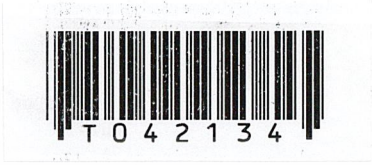


วิทยุควมคุมระยะไกล 27 MHz ขนาด 20 W

HIGH POWER RF REMOTE CONTROL AT 27 MHz BAND



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน... 42134
วัน, เดือน, ปี 13 พ.ศ. 2545

b.....
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชา เทคโนโลยีโทรคมนาคม

คณะ วิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญาโท วิทยุควบคุมระยะไกล 27 MHz ขนาด 20 W
HIGH POWER RF REMOTE CONTROL AT 27 MHz BAND

ชื่อนักศึกษา นาย มาโนชญ์ พละกสิกร
นาย มนตรี ศรีธูงา

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ กฤดากร กลุ่มการ

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา 2544

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาด
กระบัง อนุมัติให้ปริญญาโทขึ้นเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรม
ศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญาโท

ประธานกรรมการ

()

กรรมการ

()

กรรมการ

()

กรรมการ

()

กรรมการ

()

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิทยุควบคุมระยะไกล 27 MHz ขนาด 20 W

โดย นาย มาโนชญ์ พลทะกสิกร รหัส 42015702
 นาย มนตรี ศรีภูงา รหัส 42015701

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ กฤตดากร กลุ่มการ
 ปีการศึกษา 2544

บทคัดย่อ

ปริญญาานิพนธ์นี้เสนอระบบเครื่องรับส่ง ซีบีสำหรับเป็นเครื่องควบคุมระยะไกล ขนาดกำลังวัตต์สูง ส่วนสำคัญของปริญญาานิพนธ์ประกอบด้วยเครื่องรับและเครื่องส่ง โดยเครื่องส่งจะสร้างสัญญาณคลื่นพาห้ที่ความถี่ 27 MHz ผสมกับสัญญาณที่ต้องการส่ง จากนั้นส่งไปภาคขยายความถี่วิทยุ เพื่อไปขับภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ เพื่อเพิ่มกำลังให้เป็น 20 วัตต์ ทำให้ระยะการส่งไกลมากขึ้น ส่วนของเครื่องรับสร้างโดยใช้วงจรรวมแบบง่าย ๆ เพื่อต้องการใช้สำหรับเป็นควบคุมระยะไกล

HIGH POWER RF REMOTE CONTROL AT 27 MHz BAND

BY MR. MANOTE PHALAKASIKORN NO. 42015702
MR. MONTRI SRIPU-NGA NO. 42015701

ADVISER MR. KITDAKORN KLOMKARN
YEAR 2001

ABSTRACT

This thesis presents the High power RF remote control at 27 MHz band. In this thesis, we designed and construction transmitter that generated carrier signal at 27 MHz and RF power about 20 W. In the receiver path use Integrated circuit. The propose of this project is used for long distance remote control.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้ได้สำเร็จลุล่วง ด้วยความช่วยเหลือของอาจารย์ กฤดากร กลุ่มการ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาในการทำปริญญาบัตร ท่านได้ให้คำแนะนำ ข้อคิดเห็นต่าง ๆ รวมทั้งช่วยแก้ปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นเป็นอย่างดี ซึ่งทำให้ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี กลุ่มผู้วิจัยขอขอบพระคุณอาจารย์มา ณ ที่นี้ด้วย

กลุ่มผู้วิจัยขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่าน ที่ช่วยประสิทธิ์ประสาทวิชาการศึกษาต่าง ๆ ซึ่งทำให้พวกเรามีความรู้ สามารถนำไปใช้ให้เกิดประโยชน์ได้

กลุ่มผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่คอยให้การช่วยเหลือ ให้กำลังใจ และเงินทุนต่าง ๆ ที่ทำให้พวกเรามาจนถึงวันนี้ ซึ่งเป็นสิ่งที่ทำให้พวกเราภูมิใจที่สุด

สุดท้ายนี้ ขอขอบพระคุณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ทำให้พวกเราได้มาศึกษา และเป็นที่ทำให้พวกเราทำวิจัยในครั้งนี้จนสำเร็จ



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
บทที่	
1. บทนำ	1
1.1 แนวความคิดในการทำปริญญานิพนธ์	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำปริญญานิพนธ์	1
1.3 องค์ประกอบของปริญญานิพนธ์	1
2. ทฤษฎีของระบบวิทยุรับ-ส่ง	2
2.1 ระบบสื่อสาร	2
2.2 การมอดูเลตเชิงมุม	3
2.3 เครื่องรับ-ส่งวิทยุ FM	16
3. โครงสร้างของวิทยุควบคุมระยะไกล 27 MHz ขนาด 20 วัตต์	22
3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์	22
3.2 วงจรขยายความถี่วิทยุ	30
3.3 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ	32
3.4 เครื่องรับ	36
4. สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ	38
เอกสารอ้างอิง	
ภาคผนวก ก	
ภาคผนวก ข	

บทที่ 1

บทนำ

1.1 แนวความคิดในการทำปริญญานิพนธ์

ในปัจจุบันการสื่อสารด้วยวิทยุในย่านความถี่ 27 MHz ซึ่งอยู่ในย่านความถี่ที่เรียกว่าย่าน CITIZEN BAND (CB) เป็นที่นิยมใช้กันมาก ตัวอย่างเช่น วิทยุบังคับ ใช้ติดต่อสื่อสารโดยไม่ต้องจดทะเบียนทำให้สามารถสร้างไว้ใช้เองได้ ในการทำปริญญานิพนธ์ จะเป็นการทำเครื่องส่งและเครื่องรับแยกจากกัน โดยในส่วนของเครื่องส่งนั้น ได้มีการออกให้มีกำลังส่งได้ถึง 20 วัตต์

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำปริญญานิพนธ์

- 1.2.1 เพื่อศึกษาองค์ประกอบของเครื่องรับส่งว่ามีอะไรบ้าง
- 1.2.2 เพื่อศึกษาการทำงานของเครื่องรับส่งว่ามีการทำงานอย่างไร
- 1.2.3 เพื่อให้สามารถส่งและรับในย่าน 27MHz ได้จริง
- 1.2.4 เพื่อให้เครื่องส่งสามารถส่งความถี่ในย่าน 27 MHz ได้ไกลขึ้น
- 1.2.5 เพื่อสามารถพัฒนาไปใช้ประโยชน์ในด้านอื่นได้

1.3 องค์ประกอบของปริญญานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีของระบบวิทยุรับส่ง เพราะเป็นส่วนหนึ่งที่ต้องรู้ในการทำเครื่องรับส่งวิทยุ

บทที่ 3 กล่าวถึง โครงสร้างของวิทยุควบคุมระยะไกล 27 MHz ขนาด 20 วัตต์ ซึ่งประกอบด้วยทฤษฎีของแต่ละภาค และวงจรที่ใช้ในการทดลอง มีหลายวงจรด้วยกันคือ วงจรออสซิลเลเตอร์ วงขยายความถี่วิทยุ (RF Amplifier) วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Power Amplifier) และวงจรที่สร้างที่ภาครับ

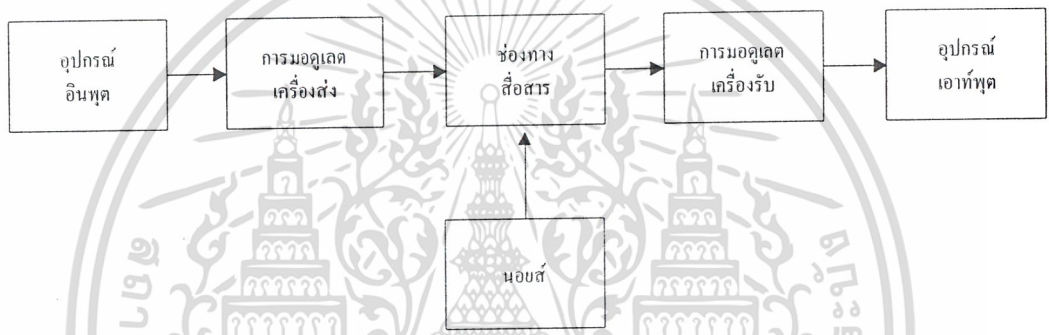
บทที่ 4 กล่าวถึงการสรุปงานวิจัยและข้อเสนอแนะ โดยสรุปจากผลการทดลองที่เกิดขึ้น รวมทั้งปัญหาที่เกิดขึ้นในการทำวิจัยและข้อเสนอแนะในการแก้ปัญหา

บทที่ 2

ทฤษฎีของระบบวิทยุรับ-ส่ง

2.1 ระบบสื่อสาร

ในระบบสื่อสารไม่ว่าจะเป็นระบบใด ๆ ก็ตาม แผนผังพื้นฐานมักเหมือนกับรูปที่ 2.1.1 ซึ่งประกอบด้วย อุปกรณ์อินพุต เครื่องส่ง ช่องทางสื่อสาร (หรือแชนแนลซึ่งมักจะมียอส์มารบกวน) เครื่องรับและอุปกรณ์เอาต์พุต



รูปที่ 2.1.1 ระบบสื่อสารพื้นฐาน

- อุปกรณ์ input และ output จะเป็นอุปกรณ์ที่แปลงสัญญาณข่าวสารทาง input เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า และแปลงสัญญาณไฟฟ้ากลับมาเป็นสัญญาณข่าวสารทาง output เช่น ไมโครโฟน ลำโพง กล้อง โทรทัศน์ เครื่องรับภาพ คั่นเคาะโทรเลข เครื่องโทรพิมพ์ เครื่องโทรสาร เครื่องโทรมาตร เป็นต้น ข่าวสารที่รับหรือส่งระหว่างกัน ส่วนใหญ่จะเป็นเสียง ภาพ ข้อมูล
- เครื่องส่ง ทำหน้าที่รับสัญญาณไฟฟ้าจากอุปกรณ์ input แล้วทำการมอดูเลตลงบนคลื่นพาหะความถี่สูง เครื่องส่งประกอบด้วยแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่สูง (เรียกว่า oscillator) และมอดูเลต เครื่องส่วนใหญ่ก็มีภาคขยายอีกเพื่อให้สัญญาณที่ส่งออกอากาศมีกำลังแรง ทำให้สื่อสารกันได้ไกลขึ้น
- ช่องทางสื่อสาร ได้แก่ บรรยากาศ สุญญากาศ หรือสายไฟ ช่องทางสื่อสารของระบบวิทยุอาศัยการแผ่คลื่นวิทยุออกไป โดยผ่านบรรยากาศซึ่งเป็นตัวกลางไปยังเครื่องรับ
- Noise เป็นสัญญาณที่เข้ามาแทรกแซงหรือรบกวน แบ่งออกได้เป็น 4 ประเภท คือ

1. Noise บรรยากาศ (atmospheric noise) เกิดขึ้นจากความแปรปรวนของบรรยากาศที่ห่อหุ้มโลก เช่น ฟ้าแลบ ฟ้าผ่า ก่อให้เกิดคลื่นวิทยุแผ่กระจายออกไปรอบโลก noise บรรยากาศเกิดขึ้นอยู่ตลอดเวลาแม้จะไม่มีพายุฝนฟ้าคะนองก็ตาม

2. Noise จากอวกาศ (space noise) เกิดจากดวงอาทิตย์และดวงดาวนับล้านๆ ดวงในจักรวาล ดวงอาทิตย์เป็นวัตถุที่มีขนาดมหึมาและมีความร้อนสูงถึง 6,000 องศาเซลเซียสที่ผิวดวงอาทิตย์ ฉะนั้นดวงอาทิตย์จะแผ่พลังงานออกมา มีสเปกตรัมความถี่ที่กว้างมาก พลังงานนี้ปรากฏออกเป็น noise คงที่ อย่างไรก็ตามที่ผิวดวงอาทิตย์มีความแปรปรวนอื่น ๆ อีกเช่น จุดบนดวงอาทิตย์ (Sun spot) การลุกโชติช่วง ซึ่งก่อให้เกิด noise เพิ่มขึ้นอีก นอกจากนี้ดวงอาทิตย์บางดวงที่ไกลออกไปจากระบบสุริยะจักรวาลก็มีคุณสมบัติเหมือนดวงอาทิตย์ คือ มีความร้อนสูงและสามารถกำเนิด noise มายังโลกได้

3. Noise ที่เกิดจากสิ่งประดิษฐ์ที่มนุษย์สร้างขึ้น (man-made noise) ได้แก่ noise จากมอเตอร์ไฟฟ้า เช่น พัดลม ที่เป่าลม เครื่องดูดฝุ่น นอกจากนี้ก็ยังมี noise จากระบบจุดระเบิดของรถยนต์ การรั่วของสายไฟแรงสูง หลอดไฟฟลูออเรสเซนต์ เป็นต้น

4. Noise ภายในตัวอุปกรณ์ในเครื่องรับ (internal noise) แยกเป็น 2 ประเภท คือ นอยส์อุณหภูมิ (thermal noise) และช็อตนอยส์ (shot noise) นอยส์อุณหภูมิเกิดจากการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนในตัวอุปกรณ์ บางครั้งเรียกว่า จอห์นสันนอยส์ (Johnson noise) ส่วนช็อตนอยส์เกิดขึ้นในอุปกรณ์แยกที่ทุกชนิด เนื่องจากการรวมตัวของอิเล็กตรอนกับโฮล เช่น ในทรานซิสเตอร์ ซึ่งไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ

- เครื่องรับ เมื่อสัญญาณจากเครื่องส่งมาถึงเครื่องรับ สัญญาณจะมีกำลังอ่อนลงและยังมีนอยส์เข้ามาแทรกแซงสัญญาณที่ต้องการจะรับอีกด้วย ดังนั้นการรับสัญญาณอ่อน ๆ เช่นนี้ เครื่องรับจึงต้องมีความสามารถพิเศษในการเลือกรับและขยายเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ที่ต้องการ พร้อมทั้งต้องมีกรรมวิธีในการกำจัดนอยส์หรือต่อสู้อาชนะนอยส์ที่รบกวน สัญญาณที่รับได้จะผ่านการดีมอดูเลตเพื่อแปลงสัญญาณข่าวสารที่เข้ามามอดูเลตกลับมา กรรมวิธีนี้ค่อนข้างสลับซับซ้อน

2.2 การมอดูเลตเชิงมุม (Angle Modulation)

จากคุณสมบัติทั้ง 3 ชนิด ของสัญญาณอนาล็อกรูปคลื่นไซน์ (แอมพลิจูด ความถี่ เฟส) ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติได้โดยใช้การมอดูเลต ซึ่งจะได้การมอดูเลต 3 แบบ คือ AM FM และ PM ส่วนการมอดูเลตเชิงมุมเป็นชื่อเรียกของการมอดูเลตแบบทางความถี่ (FM) กับการมอดูเลตทางเฟส (PM) เป็นการมอดูเลตที่มีหลักการคล้ายคลึงกันมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมอดูเลตเชิงมุม คือ การทำให้มุมเฟส (Phase Angle, θ) ของสัญญาณพาหะคลื่นรูปซายน์เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณข่าวสาร คลื่นที่ได้จากการมอดูเลตเชิงมุมสามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์ คือ

$$M(t) = V_c \cdot \cos[\omega_c t + \theta(t)] \quad (2.1)$$

เมื่อ $M(t)$: คลื่นที่ได้จากการมอดูเลตเชิงมุม (Angle – modulated)

V_c : พีคแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะ

ω_c : ความถี่ของสัญญาณพาหะ ($2\pi F_c$)

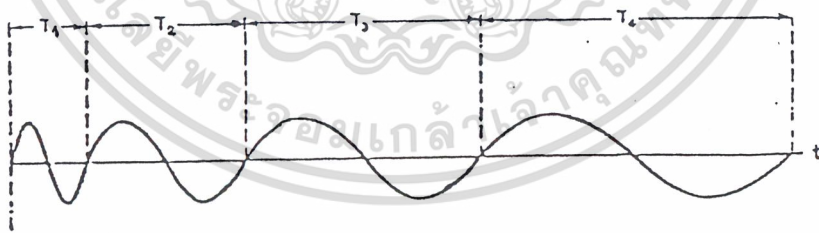
$\theta(t)$: มุมของการมอดูเลต

สำหรับมุมของการมอดูเลตนั้น จะขึ้นกับฟังก์ชันของสัญญาณข่าวสารถ้า $V(t)$ คือ สัญญาณข่าวสารจะได้มุมของการมอดูเลตในรูปของสมการทางคณิตศาสตร์ คือ

$$\theta(t) = F \cdot [V(t)] \quad (2.2)$$

เมื่อ $V(t)$ คือ สัญญาณข่าวสาร $V \sin \omega t$

ความแตกต่างระหว่าง FM กับ PM อยู่ที่คุณสมบัติทางความถี่และเฟส ว่าอย่างไรจะถูกเปลี่ยนแปลงโดยตรงกับสัญญาณข่าวสาร เมื่อความถี่ของสัญญาณพาหะเปลี่ยนไป เฟสก็จะเปลี่ยนไปด้วยเช่นเดียวกัน ดังนั้น FM และ PM จะเกิดขึ้นพร้อมกันเสมอ เมื่อมีการมอดูเลตเชิงมุม ถ้าความถี่ของสัญญาณพาหะถูกเปลี่ยนโดยตรงกับสัญญาณข่าวสาร จะได้ FM และถ้าเฟสของสัญญาณพาหะถูกเปลี่ยนโดยตรงกับสัญญาณข่าวสารก็จะได้ PM



$$T_1 < T_2 < T_3 < T_4 \text{ ดังนั้น } F_1 > F_2 > F_3 > F_4$$

รูปที่ 2.2.1 การเปลี่ยนแปลงของความถี่กับเวลา

จากรูปที่ 2.2.1 การเปลี่ยนของสัญญาณพาหะรูปซายน์ ที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่เวลาใด ๆ เมื่อช่วงเวลา T ของสัญญาณซายน์เปลี่ยนแปลง ทั้งความถี่และเฟสก็จะเปลี่ยนไป และถ้าช่วง T

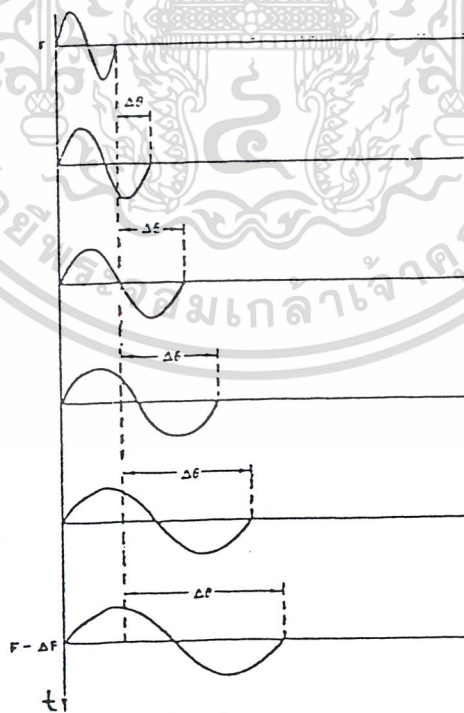
เปลี่ยนไปเรื่อย ๆ ทั้งความถี่และเฟสก็จะเปลี่ยนไปเรื่อย ๆ ไม่คงที่ ความถี่ที่เปลี่ยนไปจากเดิมเรียกว่า ความถี่เบี่ยงเบน (Frequency Deviation) ΔF และเฟสที่เปลี่ยนไปจากเดิมเรียกว่า เฟสเบี่ยงเบน (Phase Deviation) $\Delta\theta$

รูปที่ 2.2.2 แสดงสัญญาณพาหะรูปคลื่นไซน์ ซึ่งที่เวลา t ต่าง ๆ มีความถี่แตกต่างกัน เมื่อเวลาไป t วินาที ความถี่ได้ถูกเปลี่ยนไป ΔF (Hertz) จนถึง $F - \Delta F$ จะเห็นว่าเฟสถูกเปลี่ยนแปลงไปด้วย ($\Delta\theta$)

การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ ความแตกต่างระหว่าง FM และ PM สามารถแสดงให้เห็นได้ชัดเจน โดยการวิเคราะห์ ในเรื่องเฟสชั่วขณะ เฟสเบี่ยงเบนชั่วขณะเทียบกับสมการที่ 2.1

-เฟสชั่วขณะ (Instantaneous Phase) คือเฟสของสัญญาณพาหะที่มีค่าแน่นอน ณ. เวลาหนึ่ง เขียนให้อยู่ในรูปของสมการทางคณิตศาสตร์ได้คือ

$$\begin{aligned} \text{เฟสชั่วขณะ} &= \omega_c t + \theta(t) \quad \text{rad} & (2.3) \\ \text{เมื่อ } \omega_c t &= (2\pi \text{ rad / cycle}) (F \text{ cycle / second})(t \text{ second}) \\ &= 2\pi Ft \quad \text{rad} \\ \theta(t) &= \text{มีหน่วยเป็น rad} \end{aligned}$$



รูปที่ 2.2.2 การเปลี่ยนแปลงของเฟสกับความถี่

- เฟสเบี่ยงเบนชั่วขณะ (Instantaneous Phase Deviation) คือการเปลี่ยนแปลงชั่วขณะของสัญญาณ

