



ปีการศึกษา ๒๕๓๑

ระบบไมโครโฟนไร้สาย

(WIRELESS MICROPHONE)

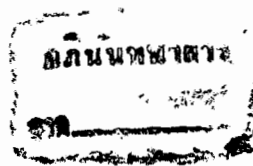
โดย

นางสาวกมลทิพย์ ลิมวานิชย์

นางสาวกุลวดี ชูประสิทธิ์

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ทองทศ วานิชศรี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

023144 -8.ลค. 2532

ปริญญาโท ประจำปีการศึกษา ๒๕๓๑

ภาควิชา โทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบไมโครโพรเซสเซอร์

ผู้จัดทำ

๑. นางสาวกมลทิพย์ ลิขวาณิช เลขประจำตัว ๒๕๑๐๑๕
๒. นางสาวกุลวดี ชูประสิทธิ์ เลขประจำตัว ๒๕๑๐๒๙


..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ทองต วาณิชศรี)

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	ก
Abstract	ข
บทที่ ๑ บทนำ	๑
บทที่ ๒ ทฤษฎีและหลักการ	๒
๒.๑ ระบบการสื่อสาร	๒
๒.๒ การมอดคูลูเลชันเชิงความถี่	๔
๒.๓ ทฤษฎีเฟสล็อคลูป และการสังเคราะห์ความถี่	๑๓
๒.๔ วงจรขยายความถี่สูง	๒๑
๒.๕ วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์	๒๖
๒.๖ วงจรมิกเซอร์	๓๑
๒.๗ วงจรที่เทคเทออร์สัญญาณเสียง	๓๗
๒.๘ หลักการของเครื่องส่ง	๓๘
๒.๙ หลักการของเครื่องรับ	๔๐
บทที่ ๓ การคำนวณและการสร้าง	๔๕
๓.๑ เครื่องส่ง	๔๕
๓.๒ เครื่องรับ	๕๖
บทที่ ๔ การทดลองและผลการทดลอง	๕๐
๔.๑ เครื่องส่ง	๕๐
๔.๒ เครื่องรับ	๕๒
บทที่ ๕ สรุปผลการทดลองและวิจารณ์	๕๕
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบไมโครโฟนไร้สาย

กมลทิพย์ ลิบวานิชย์

กุลวดี ชูประสิทธิ์

อาจารย์ ทองพท วานิชศรี อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา ๒๕๓๑

บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ เสนอผลงานถึงทฤษฎี การออกแบบ และผล การทดลอง ของระบบไมโครโฟนไร้สาย ที่ประกอบด้วยเครื่องส่งและเครื่อง รับ ระบบ FM โดยเครื่องส่งจะประกอบด้วย ภาคขยายสัญญาณเสียง ภาค มอดคูเลเตอร์และภาคขยายสัญญาณความถี่พาหะ (RF) ส่วนเครื่องรับจะเป็น ระบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ซึ่งประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณภาคหน้า วงจร มิกเซอร์ วงจรโลคัลออสซิลเลเตอร์ วงจรขยายความถี่กลาง (IF) วงจร ดีมอดคูเลเตอร์ และวงจรขยายสัญญาณเสียง โดยที่ความถี่ของวงจรออสซิล เลเตอร์ จะใช้วิธีการของการสังเคราะห์ความถี่ชนิดเฟสล็อกคัลคูล

จากผลการทดลอง โดยใช้ความถี่พาหะ 62 MHz. เครื่องส่งมี กำลัง 20 dBm (1๐๐mw) และเครื่องรับมีความไว -8๐ dBm ซึ่งสามารถ ใช้งานได้ดีในระยะ ๑๐๐ เมตร

WIRELESS MICROPHONE

KAMOLTHIP LIBVANICH

GULWADEE CHUPRASIT

TONGTOD VANICHSRI ADVISOR

1988

Abstract

The theory of a wireless microphone system is presented as well as the details of construction and the results obtained. The transmitter consists of: audio amplifier, frequency modulator and radio frequency amplifier. And front end, mixer, local oscillator, radio frequency amplifier and audio amplifier are needed for a superheterodyne receiver. The carrier signal is used as 62 MHz (the 60 to 70 MHz range). Moreover, a modulator (in the transmitter) and a local oscillator (in the receiver) are improved to be better. By a phase lock loop technique it can be converted to the desired frequency and adapted to be a multichannel microphone system easily.

The report of the experiment to receive signals from the transmitter shows that the distances of receiving signals from the transmitter are 100 metres. In short, this device can be used in practical operation.

บทที่ ๑

บทนำ

การส่งผ่านสัญญาณเสียงโคจรระบบที่ใช้ไมโครโฟนธรรมดา และสายนำสัญญาณนั้น มีข้อจำกัดของงานบางประเภท เนื่องมาจากสายนำสัญญาณที่มองเห็นได้ง่าย และมีความยาวที่ไม่สะดวกต่อการใช้งาน รวมทั้งขนาดของทรานส์คิวดเซอร์ที่ไม่เหมาะต่อการเคลื่อนย้าย ซึ่งระบบที่ใช้ไมโครโฟนไร้สายและคลื่นวิทยุ จะหลีกเลี่ยงข้อจำกัดดังกล่าวได้ งานบางประเภทที่กล่าวถึงนั้นได้แก่

- งานบันทึกภาพ เช่น การจัดทำวิดีโอ เพื่อความบันเทิง หรือวิชาการ
- งานแสดง เช่น การแสดงบนเวที
- งานบันทึกเสียงและถ่ายทอดเสียง เช่น การแสดงดนตรี, การบันทึกเสียงนอกห้องอัดเสียง

แต่การใช้งานความถี่สูง มีวิธีการที่ยุ่งยากในการสร้างและออกแบบปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เสนอหลักการที่เกี่ยวข้องและผลการทดลองของวงจรต่าง ๆ ที่ประกอบเป็นระบบเครื่องส่งและเครื่องรับ ซึ่งเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ ฉบับนี้ แบ่งออกเป็น ๕ บท ซึ่งแต่ละบทมีเนื้อหา ดังนี้ คือ

- บทที่ ๒ กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการที่ใช้เป็นแนวปฏิบัติในการออกแบบและสร้างวงจร
- บทที่ ๓ แสดงวิธีการคำนวณและขั้นตอนการสร้างวงจรแต่ละส่วน
- บทที่ ๔ แสดงวิธีการตรวจสอบลักษณะคุณสมบัติของวงจรที่ได้ทดลองสร้างขึ้น และผลการทดลอง
- บทที่ ๕ เป็นการสรุปผลการทดลองและวิจารณ์ผลการทดลอง

ท้ายสุดของปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ได้แสดงรายละเอียดของอุปกรณ์สำคัญที่ใช้ในการทดลองนี้ไว้ด้วย

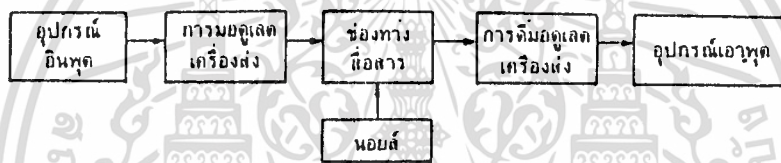
บทที่ ๒

ทฤษฎีและหลักการ

ทฤษฎีและหลักการที่ใช้ในการออกแบบวงจร เครื่องส่งและ
เครื่องรับ มีดังนี้

๒.๑ ระบบการสื่อสาร

รูปแบบของระบบการสื่อสารแสดงดังรูป ๒.๑ ซึ่งประกอบด้วย
อุปกรณ์อินพุต (input device) ของเครื่องส่งช่องทางสื่อสาร
(communication channel) หรือแชนแนล ซึ่งมันจะมีน้อยสามารถบน
และอุปกรณ์เอาต์พุต (output device)



รูปที่ ๒.๑ รูปแบบสื่อสารพื้นฐาน

๒.๑.๑ อุปกรณ์อินพุตและเอาต์พุต อุปกรณ์อินพุต ทำหน้าที่ในการ
แปลงข่าวสารเป็นสัญญาณไฟฟ้า ส่วนอุปกรณ์เอาต์พุตจะทำการแปลงสัญญาณ
ไฟฟ้ากลับมาเป็นข่าวสาร ซึ่งจะมีชื่อเรียกแตกต่างกันไปตามลักษณะการใช้งาน
ตัวอย่างที่เห็นได้ชัด คือ ไมโครโฟน ทำหน้าที่แปลงคลื่นเสียงเป็นสัญญาณไฟฟ้า
และลำโพงทำหน้าที่แปลงสัญญาณไฟฟ้า กลับเป็นคลื่นเสียง โดยข่าวสารที่รับ
หรือส่งกันโดยทั่วไป คือ เสียง ภาพ และข้อมูล

๒.๑.๒ เครื่องส่ง ทำหน้าที่รับสัญญาณไฟฟ้าจากอุปกรณ์อินพุต
และทำการมอดูเลตลงบนคลื่นพาหะความถี่สูง เครื่องส่งประกอบด้วยแหล่ง
กำเนิดสัญญาณความถี่สูง และมอดูเลเตอร์ รวมทั้งภาคขยายเพื่อให้กำลังของ
สัญญาณแรง เพื่อสื่อสารกันไต่ไกลขึ้น

๒.๑.๓ ทิวกลางสื่อสาร ไต่แก้วบรรยากาศ สาย เป็นต้น ซึ่งใน
กรณีระบบวิทยุ จะเป็นบรรยากาศ ซึ่งคลื่นสามารถใช้เป็นทิวกลางจากเครื่องส่ง
ไปยังเครื่องรับ

๒.๑.๘ ความถี่และความยาวคลื่น โดยมีลักษณะการแบ่งทั้งตาราง

๒.๒

ปานความถี่	ความถี่	ความยาวคลื่น
very low frequency (VLF)	ต่ำกว่า 30 kHz	ยาวกว่า 10 km
low frequency (LF)	30 - 300 kHz	10 - 1 km
medium frequency (MF)	300 - 3000 kHz	1000 - 100 m
high frequency (HF)	3 - 30 MHz	100 - 10 m
very high frequency (VHF)	30 - 300 MHz	10 - 1 m
ultra high frequency (UHF)	300 - 3000 MHz	100 - 10 cm
super high frequency (SHF)	3 - 30 GHz	10 - 1 cm
extremely high frequency (EHF)	30 - 300 GHz	10 - 1 mm

ตาราง ๒.๒ แสดงตารางการแบ่งย่านความถี่

ในแต่ละความถี่จะมีคุณสมบัติเฉพาะตัว ซึ่งในการใช้งานในการสื่อสารระยะไกล นิยมใช้ความถี่ย่าน VHF และ UHF ซึ่งมีการเดินทางของคลื่น เป็นเส้นตรง

๒.๑.๘ นอยส์ (noise) เป็นสัญญาณที่เข้ามารบกวนระบบ สามารถแบ่งได้เป็น ๔ ประเภท

๑. นอยส์บรรยากาศ (atmospheric noise) เกิดขึ้นจากความแปรปรวนของบรรยากาศ ซึ่งก่อให้เกิดคลื่นวิทยุแผ่กระจายออกไปรอบโลก
๒. นอยส์จากอวกาศ (space noise) เกิดจากดวงอาทิตย์แผ่พลังงานออกมา พลังงานนี้ปรากฏออกเป็นนอยส์คงที่
๓. นอยส์ที่เกิดจากมนุษย์ (man made noise) ได้แก่ นอยส์จากมอเตอร์ไฟฟ้า นอยส์จากระบบจุดระเบิดของรถยนต์ เป็นต้น
๔. นอยส์ภายในตัวอุปกรณ์เครื่องรับ (internal noise) แยกเป็น ๒ ประเภท คือ นอยส์อุณหภูมิ (thermal noise) และช็อตนอยส์ (shot noise) นอยส์อุณหภูมิเกิดจากการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนในตัวอุปกรณ์ บางครั้งเรียกจอตน์สันนอยส์ (Johnson noise) ส่วนช็อตนอยส์เกิดขึ้นในอุปกรณ์แอคทีฟ (active device) ทุกชนิด เนื่องจากการรวมตัวของอิเล็กตรอนกับโฮล เช่น ในทรานซิสเตอร์

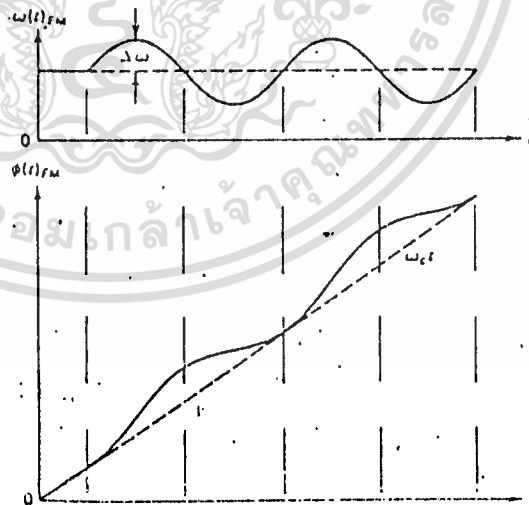
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๒.๑.๖ เครื่องรับ เมื่อรับสัญญาณจากเครื่องส่งมาถึงเครื่องรับ สัญญาณจะมีกำลังอ่อนลง และมีนอยส์เข้ามารบกวน สัญญาณที่ห้องการ ทั้งนั้น เครื่องรับจึงต้องมีคุณสมบัติในการ เลือกรับและขยายเอา เฉพาะสัญญาณที่ห้อง การ พร้อมทั้งห้องมีกรรมวิธีกำจัดนอยส์หรือเอาชนะนอยส์ที่มารบกวน สัญญาณ ที่รับได้จะผ่านการที่มอดคูลเลท เพื่อแปลงเป็นสัญญาณข่าวสารตามเดิม

๒.๒ การมอดคูลเลชัน แบบ FM (frequency modulation)

เพื่อให้สามารถสื่อสารไปไ้ไกล จำเป็นต้องมอดคูลเลทสัญญาณ ข่าวสารลงบนพาหะ และเพื่อห้องการคุณภาพของสัญญาณที่ที จึงทำการ เลือกใช้ การมอดคูลเลชัน แบบ FM

๒.๒.๑ การมอดคูลเลชันแบบ FM เป็นการรวมสัญญาณเสียงเข้ากับคลื่น พาหะวิธีหนึ่ง ในลักษณะที่ความถี่ของคลื่นพาหะจะแปร เปลี่ยนตามขนาดของ สัญญาณเสียง โดยที่ขนาดของคลื่นพาหะยังคงที่ตลอดเวลา หรืออาจกล่าว ความถี่เบี่ยงเบน (δw) จากความถี่พาหะ (w_c) เป็นสัดส่วนกับขนาดของ สัญญาณเสียง ดังรูป ๒.๓



รูปที่ ๒.๓ แสดงความสัมพันธ์ของเฟสและความถี่ ของสัญญาณเสียงเมื่อเทียบกับเวลา

$$จะใ้กว่า \omega(t) = d\phi / dt = \omega_c + \frac{d\phi(t)}{dt}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\delta w(t) = w(t) - w_c = \frac{d\theta(t)}{dt}$

ผลจากการมอดูเลชัน แบบความถี่ จะได้

$$\delta w(t) = k_w v_m(t)$$

เมื่อ k_w คือ ค่าความไวของมอดูเลเตอร์ (sensitivity of the modulator)

$$\theta(t) = \int_0^t k_w v_m(t) dt + \theta(0)$$

จากสมการมอดูเลชัน $F(t) = A(t)\cos(w_c t + \theta(t)) = A(t)\cos\theta(t)$

$A(t)$ = ขนาดของสัญญาณเสียง

f_c = ความถี่พาหะ (carrier frequency)

$\theta(t)$ = มุมเฟส (phase angle)

กำหนดให้ $\theta(0) = 0$

และจากคุณสมบัติของมอดูเลชัน แบบ FM สามารถเขียนสมการรูปคลื่นดังนี้

$$F_{fm}(t) = A\cos(w_c t + k_w \int_0^t v_m(t) dt)$$

โดยให้สัญญาณเสียงที่เข้ามา $v_m(t) = V_m \cos w_m t$

นั่นคือ $F_{fm}(t) = A\cos(w_c t + (k_w v_m / w_m) \sin w_m t)$

เมื่อให้ความถี่เบี่ยงเบน $\Delta w = k_w v_m$

$$F_{fm}(t) = A\cos(w_c t + (\Delta w / w_m) \sin w_m t)$$

หรือ $F_{fm}(t) = A\cos(w_c t + (\Delta f / f_m) \sin w_m t)$

โดยมีมอดูเลชันอินเด็กซ์ (FM modulation index) $m_f = \Delta w / w_m = \Delta f / f_m$

เมื่อ $w(t) = w_c + \delta w$

$$= w_c + k v_m(t)$$

$$= w_c + k v_m \cos w_m t$$

$$= w_c + \Delta w \cos w_m t$$

นั่นคือ สัญญาณ FM จะมีความถี่เบี่ยงเบนเป็นสัดส่วนโดยตรงกับขนาดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลชัน โดยไม่ขึ้นกับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลชัน

๒.๒.๒ เปรอ์เซ็นต์มอดูเลชัน

ในการส่งกระจายเสียงระบบ FM นั้น FCC ได้กำหนดมาตรฐานว่า ความถี่สัญญาณสูงสุดไม่เกิน 15 kHz. และมีความถี่เบี่ยงเบน 75 kHz. ดังนั้น จึงสามารถคำนวณหาเปอร์เซ็นต์มอดูเลชัน (M) ได้ดังนี้

$$M = \frac{\text{ความถี่เบี่ยงเบนที่เกิดขึ้น} \times 100}{\text{ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดตามข้อกำหนด FCC}}$$

$$= \frac{fd(\text{kHz}) \times 100}{75}$$

๒.๒.๓ ไซด์แบนด์ (sideband)

ลักษณะคลื่นมอดูเลทที่กล่าวมาแล้วนั้น สามารถเขียนเป็นสมการดังนี้

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

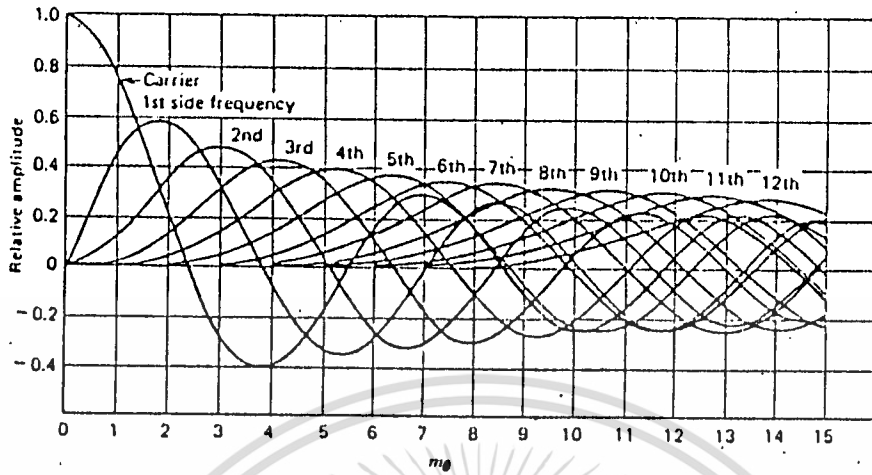
$$= V_c [J_0(m) \cos \omega_c t$$

$$+ J_1(m) \cos(\omega_c + \omega_m)t - \cos(\omega_c - \omega_m)t$$

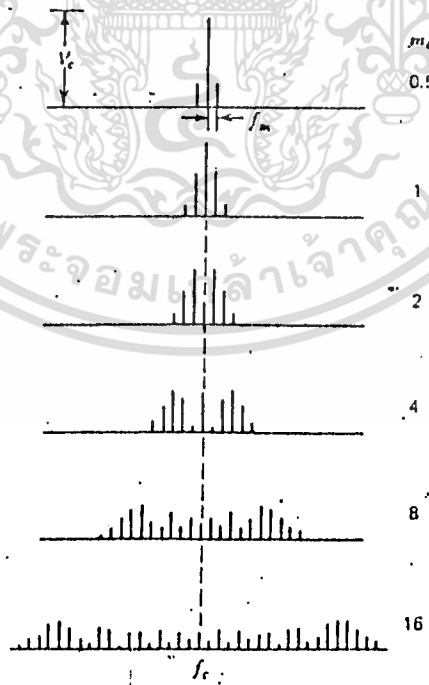
$$+ J_2(m) \cos(\omega_c + 2\omega_m)t + \cos(\omega_c - 2\omega_m)t$$

$$+ \dots]$$

โดย $J_n(m)$ คือ Bessel function ของ m ลำดับที่ n จะเห็นว่า มีไซด์แบนด์จำนวนมากที่ความถี่ $f_c \pm n f_m$ เมื่อ $n = 1, 2, 3, \dots$ ในทางปฏิบัติ เราสามารถหาค่าไซด์แบนด์ต่าง ๆ ได้จากตารางหรือเส้นโค้งของ Bessel function



รูปที่ ๒.๔ แสดงตาราง Bessel function



รูปที่ ๒.๕ แสดงสเปกตรัมของรูปคลื่น FM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น กรุณาอย่าเอาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

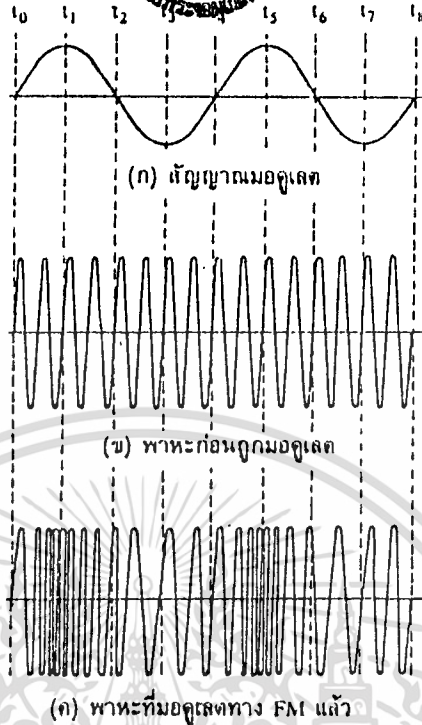
จากรูปแสดงถึงไซด์แบนด์ที่มีจำนวนมาก ขนาดไซด์แบนด์เปลี่ยนแปลงไม่เท่ากัน โดยจะกระจายขนาดของคลื่นพาหะมาอยู่ในแต่ละไซด์แบนด์ทำให้ง่าลังทั้งหมดของคลื่นพาหะคงที่ตลอด

แม้ว่าแบนด์วิทจะมีค่าถึงอนันต์ ในทางทฤษฎี แต่ขนาดของความถี่ไซด์แบนด์อันที่นับสูงจะลดลงอย่างมาก นั่นคือเราสามารถประมาณค่าแบนด์วิทโดยใช้กฎของคาร์สัน (carson's rule) กล่าวคือ

$$B = 2 fm(m+1) = 2 (\Delta f + fm)$$
 ซึ่งครอบคลุมกำลังงานที่กระจายอยู่ถึง ๙๘% หรืออาจกล่าวได้ว่า เพื่อให้ความเพี้ยนค่าจะของการแบนด์วิทประมาณสองเท่าของความถี่เบี่ยงเบนรวมกับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาสูงสุด นั่นคือ ในกรณีการกระจายเสียง FM จะมีค่าประมาณ 240 kHz ซึ่งเป็นค่าที่รวมช่วงความถี่ที่เนื้อไว้ระหว่างช่องสัญญาณ (guardband) ประมาณ ๕๐ ถึง ๖๐ kHz กว

กล่าวโดยสรุป สัญญาณ FM มีคุณสมบัติที่สำคัญดังนี้

๑. มีแอมพลิจูดคงที่ตลอด แต่ความถี่เปลี่ยนตามสัญญาณที่เข้ามา
๒. อัตราการ เบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณพาหะมีค่าเท่ากับ ความถี่ของสัญญาณที่ เข้ามามอกคูลเลข
๓. ช่วงความถี่เบี่ยงเบน (หรือเควิเอชั่น) เป็นสัดส่วนกับ แอมพลิจูดของสัญญาณที่ เข้ามอกคูลเลข



รูปที่ ๒.๖ แสดงการมอดูเลต แบบ FM

๒.๒.๔ ลักษณะวงจรมอดูเลเตอร์ แบบ FM (frequency modulator circuit)

จากความสัมพันธ์ที่ว่า ความถี่ทางเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงตามขนาดของแรงดันทางอินพุต ซึ่งพิจารณาได้จากสมการ

$$f = f_c + f_d \sin 2\pi f_m t$$

- เมื่อ f คือ ความถี่ทางเอาต์พุต
- f_c คือ ความถี่จากวงจรออสซิลเลเตอร์
- f_d คือ ความถี่เบี่ยงเบนของคลื่นพาหะ
- f_m คือ ความถี่ทางค่านอินพุต

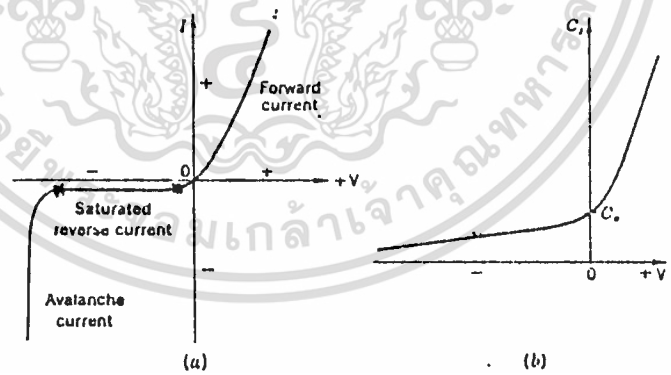
นั่นคือวงจรมอดูเลเตอร์ แบบ FM จะให้ออกแบบให้สอดคล้องกับสมการ $F_d(v(t)) = f_d \sin 2\pi f_m t$

โดยวิธีการที่ใช้คือประกอบคาร์แอกแตนท์ ที่เปลี่ยนแปลงค่าได้ตามแรงดันเข้า เป็นส่วนของวงจรแทงค์ (tank) ในวงจรผลิตความถี่ ฟอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้งความถี่ของวงจรแท้จริงให้ได้ความถี่ที่ผลิออกมาตรงกับความถี่พาหะที่ต้องการ
 เมื่อมีแรงดันที่จะนำเข้ามาออกคูเลท เปลี่ยนแปลงไปมากจากค่ากึ่งกลางที่เป็น
 ศูนย์เท่าไร คาร์แอคแทนท์ก็จะเปลี่ยนแปลงไปมากด้วย มีผลถึงการเปลี่ยน
 แปลงความถี่ทางเอาต์พุท โดยที่แรงดันทางอินพุท ณ จุดมีค่าเป็นศูนย์ คาร์
 แอคแทนท์ที่เปลี่ยนแปลงจะอยู่ตรงค่าเฉลี่ย ดังนั้นค่าอินคักแทนท์ของวงจรผลิต
 ความถี่พาหะจะต้องถูกปรับไว้นานกับค่าคาปาซิแทนท์คงที่ และชานกับค่า
 ริแอคแทนท์เฉลี่ยของอุปกรณ์ที่เปลี่ยนแปลงค่าไค่นั้น

