



เครื่องรับส่งความถี่ 49 เมกกะเฮิร์ต
VHF/FM TRANSCEIVER 49 MHz.



ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2534

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่น ๆ 009608
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทชั้นปีการศึกษา 2534

สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม
คณะวิศวกรรมศาสตร์

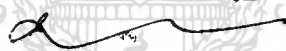
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องรับส่งความถี่ 49 เมกกะเฮิร์ต

VHF/FM TRANSCEIVER 49 MHZ.

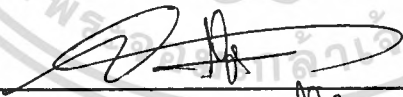
ผู้จัดทำ

- | | | |
|---------------|---------------|---------|
| 1. นายจำเริญ | โชชัยชาญ | 323604. |
| 2. นายนรินทร์ | หลงสมบัติ | 323611. |
| 3. นายพิเชษฐ | ม่วงนวล | 323615. |
| 4. นายสุพจน์ | องค์สรณะคมกุล | 323626. |



อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์)



กรรมการ

(สิงหน ภาณุ)



กรรมการ

()

กรรมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับส่งวิทยุความถี่ 49 เมกกะเฮิรต์

บทคัดย่อ

ปริมาณพันธบัตรบับนี้นำเสนอถึงเครื่องรับส่งวิทยุความถี่ 49 เมกกะเฮิรต์ ซึ่งใช้สำหรับการติดต่อสื่อสารถึงกันได้ในทุกๆสถานที่ การใช้งานมีความสะดวกสบายและใช้ได้ง่าย จะมีประโยชน์อย่างยิ่งในสถานที่ ที่บริการของรัฐไม่สามารถเข้าไปถึง หรือใช้ในการติดต่อเพื่อควบคุมการทำงานในโรงงานหรืออื่นๆที่มี สถานที่กว้างขวาง

ส่วนประกอบของเครื่อง ด้านรับเป็นแบบ Double Conversion Super Heterodyne ทำให้มีความไวและการแยกแยะของสัญญาณดีเยี่ยม ทางด้านส่งเป็นแบบ VHF/FM มีวงจรรขยายกำลังข่าวสารที่ไม่ผิดเพี้ยน ดังนั้นเครื่องรับส่ง 49 MHz นี้จึงเป็นเครื่องที่มีประสิทธิภาพอย่างยิ่ง

FM TRANSCEIVER 49 MHz.

ABSTRACT

This Project presents for F.M. TRANSCEIVER 49 MHz. This transceiver is used for communicate in any places and it can uses very easily and conveniently. It may be more useful if it used in some places where have no any communication services from any organization of the government or any factory that have largely area.

The system of the receiver is Double Conversion Super Heterodyne that would have more sensitivity and selectivity. The system of the transmission is VHF/FM which is selected to use the Class C power amplifier. Therefore, the amplitude of the signal is more stability and less error. Thence, this FM TRANSCEIVER would have more efficiency and more useful in communication.

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	
บทที่ 1. บทนำ	1
บทที่ 2. ทฤษฎีพื้นฐานที่จำเป็น	3
2.1. การมอดูเลต (Modulation)	3
2.2. วงจรผลิตความถี่ (Oscillator)	19
2.3. วงจรมิกเซอร์ (Mixer circuit)	32
2.4. วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Power Amplifier)	35
2.5. การระบายความร้อนให้อุปกรณ์	47
2.6. ฟิลเตอร์ (Filters)	47
บทที่ 3. การออกแบบการสร้างและการปรับแต่ง	54
การทำงานของเครื่องรับ	56
การทำงานของเครื่องส่ง	56
การออกแบบและสร้าง	66
วิธีการพัน Coil	69
ผลการทดลองจากการวัด	73
บทที่ 4. สรุปผลการทดลอง	74
หนังสืออ้างอิง	75
กิตติกรรมประกาศ	
ภาคผนวก	

บทที่ 1.

บทนำ

การติดต่อสื่อสารพื้นฐานของมนุษย์นั้นเป็นการสื่อความหมายโดยเสียงพูดและการเขียน การสื่อสารโดยการเขียนพัฒนาการส่งข่าวสารและกลายเป็นหนังสือพิมพ์ แล้วก็ไปเป็นระบบไปรษณีย์ และเป็นระบบโทรเลข จนถึงปัจจุบันการส่งข่าวสารทางอิเล็กทรอนิกส์ สำหรับการสื่อสาร โดยการพูดคุยระหว่างกันธรรมดาไปเป็นโทรศัพท์ และวิทยุ วิศวกรรมศาสตร์ต่าง ๆ มักจะมุ่งเน้นให้ติดต่อสื่อสารกันได้ไกลขึ้นและรวดเร็วขึ้น

ความเจริญก้าวหน้าทางการสื่อสารด้านวิทยุช่วยให้เราติดต่อกันได้ไกลมากขึ้น โดยวิธีการเปลี่ยนเสียงพูดไปเป็นสัญญาณไฟฟ้า ขยายให้เป็นคลื่นเสียง (หรือออดีโอ) และทำการผสมกับคลื่นพาหะ (คลื่นวิทยุ) แล้วส่งไปยังเครื่องรับที่อยู่ห่างออกไป อย่างไรก็ตามถ้าหากเราส่งเสียงพูดไปในรูปของคลื่นเสียง ปัญหาจะเกิดตามมาหลายประการ เช่นการใช้ความถี่ที่ใกล้เคียงกับความถี่เสียงนั้นจะไม่มีประสิทธิภาพ เพราะไปได้ไม่ไกล ปัญหาเหล่านี้เราสามารถแก้ไขได้โดยการใช้สัญญาณความถี่สูงเป็นพาหะ เพื่อให้สัญญาณเสียงพูดเกาะไปเมื่อส่งไปถึงเครื่องรับ พาหะที่มีสัญญาณเสียงพูดเกาะมาด้วยก็จะถูกแยกออกไปและกลับคืนตัวเป็นเสียงพูดตามเดิม วิธีการแรกเรียกว่า การมอดูเลต (Modulation) หมายถึงสัญญาณเสียงเข้าไปมอดูเลตบนคลื่นพาหะ วิธีการหลังเรียกว่า การดีมอดูเลต (Demodulation) นิยมเรียกสั้น ๆ ว่า ดีมอดหรือดีเทค (Detect) หมายถึงแยกสัญญาณเสียงที่มอดูเลตบนคลื่นพาหะกลับคืนมา

ในอดีตระบบวิทยุสื่อสารจำกัดวงอยู่เฉพาะหน่วยงานของรัฐบาลเพียงไม่กี่หน่วยงานเท่านั้น ต่อมาได้มีการนำเครื่องมือสื่อสารต่าง ๆ มาใช้ประโยชน์มากขึ้น ความก้าวหน้าทางเทคโนโลยี การเจริญเติบโตของธุรกิจซึ่งมีการแข่งขันค่อนข้างมาก ทำให้เครื่องมือติดต่อสื่อสารจำเป็นต่อชีวิตประจำวันมากขึ้น อีกทั้งประชาชนก็ได้รับอนุญาตให้มีและใช้เครื่องรับส่งวิทยุโทรคมนาคมบางประเภทได้

ความถี่ 49.95 MHz เป็นความถี่ที่ได้รับอนุญาตจากทางราชการ ให้ใช้ได้ถูกต้องตามกฎหมาย และความถี่ดังกล่าวมีความสามารถในการทะลุทะลวงผ่านอาคารสิ่งก่อสร้างได้ดีกว่าความถี่เดิมที่เคยได้รับอนุญาตให้ใช้ (ความถี่ 27 MHz) ทำให้ความสามารถในการติดต่อสื่อสารได้ระยะทางที่ไกลกว่าเดิม และในระยะทางเท่าเดิมจะใช้กำลังของเครื่องส่งน้อยลง ซึ่งเป็นการประหยัดพลังงานอีกอย่างหนึ่ง

และระบบดังกล่าวเป็นระบบ VHF/FM ซึ่งจะทำให้ความชัดเจนในการติดต่อสื่อสาร

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชัดเจนกว่า เมื่อเทียบกับระบบ AM เนื่องจากคุณสมบัติของการ FM Modulation คือเมื่อไซน์แบนด์ใด มีความแรงมากกว่าไซน์แบนด์หนึ่งมากกว่าสองเท่า จะสามารถทับไซน์แบนด์ที่เบากว่าให้หายไป แต่ในระบบ AM Modulation ถ้า ไซน์แบนด์ที่มีความถี่ใกล้เคียงกัน จะเกิดการแทรกสอดกัน (Beach) ดังนั้นระบบ FM จะให้เสียงที่ชัดกว่า

รายละเอียดด้านรับของเครื่องเป็นระบบ Double Conversion Super Heterodyne ซึ่งจะทำให้ความไว (Sensitivity) ในการรับดีขึ้น และความสามารถในการแยกแยะสัญญาณ (Selectivity) ดีกว่า ระบบ Super Heterodyne ธรรมดา

ด้านส่งเป็นเครื่องแบบ VHF/FM สัญญาณเสียงผ่านการขยายแล้วป้อนสู่ วงจรมอดูเลเตอร์นี้จะทำการเปลี่ยนความถี่ออสซิลเลเตอร์ โดยมีช่วงเบี่ยงเบนความถี่ของออสซิลเลเตอร์ โดยมีช่วงความถี่เบี่ยงเบนและอัตราการเบี่ยงเบนขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดและความถี่ของสัญญาณเสียงตามลำดับ พาหะ FM ที่ถูก Mod แล้วจะถูกขยายโดยภาคขยายกำลังป้อนสู่สายอากาศเพื่อส่งออกอากาศ ข้อดีของระบบ FM ก็คือวงจรขยายกำลัง (Power amplifier หรือ PA) จะทำงานในคลาส C ซึ่งมีประสิทธิภาพที่สูงกว่า แอมพลิจูดของสัญญาณ FM จะคงที่ไม่มีผลทำให้ข่าวสารเพี้ยน แม้จะเกิดการขลิบของยอดสัญญาณข่าวสารนั้น อยู่ในช่วงความเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณ FM เท่านั้น

บทที่ 2.

ทฤษฎีพื้นฐานที่จำเป็น

2.1 การมอดูเลต (Modulation)

ในขบวนการมอดูเลต เราใช้คลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่สูงเป็นพาหะแล้ว เปลี่ยนแปลงคุณสมบัติบางอย่างของพาหะด้วยสัญญาณข่าวสารโดยทั่วไปสัญญาณข่าวสารได้แก่ สัญญาณออดิโอ (หรือเสียงพูด) สัญญาณภาพ หรือข่าวสารอื่นๆ การเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของคลื่นพาหะนี้เรา เรียกว่า การมอดูเลต

คลื่นรูปไซน์ที่เราใช้เป็นพาหะนั้น เราสามารถเขียนเป็นสมการเขียนทางคณิตศาสตร์ แทนได้ดังนี้
$$e = A \sin(\omega t + \phi)$$

ในที่นี้ e คือค่าแรงดัน (หรือกระแส) ของคลื่นพาหะใดๆ

A คือแอมพลิจูด (หรือขนาด) สูงสุดของคลื่นพาหะ

t คือ เวลา

ϕ คือเฟส หรือมุมทางไฟฟ้า

f คือความถี่

จากสมการข้างต้นจะเห็นว่าคุณสมบัติประจำตัวของคลื่นประจำตัวของคลื่น (รูปไซน์) ที่สำคัญจะมีอยู่ 3 ประการซึ่งเราสามารถเปลี่ยนแปลงหรือมอดูเลตได้ คือ แอมพลิจูด (A) ความถี่เชิงมุม (ω) หรือความถี่ (f) และเฟส (ϕ)

การมอดูเลตให้กับคลื่นพาหะแบ่งออกได้เป็น 3 แบบ คือ

1. มอดูเลตทางแอมพลิจูด (Amplitude Modulation เรียกชื่อย่อว่า AM)
2. มอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation เรียกว่า FM)
3. มอดูเลตทางเฟส (Phase Modulation เรียกว่า PM หรือ ϕM)

ในทางปฏิบัติสัญญาณ FM สัญญาณ PM จะคล้ายคลึงกันมาก บางที่เราเรียกรวมๆ ทั้ง FM และ PM ว่าการมอดูเลตเชิงมุม (Angle Modulation) กล่าวโดยสรุป การมอดูเลตแบ่งออกเป็นจริงๆ 2 แบบ ใหญ่ๆ คือ AM กับ FM (หรือ PM) การมอดูเลตเชิงมุม (Angle Modulation)

ในระบบการมอดูเลตเชิงมุม ซึ่งเป็นการมอดูเลตขึ้นที่ไม่เป็นเชิงเส้น คือส่วนของสเปคตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตขึ้นกับขนาด และความถี่ของส่วนของสเปคตรัมของสัญญาณเบสแบนด์และไม่สามารถใช้กฎการซ้อนกันได้ นอกจากนี้แถบความถี่ของระบบแองเกิลมอดูเลชันจะมากกว่า 2 เท่าของความถี่ของสัญญาณเบสแบนด์มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ควรปัดฝุ่นความรู้ในการเรียนมากกว่า การศึกษาเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ไปอย่างอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเพิ่มแถบความถี่และความซับซ้อนของระบบได้จากการปรับปรุงอัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่อกำลังของเสียงรบกวนตามไปด้วย ถ้าอัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่อกำลังของเสียงรบกวนมีค่าเทรชโฮลด์ (Threshold) ของระบบ

สัญญาณเอฟเอ็ม (FM) และพีเอ็ม (PM)

สัญญาณเอฟเอ็ม คือ สัญญาณที่เกิดจากมอดูเลชัน ที่เปลี่ยนความถี่ของสัญญาณมอดูเลตติ้ง $m(t)$ โดยมีขนาดของตัวพาดังที่ ดังนั้น

$$\phi(t) = k_f \int m(t) dt \quad \text{FM} \quad (2.1-1)$$

ในที่นี้ k_f คือค่าคงที่ของระบบ

ส่วนสัญญาณพีเอ็ม คือ สัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลชันที่เปลี่ยนเฟสของตัวพาดังตามขนาดของสัญญาณมอดูเลตติ้ง $m(t)$ โดยมีขนาดของตัวพาดังที่ ดังนั้น

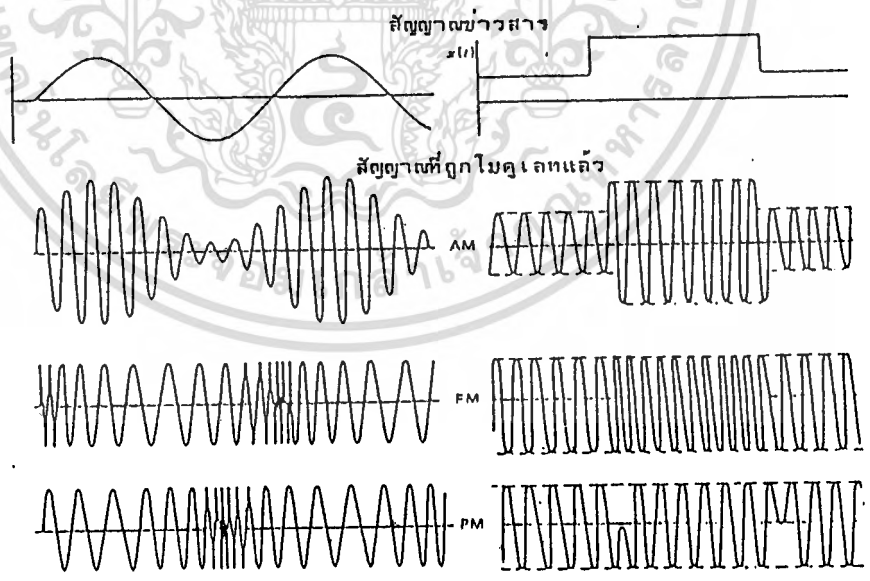
$$\phi(t) = k_p m(t) \quad \text{PM} \quad (2.1-2)$$

ในที่นี้ k_p คือค่าคงที่ของการเบี่ยงเบนของเฟส (Phase

Deviation) (หน่วย radian/volt)

เฟสขณะใดขณะหนึ่งของสัญญาณที่ถูกมอดูเลต $e(t)$ คือ

$$\theta_1 = \omega_c t + \phi(t) \quad (2.1-3)$$



รูปที่ 2.1.1 แสดงสัญญาณ เอเอ็ม เอฟเอ็ม พีเอ็ม

และความถี่ขณะใดขณะหนึ่ง ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตคือ

$$w_c = d\omega_c(t)/dt = w_c + d\omega_c(t)/dt \quad (2.1-4)$$

ฟังก์ชัน ω_c และ $d\omega_c(t)/dt$ คือการเบี่ยงเบนมากที่สุดของเฟสและความถี่ตามลำดับ

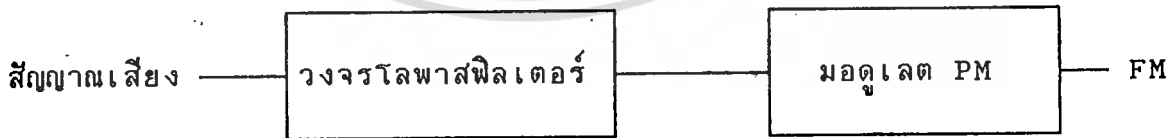
จากรูปแสดงรูปคลื่นของเอฟเอ็ม และพีเอ็ม จะเห็นได้ว่าขนาดของสัญญาณเอฟเอ็มและพีเอ็มคงที่เสมอ ส่วนความถี่และเฟสจะเปลี่ยนตามสัญญาณมอดูเลต ซึ่งดูคล้ายกับว่าข้ามไปข้ามมาตรงแนวกึ่งกลางสัญญาณ การเปลี่ยนแปลงความถี่และเฟสของสัญญาณเอฟเอ็ม และพีเอ็มนี้ขึ้นอยู่กับอัตราซีโร่ครอสซิง (Zero crossing) สรุปได้ว่าข่าวสารมีซีโร่ครอสซิงของสัญญาณเองเกิดมอดูเลชันเมื่อมีตัวพาคี่มีค่าสูง

ข้อแตกต่างของสัญญาณ PM กับ FM

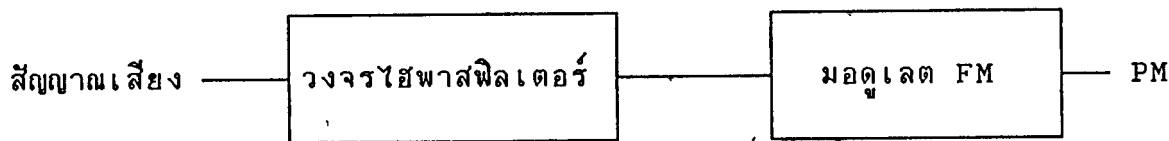
1. สัญญาณ PM มีความถี่เบี่ยงเบนเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่และแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

2. สัญญาณ FM มีความถี่เบี่ยงเบนที่เข้าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตโดยไม่ขึ้นกับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

เราใช้สัญญาณเสียงความถี่เดียวมอดูเลต ให้กับสัญญาณพาหะให้มีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากัน ทั้งสัญญาณ FM กับ PM ก็จะมีรูปคลื่นเหมือนกันทุกประการ แต่เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณมอดูเลต จะเห็นความแตกต่างระหว่างสัญญาณ FM กับ PM เพราะว่าสัญญาณ PM จะมีความถี่เบี่ยงเบนสูงขึ้นแต่สัญญาณ FM จะมีความถี่เบี่ยงเบนเท่าเดิม (อัตราเบี่ยงเบนเพิ่มขึ้นเท่านั้น) ฉะนั้น การแปลงวงจรมอดูเลตแบบ FM เป็น PM และ PM เป็น FM จึงสามารถใช่วงจรฟิลเตอร์ RC ธรรมดาแปลงได้



(ก) ใช้มอดูเลต PM กับ FM



(ข) ใช้มอดูเลต FM กับ PM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 2.1.2 การแปลงระหว่างคลื่น PM กับ FM ระเบียบข้อบังคับการค้ำ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูป 2.1.2 (ก) ใช้วงจรฟิลเตอร์ชนิด (Lowpass filter) ทำหน้าที่ลดทอนแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามาอดูเลตเมื่อความถี่สูงขึ้น สัญญาณที่ได้เมื่อป้อนให้แก่วงจรเฟรมอดูเลตเตอร์จะกลายเป็นสัญญาณ FM ทั้งนี้ก็เพราะว่าเมื่อความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาอดูเลตสูงขึ้น การลดทอนแอมพลิจูดจะทำให้ความถี่เบี่ยงเบนลดลงไปสอดคล้องกับความถี่เบี่ยงเบน ซึ่งเพิ่มขึ้นเนื่องจากความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาอดูเลตสูงขึ้น ทำให้การเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณ ที่เข้ามาอดูเลตไม่มีผลต่อความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณพาหะคุณสมบัติของสัญญาณ FM

สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็ม

สัญญาณ FM มีรูปคลื่นดังสมการ

$$e_{FM}(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + k_f \int m(t) dt] \quad (2.1-5)$$

ในกรณีของการมอดูเลตด้วยเสียง (Tone Modulation) สัญญาณมอดูเลตตั้ง $m(t)$ จะมีรูปคลื่นดังสมการ

$$m(t) = A_m \cos 2\pi f_m t \quad (2.1-6)$$

แทนสมการ (2.1-6) ลงในสมการ (2.1-5) แล้วดิฟเฟอเรนเชียลเอทจากสมการ จะได้การเบี่ยงเบนความถี่ชั่วขณะใดขณะหนึ่ง (instantaneous frequency deviation) จาก f_c ดังนี้

$$f_c - f_i = \frac{k_f A_m}{2\pi} \cos 2\pi f_m t$$

ให้การเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุด (maximum frequency deviation)

$$\Delta F = \frac{k_f A_m}{2\pi} \quad (2.1-7)$$

แทนสมการ (2.1-6) ลงในสมการ (2.1-5) เราจะได้สัญญาณ FM

$$e_{FM}(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + \beta \sin 2\pi f_m t] \quad (2.1-8)$$

ในที่นี้จะได้อัตราการมอดูเลชัน

$$\beta = \frac{k_f A_m}{2\pi f_m} = \frac{\Delta F}{f_m} \quad (2.1-9)$$

จะเห็นว่าในกรณีของไซน์ชื่อยัดลโมดูลชันจะได้

$$\text{ดัชนีมอดูเลชัน} = \frac{\text{การเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุด}}{\text{ความถี่มอดูเลชัน}}$$

กระจายสมการ (2.1-8) จะได้

$$e_{FM}(t) = A_c \cos 2\pi f_c t \cos(\beta \sin 2\pi f_m t) - A_c \sin 2\pi f_c t \sin(\beta \sin 2\pi f_m t) \quad (2.1-10)$$

เทอม $\cos(\beta \sin x)$ และ $\sin(\beta \sin x)$ สามารถกระจายอนุกรมในรูปฟังก์ชันเบสเซล (Bessel function) จะได้

$$\cos(\beta \sin x) = J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos 2nx \quad (2.1-11)$$

$$\text{และ } \sin(\beta \sin x) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\beta) \sin(2n-1)x \quad (2.1-12)$$

ในทันทีจะได้

$$\text{และ } J_0(\beta) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m (\beta/2)^{2m}}{m! (m+1)!} \quad (2.1-13)$$

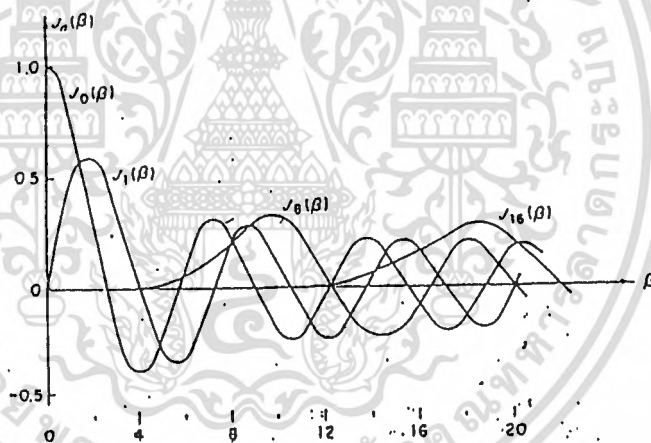
แทนสมการอนุกรมดังกล่าวลงในสมการ (2.1-10) จะได้สัญญาณเอฟเอ็มในรูปกระจายดังนี้

$$e_{FM}(t) = A_c [J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos 4\pi n f_m t] \cos 2\pi f_c t - 2A_c \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \sin[2\pi(2n+1)f_m t] \sin 2\pi f_c t \quad (2.1-14)$$

ซึ่งสามารถจัดรูปใหม่หลังจากการรวมเทอมต่างๆตามหลักคณิตศาสตร์ดังนี้

$$\begin{aligned}
 e_{FM}(t) &= A_c J_0(\beta) \cos 2\pi f_c t \\
 &\quad \alpha \\
 &\quad - (A_c \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \cos 2\pi [f_c - (2n+1)f_m] t \\
 &\quad - \cos 2\pi [f_c + (2n+1)f_m] t) \\
 &\quad \alpha \\
 &\quad + (A_c \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) [\cos 2\pi [f_c - (2n+1)f_m] t \\
 &\quad + \cos 2\pi (f_c + 2nf_m) t]) \quad (2.1-15)
 \end{aligned}$$

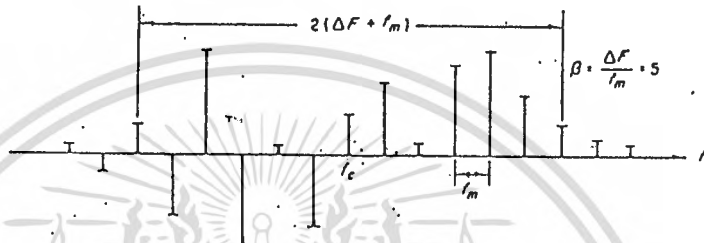
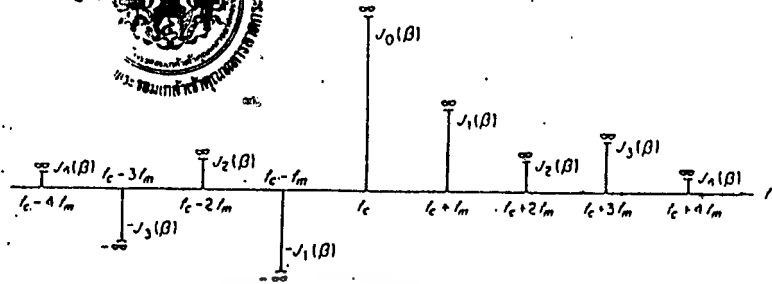
ขนาดของแต่ละเทอมในสมการ (2.1-15) ขึ้นอยู่กับฟังก์ชันเบสเซล รูปที่ 2.1.3 แสดงถึงขนาดของฟังก์ชันเบสเซลที่มีลำดับ (order) ต่างๆ ซึ่งเป็นฟังก์ชันของ β จะเห็นว่าจำนวนเทอมที่มีความสำคัญเพิ่มขึ้นตามดัชนีการมอดูเลต หรือการเบี่ยงเบนความถี่สูงสุด (peak frequency deviation)



รูปที่ 2.1.3 ฟังก์ชันชนิดเบสเซลชนิดแรก

รูปคลื่นเอฟเอ็มชนิดไซน์มอดูเลชันที่มีอัตราส่วนความถี่ f_m จะประกอบด้วยเทอมที่มีความถี่ตัวพา f_c และจำนวนของไซน์แบนด์ (sideband component) อีกจำนวนนับไม่ถ้วนโดยอยู่ห่างจากตัวพา $f_c + f_m$ เอิร์ดสำหรับส่วนของไซน์แบนด์เทอมแรก เทอมอื่นๆที่มีความถี่ห่างกัน $f_c + nf_m$, $n=0, 1, 2, 3, \dots$ ซึ่งความแตกต่างกับแอมพลิจูดมอดูเลชัน ซึ่งมีเพียงสเปกตรัมของสัญญาณเบสแบนด์เดิมมาก ส่วนของไซน์แบนด์ที่มีลำดับ (order) คล้ายส่วนของไซน์แบนด์ที่มีลำดับเป็นเลขคู่

เท่านั้นจะอยู่ในเฟสเดียวกัน และเฟสเดียวกันกับตัวพาห์ ด้วยเทอมของ LSB ที่มีลำดับเลขคี่จะมีเฟส 180 ตรงกันข้ามกับเทอมของ USB เดียวกัน



รูปที่ 2.1.4 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเอพเอ็มชนิดไซน์นูนชอยด์ลมอดูเลชั่น

สัญญาณเอพเอ็มที่มีจำนวนไซน์แบนด์นับไม่ถ้วน (infinity) และแถบความถี่ของสัญญาณเอพเอ็มก็กว้างนับไม่ถ้วน ซึ่งจะเกิดปัญหาแย่งความถี่กันใช้ ในทางปฏิบัติจำเป็นจะต้องจำกัดจำนวนไซน์แบนด์ของสัญญาณเอพเอ็มให้อยู่ในความถี่ที่จำกัดโดยสัญญาณไม่เกิดความเพี้ยนมากนัก ในทวิภาคความถี่ของสัญญาณเอพเอ็มจากรูปที่ จะเห็นได้ว่านอกจาก $J_0(\beta)$ ก็จะมีค่าลดน้อยลงและเข้าใกล้แกนศูนย์เร็วขึ้น ดังนั้นถ้าเราจำกัดความถี่ของสัญญาณเอพเอ็มที่ค่าๆหนึ่งโดยให้สัญญาณนี้ผ่านเครื่องกรองความถี่จำกัดแถบความถี่โดยยังคงมีกำลังเหลือร้อยละ 98 จากตารางที่ 1 ฟังก์ชันเบสเซลประกอบเป็นสัญญาณเอพเอ็มในสมการ (2.1-15) ที่มีค่าสำคัญพอจะมีลำดับ (oder) ตั้งแต่ 0 ถึง n ($n = \beta + 1$) เท่านั้นดังนั้นสำหรับไซน์นูนไซน์ดอลมอดูเลชั่น แถบความถี่ที่ต้องการในการรับส่งสัญญาณเอพเอ็มคือ

$$B = 2(\beta + 1) f_m \tag{2.1-16}$$

จากสมการ หรือ

$$B = 2(\Delta F + f_m) \tag{2.1-17}$$

แถบความถี่ของเอพเอ็ม = 2 เท่าของความถี่รวมของการเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุดและความถี่เบสแบนด์ กฏความถี่ของเอพเอ็มนี้เรียกว่า กฏของคาร์สัน

(Carson's rule)

ในรูปที่ 2.1.4 เมื่อดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณเอเอ็มมีค่าต่ำกว่าหนึ่งมาก $\beta \ll 1$ จากสมการ (2.1-16) แถบความถี่ $B = 2f_m$ ซึ่งมีความถี่เอเอ็มมากกว่า สัญญาณเอเอ็มที่มีค่าดัชนีการมอดูเลตขึ้นต่ำมาก เรียกว่า สัญญาณเอเอ็มแบบแถบความถี่แคบ (narrowband FM)

$n \setminus \beta$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	.765200	.223900	-.260100	-.397100	-.177600	.150600	.300100	.171700	-.090330	-.245900
1	.440100	.578700	.339100	-.066040	-.327600	-.276700	-.004683	.234600	.245300	.043470
2	.114900	.352800	.486100	.364100	.046570	-.242900	-.301400	-.113000	.144800	.254600
3	.019560	.128900	.309100	.430200	.364800	.114800	-.167600	-.291100	-.180900	.058080
4	.002477	.034000	.132000	.281100	.391200	.357600	.157800	-.105400	-.265500	-.219600
5		.007040	.043030	.132100	.261100	.362100	.347900	.2185800	-.055040	-.234100
6		.001202	.011390	.049090	.131000	.245800	.339200	.337600	.204300	-.014460
7			.002547	.015180	.053380	.129600	.233600	.320600	.327500	.216700
8				.004029	.018410	.056530	.128000	.223500	.305100	.317900
9					.005520	.021170	.058920	.126300	.214900	.291900
10					.001468	.006964	.023540	.060770	.124700	.207500
11						.002048	.008335	.025600	.062220	.123100
12							.002656	.009624	.027390	.063370
13								.003275	.010830	.028970
14								.001019	.003895	.011960
15									.001266	.004608
16										.001567

ตารางที่ 1 ค่าฟังก์ชันเบสเซล $J_n(\beta)$ สำหรับลำดับ n และค่าจำนวนเต็มของ β ที่ค่าต่างๆ

สัญญาณเอเอ็มแบบแถบความถี่แคบ

สัญญาณเอเอ็มความถี่แคบ

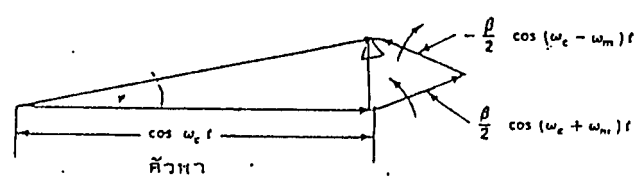
เป็นสัญญาณเอเอ็มที่มีดัชนีมอดูเลตขึ้นต่ำมาก

$\beta \ll 1$ สัญญาณเอเอ็มแบบแถบความถี่แคบนี้ จะมีสเปกตรัมทางความถี่คล้ายกับสัญญาณเอเอ็มมาก ส่วนมากใช้ในการสื่อสารที่จำกัดความถี่ โดยเฉพาะอย่างยิ่งใช้ในการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลหรือสัญญาณข้อมูล (data) เมื่อแทนค่า $\beta \ll 1$ ลงในสมการ และจากความสัมพันธ์ $\sin \theta \approx \theta$ เมื่อ $\theta \ll 1$ จะได้

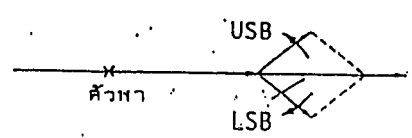
$$e_{FM}(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \beta \sin 2\pi f_m t) \tag{2.1-18}$$

$$= A_c \cos 2\pi f_c t - \frac{\beta A_c}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t + \frac{\beta A_c}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t$$

สมการ สามารถเขียนเฟสเซอร์ไดแกรม (phase diagram) ได้ดังรูป 2.1.5



(ก) รูปแผนผังเฟสเซอร์ของสัญญาณเอฟเอ็มแบบแถบความถี่แคบ



(ข) รูปแผนผังเฟสเซอร์ของสัญญาณแอมเอ็ม

รูปที่ 2.1.5 แสดงเฟสเซอร์

จะเห็นได้ว่าเทอม $\beta A_c / 2 \cos(\omega_c + \omega_m) t$ และเทอม $-\beta A_c / 2 \cos(\omega_c - \omega_m) t$ หมุนตามและทวนทิศทางการหมุนของตัวพาห์ตามลำดับ ผลลัพธ์นี้ จะตั้งฉากกับเฟสเซอร์ของตัวพาห์เสมอทำให้มุม ϕ ของสัญญาณเอฟเอ็มเปลี่ยนแปลงเสมอ ส่วนสัญญาณเอเอ็ม เทอมของ USB และเทอมของ LSB จะอยู่ในแนวเดียวกับตัวพาห์ ทำให้สัญญาณเอเอ็มเปลี่ยนแปลง ดังรูป 2.1.5(ข)

อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่อกำลังเสียงรบกวนในระบบเอฟเอ็ม (SRN in FM)

กรณี $CNR \gg 1$

สัญญาณเอฟเอ็มผนวกกับสัญญาณเสียงที่ขาเข้าของลิ้มิตเตอร์ มีสมการดังนี้

$$e(t) = A_c \cos[\omega_c t + k_f \int m(t) dt] + x(t) \cos \omega_c t - y(t) \sin \omega_c t$$

$$= A_c \cos[\omega_c t + \phi(t)] + y(t) \cos[\omega_c t + \psi(t)]$$

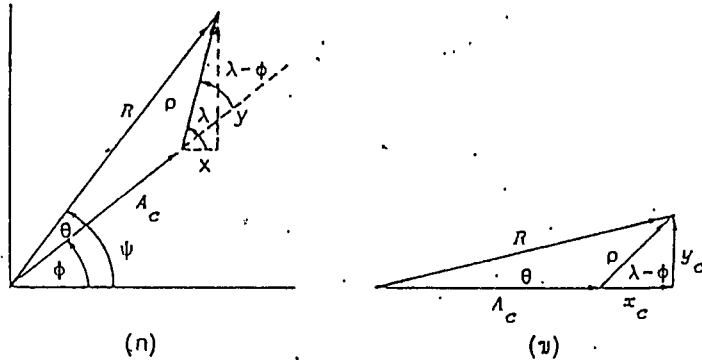
$$= R(t) \cos[\omega_c t + \gamma(t)] \tag{2.1-19}$$

