



เครื่องรับ-ส่งวิทยุ เอฟ เอ็ม



อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ สมภพ แก้วมีชัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

032609

วิทยานิพนธ์ : เครื่องรับ-ส่งวิทยุ เอฟ เอ็ม
: นายประยูร เอี่ยมพาด
นายเอกฉัตร พรหมจำปา
ที่ปรึกษา : อาจารย์ สมภพ แก้วมีชัย
: เทคโนโลยีอุตสาหกรรม
ปี : 2535

กรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของวิทยานิพนธ์ที่ศึกษาตามหลักสูตรปริญญาตรี
เทคโนโลยีอุตสาหกรรม

สอบปริญญาโท



.....

.....

.....

.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ : เครื่องรับ-ส่งวิทยุ เอฟ เอ็ม
ผู้จัดทำ : นายประยุทธ เอี่ยมพาด
นายเอกฉัตร พรหมจำปา
อาจารย์ที่ปรึกษา : อาจารย์ สมภพ แก้วมีชัย
ภาควิชา : เทคโนโลยีอุตสาหกรรม
ปีการศึกษา : 2535

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง
อนุมัติให้แนบปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตร์
บัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์


..... ประธานกรรมการ

()

..... กรรมการ

()

..... กรรมการ

()

..... กรรมการ

()

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2535

ภาควิชา เทคโนโลยีอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องรับ-ส่งวิทยุ เอฟ เอ็ม (RADIO FM TRANSCEIVER)

ผู้จัดทำ

นาย ประยูร เถียมพาด 34131157

นาย เอกฉัตร พรหมจายา 34131181

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์ เครื่องรับ-ส่งวิทยุ FM (Radio FM Transceiver)
ชื่อผู้เขียน นายประยูร เอี่ยมพาล
นายเอกฉัตร นรมจำปา
ชื่อปริญญา อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์
ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ อาจารย์สมภพ แก้วมีชัย
ปีการศกษา 2535

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการศึกษาและสร้างเครื่องรับ-ส่งวิทยุในย่าน VHF ซึ่งใช้วิธีการ MODULATE แบบ INDIRECT FM หรือ PHASE MODULATOR โดยเครื่องที่สร้างใช้สำหรับ MAN PACK, BASE STATION, MOBILE เมื่อการสื่อสารโดยการใช้เสียงพูด ซึ่งแต่ละภาคจะประกอบไปด้วย ภาคส่งซึ่งประกอบไปด้วย FREQUENCY STABILITY, FUNDAMENTAL OSCILLATOR, PHASE MODULATOR, MULTIPLIER X2, MULTIPLIER X3, MULTIPLIER X2, PRE DRIVER, POWER AMPLIFIER, LOWPASS FILTER, AUTOMATIC POWER CONTROL MICROPHONE AMPLIFIER, TIMER ภาครับซึ่งประกอบไปด้วย RF-FRONTEND STAGE, FIRST MIXER, 10.7 MHz FILTER, IF AMPLIFIER, SECOND MIXER, 455 KHz AMPLIFIER, PHASE DEMODULATOR, NOISE AMPLIFIER และ SQUELCH GATE, AUDIO AMPLIFIER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Project Name Radio FM Transceiver
Student Name Mr. Prayoon Eimpahol
 Mr. Eakachat Promjumpa
Bachelor Degree in Industrial Technology (Electronics)
Advisor Mr. Somphop Kaewmechai
Year 1992

ABSTRACT

This thesis is educate and built the VHF transceiver. The modulator of this transceiver is used the indirect RF or phase modulator. This transceiver is used for man pack, base station, mobile. The communication is use the speech which each section is consist of

Transmitter consist of frequency stability, fundamental mode oscillator, phase modulator, multiplier X2, multiplier X3, multiplier x2, pre driver, power amplifier, lowpass filter, automatic power control, microphone amplifier, timer.

Receiver consist of RF frontend stage, first mixer 10.7 MHz filter, IF amplifier, second mixer, 455 KHz amplifier, phase demodulator, noise amplifier and squelch gate, audio amplifier.

คำนำ

การสื่อสารทางวิทยุโทรทัศน์โดยวิธี FREQUENCY MODULATION นั้น ได้รับการพัฒนาใน ค.ศ 1930 โดย MAJOR EDWIN ARMSTRONG เพื่อลด STATIC NOISE และ NOISE อื่น ทั้งในการรับและส่ง มีข้อดีของการส่งโดยวิธีนี้ได้แก่ ทำให้ SIGNAL TO NOISE RATIO มีค่าสูง จึงเหมาะที่จะนำมาพัฒนาใช้ในระบบการสื่อสารในรถยนต์ หรือข้อดีอีกประการได้แก่ สามารถใช้กับความถี่ย่าน VHF ได้ ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับการส่งแบบ AM ในย่านเดียวกัน โดย MODULATE แบบ LOW LEVEL STAGE ไม่คำนึงถึงกำลังแล้ว จะพบว่าสัญญาณที่ใช้ในการ MULTIPLIER หลังจากการ MOD. และ PA. STAGE นั้นสามารถทำงานในคลาส C ได้ ทำให้ประสิทธิภาพที่ได้สูง และภาคสุดท้ายไม่จำเป็นต้องลิเนียร์ ส่วนข้อเสียจะได้แก่ต้องให้ BANDWIDTH กว้างและผลของ PHASE DISTORTION จะทำให้สัญญาณ FM จะกระจายไปในชั้น IONOSPHERE ดังนั้นจึงต้องมีกฎเกณฑ์ที่จะใช้ย่านความถี่ในการส่ง FM คือ จะส่งที่ความถี่ 10 เมตร (27-28 MHz), VHF และ UHF

ในปีต่อมาใช้การส่งแบบ FM เพิ่มขึ้นที่ความถี่ 29.6 MHz ในย่านวิทยุสมัครเล่น (10 เมตร) และในย่าน VHF ที่ความถี่ที่นิยมกันมากคือ 52-53 MHz ; 146-147.5 MHz และ 440-450 MHz ตามลำดับ

สารบัญ

<u>บทที่</u>		<u>หน้าที่</u>
1	หลักการของเครื่องส่ง FM	1
	- EQUIVALENT FM	3
	- VARIABLE REACTANCE CIRCUIT	4
	- หลักการของเครื่องรับ FM	6
2	รายละเอียดทั่วไป	10
3	OSCILLATOR	12
4	การมอดูเลชั่นเชิงเฟส	17
	- วงจรเลื่อนเฟส	17
	- อธิบายการทำงาน	29
5	FREQUENCY MULTIPLIER	32
	- MULTIPLIER X2 ภาคแรก	34
	- MULTIPLIER X3 ภาคที่สอง	34
	- MULTIPLIER X2 ภาคสุดท้าย	35
	- FREQUENCY STABILITY	35
6	PRE DRIVER AND POWER AMPLIFIER	36
	- ทรานซิสเตอร์ขยายกำลังความถี่สูง	36
	- การอ่านค่าต่างๆของทรานซิสเตอร์ขยายกำลังความถี่สูง จากคู่มือทรานซิสเตอร์	36
	- วงจรขยายคลาส C	38
	- การหาค่าโหลดที่เหมาะสมที่สุด	39
	- รายละเอียดเกี่ยวกับวงจร PRE DRIVER AND PA.	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<u>บทที่</u>		<u>หน้าที่</u>
7	LOWPASS FILTER	41
	- ตารางเฮลลิปติกฟังก์ชัน	43
	- การคำนวณออกแบบ	44
8	AUTOMATIC POWER CONTROL (APC)	46
9	MICROPHONE AMPLIFIER	47
10	TIMER CIRCUIT	48
11	FRONTEND SECTION	52
	- ภาควิชาความถี่สูงภาคแรก	53
	- ภาคเปลี่ยนความถี่แรก	55
	- 10.7 MHz FILTER	57
	- CRYSTAL FILTER	57
	- IF AMPLIFIER CIRCUIT	59
	- เทคนิคการสร้าง COIL IF	60
	- การ NEUTRALIZATION	61
12	INTEGRATED CIRCUIT LOW POWER NARROW BAND FM IF	64
	- ภาคเปลี่ยนความถี่ครั้งที่สอง	64
	- ภาควิชาความถี่ 455 KHz	66
	- ภาค PHASE DEMODULATOR	66
	- ภาค NOISE AMPLIFIER AND SQUELCH GATE	66
	ผลการทดลอง	69
	สรุปผลการทดลอง	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก	71
การปรับจูนเครื่อง	71
- เครื่องมือทดสอบ	71
- การปรับจูนภาครับ	73
- การปรับจูนภาคส่ง	75
- ข้อควรกระทำ	76
- การลดกำลังออก	76
- การปรับ DEVIATION ของความถี่ส่ง	76
- การปรับความถี่ส่งให้ตรง	77
วิธีการใช้เครื่องรับ-ส่ง	78
- ปุ่มควบคุมบนหน้าปัด	78
ลักษณะการใช้งานของเครื่องรับ-ส่งวิทยุ	79
- แบบนำติดตัว	79
- แบบประจำที่	80
- แบบติดตั้งรถยนต์	80
การตรวจสอบและการซ่อมบำรุงทั่วไป	82
- การป้องกันซ่อมบำรุง	82
- การซ่อมบำรุง	83
- ขั้นตอนการเช็คภาครับ	84
- ตารางแสดงค่าจุดวัดต่างๆของภาครับ	85
- ขั้นตอนการเช็คภาคส่ง	89
- ตารางแสดงค่าจุดวัดต่างๆของภาคส่ง	90
- SPECIFICATION OF DEVICE	93

สารบัญภาพ

<u>รูปที่</u>		<u>หน้าที่</u>
1.1	หลักการเบื้องต้นของการส่งแบบ FM	2
1.3	a) OUTPUT WAVEFORM b) RC INTEGRATOR	2
1.4	REACTANCE TRANSISTOR MODULATOR AND MODEL	5
	BLOCK DIAGRAM OF TRANSMITTER	8
	BLOCK DIAGRAM OF RECEIVER	9
3.1	แสดงถึง EQUIVALENT CIRCUIT AND CHANGE OF REACTANCE WITH FREQUENCY	13
	ตารางที่ 3.1 แสดงค่าการกระจายของความต้านทาน r_c ของ CRYSTAL	13
3.2	การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน r_c ตามความถี่ FUNDAMENTAL FOR THREE HOLDER TYPES	15
3.3	ใช้ CRYSTAL มาแทน TUNED CIRCUIT	15
4.1	วงจรเลื่อนเฟสแบบมูลฐาน	18
4.2	ความสัมพันธ์ทางเฟสระหว่างโวลเตจทางเข้ากับทางออก	18
4.3	เฟสมอดดูเลเตอร์แบบมูลฐาน	21
4.4	(ก) การเปลี่ยนแปลงเฟสของคลื่นพาห์ในช่วงหนึ่งไซเคิลของสัญญาณ (ข) เฟสของคลื่นพาห์ในไซเคิลแรกถูกเลื่อนที่ละน้อย	21 21
4.5	ผลของเฟสมอดดูเลชันที่มีต่อไซเคิลของคลื่นพาห์ในช่วงสัญญาณที่เข้าไปผสมหนึ่งไซเคิล	23
4.6	การเปลี่ยนแปลงของความถี่ในคลื่นที่ถูกผสมทางเฟส	25
4.7	การเปรียบเทียบขนาดกับความถี่การเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณ	25

รูปที่

หน้าที่

4.8	ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสเบี่ยงเบนกับขนาดของสัญญาณ	25
4.9	ความถี่ของคลื่นพลาห์กับขนาดต่างๆของสัญญาณในคลื่น Ph M.	27
4.10	รูปคลื่น Ph M. เมื่อสัญญาณมีความถี่ต่างกันแต่ขนาดยังคงที่	27
4.11	PHASE MODULATOR	30
5.1	TANK CIRCUIT AND TRANSISTOR ทำงานในการให้ BIAS ที่ CLASS C	33
5.2	FREQUENCY MULTIPLIER ในภาครับ	33
5.3	FREQUENCY MULTIPLIER ในภาคส่ง	33
6.1	วงจรเทียบเท่าของ TRANSISTOR	37
6.2	วงจรขยาย CLASS C	37
6.3	วงจร PRE DRIVER AND PA	40
7.1	LOWPASS FILTER CIRCUIT	42
7.2	ความถี่ของอุดมคติเป็นรูปสี่เหลี่ยมขั้น ตารางที่ 7.1 ตารางเฮลลิปติกฟังก์ชัน	42 42
8.1	AUTOMATIC POWER CONTROL CIRCUIT	46
9.1	MICROPHONE AMPLIFIER CIRCUIT	47
10.1	TIMER CIRCUIT	49
	TRANSMITTER CIRCUIT	50
	POWER AMPLIFIER STAGE	51
11.1-11.6	ภาค FRONTEND ประกอบด้วย RF AMP, MIXER, OSC	54
11.7	CRYSTAL FILTER CIRCUIT	58
11.8	IF AMPLIFIER CIRCUIT	58

<u>รูปที่</u>	<u>หน้าที่</u>
11.9 ก) ข) ค) เทคนิคการสร้าง COIL IF	58
11.11 ก) ข) การ NEUTRALIZATION	62
12.1 INTEGRATED CIRCUIT LOW POWER NARROW BAND FM IF	65
12.2 วงจรที่ใช้งานจริงของ IC-1 MC 3357	67
RECEIVER CIRCUIT	68
ภาคผนวก การต่ออุปกรณ์ในการปรับจูนเครื่อง (ALIGNMENT)	72



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

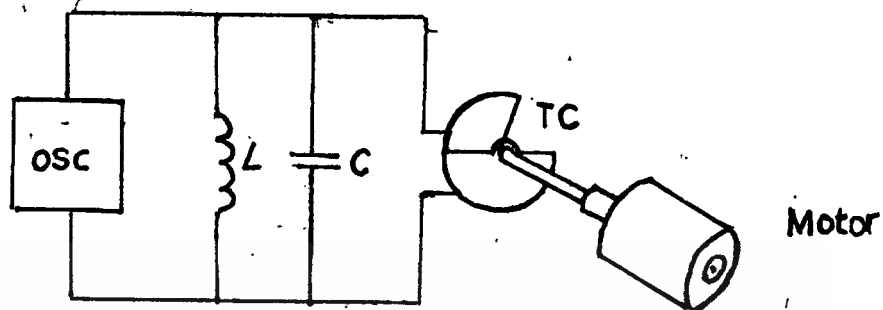
หลักการของเครื่องส่ง FM

จากรูปที่ 1.1 แสดงให้เห็นถึงหลักการเบื้องต้นของการส่งแบบ FM จะเห็นได้ว่า VARIABLE CAPACITOR จะต่อเข้ากับแกนของมอเตอร์และต่อเข้ากับวงจร OSCILLATOR RESONANCE ถ้าหากให้มอเตอร์หมุนปรับแทน จะทำให้ความถี่ OSCILLATOR เปลี่ยนไป นั่นคือ จะมีค่าสูงสุดเมื่อแผ่นของ VARIABLE CAPACITOR แยกจากกันมากที่สุด และจะมีค่าต่ำสุดเมื่อแผ่นชิดกันมากที่สุด และถ้าหมุนแกนด้วย ความเร็ว 50 รอบต่อวินาที ความถี่ของการเปลี่ยนแปลงการ OSCILLATE จะเป็น 50 ครั้งต่อวินาทีเช่นกัน ซึ่งถ้าเพิ่มหรือลดความเร็วของมอเตอร์ ความถี่ดังกล่าว จะเปลี่ยนแปลงไปเช่นเดียวกัน เราเรียกการเปลี่ยนแปลงในลักษณะนี้ว่า FREQUENCY MODULATION หรือ FM.

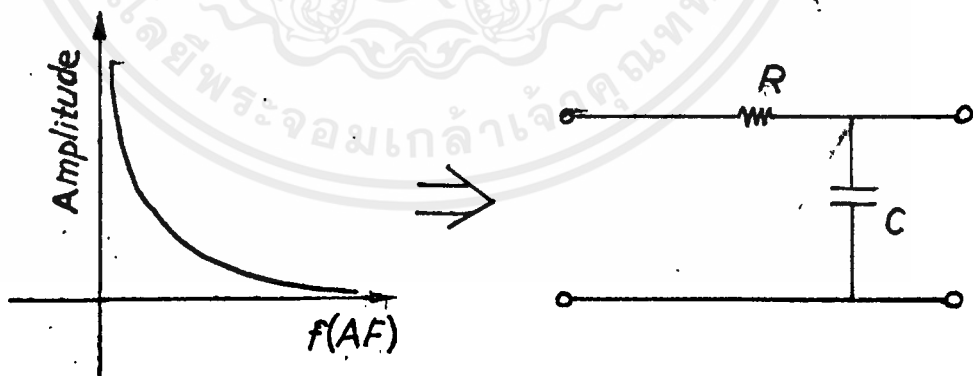
FM SIGNAL มีวิธีสร้างได้โดยการใช้หลักการ PHASE SWITCHING ของ RF SIGNAL โดยการเปลี่ยนแปลงของ AF SIGNAL ซึ่งวิธีการนี้นำไปใช้ในระบบการส่งวิทยุ FM. ทั่วไป ซึ่งเรียกว่า FM PHASE MODULATION รูปที่ 1.2 BLOCK DIAGRAM ของ PHASE MODULATOR ซึ่งสามารถสรุปการทำงานได้ดังนี้

1. PREAMPLIFIER เป็นการขยาย AF SIGNAL ให้มีความสูงของ AMPLITUDE เพียงพอที่จะป้อนเข้าสู่ภาค PHASE MODULATOR หลังจากผ่านวงจร INTEGRATOR ก่อน
2. INTEGRATOR เป็นภาคที่ทำการ SHIFT PHASE ของ AF SIGNAL แล้วป้อนเข้าสู่ภาค PHASE MODULATOR ซึ่งเป็นการทำ PHASE MODULATOR ให้เป็น FREQUENCY MODULATOR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.1 หลักการเบื้องต้นของการส่งแบบ FM



รูปที่ 1.3 a) OUTPUT WAVEFORM b) RC INTEGRATOR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. OSCILLATOR เป็นภาคที่ทำการผลิต RADIO FREQUENCY ซึ่งปกติจะเป็นความถี่ CENTER FREQUENCY หลังจากทำการ MULTIPLY แล้ว

4. PHASE MODULATOR เป็นการ MODULATE ซึ่งทำให้ PHASE ของ CARRIER ซึ่งได้จากภาค OSCILLATOR นั้น เปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของ AF SIGNAL

5. BUFFER เป็นภาคที่ทำหน้าที่ป้องกันมิให้ FREQUENCY จากภาค PHASE MODULATOR เปลี่ยนแปลงไปตามการเปลี่ยนแปลงของ LOAD ที่นำมาต่อกับภาค BUFFER นี้

6. MULTIPLIER ซึ่งทำหน้าที่เป็นการคูณความถี่ให้สูงขึ้นและเป็นการทำให้ FREQUENCY DIVIATION เบี่ยงเบนได้มากขึ้น ซึ่งทำให้ได้ CENTER FREQUENCY ที่ต้องการ ปกติจะคูณไม่เกิน 3

7. RF POWER AMPLIFIER ทำหน้าที่ขยาย RF SIGNAL ให้มีกำลังสูงขึ้น เพียงพอกับที่ต้องการใช้งานส่วนมากเป็น AMPLIFIER ที่จัดการทำงานแบบ CLASS C.

DIRECT FM MODULATION และวงจร FM PHASE MODULATION มีความสัมพันธ์กันมากซึ่ง PHASE MODULATION สามารถทำเป็น FREQUENCY MODULATION ได้ ใน PHASE MODULATION นี้ AMPLITUDE ของ AF SIGNAL จึงทำให้ PHASE ของ RF SIGNAL เปลี่ยนออกไปจากเดิม

EQUIVALENT FM

เป็นการทำให้ FREQUENCY และ PHASE ของ INDIRECT FM. ให้เหมือนกับ DIRECT FM นั่นคือจะต้อง SHIFT PHASE ของ AUDIO FREQUENCY SIGNAL ไปประมาณ 90° ซึ่งจะใช้วงจร RC INTEGRATOR เพื่อที่จะทำให้เป็น DIRECT FM นั้นเอง

เมื่อ AF SIGNAL ผ่านเข้ามาทางวงจร RC INTEGRATOR จะไม่ทำแต่จะ

แต่จะเปลี่ยนแปลงไปตาม AMPLITUDE ของ AF SIGNAL เท่านั้น ซึ่งจะเห็นว่า FREQUENCY DIVIATION จะไม่สูงนักในการที่จะทำให้ FREQUENCY DIVIATION สูงขึ้นนั้นจำเป็นต้องใช้ FREQUENCY MULTIPLIER CIRCUIT และเป็นการให้ CENTER FREQUENCY ที่ต้องการอีกด้วย

VARABLE REACTANCE CIRCUIT

เป็นวงจรที่สามารถเปลี่ยน REACTANCE ได้โดยการเปลี่ยนแปลงตาม MODULATING SIGNAL หากพิจารณาดังรูปที่ A และ B LINEAR MODEL เมื่อ $K = h_{fe}/h_{ie}$, $r_i = h_{ie}$ และ $r_o = 1/h_{oe}$ OPERATING FREQUENCY กำหนดให้ต่ำกว่าเป็น WB (เมื่อกำหนดให้ $h_{re} = 0$) และตัดค่า PARACITIC CAPACITANCE ที่ไปที่ HIGH FREQUENCY เป็นค่าของ BY PASS CAPACITOR C_E SHORT CIRCUIT และ RF CHOKE จะ OPEN CIRCUIT ที่ CARRIER FREQUENCY พิจารณา VOLTAGE GENERATOR V_M ซึ่งจะ SHORT CIRCUIT ดังนั้นจะมี

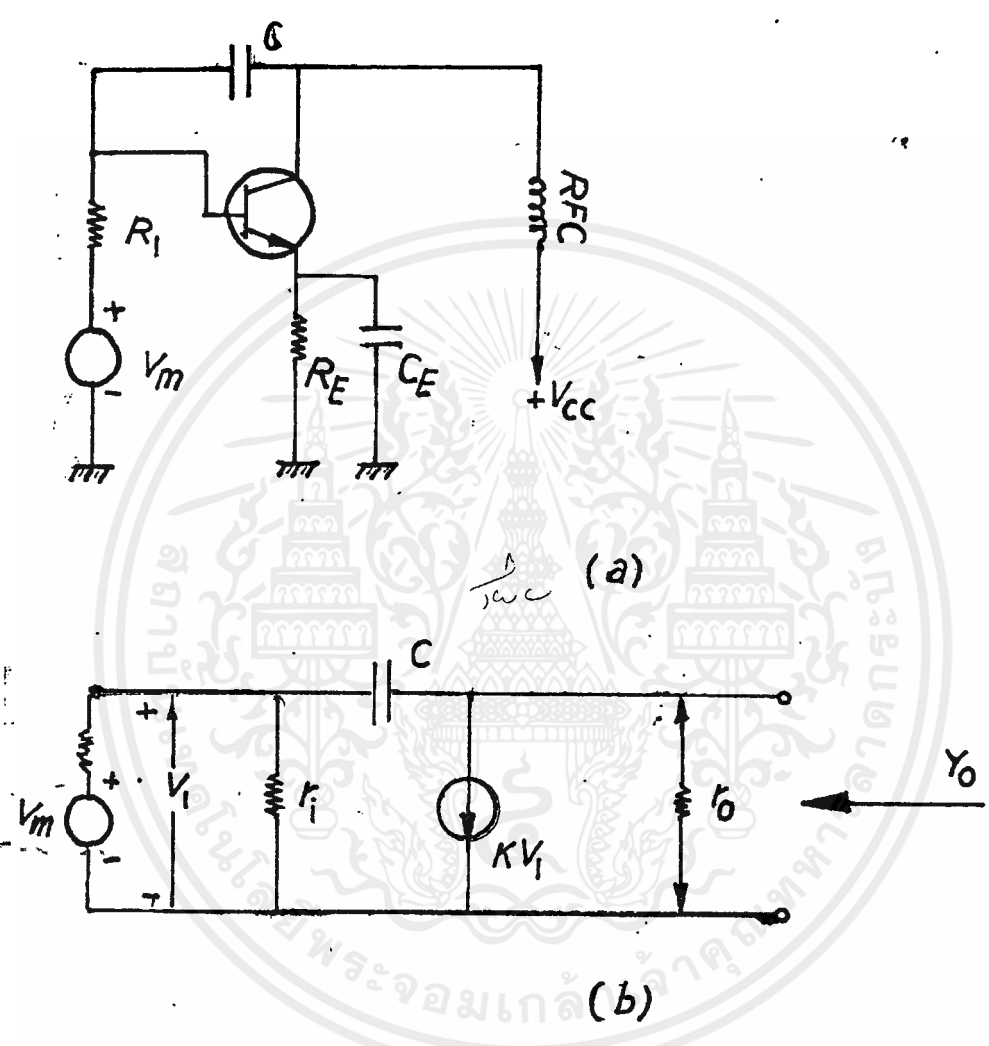
$$Y_O = K r_o + 1 + \frac{1}{R - j/\omega C} \dots \dots \dots (1)$$

เมื่อ $R = \frac{R_1 r_i}{R_1 + r_i} \dots \dots \dots (2)$

ถ้า $\frac{1}{\omega C} \gg R$ และ $K r_o \gg 1 \dots \dots \dots (3)$

จะได้ $Y_O = \frac{1}{r_o} + jK R \omega C \dots \dots \dots (4)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.4 REACTANCE TRANSISTOR MODURATOR AND MODEL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่า OUTPUT IMPEDANCE เป็นค่า RESISTANCE SHUNT กับ CAPACITANCE ถ้าหาก h_{fe} เปลี่ยนไปค่า EFFECTIVE CAPACITIVE ก็เปลี่ยนไป หากมาพิจารณา V_m เป็น MODULATING VOLTAGE ความถี่ W_m จะน้อยกว่า CARRIER FREQUENCY ขนาดของ $1/W_{mC}$ จะเปลี่ยนไปอย่างมากมายและ REACTANCE ของ RFC จะน้อยที่ W_m ดังนั้น V_m จะมีผลกระทบกระเทือนต่อ INPUT BIAS ของ ACTIVE ELEMENT ซึ่งหากเราเปลี่ยน h_{fe} แล้ว EFFECTIVE OUTPUT CAPACITANCE จะเปลี่ยนไปซึ่งผลนั้น อันนี้เรียกว่า REACTANCE MODULATION ซึ่งการใช้งานอาจนำไปต่อกับวงจร TANK TUNED ได้โดยตรง

หลักการของเครื่องรับแบบ FM โดยย่อ

BLOCK DIAGRAM ของภาครับ FM สามารถสรุปการทำงานได้ดังนี้

1. สายอากาศ (ANTENNA) สายอากาศจะรับสัญญาณจากสถานีต่าง ๆ เข้ามา แล้วสายอากาศจะส่งสัญญาณต่าง ๆ ไปยังภาค RF ต่อไป
สายอากาศของความถี่ VHF นี้มักจะใช้เป็นแบบ DIPOLE หรือ TELESCOPIC ANTENNA แล้วแต่ความเหมาะสม
2. ภาคขยาย RF จะทำหน้าที่ขยายคลื่น RF ที่สายอากาศส่งเข้ามาให้เพื่อให้มีกำลังสูงพอเหมาะที่จะส่งไปบีท (Beat) หรือผสมที่ภาคมิกเซอร์ได้
3. ภาคมิกเซอร์ (MIXER AND OSCILLATOR) จะนำคลื่น RF ที่ได้จากภาคขยาย RF กับคลื่นที่ OSCILLATE ได้จากภาค OSCILLATOR มา BEAT หรือผสมกันให้ได้เป็นคลื่นความถี่ IF 10.7 MHz
4. ภาคขยาย IF จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่ IF จากภาคมิกเซอร์ให้มีกำลังสูงขึ้นหลาย ๆ เท่า คือประมาณ 60-80 dB ดังนั้นเราจะเห็นได้ว่าความไวในการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

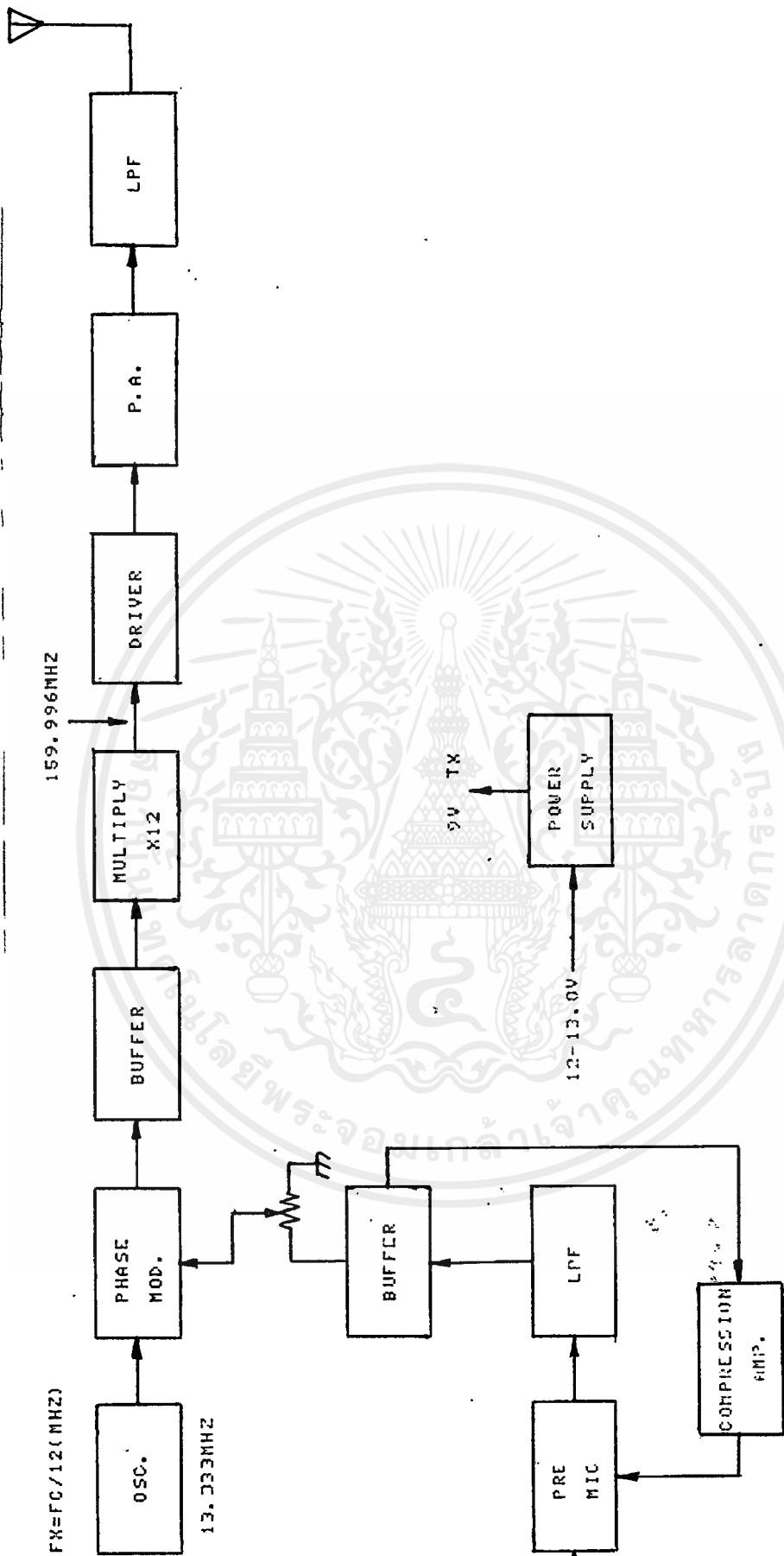
รับสัญญาณของภาครับ จึงขึ้นอยู่กับอัตราการขยายสัญญาณที่ภาค IF นี้เป็นอย่างมาก

5. ภาค AUTOMATIC FREQUENCY CONTROL หรือ AFC หน้าที่สำคัญของ AFC คือ ควบคุมการทำงานของ OSCILLATOR ให้ผลิตความถี่ออกมาคงที่ โดย AFC จะทำงานได้ต้องอาศัยกระแสมาจาก วงจร DETECTOR

6. ภาคลิมิตเตอร์ (LIMITER) คำว่า LIMIT แปลว่า "จำกัด" ดังนั้น LIMITER จึงหมายถึงผู้จำกัดให้สิ่งใดอยู่ในขอบเขต จากไดอะแกรม จะเห็นว่าคลื่นต่างๆ ที่ป้อนเข้ามาทางสายอากาศตามลำดับ อาจมี AMPLITUDE ไม่เท่ากันทั้งนี้เพราะอะไรก็แล้วแต่ ครั้นจะส่ง คลื่นที่ได้ออกไปยังภาคดีสคริมิเนเตอร์ (DISCRIMINATOR) เพื่อแยกคลื่น AF ออกมาจากคลื่นพาห้ ถ้าคลื่นต่าง ๆ นั้น มีแอมพลิจูด ไม่เสมอกันแล้ว ภาค DISCRIMINATOR ก็จะไม่แยกได้ คลื่น AF ที่มีเสียงกวนออกทางลำโพง

