สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ไมโครโฟนไร้สาย

(WIRELESS MICROPHONE)

โดย

นาย อิศร เพิ่มพิบูลย์ 35103217

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต

สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2537

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

034895

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2537

ภาควิชาอิเลคทรอนิคส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ไมโครโฟนไร้สาย

ผู้จัดทำ

1. นายอิศร เพิ่มพิบูลย์

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ ประภากร สุวรรณะ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการศึกษาและสร้างเครื่องรับ-ส่งวิทยุในย่าน วีเอชเอฟ ดัดแปลงมาใช้เป็นไมโครโฟนไร้สาย อย่างง่ายโดยใช้ ไอซีเบอร์ MC 2833 เป็นไอซี ภาคส่ง เอฟเอ็ม ในตัวเดียว และเบอร์ MC 3362 เป็นไอซีภาครับเอฟเอ็มในตัวเดียว ในแต่ละภาคจะประกอบไปด้วย ภาคส่งซึ่งมี ภาคกำเนิดคลื่นความถี่วิทยุและมอดูเลเตอร์ , วงจรขยายสัญญาณเสียงจากไมโครโฟน ,ภาคกำเนิดโทนเสียงและโทนสวิตช์ และ ภาคขยายกำลัง(ความถี่สูง) ภาครับซึ่งประกอบไปด้วย ภาคขยายความถี่วิทยุส่วนหน้า , ภาคมิกเซอร์ชุดที่ 1 , ภาคกรองความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิรตซ์ , ภาคมิกเซอร์ชุดที่2 , ภาคกรองความถี่กลาง 455 กิโลเฮิรตซ์ , ภาคขยายความถี่กลาง , ภาคดีเทคเตอร์ , ภาคขยายสัญญาณเสียง และ ระบบ เฟสล็อกลูปแบบสังเคราะห์ความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSTRACT

The contents of this thesis concerns the study and creation of VHF transmitter and receiver which adapted as a wireless microphone by using the integrate circuits (IC) No. MC 2833 which is the FM transmitter while the MC 3362 being the FM receiver. The transmitter consists of the origin of radio frequency wave and modulator , audio amplifier circuit , voice and switch tone and the power amplifier (high frequency). The receiver consists of the RF-frontend stage,firstmixer , 10.7 MH_z filter , second mixer , 455 KH_z filter , IF-amplifier,limiter and discriminator, audio amplifier and phase lock loop system which synthesize frequency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนำ

ในอดีตระบบวิทยุสื่อสารจำกัดวงอยู่ในเฉพาะหน่วยงานของรัฐเพียงไม่กี่หน่วยงานเท่านั้น แต่ปัจจุบันได้มีการนำเครื่องมือสื่อสารต่าง ๆ มาใช้ประโยชน์มากขึ้น อีกทั้งประชาชนก็ได้รับอนุญาติให้มีและใช้เครื่องรับส่งวิทยุคมนาคมบางประเภทได้ ซึ่งเป็นโอกาสอันดีที่วงการวิทยุคมนาคมจะได้ขยายวงกว้างออกไปเรื่อย ๆ ในอนาคต

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้จัดทำได้เรียบเรียงเพื่อใช้ประกอบการศึกษาและใช้ในการให้ความรู้กับผู้ที่สนใจทั่วไปสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับงานที่เกี่ยวข้องกัน หรือ เพิ่มประสิทธิ์ภาพให้สูงกว่าแล้วแต่วัตถุประสงค์การนำไปใช้โดยที่ผู้จัดทำได้เน้นไปในด้านการนำ ไอซี รับ-ส่ง เอฟเอ็ม ในตัวเดียวมาทำเป็นไมโครโฟนไร้สาย (วิทยุไมโครโฟน)

เนื้อหาในบทที่ 1 กล่าวถึงระบบวิทยุกระจายเสียงในระบบ เอฟเอ็ม ซึ่งได้อธิบายหลักการรับและการส่งวิทยุกระจายเสียงพร้อมทั้งตัวอย่างวงจร

บทที่ 2 เป็นเรื่องเกี่ยวกับโครงสร้าง , คุณสมบัติและการนำไปใช้งานของ ไอซี รับ-ส่งเอฟเอ็มในตัวเดียวเบอร์ MC 2831 , MC 2833 (ภาคส่ง) และเบอร์ MC 3362 (ภาครับ)

สำหรับบทที่ 3 เป็นเรื่องของไมค์ลอยและระบบโทรคมนาคมไร้สายซึ่งใช้งานกันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน

บทที่ 4 เป็นบทที่ว่าด้วย ทฤษฎีและวงจรต่าง ๆที่ใช้ในโครงงานนี้ ไม่ว่าจะเป็นเรื่องของวงจรขยายความถี่วิทยุ , การกระจายคลื่นวิทยุ , การใช้เฟสล็อกลูปในการควบคุมความถี่ ฯลฯ

บทที่ 5 ได้อธิบายการทำงานของวงจรในโครงงานนี้ทั้งภาครับและส่ง

สำหรับภาคผนวก ผู้จัดทำได้รวบรวมข้อมูลเกี่ยวกับ ไอซีเบอร์ต่าง ๆ ที่จำเป็นต้องใช้ในโครงงานเพื่อการออกแบบวงจร

ผู้จัดทำพยายามอย่างยิ่งที่จะให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สมบูรณ์ที่สุดเท่าที่จะทำได้ หากมีข้อบกพร่องประการใดเกิดขึ้นผู้จัดทำต้องกราบขอโทษไว้ ณ. ที่นี้อย่างสูง

ผู้จัดทำกราบขอบคุณ อาจารย์ประภากร สุวรรณะ หัวหน้าภาคอิเลคทรอนิคส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ซึ่งมีส่วนสนับสนุนอย่างยิ่งให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทที่ 1 ทฤษฎีเครื่องรับส่งวิทยุ 1

1.1 เครื่องส่ง FM 1

1.2 เครื่องรับ FM 2

บทที่ 2 ไอซีรับส่ง FM ในตัวเดียว 20

2.1 ไอซีภาคส่ง FM ในตัวเดียว (MC 2831 , MC 2833) 21

2.2 ไอซีภาครับ FM ในตัวเดียว (MC 3362) 26

บทที่ 3 เรื่องของไมค์ลอยและไมโครโฟน 34

3.1 เรื่องของไมค์ลอย 35

3.2 ไมโครโฟนและระบบโทรคมนาคมไร้สาย 41

บทที่ 4 ทฤษฎีและวงจรที่เกี่ยวข้องกับโครงงาน 55

4.1 วงจรขยาย RF 55

4.2 ทฤษฎีสายนำสัญญาณเบื้องต้น 60

4.3 คริสตอลออสซิสเลเตอร์ 71

4.4 พื้นฐานของสายอากาศและการกระจายคลื่นวิทยุ 88

4.5 กำลังสะท้อนกลับที่เกิดขึ้นจากการใช้เครื่องส่งวิทยุ 111

4.6 การใช้เฟสล็อกลูป (PLL) ในการสังเคราะห์ความถี่ 118

บทที่ 5 วงจรภาคส่งและภาครับ FM ที่ใช้ไอซีสำเร็จรูปทำเป็นไมโครโฟนไร้สาย 144

5.1 คำอธิบายการทำงานของวงจร IC ภาคส่ง FM 144

5.2 คำอธิบายการทำงานของวงจร IC ภาครับ FM 146

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลอง 153

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง 161

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

บรรณานุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

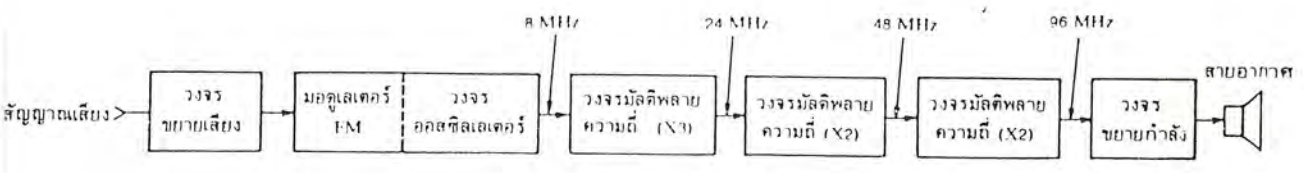
ทฤษฎีเครื่องรับส่งวิทยุ FM

1.1 เครื่องส่ง FM

ในการอธิบายถึงเครื่องส่ง FM นั้นสามารถพิจารณาจากแผนผังของเครื่องส่ง FM(ในรูปที่ 1.1) โดยเมื่อสัญญาณเสียงผ่านการขยายแล้วป้อนสู่มอดูเลเตอร์ วงจรมอดูเลเตอร์นี้จะทำการเปลี่ยนความถี่ของออสซิลเลเตอร์ โดยมีช่วงความถี่เบี่ยงเบนและอัตราการเบี่ยงเบนขึ้นอยู่กับแอมพลิจูด และความถี่ของสัญญาณเสียงตามลำดับ พาหะ FM ที่ถูกมอดูเลตแล้วจะถูกขยายโดยภาคขยายกำลังสุดท้ายป้อนสู่สายอากาศเพื่อส่งออกอากาศต่อไป

รูปที่ 1.1 แผนผังเครื่องส่ง FM อย่างง่าย

เครื่องส่งดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น อาจเกิดปัญหาเมื่อเราต้องการส่งออกอากาศที่ความถี่สูง ๆ เช่น เครื่องส่งกระจายเสียง FM (ซึ่งมีความถี่อยู่ระหว่าง 88 ถึง 108 MHz) ทำงานที่ความถี่สูง ทำให้ยากต่อการควบคุมให้ความถี่คงที่ นอกจากนี้การควบคุมการเบี่ยงเบนความถี่ก็ทำได้ยากขึ้นด้วย วิธีแก้ปัญหาดังกล่าวสามารถทำได้หลายวิธีแตกต่างกันออกไป



รูปที่ 1.2 แผนผังเครื่องส่งกระจายเสียง FM แบบคูณความถี่ (มัลติพลาย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาในรูปที่ 1.2 แสดงการใช้ความถี่ออสซิลเลเตอร์ 8 MHz และมัลติพลาย (หรือคูณ) ความถี่ขึ้นไปเป็น 96 MHz การคูณความถี่นี้ทำได้โดยใช้วงจรมัลติพลาย หลักการของวงจรมัลติพลายก็คือใช้คุณสมบัติความไม่ลิเนียร์ของวงจรขยาย ซึ่งจะทำให้กำเนิดสัญญาณฮาร์มอนิกออกมาจำนวนมาก จากนั้นวงจรแทงค์ที่เอาต์พุตจะจูนเอาเฉพาะความถี่ฮาร์มอนิกที่ต้องการไปใช้ประโยชน์ โดยทั่วไปวงจรมัลติพลายมักเป็นชนิดคูณ 2 (เรียกดับเบลอร์หรือ doubler) หรือชนิดคูณ 3 (เรียกทริปเลอร์ หรือ tribler) ในที่นี้จะใช้วงจรคูณ 3 จำนวน 1 วงจร และวงจรคูณ 2 จำนวน 2 วงจร นั่นคือ 3x2 x2 = 12 เท่า ฉะนั้น ความถี่เอาต์พุตจะเป็น 8 MHz x 12 เท่าซึ่ง = 96 MHz ส่วนช่วงความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณวิทยุกระจายเสียง FM เท่ากับ $\pm$ 75 KHz ฉะนั้น เอาต์พุตจะต้องมีความถี่ เบี่ยงเบนไปเท่ากับค่านี้ เมื่อสัญญาณเสียงมอดูเลต (แบบ FM) อย่างไรก็ดี การมัลติพลายความถี่จะทำให้ปริมาณความถี่เบี่ยงเบนถูกคูณให้กว้างขึ้นไปด้วย เช่น ออสซิลเลเตอร์ 8 MHz เบี่ยงเบนอยู่ระหว่าง 7.9 ถึง 8.1 MHz ($\pm$ 0.1 MHz) เมื่อคูณ 12 เท่า พาหะมีความถี่กลางเป็น 96 MHz และเบี่ยงเบนอยู่ระหว่าง 94.8 ถึง 97.2 MHz ($\pm$ 1.2 MHz) ดังนั้น ถ้าหากเราต้องการให้ความถี่เบี่ยงเบนเป็น $\pm$ 75 KHz ที่เอาต์พุต ความถี่ออสซิลเลเตอร์จะต้องเบี่ยงเบนไปเท่ากับ $\pm$ 75 หารด้วย 12=6.25 KHz

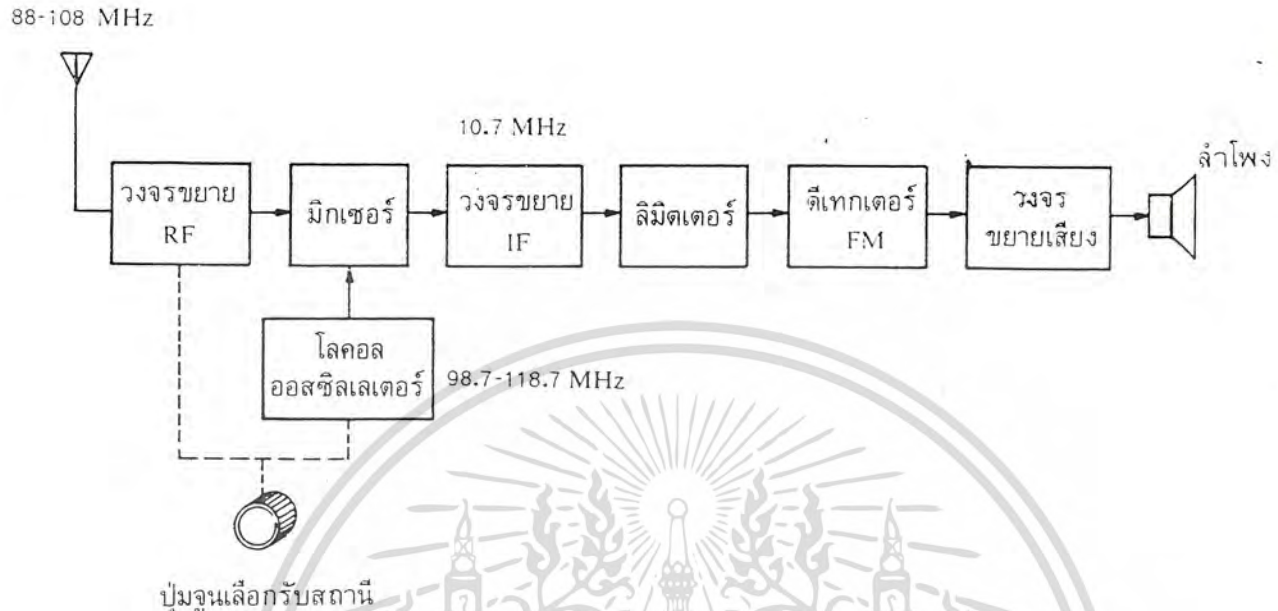
ข้อดีอีกประการหนึ่งของระบบ FM ก็คือวงจรขยายกำลัง (power amplifier หรือ PA) สามารถทำงานในคลาส C ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงกว่า ทั้งนี้เพราะแอมพลิจูดของสัญญาณ FM คงที่ไม่มีผลทำให้ข่าวสารเพี้ยน (แม้จะเกิดการชลิบยอดสัญญาณ) ข่าวสารนั้นอยู่ในช่วงความเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณ FM เท่านั้น

1.2 เครื่องรับ FM

เราพิจารณาหลักการทั่วไปของเครื่องส่งมาแล้วต่อไป เราจะมาพิจารณาเครื่องรับ FM บางแผนผังของเครื่องรับ FM มีความคล้ายคลึงกับเครื่องรับ AM มาก จะแตกต่างกันก็แค่ตรงเฉพาะขบวนการดีเทกเท่านั้น สำหรับความถี่ IF มักจะใช้ 10.7 MHz เพื่อกำจัดสัญญาณเงาและเพื่อให้แบนด์วิดท์ของวงจรกว้างพอที่จะรับสัญญาณ FM ได้ ความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณ FM ที่ส่งมาจากเครื่องส่งมีค่า $\pm$75 KHz ดังนั้น แบนด์วิดท์ของเครื่องรับต้องมีค่า 150 KHz เป็นอย่างน้อย ปกติมักจะเผื่อให้กว้างอีกเล็กน้อยเป็น 180 ถึง 200 KHz

ถ้าเราสมมติว่าเราจูนเครื่องรับไว้ที่ 100 MHz ลูกบิดหน้าปัดจะเลื่อนไปตรงกับความถี่ 100 MHz (บนหน้าปัด) วงจรขยาย RF จะจูนไว้ที่ความถี่ 100 MHz ส่วนโลคอลออสซิลเลเตอร์จะจูนไว้ที่ 110.7 MHz เมื่อผ่านกรรมวิธีเฮตเทอโรดายน์ในวงจรมิกเซอร์ ผลต่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.3 แผนผังของเครื่องรับ FM

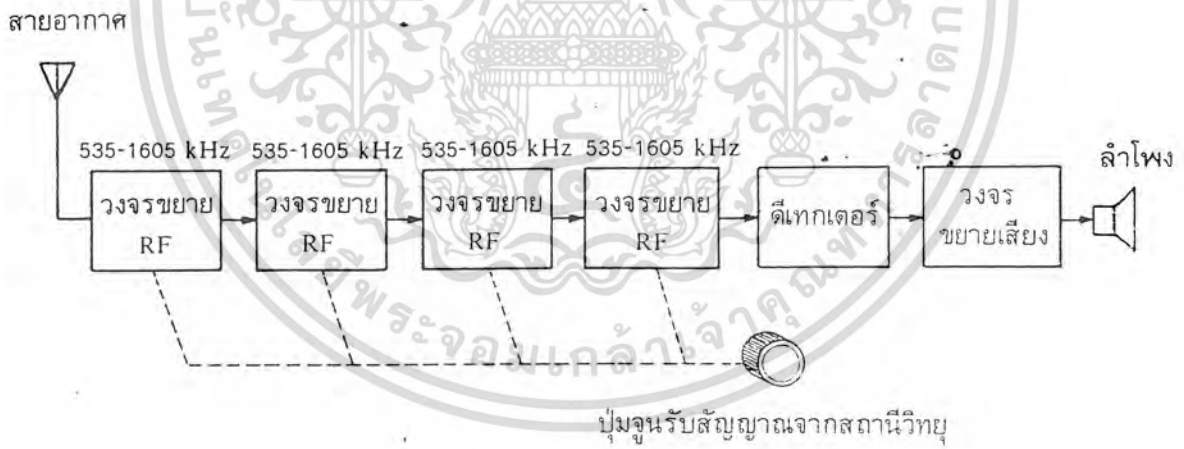
ความถี่จะปรากฏที่อินพุตของวงจรขยาย IF เท่ากับ 110.7 MHz - 100 MHz = 10.7 MHz สัญญาณที่ความถี่ IF นี้จะถูกขยายและกำจัดแบนด์วิดท์ให้กว้างเพียงพอที่จะรับสัญญาณ FM และแคบเพียงพอที่จะกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการอื่น ๆ ทั้งไป ถ้าพาหะ FM ที่ส่งจากเครื่องส่งมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ $\pm$ 50 KHz (โดยความถี่ FM เท่ากับ 100 MHz คงเดิม โลคอลออสซิลเลเตอร์คงเดิม และ IF คงเดิม) สัญญาณ IF จะมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ $\pm$ 50 KHz ด้วย ฉะนั้น สัญญาณที่มอดูเลตมาบนพาหะจะยังอยู่ในสัญญาณ IF โดยที่ไม่มีความเพี้ยนแม้ว่าความถี่สัญญาณ FM จะลดทอนมาก 100 MHz เหลือ 10.7 MHz

เราพิจารณาหลักการของเครื่องรับมาแล้ว ต่อไปเราจะพิจารณาชนิดของเครื่องรับโดยเราจะยกตัวอย่างของเครื่องรับ AM ซึ่งมีหลักการเช่นเดียวกับ FM แต่ต่างกันตรงการดีเทกและความถี่ IF ซึ่งของ FM มักจะใช้ความถี่ 10.7 MHz โดยอธิบายได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2.1 เครื่องรับชนิด TRF

สัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศรับจะมาจากเครื่องส่งซึ่งมีจำนวนมากมาย ฉะนั้นเราจำเป็นต้องหาทางเลือกรับเฉพาะที่ต้องการเท่านั้นสมมติว่า เราเอาดีเทกเตอร์ต่อกับสายอากาศโดยตรงเลยสัญญาณที่ผ่านการดีมอดจะผสมกันยุ่งเหยิงไปหมด(เพราะสัญญาณมาจากเครื่องส่งหลายเครื่อง) วิธีการเลือกรับเฉพาะสัญญาณที่ต้องการสามารถทำได้โดยต่อวงจรจูนความถี่ RFระหว่างสายอากาศกับดีเทกเตอร์วงจรจูนความถี่ RF นี้มีแบนด์วิดท์ไม่กว้างนักเพื่อจูนเลือกรับเฉพาะสัญญาณที่ต้องการและกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไปได้ถ้าหากต้องการให้แบนด์วิดท์ของวงจรจูน RF แคบลงไปอีกให้ใช้วงจร RF หลายๆ สเตจต่อกันดังรูปที่ 1.4 ซึ่งจะมีผลให้การขยายสัญญาณแรงขึ้นด้วย ฉะนั้น การเพิ่มวงจรขยาย RF จะช่วยให้ความไวการรับและการเลือกรับสัญญาณ (selectivity) ดีขึ้น ความไวของเครื่องรับเป็นค่าที่บอกความสามารถในการรับสัญญาณขนาดอ่อน ๆ เช่น ถ้าเครื่องรับสามารถรับฟังสัญญาณยิ่งอ่อนได้เท่าใดแสดงว่ามีความไวในการรับสัญญาณดีเท่านั้น ฉะนั้น อัตราขยายของเครื่องรับยิ่งมาก ความไวจะยิ่งดี ถ้าอัตราขยาย RF ยิ่งมาก ความไวยิ่งสูงก็ยิ่งรับสัญญาอ่อน ๆ ได้



รูปที่ 1.4 แผนผังเครื่องรับชนิด TRF สังเกตว่าสัญญาณส่วนหน้ามีความถี่สูง เรียกว่า RF วงจรความถี่วิทยุ (radio frequency) ส่วนหลังมีความถี่ต่ำ เรียกว่า วงจรความถี่เสียง AF (audio frequency)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเลือกรับสัญญาณหรือซีเลกติวิตี้ของเครื่องรับเป็นค่าที่บอกความสามารถในการเลือกรับสัญญาณที่ต้องการโดยกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไป สำหรับเครื่องรับชนิด TRF แบนด์วิดท์จะขึ้นอยู่กับวงจรขยาย RF ทั้งหมด ถ้าแบนด์วิดท์แคบลง ซีเลกติวิตี้ยิ่งดีขึ้น

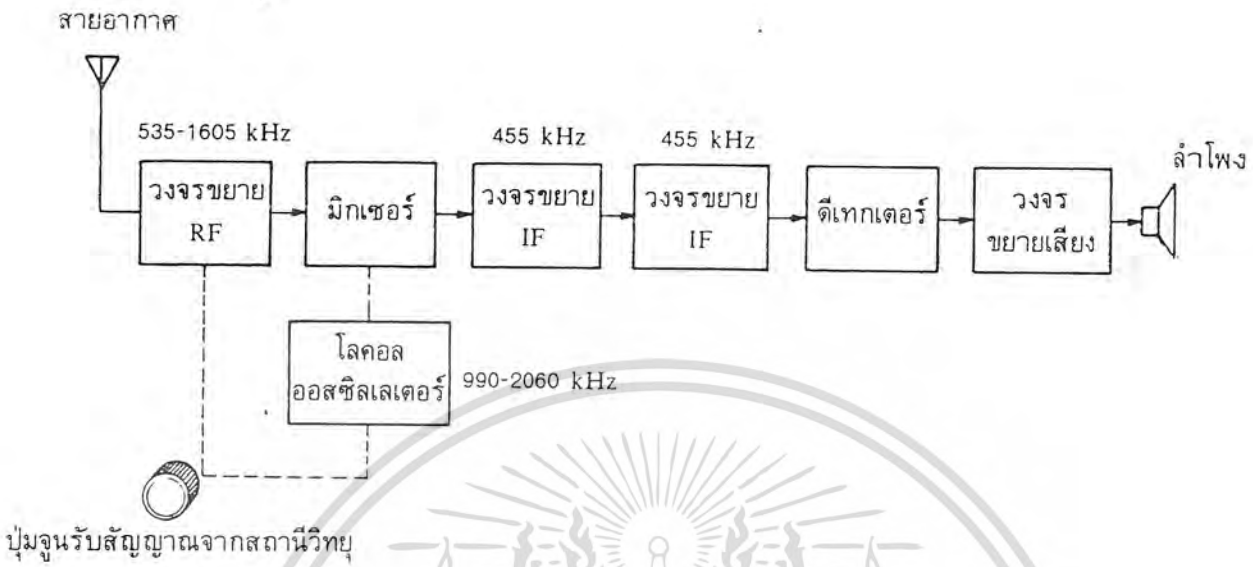
เครื่องรับชนิด TRF ในรูปที่ 1.4 มีวงจรขยาย RF 4 สเตจ ความไวและการเลือกรับสัญญาณออกแบบไว้สำหรับรับสัญญาณ AM ในย่านความถี่ (535-1605 KHz) เนื่องจากวงจรขยาย RF มีอยู่หลายสเตจ การจูนเลือกความถี่จะต้องจูนพร้อม ๆ กัน และสัมพันธ์กันทุกสเตจตลอดย่านความถี่ใช้งาน (535-1605 KHz) ซึ่งนับว่ายากพอสมควร นอกจากนี้ที่ความถี่ใช้งานสูง ๆ แบนด์วิดท์ของวงจรขยาย RF จะกว้างขึ้น ฉะนั้น แบนด์วิดท์ของวงจรเมื่อจูนที่ 1600 KHz ย่อมไม่ดีเท่าแบนด์วิดท์ เมื่อ 540 KHz การออกแบบวงจรให้มีทั้งอัตราขยายสูง และปรับจูนได้ตลอดย่ายความถี่ใช้งานกว้างๆ นี้ค่อนข้างยุ่งยากและมักเกิดปัญหาอื่น ๆ ตามมาอีกด้วย เราจึงไม่ค่อยนิยมใช้เครื่องรับชนิด TRF แต่หันไปใช้เครื่องรับชนิดซูเปอร์เฮ็ดเทอโรดายน์ หรือเรียกสั้น ๆ ว่า ซูเปอร์เฮ็ดเครื่องรับชนิดซูเปอร์เฮ็ด

เครื่องรับชนิดซูเปอร์เฮ็ตหรือซูเปอร์เฮ็ตเทอโรดายน์นี้อาศัยหลักการแปลงความถี่ของสัญญาณ RF ให้กลายเป็นความถี่คงที่ค่าหนึ่ง ซึ่งช่วยให้การออกแบบวงจรเครื่องรับทำได้สะดวกขึ้น

จากแผนผังของเครื่องรับ AM ชนิดซูเปอร์เฮ็ด ในรูปที่ 1.5 จะเห็นว่าเราใช้วงจรขยาย RF เหมือนกับเครื่องรับชนิด TRF แต่วงจรขยาย RF ในที่นี้จะให้อัตราขยายพอสมควรและแบนด์วิดท์พอเหมาะ (ไม่แคบไม่กว้าง) โดยเราเน้นออกแบบวงจรภาคต่อจากวงจรขยาย RF ให้มีอัตราขยายสูงและมีค่าซีเลกติวิตี้ดี

วงจรสำคัญในขบวนการซูเปอร์เฮ็ตเทอโรดายน์ก็คือ วงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์ (local oscillator)และวงจรมิกเซอร์ สัญญาณ RF จากสายอากาศถูกแปลงความถี่ลงเป็นความถี่ IF ค่าตายตัวค่าหนึ่ง ความถี่ IF ในที่นี้เป็นความถี่ปานกลาง (intermediate frequency) มีค่าอยู่ระหว่างความถี่ RF กับความถี่เสียง (AF) โดยทั่วไปนิยมใช้ค่า IF เท่ากับ 455 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.5 แผนผังเครื่องรับชนิดซูเปอร์เฮ็ต

วิธีการแปลงความถี่ในวงจรมิกเซอร์นั้นเกิดขึ้นเนื่องจากการผสมคลื่น RF กับคลื่นออสซิลเลเตอร์ ซึ่งมีความถี่ห่างจากความถี่ RF เท่ากับ 455 KHz พอดี ความถี่ของออสซิลเลเตอร์นี้ อาจสูงกว่าหรือต่ำกว่าความถี่ RF ก็ได้ ในรูปที่ 1.5 เราป้อนความถี่ของโลคอลออสซิลเลเตอร์สูงกว่าความถี่ RF การป้อนแบบนี้เรียกว่า ป้อนด้านสูง (high side injection) สมมติว่าเราต้องการรับสัญญาณ 1000 KHz (เราต้องหมุนลูกบิดจูนหน้าปัดเครื่องรับไปที่ตัวเลข 1000 KHz) วงจรขยาย RF จะถูกจูนไว้ที่ความถี่ 1000 KHz และยอมให้ความถี่แคบ ๆ บริเวณ 1000 KHz ผ่านเข้ามาแล้วขยายป้อนไปให้มิกเซอร์ การหมุนลูกบิดหน้าปัดนั้น นอกจากจะจูนวงจรขยาย RF แล้ว ยังต้องจูนวงจรโลคอลออสซิล-เลเตอร์ไปพร้อม ๆ กันด้วย การจูนพร้อมกันนี้ เรียกว่า แทร็ก (track) ตามกัน ความถี่ของออสซิล-เลเตอร์ต้องเท่ากับ 1000 KHz + 455 KHz = 1455 KHz พอดี

เมื่อสัญญาณทั้ง RF และโลคอลออสซิลเลเตอร์ป้อนเข้ามาให้ที่วงจรมิกเซอร์ซึ่งเป็นวงจรที่ทำงานแบบนอนลิเนียร์ เอาต์พุตที่ได้จากมิกเซอร์จะประกอบด้วยสัญญาณความถี่ผลรวม และความถี่ผลต่างเมื่อป้อนให้วงจร IF ซึ่งจูนไว้ที่ความถี่ 455 KHz ดังนั้น สัญญาณความถี่ผลรวมจะถูกกำจัดทิ้งไปคงเหลือแต่สัญญาณความถี่ผลต่าง (1455 KHz - 1000 KHz = 455) ผ่านการขยายที่วงจรขยาย IF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

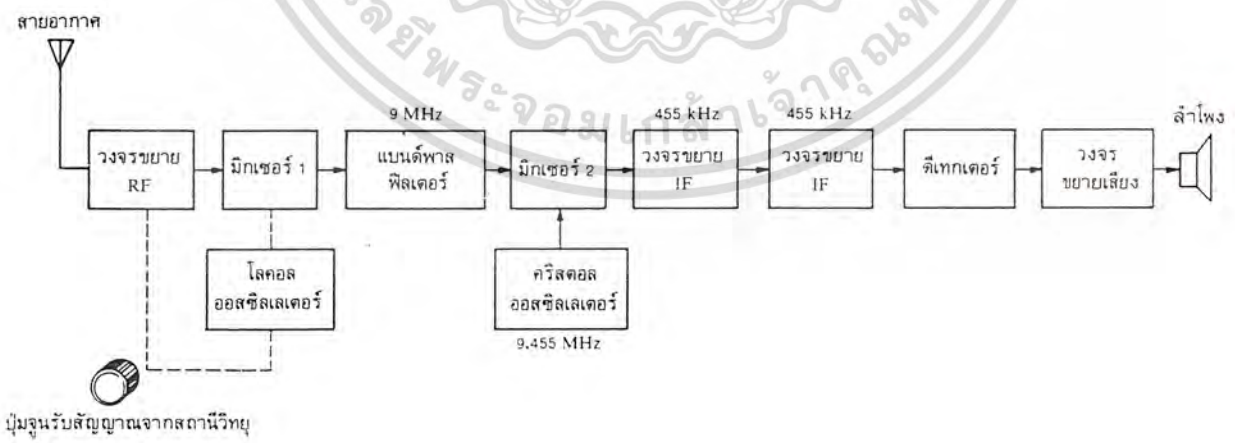
วงจรขยาย IF ก็คือวงจรขยาย RF ที่จูน ณ ความถี่ค่าคงที่(455 KHz) วงจร IF นี้จะมีวงจรแทงค์ทั้งด้านอินพุตและด้านเอาต์พุตและมักมีหลายสเตจ ทั้งนี้ เพื่อให้มีอัตราขยายสัญญาณที่รับได้สูง ๆ และชีเลกติวิตี้ดี เนื่องจากวงจรขยาย IF จูนไว้ที่ความถี่คงที่ซึ่งไม่เปลี่ยนแปลง ดังนั้นการออกแบบวงจรจึงค่อนข้างสะดวกและไม่ต้องมีการปรับจูนยุ่งยากในวงจรภาค IF แต่อย่างใด

ฉะนั้นสัญญาณ AM ขณะนี้มีความถี่ขนาดปานกลางเป็น IF 455 KHz เมื่อผ่านการขยายจากวงจรขยาย IF แล้วก็จะผ่านการดีมอดที่วงจรดีเทกเตอร์ ถ้าเป็นเครื่องรับ AM เรามักใช้วงจรดีเทกอย่างง่าย คือ มีไดโอดตัวเดียว (แต่ถ้าเป็นเครื่องรับสัญญาณ SSB เราต้องใช้วงจรโปรดัคท์ดีเทกเตอร์ร่วมกับ BFO ด้วย) สัญญาณเสียงหลังจากการดีมอดก็จะถูกขยายกำลังป้อนสู่ลำโพงต่อไป

1.2.2 เครื่องรับชนิดแปลงความถี่สองครั้ง

การเลือกความถี่ IF นั้น ต้องเลือกค่าที่พอเหมาะคือ ไม่สูงเกินไปและไม่ต่ำเกินไป เพราะความถี่ IF ต่ำ ๆ ช่วยให้ออกแบบวงจรได้เสถียรภาพดี อัตราขยายดี และแบนด์วิดท์แคบ แต่ความถี่ IF สูง ๆ ช่วยให้เครื่องรับกำจัดเงา ดังนั้น เราจึงนิยมเอาข้อดีทั้งสองมารวมกัน กล่าวคือ ใช้ความถี่ IF สองค่า ค่าหนึ่งสูงค่าหนึ่งต่ำโดยแปลงความถี่เป็น IF สองครั้ง เครื่องรับชนิดนี้เรียกว่าชนิดดับเบิลคอนเวอร์ชัน (double conversion)

ในรูปที่ 1.6 แสดงแผนผังของเครื่องรับ จะเห็นว่าใช้มิกเซอร์ 2 ชุด โลคอลออสซิลเลเตอร์ 2 ชุด ความถี่ IF 2 ความถี่ ความถี่ IF ที่ 1 เลือกให้มีค่าสูงเพื่อให้ความถี่เงาหนีออกไปห่างจากความถี่ใช้งานให้ไกลที่สุดจนตกอยู่นอกแบนด์วิดท์ของวงจรขยาย RF



รูปที่ 1.6 แผนผังเครื่องรับชนิดดับเบิลคอนเวอร์ชั่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

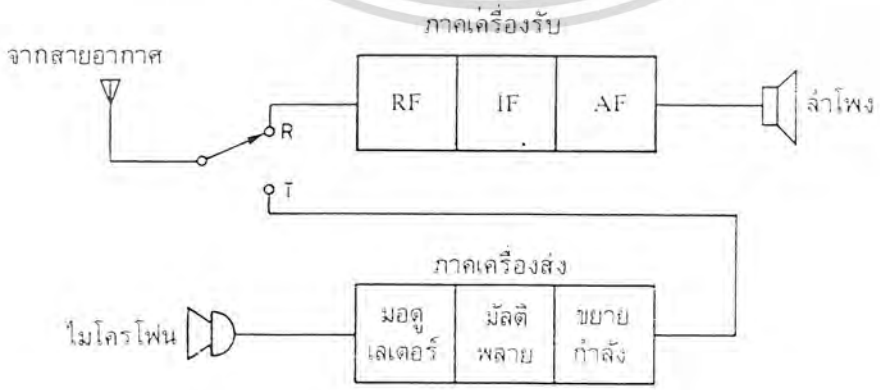
สมมติว่าเราต้องการรับสัญญาณ AM ความถี่ 5 MHz เราต้องปรับจูนลูกบิดให้ความถี่หมุนไปตรงหน้าปัด 5 MHz ในขณะนี้วงจรขยาย RF กำลังจูนไว้ที่ความถี่ 5 MHz ส่วนโลคอลออสซิลเลเตอร์กำลังจูนไว้ที่ 14 MHz (ในที่นี้ความถี่เงาจะอยู่ที่ 23 MHz ตกไปนอกย่านความถี่ผ่านของวงจร RF) เมื่อสัญญาณป้อนเข้ามาตรงกันในวงจรมิกเซอร์จะทำให้เกิดการผสมซึ่งบางทีเรียกว่า บีท(beat) เกิดเป็นความถี่ผลต่างเท่ากับ 9 MHz สัญญาณ AM ความถี่ 9 MHz นี้ สามารถผ่านฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาสเข้าไปสู่วงจรมิกเซอร์ที่ 2 วงจรฟิลเตอร์ในที่นี้เป็นวงจร LC หรือคริสตอลฟิลเตอร์เพื่อให้มีซีเลกติวิตี้ดีเครื่องรับประเภทนี้มักจะไม่ใช้วงจรขยาย IF ในย่านความถี่ IF ที่ 1 เพราะต้องการเน้นอัตราขยายให้มากที่วงจรขยายของความถี่ IF ที่ 2

สัญญาณ AM 9 MHz นี้ ป้อนไปที่วงจรมิกเซอร์ พบกับสัญญาณจากโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 2 ซึ่งมีความถี่ตายตัว 9.455 MHz (วงจรออสซิลเลเตอร์ชุดที่ 2 นี้มักใช้แร่บังคับความถี่) เมื่อทำการผสมหรือบีทแล้ว สัญญาณความถี่ผลต่างจะเท่ากับ 455 KHz ป้อนสู่วงจรขยาย IF ที่ 2

เราอาจใช้วงจรขยาย IF หลาย ๆ สเตจ ทำการขยายสัญญาณให้มีแอมพลิจูดสูงขึ้นก่อนแล้วจึงป้อนให้วงจรดีเทกเตอร์ เพื่อดีมอดเอาสัญญาณเสียงที่เขามอดูเลตคืนกลับมา สัญญาณเสียงนี้เรานำไปขยายกำลังโดยภาคขยายสุดท้ายแล้วป้อนไปยังลำโพง

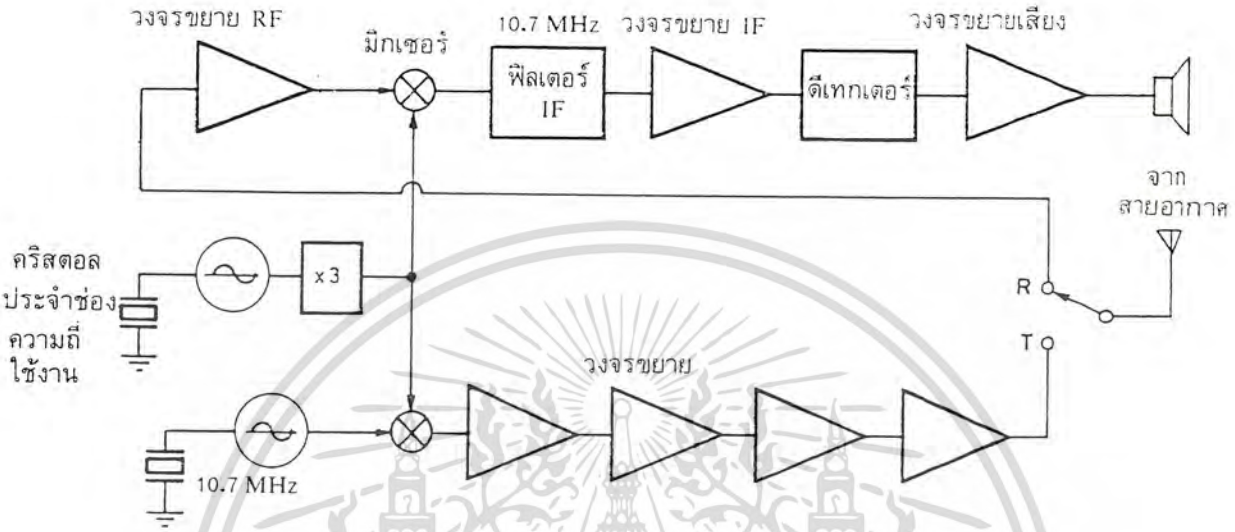
1.2.3 ตัวอย่างเครื่องรับส่งวิทยุ FM

จากที่เราพิจารณาข้างต้นเครื่องรับส่งวิทยุส่วนใหญ่ภาคเครื่องรับกับภาคเครื่องส่งจะแยกออกจากกัน โดยไม่ใช้วงจรร่วมกัน ดังแผนผังที่แสดงในรูปที่ 1.7 แต่ก็ยังมีเครื่องรับส่งวิทยุบางชนิดที่ใช้ วงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์ร่วมกันดังรูปที่ 1.8 โดยใช้คริสตอลเพียงก้อนเดียวกันทั้งในสภาวะรับและสภาวะส่ง สังเกตว่าในภาวะส่งเราจำเป็นต้องนำสัญญาณโลคอลออสซิลเลเตอร์มา



รูปที่ 1.7 เครื่องรับส่งวิทยุ FM ซึ่งแยกภาคเครื่องรับและภาคเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

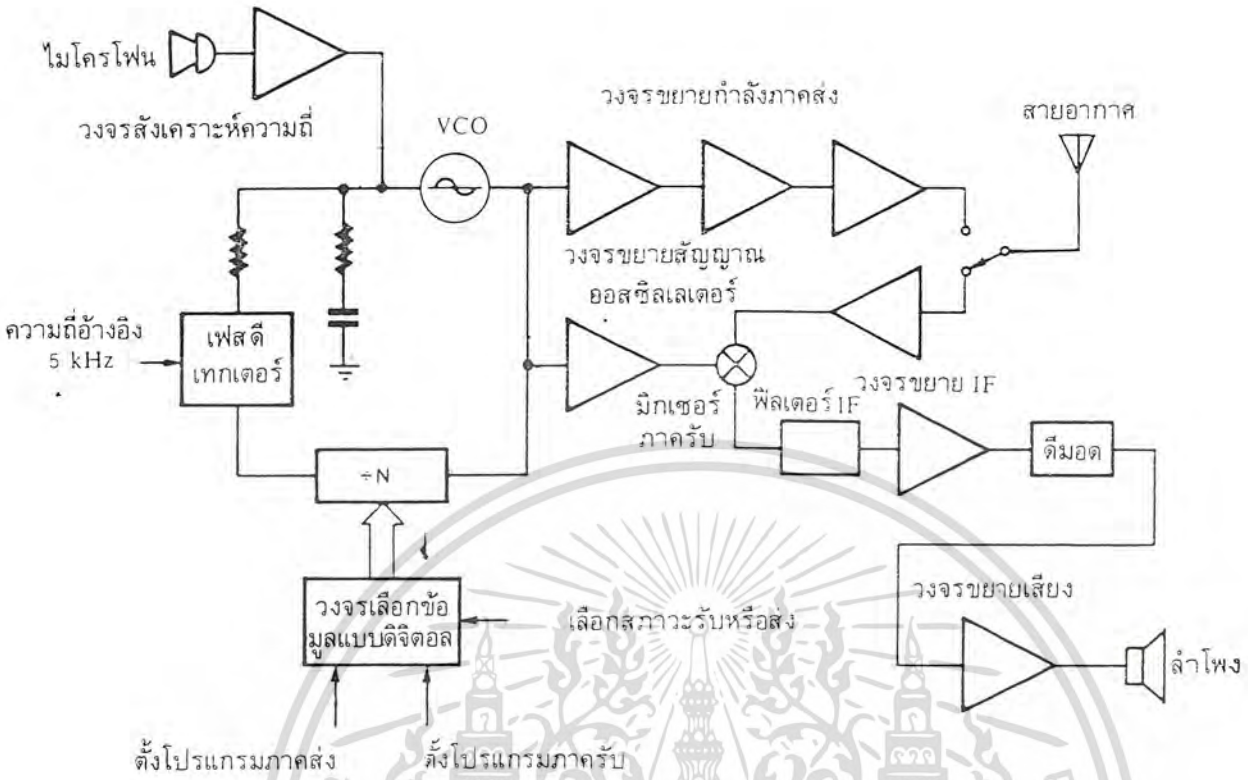


รูปที่ 1.8 เครื่องรับส่งวิทยุ FM แบบใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ร่วมกัน

มิกซ์กับออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ IF เสียก่อน เพื่อให้ได้ความถี่ใช้งานที่ต้องการ สังเกตอีกด้วยว่าความถี่ของออสซิลเลเตอร์ในสภาวะรับกับสภาวะส่งจะต่างกันอยู่เท่ากับความถี่ IF พอดี

เครื่องรับส่งวิทยุอีกชนิดหนึ่ง (ในรูปที่ 1.9) ซึ่งใช้ระบบสังเคราะห์ความถี่หรือซินธิไซเซอร์แทนโลคอลออสซิลเลเตอร์ ข้อดีของเครื่องรับส่งวิทยุชนิดซินธิไซเซอร์นี้ ก็คือเหมาะกับกิจการที่ต้องการใช้ความถี่หลายความถี่ ช่วยให้ประหยัดคริสตอลไปได้หลายก้อน (และสามารถตั้งความถี่ใช้งานได้สะดวก) แต่ข้อควรจำของเครื่องรับส่งในระบบนี้ ก็คือความถี่ของออสซิลเลเตอร์ของระบบสังเคราะห์ความถี่จะต้องขยันไปหรือออฟเซตไปเท่ากับความถี่ IF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
034895



รูปที่ 1.9 เครื่องรับส่งวิทยุ FM แบบสังเคราะห์ความถี่

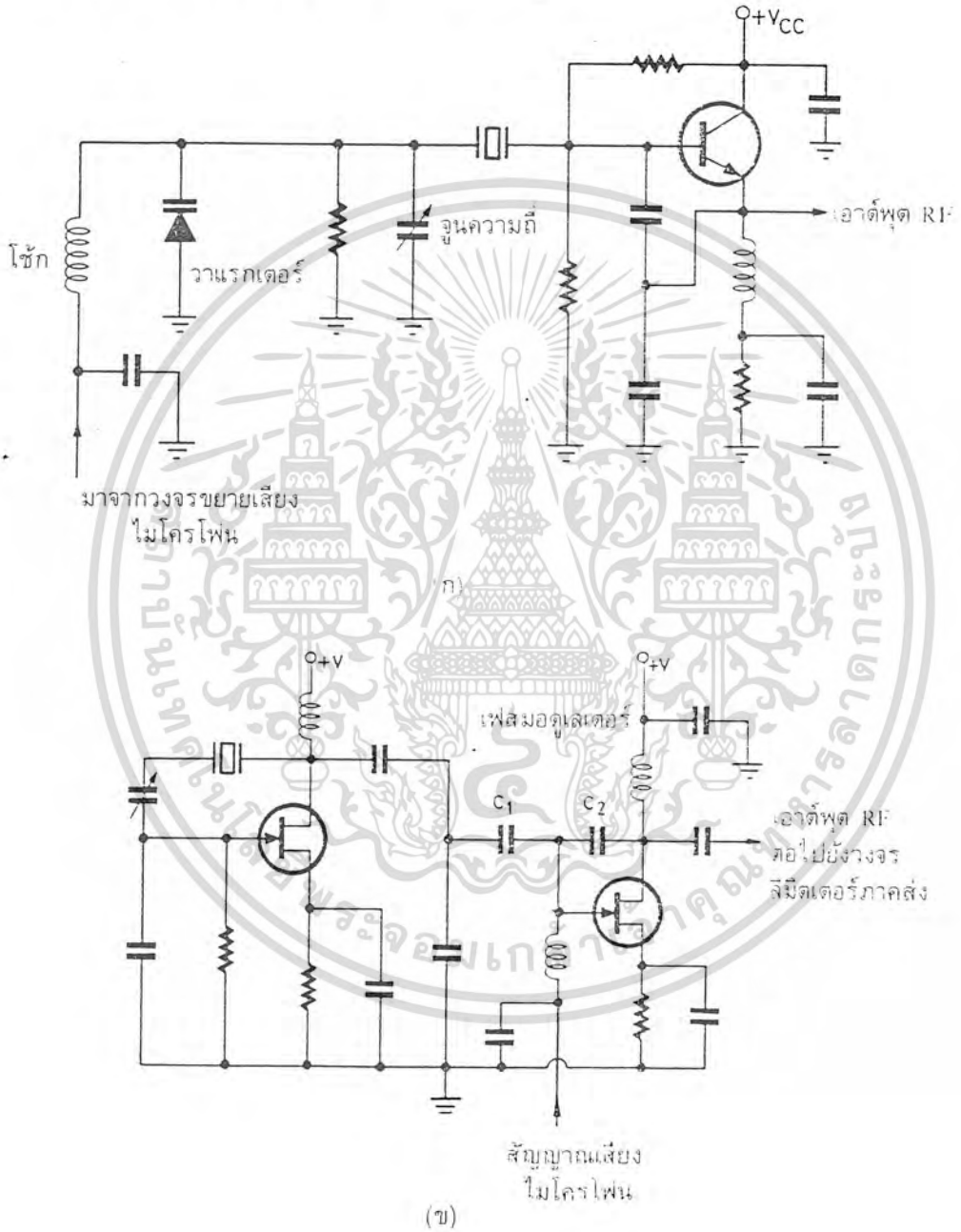
1.2.4 ตัวอย่างส่วนต่าง ๆ ของวงจรเครื่องรับส่ง FM

มอดูเลเตอร์ FM การกำเนิดสัญญาณ FM สามารถทำได้ 2 วิธี คือวิธี FM โดยตรง (direct FM) ซึ่งเราต่อวงจรรีแอกแตนซ์เข้ากับแร่บังคับความถี่แล้วเปลี่ยนความถี่ของคริสตอลออสซิลเลเตอร์โดยเปลี่ยนค่ารีแอกแตนซ์ของวาแรกเตอร์ไดโอด

วิธี FM โดยอ้อม (indirect FM) เราใช้วิธีมอดูเลตทางเฟสได้เป็นสัญญาณ PM แล้วเปลี่ยนสัญญาณให้เป็นสัญญาณ FM โดยการแก้ผลตอบสนองความถี่ของสัญญาณเสียงที่จะเข้าทำการมอดูเลต ปกติความถี่เบี่ยงเบนจะมีค่า $\pm$ 5 KHz (คิดรวม 2 ข้างเท่ากับ 10 KHz) โดยทั่วไปแร่บังคับความถี่จะเปลี่ยนไปได้ประมาณ 0.05% นั่นคือสามารถมอดูเลตให้ความถี่เบี่ยงเบนไปได้ ประมาณ $\pm$ 5 KHz ฉะนั้น ถ้าความถี่แร่ปรับจูนไว้ไม่กึ่งกลางพอดี การมอดูเลตจะเบี่ยงเบนไปได้ไม่เท่ากันทั้งสองข้าง คือจะมากข้างหนึ่งและน้อยข้างหนึ่ง ทำให้เกิดความเพี้ยน หลักการมอดูเลตทั่วไปก็ใช้การเปลี่ยนค่ารีแอกแตนซ์ของวาแรกเตอร์ไดโอดเช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

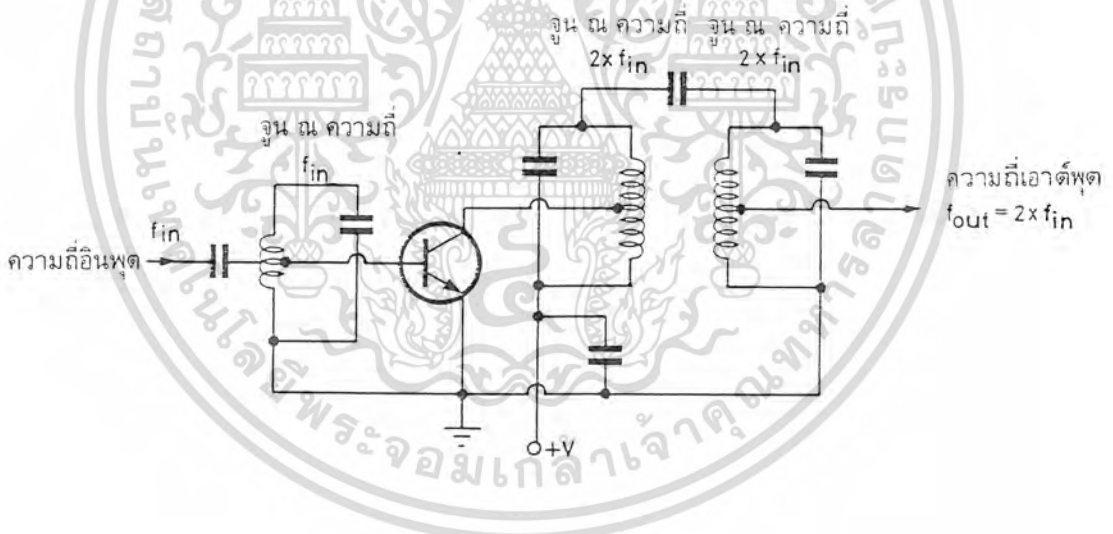
ความจริงการกำเนิดสัญญาณ FM ทั้ง 2 วิธีก็ให้ผลคล้ายกัน จะแตกต่างกันก็ตรงที่ในกรณีเฟสมอดูเลชั่น ความถี่เบี่ยงเบนมีค่าเป็นสัดส่วนกับความถี่ของสัญญาณที่มอดูเลต เมื่อความถี่เสียงยิ่งสูงความถี่เบี่ยงเบนจะยิ่งมาก นั่นคือที่ความถี่ศูนย์หรือ DC จะไม่มีการมอดูเลต ฉะนั้น เมื่อสัญญาณ PM จากเฟสมอดูเลเตอร์จะต้องถูกแปลงให้เป็นสัญญาณ FM เราก็สามารถทำได้โดยนำสัญญาณเสียงมาผ่านกรรมวิธีเพื่อให้สัญญาณความถี่ต่ำแรงขึ้น ก่อนที่จะป้อนเข้ามอดูเลต



รูปที่ 1.10 วงจรมอดูเลเตอร์ (ก) วิธี FM โดยตรงใช้การเปลี่ยนความถี่คริสตอลด้วยวาริแคป (ข) วิธี FM โดยอ้อม ใช้เฟสมอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรมัลติพลาย เป็นวงจรขยายที่มีอินพุตขับด้วยสัญญาณแรงเต็มที่ และเอาต์พุตต่อเป็นวงจรที่จูนไว้ ณ ความถี่ฮาร์มอนิกของสัญญาณอินพุต วงจรนี้ก็เหมือนกับวงจรขยายจูนธรรมดา เพียงแต่ระดับสัญญาณอินพุตป้อนเข้าแรงกว่า และอุปกรณ์ที่ใช้ เช่น ทรานซิสเตอร์ ต้องทำงานในย่านความถี่สูงขึ้น การขับด้วยสัญญาณแรงเต็มที่ทำให้เกิดฮาร์มอนิกขึ้น ฉะนั้น ความบริสุทธิ์ของสเปกตรัมเกี่ยวกับความถี่ของวงจรจึงมีความสำคัญมากในรูปที่ 1.11 แสดงให้เห็นวงจรมัลติพลาย ซึ่งคูณความถี่เป็น 2 เท่า สังเกตว่าวงจรจูนด้านอินพุตจะจูนไว้ ณ ความถี่ที่ต้องการจะคูณ ส่วนด้านเอาต์พุตจูนไว้ ณ ความถี่ 2 เท่าหรือฮาร์มอนิกที่สอง (วงจรคูณ 2 นี้ เรียกว่า ดับเบลอร์) ถ้าเราต้องการคูณ 3 เท่า เราก็ใช้วงจรจูน ณ ความถี่ฮาร์มอนิกที่สาม (วงจรคูณ 3 เท่าเรียกว่า ทริเปลอร์) วงจรมัลติพลายส่วนใหญ่จะใช้ตัวคูณ 2 หรือ 3 เนื่องจากตัวคูณสูงกว่านี้มักจะให้ประสิทธิภาพด้อยลง ถ้าเราต้องการคูณหลาย ๆ เท่า เราก็ใช้วงจรมัลติพลายหลาย ๆ ชุดมาต่อกัน



รูปที่ 1.11 วงจรดับเบลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรขยาย RF ปกติแล้วเครื่องรับ AM สามารถทำงานได้โดยไม่ต้องมีวงจรขยาย RF แต่สำหรับเครื่องรับ FM เราจำเป็นต้องมีวงจรขยาย RF เพื่อให้เครื่องรับสามารถรับสัญญาณขนาดเล็ก ๆ ได้ ระบบ FM มีภูมิต้านทานต่อนอยส์ ฉะนั้น ความไวจึงสูง สังเกตว่าเครื่องรับ FM มีความไวไม่เกิน 1 uV แต่เครื่องรับ AM มีความไวประมาณ 30 uV ถ้าหากเราไม่ใช้วงจรขยาย RF ในเครื่องรับ นอยส์ที่เกิดจากมิกเซอร์ก็จะกลบทับสัญญาณที่ต้องการรับจนหมดสิ้น การขยายสัญญาณอินพุตให้แรงขึ้นก่อนจะป้อนให้มิกเซอร์จะช่วยให้ความไวดีขึ้น นอกจากวงจรขยาย RF จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณอินพุตแล้ว แบนด์วิดท์ช่วงความถี่ทำงานของวงจรยังช่วยตัดความถี่เงา และกั้นสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์มิให้ย้อนกลับไปสู่สายอากาศด้วย

วงจรขยาย RF ที่นิยมใช้ในเครื่องรับ FM มักเป็น FET เนื่องจากมีช่วงไดนามิกกว้างและมีภูมิต้านทานต่อนอยส์สูง รวมทั้งมีเสถียรภาพดี ถ้าหากเครื่องรับใช้งานหลายความถี่และช่วงห่างของความถี่ใช้งาน (frequency spread) ไม่ห่างกันมากนัก วงจรขยาย RF อาจจะใช้แบบที่มีย่านความถี่ผ่านไม่ต้องกว้างนัก

มิกเซอร์ อาจเป็นแบบใช้ทรานซิสเตอร์ หรืออาจเป็นแบบใช้ไดโอดซึ่งเป็นมิกเซอร์แบบพาสซีฟ ในเครื่องรับรุ่นใหม่เรานิยมใช้บาลานซ์มิกเซอร์ ซึ่งให้คุณสมบัติการกำจัดอินเตอร์มอดดีและขยายสัญญาณได้ด้วย เครื่องรับบางแบบก็ใช้ MOSFET ชนิดเกตคู่เป็นมิกเซอร์

รูปที่ 1.12 ตัวอย่างมิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

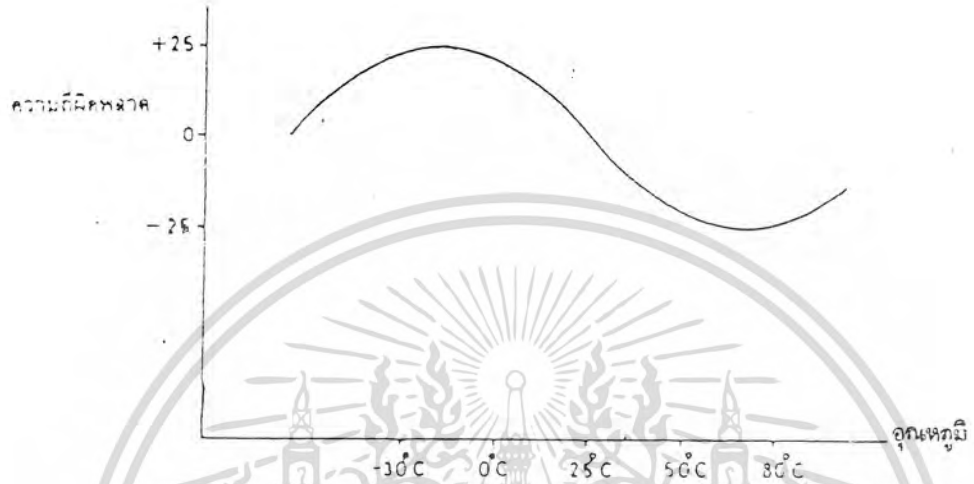
โลคอลออสซิลเลเตอร์ ทำหน้าที่ป้อนสัญญาณอินเจ็กชั่นให้แก่วงจรมิกเซอร์ ในกรรมวิธีเฮดเทอโรดายน์เครื่องรับที่ใช้แร่บังคับความถี่มักจะกำเนิดสัญญาณอินเจ็กชั่น โดยใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์ร่วมกับวงจรมัลติพลายเครื่องรับบางแบบก็ใช้ระบบสังเคราะห์ความถี่

คุณสมบัติของโลคอลออสซิลเลเตอร์นี้ มีความสำคัญต่อคุณภาพของเครื่องรับ โดยเฉพาะความถี่จะต้องเที่ยงตรงและมีเสถียรภาพดีกว่า 10 ppm (ย่อมาจาก partper million หรือส่วนในล้านส่วน) ตลอดย่านอุณหภูมิใช้งาน ถ้าเป็นเครื่องรับธรรมดาอาจใช้แร่บังคับความถี่ธรรมดาก็ได้ แต่ถ้าต้องการความถี่ที่เที่ยงตรงมาก จำเป็นต้องใช้แร่อบในกล่องโลหะ (oven) ที่ควบคุมอุณหภูมิได้ ข้อเสียของการอบแร่ก็คือ เปลืองพลังงานไฟฟ้าไปส่วนหนึ่ง

คริสตอลออสซิลเลเตอร์อีกแบบหนึ่ง ซึ่งใช้วิธีอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อชดเชยความถี่มิให้ไหลเชี่ยว (drift) ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีชดเชยอุณหภูมิแบบนี้เรียกว่า TCXO (temperature compensated crystal oscillator) การเปลี่ยนแปลงความถี่ต่ออุณหภูมิของแร่ไม่เป็นลิเนียร์ (ไม่เป็นเชิงเส้น) แต่เป็นรูปตัว S (ดูรูปที่ 1.13) ฉะนั้น วิธีชดเชยอุณหภูมิจึงต้องเป็นแบบนอนลิเนียร์ด้วย

คุณสมบัติที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของคริสตอลออสซิลเลเตอร์ก็คือ สัญญาณต้องมีความบริสุทธิ์ (ทางความถี่) มิฉะนั้นเมื่อป้อนให้กับมิกเซอร์จะทำให้มีผลตอบสปัวเรียส (spurious response) วิธีแก้ที่นิยมใช้ก็คือ ใช้การชีลด์และใช้ฟิลเตอร์กรองความถี่ฮาร์มอนิกที่ไม่ต้องการออกไปเสียก่อน นอกจากนี้คุณสมบัตินอยส์ของโลคอลออสซิลเลเตอร์ ก็มีต่อชีเลกติวิตี้การเลือกรับสัญญาณและขจัดสัญญาณข้างเคียงของเครื่องรับด้วย เนื่องจากปรากฏการณ์มิกซ์แบบผกผัน (reciprocal mixing)ถ้าสัญญาณอินเจ็กชั่นมีนอยส์ปนอยู่ พลังงานอินพุตจะถูกมอดูเลตด้วยนอยส์เมื่อป้อนไปยังวงจรขยายสัญญาณที่นอยส์ก็จะผ่านฟิลเตอร์ IF ได้ ชีเลกติวิตี้จึงเลวลง ด้วยเหตุนี้สัญญาณช่องข้างเคียงอาจมีนอยส์ล้น (spillover) แทรกเข้าไปในช่องความถี่ใช้งานได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.13 การเปลี่ยนแปลงความถี่ของผลึกแร่ต่ออุณหภูมิ

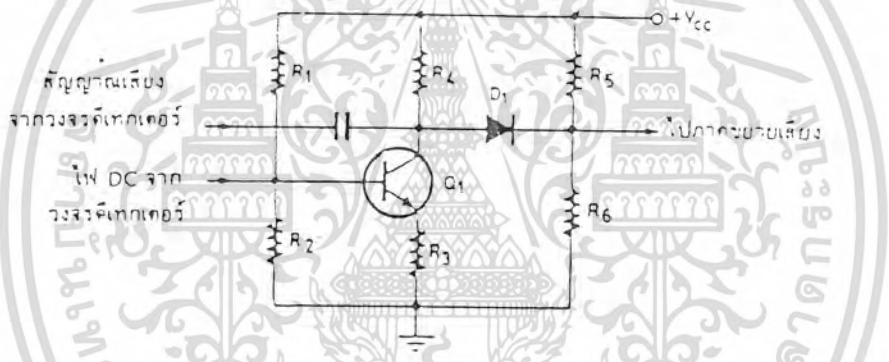
วงจรขยาย IF เอาต์พุตที่ได้จากมิกเซอร์จะป้อนเข้าสู่คริสตอลฟิลเตอร์ (วงจรกรองความถี่แบบคริสตอล) ทันที ซึ่งใช้ฟิลเตอร์ 2 ขั้ว (pole) 2 ตัวแมตช์กัน (matched pair) คู่หนึ่งต่อกับอินพุตของวงจร IF และอีกคู่หนึ่งต่อที่เอาต์พุตของวงจร IF

ในกรณีของซิงเกิลคอนเวอร์ชั่นจะมีวงจรคริสตอลฟิลเตอร์ และวงจร IF ต่อถัดมาจากมิกเซอร์ แต่ถ้าเป็นในกรณีของดับเบิลคอนเวอร์ชั่นจากมิกเซอร์ที่หนึ่งจะเป็นคริสตอลฟิลเตอร์ ผ่านวงจร IF ค่าสูงและเข้าวงจรมิกเซอร์ที่สองและผ่านเซรามิกฟิลเตอร์กับวงจร IF ค่าต่ำ ตามลำดับ

ในระบบซูเปอร์เฮ็ดเทอโรดายน์ อัตราขยายส่วนใหญ่มักจะมาจากภาค IF ในเครื่องรับยุคแรกๆ เรามักใช้หลอดหรือทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีหม้อแปลงดับเบิลระหว่างสเตจ (ภาค) แต่ในยุคหลังนี้ ภาค IF จะมีค่าต่ำเราจึงนิยมใช้ไอซีเพียงตัวเดียวทำหน้าที่เป็น IF และดีมอดสำเร็จในตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มิวต์หรือสเคลช์ ในเครื่องรับที่มีความไวสูง สัญญาณอินพุตที่สายอากาศจะถูกขยายให้แรงมากขึ้นเพื่อป้อนให้วงจรดีเทกเตอร์ ในขณะที่ไม่มีสัญญาณ (ไม่มีพาหะ) ไฟ AGC จะทำให้เครื่องรับมีอัตราขยายเต็มที่เครื่องรับจึงขยายแต่นอยส์ออกมา เสียงซู่ของนอยส์ที่ออกมาจะสร้างความรำคาญต่อผู้ใช้เครื่องวิทยุการกำจัดเสียงซู่นี้เราใช้วงจรสเคลช์หรือมิวต์ (mute)วงจรตัดเสียงซู่นี้มีหลายชนิด ในรูปที่ 1.14 เราใช้แรงดัน DC มาปิดเปิดวงจรขยายเสียงแรงดัน DC ดังกล่าวจะมีค่าเป็นสัดส่วนผกผันกับความแรงของสัญญาณ (พาหะ) ป้อนแก่วงจรสวิตช์ Q1 เมื่อสัญญาณแรง แรงดัน DC จะทำให้ Q1 OFF แรงดันคอลเลกเตอร์สูงขึ้น ไดโอด D1 นำกระแส สัญญาณเสียงจะผ่านไปวงจรขยายเสียงได้ ถ้าหากพาหะเป็นศูนย์ Q1 จะ ON ทำให้ไดโอด D1 หยุดนำกระแส เปรียบเสมือนเปิดวงจรนอยส์จึงถูกสกัดกั้นมิให้ไปขยายออกลำโพง



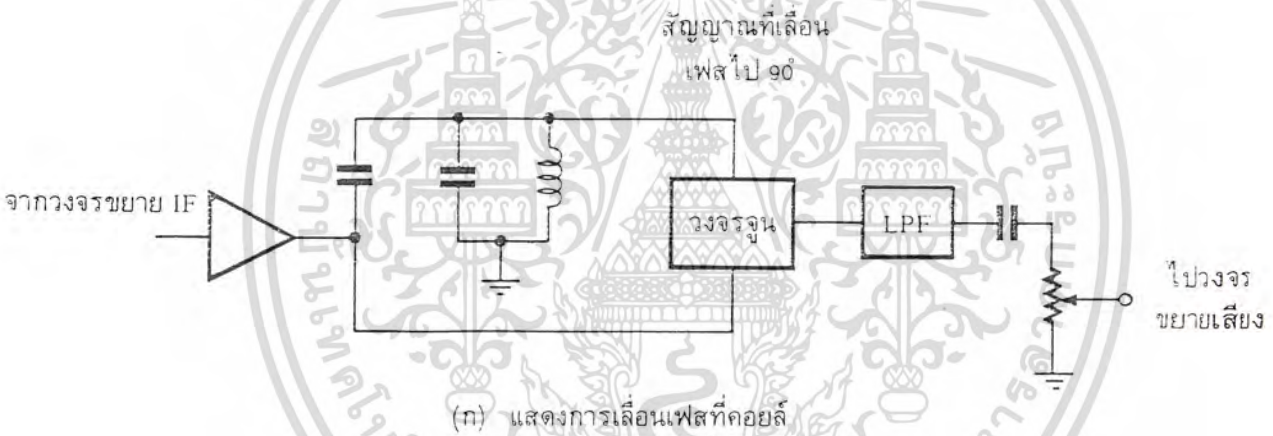
รูปที่ 1.14 วงจรสเคอลช์แบบใช้พาหะบังคับ

ควอดราเจอร์ดีเทกเตอร์ วงจรดีเทกเตอร์ชนิดนี้อาศัยหลักการคูณสัญญาณ FM กับสัญญาณ FM ตัวเดิมแต่เลื่อนเฟสไป 90 องศา ผลลัพธ์ที่ได้จะเป็นสัญญาณมอดูเลต (สัญญาณเสียง) ดูรูปที่ 1.15(ก) กระแสที่ไหลในคอยล์จะมีเฟสต่างจากแรงดันคร่อมคอยล์อยู่ 90 องศา กระแสนี้จะป้อนไปให้วงจรเรโซแนนซ์ขนาด Z ซึ่งจูนความถี่ไว้ที่ความถี่กลางของสัญญาณ FM แรงดันคร่อมวงจรเรโซแนนซ์จะมีเฟสเลื่อนไปตามความถี่ที่พาหะเบี่ยงเบนไป สัญญาณ FM ที่ผ่านวงจรเรโซแนนซ์จะกลายเป็นสัญญาณ PM หลังจากที่สัญญาณ FM และ สัญญาณ FM คูณกัน (การคูณกันของสัญญาณทั้งสองนี้ ไม่ใช่การคูณความถี่แต่เป็นคูณทางคณิตศาสตร์) (ทำงานในช่วงนอนลิเนียร์) ดูรูปที่ 1.15 (ข) ผลลัพธ์จากการคูณจะเป็นสัญญาณความถี่สูงกับสัญญาณความถี่ต่ำ (คือ สัญญาณมอดูเลต) สัญญาณแรกจะถูกกรองทิ้งไปโดยฟิลเตอร์ชนิดโลพาส เอาต์พุตจึงเป็นสัญญาณเสียงตามต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความจริงแล้ววงจรควอดราเจอร์ดีเทกเตอร์ ทำหน้าที่เสมือนวงจรเทียบเฟสของสัญญาณ FM สองสัญญาณซึ่งมีเฟสต่างกัน 90 องศา ดูรูปที่ 1.15(ข)ในที่นี้เราเขียนเป็นพัลส์เพื่อความสะดวกสัญญาณความถี่สูงจะถูกกรองทิ้งไปคงเหลือแต่สัญญาณความถี่ต่ำ (เปรียบเทียบค่าเฉลี่ยในรูปคลื่น 1, 2 และ 3) ซึ่งเป็นสัญญาณเสียง สังเกตว่าค่าเฉลี่ยจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่เบี่ยงเบนของพาหะ (เพราะเมื่อสัญญาณ FM มีความถี่ต่ำลงพัลส์เอาต์พุตจะแคบลงค่าเฉลี่ยจะน้อยลง) นั่นคือค่าเฉลี่ยจะเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณเสียง

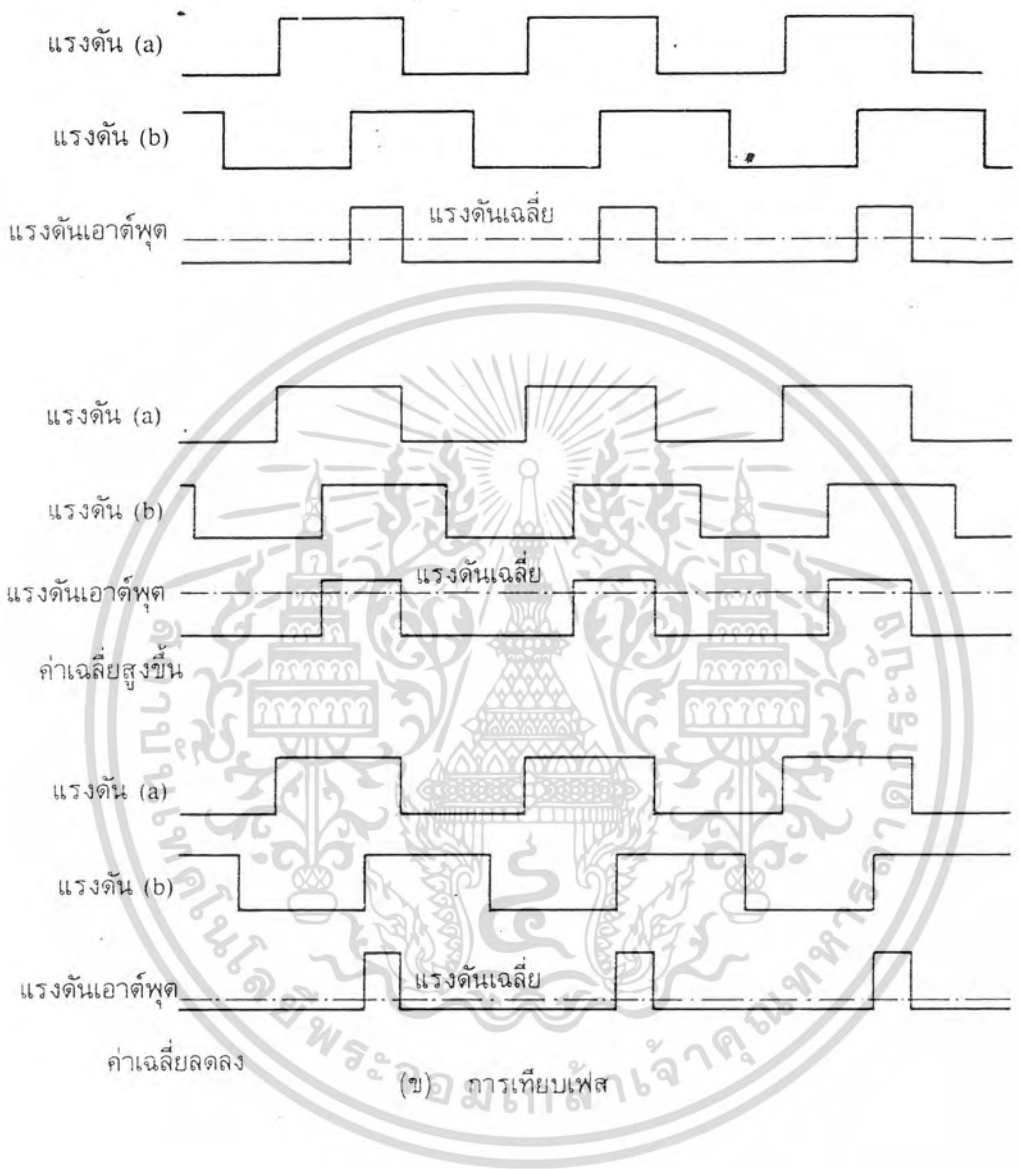
โดยทั่วไปวงจรควอดราเจอร์ดีเทกเตอร์มักจะทำเป็นไอซี ซึ่งจะรวมวงจรขยาย IF วงจรขยาย/ลิมิตเตอร์ และอื่น ๆ ไว้ด้วยในไอซีตัวเดียว โดยต่อคอยส์ซึ่งเลื่อนเฟสไว้ภายนอก



(ก) แสดงการเลื่อนเฟสที่คอยล์

รูปที่ 1.15 วงจรควอดราเจอร์ดีเทกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.15 (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลิมิตเตอร์ สัญญาณ FM (มีความถี่เท่ากับ IF) อาจจะมีนอยส์ปะปนด้วย วงจรลิมิตเตอร์จะทำหน้าที่ขลิบสัญญาณทั้งด้านบวกและลบ รวมทั้งนอยส์ก็จะถูกกำจัดทิ้งไปด้วย (ดูรูปที่ 1.16) สังเกตว่าความถี่ของสัญญาณ FM ก่อนและหลังลิมิตเตอร์ไม่เปลี่ยนแปลง หลักการของวงจรลิมิตเตอร์นี้ก็คือ ป้อนสัญญาณที่มีแอมพลิจูดเกินช่วงทำงานของวงจร (overdrive) จนกระทั่งวงจรขยายอิ่มตัวหรือ คัดออฟ ถ้าสัญญาณ IF ที่ป้อนมามีแอมพลิจูดน้อย เอาต์พุตจากลิมิตเตอร์จะมีนอยส์ปนออกมาทางออดิโอเอาต์พุต ถ้าป้อนแอมพลิจูดมาแรง ๆ นอยส์จะเงียบไป ปรากฏการณ์นี้มีความสัมพันธ์กับค่า "quieting" (หมายถึงการทำให้นอยส์เบาลงหรือเงียบลง) ของภาคออดิโอเอาต์พุต (ความดังเสียงและค่าความไวของเครื่องรับ FM ด้วยเช่น สเปกระบุว่าสัญญาณที่ไม่ได้มอดูเลต มีแต่พาหะเดียว) ป้อนเข้าอินพุตของเครื่องรับ ทำให้นอยส์จากวงจรขยายเสียงลดลงไป 20 เดซิเบล การที่จะลดนอยส์ให้ได้ก็คือขยายสัญญาณอินพุต (IF) ให้มาก ๆ พอที่จะขับให้วงจรลิมิตเตอร์ขลิบสัญญาณเพื่อกำจัดนอยส์ที่ขี่มาบนสัญญาณ FM ตามหลักการของวงจรลิมิตเตอร์

รูปที่ 1.16 วงจรลิมิตเตอร์จะขจัดนอยส์และการเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูดของสัญญาณ FM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ไอซีรับ-ส่ง FM ในตัวเดียว

ปัจจุบันวิวัฒนาการของมนุษย์มีความเจริญก้าวหน้าอย่างรวดเร็วในทุก ๆ ด้าน ไม่ว่าจะเป็นด้านสาธารณสุขต่าง ๆ ทางด้านอุปกรณ์เครื่องใช้เครื่องอำนวยความสะดวกสบายในบ้าน ซึ่งสิ่งต่าง ๆ เหล่านี้เกิดขึ้นได้ ส่วนหนึ่งมาจากความก้าวหน้าทางด้านอิเลคทรอนิคส์

กล่าวคือ องค์ประกอบของอุปกรณ์อำนวยความสะดวกต่าง ๆ ในปัจจุบันนั้นย่อมต้องมีอุปกรณ์ทางอิเล็คทรอนิคส์เข้าไปเป็นส่วนร่วมอย่างแน่นอนดังนั้นการพัฒนาทางด้านอิเล็คทรอนิคส์ของนักวิทยาศาสตร์จึงทำกันมาอย่างต่อเนื่อง เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและเป็นการลดต้นทุนการผลิต แต่ในขณะเดียวกันก็ยังได้อุปกรณ์ที่มีสมรรถภาพสูงเท่าเดิมหรือมากกว่า (วิศวกรรมคุณค่า) อีกทั้งยังได้มีการปรับปรุงรูปแบบการทำงานให้ทันสมัยและเหมาะสมกับการนำไปใช้ให้เกิดประโยชน์มากที่สุดอีกด้วย ในการพัฒนาทางด้านอิเล็คทรอนิคส์นั้น หัวใจสำคัญ ซึ่งอาจกล่าวได้ว่าเป็นการปฏิวัติทางด้านอิเล็คทรอนิคส์โดยเฉพาะนั่นคือเทคนิคการสร้างสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ (Semiconductor Device) อันจะทำให้ได้มาซึ่งอุปกรณ์ที่มีคุณภาพสูง จึงมีผลทำให้เกิดความก้าวหน้าในหลาย ๆ ด้าน ความก้าวหน้าทางระบบโทรคมนาคมก็เป็นหนึ่งในนั้นเช่นกัน ในโครงงานนี้เป็นเพียงเสี้ยวหนึ่งที่น้อยนิดในการพัฒนาของนักวิทยาศาสตร์ที่มุ่งมั่นค้นคว้าสร้างสรรค์สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ เพื่อช่วยให้ความเป็นอยู่ของมนุษย์โดยทั่วไปมีความสะดวกสบายโดยไม่รู้ตัว จากการแนะนำจากท่านอาจารย์ที่ปรึกษา ผู้จัดทำเลยอยากขอแนะนำอุปกรณ์บางอย่างที่เกี่ยวข้องกับโครงงานนี้ อันเป็นส่วนหนึ่งจากความก้าวหน้าทางด้านอิเลคทรอนิคส์ นั่นก็คือ IC ภาครับ FM ในตัวเดียว เบอร์ MC3362 และ IC ภาคส่ง FM ในตัวเดียว เบอร์ MC2831 และ MC2833

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1 MC 3362 ไอซีภาครับในตัวเดียว

MC 3362 เป็นภาครับระบบดูอัลคอนเวอร์ชั่น คือ ภาคไอเอฟมีการแปลงความถี่ 2 ครั้ง จากความถี่ที่รับได้เป็น 10.7 เมกะเฮิรตซ์ แล้วค่อยลดลงเป็น 455 กิโลเฮิรตซ์อีกครั้งหนึ่ง ซึ่งเป็นวิธีที่ใช้กันโดยทั่วไปกับวิทยุรับ/ส่งในปัจจุบัน

ภายในตัวของ MC 3362 ยังมีภาคออสซิลเลเตอร์ซึ่งใช้กับความถี่ได้ 200 เมกะเฮิรตซ์ แต่ถ้าใช้ภาคออสซิลเลเตอร์ภายนอก จะใช้งานได้กับความถี่ 450 เมกะเฮิรตซ์ มีภาคดีเทกเตอร์แบบควอดราเจอร์ และวงจรขับมิเตอร์ที่ใช้แสดงการรับสัญญาณให้ด้วย นอกจากนี้ยังมีส่วนบัฟเฟอร์ให้แก่ออสซิลเลเตอร์ของไอเอฟทั้ง 2 ความถี่ เพื่อความเที่ยงตรงในการทำงาน รวมทั้งมีวงจรเปรียบเทียบสำหรับใช้ดีเทกแบบ FSK เรียกว่า ใช้งานได้อเนกประสงค์ที่เดียว

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 724

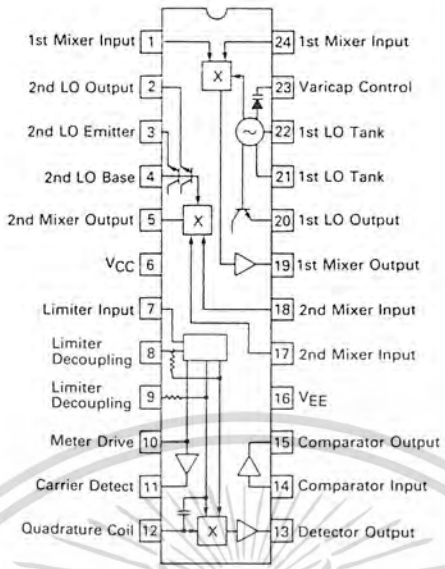
DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751E
SO-24

รูป 2.1 รูปร่างภายนอกของ MC 3362

แรงดันไฟเลี้ยงใช้ได้สูงสุด 8 โวลต์ ต่ำสุด 2 โวลต์ กินกระแส 3.6 มิลลิแอมป์ ที่ 3 โวลต์ ความไวอินพุต 0.7 uV ที่ 12 dB SINAD รูปร่างภายนอกเป็นตัวถังดีนตะขาบ (DIP) ขนาด 24 ขา โครงสร้างภายในและการจัดขาแสดงในรูปที่ 2.1 โปรดสังเกตที่ขา 23 จะมีวาริแคปภายใน ซึ่งใช้ในวงจรจูนความถี่ภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