ในรูปที่

$$R(t) = \sqrt{(A_c + x_c)^2 + y_c^2} \tag{2.1-20}$$

$$\gamma(t) = \phi(t) + \theta(t)$$

$$\theta(t) = \tan^{-1} [y_c / (A_c + x_c)] \tag{2.1-21}$$



รูปที่ 2.1.6 แผนผังเฟสเซอร์ของสัญญาณและเสียงรบกวน
 ในที่นี้ เสียงรบกวนถูกแยกออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนที่มีเฟสเดียวกับสัญญาณและ
 ส่วนที่ตั้งฉากกับสัญญาณ ดังนี้

$$\begin{aligned} x_c &\sim r(t) \cos(\chi - \phi) \\ y_c &\sim r(t) \sin(\chi + \phi) \end{aligned} \tag{2.1-22}$$

เอ็นเวลโพล $R(t)$ ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามเวลา จะถูกจำกัดให้มีขนาดคงที่เมื่อ
 ผ่านลิมิตเตอร์สัญญาณขาออกของลิมิตเตอร์ที่มีเครื่องกรองความถี่แบบผ่านแถบความถี่
 (Banpass Limiter) จะได้

$$e_c(t) = A_c \cos[\omega_c t + \chi(t)] \tag{2.1-23}$$

ในกรณีที่ CNR มีค่ามาก หรือ $r(t) \ll A_c \cos \phi(t)$ จะกระเพื่อมน้อย
 มาก ฉะนั้น $\phi(t)$ อาจจะสามารถค่าได้โดยให้ $\tan^{-1} \phi = r$ เมื่อ $r \ll 1$ ดังนี้

$$\phi(t) = y_c / A_c = [r(t) \sin(\chi - \phi)] / A_c \tag{2.1-24}$$

แทนสมการ () ในสมการ () จะได้

$$\chi(t) = \underbrace{\phi(t)}_{\text{เทอมของสัญญาณ}} + \underbrace{\frac{r(t)}{A_c} \sin(\chi - \phi)}_{\text{เทอมของสัญญาณรบกวน}} \tag{2.1-25}$$

ฉะนั้น ในกรณีที่สัญญาณเอพเอ็มแรงกว่าสัญญาณรบกวน สัญญาณเอพเอ็มจะขจัด
 การแปรผันของเฟสที่เกิดจากเสียงรบกวนได้ เทอมของเสียงรบกวนนี้ขึ้นอยู่กับเฟส
 เริ่มต้นที่ต่างกัน $\chi(t) - \phi(t)$ เนื่องจาก $\chi(t)$ มีการกระจายแบบสม่ำเสมอ
 (uniform distribution) ระหว่าง $-\pi$ และ π เทอม $\chi(t) - \phi(t)$ จึงกระ
 กระจายแบบสม่ำเสมอในช่วง 2π รอบๆค่าขณะใดขณะหนึ่งของ $\phi(t)$ ดังนั้นเสียงรบกวน
 ที่ขาออกของเครื่องรับเอพเอ็ม จึงเป็นอิสระกับมอดูเลชันและขึ้นกับระดับของตัวพา
 และลักษณะสมบัติของเสียงรบกวนเอง ค่า mean square ของเสียงรบกวนที่ขา

ออกของเครื่องรับเอพเอ็มในกรณีของ CNR มีค่ามากหาได้ดังนี้

$$x(t) = \phi(t) + [y(t)/A_c] \sin \omega_c t$$

$$= \phi(t) + y/A_c \quad (2.1-26)$$

แทนสมการ (2.1-21) ในสมการ (1-23) จะได้

$$e_c(t) = A_c \cos [\omega_c t + \phi(t) + (y/A_c)]$$

สัญญาณดังกล่าวเมื่อผ่านดิสครีมิเนเตอร์ ตามขั้นตอนการคำนวณในสมการ จะได้

$$e_o(t) = \alpha [\omega_c + (d/dt)\phi(t) + [(1/A_c)(d/dt)y]] \quad (2.1-27)$$

เราไม่ต้องพิจารณาเทอมกระแสตรงในสมการ (2.1-27) เพราะกระแสตรงไม่สามารถผ่านเครื่องกรองความถี่เบสแบนด์

เสียงรบกวนที่ขาของเครื่องกรองความถี่แบบเบสแบนด์จะมีความเข้มชั้นของสเปกตรัมของกำลังเท่ากับ n ในช่วงความถี่ $|f| < B/2$ การดิฟเฟอเรนติเอทเสียงรบกวนมีค่าเท่ากับการผ่านเสียงรบกวน $\alpha y/A_c$ เข้าไปในวงจรที่มีทรานเฟอร์ฟังก์ชัน $H(j\omega) = j\alpha\omega/A_c$ ดังนั้น

$$|H(j\omega)|^2 = \alpha^2 \omega^2 / A_c^2$$

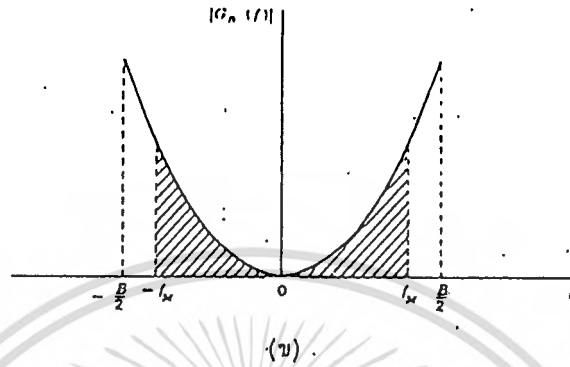
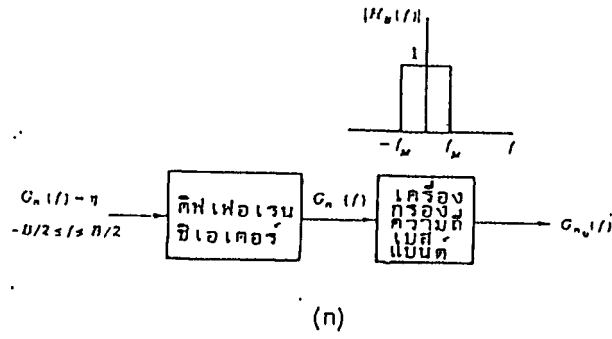
ฉะนั้นความเข้มชั้นสเปกตรัมของกำลังของเสียงรบกวนที่ขาเข้าของความถี่เบสแบนด์ คือ

$$G(f) = (\alpha^2 \omega^2 / A_c^2) n \quad |f| \leq B/2 \quad (2.1-28)$$

เนื่องจากเครื่องกรองความถี่เบสแบนด์ยอมให้ความถี่มากที่สุด ผ่านได้กำลังของเสียงรบกวนขาออกจึงเท่ากับพื้นที่แรเงาในรูปที่ 2.1.7 ดังนี้

$$N_o = \int_{-f_m}^{f_m} G_n(f) df = \frac{\alpha^2 n}{A_c^2} \int_{-f_m}^{f_m} 4\pi^2 f^2 df \quad (2.1-29)$$

$$= \frac{8\pi^2}{3} \frac{\alpha^2 n f_m^3}{A_c^2}$$



รูปที่ 2.1.7 การปฏิบัติของดิสคริมิเนเตอร์และเครื่องกระจายความถี่แบบเบสแบนด์ที่กระทำต่อเสียงรบกวนขาออกของลิมิตเตอร์

อัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณต่อกำลังของเสียงรบกวนที่ขาออกของเครื่องรับจากสมการ และ (2.1-29) จะได้

$$S_o = \frac{\alpha^2 k_r^2 m^2(t)}{N_o} = \frac{3}{4\pi^2} \frac{k_r^2 m^2(t)}{f_m^2} \frac{A_c^2/2}{nf_m} \quad (2.1-30)$$

ในกรณีที่สัญญาณมอดูเลตเป็นไซน์ชั้ชยัดลและทำให้เกิดการเบี่ยงเบนความถี่ ΔF จากสมการ (2.1-8) จะได้

$$e_{FM}(t) = A_c \cos[\omega_c t + (\Delta F/f_m) \sin 2\pi f_m t] \quad (2.1-31)$$

เมื่อเทียบสมการ(2.1-5) กับสมการ(2.1-26) และหลังจากดิฟเฟอเรนเชียลแล้วจะได้

$$k_{FM}(t) = 2\pi \Delta F \cos 2\pi f_m t \quad (2.1-32)$$

ฉะนั้น $k_r^2 m^2(t) = 4\pi^2 (\Delta F)^2 / 2 = 2\pi^2 (\Delta F)^2 \quad (2.1-33)$

แทนสมการ (2.1-33) ในสมการ (2.1-30) จะได้

$$S_o/N_o = [3/2 (\Delta F/f_m)^2 ((A_c^2/2)/(nf_m))] = (3/2) \beta^2 (C/N) \quad (2.1-34)$$

ในที่นี้ $\beta = \Delta F/f_m$ คือดัชนีมอดูเลชัน $C = A_c^2/2$ คือกำลังของสัญญาณเข้า

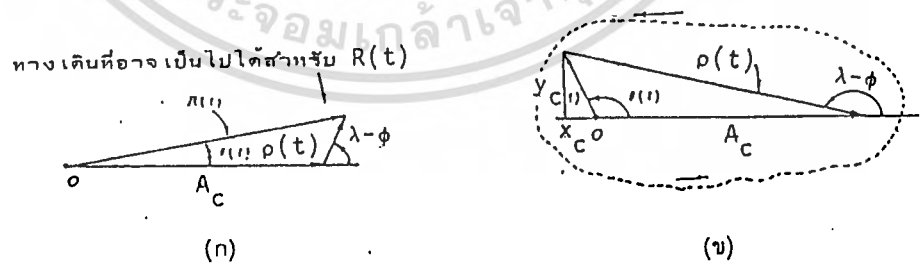
และ $N = nf_m$ คือกำลังของเสียงรบกวนที่เข้าในแถบความถี่ และ f_m จะเห็นว่า SNR ขาออกจะมีองค์ประกอบการปรับปรุงดีขึ้น (improvement factory) มากกว่า CNR เท่ากับ $(2/3)\beta^2$ อัตราส่วนของ SNR ขาเข้า (CNR) คือ

$$\gamma_{FM} = [(S_o/N_o)/(C/N)] = (3/2)\beta^2 \quad (2.1-35)$$

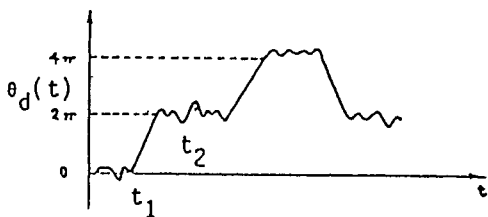
ค่านี้เป็นการวัดวิสัยความสามารถของระบบเอเอ็มและจะนำไปเปรียบเทียบกับค่า r ของระบบเอเอ็มต่อไป เพื่อให้เห็นความแตกต่างของระบบทั้งสอง

กรณี $CNR \ll 1$

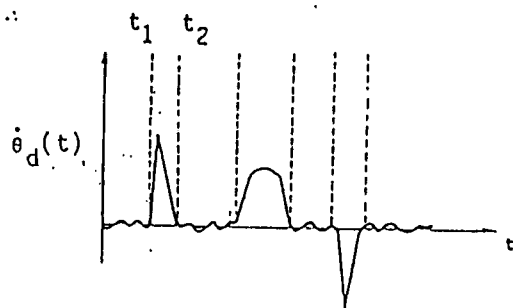
เครื่องรับเอเอ็มมีเสียงแทรกดังคลิกๆ ทำให้การรับฟังได้ไม่ชัดเจน ปรากฏการณ์เช่นนี้ บางครั้งจะเกิดขึ้นเมื่ออยู่ไกลจากสถานีวิทยุเอเอ็มจึงรับสัญญาณได้ไม่แรงนัก เสียงคลิกนี้เกิดจากเสียงรบกวนที่มีลักษณะเป็นอิมพัลส์ (impulse) ซึ่งแตกต่างกับเสียงรบกวนแบบเกือวเนียนที่กระเพื่อมใกล้ระดับศูนย์เสมอ ดังรูปที่ 2.1.8 (ก) ขณะที่เสียงรบกวนเป็นอิมพัลส์นั้น ขนาดของเสียงรบกวนจะมีค่ามากกว่าขนาดของตัวพาท์ $X_c < -A_c$ และแรงลัพธ์ของสัญญาณกับเสียงรบกวน $R(t)$ ที่กระเพื่อมอยู่ตลอดเวลา จึงมีโอกาที่จะหมุนรอบจุดปลาย (0) ของเฟสเซอร์ของตัวพาท์ไปทางซ้ายมือ วกกลับมาที่เดิม บรรจบครบรอบ 1 รอบ ดังรูปที่ 2.1.8 (ข) ในขณะนั้นเฟสของสัญญาณกับเสียงรบกวนจะเปลี่ยนไป 2π ในชั่วเวลาสั้นๆ และความถี่ที่เกิดจากการดิฟเฟอเรนติเอทเฟสก็จะเป็นอิมพัลส์ที่มีพื้นที่ เท่ากับ 2π ดังรูปที่ 2.1.9



รูปที่ 2.1.8 แสดงการเกิดเสียงคลิก



(ก) แสดงมุม $\theta(t)$ ในกรณีที่จุดปลายของแรงค้ำของ
สัญญาณบวกกับเสียงรบกวนรอบจุดศูนย์กลาง



(ข) แสดง $\frac{d\theta}{dt}$ เป็นฟังก์ชันของเวลา

รูปที่ 2.1.9 ความถี่ที่เกิดจากการดิฟเฟอเรนติเอท

พื้นที่ของอิมพัลส์ที่เกิดระหว่าง t_1 และ t_2 จะได้

$$\int_{t_1}^{t_2} d\theta = 0 \quad (2.1-36)$$

สมมติให้ $p(t)$ เป็นพัลส์เดี่ยวที่แทนอิมพัลส์ของเสียงคลิก ให้ $R(f)$ เป็นฟูเรียรานฟอร์มของ $p(t)$

ความเข้มข้นสเปกตรัมของเสียงคลิกจะเท่ากับกำลังเฉลี่ยของพัลส์ ในช่วงเวลาที่เฉลี่ยระหว่างเสียงคลิก T_s ดังนี้

$$G_n = \frac{1}{T_s} \left| \int_{-\alpha}^{\alpha} p(t) e^{-j2\pi f t} dt \right|^2 = \frac{1}{T_s} |P(f)|^2 \quad -\alpha < f < \alpha \quad (2.1-37)$$

ในการคำนวณกำลังของเสียงคลิกที่ขาออกของเครื่องรองความถี่เบสแบนด์ของเครื่องรับเอฟเอ็ม เราจำเป็นต้องทราบค่า $G_n(f)$ ภายในช่วงความถี่ $-f_m$ ถึง f_m เท่านั้นในช่วงความถี่นี้ $|p(f)|$ จะไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก ถ้า $B/2 \gg f_m$ เราจึงสามารถสมมติว่าภายในความถี่เบสแบนด์ f_m $|p(f)|$ มีค่าคงที่และเท่ากับ $|p(0)|$ ให้ $\phi(t)$ ในรูป 2.1.9 ข แทนมุมที่หมุนไปรอบ 2π ซึ่งทำให้เกิดเสียงคลิก 2 ครั้ง ดังนั้นขนาดเสียงคลิกขาออกจากดิสครีมิเนเตอร์ จะได้

$$[n(t)]_{\text{คลิก}} = \alpha d\theta/dt \quad \text{ให้ } \phi(t) \text{ ในรูปที่ 2.1.9 ข} \quad (2.1-38)$$

ในที่นี้ α คือค่าคงที่ของดิสครีมิเนเตอร์

$$\text{ฉะนั้น } |P(0)| \text{ จะเท่ากับพื้นที่ } [n(t)]_{\text{คลิก}}$$

$$|p(f)| = \left| \int_{-\alpha}^{\alpha} f(t) dt \right| = 2\pi\alpha \quad (2.1-39)$$

แทนสมการ(2.1-39) ในสมการ (2.1-38) จะได้

$$G_n = 4\pi^2 \alpha^2 / T_s \quad (2.1-40)$$

กำลังทั้งหมดของเสียงรบกวนที่เกิดจากเสียงคลัตคือ

$$N_c = \frac{4\pi\alpha}{T_s} \int_{-f_m}^{f_m} df \frac{4z\pi^2\alpha^2}{T_s} 2f_m \quad (2.1-41)$$

จากสมการ (2.1-41) จะเห็นว่า กำลังของเสียงรบกวน N_c ยังอยู่ในเทอมของ T_s เทอม T_s นี้ S.O.Rice เป็นผู้ค้นพบว่า เป็นส่วนกลับกับจำนวนคลัตทั้งหมดที่เกิดขึ้นใน 1 วินาที และได้คำนวณจำนวนคลัตทั้งหมดโดยใช้พหุคูณเบบิวล์ตีเดนซิติฟังก์ชันของเสียงรบกวนที่เป็นเกาเขียนได้สูตร T_s ดังนี้ กรณีที่ไม่มีการมอดูเลชัน

$$T_s = \frac{2\sqrt{3}}{B \operatorname{erfc} \sqrt{(f_m/B)(C/N_g)}} \quad (2.1-42)$$

ในที่นี้ erfc คือ complimentary error function

$$\operatorname{erfc} x = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{-x}^{\infty} e^{-x^2} dx = \frac{1}{\sqrt{\pi}} - 2 \int_0^x e^{-x^2} dx \quad (2.1-43)$$

จากสมการ(2.1-41)

$$N_c = \frac{4\pi^2 \alpha^2 B f_m}{\sqrt{3}} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{f_m C}}{B N} \right) \quad (2.1-44)$$

กรณีที่เป็นมอดูเลชันแบบไซน์

$$T_s = (2\Delta F/\pi) e^{-(f_m/B)(C/N)} \quad (2.1-45)$$

$$N_s = (4\pi^2 \alpha^2 / \beta\pi) e^{-(f_m/B)(C/N)} \quad (2.2-46)$$

กำลังของเสียงรบกวนทั้งหมดคือ $N = N_g + N_c$ ในที่นี้ N_g คือกำลังของเสียงรบกวนเกาเขียน จากสมการ (2.1-29) และกำลังของเสียงคลัต N_c จากสมการ (2.1-44) และ(2.1-46) กำลังของสัญญาณ จากสมการ $S_o = \alpha^2 K f_m^2(t)$ จะได้ $C = A c^2 / 2$ และ $N = n f_m$ เมื่อรวมกัน

เอกสารนี้ได้อัฒราส่วนของกำลังสัญญาณขาออกต่อกำลังของเสียงรบกวนทั้งหมดดังนี้ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีที่ไม่มีการมอดูเลชัน

$$S_o = \frac{3k_f^2 m^2(t) / 4\pi^2 f_m^2 (C/N)}{1 + (\sqrt{3B/f_m}) (C/N) \operatorname{erfc} \sqrt{(f_m/B) (C/N)}} \quad (2.1-47)$$

กรณีที่เป็นมอดูเลชันแบบไซน์ชื่อยัดล

$$S_o = \frac{(3/2) \beta^{2\beta} (C/N)}{1 + (12\beta/\pi) (C/N) \exp [((-1/2(\beta+1)) (C/N))]} \quad (2.1-48)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 วงจรผลิตความถี่ (Oscillator)

วงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปไซน์ (Sine-wave Oscillator) จะให้กำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ออกมา โดยมีขนาดและความถี่คงที่ ชนิดของการออสซิลเลตแบ่งได้จากอุปกรณ์ที่ใช้ ฉะนั้นวงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปไซน์จะแบ่งได้เป็น

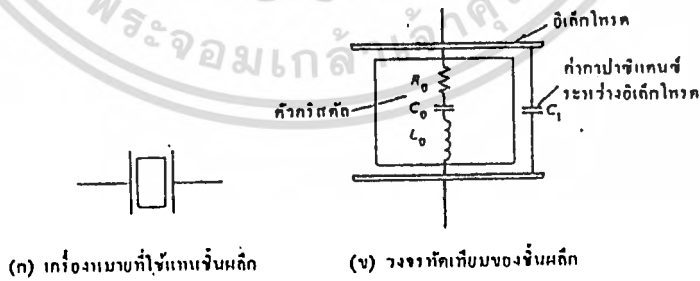
1. วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ LC
2. วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ CR
3. วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ก้อนผลึก (Crystal)

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ก้อนผลึก

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ก้อนผลึก อาศัยการสั่นของก้อนผลึกแทนการใช้อุปกรณ์ที่นำมากำเนิดความถี่ และเป็นวงจรที่มีเสถียรภาพทางด้านความถี่สูงมาก

เนื่องจากความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ LC จะเปลี่ยนแปลงไปเมื่อค่าศักดาอุณหภูมิไหลด และอื่นๆเปลี่ยนแปลงไป การทำให้วงจร LC มีเสถียรภาพดีทำได้ยาก โดยเหตุนี้ภาคต่างๆในเครื่องรับวิทยุที่ต้องการความแม่นยำและเสถียรภาพของความถี่มากๆหรือด้านเครื่องส่งก็ตามมักจะเลือกใช้วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ก้อนผลึกเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่ทั้งสิ้น

ก้อนผลึกที่ใช้กำเนิดความถี่เป็นควอตซ์ piezoelectric (quartz piezoelectric) การสั่นไหวของมันจะทำให้เกิดความถี่ขึ้นโดยอาศัยคุณสมบัติของสาร piezoelectric สัญญาณของคลื่นผลึก จะเป็นดังรูปที่ 2.2.1



รูปที่ 2.2.1 ก้อนผลึกที่ใช้กำเนิดความถี่

ปรากฏการณ์ของเปียโซอิเล็กทริกถูกค้นพบในปี 1880 โดยทำการป้อนแรงจากภายนอกเข้าที่ด้านทั้งสองของวงจรเปียโซอิเล็กทริกแล้ว จะได้ประจุไฟฟ้าทั้งประจุบวกและประจุลบออกมาเป็นสัดส่วนตรงกับ แรงภายนอกที่ป้อนเข้าไปในทางกลับกัน เมื่อทำการป้อนศักดาเข้าทั้งสองข้างของชั้นผลึก ชั้นผลึกจะเกิดการยืดหรือหดตัว โดยมีขนาดของแรงเครียด (strain) เป็นสัดส่วนตรงกับศักดาที่ป้อนเข้าไป

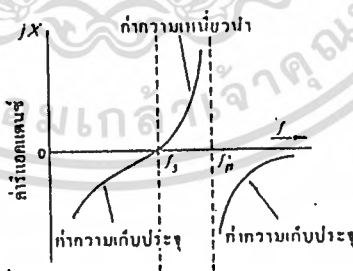
โดยอาศัยคุณสมบัติของผลึกที่มีความยืดหยุ่นได้ ถ้าป้อนแรงกดดันทันทีทันใดให้กับชั้นผลึกแล้วเอาแรงกดดันนี้ออกไป ชั้นผลึกจะเริ่มเกิดการสั่นตามคุณสมบัติความถี่ของตัวมัน ในลักษณะกลับไปมา (บวกและลบ) การสั่นนี้จะทำให้เกิดศักดาบวกและลบขึ้นเป็นสัดส่วนตรงความแรงของการไหวตัวและเกิดขึ้นทั้งสองข้างของชั้นผลึกนั่นคือ ศักดาไฟสลับซึ่งมีความถี่เท่ากับคุณสมบัติด้านความถี่ของชั้นผลึก

ต่อไปเมื่อป้อนศักดาสัญญาณที่มีความถี่สอดคล้องกับคุณสมบัติด้านความถี่ของชั้นผลึกเข้าไปให้ชั้นผลึก จะทำให้ชั้นผลึกเกิดการกำจรทางกลและการสั่นจะเกิดขึ้นสูงสุด ที่จุดนี้ค่าศักดาที่ได้จากชั้นผลึกจะมีค่ามากที่สุด และกระแสที่ไหลเข้าชั้นผลึกจากแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่สูงจะมีค่ามากที่สุดด้วย เนื่องจากกระแสของวงจรเพิ่มขึ้นอย่างทันทีทันใด ที่ความถี่ที่กำหนดซึ่งลักษณะของวงจรจะเหมือนกับวงจรกำจรแบบอนุกรมดังนั้น วงจรที่เตรียมทางด้านไฟฟ้าของชั้นผลึกจะเป็นดังรูป 2.2.1. ข. จากสูตรเราจะได้

$$f_0 = 1/2\pi/L_0C_0 \tag{2.2-1}$$

$$Q = \omega sL_0/r = 2\pi f_0 / r \tag{2.2-2}$$

จากสมการข้างบนจะเห็นได้ว่า Q จะมีค่าสูงมาก ซึ่งวงจร LC ไม่สามารถทำได้สูงขนาดนี้โดยทั่วไป ส่วนกำจรของชั้นผลึกจะมีค่า Q ประมาณ 10^4 ถึง 10^6



รูปที่ 2.2.2 แสดงคุณสมบัติของคาร์แอคแตนต์

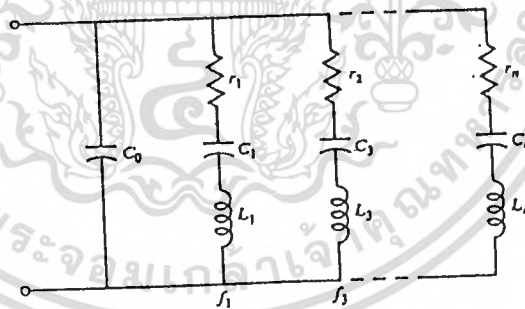
เมื่อชั้นผลึกเกิดการกำจรที่ความถี่ที่ต้อง f_0 แล้ววงจรกำจรแบบอนุกรมของชั้นผลึกจะมีผลเป็นอิมพีแดนซ์ของความถี่ที่ต่ำกว่า f_0 และจะเป็นอิมพีแดนซ์ของความถี่ที่สูงกว่า f_0 เมื่อไม่สนใจต่อความต้านทาน R_0 ดังรูปที่ 2.2.2

แสดงในรูปที่ 2.2.2 เมื่อความถี่มีค่าเพิ่มขึ้นจนมีค่าสูงมาก ค่ารีแอกแตนซ์ของความเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ C_1 จะประกอบกันขึ้นเป็นวงจรก้ำจรที่ความถี่ f_0 ที่จุดนี้อิมพีแดนซ์ของวงจรจะเป็นอิมพีแดนซ์ของวงจรเหนี่ยวนำคือ $+ \alpha$ และ f_0 สามารถแสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 \frac{C_0 C_1}{C_0 + C_1}}} = f_0 \sqrt{\frac{1 + \frac{C_0}{C_1}}{C_1}} \quad (2.2-3)$$

จะเห็นว่าระยะห่างระหว่าง f_0 และ f_{∞} จะแคบมากพิเศษ (3.00MHz กับ 3.004MHz หรือประมาณ .004 MHz) และส่วนก้ำจรของชั้นผลึก จะเป็นความเหนี่ยวนำเมื่อความถี่เหนือช่วงนี้ขึ้นไปเมื่ออุปกรณ์ประเภทความเหนี่ยวนำที่ต่อกันแบบสามจุดถูกแทนด้วยชั้นผลึก วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ได้จะมีเสถียรภาพความถี่สูงมากไปกว่านั้นเนื่องจากชั้นผลึกนี้มีการสั่นไหวแบบทางกล ดังนั้นมันจึงไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ ค่าสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิโดยทั่วไปของชั้นผลึกจะประมาณ $10^{-6} / C$ หรือน้อยกว่า

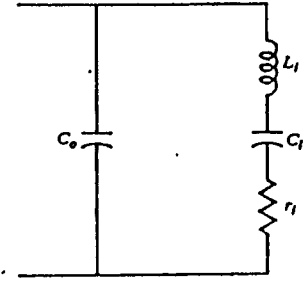
เราสามารถใช้งานแบ่ง 3 ลักษณะที่แตกต่างกันออกไป เมื่อกระแสไหลผ่านก้อนผลึกผลิตความถี่ จะทำให้ความถี่ รีโซแนนซ์ (resonance frequency) ซึ่งความถี่จะขึ้นอยู่กับค่า C_0 ที่นำมาต่อขนานกับก้อนผลึกผลิตความถี่



รูปที่ 2.2.3 electric circuit equivalent of a crystal.

จากรูป 2.2.3 แสดงวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม ซึ่งแต่ละความถี่จะใกล้เคียงกันมาก (แต่ความถี่ต่างกัน) ความถี่พื้นฐานที่เป็นฮาร์โมนิคจำนวนคี่ f_1 และความถี่ที่สูงกว่าความถี่พื้นฐาน จะเป็น overtone ของความถี่พื้นฐาน ในช่วงความถี่แคบๆ จะทำให้เกิดความถี่รีโซแนนซ์อนุกรม f_i ซึ่งเรียกว่า overtone frequency ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.2.3 ซึ่งดูได้จากรายละเอียดของก้อนผลึกแต่ละตัว

ก้อนผลึกผลิตความถี่แบบ ควอทซ์ (Quartz) จะสามารถให้กำเนิดความถี่ตั้งแต่ 10,000 จนมากกว่า 1 ล้าน



รูปที่ 2.2.4. เทียบเท่าของก้อนผลึกผลิตความถี่ที่ใกล้เคียงกับความถี่พื้นฐาน
ตารางแสดงคุณสมบัติของก้อนผลึกผลิตความถี่ (Typical crystal data)

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	10.0	110,000
5.0	Fundamental	15	6.0	24.0	85,000
10.0	Fundamental	12	6.0	24.0	50,000
20.0	Fundamental	12	6.0	24.0	25,000
45.0	3d overtone	25	5.0	1.5	90,000
100.0	3d overtone	40	5.0	0.3	130,000

จากตารางแสดงค่าความต้านทานภายใน r_1 ของก้อนผลึกผลิตความถี่ แสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานภายใน r_1 จะเปลี่ยนความถี่พื้นฐาน ซึ่งมีอยู่ 3 ลักษณะ คือถ้า r_1 มีค่าเป็นศูนย์ ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ (input impedance) คือ

$$Z(j\omega) = \frac{(j\omega C_0)^{-1} [j\omega L_1 + (j\omega C_1)^{-1}]}{j\omega L_1 + (j\omega C_1)^{-1} + (j\omega C_0)^{-1}} = \frac{-[j/\omega(C_1 + C_0)](1 - \omega^2 L_1 C_1)}{1 - \omega^2 L_1 [C_1 C_0 / (C_0 + C_1)]} \quad (2.2-4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิมพีแดนซ์ (impedance) $Z(j\omega)$ จะเป็นศูนย์ เมื่อ L_1 และ C_1 ทำให้เกิดการรีโซแนนซ์ [$\omega^2 = (LC)^{-1}$] ความถี่ได้

$$f_{\omega} = \{2\pi[L_1C_1]\}^{-1} \tag{2.2-5}$$

แสดงถึงความถี่รีโซแนนซ์ของคริสตอล อิมพีแดนซ์ของคริสตอลจะมีค่าอนันต์ที่ความถี่

$$f_{\omega} = \{2\pi[L_1(C_0C_1/C_0+C_1)]^{1/2}\}^{-1} \tag{2.2-6}$$

เมื่อ f_{ω} คือความถี่ที่ไม่รีโซแนนซ์ (antiresonant frequency) ของก้อนผลึกผลิตความถี่ในทางอุดมคติ ($r=0$) จะทำให้วงจรรีโซแนนซ์ อนุกรมและขนานที่มีค่า Q สูงมาก (∞) แต่ถ้าค่า r ในวงจรอนุกรมและขนานดังกล่าวไม่เป็นศูนย์แล้ว

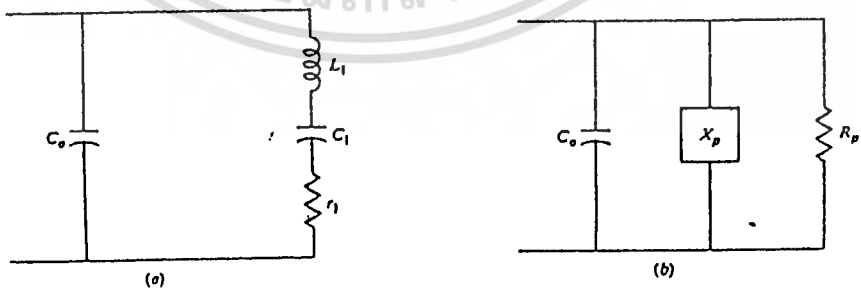
$$Z(j\omega) = \frac{(j\omega C_0)^{-1} [j\omega L_1 + r_1 + (j\omega C_1)^{-1}]}{j\omega L_1 + r_1 + (j\omega C_1)^{-1} + (j\omega C_0)^{-1}} \tag{2.2-7}$$

จากความถี่ของการรีโซแนนซ์แบบอนุกรม r_1 จะมีค่าไม่เป็นศูนย์ (ใช้ค่าตามตาราง) ผลของ r_1 จะมีผลให้ค่า Q ของวงจรและความถี่ที่ไม่รีโซแนนซ์ เราสามารถเขียนวงจรเทียบเท่า (Equivalent circuit) ของวงจรอนุกรมให้เป็นวงจรขนานได้ ดังรูปที่ 2.2.5 ซึ่งแสดงให้เห็นการเปลี่ยนจากวงจรอนุกรมเป็นวงจรขนานที่ความถี่เดียวกัน ค่าต่างๆในการแปลงสามารถหาได้ดังนี้

$$R_p = r_1 (1 + X_{\omega}^2 / r_1^2) = r_1 (1 + Q_{\omega}^2) \tag{2.2-8}$$

และ $X_{\omega} = X_{\omega} (1 + X_{\omega}^2 / r_1^2) X_{\omega} [1 + (Q_{\omega}^2)^{-1}] \tag{2.2-9}$

ซึ่ง $X_{\omega} = \omega L_1 - (\omega C_1)^{-1}$ และ $Q_{\omega} = X_{\omega} / r_1$



รูปที่ 2.2.5 แสดงวงจรเทียบเท่า (a) ของ crystal ที่ใกล้เคียงกับความถี่มาตรฐาน (b) วงจรขนานที่ได้การแปลงจากวงจรอนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ความถี่ไม่รีโซแนนซ์ วงจรเทียบเท่าจะได้ค่ารีแอกแตนซ์ (reactance) ของวงจรขนานจะมีค่าเท่ากับ ค่ารีแอกแตนซ์ของ C ที่นำมาต่อขนาน $X_p = X_{c0}$ และที่ความถี่ f_u รีแอกแตนซ์ของวงจรมอนุกรม X_u จะมีค่ามาก ดังนั้น $Q_u \gg 1$ หรือ $X_{c0} \approx X_u$ และ

$$R_p \approx X_{c0}^2 / r_1 \tag{2.2-10}$$

ข้อสำคัญในการออกแบบวงจรที่ใช้ Crystal คือขนาดความถี่ระหว่างความถี่นั้นขึ้นอยู่กับ ความต้านทานภายใน Crystal จึงได้จากสมการ(2.2-4) และ อัตราส่วนของความถี่รีโซแนนซ์ ได้จากสมการ(2.2-5) และ (2.2-6)

$$\frac{f_u}{f_c} = \frac{2\pi(L_1 C_1)^{1/2}}{2\pi\{L_1[C_1 C_0 / (C_1 + C_0)]\}^{1/2}} = \frac{(1 + C_1)^{1/2}}{C_0} \tag{2.2-11}$$

Capacitor ที่นำมาต่อขนานควรมีค่ามากกว่า C_1 เสมอ ดังนั้น

$$\frac{f_u}{f_c} = \frac{(1 + C_1)^{1/2}}{C_0} \approx \frac{1 + C_1}{2C_0} = 1 + (2k)^{-1} \tag{2.2-12}$$

ถ้า k มีค่าระหว่าง 250 และ 300 ความถี่ไม่รีโซแนนซ์จะมีค่ามากกว่าความถี่อนุกรม

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบขนาน(Capacitor Parallel Mode Crystal)

Crystal สามารถใช้ทำวงจรรีโซแนนซ์ ซึ่งจะได้ความถี่สูงและคงที่โดยการปรับได้ โดยใช้ Inductor และ Capacitor

การประยุกต์ใช้งาน โดยการนำ C มาต่อขนาน เราสามารถปรับความถี่จากวงจร Oscillator

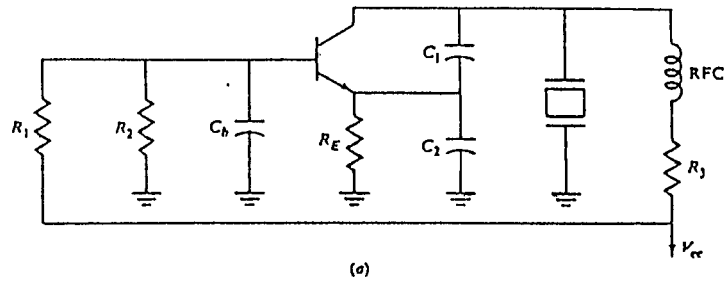
$$f_u = \left\{ \frac{2\pi[L C_1 (C_0 + C_L)]^{1/2}}{C_1 + C_0 + C_L} \right\}^{-1} \approx f_c \left[1 + \frac{C_L}{2(C_0 + C_L)} \right] \tag{2.2-13}$$

เมื่อเพิ่ม C_L , f_u จะลดลงจนกระทั่ง $f_u \sim f_c$ เมื่อเทอมทางด้านซ้ายนั้นแสดงให้เห็นว่า เมื่อเราเพิ่ม C_L จะไม่แสดงถึงความถี่รีโซแนนซ์ ช่วงของความถี่

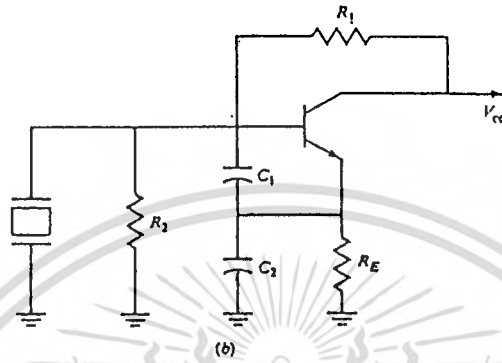
$$f_u - f_c = (C_L / (2C_0)) f_c \tag{2.2-14}$$

จากสูตรเราจะเห็นได้ว่า pulling range ของ Crystal ในรูปที่ 2.2.8 ค่าของ f_u ขึ้นอยู่กับค่า C_L ที่นำมาต่อ ในสมการที่ (2.2-13) แสดงให้เห็นความถี่ซึ่งไม่รีโซแนนซ์ของวงจรขนานจะทำให้ความถี่รีโซแนนซ์ของวงจรแบบอนุกรม

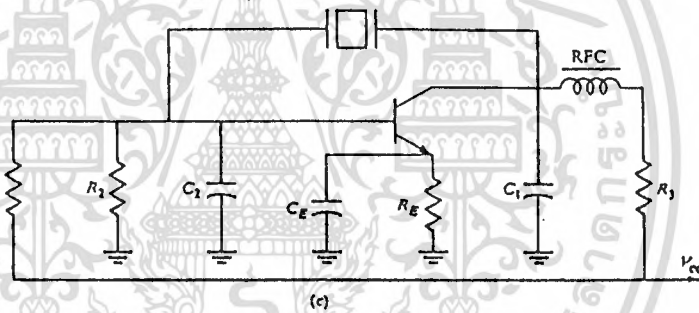
เอกสารมีค่าลดลงที่แสดงให้เห็นการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)



(c)

รูปที่ 2.2.6 3 ชนิดของ Parallel-mode oscillator

(a) a grounded-base circuit.