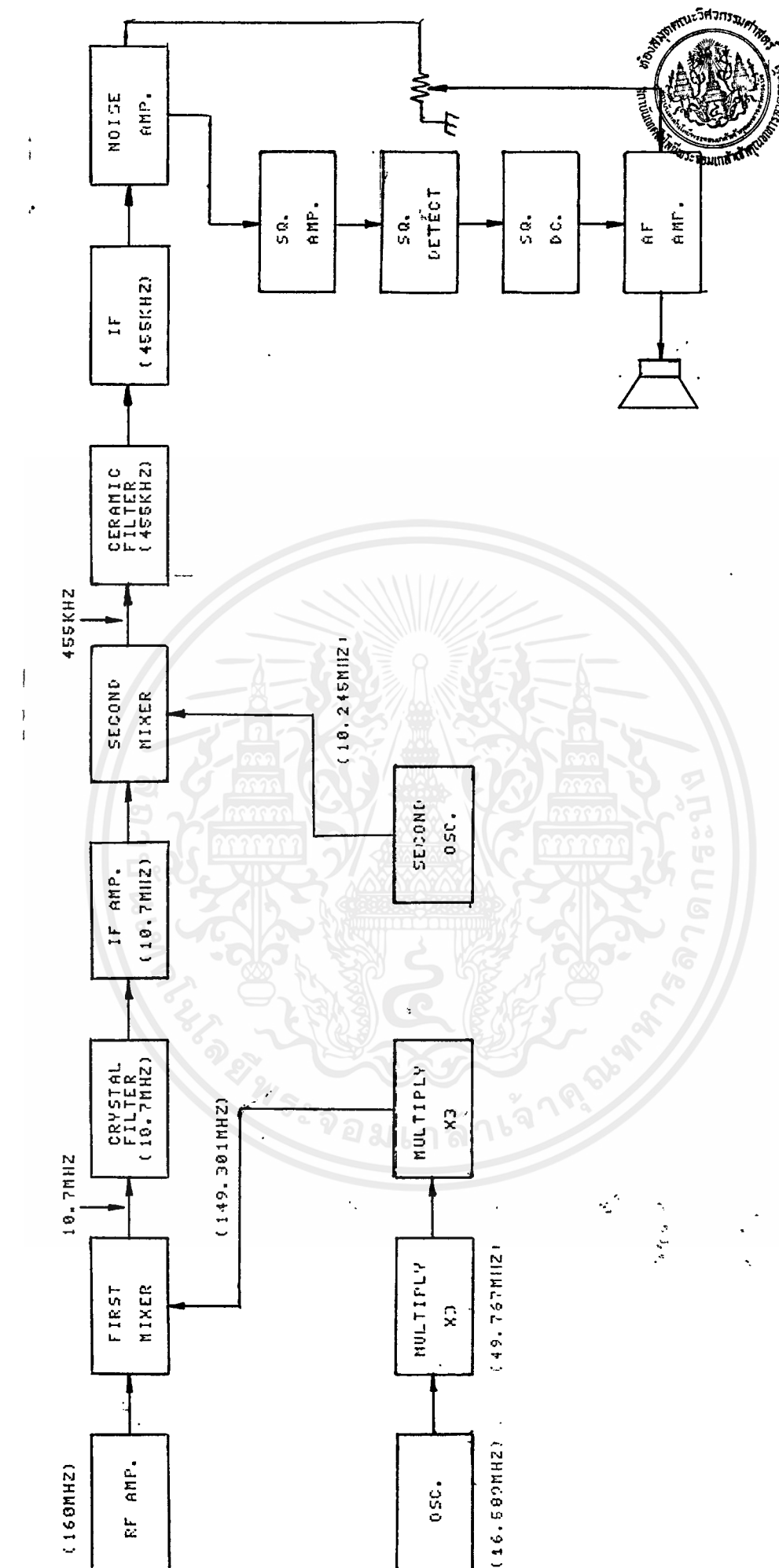
7. ภาคดีเทคเตอร์ (DETECTOR) จะทำหน้าที่แยกเอาสัญญาณ AF ที่ MOD บนกันมาออกจากความถี่ IF ดีเทคเตอร์ของ FM มีหลายแบบมีชื่อเรียกต่างกันเช่น DISCRIMINATOR, RATIO DETECTOR, SLOPE DETECTOR เป็นต้น

8. ภาค AF AMPLIFIER เมื่อ DISCRIMINATOR แยกได้ คลื่น AF แล้วก็ จะส่งให้ภาคขยาย AF ทำหน้าที่ขยายสัญญาณให้แรงขึ้น ส่งไปขับลำโพงเพื่อเปลี่ยนจากสัญญาณไฟฟ้า เป็นสัญญาณเสียงต่อไป



BLOCK DIAGRAM OF TRANSMITTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



BLOCK DIAGRAM OF RECEIVER



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

รายละเอียดทั่วไป

เครื่องรับ-ส่งเป็นวิทยุระบบ VHF/FM. ซึ่งมีขนาดกระทัดรัด มีช่องความถี่ 12 ช่อง วงจรทั้งหมดเป็นแบบ SOLID STATE เครื่องรับส่งวิทยุแบบนี้กินกระแสไฟน้อย โดยสามารถใช้กับถ่านไฟฉายธรรมดา 22 ก้อน จากที่กล่าวมาแล้ว เครื่องรับ-ส่งวิทยุแบบนี้ยังสามารถใช้ติดตั้งในรถยนต์หรือติดตั้งประจำที่ได้ด้วย

วงจรเครื่องรับเป็นแบบ SUPER HETERODYNE โดยใช้ระบบ DUAL CONVERSION ใช้ FILTER 2 ตัว ตัวแรกเป็น CRYSTAL FILTER อยู่ในวงจร (10.7 MHz) และตัวที่สองเป็น CERAMIC FILTER อยู่ในวงจร (455 KHz) ซึ่งทั้งสองตัวมี BAND PASS FILTER แคมมาก ทำให้เครื่องรับมี SELECTIVITY ดี และ SPURIOUS RESPONSE ต่ำ วงจรขยายต่าง ๆ ของเครื่องรับถูกออกแบบให้กินกระแสไฟน้อยที่สุดในระหว่างที่เครื่อง STAND BY อยู่

เครื่องส่งใช้ TRANSISTOR แบบ SILICON ทั้งหมด ทำให้เครื่องแข็งแรง และทนต่อสภาพการใช้งานทุกแบบ TRANSISTOR ที่ใช้ในวงจร ขยายภาคสุดท้ายมีกำลังส่งออกได้มากกว่า 12 วัตต์ แต่เพื่อให้เครื่องส่งสามารถทนต่อสภาพต่างๆ ของสายอากาศที่ใช้จึงลดกำลังส่งออกให้เหลือ 10 วัตต์ นอกจากนี้แล้วยังมีวงจร PROTECTION ป้องกันมิให้ TRANSISTOR ที่ใช้ในภาคขยายภาคสุดท้ายพังเสียหายได้ อันเกิดจากสายอากาศ SHORT หรือไม่ได้ใส่สายอากาศ

ที่หน้าปัทม์ METER สามารถวัดกำลังที่ส่งออกอากาศและมี S METER วัดความแรงของสัญญาณที่เข้ามาทางสายอากาศกับวัดระดับแรงดันของ BATTERY

นอกเหนือจากข้อความที่กล่าวแล้ว ยังได้ออกแบบวงจร TIMER ซึ่งจะตัดเครื่องส่งเมื่อเวลาที่ใช้ส่งเกินที่กำหนดไว้ เวลาของ TIMER นี้สามารถปรับได้ตั้งแต่ 10 วินาที ถึง 2 นาที ซึ่งวงจรนี้ช่วยป้องกันวงจรของเครื่องส่งไม่ให้เกิดความเสียหาย เนื่องจากความร้อนมากเกินไป และยังจำกัดเวลาในการส่งเพื่อยืดอายุใช้งานของ BATTERY ด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

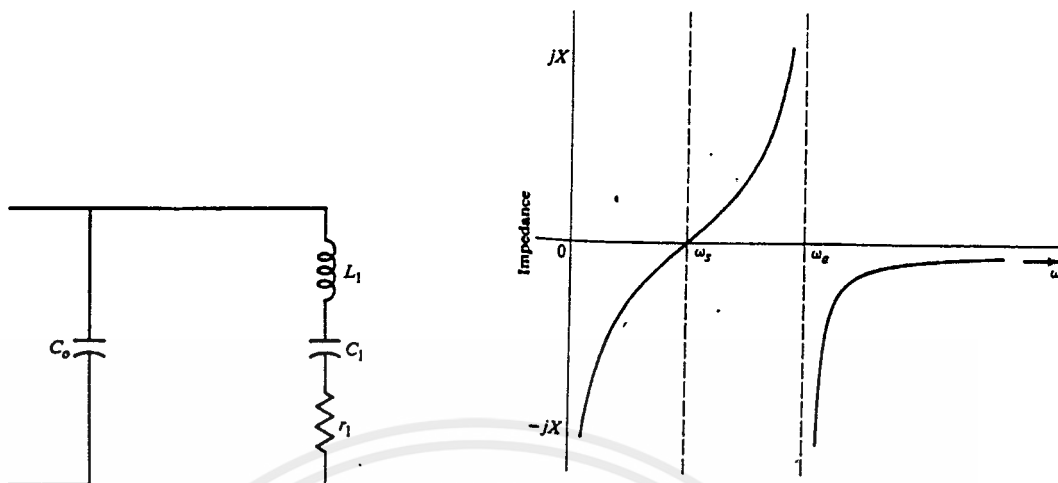
OSCILLATOR

ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่สูง เพื่อใช้ในการทำงานร่วมกับวงจรอื่น ๆ ภายในเครื่อง เช่น ในการมอดูเลต การผสมคลื่นหรือมิกซ์ รวมทั้งใช้เป็นสัญญาณอ้างอิง OSCILLATOR แต่ละวงจร ต่างก็มีชื่อเรียกแตกต่างกันออกไปตามหน้าที่ในเครื่องรับ-ส่งวิทยุ การ OSCILLATE ของ OSCILLATOR CIRCUIT อาศัยหลักการป้อนกลับแบบบวก วงจรที่เป็นตัวกำหนดความถี่ อาจเป็นวงจรจูน LC หรือใช้ CRYSTAL ก็ได้ ค่า Q ของวงจรมีค่ามาก ความถี่ที่วงจรจะ OSCILLATE ก็จะมีค่าที่คงที่ไม่เปลี่ยนแปลง (SHIFT) ไปได้ง่าย สำหรับ LC มีค่า Q น้อยกว่า CRYSTAL ด้วยนั้น เสถียรภาพทางความถี่ของ CRYSTAL OSCILLATOR CIRCUIT จึงดีกว่า LC OSCILLATOR CIRCUIT

ดังนั้นจึงต้องใช้ QUARTZ CRYSTAL มาใช้ทำวงจร OSCILLATOR ซึ่งวงจร OSCILLATOR ประกอบด้วยส่วนที่เป็น ACTIVE DEVICE และ PASSIVE DEVICE ซึ่งส่วนหลังนี้จะแทนที่ด้วย CRYSTAL โดยพิจารณาจากองค์ประกอบต่าง ๆ ดังนี้

1. ความถี่ในการ OSCILLATE
2. อัตราการเปลี่ยนความถี่ต่ออุณหภูมิหนึ่ง ๆ
3. ระดับของ NOISE ที่ OUTPUT
4. HARMONIC ต่ำ
5. SIDE BAND SIGNAL LEVEL ที่เหมาะสม

โดยปกติแล้ว CRYSTAL จะมีเปอร์เซ็นต์การผิดพลาดของการผลิตความถี่ประมาณ 0.002% ตลอดย่านอุณหภูมิในการทำงาน CRYSTAL เป็น HIGH Q TUNED CIRCUIT ทั้ง SERIES RESONANT หรือ PARALLEL RESONANT อีกด้วย จากรูปที่ 3.1 แสดงถึง EQUIVALENT CIRCUIT และ CHANGE OF REACTANCE WITH FREQUENCY



รูปที่ 3.1 แสดงถึง EQUIVALENT CIRCUIT AND CHANGE OF REACTANCE WITH FREQUENCY

f , MHz	Mode of oscillation	r_1 , Ω	C_0 , pF	C_1 , fF	Q
1.0	Fundamental	250	4.0	9.0	65,000
2.0	Fundamental	70	3.5	10	110,000
5.0	Fundamental	15	6.0	24	85,000
10.0	Fundamental	12	6.0	24	50,000
20.0	Fundamental	12	6.0	24	25,000
45.0	3d overtone	25	5.0	1.5	90,000
100.0	5th overtone	40	5.0	0.3	130,000

Source: Courtesy of Savoy Electronics, Inc.

ตารางที่ 3.1 แสดงค่าการกระจายของความต้านทาน r_1 ของ CRYSTAL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 แสดงค่าการกระจายของความต้านทาน r_1 ของ CRYSTAL ในรูปที่ 3.2 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน r_1 ตามความถี่ FUNDAMENTAL สำหรับ THREE HOLDER TYPES.

ซึ่งจากรูปที่ 3.3 จะใช้ CRYSTAL มาแทน TUNED CIRCUIT ซึ่งใช้ในการ OSCILLATE ความถี่ที่ผลิออกมา นั้นจะเปลี่ยนได้เล็กน้อยเพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการปกติ สามารถปรับได้ประมาณ + 5 - 10% ของความถี่เดิม โดยการปรับที่ TC จากวงจร ค่า RESISTANCE EQUIVALENT R_i/R_1 จะประมาณ 500 ถ้ามี RF CURRENT ไหลผ่าน CRYSTAL สูงเกินกว่า 10 mA แล้วจะเกิดความร้อนที่ตัว CRYSTAL เป็นเหตุให้ความถี่ที่สร้างเปลี่ยนไปได้ เพราะนั้นจะต้องมี RF CURRENT ที่ผ่านตัว CRYSTAL ประมาณไม่เกิน 10 mA และมี

$$A_{v0} \approx 1$$

$A_v(100p) = 10$ เท่า ซึ่งจะทำให้วงจร OSCILLATE ได้อย่างราบรื่นซึ่ง

$$A_v(100p) = -A_{v0} \cdot C_1/C_2$$

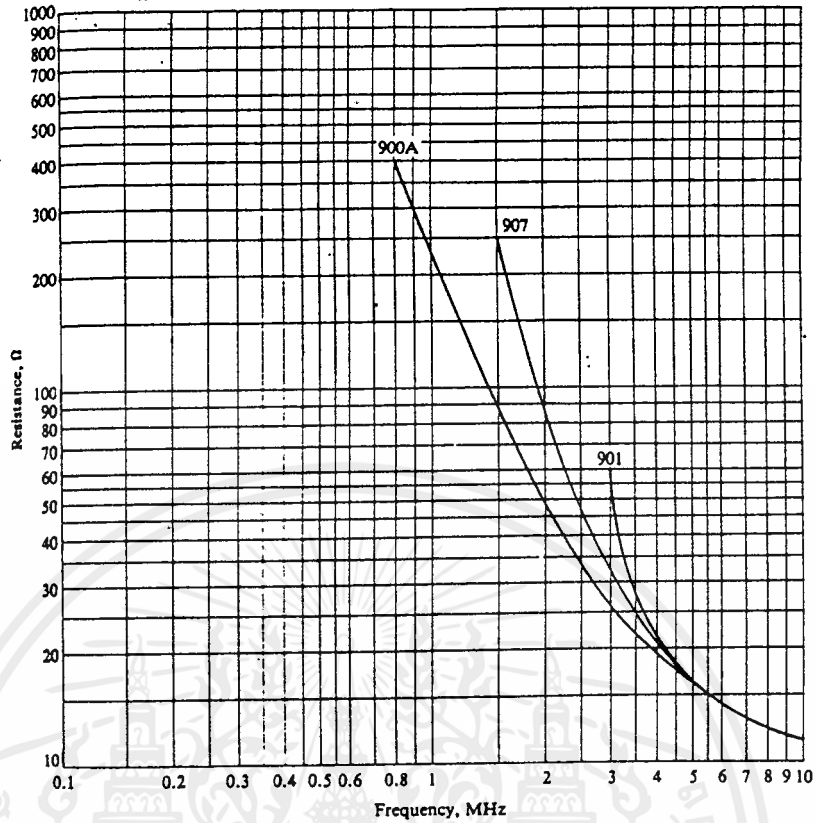
$$C_1/C_2$$

ปกติ $C_1 > C_2$

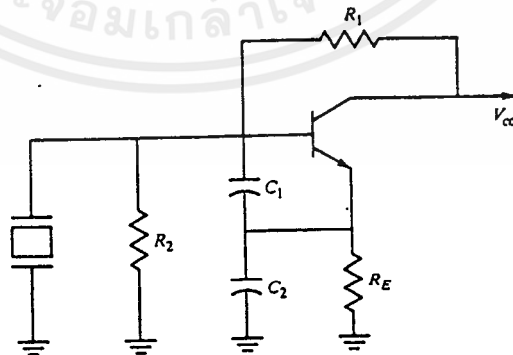
$$C_1 = 10 C_2$$

ภาคกำเนิดความถี่พื้นฐาน (FUNDAMENTAL MODE OSCILLATOR)

ภาคนี้ ประกอบด้วย Y101 - Y112 แล้วแต่เลือกข่องใด กับวงจรของ Q₁₀₂,



รูปที่ 3.2 การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน r_i ตามความถี่ FUNDAMENTAL สำหรับ THREE HOLDER TYPES



รูปที่ 3.3 ใช้ CRYSTAL มาแทน TUNED CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C169, C168 ซึ่งเป็นวงจรสมมูลย์ ของวงจร COLPITT OSCILLATOR ทำงานใน FUNDAMENTAL MODE มี INPUT CAPACITANCE ประมาณ 32 PF เมื่อทำงานจะวัด OUTPUT LEVEL ของความถี่ที่ขา EMITTER ของ Q102 MPS 9426 ได้ประมาณ 1.2 VP-P สัญญาณจะถูกนำผ่าน C166 ไปยัง PHASE MODULATOR ซึ่งจะเป็น CARRIER FREQUENCY ต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

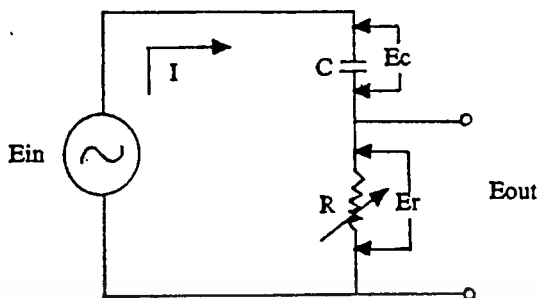
บทที่ 4

การมอดดูเลชันเชิงเฟส (PHASE MODULATION หรือ Ph M)

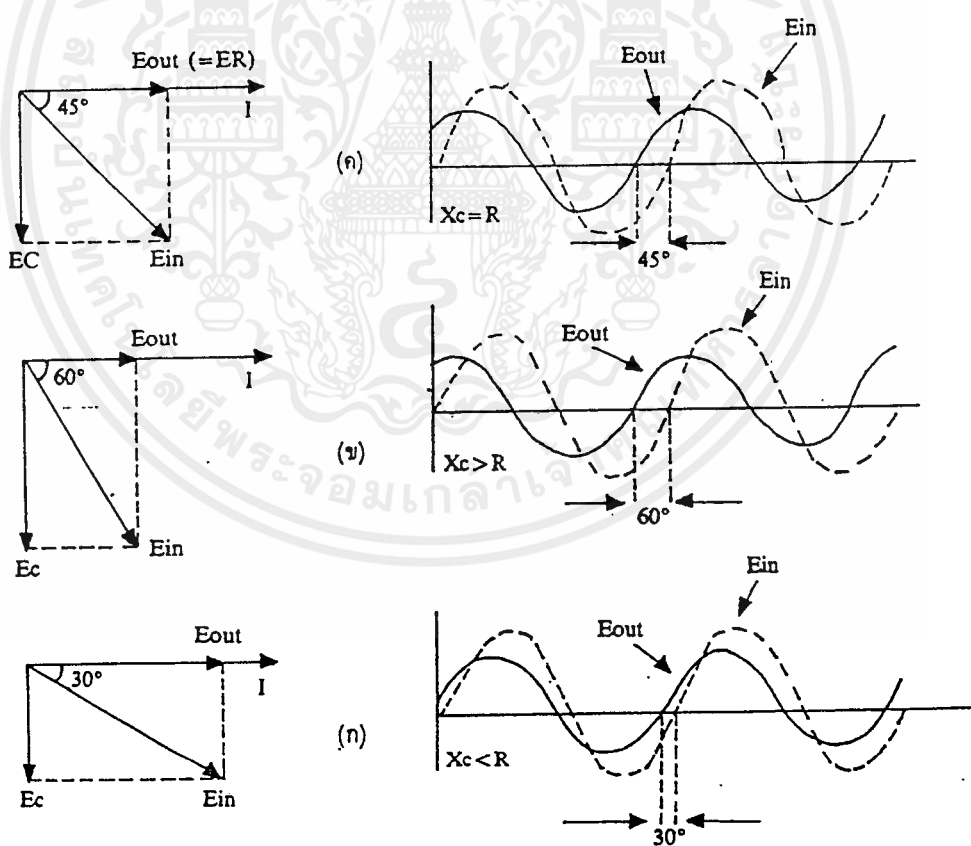
จุดเด่นของการมอดดูเลชันเชิงเฟส ก็คือสามารถใช้ออสซิลเลเตอร์แบบพีกแอนด์ควมคุมความถี่ได้ ดังนั้นเมื่อแปลงการเปลี่ยนแปลงทางเฟสให้เป็นความถี่แล้วจึงเกิดเป็นคลื่นเอฟเอ็ม ซึ่งตัวมอดดูเลเตอร์ ไม่จำเป็นต้องมีการควบคุมความถี่อัตโนมัติเข้ามาช่วย ในบทนี้กล่าวถึงวิธีการทำให้เกิดการมอดดูเลชันเชิงเฟส คุณสมบัติของคลื่น Ph M. การแปลงคลื่น Ph. M ให้เป็นคลื่นเอฟเอ็ม ซึ่งเรียกว่า เอฟเอ็มทางอ้อม (Indirect F.M.) รวมทั้งระบบเครื่องส่งแบบเอฟเอ็ม ทางอ้อม

4.1 วงจรเลื่อนเฟส (Phase shift network)

ในระบบการมอดดูเลชันเชิงเฟส หรือการผสมสัญญาณทางเฟสนั้น คลื่นพาหะซึ่งมีขนาดและความถี่คงที่ จะถูกป้อนเข้าไปในวงจรเลื่อนเฟส (Phase Shift Network) ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติเป็นรีซิสติบและรีแอคติบ วงจรนี้ได้รับการออกแบบให้เกิดมุมทางเฟส (PHASE ANGLE) ระหว่างโวลเตจทางเข้ากับโวลเตจทางออก และมุมจะเลื่อน (shift) ไปตามการเปลี่ยนแปลงทางขนาดของสัญญาณที่จะเข้าไปผสม สัญญาณทางออกจึงมีลักษณะเป็นคลื่นที่ถูกผสมทางเฟส (PHASE MODULATED WAVE) รูปที่ 4.1 แสดงวงจรเลื่อนเฟส แบบมูลฐาน ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ C และตัวต้านทาน R แบบปรับค่าได้ต่ออนุกรมกับแหล่งกำเนิดคลื่นพาหะ โวลเตจทางออกตกคร่อมตัวต้านทาน (หรือจะเอาออกจากโวลเตจตกคร่อมตัวเก็บประจุก็ได้ นอกจากนี้วงจรอาจจะใช้ขดลวด L แทนตัวเก็บประจุก็ได้เช่นกัน)



รูปที่ 4-1 วงจรเลื่อนเฟสแบบมูลฐาน



รูปที่ 4-2 ความสัมพันธ์ทางเฟสระหว่างโวลเตจทางเข้ากับทางออก (E_{in} กับ E_{out})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์ทางเฟสระหว่าง โวลต์จในรูปที่ 4.2 ขึ้นอยู่กับค่ารีแอกแตนซ์ (X_C) และความต้านทาน (R) โดยที่โวลต์จทางออก (E_{out}) จะนำหน้า (Lead) โวลต์จทางเข้า (E_{in}) อยู่เท่ากับมุม ϕ โดย

$$\tan \phi = X_C/R$$

สมมติว่าปรับ R ไว้ที่ค่าปานกลาง ดังนั้น $\tan \phi = 1$ หรือ $\phi = 45^\circ$ และ E_{out} นำหน้า E_{in} อยู่ 45° รูปที่ 4.2 แสดงโวลต์จเวกเตอร์โดยอะแกรม และ เปรียบเทียบรูปคลื่นของโวลต์จทางเข้ากับโวลต์จทางออก เมื่อ R (หรือ C) มีค่าลดลง รูปที่ 4.2 (ข) มุม ϕ จะเพิ่มขึ้นทันที และเฟสของ E_{out} ก็จะเลื่อนไปอย่างกะทันหัน เพื่อให้หน้า E_{in} ด้วยมุมที่ใหญ่กว่า ในที่นี้จาก 45° เลื่อนไปเป็น 60° ในทางกลับกัน ถ้า R (หรือ C) สูงขึ้น มุม ϕ ก็จะลดลงและเฟสของ E_{out} ก็จะเลื่อนอีกครั้งเพื่อให้ นำหน้า E_{in} เป็นมุมเล็กลงกว่าเดิม ในที่นี้จาก 60° เป็น 30° ดังรูป 4.2 (ค)

4.1.1 การเลื่อนเฟสด้วยสัญญาณรูปไซน์

เมื่อตัวต้านทานในรูปที่ 4.1 ถูกแทนด้วย คาร์บอนไมโครโฟน การผสมทางเฟส หรือเฟสของคลื่นพาร์จะเลื่อนไปโดยความถี่เสียง นั่นคือ เมื่อคลื่นเสียงไปตกกระทบไมโครโฟน ค่าความต้านทานของไมโครโฟนจะลดลงและเพิ่มขึ้นด้วยแรงกดอัดของคลื่นเสียง การเปลี่ยนแปลงความต้านทานของไมโครโฟนนี้ เป็นสาเหตุให้โวลต์จทางออก มีเฟสเลื่อนไปมาเมื่อเทียบกับโวลต์จทางเข้าโดยจะสูง และต่ำกว่าปกติ ตามการเปลี่ยนแปลงทางขนาดของสัญญาณเสียง

เมื่อลองใช้ทรานซิสเตอร์แทนตัวต้านทานในรูปที่ 4.1 ดูบ้าง ดังในรูปที่ 4.3 เฟสของคลื่นพาร์ที่ทางออกสามารถเลื่อนไปมา ด้วยการป้อนสัญญาณเสียงเข้าที่เบสของทรานซิสเตอร์ ทำให้กระแสคอลเลคเตอร์เปลี่ยนแปลง จึงเสมือนกับว่า ความต้านทาน

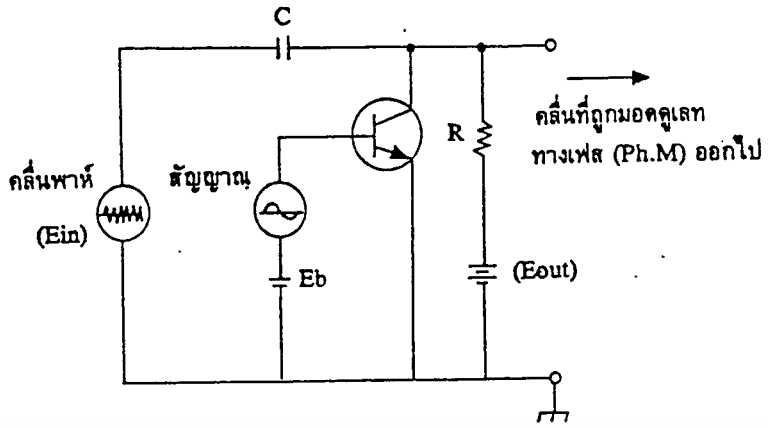
ของคอลเลคเตอร์เปลี่ยนแปลง ความแตกต่างทางเฟสระหว่าง E_{in} กับ E_{out} ก็จะเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณเสียงนี้ด้วย นั่นคือ คลื่นพาห์จะถูกผสมทางเฟสด้วยการเปลี่ยนแปลงทางขนาดของสัญญาณเสียง

โวลเตจทางออกนี้จะมีเฟสเลื่อนไปตามลำดับขั้นในช่วงแต่ละไซเคิลของสัญญาณของค่าของเฟสที่เลื่อนไป ณ ขณะใดขณะหนึ่ง จะเป็นปฏิภาคกับขนาด ขณะนั้นของสัญญาณบนรูปไซน์ ดังในรูปที่ 4.3 สมมติว่า E_{out} นำหน้า E_{in} อยู่ 45° ขณะที่สัญญาณเริ่มเข้ามา แล้วกลายเป็น 60° และ 30° ในช่วงยอดของทางบวกและลบ ตามลำดับ ดังนั้น ในระหว่างการผสมสัญญาณนี้ คลื่นซึ่งถูกผสมแล้วเทียบกับตอนยังไม่มีการผสม จะมีเฟสเลื่อนไปตามลำดับ จาก 45° เป็น $45^\circ + 15^\circ$

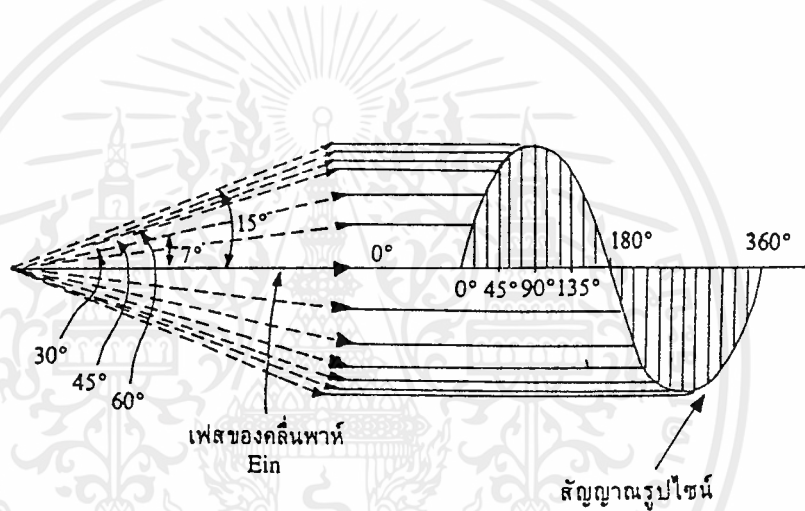
ขณะสัญญาณรูปไซน์เปลี่ยนจาก 0° ไป 30° นั้น ขนาดของมันจะเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุด ($\sin 30^\circ = 0.5$) จึงทำให้คลื่นพาห์ตรงทางออก มีเฟสเลื่อนไปเป็นครึ่งหนึ่งของเฟสซึ่งเลื่อนไปมากที่สุด (15°) คือเป็น $+ 7.5^\circ$

ทำนองเดียวกัน เมื่อสัญญาณเพิ่มขึ้นเป็น 60° ขนาดของมันจะเป็น 0.87 เท่าของค่าสูงสุด คลื่นพาห์จะมีเฟสเลื่อนเพิ่มขึ้นเป็น $+ 13^\circ$ ในรูปที่ 4.4 (ก) นี้แสดงถึงเฟสที่เลื่อนไปในช่วงทุก ๆ 15° ของสัญญาณที่เข้าไปผสม

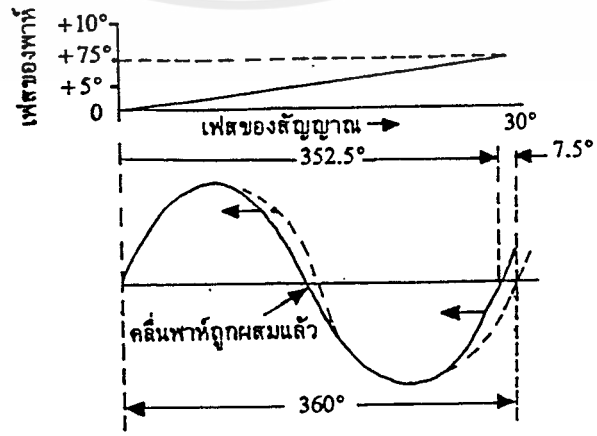
ในรูปที่ 4.4 (ก) และ (ข) แสดงถึงผลของการเลื่อนเฟสในคลื่นพาห์ โดยสมมติว่าคลื่นพาห์ตรงทางเข้าเกิดขึ้นหนึ่งไซเคิล ($0-360^\circ$) ในช่วงทุก ๆ 30° ของสัญญาณที่เข้ามาผสมซึ่งคิดเป็นอัตราส่วนได้ 12 : 1 แต่ในทางปฏิบัติอัตราส่วนจะสูงกว่านี้มาก โดยความถี่ของคลื่นพาห์จริง ๆ นั้นจะสูงกว่านี้หลายพันเท่า ดังนั้น เฟสที่เคลื่อนไป ในไซเคิลใด ๆ ของคลื่นพาห์อาจจะเป็นส่วนย่อยขององศา คือไม่ถึงหนึ่งองศาก็ได้ แต่ผลที่ออกมาจะคล้ายคลึงกัน



รูปที่ 4-3 เฟสล็อกคูลเลอร์แบบมูลฐาน



รูปที่ 4-4 (ก) การเปลี่ยนแปลงเฟสของคลื่นพาร์ในชั่วหนึ่งไซเคิลของสัญญาณ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 4-4 (ข) เฟสของคลื่นพาร์ในชั่วแรกถูกเดือนทีละน้อย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

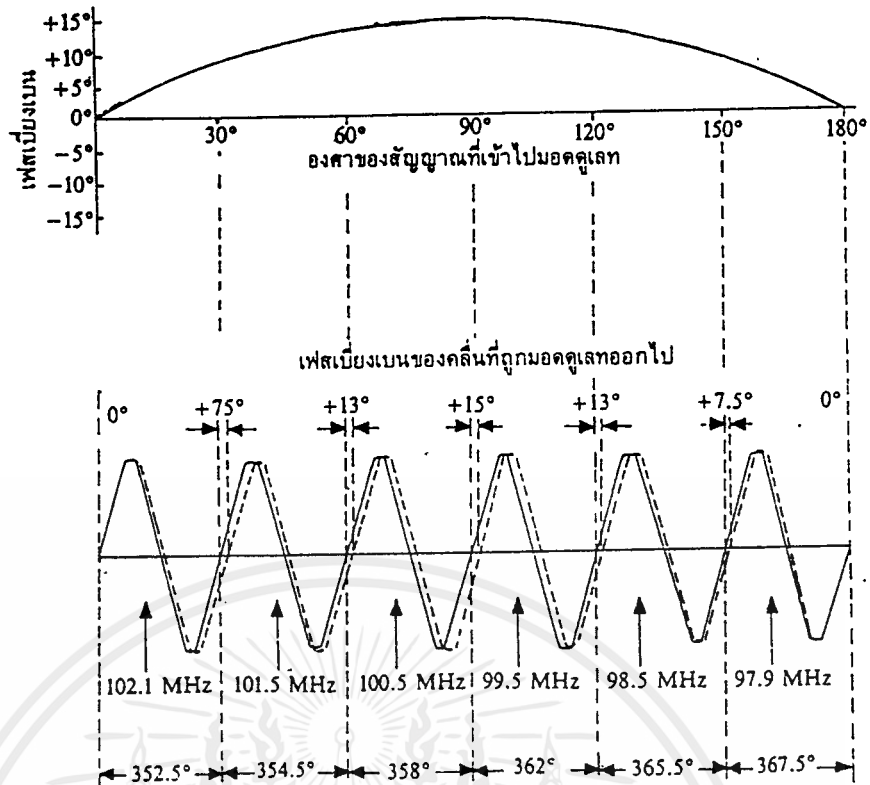
ในรูปที่ 4.4 (ข) แสดงถึงเฟสของคลื่นพาท์ในไซเคิลแรกเลื่อนไปเมื่อขนาดของสัญญาณค่อย ๆ เพิ่มขึ้นในช่วง 0° ถึง 30° จะเห็นว่า เฟสของคลื่นพาท์ตรงทางออกจะค่อย ๆ เลื่อนไปที่ละน้อยและตรงจุดสุดท้ายของไซเคิลแรกนี้จะเลื่อนนำไป 7.5° ซึ่งหมายความว่ารูปคลื่นตรงทางออกนี้ถูกบีบให้แคบลงโดยการเลื่อนเฟส

