญญาณเอาต์พุต $\theta_o(t)$ แกว่งจากจุดตัดศูนย์หรือเกิดจitter เป็นสัญญาณรบกวนในรูปของเอาต์พุตเฟสสัญญาณรบกวน (phase noise) หรือเฟสจitter variance (phase jitter variance) แสดงได้คือ

$$\overline{\theta_n^2} = \int_{-\infty}^{+\infty} |H(j2\pi f)|^2 S_n(f) df \quad (\text{rad}^2) \quad (33)$$

เราสามารถจำกัดขนาดเฟสจitter โดยการจำกัดขนาดของค่ารูปแบนด์วิดท์ แต่การจำกัดขนาดของค่ารูปแบนด์วิดท์ หรือให้ค่ามีขนาดน้อยๆ แล้ว จากสมการ (23) ค่าเวลาพลูอินดูปจะมีค่ามาก ดังนั้น การกำหนดค่ารูปแบนด์วิดท์ต้องคำนึงถึงค่าเวลาพลูอินดูปด้วย ถ้าเรานิยาม

$$\overline{\theta_n^2} = \frac{1}{2} \text{SNR}_L \quad (34)$$

โดย SNR_L เป็นอัตราส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนอินพุตของรูปจะได้

$$\text{SNR}_L = \frac{\text{SNR}_i B_i}{2B_L} \quad (35)$$

โดยค่า

$$\text{SNR}_i = V^2 / N_i$$

$$B_L = \int_0^\infty |H(\omega)|^2 df$$

ซึ่งหมายถึงว่าค่า SNR_L จะขึ้นอยู่กับค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนอินพุต, แบนด์วิดท์ของวงจรกรองความถี่ผ่าน และค่ารูปแบนด์วิดท์ โดยค่า SNR_L เป็นตัวบอกว่าคุณภาพของรูปจะสามารถปรับปรุงอัตราส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนขึ้นได้ดีเพียงใด โดยในทางปฏิบัติกำหนดค่า SNR_L , มากกว่า 6 dB จึงทำให้เฟสล็อกรูปสามารถล็อกสัญญาณโดยไม่เกิดการหลุด (loss of locked)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.5 วงจรเฟสล็อกูปที่อินพุตเป็นวงจรยกกำลัง 2

สำหรับการใช้วงจรเฟสล็อกูปสำหรับสัญญาณฮาร์โมนิกที่ 2 ของสัญญาณ โดยก่อนหน้าของสัญญาณเฟสล็อกูปเป็นวงจรยกกำลัง 2 ขนาดของเฟสจิทเตอร์วารีเียนซ์จะเพิ่มขึ้นโดยทำให้อินพุตของวงจรยกกำลัง 2 เป็น

$$V_{in}(t) = m(t)\cos(\omega_i t + \theta_i) + n(t) \quad (36)$$

โดย $n(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนเกาเซียนแบบย่านผ่าน (band pass gaussian noise) ที่เอาต์พุตของวงจรยกกำลัง 2 หรืออินพุตของเฟสล็อกูป

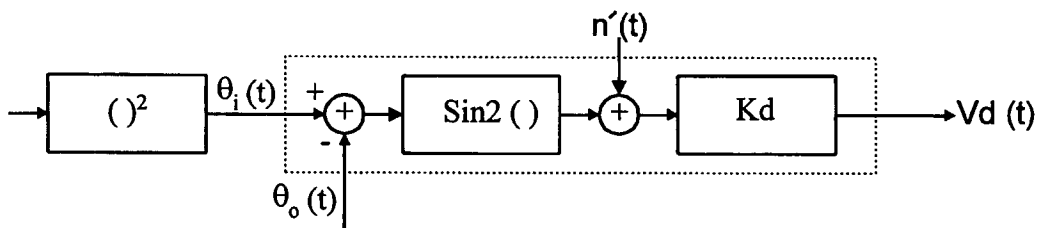
และสำหรับแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตได้เป็น

$$V_o(t) = V_o \sin 2(\omega_i t + \theta_o) \quad (37)$$

แรงดันเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์ได้เป็น

$$V_d = K_d (\sin 2(\theta_i - \theta_o)) + n'(t) \quad (38)$$

โดย $n'(t)$ เป็นสัญญาณรบกวน และสัญญาณรบกวนระหว่างการมอดูเลท (inter-modulation noise) ของวงจรเฟสดีเทกเตอร์ ดังนั้นวงจรสมมูลย์ของสัญญาณรบกวนของเฟสดีเทกเตอร์จึงแสดงได้ดังรูปที่ 2.12

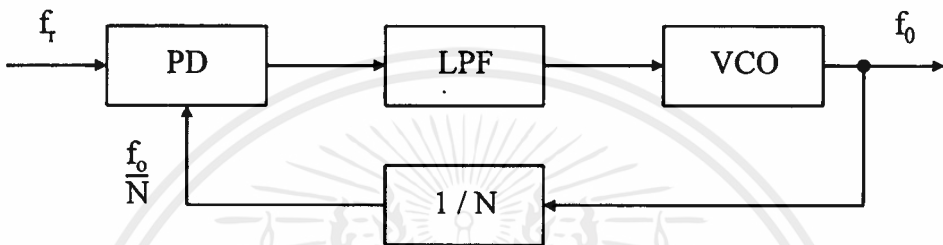


รูปที่ 2.12 ผังวงจรสมมูลย์ของเฟสดีเทกเตอร์ที่มีวงจรยกกำลัง 2 ที่อินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 การสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป

การสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป เป็นการสร้างความถี่ขึ้นมาใหม่ด้วยสัญญาณความถี่อ้างอิงที่มาตราฐานโดยโครงสร้างสำหรับการสังเคราะห์ความถี่แสดงได้ดังรูป 2.13



รูปที่ 2.13 วงของเฟสล็อกกลูปสำหรับการสังเคราะห์ความถี่

จากรูป ส่วนที่เพิ่มเข้าไปจากโครงสร้างของเฟสล็อกกลูปที่ได้กล่าวมาแล้ว คือ วงจรหาร N ($1/N$) โดยถ้า f_r เป็นความถี่อ้างอิงที่มีความถี่คงที่แล้ว ความถี่เอาต์พุตของภาค VCO จะเท่ากับขนาดของความถี่อ้างอิงคูณกับจำนวนหาร N หรือเขียนได้

$$f_o = f_r \times N \quad (39)$$

หรือกล่าวได้ว่าความถี่เอาต์พุต (f_o) จะเป็นจำนวนเท่าของความถี่อ้างอิงความถี่ที่ป้อนกลับจากวงจรภาค VCO ที่นำมาเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิงที่เฟสล็อกเตอร์ (PD) หารด้วยจำนวน N ให้เท่ากับความถี่อ้างอิง สำหรับทรานเฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกกลูปที่มีวงจรหาร N ในส่วนป้อนกลับได้เป็น

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_r(s)} = \frac{K_o K_d F(s)/s}{1 + K_o K_d F(s)/Ns} \quad (40)$$

สำหรับทรานเฟอร์ฟังก์ชันของรูปใด ๆ เขียนได้

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_r(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (41)$$

$G(s)$ = อัตราขยายแบบฟอร์เวิร์ด (forward gain)

$H(s)$ = อัตราขยายแบบป้อนกลับ (feedback gain)

$G(s)H(s)$ = อัตราขยายแบบรูปเปิด (open loop gain)

จะได้ความถี่ธรรมชาติของรูป และค่าแดมปีงแฟกเตอร์คือ

$$\begin{aligned} \omega_n &= (K_o K_d / NT_1)^{\frac{1}{2}} \\ \zeta &= \left(\frac{T_2}{2} \right) \omega_n \end{aligned} \quad (42)$$

ค่าความถี่ธรรมชาติ และค่าแดมปีงแฟกเตอร์ของรูปจะเป็นพารามิเตอร์ที่เราสามารถกำหนดค่าได้ การกำหนดค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว จะพิจารณาจากความต้องการต่อการตอบสนองของรูปในสภาวะทรานเซียน ความสามารถในการมอดูเลตความถี่ที่ต้องการ ในกรณีที่รูปถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเบสแบนด์ และความเสถียรภาพของรูป

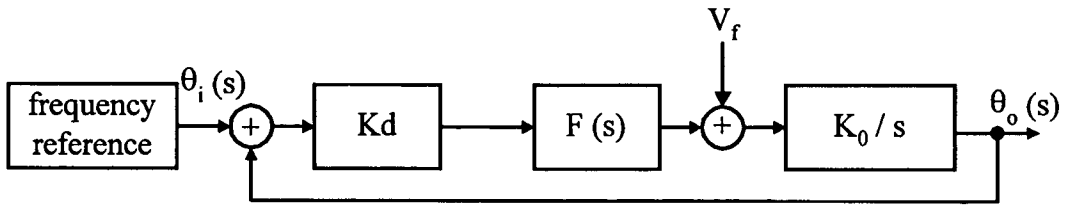
2.3.1 การมอดูเลตด้วยสัญญาณเบสแบนด์

สำหรับการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป โดยการมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์เข้ากับความถี่ f_0 ซึ่งถือว่าเป็นความถี่พาห้ที่มีเสถียรภาพทางความถี่ขึ้นอยู่กับความถี่อ้างอิงของรูป โดยแสดงการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม ได้ดังรูปที่ 2.14

จากรูป สัญญาณเบสแบนด์ถูกบวกเข้าที่อินพุตของภาค VCO ทำให้ความถี่ของภาค VCO เปลี่ยนแปลงตามแรงดัน V_f จากการป้อนความถี่กลับมาเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิงจากอินพุตจะได้เป็นแรงดัน ผลของเฟสเอตต์พุตต่อแรงดันอินพุต V_f คือ

$$\theta_o(s) = \frac{K_o V_f(s)/s}{1 + (K_o K_d F(s)/s)} \quad (43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 ฟังก์ชันการตอบสนองแบบเฟสในเฟสล็อก

สำหรับเอาต์พุตในรูปของความถี่ ลากลาซทรานฟอร์มในรูปของเฟสเป็น

$$\Omega_o(s) = S\theta_o(s) \quad (44)$$

ดังนั้น สมการความถี่เอาต์พุตจากผลของแรงดัน \$V_f\$ คือ

$$\Omega_o(s) = \frac{SK_0 V_f(s)}{S + K_0 K_d F(s)} \quad (45)$$

จากสมการข้างต้นนี้ ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของความถี่เอาต์พุตต่อแรงดันอินพุตคือ

$$\frac{\Omega_o(s)}{V_f(s)} = \frac{sK_0}{s + K_0 K_d F(s)} \quad (46)$$

ซึ่งส่วนของเทอม $s / (s + K_0 K_d F(s))$ มีลักษณะเป็นผลตอบสนองความถี่สูงผ่าน ดังนั้น กล่าวได้ว่าลูปแบนด์วิดท์ต้องมีค่าต่ำกว่าความถี่ต่ำสุดที่ทำการมอดูเลตเข้ามาในลูป

2.3.2 ข้อดีและข้อเสียของวงจรเฟสล็อก

วงจรเฟสล็อกมีข้อดีหลายประการสำหรับการใช้งานบางอย่างซึ่งไม่มีวงจรอื่นที่จะเทียบเท่าได้ อย่างไรก็ตาม ในการใช้งานบางอย่างนั้นก็อาจใช้วงจรกรองแบบแอลซี (LC) หรืออาร์ซี (RC) แทนได้ ข้อดีของวงจรเฟสล็อกเมื่อเทียบกับวงจรกรองแบบอาร์ซีได้แก่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ทำงานได้ที่ความถี่สูง วงจรประมวลเฟสล็อกสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่า 100 MHz ส่วนวงจรประมวลที่ต่อวงจรดังกล่าวนี้ จะทำงานได้ถึงความถี่ประมาณ 100 kHz

2. อำนาจการเลือกสรร (selectivity) และความถี่ไม่ขึ้นต่อกัน กล่าวคือ ความถี่กลางกำหนดโดยความถี่อิสระของภาค VCO ส่วนอำนาจการเลือกสรรขึ้นอยู่กับลักษณะของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจึงไม่มีปัญหาการเรียงคลื่น (alignment) อย่างเช่น วงจรเลือกความถี่หลายๆ หน่วย

3. องค์ประกอบภายนอกของวงจรประมวลมีน้อย หรือปรับเปลี่ยนได้ง่าย โดยทั่วไปความถี่ของภาค VCO กำหนดโดย C ตัวเดียว หรือ C กับ R ซึ่งจะปรับเปลี่ยนได้ตั้งแต่ค่าต่ำกว่า kHz ถึง 100 MHz

อย่างไรก็ดีเมื่อเทียบกับวงจรกรอง LC หรือวงจรกรองในงานแล้ว วงจรเฟสล็อกมีปัญหาข้อเสียดังนี้

1. ไม่ให้ข้อมูลเกี่ยวกับช่วงสูง วงจรเฟสล็อกตอบสนองต่อความถี่ต่ำเท่านั้น ครอบคลุมเท่าที่สัญญาณเข้ามีขนาดใหญ่พอที่จะทำให้เกิดการล็อก วงจรจะไม่ตอบสนองต่อช่วงสูงของสัญญาณเข้า

2. สอดคล้องต่อฮาร์โมนิก วงจรเฟสล็อกตอบสนองต่อฮาร์โมนิก หรือฮาร์โมนิกย่อยของสัญญาณเข้า ทำให้การขจัดสัญญาณแทรกแซงที่มีความถี่เป็นอัตราส่วนจำนวนเต็มกับสัญญาณไม่สู้ได้ผลนัก

3. ขาดเทคนิคการสังเคราะห์ เนื่องจากลักษณะการจับของวงจรเฟสล็อกเป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้น เทคนิคการสังเคราะห์ให้ได้วงจรที่มีลักษณะเชิงความถี่ตามข้อกำหนดจึงเป็นเรื่องที่ยากมาก

2.4 หลักการส่งวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็ม แบบสเตอริโอมัลติเพล็กซ์

สเตอริโอ (stereo) หมายถึง ระบบที่สามารถแยกทิศทางของเสียงได้ เพื่อเป็นการจำลองมิติให้คล้ายกับการฟังจากของจริง เมื่อเราฟังดนตรีจากระบบสเตอริโอ 2 ทิศทาง จะสามารถแยกตำแหน่งของเครื่องดนตรีได้ว่าเสียงของเครื่องดนตรีชิ้นนั้น ๆ มาจากทิศทางใด ซ้าย ขวา หรือกึ่งกลาง

มัลติเพล็กซ์ (multiplex) หมายถึง การส่งสัญญาณหลายๆ สัญญาณรวมกันมา เป็นการผสมสัญญาณต่างๆ ลงบนคลื่นพาห์อันเดียวกัน แล้วส่งออกไป พอถึงปลายทางเครื่องรับก็ใช้วิธีแยกสัญญาณต่างๆ ออกมาตามต้องการ

การส่งกระจายเสียงแบบสเตอริโอ จึงหมายถึง การนำเอาสัญญาณซีกซ้าย และสัญญาณซีกขวา มาทำการมัลติเพล็กซ์รวมๆ กันไปกับคลื่นพาห์ ส่งกระจายเสียงไปยังเครื่องรับทางเครื่องรับจะมีวิธีการแยกเอาสัญญาณซีกซ้าย และซีกขวาออกมาจากคลื่นพาห์อีกครั้งหนึ่ง

2.4.1 การมัลติเพล็กซ์สัญญาณ แบ่งออกได้ 2 แบบ คือ

1. มัลติเพล็กซ์เชิงเวลา (time multiplex) เป็นการส่งสัญญาณต่างๆ รวมกันมาตามลำดับของเวลา
2. มัลติเพล็กซ์เชิงความถี่ (frequency multiplex) เป็นการส่งสัญญาณต่างๆ ที่ต่างกันทางความถี่ตามลำดับรวมกันมาในเวลาเดียวกัน ไม่เรียงตามลำดับเวลา

2.4.2 การส่งกระจายเสียงระบบสเตอริโอมัลติเพล็กซ์

ด้านเครื่องส่ง ไมโครโฟนซ้าย (L) จะรับสัญญาณเสียงซีกซ้ายแล้วส่งไปมอดูเลตกับคลื่นพาห์ในเครื่องส่งเอฟเอ็มโดยตรง ส่วนไมโครโฟนขวา (R) จะรับสัญญาณเสียงซีกขวาแล้วส่งเข้าไปมอดูเลตกับความ 38 kHz โดยวิธีการมอดูเลตแบบเอเอ็ม จากนั้นก็ทำการซัพเพรสคลื่นพาห์ย่อยออก (ผลจากการซัพเพรสคลื่นพาห์ย่อยออกจะทำให้มีเฉพาะสัญญาณเสียงที่มอดูเลตกับคลื่นพาห์ย่อยแล้วเท่านั้น ที่ปรากฏออกไปเป็นสัญญาณเอาต์พุตได้ ซึ่งเป็นการมอดูเลตสัญญาณโดยทั่วไป จะมีสัญญาณคลื่นพาห์ปรากฏเป็นสัญญาณออกทางเอาต์พุตตลอดเวลา ไม่ว่าจะเป็นสัญญาณเสียงเข้ามามอดูเลตหรือไม่ก็ตาม)

สัญญาณที่ถูกมอดูเลตและกำจัดคลื่นพาห์ย่อยออกแล้วนี้ จะถูกส่งเข้าไปมอดูเลตแบบเอฟเอ็มกับคลื่นพาห์ที่ใช้ในการส่งออกอากาศอีกครั้งหนึ่ง (มอดูเลตรวมๆ กันไปกับสัญญาณซีกซ้าย ที่เข้ามามอดูเลตกับเอฟเอ็มโดยตรง) ลักษณะดังกล่าวข้างต้นเป็นการมัลติเพล็กซ์สัญญาณซีกซ้ายและซีกขวาเข้าด้วยกัน แล้วส่งไปกับคลื่นพาห์ที่ใช้ในการส่งออกอากาศเพียงความถี่เดียว โดยที่สัญญาณซีกซ้ายและซีกขวาจะไม่รบกวนกันเลย

สเปกตรัมของสัญญาณมัลติเพล็กซ์ เรากำหนดให้สัญญาณเสียงที่เข้ามาทาง ไมโครโฟนซิกซ้ายและซิกขวา มีความถี่ตั้งแต่ 30 Hz ถึง 15 kHz ดังนั้น ไซด์แบนด์ของสัญญาณมัลติเพล็กซ์แบ่งออกเป็น 2 ช่วง ช่วงแรกเริ่มจาก 30 Hz ถึง 15 kHz เป็นไซด์แบนด์ที่เกิดจากสัญญาณเสียงซิกซ้าย ส่วนอีกช่วงเป็นสัญญาณเสียงซิกขวา ที่มอดูเลตกับคลื่นพาห้อย่อย 38 kHz ทำให้ความถี่ด้านต่ำ 23 kHz ($38 \text{ kHz} - 15 \text{ kHz}$) และความถี่ด้านสูง 53 kHz ($38 \text{ kHz} + 15 \text{ kHz}$)

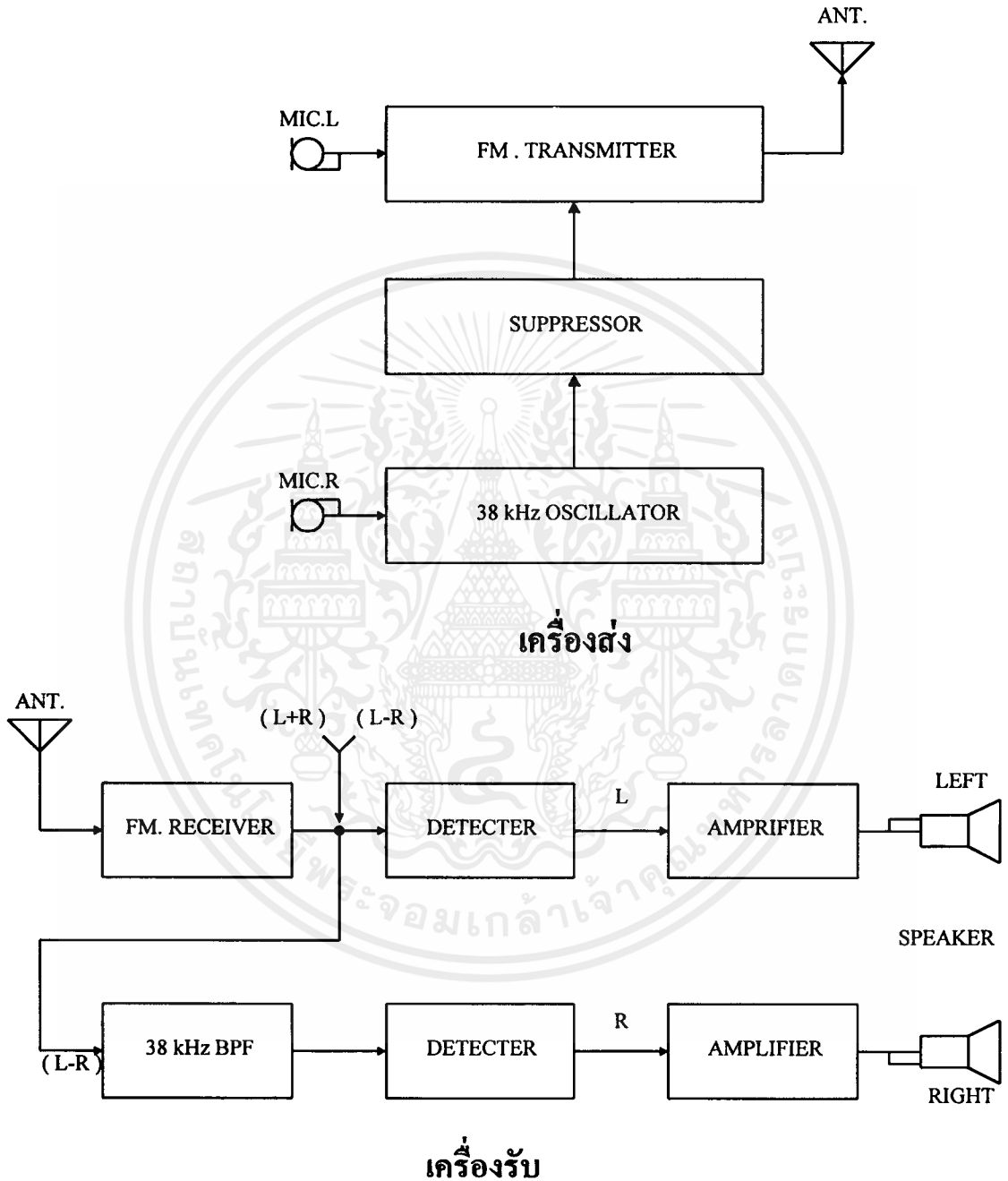
ด้านเครื่องรับ ภาครับจะรับสัญญาณเอฟเอ็มเข้ามา แล้วส่งให้วงจรดีเทกต์เตอร์ย่านกว้าง (wideband dectector) ทำหน้าที่คืนรูปออกมาเป็นสัญญาณซิกซ้ายและขวา สัญญาณเสียงนี้จะถูกส่งไปขยายเพื่อออกสู่ลำโพงซ้าย แต่เนื่องจากส่วนที่เป็นสัญญาณขวามีความถี่อยู่ในช่วง 23 kHz ถึง 53 kHz ซึ่งเป็นความถี่เหนือเสียงที่มนุษย์ได้ยิน ดังนั้น ผู้ฟังจึงไม่ได้ยินสัญญาณเสียงซิกขวาทางลำโพงซ้าย

สัญญาณซิกซ้ายและขวา (L และ R) ที่ได้จากวงจรดีเทกต์เตอร์แบบย่านกว้าง ส่วนหนึ่งจะแยกไปเข้าวงจรกรองความถี่ย่านผ่าน 38 kHz โดยวงจรนี้จะทำหน้าที่กรองความถี่ให้ผ่านเฉพาะความถี่ของสัญญาณเสียงซิกขวา (23 kHz ถึง 53 kHz) เพื่อส่งไปวงจรดีเทกต์เตอร์ทำการดีเทกต์ซ้ำอีกครั้งให้คืนรูปออกมาเป็นสัญญาณเสียงซิกขวา ซึ่งมีความถี่อยู่ในช่วง 30 Hz ถึง 15 kHz แล้วส่งไปเข้าวงจรขยายเสียงออกสู่ลำโพงขวาต่อไป

ระบบการส่งกระจายเสียงแบบเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพล็กซ์ที่เหมาะสมและได้รับการคัดเลือกให้ใช้เป็นมาตรฐานในการส่งกระจายเสียงต้องมีคุณลักษณะในการใช้งานดังนี้

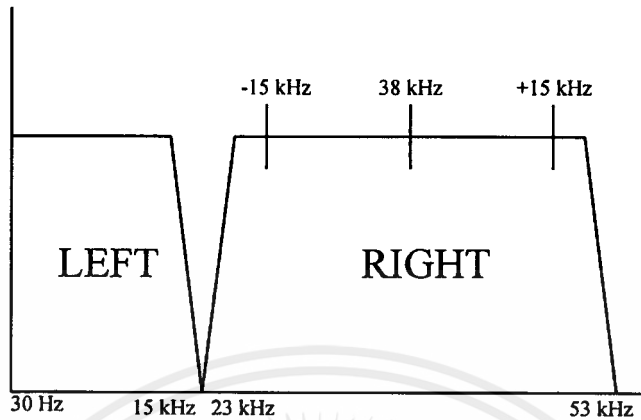
1. ส่งกระจายเสียงด้วยเครื่องส่งเพียงเครื่องเดียว และใช้คลื่นพาห้ความถี่เดียวในการส่งออกอากาศ โดยมีแบนด์วิดท์ที่เข้ากันได้กับระบบเอฟเอ็มธรรมดา

2. เป็นระบบเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพล็กซ์ ที่สามารถใช้เครื่องเอฟเอ็มแบบธรรมดา รับสัญญาณได้ด้วย โดยเสียงที่รับฟังได้จะออกมาในแบบโมโนโฟนิค (mono phonic) (ไม่มีการแยกทิศทางของเสียง) และไม่มีการรบกวนกันระหว่างสัญญาณคุณภาพของเสียงที่ได้จะต้องสมบูรณ์เหมือนการรับฟังจากสถานีเอฟเอ็มธรรมดา โดยไม่ต้องมีการดัดแปลงแก้ไขเพิ่มเติมที่เครื่องรับแต่อย่างใด



รูปที่ 2.15 หลักการส่งกระจายเสียงโดยมัลติเพล็กซ์สัญญาณซ้าย และขวา
ส่งไปกับคลื่นพาห์อันเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 สเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งตามหลักการของการส่งกระจายเสียงแบบสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์

2.5 ระบบกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ

2.5.1 ลักษณะทั่วไปของระบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ

เอสซีเอ ย่อมาจากคำว่า Subsidiary Communication Authorization: SCA หมายถึงการส่งกระจายเสียงในระบบเอฟเอ็ม ซึ่งสอดแทรกข่าวสาร หรือรายการที่นอกเหนือไปจากรายการปกติอีกหนึ่ง หรือหลายรายการควบคู่ไปกับการส่งกระจายเสียงของระบบเอฟเอ็ม โดยไม่ก่อให้เกิดการรบกวนระหว่างข่าวสาร หรือรายการซึ่งกันและกัน รายการของเอสซีเอ อาจเป็นสัญญาณเสียงพูดหรือเสียงดนตรี เช่นเดียวกับรายการปกติ หรืออาจเป็นรหัสตัวเลข หรือสัญญาณอื่นใดก็ได้

-การส่งกระจายเสียงในระบบเอฟเอ็มโมโน (FM MONO) จะใช้ความกว้างแถบคลื่นประมาณ 180 kHz

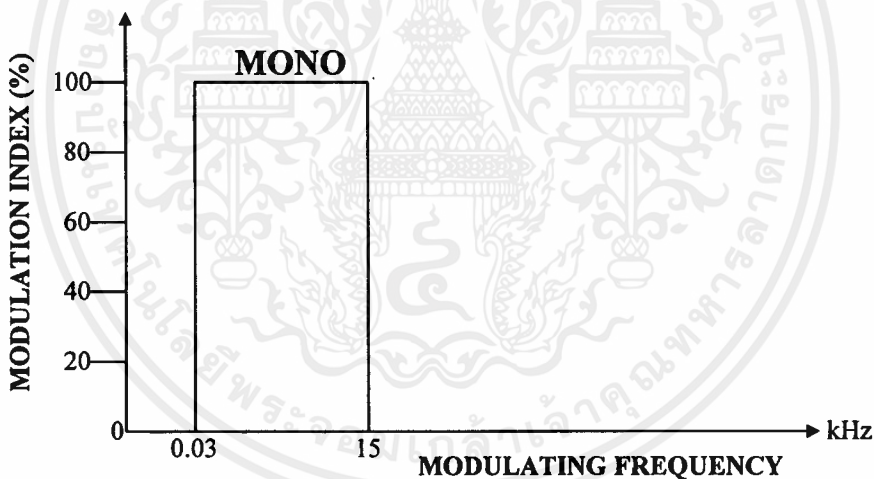
-การส่งกระจายเสียงในระบบเอฟเอ็มสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์ จะใช้ความกว้างแถบคลื่นประมาณ 256 kHz

-การส่งกระจายเสียงในระบบเอฟเอ็มสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์ จะใช้ความกว้างแถบคลื่นประมาณ 300 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับสัญญาณเอสซีเอ ที่จะนำไปผสมกับสัญญาณในระบบเอฟเอ็มนั้น จะต้องมีความแอมพลิจูด (amplitude) และความกว้างแถบคลื่นอยู่ในขอบเขตจำกัด เพื่อป้องกันมิให้เกิดการรบกวนกับรายการเอฟเอ็มในภาคปกติ และสัญญาณของสถานีที่ใช้ความถี่ข้างเคียง การรับฟังรายการของเอสซีเอ เครื่องรับจะต้องมีอุปกรณ์แยกสัญญาณเอสซีเอด้วย จึงจะสามารถรับฟังรายการเอสซีเอได้เช่นเดียวกับเครื่องรับวิทยุระบบโมโน ที่ไม่สามารถแยกสัญญาณระบบสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์ได้ เนื่องจากไม่มีวงจรแยกสัญญาณสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์

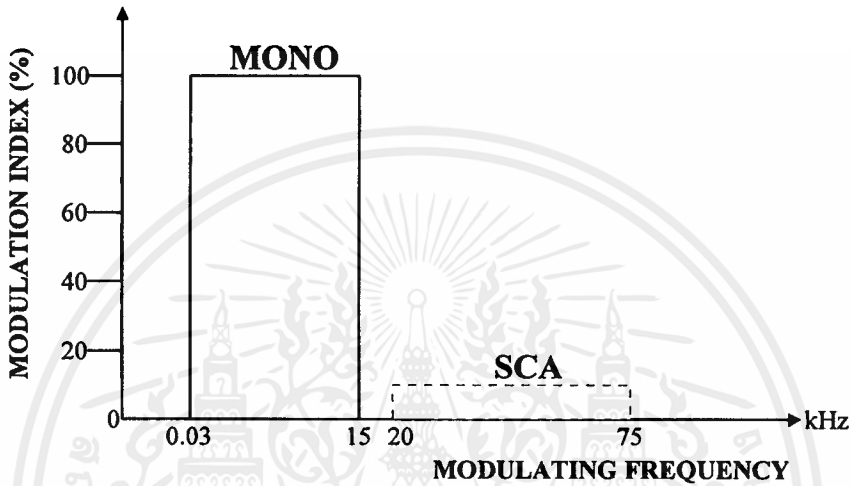
ในรูปที่ 2.17, 2.18, 2.19 และ 2.20 แสดงถึงความแตกต่างของแถบความถี่ที่ใช้ส่งกระจายเสียงในระบบเอฟเอ็ม โมโน, เอฟเอ็มสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์, เอฟเอ็มโมโน ร่วมกับเอสซีเอ, เอฟเอ็มสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์ ร่วมกับ เอสซีเอ ตามลำดับ



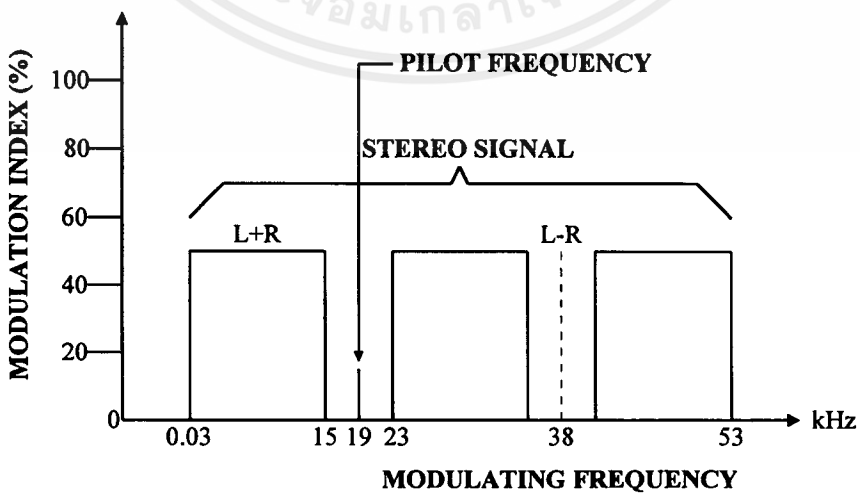
รูปที่ 2.17 การใช้แถบความถี่ของสัญญาณในระบบเอฟเอ็มโมโน

ในรูปที่ 2.17 จะเห็นได้ว่าระบบเอฟเอ็มโมโน ความถี่ของสัญญาณข่าวสาร (modulating frequency) มีความกว้างของแถบคลื่นไม่เกิน 15 kHz รูปที่ 2.19 แสดงระบบเอฟเอ็มสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์ ซึ่งความกว้างของแถบคลื่นเพิ่มขึ้นเป็น 53 kHz โดยมีคลื่นพาห่อย่อยความถี่ 38 kHz เป็นตัวทำให้เกิดการแยกสัญญาณออกเป็นข้างซ้ายและข้างขวา โดยคลื่นพาห่อย่อยนี้ได้มาจากความถี่ 19 kHz ซึ่งกำเนิดขึ้นภายในเครื่องส่ง ความถี่ 19 kHz นี้ยังใช้เป็นตัวนำสัญญาณเสียงอีกด้วย

ความถี่นำ (pilot frequency) เพื่อให้เครื่องรับทราบว่าเป็นระบบสเตอริโอ มัลติเพล็กซ์ และใช้ในการแยกสัญญาณข้างซ้ายและข้างขวาในเครื่องรับอีกครั้งหนึ่ง