พาหะ ณ.เวลาหนึ่ง เขียนให้อยู่ในรูปของสมการทางคณิตศาสตร์ได้คือ

$$\text{เฟสเบี่ยงเบนชั่วขณะ} = \theta(t) \text{ rad} \quad (2.4)$$

- ความถี่ชั่วขณะ (Instantaneous Frequency) ความถี่ชั่วขณะของสัญญาณพาหะที่ถูกมอดูเลตเชิงมุม คือ ความถี่ของสัญญาณพาหะที่มีค่าแน่นอน ณ. เวลาหนึ่ง และสามารถหาได้จากอนุพันธ์อันดับหนึ่งของเฟสชั่วขณะ ดังนั้นจากสมการที่ 2.3 จะได้ความถี่ชั่วขณะ คือ

$$\begin{aligned} \text{ความถี่ชั่วขณะ} &= d[\omega_c t + \theta(t)] / dt \\ &= \omega_c + \dot{\theta}(t) \quad \text{rad / sec} \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$\text{เมื่อ } \omega_c = 2\pi f_c \text{ (rad / sec * cycle / second)}$$

$$\dot{\theta}(t) \text{ มีหน่วยเป็น rad / sec}$$

ความถี่เบี่ยงเบนชั่วขณะ (Instantaneous Frequency Deviation) คือการเปลี่ยนแปลงชั่วขณะของความถี่ของสัญญาณพาหะ และสามารถหาได้จากอนุพันธ์อันดับหนึ่งของเฟสเบี่ยงเบนชั่วขณะ หรือในทางกลับกัน เฟสเบี่ยงเบนชั่วขณะหาได้จากการอินทิเกรตความถี่เบี่ยงเบนชั่วขณะ จากสมการที่ 2.4 จะได้

$$\text{ความถี่เบี่ยงเบนชั่วขณะ} = \dot{\theta}(t) \text{ rad / sec} \quad (2.6)$$

เมื่อป้อนสัญญาณข่าวสาร $V(t)$ จะได้

$$\text{PM} = \theta(t) = K_V V(t) \quad (2.7)$$

$$\text{FM} = \dot{\theta}(t) = K_f V(t) \quad (2.8)$$

เมื่อ K และ K_f เป็นค่าคงที่ซึ่งความจริงแล้วก็คือ ความไวในการเบี่ยงเบนของการมอดูเลต (Deviation Sensitive) ความไวในการเบี่ยงเบน คือ ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของการมอดูเลตระหว่างอินพุตและเอาต์พุตความไวในการเบี่ยงเบนของ PM คือ

$$K \text{ มีหน่วยเป็น rad / v}$$

และความไวในการเบี่ยงเบนของ FM คือ

$$K_f \text{ มีหน่วยเป็น Hz / v}$$

PM สามารถหาได้จากการอินทิเกรต FM ดังนั้น จากสมการที่ 2.7 และ 2.8 จะได้

$$\text{PM} = \theta(t) = \int \dot{\theta}(t) dt = K_f \int V(t) dt \quad (2.9)$$

แทนสัญญาณข่าวสาร $V(t) = V_a \cos \omega_a t$ ในสมการที่ 2.1 จะได้

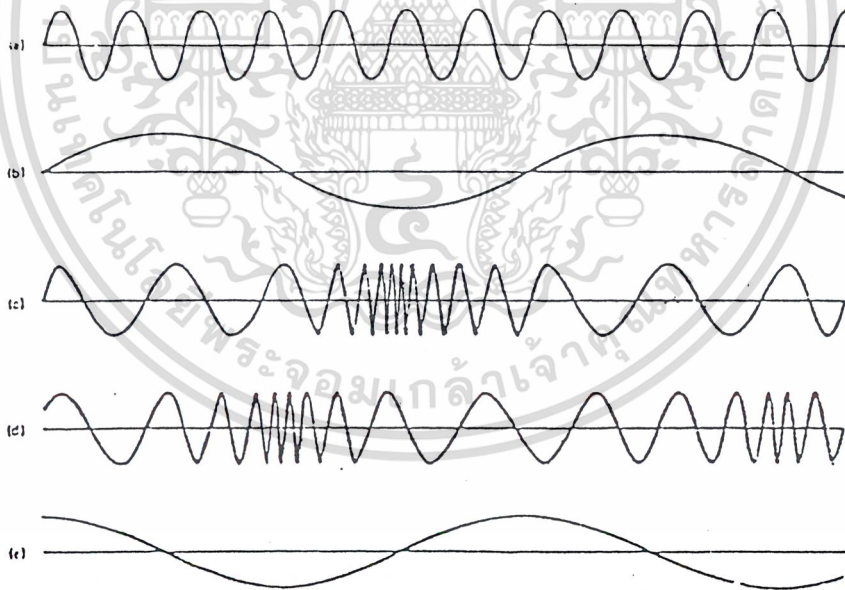
$$\text{PM} = V_c \cos(\omega_c t + K_v V_a \cos \omega_a t)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 FM = $V_c \cos[(\omega_c t + (K_f V_a \sin \omega_a t) / \omega_a)]$
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ทั้งหมดได้แสดงไว้ในตารางที่ 2.1 พร้อมทั้งรูปคลื่นของ PM และ FM หลังจากถูกมอดูเลตกับสัญญาณข่าวสาร ดังรูปที่ 2.2.3

ตารางที่ 2.2.1 สมการของสัญญาณพาหะที่มอดูเลตทางเฟสและความถี่

Type of modulation	Modulation signal	Angle-modulation wave , M(t)
(a) Phase	V(t)	$V_c \cos [\omega_c t + K V(t)]$
(b) Frequency	V(t)	$V_c \cos [(\omega_c t + K \int V(t) dt)]$
(c) Phase	$V_a \cos \omega_a t$	$V_c \cos [\omega_c t + K v_a \cos \omega_a t]$
(d) Frequency	$-V_a \sin \omega_a t$	$V_c \cos[\omega_c t + (K_1 V_a / \omega_a \cos \omega_a t)]$
(e) Frequency	$V_a \cos \omega_a t$	$V_c \cos[\omega_c t + (K_1 V_a / \omega_a \sin \omega_a t)]$



รูปที่ 2.2.3 สัญญาณพาหะที่มอดูเลตทางเฟสและความถี่ด้วยสัญญาณไซน์

จากรูปที่ 2.2.3 ได้แสดงให้เห็นรูปคลื่นของการมอดูเลตทางเฟสและความถี่ ของสัญญาณพาหะรูปคลื่นไซน์ ด้วยสัญญาณข่าวสารความถี่เดียว จะเห็นได้ว่ารูปคลื่นของ FM และ PM จะมีความสัมพันธ์ที่เหมือนกันเมื่อเทียบกับแกนเวลา การแยกความแตกต่างระหว่างรูปคลื่น FM และ PM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะใช้การเปรียบเทียบกับสัญญาณข่าวสาร ดังรูปที่ 2.2.3c แสดงรูปคลื่นของ FM ซึ่งความถี่ชั่วขณะจะเป็นสัดส่วนกับสัญญาณข่าวสาร คือ ความถี่จะเบี่ยงเบนไปจากความถี่พาหะมากที่สุด ที่แอมพลิจูดสูงสุดและต่ำสุดของสัญญาณข่าวสารและเบี่ยงเบนน้อยที่สุดที่จุดตัดศูนย์ รูปที่ 2.2.3c ความถี่เบี่ยงเบนจะมากที่สุดที่จุดตัดศูนย์ของสัญญาณข่าวสาร และเบี่ยงเบนน้อยที่สุดที่ระดับแอมพลิจูดสูงสุดและต่ำสุดของสัญญาณข่าวสาร (ความถี่เบี่ยงเบนเป็นสัดส่วนกับสโลปของสัญญาณข่าวสาร) รูปที่ 2.2.3c เป็นการอนุพันธ์อันดับหนึ่งของสัญญาณข่าวสารเมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณ PM ในรูปที่ 2.2.3d แล้วจะเห็นว่ามีการเปลี่ยนแปลงความถี่เหมือน FM สังเกตได้ว่าแอมพลิจูด ของทั้ง FM และ PM จะมีความคงที่สรุปได้ว่า

- การมอดูเลตทางความถี่ ความถี่ชั่วขณะจะเป็นสัดส่วนกับสัญญาณข่าวสาร และความถี่ชั่วขณะเป็นสัดส่วนกับอินทิกรัลของสัญญาณข่าวสาร
- การมอดูเลตทางเฟส เฟสชั่วขณะจะเป็นสัดส่วนกับสัญญาณข่าวสาร และความถี่ชั่วขณะเป็นสัดส่วนกับอนุพันธ์อันดับหนึ่ง (สโลปของคลื่น) ของสัญญาณข่าวสาร
- ความถี่เบี่ยงเบน (Frequency Deviation) ΔF คือ การเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาหะที่ถูกมอดูเลตกับสัญญาณข่าวสาร จากรูปที่ 2.2.3 จะเห็นได้ว่า ΔF เป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสาร V_a และอัตราที่ซึ่งความถี่เกิดการเปลี่ยนแปลง มีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณข่าวสาร F_a ความถี่เบี่ยงเบนโดยปกติ จะเบี่ยงเบนไปเป็นหน่วยเฮิรตซ์ ช่วงความถี่ที่เบี่ยงเบนไปจากความถี่ของคลื่นพาหะสูงสุดทางด้านสูงและต่ำ (หรือ พีค - ทุ - พีค ของความถี่เบี่ยงเบน) บางครั้งเรียกว่า carrier swing ความถี่เบี่ยงเบนนี้เป็นฟังก์ชันของ ความไวในการเบี่ยงเบนของการมอดูเลต และขนาดของสัญญาณข่าวสาร เขียนเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$\Delta F = K_f V_a \quad \text{Hz} \quad (2.10)$$

เมื่อ V_a : ขนาดพีคของสัญญาณข่าวสาร (V)

K_f : ความไวในการเบี่ยงเบน (Hz/V)

ดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index) จากการเปรียบเทียบสมการของการมอดูเลตเชิงมุมในแบบต่าง ๆ (c, d และ e) ดังตารางที่ 2.2.1 สมการของการมอดูเลตแบบเฟสหรือความถี่ด้วยสัญญาณไซน์สามารถเขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปได้ คือ

$$M(t) = V_c \cos[\omega_c t + \theta(t)]$$

หรือ $M(t) = V_c \cos[\omega_c t + m \cos \omega_a t]$ (2.11)

เมื่อ $\theta(t) = m \cos \omega_a t =$ เฟสเบี่ยงเบนชั่วขณะ

m : ดัชนีการมอดูเลต

และ $m = K_f V_a / F_a$ (PM) (2.12)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$M = K_1 V_a / \omega_a \quad (\text{FM}) \quad (2.13)$$

เมื่อ V_a : ขนาดพีคของสัญญาณข่าวสาร
เพราะฉะนั้นสำหรับ PM จะได้

$$M = (\text{rad} / \text{v}) (V_a) = \text{rad}$$

และ FM จะได้

$$\begin{aligned} M &= (2\pi F (\text{rad} / \text{v}) (V_a) / 2\pi F_a) \quad \text{rad} \\ &= \Delta F / F_a \quad (\text{ไม่มีหน่วย}) \end{aligned}$$

$\theta(t)$ คือ เฟสเบี่ยงเบนชั่วขณะ และจากสมการที่ 2.11 จะเห็นได้ว่า $\theta(t)$ เป็นฟังก์ชันของ $\cos \omega_a t$ ดังนั้นเฟสเบี่ยงเบนจะเบี่ยงเบนที่อัตราเท่ากับ ω_a (ความถี่ของสัญญาณข่าวสาร) และพีคสูงสุดของ $K V_a$ (สำหรับ PM) และ $K_1 V_a / \omega_a$ (สำหรับ FM) เพราะฉะนั้น สำหรับ PM m คือพีคของเฟสเบี่ยงเบนในหน่วยเรเดียน เรียกว่า ดัชนีการมอดูเลต สำหรับ FM ดัชนีการมอดูเลตจะไม่มีหน่วย จากสมการแสดงความสัมพันธ์ข้างต้น จะเห็นว่าสำหรับ PM แล้ว m จะไม่ขึ้นกับความถี่ของสัญญาณข่าวสาร แต่สำหรับ FM แล้ว m เป็นสัดส่วนผกผันกับความถี่ของสัญญาณข่าวสาร และจะเห็นได้ว่าทั้ง PM และ FM นั้น ดัชนีการมอดูเลตจะเป็นสัดส่วนกับความไวในการเบี่ยงเบน (K และ K_1) และขนาดของสัญญาณข่าวสาร (V_a)

ในระบบ AM ปริมาณการมอดูเลต เรานิยามวัดเป็นเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งดูได้จากการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดหรือรอบคลื่น AM ทั้งด้านต่ำสุดและสูงสุด แต่ในระบบ FM เราวัดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต โดยดูจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ โดยพีคของความถี่เบี่ยงเบนหารด้วยความถี่ของสัญญาณข่าวสาร

$$M = \Delta F / F_a \quad (2.14)$$

เมื่อ K_1 : ความไวในการเบี่ยงเบน (Hz/V)

$$\Delta F = K_1 V_a = \text{พีคของความถี่เบี่ยงเบน (Hz)}$$

$$F_a = \text{ความถี่ของสัญญาณข่าวสาร (Hz)}$$

เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต สำหรับ FM เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตเป็นสัดส่วนของความถี่เบี่ยงเบนเนื่องจากสัญญาณข่าวสารกับความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของระบบ

$$\text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต} = \Delta F / \Delta F_{\text{max}} * 100\% \quad (2.15)$$

ตัวอย่าง ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM เรากำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบสูงสุดเท่ากับ 75 กิโลเฮิร์ตซ์ และถ้าความถี่เบี่ยงเบนที่เกิดจากสัญญาณข่าวสารเท่ากับ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตเท่ากับ

$$\begin{aligned} \text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต} &= 50 \text{ KHz} / 75 \text{ KHz} * 100 \\ &= 67\% \end{aligned}$$

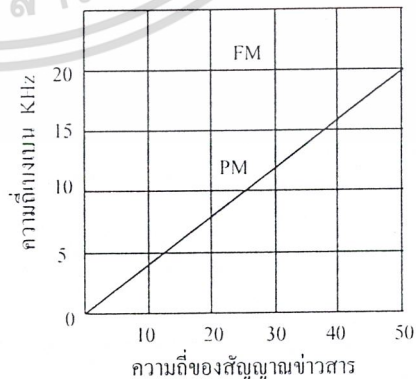
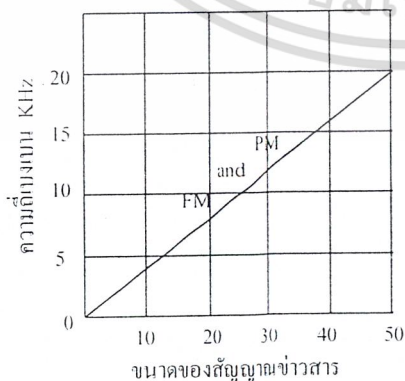
ข้อแตกต่างของสัญญาณ FM และ PM ได้แก่

สัญญาณ PM มีความถี่เบี่ยงเบน เป็นสัดส่วน โดยตรงกับทั้งความถี่และแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสาร

สัญญาณ FM มีความถี่เบี่ยงเบน เป็นสัดส่วน โดยตรงกับแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสาร โดยไม่ขึ้นกับความถี่ของสัญญาณข่าวสาร

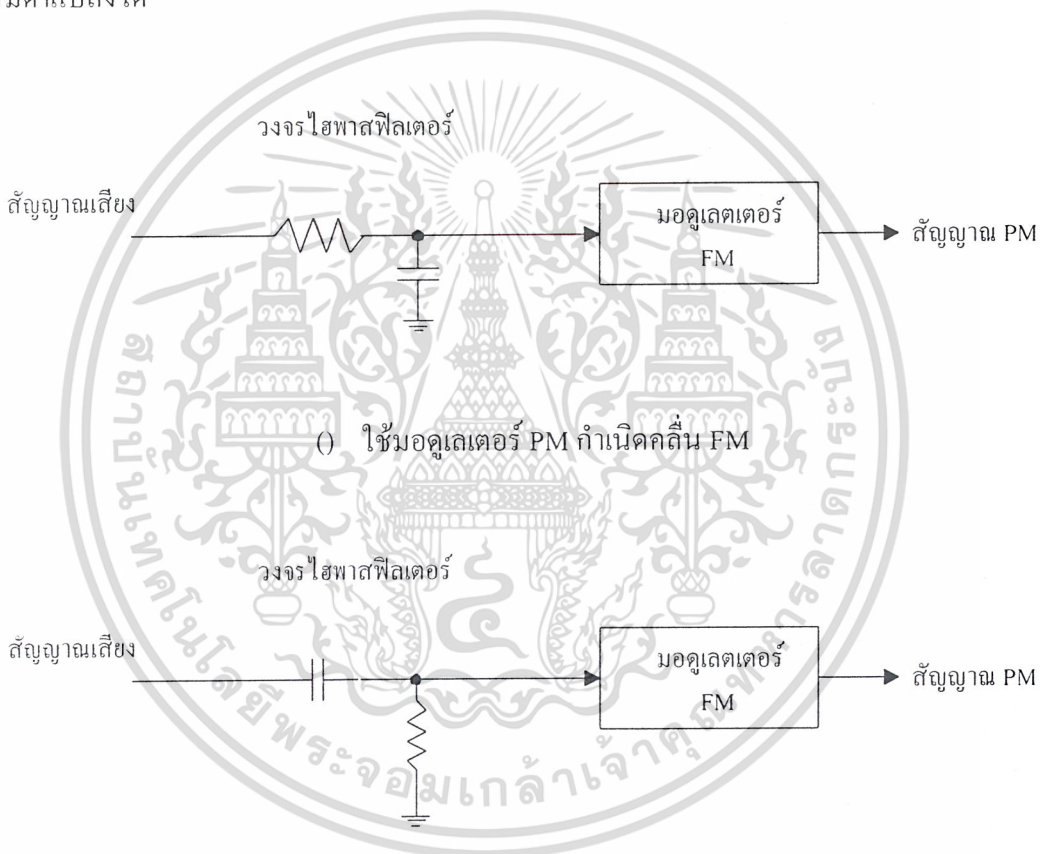
ตารางที่ 2.2.2 เปรียบเทียบค่าความถี่เบี่ยงเบนและเฟสเบี่ยงเบน

การมอดูเลต	ความถี่เบี่ยงเบน	เฟสเบี่ยงเบน
ระบบ FM	เป็นสัดส่วนกับแรงดันของสัญญาณมอดูเลต	เป็นสัดส่วนกับแรงดันและเป็นสัดส่วนผกผันกับความถี่ของสัญญาณมอดูเลต
ระบบ PM	เป็นสัดส่วนทั้งแรงดันและความถี่ของสัญญาณมอดูเลต	เป็นสัดส่วนกับแรงดันของสัญญาณมอดูเลต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 2.4 เปรียบเทียบความถี่เบี่ยงเบนระหว่าง FM และ PM ซึ่งประโยชน์ด้านการคำนวณ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าเราใช้สัญญาณเสียงความถี่เดียว มอดูเลตให้กับสัญญาณพาหะ ให้มีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากัน ทั้งสัญญาณ FM และ PM ก็จะมีรูปคลื่นเหมือนกันทุกประการ แต่เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณมอดูเลต จะเห็นความแตกต่างระหว่างสัญญาณ FM และ PM จะมีความถี่เบี่ยงเบนสูงขึ้น แต่สัญญาณ FM จะมีความถี่เบี่ยงเบนเท่าเดิม (อัตราการเบี่ยงเบนเท่ากันที่เพิ่มขึ้น) ด้วยเหตุนี้การแปลงวงจรมอดูเลตแบบ FM เป็น PM หรือแบบ PM เป็น FM เราสามารถใช้วงจรฟิลเตอร์ RC ธรรมดาแปลงได้



รูปที่ 2.2.5 การแปลงระหว่างคลื่น PM กับ FM

จากรูปที่ 2.2.5 เราใช้วงจรฟิลเตอร์ชนิด lowpass filter ทำหน้าที่ลดทอนแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสารเมื่อความถี่สูงขึ้น สัญญาณที่ได้เมื่อป้อนให้แก่วงจรเฟสมอดูเลเตอร์ การลดทอนแอมพลิจูดก็จะเพิ่มขึ้น ทำให้การเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณข่าวสาร ไม่มีผลต่อความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณพาหะ คุณสมบัตินี้ก็เป็นคุณสมบัติของสัญญาณ FM นั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทำนองเดียวกัน ถ้าเราต้องการแปลงการมอดูเลตแบบ FM ให้ได้เป็นสัญญาณ PM เราสามารถใช้วงจรฟิลเตอร์ชนิด highpass filter เพื่อลดทอนสัญญาณความถี่ต่ำ ทำให้ความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณพาหะลดลง เมื่อความถี่สัญญาณข่าวสารลดลง ก็จะได้ความถี่ซึ่งมีคุณสมบัติเหมือนกับสัญญาณ PM

การวิเคราะห์ไซด์แบนด์ของสัญญาณ FM และ PM

ในการมอดูเลตเชิงมุม ส่วนประกอบความถี่ของสัญญาณพาหะที่ถูกมอดูเลต (หรือไซด์แบนด์ของทั้ง FM และ PM) มีความยากในการศึกษามากกว่าการมอดูเลตทางแอมพลิจูด ทั้งนี้เพราะในการมอดูเลตทางความถี่หรือเฟส ด้วยสัญญาณ ข่าวสารรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่คงที่ จะทำให้เกิดไซด์แบนด์จำนวนนับอนันต์ อย่างไรก็ตาม ไซด์แบนด์ที่อยู่ห่างจากความถี่กลางมาก ๆ มักมีแอมพลิจูดเล็กมาก สามารถละทิ้งได้