(b) a grounded-collector circuit.

(c) a Pierce oscillator circuit.

ว่าวงจรออสซิลเลเตอร์แบบขนานจะมีค่า Q ลดลง

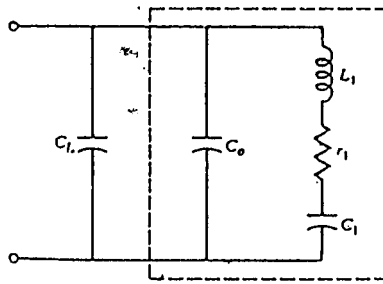
สมการที่(2.2-9) แสดงวงจรเทียบเท่าของ resistance ของวงจรขนานที่ความถี่เรโซแนนซ์

$$X_p = X_o (1 + x_o^2 / r_1^2) \quad (2.2-9)$$

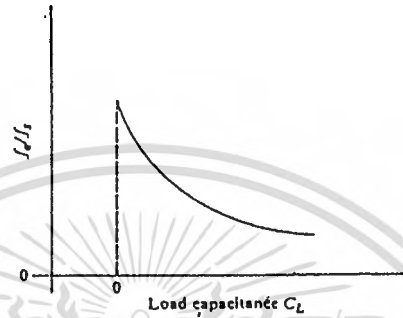
ค่า reactance ของวงจรที่ไม่เรโซแนนซ์

$$X_p = [\omega(C_o + C_L)]^{-1} \quad (2.2-15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



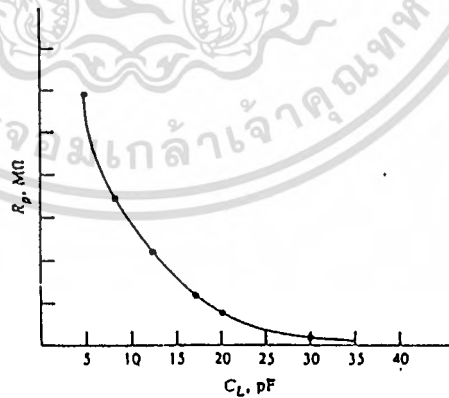
รูปที่ 2.2.7 เมื่อนำ C_2 มาต่อขนานกันคริสตอลที่ความถี่ไม่รีโซแนนซ์



รูปที่ 2.2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างคริสตอลที่ความถี่ไม่รีโซแนนซ์กับโหลด C_L

$$R_p = r_1 [1 + (X_c / r_1)^2] \tag{2.2-16}$$

ถ้าในเทอมของ $C_0 + C_1$ เพิ่มขึ้น X_p และ R_p จะลดลงเป็นไปตามกราฟในรูปที่ 2.2.9 ซึ่งมีผลมาจากสมการ (2.2-16) ค่าของ R_p จะมีค่าน้อยมากสำหรับ Crystal ที่มีความถี่สูง ค่า X_p จะมีค่าน้อยลงเมื่อเป็นวงจรผลิตความถี่แบบขนาน จะใช้ความถี่ต่ำกว่า 20 MHz ค่า Q ของวงจรรีโซแนนซ์อนุกรมจะมีได้ขึ้นอยู่กับค่า Capacitance ที่มาต่อขนาน $C_0 + C_L$ ดังนั้นวงจรผลิตความถี่ที่เป็นแบบอนุกรม จะใช้ในกรณีความถี่สูงกว่า



รูปที่ 2.2.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างภาวะความต้านของคริสตอลเมื่อต่อ C_L จากความเป็นไปได้ในทางคณิตศาสตร์ Capacitance ค่า C_0 และ C_L ที่ใช้ในความถี่ไม่รีโซแนนซ์ จะมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$[w(C_u + C_L)r_1] > 4$ (2.2-17)

ถ้า $(w(C_u + C_L)r_1)^{-1}$ มีค่าน้อยกว่า 4 แล้วจะทำให้ slope ของ Phase shift ใกล้ความถี่ f_u ซึ่งไม่สูงพอที่จะทำให้ Phase stability

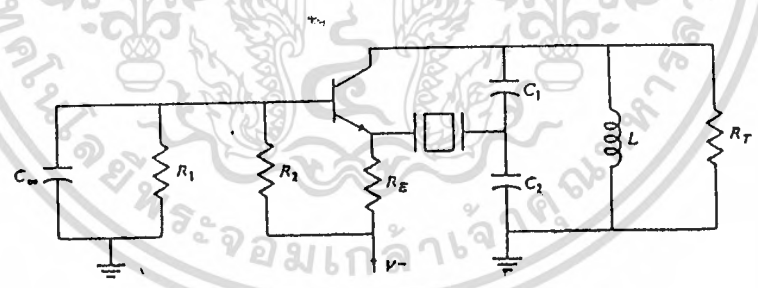
วงจรผลิตความถี่แบบอนุกรม (Series-mode Crystal Oscillator)

จากทฤษฎี Glapp-Gouriet การผลิตความถี่ที่ใช้ก้อนผลิตความถี่ ในวงจรขนานค่า g_m ของวงจรคือ

$g_m \gg C_1 C_2 w^2 r_1$

เมื่อความถี่ลดลง C_1 และ C_2 จะมีค่าเพิ่มขึ้น ค่า Capacitor ที่นำมาต่อกับ Transistor เสถียรภาพในการผลิตความถี่จะไม่ดีนัก เมื่อเราใช้ค่า C ที่นำมาต่อกับทรานซิสเตอร์ไม่ถูกต้อง ปัญหาที่เกิดขึ้นนี้เมื่อความถี่สูงขึ้น เราแก้ไขได้โดยการใช้วงจรผลิตความถี่แบบอนุกรม (ความถี่มากกว่า 20 MHz)

จากคุณสมบัติของก้อนผลิตความถี่ ที่ความถี่ต่างๆไปไม่เหมาะสมที่จะใช้ก้อนผลิตความถี่ แต่ที่ความถี่สูง Crystal จะแตกง่ายและมี Sensitive ไม่ดี เพราะฉะนั้นที่ความถี่สูง Crystal จะให้ Overtone ทั่วๆไป จะใช้ Crystal ขนาดเล็กกว่า การใช้ Crystal ให้ความถี่สูงกว่าจะใช้วงจรผลิตแบบอนุกรม โดยทั่วๆไป third overtone จะใช้ระหว่าง 20-60 MHz และ fifth overtone Crystal ระหว่าง 60-125 MHz



รูปที่ 2.2.10 แสดงการต่อความถี่แบบอนุกรม

การต่อ Crystal ให้ทำงานในแบบอนุกรมจะทำให้เกิดความถี่ ออสซิลเลทและ มี impedance ขนาดใหญ่ที่ความถี่อื่นๆ จากรูป 2.2.10 ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ รัโซแนนซ์ Crystal อิมพีแดนซ์ขนาดใหญ่จะเกิดการป้อนกลับมาให้ขาอิมิตเตอร์ของ ทรานซิสเตอร์ค่า Q จะกำหนดจากคริสตอล ไม่ได้กำหนดจากคริสตอลหรือ Tank

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

circuit จากรูปที่ 2.2.11 เขียนวงจรเทียบเท่าได้ดังรูป Z_x คืออิมพีแดนซ์ของ คริสตอล และ r_i คือ input resistance ระหว่างขา C และ B ของ Transistor ซึ่งมีค่าน้อยกว่า R_x มาก ฉะนั้น แรงดัน

$$V = (V_o C_1 / C_1 + C_2) (r_i / r_i + Z_x)$$

ค่า $\omega C_2 \ll \left| Z_x + r_i \right|$ จะทำให้เกิดความถี่ใกล้เคียงกับความถี่รีโซแนนซ์ ของวงจรอนุกรม ในการออกแบบวงจรผลิตรวมที่ ที่เอากัฟคือ

$$V_o = g_m V Z_L$$

Z_L คือวงจรเทียบเท่าของ load มาตที่ขา C และที่ความถี่คงที่รีโซแนนซ์ Z_L ขึ้นอยู่กับค่า r_i และ r_x และอัตราส่วนของ R_T ที่นำมาต่อขนาน

$$Z_L(j\omega) = R_T \parallel \left((r_x + r_i) \parallel ((C_2 + C_1) / C_1)^2 \right)$$

open loop gain

$$A_o = \frac{Z_L C_1}{C_1 + C_2} (Z_x + r_i)^{-1} \quad (2.2-18)$$

ค่าของ ω_o จะทำให้เกิด phase shift ของ open loop Gain ที่ ความถี่รีโซแนนซ์ดังนั้น

$$S_F = \frac{d \arg A_o}{d\omega} \Big|_{\omega_o} = \frac{d \arg Z_L}{d\omega} + \frac{d \arg (Z_x + r_i)^{-1}}{d\omega} \quad (2.2-19)$$

อิมพีแดนซ์ Z_L ส่วนที่นำมาต่อขนานกับคริสตอลแต่เป็นการยากที่จะแสดงให้ใกล้เคียงกับความถี่ รีโซแนนซ์

$$Z_L \approx \frac{R_p}{1 + jQ(\omega/\omega_o - \omega_o/\omega)}$$

$$R_p = Z_L(j\omega_o)$$

$$(Z_x + r_i)^{-1} = \left[1 + jQ_x \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \right]^{-1}$$

$$Q_x = \frac{\omega_o L_1}{r_x + r_i} = \frac{Q_1}{1 + r_i/r_x}$$

และ Q_1 คือ Q ของคริสตอล แต่ Phase shift ของวงจรรีโซแนนซ์ที่ ความถี่ รีโซแนนซ์

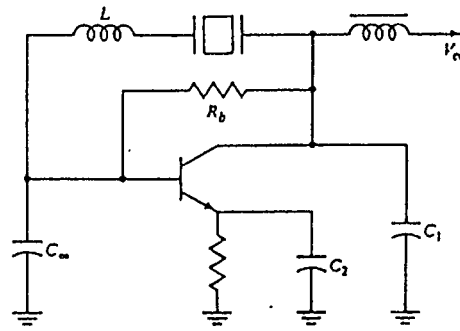
$$\frac{d \arg Z_L}{d\omega} = \frac{2Q_L}{\omega_o}$$

จากสมการ

$$\text{stability factor คือ } S_F = \omega_o \frac{d \arg A_o}{d\omega} = 2(Q_L - Q_x) \quad (2.2-20)$$

Q_L ของวงจรขนานแบบขนานซึ่งมีค่าน้อยกว่า Q_x เมื่อ $Q_L \ll Q_x$ ภาวะของวงจร tank circuit ที่เป็นวงจรขนานจะลดค่า Q_L ลง ถ้าสมมติว่าเราไม่รู้ว่าจะผลที่จะ เกิดจาก load ของ Crystal ในวงจร tank จะได้

$$S_F \approx -2Q_x$$



รูปที่ 2.2.11 impedance inverting Pierce Oscillator

อธิบายได้ว่าวงจรนั้นเสถียรภาพของ $2Q_{cr}$ นั้นเป็นส่วน ทำให้วงจรเสถียรภาพคือค่า Q ของคริสตอล คือ ความต้านทานทานอินพุท ระหว่าง C และ E ของทรานซิสเตอร์ที่ต่ออนุกรมกับคริสตอลแต่ r_i มีค่า magnitude คล้ายกับความต้านทานภายในของคริสตอล (r_x) วงจรควบคุม Q ของคริสตอล ให้มีค่าสูงเราใส่คริสตอลแทน bass circuit แต่ คริสตอลที่ต่ออนุกรมระหว่างความต้านทานภายในของ C และ E จะมีค่ามาก และ phase stability จะลดลงอย่างสม่ำเสมอ

จากวงจรในรูป 2.2.11 เรียกว่าวงจร impedance inverting Pierce Oscillator เป็นตัวอย่างการต่อคริสตอลให้ทำงานในแบบอนุกรมหรือขนานโดยเปลี่ยนให้คริสตอลโดยวงจร short circuit ถ้าวงจรไม่ออกสวิตช์เลทด้วย Crystal short circuit จะเป็นแบบขนาน แต่จะเปลี่ยนไปเป็นแบบอนุกรมการนำ C มาต่ออนุกรมกับ Crystal

ความถี่ในวงจร series-Mode ไม่สามารถปรับค่าได้โดยการต่อ Cap ขนานกับคริสตอล แต่ Cap จะมีผล ต่อความถี่รีโซแนนซ์อนุกรม

ความถี่รีโซแนนซ์อนุกรมสามารถเปลี่ยนแปลงเมื่อต่อ C อนุกรมกับคริสตอลในรูปจะได้ input impedance ของวงจร

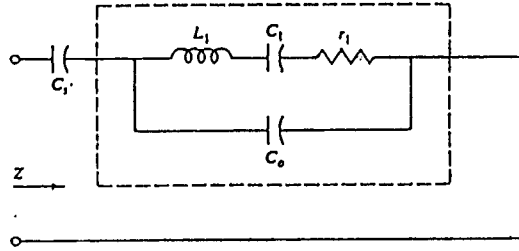
$$Z(j\omega) = -jX_s + \frac{-jX_o(jX_1 - jX_{C_1} + r_1)}{jX_1 - jX_{C_1} - jX_o + r_1} \quad (2.2-20)$$

$$X_s = (\omega C_s)^{-1} \quad X_{C_1} = (\omega C_1)^{-1}$$

$$X_1 = \omega L_1 \quad X_o = (\omega C_o)^{-1}$$

$$\begin{aligned} Z(j\omega) &= \frac{-jX_s[jX_1 - j(X_{C_1} + X_o) + r_1] - jX_o(jX_1 - jX_{C_1} + r_1)}{jX_1 - jX_{C_1} - jX_o + r_1} \\ &= \frac{(jX_1 + r_1)(-jX_s - jX_o) + j(X_o + X_s)jX_{C_1} + j^2X_oX_s}{jX_1 + r_1 - j(X_o + X_{C_1})} \\ &= \frac{-j(X_o + X_s)(jX_1 + r_1 - j[X_{C_1} + X_oX_s/(X_o + X_s)])}{jX_1 + r_1 - j(X_o + X_{C_1})} \end{aligned} \quad (2.2-21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2.12 แสดงการนำ Capacitor มาต่อกับ Crystal

$$X' = \left[\omega \left(\frac{C_o C_i}{C_o + C_i} \right) \right]^{-1} = n X_o \qquad X'_{C_1} = X_{C_1} + \frac{X_o X_i}{X_o + X_i} \qquad (2.2-22)$$

$$n = \frac{C_o + C_i}{C_i} = \frac{X_o^{-1} + X_i^{-1}}{X_i^{-1}} = \frac{X_o + X_i}{X_o} \qquad X_o + X_{C_1} = X'_{C_1} + X_o - \frac{X_o X_i}{X_o + X_i} \qquad (2.2-23)$$

$$= X'_{C_1} + \frac{X_o^2}{X_o + X_i}$$

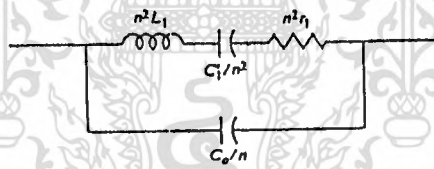
$$Z(j\omega) = \frac{-j(X_o + X_o)[j(X_1 + r_1) - jX'_{C_1}]}{jX_1 + r_1 - j[X'_{C_1} + X_o^2/(X_o + X_i)]}$$

$$= \frac{-jnX_o(jX_1 + r_1 - jX'_{C_1})}{jX_1 + r_1 - j(X'_{C_1} + X_o/n)}$$

$$= \frac{-jnX_o(jn^2X_1 + n^2r_1 - jn^2X'_{C_1})}{jn^2X_1 + n^2r_1 - jn^2X'_{C_1} - jX_o/n} \qquad (2.2-24)$$

นั่นคือ Crystal-series Capacitor สามารถเขียนวงจรเทียบเท่า

ดังรูป



$$C_1' = \frac{C_1(C_o + C_i)}{C_i + C_o + C_i} \qquad (2.2-25)$$

จากวงจรเทียบเท่าจะคล้ายวงจรภายในของคริสตอลดังนั้นเราสามารถนำสูตรของคุณสมบัติของคริสตอล เช่นที่ความถี่รีโซแนนซ์มาต่ออนุกรม

$$\omega_o = \left[\left[L_1 n^2 \frac{(C_1'/n^2)(C_o/n)}{C_1'/n^2 + C_o/n} \right]^{1/2} \right]^{-1}$$

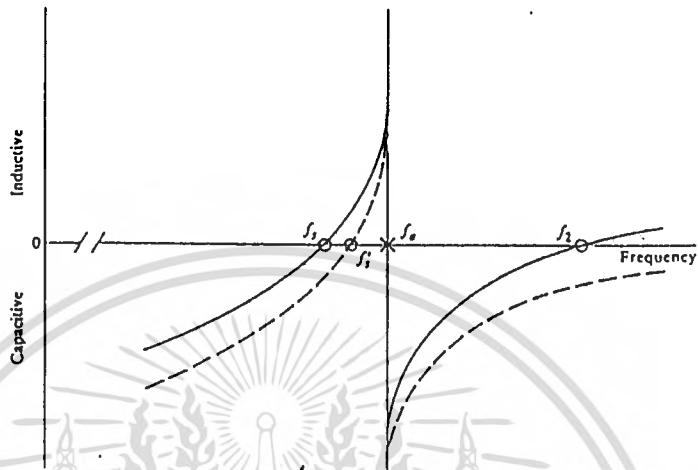
เมื่อเราใช้ค่าจริง

$$\omega_o = \left[\left(L \frac{C_1 C_o}{C_1 + C_o} \right)^{1/2} \right]^{-1}$$

เช่นเดียวกันที่ความถี่ที่ไม่รีโซแนนซ์เมื่อนำ C มาต่อกับคริสตอล จะทำให้เกิดความถี่รีโซแนนซ์ใหม่คือ

$$\omega_o' = \left[\left(n^2 L_1 C_1' / n^2 \right)^{1/2} \right]^{-1} = \left[\left[L_1 \frac{C_1(C_o + C_i)}{C_1 + C_o + C_i} \right]^{1/2} \right]^{-1} \qquad (2.2-26)$$

C ที่ต่อใหม่ จะทำให้เกิดความถี่ f_1 f_2 ซึ่งต่างจากความถี่ที่ไม่ใช่ f_0 แชนจ์ เล็ก น้อย ดังรูป 2.2.13



รูปที่ 2.2.13 กราฟผลของการนำ C มาต่อกับคริสตอล

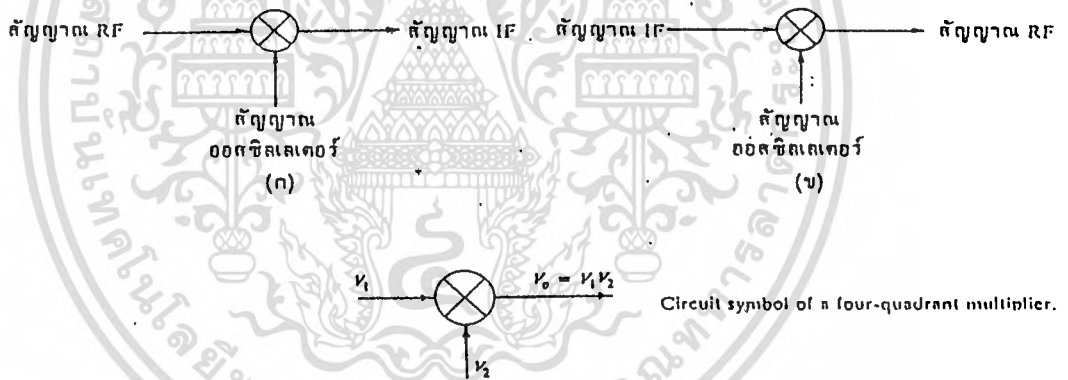


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 วงจรมิกเซอร์ (Mixer Circuit)

วงจรมิกเซอร์แบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ ประเภทแอคทีฟ (active) ใช้ทรานซิสเตอร์หรือไอซีรวมทั้งอุปกรณ์อื่นๆที่ให้อัตราขยาย (ในการผสม) และประเภทพาสซีฟ (passive) ใช้ไดโอดซึ่งไม่มีการขยายสัญญาณ

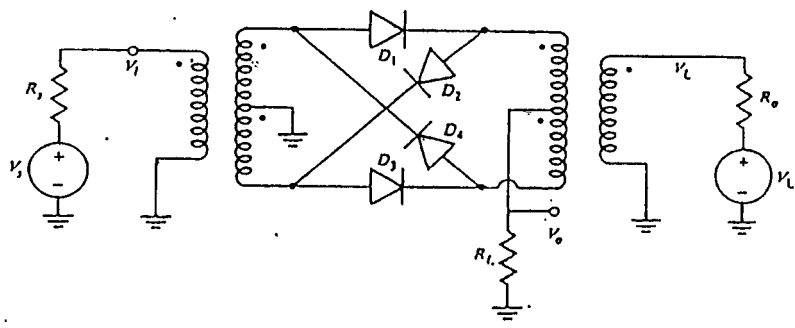
แต่เราแบ่งวงจรมิกเซอร์ได้เป็น 2 ประเภทคือ แบบสมดุทธ์หรือบาลานซ์ กับ แบบไม่สมดุทธ์หรืออับบาลานซ์ วงจรมิกเซอร์แบบสมดุทธ์นี้ เราต่อวงจรให้ขั้วอินพุทหรือเอาต์พุทของวงจรมิกเซอร์ ไม่เกิดปฏิกิริยาซึ่งกันและกัน (สัญญาณไม่เล็ดลอดระหว่างขั้ว) คุณสมบัตินี้เราเรียกว่า การแยกระหว่างขั้วหรือ ไอโซเลชัน (isolation) ขั้วอินพุทของวงจรมิกเซอร์มี 2 ขั้วคือ สัญญาณ RF (หรือ IF) กับสัญญาณออสซิลเลเตอร์ และมีขั้วเอาต์พุท 1 ขั้ว คือสัญญาณ IF (หรือ RF) จากรูปที่ 2.3.1 ในกรณีของเครื่องรับ จะเห็นว่าการแยกระหว่างขั้ว RF และขั้วออสซิลเลเตอร์ จะช่วยให้สัญญาณออสซิลเลเตอร์ย้อนกลับออกสู่สายอากาศ แผ่กระจายคลื่นออกไปได้และการแยกระหว่างขั้ว RF กับขั้ว IF จะช่วยมิให้สัญญาณที่มีความถี่ตรงกับความถี่ IF พอดีเล็ดลอดเข้าไปสู่วงจรขยาย IF



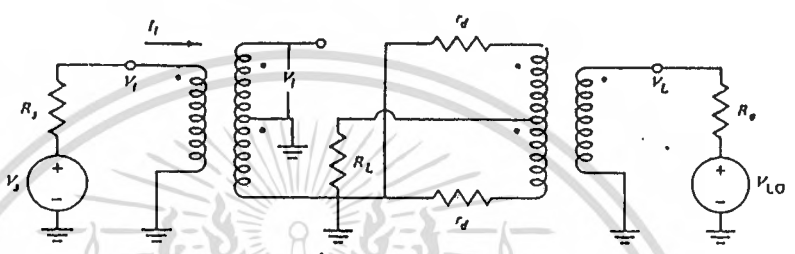
รูปที่ 2.3.1 ตัวอย่างวงจรมิกเซอร์ของภาครับ (ก) และมิกเซอร์ของภาคส่ง (ข)

สำหรับวงจรมิกเซอร์แบบไม่สมดุทธ์นั้น มีคุณสมบัติการแยกระหว่างขั้วไม่ดี เหมือนกับแบบสมดุทธ์ ถ้าต้องการให้มีการแยกสัญญาณดีต้องใช้ฟิลเตอร์ช่วยในการกรองสัญญาณ

จากรูปเป็นวงจร diode -ring mixer with a resistance R in series เป็นวงจร บาลานซ์มิกเซอร์ ที่ใช้ในเครื่องรับ ไดโอดที่ใช้ต้องมีคุณสมบัติเหมือนกัน และหม้อแปลงก็ต้องสมมาตร



A four-diode switching-type mixer.



Equivalent circuit of Fig. 12.11 (for positive local oscillator voltage).

รูปที่ 2.3.2 รูปบาลานซ์มิกเซอร์และวงจรเทียบเท่าของวงจร four diode mixer. จากวงจรเทียบเท่า กระแสที่ไหลผ่านไดโอดจะมีค่าคงที่ ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$i_D = I_s e^{v_d/v_t} \tag{2.3-1}$$

เมื่อ \$v_d\$ คือ โวลต์เตจที่ตกคร่อมไดโอด

$$v_t = kT/q$$

สัญญาณอินพุต \$v_i\$ จะทำให้เกิดกระแส (\$2i\$) ไหลผ่านไปยังโหลดแต่เนื่องจากวงจรมีลักษณะเป็น symmetry สัญญาณครึ่ง cycle ที่จะไหลผ่านไดโอด เราจะได้

$$i_{D1} = i - i$$

$$i_{D2} = i + i$$

และเราจะได้แรงดันจากวงจร

$$V_L - V_a = V_{D1} + i_{D1}R \tag{2.3-2}$$

และ
$$-V_L - V_a = V_{D2} - i_{D2}R$$

หรือ
$$V_L - V_a = V_T \ln(I-i)/I_s + (I-i)R$$

$$-V_L - V_u = -[V_T \ln(I-i)/I_s + (I-i)R]$$

จากสมการข้างบนเราจะได้

$$-2V_u = V_T \ln[(I-i)/(I+i)] + 2iR$$

$$-2V_u = (2Vi - 2iR_L) \tag{2.3-3}$$

ดังนั้นแรงดัน input voltage V_1 และกระแสไดโอดคือ

$$V_1 = i(2R_L + R) + (V_T/2 \ln[(I-i)/(I+i)])$$

ถ้าเราให้

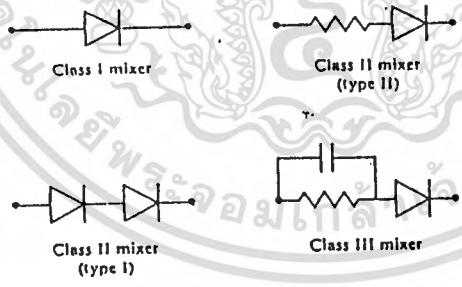
$$V_1 = (2R_L + R) + \frac{V_T}{2} \left[\frac{-1-i}{I} + \frac{i^2}{2I} + \frac{1-i^3}{3I} + \frac{i^4}{I} + \dots \right]$$

$$- \left[\frac{-1-i}{I} + \frac{i^2}{2I} + \frac{1-i^3}{3I} + \text{high order} \dots \right]$$

$$V_1 = (2R_L + R + V_T) i + \frac{1-i^3}{3I} + \text{odd-high order} \dots$$

แต่เทอมแรกของ เพอร์เวออร์ ซีรียไม่ใช่นูนๆ จะได้

$$i = \frac{V_1 - V_T}{2R_L + R + V_T} + \frac{1-i^3}{3(2R_L + R) + V_T} \tag{2.3-4}$$



รูปที่ 3.3.3 แสดงวงจรชนิดต่างๆของ diode-ring mixer ทั้งสามแบบ
 จากรูปที่ 3.3.3 วงจรทั้งสามแบบมีความแตกต่างกันแบบ II mixer จะให้กำลัง
 ที่สูงมาก แต่จะต้องใช้อุปกรณ์ในการแมชชิง ในแบบ III เป็นการนำ R มาต่อ
 อนุกรมและนำ C มาต่อขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

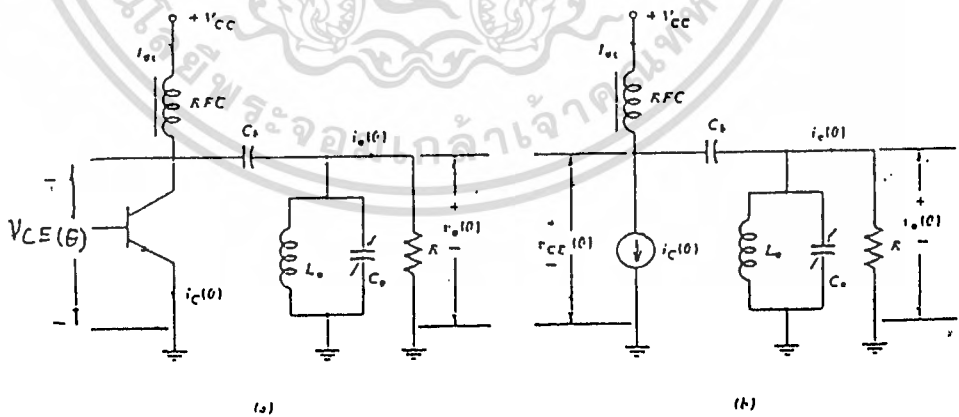
2.4 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (R.F. Power Amplifier)

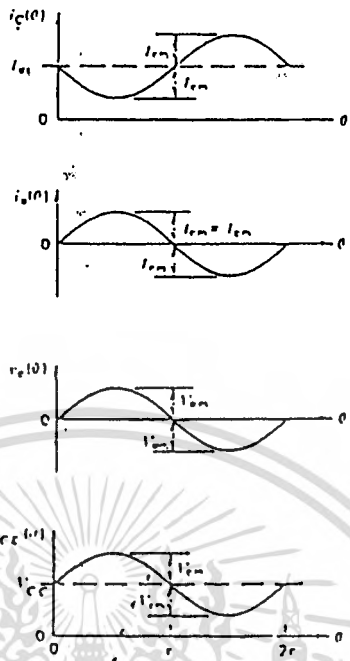
วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุมีหลายชนิด อาจจะแบ่งตามคลาส(class) ของวงจรเป็นคลาส เอ, เอบี, บี, ซี, ดี และ อี ซึ่งปัจจุบันมีการพัฒนางจรขยายกำลังให้มีคุณสมบัติดีขึ้น จึงมีวงจรทำงานในลักษณะใหม่ๆ เพิ่มขึ้นหรืออาจแบ่งเป็น วงจรขยายแบบลิเนียร์ และแบบไม่ลิเนียร์ สำหรับวงจรขยายแบบลิเนียร์ทำได้โดยใช้วงจรคลาส เอ, บี, เอบี วงจรแบบนี้ใช้กับทรานซิสเตอร์แบบหึ่งเกิลไซน์แบนด์ (Single Sideband Transmitter) หรือวงจรทรานสมิตเตอร์แบบย่านความถี่กว้าง (Wide band Transmitter) ส่วนวงจรแบบไม่ลิเนียร์คือวงจรคลาส ซี, ดี, อี จะใช้ทรานซิสเตอร์ย่านความถี่แคบๆ

1. วงจรขยายกำลังคลาสเอ

วงจรขยายกำลังคลาสเอ ไม่ปรากฏข้อแตกต่างที่เด่นชัด ในการทำงาน จากวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็ก (Small signal Amplifier) การขยายสัญญาณของวงจรทำทั้งไซเคิลของอินพุตและเอาต์พุตที่ได้จะมีสัญญาณถ่ายแบบ (Replica) มาจากอินพุตทุกประการ (กรณีอุดมคติ) ลักษณะวงจรแสดงดังรูป 2.4.1.

Class A amplifier. (a) Circuit; (b) equivalent circuit; and (c) wave-forms.