อุปกรณ์ที่เปลี่ยนแปลงคาร์แอคแทนท์ในที่นี้ ขอกล่าวถึง วาเรคเตอร์
 ไดโอด (Varacter Diode) หรือ ไดโอดที่เปลี่ยนแปลงค่าคาปาซิแทนท์ไค่
 เป็นไดโอดชนิดรอยต่อ ซึ่งค่าคาปาซิแทนท์บริเวณรอยต่อสามารถเปลี่ยนแปลง
 ได้ง่าย ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ เพียงแค่เปลี่ยนแปลงค่าไบอัสกลับทาง
 ของไดโอดเท่านั้น นอกจากนี้จะมีลักษณะสมบัติทางคาปาซิแทนท์ที่เห็นได้ชัดแล้ว
 ดังรูป ๒.๗ ยังมีส่วนที่ในส่วนของพลังงานที่สูญเสียไปเมื่ออยู่ที่ระดับความถี่สูง
 ถึงไมโครเวฟนั้น มีค่าค่าที่เกี่ยวเนื่องมาจากสัดส่วนขนาดของสารกึ่งตัวนำ
 บริเวณที่ไค่รับการกระตุ้นให้เกิดการท่วงงานถูกจัดให้เล็กลง



รูปที่ ๒.๗ แสดงลักษณะสมบัติของวาเรคเตอร์ไดโอด

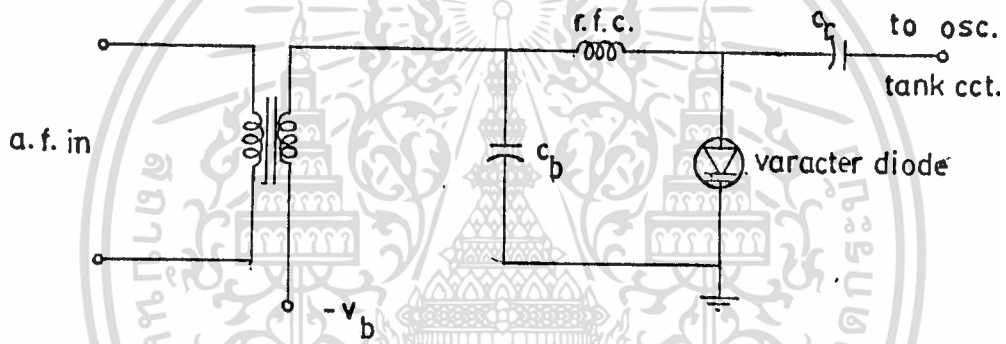
- ก) ความสัมพันธ์ระหว่าง กระแสกับแรงดัน
- ข) ความสัมพันธ์ระหว่างค่าคาปาซิแทนท์บริเวณรอยต่อกับแรงดัน

สำหรับการประยุกต์ใช้วาเรคเตอร์ไดโอด ชอบเขตที่ควรสนใจ
 คือระหว่างจุดอิมิตัว เมื่อกระแสไหลกลับทาง ที่ให้ค่าคาปาซิแทนท์มากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กับก่อนจุดอวาลานซ์ (Avalanch) ที่ให้ค่าคาปาซิแทนท์ต่ำที่สุดที่จะมีได้ การนำกระแสและอวาลานซ์เป็นเงื่อนไข ๒ ประการ ที่ควรระวังของการแปรเปลี่ยนแรงดัน ที่เป็นการเปลี่ยนแปลงค่าคาปาซิแทนท์ควย

ในส่วนของวงจรที่เป็นวงจรมอดคูลเลเตอร์ทางความถี่โดยวิธีตรงที่ใช้วาเรคเตอร์ไดโอด เป็นดังรูป ๒.๔ จะเห็นว่าไดโอดได้รับการไบอัสกลับทาง เพื่อให้เกิดปรากฏการณ์ของคาปาซิแทนท์ทรงบริเวณรอยต่อ และเนื่องจากค่าไบอัสนี้ถูกเปลี่ยนแปลงไปโดยแรงดัน ที่นำมามอดคูลเลทออกอนุกรมเข้าไป จึงเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าคาปาซิแทนท์ ทำให้ความถี่ที่ผลิตออกมาเปลี่ยนแปลงไปควย



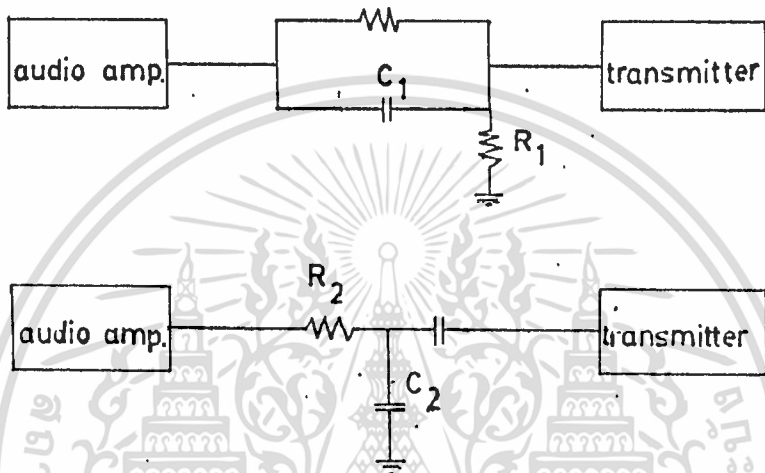
รูปที่ ๒.๔ แสดงวิธีใช้วาเรคเตอร์ไดโอด สำหรับการมอดคูลเลทวิธีตรง

๒.๒.๕ 프리เอมเฟซิส และ ดีเอมเฟซิส (Pre-emphasis and De-emphasis)

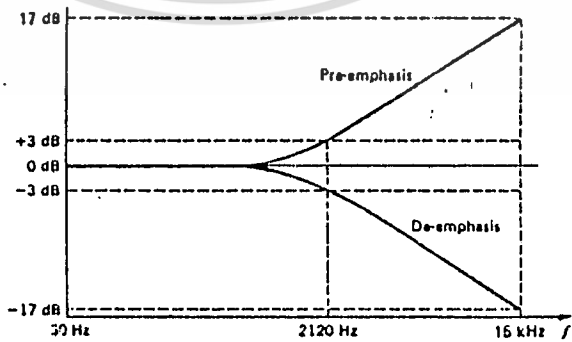
เสียงรบกวนที่เกิดกับสัญญาณเสียงในระบบเอฟ-เอ็ม ยาน ความถี่สูงจะมีมากกว่าเสียงรบกวนในย่านความถี่ต่ำหรือในระบบเอ-เอ็ม วิธีการหนึ่งที่จะช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของสัญญาณเสียงให้ดีขึ้น หรือเพิ่มอัตราส่วนของสัญญาณต่อเสียงรบกวน (S/N) ให้สูงขึ้นก็โดยใช่วงจร 프리เอมเฟซิส ต่อเข้ากับสัญญาณเสียง เพื่อเพิ่มระดับสัญญาณให้แรงขึ้นเป็นการเพิ่มอย่างค่อย ๆ เพิ่มจากความถี่กลางขึ้นไปเป็นเส้นโค้งจนสูงสุดที่ความถี่สูง ตามอัตราการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวน และในเครื่องรับเองจะต้องมีวงจรช่วยชดเชยสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนนี้ หรือคอย ๆ ลกสัญญาณลงเท่า ๆ กับที่เครื่องส่งเพิ่มขึ้นไป เรียกว่า รีเอมเฟซิส



รูปที่ ๒.๙ แสดงตำแหน่งและวงจร รีเอมเฟซิส ใน เครื่องส่ง และดีเอมเฟซิส ในเครื่องรับ



รูปที่ ๒.๑๐ แสดง 75 us emphasis curve

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรพีเอมเฟลิส และ ดีเอมเฟลิส สามารถคำนวณหาค่าความถี่
เริ่มต้นที่ขนาดสัญญาณเริ่มเปลี่ยนไคจากสุทธ

$$F = 1/2\pi R_1 C_1$$

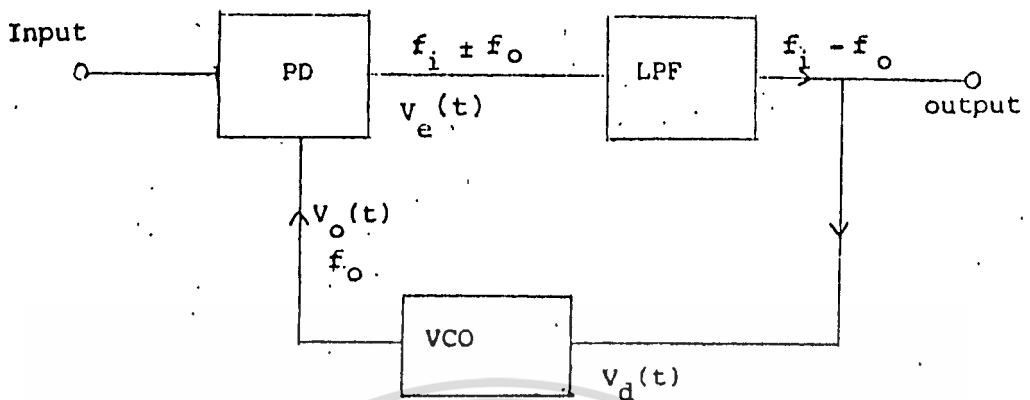
ตามข้อกำหนดของ FCC หรือมาตรฐานอเมริกัน กำหนดให้ความถี่
เริ่มต้นเป็น 2120 Hz โดยพิจารณาตำแหน่งที่สัญญาณเปลี่ยนแปลงไป 3 dB
และจะค่อย ๆ เปลี่ยนไปจนถึง 17 dB ที่ความถี่ 15 kHz ด้วยอัตรา 6 dB/
octave วงจรนี้จะมีค่า RC time constance 75 μ s.

ในขณะที่มาตรฐานยุโรปกำหนดให้ใช้ค่า RC time constant
50 μ s และสัญญาณเปลี่ยนแปลงเริ่มต้นที่ความถี่ 3180 Hz ด้วยขนาดสูงสุด
12.6 dB เท่านั้น วงจรพีเอมเฟลิส และ ดีเอมเฟลิส จะต้องใช้มาตรฐาน
เดียวกันเสมอ และขอสำคัญคืออย่าทำให้เกิด โอเวอร์มอดคูลูชัน
(overmodulation)

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 = 75 \mu s \text{ or } 50 \mu s$$

๒.๓ ทฤษฎีเฟสล็อกคูลูและ การสังเคราะห์ความถี่ (Phase lock loop and frequency synthesizer)

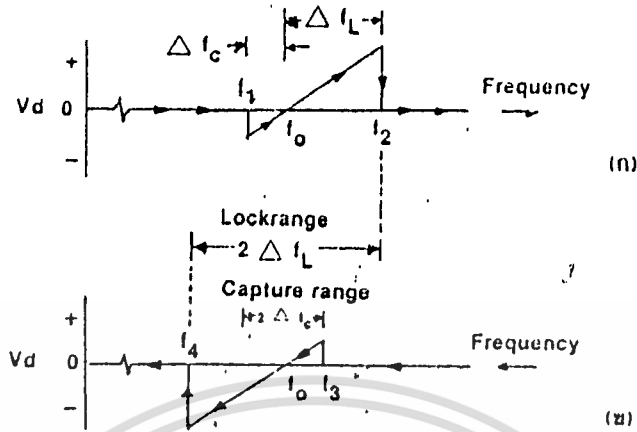
เฟสล็อกคูลูเป็นระบบป้อนกลับที่บังคับให้วงจรออสซิลเลเตอร์มี
ความถี่หรือเฟสเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือเฟสของสัญญาณอ้างอิงภายนอก
เฟสล็อกคูลูประกอบด้วยภาคสำคัญ ๓ ภาค คือ ภาคเทียบเฟสหรือเฟสดีเทค
เตอร์ (phase detector) ภาคลูปฟิลเตอร์ (loop filter) และภาค
ออสซิลเลเตอร์ที่แปรตามโวลท์เทจ (voltage controll oscillator)
หรือ VCO



รูปที่ ๒.๑๑ วงจรพื้นฐานของเฟสล็อกคูลูป

เมื่อมีสัญญาณความถี่อ้างอิงภายนอก เข้ามาที่อินพุท ภาคเทียบเฟสทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณจาก VCO เอาท์พุทที่ได้จากภาคเฟสดีเทกเตอร์จะเป็นแรงดันที่มีขนาดเป็นสัดส่วนกับผลต่างในเฟสของสัญญาณทั้งสองที่ทำการเปรียบเทียบ แรงดันผลต่างนี้ป้อนไปให้วงจรรูปฟิลเตอร์ ซึ่งเป็นฟิลเตอร์ชนิดโลว์พาส ซึ่งจะกรองเอาเฉพาะความถี่ที่ต้องการ เพื่อส่งไปควบคุมการออสซิลเลทของ VCO ต่อไป

เมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อก จะปรากฏว่าความถี่ของ VCO เท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุทพอดี อาจจะมีเฟสแตกต่างกันไป โดยค่าเฟสที่แตกต่างนั้นจะมีค่าคงที่ ในกรณีที่เฟสไม่ตรงกัน ภาคเฟสดีเทกเตอร์จะจ่ายแรงดันคลาดเคลื่อน (error voltage) ไปควบคุมการทำงานของ VCO เพื่อไม่ให้เฟสคลาดเคลื่อนจนกว่าจะเข้าสู่สภาวะล็อก เอาท์พุทของ VCO มีขนาดคงที่เสมอ แต่ความถี่จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของสัญญาณอินพุท



รูปที่ ๒.๑๒ แสดงถึง (transfer characteristics) ของความถี่ กับขนาดของเฟสล็อกคูลูป

- (ก) กรณีความถี่อินพุตเพิ่มขึ้น
- (ข) กรณีความถี่อินพุตลดลง

จากรูปจะพิจารณาได้ว่าขณะที่ลูบยังไม่อยู่ในสภาวะล็อก เฟสดีเทกเตอร์จะเป็นตัวรวมสัญญาณอินพุตและสัญญาณของ VCO เมื่อผลต่างของความถี่อินพุตทั้งสองลดลงและไกลขอบเขตโลว์พาส จะมีบางส่วนของความถี่ผ่านไปไต่ ซึ่งจะทำให้ VCO มีความถี่เข้าใกล้อินพุตมากขึ้นจนกระทั่งความถี่ทั้งสองเท่ากัน เรียกว่า เฟสล็อกคูลูปอยู่ในสภาวะล็อก

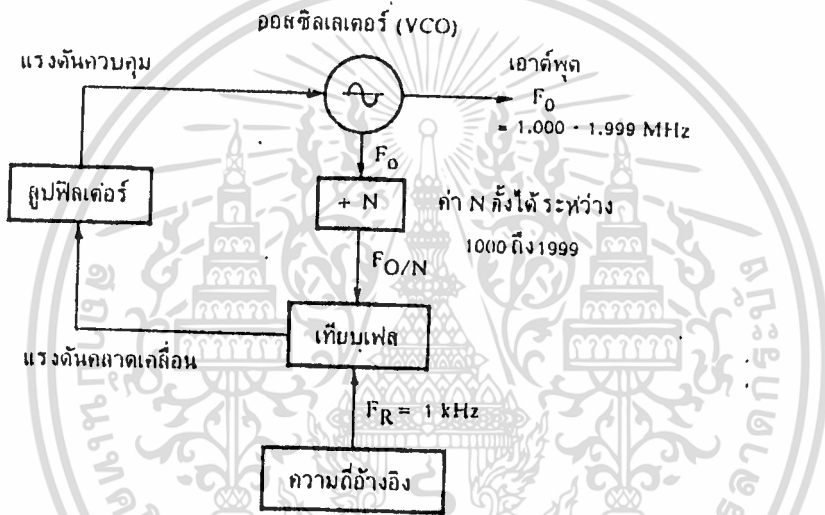
จากรูป ก. ขณะที่เฟสล็อกคูลูปเริ่มล็อกกับสัญญาณอินพุต ($f_i = f_1$) VCO จะทำการเปลี่ยนความถี่ไปโดยเป็นไปตามค่าความชัน (slope) เมื่อพิจารณาเทียบกับขนาดควบคุม (control voltage) หรือ $v_d(t)$ และเมื่อ $f_i = f_0$ จะทำให้ $v_d(t) = 0$ จากนั้นจะทำการติดตามสัญญาณจนถึงความถี่ f_2 ซึ่งเป็นความถี่สูงสุดของแคปเจอร์เรนจ์ (capture range) จะเริ่มล็อกอินพุต และจะขึ้นกับความสามารถของ VCO ที่จะเปลี่ยนความถี่อินพุต และเมื่อ $f_i = f_4$ จะทำให้ VCO หลุดจากสภาวะล็อก จะเห็นว่าจุดต่ำสุดนี้ต่ำกว่าจุดต่ำสุดของแคปเจอร์เรนจ์ และเรียกช่วงระหว่าง f_1 และ f_3 ว่าแคปเจอร์เรนจ์ ($2f_c$) ในกรณีช่วงระหว่าง f_4 และ f_2 จะเรียกวาล็อกเรนจ์ ($2f_L$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อการใช้งานเฉพาะเท่านั้น ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากหลักการของเฟสล็อกคูลูปสามารถนำไปใช้ผลิตความถี่ที่มีความเที่ยงตรง และเสถียรภาพเท่ากับสัญญาณอ้างอิง วงจรเช่นนี้ เรียกวงจรสังเคราะห์ความถี่ ซึ่งจะสามารถผลิตความถี่ที่คงการไต่หลายความถี่ โดยมีเสถียรภาพเทียบเท่าคริสตอล ที่ได้จากสัญญาณอ้างอิง

วงจรสังเคราะห์ความถี่

โดยจะเพิ่มวงจรรหาร N ที่โปรแกรมได้ เพื่อให้ค่าตัวเลขตามต้องการ จากวงจรเฟสล็อกคูลูปเดิม ตามรูปที่ ๒.๑๓

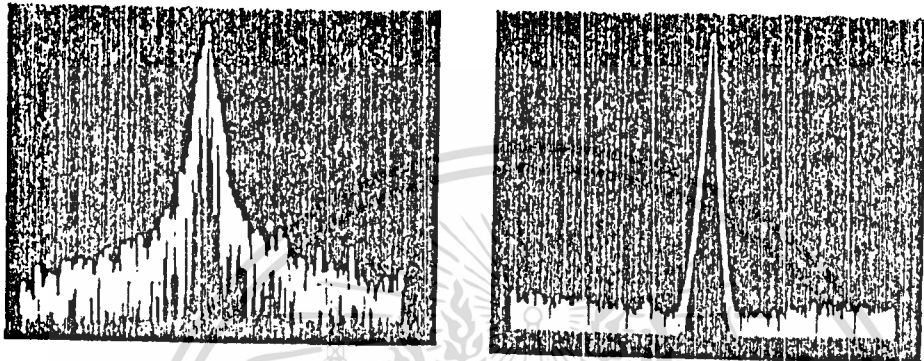


รูปที่ ๒.๑๓ แผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่

จะเห็นว่าสัญญาณอินพุตของภาคเทียบเฟส จาก VCO มีความถี่เท่ากับ F_0/N และจากสัญญาณอ้างอิง มีความถี่เท่ากับ F_R เมื่ออยู่ในสภาวะล็อก จะได้ว่า $F_0 = NF_R$ โดยจะผลิตความถี่ใดเฉพาะช่วงความถี่ที่วงจร VCO และวงจรรหาร N สามารถทำงานได้เท่านั้น และตัวเลขในการหาร เป็นจำนวนเต็มเสมอ

โดยปกติวงจรสังเคราะห์ความถี่กำเนิดเพียงสัญญาณเดียว แต่เลือกใช้ความถี่ไต่หลายค่า และความละเอียดของความถี่ขึ้นกับ รัโซลูชัน (resolution) นอกจากนี้จะต้องเปลี่ยนตามได้ในเวลาอันรวดเร็ว วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ดีจะต้องผลิตสัญญาณความถี่เดียวโดยลดความถี่ฮาร์มอนิก

และสปีวเรียบสทาง ๆ ใหัเหลือนอยที่ลุด นอยสจากวงจรออสซิลเลเทอรมีผล
ทำใหัไดัความดีไมบริสุทธิ์ในวงจกลเคียงกับความดีที่องการ ซึ่งเรื่อกนอยส
คังกลาววา เฟสนอยส (phase noise)



รูปที่ ๒.๑๘ เปรียบเทียบลักษณะการ เกิดเฟสนอยส

ลักษณะของส่วนประกอบต่าง ๆ ในวงจร เฟสล็อคคูล

๑. วงจร vco เป็นวงจรสำคัญที่กำเนิดความดีเอาทพุท โดยทั่วไป
ใชัวาแรกเทอรหรือวาริแคปเป็นส่วนหนึ่งในวงจรจูน ซึ่งเป็นการเปลี่ยนแปลง
คาตาปาซิแทนท ตามค่าโวลทเตจที่ทกครอม (reverse bias) คุณสมบัติที่
สำคัญที่องค่านึงถึงคือเฟสนอยส คา Q และคุณสมบัติในทวูปกรณแอกทีฟ

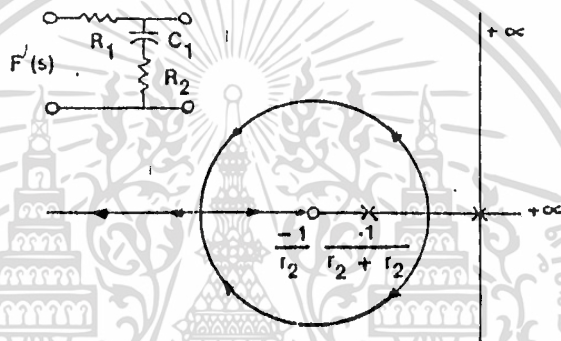
วงจร vco นั้นอาจใชั FET ซึ่งมีนอยสต่ำและอินพุทอิมพีแดนซสูง หรือ
อาจใชั ไอซี MC 1648 ซึ่งสามารถใชัความดีไดัถึงประมาณ 225 MHz ใหั
เอาทพุทประมาณ 1 mw แต่คุณสมบัติเรื่องนอยสไมดีเท่า FET คังนั้น จึงควร
ทำการบายพาส (bypass) ไฟเลื่ียง และทาระบบกราวทใหัดี

๒. ความดีอ้างอิง นิยมใชัคริสทอลออสซิลเลเทอร รวมกับวงจรหาร
ความดีค่าตายตัว

๓. ภาคเทียบเฟส ส่วนใหญ่เป็นติจิทอล ซึ่งเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิง
กับสัญญาณที่ไดัจากวงจรหาร N เอาทพุทของเฟสดีเทคเทอรขึ้นอยุกับผลทางเฟส
หรือความดีของสัญญาณอินพุท ๒ สัญญาณ ผลลัพทที่ไดัจะเป็นพัลซ ซึ่งรวมกับไฟ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งรณไวสาหรับการใช้งานใฝอการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเซบระเซอชนด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิใหัดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใชั

DC โดยส่วนที่เป็นไฟ DC ใช้ควบคุมความถี่ของ VCO ภาคนี้จะใช้ไอซีสำเร็จรูป เช่น MC4044 หรือ MC4046

๔. ลูปฟิลเตอร์ เป็นวงจรฟิลเตอร์ชนิดโลว์พาส ทำหน้าที่กรองเอา เฉพาะสัญญาณความถี่ต่ำมาควบคุมความถี่ของ VCO โดยทั่วไปมักใช้ RC ที่คือ แบบแพสซีฟ ซึ่งฟิลเตอร์แบบ lead lag สามารถให้เสถียรภาพของระบบที่ติดตั้งแสดงในรูป ๒.๑๕



รูปที่ ๒.๑๕ ลักษณะ lead lag ฟิลเตอร์ และรูทโลกลิสของเฟส

ลูปกลุ่

ฟิลเตอร์ชนิดนี้มีทรานสเฟอริงฟังก์ชัน

$$F(s) = (1 + \tau_2 s) / (1 + (\tau_1 + \tau_2) s)$$

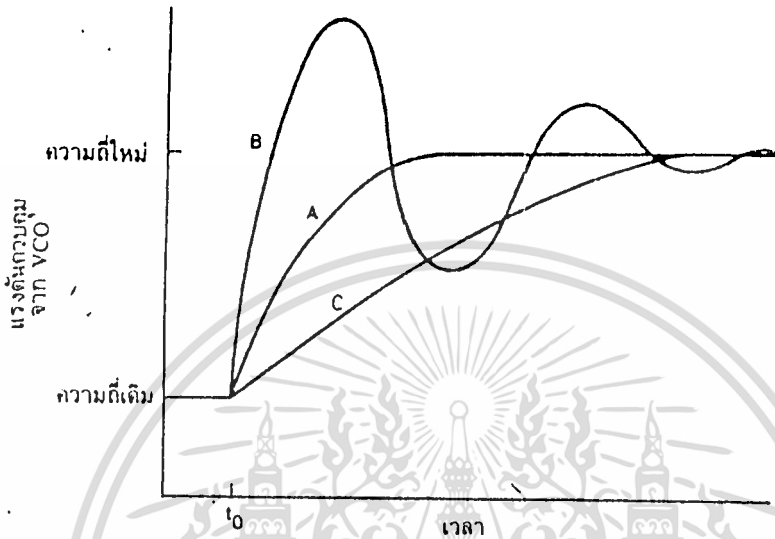
$$\text{โดยที่ } \tau_2 = R_2 C_1$$

$$\tau_1 = R_1 C_1$$

ซึ่งจะให้รูทโลกลิสของฟิลเตอร์ชนิดนี้อยู่ทางครึ่งซ้ายของระบบ ทำให้ระบบมีเสถียรภาพ แต่ระบบมีแถบความถี่ของสัญญาณรบกวนกว้าง ทำให้คุณสมบัติการกำจัดสัญญาณรบกวนลดลง

ลูปฟิลเตอร์เป็นตัวกำหนดคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงความถี่ก่อนเข้าสู่สภาวะลอค เรียกว่า ทรานเซียนท์ (transient) ถ้าเลือกอัตราขยายลูป (loop gain) และค่าคงตัวเวลาของลูป (loop time constant) ไม่เหมาะสม ทำให้ความถี่ของเฟสล็อกลูปไม่ลอคและเปลี่ยนไปมา นั่นคือ การ

กำหนดค่าคงตัวเวลาของลูปฟิลเตอร์ไม่มากเกินไป เพื่อว่าทุกครั้งที่เปลี่ยนความถี่เฟลล็คลูปจะล็อกไคเร็ว โดยไม่มีการสะบัด (overshoot) และค่าคงตัวเวลาไม่ควรน้อยเกินไป จนกระทั่งความถี่สั่นหรือไม่นิ่ง