ในการวิเคราะห์ไซด์แบนด์ของสัญญาณ FM หรือ PM จะใช้สัญญาณไซน์ความถี่หนึ่งทำให้เกิดพีคของเฟสเบี่ยงเบน m เรเดียน เมื่อ m คือ ดัชนีการมอดูเลต และจากสมการที่ 2.11 เมื่อสัญญาณข่าวสารเท่ากับ ω_a จะได้

$$M(t) = V_c \cos(\omega_c t + m \cos \omega_m t)$$

จากสมการที่ 2.11 สามารถเห็นส่วนประกอบความถี่ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตได้ชัดเจน อย่างไรก็ตามเราสามารถใช้อนุกรมของ Bessel function มาแสดงส่วนประกอบความถี่ให้เห็นได้ชัดได้ โดยใช้สมการต่อไปนี้

$$\cos(\alpha + m \cos \beta) = \sum J_n(m) \cos(\alpha + n\beta + n\pi/2) \quad (2.16)$$

ถ้านำสมการที่ 2.16 แทนในสมการที่ 2.11 จะได้

$$M(t) = V_c \sum J_n(m) \cos(\omega_c t + n\omega_a t + n\pi/2) \quad (2.17)$$

เพราะฉะนั้นจะได้ 4 เทอมแรก คือ

$$\begin{aligned} M(t) = & V_c \{ J_0(m) \cos \omega_c t + J_1(m) \cos[(\omega_c + \omega_a)t + \pi/2] \\ & + J_1(m) \cos[(\omega_c - \omega_a)t + \pi/2] - J_2(m) \cos[(\omega_c + 2\omega_a)t] \\ & - J_2(m) \cos[(\omega_c - 2\omega_a)t] + \dots \} \end{aligned} \quad (2.18)$$

จากสมการที่ 2.17 และ 2.18 แสดงให้เห็นได้ว่าความถี่ของสัญญาณข่าวสารความถี่เดียวสามารถทำให้เกิดไซด์แบนด์ได้จำนวนนับอนันต์ ($F_a, 2F_a, 3F_a, \dots$) และขนาดของแต่ละไซด์แบนด์คือค่า $J_1(m), J_2(m), \dots$ ดังตารางที่ 2.2.3 ซึ่งแสดงเฉพาะไซด์แบนด์สำคัญเท่านั้น โดยจะตัดไซด์แบนด์ที่มีแอมพลิจูดน้อยกว่า 1% ของสัญญาณพาหะ สังเกตที่ $m = 2.4$ จะได้ $J_0(m) = 0$ นั่นคือ ไม่มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ห้ามมิให้คัดลอกหรือใช้เพื่อวัตถุประสงค์อื่นใดโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

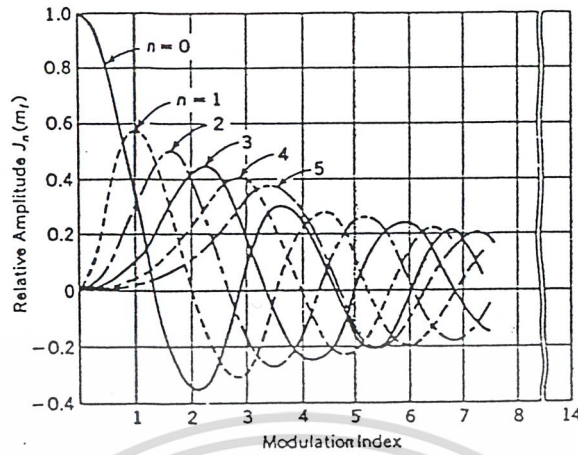
การมอดูเลตแบบ FM สัญญาณพาหะจะเกิดขึ้นอีกเมื่อ m มีค่ามากขึ้น และเมื่อ m มีค่าประมาณ 5.4 สัญญาณพาหะก็จะหายไปอีก รูปที่ 2.2.7 แสดงกราฟแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะและไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่าง ๆ จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็นศูนย์ จะมีคลื่นพาหะอย่างเดียวเท่ากับ 1 หน่วย (คลื่นไซด์แบนด์เป็นศูนย์) เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นจำนวนไซด์แบนด์จะเพิ่มขึ้น แอมพลิจูดของไซด์แบนด์จะใหญ่ขึ้น แต่แอมพลิจูดของสัญญาณพาหะกลับเล็กลง จนกระทั่งดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 2.4 คลื่นพาหะจะเป็นศูนย์ ตอนนี้ง่ามของคลื่น FM จะไปอยู่ในไซด์แบนด์ทั้งหมด เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นอีก คลื่นพาหะก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นอีก ถ้ามีค่าติดลบ แสดงว่ามีเฟสตรงกันข้าม สังเกตว่าจุดที่คลื่นพาหะเป็นศูนย์นั้นมีหลายจุด

จากตารางที่ 2.2.3 จะเห็นว่าเมื่อ m เพิ่มขึ้น จำนวนของไซด์แบนด์คู่ที่สำคัญก็จะมากขึ้น ดังนั้นแบนด์วิดท์ของการมอดูเลตเชิงมุม จึงเป็นสัดส่วน โดยตรงกับดัชนีการมอดูเลต

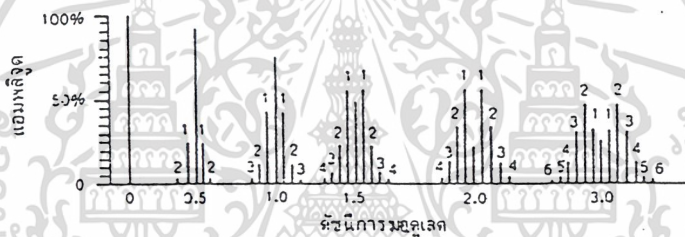
ตารางที่ 2.2.3 การใช้ Bessel function หาส่วนประกอบความถี่หรือไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่าง ๆ

Sidebands (Pairs)

Modulation index	Carrier	1st	2d	3d	4th	5th	6th	7th	8th
0.00	1.00	-	-	-	-	-	-	-	-
0.25	0.98	0.12	-	-	-	-	-	-	-
0.5	0.94	0.24	0.03	-	-	-	-	-	-
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	-	-	-	-	-
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	-	-	-	-
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	-	-	-	-
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	-	-	-
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	-	-
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	-
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02



รูปที่ 2.2.6 กราฟแสดงแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะและไซด์แบนด์ในระบบ FM



รูปที่ 2.2.7 รูปคลื่น FM ในเชิงความถี่ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตต่าง ๆ

แบนด์วิดท์ของการมอดูเลตเชิงมุม

ในปี ค. ศ. 1922 ทฤษฎีทางคณิตศาสตร์ของ J.R.Carson ได้แสดงให้เห็นว่าการมอดูเลตทางความถี่ไม่สามารถทำให้แบนด์วิดท์แคบได้เหมือน AM จากทฤษฎีข้างต้นจะเห็นว่าแบนด์วิดท์ของคลื่นพาหะที่ถูกมอดูเลตเชิงมุม จะเป็นฟังก์ชันของความถี่ของสัญญาณข่าวสารและดัชนีการมอดูเลต โดยทั่วไปแล้วถ้าเป็นการมอดูเลตแบบ AM จะต้องการแบนด์วิดท์ 2 กิโลเฮิร์ตซ์ และซึ่งเกิดไซด์แบนด์ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ เท่านั้น รูปคลื่นที่ได้จากการมอดูเลตเชิงมุม โดยทั่วไปมักจะแบ่งดัชนีการมอดูเลตออกเป็น 3 ระดับคือ สูง กลาง และ ต่ำ ที่ดัชนีการมอดูเลตต่ำ พิกของเฟสเบี่ยงเบน (ดัชนีการมอดูเลต) จะน้อยกว่า 1 เรเดียน และที่ดัชนีการมอดูเลต พิกของเฟสเบี่ยงเบนจะมากกว่า 10 ดังนั้นดัชนีการมอดูเลตระหว่าง 1 ถึง 10 จัดอยู่ในพวกดัชนีการมอดูเลตปานกลาง จากตารางที่ 2.2.3 จะเห็นว่าที่ดัชนีการมอดูเลตระดับต่ำสัญญาณข่าวสารจะถูกพาไปโดยไซด์แบนด์ด้านข้าง และต้องการแบนด์วิดท์แคบ ประมาณ 2 เท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณข่าวสาร ส่วนที่ดัชนีการมอดูเลตระดับสูง วิถีหาแบนด์วิดท์จะใช้วิธีที่เรียกว่า Quasi-stationary สำหรับวิธีนี้จะสมมติว่าสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข่าวสารจะเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ ตัวอย่างเช่น ในระบบ FM ความไวในการเบี่ยงเบน $K_f = 2\pi \cdot 2000 \text{ rad/sec}$ และมีสัญญาณข่าวสารขนาด 1 Vp พิกัดความถี่เบี่ยงเบน $\Delta F = 2000$ เฮิรตซ์ ถ้าอัตราการเปลี่ยนแปลงของความถี่ของสัญญาณข่าวสารช้ามาก แบนด์วิดท์จะถูกกำหนดโดย พิก-ทู-พิก ของความถี่เบี่ยงเบน ดังนั้นสำหรับดัชนีการมอดูเลตระดับสูง แบนด์วิดท์ต่ำสุดที่ได้คือ พิก-ทู-พิก ของความถี่เบี่ยงเบนหรือ 2 เท่าของพิกของความถี่เบี่ยงเบน

ดังนั้นสำหรับดัชนีการมอดูเลตระดับต่ำสุดที่ต้องการมีค่าประมาณ

$$B = 2F_a \quad (2.19)$$

และที่ดัชนีการมอดูเลตระดับสูง แบนด์วิดท์ต่ำสุดที่ต้องการมีค่าประมาณ

$$B = 2(\Delta F) \quad (2.20)$$

สำหรับแบนด์วิดท์ที่แท้จริง ที่ใช้เป็นทางผ่านของ ไซค์แบนด์ สำคัญทุกตัวของคลื่นมอดูเลตเชิงมุมคือ

$$B = 2(n \cdot F_a) \quad (2.21)$$

เมื่อ n : จำนวนของไซค์แบนด์ที่สำคัญตามตารางที่ 2.2.3

F_a : ความถี่สูงสุดของสัญญาณข่าวสาร

การหาแบนด์วิดท์โดยวิธีประมาณของ Carson โดยไม่คำนึงถึงค่าดัชนีการมอดูเลตเรียกว่า Carson's Rule โดยประมาณค่าแบนด์วิดท์ต่ำสุดของคลื่นที่มอดูเลตเชิงมุมว่า

$$B = 2(\Delta F + F_a) \quad (2.22)$$

เมื่อ ΔF : พิกของความถี่เบี่ยงเบน

F_a : ความถี่สูงสุดของสัญญาณข่าวสาร

อัตราการใช้เบี่ยงเบน (Deviation Ratio)

ในระบบ FM แบนด์วิดท์ต่ำสุดจะเกิดขึ้นได้เมื่อความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดเกิดขึ้น โดยความถี่ของสัญญาณข่าวสารสูงสุด (ความถี่ของสัญญาณข่าวสารสูงสุด เกิดขึ้นพร้อมกันกับแอมพลิจูดสูงสุด) โดยนิยามแล้ว อัตราการใช้เบี่ยงเบน คือ ดัชนีการมอดูเลตที่แย่ที่สุดของระบบ (worst case) ซึ่งมีค่าเท่ากับพิกของความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดหารด้วยความถี่สูงสุดของสัญญาณข่าวสารที่ดัชนีการมอดูเลตที่แย่ที่สุดของระบบนี้ จะทำให้เกิดสเปกตรัมความถี่กว้างมากที่สุด อัตราการใช้เบี่ยงเบนเขียนเป็นสมการได้ คือ

$$\text{อัตราการใช้เบี่ยงเบน} = \Delta F_{\max} / F_{a_{\max}} \quad (2.23)$$

เมื่อ $F_{a_{\max}}$: ความถี่ของสัญญาณข่าวสารสูงสุด (Hz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ ΔF_{\max} พิกของความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด (Hz) ห้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

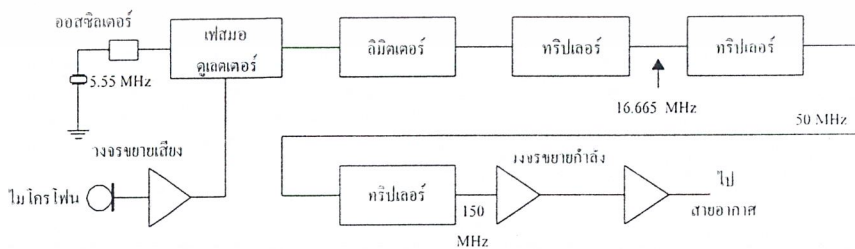
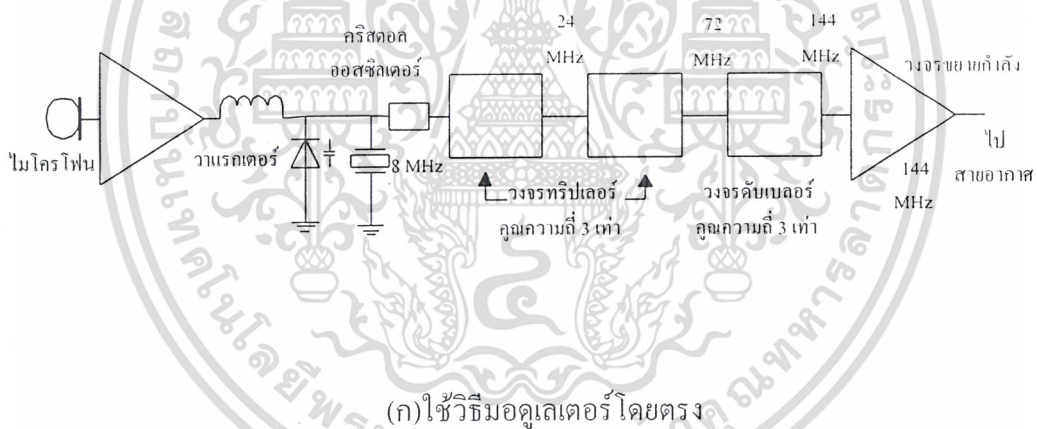
ในระบบกระจายเสียง FM ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดที่ FCC กำหนดไว้คือ 75 กิโลเฮิร์ตซ์ และความถี่ของสัญญาณข่าวสารสูงสุดเท่ากับ 15 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นอัตราการเบี่ยงเบนของระบบกระจายเสียง FM มีค่าเท่ากับ 5 ค่าที่ได้นี้ไม่ได้หมายความว่า เมื่อดัชนีการมอดูเลตมีค่าเท่ากับ 5 เกิดขึ้น จะทำให้เกิดแบนด์วิดท์สูงสุด แต่มีความหมายว่า เมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 5 เกิดขึ้นเนื่องจากความถี่สูงสุดของสัญญาณข่าวสาร จะเกิดแบนด์วิดท์สูงสุด

2.3 เครื่องรับ-ส่งวิทยุ FM

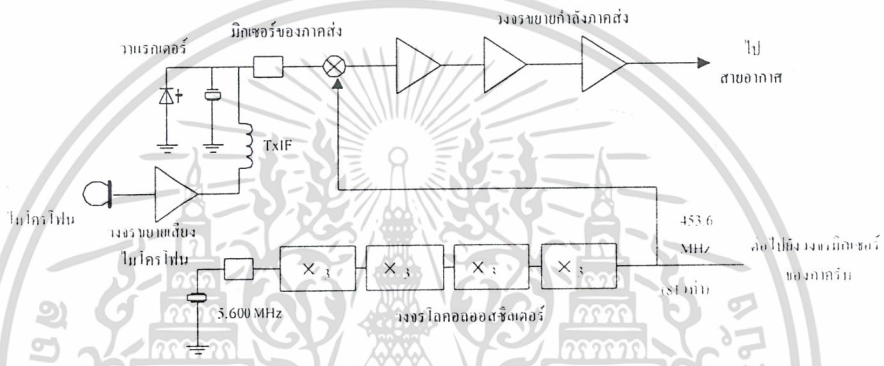
ภาคเครื่องส่ง

ในวงจรพื้นฐานของระบบเครื่องจะประกอบไปด้วย ออสซิลเลเตอร์กับมอดูเลเตอร์ และ วงจรมัลติพลาย ซึ่งทำหน้าที่คูณความถี่ให้ได้ตามต้องการ เพื่อขยายกำลังส่งออกอากาศต่อไป รูปที่ 2.3.1 สัญญาณ FM จากมอดูเลเตอร์จะผ่านการคูณความถี่ 3 เท่า รวม 2 ครั้งเป็น 9 เท่า

2.3.1 สัญญาณ FM จากมอดูเลเตอร์จะผ่านการคูณความถี่ 3 เท่า รวม 2 ครั้งเป็น 9 เท่า



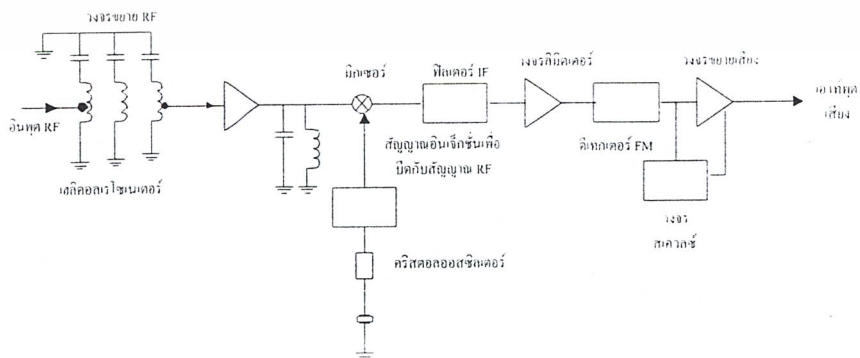
เครื่องส่งบางชนิด (ดังรูปที่ 2.3.2) จะทำการมอดูเลตที่ความถี่ IF ของภาคเครื่องรับเสียก่อนแล้วจึงนำไปเฮตเตอร์โรดัยกับความถี่ของ โดคอลลอสซิลเลเตอร์เพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ ในที่นี้ความถี่ IF ของภาเครื่องรับเท่ากับ 21.4 MHz และความถี่โดคอลลอสซิลเลเตอร์เท่ากับ 453.6 MHz (ได้จากการคูณความถี่คริสตอล 5.6 เมกะเฮิร์ตซ์ 81 เท่า) วิธีนี้มีข้อดีตรงที่เราใช้คริสตอลเพียงก้อนเดียวต่อความถี่ใช้งานหนึ่งความถี่ โดยใช้ร่วมกันทั้งสภาวะรับและสภาวะส่ง นอกจากนี้ภาคเครื่องส่งก็ไม่จำเป็นต้องมีวงจรมัลติพลายต่างหากอีก



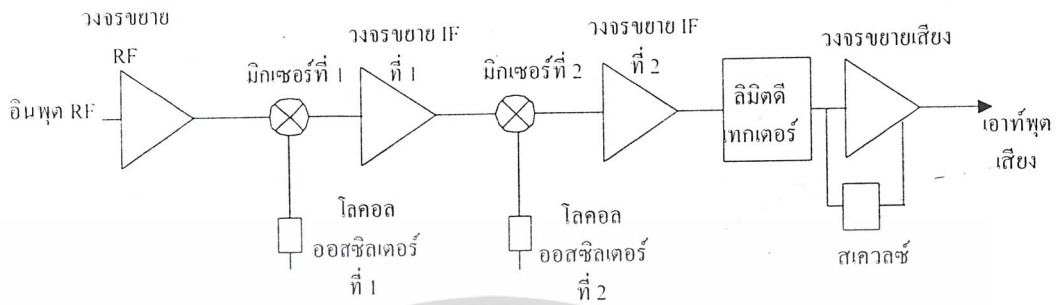
รูปที่ 2.3.2 แผนผังของเครื่องส่ง UHF / FM

ภาคเครื่องรับ

เครื่องรับ FM ในย่านความถี่ VHF ส่วนใหญ่เป็นแบบดับเบิลคอนเวอร์ชัน สำหรับในย่านความถี่ VHF บางครั้งอาจใช้แบบทริเปิลคอนเวอร์ชัน (triple conversion) รูปที่ 2.3.3 แสดงแผนผังของเครื่องรับชนิดซิงเกิลคอนเวอร์ชัน สังเกตว่าวงจรส่วนหน้าชนิดที่มีค่า Q สูงมาก เรียกว่าเฮลิคัลคอนเวโรเซนเตอร์ (helical resonator) ส่วนในรูปที่ 2.3.4 แสดงแผนผังของเครื่องรับชนิดดับเบิลคอนเวอร์ชัน



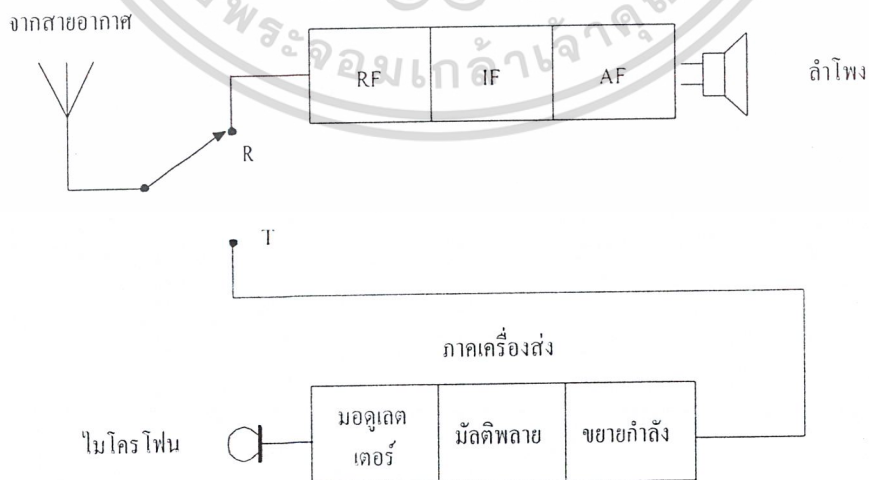
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับที่ 2.3.3 เครื่องรับ FM แบบซิงเกิลคอนเวอร์ชันนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3.4 เครื่องรับ FM แบบดับเบิลคอนเวอร์ชัน