คลื่นที่ออกมาในหนึ่งไซเคิลนี้จะกินเวลา (352.5°) น้อยกว่าหนึ่งไซเคิลของคลื่นพาท์ที่ยังไม่ถูกผสม ฉะนั้นเฟสที่เลื่อนเพิ่มขึ้นเสมือนกับว่าความถี่ของคลื่นพาท์ตรงทางออกถูกทำให้สูงขึ้น

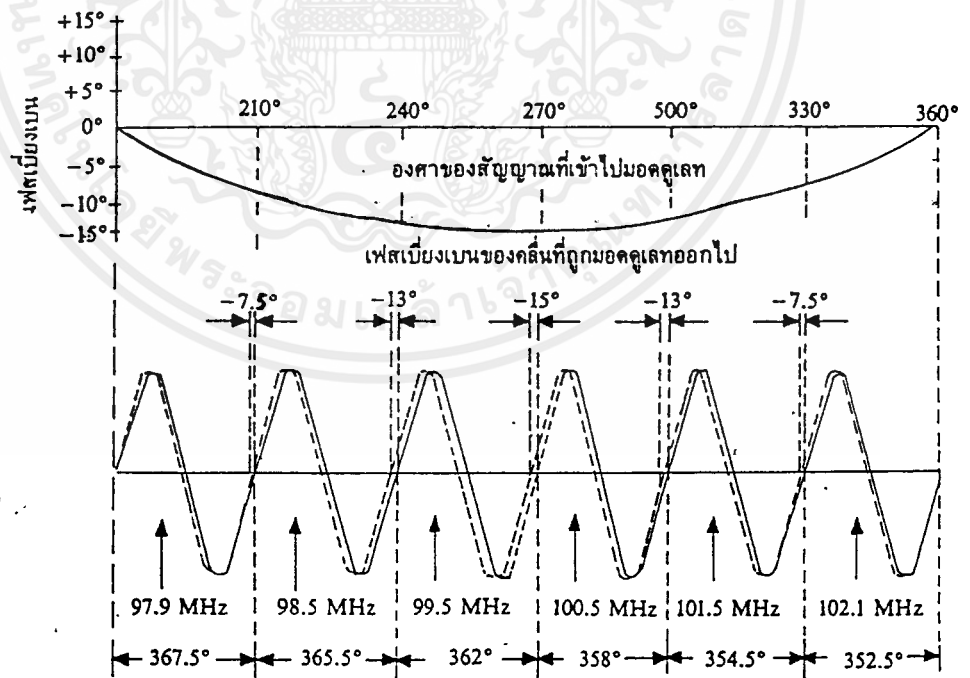
ในรูปที่ 4.5 (ก) และ (ข) เป็นการวิเคราะห์รูปคลื่นในช่วงสัญญาณอยู่ในช่วงครึ่งไซเคิลบวก และลบตามลำดับ ที่จุดสิ้นสุดไซเคิลที่สองของคลื่นพาท์สัญญาณที่เข้าไปผสมผ่านมาถึงช่วง 60° และจะทำให้คลื่นพาท์มีเฟสเลื่อนไป 13° ซึ่งหมายความว่าถูกบีบให้แคบลง 5.5° (จาก 9.5° ถึง 13°) ค่าแอมพลิจูดเป็นความถี่ออกมาได้เป็น 101.5 MHz ฉะนั้นตรงทางออกความถี่ของคลื่นพาท์เพิ่มขึ้น แต่อย่างน้อยกว่าช่วงไซเคิลแรก (102.1 MHz)

ที่จุดสิ้นสุดไซเคิลที่สาม เฟสของคลื่นพาท์เลื่อนเป็น 15° ในไซเคิลนี้จึงถูกบีบลง 2° (จาก 13° ถึง 15°) ความถี่จึงกลายเป็น 100.5 MHz

ในช่วง 90-180 ของสัญญาณ จะทำให้เฟสของคลื่นพาท์เลื่อนกลับจาก 15° มาถึง 0° ซึ่งมีผลทำให้ช่วงไซเคิลของคลื่นพาท์ ขยายตัวออกอันหมายถึงว่าความถี่ลดลง เพราะฉะนั้น ในช่วงครึ่งไซเคิลบวกของสัญญาณไซเคิลของคลื่นพาท์จะถูกทำให้ขยายตัวออก (จาก 352.5° ถึง 567.5° รูปที่ 4.5 (ก)) ความถี่จึงลดลง (จาก 102.1 MHz เป็น 97.9 MHz)



(ก) ช่วงครึ่งไซเกิลบวกของสัญญาณ



(ข) ช่วงครึ่งไซเกิลลบของสัญญาณ

รูปที่ 4-5 ผลของการเฟสมอดดูเลชันที่มีต่อไซเกิลของคลื่นพาห้ในช่วงสัญญาณที่เข้าไปผสมหนึ่งไซเกิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางกลับกัน ในช่วงครึ่งไซเคิลลบของสัญญาณ ไซเคิลของคลื่นพาห์จะถูกบีบให้ เล็กลง (จาก 267.5° ถึง 352.5°) รูปที่ 4.5 (ข) ฉะนั้น ความถี่ของคลื่นพาห์จะสูงขึ้น (จาก 97.9 MHz ถึง 102.1 MHz)

ในรูปที่ 4.6 แสดงถึงผลทั้งหมดที่เกิดขึ้น เป็นการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ใน คลื่นพาห์ เมื่อทำการมอดดูเลชันทางเฟส

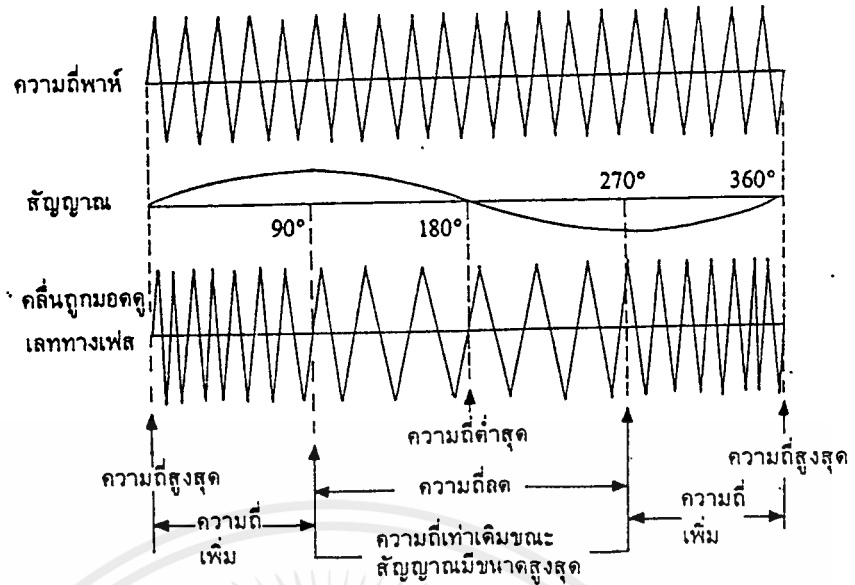
4.1.2 ความสัมพันธ์ระหว่างถี่และ เฟสของคลื่นพาห์กับขนาดและความถี่ของสัญญาณ

อัตราการเปลี่ยนแปลง CRATE OF CHANGE) ขนาดของสัญญาณที่เข้าไปผสม ณ ขณะใด ๆ สามารถกำหนดได้ด้วย ความชัน (SLOPE) ของขนาดของสัญญาณนั้น ดังแสดง ในรูปที่ 4.7 จะเห็นว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของขนาดสัญญาณที่มากที่สุดไม่ได้อยู่ที่จุดสูงสุดของขนาด แต่จะ ไม่อยู่ที่ขนาดเป็นศูนย์และที่ขนาดสูงสุดจะมีอัตราการเปลี่ยนแปลงของ ขนาดเป็นศูนย์

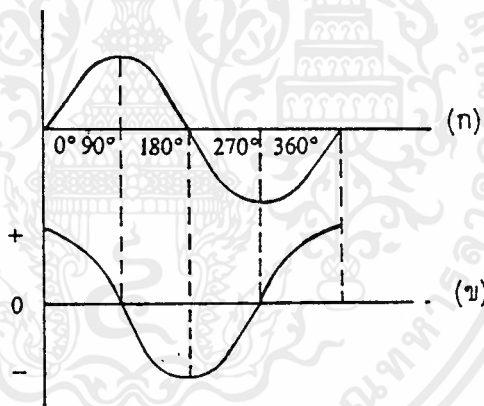
เนื่องจากขนาดสูงสุดของสัญญาณทำให้เฟส เลื่อนไปมากที่สุด และเมื่อขนาดเป็น ศูนย์เฟสจะไม่มีการเปลี่ยนแปลง จึงกล่าวได้ว่ามุมทางเฟส (θ ดูรูปที่ 4.8 ประกอบ) เป็นปฏิภาคหรือสัดส่วนโดยตรงกับขนาดของสัญญาณและจากสมการ

$$W = d\theta / dt = 2\pi f$$

จากสมการนี้กล่าวได้ว่า ความถี่ขึ้นอยู่กัอัตราการเปลี่ยนแปลงของเฟสให้สังเกตว่า เมื่อขนาดของสัญญาณสูงสุดทำให้เฟส เบี่ยงเบนมากที่สุดก็ตาม แต่อัตราการเปลี่ยนแปลง

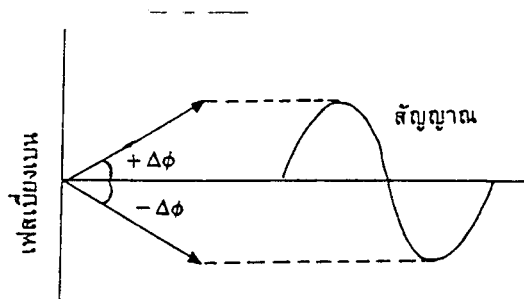


รูปที่ 4-6 การเปลี่ยนแปลงของความถี่ในคลื่นที่ถูกผสมทางเฟส



(ก) ขนาดของสัญญาณ (ข) อัตราการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณ

รูปที่ 4-7 การเปรียบเทียบขนาดกับอัตราการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ไปยังบุคคลภายนอกโดยไม่ได้รับอนุญาต
 รูปที่ 4-8 ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสเบี่ยงเบนกับขนาดของสัญญาณ
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

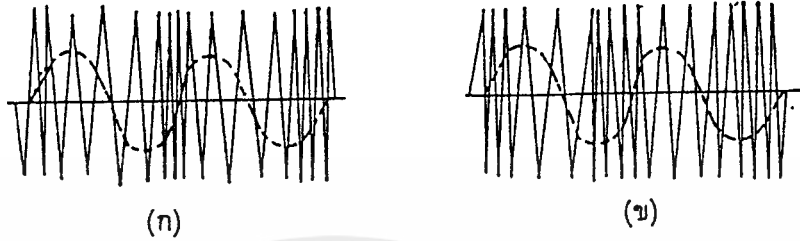
แปลงของเฟสเป็นศูนย์ ความถี่จึงไม่เปลี่ยนแปลง อัตราการเปลี่ยนแปลงของเฟสสูงสุดเท่านั้น ความถี่จึงเปลี่ยนแปลงมากที่สุด คือที่ขนาดของสัญญาณเป็นศูนย์

สรุป

ความถี่ของคลื่นพาห้จะเปลี่ยนแปลงมากที่สุดเมื่อเฟสเบี่ยงเบน (PHASE DEVIATION) เป็นศูนย์ หรืออัตราการเบี่ยงเบนสูงสุด ซึ่งเป็นเวลาเดียวกันกับขนาดของสัญญาณ เป็นศูนย์หรืออัตราการเปลี่ยนแปลงขนาดสูงสุด ทำนองเดียวกัน ความถี่ของคลื่นพาห้จะคงที่ ถ้าเฟสเบี่ยงเบนของมันสูงสุด หรืออัตราการเบี่ยงเบนของเฟสเป็นศูนย์ ขณะเดียวกันขนาดของสัญญาณสูงสุดหรืออัตราการเปลี่ยนแปลงขนาดเป็นศูนย์ ในรูปที่ 4.9 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของคลื่นพาห้กับขนาดต่าง ๆ กันของสัญญาณ

ต่อไปลองมาดูผลของความถี่ของสัญญาณที่มีต่อความถี่และ เฟสของคลื่นพาห้ดูบ้าง ถ้าให้ความถี่ของสัญญาณสูงขึ้นจำนวนครั้งของการเบี่ยงเบนของเฟสในเวลาที่กำหนด ก็ย่อมเพิ่มขึ้นนั่นคือ ความถี่ของสัญญาณจะเป็นตัวกำหนดอัตราการเบี่ยงเบนของเฟสในคลื่นพาห้ ฉะนั้น ความถี่ของสัญญาณยิ่งสูงอัตราการเบี่ยงเบนของเฟสสูงขึ้น จึงทำให้ความถี่ของคลื่นพาห้สูงตามไปด้วย ในรูปที่ 4.10 แสดงถึงผลของความถี่ของสัญญาณต่างๆ กัน (แต่ขนาดคงที่) ที่มีต่อคลื่นพาห้ ให้สังเกตว่า เมื่อความถี่ของสัญญาณสูงขึ้น การเปลี่ยนแปลงทางความถี่ของคลื่นพาห้ ก็เร็วขึ้นด้วย

จากที่ได้กล่าวมาแล้วนี้จะเห็นได้ว่าการผสมทางเฟสนั้น นอกจากขนาดของสัญญาณจะไปทำให้ความถี่ของคลื่นพาห้เปลี่ยนแปลงแล้ว ความถี่ของสัญญาณยังมีผลไปทำให้ความถี่ของคลื่นพาห้เปลี่ยนแปลงอีกด้วย (กล่าวได้อีกอย่างหนึ่งคือ ความถี่ของสัญญาณยิ่งสูง อัตราการเปลี่ยนแปลงทางขนาดก็สูงด้วย) จำนวนความถี่ของคลื่นพาห้ที่เปลี่ยนแปลง



รูปที่ 4-10 รูปคลื่น Ph.M เมื่อสัญญาณมีความถี่ต่างกันแต่ขนาดยังคงที่



รูปที่ 4-9 ความถี่ของคลื่นพหุกับขนาดต่างๆ ของสัญญาณในคลื่น Ph.M.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไปจากเดิม (ซึ่งเทียบได้กับความถี่เบี่ยงเบน) นี้สามารถหาได้จากสมการของคลื่น F.M.

$$e = E_c \sin (Wct + M_f \sin Wmt) \quad \dots\dots\dots (1)$$

เมื่อเป็นคลื่น Ph. M จะเป็น

$$e = E_c \sin (Wct + M_p \sin Wmt) \quad \dots\dots\dots (2)$$

เมื่อ M_p = ดัชนีการมอดดูเลชันใน Ph. M

หรือ = เฟสเบี่ยงเบน

$$= 0$$

และเนื่องจาก $\theta(t) = Wct + M_p \sin Wmt$

ค่าชั่วขณะใดของความถี่เชิงมุม

$$\begin{aligned} W &= d(Wct + M_p \sin Wmt) / dt \\ &= Wc + Wm M_p \cos Wmt \quad \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

$$\text{หรือ } f = f_c + f_m M_p \cos 2 f_m t$$

$$\text{หรือ } = f_c + 0 f_m \cos 2 f_m t \quad \dots\dots\dots (4)$$

ดังนั้น

$$\text{ความถี่ของคลื่นพาห์ที่เปลี่ยนแปลงจากเดิม} = 0 f_m \cos 2 f_m t \quad \dots\dots\dots (5)$$

เมื่อ $0 =$ เฟสเบี่ยงเบน มีหน่วยเป็นเรเดียน ($360^\circ = 2 \text{ เรเดียน}$)

$f_m =$ ความถี่ของสัญญาณ

$\cos 2 f_m t =$ การเปลี่ยนแปลงทางขนาด ณ เวลาใด ๆ ของสัญญาณ

ขณะที่ขนาดของสัญญาณขึ้นสูงสุดทางบวกหรือลบ $2 f_m t$ จะเป็น 90° หรือ 270° ใดๆอย่างหนึ่ง ค่า cosine จะเป็นศูนย์ ความถี่ของคลื่นพาห์จะไม่เปลี่ยนแปลง แต่ขนาดของสัญญาณจะผ่านศูนย์ไปทางบวกหรือลบได้ $2 f_m t$ จะเป็น 0° หรือ 180° ค่าของ cosine จะป็น $+1$ หรือ -1 ตามลำดับความถี่ของคลื่นพาห์จะเปลี่ยนไปจากเดิม

มีค่าเป็น $+ O * f_m$

เมื่อเทียบสมการ (4) ของ Ph.M กับสมการของระบบ F.M.

$$f = f_c + O f_m \cos 2 f_m t \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$f = f_c + f_d \cos 2 f_m t$$

จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$f_d = O * f_m \quad \dots\dots\dots (6)$$

จึงกล่าวได้ว่า ความถี่ของคลื่นพาที่เปลี่ยนไปจากเดิมในระบบ Ph.M (เสมือนกับความถี่เบี่ยงเบนในระบบ F.M. ดังนั้น ในระบบมอดูเลชันนี้ ความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปมา เรียกว่า ความถี่เบี่ยงเบนเสมือน

สรุป ความถี่เบี่ยงเบนเสมือน ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของเฟสและเป็นสัดส่วนกับ

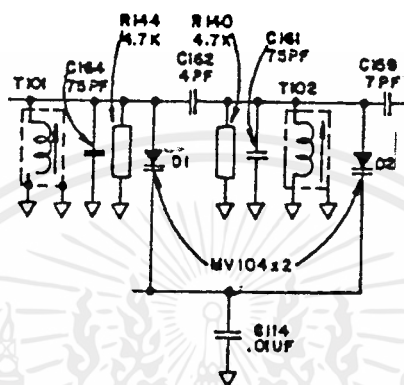
- เฟสเบี่ยงเบน (O) ซึ่งก็เป็นสัดส่วนกับขนาดสูงสุดของสัญญาณ
- ความถี่ของสัญญาณ (f_m)

อธิบายการทำงาน

ภาค MOD. สัญญาณ (PHASE MODULATOR)

แสดงดังรูปที่ 4.11

สัญญาณเสียงจากไมโครโฟนจะถูกนำเข้าไป MOD. กับความถี่ CARRIER ณ.



รูปที่ 4.11 PHASE MODULATOR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคนี้ เพื่อส่งออกอากาศไปยังเครื่องรับ ภาคนี้ประกอบด้วย T101, T102, D101, D102 จะถูก BIAS ไว้ที่ REVERSE VOLTAGE ประมาณ 4 โวลต์ ดี-ซี จะแสดงค่าประมาณ 33 PF ที่ 4 โวลต์ T101, T102 กับ D101, D102 จะถูกปรับ-จูนให้ RESONANT ที่ความถี่ FUNDAMENTAL ที่ผ่านมาจาก T101, T102 จะเป็นแบบ CAPACITIVE COUPLING C162 เพื่อให้ได้ BANDWIDTH ค่อนข้างกว้าง และมี LINEARLITY สูง สัญญาณจะผ่าน C159 ไปยัง BUFFER AMPLIFIER (Q103 MPS 9426) ต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

FREQUENCY MULTIPLIER

โดยปกติ FREQUENCY MULTIPLIER ส่วนใหญ่จะใช้ในย่าน VHF และ UHF ในทางปฏิบัติจะทำการ MULTIPLY จากความถี่ที่ได้จากภาค BUFFER หรือภาค OSCILLATOR ได้โดยตรงซึ่งเป็นการทำความถี่ให้สูงขึ้นจากเดิม โดยจะใช้ NONLINEAR DEVICE มาสร้าง HARMONIC ของ SINE WAVE และจากนั้นจะให้ RESONANT CIRCUIT ทำการ TUNED HARMONIC ที่ต้องการอีกครั้งซึ่งเป็นการเลือกการคูณของสัญญาณเดิม FREQUENCY MULTIPLIER มีหลายแบบด้วยกัน ซึ่งในบางแบบนั้นจะให้ประสิทธิภาพในการคูณความถี่สูงกว่าแบบอื่น ๆ เช่น วงจร TRANSISTOR FREQUENCY MULTIPLIER ที่มี PARALLEL TUNED CIRCUIT เป็นต้น

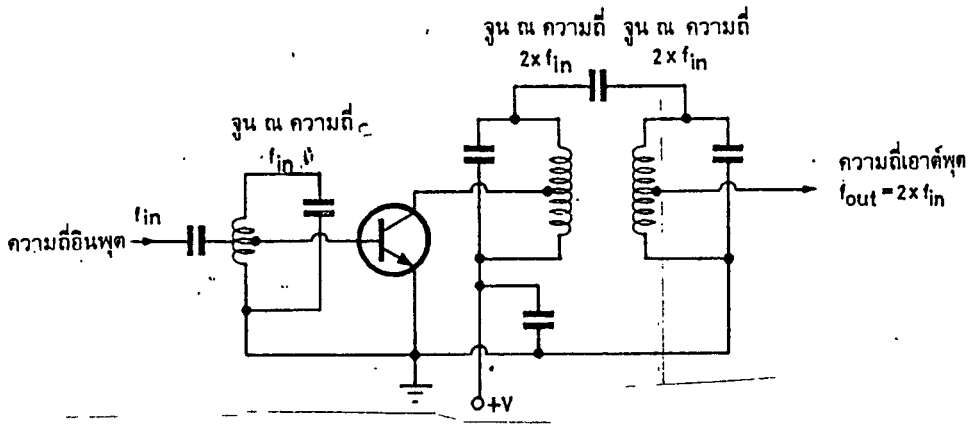
ใน CLASS C TRANSISTOR AMPLIFIER สามารถใช้เป็น FREQUENCY MULTIPLIER ได้โดยที่มี EFFICIENCY และ GAIN สูงและเป็น TRANSMIT LINE UP ได้ด้วย อีกทั้งยังเป็น HIGH DISTORTION AMPLIFIER ด้วย ซึ่งความถี่ที่คูณได้จะขึ้นอยู่กับค่า L และ C ตามสมการ

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

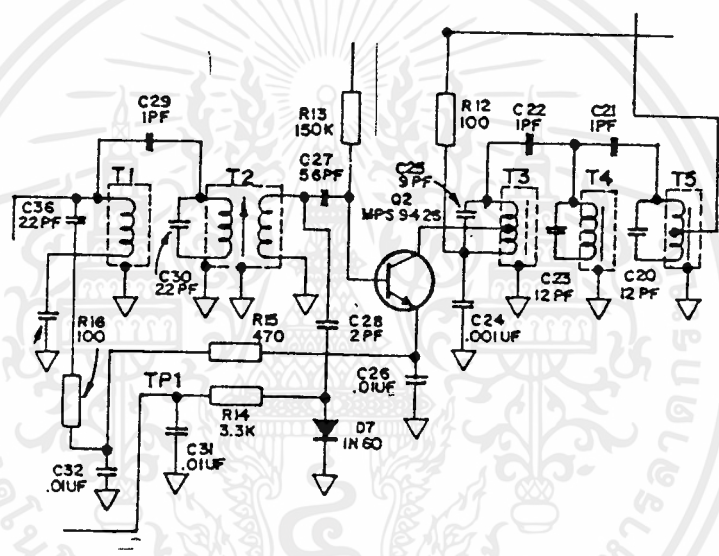
จากวงจรแสดงในรูปที่ 5.1

ซึ่งประกอบด้วยวงจร TANK และ TRANSISTOR ทำงานในการให้ BIAS ที่ CLASS C

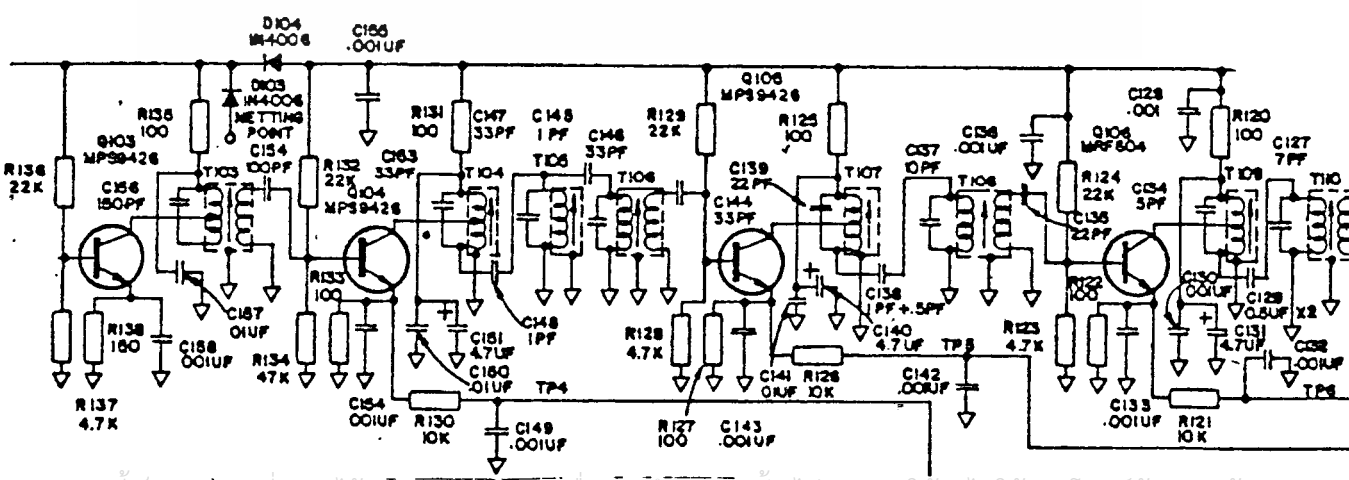
จากวงจร FREQUENCY MULTIPLIER ในภาครับ ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.1 TANK CIRCUIT AND TRANSISTOR ทำงานในการให้ BIAS ที่ CLASS C



รูปที่ 5.2 FREQUENCY MULTIPLIER ในภาครับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.3 FREQUENCY MULTIPLIER ในภาคส่ง

ซึ่งประกอบด้วย T1, C36, T2 - C30, C27 จะเป็นตัว X3 MULTIPLIER ของความถี่เบื้องต้น พร้อมกับถูกขยายโดย Q₁ แล้วผ่านไปยัง BASE ของ Q2, T3-C25, T4-C23, T5-C20 เป็น x 3 MULTIPLIER อีกครั้งหนึ่ง ความถี่ที่ถูกคูณ 9 แล้วทั้งหมด จะ COUPLING ผ่าน C47 โดยเข้าที่ SOURCE Q4, R27 เพื่อทำการ MIX. กับ FIN จะทำให้ 10.7 MHz IF

ส่วนวงจร FREQUENCY MULTIPLIER ในภาคส่ง ดังรูปที่ 5.3

ซึ่งแบ่งวงจร FREQUENCY MULTIPLIER ออกเป็น 3 ส่วนประกอบด้วย

MULTIPLIER X 2 ภาคแรก

Q104, T104, T105, T106 จะถูกจูนให้ RESONANT ที่ HARMONIC ที่ 2 ของความถี่พื้นฐานที่ส่งมาจากภาค BUFFER AMPLIFIER ดังนั้น ความถี่ที่ภาคนี้ส่งต่อไปยังภาคอื่นนั้นจะมีค่าเท่ากับ

$$(FUNDAMENTAL FREQUENCY \times 2)$$

MULTIPLIER X 3 ภาคที่สอง

ภาคนี้ Q105, T107, T108 จะทำงานเป็น AMPLIFIER รับสัญญาณความถี่จากภาคหน้า ซึ่งมีความแรงประมาณ 1 โวลต์ (PEAK TO PEAK) T107, T108 เป็น DOUBLE-TUNE RESONANT CIRCUIT จะถูกจูนให้ทำงานที่ความถี่เท่ากับ (FUNDAMENTAL FREQUENCY \times 2) \times 3 จากนั้น จะส่งสัญญาณต่อไปยังภาคคูณความถี่สุดท้าย

MULTIPLIER x 2 ภาคสุดท้าย

Q106 จะทำหน้าที่เป็นภาคคูณความถี่สุดท้าย และยังเป็นภาคให้กำลังขับภาคแรก ด้วย T109, T110 จะถูกปรับ-จูน ให้ทำงานที่ความถี่เท่ากับ (FUNDAMENTAL x 2 x 3) x 2 และ COUPLING ผ่าน C177 ไปยังภาค PRE DRIVER (Q107 2N 4427) ต่อไป

สรุป

ภาคส่งประกอบด้วยภาคคูณความถี่ (MULTIPLIER) ถึง 12 เท่า ทั้งนี้จะได้ความถี่พื้นฐานของตัว CHANNEL CRYSTAL (FUNDAMENTAL FREQUENCY) เท่า ผลที่ได้ตามมาก็คือ ความแน่นอนทางความถี่ของตัว CRYSTAL ดีขึ้น

FREQUENCY STABILITY

ความถี่ที่ส่งออกเส้าอากาศ = ความถี่พื้นฐานของ CRYSTAL x 12

- การเลือกความถี่ส่งของแต่ละช่องทำงาน สามารถเลือกได้โดย CHANNEL SELECTOR
- การปรับความถี่ของแต่ละช่องส่ง ทำได้โดยปรับจูน C101 - C207 ของแต่ละ CHANNEL

บทที่ 6

ภาค PRE DRIVER และ POWER AMPLIFIER

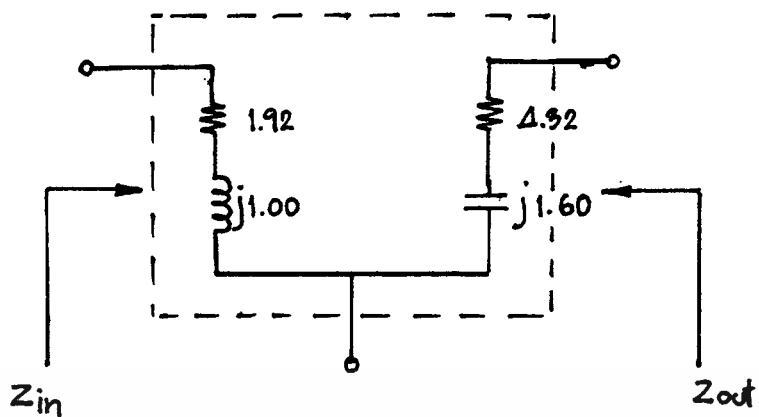
ทรานซิสเตอร์ขยายกำลังความถี่สูง

คุณสมบัติที่สำคัญของทรานซิสเตอร์ขยายกำลังความถี่สูงที่ทางโรงงานผลิตทรานซิสเตอร์ต้องให้มาคือ ความเร็วในการขยายและความต้านทานขาออกเมื่อขยายสัญญาณแรง ๆ คุณสมบัติข้อนี้จะทำให้สามารถออกแบบวงจรที่จะนำมาต่อกับวงจรขยายกำลังได้เหมาะสมและมีขีดจำกัด ซึ่งจะมีผลให้มีการผิดเพี้ยนของสัญญาณน้อย และได้กำลังขยายสมบูรณ์ขึ้น ถึงแม้ว่าจะไม่มีสเปคจากโรงงาน เราก็สามารถวัดค่าได้ตามวิธีการวัดความต้านทานขาเข้าและความต้านทานขาออก ดังจะได้กล่าวต่อไป

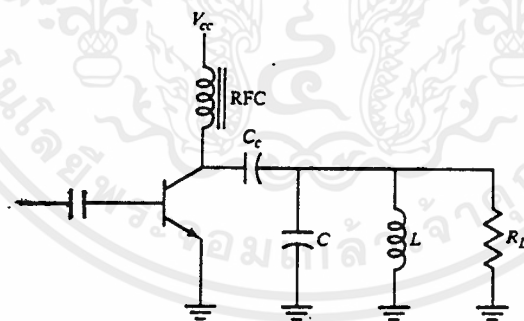
การอ่านค่าต่าง ๆ ของทรานซิสเตอร์ขยายกำลังความถี่สูงจากคู่มือทรานซิสเตอร์

ปกคู่มือทรานซิสเตอร์ขยายกำลังความถี่สูงนี้จะให้ข้อมูล สำหรับการขยายสัญญาณระดับแรง ๆ และข้อมูลทางด้านกำลังและความถี่มาให้ค่อนข้างละเอียด ถ้าเป็นทรานซิสเตอร์ของอเมริกาหรือยุโรป ส่วนของญี่ปุ่นนั้นข้อมูลจะให้มาน้อย ส่วนใหญ่ให้คุณสมบัติเฉลี่ยของเบอร์นั้น ๆ ยกตัวอย่างคู่มือทรานซิสเตอร์เบอร์ MRF 221 ในภาคผนวก ผลิตโดยบริษัทโมโตโรล่าแห่งอเมริกา จากคู่มือจะบอกถึงความถี่ที่ทรานซิสเตอร์ตัวนี้ทำได้ ในคู่มือบอกไว้ที่ 130-180 MHz เหมาะกับการใช้งานในย่าน VHF ให้ OUTPUT ได้ถึง 15 วัตต์ ทั้งนี้เพราะ 15 วัตต์ ในคู่มือนี้ต้องควบคุมอุณหภูมิไม่ให้เกิน 25 C ซึ่งทำได้ยากในการปฏิบัติ ส่วนรูปที่ 5 ของ MRF 221 ในภาคผนวก หน้า 3 ของคู่มือจะบอกคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ตัวนี้ โดยการพล็อตลงบนสมิทชาร์ท ซึ่งเป็นแบบ INPUT และ OUTPUT แบบอนุกรมโดยการทำงานอยู่ในช่วง 130-180 MHz จากข้อมูลนี้ผู้ออกแบบสามารถอ่านค่าอิมพีแดนซ์ ทั้งค่าจริงและค่าเสมือนออกมาได้ เช่นตัวอย่างจากคู่มือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.1 วงจรเทียบเท่าของ TRANSISTOR



รูปที่ 6.2 วงจรขยายคลาส C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{in} = 1.92 + j1.00 \text{ ohms}$$

$$Z_{out} = 4.32 - j1.60 \text{ ohms}$$

ถ้าเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าก็จะได้ตามมมรูปที่ 6.1

ในรูปหน้า 3 ของคู่มือรูปที่ 2 ในภาคผนวกจะทำให้ผู้ออกแบบได้ทราบถึงกำลังที่ต้องป้อนให้กับ INPUT ของทรานซิสเตอร์ตัวนี้เมื่อต้องการกำลัง OUTPUT ค่าต่าง ๆ กัน รูปที่ 3 จะเป็น OUTPUT POWER เทียบกับความถี่และกำลัง INPUT ที่โหนดเข้า รูปที่ 4 จะทำให้ผู้ออกแบบสามารถกำหนด POWER SUPPLY ว่าควรจะใช้เท่าใด จึงจะได้ OUTPUT POWER ตามต้องการ