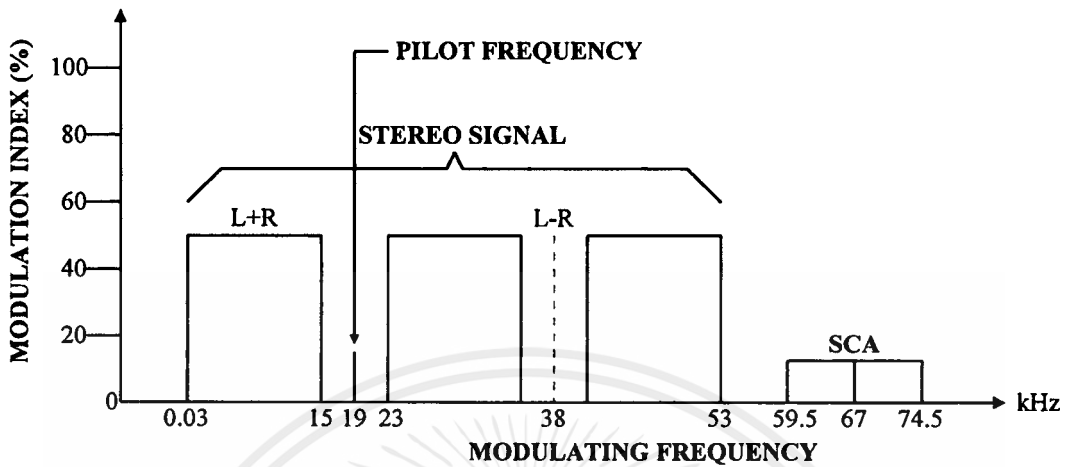


รูปที่ 2.18 การใช้แถบความถี่ของสัญญาณในระบบเอฟเอ็มโมโนร่วมกับเอสซีเอ



รูปที่ 2.19 การใช้แถบความถี่ของสัญญาณในระบบเอฟเอ็มสเตอริโอ มัลติเพล็กซ์

เอกสารนี้เป็นเพียงแนวทางหนึ่งในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้เพื่อการพาณิชย์ได้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 การใช้แถบความถี่ของสัญญาณในระบบเอฟเอ็มสเตอริโอแมล์ติเพล็กซ์ร่วมกับ เอสซีเอ

2.5.2 การส่ง และรับสัญญาณระบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ

การส่งสัญญาณระบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ

การส่งวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม มีอยู่ 2 แบบ คือ โมโนโฟนิค และสเตอริโอโฟนิค (stereo phonic) สำหรับสัญญาณของเอสซีเอนั้น สามารถสอดแทรกได้ทั้ง 2 แบบ แต่จะแตกต่างกันตรงความถี่ของคลื่นพาห์เท่านั้น ในระบบโมโนสามารถสอดแทรกจำนวนคลื่นพ่าย่อยของเอสซีเอได้มากกว่าระบบสเตอริโอ ในระบบเอฟเอ็มสเตอริโอโดยปกติจะสอดแทรกคลื่นพ่าย่อยของเอสซีเอได้เพียงหนึ่งหรือสองช่องสัญญาณเท่านั้น หากเกินกว่านี้ จะทำให้ความกว้างของแถบความถี่คลื่นวิทยุเกินไป อาจก่อให้เกิดการรบกวนต่อช่องสัญญาณของสถานีที่ใช้ความถี่วิทยุข้างเคียงได้ เมื่อได้ทำการสอดแทรกสัญญาณเอสซีเอรวมไปกับสัญญาณกระจายเสียงหลักนั้น จะต้องจำกัดขนาดและความแรงของสัญญาณกระจายเสียงหลัก และสัญญาณเอสซีเอด้วย เพื่อป้องกันมิให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน

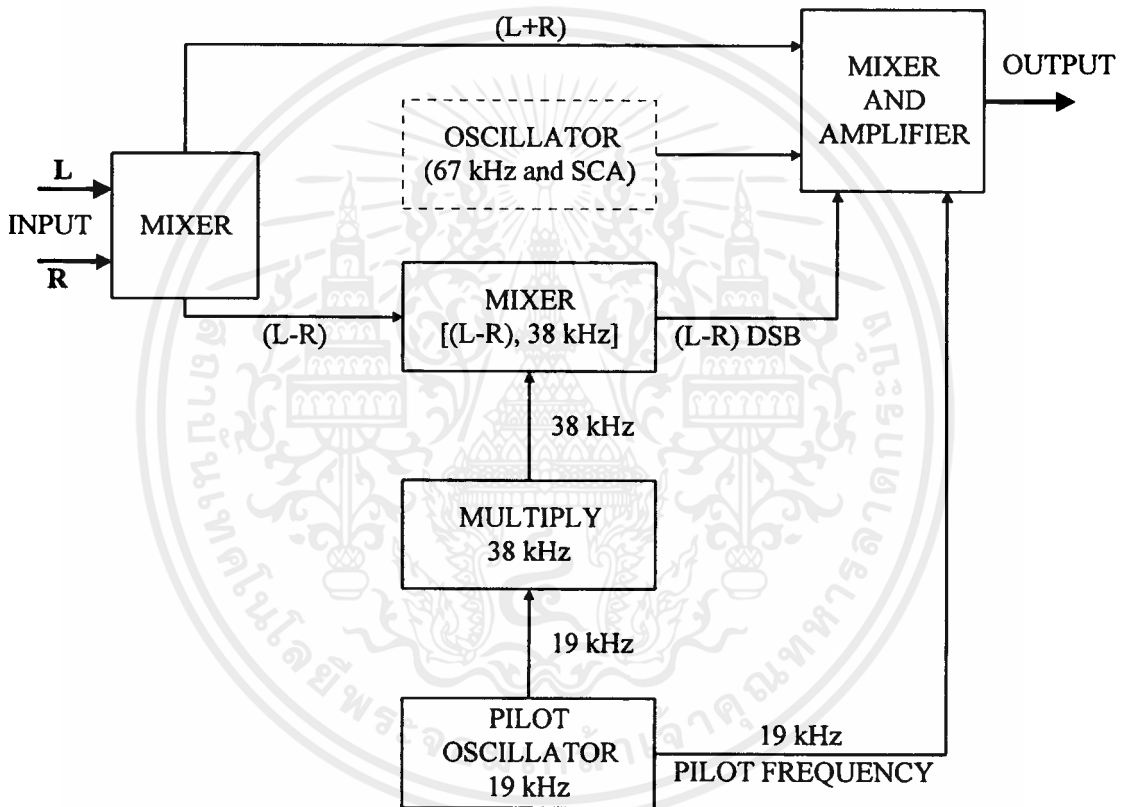
ในการส่งกระจายเสียงระบบเอฟเอ็มแบบโมโนโฟนิค,สเตอริโอโฟนิค,โมโนโฟนิค บวกกับเอสซีเอ และสเตอริโอโฟนิค บวกกับเอสซีเอ จะใช้อุปกรณ์การส่งที่แตกต่างกัน โดยระบบที่มีเอสซีเอรวมอยู่ด้วย จะต้องมียุทธศาสตร์สร้างสัญญาณเอสซีเอ (SCA generator)

เพิ่มเข้ามา ดังแสดงในผังของระบบสเตอริโอโฟนิคบวกกับเอสซีเอ ในรูปที่ 2.21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผังที่แสดงด้วยเส้นประแสดงถึงส่วนของอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจากระบบการส่งเอฟเอ็ม สเตอริโอ ปกติรายการที่ส่งโดยระบบเอสซีเอจะถูกผสมด้วยคลื่นพาห่อยุขขนาดความถี่ 67 kHz แล้วส่งไปพร้อมกับสัญญาณสเตอริโอ ซึ่งเป็นรายการกระจายเสียง เอฟเอ็มเข้าไปผสมกับคลื่นพาหุหลักในเครื่องส่งแล้วจึงแพร่กระจายคลื่นออกทางสายอากาศ



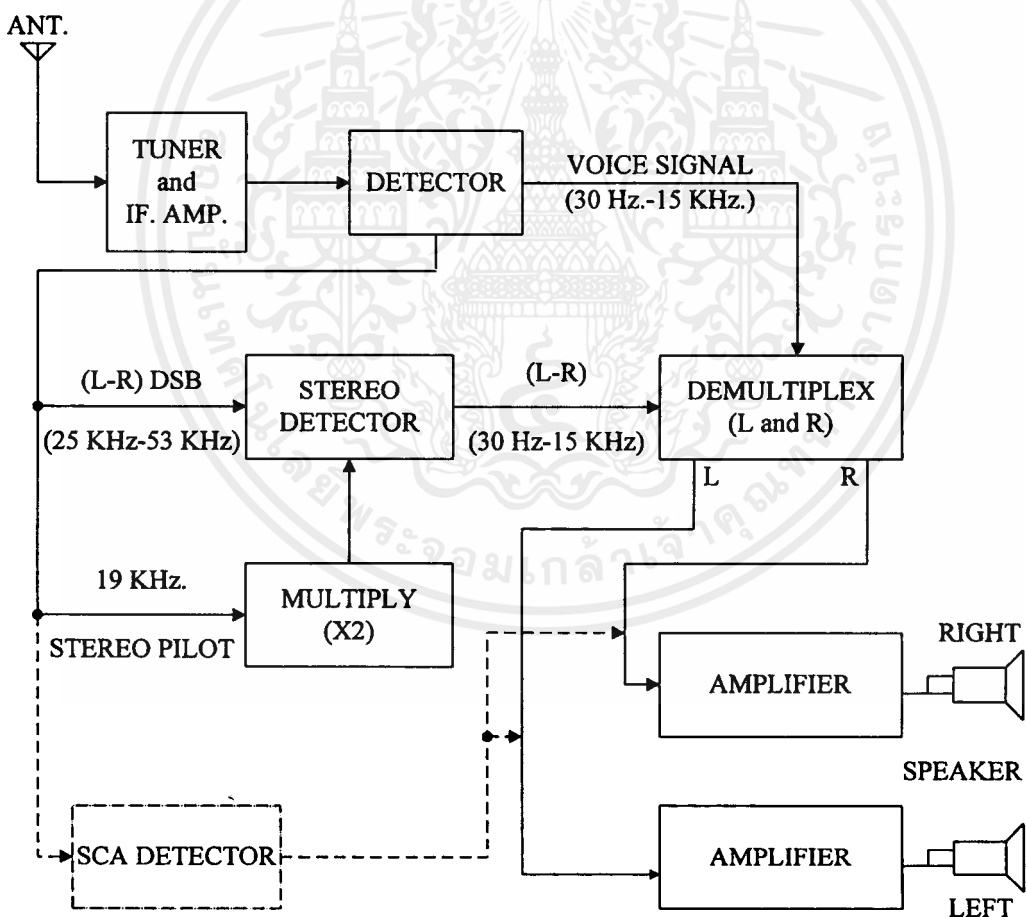
รูปที่ 2.21 ผังของเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงระบบสเตอริโอโฟนิคบวกกับเอสซีเอ

การรับสัญญาณระบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ

กรณีของการรับสัญญาณจากสถานีวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม ก็เช่นเดียวกัน จะมี การรับอยู่ 2 แบบ คือโมโนโฟนิค และสเตอริโอโฟนิค หากเครื่องรับวิทยุต้องการรับฟัง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณเสียงในระบบเอสซีเอให้ได้มันจะต้องมีอุปกรณ์แยกสัญญาณเอสซีเอ จึงจะสามารถรับฟังรายการหรือข่าวสารของระบบเอสซีเอได้ ดังแสดงด้วยบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับวิทยุซึ่งมีอุปกรณ์แยกสัญญาณเอสซีเอ ในรูปที่ 2.22

ในเครื่องรับระบบเอสซีเอ สัญญาณเอสซีเอซึ่งรวมกันกับสัญญาณสเตอริโอ จะถูกแยกโดยภาคแยกสัญญาณเอสซีเอ ดังแสดงในบล็อกไดอะแกรมที่เป็นเส้นประ ภาคนี้จะแยกคลื่นพาห์ (67 kHz) ออกให้เหลือเพียงสัญญาณข่าวสารในรายการเอสซีเอ แล้วขยายออกที่ลำโพงของเครื่องรับ



รูปที่ 2.22 ฟังโดยสังเขปของเครื่องรับวิทยุเอฟเอ็มสเตอริโอ

ที่สามารถเลือกรับสัญญาณเอสซีเอ ได้ด้วย

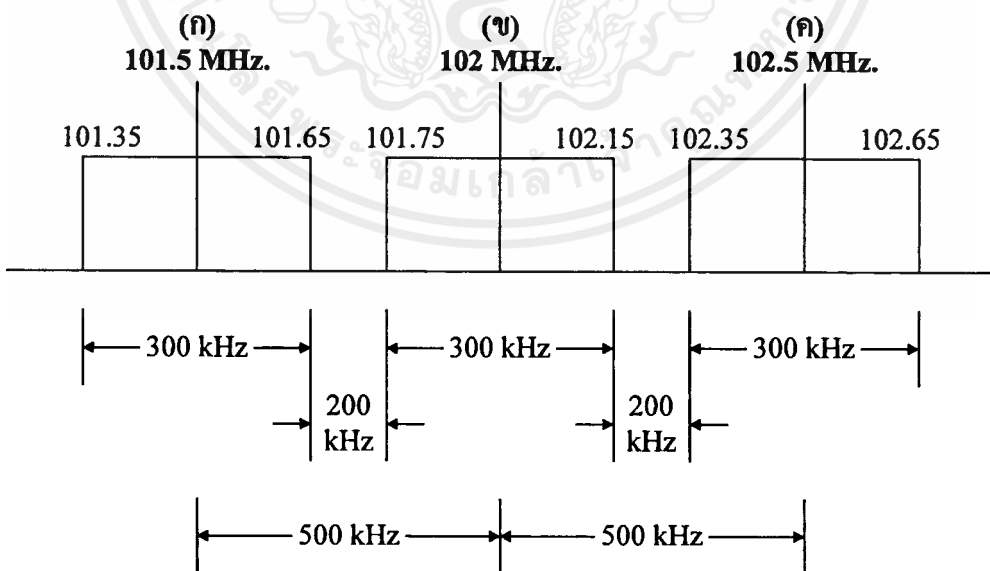
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.3 การพิจารณาเกี่ยวกับการรบกวน

การรบกวนกันกับสถานีวิทยุข้างเคียงข้างเคียง

สถานีวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็มในกรุงเทพมหานครทุกสถานี จะมีความถี่ข้างเคียงห่างกัน 500 kHz, สถานีเอฟเอ็มสเตอริโอ ที่ส่งรายการเอสซีเอด้วยจะมีแบนด์วิดท์ประมาณ 300 kHz $((2 \times 75) + (2 \times 74.5) = 299 \text{ kHz})$ และสถานีที่ออกอากาศในระบบเอฟเอ็มสเตอริโอที่ไม่ส่งเอสซีเอจะใช้แบนด์วิดท์ประมาณ 256 kHz $((2 \times 75) + (2 \times 53) = 256 \text{ kHz})$ จากตัวเลขดังกล่าวจะเห็นว่า จะไม่เกิดการรบกวนกันระหว่างสถานีวิทยุเอฟเอ็มที่ส่งคลื่นเอสซีเอด้วยกับสถานีที่อยู่ข้างเคียง

ในอนาคตอาจเป็นไปได้ว่า สถานีวิทยุเอฟเอ็มต่างๆ อาจส่งคลื่นเอสซีเอด้วย ดังนั้นการใช้ตัวเลขดังกล่าวข้างต้นประกอบการพิจารณา จะพบว่าจะไม่เกิดการรบกวนกันระหว่างสถานีที่มีอยู่ข้างเคียงตัวอย่าง เช่น สถานีวิทยุ ขสทบ., สถานีวิทยุจุฬา และสถานีวิทยุ ทอ. ที่ส่งคลื่นระบบเอสซีเอ ก็ใช้การพิจารณาข้างต้น โดยความกว้างของแบนด์วิดท์ของคลื่นทั้ง 3 สถานีขณะที่ส่งเอสซีเอ จะไม่เกิดการรบกวนกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 ความกว้างของแถบความถี่ของคลื่นสัญญาณ สถานีวิทยุจุฬา(ก),

ขสทบ.(ข) และ ทอ.(ค) ที่ส่งระบบ เอสซีเอ ด้วยกันทั้ง 3 สถานี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของสำนักงานคณะกรรมการการกระจายเสียงและโทรคมนาคมแห่งชาติ โดยขอสงวนสิทธิ์ในการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณี ของสถานีวิทยุในต่างจังหวัด ปัญหาการรบกวนระหว่างสถานีที่ใช้ความถี่ข้างเคียงยังไม่ต้องพิจารณาถึงเลย เนื่องจากแผนความถี่วิทยุเอฟเอ็มของประเทศ ได้กำหนดให้ สถานีวิทยุเอฟเอ็มในต่างจังหวัด ใช้ความถี่ห่างกันอย่างน้อย 750 kHz

การรบกวนกันเองภายในระบบ

โดยที่การส่งคลื่นระบบเอสซีเอ หมายถึง การผสมคลื่นอีกชุดหนึ่ง หรือหลายชุด เพิ่มจากการผสมคลื่นเอฟเอ็มตามปกติส่งไปในช่องความถี่เดียวกัน คลื่นผสมดังกล่าว จึงมีช่วงความถี่อยู่ไม่ห่างกันนัก ดังนั้นโอกาสที่จะเกิดการรบกวนกันเองในสถานีส่งระหว่างคลื่นความถี่หลักกับคลื่นเอสซีเอ (crosstalk) จึงอาจเกิดขึ้นได้ หากไม่มีการควบคุมที่ดีพอ โดยเฉพาะอย่างยิ่ง กรณีที่คลื่นความถี่หลักเป็นชนิดเอฟเอ็มสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์ ซึ่งต้องใช้ความกว้างของความถี่ถึง 30 kHz - 53 kHz การรบกวนกันเองจึงยิ่งเป็นไปได้มาก

เกี่ยวกับเรื่องนี้ ในกรณีของประเทศสหรัฐอเมริกา, เอฟซีซี (Federal Communication Commission:FCC) ซึ่งเป็นหน่วยงานที่กำหนด และควบคุมการใช้วิทยุของหน่วยงานเอกชนของประเทศได้กำหนดไว้ว่า ในกรณีของระบบเอฟเอ็มโมโน ความถี่ของคลื่นผสมในระบบเอสซีเอที่ใช้จะอยู่ในระหว่าง 20-75 kHz โดยไม่จำกัดว่าจะใช้ชุดผสมคลื่นเอสซีเอกี่ชุด (กี่รายการ) และผลรวมของความแรงในการผสมคลื่นเอสซีเอ จะต้องสูงไม่เกิน 30 % และตัวสัญญาณรบกวนของเอสซีเอที่เข้าไปในช่องความถี่ของสัญญาณ โมโน จะต้องมีความแรงของสัญญาณโมโน ไม่น้อยกว่า 60 dB.

กรณีของสัญญาณวิทยุแบบเอฟเอ็มสเตอริโอ ความถี่ผสมคลื่น เอสซีเอ จะจำกัดอยู่ในระหว่าง 53-75 kHz ความแรงในการผสมคลื่นเอสซีเอ จะต้องไม่เกิน 10 % (ของผลรวมการผสมคลื่นทั้งหมดของสถานี) และสัญญาณทั้งหมดของเอสซีเอที่เลยเข้าไปในช่องสัญญาณสเตอริโอ จะต้องมีความแรงต่ำกว่าสัญญาณสเตอริโอไม่น้อยกว่า 60 dB. (เช่นเดียวกับกรณีของสถานีโมโน)

เพื่อป้องกันปัญหาการรบกวนกันเองดังกล่าว สถานีส่งที่มีการส่งคลื่นระบบเอสซีเอด้วย จะต้องรับผิดชอบในการดำเนินการทางเทคนิค ให้เป็นไปตามที่หน่วยงานรับผิดชอบของแต่ละประเทศกำหนดไว้ หรือไม่ให้เกิดการรบกวนดังกล่าวขึ้น โดยอาจถือตามรายงานของคณะกรรมการที่ปรึกษาการวิทยุระหว่างประเทศ (CCIR) หรือปฏิบัติมาก่อนหน้าในประเทศอื่น ในกรณีที่ประเทศนั้นๆ ยังไม่มีการกำหนดในส่วนที่เกี่ยวกับเอสซีเอไว้โยชนด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบ การสร้าง และการทำงาน

3.1 หลักการออกแบบ

การออกแบบระบบการส่งข้อมูลในช่องสัญญาณกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอนี้ในการทำงานของระบบสามารถที่จะส่งข้อมูลไปกับระบบการส่งกระจายเสียงเอฟเอ็มสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์แบบธรรมดาทั่วไปได้ เพียงแต่ทำการเพิ่มวงจรเอฟเอสเคโมเด็มสำหรับการส่งสัญญาณดิจิทัลในช่องสัญญาณเอฟเอ็ม-เอสซีเอ โดยสัญญาณดิจิทัลที่นำมามอดูเลตนี้จะใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบเอฟเอสเค แล้วนำสัญญาณที่ มอดูเลตได้ส่งไปพร้อมกับสัญญาณเสียง และนำส่งออกอากาศไปพร้อมกับรายการปกติของสถานีวิทยุเอฟเอ็ม โดยใช้คลื่นพาห้ที่ความถี่ 107.5 MHz

สำหรับทางด้านเครื่องรับก็จะใช้เครื่องรับวิทยุเอฟเอ็มธรรมดาทั่วไปมาต่อร่วมกับวงจรเอฟเอสเคโมเด็มมาทำการดีเทกต์สัญญาณดิจิทัลออกจากช่องสัญญาณเอฟเอ็ม-เอสซีเอเพื่อนำไปถอดรหัสสัญญาณดิจิทัลอีกครั้งหนึ่งแล้วนำรหัสสัญญาณที่ได้ไปแปลงเป็นสัญญาณข้อมูลเพื่อแสดงผลทางหน้าจอไมโครคอมพิวเตอร์ต่อไป

ระบบการส่งข้อมูลในช่องสัญญาณกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ ทั้งเครื่องส่งและเครื่องรับจะต้องต่อร่วมกับไมโครคอมพิวเตอร์ เพื่อใช้เป็นอุปกรณ์ส่งข้อมูลและแสดงผลข้อมูล ซึ่งในโครงงานนี้จะประกอบด้วย 2 ระบบใหญ่ๆ คือ

1. ระบบส่งข้อมูล
2. ระบบรับข้อมูล

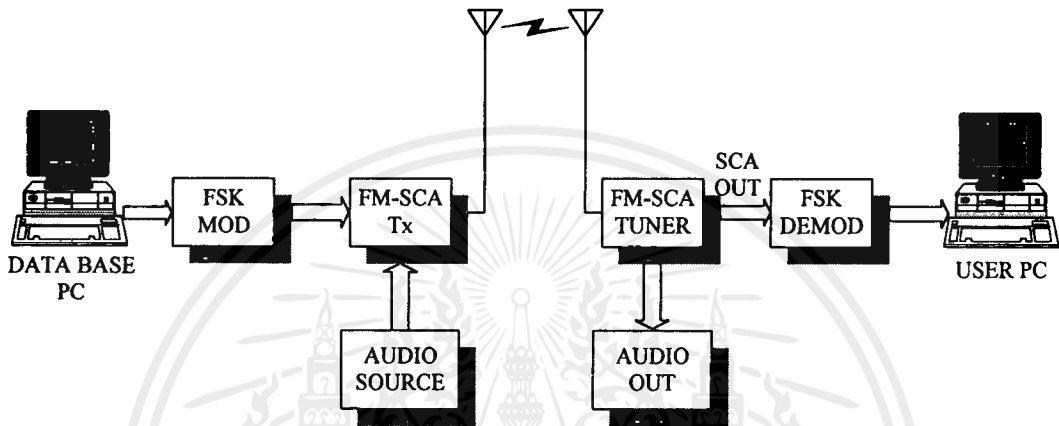
ซึ่งโครงสร้างการทำงานของระบบจะแสดงได้ดังผังในรูปที่ 3.1

3.2 หลักการทำงานของวงจรในระบบส่งข้อมูล

3.2.1 ระบบส่งวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็ม-เอสซีเอ

ในส่วนของสถานีส่งนี้จะทำการส่งสัญญาณเสียง และสัญญาณข้อมูลข่าวสารออกอากาศไปพร้อมกัน ซึ่งสถานีที่ส่งออกอากาศนี้จะส่งในระบบเอฟเอ็มสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์ และสัญญาณข้อมูลก็จะถูกมอดูเลตรวมเข้าไปด้วย โดยส่วนสัญญาณข้อมูลจะการใช้การมอดูเลตแบบเอฟเอสเค ซึ่งสถานีทั้งสี่นี้ อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในช่องสัญญาณเอฟเอ็ม-เอสซีเอเพียง 10 % ของสัญญาณเบสแบนด์ ซึ่งจะไม่ทำให้เกิดการรบกวนกับช่องสัญญาณเสียงที่ทำการมอดูเลตเข้าไปด้วย ทำให้ได้คุณภาพเสียงที่ดี และได้สัญญาณข้อมูลที่ไม่ผิดพลาด



รูปที่ 3.1 ฟังก์ชันของระบบการส่ง-รับข้อมูลในช่องสัญญาณกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ

ซึ่งโครงสร้างของระบบการทำงานของสถานีส่งจะแบ่งออกเป็นภาคต่างๆ ดังแสดงในผังรูปที่ 3.2

จากรูปที่ 3.2 โครงสร้างของสถานีส่งจะประกอบไปด้วยส่วนต่างๆ ดังต่อไปนี้

1. วงจรระบบเสียงสเตอริโอแมทริกซ์
2. วงจรเข้ารหัสสัญญาณช่องสัญญาณเอฟเอ็ม-เอสซีเอ
3. วงจรมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม
4. วงจรขยายกำลังเครื่องส่งเอฟเอ็ม-เอสซีเอ ความถี่ 107.5 MHz

1. วงจรระบบเสียงสเตอริโอแมทริกซ์

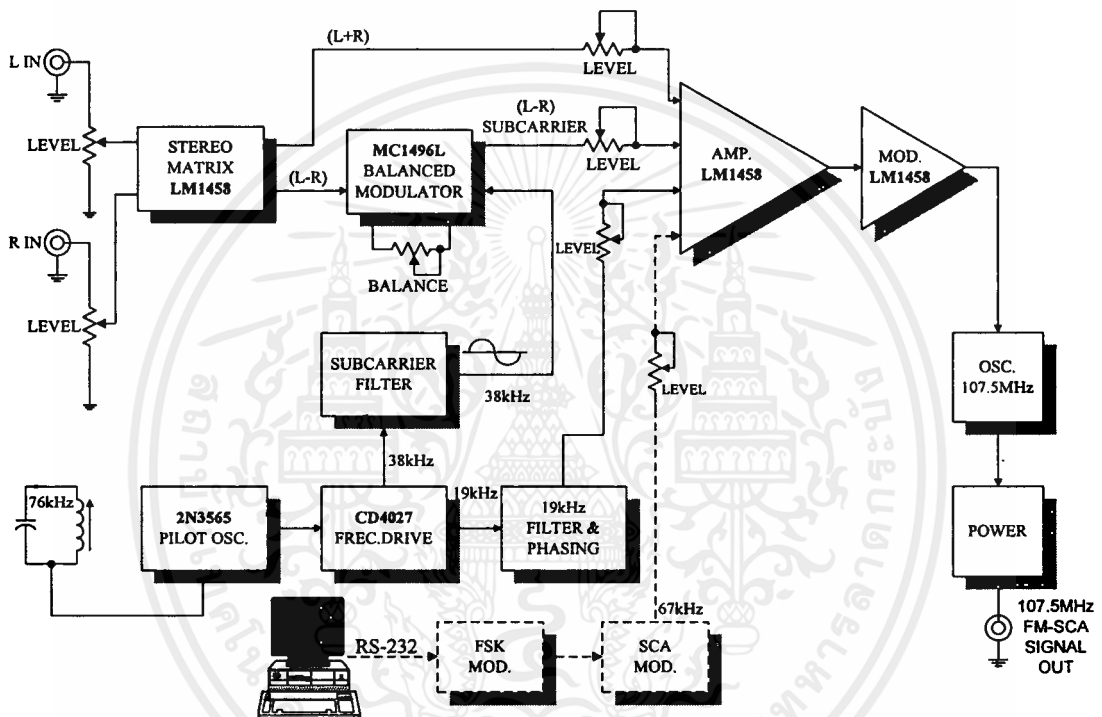
วงจรภาคนี้จะประกอบไปด้วยผังในส่วนต่างๆ ดังรูปที่ 3.2

จากผังรูปที่ 3.3 จะสามารถแบ่งส่วนต่างๆ ออกได้เป็นดังนี้

- วงจรขยายสัญญาณสเตอริโอเมทริกซ์ (stereo matrix amplifier)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วงจรบาลานซ์มอดูเลชัน (balance modulation)
- วงจรผลิตสัญญาณไพโลตโทน (pilot tone) และวงจรผลิตความถี่คลื่นพาห่อย่อย (subcarrier frequency generator)
- วงจรขยายผลรวม (summing amplifier)



รูปที่ 3.2 ฟังของสถานีส่งสัญญาณวิทยุกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ

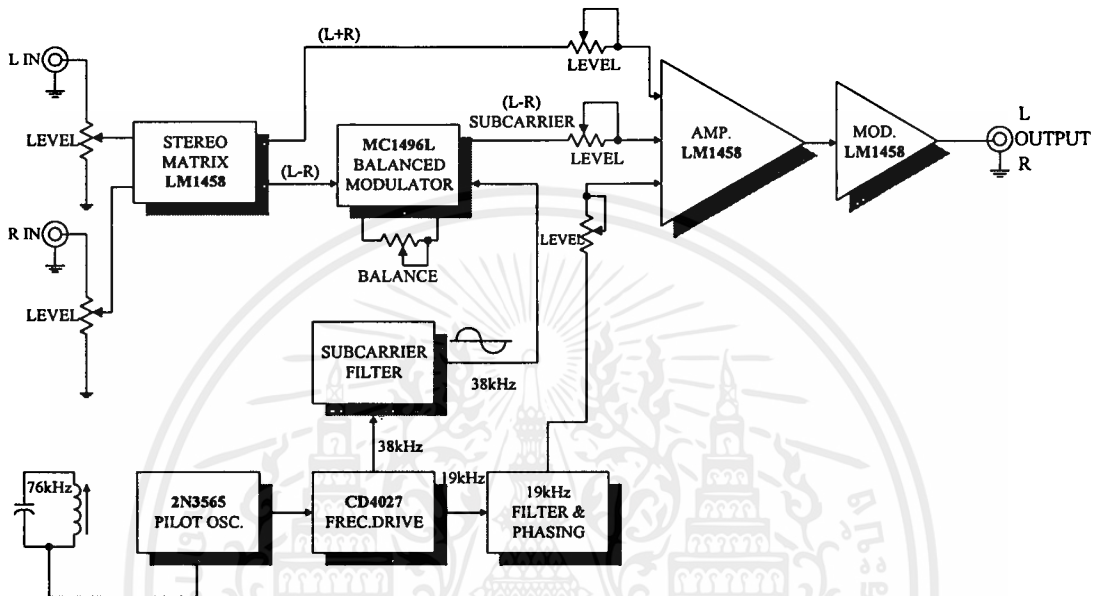
- วงจรขยายสัญญาณสเตอริโอเมตริกซ์

การกระจายเสียงเอฟเอ็มสเตอริโอมีลติเพล็กซ์ เป็นการส่งสัญญาณเบสแบนด์สองสัญญาณ คือ สัญญาณซิกซ้าย และสัญญาณซิกขวาไปยังเครื่องรับ โดยขบวนการผลิตสัญญาณสเตอริโอ เพื่อให้ภาครับแบบสเตอริโอสามารถคิมอดูเลตได้ทั้งสัญญาณซิกซ้ายและซิกขวา โดยเครื่องรับโมโนก็สามารถรับสัญญาณได้เช่นกัน เทคนิคที่ใช้สำหรับส่งสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอ คือ ใช้เทคนิคผลบวก และผลต่างของสัญญาณซิกซ้าย และสัญญาณซิกขวา (L+R) และ (L-R) ตามลำดับ โดยภาครับจะส่งสัญญาณ (L+R) และ (L-R) โดยที่ภาครับใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

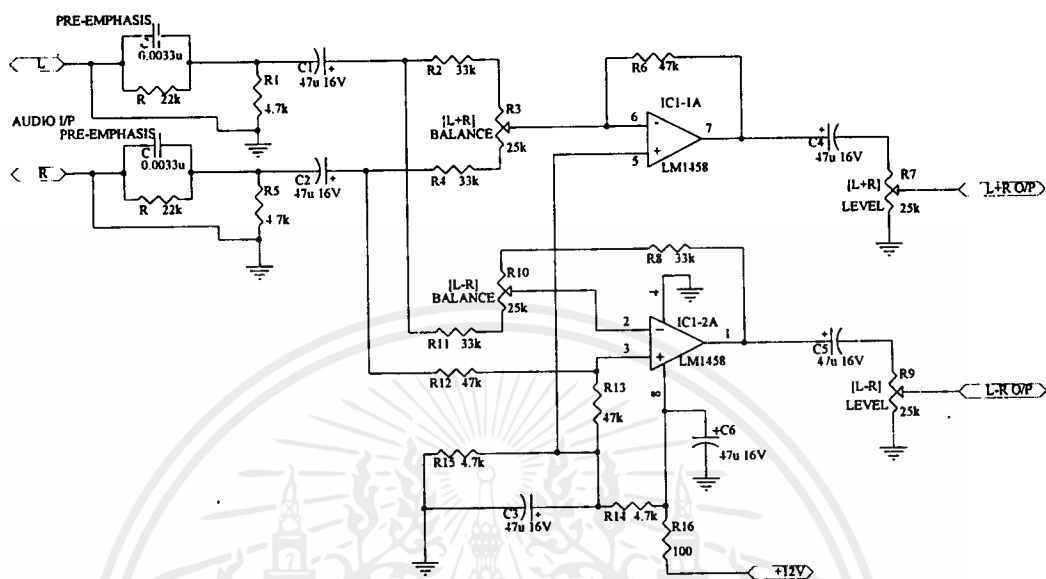
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการบวก และการลบสัญญาณผลบวก และผลต่างที่ส่งมาจากภาคส่งจะได้สัญญาณซิกซ้าย และสัญญาณซิกขวาตามลำดับ