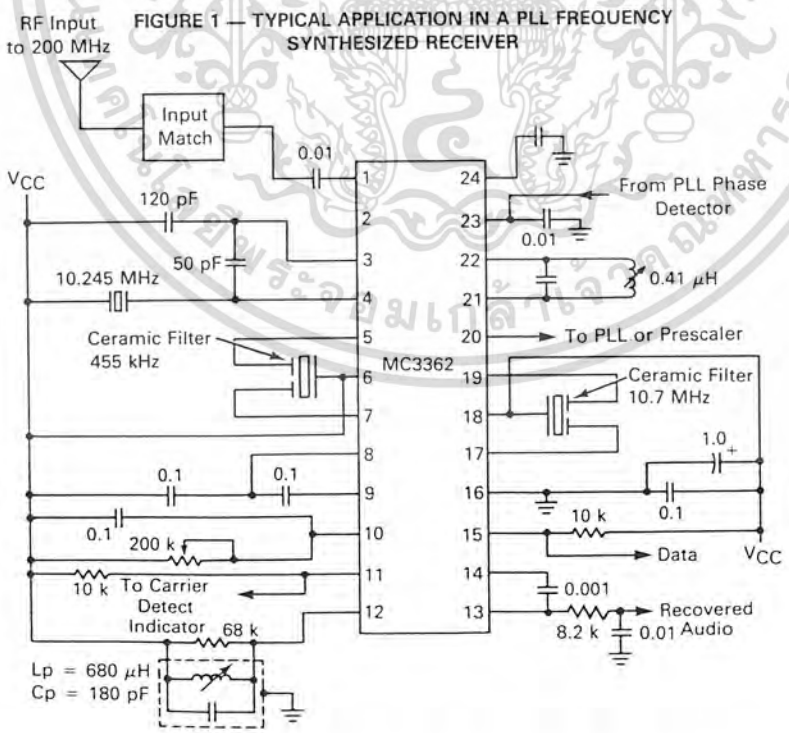
FIGURE 2 — PIN CONNECTIONS AND FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



รูป 2.2 โครงสร้างภายในและการจัดขา

วงจรใช้งานเบื้องต้นของ MC 3362 แสดงในรูปที่ 2.3 เป็นภาครับวิทยุ FM แบนด์แคบ (narrowband FM) ระบบเฟสล็อกลูปแบบสังเคราะห์ความถี่ใช้งานได้สูงถึง 200 เมกะเฮิรตซ์ การทำงานคร่าว ๆ เป็นดังนี้

FIGURE 1 — TYPICAL APPLICATION IN A PLL FREQUENCY SYNTHESIZED RECEIVER



รูปที่ 2.3 วงจรใช้งานเบื้องต้นของ MC 3362

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคมิกเซอร์ตัวแรก จะทำการขยายสัญญาณที่รับมาได้จากสายอากาศแล้วแปลงเป็นความถี่ไอเอฟ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ ส่งออกมายังวงจรฟิลเตอร์ภายนอก แล้วป้อนกลับเข้าไปยังภาคมิกเซอร์ตัวที่ 2 ซึ่งจะทำการขยายสัญญาณแล้วแปลงความถี่ไอเอฟนี้ให้ต่ำลงเป็น 455 กิโลเฮิรตซ์

สัญญาความถี่ไอเอฟที่สอง 455 กิโลเฮิรตซ์ ถูกส่งออกมาฟิลเตอร์ภายนอกเช่นกัน แล้วป้อนกลับเข้าไปยังภาคขยายลิมิตเตอร์และวงจรดีเทกเตอร์โดยใช้ควอดราเจอร์ดีเทกเตอร์ได้เป็นสัญญาณความถี่เสียงที่ขาเอาต์พุต

2.1.1 การออกแบบใช้งาน

ภาคออสซิลเลเตอร์ตัวแรก อาจใช้วงจร LC แทงค์จูนก็ได้ หรือใช้วิธีควบคุมความถี่ด้วยแรงดันในระบบ PLL หรือจะใช้ขับด้วยคริสตอลออสซิลเลเตอร์จากภายนอกก็ได้ ซึ่งรับความถี่ได้สูง 190 เมกะเฮิรตซ์ (แต่ถ้าขับด้วยสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์จากภายนอกแรง 100 mV_{rms} ภาคมิกเซอร์จะใช้ความถี่ได้ถึง 450 เมกะเฮิรตซ์) โดยมีบัฟเฟอร์ที่เอาต์พุตขา 20

ภาคออสซิลเลเตอร์ตัวที่2 เป็นวงจรแบบโคลพิตต์ ทำงานที่ 10.245 เมกะเฮิรตซ์ ควบคุมด้วยคริสตอล มีบัฟเฟอร์เอาต์พุตที่ขา 2 เช่นกัน ขา 2 และ ขา 3 ใช้งานสับกันได้

ในส่วนของมิกเซอร์จะจัดวงจรแบบสมดุล เพื่อลดผลของสัญญาณแปลกปลอม มิกเซอร์ทั้ง 2 ตัว มีคอนเวอร์ชั่นเกิน 18 dB และ 22 dB ตามลำดับ โดยมีเสถียรภาพในการทำงานที่ไม่ขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟเลี้ยง

เพื่อให้ออกแบบใช้งานได้ง่ายและมีราคาถูก ตำแหน่งขาไอซีและวงจรภายในจึงออกแบบมาให้ใช้กับเซรามิกฟิลเตอร์ในส่วนวงจรกรองความถี่ไอเอฟได้ หลังจากผ่านวงจรฟิลเตอร์และขยายไอเอฟทั้ง 10.7 เมกะเฮิรตซ์ และ 455 กิโลเฮิรตซ์แล้ว สัญญาณจะส่งกลับเข้าไปยังวงจรลิมิตเตอร์ ซึ่งมีความไว 10 V ที่ -3.0 dB ลิมิตติ้ง ราบเรียบถึง 1.0 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรลิมิตเตอร์สัญญาณถูกส่งมายังดวอดราเจอร์ดีเทกเตอร์ ซึ่งต้องมีวงจรภายนอกเพิ่มเติม คือ LC แทงค์ระว่าง V_{cc} กับขา 12 และตัวต้านทานขนาน 68 กิโลโอห์ม เป็นกำหนดค่า peak separation ของวงจรดีเทกเตอร์ ถ้าค่าต่ำจะได้ความเป็นเชิงเส้นดี แต่ความไวของวงจรดีเทกเตอร์จะลดลง

เอาต์พุตจากขา 13 จะต้องมีวงจรจัดรูปคลื่นเพื่อให้ได้เป็นสัญญาณเสียงที่ถูกต้อง ส่วนวงจรคอมพาราเตอร์ที่ขา 14, 15 ใช้สำหรับดีเทกจุดผ่านศูนย์ของสัญญาณ สำหรับใช้กับการรับส่งด้วย FSK (Frequency Shift Keying) ซึ่งมีอัตราเร็วข้อมูลสูงตั้งแต่ 2,000 ถึง 35,000 บิตต่อวินาที ถ้าต้องการให้ส่วนนี้มีฮีสเตอร์รีซิสให้ต่อตัวต้านทานค่าสูง ๆ ตั้งแต่ 12 กิโลโอห์มขึ้นไป ระหว่างขา 14 และ 15

ในส่วนวงจรขับมิเตอร์ที่ขา 10 ทำงานแบบแอกทีฟโลว์ คือ ต่อร่วมกับ V_{cc} ใช้แสดงระดับความแรงสัญญาณที่รับได้ โดยสังเกตจากการทำงานของวงจรลิมิตเตอร์ สามารถนำส่วนนี้มาใช้ในการกำหนดความแรงของสัญญาณที่จะรับได้ (RF trip level) โดยการต่อตัวต้านทานระหว่าง V_{cc} กับขา 10 วิธีการคือ ตั้งความแรงของเครื่องกำเนิดความถี่ป้อนให้แก่วงจรภารับที่ระดับความแรงที่ต้องการหน่วยเป็น dBm แล้วอ่านค่ากระแสจาก V_{cc} มาขา 10 จะได้ค่าตัวต้านทานเท่ากับ

$$R_{FO} = 0.64\ V_{dc} / I_{10}$$

และถ้าต้องการให้ทำงานเป็นฮีสเตอร์รีซิสด้วย ก็ให้ต่อตัวต้านทานค่าสูง ๆ R_H ระหว่างขา 10 และขา 11 โดยมีสูตรคิดคือ

$$Hyst. = V_{cc} / (RH \times 10^{-7})\ dB$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 4 — I_{METER} versus INPUT

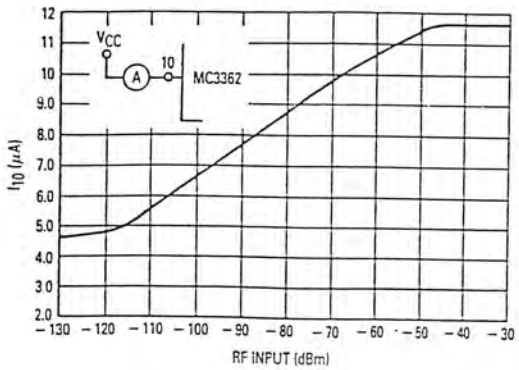


FIGURE 5 — DRAIN CURRENT, RECOVERED AUDIO versus SUPPLY

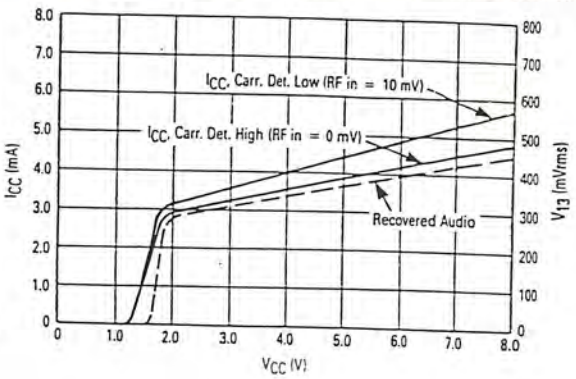


FIGURE 6 — SIGNAL LEVELS

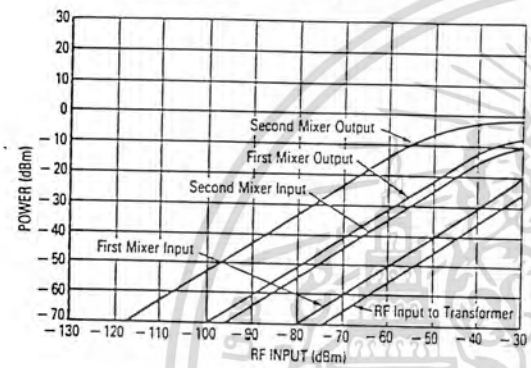


FIGURE 7 — S+N, N, AMR versus INPUT

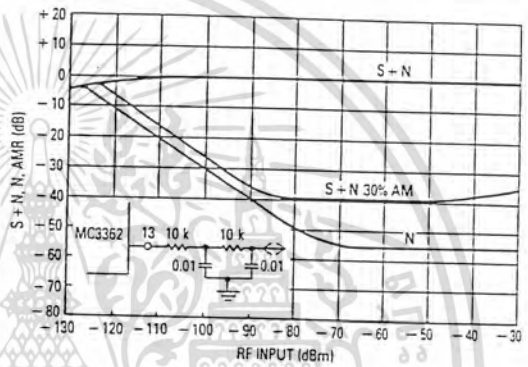


FIGURE 8 — 1ST MIXER 3RD ORDER INTERMODULATION

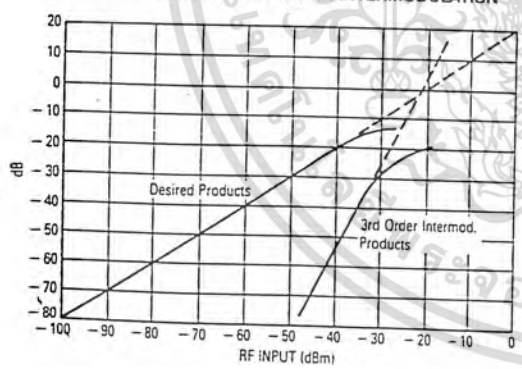
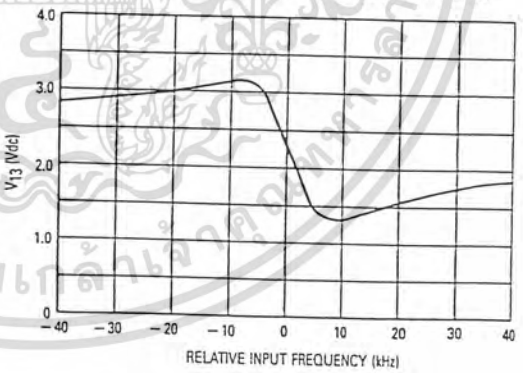


FIGURE 9 — DETECTOR OUTPUT versus FREQUENCY



รูปที่ 2.4 กราฟคุณสมบัติต่าง ๆ สำหรับการออกแบบใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 MC 2831A ไอซีเครื่องส่งเอฟเอ็มในตัวเดียว

ปัจจุบันเทคโนโลยีการผลิตไอซีได้ถูกพัฒนาไปมาก ทำให้สามารถยุบรวมวงจรขนาดใหญ่ ๆ มาไว้ในชิพไอซีเพียงตัวเดียวได้ อย่างเช่น วงจรเครื่องส่งวิทยุที่มีขนาดใหญ่ ๆ ก็ยังถูกยุบมารวมไว้ในไอซีเบอร์ MC 2831A ซึ่งเป็นของบริษัทโมโตโรลา (MOTOROLA) ผู้นำด้านการผลิตอุปกรณ์สื่อสาร (Telecommunication Device) แห่งหนึ่งของโลก ได้ผลิตไอซีเบอร์นี้ขึ้นมาเพื่อใช้ในงานส่งสัญญาณความถี่วิทยุ ซึ่งมีความสามารถใช้กับความถี่ได้หลายย่านโดยเพียงแต่เพิ่มอุปกรณ์อีกเพียงไม่กี่ตัว

ความสามารถพิเศษของไอซีตัวนี้อยู่ที่ สามารถดัดแปลงสร้างเครื่องส่งวิทยุในระบบเอฟเอ็มได้แทบจะตลอดย่าน เช่นเครื่องส่งวิทยุเอฟเอ็ม 27 เมกะเฮิรตซ์, 49 เมกะเฮิรตซ์ หรือแม้กระทั่งความถี่วิทยุสมัครเล่น 144 เมกะเฮิรตซ์ ก็ทำได้โดยดัดแปลงเพิ่มวงจรทวีคูณ (multiplier) เข้าไปเท่านั้น เพราะโดยความสามารถของตัวมันเองแล้ว ก็ผลิตความถี่ได้สูงสุดเพียง 60 เมกะเฮิรตซ์ (ใช้คริสตอล 16.6 เมกะเฮิรตซ์) เท่านั้น

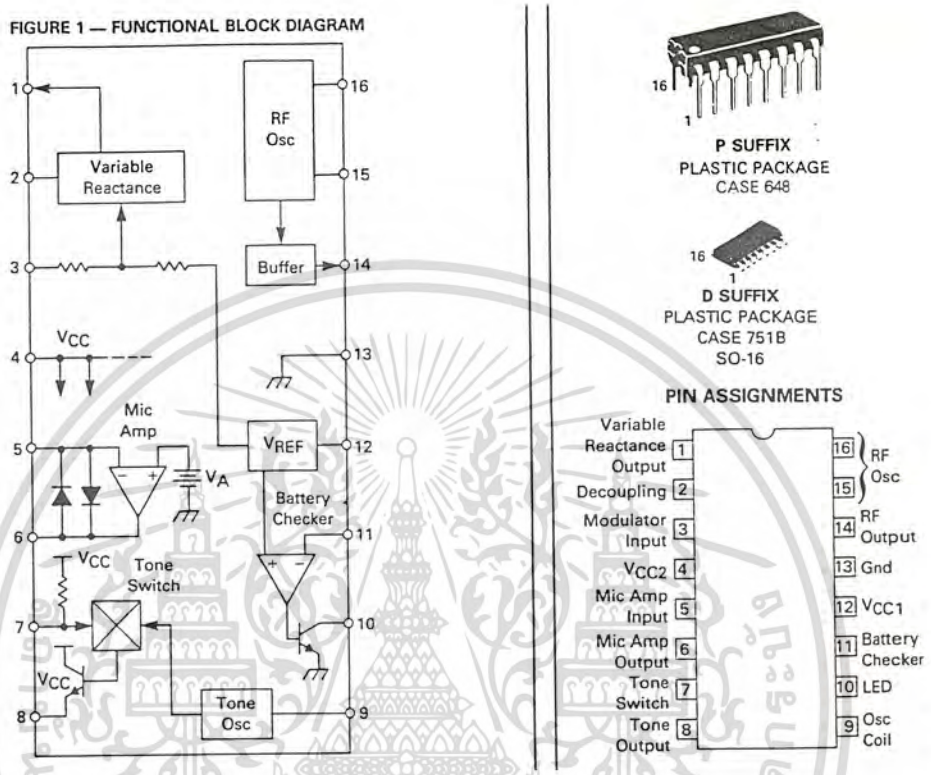
2.2.1 คุณสมบัติทั่วไป

MC 2831A นี้เป็นไอซีสำเร็จรูปที่ใช้ในงานเครื่องส่งเอฟเอ็มที่กินกำลังต่ำ โดยถูกออกแบบให้ใช้กับวงจรโทรศัพท์ไร้สายและการสื่อสารในระบบเอฟเอ็ม ภายในตัวไอซีนี้ นอกจากจะมีภาคผลิตความถี่วิทยุ และภาคมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม (Frequency Modulation) แล้ว ยังมีภาคขยายสัญญาณจากไมโครโฟน (microphone amplifier) วงจรกำเนิดโทนเสียงเพื่อใช้ทดสอง (pilottone oscillator) และวงจรตรวจสอบแรงดันแบตเตอรี่ในการใช้งานจึงจะสะดวกสบายมาก เพียงแต่ต่ออุปกรณ์เพิ่มเติมเพียงเล็กน้อยก็สามารถใช้งานได้ ตัวไอซีสามารถใช้แรงดันได้ในช่วงกว้างตั้งแต่ 3 - 8 โวลต์ กินกระแสน้อยมาก โดยการทดลองที่ไฟเลี้ยง 4 โวลต์ ใช้งานเต็มความสามารถของไอซีจะกินกระแสเพียง 4.0 มิลลิแอมป์

รูปร่างลักษณะตัวถังเป็นแบบดิพ 16 ขา และบล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชั่นการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภายใน ดูได้จากรูปที่ 2.5 ส่วนรูปที่ 2.6 จะเป็นวงจรที่ใช้ในการทดสอบวงจรภายในไอซีโดยใช้ไฟเลี้ยง V_{cc1} V_{cc2} เท่ากับ 4 โวลต์



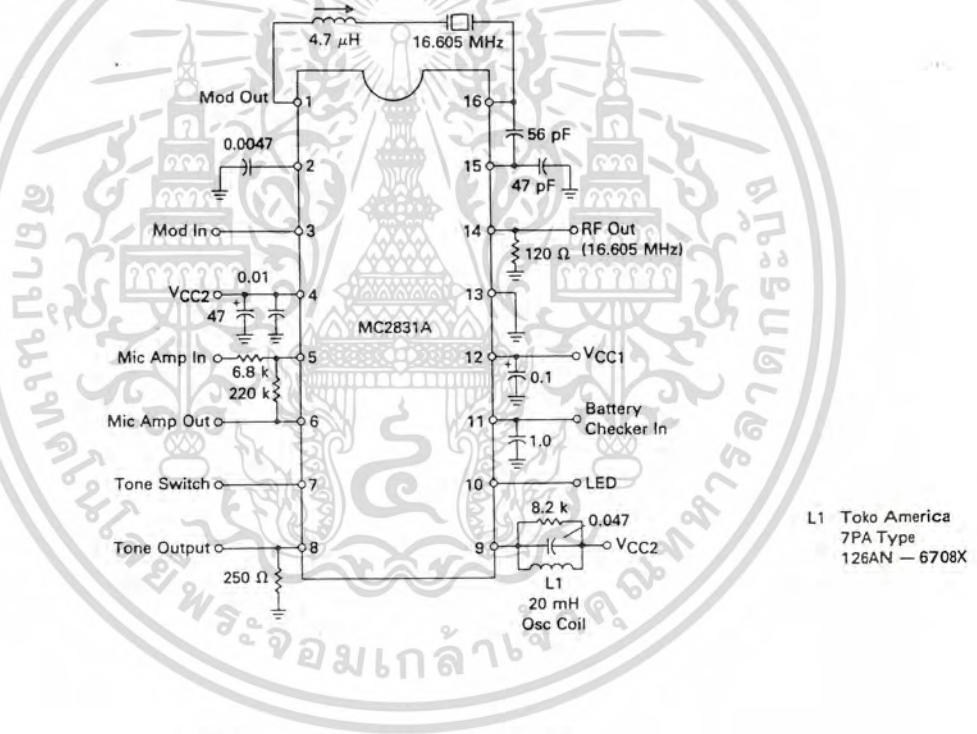
รูปที่ 2.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของฟังก์ชันการทำงานภายในตัวไอซี และรูปร่างตัวถังและการจัดขา

2.2.2 ภาคกำเนิดคลื่นความถี่วิทยุและมอดูเลเตอร์

ในส่วนนี้จะเป็นส่วนที่เขียนว่า RF Osc และ Variable Reactance การใช้งานจะต่อขา 16 กับคริสตอล แล้วอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำต่อมายังขา 1 ไปยังส่วนเปลี่ยนค่ารีแอกแตนซ์ โดยค่ารีแอกแตนซ์นี้จะเปลี่ยนตามแรงดันที่ป้อนที่ขา 3 เมื่อรีแอกแตนซ์เปลี่ยนทำให้ความถี่ของคลื่นวิทยุเปลี่ยนไป ซึ่งการเปลี่ยนแปลงความถี่นี้ก็คือ การมอดูเลตแบบเอฟเอ็มนั่นเองและเราสามารถเปลี่ยนค่าเปอร์เซ็นต์ของการมอดูเลตได้ โดยเปลี่ยนค่าของตัวต้านทานที่ต่อจากขา 3 ลงกราวน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากจงจรทดสอบไอซีดังรูปที่ 2.6 ใช้ไฟเลี้ยง V_{cc1} และ V_{cc2} เท่ากับ 4.0 โวลต์ จะได้แรงดันอาร์เอฟ (ที่ความถี่ 16.6 เมกะเฮิรตซ์) เท่ากับ 40 mV_{rms} โดยมีแรงดันไฟกระแสตรงที่เอาต์พุตเท่ากับ 1.3 โวลต์ ความไวในการมอดูเลต (modulation sensitivity) (เมื่อแรงดันอินพุตเท่ากับ 1.0 โวลต์ $\pm$ 0.2 โวลต์) มีค่าต่ำสุดเท่ากับ 6.0 Hz/mV_{dc} มีความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด (แรงดันอินพุตจาก 0 โวลต์ถึง +2 โวลต์) เท่ากับ $\pm$ 5.0 กิโลเฮิรตซ์ ค่าความไวในการมอดูเลตและความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดนี้วัดที่ความถี่ 49.815 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นฮาร์มอนิกที่ 3 ของความถี่ของคริสตอล



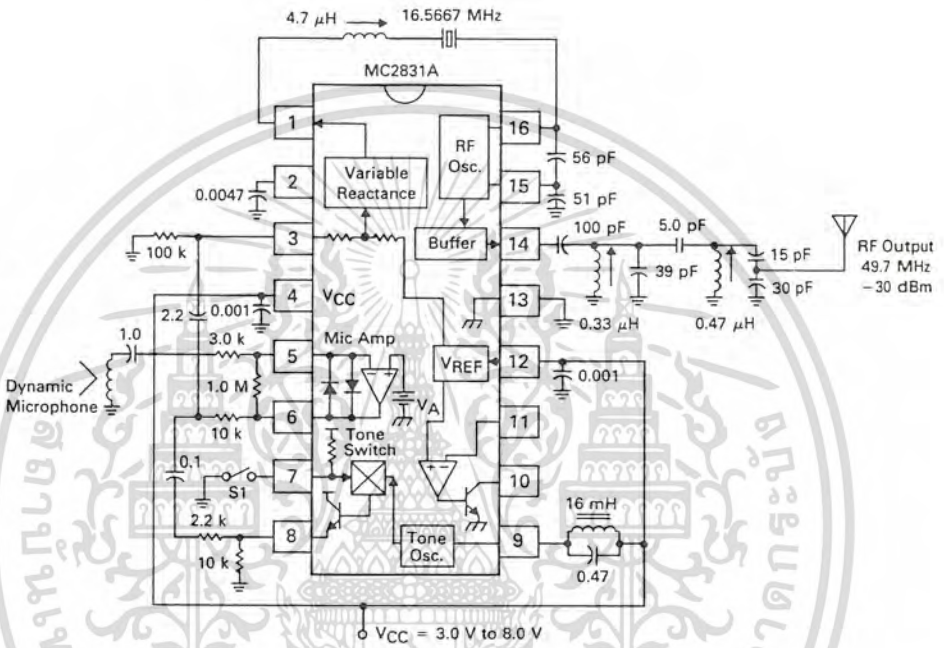
รูปที่ 2.6 วงจรที่ใช้ในการทดสอบ

2.2.3 วงจรขยายสัญญาณเสียงจากไมโครโฟน

เป็นส่วนขยายสัญญาณเสียงจากไมโครโฟน การใช้งานสะดวกมากสามารถนำไดนามิกไมโครโฟนมาต่อเข้าโดยตรง แต่ถ้าใช้คอนเดนเซอร์ไมโครโฟนก็จะไวมากเกินไป ควรจะมีวงจรลดทอน แต่ก็ยังสามารถปรับอัตราขยายของวงจรได้ โดยปรับค่าตัวต้านทานที่ต่อจากไมโครโฟนเข้าขา 5 และตัวต้านทานที่ต่อระหว่างขา 5 และ 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลองตามวงจรในรูปที่ 2.7 ได้คุณสมบัติต่าง ๆ ดังนี้ อัตราขยายแรงดันแบบหลูปปิด (เมื่อให้แรงดันอินพุต 1.0 mV_{rms} ความถี่ 1.0 กิโลเฮิรตซ์) จะมีค่า 30 dB มีเอาต์พุตไฟกระแสตรงผสมมา 1.4 โวลต์ เอาต์พุตสวิงได้ 1.2 Vp-p เมื่อให้แรงดันอินพุต 300 mV_{rms} ความถี่ 1 กิโลเฮิรตซ์) มีค่าผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกรวม (Total harmonic Distortion; THD), 0.7% ที่เอาต์พุต = 31 mV_{rms} ความถี่ 1 กิโลเฮิรตซ์



รูปที่ 2.7 แสดงการประยุกต์ใช้งาน MC2831A ในวงจรเครื่องส่งเอฟเอ็มความถี่ 49.7 MHz

2.2.4 ภาคกำเนิดโทนเสียงและโทนสวิตช์

ใช้กำเนิดโทนเสียงที่ความถี่เดียว โดยใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุต่อเป็นวงจรแทงค์ไว้ภายนอกเพื่อกำหนดความถี่ ค่าความถี่นี้คำนวณได้จาก $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$ ส่วนโทนสวิตช์จะทำหน้าที่เป็นสวิตช์เลือก เมื่อขา 7 ต่อลงกราวน์ จึงจะยอมให้สัญญาณโทนออกที่ขา 8 ได้

เมื่อกำหนดความถี่เป็น 5 กิโลเฮิรตซ์ จะให้เอาต์พุตออกมา 50 mV_{rms} ผสมมากับไฟกระแสตรงค่า 1.4 โวลต์ มีค่า THD = 1.8% แรงดันเทรชโฮลด์ของโทนสวิตช์มีค่าเท่ากับ 1.4 V_{dc}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.5 ส่วนตรวจเช็คแบตเตอรี่

มีหน้าที่ตรวจสอบว่าแบตเตอรี่ที่ใช้มีแรงดันต่ำเกินค่าที่กำหนดไว้แล้วหรือไม่ โดยจะป้อนแรงดันอินพุตเข้าที่ขา 11 เอาต์พุตขา 10 ต่อกับ LED แสดงผลจากตารางข้อมูลของบริษัทเมื่อให้ V_{cc1} และ V_{cc2} มีค่า 4.0 โวลต์ LED จะเปลี่ยนสถานะจากดับไฟติดเมื่อแรงดันอินพุตที่ขา 11 มีค่า 1.2 V_{dc} แรงดันเอาต์พุตอิ่มตัว (เมื่อให้แรงดันที่ขา 11 เป็น 0 โวลต์เอาต์พุตขา 10 ต่อให้รับกระแส 5 มิลลิแอมป์) มีค่า 0.15 V_{dc}

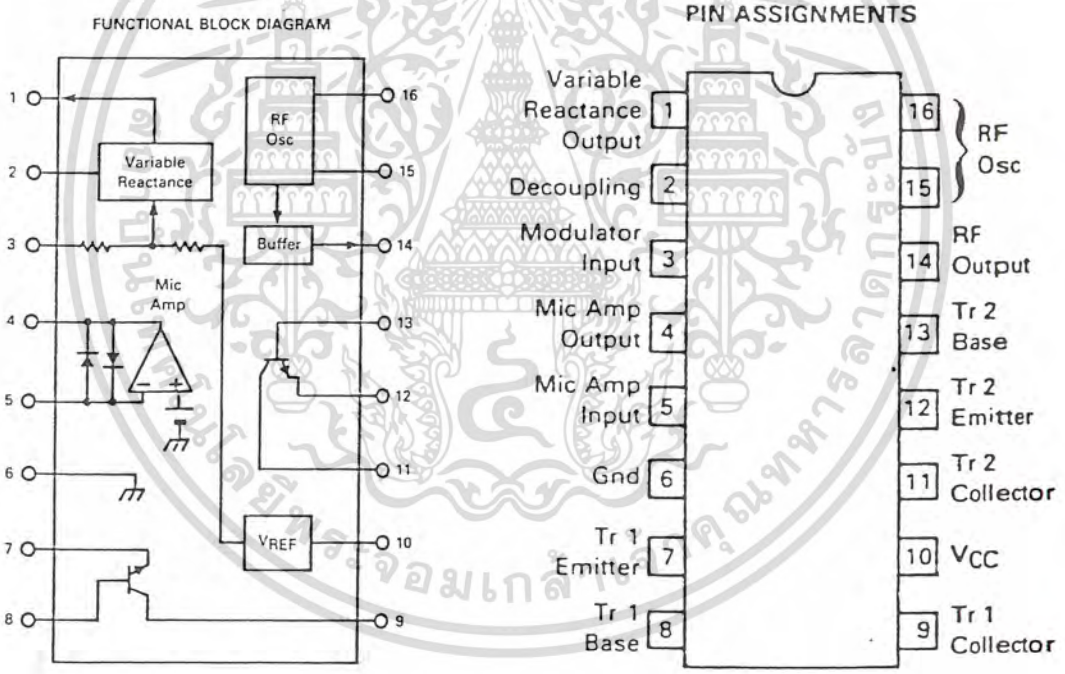
2.2.6 การประยุกต์ใช้งาน

การประยุกต์ใช้งานจะแสดงได้ในรูปที่ 2.7 ซึ่งเป็นวงจรเครื่องส่งเอฟเอ็มที่ความถี่ 49.7 เมกะเฮิรตซ์ จากวงจรจะเห็นว่าใช้คริสตอลความถี่ 16.5667 เมกะเฮิรตซ์ ความถี่เอาต์พุต 49.7 เมกะเฮิรตซ์ จะได้ฮาร์มอนิกที่ 3 ของความถี่คริสตอล วงจรเน็ตเวอร์กที่ขา 14 จะต้องถูกปรับจูนให้อิมพีแดนซ์เป็น 50 โอห์ม ที่ความถี่ 49.7 เมกะเฮิรตซ์ ความถี่ฮาร์มอนิกจะถูกลดทอนลงมากกว่า 25 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

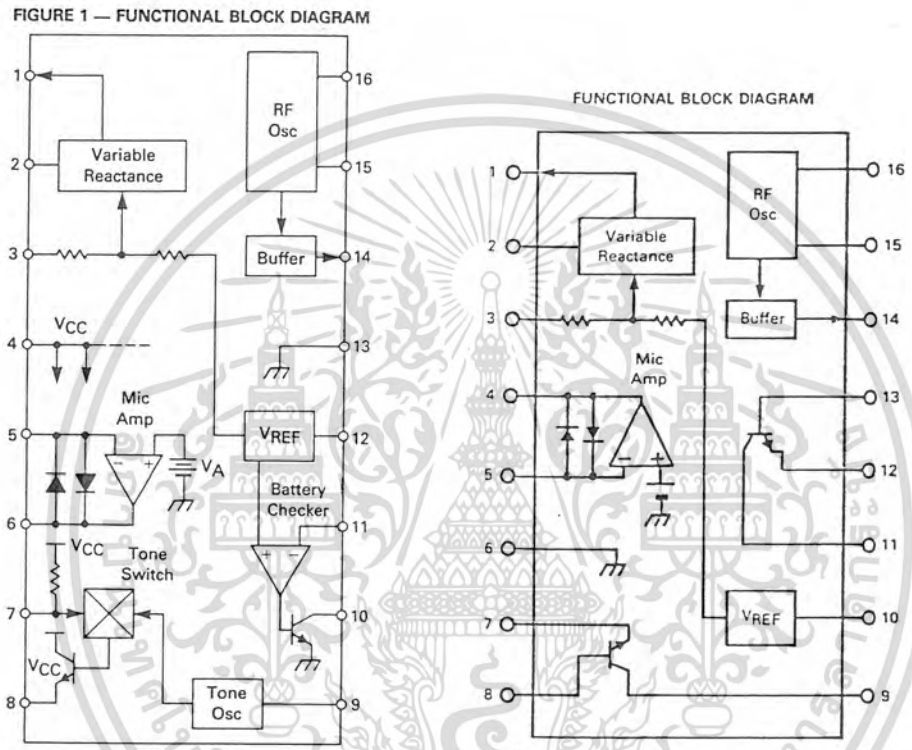
2.3 MC 2833 ไอซีภาคส่ง FM ในตัวเดียว

ความรู้ที่ได้จาก MC 2831 มีประโยชน์ต่อนักประดิษฐ์มากมายในงานที่ต้องใช้ MC 2831 เข้ามาเกี่ยวข้อง แต่ความยุ่งยากอย่างหนึ่งของนักประดิษฐ์ก็คือจำเป็นต้องสร้างภาคขยาย RF ก่อนที่จะส่งออกอากาศไปยังเครื่องรับ นักวิทยาศาสตร์จึงได้มีการพัฒนารูปแบบและประสิทธิภาพให้ดีขึ้น จึงเกิดเป็น IC เบอร์ MC2833 ซึ่งมีทรานซิสเตอร์ขยายภายในตัวสามารถส่งออกอากาศได้โดยไม่ต้องสร้างวงจรขยายก่อนส่งออกอากาศ และมีกำลังส่งที่มากเพียงพอ สิ่งนี้จึงเป็นข้อแตกต่างที่นักประดิษฐ์สามารถตัดสินใจเลือกใช้ได้ในงานที่เหมาะสม



รูปที่ 2.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของฟังก์ชั่นการทำงานภายในตัว IC และรูปร่างตัวถังและการจัดขาของ MC 2833

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MC2831 MC2833

รูปที่ 2.9 แสดงความแตกต่างของบล็อกไดอะแกรมของฟังก์ชั่นการทำงานภายในตัว IC และรูปร่างตัวถังและการจัดของ MC2831 กับ MC2833

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 1 — TEST CIRCUIT

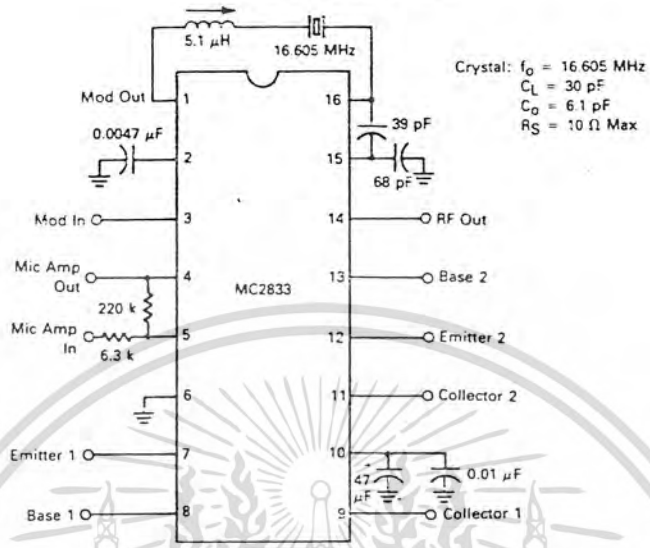
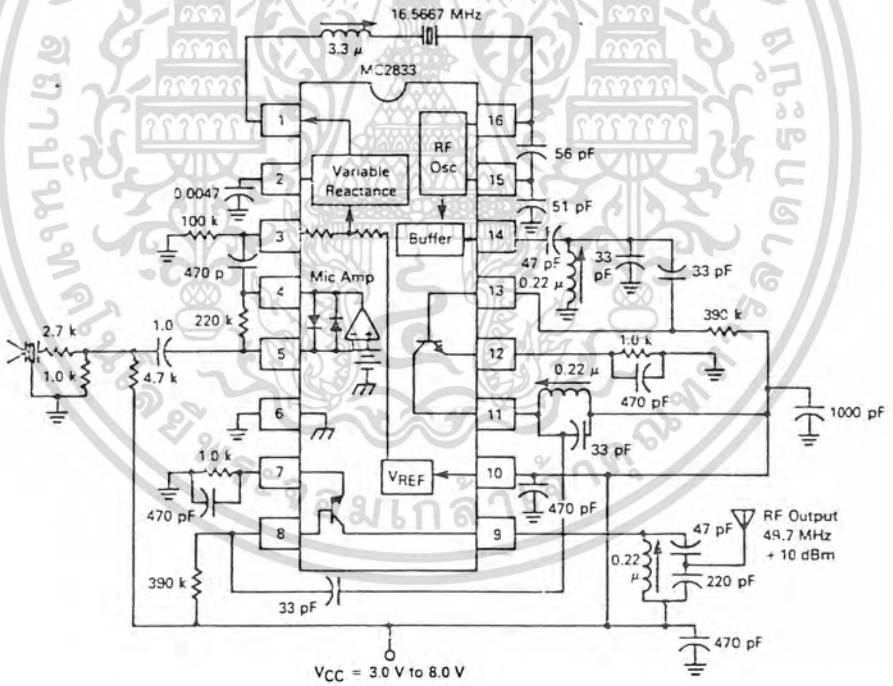


FIGURE 2 — SINGLE CHIP FM VHF TRANSMITTER AT 49.7 MHz



รูปที่ 2.10 แสดงการประยุกต์ใช้งาน MC2833 ในวงจรเครื่องส่ง FM ความถี่ 49.7MHz และวงจรทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

เรื่องของไมค์ลอยและไมโครโฟน

เนื่องจากคุณสมบัติของ IC MC2831, 2833 และ MC3362 ทำให้นึกถึงสิ่งหนึ่งที่เรียกว่าวิทยุไมโครโฟน ซึ่งในปัจจุบันการนำไอซีทางด้านโทรคมนาคมมาใช้นั้น ได้ช่วยพัฒนาการสื่อสารด้วยไมโครโฟนเป็นอย่างมาก จากเริ่มแรกที่ต้องใช้สายที่มีโลหะเป็นตัวนำสัญญาณ การนำ IC ทางด้านระบบโทรคมนาคมมาใช้จึงทำให้เกิดเป็นไมโครโฟนไร้สาย (Wireless Microphone) ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงกว่า และใช้งานได้ระยะทางที่ไกลกว่าเดิม อีกทั้งยังมีการปรับปรุง แก้ไขให้มีขนาดเล็กกระทัดรัด สะดวกในการพกพาทำให้งานในหลาย ๆ ด้านสบายกว่าเดิม เช่นในงานด้านการแสดง การร้องเพลง ฯลฯ

โครงงานนี้จึงมีลักษณะที่มองดูแล้วเป็นวิทยุไมโครโฟนแบบพื้นฐาน ยังมีประสิทธิภาพที่ต่ำ และยังไม่เป็นไมโครโฟนไร้สายที่สมบูรณ์แบบนัก ผู้จัดทำจึงอยากให้รุ่นน้องที่เข้ามาศึกษาต่อ ได้พัฒนาให้เกิดประโยชน์มากกว่านี้ จึงได้พยายามหาข้อมูลที่จำเป็นในการให้ความรู้ขั้นพื้นฐาน มาใส่ไว้ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ในบทที่ 3 และบทที่ 4 ต่อไปนี้จะเป็นข้อมูลเกี่ยวกับพื้นฐานความรู้ทางด้านอิเล็กทรอนิคส์ระบบสื่อสารด้วยไมโครโฟนไร้สายบางชนิดที่น่าศึกษา

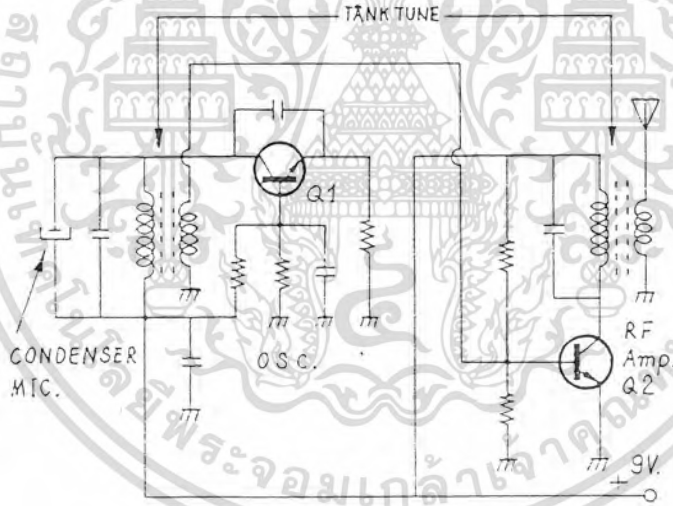
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1 เรื่องของไมค์ลอย

ไวร์เลสไมโครโฟน ที่นิยมใช้กันส่วนมากมักจะเป็นวงจรเครื่องส่งวิทยุเอฟเอ็มขนาดเล็กกำลังส่งไม่กี่มิลลิวัตต์ ใช้เครื่องรับวิทยุเอฟเอ็มเป็นภาครับ โดยเฉพาะที่สร้างกันเองอุปกรณ์ไม่มาก และวงจรไม่ยุ่งยากนัก ลักษณะของวงจรไวร์เลสที่ใช้กันทั่ว ๆ ไปมีอยู่ 3 แบบ

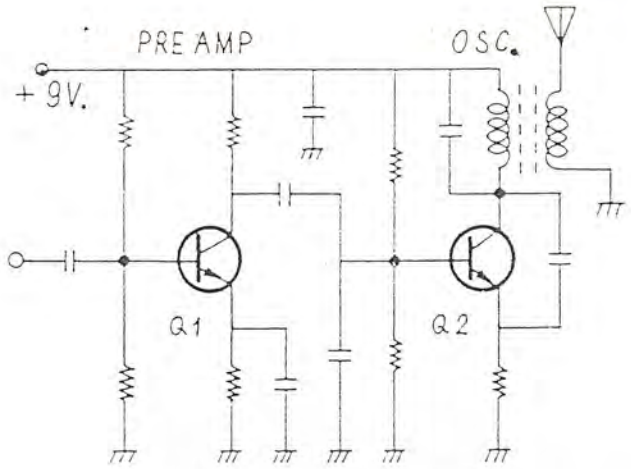
3.1.1 ใช้คอนเด็นเซอร์ไมค์ (CONDENSER MIC)

ช่วยในการมอดูเลชั่น (MODULATION) ในการมอดูเลชั่น ใช้คอนเด็นเซอร์ไมค์เป็นตัวรับเสียง คลื่นเสียงจะทำให้ค่า คาปาซิแทนซ์ (CAPACITANCE) ในตัวคอนเด็นเซอร์ไมค์คร่อม C ในวงจรแทงค์ ทำให้ความถี่ของวงจรออสซิลเลทเปลี่ยนแปลงไปตามคลื่นเสียงด้วย นั่นคือเราจะได้สัญญาณคลื่นที่มอด (MOD) แบบ FM. (FREQUENCY MODULATION)คลื่น FM จะถูกส่งไปให้วงจรขยายอาร์เอฟแอมป์ (RF AMP) ขยายให้แรงขึ้นเพื่อส่งไปยังสายอากาศ วงจรลักษณะนี้จะให้สัญญาณ FM ที่ดีแบบหนึ่ง



รูปที่ 3.1 วงจรแบบใช้คอนเด็นเซอร์ไมค์

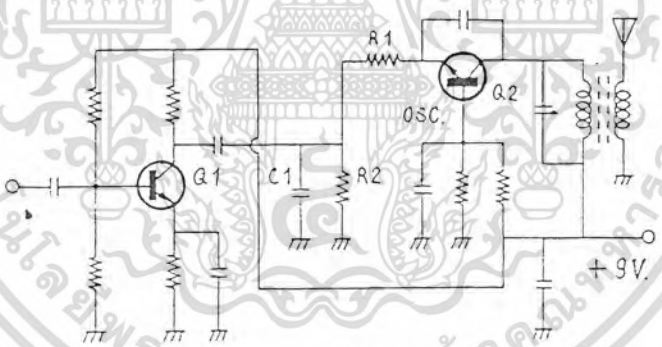
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 วงจรแสดงการม็อดที่เบส

3.1.2 ใช้วงจรรีแอคแทนซ์ (REACTANCE)

ลักษณะของวงจรประกอบด้วยวงจรปรีแอมป์ สำหรับขยายสัญญาณจากไมค์และวงจรออสซิลเลเตอร์ สำหรับสร้างคลื่นความถี่วิทยุเป็นคลื่นพาห์ (CARRIER WAVE) การมอดูเลชั่น นิยมใช้กัน 2 แบบ คือ 1 มอด ที่เบส 2 มอดที่มอเตอร์

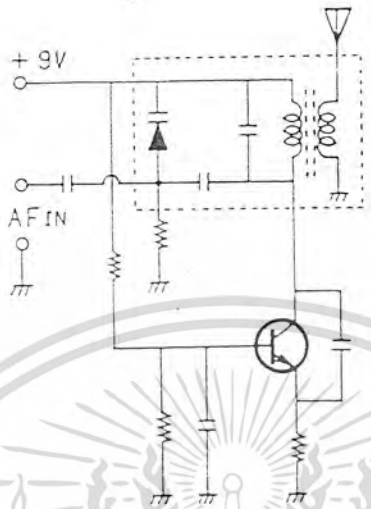


- โปรดสังเกตค่า R_1 จะน้อยกว่า R_2 ประมาณ 3-10 เท่า C_1 มีค่าประมาณ 0.001-0.005 μF

รูปที่ 3.3 วงจรแสดงการม็อดที่อีมิตเตอร์

วงจรแบบนี้คุณภาพไม่ดีนัก คุณภาพดีบ้างไม่ดีบ้าง ทั้ง ๆ ที่จัดวางเราจะพบอยู่เสมอที่ต่อวงจรแบบนี้แล้ว อุปกรณ์และใช้ค่าเดียวกัน ทั้งนี้เพราะอุปกรณ์ที่ใช้ไม่ได้มาตรฐาน คุณภาพของวงจรจะเปลี่ยนไปตามค่าของ R, C, การทำงานของทรานซิสเตอร์, และค่า Q ของวงจรแทงค์ (TANK CIRCUIT) นอกจากนั้นแล้วกำลังส่งยังขึ้นกับคุณภาพของการมอด เพราะการมอดด้วยวงจรรีแอคแทนซ์จะทำให้เกิดการมอดแบบเอเอมรวมอยู่ด้วย กล่าวคือถ้าวงจรรีแอคแทนซ์มีคุณภาพต่ำ กำลังส่วนที่เป็นเอฟเอ็มจะน้อย กำลังส่วนหนึ่งจะกลายเป็นการส่งแบบเอเอ็มไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



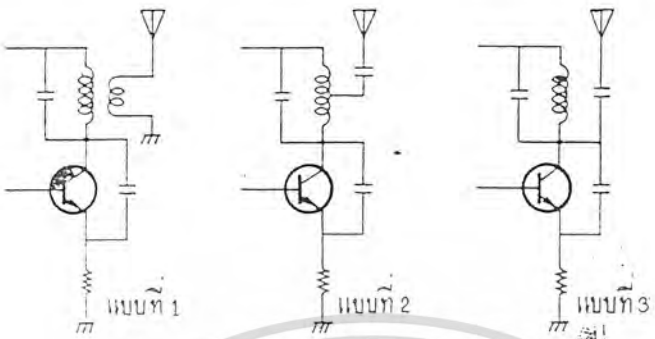
รูปที่ 3.4 แสดงการม็อดด้วยวาแรคเตอร์ไดโอด

3.1.3 ใช้วาแรคเตอร์ไดโอด (VARACTOR DIODE)

วาแรคเตอร์ไดโอด เป็นไดโอดชนิดหนึ่งที่มีคุณสมบัติและรูปร่างเหมือนซิกเนลไดโอด (SIGNAL DIODE) ธรรมดา จะต่างกันก็ตรงที่ว่าแรคเตอร์ไดโอดจะมีค่าคาปาซิแทนซ์ตรงรอยต่อ (JUNGTION) มากกว่าไดโอดธรรมดา ค่า C นี้จะเปลี่ยนไป ตามค่าแรงดันไบอัสที่ให้กับวาแรคเตอร์ไดโอด ในการใช้งานเราจะให้แรงดันรีเวอร์สไบอัส (REVERSE BIAS) แก่วาแรคเตอร์ไดโอด โดยต่อรวมกับวงจรแทงค์ จากนั้นก็เอาสัญญาณเสียงป้อนเข้าไป ทำให้ค่าไบอัสคร่อมวาแรคเตอร์ไดโอดเปลี่ยนแปลงค่า C ในตัวไดโอดที่ต่อร่วมกับวงจรแทงค์จะเปลี่ยนแปลงไปด้วย เป็นผลให้ค่าความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณเสียงตามลักษณะการมอดแบบ FM.

ในการแท็ปเอากำลังคลื่นวิทยุออกอากาศ ทำได้หลายวิธีดังรูปวงจรตัวอย่างที่ใช้งานได้จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

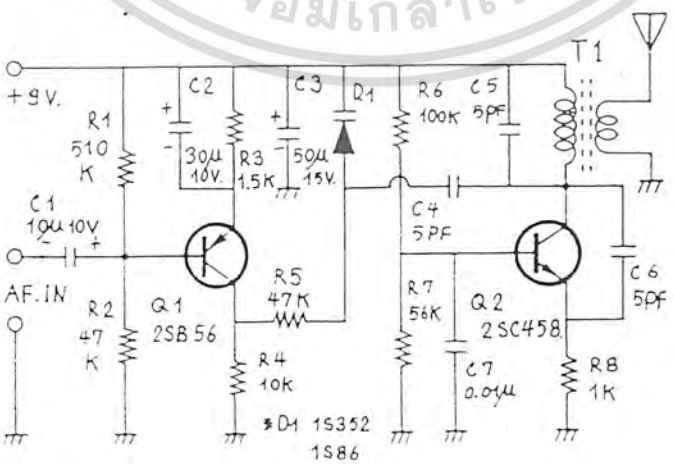


แสดงการแท็ปเอาสัญญาณออกอากาศ

รูปที่ 3.5 แบบที่ 2 และแบบที่ 3 ค่า C อยู่ในระหว่าง 1.5-5 PF ตำแหน่งที่แท็ปของแบบที่2 ลองเลื่อนดูหาตำแหน่งที่ส่งได้ดีที่สุด

ในรูปเป็นวงจรที่เคยนำลงในหนังสือ "เครื่องรับส่ง" เล่ม 1 หน้า 15 เป็นวงจรที่ผ่านการทดลองมาแล้ว มีคุณภาพในการมอดแบบเอฟเอ็ม 99.9% เปอร์เซ็นต์การมอดมากกว่า 60% กำลังส่งกว่า 20 มิลลิวัตต์ อุปกรณ์ทุกชิ้นหาไม่ยาก

การทำงานของวงจร Q_1 เป็นตัวขยายสัญญาณเสียงจากอินพุท ส่วน Q_2 เป็นวงจรออสซิเลเตอร์สร้างความถี่วิทยุ ในขณะที่ Q_1 ทำหน้าที่ขยายสัญญาณ กระแส ICE ของ Q_1 จะไหลมากน้อยตาม



รูปที่ 3.6 วงจรตัวอย่างที่ใช้งานได้จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณเสียงโวลท์เตจ (VOLTAGE) ที่ตกคร่อม R_4 จะเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณเสียง R_1, R_5 และ D_1 ต่อเป็นวงจรที่ให้รีเวอร์สไบอัสแก่ D_1 การเปลี่ยนแปลงของโวลท์เต็จคร่อม R_4 จะส่งผลให้ไบอัส D_1 เปลี่ยนแปลงไปค่าคาปาซิแทนซ์ในตัวไดโอดจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าไบอัส (ตามคุณสมบัติของวาแรเตอร์ไดโอด) ส่วน D_1 ต่อร่วมกับ C_4, C_5, T_1 เป็นวงจรแทงค์ของ Q_2 การเปลี่ยนแปลงค่าคาปาซิแทนซ์ในตัว D_1 จะทำให้ความถี่วิทยุที่เกิดจากการออสซิลเลทของ Q_2 การเปลี่ยนแปลงค่าคาปาซิแทนซ์ในตัว D_1 จะทำให้ความถี่วิทยุที่เกิดจากการออสซิลเลทของ Q_2 เปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณเสียงตามแบบฉบับของการมอดแบบ FM ไปในที่สุด

การเพิ่มกำลังส่ง ถ้าต้องการให้มีกำลังส่งแรงขึ้นก็ให้เพิ่มวงจรขยายอาร์เอฟแอมป์ (RF AMP) เข้าไปดังรูปที่ 3.7

การพันคอยล์ T_1 ใช้ลวดเบอร์อะไรก็ได้ขนาดพอประมาณ ขดไพรมารี่ PRIMARY(ด้านที่ต่อกับขา C ของทรานซิสเตอร์) พันบนแท่งดินสอดำชนิดกลม 5 รอบดึงให้ยาว 1 นิ้ว ขดเซคันดารี่ SECONDARY (ด้านที่ต่อสายอากาศ) พัน 3 รอบ ทับซ้อนขดไพร์มารี่

หรือการพันคอยล์อีกแบบหนึ่งใช้ลวดเบอร์ 22 พันบนแกนสลักจูน (SLUGTUNE) เส้นผ่าศูนย์กลาง 1/2 ซม. ด้านไพร์มารี่พัน 4 1/2 รอบอย่างชิดกันขดเซคันดารี่พัน 2 1/2 รอบ ทับบนขดไพร์มารี่ สำหรับ T_2 ทำเหมือน T_1 สายอากาศยาวประมาณ 7 นิ้ว

การคำนวณออกแบบการพันคอยล์

ถ้าต้องการทดลองคำนวณพันคอยล์เองทำได้จากสูตร $f = \frac{1}{2\pi(LC)^{1/2}}$

f = ความถี่ที่จะใช้งาน หน่วยเป็นเฮิร์ตซ์ (H_z)

C = ค่าคอนเด็นเซอร์ หน่วยเป็นฟารัด (F)

L = ค่าคอยล์ หน่วยเป็นเฮนรี่ (H)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปกติเราจะกำหนดค่า C จากที่หาได้ในท้องตลาด ส่วนค่า L และการพันคอยส์เราหาได้จากสูตร

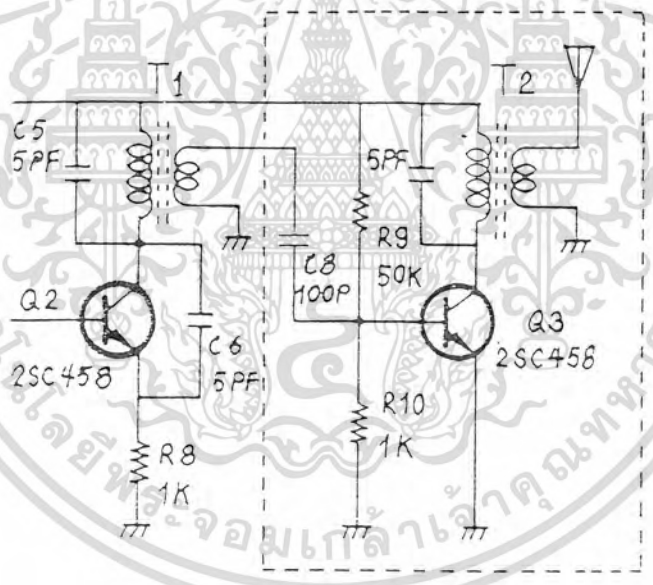
$$L = \frac{n^2 r^2}{9r + (10.1)} \quad \text{(หน่วยเป็นไมโครเฮนรี่)}$$

r = รัศมีเฉลี่ยของคอยล์ (หน่วยเป็นนิ้ว)

n = จำนวนรอบ

l = ความยาวของคอยล์ (หน่วยเป็นนิ้ว)

สูตรนี้ไม่คำนึงถึงขนาดของเส้นลวด แกนต้องเป็นแกนอากาศ (ไม่มีแกน)



Q_3 จัดไบอัสไว้ที่ คลาส บี (CLASS B)

รูปที่ 3.7 แสดงการเพิ่มวงจรขยาย RF AMP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ไมโครโฟนและระบบโทรคมนาคมไร้สาย

3.2.1 ไมโครโฟน

ไมโครโฟนเป็นอุปกรณ์ทางด้านโทรคมนาคมสื่อสาร ที่อาศัยหลักการเปลี่ยนพลังงานเสียงไปเป็นพลังงานไฟฟ้าซึ่งจะเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณเสียงที่เข้ามา ในปัจจุบันไมโครโฟนมีมากมายหลายประเภท ในที่นี้จะขอกล่าวถึงไมโครโฟนชนิดไดนามิก

ไดนามิกไมโครโฟน Dynamic Microphones เรียกอีกอย่างว่า Moving Coil Microphones หรือ Pressure Microphones อุปกรณ์ที่ใช้งานประกอบด้วย

- แผ่น Diaphragm
- Voice Coil (ซึ่งจะเคลื่อนที่อยู่ในสนามแม่เหล็กถาวรเข้มข้น)

หลักการทำงาน คือ เมื่อมีคลื่นเสียงมากระทบกับผิวของ Dirphrgm จะทำให้ coil ที่ต่ออยู่กับแผ่น Diaphragm เคลื่อนที่ผ่านสนามแม่เหล็ก ซึ่งมีผลทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าขึ้น ซึ่งจะแปรผันตามความแรงของเสียงที่มากระทบบนแผ่น

ในยุคแรก Diaphragm ส่วนใหญ่ของไมโครโฟน จะถูกทำมาจากอลูมิเนียมและมีความหนาน้อยกว่า 1 มิลลิเมตร ซึ่งวัสดุอลูมิเนียมถูกมองว่าเป็นวัสดุที่ดีเยี่ยมที่สุดแล้วในสมัยนั้น เนื่องจากว่ามีน้ำหนักเบา และง่ายต่อการขึ้นรูปร่างเดิมไว้ได้หลังจากขึ้นรูปแล้ว (ในสภาวะที่อุณหภูมิสูง ๆ และมีความชื้นในอากาศมากก็ยังสามารถรักษารูปร่างเดิมไว้ได้) แต่แผ่น Diaphragm ดังกล่าวมีปัญหา เนื่องจากว่าความบางของมัน อาจถูกกระทบกระเทือนทำให้แตกหักได้ง่าย มีการวิจัยจำนวนมากถูกจัดทำขึ้น ด้วยความพยายามที่จะหาวัสดุอย่างอื่นที่มีข้อดีเหมือนอลูมิเนียมและยังคงทนต่อการกระทบกระเทือน ที่ทำให้เปลี่ยนรูป ซึ่งวัตถุดิบดังกล่าวก็คือ Polyester film, ถูกค้นพบโดย บริษัท Dupont และมีชื่อเรียกทางด้านการค้าว่า Mylar

Mylar เป็นพลาสติกที่มีคุณสมบัติเฉพาะตัวคือมีความแข็งและความยืดหยุ่นสูงเนื่องจากคุณสมบัติในการทนต่ออุณหภูมิที่สูง ๆ ทำให้มันสามารถถูกใช้เป็นส่วนประกอบของมอเตอร์หม้อแปลง Mylar Diaphragm นั้น สามารถทำงานในช่วงอุณหภูมิระหว่าง - 40 ถึง 170 องศาฟาเรนไฮต์ หรือว่า -40 ถึง -77 องศาเซลเซียส อยู่ได้ในระยะเวลานาน โดยไม่เกิดความเสียหาย ดังนั้น mylar นี้จึงมีความคงทนสูง โดยที่คุณสมบัติของมันจะไม่เปลี่ยนภายใต้อุณหภูมิและความชื้นที่สูงในช่วงที่ไมโครโฟนถูกนำไปใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดึงดูดจำเพาะ (Spectific gravity) ของ Mylar มีค่าประมาณ 1.3 ขณะที่อลูมิเนียมมีค่า 2.7 ทำให้ mylar ถูกใช้งานด้วยความหนาที่มากกว่า โดยไม่ส่งผลกระทบต่อความสัมพันธ์ระหว่างมวลของ Diaphragm ต่อมวลของ Voice coil แผ่น Diaphragm ดังกล่าว เมื่อถูกบิดงอในทิศทางที่ถูกต้อง และถูกปล่อยให้คืนกลับที่เดิม มันจะยังคงทำงานต่อไปได้ ถึงแม้ความสมบูรณ์ของเสียงที่ออกมาจะไม่เหมือนเดิม ไมโครโฟนสามารถทำงานได้ ในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 200 H_z ช่วงตอบสนอง ความถี่ดังกล่าวสามารถถูกขยายได้ โดยการใช้อุปกรณ์ Acoustical Resonant เข้ามาช่วย

วงจร Tuned resonant ประกอบด้วยหลอดแก้ว (tube) และช่องอากาศอยู่ภายใน ซึ่งหลอดดังกล่าวจะมีความเหนี่ยวนำ (Acoustic Inductance) ซึ่งถูกปรับไว้สำหรับตอบสนองย่านความถี่ต่ำ (50 H_z) ขณะเดียวกันช่องอากาศระหว่าง Diaphragm กับ DOME จะทำหน้าที่เป็นตัวเก็บประจุไฟฟ้า ซึ่งจะทำให้ย่านการตอบสนองได้ความถี่ขยายถึง 20,000 KH_z

อย่างไรก็ตาม ถึงแม้ว่า Diaphragm (Mylar) จะมีน้ำหนักเบามาก แต่มันก็ยังมีมวลอยู่ค่าหนึ่ง ซึ่งก่อให้เกิดผลที่ไม่พึงประสงค์ คือทำให้ OUT PUT ที่ได้มีค่าน้อยลง แต่มีหลายวิธีที่จะช่วยลดผลอันไม่พึงประสงค์ดังกล่าว เช่น

- การลดมวลของ Diaphragm และ Voice coil แต่วิธีนี้ก็ยังมีขีดจำกัดในทางปฏิบัติ
- การจำกัดการตอบสนองทางด้านความถี่โดยใช้แผ่น Diaphragm ที่แข็งขึ้น หรือใช้วงจร Filter ช่วย

อย่างไรก็ตามวิธีดังกล่าวข้างต้น จะจำกัดการตอบสนองของไมโครโฟน ลงอยู่ในย่านความถี่ใช้งานในช่างแคบ ๆ และเพื่อขจัดผลที่ไม่ต้องการดังกล่าวข้างต้น เราอาจจะใช้ Uni - Directional ซึ่งความไวในการตอบสนอง (Vibration sensitivity) มีค่าประมาณ 15 dB สูงกว่าMicro-phones ทั่วไป (Omnidirectional) Unidirbctional Microphones จะต่างจาก Microphones ทั่วไปที่ว่าและแผ่น Diaphragm ดังกล่าวต้องสามารถเคลื่อนที่ได้สะดวกที่ความดันเรียบย่านความถี่ต่ำๆ และต้องลด Damping Resistance ลงต่ำกว่า 1 ส่วน 10 ของ Diaphragm Resistance ที่ถูกใช้ใน Omnidirectional ไมโครโฟน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 ระบบโทรคมนาคมไร้สาย

เมื่อกล่าวถึงระบบโทรคมนาคมไร้สายเรามักจะนึกถึงสิ่งประดิษฐ์อย่างหนึ่งนั่นก็คือ ไมโครโฟนชนิดไร้สาย (วิทยุไมโครโฟน) และอินเตอร์คอมไร้สาย เนื่องจากไมโครโฟนไร้สายและอินเตอร์คอมมีเทคโนโลยีพื้นฐานที่ร่วมกัน หลายๆบริษัทที่ประดิษฐ์ไมโครโฟนก็จะประดิษฐ์อินเตอร์คอมด้วย และตามที่ได้ทำขึ้น ผู้ใช้ปลายทางคนเดียวกันมักจะซื้อทั้ง 2 อย่าง คือทั้งไมโครโฟน และอินเตอร์คอมเพื่อนำไปใช้กับผลิตภัณฑ์โทรทัศน์และวิทยุกระจายเสียง ผลิตภัณฑ์ฟิล์มถ่ายรูป และเกี่ยวข้องกับบริการด้านมหรสพ

ไมโครโฟนไร้สาย ตามที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.8 เป็นสิ่งหนึ่งซึ่งตรงปลายส่งจะมีกำลังขับ คอนเดนเซอร์, อีเลคทรีท, หรือบริเวณที่มีแรงดันต่อเข้ากับปรีแอมพลิไฟเออร์, คอมเพรสเซอร์,และเครื่องส่งหรือมอดูเลเตอร์เล็ก ๆ และสายอากาศ

ตรงปลายรับเป็นสายอากาศ รีซีฟเวอร์หรือตัวคัด, ภาคขยาย, ปรีแอมพลิไฟเออร์ ซึ่งต่อเข้ากับอุปกรณ์การฟังเสียง

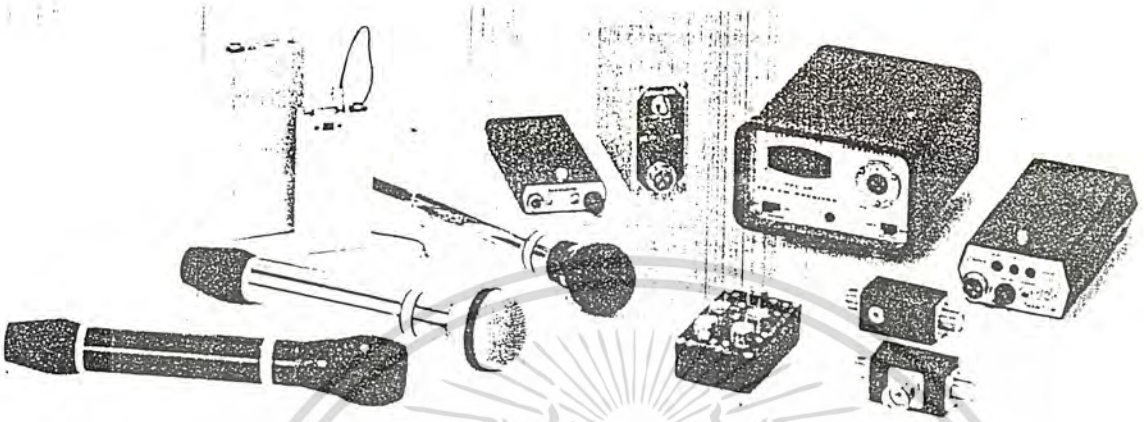
คนส่วนใหญ่รู้วิธีปฏิบัติงานของอินเตอร์คอมที่ได้มาตรฐาน แต่ละคนจะมีหูฟังและสายคาด (หรือสิ่งที่คล้ายกัน) ทุกอย่างจะต่อติดกันด้วยสายไฟ อินเตอร์คอมไร้สายมีความจำเป็นจะต้องมีรูปแบบเดียวกันในการปฏิบัติงานผู้ปฏิบัติงานไม่จำเป็นต้องใช้สายและสายคาดแต่ละอันจะมีเครื่องส่งและ เครื่องรับวิทยุรวมอยู่ด้วยผู้ใช้อินเตอร์คอมไร้สายตามรูปแบบแล้วจะต้องใช้หูฟังชนิดสวมหัว และสามารถที่จะส่งและรับความถี่ของคลื่นวิทยุซึ่งกันและกันได้ เครื่องส่งอินเตอร์คอมชนิดไร้สายมีรูปแบบเดียวกับเครื่องส่งไมโครโฟนชนิดไร้สาย แต่เครื่องรับถูกย่อส่วนให้เล็กมา เพื่อว่าจะได้พกพาไปได้โดยสะดวกและทำงานโดยการใช้แบตเตอรี่แห้งขนาดเล็กสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในปัจจุบันไมโครโฟนไร้สายถูกใช้กันอย่างแพร่หลายในการผลิตรายการโทรทัศน์ แบบมือถือถูกใช้โดยผู้ปฏิบัติงานที่เป็นมือกล้อง ซึ่งไม่เพียงแต่จะต้องเป็นอิสระในการที่จะต้องเดินไปรอบ ๆ และแสดงท่าทางให้สัญญาณต่าง ๆ เท่านั้น แต่เขาจะต้องหลีกเลี่ยงเจ้าหน้าที่กำกับเวทีจะต้องคอยป้อนสายไฟไปรอบ ๆ กล้องด้วย ไมโครโฟนไร้สายแบบลาวาเลียร์จะถูกใช้ในรูปของเกมส์โชว์, อุปรากร, การเต้นรำ จำเป็นที่จะต้องจำกัดการใช้ไมโครโฟน สำหรับสถานที่ในการผลิตภาพยนตร์, การเก็บรวบรวมข่าว, และการผลิตรายการทางภาคสนามทางอิเลคทรอนิกส์ ไมโครโฟนไร้สาย สร้างความเป็นไปได้ในการสร้างเสียงในฟิล์มได้ตั้งแต่เทคแรกซึ่งก่อนหน้านี้ บนสนทนาจำเป็นจะต้องทำหลักการถ่ายทำผลที่ตามมาคือทั้งการประหยัดเวลาและค่าใช้จ่ายจะต้องเพิ่มขึ้นในการผลิตรายการละคร ไมโครโฟนไร้สายจะทำให้ตัวละครเป็นอิสระในการพูดหรือร้องเพลงได้ดีกว่าการแสดงที่ใช้ระบบที่จะต้องเปล่งเสียงดัง ๆ ซึ่งจะต้องเสริมพลังจากปอด และจะไม่มีการวอกแวกจากไมโครโฟนชนิดมีเสียงกังวาน และไม่มีการขยายเสียงจากการเดิน หรือเสียงแบคกราวน์จากพื้นเข้าสู่ไมโครโฟน ในการเล่นคอนเสิร์ตไมโครโฟนไร้สายแบบมือถือทำให้นักร้องหมุนตัวและเต้นไปรอบ ๆ โดยไม่มีข้อจำกัด และไม่มีอันตรายจากไฟช็อต แม้จะอยู่ท่ามกลางสายฝนไมค์แบบลาวาเลียร์บางรุ่นจะมีความฝืดของขดลวดต่อกระแสไฟฟ้าสลับในภาครับสูง ซึ่งจะทำให้กีต้าร์ไฟฟ้ากลายมาเป็นกีต้าร์ชนิดไร้สายได้

ในบริการที่มีไมโครโฟนไร้สายถูกนำมาใช้ ในห้องอัดเสียงและในสถานที่ถ่ายทำ อินเตอร์คอมชนิดไร้สาย ช่วยให้การสื่อสารมีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้นระหว่างผู้กำกับการแสดง, ผู้กำกับเวที, ช่างกล้อง เจ้าหน้าที่ควบคุมแสงและเสียงและพนักงานรักษาความปลอดภัย สำหรับคิวการแสดงและเจ้าหน้าที่ (หรือเครื่องวัดบทสนทนาทางอินเตอร์คอม) เครื่องรับที่มีราคาถูกอาจนำมาใช้ได้ ในการผลิตรายการกีฬาอินเตอร์คอมชนิดไร้สายไม่เพียงแต่จะถูกใช้โดยโคช, ผู้กำกับเส้น และผู้เล่นเท่านั้น แต่เจ้าหน้าที่ผู้ผลิตรายการและผู้รายงานข่าวก็ใช้ด้วย ข้อดีก็คือสามารถตั้งเวลาที่ศูนย์ได้ ในการร่วมมือของนักแสดงโลดโผนในช่วงระยะเวลาวิกฤต อินเตอร์คอมชนิดไร้สายจะก่อให้เกิดความแตกต่างระหว่างเหตุการณ์ที่ปลอดภัยและไม่ปลอดภัยโดยสิ้นเชิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 ไมโครโฟนไร้สาย Swintex

เกณฑ์การเลือกไมโครโฟนหรืออินเตอร์คอมชนิดไร้สาย มีกฎเกณฑ์จำนวนมากซึ่งจะต้องนำมาพิจารณาเพื่อที่จะให้ได้ระบบไมโครโฟน และอินเตอร์คอมชนิดไร้สายที่เหมาะสมต่อการใช้ในอาชีพดีที่สุด ระบบดังกล่าวจะต้องทำงานได้อย่างสมบูรณ์แบบ และเชื่อถือได้ในความทนทานต่อสภาพแวดล้อมต่างๆ จะต้องเข้าใจในการใช้งานได้ดี และจะต้องใช้ได้ในสนามความถี่ของคลื่นวิทยุที่รุนแรง สนามเครื่องหรี่ไฟและแหล่งอื่น ๆ ของคลื่นรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าสิ่งนี้จะผูกพันโดยตรงกับรูปแบบของการผสมคลื่น (เช่น การผสมคลื่นความถี่มาตรฐาน หรือการผสมคลื่นความถี่แบบแถบแคบ ๆ) คลื่นความถี่ในการปฏิบัติการ, คลื่นความถี่สูง(HF), คลื่นความถี่สูงมาก (VHF), คลื่นความถี่แบบสูงสุด (UHF), คลื่นควบคุมในภาครับ และอื่น ๆ ฯลฯ ระบบควรจะเชื่อถือได้มาก ควรมีความสามารถในการปฏิบัติงานได้อย่างน้อยที่สุด 5 ชั่วโมงต่อการใช้แบตเตอรี่ชนิดใช้แล้วทิ้ง 1 ชุด (หรือต่อการชาร์จไฟ 1 ครั้ง เมื่อใช้แบตเตอรี่ชนิด Ni-cads)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไมโครโฟนชนิดไร้สายได้รับใบอนุญาตในคลื่นความถี่ระดับต่าง ๆ ที่ใช้กันทั่วไปคือ[5]

VHF แบนด์ต่ำ (AM และ FM) 25-50 และ 72-76 MHz

FM กระจายเสียง (FM) 88-108 MHz

VHF แบนด์สูง (FM) 150-216 MHz

VHF (FM) 450-488 และ 902-952 MHz

ชนิด VHF แบนด์ต่ำ ชื่นชอบกันในระบบซึ่งมีราคาต่ำ อย่างไรก็ตามจะเป็นแถบคลื่นวิทยุที่มีเสียงค่อยที่สุด เนื่องจากความยาวของช่วงคลื่น และต้องการสายอากาศที่ยาว (5 ฟุต) ระบบ VHF แบนด์ต่ำนี้จะไวต่อ "คลื่นกระโดด" ซึ่งเป็นสัญญาณจากระยะไกลออกไปกระทบบรรยากาศรอบนอกพุ่งกลับสู่พื้นโลก ก่อให้เกิดเป็นคลื่นรบกวน ระบบ VHF แบนด์ต่ำหลายระบบถูกผลิตขึ้นใช้กับประชาชนซึ่งรับประกันเต็มที่ว่าจะมีเสียงรบกวนและมีคุณภาพต่ำ

แถบคลื่นวิทยุกระจายเสียง FM เป็นอีกตัวหนึ่งที่ใช้กับระบบซึ่งมีราคาต่ำ ข้อดีในการใช้แถบคลื่นนี้คือ ระบบจะเข้ากันได้กับเครื่องรับวิทยุ FM สเตอริโอ และจูนเนอร์ ดังนั้น หน่วยเครื่องส่งเท่านั้นจะต้องถูกซื้อ ระบบนี้มีประโยชน์ในพื้นที่ห่างไกลซึ่งสถานี FM มีน้อยและห่างไกล อย่างไรก็ตาม อาจไม่น่าเชื่อถือเกี่ยวกับพื้นที่ อาทิเช่น นครนิวยอร์ค ซึ่งแถบคลื่นวิทยุ FM มีความหนาแน่นสูง

แถบคลื่นวิทยุคลื่นความถี่สูง VHF เป็นที่ชื่นชอบมากที่สุดสำหรับการใช้งาน สายอากาศความยาวคลื่น 1 ใน 4 มีความยาวประมาณ 17 นิ้ว เท่านั้น และดังนั้นจึงต้องการช่องว่างเพียงเล็กน้อย แถบคลื่นวิทยุความถี่สูง VHF สามารถทะลุทะลวงผ่านสิ่งก่อสร้างซึ่งจะเป็นทั้งข้อดีและข้อเสีย ข้อดีอยู่ตรงที่สามารถสื่อสารระหว่างห้องและผิวพื้นรอบ ๆ ได้ข้อเสียอยู่ตรงที่คลื่นที่ปล่อยออกไปไม่สามารถที่จะควบคุมได้ (เสถียรภาพ) และแหล่งเสียงข้างนอกสามารถเข้าถึงเครื่องรับได้

อุปกรณ์แถบคลื่นวิทยุความถี่สูงสุด VHF คล้ายคลึงกับอุปกรณ์ของระบบ VHF นอกจากว่าสายอากาศสั้นกว่ามาก, พิสัยไม่ค่อยดี, การทะลุทะลวงสิ่งก่อสร้างเป็นเลิศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แถบคลื่นวิทยุความถี่สูง VHF ขนาด 130 - 230 MHz มีเสียงและคลื่นระกวนต่ำมาก พิสัยจึงดีที่พลังงานต่ำ ส่วนใหญ่แล้วมักจะมีความถี่อยู่ระหว่าง 174 และ 216 MHz ถูกใช้ร่วมกับ TV ช่อง 7 - 13 ท่านจะต้องเลือกความถี่ของช่องที่ไม่มีความไวในพื้นที่ทางภูมิศาสตร์ที่ให้ได้ คลื่นวิทยุความถี่สูง VHF ไม่ใช้แถบคลื่นวิทยุสำหรับประชาชน หรือธุรกิจทางคลื่นวิทยุรบกวนและสถานีวิทยุกระจายเสียงทางการค้า ซึ่งอาจก่อให้เกิดคลื่นรบกวน อย่างไม่อาจหลีกเลี่ยงได้ ดังนั้นจึงทราบแหล่งที่ควรร่วมหรือควรหลีกเลี่ยง ความคุ้นเคยต่อเสียงจนเป็นนิสัยถูกสร้างขึ้นจากการทำให้เกิดเสียงสูงเสียงต่ำในระบบ FM ไม่ใช่ AM, เครื่องรับวิทยุ VHF จะมีความชัดเพียงพอที่จะสลัดสัญญาณโทรทัศน์หรือการส่งกระจายเสียงภาค FM ที่ทำเป็นการค้าที่อยู่ในรัศมีใกล้ ๆ ลงได้ โดยทางธรรมชาติ, ถ้าท่านกำลังใช้ไมโครโฟนหรืออินเตอร์คอมผ่านโทรทัศน์ช่อง7 ที่ไม่ใช้ คุณจะต้องการการป้องกันต่อสถานีโทรทัศน์ประจำถิ่นที่อยู่ตรงช่อง 8 อย่างไรก็ตาม คุณก็จะต้องเกี่ยวข้องกับคลื่นส่งวิทยุ FM จาก 88 - 108 MHz ด้วยเนื่องจากมีฮาโมนิค ถ้ามีสถานี FM ขนาด 1000 วัตต์ กำลังส่งกระจายเสียงอยู่ใกล้ ๆ ไมโครโฟนแบบไร้สายขนาด 0.05 วัตต์ของคุณ แม้ว่าจะมีการแก้ไขที่ดีเกี่ยวกับฮาโมนิคที่ 2 ก็จะมีความเข้มของสนามความถี่ของคลื่นวิทยุมารบกวนต่อสัญญาณระบบไมโครโฟนหรืออินเตอร์คอมไร้สาย จงจำไว้ว่าฮาโมนิคที่ 2 ของ FM 88 อยู่ที่ 176 MHz อยู่ตรงกลางโทรทัศน์ช่อง 7 พอดี และฮาโมนิคที่ 2 ของ FM 107 อยู่ที่ 214 MHz อยู่ตรงกลางช่อง 13 ดังนั้น ถ้าระบบไร้สาย VHF ของท่านจำเป็นจะต้องใช้ให้ได้ประโยชน์เต็มที่ โดยเฉพาะอย่างยิ่งกับไมโครโฟนหรืออินเตอร์คอมทั้งหลายบนความถี่ที่อยู่ใกล้ชิดกัน เครื่องรับแบบไร้สายควรที่จะมีตัวปรับความชัดอยู่ตรงปลายด้านหน้า ทั้งระบบเกลียวหมุนหรือคริสตอล ซึ่งจะสามารถยกระดับค่าเปรียบเทียบกับระบบแถบคลื่นวิทยุขนาดปานกลางหรือต่ำ ข้อดีอีกอย่างหนึ่งของระบบ VHF ก็คือ ไม่ค่อยจะไปรบกวนกับจอภาพวีดีโอหรือเครื่องบันทึก ซึ่งเป็นระบบที่มีความถี่ต่ำ (ใกล้27 MHz CB หรือ 30-35 MHz และ 72 - 76 MHz แถบธุรกิจ) ในระบบการแยกแถบคลื่นจะเป็นไปได้ว่าครึ่งหนึ่งของการติดต่อสื่อสารจะได้รับการรบกวนจากเสียงมากกว่าอีกครึ่งหนึ่ง

โทรทัศน์ช่องหนึ่งจะครอบคลุมแถบความกว้าง 6 MHz ของคลื่น VHF ยกตัวอย่างเช่น โทรทัศน์ช่อง 7 จะครอบคลุมจาก 174 - 180 MHz อินเตอร์คอมไร้สาย จะครอบคลุมเนื้อที่น้อยกว่ามากประมาณ 0.2 MHz (200 KHz) ตามความเป็นจริงแล้ว โดยคณะกรรมการสื่อสารโทรคมนาคมแห่งรัฐ (FCC) กำหนดให้ถึง 24 ส่วน ของไมโครโฟนหรืออินเตอร์คอมในระบบ VHF สามารถที่จะปฏิบัติงานในระบบโทรทัศน์ช่องเดี่ยวที่ว่างแต่อย่างไรก็ตาม เพื่อที่จะใช้ระบบร่วมในความถี่ที่ใกล้กัน เครื่องรับไมโครโฟนหรืออินเตอร์คอมชนิดไร้สายจะต้องมีความคมชัดมาก และต้องมีความไวในการรับคลื่นที่ดีเยี่ยมบนพื้นฐานของการปฏิบัติสิ่งนี้หมายความถึงการใช้ FM ในอัตราเบี่ยงเบนที่แคบ(ประมาณ 12 KHz)ระบบอัตราเบี่ยงเบนที่กว้าง (75 KHz หรือมากกว่า) อาจจะเป็นสาเหตุในการรบกวนได้ง่ายดายต่อคลื่น

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ของไมโครโฟนและอินเตร์คอมที่อยู่ใกล้ชิดระบบดังกล่าว ต้องการเครื่องรับที่มีแถบคลื่นที่กว้างที่สามารถจะดัดแปลงให้เหมาะสมต่อการรบกวนจากคลื่นที่อยู่ใกล้เคียงเครื่องรับ สำหรับเครื่องส่ง FM แถบคลื่นกว้างหรือเครื่องรับ FM แถบแคบที่ออกแบบมาอย่างไม่ดี จะก่อให้เกิดการ Desensing คำว่า Desensing หมายความว่าเครื่องรับไมโครโฟนหรืออินเตอร์คอมชนิดไร้สายเป็นไข้เนื่องจากไมโครโฟน, อินเตอร์คอม, สถานีโทรทัศน์, หรือ สถานี FM ส่งกระจายเสียงในระยะใกล้ สิ่งนี้จึงเป็นข้อจำกัดที่เป็นผลกระทบต่อช่วงคลื่นของไมโครโฟนและอินเตอร์คอมกับไมโครโฟนชนิดไร้สาย, ให้ตรวจสอบอัตราการจับคลื่นและลักษณะเฉพาะของการเป็นไข้ของเครื่องรับ จึงควรจะมีสัญญาณอย่างน้อย 40-50 dB ต่อสัญญาณเสียง 10uV และ 70-80 dB ต่อเสียง 80 uV กับอินเตอร์คอมไร้สาย คุณสามารถมองเห็นหรือไม่ว่าสายอากาศเดียวที่ใช้ปนกันในการส่งกระจายเสียงและรับระบบดังกล่าวจะมีสายอากาศสองด้านซึ่งจะช่วยลดปัญหาที่เกิดขึ้นระหว่างการรับส่งของไมโครโฟนไร้สายหรืออินเตอร์คอม (แก้ไข้)