วงจรขยายคลาส C

วงจรขยายคลาส C นั้นจะกำหนดจุดไบอัสให้อยู่ต่ำกว่าจุด CUT OFF หรือให้ทำงานน้อยกว่า 180 องศาในตัวเอง ดังนั้นเมื่อไม่มีสัญญาณ INPUT จะไม่มีกระแสไหลและจะทำได้ก็ในกรณีใช้กับความถี่สูง ๆ เท่านั้น โดยมีประสิทธิภาพประมาณ 85 % ส่วนความเพี้ยนมีมากกว่าวงจรขยายคลาส A และคลาส B ความถี่เนียร์ของอัตราขยายไม่ดีเมื่อเทียบกับวงจรขยายคลาส A และ คลาส B วงจรพื้นฐานของวงจรขยายคลาส C ดูได้จากรูปที่ 6.2 จากรูปที่ 6.2 จะเห็นการไบอัสในคลาส C นั้นจะไม่มีกระแสเบสขณะที่ไม่มีสัญญาณเข้ามาทาง INPUT ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะมี CUT OFF อยู่จนมีสัญญาณเข้าเครื่องใช้เกิดทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะทำงาน RFC ก็จะได้รับกระแสส่วนหนึ่งเอาไว้เมื่อถึงครึ่งไซเคิลกลับ RFC ก็คายกระแสจ่ายให้ Q1 ทำให้ Q1 ยังไม่ CUT OFF จนกระทั่งครึ่งไซเคิลกลับปรากฏอีกครั้ง

การหาค่าโหลดที่เหมาะสมที่สุด

การหาค่าโหลดสำหรับวงจรขยายกำลังความถี่สูงนี้จำเป็นต้องศึกษาให้ละเอียด เพราะถ้าโหลดมีค่าน้อยไป (R_L น้อย) ก็จะทำให้วงจรทรานซิสเตอร์ทำงานหนักอาจจะเสียได้ หรือถ้าโหลดมีค่ามาก (R_L มาก) ก็จะทำให้วงจรทำงานได้ไม่เต็มที่สิ้นเปลืองโดยใช่เหตุ ดังนั้นถ้าเราอาศัยคู่มือทรานซิสเตอร์ประกอบและคำนวณง่าย ๆ ตามสมการก็จะทราบค่า R_L ได้

$$R_L = (V_{CC} - V_{CE})^2 / 2P$$

เมื่อ

$$R_L = \text{อิมพีแดนซ์ของโหลด}$$

$$V_{CC} = \text{แรงดันแหล่งจ่ายไฟ (VOLTS)}$$

$$V_{CE} = \text{แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะทำงานเต็มที่}$$

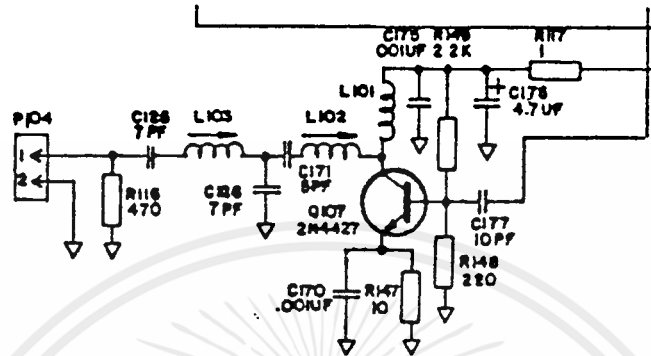
$$P = \text{ค่า OUTPUT POWER ที่ต้องการ}$$

รายละเอียดเกี่ยวกับวงจร PRE DRIVER และ PA

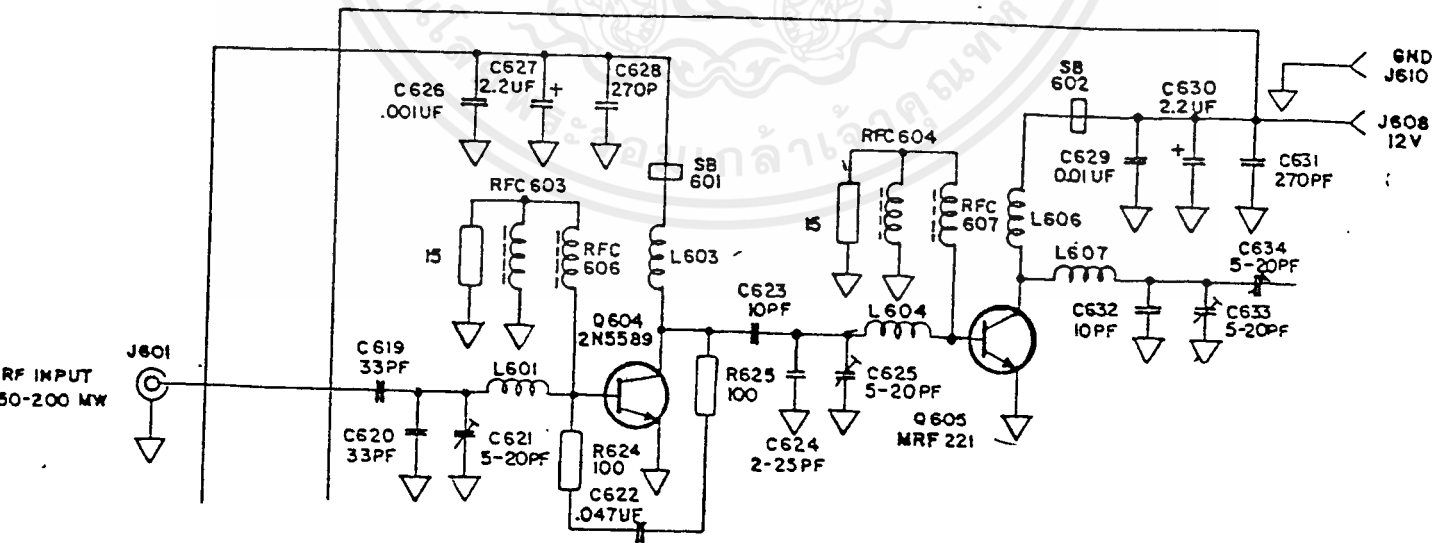
สัญญาณจากภาค MULTIPLIER x 2 จะ COUPLING ผ่าน C177 ไปยังภาค PRE DRIVER (Q107, 2N4427) จะส่งขับให้กับ DRIVER เพื่อให้กำลังออกเส้าอากาศตามที่ต้องการ L102, C171, L103, C125 เป็นวงจร MATCHING ระหว่าง OUTPUT ของ Q107 กับ INPUT ของภาคให้กำลังออก Q604 และ Q605 ซึ่งมีกำลังออก 10 วัตต์

ภาคนี้ Q107 สามารถให้กำลังออกได้ระหว่าง 150-200 mW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าที่ OUTPUT 50 โอห์ม และไฟดซี (12 โวลท์) ดังรูปที่ 6.3
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.3 วงจร PRE DRIVER



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

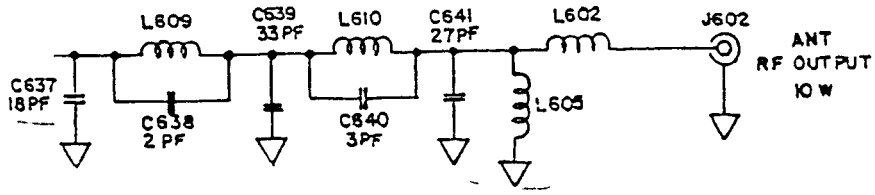
LOWPASS FILTER

แสดงดังรูปที่ 7.1

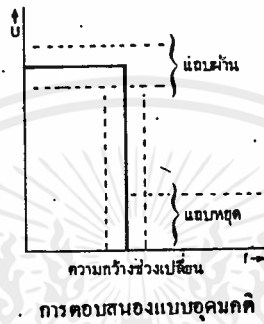
เป็นวงจรที่ยอมให้เฉพาะความถี่ต่ำ ช่วงหนึ่งผ่านไปได้ ส่วนความถี่ที่เลยจากช่วงนี้ไปจะถูกตัดไว้อย่างมากด้วย C637, L609, C638, C639, L610, C640, C641 ทาหน้าที่เป็น LOW PASS FILTER วงจรนี้ถูกออกแบบให้มีความต้านทานขาเข้าและออกเท่ากัน เท่ากับ 50 โอห์ม ทั้งนี้เพื่อให้เข้าได้กับสายอากาศแบบ 50 โอห์มโดยปกติ ภาคกำลังออก นอกจากจะให้กำลังออกของความถี่ ที่ต้องการแล้วจะสร้างความถี่ HARMONIC ที่ 2,3,4,5... ออกไปด้วย ซึ่งความถี่หลังนี้เราไม่ต้องการ เพราะจะไปรบกวนเครื่องรับอื่น ๆ ที่บังเอิญตรงกับความถี่ HARMONIC เหล่านี้เข้า ดังนั้น LOWPASS FILTER จะคอยตัด HARMONIC FREQUENCY เหล่านี้ไว้

หลักการที่นำมาใช้กับทฤษฎีเน็ตเวิร์กก็คือ การสังเคราะห์วงจรหรือออกแบบสร้างวงจรรองรับขึ้นมาจากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับคุณสมบัติทางความถี่ ที่เรียกว่า "ฟังก์ชัน การส่งผ่านแรงดัน" ซึ่งเป็นวิธีการทางคณิตศาสตร์ที่ใช้อัตราส่วนของโพลีโนเมียล หรือที่รู้จักกันในนาม "ทฤษฎีการประมาณค่า (APPROXIMATION THEORY)" (เน็ตเวิร์กใด ๆ สามารถเขียนเป็นสมการโพลีโนเมียลที่มีสัมประสิทธิ์เป็นค่าของอุปกรณ์ในเน็ตเวิร์ก) เทคนิคอันนี้สามารถออกแบบวงจรที่มีคุณสมบัติการตอบสนอง ความถี่ของอุดมคติเป็นรูปสี่เหลี่ยมขั้นได้ดังรูปที่ 7.2

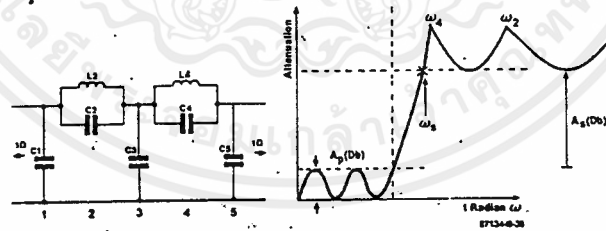
วิธีการหาตัวประกอบโพลีโนเมียล ที่นำมาใช้ในทฤษฎีดังกล่าวนี้ ได้จากการคำนวณด้วยดิจิตอล คอมพิวเตอร์แล้วสร้างขึ้นมาเป็นตาราง ตารางเหล่านี้จะนำมาใช้ใน



รูปที่ 7.1 LOWPASS FILTER CIRCUIT



รูปที่ 7.2 ความถี่ของอุดมคติเป็นรูปสี่เหลี่ยมขั้น



W_s	A_s	C_1	C_2	L_2	W_2	C_3	C_4	L_4	W_4	C_5
1.145	35	1.783	0.174	0.827	1.597	1.978	1.487	0.488	1.174	1.276
1.217	40	1.861	0.372	0.873	1.755	2.142	1.107	0.578	1.250	1.427
1.245	45	1.923	0.293	0.947	1.898	2.296	0.848	0.684	1.313	1.553
1.407	50	1.933	0.223	0.963	2.158	2.392	0.626	0.750	1.459	1.635
1.528	55	1.976	0.178	0.986	2.387	2.519	0.487	0.811	1.591	1.732
1.674	60	2.007	0.141	1.003	2.660	2.620	0.380	0.862	1.747	1.807

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ตารางที่ 7.1 ตารางเอลลิปติกฟังก์ชัน
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณเพื่อออกแบบอีกชนิดหนึ่ง ซึ่งสามารถใช้ออกแบบวงจรรองความถี่ชั้นดีเลิศคือ วงจรรองแบบบัตเตอร์เวิร์ท (BUTTERWORTH), เชบีเชฟ (CHEBYSHEV) และเอลลิปติกฟังก์ชัน (ELLIPTIC FUNCTION) ได้โดยไม่ยากเย็น

ตารางนี้อ้างกับวงจรรองความถี่ต่ำผ่านและสูงผ่านแบบเทียบหนึ่ง (NORMALIZED) อันหมายถึงค่าต่าง ๆ เป็นค่าที่ทำให้เนตเวิร์ก มีอิมพีแดนซ์ 1 โโอห์ม ที่ความถี่เชิงมุม ω_S เป็น 1 เรเดียน ทั้งนี้เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณ แล้วใช้ตัวคูณเพื่อเลื่อนค่าไปยังจุดที่ต้องการ วิศวกรไม่เรียกว่า "การปรับขนาดอิมพีแดนซ์และความถี่"

ตัวเลขในตารางนอกจากใช้ออกแบบแล้ว ยังใช้ในการแปลงเนตเวิร์ก จากวงจรรองชนิดหนึ่ง ไปยังอีกชนิดหนึ่ง เช่น วงจรรองต่ำผ่านไปเป็นวงจรรองสูงผ่านหรือ แถบความถี่ผ่าน หรือกลับไปกลับมา และสามารถปรับเปลี่ยนอิมพีแดนซ์ หรือความถี่ไปยังจุดที่ต้องการได้ โดยง่าย ซึ่งจะได้ค่าของอุปกรณ์ที่เปลี่ยนแปลงไปตามตารางและคุณสมบัติที่ต้องการ

ตารางเอลลิปติกฟังก์ชัน

ในที่นี้จะใช้ตารางของวงจรรองแบบเอลลิปติกฟังก์ชัน เป็นตัวอย่าง เพราะว่ามีผลลัพธ์ที่ดีที่สุดในกระบวนวงจรรองทั้ง 3 แบบ ที่กล่าวมา (ด้วยอุปกรณ์เท่า ๆ กัน)

ความหมายของอักษรกำกับแต่ละคอลัมน์ มีความหมายดังนี้

ω_S คือความถี่เริ่มต้นที่ขนาดการลดทอนที่กำหนด

A_S คือค่าการลดทอนที่กำหนดในย่านหยุดความถี่

$C_1 - C_5$ คือค่าความจุของตัวเก็บประจุ หน่วยเป็นฟาราด

L_2, L_4 คือค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดหน่วยเป็นเฮนรี

ω_2, ω_4 คือความถี่เชิงมุมที่จุด ซึ่งการลดทอนเป็นอนันต์

จะสังเกตเห็นว่าค่าของ L และ C มีขนาดโตมาก ทั้งนี้เพราะว่าวงจรอ้างอิงที่
เพราะว่าวงจรอ้างอิงที่อิมพีแดนซ์ 1 โอห์ม และความถี่ 1 เฮิรตซ์ ซึ่งต้องมีการปรับขนาด
โดยการใช้ตัวคูณอีกที ช่วงความถี่ผ่านไปในที่นี้พิจารณาจากค่าริบเบิลแทน ไม่ใช่จุด - 3dB

การคำนวณออกแบบ

วงจรกรองต่ำผ่าน

ดูจาก 3 บรรทัดสุดท้ายในตารางที่ 7.1 ถ้าจุดเริ่มต้นความถี่ผ่านกำหนดให้เป็น
2.2 KHZ (ที่ - 1 dB) การลดทอนที่ค่าต่าง ๆ จะอยู่ที่ความถี่ดังต่อไปนี้

$$50 \text{ dB} : 1.407 \times 2.2 = 3.0954 \text{ KHZ}$$

$$55 \text{ dB} : 1.528 \times 2.2 = 3.3616 \text{ KHZ}$$

$$60 \text{ dB} : 1.675 \times 2.2 = 2.6823 \text{ KHZ}$$

หรือถ้ากำหนดจุดเริ่มต้นความถี่ผ่านเป็น 2.7 KHZ ความถี่ที่ค่าลดทอนต่าง ๆ
ก็จะ เป็น

$$50 \text{ dB} : 1.407 \times 2.7 = 3.7989 \text{ KHZ}$$

$$55 \text{ dB} : 1.528 \times 2.7 = 4.1256 \text{ KHZ}$$

$$60 \text{ dB} : 1.675 \times 2.7 = 4.5198 \text{ KHZ}$$

เมื่อพิจารณาอิมพีแดนซ์ของวงจรจะพบว่า ถ้าต้องการอิมพีแดนซ์สูงขึ้น ค่าความ
จุของตัวเก็บประจุจะเล็กลง ในขณะที่ค่าเหนี่ยวนำของขดลวดโตขึ้น ตัวเก็บประจุค่าต่ำ
สามารถใช้ชนิดค่าผิดพลาด 1% เช่น ชนิดซิลเวอร์ไมกา ได้ ส่วนขดลวดค่าสูงหลีกเลี่ยงได้
โดยการใช้วงจรอิมพีแดนซ์แทน

โดยมีสูตรการคำนวณค่า L' และ C'

$$L' = \frac{(\text{ค่า } L \text{ จากตาราง}) (\text{ค่า } Z \text{ ที่ต้องการ})}{2 (\text{ความถี่เริ่มต้น})}$$

$$C' = \frac{(\text{ค่า } C \text{ จากตาราง})}{2 (\text{ความถี่เริ่มต้น}) (\text{ค่า } Z \text{ ที่ต้องการ})}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

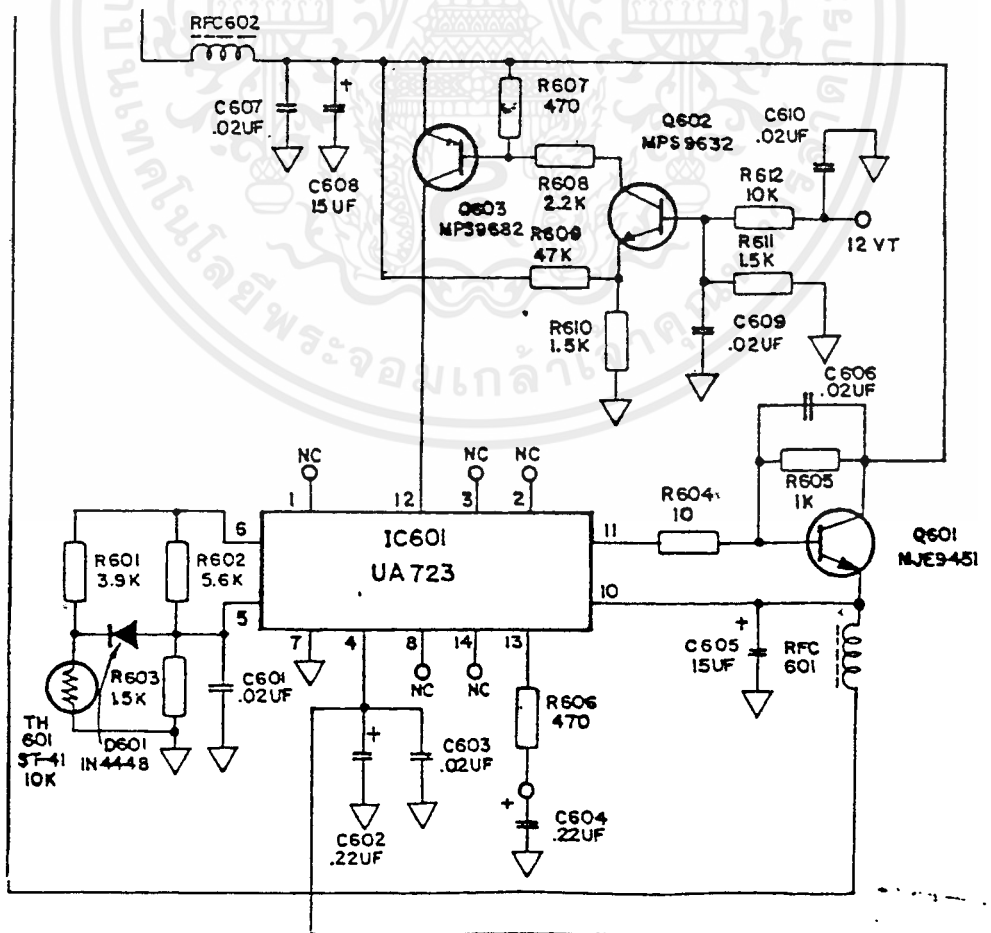
วงจร AUTOMATIC POWER CONTROL (APC)

แสดงดังรูปที่ 8.1

วงจรนี้ประกอบด้วย Q601, Q602, Q603 และ IC601 จะทำหน้าที่ 2 ประการ คือ

ประการแรก เป็นตัวลดกำลังออกอากาศของเครื่องส่ง

ประการที่สอง เมื่อระบบสายอากาศขาดตอน หรือลัดวงจรขึ้น จะทำหน้าที่ป้องกันมิให้ Q605 เสีย ได้โดยจะลดกำลังส่งออกโดยอัตโนมัติ และจะลดกระแสให้น้อยลง จากกระแสที่ใช้งาน ปกติให้เหลือประมาณ 1 ใน 3 ของกระแสปกติ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 8.1 AUTOMATIC POWER CONTROL CIRCUIT

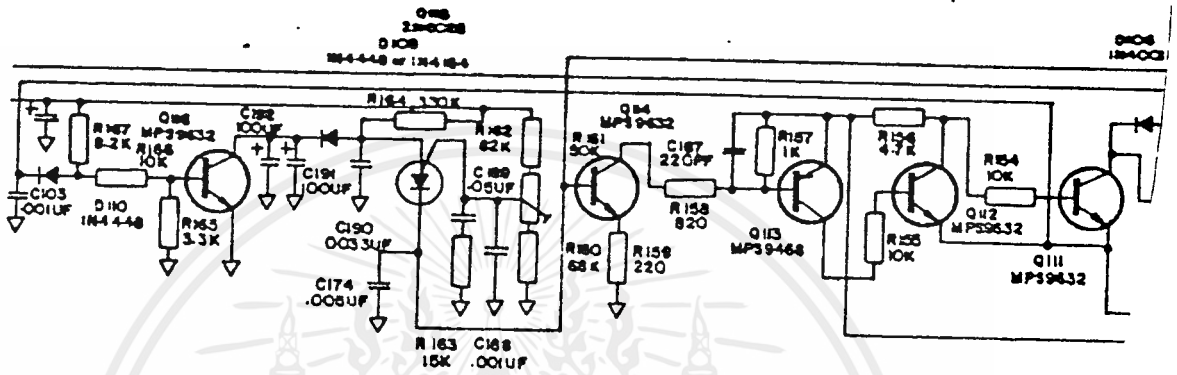
บทที่ 10

วงจร TIMER

แสดงรูปที่ 10.1

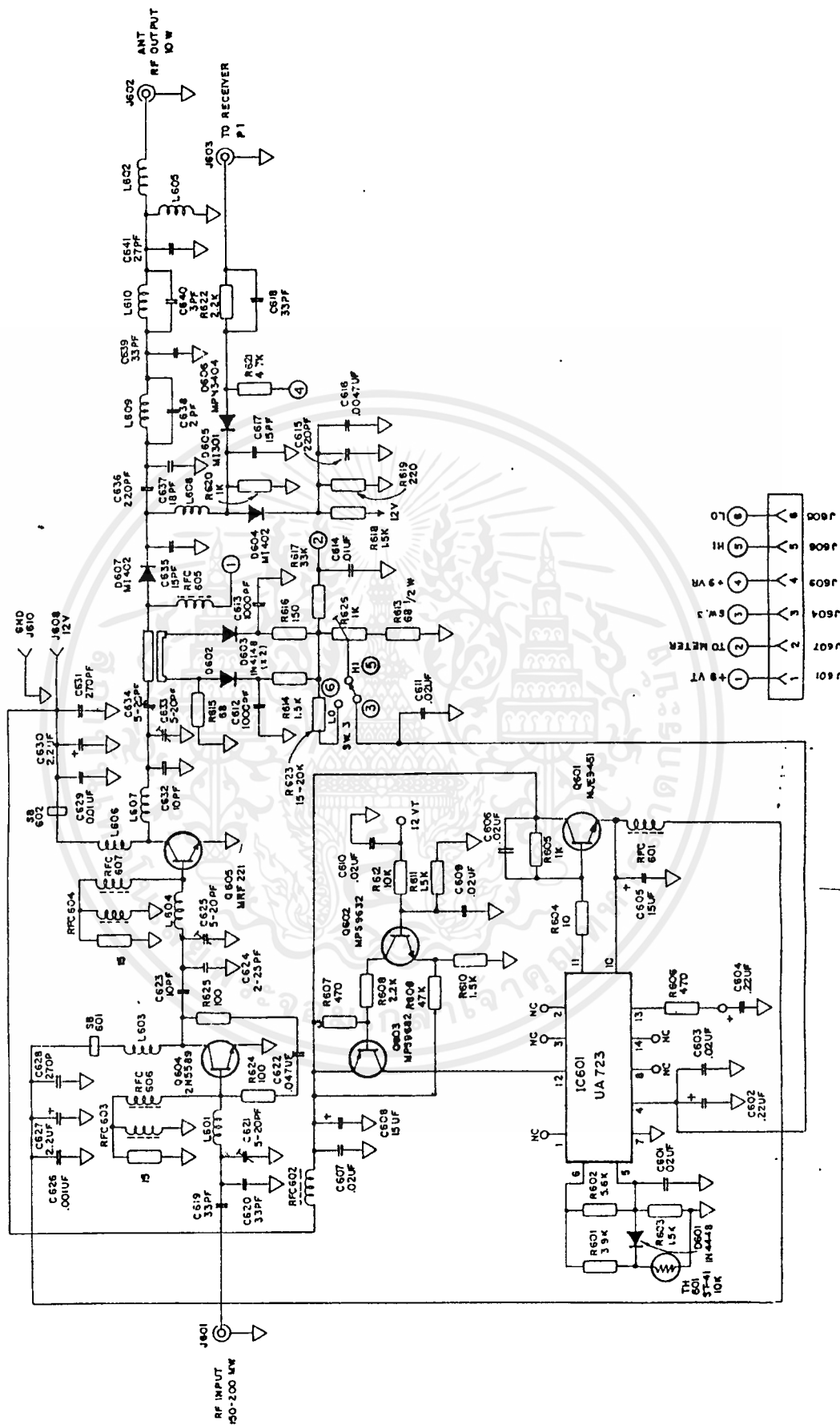
เป็นวงจรกำจัดระยะเวลาในการส่งในแต่ละครั้ง เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการเสียหาย โดยเหตุบังเอิญที่คีย์ถูกกดซ้ำไว้เป็นระยะเวลานาน ๆ ในวงจรประกอบด้วย Q111, Q112, Q113, Q114, Q115 และ Q116 เมื่อเคชิ่งรับ-ส่งอยู่ในตำแหน่งรับที่ขา EMITTER ของ Q111 และ Q112 และขา CATHODE ของ D10 ไม่ต่อลงดิน ในกรณีนี้ Q116 จะนำกระแสและลัดวงจร C191, 192 ลงดิน Q110 และ RELAY RL-701 จะไม่นำกระแส

เมื่อคีย์ของไมโครโฟนถูกกดลงขา EMITTER ของ Q111 และ Q112 จะลงดิน Q110 และ RELAY RL-701 จะนำกระแสในเวลาเดียวกัน Q116 จะไม่นำกระแส และ C192 จะถูกกระแสไฟชาร์จผ่าน R164 และ D109 แรงดันกระแสไฟตรง DC ที่ขา ANODE ของ Q115 จะสูงขึ้นถึงแหล่งจ่ายไฟ VCC ระยะเวลาขึ้นอยู่กับการตั้งโดย R161 แรงดันไฟกระแสตรงที่ขา ANODE ของ Q115 จะไหลผ่านขา CATHODE ไปยังขา BASE ของ Q114 ทำให้ Q114, Q113 และ Q112 นำกระแส Q111 ก็จะหยุดนำกระแส ทำให้ Q110 และ RELAY RL-701 จะหยุดนำกระแสไปด้วย ภาคส่งก็จะไม่ทำงานเมื่อหยุดการส่งและรอจนกระทั่งคีย์ของไมโครโฟนแยกตัวจากกัน Q116 จะนำกระแสและลัด C191, C193 ลงดินแรงดันกระแสไฟตรงที่ขา ANODE ของ Q115 จะลดลง และ Q115 จะหยุดนำกระแส วงจรกำจัดเวลา ก็จะกลับสู่สภาพปกติอีกครั้งหนึ่ง



รูปที่ 10.1 TIMER CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาค POWER AMPLIFIER (PA. STAGE)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 11

FRONT END

FRONT END เป็นภาคที่อยู่ปลายด้านหน้าสุด ที่ทำหน้าที่เกี่ยวกับ RF ซึ่งประกอบด้วย ภาคขยาย RF MIXER และ OSCILLATOR โดยในการสร้างทั้ง 3 ภาค ไว้ในหน่วยเดียวกันเรียกว่า FRONT END

หน้าที่สำคัญของ FRONT END คือ

1. เลือกสถานีใดสถานีหนึ่ง คือเลือกรับความถี่ของสัญญาณที่ต้องการ ในเมื่อภาค FRONT END มี RF AMP. อยู่ด้วย ซึ่งช่วยให้มี SELECTIVITY ดีและ SENSITIVITY ดี
2. ทำการ BEAT ความถี่ RF ที่รับเข้ามาทางสายอากาศกับสัญญาณความถี่จาก OSCILLATOR ได้เป็นความถี่ IF คือ 10.7 MHZ
3. ภาค FRONT END จะต้อง มี IMPEDANCE ทางขาเข้า MATCH กับ IMPEDANCE ของระบบสายอากาศ เพื่อให้เกิดการถ่ายทอดพลังงานระหว่างสายอากาศ เครื่องรับมากที่สุด
4. ภาค FRONT END จะต้อง มี BANDWIDTH กว้างพอที่จะให้ความถี่ของสัญญาณที่ต้องการผ่านได้

ปัญหาทั่ว ๆ ไปที่มักเกิดขึ้นได้ในการขยายความถี่ย่าน VHF คือ

ความเป็นมา CONDENSOR TRANSISTOR ที่ใช้ในวงจรไม่ว่าชนิดไหนจะต้องมีชั้นสาร N และ P วางใกล้กันเกิดการรวมตัวของ HOLE กับ ELECTRON ทำให้เกิดสภาพเป็น SEMICONDUCTOR ธรรมดา สภาพเช่นนี้เกิดเป็นฉนวนขึ้น จึงเกิดเป็น TRANSISTOR ขึ้น มีผลต่อขีดจำกัดทางความถี่สูงที่สุดในการทำงานของ TRANSISTOR

นอกจากนี้สายไฟที่ยาวมากวางคู่ขนานกันจะทำตัวกลายเป็น CONDENSOR โดยมีอากาศเป็น DIELECTRIC

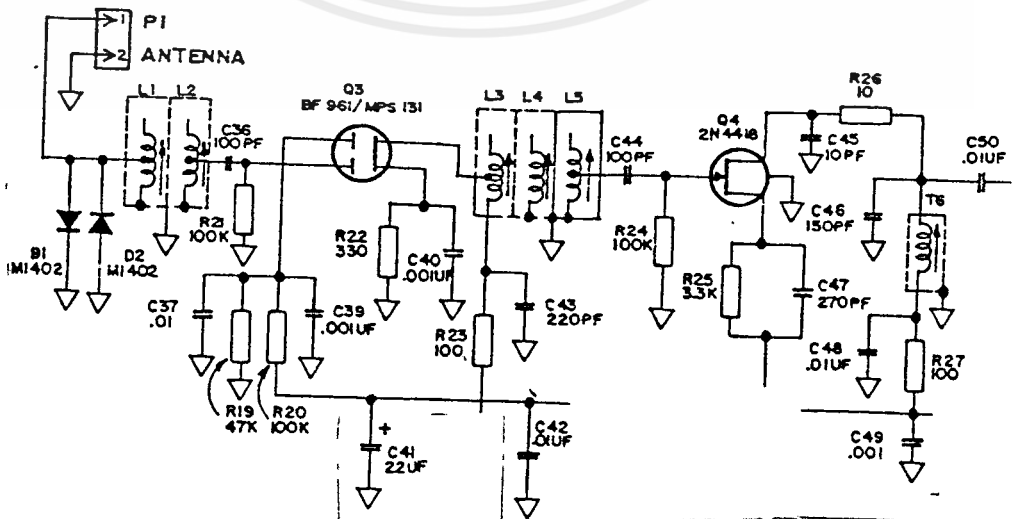
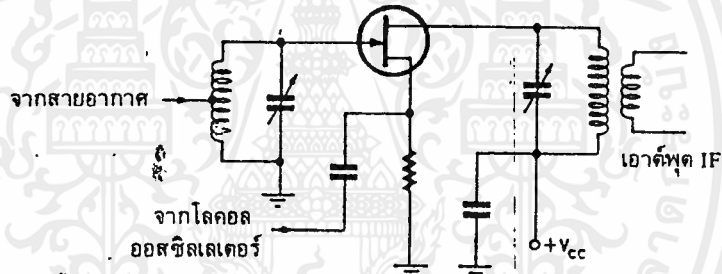
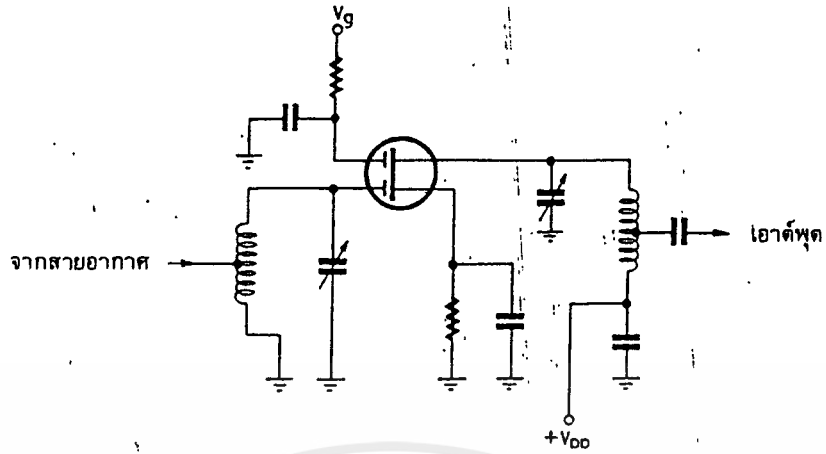
ภาคขยายความถี่สูงภาคแรก (RF-FRONTEND STAGE)

ภาคขยาย RF (RADIO FREQUENCY AMPLIFIER) ของภาครับ วิทยุ FM นี้ ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในการรับให้ดียิ่งขึ้น ทั้งในการแยกสถานี (SELECTIVITY) และความไวในการรับ (SENSITIVITY)

ลักษณะประจำตัวของภาคขยาย RF ของภาครับ FM นั้น ต้องขยายคลื่นที่มีความถี่สูงมาก คือ VHF โดยธรรมชาติของคลื่นความถี่ตั้งแต่ 30 MHz ขึ้นไป (VHF) ถ้าเรารับฟังจะมีเสียงกวนที่เกิดขึ้นจากบรรยากาศเบื้องบน (ATMOSPHERIC NOISE) น้อยกว่าคลื่นวิทยุ ความถี่ต่ำมาก นับว่าเป็นส่วนดีแต่โดยธรรมชาติแล้วเสียงกวนมักจะเกิดขึ้นได้ง่ายภายในเครื่องรับความถี่สูงนี้