รูปที่ 3.3 ผังของระบบเสียงสเตอริโอโมดูลิเฟล็กซ์

จากผังสัญญาณเสียงซิกซ้าย และซิกขวาจะป้อนเข้ายังวงจรเมตริกซ์ที่ทำงานด้วยไอซีเบอร์ LM1458 ซึ่งภายในไอซีประกอบไปด้วยออปแอมป์ 2 ตัว ออปแอมป์ตัวที่ 1 ในไอซีจะทำหน้าที่เป็นตัวบวกสัญญาณตามรูปแบบทางพีชคณิต เป็นการรวมลูกคลื่นของสัญญาณซิกซ้าย และซิกขวาเข้าด้วยกัน ใช้สำหรับเป็นสัญญาณหลักโดยที่อัตราการขยายสัญญาณทางขวาเข้าเท่ากับ 1 ดังนั้น สัญญาณขาออกที่ได้จึงเท่ากับสัญญาณขาเข้าของแต่ละอินพุต และเอาต์พุตที่ได้จะเป็นผลบวกทางพีชคณิต (L+R) ของสัญญาณเสียงซิกซ้ายและซิกขวา ส่วนออปแอมป์อีกตัวหนึ่งในไอซีเบอร์ LM1458 ออปแอมป์อีกตัวหนึ่งถูกจัดให้ทำหน้าที่เป็นตัวลบตามรูปแบบทางพีชคณิต (L-R) สัญญาณซิกซ้าย และสัญญาณซิกขวา เพื่อให้เกิดเป็นสัญญาณความแตกต่างสเตอริโอ ซึ่งสัญญาณเข้าซิกขวาจะนำไปลบกับสัญญาณเข้าซิกซ้ายในรูปสัญญาณ (L-R) สังเกตได้ว่าถ้าสัญญาณทั้ง 2 เหมือนกัน สัญญาณออก(L-R) จะเป็นศูนย์สัญญาณ (L+R) และสัญญาณ (L-R) ที่ได้จะออกทางเอาต์พุตไปยังวงจรบาลานซ์มอดูเลชั่นต่อไป



รูปที่ 3.4 วงจรขยายสัญญาณสเตอริโอเมตริกซ์

การทำงานของวงจร

จากวงจรในรูปที่ 3.4 จะเห็นว่าสัญญาณเสียงซิกซ้าย และซิกขวาจะเข้ามาทาง AUDIO I/P โดยผ่านคาปาซิเตอร์ค่า $0.0033\mu\text{F}$ ต่อขนานกับตัวต้านทาน $22\text{ k}\Omega$ เป็นวงจรพรีเอมฟาสซิส (pre-emphasis) ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นวงจรยกระดับสัญญาณความถี่สูง เพื่อที่จะชดเชยอัตราของสัญญาณเสียงต่อสัญญาณรบกวนที่ถูกรับ แล้วผ่าน C1 และ C2 เข้ามายัง R11 และ R12 ซึ่งเป็นตัวความต้านทานขาเข้าของช่องสัญญาณ (L-R) ด้วยเช่นกัน ส่วน R3 เป็นตัวความต้านทานที่ปรับค่าได้ที่ต่อระหว่าง R2 และ R4 ใช้สำหรับปรับแต่งให้อัตราการขยายสัญญาณของซิกซ้าย และสัญญาณซิกขวาเท่ากัน ในอัตราส่วนของสัญญาณทั้ง 2 ที่เท่ากัน 1: 1 ในทางอุดมคติ ถ้า R2 และ R4 มีค่าเท่ากันจริงๆ R3 จะปรับตำแหน่งกึ่งกลางพอดี ส่วน R6 เป็นตัวจัดให้วงจรออปแอมป์มีอัตราขยายเท่ากับ 1 ส่วน IC1-1A เป็นตัวขยายสัญญาณความแตกต่าง (L-R) มี R8, R10 และ R11 ต่ออยู่ในส่วนของวงจรที่ปรับค่าได้ ซึ่งทำหน้าที่คล้ายกับ R2,

R3 และ R4 สัญญาณซิกซายถูกส่งผ่านเข้ามาโดยผ่านทาง R2 และ R13 วงจรนี้สร้างขึ้นได้จาก R7, R14 และ C3 ใช้สำหรับให้ไบอัสที่ค่าครึ่งหนึ่งของแรงดันแหล่งจ่ายแก่อปแอมป์ทั้งคู่

อัตราขยายสัญญาณที่เข้ามาทางขาอินเวอร์ตติ้ง (non Inverting) ขา 3 ของ IC1-2A จะเท่ากับ 2 ถ้า R11 เท่ากับ R8 โดยที่ R10 ตั้งอยู่ในตำแหน่งกึ่งกลาง R12 และ R13 จะเป็นตัวแบ่งครึ่งสัญญาณอินพุตที่เข้ามา ส่วน R10 เป็นตัวปรับแต่งเพื่อให้สัญญาณอินพุตซิกซาย และสัญญาณออกของ IC1-2A เท่ากับศูนย์ ซึ่งในทางอุดมคติแล้ว เป็นสิ่งจำเป็นที่จะต้องให้สัญญาณ (L-R) เท่ากับศูนย์ สัญญาณอินพุตของทั้ง 2 จึงจะเท่ากัน สัญญาณ (L+R) นี้ได้ออกทางขา 7 ของ IC1-1A ผ่าน R14 ปรับระดับ (L+R) เพื่อส่งไปในภาคขยายผลรวมสัญญาณ (summing amplifier) ต่อไป สัญญาณ (L-R) ที่ได้ออกทางขา 1 ของ IC1-2A ผ่าน R6 เพื่อให้ระดับ (L-R) ส่งไปยังภาคบาลานซ์ต่อไป

วงจรบาลานซ์มอดูเลชัน

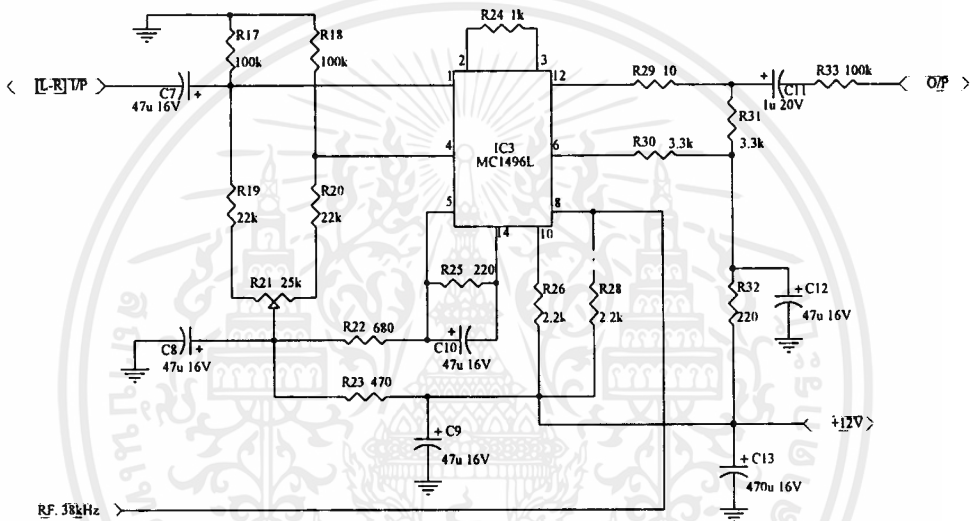
วงจรบาลานซ์มอดูเลชันทำการมอดูเลตสัญญาณ (L-R) เข้ากับสัญญาณความถี่คลื่นพาห์ย่อย 38 kHz โดยได้เอาต์พุตเป็นสัญญาณของรหัสคลื่นพาห์ย่อยออกให้มากที่สุด โดย IC3 ทำหน้าที่เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์ที่ทำให้สัญญาณ (L-R) และคลื่นพาห์ย่อยซึ่งเป็นหนึ่งของสัญญาณมัลติเพล็กซ์ที่เอาต์พุตของ IC3 เป็นสัญญาณผลต่าง และผลรวมของความถี่ 2 ชุด เข้ามาเป็นอินพุตที่ขา 1 สัญญาณเสียง (L+R) ขา 8 (38 kHz) และ IC3 ทำงานโดยไม่ให้สัญญาณอินพุตตัวหนึ่งตัวใดไปปรากฏออกที่ขาเอาต์พุตโดยลำพังเพียงสัญญาณเดียว โดย R3 เป็นตัวควบคุมระดับสัญญาณเสียง (L-R) ที่ผ่าน R21 เข้าไปยังขา 1 ของ IC3 ตัวต้านทาน R17 - R20 ต่อกันเป็นวงจรที่ใช้ในการปรับค่าไบอัสกระแสตรง C7 ที่ต่อกับขากลางประมาณ 10 Ω ซึ่งค่านี้อาจเพิ่มให้สูงขึ้นได้ถึง 2.2 k Ω ถ้าระดับสัญญาณที่ขา 12 และ IC 3 มีค่าสูงขึ้น สังเกตได้ว่าค่า R21 จะมีค่าน้อยมากไม่เกินกว่า 10 เปอร์เซ็นต์ ของค่าระหว่าง R18 และ R20 สัญญาณที่ได้ออกจากขา 12 เข้าสู่วงจรขยายผลรวมต่อไป

วงจรสร้างสัญญาณไฟลิตोटอน และวงจรผลิตความถี่คลื่นพาห์ย่อย

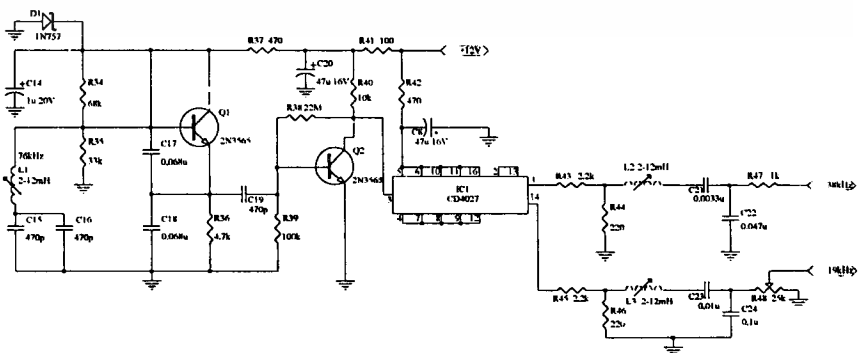
ในภาคนี้นวงจรกำเนิดความถี่สำหรับเป็นสัญญาณความถี่ไฟลิตोटอน และสัญญาณของความถี่คลื่นพาห์ย่อยใช้ไอซีเบอร์ CD4027 (IC2) เป็นตัวกำเนิดความถี่ ซึ่งทำงานเป็นตัวหารความถี่ 2 ทาง ภายในแบ่งชุดการทำงานกำเนิดความถี่อิสระแยกกัน 2 ชุด หนึ่งชุดกำเนิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ไฟล็ตโทนที่ความถี่ 19 kHz ซึ่งความถี่กำเนิดขึ้นอยู่กับ Q1 และ Q2 ที่เป็นตัวสร้างความถี่ 76 kHz โดยการออสซิลเลตของ L1 และ C15 - C18 ซึ่งเอาต์พุตที่ออกทางขา 14 ส่งเข้าไปมอดูเลตกันที่วงจรขยายผลรวม ส่วนอีกชุดของ IC2 ทำหน้าที่ผลิตความถี่ 38 kHz ซึ่งการกำเนิดความถี่นั้นก็ขึ้นอยู่กับ Q1 และ Q2 ที่สร้างความถี่มาจากการออสซิลเลตของ L1 และ C15 - C18 แล้วนำความถี่ที่ได้มาทำการหาร 2 ให้เหลือ 38 kHz ส่งไปเป็นคลื่นพาย้อยที่วงจรบาลานซ์มอดูเลชั่น



รูปที่ 3.5 วงจรบาลานซ์มอดูเลชั่น



รูปที่ 3.6 วงจรสร้างสัญญาณไฟล็ตโทน และคลื่นพาย้อย

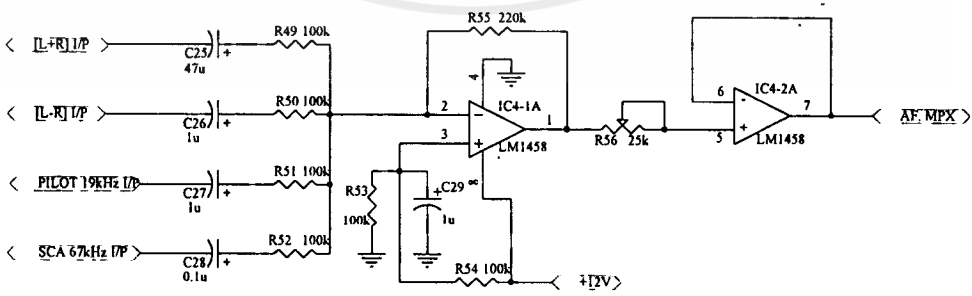
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรขยายผลรวม

วงจรส่วนนี้จะทำการรวมสัญญาณ (L+R), คลื่นพาร์ช้อย (L-R), สัญญาณไพโลตโทน และสัญญาณเอสซีเอ เข้าด้วยกัน จะได้เอาต์พุตเป็นสัญญาณสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์การทำงานของวงจรใช้ไอซีเบอร์ LM1458 (IC4) ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายผลรวมของสัญญาณซึ่งแบ่งออกเป็น 2 ชุด โดยชุดแรก IC4-1A ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายสัญญาณ โดยสัญญาณทั้งหมดรวมเข้าที่ขา 2 และได้เอาต์พุตออกมาที่ขา 1 ผ่าน R56 เป็นตัวควบคุมการเบี่ยงเบนสัญญาณเอฟเอ็ม และอีกชุดหนึ่ง (IC4-2A) จะทำหน้าที่เป็นตัวป้องกัน (buffer) ในกรณีที่ต้องการนำสัญญาณที่ได้ไปต่อกับเครื่องส่งชุดอื่นๆ ชุดนี้ทำหน้าที่ควบคุมการเบี่ยงเบนของความถี่เพื่อส่งไปยังเครื่องส่งต่อไป

2. วงจรเข้ารหัสสัญญาณช่องสัญญาณเอฟเอ็ม-เอสซีเอ
การออกแบบวงจรเอฟเอสเคมอดูเลชั่น

สำหรับในส่วนของวงจรมอดูเลตประกอบด้วย 2 ส่วน คือ วงจรมอดูเลตโดยใช้เฟสล็อกกลุป และวงจรกรองความถี่ผ่าน 67 kHz โดยวงจรมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเคในทางปฏิบัติใช้วงจรสร้างความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) โดยการป้อนสัญญาณเบสแบนด์เข้าที่อินพุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยเอาต์พุตของสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงความถี่โดยขึ้นอยู่กับสัญญาณเบสแบนด์ที่อินพุต



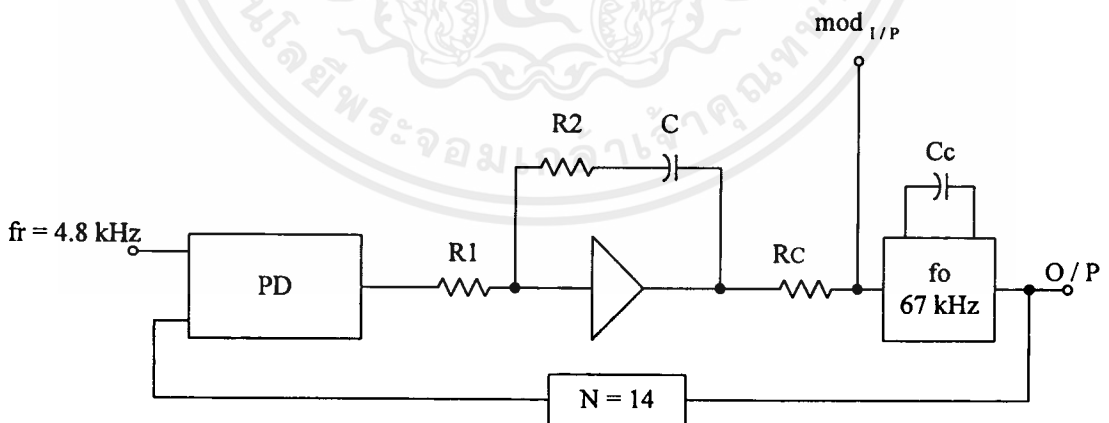
รูปที่ 3.7 วงจรขยายผลรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค ซึ่งออกแบบให้มีความถี่ศูนย์กลางที่ 67 kHz เพื่อให้ความถี่ศูนย์กลางของคลื่นพหุมีเสถียรภาพ จึงใช้หลักการของเฟสล็อกลูปสำหรับควบคุมความถี่ สำหรับการออกแบบเฟสล็อกลูปเพื่อสร้างความถี่ 67 kHz และสัญญาณที่มอดูเลตเข้าวงจรเป็นสัญญาณไบนารีที่เป็นระดับแรงดัน TTL มีอัตราส่งบิตเท่ากับ 4,800 bps โครงสร้างของวงจรแสดงดังรูปที่ 3.8

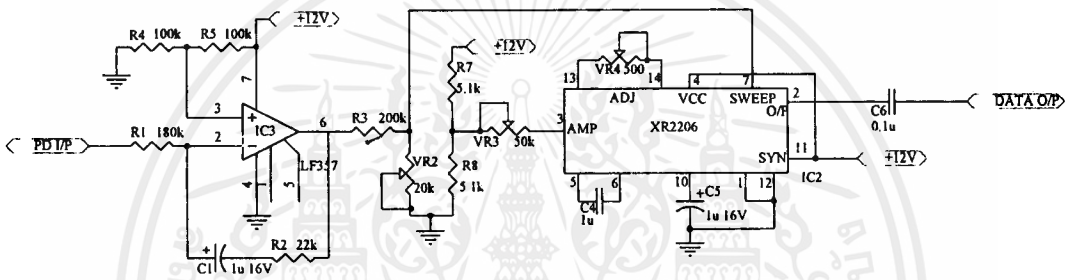
โดยวงจรออกแบบให้มีความถี่อ้างอิงเท่ากับ 4.8 kHz สำหรับค่าความถี่ธรรมชาติของวงจรต้องออกแบบให้มีความถี่ต่ำกว่าความถี่ต่ำสุดของสัญญาณที่มอดูเลตเข้ามาในวงจร สำหรับในวงจรของการสร้างสัญญาณเอฟเอสเคนี้ เลือกค่าความถี่ธรรมชาติของวงจรเท่ากับ 10 Hz อัตราขยายของวงจรออสซิลเลเตอร์ กำหนดให้สามารถเบี่ยงเบนตามความถี่ที่มอดูเลตเข้ามาทางอินพุตที่ป้อนโดยตรงกับ ออสซิลเลเตอร์ โดยในที่นี้ ออกแบบให้มีขนาด $1,600 \text{ Hz} / \text{V}$

โดยโครงสร้างของวงจรใช้วงจรกรองแบบแอกทิฟเป็นวงจรกรองในวงจร วงจรออสซิลเลเตอร์ใช้ไอซีเบอร์ XR2206 และเฟสล็อกเตอร์ใช้ไอซีเบอร์ 4046 ดังนั้น อัตราขยายของออสซิลเลเตอร์ ถ้าให้ค่าคาปาซิแตนซ์สำหรับควบคุมความถี่ของออสซิลเลเตอร์มีขนาด $1,000 \text{ pF}$ ค่า RC ก็สามารถหาได้



รูปที่ 3.8 พังของวงจรมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค

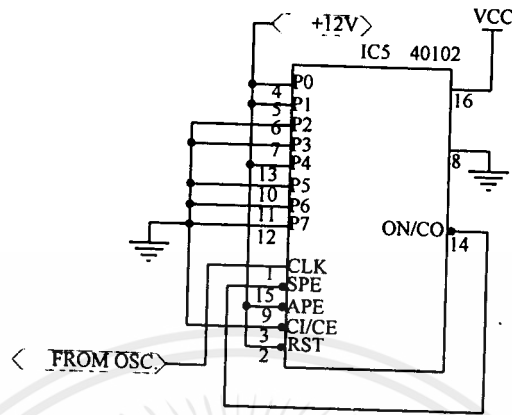
ค่า R_c คือความต้านทานที่อนุกรมระหว่างวงจรกรองความถี่ในวงรอบ และวงจร ออสซิลเลเตอร์จะมีค่า $200\text{ k}\Omega$ สำหรับค่า R และ C ของวงจรกรองในวงรอบจะเป็นตัวกำหนด ค่าตัวประกอบการหน่วงในวงรอบเท่ากับ 0.707 ค่า R_1 และ R_2 สำหรับวงรอบฟิลเตอร์ ถ้า กำหนดค่า C เท่ากับ $1\text{ }\mu\text{F}$ ค่า R_1 มีค่าเท่ากับ $172\text{ k}\Omega$ และ R_2 มีค่าเท่ากับ $22.5\text{ k}\Omega$ โดยวงจรใน ทางปฏิบัติแสดงได้ดังรูปที่ 3.9 โดยค่า R_1 มีขนาดเท่ากับ $180\text{ k}\Omega$ และ R_2 ในวงจรใช้ขนาด $22\text{ k}\Omega$ ค่า RC คือ R_3 ใช้ $200\text{ k}\Omega$ และค่า C_c สำหรับ ออสซิลเลเตอร์ คือ C_4



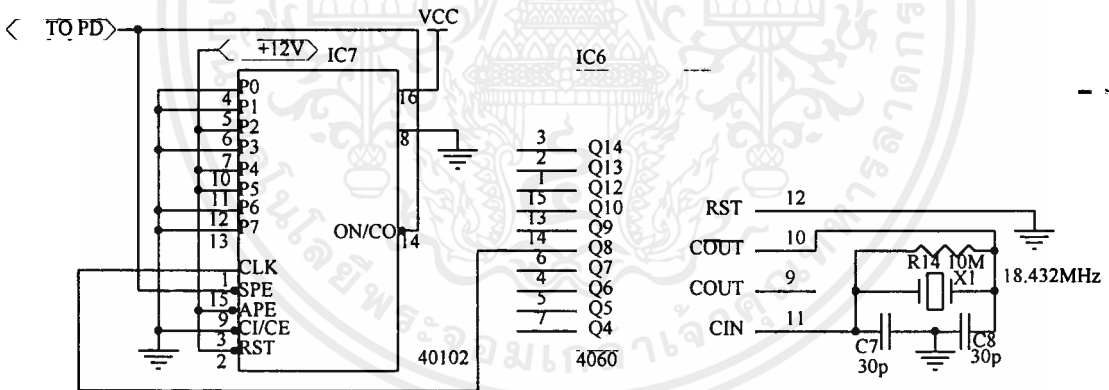
รูปที่ 3.9 วงจรกรองออสซิลเลเตอร์ และวงจรกรองของวงรอบ

สำหรับวงจรหาร และวงจรสร้างความถี่อ้างอิงของวงรอบ แสดงได้ดังรูป 3.10 และ 3.11 โดยใช้การหารด้วยไอซีเบอร์ 40102 ค่าที่ต้องการหารคือ 14 ค่าที่ต้องโปรแกรมตัวหารจะ เท่ากับ 13 โดยขา P4, P1 และ P0 ต่อกับ VCC และ P7, P6, P5, P3 และ P2 ต่อลงกราวด์ การ สร้างความถี่อ้างอิงสำหรับวงรอบ สร้างจากความถี่ 18.432 MHz ซึ่งเกิดภายในไอซีเบอร์ 4060 ต่อ รวมกับครี สตอลขนาด 18.432 MHz โดยสัญญาณขนาด $4,800\text{ Hz}$ ได้จาก เอาต์พุต Q8 ของ 4060 ซึ่งเป็นการหารความถี่ 18.432 MHz ด้วย 256 ต่อเข้าสู่วงจรหาร 15 ซึ่ง ใช้ไอซีเบอร์ 40102 โดยให้อาต์พุตที่ขา 14 ที่มีความถี่ขนาด $4,800\text{ Hz}$ เป็นสัญญาณดิจิตอลมี ระดับ 0 ถึง 12 V

สำหรับวงจรกรองความถี่ย่านผ่าน 67 kHz เลือกใช้วงจรป้อนกลับแบบพหุคูณขนาด 2 ออร์เดอร์ ที่มีโครงสร้างแสดงดังรูปที่ 3.12

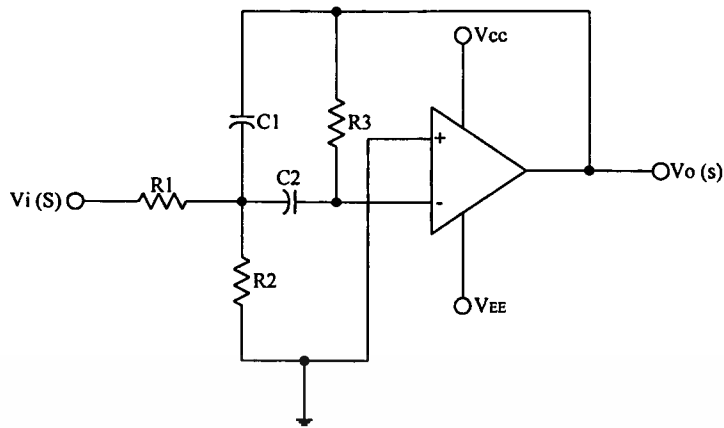


รูปที่ 3.10 วงจรหารความถี่



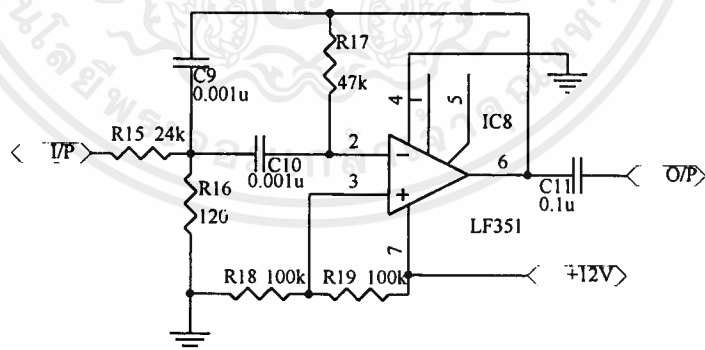
รูปที่ 3.11 วงจรสร้างความถี่อ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 วงจรกรองความถี่ ย่านผ่านป้อนกลับแบบพหุคูณ

สำหรับวงจรกรองความถี่ย่านผ่านสำหรับภาคการมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค กำหนดความถี่ศูนย์กลางเท่ากับ 67 kHz และค่า Q สำหรับวงจรกรองความถี่เท่ากับ 10 สามารถหา R_1 , R_2 และ R_3 ได้โดยวงจรในทางปฏิบัติแสดงดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 วงจรกรองความถี่ผ่าน 67 kHz สำหรับภาคมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค

โดยจากรูป R_1 ใช้ค่า 24 k Ω , R_3 ใช้ค่า 47 k Ω โดย R_2 อาจใช้ตัวต้านทานแบบเก็อกม้า

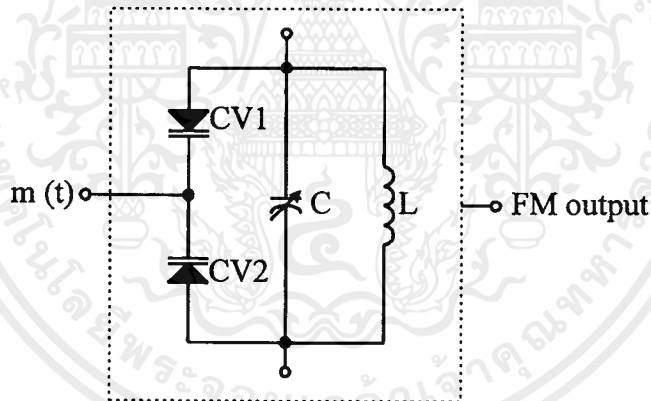
ขนาด 150 Ω สำหรับการปรับเพื่อให้ตรงกับค่า R_2 ที่ได้จากการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยวงจรมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์เข้ากับวงจรออสซิลเลเตอร์ ใช้ไอซีเบอร์ LF351 ต่อเป็นบัฟเฟอร์ที่อินพุตสำหรับการมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์เข้ากับออสซิลเลเตอร์ โดยตรง โดยมี VR1 เท่ากับ 100 k Ω ต่ออนุกรมกับความต้านทานขนาด 200 k Ω ซึ่งเป็นความต้านทานสำหรับปรับอัตราการมอดูเลต

3. วงจรมอดูเลชันสัญญาณเอฟเอ็ม

การมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มเป็นการเปลี่ยนแปลงขนาดความถี่ของคลื่นพาห้ตามสัญญาณเบสแบนด์ที่มอดูเลต สำหรับในที่นี้จะกล่าวถึงการมอดูเลตแบบตรง ซึ่งเป็นการมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์เข้ากับวงจรกำเนิดคลื่นพาห้โดยตรง การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มใช้วงจรกำเนิดความถี่ เช่น วงจรกำเนิดแอลซี (LC) โดยแสดงวงจรสมมูลย์ได้ดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 วงจรสมมูลย์ของวงจรกำเนิดความถี่แบบแอลซี

ค่าของความถี่ที่กำเนิดขึ้นอยู่กับค่าของ LC ซึ่งได้เป็น

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

ω_i คือ ความถี่ที่กำเนิดจากวงจรกำเนิดความถี่แบบแอลซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยค่า C หรือค่าคาปาซิแตนซ์สามารถเปลี่ยนแปลงค่าตามความถี่ที่เข้ามา
มอดูเลตหรือได้เป็น

$$C = C_0 - K_c m(t) \quad (2)$$

โดย C_0 คือ ค่าคาปาซิแตนซ์ขณะที่ไม่มีความถี่ที่อินพุต
 K_c คือ ค่าของความไวในการเปลี่ยนแปลงของคาปาซิแตนซ์
 $m(t)$ คือ สัญญาณเบสแบนด์ที่มอดูเลต
ดังนั้นความถี่ช่วงใดๆ คือ

$$\omega_i(t) = \frac{1}{\sqrt{L(C_0 - K_c m(t))}} \quad (3)$$

ดังนั้น แสดงได้ว่าวงจรกำเนิดความถี่แบบ LC ใดๆ ที่ C สามารถเปลี่ยนแปลงตาม
สัญญาณเบสแบนด์ อินพุตสามารถกำเนิดสัญญาณเอฟเอ็มได้ดังสมการของเอฟเอ็ม คือ

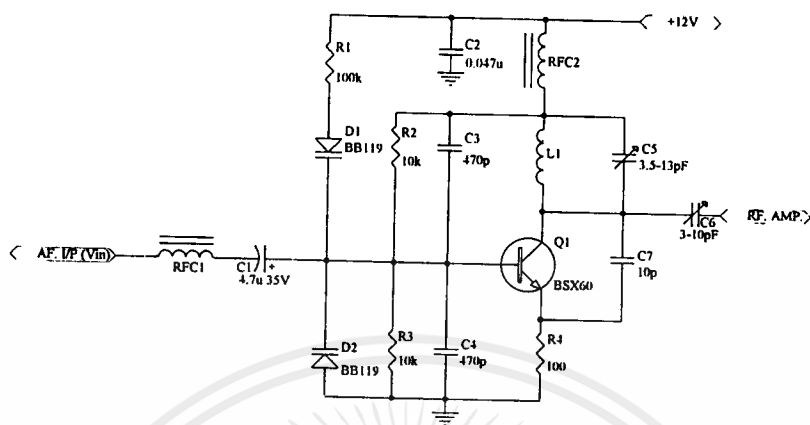
$$\omega_i(t) = \omega_0 + K_f \times m(t) \quad (4)$$

ถ้ากำหนดค่าคงที่ในการมอดูเลตเป็น

$$K_f = \frac{\omega_0 K_c}{2C_0} \quad (5)$$

ซึ่งเป็นสมการของเอฟเอ็ม

การออกแบบวงจรมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มแบบตรงนั้น สามารถควบคุม
ความถี่ของคลื่นพาห์ให้มีเสถียรภาพได้โดยใช้หลักการที่กล่าวไว้ในส่วน 2.3 สำหรับวงจร
มอดูเลตแบบตรง หรือวงจรที่มอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์โดยตรง กำเนิดสัญญาณความถี่โดย
ใช้วงจรกำเนิดความถี่แบบควบคุมโดยแรงดันตามที่กล่าวมาแล้วข้างต้น



รูปที่ 3.15 วงจรกำเนิดสัญญาณอาร์เอฟ-เอฟเอ็ม

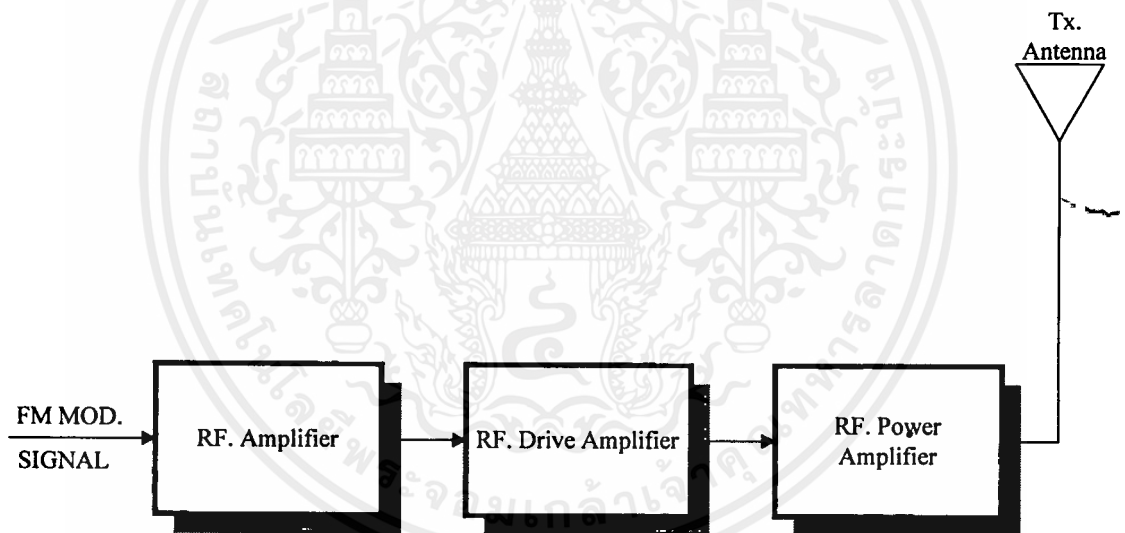
จากวงจรในรูปที่ 3.16 ให้ค่ารีแอคแตนซ์ RFC1 ซึ่งจะมีค่าสูงมากที่ความถี่ออสซิลเลต ค่าคาปาซิแตนซ์ทางด้านอินพุตของทรานซิสเตอร์มีขนาดน้อยมาก เมื่อเทียบกับ C2 และ C3 ดังนั้นการทำงานของวงจรจะมี Q1 และอุปกรณ์ร่วมทำหน้าที่ในการสร้างคลื่นพาห์ ค่าความถี่ออสซิลเลตของวงจรนี้กำหนดขึ้นมาจากค่าของโครงข่าย LC ซึ่งประกอบด้วย L1 และ C5 โดย C5 เป็นตัวเก็บประจุปรับค่าได้แบบทิมเมอร์ (timmer) สำหรับใช้เป็นตัวปรับให้ได้ค่าความถี่ 107.5 MHz ตามที่ต้องการ