กำลังที่ได้รับจากภาคขยายของคลื่นวิทยุสูงสุด ของเครื่องส่งไมโครโฟนหรืออินเตอร์คอมระบบ VHF 50 mW; ส่วนใหญ่จะส่งจาก 25-50 mW ที่ความแตกต่าง3 dB อาจยอมให้ได้ถึง 120 mW ในคลื่นธุรกิจ (สำหรับอินเตอร์คอมชนิดไร้สาย) ภายใต้การผ่านของFCC 90.217 FCC จะไม่อนุญาตให้ใช้สายอากาศเครื่องส่งกำลังสูง เนื่องจากสายอากาศเครื่องรับกำลังสูงเป็นความคิดที่ไม่ดีเนื่องจาก

1) เครื่องส่งจะต้องหมุนไปรอบ ๆ อย่างสม่ำเสมอกับผู้ปฏิบัติการ และ

2) สัญญาณวิทยุที่ได้รับส่วนใหญ่ ถูกจับจากการสะท้อนจากผนังดังนั้นถึงแม้ว่าคุณจะยืนอยู่นอกเวทีและเล็งลำคลื่นของสายอากาศไปยังผู้ปฏิบัติการ คุณก็อาจจะเล็งผิดเป้าหมาย

ปัญหาของระบบสายอากาศของเครื่องรับที่มีสายอากาศ 2 หรือมากกว่านำมารวมกับสัญญาณเพื่อป้อนให้กับเครื่องรับจะลดโหลดหรือคลื่นจางลงในการติดตั้งเครื่องรับที่ตายตัว ให้ข้อคิดว่าคุณจะทำอะไรไม่ได้มากในการที่จะยกระดับของสัญญาณที่ได้รับให้กับข้อจำกัดที่เกี่ยวกับสายอากาศ และกำลังการส่ง, อะไรคือองค์ประกอบเบื้องต้นในการเพิ่มระยะทางที่ใช้ได้ของระบบไมโครโฟน หรืออินเตอร์คอมไร้สาย ช่วงที่ใช้ได้ขึ้นอยู่กับความไวและความชัดเจนของเครื่องรับ เช่นเดียวกับช่วงการขับเสียง เราจะได้รับอัตราส่วนของเสียงที่ดังขึ้นจากสัญญาณกลายเป็นเสียงในความถี่ของวิทยุ หรือระบบเสียงจะปล่อยให้เราสื่อสารได้ในระยะทางที่ไกลมาก ๆ ในปัจจุบันนี้มีระบบสื่อสารจำนวนมากที่ออกแบบขึ้นมาเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพในการรับส่งข้อมูลให้มีความสมบูรณ์มากที่สุดเมื่อสัญญาณผ่านภาค Audio ทางด้านเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในสมัยก่อน(ก่อนปี 1980) ไมโครโฟนและอินเตอร์คอมไร้สายส่วนใหญ่ ได้ใช้คอมเพลสเซอร์ชนิดธรรมดาเพื่อหลีกเลี่ยงเครื่องส่งไม่ให้เกิดคลื่นสูงหรือต่ำจนเกินไป ในปัจจุบันนี้ระบบหลายระบบรวมทั้งวงจรแบบ compandor สำหรับคลื่นเสียง 15-30 dB จะมีสัญญาณเปลี่ยนเป็นเสียงที่ดีขึ้น โดยปราศจากการเปลี่ยนแปลงสัญญาณความถี่ของวิทยุ สิ่งนี้กระทำได้โดยการสร้างคอมเพลสเซอร์ชนิดช่วงยาวให้กับเครื่องส่งไมโครโฟนหรืออินเตอร์คอมและจัดหาภาคขยายเพิ่มเติมของ สัญญาณภาค Audio ให้กับเครื่องรับซึ่งเหมือนกันมากกับเครื่องกำหนดรหัสของระบบการลดเสียงของเทป ความกดดันจะทำให้เกิดเสียงดังต่อเครื่องส่งมากเกินไป

ไม่มีไมโครโฟนไร้สายใด ๆ ที่สามารถจะตอบสนองต่อคลื่นความถี่ในย่าน 20 Hz ถึง 20 KHz ได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงตามที่ต้องการ ไม่ว่าจะเป็นระบบไร้สายหรือไม่เป็น ในเวลาที่ผู้ฟังได้ยินการกระจายเสียง, ดูภาพยนตร์ หรือคอนเสิร์ต มักจะสนุกสนานเพลิดเพลินต่อการตอบรับความถี่ของคลื่นในย่าน 40 Hz - 15 KHz บางครั้งเกณฑ์ที่ดีที่สุดในการตัดสินใจต่อระบบไมโครโฟนไร้สายชนิดมือถือ ก็คือการเปรียบเทียบมันกับการตอบรับของไมโครโฟนชนิดเปลือยไม่มีปลอกหุ้ม ถ้าการส่งหรือการรับคลื่นชนิดแถบกว้างเป็นพื้นฐานรวมทั้งแถบกว้างในปลอกหุ้มก็เป็นการเพียงพอแล้ว โดยทั่ว ๆ ไปในการพูดไมโครโฟนไร้สายที่ดีควรจะมีเสียงดังเหมือนกับไมโครโฟนชนิดลวดแข็งซึ่งใช้ปลอกหุ้มชนิดเดียวกัน ระบบไร้สายลาวาเลียร์ ควรจะมีแถบกว้างของช่วงคลื่นที่ดี เนื่องจากไมโครโฟนเกือบทั้งหมดอาจจะต้องเสียบปลั๊กเข้าไป และทำให้มีช่องว่างทางฟิสิคส์เกิดขึ้นเป็นการง่ายขึ้นต่อผู้ผลิตในการทำงานที่ดีขึ้นกับระบบของลาวาเลียร์ระบบไร้สายดังกล่าวในปัจจุบันอาจหาได้เลย 13-15 KHz ตามข้อจำกัดของ FCC ช่วงยับอาจจะอยู่ในสภาพวิกฤตมากที่สุดในการทำงานที่ความถี่เสียงธรรมชาติ ในระบบที่ดีควรจัดระดับเสียงให้เป็น 80-85 dB ของช่วงยับ ประมาณการว่าไมโครโฟนดังกล่าวถูกปรับให้เป็น 100% ของคลื่นระดับสูงต่ำของเสียงที่ดังที่สุด ควรที่จะมีการกำหนดขอบเขตการทำงานของไมโครโฟน โดยลดระดับสูงต่ำของไมโครโฟนโดยประมาณอัตราส่วนของงานในการเปลี่ยนสัญญาณให้เป็นเสียงที่ 75 dB นั้นก็คือยังคงเป็นประมาณ 2 เท่าของช่วงยับของชาวน์แทรกของฟิล์มภาพยนตร์ หรือรายการโชว์ทางโทรทัศน์ เมื่อไมโครโฟนระบบไร้สายถูกแก้ไขให้ดีขึ้นจาก 50-60 dB วิศวกรการผสมเครื่องเสียงพบว่างานของเขาเพิ่มความยากลำบากขึ้นมาก เนื่องจากไม่มีตัวคอมเพลสเซอร์ในไมโครโฟนใด ๆ อีกต่อไปแล้ว ดังนั้นเขาจะต้องระมัดระวังเพื่อให้มั่นใจได้ว่า โครงสร้างที่ได้รับจากตู้ลำโพงถูกปรับให้มั่นคงเพื่อหลีกเลี่ยงแรงยับที่มากเกินไป ในภาคขยายเบื้องต้นของไมโครโฟน ตามความจริงอย่างน้อยที่สุด หนึ่งในผู้ผลิต (ชวินเทค) จะต้องกลับไปใส่ตัวคอมเพลสเซอร์ในไมโครโฟนไร้สายใหม่ จะไม่ปรับให้ทำงานตามโปรแกรมเป็นส่วนใหญ่ แต่ทำเพียงปรับระดับสัญญาณให้ดังที่สุด ซึ่งจะมีความสามารถในการขยายเสียงได้เกิน 85 dB เป็นพื้นฐาน เพื่อที่จะทำให้ง่ายขึ้น สำหรับวิศวกรเพื่อหลีกเลี่ยงแรงยับที่สูงเกินไปต่อตู้ในภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่ออีเลคทรีท คอนเดนเซอร์ ในไมโครโฟนถูกนำมาใช้ ข้อจำกัดสำคัญของช่วงขับก็คือปลอกหุ้มตัวของมันเอง ไม่ใช่ระบบไร้สาย ตามรูปแบบแล้วตัวอีเลคทรีทให้พลัง 1.5 โวล์ทของแบตเตอรี่จะให้เสียงประมาณ 105 dB ถ้าให้พลังจากแบตเตอรี่ขนาด 9 โวลท์ ไมโครโฟนตัวเดียวกันอาจใช้ได้ถึงระดับ 120 dB ดังนั้น ระบบไมโครโฟนไร้สาย ควรจะสามารถมีความเบี่ยงเบนทางด้านโวลท์เตจที่สูงขึ้นเพื่อให้เชื่อมั่นว่ามีช่วงขับที่เพียงพอจากปลอกหุ้มไมโครโฟนถึงแม้ว่าคอนเดนเซอร์อาจจะร้อนขึ้น ในระดับภาคขยายมากกว่าไมโครโฟนชนิดมีแรงขับสามารถให้เสียงได้มากกว่าที่เป็นจริง ดังนั้นปลอกหุ้มที่ทำให้เสียงค่อยลงอาจจะไม่ผลิตขึ้นมาตามช่วงขับที่เหมือนกับไมโครโฟนที่ใช้คอนเดนเซอร์ซึ่งทั้งหมดนี้ ดูเหมือนว่าจะชี้นำไปสู่การใช้ไมโครโฟนที่มีเสียงตามที่คุณชอบ อย่าพยายามที่จะวางพื้นฐานการตัดสินใจของท่านโดยลำพังตามสเปคของเครื่องที่พิมพ์ไว้ อย่างไรก็ตามความเที่ยงตรงก็อาจมีขึ้นได้

ระบบอินเตอร์คอมไร้สายไม่จำเป็นต้องอยู่ในช่วงขับเดียวกันเหมือนกับไมโครโฟน มันไม่ต้องนำไปใช้ในการเล่นดนตรีที่มีเสียงเป็นธรรมชาติอย่างไรก็ตามแรงขับดันตามธรรมชาติจะ ทำให้เสียงอ่อนล้ากว่าระบบเสียงที่ถูกกดดันให้สูงขึ้นโดยเฉพาะอย่างยิ่งในการใช้ระยะยาว เสียงจะถูกเบี่ยงเบนไปจากช่วงที่ตั้งให้ค่อยลง ยังมีข้อดีอื่น ๆ ในการที่จะแสวงหาสัญญาณที่ดีให้กลายเป็นเสียงในอินเตอร์คอมขนาด 40-50 dB น่าจะใช้ได้ และ 60-70 dB จะสูงมากในอินเตอร์คอม ข้อยกเว้นอาจจะอยู่ที่สภาพแวดล้อมทางอุตสาหกรรมที่มีเสียงจอแจสูงมาก ซึ่งอินเตอร์คอมชนิดมีความกดดันให้ดังเป็นสิ่งจำเป็นที่จะต้องเอาชนะพื้นเพของเสียงแน่นอนและเฮ็ดโฟนของอินเตอร์คอมที่มีจะมีเสียงดังขึ้นเป็นสองเท่า เนื่องจากมีเครื่องป้องกันการได้ยินและสกัดเสียงรบกวนภายนอกออกไป

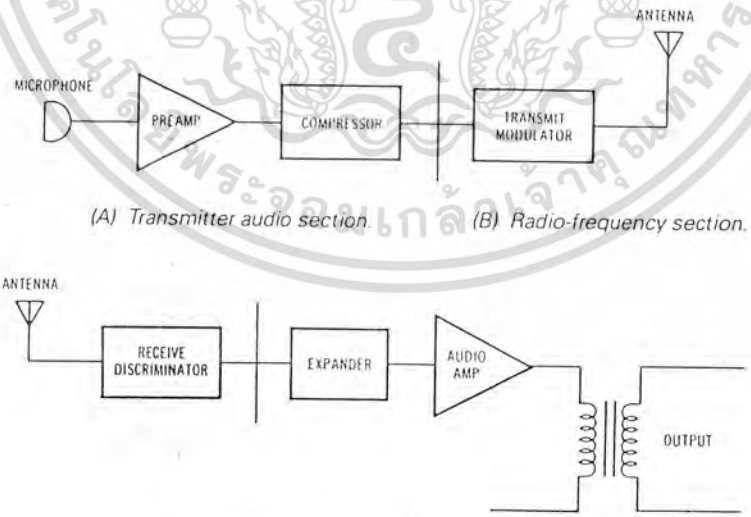
ความเพี้ยนจะเกิดขึ้นได้ง่ายในระบบไร้สายมากกว่าในระบบที่ใช้สายเป็นตัวนำ ลักษณะเฉพาะของค่าความเพี้ยนรวมจะต่ำกว่า 1% ของทั้งหมดโดยปกติแล้วในปัจจุบันจะหาได้จากไมโครโฟนไร้สายที่ดีในจำนวนไมโครโฟนเหล่านี้ หนึ่งในผู้มีส่วนช่วยที่ใหญ่ที่สุดในเรื่องค่าความเพี้ยนจากคลื่นก้องก็คือผู้ขยายงาน อินเตอร์คอมชนิดไร้สายสามารถที่จะทนต่อค่าความเพี้ยนอันเกิดจากคลื่นก้องรวม และค่าความเพี้ยนที่น้อยลงจะช่วยให้การรับส่งในระบบสื่อสารมีประสิทธิภาพมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาใหญ่ 2 ประการในการใช้ไมโครโฟนระบบไร้สาย ก็คือ อัตราการ Modulate สัญญาณเสียงและ Power Output

เพื่อลดปัญหาเหล่านี้สัญญาณจะถูกขับที่เครื่องส่ง และจะขยายสัญญาณ RF ที่เครื่องรับดังที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.9 และรูปที่ 3.10 ภาพเชิงเส้นแสดงสิ่งที่สามารถทำให้สำเร็จโดยการแก้ไขอัตราการเปลี่ยนสัญญาณให้เป็นเสียงให้ดีขึ้น และลดความไวลงสู่ระดับต่ำในคลื่น FM เช่นในบริเวณเสียงดังหึ่ง ๆ

เนื่องจากระดับการทำงานของภาครับตามบล็อคไดอะแกรมจะเปลี่ยนไปโดยองค์ประกอบที่ 80 dB ภาคขยาย(Expander) จะทำการขยายสัญญาณเข้าสู่ภาค Audio Amp. โดยสัญญาณเสียงที่ได้จะถูกแยกออกจากคลื่นพาห์ที่ภาค Receive Discriminator มาก่อนแล้ว จึงทำการขยายที่ภาค Audio Amp. ผ่านหม้อแปลงเป็นสัญญาณ Output ซึ่งสามารถลดระดับสัญญาณรบกวนโดยอาศัยเทคนิคแถบคลื่นความถี่แคบเป็นมาตรฐานที่เครื่องรับการรับฟังจะได้ยินได้อย่างอิสระตามช่องและตอบสนองต่อคลื่นรบกวนมากขึ้นถึง 10 เท่าที่จำนวนของระบบสามารถจะทำงานได้ร่วมกันโดยปราศจากคลื่นรบกวนข้ามช่องความสามารถของเครื่องรับที่จะสลัดคลื่นรบกวนทุกรูปแบบเป็นสิ่งที่หลีกเลี่ยงไม่ได้ แม้ว่าจะมีการใช้เทคนิคของการขยายและการควบคุมเสียง ข้อควรจำอย่างหนึ่งคือ เครื่องรับจะต้องมีประสิทธิภาพสูงในการขยายและขจัดสัญญาณรบกวน รวมถึงความไวในการรับสัญญาณ (Sensitivity)ด้วย



รูปที่ 3.4 บล็อคไดอะแกรมเครื่องส่งและเครื่องรับไมโครโฟนชนิดไร้สาย

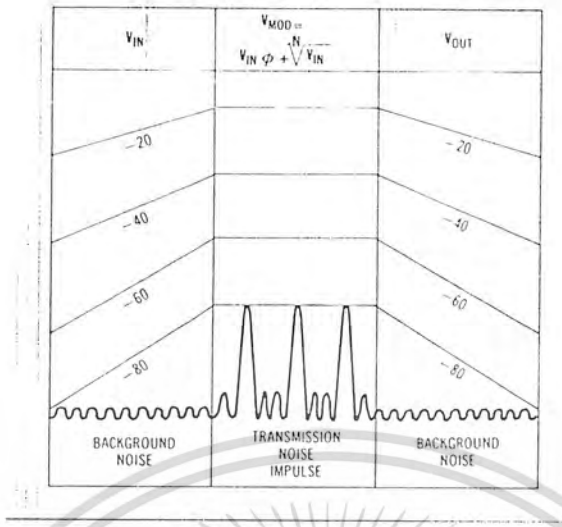
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาอื่น ๆ ก็คือการจางหาย (Fade) ของสัญญาณความถี่วิทยุเกิดขึ้นได้โดยการสะท้อนของสัญญาณคลื่นวิทยุจากพื้นผิวและพุ่งเข้าสู่สายอากาศของเครื่องรับชนิดสายเดี่ยวที่ 180 องศา ดังที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.11 ถึงแม้ว่าจะขจัดปัญหาเหล่านี้ได้ โดยการทดลองติดตั้งสายอากาศที่เครื่องรับมักจะพบปัญหาในเรื่องของจำนวนของสายอากาศ ซึ่งสายอากาศ 2 สายหรือมากกว่าเมื่อนำมาใช้ในการรับสัญญาณดังที่ได้แสดงไว้ในรูป 3.12 จะไม่ค่อยมีปัญหาในเรื่องการกีดขวางหรือมีคลื่นรบกวนที่จะมีผลกระทบต่อสายอากาศของเครื่องรับร่วมกัน ปัจจัยพื้นฐานที่ควรคำนึงถึงและอาจจะเป็นสิ่งสำคัญที่ช่วยตัดสินใจในการออกแบบเครื่องรับไมโครโฟนชนิดไร้สาย ในสภาพแวดล้อมต่างๆมี 3 แบบด้วยกัน คือความยุ่งยากเนื่องจากระบบสวิทช์,การประกอบหลังการตรวจเช็ค และการประกอบสายอากาศ ในเรื่องของความยุ่งยากเกี่ยวกับการเปิดสวิทช์ สัญญาณคลื่นความถี่ทางวิทยุจากสายอากาศ 2 สาย นำมาเปรียบเทียบกันและสายที่นำสัญญาณได้ดีกว่าจะได้รับเลือก ปัญหาที่เกิดขึ้นคือ ไม่มีประโยชน์จากสัญญาณที่สายอากาศอีกเส้นหนึ่งและเมื่อมีสัญญาณที่ชัดกว่าเกิดขึ้น เนื่องจากคลื่นรบกวนหรือจากองค์ประกอบของเสียง ปัญหานั้นก็จะเด่นขึ้นมา

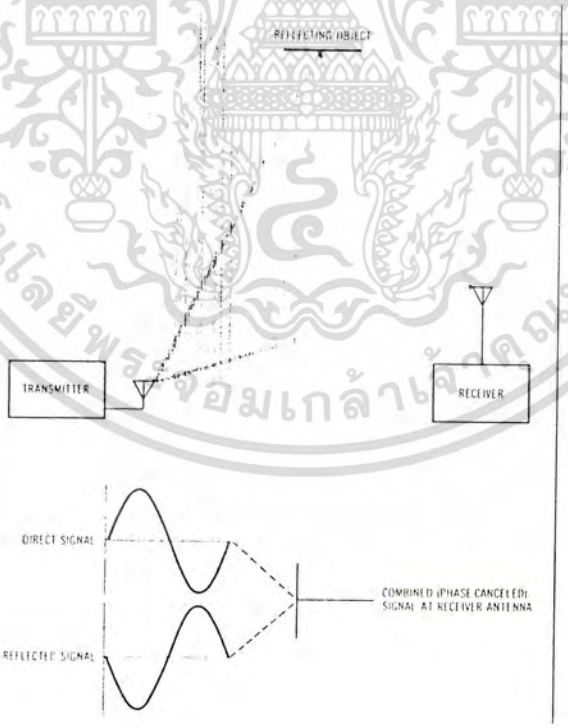
ในการประกอบหลังการตรวจเช็ค ต้องการเครื่องรับที่สมบูรณ์แบบ 2 ชุด แต่ละชุดจะต่อเข้ากับสายอากาศแต่ละสาย หลังจากนั้นสัญญาณคลื่นความถี่ของวิทยุ (RF) จะถูกแปลงเป็นสัญญาณเสียงที่เครื่องรับแต่ละเครื่อง แล้วจึงนำสัญญาณเสียงที่ได้มาเปรียบเทียบกัน เพื่อเลือกชุดที่มีสัญญาณเสียงที่ชัดเจน

ความยุ่งยากในการประกอบสายอากาศสามารถแก้ไขปัญหานี้ได้ โดยใช้ระบบสายอากาศ 2 สายหรือมากกว่า แต่ละสายต่อเข้ากับเครื่องขยายความถี่ของวิทยุชนิดแถบกว้างเพื่อที่จะเพิ่มกำลังของสัญญาณที่ได้รับสัญญาณจากสายอากาศที่ได้รับทั้ง 2 จะเชื่อมต่อไปได้อย่างว่องไว และป้อนให้กับเครื่องรับที่ได้มาตรฐานต่อ 1 ไมโครโฟน ด้วยวิธีนี้เครื่องรับจะได้รับประโยชน์ต่อสัญญาณที่ส่งให้กับสายอากาศทั้งหมดเสมอ ดังนั้น อัตราส่วนของการเปลี่ยนสัญญาณที่สูงกว่าให้กลายเป็นสัญญาณเสียง ก็จะทำให้ไม่มีเสียงของการเปิดสวิทช์และไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเสียง ไม่จำเป็นต้องซื้อเครื่องรับสำหรับแต่ละช่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

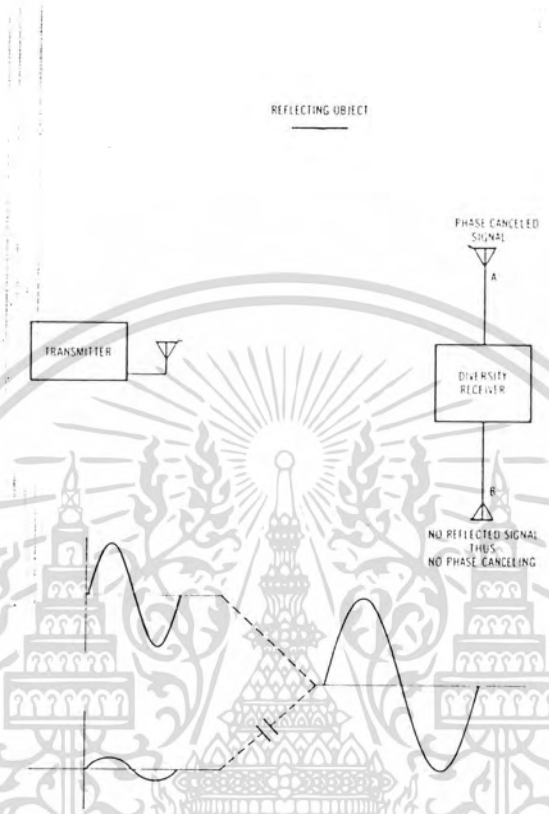


รูปที่ 3.10 การลดและการขยายสัญญาณเสียงให้สังเกตสัญญาณที่ -80 dB จะไม่เปลี่ยนแปลงและที่ -20 dB สัญญาณได้เปลี่ยนแปลงไปอย่างมีนัยสำคัญ



รูปที่ 3.11 ช่วงคลื่นที่จางหายไป ของสัญญาณคลื่นความถี่ทางวิทยุ เนื่องจากการสะท้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 ระบบสายอากาศสองสายซึ่งช่วยลดการจางหายของคลื่นความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

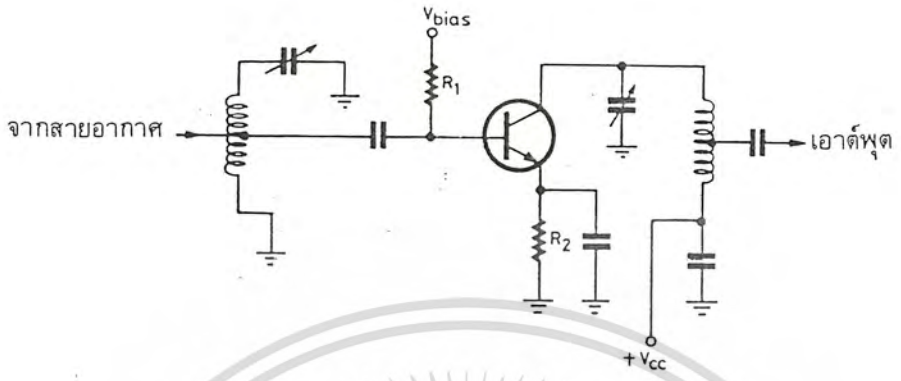
ทฤษฎีและวงจรที่เกี่ยวข้องกับโครงงาน

4.1 วงจรขยาย RF

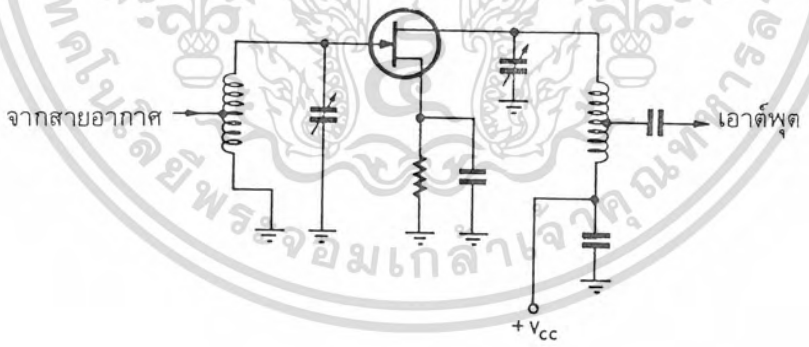
วงจรขยาย RF ที่นิยมใช้มีอยู่ 3 แบบ คือ วงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วม วงจรขยายเบสร่วม และวงจรขยายคาสโคด (cascode) แต่ในกรณีของวงจรที่ใช้ FET แทนทรานซิสเตอร์ วงจรอิมิตเตอร์ร่วมก็จะเปลี่ยนเป็นซอสร่วม (common source) และเบสร่วมก็จะเป็นเกตร่วม (common gate) ในรูปที่ 4.1 แสดงวงจรขยายอิมิเตอร์ร่วมหรือซอสร่วม รูปที่ 4.1 (ก) เป็นวงจรที่ใช้ทรานซิสเตอร์ซึ่งไบแอสให้ทำงานอยู่ในคลาส A โดยตัวต้านทาน R_1 และ R_2 มีวงจรจูนทั้งด้านอินพุตและเอาต์พุต เพื่อขยายสัญญาณที่มีความถี่ในย่านความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรจูน (วงจรแทงค์) วงจรขยาย RF ประเภทนี้ต้องมี การสะเทิน (neutralize) เพื่อมิให้วงจรขยายเกิดการออสซิลเลต (แทนที่จะทำงานเป็นวงจรขยายกลับทำงานเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์) การออสซิลเลตในที่นี้เกิดขึ้นเพราะว่ามีการป้อนกลับแบบบวก ระหว่างขาอุปกรณ์ (หรืออื่น ๆ ที่เราไม่ต้องการ) ทำให้วงจรขยายเกิดการออสซิลเลตที่ความถี่สูงได้ วิธีการสะเทินวงจรทำได้โดยการป้อนกลับแบบลบ (เพื่อไปหักล้างกับการป้อนกลับแบบบวก)

ในกรณีของวงจรขยาย RF ที่ใช้ JEET (ดังรูปที่ 4.1 (ข)) ก็คล้ายคลึงกัน แต่ FET นั้นมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงกว่ามาก ส่วนวงจรขยายที่ใช้ MOSFET เกตคู่ (dual gate) ดังรูปที่ 4.1 (ค) นั้นให้คุณสมบัติเหมือน JEET ในรูปที่ 4.1 (ข) แต่ขาเกตอีกขาหนึ่งสามารถใช้ในการควบคุมอัตราขยายของวงจรได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

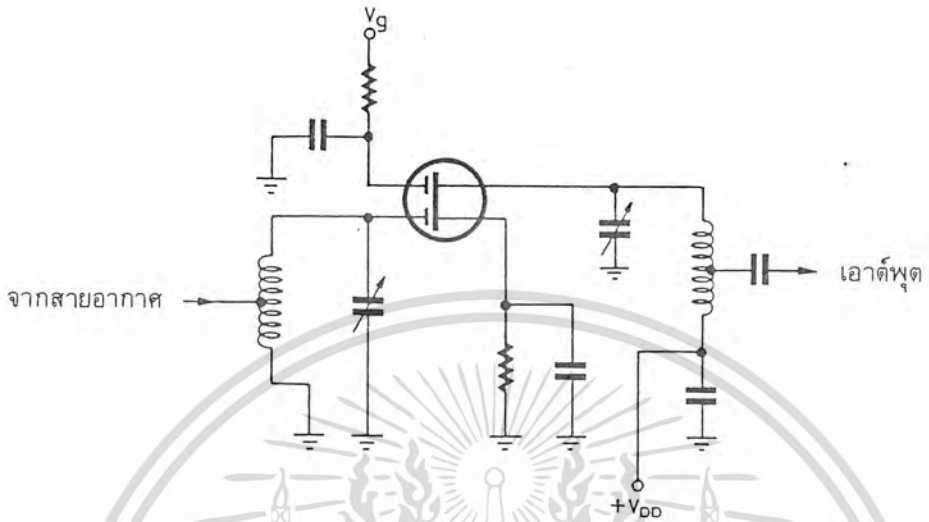


รูปที่ 4.1 (ก)



รูปที่ 4.1 (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

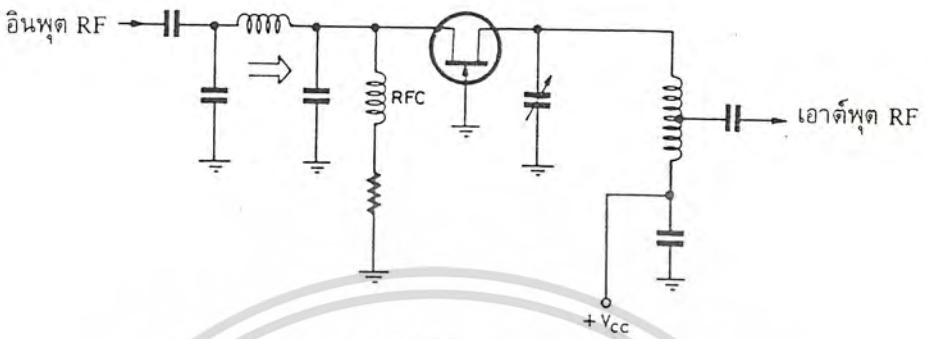


รูปที่ 4.1 (ค)

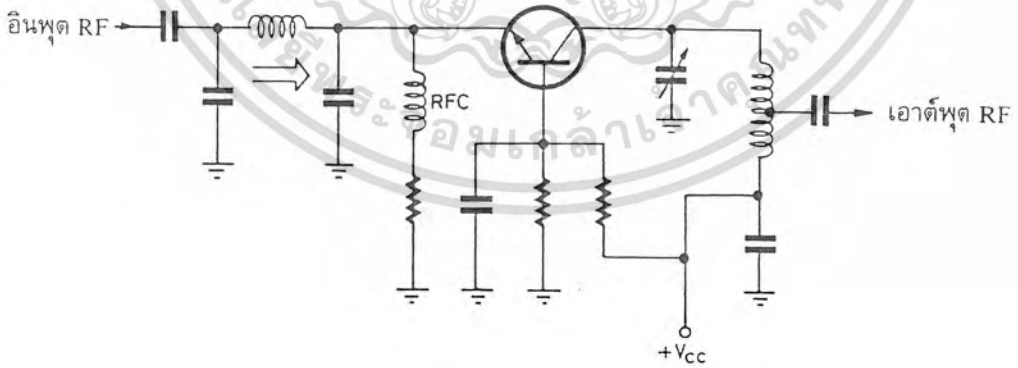
รูปที่ 4.1 ตัวอย่างวงจรขยาย RF ชนิดอิมิตเตอร์ (ซอสร่วม)

วงจรขยาย RF แบบเบสร่วม (เกต) ร่วม แสดงในรูปที่ 4.2 ซึ่งให้อัตราขยายต่ำกว่าแบบอิมิตเตอร์ (ซอส) ร่วม แต่มีข้อดีตรงที่ไม่จำเป็นต้องสะเทินวงจร ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำกว่า (อยู่ในช่วง 50 ถึง 75 โอห์ม) ข้อเสียของวงจรแบบนี้ก็คือควบคุมอัตราขยายได้ยาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

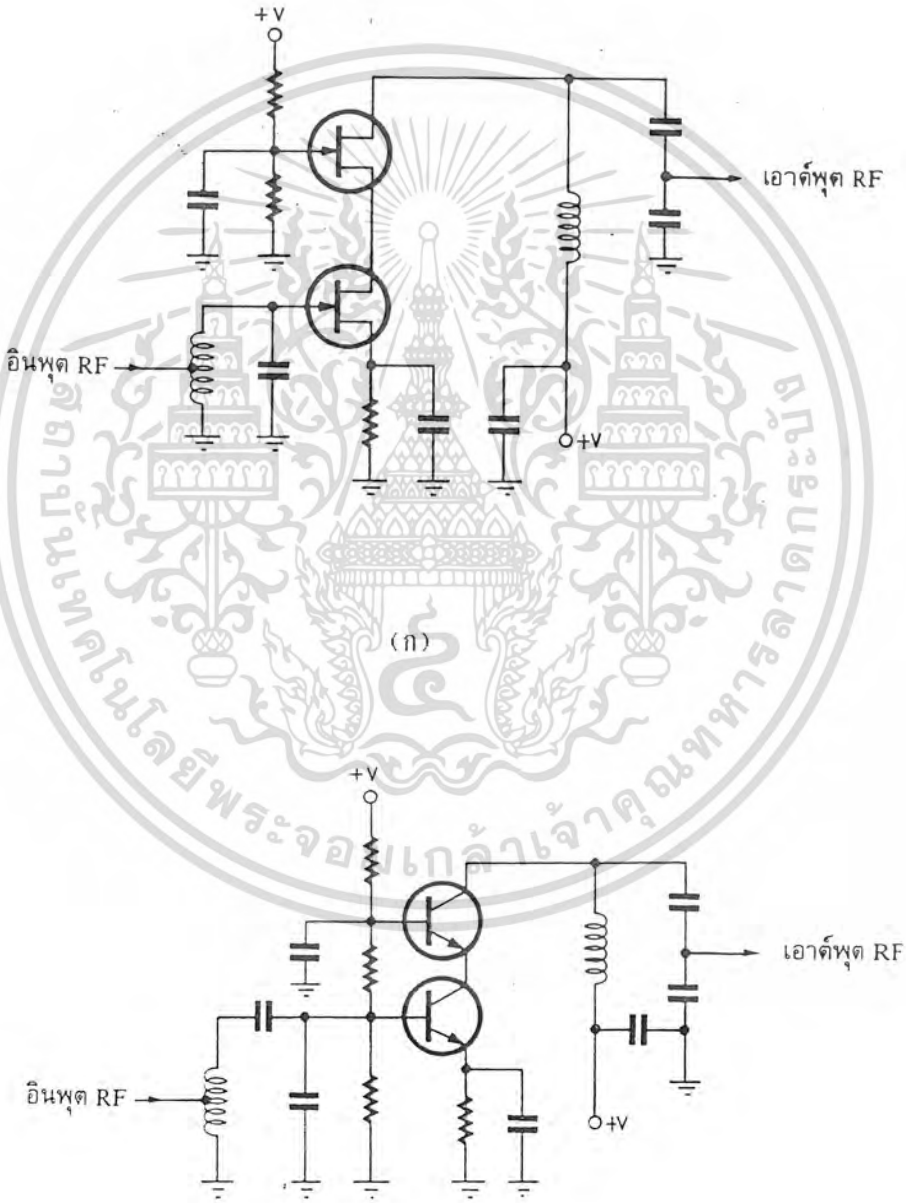


(ข)

รูปที่ 4.2 วงจรขยาย RF แบบเบส (เกต) ร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ห้ามนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรขยาย RF แบบคาสโคดนั้นที่จริงก็คือ วงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ (ซอส) ร่วมต่อไปยังวงจรขยายแบบเบส (เกต) ร่วมอีกทอดหนึ่ง วงจรนี้ให้อัตราขยายสูงได้โดยไม่ต้องสะเทินวงจร การควบคุมอัตราขยายทำได้ในส่วนของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม (โดยปรับไบแอส) วงจรคาสโคดนี้ จำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายไฟสูง เพราะต้องการแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ (FET) ทั้งคู่ฉะนั้นจึงเป็นปัญหาเมื่อจะนำมาใช้กับเครื่องรับวิทยุติดรถยนต์หรือใช้แบตเตอรี่แรงดันต่ำ 12 โวลต์

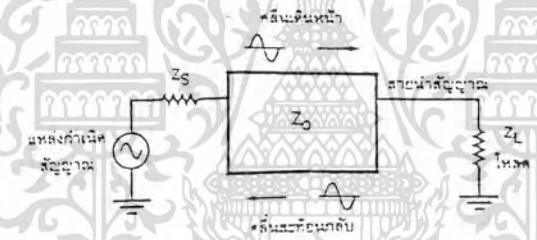


รูปที่ 4.3 วงจรขยาย RF แบบคาสโคด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ทฤษฎีสายนำสัญญาณเบื้องต้น

ถ้าเราให้แหล่งกำเนิดสัญญาณมีค่าอิมพีแดนซ์ภายใน Z_s ต่ออยู่กับโหลดอิมพีแดนซ์ Z_L โดยผ่านสายนำสัญญาณที่มีอิมพีแดนซ์ Z_0 ดังแสดงในรูปที่ 4.4 แรงดัน, กระแส หรือกำลังงานไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในวงจรนี้ เราจะพิจารณาให้อยู่ในรูปของคลื่นโดยแรงดัน, กระแสหรือกำลังงานที่ไหลออกจากแหล่งจ่ายไฟไปยังโหลดเราเรียกว่าคลื่นเดินหน้า (incident wave) และเรียกคลื่นเดินหน้าที่สะท้อนออกจากโหลดกลับมายังแหล่งจ่ายไฟอีกว่าคลื่นสะท้อนกลับ (reflect wave) ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่ออิมพีแดนซ์ของโหลด Z_L มีค่าไม่เท่ากับอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ Z_0 ทำให้โหลดไม่สามารถดูดกลืนคลื่นเดินหน้าเคลื่อนที่มาจากแหล่งจ่ายไฟได้ทั้งหมด



รูปที่ 4.4 แสดงคลื่นเดินหน้าและคลื่นสะท้อนกลับบนสายนำสัญญาณ

เพราะตามทฤษฎีมีกำลังงานสูงสุดโหลดจะรับกำลังได้สูงสุด ก็ต่อเมื่ออิมพีแดนซ์ของโหลดมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายในกรณีนี้ก็คือสายนำสัญญาณ เพราะเป็นตัวจ่ายสัญญาณให้กับโหลด ทำให้คลื่นเดินหน้าส่วนที่เหลือวิ่งกลับไปยังแหล่งกำเนิดสัญญาณอีกครั้งหนึ่ง กลายเป็นคลื่นสะท้อนกลับและถ้าหากอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งกำเนิดสัญญาณ Z_s มีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ Z_0 อีกก็จะทำให้คลื่นส่วนหนึ่งสะท้อนกลับมายังโหลดอีกครั้งหนึ่ง และจะเกิดการสะท้อนกลับ อีกเป็นเช่นนี้เรื่อย ๆ จนกว่าจะมีการดูดกลืนคลื่นที่เหลือนี้จนหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ถ้าหากอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสัญญาณ มีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณคลื่นสะท้อนกลับนี้ก็จะถูกแหล่งกำเนิดสัญญาณดูดกลืนจนหมด ไม่เหลือให้สะท้อนกลับไปยังโหลดอีก อัตราส่วนระหว่างคลื่นสะท้อนกลับก็คลื่นเดินหน้า เราจะเรียกว่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (reflection coefficient) ซึ่งเป็นตัวบอกเราว่าอิมพีแดนซ์ของโหลด มีค่าแตกต่างไปจากอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณน้อยมากเท่าใด สัมประสิทธิการสะท้อนกลับจะเป็นเลขจำนวนเชิงซ้อน โดยแสดงอยู่ในรูปของจำนวนเชิงขั้ว คืออยู่ในรูปของขนาดและองศา ดังนั้นการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับจะต้องนำเฟสของคลื่นมาคิดด้วย

$$T = \frac{V_{ref}}{V_{inc}} \quad \text{----------} \quad (4.2.1)$$

$$= \rho \angle \theta$$

เมื่อ T = สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

V_{ref} = แรงดันของคลื่นสะท้อนกลับ

V_{inc} = แรงดันของคลื่นเดินหน้า

ρ = ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

$\angle\theta$ = องศาของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

ถ้าอิมพีแดนซ์ของโหลดมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณการสะท้อนกลับของคลื่นจะไม่เกิดขึ้นจึงไม่มีแรงดันของคลื่นสะท้อนกลับ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่ถ้าโหลดเกิดการลัดวงจรหรือเปิดวงจรขึ้นมา คลื่นเดินหน้าเกิดการสะท้อนกลับหมดกลายเป็นคลื่นสะท้อนกลับดังนั้นแรงดันของคลื่นเดินหน้ากับคลื่นสะท้อนกลับจึงมีค่าเท่ากัน สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับจึงเท่ากับ 1 ในภาวะปกติสัมประสิทธิ์ การสะท้อนกลับจะมีค่าอยู่ระหว่างศูนย์กับหนึ่ง ที่ว่าในภาวะปกติ ก็เพราะว่ามีบางครั้งเหมือนกันที่สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับมีค่ามากกว่า 1 ได้ คือแรงดันของคลื่นสะท้อนกลับมีค่ามากกว่าแรงดันของคลื่นเดินหน้า ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อโหลดสามารถจ่ายกำลังงานออกมาได้

ในกรณีนี้มีประโยชน์อย่างมากในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ ถ้าเกิดขึ้นที่เอาต์พุตของเน็ตเวอร์ก แต่ถ้าไปเกิดขึ้นที่อินพุตของเน็ตเวอร์กที่เป็นวงจรขยาย จะทำให้เกิดผลเสียอย่างมากต่อเน็ตเวอร์กนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ นอกจากจะหาจากการวัดแรงดันของคลื่นแล้วยังสามารถหาโดยวิธีอื่น ๆได้อีก ซึ่งเป็นวิธีที่ง่ายกว่า โดยที่ไม่ต้องมีการวัดสัญญาณเลย นั่นคือถ้ารู้อิมพีแดนซ์ของโหลดและของสายนำสัญญาณ ซึ่งเป็นข้อมูลเบื้องต้นที่ต้องทราบอยู่แล้วและทางผู้ผลิตก็มักจะบอกไว้ให้ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับก็จะหาได้จากสมการ

$$T = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \qquad \text{----------} \qquad (4.2.2)$$

เมื่อ Z_L = อิมพีแดนซ์ของโหลด

Z_o = อิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ

ถ้าเราให้ Z_L เท่ากับ Z_o สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับจะเท่ากับ0 และถ้าให้ Z_L เป็นศูนย์(ลัดวงจร) หรือเป็นอนันต์ (เปิดวงจร)สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับก็จะมีค่าเท่ากับ 1 ซึ่งเป็นไปตามที่เราได้กล่าวไว้ข้างต้น

ในการใช้งานจริงของสมการที่ 4.2.2 เรามักจะทำการนอร์มัลไลซ์สมการด้วยอิมพีแดนซ์ ของสายนำสัญญาณโดยการหารเศษและส่วนของสมการที่ 4.2.2 ด้วยอิมพีแดนซ์ Z_o ของสายนำสัญญาณ ดังนั้นสมการที่ 4.2.2 จึงกลายเป็น

$$T = \frac{\frac{Z_L}{Z_o} - \frac{Z_o}{Z_o}}{\frac{Z_L}{Z_o} + \frac{Z_o}{Z_o}}$$

$$= \frac{Z_n - 1}{Z_n + 1} \qquad \text{----------} \qquad (4.2.3)$$

เมื่อ Z_n = อิมพีแดนซ์ของโหลดที่ผ่านการนอร์มัลไลซ์ด้วย Z_o

$$= \frac{Z_L}{Z_o}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

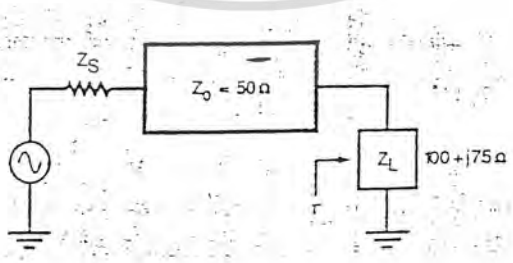
การหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับโดยอาศัยการคำนวณ ตามสมการที่ 4.2.2 และ 4.2.3 เป็นวิธีที่ช้าโดยเฉพาะอย่างยิ่งถ้าไม่มีเครื่องคิดเลขแบบวิทยาศาสตร์มาช่วยคิดด้วยแล้ว การหาค่าจะต้องใช้การคำนวณแบบคณิตศาสตร์เชิงตัวเลขมาช่วย ทำให้เป็นงานที่น่าเบื่อและเสียเวลามาก เพราะเลขที่ใช้ในการคำนวณเป็นเลขเชิงซ้อน ซึ่งวิธีคำนวณก็ยุ่งยากกว่าเลขจำนวนจริง

ดังนั้นเวลาจะหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ส่วนใหญ่จะใช้สมิตชาร์ตเข้ามาช่วย เมื่อเรารู้ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดและของสายนำสัญญาณ เพราะนอกจากจะหาค่าได้ง่ายและใช้เวลาน้อยแล้ว ยังสามารถใช้หาค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดได้ด้วย เมื่อเราทราบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ โดยการอ่านค่าจากสมิตชาร์ตโดยตรง ต่อไปนี้เป็นการแสดงตัวอย่างการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของวงจร ดังในรูปที่ 4.5 เริ่มแรกเราจะต้องทำการนอร์มัลไลซ์อิมพีแดนซ์ของโหลดเสียก่อน เพื่อให้สามารถเขียนลงไปในสมิตชาร์ตได้ เพราะค่าต่าง ๆ ที่อยู่ในสมิตชาร์ตเป็นค่าที่ผ่านการนอร์มัลไลซ์แล้ว เนื่องจากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับมีความสัมพันธ์กับอิมพีแดนซ์ ของสายสัญญาณเป็นหลัก เราจึงต้องนอร์มัลไลซ์หรือหาอิมพีแดนซ์ของโหลดด้วยอิมพีแดนซ์ ของสายนำสัญญาณ

$$\text{ดังนั้น} \quad Z_n = \frac{Z_L}{Z_o}$$

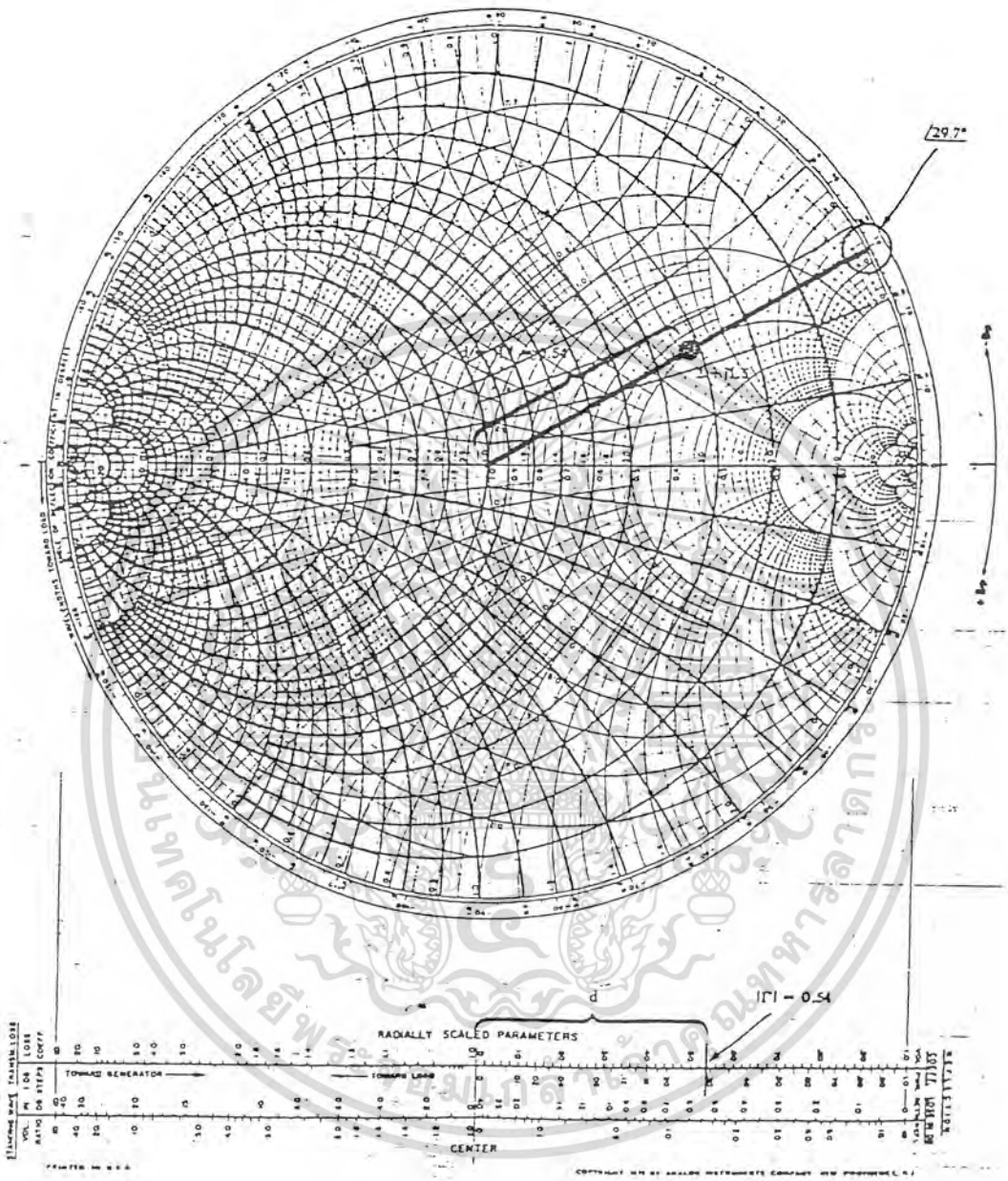
$$= \frac{(100 + j75)}{50}$$

$$= 2 + j1.5$$



รูปที่ 4.5 ลักษณะของวงจรในตัวอย่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 การหาสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับจากสมิตชาร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมิตชาร์ตหาจุดที่มีค่าตรงกับ Z_n ที่คำนวณได้แล้วทำเครื่องหมายไว้ดังแสดงในรูปที่ 4.6 เขียนเส้นตรงระหว่างจุดศูนย์กลางของชาร์ตกับจุด 2+j1.5 ที่เราทำเครื่องหมายไว้ แล้วลากเส้นเลยต่อไปยังขอบรอบนอกของชาร์ต (ความจริงแล้วขอบรอบนอกของชาร์ตยังมีสเกลอื่นอีกแต่เพื่อไม่ให้สับสนเราจึงไม่ได้เขียนเข้าไปด้วย) เพียงแค่นี้เราก็สามารถอ่านค่าสัมประสิทธิ์ การสะท้อนกลับได้โดยตรงจากชาร์ตแล้ว โดยขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับจะมีค่า เท่ากับระยะทาง d ที่อยู่ระหว่างจุดศูนย์กลางของชาร์ตกับจุด 2 + j1.5 ที่เราได้ทำเครื่องหมายไว้ นำระยะทาง d นี้ไปเทียบกับสเกลของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่อยู่ด้านล่างของชาร์ต เพื่อหาค่าของระยะทางก็จะได้ค่าของขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับซึ่งในตัวอย่างนี้มีค่าเท่ากับ 0.54 สำหรับองศาของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับจะมีค่าเท่ากับค่าตรงจุดตัดระหว่างเส้นตรงที่เราเขียนกับขอบรอบนอกของชาร์ตโดยในที่นี้มีค่าประมาณ 29.7 องศา

ดังนั้นจึงได้ว่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของโหลดที่มีอิมพีแดนซ์ 100+j75โอห์ม ต่อกับสายนำสัญญาณที่มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์มมีค่าเท่ากับ $0.54 \angle 29.7$ องศา

จากตัวอย่างข้างต้นเป็นการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ เมื่อเราทราบค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดและของสายนำสัญญาณ แต่ถ้าเราทราบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ เราก็สามารถย้อนไปหาค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดได้ โดยอิมพีแดนซ์ที่ได้จะเป็นเพียงนอร์มัลไลซ์อิมพีแดนซ์เท่านั้น ค่าอิมพีแดนซ์ที่แท้จริงต้องคูณด้วยอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณที่ต่ออยู่กับโหลดด้วย

ขั้นตอนการหานอร์มัลไลซ์อิมพีแดนซ์ของโหลด เมื่อทราบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

1. ลากเส้นตรงจากจุดศูนย์กลางของชาร์ต ไปยังจุดที่มีค่าองศา เท่ากับองศาของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ นอร์มัลไลซ์อิมพีแดนซ์ของโหลดจะมีค่าหนึ่งที่อยู่บนเส้นตรงที่เราลากนี้

2. หาระยะทางบนสเกลสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ที่อยู่ด้านล่างของชาร์ต ให้มีค่าเท่ากับขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ แล้วนำระยะทางที่ได้นี้ไปเทียบกับเส้นตรงที่เราเขียนขั้นตอนที่ 1 โดยให้มีจุดเริ่มต้นอยู่ที่ศูนย์กลางของชาร์ต ทำเครื่องหมายไว้ที่จุดปลายของระยะทาง

3. ค่าตรงจุดที่เราทำเครื่องหมายไว้ก็คือค่านอร์มัลไลซ์อิมพีแดนซ์ ของโหลดนั่นเอง โดยเส้นที่ตัดผ่านศูนย์กลางของชาร์ตแสดงค่าความต้านทาน และเส้นโค้งที่ตัดผ่านขอบรอบนอกของชาร์ตแสดงค่ารีแอกแตนซ์

การใช้งานสมิตชาร์ตเราควรต้องใช้วงเวียนควบคู่ไปด้วยเสมอ เพราะจะทำให้การทำงานสะดวกและรวดเร็วยิ่งขึ้น

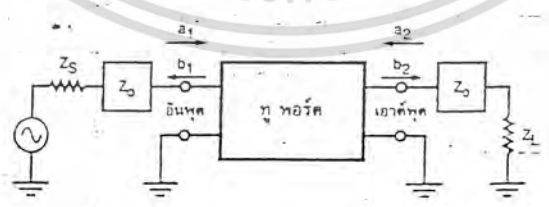
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวัดค่า S พารามิเตอร์ของทูพอร์ตเน็ตเวอร์ก หลังจากที่เราเข้าใจในทฤษฎีสายนำสัญญาณที่ได้อธิบายในข้างต้นแล้ว การวัดหาค่า S พารามิเตอร์ของทูพอร์ตเน็ตเวอร์ก ก็ไม่ใช่เรื่องยากที่เราจะทำความเข้าใจ จากรูปที่ 4.4 ถ้าเรานำทูพอร์ตเน็ตเวอร์กใส่แทรกเข้าไประหว่างแหล่งจ่ายไฟกับโหลดเราก็จะได้วงจรที่ใช้วัดหาค่าS พารามิเตอร์ของทูพอร์ตเน็ตเวอร์ก ดังรูปที่ 4.7 การเคลื่อนที่ของคลื่นในวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้

- เริ่มแรกคลื่นจะเดินทางออกมาจากแหล่งกำเนิดสัญญาณ เป็นคลื่นเดินหน้าไปยังอินพุตของทูพอร์ตเน็ตเวอร์ก ซึ่งเราให้สัญลักษณ์ในรูปเป็น a_1 ที่อินพุตของเน็ตเวอร์ก คลื่นเดินหน้าส่วนหนึ่งจะผ่านเข้าไปในเน็ตเวอร์ก ในขณะที่ส่วนหนึ่งจะสะท้อนกลับมายังแหล่งกำเนิดสัญญาณอีก กลายเป็นคลื่นสะท้อนกลับโดยมีสัญลักษณ์ในรูปเป็น b_1

- คลื่นเดินหน้าที่ผ่านเข้าไปในเน็ตเวอร์ก จะเดินทางออกจากเอาต์พุต ของเน็ตเวอร์กไปยังโหลด และจะมีคลื่นส่วนหนึ่งสะท้อนกลับจากโหลดไปยังเอาต์พุตของเน็ตเวอร์กอีกครั้งหนึ่ง โดยเราถือว่าคลื่นสะท้อนกลับนี้เป็นคลื่นเดินหน้าของเอาต์พุตเน็ตเวอร์ก เพราะมันเดินทางเข้าไปยังเอาต์พุตของเน็ตเวอร์ก ในรูปจะมีสัญลักษณ์เป็น a_2

- คลื่นเดินหน้าของเอาต์พุตเน็ตเวอร์ก a_2 เมื่อเดินทางมาถึงเอาต์พุตส่วนหนึ่งก็จะเคลื่อนที่ผ่านเข้าไปยังเน็ตเวอร์กออกไปหาแหล่งกำเนิดสัญญาณ และไปหาแหล่งกำเนิดสัญญาณ และอีกส่วนหนึ่งก็จะเกิดการสะท้อนกลับกลายเป็นคลื่นสะท้อนกลับเคลื่อนที่ไปยังโหลด มีสัญลักษณ์ในรูปเป็น b_2



รูปที่ 4.7 แสดงคลื่นเดินหน้าและคลื่นสะท้อนกลับที่เกิดขึ้นบนทูพอร์ตเน็ตเวอร์ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาจากรูปที่ 4.7 เราพบว่าคลื่นที่เดินทางจากอินพุตของทูพอร์ตเน็ตเวอร์กกลับไปยังแหล่งกำเนิดสัญญาณ (b_1) จะประกอบด้วยส่วนหนึ่งของคลื่น a_1 ที่สะท้อนกลับออกมาจากอินพุตพอร์ตของเน็ตเวอร์กกับส่วนหนึ่งของคลื่น a_2 ที่สะท้อนกลับออกมาจากเอาต์พุตพอร์ตของเน็ตเวอร์กกับส่วนหนึ่งของ a_1ที่วิ่งผ่านออกมาทางเอาต์พุตพอร์ตของเน็ตเวอร์ก ดังแสดงในรูปที่ 4.8 หรือเขียนเป็นสมการเช่นเดียวกับ Y พารามิเตอร์ได้ว่า

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad \text{----------} \quad (4.2.4)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad \text{----------} \quad (4.2.5)$$

เมื่อ S_{11} = สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่อินพุต (input reflection coefficient)

S_{12} = สัมประสิทธิ์การส่งผ่านย้อนกลับ (reverse transmission coefficient)

S_{21} = สัมประสิทธิ์การส่งผ่านตรง (forward transmission coefficent)

S_{22} = สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่เอาต์พุต (output reflection coefficient)

จากสมการที่ 4.2.4 และ 4.2.5 ถ้าเราให้ $a_2 = 0$ ก็จะได้ค่าพารามิเตอร์ของ S_{11} และ S_{21}

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad \text{----------} \quad (4.2.6)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad \text{----------} \quad (4.2.7)$$

และถ้า $a_1 = 0$ เราจะได้ค่าพารามิเตอร์ S_{12} และ S_{22}

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad \text{----------} \quad (4.2.8)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad \text{----------} \quad (4.2.9)$$

รูปที่ 4.8 แสดงการสะท้อนของคลื่นที่เกิดขึ้นบนเน็ตเวอร์ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า S_{11} และ S_{12} ตามสมการที่ (4.2.6) และ (4.2.9) สามารถนำไปเขียนลงในสมิตชาร์ตได้โดยตรงเลย เพราะเป็นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของอินพุตพอร์ตและเอาต์พุตพอร์ตเน็ตเวอร์ก ทำให้เราหาค่านอร์มัลไลซ์อิมพีแดนซ์ที่อินพุตพอร์ตเตอร์ และเอาต์พุตพอร์ตของเน็ตเวอร์กได้ทันทีตามที่เราได้กล่าวถึงในเรื่องของการหาค่านอรมัลไลซ์อิมพีแดนซ์ของโหลด เมื่อทราบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับโดยใช้สมิตชาร์ต

จากสมการข้างต้นเราจะเห็นว่าการหาค่า S พารามิเตอร์ใด ๆ ก็ตาม เราจะต้องทำให้ a_1 หรือ a_2 ตัวใดตัวหนึ่งมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งสามารถทำได้ง่ายเพียงแค่จัดให้อิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสัญญาณ (Z_s) หรือของโหลด (Z_L) มีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ (Z_o) ก็เป็นอันใช้ได้แล้ว เพราะคลื่นที่เดินทางไปยังแหล่งกำเนิดสัญญาณหรือโหลด จะถูกแหล่งกำเนิดสัญญาณหรือโหลดดูดกลืนคลื่นจนหมด ไม่เหลือให้คลื่นเกิดการสะท้อนกลับไปเป็นคลื่นเดินหน้าของเน็ตเวอร์กเลย

ยกตัวอย่างเช่นการวัดหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่อินพุตของเน็ตเวอร์ก (S_{11}) ตามหลักการเราจะป้องกันสัญญาณอินพุตเข้าไปยังอินพุตพอร์ตของเน็ตเวอร์ก แล้วทำการวัดสัญญาณอินพุตที่สะท้อนกลับออกมาจากอินพุตพอร์ตว่าเป็นเท่าไร ซึ่งในทางปฏิบัติค่าของสัญญาณที่วัดได้มิใช่เป็นค่าของสัญญาณอินพุตที่สะท้อนกลับมาจากอินพุตพอร์ตแต่เพียงอย่างเดียว แต่จะมีค่าของสัญญาณอื่นรวมอยู่ด้วย

กล่าวคือเมื่อสัญญาณอินพุตที่ผ่านเข้าไปในเน็ตเวอร์กเดินผ่านเอาต์พุตไปถึงโหลด ก็จะมีสัญญาณส่วนหนึ่งเกิดการสะท้อนกลับผ่านเข้าไปยังเอาต์พุตพอร์ตของเน็ตเวอร์ก แล้วออกมาทางอินพุตพอร์ต ทำให้ค่าสัญญาณที่เราวัดได้รวมสัญญาณนี้เข้าไปด้วย ดังนั้นถ้าเราให้อิมพีแดนซ์ของโหลดมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณสัญญาณอินพุตที่ผ่านออกมาทางเอาต์พุตพอร์ตก็จะถูกดูดกลืนจนหมด ไม่มีการ เมื่อนำค่าของสัญญาณที่ได้นี้ไปคำนวณตามสมการที่ 4.2.6 ก็จะได้ค่าที่ถูกต้องของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่อินพุต

ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า การวัดหาค่า S พารามิเตอร์ของทูพอร์ตเน็ตเวอร์กใด ๆ เราจะต้องทำการปรับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายไฟหรือของโหลดอันใดอันหนึ่ง ให้มีค่าเท่ากับสายนำสัญญาณที่อยู่ในระบบการวัดหาค่าพารามิเตอร์เสมอ เพื่อไม่ให้เกิดสัญญาณสะท้อนกลับ มาทำให้ค่าการวัดสัญญาณเกิดความผิดพลาดขึ้น ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของ RF ทรานซิสเตอร์ เราจะทราบได้จากคู่มือของ RF ทรานซิสเตอร์เบอร์นั้น ๆ โดยทางโรงงานผู้ผลิตมักจะให้มาทั้ง 2 แบบ คือทั้ง S พารามิเตอร์ และ Y พารามิเตอร์ เพื่อให้ผู้ออกแบบใช้งานทรานซิสเตอร์ได้เลือกใช้ตามความถนัดของงาน แต่ถ้าหากเราทราบเพียงแค่ S พารามิเตอร์ หรือ Y พารามิเตอร์แต่เพียงอย่างเดียว และต้องการที่จะทำการแปลงค่าพารามิเตอร์อีกแบบหนึ่งที่เราถนัดมากกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการข้างล่างนี้ก็จะช่วยให้เราได้มาก โดย 4 สมการแรกที่ใช้ในการแปลงค่า Y พารามิเตอร์ไปเป็น S พารามิเตอร์ก่อนใช้จะต้องทำการคูณค่า Y พารามิเตอร์แต่ละตัวด้วยอิมพีแดนซ์ Z_o ของสายนำสัญญาณเสียก่อน ก่อนจะนำค่าไปแทนลงในสมการสำหรับ 4 สมการที่เหลือ ที่ใช้ในการแปลง S พารามิเตอร์ไปเป็น Y พารามิเตอร์ สามารถแทนค่า S พารามิเตอร์แต่ละตัวลงในสมการได้เลยโดยตรง

สมการสำหรับการแปลงค่า Y พารามิเตอร์ เป็น S พารามิเตอร์ ได้แก่

1. $$S_{11} = \frac{(1-Y_i)(1+Y_o) + Y_r Y_f}{(1+Y_i)(1+Y_o) - Y_r Y_f}$$

2. $$S_{12} = \frac{-2Y_r}{(1+Y_i)(1+Y_o) - Y_r Y_f}$$

3. $$S_{21} = \frac{-2Y_r}{(1+Y_i)(1+Y_o) - Y_r Y_f}$$

4. $$S_{22} = \frac{(1+Y_i)(1-Y_o) + Y_r Y_f}{(1+Y_i)(1+Y_o) - Y_r Y_f}$$

หมายเหตุ ค่า Y พารามิเตอร์แต่ละตัวคูณด้วยอิมพีแดนซ์ Z_o ของสายนำสัญญาณก่อนแทนลงในสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการสำหรับการแปลงค่า S พารามิเตอร์เป็น Y พารามิเตอร์ ได้แก่

$$1.\ Y_i = \frac{(1+S_{22})(1-S_{11})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}} \times \frac{1}{Z_o}$$

$$2.\ Y_r = \frac{-2S_{12}}{(1+S_{11})(1+S_{12})-S_{12}S_{21}} \times \frac{1}{Z_o}$$

$$3.\ Y_f = \frac{-2S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{12})-S_{12}S_{21}} \times \frac{1}{Z_o}$$

$$4.\ Y_o = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{22})(1+S_{11})-S_{12}S_{21}} \times \frac{1}{Z_o}$$

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 คริสตอลออสซิลเลเตอร์

วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรกำเนิดความถี่ที่ให้ความเที่ยงตรง และคงที่ของความถี่ดีมาก นิยมใช้กำเนิดฐานเวลาให้กับงานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์คอมพิวเตอร์ ข้อดีของวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดนี้ นอกจากจะให้ความถี่ที่คงที่แน่นอนแล้ว ยังให้ค่า Q (Quality factor) หรือลักษณะของการตอบสนองความถี่เรโซแนนซ์สูงมาก สามารถควบคุมความถี่ให้ได้ใกล้เคียงกับการคำนวณออกแบบมากที่สุดที่อุณหภูมิคงที่ มีการสูญเสียพลังงานต่ำ หัวใจสำคัญของคริสตอลออสซิเลเตอร์ก็คือ ผลึกแร่คริสตอล ซึ่งจะนำกล่าวต่อไป

คุณสมบัติของผลึกแร่คริสตอล แร่คริสตอลที่ใช้งานในปัจจุบัน ถูกสร้างขึ้นโดยการนำชิ้นสารของซิลิกอนไดออกไซด์มาประกอบด้วยแผ่นโลหะบางทั้งสองข้าง คริสตอลจะแสดงคุณสมบัติของการแลกเปลี่ยนพลังงานระหว่างพลังงานไฟฟ้าและพลังงานกล เมื่อผลึกคริสตอลที่อยู่ระหว่างแผ่นโลหะบางทั้งสองถูกกระตุ้นด้วยแรงกดจากภายนอก หรือด้วยแรงดันไฟฟ้าที่แผ่นโลหะบ้างก็ตามคริสตอล จะเกิดการสั่นที่ความถี่ธรรมชาติ (natural frequency) ในขณะเวลาสั้น ๆ และในช่วงเวลาของการสั่นนี้จะเกิดแรงดันไฟสลับที่แผ่นโลหะทั้งสอง เราเรียกผลของการเกิดขึ้นในลักษณะเช่นนี้ว่า เปียซโซ-เอฟเฟค (piezoeffect)

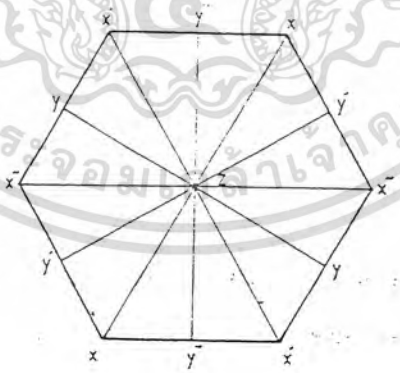
รูปที่ 4.9 รูปแบบของคริสตอลตามธรรมชาติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหมือนกับวงจร LC ทั่ว ๆ ไปเมื่อถูกแรงดันกระตุ้นจะเกิดแรงดันไฟสลับขึ้นมา แต่แรงดันไฟสลับนี้จะเกิดขึ้นกับคริสตอลได้นานกว่าวงจร LC ธรรมดา เนื่องจากคริสตอลมีค่า Q มากกว่า

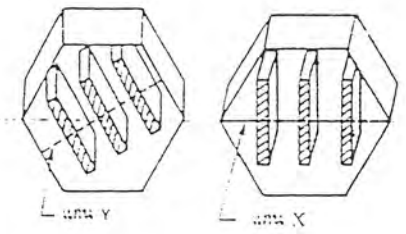
ผลึกแร่คริสตอลมีรูปแบบตามธรรมชาติดังรูปที่ 4.9 ผลึกคริสตอลมีลักษณะรูปทรงหกเหลี่ยม เมื่อมองลงมาจนแกน Z ดังรูปที่ 4.10 การตัดผลึกคริสตอลเป็นชิ้นเล็กจะตัดตามแนวแกน X หรือ Y ดังรูปที่ 4.11 การตัดตามแนวต่าง ๆ นี้ จะให้ค่าความถี่ค่าต่าง ๆ กัน นอกจากนี้แกนของการตัดแร่คริสตอลยังใช้กำหนดเสถียรภาพของความถี่และอุณหภูมิด้วย

สัญลักษณ์และวงจรเทียบเคียงทางไฟฟ้าของผลึกคริสตอล แสดงในรูปที่ 4.12 ก. และ 4.12 ข. ตามลำดับประกอบด้วย ค่าความต้านทาน ความเหนี่ยวนำและค่าความจุ (C_1) ซึ่งเป็นส่วนประกอบของผลึกตามธรรมชาติ C_0 เป็นค่าความจุเล็ก ๆ ที่เกิดตัวถังที่บรรจุคริสตอล และขั้วอิเล็กโทรดทั้งสอง นอกจากนี้คริสตอลยังสามารถแสดงค่าความจุได้อีกค่าหนึ่งคือ C_2 ซึ่งค่าความจุนี้ไม่ใช่ส่วนของคริสตอลโดยตรงแต่เป็นค่าความจุภายนอกที่เกิดขึ้นจากอุปกรณ์ที่นำมาต่อร่วมกับคริสตอลนั่นเองค่าความจุ C_2 จะมีผลกระทบต่อผลึกน้อยมาก ดังนั้นในการศึกษาเกี่ยวกับคริสตอลเราจะไม่นำความจุค่านี้มาพิจารณา

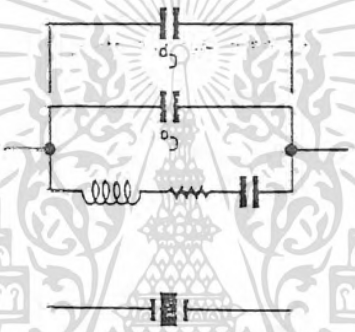


รูปที่ 4.10 เมื่อมองลงมาจากแกน Z จะได้รูปทรงหกเหลี่ยม

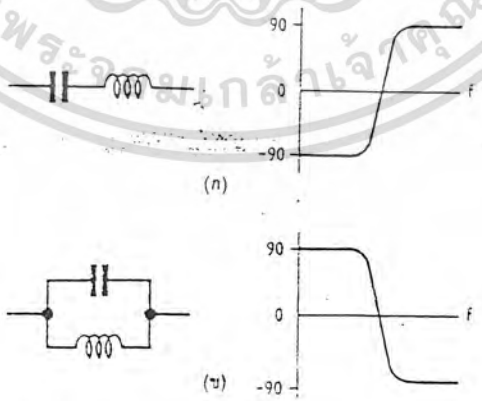
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ห้ามนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 แนวการตัดของคริสตอล



รูปที่ 4.12 สัญลักษณ์และวงจรเทียบเคียบไฟฟ้าของผลึกคริสตอล



รูปที่ 4.13 ลักษณะการตอบสนองความถี่ของวงจร RL

ก. แบบอนุกรม ข. แบบขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การตอบสนองความถี่ของคริสตอล ก่อนที่จะเข้าเรื่องของการตอบสนทนาความถี่ของผลึกคริสตอล ขอทบทวนความเข้าใจเกี่ยวกับเรโซเนนซ์ของอุปกรณ์ LC เสียก่อน

เรโซแนนซ์ (resonanace) หมายถึงสภาวะของวงจรที่ประกอบด้วย R.Lและ C ที่ทำให้แรงดันและกระแสมีเฟสตรงกันวงจรดังรูปที่ 4.13 ก. เป็นวงจร LCที่ต่ออนุกรมกันอยู่ ที่ความถี่ต่ำมาก ๆ ค่ารีแอ็กแตนซ์รวมจะเป็นลบ เนื่องจากความถี่ต่ำ ๆ ค่าอินดักตีฟรีแอ็กแตนซ์จะต่ำมาก ส่วนค่าอินดักตีฟรีแอ็กแตนซ์จะต่ำมากส่วนค่าคาปาซิตีฟรีแอ็กแตนซ์จะสูง ทำให้ค่ารีแอ็กแตนซ์รวมของวงจรเป็นลบ และมุมต่างเฟสจะเข้าใกล้ -90 องศา

เมื่อเพิ่มความถี่ขึ้นจนถึงความถี่เรโซแนนซ์ ค่ารีแอ็กตีฟรวมของวงจรจะเป็นศูนย์และมุมต่างเฟสของวงจรเป็นศูนย์ และเมื่อความถี่สูงขึ้นไปอีกค่ารีแอ็กแตนซ์รวมจะเป็นบวก และมุมต่างเฟสจะเข้าใกล้ 90 องศา เนื่องจากอินดัคตีฟรีแอ็กแตนซ์มีค่ามากกว่าคาปาซิตีฟรีแอ็กแตน

เมื่อต่อ LC ขนานกันดังรูป 4.13 ที่ความถี่ต่ำค่ารีแอ็กแตนซ์รวมของวงจรจะเป็นบวก เนื่องจากที่ความถี่ต่ำ ๆ ค่าคาปาซิตีฟรีแอ็กแตนซ์จะมีค่าสูงมาก เสมือนกับขาดออกจากวงจร จึงทำให้รีแอ็กแตนซ์ของวงจรเป็นบวกเนื่องจากค่าอินดัคตีฟรีแอ็กแตนซ์ เมื่อเพิ่มความถี่ขึ้นจนถึงความถี่เรโซแนนซ์ค่ารีแอ็กแตนซ์รวมจะเป็นศูนย์ และมุมต่างเฟสจะเป็นศูนย์ด้วย และเมื่อความถี่สูงขึ้นอีก มุมต่างเฟสจะเป็นลบเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ จนถึง -90 องศา เนื่องจากที่ความถี่สูงมาก ๆค่าอินดัคฟรีแอ็กเตนซ์จะมีค่ามากเสมือนกับถูกตัดออกจากวงจร จึงทำให้ครีแอ็กตีฟรวมของวงจรเป็นลบ และมุมต่างเฟสเข้าใกล้ -90 องศา เนื่องจากค่าคาปาซิติฟรีแอ็กแตนซ์

วงจรเทียบเคียงของคริสตอลจะประกอบด้วยวงจรอนุกรม และวงจรขนาน เมื่อรวมคุณสมบัติการตอบสนองความถี่ของวงจรทั้งสองไว้ด้วยกันจะได้กราฟ การตอบสนองทางความถี่ของคริสตอล ดังรูปที่ 4.14

จากวงจรเทียบเคียงของคริสตอล ณ ความถี่ต่ำ ๆ ค่ารีแอ็กแตนซ์ของC_o จะมีค่าสูงมากเสมือนว่า C_o ไม่ต่อในวงจร ดังนั้นการตอบสนองความถี่จะขึ้นอยู่กับค่า R , L และ C_s เท่านั้น ซึ่งมีลักษณะเป็นวงจร RLC อนุกรม ในช่วงความถี่ต่ำค่ารีแอ็กแตนซ์รวมจะติดลบ ที่ความถี่เรโซแนนซ์อนุกรมกราฟการตอบสนองความถี่ที่จุดนี้จะมีค่าเป็นศูนย์ เนื่องจากค่ารีแอ็กแตนซ์ของ L และ C_s มีค่าเท่ากัน ซึ่งจะหักล้างกันหมดพอดีอิมพีแดนซ์รวมของวงจรจึงมีค่าเป็นศูนย์ ความถี่เรโซแนนซ์อนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.14 กราฟการตอบสนองความถี่ที่สมบูรณ์ของคริสตอล

ในช่วงนี้หาได้จากสูตร $f_s = 1/2\pi\sqrt{LC_s}$

เมื่อความถี่สูงขึ้น C_s จะมีค่ารีแอ็กแตนซ์ต่ำมาก ๆ จนเสมือนว่าถูกลัดวงจรอยู่การตอบสนองความถี่จะขึ้นอยู่กับ R, L และ C_o เป็นหลัก ซึ่งต่อวงจรแบบขนานอยู่ ลักษณะของกราฟที่จุดเรโซแนนซ์ค่ารีแอ็กแตนซ์ของ L และC_oจะเท่ากัน เนื่องจาก L และ C_o ต่อในลักษณะ LC ขนาน ค่าที่ได้รับจึงเป็นไปทั้งสองค่า ค่าอิมพีแดนซ์รวมของวงจร ณ จุดนี้จะมีค่าสูงสุด ความถี่เรโซแนนซ์ขนานจะหาได้จากสูตร

$$f_p = 1/2\pi \frac{L(C_s C_o)}{C_s+C_o}$$

นอกจากนี้ยังมีค่าที่สำคัญค่าหนึ่ง ซึ่งเป็นค่าที่แสดงให้เห็นถึงความสามารถในการตอบสนองความถี่นั่นคือค่าควอลิตี้แฟกเตอร์หรือค่า Q ค่า Q ของผลึกคริสตอลมีค่าสูงมาก ปัจจุบันสามารถสร้างคริสตอลที่ให้ค่า Q ได้สูงกว่า50,000 ค่า Q ของคริสตอลหาได้โดยใช้สูตร

$$Q = 2\pi f_s L/R$$

$$= 1/2\pi f_s C_s R$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ค่าของตัวแปรต่าง ๆ เหล่านี้สามารถหาได้จากตารางในรูปที่ 4.15

การตอบสนองความถี่ของคริสตอลนั้น ไม่เพียงแต่จะนำมาศึกษาในรูปของวงจรเทียบเคียงไฟฟ้าได้เท่านั้น ในทางเชิงกล เราก็สามารถศึกษาคุณสมบัติของมันได้จากวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์โดยตรง ความแตกต่างอย่างหนึ่งในการวิเคราะห์ก็คือ ในทางเชิงกล เราถือว่าคริสตอลจะตอบสนองความถี่เรโซแนนซ์เพียงค่าเดียว ผิดกับทางไฟฟ้าที่เราให้คริสตอลตอบสนองต่อความถี่เรโซแนนซ์อนุกรมและขนานทั้งสองค่า ความถี่ที่ตอบสนองทางเชิงกลนี้เราเรียกว่า ความถี่เรโซแนนซ์เชิงกล (mechanical resonance)

ตารางในรูปที่ 4.15 เป็นตารางข้อมูลของค่า R, L, C_s และ C_o ในผลึก คริสตอลที่มีจุดเรโซแนนซ์เชิงกลในค่าต่าง ๆ เพื่อนำความถี่เรโซแนนซ์เชิงกลมาเปรียบเทียบกันทางไฟฟ้า ค่าของมันก็คือค่าความถี่เรโซแนนซ์อนุกรม (f_s)ที่เสนอไปข้างต้น

วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ที่ใช้มากแสดงดังรูปที่ 4.16 เป็นวงจรเพอร์ซออสซิลเลเตอร์ (pierce oscillator)ใช้อินเวอร์ติ้งเกตแทนวงจรขยายความต้านทาน R_f ทำหน้าที่ป้อนกลับสัญญาณเอาต์พุตจากอินเวอร์ติ้งเกตไปยังอินพุต เพื่อให้เกิดอัตราขยายการแบบลูกปิด (closetoop) เอาต์พุตจากอินเวอร์ติ้งเกตจะไปกระตุ้นให้คริสตอลความถี่ออกมาซึ่งจะป้อนกลับไปที่อินพุต ความถี่เอาต์พุตที่ได้ก็จะไปกระตุ้นคริสตอลใหม่ ทำให้เกิดการผลิตความถี่อย่างต่อเนื่องขึ้น รูปที่ 4.17 ข. แสดงวงจรเพอร์ซออสซิลเลเตอร์

Frequency	R	L	C_L	C_o
32 kHz	40k	4800H	0.00491p	2.85p
260 kHz	1820R	25.9H	0.0125p	5.62p
525 kHz	1400R	12.7H	0.00724p	3.44p
2 MHz	100R	520mH	0.0122p	4.27p
4.608 MHz	36RA	117mH	0.01p	2.9p
11.25 MHz	19R	8.38mH	0.024p	5.4p

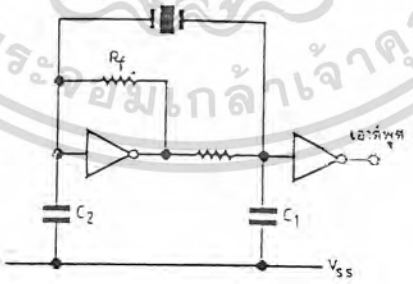
รูปที่ 4.15 ตารางแสดงค่าต่าง ๆ ของผลึกแร่ที่ความถี่เรโซแนนซ์ต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 4.16 นำมาเขียนใหม่ให้มีลักษณะคล้าย ๆ กับวงจรโคลพิตต์ออสซิลเลเตอร์ (colpitts oscillator) จะเห็นว่าวงจรแบบเพอร์ชจะใช้คริสตอลแทนตัวเหนี่ยวนำในวงจรโคลพิตต์ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งคริสตอลจะตอบสนองต่อความถี่ได้ ดีกว่าตัวเหนี่ยวนำ ส่วน R, C_1, C_2 และ L ในวงจรโคลพิตต์ออสซิลเลเตอร์รูป 4.17 ก.ใช้เลื่อนเฟสต่อจากอินเวอร์ติ้งแอมป์เพื่อให้ลูปของการเลื่อนเฟสรวมเท่ากับศูนย์ตามกฎของ บาร์คูเซ็น (barkhausen criterion) ซึ่งกล่าวไว้สภาวะของวงจรที่จะเกิดการออสซิลเลตได้จะต้องเป็นไปตามเงื่อนไขที่กำหนดทั้ง 2 สภาวะนี้คือ

"ลูปของการเลื่อนเฟสในวงจรออสซิลเลเตอร์ เมื่อรวมแล้วจะต้องเท่ากับ 0, 360 องศา หรือจำนวนเท่าของ 1 รอบ และอัตราขยายลูปรวมจะต้องมีค่ามากกว่าหนึ่งเสมอ"

ปกติวงจรขยายแบบกลับเฟส (inverting amplifier) จะให้การเลื่อนเฟสออกไป 180 องศา การที่จะทำให้เฟสเลื่อนไปอีก 180 องศา ได้จนครบ360 องศานั้น ต้องอาศัยเน็ตเวอร์ก R, L และ C เข้าช่วยและอัตราขยายลูปจะต้องมากกว่า 1 เพื่อที่วาวงจรออสซิลเลเตอร์สามารถสวิงจากศูนย์ไปยังค่ามากที่สุดได้

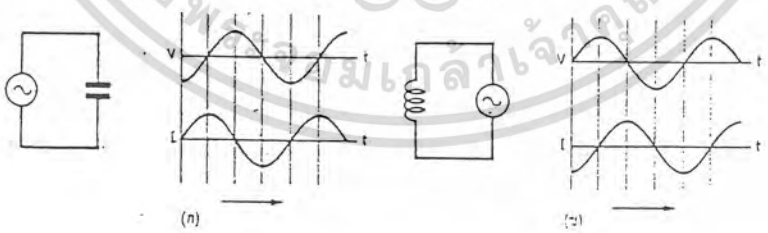


รูปที่ 4.16 ตัวอย่างวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ที่ใช้อินเวอร์ติ้งเกต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.17 เปรียบเทียบระหว่างวงจรโคลพิตต์และวงจรเพอร์ชคริสตอลออสซิลเลเตอร์

การเลื่อนเฟส (Phase shift) เพื่อให้เฟสของสัญญาณที่ออกจากเอาต์พุตของวงจรขยายแบบกลับเฟสเลื่อนไปอีก 180 องศา เราจำเป็นต้องอาศัยคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุมาช่วย



รูปที่ 4.18 คุณสมบัติการเลื่อนเฟสของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อป้อนแหล่งจ่ายไฟสลับให้กับตัวเก็บประจุ ดังรูปที่ 4.18 ก. จากคุณสมบัติของตัวเก็บประจุจะทำให้กระแสที่ไหลผ่านนำหน้าแรงดันที่ตกคร่อมตัวมัน 90 พิจารณาจากกราฟรูปที่ 4.18 ก. รูปคลื่นกระแสจะนำหน้ารูปคลื่นของแรงดันอยู่ 1 ใน 4 ของรูปคลื่น

ในทำนองเดียวกัน เมื่อป้อนแหล่งจ่ายไฟสลับให้กับตัวเหนี่ยวนำ คุณสมบัติของมันจะทำให้กระแสล้าหลังแรงดัน 90 องศา หรือล้าหลังไป 1 ใน 4 ของรูปคลื่นแสดงในรูปที่ 4.18 ข.