นอกจากนี้ยังมีปัญหาของการ OSCILLATE ในตัวของมันเอง กล่าวคือในอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่วางใกล้ ๆ กัน อาจจะมีสภาพเป็น CONDENSOR ขึ้น จะทำให้เกิด OSCILLATE มีเสียงปรากฏออกมาทางลำโพงได้

จากรูปที่ 11.1 เป็นตัวอย่างวงจรขยายที่ใช้ MOSFET (DUAL GATE) นั้นมี INPUT IMPEDANCE สูง ขาเกตอีกขาหนึ่งสามารถใช้ในการควบคุมอัตราขยายวงจรได้ สำหรับวงจรที่ใช้สร้างจริงนั้นดังรูปที่ 11.2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 วันที่ 11.1-11.6 ภาค FRONT END ประกอบด้วย RF AMP., MIXER, OSC

ภาคเปลี่ยนความถี่แรก (FIRST MIXER)

ภาค MIXER และ OSCILLATOR นั้นเราวมเรียกว่า CONVERTER COIL ของภาค OSCILLATOR ในภาครับ FM นี้ จะมีจำนวนรอบน้อยกว่า COIL อากาศเพราะว่าจะต้องผลิตความถี่สูงกว่า

ในภาค CONVERTER นี้ บางทีใช้ TRANSISTOR 2 ตัว คือ MIXER ตัวหนึ่ง OSCILLATOR อีกตัวหนึ่ง บางเครื่องใช้ TRANSISTOR ตัวเดียวทำหน้าที่ทั้ง MIXER และ OSCILLATOR

สำหรับ MIXER แบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ ประเภท ACTIVE ใช้ TRANSISTOR หรือ IC รวมทั้งอุปกรณ์อื่น ๆ ที่ให้อัตราการขยาย (ในการผสมคลื่น) และ ประเภท PASSIVE ใช้ DIODE ซึ่งไม่มีการขยายสัญญาณ

นอกจากนี้ เราอาจแบ่งวงจร MIXER ได้เป็น 2 ประเภท คือ แบบ BALANCE กับแบบ UNBALANCE วงจร MIXER แบบ BALANCE นี้ เราต้องวงจรให้ขั้ว INPUT หรือ OUTPUT ของ วงจร MIXER ไม่เกิดปฏิกิริยาซึ่งกันและกัน (สัญญาณไม่เกิดตลอดระหว่างขั้ว) คุณสมบัตินี้เราเรียกว่า การแยกระหว่างขั้ว หรือ ISOLATION คงจำได้ว่าขั้ว INPUT ของวงจร MIXER มี 2 ขั้ว คือ สัญญาณ RF (หรือ IF) กับสัญญาณ OSCILLATOR และมีขั้ว OUTPUT 1 ขั้ว คือสัญญาณ IF (หรือ RF) ดูรูปที่ 11.3 ลองพิจารณาในกรณีของภาคเครื่องรับจะเห็นว่า การแยกระหว่างขั้ว RF และขั้ว OSCILLATOR จะช่วยมิให้สัญญาณ OSCILLATOR ย้อนกลับออกสู่สายอากาศแผ่กระจายคลื่นออกไปได้ และการแยกระหว่างขั้ว RF กับขั้ว IF จะช่วยมิให้สัญญาณที่มีความถี่พอดีตรงกับความถี่ IF เกิดลอดเข้าไปสู่วงจรขยาย IF ในกรณีของภาคส่งก็พิจารณาทำนองเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 11.4

ภาคนี้ เป็นภาคขยายสัญญาณภาคแรกของเครื่องรับ ที่รับเข้ามาจากสายอากาศ ประกอบด้วย L1, L2 ซึ่งเป็น BANDPASS, FILTER ให้ความ BANDWIDTH ที่แคบ และมีความต้านทานสูงต่อความถี่อื่นที่ไม่ต้องการ ส่วนสัญญาณที่ต้องการ จะถูกผ่านไปยัง GATE 1 ของ Q3 (MPS131 หรือ BR 961) ซึ่งเป็น DUAL GATE FIELD EFFECT TRANSISTOR ถูก BIAS ไว้ให้มีกระแสไหล (กระแส DRAIN) ประมาณ 2-3 มิลลิแอมป์ และจะให้ POWER GAIN ประมาณ 12-13 dB L3, L4, L5 ทำหน้าที่เป็น BANDPASS FILTER และ DOUBLE-TUNE CIRCUIT จะถูกจูนให้ RESONANT ที่ความถี่ของสัญญาณที่ต้องการรับ

สำหรับวงจร MIXER แบบ UNBALANCE นั้น มีคุณสมบัติการแยกระหว่างขั้วไม่ดี เหมือนกับแบบ BALANCE ถ้าต้องการให้มีการแยกสัญญาณดีต้องใช้ FILTER ช่วยในการกรองสัญญาณต่างหากอีก

จากรูปที่ 11.5 เราใช้ JFET โดยป้อนสัญญาณ OSCILLATOR เข้าทาง SOURCE และสัญญาณ RF เข้าทาง GATE ซึ่งคุณสมบัติการแยกระหว่างขั้ว RF กับขั้ว OSCILLATOR จะไม่ค่อยดี เราจำเป็นต้องใช้ FILTER ช่วยกรองความถี่เพื่อกำจัดสัญญาณ RF หน้าที่เหลือตลอดเข้าสู่ขั้ว IF ได้

สำหรับวงจรที่ใช้งานจริงแสดงคือรูปที่ 11.6

Q4 2N4416 ทำหน้าที่เป็นตัวเปลี่ยนความถี่สูง ของสัญญาณรับให้เหลือ 10.7 MHz เป็นความถี่ใหม่ (INTERMEDIAT FREQUENCY) สัญญาณที่รับเข้ามาจะถูกส่งผ่านจาก Q3 ไปยัง GATE 1 ของ Q4 และที่ SOURCE R32 จะมีความถี่จาก OSCILLATOR เข้ามาป้อน ณ. จุดนี้เพื่อเป็น MIXING FREQUENCY สัญญาณที่รับเข้ามาจะรวมกับ F.OSC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการกระทำของ Q6 T6 จะได้ $IF = 10.7 \text{ MHz}$ ส่งผ่านไปยัง T6 และ C68

$$10.7 \text{ MHz (IF)} = F_{in} - F_{osc}$$

F_{in} คือ ความถี่ที่ต้องการรับ

F_{osc} คือ ความถี่ที่ป้อนเข้าที่ SOURCE ของ Q6

10.7 MHz FILTER

ประกอบด้วย T6, FL1, T7, T6 เป็น MATCHING TRANSFORMER ด้านเข้า ระหว่าง OUTPUT IMPEDANCE ของภาคเปลี่ยนความถี่แรกคือ INPUT IMPEDANCE ของ FL-1 (MONOLITHIC CRYSTAL FILTER) FL-1 จะช่วยกำจัดความถี่แปลกปลอมที่ไม่ต้องการ ซึ่งเข้ามารบกวนให้หายไป T7 เป็น MATCHING TRANSFORMER ระหว่าง OUTPUT IMPEDANCE ของ FL-1 กับ INPUT IMPEDANCE ของ Q5 การที่ต้องการมี MATCHING TRANSFORMER ทั้งด้านเข้าและด้านออกก็เพื่อให้ FL-1 MATCHING ได้ดีที่สุด ในขณะที่เดียวกัน จะได้ประสิทธิภาพการกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการได้สูงสุด

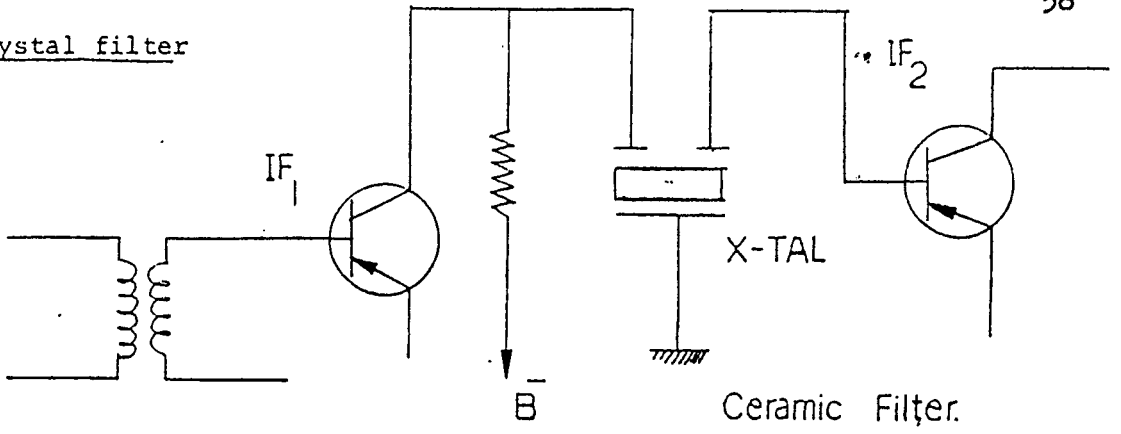
CRYSTAL FILTER

รูปที่ 11.7

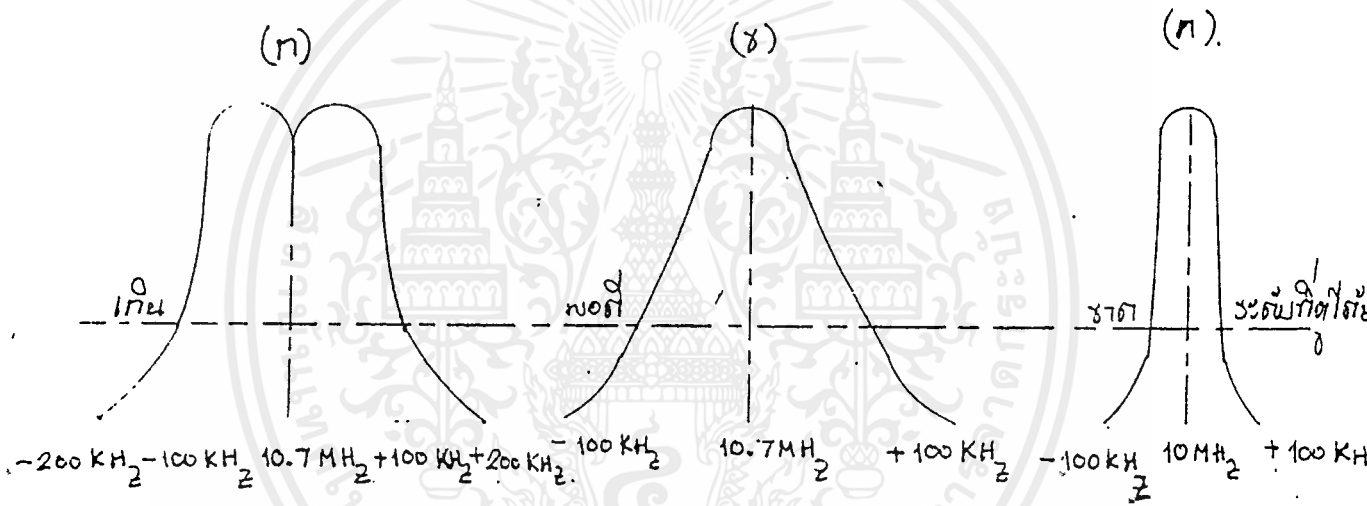
CRYSTAL FILTER เป็นฟิลเตอร์ชนิดหนึ่งที่ทำจากผลึก โดยมีมันจะ RESONANT กับความถี่ที่เหมาะสมกับโครงสร้างของมันเท่านั้น ฟิลเตอร์พวกนี้มีชื่อเรียกหลายชื่อ เช่น SELECTIVE FILTER (SF) บางทีเรียกว่า CRYSTAL FILTER (CF)

การทำงาน เราสร้างผลึกแร่ให้มีขนาดที่จะ RESONANT กับความถี่ 10.7 MHz ได้ ทำนองเดียวกับแท่งเคอร์ชิต นั่นคือความถี่ 10.7 MHz จะผ่าน SF หรือ CF

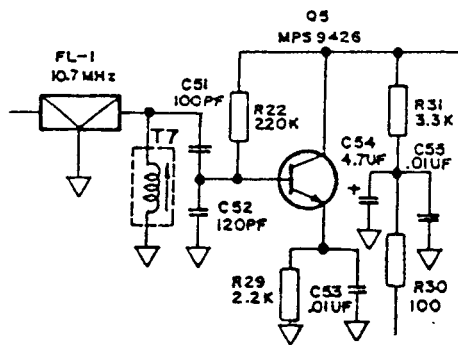
Crystal filter



รูปที่ 11.7 CRYSTAL FILTER CIRCUIT



รูปที่ 11.9 ก) ข) ค) เทคนิคการสร้าง COIL IF



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 11.8 IF AMPLIFIER CIRCUIT
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้เผยแพร่สิ่งเนื้อหา และต่อยอดไปใช้ในการใดๆ ที่มีการนำไปใช้

จากภาคขยาย IF ที่ 1 ไปยังภาคขยาย IF ที่ 2

FIRST MIXER OSCILLATOR

$$FX = FIN - 107 \text{ MHz}$$

9

FIN คือ ความถี่สัญญาณที่ต้องการรับ CHANNEL FREQUENCY

FX คือ ความถี่พื้นฐานของตัว CRYSTAL, CHANNEL CRYSTAL

ตัว CRYSTAL C33, Q1, C35 เป็นวงจร EQUIVALENT ของ COLPITT OSCILLATOR ทำหน้าที่ผลิตความถี่ที่ความถี่เบื้องต้นของ CRYSTAL (FUNDAMENTAL FREQUENCY)

วงจรรขยาย IF (IF AMPLIFIER)

ดังแสดงรูปที่ 11.8

วงจรรขยาย IF ก็เหมือนกับวงจรรขยาย RF เพียงแต่มีหน้าที่การทำงานแตกต่างกัน กล่าวคือ วงจรรขยาย RF ทำหน้าที่ขยายสัญญาณโดยให้มี NOISE (NOISE FIGURE) ต่ำ ความเพี้ยน (INTERMODULATION DISTORTION) ต่ำและขยายสัญญาณที่มีความแรงมากหรือน้อยได้ (มีช่วงไดนามิกกว้าง) แต่วงจรรขยาย IF ทำหน้าที่ขยายสัญญาณโดยคำนึงถึงการเลือกรับสัญญาณ (SELECTIVITY) เป็นหลัก และคุณสมบัติ NOISE ต่ำ ความเพี้ยนต่ำเป็นรอง ส่วนใหญ่อัตราขยายของวงจรรขยาย RF จะมีค่า 10 ถึง 15 dB ส่วนอัตราขยายของวงจรรขยาย IF จะมีค่ามากกว่า 60 dB

วงจรรขยาย IF แบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือประเภทที่ใช้วงจรรขยายหลาย

สเตรจร่วมกันเพื่อเสริมกันให้ได้อัตราขยายและ SELECTIVITY ตามที่ต้องการ เราเรียกวงจรประเภทนี้ว่าประเภทอัตราขยายแบ่งเฉลี่ย (DISTRIBUTED GAIN) อีกประเภทหนึ่งคือใช้วงจรชุดเดียว ทำหน้าที่ขยายและวงจรอีกชุดควบคุม SELECTIVITY โดยเฉพาะเช่น FILTER ไม่ต้องอาศัยการเสริมกันของ SELECTIVITY เราเรียกวงจรประเภทนี้ว่าประเภทอัตราขยายเป็นก้อน (LUMPED GAIN)

การที่ต้องมีภาค IF ก็เพราะต้องการให้อัตราการขยายของสัญญาณทุกๆ ความถี่ตลอดย่านเท่ากัน อันเนื่องมาจาก คุณสมบัติของวงจรขยายใด ๆ มันจะมีอัตราการขยายลดลงที่ความถี่สูงขึ้น ดังนั้นในย่านความถี่หนึ่ง ๆ ซึ่งมีทั้งความถี่สูงและต่ำ ถ้าไม่มีภาค IF แล้ว เราจะได้ความแรงของสัญญาณไม่เท่ากัน

เทคนิคการสร้าง COIL IF

มีหลักปฏิบัติอยู่ 3 ประการ คือ

1. วาง COIL ชิดกัน หรือเรียก TIGHT COUPLING เช่นการพัน PRIMARY COIL และ SECONDARY COIL มายัง SECONDARY COIL ได้กำลังสูงและ BANDWIDTH กว้างมาก การพัน COIL แบบนี้ เรียกว่า OVER COUPLING ดังรูปที่ 11.9 ก. ดังนั้นสรุปได้ว่า TIGHT COUPLING หรือ OVER COUPLING ทำให้เกิด
 - BAND WIDTH กว้าง
 - การถ่ายทอดกำลังจาก PRIMARY ไปยัง SECONDARY ได้มาก
 - SELECTIVITY ไม่ดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. วง COIL ห่างกันมาก หรือเรียก LOOSE COUPLING ดังรูปที่ 11.9 ค
PRIMARY COIL และ SECONDARY COIL ห่างกันเกินปกติทำให้เกิด

- SIDEBAND แคม ทำให้ขาดคุณภาพเสียง
- การถ่ายกำลังจาก PRIMARY ไปยัง SECONDARY เป็นได้น้อย
- มี SELECTIVITY ต่ำมาก สามารถแยกสัญญาณได้ดี

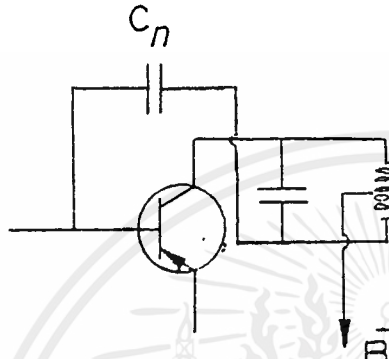
3. วง COIL บานกลาง (INTERMEDIATE COUPLING) ดังรูปที่ 11.9 ข.
ทั้ง PRIMARY และ SECONDARY วงไว้ระยะพอดี ไม่ชิดหรือห่างเกินไป ทำให้ได้
SIDEBAND ผ่านได้ตลอดตามต้องการ ซึ่งวง COIL แบบนี้วางได้จุดเดียว ถ้าระยะผิดไป
อาจกลายเป็นรูป ก, ค การวาง COIL แบบนี้บางครั้งเรียกว่า CRITICAL COUPLING
สำหรับวงจรที่ใช้งานแสดงดังรูปที่ 11.10

ภาคขยายความถี่ 10.7 MHz (IF AMP.) นี้ ประกอบด้วย Q5 MPS 9426
จะรับสัญญาณ 10.7 MHz จาก FL-1 มาขยาย เพื่อให้ได้สัญญาณมีขนาดใหญ่ขึ้น และเพียง
พอที่ COUPLING ผ่าน C36 เข้าขา 16 ของ IC1 COLLECTOR LOAD ของ Q5 R31
ใช้ค่า 3.3K ทั้งนี้เพื่อให้ได้ OUTPUT IMPEDANCE ของวงจรทั้งหมดประมาณ 3K
สามารถเข้าได้กับ INPUT IMPEDANCE ของ IC1 ขา 16 ซึ่งมี INPUT IMPEDANCE
ประมาณ 3K ภาคนี้สามารถให้ POWER GAIN ถึง 13 dB

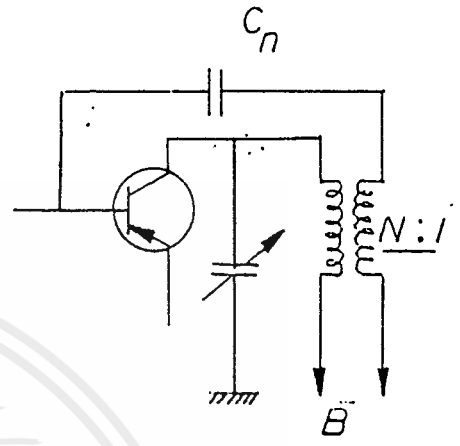
การ NEUTRALIZATION

เนื่องจากที่ JUNCTION ของ TRANSISTOR แบบ BIPOLAR ทุกตัว (ระหว่าง
ขา C กับ B) จะทำตัวเป็นเสมือน CAPACITOR ใดๆ ที่เรียกว่า STRAY CAPACITANCE

$$C_n = C_s$$



$$C_n = NC_s$$



รูปที่ 11.11 ก) ข) การ NEUTRALIZATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นเมื่อเรานำเอา TRANSISTOR มาทำการขยายสัญญาณ อาจเกิดการป้อนกลับผ่านทาง STRAY CAPACITANCE ทำให้เกิดเสียงกวนหรือการขยายไม่คงที่ เราจึงต้องทำการแก้ไข โดยขบวนการ NEUTRALIZATION คือเพิ่ม C_n เข้าไปในวงจรเพื่อให้เป็นตัวช่วยทำการป้อนกลับแบบลบ (NEGATIVE FEEDBACK) ไปหักล้างกับสัญญาณที่ COUPLING COUPLING ผ่าน C_s มา การ NEUTRALIZATION โดยใช้ C_n , C_s แสดงในรูปที่ 11.11

ในรูป ก ค่าของ $C_n = C_s$

ส่วนในรูป ข $C_n = N C_s$ นั่นเอง



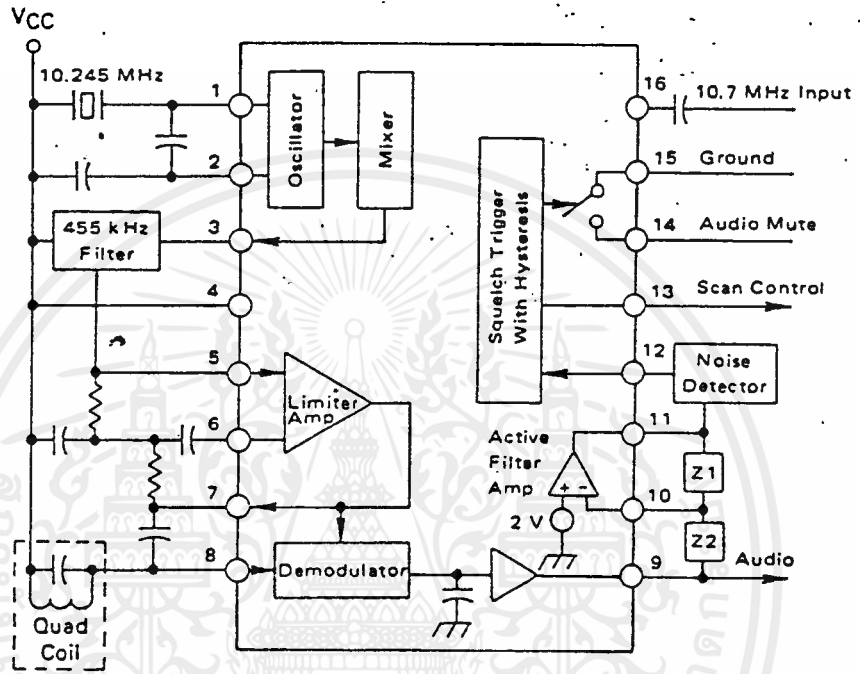
บทที่ 12

INTEGRATED CIRCUIT LOW POWER NARROWBAND FM IF

IC1 MC 3357 ของโมโตโรล่า เป็นวงจรรวม ซึ่งรวมภาคต่าง ๆ ของเครื่องรับไว้ภายในตัวเดียวกัน ขนาดเล็ก ประสิทธิภาพการทำงานสูงและกินกระแสต่ำมาก ประมาณ 3-4 มิลลิแอมป์ ดังรูปที่ 12.1 ประกอบด้วยภาคต่าง ๆ ดังนี้

1. ภาคเปลี่ยนความถี่ครั้งที่สอง (SECOND MIXER)
 2. ภาคขยายความถี่ 455 กิโลเฮิรตซ์
 3. ภาค PHASE DEMODULATOR (QUADRATURE DETECTOR)
 4. ภาค NOISE AMPLIFIER
1. ภาคเปลี่ยนความถี่ครั้งที่สอง (SECOND MIXER)

สัญญาณ IF 10.7 MHz จะถูก COUPLING ผ่าน C36 เข้าขา 16 ซึ่งภายในเป็น DOUBLE-BALANCE MIXER และเป็นตัวกำเนิดความถี่ได้เองโดยประกอบด้วย Y 13 10.245 MHz. CRYSTAL จะกำเนิดความถี่ 10.245 MHz มีความแรงประมาณ 500 mV p-p เข้าที่ขา 2 ไปยัง BALANCE MIXER รวมกับ IF-10.7 MHz ได้ความถี่ใหม่ 455 KHz ออกมาที่ขา 3 ผลดีของการใช้ DOUBLE-BALANCE MIXER จะให้การ MIXING ที่มีประสิทธิภาพลด SPURIOUS FREQUENCY ได้ดีกว่าการ MIXING แบบใช้ TRANSISTOR ชรรมดา สัญญาณ 455 KHz จะถูกส่งผ่านเข้า FL-2 CERAMIC FILTER เพื่อกำจัดความถี่อื่น ซึ่งไม่ต้องการที่ยังหลงเหลืออีกครั้งหนึ่งแล้วส่งผ่านเข้าขา 5 ของ IC1



รูปที่ 12.1 INTEGRATED CIRCUIT LOW POWER NARROWBAND FM IF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ภาคขยายความถี่ 455 กิโลเฮิรตซ์

เป็นการขยายครั้งสุดท้ายของสัญญาณที่เข้ามา ภาคนี้มีอัตราขยายสูงมาก ซึ่งไม่น้อยกว่า 75-80 dB. ประกอบด้วย DIFFERENTIAL AMPLIFIER ถึง 4 ภาค และเป็น LIMITER อยู่ในตัวด้วย เนื่องจากแต่ละภาคของเครื่องรับตั้งแต่ภาคแรกเป็นต้นมา จะมี NOISE เกิดขึ้นมากน้อยต่างกัน NOISE เหล่านี้เปรียบเหมือนสัญญาณอย่างหนึ่งสามารถจะผ่านออกไปสู่ภาคขยาย AUDIO ออกลำโพงได้ ขณะที่เครื่องรับ-รับความถี่สัญญาณที่ต้องการเข้ามา และถูกขยายให้มีขนาดใหญ่ขึ้นเรื่อย ๆ นั้น NOISE เหล่านี้จะเกาะไปบนยอดคลื่นของความถี่สัญญาณ จนถึง LIMITER วงจร LIMITER จะตัดยอดคลื่นของสัญญาณออก ทำให้ NOISE ถูกตัดทิ้งไปด้วย ดังนั้นเสียง NOISE ที่ออกลำโพงจึงเงียบลง เมื่อไรก็ตามที่สัญญาณที่ต้องการไม่มีเข้ามาที่สายอากาศเสียง NOISE ก็จะได้ดังที่ลำโพงเช่นเดิม

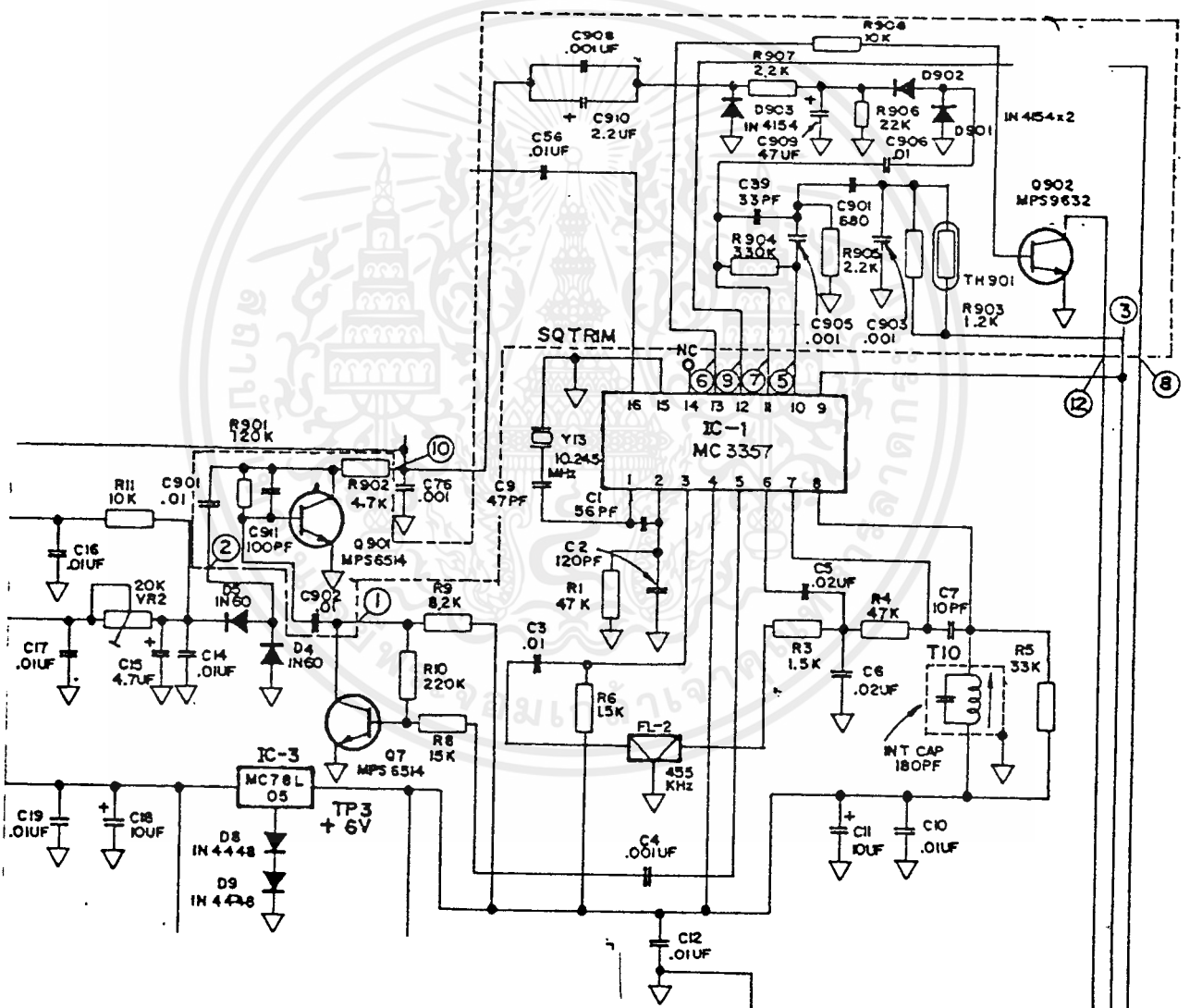
3. ภาค PHASE DEMODULATOR

การส่งในระบบ FM สัญญาณเสียง (เช่นเสียงพูด) จะ MODULATED เข้ากับความถี่ส่ง (CARRIER FREQUENCY แบบ PHASE MODULATION) ดังนั้น เมื่อด้านเครื่องรับต้องการแยกสัญญาณเสียงออกจากความถี่สูง จำเป็นต้องใช้ PHASE DEMODULATOR หรือ QUADRATURE DETECTOR ซึ่ง T10 เป็นส่วนสำคัญของ QUADRATURE DETECTOR สัญญาณเสียงที่ถูก DEMODULATED แล้วจะผ่าน R37, C62 (DE-EMPHASIS) VR1 (ปรับระดับเสียง ดัง-ค่อย) เข้าขา 1 ของ IC2 (AUDIO AMP.) ออกลำโพง

4. ภาค NOISE AMPLIFIER และ SQUELCH GATE

ดังกล่าวแล้วว่า เมื่อเครื่องรับไม่มีสัญญาณเข้ามา จะมีเสียงซ่า (เสียง NOISE)

ตั้งที่ลำโพงซึ่งเป็นเสียงที่ผู้ใช้วิทยุไม่ต้องการได้ยิน จำเป็นจะต้องตัดเสียง "ซ่า" ออกที่ขา 9 ของ IC₁ จะมีวงจรกรองความถี่ประกอบด้วย R903, C903 และ C904 โดยจะทำให้ NOISE ผ่านเข้ามายังขา 10 และสัญญาณออกที่ขา 11 ของ IC₁ ซึ่งถูกขยายมาอย่างเต็มที่แล้ว จะผ่าน Q902 เพื่อทำให้สถานะของ Q902 อยู่ในลักษณะทำให้ TURN-ON และการปรับ SQUELCH จะทำได้โดยการปรับ VR4 อยู่ที่หน้าปัทม์เครื่องรับ-ส่ง



รูปที่ 12.2 วงจรที่ใช้งานจริงของ IC-1 MC 3357

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองGENERAL

Frequency Range	150-160 MHz
Channel Capability	12 Channel
Operating Temperature	-30 C to +60 C
Antenna Impedance	50 ohms
Input Voltage	220/240 VAC 50 or 60 Hz +/-10 % 13.8 VDC +/-10 % (Emergency)

TRANSMITTER

RF Output Power	10 W. or 12 W.
Frequency Stability	+/-0.0005 % for temperature range of -30 C to +60 C
Modulation	Phase Modulation
Modulation Deviation	+/-5 KHz (100 % modulation reference at 1 KHz)
Audio Frequency Response	+1 to -3 dB for a 6 dB/octave pre-emphasis characteristic from 300 to 3000 Hz

RECEIVER

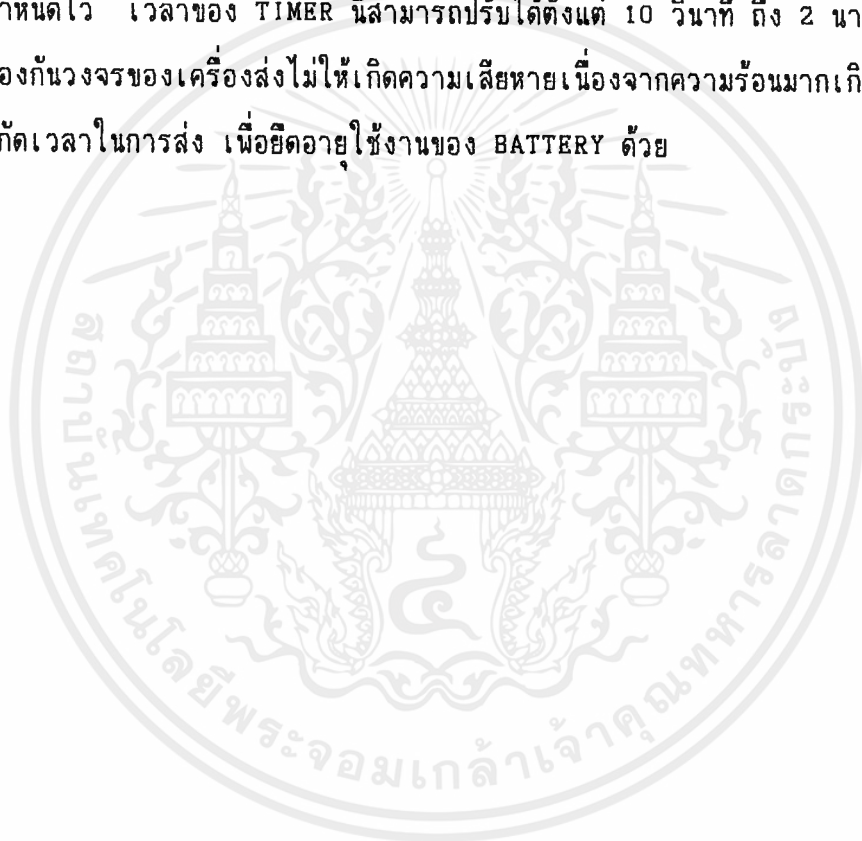
Sensitivity	0.5 μ V for 20 dB quieting or 0.35 μ V for 12 dB
Frequency Stability	+/-0.0005 % for temperature of -30 C to +60 C
Modulation Acceptance	+/-7 KHz (EIA STANDARD)
Audio Frequency Response	+1 to -3 dB for a 6 dB/octave de-emphasis characteristic from 300 to 3000 Hz
Audio output power	2 watt at 4 ohms speaker with less than 5 % distortion
Squelch	Adjustable noise compensated type from 0.2 μ V to 1 μ V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