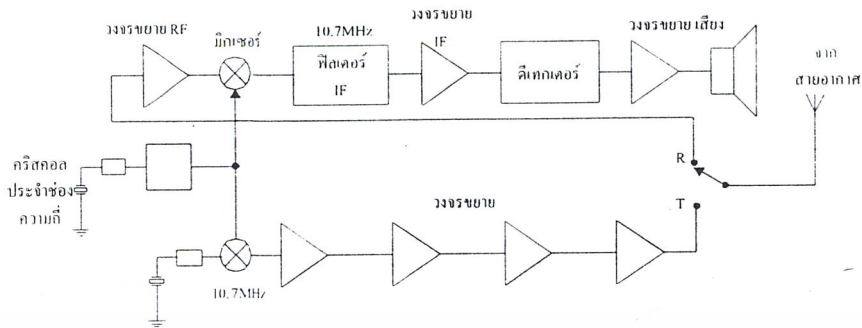
ตัวอย่างเครื่องรับ-ส่งวิทยุ FM

เครื่องรับ-ส่งวิทยุส่วนใหญ่ ภาคเครื่องรับกับภาคเครื่องส่งจะแยกออกจากกันโดยไม่ใช้วงจรร่วมกันดังแผนผังที่แสดงในรูปที่ 2.3.5 แต่ก็ยังมีเครื่องรับ-ส่งวิทยุบางชนิดที่ใช้วงจร โลคอลออสซิลเลเตอร์ร่วมกัน ดังรูปที่ 2.3.6 โดยใช้คริสตอลเพียงก้อนเดียวกันทั้งในสภาวะรับและสภาวะส่ง สังเกตว่าในสภาวะส่งเราจำเป็นต้องนำสัญญาณ โลคอลออสซิลเลเตอร์มา믹ซ์กับออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ IF เสียก่อนเพื่อให้ได้ความถี่ใช้งานที่ต้องการ สังเกตอีกด้วยว่าความถี่ของออสซิลเลเตอร์ในสภาวะรับกับสภาวะส่งจะต่างกันอยู่เท่ากับความถี่ IF



รูปที่ 2.3.5 เครื่องรับ-ส่งวิทยุ FM ซึ่งแยกภาคเครื่องรับและเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



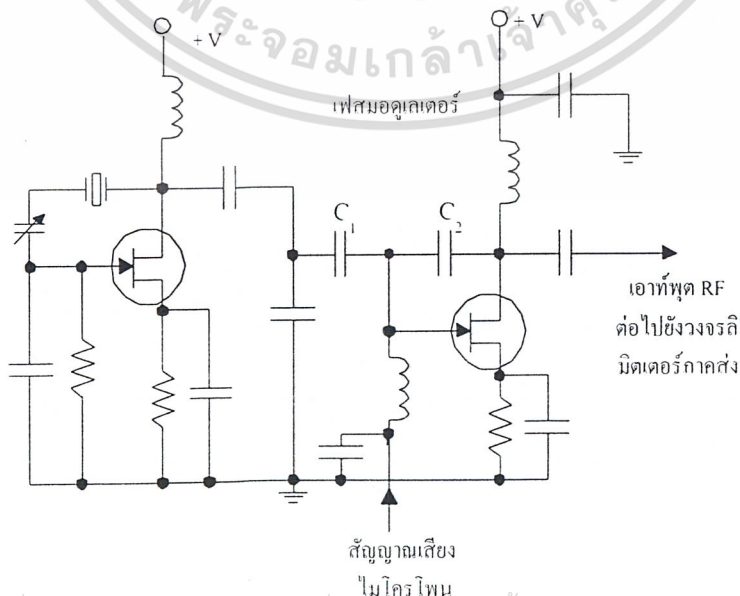
รูปที่ 2.3.6 เครื่องรับ-ส่งวิทยุ FM แบบใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ร่วมกัน

วงพื้นฐานของเครื่องรับ-ส่งวิทยุ

1. มอดูเลเตอร์ FM การกำเนิดสัญญาณ FM สามารถทำได้ 2 วิธี คือ วิธี FM โดยตรง (direct FM) ซึ่งต่อวงจรรีแอกแตนซ์เข้ากับแรมป์คัมความถี่ แล้วเปลี่ยนความถี่ของคริสตัลออสซิลเลเตอร์ โดยเปลี่ยนค่ารีแอกแตนซ์ของวาแรกเตอร์ไดโอด ตัวอย่างเช่น

มอดูเลเตอร์ใช้วาแรกเตอร์

วงจรในรูปที่ 2.3.7 เป็นวงจรมอดูเลเตอร์อีกชนิดหนึ่ง ประกอบด้วยวาแรกเตอร์ไดโอด D1 ในวงจรเพียซออสซิลเลเตอร์ (Pierce oscillator) แรมป์คัมความถี่ (Y1) สำหรับ R1 และ R2 เป็นวงจรไบแอสให้แก่วาแรกเตอร์เพื่อให้มีความถี่ให้ออสซิลเลเตอร์อยู่ตรงกลางความถี่กลาง ๆ เมื่อป้อนสัญญาณเสียงให้แก่วาแรกเตอร์ แรงดันเสียงก็จะบวกและลบกับไฟไบแอส ทำให้ความถี่เปลี่ยนแปลง และความถี่ของออสซิลเลเตอร์ก็เป็นเปลี่ยนแปลงไปด้วย



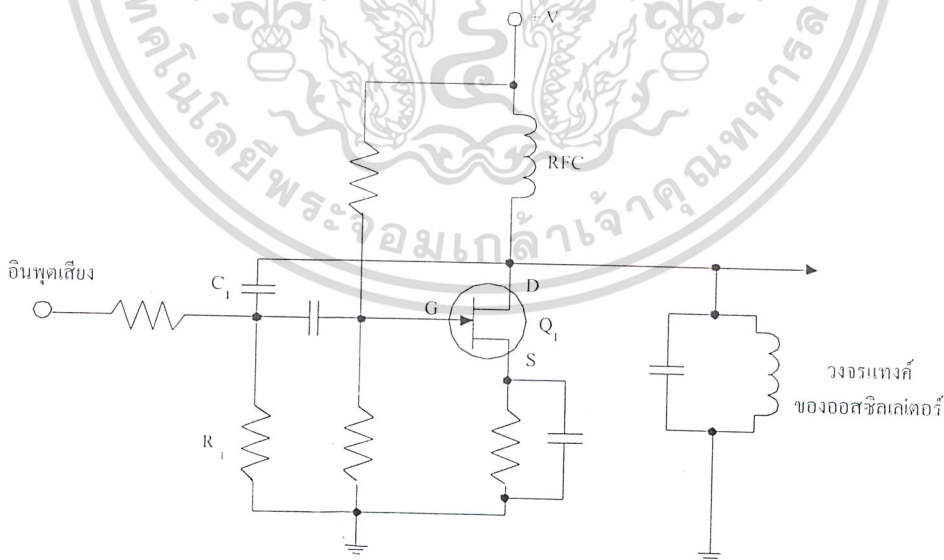
เมื่อสัญญาณเสียงแกว่ง (Swing) หรือเปลี่ยนค่าไปทางบวก แรงดันไบแอสแบบกลับทาง ที่คร่อมวาเรกเตอร์ก็จะเพิ่มขึ้น ความจุจะลดลง ทำให้ความถี่ออสซิลเลเตอร์สูงขึ้น เมื่อสัญญาณเสียงแกว่งไปทางลบไฟไบแอสกลับทางคร่อมวาเรกเตอร์ก็จะลดลง ความจุของวาเรกเตอร์จะมากขึ้น ทำให้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์ลดลง

ถ้าสัญญาณเสียงเป็น โทน (เสียง) 1000 Hz ความถี่ของออสซิลเลเตอร์จะแกว่งไปมาระหว่างความถี่กลางด้วยอัตรา 1000 ครั้งต่อวินาที (อัตราเบี่ยงเบนนั่นเอง) อัตราการเบี่ยงเบนความถี่จะเท่ากับค่าของสัญญาณเสียง ถ้าแอมพลิจูดของสัญญาณเสียงเพิ่มขึ้น ช่วงเปลี่ยนแปลงความจุของวาเรกเตอร์จะกว้างมากขึ้น นั่นคือช่วงความถี่เบี่ยงเบนกว้างขึ้น

มอดูเลเตอร์ชนิดที่ใช้วาเรกเตอร์นี้ ได้รับความนิยมนแพร่หลายมากเพราะสะดวกและมีเสถียรภาพดี (เพราะใช้แร่กับกับค่าความถี่)

รีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์

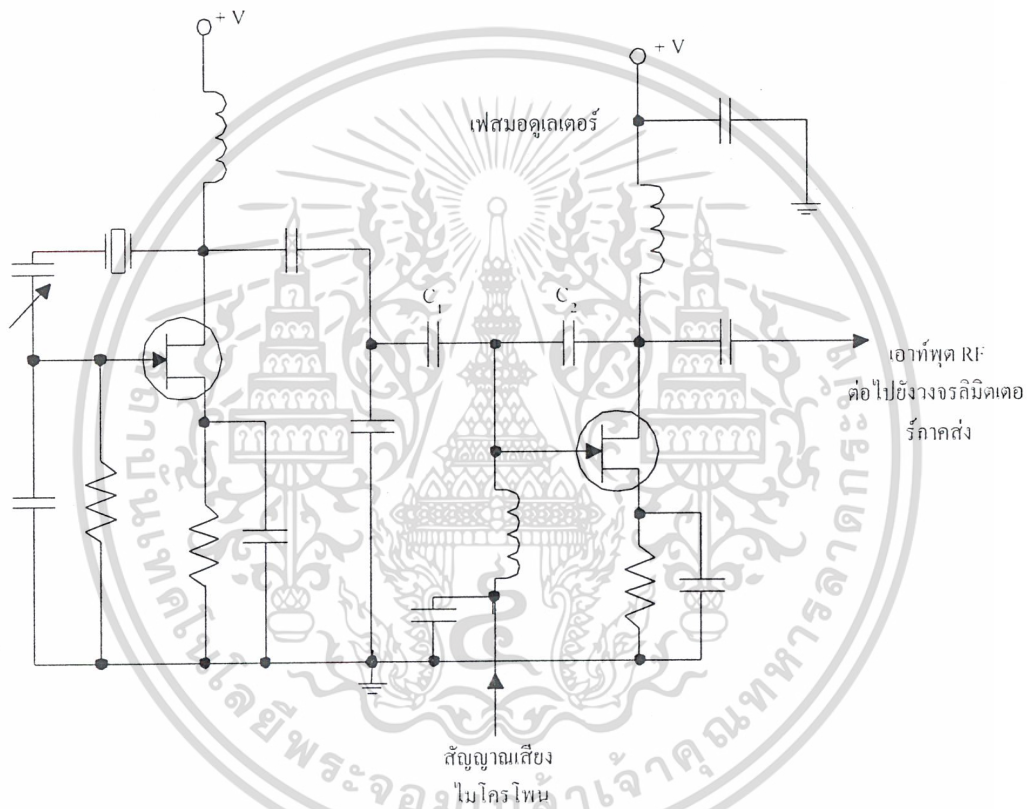
หลักการของวงจรรีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์ก็คือ ไบแอส FET หรือทรานซิสเตอร์ เป็นตัวที่ทำหน้าที่เป็นรีแอกแตนซ์ (ความจุหรือความเหนี่ยวนำ) ในวงจรแทงคี่ของออสซิลเลเตอร์ ฉะนั้นเมื่อป้อนสัญญาณเสียงมาอมอดูเลเตอร์ ค่ารีแอกแตนซ์จะแปรเปลี่ยนไป ทำให้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนแปลงด้วย



รูปที่ 2.3.8 วงจรรีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธี FM โดยอ้อม (indirect FM) เราใช้วิธีมอดูเลตทางเฟสได้เป็นสัญญาณ PM แล้วเปลี่ยนสัญญาณให้เป็นสัญญาณ FM โดยการแก้ผลตอบแทนของความถี่ของสัญญาณเสียงที่จะเข้าทำการมอดูเลตปกติความถี่เบี่ยงเบนจะมีค่า ± 5 กิโลเฮิร์ตซ์ (คิรวม 2 ข้างเท่ากับ 10 กิโลเฮิร์ตซ์) โดยทั่วไปเร่บั้งคับความถี่จะเปลี่ยนไปได้ประมาณ 0.05 เปอร์เซนต์ นั่นคือสามารถมอดูเลตให้ความถี่เบี่ยงเบนไปได้ ประมาณ ± 5 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 2.3.9 วิธี FM โดยอ้อมใช้เฟสมอดูเลเตอร์

ความจริงการกำเนิดสัญญาณ FM ทั้งสองวิธีก็ให้ผลคล้ายกันจะแตกต่างกันก็ตรงที่ในกรณีเฟสมอดูเลชัน ความถี่เบี่ยงเบนมีค่าเป็นสัดส่วนกับความถี่ของสัญญาณที่มอดูเลต เมื่อความถี่เสียงยิ่งสูงความถี่เบี่ยงเบนจะยิ่งมาก นั่นคือที่ความถี่ศูนย์หรือ DC จะไม่มีการมอดูเลต ฉะนั้นเมื่อสัญญาณ PM จากเฟสมอดูเลเตอร์ จะต้องถูกแปลง ให้เป็นสัญญาณ FM ก็สามารรถทำได้โดยนำสัญญาณเสียงมาผ่านกรรมวิธีเพื่อให้สัญญาณความถี่ต่ำๆ แรงขึ้น ก่อนที่จะป้อนเข้ามอดูเลต

บทที่ 3

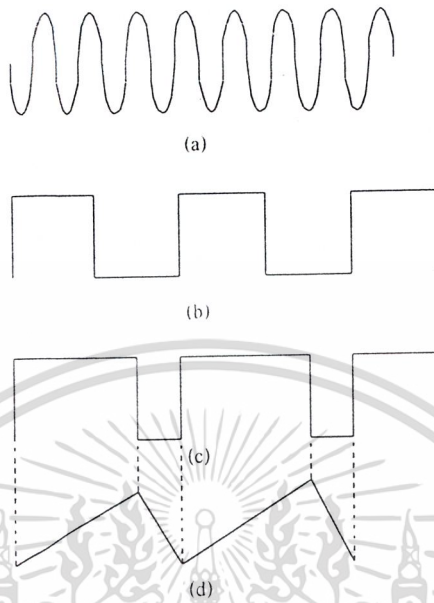
โครงสร้างของวิทยุควบคุมระยะไกล 27 MHz ขนาด 20 วัตต์

3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator Circuits)

วงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรชนิดหนึ่งที่ใช้ทรานซิสเตอร์หรือหลอดสูญญากาศในการให้กำเนิดสัญญาณไฟสลับขึ้นที่เอาต์พุต โดยพื้นฐานแล้ววงจรออสซิลเลเตอร์นี้ก็คือ วงจรขยายสัญญาณหรือวงจรแอมพลิไฟเออร์นั่นเอง แต่ข้อแตกต่างจะอยู่ที่วงจรออสซิลเลเตอร์ประกอบด้วยวงจรป้อนกลับสัญญาณจากเอาต์พุตไปยังอินพุตแต่อย่างใด วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดที่นิยมใช้กันมากก็ได้แก่ วงจรจูน RF ออสซิลเลเตอร์ (Tuned RF Oscillator) ซึ่งประกอบด้วยอินดักแตนซ์ L และคาปาซิเตอร์ C ในการผลิตสัญญาณคลื่นไซน์ที่มีความถี่ที่แน่นอนที่ ออกที่เอาต์พุต

การส่งคลื่นวิทยุทุกชนิด จำเป็นต้องใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ในการผลิตสัญญาณคลื่นพาหะ RF (RF carrier waves) เช่น การใช้งานในเครื่องผลิตสัญญาณ (Signal generator) ซึ่งสามารถผลิตได้ทั้งสัญญาณความถี่ต่ำหรือสัญญาณออดิโอและสัญญาณคลื่นวิทยุได้ด้วยเช่นกัน นอกจากนี้ในวงจรดิจิทัล ออสซิลเลเตอร์ยังถูกใช้เป็นตัวผลิตสัญญาณนาฬิกาหรือสัญญาณคล็อก (Clock signal) ให้แก่มัลติไวเบรเตอร์

สัญญาณคลื่นของวงจรออสซิลเลเตอร์ ที่ผลิตได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 3.1.1 จากรูปที่ 3.1.1 (a) เป็นสัญญาณคลื่นที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์แบบจูน LC ในรูปที่ 3.1.1 (b) เป็นคลื่นสี่เหลี่ยม (square wave) ของวงจรพัลส์ออสซิลเลเตอร์แบบสมมาตรที่มีช่วงเวลา ON และ OFF เท่ากัน โดยทั่ว ๆ ไปเรียกวงจรชนิดนี้ว่า สแควร์เวฟเจเนอเรเตอร์ (Square wave Generator) หรือวงผลิตคลื่นสี่เหลี่ยมในรูปที่ 3.1.1 (c) เป็นรูปคลื่นที่มีลักษณะคล้ายกับคลื่นในรูปที่ 3.1.1 (b) แต่ไม่สมมาตร โดยช่วงเวลา ON และ OFF จะแตกต่างกัน ดังนั้นช่วงเวลาของระดับแรงดันไฟฟ้าสูงและต่ำจึงแตกต่างกันไปด้วย รูปคลื่นในลักษณะนี้เรียกว่า เร็กแทงกูร์อัล (rectangular) ส่วนคลื่นรูปฟันเลื่อย จากรูปที่ 3.1.1 (d) นั้นสามารถถูกผลิตได้จากคลื่นในรูปที่ 3.1.1 (c) โดยทำการป้อนสัญญาณคลื่นเร็กแทงกูร์อัลไปชาร์จและดิสชาร์จคาปาซิเตอร์ C ผ่านตัวต้านทานอนุกรม R ในขณะที่แรงดันไฟฟ้ามีค่าสูง C จะถูกชาร์จอย่างช้า ๆ ผ่าน R และเมื่อแรงดันไฟฟ้าชาร์จลดลง C จะดิสชาร์จอย่างรวดเร็วผ่าน R ทำให้เกิดเป็นคลื่นรูปฟันเลื่อยขึ้นส่วนความถี่ของคลื่นนั้นจะเท่ากับ ความถี่คลื่นอินพุตนั่นเอง วงจรดังกล่าวนี้จึงถูกเรียกว่า วงจรผลิตคลื่นรูปฟันเลื่อย (Sawtooth wave Generator) ส่วนคลื่นรูปฟันเลื่อยเรียกได้อย่างหนึ่งว่า แรงดันไฟแรมป์ (Ramp voltage)



รูปที่ 3.1 รูปคลื่นที่เอาท์พุทของออสซิลเลเตอร์ชนิดต่างๆ

- (a) คลื่นไซน์
- (b) คลื่นสแควร์หรือสี่เหลี่ยมสมมาตร
- (c) คลื่นเร็กเทงกูรัลหรือคลื่นรูปสี่เหลี่ยมไม่สมมาตร
- (d) คลื่นรูปฟันเลื่อยหรือแรงดันไฟแฟมป์

คริสตัลออสซิลเลเตอร์

การผลิตออสซิลเลเตอร์ชนิดนี้จะใช้ ผลึกควอทซ์ (quartz crystal) เป็นวัสดุคิบ ในกรณีที่ต้องการความเที่ยงตรงสูงในการควบคุมความถี่ที่ความถี่โซแนนท์คริสตัลมีคุณสมบัติเหมือนกับเป็นอิลคโตรเมคคานิคอลออสซิลเลเตอร์ที่มีคุณสมบัติเทียบเท่ากับวงจร LC แต่ทว่ามีค่า Q สูงกว่า ปกติความถี่โซแนนท์ของคริสตัลออสซิลเลเตอร์อยู่ระหว่าง 0.5 ถึง 30 MHz ดังนั้นจึงสามารถใช้ทดแทนวงจร LC ในวงจรออสซิลเลเตอร์ได้เป็นอย่างดี โดยทั่วไปคริสตัลออสซิลเลเตอร์จะใช้ประกอบ อยู่ในอุปกรณ์ที่สามารถจะพกพาติดตัวได้ เช่น วิทยุมือถือหรือวิทยุสื่อสารย่านความถี่ CB เป็นต้น โดยใช้ได้ทั้งในเครื่องรับและเครื่องส่ง นอกจากนี้อุปกรณ์เครื่องส่งกระจายเสียงวิทยุยังต้องใช้คริสตัลออสซิลเลเตอร์เพราะความจำเป็นในการควบคุมความถี่ที่แน่นอน มีเสถียรภาพสูงและมีความผิดพลาดที่ต่ำที่สุดความถี่ที่ผลึกจากคริสตัลออสซิลเลเตอร์ จะมีความผิดพลาดน้อยกว่า 1 Hz ต่อ 10^6 Hz สำหรับอุปกรณ์ที่ใช้ตรวจวัดต่างแหล่งกำเนิดสัญญาณมักจะใช้คริสตัลออสซิลเลเตอร์