จากวงจรตัวเก็บประจุในรูปที่ 4.18 ก. เมื่อนำตัวต้านทานมาต่ออนุกรมเพิ่มเข้าไปตามรูปที่ 4.19 ก. ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันจะเปลี่ยนไป ขึ้นอยู่กับความถี่ พิจารณาแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ที่ความถี่ต่ำ ค่ารีแอ็กแตนซ์ของตัวเก็บประจุจะมีค่าสูงมาก กระแสที่ไหลผ่านจะต่ำ และที่ความถี่สูง ค่ารีแอ็กแตนซ์ของตัวเก็บประจุจะมีค่าน้อยมากแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันจึงมีค่าเข้าใกล้ 0 โวลต์กระแสที่ไหลผ่านจะมีเฟสนำหน้าแรงดันที่แหล่งจ่ายอยู่ประมาณ 90 องศาหรือแรงดันที่แหล่งจ่ายอยู่ประมาณ 90 องศาหรือแรงดันมีเฟสต่างจากอินพุตอยู่ประมาณ -90 องศา ตามคุณสมบัติของตัวเก็บประจุ

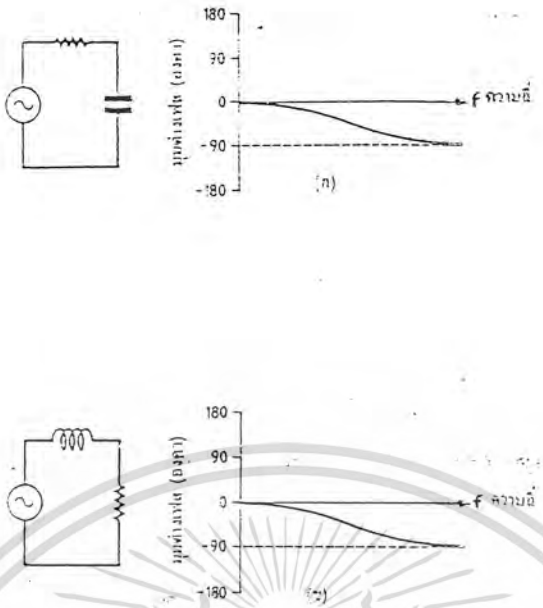
ในความเป็นจริงแล้ว เฟสไม่สามารถจะเลื่อนออกไปได้ถึง 90 องศา พอดียกเว้นแต่ความถี่ที่ใช้จะมีค่าเป็นความถี่อนันต์(ในอุดมคติ) ดังนั้นการเลื่อนเฟสของความถี่ต่าง ๆ จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0 องศาถึง -90 องศา สามารถคำนวณหาค่าความถี่ที่มีการเลื่อนเฟสอยู่กับที่กึ่งกลางคือ -45 องศาได้จากสูตร

$$f = 1/2\pi RC$$

นอกจากจะใช้วงจร RC ในการเลื่อนเฟสแล้ว ก็ยังสามารถนำวงจร RL มาใช้แทนได้โดยให้คุณสมบัติการเลื่อนเฟสเหมือนกันดังรูป 4.19 ข. แต่เราจะพิจารณาสัญญาณที่ตกคร่อมตัวต้านทานเป็นหลัก

ที่ความถี่ต่ำ ค่ารีแอ็กแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำมีค่าต่ำมาก แรงดันที่แหล่งจ่ายจะไปตกคร่อมที่ตัวต้านทานเกือบทั้งหมด สัญญาณที่แหล่งจ่ายจึงไปปรากฏที่ตัวต้านทานเป็นส่วนใหญ่ ดังนั้นการเลื่อนเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจึงเกือบจะไม่เกิดขึ้นหรือมีการเลื่อนเฟสเท่ากับ 0 องศาที่ความถี่เป็นศูนย์นั่นเอง และที่ความถี่สูงค่ารีแอ็กแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าสูงมาก สัญญาณจากแหล่งจ่ายเกือบทั้งหมดจะปรากฏอยู่ในตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



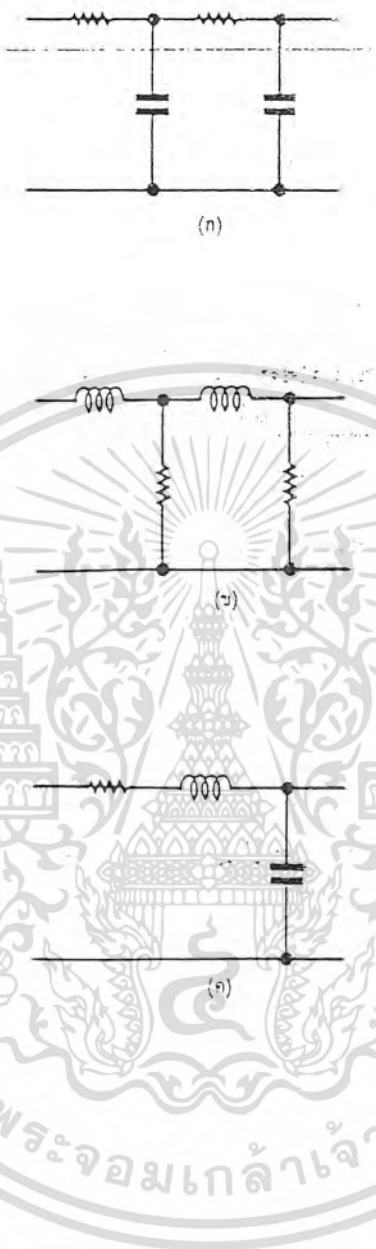
รูปที่ 4.19 ผลกระทบของเฟสเมื่อต่อตัวต้านทานเข้าไป

ตามคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำแล้ว แรงดันที่ตัวมันจะนำหน้ากระแสที่ไหลผ่านวงจร แต่เมื่อแรงดันจากแหล่งจ่ายไปตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเป็นส่วนใหญ่ก็เปรียบเสมือนว่า แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานทางเอาต์พุตต่างเฟสกับแรงดันของสัญญาณที่แหล่งจ่ายอยู่ประมาณ 90 องศา ดังนั้นสัญญาณทางเอาต์พุตจะเลื่อนเฟตออกไปเท่ากับ -90 องศา เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณทางอินพุต เราสามารถหาค่าความถี่ที่มีการเลื่อนเฟสอยู่ที่ค่ากึ่งกลางคือ -45 องศา ได้จากสูตร

$$f = R/.2\pi L$$

ถ้าต้องการให้สัญญาณมีการเลื่อนเฟสออกไป -180 องศา ก็ทำได้โดยนำวงจร RC หรือ RL ดังกล่าวมาต่อร่วมกันดังรูปที่ 4.20 ก. และ 4.20 ข. นอกจากนี้ยังสามารถรวมวงจร RC และ RL เข้าด้วยกันเป็นวงจรเดียว ดังรูปที่ 4.18 ค.เพื่อให้ได้คุณสมบัติของการเลื่อนเฟสเท่ากันคือ -180 องศา และลดจำนวนอุปกรณ์ลงไป ถ้าต้องการให้สัญญาณเลื่อนเฟสออกไปเป็น -270 องศา ก็เพียงแต่นำวงจร RC มาต่อ ก็ทำให้เฟสเลื่อนออกไปเป็น -270 องศา ดูจากวงจรรูปที่ 4.21

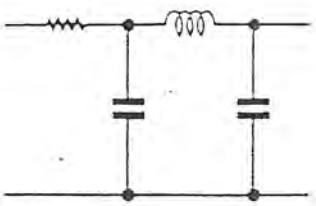
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 ลักษณะของวงจรเน็ตเวอร์ก ที่ให้การเลื่อนเฟสออกไป -180 องศา

ในทางปฏิบัติเฟสที่ถูกเลื่อนออกไปโดยวงจรรูปที่ 4.20 จะไม่ถึง -180 องศาการเลื่อนเฟสจึงมีค่าอยู่ในระหว่าง 0 ถึง -180 องศา แต่จากมาตราฐานการกำเนิดความถี่ของบาร์คูเซ็น การเลื่อนเฟสของเน็ตเวอร์กจะต้องเท่ากับ -180 องศาพอดี (ในกรณีที่วงจรขยายกลับเฟสไป -180 องศาแล้ว) ดังนั้นเพื่อให้เกิดการออสซิลเลเตอร์ เราจึงต้องนำวงจรเลื่อนเฟสได้อยู่ระหว่าง 0 ถึง -270 องศา แต่สามารถกำหนดให้มีค่าเท่ากับ -180 องศา พอดี

ศูนย์วิทยทรัพยากร เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.21 วงจรเน็ตเวอร์กที่ให้การเลื่อนเฟสเท่ากับ -270 องศา

วงจรเลื่อนเฟสในวงจรเพอร์ซและโคลพิตต์ออสซิลเลเตอร์จะใช้วงจรเลื่อนเฟสในรูปที่ 4.19 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์บางวงจรจะตัดความต้านทานเอาต์พุตของตัวอินเวอร์เตอร์แทน ซึ่งเป็นการออกแบบที่ไม่ดีนัก เนื่องจากว่าความต้านทาน ทางเอาต์พุตของลอจิเกตมีบัฟเฟอร์ที่เอาต์พุตของลอจิกเกตมีค่าไม่แน่นอน และถ้าลอจิกเกตมีบัฟเฟอร์ที่เอาต์พุต ความต้านทานทางเอาต์พุตจะต่ำมากด้วย

ค่าความจุขนานของคริสตอล C_p คริสตอลที่ถูกผลิตขึ้นมาจากโรงงานทุกตัว จะต้องมีการทดสอบและปรับแต่งเพื่อให้มีการกำเนิดความถี่ค่าที่แน่นอน ดังนั้นทางผู้ผลิตจะต้องรู้ค่าความจุขนานของคริสตอล C_p ของคริสตอลแต่ละตัว ดังแสดงในรูปที่ 4.12 ซึ่งทางผู้ผลิตจะบอกมาเช่น C_p เท่ากับ 20 pF ค่า C_p นี้จะนำมาใช้ในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์และถ้าไม่ได้ออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ ด้วยค่า C_p นี้ วงจรก็ยังคงจะทำงานได้ แต่ความถี่ที่ได้อาจจะเคลื่อนได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหน่วงเวลาของอินเวอร์เตอร์เกต วงจรดิสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่สูง ๆ มักใช้ตัวเก็บประจุแทนที่ ตำแหน่งของความต้านทาน เพื่อชดเชยการหน่วงเวลาของอินเวอร์เตอร์เกตที่ความถี่สูง ตัวอย่างเช่น ไอซีอินเวอร์เตอร์เกตเบอร์ 74 HC04 มีค่าหน่วงเวลาเท่ากับ 25 ns ซึ่งหมายความว่าเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงช้ากว่าอินพุต 25 ns ที่ความถี่ต่ำ ๆ จะสังเกตการหน่วงเวลานี้ได้ยาก แต่ที่ความถี่สูง ๆ เช่นที่ความถี่ 40 MHz จะเห็นได้ชัด ซึ่งต้องใช้วงจรเลื่อนเฟส 180 องศา เพื่อชดเชยการหน่วงเวลานี้

ที่ความถี่ต่ำกว่า 40 MHz วงจรเลื่อนเฟสที่ใช้จะน้อยกว่า 180 องศา ที่ความถี่ 16 MHz การเลื่อนเฟสจะเท่ากับ 72 องศา และที่ความถี่ 4 MHz การเลื่อนเฟสจะเท่ากับ 18 องศา เป็นต้น

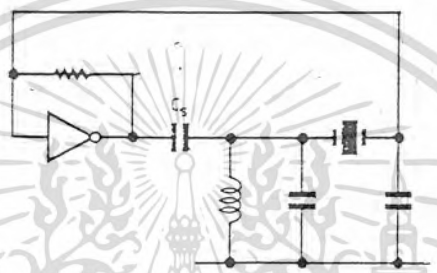
การหน่วงเวลานี้เป็นประโยชน์ในการออกแบบวงจรได้ เพราะว่าเราไม่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุตัวแรกของวงจรเลื่อนเฟสได้ เพราะว่าเราไม่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุตัวแรกของวงจรเลื่อนเฟสได้ แต่ว่าความต้านทานถูกกำหนดด้วยความต้านทานของเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เกต และการทำงานของดิสตอลขึ้นอยู่กับตัวเก็บประจุทั้งสองนี้ ดังนั้นจะใช้วิธีการต่อตัวเก็บประจุอนุกรมเพิ่มเข้าไปเพื่อจะเลื่อนเฟสเป็นบวก ซึ่งวิธีการนี้มักพบในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่มากกว่า 4 MHz

ความถี่โอเวอร์โทน ในวงจรดิสตอลออสซิลเลเตอร์ นอกจากจะผลิตความถี่หลักหรือความถี่มูลฐานออกมาแล้ว ยังสามารถผลิตความถี่ฮาร์มอนิกคี่ เช่น ความถี่ฮาร์โมนิกที่ 3, 5, 7 .... ออกมาได้ เรานิยมเรียกความถี่นี้ว่า โอเวอร์โทน ความถี่โอเวอร์โทนค่าต่าง ๆ ของดิสตอลจะมีค่าสูงกว่าความถี่มูลฐาน แต่ขนาดของสัญญาณที่ออกมาจะเล็กกว่า ถ้าเรานำโอเวอร์โทนมาพิจารณาด้วย ก็จะได้กราฟของการตอบสนองความถี่ที่สมบูรณ์ในรูปที่ 4.14 นี้

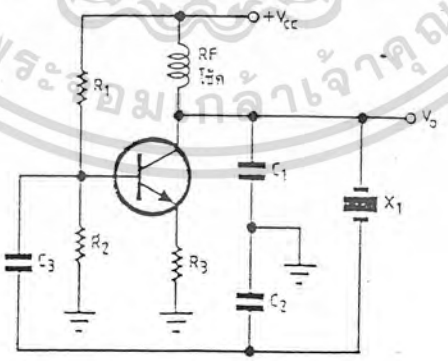
ในวงจรดิสตอลออสซิลเลเตอร์ส่วนใหญ่ความถี่โอเวอร์โทน ที่มีอยู่จะไม่ปรากฏ เนื่องจากว่าในการออกแบบวงจรนั้น ย่านการตอบสนองความถี่ของวงจรขยายมีจำกัด ทำให้ไม่สามารถตอบสนองต่อความถี่สูง ๆ ได้ แต่เราต้องคอยตรวจสอบวงจรที่ออกแบบใหม่ทุกครั้ง ว่าจะตอบสนองความถี่ได้บ้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บางครั้งวงจรกำเนิดความถี่สูง ๆ ถูกออกแบบมาใช้งานที่ความถี่โอเวอร์โทนใดโอเวอร์โทนหนึ่ง แน่นอน การออกแบบวงจรจะต้องไม่ให้วงจรไปกำเนิดความถี่ที่ความถี่มูลฐาน วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ที่ใช้กำเนิดความถี่ที่ความถี่โอเวอร์โทน แสดงดังรูปที่4.30 ตัวเก็บประจุ C_s ที่ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำจะใช้ปรับความถี่โอเวอร์โทน ความถี่มูลฐานและความถี่โอเวอร์โทนอื่น ๆ จะถูกลดทอนทิ้งไปเมื่อผ่านวงจรนี้



รูปที่ 4.22 วงจรกำเนิดความถี่โอเวอร์โทน

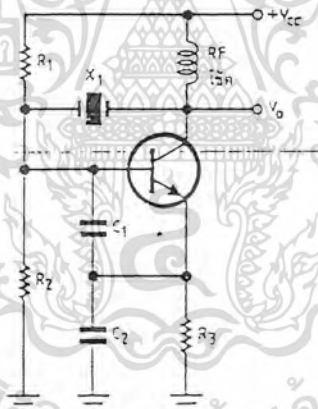


รูปที่ 4.23 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์แบบโคลพิตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์แบบอื่น ๆ วงจรกำเนิดความถี่ในรูปที่ 4.23 คือ วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์แบบโคลพิตต์ มีลักษณะคล้ายกับวงจรโคลพิตต์ออสซิลเลเตอร์มาก R_1, R_2 และ R_3 ทำหน้าที่จัดไบอัสให้กับทรายซิสเตอร์ RF โช้คจะป้องกันความถี่ที่ผลิตออกมาไปรบกวนแหล่งจ่ายไฟ ซึ่งอาจจะทำให้จุดไบอัสของวงจรเปลี่ยนไป C_1,C_2 และคริสตอล X_1 จะทำหน้าที่เลือกและเลื่อนเฟสของความถี่เรโซแนนซ์ จากนั้นก็ป้อนกลับไปให้ C_3 ทำการส่งผ่านไปยังอินพุตเพื่อทำการขยายและออสซิลเลตต่อไป

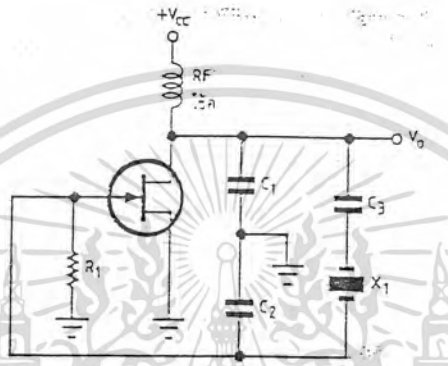
วงจรในรูปที่ 4.24 ก็เป็นวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์แบบโคลพิตต์อีกลักษณะหนึ่งซึ่งแตกต่างจากวงจรเดิมตรงที่การจัดวางอุปกรณ์คริสตอล X_1 จะทำหน้าที่ผลิตความถี่เรโซแนนซ์และป้อนกลับมายังอินพุตของวงจร โดย C_1 และ C_2 จะทำการเลื่อนเฟสและจัดไบอัสคงที่ทางไฟสลับด้วย



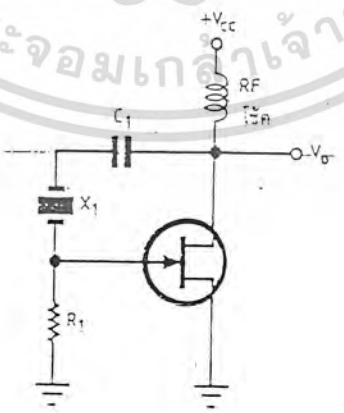
รูปที่ 4.24 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ แบบโคลพิตต์ อีกรูปแบบหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนวงจรในรูปที่ 4.25 เป็นวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์แบบแคป (clapp) ลักษณะของวงจรที่สังเกตได้ง่ายคือ จะมี C ต่ออนุกรมกับคริสตอล ความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้จะถูกป้อนกลับไปยังอินพุตของเฟ็ตโดยตรง และวงจรสุดท้ายในรูปที่ 4.26 คือ วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์แบบเพอร์ช R_1 และ C_1 จะทำหน้าที่เลื่อนเฟส คริสตอล X_1 จะทำหน้าที่ผลิตความถี่เรโซแนนซ์



รูปที่ 4.25 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ แบบแคป



รูปที่ 4.26 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ แบบเพอร์ช

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงานที่จ่ายให้คริสตอลทำงาน คริสตอลจะถูกกำหนดให้ทำงานได้ที่ระดับกำลังงานที่จ่ายให้สูงสุด ถ้าเกินจากค่านี้คริสตอลจะเสียหาย หรือเปลี่ยนความถี่ไป เมื่อคริสตอลใช้งานกับระดับแรงดัน 5 โวลต์ คริสตอลใช้พลังงานเป็นมิลลิวัตต์ คริสตอลเกือบทุกชนิดจะปลอดภัยจากความเสียหายที่ระดับของแรงดันนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

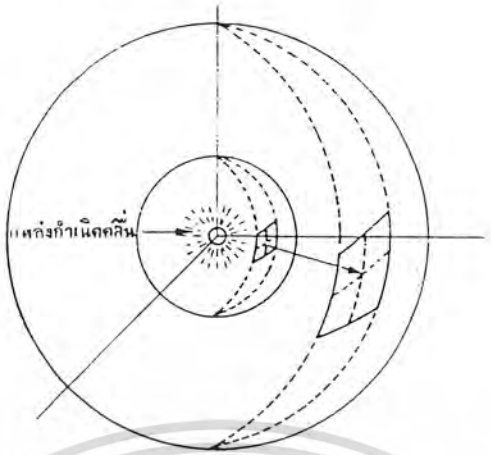
4.4 พื้นฐานของสายอากาศและการกระจายคลื่นวิทยุ

สายอากาศคืออะไร ? และมีความสำคัญต่อระบบวิทยุสื่อสารอย่างไร ?

การส่งข่าวหรือข้อความจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่ง อาจทำได้ 2 วิธีด้วยกัน คือ การส่งเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าไปตามสายส่งวิธีหนึ่งและการส่งโดยไม่ต้องใช้สายส่ง แต่ใช้สายอากาศกระจายคลื่นวิทยุหรือที่เรียกกันว่า คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เป็นอีกวิธีหนึ่ง เราอาจกล่าวได้ว่าสายอากาศคือ ตัวเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าจากเครื่องส่งให้เป็นคลื่นวิทยุ (สายอากาศส่ง) หรือ คือตัวเปลี่ยนคลื่นวิทยุให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าเข้าเครื่องรับ (สายอากาศรับ) นั่นเอง

ในระบบสื่อสารใด ๆ เราต้องการให้สัญญาณที่รับได้ปลายทางมีความแรงมาก ๆ อย่างน้อยที่สุดด้วยแรงพอที่จะเอาชนะสัญญาณรบกวนใด ๆ ได้และอยู่ในเกณฑ์ที่ความไวของเครื่องรับจะทำงานได้ ความแรงของสัญญาณที่สถานีรับปลายทางจะมีค่าสูง หรือต่ำเพียงไรนั้น ขึ้นอยู่กับตัวประกอบที่สำคัญคือ ถ้าเป็นการส่งสัญญาณไปตามสายส่ง สัญญาณส่วนมากจะสูญเสียไปในรูปของความร้อนในสายส่ง เนื่องจากความต้านทานของลวดที่ใช้ทำสายส่ง และเนื่องจากฉนวนที่นำมาทำสายส่งไม่ได้เป็นฉนวนที่ดีสมบูรณ์จริง สำหรับการสูญเสียของสัญญาณในกรณีที่เป็นคลื่นวิทยุกระจายออกจากสายอากาศนั้น ก็คล้ายคลึงกับเรื่องของสายส่ง กล่าวคือ คลื่นวิทยุบางส่วนจะถูกลดทอนกำลังลงในตัวกลางที่คลื่นเดินทางผ่านไป เช่น ถ้าเป็นการส่งคลื่นวิทยุความถี่ต่ำ (LF หรือ low frequency) ซึ่งใช้ในกิจการสื่อสารระหว่างสถานีบนฝั่งกับเรือ คลื่นจะเดินทางไปตามผิวน้ำทะเลและสูญเสียไป เนื่องจากความต้านทานของน้ำทะเล ถ้าเป็นการส่งคลื่นวิทยุความถี่กลาง (MF หรือ medium frequency) เช่น ที่ใช้กันในย่านวิทยุกระจายเสียง คลื่นวิทยุบางส่วนจะเดินทางไปตามผิวโลก ในกรณีนี้คลื่นวิทยุจะสูญเสียไปในรูปของความร้อน เนื่องจากความต้านทานของดินหรือของน้ำทะเล ทั้งนี้แล้วแต่ลักษณะของผิวโลกที่คลื่นผ่านไป การสื่อสารในย่านความถี่สูง (HF หรือ high frequency) นั้น ต้องอาศัยการสะท้อนคลื่นจากเพดานไฟฟ้า (lonosphere) กลับมายังสถานีบนพื้นโลก เพดานไฟฟ้าหรือชั้นบรรยากาศไอโอนอสเฟียร์นี้อยู่สูงจากพื้นโลกประมาณ 350 กิโลเมตร มีลักษณะเป็นตัวกลางที่ประกอบด้วยอิเลคตรอนอนุภาคซึ่งมีประจุไฟฟ้าบวกและอนุภาคที่เป็นกลางทางไฟฟ้า เมื่อคลื่นวิทยุเดินทางไปสะท้อนเพดานไฟฟ้า คลื่นบางส่วนก็จะถูกดูดกลืนโดยเพดานไฟฟ้านั้น สำหรับการสื่อสารโดยใช้คลื่นความถี่สูงมาก (VHF หรือ very high frequency) เช่น การติดต่อของหน่วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.27 การถ่างออกของรังสีคลื่นวิทยุ

ทหารลาดตระเวนในป่า การสื่อสารจะไปได้ไม่ไกล ทั้งนี้เพราะต้นไม้ใบไม้ในป่าจะดูดกลืนวิทยุไว้เป็นส่วนมาก ในกรณีของการสื่อสารโดยใช้คลื่นไมโครเวฟ (Microwave) เชื่อมโยงระหว่างสถานีถ่ายทอดทวนสัญญาณ การสูญเสียของคลื่นวิทยุจะเนื่องมากบรรยากาศ เม็ดฝนฝุ่นละออง หรืออนุของออกซิเจนดูดกลืนไว้

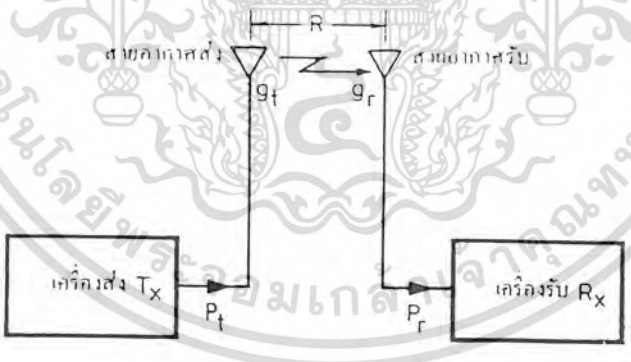
แม้ว่าการสูญเสียพลังงานคลื่นวิทยุ ที่กระจายออกจากสายอากาศจะคล้ายคลึงกับการสูญเสียในสายส่งสื่อสารดังกล่าวมาแล้ว แต่ในเรื่องคลื่นจากสายอากาศยังมีการสูญเสียของสัญญาณอีกแบบหนึ่งซึ่งไม่มีในสายส่ง นั่นคือ การลดทอนความแรงของคลื่นวิทยุเนื่องจากการ "ถ่างออก" ของรังสีคลื่นวิทยุ นี่องมาจากโครงสร้างทางเรขาคณิตของคลื่น ทำให้ความเข้มของกำลังงานของคลื่นที่แผ่กระจายออกจากสายอากาศแบบง่าย ๆ ที่แผ่คลื่นออกรอบทิศแปรเป็นส่วนกลับกับกำลังสองของระยะทางนั่นหมายความว่าทุก ๆ ครั้งที่ระยะทางเพิ่มเป็น 2 เท่า ความเข้มของกำลังงานของคลื่นจะลดลง4 เท่า เรื่องนี้เปรียบได้กับเรื่องกำลังส่องสว่างของหลอดไฟฟ้าหรือดวงเทียน ซึ่งก็มีหลักการเหมือนกันเพราะทั้งแสงและวิทยุเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยกัน

ถึงตอนนี้ จะขอกล่าวถึงความสำคัญของสายอากาศและคลื่นวิทยุความถี่ต่าง ๆ สักเล็กน้อย ดังได้กล่าวในตอนต้นแล้วว่า การส่งข่าวสารหรือข้อมูลอาจทำได้โดยการใช้สายส่งหรือมิฉะนั้นก็ใช้การกระจายคลื่นจากสายอากาศ แต่ในระบบสื่อสารที่ใช้สายอากาศกระจายคลื่นวิทยุแทนการใช้สายส่ง เราอาจทุ่นเงินในการลงทุนได้มาก เพราะการวางสายส่งผ่านไปตามป่าเขา หรือข้ามน้ำข้ามทะเล เป็นเรื่องที่ทำได้ลำบากและลงทุนสูง และในบางกรณีก็ใช้สายส่งแทนไม่ได้เลย เช่น การติดต่อกับหน่วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สื่อสารที่ต้องเคลื่อนที่อยู่เสมอ เป็นต้น ฉะนั้น จะเห็นได้ว่าการสื่อสารโดยใช้สายอากาศกระจายคลื่นนั้น มีความสำคัญอย่างมาก และเราอาจกล่าวได้ว่าคลื่นวิทยุความถี่ต่าง ๆ นั้น จัดได้ว่าเป็นทรัพยากรธรรมชาติที่สำคัญ น่าหวงแหนอย่างหนึ่ง ซึ่งอุปมาเปรียบเทียบได้กับที่ดินหากเรารู้จักจัดสรรความถี่ของคลื่นวิทยุ และใช้ให้เป็นประโยชน์อย่างแท้จริง ก็จะก่อให้เกิดความก้าวหน้าทางระบบวิทยุสื่อสาร ที่มีประสิทธิภาพและปราศจากการรบกวนของสัญญาณคลื่นวิทยุซึ่งกันและกัน และจะยังประโยชน์ให้เกิดขึ้นทั้งในกิจการทหารและพลเรือน และแก่ระบบเศรษฐกิจของประเทศ เช่นเดียวกับผืนดิน หากรู้จักใช้อย่างมีประสิทธิภาพก็จะเกิดผลผลิตทางการเกษตรที่คุ้มค่า ฉันนั้น

เราจะเพิ่มความแรงของสัญญาณที่เครื่องรับวิทยุรับได้อย่างไร ? ความแรงของสัญญาณไฟฟ้าที่สายอากาศรับ แปลงมาจากคลื่นวิทยุที่รับได้และป้อนเข้าเครื่องรับ อาจทำให้มีค่ามากขึ้นได้ 3 วิธีคือ



รูปที่ 4.28 ระบบสื่อสารด้วยวิทยุระหว่างคู่สถานี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. เพิ่มกำลังส่งของเครื่องส่ง และ/หรือ

2. โดยการทวีกำลัง (เพิ่ม gain) ของสายอากาศส่งในทิศทางของเครื่องรับ และ/หรือ

3. โดยการทวีกำลัง (เพิ่ม gain) ของสายอากาศรับในทิศทางของเครื่องส่ง

ในทางทฤษฎีเราสามารถเขียนแสดงความสัมพันธ์ของตัวประกอบต่าง ๆ ข้างต้น ในการช่วยเพิ่มความแรงของสัญญาณคลื่นวิทยุที่เครื่องรับได้ดังนี้

$$P_r = P_t g_t g_r \left(\frac{C}{4 \pi Rf}\right)^2$$

P_r คือ กำลังคลื่นวิทยุที่รับได้วัดที่ขั้วของสายอากาศรับ และมีหน่วยเป็นวัตต์

P_t คือ กำลังส่งของเครื่องส่งที่ป้อนเข้าที่ขั้วของสายอากาศส่ง มีหน่วยเป็นวัตต์

g_t คือ ค่าทวีกำลัง (gain) ของสายอากาศส่งเมื่อวัดเปรียบเทียบกับสายอากาศแบบกระจายคลื่นรอบทิศ (Isotropic antenna) มีหน่วยวัดเป็นเลขลอย ๆ

g_r คือ ค่าทวีกำลัง gain ของสายอากาศรับ เมื่อวัดเปรียบเทียบกับสายอากาศแบบกระจายคลื่นรอบทิศ (Isotropic antenna) มีหน่วยวัดเป็นเลขลอย ๆ

C คือ ความเร็วของการเดินทางของคลื่นวิทยุ ซึ่งเท่ากับความเร็วแสงคือ 300,000,000 เมตรต่อวินาที

π คือ ค่าคงที่ เท่ากับ 3.1416

R คือ ระยะทางระหว่างสถานีส่งกับสถานีรับ มีหน่วยวัดเป็นเมตร

f คือ ความถี่คลื่นวิทยุที่ใช้งานมีหน่วยวัดเป็นเฮิร์ทซ หรือรอบต่อวินาที

สมการนี้ใช้สำหรับการรับ-ส่ง คลื่นวิทยุเป็นแบบเส้นสายตา (line-of-sight) และมิได้ผ่านสิ่งกีดขวางใด ๆ ในกรณีที่ภูมิประเทศเป็นอย่างอื่น สูตรดังกล่าวข้างต้นยังคงใช้งานได้ หากเพียงแต่เพิ่มตัวประกอบอื่น ๆ ที่เกี่ยวข้องเข้าไปอีก ซึ่งจะยังไม่กล่าวถึงในตอนนี้

ในการใช้งานทั่ว ๆ ไปสมมติว่าเป็นการสื่อสารระหว่างคู่สถานีที่มีระยะทางระหว่างสถานีทั้งสองคงที่ และความถี่ที่ใช้งานก็คงที่ ในกรณีเช่นนี้จะเห็นได้ว่าค่าในวงเล็บของสมการนั้น มีค่าคงที่สำหรับข่ายสื่อสารนั้น ดังนั้น จะเห็นได้ชัดเจนว่าสัญญาณไฟฟ้าที่สายอากาศรับ ป้อนเข้าเครื่องรับนั้นจะขึ้นอยู่กับตัวแปร 3 ตัว ดังได้อธิบายไว้แล้วในตอนต้นคือ กำลังส่งของเครื่องส่งP_t ค่าทวีกำลังของสายอากาศส่ง g_t และค่าทวีกำลังของสายอากาศรับ g_r

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถึงตอนนี้ จะขอกล่าวถึงค่าทวีกำลังของสายอากาศ และการวัดค่านั้นสักเล็กน้อยเพื่อความเข้าใจ ค่าทวีกำลังของสายอากาศเป็นตัวบอกให้ทราบว่าสายอากาศนั้นแผ่คลื่น หรือรับคลื่น ดีกว่าหรือด้อยกว่าสายอากาศมาตรฐานที่ใช้เป็นตัวเทียบอย่างไร สายอากาศมาตรฐานที่ใช้เป็นตัวเปรียบเทียบนั้นนิยมใช้สายอากาศแบบไอโซทรอปิค (Isotropic) ซึ่งมีคุณสมบัติแผ่คลื่นออกได้เท่า ๆ กันทุกทิศ สายอากาศแบบนี้ไม่มีจริง ๆ ในโลก มีแต่ในทางทฤษฎีเท่านั้น สายอากาศอีกแบบหนึ่งที่ใช้เป็นสายอากาศมาตรฐาน คือ สายอากาศไดโพลกึ่งความยาวคลื่น (half wave dipole) สายอากาศแบบนี้ เป็นสายอากาศที่สามารถสร้างขึ้นได้จริง ๆ

ทีนี้จะกล่าวถึงการวัดค่าทวีกำลังของสายอากาศ ในการวัดเราใช้สายอากาศที่จะวัด และสายอากาศมาตรฐานเป็นสายอากาศรับความแรงของคลื่นวิทยุเปรียบเทียบกัน สมมติว่าทีแรกเราใช้สายอากาศที่จะวัดค่าทวีกำลังเป็นสายอากาศรับคลื่นวิทยุที่ส่งมาก่อน จดค่าความแรงของสัญญาณที่วัดได้เอาไว้ ใช้หน่วยวัดเป็นวัตต์ ต่อมาเอาสายอากาศนั้นออก และใช้สายอากาศมาตรฐานเป็นสายอากาศรับแทน และจดค่าความแรงของสัญญาณที่วัดได้อีกครั้งหนึ่ง ใช้หน่วยวัดเดียวกัน เมื่อเอาค่าที่วัดได้ทีแรกตั้งแล้วหารด้วยค่าที่วัดได้ครั้งที่สอง ผลลัพธ์ที่ได้คือ ค่าทวีกำลัง (gain) ของสายอากาศที่ต้องการนั่นเอง

ในทางปฏิบัติ ค่าทวีกำลังของสายอากาศนิยมเรียกกันเป็นหน่วยเดซิเบล (decibel) หรือดีบี (dB) ถ้าค่าทวีกำลังของสายอากาศตัวใดวัดและคำนวณเปรียบเทียบกับสายอากาศมาตรฐานแบบไอโซทรอปิค ค่าที่ได้เมื่อเปลี่ยนเป็นหน่วยเดซิเบลแล้วจะเรียกว่า ดีบีไอ (dBiหรือ decibel overisotropic) ในการเปลี่ยนค่าทวีกำลังของสายอากาศ คือ g_t หรือ g_r ซึ่งเป็นเลขลอย ๆ เป็นหน่วยวัด ดีบีไอ คือ G_t (dBi) หรือ G_r (dBi) นั้นใช้สมการดังนี้

$$G_t(\text{dBi}) = 10 \log_{10} g_t$$

$$= 10 \log_{10} g_r$$

$\log_{10}$ คือ ล็อกการิธึมฐาน 10 นั่นเอง

หากค่าทวีกำลังนั้นเปรียบเทียบกับสายอากาศมาตรฐานแบบไดโพลกึ่งความยาวคลื่น ค่าที่ได้เมื่อเปลี่ยนเป็นหน่วยเดซิเบลแล้ว จะเรียกว่า ดีบีดี (dBd หรือ decibel over dipole) ความสัมพันธ์ระหว่างดีบีดี และดีบีไอ มีดังนี้

$$G_t(\text{dBd}) = G_t(\text{dBi}) - 2.15$$

$$G_r(\text{dBd}) = G_t(\text{dBi}) - 2.15$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แท้ที่จริงตัวเลข 2.15เดซิเบลในสมการทั้งสองข้างบนนี้ คือ ค่าทวีกำลังของสายอากาศ แบบไดโพลกึ่งความยาวคลื่น เปรียบเทียบกับสายอากาศแบบไอโซทรอปิคนั่นเอง

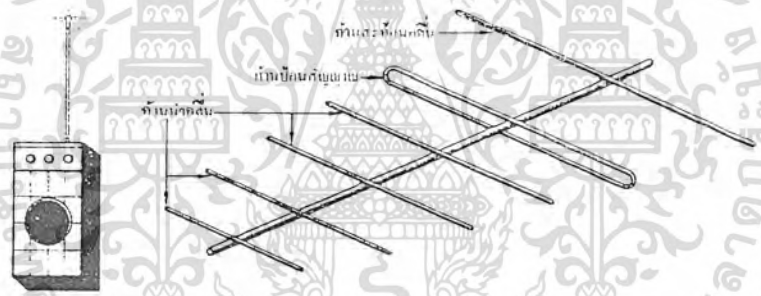
ที่นี้ขอย้อนกลับไปพูดถึง เรื่องการเพิ่มความแรงของสัญญาณไฟฟ้า ที่ป้อนเข้าเครื่องรับอีกครั้งหนึ่ง ดังได้อธิบายแล้วว่า เราสามารถเพิ่มความแรงโดยการเพิ่มกำลังส่งก็ได้ หรือออกแบบสร้างให้สายอากาศรับและส่งเป็นสายอากาศทวีกำลัง (High gain antenna) ก็ได้ ปัญหาจึงอยู่ที่ว่าควรจะใช้วิธีใดจึงจะดีที่สุดและเหมาะสมที่สุด สำหรับสภาพการณ์เช่นประเทศของเรา

ในประเทศไทย เครื่อง รับ-ส่ง วิทยุสื่อสารที่มีอยู่ตามหน่วยราชการต่าง ๆ ทั้งของทหาร ตำรวจ และพลเรือน มีกำลังส่งคงที่ และไม่อาจเพิ่มกำลังส่งได้อีก นอกจากจะได้ออกแบบจัดสร้างเพิ่มเติมขึ้นใหม่ หรือมิฉะนั้นก็จะซื้อใหม่ทั้งชุด ซึ่งแน่นอนว่าต้องมีราคาแพง อีกประการหนึ่ง ค่าบำรุงรักษาเครื่องส่งกำลังสูง ก็มีค่าใช้จ่ายมากเพราะหลอด ทรานซิสเตอร์ หรืออุปกรณ์ส่วนประกอบของวงจรที่ใช้กับเครื่องส่งกำลังสูงเหล่านั้น ย่อมมีราคาแพง เนื่องจากต้องสามารถทนทานต่อกระแสศักย์ไฟฟ้าที่มีค่าสูงได้ เป็นต้น เมื่อเป็นเช่นนี้ลองหันมาพิจารณาการเพิ่มค่าทวีกำลังของสายอากาศ ซึ่งมีผลเหมือนกับการเพิ่มกำลังของเครื่องส่ง และหากเราสามารถเพิ่มค่าทวีกำลังของสายอากาศส่งและสายอากาศรับได้พร้อมกัน ผลที่ได้ก็จะเพิ่มเป็นทวีคูณ ตัวอย่างเช่น ในระบบสื่อสารระบบหนึ่งใช้เครื่องส่งกำลัง 1 วัตต์ และใช้สายอากาศรับแบบแผ่คลื่นและรับคลื่นรอบตัว ที่นี้สมมติว่าต้องการให้ความแรงของกำลังคลื่นวิทยุที่เครื่องรับเพิ่มขึ้นอีก 100 เท่า เราอาจทำได้โดยการเพิ่มกำลังส่งของเครื่องส่งจาก 1 วัตต์เป็น 100 วัตต์ก็ได้ ซึ่งก็มีผลเหมือนกับการใช้เครื่องส่งกำลัง 1 วัตต์ เท่าเดิม แต่เพิ่มค่าทวีกำลังของสายอากาศส่ง หรือสายอากาศรับตัวใดตัวหนึ่งเพียงตัวเดียว 100 เท่า หรือ 20 ดีบี หรือเพิ่มค่าทวีกำลังของสายอากาศทั้งสองตัวพร้อมกัน ตัวละ 10 เท่า หรือ 10 ดีบี ก็ได้

หลักการทวีกำลังของสายอากาศทำอย่างไร ? ลองพิจารณาหลอดไฟฟ้าแบบที่ใช้สำหรับส่องสว่างหน้ารถยนต์ ถ้าเราถอดหลอดไฟออกมาจากโคมไฟ แล้วจุดสว่างจากแบตเตอรี่ แสงไฟจากหลอดไฟจะกระจายออกรอบทิศ และส่องสว่างไปได้ไม่ไกลนัก นี้เปรียบเทียบได้กับสายอากาศแบบไอโซทรอปิคซึ่งกระจายคลื่นได้เท่ากันรอบทิศ หรือสายอากาศแบบวิป(whip) ที่มีลักษณะเป็นลวดก้านเดียววางแนวตั้งอย่างที่เห็นใช้อยู่กับเครื่องวิทยุสื่อสารแบบมือถือ (handy-talky) ที่นี้เอาหลอดไฟใส่กลับเข้าไปในโคมไฟหน้ารถยนต์ แล้วเปิดสวิทช์จุดสว่างหลอดไฟ จะเห็นได้ว่าแสงสามารถส่องไปได้ไกลในทิศข้างหน้ารถ โดยอาศัยการสะท้อนแสงจากผิวโลหะขัดมัน รูปพาราโบลอยด์ของดวงโคม ในทำนองเดียวกัน ถ้าเราวางแผ่นโลหะสะท้อนคลื่นวิทยุไว้ข้างหลังสายอากาศ เราสามารถทำให้คลื่นวิทยุแผ่ออกจากสายอากาศได้ดีในทิศข้างหน้า อีกวิธีหนึ่ง ที่จะเพิ่มความเข้มของคลื่นวิทยุได้ก็โดยอาศัยเลนซ์เช่นเดียวกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรื่องแสงที่ใช้เลนซ์นูนรวมแสงให้เข้มขึ้น โดยวิธีนี้คลื่นวิทยุจะมีความเข้มมากในทิศที่เลนซ์วางอยู่ หากเราใช้หลักการทั้งสองอย่างรวมกัน คือ ทั้งการสะท้อนคลื่น (ใช้แผ่นสะท้อนคลื่น) และการรวมคลื่น (ใช้เลนซ์) ผลที่ได้ในการเพิ่มความเข้มของคลื่นในทิศทางที่ต้องการจะมากขึ้นเป็นทวีคูณ สายอากาศที่เราอาจกล่าวเชิงเปรียบเทียบได้ว่า ใช้หลักการทั้ง 2 อย่างข้างต้นรวมกัน (แม้ว่าจะไม่ถูกต้องแท้จริงทีเดียวนัก) ก็คือสายอากาศแบบยากิ-อูดะ (Yagi-Uda Antenna) ที่เราเห็นใช้รับคลื่นโทรทัศน์ทั่วไปนั่นเองสายอากาศแบบนี้ มีก้านสะท้อนคลื่น (reflector) อุปมาเหมือนแผ่นสะท้อนคลื่น ส่วนก้านนำคลื่น (director) อุปมาเหมือนเลนซ์



รูปที่ 4.29 (ก) สายอากาศแบบวิป ใช้กับคลื่นวิทยุสื่อสารแบบมือถือ

(ข) สายอากาศแบบยากิ-อูดะ

ที่กล่าวมานี้ เป็นหลักการง่าย ๆ ในการทวีกำลังของสายอากาศ ในทางทฤษฎีการวิเคราะห์คำนวณสายอากาศทวีกำลัง (high gain antenna)แม้จะยุ่งยากซับซ้อนและต้องอาศัยคอมพิวเตอร์ แต่ก็เป็นเรื่องที่ทำได้ ส่วนการทำให้ทฤษฎีกลายเป็นผลงานที่ใช้การได้และเป็นประโยชน์แก่สังคมนั้น ยังต้องอาศัยการทดลองเข้าช่วยด้วย ซึ่งไม่ใช่ของง่ายและเป็นการแน่นอนว่าจะต้องพบกับอุปสรรคและความผิดพลาดบ้าง แต่สิ่งเหล่านี้จะเป็นบทเรียนและแนวทางให้ได้ผลที่ดีกว่าขึ้นเรื่อย ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

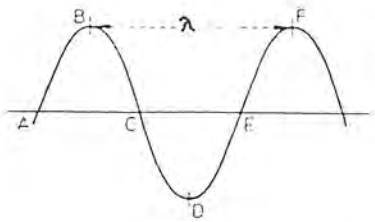
ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับคลื่นวิทยุ ดังได้กล่าวไว้ในตอนต้นแล้วว่า การสื่อสารทางไกลอาจทำได้โดยอาศัยการกระจายคลื่นวิทยุออกจากสายอากาศคลื่นวิทยุนี้ ได้มีการค้นพบทางทฤษฎีโดยเจมส์ เคลิค แม็กเวลล์ (James Clerk Maxwell) ในปี ค.ศ.1864 และได้กล่าวว่าคลื่นวิทยุก็คือคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งมีความเร็วการเดินทางเท่ากับความเร็วแสงคือ 300,000,000 เมตรต่อวินาที ต่อมาในปี ค.ศ.1887 ไฮริสเฮิรทซ์ (Heinrich Hertz) ได้ทำการทดลองและพิสูจน์ให้เห็นว่าคลื่นวิทยุมีจริง หลังจากนั้นก็ได้มีการศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับคลื่นวิทยุ และการกระจายคลื่นวิทยุให้ก้าวหน้าไปเป็นอันมากจนถึงปัจจุบัน

ก่อนที่จะทำความเข้าใจเรื่องคลื่นวิทยุ ขอให้มาทำความรู้จักกับคำว่า "คลื่น" (Wave) เสียก่อน ตัวอย่างคลื่นที่รู้จักกันดี ก็ได้แก่ คลื่นเสียง คลื่นทะเล เป็นต้น สมมติว่าเราโยนก้อนหินลงไปในน้ำ ทันทีที่ก้อนหินกระทบผิวน้ำจะก่อให้เกิดลูกคลื่นของน้ำกระจายออกไป โดยรอบเป็นวงกลม ดังแสดงในรูปที่ 4.30 สังเกตว่าลูกคลื่นกระจายกว้างออกไปเรื่อย ๆ แต่ผิวน้ำนั้นเพียงแต่กระเพื่อมขึ้นลงเท่านั้น ดังนั้นเรากล่าวได้ว่าการเคลื่อนที่หรือการเดินทางของคลื่นนั้นเป็นการเดินทางของพลังงานชนิดหนึ่ง

รูปที่ 4.30 คลื่นในน้ำที่เกิดจากการโยนก้อนหินลงไป

ถ้าเราจะสังเกตผิวน้ำที่กระเพื่อมขึ้นลง จะเห็นว่ามีลักษณะเป็นลอนคล้ายลอนของสังกะสีหรือกระเบื้องลอนมุงหลังคาบ้าน ซึ่งหากเราดูทางภาคตัดขวาง จะมีลักษณะเป็นคลื่นซายน์ (Sine Wave) ดังแสดงในรูปที่ 4.39 จุดสูงสุดของคลื่นเราเรียกว่า ยอดคลื่น และจุดต่ำสุดของคลื่นเราเรียกว่า ท้องคลื่น ลูกคลื่นแต่ละลูก จะแสดงถึงการเปลี่ยนแปลงทางกายภาพครบ 1 รอบพอดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



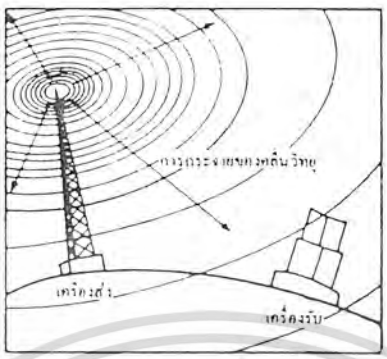
รูปที่ 4.31 ภาคตัดขวางของลูกคลื่น

ในรูปที่ 4.31 การเปลี่ยนแปลงจาก A ถึง E คือ ABCDE จะแทนลูกคลื่น 1 ลูก และจะเห็นได้ว่าครบรอบพอดี เพราะหลังจากนั้นแล้วก็จะเริ่มรอบใหม่ หรือคลื่นลูกใหม่ต่อไป

ถ้าเราปักไม้ไว้ในน้ำที่จุดหนึ่งแล้ว คอยสังเกตดูลูกคลื่นที่ผ่านไม้นั้น จำนวนลูกคลื่นที่ผ่านจุดใดจุดหนึ่งที่กำหนด (ในกรณีนี้เป็นไม้ที่ปักไว้) ต่อวินาที เราเรียกว่าความถี่ และเนื่องจากลูกคลื่นแต่ละลูกหมายถึงการเปลี่ยนแปลงทางกายภาพของผิวน้ำครบ 1 รอบพอดี ดังนั้นความถี่ก็หมายถึงจำนวนรอบของการเปลี่ยนแปลงต่อวินาที (cycles per second หรือย่อว่า cps) ซึ่งในปัจจุบันนี้ใช้เรียกว่า เฮิร์ทซ (hertz) หรือย่อว่า Hz แทน เป็นการให้เกียรติแก่ไฮริช เฮิร์ทซ ผู้ทดลองพบคลื่นวิทยุนั่นเอง ขอเพิ่มเติมไว้ ณ ที่นี้ว่า 1,000 เฮิร์ทซ หรือ 10^3 เฮิร์ทซ เรียกว่า 1 กิโลเฮิร์ทซ เขียนย่อว่า 1 KHz 1,000,000,000 เฮิร์ทซ หรือ 10^9 เฮิร์ทซ เรียกว่า 1 กิกะเฮิร์ทซ เขียนย่อว่า 1 GHz

เมื่อมีคลื่นเกิดขึ้น เราสามารถวัดระยะห่างระหว่างยอดคลื่นของคลื่นแต่ละลูกได้ ค่าที่วัดได้เราเรียกว่าความยาวคลื่น ความยาวคลื่นนี้นิยมเขียนเป็นสัญญลักษณ์แทนด้วยอักษรกรีกแลมด้าหน่วยของความยาวคลื่นนิยมวัดกันเป็นเมตรระยะเวลาที่คลื่นใช้ไปในการเดินทางเป็นระยะทาง1 ความยาวคลื่นนี้ เราเรียกว่าคาบ (period) และนิยมเขียนแทนด้วยตัวอักษรภาษาอังกฤษT มีหน่วยเป็นวินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.32 คลื่นวิทยุกระจายออกจากสายอากาศส่ง

แม้ว่าการอธิบายข้างต้นจะใช้สำหรับคลื่นในน้ำ แต่ก็สามารถอนุโลมใช้ได้กับคลื่นวิทยุ ที่สำคัญก็คือ คลื่นจะเกิดขึ้นได้จะต้องมีแหล่งกำเนิดในกรณีของคลื่นในน้ำนั้นเกิดจากการโยนก้อนหินกระทบผิวน้ำ แต่ในกรณีของคลื่นวิทยุนั้นเกิดจากการเคลื่อนที่ของกระแสไฟฟ้าในสายอากาศ ซึ่งจะเกิดคลื่นวิทยุกระจายออกไปรอบ ๆ สายอากาศ ดังแสดงในรูปที่ 4.32 ซึ่งมีลักษณะคล้ายคลึงกับคลื่นที่เกิดในน้ำ

ก่อนที่จะจบคำอธิบายสำหรับตอนนี้ ขอแสดงให้เห็นความสัมพันธ์ระหว่างความหมายและค่าต่าง ๆ ของคลื่นวิทยุที่กล่าวข้างต้น คือ

ให้ c เขียนแทนความเร็วแสง

ให้ f เขียนแทนความถี่

ให้ เขียนแทนความยาวคลื่น

ให้ T เขียนแทนคาบ

$$c = f \text{ หรือ } f = \frac{c}{} \text{ หรือ } = \frac{c}{f} \quad f = \frac{1}{T}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างที่ 1 จงหาคาบของคลื่นซึ่งมีความถี่ 100 เมกกะเฮิร์ทซ

$$T = \frac{1}{f} \text{ วินาที}$$

$$= \frac{1}{100 \times 10^{6}} \text{ วินาที}$$

$$= 10^{-8} \text{ วินาที}$$

$$= 10 \text{ นาโน-วินาที}$$

(1 นาโนวินาที $= 10^{-3}$ ไมโครวินาที $= 10^{-9}$ วินาที)

ตัวอย่างที่ 2 ให้หาความยาวคลื่นของความถี่ 5 เมกกะเฮิร์ทซ

$$\lambda = \frac{c}{f} \text{ เมตร}$$

$$= \frac{3 \times 10^{8}}{5 \times 10^{6}} \text{ เมตร}$$

$$= 60 \text{ เมตร}$$

ตัวอย่างที่ 3 อยากทราบว่าความถี่เท่าใด ที่มีความยาวคลื่น 10 เมตร

$$f = \frac{c}{\lambda} \text{ เฮิร์ทซ}$$

$$= \frac{3 \times 10^{8}}{10} \text{ เฮิร์ทซ}$$

$$= 3 \times 10^{7} \text{ เฮิร์ทซ}$$

$$= 30 \text{ เมกกะเฮิร์ทซ}$$

จากตัวอย่างที่ 2 และ 3 จะเห็นได้ว่าความยาวคลื่นและความถี่แปรกลับซึ่งกันและกัน เมื่อความถี่สูงขึ้น ความยาวคลื่นจะสั้นลง และเมื่อความถี่ต่ำลง ความยาวคลื่นจะยาวยิ่งขึ้น โดยทั่วไปเรานิยมเรียกคลื่นวิทยุที่มีความถี่สูงว่า คลื่นสั้น และเรียกคลื่นวิทยุที่มีความถี่ต่ำว่า คลื่นยาว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สเปคตรัมความถี่วิทยุ พลังงานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งเหมาะที่จะนำมาใช้สำหรับการติดต่อสื่อสาร เราเรียกว่า คลื่นวิทยุ คลื่นวิทยุนี้ครอบคลุมความถี่อย่างกว้างขวาง รวมเรียกว่า สเปคตรัมความถี่วิทยุ ซึ่งมีขอบเขตโดยประมาณจาก 10 กิโลเฮิร์ทซ ถึง 300,000 เมกกะเฮิร์ทซ และได้แบ่งออกเป็นแถบความถี่ต่าง ๆพร้อมทั้งกำหนดชื่อเรียกขานดังแสดงในตารางที่ 1

ความถี่ที่อยู่เหนือสเปคตรัมความถี่วิทยุขึ้นไป ได้แก่ สเปคตรัมของคลื่นความร้อนซึ่งอยู่ระหว่าง 10^{6} เมกกะเฮิร์ทซ ถึง $3.9x10^{6}$ เมกกะเฮิร์ทซ และสเปคตรัมของคลื่นแสง ซึ่งอยู่ระหว่าง $3.9x10^{6}$ เมกกะเฮิร์ทซ ถึง $7.9x10^{6}$ เมกกะเฮิร์ทซ สำหรับความถี่ย่านที่เรียกว่าไมโครเวฟนั้นอยู่ในช่วง 1 จิกกะเฮิร์ทซ ขึ้นไป

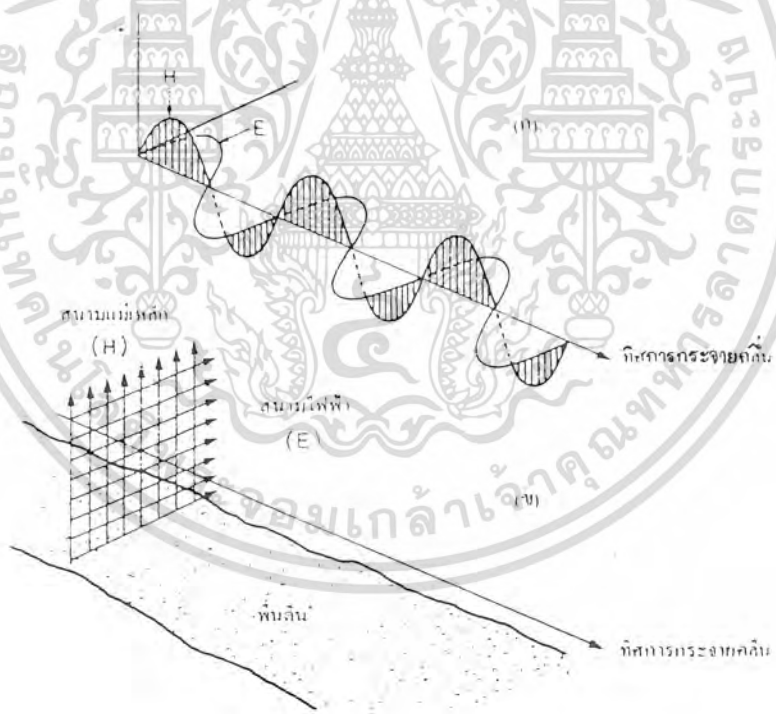
การกระจายคลื่นวิทยุ เมื่อมีกระแสไฟฟ้าสลับไหลผ่านลวดตัวนำ จะก่อให้เกิดสนามไฟฟ้าขึ้นรอบ ๆ ลวดตัวนำนั้น สนามไฟฟ้านี้จะเพิ่มความเข้มสูงขึ้นแล้วค่อย ๆ ลดลง และกลับทิศทางในที่สุดสลับกันไปเรื่อย ๆ ตามกระแสไฟฟ้าที่ไหลสลับเข้าในลวดตัวนำขณะเดียวกันนั้น สนามแม่เหล็กก็จะเกิดขึ้นรอบลวดตัวนำในลักษณะเดียวกับสนามไฟฟ้า ปรากฏการณ์เช่นนี้จะเกิดขึ้นในการส่งคลื่นวิทยุที่พบเห็นกัน

ชื่อเรียกขาน	ชื่อย่อ	แถบความถี่
Very Low Frequency (ความถี่ต่ำมาก)	VLF	10 kHz - 30 kHz
Low Frequency (ความถี่ต่ำ)	LF	30 kHz - 300 kHz
Medium Frequency (ความถี่กลาง)	MF	300 kHz - 3,000 kHz
High Frequency (ความถี่สูง)	HF	3 MHz - 30 MHz
Very High Frequency (ความถี่สูงมาก)	VHF	30 MHz - 300 MHz
Ultra High Frequency (ความถี่สูงยิ่ง)	UHF	300 MHz - 3,000 MHz
Super High Frequency (ความถี่สูงยอด)	SHF	3 GHz - 30 GHz
Extremely High Frequency (ความถี่สูงยิบ)	EHF	30 GHz - 300 GHz

ตารางที่ 4.4.1 สเปคตรัมความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั่วไป ซึ่งในกรณีนี้แหล่งกำเนิดกระแสไฟฟ้าสลับ คือเครื่องส่งวิทยุ ซึ่งต่อกำลังงานไปยังลวดตัวนำ ที่เรียกว่าสายอากาศโดยอาศัยสายส่ง กระแสไฟฟ้าสลับซึ่งไหลในสายอากาศ จะสร้างสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าในลักษณะที่ได้บรรยายไว้ข้างต้น ดังนั้น คลื่นวิทยุที่กระจายออกจากสายอากาศ จะประกอบด้วยสนามไฟฟ้า ซึ่งเขียนแทนด้วยตัว E และสนามแม่เหล็ก ซึ่งเขียนแทนด้วยตัว H รูปที่ 4.33 แสดงให้เห็นลักษณะโครงสร้างของสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าที่กระจายออกจากสายอากาศ ในที่นี้จะเห็นสนามไฟฟ้าอยู่ในระนาบแนวนอน ในขณะที่สนามแม่เหล็กอยู่ในระนาบแนวตั้ง ขอให้สังเกตว่าองค์ประกอบของสนามแม่เหล็ก และองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าจะตั้งฉากกัน และทั้งคู่จะตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่น เนื่องจากคลื่นวิทยุจะมีคุณสมบัติทั้งของแม่เหล็กและไฟฟ้าเป็นคู่แฝดกัน ดังนั้น จึงมักจะเรียกคลื่นวิทยุว่าคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า



รูปที่ 4.33 (ก) โครงสร้างของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า

(ข) องค์ประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ในระนาบตั้งฉากกับทิศการกระจายคลื่น

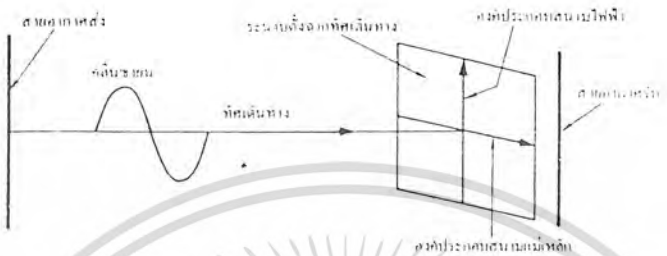
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจัดขั้วคลื่น ในการติดต่อสื่อสารโดยคลื่นวิทยุ มีความจำเป็นที่จะต้องรู้ถึงการจัดขั้วของคลื่น ทั้งนี้เพื่อให้การวางสายอากาศอยู่ในลักษณะที่สามารถรับ-ส่ง คลื่นนั้นได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด การจัดขั้วคลื่นที่รู้จักกันดีโดยทั่วไปก็คือ การจัดขั้วแนวนอน (Horizontal Polarization) และการจัดขั้วแนวตั้ง (Vertical Polarization)

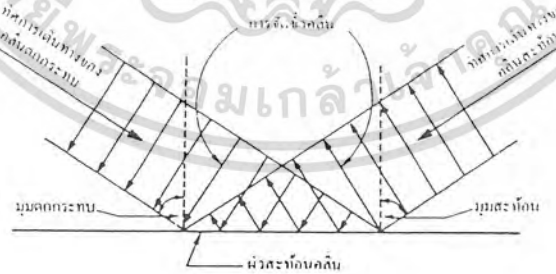
เพื่อให้ความเข้าใจเกี่ยวกับการจัดขั้วคลื่น เป็นมาตรฐานเดียวกัน ดังนั้น จึงจำเป็นต้องมีวิธีการสังเกตให้ชัดเจน วิธีการดังกล่าวนี้ก็คือให้ดูที่ระนาบซึ่งบรรจุองค์ประกอบของสนามไฟฟ้า และทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นตัวอย่างเช่น จากรูปที่ 4.33 จะเห็นได้ว่าองค์ประกอบของสนามไฟฟ้า และทิศทางการเดินของคลื่นบรรจุอยู่ในระนาบแนวนอน ดังนั้นคลื่นแบบนี้จึงเรียกว่ามีการจัดขั้วแนวนอนในทางตรงข้าม ถ้าพิจารณาดูรูปที่ 4.34 จะเห็นว่าองค์ประกอบสนามไฟฟ้าและทิศการเดินทางของคลื่นอยู่ในระนาบแนวตั้ง ดังนั้น จึงเรียกการจัดขั้วคลื่นแบบนี้ว่า เป็นการจัดขั้วคลื่นแนวตั้ง

เนื่องจากสายอากาศอย่างง่ายเป็นลวดเส้นตรง และองค์ประกอบสนามไฟฟ้า ซึ่งสร้างขึ้นจากสายอากาศดังกล่าวจะขนานกับแนวแกนของลวด ดังนั้นการจัดขั้วคลื่น จึงสามารถบอกได้โดยง่ายจากการสังเกตการวางตัวของลวดสายอากาศนั้น ตัวอย่างเช่น สายอากาศติดรถยนต์ ซึ่งติดตั้งกับตัวรถในแนวตั้ง ดังนั้นสายอากาศชนิดนี้จะสร้างคลื่นวิทยุ ซึ่งมีขั้วคลื่นแนวตั้ง สายอากาศโทรทัศน์ ซึ่งใช้สายอากาศยากิ และมีก้านสายอากาศวางในแนวนอน ในกรณีนี้เพื่อที่จะรับคลื่นที่จัดขั้วแนวนอนนั่นเอง ในการรับ-ส่งคลื่นวิทยุนั้น ขอให้พิจารณาว่าคลื่นวิทยุที่ถูกสร้างขึ้นมานั้นจัดขั้วคลื่นแบบใด สายอากาศก็จะต้องติดตั้งในแนวเดียวกับการจัดขั้วคลื่นนั้น มิฉะนั้นก็จะติดต่อกันไม่ได้ เช่น เมื่อสายอากาศส่งวางอยู่ในแนวตั้งเพื่อสร้างคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีขั้วคลื่นแนวตั้ง สายอากาศก็จำเป็นต้องวางในแนวตั้งเพื่อรับคลื่นนั้น หากสายอากาศรับ วางอยู่ในแนวนอน ก็จะไม่สามารถรับคลื่นได้ในทำนองเดียวกัน ถ้าสายอากาศส่งวางในแนวนอนเพื่อสร้างคลื่นวิทยุที่มีขั้วคลื่นแนวนอน สายอากาศรับก็ต้องวางในแนวนอนด้วย อย่างไรก็ดี ขอเพิ่มเติมว่ามีสายอากาศบางแบบที่สามารถสร้างคลื่นที่มีการจัดขั้วคลื่นทั้งแนวตั้งและแนวนอนพร้อมกัน การจัดขั้วแบบนี้เรียกว่า การจัดขั้วเป็นวงกลม (Circular Polarization) หรือการจัดขั้วเป็นวงรี (Elliptical Polarization)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.34 การจัดชั้วคลื่นวิทยุ



รูปที่ 4.35 การสะท้อนของคลื่นวิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติของคลื่นวิทยุ คลื่นวิทยุแม้ว่าจะมีสเปคตรัมของความถี่ครอบคลุมอย่างกว้างขวาง แต่ทุกความถี่ก็มีคุณสมบัติจำเพาะบางอย่างที่คล้ายคลึงกันอยู่บ้าง กล่าวคือ คลื่นวิทยุมีคุณสมบัติในการสะท้อน (Reflection) การหักเห (Refraction) การเบี่ยงเบน (Diffraction) การกระจัดกระจาย (Scattaring) การถูกดูดกลืน (Absorption) และการลดทอนกำลัง (Attenuation)

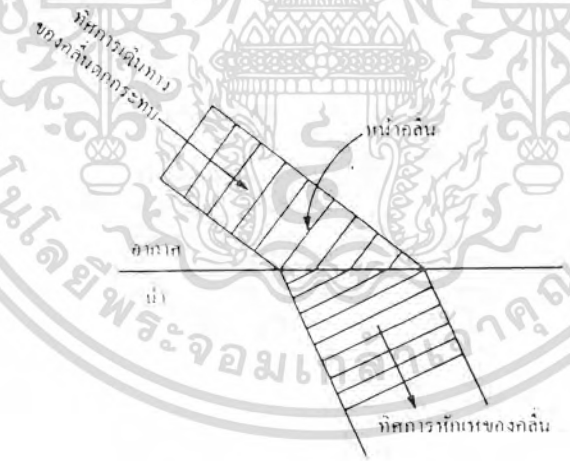
การสะท้อน การสะท้อนของคลื่นวิทยุ หมายถึงการเปลี่ยนทิศการเดินทางของคลื่นโดยทันทีทันใดเมื่อคลื่นนั้นเดินทางตกกระทบที่ผิวของตัวกลาง นั่นคือคลื่นกระดอนออกจากผิวสะท้อนของตัวกลาง ในลักษณะเดียวกับคลื่นแสงสะท้อนจากกระจกเงา รูปที่ 4.35 แสดงปรากฏการณ์ของการสะท้อนของคลื่นวิทยุ ขอให้สังเกตว่ามุมตกกระทบเท่ากับมุมสะท้อน

การหักเห การหักเหเกิดขึ้นเมื่อคลื่นวิทยุเดินทางจากตัวกลางหนึ่งไปยังตัวกลางอีกตัวหนึ่งที่มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าไม่เหมือนกัน โดยที่มุมตกกระทบ ณ ตัวกลางที่สองไม่เป็นมุมฉาก แน่นอนที่พลังงานคลื่นส่วนหนึ่งจะสะท้อนกลับเข้าไปยังตัวกลางที่หนึ่ง โดยมีมุมตกเท่ากับมุมสะท้อน ดังได้อธิบายมาแล้ว แต่ยังมีพลังงานคลื่นอีกส่วนหนึ่งที่จะเดินทางเข้าไปยังตัวกลางที่สอง การเดินทางเข้าไปยังตัวกลางที่สองนี้จะไม่เป็นแนวเส้นตรงต่อไปจากแนวทางเดินในตัวกลางแรก แต่จะหักเหออกไปมากน้อยขึ้นอยู่กับคุณสมบัติทางไฟฟ้าของตัวกลางทั้งสอง สาเหตุที่เกิดการหักเหของทางเดินของคลื่นวิทยุก็เนื่องมาจากข้อเท็จจริงที่ว่า ความเร็วของคลื่นวิทยุในตัวกลาง ที่มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าแตกต่างกันจะไม่เท่ากันตัวอย่างเช่น คลื่นวิทยุจะเดินทางในน้ำบริสุทธิ์ช้ากว่าเดินทางในอากาศถึง 9 เท่า เป็นต้น รูปที่ 4.36 แสดงการหักเหของคลื่นเมื่อเดินทางจากอากาศไปยังน้ำ จะเห็นได้ว่าเมื่อหน้าคลื่น(Wave front) ตกกระทบบนผิวระหว่างตัวกลางทั้งสองนั้น ส่วนของคลื่นที่สัมผัสผิวน้ำก็จะเริ่มเดินทางเข้าไปในน้ำด้วยความเร็วช้าลง ในขณะที่อีกส่วนของหน้าคลื่นยังคงอยู่ในอากาศจะเดินทางเร็วกว่า ปรากฏการณ์นี้จะคล้ายคลึงกับทหารเดินแถวหน้ากระดานแล้วเลี้ยว ทหารส่วนหนึ่งในแถวหน้ากระดานนั้นจะเดินช้าลง ในขณะที่ทหารอีกส่วนหนึ่งเร่งความเร็วขึ้น ซึ่งจะทำให้แถวหน้ากระดานนั้นเลี้ยวได้

ตัวอย่างการสื่อสารที่อาศัยการหักเหของคลื่นวิทยุที่รู้จักกันดีก็คือการสื่อสารในย่านความถี่สูง (HF) ซึ่งอาศัยเพดานไฟฟ้า (Ionosphere) เมื่อคลื่นวิทยุเดินทางจากพื้นโลกผ่านเข้าไปยังเพดานไฟฟ้า (Ionospere) ลำคลื่นจะค่อย ๆ หักเหไปเรื่อย ๆ จนในที่สุดก็จะกลับออกมาจากเพดานไฟฟ้า และกลับมายังพื้นโลกอีก เรามักจะเข้าใจกันว่าการสื่อสารในย่านความถี่สูงนี้เกิดจากการสะท้อน เพราะผลที่ออกมาดูคล้ายกับเป็นเช่นนั้น แต่ข้อเท็จจริงแล้วเกิดจากการหักเหดังได้อธิบายแล้วนั่นเอง

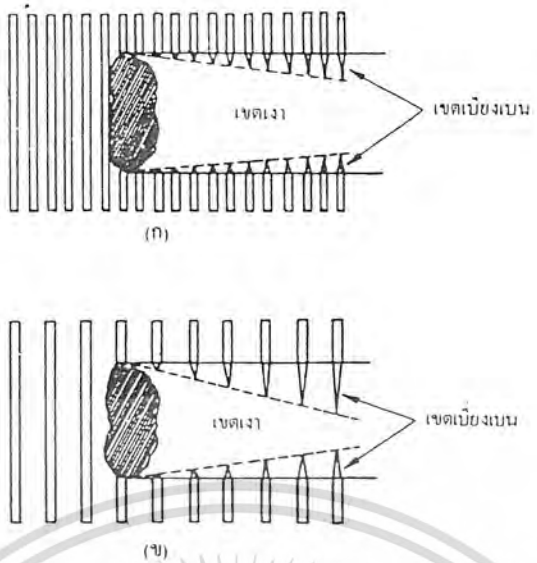
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเบี่ยงเบน การเบี่ยงเบนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเกิดขึ้นเมื่อคลื่นเดินทางผ่านมุม หรือขอบของตัวกลางทึบที่คลื่นนั้น ไม่สามารถผ่านได้ตัวอย่างเช่น คลื่นวิทยุความถี่สูงมากเดินทางผ่านยอดเขา คลื่นวิทยุความถี่สูงมากนี้มีคุณสมบัติเดินทางเป็นเส้นตรง ดังนั้นถ้าเราลากเส้นตรงจากสายอากาศไปยังยอดเขาส่วนที่อยู่หลังยอดเขาและต่ำกว่าเส้นนี้ลงมาไม่ควรที่จะรับคลื่นวิทยุได้เลย แต่กลับปรากฏว่ามีบางส่วนที่อยู่หลังยอดเขา และบางส่วนบนพื้นดินที่ห่างออกไปแต่ภูเขาบังจากสายอากาศส่งอยู่ สามารถรับคลื่นได้แม้จะไม่ดีนัก การรับคลื่นวิทยุย่านความถี่สูงมากได้ แม้ส่วนโค้งของโลกบังอยู่ก็อธิบายได้ในลักษณะเดียวกันสิ่งที่ควรทราบไว้ก็คือความถี่ยิ่งสูงขึ้น การเบี่ยงเบนของคลื่นก็ยิ่งลดลง กล่าวคือคลื่นจะเดินทางเป็นแนวเส้นสายตามากยิ่งขึ้น รูปที่ 4.37 แสดงคุณสมบัติการเบี่ยงเบนของคลื่นวิทยุเมื่อเดินทางไปยังตัวกลางทึบและเฉียดขอบตัวกลางนั้น จะเห็นได้ว่ามีบริเวณบางส่วนหลังตัวกลางนั้นที่เป็นเขตเบี่ยงเบน (Diffraction Zone) และบริเวณบางส่วนที่จะติดต่อสื่อสารกันไม่ได้เลย เรียกว่า เขตเงา (Shadow Zone)



รูปที่ 4.36 การหักเหของคลื่นวิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.37 การเบี่ยงเบนของคลื่นวิทยุ (ก) คลื่นสั้น (ข) คลื่นยาว

การถูกดูดกลืน เมื่อคลื่นวิทยุเดินทางผ่านตัวกลาง พลังงานส่วนหนึ่งจะสูญเสียไปในลักษณะที่กลายเป็นความร้อน เราเรียกว่าคลื่นวิทยุถูกดูดกลืนโดยตัวกลางนั้น ตัวกลางทุกชนิดจะมีสภาพความเป็นตัวนำ หรือมีสภาพความเป็นตัวต้านทานต่อคลื่นวิทยุแตกต่างกัน อนุของอากาศ น้ำ และฝุ่นละออง ซึ่งประกอบกันขึ้นเป็นบรรยากาศ จะทำหน้าที่เป็นตัวดูดกลืนพลังงานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเช่นเดียวกับเพดานไฟฟ้า ซึ่งก็ดูดกลืนพลังงานคลื่นวิทยุที่เดินทางผ่านด้วยเช่นกัน นอกจากนี้ต้นไม้ อาคาร ตึก สิ่งก่อสร้างต่าง ๆ บนพื้นโลก แม้แต่โลกเองก็ดูดกลืนพลังงานคลื่นวิทยุด้วย

การกระจัดกระจาย เมื่อคลื่นวิทยุเดินทางตกกระทบตัวกลางที่รวมกันเป็นกลุ่มก้อนพลังงานส่วนหนึ่งสะท้อนออกบางส่วน เดินทางหักเหเข้าไปในตัวกลางส่วนหนึ่งของพลังงานที่เข้าไปในตัวกลาง จะถูกดูดกลืนแปลงรูปเป็นความร้อน แต่จะมีอีกส่วนหนึ่งที่เมื่อเข้าไปในตัวกลาง แล้วจะถูกคายออกมาอีกในรูปของการกระจายคลื่นเนื่องจากคลื่นที่กระจายออกมานี้ไม่ค่อยเป็นระเบียบ เราจึงเรียกว่าคลื่นกระจัดกระจาย อย่างไรก็ดีการกระจัดกระจายของคลื่นนี้บางครั้งก็นำมาใช้ประโยชน์ได้ เช่น ในระบบการสื่อสารที่เรียกว่า โตรโปสเฟียริคสแก็ตเตอร์ (Tropospheric Scatter) เป็นต้น ซึ่งอาศัยการกระจัดกระจายของคลื่นวิทยุ จากกลุ่มอากาศที่หนาแน่นในชั้นบรรยากาศโตรโปสเฟียร์ ซึ่งอยู่ในอาณาบริเวณจากผิวโลก ถึงระยะสูงประมาณ 10 กิโลเมตร ในบางครั้งการกระจัดกระจายก็มีผลเสีย เช่น การสื่อสารย่านความถี่ไมโครเวฟ เมื่อคลื่นตกกระทบเม็ดฝน พลังงานบางส่วนถูกเม็ดฝนดูดกลืนไว้กลายเป็นความร้อน แต่บางส่วนนั้นเมื่อเมล็ดฝนดูดกลืนไว้แล้วก็จะคายออกมาในลักษณะการกระจัดกระจายคลื่นออกไปโดยรอบ ดังนั้น พลังงานส่วนนี้แม้จะไม่เป็นความร้อน แต่แทนที่จะได้เดินทางไปถึงปลายทางยังสถานีรับ กลับต้องสูญเสียโดยการกระจัดกระจายไปคนละทิศทาง

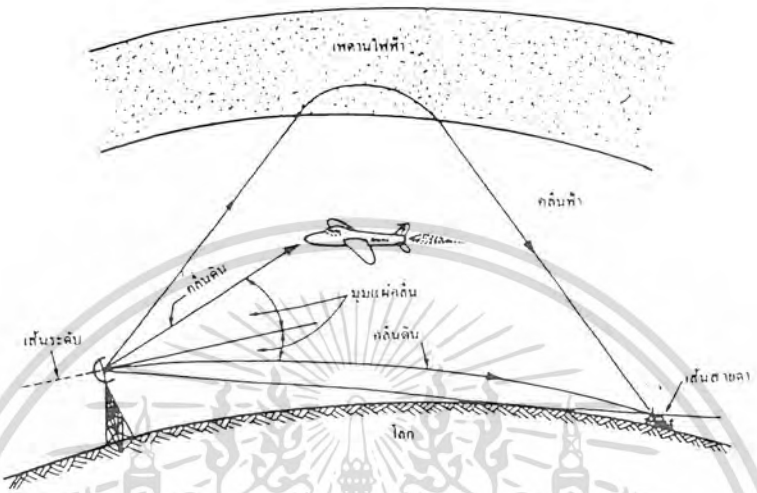
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การลดทอนพลังงาน ในความหมายทั่วไป การลดทอนพลังงานของคลื่นวิทยุจะมีความหมายหรือสาเหตุคล้ายคลึงกับการถูกดูดกลืน แต่ในที่นี้ตั้งใจจะให้มีความเฉพาะอีกลักษณะหนึ่ง คือการลดทอนพลังงานคลื่นอันเนื่องมาจากถ่างออกของลำคลื่นวิทยุ ในลักษณะที่คล้ายคลึงกับการถ่างออกของลำแสงไฟฉาย เป็นต้น ปรากฏการณ์เช่นนี้จะทำให้ความเข้มของพลังงานคลื่นวิทยุต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ลดลงไปเรื่อย ๆ เมื่อคลื่นเดินทางห่างจุดกำเนิดออกไป ถ้าแหล่งกำเนิดคลื่นมีลักษณะที่สามารถกระจายคลื่นได้ทุกทิศทางรอบตัว หรือที่เราเรียกว่า สายอากาศไอโซทรอปิคนั้น คลื่นที่ถูกสร้างขึ้นจะลดความเข้มลงไปเรื่อย ๆ เมื่อเดินทางห่างออกไป โดยที่ความเข้มจะแปรกลับกับระยะทางกำลังสองนั่นเอง

การสร้างสายอากาศให้มีค่าทวีกำลังสูงก็เพื่อที่จะบีบลำคลื่นให้แคบที่สุด ซึ่งจะทำให้ความเข้มของพลังงานอื่นต่อหน่วยพื้นที่มีค่าสูงขึ้นด้วย

ประเภทของคลื่นวิทยุ คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่กระจายออกจากสายอากาศ ซึ่งวางอยู่ใกล้ผิวโลกจะเดินทางออกไปทุกทิศในทุกระนาบ การกระจายคลื่นวิทยุนี้มีลักษณะเป็นการขยายตัวของพลังงาน ออกเป็นทรงกลมคล้ายการขยายตัวออกของลูกโป่งที่มีการอัดลม ถ้าจะพิจารณาส่วนของพื้นที่เล็ก ๆ ที่แทนหน้าคลื่นจะเห็นได้ว่ามันพุ่งออกไปเรื่อย ๆ จากจุดกำเนิด และสามารถเขียนแนวทางเดินของหน้าคลื่นนี้ได้ด้วยเส้นตรง หรือเส้นรังสี เส้นรังสีที่ลากจากสายอากาศออกไป จะทำมุมกับระนาบแนวนอน มุมนี้เรียกว่า มุมแผ่คลื่น และอาจมีค่าเป็นบวก (มุมเงย) หรือมีค่าเป็นลบ (มุมกด) ก็ได้ และมุมแผ่คลื่นนี้อาจนำมาใช้เป็นตัวกำหนดประเภทของคลื่นวิทยุได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.38 คลื่นฟ้าและคลื่นดิน

โดยทั่วไปคลื่นวิทยุอาจแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ คลื่นดิน (ground wave) กับคลื่นฟ้า (sky wave) ทั้งนี้โดยพิจารณาเอาจากมุมแผ่คลื่นสัมพันธ์กับผิวโลก ถ้ามุมแผ่คลื่นมีค่าน้อย ไม่ว่าจะเป็นบวกหรือลบ จะเห็นได้ว่าพลังงานคลื่นวิทยุส่วนใหญ่จะเดินทางอยู่ใกล้ ๆ ผิวโลก คลื่นเช่นนี้เรียกว่าคลื่นดิน และคลื่นนี้ดูเหมือนว่าจะเดินทางอยู่ในบริเวณใกล้ผิวโลกและเดินไปตามส่วนโค้งของโลก สำหรับคลื่นวิทยุที่ออกจากสายอากาศด้วยมุมแผ่คลื่นเป็นค่าบวกมาก โดยเดินทางจากพื้นโลกพุ่งตรงไปยังบรรยากาศเบื้องสูง ถึงชั้นเพดานไฟฟ้า สะท้อนกลับมายังโลก คลื่นวิทยุที่สะท้อนกลับมายังโลกนี้เรียกว่าคลื่นฟ้าเพื่อให้แตกต่างไปจากคลื่นเดิม