รูปที่ 2.4.1 แสดงวงจรขยายคลาสเอ ; วงจรสมมูลย์และรูปคลื่นในวงจร สมมติว่าถ้าแรงดันไบอัสและสัญญาณอินพุท ทำให้กระแสคอลเลคเตอร์ $i_c(\omega)$ มีค่าเท่ากับ

$$i_c(\omega) = I_{cQ} - I_{cm} \sin \omega t \tag{2.4-1}$$

ซึ่ง I_{cQ} คือส่วนประกอบที่เป็น ดีซี และ $I_{cm} \sin \omega t$ คือส่วนประกอบที่เป็น เอซี เนื่องจากสัญญาณอินพุท ซึ่งสามารถไหลผ่าน C_b ไปยังเอาก์พุท ซึ่งทำให้เกิดแรงดันเอาก์พุท เท่ากับ

$$V_o(\omega) = I_{cm} R \sin \omega t = V_{om} \sin \omega t \tag{2.4-2}$$

แรงดันที่คอลเลคเตอร์ก็จะประกอบด้วยส่วนประกอบที่เป็น ดีซี เท่ากับ แหล่งจ่าย และส่วนประกอบที่เป็น เอซี เท่ากับ แรงดัน เอาก์พุท ดังนั้น

$$V_c(\omega) = V_{cc} + V_{om} \sin \omega t = V_{cm} \sin \omega t$$

เนื่องจากการทำงานในลักษณะแหล่งจ่ายกระแส (Current Source) ของอุปกรณ์ จะเป็นไปได้เฉพาะเมื่อ $V_c(\omega)$ มีค่าเป็นบวก จึงจำเป็นต้องจำกัดให้แรงดันเอาก์พุท V_{om} มีค่าน้อยกว่า V_{cc}^2 และ $I_{om} = V_{om}/R \ll V_{cc}/R$ กำลังงานดีซีที่ทั้งวงจรดึงออกจากแหล่งจ่าย คือ

$$P_i = V_{cc} I_{Cq} = \frac{V_{cc}^2}{R} \tag{2.4-3}$$

กำลังงานเอาต์พุต คือ

$$P_o = \frac{V_{om}^2}{2R} \ll \frac{V_{cc}^2}{2R} \tag{2.4-4}$$

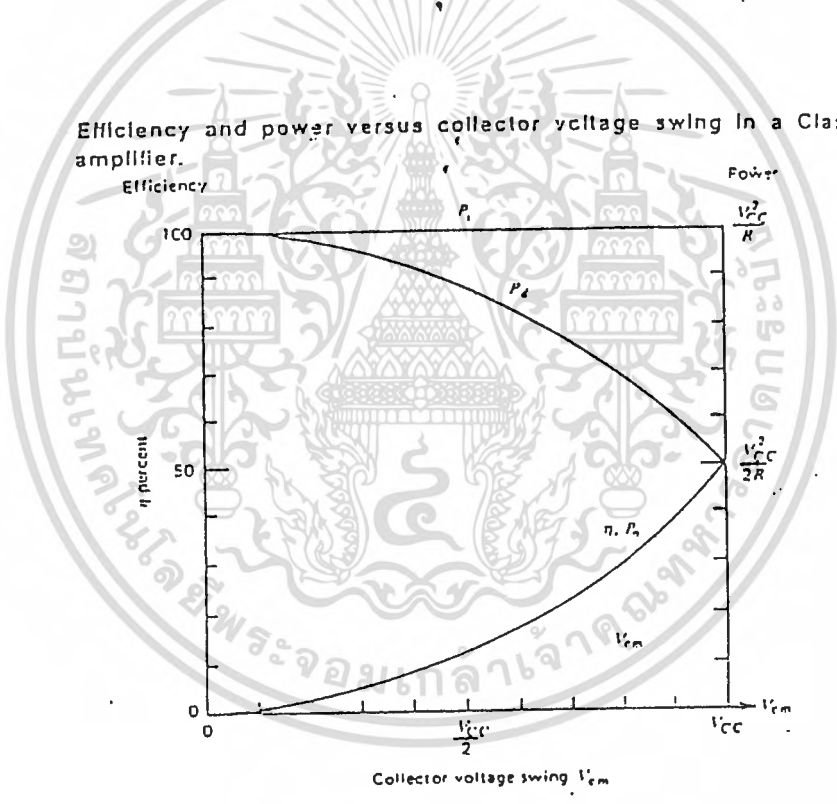
และประสิทธิภาพของวงจรคือ

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_{om}^2}{2V_{cc}^2} \ll \frac{1}{2} \tag{2.4-5}$$

กำลังงานที่สูญเสียในทรานซิสเตอร์ คือ

$$P_d = P_i - P_o \tag{2.4-6}$$

วงจรขยายกำลังคลาสเอ มักใช้เป็นวงจรขับ วงจรขยายกำลังภาคสุดท้าย มากกว่าที่จะใช้เป็นตัวขยายกำลังภาคสุดท้าย เนื่องจากมีประสิทธิภาพต่ำ



รูปที่ 2.4.2 แสดงประสิทธิภาพและกำลังต่อการแกว่งของแรงดันในวงจรคลาสเอ

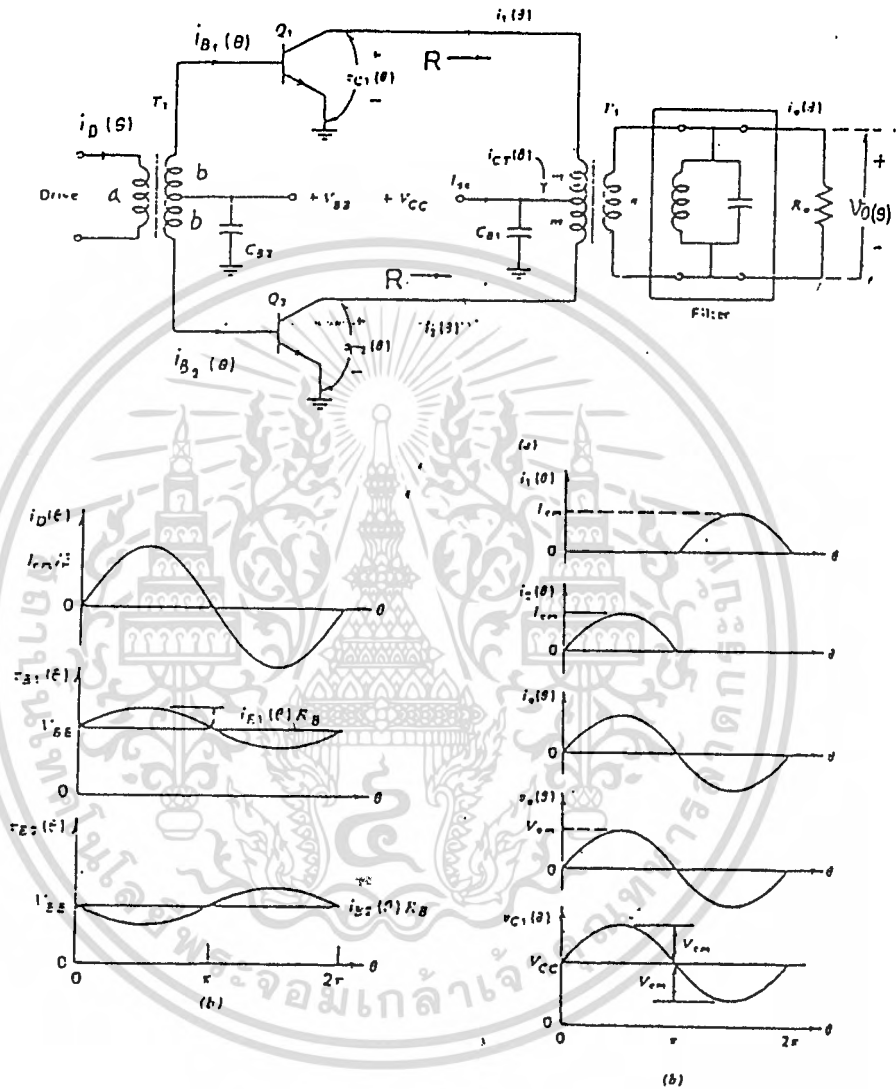
2. วงจรขยายกำลังคลาสบี

วงจรขยายกำลังคลาสบี มีประสิทธิภาพสูงกว่าวงจรขยายกำลังคลาสเอ จึงมักจะใช้เป็นตัวขยายกำลังภาคสุดท้ายของเครื่องส่งวิทยุพวกซิงเกิลไซด์แบนด์รูปที่ 2.4.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงว่าวงจรขยายคลาสบีที่ต่อแบบพุชพูล (Push pull) การทำงานคล้ายกับวงจรขยายเสียง (ลักษณะของวงจรสามารถทำงานได้เช่นกันถ้าใช้ทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียวต่อรวมกับวงจรจูน) จากรูปทรานซิสเตอร์แต่ละตัวจะขยายสัญญาณเพียงครึ่งไซเคิล (180°)

Class B amplifier. (a) Circuit; and (b) waveforms.



รูปที่ 2.4.3 แสดงวงจรขยายกำลังคลาสบีและรูปคลื่นในวงจร ถ้าให้ทรานซิสเตอร์ทำงาน เป็นแหล่งจ่ายกระแสในแต่ละครึ่งไซเคิล และ หม้อแปลงมีอัตราส่วนรอบ m/n แล้ว กระแสเอาต์พุตจะกำหนดจาก

$$i_o(\theta) = \frac{m}{n} I_{cm} \sin \theta \quad (2.4-7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งทำให้เกิดแรงดันเอาท์พุท

$$V_o(\theta) = \frac{m}{n} I_{cm} R_o \sin\theta = V_{om} \sin\theta \quad (2.4-8)$$

และเมื่อพิจารณาทางคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 จะมีแรงดันคอลเลคเตอร์ เป็น

$$V_{c1}(\theta) = V_{cc} + V_{cm} \sin\theta \quad (2.4-9)$$

และสัญญาณส่วนประกอบที่เป็นเอซี คือ

$$V_{cm} = \frac{m}{n} V_{om} = \frac{m}{n^2} I_{cm} R_o = I_{cm} R \quad (2.4-10)$$

เมื่อ R คือค่าความต้านทานคร่อมแต่ละครึ่งของขดปฐมภูมิของหม้อแปลง เมื่ออีกครึ่งหนึ่งถูกปล่อยลอยไว้

แรงดันคอลเลคเตอร์ต้องไม่มีค่าเป็นลบ ($V_{cm} < V_{cc}$) ดังนั้นกำลังเอาท์พุทคือ

$$P_o = \frac{V_{cm}^2}{2R} \ll \frac{V_{cc}^2}{2R} = \frac{V_{cc}^2}{2(m^2/n^2)R_o} \quad (2.4-11)$$

กระแสที่หม้อแปลงคือจากแหล่งจ่าย $i_{c_1}(\theta) = I_{cm} \sin\theta$ เป็นผลบวกของกระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 ตัว ดังนั้น

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{c_1}(\theta) d\theta = \frac{2I_{cm}}{\pi} = \frac{2V_{cm}}{\pi R} \quad (2.4-12)$$

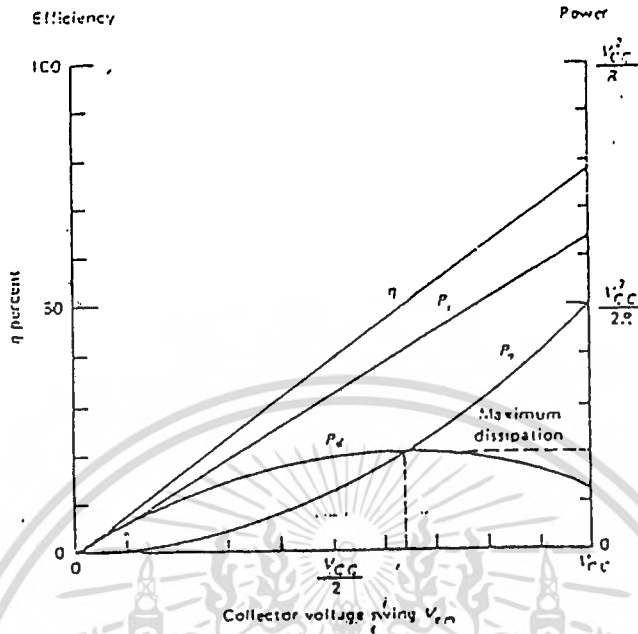
และประสิทธิภาพของวงจรคือ

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{\pi V_{cm}}{4V_{cc}} \ll \frac{\pi}{4} \approx 0.785 \quad (2.4-13)$$

กำลังสูญเสียในทรานซิสเตอร์ แต่ละตัวคือ

$$P_{d1(max)} = P_{d2(max)} = \frac{V_{cc}^2}{\pi^2 R} \quad (2.4-14)$$

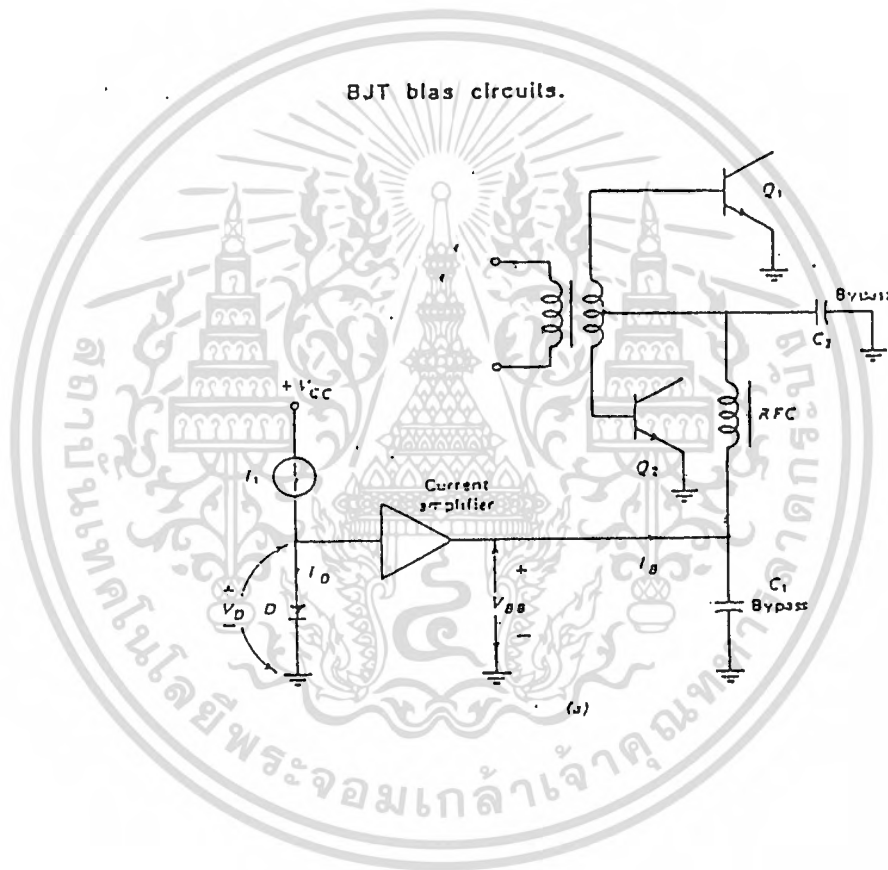
Efficiency and power versus collector voltage swing in a Class B amplifier.



รูปที่ 2.4.4 แสดงประสิทธิภาพและกำลังต่อการแกว่งของแรงดันในวงจรคลาสบี ในทางปฏิบัติ ทั้ง Q1 และ Q2 จะทำให้เกิดความเพี้ยน ขณะที่อินพุตมีขนาดเล็กลง เนื่องจากทรานซิสเตอร์นำกระแสแบบไม่เป็นเชิงเส้น ที่เรียกว่าความเพี้ยนตรงรอยต่อ (Coss Over -Distortion) วิธีแก้ไขทำได้โดยจ่ายแรงดันไบอัสที่เบสจนทรานซิสเตอร์มีกระแสคอลเลคเตอร์ไหลขณะไม่มีสัญญาณอินพุต กระแสนี้มีขนาดประมาณ 1-10 เปอร์เซ็นต์ของกระแสคอลเลคเตอร์สูงสุด เนื่องจากกระแสนี้จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสมากกว่า 180 ในแต่ละไซเคิลของสัญญาณอินพุต จึงเรียกว่าวงจรคลาสบี ซึ่งสามารถทำงานได้ดีเช่นกัน แม้ว่าจะใช้ทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว (และนำกระแสมากกว่า 180) ความเพี้ยนที่เกิดขึ้นยังต่ำกว่าคลาสซีมาก ลักษณะการใช้ทรานซิสเตอร์นำกระแสไม่ครบไซเคิลนั้นจำเป็นต้องมีวงจรจูนทางเอาต์พุตที่ดีพอ และผลจากปรากฏฟลายวีล (Fly Wheel Effect) ก็จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรจูนแล้วจะมีลักษณะเช่นเดียวกับอินพุต สำหรับข้อดีของวงจรแบบพุช-พูล คือวงจรไม่ผลิตฮาร์โมนิคเลขคู่ออกมา

วงจรจ่ายแรงดันไบอัสเพื่อสร้างกระแสเฉื่อย (Quiescent Current) ไหลขณะไม่มีสัญญาณอินพุตต้องสามารถชดเชย การเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิของทรานซิสเตอร์ได้อย่างดี โดยเฉพาะในกรณีวงจรขยายสูงๆ เนื่องจากกระแสเฉื่อย

ทำให้ทรานซิสเตอร์ต้องได้รับภาระการสิ้นเปลืองกำลังซึ่งจะทำให้ตัวมันมีอุณหภูมิสูงขึ้น และเมื่ออุณหภูมิที่รอยต่อสูงขึ้นก็จะทำให้กระแสคอลเลคเตอร์ไหลมากขึ้นตามไปด้วย จนอาจเกิดปรากฏการณ์การวิ่งหนีของอุณหภูมิ (Thermal Runaway) จึงจำเป็นต้องมีการชดเชยเพิ่มขึ้นของแรงดันที่รอยต่อ (ประมาณ $2\text{mV}/\text{C}$) จึงพอที่จะชดเชยผลการเพิ่มอุณหภูมิที่มีต่อทรานซิสเตอร์ได้

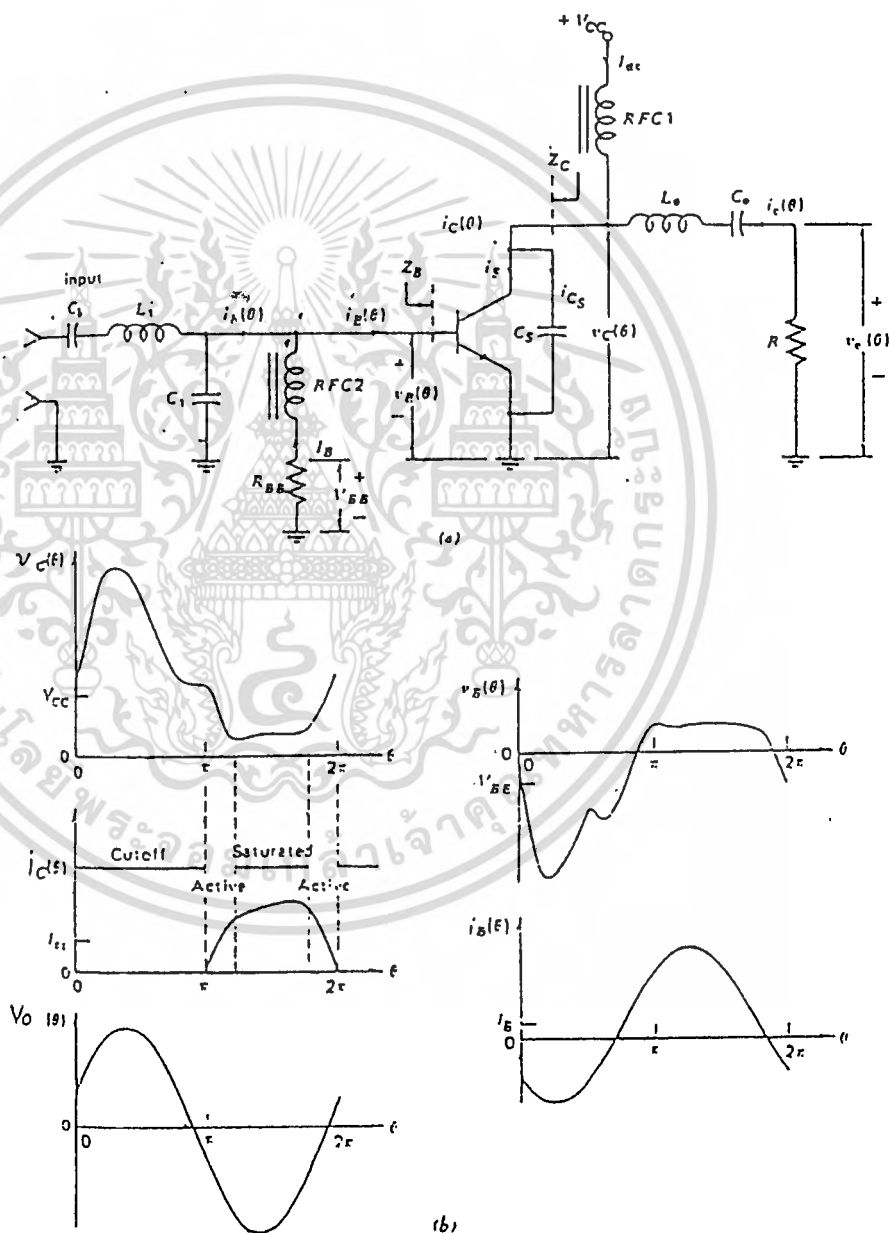


รูปที่ 2.4.5 แสดงวิธีการชดเชยการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิด้วยไดโอด สำหรับวงจรขยายกำลังคลาสเอ, เอบี ที่ใช้อุปกรณ์พวก FET จะไม่มีปัญหา เช่นนี้ เพราะ FET มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นลบ นอกจากนี้การไบอัสเกตของ FET ยังทำได้ง่ายกว่าเนื่องจากไม่ต้องถ่วงกระแสอินพุท วงจรแบ่งแรงดัน (Voltage Divider) อย่างง่ายก็สามารถทำงานได้ดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. วงจรขยายกำลังคลาสซี

วงจรขยายกำลังคลาสซีไม่สามารถแสดงลักษณะวงจรและการวิเคราะห์การทำงานในลักษณะมาตรฐานได้ แบบจำลองซึ่งกำหนดให้แสดงการทำงานของวงจรมักมีข้อสมมุติที่เป็นไปได้ยาก และพารามิเตอร์ของตัวแปรหลายตัวไม่สามารถกำหนดได้ล่วงหน้า วงจรขยายกำลังคลาสซีของอุปกรณ์โซลิดสเตต (Solid State Device) เช่นไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ก็มีการพัฒนาจากต่างจากอุปกรณ์หลอดสุญญากาศ (Vacuum tube)



รูปที่ 2.4.6 แสดงวงจรขยายคลาสซี และรูปคลื่นในวงจร

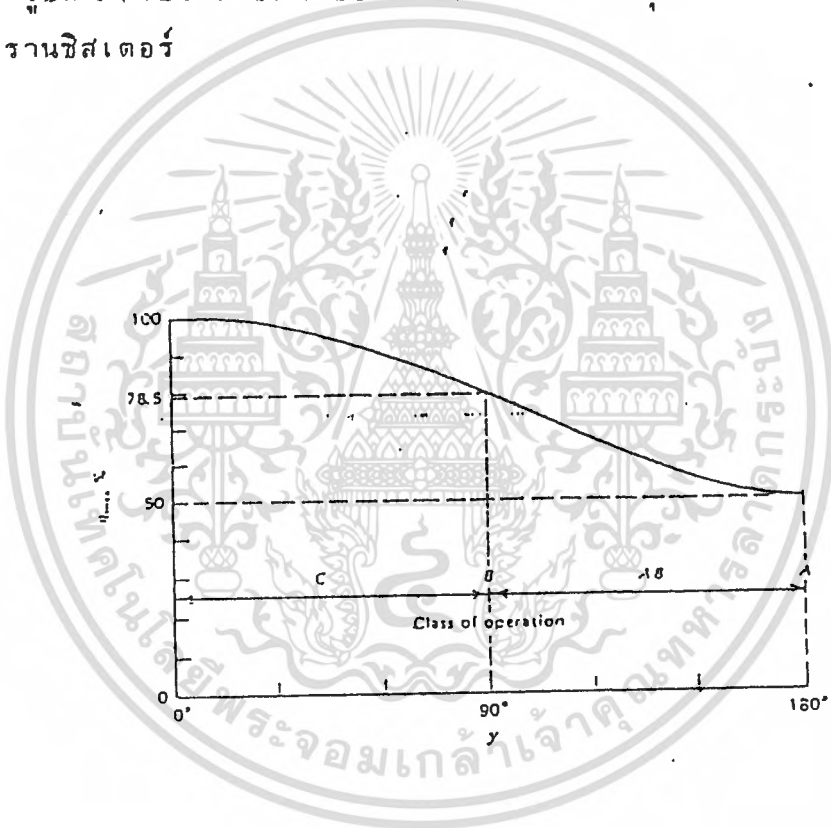
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรจะถูกขับโดยสัญญาณอินพุท ซึ่งปกติทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในลักษณะกระแสจุนอิมตัว (Saturate) และไม่นำกระแส (Cut off) กระแสคอลเลคเตอร์ $i_c(\theta)$ จะขึ้นอยู่กับมุมในการนำกระแส (Conduction angle) ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งลักษณะนี้จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสและหยุดนำกระแสในแต่ละช่วงบวกและลบ สัญญาณอินพุทในหนึ่งไซเคิล วงจรจึงมีประสิทธิภาพสูงกว่า คลาสเอ และ คลาสบี ถ้าสมมติว่าทรานซิสเตอร์ไม่นำกระแสจุนอิมตัวประสิทธิภาพสูงสุดของวงจรหาได้จาก

$$n_{max} = 2y - \sin 2y \quad (2.4-15)$$

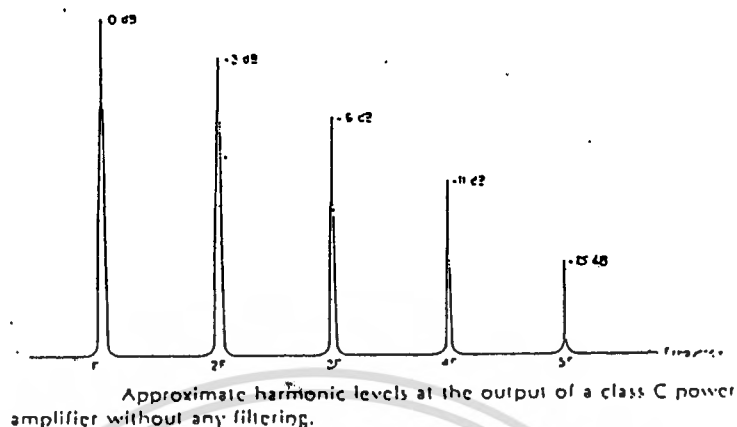
$$4(\sin y - y \cos y)$$

โดย $2y$ เป็นมุมในการนำกระแสของทรานซิสเตอร์
รูปที่ 2.4.7 ประสิทธิภาพของวงจร (ในทางอุดมคติ) ต่อมุมการนำกระแสของทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.4.7 ประสิทธิภาพของวงจรต่อมุมการนำกระแสของทรานซิสเตอร์

ในวงจรทางปฏิบัติทรานซิสเตอร์จะทำงานในลักษณะนำกระแสจุนอิมตัวแลหยุดนำกระแส ดังนั้น $i_c(\theta)$ จะไม่ได้มีเพียงความถี่เดียวแต่จะประกอบด้วยฮาร์โมนิก (Harmonic) ของสัญญาณอินพุท



รูปที่ 2.4.8 แสดงระดับฮาร์โมนิกของวงจรคลาสิคโดยไม่มีฟิลเตอร์ใดๆ จากรูปที่ RFC1 จะสมมติว่ามีความต้านทานสูงมากที่ความถี่ใช้งานวงจร โดยจะมีเพียงกระแสที่ไหลผ่านวงจรเอาต์พุต (L_o, C_o) จะต้องมีค่า Q สูงพอที่จะให้กระแสที่ไหลมีเฉพาะความถี่อินพุต คาปาซิเตอร์ C_s จะเป็นคาปาซิเตอร์ที่ขา C-E ของทรานซิสเตอร์ กระแสที่ไหลผ่านคอลเลคเตอร์; คาปาซิเตอร์ C_s และกระแสเอาต์พุตรวมกันเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน RFC1

ขณะเวลาใดๆ ผลต่างของ $i_s(\omega) + i_{cs}(\omega)$ และ $i_o(\omega)$ จะต้องเท่ากับ I_{dc} ดังนั้น เมื่อทรานซิสเตอร์อยู่ในช่วงแอคทีฟ (active region) แรงดันที่คอลเลคเตอร์ $v_c(\omega)$ กำหนดจาก แรงดันดีซีลบด้วยแรงดันเอาต์พุต และแรงดันที่เกิดจากทรานซิสเตอร์ทำตัวเป็นแหล่งกำเนิดกระแสประจุให้ C_s ระหว่างช่วงอิมพัลส์ $v_c(\omega) = V_{sat}$ กระแสส่วนใหญ่ไหลผ่าน C_s และกระแสคอลเลคเตอร์จะเท่ากับผลต่างของ I_{dc} และ $i_o(\omega)$ สำหรับในช่วงคัทออฟจะเป็นแบบเดียวกับช่วงแอคทีฟ โดย $i_s(\omega) = 0$

รูปที่ 2.4.8 แสดงรูปคลื่นในส่วนต่างๆของวงจร สำหรับขนาดของรูปคลื่นจะขึ้นอยู่กับทรานซิสเตอร์, มุมในการนำกระแส, ค่า Q ของวงจรแมชชิงทางอินพุต L_1, C_1 และทางเอาต์พุต L_o, C_o , แรงดันดีซีที่จ่ายให้วงจร, และกำลังงานที่อินพุต การวิเคราะห์เพื่อหาสมการทั่วไปเพื่อกำหนดลักษณะของรูปคลื่นดังกล่าวทำได้ยาก เนื่องจากที่ถูกต้องของวงจรจะเกิดขึ้นเมื่อวงจรอยู่ในลักษณะที่แมชโดยสมบูรณ์ (Z_b เท่ากับ

คอนจุกของอินพุทแมชชีนเน็ตเวิร์ค Z_c เท่ากับคอนจุกของเอาต์พุทเน็ตเวิร์ค) ถ้าไม่ทราบพารามิเตอร์ของ Z และ Z_c แล้ว ขนาดของกระแสและแรงดันที่คอลเลคเตอร์อาจมากกว่าแรงดันดีซีที่จ่ายให้ถึง 3-4 เท่า การทำงานของวงจรสามารถวิเคราะห์ได้ด้วยวิธีวิเคราะห์เชิงเลข (Numerical analysis) ซึ่งทำได้โดยใช้คอมพิวเตอร์วิเคราะห์การทำงานของแต่ละช่วง (คัทออฟ, แอคทีฟ, อิมิตัว) เมื่อได้รูปคลื่นที่เสถียร (stable) ก็ต้องใช้วิธีการแปลงฟูเรียร์ (Fourier transform) ของรูปคลื่นในหนึ่งไซเคิล ซึ่งก็จะให้ค่าออกมาเป็นขนาดและกำลังของเอาต์พุทได้โดยประมาณ

$$P_o \approx \frac{0.625 V_{eff}^2}{R_1} = \frac{0.625 (V_{cc} - V_{sat})^2}{R_1} \quad (2.4-16)$$

สำหรับทางด้านอินพุท(รูปซ้าย)เป็นการบวกกระแสชั่วขณะ $i_b(t)$ เป็นบวก ไตโอดที่ B - E จะนำกระแส ดังนั้น $V_b(t) \sim V_r$ (แรงดันฟอร์เวิร์ดของไดโอด) ทรานซิสเตอร์ก็จะแอคทีฟ หรือ อิมิตัว ขึ้นอยู่กับแรงดันคอลเลคเตอร์ $V_c(t)$ กระแสที่ไหลผ่าน RFC2 จะค่อนข้างคงที่ตลอดหนึ่งไซเคิลของอินพุท กระแสเอซีส่วนใหญ่จะไหลผ่าน L1 ทรานซิสเตอร์จะนำกระแสจนกระทั่ง $i_b(t)$ เปลี่ยนขั้วและคลายประจุที่สะสมอยู่ที่ขาเบส ขณะนี้ B - E จะเป็นรีเวอร์สไบอัส และผลบวกของกระแสใน L1 และ RFC2 จะไหลผ่าน C1 และคาปาซิเตอร์ของ B - E ซึ่งจะทำให้แรงดันที่เบสเป็นลบในช่วงแรกจะกลายเป็นบวกในช่วงต่อมา ทรานซิสเตอร์จะคัทออฟอยู่จนกระทั่งแรงดันที่เบสนี้เพิ่มขึ้นจนเท่ากับ V_r (ซึ่งจะกำหนดมุมในการนำกระแสของทรานซิสเตอร์)

เมื่อแรงดันที่เบสเป็นบวกขนาดเท่ากับ V_r จะทำให้เบสดึงกระแสอินพุทซึ่งมีส่วนประกอบที่เป็นดีซี ดังนั้น กระแสดีซีนี้จะต้องไหลผ่านในวงจรทางอินพุทซึ่งจะเป็น RFC2 และ R_{bb} โดยกระแสดีซีนี้จะไหลผ่าน R_{bb} และทำให้เกิดแรงดัน V_{bb} ขึ้น ไบอัสทรานซิสเตอร์ในช่วงคัทออฟ ส่วนประกอบที่เป็นเอซีของอินพุทจะไหลผ่าน C1 ในช่วงคัทออฟ

ข้อพิจารณาในทางปฏิบัติ

- วงจรแมชชีนทางอินพุท - เอาต์พุทไม่จำเป็นต้องขึ้นอยู่กับ Z_b และ Z_c
- ในบางกรณีจะไม่จำเป็นต้องมี R_{bb} และ RFC2 จะต่อลงกราวด์โดยเป็นส่วนหนึ่งหรือไม่เป็นแมชชีนเน็ตเวิร์ค
- RFC1 อาจเป็นส่วนหนึ่งของแมชชีนเน็ตเวิร์ค

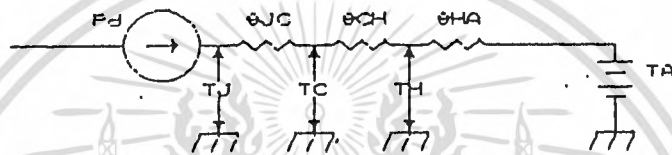
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การแมชชิงทางอินพุท - เอาท์พุท อาจใช้ทรานฟอเมอร์โดยทางเอาท์พุท ขดไฟรมารี่ของทรานฟอเมอร์จะทำหน้าที่เป็นรีโซแนนซ์ร่วมกับ Cs ซึ่งทำให้คอลเลคเตอร์มีเฉพาะความต้านทานเท่านั้น
- R_{out} จะมีค่าระหว่างไม่กี่โอมห์จนถึงไม่กี่ร้อยโอมห์ และค่า R_{out} ที่ไม่เหมาะสมจะทำให้รอยต่อ B-E เสียหายเนื่องจากแรงดันรีเวอร์สมากเกินไป (ซึ่งแรงดันรีเวอร์สที่ขา B - E ของทรานซิสเตอร์จะต่ำเพียง 2-7 โวลท์เท่านั้น) กรณีเช่นนี้จะเกิดกับรอยต่อ B - C เช่นกัน โดยเฉพาะที่คอลเลคเตอร์ที่มีการมอดูเลตสัญญาณในเอเอ็มทรานสมิตเตอร์
- อิมพีแดนซ์ของ RFC1 - RFC2 จะต้องมากพอที่ความถี่ใช้งานของวงจร (ประมาณ 4 - 10 เท่าของรีซีสแตนซ์ที่ขาคอลเลคเตอร์ และเบส)
- ค่า Q ของ RFC1 - RFC2 จะต้องมิต่ำน้อยๆไม่เช่นนั้นวงจรอาจออสซิลเลทได้ที่ความถี่ต่ำ (ต่ำกว่าความถี่ใช้งาน) เนื่องจากคาปาซิเตอร์ที่รอยต่อ B - C ทำให้เกิดการป้อนกลับวงจรจะขาดเสถียรภาพ (เนื่องจาก Gain ของทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นเมื่อความถี่ลดลงประมาณ 6 dB/ออกเตฟ)
- RFC1 จะต้องมีความต้านทานดีซีต่ำพอ เพราะกระแสดีซีที่ไหลผ่านจะมีค่าสูงจนเป็นสิบบแอมป์ในกรณีที่เพาเวอร์แอมป์กำลังสูงๆ
- ที่ +Vcc จะต้องมีการบายพาสความถี่ใช้งานของวงจรที่ดีพอ
- ทรานซิสเตอร์ต้องติดตั้งอย่างเหมาะสม มีการระบายความร้อนเพียงพอ

2.5 การระบายความร้อน

ความเชื่อถือได้ของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์จะลดลงตามอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น และเนื่องจากวงจรขยายกำลังมีการสูญเสียเป็นความร้อนสูง การระบายความร้อนที่ดีนั้นเป็นเรื่องจำเป็น วงจรสมมุทธ์ของการถ่ายเทความร้อนอาจแสดงได้เช่นเดียวกับวงจรไฟฟ้า



รูปที่ 2.5.1 แสดงวงจรสมมุทธ์ของการถ่ายเทความร้อน

จากรูป P_d คือกำลังสูญเสียของทรานซิสเตอร์, T_j เป็นอุณหภูมิระหว่างรอยต่อ θ_{JC} เป็นความต้านทานความร้อนระหว่างรอยต่อและตัวถัง (Junction-Case) ปกติจะมีค่าระหว่าง 1 - 10 C/W, T_c เป็นอุณหภูมิที่ตัวถัง, θ_{CH} เป็นความต้านทานความร้อนระหว่างตัวถังและแผ่นระบายความร้อน (Case to Heatsink) จะมีค่าเป็นเศษส่วนขององศาต่อวัตต์ ขึ้นอยู่กับการติดตั้งทรานซิสเตอร์ สามารถทำให้ลดลงได้โดยการใช้ไบซิลิโคน (Silicon Thermal Grease) และใช้ทอร์กในการติดตั้ง (Mounting Torque) ที่เหมาะสม, T_h เป็นอุณหภูมิของแผ่นระบายความร้อน, T_A เป็นอุณหภูมิแวดล้อม (Ambient Temperature) สำหรับ θ_{HA} เป็นความต้านทานความร้อนของแผ่นระบายความร้อน ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่กำหนดโดยผู้ผลิตแผ่นระบายความร้อนที่ใช้มักจะเป็นอลูมิเนียมหล่อ (Extruded Aluminum) ซึ่งมีอัตราส่วนของพื้นที่ผิวต่อปริมาตรสูง

2.6 ฟิลเตอร์(Filters)

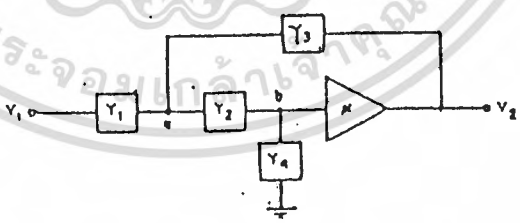
ในทรานซีฟเวอร์(Transceiver) จะประกอบด้วยฟิลเตอร์อยู่หลายส่วน นับตั้งแต่สายอากาศจนถึงสายลำโพงและตั้งแต่ไมโครโฟน (Microphone) จนถึงสายอากาศ มีทั้งพาสซีฟฟิลเตอร์(Passive filter) แอคทีฟฟิลเตอร์(Active filter) และฟิลเตอร์ซึ่งเป็นอุปกรณ์สำเร็จรูป เช่น คริสตัลฟิลเตอร์(Crystal filter) นอกจากนี้ในระบบสื่อสารใหม่ยังมีวงจรถิจิตตอลฟิลเตอร์(Digital filter) เพิ่มขึ้นอีก ในที่นี้จะกล่าวถึงฟิลเตอร์ที่ใช้ในโครงการนี้ และการนำไปใช้ในทางปฏิบัติ สำหรับที่มาของแต่ละแบบได้ดูจากหนังสืออ้างอิง

แอกทีฟฟิลเตอร์(Active Filter)

วงจรรองความถี่แบบ Active มีคุณสมบัติที่หลายประการเมื่อเทียบกับวงจรรองความถี่แบบ Passive คือ Active Filter มี input impedance สูงและมี output ต่ำมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ชนิดของวงจรรองความถี่มีด้วยกันหลายแบบ

วงจรถ่ายไปแบบ VCVS Filter

โครงสร้างต่างๆไปของ LPF,HPF และ BPF ลำดับที่สองแบบ VCVS ดังแสดงในรูปที่ 2.6.1 ซึ่งวงจรถ่ายกล่าวมาบางครั้งเราเรียกว่า วงจรของ Sallen และ Key ซึ่งเป็นผู้ริเริ่มคิดวงจรถ่ายกล่าว