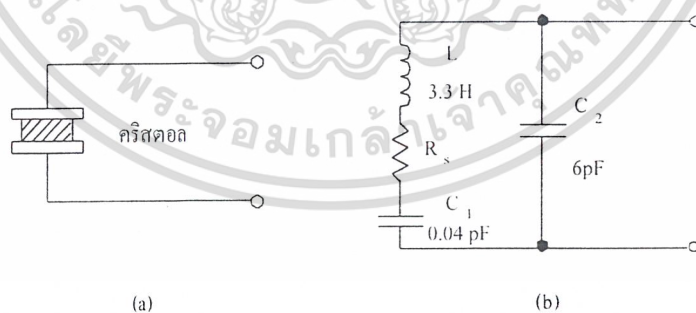
สำหรับปรับแต่งความถี่ภายในเครื่องเป็นต้น

ปรากฏการณ์เพียโซอิเล็กทริก (Piezoelectric Effect)

ปรากฏการณ์เพียโซอิเล็กทริก คือปรากฏการณ์ทางไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในขณะที่ผลึกคริสตัล ถูกกดอัด ถูกขยายหรือถูกบิดให้ผิดจากรูปปร่างในสภาวะปกติ ผลึกคริสตัลจะจ่ายแรงดันไฟฟ้าระดับต่ำ ๆ ออกมาที่เอาท์พุท ปฏิกริยาย้อนกลับจะเกิดขึ้นนั่นคือระดับแรงดันไฟฟ้าที่อินพุทจะทำให้คริสตัลเกิดความผิดเพี้ยนทางกายภาพขึ้น ซึ่งคริสตัลสามารถถูกกระตุ้นให้เกิดการออสซิลเลทด้วยความถี่ค่าหนึ่งโดยแปรผันตามขนาดของก้อนผลึก ถ้าผลึกมีความบางมากก็สามารถออสซิลเลทความถี่สูง ๆ ออกมาได้

วงจรเทียบเท่าของผลึกคริสตัล

โครงสร้างทางกายภาพของการประกอบก้อนผลึกคริสตัลเข้ากับตัวยึดแสดงได้ดังรูปที่ 3.1.2 (a) ซึ่งเทียบเท่ากับวงจรโซเนนท์ LC ดังรูปที่ 3.1.2 (b) โดย L สามารถเปรียบเทียบได้กับมวลของก้อนผลึก C_1 เทียบได้กับความสามารถในการเปลี่ยนแปลงทางกลส่วน R_s คิดเทียบได้กับความเสียดทานทางกล เป็นต้น ในกรณีที่อัตราส่วนของ L/C มีค่าสูง สำหรับวงจรโซเนนท์แบบอนุกรม โดย L มีค่าเท่ากับ 3.3 H และ C_1 มีค่าเท่ากับ 0.04 pF R_s จะมีค่าต่ำเมื่อเทียบกับค่ารีแอ็คแตนซ์ซึ่งในกรณีเช่นนี้ค่า Q ของวงจรโซเนนท์จะมีค่าตั้งแต่ $10,000$ C_2 เทียบได้ว่าเป็นเอาท์พุทคาปาซิแตนซ์ของตัวยึดคริสตัล



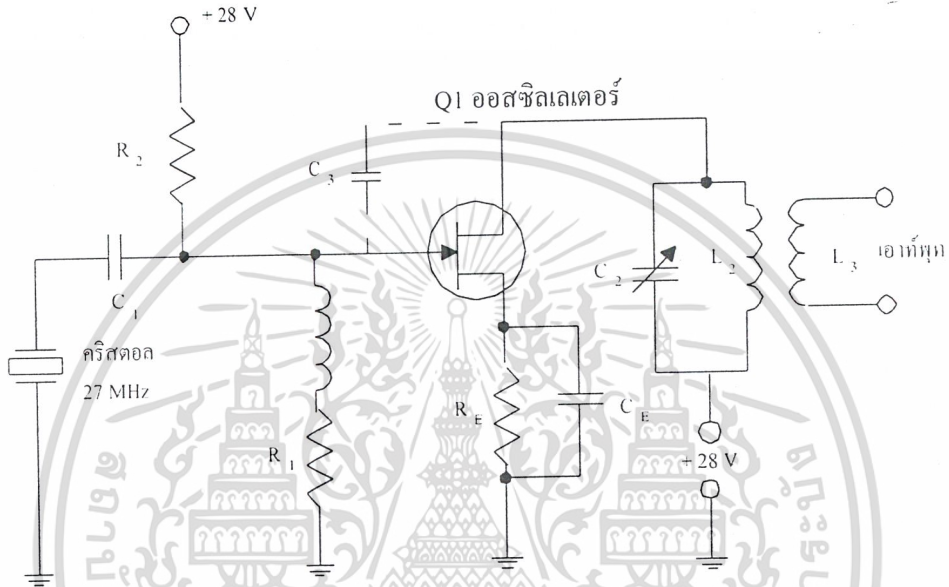
รูปที่ 3.1.2 วงจรเทียบเท่าของผลึกคริสตัล

(a) ผลึกคริสตัลติดตั้งอยู่กับตัวยึด

(b) วงเทียบเท่าของวงจรโซเนนท์

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมคริสตัล

แสดงได้ดังรูปที่ 3.1.3 ใช้ทรานซิสเตอร์และใช้คริสตัลความถี่ 27 MHz ในการกำหนดความถี่ของออสซิลเลเตอร์ วงจรป้อนกลับผ่าน C_3 ซึ่งเป็นค่าคาปาซิแตนซ์ภายในระหว่างขาคอลเลกเตอร์กับขาเบส



รูปที่ 3.1.3 ออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมคริสตัล

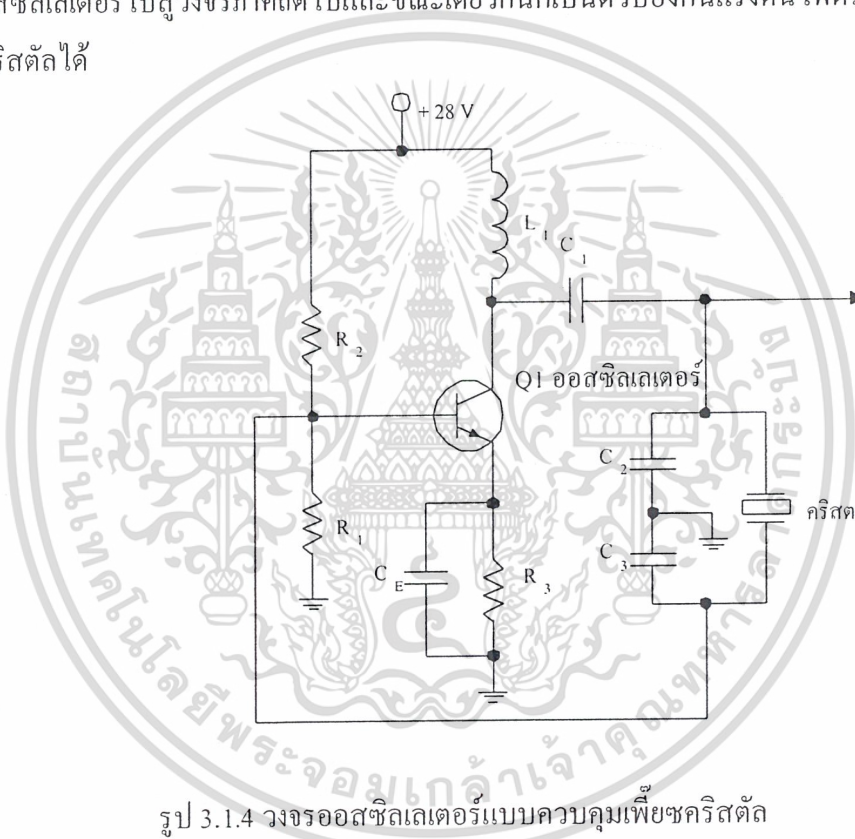
ในวงจรเบสโวลเตจดีไวเดอร์ R_1, R_2 ป้อนแรงดันไฟฟ้าฟอร์เวิร์ดจากแหล่งจ่ายไฟ + 28 V คาปาซิเตอร์ C_1 เป็นตัวป้องกันแรงดันไฟตรงจากขาเบสออกจากคริสตัล อย่างไรก็ตามอาจจะหลีกเลี่ยงการใช้ C_1 ได้เนื่องจากตัวยึกคริสตัลมีคุณสมบัติเหมือนกับคาปาซิเตอร์อยู่แล้ว RF โข้ว L_1 เป็นอิมพีแดนซ์ค่าสูงของเอาต์พุตของคริสตัลที่ต่อกับขาเบส ในวงจรอิมิตเตอร์ R_E กับ C_E ซึ่งเป็นบายพาสคาปาซิเตอร์จะช่วยให้เสถียรภาพของการไบอัสดีขึ้น สำหรับวงจรคอลเลกเตอร์ วงจรคอลเลกเตอร์ วงจรจูน LC เป็นตัวคับเปิ้ลสัญญาณเอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์ร่วมกับ L_2 ไปสู่วงจรในภาคถัดไป

ออสซิลเลเตอร์แบบเพียซคริสตัล (Pierce Crystal Oscillator)

รูปแบบของวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 3.1.4 วงจรชนิดนี้นิยมใช้กันแพร่หลายมากเนื่องจากใช้อุปกรณ์น้อย และมีเสถียรภาพของความถี่ดี ในวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเพียซคริสตัล วงจรรีโซ

แนบที่วงจรหนึ่งถูกต่ออยู่ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของอิลีกโทรด คริสตัลถูกต่อคร่อมอยู่
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการเรียนการสอน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระหว่างขาเบสและขาคอลเลคเตอร์ เพื่อเป็นตัวกำหนดความถี่ของออสซิลเลเตอร์ C_2 และ C_3 ประกอบกันเป็นวงจรปาซิฟไวลเดจดีไวเคอร์ สำหรับการป้อนกลับสัญญาณ และแรงดันไฟสลับที่คร่อม C_3 แสดงถึงการป้อนกลับแบบบวกไปยังขาเบส ในวงจรเบส R_1 R_2 ประกอบกันเป็นวงจรไวลเดจดีไวเคอร์ เพื่อป้อนแรงดันไฟฟ้าฟอร์เวิร์คจากแหล่งจ่ายไฟ +28 V R_E R_C ที่ขาอิมิตเตอร์ ช่วยให้เสถียรภาพของการไบอัสดีซีขึ้น ส่วนวงจรคอลเลคเตอร์ RF ใช้ L_1 เป็นตัวป้อนแรงดันแบบขนานจากแหล่งจ่ายไฟ +28V ให้แก่วงจรออสซิลเลเตอร์ ส่วน C_1 จะคัปเปิ้ลสัญญาณเอาต์พุตจากออสซิลเลเตอร์ไปสู่วงจรภาคถัดไปและขณะเดียวกันก็เป็นตัวป้องกันแรงดันไฟตรงไม่ให้ผ่านไปยังคริสตัลได้



รูป 3.1.4 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมเพียซคริสตัล

ความถี่ของออสซิลเลเตอร์แบบคริสตัล

คริสตัลมีความถี่ของสัญญาณที่สามารถเลือกออสซิลเลทออกมาได้ที่มีความถี่แน่นอนค่าหนึ่ง ๆ โดยทั่ว ๆ ไปมีค่าอยู่ระหว่าง 0.5 ถึง 30 MHz หรืออาจจะใช้การต่อร่วมกับวงจรภายนอกอื่น ๆ เพื่อให้ได้ค่าความถี่ของสัญญาณต่าง ๆ กันสำหรับกรณีที่ต้องการความถี่สูงขึ้นอาจจะต่อกับวงจรทวีคูณความถี่ (Frequency Multiplier circuit) ซึ่งอาจจะเป็นทวีคูณความถี่ 2 เท่า หรือ 3 เท่าก็ได้ วงจรขยายสัญญาณดังรูปใช้วงจรจูน LC เพื่อปรับความถี่ของสัญญาณให้ได้ความถี่ฮาร์โมนิกของคริสตัลออสซิลเลเตอร์ ตัวอย่าง เช่น เอาท์พุทของออสซิลเลเตอร์เป็นสัญญาณความถี่ 15

เอกสารนี้ MHz สามารถถูกเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้นเพื่อการใช้งานอื่นได้โดยวงจรทวีคูณความถี่แบบ 3 เท่าได้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับในกรณีที่ต้องการลดความถี่ลงให้ต่อร่วมกับวงจรความถี่ได้โดยความถี่เอาต์พุทของ ออสซิลเลเตอร์จะถูกหารให้มีค่าน้อยลงจนได้ค่าที่ต้องการ ตัวอย่างเช่น เอาต์พุทของออสซิลเลเตอร์ มีค่าเท่ากับ 1000 KHz สามารถถูกหารให้ลดลงโดยใช้วงจรความถี่ด้วย 100 ทำให้ได้ความถี่ 10 KHz ตามต้องการ

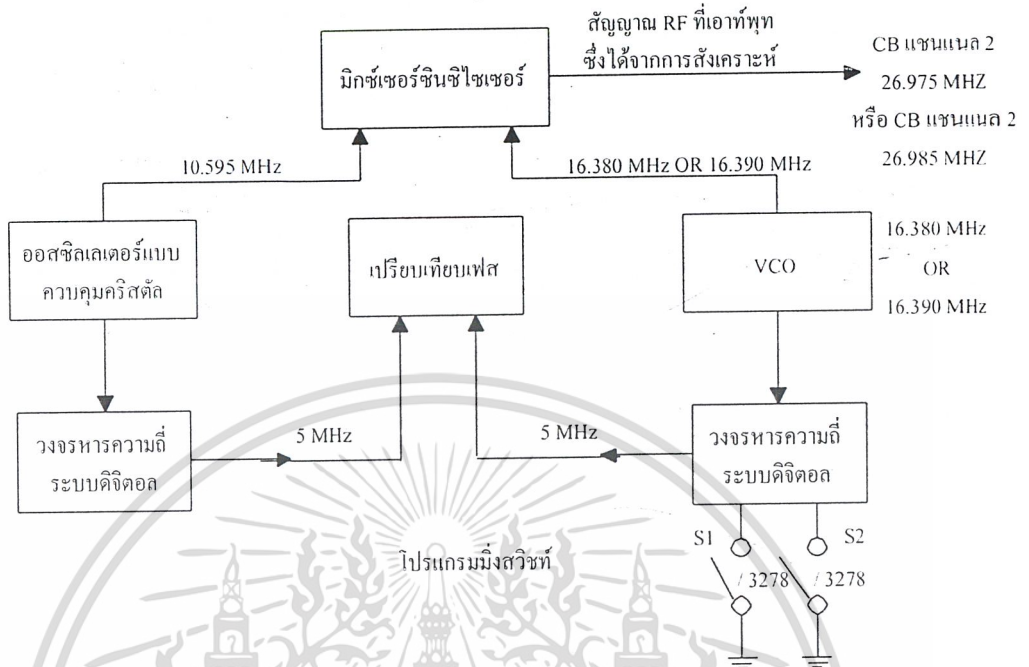
การสังเคราะห์ความถี่ของสัญญาณ

ออสซิลเลเตอร์ชนิดควบคุมคริสตัล ถึงแม้ว่าจะมีเสถียรภาพความถี่ที่ดีเยี่ยมก็ตามแต่องค์ประกอบสำคัญคือคริสตัล สามารถผลิตความถี่ได้เพียงค่าเดียวเท่านั้น สำหรับออสซิลเลเตอร์ชนิดความถี่แปรค่า (Variable-frequency oscillator) สามารถผลิตความถี่ได้หลายค่า แต่มีข้อเสียคือที่ไม่มีความเที่ยงตรงของค่าความถี่ในทางปฏิบัติโดยเฉพาะการใช้งานในวิทยุย่านความถี่ CB (Citizen Band) ซึ่งมีความจำเป็นที่ต้องมีหลายๆ ช่องความถี่โดยควบคุมความเที่ยงตรงของคริสตัล เพราะฉะนั้นแทนที่จะใช้วิธีการแยกคริสตัลออกสำหรับแต่ละช่องความถี่แต่เทคนิคที่ใช้กันก็คือสังเคราะห์ความถี่สำหรับแต่ละช่องสัญญาณ โดยอาศัยคริสตัลเพียงก้อนเดียว ซึ่งหลักการของการสังเคราะห์ความถี่ก็คือองค์การรวมกันของความถี่สองความถี่มาผลิต ให้ได้ความถี่ตามต้องการ

สำหรับการผลิตความถี่ 2 ช่องความถี่ของวิทยุย่าน CB จากคริสตัลเพียงก้อนเดียว (รายละเอียดของความถี่ทั้ง 40 ช่องความถี่สำหรับความถี่วิทยุ CB แสดงได้ดังภาคผนวก) ที่จริงแล้วความถี่ทั้งหมดของสัญญาณ ที่ผลิตจากเครื่องส่งคลื่นวิทยุ สามารถสังเคราะห์ขึ้นได้จากคริสตัลก้อนเดียวกันได้

คริสตัลออสซิลเลเตอร์จะผลิตความถี่มาตรฐานออกมาได้ ในตัวอย่างนี้คือออสซิลเลเตอร์ปฏิบัติงานที่ความถี่ 10.595 MHz แล้วทอนความถี่ให้ต่ำลงโดยใช้อัตราส่วน 1:2119 เพื่อให้ได้ความถี่ขนาด 5 KHz ออกมาเพื่อใช้สำหรับเป็นความถี่อ้างอิงสำหรับวงจร PLL ต่อไป ส่วน VCO ปฏิบัติงานที่ความถี่แตกต่างออกไป ในตัวอย่างดังกล่าวความถี่ที่ใช้อาจเป็น 16.380 MHz หรือ 16.390 MHz อย่างไรก็ตามเอาต์พุทของ VCO จะถูกทอนให้ต่ำลงเพื่อให้ได้ความถี่ขนาด 5 KHz สำหรับวงจร PLL

ความถี่ 5 KHz จาก VCO และความถี่ 5 KHz ซึ่งเป็นสัญญาณอ้างอิงจากคริสตัลออสซิลเลเตอร์ จะถูกนำมาเปรียบเทียบกันในส่วนของวงจรเฟสล็อกเตอร์ในวงจร PLL ซึ่งจะทำได้ว่าระดับแรงดันไฟตรงเข้าสู่ภาวะถ่วงในการทำงานของ PLL ตัวหารความถี่แต่ละค่าเป็นกลุ่มของวงจรดิจิทัลฟลิปฟล็อป สำหรับคริสตัลออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่เอาต์พุท เป็น 10.595 MHz หรือ 10595 KHz จะมีตัวหารเดียวกันคือ 2119 เพื่อให้ได้ค่าความถี่เอาต์พุทเป็น 5 KHz ซึ่งมีวิธีคำนวณคือ



รูป 3.1.5 แหล่งสังเคราะห์ความถี่สัญญาณในเครื่องส่งในช่วงความถี่ 26.975 และ 26.985 MHz แสดงถึงช่องความถี่ 2 ช่อง สำหรับความถี่วิทยุย่าน CB

ตัวหารความถี่ในวงจร VCO จะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าความถี่ที่ต้องการที่เอาท์พุทเพื่อให้ได้ความถี่ขนาด 5 KHz สำหรับป้อนวงจร PLL จากรูปที่ 3.1.5 สวิตช์ S_1 ปิดเพื่อใช้ค่าตัวหารความถี่ 3276 ซึ่งความถี่ที่จ่ายมาจาก VCO มีค่าเท่ากับ 16.380 MHz หรือ 16,380 KHz ดังนั้นจะได้

$$10,380\text{KHz} \div 2119 = 5 \text{ KHz}$$

สำหรับความถี่อื่นๆ ของ VCO เช่น 16.390 MHz หรือ 16,380 KHz สวิตช์ S_2 เพื่อใช้ค่าตัวหารความถี่ 3278 ดังนั้น

$$16,390 \text{ KHz} / 3278 = 5\text{KHz}$$

ต่อจากนั้นมิกเซอร์ หรือซินไซเซเซอร์ (Synthesizer) จะทำหน้าที่รวมสัญญาณจาก VCO และสัญญาณจากคริสตัลออสซิลเลเตอร์ทำให้เกิดความถี่รวมขึ้นได้ เช่น $10.595 + 16.380 = 26.975$ MHz ซึ่งเป็นความถี่ของเครื่องส่งวิทยุสำหรับช่องความถี่ที่ 2 ของย่านความถี่ CB และสำหรับในช่องความถี่ที่ 3 จะได้ $10.595 + 16.390 = 26.985$ MHz ค่าความถี่ของสัญญาณเหล่านี้แสดงให้เห็นว่าความถี่ค่าต่างๆ สามารถผลิตขึ้นได้จากแหล่งสังเคราะห์ความถี่ซึ่งมีองค์ประกอบหลักคือคริสตัลเท่านั้น