องค์ประกอบของคลื่นดิน เพื่อความสะดวกในการศึกษาและอ้างอิง อาจแยกคลื่นดินออกได้เป็น 4 องค์ประกอบด้วยกัน คือ คลื่นผิว (surfacewave) คลื่นตรง (direct wave) คลื่นสะท้อนดิน (ground reflected wave) และคลื่นหักเหโตรโปสเฟียร์ (reflected tropospheric wave)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก. คลื่นผิว หมายถึงคลื่นที่เดินทางไปตามผิวโลกอาจเป็นผิวดิน หรือผิวน้ำก็ได้ พิสัยของการกระจายคลื่นชนิดนี้จะขึ้นอยู่กับค่าความนำทางไฟฟ้าของผิวที่คลื่นนี้เดินทางผ่านไป ทั้งนี้เพราะว่าค่าความนำจะเป็นตัวกำหนดการถูกดูดกลืนพลังงานของคลื่นผิวโลก การถูกดูดกลืนของคลื่นผิวนี้จะเพิ่มขึ้นตามความถี่ที่สูงขึ้น

ข. คลื่นตรง หมายถึงคลื่นที่เดินทางออกไปเป็นเส้นตรงจากสายอากาศส่งผ่านบรรยากาศ ตรงไปยังสายอากาศรับโดยมิได้มีการสะท้อนใด ๆ

ค. คลื่นสะท้อนดิน หมายถึงองค์ประกอบของคลื่นดินที่ออกจากสายอากาศส่ง และก่อนจะเดินทางไปยังสายอากาศรับ ได้มีการสะท้อนจากผิวโลกซึ่งอาจเป็นผิวดิน หรือผิวน้ำก็ได้

ง. คลื่นหักเหโตรโปสเฟียร์ หมายถึงคลื่นซึ่งหักเหในบรรยากาศชั้นต่ำของโลกที่เรียกว่าโตรโปสเฟียร์ การหักเหนี้มิใช่เป็นการหักเหแบบปกติที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นของชั้นบรรยากาศของโลก กับความสูงแต่เป็นการหักเหที่เกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด และไม่สม่ำเสมอของความหนาแน่นและความชื้นในบรรยากาศที่รู้จักกันดี ได้แก่ปรากฏการณ์ที่เรียกว่า อุณหภูมิแปรกลับ

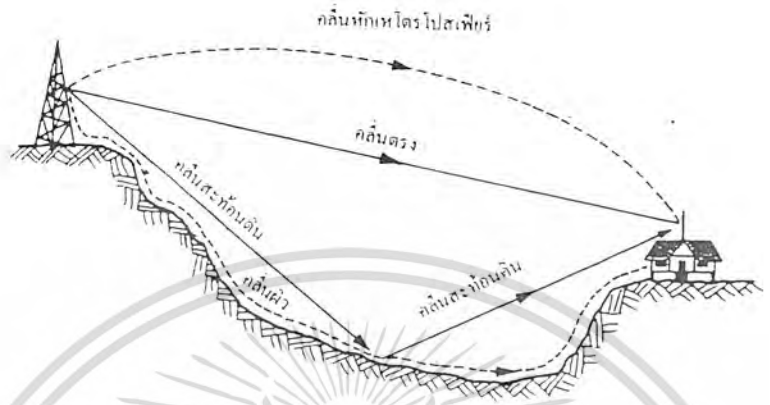
คุณสมบัติของคลื่นตรง คลื่นวิทยุที่มีความถี่ต่ำกว่า 3 เมกกะเฮิร์ทซ สามารถเดินทางไปตามผิวโลกได้ดี คลื่นที่ออกจากสายอากาศ และกระจายออกไปยังสายอากาศรับ จึงประกอบด้วยคลื่นผิวเป็นส่วนใหญ่ที่ความถี่สูงกว่านี้ คลื่นผิวจะถูกดูดกลืนเสียมากจนกล่าวได้ว่าใช้ประโยชน์น้อย

ที่ความถี่ 3-30 เมกกะเฮิร์ทซ ซึ่งเป็นย่านความถี่สูง คลื่นวิทยุสามารถสะท้อนชั้นเพดานไฟฟ้าได้ดี ดังนั้นการติดต่อสื่อสารโดยใช้ความถี่ในย่านนี้ จึงอาศัยคลื่นฟ้าเป็นหลักใหญ่

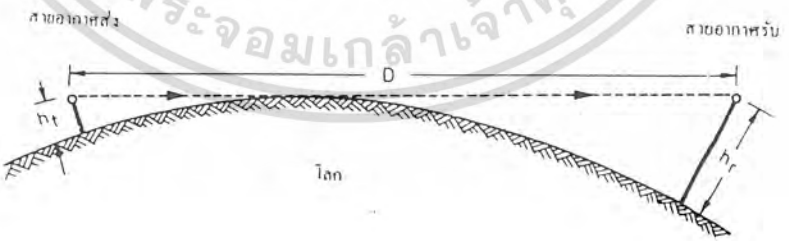
เมื่อเพิ่มความถี่สูงขึ้น จนถึงแถบความถี่สูงมากขึ้นไป การรับ-ส่งคลื่นวิทยุจะกระทำโดยการกระจายคลื่นจากสายอากาศส่งตรง ไปยังสายอากาศรับในลักษณะที่สายตามองเห็นกันได้ ดังนั้น การส่งคลื่นแบบนี้จึงเรียกว่าการส่งคลื่นแบบเส้นสายตา

การสื่อสารแบบเส้นสายตานี้จะเป็นไปได้อย่างดีต่อ เมื่อระหว่างสถานีส่งและรับ ไม่มีสิ่งกีดขวางใด ๆ แม้แต่ส่วนโค้งของโลก ดังนั้น สายอากาศจึงต้องยกขึ้นสูง เพื่อให้พิสัยและการติดต่อสื่อสารขยายกว้างออกไปได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.39 องค์ประกอบของคลื่นดิน



รูปที่ 4.40 การคำนวณพิสัยของการสื่อสารแบบเส้นสายตา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติว่าระหว่างสถานีส่งและสถานีรับ ปราศจากสิ่งกีดขวางใด ๆ และสถานีทั้งสองตั้งอยู่บนผิวโลก ซึ่งมีลักษณะโค้งทรงกลม ในกรณีเช่นนี้ถ้าสายอากาศส่งสูงจากผิวโลก 50 ฟุต จะสามารถติดต่อสื่อสารได้ภายในรัศมี 10 ไมล์ ทั้งนี้สมมติว่าสายอากาศเครื่องรับอยู่ต่ำมากที่ผิวโลก รัศมีการรับ-ส่ง จะเพิ่มเป็น 100 ไมล์ ถ้าเพิ่มความสูงของสายอากาศเป็น 5,000 ฟุต ในกรณีที่ทั้งสายอากาศส่งและสายอากาศรับอยู่สูงเหนือผิวโลก เราสามารถคำนวณระยะทางการติดต่อสื่อสารและเส้นสายตาได้โดยใช้สูตรคำนวณ ดังนี้

$$D = 1.414 \left(\sqrt{h_t} + \sqrt{h_r}\right) \text{ ไมล์}$$

โดยที่ D = พิสัยการติดต่อแบบเส้นสายตาที่สามารถทำได้ไกลที่สุดมีหน่วยเป็นไมล์

h_t = ความสูงของสายอากาศส่ง มีหน่วยเป็นฟุต

h_r = ความสูงของสายอากาศรับ มีหน่วยเป็นฟุต

ทั้ง h_t และ h_r เป็นความสูงที่เทียบกับระดับน้ำทะเลเฉลี่ย

ตัวอย่างที่ 4 ให้คำนวณหาพิสัยการติดต่อสื่อสารด้วยวิทยุความถี่สูงมากแบบเส้นสายตา ถ้าสายอากาศของสถานีส่ง และสถานีรับติดตั้งที่เสาสูง 100ฟุต และ 25 ฟุต ตามลำดับ

$$D = 1.414 \left(\sqrt{h_t} + \sqrt{h_r}\right) \text{ ไมล์}$$

$$= 1.414 \left(\sqrt{100} + \sqrt{25}\right) \text{ ไมล์}$$

$$= 1.414 \ (10 + 5) \text{ ไมล์}$$

$$= 1.414 \times 15 \text{ ไมล์}$$

$$= 21.21 \text{ ไมล์}$$

หรือประมาณ 34 กิโลเมตร

สำหรับผู้ที่สนใจจะทราบระยะทางติดต่อเป็นกิโลเมตรก็ให้นำค่า D ที่หาได้ คูณด้วย 1.6 แล้วจะได้ผลลัพธ์เป็นกิโลเมตรตามต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 กำลังสะท้อนกลับที่เกิดขึ้นจากการใช้เครื่องส่งวิทยุ

คงเป็นที่ยอมรับกันแน่ชัดแล้วว่า การติดต่อสื่อสารทางวิทยุเป็นวิธีการหนึ่งที่ทำให้เทคนิคการส่งข่าวสาร เป็นไปได้อย่างรวดเร็วยิ่งกว่าการติดต่อสื่อสารทางอื่น ๆ ทำให้เราทราบข้อมูลการเปลี่ยนแปลงต่าง ๆ ในโลกได้อย่างรวดเร็ว ไม่ว่าจะเป็นด้านการทหาร การเมือง การพาณิชย์การแพทย์ ฯลฯ จนแทบจะกล่าวได้ว่า การติดต่อสื่อสารทางวิทยุเป็นสิ่งที่จำเป็นสำหรับมนุษย์ในปัจจุบัน

ในการติดต่อสื่อสารทางวิทยุนั้น สำหรับบ้านเราถูกจำกัดเอาไว้เพียงสำหรับหน่วยงานของทางราชการเท่านั้นในสมัยแรก ๆ (ยกเว้นการส่งวิทยุกระจายเสียง ซึ่งเป็นการส่งข้อมูลทางเดียวซึ่งมีมาตั้งแต่เดิมเช่นกัน) จนกระทั่งเมื่อไม่นานมานี้จึงได้เริ่มอนุญาตให้ประชาชนใช้ได้ในรูปของวิทยุสมัครเล่นที่ย่านความถี่ 144 ถึง 146 เมกกะเฮิร์ทซ ในรูปของโทรศัพท์เซลลูล่าร์ หรือ ในรูปของความถี่มวลชน (ย่านความถี่ 27 และ 49 เมกกะเฮิร์ทซ ต่อมาก็ให้ยกเลิกใช้ย่าน 49 เมกกะเฮิร์ทซ) หรือในรูปของวิทยุตามตัวชนิดต่าง ๆ และ ฯลฯ

ในการใช้เครื่องวิทยุรับส่งของหน่วยงานราชการ เมื่อหน่วยงานใดจะใช้วิทยุเพื่อการติดต่อสื่อสารภายหลังจากขบวนการขอความถี่ ขอมี ขอใช้ ขอตั้งสถานี ตลอดไปจนถึงการติดตั้งเครื่องส่งวิทยุเพื่อใช้งานจริง เสร็จสิ้นสมบูรณ์แล้ว การติดต่อสื่อสารทางวิทยุจึงตกเป็นหน้าที่ของผู้ใช้เครื่องวิทยุรับส่ง หรือที่เรียกว่า พนักงานวิทยุ ซึ่งโดยลักษณะงานแล้วพนักงานวิทยุโดยทั่วไปมักจะไม่ใช่ช่างวิทยุ บางหน่วยงานบุคคลเหล่านี้เป็นสตรี หรือเป็นเจ้าหน้าที่รับโทรศัพท์พนักงานวิทยุจะใช้เครื่องส่งวิทยุไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งเครื่องมีปัญหา หรือเสียหายจากการใช้งาน เครื่องส่งวิทยุเหล่านี้จึงจะถึงมือช่างวิทยุ

เมื่อเรากดคีย์ส่ง (ปุ่ม PTT) เพื่อส่งคลื่นวิทยุออกไปในอากาศ คลื่นวิทยุที่ออกไปจากเครื่องส่งวิทยุ จะเดินทางไปตามสายนำสัญญาณ (Transmission Line) ไปถึงส่วนที่แพร่กระจายคลื่น (Antenna) หรือที่เรียกว่าสายอากาศ (สายอากาศบางแบบไม่เป็นสายฯ แต่มีลักษณะคล้ายเสาบางครั้งก็เลยเผลอเรียกไปว่าเสาอากาศ จึงทำให้เกิดความสับสนเรื่องคำ) กำลังที่ส่งออกไปทั้งหมดที่ถูกต้องแล้วควรจะออกไปได้หมดไม่หลงเหลือ หากการติดตั้งระบบสายอากาศนั้นทำได้ถูกต้อง พอเหมาะ ในทางปฏิบัติคงจะเป็นเรื่องไม่ง่ายนักที่จะทำได้ดังที่กล่าว แต่ก็ควรที่จะทำให้สามารถส่งกำลังออกไปได้เกือบหมดก็เป็นที่พอใจ เมื่อมีการส่งกำลังออกไปได้ไม่หมด ด้วยเหตุผลทางไฟฟ้า กำลังที่ออกไปได้ไม่หมดจะสะท้อนกลับมาที่เครื่องส่ง ซึ่งหากกำลังที่สะท้อนกลับมานั้นไม่มากนักก็ไม่มีปัญหาอะไร แต่หากมีปริมาณมากก็จะมีผลต่อวงจรเครื่องวิทยุทำให้เครื่องวิทยุเสียหายได้ เช่น พบว่าทรานซิสเตอร์ภาคเอาท์พุท

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไหม้หรือลัดวงจรหรือเสีย ดังนั้นในฐานะของช่างที่ทำการติดตั้งเสาอากาศและสายอากาศในระยะเริ่มต้น ช่างจะต้องพยายามทำให้กำลังสะท้อนกลับมีน้อยที่สุดเท่าที่เขาจะทำได้ และค่ากำลังสะท้อนกลับดังกล่าวไม่ควรเกินพิกัดที่จะทำให้เครื่องเสียหายได้

เมื่อเริ่มนำเครื่องมาใช้งานเครื่อง จะอยู่ในความดูแลของเจ้าพนักงานวิทยุ เครื่องที่ติดตั้งไว้นี้ เมื่อเวลาผ่านไป เช่น เมื่อเวลาผ่านไป 1 ถึง 2 ปี เมื่อลองทำการตรวจวัดด้วยเครื่องมืออาจจะพบว่ากำลังสะท้อนเพิ่มขึ้นมากกว่าตอนติดตั้ง ซึ่งการเพิ่มของกำลังสะท้อนดังกล่าวพนักงานวิทยุอาจไม่สามารถรู้ได้จากการใช้งานตามปกติ แต่ในบางครั้งถ้าหากพนักงานวิทยุใช้ความสังเกตให้ดี ๆ อาจจะพบว่าการรับฟัง หรือการส่งออกอากาศ กับคู่สถานีที่เคยทดสอบความแรง ของสัญญาณกันมาก่อนด้อยลงไป (ความชัดเจนของเสียง และความแรงของสัญญาณที่อ่านได้จาก S Meter แย่ลง) หรือพบว่าเครื่องร้อนมากกว่าที่เคยเป็น หรือพบว่ากำลังส่งตก หากพบมีอาการดังกล่าวก็ควรเรียกช่างให้มาทำการตรวจวัดเพื่อแก้ปัญหาเสียแต่เนิ่น ๆ ก่อนที่จะมีการเปลี่ยนแปลงมากจนถึงขีดอันตรายจนทำให้เครื่องส่งชำรุดเสียหาย ใช้การไม่ได้ ทำให้ไม่มีเครื่องใช้งานไประยะหนึ่ง และเสียค่าซ่อมครั้งละหลาย ๆ พันบาท

การที่กำลังสะท้อนกลับมาที่เครื่องส่งเพิ่มขึ้น ภายหลังการใช้งานไประยะหนึ่ง โดยมากแล้วเป็นผลจากการเปลี่ยนแปลงในระบบสายอากาศ สายนำสัญญาณ และข้อต่อของระบบดังกล่าว ความผิดปกติที่เกิดขึ้นเป็นผลจากการหลุดหลวม หรือเกิดสนิมหรือออกไซด์ หรือการผุกร่อนของโลหะเนื่องจากปฏิกิริยาทางเคมีที่เกิดจากมลภาวะในอากาศและความชื้น หรือการผุกร่อนของโลหะ เนื่องจากการใช้โลหะต่างชนิดกันในการทำสายอากาศตรงบริเวณข้อต่อไม่เหมาะสมหรือไม่ถูกต้อง หรือการหลอมละลายเนื่องจากฟ้าผ่า หรือการที่มีน้ำฝนหรือความชื้นเข้าไป ฯลฯ การเปลี่ยนแปลงดังกล่าวมักจะพบที่ข้อต่อของสายอากาศ ข้อต่อของระบบสายนำสัญญาณ และสายนำสัญญาณเอง รวมถึงการเปลี่ยนแปลงลักษณะโครงสร้างของสายอากาศอันเนื่องมาจากแรงลมที่ทำให้สายอากาศเปลี่ยนรูปร่าง ทำให้มีการเปลี่ยนปลงค่าอิมพีแดนซ์ของระบบทำให้กำลังส่งสะท้อนกลับมากขึ้น หากการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวเกิดขึ้นเร็วหรือมีการเปลี่ยนแปลงมาก โอกาสที่เครื่องส่งจะชำรุดเสียหาย จะเกิดขึ้นมากกว่า หากการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวเกิดขึ้นช้า ๆ หรือมีการเปลี่ยนแปลงทีละน้อย โอกาสที่เครื่องส่งจะชำรุดเสียหายจะเกิดขึ้นน้อยกว่า และอาจจะสังเกตพบความผิดปกติก่อนที่เครื่องจะชำรุดเสียหาย

หน่วยราชการหลายหน่วยงาน มีการติดตั้งเครื่องวัดกำลังไว้กับระบบเลย หรือมีเครื่องวัดดังกล่าวเอาไว้ตรวจเช็ค หน่วยงานเหล่านี้จะสามารถตรวจพบความผิดปกติก่อนหากหมั่นตรวจตราระบบอยู่สม่ำเสมอ อีกหลายหน่วยงานที่ไม่มีเครื่องวัดดังกล่าว ก็ควรที่จะใช้ความสังเกตในการใช้งาน และหากสงสัยก็ควรลดการใช้เครื่องลงพร้อมกับรายงานช่างให้มาตรวจเช็ค เพื่อให้หายสงสัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการตรวจวัดความผิดปกติดังกล่าวนี้เครื่องมือที่ใช้วัดเขาเรียกว่า วัตต์มิเตอร์ โดยจะทำการวัดกำลังส่งที่ออกไปครั้งหนึ่ง (Forward) และ วัดกำลังที่สะท้อนกลับมาอีกครั้งหนึ่ง (Reverse) อ่านค่าออกมาเป็นวัตต์ เช่น หน่วยราชการกรมชลประทานนิยมใช้วัตต์มิเตอร์ที่เรียกว่า Thruline Wattmeter เป็นเครื่องวัดกำลังส่งออก และกำลังสะท้อนกลับ ปัญหาของผู้ใช้เครื่องไม่อยู่ที่ว่าวัดเป็นหรือไม่เป็น (ส่วนใหญ่วัดกันช่ำนาญอยู่แล้ว) แต่จะมีปัญหาอยู่ที่ว่ากำลังสะท้อนกลับมานั้น จะต้องมีค่ามากเท่าไร จึงจะต้องระมัดระวังในการใช้งาน เพราะผู้ใช้จะต้องมองดูตัวเลขสองตัวพร้อมกัน ในหมู่นักวิทยุสมัครเล่นเขานิยมใช้เครื่องวัดวัตต์มิเตอร์ที่เรียกกันติดปากว่า SWR Meter เป็นเครื่องมือวัด ซึ่งเครื่องมือดังกล่าวจะสามารถอ่านกำลังที่ส่งออกไปและกำลังที่สะท้อนกลับมาได้ อ่านค่าออกมาเป็นค่า SWR (ย่อมาจาก Standing Wave Ratio) ชื่อเต็มว่า VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) การอ่านค่าคลื่นสะท้อนกลับเป็นค่า SWR ดูเหมือนจะเป็นที่นิยมในหมู่นักวิทยุบ้านเรา เพราะสามารถนำไปตีความได้เลย โดยไม่จำเป็นต้องมองค่าตัวเลขสองตัวและนำมาคำนวณอีกที กล่าวกันว่าหากค่า VSWR ไม่เกิน 1.5 (เรียกเต็ม ๆ ว่า 1ต่อ 1.5) หรือ บางท่านให้มากกว่านี้ คือ ไม่เกิน 2.0 ก็สามารถใช้เครื่องได้โดยปลอดภัย หากค่า VSWR มากกว่า 2.0 ควรจะหยุดใช้เครื่องเสียก่อน แล้วแจ้งให้ช่างมาทำการตรวจหาความผิดปกติและแก้ไขให้ดีเสียก่อน จนค่า SWR ลดลง จึงจะใช้เครื่องได้อีกครั้งหนึ่งโดยปลอดภัย

เพื่อให้ง่ายต่อหน่วยราชการ ที่ใช้เครื่องวัดกำลังสะท้อนกลับเป็นวัตต์ในการเปรียบเทียบ จึงได้ทำตารางเปรียบเทียบโดยใช้ค่ากำลังส่งออก และกำลังสะท้อนกลับเป็นตัวหาค่า SWR ตามตารางที่ 4.1

ตัวอย่างการอ่านค่าจากตารางที่ 4.2 ได้แก่ หากเราส่งออกอากาศ อ่านค่ากำลังส่งออกจากมิเตอร์ได้ 50 วัตต์ และเมื่อวัดกำลังสะท้อนกลับได้ 5 วัตต์ ให้เลือกดูเฉพาะบรรทัดที่ส่งออก 50 วัตต์ (บรรทัดที่ 6) แล้วมองไปตามแนวนอนที่ตัวเลขที่ตรงกับช่องกำลังสะท้อนกลับ 5 วัตต์ จะได้ค่า VSWR จากตารางนี้เท่ากับ 1.92 ซึ่งเป็นค่าที่ค่อนข้างสูง ควรให้ช่างมาเช็คดู

เพื่อให้ง่ายต่อการเปรียบเทียบในตาราง ท่านอาจคำนวณหากำลังสะท้อนกลับต่อ กำลังที่ออกไปเป็นเปอร์เซนต์เสียก่อน และใช้เทียบกับตารางที่ 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังส่งออก	กำลังสะท้อนกลับ (วัตต์)											
(วัตต์)	0.10	0.20	0.50	0.80	1.00	2.00	3.00	4.00	5.00	6.00	8.00	9.99
2.00	1.58	1.92	3.00	4.44	5.83	ERR**********						
5.00	1.33	1.50	1.92	2.33	2.62	4.44	7.87******		ERR**********			
10.00	1.22	1.33	1.58	1.79	1.92	2.62	3.42	4.44	5.83	7.87**********		
20.00	1.15	1.22	1.38	1.50	1.58	1.92	2.26	2.62	3.00	3.42	4.44	5.82
30.00	1.12	1.18	1.30	1.39	1.45	1.70	1.92	2.15	2.38	2.62	3.14	3.73
40.00	1.11	1.15	1.25	1.33	1.38	1.58	1.75	1.92	2.09	2.26	2.62	3.00
50.00	1.09	1.14	1.22	1.29	1.33	1.50	1.65	1.79	1.92	2.06	2.33	2.62
60.00	1.09	1.12	1.20	1.26	1.30	1.45	1.58	1.70	1.81	1.92	2.15	2.38
80.00	1.07	1.11	1.17	1.22	1.25	1.38	1.48	1.58	1.67	1.75	1.92	2.09
100.00	1.07	1.09	1.15	1.20	1.22	1.33	1.42	1.50	1.58	1.65	1.79	1.92

ตารางที่ 4.1 เปรียบเทียบ VSWR โดยใช้ค่าวัตต์ของกำลังส่งออก และกำลังสะท้อนกลับ

ตัวอย่างการอ่านค่าจากตารางที่ 4.2 ได้แก่ หากเราส่งออกอากาศ อ่านค่ากำลังส่งออกจากมิเตอร์ได้ 50 วัตต์ และเมื่อวัดกำลังสะท้อนกลับได้ 5 วัตต์ อัตราส่วนระหว่างกำลังสะท้อนกลับกับกำลังส่งออก เท่ากับ 5/50 เท่ากับ0.1 หรือเท่ากับ 10 เปอร์เซนต์ ให้เลือกดูเฉพาะบรรทัดที่ REV/FWD เป็น 0.1 หรือที่บรรทัดที่ %REV/FWD เป็น 10 เปอร์เซนต์ (บรรทัดที่ 21) แล้วมองไปตามแนวนอนที่ตัวเลขที่ตรงช่อง VSWR จะได้ค่า VSWR จากตารางนี้เท่ากับ 1.925 ซึ่งเป็นค่าที่ค่อนข้างสูง ควรให้มีการตรวจเช็ค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 4.2 นักวิทยุที่นิยมใช้ค่า SWR แต่เพียงอย่างเดียวก็สามารถนำไปประยุกต์ทำความเข้าใจว่า ที่ค่า SWR นั้น ๆ จะมีคลื่นสะท้อนกลับกี่เปอร์เซนต์ มีการสูญเสียมากหรือน้อยเพียงไร ตัวอย่างเช่น ที่ SWR = 3 (1:3.0) จะมีคลื่นสะท้อนกลับ 25 เปอร์เซนต์ กำลังส่งออกไปได้เพียง 75 เปอร์เซนต์เท่านั้น

ความจริงแล้ว ในการคำนวณหาค่า SWR เขามีสูตรให้ใช้แต่ไม่น่าใช้เพราะทำให้เสียเวลาในการคำนวณ ทางปฏิบัติมักนิยมเปิดเทียบตามตารางที่นำมาเสนอในที่นี้ สูตรสำหรับการหาค่า SWR มีดังนี้

$$VSWR = \frac{1 + (REV/FWD)^{1/2}}{1 - (REV/FWD)^{1/2}}$$

ผู้จัดทำหวังเป็นอย่างยิ่งว่าข้อมูลเหล่านี้ คงจะเป็นประโยชน์ต่อผู้อ่านไม่มากก็น้อย โดยเฉพาะอย่างยิ่งท่านที่ไม่ได้ศึกษาหรือสนใจวิชาอีเลคทรอนิคส์ อย่างน้อยก็พอที่จะเป็นแนวทาง ให้ท่านได้รู้จักสังเกตการเปลี่ยนแปลงที่น่าสงสัยว่ามีกำลังสะท้อนกลับมาที่เครื่องมากขึ้น หากเกิดความสงสัยขึ้นไม่ควรที่จะพยายามใช้เครื่องส่งต่อไป จนกว่าจะได้มีการตรวจเช็คค่าแรงดันสะท้อนกลับให้เป็นที่แน่ใจเสียก่อน หากพบว่าสูงขึ้นจะได้รีบแก้ไข มิฉะนั้นอาจทำให้เครื่องส่งเสียหายได้ และที่สำคัญก็คือนอกจากจะต้องหยุดใช้เครื่องไปจนกระทั่งการซ่อมแล้วเสร็จ ยังจะต้องเสียค่าใช้จ่ายในการซ่อมแซมมาก เพราะอุปกรณ์เหล่านี้มีราคาแพง หน่วยงานที่มีหน้าที่ในการดูแลเครื่องส่งอาจจะกำหนดให้ผู้ใช้รายงานตัวเลขค่ากำลังสะท้อนกลับ และกำลังส่งออกไป หรือรายงานค่า VSWR มาเป็นระยะ ๆ หากที่ใดมีการเปลี่ยนแปลงสูงขึ้นจะได้รีบไปจัดการแก้ไขก่อนที่จะเกิดการทำลายเครื่องส่ง หรืออาจจะจัดให้มีการตรวจเช็คโดยช่างที่มีความชำนาญเป็นช่วงเวลาเช่นทุก 6 เดือน เพื่อหลีกหนีปัญหาเกี่ยวกับการวัดค่ากำลังสะท้อนกลับผิดพลาดอันเนื่องจากความไม่ชำนาญ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

REV/FWD	%REV/FWD	VSWR	REV/FWD	%REV/FWD	VSWR
0.0023	0.2300	1.1007	0.1300	13.0000	2.1277
0.0050	0.5000	1.1522	0.1350	13.5000	2.1617
0.0100	1.0000	1.2222	0.1400	14.0000	2.1957
0.0150	1.5000	1.2791	0.1450	14.5000	2.2299
0.0200	2.0000	1.3294	0.1500	15.0000	2.2642
0.0250	2.5000	1.3756	0.1550	15.5000	2.2987
0.0300	3.0000	1.4190	0.1600	16.0000	2.3333
0.0350	3.5000	1.4603	0.1650	16.5000	2.3681
0.0400	4.0000	1.5000	0.1700	17.0000	2.4032
0.0450	4.5000	1.5385	0.1750	17.5000	2.4384
0.0500	5.0000	1.5760	0.1800	18.0000	2.4738
0.0550	5.5000	1.6127	0.1850	18.5000	2.5095
0.0600	6.0000	1.6488	0.1900	19.0000	2.5454
0.0650	6.5000	1.6844	0.1950	19.5000	2.5816
0.0700	7.0000	1.7195	0.2000	20.0000	2.6180
0.0750	7.5000	1.7543	0.2050	20.5000	2.6548
0.0800	8.0000	1.7888	0.2100	21.0000	2.6918
0.0850	8.5000	1.8231	0.2150	21.5000	2.7291
0.0900	9.0000	1.8571	0.2200	22.0000	2.7668
0.0950	9.5000	1.8911	0.2250	22.5000	2.8048
0.1000	10.0000	1.9250	0.2300	23.0000	2.8431
0.1050	10.5000	1.9587	0.2350	23.5000	2.8817
0.1100	11.0000	1.9925	0.2400	24.0000	2.9208
0.1150	11.5000	2.0263	0.2450	24.5000	2.9602
0.1200	12.0000	2.0600	0.2500	25.0000	3.0000
0.1250	12.5000	2.0938	0.2550	25.5000	3.0402

ตารางที่ 4.2 เปรียบเทียบหาค่า SWR โดยใช้ค่า เปอร์เซนต์ของกำลังสะท้อนกลับและกำลังส่งออก

ตารางเทียบค่า อัตราส่วน (REVERSE POWER/FORWARD POWER) เป็นค่า VSWR หรือเทียบค่า VSWR เป็นอัตราส่วน(REVERSE POWER/FORWARD POWER)

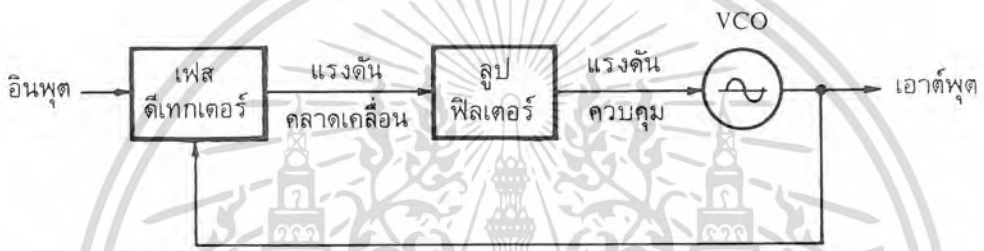
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยอาศัยหลักการเช่นเดียวกันนี้ ท่านนักวิทยุที่นิยมใช้เสาอากาศชนิดชัก (สายอากาศชนิดชัก หรือชนิดสไลด์) กับเครื่องวิทยุรับ-ส่งมือถือ ที่พบเห็นได้บ่อย ๆ คือการพูดส่งออกอากาศโดยไม่ดึงเสาออกมา โดยปกติแล้วเสาอากาศชนิดชักเขาจะออกแบบมาให้พอดีกับเครื่องส่ง เมื่อชักเสาอากาศออกมาให้ยาวที่สุด เมื่อเสาอากาศประเภทนี้ไม่ถูกดึงยืดออกมา ทำให้เกิดการไม่พอดีกันระหว่างเสาอากาศกับเครื่อง ทำให้มีแรงดันสะท้อนกลับไปที่เครื่องส่งสูงกว่าปกติ หากแรงดันสะท้อนกลับนี้มีมากพอจะทำให้เครื่องส่งเสียหายได้เมื่อกดส่งออกอากาศ และในทำนองคล้ายกันคือในกรณีที่กดปุ่มส่งออกอากาศโดยไม่ได้เสียบเสาอากาศเข้าไปที่ตัวเครื่อง กำลังสะท้อนกลับจะสูงมาก อาจทำให้เครื่องเสียหายได้อย่างรวดเร็ว แม้บางเครื่องเขาออกแบบให้มีวงจรป้องกันเรื่องนี้ไว้ แต่หากเกิดแรงดันสะท้อนกลับสูง ๆ และนาน ๆ วงจรนี้อาจจะไม่สามารถควบคุมได้ และตามมาด้วยการพังของเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 การใช้เฟสล็อกลูป (PLL) ในการสังเคราะห์ความถี่

เฟสล็อกลูปเป็นระบบป้อนกลับที่บังคับให้วงจรออสซิลเลเตอร์มีความถี่ หรือเฟสเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือเฟสของสัญญาณอ้างอิงภายนอก เฟสล็อกลูปประกอบด้วยภาคสำคัญ 3 ภาค คือ ภาคเทียบเฟสหรือเฟสดีเทกเตอร์ (phase detector) ภาคลูปฟิลเตอร์ (loop filter) และภาค VCO ดูรูปที่ 4.41 ในที่นี้สมมติว่าเราต่อเอาต์พุตจากวงจร VCO



รูปที่ 4.41 แผนผังของเฟสล็อกลูป

สมมติว่า มีสัญญาณความถี่อ้างอิงภายนอกเป็นสัญญาณรายคาบ (periodic) เข้ามาที่อินพุต ภาคเทียบเฟสทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณจาก VCO เอาต์พุตที่ได้จากภาคเฟสดีเทกเตอร์จะเป็นแรงดันมีแอมพลิจูดเป็นสัดส่วนกับผลต่าง ในเฟสของสัญญาณทั้งสองที่ทำการเปรียบเทียบ แรงดันผลต่างนี้ป้อนไปให้วงจรลูปฟิลเตอร์ซึ่งเป็นฟิลเตอร์ชนิดโลพาสกรองเอาแต่เฉพาะความถี่ต่าง ๆ ที่ต้องการ เพื่อส่งไปควบคุมการออสซิลเลตของ VCO ต่อไป

เมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อก (lock) ความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดี อาจจะมีเฟสแตกต่างไป แต่ค่าเฟสที่แตกต่างนั้นจะมีค่าคงที่ (constant phase difference) ในกรณีที่มีเฟสไม่ตรงกันภาคเฟสดีเทกเตอร์จะจ่ายแรงดันคลาดเคลื่อน (error voltage) ไปควบคุมการทำงานของ VCO เพื่อมิให้เฟสคลาดเคลื่อนจนกว่าจะเข้าสู่สภาวะล็อก เอาต์พุตของ VCO จึงมีแอมพลิจูดคงที่เสมอ แต่ความถี่จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของสัญญาณอินพุต

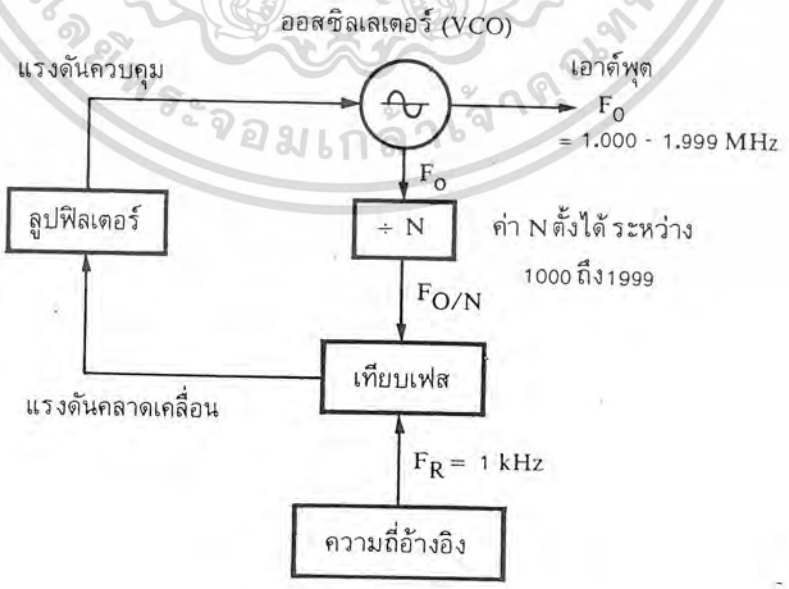
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถนำเฟสล็อกลูปไปใช้สังเคราะห์ (หรือผลิต) ความถี่ที่มีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพเทียบเท่าสัญญาณอ้างอิงได้ วงจรนี้เรียกว่า วงจรสังเคราะห์ความถี่ ระบบสังเคราะห์ความถี่จะช่วยให้เราสามารถสังเคราะห์สัญญาณเอาต์พุต (จาก VCO) ให้มีความถี่ตามต้องการได้หลายความถี่ โดยมีความเที่ยงตรง และเสถียรภาพสูงเทียบเท่าคริสตอลออสซิลเลเตอร์

ความจริงเฟสล็อกลูปยังมีประโยชน์อื่นอีก เช่น ในการดีมอดสัญญาณ FM (หรือ PM) เนื่องจากเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์มีค่าสัมพันธ์กับการเปลี่ยนเฟสของคลื่นพาหะ

การใช้เฟสล็อกลูปในการสังเคราะห์ความถี่ ไม่ว่าระบบสังเคราะห์ความถี่จะมีความซับซ้อนเพียงใด เมื่อพิจารณาลึกลงไปแล้วจะพบว่ามีเฟสล็อกลูปเป็นหัวใจในการสังเคราะห์เสมอ รูปที่ 4.42 เป็นตัวอย่างของระบบสังเคราะห์ความถี่อย่างง่าย ประกอบด้วย 5 ภาค คือ ภาค VCO เป็นออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณเอาต์พุตของระบบสังเคราะห์ความถี่ภาคหาร N ทำหน้าที่หารความถี่แบบตั้งโปรแกรมให้หารด้วยค่าตัวเลขตามต้องการได้ (programmable divider) ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิงคริสตอลออสซิลเลเตอร์หรือสัญญาณอื่น ๆ (reference generator) ภาคเทียบเฟสและภาคลูปฟิลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ต่ำไปใช้

แผนผังในรูปที่ 4.42 จะเห็นว่า สัญญาณอินพุตของภาคเทียบเฟสมาจาก 2 แหล่ง คือ จาก VCO มีความถี่เท่ากับ F_o/N และจากสัญญาณอ้างอิงมีความถี่เท่ากับ F_R เอาต์พุตจากการเปรียบเทียบก็คือ



รูปที่ 4.42 แผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลต่างระหว่างสัญญาณ F_o/N กับ F_R ซึ่งจะกรองเฉพาะความถี่ต่ำเท่านั้น เพื่อบังคับการออสซิลเลตของวงจร VCO ให้ทำการปรับแก้ความถี่ (หรือเฟส) ให้ตรง จนกว่าความถี่ของสัญญาณทั้งสองจะเท่ากัน

ในสภาวะล็อก (lock) ความถี่ของ VCO เมื่อผ่านวงจรหาร N จะเท่ากับความถี่อ้างอิงนั่นคือ

$$F_o = NF_R$$

(คำนวณ จาก $F_o/N = F_R$ ที่วงจรเทียบเฟส)

กล่าวอีกนัยหนึ่งว่า เอาต์พุตจะมีความถี่เป็น N เท่าของความถี่อ้างอิง สมมติว่า F_R = 1 กิโลเฮิรตซ์ N = 1000 จะได้ F_o = 1 เมกะเฮิรตซ์ ถ้า N เพิ่มทีละ 1 เป็น 1001,1003..... ตามลำดับ

ขอให้สังเกตว่า เฟสล็อกลูปดังกล่าว สามารถผลิตความถี่ได้แต่เฉพาะในช่วงความถี่ที่วงจร VCO และวงจรหาร N สามรถทำงานได้เท่านั้น และตัวเลขในการหาร (คือ N) ย่อมเป็นเลขจำนวนเต็มเสมอ

ระบบสังเคราะห์ความถี่ในเครื่องรับส่งวิทยุ ข้อดีที่เห็นได้ชัดของระบบสังเคราะห์ความถี่ก็คือ ทำให้จำนวนช่องใช้งานเพิ่มขึ้นอย่างมหาศาล เครื่องรับส่งในสมัยก่อนมีจำนวนช่องใช้งานเพียงไม่กี่ช่อง แต่เครื่องรับส่งรุ่นใหม่มีจำนวนช่องใช้งานได้นับร้อยช่อง ทำให้สามารถเลือกใช้ความถี่ได้หลายความถี่ และเปลี่ยนความถี่ใช้งานได้สะดวก

สำหรับเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้แร่บังคับความถี่นั้น หากเพิ่มจำนวนช่องใช้งานจะต้องใช้แร่เพิ่มเติมอีกหลายก้อน และนอกจากนี้เมื่อเปลี่ยนความถี่ก็จะต้องเปลี่ยนแร่ใหม่ ทำให้ไม่คล่องตัวในการใช้งาน

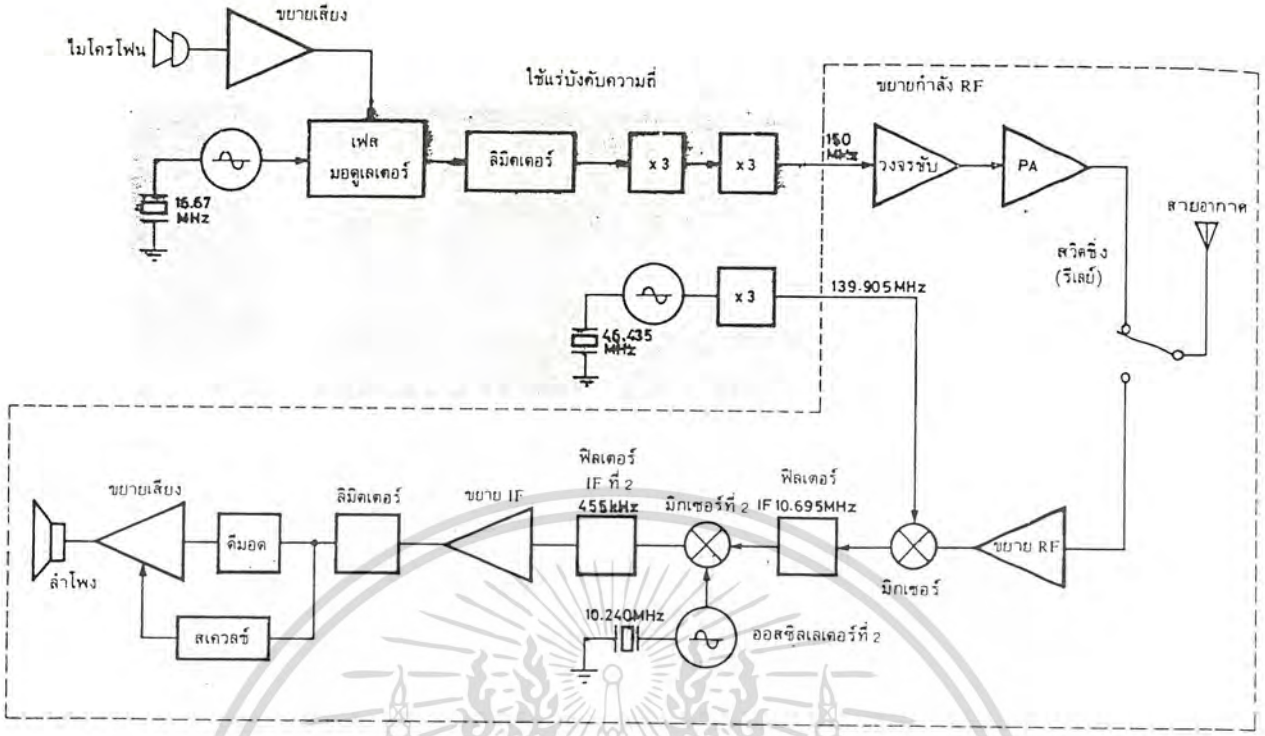
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ระบบสังเคราะห์ความถี่ เป็นระบบที่ผสมเอาวงจรดิจิตอลเข้ามาใช้งานด้วย จึงทำให้การใช้งานเครื่องรับส่งวิทยุยิ่งสะดวกขึ้นไปอีก เพราะเมื่อเอาไมโครคอมพิวเตอร์มาต่อร่วมกับวงจรสังเคราะห์ความถี่เพื่อควบคุมการทำงานของวงจรสังเคราะห์ความถี่แล้ว ยิ่งทำให้เครื่องรับส่งวิทยุมีความสามารถต่าง ๆ เพิ่มขึ้นได้อีกมากมาย ตัวอย่าง เช่น มีหน่วยจำความถี่ (memory)สามารถสแกน (scan) ความถี่ได้ ฯลฯ เครื่องรับส่งวิทยุประเภทนี้อาจจะมีแผงกดปุ่ม (keypad)เพื่อโปรแกรมสั่งงานได้จากภายนอกเครื่องและมีหน่วยดิสเพลย์ (display) แสดงความถี่ซึ่งอาจจะใช้ LCD หรือ LED การเปลี่ยนความถี่ของเครื่องบางรุ่นนิยมใช้แกนหมุนเป็นแผ่นบังแสง (opticalencoder) ร่วมกับสวิตช์ เพื่อให้เกิดความรู้สึกของการปรับจูนความถี่ แต่บางรุ่นก็ใช้สวิตช์ธัมวีล (thumbwheel) ธรรมดา

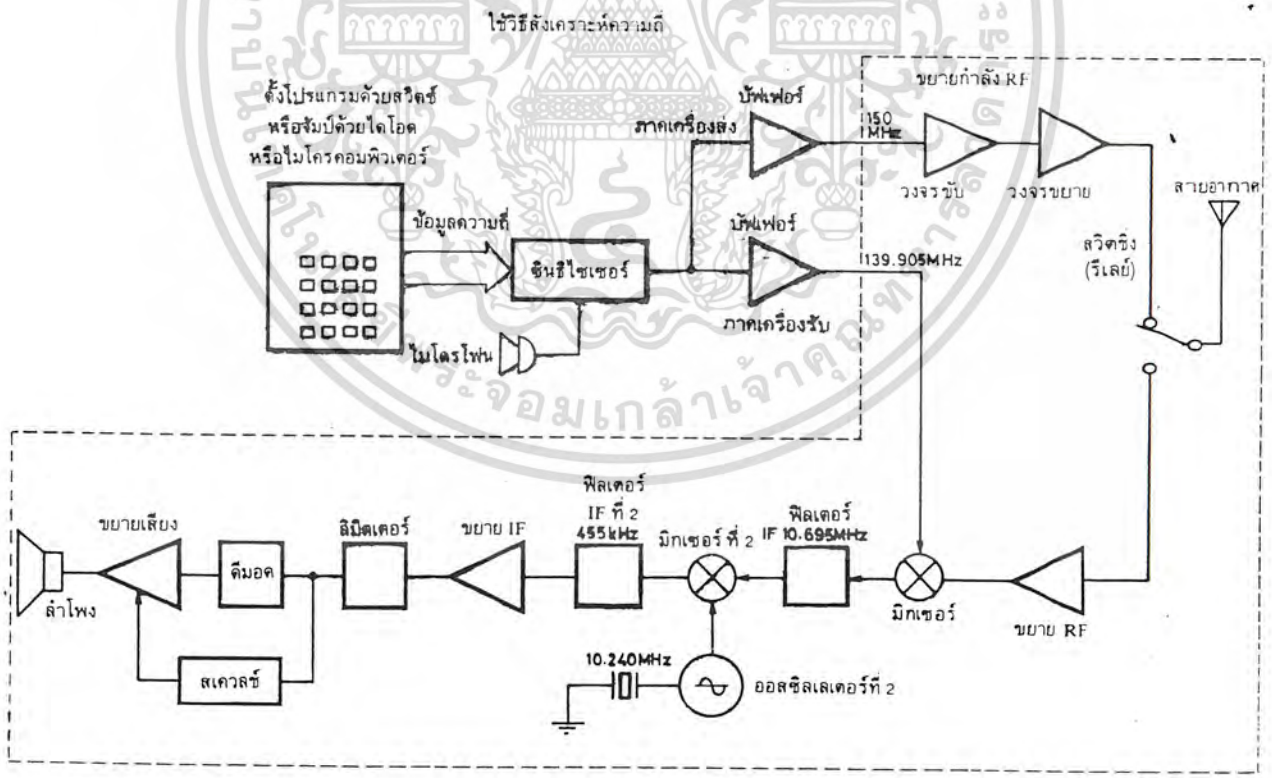
การตั้งความถี่ภายในเครื่อง ได้แก่ การตั้งโปรแกรมโดยใช้ไดโอดหรือจัมเปอร์ หรือใช้หน่วยความจำ เช่น ROM, EPROM, RAM หรืออุปกรณ์อื่น ๆ แทน

ลองเปรียบเทียบระหว่างแผนผังของเครื่องรับส่งวิทยุ VHF/FM ชนิดใช้แร่บังคับความถี่กับชนิดที่ใช้การสังเกคราะห์ความถี่ในรูปที่ 4.43 จะเห็นว่าทั้ง 2 ชนิด แตกต่างกันตรงที่ภาคออสซิลเลเตอร์เป็นส่วนใหญ่นั่นคือหน่วยออสซิลเลเตอร์ทั้งภาครับและส่ง (ของชนิดสังเคราะห์ความถี่) กลายเป็นหน่วยสังเคราะห์ความถี่ ซึ่งสามรถรับคำสั่งหรือโปรแกรมได้จากภายนอก โดยหน่วยสังเคราะห์ความถี่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณป้อนไปให้ทั้งภาครับ และภาคส่งแทน ข อให้สังเกตว่าในสภาวะส่งใน รูปที่ 4.43 (ก) สัญญาณก่อนที่จะป้อนให้แก่ภาคขยายสุดท้าย (ขยายกำลัง) จะต้องเป็นสัญญาณความถี่ที่ต้องการเหมือนกัน คือ 150 เมกะเฮิรตซ์ และในสภาวะรับดังรูปที่ 4.43 (ข) ก็เช่นเดียวกัน สัญญาณป้อนหรืออินเจ็กชั่น (injection) เข้าที่มิกเซอร์ก็จะต้องเป็นความถี่เดียวกันคือ 139.905 เมกะเฮิรตซ์ เพื่อบีตให้เกิด IF เหมือน ๆ กัน นอกจากนี้การมอดูแลตสัญญาณ FM (ในกรณีระบบสังเคราะห์ความถี่) ก็สามารถกระทำที่วงจร VCO ของภาคสังเคราะห์ความถี่ได้เลย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ตัวอย่างแผนผังของเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้แร่บังคับความถี่



(ข) ตัวอย่างแผนผังของเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้ระบบสังเคราะห์ความถี่

รูปที่ 4.43

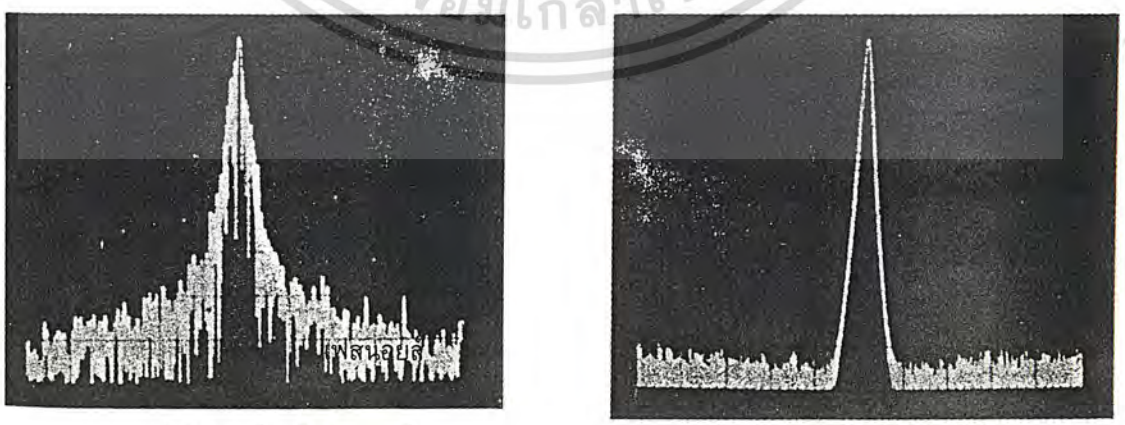
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่ นอกจากวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องมีคุณสมบัติเกี่ยวกับช่วงความถี่ (frequency range) ที่ต้องผลิตและเรโซลูชั่นระหว่างขั้นแล้ว คุณสมบัติอื่น ๆ ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็มีความสำคัญสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุอีกด้วย ดังจะได้อธิบายต่อไปนี้

โดยปกติวงจรสังเคราะห์ถี่จะสามารถกำเนิดสัญญาณเพียงสัญญาณเดียว แต่เลือกความถี่ได้หลายค่า (ในช่วงความถี่ใช้งาน) และมีความละเอียดของความถี่ขึ้นอยู่กับเรโซลูชั่น ในกรณีที่เราเปลี่ยนความถี่จากค่าหนึ่งไปยังอีกค่าหนึ่ง วงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องเปลี่ยนตามได้เร็วทันที กล่าวอีกอย่างหนึ่งคือ ล็อกความถี่ได้ในเวลาอันรวดเร็ว นั่นคือ ช่วงเวลาล็อก (lock-up time) สั้น คุณสมบัติการล็อกความถี่ใหม่ได้รวดเร็วนั้นมีความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุ โดยเฉพาะในระหว่างการเปลี่ยนจากสภาวะส่ง (รับ) มาเป็นสภาวะรับ (ส่ง) หรือในกรณีการสแกนความถี่

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ดีจะต้องผลิตสัญญาณความถี่เดียว โดยปราศจากความถี่แปลกปลอมต่าง ๆ คุณสมบัตินี้เรียกว่า ความบริสุทธิ์ของสเปกตรัม (spectrum purity) นั่นคือความถี่ฮาร์มอนิก และสปิวเรียสต่าง ๆ จะต้องถูกกำจัดให้เหลือน้อยที่สุด นอกจากนี้นอยส์จากวงจรออสซิลเลเตอร์ จะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่มีความถี่ไม่บริสุทธิ์ ไม่ใช่เพียงความถี่เดียว (ดูรูปที่ 4.44) ในช่วงใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ นอยส์ดังกล่าวนี้เรียกว่า เฟสนอยส์ (phase noise)

ความเที่ยงตรง (accuracy) และ เสถียรภาพ (stability) ทางความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิง โดยทั่วไปสัญญาณอ้างอิงมักจะเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดใช้แร่บังคับความถี่ ฉะนั้นวงจรสังเคราะห์ความถี่จะมีเสถียรภาพ และความเที่ยงตรงทางความถี่เทียบเท่ากับคริสตอลออสซิลเลเตอร์



(ก) เอาต์พุตมีเฟสนอยส์ (ข) เอาต์พุตที่บริสุทธิ์

รูปที่ 4.44 เฟสนอยส์ปรากฏเป็นความถี่แปลกปลอมในบริเวณใกล้ ๆ กับความถี่เอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

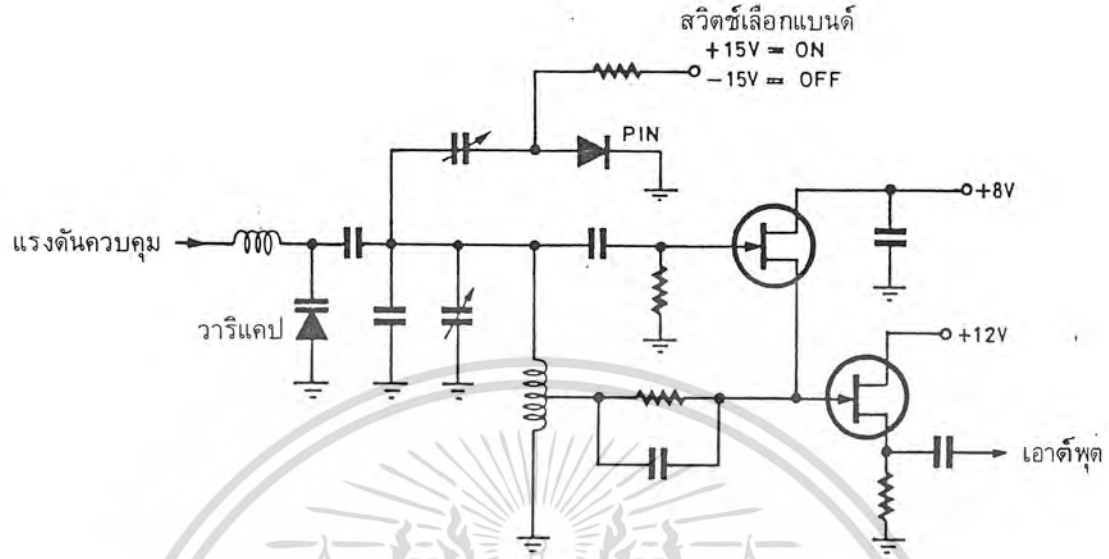
วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้กับเครื่องรับส่งวิทยุในย่านความถี่ HF (3 ถึง 30 เมกะเฮิรตซ์) ค่อนข้างมีความซับซ้อน เพราะการใช้งานในย่านความถี่นี้ เราต้องการเรโซลูชั่นละเอียดถึง 100 เฮิรตซ์ เป็นอย่างน้อย บางเครื่องทำได้ละเอียดถึง 10 เฮิรตซ์ นอกจากนี้ช่วงความถี่ 3 ถึง 30 เมกะเฮิรตซ์ ค่อนข้างกว้างมาก วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ครอบคลุมช่วงความถี่กว้าง ๆ และมีเรโซลูชั่นละเอียดเช่นนี้ จะต้องออกแบบเป็นพิเศษเพื่อให้มีคุณสมบัตินอยส์ที่ดี และช่วงเวลาล็อกสั้นรวดเร็วโดยทั่วไปอัตราส่วนความถี่สูงสุดและต่ำสุดระหว่างช่วงความถี่ใช้งานจะมีค่าไม่เกิน 2 เท่า ในกรณีที่อัตราส่วนเกิน 2 เท่าเราต้องใช้วงจร VCO หลายชุดแล้วมีสวิตช์เลือกเพื่อป้องกันการล็อกความถี่ฮาร์มอนิก และเพื่อให้ได้คุณสมบัตินอยส์ที่ดีสำหรับช่วงเวลาล็อกรวดเร็วนั้น เราทำได้โดยใช้ลูปซ้อนกันหลายลูป (multiple loop)

วงจรต่าง ๆ ในเฟสล็อกลูป วงจรสำคัญที่กำเนิดความถี่เอาต์พุตก็คือ วงจร VCO โดยทั่วไปเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ ที่ใช้วาแรกเตอร์ หรือวาริแคปเป็นส่วนหนึ่งในวงจรจูน ดูรูปที่ 4.45 คุณสมบัติที่สำคัญของ VCO ที่ต้องคำนึงถึงก็คือเฟสนอยส์ ซึ่งเกิดจากนอยส์ในตัววาแรกเตอร์ ค่า Q เลื่อนไหลของวงจรจูน (drift)และคุณสมบัติในตัวอุปกรณ์แอกตีฟไม่คงที่

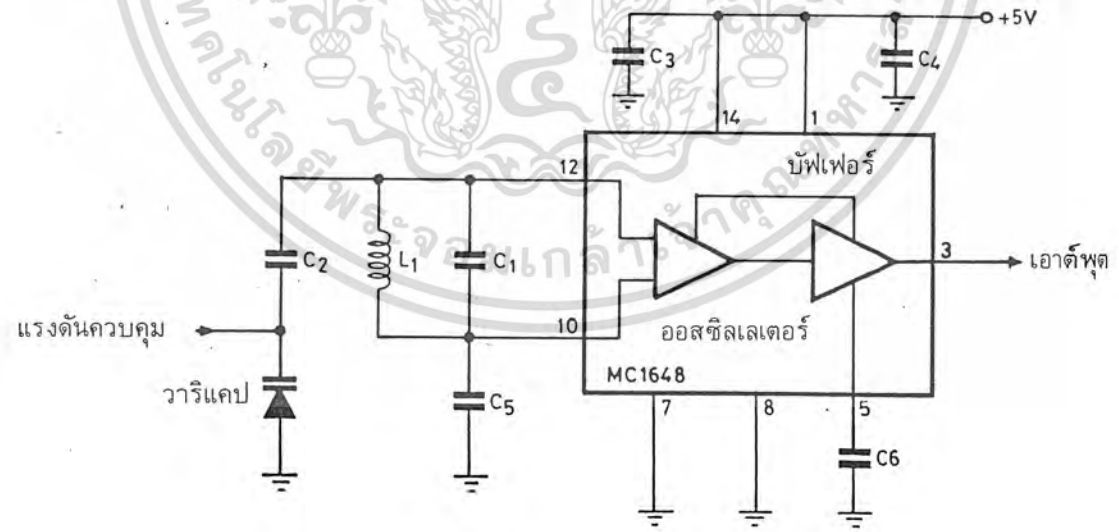
วงจร VCO นิยมใช้ FET เนื่องจากมีนอยส์ต่ำและอินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าสูง แต่บางครั้งอาจใช้ไอซี เช่น เบอร์ MC 1648 ดังรูปที่ 4.46 ซึ่งเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบ ECL โดยจะให้เอาต์พุตประมาณ 900 มิลลิโวลต์พีคทูพีค ซึ่งเพียงพอสำหรับเป็นโลคอลออสซิลเลเตอร์ แต่อย่างไรก็ดีคุณสมบัตินอยส์ย่อมสู้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ FET ไม่ได้

สังเกตว่าความถี่ของวงจร VCO ถูกควบคุมด้วยแรงดันควบคุมที่ป้อนมาไบแอสแก่วาริแคปในวงจรจูน ถ้าแรงดันที่ไบแอสแก่วาริแคปเพิ่มขึ้นส่วนใหญ่ VCO จะมีความถี่สูงขึ้น แต่ก็มีบางวงจรที่ทำให้ความถี่ VCO ลดลง แต่เป็นส่วนน้อย (เช่นในกรณีที่ใช้วงจรขยายอินเวอร์เตอร์มาขยายแรงดันควบคุมก่อน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.45 วงจร VCO แบบใช้ FET

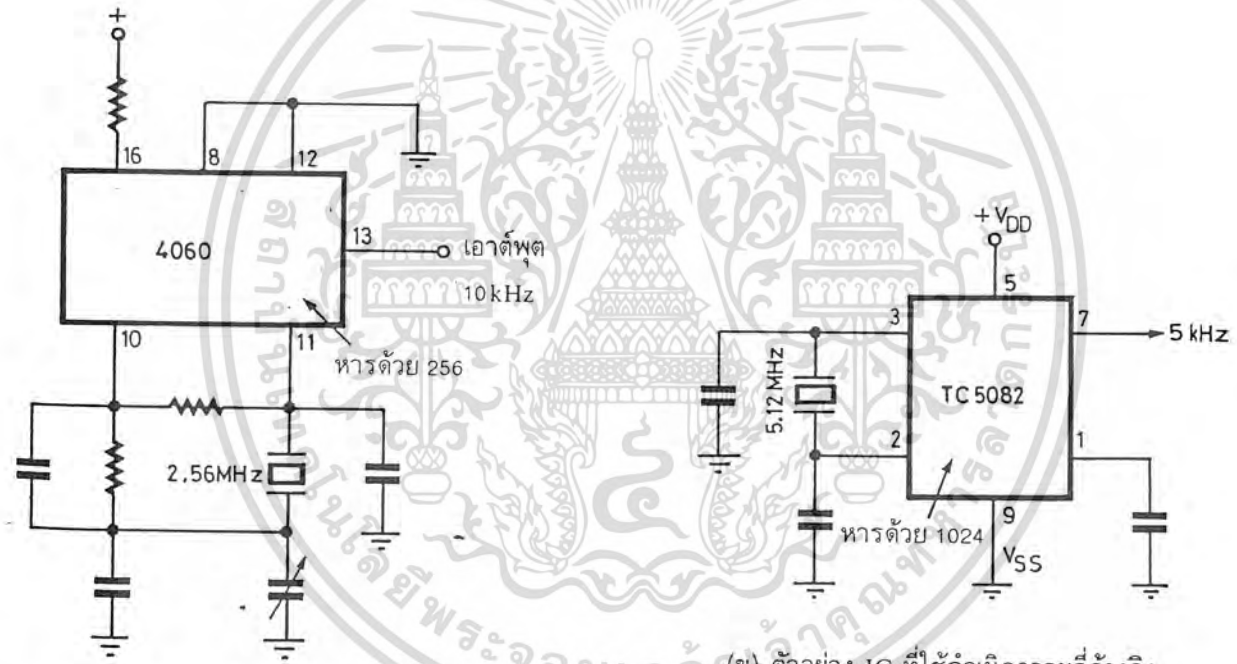


รูปที่ 4.46 วงจร VCO ชนิดเป็น IC ของโมโตโรล่าเบอร์ MC 1648

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวงจรรูปที่ 4.45 จะเห็นว่าเราใช้ไดโอด PIN ในการสวิตช์เลือกแบนด์ เพื่อเพิ่มความจุไฟฟ้าให้วงจร VCO สามารถทำงานในย่านความถี่กว้างขึ้นได้

ภาคความถี่อ้างอิงนิยมใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์ และมีวงจรหารความถี่ค่าตายตัว ส่วนใหญ่เป็นไอซี ดูตัวอย่างในรูปที่ 4.47 (ก) แสดงตัวอย่างวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งใช้แร่ความถี่ 2.56 เมกะเฮิรตซ์ แล้วหารออกมาเป็น 10 กิโลเฮิรตซ์ ทั้งวงจรออสซิลเลเตอร์และวงจรหาร ความถี่จะอยู่ภายในตัวไอซีทั้งหมด มีแต่เฉพาะ R และ C เท่านั้นที่ต่อภายนอก ส่วนรูปที่ 4.47 (ข) เป็นไอซีที่ใช้งานแบบเดียวกัน



(ก) วงจรออสซิลเลเตอร์อ้างอิงใช้ CMOS เบอร์ 4060

(ข) ตัวอย่าง IC ที่ใช้กำเนิดความถี่อ้างอิง เบอร์ TC 5082 P

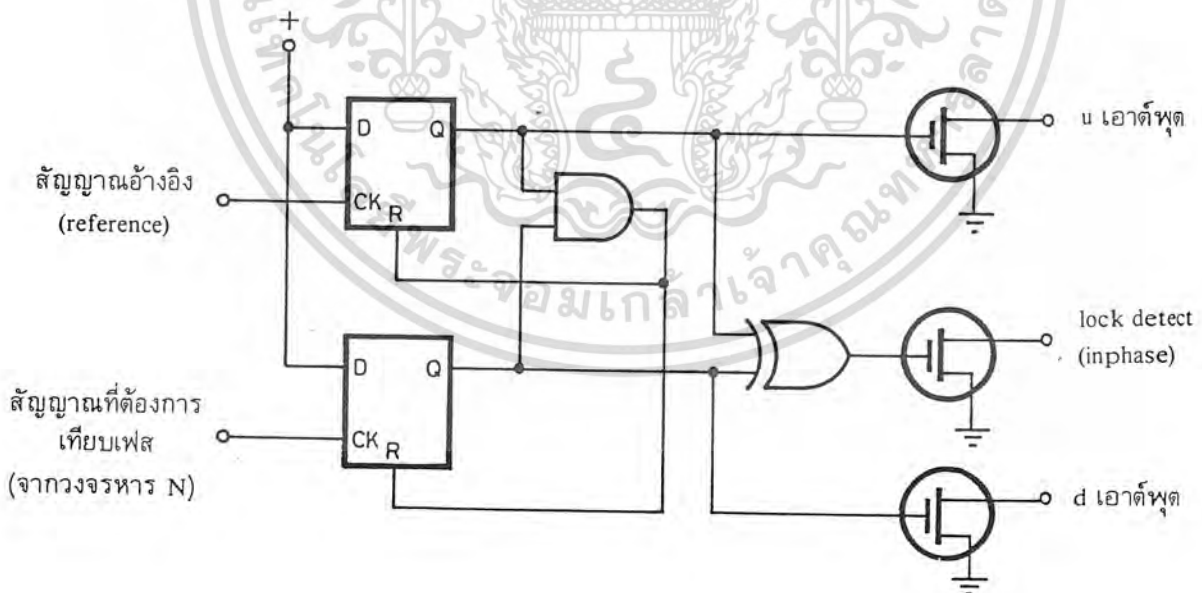
รูปที่ 4.47

ความถี่ออสซิลเลเตอร์อ้างอิงนี้ เป็นตัวกำหนดเรโซลูชั่นและเสถียรภาพของความถี่อ้างอิงที่ดี จึงทำให้สามารถสังเคราะห์ความถี่ที่มีเสถียรภาพดีด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคเทียบเฟสส่วนใหญ่จะเป็นแบบดิจิตอล ซึ่งเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณที่ได้จาก VCO (หลังจากหาร N) เอาต์พุตที่ได้จากการเปรียบเทียบจะเป็นพัลส์ที่มีวัฏจักรหน้าที (duty cycle) เปลี่ยนแปลง ดูรูปที่ 4.48 ซึ่งแสดงไอซีที่ทำหน้าที่เป็นวงจรดีเทกเตอร์เฟส วงจรนี้ประกอบด้วยเกต exclusive OR, D-flipflop ฯลฯ ปกติจะมีเอาต์พุตพิเศษแสดงสภาวะล็อกด้วย สภาวะล็อกในที่นี้หมายถึงสภาวะที่มีความถี่ หรือเฟสของสัญญาณจาก VCO (หาร N) กับสัญญาณอ้างอิงตรงกันพอดี ล็อกเอาต์พุตนี้มีความสำคัญมาก เพราะจำเป็นต้องใช้หยุดการทำงานภาคเครื่องส่ง (ของเครื่องรับส่งวิทยุ) ในกรณีที่ความถี่ไม่ล็อก

วงจรเทียบเฟสนี้ความจริงแล้วจะเรียกว่าเทียบเฟสหรือเทียบความถี่ก็ได้ เนื่องจากเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์ขึ้นอยู่กับผลต่างเฟสหรือความถี่ของสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณ ผลลัพธ์ที่ได้จากเฟสดีเทกเตอร์จะเป็นพัลส์ ซึ่งมีส่วนผสมของไฟ DC ปนอยู่ ส่วนที่เป็นไป DC นี้จะนำไปใช้ควบคุมความถี่ของ VCO ไม่ว่าความถี่ของ VCO จะห่างจากความถี่ที่ต้องการเท่าใด ช่วงความถี่ที่วงจรเฟสล็อกลูปสามารถแก้ไขได้เรียกว่า capture range

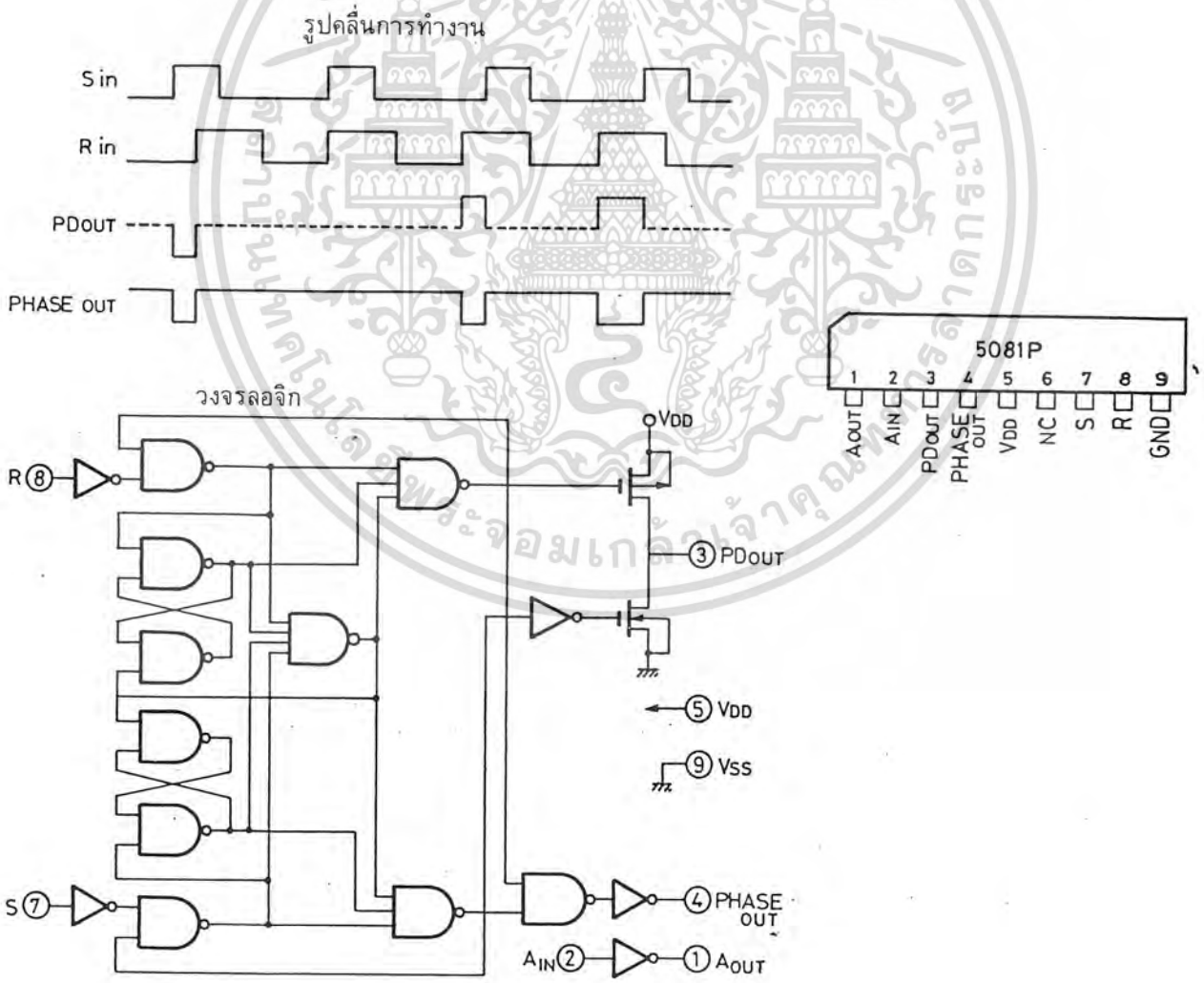


รูปที่ 4.48 ภาคเฟสดีเทกเตอร์แบบ IC ของ Plessey เบอร์ NT 8811

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

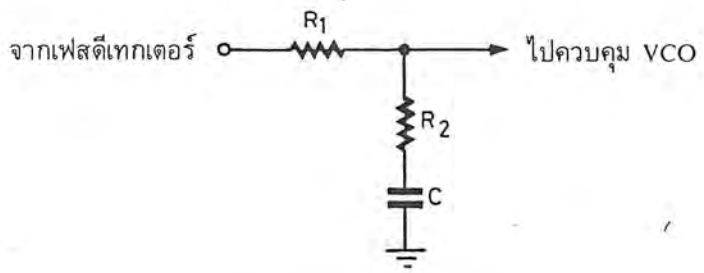
ตัวอย่างวงจรเฟสดีเทกเตอร์อีกแบบหนึ่งดังรูปที่ 4.49 ซึ่งมีหลักการคล้ายกับรูปที่ 4.48 แต่ซับซ้อนกว่า สังเกตว่ามีวงจรขยายอินเวอร์เตอร์อยู่ 1 ตัว ซึ่งเป็นวงจรขยายอเนกประสงค์ เพื่อประโยชน์ในการสลับชั้วแรงดันควบคุมของ VCO ให้อัตราขยายมีความแรงขึ้น หรือใช้ในการควบคุมอื่น ๆ

ลูปฟิลเตอร์ เป็นวงจรฟิลเตอร์ชนิดโลพาสธรรมดา ทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ต่ำมาควบคุมความถี่ของ VCO โดยทั่วไปมักใช้ลูปฟิลเตอร์ประเภทพาสซีฟ (มีแต่ R กับ C หรือ อาจใช้ฟิลเตอร์ชนิดแอกตีฟก็ได้) ดูรูปที่ ลูปฟิลเตอร์นี้เป็นตัวกำหนดคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงความถี่ก่อนเข้าสู่สภาวะล็อกที่เรียกว่าคุณสมบัติชั่วครู่ (transient) ถ้าเลือกอัตราขยายลูป (loop gain) และค่าคงตัวเวลาของลูป (loop time constant) ไม่เหมาะสม ความถี่ของเฟสล็อกลูปจะไม่ล็อกและจะเปลี่ยนไปเปลี่ยนมา



รูปที่ 4.49 เฟสดีเทกเตอร์แบบ IC อีกแบบหนึ่งของ Toshiba เบอร์ 5081

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

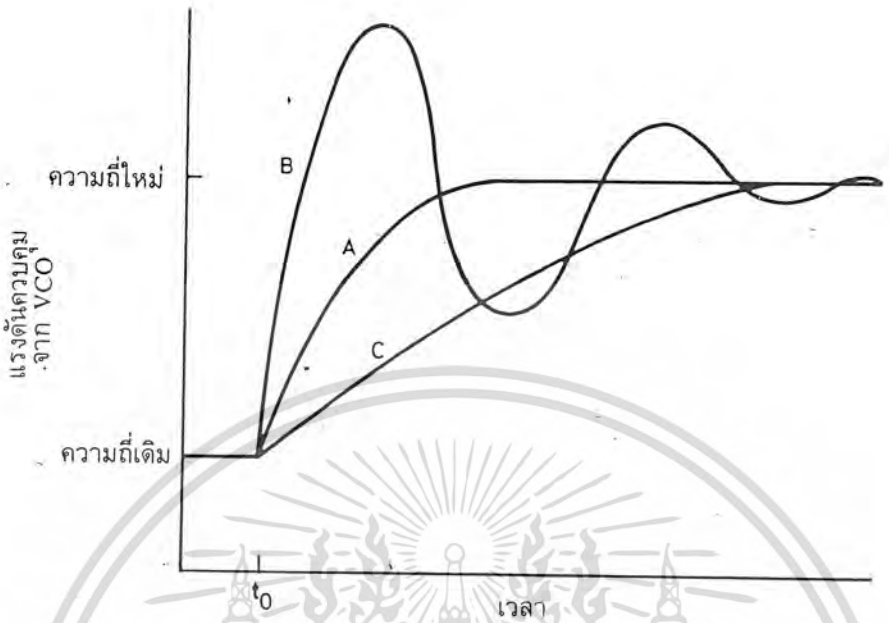


รูปที่ 4.50 ตัวอย่างวงจรลูปฟิลเตอร์

ดังนั้น ค่าคงตัวเวลาของลูปฟิลเตอร์จะต้องไม่มากเกินไป เพื่อว่าทุกครั้งที่เปลี่ยนความถี่เฟสล็อกลูป จะล็อกได้เร็ว โดยไม่มีการสะบัด (overshoot) หรือใช้เวลาเปลี่ยนความถี่อย่างรวดเร็ว แต่ค่าคงตัวเวลาก็ไม่ควรจะน้อยเกินไปจนกระทั่งความถี่สั่นหรือไม่นิ่ง (jitter) ดูรูปที่ 4.51 ซึ่งแสดงการเปลี่ยนความถี่ของ VCO จะเห็นว่าเส้นทางการเปลี่ยนแรงดันมี 3 เส้นทาง เส้นทาง A เป็นเส้นทาง critically damped ใช้เวลาในการเปลี่ยนสู่ความถี่ใหม่น้อยที่สุด เส้นทาง B เรียกว่าเส้นทาง underdamped มีการสะบัด (หรือออสซิลเลต) เนื่องจากโอเวอร์ชูต เส้นทาง C เป็นเส้นทาง overdamped ไม่มีโอเวอร์ชูตแต่เวลาที่ใช้ในการเข้าสู่ความถี่ใหม่จะช้า

เส้นทาง A เป็นเส้นทางที่ดีที่สุดในการออกแบบค่าคงตัวเวลาของวงจรลูปฟิลเตอร์ เพราะใช้เวลาเปลี่ยนความถี่เร็วและไม่มีโอเวอร์ชูต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



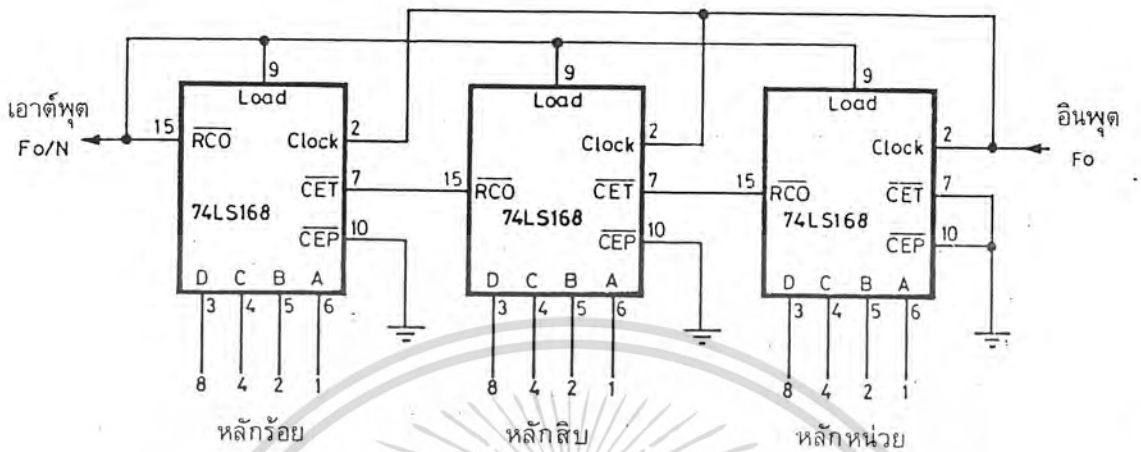
รูปที่ 4.51 คุณลักษณะ (dynamic characteristics) ในการเปลี่ยนความถี่ของเฟสล็อกลูป

ยังมีอีกภาคหนึ่งที่มีผลต่อช่วงเวลาที่ใช้ในการล็อกความถี่ นั่นคือภาคหาร N (หรือ programmable divider) เวลาที่ใช้ในการล็อกความถี่เมื่อ N มีค่าน้อยสุดจะไม่เท่ากับเมื่อ N มีค่ามากสุด วงจรหาร N เกิดจากวงจรนับฐานสิบ (decade counter) หลาย ๆ ชุดมาต่อร่วมกับเกตต่าง ๆ เพื่อให้สามารถเลือกสั่งให้วงจรนับทำหน้าที่หารความถี่ได้ตามตัวเลขที่ตั้งไว้

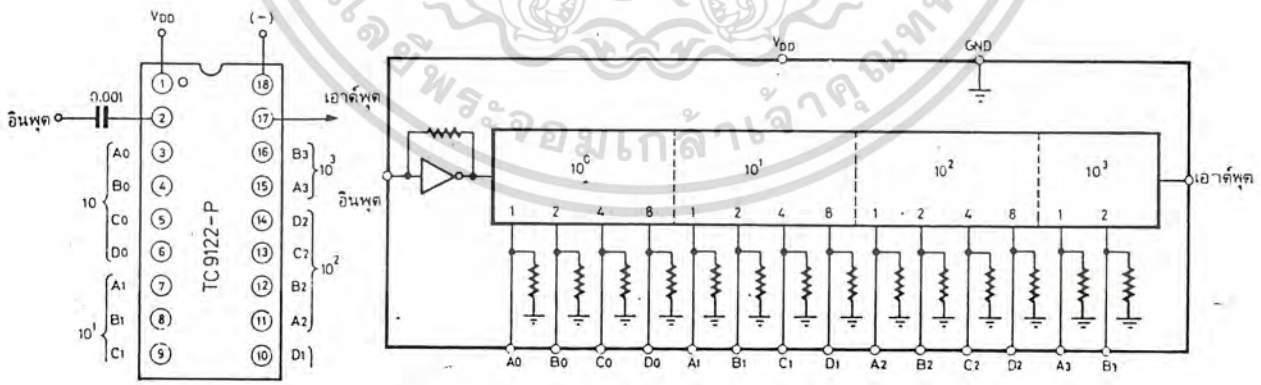
วงจรหาร N นี้เป็นตัวที่รับคำสั่งเกี่ยวกับความถี่ไปควบคุม VCO เพื่อให้กำเนิดสัญญาณตามที่ต้องการ ตัว N จะเป็นตัวที่กำหนดย่านความถี่และจำนวนช่องความถี่ ในวงจรรูปที่ 4.52 แสดงวงจรหารชนิดที่ใช้ไปซีตระกูล TTL ส่วนในรูปที่ 4.53 เป็นวงจรหาร N สำเร็จรูปในไอซีตัวเดียว สังเกตว่าลักษณะการป้อนข้อมูล N ให้กับวงจรหาร N เป็นแบบขนาน (parallel) กล่าวคือข้อมูลแต่ละบิตจะป้อนเข้าพร้อม ๆ กัน