รูปที่ ๒.๑๖ คุณลักษณะในการ เปลี่ยนความถี่ของเฟลล็คลูป

จากรูปจะเห็นว่าเส้นทาง A เป็น critically damped ใช้เวลาในการ เปลี่ยนสู่ความถี่ใหม่ น้อยที่สุด เส้นทาง B เรียกว่าเส้นทาง underdamped มีการสะบัดหรือออสซิลเลท เนื่องจากโอเวอร์ชูท เส้นทาง C เป็น เส้นทาง overdamped ไม่โอเวอร์ชูทแต่เวลาที่ใช้ในการ เข้าสู่ความถี่ใหม่จะช้า

๕. วงจรหาร N จะเป็นตัวกำหนดย่านความถี่และจำนวนของสัญญาณ ส่วนใหญ่เป็นไอซี TTL หรือ CMOS ซึ่งไม่สามารถทำงานที่ความถี่สูงมากไค จึงคงทำการลดทอนความถี่ โดยใช้วงจรมิกเซอร์ หรือตัวพรีสเกลเลอร์ (prescaler) ที่อยู่ในตระกูล ECL เป็นตัวลดความถี่ โดยการนำวงจรมาคัดแปลงเป็นวงจรหารสองโมดูลัส (Dual-Modulus programmable dividers) มีหลักการโดยใช้ตัวหารลงหน้าทีหารไค ๒ ครั้ง ทวนค่า ๒ ค่า สลับกัน ใน ไอซีตัวเดียว

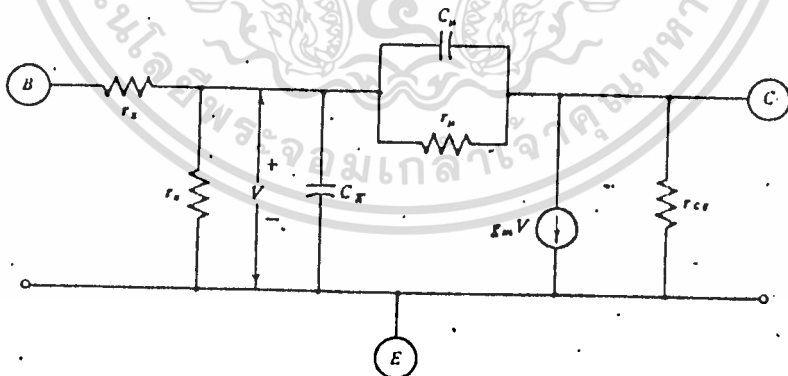
ในกรณีนี้ยกตัวอย่าง วงจรพรีสเกลเลอร์ หาร ๑๐/๑๑

๒.๔ วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง (high frequency amplifier)

๒.๔.๑ วงจรขยายสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal high frequency amplifiers)

ซึ่งวงจรนี้จะทำงานในช่วงที่ลิเนียร์ ซึ่งสามารถใช้วิธีการของวงจรไฮบริดไพทาย (hybrid-pi circuit) หรือวงจร ๒ ทาง โดยใช้พารามิเตอร์ (two port parameters) ทำให้ได้เอาต์พุตที่เป็นสัดส่วนกับขนาดของอินพุต

ในการออกแบบวงจรขยายนั้น มักจะแสดงอุปกรณ์แอกทีฟ เช่น BJT FET หรือ IC ด้วยวงจร ๒ ทาง โดยใช้พารามิเตอร์ หรือวงจรสมมูล (equivalent circuit) ในกรณีของวงจร ๒ ทางนั้น เหมาะในการวิเคราะห์เกนและเสถียรภาพ (stability) แต่ค่าที่ได้จะอยู่ในรูปจำนวนเชิงซ้อน (complex number) ณ ความถี่ที่ต้องการ ส่วนวงจรสมมูลนั้นใช้ได้ทุความถี่ ซึ่งมีค่าของพารามิเตอร์แน่นอนอันเกิดจากคุณสมบัติทางกายภาพ และสามารถนำไปเขียนโปรแกรมวิเคราะห์ที่ไคง่าย



$$r_e = r_{bb'} = r_b: \quad r_o = \beta_o / g_m = \beta_o r_e$$

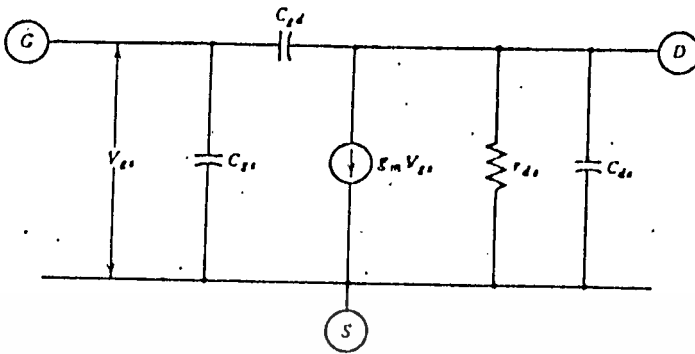
$$g_m = \frac{q|I_C|}{kT} = \frac{1}{r_e} \approx 40|I_C|: \quad \beta_o = h_{fe} \text{ at low frequency}$$

$$h_{ie} = r_e + r_pi: \quad f_T = \beta_o f_\beta = f_1 / |h_{fe}|, \text{ where } f_1 \ge 5f_\beta$$

$$C_\mu \approx C_{ob} = C_C: \quad C_\pi = \frac{g_m}{\omega_T} - C_\mu \approx \frac{g_m}{\omega_T} \approx \frac{1}{\omega_T r_e}$$

รูปที่ ๒.๑๘ แสดงรูปแบบวงจรไฮบริดไพทายของทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$C_{gs} = C_{is} = C_{gs} + C_{gd} \quad C_{os} = C_{gd} + C_{ds} = C_{gd} \quad C_{ss} = C_{gd}$$

รูปที่ ๒.๑๘ แสดงวงจรสมมูลของ FET

จากตัวอย่างข้างต้นเป็นรูปแบบวงจรสมมูล ซึ่งสามารถนำไปเขียนโปรแกรมวิเคราะห์ที่โคแม็กซ์จากที่ทราบว่า ในช่วงความถี่ VHF นั้นจะไต่ค่าไม่ถูกต้อง และไม่เหมาะที่จะนำมาวิเคราะห์ความเสถียร ส่วนใหญ่แล้วอุปกรณ์ที่ใช้ในย่านความถี่สูง มักจะพลอตกราฟระหว่างคาแอดมิทแตนซ์ (admittance (y)) หรือสแคทเทอริง (scattering (s)) ได้

สิ่งสำคัญในการสร้างวงจรมุมขยับ คือ ความเสถียร เพราะถ้ามีพลังงานจากเอาต์พุตป้อนเข้ามายังอินพุตในเฟสที่เหมาะสม จะทำให้เกิดการออสซิลเลชันได้ เช่น การคัปปลิงควายาซิเตอร์ภายในตัวอุปกรณ์ หรือ วงจรที่ต่อภายนอก เพราะคาร์แอกแทนท์ของควายาซิเตอร์จะลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น ฉะนั้น อุปกรณ์แอกทีฟที่เสถียรจะเป็นปัจจัยหลักในการออกแบบวงจรมุมขยับ ในการคำนวณหาความเสถียรมี ๒ วิธี คือ

๑. Linvill Stability Factor (c) ซึ่งจะเป็นการวัดเมื่อเปิดวงจรมุมขยับ โดยหาได้จากสูตร

$$c = \frac{y_f y_r}{2g_{iB_0} - \text{Re}(y_f y_r)}$$

๒. Stern Stability Factor (k) วัดเมื่อต่ออิมพีแดนซ์ที่ซอร์สและโหลดแล้ว เพื่อปรับปรุงเสถียรภาพของวงจรมุมขยับให้ดีขึ้นและหาได้จากสูตร

$$K = \frac{2(g_i + G_s)(g_o + G_L)}{y_f y_r + \text{Re}(y_f y_r)}$$

ในกรณีที่วงจรไม่เสถียร ซึ่งเกิดจากการป้อนกลับ ภายในตัวอุปกรณ์ จะต้องการท่วงจรภายนอกเพื่อหักล้างค่าเดิม ให้มีการป้อนกลับน้อยที่สุด การคำนวณค่า เพาเวอร์เกน สามารถแยกพิจารณา ดังนี้

- เพาเวอร์เกนที่ใช้งาน (operating power gain) (G_p)

คือเกนที่หาจากอินพุตที่เข้าและโหลดแอดมิตแทนซ์ (Y_L) นั่นคือ

$$G_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{\text{power delivered to the load}}{\text{power into the input port}} = \frac{V_2^2 G_L}{V_1^2 G_1}$$

$$G_p = \frac{y_f^2 \times G_L}{(Y_1 + y_o)^2 \times G_1}$$

- ค่าเกนที่สามารถมีได้ (available gain) (G_A) พิจารณา

เมื่อให้ค่าอิมพีแดนซ์ของซอร์สและโหลดแมชกับคอนจูเกทของตัวมันเอง

นั่นคือ

$$G_A = \frac{P_{ao}}{P_{ai}} = \frac{\text{available power at the output port}}{\text{available power from the source}}$$

$$G_A = \frac{y_f^2 \times G_s}{\text{Re} (y_1 y_o - y_f y_r + y_o Y_s) \times (y_i + Y_s)}$$

- ค่าทรานสดิวเซอร์เกน (transducer gain) (G_t)

พิจารณาเมื่อซอร์สนั้น แมชกับคอนจูเกทที่ทำงานอินพุต

นั่นคือ

$$G_t = \frac{P_o}{P_{as}} = \frac{\text{power delivered to the load}}{\text{power available from the source}}$$

$$G_t = \frac{4G_s G_L y_f^2}{(y_i + Y_s)(y_o + Y_L) - y_f y_r}$$

- ค่าเกนมากที่สุดที่สามารถมีได้ (maximum available

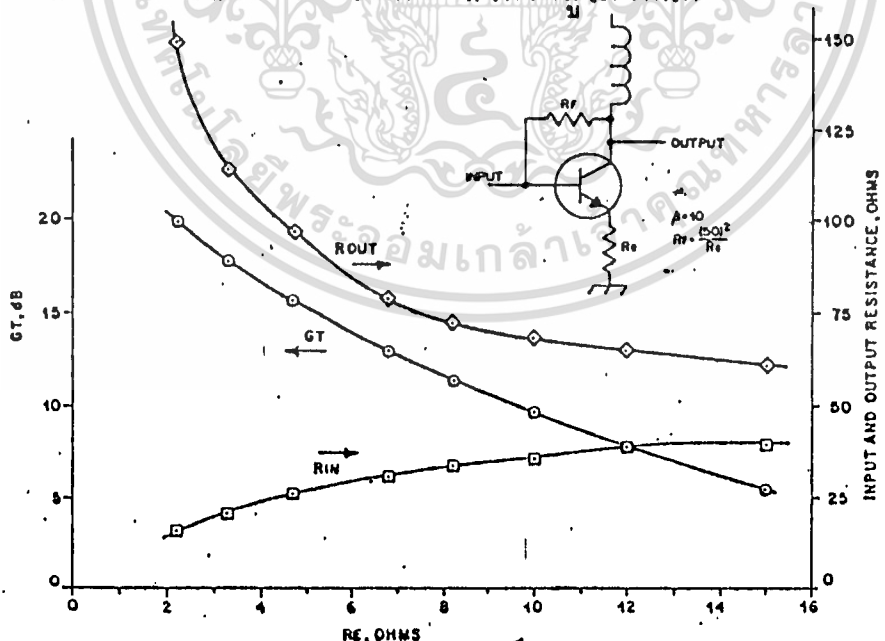
gain) (MAG) ซึ่งเป็นค่าในอุดมคติ. เมื่อให้ค่าป้อนกลับในตัวอุปกรณ์เป็น ๐ และค่าซอร์สและโหลดแอมิตแดนซ์ แมชกับค่าภายในตัวอุปกรณ์นั้น นั่นคือ

$$MAG = \frac{y_f^2}{4g_i g_o}$$

๒.๔.๒ วงจรขยายกำลังแบบลิเนียร์ (linear power amplifier)

เพื่อให้ได้อัตราขยายกำลังที่คงการ จะต้องคำนึงถึงอินพุท และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรในรูปแบบที่กำหนด ดังรูป ๒.๒๐ และจะคงทำการปรับค่าอิมพีแดนซ์ให้แมชกับวงจรอื่นที่ต่อเนื่องทั้งทางทานอินพุทและเอาต์พุท

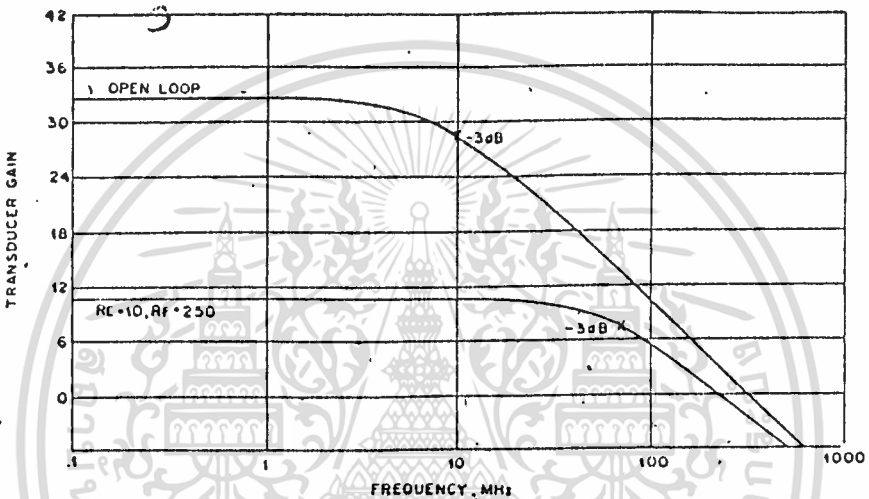
รูปแบบของวงจรที่ใช้งาน คือ คอมมอนอิมิตเตอร์ (common emitter) ที่ทำการไบอัสให้ทำงานในคลาซ A เพื่อไม่ให้เกิดการเพี้ยนของสัญญาณ และระบบที่ใช้งานนี้ต้องการกำลังที่ไม่สูงมากนัก



รูปที่ ๒.๒๐ แสดงความสัมพันธ์อินพุทและเอาต์พุทอิมพีแดนซ์กับอัตราขยายกำลังของวงจรคอมมอนอิมิตเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีวงจรขยายชนิดบรอดแบนด์ (broadband amplifier) เหมาะที่จะนำไปใช้กับการตอบสนองความถี่กว้าง แต่เนื่องจากคุณสมบัติของอัตรายขยายที่ความถี่ต่าง ๆ ไม่เท่ากัน การที่จะให้มีการขยายในช่วงความถี่ที่กว้าง จะต้องทำการป้อนกลับแบบลบ แต่จะทำให้คาเกณฑ์ลดลง ดังนั้นจึงต้องทำการป้อนกลับในอัตราที่เหมาะสม เพื่อให้ได้อัตรายขยายที่สม่ำเสมอตลอดช่วงความถี่ที่ต้องการ



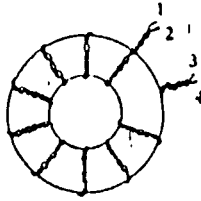
รูปที่ ๒.๒๑ แสดงความสัมพันธ์ของอัตรายขยายของวงจรกับความถี่

ความถี่

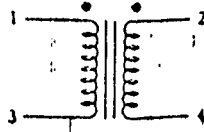
ในกรณีวงจรขยายมากกว่า ๑ ภาค ต้องมีส่วนของคัปปลิง (coupling) สัญญาณซึ่งอุปกรณ์ตัวนำใช้งานในช่วงความถี่ที่กว้างด้วย เช่น บรอดแบนด์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ (broad band transformer) ที่นิยมใช้คือ bifilar ดังรูป ๒.๒๒ ซึ่งใช้แกนทอรรอยด์ และขดลวดพันไขว้กันไปมา เพื่อให้ได้คุณสมบัติในการใช้งานในช่วงความถี่ที่กว้าง และยังสามารถเปลี่ยนค่าอิมพีแดนซ์ให้เข้ากับภาคต่อไปได้ง่าย



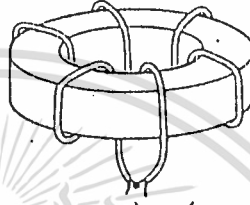
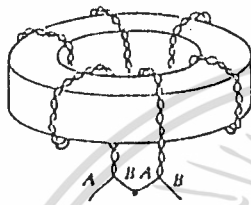
(A) The windings.



(B) Turns wound around a toroid.



(C) Circuit representation

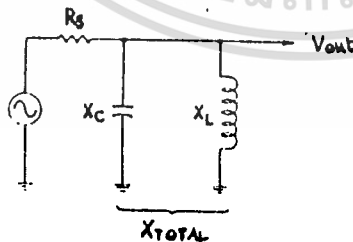


equivalent of
 $4R$ bifilar & $4R$ transmissionline

รูปที่ ๒.๒๒ แสดงการพันขดลวดแบบบรอดแบนด์

๒.๕ วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ (bandpass filter).

วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์นี้จะใช้หลักการของวงจรรีโซแนนท์ (resonant circuit) เพื่อให้มีค่า Q ที่สูง ซึ่งลักษณะของวงจรรีโซแนนท์มีดังนี้



รูปที่ ๒.๒๓ แสดงวงจรรีโซแนนท์

ซึ่งประกอบด้วยรีแอคแตนซ์ ๒ ตัว คือ X_L และ X_C จากการคำนวณจะพบว่า

$$V_{out} = \frac{X_{total}}{R_s + X_{total}} (V_{in})$$

$$\text{เมื่อ } X_{total} = \frac{X_c X_L}{X_c + X_L}$$

$$X_c = \frac{1}{j\omega c}$$

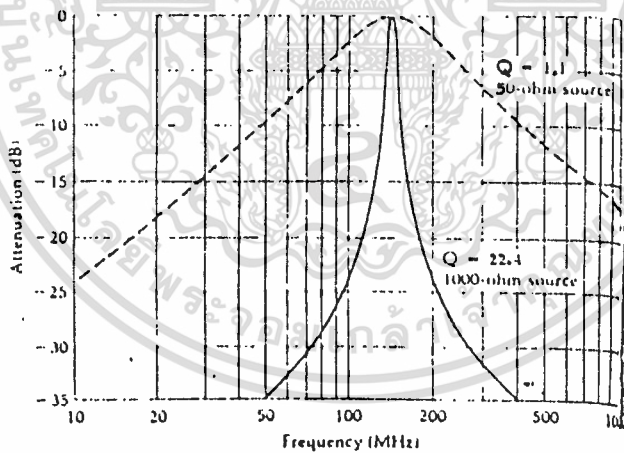
$$X_L = j\omega l$$

$$\text{นั่นคือ } X_{total} = \frac{j\omega l}{1 - \omega^2 LC}$$

$$\text{จะได้ } \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{j\omega l}{(R_s - \omega^2 R_s LC) + j\omega l}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 20 \log \left(\frac{j\omega l}{R_s - \omega^2 R_s LC + j\omega l} \right)$$

สามารถพลอตกราฟดังรูปที่ ๒.๒๔

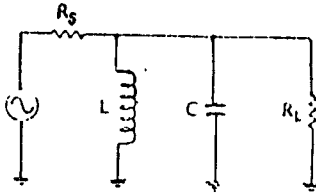


รูปที่ ๒.๒๔ กราฟแสดงการตอบสนองความถี่ของวงจรรีโซแนนซ์ จากค่า Q ของวงจรรีโซแนนซ์ที่หาจากอัตราส่วนระหว่างความถี่กลาง f_c และแบนด์วิธที่ 3dB เรียกว่า ค่า Q ของวงจร (loaded Q) ซึ่งขึ้นอยู่กับปัจจัย ๓ ประการ ดังนี้

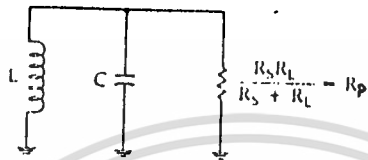
๑. ความต้านทานของซอร์ซ (R_s)
๒. ความต้านทานของโหลด (R_L)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๓. ค่า Q ของอุปกรณ์รีแอกแตนซ์



(A) Resonant circuit with an external load.

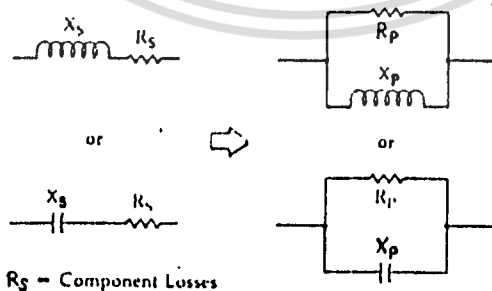


รูปที่ ๒.๒๕ แสดงวงจรรีโซแนนซ์ที่มี R_1 ต่ออยู่

ผลของความต้านทาน R_s คือว่า ถ้าเพิ่มค่า R_s จะทำให้ค่า Q ของวงจรรีโซแนนซ์เพิ่มขึ้น และถ้าต่อ R_1 เข้าในวงจร จะทำให้ค่า Q ลดลง พิจารณาจากรูป เห็นว่าโพลที่แท้จริงของวงจรรีโซแนนซ์ คือ R_s ขนาดกับ R_1 และจะมีค่าน้อยกว่า R_s หรือ R_1 ซึ่งสามารถพิจารณาจากสูตร $Q = \frac{R_p}{X_p}$

เมื่อ $R_p =$ ค่าความต้านทานขนาดระหว่าง R_s และ R_1
 $X_p =$ คาวีแอกแตนซ์

เนื่องจากอินดักเตอร์ และคาปาซิเตอร์ในวงจรรีโซแนนซ์มีการสูญเสีย จึงทำให้เสมือนมีค่า R ขนาดต่ออยู่ ดังรูป ๒.๒๖



รูปที่ ๒.๒๖ แสดงการแปลงวงจรอนุกรมเป็นวงจรขนานของค่ารีแอกแตนซ์

โดย $R_p = (Q^2 + 1) R_s$

เมื่อ $R_p =$ ค่าความต้านทานขนานเสมือน

$R_s =$ ค่าความต้านทานอนุกรม ของอุปกรณ์

$Q = Q_s = Q_p$

และ $x_p = \frac{R_p}{Q}$

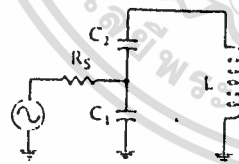
ถ้า $Q > 10$

$R_p \approx Q^2 R_s$

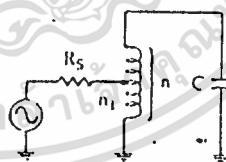
$x_p \approx x_s$

การพิจารณาจะให้ความสำคัญ Q ของอินดักเตอร์ เพื่อใช้ในการคำนวณ ค่า Q ของวงจรที่ต่อโหลด เพราะว่าค่า Q ของคาปาซิเตอร์มักจะมีค่าสูง และค่าความต้านทานขนานเสมือนมีค่ามาก

จากที่กล่าวข้างบนจะพบว่า ค่า R_s และ R_1 ที่มีค่าต่ำจะลดค่า Q ของวงจร และเพิ่มแบนด์วิธ การออกแบบวงจร LC ให้มีค่า Q สูง ในขณะที่ R_s และ R_1 ต่ำ จะทำการแปลง ค่าอิมพีแดนซ์ (impedance transform) พิจารณา รูป ๒.๒๗



(A) Tapped-C circuit.



(B) Tapped-L circuit.