รูป 2.6.1 โครงสร้างของวงจรรองความถี่แบบ VCVS

จากรูป 2.6.1 ที่ node (a) และ (b) เขียนสมการได้ว่า

$$(Y1+Y2+Y3)V_a - Y1V1 - (Y1V2/\mu) - Y3V2 = 0 \tag{2.6-1}$$

และ $V2/\mu = (Y2/(Y2+Y4)) V_a \tag{2.6-2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $Y_i = (i=1,2,3)$ เป็นค่า admittance ของวงจร จากรูป 2.6.1 จะเห็นได้ว่า

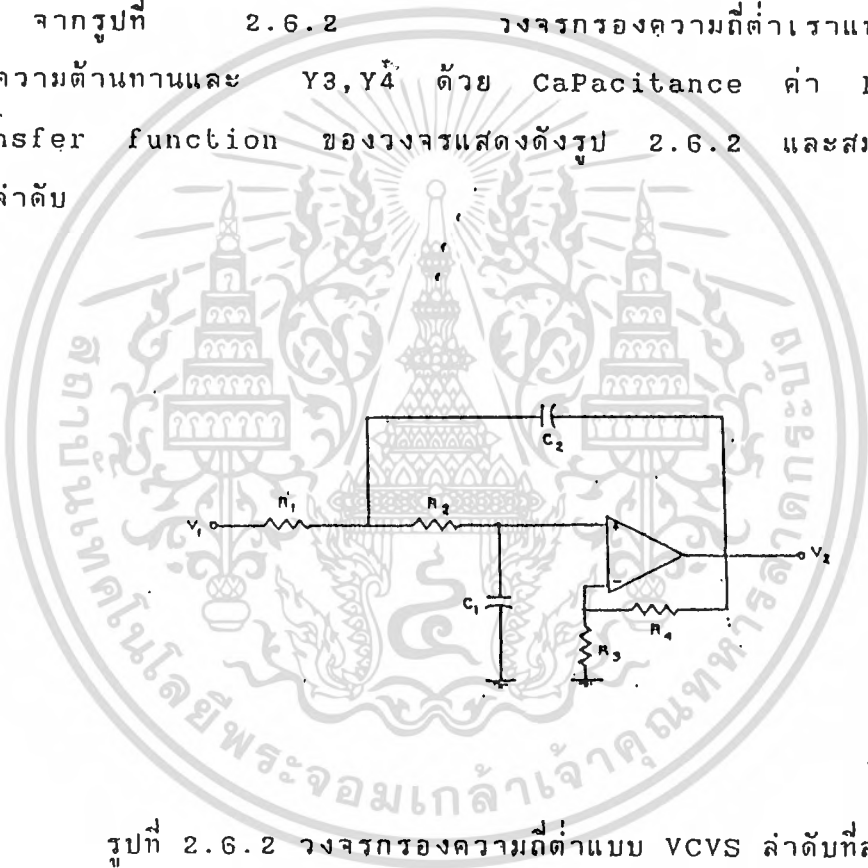
$$V_b = V_2 / \mu$$

จากสมการ (2.6-2) โดยการแทนค่า V_a ลงใน (2.6-1) และจัดฟอร์มใหม่ เราจะได้ Transfer function

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{\mu Y_1 Y_2}{(Y_2 + Y_4)(Y_1 + Y_2 + Y_3) - Y_2^2 - \mu Y_2 Y_3} \tag{2.6-3}$$

วงจรรองความถี่ต่ำ (Lowpass Filter)

จากรูปที่ 2.6.2 วงจรรองความถี่ต่ำเราแทน Y_1, Y_2 ด้วยความต้านทานและ Y_3, Y_4 ด้วย Capacitance ค่า Element และ Transfer function ของวงจรแสดงดังรูป 2.6.2 และสมการ (2.6-4) ตามลำดับ



รูปที่ 2.6.2 วงจรรองความถี่ต่ำแบบ VCVS ลำดับที่สอง

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{\mu G_1 G_2 / C_1 C_2}{S^2 + \frac{[C_1(G_1 + G_2) + C_2 G_2(1 - \mu)] S}{C_1 C_2} + \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \tag{2.6-4}$$

โดยที่ $G_i = 1/R_i (i=1,2,3)$ และ $\mu = 1 + (R_4/R_3)$

จาก(2.6-4) , ในกรณีของ LPF แบบ Unity Gain ($\mu=1$) แทนค่า $\mu = 1$ ลงใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

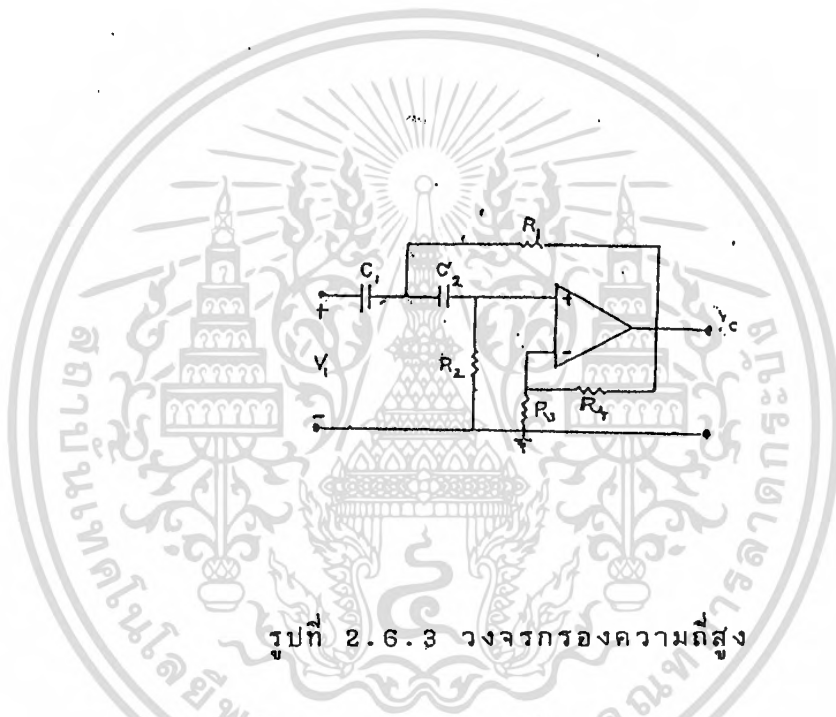
$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2 (S^2 + \frac{S C_1 (R_1 + R_2)}{C_1 C_2 R_1 R_2} + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2})} \quad (2.6-5)$$

ความถี่ CUT OFF ของ LPF ในสมการ (2.6-5) คือ

$$f_{cutoff} = 1 / (2\pi / C_1 C_2 R_1 R_2) \quad (\text{Hz}) \quad (2.6-6)$$

วงจรกรองความถี่สูง (High Pass Filter)

Transfer function ของวงจรที่กำหนดในรูป 2.6.3 คือ



รูปที่ 2.6.3 วงจรกรองความถี่สูง

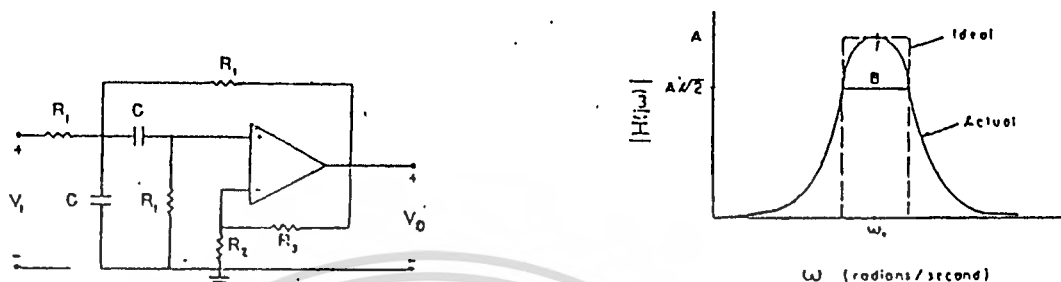
$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{K S^2}{(S^2 + \frac{S [1 + \frac{(1+1)}{R_2 C_1 C_2} + \frac{1-K}{R_1 C_1}] + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}})} \quad (2.6-7)$$

จากสมการ (2.6-7) เพื่อความสะดวกในการออกแบบ เรากำหนดให้ $R_1 = R_2 = R$ และ $C_1 = C_2 = C$ และถ้ากำหนดให้ $K=1$ (Unity Gain) จะได้ว่า

$$f_c = 1 / (2\pi RC)$$

วงจร Band Pass Filter

รูปที่ 2.6-4 แสดงวงจร band pass filter ลำดับที่ 2 แบบ VCVS ที่มีคุณลักษณะของผลตอบสนองของขนาดต่อความถี่ ดังรูป 2.9.4



รูปที่ 2.6.4 แสดงวงจร band pass filter และผลการตอบสนอง สมการ band pass filter มีสมการทั่วไปดังนี้

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{H \frac{\omega_o}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q} s + \omega_o^2} = \frac{K s}{s^2 + B s + \omega_o^2} \quad (2.6-8)$$

โดยที่ Bandwidth (B.W.) = ω_o/Q

และ ω_o เป็น center frequency

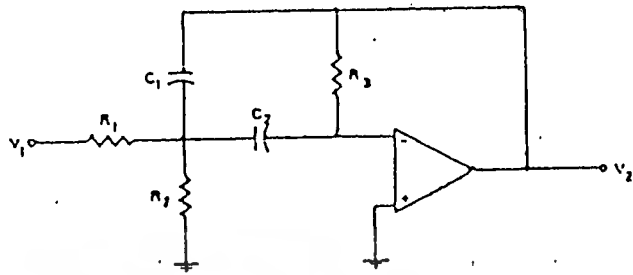
จากสมการ (2.6-8) $K = \mu/R_1C$

$$B = 4 - \mu/R_1C$$

$$\omega_o^2 = 2/R_1^2 C^2$$

โดยที่ Gain ของวงจร $\mu = 1 + R_3/R_2$

วงจร band pass filter แบบ MFB



รูปที่ 2.6.5 วงจร band pass filter แบบ MFB

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{Q \omega_0 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.1) \quad (2.6-9)$$

$$\frac{-\frac{1}{R_1 C_4} s}{s^2 + \frac{(C_3 + C_4)}{R_3 C_3 C_4} s + \frac{1}{R_3 C_3 C_4} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \quad (2.2) \quad (2.6-10)$$

โดยการเทียบสัมประสิทธิ์ จะได้ว่า

$$\frac{Q \omega_0}{Q} = \frac{1}{R_1 C_4} \quad (2.6-11)$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{C_3 + C_4}{R_3 C_3 C_4} \quad (2.6-12)$$

และ

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_3 C_3 C_4} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (2.6-13)$$

หรือ $f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (R_3 C_3 C_4)}}$ (2.6-14)

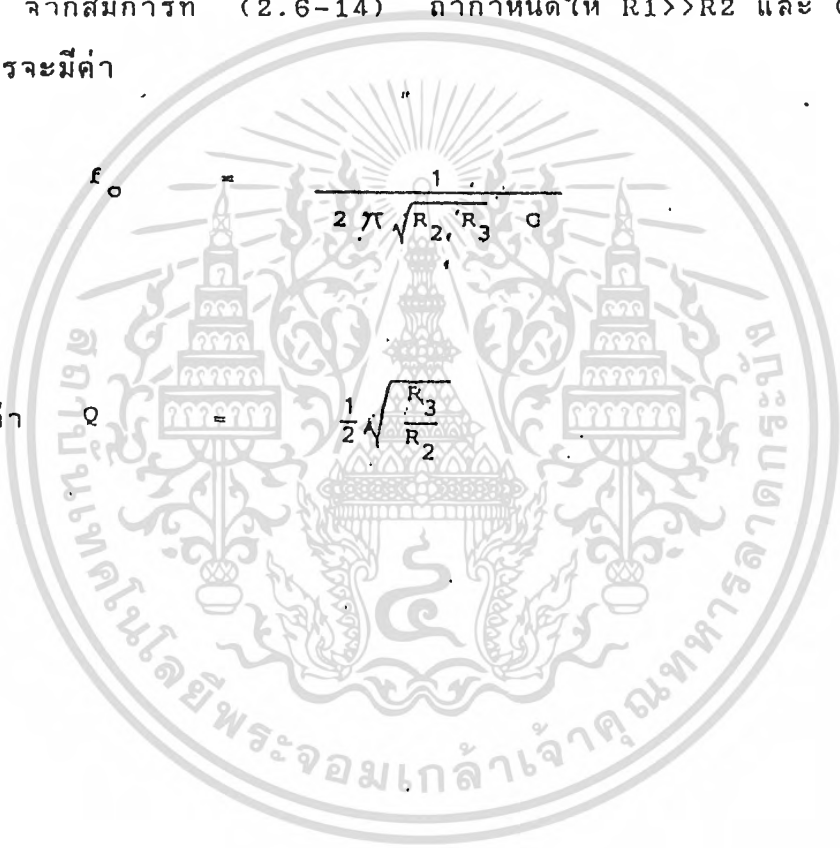
จากสมการที่ (2.6-11) และ (2.6-12) จะได้อัตราขยายวงจรคือ

$$G = \frac{R_3}{R_1} \left(\frac{C_3}{C_3 + C_4} \right)$$
 (2.6-15)

จากสมการที่ (2.6-14) ถ้ากำหนดให้ $R_1 \gg R_2$ และ $C_3 = C_4 + C$ แล้วสมการจะมีค่า

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_2 R_3 C}}$$
 (2.6-16)

และค่า $Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_3}{R_2}}$ (2.6-17)

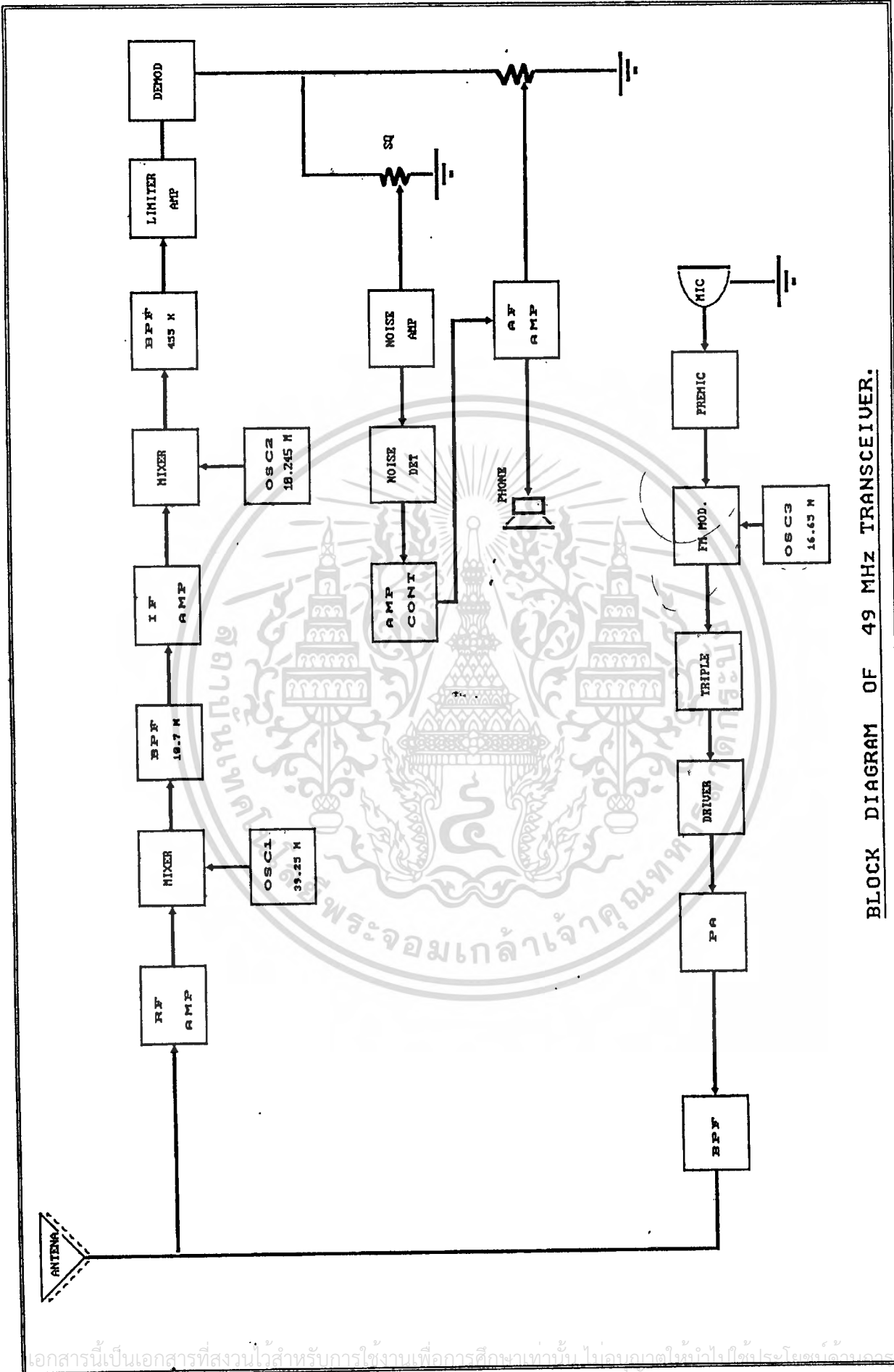


บทที่ 3.

การออกแบบสร้างและปรับแต่ง

การทำงานของเครื่อง (จาก Block Diagram)ด้านรับ

จากรูปเมื่อสัญญาณด้านรับถูกรับโดยสายอากาศ (Antenna) ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณหลายๆความถี่ สัญญาณจะผ่านวงจร BPF (Band pass filter) เพื่อกำจัดความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป (ให้ความถี่ที่ต้องการออกไปเท่านั้น) สัญญาณที่ต้องการ 49MHz จะผ่านไปยังวงจร RF AMP ซึ่งทำหน้าที่ขยายสัญญาณให้มีความแรงมากขึ้น จากนั้นสัญญาณจะนำมาผสม (MIXER) กับสัญญาณจาก Local Osillator (39.25 MHz) ผลการรวมกันของสัญญาณทำให้ได้สัญญาณ IF1 จากนั้นสัญญาณก็จะผ่านไปยังวงจร BPF (Band pass filter 10.7 MHz) เพื่อให้สัญญาณ IF1 เฉพาะความถี่ 10.7 MHz ผ่านเท่านั้น ส่วนความถี่อื่นๆ จะถูกตัดทิ้งไป สัญญาณ 10.7 MHz จะถูกขยายอีกครั้งหนึ่งเพื่อเพิ่มกำลังให้มากขึ้นและจะผ่านสัญญาณไปผสม (MIXER) อีกครั้งหนึ่งกับ Local Osillator 2 (10.245 MHz) ทำให้ได้สัญญาณ IF2 ความถี่ 455 KHz ลักษณะของการทำให้เกิดสัญญาณ IF สองครั้งนี้เราเรียกว่า "Double conversion super heterodyne" สัญญาณ 455 KHz จะผ่านไปยังวงจร BPF 455 KHz เพื่อกำจัด Harmonic ต่างๆที่ไม่ต้องการออกเพื่อให้ได้ความถี่ 455 KHz เพียงอย่างเดียว สัญญาณที่ได้ถูกส่งผ่านวงจร Limiter AMP. เพื่อกำจัด Noise และขยายสัญญาณให้แรงพอที่จะทำให้วงจร Demodulation ทำงานโดยการเอาเฉพาะสัญญาณเสียงออกมาเพียงอย่างเดียว สัญญาณเสียงจะถูกแบ่งออกเป็น 2 ทาง ทางแรกจะผ่าน vol (Volume) จะเป็นตัวปรับความดังของสัญญาณเสียง เมื่อภาคขยายเสียงรับสัญญาณเข้ามาจะทำการขยายให้สัญญาณดังแรงขึ้นเพื่อไปขับที่ลำโพง อีกทางหนึ่งจะเข้ายังวงจรควบคุม (sql) ประกอบด้วยวงจร Noise Amp. จะขยายสัญญาณรบกวนและสัญญาณ Noise ที่เราขยายจะถูก Detect ออกมาเป็น DC ผ่านวงจร Amp cont เพื่อไปควบคุมภาคขยายเสียง AF Amp อีกทีหนึ่ง



BLOCK DIAGRAM OF 49 MHZ TRANSCEIVER.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ควรฉีกหรือแก้ไขเอกสารนี้ หากต้องการเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้านส่ง

เมื่อ MIC รับสัญญาณเสียงจากผู้พูดแล้ว MIC จะเปลี่ยนสัญญาณเสียงเป็นสัญญาณไฟฟ้า ที่มีระดับของสัญญาณที่ต่ำจะถูกส่งผ่านไปยัง Pre MIC แล้ว Pre MIC จะขยายสัญญาณให้แรงขึ้น จากนั้นนำสัญญาณมา Modulation กับ Osillator3 (16.65 MHz) เป็นการ Mod แบบ FM สัญญาณที่ผ่านการ Mod จะมีความถี่เท่ากับ 16.65 MHz แต่อย่างไรก็ตามยังเป็นความถี่ที่ยังใช้งานไม่ได้จึงต้องนำมาทำการ Multiply โดยภาค TRIPLE ทำให้ความถี่เพิ่มขึ้นเป็น 3 เท่า กลายเป็นสัญญาณความถี่ 49.95 MHz ที่ต้องการ และทำการขยายสัญญาณให้แรงโดย ภาคไดเวอร์ (DRIVER.) เพื่อให้กำลังของสัญญาณแรงพอที่จะทำให้ภาค Power Amp. ทำงาน ภาค PAก็จะขยายสัญญาณความถี่ดังกล่าวให้มีกำลังมากพอที่จะส่งอากาศได้แต่ก่อนจะส่งออกก็จะผ่าน วงจร BPF(Band pass filter) เพื่อที่จะกำจัดความถี่ Harmonic ต่างๆ ให้มีความถี่ 49.95 MHz ออกมาเพียงอย่างเดียว

การออกแบบและสร้าง

การออกแบบและสร้างแบ่งออกเป็นส่วนใหญ่ๆได้ 3 ส่วนใหญ่ๆคือ

1. Power Supply เป็นส่วนที่ทำหน้าที่จ่ายพลังงานให้กับส่วนต่างโดยจะควบคุมแรงดันให้คงที่ และไม่ให้เกิดการออสซิลเลท
2. Reciver1 เป็นที่ทำให้เกิดสัญญาณ IF สองครั้งที่เราเรียกว่า "Double conversion super heterodyne"
3. Reciver 2 เป็นส่วนที่ใช้เปลี่ยนสัญญาณ IF ให้เป็นสัญญาณเสียง และปรับแต่งให้เสียงเป็นไปตามต้องการ
4. Transmission เป็นส่วนที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณเสียงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าเพื่อส่งออกอากาศให้ได้ระยะทางไกลๆ

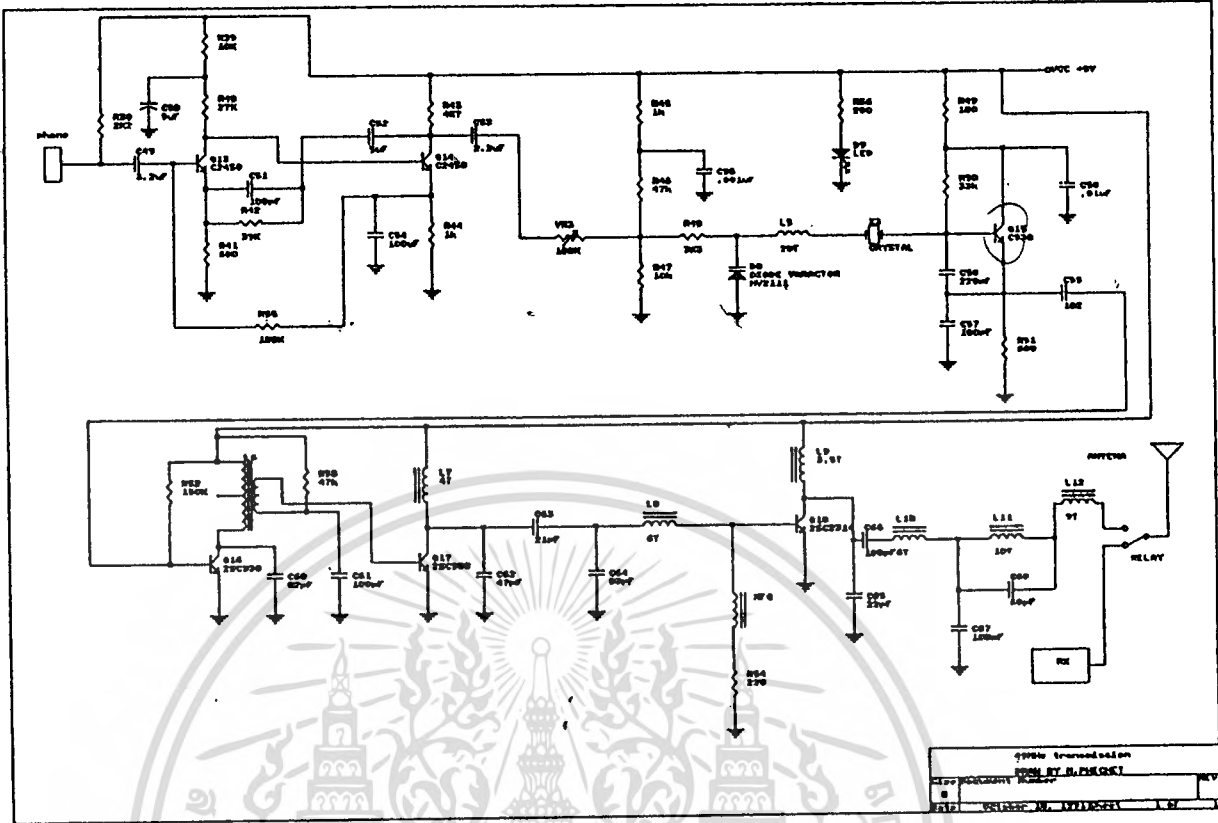
ภาค Power Supply

จะมีชุด Regulator อยู่เพื่อรักษาระดับแรงดันไฟ 5 V ให้มีเสถียรภาพ โดยใช้ IC1 เป็นตัวลดระดับแรงไฟจาก VCC ประมาณ 12 V ให้เหลือ 5V เป็นระดับระดัณอ้างอิง(Reference Voltage)ป้อนให้แก่ IC2 ซึ่งมีหน้าที่สลับแรงไฟไปให้ภาครับหรือภาคส่งโดยควบคุมจากPTT อีกทีหนึ่ง .

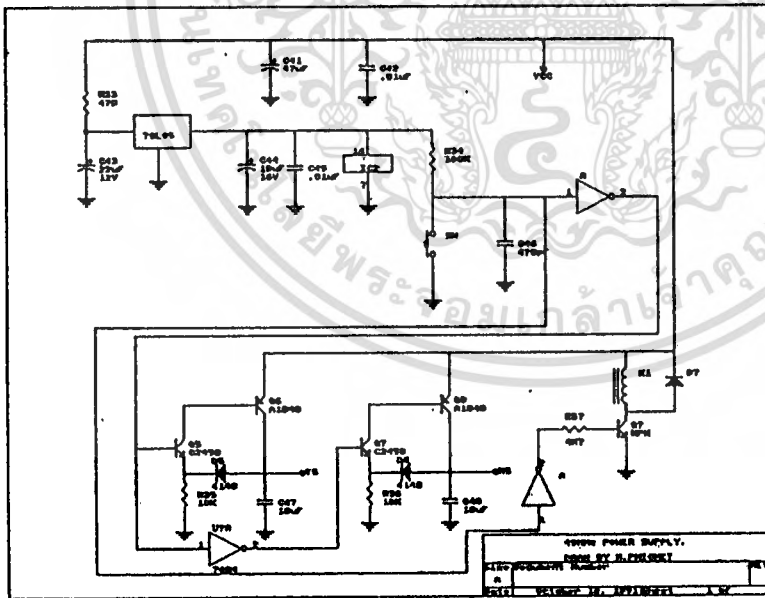
ขณะที่อยู่ในสภาวะการรับ(ยังไม่ได้กด SW PPT)จะมีไฟ+5 มาป้อนให้ทรานซิสเตอร์ Q7 ทำงาน ซึ่งQ7 นี้จะไปควบคุมการไหลของกระแสใน Q8 เพื่อที่จะจ่ายให้ Load ในภาครับ และจะมีกระแสส่วนหนึ่งไหลกลับมาเข้า R36 ที่ขา E ของ Q7 เพื่อที่จะควบคุมแรงไฟให้คงที่ ที่ 5V

แต่เมื่อใดเรากด SW PPT ไฟ 5V ที่ขา B ของ Q7 จะเป็น 0 และที่ Q5 จะมีไฟ 5V มาแทน ดังนั้นทางด้านรับจึงไม่มีไฟ 5V จ่ายไปให้ ทางด้านส่งซึ่งควบคุมแรงไฟด้วย Q5และQ6 ก็จะทำงานแทนเครื่องส่งจึงส่งคลื่นวิทยุออกอากาศได้

ชุดควบคุม Switch สายอากาศ จะใช้ Transistor Q9ไปควบคุม RF Relay ให้ตัด-ต่อ ด้านรับกับด้านส่ง(RxกับTx)โดยใช้ PTTตัวเดียวกัน



วงจรภาคส่ง



วงจร Power Supply.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคส่ง

เครื่องส่งนี้เป็นแบบ FM ความถี่ย่าน 49MHz ซึ่งตรงกับทางด้านรับในการส่งความถี่เดียวกันนี้ เรียกว่าแบบ Simplex ลักษณะการ Modulate เป็นแบบ Reactance Modulation และมี Frequency Deviation ไม่เกิน 5KHz ความถี่ย่าน 49MHz นี้เป็นความถี่ VHF (Very High Frequency) ย่าน Low Band

ภาคส่งนี้แบ่งเป็นส่วนย่อยๆ ได้ดังนี้

1. Mic+Pre Mic.
2. Osc+Modulator
3. Triple.
4. RF Preamp.
5. RF Amp.
6. BPF.

Microphone จะเปลี่ยนเสียงพูดให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า ซึ่งสัญญาณที่ได้จะมีระดับต่ำมาก จึงต้องทำการขยายสัญญาณเสียงนี้ให้มีความแรงขึ้นอีกโดยภาค Microphone Preamp ที่ซึ่งมี Transistor Q13 และ Q14 ทำการขยายถึง 2 state ให้ได้ output ออกมาประมาณ 2 Vp-p เพื่อไปควบคุมการ Modulation โดยมี VR3 ซึ่งเป็นแบบเก็อกม้าคอยปรับ Deviation ให้ได้ตามต้องการ

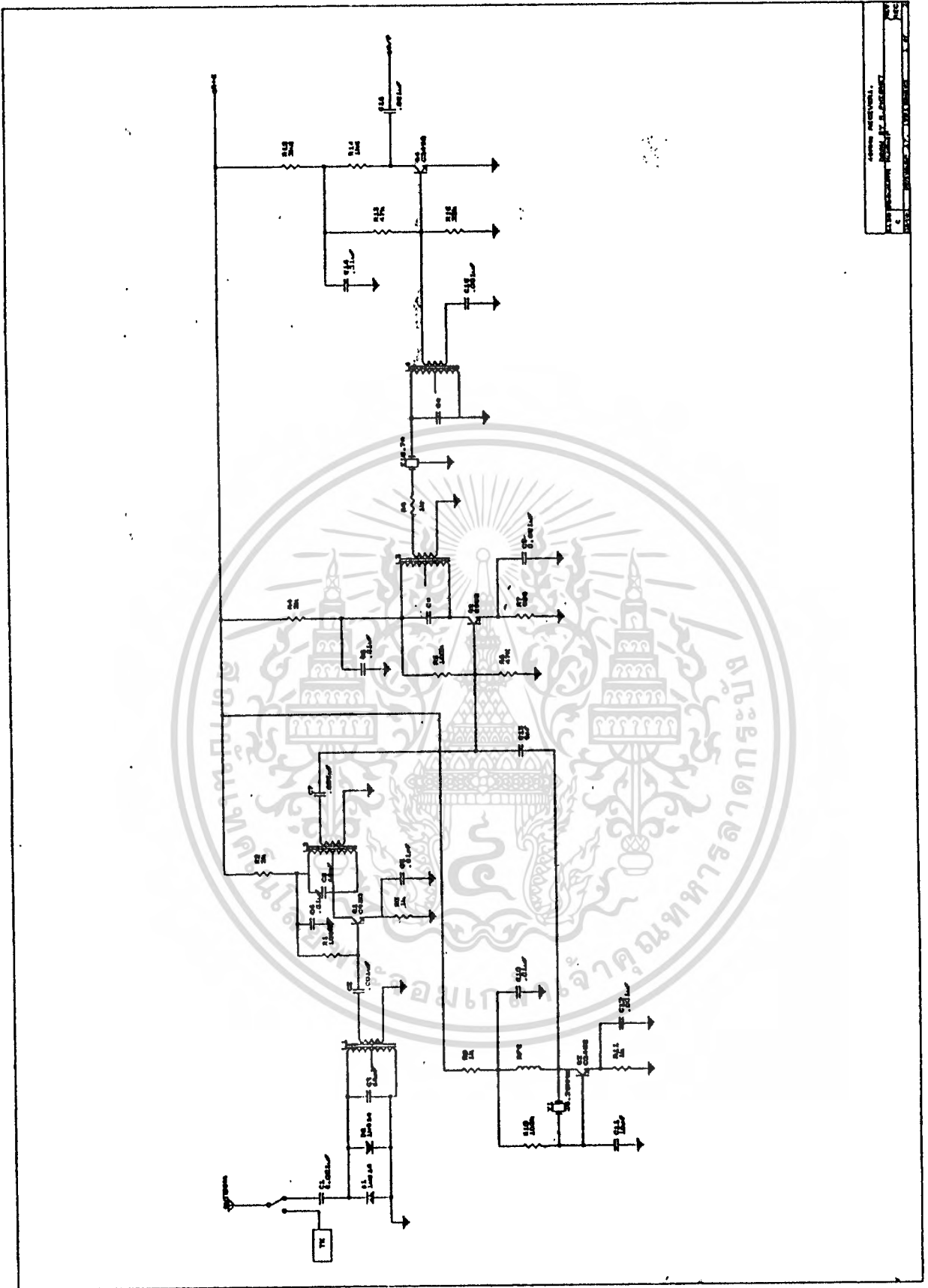
Osc+Modulation ประกอบด้วย Transistor Q15 รวมกับก้อนแร่ (Crystal) และ Varicap Diode เป็นส่วนประกอบสำคัญในการสร้างความถี่ โดยใช้แร่ Crystal ความถี่ 16.650MHz ผลิตความถี่ขึ้นมาก่อน เมื่อมีสัญญาณเสียงมาที่ Varicap diode ที่ต่ออยู่กับก้อนแร่ ค่า Capacitance ภายใน Diode ก็จะไปเปลี่ยนแปลง ทำให้เกิดการเบี่ยงเบนไปมา (deviation) ของความถี่ 16.65MHz ในภาค Osc. การ Modulate ในลักษณะนี้ซึ่งเรียกว่า Frequency Modulation (F.M.)