วงจรหาร N บางชนิดใช้วิธีป้อนข้อมูล N เป็นแบบอนุกรม (serial) วงจรหารประเภทนี้มีความซับซ้อน เพราะต้องมีสัญญาณนาฬิกา (clock) มีวงจรแลตช์ (latch) ฯลฯ ในการป้อนข้อมูล วงจรหาร N ประเภทนี้จะควบคุมการทำงานด้วยไมโครคอมพิวเตอร์

ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.52 ตัวอย่าง programmable divider โดยใช้ IC ตระกูล TTL



รูปที่ 4.53 ตัวอย่างวงจรหาร N ชนิดความเร็วสูง เป็น IC ตัวเดียวเบอร์ Toshiba TC 9122

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาสำคัญของซินธิไซเซอร์อีกอย่างหนึ่งก็คือ วงจรหาร N (หรือวงจรหารที่ตั้งโปรแกรมได้) ไม่สามารถทำงานที่ความถี่สูงกว่า 25 เมกะเฮิรตซ์ได้ ฉะนั้นเราจึงต้องหาทางลดทอนความถี่ที่ป้อนแก่วงจรหาร N ลง เพื่อให้วงจรลอจิกของวงจรหาร N ทำงานได้ วิธีต่าง ๆ ที่นิยมใช้ได้แก่ ใช้ความถี่จากออสซิลเลเตอร์พิเศษ (บางครั้งเรียกออสซิลเลเตอร์ PLL) มามิกซ์กับ VCO ให้ความถี่ลดลงก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรหาร อีกวิธีหนึ่งก็คือใช้วิธีพรีสเกลแบบสองโมดูลัสหารล่วงหน้าโดยใช้ตัวหาร 2 ค่า

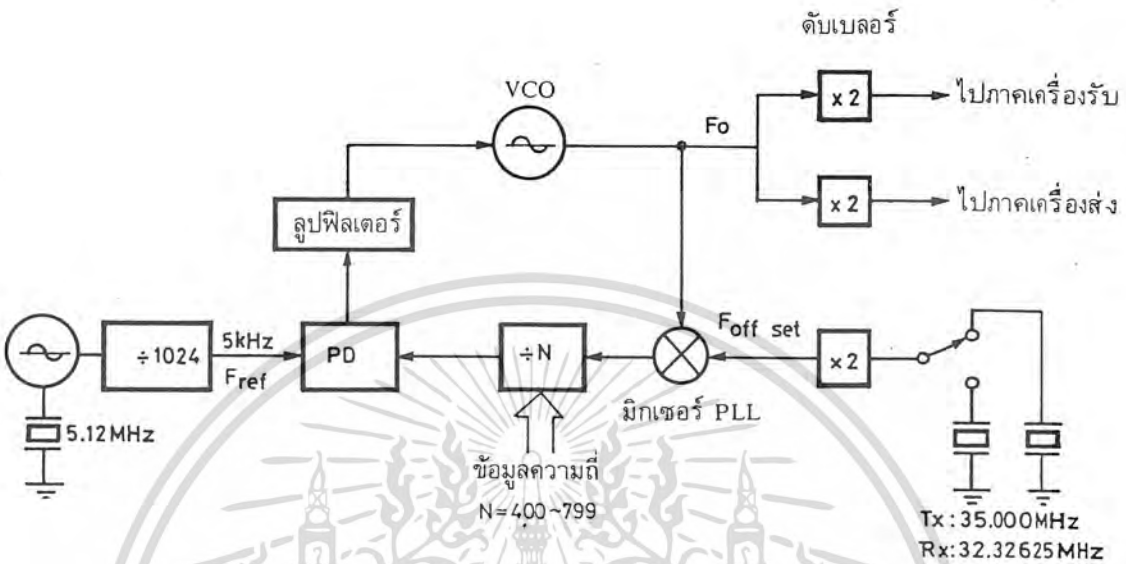
วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่ง วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่งนี้ แตกต่างจากเฟสล็อกลูปหาร N แบบที่กล่าวมาแล้ว ตรงที่เอาต์พุตของ VCO ผ่านการผสมหรือมิกซ์กับสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์ก่อนที่จะป้อนให้วงจรหาร N รูปที่ 4.54 แสดงแผนผังของระบบสังเคราะห์ความถี่ของเครื่องรับส่งวิทยุระยะย่าน 2 เมตร ความถี่ของ VCO ในสภาวะรับกับสภาวะส่งจะไม่เท่ากัน (เพราะเลื่อนความถี่ให้ห่างกันเท่ากับ IF)

VCO จะทำงานในย่านความถี่ 72 เมกะเฮิรตซ์ แล้วทวีคูณ 2 เท่าทั้งสภาวะรับและสภาวะส่ง เป็นความถี่ระหว่าง 144 ถึง 148 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งจะตรงกับความถี่ของ VCO สภาวะส่งคือ 72 ถึง 74 เมกะเฮิรตซ์ และ VCO สภาวะรับ 66.6525 ถึง 68.6525 เมกะเฮิรตซ์ (ใช้ป้อนด้านต่ำโดยมี IF เท่ากับ 10.695 เมกะเฮิรตซ์)

สังเกตว่า VCO จะมิกซ์กับ PLL ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งทวีคูณความถี่ด้วยวงจรคูณความถี่ 2 เท่า ทำให้ความถี่ถูกลดทอนลงเป็น 2 และ 4 เมกะเฮิรตซ์ ย่านความถี่นี้บางทีเรียกว่าเป็นความถี่ IF ของ PLL (นิยมเรียก PLL-IF) จากนั้นจะป้อนเข้าสู่วงจรหาร N โดย N มีค่าระหว่าง 400 ถึง 799 เมกะเฮิรตซ์ เหตุผลสำคัญที่เราต้องทอนความถี่ VCO ลงเป็นความถี่ PLL-IF ก็เพื่อทำให้วงจรหาร N ทำงานในย่านความถี่ต่ำลงมาได้

ความถี่อ้างอิงกำเนิดจากแร่ความถี่ 5.12 เมกะเฮิรตซ์ แล้วหารด้วย 1024 เป็น 5 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งเมื่อ VCO ถูกทวีคูณ 2 เท่าเรโซลูชั่นจะกลายเป็นขั้นละ 10 กิโลเฮิรตซ์ ความถี่อ้างอิงกับเอาต์พุตของวงจรหาร N จะเทียบเฟสกันแล้วป้อนไปยังลูปฟิลเตอร์และ VCO ตามลำดับ

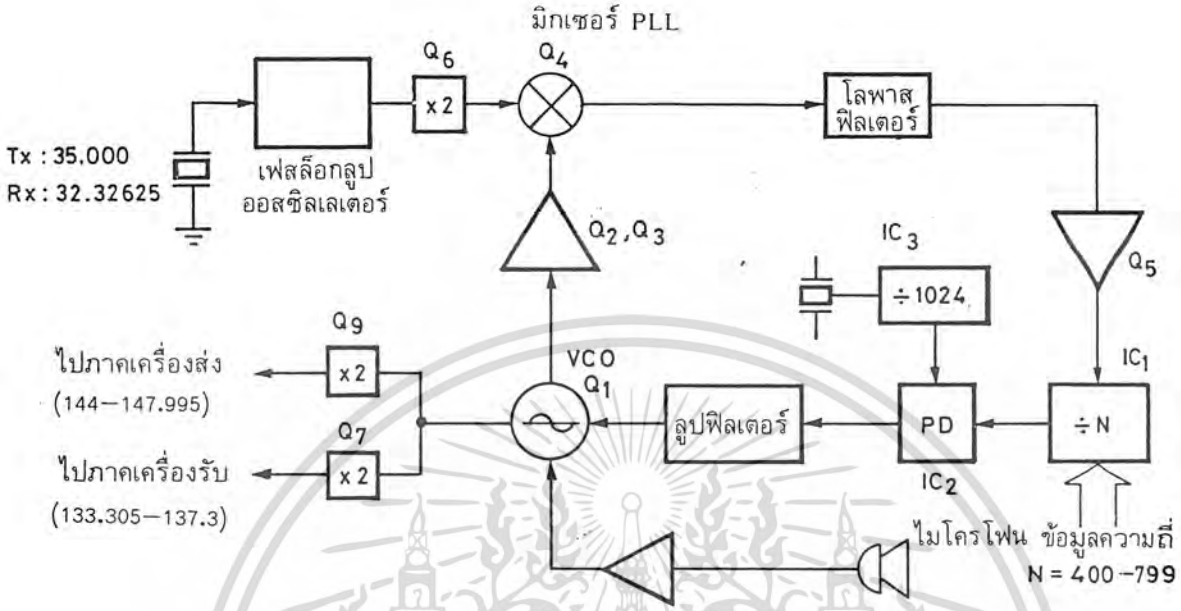
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.54 หน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่งสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุผ่าน 2 เมตร (ความถี่ย่าน 150 MHz)

จากแผนผังในรูปที่ 4.54 จะเห็นว่า ค่าของ N ที่ป้อนให้แก่วงจรหาร N ในสภาวะรับ และสภาวะส่งมีค่าเท่าเดิม แต่ความถี่ของ VCO เปลี่ยนไปได้เพราะความถี่ของ PLL ออสซิลเลเตอร์เปลี่ยน (ด้วยวงจรอิเล็กทรอนิกส์สวิตช์) โดยทำให้ VCO เลื่อนความถี่ไป 5.3475 เมกะเฮิรตซ์ (คือ IF 10.695 เมกะเฮิรตซ์ หารด้วย 2) การที่ VCO ต้องเปลี่ยนความถี่ใหม่จากสภาวะรับเป็นสภาวะส่ง (หรือกลับกัน) นั้น เฟสล็อกลูปจะต้องล็อกความถี่ใหม่ ฉะนั้นการออกแบบวงจรจึงต้องคำนึงถึงคุณลักษณะการล็อกความถี่ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.55 ตัวอย่างแผนผังและวงจรของหน่วยสังเคราะห์ความถี่ในทางปฏิบัติ

สำหรับรูปที่ 4.55 เป็นวงจรในทางปฏิบัติ ซึ่งใกล้เคียงกับหน่วยสังเคราะห์ความถี่ในรูปที่ 4.54 เพื่อทำการเปรียบเทียบและทำความเข้าใจหลักการที่สำคัญต่าง ๆ ในกรณีวิธีสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่งนั้น ความถี่เอาต์พุตจะเลื่อนไปเท่ากับความถี่ที่ผสม (ในที่นี้คือ 35x2 = 70 เมกะเฮิรตซ์ และ 32.32625x2 = 64.6525 เมกะเฮิรตซ์ เราเรียกความถี่ที่เลื่อนไปนี้ว่า ความถี่ออฟเซตเทียบตามแผนผังที่แสดงในรูปที่ 4.42 เราจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$F_o = F_{offset} + NF_{ref}$$

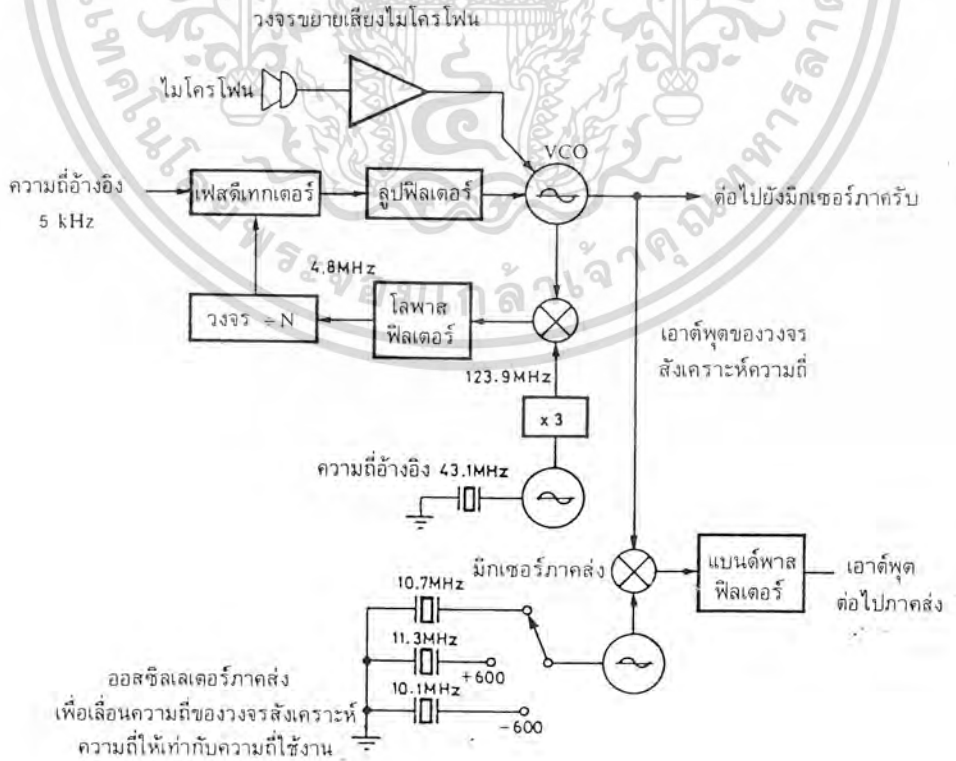
คำนวณจาก

$$(F_o - F_{offset})/N = F_{ref} \text{ ที่วงจรเทียบเฟส}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

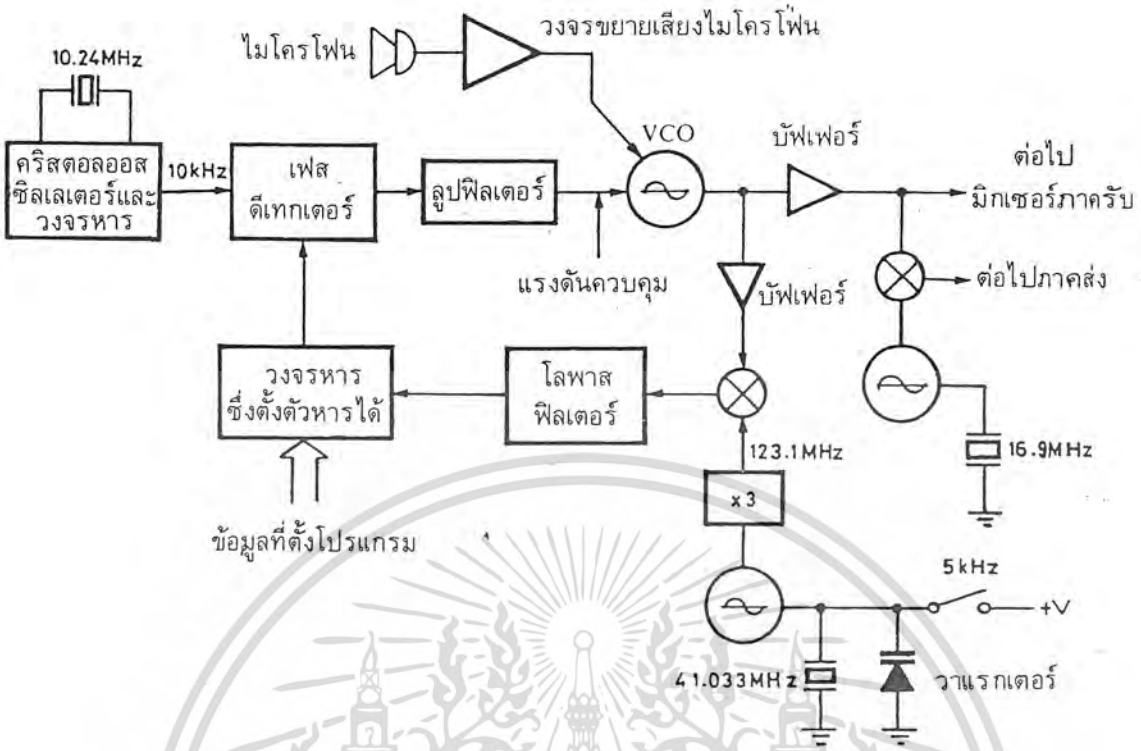
จากรูปที่ 4.56 เป็นระบบสังเคราะห์ความถี่อีกชนิดหนึ่ง (คล้ายกับในรูปที่ 4.54)ซึ่งใช้ PLL ออสซิลเลเตอร์และมิกเซอร์ประกอบกัน โดยการมิกซ์สัญญาณ VCO กับ PLL ออสซิลเลเตอร์เพื่อลดทอนความถี่ให้ต่ำลงเป็น PLL-IF ข้อแตกต่างระหว่างทั้งสองชนิดก็คือ VCO ในกรณีหลังนี้ ไม่ต้องเปลี่ยนความถี่ระหว่างสภาวะรับกับสภาวะส่ง แต่ความถี่จาก VCO จะถูกเฮตเทอโรดายน์กับความถี่จากออสซิลเลเตอร์เพื่อเลื่อนความถี่ แทนที่จะไปเปลี่ยนความถี่ในตัว VCO ลักษณะเด่นของการสังเคราะห์ความถี่แบบนี้ก็คือ ไม่ต้องใช้เวลาในการล็อกความถี่ของเฟสล็อกลูป ในระหว่างเปลี่ยนสภาวะรับเป็นส่ง (หรือส่งเป็นรับ) แต่อย่างใด

สังเกตแร่ทั้ง 4 ตัวจากแผนผังในรูปที่ 4.55 ตัวแรกคือแร่ที่ผลิตความถี่ 43.1 เมกะเฮิรตซ์เป็นแร่ที่กำเนิดความถี่อ้างอิง ส่วนแร่ 3 ตัวที่เหลือจะใช้ในสภาวะส่ง โดยแร่ตัวที่ใช้เลื่อนความถี่ไปเท่ากับความถี่ IF ของเครื่องรับส่งวิทยุ (คือแร่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์) เป็นแร่ซิมเพล็กซ์ ส่วนแร่อีกสองตัวที่เหลือเป็นแร่สำหรับรีพีตเตอร์ ซึ่งจะมีความถี่ออฟเซตไป +600 กิโลเฮิรตซ์ หรือ -600 กิโลเฮิรตซ์จากความถี่ IF การมิกซ์ที่ภาคส่งนี้เป็นข้อเสียของระบบสังเคราะห์ความถี่ชนิดนี้เนื่องจากสัญญาณแปลกปลอมมีโอกาสที่จะหลุดออกไปยังภาคเครื่องส่งออกอากาศไปได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการฟิลเตอร์อย่างดีก่อนป้อนให้ภาคเครื่องส่ง



รูปที่ 4.56 หน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่งชนิดที่ความถี่ของ VCO ไม่เปลี่ยนระหว่างสภาวะรับกับส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.57 หน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่ง ที่ใช้แร่เพียงตัวเดียวเพื่อเลื่อนความถี่ระหว่างสภาวะรับกับส่ง

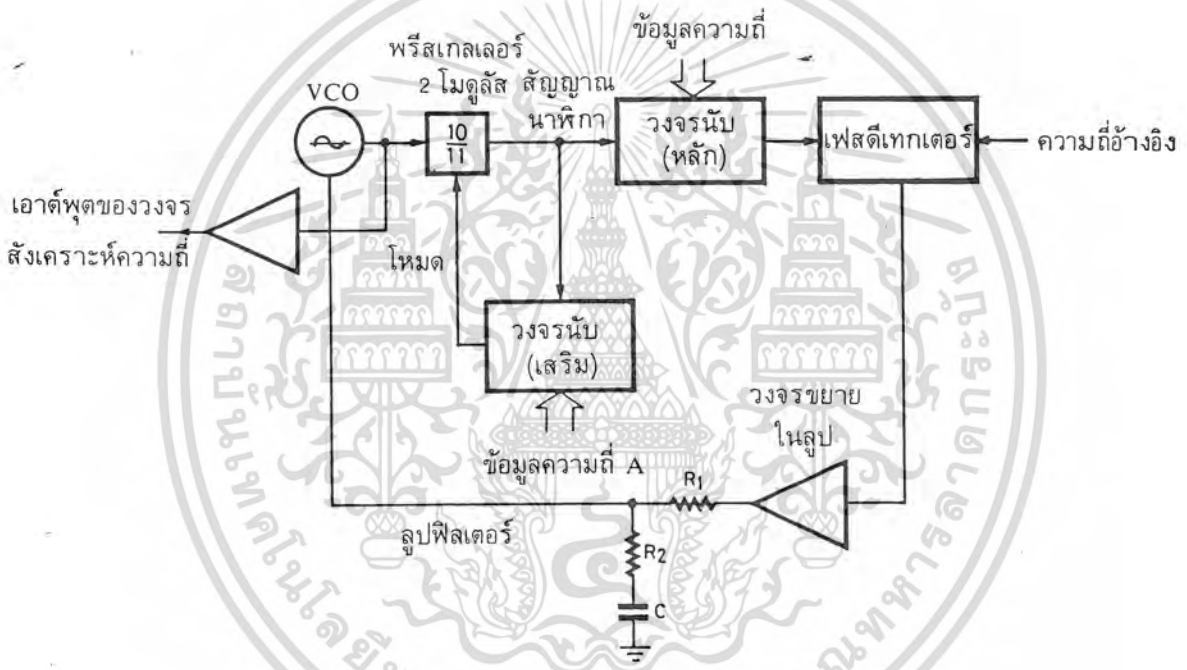
การมอดูเลตนิยมทำที่เฟสล็อกลูป บางวงจรอาจจะมีวาริแคปอีกตัวหนึ่ง เพื่อใช้ในการมอดูเลตโดยเฉพาะ

ตัวอย่างของการสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่งอีกตัวอย่างหนึ่ง ดังในรูปที่ 4.57 ก็คล้ายคลึงกับในตัวอย่างแรก (รูปที่ 4.54) เว้นแต่ว่าใช้แร่เพียงตัวเดียวในการมิกซ์กับสัญญาณจาก VCO ที่มิกเซอร์ภาคส่งเพื่อส่งออกอากาศ สำหรับในกรณีของการรับส่งผ่านรีพีตเตอร์ ซึ่งความถี่เลื่อนไป + หรือ -600 กิโลเฮิรตซ์ ทำได้โดยการป้อนข้อมูล N ตัวใหม่จากไมโครคอมพิวเตอร์ให้แก่วงจรหาร N จะเห็นว่าวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องเสียเวลาในการล็อกที่ความถี่เลื่อนไป 600 กิโลเฮิรตซ์ เวลาที่ใช้ในการล็อกความถี่เมื่อเลื่อนความถี่ไปน้อย ๆ เช่นนี้ จำเป็นต้องมีความแน่นอนและรวดเร็วเพียงพอ

ข้อเสียของระบบนี้ก็คือ การเลื่อนความถี่ยุ่งยากและต้องคำนวณตัวเลขที่ซับซ้อนขึ้น แต่โดยทั่วไปแล้วเครื่องรับส่งวิทยุที่ควบคุมด้วยไมโครคอมพิวเตอร์ เราจะใช้ตัวคอมพิวเตอร์เป็นตัวป้อนข้อมูลเพื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของภาคสังเคราะห์ความถี่เอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้วงจรหารสองโมดูลัส วิธีที่จะทำให้ระบบสังเคราะห์ความถี่ผลิตความถี่สูงมากได้อีกวิธีหนึ่งก็คือ การใช้วงจรหารเป็นแบบวงจรหารสองโมดูลัส (แทนที่จะเป็นวงจรหาร N ธรรมดา ดังที่ได้กล่าวมาในตอนต้น) ส่วนสำคัญของวงจรหารสองโมดูลัสก็คือ ไอซี ตระกูล ECL ซึ่งมีความสามารถในการทำงานที่ความถี่สูงกว่าตระกูล TTL หลายเท่า ไอซีที่กล่าวถึงนี้จะทำการหารล่วงหน้า (หรือ prescale) ก่อน หมายถึงมีการทำงานในลักษณะที่หารได้ 2 ครั้งด้วยค่า 2 ค่าสลับกันในตัวไอซีตัวเดียว เรานิยมเรียกไอซีตระกูล ECL ในที่นี้ว่า พรีสเกลเลอร์ชนิดสองโมดูลัส (dual modulus prescaler)



รูปที่ 4.58 หน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบใช้วงจรหารสองโมดูลัส

พรีสเกลเลอร์ตัวนี้สามารถหารความถี่ด้วยตัวเลข 2 ตัว ซึ่งต่างกันอยู่ 1 เช่น หาร 10 หรือ 11 เรียกว่า 10/11 พรีสเกลเลอร์ หาร 15 หรือ 16 เรียก 15/16 พรีสเกลเลอร์ สังเกตว่าตัวหารทั้งคู่ต่างกันอยู่ 1

ในตัวอย่างต่อไปนี้เราจะใช้ 10/11 พรีสเกลเลอร์ (ดูรูปที่ 4.58) เอาต์พุตของพรีสเกลเลอร์จะป้อนไปให้แก่วงจรเคาน์เตอร์ ตระกูล TTL 2 ตัว ตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์หลัก (main counter) ส่วนอีกตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์เสริม (auxiliary counter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเคาน์เตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้พรีสเกลเลอร์หารด้วยตัวหาร (modulus) ตัวใดคือหารด้วย 10 หรือหารด้วย 11 เช่นสมมติว่าป้อนข้อมูล (ความถี่) หรือพรีเซตตัวเลขให้เคาน์เตอร์เสริม และในขณะนี้ ECL พรีสเกลเลอร์ใช้ 11 เป็นตัวหาร เมื่อเคาน์เตอร์เสริมหยุดนับ จึงจะส่งคำสั่งไปบังคับให้พรีสเกลเลอร์เปลี่ยนเป็นหารด้วย 10

ตัวเคาน์เตอร์หลักก็เช่นเดียวกัน จะค่อย ๆ นับถอยหลังไปเรื่อย ๆ จนเป็นศูนย์ เมื่อเคาน์เตอร์ทั้งตัวหลักและตัวเสริมนับถึงศูนย์เมื่อใด ทั้งคู่จะถูกพรีเซตด้วยตัวเลขข้อมูล (ความถี่) เนื่องจากเคาน์เตอร์เสริมจะต้องนับถึงศูนย์ก่อน ดังนั้นตัวเลขที่พรีเซตให้เคาน์เตอร์เสริมจะต้องน้อยกว่าตัวเลขที่พรีเซตให้เคาน์เตอร์หลัก

สมมติว่าตัวเลขที่พรีเซตเป็น M ให้แก่เคาน์เตอร์หลัก และ A ให้แก่เคาน์เตอร์เสริมเริ่มแรกให้พรีสเกลเลอร์อยู่ในสภาวะหาร 11 ซึ่งจะยังคงหารตัวหาร 11 ไปจนกว่าเคาน์เตอร์เสริมจะนับลงเป็นศูนย์นั่นคือเวลาที่ใช้ในการนับของเคาน์เตอร์เสริมเป็นศูนย์คิดเป็นจำนวนไซเกิล (ของ VCO) ที่ผ่านไปจะเท่ากับ 11 คูณด้วย A ไซเกิล

หลังจากนั้นพรีสเกลเลอร์จะถูกบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น 10 (โดยเคาน์เตอร์เสริม) ในขณะนี้เคาน์เตอร์หลักนับผ่าน A ไปแล้ว (พร้อมกันกับเคาน์เตอร์เสริม) เช่นกัน ยังเหลืออยู่อีก (M-A) ไซเกิลก่อนที่นับเป็นศูนย์ นั่นคือจะต้องใช้เวลาในการนับเคาน์เตอร์หลักเป็นศูนย์ต่อไปอีก คิดเป็นจำนวนไซเกิล (ของ VCO) ที่ผ่านไปเท่ากับ 10 คูณด้วย (M-A)

ฉะนั้นรวมเวลาที่ใช้จึงเป็นผลรวมของเวลาทั้งสองข้างต้น คือ

$$\text{VCO ไซเกิล} = 11\,A + 10\,(M-A) = 10M + A$$

ความถี่ของ VCO จะเท่ากับ (10M + A) เท่าของความถี่อ้างอิง หรือ

$$F_{synth} = F_{ref}\,(10M + A)$$

ขอให้สังเกตว่า ผลของตัวเลข M มีผลต่อความถี่ F_{synth} มากกว่าตัวเลข A อยู่ 10 เท่า นอกจากนี้ ตัวหาร 10(M+A) ก็ไม่สามารถหาได้ครบตัวเลขทุกค่า เนื่องจากมีข้อจำกัดตรงที่ M จะต้องมากกว่า (หรือเท่ากับ) A ในที่นี้ตัวหาร (10M+A) จะหารได้ครบทุกค่าถ้าเกิน 90 แต่ถ้าตัวหารน้อยกว่า 90 จะหารได้ไม่ครบทุกตัว ทดลองหาตัวเลข M กับ A ที่ทำให้ตัวหารมีค่า 89 ดูจะพบว่า หาไม่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ยกตัวอย่างมาข้างต้นใช้กับพรีสเกลเลอร์แบบ 10/11 ในกรณีที่พรีสเกลเลอร์ชนิดสองโมดูลัส เป็นแบบ P และ (N 1) ตัวหารจะกลายเป็นดังนี้

ตัวหารของระบบสังเคราะห์ความถี่ = PM+A

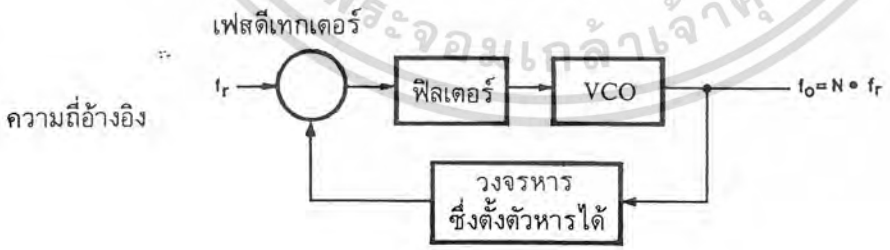
ตัวหารต่ำสุด = P(P-1)

ตัวหารสูงสุด = $P\ M_{max} + A_{max}$

4.6.1 เรื่องเกี่ยวกับการสังเคราะห์ความถี่

การสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ตัวอย่างที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นหน่วยสังเคราะห์ความถี่ซึ่งมีขั้นการตั้งความถี่ขั้นละ f_r เท่ากับความถี่อ้างอิง

PLL แบบโดยตรง วิธีการสังเคราะห์ความถี่วิธีนี้ ใช้ PLL แบบโดยตรง นับว่าเป็นวิธีที่ฝายความถี่เอาต์พุตมีค่าเป็น N เท่าของความถี่อ้างอิง (รูปที่ 4.59) ในที่นี้ VCO ต้องสามารถทำงานได้ตลอดย่านความถี่เอาต์พุต ความถี่อาจจะขึ้นไปได้ถึง 200 เมกะเฮิรตซ์ อย่างไรก็ดี วงจรนับที่โปรแกรมตัวหาร N นั้นมีราคาแพง เราจึงจำเป็นต้องปรับปรุงวิธีสังเคราะห์ความถี่เป็นแบบอื่น



รูปที่ 4.59 PLL แบบโดยตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

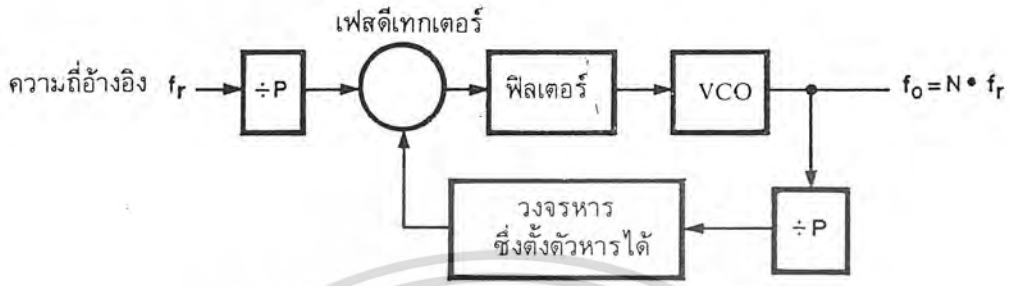
PLL **แบบคูณความถี่** สังเกตว่าในรูปที่ 4.60 เราหารความถี่อ้างอิง f_r ลง 9 เท่า ก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรเฟสดีเทกเตอร์ และเอาต์พุตจาก VCO ก็คูณความถี่ขึ้นไป 9 เท่า วิธีนี้ช่วยลดความถี่การทำงานของวงจรหาร N ลง แต่ก็ทำให้ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนความถี่ของ PLL ช้าลง เนื่องจากความถี่ที่ใช้ในการเทียบเฟสต่ำลง

รูปที่ 4.60 PLL แบบคูณความถี่

PLL **แบบพรีสเกลเลอร์** PLL ในรูปที่ ใช้วิธีหารความถี่อ้างอิง f_r ลง P เท่า ก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรเฟสดีเทกเตอร์ และใช้วิธีคูณความถี่ขึ้นไป P เท่าภายในลูป แทนที่จะคูณความถี่ภายนอกลูปดังเช่น PLL แบบคูณความถี่ วงจร VCO ในกรณีนี้ต้องทำงานขึ้นไปถึงความถี่ใช้งาน โดยไม่ต้องมีวงจรมัลติพลาย

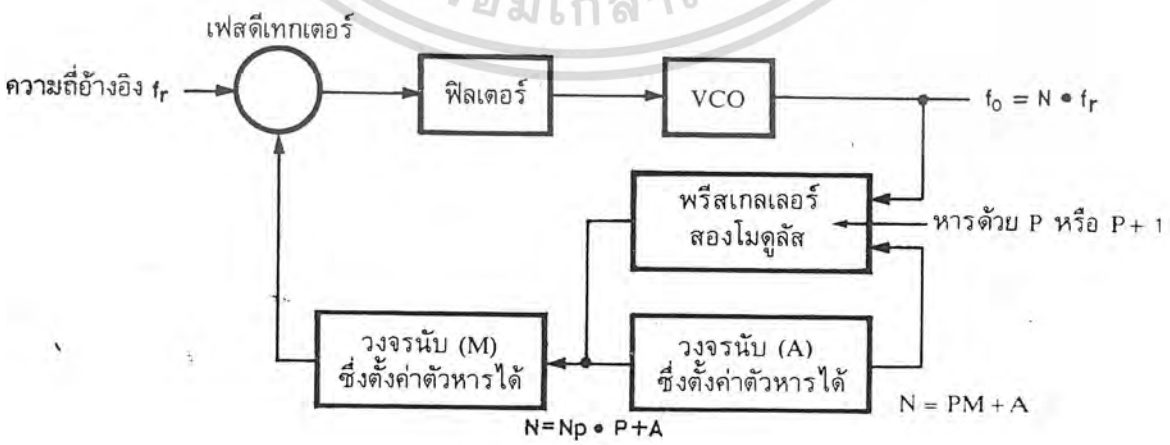
วงจรนับหาร P เป็นชุดวงจรฟลิปฟลอปธรรมดา ซึ่งตัวหารกำหนดไว้ตายตัวและสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ เราเรียกว่าวงจรพรีสเกลเลอร์ ส่วนวงจรนับหาร N ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้นทำงานที่ความถี่ต่ำลงเช่นเดียวกับ PLL ในรูปที่ 4.60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.61 PLL แบบพรีสเกลเลอร์

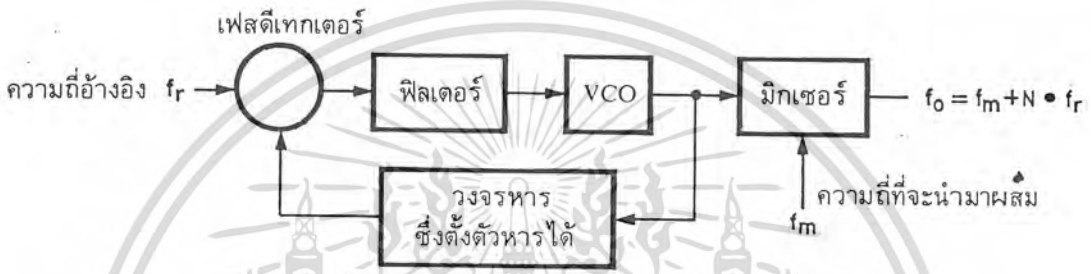
PLL **แบบพรีสเกลเลอร์ สองโมดูลัส** PLL ในรูปที่ 4.62 ใช้พรีสเกลเลอร์ เช่นเดียวกับ PLL ในรูปที่ 4.61 เว้นแต่วงจรพรีสเกลเลอร์นี้มิใช่เป็นวงจรนับ ซึ่งหารค่าตายตัว P แต่เป็นวงจรนับชนิดตัวหารเปลี่ยนค่าได้ ระหว่าง P กับ P + 1 เราเรียกพรีสเกลเลอร์แบบนี้ว่าพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส (เลือกตัวหาร P ก็ได้ หรือจะเลือก P + 1 ก็ได้) วงจรนับหาร N ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้น ทำงานที่ความถี่ต่ำลง



รูปที่ 4.62 PLL แบบพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส

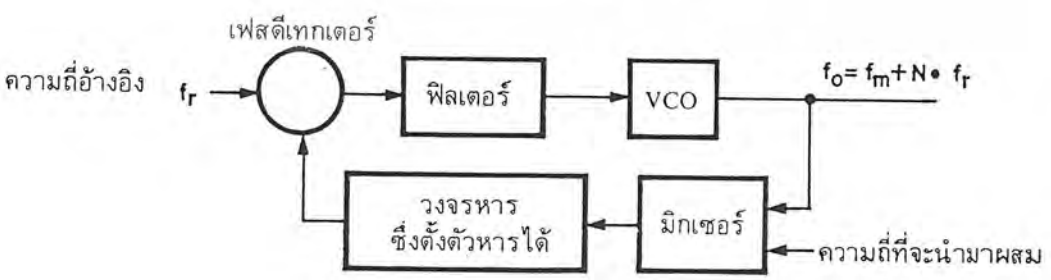
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PLL **แบบมิกซิ่งนอกลูป** PLL ในรูปที่ 4.63 อาศัยความถี่อีกความถี่หนึ่งเพื่อผสม (มิกซ์) กับความถี่ VCO ให้เอาต์พุตของ PLL มีความถี่สูงขึ้น ในที่นี้เราปรับขั้นความถี่ได้ชั้นละ f_r เท่ากับความถี่อ้างอิง และความถี่เอาต์พุต เท่ากับผลรวมความถี่ที่นำมามิกซ์กับความถี่จาก VCO



รูปที่ 4.63 แบบมิกซิ่งนอกลูป

PLL **แบบมิกซิ่งในลูป** PLL ในรูปที่ 4.64 เป็นการมิกซ์อีกแบบหนึ่ง ซึ่งนำการมิกซ์มาไว้ในลูป สัญญาณจาก VCO และความถี่มิกซ์ f_m จะบีตกันได้ความถี่ต่ำลง แล้วจึงป้อนสู่วงจรนับหาร N ความถี่เอาต์พุตเท่ากับผลรวมของความถี่ที่นำมามิกซ์ f_m กับความถี่ VCO เช่นเดียวกับรูปที่ 4.63



รูปที่ 4.64 PLL แบบมิกซิ่งในลูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าโมดูลัส (ตัวหาร) ของพรีสเกลเลอร์มีค่ามาก ตัวหารต่ำสุดก็จะมากยิ่งขึ้นไปอีก ซึ่งเหมาะสมกับระบบสังเคราะห์ความถี่ที่ผลิตความถี่สูง ๆ และช่วงห่างระหว่างช่องแคบ

เหตุผลสำคัญในการใช้พรีสเกลเลอร์ชนิดสองโมดูลัสก็เพื่อลดทอนความถี่ลง และให้ใช้กับวงจรหาร N ตระกูล TTL หรือ CMOS ได้ ถ้าใช้พรีสเกลเลอร์แบบ 256/257 ก็จะสามารถสังเคราะห์ความถี่ไปถึงย่าน UHF ได้ ข้อดีอีกอย่างหนึ่งของพรีสเกลเลอร์ชนิดสองโมดูลัสก็คือ ทำให้การกำเนิดความถี่ที่ไม่ตรงกับความถี่ที่แสดงเช่นในสภาวะรับ โลคอลออสซิลเลเตอร์จะผลิตความถี่แตกต่างจากความถี่ใช้งานอยู่เท่ากับความถี่ IF ของเครื่องรับ อีกตัวอย่างหนึ่ง เช่นในกรณีของการเลื่อนความถี่ภาคส่งสำหรับรีพีตเตอร์ (repeater offset) เป็นต้น ลักษณะเด่นของระบบสังเคราะห์ความถี่นี้ก็คือสามารถทำงานที่ความถี่สูง (high speed operation) ได้โดยอาศัยเทคนิคทางดิจิตอลมาช่วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

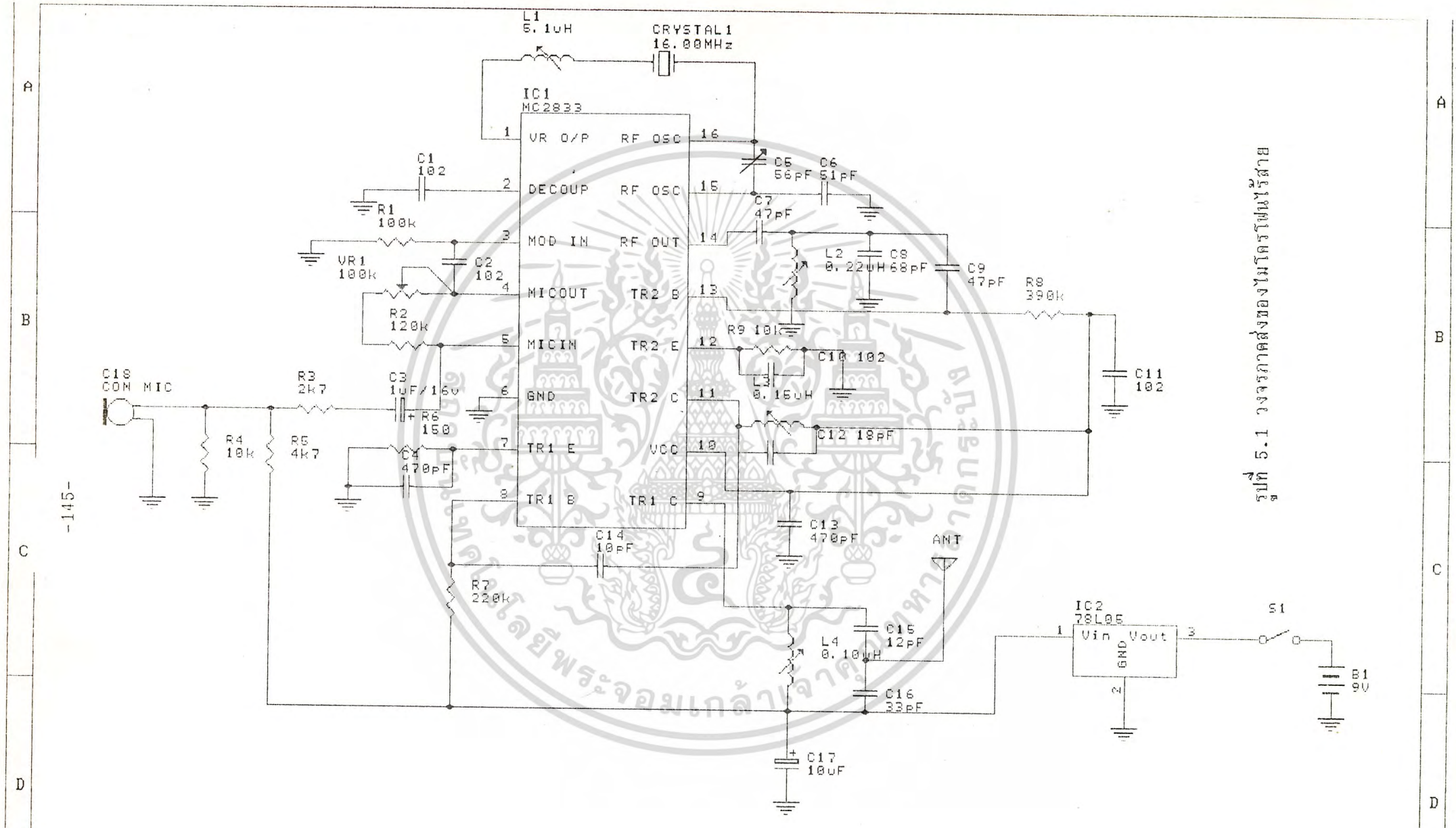
บทที่ 5

วงจรภาคส่งและภาครับ FM ที่ใช้ IC สำเร็จรูปเป็นไมโครโฟนไร้สาย

5.1 คำอธิบายการทำงานของวงจร IC ภาคส่ง FM

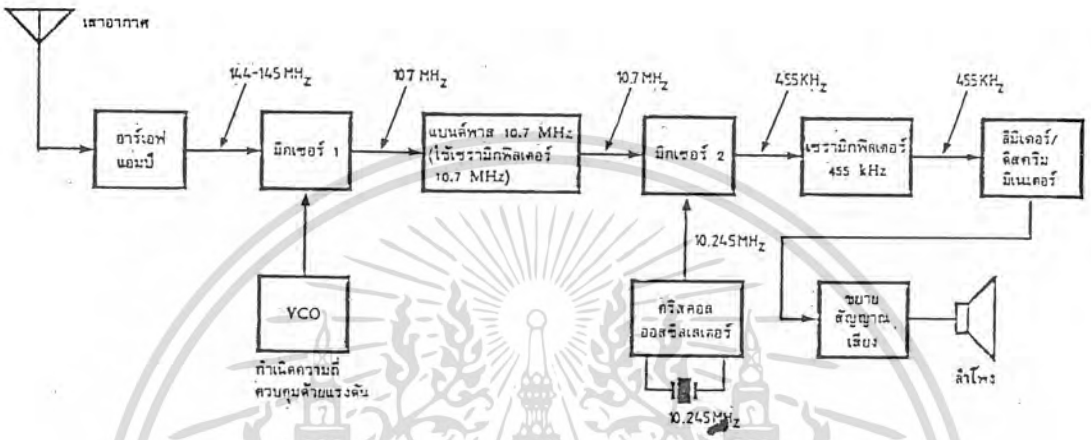
จากรูปที่ 5.1 เป็นวงจรภาคส่งของไมโครโฟนไร้สายที่ใช้ ICเบอร์ MC 2833 โดยในการใช้ในงานนี้เราจูนความถี่ที่ 144 MH_z โดยเริ่มจากการที่สัญญาณเสียง (Audio) ผ่านเข้าไปในไมโครโฟน ซึ่งเป็น condensor microphone ทำให้ค่า capacitance ของ condensormic. เปลี่ยนแปลง และเพราะมีวงจร bias (ประกอบด้วย R_3, R_4, R_5) ให้แก่ MIC. (ซึ่งเราสามารถปรับแต่งความไวของ MIC. ที่ VR_1 ได้) จากนั้นจึงเกิดสัญญาณไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณเสียงเข้าไปทางขา 5 ผ่านวงจร MIC AMP. ซึ่งทำหน้าที่ขยายสัญญาณเสียงแล้วออกมาทางขา 4 จากนั้นสัญญาณเสียงจะถูกส่งไปยังขา 3 เพื่อเป็นอินพุตให้วงจร Variable reactance โดยผ่านมาทาง C_2 หลังจากนั้นเอาต์พุตของวงจร Variable reactance ซึ่งก็คือค่า Reactance ที่จะเปลี่ยนแปลงตามอินพุตซึ่งเป็นสัญญาณเสียงค่า reactance ที่เปลี่ยนแปลงนี้รวมกับ reactance ของ L_1, Crystal1, C_5, C_6 จะเป็นตัวแปรที่ควบคุมการ Oscillate ของวงจร RF OSC. โดยจะ Oscillate ออกมาตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเสียง ซึ่งก็คือการ Modulate นั่นเอง โดยสัญญาณ RF ที่ได้จากวงจร RF OSC. นั้น จะมี Center frequency (fc) ที่ความถี่ 16 MH_z ตามการกำหนดค่าของ Crystal1 และสัญญาณ RF ที่ได้จากวงจร RF OSC. จะผ่านวงจร Buffer แล้วออกมาทางขา 14 ซึ่งจะถูกทวีคูณความถี่ให้เป็น 3 เท่า (Triple Multiplier) โดยสัญญาณจากขา 14 จะผ่าน C_9 เข้าขา 13 ซึ่งเป็นอินพุตให้กับทรานซิสเตอร์ Q_2 ในตัวไอซี โดยวงจร Multiply ความถี่ชุดแรกนี้จะประกอบไปด้วย R_8, R_9, L_3, C_{12} และทรานซิสเตอร์ในตัวไอซี (Q_2) และ L_3 นั้นจะจูนไว้ที่ความถี่ 48 MH_z หลังจากนั้นสัญญาณ RF ซึ่งผ่านวงจร Mutiply แล้ว จะมี Center frequency ที่ 48 MH_z แล้วสัญญาณนี้ก็จะถูก Coupling โดย C_{14} ส่งไปให้วงจร Multiply 3 เท่าชุดที่ 2 โดยส่งเข้าไปที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในตัวไอซีทางขา 8 และวงจร Multiply ความถี่ชุดที่ 2 จะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_1 ในตัวไอซี R_6, R_7, C_{15}, C_{16} และ L_4 ซึ่งจูนไว้ที่ความถี่ 144 MH_z แล้วสัญญาณ RF นี้ที่มี Center frequency ที่ 144 MH_z จะถูกส่งออกอากาศผ่านทาง Antenna ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.1 วงจรภาคส่งของเครื่องโทรศัพท์ไร้สาย

5.2 คำอธิบายการทำงานของวงจร IC ภาครับ FM



รูปที่ 5.2 แผนผังวงจรเครื่องรับวิทยุ FM ย่าน 142 ถึง 148 MH_z แบบดูอัลคอนเวอร์ชัน

ในรูปที่ 5.2 เป็นหลักการทำงานที่นำมาใช้ในโครงงานนี้ในส่วนของภาครับ ซึ่งเป็นแบบดูอัลคอนเวอร์ชั่น คือมีการแปลงความถี่ RF ลงสองครั้ง เป็น IF 10.7 MH_z และ IF 455 KH_z เพื่อการรับข้อมูลที่ชัดเจน เพราะว่าความถี่ IF ต่ำ ๆ ช่วยให้ออกแบบวงจรได้เสถียรภาพดี อัตราขยายดี และแบนด์วิดท์แคบ แต่ความถี่ IF สูง ๆ ช่วยให้เครื่องรับกำจัดเงา ดังนั้นเราจึง เอาข้อดีทั้งสองมารวมกัน จึงเรียกดูอัลคอนเวอร์ชั่น

จากรูปที่ 5.3 เป็นวงจรของเครื่องรับวิทยุ FM (ย่าน 142 - 148 MH_z) โดยในที่นี้เราจะใช้งานที่ความถี่ 144 MH_z และอาศัยหลักการดูอัลคอนเวอร์ชั่นมาใช้ โดยในส่วนภาคขยายความถี่วิทยุหรือฟรอนต์เอนด์ใช้ JFET เบอร์ 2SK 241 และขดลวด L_1 เป็นตัวแมตชิ่งอิมพีแดนซ์กับสายอากาศที่ได้ทำการ Match กับสายอากาศทางภาคส่งไว้แล้ว ที่ย่านความถี่ 142 ถึง 148 MH_z โดยใช้ Antenna Analyser ทำการ Match ซึ่ง $L_1 = L_2 = L_3 = L_4$ โดยเรโซแนนซ์กับ $C_1 = C_3 = C_6 = C_9$ ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนวงจรภารรับทั้งหมดทำหน้าที่โดย IC1 MC 3362 และมีวงจร Parallel Input PLL Frequency Synthesizer (Single - Modulus Prescalers) ควบคุม ความถี่โลคัลออสซิลเลเตอร์ชุดที่ 1 เห้ดงที่ ซึ่งประกอบไปด้วย IC3, IC4, IC5, IC6 ทำงานร่วมกัน โดยเริ่มจาก IC6 MC 14011 ทำหน้าที่เป็นออสซิลเลเตอร์ความถี่อ้างอิงที่ 2 MH_z ตามค่าคริสตอล ได้ความถี่ 2 MH_z ออกจากขา 3 ไปเข้าขา 14 ของ IC5 MC 14017 ซึ่งเป็นวงจรหาร 10 เหลือความถี่ 200 KH_z ออกจากขา 12 ไปเข้าที่ขา 27 ของ IC4,MC145151 ซึ่งภายในมีวงจรหารอยู่ 2 ชุด (จากตาด้าชีท) ชุดแรกเลือกตัวหาร A จาก Reference Address Code โดยการเลือกค่าที่เราต้องการนำไปหาร จากการจัดขา RA0,RA1,RA2 ตามตารางที่ 5.1

Reference Address Code			Total Divide Value
RA2	RA1	RA0	
0	0	0	8
0	0	1	128
0	1	0	256
0	1	1	512
1	0	0	1024
1	0	1	2048
1	1	0	2410
1	1	1	8192

ตารางที่ 5.1 การเลือกตัวหารชุดที่หนึ่ง (หาร A)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรหารชุดที่ 2 เป็นวงจรหาร N (N Counter Programming Inputs ; Tins 11-20,22-25)โดยหาค่า N จากสูตร

$$F_o = N.F_r \text{ โดยที่}$$

F_o คือ ความถี่โลคัลออสซิลเลเตอร์ผ่านวงจรหาร 64

F_r คือ ความถี่อ้างอิงจากแร่คริสตอลและผ่านวงจรหาร 10 และหาร A

N คือ ตัวหารที่สามารถตั้งค่าได้จากดิพสวิทช์

จากวงจรในรูปที่ 5.3 จะเห็นว่า เราใช้ความถี่ในย่าน 144 MH_z ดังนั้น โลคัลออสซิลเลเตอร์จะได้เท่ากับ 144 MH_z - 10.7 MH_z = 133.3 MH_z แต่เนื่องจากความถี่ยังสูงอยู่ ซึ่งเกินขอบเขตการทำงานของ MC 145151 (ทำงานได้สูงสุดประมาณ 30 MH_z) จึงต้องมีวงจรหาร 64 โดยใช้ IC3SP4632 ทำหน้าที่หารความถี่จาก 133.3 MH_z หาร 64 = 2.0828125 MH_z ความถี่นี้จะออกจากขา 7 ของ IC3 SP4632 มาเข้าที่ขา 1 ของ IC4 MC 145151 จากนั้นเราต้องกำหนดค่า ๆ หนึ่งขึ้นมาในการเปลี่ยน Step ความถี่ที่ใช้งาน ในที่นี้เรากำหนดค่าไว้ที่ 25 MH_z ในการเปลี่ยนความถี่แต่ละครั้ง เช่น ถ้าเราต้องการเปลี่ยนมาใช้ความถี่อื่น ๆ นอกเหนือจาก 144 MH_z หนึ่ง Step ของการเปลี่ยนความถี่คือ $\pm$ 25 KH_z จะได้เป็น 143.975 MH_z และ 144.025 MH_z ตามลำดับ เมื่อกำหนด Step แล้ว จะต้องนำไปหารกับ 64 เช่นกัน จะได้เป็น 25 KH_z หาร 64 = 390.625 H_z ซึ่งค่านี้จะใช้เป็นค่าในการเทียบเฟสของวงจรหารทั้ง 2 ชุด เพื่อไปเข้าวงจร Phase Detectorใน IC4 MC145151 ไปเข้ายัง VCO ใน IC4 MC145151 เพื่อทำการวนลูปการทำงานจนความถี่ล็อคกัน ได้แรงดันค่า ๆ หนึ่ง จากขา 4 ของ IC4 MC145151 ไปควบคุม วาริแคป ที่ขา 23 ของIC1 MC3362 เพื่อให้เกิดความถี่ IF ที่ 10.7 MH_z การหาค่า N ทำได้โดยนำความถี่อ้างอิง (F_r)2 MH_z ที่ผ่านวงจรหาร 10 ได้ความถี่ 200 KH_z ไปเข้าขา 27 ของ IC4 MC145151 เพื่อเลือกค่าที่จะนำมาหารจากวงจรหาร A ชุดแรกที่ขา 5, 6, 7 โดยดูจากค่าความถี่ 390.625 M_z จึงเลือกค่าที่ 512 จากตาราง 5.1 นำมาหาร 200 KH_z จะได้ 200 KH_z หาร 512 = 390.625 M_z เท่ากันพอดี จากนั้นทางด้านความถี่โลคัลออสซิลเลเตอร์ที่โดนหารด้วย 64 เหลือ 2.0828125 MH_z ออกจาก IC3 SP4632 ที่ขา 7 มาเข้าขา 1 IC4 MC145151 เพื่อมาผ่านตัวหาร N แล้ว ต้องได้ค่าออกมาเท่ากับ 390.625 M_z ดังนั้น N จึงเท่ากับ 2.0828125 MH_z หาร 390.625 M_z = 5332 H_z ซึ่งก็คือค่า N นั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อได้ค่า N แล้วจึงนำมาตั้งค่าที่ดิพสวิทช์ โดยต่อกับขา 11-20 และ 22-25 ดูจากดาต้าชีท บอกไว้ว่า หาร N range = 3 ถึง 16383 โดยแต่ละขา 11-20 และ 22-25 มีค่าดังนี้ N_0 = 1, N_1 = 2, N_2 =4 , N_3 = 8 , N_4 =16 , N_5 = 32 , N_6 = 64 , N_7 = 128 , N_8 = 256, N_9 = 512, N_{10} = 1024, N_{11} = 2048, N_{12} = 4096, N_{13} = 8192 เมื่อทราบค่าดังนี้ เราก็สามารถตั้งตัวหาร N ที่ดิพสวิทช์ได้ โดยในสภาวะปล่อยลอยจะมีค่าเป็น HIGH ซึ่งในที่นี้ปล่อยลอยไว้ 2 ขา คือ ขา 22,24 คือ N_{12} และ N_{10} นั่นเอง ก็จะได้ค่าที่ตายตัว 2 ค่า คือ N_{10} = 1024, N_{12} = 4096 รวมกันได้เท่ากับ 5120 จากนั้นเลือกตั้งที่ดิพสวิทช์ ดังนี้ ขา 11,12 on ขา 13 off,ขา 14 on ขา 15 off ขา 16 on ขา 17, 18 off ขา 19,20 on ซึ่งนั่นก็คือเราเลือกใช้ N_2, N_4, N_6, N_7, จะได้ค่า 4+16+64+128 = 212 นำไปบวกกับค่าที่ได้ตอนแรกคือ 5120 + 212 = 5332 พอดี เกิดการเปรียบเทียบเฟสระหว่างค่าที่ได้จากหาร A กับ หาร N ผ่านวงจรเฟสดีเทคเตอร์ผ่าน VCO เพื่อให้เกิดการ Lock ความถี่ที่ต้องการโดยมีแรงดันค่าหนึ่งไปควบคุมวาริแคปที่ขา 23 ของ IC1MC3362 เมื่อเป็นดังนี้แล้ว วงจรจะมีความเสถียรมากความถี่จะไม่ไหลเลื่อน ทำให้ค่า IF 10.7 MH_z ที่ได้คงที่ ความถี่ IF นี้จะผ่านตัวกรองความถี่โดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์ CFU_1 ขนาด 10.7 MH_z ป้อนกลับเข้าไปในไอซีทางขา 17, 18 เพื่อมิกซ์ครั้งที่ 2 วงจรโลคัลออสซิลเลเตอร์ ชุดที่ 2 ใช้คริสตอลความถี่ 10.245 MH_z เป็นตัวกำเนิดความถี่ ป้อนเข้าที่ขา 3 และขา 4 เพื่อมิกซ์กับความถี่ 10.7 MH_z เหลือความถี่เป็น 455 KH_z ออกมาที่ขา 5 ผ่านเซรามิกฟิลเตอร์ 455 KH_z กลับมาที่ขา 7 เพื่อป้อนให้ภาคลิมิตเตอร์และดีเทกเตอร์ต่อไป

ตัวต้านทานปรับค่า VR_1 ต่ออยู่ที่ขา 10 อันเป็นจุดตรวจสอบระดับสัญญาณทำหน้าที่เป็นตัวปรับสเควลช์คือ ให้ตัดเอาต์พุตหากตรวจไม่พบคลื่นพาห์ โดยจะมีภาคตรวจจับคลื่นพาห์จากขา 10 ไปขา 11 ภายในไอซี ซึ่งจะให้เอาต์พุตไปควบคุมภาคขยายเสียงต่อไป

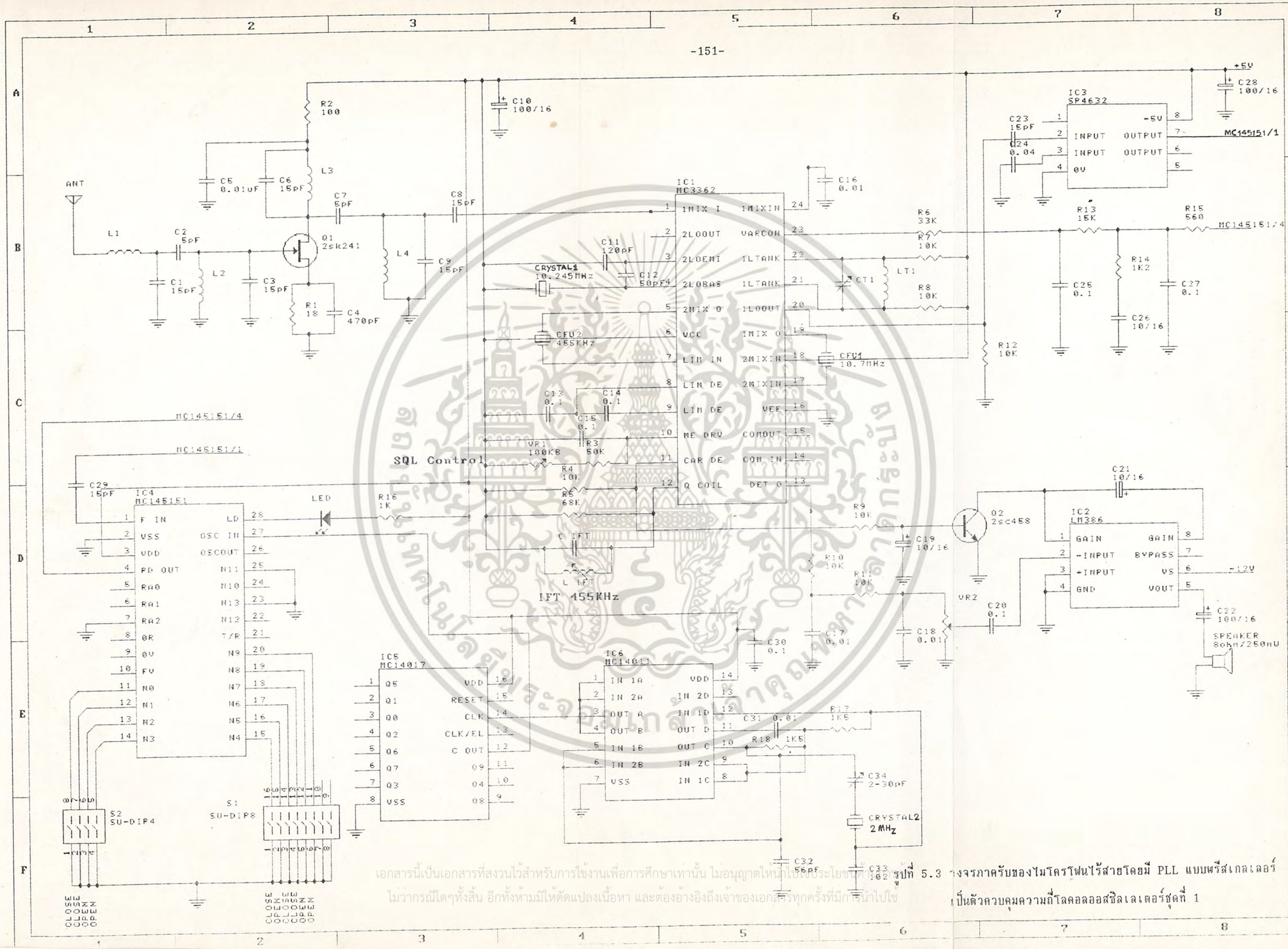
การดีเท็กระบบเอฟเอ็มของ MC 3362 เป็นแบบควอดราเจอร์ดีเท็กเตอร์มีชดลวด L-IFT เป็นดิสคริมมิเนเตอร์ที่ความถี่ 455 KH_z ซึ่งใช้หม้อแปลง IF ของวิทยุเอเอ็มธรรมดาที่มีแกนปรับสีดำ เอาต์พุตที่เป็นสัญญาณความถี่เสียงที่ได้ออกมาที่ขา 13 ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน อันประกอบด้วย R_{10}, R_{11}, C_{17}, และ C_{18}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณความถี่เสียงจากวงจรกรองความถี่ถูกส่งต่อไปให้ IC_2 เบอร์ LM386N ทำการขยายกำลังเพื่อขับออกลำโพง ตัวต้านทานปรับค่า VR_2 เป็นตัวปรับระดับความดังของสัญญาณเสียงส่วนที่ขา 1 ของ IC_2 จะต่ออยู่กับทรานซิสเตอร์ Q_2 ซึ่งจะถูกควบคุมจากวงจรตรวจจับคลื่นพาห์อีกทีหนึ่ง ทำหน้าที่เป็นวงจรสเควลช์ (squelch) โดยจะควบคุมให้ IC_2 ทำงานเฉพาะมีการตรวจจับคลื่นพาห์ได้เท่านั้น (ขา 1 ของ LM386N ต่อลงกราวด์ภาคขยายจะไม่ทำงาน) เพื่อเป็นการตัดเสียงช่าเวลาที่มิได้รับสัญญาณใด ๆ

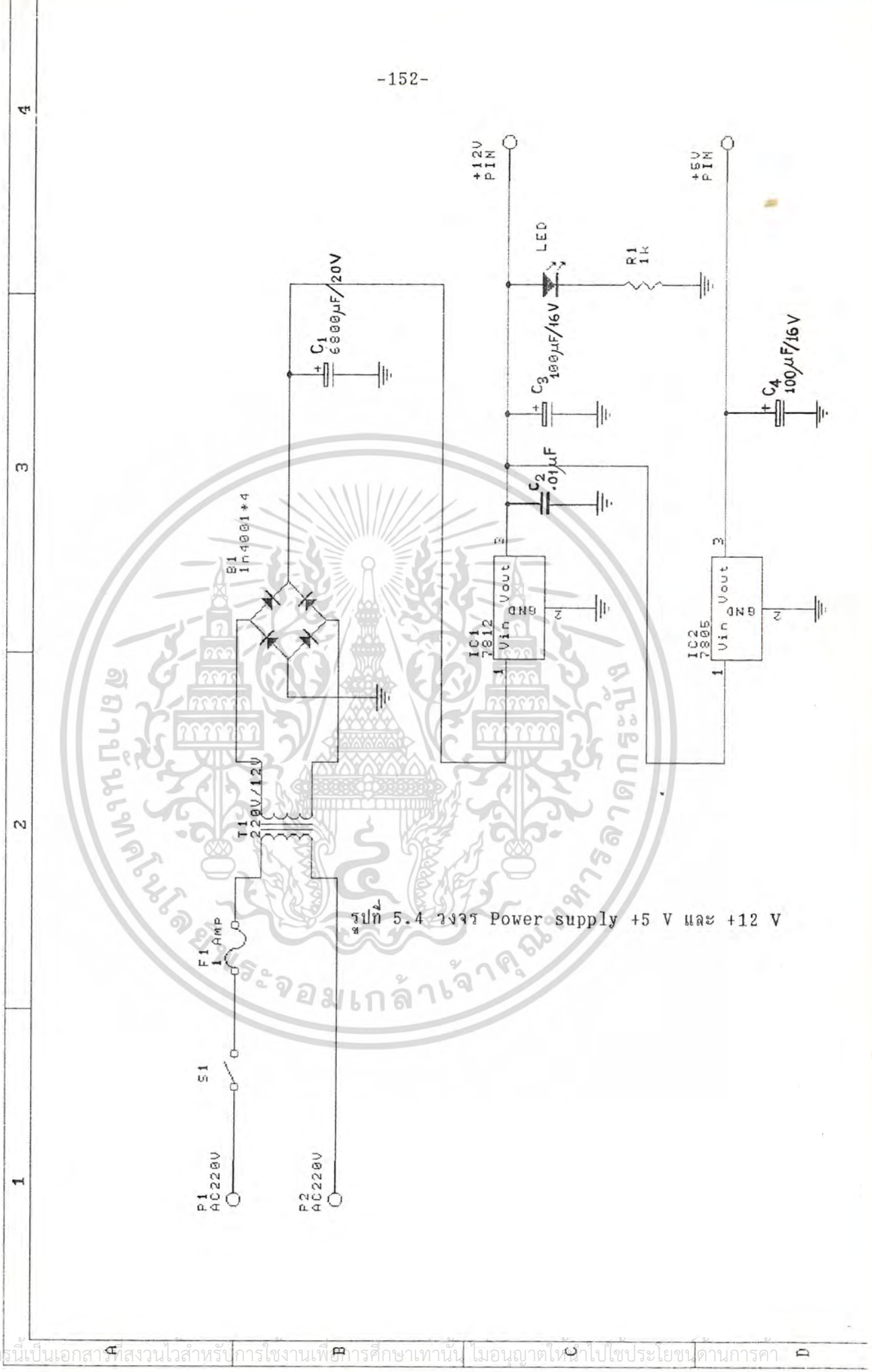
ส่วน IC_2 เบอร์ 78L05 ในรูปที่ 5.4 เป็นไอซีเรกูเลเตอร์รับแรงดัน 9-12 โวลต์ มาทำการลดและควบคุมไว้ที่ 5 โวลต์คงที่ ป้อนให้กับ IC_1 และวงจรอื่น ๆ ยกเว้น IC_2 ในรูปที่ 5.3 จะรับไฟเลี้ยงตรงจากจุดไฟเข้า คือ + 12 V โดยผ่าน IC_1 เบอร์ 7812 ดูรูปที่ 5.4 ภาค power supply

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 วงจรภาครับของไมโครโฟนไร้สายโดยมี PLL แบบฟรีสเกลเลอร์เป็นตัวควบคุมความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์ชุดที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 วงจร Power supply +5 V และ +12 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลอง

จากวงจรเครื่องรับส่งในโครงงานนี้ใช้ความถี่สูง เพราะฉะนั้นเราจึงไม่สามารถจะทำการทดลองวงจรโดยการต่ออุปกรณ์ลงบน Protoboard ได้เนื่องจากวงจรความถี่สูงนั้นเมื่อมีสัญญาณมารบกวนจะทำให้การทำงานของวงจรเปลี่ยนแปลง มีผลทำให้วงจรความถี่สูงนั้นเมื่อมีสัญญาณมารบกวนจะทำให้การทำงานของวงจรเปลี่ยนแปลง มีผลทำให้วงจรไม่สามารถทำงานตามต้องการได้ หรือถ้าทำงานได้ก็ทำได้ไม่ดี ฉะนั้น เราจึงต้องต่ออุปกรณ์ลงบนแผ่นปริ้นซ์ โดยเราจะทำการออกแบบลายปริ้นซ์จากวงจร ให้มีส่วนของกราวนด์เพลน (Ground plane) มากที่สุดเท่าที่จะทำได้หรือใช้กระดาษฟรอย์เพิ่มกราวนด์ให้กับวงจรเป็นการแก้ปัญหา เมื่อเราออกแบบวงจรมีพื้นที่ของกราวนด์เพลนน้อย เพื่อเป็นการป้องกันสัญญาณอื่น ๆ ไม่ให้เข้ามารบกวน โดยจะลงกราวนด์ไป ทำให้รับสัญญาณที่ต้องการได้ดีขึ้น และเมื่อต่ออุปกรณ์ลงบนแผ่นปริ้นซ์เรียบร้อยแล้ว เราจะทำการทดสอบวงจรแต่ละภาคของเครื่องรับและเครื่องส่ง ซึ่งจำเป็นต้องมีเครื่องมือในการทดลองที่จำเป็น คือ

1. Oscilloscope
2. Signal Generator
3. Frequency Counter
4. Multi Meter
5. Antenna Analyser
6. Dip Meter
7. Power Meter

เมื่อมีความพร้อมทางด้านเครื่องมือแล้ว การทำงานก็จะสะดวกและรวดเร็วมีความเที่ยงตรงสูง

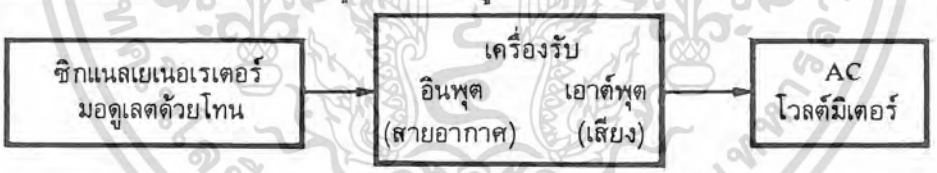
ปัจจัยพื้นฐานที่จำเป็นจะต้องมีความรู้ในการทดลองนี้ ที่สำคัญ ๆ คือการวัดค่าต่าง ๆ ในทั้งภาคส่งและภาครับ ซึ่งมีดังนี้

-การวัดความไว เป็นความสามารถของเครื่องรับในการรับสัญญาณที่อ่อนที่สุดของเครื่องรับนั้น ๆ วิธีระบุค่าความไวในสเปกตรัมแต่ละย่านห้อบางครั้งก็ไม่เหมือนกัน ส่วนใหญ่แตกต่างกันเนื่องจากระบบเครื่องรับไม่เหมือนกัน การระบุความไวแบ่งเป็น 2 วิธี คือวิธีกำหนดกำลังสัญญาณเสียงและวิธีกำหนดการทำให้นอยส์เงียบ (quieting)

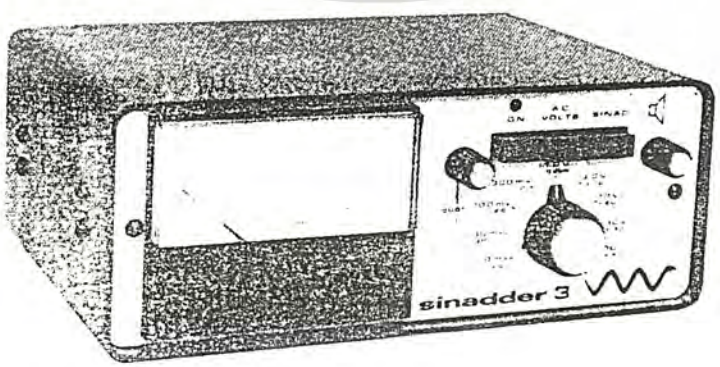
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีแรกผู้ผลิตจะระบุค่าความแรงของสัญญาณที่ป้อนให้เครื่องรับมีเสียงออกมา มีกำลังเทียบกับนอยส์ (หรือกำลังอย่างเดียว) ได้ตามกำหนดไว้ ส่วนอีกวิธีหนึ่งจะระบุค่าความแรงสัญญาณที่ป้อนให้แก่เครื่องรับแล้วทำให้นอยส์เงียบลงไป ตามที่กำหนด

การระบุความไวโดยวิธีกำหนดกำลังสัญญาณเสียง นิยมใช้กับเครื่องรับ AM และ SSB ส่วนเครื่องรับ FM เรากำหนดขนาดสัญญาณเทียบกับนอยส์หรือเป็นแบบอื่นซึ่งคล้ายกัน การเปรียบเทียบสัญญาณกับนอยส์อาจเป็นอัตราส่วน S/N หรือ อัตราส่วน $\frac{S + N}{N}$ หรือ $\frac{S + N + D}{N + D}$ ก็ได้ส่วนใหญ่จะระบุไว้เป็นค่าเดซิเบล การเตรียมเครื่องมือจะเป็นดังรูปที่ 1 สัญญาณที่ป้อนผู้ผลิตมักจะระบุเปอร์เซ็นต์ การมอดูเลต และสัญญาณมอดูเลตไว้ด้วย เช่น มอดูเลตแบบ AM 30 เปอร์เซ็นต์ ด้วยโทน (สัญญาณเสียง) 1 กิโลเฮิรตซ์ หรือมอดูเลตแบบ FM สองในสามของดีวิเอชั่นด้วยโทน 1 กิโลเฮิรตซ์ เป็นต้น เอาต์พุตจะวัดได้ที่วงจรขยายสัญญาณเสียง เช่น ที่ลำโพง หรือโหลดตัวต้านทาน โดยใช้ AC โวลต์ มิเตอร์ (หรือ SINAD มิเตอร์) ผู้ผลิตบางรายอาจระบุสภาวะอื่น ๆ หรือขั้นตอนในการวัดด้วย เช่น ให้ปรับเกน RF สูงสุดหรือหยุดทำงานวงจร (ตัดวงจรออก) ปลดชาอุปกรณ์ AGC และสเควลช์ หรือ ปรับระดับเอาต์พุตให้ได้ตามที่ระบุ ตั้งความถี่ให้ตรงความถี่ใช้งานแล้วค่อย ๆ เพิ่มสัญญาณจนกระทั่งได้เอาต์พุตตามที่กำหนด ซึ่งวิธีการเหล่านี้ก็แล้วแต่ผู้ผลิตจะเป็นผู้กำหนด



(ก) การจัดเครื่องมือเพื่อวัดความไว



(ข) ตัวอย่างของมิเตอร์ SINAD

รูปที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับค่าความไวที่กำหนดโดยการทำให้นอยส์เงียบนั้น ส่วนใหญ่เราจะนำไปใช้กับเครื่องรับ FM ในขณะที่ยังไม่มีการป้อนสัญญาณ เครื่องรับจะมีแต่เสียงซ่าของนอยส์ แต่เมื่อป้อนสัญญาณโดยไม่มีการมอดูเลตเสียงซ่าจะเบาลง แล้วเร่งสัญญาณจนนอยส์ลดลงไป 20 เดซิเบล (ผู้ผลิตบางรายอาจระบุเป็นค่าอื่น ๆ) อ่านค่าระดับสัญญาณที่ป้อนให้เอาต์พุตตามที่กำหนดค่าที่อ่านได้คือค่าความไวนั่นเอง ถ้าเครื่องรับสามารถรับสัญญาณมีความแรงน้อย (สัญญาณอ่อน) ได้แสดงว่าเครื่องรับมีความไวดีมาก

ค่าตัวอย่างของความไว เช่น 0.5 ไมโครโวลต์ ที่ 10 เดซิเบล (S+N)/N หมายความว่าป้อนสัญญาณไม่เกิน 0.5 ไมโครโวลต์ เอาต์พุตจะมีอัตราส่วน (S+N)/N เท่ากับ 10 เดซิเบล ตัวอย่างการระบุความไวอีกแบบหนึ่ง เช่น 0.35 ไมโครโวลต์ ที่ 20 เดซิเบล quieting หมายความว่าป้อนสัญญาณไม่เกิน 0.35 ไมโครโวลต์ที่ 20 เดซิเบล quieting หมายความว่าป้อนสัญญาณไม่เกิน 0.35 ไมโครโวลต์ จะกดนอยส์ให้เบาลงไป 20 เดซิเบล เป็นต้น

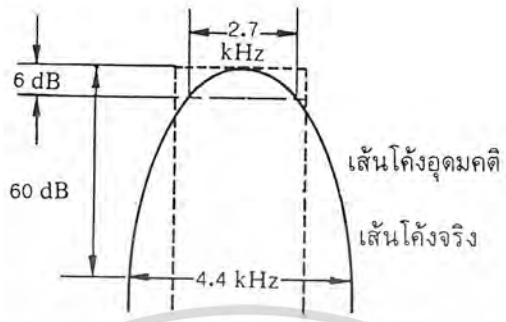
-การวัดซีเลกติวิตี้ เป็นการวัดความสามารถในการเลือกรับสัญญาณที่ต้องการ และความสามารถในการกำจัดสัญญาณข้างเคียงที่ไม่ต้องการ คุณสมบัติของซีเลกติวิตี้ขึ้นอยู่กับวงจรขยาย IF เป็นส่วนใหญ่ (ถ้าใช้ IF หลายค่าก็จะขึ้นอยู่กับวงจรขยาย IF ค่าต่ำสุด) โดยเฉพาะฟิลเตอร์ในวงจร เช่น คริสตอลฟิลเตอร์ หรือเซรามิกฟิลเตอร์ เป็นต้น

การวัดซีเลกติวิตี้ เราจัดเตรียมเครื่องมือเช่นเดียวกับการวัดความไว โดยเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณอินพุตแล้วตรวจดูว่าเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงไปเท่าใด สังเกตว่าที่ความถี่กลางความไวจะดีที่สุด และเมื่อเปลี่ยนความถี่ไปทางซ้ายหรือขวาของความถี่กลาง จะทำให้เอาต์พุตลดลงนำค่าของเอาต์พุตและความถี่มาพล็อต (เขียน) จะได้เส้นโค้งซีเลกติวิตี้

การวัดซีเลกติวิตี้อีกวิธีหนึ่ง ซึ่งตรงข้ามกับวิธีที่กล่าวมาข้างต้นก็คือ เปลี่ยนความถี่แล้วเร่งสัญญาณอินพุตให้เอาต์พุตคงเดิม นำค่าสัญญาณอินพุตกับความถี่มาพล็อต ก็จะได้เส้นโค้งซีเลกติวิตี้ เช่นกัน

ค่าซีเลกติวิตี้ ที่ใช้กับเครื่องรับ AM และ SSB นิยมระบุเป็นลักษณะของเส้นโค้งหรือทรวดทรง (shape factor) เช่น ระบุ 2 ตำแหน่งบนเส้นโค้ง ตัวอย่าง เช่น ที่ความถี่ 2.7 กิโลเฮิรตซ์ ที่ 6 เดซิเบล และ 4.4 กิโลเฮิรตซ์ ที่ 60 เดซิเบล ดูรูปที่ 2 หรือทรวงทรง 1.6:1 ซึ่งหมายความว่าความกว้างที่ฐาน (60 เดซิเบล) ต่อความกว้างที่ยอด (6 เดซิเบล) เท่ากับ 1.6 เท่า รูปร่างของเส้นโค้งยิ่งเข้าใกล้อุดมคติยิ่งดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



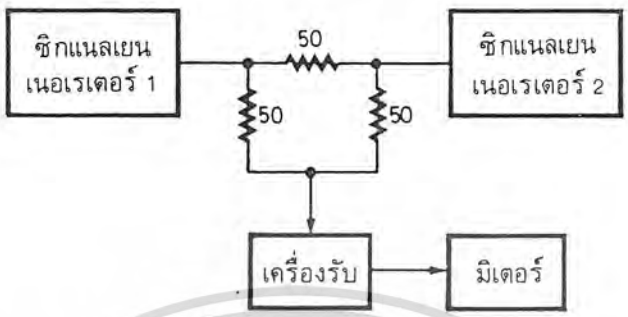
รูปที่ 2 เส้นโค้งซีเลกติวิตี้

ค่าซีเลกติวิตี้บางครั้งระบุเป็นการกำจัดสัญญาณช่องข้างเคียง ACS (adjacent channel selectivity) หรือเป็นการวัดความสามารถในการรับสัญญาณที่ต้องการได้ โดยมีผลกระทบตามที่กำหนด เมื่อสัญญาณช่องข้างเคียงส่งคลื่นมาในเวลาเดียวกัน วิธีการวัดเราต้องใช้ซิกแนลเยเนอเรเตอร์ 2 ตัว ป้อนเข้าวงจรผสมสัญญาณแบบลดทอน ดูรูปที่ 3 ทำการป้อนสัญญาณที่ต้องการให้เครื่องรับตามที่ระบุในการวัดความไว และป้อนสัญญาณช่องความถี่ข้างเคียงให้แก่เครื่องรับ เร่งสัญญาณจนกระทั่งเครื่องรับมีผลกระทบ เช่น เอาต์พุตมีค่า SINAD ลดลง 6 เดซิเบล ค่า ACS สามารถคำนวณได้จากอัตราส่วนความแรงสัญญาณของซิกแนลเยเนอเรเตอร์ทั้ง 2 เป็นค่าเดซิเบล

ตัวอย่างค่าของซีเลกติวิตี้ ACS ได้แก่ เครื่องรับ VHF/FM 55 เดซิเบล ที่ช่องห่าง (ช่องข้างเคียงอยู่ห่าง) 25 กิโลเฮิรตซ์ หรือ 45 เดซิเบลที่ช่องห่าง 12.5 กิโลเฮิรตซ์ ค่าตัวเลขซีเลกติวิตี้ ACS ยิ่งมาก หมายความว่า การกำจัดช่องข้างเคียงยิ่งดี

บางครั้งเราก็นิยมใช้แหล่งจ่ายสัญญาณชุดเดียวในการวัด ACS โดยเลื่อนความถี่ของซิกแนลเยเนอเรเตอร์ไปยังช่องข้างเคียง แล้วเร่งสัญญาณให้แรงจนกระทั่งได้เอาต์พุตตามที่กำหนดไว้ เช่น 12 เดซิเบล SINAD (ที่ช่องข้างเคียงห่างไป 25 กิโลเฮิรตซ์) นำค่าความแรงของสัญญาณมาคำนวณเป็นอัตรา ส่วนคิดเป็นเดซิเบล การใช้แหล่งจ่ายสัญญาณ 2 ชุด จะให้ผลลัพธ์จากการวัดใกล้เคียงสภาพใช้งานจริงมากกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3 การป้อนสัญญาณจาก 2 แหล่ง