รูปที่ ๒.๒๗ การแปลงค่าอิมพีแดนซ์

กรณี วงจรแท็ปคาปาซิเตอร์ ใช้

$$R'_s = R_s \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)^2$$

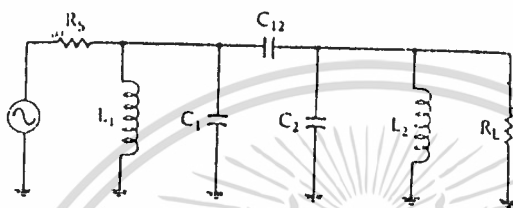
$$C_t = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเทียบอินตักเตอร์

$$R_s = R_s \left(\frac{n}{n_1}\right)^2$$

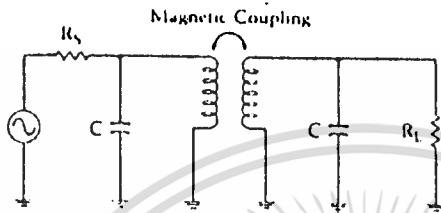
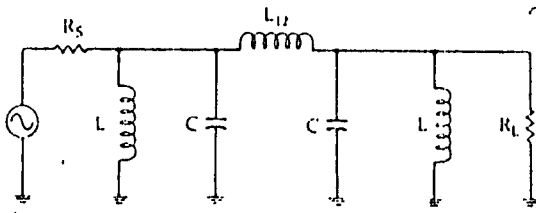
ในกรณีที่ของการทำงานมีค่าสทอนที่ความถี่ไม่ต้องการมาก จะต้องทำการ
ทอวงจรรีโซแนนท์ ทั้งคู่ ๒ วงจรขึ้นไป โดยอาจจะมี C หรือ L คับปลิง
ระหว่างวงจร



รูปที่ ๒.๒๘ แสดงวงจรที่ใช้ C คับปลิง

- ค่า $C_{12} = \frac{C}{Q}$
- เมื่อ $C_{12} =$ ค่าคับปลิงคาปาซิแทนท์
- $C =$ ค่าคาปาซิแทนท์ของวงจรรีโซแนนท์
- $Q =$ ค่า Q ของวงจร (loaded Q) รีโซแนนท์ เสถียร
เดี่ยว

สำหรับการใช้ L คับปลิง พิจารณาจากรูป ๒.๒๙



รูปที่ ๒.๒๔ แสดงวงจรที่ใช้ L กับปลิง

โดย $L_{12} = QL$
 เมื่อ L_{12} = ค่าคัปปลิงอินดักเคอร์
 Q = ค่า Q ของวงจรโซแนทเสทจเดี่ยว
 L = ค่าอินดักแทนท์ของวงจรโซแนท

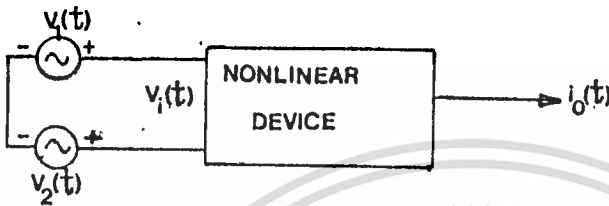
๒.๖ วงจรมิกเซอร์ (MIXER)

เนื่องจากการ เปลี่ยนเป็นความถี่ต่ำสามารถจะสร้างวงจรขยายได้ อย่างมีประสิทธิภาพมากกว่า จึงทำให้วงจรมิกเซอร์มีบทบาทสำคัญที่สุดของ ระบบเครื่องรับ วงจรมิกเซอร์เป็นวงจรนอนลิเนียร์ ดังนั้น จึงเกิดปัญหาหาเมื่อ อินพุตเพิ่มขึ้นถึงจุดหนึ่ง เอาท์พุทจะไม่เพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนเดียวกับอินพุท เรียกว่า เกิด "คอมเพรสชัน" (compression) ส่งผลให้ค่าความไวของมิกเซอร์ลด ลงและยังทำให้เกิดอินเทอร์มอดคูลชันที่มีความถี่สูง (อินเทอร์มอดคูลชัน เกิด จากสัญญาณมากกว่า ๑ สัญญาณ ผานเขาไปยังวงจร) และครอสมอดคูลชัน (cross modulation) นั่นคือ มิกเซอร์ที่ที่จะกองขจัดปัญหาอินเทอร์มอดคูล - ชัน และเกนคอมเพรสชัน

ทฤษฎีพื้นฐาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ ๒.๓๐ ซึ่งเป็นอุปกรณ์นอนลิเนียร์ โดยมีอินพุต $v_1(t)$ ที่ความถี่ f_1 และ $v_2(t)$ ที่ความถี่ f_2



รูปที่ ๒.๓๐ อุปกรณ์นอนลิเนียร์ที่ใช้เป็นมิกเซอร์

จะได้เอาต์พุตคือ $i_o(t) = I_o + av_1(t) + b(v_1(t))^2 + c(v_1(t))^3 + \dots$
 เมื่อ I_o = กระแสที่ซี
 $v_1(t)$ = โวลต์เตจที่เกิดจากการรวมกันของโวลต์เตจอินพุต

นั่นคือจะเกิดผลรวม ผลต่าง ของความถี่อินพุตรวมทั้งฮาร์โมนิกต่าง ๆ ที่อยู่ในรูปของยกกำลัง ซึ่งเรียกว่ฮาร์โมนิกอันดับ n เมื่อ n เป็นเลขยกกำลัง

ในที่นี้จะพิจารณาเฉพาะอันดับ ๒ ซึ่งสามารถเขียนเอาต์พุตจากอุปกรณ์นอนลิเนียร์ ดังนี้

$$i_o(t) = av_1(t) + b(v_1(t))^2$$

เมื่ออินพุต $v_1(t) = V_1 \cos w_1 t + V_2 \cos w_2 t$
 จะได้

$$i_o(t) = av_1 \cos w_1 t + av_2 \cos w_2 t + bv_1^2 \cos^2 w_1 t + bv_2^2 \cos^2 w_2 t + 2bv_1 v_2 \cos w_1 t \cos w_2 t$$

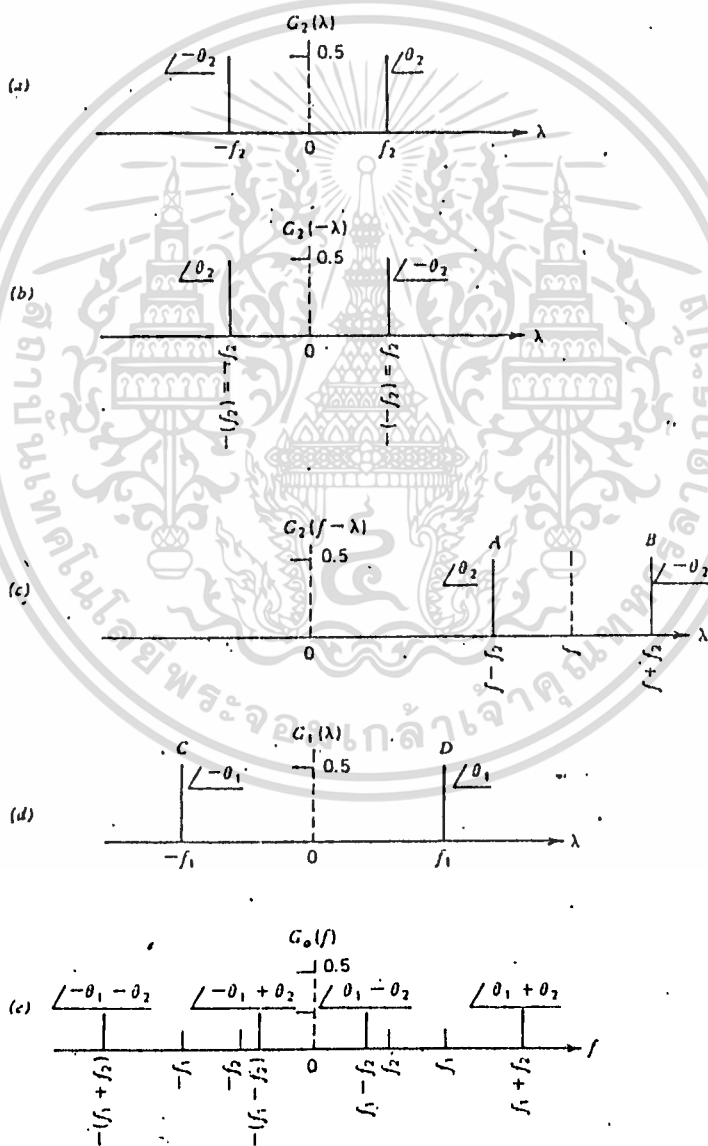
พิจารณาเทอมที่ ๓ $bv_1^2 \cos^2 w_1 t = \frac{b}{2} v_1^2 (1 + \cos 2w_1 t)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งอยู่ในรูปคี่ และฮาร์โมนิกอันดับ ๒

$$พิจารณาเทอมสุดท้าย \quad 2bv_1v_2\cos w_1t\cos w_2t = bv_1v_2 (\cos(w_1-w_2)t + \cos(w_1+w_2)t)$$

ซึ่งมีค่าความถี่ที่ต่ำกว่า คือความถี่ผลต่าง ส่วนความถี่นอกเหนือจากนี้จะทำการผ่านวงจรฟิลเตอร์เพื่อกำจัดออก อาจแสดงทั้งรูปกราฟ ๒.๓๑



เอกสารนี้เป็นรูปที่ ๒.๓๑ แสดงการคอนโวลูชัน (convolution) นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- (a) สเปกตรัมของ $f_2(t) = \cos(\omega_2 t + \theta_2)$
- (b) อินเวอร์สสเปกตรัม $f_2(t)$
- (c) เลื่อนความถี่ $G_2(-\lambda)$ ไปที่ f
- (d) สเปกตรัมของ $f_1(t) = \cos(\omega_1 t + \theta_1)$
- (e) สเปกตรัมของ $f_o(t) = f_1(t) \times f_2(t)$

ซึ่งสามารถสรุปเป็นสมการผลคูณ คือ

$$f_o(t) = f_1(t) \times f_2(t) = \frac{1}{2} (\cos((\omega_1 + \omega_2)t + (\theta_1 + \theta_2)) + \cos((\omega_1 + \omega_2)t + (\theta_1 - \theta_2)))$$

คุณสมบัติของมิกเซอร์

ซึ่งจะบอกอยู่ในรูปของค่าต่าง ๆ ดังนี้

๑. การสูญเสียคอนเวอร์ชัน (conversion loss) คืออัตราส่วนของ
 เพาเวอร์เอาต์พุต (IF) ต่อ เพาเวอร์ของสัญญาณอินพุต

๒. ค่านอยส์ฟิเกออร์ คืออัตราส่วน SNR ที่ RF อินพุต ต่อ SNR ที่ IF
 เอาต์พุต

๓. ค่าการแยก (isolation) แสดงถึงการรั่วไหลของสัญญาณไปยัง
 พอร์ตต่าง ๆ

เช่น ความถี่ของโลคัลออสซิลเลเตอร์ที่ RF พอร์ตมีค่า
 isolation โดยวัดจากคาลคทอนระดับพลังงานของโลคัลออสซิลเลเตอร์ที่
 RF พอร์ต

๔. การลดค่าคอนเวอร์ชัน (conversion compression) เป็นค่าที่
 เมื่อเพิ่มสัญญาณ RF ค่าของเอาต์พุต IF ไม่เพิ่มตามอย่างทอเนื่อง โดยทั่วไป
 ค่าเพาเวอร์อินพุต ที่ คอมเพรสชัน คือ ๑ หรือ ๓ dB

๕. ช่วงไดนามิก คือช่วงแอมพลิจูดของสัญญาณที่มิกเซอร์สามารถทำงาน
 ได้ตามคุณสมบัติที่ต้องการ

๖. การลดทอนจากอินเตอร์มอดูเลชันอันดับ ๓ (third-order
 intermodulation distortion) ซึ่งอยู่ในเทอมของความถี่ $2f_2 - f_1 \pm f_o$
 เมื่อ f_1 และ f_2 เป็นสัญญาณอินพุต

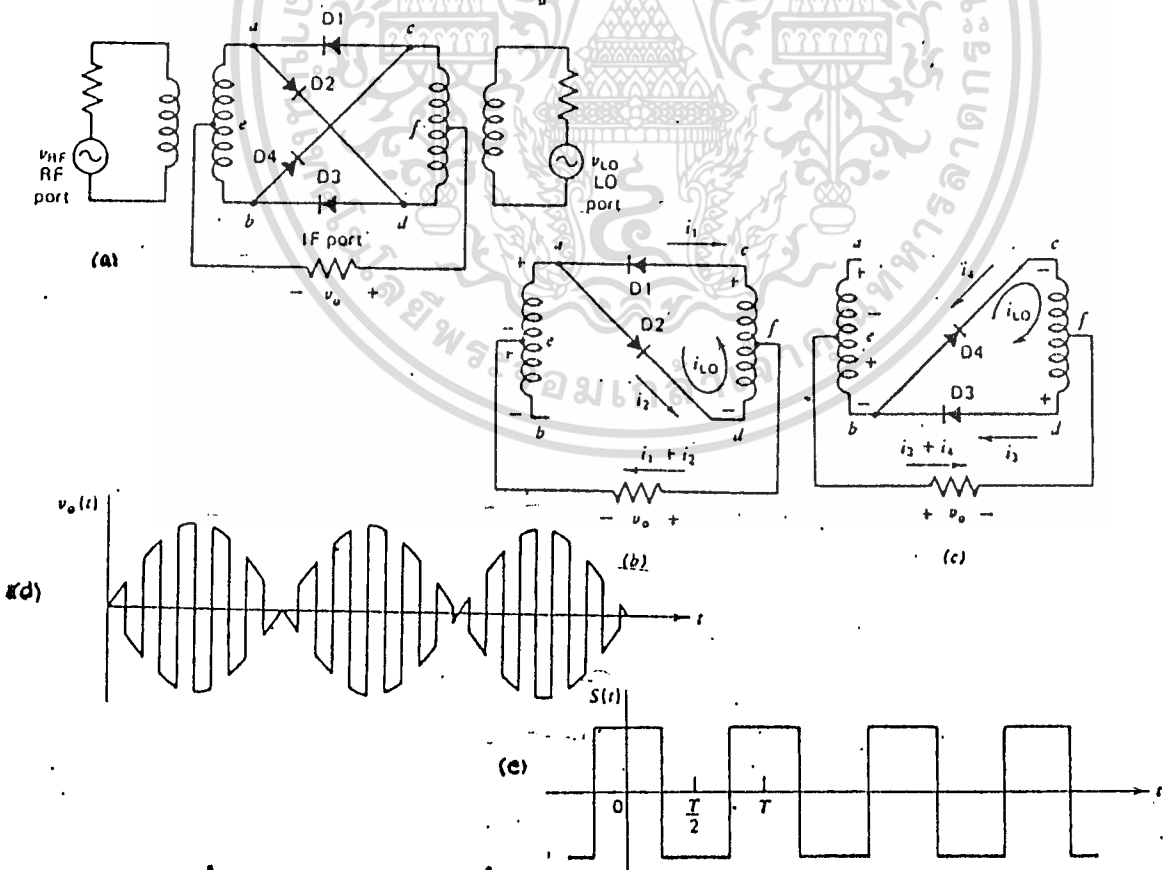
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๗. จุดตัดร่วม (intercept point) เป็นจุดที่เส้นกราฟของความถี่มูลฐาน และความถี่ฮาร์โมนิกอันดับ ๓ ตัดกัน เพื่อกำหนดการลดผลของสัญญาณฮาร์โมนิก

๘. การลดทอนของความไว (Desensitization) เป็นการคอมเพรสสัญญาณที่ต้องการ เกิดจากสัญญาณอื่นที่แรงกว่ามารบกวน

๙. การลดทอนจากการเกิดฮาร์โมนิกอินเตอร์มอดูเลชัน (Harmonic Intermodulation distortion) เป็นการผสมสัญญาณฮาร์โมนิกของความถี่อินพุตทั้งสอง ซึ่งความถี่อยู่ในรูป $m f_{LO} \pm n f_{RF}$ เมื่อ m และ n คืออันดับฮาร์โมนิก

๑๐. การลดทอนจากการเกิดครอสมอดูเลชัน (Cross-Modulation distortion) คือการมอดูเลชันที่เกิดจากความถี่พาหะอื่นจากคุณสมบัติเหล่านี้ จึงเลือกใช้วงจรทึบเบิลบาลานซ์มิคเซอร์ (double balanced diode mixer) ดังรูปที่ ๒.๓๒



รูปที่ ๒.๓๒ วงจรทึบเบิลบาลานซ์มิคเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- (a) คับเบิ้ลบาลานซ์มิกเซอร์
- (b) (c) แสดงการ ON-OFF ของไดโอด
- (d) เอาท์พุทเมื่อวัดจาก R โหลด
- (e) ลักษณะการสวิชของมิกเซอร์

จากรูป (a) จะมีการแยกกันของพอร์ททั้งสามโดยใช้การแก้ปมแปลง โดยการให้ค่าโวลต์เทจของโวลต์ไดโอดสวิตช์เลเตอร์ มีค่ามากพอที่จะควบคุมการ on-off ไดโอด (นั่นคือกระแสที่เกิดจาก v_{RF} น้อยกว่าที่เกิดจาก v_{LO})

รูป (b) แสดงการไหลของกระแส i_1 และ i_2 เมื่อจุด a มีศักดาสูงกว่าจุด c และ b และ v_{LO} ทำให้จุด c ศักดาสูงกว่า d ไดโอด D_1, D_2 ON โดย v_{LO} ทำให้ i_{LO} ไหลผ่านลูป c-a-d-f-c ไดโอด D_3, D_4 OFF เพราะจากการรีเวิร์สไบแอส (reverse-biased) ทำให้กระแส i_1, i_2 ไหลผ่าน และจะทำการรวมกันเมื่อไหลผ่านโหลด โดยมีขั้วดังรูป

รูป (c) ขั้วของ v_{RF} ยังคงเดิม แต่กลับขั้ว v_{LO} ทำให้จุด d เป็นบวกเมื่อเทียบกับจุด c นั่นคือ ไดโอด D_3, D_4 ON และ D_1, D_2 OFF v_{eb} จะผลิต i_3, i_4 ไหลผ่านไดโอด และผลรวมของกระแสไหลผ่านโหลดทิศตรงข้าม

จาก (b) และ (c) จะเห็นว่ากระแสของโวลต์ไดโอดสวิตช์เลเตอร์ จะไหลผ่านเฉพาะในลูป ไม่นานหมอแปลงคาน RF และกระแสของ RF ไหลในทิศตรงกันข้ามในแต่ละครึ่งของขดแก้ปมแปลง จะทำให้ไม่มี v_{RF} เกิดที่พอร์ท LO ถ้า หมอแปลงทาง LO แก้ปมที่จุดกึ่งกลางจริง ๆ จะพิจารณาได้ว่า พอร์ท RF และ LO นั้น แยกจากกัน

รูป (d) แสดงเอาท์พุทโดยได้จาก $s(t)$ คุณด้วยสัญญาณ RF

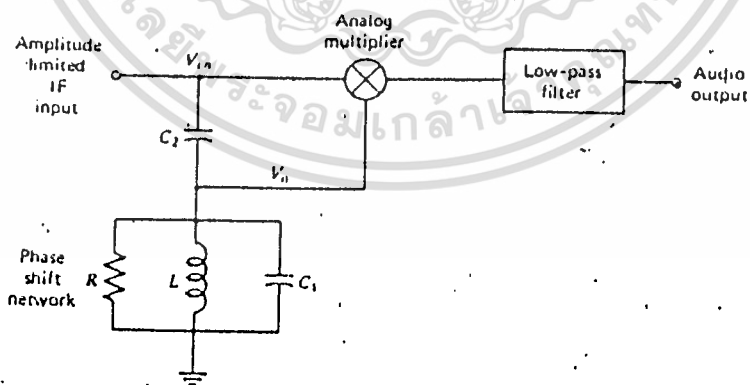
$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } s(t) &= 2 \sum_{n=1}^{\infty} ((\sin n\pi/2)/n\pi/2) \cos n\omega_{LO} t \\ &= \text{ฟังก์ชันของการสวิช} \end{aligned}$$

จะได้ $v_o(t) = 2V_{RF} \cos \omega_{RF} t \left(\sum_{n=1}^{\infty} ((\sin n\pi/2)/n\pi/2) \cos n\omega_{LO} t \right)$
 จะเห็นว่าวงจรนี้มีการแยกกันระหว่างพอร์ททั้งสอง เมื่อการพันหมอแปลงใหม่

การเทียบเท่ากัน และเลือกโพลีโอดที่แมชกัน และจะให้ค่าการสูญเสียคอนเวอร์ชัน 6-7 dB นอยส์ฟิเกออร์ 6-8 dB ค่าไอโซเลชัน 50 dB และผลจากการเกิด อินเตอร์มอดคูลูเอชันให้เอาท์พุท ต่ำกว่า ความถี่ IF 50-60 dB

๒.๗ วงจรที่เทคเตอร์สัญญาณเสียง (detector)

ในการแยกสัญญาณ FM นี้ ให้เลือกใช้วงจรที่เทคเทอร์ชนิดควอดราราเจอร์ (Quadrature detector) วงจรชนิดนี้อาศัยหลักการคูณสัญญาณ FM กับ สัญญาณ FM หัวเข็มที่เลื่อนเฟสไป ๙๐ องศา แล้วใช้วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ กรองเอาสัญญาณที่รบกวน ทั้งแสดงในรูปที่ ๒.๓๓ กระแสที่ไหลในคอยล์จะมีเฟสต่างจากแรงดันที่คร่อมอยู่ ๙๐ องศา กระแสนี้จะป้อนให้วงจรเรโซแนนซ์ขนาน LC ซึ่งจุดความถี่ไวที่ความถี่กลางของสัญญาณ FM แรงดันคร่อมวงจรเรโซแนนซ์จะมีเฟสเลื่อนไปหาความถี่ที่พาหะเบี่ยงเบนไป และผลลัพธ์ที่ได้จากการคูณกันจะประกอบด้วยสัญญาณความถี่สูงกับสัญญาณความถี่ต่ำ (สัญญาณมอดคูลูเอชัน) โดยสัญญาณแรกจะถูกกรองทิ้งไปโดยโลว์พาสฟิลเตอร์ เอาท์พุทที่ไ้จึงเป็นสัญญาณเสียงที่ต้องการ



รูปที่ ๒.๓๓ วงจรควอดราราเจอร์

จากหลักการทำงานข้างต้น สามารถอธิบายในรูปคณิตศาสตร์ ดังนี้
กำหนดให้ ω_0 คือ ความถี่กลางในหน่วยเรเดียน
 ω คือ ความถี่ขณะใด ๆ ในหน่วยเรเดียน
จะได้ว่า ความต่างเฟส $\Delta \theta$ ในหน่วยเรเดียนเป็น

$$\Delta \theta = \frac{\pi}{2} - k(\omega - \omega_0) = \frac{\pi}{2} - k\Delta \omega$$

สัญญาณอินพุตของวงจรคือ $V_0 \sin \omega t$ และ

$$V_0 \sin(\omega t + \frac{\pi}{2} - k\Delta \omega) = V_0 \cos(\omega t - k\Delta \omega)$$

คูณกันได้ผลลัพธ์เป็น

$$v_0^2 \sin(\omega t) \cos(\omega t - k\Delta \omega) = \frac{1}{2} v_0^2 (\sin(2\omega t - k\Delta \omega) + \sin(k\Delta \omega))$$

ซึ่งจากผลคูณจะมีส่วนสัญญาณความถี่ต่ำ คือ $\frac{V_0^2}{2} \sin(k\Delta \omega)$

ถ้า $k\Delta \omega < 0.25$ เรเดียน จะได้ว่า

$$\sin(k\Delta \omega) \approx k\Delta \omega$$

ซึ่งเทอมนี้จะเป็นเชิงเส้นใน $\Delta \omega$ และได้สัญญาณเอาต์พุตที่ของกรจากรูป ๒.๓๓ วงจรเรโซแนนซ์จะเรโซแนนซ์ที่ความถี่ ω_0 และมีการเลื่อนเฟสเท่ากับ $\Delta \theta$ เราสามารถใช้การเลื่อนเฟสที่ ๔๕ องศา หรือ ๑๓๕ องศาก็ได้

ถ้ากำหนดให้ $R = 1/\omega_0 C_2$ จะได้

$$\Delta \theta = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_0/\omega}{1 + Q_0((\omega_0/\omega) - (\omega/\omega_0))} \right)$$

ส่วนใหญ่จะให้ θ อยู่ในควอดแทนต์แรก นั่นคือ

$$\omega \geq \omega_0 / (\sqrt{1 + 1/Q_0^2}) \quad \text{และทำให้เกิดความถี่เปลี่ยนแปลงคือ}$$

$$\omega \pm (\omega_0 - \omega_0) / \sqrt{1 + 1/Q_0^2}$$

ซึ่งสามารถนำมาใช้คำนวณค่า L และ C ของวงจรจูน ของความถี่เบี่ยงเบนที่กำหนดได้

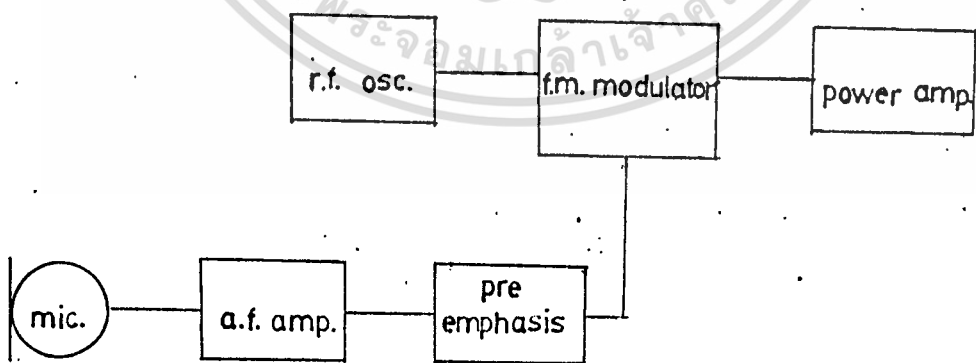
๒.๘. หลักการของเครื่องส่ง (Principle of transmitter)

ทางก้านเครื่องส่งจะประกอบด้วยวงจรต่าง ๆ เพื่อให้มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าเป็นชั้นตอน คือ จะต้องแปลงคลื่นเสียงที่เข้ามาเป็นการเปลี่ยนแปลงทางไฟฟ้า มีความถี่เสียงภายในช่วงที่กำหนด (ช่วง 20 Hz - 15kHz) โดยมีการเตรียมความถี่เสียงให้เหมาะสมต่อการมอดูเลตแบบ F.M. ซึ่งจะทำให้ได้รับข่าวสารทั้งเต็มโคคิทัมของการควมการจำกัดขนาดของความถี่เสียง และพรีเอมเฟซิส ความถี่สูงที่จะเข้ามามอดูเลตเป็นความถี่พาหะนี้

สำหรับระบบการใช้งาน 100 เมกวัตต์ ใต้ทดลอง ใช้กำลังส่งเท่ากับ 50 mW. ส่วนคุณภาพของข่าวสารที่เป็นสัญญาณเสียงได้เลือกมอดูเลชันอินเทกซ์ที่มีค่ามากที่สุดที่ยอมรับได้ ในการส่งแบบ F.M. เท่ากับ ๑๐ ที่มีแบนด์วิทของสัญญาณที่มอดูเลตแล้วเป็น 150 kHz.

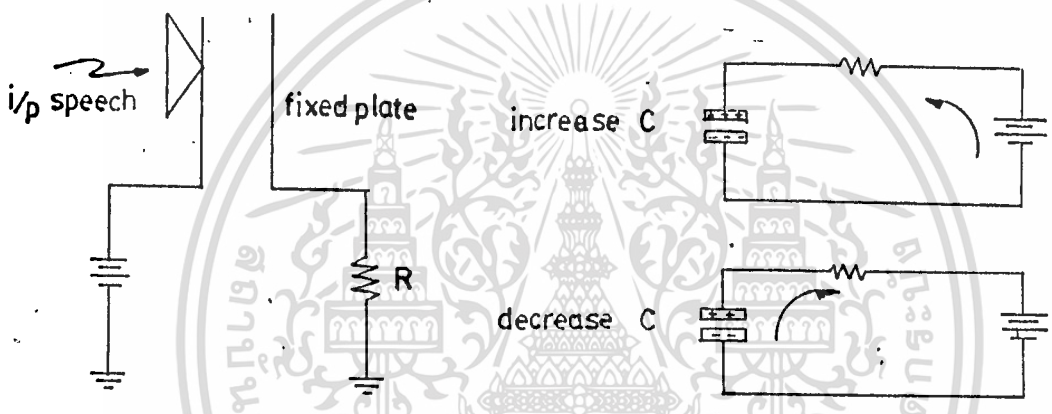
พิจารณาจากแบนด์วิท 150 kHz. จึงได้สร้างวงจรผลิตความถี่พาหะที่มีความห่างระหว่างของสัญญาณ = 150 kHz. ควมวิธีการเฟสล็อกคูป ทั้งกล่าวมาแล้ว

เครื่องส่งจึงประกอบด้วยวงจรส่วนต่าง ๆ แสดงโคคิงรูป ๒.๓๔



รูปที่ ๒.๓๔ แสดงแผนผังของเครื่องส่งแบบ F.M.