Triple เมื่อได้ความถี่ 16.65 MHz มาแล้ว วงจร Triple ก็จะทำ Multiple ความถี่ 16.65 MHz นี้ขึ้นไป 3 เท่า (Harmonic ที่ 3) กลายเป็นค่าความถี่ 49.95MHz โดยมี L6 และ C6 ช่วย Tune ให้ได้ Harmonic ที่ 3 ความถี่เดียวเท่านั้น

RF Preamp ใช้ทรานซิสเตอร์ Q17 เป็นตัวขยายสัญญาณให้มี Powerมากขึ้น
พอที่จะ Drive ให้ภาคสุดท้ายทำงานได้ตามต้องการ

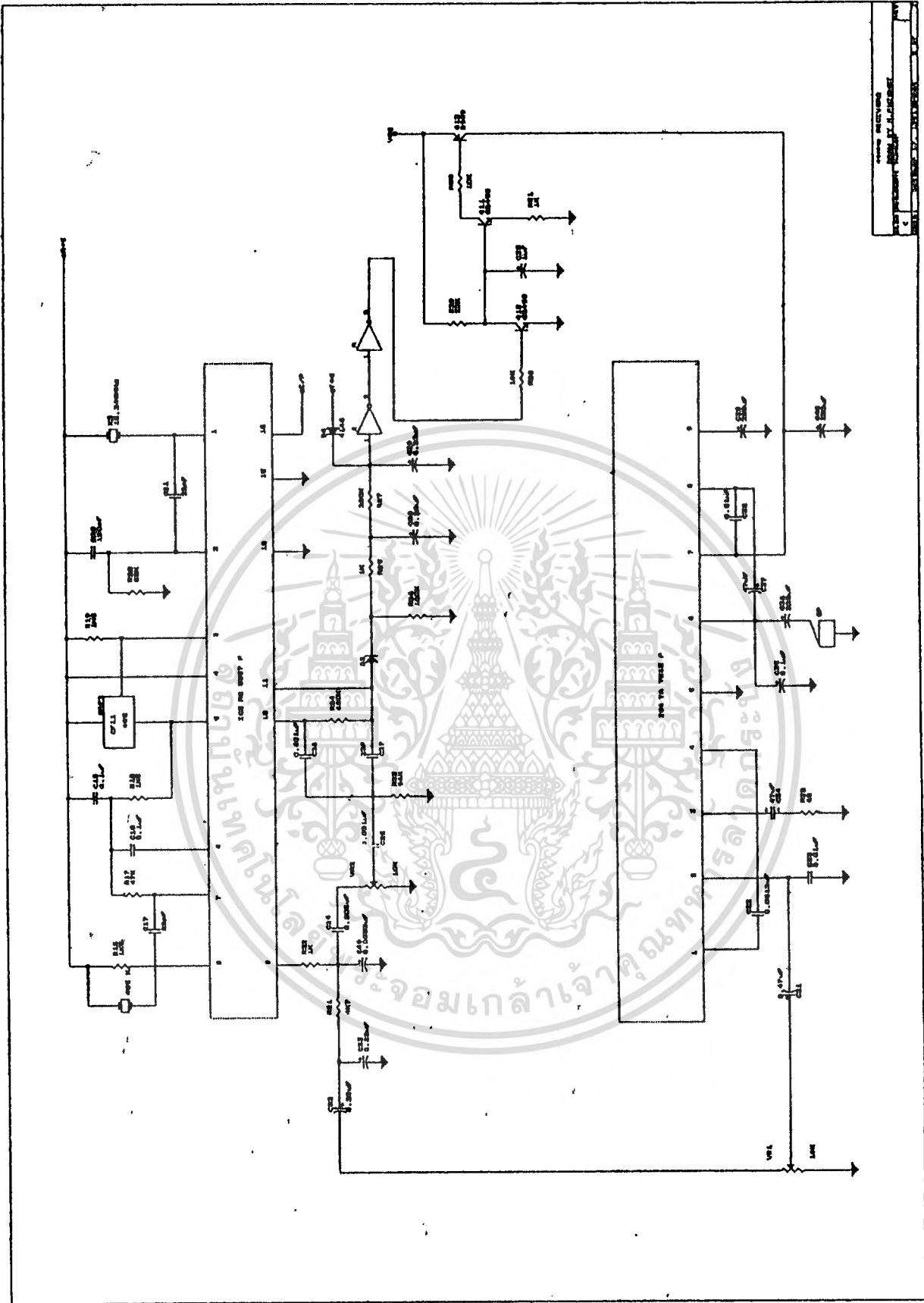
ภาคRF Ampซึ่งเป็นภาคสุดท้ายที่ขยายสัญญาณความถี่49.95MHz นี้ให้ได้
output 500mW เพื่อที่จะส่งออกอากาศ แต่ก่อนที่จะถึงสายอากาศ จะมีวงจร
Filterอีกชั้นหนึ่ง ทำการกรอง Harmonic ที่ไม่ต้องการออกเพื่อลดการไปรบกวน
คลื่นความถี่ใช้งานอื่นๆให้น้อยลง หลังจากนั้นสายอากาศจึงแพร่กระจายคลื่นวิทยุออก
ไปในรูปของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า





วงจรภาครับ 1.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจรมารับ 2.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาครับ

เครื่องรับนี้เป็นระบบ F.M. ความถี่ย่าน 49 MHz. แบบ Double Conversion Superheterodyne. ซึ่งจะทำให้เครื่องรับมี Selectivity ที่ดี เนื่องจากในระบบสื่อสารจะมีการ Modulation ที่ต่ำไม่เกิน 5 KHz และแต่ละช่องจะห่างกันประมาณ 20 KHz หลักการของระบบ Double Conversion Superheterodyne. คือการแปลงความถี่ RF ให้เป็นความถี่ IF สองครั้ง โดยครั้งแรกจะทำให้ได้ IF ที่มีความถี่สูงประมาณ 10.7 MHz (ความถี่ IF ครั้งแรกนี้ไม่จำเป็นต้องใช้ 10.7MHz เสมอไป แล้วแต่ผู้ออกแบบต้องการจะเป็น 21.4 MHz หรือ 30 MHz ก็ได้) ส่วนครั้งที่สองจะทำให้ IF ที่ได้มีความถี่ต่ำกว่าครั้งแรก ส่วนมากจะอยู่ในย่านราวๆ 455KHz หลังจากนั้นจึงทำการ demodulation ให้ได้สัญญาณเสียงออกมา

ด้านรับนี้ สามารถแบ่งเป็นภาคย่อยๆ ได้อีกดังนี้

1. ภาค RF Amplifier.
2. ภาค 1st Local Oscillator.
3. ภาค 1st Mixer.
4. ภาค IF Amplifier.
5. ภาค 2nd Local Oscillator.
6. ภาค 2nd Mixer.
7. ภาค Limiter Amp.
8. ภาค Demodulator.
9. ภาค Noise Amp & Noise detect.
10. ภาค Control Amp.
11. ภาค AF Amp.

ตั้งแต่ลำดับที่ 5-9 จะอยู่ภายใน IC3 และมีอุปกรณ์ภายนอกประกอบรวมอยู่ด้วย

การทำงานของแต่ละส่วนในภาครับพอจะอธิบายได้ดังนี้

ภาค RF Amp.

เมื่อสายอากาศรับสัญญาณคลื่นแม่เหล็กในอากาศได้ก็จะเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของสัญญาณไฟฟ้าที่มีระดับต่ำเป็น uV มายัง C1 C1 ก็จะมี Coupling สัญญาณผ่านไปให้ L1 ซึ่งจะมี C2 ต่อ Parallel อยู่นั้นเป็นวงจร Tune RF ซึ่งจะ Tune ให้อยู่ใน

เอกสารนี้ให้ L1 ซึ่งจะมี C2 ต่อ Parallel อยู่นั้นเป็นวงจร Tune RF ซึ่งจะ Tune ให้อยู่ใน
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ย่าน 49 MHz จากนั้นส่งไปให้ Transistor Q1 ทำหน้าที่ถูกขยายแล้วก็จะป้อนให้ L2 เพื่อจะทำกร Tune ย่านความถี่ 49 MHz อีกครั้งหนึ่ง จึงค่อยส่งไปยังภาค MIXER

ภาค 1^๓ Local Osc.

ภาค 1^๓ Local Osc. จะใช้ Transistor Q3 ร่วมกับก้อนแร่ผลิตความถี่ (Crystal) 39.25 MHz สร้างความถี่ขึ้นมาเพื่อจะไปผสมกับ ความถี่ RF ที่ออกมาจาก RF Amp ความถี่ 39.25 MHz นี้จะ Coupling ผ่าน C13 เพื่อไปยังภาค Mixer

ภาค 1^๓ Mixer

จะใช้ Transistor Q2 เป็นตัวผสมความถี่ RF (49.95 MHz) กับความถี่จาก Local Osc. (39.25) เพื่อให้เป็นสัญญาณ IF 10.7 MHz ออกมา ($49.95 - 39.25 = 10.7$) โดยมี L3 คอยช่วย Tune ให้ได้ความถี่ 10.7 MHz มีความแรงที่สุด แต่เนื่องจากการ Tune coil จะทำให้ Bandwidth กว้างอยู่ที่ความถี่ช่องข้างเคียงอาจจะเข้ามารบกวนได้ ดังนั้นจึงใช้ PPF1 ซึ่งเป็น Ceramic Filter ช่วยในการกรองความถี่ IF 10.7 MHz อีกครั้งหนึ่ง ซึ่งคุณสมบัติของ Ceramic Filter จะมีค่า Q สูง Bandwidth จะแคบ ทำให้ ความถี่ข้างเคียงรบกวนได้น้อยลง เมื่อผ่าน BPF1 แล้ว L4 ก็จะช่วย Tune และ Match อีกทีเพื่อป้อนให้ภาค IF AMP

ภาค IF Amp. ใช้ Transistor Q4 ทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่ IF 10.7 MHz ให้แรงขึ้น ประมาณ 10 เท่า แล้วจึงทำการส่งไปยังภาค Mixer ครั้งที่สองภายใน IC3 (MC3357)

2^๓ Local Osc. จะอยู่ภายใน IC3 โดยต่อก้อนแร่ผลิตความถี่ 10.245 MHz ที่ขา 1 และมี Feedback ระหว่างขา 1 และ 2 ได้ output ออกมาก็จะส่งไปยังภาค Mixer ครั้งที่สอง

2^๓ Mixer จะทำหน้าที่ผสมความถี่ 10.7 MHz ที่ได้จาก IF Amp. ตัวแรก กับความถี่ OSC. 2 (10.245 MHz) ได้ความถี่ IF สองออกมาเป็น 445 KHz ($10.7\text{MHz} - 10.245\text{MHz} = 455\text{KHz}$) ทางขา 3 ของ IC 3 จากนั้นจะผ่าน BPF2 ซึ่งเป็น Ceramic Filter เพื่อให้มีความคมยิ่งขึ้น

ภาค Limiter Amp. จะทำการขยายสัญญาณความถี่ 455 KHz และชลิบเอกสารนี้ สัญญาณที่เกินออกให้ รับการ Output การมีระดับสัญญาณที่สม่ำเสมอเกินไปลดการเกิดไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความผิดเพี้ยน (distortion) ในการ demodulation สัญญาณ

ภาค Demodulation จะทำการเปลี่ยนสัญญาณ ความถี่เสียง (AF) ออกมาทางขา 9 หลังจากนั้นสัญญาณก็จะแยกเป็น 2 ส่วน ไปเข้าภาค AF Amp และภาค Noise Amp ในส่วนของ Squelch control ต่อไป

ภาค Noise Amp จะประกอบด้วย Active Filter Amp ใน IC3 และ Volume VR2 C25, C26, C27, C23, C24 ต่อในลักษณะ Bandpass Filter เพื่อขยายสัญญาณ Noise ที่มีความถี่สูงหน่อย

Noise detect จะใช้ diode D3 ประกอบกับ R25, R26, R28, R29 เพื่อ detect และ filter ให้เป็นไฟ DC ที่มี Ripple น้อยลงป้อนให้กับ วงจร Schmitt Trigger ส่งไปควบคุมไฟ VCC ที่จ่ายกับ AF Amp.

วงจร Squelch Control ใช้ประโยชน์ในขณะที่ไม่มีสัญญาณส่งมา Output ที่ detect จะมีเสียงซ่าไม่น่าฟัง ก็จะทำการตัด Supply ที่จ่ายให้แก่ AF Amp. เสียงซ่าก็จะไม่ได้ยิน ไม่เป็นการรบกวนในการฟัง และเป็นการประหยัดพลังงานไปได้อีกมาก

ภาค AF Amp. จะมี Volume Control VR1 เป็นตัวปรับเสียงให้ดังหรือค่อย แล้วจะให้ IC4 ซึ่งเป็น Amplifier ที่มีกำลังขยายประมาณ 1 วัตต์ ทำการขยายสัญญาณออกสู่ลำโพงอีกที

การสร้างและการปรับแต่ง

เมื่อเราทำการออกแบบวงจรเรียบร้อยแล้ว จากนั้นทำการออกแบบลายวงจรบนแผ่นปริ้นท์ ซึ่งให้แผ่นวงจรชนิดสองหน้า (Double side) ถ้าสามารถทำ Plate through Hole ได้จะดีมาก แต่เรามีได้ทำ Plate through Hole แต่ทำการบัดกรีให้เป็น Plate through Hole

การลงมือสร้างเราจะประกอบอุปกรณ์ที่เราเช็คแล้ว โดยใส่ภาคที่ทำการตรวจเช็คง่ายที่สุดไปตามลำดับ ดังนี้

-ภาค RF Supply

-ภาค AF Amp

-ภาค IF Amp.

-ภาค RF Amp.

-ภาค Premic.

-ภาค Osc.

-ภาค Triple

ภาครับ

ภาคส่ง

หลังจากที่เราประกอบอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว ทำการตรวจเช็คในส่วนของ Power Supply ได้โดยป้อน VCC ประมาณ 12V ให้แก่วงจรแล้วใช้ Multi-meter วัดที่ขา Collector ของ Q8 จะมีระดับแรงดัน 5V ขณะยังมีได้กด Switch PTT เมื่อกด SW PTT แล้วขา Collector ของ Q6 จะมีระดับแรงดัน 5V แทน ถ้าเป็นดังนี้แสดงว่า ภาค Power Supply ใช้งานได้

จากนั้นเป็นการเช็คภาค IF Amp และ Squelch Control ให้ปิด Volume Control ไปประมาณ 1/4 รอบ และ SQ Control อยู่ในตำแหน่งซ้ายสุดจะได้ยินเสียงซ่าๆ ออกทางลำโพง แต่เมื่อปิดปุ่ม SQ ไปตามเข็ม นาฬิกาจะมีจังหวะหนึ่งทำให้เสียงซ่าหายไปแสดงว่า SQ ทำงานแล้ว ด้าน IF Amp. ต้องใช้ RF

Signal Generator ตั้ง Frequency Modulation 1KHz แบบ F.M. dev 3.5KHz Output level ตั้งไว้ประมาณ 10uV ป้อนสัญญาณเข้าที่ขา 16 ของ IC3 จะได้ยินเสียง Tone 1KHz ดังออกมาที่ลำโพง แสดงว่า IC3 ทำงานแล้ว ต่อจากนั้นเปลี่ยนไปที่ขาของ Ceramic Filter 10.7 MHz จะได้ยินเสียง Tone 1KHz เช่นเดียวกัน และต้องชัดเจนกว่าเดิม การเช็ค IF นี้เป็นวิธีที่ง่าย ๆ เท่านั้น

เอกสารนี้ หวังว่าจะเช็คให้ละเอียดต้องมีเครื่องมือเช็คที่ดีมากกว่านี้ ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเช็คภาค Osc ให้ใช้ Freq Counter ที่วัดได้ถึง 100MHz มี Resolution 10Hz หรือ 100Hz มี Sensitivity ดีคือ 20mV วัดไว้ที่ขา Base ของ Q2 จะต้องมีย่านที่อ่านได้ 39.250 MHz

การตรวจสอบช่วงสุดท้ายของด้านรับ โดยการเช็คภาค RF Amp. โดยปรับ Signal Generator ที่ความถี่ 49.95MHz ใช้ Tone 1KHz Modulate แบบ FM Output Level ตั้งไว้ที่ 1uV เครื่องจะต้องรับได้และมีเสียงออกมาทางลำโพงชัดเจน หากไม่ชัดเจนให้จูน L1, L2, L3 และ L4 โดยฟังสัญญาณ 1KHz ให้ดังแรงชัดเจนขึ้น

ด้านภาคส่งเราจะเริ่มจากภาค Pre Mic ก่อน จากนั้นทำการทดสอบโดยใช้ Scope วัด Output ที่ขา C ของ Q14 โดยตั้ง V/Div ที่ 0.5 หรือ 5ms แล้วทำการป้อนเสียงพูดเข้าไปที่ไมโครโฟน ห่างประมาณ 1-3 นิ้ว ฟุต สังเกตที่จอ Scope จะมีสัญญาณปรากฏขึ้นมาประมาณ 2Vp-p แต่ทั้งนี้ก็ขึ้นอยู่กับการพูดว่าจะแรงหรือเบา หรือเราจะใช้ป้อนสัญญาณไฟฟ้า 1KHz ขนาด 1mVp-p เข้าไปแทนก็ได้จะได้สัญญาณที่แน่นอนกว่า

ต่อจากนั้นทำการเช็คภาค Osc โดยการนำ Freq Counter ที่สามารถวัดได้ถึง 100MHz มาจับสัญญาณที่ อิมิตเตอร์ของ Q15 จะต้องอ่านได้ความถี่ 16.65MHz ออกมาถ้าไม่ได้ตามค่าดังกล่าวให้ทำการปรับจูน L5 ในการ Modulate จะใช้ Varicap (D8) เป็นตัว MOD โดยสัญญาณที่ออกมาจาก Pre mic นั้นทำให้ค่า Capacitance เปลี่ยนแปลงไปความถี่จึง shift ไปมาตามสัญญาณที่มาจาก Pre mic ส่วนในภาค Triple จะใช้ทรานซิสเตอร์ Q16 และ C60 ทำการคูณความถี่ 16.25MHz เพิ่มขึ้นสามเท่า เป็น 49.95MHz ซึ่งความถี่ที่เราต้องการในการส่งไปในอากาศ

ภาค RF Preamp และ RF Amp ให้ประกอบพร้อมกันไปได้เลย เพราะการทำงานของสองภาคนี้นี้คล้ายๆ กันคือ ใช้ขยายสัญญาณ RF 49.95MHz ให้ได้เอาต์พุตตามต้องการ (500 mW) เมื่อขยายแล้วอาจเกิดมี Harmonic รบกวนออกมาก็จะผ่านวงจรรจุน (หรือฟิลเตอร์) เพื่อลด Harmonic ให้ลดลงเหลือแต่ RF 49.95MHz เท่านั้น

*** การตรวจเช็คภาคส่งทุกครั้งจะต้องกด SW PTT ด้วย**

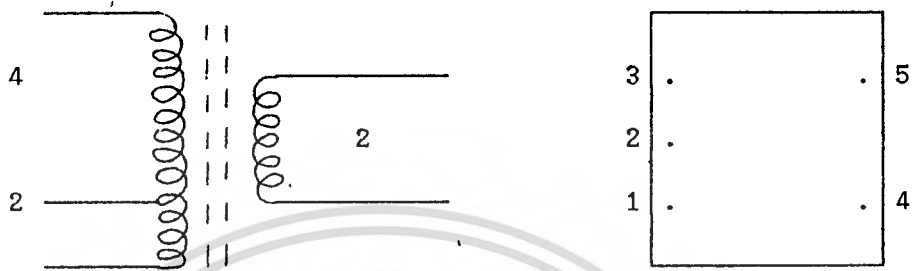
อุปกรณ์ที่ใช้ในการปรับแต่ง

1. Multimeter.
2. dummy load.
3. RF Signal Gennerater ย่าน 0.1-100MHz
4. Power meter (ย่านRF)
5. Deviation meter.
6. Spectrum meter.
7. Sinad meter.
8. Frequency counter.
9. Oscilloscope.

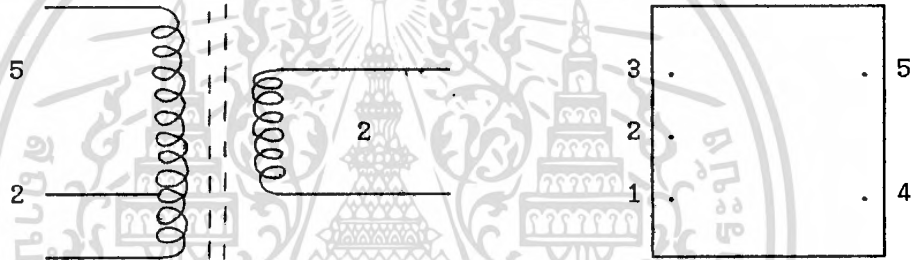


วิธีการพัน COIL

L1ใช้ลวดเบอร์ SWG 30 พันบน COIL Form $\phi 3m.m.$ โดยขด Primary เริ่มพันจากจุดที่ 1 ไปตามทิศทางตามเข็มนาฬิกาจำนวน 6 รอบ ไปลงที่จุด 3 แทรกรอบที่ 4 ที่จุด 2 ส่วนขด Secondary พันไปในทิศทางเดียวกับจำนวนรอบ 2 รอบโดยเริ่มจากจุดที่ 4 ไป 5 ดังรูป



รูปแสดงการพัน L1



รูปแสดงการพัน L2

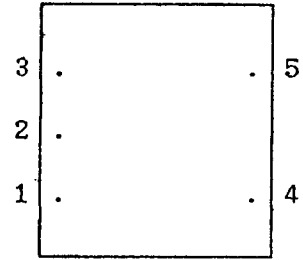
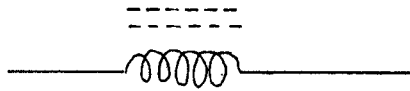
L2ใช้ลวดเบอร์ SWG 30 พันบน COIL Form $\phi 3m.m.$ โดยขด Primary เริ่มพันจากจุดที่ 1 ไปตามทิศทางตามเข็มนาฬิกาจำนวน 7 รอบ ไปลงที่จุด 3 แทรกรอบที่ 5 ที่จุด 2 ส่วนขด Secondary พันไปในทิศทางเดียวกับจำนวนรอบ 2 รอบโดยเริ่มจากจุดที่ 4 ไป 5 ดังรูป

L3,L4 เป็น IF Coil ความถี่ 10.7MHz ที่ใช้ในโครงงานนี้ เป็นยี่ห้อ NECซึ่งซื้อได้ตามท้องตลาดทั่วไปซึ่งใช้ในเครื่องรับวิทยุติดตามตัวรุ่น PR-150V2-5B L3,L4 นี้ไม่จำเป็นต้องใช้ตามที่ระบุไว้อาจจะใช้ ของบริษัทอื่นแทนได้ แต่ต้องดูระยะระหว่างขาแต่ละขาให้มีขนาดเท่ากันไม่เช่นนั้นจะต้องทำการออกแบบลายปริ้นท์ใหม่

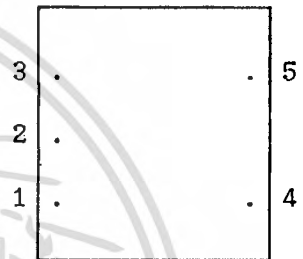
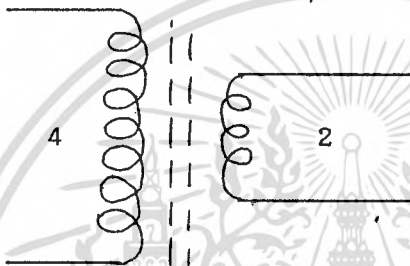
L5ใช้ลวดเบอร์ SWG 30 พันบน COIL Form $\phi 3m.m.$ โดยเริ่มพันจากจุดที่ 4 ไปตามทิศทางตามเข็มนาฬิกาจำนวน 20 รอบ

L6ใช้ลวดเบอร์ SWG 30 พันบน COIL Form $\phi 3m.m.$ โดยขด Primary เอกสารนี้เป็นเอกสารการพิมพ์ที่จัดทำขึ้นโดยบริษัทวิทยุสมัครเล่นแห่งประเทศไทย ไม่่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มพันจากจุดที่ 1 ไปตามทิศทางตามเข็มนาฬิกาจำนวน 4 รอบ ไปลงที่จุด 3 ส่วนขด Secondary พันไปในทิศทางเดียวกับจำนวนรอบ 2 รอบโดยเริ่มจากจุดที่ 4 ไป 5 ดังรูป

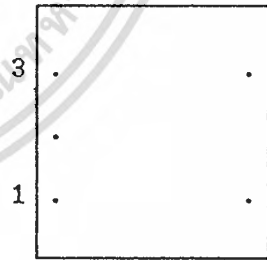


รูปแสดงการพัน L5



รูปแสดงการพัน L6

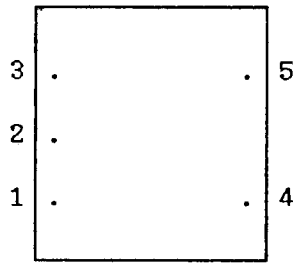
- L7 ใช้ลวดทองแดงเบอร์ SWG 24 พันบนสลักจูน ϕ 2m.m. จำนวน 4.5 รอบ
- L8 ใช้ลวดทองแดงเบอร์ SWG 24 พันบนสลักจูน ϕ 3m.m. จำนวน 5 รอบ
- L9 ใช้ลวดทองแดงเบอร์ SWG 24 พันบนสลักจูน ϕ 2m.m. จำนวน 3.5 รอบ



รูปแสดงการพัน L7, L8, L9

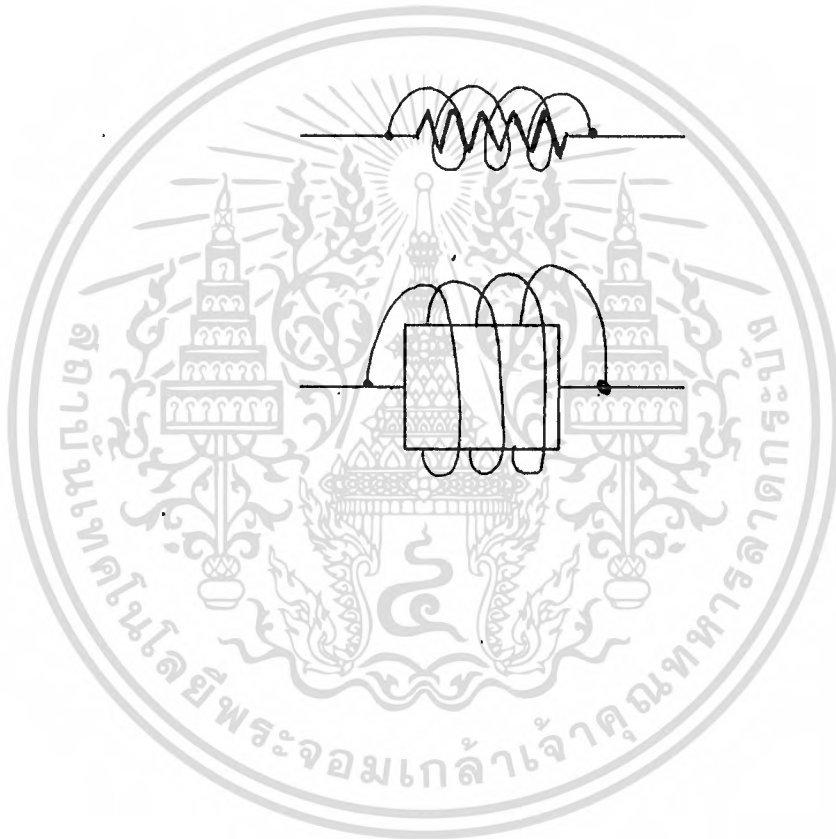
- L10 ใช้ลวดทองแดงเบอร์ SWG 30 พันบนสลักจูน ϕ 2m.m. จำนวน 6 รอบตามเข็มนาฬิกา โดยเริ่มจากจุด3 ไปยังจุด 5
- L11 ใช้ลวดทองแดงเบอร์ SWG 30 พันบนสลักจูน ϕ 2m.m. จำนวน 10 รอบตามเข็มนาฬิกา โดยเริ่มจากจุด3 ไปยังจุด 5
- L12 ใช้ลวดทองแดงเบอร์ SWG 30 พันบนสลักจูน ϕ 2m.m. จำนวน 9 รอบตามเข็มนาฬิกา โดยเริ่มจากจุด3 ไปยังจุด 5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดงการพัน L10, L11, L12

Coil RFC ใช้สวดทองแดงเบอร์ SWG 34 ยาว 1 เมตรพันบน R 1M โอห์มทั้งหมด แล้วบัดกรีทองแดงกับขา Resistor ทั้ง 2 ด้าน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาที่เกิดขึ้น

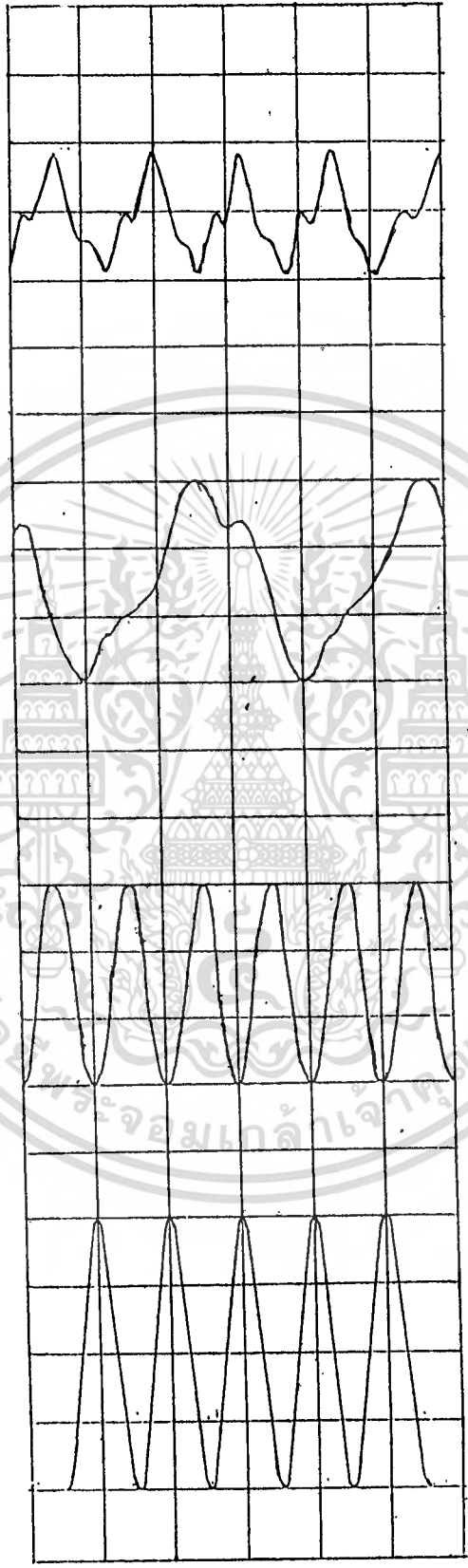
เนื่องจากก้อนแร่สร้างความถี่ ที่ต้องการคือความถี่ 16.65 MHz ที่ใช้ในภาคส่งและ 39.25MHz ที่ใช้ในภาครับนั้นไม่มีขายในท้องตลาดบ้านเรา เราจึงได้หาก้อนผลิตความถี่ ที่ให้ความถี่ใกล้เคียงกันมาใช้แทน (ความถี่ 16.63MHz และ 39.19MHz) ฉะนั้นในเครื่องต้นแบบจึงทำการปรับแต่งให้รับส่งกันในความถี่ 49.89MHz แต่สามารถนำก้อนผลิตความถี่ตามต้องการมาเปลี่ยนได้โดยไม่ต้องปรับแต่งเพิ่มเติม

ปัญหาในก้อนผลิตความถี่อีกประการหนึ่งคือ ก้อนผลิตความถี่ที่มีตามท้องตลาดทั่วไปมีคุณภาพต่ำ ความถี่ที่ได้ไม่ตรงกับที่กำหนดไว้ในคุณสมบัติของก้อนผลิตแร่ความถี่นั้น ฉะนั้นในการเลือกซื้อของราคาถูกจะได้ของที่ไม่มีคุณภาพ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในด้านส่ง หากความถี่ที่ได้ผิดพลาดไปเพียงเล็กน้อย ความถี่ที่เอาท์พุทจะเปลี่ยนแปลงไปมาก เพราะก่อนที่จะส่งออกอากาศจะมีการ คุณความถี่ดังกล่าวให้เป็น 3 เท่า แต่สามารถปรับแต่งโดยการใส่ C ที่มีค่าระหว่าง 10-70pF มาต่ออนุกรมกับก้อนผลิตความถี่แล้วปรับค่า C ให้ได้ความถี่ตามที่ต้องการ

ส่วนภาค RF Amp เป็นภาคที่ขยายตัวสุดท้ายในภาคส่ง จะมีความร้อนเกิดขึ้น ดังนั้นจึงต้องมีการติดแผ่นระบายความร้อนให้ทรานซิสเตอร์ เพื่อทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ อาจจะใช้แผ่นระบายความร้อนหรือแผ่นอลูมิเนียมพับเจาะรูยึดเอาก็ได้

ด้านการปรับแต่งเครื่องส่ง การจูนจะทำให้เกิด Spurious หรือ Harmonic ออกมา ทำให้ภาค RF AMP ทำงานมากเกินไป จนเกิดการร้อนจัด จะทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหาย จะให้ดีควรมีสpectrum Analyser คอยตรวจวัดในการจูน

ผลการทดลองจากกาารวัด



ขา B ของ Q2 (OSC1)
 20 nS/DIV
 50 mV/Div

ขา B ของ Q16(OSC1)
 20 nS/DIV
 1 V/Div

ขา B ของ Q17(OSC1)
 20 nS/DIV
 500 mV/Div

OUTPUT (ANTENNA)
 20 nS/DIV
 5 V/Div

บทที่ 4

สรุปผลการทดลอง

หลังจากการประกอบและจูนเครื่องเรียบร้อยแล้ว ได้ทำการทดลองรับส่งกันระหว่างเครื่องสองเครื่องเป็นระยะทาง 100 เมตร ปรากฏว่า สามารถรับส่งกันได้ดี วัดกำลังส่งได้ประมาณ 500mW. ส่วนปัญหาการรบกวนเครื่องรับโทรทัศน์ของช่อง 3 ที่มีข่าวคราวออกมานั้น เราได้ทำการทดสอบโดยวางเครื่องรับ-ส่งห่างจากโทรทัศน์ เป็นระยะ 3 เมตร แล้วกด key SW. เพื่อทำการส่งคลื่นวิทยุออกไป ผลปรากฏว่าไม่ทำให้ภาพลึ้มหรือมี Noise รบกวนแต่อย่างใด และจากการใช้ Spectrum Analyzer สัญญาณ RF จะเห็นได้ว่ามี Harmonic ออกมาบ้างเล็กน้อย เมื่อเทียบกับ carrier แล้วน้อยกว่า 50 dB ส่วน Spurious จะมองไม่เห็นใน Spectrum.