วงจรส่วนนี้ จะมีการมอดูเลตสัญญาณความถี่เสียงเข้ากับสัญญาณความถี่ออสซิลเลตของวงจร ซึ่งใช้เป็นคลื่นพาห์ส่งออกอากาศของเครื่องส่งในระบบเอฟเอ็ม โดยค่าความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์นี้จะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าคาปาซิเตอร์ที่อยู่ภายในของวารีแคป D1 และ D2 และค่าคาปาซิแตนซ์ภายในของวารีแคปทั้งสองตัวจะเปลี่ยนแปลงไปตามแรงดันไฟที่ตกคร่อม เมื่อสัญญาณเสียงซึ่งมีแรงดันเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาโดยมีขนาด (amplitude) ของสัญญาณสูงๆ ต่ำๆ ผ่าน RFC1 และ C1 เข้ามาตกคร่อมที่วารีแคป D1 และ D2 จึงทำให้สัญญาณคลื่นพาห์ของวงจรอาร์เอฟออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนแปลงความถี่ไปตามสัญญาณเสียงด้วย ซึ่งเป็นลักษณะการมอดูเลตสัญญาณในระบบเอฟเอ็ม

ส่วนทางด้านตัวเก็บประจุ C6 จะทำหน้าที่ป้องกันไม่ให้เกิดการออสซิลเลตความถี่ที่ไม่พึงประสงค์ขึ้นในวงจร, C5 เป็นตัวคัปปลิงสัญญาณที่ปรับค่าได้ โดยจะทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณขาออกของวงจรออสซิลเลเตอร์เข้าไปสู่วงจรขยายกำลังเครื่องส่งเอฟเอ็มในภาคต่อไป

4. วงจรขยายกำลังเครื่องส่งเอฟเอ็มความถี่ 107.5 MHz

วงจรขยายกำลังเครื่องส่งเอฟเอ็มจะนำเอาสัญญาณที่ได้มาจากวงจรมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มมาทำการขยายเพื่อให้มีกำลังส่งมากขึ้น ส่งออกไปได้ไกลๆ และเพื่อลดสัญญาณรบกวนจากแหล่งกำเนิดอื่นๆ ซึ่งสามารถแบ่งเป็นผังการทำงานได้ดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 ผังของวงจรขยายกำลังเครื่องส่งเอฟเอ็ม

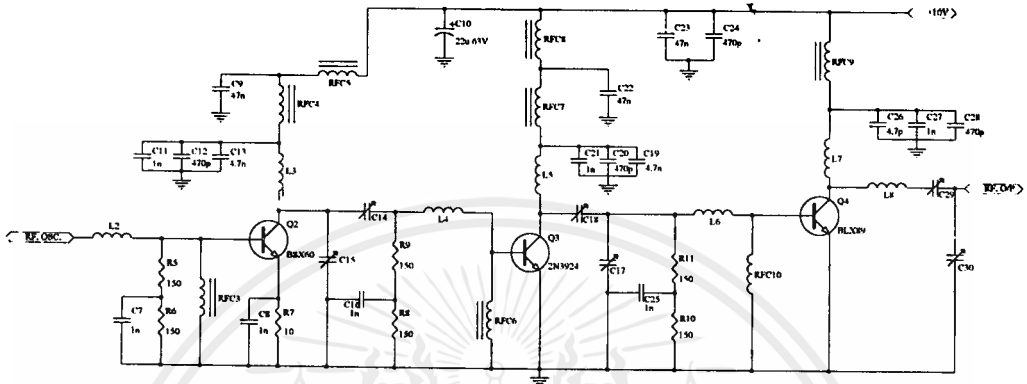
จากรูปที่ 3.16 เป็นผังที่แสดงวงจรขยายกำลังเครื่องส่งให้แรงขึ้น ซึ่งสามารถขยายได้กำลังส่งประมาณ 5-10 วัตต์ โดยวงจรทั้งหมดสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ภาคด้วยกัน คือ

- ภาคขยายสัญญาณอาร์เอฟ (RF. amplifier)
- ภาคขยายกำลังขับสัญญาณอาร์เอฟ (RF. drive amplifier)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ภาควิทยายกำลังสัญญาณอาร์เอฟ (RF. power amplifier)

ทั้ง 3 ภาคนี้อาจแสดงเป็นวงจรได้ดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 วงจรขยายกำลังเครื่องส่งเอฟเอ็ม

การทำงานของวงจร

สัญญาณอาร์เอฟที่รับเข้ามาจากวงจรออสซิลเลเตอร์จะถูกขยายสัญญาณให้แรงขึ้นโดยทรานซิสเตอร์ Q2 และอุปกรณ์ร่วมซึ่งทำหน้าที่เป็นภาควิทยายสัญญาณอาร์เอฟในแบบคลาสซี (class C) สัญญาณเอาต์พุตของภาควิทยายอาร์เอฟนี้จะผ่านวงจรจูนซึ่งประกอบด้วย C14, C15 และ L4 ก่อนที่จะถูกส่งเข้าไปขยายให้มีกำลังแรงขึ้นอีกในภาควิทยายกำลังขับสัญญาณอาร์เอฟซึ่งอยู่ในภาคถัดไป

ภาควิทยายกำลังขับสัญญาณอาร์เอฟจะเป็นภาคที่ 2 ของวงจรขยายกำลัง โดยทรานซิสเตอร์ Q3 และอุปกรณ์ร่วมทำหน้าที่ในการขยายสัญญาณอาร์เอฟแบบคลาสซีด้วยเช่นกัน ที่ภาคนี้จะขยายสัญญาณอาร์เอฟที่ผ่านมาจากภาคที่ 1 ให้แรงขึ้นจนมากพอที่จะส่งเข้าไปขับภาควิทยายกำลังสัญญาณอาร์เอฟในภาคสุดท้ายได้ สัญญาณเอาต์พุตของภาคนี้จะผ่านวงจรจูนซึ่งประกอบด้วย C17, C18 และ L6 ก่อนที่จะส่งเข้าไปยังวงจรในภาควิทยายกำลังสัญญาณอาร์เอฟในภาคสุดท้ายต่อไป

ภาควิทยายกำลังอาร์เอฟเป็นภาคสุดท้ายของเครื่องส่งเอฟเอ็ม ทำงานโดยทรานซิสเตอร์

Q4 และอุปกรณ์ร่วม วงจรภาคนี้จะทำการขยายสัญญาณในแบบคลาสซีด้วยเช่นกัน สัญญาณเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาร์เอฟที่ถูกส่งเข้ามาเป็นอินพุตให้กับภาคนี้จะถูกขยายให้มีกำลังสูงขึ้นก่อนส่งออกไปยังสายอากาศ และแพร่กระจายคลื่นต่อไป C29, C30 และ L8 ทำหน้าที่เป็นตัวปรับจูนทางภาคเอาต์พุตให้เข้ากับสายอากาศ เพื่อให้ภาคสุดท้ายของเครื่องส่งทำงานอย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด

ส่วน RFC ทั้งหมดที่ใช้ในวงจรจะทำหน้าที่เป็นตัวกันสัญญาณอาร์เอฟสะสม (stray RF. signal) ที่ตกค้างในวงจรเครื่องส่งไม่ให้รั่วไหลเข้าไปยังภาคจ่ายไฟ หรือไม่ให้เข้าไปยังภาคมิกเซอร์ หรือภาคปริแอมป์ของเครื่องเสียงที่นำมาใช้ร่วมในการป้อนสัญญาณเสียงมาออดูเลตให้กับเครื่องส่ง และเครื่องขยายกำลังส่ง

ตัวเก็บประจุในวงจรเช่น (C11, C12, C13), (C19, C20, C21), (C26, C27, C28) และ (C9, C22) จะทำหน้าที่ป้องกันไม่ให้วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟแต่ละภาคเกิดการออสซิลเลชันในตัวเอง (self oscillation) ในความถี่ที่ไม่ต้องการ จึงทำให้วงจรทั้งหมดสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

3.3 หลักการทำงานของวงจรในระบบรับข้อมูล

3.3.1 ระบบรับสัญญาณวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็ม-เอสซีเอ

ระบบรับสัญญาณข้อมูลในวิทยุกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอนั้น สามารถแบ่งการทำงานออกเป็นผังได้ดังรูปที่ 3.18

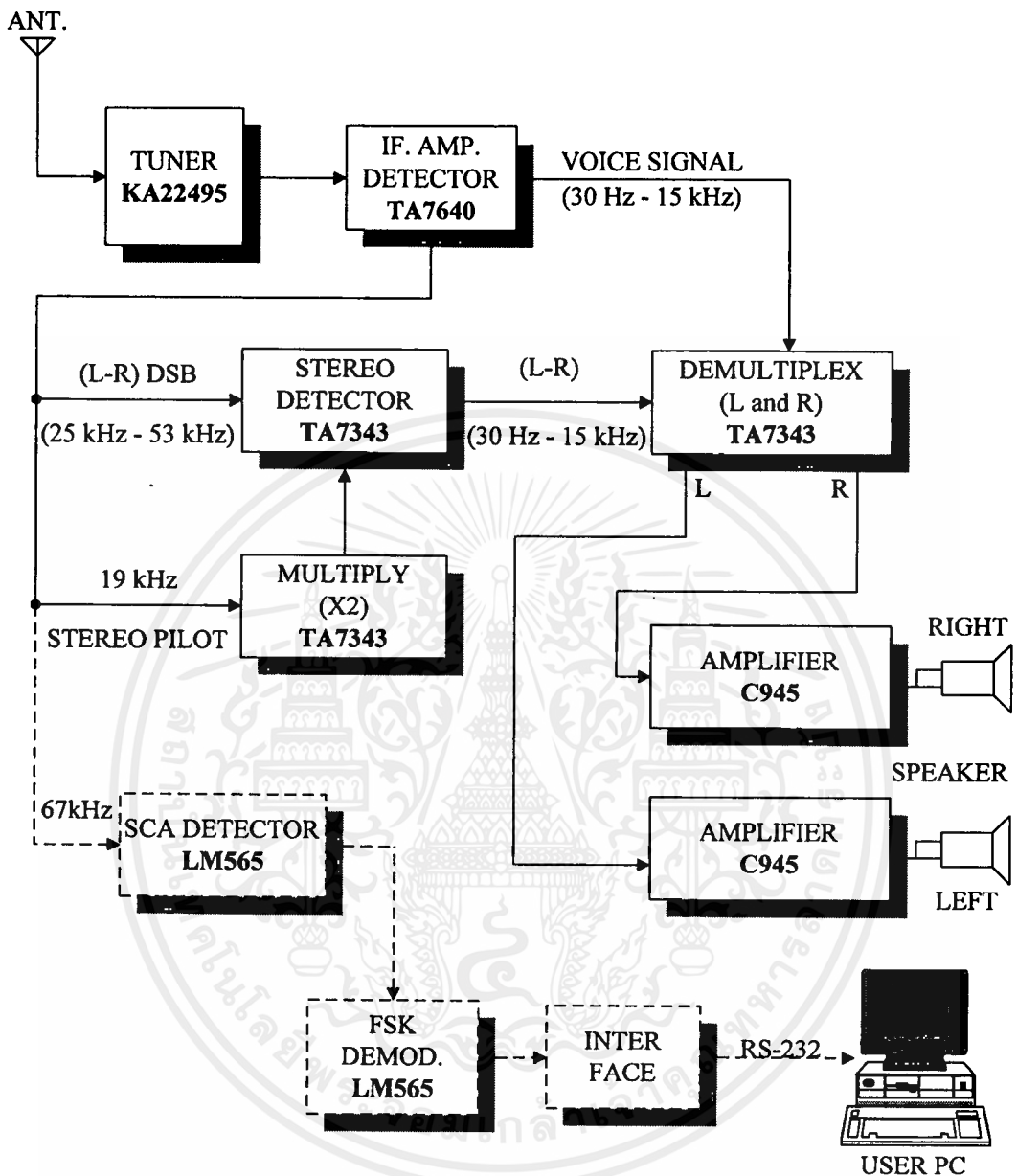
จากผังสามารถที่จะแบ่งวงจรการทำงานออกเป็น 3 ภาคใหญ่ๆ ได้ดังนี้

1. วงจรถอดรหัสสัญญาณเบสแบนด์
2. วงจรถอดรหัสสัญญาณเสียงสเตอริโอ
3. วงจรถอดรหัสสัญญาณเสียงเอสซีเอ

วงจรรวมการทำงานในรูปที่ 3.19

1. วงจรถอดรหัสสัญญาณเบสแบนด์

การทำงานของวงจรเริ่มจากสัญญาณจากสถานีส่งถูกเหนี่ยวนำโดยสายอากาศ สัญญาณจะถูกคัปปลิ่งผ่าน C1 และ C2 เข้ามาที่ขา 1 ของไอซีเบอร์ KA22495 หรือ IC1 ในวงจร จากนั้นสัญญาณที่ขา 3 ของ IC1 จะถูก VC1 และ VC2 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรปรับ



รูปที่ 3.18 ผังระบบรับข้อมูลวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็ม-เอสซีเอ

เลือกรับสัญญาณที่มีความถี่ 107.5 MHz ความถี่ที่เลือกรับจะผ่านมายัง C7 และ C8 และผ่านไปยังวงจรจูน ซึ่งทำหน้าที่โดย VC5 และ VC6 อีกครั้งหนึ่ง เพื่อปรับเลือกรับความถี่ให้ตรงกัน ส่งผ่านไปยังขาที่ 3 ของไอซีเบอร์ TA7640 หรือ IC2 ในวงจร ซึ่งทำหน้าที่เป็นภาคดีเทคเตอร์ขยายสัญญาณไอเอฟ (IF. amp. detector) ในขณะเดียวกัน คริสตัล (X-TAL) จะทำการผลิตความถี่ 10.7 MHz ซึ่งเป็นความถี่ปานกลาง ส่งมายังขา 15 เพื่อมาเป็นความถี่เปรียบเทียบส่งให้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IC2 ใช้ในการแยกหส์สัญญาณเบสแบนด์ โดยสัญญาณเบสแบนด์ที่แยกได้จะแบ่งออกได้ดังนี้

- สัญญาณ L+R ช่วงความถี่ 30Hz-15kHz ส่งผ่านไปยังภาคดีมัลติเพล็กซ์ (demultiplex) ซึ่งทำหน้าที่โดยไอซีเบอร์ TA7343 หรือ IC3 ในวงจร
- สัญญาณ L-R ช่วงความถี่ 25kHz-53kHz ส่งไปยังภาคสเตอริโอเดเทคเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่โดยไอซีเบอร์ TA7343
- สัญญาณไฟลือทโทน ความถี่ 19kHz ส่งไปยังภาคทวีความถี่(multiply) เพื่อให้เป็นความถี่ 38 kHz ซึ่งทำหน้าที่โดยไอซีเบอร์ TA7343 เช่นกัน
- สัญญาณเอสซีเอ ความถี่ 67 kHz ส่งไปยังภาคเอสซีเอเดเทคเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่โดยไอซีเบอร์ LM565

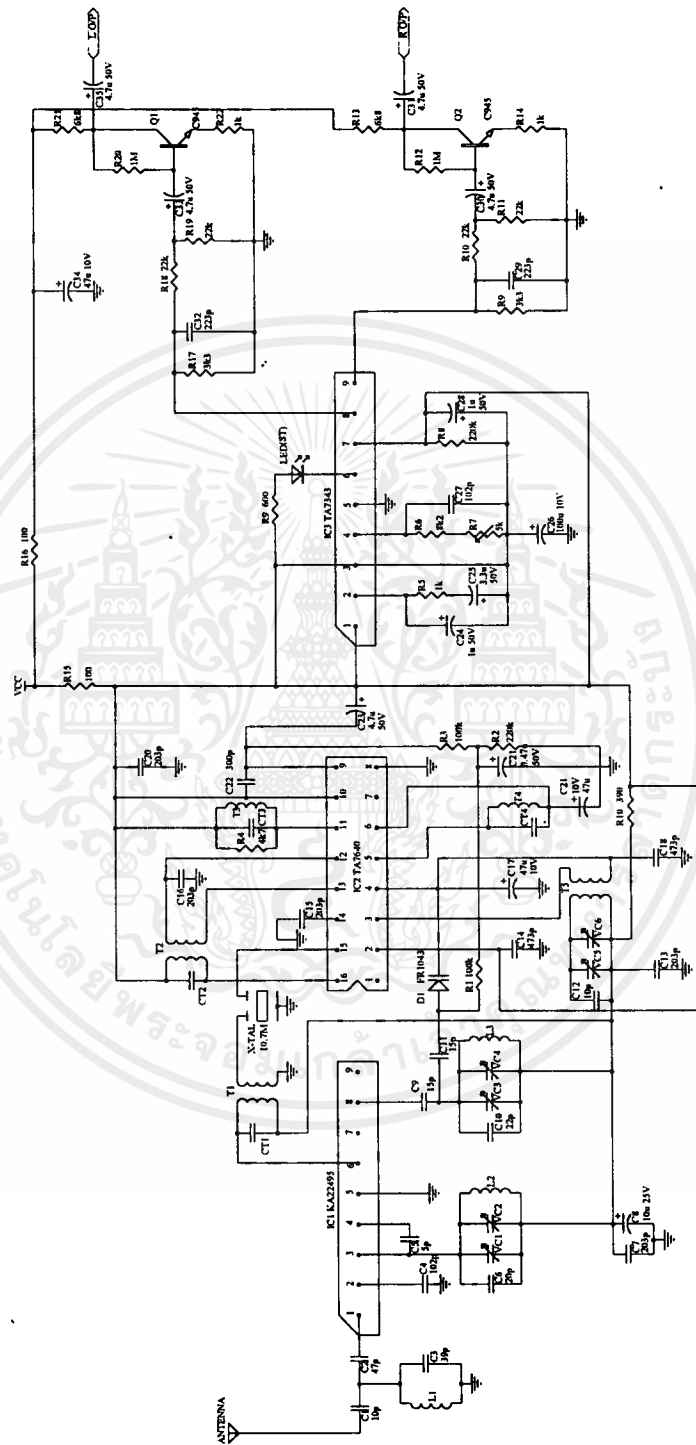
2. วงจรถอดรหัสสัญญาณเสียงสเตอริโอ

วงจรในภาคนี้ทั้งหมดจะทำหน้าที่โดยไอซีเบอร์ TA7343 หรือ IC3 ในวงจร โดยสัญญาณที่ได้จากวงจรถอดรหัสสัญญาณเบสแบนด์ จะถูกส่งผ่านวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่โดย R5, C24, C25, R8 และ C28 เพื่อทำการแยกสัญญาณความถี่เสียง L+R เข้ามายังขา 2 ของ IC3 และสัญญาณความถี่เสียง L-R เข้ามายังขา 7 ของ IC3 จากนั้น IC3 จะทำการดีมัลติเพล็กซ์ แยกสัญญาณให้เป็นสัญญาณเสียงซีกซ้ายออกทางขา 8 และแยกเป็นสัญญาณเสียงซีกขวาออกทางขา 9 ผ่านไปยังวงจรภาคขยาย ซึ่งทำหน้าที่โดย Q1 และ Q2 ขยายเสียงออกทางลำโพงต่อไป

3. วงจรถอดรหัสสัญญาณเอสซีเอ

วงจรส่วนนี้จะแยกสัญญาณจากวงจรถอดรหัสสัญญาณเบสแบนด์ที่ส่งมาจาก IC2 ก่อนจะส่งผ่านมายังขาที่ 1 ของ IC3 สัญญาณจะถูกส่งผ่านเข้ามายังวงจรถอดรหัสสัญญาณเอสซีเอ ซึ่งทำงานโดยไอซีเบอร์ LF351 โดย R1, R2 และ C2 จะทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ 67 kHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่ของช่องสัญญาณเอสซีเอ ที่ใช้ส่งสัญญาณข้อมูลแบบเอฟเอสเคเอาไว้ ไอซีเบอร์ LF351 จะทำการขยายสัญญาณเอสซีเอที่ได้ให้แรงขึ้นระดับหนึ่ง ก่อนส่งไปยังไอซีเบอร์ NE565 เพื่อทำการถอดรหัสสัญญาณเอฟเอสเค ให้ได้เป็นสัญญาณข้อมูลที่เหมือนกับที่ส่งมาจากสถานีส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

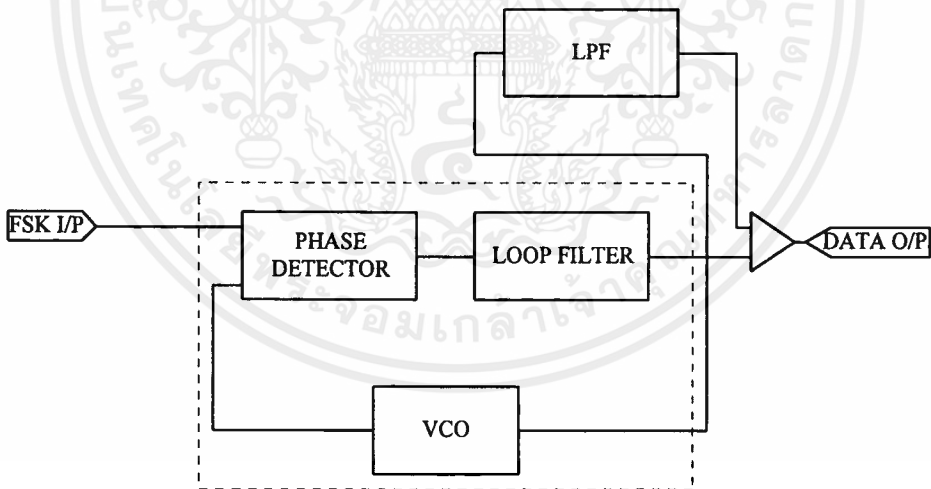


รูปที่ 3.19 วงจรเครื่องรับสัญญาณวิทยุเอฟเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 การออกแบบวงจรคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค

การคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเคด้วยเฟสล็อกกลุ๊ปสามารถแสดงโครงสร้างได้ดังรูป 3.20 เอาต์พุตของสัญญาณเบสแบนด์จะได้ที่แรงดันอินพุตของ VCO ของเฟสล็อกกลุ๊ป ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงความถี่ที่เลื่อนไป สำหรับส่วนประกอบที่เพิ่มขึ้นจากวงจรเฟสล็อกกลุ๊ป คือวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรเปรียบเทียบสำหรับการคิมอดูเลต เมื่อความถี่ VCO จับอยู่ที่ความถี่ความถี่ที่เลื่อนไป (f_L หรือ f_H) แรงดันอินพุตที่ป้อนเข้ากับ VCO และอินพุตหนึ่งของวงจรเปรียบเทียบจะมีค่าเท่ากับ $VC1 = (f_L - f_0) / K_0$ และ $VC2 = (f_H - f_0) / K_0$ โดยความแตกต่างแรงดันระหว่าง $VC1$ และ $VC2$ คือ $(f_L - f_H) / K_0$ สำหรับแรงดันอ้างอิงอีกอินพุตหนึ่งของวงจรเปรียบเทียบได้จากการป้อนแรงดันอินพุตของ VCO เข้าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งมีค่าเวลาคงตัวนานมากเมื่อเทียบกับความถี่ของสัญญาณเอฟเอสเค ดังนั้นที่เอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จะเป็นค่าสัญญาณ DC ซึ่งสัญญาณ DC จะมีค่าครึ่งหนึ่งของ $VC1$ และ $VC2$



รูปที่ 3.20 พังของการคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเคด้วยเฟสล็อกกลุ๊ป

ในการกำหนดเงื่อนไขในการออกแบบเฟสล็อกกลุ๊ป สำหรับการคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค แสดงได้จากเออเรียร์ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกกลุ๊ป ที่ใช้วงจรกรองพาสซีฟแบบลิคเล็ก คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_e = \frac{\theta_e(s)}{\theta_i(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (6)$$

ในการออกแบบคิมอดูเลตสัญญาณเฟสเออเรียร์ของเฟสดีเทกเตอร์ต้องอยู่ในช่วง $\pi / 2$ rad สำหรับการออกแบบ เพื่อให้วงรอบของวงจรคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเคทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในกรณีที่อินพุตมีสัญญาณรบกวนเข้ามา กับสัญญาณเอฟเอสเค ค่าความกว้างแถบสัญญาณรบกวนวงรอบของวงรอบ (SNR_L) จะต้องมากกว่า 6 dB ซึ่งค่าความกว้างแถบสัญญาณรบกวนวงรอบแสดงได้ดังนี้คือ

$$SNR_L = \frac{SNR_i B_i}{2B_L} \quad (7)$$

โดย B_i เป็นแบนด์วิดท์สมมูลของวงจรด้านอินพุต โดยในทางปฏิบัติมีขนาดความถี่เท่ากับขนาดแบนด์วิดท์ของวงจรกรอง โดยค่า B_i สำหรับเฟสล็อกูปที่ใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟลิคเล็ก แสดงได้คือ

$$B_L = \left(\frac{\omega_n}{2} \right) \times \left(\zeta + \frac{1}{4\zeta} \right) \quad (8)$$

สำหรับข้อพิจารณาสุดท้ายสำหรับการคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเคด้วยเฟสล็อกูป คือต้องให้ความถี่ที่เบี่ยงเบน (f_d) อยู่ในพิสัยแคปเจอร์ แสดงได้คือ

$$\Delta\omega_c = 2\zeta\omega_n \quad (9)$$

สำหรับวงจรในทางปฏิบัติแสดงวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.21 โดยเฟสล็อกูปใช้ไอซีเบอร์ 565 ซึ่งมีค่าอัตราขยายของวงรอบ ($K = K_0 K_d$) เท่ากับ $33.6 f_0 / V_{cc}$ โดยความถี่อิสระของ VCO กำหนดได้เป็น $f_0 = 1 / (3.7 R_0 C_0)$ สำหรับการออกแบบวงจรกรองในวงรอบนั้นค่า R_i ของ ไอซีเบอร์ 565 มีค่าเท่ากับ 3,600 Ω การออกแบบ ถ้าความถี่อิสระของวงรอบกำหนดให้เท่ากับ 67 kHz สำหรับค่าขนาดของ R_0 ถ้ากำหนด C_0 มีค่าเท่ากับ 0.001 μF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_0 = \frac{1}{(3.7 f_0 C_0)} = 4021 \Omega \quad (10)$$

R_0 มีค่าเท่ากับ 4021Ω ในทางปฏิบัติใช้ความต้านทานปรับค่าได้ขนาด $5 k\Omega$ สำหรับ R_2 และ C_1 ซึ่งเป็นค่าที่กำหนดเวลาคงที่ของวงจรกรองในวงรอบ โดย

$$(R_1 + R_2) C_1 = \omega_n^{-2} \quad (11)$$

$$R_2 C_1 = \frac{2\zeta}{\omega_n} \quad (12)$$

ค่า $K_0 K_d$ อัตราขยายของวงรอบมีขนาดเท่ากับ $33.6 f_0 / V_{CC}$ ในการออกแบบที่ใช้แรงดัน $V_{CC} = 12 V$ และ $V_{EE} = -12 V$ ดังนั้นจึงคิดแรงดัน $V_{CC} = 24 V$ ค่าอัตราขยายของวงรอบมีขนาดเท่ากับ $94.080 \text{ (rad / sec)}$ สำหรับค่า ζ กำหนดให้เท่ากับ $0.707\omega_n$ โดยจะต้องเป็นไปตามเงื่อนไขของสมการที่ (7) และ (8)

โดยกำหนดค่าเฟสเออเรอร์ขนาดสูงสุดให้มีขนาดเท่ากับ 1 rad , ค่า $\Delta\omega$ มีขนาดเท่ากับ $2\pi(2fd)$ ดังนั้นได้

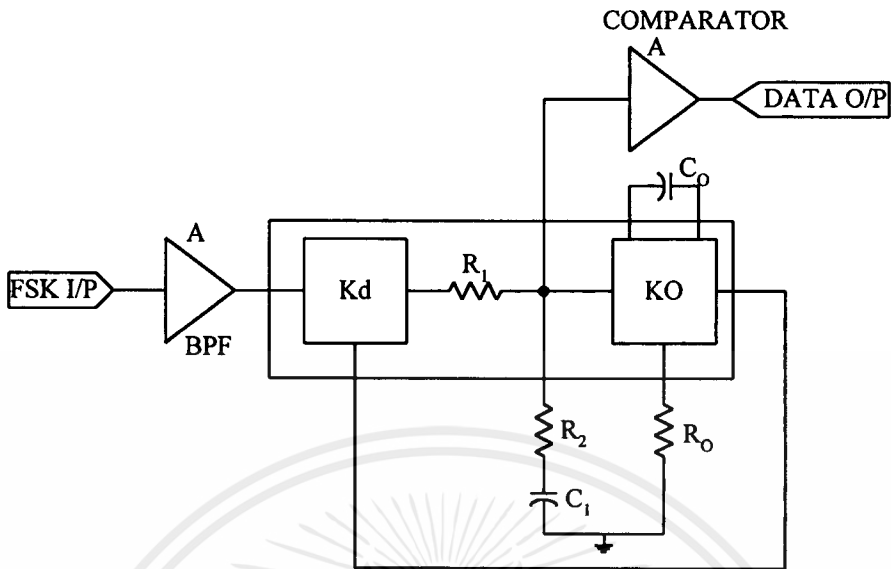
$$\omega_n = 13,531 \text{ rad / s}$$

จากสมการที่ (8) แถบกว้างทางความถี่ของสัญญาณรบกวนวงรอบมีค่าเท่ากับ

$$B_L = 7,171 \text{ Hz}$$

ที่อินพุตของ เฟสล็อกกลูป เป็นวงจรกรองความถี่ย่านผ่าน มีแบนด์วิดท์ $= 6.7 \text{ kHz}$ ดังนั้น ถ้ากำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวน (SNR) ที่เอาต์พุตของวงจรกรองหรือ SNR_i ของเฟสล็อกกลูปมีขนาดไม่ต่ำกว่า 10 dB แล้ว ค่า SNR_L จากสมการที่ (7) จะมีขนาด

$$SNR_L = 6.73 \text{ dB}$$



รูปที่ 3.21 วงจรการดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเคด้วยไอซีเบอร์ 565

ซึ่งเพียงพอที่ให้เฟสล็อกูปทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ สำหรับขนาดของพิสัยแคปเจอร์ในสมการที่ (9) มีขนาด

$$f_{\text{cap}} = 3,045 \text{ Hz}$$

ซึ่งค่าความถี่เบี่ยงเบนอยู่ในพิสัยแคปเจอร์ ดังนั้น ค่า ω_n ขนาด 13,531 rad / s จึงเป็นขนาดที่ใช้ได้ จากสมการ (11) ค่า

$$(R_1 + R_2)C_1 = 0.53 \text{ mS}$$

$$R_2C_1 = 0.104 \text{ mS}$$

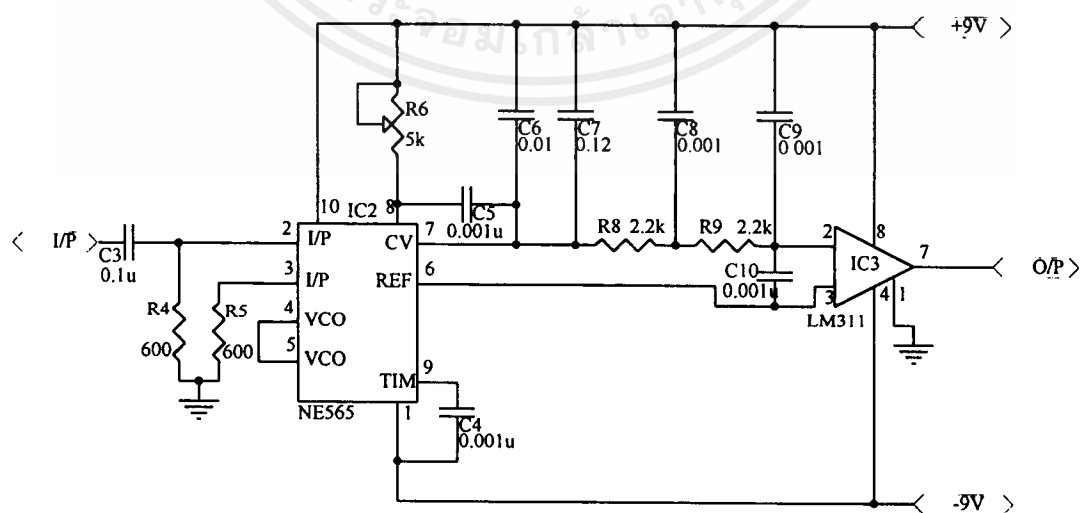
ถ้า R_1 ภายในวงจรรวมเท่ากับ 3.6 k Ω แล้ว

$$C_1 = 0.118 \text{ }\mu\text{F}$$

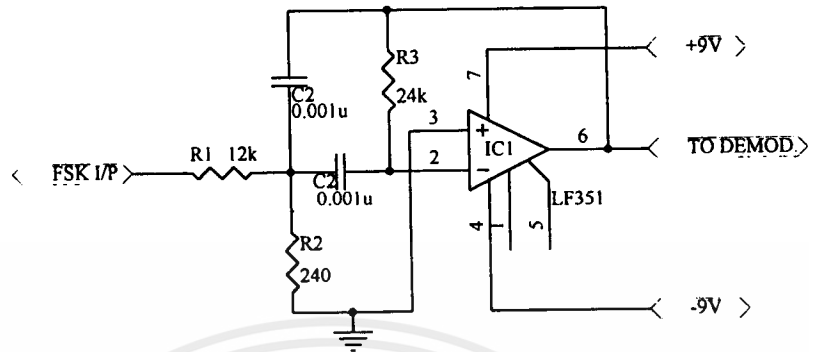
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทางปฏิบัติแล้ว ใช้ $C_1 = 0.12 \mu\text{F}$ และ R_2 เท่ากับ 860Ω หรือเลือก R_2 เท่ากับ 890Ω โดยจากรูป 3.22 C_1 และ R_2 คือ C_6 และ R_7 , ส่วน R_0 และ C_0 คือ ความต้านทานและ คาปาซิเตอร์ปรับค่าได้ R_6 และ C_4 ตามลำดับ สำหรับส่วนของวงจรเปรียบเทียบ ใช้ไอซีเบอร์ LM311 ซึ่งเป็นไอซีสำหรับการเปรียบเทียบ ซึ่งเอาต์พุตสามารถที่จะมีค่าสูงขึ้นแรงดันขนาด 5 V เพื่อให้เชื่อมต่อกับระดับสัญญาณ TTL ซึ่งเป็นภาคต่อไปได้ โดยอินพุตแรงดันอ้างอิงของ LM311 ที่ขา 3 ต่อกับขา 6 ของไอซีเบอร์ 565 ซึ่งเป็นขาสำหรับอ้างอิง ซึ่งให้แรงดันคิชีออก จากไอซีเบอร์ 565 สำหรับสัญญาณเอฟเอสเค เอาต์พุตได้จากแรงดันที่ควบคุม VCO ของ เฟสล็อกลูป ซึ่งในไอซีเบอร์ 565 คือ ขา 7, โดยระหว่างเอาต์พุต 565 และอินพุต LM311 เป็น วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน RC ต่อกัน 2 ชุด โดยค่าความถี่หักมุมของวงจรกรองนี้ประมาณ ระหว่างความถี่ของสัญญาณที่มอดูเลต $2,400 \text{ kHz}$ และ 2 เท่าของความถี่อินพุตสูงสุด (139.2 kHz)