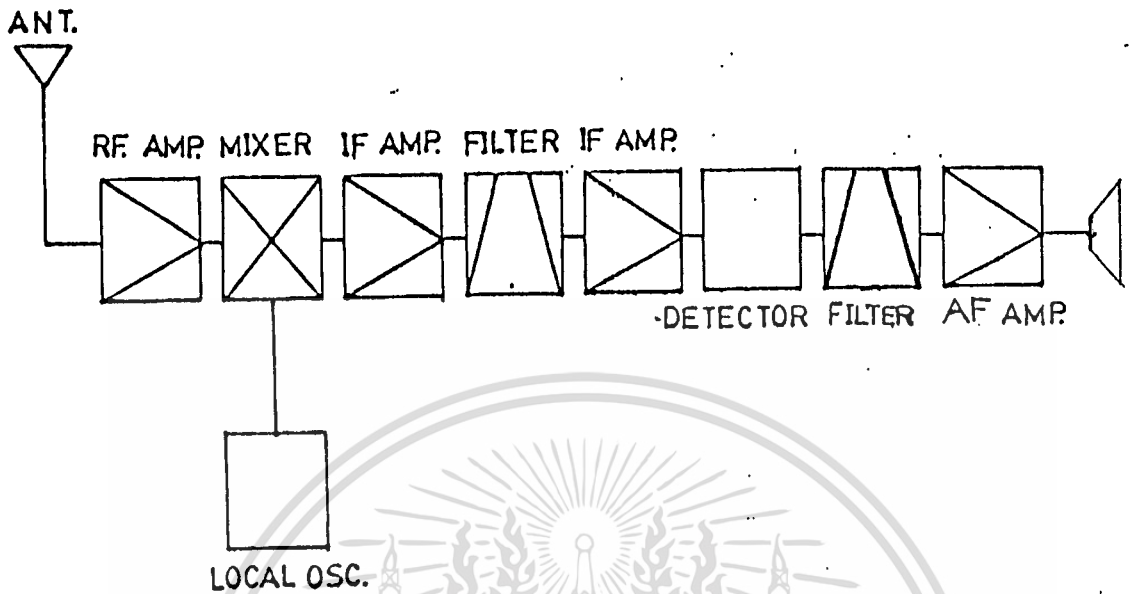
พิจารณารายละเอียดของทรานส์มิวเซอร์ที่ใช้คือคอนเดนเซอร์ไมโครโฟน (Condenser Microphone) ประกอบด้วยไดอะแฟรม สารประกอบอลูมิเนียม (Aluminium Alloy Diaphragm) และมีแผ่นหลังอยู่ด้วยดังรูป ๒.๓๕ ซึ่งมีช่องห่างแคบ ๆ ระหว่างแผ่นทั้งสอง การเปลี่ยนแปลงของไดอะแฟรมนี้เหมือนกับการเปลี่ยนแปลงของคาปาซิเตอร์ที่เปลี่ยนค่าได้ โดยจะคงมีแรงดันกำหนดทิศทาง (Polarizing Voltage) ป้อนให้กับแผ่นทั้งสอง เมื่อไดอะแฟรมเคลื่อนที่คาปาซิเตอร์นั้นก็เปลี่ยนแปลงไปเป็นสัดส่วน ทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุตขึ้นมา



รูปที่ ๒.๓๕ ก) แสดงวงจรส่วนประกอบของคอนเดนเซอร์ไมโครโฟน
 ข) แสดงกลไกการเกิดแรงดันเอาต์พุต

๒.๕ หลักการของเครื่องรับ (Principle of receiver)

รูปแบบของเครื่องรับในระบบที่เรียกว่าซูเปอร์เฮเทอโรไดนาม
 แสดงดังรูปที่ ๒.๓๖



รูปที่ ๒.๓๖ บล็อกโคอะแกรมของเครื่องรับระบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์

๒.๘.๑ ลักษณะการทำงานของวงจร

สัญญาณจากสายอากาศ จะผ่านไปยังวงจรแบนด์พาสฟิเตอร์ เพื่อเลือกผ่านเฉพาะความถี่ที่ตรงกับเครื่องส่ง จากนั้นจึงผ่านไปยังวงจรขยายสัญญาณความถี่สูง เพื่อเพิ่มระดับสัญญาณก่อนเข้าวงจรมิกเซอร์ เมื่อสัญญาณเข้ามายังวงจรมิกเซอร์ จะทำการผสมกับโวลต์ออกอสซิลเลเตอร์ เพื่อให้ได้ความถี่ IF ซึ่งสัญญาณ IF นี้ อาจจะเป็นสัญญาณที่เกิดจากผลบวกหรือผลต่างของความถี่ทั้งสอง โดยทั่วไปจะใช้สัญญาณความถี่ค่า ซึ่งมีความถี่ ๑๐.๗ MHz.

เนื่องจากผลที่ได้อาจจะมีความถี่ที่ไม่ต้องการรวมอยู่ด้วย จึงต้องมีวงจรกรองสัญญาณ IF โดยใช้ผลึกคริสตัล (crystal lattice) หรือเซรามิก (CERAMIC MONOLITHIC) ซึ่งมีแบนด์วิทแคบ เพื่อให้ได้ความถี่ที่ของระบบที่ขึ้นเอาที่พุดจาก IF ฟิเตอร์จะผ่านวงจรขยายสัญญาณ IF ที่มีเกนสูง สัญญาณที่ผ่านการขยายแล้วจะผ่านไปยังวงจรแยก สัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(PRODUCT DETECTOR) ซึ่งจะให้สัญญาณเสียง เพื่อนำไปยังลำโพง (SPEAKER) ต่อไป ในกรณีที่เครื่องส่งมีวงจรมีเอมเฟสิส

ทางทานเครื่องรับจะต้องทำการลดระดับ

ขนาดสัญญาณที่มีความถี่สูงสุดในอัตราเดียวกันที่เคยยกระดับไว้ เพื่อให้มีสัญญาณเสียงเหมือนเดิม เรียกว่า วงจรมีเอมเฟสิส (de-emphasis) ซึ่งเป็นลักษณะของวงจรวอลท์พาสฟิลเตอร์อันประกอบด้วย ความต้านทานและคาปาซิเตอร์ โดยคิดคาบเวลา ๗๕ usec.

๒.๘๒ ข้อมูลประสิทธิภาพของเครื่องรับ

ข้อมูลทางประสิทธิภาพของเครื่องรับ เป็นตัวกำหนด รายละเอียดหน้าที่ และประสิทธิภาพที่ห้องการในแต่ละภาค มีองค์ประกอบหลายอย่างที่สามารถใช้เป็นตัวกำหนดประสิทธิภาพของเครื่องรับ ข้อมูลเฉพาะต่อไปนี้ เป็นข้อมูลที่ใช้กันโดยทั่วไป ในการบอกประสิทธิภาพของเครื่องรับ ดังนี้

๑. ความไว ความไวเป็นการวัดความสามารถของเครื่องรับในการรับสัญญาณอินพุตที่อ่อนที่สุดที่รับได้ โดยมีอัตราส่วนของสัญญาณเสียงก่อนอยด์ (SIGNAL TO NOISE RATIO หรือ S/N) เท่ากับค่าที่กำหนด ความไวเป็นตัวบอกว่าอินพุตที่รับได้จะต้องมีค่าเท่าใด เพื่อที่จะเอาชนะนอยด์ในเครื่องรับได้

๒. ซีเลกทิวิตี เป็นการวัดความสามารถในการรับสัญญาณที่ห้องการและกำจัดสัญญาณอื่น ๆ ที่ไม่ต้องการกำหนดโดยแบนด์วิทของฟิลเตอร์

๓. การกำจัดสัญญาณเงา เครื่องรับที่ดีต้องสามารถกำจัดสัญญาณที่มีความถี่ตรงกับความถี่เงา โดยคำนวณจากสูตร $E = 20 \log E_1/E_2$

เมื่อ E = การกำจัดสัญญาณเงา

E_1 = ระดับการรับสัญญาณเงา (โวลต์)

E_2 = ความไวของเครื่องรับปกติ (โวลต์)

สัญญาณเงาสามารถกำจัดได้โดยควบคุมซีเลกทิวิตีของวงจรมิกเซอร์ก่อนหน้าวงจรมิกเซอร์ เพราะถ้าสัญญาณเงาหลุกมาถึงมิกเซอร์แล้วจะไม่สามารถกำจัดได้

๔. ผลกระทบของต่อสัญญาณสปีวเรียส (spurious response) ไข่แก่สัญญาณแปลกปลอม (ที่ไม่ใช่สัญญาณเงา) ซึ่งสามารถผ่านวงจรขยาย RF ของเครื่องรับเข้ามาผสมกันที่มิกเซอร์ได้ เนื่องจากการทำงานของวงจรมิกเซอร์เป็นแบบนอนลิเนียร์ สัญญาณที่เข้ามาผสมกันที่มิกเซอร์อาจมีผลลัพท์จากการผสมคลื่นที่มีความถี่ตรงหรือใกล้เคียงกับความถี่ RF ทำให้สามารถรับสัญญาณสปีวเรียสได้ วิธีการลดผลกระทบของต่อสัญญาณสปีวเรียสของเครื่องรับ คือ ลดแบนด์วิทของวงจรขยาย RF ให้พอเหมาะ และจะทอ่งให้สัญญาณออสซิลเลเตอร์มีความบริสุทธิ์มาก หรือมีฮาร์โมนิกน้อยที่สุด

๕. การกำจัด IF ความสามารถในการกำจัดสัญญาณที่มีความถี่เท่ากับ IF ของตัวเครื่องรับ

๖. ช่วงไคนามิก เป็นการบอกความสามารถของเครื่องรับที่สามารถรับสัญญาณแรง ๆ ได้ โดยไม่มีการโอเวอร์โหลด วงจรมิกเซอร์ คีตอยู่ในรูปอัตราส่วนระหว่างคาสัญญาณอินพุตมากที่สุดที่สามารถทนได้ โดยไม่เกิดการลททอนของสัญญาณเสียง และระดับสัญญาณต่ำสุด ถ้าค่าช่วงไคนามิกมีค่าน้อย จะทำให้เกิดกรณีที่ว่าระดับสัญญาณแรงจะส่งผลให้เกิดสัญญาณสปีวเรียสและการรบกวนจากสัญญาณอื่น ทำให้สัญญาณที่ทอ่งการคึกเพี้ยนไป

๗. ค่านอยส์ฟิเกอ์ (noise figure) หรือ นอยส์แฟคเตอร์ (noise factor) หมายถึงอัตราส่วนของพลังงานระหว่างค่านอยส์ เอาท์พุททั้งหมดต่อค่านอยส์อินพุท ณ อุณหภูมิมาตรฐาน ๒๙๐°k (17°c)

พิจารณาสมการไคคังนี้

$$\text{ค่ากำลังของนอยส์อินพุท} = GkBT_0$$

$$\text{ค่ากำลังของนอยส์เอาท์พุท} = GkB(T_0 + T_e)$$

เมื่อ $B =$ แบนด์วิท

$T_0 =$ 27๐°k

$T_e =$ อุณหภูมิของนอยส์อินพุท (effective input noise temperatur)

$k =$ ค่าคงที่ของโบลซ์มาน (Boltzman's constant)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 1.38 \times 10^{-23} \text{ (watts/deg.Hz)}$$

$$\text{ค่านอยส์พีเกอ์ (f) = } \frac{\text{ค่ากำลังนอยส์เอาท์พุท}}{\text{ค่ากำลังนอยส์อินพุท}}$$

$$\begin{aligned} \text{NF(dB)} &= 10 \log f \\ &= 10 \log \left(1 + \frac{T_e}{T_0}\right) \\ &= 10 \log \frac{\text{S/N อินพุท}}{\text{S/N เอาท์พุท}} \end{aligned}$$

และจากการที่ระบบหนึ่ง ๆ จะประกอบด้วยภาคต่าง ๆ ซึ่งแต่ละภาคก็ จะมีการสร้างนอยส์ ทำให้ระดับ S/N ลดลง นั่นคือสามารถหาค่าในรูปของนอยส์ พีเกอ์ ในระบบเครื่องรับ (noise figure of a receiving system) หรือ F ได้ดังนี้

$$F = f_1 + \frac{f_2 - 1}{G_1} + \frac{f_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{f_n - 1}{G_1 \dots G_{n-1}}$$

เมื่อ f_n = นอยส์พีเกอ์ภาคที่ n

G_n = เกนของภาคที่ n

นั่นคือถ้า เกนภาคแรกมีค่ามากจะทำให้ นอยส์พีเกอ์มีค่าลดลง ส่งผลให้ค่าความไว คีซึ้น และถ้าให้แบนด์วิธมีค่าน้อยจะทำให้ นอยส์มานไปยังระบบลดลง แต่การลด แบนด์วิธมากสุด จะเท่ากับแบนด์วิธของสัญญาณที่ห้องการ เท่านั้น

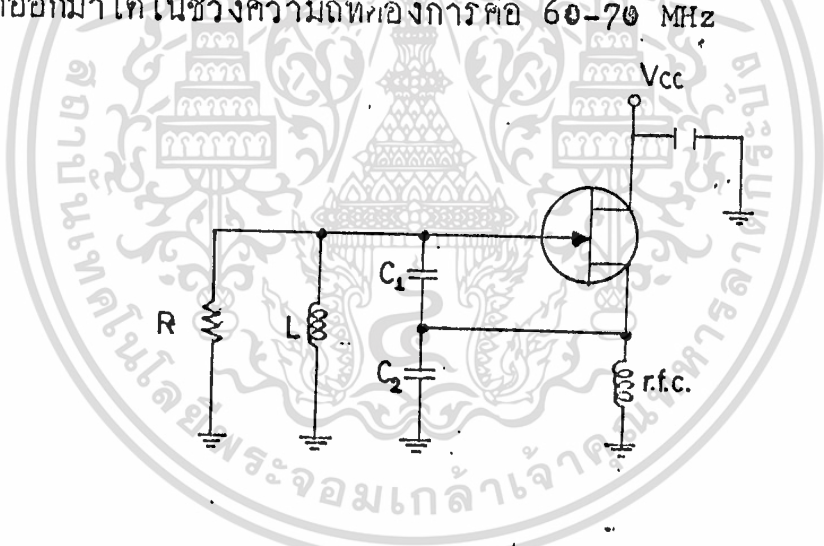
จากข้อมูลประสิทธิภาพดังกล่าวทำให้สามารถกำหนดคุณสมบัติของระบบ ที่ห้องการ เพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบของภาคต่าง ๆ ต่อไป

บทที่ ๓ การคำนวณและการสร้าง
สามารถแยกพิจารณา ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับดังนี้

๓.๑ เครื่องส่ง

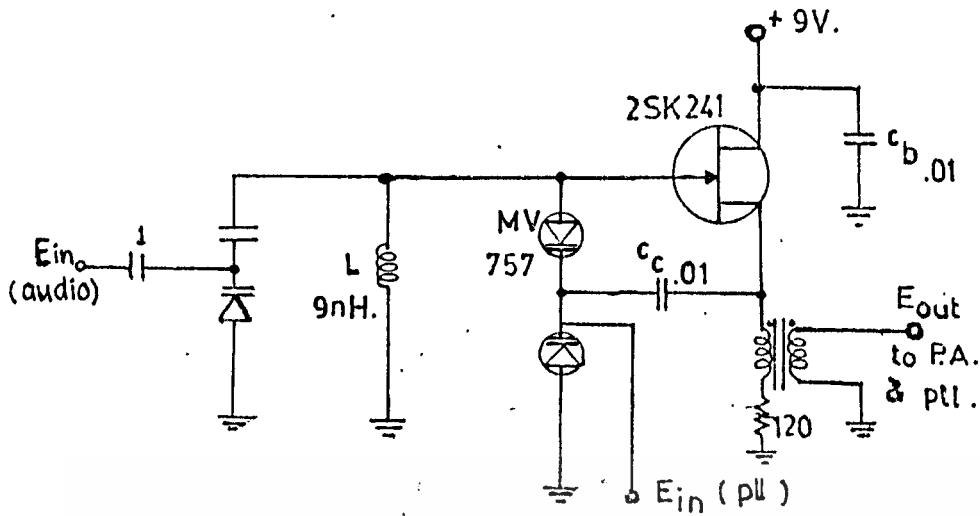
๓.๑.๑ ออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน หรือ VCO

ประกอบควยวงจรผลิตความถี่แบบคอมมอนเทรนของเฟต
เบอร์ 2SK 241 และวาระคเทอร์โคโอดเบอร์ SMV 757 โทโยในชั้นแรกได้ทำ
การคำนวณและสร้างวงจรผลิตความถี่แบบคอมมอนเทรนก่อนทั้งรูปที่ ๓.๑ ให้
ได้ความถี่ประมาณกึ่งกลางช่วงความถี่ที่ใช้งานคือ 65 MHz. จากนั้นจึงแทน
คาปาซิเตอร์ C_1, C_2 ด้วยวาระคเทอร์โคโอด ๑ คู่ และคาปาซิเตอร์ชดเชย
ให้มีค่าคาปาซิแตนซ์เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงโดยแรงดันพอดที่ทำให้วงจรนี้
ผลิตความถี่ออกมาได้ในช่วงความถี่ที่ของกรคือ 60-70 MHz



รูป ๓.๑ แสดงส่วนประกอบของวงจรผลิตความถี่แบบ
คอมมอนเทรน

วงจรผลิตความถี่แบบคอมมอนเทรนนี้มีส่วนประกอบที่สัมพันธ์
กันได้แก่ วงจรขยายสัญญาณ วงจรรีโซเนเตอร์และความต้านทานเอาต์พุต
ทั้งรูปที่ ๓.๒ มีการป้อนกลับแบบบวกของวงจรขยายสัญญาณที่ความถี่ที่ของกร
ควยการทำงานของวงจรรีโซเนเตอร์



รูปที่ ๓.๒ แสดงส่วนประกอบของวงจรผลึกความถี่

เนื่องจากอัตราขยายแรงดันของวงจรคอมมอนเทรรมีค่าน้อยกว่า ๑ ดังนั้น เพื่อให้อัตราขยายแรงดันของลูบมีค่ามากกว่า ๑ การป้อนกลับบวก (β) จะต้องมีค่ามากกว่า ๑ วงจรป้อนกลับประกอบด้วย C_1, C_2 ซึ่ง L, C_1, C_2 เป็นวงจรรีโซเนเตอร์ เมื่อถึงกระแสป้อนกลับผ่านจุดท่อนุกรมของคาปาซิเตอร์ ลักษณะเช่นนี้จะได้อัตราการป้อนกลับของแรงดัน มีค่ามากกว่า ๑ สำหรับความถี่ที่ต้องการนั้น

$$f_o = 1/2\pi \sqrt{L_t C_t}$$

$$L_t = L$$

$$C_t = (C_1 C_2) / (C_1 + C_2)$$

การนำวาระคเตอร์โคโอคแทนคาปาซิเตอร์ C_1, C_2 ในวงจรนี้จะค้ำึงแรงดันไบอัสแบบย้อนกลับที่มากพอ แต่ไม่มากเกินไปจนถึงจุดทำลายอุปกรณ์ ซึ่งในที่นี้สามารถนำมาค้ำแทนลงในวงจรได้เลยในลักษณะที่จะมีแรงดันความถี่ค่าหรืออาจเป็นกระแสตรง เป็นอินพุตเข้าที่จุดท่อนุกรมของโคโอคในลักษณะของไบอัสย้อนกลับ

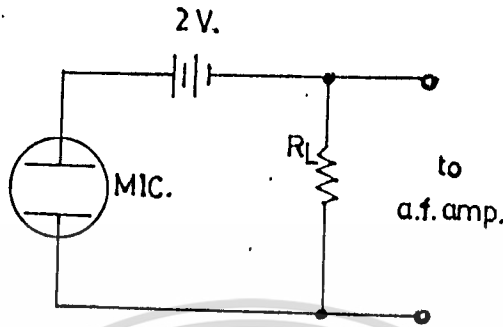
๓.๑.๒ ภาคความถี่เสียง

ประกอบด้วยคอนเคนเซอร์ไมโครโฟน วงจรขยายสัญญาณเสียง วงจรควบคุมอัตราขยาย วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ วงจรพีเอ็มเฟลิสคอนเคนเซอร์ไมโครโฟนของการแรงดันไบอัส ประมาณ

๒ v. และความต้านทานโหลดค้ำสูง ดังรูป ๓.๓ เมื่อนำไปค้ำเข้ากับวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขยายในวงจรถัดไป ก็จะเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณไฟฟ้า
เมื่อได้รับคลื่นเสียง



รูปที่ ๓.๓ แสดงการใช้งานคอนเดนเซอร์ไมโครโฟน

วงจรขยายสัญญาณเสียงเป็นแบบซิงเกิลซัพพลาย นอนอิน
เวอร์ทีง (Single supply noninverting) ๒ วงจรต่อกัน โดยใช้
ออปแอมป์ เบอร์ LF 353 มีอัตราขยายแรงดันและช่วงความถี่ที่ใช้งานคือ

$$A_{v_t} = \frac{E_o}{E_{in}} = \frac{7}{6 \times 10^{-3}} = 1167$$

เมื่อคิด E_{in} จากขนาดแรงดันปานกลางที่เป็นเอาต์พุตของคอนเดน
เซอร์ไมโครโฟน

E_o จากขนาดแรงดันสูงสุดที่ขยายออกมาให้ออปแอมป์
ให้ A_v ของแต่ละวงจรขยายมีค่าเท่ากันจะได้

$$A_{v1} = A_{v2} = A_v = 35$$

ดังนั้น ทั้ง ๒ วงจรจะมีลักษณะเหมือนกันทุกประการทั้งรูป
๓.๓ ซึ่งใช้การคำนวณเพื่อสร้างวงจร ดังนี้

$$A_v = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 35$$

$$R_{in} = R_5$$

R_{in} ของวงจรแรกควรมีค่าสูงเนื่องจากเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของ
คอนเดนเซอร์ไมโครโฟน มีค่าสูง และ R_{in} ของวงจรที่ ๒ ก็ควรมีค่าสูงพอ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

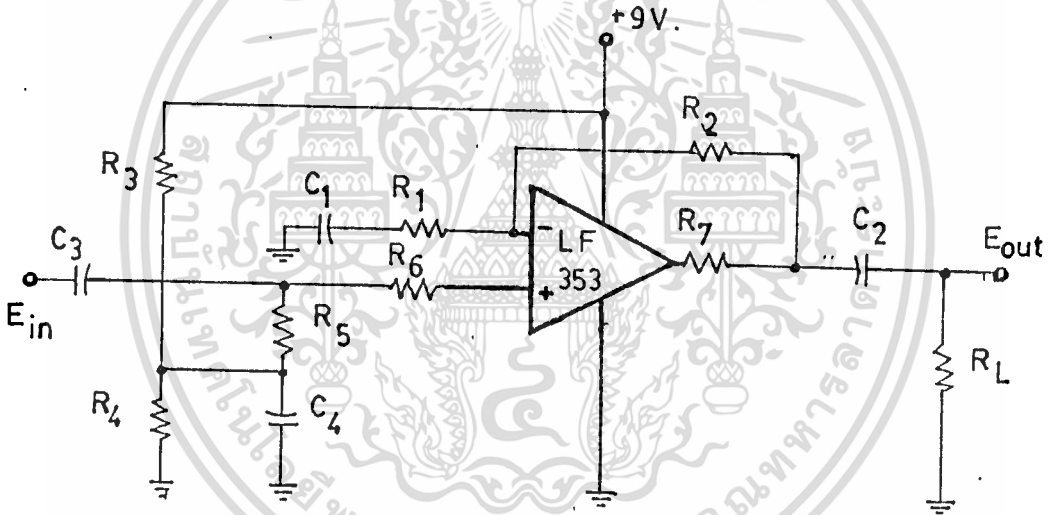
ที่จะไม่ไหลวงจรแรก

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = 20 \text{ Hz}$$

เมื่อ f_{c1} เป็นความถี่คutoff เพื่อลบล้างสัญญาณรอบความถี่ต่ำ

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi R_5 C_3} = 15 \text{ kHz}$$

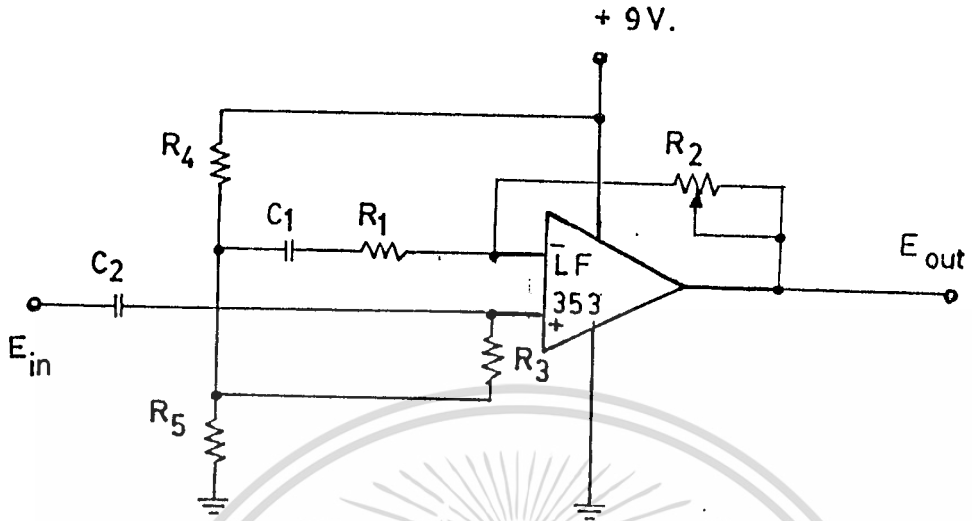
เมื่อ f_{c2} เป็นความถี่คutoff เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนความถี่สูง



รูป ๓.๔ แสดงวงจรขยายแบบซิงเกิลซัพพลายอิน

เวอร์ทิง

วงจรควบคุมอัตราขยายจะสามารถปรับอัตราขยายได้ด้วยความต้านทานที่เปลี่ยนค่าได้ R_2 โดยคำนวณให้มีอัตราขยายมากที่สุดเท่ากับ ๘ และมีส่วนลบล้างสัญญาณรอบความถี่ต่ำ ดังรูป ๓.๕



รูป ๓.๕ แสดงวงจรควบคุมอัตรายบาย

$$A_v = \frac{R_1 + R_{2 \max}}{R_1} = 1$$

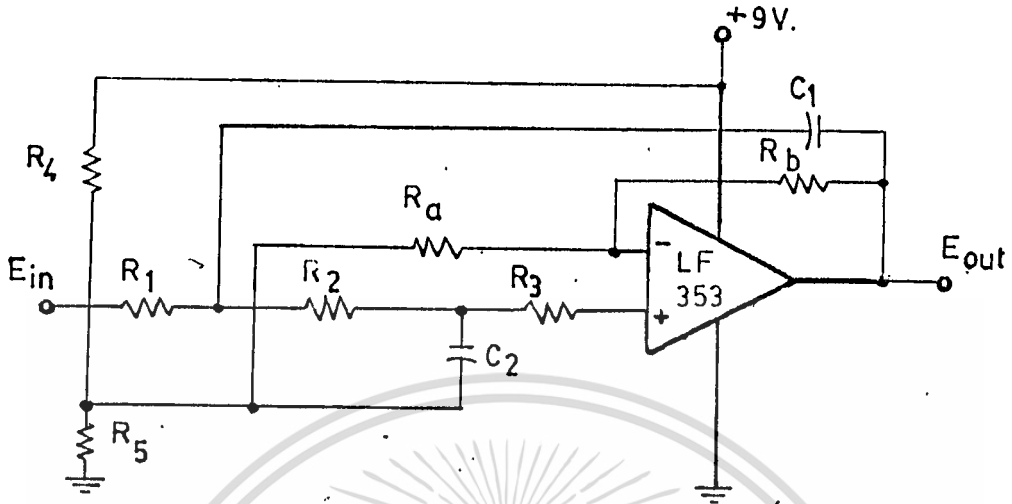
$$R_{in} = R_3$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

เมื่อ f_c เป็นความถี่คutoff เพื่อลดสัญญาณรบกวนความถี่

ต่ำ

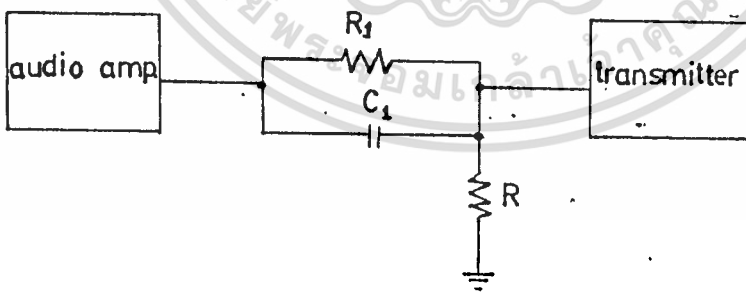
วงจรโวลทาจฟีดแบ็ค เป็นแบบVCVS (Voltage Control Voltage Source) ที่มีความถี่ตอบสนองราบเรียบที่สุด คือ $Q = \frac{\sqrt{2}}{2}$ และมีอัตรายบาย ดังรูป ๓.๖



รูป ๓.๖ แสดงวงจรโวลต์ฟอสฟิเตอร์ แบบ VCVS

มีความถี่ตัดของ $f_{ch} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = 15 \text{ k Hz.}$

วงจรพีเอ็มพีเอสได้ออกแบบให้มีค่าคงที่ของเวลาตรงตามข้อกำหนดของ FCC สำหรับการกระจายเสียง ระบบ F.M. ทั่วไป ประกอบด้วย R_1, C_1 และ R ทั้งรูป ๓.๖



รูปที่ ๓.๗ แสดงวงจรพีเอ็มพีเอส

โดยมี $R_1 C_1 = 75 \mu s$

๓.๑.๓ วงจรขยายกำลังความถี่สูง

วงจรที่ใช้เป็น วงจรขยายกำลังแบบบรอดแบนด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.3 อจรรวมกำลังความถี่กว้าง

วงจรที่ใช้เป็น อจรรวมกำลัง 100 mW. ต่อหน่วย

(Broad-band Power Amplifier) ๒ วงจร ต่อกัน เพื่อให้ได้อัตราขยายกำลัง 20 dB. โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3866 ในแต่ละวงจร

กำลังเอาต์พุตที่ของกร $P_o = 100 \text{ mW.} = 20 \text{ dBm.}$

แต่ละวงจรมีอัตราขยายกำลัง = 10 dB.