หนังสืออ้างอิง

- M.E. Van Valkkinburg "Analog Filter Design", Holt-Saunders , Japan, 1982.
- J. Smith "Modern Communication Circuit", Mc Graw-Hill, New York, 1986
- Ulrich L. Rohde. "Communication Receiver", Mc Graw-Hill , New York, 1988.
- Jacob Millman & Arvin Gabel "Microelectronic" Mc Graw-Hill, 2nd Printing, 1987.
- Gray M. Miller "Modern Electronic Communication" Prentice-Hall International, Inc, New York, 1988.
- J.K. Hardy "High Frequency Circuit Design" Reston, Virginia, 1987.
- RF Device Data, Motorola Inc. 1980
- MECL System Design Handbook, Motorola Inc. 1985.
- ดร. ประสิทธิ์ ประพัฒน์มงคล "หลักการสื่อสาร" บ. ซี. เอ็ดดูเคชั่น จำกัด, 2521.
- ผ.ศ. นิกร สุขุมตันติ "วงจรอิเล็กทรอนิกส์" คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า ลาดกระบัง 2532.
- สุชาติ กังวารจิตต์ "เครื่องรับส่งวิทยุสื่อสาร" บ. ซี. เอ็ดดูเคชั่น จำกัด 2521.
- "ELECTRONICS LABORATORY" ภาคเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2532

กติกกรมประกาศ

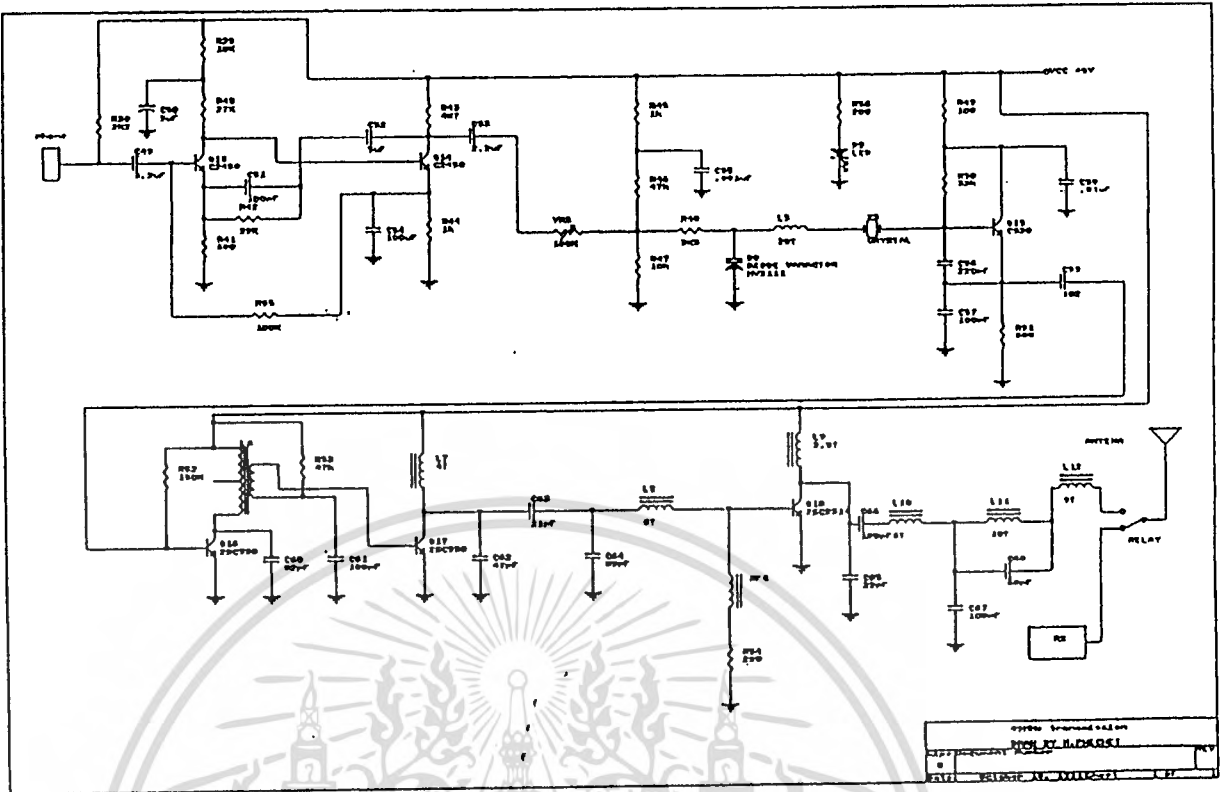
คณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณท่านอาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์ และอาจารย์คณะวิศวกรรมศาสตร์ทุกท่าน ซึ่งให้คำปรึกษา และสนับสนุนการทำโครงการนี้เป็นอย่างดี รวมทั้งขอขอบคุณ แผนกวิทยุติดตามตัว การสื่อสารแห่งประเทศไทย ที่เอื้อเฟื้อเครื่องมือต่างๆ ในการทำโครงการให้สำเร็จลุล่วงเป็น อย่างดี และขอขอบคุณแผนกคอมพิวเตอร์ บริษัทการบินไทย ที่ให้ความอนุเคราะห์ ในการจัดพิมพ์ปฏิญญานี้เป็นอย่างดี



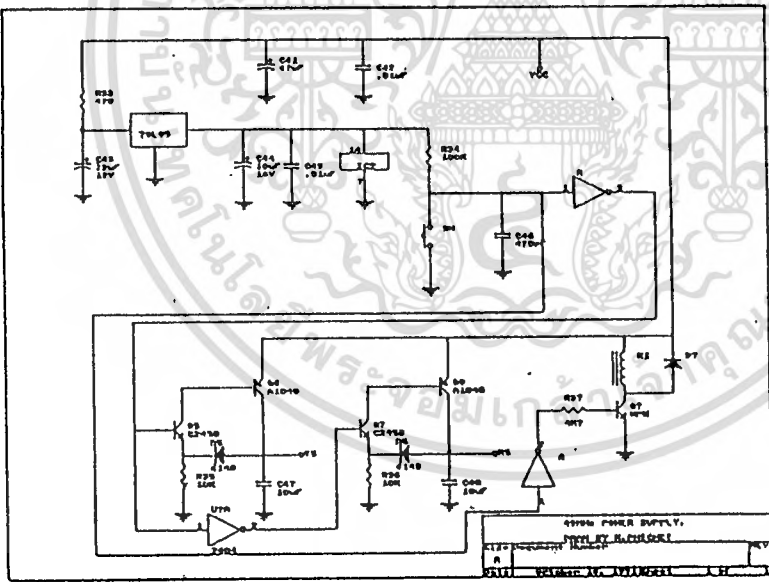
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

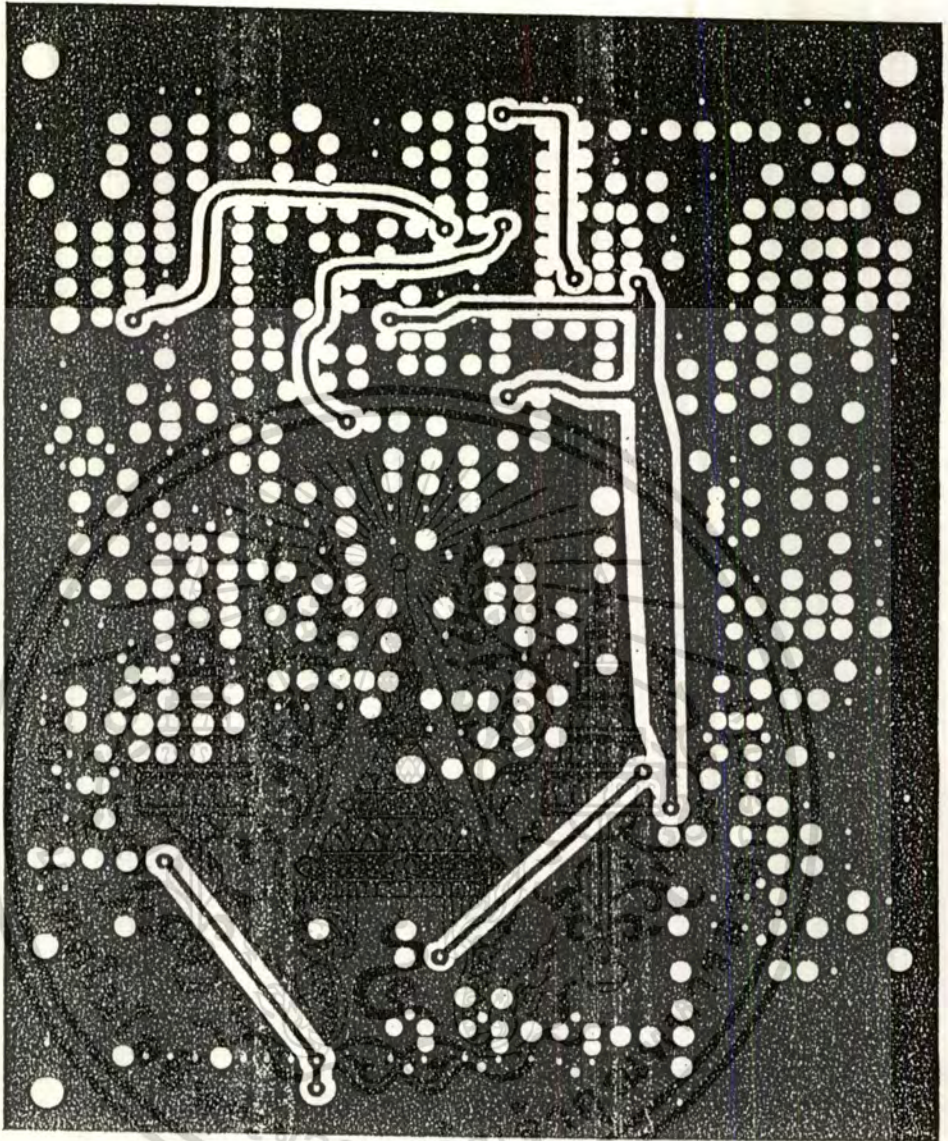


วงจรภาคส่ง



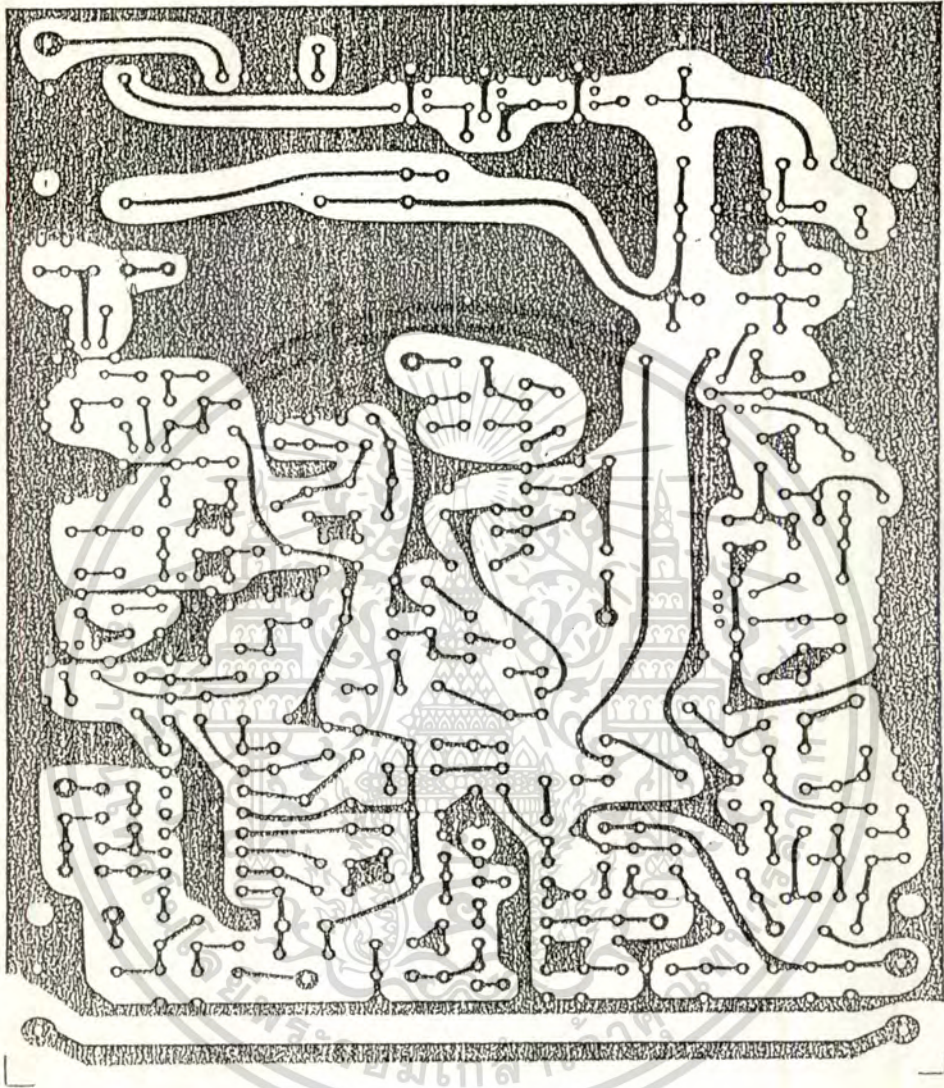
วงจร Power Supply.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปวงจรรหลายปรินท์ด้านเบน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปวงจรมัลติพรีนที่ด้านล่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC3357

LOW POWER FM IF

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT

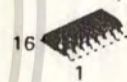
LOW POWER NARROW BAND FM IF

... 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

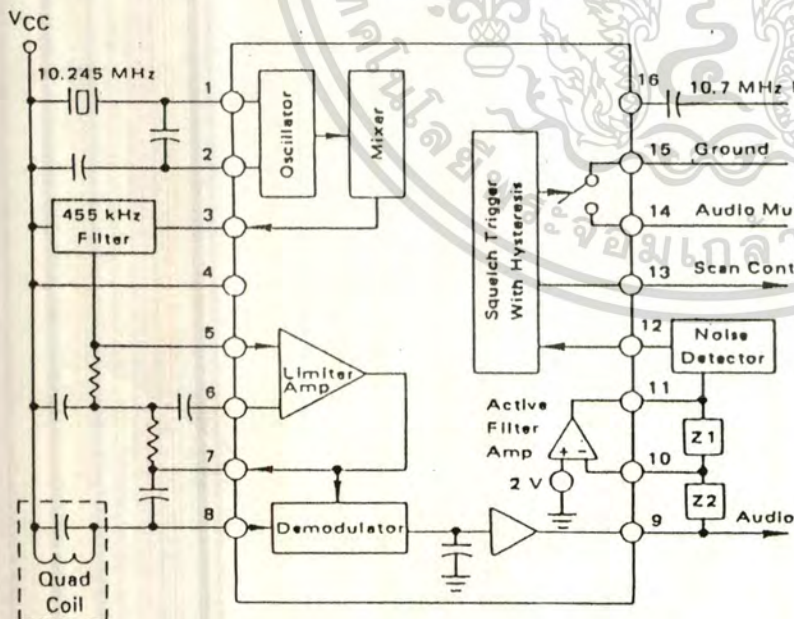


P SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 648-08

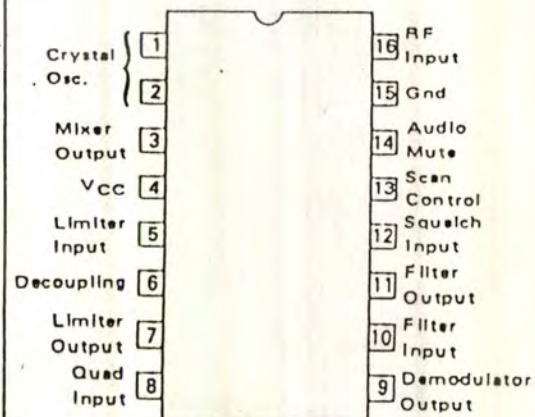


D SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 751B-03
 SO-16

FIGURE 1 — FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PIN CONNECTIONS



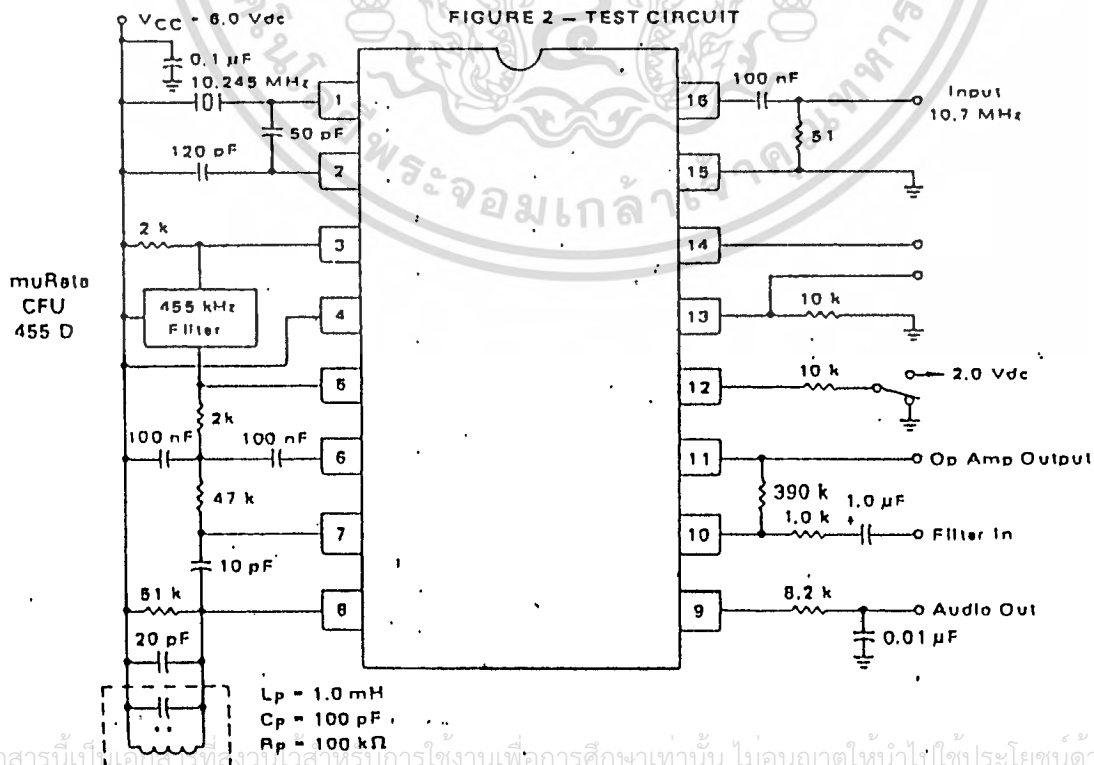
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีที่ที่เปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Rating	Pin	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	4	$V_{CC(max)}$	12	Vdc
Operating Supply Voltage Range	4	V_{CC}	4 to 8	Vdc
Detector Input Voltage	8	—	1.0	Vp-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	Vpk
Junction Temperature	—	T_J	150	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	—	T_A	-30 to +70	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	—	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 6.0$ Vdc, $f_o = 10.7$ MHz, $\Delta f = \pm 3.0$ kHz, $f_{mod} = 1.0$ kHz, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

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



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.

THERMAL INFORMATION

The maximum power consumption an integrated circuit can tolerate at a given operating ambient temperature, can be found from the equation:

$$PD(T_A) = \frac{T_{J(max)} - T_A}{R_{\theta JA}(Typ)}$$

Where: $PD(T_A)$ = Power Dissipation allowable at a given operating ambient temperature. This must be greater than

the sum of the products of the supply voltages and supply currents at the worst case operating condition.

$T_{J(max)}$ = Maximum Operating Junction Temperature as listed in the Maximum Ratings Section

T_A = Maximum Desired Operating Ambient Temperature

$R_{\theta JA}(Typ)$ = Typical Thermal Resistance Junction to Ambient

ボータブル機器の出力段に適した小出力の低周波電力増幅器で、電源電圧 6V、8Ω負荷において0.5Wの出力が得られる。

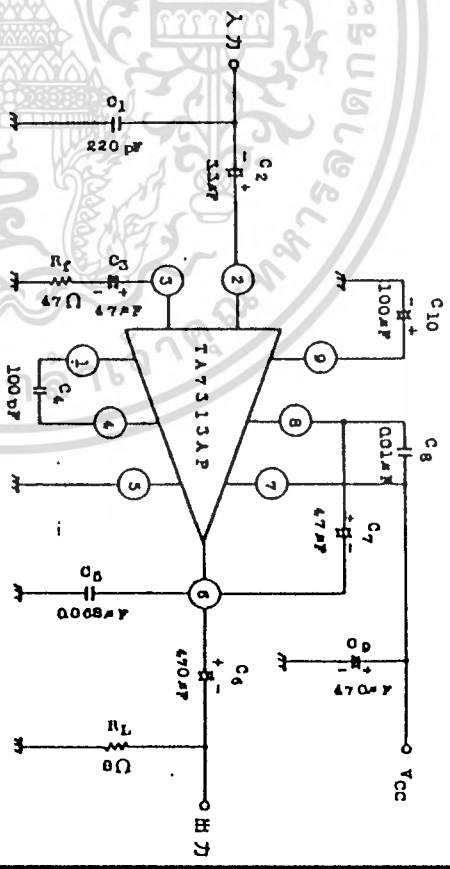
- 動作電源電圧範囲.....4~14V
- 無信号時電流.....12mA typ (at $V_{CC}=6V$)
- 閉ループ電圧利得の細分類が可能
- パッケージ 9ピン プラスチック SILパッケージ

■最大定格 ($T_c=25^\circ C$)

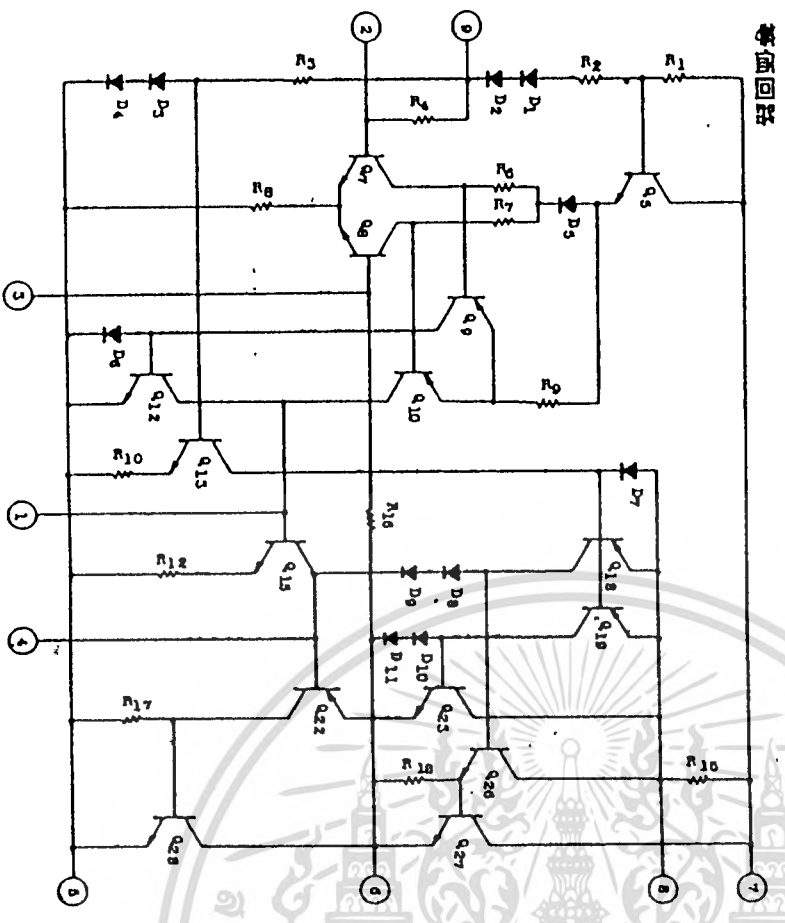
V_{CC} : 14V
 $I_{out(max)}$: 0.5A
 P_D : 750mW

T_{st} : -25~+75°C
 T_{st} : -55~+150°C

測定回路



■電気的特性 ($V_{CC}=6V, R_L=8\Omega, R_f=600\Omega, R_f=47\Omega, f=1kHz, T_c=25^\circ C$)



尺号	測定条件	TA7313AP		単位
		最小	最大	
I_d	$V_{CC}=4V$	7	1	mA
	$V_{CC}=6V$	15	20	
	$V_{CC}=9V$	17	23	
G_{vo}	$R_f=0$	65	71	dB
G_{vc}	$R_f=47\Omega$	47	50	dB
P_{out}	$V_{CC}=6V, THD=10\%$	0.45	0.5	W
	$V_{CC}=9V, R_L=16\Omega$	0.7		
THD	$P_{out}=0.1W$	0.3	1.0	%
N_{out}	$R_f=10k\Omega, BW=50Hz\sim 20kHz$	0.4	1.0	mV...
R_{in}		15		kΩ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่สามารถใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

MC14068B
See Page 6-5

MC14069UB

HEX INVERTER

The MC14069UB hex inverter is constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. These inverters find primary use where low power dissipation and/or high noise immunity is desired. Each of the six inverters is a single stage to minimize propagation delays.

- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Capable of Driving Two Low-Power TTL Loads or One Low-Power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range
- Double Diode Protection on All Inputs
- Pin-for-Pin Replacement for CD4069UB
- Meets JEDEC UB Specifications

CMOS SSI

(LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS)

HEX INVERTER



L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646

ORDERING INFORMATION

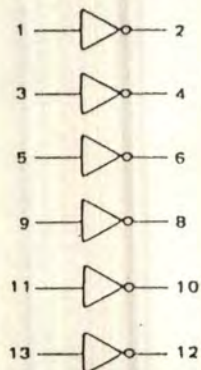
- A Series: -55°C to +125°C
MC14XXXUBAL (Ceramic Package Only)
- C Series: -40°C to +85°C
MC14XXXUBCP (Plastic Package)
MC14XXXUBCL (Ceramic Package)

MAXIMUM RATINGS* (Voltages Referenced to V_{SS})

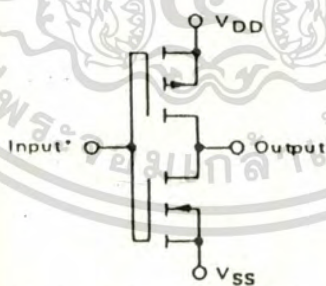
Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DD}	DC Supply Voltage	-0.5 to +18.0	V
V _{in} , V _{out}	Input or Output Voltage (DC or Transient)	-0.5 to V _{DD} + 0.5	V
I _{in} , I _{out}	Input or Output Current (DC or Transient), per Pin	±10	mA
P _D	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T _{stg}	Storage Temperature	-85 to +150	°C
T _L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	°C

Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
Temperature Derating: Plastic "P" Package: -12mW/°C from 65°C to 85°C
Ceramic "L" Package: -12mW/°C from 100°C to 125°C

LOGIC DIAGRAM



CIRCUIT SCHEMATIC (1/6 OF CIRCUIT SHOWN)



* Double diode protection on all inputs not shown.

PIN ASSIGNMENT

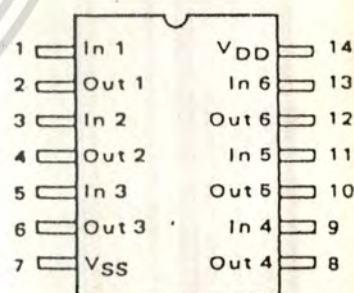
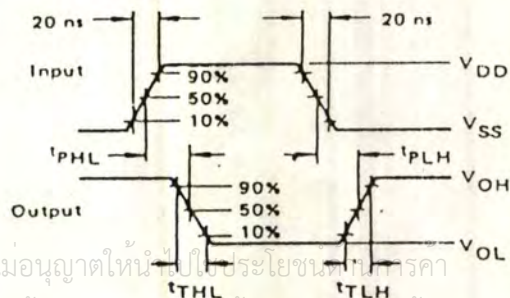
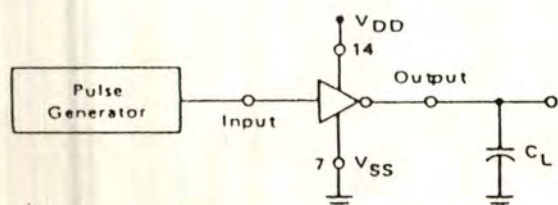


FIGURE 1 - SWITCHING TIME TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ทำแปลงเนื้อหา และต้องยื่นอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V _{DD} Vdc	T _{low} *		25°C			T _{high} *		Unit	
			Min	Max	Min	Typ #	Max	Min	Max		
Output Voltage "0" Level V _{in} = V _{DD}	V _{OL}	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc	
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
	"1" Level V _{in} = 0	V _{OH}	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc
			10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
			15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage (V _O = 4.5 Vdc) (V _O = 9.0 Vdc) (V _O = 13.5 Vdc)	"0" Level V _{IL}	5.0	—	1.0	—	2.25	1.0	—	1.0	Vdc	
		10	—	2.0	—	4.50	2.0	—	2.0		
		15	—	2.5	—	6.75	2.5	—	2.5		
	"1" Level (V _O = 0.5 Vdc) (V _O = 1.0 Vdc) (V _O = 1.5 Vdc)	V _{IH}	5.0	4.0	—	4.0	2.75	—	4.0	—	Vdc
			10	8.0	—	8.0	5.50	—	8.0	—	
			15	12.5	—	12.5	8.25	—	12.5	—	
Output Drive Current (AL Device) (V _{OH} = 2.5 Vdc) (V _{OH} = 4.6 Vdc) (V _{OH} = 9.5 Vdc) (V _{OH} = 13.5 Vdc)	Source I _{OH}	5.0	-3.0	—	-2.4	-4.2	—	-1.7	—	mA _{dc}	
		10	-0.64	—	-0.51	-0.88	—	-0.36	—		
		15	-1.6	—	-1.3	-2.25	—	-0.9	—		
	Sink I _{OL}	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mA _{dc}	
		10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—		
		15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—		
Output Drive Current (CL/CP Device) (V _{OH} = 2.5 Vdc) (V _{OH} = 4.6 Vdc) (V _{OH} = 9.5 Vdc) (V _{OH} = 13.5 Vdc)	Source I _{OH}	5.0	-2.5	—	-2.1	-4.2	—	-1.7	—	mA _{dc}	
		10	-0.52	—	-0.44	-0.88	—	-0.36	—		
		15	-1.3	—	-1.1	-2.25	—	-0.9	—		
	Sink I _{OL}	5.0	0.52	—	0.44	0.88	—	0.36	—	mA _{dc}	
		10	1.3	—	1.1	2.25	—	0.9	—		
		15	3.6	—	3.0	8.8	—	2.4	—		
Input Current (AL Device)	I _{in}	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μA _{dc}	
Input Current (CL/CP Device)	I _{in}	15	—	±0.3	—	±0.00001	±0.3	—	±1.0	μA _{dc}	
Input Capacitance (V _{in} = 0)	C _{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF	
Quiescent Current (AL Device) (Per Package)	I _{DD}	5.0	—	0.25	—	0.0005	0.25	—	7.5	μA _{dc}	
		10	—	0.50	—	0.0010	0.50	—	15		
		15	—	1.00	—	0.0015	1.00	—	30		
Quiescent Current (CL/CP Device) (Per Package)	I _{DD}	5.0	—	1.0	—	0.0005	1.0	—	7.5	μA _{dc}	
		10	—	2.0	—	0.0010	2.0	—	15		
		15	—	4.0	—	0.0015	4.0	—	30		
Total Supply Current**† (Dynamic plus Quiescent, Per Gate) (C _L = 50 pF)	I _T	5.0 10 15	I _T = (0.3 μA/kHz) f + I _{DD} /6 I _T = (0.6 μA/kHz) f + I _{DD} /6 I _T = (0.9 μA/kHz) f + I _{DD} /6						μA _{dc}		
Output Rise and Fall Times** (C _L = 50 pF) †T _{TLH} , †T _{THL} = (1.35 ns/pF) C _L + 33 ns †T _{TLH} , †T _{THL} = (0.60 ns/pF) C _L + 20 ns †T _{TLH} , †T _{THL} = (0.40 ns/pF) C _L + 20 ns	†T _{TLH} , †T _{THL}	5.0	—	—	—	100	200	—	—	ns	
		10	—	—	—	50	100	—	—		
		15	—	—	—	40	80	—	—		
		—	—	—	—	—	—	—	—		
Propagation Delay Times** (C _L = 50 pF) †P _{LH} , †P _{HL} = (0.90 ns/pF) C _L + 20 ns †P _{LH} , †P _{HL} = (0.36 ns/pF) C _L + 22 ns †P _{LH} , †P _{HL} = (0.26 ns/pF) C _L + 17 ns	†P _{LH} , †P _{HL}	5.0	—	—	—	65	125	—	—	ns	
		10	—	—	—	40	75	—	—		
		15	—	—	—	30	55	—	—		
		—	—	—	—	—	—	—	—		

*T_{low} = -55°C for AL Device, -40°C for CL/CP Device.
T_{high} = +125°C for AL Device, +85°C for CL/CP Device.

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + (C_L - 50) V f k$$

#Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

where: I_T is in μA (per package), C_L in pF, V = (V_{DD} - V_{SS}) in volts, f in kHz is input frequency, and k = 0.002.

**The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range V_{SS} ≤ (V_{in} or V_{out}) ≤ V_{DD}. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.

MMBV2101 thru
MMBV2109
MV2101 thru MV2115



SILICON EPICAP DIODES

... designed in the popular PLASTIC PACKAGE for high volume requirements of FM Radio and TV tuning and AFC, general frequency control and tuning applications; providing solid-state reliability in replacement of mechanical tuning methods.

Also available in Surface Mount package up to 33 pF.

- High Q with Guaranteed Minimum Values
- Controlled and Uniform Tuning Ratio
- Standard Capacitance Tolerance — 10%
- Complete Typical Design Curves

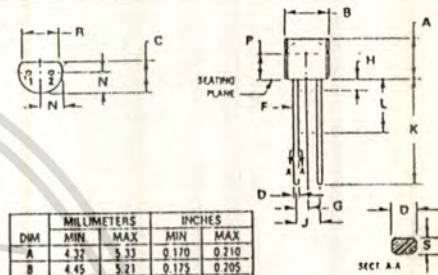
VOLTAGE-VARIABLE
CAPACITANCE DIODES
 6.8-100 pF
 30 VOLTS



CASE 182-02



CASE 318-05
 TO-236AA
 SOT-23



DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.32	5.33	0.170	0.210
B	4.45	5.21	0.175	0.205
C	3.18	4.19	0.125	0.165
D	0.41	0.56	0.016	0.022
F	0.407	0.487	0.016	0.019
G	1.27	BSC	0.050	BSC
H	—	1.27	—	0.050
J	2.54	BSC	0.100	BSC
K	12.70	—	0.500	—
L	6.35	—	0.250	—
N	2.03	2.66	0.080	0.105
P	2.93	—	0.115	—
R	3.43	—	0.135	—
S	0.36	0.41	0.014	0.016

STYLE 1:
 PIN 1, ANODE
 2, CATHODE

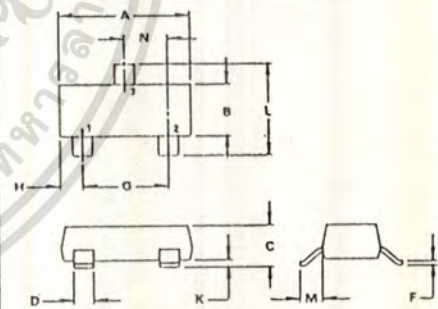
CASE 182-02, STYLE
 MV2101 thru MV2115

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MV2101 thru MV2115	MMBV2101 thru MMBV2109	Unit
		Value	Value	
Reverse Voltage	V_R	30	30	Volts
Forward Current	I_F	200	200	mA
Device Dissipation (at $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C)	P_D	2.8	2.0	mW mW/°C
Junction Temperature	T_J	+125		°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +150		°C

DEVICE MARKING

- MMBV2101 = 4G
- MMBV2109 = 4J
- MMBV2102 = 4Y
- MMBV2103 = 4H
- MMBV2104 = 4Z
- MMBV2105 = 4U
- MMBV2106 = 4V
- MMBV2107 = 4W
- MMBV2108 = 4X



STYLE 2:
 PIN 1, ANODE
 2, NO CONNECTION
 3, CATHODE

CASE 318-05, STYLE
 TO-236AA
 SOT-23
 MMBV2101 thru
 MMBV2109

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	2.800	3.040	0.1102	0.1197
B	1.199	1.399	0.0472	0.0551
C	0.940	1.143	0.0370	0.0450
D	0.381	0.508	0.0150	0.0200
F	0.102	0.177	0.0040	0.0070
G	1.781	2.049	0.0701	0.0807
H	0.450	0.599	0.0177	0.0236
K	0.051	0.127	0.0020	0.0050
L	2.109	2.499	0.0830	0.0984
M	0.458	0.599	0.0180	0.0236
N	0.889	1.018	0.0350	0.0401

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Characteristic—All Types	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Breakdown Voltage (I _R = 10 μAdc)	V(BR) _R	30	—	—	Vdc
Reverse Voltage Leakage Current (V _R = 25 Vdc, T _A = 25°C)	I _R	—	—	0.10	μAdc
Diode Capacitance Temperature Coefficient (V _R = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz)	TC _C	—	280	—	ppm/°C

Device	C _T , Diode Capacitance V _R = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz pF			Q, Figure of Merit V _R = 4.0 Vdc, f = 50 MHz	TR, Tuning Ratio C ₂ /C ₃₀ f = 1.0 MHz		
	Min	Nom	Max	Typ	Min	Typ	Max
MMBV2101 /MV2101	6.1	6.8	7.5	450	2.5	2.7	3.2
MMBV2102 /MV2102	7.4	8.2	9.0	450	2.5	2.8	3.2
MMBV2103 /MV2103	9.0	10.0	11.0	400	2.5	2.9	3.2
MMBV2104 /MV2104	10.8	12.0	13.2	400	2.5	2.9	3.2
MMBV2105 /MV2105	13.5	15.0	16.6	400	2.5	2.9	3.2
MMBV2106 /MV2106	16.2	18.0	19.8	350	2.5	2.9	3.2
MMBV2107 /MV2107	19.8	22.0	24.2	350	2.5	2.9	3.2
MMBV2108 /MV2108	24.3	27.0	29.7	300	2.5	3.0	3.2
MMBV2109 /MV2109	29.7	33.0	36.3	200	2.5	3.0	3.2
MV2110	35.1	39.0	42.9	150	2.5	3.0	3.2
MV2111	42.3	47.0	51.7	150	2.5	3.0	3.2
MV2112	50.4	56.0	61.6	150	2.6	3.0	3.3
MV2113	61.2	68.0	74.8	150	2.6	3.0	3.3
MV2114	73.8	82.0	90.2	100	2.6	3.0	3.3
MV2115	90.0	100.0	110.0	100	2.6	3.0	3.3

PARAMETER TEST METHODS

1. C_T, DIODE CAPACITANCE

(C_T = C_C + C_J). C_T is measured at 1.0 MHz using a capacitance bridge (Boonton Electronics Model 75A or equivalent).

2. TR, TUNING RATIO

TR is the ratio of C_T measured at 2.0 Vdc divided by C_T measured at 30 Vdc.

3. Q, FIGURE OF MERIT

Q is calculated by taking the G and C readings of an admittance bridge at the specified frequency and substituting in the following equations:

$$Q = \frac{2\pi fC}{G}$$

(Boonton Electronics Model 33AS8). Use Lead Length ≈ 1/16".

4. TC_C, DIODE CAPACITANCE TEMPERATURE COEFFICIENT

TC_C is guaranteed by comparing C_T at V_R = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz, T_A = -65°C with C_T at V_R = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz, T_A = +85°C in the following equation which defines TC_C:

$$TC_C = \frac{C_T(+85^\circ C) - C_T(-65^\circ C)}{85 + 65} \cdot \frac{10^6}{C_R(25^\circ C)}$$

Accuracy limited by measurement of C_T to ± 0.1 pF.