สำหรับวงจรกรองความถี่ย่านผ่านสำหรับวงจรคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค เพื่อให้ สัญญาณเอฟเอสเค มีขนาดคชนิการมอดูเลตประมาณเท่ากับ 0.6 ผ่านได้ และตัดสัญญาณ รบกวนให้มากที่สุดนั้น กำหนดค่า Q ของวงจรเท่ากับ 10 และอัตราการขยายของวงจรที่ ความถี่ศูนย์กลางเท่ากับ 10 ซึ่งสามารถออกแบบวงจรกรองความถี่ย่านผ่านจากข้อกำหนดดังกล่าวโดยใช้วงจรป้อนกลับแบบพหุคูณดังนั้น ถ้ากำหนดค่า C เท่ากับ $0.001 \mu\text{F}$ แล้วจะได้ $R_1 = 12 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 240 \text{ k}\Omega$ และ $R_3 = 24 \text{ k}\Omega$ สำหรับวงจรในทางปฏิบัติแสดงได้ดังรูป 3.23



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.23 วงจรกรองความถี่ผ่าน 67 kHz ที่ภาคคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค

บทที่ 4

การทดลอง และผลการทดลอง

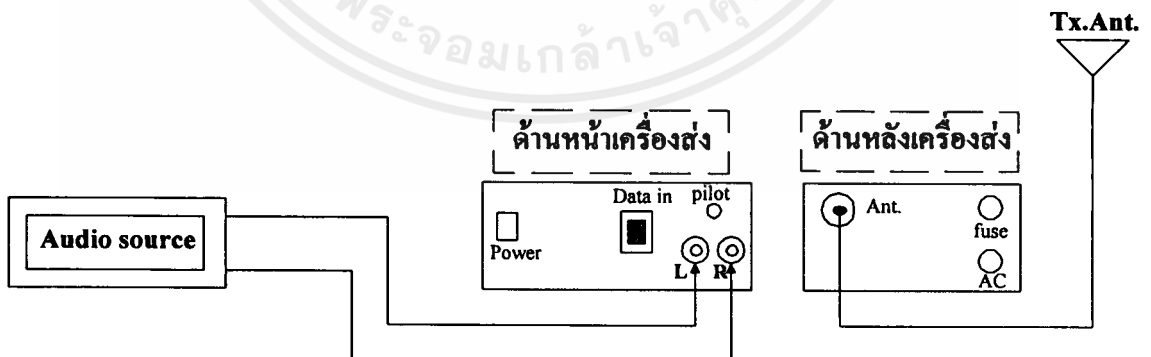
ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดลอง การทำงาน ในวงจรส่วนต่างๆ ของปริณูณานิพนธ์ฉบับนี้ ว่ามีผลการทดลองที่ได้เป็นไปตามที่ได้ออกแบบไว้หรือไม่ โดยการใช้เครื่องมือวัดทำการตรวจสอบผลของรูปสัญญาณ การทำงานในแต่ละส่วนของวงจรที่ได้สร้างขึ้น ซึ่งสามารถแบ่งออกเป็นการทดลองในแต่ละส่วน ได้ดังนี้

4.1 การทดลองโดยใช้คัมมิโพลคแทนสายอากาศ

4.1.1 การทดลองโดยส่งสัญญาณเสียงเพียงอย่างเดียว

ขั้นตอนการทดลอง

1. ประกอบอุปกรณ์ทดลอง โดยการต่อแหล่งกำเนิดสัญญาณเสียงเข้ากับเครื่องส่ง ดังผังรูปที่ 4.1 และแสดงการต่อใช้งานจริงดังรูปที่ 4.2

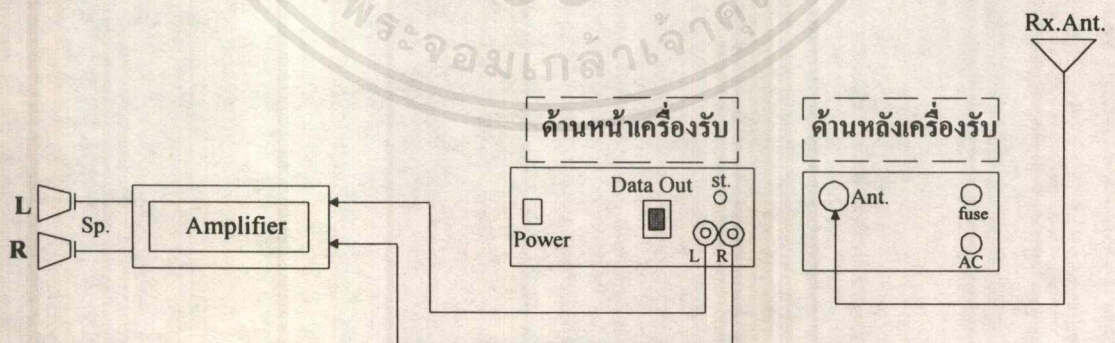


รูปที่ 4.1 ผังการต่อแหล่งกำเนิดสัญญาณเสียงเข้ากับเครื่องส่ง



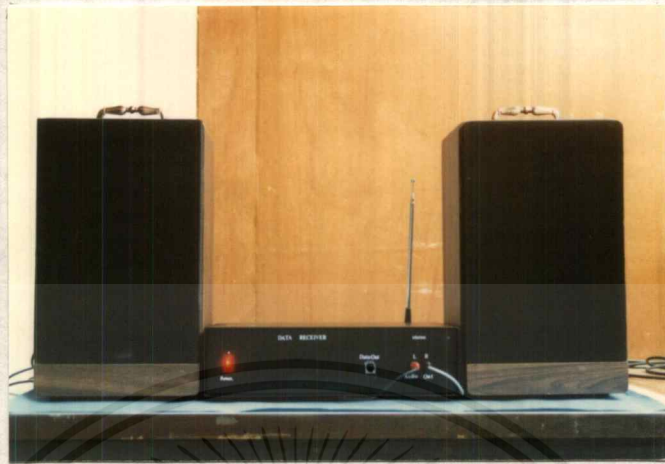
รูปที่ 4.2 การต่อแหล่งกำเนิดสัญญาณเสียงเข้ากับเครื่องส่งในการปฏิบัติจริง

2. เปิดสวิตช์เพื่อให้เครื่องทำงาน
3. เริ่มป้อนสัญญาณเสียงสเตอริโอผ่านเข้าไปยังช่องสัญญาณด้านซ้าย และด้านขวา
4. ต่อเครื่องรับ รับฟังสัญญาณเสียง ดังผังรูปที่ 4.3 และแสดงการต่อใช้งานจริงดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.3 ผังการต่อเครื่องรับ รับฟังสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 การต่อเครื่องรับ รับฟังสัญญาณเสียงในการปฏิบัติจริง

ผลการทดลอง

จากการทดลอง เมื่อต่อสัญญาณเสียงเข้าไปยังเครื่องส่งทั้งช่องสัญญาณซีกซ้าย และช่องสัญญาณซีกขวา โดยใช้คัมมีโหลคแทนสายอากาศส่ง สัญญาณเสียงที่รับได้จากเครื่องรับในระยะ 15 เมตร มีความชัดเจนของสัญญาณดีมาก หากเพิ่มระยะเครื่องส่งในตำแหน่งที่ไกลออกไป สัญญาณที่รับได้จะมีคุณภาพที่เลวลงไปตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น ทั้งนี้ก็จะขึ้นอยู่กับคุณภาพของสายอากาศที่ใช้ในการรับสัญญาณ

4.1.2 การทดลองโดยการส่งข้อมูลเพียงอย่างเดียว

ขั้นตอนการทดลอง

1. ประกอบอุปกรณ์การทดลอง โดยการต่อเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์เข้ากับเครื่องส่งโดยใช้ RS-232 เป็นอุปกรณ์เชื่อมต่อ ดังผังรูปที่ 4.5 และแสดงการต่อใช้งานจริงดังรูปที่ 4.6
2. เข้าสู่โปรแกรมส่งข้อมูล
3. ประกอบอุปกรณ์เครื่องรับเข้ากับเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์โดยผ่าน RS-232 ดังผังรูปที่ 4.7 และแสดงการต่อใช้งานจริงดังรูปที่ 4.8
4. เริ่มส่งข้อมูล สังเกตการเปลี่ยนแปลงบนหน้าจอเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ทางด้านรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

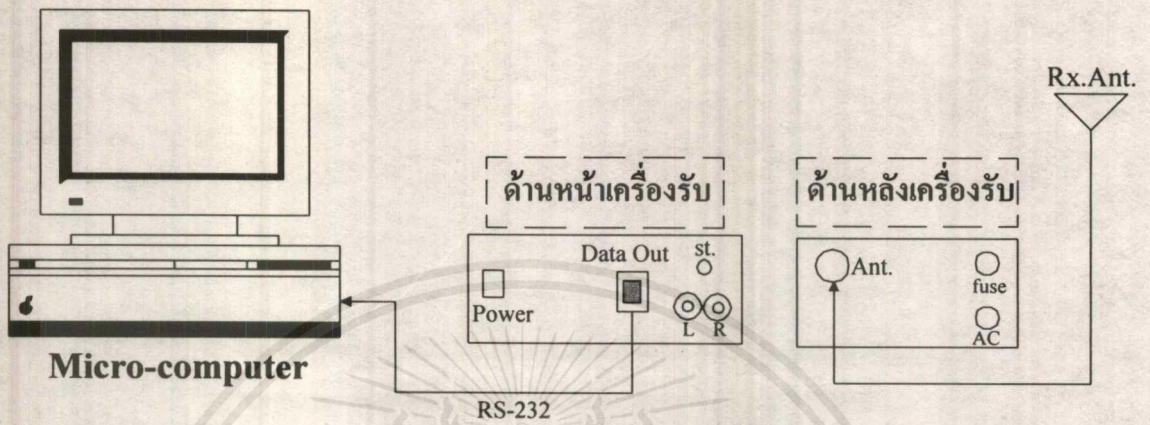


รูปที่ 4.5 ผังการต่อเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์เข้ากับเครื่องส่ง

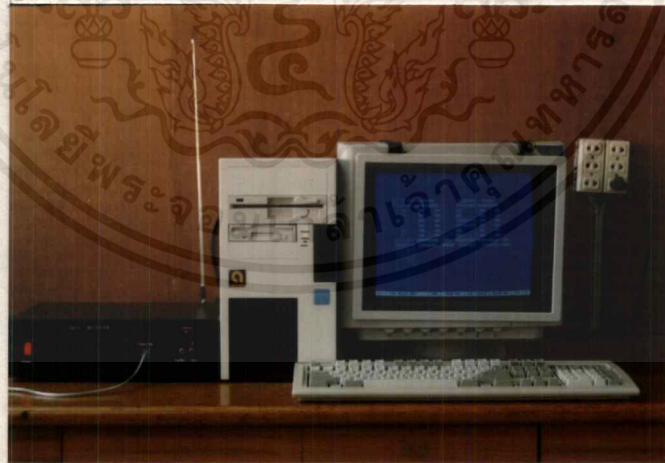


รูปที่ 4.6 การต่อเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์เข้ากับเครื่องส่งในการปฏิบัติจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ผังการต่อเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์เข้ากับเครื่องรับสัญญาณ



รูปที่ 4.8 การต่อเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์เข้ากับเครื่องรับสัญญาณในการปฏิบัติจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

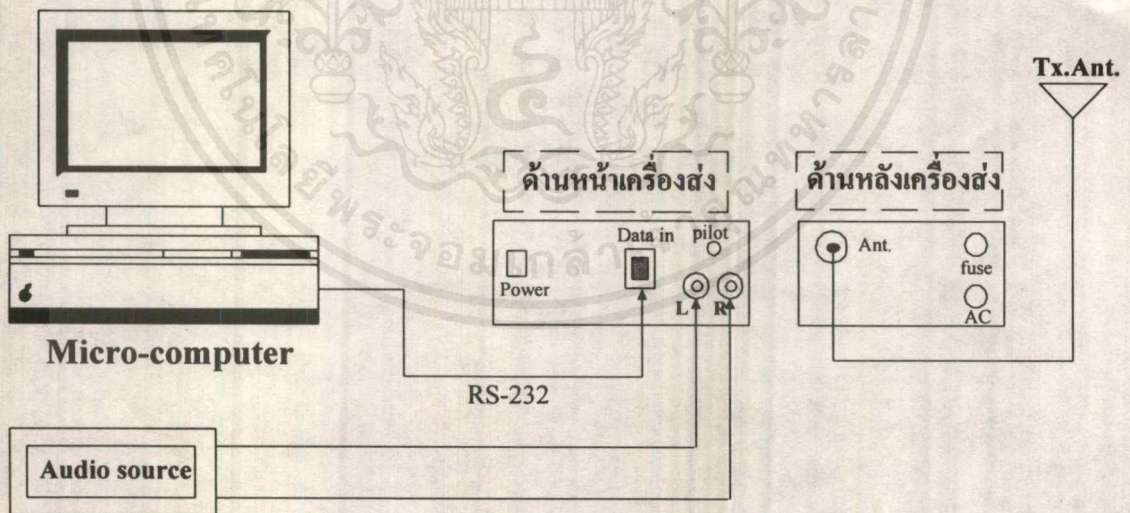
จากผลการทดลอง เมื่อเริ่มส่งสัญญาณผ่านเข้าไปช่องสัญญาณ (DATA IN) โดยใช้คัมมีโพลคแทนสายอากาศส่ง สัญญาณข้อมูลที่ได้จากทางด้านเครื่องรับในระยะรัศมี 10 เมตรคุณภาพของข้อมูลที่ได้รับได้มีความถูกต้องมากกว่า 97 % ทั้งนี้คุณภาพในการรับ-ส่งข้อมูลจะขึ้นอยู่กับ

- สายอากาศของเครื่องรับ
- การผสมสัญญาณข้อมูลที่ภาคส่ง
- ตำแหน่งที่ตั้งของเครื่องรับ

4.1.3 การทดลองโดยการส่งสัญญาณเสียง และสัญญาณข้อมูลไปพร้อมกัน

ขั้นตอนการทดลอง

1. ประกอบอุปกรณ์ทางด้านเครื่องส่งดังผังรูปที่ 4.9 และแสดงการต่อใช้งานจริงดังรูปที่ 4.10

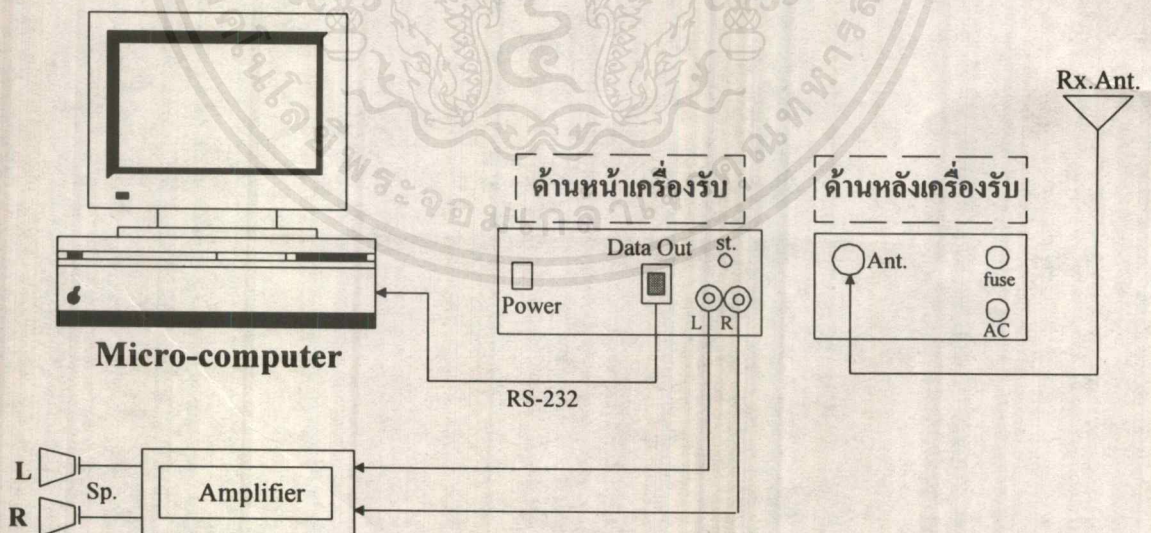


รูปที่ 4.9 ผังการต่ออุปกรณ์ส่งสัญญาณข้อมูล และสัญญาณเสียง



รูปที่ 4.10 การต่ออุปกรณ์ส่งสัญญาณข้อมูล และสัญญาณเสียงในการปฏิบัติจริง

2. ประกอบอุปกรณ์ทางด้านเครื่องรับดังรูปที่ 4.11 และแสดงการต่อใช้งานจริงดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.11 ผังการต่ออุปกรณ์รับสัญญาณข้อมูล และสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 การต่ออุปกรณ์รับสัญญาณข้อมูล และสัญญาณเสียงในการปฏิบัติจริง

3. เข้าสู่โปรแกรมส่งข้อมูล เริ่มส่งข้อมูลจากเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ และพร้อมกับป้อนสัญญาณเสียงเข้าทางช่องสัญญาณซ้าย และช่องสัญญาณขวา
4. สังเกตการเปลี่ยนแปลง บนหน้าจอเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ทางด้านรับ และสัญญาณเสียงที่ได้รับได้

ผลการทดลอง

จากการทดลอง เมื่อเริ่มป้อนสัญญาณเสียง และสัญญาณข้อมูล ไปยังเครื่องส่งพร้อมกัน ทางด้านเครื่องรับสามารถที่จะรับสัญญาณเสียงได้ชัดเจนในรัศมี 15 เมตร แต่จะมีสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากสัญญาณข้อมูลที่ส่งมาด้วยกันเป็นช่วงๆ คุณภาพของสัญญาณเสียงที่รับได้จะต่ำกว่ากรณีที่ส่งสัญญาณเสียงเพียงอย่างเดียว

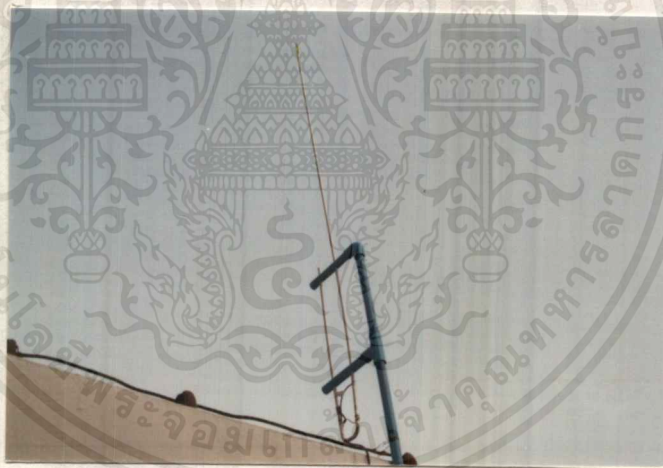
ส่วนข้อมูลที่รับได้จะมีความถูกต้องมากกว่า 97 % ในรัศมี 10 เมตร หากเพิ่มระยะห่างของการรับเป็นระยะทาง 15 เมตร ความผิดพลาดของข้อมูลจะเพิ่มขึ้นอีกเล็กน้อย และค่าความผิดพลาดจะเพิ่มมากขึ้นตามระยะห่างระหว่างเครื่องรับ และเครื่องส่ง ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับตำแหน่ง และคุณภาพของสายอากาศของเครื่องรับ

4.2 การทดลองโดยใช้สายอากาศ เจ-แมทช์ (J-match)

4.2.1 การทดลองโดยส่งสัญญาณเสียง และสัญญาณข้อมูลพร้อมๆ กัน

ขั้นตอนการทดลอง

1. ประกอบอุปกรณ์ด้านเครื่องส่ง โดยใช้สายอากาศ เจ-แมทช์แทนคัมมีโพลด ดังผังรูปที่ 4.9
2. ประกอบอุปกรณ์ทางด้านเครื่องรับ ดังผังรูปที่ 4.11
3. เข้าสู่โปรแกรมการส่งข้อมูล เริ่มส่งข้อมูล และส่งสัญญาณเสียงเข้าทางด้านช่องสัญญาณซ้าย และช่องสัญญาณขวา พร้อมกัน
4. สังเกตการเปลี่ยนแปลงบนจอเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ และสัญญาณเสียงที่รับทางด้านเครื่องรับ



รูปที่ 4.13 สายอากาศเจ-แมทช์

ผลการทดลอง

เมื่อทำการป้อนสัญญาณเสียง และสัญญาณข้อมูล ส่งออกอากาศพร้อมกัน สามารถวัดความแรงของสัญญาณโดยใช้ RF FIELD STRENGTH METER ของ PROMAX รุ่น MC 843E/1 วัดความแรง ณ จุดต่างๆ บริเวณรอบคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม และบริเวณภายในสถาบัน โดยเครื่องส่งตั้ง ณ ห้อง ค.311 คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม ผลการวัดสัญญาณ ณ จุดต่างๆ ดังแสดงได้ในตารางที่ 4.1, 4.2, และ 4.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนเนื้อหาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองวัดสัญญาณเสียง ณ บริเวณคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

จุดที่	สถานที่	สัญญาณที่รับได้		
		dBμV	μV	คุณภาพเสียง
1	ห้องพัก อ.พีระวุฒิ	50	300	ชัดเจน
2	ห้อง ค.301	43	110	ชัดเจน
3	ห้องสโมสร นศ.	40	100	ชัดเจน
4	หน้าลิฟท์ชั้น 4	38	90	ชัดเจน

ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองวัดสัญญาณข้อมูล ณ บริเวณคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

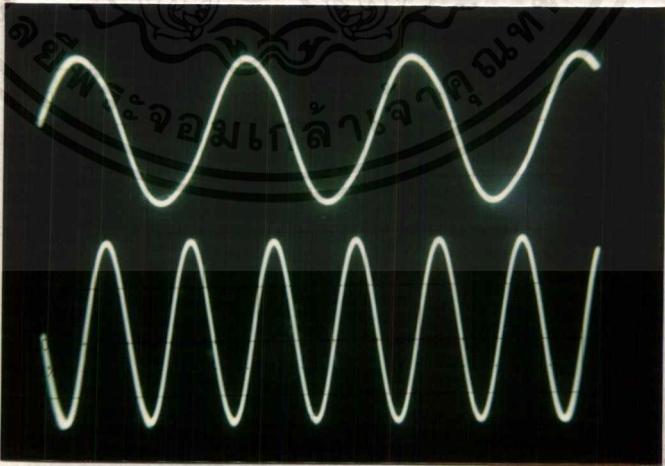
จุดที่	สถานที่	จำนวนตัวอักษรที่ส่ง	จำนวนตัวอักษรที่รับได้	% ความผิดพลาด
1.	ห้องพัก อ.กิตติพงศ์	10,000	10,000	0
2	ห้องพัก อ.สุชิน	6,000	5,995	0.0833
3	ห้องสโมสร นศ.	4,000	3,887	2.825
4	หน้าลิฟท์ชั้น 4	6,000	5,992	0.133

ตารางที่ 4.3 ผลการทดลองวัดสัญญาณเสียง ณ บริเวณต่างๆ ภายในสถาบัน

จุดที่	สถานที่	สัญญาณที่ได้รับได้		
		dBμV	μV	คุณภาพเสียง
1	คณะวิทยาศาสตร์	45	200	ชัดเจน
2	สำนักวิจัย และบริการคอมพิวเตอร์	40	100	รบกวน 10 %
3	หน้าพระบรมรูป ร.4	30	48	รบกวน 15 %
4	ตึกพระเทพ	20	22	รบกวน 30 %

4.3 รูปคลื่นการวัดสัญญาณ ณ จุดต่างๆ ในวงจร

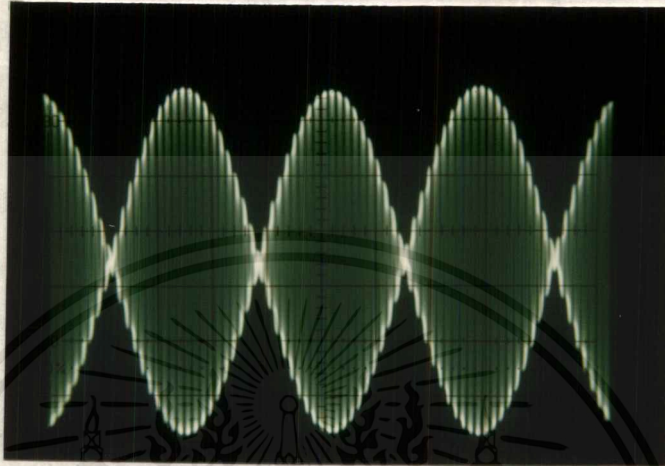
จากรูปที่ 3.6 ทำการวัดสัญญาณไฟลือทโทนที่ขา 14 และวัดสัญญาณคลื่นพหุหัยยอยที่ขา 1 ของ IC1 CD4027 จะได้สัญญาณดังแสดงในรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 สัญญาณไฟลือทโทน 19 kHz และสัญญาณคลื่นพหุหัยยอย 38 kHz

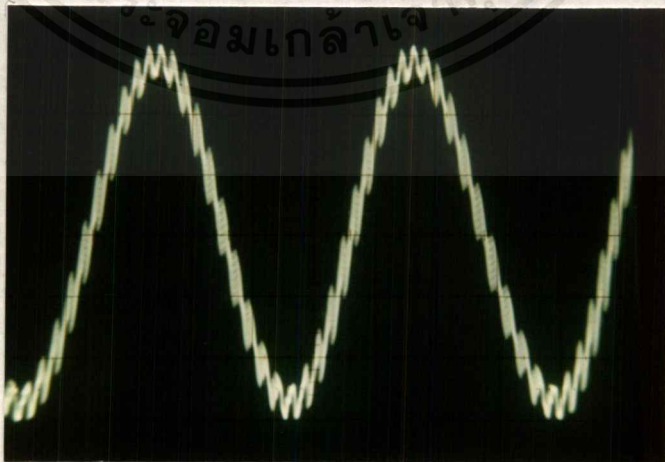
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.5 ทำการวัดสัญญาณที่จุดต่อระหว่าง C11 และ R33 จะได้สัญญาณดังแสดงในรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรบาลานซ์มอดูเลชัน โดยการป้อนสัญญาณไซน์ เข้าทางช่องสัญญาณด้านซ้าย เท่ากับ 1 kHz 0.5 Vp-p ช่องสัญญาณด้านขวาต่อลงกราวด์

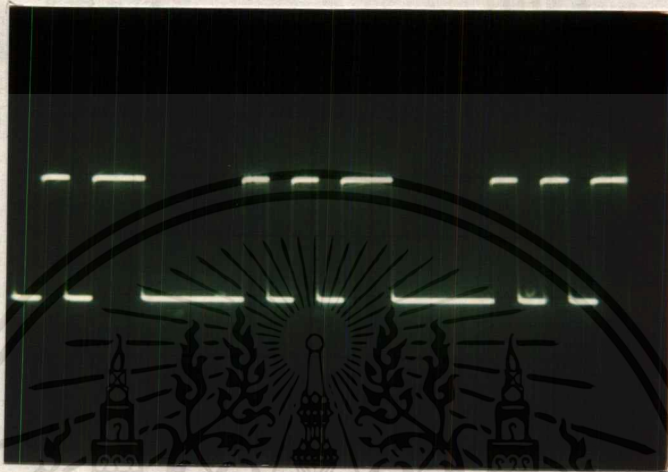
จากรูปที่ 3.4 ทำการวัดสัญญาณที่ขา 7 ของ IC4-2A LM1458 จะได้สัญญาณดังแสดงในรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 สัญญาณที่ออกจากชุดเข้าสัญญาณสเตอริโอ โดยป้อนสัญญาณไซน์ 1 kHz 0.5 Vp-p เข้าทางด้านช่องสัญญาณซีกซ้าย และซีกขวา

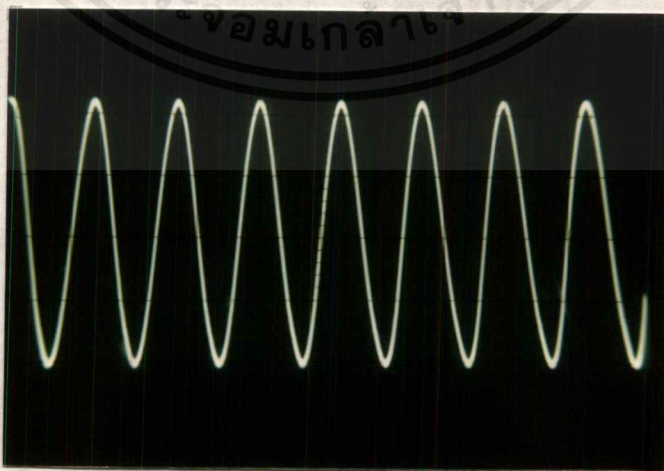
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการวัดสัญญาณข้อมูลที่ส่งออกมาจากเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ จะได้สัญญาณ
ดังแสดงในรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 สัญญาณข้อมูลก่อนเข้าทำการมอดูเลชัน

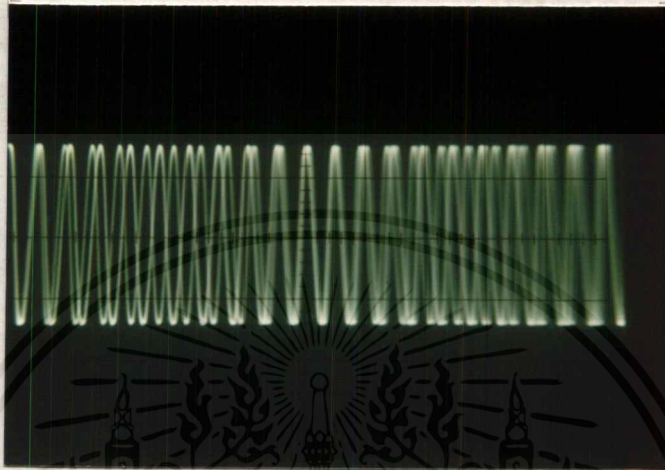
จากรูปที่ 3.11 ทำการวัดสัญญาณที่ขา 14 ของ IC7 40102 จะได้สัญญาณดังแสดงใน
รูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 สัญญาณความถี่คลื่นพาห้อย่อย 67 kHz

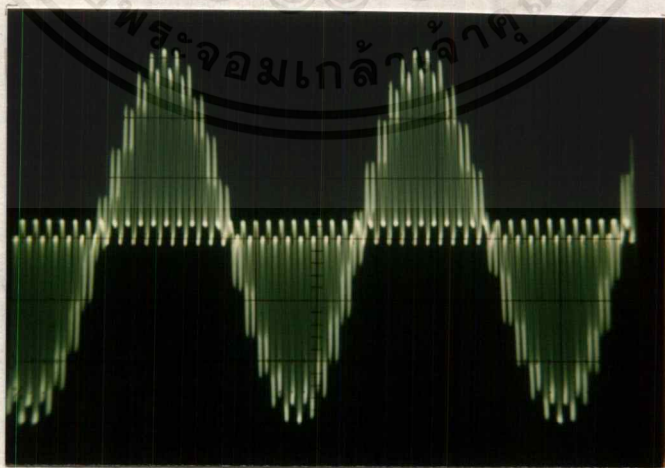
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.9 ทำการวัดสัญญาณที่ขา 2 ของ IC2 XR2206 จะได้สัญญาณดังแสดงในรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 สัญญาณความถี่คลื่นพาย้อย 67 kHz ขณะทำการมอดูเลชั่น

จากรูปที่ 3.7 ทำการวัดสัญญาณที่ขา 7 ของ IC4-2A LM1458 จะได้สัญญาณดังแสดงในรูปที่ 4.20

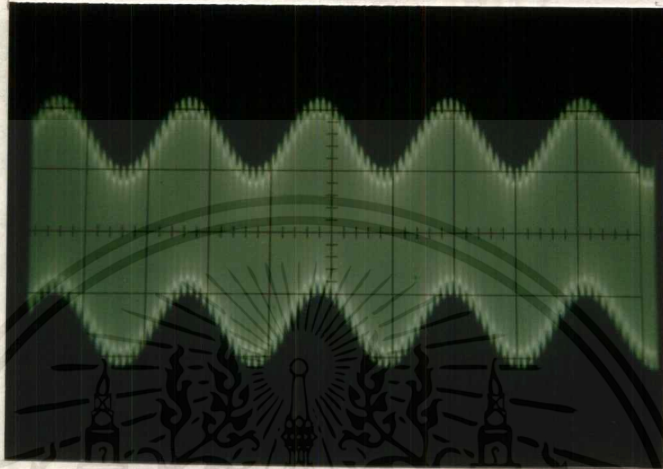


รูปที่ 4.20 สัญญาณความถี่คลื่นพาย้อย 67 kHz รวมกับความถี่โพสิทโทน 19 kHz ขณะไม่มี

สัญญาณเสียงเข้ามอดูเลต

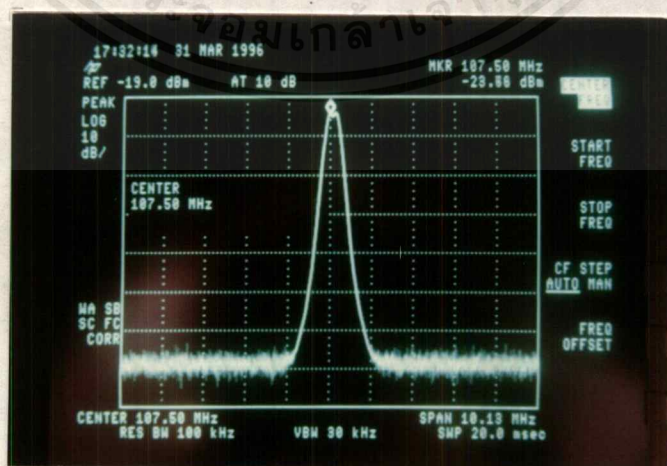
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.7 ทำการวัดสัญญาณที่ขา 7 ของ IC4-2A LM1458 จะได้สัญญาณดังแสดง
ในรูปที่ 4.21



รูปที่ 4.21 สัญญาณเสียงขณะรวมกับคลื่นพาห้อย่อย 67 kHz กับความถี่โฟลต์ทอน 19 kHz
ก่อนเข้ามอดูเลตกับความถี่คลื่นพาหุหลัก 107.5 MHz