เครื่องที่ทดลองนี้เป็นการ MOD. แบบ PHASE MODULATION หรือ INDIRECT FM ซึ่งความถี่ OSC. นั้นใช้ CRYSTAL แล้วทำการ MULTIPLIER ขึ้นไป ทางด้านภาคส่งคุณ 12 ส่วนทางด้านภาครับคุณ 9 แล้วส่งมาที่ภาค PA. ซึ่งให้การขยายกำลังประมาณ 10 W. ที่อินพุท นอกจากนี้แล้วยังมีวงจร PROTECTION ป้องกันมิให้ TRANSISTOR ที่ใช้ในภาคขยายภาคสุดท้ายพังเสียหายได้ อันเกิดจากสายอากาศ SHOT หรือไม่ได้ใส่สายอากาศ

นอกเหนือจากที่กล่าวมาแล้วยังมีวงจร TIMER ซึ่งจะตัดเครื่องส่งเมื่อเวลาที่ใช้ส่งเกินที่กำหนดไว้ เวลาของ TIMER นี้สามารถปรับได้ตั้งแต่ 10 วินาที ถึง 2 นาที ซึ่งวงจรนี้ช่วยป้องกันวงจรของเครื่องส่งไม่ให้เกิดความเสียหายเนื่องจากความร้อนมากเกินไป และยังจำกัดเวลาในการส่ง เพื่อยืดอายุใช้งานของ BATTERY ด้วย



ภาคผนวก

การปรับจูนเครื่อง (ALIGNMENT)

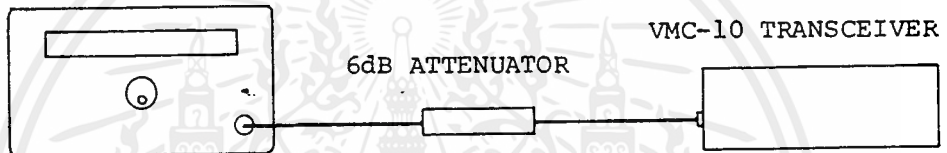
เครื่องมือทดสอบ (TEST EQUIPMENT)

เครื่องมือทดสอบตามรายการต่อไปนี้ เป็นเครื่องมือสำหรับใช้ในการจูนปรับแต่งของเครื่องรับ-ส่งวิทยุ VHF FM มีดังต่อไปนี้

1. OSCILLOSCOPE ที่สามารถจับรูปคลื่นความถี่ได้อย่างน้อย 15 MHz
2. VOM METER สามารถวัด DC, AC, VOLTS และค่าความต้านทานได้
3. FM SIGNAL GENERATOR มีความถี่ย่าน 130-175 MHz ความแรงของสัญญาณต้องปรับได้ตั้งแต่ 0.1 ไมโครโวลต์ ถึง 100 มิลลิโวลต์ หรือกว่า และมีความต้านทานออก 50 โอห์ม
4. FREQUENCY COUNTER นับความถี่ได้อย่างน้อย 200 MHz และมีความไวไม่น้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์
5. 6 dB PAD ATTENUATOR มีความต้านทาน เข้า-ออก 50 โอห์ม
6. RF POWER METER มีความต้านทานเข้า 50 โอห์ม วัดได้เต็มสเกลไม่น้อยกว่า 25 วัตต์
7. FM DEVIATION METER สามารถรับสัญญาณ FM ได้ในย่าน 130-175 MHz และสามารถอ่าน FREQUENCY DEVIATION ได้โดยตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FM SIGNAL GENERATOR



การต่ออุปกรณ์ในการปรับจูนเครื่อง (ALIGNMENT)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8. VTVM METER ที่วัดสัญญาณเสียง AC ได้และมี dB SCALE อยู่ด้วย

การปรับจูนภาครับ (RECEIVER ALINGMENT)

ต่ออุปกรณ์ดังภาพ

การเลือกช่องที่จะรับ-ส่ง ทำได้โดยหมุน CHANNEL SEL. ไปในตำแหน่งช่องที่ต้องการปรับความถี่ของช่องรับ-ส่งใดๆ ทำได้โดยปรับ TRIMMER CAPACITOR ที่ต่ออนุกรมกับ CRYSTAL ของช่องที่ต้องการเปิดไฟเข้าเครื่องให้เครื่องทำงาน ปรับ SQUELCH-OFF เร่ง VOLUME ให้เสียง "ซ่า" ออกที่ลำโพงดังพอสมควร

เลือกช่องความถี่ที่ต้องการปรับจูนไปที่ช่องใดช่องหนึ่งได้ VOM METER (2.5-VDC) จับที่ TP1 ของ Q1 FIRST OSCILLATOR ปรับจูน T1, T2 ไปมาซ้ำ ๆ จนระดับของสัญญาณสูงที่สุด

ตั้งความถี่ของ FM SIGNAL GENERATOR (ยังไม่มี MODULATING) ให้ความถี่ตรงกับความถี่ที่รับ เร่งความแรงของสัญญาณจนเสียง "ซ่า" ที่ลำโพงเจียบลง ลดระดับสัญญาณ ลงจนได้ยินเสียง "ซ่า" บ้าง ลองปรับ TRIMMER CAPACITOR C101-C112, ของ CHANNEL ที่กำลังใช้งานอยู่ จูนจนกระทั่งเสียง "ซ่า" ลดน้อยลงที่สุดเท่าที่จะทำได้ แล้วให้ลดสัญญาณลงอีก จูน T3, T4, T5, L1, L2, L3, L4, L5, T6, T7 ให้เสียง "ซ่า" ลดลงมากที่สุด ลดสัญญาณลงอีก จูน T3-T7 ซ้ำ ๆ กันหลาย ๆ หนให้เสียง "ซ่า" น้อยที่สุด

- ปรับ FUNCTION ของ FM SIGNAL GENERATOR ไปที่ MODULATION, MOD. ด้วย 1 KHZ ความถี่เสียงที่ DEVIATION มาตรฐาน 2 ใน 3 ของ DEVIATION สูงสุด (5 KHZ)

- เร่ง ความแรงของสัญญาณประมาณ 100 ไมโครโวลต์

- ใช้ SCOPE จับคร่อมลำโพงจูน T10 ให้ได้รูปร่างคลื่นเสียง 1 KHZ สูงที่สุด และสวยที่สุด

- ถ้ารูปร่างคลื่นยังไม่สวย ให้จูน T6, T7 ช่วย

ที่กล่าวมาแล้วเป็นการจูนภาครับอย่างหยาบ ๆ เมื่อจูนอย่างหยาบแล้วจะจูนอย่างละเอียดซ้ำอีกทีหนึ่ง ดังนี้

- ตั้งความถี่ของ FM SIGNAL GENERATOR เหมือนเดิม (ไม่ MOD.)

- ตั้งความแรงของสัญญาณออกที่ 1 ไมโครโวลต์ (มี 6 dB PAD)

ต่ออยู่ ความแรงของสัญญาณที่ภาครับ จะรับเท่ากับ 0.5 ไมโครโวลต์

- ใช้ VTVM จับคร่อมที่ลำโพง

- เร่งความดัง "ซ่า" ที่ลำโพงประมาณ 2 ใน 3 ของกำลังสูงสุดของกำลังสัญญาณเสียงที่จะออกได้

- ตั้ง VTVM ให้เข็มชี้ที่ 0dB อาจเร่ง หรือลดความดังช่วยให้เข็มชี้ที่ 0dB

- ต่อสัญญาณจาก SIG-GEN. เข้าที่ขั้วต่อสายอากาศภายนอก เสียง "ซ่า"

จะเงยบลงทันที

- ดูเข็มของ dB SCALE จะตกลงไป - 20 dB หรือมากกว่า

- จูน T1, T2, T3, T4, T5, L1, L2, L3, L4, L5 และ C101-C112 (ในแต่ละ CHANNEL) จนเข็มตกลงมากที่สุด เท่าที่จะทำได้ จูนซ้ำ ๆ หลาย ๆ หน

- ปลด VTVM ออกใช้ SCOPE จับคร่อมลำโพง MOD. สัญญาณเหมือนเดิมเร่งสัญญาณประมาณ 10 ไมโครโวลต์

- จูน T10 ให้รูปร่างคลื่นดีที่สุด ถ้ายังไม่ได้ให้จูน T6, T7 ช่วยการจูนให้ซ้ำๆ กันหลาย ๆ ครั้ง

หมายเหตุ

การใช้ VTVM METER บางทีไม่จำเป็นต้องตั้งให้เข็มไปที่ 0 dB ก็ได้ อาจจะต้องใช้วัตต์ AC VOLTS แล้วให้เข็มชี้ที่เลขใดก็ได้ เมื่อป้อนสัญญาณ 0.5 ไมโครโวลต์ เข้ามา เข็มจะต้องตกลงไป 10 เท่าจากที่เดิม นั่นก็เท่ากับตกลงไป 20 dB เหมือนกัน

การปรับจูนภาคส่ง (TRANSMITTER ALIGNMENT)

1. ต่อ RF-WATTMETER 50 โอห์ม ที่ขั้วต่อสายอากาศเปิดไฟเข้าเครื่อง
2. เลือกช่องที่จะส่งช่องใดช่องหนึ่งก็ได้โดย CHANNEL SELECTOR
3. ใช้ DC VOLT METER ประมาณ 2.5 โวลต์ หรือน้อยกว่า ขั้วบวกของมิเตอร์ที่จับ TP4 กด PUSH TO TALK SWITCH
4. จูน T101, T102, T103 ไปมาซ้ำๆ จนเข็มมิเตอร์ขึ้นสูงที่สุด ที่จุดนี้ โวลต์จะขึ้นประมาณ
5. เอาขั้วบวกของมิเตอร์จับต่อไปที่ TP5 กด PUSH TO TALK SWITCH
6. จูน T104, T105, T106 ซ้ำ ๆ จนเข็มมิเตอร์ขึ้นสูงที่สุด ให้กลับมาจูน T101, T102, T103 ตามลำดับ จนเข็มมิเตอร์ที่จุดนี้ขึ้นสูงที่สุด จะวัดโวลต์ได้ประมาณ 1 โวลต์
7. เลื่อนมิเตอร์ไปจับที่ TP6 จูน T107, T108 แล้วทำเหมือนเดิม (ข้อ 3-6) ที่จุดนี้จะได้ DC VOLTS ประมาณ 0.7 โวลต์
8. จากนั้นให้สังเกตดูที่ RF WATT METER จูน L102, L103 เข็มหน้าปัทม์ของ WATTMETER จะเริ่มกระดิก จูนให้เข็มขึ้นมากที่สุด

9. พลั๊กสวิทช์ HI-LO SW.601 ไปที่ HI และปรับ R626 ใ้ OUTPUT

ออกสูงสุด

10. จูน C621 เข็มวัตต์มิเตอร์ จะขึ้นมาอีก แล้วจูน C625, C633, C634 จนวนวัตต์ขึ้นสูงที่สุด จากนั้นให้เริ่มจูนใหม่อีกครั้งหนึ่ง ตั้งแต่ข้อ 3-9 เพื่อให้ได้ผลที่ดีที่สุด

ข้อควรกระทำ

จากการจูนทั้งหมดที่กล่าวมาแล้วนั้น ถึงแม้ว่าจะได้ POWER OUTPUT ตามต้องการแล้วก็ตาม กระแสที่ดึงจากแบตเตอรี่อาจจะสูงเกินไป ดังนั้นเมื่อจูนข้อ 10 ใ้เอา DC AMP METER ตั้งสเกลที่ 10 แอมป์แอมป์หรือสูงกว่า ต่ออนุกรมเข้าระหว่างขั้วต่อ 12 VDC INPUT แล้วจูนเครื่องส่งตามเดิม ในการจูนข้อ 10 ใ้สังเกตดูแอมป์มิเตอร์ด้วย โดยเฉพาะปรับ C633, C634 ต้องปรับใ้ได้วัตต์มากที่สุด และใ้กระแสต่ำที่สุดด้วย

การลดกำลังออก

หลังจากจูนได้กำลังออกสูงสุดแล้ว (10 วัตต์) จะลดกำลังลงเท่าใ้ปรับ R626 จนวนวัตต์เหลือตามต้องการ จากการลดวัตต์นี้อาจจะยังใ้กระแสเ็น้อยลงอีกได้โดยปรับ C633, C634 อีกครั้งหนึ่ง

การปรับ DEVIATION ของความถี่ส่ง

ภาคส่งทั้งหมดเป็นแบบ NARROW BAND ; FREQUENCY DEVIATION ไม่เกิน + / - 5 KHZ อุปกรณ์ที่จำเป็นคือ FREQUENCY DEVIATION METER ซึ่งเป็นเครื่อง

รับแบบ FM ชนิดหนึ่ง ซึ่งสามารถอ่านค่า DEVIATION ได้โดยตรง

1. ป้อนสัญญาณเสียงความถี่ 1 KHz เข้าที่ไมโครโฟน
2. ตั้ง DEVIATION METER ใกลี ๆ เครื่องส่ง ปรับให้เครื่องพร้อมที่จะอ่าน

DEVIATION ได้ทันที

3. กด PUSH TO TALK SWITCH ให้กำลังส่งออกที่วัตต์มิเตอร์
4. อ่าน DEVIATION จาก METER ปรับให้ DEVIATION ที่อ่านได้ไม่เกิน

5 KHz เมื่อป้อนสัญญาณ 1 KHz แรงประมาณ 10 มิลลิวัตต์

การปรับความถี่ส่งให้ตรง

1. อุปกรณ์ที่ใช้ เครื่องนับความถี่ที่อ่านเป็นตัวเลข นับความถี่ให้มากกว่า 200 MHz ใส่อากาศ WHILP ที่ RF-INPUT ให้กับเครื่องนับความถี่ และปรับเครื่องให้พร้อมที่จะรับ

2. ตั้งช่องที่จะส่งความต้องการใส่อากาศให้กับเครื่องรับ-ส่ง

3. เปิดไฟเข้าเครื่อง กด PUSH TO TALK SWITCH ดูความถี่ที่นับได้จากเครื่องนับ

4. ปรับ C101 - C211 เพื่อให้ได้ความถี่ส่งตามต้องการ

วิธีการใช้เครื่องรับ-ส่ง

ความมุ่งหมายในบทนี้ เพื่อแนะนำให้ทราบถึงวิธีใช้ และคุ้นเคยกับเครื่องรับ-ส่ง
นี้อย่างละเอียดถูกต้อง และใช้เครื่องให้ได้มีประสิทธิภาพอย่างยิ่ง

ปุ่มควบคุมบนหน้าปัทม์

หัวข้อที่จะกล่าวต่อไปนี้เป็นคำอธิบายถึงหน้าที่ และวิธีการใช้งานของปุ่มควบคุมต่าง ๆ บนหน้าปัทม์ของเครื่องรับ-ส่งนี้

1. สวิตช์ปิด/เปิด (OFF/ON SWITCH) สวิตช์นี้ติดตั้งอยู่ที่ VOLUME เมื่อปิดสวิตช์ไปตามเข็มนาฬิกา จะทำให้ไฟจากแหล่งจ่ายไฟเข้ามาเลี้ยงวงจรภายในของเครื่องรับ-ส่ง

2. ความดัง (VOLUME) ใช้ควบคุมการดัง-ค่อยของสัญญาณ

3. แสควช (SQUELCH) ปุ่มควบคุมนี้จะปิดเสียงซ่าที่ออกมาจากลำโพงในขณะที่ที่ไม่ได้รับสัญญาณวิทยุเข้ามา (เสียงซ่านี้เป็นลักษณะเฉพาะตัวของเครื่องรับแบบ FM)

การตั้งปุ่มควบคุมนี้ตั้งได้ 2 แบบ คือ .-

3.1 การตั้งแบบ เทรชโฮลด์ แสควช (THRESHOLD SQUELCH) ตั้งโดยวิธีปรับปุ่มนี้ทวนเข็มนาฬิกาจนสุด แล้วจึงค่อย ๆ ปรับกลับไปตามเข็มนาฬิกาจนกระทั่งเสียงซ่าที่ออกมาจากลำโพงเงียบลง ณ. ที่จุดนี้เครื่องรับจะมีความไวในการรับได้ดีที่สุด โดยสัญญาณซึ่งมีความแรงเพียง 0.2 ไมโครโวลท์ (MICRO VOLTS) ก็ยังสามารถรับได้

3.2 การตั้งแบบ ไทแสควช (TIGHT SQUELCH) ตั้งโดยปรับปุ่มนี้ตามเข็มนาฬิกา ณ. ที่จุดนี้ ความไวของเครื่องรับจะลดลงโดยจะรับได้เฉพาะสัญญาณวิทยุที่มีความแรงเท่านั้น

4. ช่องความถี่ (CHANNEL SELECTOR) ปุ่มนี้ควบคุมนี้จะเป็นตัวเลือกช่องความถี่การใช้งานของเครื่อง โดยสามารถที่จะเปลี่ยนความถี่ของภาครับและภาคส่ง ได้พร้อมกัน

5. มิเตอร์ (METER SWITCH) สวิตช์ตัวนี้เป็นปุ่มควบคุมให้ตัวมิเตอร์บนหน้าปัดแสดงผลสภาพการทำงานของเครื่องรับ-ส่งวิทยุ โดยปุ่มนี้จะอยู่ในตำแหน่ง สัญญาณรับ-ส่ง และเมื่อสวิตช์นี้ถูกผลักให้มาอยู่ในตำแหน่ง BATT. มิเตอร์บนหน้าปัดจะแสดงถึงสภาพของแบตเตอรี่ ถ้าไฟเต็มเข็มมิเตอร์จะชี้ที่เลข 9 และถ้าต่ำกว่าเลข 9 ควรต้องเปลี่ยนแบตเตอรี่ใหม่

6. ขั้วต่อต่าง ๆ (CONNECTORS)

6.1 ไมโครโฟน (MICROPHONE) ขั้วต่อตัวนี้ใช้สำหรับต่อไปไมโครโฟน

ลักษณะการใช้งานของเครื่องรับ-ส่งวิทยุ

ดังได้กล่าวไว้ในข้างต้นบ้างแล้วว่า เครื่องรับ-ส่งวิทยุ ได้ออกแบบมาให้ใช้ลักษณะและสภาพงานทุกแบบ ซึ่งสามารถแยกออกเป็นลักษณะการใช้ใหญ่ๆ ได้ 3 แบบด้วยกันคือ .-

1. ลักษณะการใช้เครื่องรับ-ส่งวิทยุแบบนำติดตัว

การนำเครื่องรับ-ส่งวิทยุติดตัวไปนั้น ควรจะใส่ลงในเป้ ซึ่งได้จัดทำขึ้นสำหรับใส่เครื่องวิทยุโดยเฉพาะ และสามารถจะใช้ในลักษณะหิ้วถือได้อย่างเหมาะสม นอกจากนั้นเป้ยังมีช่องสำหรับใส่ไมโครโฟน (MICROPHONE) สะพายหลังแบบวิพ (WHIP) และสายไฟสำหรับต่อกับแหล่งจ่ายไฟต่างๆ ในการใช้เครื่องรับ-ส่งวิทยุแบบนำติดตัวนั้น สามารถใช้กับแหล่งจ่ายไปแบบ BP-1 และ BP-2 เป็นกล่องบรรจุถ่านไฟฉายขนาด R-20, UM-1,

หรือแบบ BA-30 บรรจุ 22 ก้อน ถ่ายไฟฉายแบบนี้มีขายในท้องตลาดทั่วไป ฉะนั้นแหล่งจ่ายไฟจึงเหมาะสำหรับใช้ในท้องที่ ที่ไม่มีไฟฟ้าใช้

ในการใช้เครื่องรับ-ส่งวิทยุแบบติดตัวนี้ ผู้ใช้ควรให้สายอากาศอยู่ห่างจากตัวและสูงที่สุดเท่าที่จะกระทำได้นอกจากนี้ควรให้ห่างไกลจากสิ่งแวดล้อม เช่น ต้นไม้ใหญ่ ตัวตึก หรือรถยนต์ และเสาอากาศควรให้ตั้งฉากกับพื้นดิน เพื่อให้ประสิทธิภาพการติดต่อไปได้ไกลที่สุด

2. การใช้เครื่องรับ-ส่งวิทยุแบบประจำที่ (BASE STATION)

เครื่องรับ-ส่ง เมื่อใช้ติดตั้งประจำที่ ผู้ใช้ควรใช้กับแหล่งจ่ายไฟแบบ VPG-10 PAC AC POWER SUPPLY ซึ่งใช้กับไฟ AC 220 VOLTS โดยที่ VPG-10 PAC เครื่องนี้ได้ออกแบบให้ทนกระแสไฟได้ถึง 4 AMPS. ซึ่งเป็น 2 เท่าของกระแสไฟที่ใช้ในเครื่องส่ง ดังนั้นจึงไม่ต้องเป็นห่วงว่ากระแสไฟจะไม่พอใช้ นอกจากนี้ยังมีวงจรป้องกันการลัดวงจร

ในการใช้เครื่องรับ-ส่งวิทยุ แบบติดตั้งประจำที่นั้น ผู้ใช้ควรเลือกใช้กับสายอากาศชนิดมีแกนขยาย เพื่อให้ประสิทธิภาพการติดตั้งได้ไกลขึ้น และการตั้งสายอากาศควรติดตั้งให้สูงจากพื้นดิน และให้ห่างจากต้นไม้ใหญ่ ตัวตึก สายไฟฟ้าแรงสูง

3. การใช้เครื่องรับ-ส่งวิทยุแบบติดตั้งรถยนต์ (MOBILE)

การใช้เครื่องรับ-ส่ง ติดตั้งในรถยนต์สามารถใช้กับรถยนต์ได้โดยโยงสายมาเข้าข้อต่อ "13.6 โวลท์ไฟเข้า" ด้านหลังของเครื่องรับ-ส่งได้เลย

ส่วนการติดตั้งเครื่องรับ-ส่งเข้าในรถยนต์นั้นควรได้ปฏิบัติตามดังต่อไปนี้

3.1 ก่อนอื่นควรตรวจสอบให้แน่ใจว่า ตัวถังของรถยนต์เป็นขั้วลบของแบตเตอรี่ (NEGATIVE GROUND) หากเป็นขั้วบวกของแบตเตอรี่ลงตัวถัง (POSITIVE GROUND) แล้วควรตรวจสอบดูให้แน่ใจก่อนติดตั้ง

3.2 เลือกตำแหน่งที่ติดตั้งในรถยนต์ โดยให้ห่างจากเครื่องปรับอากาศ หรือ บริเวณทางเดินของลมที่เป่าออกจากเครื่องปรับอากาศ และให้สะดวกต่อผู้ใช้เครื่องด้วย

3.3 เลือกตำแหน่งติดตั้งเสาอากาศ แล้วติดตั้งต่อสาย โคแอกเซียล (COAXIAL) แบบ RG-58/U หมายถึงเครื่องรับ-ส่งวิทยุ สำหรับภาคส่ง และภาครับ ได้ออกแบบให้มีอิมพีแดนซ์ (IMPEDANCE) 50 OHM ที่ขั้วต่อสายอากาศ ดังนั้น ไม่ควรปรับวงจรของเครื่องรับ-ส่งให้เข้ากับสายอากาศ แต่ควรปรับสายอากาศให้มี VSWR ต่ำที่สุด นั้นหมายความว่าสายอากาศทำงานได้เต็มที่ การรับ-ส่ง ก็ได้ระยะไกลมากที่สุด และในกรณีนำเครื่องรับ-ส่ง ไปติดตั้งในรถยนต์ ต้องมีชิ้นส่วนประกอบสำหรับตัดสัญญาณการรบกวนจากเครื่องยนต์ด้วย

การตรวจซ่อมและการซ่อมบำรุง (SERVICE AND MAINTENANCE) ทั่วไป (GENERAL)

คำแนะนำในบทนี้ เป็นพื้นฐานโดยตรงกับช่างที่มีความคุ้นเคยกับเครื่องมือ เครื่อง รับ-ส่งวิทยุ มาแล้ว บทนี้จะอธิบายถึงวิธีการป้องกัน และการซ่อมบำรุงรักษาที่ถูกต้อง การป้องกันแตกต่างจากการซ่อมบำรุงตรงที่ว่า การป้องกันได้ทำเมื่อเครื่องยังไม่เสีย ตรวจเช็คสภาพตามเวลา ซึ่งทำให้เครื่องใช้งานได้สภาพที่ดี ตลอดเวลา ลดการสูญเสีย หรือขัดข้องของเครื่อง

สำหรับการแก้ไขซ่อมบำรุง กระทำเมื่อเครื่องเกิดมีอาการขัดข้องใช้งานไม่ได้ แล้ว และอาจจะต้องเปลี่ยน หรือซ่อมแซมชิ้นส่วน

การป้องกันซ่อมบำรุง (PREVENTIVE MAINTENANCE)

การตรวจเช็คเป็นประจำ จะทำให้ลดการขัดข้องของเครื่องลงได้ ซึ่งมีผลให้ เครื่องมีอายุการใช้งานที่ยาวนาน ขึ้นตอนต่อไปนี้เป็นแนวทางในการปฏิบัติสำหรับเครื่องรับ-ส่งวิทยุ เพื่อลดอาการขัดข้องในการใช้งาน

1. ปลั๊ก เต้าเสียบ ตัวเครื่อง (CASE) ควรรักษาให้ปราศจากฝุ่นสกปรก, ความชื้น และพวกที่ทำให้เกิดการผุกร่อน
2. จะต้องเปิดฝาเครื่อง เพื่อดูลักษณะภายนอกอุปกรณ์ภายในทั่ว ๆ ไป เช่น RESISTOR, CAPACITOR, DIODE, TRANSISTOR, IC
3. ปลั๊ก เต้าเสียบ และฟิวส์ จะต้องคอยดูเพื่อตรวจเช็คให้อยู่ในสภาพที่เสียบ หรือบรรจุอยู่ให้เรียบร้อย
4. ขั้วต่อ สายไฟ ซึ่งมีลักษณะใหม่ หรือเสื่อมสภาพ ฉนวนชำรุด ควรได้รับการตรวจสอบแก้ไข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การซ่อมบำรุง (CORRECTIVE MAINTENANCE)

การแก้ไขซ่อมบำรุง ประกอบด้วยส่วนพื้นฐาน 2 อย่างคือ

1. การหาอาการขัดข้อง (LOCALIZATION)
2. การตรวจหาอุปกรณ์ (ISOLATION)

1. การหาอาการขัดข้อง (LOCALIZATION)

หมายถึง การตรวจสอบบริเวณของวงจรที่ขัดข้อง หาได้โดยการเปรียบเทียบอาการขัดข้องกับตาราง FLOW CHARTS ซึ่งใน FLOW CHARTS จะมี BLOCK DIAGRAM แสดงการทำงานของเครื่องอยู่ และสามารถตรวจสอบส่วนที่ขัดข้องได้โดยไม่ยาก

2. การตรวจหาอุปกรณ์ที่เสีย (ISOLATION)

หมายถึง การตรวจสอบเช็คหาชิ้นส่วนที่เสีย ซึ่งจะต้องใช้เครื่องมือมาวัดหรือตรวจเช็ค เช่น ใช้ VOLTMETER วัดค่า DC VOLTAGE และนำค่าไปเปรียบเทียบกับตาราง ซึ่งแนบข้างท้ายของบท

TABLE 1 RECEIVER DC VOLTAGE READING (VOLTS)

REFERENCE DESIGNATION	COLLECTOR (VDC)	BASE (VDC)	EMITTER (VDC)
Q1	5	1	0.4
Q2	7.6	2	5
Q3	7.6 (D)	OG1), 2(G2	0.65 (S)
Q4	8 (D)	0 (G)	2 (S)
Q5	5	2	2
Q7	1.5	0.6	0
Q8	8	2.6	5
Q9	12.5/0	13.8/0	13.8
Q10	13.8/0	0/0.75	0
Q901	1.25	0.6	0
Q902	0/0.75	0.75/0	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 1.1

REFERENCE DESIGNATION	PIN	VDC	REMARK
IC1	1	6	MC 3357
	2	5.5	
	3	6	
	4	6	
	5	0.6	
	6	0/6	
	7	1	
	8	6	
	9	3	
	10	2	
	11	2	
	12	-	
	13	-	
	14	0	
	15	GUN	
	16	2	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 1.2

REFERENCE DESIGNATION	PIN	VDC	REMARK
IC2	1 2 3 4 5	0.25 0.65/6 0 6 13.8	TDA 2002

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 2 TEST POINT DC VOLTAGE READING (J102)

TP. PIN NO.	VDC	REMARK
1	-0.2	
2	1.75	50 UV INPUT
3	6	
4	0.75	TX MULTIPIER 1
5	1	TX MULTIPIER 2
6	1.65	TX MULTIPIER 3
7	8	
8	11	
9	0	GROUND

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 3 TRANSMITTER DC VOLTAGE READING

REFERENCE DESIGNATION	COLLECTOR (VDC)	BASE (VDC)	EMITTER (VDC)	REMARK
Q101	9.5	3.6	3.2	MPS 9633
Q102	10	1.75	1	MPS 9426
Q103	10	1.35	0.65	MPS 9426
Q104	10	1.5	0.85	MPS 9426
Q105	10	1.45	0.75	MPS 9426
Q106	10	1.5	0.9	MRF 604
Q107	13.8	1.35	0.6	2N 4427
Q108	13.8	12	11	2SC 1383
Q109	13.8	9	8	MPS 9632
Q110	1.2/11	13.8/0	13.8	MJE 9451
Q111	13.8/0	1/1	5/0	MPS 9632
Q112	1.2/10	1.2/0.7	5/0	MPS 9632
Q113	1.2/0.7	1.2/0.7	13.8	MS 9468
Q114	1.2/0.7	0/0.75	0/0.1	MPS 9632
Q115	0/1.5 (CA)	1.5 (G)	0/0.75 (K)	2N 6028
Q116	0/0.75	0.65/0.15	0	MPS 9632
Q117	13.8	9	8	MPS 9632
Q118	0/9	0.75/0	0	MPS 9632

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 4 10 W RF POWER AMPLIFIER DC VOLTAGE READING (VOLTS)

REFERENCE DESIGNATION	COLLECTOR (VDC)	BASE (VDC)	EMITTER (VDC)	REMARK
Q601	12.5	12.5	13.5	MJE 9451
Q602	5.5	6	5.5	MPS 9632
Q603	13.5	13	13.5	MPS 9682
Q604	12	0	0	2N 5589
Q605	13.8	0	0	MRF 221

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 4.1

REFERENCE DESIGNATION	PIN	VDC	REMARK
IC601	4	1.5	MC1723
	5	1.5	
	6	6	
	7	0	
	10	12.5	
	11	13.5	
	12	13.5	
	13	13.5	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

1N4728, A
thru
1N4764, A

Designers Data Sheet

**ONE WATT HERMETICALLY SEALED
GLASS SILICON ZENER DIODES**

- Complete Voltage Range — 3.3 to 100 Volts
- DO-41 Package
- Double Slug Type Construction
- Metallurgically Bonded Construction
- Oxide Passivated Die

Designer's Data for "Worst Case" Conditions

The Designers Data sheets permit the design of most circuits entirely from the information presented. Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.

***MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Power Dissipation @ T _A = 50°C Derate above 50°C	P _D	1.0 6.67	Watt mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T _J , T _{stg}	-65 to +200	°C

MECHANICAL CHARACTERISTICS

CASE: Double slug type, hermetically sealed glass

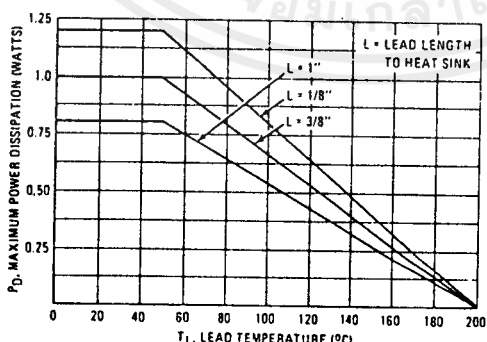
MAXIMUM LEAD TEMPERATURE FOR SOLDERING PURPOSES: 230°C, 1/16" from case for 10 seconds

FINISH: All external surfaces are corrosion resistant with readily solderable leads.

POLARITY: Cathode indicated by color band. When operated in zener mode, cathode will be positive with respect to anode.

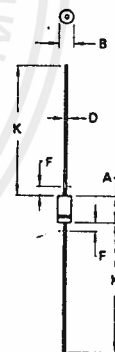
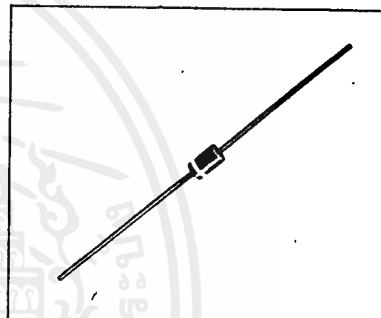
MOUNTING POSITION: Any

FIGURE 1 — POWER TEMPERATURE DERATING CURVE



*Indicates JEDEC Registered Data

1.0 WATT
ZENER REGULATOR DIODES
3.3 - 100 VOLTS



DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.07	5.20	0.160	0.205
B	2.04	2.71	0.080	0.107
D	0.71	0.86	0.028	0.034
F	-	1.27	-	0.050
K	27.94	-	1.100	-

CASE 59-03
DO-41
GLASS

- NOTES:
1. ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH JEDEC DO 41 OUTLINE SHALL APPLY.
 2. POLARITY DENOTED BY CATHODE BAND
 3. LEAD DIAMETER NOT CONTROLLED WITHIN "F" DIMENSION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

*ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted) V_F = 1.2 V max, I_F = 200 mA for all types.