-การวัดการกำจัดสัญญาณเงาและสปิวเรียส เป็นความสามารถของเครื่องรับ ในการกำจัดสัญญาณแปลกปลอมที่อาจเล็ดลอดเข้ามาถึงวงจรมิกเซอร์ แล้วบีต (ผสม) กับสัญญาณออสซิลเลเตอร์เข้าสู่วงจรขยาย IF ความถี่เงาจะอยู่ตรงข้ามกับความถี่ที่ต้องการ (เทียบกับความถี่ออสซิลเลเตอร์) และห่างจากความถี่ที่ต้องการเท่ากับ 2 เท่าของความถี่ IF สำหรับความถี่สปิวเรียสนั้นค่อนข้างซับซ้อนในการวัดการกำจัดสัญญาณเงา และสปิวเรียสเราจึงนิยมกวาดหาตลาดย่านความถี่ที่เป็นไปได้ เช่น ตั้งแต่ 100 กิโลเฮิรตซ์ ถึง 1000 เมกะเฮิรตซ์

วิธีการวัดการกำจัดสัญญาณเงาและสปิวเรียส ทำได้ในทำนองเดียวกับการวัดซีเลกติวิตี้ (ACS) กล่าวคือ ป้อนสัญญาณแรง ๆ ที่ความถี่ของสัญญาณเงาหรือสปิวเรียส แล้วตรวจดูผลกระทบต่อเอาต์พุต แหล่งจ่ายสัญญาณที่ป้อนอาจจะใช้ 2 ชุด หรือชุดเดียวก็ได้ ค่าที่ได้นำมาคำนวณเป็นเดซิเบล เช่นกัน

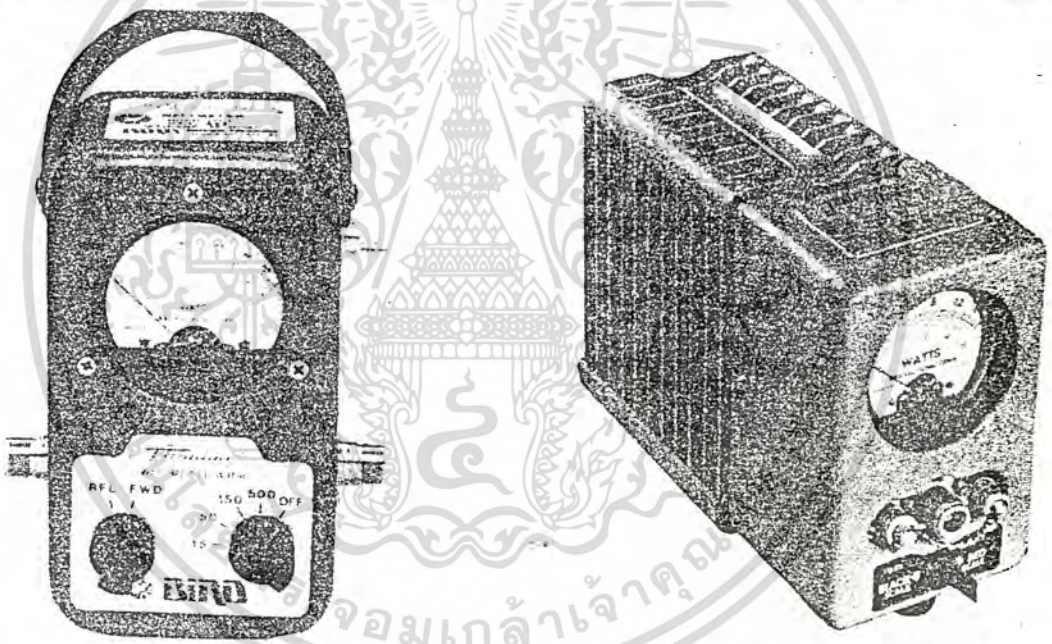
ค่าตัวอย่างของการกำจัดสัญญาณเงาและสปิวเรียส เช่น 60 เดซิเบล หมายความว่าสัญญาณเงาหรือสปิวเรียส จะต้องมีความแรงกว่าสัญญาณที่ต้องการจะรับอย่างน้อย 60 เดซิเบล (หรือ 1 ล้านเท่าของสัญญาณที่ต้องการจะรับ) จึงจะมีผลต่อการรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

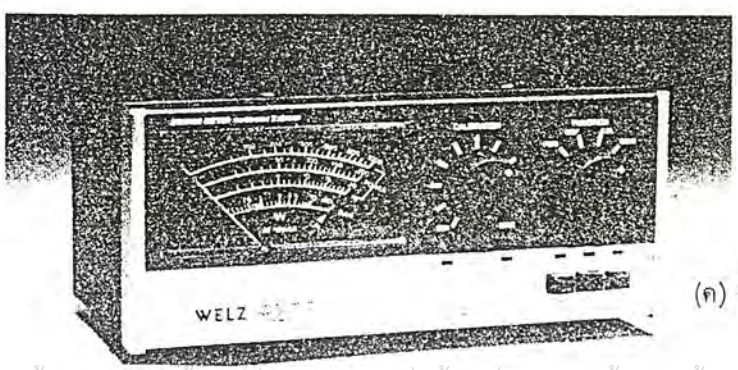
-การวัดกำลังส่งและ SWR แบ่งออกเป็น 2 แบบคือ การวัดกำลังระหว่างเครื่องส่งกับสายอากาศแบบต่อผ่านชนิดที่วงจรอยู่ในลักษณะใช้งานได้ (in-line) และแบบต่อดัมมี่โหลดที่ปลายสายส่งกำลังแทนสายอากาศเป็นโหลดเลย (terminate) วิธีแรกเราใช้ไดเรกชั่นคัปเปลอร์แยกเอาสัญญาณบางส่วนที่ป้อนไปสู่โหลด ปริมาณสัญญาณที่แยกออกมาเล็กน้อยนี้ จะเป็นสัดส่วนกับกำลังที่ป้อนแก่โหลด เราจึงสามารถทราบค่ากำลังส่งได้

อีกวิธีหนึ่งเป็นวิธีต่อดัมมี่โหลดดีเทกเป็นแรงดันคร่องโหลด ก็สามารถทราบค่ากำลังส่งได้การวัดกำลังในระบบวิทยุความถี่สูงมาก ๆ หรือกำลังน้อย ๆ (เช่น ไมโครเวฟ) เรานิยมใช้วัดพลังงานความร้อนและอ่านเป็นกำลังออกมา วิธีนี้ให้ความแม่นยำมากกว่า 2 วิธีแรก

รูปที่ 4 เป็นการจัดเตรียมเครื่องรับเพื่อตัดกำลังส่ง จากรูปที่ 4 (ก) เป็นไดเรกชั่นวัตต์มิเตอร์ที่สามารถวัดกำลังส่งที่ต้องการขับออกไป และสะท้อนกลับมาได้ ส่วนรูปที่ เป็นดัมมี่โหลดซึ่งอ่านค่าวัตต์ได้



(ก) ไดเรกชั่นวัตต์มิเตอร์ (ข) ดัมมี่โหลดวัตต์มิเตอร์



(ค) มิเตอร์ SWR

รูปที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการคำนวณหาค่า SWR เราสามารถนำค่ากำลังส่งเดินหน้า (กำลังที่ต้องการส่งออกอากาศไป) และกำลังส่งสะท้อนกลับ (กำลังที่ย้อนกลับมาจากสายอากาศสู่เครื่องส่งอีก)มาคำนวณได้โดยใช้สูตร

$$SWR = \frac{\sqrt{P_f} + \sqrt{P_r}}{\sqrt{P_f} - \sqrt{P_r}}$$

โดย P_f คือ กำลังส่งเดินหน้า

P_r คือ กำลังส่งสะท้อนกลับ

มิเตอร์บางชนิดอ่านค่า SWR ออกมาได้โดยตรงไม่ต้องมีการคำนวณ (ดูรูปที่ 4 (ค))

เมื่อเราทราบค่าต่าง ๆ ที่ควรทราบจากข้อมูลที่กล่าวมาข้างต้นแล้ว ในการทดลองเริ่มจากเครื่องส่งต่ออุปกรณ์ลงปรินซ์ตามวงจรที่เรากำหนดให้สมบูรณ์ จากนั้นป้อนแหล่งจ่ายให้กับวงจรประมาณ 9 โวลต์ ผ่านเรคกูเลเตอร์ 5 โวลต์ แล้วจึงทำการตรวจเช็คค่า L ต่าง ๆ ว่าเรโซแนนซ์ กับ C ที่ความถี่ที่ต้องการรึเปล่าโดยใช้ Dip Meter ตรวจสอบ หรือใช้ Antenna Analyser ดัดแปลงเป็น Dip Meter ก็ได้เมื่อได้ดังนี้แล้วทำการ Match สายอากาศภาคส่ง และรับให้ Match กัน ในช่วงความถี่ที่ต้องการใช้ ซึ่งในโครงงานนี้ เราเลือกความถี่ที่ 144 MH_z ใช้ Frequency Counter วัดความถี่ให้ได้ตามที่ต้องการ โดยต่อสายอากาศเข้ากับ Frequency Counter ซึ่งเราสามารถปรับจูนให้ได้ความถี่ที่ต้องการจากการปรับค่า L_2, L_3, L_4 เมื่อได้ความถี่ที่ต้องการแล้ว จึงทดสอบกำลังส่งใช้ Frequency Counter ใส่สายอากาศที่เครื่องส่ง และ Counter นำเข้ามาใกล้กันดูที่หน้าจอของ Counter ว่านับความถี่ได้หรือไม่ ถ้าเครื่องส่งมีกำลังแรงพอในระยะใกล้ ๆ Counter ก็สามารถนับความถี่ได้ โดยจะอยู่นิ่งที่ค่า 144 MH_z หรืออาจใช้วิทยุสมัครเล่น ที่สามารถวัดความเข้มได้ ทดสอบว่ามีความแรงพอหรือไม่ในวงจรของเครื่องส่งของโครงงานนี้ดูจาก Data Sheet ของ IC เบอร์ MC2823 ที่ความถี่ 144 MH_z Power Output ประมาณ +5.0 dBm ที่ VCC = 8.0 V Power Output จะลดลงเมื่อ VCC ลดลง ซึ่งความแรงในการส่งน่าจะอยู่ในรัศมี 100 เมตร จากนั้นเริ่มทำการทดสอบเครื่องรับ เช่นเดียวกับเครื่องส่งต่ออุปกรณ์ลงปรินซ์ให้สมบูรณ์ ตามวงจรแล้วป้อนแหล่งจ่ายให้กับวงจรตามสเปคของวงจร จึงทำการตรวจสอบค่า LC ต่าง ๆ ว่า เรโซแนนซ์กันที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ที่เราเลือกหรือไม่แล้วจึงตรวจสอบว่า ความไวของภาค Front End เป็นอย่างไร โดยใช้ Signal Generator วัดความไวในวงจรเครื่องรับของโครงงานนี้ มีความไวประมาณ 0.7 ไมโครโวลต์ที่ 12 dB SINAD จากนั้นตรวจสอบจุด Test Point ที่ขา 20 ของ IC_1 MC3362 ว่าได้ความถี่ First Local Oscillator = 133.3 MH_z หรือไม่ ซึ่งเราสามารถปรับแต่งได้ที่ค่า CT_1 แล้วจึงไปตรวจสอบรูป Sine ของสัญญาณความถี่เสียงที่ลำโพงว่าเป็นรูป Sine ที่สมบูรณ์หรือไม่ ถ้าไม่สมบูรณ์ปรับแต่งได้ที่ L-IFT455 KH_z เมื่อตรวจสอบดูครบตามข้างต้นแล้ว ก็ทำการรับสัญญาณจากเครื่องส่งโดยตรงเลยว่ารับได้หรือไม่ ถ้ารับได้ชัดเจนแค่ไหน ไกลเพียงใด ถ้ารับไม่ได้ตรวจสอบดูวงจรอีกทีทั้งภาครับภาคส่ง ว่ามีข้อผิดพลาดที่จุดไหน ทำการแก้ไข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

วัตถุประสงค์ในโครงงานนี้เป็นการนำเอา ไอซีรับ-ส่ง FM ในตัวเดียวมาทำเป็นไมโครโฟนไร้สาย โดยใช้ IC เบอร์ MC2833 เป็นตัวส่ง (One-Chip FM Transmitter) และเบอร์ MC 3362 เป็นตัวรับ (One-Chip FM Receiver) จากการทดลองเมื่อเครื่องส่ง ส่งความถี่ได้ตามต้องการ โดยป้อนสัญญาณเสียงผ่านคอนเดนเซอร์ไมโครโฟนผ่านขบวนการมอดูเลทสัญญาณ แล้วส่งออกอากาศเข้าเครื่องรับแล้ว เครื่องรับสามารถรับความถี่วิทยุที่ส่งออกมาได้ แล้วทำการดีเทคสัญญาณออกมาใช้งานได้ โดยขบวนการเหล่านี้ เป็นหลักการพื้นฐาน ที่ใช้ในงานที่เกี่ยวข้องกับ อุปกรณ์การสื่อสารในระบบ FM (FM Communication Equipment) การทำโทรศัพท์ไร้สาย (Cordless Telephone) รวมไปถึงงานด้านการแสดง มหรสพก็อาศัยหลักการนี้ นำมาทำไมโครโฟนไร้สาย (Wireless Microphone) สามารถพกพาติดตัวได้ โดยไม่ต้องมีสายนำสัญญาณที่ทำให้เกิดความยุ่งยาก ไม่สะดวกในการเคลื่อนไหว

จากการทดลองพอจะสรุปปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้นได้พอสังเขป คือ

-การออกแบบลายวงจร การให้พื้นที่กราวด์ ควรออกแบบให้มีกราวด์เพลน (Ground Plane) มากๆ เพื่อดูดซับสัญญาณรบกวนที่ไม่ต้องการในกรณีที่ออกแบบลายวงจรแล้วมีพื้นที่ของกราวด์น้อย อาจแก้ปัญหาโดยการเพิ่มกราวด์ด้วยกระดาษฟรอยด์ เป็นการแก้ปัญหาเฉพาะหน้า

-การวางอุปกรณ์แต่ละชนิดอาจทำให้เกิดสภาวะที่เรียกว่า การรบกวนเกิดขึ้น เช่น การเดินสายไฟที่ยาวมากวางคู่ขนานกันจะทำตัวกลายเป็นคอนเดนเซอร์โดยมีอากาศเป็น ไดอิเลคทริก อีกทั้งอุปกรณ์ที่วางใกล้ๆกัน ก็ทำให้กลายสภาพเป็นคอนเดนเซอร์ได้ ทำให้เกิดการออสซิลเลท (Oscillate) ภายในระบบของมันเองปรากฏออกมาในรูปเสียงรบกวนทางลำโพง

-การใช้ความถี่สูงๆ โดยธรรมชาติของคลื่นความถี่ตั้งแต่ 30 MHz ขึ้นไป (VHF) ถ้าเรารับฟังจะมีเสียงกวนที่เกิดขึ้นจากบรรยากาศเบื้องบน (Atmospheric moise) น้อยกว่าคลื่นวิทยุความถี่ต่ำมากนับว่าเป็นส่วนดี แต่โดยธรรมชาติแล้วเสียงกวนมักจะเกิดขึ้นได้ง่าย ภายในเครื่องรับความถี่สูงนี้

-บางครั้งอุปกรณ์ที่สำคัญอย่างคริสตอลก็ไม่สามารถผลิตความถี่ที่แน่นอนตามค่าที่กำหนดไว้ เนื่องจากปัจจัยทางด้านอุณหภูมิ ทำให้ความถี่เกิดการคลาดเคลื่อนแม้จะไม่มาก ก็ทำให้ประสิทธิภาพการทำงานลดลงกว่าที่ควรจะเป็น เช่น จากวงจรในรูปที่ 5.3 ในส่วนของระบบเฟสล็อกลูปแบบพรีสเกลเลอร์นั้น วงจรกำเนิดความถี่อ้างอิง F_r ที่ใช้ IC เบอร์ MC 14011 เป็นตัวกำเนิดความถี่โดยมีคริสตอลค่า 2 MHz (Crystal 2) เป็นตัวกำหนดความถี่ ถ้าความถี่ตรงนี้คลาดเคลื่อนไปไม่กี่เฮิรตซ์ก็ตาม ในการคำนวณก็จะทำให้ความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์ชุดที่หนึ่งคลาดเคลื่อนตาม มีผลทำให้ค่า IF ที่ 10.7 MHz คลาดเคลื่อน จะเห็นผลตอนที่ผ่านเซรามิกฟิลเตอร์ ค่า 10.7 MHz นั่นเอง เราสามารถแก้ปัญหาได้โดยปรับที่ C_{34} จะช่วยในการลดหรือเพิ่มค่าของ X-TAL ได้ระดับหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-ในทำนองเดียวกัน วงจรแทงค์ที่ขา 21,22 ทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนของความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์ชุดที่หนึ่งได้(133.3 MHz) กล่าวคือ ค่า L,C ในทางปฏิบัติแล้วการสร้างให้ได้ค่าพอดีจริงๆ ตามต้องการเลยเป็นเรื่องที่ยากย่อมต้องมีเปอร์เซนต์ผิดพลาด เมื่อไม่ได้ความถี่ที่ต้องการก็อาจจะทำให้เกิดสภาวะที่ไม่สามารถล็อกความถี่ได้ สังเกตจาก LED ที่ขา 28 IC4 MC145451 จะแสดงเป็นตัวสภาวะการทำงานของเฟสล็อกลูป ถ้า LED สว่างแสดงว่าไม่สามารถล็อกความถี่ได้ เราแก้ไขโดยการปรับแต่งที่ CT_1 ที่ขา 21,22

-คุณภาพของเสียงสามารถปรับแต่งได้ที่ L-IFT 455 KHz ที่ขา 12ของ IC1 MC3362 โดยเอาสโคปจับสัญญาณที่ลำโพงจะได้รูปคลื่นไซน์ (Sine Wave) สังเกตรูปสัญญาณเป็นรูปไซน์ที่สมบูรณ์หรือไม่ ถ้ายังเราก็ปรับแต่งที่ L-IFT 455 KHz ซึ่งทำหน้าที่เป็น ดีเทคเตอร์ (ควอดาเจอร์ดีเทคเตอร์) ปรับให้ได้รูปสัญญาณที่เป็นคลื่นไซน์ที่สมบูรณ์ที่สุด

-วงจรแทงค์ในภาคขยายความถี่วิทยุ (RF-Front End Stage)ควรทำการปรับแต่งให้มีความเรโซแนนซ์ที่ความถี่ต้องการมากที่สุดเพื่อผลด้านกำลังขยายและความไว (ใช้ดิพมิเตอร์แบบดิจิตอลตรวจสอบจะให้ผลการทดลองที่แน่นอนและสะดวก

ปัญหาที่กล่าวมาข้างต้น เกิดขึ้นในการทดลอง ซึ่งต้องพึงระวังอยู่เสมอ จะทำให้ผลการทดลองได้ผลเป็นที่น่าพอใจ แต่ปัญหาอีกอย่างหนึ่งเกิดจากผู้ทดลองเองคือ ความสามารถในการใช้เครื่องมือวัดต่างๆ ต้องมีความชำนาญจึงจะได้ผลออกมาที่แน่นอนมีความรวดเร็ว และจำต้องมีความรู้พื้นฐานและประสบการณ์ทางด้านนี้พอสมควร การทดลองจึงดูจะมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น จากการทดลองที่ได้ทำในโครงการนี้พอจะสรุปได้ผลการทดลองอย่างคร่าวๆ ได้ว่าในรัศมี 50 เมตร สามารถรับส่งได้ชัดเจนเป็นที่น่าพอใจ ถัดมาในรัศมี 60 เมตร ถึง 100 เมตร เริ่มมีสัญญาณรบกวนมาก ซึ่งน่าจะมาจากปัญหาเรื่องกำลังส่งของเครื่องส่ง และความไวของเครื่องรับไม่มากพอ การนำมาใช้งานในห้องประชุมหรือห้องโถงกว้างๆ น่าจะเพียงพอในรัศมี 50 เมตร แต่ถ้าต้องการใช้งานในรัศมีกว้างๆ มากกว่านี้ ต้องทำการออกแบบวงจรทั้งภาคส่งและภาครับ ให้มีกำลังส่งและความไวที่สูงกว่านี้ เมื่อเราดูจากดาต้าชีทที่ระบุมาที่ความถี่ 144 MHz Power Output +5 dBm และความไวอินพุตของ ICเบอร์ MC3362 แค่เพียง 0.7 μV ที่ 12 dB SINAD ซึ่งยังถือว่ายังมีประสิทธิภาพไม่สูงนัก ดังนั้นสเปคที่ได้นี้ทำให้เราสามารถใช้เป็นมาตรฐานในการการทดลอง เพื่อปรับปรุงให้มีประสิทธิภาพด้านกำลังส่งและความไวที่สูงยิ่งๆ ขึ้น และอาจจะเป็นแนวทางให้ผู้ที่สนใจนำไปประยุกต์พัฒนาเพื่อประโยชน์ทางเชิงพานิชย์ก็ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

MC3362

LOW-POWER DUAL CONVERSION FM RECEIVER

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT

LOW-POWER NARROWBAND FM RECEIVER

. . . includes dual FM conversion with oscillators, mixers, quadrature discriminator, and meter drive/carrier detect circuitry. The MC3362 also has buffered first and second local oscillator outputs and a comparator circuit for FSK detection.

- Complete Dual Conversion Circuitry
- Low Voltage: V_{CC} = 2.0 to 6.0 Vdc
- Low Drain Current (3.6 mA (Typ) @ V_{CC} = 3.0 Vdc)
- Excellent Sensitivity: Input Voltage 0.6 µVrms (Typ) for 12 dB SINAD
- Externally Adjustable Carrier Detect Function
- Low Number of External Parts Required
- Manufactured Using Motorola's MOSAIC™ Process Technology
- MC13135 is Preferred for New Designs

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 724

DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751E
(SO-24L)

8

FIGURE 1 — TYPICAL APPLICATION IN A PLL FREQUENCY SYNTHESIZED RECEIVER

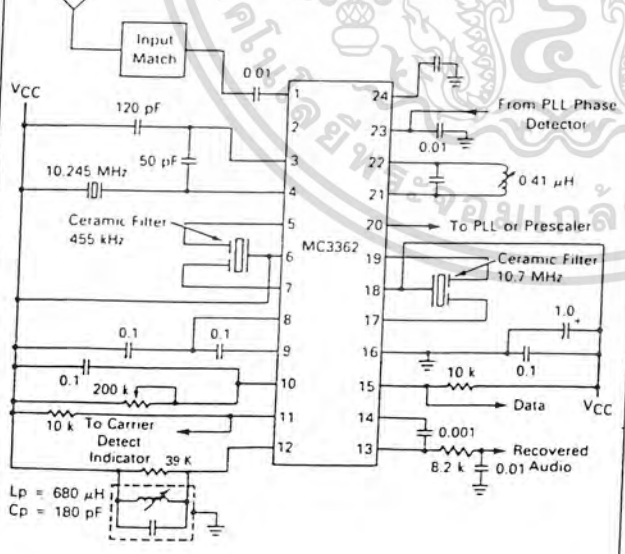
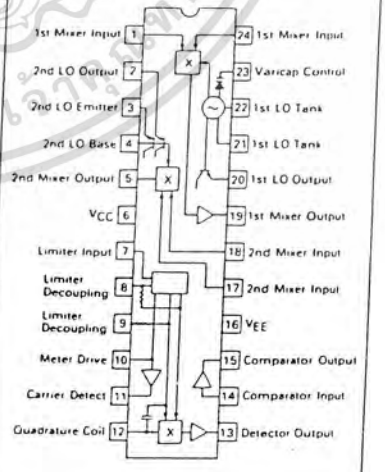


FIGURE 2 — PIN CONNECTIONS AND FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

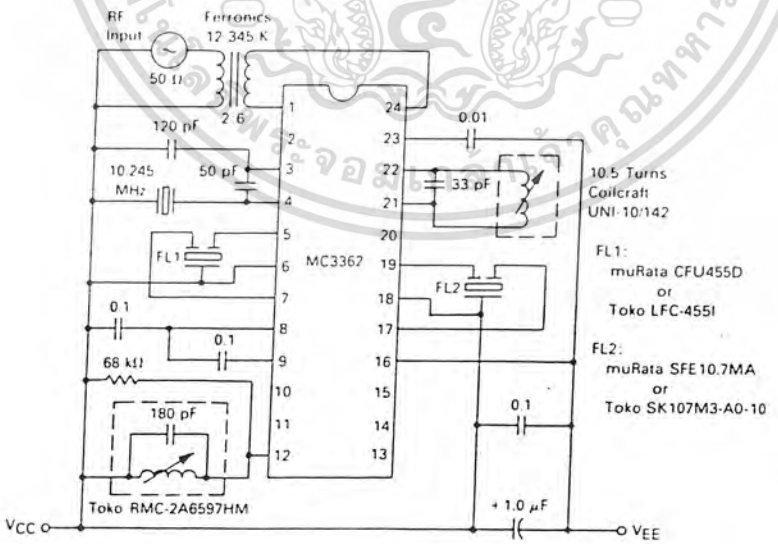
MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C, unless otherwise noted)

Rating	Pin	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage (See Diagram)	6	$V_{CC(max)}$	7.0	Vdc
Operating Supply Voltage Range (Recommended)	6	V_{CC}	2.0 to 6.0	Vdc
Input Voltage (V_{CC} = 5.0 Vdc)	1, 24	V_{1-24}	1.0	Vrms
Junction Temperature	—	T_J	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	—	T_A	- 40 to + 85	°C
Storage Temperature Range	—	T_{stg}	- 65 to + 150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 5.0 Vdc, f_o = 49.7 MHz, Deviation = 3.0 kHz, T_A = 25°C, Test Circuit of Figure 3 unless otherwise noted)

Characteristic	Pin	Min	Typ	Max	Units
Drain Current (Carrier Detect Low — See Figure 5)	6	—	4.5	7.0	mA
Input for -3.0 dB Limiting		—	0.7	2.0	µVrms
Input for 12 dB SINAD (See Figure 9)		—	0.6	—	µVrms
Series Equivalent Input Impedence		—	450-j350	—	Ω
Recovered Audio (RF signal level = 10 mV)	13	—	350	—	mVrms
Noise Output (RF signal level = 0 mV)	13	—	250	—	mVrms
Carrier Detect Threshold (below V_{CC})	10	—	0.64	—	Vdc
Meter Drive Slope	10	—	100	—	nA/dB
Input for 20 dB (S + N)/N (See Figure 7)		—	0.7	—	µVrms
First Mixer 3rd Order Intercept (Input)		—	-22	—	dBm
First Mixer Input Resistance (Rp)		—	690	—	Ω
First Mixer Input Capacitance (Cp)		—	7.2	—	pF
Conversion Voltage Gain, First Mixer		—	18	—	dB
Conversion Voltage Gain, Second Mixer		—	21	—	
Dector Output Resistance	13	—	1.4	—	kΩ

FIGURE 3 — TEST CIRCUIT



NOTE: See AN980 for Additional Design Information.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

FIGURE 4 — I_{METER} versus INPUT

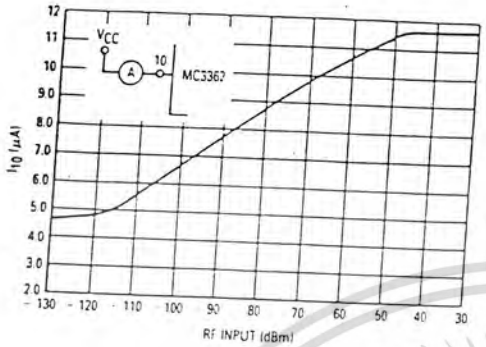


FIGURE 5 — DRAIN CURRENT, RECOVERED AUDIO versus SUPPLY

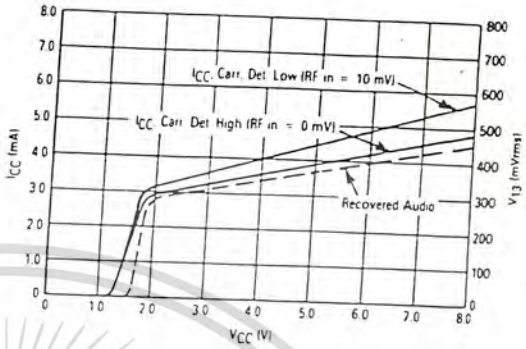


FIGURE 6 — SIGNAL LEVELS

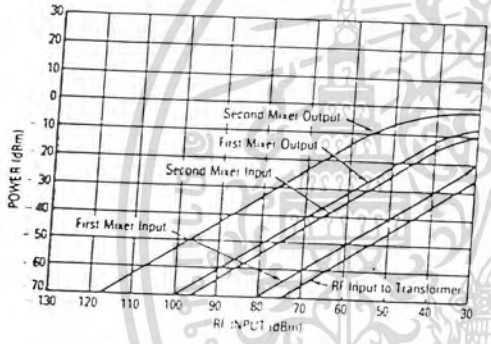


FIGURE 7 — S + N, N, AMR versus INPUT

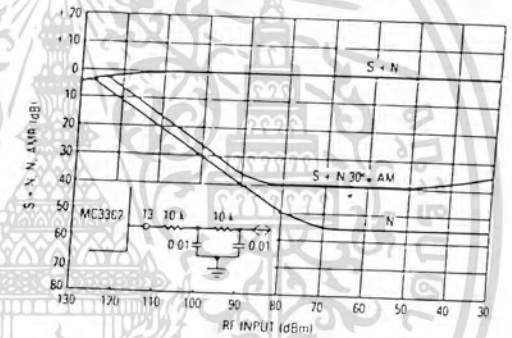


FIGURE 8 — 1ST MIXER 3RD ORDER INTERMODULATION

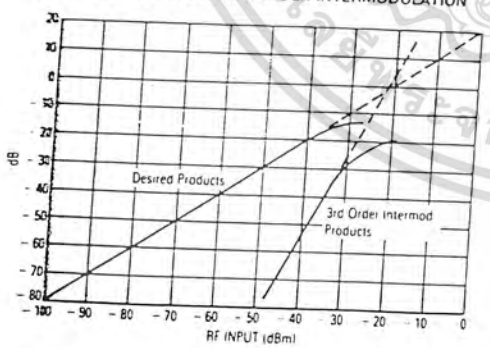
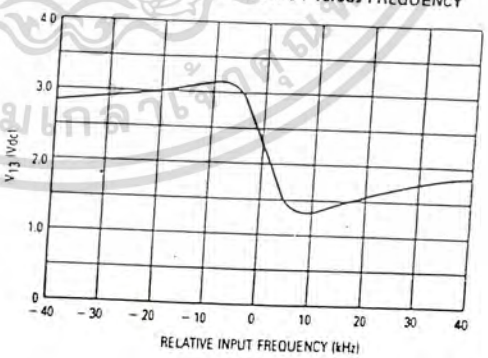
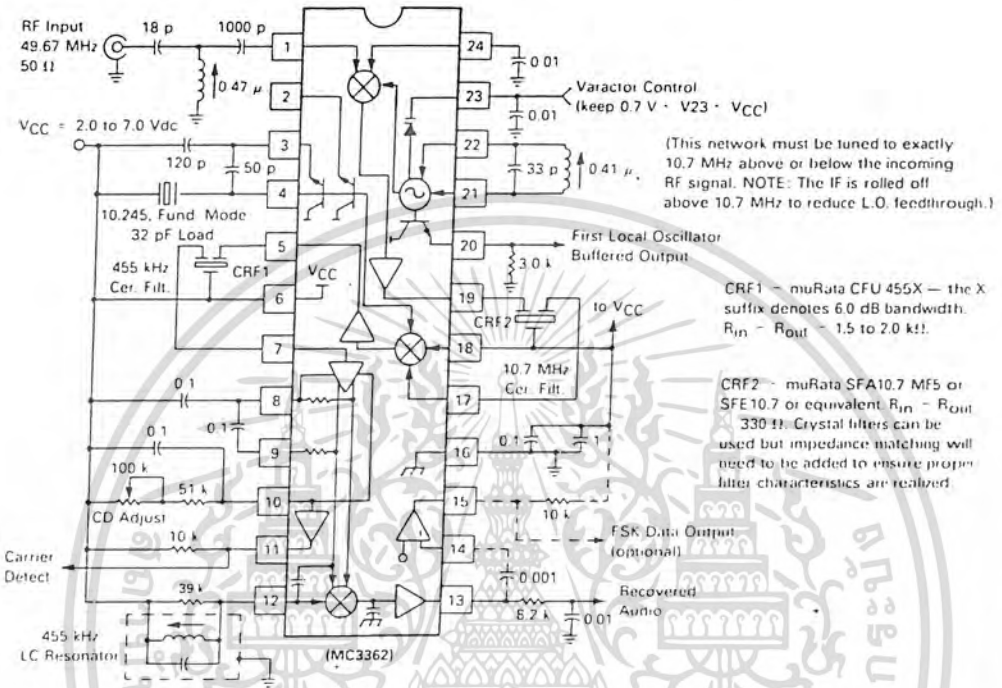


FIGURE 9 — DETECTOR OUTPUT versus FREQUENCY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 10 — PC BOARD TEST CIRCUIT
(LC Oscillator Configuration Used in PLL Synthesized Receiver)

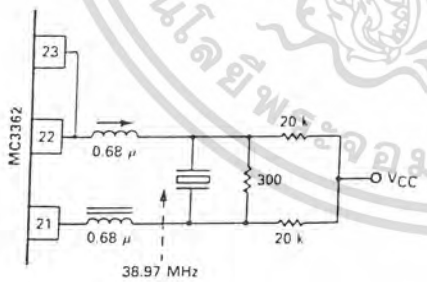


(This network must be tuned to exactly 10.7 MHz above or below the incoming RF signal. NOTE: The IF is rolled off above 10.7 MHz to reduce L.O. feedthrough.)

CRF1 – muRata CFU 455X — the X suffix denotes 6.0 dB bandwidth. R_{in} – R_{out} – 1.5 to 2.0 kΩ.

CRF2 – muRata SFA10.7 MF5 or SFE10.7 or equivalent. R_{in} – R_{out} – 330 Ω. Crystal filters can be used but impedance matching will need to be added to ensure proper filter characteristics are realized.

FIGURE 10A — CRYSTAL OSCILLATOR CONFIGURATION FOR SINGLE CHANNEL APPLICATION



Crystal used is series mode resonant (no load capacity specified), 3rd overtone. This method has not proven adequate for fundamental mode, 5th or 7th overtone crystals. The inductor and capacitor will need to be changed for other frequency crystals. See AN980 for further information.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 11 — COMPONENT PLACEMENT VIEW SHOWING CRYSTAL OSCILLATOR CIRCUIT

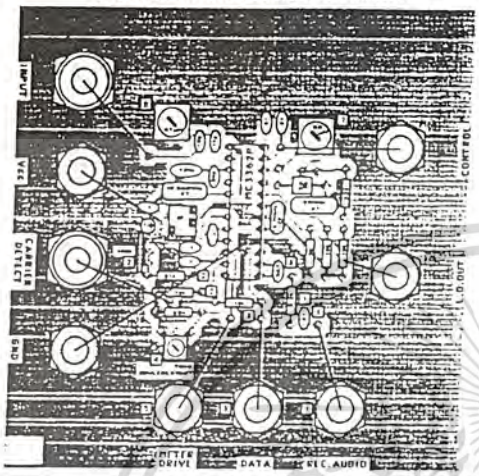
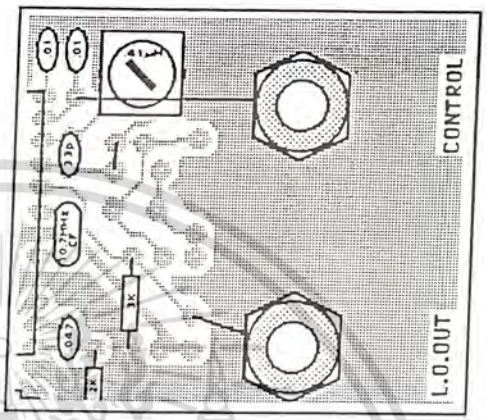


FIGURE 11A — LC OSCILLATOR COMPONENT VIEW



NOTES:
1. Recovered Audio components may be deleted when using data output.
2. Carrier Detect components must be deleted in order to obtain linear Meter Drive output. With these components in place the Meter Drive outputs serve only to trip the Carrier Detect indicator.
3. Data Output components should be deleted in applications where only audio modulation is used. For combined audio data applications, the 0.047 µF coupling capacitor will add distortion to the audio, so a pull-down resistor at pin 13 may be required.
4. Use Toko 7MC81282 Quadrature coil.
5. Meter Drive cannot be used simultaneously with Carrier Detect output. For analog meter drive, remove components labelled "2" and measure meter current (4–12 µA) through ammeter to V_{CC}.
6. Either type of oscillator circuit may be used with any output circuit configuration.
7. LC Oscillator Coil: Coilcraft UNI 10/42 10.5 turns, 0.41 µH Crystal Oscillator circuit: trim coil, 0.68 µH, Coilcraft M1287–A.
8. 0.47 H, Coilcraft M1286-A. Input LC network used to match first mixer input impedance to 50 Ω.

CIRCUIT DESCRIPTION

The MC3362 is a complete FM narrowband receiver from antenna input to audio preamp output. The low voltage dual conversion design yields low power drain, excellent sensitivity and good image rejection in narrowband voice and data link applications.

In the typical application (Figure 1), the first mixer amplifies the signal and converts the RF input to 10.7 MHz. This IF signal is filtered externally and fed into the second mixer, which further amplifies the signal and converts it to a 455 kHz IF signal. After external bandpass filtering, the low IF is fed into the limiting amplifier and detection circuitry. The audio is recovered using a conventional quadrature detector. Twice-IF filtering is provided internally.

The input signal level is monitored by meter drive circuitry which detects the amount of limiting in the limiting amplifier. The voltage at the meter drive pin determines the state of the carrier detect output, which is active low.

APPLICATION

The first local oscillator can be run using a free-running LC tank, as a VCO using PLL synthesis, or driven from an external crystal oscillator. It has been run to 190 MHz.* A buffered output is available at Pin 20. The second local oscillator is a common base Colpitts type which is typically run at 10.245 MHz under crystal control. A buffered output is available at Pin 2. Pins 2 and 3 are interchangeable.

The mixers are doubly balanced to reduce spurious responses. The first and second mixers have conversion gains of 18 dB and 22 dB (typical), respectively, as seen in Figure 6. Mixer gain is stable with respect to supply voltage. For both conversions, the mixer impedances and pin layout are designed to allow the user to employ low cost, readily available ceramic filters. Overall sensitivity and AM rejection are shown in Figure 7. The input level for 20 dB (S + N)/N is 0.7 µV using the two-pole post-detection filter pictured.

*If the first local oscillator (Pins 21 and/or 22) is driven from a strong external source (100 mVrms), the mixer can be used to over 450 MHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Following the first mixer, a 10.7 MHz ceramic bandpass filter is recommended. The 10.7 MHz filtered signal is then fed into one second mixer input pin, the other input pin being connected to V_{CC}. Pin 6 (V_{CC}) is treated as a common point for emitter-driven signals.

The 455 kHz IF is typically filtered using a ceramic bandpass filter then fed into the limiter input pin. The limiter has 10 μV sensitivity for −3.0 dB limiting, flat to 1.0 MHz.

The output of the limiter is internally connected to the quadrature detector, including a quadrature capacitor. A parallel LC tank is needed externally from Pin 12 to V_{CC}. A 39 kΩ shunt resistance is included which determines the peak separation of the quadrature detector; a smaller value will increase the spacing and linearity but decrease recovered audio and sensitivity.

A data shaping circuit is available and can be coupled to the recovered audio output of Pin 13. The circuit is a comparator which is designed to detect zero crossings of FSK modulation. Data rates are typically limited to 1200 baud to ensure data integrity and avoid adjacent channel "splatter." Hysteresis is available by connecting a high valued resistor from Pin 15 to Pin 14. Values below 120 kΩ are not recommended as the input signal cannot overcome the hysteresis.

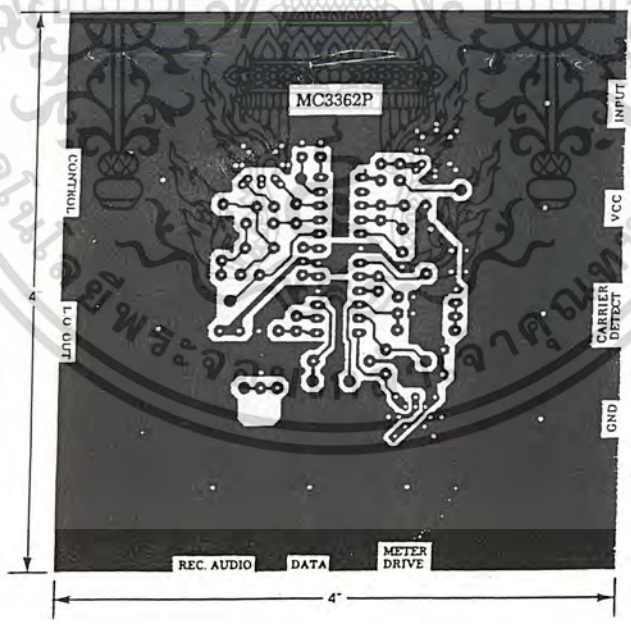
The meter drive circuitry detects input signal level by monitoring the limiting amplifier stages. Figure 4 shows the unloaded current at Pin 10 versus input power. The meter drive current can be used directly (RSSI) or can be used to trip the carrier detect circuit at a specified input power. To do this, pick an RF trip level in dBm. Read the corresponding current from Figure 4 and pick a resistor such that:

$$R_{10} \sim 0.64\ Vdc / I_{10}$$

Hysteresis is available by connecting a high valued resistor R_H between Pins 10 and 11. The formula is:

$$Hysteresis \sim V_{CC}/(R_H \times 10^{-7})\ dB$$

FIGURE 12 — CIRCUIT SIDE VIEW



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

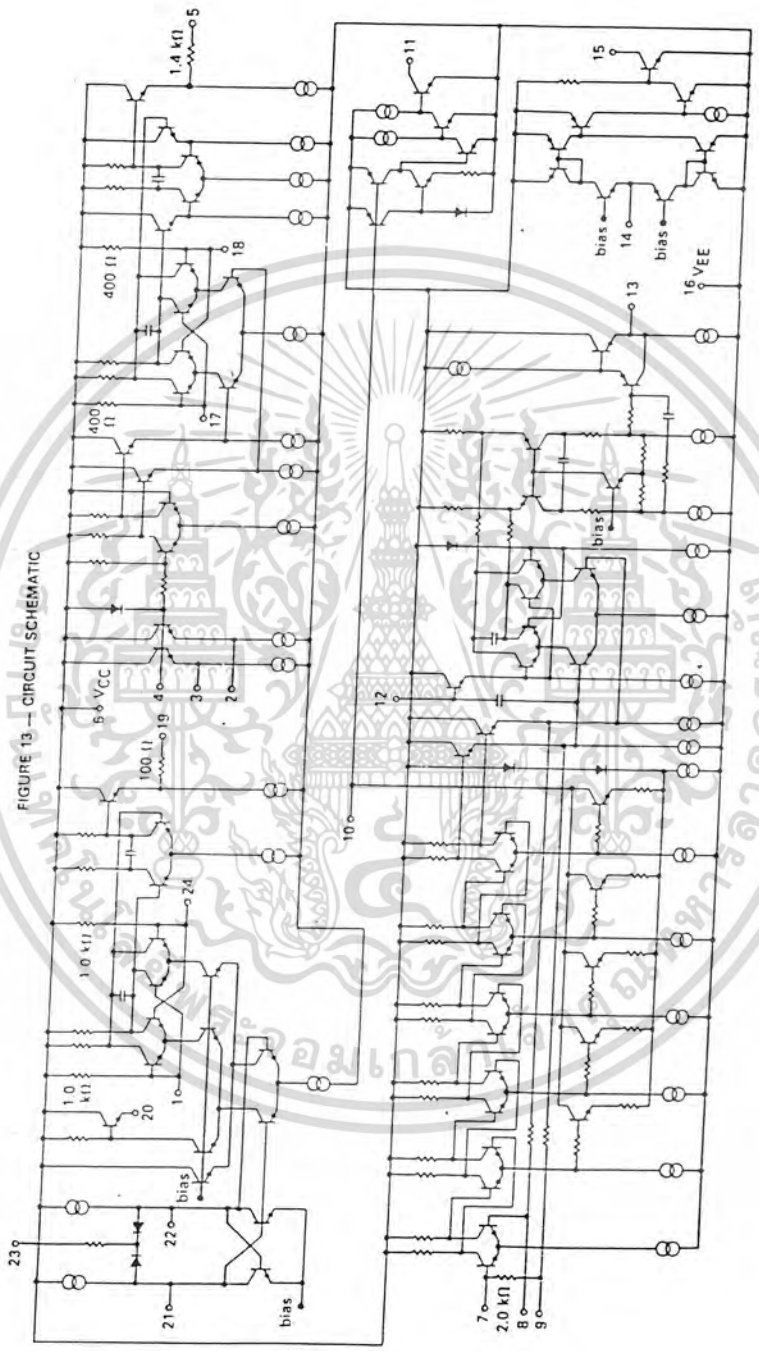


FIGURE 13 — CIRCUIT SCHEMATIC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC2833

LOW POWER FM TRANSMITTER SYSTEM

LOW POWER
FM TRANSMITTER
SYSTEM

MC2833 is a one-chip FM transmitter subsystem designed for cordless telephone and FM communication equipment. It includes a microphone amplifier, voltage controlled oscillator and two auxiliary transistors.

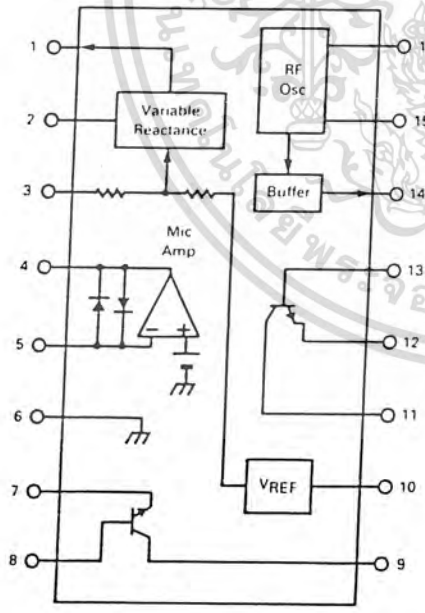
- Wide Range of Operating Supply Voltage (2.8–9.0 V)
- Low Drain Current (I_{CC} = 2.9 mA Typ)
- Low Number of External Parts Required
- – 30 dBm Power Output to 60 MHz Using Direct RF Output
- + 10 dBm Power Output Attainable Using On-Chip Transistor Amplifiers
- Users Must Comply with Local Regulations on R.F. Transmission (FCC, DOT, P.T.T., etc)

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

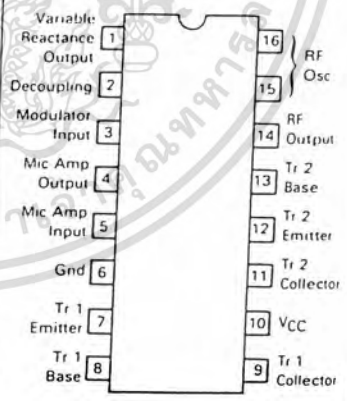
D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B
(SO-16)

8

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PIN ASSIGNMENTS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

MAXIMUM RATINGS

Ratings	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	10 (max)	V
Operating Supply Voltage Range	V_{CC}	2.8–9.0	V
Junction Temperature	T_J	+ 150	°C
Operating Ambient Temperature	T_A	– 30 to + 75	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	– 65 to + 150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 4.0 V, T_A = 25°C, unless otherwise noted)

Characteristics	Symbol	Pin	Min	Typ	Max	Unit
Drain Current (No input signal)	I_{CC}	10	1.7	2.9	4.3	mA
FM MODULATOR						
Output RF Voltage (f_o = 16.6 MHz)	V_{out} RF	14	60	90	130	mVrms
Output DC Voltage (No input signal)	Vdc	14	2.2	2.5	2.8	V
Modulation Sensitivity (f_o = 16.6 MHz) (V_{in} = 0.8 V to 1.2 V)	SEN	3.0 14	7.0 —	10 —	15 —	Hz mVdc
Maximum Deviation (f_o = 16.6 MHz) (V_{in} = 0 V to 2.0 V)	Fdev	3.0 14	3.0 —	5.0 —	10 —	kHz
MIC AMPLIFIER						
Closed Loop Voltage Gain (V_{in} = 3.0 mVrms) (f_{in} = 1.0 kHz)	A_V	4.0 5.0	27 —	30 —	33 —	dB
Output DC Voltage (No input signal)	V_{out} dc	4.0	1.1	1.4	1.7	V
Output Swing Voltage (V_{in} = 30 mVrms) (f_{in} = 1.0 kHz)	V_{out} p-p	4.0	0.8	1.2	1.6	Vp-p
Total Harmonic Distortion (V_{in} = 3.0 mVrms) (f_{in} = 1.0 kHz)	THD	4.0	—	0.15	2.0	%

AUXILIARY TRANSISTOR STATIC CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Collector Base Breakdown Voltage (I_C = 5.0 μA)	$V_{(BR)CBO}$	15	45	—	V
Collector Emitter Breakdown Voltage (I_C = 200 μA)	$V_{(BR)CEO}$	10	15	—	V
Collector Substrate Breakdown Voltage (I_C = 50 μA)	$V_{(BR)CSO}$	—	70	—	V
Emitter Base Breakdown Voltage (I_E = 50 μA)	$V_{(BR)EBO}$	—	6.2	—	V
Collector Base Cut Off Current (V_{CB} = 10 V) (I_E = 0)	I_{CBO}	—	—	200	nA
DC Current Gain (I_C = 3.0 mA) (V_{CE} = 3.0 V)	h_{FE}	40	150	—	—

AUXILIARY TRANSISTOR DYNAMIC CHARACTERISTICS

Current Gain Bandwidth Product (V_{CE} = 3.0 V) (I_C = 3.0 mA)	f_T	—	500	—	MHz
Collector Base Capacitance (V_{CB} = 3.0 V) (I_C = 0)	C_{CB}	—	2.0	—	pF
Collector Substrate Capacitance (V_{CS} = 3.0 V) (I_C = 0)	C_{CS}	—	3.3	—	pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

FIGURE 1 — TEST CIRCUIT

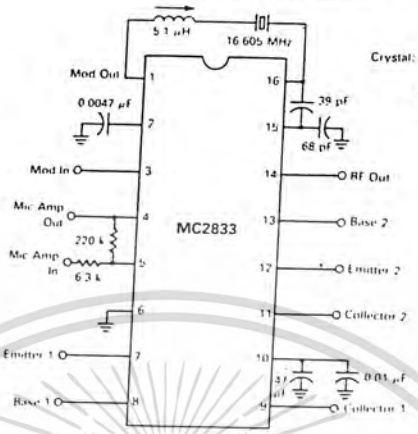
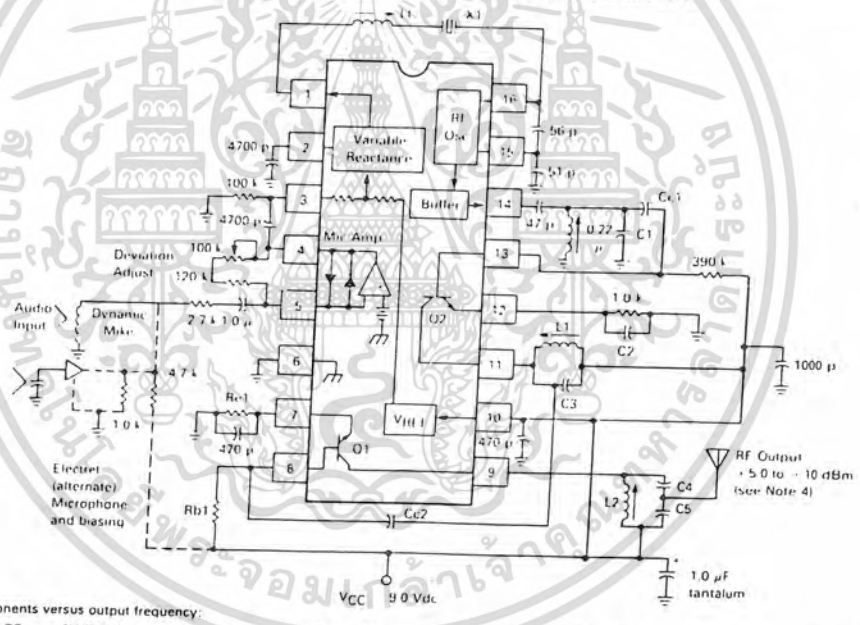


FIGURE 2 — SINGLE CHIP VHF NARROWBAND FM TRANSMITTER



NOTES:

1. Components versus output frequency:

Output RF	X1 (MHz)	Lt (µH)	L1 (µH)	L2 (µH)	Re1	Rb1	Cc1	Cc2	C1	C2	C3	C4	C5
50 MHz	16.6667	3.3–4.7	0.22	0.22	330	390 k	33 p	33 p	33 p	470 p	33 p	47 p	220 p
76 MHz	12.6000	5.1	0.22	0.22	150	300 k	68 p	10 p	68 p	470 p	12 p	20 p	120 p
144 MHz	12	5.6	0.15	0.10	150	220 k	47 p	10 p	68 p	1000 p	18 p	12 p	33 p

2. Crystal X1 is fundamental mode, calibrated for parallel resonance with a 32 pF load. The final output frequency is generated by frequency multiplication within the MC2833 IC. The RF output buffer (Pin 14) and Q2 transistor are used as a frequency tripler and doubler, respectively, in the 76 and 144 MHz transmitters. The Q1 output transistor is a linear amplifier in the 49.7 MHz and 76 MHz transmitters, and a frequency doubler in the 144 MHz transmitter.

3. All coils used are 7 mm shielded inductors.CoilCraft series M1175A, M1282A–M1289A, M1312A or equivalent

4. Power output is ≈ + 10 dBm for 50 MHz and 76 MHz transmitters, and ≈ + 5.0 dBm for the 144 MHz transmitter at V_{CC} = 8.0 V. Power output drops with lower V_{CC}.

5. All capacitors in microfarads, inductors in Henries and resistors in Ohms unless otherwise specified.

6. Other frequency combinations may be set-up by simple scaling of the 3 examples shown.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 3 — BUFFER/MULTIPLIER (X3, PIN 14)
(16 MHz FUNDAMENTAL)

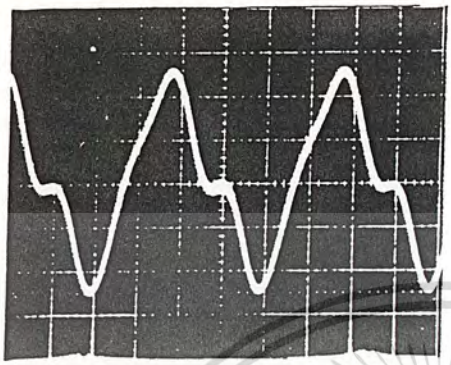


FIGURE 4 — INPUT TO DOUBLER (PIN 13)
(50 MHZ x 3 COMPONENT)

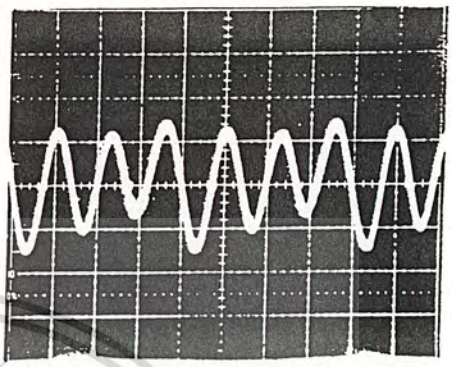


FIGURE 5 — DOUBLER OUTPUT 76 MHz (PIN 11)

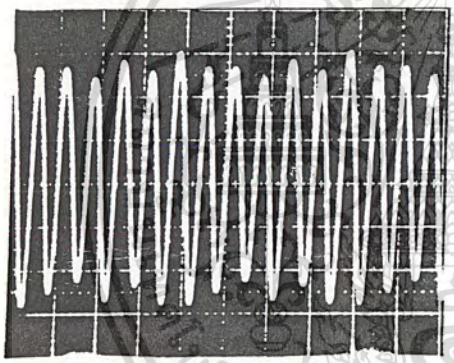


FIGURE 6 — SPECTRUM

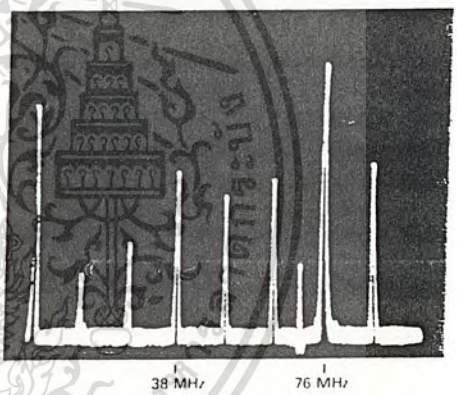


FIGURE 7 — OUTPUT SPECTRUM (50 MHz)

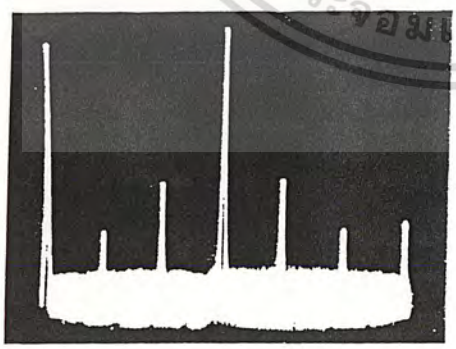
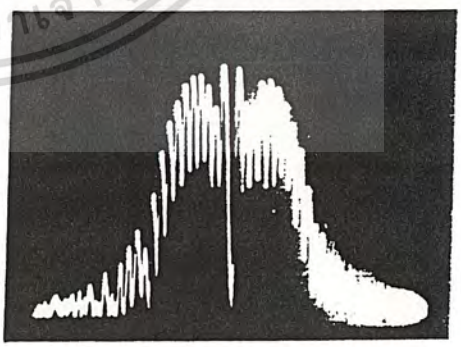


FIGURE 8 — MODULATION SPECTRUM
(1.0 kHz SHOWING CARRIER NULL)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

FIGURE 9 — 144 MHz/X12 MULTIPLIER

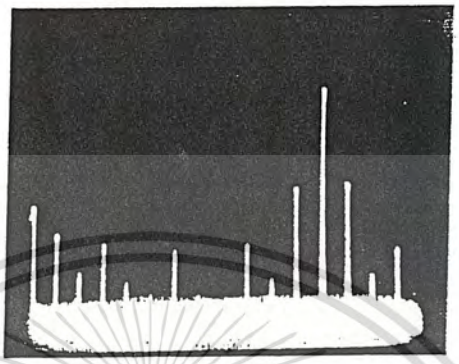


FIGURE 10 — CIRCUIT SIDE VIEW

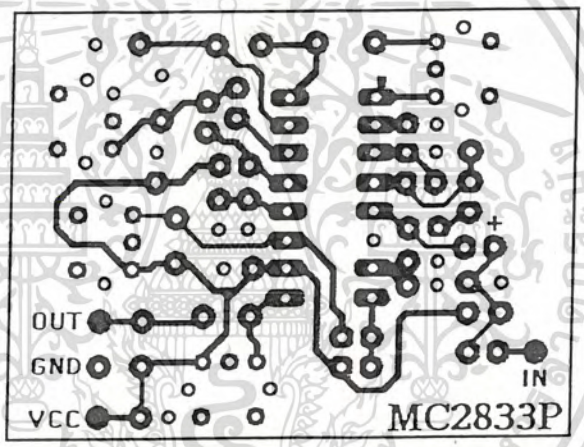
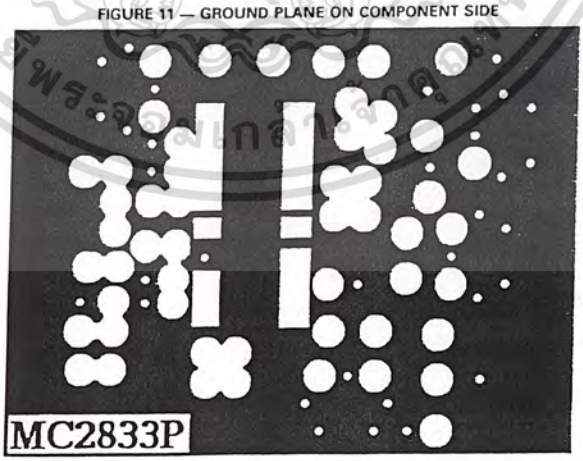
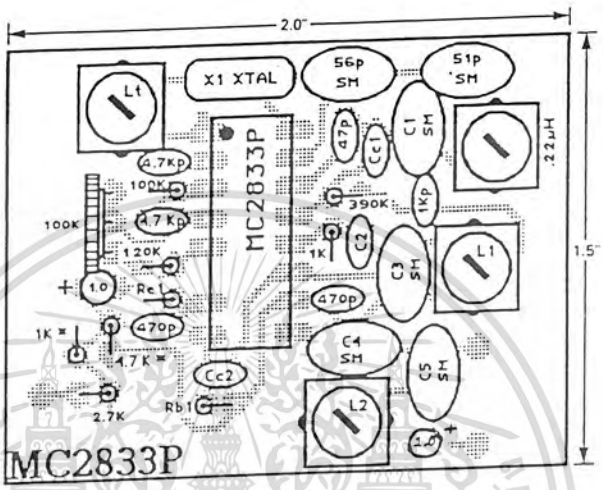


FIGURE 11 — GROUND PLANE ON COMPONENT SIDE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

FIGURE 12 — COMPONENT VIEW



NOTES:

- Positive artwork povided.
- Drill holes must be plated to ensure making all ground (V_{EE}) connections!
- Resistors labelled * are used for biasing of electret microphone if used.
- Capacitors labelled "SM" are silver mica.
- Final board size is 1.5" × 2.0".

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

MC145151-2

Parallel-Input PLL Frequency Synthesizer

Interfaces with Single-Modulus Prescalers

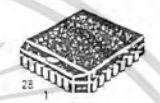
The MC145151-2 is programmed by 14 parallel-input data lines for the N counter and 3 input lines for the R counter. The device features consist of a reference oscillator, selectable-reference divider, digital-phase detector, and 14-bit programmable divide-by-N counter.

The MC145151-2 is an improved-performance drop-in replacement for the MC145151-1. The power consumption has decreased and ESD and latch-up performance have improved.

- Low Power Consumption Through Use of CMOS Technology
- 3.0 to 9.0 V Supply Range
- On- or Off-Chip Reference Oscillator Operation
- Lock Detect Signal
- ÷ N Counter Output Available
- Single Modulus/Parallel Programming
- 8 User-Selectable – R Values: 8, 128, 256, 512, 1024, 2048, 2410, 8192
- ÷ N Range = 3 to 16383
- "Linearized" Digital Phase Detector Enhances Transfer Function Linearity
- Two Error Signal Options: Single Ended (Three-State) or Double Ended
- Chip Complexity: 8000 FETs or 2000 Equivalent Gates

P SUFFIX
PLASTIC
CASE 710

DW SUFFIX
SOG
CASE 751F



FN SUFFIX
PLCC
CASE 776

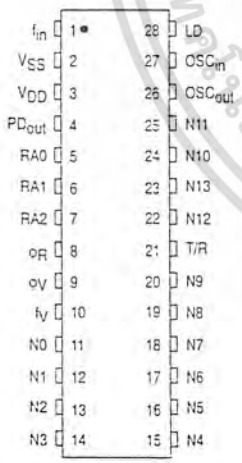
ORDERING INFORMATION

MC145151P2	Plastic DIP
MC145151DW2	SOG Package
MC145151FN2	PLCC Package

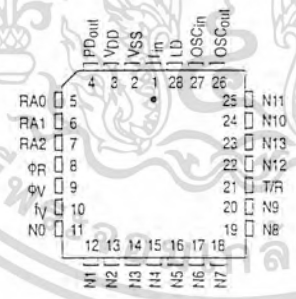
The PLCC (FN suffix) package will be phased out for this device and is NOT RECOMMENDED FOR NEW DESIGNS.

PIN ASSIGNMENTS

PLASTIC DIP
and SOG PACKAGE

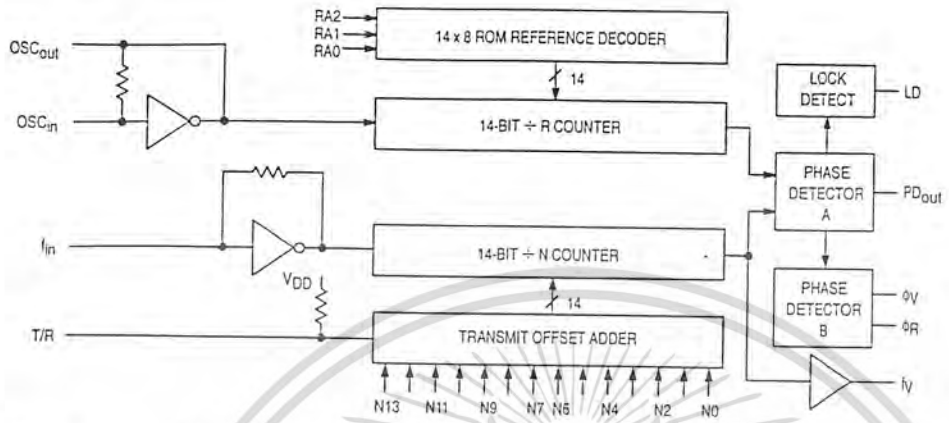


PLCC



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BLOCK DIAGRAM



NOTE: N0–N13 inputs and inputs RA0, RA1, and RA2 have pull-up resistors that are not shown.

PIN DESCRIPTIONS

INPUT PINS

f_{in}
Frequency Input (Pin 1)
Input to the ÷ N portion of the synthesizer. f_{in} is typically derived from loop VCO and is ac coupled into the device. For larger amplitude signals (standard CMOS logic levels) dc coupling may be used.

RA0–RA2
Reference Address Inputs (Pins 5, 6, 7)
These three inputs establish a code defining one of eight possible divide values for the total reference divider, as defined by the table below.

Pull-up resistors ensure that inputs left open remain at a logic 1 and require only a SPST switch to alter data to the zero state.

Reference Address Code			Total Divide Value
RA2	RA1	RA0	
0	0	0	8
0	0	1	128
0	1	0	256
0	1	1	512
1	0	0	1024
1	0	1	2048
1	1	0	2410
1	1	1	8192

N0–N11
N Counter Programming Inputs (Pins 11–20, 22–25)
These inputs provide the data that is preset into the ÷ N counter when it reaches the count of zero. N0 is the least significant and N13 is the most significant. Pull-up resistors ensure that inputs left open remain at a logic 1 and require only a SPST switch to alter data to the zero state.

T/R
Transmit/Receive Offset Adder Input (Pin 21)
This input controls the offset added to the data provided at the N inputs. This is normally used for offsetting the VCO frequency by an amount equal to the IF frequency of the transceiver. This offset is fixed at 856 when T/R is low and gives no offset when T/R is high. A pull-up resistor ensures that no connection will appear as a logic 1 causing no offset addition.

OSC_{in}, OSC_{out}
Reference Oscillator Input/Output (Pins 27, 26)
These pins form an on-chip reference oscillator when connected to terminals of an external parallel resonant crystal. Frequency setting capacitors of appropriate value must be connected from OSC_{in} to ground and OSC_{out} to ground. OSC_{in} may also serve as the input for an externally-generated reference signal. This signal is typically ac coupled to OSC_{in}, but for larger amplitude signals (standard CMOS logic levels) dc coupling may also be used. In the external reference mode, no connection is required to OSC_{out}.

OUTPUT PINS

PD_{out}
Phase Detector A Output (Pin 4)
Three-state output of phase detector for use as loop error signal. Double-ended outputs are also available for this purpose (see ϕ_V and ϕ_R).

Frequency $f_V > f_R$ or f_V Leading: Negative Pulses
Frequency $f_V < f_R$ or f_V Lagging: Positive Pulses
Frequency $f_V = f_R$ and Phase Coincidence: High-Impedance State

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ϕ_R, ϕ_V

Phase Detector B Outputs (Pins 8, 9)

These phase detector outputs can be combined externally for a loop-error signal. A single-ended output is also available for this purpose (see PD_{out}).

If frequency f_V is greater than f_R or if the phase of f_V is leading, then error information is provided by ϕ_V pulsing low. ϕ_R remains essentially high.

If the frequency f_V is less than f_R or if the phase of f_V is lagging, then error information is provided by ϕ_R pulsing low. ϕ_V remains essentially high.

If the frequency of $f_V = f_R$ and both are in phase, then both ϕ_V and ϕ_R remain high except for a small minimum time period when both pulse low in phase.

f_V

N Counter Output (Pin 10)

This is the buffered output of the – N counter that is internally connected to the phase detector input. With this output available, the – N counter can be used independently.

LD

Lock Detector Output (Pin 28)

Essentially a high level when loop is locked (f_R, f_V of same phase and frequency). Pulses low when loop is out of lock.

POWER SUPPLY PINS

V_{DD}

Positive Power Supply (Pin 3)

The positive power supply potential. This pin may range from + 3 to + 9 V with respect to V_{SS}.

V_{SS}

Negative Power Supply (Pin 2)

The most negative supply potential. This pin is usually ground.

TYPICAL APPLICATIONS

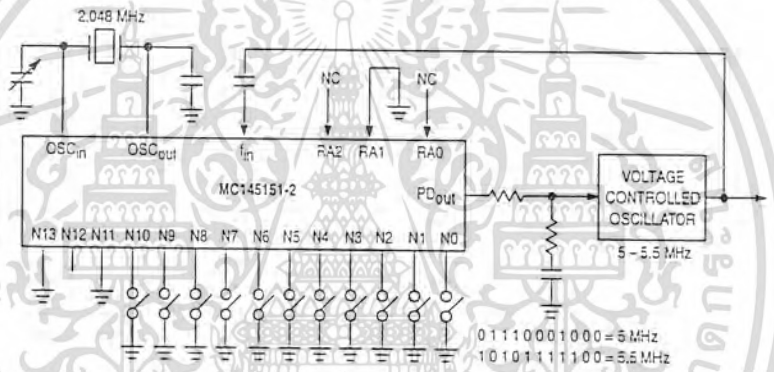
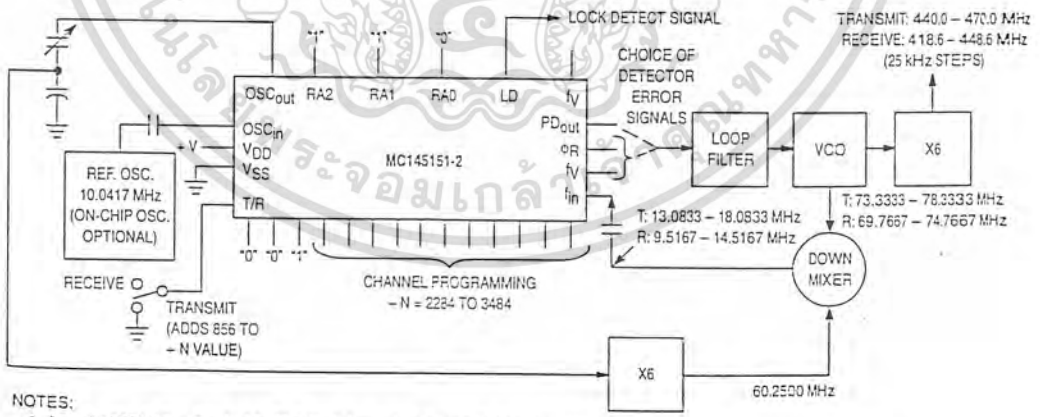


Figure 1. 5 MHz to 5.5 MHz Local Oscillator Channel Spacing = 1 kHz



NOTES:

1. f_R = 4.1667 kHz; – R = 2410; 21.4-MHz low side injection during receive.
2. Frequency values shown are for the 440–470 MHz band. Similar implementation applies to the 406–440 MHz band. For 470–512 MHz, consider reference oscillator frequency X9 for mixer injection signal (90.3750 MHz).

Figure 2. Synthesizer for Land Mobile Radio UHF Bands

Data Sheet Continued on Page 2-556

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PLESSEY
Semiconductors

SP4632

1GHz ÷ 64 PRESCALER WITH LOW CURRENT AND LOW RADIATION

The SP4632 ÷ 64 prescaler is one of Plessey Semiconductors' latest range of high speed dividers for consumer frequency synthesis and measurement systems. It has a lower supply current giving reduced dissipation and operating temperatures in an 8-pin plastic DIL package. Spurious radiation has been reduced from all stages.

The SP4632 incorporates an on-chip preamplifier with differential inputs, and has balanced ECL outputs.

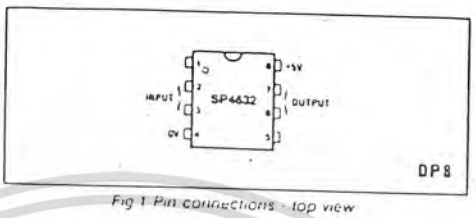


Fig 1 Pin connections - top view

FEATURES

- Low Supply Current
- Low Radiation
- Input Wideband Amplifier
- High Input Sensitivity
- High Input Impedance
- Balanced ECL Outputs

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply voltage	Vcc +7V
Input voltage	2.5V p-p
Storage temperature	-55°C to +125°C
Operating temperature range	0°C to +80°C

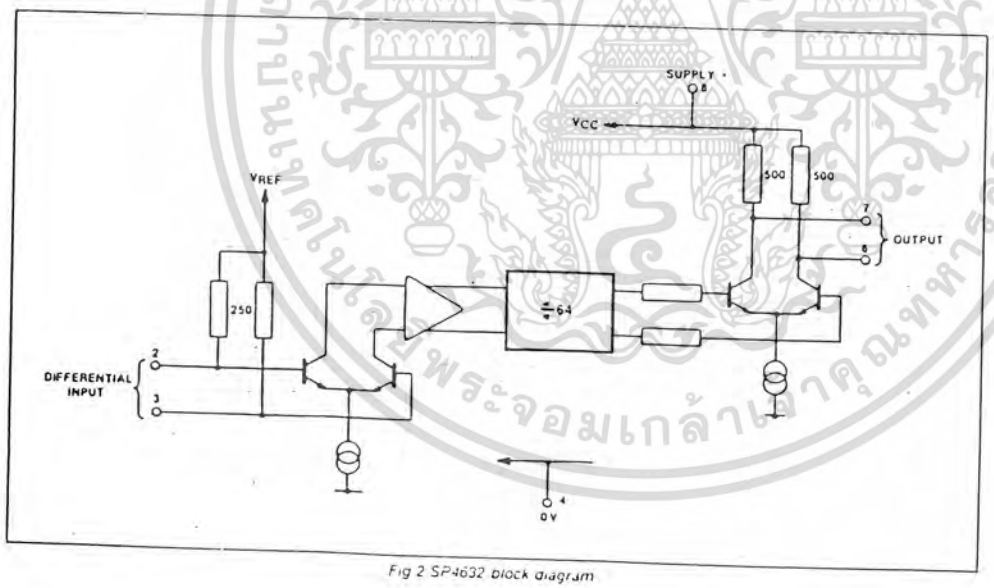


Fig 2 SP4632 block diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test conditions (unless otherwise stated):
T_{amb} = 0°C to +70°C, Vcc = 4.5V to 5.5V (Test circuit see Fig 3)

Characteristic	Pin	Value			Units	Conditions
		Min.	Typ.	Max.		
Supply current	8		25	35	mA	Vcc = 5V
Input sensitivity	2.3					RMS sinewave (50 ohms system)
80MHz			8	17.5	mV	
150MHz			4	10	mV	
300MHz			3	10	mV	
500MHz			3	10	mV	
700MHz			3	10	mV	
900MHz			4	10	mV	
1GHz			6	17.5	mV	
Input overload	2.3	200			mV	80MHz to 1GHz operating frequency
Input impedance	2.3		50		ohms	See Fig.5
			2		pF	
Output voltage no load	6	0.8			V p-p	fin = 1GHz Vcc = 5V
	7	0.8			V p-p	
Output voltage with load as Fig.3	6	0.55			V	fin = 1GHz Vcc = 5V
	7	0.55			V	
Output impedance	6		0.5		kohms	
	7		0.5		kohms	
Output imbalance	6,7		0.1		V	

NOTE
The difference between the maximum input sensitivity and minimum overload voltages is the guaranteed dynamic range. Input signal levels should be maintained within these limits at all frequencies.

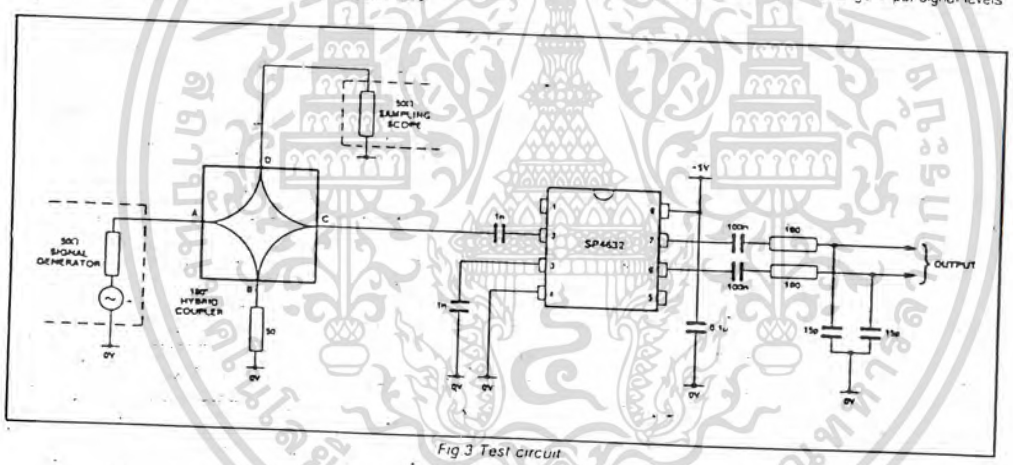


Fig 3 Test circuit

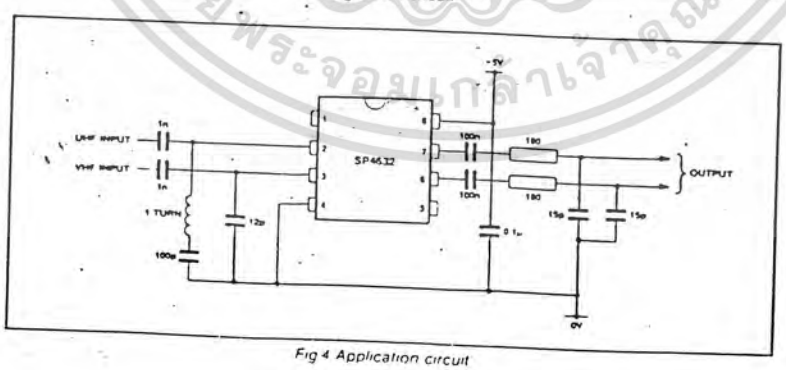


Fig 4 Application circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA

MC14001B
Quad 2-Input NOR Gate

MC14002B
Dual 4-Input Nor Gate

MC14011B
Quad 2-Input NAND Gate

MC14012B
Dual 4-Input NAND Gate

MC14023B
Triple 3-Input NAND Gate

MC14025B
Triple 3-Input NOR Gate

MC14068B
8-Input NAND Gate

MC14071B
Quad 2-Input OR Gate

MC14072B
Dual 4-Input OR Gate

MC14073B
Triple 3-Input AND Gate

MC14075B
Triple 3-Input OR Gate

MC14078B
8-Input NOR Gate

MC14081B
Quad 2-Input AND Gate

MC14082B
Dual 4-Input AND Gate

B-SUFFIX SERIES CMOS GATES

The B Series logic gates are constructed with P and N channel enhancement mode devices in a single monolithic structure (Complementary MOS). Their primary use is where low power dissipation and/or high noise immunity is desired.

- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- All Outputs Buffered
- 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 Replacements for Corresponding CD4000 Series B Suffix Devices

L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646

ORDERING INFORMATION

A Series −55°C to +125°C
MC14XXXBAL (Ceramic Package Only)

C Series −40°C to +85°C
MC14XXXBCP (Plastic Package)
MC14XXXBCL (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	−65 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

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 $V_{SS} \le (V_{in}$ or $V_{out}) \le V_{DD}$.

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.