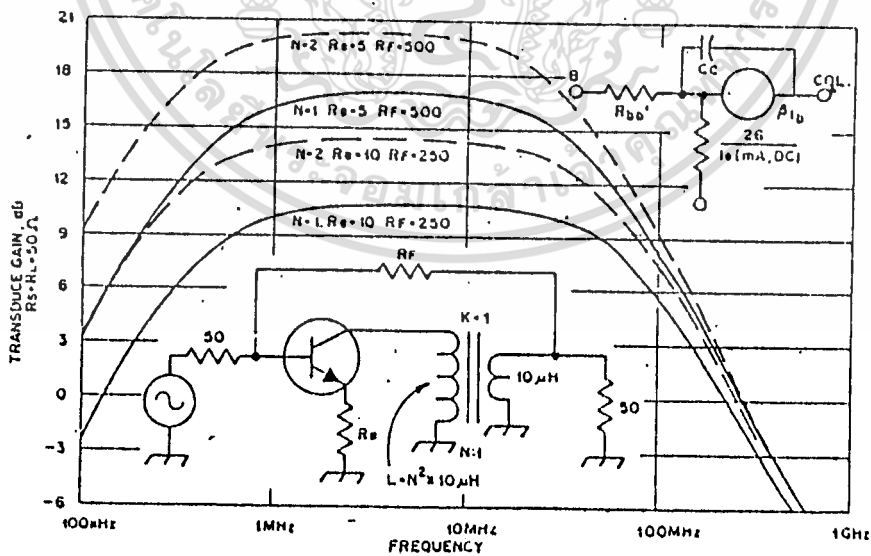
วงจรรขยายคลาส A มีประสิทธิภาพสูงสุดประมาณ ๕๐% จึงประมาณกำลังเอาต์พุตของวงจรแรกเป็น 100 mW.

ความต้านทานอินพุตและเอาต์พุตของวงจรหาได้จากความสัมพันธ์กับอัตราขยายกำลังของวงจร ดังรูป ๓.๔

$$R_{in} \approx 50 \text{ } \Omega$$

$$R_{out} \approx 50 \text{ } \Omega$$

ความเหมาะสมของการป้อนกลับที่มีผลต่อช่วงความถี่ที่ของกร เลือกได้จากกราฟ ดังรูป ๓.๔ เมื่อเลือกช่วงความถี่ตั้งแต่ความถี่ต่ำ 300 kHz. ที่อัตราขยายประมาณ 10 dB. จะใช้ได้ถึงความถี่สูงประมาณ 80 MHz. ของป้อนกลับโดยมีสัดส่วนของขดลวด, $N=2$ และความต้านทาน $R_e=10 \text{ } \Omega$, $R_f=250 \text{ } \Omega$



รูปที่ ๓.๔ แสดงความสัมพันธ์ของค่าอุปกรณ์ที่ใช้ป้อนกลับ สัมพันธ์กับช่วงความถี่ที่ได

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การไบอัสทรานซิสเตอร์ของวงจรส่วนแรกเป็นทั้งรูป ๓.๙ มี
การคำนวณดังนี้

$$\begin{aligned}
 P_o &= I_c^2 R_{out} \\
 I_c &= \sqrt{P/R_{out}} \\
 &= \sqrt{100 \times 10^{-3} / 50} \\
 &= 45 \approx 50 \text{ mA.}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_e &= V_e / I_c \\
 &= 1 \text{ V.} / 50 \text{ mA.} \\
 &= 20 \ \Omega
 \end{aligned}$$

โดยมีบายพาสคาปาซิเตอร์ให้เหลือ R_e เมื่อทำงานกับกระแสสลับ เท่ากับ

$10 \ \Omega$ ที่ขาเบสต้องมีแรงดัน $V_b = 1.7 \approx 2.0 \text{ V.}$

กระแสที่ไหลอยู่

$$\begin{aligned}
 I_b &= I_c / \beta \\
 &= 50 \text{ mA} / 25 = 2 \text{ mA}
 \end{aligned}$$

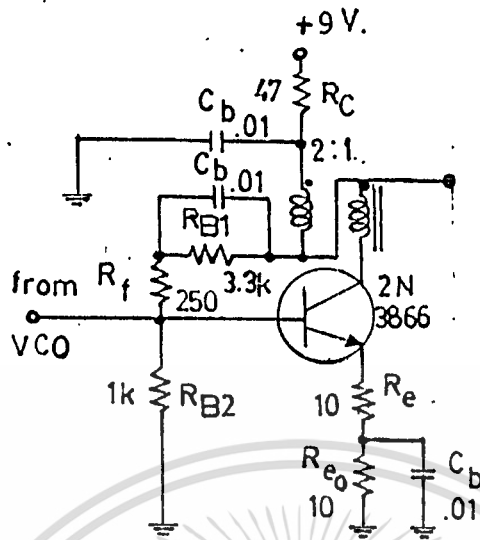
$$\begin{aligned}
 R_{b2} &= 2 \text{ V} / 2 \text{ mA} \\
 &= 1 \text{ k} \ \Omega
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_{b2} &= \frac{V_{\text{supply}} - V_b}{I_b} \\
 &= \frac{9 - 2 \text{ V.}}{2 \text{ mA}}
 \end{aligned}$$

$$= 3.5 \text{ k} \ \Omega$$

เนื่องจากต้องการ $R_F = 250 \ \Omega$ จึงต้องใช้ คาปาซิเตอร์ครอบคลุม
ความต้านทานไว้ส่วนหนึ่งที่ความต้านทาน $= 3500 - 250 = 3250 \ \Omega$

$$\begin{aligned}
 R_c &\approx R_{out} \\
 &= 50 \ \Omega
 \end{aligned}$$



รูปที่ ๓.๕ แสดงวงจรขยายกำลังวงจรแรก

กำลังเอาต์พุตของวงจรขยายกำลังวงจรหลังเมื่อคิดจากประสิทธิภาพ
แล้ว, $P_D = 200 \text{ mW}$.

$$I_c = \frac{200 \times 10^3}{50}$$

$$= 63.2 \text{ mA.} \approx 70 \text{ mA.}$$

$$R_e = \frac{1 \text{ V.}}{70 \text{ mA.}}$$

$$= 14.3 \ \Omega$$

โดยทองบายพาสให้เหลือ R_e เมื่อมีกระแสล้นเท่ากับ $10 \ \Omega$

$$I_b = \frac{70 \text{ mA}}{25}$$

$$= 28 \text{ mA.} \approx 30 \text{ mA.}$$

$$R_{b2} = \frac{2 \text{ V.}}{30 \text{ mA.}}$$

$$= 67 \ \Omega$$

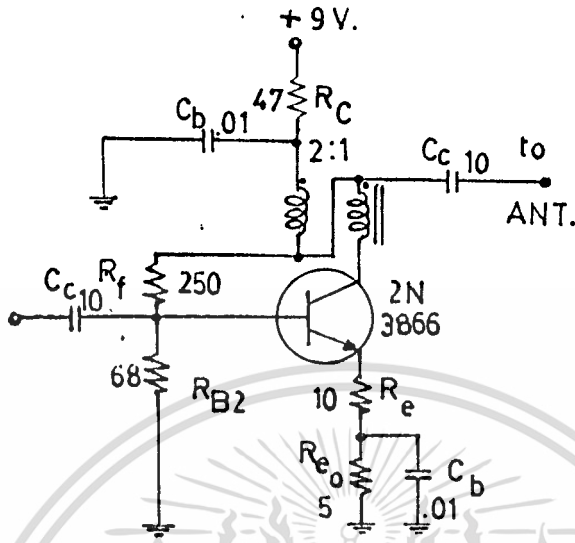
$$R_{b1} = \frac{9 - 2}{30} \text{ V.}$$

$$= 233.3 \approx 250 \ \Omega$$

$$R_c = 50 \ \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอุปกรณ์ที่ได้จากการคำนวณประกอบเป็นวงจรดังรูปที่ ๓.๑๐



รูปที่ ๓.๑๐ แสดงวงจรขยายกำลังวงจรหลัง

๓.๑.๔ วงจรสังเคราะห์ความถี่

ในวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่เป็นเฟสล็อกประกอบด้วย VCO อันเป็นวงจรเกี่ยวกับที่ทำหน้าที่มอดูเลเตอร์ ตัวหารที่เป็นพริสเกลเลออร์ ใช้ IC เบอร์ μ PB571 และที่เป็นแบบโปรแกรมคาไตใช้ IC เบอร์ MC145106 ซึ่งมีวงจรที่ทำหน้าที่อื่นอยู่รวมในตัวเดียวกัน คือ วงจรเปรียบเทียบเฟส, วงจรผลิตความถี่อ้างอิง, วงจรหาร M และ 2^9 และก่อนจะเข้าวงจร VCO นี้ จะต้องผ่านโวลท์ฟาสฟิลเตอร์ก่อน ทั้งโคกกล่าวไว้ในหลักการและทฤษฎี

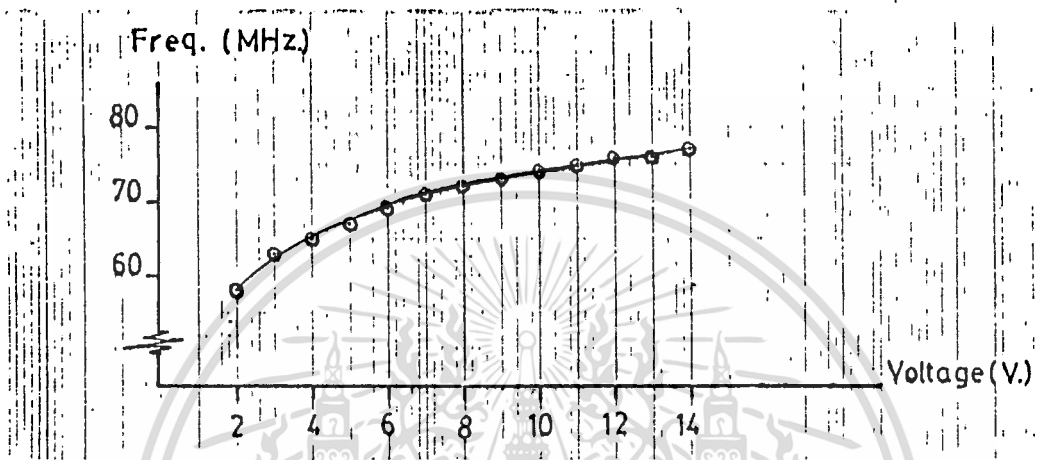
วงจร VCO ที่สร้างขึ้นมีค่า $\omega_{VCO} = 1.63 \times 10^7$ rad/s. ใช้งานได้ในช่วงความถี่ 60-70 MHz. ดังแสดงในรูป ๓.๑๑

พริสเกลเลออร์มีค่า N_1 ในการหาร = 64 , ตัวหารแบบโปรแกรมไคมีค่าหาร = M ซึ่งเป็นค่ามากที่สุดในการหาร

วงจรเปรียบเทียบเฟสมีค่า $K\phi = 0.716$ v./rad.

วงจรผลิตความถี่อ้างอิงใช้วงจรผลิตความถี่แบบคริสตอลกับออปแอมป์ ดังรูปที่ ๓.๑๒ ซึ่ง ผลิตความถี่เอาต์พุต = 4 MHz. ป้อนให้

วงจรรหาร N_2 ซึ่ง $N_2=2$ และตัวหาร 2^9 ทำให้ความถี่เอาต์พุตก่อนเข้าวงจรร
 เปรียบเทียบเฟส $= 4 \times 10^6 / (2 \times 2^9) = 3906.25 \text{ Hz}$. ทั้งนี้เมื่อ VCO
 ผลิตความถี่ออกมาแล้วผ่านพรีสเกลเลอร์ จะได้ความถี่สำหรับแต่ละช่องสัญญาณ
 เพื่อเลือกโปรแกรมค่าเท่ากับ 250 kHz .

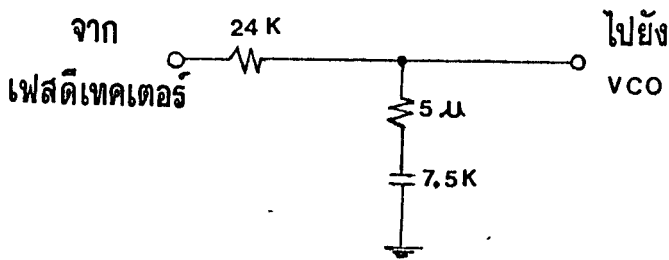


รูปที่ ๓.๑๑ แสดงความสัมพันธ์ของแรงดันกับความถี่ของ VCO



รูปที่ ๓.๑๒ แสดงวงจรผลิตความถี่อ้างอิง

วงจรวอร์พาสฟิลเตอร์ เป็น RC ฟิลเตอร์ ดังรูปที่ ๓.๑๓ ที่มีการ
 คำนวณค่าของอุปกรณ์ ดังนี้



รูปที่ ๓.๑๓ แสดงวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์
การคำนวณโลว์พาสฟิลเตอร์

เลือก $\gamma = 0.5$ และเวลา $t = 100 \text{ ms}$ จากกราฟของทรานเซียนท์เรสปอนส์

$$\text{จาก } Wnt = 4.5$$

$$Wn = 4.5 / 100 \times 10^{-3} = 45$$

สามารถหาค่าอุปกรณ R_1, R_2 จากสมการ

$$Wn = \frac{K \Delta Kv}{\sqrt{Nc (R_1 + R_2)}} \quad (1)$$

$$\text{และ } = 0.5 Wn (R_2 C + \frac{N}{K \Delta Kv}) \quad (2)$$

$$\text{เลือกค่า } C = 5 \mu F$$

$$\text{จากสมการ (2) } R_2 = (1/0.5 Wn) - (N/K \Delta Kv) / C = 7.5 \text{ k}\Omega$$

$$\text{จากสมการ (1) } R_1 = (K \Delta Kv / Nc Wn^2) - R_2 = 24 \text{ k}\Omega$$

๓.๒ เครื่องรับ

ลักษณะการออกแบบเครื่องรับ

สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบ ได้แก่

๑. เกนทั้งหมดของระบบ เนื่องจากระดับสัญญาณจากสายอากาศมีค่าต่ำมาก แต่ความต้องการในการใช้พลังงานเพื่อขับลำโพงมีค่ามาก จึงต้องกำหนดค่าเกนที่เหมาะสมเพื่อให้ได้ระดับสัญญาณที่ต้องการ ในการออกแบบนั้น จะกำหนดระดับสัญญาณต่ำสุดที่มาจากสายอากาศ

ในที่นี้กำหนด $1 \mu V$ คิดเป็นพลังงานได้ -106 dBm

เลือกค่า -100 dBm และจากคุณสมบัติของดีเทคเตอร์ (ใช้เบอร์ LM3189)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งมีค่าความไว เท่ากับ $12 \mu V$ หรือ -85 dBm โดยจะกำหนดให้มึค่า -70 dBm นั้นคือเกณฑ์ของการนอยที่สุทธระหว่างอินพุทที่เข้าเครื่องรับและอินพุทที่เข้าวงจร ดีเทคเตอร์เท่ากับ 30 dB

๒. ซีเลกทวิตซ์ของระบบ เพื่อแยกสัญญาณที่ไม่ต้องการ ซึ่งจะกำหนด โดยวงจรกรองความถี่ทั้ง RF และ IF ในกรณีของความถี่ IF จะใช้เซรามิกฟิลเตอร์ เนื่องจากมีแบนด์วิท ประมาณ ๒๐๐ ถึง ๓๐๐ กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งครอบคลุมย่านความถี่ที่ต้องการ และมีค่า Q ของวงจรที่สูง พร้อมทั้งยังสะดวกแก่การใช้งาน

๓. ความเสถียร เพื่อลดการเปลี่ยนความถี่จากความถี่ที่ต้องการ จึงเลือกใช่วงจรออสซิลเลเตอร์ แบบเฟสล็อกคูลูป ซึ่งมีเสถียรภาพที่ดี

๔. ค่าความไว เป็นการกำหนดระดับพลังงานต่ำสุดที่เข้ามาทางเครื่องรับ โดยมีระดับสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal to noise ratios) ทางเอาต์พุทตามที่ต้องการ และจากการที่อุปกรณ์ขยายสามารถสร้างสัญญาณรบกวนที่จะรวมกับสัญญาณจริงที่ต้องการ ถ้ากำหนดค่าเกณฑ์ความไวจะทำให้ระดับสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนลดลง

๕. คานอยส์พีเกอร์ ถ้ากำหนดให้เกณฑ์ของภาคก่อนเข้าดีเทคเตอร์เป็น 30 dB แบนด์วิท 250 kHz . และภาคต่อไปมีความต้านทานอินพุท 50

$$\begin{aligned} \text{เมื่อกำลังของนอยส์ที่สายอากาศ} &= kTB \\ &= 1.38 \times 10^{-23} \times 290 \times 250 \times 10^3 \\ &= 1 \times 10^{-15} \text{ w.} \end{aligned}$$

ถ้าไม่มีการสร้างนอยส์ในระบบจะได้นอยส์เอาต์พุท $1 \times 10^{-12} \text{ w.}$ แต่จากการที่ระบบได้นลินนอยส์ทำให้นอยส์เพาเวอร์สูงกว่าค่าตามทฤษฎี โดยจะกำหนดให้มีค่า 10^{-11} w. ซึ่งจะทำให้ค่าเกนส์ของนอยส์จะเป็น 10^4 ขณะที่เกนของสัญญาณเป็น 10^3

$$\text{จาก } f = \frac{G_n}{G_s} = \frac{10^4}{10^3} = 10$$

$$\text{หรือ } NF = 10 \log f = 10 \text{ dB}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากค่าเกนที่ห้องการระหว่างอินพุทของเครื่องรับและอินพุทของคิเทคเทอร์อย่างน้อย 30 dB และจากการที่ภาคโลว์พาสฟิลเตอร์ มิกเซอร์ และแบนด์พาสฟิลเตอร์มีค่าการสูญเสียเป็น -3 dB -7dB และ -10 dB ตามลำดับ จึงต้องกำหนดคิเกนรวมให้มีค่าเพิ่มขึ้นจากค่าที่กำหนดเท่ากับค่าการสูญเสีย (20 dB) โดยค่าเกนของวงจรสัญญาณ RF ไม่ควรให้มีค่ามากกว่า 25 dB (โดยทั่วไปอยู่ในช่วง 10 - 20dB) เนื่องจากจะทำให้ช่วงไทม์นาลิกลดลง ซึ่งเป็นผลจากการที่ระดับสัญญาณแรงไหลภาคมิกเซอร์

จากการทดลองได้กำหนดค่าเกนดังนี้

ค่าเกนของวงจรสัญญาณ RF มีค่า 14 dB

ค่าเกนของวงจรสัญญาณ IF มีค่า 40 dB

จากหลักการดังกล่าว สามารถนำมาพิจารณาการออกแบบของวงจรภาคต่าง ๆ ดังนี้

๓.๒.๑ วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ความถี่ 65 MHz.

วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์นี้ ใช้วงจรโซแนนท์ ๒ วงจร มาต่อกัน โดยใช้คาปาซิเตอร์ เนื่องจากค่าความต้านทานไหลคและชอร์สมีค่า ๕๐ Ω ซึ่งมีค่าต่ำ เพื่อรักษาค่า Q ให้สูง จะทำการแปลงค่าความต้านทานไหลคและชอร์สให้สูงขึ้น โดยการแทนอินดักเตอร์ ในอัตราส่วน ๓:๑ ซึ่งจะได้อา

$$R' = N^2 R$$

$$= (3)^2 50 = 450 \Omega$$

ต้องการแบนด์วิท 10 MHz. จะได้อา

$$Q = \frac{f_0}{BW}$$

$$= \frac{65 \times 10^6}{10 \times 10^6} = 6.5$$

จาก Q = WRC

จะได้อา $C = \frac{Q}{WR}$

$$= \frac{6.5}{2 \times 65 \times 10^6 \times 450}$$

$$C = 3.537 \times 10^{-11} \text{ F}$$

$$\text{จาก } w = \frac{1}{LC}$$

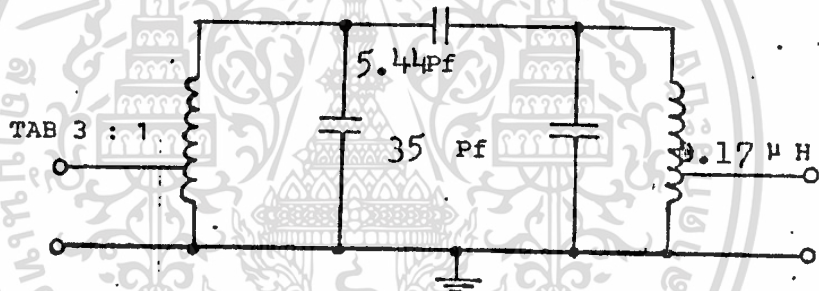
$$\text{จะได้ว่า } L = 1.695 \times 10^{-7} \text{ H}$$

และค่าคาปาซิเตอร์ที่ใช้ต่อเชื่อมวงจรเรโซแนนท์ (C_{12}) จะมีค่า

$$C_{12} = \frac{C}{Q}$$

$$= \frac{35.368 \times 10^{-12}}{6.5} = 5.44 \times 10^{-12} \text{ F}$$

วงจรที่สมบูรณ์ แสดงในรูปที่ ๓.๑๔



รูปที่ ๓.๑๔ แสดงวงจรที่สมบูรณ์ของวงจรแบนด์พาส

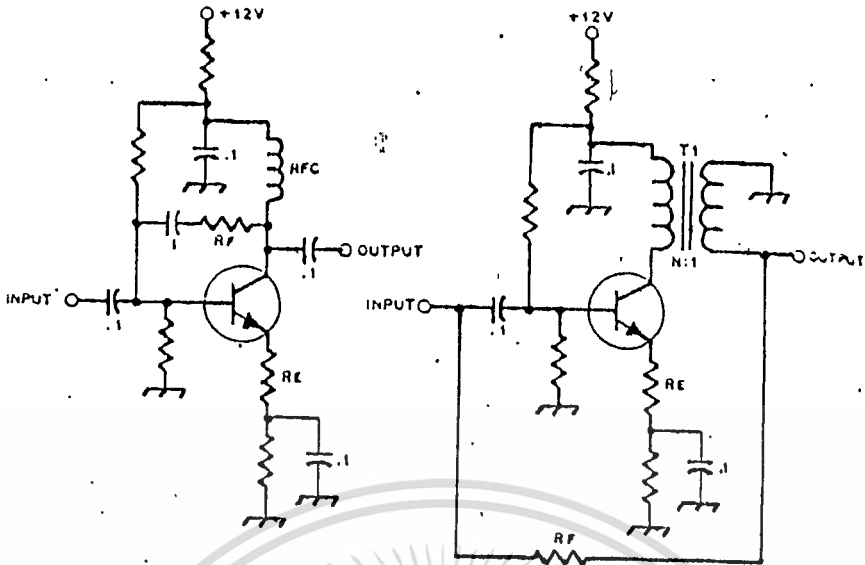
ฟิลเตอร์ ความถี่ 65 MHz.