JEDEC Type No. (Note 1)	Nominal Zener Voltage V _Z @ I _{ZT} Volts (Notes 2 and 3)	Test Current I _{ZT} mA	Maximum Zener Impedance (Note 4)			Leakage Current		Surge Current [⊙] I _S - mA (Note 5)
			Z _{ZT} @ I _{ZT} Ohms	Z _{ZK} @ I _{ZK} Ohms	I _{ZK} mA	I _R μA Max	V _R Volts	
1N4728	3.3	76	10	400	1.0	100	1.0	1380
1N4729	3.6	69	10	400	1.0	100	1.0	1260
1N4730	3.9	64	9.0	400	1.0	50	1.0	1190
1N4731	4.3	58	9.0	400	1.0	10	1.0	1070
1N4732	4.7	53	8.0	500	1.0	10	1.0	970
1N4733	5.1	49	7.0	550	1.0	10	1.0	890
1N4734	5.6	45	5.0	600	1.0	10	2.0	810
1N4735	6.2	41	2.0	700	1.0	10	3.0	730
1N4736	6.8	37	3.5	700	1.0	10	4.0	660
1N4737	7.5	34	4.0	700	0.5	10	5.0	605
1N4738	8.2	31	4.5	700	0.5	10	6.0	550
1N4739	9.1	28	5.0	700	0.5	10	7.0	500
1N4740	10	25	7.0	700	0.25	10	7.6	454
1N4741	11	23	8.0	700	0.25	5.0	8.4	414
1N4742	12	21	9.0	700	0.25	5.0	9.1	380
1N4743	13	19	10	700	0.25	5.0	9.9	344
1N4744	15	17	14	700	0.25	5.0	11.4	304
1N4745	16	15	18	700	0.25	5.0	12.2	288
1N4746	18	14	20	700	0.25	5.0	13.7	260
1N4747	20	12.5	27	750	0.25	5.0	15.2	228
1N4748	22	11.5	23	750	0.25	5.0	16.7	205
1N4749	24	10.5	25	750	0.25	5.0	18.2	190
1N4750	27	9.5	35	750	0.25	5.0	20.6	170
1N4751	30	8.5	40	1000	0.25	5.0	22.8	150
1N4752	33	7.5	45	1000	0.25	5.0	25.1	135
1N4753	36	7.0	50	1000	0.25	5.0	27.4	125
1N4754	39	6.5	60	1000	0.25	5.0	29.7	115
1N4755	43	6.0	70	1500	0.25	5.0	32.7	110
1N4756	47	5.5	80	1500	0.25	5.0	35.8	95
1N4757	51	5.0	95	1500	0.25	5.0	38.8	90
1N4758	56	4.5	110	2000	0.25	5.0	42.6	80
1N4759	62	4.0	125	2000	0.25	5.0	47.1	70
1N4760	68	3.7	150	2000	0.25	5.0	51.7	65
1N4761	75	3.3	175	2000	0.25	5.0	56.0	60
1N4762	82	3.0	200	3000	0.25	5.0	62.2	55
1N4763	91	2.8	250	3000	0.25	5.0	69.2	50
1N4764	100	2.5	350	3000	0.25	5.0	76.0	45

[⊙]Indicates JEDEC Registered Data.

NOTE 1 — Tolerance and Type Number Designation. The JEDEC type numbers listed have a standard tolerance on the nominal zener voltage of ±10%. A standard tolerance of ±5% on individual units is also available and is indicated by suffixing "A" to the standard type number. C for ±2.0%, D for ±1.0%.

NOTE 2 — Specials Available Include:

- A. Nominal zener voltages between the voltages shown and tighter voltage tolerances.
- B. Matched sets.

For detailed information on price, availability, and delivery, contact your nearest Motorola representative.

NOTE 3 — Zener Voltage (V_Z) Measurement. Motorola guarantees the zener voltage when measured at 90 seconds while maintaining the lead temperature (T_L) at 30°C ± 1°C, 3/8" from the diode body.

NOTE 4 — Zener Impedance (Z_Z) Derivation. The zener impedance is derived from the 60 cycle ac voltage, which results when an ac current having an rms value equal to 10% of the dc zener current (I_{ZT} or I_{ZK}) is superimposed on I_{ZT} or I_{ZK}.

NOTE 5 — Surge Current (I_S) Non-Repetitive. The rating listed in the electrical characteristics table is maximum peak, non-repetitive, reverse surge current of 1/2 square wave or equivalent sine wave pulse of 1/120 second duration superimposed on the test current, I_{ZT}, per JEDEC registration; however, actual device capability is as described in Figure 5.

APPLICATION NOTE

Since the actual voltage available from a given zener diode is temperature dependent, it is necessary to determine junction temperature under any set of operating conditions in order to calculate its value. The following procedure is recommended:

Lead Temperature, T_L, should be determined from

$$T_L = \theta_{LA} P_D + T_A$$

θ_{LA} is the lead-to-ambient thermal resistance (°C/W) and P_D is the power dissipation. The value for θ_{LA} will vary and depends on the device mounting method. θ_{LA} is generally 30 to 40°C/W for the various clips and tie points in common use and for printed circuit board wiring.

The temperature of the lead can also be measured using a thermocouple placed on the lead as close as possible to the tie point. The thermal mass connected to the tie point is normally large enough so that it will not significantly respond to heat surges generated in the diode as a result of pulsed operation once steady-state conditions are achieved. Using the measured value of T_L, the junction temperature may be determined by:

$$T_J = T_L + \Delta T_{JL}$$

ΔT_{JL} is the increase in junction temperature above the lead temperature and may be found as follows:

$$\Delta T_{JL} = \theta_{JL} P_D$$

θ_{JL} may be determined from Figure 3 for dc power conditions. For worst-case design, using expected limits of I_Z, limits of P_D and the extremes of T_J(ΔT_{JL}) may be estimated. Changes in voltage, V_Z, can then be found from:

$$\Delta V = \theta_{VZ} \Delta T_J$$

θ_{VZ} , the zener voltage temperature coefficient, is found from Figure 2.

Under high power-pulse operation, the zener voltage will vary with time and may also be affected significantly by the zener resistance. For best regulation, keep current excursions as low as possible.

Surge limitations are given in Figure 5. They are lower than would be expected by considering only junction temperature, as current crowding effects cause temperatures to be extremely high in small spots resulting in device degradation should the limits of Figure 5 be exceeded.

FIGURE 2 – TEMPERATURE COEFFICIENTS
 (-55°C to +150°C temperature range; 90% of the units are in the ranges indicated.)

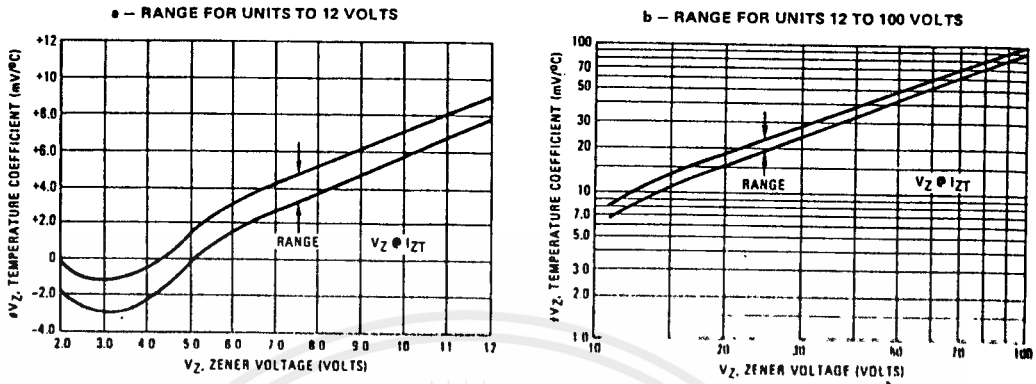


FIGURE 3 – TYPICAL THERMAL RESISTANCE
 versus LEAD LENGTH

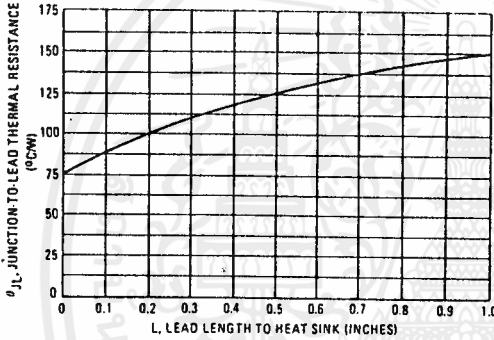


FIGURE 4 – EFFECT OF ZENER CURRENT

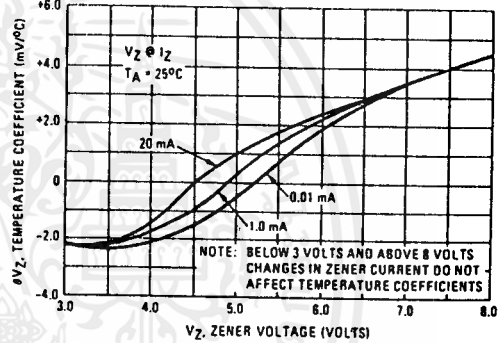
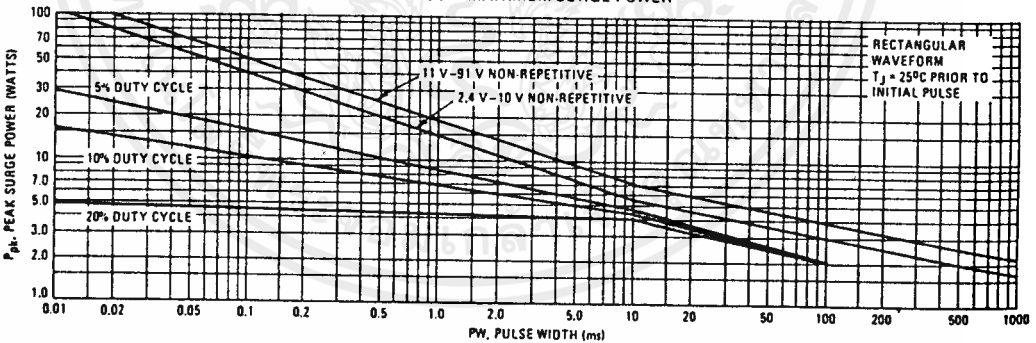


FIGURE 5 – MAXIMUM SURGE POWER



This graph represents 90 percentile data points.
 For worst-case design characteristics, multiply surge power by 2/3.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 6 - EFFECT OF ZENER CURRENT ON ZENER IMPEDANCE

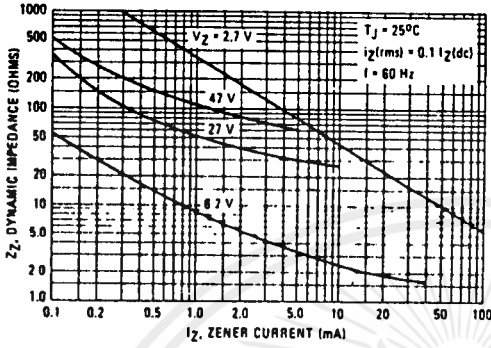


FIGURE 7 - EFFECT OF ZENER VOLTAGE ON ZENER IMPEDANCE

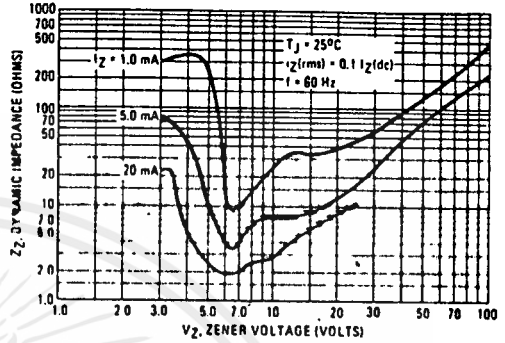


FIGURE 8 - TYPICAL LEAKAGE CURRENT

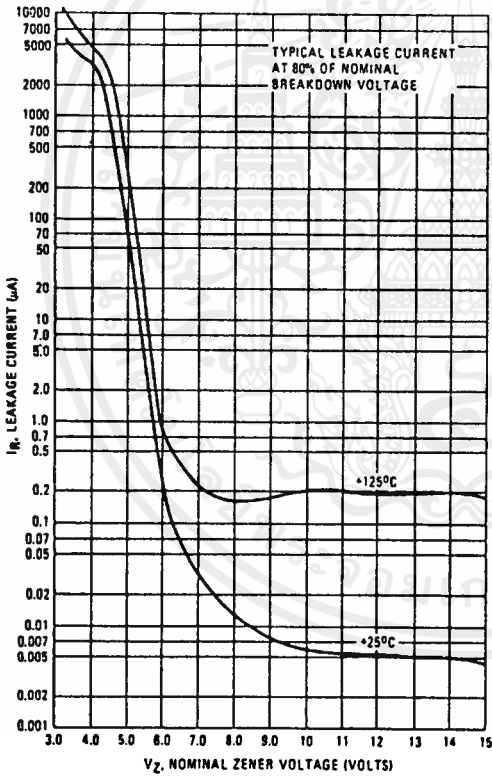


FIGURE 9 - TYPICAL CAPACITANCE versus V_z

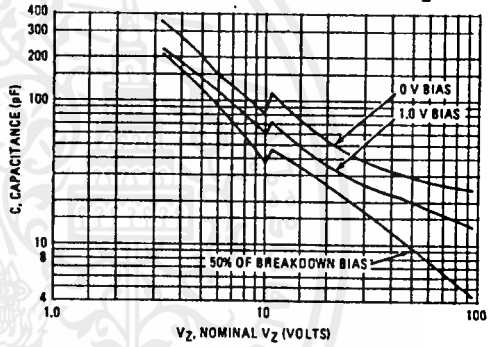
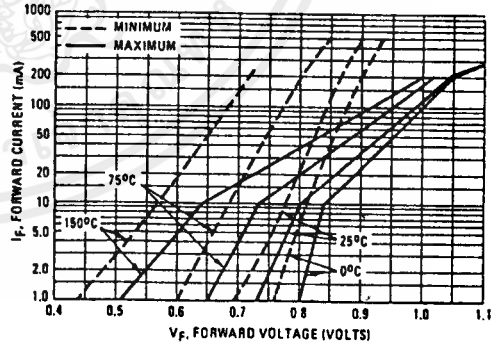


FIGURE 10 - TYPICAL FORWARD CHARACTERISTICS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA**

**1N4719
thru
1N4725**

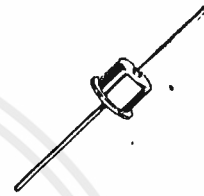
LEAD MOUNTED POWER RECTIFIERS

having low forward voltage drop and hermetic metal packages
High surge current capability and good thermal characteristics
provide reliable operation

• $R_{\theta JA} = 30^{\circ}\text{C/W}$

SILICON RECTIFIERS

**3.0 AMPERES
50-1000 VOLTS
DIFFUSED JUNCTION**



*MAXIMUM RATINGS (Both Package Types) $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise noted

Rating	Symbol	1N4719	1N4720	1N4721	1N4722	1N4723	1N4724	1N4725	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Working Peak Reverse Voltage	V_{RWM}								
DC Blocking Voltage	V_R								
Nonrepetitive Peak Reverse Voltage (one half-wave, single phase, 60 cycle peak)	V_{RSM}	100	200	300	500	720	1000	1200	Volts
RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	Volts
Average Rectified Forward Current (single phase, resistive load, 60 Hz, $T_A = 75^{\circ}\text{C}$)	I_O	3.0							Amp
Nonrepetitive Peak Surge Current (superimposed on rated current at rated voltage, $T_A = 75^{\circ}\text{C}$)	I_{FSM}	300 (for 1/2 cycle)							Amp
Operating and Case Temperature	T_J, T_{stg}	-65 to +175							$^{\circ}\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max Limit	Unit
*Instantaneous Forward Voltage ($I_F = 3.0\text{ A}$, $T_J = 75^{\circ}\text{C}$, Half Wave Rectifier)	v_F	1.0	Volts
*Full Cycle Average Reverse Current ($I_O = 3.0\text{ Amps}$ and Rated V_R , $T_A = 75^{\circ}\text{C}$, Half Wave Rectifier)	$I_R(AV)$	1.5	mA
DC Reverse Current (Rated V_R , $T_A = 25^{\circ}\text{C}$)	I_R	0.5	mA

*Indicates JEDEC Registered Data

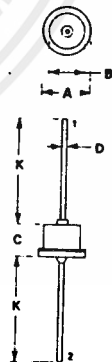
MECHANICAL CHARACTERISTICS

CASE: Welded, hermetically sealed construction

FINISH: All external surfaces corrosion-resistant and leads readily solderable

POLARITY: CATHODE TO CASE

MOUNTING POSITIONS: Any



DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	—	11.43	—	0.450
B	—	8.89	—	0.350
C	—	7.62	—	0.300
D	1.17	1.42	0.046	0.056
K	24.89	—	0.980	—

**CASE 60-01
METAL**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

2N4427

The RF Line

NPN SILICON HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

... designed for amplifier, frequency multiplier, or oscillator applications in military and industrial equipment. Suitable for use as output driver or pre-driver stages in VHF and UHF equipment.

- Specified 175 MHz, 12 Vdc Characteristics –
Output Power = 1.0 Watt
Minimum Gain = 10 dB
Efficiency = 50%

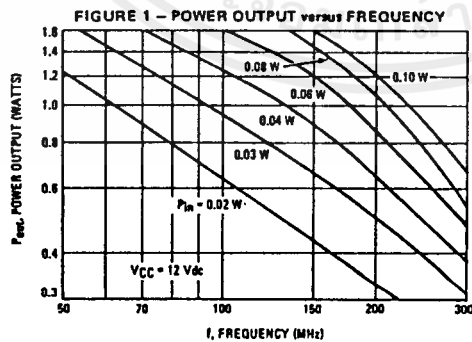
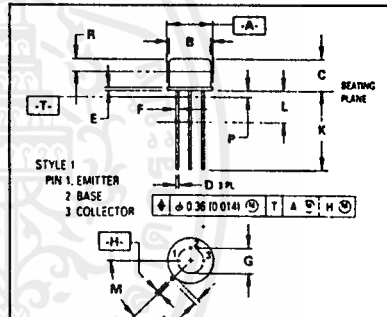
1 W – 175 MHz
HIGH FREQUENCY
TRANSISTOR
NPN SILICON



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
*Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	20	Vdc
*Collector-Base Voltage	V _{CB}	40	Vdc
*Emitter-Base Voltage	V _{EB}	2.0	Vdc
*Collector Current – Continuous	I _C	400	mA _{dc}
*Base Current – Continuous	I _B	400	mA _{dc}
Total Device Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	1.0 5.71	Watt mW/°C
*Total Device Dissipation @ T _C = 25°C Derate above 25°C	P _D	3.5 20	Watts mW/°C
*Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to + 200	°C

*Indicates JEDEC Registered Data



- NOTES
- DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982
 - CONTROLLING DIMENSION: INCH
 - DIMENSION J MEASURED FROM DIMENSION A MAXIMUM
 - DIMENSION B SHALL NOT VARY MORE THAN 0.25 10 0101 IN ZONE R THIS ZONE CONTROLLED FOR AUTOMATIC HANDLING.
 - DIMENSION F APPLIES BETWEEN DIMENSION P AND L DIMENSION D APPLIES BETWEEN DIMENSION L AND K MINIMUM LEAD DIAMETER IS UNCONTROLLED IN DIMENSION P AND BEYOND DIMENSION K MINIMUM.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.51	9.29	0.335	0.370
B	7.75	8.50	0.305	0.335
C	6.10	6.60	0.240	0.260
D	0.41	0.52	0.016	0.021
E	0.23	1.04	0.009	0.041
F	0.41	0.48	0.016	0.019
G	5.08 BSC		0.200 BSC	
H	0.72	0.86	0.028	0.034
J	0.74	1.14	0.029	0.045
K	12.70	19.05	0.500	0.750
L	6.35	—	0.250	—
M	45° BSC		45° BSC	
P	—	1.27	—	0.050
R	2.54	—	0.100	—

CASE 79-04
TO-205AD
(TO-39)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

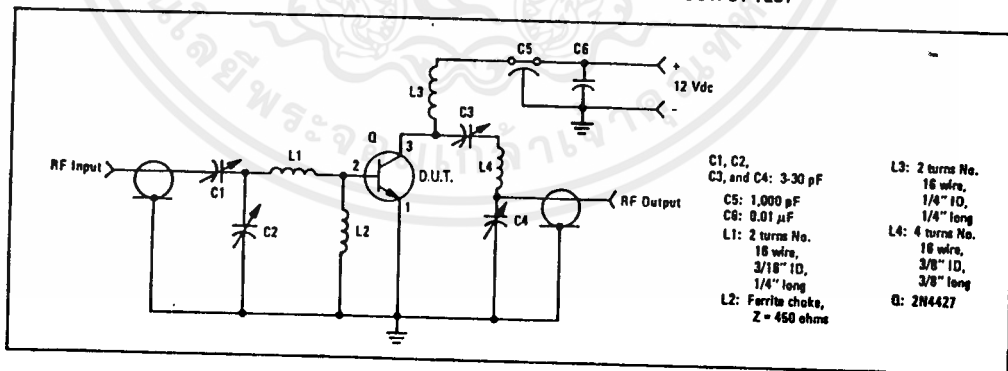
2N4427

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
*Collector-Emitter Sustaining Voltage (I _C = 5.0 mA _{dc} , I _B = 0)	V _{CEO(sus)}	20	—	V _{dc}
*Collector-Emitter Sustaining Voltage (I _C = 5.0 mA _{dc} , R _{BE} = 10 ohms)	V _{CER(sus)}	40	—	V _{dc}
*Collector Cutoff Current (V _{CE} = 12 V _{dc} , I _B = 0)	I _{CEO}	—	0.02	mA _{dc}
*Collector Cutoff Current (V _{CE} = 40 V _{dc} , V _{BE} = -1.5 V _{dc}) (V _{CE} = 12 V _{dc} , V _{BE} = -1.5 V _{dc} , T _C = +150°C)	I _{CEV}	—	0.1	mA _{dc}
*Emitter Cutoff Current (V _{EB} = 2.0 V _{dc} , I _C = 0)	I _{EBO}	—	0.1	mA _{dc}
ON CHARACTERISTICS				
*DC Current Gain (I _C = 100 mA _{dc} , V _{CE} = 5.0 V _{dc}) (I _C = 380 mA _{dc} , V _{CE} = 5.0 V _{dc})	h _{FE}	10 5.0	200 —	—
*Collector-Emitter Saturation Voltage (I _C = 100 mA _{dc} , I _B = 20 mA _{dc})	V _{CE(sat)}	—	0.5	V _{dc}
DYNAMIC CHARACTERISTICS				
*Current-Gain — Bandwidth Product (I _C = 50 mA _{dc} , V _{CE} = 15 V _{dc} , f = 200 MHz)	f _T	500	—	MHz
*Output Capacitance (V _{CB} = 12 V _{dc} , I _E = 0, f = 1.0 MHz)	C _{ob}	—	4.0	pF
FUNCTIONAL TEST				
*Power Input (Figure 2) (P _{out} = 1.0 W, V _{CC} = 12 V _{dc} , f = 175 MHz)	P _{in}	—	100	mW
Common-Emitter Amplifier Power Gain (P _{in} = 100 mW, V _{CC} = 12 V _{dc} , f = 175 MHz)	G _{pe}	10	—	dB
*Collector Efficiency (Figure 2) (P _{out} = 1.0 W, V _{CC} = 12 V _{dc} , f = 175 MHz)	η	50	—	%

*Indicates JEDEC Registered Data

FIGURE 2 — 175 MHz RF AMPLIFIER CIRCUIT FOR POWER-OUTPUT TEST



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA**

MRF604

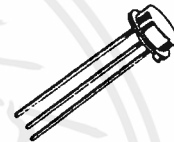
The RF Line

NPN SILICON RF POWER TRANSISTOR

... designed for 12.5 Volt VHF large-signal amplifier applications in industrial equipment with restricted available space.

- Specified 12.5 Volt, 175 MHz Characteristics -
Output Power = 1.0 Watt
Minimum Gain = 10 dB
Efficiency = 50%

1.0 W - 175 MHz
RF POWER
TRANSISTOR
NPN SILICON



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	20	Vdc
Collector-Base Voltage	V _{CBO}	40	Vdc
Emitter-Base Voltage	V _{EBO}	2.0	Vdc
Total Device Dissipation @ T _C = 25°C Derate above 25°C	PD	2.0 11.0	Watts mW/°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +200	°C

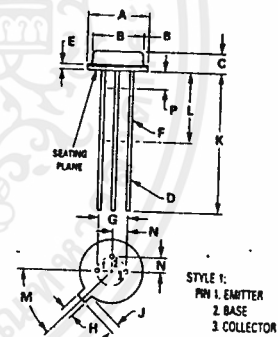
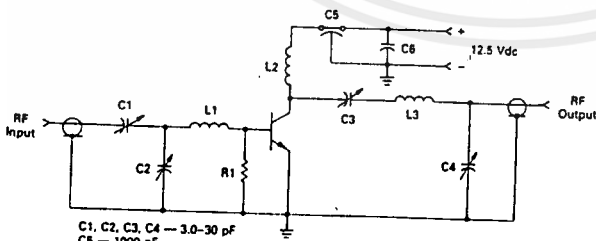


FIGURE 1 — 175 MHz TEST CIRCUIT SCHEMATIC



- C1, C2, C3, C4 — 3.0-30 pF
- C5 — 1000 pF
- C6 — 0.01 μF
- L1 — 2 Turns, #16 AWG, 3/16" I.D., 1/4" Long
- L2 — 0.15 μH, MOLDED CHOKE
- L3 — 4 Turns, #16 AWG, 3/8" I.D., 3/8" Long
- R1 — 100 Ω, 1/4 W, 10%

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	5.31	5.84	0.209	0.230
B	4.52	4.95	0.178	0.195
C	1.65	2.18	0.065	0.085
D	0.405	0.533	0.016	0.021
E	—	1.02	—	0.040
F	0.395	0.483	0.012	0.019
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
H	0.914	1.17	0.036	0.046
J	0.711	1.22	0.028	0.048
K	12.70	—	0.500	—
L	0.35	—	0.014	—
M	45° BSC		45° BSC	
N	1.27 BSC	—	0.050 BSC	—
P	—	1.27	—	0.050

CASE 26-03
TO-206AB
(TO-46)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MRF604

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 5.0 mA _{dc} , I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	20	-	-	V _{dc}
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 100 μA _{dc} , I _E = 0)	V _{(BR)CBO}	40	-	-	V _{dc}
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 100 μA _{dc} , I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	3.5	-	-	V _{dc}
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 12 V _{dc} , I _B = 0)	I _{CEO}	-	-	1.0	mA _{dc}
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain (I _C = 50 mA _{dc} , V _{CE} = 5.0 V _{dc})	h _{FE}	20	80	200	-
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Current-Gain – Bandwidth Product (I _C = 50 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc} , f = 200 MHz)	f _T	800	-	-	MHz
Output Capacitance (V _{CB} = 12.5 V _{dc} , I _E = 0, f = 1.0 MHz)	C _{ob}	-	-	3.5	pF
FUNCTIONAL TESTS (Figure 1)					
Common-Emitter Amplifier Power Gain (V _{CC} = 12.5 V _{dc} , P _{out} = 1.0 W, f = 175 MHz)	G _{PE}	10	-	-	dB
Collector Efficiency (V _{CC} = 12.5 V _{dc} , P _{out} = 1.0 W, f = 175 MHz)	η	50	-	-	%
Series Equivalent Input Impedance (V _{CC} = 12.5 V _{dc} , P _{out} = 1.0 W, f = 175 MHz)	Z _{in}	-	7.5-j 14	-	Ohms
Series Equivalent Output Impedance (V _{CC} = 12.5 V _{dc} , P _{out} = 1.0 W, f = 175 MHz)	Z _{out}	-	47-j 60	-	Ohms

FIGURE 2 – OUTPUT POWER versus INPUT POWER

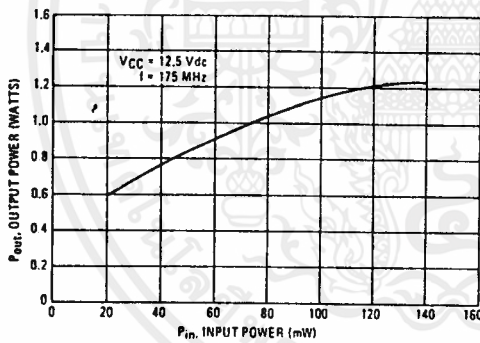


FIGURE 3 – CURRENT-GAIN BANDWIDTH PRODUCT

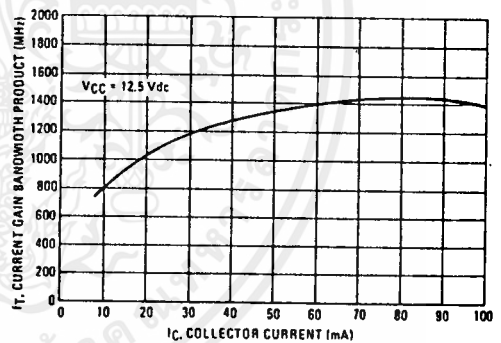
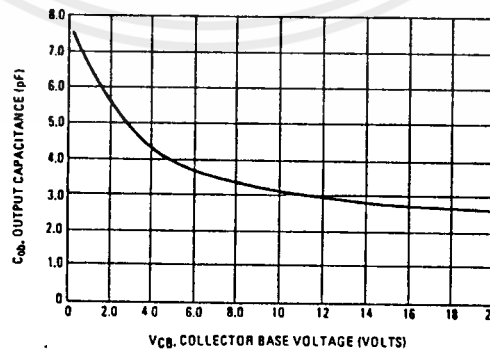


FIGURE 4 – OUTPUT CAPACITANCE versus COLLECTOR BASE VOLTAGE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

2N6081
MRF221

The RF Line

NPN SILICON RF POWER TRANSISTORS

... designed for 12.5 Volt VHF large signal power amplifier applications required in commercial and industrial equipment operating to 300 MHz.

- Specified 12.5 Volt, 175 MHz Characteristics --
Output Power = 15 W
Minimum Gain = 6.3 dB
Efficiency = 60%
- Characterized with Series Equivalent Large-Signal Impedance Parameters

15 W — 175 MHz

RF POWER TRANSISTORS


NPN SILICON

***MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	18	Vdc
Collector-Base Voltage	V _{CBO}	36	Vdc
Emitter-Base Voltage	V _{EB0}	4.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I _C	2.5	Adc
Total Device Dissipation @ T _C = 25°C (1) Derate above 25°C	P _D	31 177	Watts mW/°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +200	°C
Stud Torque (2)		6.5	in. lb.

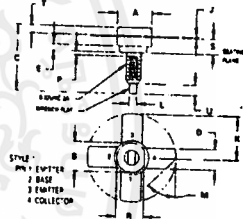
*Indicates JEDEC Registered Data for 2N6081.
(1) These devices are designed for RF operation. The total device dissipation rating applies only when the devices are operated as RF amplifiers.
(2) For repeated assembly use 5 in. lb.

2N6081



DIMENSIONS		TOLERANCES	
SYMBOL	UNITS	MIN.	MAX.
A	INCHES	0.187	0.193
B	INCHES	0.187	0.193
C	INCHES	0.187	0.193
D	INCHES	0.187	0.193
E	INCHES	0.187	0.193
F	INCHES	0.187	0.193
G	INCHES	0.187	0.193
H	INCHES	0.187	0.193
I	INCHES	0.187	0.193
J	INCHES	0.187	0.193
K	INCHES	0.187	0.193
L	INCHES	0.187	0.193
M	INCHES	0.187	0.193
N	INCHES	0.187	0.193
O	INCHES	0.187	0.193
P	INCHES	0.187	0.193
Q	INCHES	0.187	0.193
R	INCHES	0.187	0.193
S	INCHES	0.187	0.193
T	INCHES	0.187	0.193
U	INCHES	0.187	0.193
V	INCHES	0.187	0.193


NOTES:
1. DIMENSIONS AND TOLERANCES PER AND 175 50 1982
2. CONTROLLING DIMENSION: "M"



STYLE:
1. EMITTER
2. BASE
3. EMITTER
4. COLLECTOR

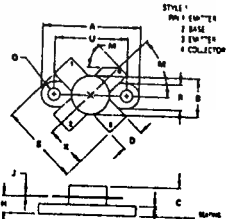
CASE 148A-09

MRF221



DIMENSIONS		TOLERANCES	
SYMBOL	UNITS	MIN.	MAX.
A	INCHES	0.187	0.193
B	INCHES	0.187	0.193
C	INCHES	0.187	0.193
D	INCHES	0.187	0.193
E	INCHES	0.187	0.193
F	INCHES	0.187	0.193
G	INCHES	0.187	0.193
H	INCHES	0.187	0.193
I	INCHES	0.187	0.193
J	INCHES	0.187	0.193
K	INCHES	0.187	0.193
L	INCHES	0.187	0.193
M	INCHES	0.187	0.193
N	INCHES	0.187	0.193
O	INCHES	0.187	0.193
P	INCHES	0.187	0.193
Q	INCHES	0.187	0.193
R	INCHES	0.187	0.193
S	INCHES	0.187	0.193
T	INCHES	0.187	0.193
U	INCHES	0.187	0.193
V	INCHES	0.187	0.193

NOTES:
1. DIMENSIONS AND TOLERANCES PER AND 175 50 1982
2. CONTROLLING DIMENSION: "M"



STYLE:
1. EMITTER
2. BASE
3. EMITTER
4. COLLECTOR

CASE 211-07

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

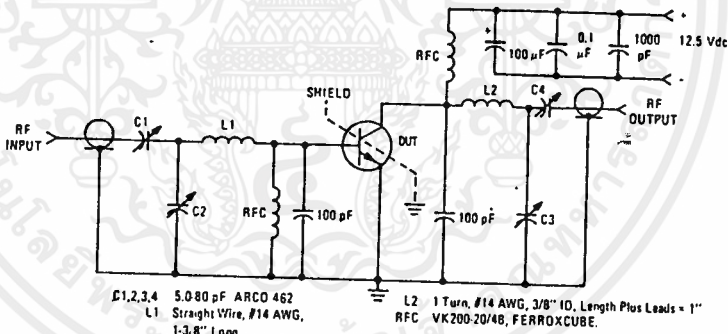
2N6081, MRF221

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 20 mA, I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	18	-	-	Vdc
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 10 mA, V _{BE} = 0)	V _{(BR)CES}	36	-	-	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 2.0 mA, I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	4.0	-	-	Vdc
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 15 Vdc, V _{BE} = 0, T _C = +55°C)	I _{CES}	-	-	8.0	mA
Collector Cutoff Current (V _{CB} = 15 Vdc, I _E = 0)	I _{CBO}	-	-	0.5	mA
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain (I _C = 0.5 A, V _{CE} = 5.0 Vdc)	h _{FE}	80	-	-	-
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Output Capacitance (V _{CB} = 15 Vdc, I _E = 0, f = 0.1 MHz)	C _{ob}	-	70	85	pF
FUNCTIONAL TEST					
Common-Emitter Amplifier Power Gain (P _{out} = 15 W, V _{CC} = 12.5 Vdc, f = 175 MHz)	G _{PE}	6.3	-	-	dB
Collector Efficiency (P _{out} = 15 W, V _{CC} = 12.5 Vdc, f = 175 MHz)	η	60	-	-	%

*Indicates JEDEC Registered Data for 2N6081.