TYPICAL DEVICE PERFORMANCE

FIGURE 1 – DIODE CAPACITANCE versus REVERSE VOLTAGE

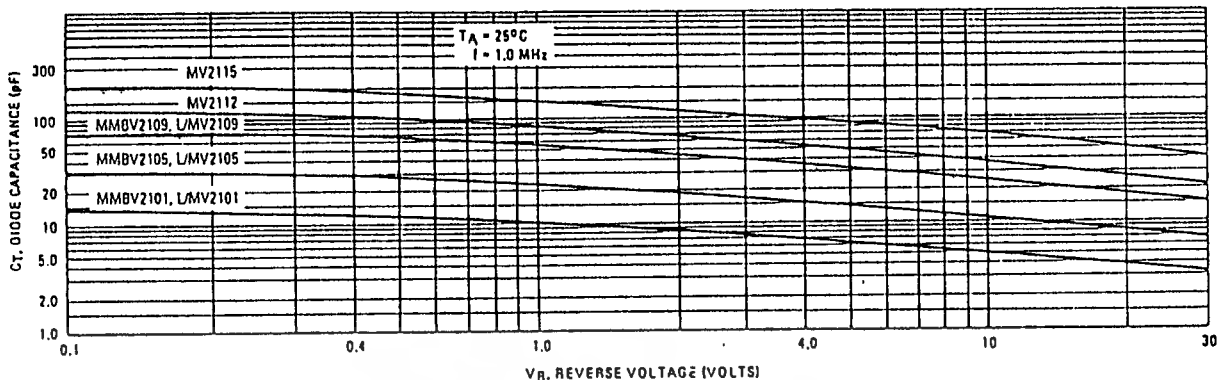


FIGURE 2 – NORMALIZED DIODE CAPACITANCE versus JUNCTION TEMPERATURE

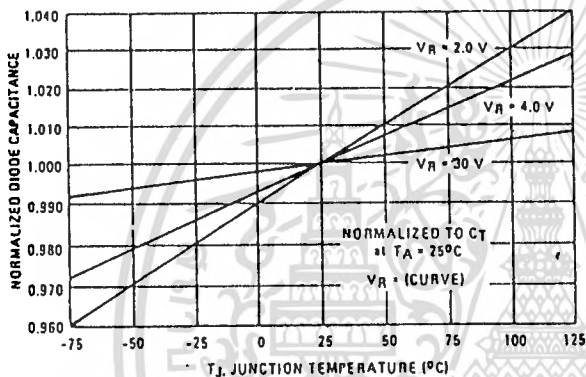


FIGURE 3 – REVERSE CURRENT versus REVERSE BIAS VOLTAGE

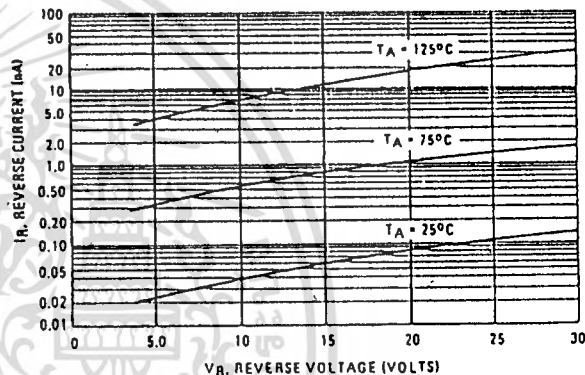


FIGURE 4 – FIGURE OF MERIT versus REVERSE VOLTAGE

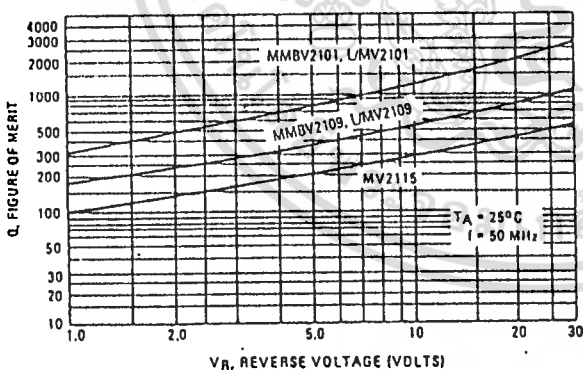
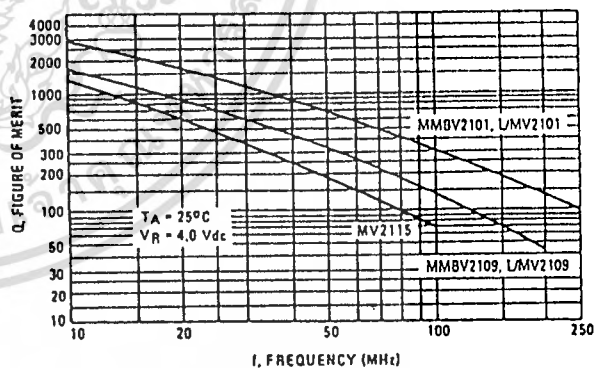


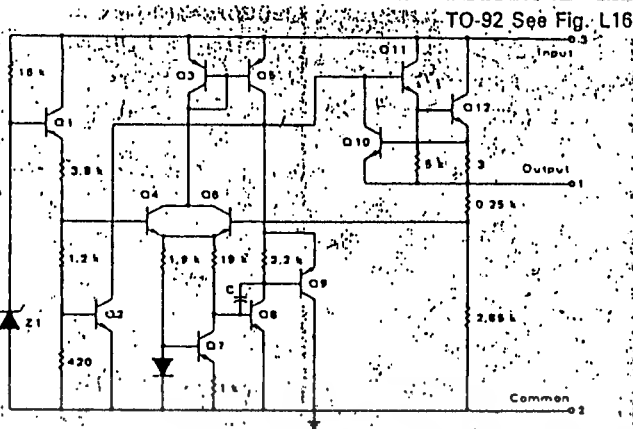
FIGURE 5 – FIGURE OF MERIT versus FREQUENCY



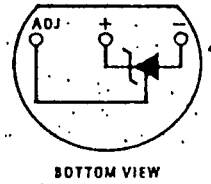
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Linear IC and Module Circuits (cont'd)

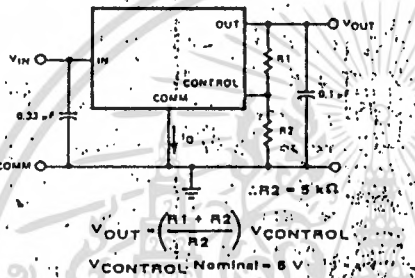
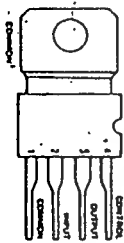
- ECG950
Pos VR, 12 V, 100 mA
- ECG951
Pos VR, 15 V, 100 mA
- ECG977
Pos VR, 5 V, 100 mA
- ECG981
Pos VR, 8 V, 100 mA
- ECG988
Pos VR, 6.2 V, 100 mA



- ECG952
Precision 2.5 V Voltage Reference

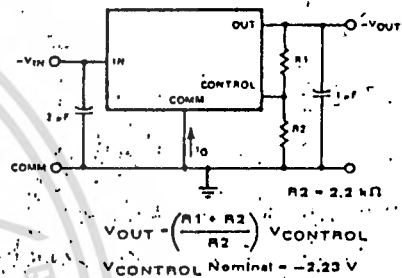


- ECG953
Pos VR, Adjustable 5 to 30 V, 1 A



NOTES: Heat sink tabs connected to common through device substrate. Not recommended for direct electrical connection. Recommended R2 current = 1 mA.

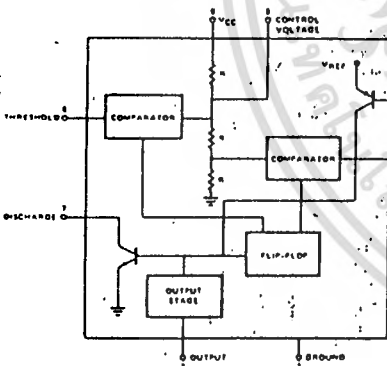
- ECG954
Neg VR, Adjustable -2.2 to -30 V



NOTES: Heat sink tabs connected to input through device substrate. Not recommended for direct electrical connection. Recommend R2 current = 1 mA

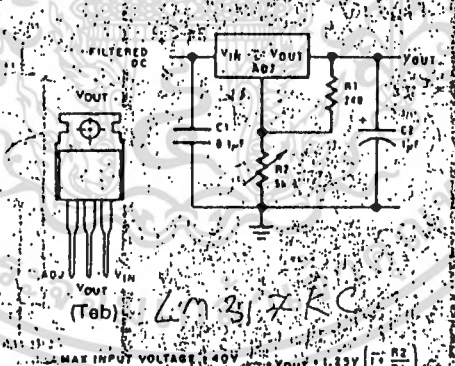
- ECG955M
Timer/Oscillator

8-Pin DIP See Fig. L98



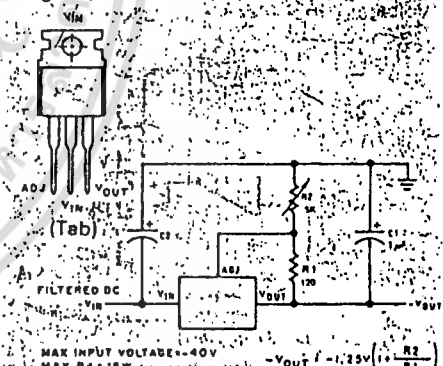
- ECG956
Pos VR, 1.2 to 37 V, 1.5 A

TO-220 See Fig. L17



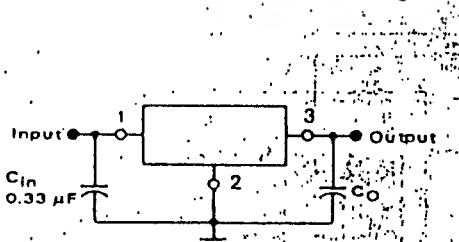
- ECG957
Neg VR, 1.2 to 37 V, 1.5 A

TO-220 See Fig. L17



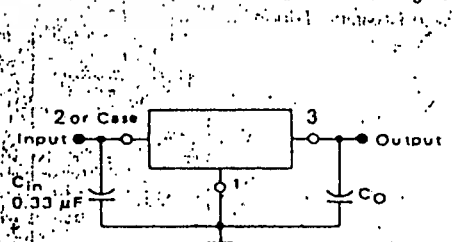
- ECG958
Pos VR, 18 V, 1 A
- ECG960
Pos VR, 5 V, 1 A
- ECG962
Pos VR, 6 V, 1 A
- ECG964
Pos VR, 8 V, 1 A
- ECG966
Pos VR, 12 V, 1 A
- ECG968
Pos VR, 15 V, 1 A
- ECG972
Pos VR, 24 V, 1 A
- ECG1932
Pos VR, 10 V, 1 A

TO-220 See Fig. L17



- ECG959
Neg VR, 18 V, 1 A
- ECG961
Neg VR, 5 V, 1 A
- ECG963
Neg VR, 6 V, 1 A
- ECG965
Neg VR, 8 V, 1 A
- ECG967
Neg VR, 12 V, 1 A
- ECG969
Neg VR, 15 V, 1 A
- ECG971
Neg VR, 24 V, 1 A

TO-220 See Fig. L17



Transistors (cont'd) (Maximum Ratings at $T_C = 25^\circ\text{C}$ Unless Otherwise Noted)

ECG Type	Description and Application	Collector To Base Volts BV _{CB0}	Collector To Emitter Volts BV _{CEO}	Base to Emitter Volts BV _{EB0}	Max. Collector Current I _C Amps	Max. Device Diss. P _D Watts	Freq. in MHz f _t	Current Gain h _{FE}	Package	
									Case	Flt. No.
ECG85	NPN-Si, Sw, Gen Purp Amp	70	70 (CES)	4	4	.6 (TA = 25°C)	200 min	120 min	TO-92	T18
ECG86	NPN-Si, Hi Gain DG-Regulator, Amp	200	150	6	5	50	15	400 min	TO-3	T21
ECG87 ECG87MP*	NPN-Si, Hi Pwr Linear Amp (Compl to ECG88)	250	250 (CEX)	5	10	200	3	20 min	TO-3	T21
ECG88 ECG88MP* ECG88MCP	PNP-Si, Hi Pwr Linear Amp (Compl to ECG87) Matched Compl Pair-Contains one each ECG87 (NPN) and ECG88 (PNP)	250	250 (CEX)	5	10	200	3	20 min	TO-3	T21
ECG89	NPN-Si, Horiz Output with Damper Diode - Page	1600	600	6	7	50	---	5 min	TO-3	T21
ECG90	NPN-Si, Hi Gain, Gen Purp Amp (Compl to ECG91)	120	120	5	.05	.75 (TA = 25°C)	350	400 min	TO-92M	T18
ECG91	PNP-Si, Hi Gain, Gen Purp Amp (Compl to ECG90)	120	120	5	.05	.75 (TA = 25°C)	150	400 min	TO-92M	T18
ECG92	NPN-Si, Audio Pwr Amp, Hi-Speed Sw (Compl to ECG93)	200	200	6	15	150	20	120 typ	TB-35	T44
ECG93 ECG93MCP	PNP-Si, Audio Pwr Amp, Hi-Speed Sw (Compl to ECG92) Matched Compl Pair-Contains one each ECG92 (NPN) and ECG93 (PNP)	200	200	6	15	150	20	120 typ	TB-35	T44
ECG94	NPN-Si, Gen Purp Pwr DC Regulator	300	300	5	5	100	2.5 min	90 typ	TO-3	T21
ECG95	NPN-Si, HV Amp, Sw, Isolated Stud	250	250	6	3	70	40	90 min	TO-59 (Isolated)	T31
ECG96	NPN-Si, Medium Pwr Amp, Sw, Isolated Stud	100	100	6	7	60	30 min	60 min	TO-59 (Isolated)	T31
ECG97	NPN-Si, HV Darlington Pwr Amp, Fast Sw, t _f = .5 μsec	500	400	8	10	150	---	40 min	TO-3	T28
ECG98	NPN-Si, HV Darlington Pwr Amp, Fast Sw, t _f = .6 μsec	700	500	8	20	175	---	40 min	TO-3	T28
ECG99	NPN-Si, HV Darlington Pwr Amp, Fast Sw, t _f = 1 μsec	600	400	8	50	250	---	25 min	TO-3	T28
ECG100	PNP-Ge, RF/IF Amp, Osc, Mix	25	20 (CER)	20	3	.150 (TA = 25°C)	5 #	40 typ at 455 KHz	TO-5	T5
ECG101	NPN-Ge, RF/IF Amp, Osc, Mix	25	20 (CER)	20	3	.150 (TA = 25°C)	5 #	40 typ at 455 KHz	TO-5	T5
ECG102	PNP-Ge, AF Driver, Preamp, Pwr Output (Compl to ECG103)	30	16 (CER)	20	3	.150 (TA = 25°C)	2	90 typ	TO-5	T5
ECG102A	PNP-Ge, AF Driver, Preamp, Pwr Output (Compl to ECG103A)	32	32 (CES)	12	5	.900 (TA = 25°C)	2.3	120 typ	TO-1	T1
ECG103	NPN-Ge, AF Driver, Preamp, Pwr Output (Compl to ECG102)	30	16 (CER)	20	.250	.150 (TA = 25°C)	2 #	90 typ at 1 KHz	TO-5	T5
ECG103A	NPN-Ge, AF Driver, Preamp, Pwr Output (Compl to ECG102A)	32	32 (CES)	10	5	.340 (TA = 25°C)	2.5	105 typ	TO-1	T1
ECG104 ECG104MP*	PNP-Ge, AF Pwr Output	50	35 (CER)	20	7	90	10 KHz #	90 typ	TO-3	T28
ECG105	PNP-Ge, AF Pwr Output	50	35 (CER)	20	15	100	10 KHz #	90 typ	TO-36	T28
ECG106	PNP-Si, RF/IF Amp, Osc, Mix	35	15	1	75 mA	.250 (TA = 25°C)	500	20 min	TO-18	T2
ECG107	NPN-Si, UHF/VHF Amp, Osc, Mix, IF Amp	35	35	5	50 mA	.250 (TA = 25°C)	800 min	70 typ	TO-92	T16
ECG108	NPN-Si, RF/IF/Video Amp, Osc, Mix, VHF/UHF	30	15	2	50 mA	.600 (TA = 25°C)	800 min	20 min	TO-92	T16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางเรา

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้






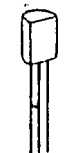

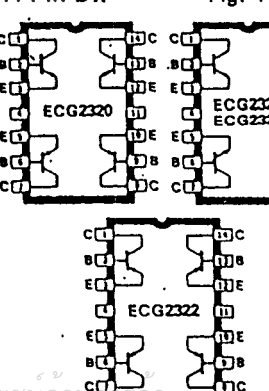
Transistors (cont'd) (Maximum Ratings at $T_C = 25^\circ\text{C}$ Unless Otherwise Noted)

ECG Type	Description and Application	Collector To Base Volts BV _{CB0}	Collector To Emitter Volts BV _{CEO}	Base to Emitter Volts BV _{EBO}	Max. Collector Current I _C Amps	Max. Device Diss. P _D Watts	Freq. in MHz f _t	Current Gain h _{FE}	Package	
									Case	Fig. No.
ECG290A ECG290AMP	PNP-Si, AF Pwr Amp (Compl to ECG289A) Matched Compl Pair-Contains one each ECG289A (NPN) and ECG290A (PNP)	100	80	5	.5	.500 (T _A = 25°C)	120	100 min	TO-92	T16
ECG291	NPN-Si, Pwr Amp, Sw (Compl to ECG292)	130	120	5	4	40	4 min	75 typ	TO-220	T41
ECG292 ECG292MCP	PNP-Si, Pwr Amp, Sw (Compl to ECG291) Matched Compl Pair-Contains one each ECG291 (NPN) and ECG292 (PNP)	130	120	5	4	40	4 min	75 typ	TO-220	T41
ECG293 ECG293MP*	NPN-Si, AF Pwr Amp (Compl to ECG294)	60	50	5	1	1 W (Heat Sink) .75 (T _A = 25°C)	200	120 min	T-16	T20
ECG294	PNP-Si, AF Pwr Amp (Compl to ECG293)	60	50	5	1	1 W (Heat Sink) .75 (T _A = 25°C)	200	120 min	T-16	T20
ECG295	NPN-Si, RF Output/Driver	75	40	5	1	5	150 min	20 min	TO-126	T45
ECG296	PNP-Si, HV AF Amp, Video Output (Compl to ECG171)	300	300	5	.5	10 (T _C = 25°C) 2 (T _A = 25°C)	50	40 typ	TO-202	T38
ECG297 ECG297MP*	NPN-Si, AF Driver, Pwr Amp (Compl to ECG298)	80	80	5	1 peak	.75 (T _A = 25°C)	120	130 min	T-16	T20
ECG298	PNP-Si, AF Driver/Pwr Amp (Compl to ECG297)	80	80	5	1 peak	.75 (T _A = 25°C)	120	130 min	T-16	T20
ECG299	NPN-Si, RF Driver/Pwr Amp	75	35	4	1	4	200	10 min	TO-202	T38
ECG300 ECG300MP*	NPN-Si, AF Pwr Output (Compl to ECG307)	50	40	5	1.5	7	70	90 min	TO-202	T38
ECG302	NPN-Si, RF Driver/Pwr Amp	100	50	6	1.5 peak	8	80	200 min	TO-202J	T37
ECG304A	Transistor Kit See Page 48	---	---	---	---	---	---	---	---	---
ECG306	NPN-Si, RF Driver/Pwr Amp	100	50	6	1.5 peak	8	80	200 min	TO-202J	T37
ECG307	PNP-Si, AF Pwr Output (Compl to ECG300)	50	40	5	1.5	7	70	90 min	TO-202	T38
ECG311	NPN-Si, VHF/UHF Osc, Amp, Driver	55	30	3.5	.4	5	800 min	25 min	TO-39	T6
ECG312	See FET Selector Guide Page 50	---	---	---	---	---	---	---	---	---
ECG313	NPN-Si, VHF Tuner, RF Amp	30	30	4	20 mA	.15 (T _A = 25°C)	400 min	25 min	RF-15	T49
ECG315	NPN-Si, RF Driver	100	50	6	1	.75 (T _A = 25°C)	80	200 typ	SC-51	T19
ECG316	NPN-Si, Lo Noise UHF Amp (NF 4.5 dB max, 450 MHz)	30	15	3.5	50 mA	.200 (T _A = 25°C)	1400	25 min	TO-72	T4
ECG317	NPN-Si, RF Pwr Output (P _O 70 W, 30 MHz)	36	36 (CES)	4	15	220	---	10 min	RF-50F	T58
ECG318	NPN-Si, RF Pwr Output (P _O 50 W, 30 MHz)	36	36 (CES)	4	6	80	---	5 min	RF-50F	T58
ECG319P	NPN-Si, AGC Controlled IF Amp (Includes Metal Shield)	40	30	4	.05	.5 (T _A = 25°C)	300 min	35 typ	TO-92	T16
ECG320	NPN-Si, RF Pwr Output (P _O 40 W, 175 MHz)	36	36 (CES)	4	6	80	200 min	5 min	RF-50SS	T55
ECG320F	NPN-Si, RF Pwr Out (P _O 40 W, 175 MHz)	36	18	4	6	80	200 min	5 min	RF-38F	T57

Notes: * MP - Matched pair
 # Frequency at which common emitter current gain is 70.0% of low frequency gain
 * When alternate packages are shown it indicates a change is in progress. Although only one package is available both packages will be shown as long as the obsolete package may be encountered in the field.

Package Outlines - See Page 66

Silicon Transistor Selector Guide (cont'd)

Breakdown Voltage		Type		Application	Collector Current I_C (A)	Collector Diss. PD (W)	Current Gain h_{FE}	Freq in MHz f_t	Package																								
BVCBO	BVCEO	NPN	PNP						Case/Basing																								
65	65	ECG322	---	Gen Purp, Pwr Amp	.5	10	10 min	100	TC-202N Fig. T36  TAB CONNECTED TO COLLECTOR																								
80	80	ECG188	ECG189	Gen Purp, Pwr Amp	2	10	80 typ	50																									
180	180	ECG190	---	Gen Purp, Pwr Amp, Horiz Driver	1	10	40 min	100																									
300	300	ECG191	ECG240	Gen Purp, HV Amp, Video	.5	10	40 typ	60																									
100	80	ECG182	ECG183	Hi Speed Sw, Amp, $t_f = .4 \mu s$ (typ)	10	90	30 min	2	TO-127 Fig. T46  METAL CONTACT CONNECTS TO COLLECTOR																								
75	40 *	ECG295	---	RF Output Driver	1	5	20 min	150 min	TO-126 Fig. T45  METAL CONTACT CONNECTS TO COLLECTOR																								
80	80	ECG184	ECG185	Hi Speed Sw, Amp, $t_f = .34 \mu s$ (typ)	4	40	30 min	2																									
180	160	ECG373	ECG374	Gen Purp, Pwr Amp	1.5	1 $T_A 25^\circ C$ 20 $T_C 25^\circ C$	100 typ	140																									
300	300	ECG157	ECG39	Gen Purp, HV Amp	.5	20.8	30 min	10																									
60	30	ECG83	ECG84	Dual Gen Purp Amp	.5	.4 total	180 typ	250	TO-78P Fig. T13 																								
100	50	ECG315	---	RF Driver	1	.75	200 typ	80	SC-51 Fig. T19 																								
36	18	ECG340	---	Gen Purp, RF Pwr	.5	.75	70 typ	---	T-16 Fig. T20 																								
60	50	ECG293	ECG294	Gen Purp, Pwr Amp	1	1 H Sink .75 $T_A 25^\circ C$	120 min	200																									
80	80	ECG297	ECG298	Gen Purp, Pwr Amp	1 peak	.75	130 min	120																									
300	300	ECG399	---	Video Output Horiz Driver	.1	.9	100 min	50 min																									
60	50	ECG48	---	Gen Purp Amp, Darl	1	1	25,000	100 min	TO-92M Fig. T18  <table border="1" style="font-size: small;"> <tr> <th>ICG</th> <th>1</th> <th>2</th> </tr> <tr> <td>31</td> <td>E</td> <td>C</td> </tr> <tr> <td>32</td> <td>E</td> <td>C</td> </tr> <tr> <td>48</td> <td>E</td> <td>B</td> </tr> <tr> <td>90</td> <td>E</td> <td>C</td> </tr> <tr> <td>91</td> <td>E</td> <td>C</td> </tr> <tr> <td>382</td> <td>E</td> <td>C</td> </tr> <tr> <td>383</td> <td>E</td> <td>C</td> </tr> </table>	ICG	1	2	31	E	C	32	E	C	48	E	B	90	E	C	91	E	C	382	E	C	383	E	C
ICG	1	2																															
31	E	C																															
32	E	C																															
48	E	B																															
90	E	C																															
91	E	C																															
382	E	C																															
383	E	C																															
120	100	ECG382	ECG383	Gen Purp	1	.09 ($T_A = 25^\circ C$)	200 typ	140																									
120	120	ECG90	ECG91	HV Hi Gain Amp	.05	.75	400 min	150																									
160	160	ECG31	ECG32	AF Driver Output	1	.9 ($T_A = 25^\circ C$)	100 min	15 min																									
60	30	ECG2320		Quad Discrete, Compl Pair, Sw, $t_{on} = 30$ ns, $t_{off} = 225$ ns (typ)	.5	1 unit 3 total	100 min	350	14-Pin DIP Fig. T66 																								
60	40	ECG2321	---	Quad Gen Purp Amp, Sw, $t_{on} = 25$ ns, $t_{off} = 250$ ns (typ)	.5	.65 unit 1.9 total	100 min	350																									
60	40	---	ECG2322	Quad Gen Purp Amp, Sw, $t_{on} = 30$ ns, $t_{off} = 225$ ns (typ)	.5	.65 unit 1.9 total	100 min	350																									
200	200	ECG2323	---	Quad HV Amp, Driver	.5	.75 unit 1.7 total	60	80																									

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้าน
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ECG Replacement	To Be Replaced	ECG Replacement	To Be Replaced	ECG Replacement	To Be Replaced	ECG Replacement	To Be Replaced	ECG Replacement	To Be Replaced	ECG Replacement	To Be Replaced	ECG Replacement	
5A	107	2SC1883-O	56	2SC2060Q	293	2SC202153	108	2SC22635S	199	2SC2373-M	379	2SC2488	284
5B	107	2SC1883-O	56	2SC2060R	293	2SC202159	108	2SC2263T	199	2SC2375	399	2SC2488-P	284
5C	107	2SC1883R	56	2SC2061	297	2SC202168	236	2SC2264	315	2SC2375E	399	2SC2488P	280
5D	107	2SC1883-Y	56	2SC2061P	297	2SC202169	236	2SC2265H	161	2SC2375F	399	2SC2488Q	280
5E	107	2SC1883Y	56	2SC2061O	297	2SC20217Y	375	2SC2267H	396	2SC2377	15	2SC2488-O	284
1(BCE)	229	2SC1984	56	2SC2062(ECB)	46	2SC2167-Y	375	2SC2271	399	2SC2377C	15	2SC2488R	280
1E(BCE)	229	2SC1985	56	2SC2062B(EB)	46	2SC2175	385	2SC2271A	399	2SC2377D	15	2SC2488-R	284
1H(BCE)	235	2SC1985B	331	2SC2062C(EB)	46	2SC2181	320F	2SC2271D	399	2SC2377E	320F	2SC2488S	284
1J	235	2SC1988D	331	2SC2063	16	2SC2182	360	2SC2271E	399	2SC2377F	31	2SC2488T	284
1K	235	2SC1990B	107	2SC2063M	16	2SC2184	236	2SC2271G	399	2SC2383-O	31	2SC2488U	284
1R	235	2SC2000	85	2SC2063MN	16	2SC2188	15	2SC2271H	399	2SC2383-O	31	2SC2493	284
1S	235	2SC2000-K	85	2SC2063MP	16	2SC2189	328	2SC2271IM	399	2SC2383-OR	31	2SC2497A	373
1T	375	2SC2000K	85	2SC2063MO	16	2SC2190	52	2SC2271IN	399	2SC2383R	31	2SC2497AP	373
1U	375	2SC2000-L	85	2SC2063N	16	2SC2191	53	2SC2271O	399	2SC2383Y	31	2SC2497AO	373
1V	375	2SC2000L	85	2SC2063P	16	2SC2194	49	2SC2274	289A	2SC2383-Y	31	2SC2497AO	373
1W	375	2SC2000M	85	2SC2063O	16	2SC2194A	49	2SC2274D	289A	2SC2384	190	2SC2497AR	373
1X	375	2SC2000-M	85	2SC2067	315	2SC2195	236	2SC2274E	289A	2SC2385(BCE)	199	2SC2497B	373
1Y	375	2SC2001	85	2SC2068	376	2SC2200	379	2SC2274F	289A	2SC2385(BCE)	199	2SC2497C	373
1A(BCE)	90	2SC2001F	85	2SC2068B	376	2SC2206	15	2SC2274K	289A	2SC2385(BCE)	199	2SC2497D	373
1B(BCE)	90	2SC2001G	85	2SC2068BKLB	376	2SC2206A	15	2SC2274KU	289A	2SC2388	386	2SC2498	23
1F(BCE)	90	2SC2001-K	85	2SC2068FA1	376	2SC2206B	15	2SC2274KE	289A	2SC2388A	53	2SC2502	379
1G(BCE)	90	2SC2001K	85	2SC2068FA-1	376	2SC2209	184	2SC2274KF	289A	2SC2389	90	2SC2508	320F
1H(BCE)	90	2SC2001-L	85	2SC2068G	376	2SC2209-P	184	2SC2274L	375	2SC2389E	90	2SC2509	236
1J(BCE)	90	2SC2001L	85	2SC2068GS-1	376	2SC2209-O	184	2SC2275Q	375	2SC2389S	90	2SC2511	289A
1K(BCE)	90	2SC2001-M	85	2SC2068LB	376	2SC2209R	184	2SC2275O	375	2SC2390	90	2SC2511A	289A
1N	199	2SC2001M	85	2SC2068LBBK	199	2SC2210	85	2SC2277	123AP	2SC2390E	90	2SC2511B	289A
1P	199	2SC2002	85	2SC2069	123A	2SC2210	85	2SC2277A	171	2SC2390S	90	2SC2511C	289A
1Q	199	2SC2002K	85	2SC2070	123A	2SC2210C	85	2SC2277B	171	2SC2394	236	2SC2511D	289A
1R	199	2SC2002-K	85	2SC2073	375	2SC2210E	85	2SC2279	317	2SC2396	199	2SC2512	229
1S	399	2SC2002-L	85	2SC2073A	375	2SC2210E	85	2SC2291	44	2SC2396D	199	2SC2512-03	229
1T	399	2SC2002M	85	2SC2073AD	375	2SC2210F	85	2SC2291F	44	2SC2396E	199	2SC2518	107
1U	399	2SC2002-M	85	2SC2073AE	375	2SC2212(EB)	107	2SC2291G	44	2SC2396F	199	2SC2519	280
1V	107	2SC2002M	85	2SC2073B	375	2SC2212A(EB)	107	2SC2291H	44	2SC2396G	328	2SC2520A	284
1W	107	2SC2003	85	2SC2073C	375	2SC2213	108	2SC2294	107	2SC2399	108	2SC2523	284
1X	107	2SC2003K	85	2SC2073D	375	2SC2215	319P	2SC2298	253	2SC2399A	108	2SC2524	284
1Y	107	2SC2003-K	85	2SC2073E	375	2SC2216	319P	2SC2303	386	2SC2399B	108	2SC2525	92
1A	107	2SC2003L	85	2SC2073F	375	2SC2228	399	2SC2304	386	2SC2399C	108	2SC2525B	92
1B	107	2SC2003M	85	2SC2073G	375	2SC2228A	399	2SC2305	2308	2SC2399D	284	2SC2525C	92
1C	107	2SC2003-M	85	2SC2073BG2	375	2SC2228AC	399	2SC2306	386	2SC2399E	108	2SC2525D	92
1D	107	2SC2003-M	85	2SC2073BLG2	375	2SC2228AB	399	2SC2307	2308	2SC2410(EB)	319P	2SC2525E	92
1E	107	2SC2009	229	2SC2073-O	375	2SC2228AE	399	2SC2307-Y	2308	2SC2410N(EB)	319P	2SC2526	82
1F	107	2SC2009J	229	2SC2073R	375	2SC2228AF	399	2SC2308	289A	2SC2414	199	2SC2526G	82
1G	107	2SC2012	107	2SC2073RD	375	2SC2228B	399	2SC2308A	289A	2SC2415	199	2SC2527	54
1H	107	2SC2014	363	2SC2073RE	375	2SC2228C	399	2SC2308B	289A	2SC2428	53	2SC2528	379
1I	107	2SC2017	386	2SC2073SE	375	2SC2228D	399	2SC2308C	289A	2SC2429A	345	2SC2535	379
1J	198	2SC2018	386	2SC2073T	375	2SC2228E	399	2SC2309D	199	2SC2427	379	2SC2536	2308
1K	198	2SC2019	386	2SC2073V	375	2SC2228F	399	2SC2309E	199	2SC2428	327	2SC2537	2308
1L	198	2SC2020	235	2SC2074	322	2SC2228G	399	2SC2309F	199	2SC2428K	327	2SC2540	477
1M	198	2SC2021	16	2SC2074C	322	2SC2228H	399	2SC2310	85	2SC2429	53	2SC2541	2308
1N	399	2SC2021(BCE)	85	2SC2074Y	322	2SC2228I	399	2SC2310B	85	2SC2429A	53	2SC2542	379
1O	399	2SC2021E	85	2SC2075	236	2SC2228J	399	2SC2310C	85	2SC2430	328	2SC2543	199
1P	399	2SC2021LN	16	2SC2075A	236	2SC2228K	399	2SC2310E	236	2SC2431	328	2SC2544	199
1Q	399	2SC2021LNP	16	2SC2075K	236	2SC2228L	399	2SC2311	295	2SC2432	328	2SC2545	199
1R	399	2SC2021LNS	16	2SC2076	85	2SC2228M	399	2SC2314D	295	2SC2433	387	2SC2545E	199
1S	399	2SC2021M	16	2SC2076(CB)	85	2SC2228N	399	2SC2314E	295	2SC2434	387	2SC2545F	199
1T	399	2SC2021MLN	16	2SC2076B	85	2SC2228Y	399	2SC2320	85	2SC2435	97	2SC2545F	199
1U	399	2SC2021MLNP	16	2SC2076B(CB)	85	2SC2229	399	2SC2320D	85	2SC2436	98	2SC2546	199
1V	399	2SC2021MLNS	16	2SC2076C(CB)	85	2SC2229-O	399	2SC2320E	85	2SC2437	53	2SC2547	199
1W	399	2SC2021MNS	16	2SC2076C(CB)	85	2SC2229FA	399	2SC2320F	85	2SC2440	379	2SC2550	123A
1X	399	2SC2021MR	16	2SC2076C	85	2SC2229M	399	2SC2320L	85	2SC2441	373	2SC2550-0	123A
1Y	344	2SC2021NLS	16	2SC2076C(CB)	85	2SC2229-O	399	2SC2320LE	85	2SC2441D	373	2SC2550 GR	123A
1A	488	2SC2021O(BCE)	16	2SC2076CD	85	2SC2229Y	399	2SC2320LF	85	2SC2441E	373	2SC2551	15A
1B	373	2SC2021RG	85	2SC2076D(CB)	85	2SC2229-Y	399	2SC2324	253	2SC2441F	373	2SC2551-Y	399
1C	373	2SC2021RG	85	2SC2076D(CB)	85	2SC2230	399	2SC2324K	253	2SC2447	316	2SC2551-O	399
1D	373	2SC2021RJ	85	2SC2078	236	2SC2230A	399	2SC2331	375	2SC2456	157	2SC2551O	399
1E	373	2SC2021S	85	2SC2078B	236	2SC2230AG	399	2SC2331-K	375	2SC2456L	157	2SC2551R	399
1F	488	2SC2022	199	2SC2078C	236	2SC2230AGF	399	2SC2331-M	375	2SC2458-O	85	2SC2551S	399
1G	295	2SC2025	316	2SC2078E	236	2SC2230AGH	399	2SC2333	379	2SC2458B	199	2SC2556	2308
1H	295	2SC2026	23	2SC2078E	236	2SC2230AGY	399	2SC2333-K	379	2SC2458-GH	199	2SC2556A	373
1I	295	2SC2026K	23	2SC2085	376	2SC2230AY	399	2SC2333-L	379	2SC2458GR	199	2SC2557	199
1J	295	2SC2027	165	2SC2085P	376	2SC2230AY	399	2SC2333-M	379	2SC2458L	199	2SC2557-S	199
1K	85	2SC2028	373	2SC2085PO	376	2SC2230B	399	2SC2334	54	2SC2458LB	199	2SC2557-U	199
1L	85	2SC2028/1	373	2SC2085O	376	2SC2230G	399	2SC2334-K	54	2SC2458LGR	199	2SC2557-U	199
1M	85	2SC2028-2	373	2SC2086(BCE)	340	2SC2230GR	399	2SC2334-L	54	2SC2458LL	199	2SC2560	107
1N	85	2SC2028/2	373	2SC2088	199	2SC2230R	399	2SC2334-M	54	2SC2458LO	85	2SC2561	107
1O	85	2SC2028A	373	2SC2089	199	2SC2230Y	399	2SC2335	379	2SC2458O	85	2SC2561-A	107
1P	85	2SC2028A/20	373	2SC2091	295	2SC2230YGR	399	2SC2335-K	379	2SC2458P	85	2SC2561-B	107
1Q	191	2SC2028B	373	2SC2091D	295	2SC2231Y	198	2SC2335-M	379	2SC2458Y	85	2SC2562	377
1R	191	2SC2028B/20	373	2SC2091J	295	2SC2233	51	2SC2337	87	2SC2459	26		