๓.๒.๒ วงจรขยายสัญญาณ RF

วงจรขยายสัญญาณ RF ช่วยทำให้ค่าน้อยสก็เกอร์ของเครื่องรับมีค่าลดลง ซึ่งค่าเกณฑ์ควรกำหนดเพื่อลดบทบาทสัญญาณรบกวนในวงจรมิกเซอร์ และควรใช้อุปกรณ์ที่มีค่าสัญญาณรบกวนต่ำ เพื่อไม่ให้ค่าน้อยสก็เกอร์มากตามเกณฑ์เป็นทรานซิสเตอร์ ควรเลือกชนิดที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ ft สูง และใช้ประกอบในวงจรที่ออกแบบให้มีสัญญาณป้อนกลับแบบลบ (negative feedback) หรือใช้อุปกรณ์ FET เช่น JFET, MOSFET

ในโครงการนี้ใช้วงจรบรอดแบนด์แอมพลิฟายน์ (broadband amplifier) ที่ได้จากทรานซิสเตอร์ ดังรูปที่ ๓.๑๕

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

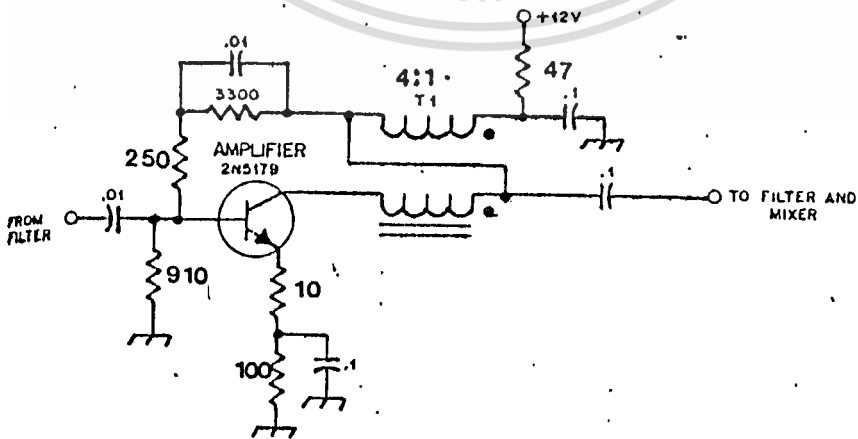


รูปที่ ๓.๑๕ วงจรบรอดแบนด์ RF แอมป์

วงจรถูกกล่าวใช้การป้อนกลับแบบลบ และการไบอัสให้มีความสูง เพื่อให้มีค่าเกนและป้องกันการโอเวอร์โหลดของวงจรรากต่อไป เนื่องจากการให้ไบแอสแบบที่กว้างจึงใช้ บรอดแบนด์ทรานส์ฟอร์เมอร์ อัตราส่วน

อิมพีแดนซ์ ๔:๑ เพื่อลดอิมพีแดนซ์ลงประมาณ ๕๐ Ω ที่เอาต์พุต

จากกราฟรูป ๒.๑๘ เลือกอัตราส่วนของขดลวดเป็น 4:1 (นั่นคือ $N=2$) และให้ได้อัตราขยายกำลัง 14 dB ซึ่งครอบคลุมในย่านความถี่ที่ ต้องการ โดยเลือก $R_e = 10 \Omega$ $R_f = 250 \Omega$ และมีกระแสคอลเลคเตอร์ 15 mA



รูปที่ ๓.๑๖ แสดงวงจรที่ใช้จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำข้อมูลไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

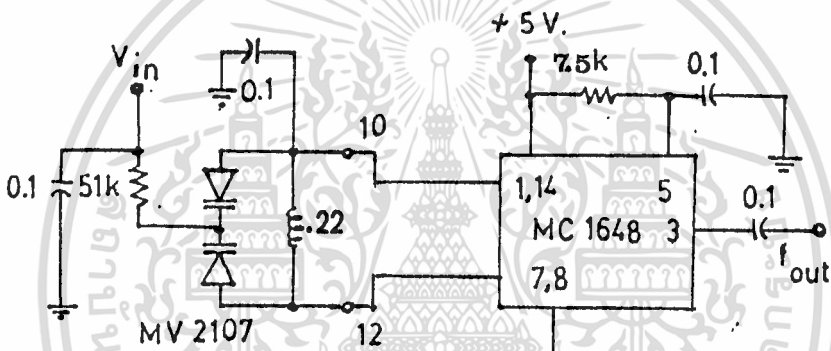
๓.๒.๓ วงจรโลต้ออสซิลเลเตอร์

จากหลักการสังเคราะห์ความถี่และเฟสล็อคคูลูป สามารถ ออกแบบส่วนประกอบของภาคทาง ๆ ดังนี้

๑. การออกแบบวงจรถ้าเน็คความถี่ควบคุมโวลต์เตจ

(Voltage control oscillator)

โดยใช้วงจรไอซีสำเร็จรูป เบอร์ MC1648 ซึ่งสามารถผลิต ความถี่ถึง 225 MHz. และให้เอาต์พุตเพาเวอร์ 0 dBm โดยมีลักษณะวงจร ดังรูป ๓.๑๗



รูปที่ ๓.๑๗ วงจร VCO

$$\text{จาก } f_{\min} = 1 / (2\pi \sqrt{L(C_d(\text{MAX}) + C_s)})$$

เมื่อ C_s = ค่าค่าป้าซีแทนที่ขนานทางค่านอินพุท

C_d = ค่าค่าป้าซีแทนที่ของวาระคเตอร์ไทโอดที่คักคาไบแอต

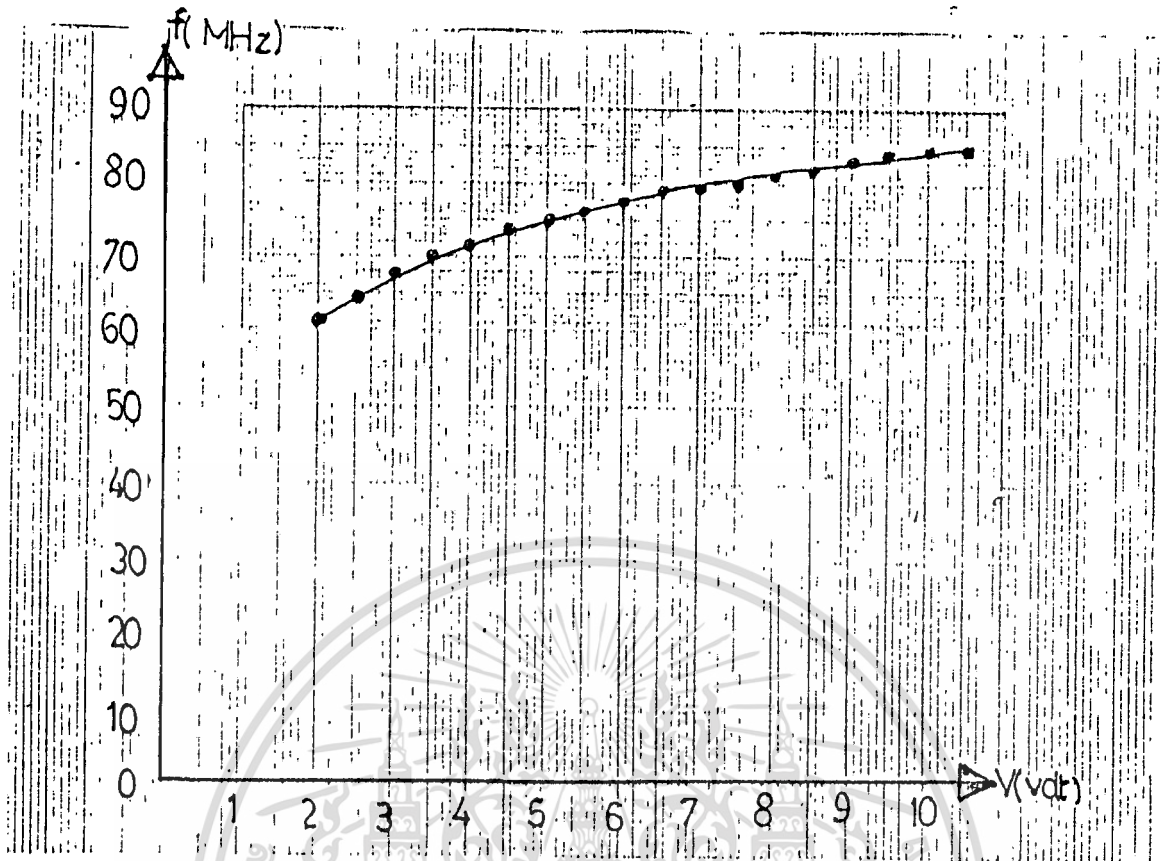
$$\text{โดย } C_d(\text{MAX}) + C_s = 21 \text{ PF}$$

$$f_{\min} = 60 \text{ MHZ}$$

$$\text{จะไดค้ค่า } L = 0.22 \mu\text{H}$$

จากการทดลอง ได้กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และคักคาอินพุท

ดังรูปที่ ๓.๑๘

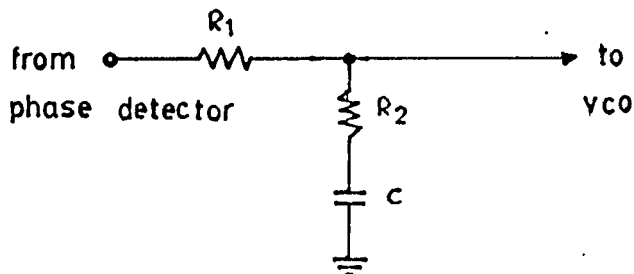


รูปที่ ๓.๑๘ กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และศักดาอินพุท
ค่าความชันหาจาก $\Delta f / \Delta v = (14 \times 10^6) / 6.2 = 2.258 \times 10^6$

$$K_{vco} = 2\pi \Delta f / \Delta v$$

$$= 14.18 \times 10^6 \text{ rad/s.v}$$

๒. การออกแบบวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ (LPF)
จากวงจร lead lag ดังรูปที่ ๓.๑๙



เอกสารนี้เป็นรูปที่ ๓.๑๘ แสดงแบบของวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์แบบ lead lag ชนิดการคำนวณ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้อาคา
โดยที่
และ
เมื่อให้

$$Kf = (1+T1s)/T2s$$

$$T1 = R1C$$

$$T2 = R2C$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K\theta K v_{ce}}{NT^2}} \quad (๑)$$

$$\zeta = \sqrt{\frac{K\theta K v_{ce}}{NT^2}} \left(\frac{T1}{2}\right) \quad (๒)$$

โดย

Kf = ฟิลเตอร์เกน

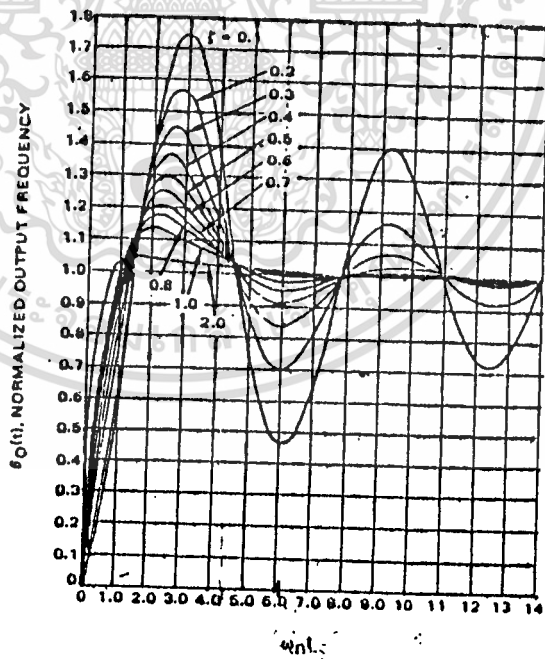
Kv_{ce} = เกนของ v_{ce} (radians/sec.volt)

ω_n = แบนควิตของลูปหรือความถี่ธรรมชาติ

ζ = แคมปังเรโซ (damping ratio)

$K\theta$ = คาแกนของเฟสที่เทคเตอร์ (volts/radian)

เมื่อพิจารณาทรานเซียนท์ของเสกทีปอินพุท (transient of step input signal) จากรูปที่ ๓.๒๐



รูปที่ ๓.๒๐ แสดงผลตอบสนองของสัญญาณอินพุทแบบเสกทีป

อันดับสอง (second order step response)

โดยมีทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน (transfer function) ในรูปของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบควิตของลูป และแอมป์เรโซ คังนี้

$$\frac{O(s)}{I(s)} = N(1+T_1s) / (s^2/W_n^2 + 2s/W_n + 1)$$

จากสมการ (๑) และ (๒) โดยการพิจารณาค่าแอมป์เรโซและแบบควิตของลูปที่เหมาะสม จากรูปกราฟดังกล่าวข้างตน เลือกค่าแอมป์เรโซ

$$\zeta = 0.8 \quad (3)$$

$$W_n = 4.5$$

เมื่อให้ค่าเวลาที่ใช้ในการเข้าสู่สภาวะเสถียร (steady state)=10 ms.

$$\text{จะได } W_n = 450 \quad (4)$$

จาก $K\theta = v_{dd}/4\pi$ ในกรณีเฟสดีเทคเตอร์เบอร์ 4046

$$= 5/4\pi = 0.4 \text{ v/rad} \quad (5)$$

$$K_{vco} = 14.18 \times 10^6 \text{ rad/s.v} \quad (6)$$

โดยกำหนด $C_1 = 4.7 \mu F \quad (7)$

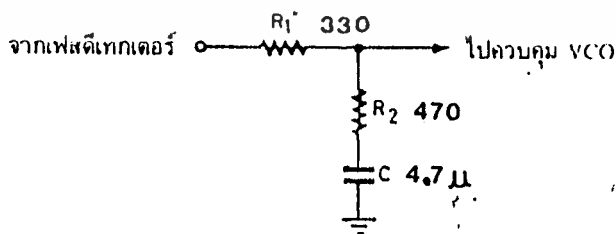
$$N = 7500$$

จาก (๓) (๔) (๕) (๖) (๗) แทนใน (๑) และ (๒) จะไดค่า

$$R_2 = 475 \Omega \text{ เลือกใช้ } 470 \Omega$$

$$R_1 = 324.6 \Omega \text{ เลือกใช้ } 330 \Omega$$

จะไดรูปวงจรสมบูรณ ดังรูป ๓.๒๑

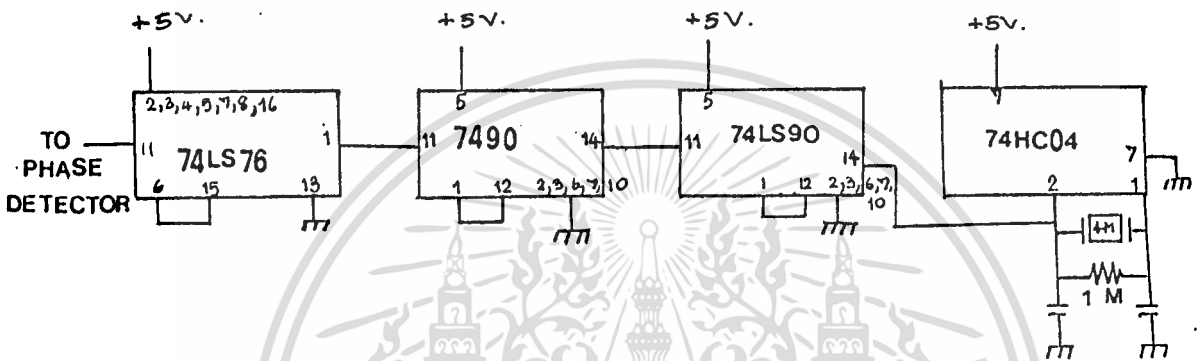


รูปที่ ๓.๒๑ วงจรสมบูรณของโลว์พาสฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๓. การออกแบบวงจรสร้างความถี่อ้างอิง

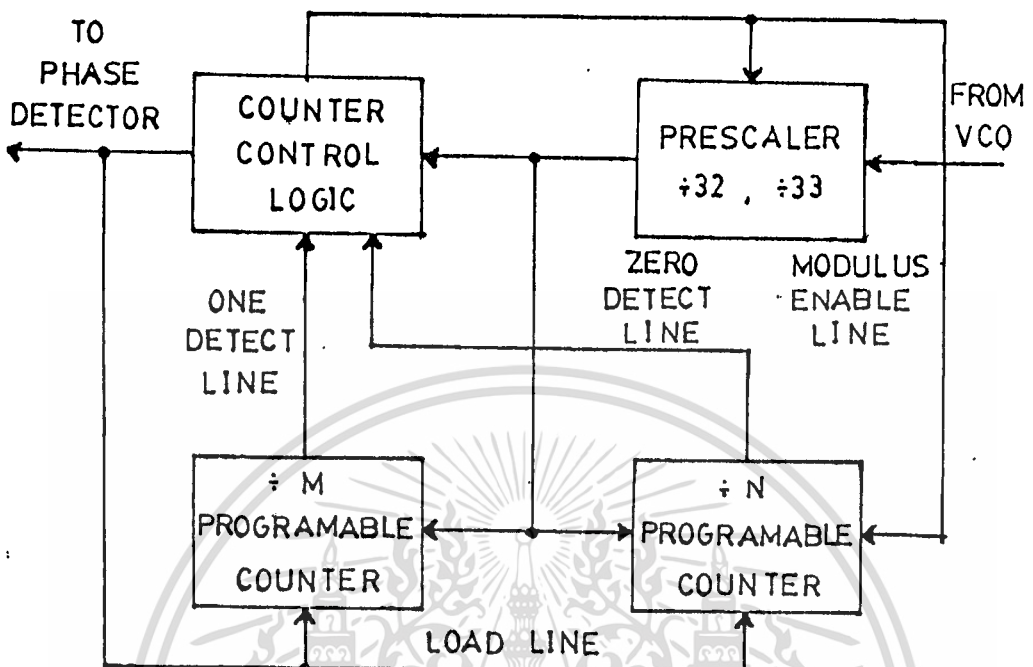
จากการออกแบบใหม่ วิชิตูณฑ์ละเอียดจึงเลือกใช้ความถี่อ้างอิง เท่ากับ 1๑ kHz. โดยได้จากการหารความถี่ 4 MHz. ที่ได้จากคริสตัลควอตซ์วงจรหารสิบและวงจรหารสี่ ดังรูปที่ ๓.๒๒



รูปที่ ๓.๒๒ วงจรผลิตความถี่อ้างอิง

๔. การออกแบบวงจรมับ

วงจรมับมีความสำคัญในการกำหนดความถี่ของกรและ ออกแบบให้สามารถเลือกความถี่ที่ของกรท้ายสุดใหม่ค่าเป็นเท่าใดก็ได้ โดยไม่ต้องเปลี่ยนวงจรกำเนิดความถี่อ้างอิง วงจรที่ออกแบบนี้ใช้วิธีที่เรียกว่า พรีสเกลลิง (prescaling) หรือพัลส์สวอลโล (pulse swallow) ที่ซึ่งสามารถแสดงลักษณะการทำงานอย่างคร่าว ๆ ได้ดังรูปที่ ๓.๒๓



รูปที่ ๓.๒๓ รูปแบบของวงจรมอดูเลต

ลักษณะการทำงานของวงจรมอดูเลตจะเริ่มจากวงจรมอดูเลต (prescaler) เลือกหารด้วยค่า ๓๓ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะถูกส่งเข้าวงจรมอดูเลต N และนับ M เมื่อบางจรมอดูเลต N นับจนถึงค่า N แล้วจะส่งสัญญาณควบคุมให้วงจรมอดูเลตเลือกหารค่า ๓๒ จากนั้นวงจรมอดูเลตจะหยุดทำงาน นั่นคือสัญญาณที่ออกจากมอดูเลต จะเข้าวงจรมอดูเลต M โดยจะนับสัญญาณที่เข้ามาเพียง (M-N) เมื่อบางจรมอดูเลต M นับมาถึงพัลซก่อนสุดท้ายจะทำการส่งสัญญาณโหลด (load) ให้ตัวนับแต่ละตัว ที่ทำเช่นนี้เพราะถ้าทำการส่งสัญญาณโหลดเมื่อบางจรมอดูเลต นับจนครบแล้วจะทำให้เกิดสัญญาณที่เลย์ (delay) ซึ่งส่งผลให้เกิดการผิดพลาดในการนับได้

เมื่อบางจรมอดูเลต M นับจนครบแล้ว จะส่งสัญญาณให้วงจรมอดูเลตทุกตัวเริ่มทำงาน และเลือกให้มอดูเลตหารด้วยค่า ๓๓ วนเวียนเช่นนี้เรื่อยไป

สรุปได้ว่าวงจรนี้มีค่าตัวหาร = $32M + N$

ซึ่งในกรณีที่ต้องการความถี่ 72.7 MHz. จะต้องมีเลขค่า

$M=(16 \times 4) + 3$ ในกรณีตัวหารเป็นไบนารี (binary)

$$= 227$$

$$N= 6$$

จาก $32M+N = 32 \times 227 + 6$

$$= 7270$$

เมื่อนำค่าตัวหารมาคูณกับความถี่อ้างอิง

$$= 7270 \times 10^4 = 72.7 \text{ MHz.}$$
 ตามต้องการ

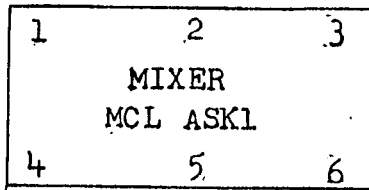
วงจรตอนนี้จะมีสเท็ปในการเปลี่ยนความถี่ได้ละเอียดถึง 10 kHz.

รูปของวงจรมีแสดงไว้ดังรูป ๓.๒๔ ในหน้า 67

นอกจากส่วนประกอบของภาคต่าง ๆ ที่เป็นพื้นฐานแล้วยังเพิ่มเติมภาควงจรมอดูเลชัน RF เมื่อสัญญาณออกจาก VCO เพื่อเป็นบัฟเฟอร์ระหว่าง VCO และวงจรมอดูเลชัน และก่อนเข้าวงจรมอดูเลชันให้ได้อาตพุทเพาเวอร์ เท่ากับ 7 dBm

๓.๒.๔ วงจรมอดูเลชัน

เพื่อความสะดวกจึงใช้ไอซีสำเร็จรูป เบอร์ MCL ASK-1 ซึ่ง
มีคุณสมบัติดังรูปที่ ๓.๒๕



ขา 1 คือ ขาอินพุทของโวลต์ลออสซิลเลเตอร์ โดยมีอินพุทเพาเวอร์มากที่สุด 7 dBm

ขา 2,3,6 คือ กราวนด์

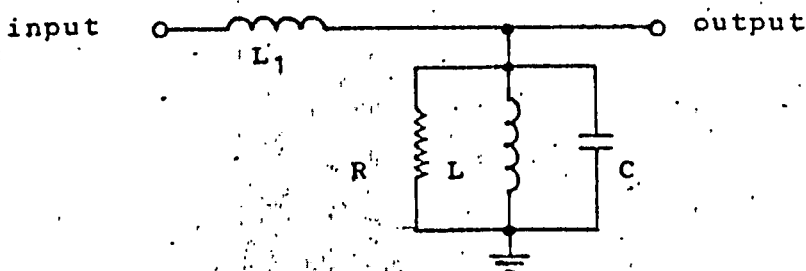
ขา 4 คือ ขาอินพุทของสัญญาณ RF โดยมีอินพุทเพาเวอร์น้อยกว่า 0 dBm

ขา 5 คือ ขาเอาต์พุทซึ่งเป็นสัญญาณ IF โดยมีค่าการสูญเสียเมื่อเทียบกับขา 4 ประมาณ 7 dB

รูปที่ ๓.๒๕ แสดงคุณสมบัติของมิกเซอร์เบอร์ MCL ASK-1

๓.๒.๕ วงจรคิเทคเทอร์สัญญาณเสียง

จากการทดลองนี้ เลือกใช้ IC เบอร์ LM3189 ซึ่งมีภาคขยายความถี่กลาง วงจรจำกัดขนาดของสัญญาณและวงจรควอทธาเจอร์คิเทคเทอร์รวมกัน โดยมีวงจรเลื่อนเฟส ดังรูปที่ ๓.๒๖



รูปที่ ๓.๒๖ แสดงการเลื่อนเฟส

สามารถคำนวณหาค่าอุปกรณ์ดังนี้

จาก $\Delta f = \pm 75 \text{ KHz.}$

$f_u = 10 \text{ MHz.}$

จาก $f \leq W_o - (W_o / \sqrt{1 + (1/Q_o)})$

$.075 \leq 10.7 - \frac{10.7}{\sqrt{1 \pm 1/Q}}$

ได้ $Q = 70.58$

เลือก $Q = 26$

กำหนด $R = 3.9 \text{ k}\Omega$

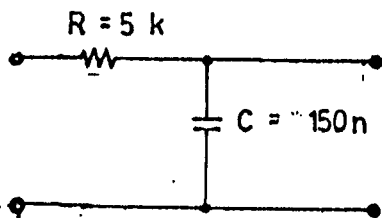
จาก $L_1 = 22 \text{ }\mu\text{H}$

กรณีวงจรรีโซแนนซ์ขนาน

$C_1 = \frac{Q}{W_o R}$
 $= 100 \text{ PF}$

$L_2 = \frac{R}{W_o Q}$
 $= 2.23 \text{ }\mu\text{H}$

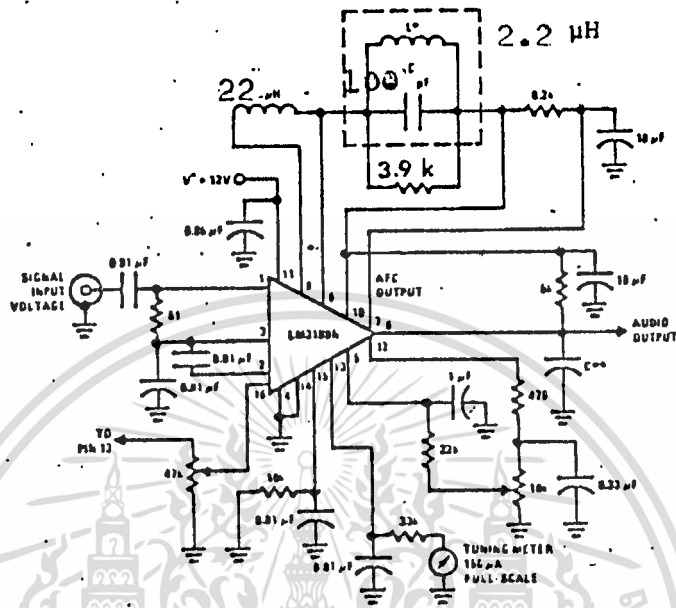
เนื่องจากในภาคส่งได้มีการต่อวงจรพีเอ็มเฟลิสไว้ จึงต้องทำการชดเชยโดยต่อวงจรพีเอ็มเฟลิสที่เอาต์พุต ของวงจรที่เท็กเกอร์ซึ่งลักษณะของวงจรพีเอ็มเฟลิส แสดงดังรูป ๓.๒๗



รูปที่ ๓.๒๗ แสดงวงจรพีเอ็มเฟลิส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรที่สมบูรณ์แสดงดังรูปที่ ๓.๒๔



รูปที่ ๓.๒๔ แสดงวงจรที่เทคเตอร์สัญญาณเสียง

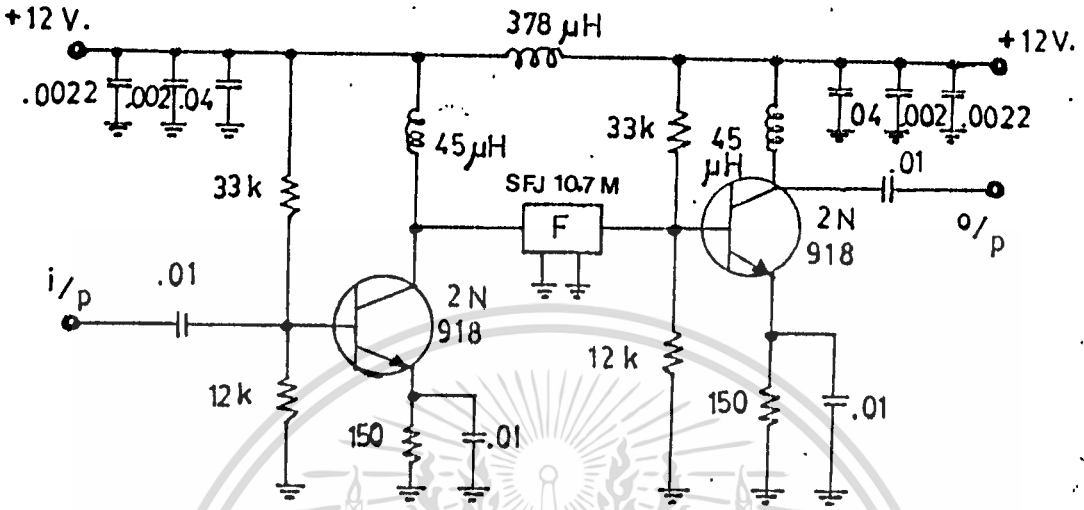
๓.๒.๕ วงจรขยายสัญญาณ IF และวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