FIGURE 1 - 175 MHz TEST CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N6081, MRF221

FIGURE 2 - OUTPUT POWER versus INPUT POWER

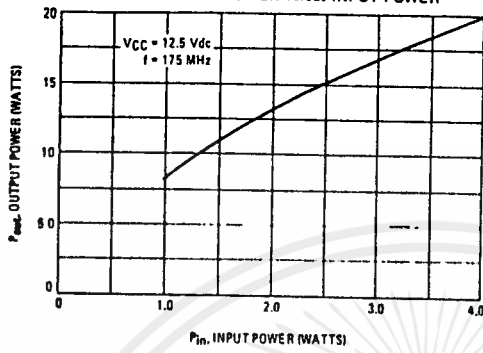


FIGURE 3 - OUTPUT POWER versus FREQUENCY

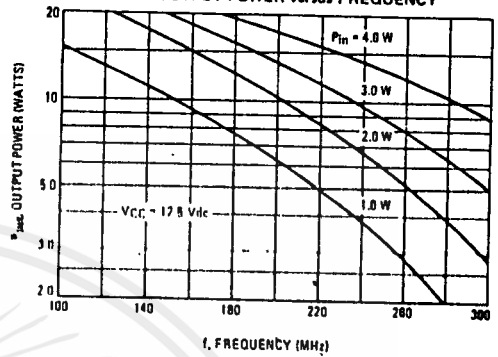


FIGURE 4 - OUTPUT POWER versus SUPPLY VOLTAGE

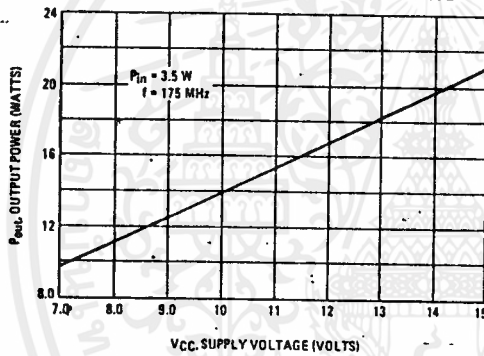
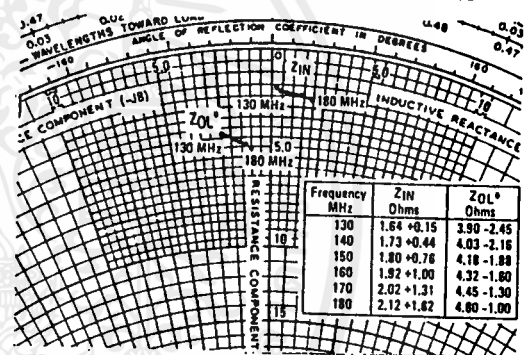


FIGURE 5 - SERIES EQUIVALENT IMPEDANCE



*Z_{OL} = Conjugate of the optimum load impedance into which the device output operates at a given output power, voltage and frequency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Operational Amplifiers

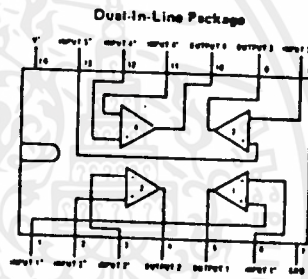
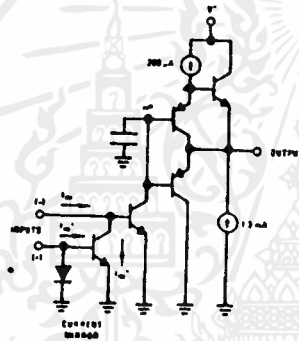
LM3900 quad amplifier general description

The LM3900 consists of four independent, dual input, internally compensated amplifiers which were designed specifically to operate off of a single power supply voltage and to provide a large output voltage swing. These amplifiers make use of a current mirror to achieve the non inverting input function. Application areas include AC amplifiers, RC active filters; low frequency triangle, squarewave and pulse waveform generation circuits, tachometers and low speed, high voltage digital logic gates.

features

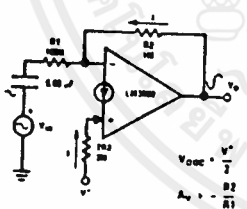
- Wide single supply voltage range
4 V_{DC} to 36 V_{DC}
or dual supplies ±2 V_{DC} to ±18 V_{DC}
- Supply current drain independent of supply voltage
- Low input biasing current 30 nA
- High open loop gain 70 dB
- Wide bandwidth 2.5 MHz (Unity Gain)
- Large output voltage swing (V⁺ - 1) V_{OP}
- Internally frequency compensated for unity gain
- Output short-circuit protection

schematic and connection diagrams

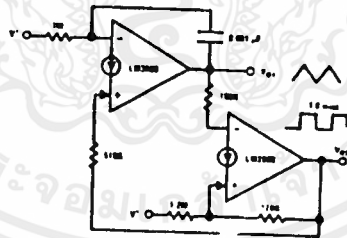


Order Number LM3900N
See Package 22

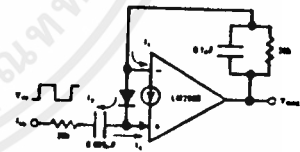
typical applications (V⁺ = 15V_{DC})



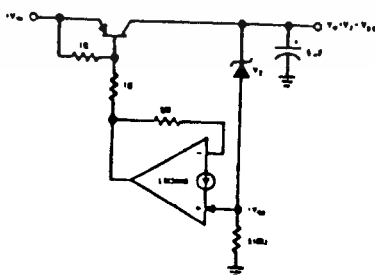
Inverting Amplifier



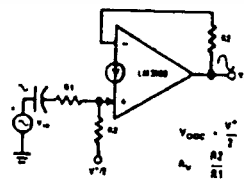
Triangle/Square Generator



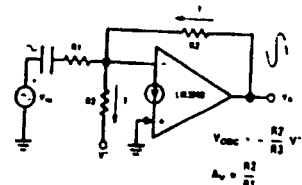
Frequency-Doubling Tachometer



Low VIN-VOUT Voltage Regulator



Non-Inverting Amplifier



Negative Supply Biasing

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1723, MC1723C

MAXIMUM RATINGS ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Pulse Voltage from V_{CC} to V_{EE} (50 ns)	$V_{in(p)}$	50	V_{peak}
Continuous Voltage from V_{CC} to V_{EE}	V_{in}	40	Vdc
Input-Output Voltage Differential	$V_{in} - V_O$	40	Vdc
Maximum Output Current	I_L	150	mAdc
Current from V_{ref}	I_{ref}	15	mAdc
Current from V_z	I_z	25	mA
Voltage Between Non Inverting Input and V_{EE}	V_{in}	0	Vdc
Differential Input Voltage	V_{in1}	0	Vdc
Power Dissipation and Thermal Characteristics			
Plastic Package			
$T_A = +25^\circ\text{C}$	P_D	1.25	W
Derate above $T_A = +25^\circ\text{C}$	$1/\theta_{JA}$	10	mW/ $^\circ\text{C}$
Thermal Resistance, Junction to Air	θ_{JA}	100	$^\circ\text{C/W}$
Metal Package			
$T_A = +25^\circ\text{C}$	P_D	1.0	Watt
Derate above $T_A = +25^\circ\text{C}$	$1/\theta_{JA}$	6.6	mW/ $^\circ\text{C}$
Thermal Resistance, Junction to Air	θ_{JA}	150	$^\circ\text{C/W}$
$T_C = +25^\circ\text{C}$	P_D	2.1	Watts
Derate above $T_A = +25^\circ\text{C}$	$1/\theta_{JA}$	14	mW/ $^\circ\text{C}$
Thermal Resistance, Junction to Case	θ_{JC}	35	$^\circ\text{C/W}$
Dual In-Line Ceramic Package			
Derate above $T_A = +25^\circ\text{C}$	P_D	1.5	Watt
Thermal Resistance, Junction to Air	$1/\theta_{JA}$	10	mW/ $^\circ\text{C}$
θ_{JA}		100	$^\circ\text{C/W}$
Operating and Storage Junction Temperature Range			
Metal Package	T_J, T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
Dual In-Line Ceramic		-65 to +175	
Operating Ambient Temperature Range			
MC1723C	T_A	0 to +70	$^\circ\text{C}$
MC1723		-55 to +125	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Unless otherwise noted: $T_A = +25^\circ\text{C}$, V_{in} 12 Vdc, $V_O = 5.0$ Vdc, $I_L = 1.0$ mAdc, $R_{SC} = 0$, $C_1 = 100$ pF, $C_{ref} = 0$ and divider impedance as seen by the error amplifier ≤ 10 k Ω connected as shown in Figure 2)

Characteristic	Symbol	MC1723			MC1723C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Voltage Range	V_{in}	9.5	-	40	9.5	-	40	Vdc
Output Voltage Range	V_O	2.0	-	37	2.0	-	37	Vdc
Input-Output Voltage Differential	$V_{in} - V_O$	3.0	-	38	3.0	-	38	Vdc
Reference Voltage	V_{ref}	6.95	7.15	7.35	6.80	7.15	7.50	Vdc
Standby Current Drain ($I_L = 0$, $V_{in} = 30$ V)	I_{IB}	-	2.3	3.5	-	2.3	4.0	mAdc
Output Noise Voltage ($f = 100$ Hz to 10 kHz)	V_n	-	20	-	-	20	-	$\mu\text{V(RMS)}$
$C_{ref} = 0$		-	2.5	-	-	2.5	-	
$C_{ref} = 5.0$ μF		-	0.002	0.015	-	0.003	0.015	%/ $^\circ\text{C}$
Average Temperature Coefficient of Output Voltage (T_{low} ① $< T_A < T_{high}$ ②)	TC_{VO}	-	0.002	0.015	-	0.003	0.015	%/ $^\circ\text{C}$
Line Regulation								
$(T_A = +25^\circ\text{C})$ $\begin{cases} 12\text{ V} < V_{in} < 15\text{ V} \\ 12\text{ V} < V_{in} < 40\text{ V} \\ 12\text{ V} < V_{in} < 15\text{ V} \end{cases}$	Reg_{line}	-	0.01	0.1	-	0.01	0.1	% V_O
		-	0.02	0.2	-	0.1	0.5	
		-	-	0.3	-	-	0.3	
Load Regulation (1.0 mA $< I_L < 50$ mA)								
$T_A = +25^\circ\text{C}$	Reg_{load}	-	0.03	0.15	-	0.03	0.2	% V_O
T_{low} ① $< T_A < T_{high}$ ②		-	-	0.6	-	-	0.6	
Ripple Rejection ($f = 50$ Hz to 10 kHz)								
$C_{ref} = 0$	RR	-	74	-	-	74	-	dB
$C_{ref} = 5.0$ μF		-	86	-	-	86	-	
Short Circuit Current Limit ($R_{SC} = 10$ Ω, $V_O = 0$)								
	I_{sc}	-	65	-	-	65	-	mAdc
Long Term Stability								
	$\Delta V_O / \Delta t$	-	0.1	-	-	0.1	-	%/1000 Hr

① $T_{low} = 0^\circ\text{C}$ for MC1723C
 $= -55^\circ\text{C}$ for MC1723

② $T_{high} = +70^\circ\text{C}$ for MC1723C
 $= +125^\circ\text{C}$ for MC1723

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1723, MC1723C

TYPICAL CHARACTERISTICS

($V_{in} = 12 \text{ Vdc}$, $V_O = 5.0 \text{ Vdc}$, $I_L = 1.0 \text{ mA}$, $R_{SC} = 0$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

FIGURE 4 – MAXIMUM LOAD CURRENT AS A FUNCTION OF INPUT-OUTPUT VOLTAGE DIFFERENTIAL

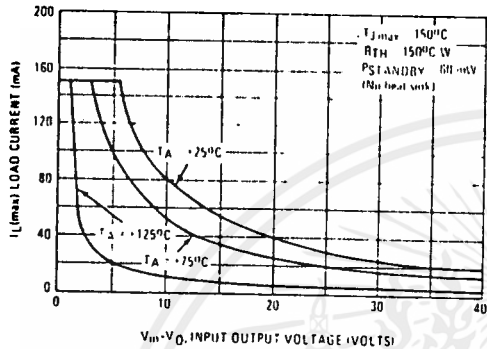


FIGURE 5 – LOAD REGULATION CHARACTERISTICS WITHOUT CURRENT LIMITING

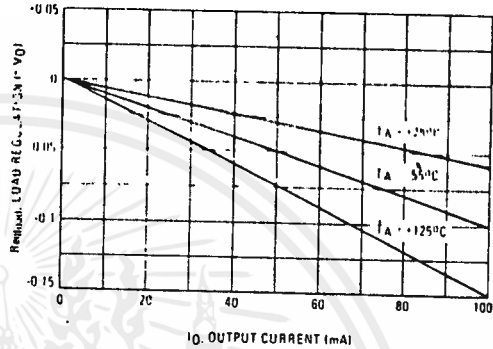


FIGURE 6 – LOAD REGULATION CHARACTERISTICS WITH CURRENT LIMITING

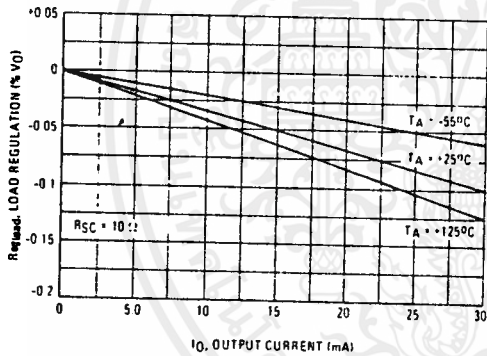


FIGURE 7 – LOAD REGULATION CHARACTERISTICS WITH CURRENT LIMITING

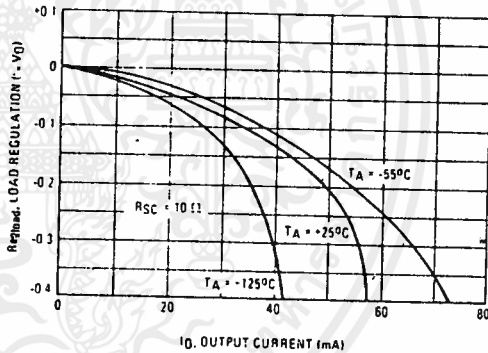


FIGURE 8 – CURRENT LIMITING CHARACTERISTICS

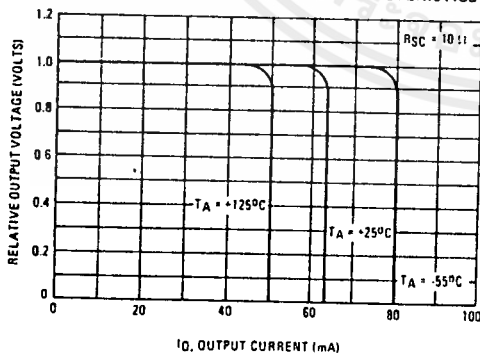
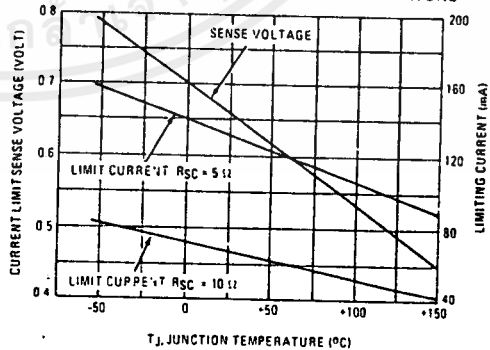


FIGURE 9 – CURRENT LIMITING CHARACTERISTICS AS A FUNCTION OF JUNCTION TEMPERATURE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1723, MC1723C

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

FIGURE 10 – LINE REGULATION AS A FUNCTION OF INPUT-OUTPUT VOLTAGE DIFFERENTIAL

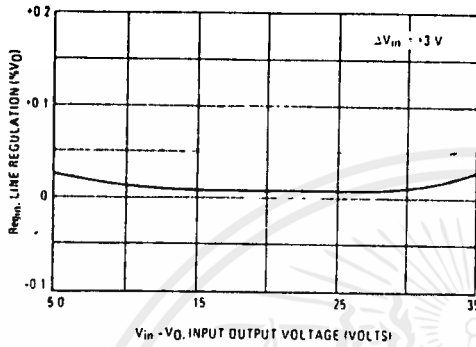


FIGURE 11 – LOAD REGULATION AS A FUNCTION OF INPUT-OUTPUT VOLTAGE DIFFERENTIAL

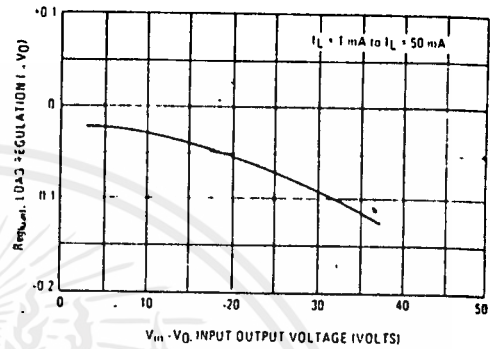


FIGURE 12 – STANDBY CURRENT DRAIN AS A FUNCTION OF INPUT VOLTAGE

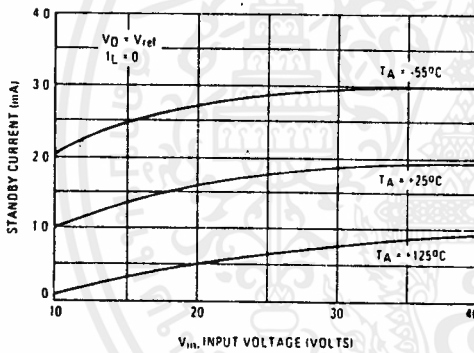


FIGURE 13 – LINE TRANSIENT RESPONSE

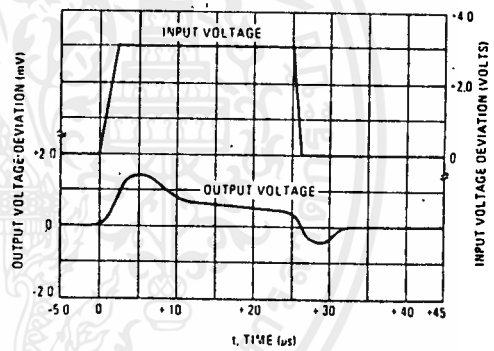


FIGURE 14 – LOAD TRANSIENT RESPONSE

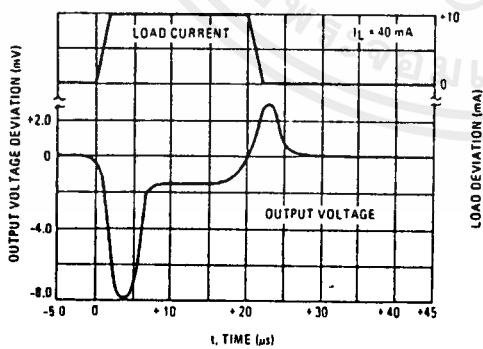
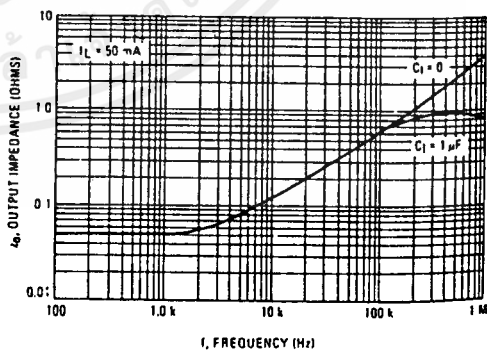


FIGURE 15 – OUTPUT IMPEDANCE AS FUNCTION OF FREQUENCY



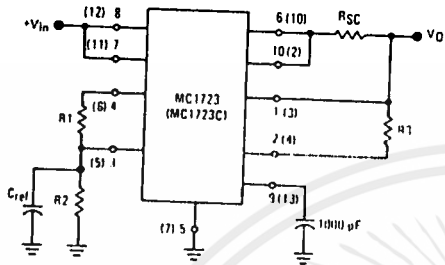
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1723, MC1723C

TYPICAL APPLICATIONS

Pin numbers adjacent to terminals are for the metal package;
pin numbers in parenthesis are for the dual in-line packages.

FIGURE 16 - TYPICAL CONNECTION FOR $2 < V_O < 7$



$$V_O \approx 7 \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \quad I_{SC} = \frac{V_{sense}}{R_{SC}} \approx \frac{0.66}{R_{SC}} \text{ at } T_J = +25^\circ\text{C}$$

For best results $10\text{ k} < R_1 + R_2 < 100\text{ k}$
For minimum drift $R_3 = R_1 - R_2$

FIGURE 17 - MC1723,C FOLDBACK CONNECTION

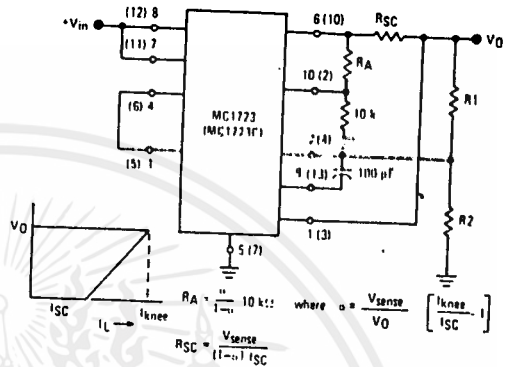


FIGURE 19 - +5 V, 1-AMPERE HIGH EFFICIENCY REGULATOR

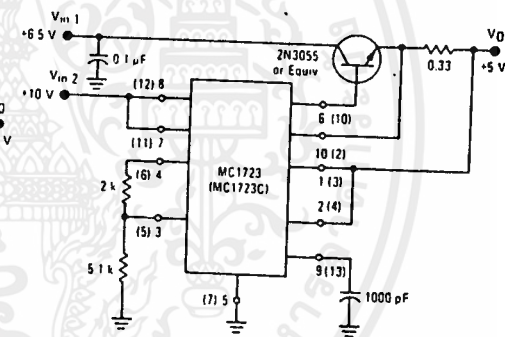


FIGURE 18 - +5 V, 1-AMPERE SWITCHING REGULATOR

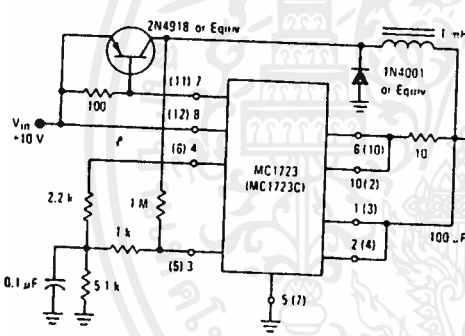


FIGURE 20 - +15 V, 1-AMPERE REGULATOR WITH REMOTE SENSE

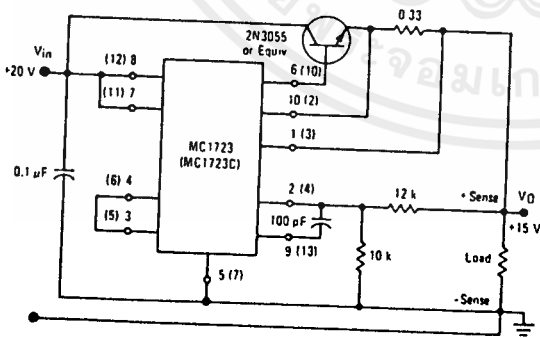
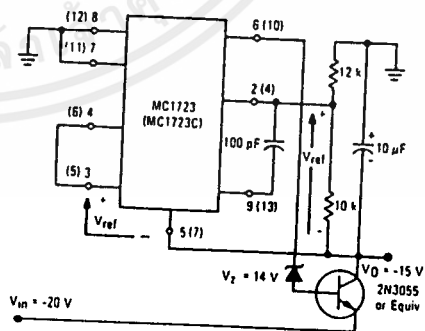


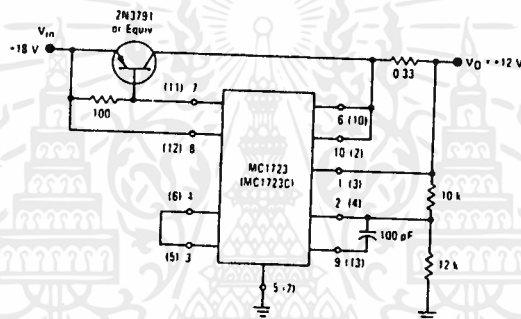
FIGURE 21 - -15 V NEGATIVE REGULATOR



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1723, MC1723C

TYPICAL APPLICATIONS (continued)
 FIGURE 22 - +12 V, 1-AMPERE REGULATOR
 USING PNP CURRENT BOOST



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

MC3357

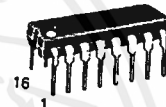
LOW POWER NARROWBAND FM IF

LOW POWER FM IF

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT

...includes Oscillator, Mixer, Limiting Amplifier, Quadrature Discriminator, Active Filter, Squelch, Scan Control, and Mute Switch. The MC3357 is designed for use in FM dual conversion communications equipment.

- Low Drain Current (3.0 mA (Typ) @ $V_{CC} = 6.0$ Vdc)
- Excellent Sensitivity: Input Limiting Voltage – (-3.0 dB) = $5.0 \mu\text{V}$ (Typ)
- Low Number of External Parts Required

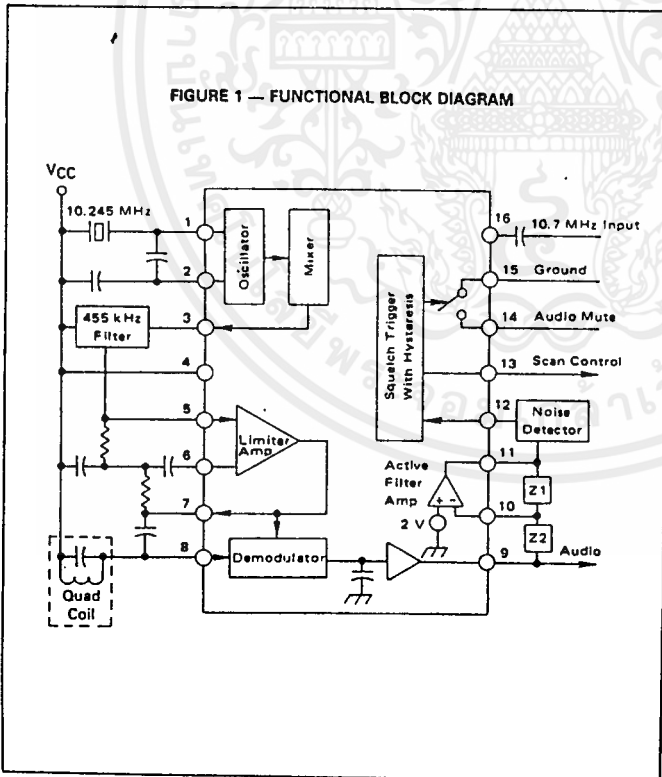


P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648

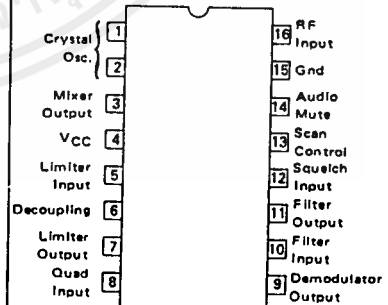


D SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751B (SO-16)

FIGURE 1 — FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PIN CONNECTIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

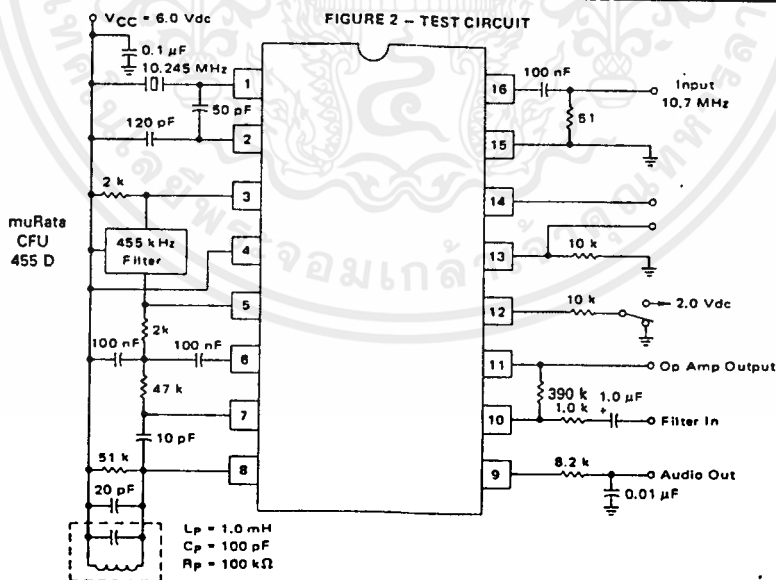
MC3357

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

Rating	Pin	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	4	V _{CC(max)}	12	V _{dC}
Operating Supply Voltage Range	4	V _{CC}	4 to 8	V _{dC}
Detector Input Voltage	8	-	1.0	V _{p-p}
Input Voltage (V _{CC} > 6.0 Volts)	16	V ₁₆	1.0	V _{RMS}
Mute Function	14	V ₁₄	-0.5 to 5.0	V _{pk}
Junction Temperature	-	T _J	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	-	T _A	-30 to +70	°C
Storage Temperature Range	-	T _{stg}	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 6.0 V_{dC}, I_o = 10.7 MHz, Δf = ± 3.0 kHz, f_{mod} = 1.0 kHz, T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Pin	Min	Typ	Max	Unit
Drain Current Squelch Off Squelch On	4	-	7.0 3.0	8.0	mA
Input Limiting Voltage (-3 dB Limiting)	16	-	5.0	10	μV
Detector Output Voltage	9	-	3.0	-	V _{dC}
Detector Output Impedance	-	-	400	-	Ω
Recovered Audio Output Voltage (V _{in} = 10 mV)	9	200	350	-	mV _{rms}
Filter Gain (10 kHz) (V _{in} = 5 mV)	-	40	46	-	dB
Filter Output Voltage	11	1.8	2.0	2.5	V _{dC}
Trigger Hysteresis	-	-	100	-	mV
Mute Function Low	14	-	15	50	Ω
Mute Function High	14	1.0	10	-	MΩ
Scan Function Low (Mute Off) (V ₁₂ = 2 V _{pk})	13	-	0	0.5	V _{dC}
Scan Function High (Mute On) (V ₁₂ = Gnd)	13	5.0	-	-	V _{dC}
Mixer Conversion Gain	3	-	20	-	dB
Mixer Input Resistance	16	-	3.3	-	kΩ
Mixer Input Capacitance	16	-	2.2	-	pF



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC3357

CIRCUIT DESCRIPTION

The MC3357 is a low power FM IF circuit designed primarily for use in voice communication scanning receivers.

The mixer-oscillator combination converts the input frequency (e.g., 10.7 MHz) down to 455 kHz, where, after external bandpass filtering, most of the amplification is done. The audio is recovered using a conventional quadrature FM detector. The absence of an input signal is indicated by the presence of noise above the desired audio frequencies. This "noise band" is monitored by an active filter and a detector. A squelch trigger circuit indicates the presence of noise (or a tone) by an output which can be used to control scanning. At the same time, an internal switch is operated which can be used to mute the audio.

The oscillator is an internally-biased Colpitts type with the collector, base, and emitter connections at Pins 4, 1, and 2 respectively. A crystal can be used in place of the usual coil.

The mixer is doubly-balanced to reduce spurious responses. The input impedance at Pin 16 is set by a 3.0 k Ω internal biasing resistor and has low capacitance, allowing the circuit to be preceded by a crystal filter. The collector output at Pin 3 must be dc connected to B+, below which it can swing 0.5 V.

After suitable bandpass filtering (ceramic or LC) the signal goes to the input of a five-stage limiter at Pin 5. The output of the limiter at Pin 7 drives a multiplier,

both internally directly, and externally through a quadrature coil, to detect the FM. The output at Pin 7 is also used to supply dc feedback to Pin 5. The other side of the first limiter stage is decoupled at Pin 6.

The recovered audio is partially filtered, then buffered giving an impedance of around 400 Ω at Pin 9. The signal still requires de-emphasis, volume control and further amplification before driving a loudspeaker.

A simple inverting op amp is provided with an output at Pin 11 providing dc bias (externally) to the input at Pin 10 which is referred internally to 2.0 V. A filter can be made with external impedance elements to discriminate between frequencies. With an external AM detector the filtered audio signal can be checked for the presence of noise above the normal audio band, or a tone signal. This information is applied to Pin 12.

An external positive bias to Pin 12 sets up the squelch trigger circuit such that Pin 13 is low at an impedance level of around 60 k Ω , and the audio mute (Pin 14) is open circuit. If Pin 12 is pulled down to 0.7 V by the noise or tone detector, Pin 13 will rise to approximately 0.5 Vdc below supply where it can support a load current of around 500 μ A and Pin 14 is internally short-circuited to ground. There is 100 mV of hysteresis at Pin 12 to prevent jitter. Audio muting is accomplished by connecting Pin 14 to a high-impedance ground-reference point in the audio path between Pin 9 and the audio amplifier.

กิตติกรรมประกาศ

การทำวิทยานิพนธ์นี้ตั้งแต่เริ่มต้นจนกระทั่งเสร็จสมบูรณ์ที่สุด ซึ่งสำเร็จโดยสมบูรณ์ได้
 ทั้งนี้ได้รับความช่วยเหลือและคำแนะนำของ อาจารย์ สมภพ แก้วมีชัย ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาทั้ง
 ด้านทฤษฎีและปฏิบัติ

ทางด้านเครื่องมือวัดและทดสอบ ได้รับความเอื้อเฟื้อจาก กรมสื่อสารทหาร ทูตสัน
 กงบัญชาการทหารสูงสุด

สุดท้ายนี้คณะผู้จัดทำขอขอบคุณทุกท่านที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นเป็นอย่างสูง มาไว้ ณ โอก
 าสนี้ด้วย

คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. Clarke Hess "Communication Circuit Analysis and Design"
Copyright, 1971, By AW, PCI
2. Hardy K. Jamea "High Frequency Circuit Design"
Copyright, 1979, By R, PCI
3. Miller M. Gray "Modern Electronic Communication"
Copyright, 1978, By PH, INC
4. William I. Orr "Radio Handbook"
Copyright, 1979, By EE, Ltd.
5. RCA Corporation "RF Power Transistor Manual"
Copyright, 1971, By RCA Corporation