CMOS SSI

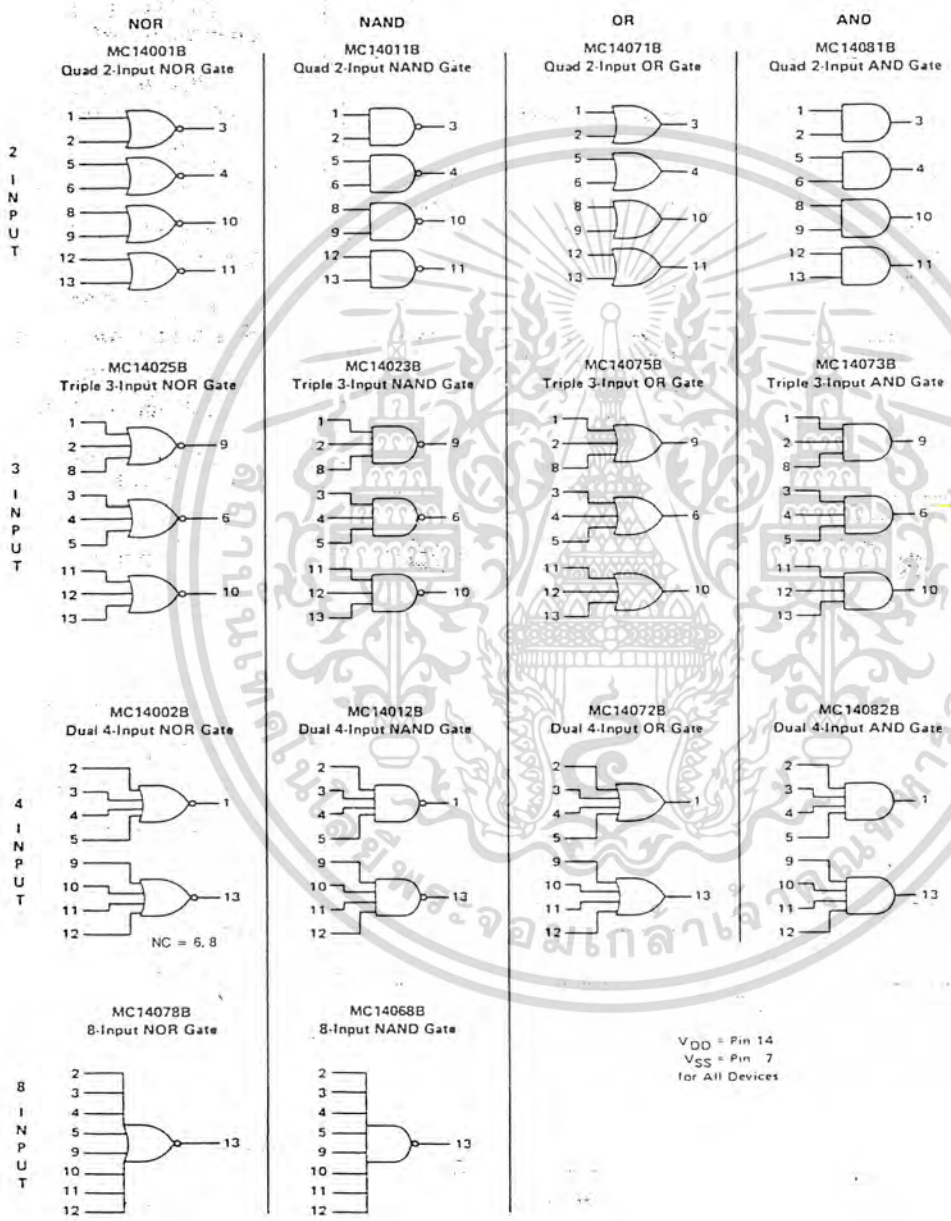
(LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS)

B-SERIES GATES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CMOS B-SERIES GATES

LOGIC DIAGRAMS

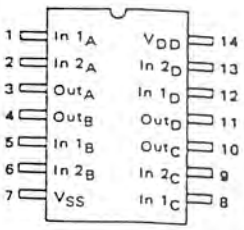


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

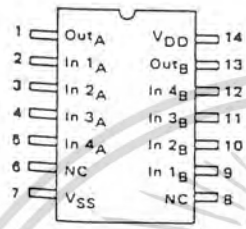
CMOS B-SERIES GATES

PIN ASSIGNMENTS

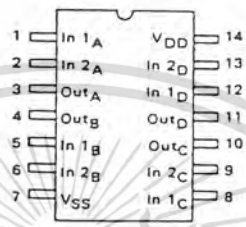
MC14001B
Quad 2-Input NOR Gate



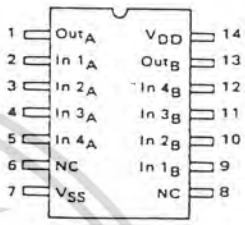
MC14002B
Dual 4-Input NOR Gate



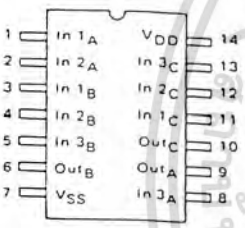
MC14011B
Quad 2-Input NAND Gate



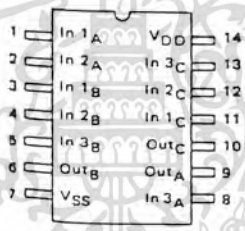
MC14012B
Dual 4-Input NAND Gate



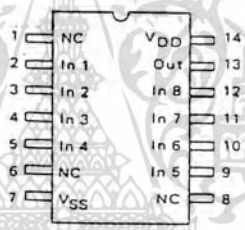
MC14023B
Triple 3-Input NAND Gate



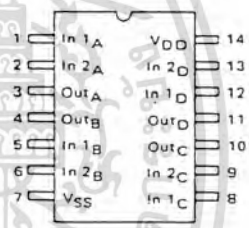
MC14025B
Triple 3-Input NOR Gate



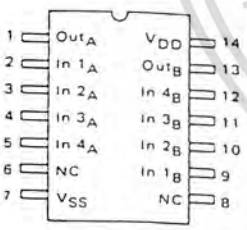
MC14068B
8-Input NAND Gate



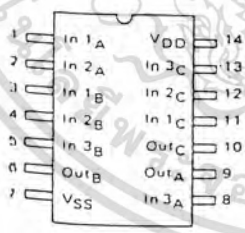
MC14071B
Quad 2-Input OR Gate



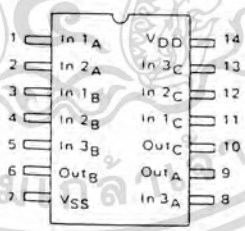
MC14072B
Dual 4-Input OR Gate



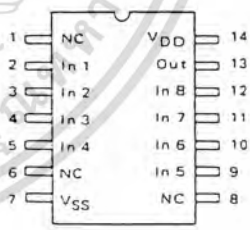
MC14073B
Triple 3-Input AND Gate



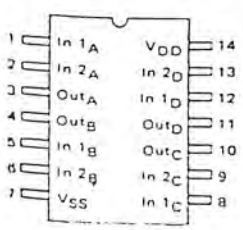
MC14075B
Triple 3-Input OR Gate



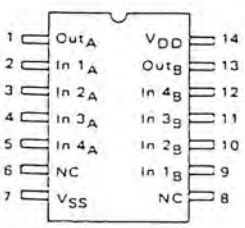
MC14078B
8-Input NOR Gate



MC14081B
Quad 2-Input AND Gate



MC14082B
Dual 4-Input AND Gate



NC = No Connection

6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CMOS B-SERIES GATES

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V_{DD} Vdc	T_{low}* Min	T_{low}* Max	25°C Min	25°C Typ #	25°C Max	T_{high}* Min	T_{high}* Max	Unit
Output Voltage "0" Level	V_{OL}	5.0	–	0.05	–	0	0.05	–	0.05	Vdc
V_{in} = V_{DD} or 0		10	–	0.05	–	0	0.05	–	0.05	
		15	–	0.05	–	0	0.05	–	0.05	
"1" Level	V_{OH}	5.0	4.95	–	4.95	5.0	–	4.95	–	Vdc
V_{in} = 0 or V_{DD}		10	9.95	–	9.95	10	–	9.95	–	
		15	14.95	–	14.95	15	–	14.95	–	
Input Voltage "0" Level	V_{IL}									Vdc
(V_O = 4.5 or 0.5 Vdc)		5.0	–	1.5	–	2.25	1.5	–	1.5	
(V_O = 9.0 or 1.0 Vdc)		10	–	3.0	–	4.50	3.0	–	3.0	
(V_O = 13.5 or 1.5 Vdc)		15	–	4.0	–	6.75	4.0	–	4.0	
"1" Level	V_{IH}									Vdc
(V_O = 0.5 or 4.5 Vdc)		5.0	3.5	–	3.5	2.75	–	3.5	–	
(V_O = 1.0 or 9.0 Vdc)		10	7.0	–	7.0	5.50	–	7.0	–	
(V_O = 1.5 or 13.5 Vdc)		15	11.0	–	11.0	8.25	–	11.0	–	
Output Drive Current (AL Device)										mAdc
(V_{OH} = 2.5 Vdc) Source	I_{OH}	5.0	-3.0	–	-2.4	-4.2	–	-1.7	–	
(V_{OH} = 4.6 Vdc)		5.0	-0.64	–	-0.51	-0.88	–	-0.36	–	
(V_{OH} = 9.5 Vdc)		10	-1.6	–	-1.3	-2.25	–	-0.9	–	
(V_{OH} = 13.5 Vdc)		15	-4.2	–	-3.4	-8.8	–	-2.4	–	
(V_{OL} = 0.4 Vdc) Sink	I_{OL}	5.0	0.64	–	0.51	0.88	–	0.36	–	mAdc
(V_{OL} = 0.5 Vdc)		10	1.6	–	1.3	2.25	–	0.9	–	
(V_{OL} = 1.5 Vdc)		15	4.2	–	3.4	8.8	–	2.4	–	
Output Drive Current (CL/CP Device)										mAdc
(V_{OH} = 2.5 Vdc) Source	I_{OH}	5.0	-2.5	–	-2.1	-4.2	–	-1.7	–	
(V_{OH} = 4.6 Vdc)		5.0	-0.52	–	-0.44	-0.88	–	-0.36	–	
(V_{OH} = 9.5 Vdc)		10	-1.3	–	-1.1	-2.25	–	-0.9	–	
(V_{OH} = 13.5 Vdc)		15	-3.6	–	-3.0	-8.8	–	-2.4	–	
(V_{OL} = 0.4 Vdc) Sink	I_{OL}	5.0	0.52	–	0.44	0.88	–	0.36	–	mAdc
(V_{OL} = 0.5 Vdc)		10	1.3	–	1.1	2.25	–	0.9	–	
(V_{OL} = 1.5 Vdc)		15	3.6	–	3.0	8.8	–	2.4	–	
Input Current (AL Device)	I_{in}	15	–	±0.1	–	±0.00001	±0.1	–	±1.0	µAdc
Input Current (CL/CP Device)	I_{in}	15	–	±0.3	–	±0.00001	±0.3	–	±1.0	µAdc
Input Capacitance (V_{in} = 0)	C_{in}	–	–	–	–	5.0	7.5	–	–	pF
Quiescent Current (AL Device)	I_{DD}	5.0	–	0.25	–	0.0005	0.25	–	7.5	µAdc
(Per Package)		10	–	0.50	–	0.0010	0.50	–	15.0	
		15	–	1.00	–	0.0015	1.00	–	30.0	
Quiescent Current (CL/CP Device)	I_{DD}	5.0	–	1.0	–	0.0005	1.0	–	7.5	µAdc
(Per Package)		10	–	2.0	–	0.0010	2.0	–	15.0	
		15	–	4.0	–	0.0015	4.0	–	30.0	
Total Supply Current**† (Dynamic plus Quiescent, Per Gate, C_L = 50 pF)	I_T	5.0	I_T = (0.3 µA/kHz) f + I_{DD}/N							µAdc
		10	I_T = (0.6 µA/kHz) f + I_{DD}/N							
		15	I_T = (0.9 µA/kHz) f + I_{DD}/N							

*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.

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

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

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

$$I_T(C_L) = I_T(50\ pF) + (C_L - 50)\ Vfk$$

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 = 0.001 × the number of exercised gates per package.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CMOS B-SERIES GATES

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V_{DD} Vdc	T_{low}* Min	T_{low}* Max	25°C Min	25°C Typ #	25°C Max	T_{high}* Min	T_{high}* Max	Unit
Output Voltage "0" Level V_{in} = V_{DD} or 0	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 or V_{DD}	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 "0" Level (V_O = 4.5 or 0.5 Vdc)	V_{IL}	5.0	–	1.5	–	2.25	1.5	–	1.5	Vdc
(V_O = 9.0 or 1.0 Vdc)		10	–	3.0	–	4.50	3.0	–	3.0	
(V_O = 13.5 or 1.5 Vdc)		15	–	4.0	–	6.75	4.0	–	4.0	
"1" Level (V_O = 0.5 or 4.5 Vdc)	V_{IH}	5.0	3.5	–	3.5	2.75	–	3.5	–	Vdc
(V_O = 1.0 or 9.0 Vdc)		10	7.0	–	7.0	5.50	–	7.0	–	
(V_O = 1.5 or 13.5 Vdc)		15	11.0	–	11.0	8.25	–	11.0	–	
Output Drive Current (AL Device)	I_{OH}									mAdc
(V_{OH} = 2.5 Vdc) Source		5.0	-3.0	–	-2.4	-4.2	–	-1.7	–	
(V_{OH} = 4.6 Vdc)		5.0	-0.64	–	-0.51	-0.88	–	-0.36	–	
(V_{OH} = 9.5 Vdc)		10	-1.6	–	-1.3	-2.25	–	-0.9	–	
(V_{OH} = 13.5 Vdc)		15	-4.2	–	-3.4	-8.8	–	-2.4	–	
(V_{OL} = 0.4 Vdc) Sink	I_{OL}	5.0	0.64	–	0.51	0.88	–	0.36	–	mAdc
(V_{OL} = 0.5 Vdc)		10	1.6	–	1.3	2.25	–	0.9	–	
(V_{OL} = 1.5 Vdc)		15	4.2	–	3.4	8.8	–	2.4	–	
Output Drive Current (CL/CP Device)	I_{OH}									mAdc
(V_{OH} = 2.5 Vdc) Source		5.0	-2.5	–	-2.1	-4.2	–	-1.7	–	
(V_{OH} = 4.6 Vdc)		5.0	-0.52	–	-0.44	-0.88	–	-0.36	–	
(V_{OH} = 9.5 Vdc)		10	-1.3	–	-1.1	-2.25	–	-0.9	–	
(V_{OH} = 13.5 Vdc)		15	-3.6	–	-3.0	-8.8	–	-2.4	–	
(V_{OL} = 0.4 Vdc) Sink	I_{OL}	5.0	0.52	–	0.44	0.88	–	0.36	–	mAdc
(V_{OL} = 0.5 Vdc)		10	1.3	–	1.1	2.25	–	0.9	–	
(V_{OL} = 1.5 Vdc)		15	3.6	–	3.0	8.8	–	2.4	–	
Input Current (AL Device)	I_{in}	15	–	±0.1	–	±0.00001	±0.1	–	±1.0	µAdc
Input Current (CL/CP Device)	I_{in}	15	–	±0.3	–	±0.00001	±0.3	–	±1.0	µAdc
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	µAdc
		10	–	0.50	–	0.0010	0.50	–	15.0	
		15	–	1.00	–	0.0015	1.00	–	30.0	
Quiescent Current (CL/CP Device) (Per Package)	I_{DD}	5.0	–	1.0	–	0.0005	1.0	–	7.5	µAdc
		10	–	2.0	–	0.0010	2.0	–	15.0	
		15	–	4.0	–	0.0015	4.0	–	30.0	
Total Supply Current** † (Dynamic plus Quiescent, Per Gate, C_L = 50 pF)	I_T	5.0	I_T = (0.3 µA/kHz) f + I_{DD}/N							µAdc
		10	I_T = (0.6 µA/kHz) f + I_{DD}/N							
		15	I_T = (0.9 µA/kHz) f + I_{DD}/N							

*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.

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

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

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

$$I_T(C_L) = I_T(50\ pF) + (C_L - 50)\ Vfk$$

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 = 0.001 × the number of exercised gates per package.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CMOS B-SERIES GATES

B-SERIES GATE SWITCHING TIMES

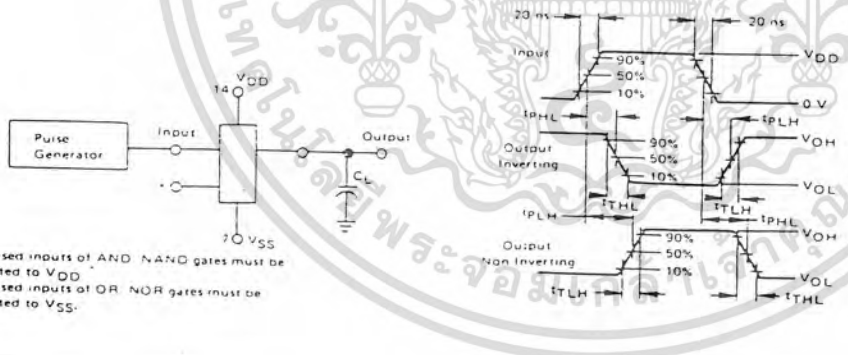
SWITCHING CHARACTERISTICS* (C_L = 50 pF, T_A = 25°C)

Characteristic	Symbol	V_{DD} Vdc	Min	Typ #	Max	Unit
Output Rise Time, All B-Series Gates	t_{TLH}					ns
t_{TLH} = (1.35 ns/pF) C_L + 33 ns		5.0	—	100	200	
t_{TLH} = (0.60 ns/pF) C_L + 20 ns		10	—	50	100	
t_{TLH} = (0.40 ns/pF) C_L + 20 ns		15	—	40	80	
Output Fall Time, All B-Series Gates	t_{THL}					ns
t_{THL} = (1.35 ns/pF) C_L + 33 ns		5.0	—	100	200	
t_{THL} = (0.60 ns/pF) C_L + 20 ns		10	—	50	100	
t_{THL} = (0.40 ns/pF) C_L + 20 ns		15	—	40	80	
Propagation Delay Time	t_{PLH}, t_{PHL}					ns
MC14001B, MC14011B only						
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.90 ns/pF) C_L + 80 ns		5.0	—	125	250	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.36 ns/pF) C_L + 32 ns		10	—	50	100	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.26 ns/pF) C_L + 27 ns		15	—	40	80	
All Other 2, 3, and 4 Input Gates						
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.90 ns/pF) C_L + 115 ns		5.0	—	160	300	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.36 ns/pF) C_L + 47 ns		10	—	65	130	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.26 ns/pF) C_L + 37 ns		15	—	50	100	
8 Input Gates (MC14068B, MC14078B)						
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.90 ns/pF) C_L + 155 ns		5.0	—	200	350	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.36 ns/pF) C_L + 62 ns		10	—	80	150	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.26 ns/pF) C_L + 47 ns		15	—	60	110	

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

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

FIGURE 1 – SWITCHING TIME TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS



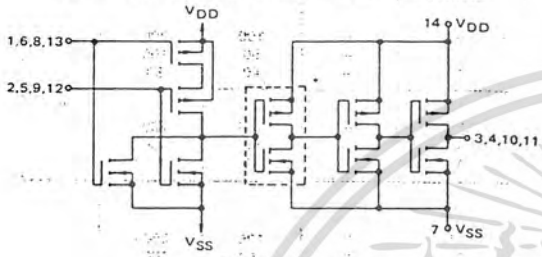
*All unused inputs of AND, NAND gates must be connected to V_{DD}.
All unused inputs of OR, NOR gates must be connected to V_{SS}.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CMOS B-SERIES GATES

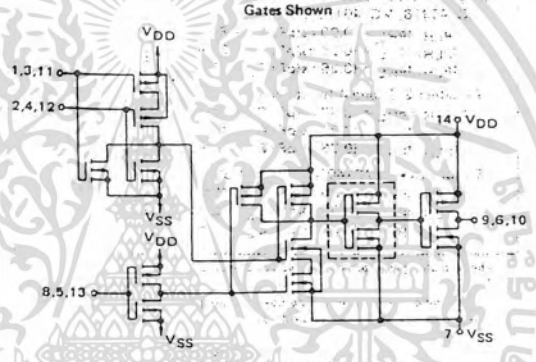
CIRCUIT SCHEMATIC
NOR, OR Gates

MC14001B
MC14071B
One of Four
Gates Shown



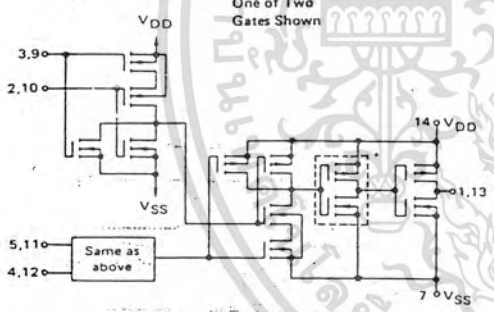
*Inverter Omitted in MC14001B

MC14025B
MC14075B
One of Three
Gates Shown



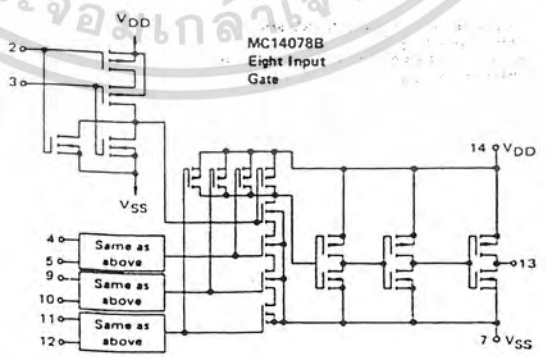
*Inverter Omitted in MC14025B

MC14002B
MC14072B
One of Two
Gates Shown



*Inverter Omitted in MC14002B

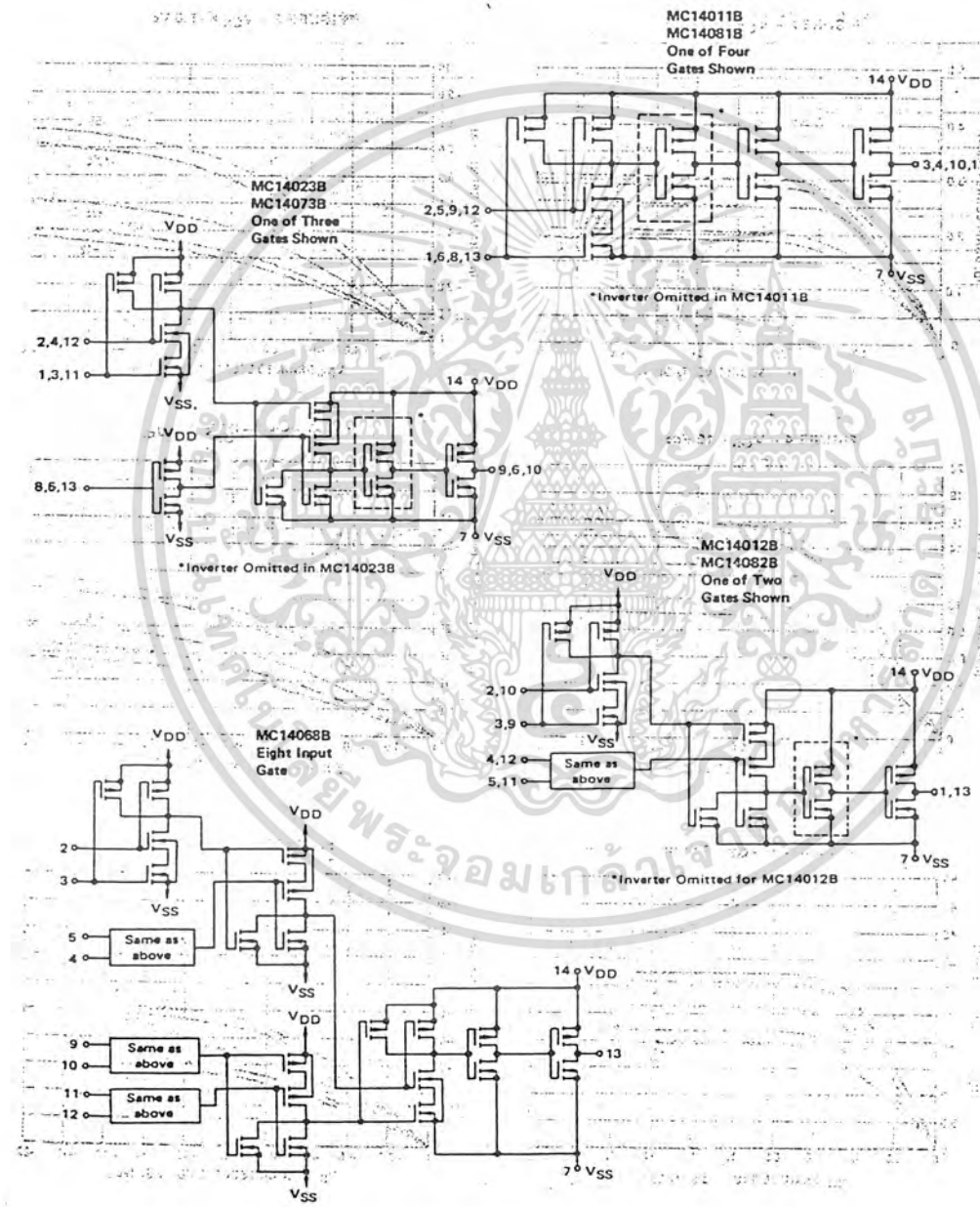
MC14078B
Eight Input
Gate



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CMOS B-SERIES GATES

CIRCUIT SCHEMATICS
NAND, AND Gates

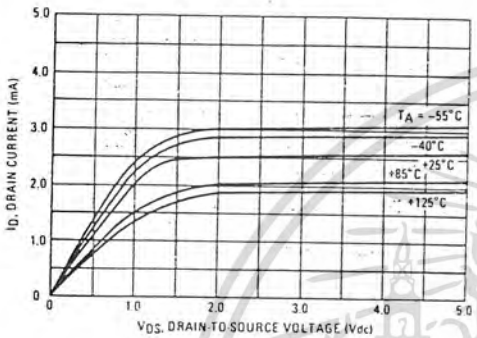


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL B-SERIES GATE CHARACTERISTICS

N-CHANNEL DRAIN CURRENT (SINK)

FIGURE 2 – V_{GS} = 5.0 Vdc



P-CHANNEL DRAIN CURRENT (SOURCE)

FIGURE 3 – V_{GS} = −5.0 Vdc

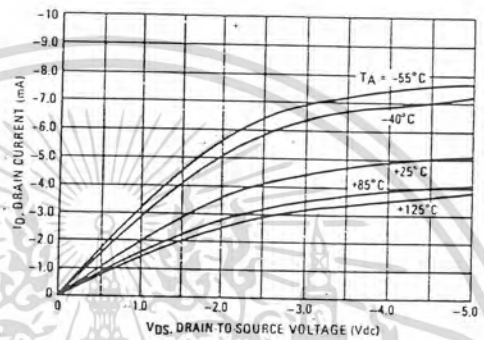


FIGURE 4 – V_{GS} = 10 Vdc

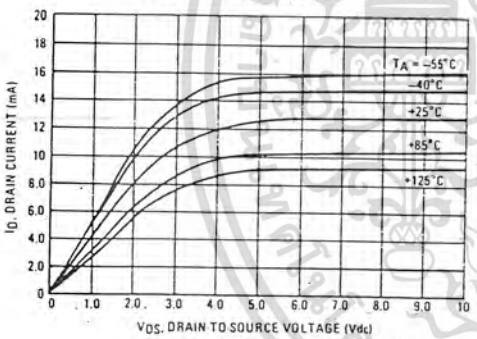


FIGURE 5 – V_{GS} = −10 Vdc

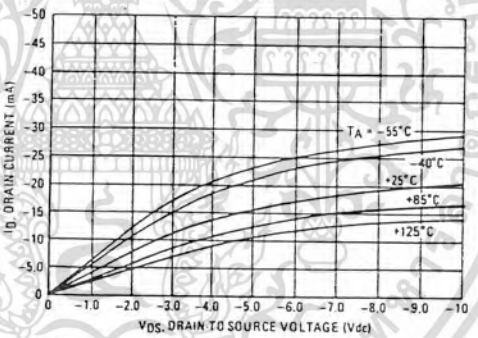


FIGURE 6 – V_{GS} = 15 Vdc

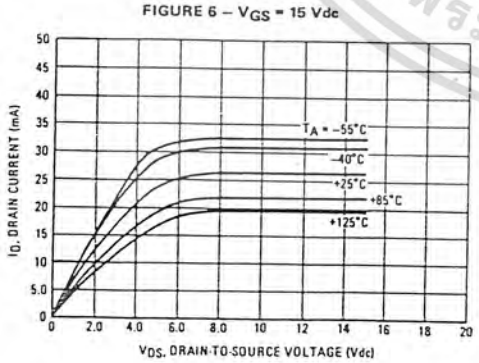
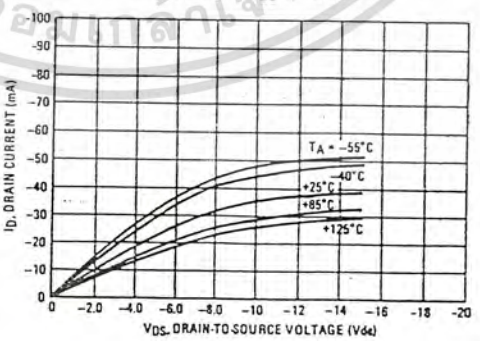


FIGURE 7 – V_{GS} = −15 Vdc



These typical curves are not guarantees, but are design aids.
Caution: The maximum rating for output current is 10 mA per pin.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL B-SERIES GATE CHARACTERISTICS (cont'd)

VOLTAGE TRANSFER CHARACTERISTICS

FIGURE 8 – V_{DD} = 5.0 Vdc

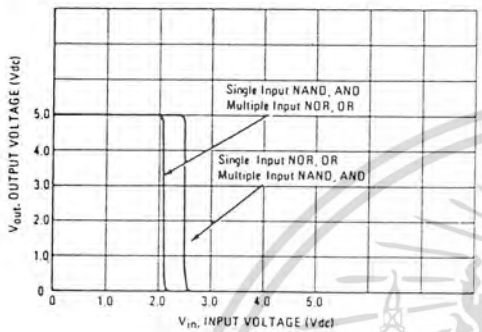


FIGURE 9 – V_{DD} = 10 Vdc

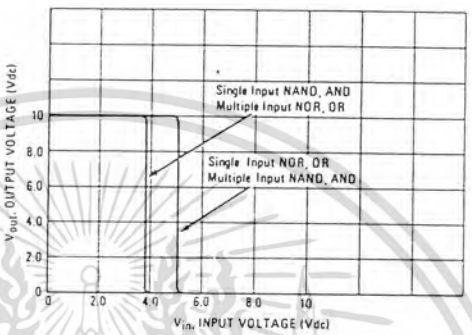
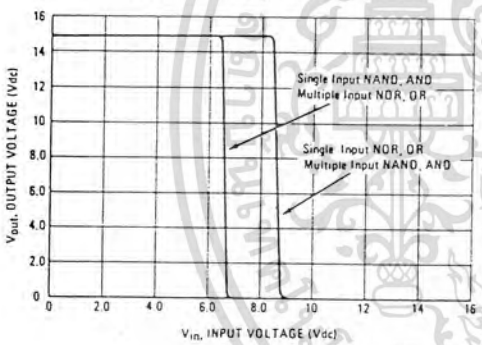


FIGURE 10 – V_{DD} = 15 Vdc



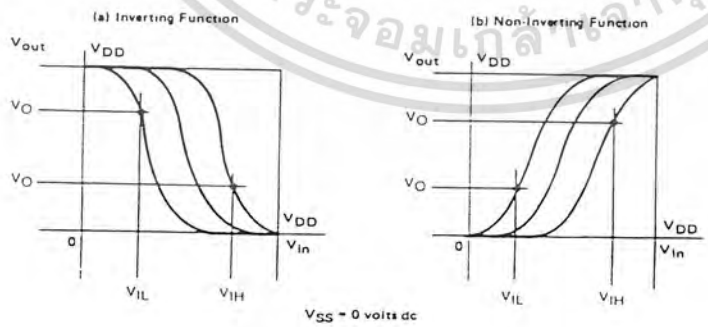
DC NOISE MARGIN

The DC noise margin is defined as the input voltage range from an ideal "1" or "0" input level which does not produce output state change(s). The typical and guaranteed limit values of the input values V_{IL} and V_{IH} for the output(s) to be at a fixed voltage V_O are given in the Electrical Characteristics table. V_{IL} and V_{IH} are presented graphically in Figure 11.

Guaranteed minimum noise margins for both the "1" and "0" levels =

1.0 V with a 5.0 V supply
2.0 V with a 10.0 V supply
2.5 V with a 15.0 V supply

FIGURE 11 – DC NOISE IMMUNITY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA

MC14017B

DECADE COUNTER

The MC14017B is a five-stage Johnson decade counter with built-in code converter. High speed operation and spike-free outputs are obtained by use of a Johnson decade counter design. The ten decoded outputs are normally low, and go high only at their appropriate decimal time period. The output changes occur on the positive-going edge of the clock pulse. This part can be used in frequency division applications as well as decade counter or decimal decode display applications.

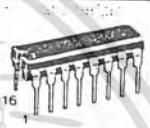
- Fully Static Operation
- DC Clock Input Circuit Allows Slow Rise Times
- Carry Out Output for Cascading
- Divide-by-N Counting
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Capable of Driving Two Low-power TTL Loads or One Low-power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range
- Pin-for-Pin Replacement for CD4017B

CMOS MSI

(LOW POWER COMPLEMENTARY MOS)

DECADE COUNTER

L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 620



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

ORDERING INFORMATION

A Series: −55°C to +125°C
MC14XXXBAL (Ceramic Package Only)

C Series: −40°C to +85°C
MC14XXXBCP (Plastic Package)
MC14XXXBCL (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	−65 to +150	°C
T_L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	°C

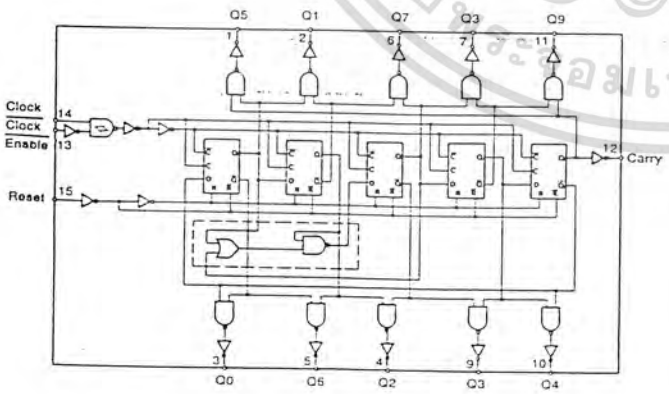
*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
†Temperature Derating: Plastic "P" Package: −12mW/°C from 65°C to 85°C
Ceramic "L" Package: −12mW/°C from 100°C to 125°C

FUNCTIONAL TRUTH TABLE
(Positive Logic)

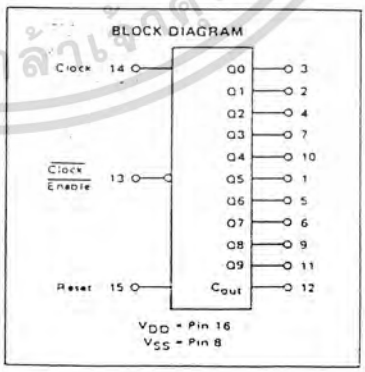
CLOCK	CLOCK ENABLE	RESET	DECODE OUTPUT = n
0	X	0	n
X	1	0	n
X	X	1	Q0
⎍	0	0	n+1
0	⎍	0	n
X	⎍	0	n
1	⎍	0	n+1

X = Don't Care. If n < 5 Carry = "1". Otherwise = "0".

LOGIC DIAGRAM



BLOCK DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V_{DD} Vdc	T_{low}* Min	T_{low}* Max	25°C Min	25°C Typ #	25°C Max	T_{high}* Min	T_{high}* Max	Unit
Output Voltage "0" Level V_{in} = V_{DD} or 0	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 or V_{DD}	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 "0" Level	V_{IL}									Vdc
(V_O = 4.5 or 0.5 Vdc)		5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	
(V_O = 9.0 or 1.0 Vdc)		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
(V_O = 13.5 or 1.5 Vdc)		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
"1" Level	V_{IH}									Vdc
(V_O = 0.5 or 4.5 Vdc)		5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	
(V_O = 1.0 or 9.0 Vdc)		10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
(V_O = 1.5 or 13.5 Vdc)		15	11.0	—	11.0	8.25	—	11.0	—	
Output Drive Current (AL Device)	I_{OH}									mAdc
(V_{OH} = 2.5 Vdc) Source		5.0	−3.0	—	−2.4	−4.2	—	−1.7	—	
(V_{OH} = 4.6 Vdc)		5.0	−0.64	—	−0.51	−0.88	—	−0.36	—	
(V_{OH} = 9.5 Vdc)		10	−1.6	—	−1.3	−2.25	—	−0.9	—	
(V_{OH} = 13.5 Vdc)		15	−4.2	—	−3.4	−8.8	—	−2.4	—	
(V_{OL} = 0.4 Vdc) Sink	I_{OL}	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mAdc
(V_{OL} = 0.5 Vdc)		10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—	
(V_{OL} = 1.5 Vdc)		15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—	
Output Drive Current (CL/CP Device)	I_{OH}									mAdc
(V_{OH} = 2.5 Vdc) Source		5.0	−2.5	—	−2.1	−4.2	—	−1.7	—	
(V_{OH} = 4.6 Vdc)		5.0	−0.52	—	−0.44	−0.88	—	−0.36	—	
(V_{OH} = 9.5 Vdc)		10	−1.3	—	−1.1	−2.25	—	−0.9	—	
(V_{OH} = 13.5 Vdc)		15	−3.6	—	−3.0	−8.8	—	−2.4	—	
(V_{OL} = 0.4 Vdc) Sink	I_{OL}	5.0	0.52	—	0.44	0.88	—	0.36	—	mAdc
(V_{OL} = 0.5 Vdc)		10	1.3	—	1.1	2.25	—	0.9	—	
(V_{OL} = 1.5 Vdc)		15	3.6	—	3.0	8.8	—	2.4	—	
Input Current (AL Device)	I_{in}	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μAdc
Input Current (CL/CP Device)	I_{in}	15	—	±0.3	—	±0.00001	±0.3	—	±1.0	μAdc
Input Capacitance (V_{in} = 0)	C_{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF
Quiescent Current (AL Device) (Per Package)	I_{DD}	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	μAdc
		10	—	10	—	0.010	10	—	300	
		15	—	20	—	0.015	20	—	600	
Quiescent Current (CL/CP Device) (Per Package)	I_{DD}	5.0	—	20	—	0.005	20	—	150	μAdc
		10	—	40	—	0.010	40	—	300	
		15	—	80	—	0.015	80	—	600	
Total Supply Current** † (Dynamic plus Quiescent, Per Package) (C_L = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I_T	5.0	I_T = (0.27 μA/kHz) f + I_{DD}							μAdc
		10	I_T = (0.55 μA/kHz) f + I_{DD}							
		15	I_T = (0.83 μA/kHz) f + I_{DD}							

*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

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

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

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

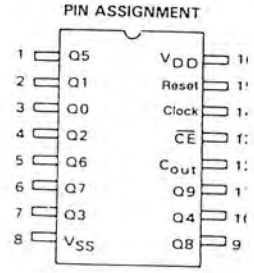
$$I_T(C_L) = I_T(50\ pF) + (C_L - 50)\ Vfk$$

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 = 0.0011.

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 $V_{SS} \le (V_{in}$ or $V_{out}) \le V_{DD}$.

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.

PIN ASSIGNMENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V_{DD} Vdc	T_{low}* Min	T_{low}* Max	25°C Min	25°C Typ #	25°C Max	T_{high}* Min	T_{high}* Max	Unit
Output Voltage "0" Level V_{in} = V_{DD} or 0	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 or V_{DD}	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 "0" Level	V_{IL}									Vdc
(V_O = 4.5 or 0.5 Vdc)		5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	
(V_O = 9.0 or 1.0 Vdc)		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
(V_O = 13.5 or 1.5 Vdc)		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
"1" Level	V_{IH}									
(V_O = 0.5 or 4.5 Vdc)		5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc
(V_O = 1.0 or 9.0 Vdc)		10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
(V_O = 1.5 or 13.5 Vdc)		15	11.0	—	11.0	8.25	—	11.0	—	
Output Drive Current (AL Device)	I_{OH}									mAdc
(V_{OH} = 2.5 Vdc) Source		5.0	−3.0	—	−2.4	−4.2	—	−1.7	—	
(V_{OH} = 4.6 Vdc)		5.0	−0.64	—	−0.51	−0.88	—	−0.36	—	
(V_{OH} = 9.5 Vdc)		10	−1.6	—	−1.3	−2.25	—	−0.9	—	
(V_{OH} = 13.5 Vdc)		15	−4.2	—	−3.4	−8.8	—	−2.4	—	
(V_{OL} = 0.4 Vdc) Sink	I_{OL}	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mAdc
(V_{OL} = 0.5 Vdc)		10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—	
(V_{OL} = 1.5 Vdc)		15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—	
Output Drive Current (CL/CP Device)	I_{OH}									mAdc
(V_{OH} = 2.5 Vdc) Source		5.0	−2.5	—	−2.1	−4.2	—	−1.7	—	
(V_{OH} = 4.6 Vdc)		5.0	−0.52	—	−0.44	−0.88	—	−0.36	—	
(V_{OH} = 9.5 Vdc)		10	−1.3	—	−1.1	−2.25	—	−0.9	—	
(V_{OH} = 13.5 Vdc)		15	−3.6	—	−3.0	−8.8	—	−2.4	—	
(V_{OL} = 0.4 Vdc) Sink	I_{OL}	5.0	0.52	—	0.44	0.88	—	0.36	—	mAdc
(V_{OL} = 0.5 Vdc)		10	1.3	—	1.1	2.25	—	0.9	—	
(V_{OL} = 1.5 Vdc)		15	3.6	—	3.0	8.8	—	2.4	—	
Input Current (AL Device)	I_{in}	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μAdc
Input Current (CL/CP Device)	I_{in}	15	—	±0.3	—	±0.00001	±0.3	—	±1.0	μAdc
Input Capacitance (V_{in} = 0)	C_{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF
Quiescent Current (AL Device) (Per Package)	I_{DD}	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	μAdc
		10	—	10	—	0.010	10	—	300	
		15	—	20	—	0.015	20	—	600	
Quiescent Current (CL/CP Device) (Per Package)	I_{DD}	5.0	—	20	—	0.005	20	—	150	μAdc
		10	—	40	—	0.010	40	—	300	
		15	—	80	—	0.015	80	—	600	
Total Supply Current** † (Dynamic plus Quiescent, Per Package) (C_L = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I_T	5.0	I_T = (0.27 μA/kHz) f + I_{DD}							μAdc
		10	I_T = (0.55 μA/kHz) f + I_{DD}							
		15	I_T = (0.83 μA/kHz) f + I_{DD}							

*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

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

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

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

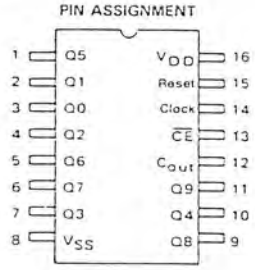
$$I_T(C_L) = I_T(50\ pF) + (C_L - 50)\ Vfk$$

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 = 0.0011

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 $V_{SS} \le (V_{in}$ or $V_{out}) \le V_{DD}$.

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.

PIN ASSIGNMENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHING CHARACTERISTICS* (C_L = 50 pF, T_A = 25°C)

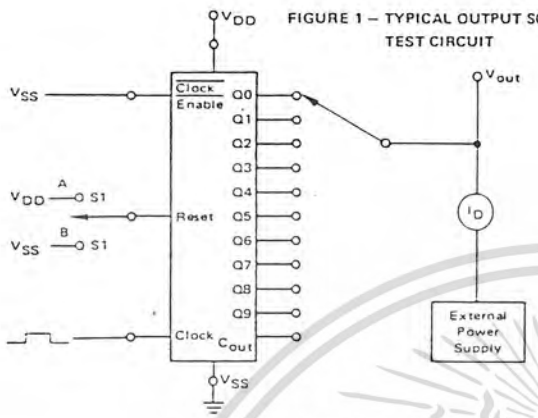
Characteristic	Symbol	V_{DD} Vdc	Min	Typ #	Max	Unit
Output Rise and Fall Time	t_{TLH}, t_{THL}					ns
t_{TLH}, t_{THL} = (1.5 ns/pF) C_L + 25 ns		5.0	—	100	200	
t_{TLH}, t_{THL} = (0.75 ns/pF) C_L + 12.5 ns		10	—	50	100	
t_{TLH}, t_{THL} = (0.55 ns/pF) C_L + 9.5 ns		15	—	40	80	
Propagation Delay Time	t_{PLH}, t_{PHL}					ns
Reset to Decade Output						
t_{PLH}, t_{PHL} = (1.7 ns/pF) C_L + 415 ns		5.0	—	500	1000	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.66 ns/pF) C_L + 197 ns		10	—	230	460	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.5 ns/pF) C_L + 150 ns		15	—	175	350	
Propagation Delay Time	t_{PLH}, t_{PHL}					ns
Clock to C_{out}						
t_{PLH}, t_{PHL} = (1.7 ns/pF) C_L + 315 ns		5.0	—	400	800	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.66 ns/pF) C_L + 142 ns		10	—	175	350	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.5 ns/pF) C_L + 100 ns		15	—	125	250	
Propagation Delay Time	t_{PLH}, t_{PHL}					ns
Clock to Decode Output						
t_{PLH}, t_{PHL} = (1.7 ns/pF) C_L + 415 ns		5.0	—	500	1000	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.66 ns/pF) C_L + 197 ns		10	—	230	460	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.5 ns/pF) C_L + 150 ns		15	—	175	350	
Turn-Off Delay Time	t_{PLH}					ns
Reset to C_{out}						
t_{PLH} = (1.7 ns/pF) C_L + 315 ns		5.0	—	400	800	
t_{PLH} = (0.66 ns/pF) C_L + 142 ns		10	—	175	350	
t_{PLH} = (0.5 ns/pF) C_L + 100 ns		15	—	125	250	
Clock Pulse Width	$t_{w(H)}$	5.0	250	125	—	ns
		10	100	50	—	
		15	75	35	—	
Clock Frequency	f_{cl}	5.0	—	5.0	2.0	MHz
		10	—	12	5.0	
		15	—	16	6.7	
Reset Pulse Width	$t_{w(H)}$	5.0	500	250	—	ns
		10	250	125	—	
		15	190	95	—	
Reset Removal Time	t_{rem}	5.0	750	375	—	ns
		10	275	135	—	
		15	210	105	—	
Clock Input Rise and Fall Time	t_{TLH}, t_{THL}	5.0	No Limit			—
		10				
		15				
Clock Enable Setup Time	t_{su}	5.0	350	175	—	ns
		10	150	75	—	
		15	115	52	—	
Clock Enable Removal Time	t_{rem}	5.0	420	260	—	ns
		10	200	100	—	
		15	140	70	—	

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

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

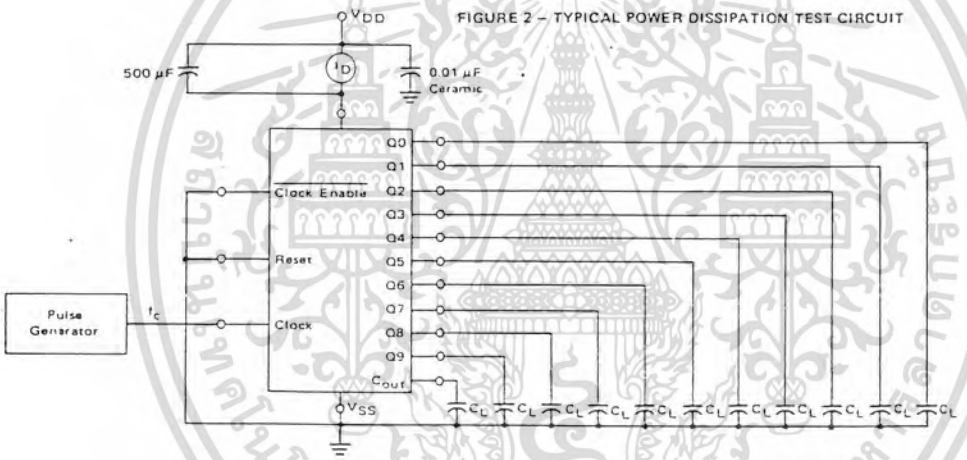
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 1 – TYPICAL OUTPUT SOURCE AND OUTPUT SINK CHARACTERISTICS TEST CIRCUIT



	OUTPUT SINK DRIVE	OUTPUT SOURCE DRIVE
DECODE OUTPUTS	(S1 to A)	Clock to desired outputs (S1 to B)
Carry	Clock to 5 thru 9 (S1 to B)	S1 to A
V_{GS} =	V_{DD}	$-V_{DD}$
V_{DS} =	V_{out}	$V_{out}-V_{DD}$

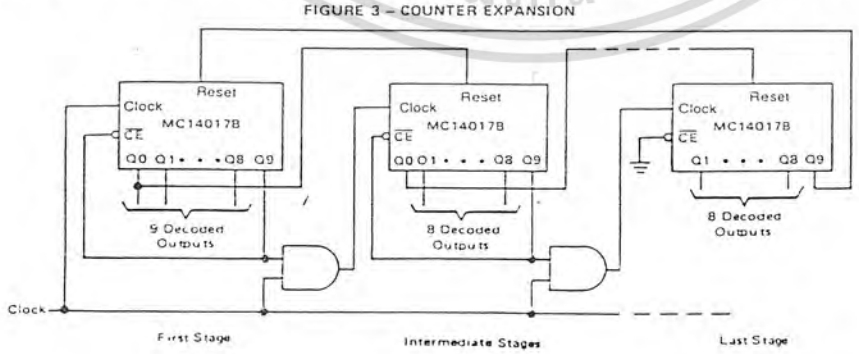
FIGURE 2 – TYPICAL POWER DISSIPATION TEST CIRCUIT



APPLICATIONS INFORMATION

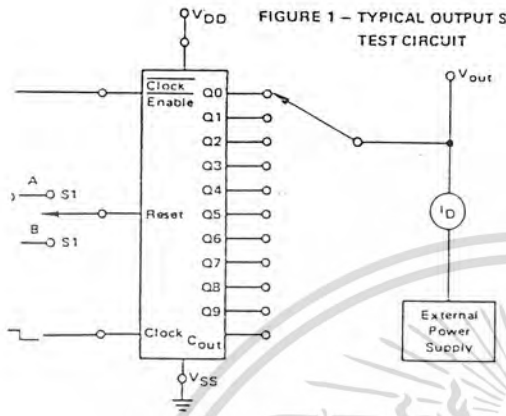
Figure 3 shows a technique for extending the number of decoded output states for the MC14017B. Decoded outputs are sequential within each stage and from stage to stage, with no dead time (except propagation delay).

FIGURE 3 – COUNTER EXPANSION



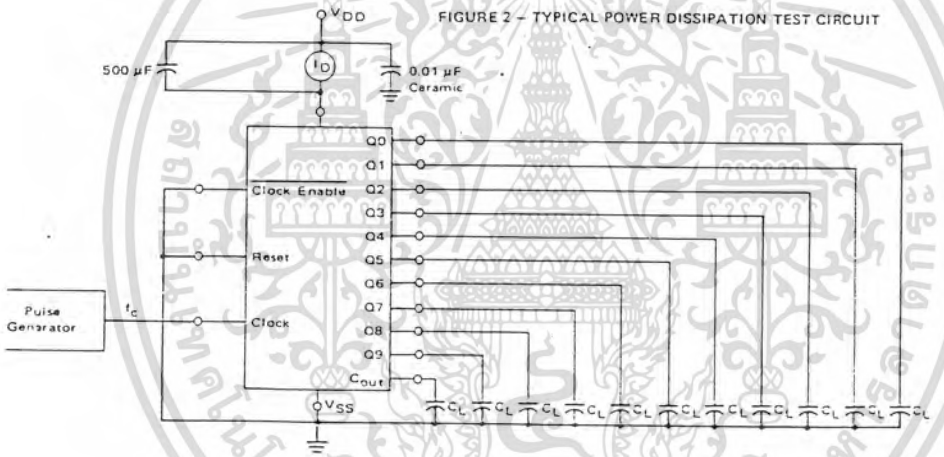
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 1 – TYPICAL OUTPUT SOURCE AND OUTPUT SINK CHARACTERISTICS TEST CIRCUIT



	OUTPUT SINK DRIVE	OUTPUT SOURCE DRIVE
DECODE OUTPUTS	(S1 to A)	Clock to desired outputs (S1 to B)
Carry	Clock to 5 thru 9 (S1 to B)	S1 to A
V_{GS} =	V_{DD}	$-V_{DD}$
V_{DS} =	V_{out}	$V_{out}-V_{DD}$

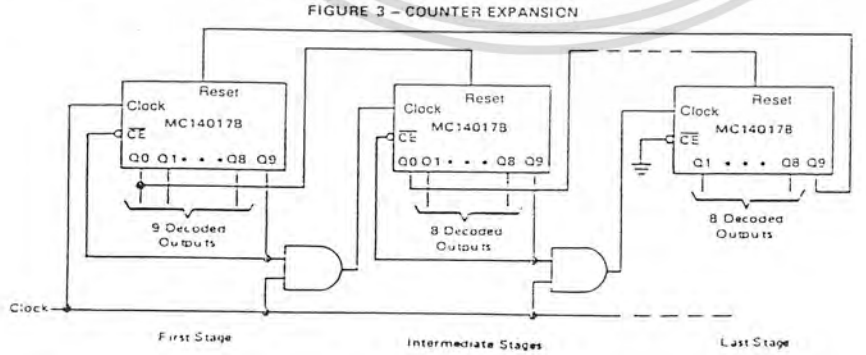
FIGURE 2 – TYPICAL POWER DISSIPATION TEST CIRCUIT



APPLICATIONS INFORMATION

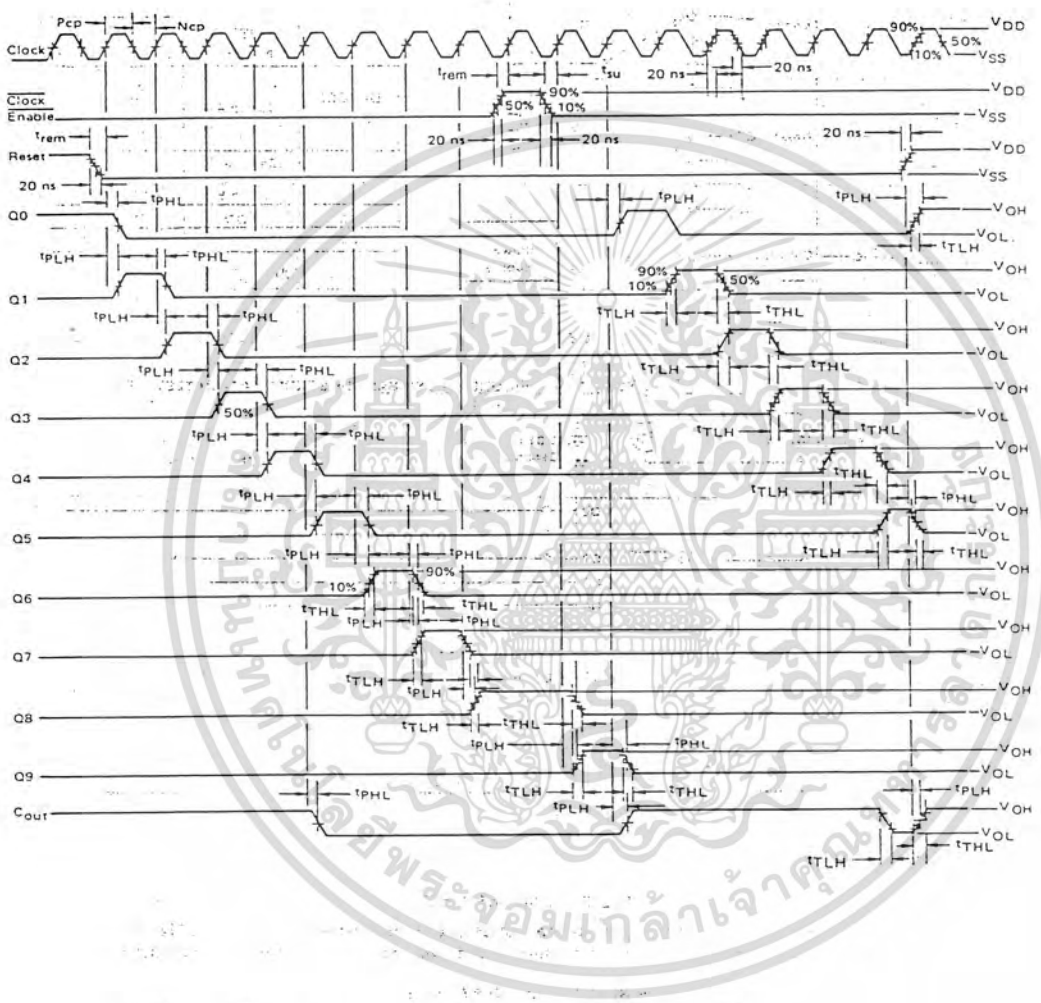
Figure 3 shows a technique for extending the number of decoded output states for the MC14017B. Decoded outputs are sequential within each stage and from stage to stage, with no dead time (except propagation delay).

FIGURE 3 – COUNTER EXPANSION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 4 – AC MEASUREMENT DEFINITION AND FUNCTIONAL WAVEFORMS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

National Semiconductor Corporation

LM386 Low Voltage Audio Power Amplifier

General Description

The LM386 is a power amplifier designed for use in low voltage consumer applications. The gain is internally set to 20 to keep external part count low, but the addition of an external resistor and capacitor between pins 1 and 8 will increase the gain to any value up to 200.

The inputs are ground referenced while the output is automatically biased to one half the supply voltage. The quiescent power drain is only 24 milliwatts when operating from a 6 volt supply, making the LM386 ideal for battery operation.

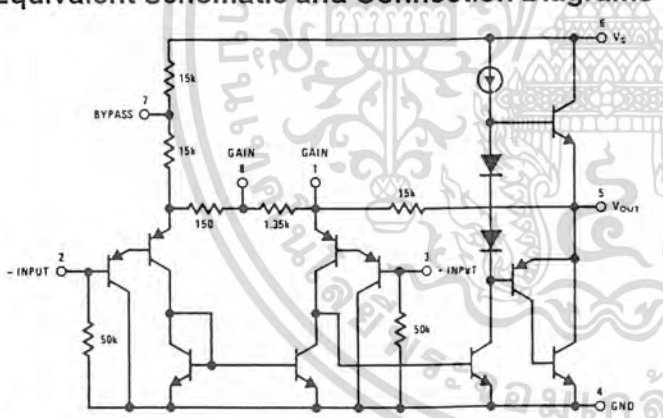
Features

- Battery operation
- Minimum external parts
- Wide supply voltage range — 4V–12V or 5V–18V
- Low quiescent current drain — 4 mA
- Voltage gains from 20 to 200
- Ground referenced input
- Self-centering output quiescent voltage
- Low distortion
- Eight pin dual-in-line package

Applications

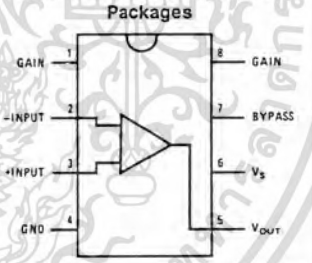
- AM-FM radio amplifiers
- Portable tape player amplifiers
- Intercoms
- TV sound systems
- Line drivers
- Ultrasonic drivers
- Small servo drivers
- Power converters

Equivalent Schematic and Connection Diagrams



TL/H/6976-1

Dual-In-Line and Small Outline Packages



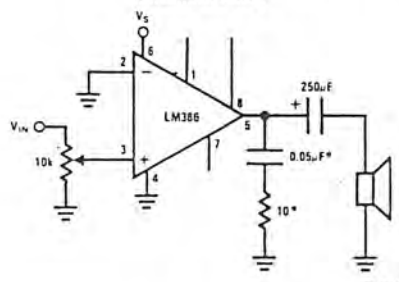
TL/H/6976-2

Top View

Order Number LM386M-1, LM386N-1, LM386N-3 or LM386N-4
See NS Package Number M08A or N08E

Typical Applications

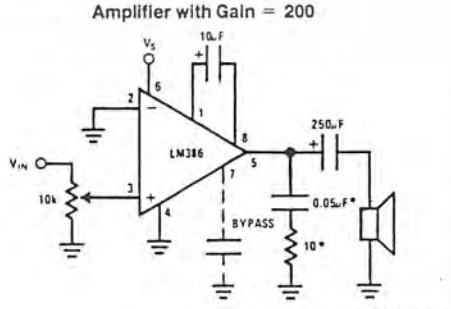
Amplifier with Gain = 20
Minimum Parts



TL/H/6976-3

*Required for LM386N-4 only.

Amplifier with Gain = 200



TL/H/6976-4

*Required for LM386N-4 only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage (LM386N-1, -3, LM386M-1)	15V
Supply Voltage (LM386N-4)	22V
Package Dissipation (Note 1) (LM386N-4)	1.25W
Input Voltage	±0.4V
Storage Temperature	−65°C to +150°C
Operating Temperature	0°C to +70°C
Junction Temperature	+150°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 sec)	+260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 sec)	+215°C
Infrared (15 sec)	+220°C

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

Electrical Characteristics $T_A = 25°C$

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Operating Supply Voltage (V_S)					
LM386N-1, -3, LM386M-1		4		12	V
LM386N-4		5		18	V
Quiescent Current (I_Q)	V_S = 6V, V_{IN} = 0		4	8	mA
Output Power (P_{OUT})					
LM386N-1, LM386M-1	V_S = 6V, R_L = 8Ω, THD = 10%	250	325		mW
LM386N-3	V_S = 9V, R_L = 8Ω, THD = 10%	500	700		mW
LM386N-4	V_S = 16V, R_L = 32Ω, THD = 10%	700	1000		mW
Voltage Gain (A_V)	V_S = 6V, f = 1 kHz		26		dB
	10 μF from Pin 1 to 8		46		dB
Bandwidth (BW)	V_S = 6V, Pins 1 and 8 Open		300		kHz
Total Harmonic Distortion (THD)	V_S = 6V, R_L = 8Ω, P_{OUT} = 125 mW f = 1 kHz, Pins 1 and 8 Open		0.2		%
Power Supply Rejection Ratio (PSRR)	V_S = 6V, f = 1 kHz, C_{BYPASS} = 10 μF Pins 1 and 8 Open, Referred to Output		50		dB
Input Resistance (R_{IN})			50		kΩ
Input Bias Current (I_{BIAS})	V_S = 6V, Pins 2 and 3 Open		250		nA

Note 1: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and 1) a thermal resistance of 80°C/W junction to ambient for the dual-in-line package and 2) a thermal resistance of 170°C/W for the small outline package.

Application Hints

GAIN CONTROL

To make the LM386 a more versatile amplifier, two pins (1 and 8) are provided for gain control. With pins 1 and 8 open the 1.35 kΩ resistor sets the gain at 20 (26 dB). If a capacitor is put from pin 1 to 8, bypassing the 1.35 kΩ resistor, the gain will go up to 200 (46 dB). If a resistor is placed in series with the capacitor, the gain can be set to any value from 20 to 200. Gain control can also be done by capacitively coupling a resistor (or FET) from pin 1 to ground.

Additional external components can be placed in parallel with the internal feedback resistors to tailor the gain and frequency response for individual applications. For example, we can compensate poor speaker bass response by frequency shaping the feedback path. This is done with a series RC from pin 1 to 5 (paralleling the internal 15 kΩ resistor). For 6 dB effective bass boost: R ≅ 15 kΩ, the lowest value for good stable operation is R = 10 kΩ if pin 8 is open. If pins 1 and 8 are bypassed then R as low as 2 kΩ can be used. This restriction is because the amplifier is only compensated for closed-loop gains greater than 9.

INPUT BIASING

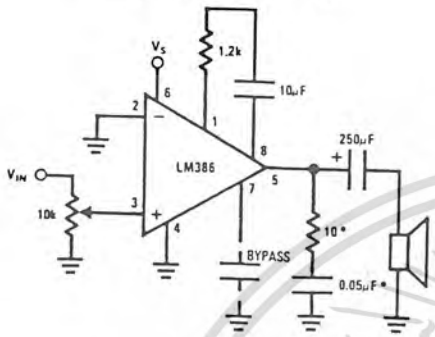
The schematic shows that both inputs are biased to ground with a 50 kΩ resistor. The base current of the input transistors is about 250 nA, so the inputs are at about 12.5 mV when left open. If the dc source resistance driving the LM386 is higher than 250 kΩ it will contribute very little additional offset (about 2.5 mV at the input, 50 mV at the output). If the dc source resistance is less than 10 kΩ, then shorting the unused input to ground will keep the offset low (about 2.5 mV at the input, 50 mV at the output). For dc source resistances between these values we can eliminate excess offset by putting a resistor from the unused input to ground, equal in value to the dc source resistance. Of course all offset problems are eliminated if the input is capacitively coupled.

When using the LM386 with higher gains (bypassing the 1.35 kΩ resistor between pins 1 and 8) it is necessary to bypass the unused input, preventing degradation of gain and possible instabilities. This is done with a 0.1 μF capacitor or a short to ground depending on the dc source resistance on the driven input.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

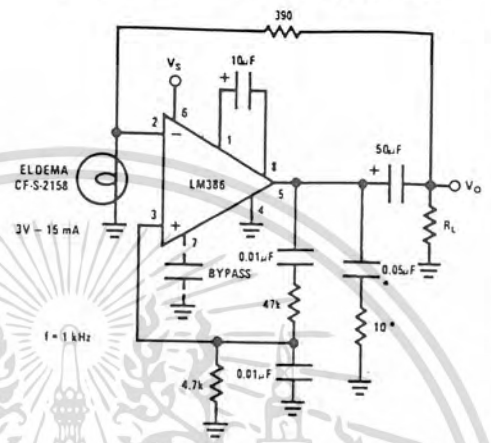
Typical Applications (Continued)

Amplifier with Gain = 50



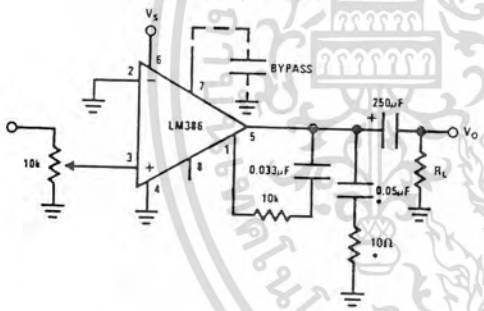
TL/H/6976–6

Low Distortion Power Wienbridge Oscillator



TL/H/6976–7

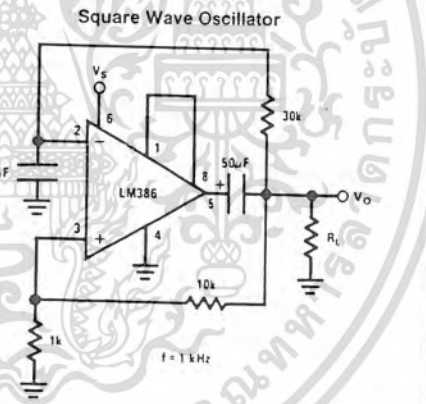
Amplifier with Bass Boost



*Required for LM386N-4 only.

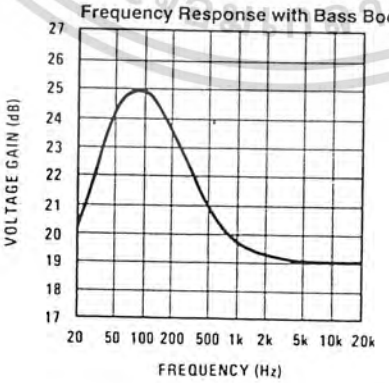
TL/H/6976–8

Square Wave Oscillator



TL/H/6976–9

Frequency Response with Bass Boost

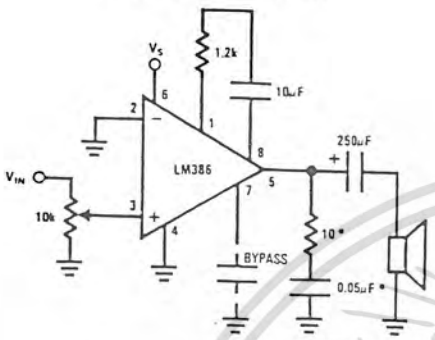


TL/H/6976–10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

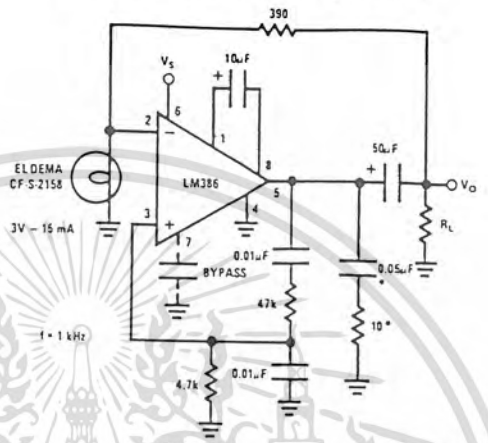
Typical Applications (Continued)

Amplifier with Gain = 50



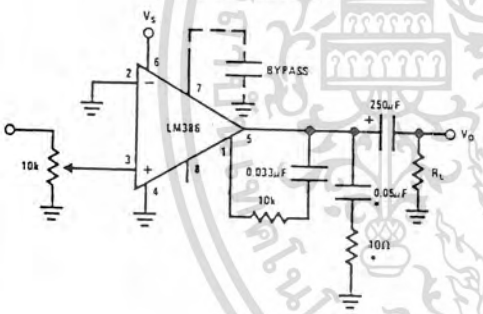
TL/H/6976-6

Low Distortion Power Wienbridge Oscillator



TL/H/6976-7

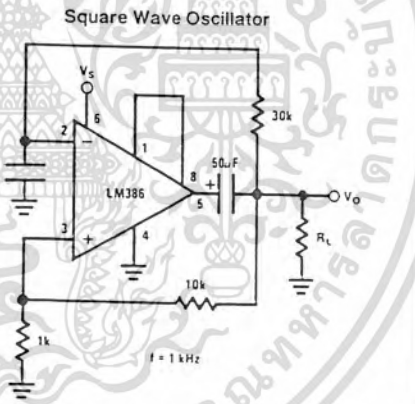
Amplifier with Bass Boost



*Required for LM386N-4 only.

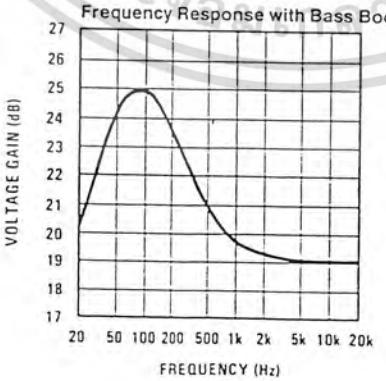
TL/H/6976-8

Square Wave Oscillator



TL/H/6976-9

Frequency Response with Bass Boost

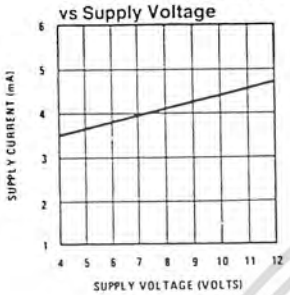


TL/H/6976-10

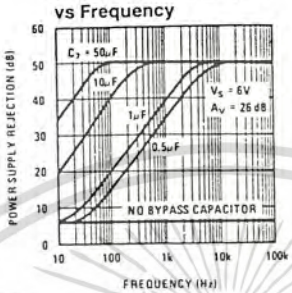
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

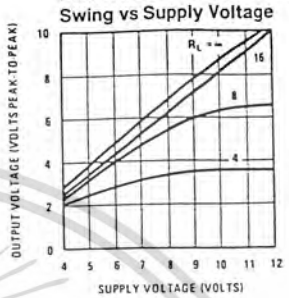
Quiescent Supply Current vs Supply Voltage



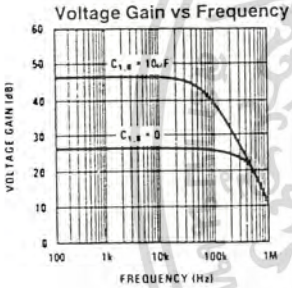
Power Supply Rejection Ratio (Referred to the Output) vs Frequency



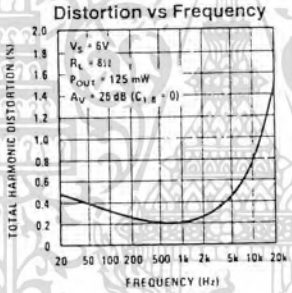
Peak-to-Peak Output Voltage Swing vs Supply Voltage



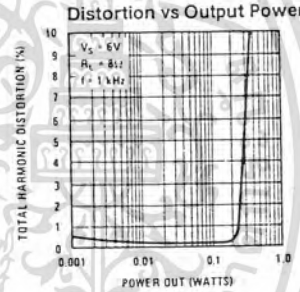
Voltage Gain vs Frequency



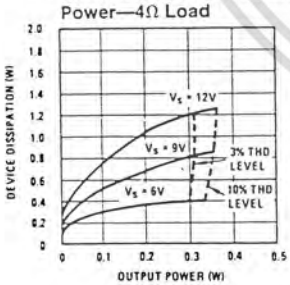
Distortion vs Frequency



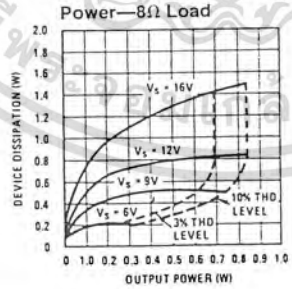
Distortion vs Output Power



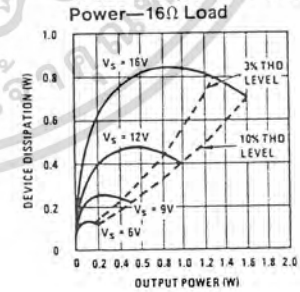
Device Dissipation vs Output Power—4Ω Load



Device Dissipation vs Output Power—8Ω Load



Device Dissipation vs Output Power—16Ω Load

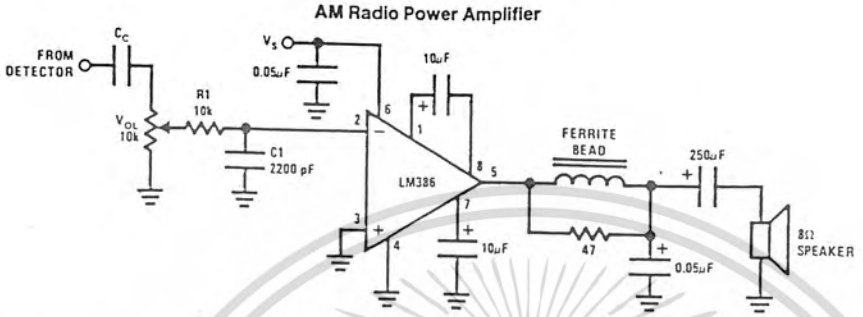


TL/H/6976–5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

AM Radio Power Amplifier



TL/H/6976–11

Note 1: Twist supply lead and supply ground very tightly.

Note 2: Twist speaker lead and ground very tightly.

Note 3: Ferrite bead is Ferroxcube K5-001-001/3B with 3 turns of wire.

Note 4: R1C1 band limits input signals.

Note 5: All components must be spaced very close to IC.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA

MC78L00,A Series

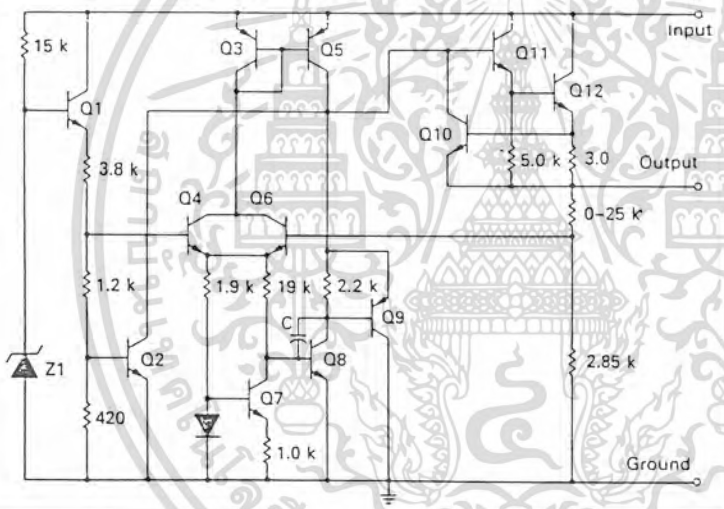
THREE-TERMINAL LOW CURRENT POSITIVE VOLTAGE REGULATORS

The MC78L00 Series of positive voltage regulators are inexpensive, easy-to-use devices suitable for a multitude of applications that require a regulated supply of up to 100 mA. Like their higher powered MC7800 and MC78M00 Series cousins, these regulators feature internal current limiting and thermal shutdown making them remarkably rugged. No external components are required with the MC78L00 devices in many applications.

These devices offer a substantial performance advantage over the traditional zener diode-resistor combination, as output impedance and quiescent current are substantially reduced.

- Wide Range of Available, Fixed Output Voltages
- Low Cost
- Internal Short Circuit Current Limiting
- Internal Thermal Overload Protection
- No External Components Required
- Complementary Negative Regulators Offered (MC79L00 Series)
- Available in Either ±5% (AC) or ±10% (C) Selections

REPRESENTATIVE CIRCUIT SCHEMATIC



ORDERING INFORMATION		
Device	Junction Temperature Range	Package
MC78LXXACD	T_J = 0°C to +125°C	SOP-8
MC78LXXACG		Metal Can
MC78LXXACP		Plastic Power
MC78LXXCD		SOP-8
MC78LXXCG		Metal Can
MC78LXXCP		Plastic Power
MC78LXXABP#	T_J = −40°C to +125°C	Plastic Power
XX indicates nominal voltage		

#Automotive temperature range selections are available with special test conditions and additional tests in 5, 8, 12 and 15 volts devices. Contact your local Motorola sales office for information.

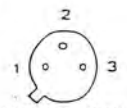
THREE-TERMINAL LOW CURRENT POSITIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS

P SUFFIX
CASE 29-04

PIN 1. OUTPUT
2. GROUND
3. INPUT

G SUFFIX
CASE 79-05

PIN 1. INPUT
2. OUTPUT
3. GROUND



(Bottom View)
(Case Connected To Pin 3)

D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751-02
SOP-8

PIN 1. V_{OUT}	5. NC
2. GND	6. GND
3. GND	7. GND
4. NC	8. V_{IN}

SOP-8 is an internally modified SO-8 Package. Pins 2, 3, 6 and 7 are electrically common to the die attach flag. This internal lead frame modification decreases package thermal resistance and increases power dissipation capability when appropriately mounted on a printed circuit board. SOP-8 conforms to all external dimensions of the standard SO-8 Package.

Device No. ·10%	Device No. ±5%	Nominal Voltage
MC78L05C	MC78L05AC	5.0
MC78L08C	MC78L08AC	8.0
MC78L12C	MC78L12AC	12
MC78L15C	MC78L15AC	15
MC78L18C	MC78L18AC	18
MC78L24C	MC78L24AC	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC78L00 Series MAXIMUM RATINGS (T_A = +125°C unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (2.6 V–8.0 V) (12 V–18 V) (24 V)	V_I	30 35 40	Vdc
Storage Junction Temperature Range	T_{stg}	−65 to +150	°C
Operating Junction Temperature Range	T_J	0 to +150	°C

MC78L05C, MC78L05AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_I = 10 V, I_O = 40 mA, C_I = 0.33 μF, C_O = 0.1 μF, 0°C < T_J < +125°C unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC78L05AC			MC78L05C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage (T_J = +25°C)	V_O	4.8	5.0	5.2	4.6	5.0	5.4	Vdc
Line Regulation (T_J = +25°C, I_O = 40 mA) 7.0 Vdc ≤ V_I ≤ 20 Vdc 8.0 Vdc ≤ V_I ≤ 20 Vdc	Reg_{line}	 — —	 55 45	 150 100	 — —	 55 45	 200 150	mV
Load Regulation (T_J = +25°C, 1.0 mA ≤ I_O ≤ 100 mA) (T_J = +25°C, 1.0 mA ≤ I_O ≤ 40 mA)	Reg_{load}	 — —	 11 5.0	 60 30	 — —	 11 5.0	 60 30	mV
Output Voltage (7.0 Vdc ≤ V_I ≤ 20 Vdc, 1.0 mA ≤ I_O ≤ 40 mA) (V_I = 10 V, 1.0 mA ≤ I_O ≤ 70 mA)	V_O	 4.75 4.75	 — —	 5.25 5.25	 4.5 4.5	 — —	 5.5 5.5	Vdc
Input Bias Current (T_J = +25°C) (T_J = +125°C)	I_{IB}	 — —	 3.8 —	 6.0 5.5	 — —	 3.8 —	 6.0 5.5	mA
Input Bias Current Change (8.0 Vdc ≤ V_I ≤ 20 Vdc) (1.0 mA ≤ I_O ≤ 40 mA)	ΔI_{IB}	 — —	 — —	 1.5 0.1	 — —	 — —	 1.5 0.2	mA
Output Noise Voltage (T_A = +25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz)	V_n	—	40	—	—	40	—	μV
Ripple Rejection (I_O = 40 mA, f = 120 Hz, 8.0 V ≤ V_I ≤ 18 V, T_J = +25°C)	RR	41	49	—	40	49	—	dB
Dropout Voltage (T_J = +25°C)	$V_I - V_O$	—	1.7	—	—	1.7	—	Vdc

MC78L08C, MC78L08AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_I = 14 V, I_O = 40 mA, C_I = 0.33 μF, C_O = 0.1 μF, 0°C < T_J < +125°C unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC78L08AC			MC78L08C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage (T_J = +25°C)	V_O	7.7	8.0	8.3	7.36	8.0	8.64	Vdc
Line Regulation (T_J = +25°C, I_O = 40 mA) 10.5 Vdc ≤ V_I ≤ 23 Vdc 11 Vdc ≤ V_I ≤ 23 Vdc	Reg_{line}	 — —	 20 12	 175 125	 — —	 20 12	 200 150	mV
Load Regulation (T_J = +25°C, 1.0 mA ≤ I_O ≤ 100 mA) (T_J = +25°C, 1.0 mA ≤ I_O ≤ 40 mA)	Reg_{load}	 — —	 15 8.0	 80 40	 — —	 15 6.0	 80 40	mV
Output Voltage (10.5 Vdc ≤ V_I ≤ 23 Vdc, 1.0 mA ≤ I_O ≤ 40 mA) (V_I = 14 V, 1.0 mA ≤ I_O ≤ 70 mA)	V_O	 7.6 7.6	 — —	 8.4 8.4	 7.2 7.2	 — —	 8.8 8.8	Vdc
Input Bias Current (T_J = +25°C) (T_J = +125°C)	I_{IB}	 — —	 3.0 —	 6.0 5.5	 — —	 3.0 —	 6.0 5.5	mA
Input Bias Current Change (11 Vdc ≤ V_I ≤ 23 Vdc) (1.0 mA ≤ I_O ≤ 40 mA)	ΔI_{IB}	 — —	 — —	 1.5 0.1	 — —	 — —	 1.5 0.2	mA
Output Noise Voltage (T_A = +25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz)	V_n	—	60	—	—	52	—	μV
Ripple Rejection (I_O = 40 mA, f = 120 Hz, 12 V ≤ V_I ≤ 23 V, T_J = +25°C)	RR	37	57	—	36	55	—	dB
Dropout Voltage (T_J = +25°C)	V_I-V_O	—	1.7	—	—	1.7	—	Vdc

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC78L12C, MC78L12AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_I = 19 V, I_O = 40 mA, C_I = 0.33 μF, C_O = 0.1 μF, 0°C < T_J < +125°C unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC78L12AC			MC78L12C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage (T_J = +25°C)	V_O	11.5	12	12.5	11.1	12	12.9	Vdc
Line Regulation (T_J = +25°C, I_O = 40 mA) 14.5 Vdc ≤ V_I ≤ 27 Vdc 16 Vdc ≤ V_I ≤ 27 Vdc	Reg_{line}	 — —	 120 100	 250 200	 — —	 120 100	 250 200	mV
Load Regulation (T_J = +25°C, 1.0 mA ≤ I_O ≤ 100 mA) (T_J = +25°C, 1.0 mA ≤ I_O ≤ 40 mA)	Reg_{load}	 — —	 20 10	 100 50	 — —	 20 10	 100 50	mV
Output Voltage (14.5 Vdc ≤ V_I ≤ 27 Vdc, 1.0 mA ≤ I_O ≤ 40 mA) (V_I = 19 V, 1.0 mA ≤ I_O ≤ 70 mA)	V_O	 11.4 11.4	 — —	 12.6 12.6	 10.8 10.8	 — —	 13.2 13.2	Vdc
Input Bias Current (T_J = +25°C) (T_J = +125°C)	I_{IB}	 — —	 4.2 —	 6.5 6.0	 — —	 4.2 —	 6.5 6.0	mA
Input Bias Current Change (16 Vdc ≤ V_I ≤ 27 Vdc) (1.0 mA ≤ I_O ≤ 40 mA)	ΔI_{IB}	 — —	 — —	 1.5 0.1	 — —	 — —	 1.5 0.2	mA
Output Noise Voltage (T_A = +25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz)	V_n	—	80	—	—	80	—	μV
Ripple Rejection (I_O = 40 mA, f = 120 Hz, 15 V ≤ V_I ≤ 25 V, T_J = +25°C)	RR	37	42	—	36	42	—	dB
Dropout Voltage (T_J = +25°C)	V_I-V_O	—	1.7	—	—	1.7	—	Vdc

MC78L15C, MC78L15AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_I = 23 V, I_O = 40 mA, C_I = 0.33 μF, C_O = 0.1 μF, 0°C < T_J < +125°C unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC78L15AC			MC78L15C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage (T_J = +25°C)	V_O	14.4	15	15.6	13.8	15	16.2	Vdc
Line Regulation (T_J = +25°C, I_O = 40 mA) 17.5 Vdc ≤ V_I ≤ 30 Vdc 20 Vdc ≤ V_I ≤ 30 Vdc	Reg_{line}	 — —	 130 110	 300 250	 — —	 130 110	 300 250	mV
Load Regulation (T_J = +25°C, 1.0 mA ≤ I_O ≤ 100 mA) (T_J = +25°C, 1.0 mA ≤ I_O ≤ 40 mA)	Reg_{load}	 — —	 25 12	 150 75	 — —	 25 12	 150 75	mV
Output Voltage (17.5 Vdc ≤ V_I ≤ 30 Vdc, 1.0 mA ≤ I_O ≤ 40 mA) (V_I = 23 V, 1.0 mA ≤ I_O ≤ 70 mA)	V_O	 14.25 14.25	 — —	 15.75 15.75	 13.5 13.5	 — —	 16.5 16.5	Vdc
Input Bias Current (T_J = +25°C) (T_J = +125°C)	I_{IB}	 — —	 4.4 —	 6.5 6.0	 — —	 4.4 —	 6.5 6.0	mA
Input Bias Current Change (20 Vdc ≤ V_I ≤ 30 Vdc) (1.0 mA ≤ I_O ≤ 40 mA)	ΔI_{IB}	 — —	 — —	 1.5 0.1	 — —	 — —	 1.5 0.2	mA
Output Noise Voltage (T_A = +25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz)	V_n	—	90	—	—	90	—	μV
Ripple Rejection (I_O = 40 mA, f = 120 Hz, 18.5 V ≤ V_I ≤ 28.5 V, T_J = +25°C)	RR	34	39	—	33	39	—	dB
Dropout Voltage (T_J = +25°C)	V_I-V_O	—	1.7	—	—	1.7	—	Vdc

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ผู้จัดทำกราบขอบพระคุณอาจารย์ ประภากร สุวรรณะ ที่ได้กรุณาให้โอกาสและคำปรึกษาตลอดจนเสนอแนะแนวทางในการสร้าง และพัฒนาโครงงานปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จนสำเร็จเรียบร้อย

ขอขอบคุณคณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ และองค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทย ในการเอื้อเฟื้อสถานที่และอุปกรณ์ในการจัดทำโครงงาน และรูปเล่มปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ให้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ผู้จัดทำกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง ต่อคณาจารย์คณะวิศวกรรมศาสตร์ทุกท่านที่เคยอบรมสั่งสอนวิทยาการต่าง ๆ ให้แก่ผู้จัดทำ

ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1 สุชาติ กังวารจิตต์ "เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร" กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ซีเอ็ด

2 บรรเจิด ตันติกัลยาภรณ์ "เครื่องรับส่งเล่ม 6" กรุงเทพฯ

3 "IC น่าสน" เซมิคอนดัคเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์ กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ซีเอ็ด เล่ม 107-108

4 "RF ทรานซิสเตอร์" เซมิคอนดัคเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์ กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ซีเอ็ด เล่ม 129-130

5 GLEN BALLOU "HANDBOOK FOR SOUND ENGINEERS" HOWARD W. SAME & COMPANY เรื่อง MICROPHONE หน้า 321-339

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้