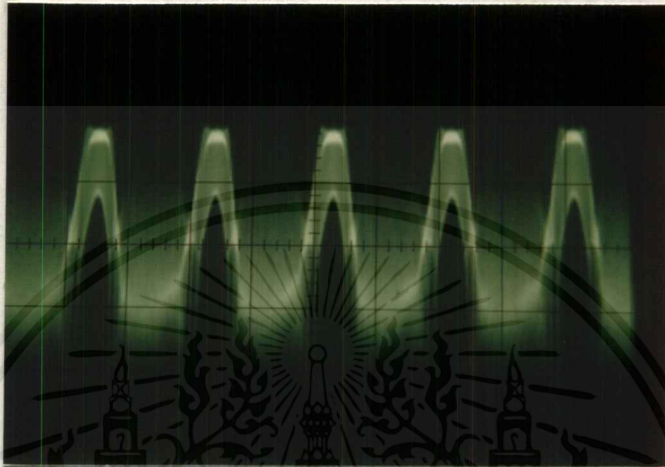
จากรูปที่ 3.15 ทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา C6 จะได้สัญญาณดังรูปที่ 4.22



รูปที่ 4.22 สเปกตรัมสัญญาณความถี่คลื่นพาหุหลัก 107.5 MHz

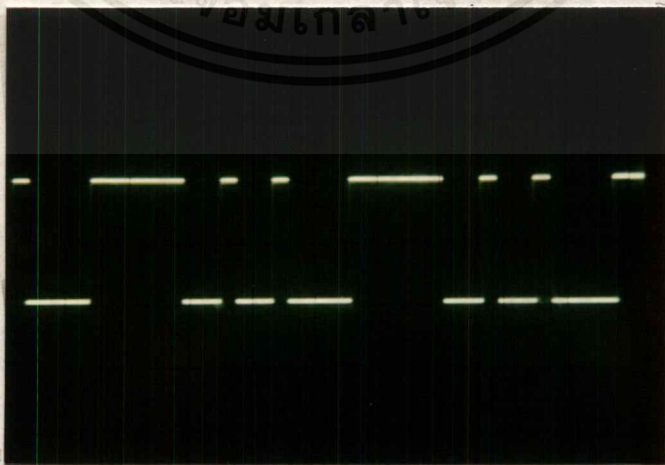
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่... ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.19 ทำการวัดสัญญาณที่ขา 1 ของ IC3 TA7347 จะได้สัญญาณดังแสดงใน
รูปที่ 4.23



รูปที่ 4.23 สัญญาณเอฟเอ็มดีเทกเตอร์

จากรูปที่ 3.22 ทำการวัดสัญญาณที่ขา 7 ของ IC3 LM311 จะได้สัญญาณดังแสดงใน
รูปที่ 4.24



รูปที่ 4.24 สัญญาณข้อมูลที่ได้รับได้หลังจากการคิมอูล์ชันสัญญาณเอสซีเอแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุป ปัญหาแนวทางแก้ไข และการพัฒนา

5.1 บทสรุป

ระบบส่งข้อมูลในช่องสัญญาณกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม โดยใช้ช่องสัญญาณเอสซีเอ ที่เสนอในปฏิญยานิพนธ์ฉบับนี้ จัดทำขึ้นเพื่อศึกษาและสร้างระบบส่งข้อมูลในช่องสัญญาณกระจายเสียง โดยอาศัยคลื่นพาห์หลัก 107.5 MHz เมื่อทดลองส่งสัญญาณเสียงและสัญญาณข้อมูลออกอากาศพร้อมกันทางด้านภาครับสามารถรับสัญญาณเสียงได้ดีพอสมควร มีเสียงรบกวนเล็กน้อย สำหรับสัญญาณข้อมูลที่ได้รับได้แสดงบนหน้าจอไมโครคอมพิวเตอร์ มีความถูกต้องมากโดยเฉลี่ยมากกว่า 90 % แต่คุณภาพของข้อมูลที่ได้รับได้นั้นจะขึ้นอยู่กับองค์ประกอบดังต่อไปนี้

1. คุณภาพสายอากาศเครื่องรับ
2. สัญญาณรบกวนจากแหล่งกำเนิดข้างเคียง
3. ความแรงของกำลังของเครื่องส่ง
4. ตำแหน่งของเครื่องรับ

จากการออกแบบ การสร้าง วงจรมอดูเลต และดีมอดูเลตหรือโมเด็มที่ใช้ในช่องสัญญาณเอสซีเอ ซึ่งเป็นวัตถุประสงค์หลักของปฏิญยานิพนธ์นี้ วงจรโมเด็มแบบเอฟเอ็มเอสเค ซึ่งสามารถสร้างภาคมอดูเลตและดีมอดูเลต โดยวงจรที่ไม่ยุ่งยาก ทางภาครับสามารถสร้างโดยใช้ไอซีเพียงไม่กี่ตัว ซึ่งสามารถจะออกแบบให้ใช้งานได้จริง แต่สำหรับในปฏิญยานิพนธ์นี้ได้เสนอไว้ในการส่งเพียงขนาด 4,8000 บิตต่อวินาที ซึ่งคาดว่าเพียงพอสำหรับการส่งข้อมูลขนาดสั้นๆเช่นข้อมูลตลาดหลักทรัพย์ หรือข้อมูลข่าวสารบริการที่สามารถเข้าใจกันได้ โดยประโยชน์สั้นๆ

5.2 ปัญหา

จากการออกแบบ การสร้าง ระบบส่งข้อมูลในช่องสัญญาณกระจายเสียงเอฟเอ็ม-เอสซีเอนี้ สามารถพิจารณาปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้น ซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้

1. ปัญหาจากวงจรมอดูเลตเอฟเอ็มหรือวงจร Exciter คือ ความถี่คลื่นพาห์หลักอาจจะหลุดจากการล็อก ถ้ามีสัญญาณเบสแบนด์ที่มีความถี่ต่ำๆ เข้ามามอดูเลต และความถี่คลื่นพาห์จะลดลงเรื่อยๆ จาก 107.5 MHz จนเหลือ 107.4 MHz และจะหยุดคงที่ความถี่นี้ตลอดไป

2. ปัญหาจากการรบกวนระหว่างสัญญาณสเตอริโอ และสัญญาณเอสซีเอ จะเกิดขึ้นเล็กน้อยเมื่อเทียบกับสัญญาณเสียง

3. ปัญหาจากความคิดพลาดของข้อมูลที่รับได้ จะมีความผิดพลาดเล็กน้อย ในตำแหน่งที่เครื่องรับ รับสัญญาณเสียงได้ชัดเจน ผลข้อมูลที่รับได้มากกว่า 90 % ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับสภาพอากาศในแต่ละช่วงเวลาด้วย ช่วงเวลากลางคืนจะสามารถรับสัญญาณได้ดีกว่าช่วงเวลากลางวัน

5.3 แนวทางแก้ไข และการพัฒนา

ในการพัฒนาระบบส่งข้อมูลในช่องสัญญาณกระจายเสียงเอฟเอ็ม เอสซีเอนั้นสามารถกระทำได้ดังนี้

5.3.1 การพัฒนาทางด้านเครื่องส่ง

- 1.1 ปรับปรุงสายอากาศให้มีเกน และประสิทธิภาพในการส่งสัญญาณที่สูงขึ้น
- 1.2 เพิ่มกำลังเครื่องส่งให้สูงขึ้นเพื่อส่งเสียง และข้อมูลได้ในระยะทางไกลๆ
- 1.3 สร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ผลิตคลื่นพาห์หลักให้คงที่ มีเสถียรภาพมากขึ้น
- 1.4 ปรับปรุงให้โมเด็มมีความเร็วสูงขึ้นอาจจะเป็น 9,600 หรือ 12,000 บิตต่อวินาที

5.3.2 พัฒนาการทางด้านเครื่องรับ

- 2.1 เพิ่มความไวของเครื่องรับให้สูงขึ้น
- 2.2 ปรับปรุงสายอากาศให้กระทัดรัด มีเกน และประสิทธิภาพในการรับสัญญาณสูงขึ้น
- 2.3 สร้างวงจรตรวจสอบความผิดพลาดของข้อมูลที่รับได้ทางด้านรับเปรียบเทียบกับข้อมูลที่ส่งมา

ซึ่งแนวทางในการพัฒนาทั้งหมด เพื่อให้ระบบส่งข้อมูลในช่องสัญญาณกระจายเสียงเอฟเอ็ม-เอสซีเอ นี้มีประสิทธิภาพ และเสถียรภาพมากขึ้น และน่าจะเป็นส่วนพัฒนาให้ใช้งานจริงได้ โดยสำหรับการรับข้อมูลและแสดงผลให้ผู้ใช้งานสามารถรับหรือติดตามข่าวสาร

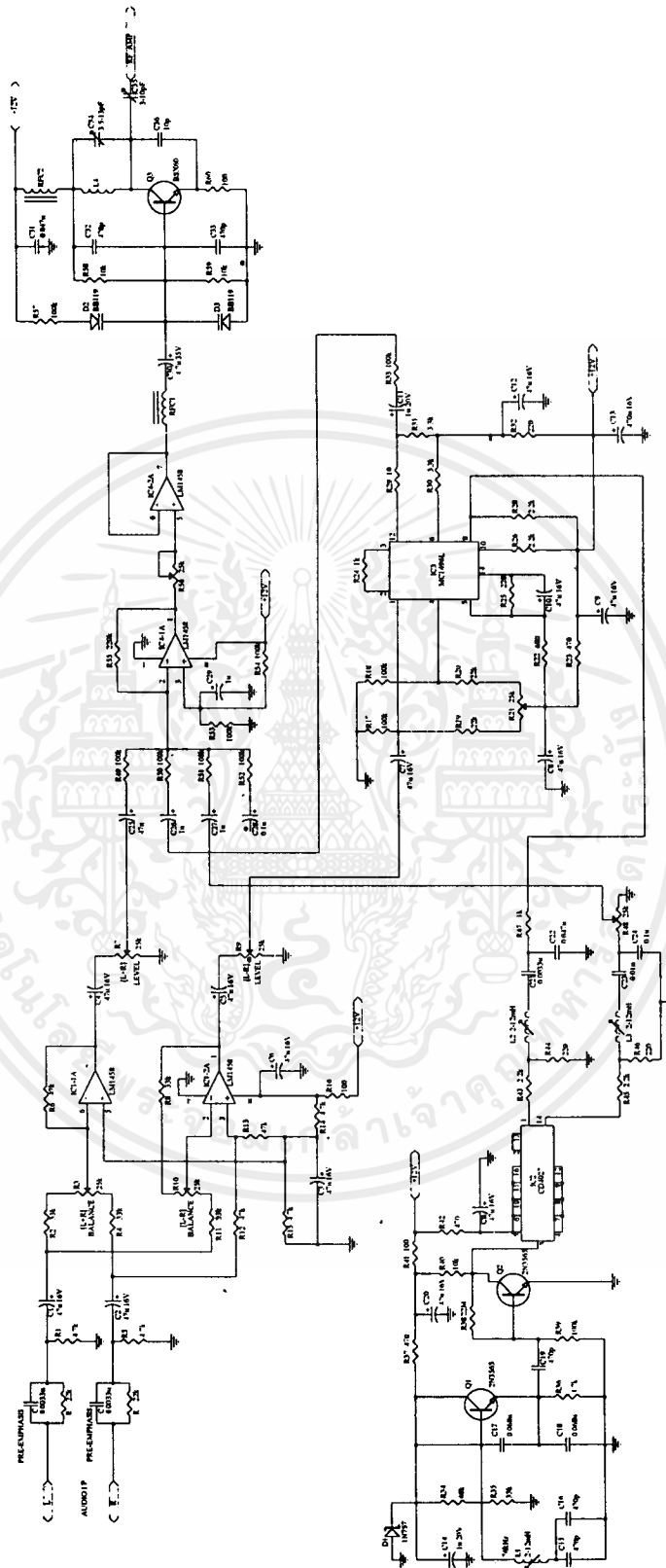
เอกสารต้องพัฒนาทางซอฟต์แวร์เพิ่มเติม ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ก.

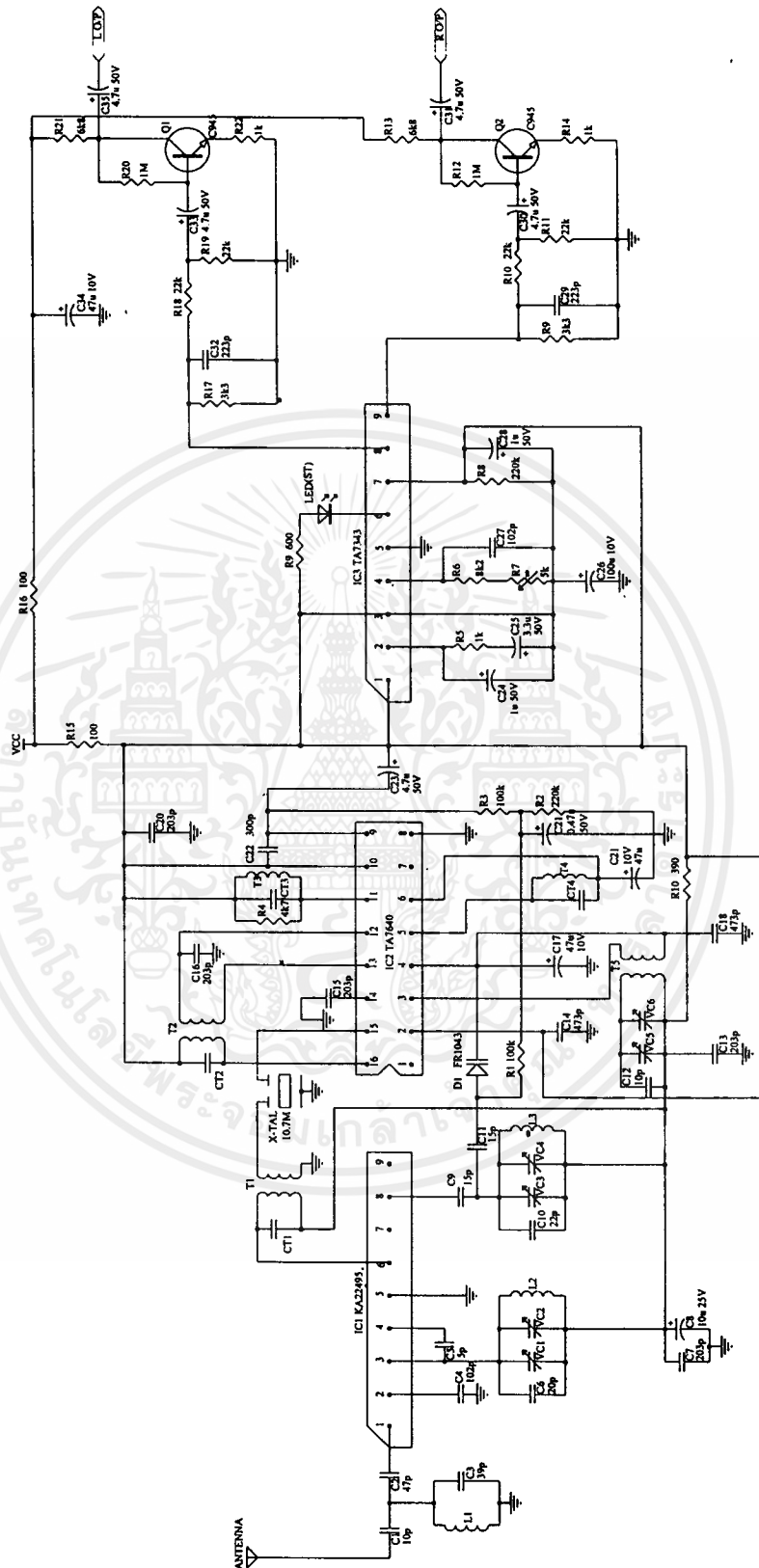
วงจรที่ใช้ในปริญญานิพนธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



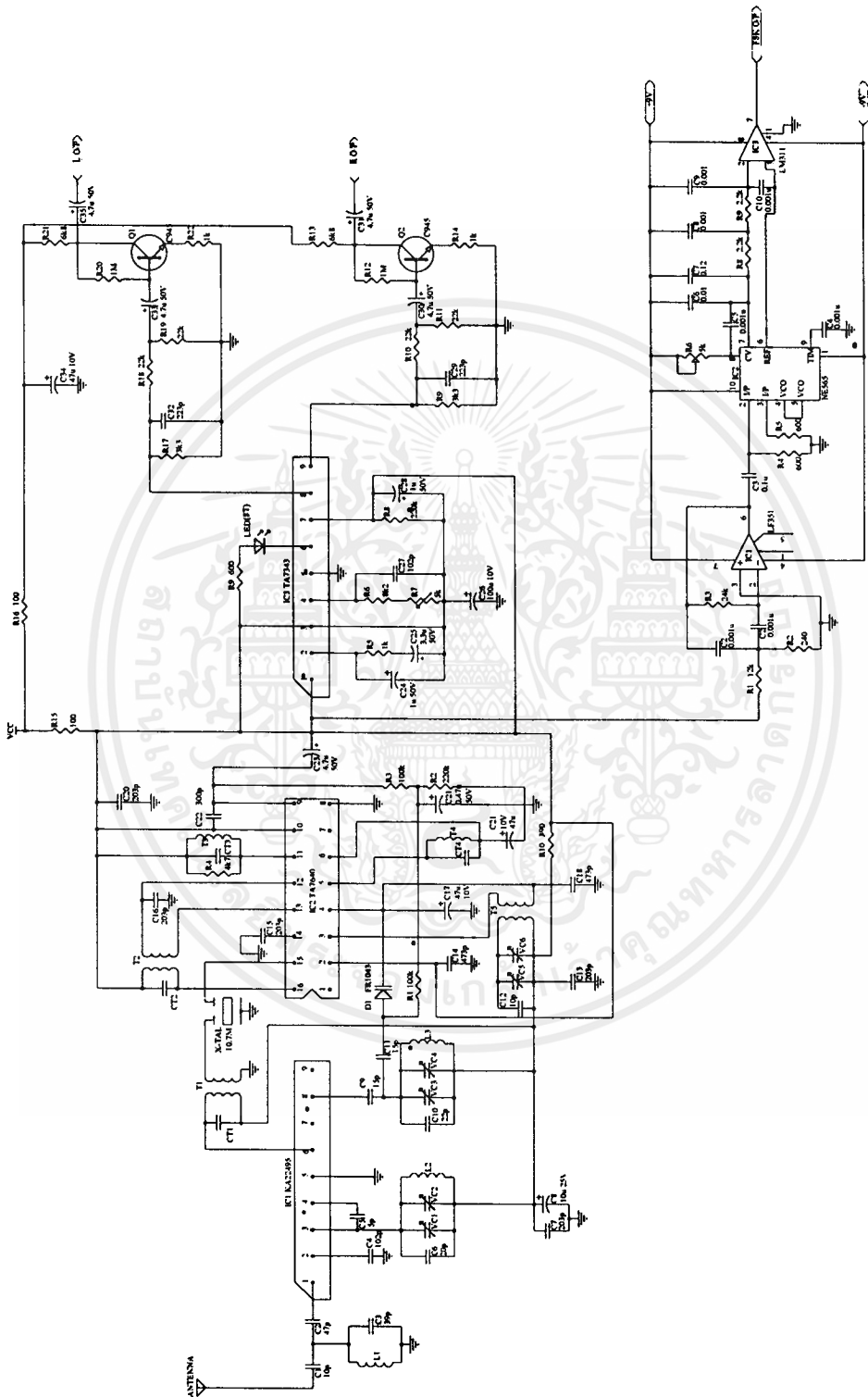
วงจรเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็มสเตอริโอโมดติเพิล็กซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



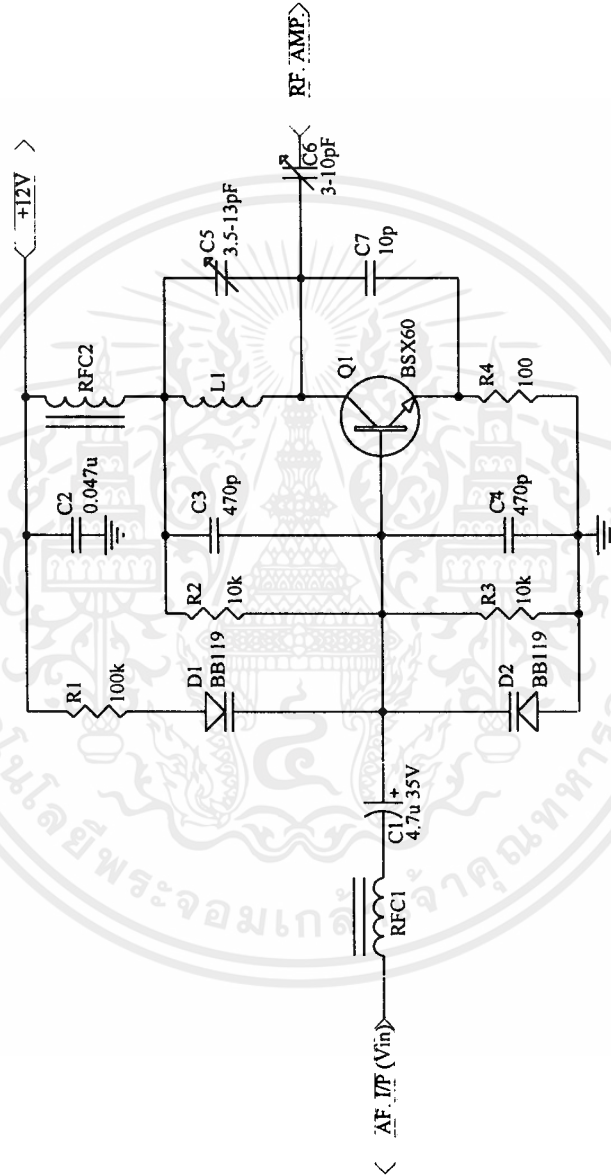
วงจรเครื่องรับวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็มสเตอริโออัตโนมัติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจรเครื่องรับวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็ม-เอสซีเอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



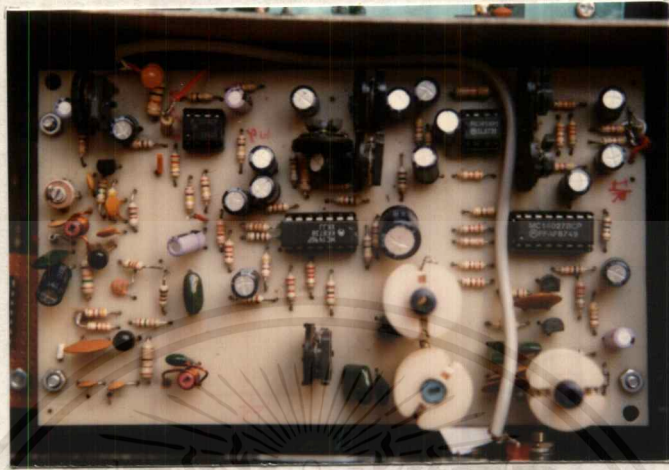
วงจรกำเนิดสัญญาณออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

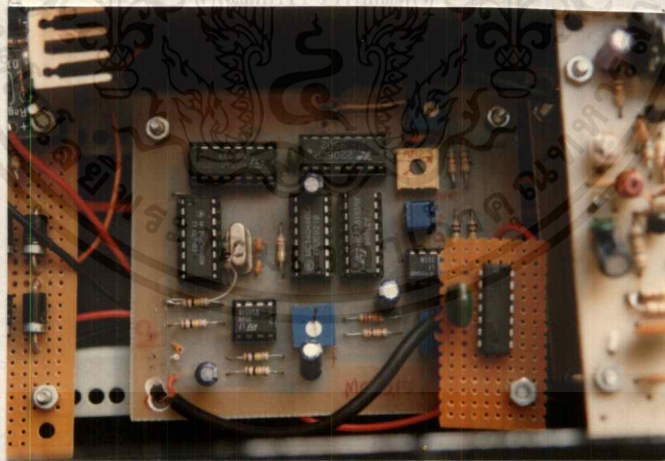


ภาคผนวก ข.

รูปเครื่องต้นแบบในปริญญานิพนธ์



ภาคส่งวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็ม

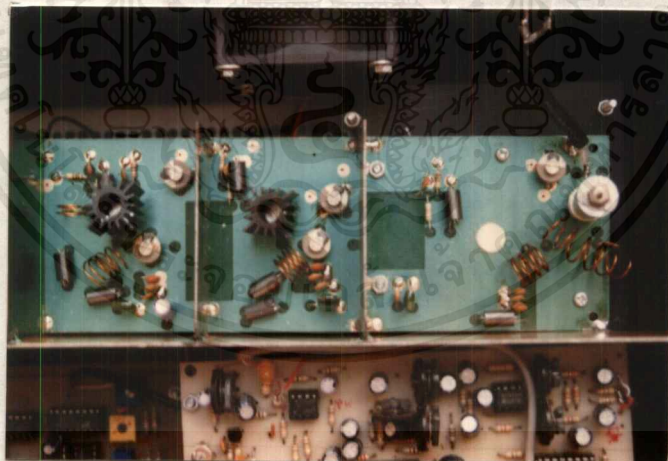


ภาคมอดูเลชั่นสัญญาณเอฟเอสเค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคกำเนิดสัญญาณออสซิลเลเตอร์

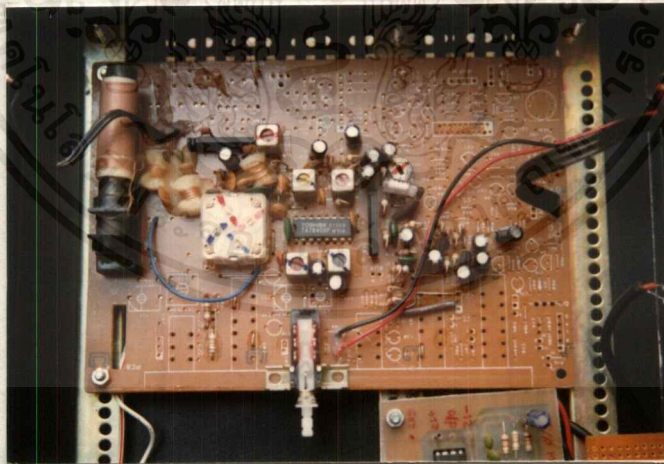


ภาคขยายกำลังส่งวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็ม-เอสซีเอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

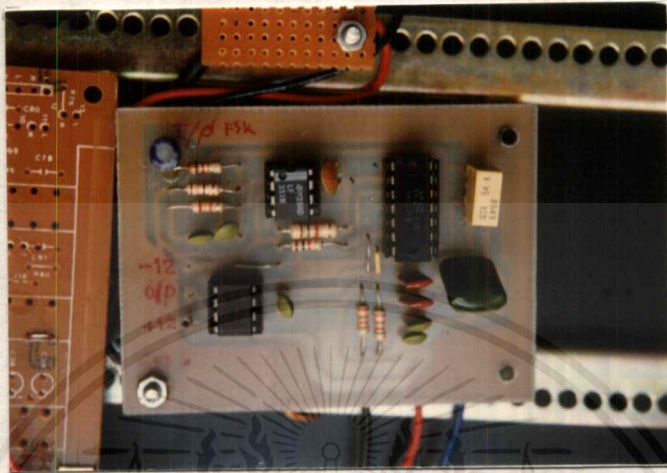


ภาพรวมเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็ม-เอสซีเอ

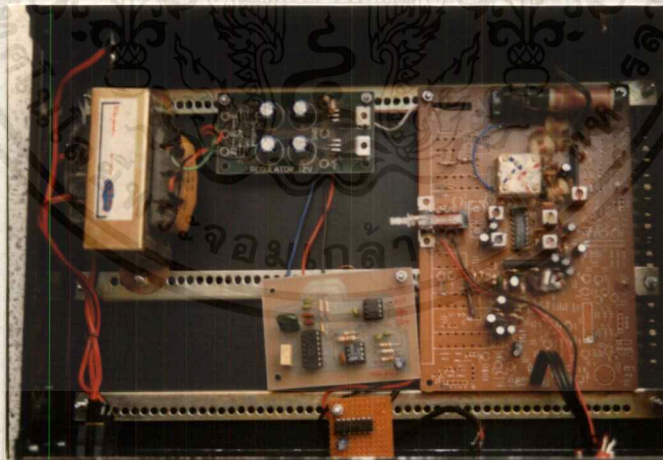


ภาครับสัญญาณวิทยุเอฟเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค



ภาพรวมเครื่องรับวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็ม-เอสซีเอ

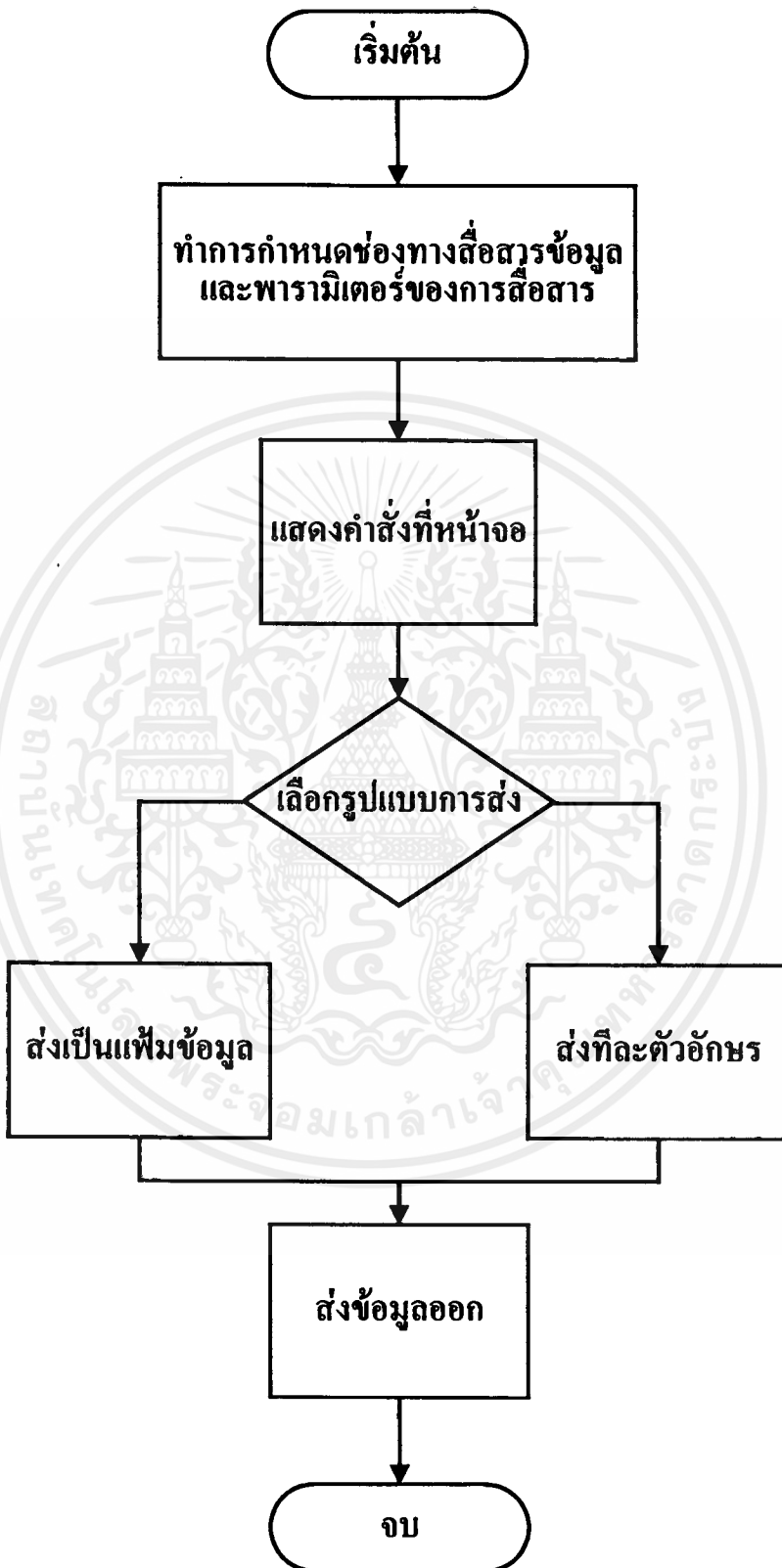
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ค.