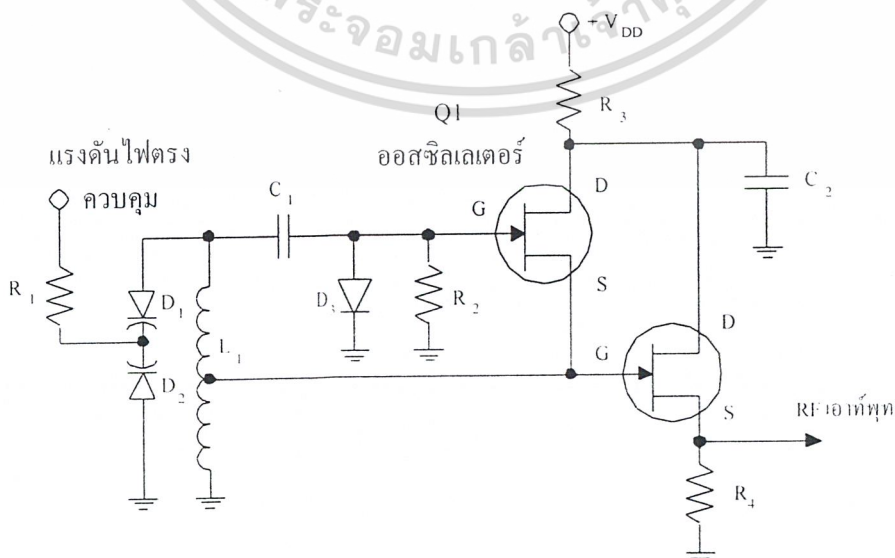
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมแรงดันไฟฟ้า

โดยทั่วไปมักจะเรียกกันสั้น ๆ ว่า VCO หรือ โวลเตจคอนโทรลลอสซิลเลเตอร์ เป็นวงจรที่ใช้สำหรับการปรับการปรับแต่งความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งวิธีการที่ใช้คือ ใช้คาปาซิทีฟไดโอดแบบสารกึ่งตัวนำ หรือที่เรียกกันว่า วาเรียแคป (varicap) หรือ วาเร็กเตอร์ (varactor) คุณสมบัติของไดโอดชนิดนี้คือคาปาซิแตนซ์จะแปรผันตามแรงดันไฟฟ้ารีเวิร์สที่ป้อนให้กับตัวมันเอง ดังนั้นเมื่อต่อวาเร็กเตอร์คร่อม L ในวงจรจูนของออสซิลเลเตอร์ จึงทำให้มีคุณสมบัติในการปรับความถี่ได้โดยการควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอด

วงจร VCO

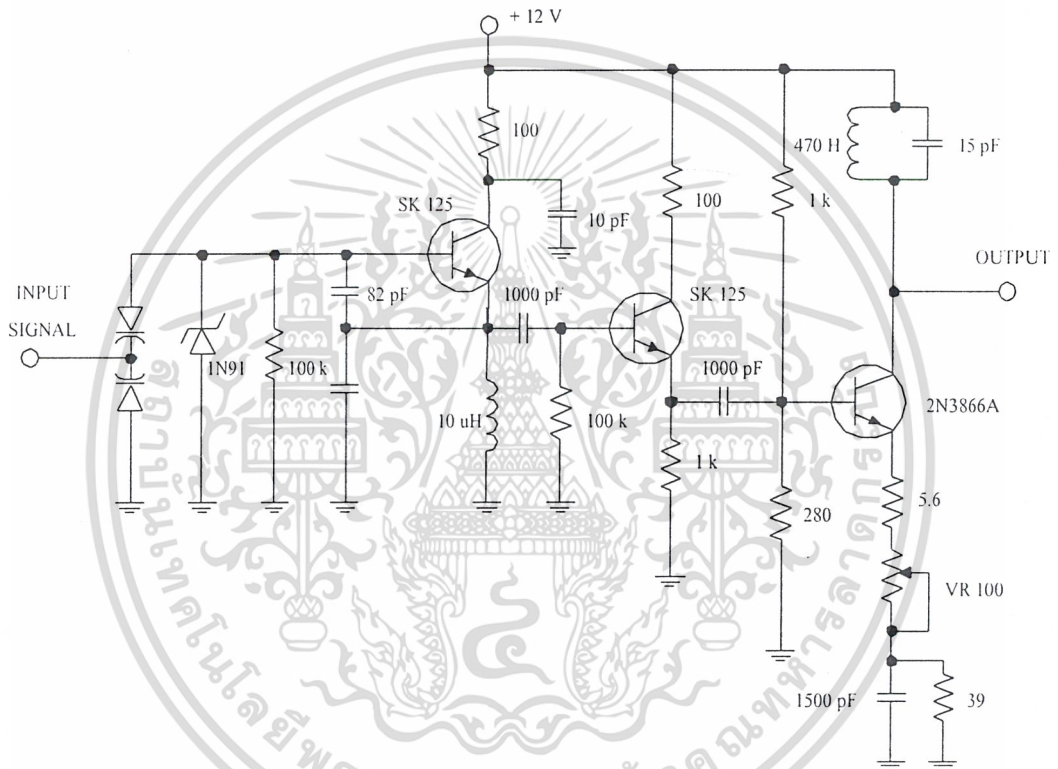
วงจร VCO แสดงได้ดังรูปที่ 3.1.6 ทรานซิสเตอร์ Q_1 ทำหน้าที่เป็นออสซิลเลเตอร์ วงจรจูนประกอบไปด้วยแท็ปคอยล์ L_1 ต่อคร่อมคาปาซิทีฟไดโอด D_1 และ D_2 โดยขั้วคาโรคของไดโอดทั้งคู่จะมีการควบคุมระดับแรงดันไฟตรงสำหรับแรงดันไฟรีเวิร์สที่ป้อนเข้ามาทางคาโรค เพื่อไปควบคุมการเปลี่ยนแปลงค่า C_V ซึ่งการควบคุมคาปาซิแตนซ์ในลักษณะนี้ก็เพื่อควบคุมความถี่ของออสซิลเลเตอร์และเหตุที่ต้องต่อไดโอดสองตัวอนุกรมกันก็เพื่อให้เกิดความสมดุลของผลกระทบของแรงดันไฟฟ้าของออสซิลเลเตอร์ที่มีไดโอด เอาท์พุทของวงจรออสซิลเลเตอร์จะจ่ายออกที่ซอร์สโวลเทจไดโอดของ Q_1 แบบถูกเปิดโดยตรงไปยังขาเกตของ Q_2 จะถูกใช้เป็นตัวบัฟเฟอร์ระหว่างวงจรซึ่ง มีจุดประสงค์เพื่อต้องการจะแยกเอาเอาท์พุทของออสซิลเลเตอร์ Q_1 ออกจากโหลดที่ต่ออยู่กับ Q_2 ซึ่งข้อดีของการจัดวงจรในลักษณะนี้ก็เพื่อจะช่วยให้เสถียรภาพของความถี่ขึ้น และทั้ง Q_1 และ Q_2 ต่างก็เป็น FET ชนิด N แชนแนล (FET)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเฉพาะในวงจำกัดเท่านั้น ไม่สามารถเผยแพร่หรือใช้ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์
รูปที่ 3.1.6 วงจร VCO D_1 และ D_2 คือคาปาซิทีฟไดโอด ใช้สำหรับควบคุมความถี่ของออสซิลเลเตอร์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วาเร็กเตอร์ไดโอด

รอยต่อ PN เมื่อถูกป้อนด้วยแรงดันไฟฟ้ารีเวิร์ส จะทำให้มีคุณสมบัติเป็นคาปาซิเตอร์ได้ P และ N อิเล็กโตรดเปรียบได้กับแผ่นตัวนำที่ประกบกันอยู่โดยมีย่านปลอดประจุของรอยต่อแทรกอยู่ซึ่งย่านปลอดประจุนี้เป็นเสมือนแถบต้านทาน เพราะไม่มีประจุไฟฟ้าอิสระใด ๆ เคลื่อนที่ผ่านไป ได้ส่วนรูปที่ 3.1.7 เป็นวงจรที่ใช้ในการออสซิลเลเตอร์จริง



รูปที่ 7 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้งานจริง

3.2 วงจรขยายความถี่วิทยุ (RF Amplifier)

การคัปปลิงวงจรขยาย

การคัปปลิงด้วยตัวเก็บประจุ (capacitive coupling) นั้น ตัวเก็บประจุคัปปลิง เลือกให้มีค่ารีแอคแตนซ์ เพื่อให้มีสมรรถนะที่ดีตลอดย่านความถี่ของวงจรขยาย องค์ประกอบ dc ใด ๆ จะถูกกั้นโดยตัวเก็บประจุคัปปลิง

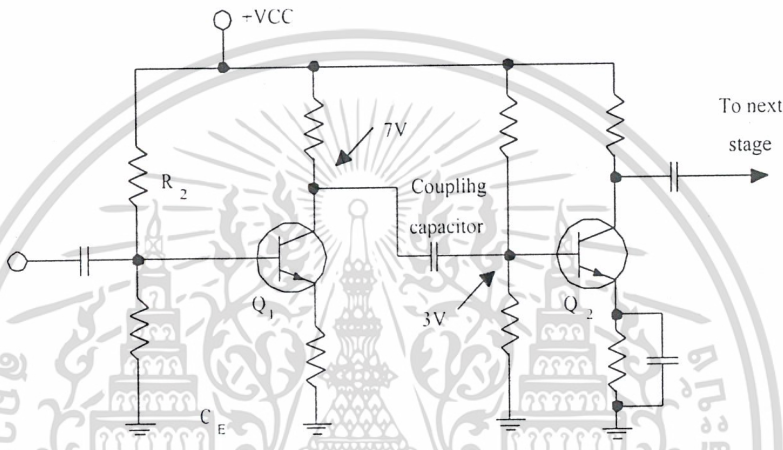
รูปที่ 3.2.1 แสดงว่าทำไมการกั้นองค์ประกอบ dc จึงสำคัญ ในวงจรขยายหลายภาค

ทรานซิสเตอร์ Q1 ซึ่งเป็นภาควงจรแรก มีแรงดันคอลเลกเตอร์สถิต เมื่อวัดเทียบกราวด์ เท่ากับ 7 V เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ในทางการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์ Q2 มีแรงดันเบสสถิต เมื่อวัดเทียบกราวด์ เท่ากับ 3 V เพราะว่ากราวด์ต่อร่วมกันจึง
ง่ายต่อการคำนวณแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่ปลีจจากคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q1 ไป
เบสของ Q2

$$V=7V-3V=4V$$

มีแรงดัน 4V ตกคร่อมตัวเก็บประจุ



รูปที่ 3.2.1 การคัปปลิงวงจรรขยาย

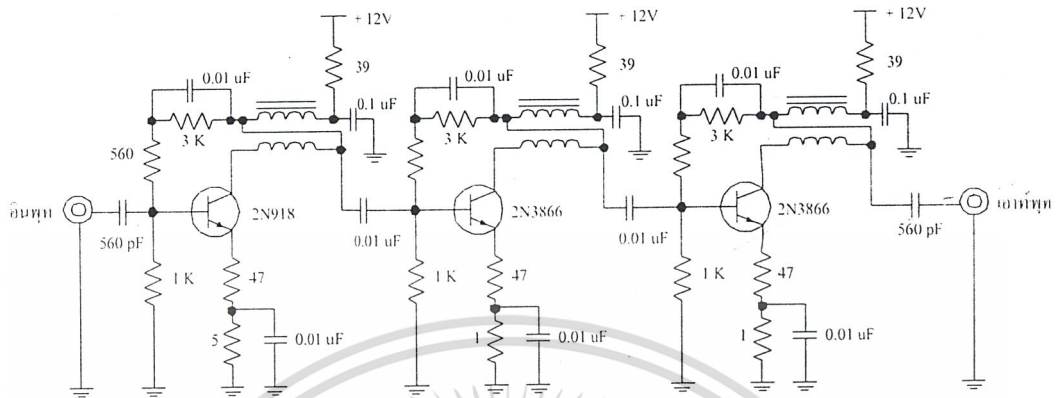
อะไรจะเกิดขึ้นในรูปที่ 3.2.1 ถ้าตัววงจรตัวเก็บประจุที่ปลีจ คอลเลคเตอร์ของ Q1 และเบส
Q2 จะมีแรงดันค่าเท่ากัน ซึ่งจะทำให้จุดทำงานของ Q2 เปลี่ยนไป แรงดันเบสของ Q2 อาจจะสูงกว่า
3 V การเพิ่มขึ้นของแรงดันเบส จะขับ Q2 ถึงจุดอิ่มตัว และจะไม่สามารถทำงานเชิงเส้นอีกต่อไป

ตัวเก็บประจุที่ปลีจ ที่ใช้ในวงจรทรานซิสเตอร์ มักใช้เป็นแบบอิเล็กโทรไลต์ โดยเฉพาะ
กับวงจรรขยายความถี่ต่ำ ตัวเก็บประจุจำเป็นต้องมีค่าสูง เพื่อผ่านสัญญาณ โดยสูญเสียเพียงเล็กน้อย
ขั้วของตัวประจุเป็นสิ่งสำคัญ เมื่อใช้แบบอิเล็กโทรไลต์ จากรูปที่ 3.2.1 พบว่าแรงดันที่คอลเลคเตอร์
มากกว่าที่เบสของ Q1 เท่ากับ 4 V ตัวเก็บประจุจึงต่อขั้วตามที่แสดง

การคัปปลิงด้วยตัวเก็บประจุ นิยมใช้กันกว้างขวางกับวงจรรขยายสำหรับสัญญาณ ac อย่าง
ไรก็ตามในการประยุกต์ใช้งานบางอย่าง ต้องทำงานกับสัญญาณ dc เครื่องมือวัดอิเล็กทรอนิกส์ เช่น
ออสซิลโลสโคปและมิเตอร์ เป็นต้น ต้องวัดสัญญาณกระแสตรงด้วย วงจรรขยายในเครื่องมือเหล่านี้
จึงไม่สามารถใช้การคัปปลิงด้วยตัวเก็บประจุได้

ส่วนในวงจรที่ใช้ทำงานจริงจะนำสัญญาณที่ภาคออสซิลเลเตอร์มาป้อนเข้าอินพุตของวงจ
รขยายความถี่วิทยุ ซึ่งในวงจรนี้จะทำการขยายสัญญาณพาหะให้แรงขึ้น เพื่อไปขับที่อินพุตภาคขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ของนักศึกษาที่ลงทะเบียนในวิชาดังกล่าวนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
กำลังความถี่วิทยุ วงจรรขยายความถี่วิทยุที่ใช้ทำงานจริงแสดงดังรูปที่ 3.2.2
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



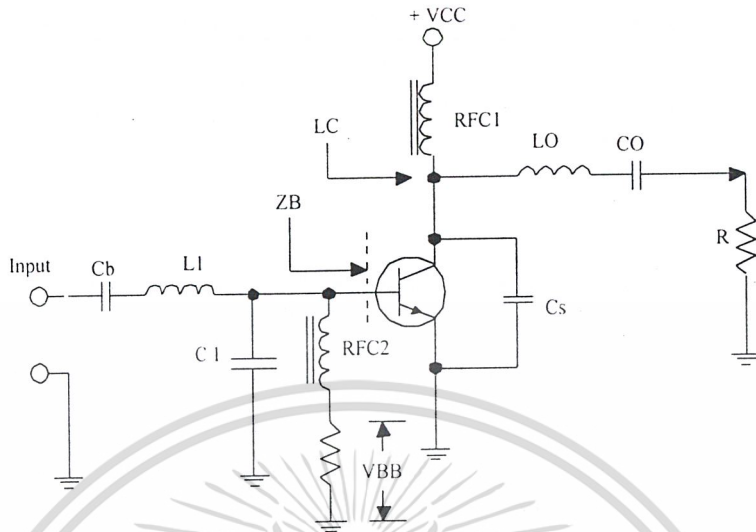
รูปที่ 3.2.2 วงจรขยายความถี่วิทยุที่ใช้ทำงานจริง

3.3 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Power Amplifier)

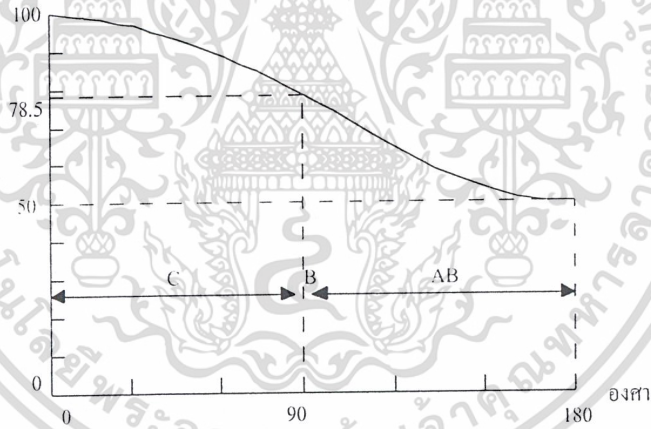
วงจขยายกำลังคลาสซี

วงจขยายกำลังคลาสซีนิยมใช้ในวงจขยายความถี่วิทยุเพราะว่าสามารถให้อัตราขยายได้สูงสุด โดยจุดทำงานของคลาสซีจะอยู่ต่ำกว่าจุดคัทออฟ วงจขยายกำลังคลาสซีไม่สามารถแสดงลักษณะวงจและการวิเคราะห์การทำงานในลักษณะมาตรฐานได้ แบบจำลองซึ่งกำหนดให้แสดงการทำงานของวงจก็มักมีข้อสมมุติที่มักเป็นไปได้ยากและพารามิเตอร์ของตัวแปรหลายตัวไม่สามารถกำหนดได้ล่วงหน้า วงจขยายกำลังคลาสซีของอุปกรณ์โซลิดสเตต (Solid State Device) เช่น ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ก็มีการพัฒนาจนต่างจากอุปกรณ์พวกสุญญากาศ (Vacuum tube) การเสนอแบบจำลองการวิเคราะห์การทำงานของวงจคลาสซีในลักษณะต่าง ๆ สามารถดูได้จากรายการหนังสืออ้างอิง

วงจจะถูกขับให้ทำงานโดยสัญญาณอินพุตซึ่งปกติจะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในลักษณะนำกระแสจนอิ่มตัว (Saturate) และไม่นำกระแส (Cut off) กระแสคอลเลคเตอร์ $i_c(\theta)$ จะมีลักษณะเป็นพัลส์ (Pulse) แคบๆ ความกว้างของพัลส์ $i_c(\theta)$ จะขึ้นอยู่กับมุมในการนำกระแส (Conduction angle) ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งลักษณะนี้จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสและหยุดนำกระแสในแต่ละช่วงบวกและลบของสัญญาณอินพุตในหนึ่งไซเคิล วงจจึงมีประสิทธิภาพสูงกว่าคลาสเอ และ คลาสบี ถ้าสมมุติว่าทรานซิสเตอร์ไม่นำกระแสจนอิ่มตัวประสิทธิภาพสูงสุดของวงจจะหาได้จาก



รูป 3.3.1 วงจรขยายคลาสซี



รูปที่ 3.3.2 แสดงประสิทธิภาพของวงจร (ในทางอุดมคติ) ต่อมุมการนำกระแสของทรานซิสเตอร์

$$\eta_{\max} = (2y - \sin 2y) / [4(\sin y - y \cos y)]$$

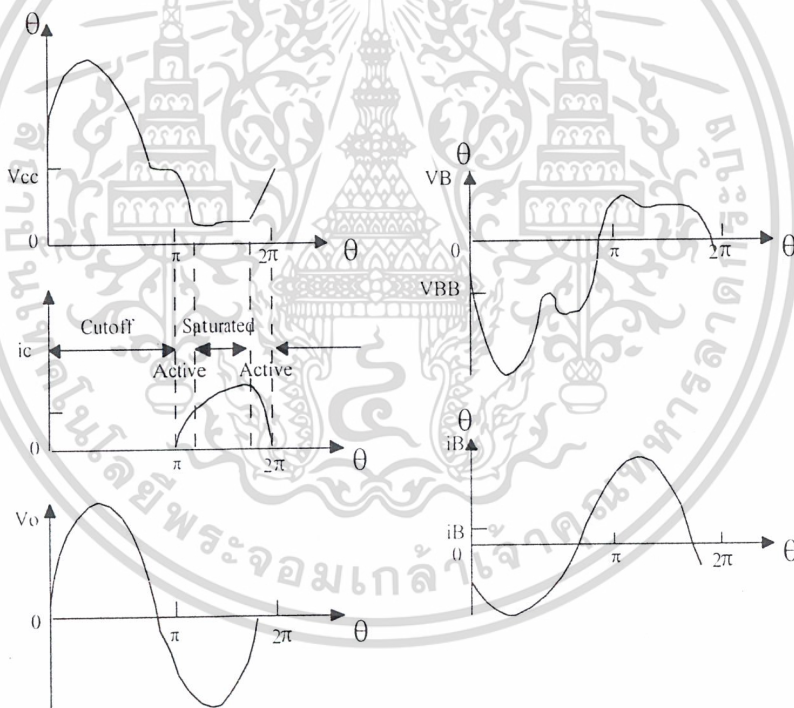
โดย 2y เป็นมุมในการนำกระแสของทรานซิสเตอร์

ในวงจรทางปฏิบัติของทรานซิสเตอร์จะทำงานในลักษณะการนำกระแสจนอิ่มตัวและหยุดนำกระแส ดังนั้น $i_c(\theta)$ จะไม่ได้มีเพียงความถี่เดียวแต่จะประกอบด้วยฮาร์โมนิก (Harmonics) ของสัญญาณอินพุต จากรูปที่ RFC 1 จะสมมุติว่ามีความต้านทานสูงมากที่ความถี่ใช้งานวงจร โดยจะมีเพียงกระแสดีซีไหลผ่านวงจรทางเอาต์พุต (Lo,Co) จะต้องมีค่า G สูงพอที่จะทำให้กระแสที่ไหลมีเฉพาะความถี่อินพุต คาปาซิเตอร์ Cs จะเป็นคาปาซิเตอร์ที่ขั้ว C-E ของทรานซิสเตอร์ กระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับแจกจ่ายใช้สอยเพื่อความรู้ในวงแคบเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ไปวงกว้างใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RFC1 ระยะเวลาใด ๆ ผลต่างของ $[i_s(\phi)+i_c(\phi)]$ และ $i_o(\theta)$ จะต้องเท่ากับ I_{dc} ดังนั้น เมื่อทรานซิสเตอร์อยู่ในช่วงแอคทีฟ (Active Region) แรงดันที่คอลเลกเตอร์ $V_c(\theta)$ กำหนดจากแรงดันดีซีลบด้วยแรงดันเอาต์พุต และแรงดันที่เกิดจากทรานซิสเตอร์ทำตัวเป็นแหล่งกำเนิดกระแสประจุให้ C_s และกระแสคอลเลกเตอร์จะเท่ากับ $V_c(\theta) = V_{sat}$ กระแสส่วนใหญ่ไหลผ่าน C_s และกระแสคอลเลกเตอร์จะเท่ากับผลต่างของ I_{dc} และ $i_o(\theta)$ สำหรับในช่วงคัทออฟจะเป็นแบบเดียวกับช่วงแอคทีฟ โดย $i_o(\theta) = 0$