โปรแกรมแสดงผลการรับ-ส่งข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ผังแสดงชุดคำสั่งสำหรับส่งข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
#include <dos.h>
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
void portinit(int port ,unsigned char code)
```

```
{
    union REGS r;
    r.x.dx = port; /* serial port */
    r.h.ah = 0; /* read status */
    r.h.al = code;
    int86(0x14, &r, &r);
}
```

```
void sport(port ,code)
```

```
int port;
char code;
{
    union REGS r;
    r.x.dx = port; /* serial port */
    r.h.ah = 1; /* send */
    r.h.al = code; /* data */
    int86(0x14, &r, &r);
}
```

```
char rport(port)
```

```
int port;
{
    union REGS r;
```

```
    r.x.dx = port; /* serial port */
```

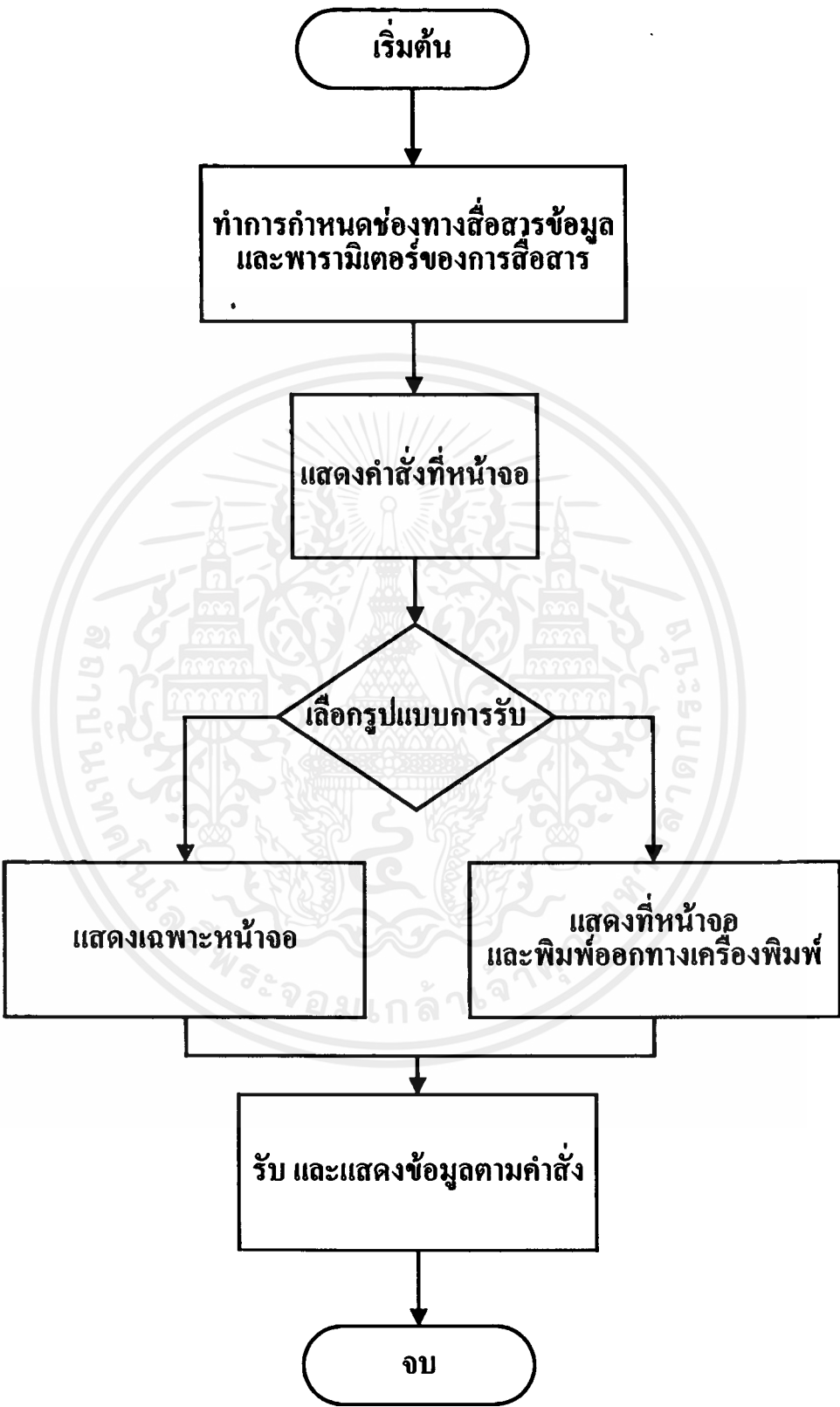
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

r.h.ah = 2; /* receive */
int86(0x14, &r, &r);
return r.h.al;
}

main()
{
FILE *fp;
char ch,c,fname[12];
portinit(0,0xd3);
clrscr();
c=0;ch=0;
clrscr();
gotoxy(10,10);
printf("Enter filename to SEND :");
scanf("%s",fname);
fp=fopen(fname,"rt");
clrscr();
textcolor(15);
textbackground(1);
clrscr();
while(!feof(fp))
{
ch=getc(fp);
sport(0,ch);
printf("%c",ch);
}
}

```



ผังแสดงชุดคำสั่งสำหรับรับข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

#include <dos.h>
#include <stdio.h>
#include <conio.h>

void portinit(int port ,unsigned char code)
{
    union REGS r;
    r.x.dx = port; /* serial port */
    r.h.ah = 0; /* read status */
    r.h.al = code;
    int86(0x14, &r, &r);
}

void sport(port ,code)
int port;
char code;
{
    union REGS r;
    r.x.dx = port; /* serial port */
    r.h.ah = 1; /* send */
    r.h.al = code; /* data */
    int86(0x14, &r, &r);
    if (r.h.ah & 128)
    {
        printf("Send error.");
        exit(1);
    }
}

```

char rport(port)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

int port;
{
    union REGS r;

    r.x.dx = port; /* serial port */

    r.h.ah = 2; /* receive */

    int86(0x14, &r, &r);

    return r.h.al;
}

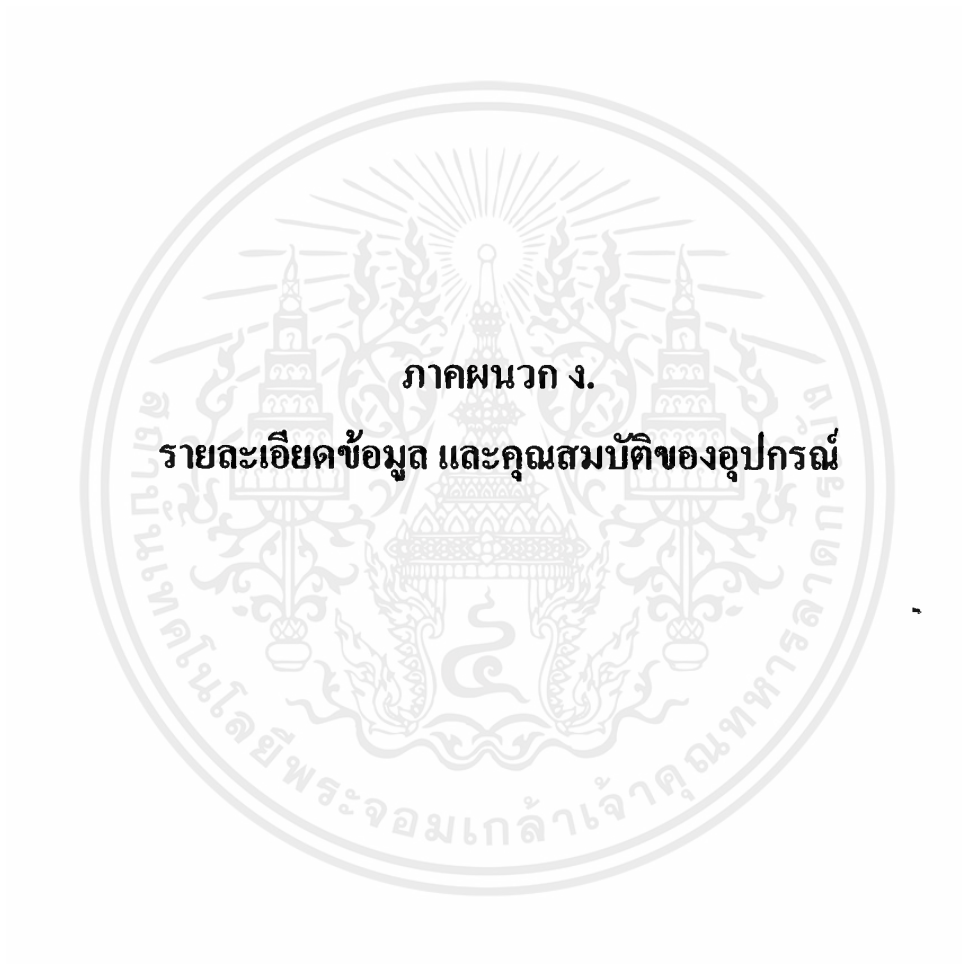
main()
{
    FILE *fp;
    char ch,c,fname[14];
    portinit(1,0xd3);
    clrscr();
    setvbuf(fp,NULL,_IOFBF,80*25);
    setvbuf(stdout,NULL,_IONBF,80*25);
    setvbuf(stderr,NULL,_IOFBF,80*25);
    c=0;ch=0;
    gotoxy(10,10);
    printf("Please enter filename to SAVE :");
    scanf("%s",&fname);
    fp=fopen(fname,"wt");
    clrscr();
    textcolor(15);
    textbackground(1);
    clrscr();
    while(!kbhit())
    {
        ch=rport(1);