รูปที่ 3.3.3 แสดงรูปคลื่นในส่วนต่างๆของวงจร สำหรับขนาดของรูปคลื่นจะขึ้นอยู่กับทรานซิสเตอร์, มุมในการนำกระแส, ค่า Q , วงจรแมทซ์ทางอินพุต $L1, C1$ และทางเอาต์พุต L_o, C_o แรงดันดีซีที่จ่ายให้วงจรและกำลังงานที่อินพุตการวิเคราะห์เพื่อหาสมการทั่วไปเพื่อกำหนดลักษณะ



รูปที่ 3.3.3 รูปคลื่นของค่าต่างๆในวงจรคลาสซี

ของรูปคลื่นดังกล่าวทำได้ยาก เนื่องจากมีตัวแปรควบคุมได้เพียงแรงดันดีซีและกำลังที่อินพุตเท่านั้นและการทำงานที่ถูกต้องของวงจรจะเกิดขึ้นเมื่อวงจรอยู่ในลักษณะเมซ โดยสมบูรณ์ (ZB เท่ากับคอนจูเกทของอินพุตแมชซิ่งเนทเวิร์ค, ZC เท่ากับคอนจูเกทของเอาต์พุตเนทเวิร์ค) ถ้าไม่ทราบพารามิเตอร์ของ ZB และ ZC แล้ว ขนาดของกระแสและแรงดันที่คอลเลกเตอร์อาจมากกว่าแรงดันดีซีที่จ่ายให้ถึง 3-4 เท่า การทำงานของวงจรสามารถวิเคราะห์ได้โดยวิธีวิเคราะห์เชิงเลข (Numerical

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Analysis) ซึ่งทำได้โดยคอมพิวเตอร์วิเคราะห์การทำงานของแต่ละช่วง (คัทออฟ, แอคทีฟ, อิมตัว) เมื่อได้รูปคลื่นที่เสถียร (Stable) ก็จะใช้วิธีแปลงฟูเรียร์ (Fouriertransform) ของรูปคลื่นในหนึ่งไซเคิล ซึ่งก็จะให้ค่าออกมาเป็นขนาดและกำลังเอาท์พุทได้โดยประมาณ $P_o \approx 0.625$

สำหรับทางด้านอินพุท (รูปชายน้) เป็นบวกกระแสชั่วขณะ $ib(\theta)$ เป็นไดโอดที่ B-E จะนำกระแส ดังนั้น $V_b(\theta) \approx V_r$ (แรงดันฟอร์เวิร์ดของไดโอด) ทรานซิสเตอร์ก็จะแอคทีฟ หรือ อิมตัว ขึ้นอยู่กับแรงดันคอลเลคเตอร์ $V(\theta)$ กระแสที่ไหลผ่าน RFC2 จะค่อนข้างคงที่ตลอดหนึ่งไซเคิล ของกระแสอินพุท กระแสเอซีส่วนใหญ่จะไหลผ่าน L1 ทรานซิสเตอร์จะนำกระแสจนกระทั่ง $ib(\theta)$ เปลี่ยนขั้วแล้วคายประจุที่สะสมอยู่ที่ขาเบส ขณะนี้ B-E จะเป็นรีเวิร์ดไบอัสและผลบวกของกระแส L1 และ RFC2 จะไหลผ่าน C1 และค่าคาปาซิเตอร์ของ B-E ซึ่งจะทำให้แรงดันที่เบสเป็นลบในช่วงแรกและจะกลายเป็นบวกในช่วงต่อมา ทรานซิสเตอร์จะคัทออฟอยู่จนกระทั่งแรงดันที่เบสเพิ่มขึ้นจนเท่ากับ V_r (ซึ่งจะกำหนดมุมในการนำกระแส ของทรานซิสเตอร์) เมื่อแรงดันที่เบสเป็นบวก ขนาดเท่ากับ V_r จะทำให้เบสดึงกระแสอินพุทซึ่งมีส่วนประกอบเป็นดีซี ดังนั้นกระแสดีซีนี้จะต้องไหลผ่านในวงจรทางอินพุทซึ่งจะเป็น RFC2 และ Rbb โดยกระแสดีซีนี้จะไหลผ่าน Rbb และทำให้เกิดแรงดันลบ V_{bb} ขึ้น ไบอัสทรานซิสเตอร์ในช่วงคัทออฟ ส่วนประกอบที่เป็นเอซีของอินพุทจะไหลผ่าน C1 ในช่วงคัทออฟ

ข้อพิจารณาทางปฏิบัติ

- วงจรแมชชีนทางอินพุท-เอาท์พุทไม่จำเป็นต้องมีลักษณะดังรูปที่ 3.3.1 ซึ่งขึ้นอยู่กับ ZB และ ZC
- ในบางกรณีจะไม่จำเป็นต้องมี Rbb และ RFC2 จะต้องลงกราวด์โดยเป็นส่วนหนึ่งหรือไม่เป็นแมชชีนเทเวิร์ค
- RFC1 อาจเป็นส่วนหนึ่งของแมชชีนเทเวิร์ค
- การแมชชีนทางอินพุท-เอาท์พุท อาจใช้ทรานส์ฟอร์มเมอร์โดยทางเอาท์พุทขดไปมารีของ ทรานส์ฟอร์มเมอร์จะทำหน้าที่เป็นรีโซแนนซ์ร่วมกับ C_s ซึ่งจะทำให้คอลเลคเตอร์มีเฉพาความต้านทานเท่านั้นเอง
- Rbb จะมีค่าอยู่ระหว่างไม่กี่โอห์มจนถึงไม่กี่ร้อยโอห์ม และค่า Rbb ที่ไม่เหมาะสมจะทำให้รอยต่อ B-E เสียหายเนื่องจากเกิดแรงดันรีเวิร์คมากเกินไป ซึ่งแรงดันรีเวิร์คที่ขา B-E ของ ทรานซิสเตอร์จะต่ำเพียง 2-7 โวลต์เท่านั้น กรณีเช่นนี้จะเกิดกับรอยต่อ C-E เช่นกัน โดยเฉพาะที่คอลเลคเตอร์ที่ทำการมอดูเลตสัญญาณในเอเอ็มทรานสมิตเตอร์
- อิมพีแดนซ์ของ RFC1-RFC2 จะต้องมากพอที่ความถี่ใช้งานของวงจร (ประมาณ 4-10 เท่า

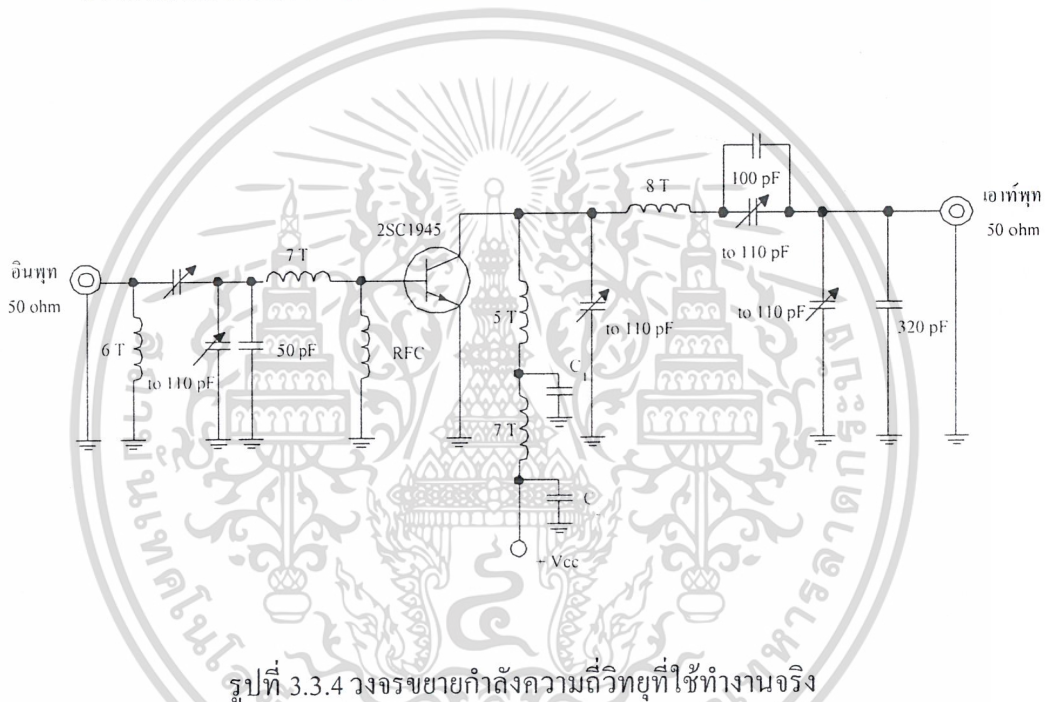
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-ค่า Q ของRFC1-RFC2 จะต้องมีค่าน้อยๆ ไม่เช่นนั้นวงจรอาจออสซิลเลทได้ที่ความถี่ต่ำ (ต่ำกว่าความถี่ใช้งาน) เนื่องจากคาปาซิเตอร์ที่รอยต่อ B-C ทำให้เกิดการป้อนกลับวงจรจะขาด เสถียรภาพ (เนื่องจากเกนของทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นเมื่อความถี่ลดลงประมาณ 6dB /Oct)

-RFC1 จะต้องมีความต้านทานที่ดีซีดีต่ำพอ เพราะกระแสดีซีที่ไหลผ่าน จะต้องมีความสูงขึ้นไปเป็น 10 แอมแปร์ในกรณีที่เพาเวอร์แอมป์กำลังสูง ๆ

-ที่+Vcc จะต้องมีการบายพาสความถี่ใช้งานของวงจรที่ดีพอ

-ทรานซิสเตอร์จะต้องติดตั้งอย่างเหมาะสม มีการระบายความร้อนเพียงพอ



3.4 เครื่องรับ

สัญญาณอินพุตของเครื่องรับเป็นสัญญาณคลื่นพาหะ RF (RF carrier) ที่ผ่านการมอดูเลท แล้วส่งมาจากเครื่องส่ง ส่วนเอาต์พุตเป็นสัญญาณข้อมูลข้อมูลที่มอดูเลทตามที่ต้องการ เช่น สัญญาณเสียง สัญญาณพัลส์

วงจรภาครับในรูปที่ 3.4.1 ทำงานด้วยไอซีเบอร์ LM1872 ทำหน้าที่ทั้งหมด ภายในประกอบด้วย ภาคขยายคลื่นวิทยุ, ออสซิลเลเตอร์ ภาคขยายความถี่ IF

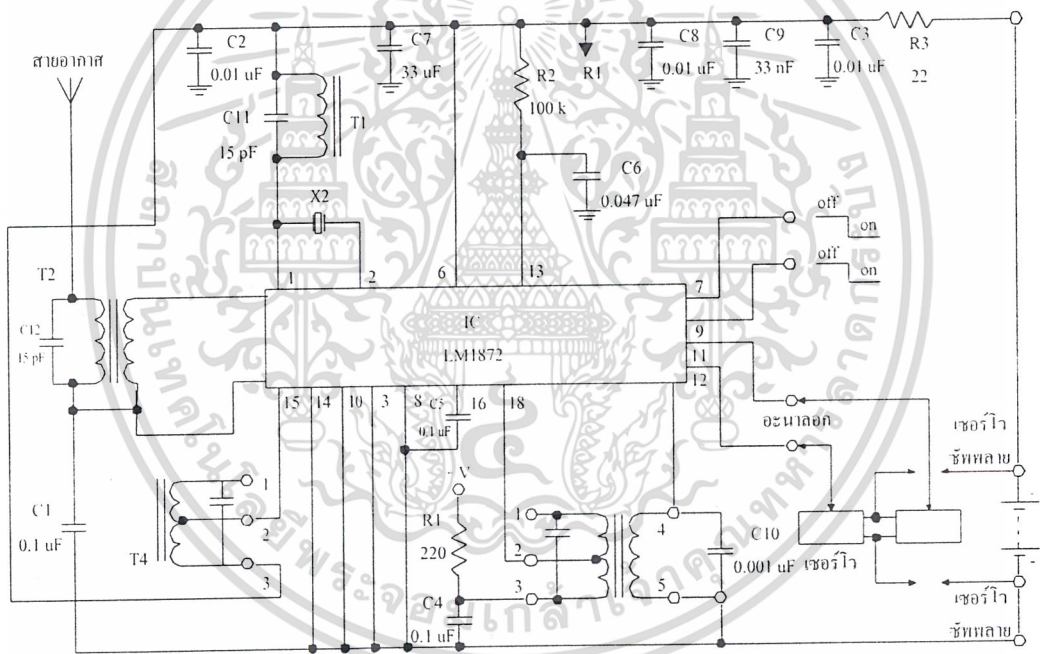
จากวงจรสายอากาศต่อกับ T2 และ C12 เป็นวงจรจูนความถี่ให้ตรงกับความถี่ 27.145 MHz จากเครื่องส่งเพื่อรับสัญญาณให้ได้แรงที่สุดและเหนี่ยวนำผ่านจาก T2 เข้าขา 5 ของไอซีซึ่งเข้าหักลบกับความถี่ 26.690 MHz ซึ่งผลิตขึ้นโดยเรคริสต์ลิตที่ต่ออยู่ภายนอกมี T1 ช่วยปรับแต่งความถี่เมื่อความถี่หักล้างกันแล้วจะได้ 455 KHz หรือเรียกว่า ความถี่ IF ซึ่งค่านี้นำมาจาก 27.145 MHz-26.690

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MHz ความถี่ IF ที่ได้จะออกทางขา 18 เข้าคอย T3 ทำหน้าที่เป็น IF ทรานส์ฟอร์มเมอร์ตัวแรก จูน สัญญาณที่ความถี่ IF แล้วส่งไปที่ขา 17 เข้าไปขยายและดีเทคเตอร์เพื่อแยกสัญญาณพาหะ 27 MHz ออกให้เหลือแต่รูปคลื่นพัลส์ที่ส่งมาจากเครื่องส่ง

ที่ขา 7 และ 9 ของไอซีเป็นช่องสัญญาณออก 2 ช่อง เมื่อทางเครื่องส่งส่งคลื่นมาจะทำให้มี แรงดันออกที่ขา 7 และ 9 ของเครื่องรับประมาณ 1.5-2 โวลต์ และเมื่อเครื่องส่งไม่ได้ส่งคลื่นมาแรง ดันที่ขา 7 และ 9 ของเครื่องรับจะเป็น 0 โวลต์ ซึ่งเราอาจจะนำมาใช้ปิด-เปิด ไฟหน้า หรือไฟหลัง ของรถบังคับเด็กเล่นก็ได้ ส่วนขา 11 และ 12 ที่เครื่องรับเป็นขาสัญญาณพัลส์สำหรับต่อกับเซอร์โว เพื่อให้เซอร์โวทำงานตามต้องการควบคุมจากเครื่องส่ง สามารถต่อใช้งานกับเซอร์โวได้ 2 ตัว แรง ดันที่ป้อนให้กับเซอร์โวและวงจรภาครับใช้ 4.8-7 โวลต์



รูปที่ 3.4.1 วงจรภาครับที่ใช้งานจริง

บทที่ 4

สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ

จากการวิจัยและทดลองในการทำวิทยุควบคุมระยะไกล 27 MHz ขนาด 20 วัตต์ สามารถแยกการอธิบายถึงผลจากการทดลองและปัญหาที่เกิดขึ้นได้เป็นส่วนต่าง ๆ ดังนี้

ส่วนของวงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) ซึ่งใช้สร้างย่านความถี่ 27 MHz สำหรับส่งออกไปนั้น ค่าของคาปาซิเตอร์ (C) ที่ได้ออกแบบจะได้ความถี่ไม่ทำให้สัญญาณแรงสุด ต้องมีการแทนค่าของ C ที่ใกล้เคียง ส่วนทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3866A นั้นบางตัวที่ใช้ทำงานไม่คงที่และการปรับ VR เพื่อให้ได้สัญญาณแรงสุดต้องเลือก VR ที่มีคุณภาพดี

ส่วนของวงจรมายขยายความถี่วิทยุ (RF Amplifier) จะต้องออกแบบอิมพีแดนซ์ให้มีความเท่ากับภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Power Amplifier) เพื่อให้แมทซ์ซึ่งกัน ถ้าไม่แมทซ์ซึ่งกันจะทำให้วงจรมายขยายความถี่วิทยุเสียได้

ส่วนของวงจรมายขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Power Amplifier) จะต้องวางให้ห่างจากภาคออสซิลเลเตอร์โดยใช้สายนำสัญญาณ เพื่อไม่ให้เกิดความถี่ออสซิลเลเตอร์ข้ามภาคมายังวงจรมายขยายกำลังความถี่วิทยุ ส่วนการเลือกค่าของ R และ C นั้นจะต้องทดลองเปลี่ยนค่าดูจึงจะทำให้กำลังที่ส่งออกอากาศไปนั้นสูงสุด และการออกแบบเสาอากาศเพื่อใช้ส่งความถี่ออกไปยังเครื่องรับจะต้องเลือกค่าของ C และ L เพื่อให้แมทซ์ซึ่งกันกับวงจรมายขยายกำลังความถี่วิทยุและต้องทำให้ความถี่ที่ถูกส่งออกไปได้ไกลมากที่สุด

ส่วนของวงจรมายรับนั้นจะต้องปรับคอยล์ที่ใช้รับความถี่ที่ส่งมาจากเครื่องส่งให้รับความถี่ได้นั้นยากจะต้องปรับคอยล์สองตัวพร้อมกัน ส่วนการพันคอยล์บางครั้งไม่สามารถทำให้เครื่องรับความถี่ที่ส่งมาจากเครื่องส่งได้ ซึ่งโครงการนี้สำเร็จได้ เพราะคำแนะนำที่ดี และการให้ข้อมูลรวมถึงเทคนิคต่าง ๆ ของอาจารย์ กฤดากร กลุ่มอมการ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา จึงขอขอบพระคุณอาจารย์ ไว้ ณ ที่นี้ด้วย

เอกสารอ้างอิง

1. ชูชัย รัตนสารตั้งเจริญ, พิชัย ภักดีพานิชเจริญ, ระบบสื่อสารวิทยุ, ฟิสิกส์เซ็นเตอร์ .
พ.ศ. 2536
2. ไพบุลย์ นาคมหาชลสินธุ์, อิเล็กทรอนิกส์ หลักและการประยุกต์ใช้งาน , แมคกรอ-ฮิล
อินเตอร์ เนชั่นแนล เอ็นเตอร์ไพรส์ , พ.ศ. 2542
3. ยืน ภู่วรรณ, ทฤษฎีและการใช้งานอิเล็กทรอนิกส์ , บ.ซีเอ็ดยูเคชั่น , พ.ศ. 2521
4. Charles A.Schaler , **Electronic : Principles and Applications** , Glencoe/The McGraw-
Hill companies , New York , 1996
5. Chris Bowick , **RF CIRCUIT DESIGN** , Howard W. Sams ,Indiana , 1982





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MITSUBISHI RF POWER TRANSISTOR 2SC1945

NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

DESCRIPTION

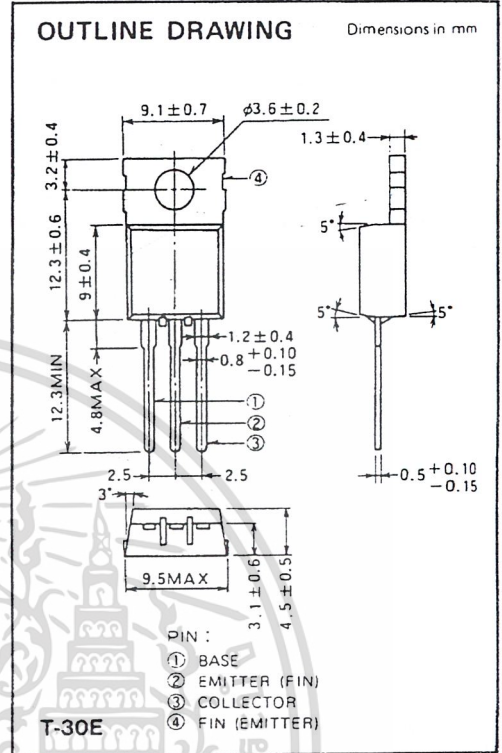
2SC1945 is a silicon NPN epitaxial planar type transistor designed for RF power amplifiers on HF band mobile radio applications.

FEATURES

- High power gain: $G_{pe} \geq 14.5\text{dB}$
@ $V_{CC} = 12\text{V}$, $P_O = 14\text{W}$, $f = 27\text{MHz}$
- Emitter ballasted construction for high reliability and good performances.
- TO-220 package similarly is combinant for mounting.
- Ability of withstanding infinite load VSWR when operated at $V_{CC} = 16\text{V}$, $P_O = 18\text{W}$, $f = 27\text{MHz}$.

APPLICATION

10 to 14 watts output power class AB amplifiers applications in HF band.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Conditions	Ratings	Unit
V_{CB0}	Collector to base voltage		80	V
V_{EB0}	Emitter to base voltage		5	V
V_{CE0}	Collector to emitter voltage	$R_{BE} = \infty$	40	V
I_C	Collector current		6	A
P_C	Collector dissipation	$T_a = 25^\circ\text{C}$	1.5	W
		$T_C = 25^\circ\text{C}$	20	W
T_J	Junction temperature		150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}	Storage temperature		-55 to 150	$^\circ\text{C}$
R_{th-a}	Thermal resistance	Junction to ambient	83.3	$^\circ\text{C}/\text{W}$
R_{th-c}		Junction to case	6.25	$^\circ\text{C}/\text{W}$

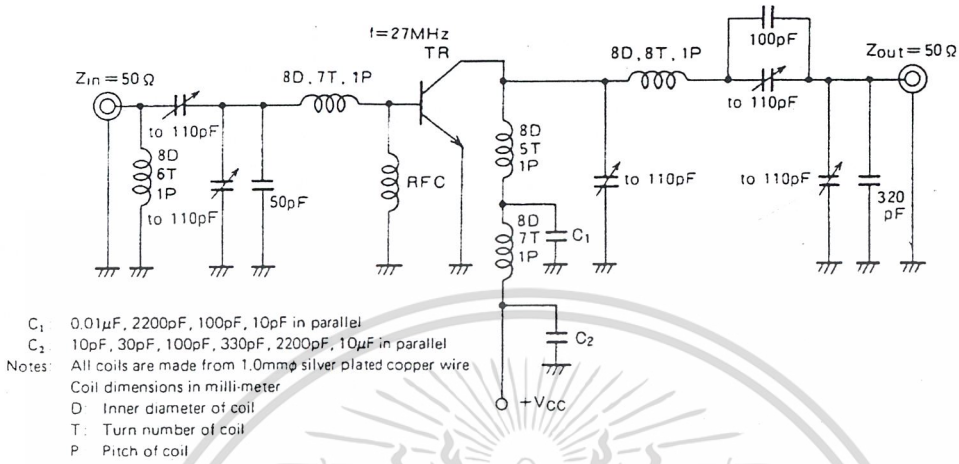
Note. Above parameters are guaranteed independently.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit
			Min	Typ	Max	
$V_{(BR)EBO}$	Emitter to base breakdown voltage	$I_E = 5\text{mA}$, $I_C = 0$	5			V
$V_{(BR)CBO}$	Collector to base breakdown voltage	$I_C = 1\text{mA}$, $I_E = 0$	80			V
$V_{(BR)CEO}$	Collector to emitter breakdown voltage	$I_C = 10\text{mA}$, $R_{BE} = \infty$	40			V
I_{CBO}	Collector cutoff current	$V_{CB} = 30\text{V}$, $I_E = 0$			100	μA
I_{EBO}	Emitter cutoff current	$V_{EB} = 4\text{V}$, $I_C = 0$			100	μA
h_{FE}	DC forward current gain *	$V_{CE} = 10\text{V}$, $I_C = 0.1\text{A}$	10	50	180	—
P_O	Output power	$V_{CC} = 12\text{V}$, $P_{in} = 0.5\text{W}$, $f = 27\text{MHz}$	14	16		W
			60	70		%
η_C	Collector efficiency					

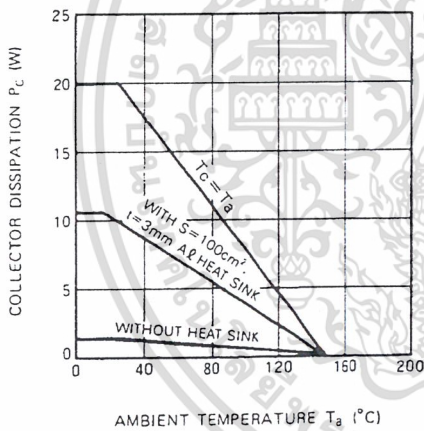
Note. * Pulse test, $P_w = 150\mu\text{s}$, duty = 5%
Above parameters, ratings, limits and conditions are subject to change

TEST CIRCUIT

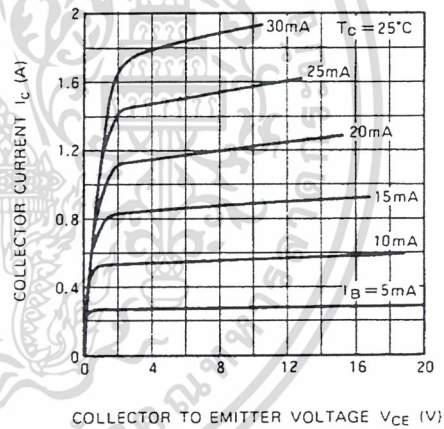


TYPICAL PERFORMANCE DATA

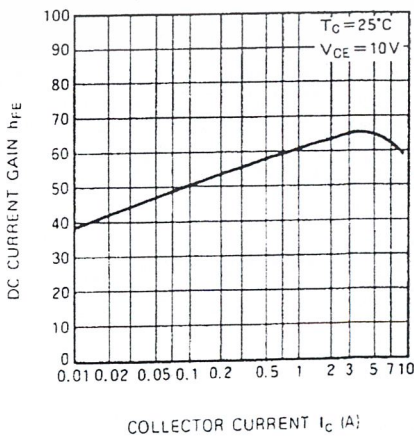
COLLECTOR DISSIPATION VS. AMBIENT TEMPERATURE



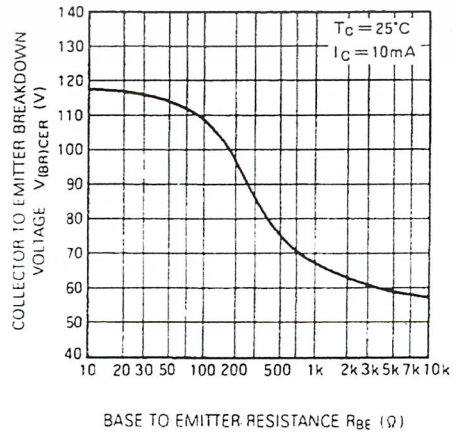
COLLECTOR CURRENT VS. COLLECTOR TO EMITTER VOLTAGE



DC CURRENT GAIN VS. COLLECTOR CURRENT

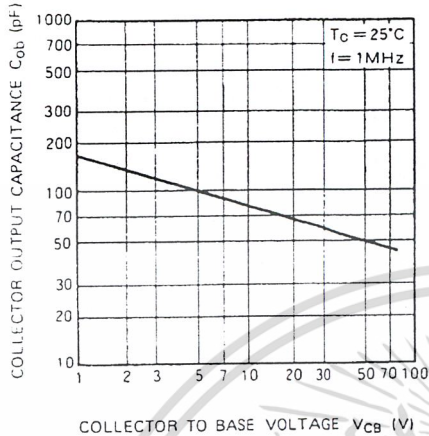


COLLECTOR TO EMITTER BREAKDOWN VOLTAGE VS. BASE TO EMITTER RESISTANCE

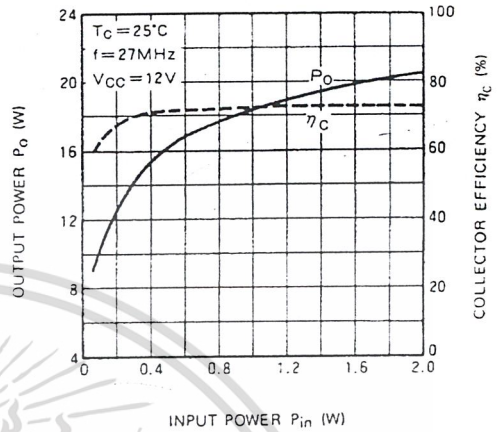


NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

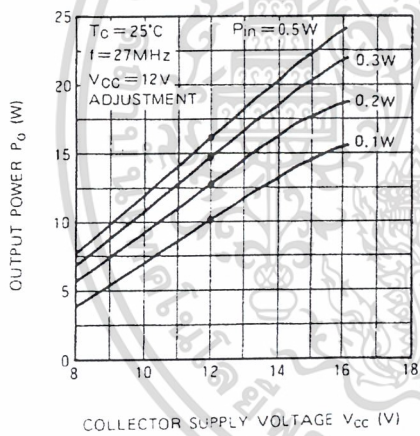
COLLECTOR OUTPUT CAPACITANCE VS. COLLECTOR TO BASE VOLTAGE



OUTPUT POWER, COLLECTOR EFFICIENCY VS. INPUT POWER



OUTPUT POWER VS. COLLECTOR SUPPLY VOLTAGE



Type 2N918
 Geometry 0013
 Polarity NPN
 Qual Level: JAN - JANTXV

Generic Part Number:
 2N918

REF: MIL-PRF-19500/301

Features:

[Request Quotation](#)

- General-purpose low-power NPN silicon transistor.
- Housed in TO-72 case.
- Also available in chip form using the 0013 chip geometry.
- The Min and Max limits shown are per MIL-PRF-19500/301 which Semicoa meets in all cases.



Maximum Ratings

$T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Rating	Symbol	Rating	Unit
Collector-Emitter voltage	V_{CEO}	15	V
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	30	V
Emitter-Base voltage	V_{EBO}	3.0	V
Collector Current, Continuous	I_C	50	mA
Power Dissipation, $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_T	200	mW
Derate above 25°C		1.14	mW/ $^\circ\text{C}$
Power Dissipation, $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_T	300	mW
Derate above 25°C		1.71	mW/ $^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature	T_J	-65 to +200	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{STG}	-65 to +200	$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics
 $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

OFF Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
Collector-Base Breakdown Voltage $I_C = 1.0 \mu\text{A}$	$V_{(BR)CBO}$	30	---	V
Collector-Emitter Breakdown Voltage $I_C = 3.0 \text{ mA}$	$V_{(BR)CEO}$	15	---	V
Emitter-Base Breakdown Voltage $I_C = 10 \mu\text{A}$	$V_{(BR)CEO}$	3.0	---	V
Collector-Base Cutoff Current $V_{CB} = 25 \text{ V}$	I_{CBO1}	3.0	10	nA
Collector-Base Cutoff Current $V_{CB} = 25 \text{ V}, T_A = 150^\circ\text{C}$	I_{CBO2}	---	1	μA
Emitter-Base Cutoff Current $V_{EB} = 2.5 \text{ V}$	I_{EBO}	---	10	nA

ON Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
Forward Current Transfer Ratio				
$I_C = 500 \mu\text{A}, V_{CE} = 10 \text{ V}$	h_{FE1}	10	---	---
$I_C = 3.0 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	h_{FE2}	20	200	---
$I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V}$	h_{FE3}	20	---	---
$I_C = 3.0 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}, T_C = -55^\circ\text{C}$	h_{FE4}	10	---	---
Base-Emitter Saturation Voltage				
$I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 1.0 \text{ mA}$	$V_{BE(sat)}$	---	1.0	V dc
Collector-Emitter Saturation Voltage				
$I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 1.0 \text{ mA}$	$V_{CE(sat)}$	---	0.4	V dc

Small Signal Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
<i>Magnitude of Common Emitter, Small Signal, Short Circuit</i>				
Forward Current Transfer Ratio $V_{CE} = 10 \text{ V}, I_C = 4.0 \text{ mA}, f = 100 \text{ MHz}$	$ h_{FE} $	6.0	18	---
Noise Figure				
$V_{CE} = 6 \text{ V}, I_C = 1.0 \text{ mA}, f = 60 \text{ MHz}$	NF	---	6.0	dB
Small Signal Power Gain				
$V_{CB} = 12 \text{ V}, I_C = 6.0 \text{ mA}, f = 200 \text{ MHz}$	G_{PE}	15	---	dB
Collector - Base Time Constant				
$V_{CB} = 10 \text{ V}, I_E = -4.0 \text{ mA}, f = 79.8 \text{ MHz}$	$r_b' C_C$	---	25	ps
Oscillator Power Output				
$V_{CB} = 15 \text{ V}, I_C = 8.0 \text{ mA}, f > 500 \text{ MHz}$	p_o	---	30	mW
Collector Efficiency				
$V_{CB} = 15 \text{ V}, I_C = 8.0 \text{ mA}, f > 500 \text{ MHz}$	η	---	25	---
Open Circuit Output Capacitance				
$V_{CB} = 0 \text{ V}, I_E = 0, 100 \text{ kHz} < f < 1 \text{ MHz}$	C_{OBO1}	---	3.0	pF
Open Circuit Output Capacitance				
$V_{CB} = 10 \text{ V}, I_E = 0, 100 \text{ kHz} < f < 1 \text{ MHz}$	C_{OBO2}	---	1.7	pF
Input Capacitance, Output Open Circuited				
$V_{EB} = 0.5 \text{ V}, I_C = 0, 100 \text{ kHz} < f < 1 \text{ MHz}$	C_{IBO}	---	2.0	pF

Type 2N3866A
 Geometry 1007
 Polarity NPN
 Qual Level: JAN - JANS

Generic Part Number:
 2N3866A

REF: MIL-PRF-19500/398

Features:

[Request Quotation](#)

- General-purpose silicon transistor for switching and amplifier applications.
- Housed in TO-39 case.
- Also available in chip form using the 1007 chip geometry.
- The Min and Max limits shown are per MIL-PRF-19500/398 which Semicoa meets in all cases.



Maximum Ratings

$T_C = 25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified

Rating	Symbol	Rating	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	30	V
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	60	V
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	3.5	V
Collector Current, Continuous	I_C	0.4	A
Operating Junction Temperature	T_J	-55 to +175	$^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature	T_{STG}	-55 to +175	$^{\circ}\text{C}$

Electrical Characteristics
 $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

OFF Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
Collector-Base Breakdown Voltage $I_C = 100 \mu\text{A}$, pulsed	$V_{(BR)CBO}$	60	---	V
Collector-Emitter Breakdown Voltage $I_C = 5 \text{ mA}$, pulsed	$V_{(BR)CEO}$	30	---	V
Collector-Emitter Breakdown Voltage $I_C = 40 \text{ mA}$, $V_{BE} = -5\text{V}$, clamped	$V_{(BR)CEC}$	55	---	---
Emitter-Base Breakdown Voltage $I_E = 100 \mu\text{A}$, pulsed	$V_{(BR)EBO}$	3.5	---	V
Collector-Emitter Cutoff Current $V_{CE} = 55 \text{ V}$	I_{CES}	---	100	μA
Collector-Emitter Cutoff Current $V_{CE} = 55 \text{ V}$, $T_A = +150^\circ\text{C}$	I_{CES2}	---	2.0	mA
Collector-Emitter Cutoff Current $V_{CE} = 28 \text{ V}$	I_{CEO}	---	20	μA

ON Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
Forward Current Transfer Ratio $I_C = 50 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$ (pulsed)	h_{FE1}	25	200	---
$I_C = 360 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$ (pulsed)	h_{FE2}	8.0	---	---
$I_C = 50 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$ (pulsed), $T_A = -55^\circ\text{C}$	h_{FE3}	12	---	---
Collector-Emitter Saturation Voltage $I_C = 100 \text{ mA}$, $I_B = 10 \text{ mA}$ (pulsed)	$V_{CE(sat)}$	---	1.0	V dc
Power Output $V_{CC} = 28 \text{ V}$, $P_{IN} = 0.15 \text{ W}$, $f = 400 \text{ MHz}$	P_{1out}	1.0	2.0	W
Power Output $V_{CC} = 28 \text{ V}$, $P_{IN} = 0.075 \text{ W}$, $f = 400 \text{ MHz}$	P_{2out}	0.5	---	W
Collector Efficiency $V_{CC} = 28 \text{ V}$, $P_{IN} = 0.15 \text{ W}$, $f = 400 \text{ MHz}$	n_1	45	---	%
Collector Efficiency $V_{CC} = 28 \text{ V}$, $P_{IN} = 0.075 \text{ W}$, $f = 400 \text{ MHz}$	n_2	40	---	%

Small Signal Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
Magnitude of Common Emitter, Small Signal, Short Circuit Current Transfer Ratio $I_C = 50 \text{ mA}$, $V_{CE} = 15 \text{ V}$, $f = 200$	$ h_{FE} $	4.0	7.5	---
Open Circuit Output Capacitance $V_{CB} = 28 \text{ V}$, $I_E = 0$	C_{OBO}	---	3.5	pF

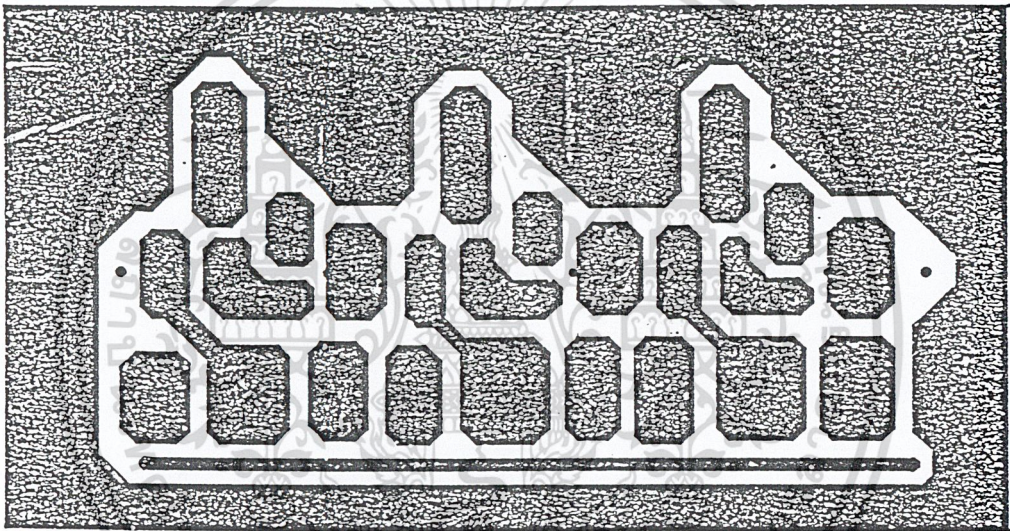


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



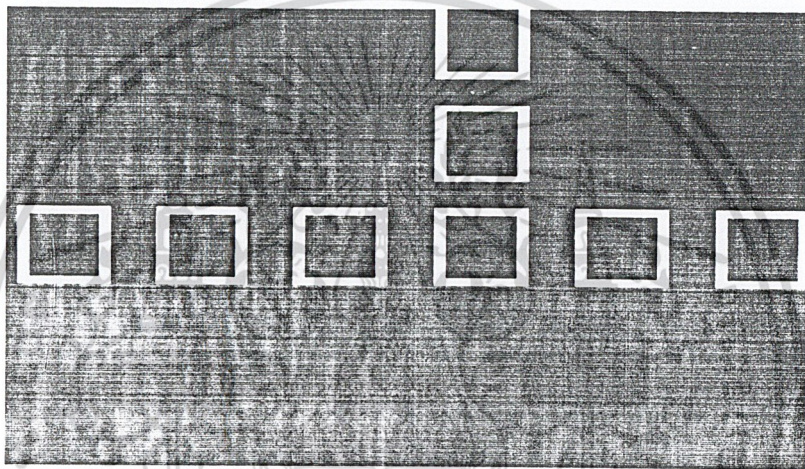
ลายวงจรรอสิทธิบัตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ลายวงจรรขยายความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



กายวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุ

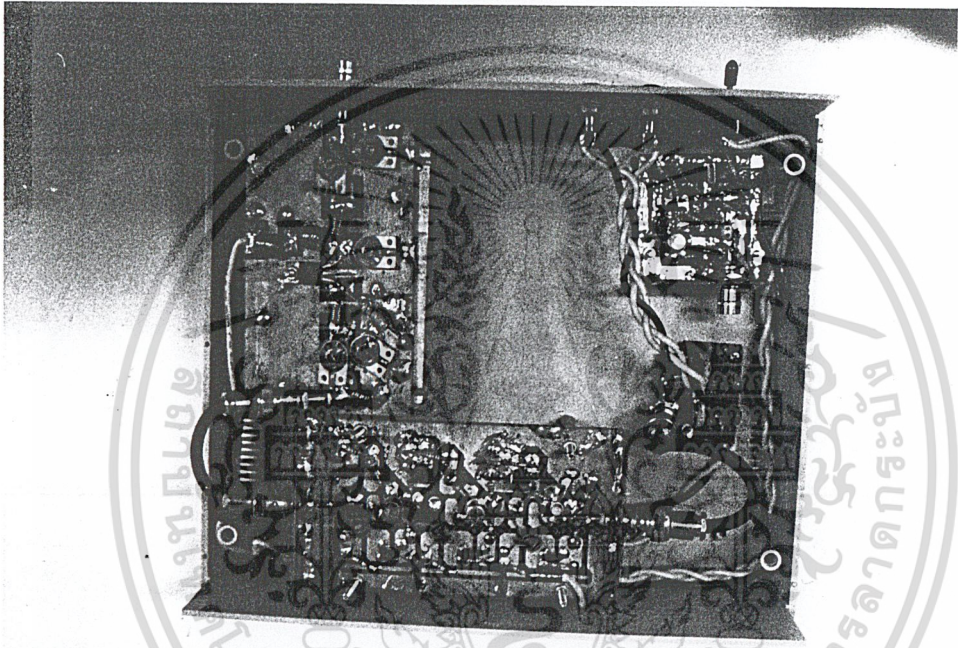


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ลาขวงจรภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การวางตำแหน่งวงจรเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้