```

```
fprintf(stdout,"%c",ch);  
fprintf(fp,"%c",ch);  
fprintf(stdprn,"%c",ch);  
}  
fclose(fp);  
flushall();  
}□
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
MC1496D	2°C to +70°C	SO-14
MC1496G		Metal Can
MC1496L		Ceramic DIP
MC1496P		Plastic DIP
MC1596G	-55°C to +125°C	Metal Can
MC1596L		Ceramic DIP

Specifications and Applications Information

BALANCED MODULATOR/ DEMODULATOR

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

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

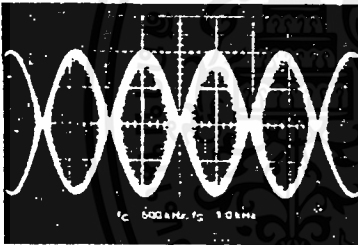


FIGURE 1 —
SUPPRESSED-CARRIER
OUTPUT WAVEFORM



FIGURE 2 —
SUPPRESSED-CARRIER
SPECTRUM

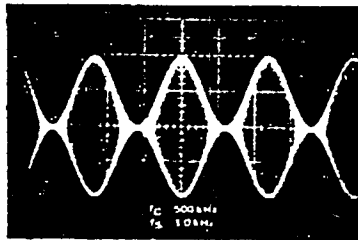


FIGURE 3 —
AMPLITUDE-MODULATION
OUTPUT WAVEFORM

MC1496
MC1596

BALANCED
MODULATOR/DEMODULATOR

SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUIT

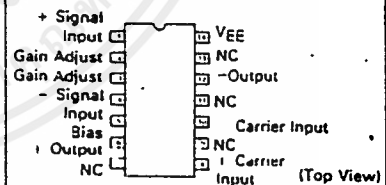
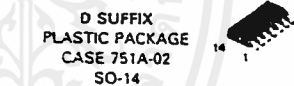
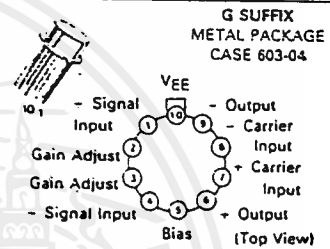
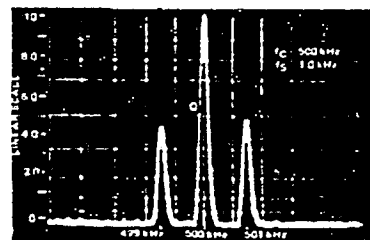


FIGURE 4 — AMPLITUDE-MODULATION SPECTRUM



MC1496, MC1596

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

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

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

Characteristic	Fig.	Note	Symbol	MC1596			MC1496			Unit
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Carrier Feedthrough V _C = 60 mV(rms) sine wave and offset adjusted to zero V _C = 300 mV _{o-p} square wave: offset adjusted to zero offset not adjusted	5	1	V _{CFT}	—	40	—	—	40	—	μV(rms)
				—	140	—	—	140	—	
				—	0.04	0.2	—	0.04	0.4	mV(rms)
				—	20	100	—	20	200	
Carrier Suppression I _S = 10 kHz, 300 mV(rms) I _C = 500 kHz, 60 mV(rms) sine wave I _C = 10 MHz, 50 mV(rms) sine wave	5	2	V _{CS}	—	65	—	40	65	—	dB
				—	50	—	—	50	—	k
				—	—	—	—	—	—	
Transadmittance Bandwidth (Magnitude) (R _L = 50 ohms) Carrier Input Port, V _C = 60 mV(rms) sine wave I _S = 1.0 kHz, 300 mV(rms) sine wave Signal Input Port, V _S = 300 mV(rms) sine wave V _C = 0.5 V _{dc}	8	8	BW _{3dB}	—	300	—	—	300	—	MHz
				—	80	—	—	80	—	
Signal Gain V _S = 100 mV(rms), f = 1.0 kHz, V _C = 0.5 V _{dc}	10	3	A _{VS}	2.5	3.5	—	2.5	3.5	—	V/V
Single-Ended Input Impedance, Signal Port, f = 5.0 MHz Parallel Input Resistance Parallel Input Capacitance	6	—	r _{ip} C _{ip}	—	200	—	—	200	—	kΩ pF
				—	2.0	—	—	2.0	—	
Single-Ended Output Impedance, f = 10 MHz Parallel Output Resistance Parallel Output Capacitance	6	—	r _{op} C _{oo}	—	40	—	—	40	—	kΩ pF
				—	5.0	—	—	5.0	—	
Input Bias Current I _{BS} = $\frac{I_1 + I_4}{2}$; I _{BC} = $\frac{I_7 + I_9}{2}$	7	—	I _{BS} I _{BC}	—	12	25	—	12	30	μA
				—	12	25	—	12	30	
Input Offset Current I _{IOS} = I ₁ - I ₄ ; I _{IOC} = I ₇ - I ₉	7	—	I _{IOS} I _{IOC}	—	0.7	5.0	—	0.7	7.0	μA
				—	0.7	5.0	—	0.7	7.0	
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	—	TC _{IOI}	—	2.0	—	—	2.0	—	nA/°C
Output Offset Current (I _g - I _g)	7	—	I _{ool}	—	14	50	—	14	80	μA
				—	—	—	—	—	—	
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	—	TC _{IOO}	—	90	—	—	90	—	nA/°C
Common-Mode Input Swing, Signal Port, I _S = 1.0 kHz	9	4	CMV	—	5.0	—	—	5.0	—	V _{o-p}
Common-Mode Gain, Signal Port, I _S = 1.0 kHz, V _C = 0.5 V _{dc}	9	—	ACM	—	-85	—	—	-85	—	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 5 or Pin 9)	10	—	V _{out}	—	8.0	—	—	8.0	—	V _{o-p}
Differential Output Voltage Swing Capability	10	—	V _{out}	—	8.0	—	—	8.0	—	V _{o-p}
Power Supply Current I _g + I _g I _{IO}	7	6	I _{CC} I _{EE}	—	2.0	3.0	—	2.0	4.0	mA _{dc}
				—	3.0	4.0	—	3.0	5.0	
DC Power Dissipation	7	5	P _D	—	33	—	—	33	—	mW

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

GENERAL OPERATING INFORMATION*

Note 1 — 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).

Note 2 — Carrier Suppression

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

Carrier suppression is very dependent on carrier input level, as shown in Figure 22. A low value of the carrier does not fully switch the upper switching devices, and results in lower signal gain, hence lower carrier suppression. A higher than optimum carrier level results in unnecessary device and circuit carrier feedthrough, which again degenerates the suppression figure. The MC1596 has been characterized with a 60 mV(rms) sine-wave 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 Note 3 and 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.

Note 3 — Signal Gain and Maximum Input Level

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

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

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.

Note 4 — 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 (see Note 6).

Note 5 — 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 $V_G = V_6$, $I_S = I_5 = I_9$ and ignoring

base current, $P_D = 2 I_5 (V_6 - V_{10}) + I_5 (V_5 - V_{10})$ where subscripts refer to pin numbers.

Note 6 — Design Equations

The following is a partial list of design equations needed to operate the circuit with other supply voltages and input conditions. See Note 3 for R_E equation.

A. Operating Current

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

$$I_5 = I_6 = I_9$$

$$I_9 \ll I_C \text{ for all transistors}$$

then:

$$R_5 = \frac{V - 0}{I_5} - 500 \Omega \quad \text{where } R_5 \text{ is the resistor between pin 5 and ground}$$

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

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

$$V_5 = V_9 = V^* - I_5 R_L$$

Note 7 — 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:

$$30 \text{ Vdc} \geq (V_6, V_9) - (V_7, V_8) \geq 2 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq (V_7, V_8) - (V_1, V_4) \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

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

The foregoing conditions are based on the following approximations:

$$V_6 = V_9, \quad V_7 = V_8, \quad V_1 = V_4$$

Bias currents flowing into pins 1, 4, 7, and 8 are transistor base currents and can normally be neglected if external bias dividers are designed to carry 10 mA or more.

Note 8 — Transmittance Bandwidth

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

$$V_{21C} = \left. \frac{I_9 \text{ (each sideband)}}{V_S \text{ (signal)}} \right|_{V_O = 0}$$

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

$$V_{21S} = \left. \frac{I_9 \text{ (signal)}}{V_S \text{ (signal)}} \right|_{V_C = 0.5 \text{ Vdc}, V_O = 0}$$

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

MC1496, MC1596

Note 9 – Coupling and Bypass Capacitors C_1 and C_2

Capacitors C_1 and C_2 (Figure 5) should be selected for a reactance of less than 50 ohms at the carrier frequency.

Note 10 – Output Signal, V_o

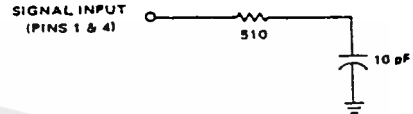
The output signal is taken from pins 6 and 9, either balanced or single-ended. Figure 12 shows the output levels of each of the two output sidebands resulting from variations in both the carrier and modulating signal inputs with a single-ended output connection.

Note 11 – Negative Supply, V_{EE}

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

Note 12 – Signal Port Stability

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



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

TEST CIRCUITS

FIGURE 5 - CARRIER REJECTION AND SUPPRESSION

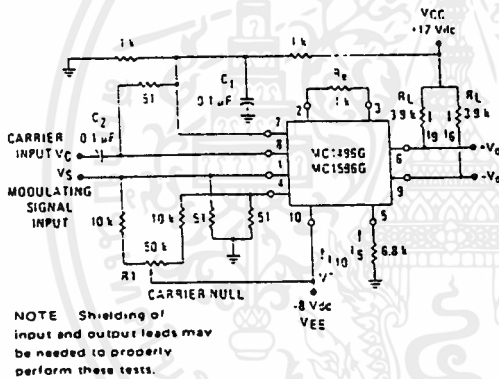


FIGURE 6 - INPUT-OUTPUT IMPEDANCE

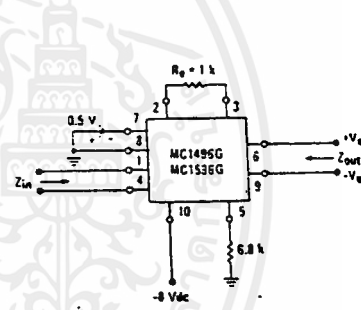


FIGURE 7 - BIAS AND OFFSET CURRENTS

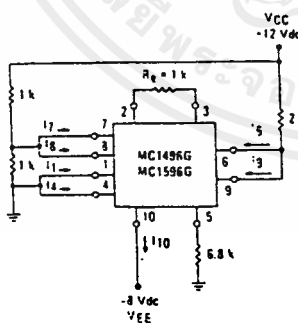
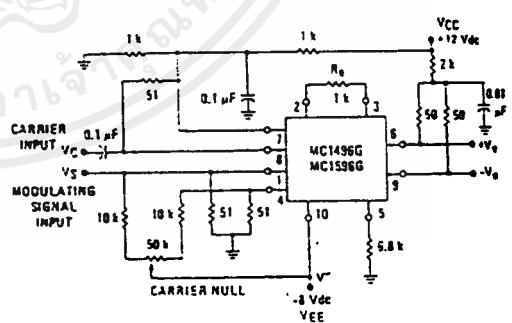


FIGURE 8 - TRANSCONDUCTANCE BANDWIDTH



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

MC1496, MC1596

TEST CIRCUITS (continued)

FIGURE 9 – COMMON-MODE GAIN

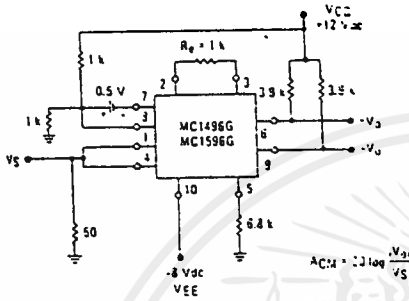
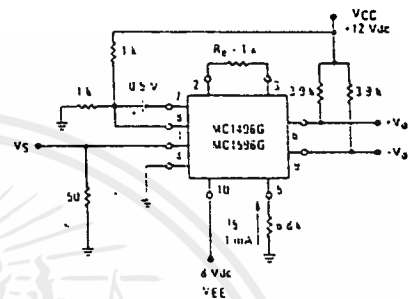


FIGURE 10 – SIGNAL GAIN AND OUTPUT SWING



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

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

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

FIGURE 11 – SIDEBAND OUTPUT versus CARRIER LEVELS

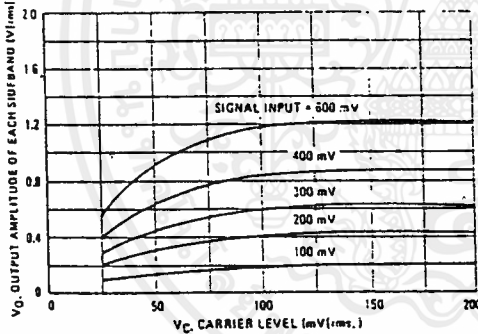


FIGURE 12 – SIGNAL-PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT RESISTANCE versus FREQUENCY

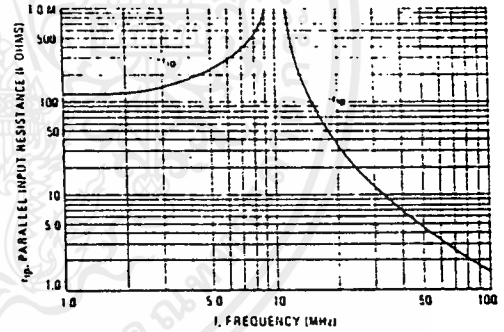


FIGURE 13 – SIGNAL-PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT CAPACITANCE versus FREQUENCY

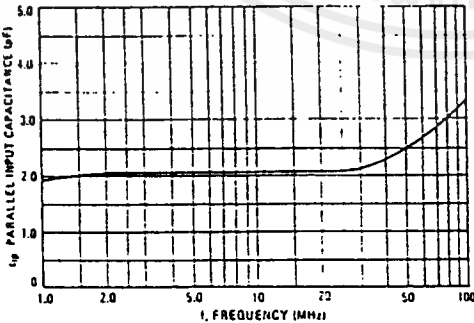
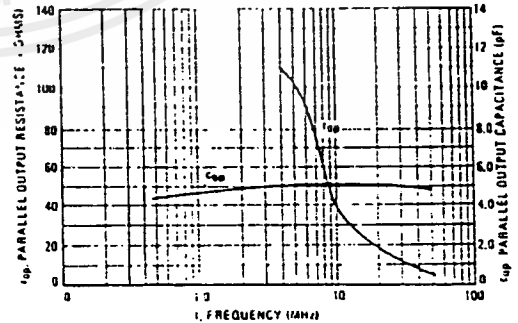


FIGURE 14 – SINGLE-ENDED OUTPUT IMPEDANCE versus FREQUENCY



MC1496, MC1596

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

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

FIGURE 15 – SIDEBAND AND SIGNAL PORT TRANSMITTANCES versus FREQUENCY

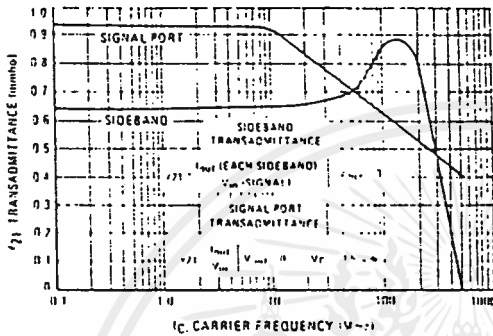


FIGURE 16 – CARRIER SUPPRESSION versus TEMPERATURE

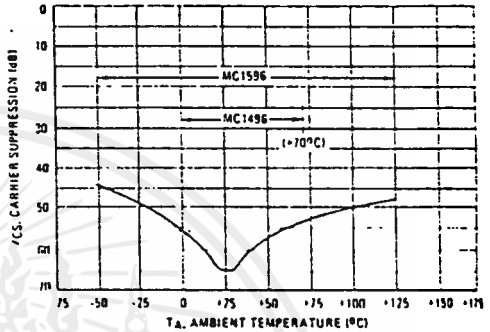


FIGURE 17 – SIGNAL-PORT FREQUENCY RESPONSE

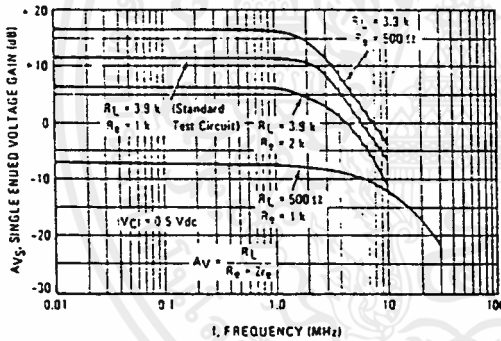


FIGURE 18 – CARRIER SUPPRESSION versus FREQUENCY

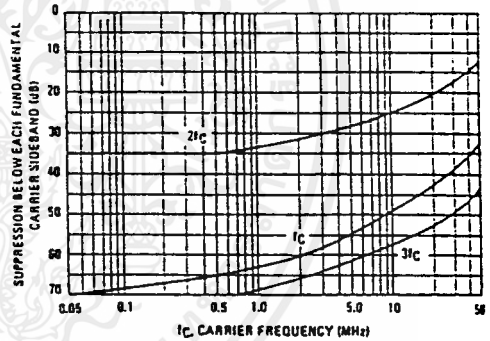


FIGURE 19 – CARRIER FEEDTHROUGH versus FREQUENCY

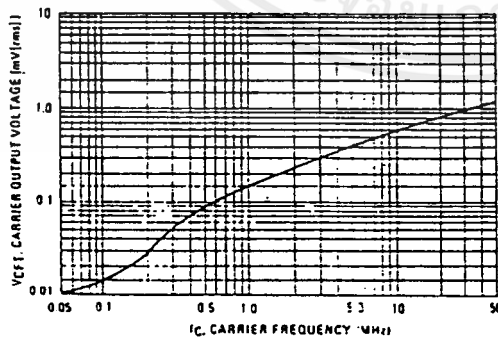
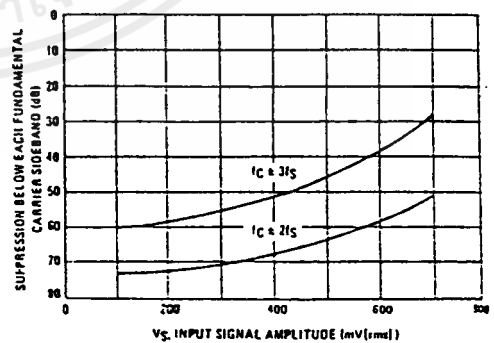


FIGURE 20 – SIDEBAND HARMONIC SUPPRESSION versus INPUT SIGNAL LEVEL



MC1496, MC1596

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

**FIGURE 21 – SUPPRESSION OF CARRIER HARMONIC
SIDE BANDS versus CARRIER FREQUENCY**

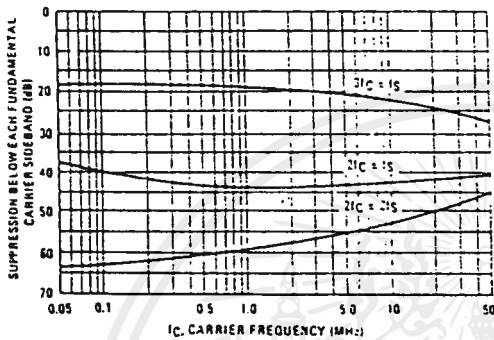
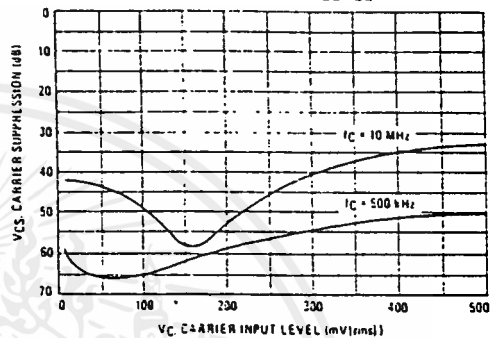


**FIGURE 22 - CARRIER SUPPRESSION
versus CARRIER INPUT LEVEL**



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 to 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 operations at both input ports, the output signal will contain sum and difference frequency components and have an amplitude which is a function of the product of the input signal amplitudes.

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

FIGURE 23 – CIRCUIT SCHEMATIC

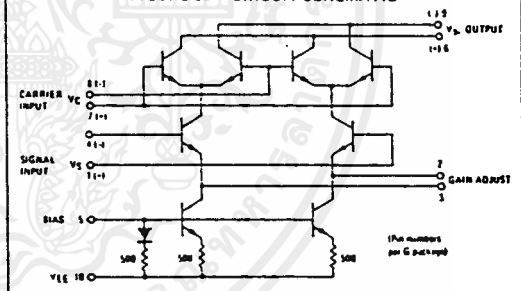
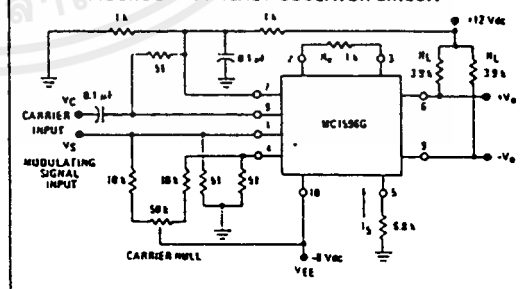


FIGURE 24 – TYPICAL MODULATOR CIRCUIT



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

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

TYPES MC1558, MC1458 DUAL GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

BULLETIN NO. DL-S 11457, FEBRUARY 1971—REVISED OCTOBER 1979

- Short-Circuit Protection
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- No Frequency Compensation Required
- Low Power Consumption
- No Latch-up
- Designed to be Interchangeable with Motorola MC1558/MC1458 and Signetics S5558/N5558

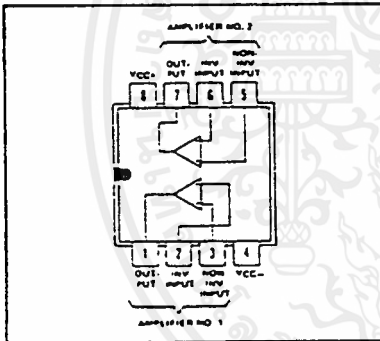
description

The MC1558 and MC1458 are dual general-purpose operational amplifiers with each half electrically similar to uA741 except that offset null capability is not provided.

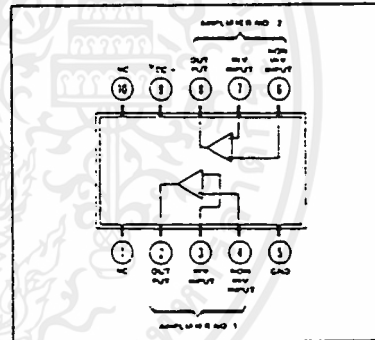
The high common-mode input voltage range and the absence of latch-up make these amplifiers ideal for voltage-follower applications. The devices are short-circuit protected and the internal frequency compensation ensures stability without external components.

The MC1558 is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C ; the MC1458 is characterized for operation from 0°C to 75°C .

JG OR P DUAL-IN-LINE
PACKAGE (TOP VIEW)



U FLAT PACKAGE
(TOP VIEW)



NC—No internal connection

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

	MC1558	MC1458	UNIT
Supply voltage V_{CC+} (see Note 1)	22	18	V
Supply voltage V_{CC-} (see Note 1)	-22	-18	V
Differential input voltage (see Note 2)	± 30	± 30	V
Input voltage (any input, see Notes 1 and 3)	± 15	± 15	V
Duration of output short-circuit (see Note 4)	unlimited	unlimited	
Continuous total dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 5)	Each amplifier	500	mW
	Total package	500	
	JG or P package	680	
	U Package	675	
Operating free-air temperature range	-55 to 125	0 to 75	$^{\circ}\text{C}$
Storage temperature range	-65 to 150	-65 to 150	$^{\circ}\text{C}$
Lead temperature $1/16$ inch (1, 6 mm) from case for 60 seconds	JG or U package	300	$^{\circ}\text{C}$
Lead temperature $1/16$ inch (1, 6 mm) from case for 10 seconds	P package	260	$^{\circ}\text{C}$

- NOTES:
1. All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
 2. Differential voltages are at the noninverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
 4. The output may be shorted to ground or either power supply. For the MC1558 only, the unlimited duration of the short-circuit applies at (or below) 125°C case temperature or 75°C free-air temperature.
 5. For operation above 25°C free-air temperature, refer to Dissipation Operating Table. In the JG package, MC1558 chips are alloy-mounted; MC1458 chips are glass-mounted.

Copyright © 1979 by Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPES MC1558, MC1458 DUAL GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC+} = 15\text{ V}$, $V_{CC-} = -15\text{ V}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS [†]	MC1558			MC1458			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage							
			25°C	1	5			
			Full range			1	6	mV
							7.5	
I_{IO}	Input offset current							
			25°C	20	200			nA
			Full range			20	200	
							300	
I_{IB}	Input bias current							
			25°C	80	500			nA
			Full range			80	500	
							800	
V_{ICR}	Common-mode input voltage range							
			25°C	±12	±13			V
			Full range			±12	±13	
V_{OPP}	Maximum peak-to-peak output voltage swing							
		$R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	24	28			
		$R_L > 10\text{ k}\Omega$	Full range			24		V
		$R_L = 2\text{ k}\Omega$	25°C	20	26			
		$R_L > 2\text{ k}\Omega$	Full range			20		
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification							
		$R_L > 2\text{ k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{ V}$	25°C	50	300			V/mV
			Full range			20	200	
							15	
B_{OM}	Maximum-output-swing bandwidth (closed-loop)							
		$R_L = 2\text{ k}\Omega$, $V_O \geq \pm 10\text{ V}$, $A_{VD} = 1$, $THD < 5\%$	25°C			14		kHz
B_1	Unity-gain bandwidth							
			25°C			1		MHz
ϕ_m	Phase margin							
		$A_{VD} = 1$	25°C			65°		
A_m	Gain margin							
			25°C			11		dB
r_i	Input resistance							
			25°C	0.3	2			MΩ
r_o	Output resistance							
		$V_O = 0$, See Note 6	25°C			75		Ω
C_i	Input capacitance							
			25°C			1.4		pF
F_{ic}	Common-mode input impedance							
		$f = 20\text{ Hz}$	25°C			200		MΩ
$CMRR$	Common-mode rejection ratio							
		$R_S < 10\text{ k}\Omega$	25°C	70	90			dB
			Full range			70		
ϵ_{SVS}	Supply voltage sensitivity ($\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC}$)							
		$R_S < 10\text{ k}\Omega$	25°C			30	150	μV/V
			Full range				150	
V_n	Equivalent input noise voltage (closed-loop)							
		$A_{VD} = 100$, $R_S = 0$, $f = 1\text{ kHz}$, $BN = 1\text{ Hz}$	25°C			45		nV/√Hz
I_{OS}	Short-circuit output current							
			25°C	±25	±40			mA
I_{CC}	Supply current (Both amplifiers)							
		No load,	25°C	3.4	5			mA
		No signal	Full range			3.4	5.6	
							6.6	
P_D	Total power dissipation (Both amplifiers)							
		No load,	25°C	100	150			mW
		No signal	Full range			100	170	
							200	
V_{OI}/V_{O2}	Channel separation							
			25°C			120		dB

[†] All characteristics are specified under open-loop operation, unless otherwise noted. Full range for MC1558 is -55°C to 125°C and for MC1458 is 0°C to 75°C.

NOTE 6: This typical value applies only at frequencies above a few hundred hertz because of the effects of drift and thermal feedback.

operating characteristics, $V_{CC+} = 15\text{ V}$, $V_{CC-} = -15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MC1558			MC1458			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t_r	Rise time							
			$V_I = 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$,			0.3		μs
	Overhoot factor		$C_L = 100\text{ pF}$, See Figure 1			5%		
SR	Slew rate at unity gain							
			$V_I = 10\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, See Figure 1			0.5		V/μs

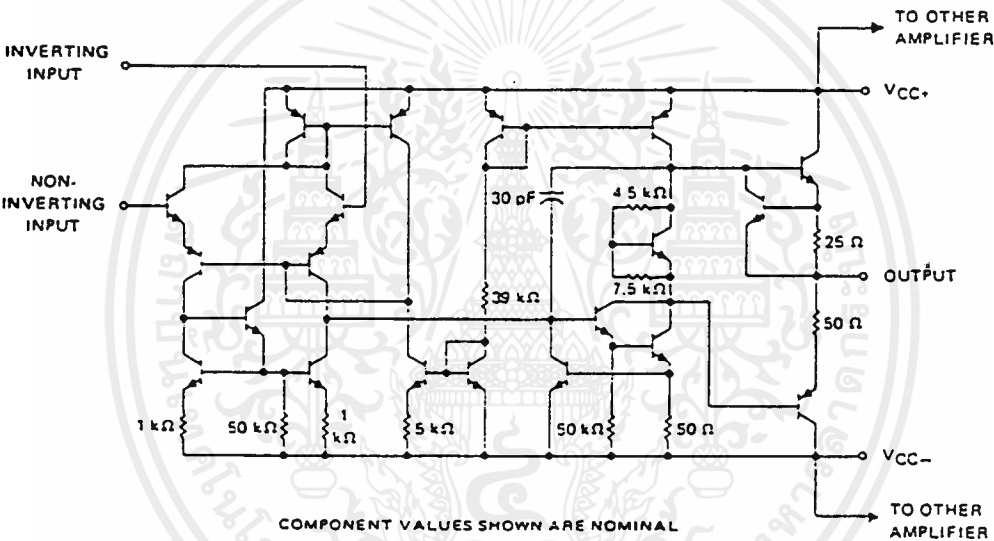
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPES MC1558, MC1458
DUAL GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

DISSIPATION DERATING TABLE			
PACKAGE	POWER RATING	DERATING FACTOR	ABOVE T _A
JG (Alloy-Mounted Chip)	680 mW	8.4 mW/°C	69°C
JG (Glass-Mounted Chip)	680 mW	6.6 mW/°C	47°C
P	680 mW	8.0 mW/°C	65°C
U	675 mW	5.4 mW/°C	25°C

Also see Dissipation Derating Curves, Section 2.

schematic (each amplifier)



PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

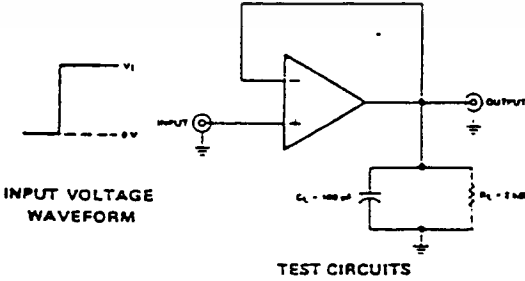


FIGURE 1—RISE TIME, OVERSHOOT, AND SLEW RATE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPES MC1558, MC1458

DUAL GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS

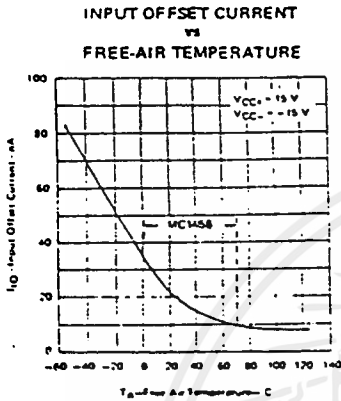


FIGURE 2

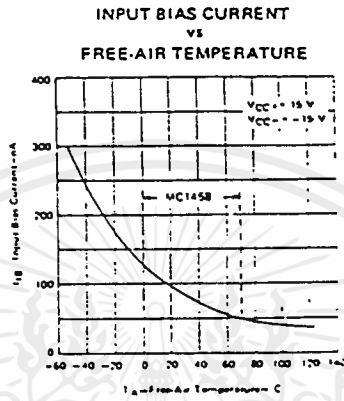


FIGURE 3

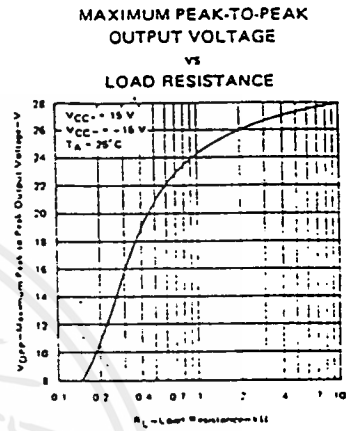


FIGURE 4

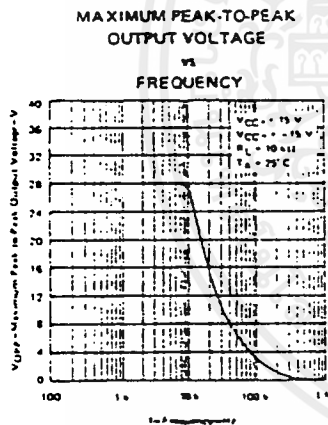


FIGURE 5

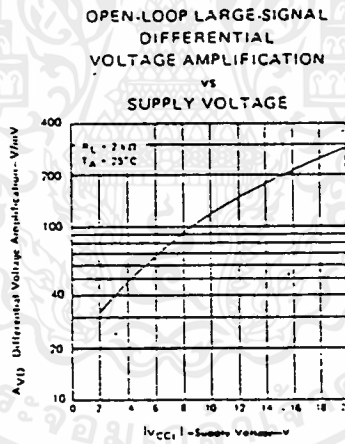


FIGURE 6

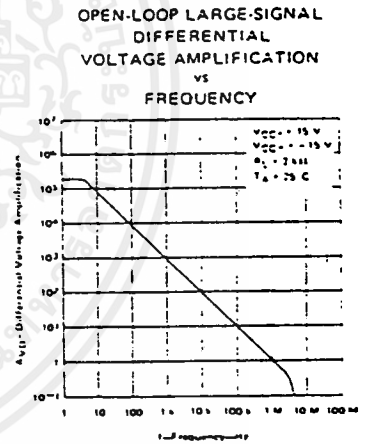


FIGURE 7

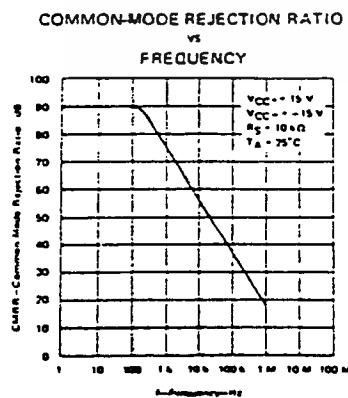


FIGURE 8

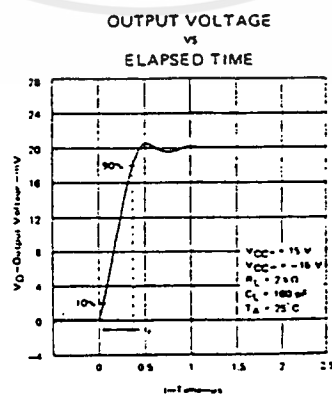


FIGURE 9

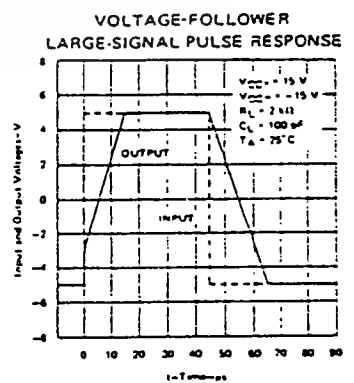


FIGURE 10



LM565/LM565C Phase Locked Loop

General Description

The LM565 and LM565C are general purpose phase locked loops containing a stable, highly linear voltage controlled oscillator for low distortion FM demodulation, and a double balanced phase detector with good carrier suppression. The VCO frequency is set with an external resistor and capacitor, and a tuning range of 10:1 can be obtained with the same capacitor. The characteristics of the closed loop system—bandwidth, response speed, capture and pull in range—may be adjusted over a wide range with an external resistor and capacitor. The loop may be broken between the VCO and the phase detector for insertion of a digital frequency divider to obtain frequency multiplication.

The LM565H is specified for operation over the -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ military temperature range. The LM565CH and LM565CN are specified for operation over the 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range.

Features

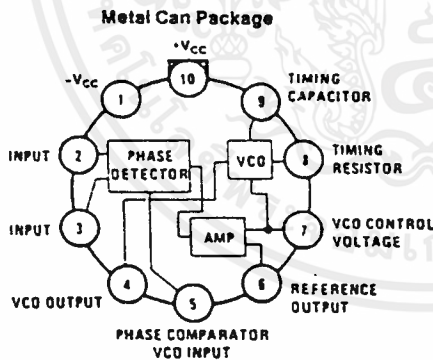
- 200 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ frequency stability of the VCO
- Power supply range of ± 5 to ± 12 volts with 100 ppm/% typical
- 0.2% linearity of demodulated output

- Linear triangle wave with in phase zero crossings available
- TTL and DTL compatible phase detector input and square wave output
- Adjustable hold in range from $\pm 1\%$ to $> \pm 60\%$

Applications

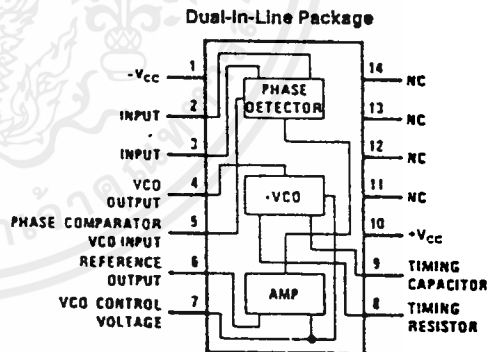
- Data and tape synchronization
- Modems
- FSK demodulation
- FM demodulation
- Frequency synthesizer
- Tone decoding
- Frequency multiplication and division
- SCA demodulators
- Telemetry receivers
- Signal regeneration
- Coherent demodulators

Connection Diagrams



Order Number LM565H or LM565CH
See NS Package Number H10C

TL/H/7853-2



Order Number LM565CN
See NS Package Number N14A

TL/H/7853-3

LM565/LM565C

Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage	± 12V
Power Dissipation (Note 1)	1400 mW
Differential Input Voltage	± 1V

Operating Temperature Range	
LM565H	-55°C to +125°C
LM565CH, LM565CN	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	260°C

Electrical Characteristics AC Test Circuit, T_A = 25°C, V_{CC} = ±6V

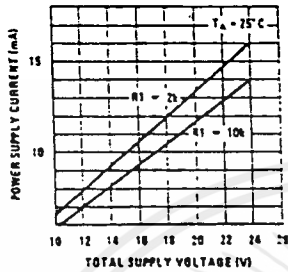
Parameter	Conditions	LM565			LM565C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Power Supply Current			8.0	12.5		8.0	12.5	mA
Input Impedance (Pins 2, 3)	-4V < V ₂ , V ₃ < 0V	7	10			5		kΩ
VCO Maximum Operating Frequency	C _o = 2.7 pF	300	500		250	500		kHz
VCO Free-Running Frequency	C _o = 1.5 nF R _o = 20 kΩ f _o = 10 kHz	-10	0	+10	-30	0	+30	%
Operating Frequency Temperature Coefficient			-100			-200		ppm/°C
Frequency Drift with Supply Voltage			0.1	1.0		0.2	1.5	%/V
Triangle Wave Output Voltage		2	2.4	3	2	2.4	3	V _{p-p}
Triangle Wave Output Linearity			0.2			0.5		%
Square Wave Output Level		4.7	5.4		4.7	5.4		V _{p-p}
Output Impedance (Pin 4)			5			5		kΩ
Square Wave Duty Cycle		45	50	55	40	50	60	%
Square Wave Rise Time			20			20		ns
Square Wave Fall Time			50			50		ns
Output Current Sink (Pin 4)		0.6	1		0.6	1		mA
VCO Sensitivity	f _o = 10 kHz		6600			6600		Hz/V
Demodulated Output-Voltage (Pin 7)	± 10% Frequency Deviation	250	300	400	200	300	450	mV _{p-p}
Total Harmonic Distortion	± 10% Frequency Deviation		0.2	0.75		0.2	1.5	%
Output Impedance (Pin 7)			3.5			3.5		kΩ
DC Level (Pin 7)		4.25	4.5	4.75	4.0	4.5	5.0	V
Output Offset Voltage V ₇ - V ₆			30	100		50	200	mV
Temperature Drift of V ₇ - V ₆			500			500		μV/°C
AM Rejection		30	40			40		dB
Phase Detector Sensitivity K _D			.68			.68		V/radian

Note 1: The maximum junction temperature of the LM565 and LM565C is +150°C. For operation at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of -150°C/W junction to ambient or +45°C/W junction to case. Thermal resistance of the dual-in-line package is +85°C/W.

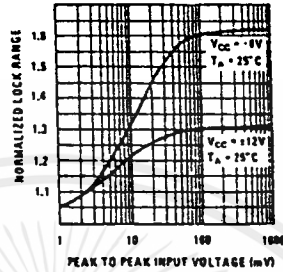
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

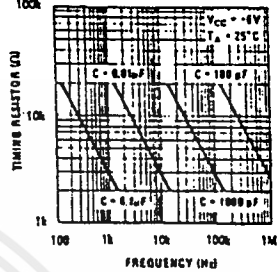
Power Supply Current as a Function of Supply Voltage



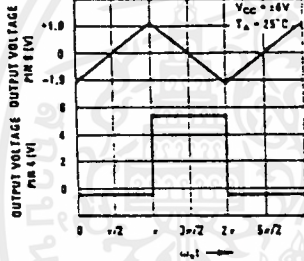
Lock Range as a Function of Input Voltage



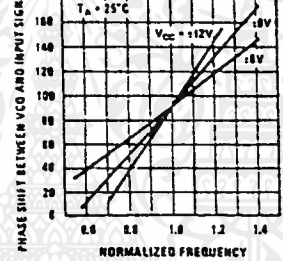
VCO Frequency



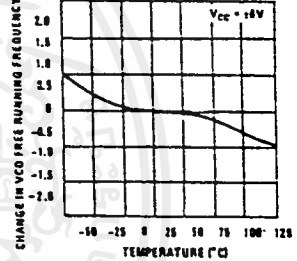
Oscillator Output Waveforms



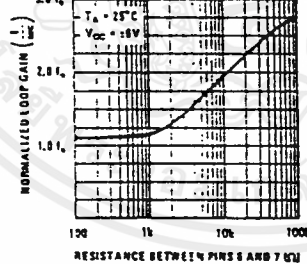
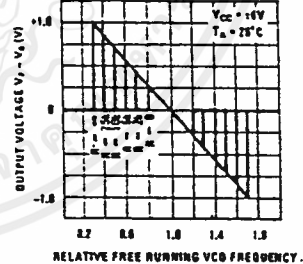
Phase Shift vs Frequency



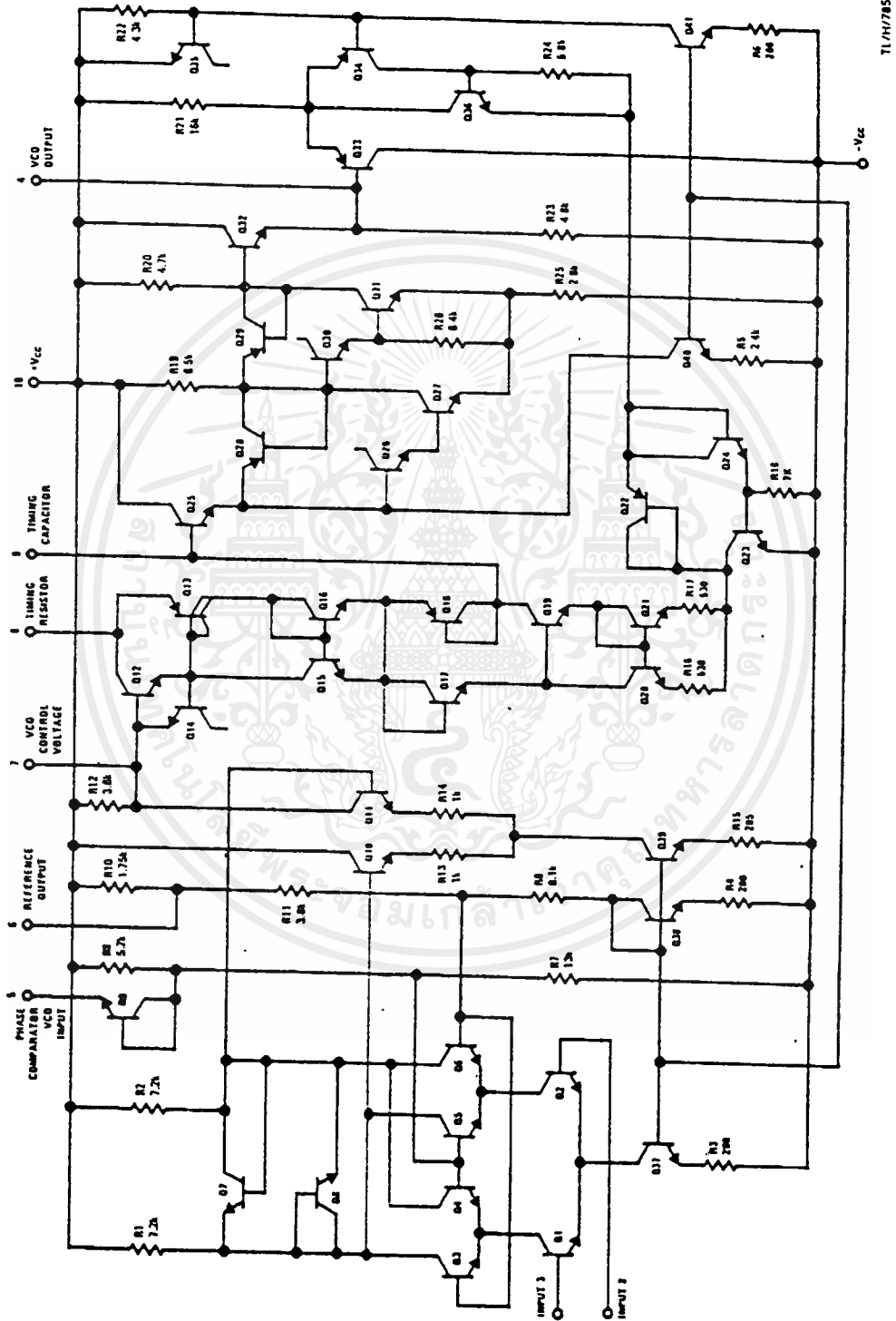
VCO Frequency as a Function of Temperature



Loop Gain vs Load Resistance

Hold In Range as a Function of R_{6-7} 

Schematic Diagram



TI/H/7853-1

LM565/LM565C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications Information

In designing with phase locked loops such as the LM565, the important parameters of interest are:

FREE RUNNING FREQUENCY

$$f_o \approx \frac{0.3}{R_o C_o}$$

LOOP GAIN: relates the amount of phase change between the input signal and the VCO signal for a shift in input signal frequency (assuming the loop remains in lock). In servo theory, this is called the "velocity error coefficient."

$$\text{Loop gain} = K_o K_D \left(\frac{1}{\text{sec}} \right)$$

$$K_o = \text{oscillator sensitivity} \left(\frac{\text{radians/sec}}{\text{volt}} \right)$$

$$K_D = \text{phase detector sensitivity} \left(\frac{\text{volts}}{\text{radian}} \right)$$

The loop gain of the LM565 is dependent on supply voltage, and may be found from:

$$K_o K_D = \frac{33.6 f_o}{V_c}$$

$$f_o = \text{VCO frequency in Hz}$$

$$V_c = \text{total supply voltage to circuit}$$

Loop gain may be reduced by connecting a resistor between pins 6 and 7; this reduces the load impedance on the output amplifier and hence the loop gain.

HOLD IN RANGE: the range of frequencies that the loop will remain in lock after initially being locked.

$$f_H = \pm \frac{8 f_o}{V_c}$$

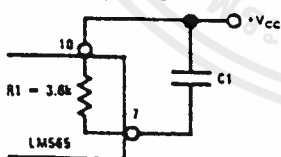
$$f_o = \text{free running frequency of VCO}$$

$$V_c = \text{total supply voltage to the circuit}$$

THE LOOP FILTER

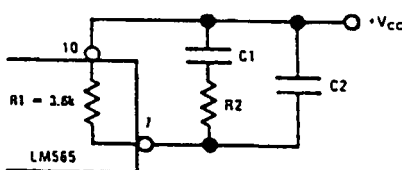
In almost all applications, it will be desirable to filter the signal at the output of the phase detector (pin 7); this filter may take one of two forms:

Simple Lag Filter



TL/H/7853-11

Lag-Lead Filter



TL/H/7853-12

A simple lag filter may be used for wide closed loop bandwidth applications such as modulation following where the frequency deviation of the carrier is fairly high (greater than 10%), or where wideband modulating signals must be followed.

The natural bandwidth of the closed loop response may be found from:

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_o K_D}{R_1 C_1}}$$

Associated with this is a damping factor:

$$\delta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{R_1 C_1 K_o K_D}}$$

For narrow band applications where a narrow noise bandwidth is desired, such as applications involving tracking a slowly varying carrier, a lead lag filter should be used. In general, if $1/R_1 C_1 < K_o K_D$, the damping factor for the loop becomes quite small resulting in large overshoot and possible instability in the transient response of the loop. In this case, the natural frequency of the loop may be found from

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_o K_D}{\tau_1 + \tau_2}}$$

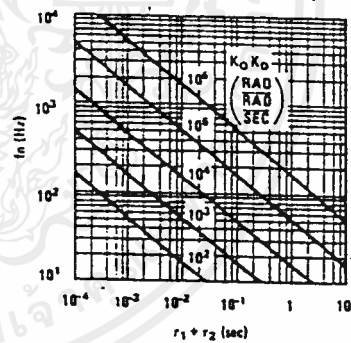
$$\tau_1 + \tau_2 = (R_1 + R_2) C_1$$

R_2 is selected to produce a desired damping factor δ , usually between 0.5 and 1.0. The damping factor is found from the approximation:

$$\delta \approx \pi \tau_2 f_n$$

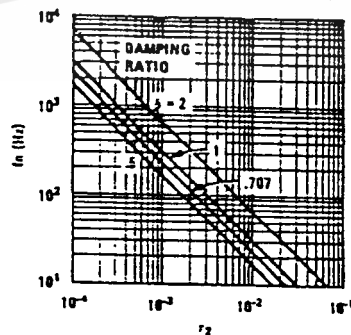
These two equations are plotted for convenience.

Filter Time Constant vs Natural Frequency



TL/H/7853-13

Damping Time Constant vs Natural Frequency



TL/H/7853-14

Capacitor C_2 should be much smaller than C_1 since its function is to provide filtering of carrier. In general $C_2 \leq 0.1 C_1$.

Monolithic Function Generator

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency operation can be selected externally over a range of 0.01 Hz to more than 1 MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20 ppm/°C. The oscillator frequency can be nearly swept over a 2000:1 frequency range, with an external control voltage, having a very small effect on frequency.

FEATURES

Low-Sine Wave Distortion	0.5%, Typical
Excellent Temperature Stability	20 ppm/°C, Typical
Wide Sweep Range	1000:1, Typical
Low-Supply Sensitivity	0.01%V, Typical
Linear Amplitude Modulation	
TTL Compatible FSK Controls	
Wide Supply Range	10V to 26V
Adjustable Duty Cycle	1% to 99%

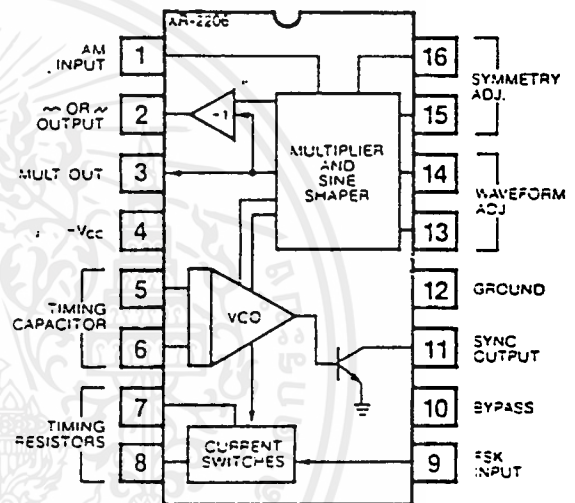
APPLICATIONS

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (PLL)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26V
Power Dissipation	750 mW
Derate Above 25°C	5 mW/°C
Total Timing Current	6 mA
Storage Temperature	-55°C to +150°C

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-2206M	Ceramic	-55°C to +125°C
XR-2206N	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206P	Plastic	0°C to +70°C
XR-2206CN	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206CP	Plastic	0°C to +70°C

SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2206 is comprised of four functional blocks: a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches.

The VCO actually produces an output frequency proportional to an input current, which is produced by a resistor from the timing terminals to ground. The current switches route one of the timing pins current to the VCO controlled by an FSK input pin, to produce an output frequency. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK Generation Applications.

XR-2206

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 1, $V^+ = 12V$, $T_A = 25^\circ$, $C = 0.01 \mu F$, $R_1 = 100 k\Omega$, $R_2 = 10 k\Omega$, $R_3 = 25 k\Omega$ unless otherwise specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

PARAMETER	XR-2206M			XR-2206C			UNIT	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.		
GENERAL CHARACTERISTICS								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split-Supply Voltage	±5		±13	±5		±13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 > 10\text{ k}\Omega$
OSCILLATOR SECTION								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000\text{ pF}$, $R_1 = 1\text{ k}\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50\text{ }\mu\text{F}$, $R_1 = 2\text{ M}\Omega$
Frequency Accuracy		±1	±4		±2		% of f_0	$f_0 = 1/R_1 C$
Temperature Stability		±10	±50		±20		ppm/°C	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 75^\circ\text{C}$, $R_1 = R_2 = 20\text{ k}\Omega$
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{\text{LOW}} = 10\text{ V}$, $V_{\text{HIGH}} = 20\text{ V}$, $R_1 = R_2 = 20\text{ k}\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$f_H @ R_1 = 1\text{ k}\Omega$ $f_L @ R_1 = 2\text{ M}\Omega$
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1\text{ kHz}$, $f_H = 10\text{ kHz}$
1000:1 Sweep		5			2		%	$f_L = 100\text{ Hz}$, $f_H = 100\text{ kHz}$
FM Distortion		0.1			0.1		%	±10% Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	See Figure 4.
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	kΩ	
Triangle Sine Wave Output								See Note 1, Figure 2.
Triangle Amplitude		160			160		mV/kΩ	Figure 1, S_1 Open
Sine Wave Amplitude	40	60	60		60		mV/kΩ	Figure 1, S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		Vp-p	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Amplitude Stability		4800			4800		ppm/°C	See Note 2.
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30\text{ k}\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See Figures 6 and 7.
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		kΩ	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		Vp-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		nsec	$C_L = 10\text{ pF}$
Fall Time		50			50		nsec	$C_L = 10\text{ pF}$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2\text{ mA}$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	$V_{I1} = 26\text{ V}$
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Note 1: Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See Figure 2.

Note 2: For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัทไมโครเทคโนโลยี จำกัด ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นมีหนังสือขออนุญาตจากฝ่ายเอกสารของบริษัทไมโครเทคโนโลยี จำกัด

Frequency-Shift Keying:

The XR-2206 can be operated with two separate timing resistors, R_1 and R_2 , connected to the timing Pin 7 and 8, respectively, as shown in Figure 12. Depending on the polarity of the logic signal at Pin 9, either one or the other of these timing resistors is activated. If Pin 9 is open-circuited or connected to a bias voltage $\geq 2V$, only R_1 is activated. Similarly, if the voltage level at Pin 9 is $\leq 1V$, only R_2 is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels, f_1 and f_2 , as:

$$f_1 = 1/R_1C \text{ and } f_2 = 1/R_2C$$

For split-supply operation, the keying voltage at Pin 9 is referenced to V^- .

Output DC Level Control:

The dc level at the output (Pin 2) is approximately the same as the dc bias at Pin 3. In Figures 10, 11 and 12, Pin 3 is biased midway between V^+ and ground, to give an output dc level of $\approx V^+/2$.

APPLICATIONS INFORMATION

Sine Wave Generation

Without External Adjustment:

Figure 10 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer, R_1 at Pin 7, provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than $V^+/2$, and the typical distortion (THD) is $< 2.5\%$. If lower sine wave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

The circuit of Figure 10 can be converted to split-supply operation, simply by replacing all ground connections with V^- . For split-supply operation, R_3 can be directly connected to ground.

With External Adjustment:

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to $\approx 0.5\%$ by additional adjustments as shown in Figure 11. The potentiometer, R_A , adjusts the sine-shaping resistor, and R_B provides the fine adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set R_B at midpoint, and adjust R_A for minimum distortion.
2. With R_A set as above, adjust R_B to further reduce distortion.

Triangle Wave Generation

The circuits of Figures 10 and 11 can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e., S_1 open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

FSK Generation

Figure 12 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal operation. Mark and space frequencies can be independently adjusted, by the choice of timing resistors, R_1 and R_2 . The output is phase-continuous during transitions. The keying signal is applied to Pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with V^- .

Pulse and Ramp Generation

Figure 13 shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (Pin 9) is shorted to the square-wave output (Pin 11), and the circuit automatically frequency-shift keys itself between two separate frequencies during the positive-going and negative-going output waveforms. The pulse width and duty cycle can be adjusted from 1% to 99%, by the choice of R_1 and R_2 . The values of R_1 and R_2 should be in the range of $1\text{ k}\Omega$ to $2\text{ M}\Omega$.

XR-2206

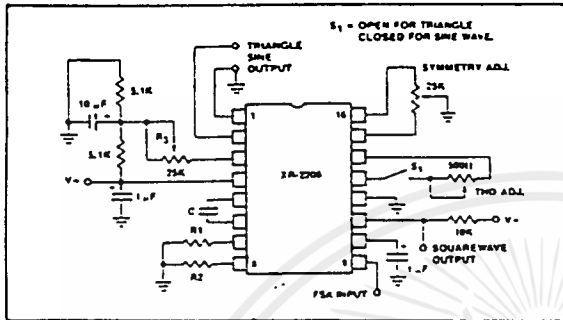


Figure 1: Basic Test Circuit.

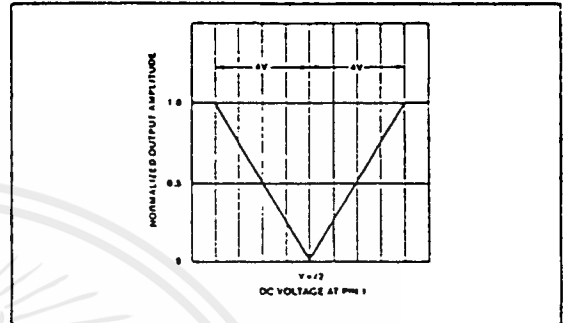


Figure 5: Normalized Output Amplitude versus DC Bias at AM Input (Pin 1).

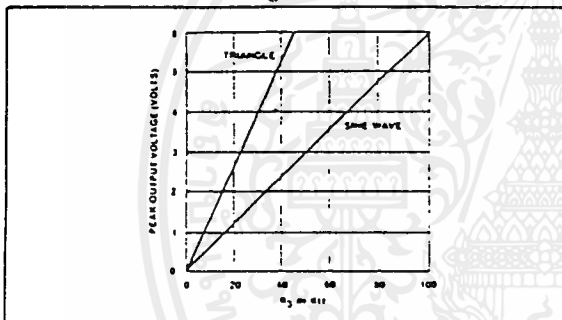
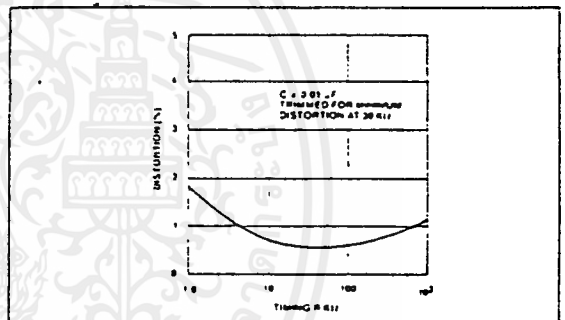
Figure 2: Output Amplitude as a Function of the Resistor, R_3 , at Pin 3.

Figure 6: Trimmed Distortion versus Timing Resistor.

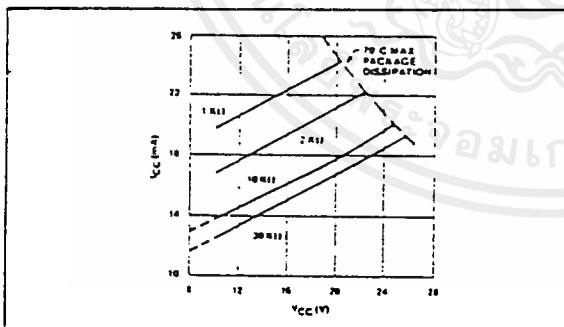
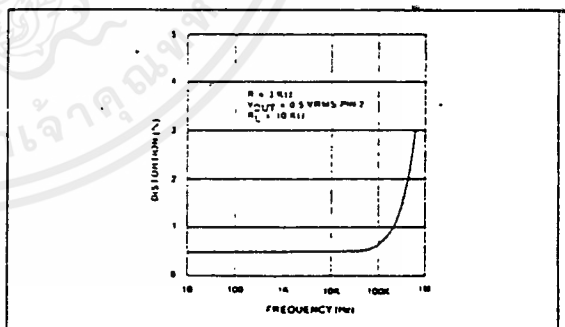
Figure 3: Supply Current versus Supply Voltage, Timing, R .

Figure 7: Sine Wave Distortion versus Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.

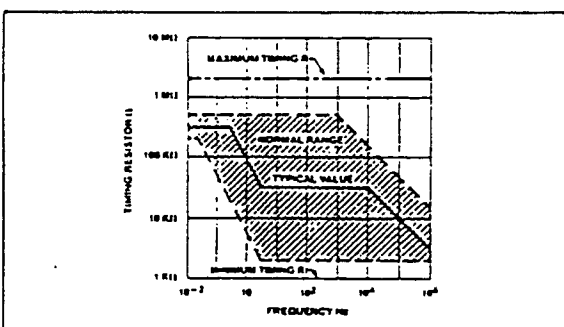
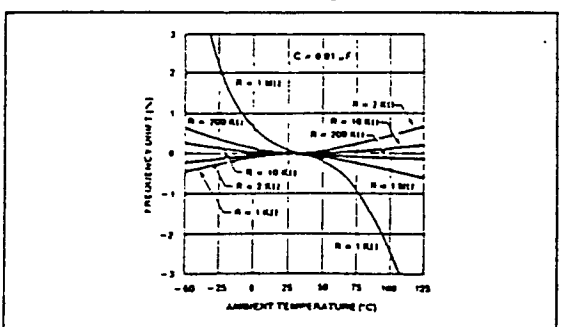
Figure 4: R versus Oscillation Frequency.

Figure 8: Frequency Drift versus Temperature.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. กฤดากร กล่อมการ, กนก เจนจิระพงศ์เวช, “การส่งข้อมูลในช่องสัญญาณ FM-SCA”, การประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 12 มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์, หน้า 132-141, พฤศจิกายน 2532.
2. บรรเจิด ตันติกัลยาภรณ์, “เครื่องรับส่ง 3, 4 และ 8 ”, กรุงเทพมหานคร, เครื่องรับส่ง, 2533
3. วิเชียร ชมเชย, สมชาย อินทอง “ความถี่”, กรุงเทพมหานคร, ความถี่, 2537
4. F.M.Garrdner, “Phase locked Techniques”, John Wiley & Sons, New York, 1979
5. R.E.Best , “Phase Locked Loops Theory Design and Application”, Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1984