เนื่องจากต้องการเกนที่มาก ในภาคนี้จึงทำการต่อ ๒ สเตจ คาสเคดกัน โดยใช้หลักการ โดยให้กระแสคอลเลคเตอร์มีค่าสูง ประมาณ ๑๐ - ๒๐ มิลลิแอมป์ และทำการกรองไฟเลี้ยง ที่ต่อระหว่างสเตจ เพื่อป้องกันการป้อนกลับของสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งทำให้วงจรเกิดการออสซิลเลตได้ง่าย

ในกรณีของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ใช้เซรามิคฟิลเตอร์ ซึ่งเป็นแบนด์พาสฟิลเตอร์ ที่ 10.7 MHz แบนด์วิท 250 kHz. ซึ่งนับว่ามีค่า Q ที่สูง แต่เนื่องจากฟิลเตอร์ชนิดนี้มีการสูญเสียถึง 10 dB ดังนั้นวงจรขยาย IF จะต้องมีเกนเพิ่มจากที่ต้องการอีก 10 dB เพื่อชดเชยการสูญเสียจากฟิลเตอร์ โดยค่าของเกนรวมที่ได้ประมาณ 40 dB

ลักษณะของวงจรที่ใช้งาน ดังรูปที่ ๓.๒๕

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ๓.๒๘ แสดงรูปแบบของวงจรที่ใช้งานจริง

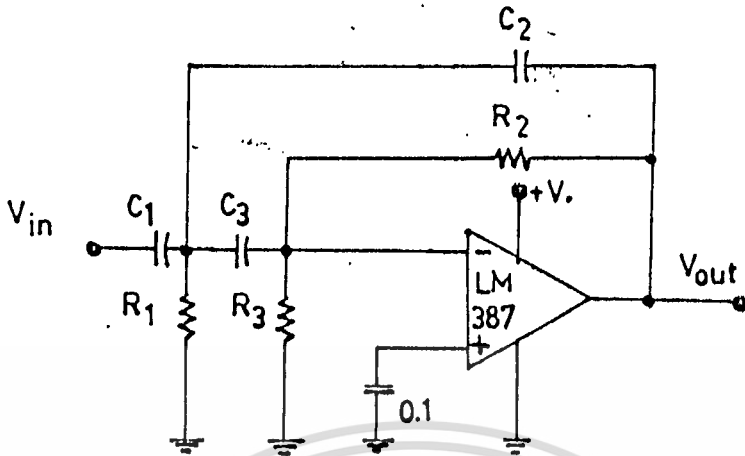
๓.๒.๗ วงจรภาคสัญญาณเสียง

เนื่องจากขนาดของสัญญาณที่ได้จากวงจรที่ทดสอบมีขนาดที่ต่ำ ไม่เพียงพอที่จะใช้ขยายออกอากาศไปยังลำโพงได้ จึงต้องมีวงจรขยายเสียง และเพิ่มวงจรกรองความถี่เอาเฉพาะสัญญาณเสียงที่ต้องการ วงจรขยายเสียงในการทดลองนี้ใช้ออปแอมป์ชนิดอินเวอร์ทติ้ง (inverting amplifier) โดยให้มีความถี่ตอบสนองประมาณ ๓ โดยใช้ออปแอมป์ เบอร์ LF353 ในกรณีของวงจรเพาเวอร์ออปแอมป์ใช้ออปแอมป์ เบอร์ LM386-N โดยมีเกน ๒๐

ในกรณีของวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ ใช้ออปแอมป์ เบอร์ LM387 โดยเลือกความถี่คัทออฟ เท่ากับ 50 Hz และ 20 kHz ตามลำดับ โดยการออกแบบใช้วงจรโลว์พาสและไฮพาสหาคาสแคดกัน โดยใช้วงจรชนิดบัทเทอร์เวิร์ท (butterworth)

การออกแบบวงจรไฮพาส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ๓.๓๐ วงจรไฮพาสแอกทีฟฟิลเตอร์

ข้อกำหนดในการออกแบบวงจรไฮพาส

- ๑. กำหนดเกนของความถี่พาสแบนด์ (A_0) = 1
- ๒. เลือก Q = 0.707
- ๓. ความถี่คัทออฟ (f_c) = 50 Hz
- ๔. โวลต์เทจไฟเลี้ยง = 12 v

และมีสูตรในการคำนวณ ดังนี้

ให้ $C_1 = C_3$

$$C_1 = \frac{Q}{\omega_0 R_2} (2A_0 + 1)$$

เมื่อ $\omega_0 = \omega_c$

$$C_2 = \frac{C_1}{A_0}$$

$$R_1 = \frac{1}{Q^2 \omega_0 C_1 (2A_0 + 1)}$$

$$R_2 = \left(\frac{V_s}{2.6} - 1 \right) R_3$$

การคำนวณ

๑. เลือก $R_3 = 240 \text{ k}\Omega$

๒. $R_2 = \left(\frac{12}{2.6} - 1\right) \times 240 \times 10^3 = 867.7 \text{ k}\Omega$

เลือก $R_2 = 867 \text{ k}\Omega$

๓. $\omega_c = \omega_c = 2\pi (50) = 314.16$

๔. $C_1 = \frac{0.707(3)}{2\pi (50)(867 \times 10^3)} = 7.787 \times 10^{-9}$

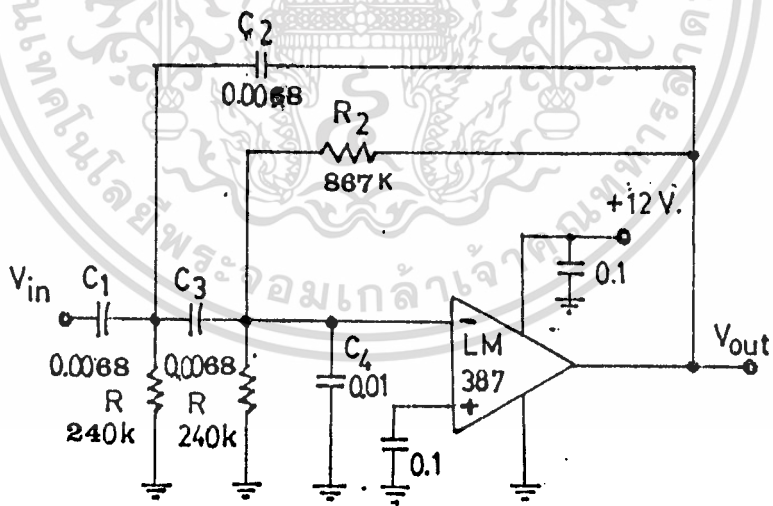
เลือก $C_1 = C_3 = 0.0068 \mu\text{F} = C_2$

$R_1 = 220.7 \text{ k}\Omega$

เลือก $R_1 = 240 \text{ k}\Omega$

นั่นคือ $f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 0.0068 \cdot \sqrt{240 \times 10^3 \times 867 \times 10^3}} \approx 50 \text{ Hz}$

รูปร่างจรสมมูลของไฮพาสฟิลเตอร์คั้งแสดงในรูป ๓.๓๑

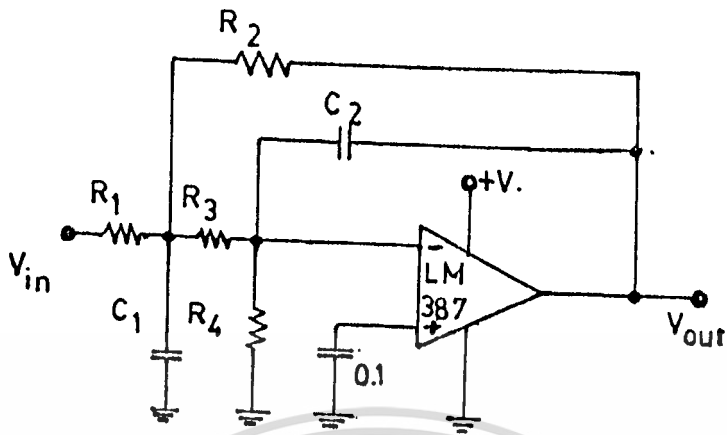


รูปที่ ๓.๓๑ รูปร่างจรสมมูลไฮพาสฟิลเตอร์

$f_c = 50 \text{ Hz}$

การออกแบบวงจรโลว์พาส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ๓.๓๒ วงจรโลว์พาสแอกทีฟฟิลเตอร์

ข้อกำหนดในการออกแบบวงจรโลว์พาส

- ๑. กำหนดเกนของความถี่พาสแบนด์ (A_๐) = 1
- ๒. เลือก Q = 0.707
- ๓. ความถี่คัทออฟ (f_c) = 20 kHz
- ๔. โวลต์เคจไฟเลี้ยง = 12 v

และมีสูตรในการคำนวณดังนี้

$$K = \frac{1}{4Q^2(A_0+1)}$$

$$C_2 = KC_1$$

$$R_2 = \frac{1}{2Q \omega_c C_1 K}$$

$$R_3 = \frac{R_2}{A_0 + 1}$$

$$R_1 = \frac{R_2'}{A_0}$$

$$R_4 = \frac{R_2 + R_3}{\frac{V_s}{2.6} - 1}$$

การคำนวณ

๑. $K = \frac{1}{4(0.707)^2 + 2} = 0.25$

๒. เลือก $C_1 = 560 \text{ PF}$

๓. $C_2 = Kc_1 = 140 \text{ PF}$

เลือก $C_2 = 150 \text{ PF}$

๔. $Q = 0.707$

$\omega_0 = \omega_c = 2\pi f_c = 2 \times \pi \times 20 \times 10^3$

๕. $R_2 = 40.2 \text{ k}\Omega$

เลือกใช้ $R_2 = 39 \text{ k}\Omega$

๖. $R_3 = 19.5 \text{ k}\Omega$

เลือกใช้ $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$

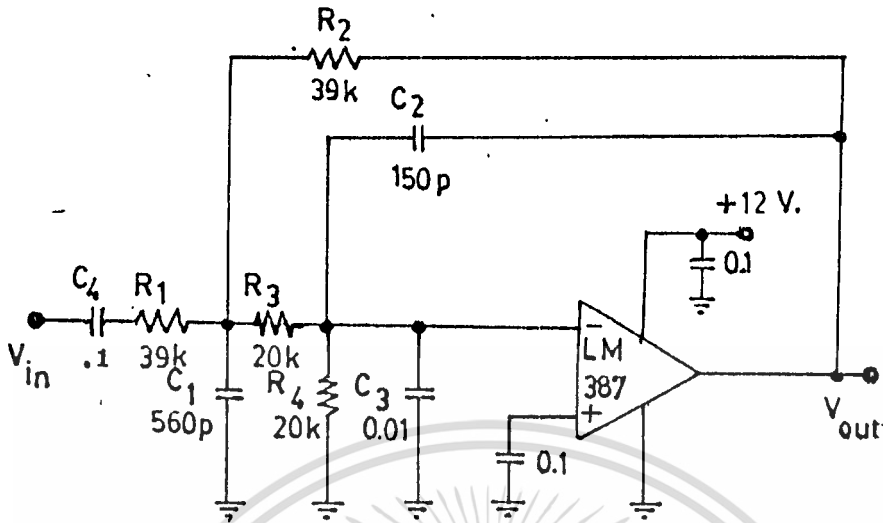
๗. $R_1 = R_2 = 39 \text{ k}\Omega$

๘. $R_4 = 16.32 \text{ k}\Omega$

เลือกใช้ $R_4 = 20 \text{ k}\Omega$

$f_0 = \frac{0.707}{\pi(560 \times 10^{-12})} \sqrt{\frac{2}{39 \times 10^3 \times 20 \times 10^3}} \approx 20 \text{ kHz.}$

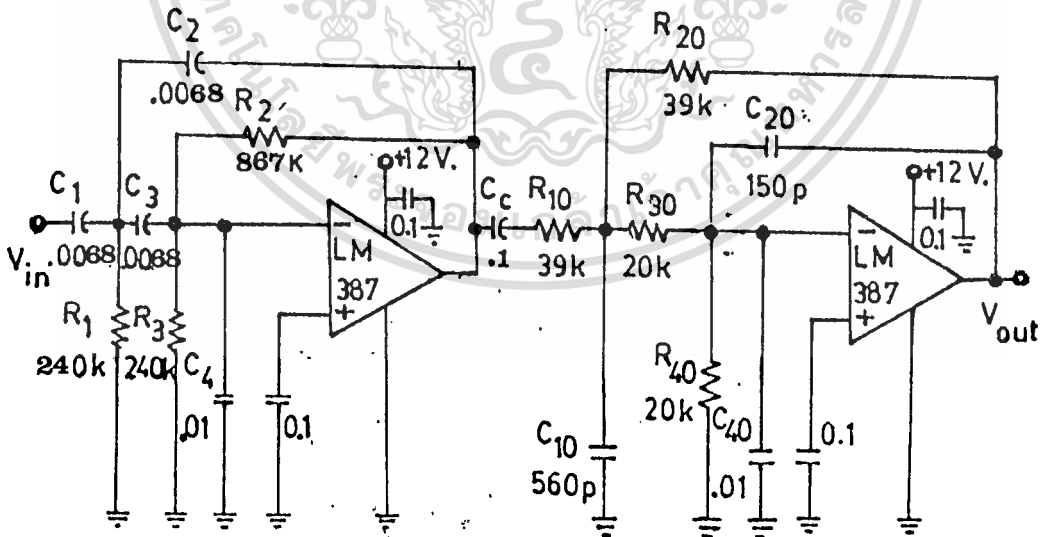
รูปร่างจรสมมูลของโวลต์พาสทิลเทอร์ ดังแสดงในรูป ๓.๓๓



รูปที่ ๓.๓๓ รูปวงจรสมบูรณโวลท์ฟอลโลเวอร์

$$f_c = 20 \text{ kHz.}$$

จากวงจรไฮพาสและโวลท์ฟอลโลเวอร์ที่ต่อคาสเซตกันดังรูป ๓.๓๔

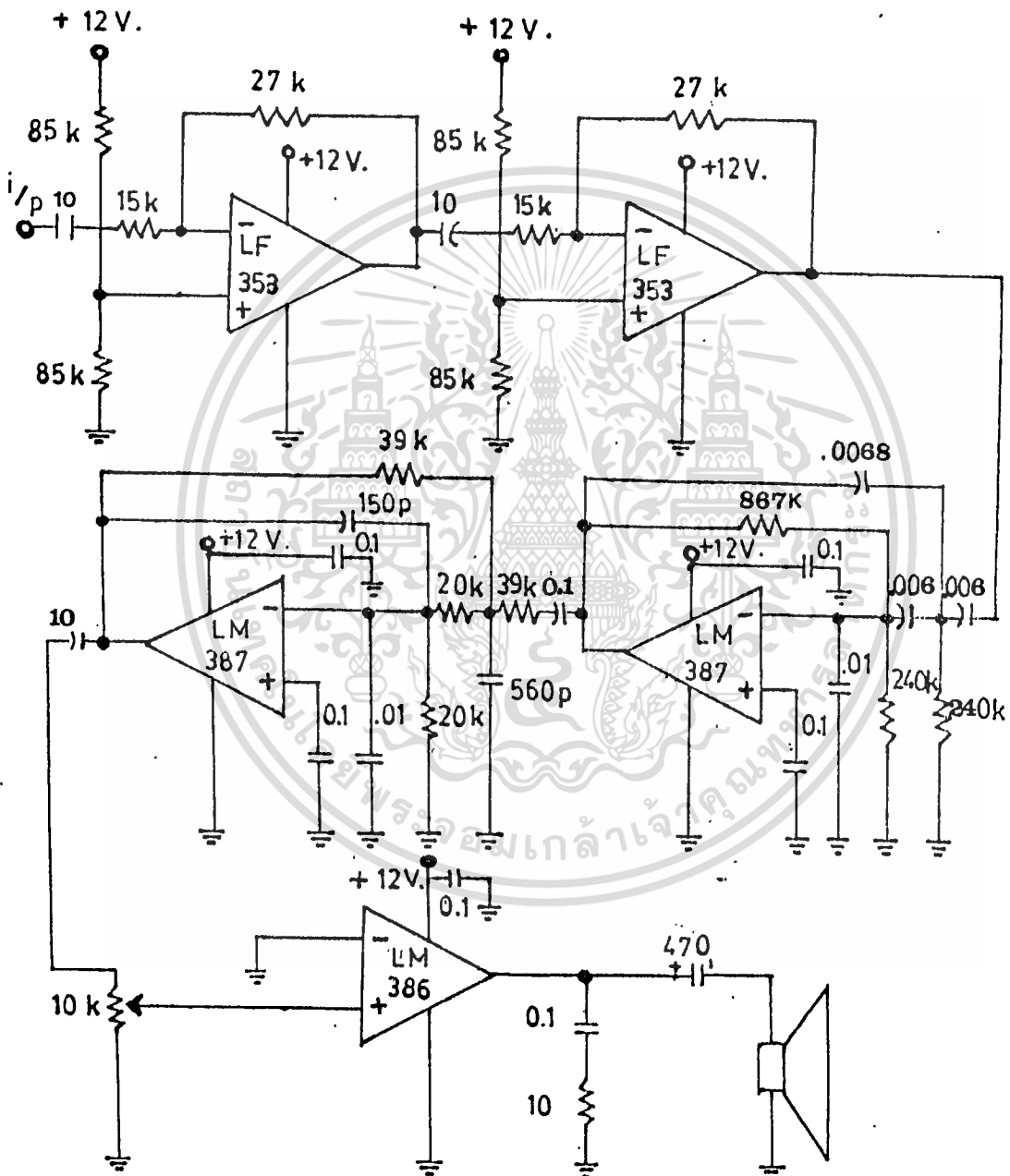


รูปที่ ๓.๓๔ รูปวงจรสมบูรณแบนด์พาสฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปทิวาวจรในส่วนของสัญญาณเสียง สามารถแสดงได้ทั้งรูป

๓.๓๕



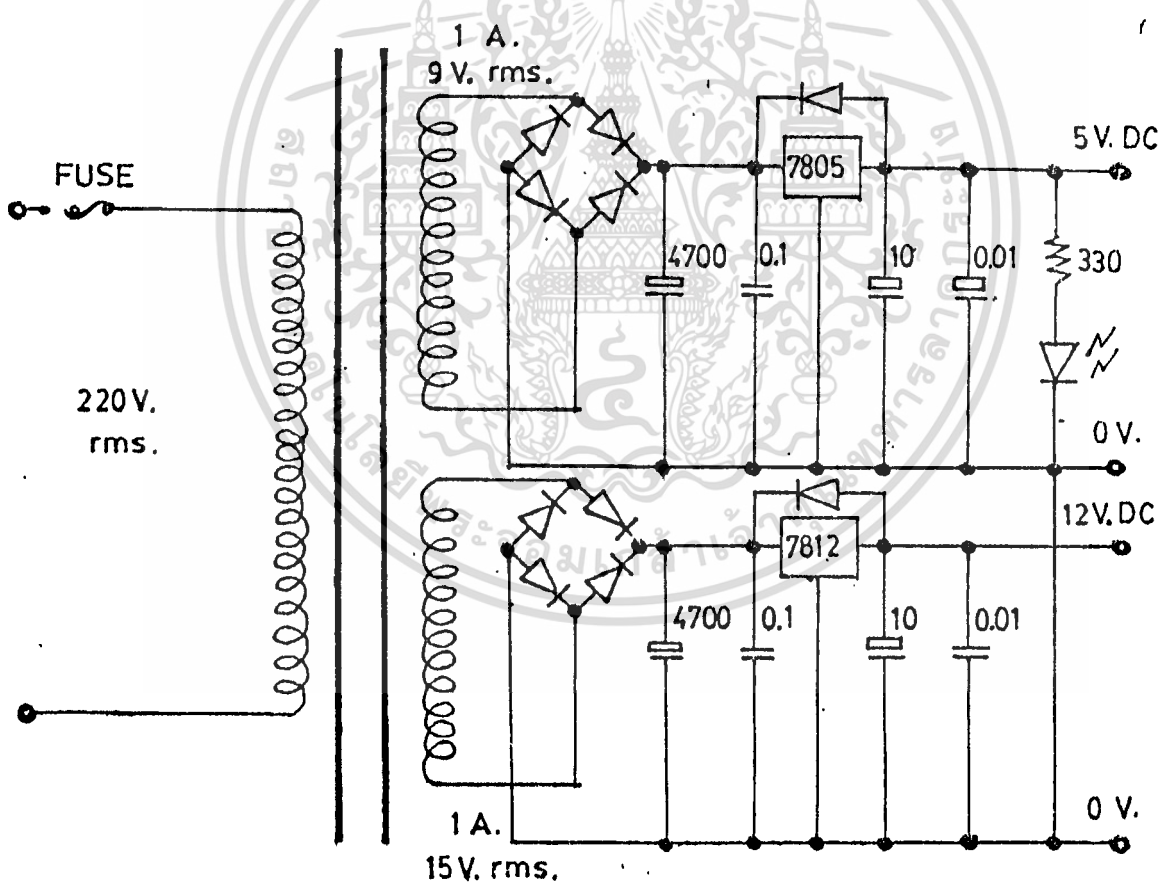
รูปที่ ๓.๓๕ วงจรของภาคสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๓.๒.๔ วงจรภาคไฟเลี้ยง

จากวงจรที่เครื่องส่งห้องกรรขนาทเล็กและน้ำหนักเบา จึงเลือกใช้แบทเทอร์รี่ (ถ่าน) ๕ โวลต์ เพื่อความสะดวกสำหรับในกรณีของเครื่องรับ ซึ่งสามารถตั้งอยู่กับที่ และทองใช้คาไฟเลี้ยง ๒ ค่าด้วยกัน จึงจะเป็นการสะดวกถ้าเลือกใช้วงจรภาคจ่ายไฟ ซึ่งจะจ่ายไฟตรงให้ ๒ ค่า คือ ๕ โวลต์ และ ๑๒ โวลต์ รวมทั้งกราวนด์และยอมให้มีการตั้งกระแสมากที่สุดประมาณ ๑ แอมป์

รูปแบบของวงจรภาคจ่ายไฟ แสดงดังรูป ๓.๓๖



รูป ๓.๓๖ แสดงวงจรภาคจ่ายไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของกรมการศึกษานานาชาติ มีอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ ๔

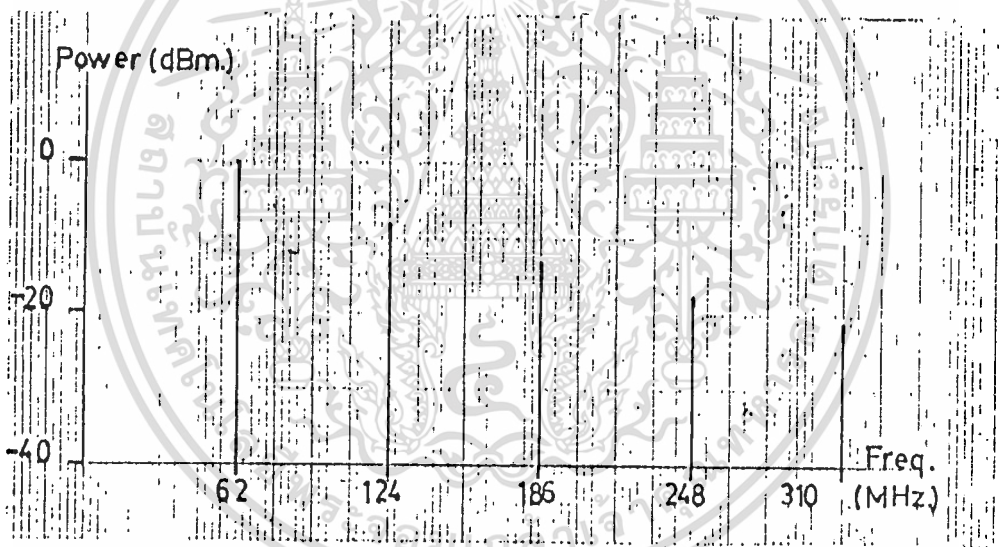
การทดลองและผลการทดลอง

จากการทดลองสร้างวงจรต่าง ๆ ดังที่กล่าวไว้ข้างต้น สามารถพิจารณาผลการทดลองต่าง ๆ ดังนี้

๔.๑ เครื่องส่ง

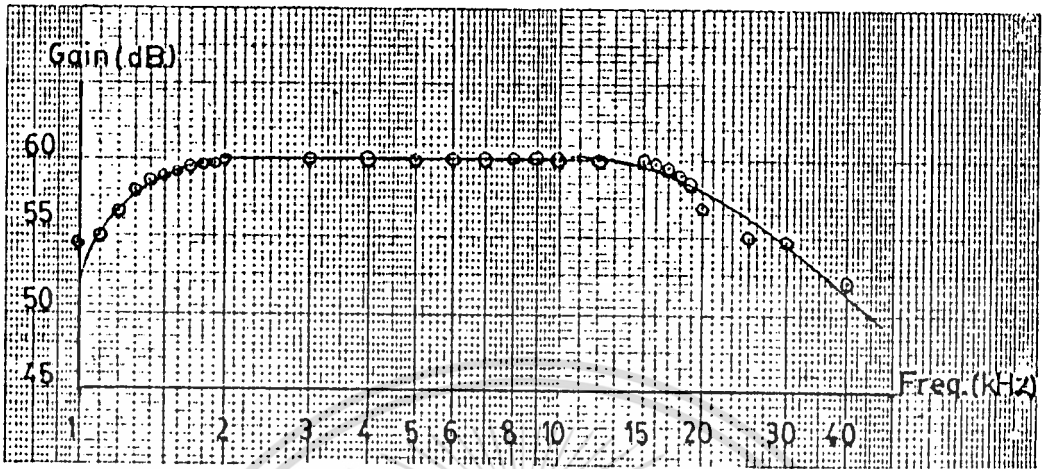
ทางด้านเครื่องส่งมีผลการทดลองที่แสดงถึงคุณสมบัติของแต่ละวงจรที่สำคัญ คือ วงจรออสซิลเลเตอร์ที่แปรค่าตามแรงดันหรือ vco วงจรขยายสัญญาณเสียง วงจรขยายกำลังที่ความถี่สูง และวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่ความถี่ 65 MHz

ซึ่งแสดงคุณสมบัติทั้งรูป ๔.๑, ๔.๒, ๔.๓ และ ๔.๔ ตามลำดับ



รูปที่ ๔.๑ แสดงความถี่พาหะที่ไต่จาก vco

จะได้เอาที่พหุเพา เเวอร์จาก vco = ๐ dBm

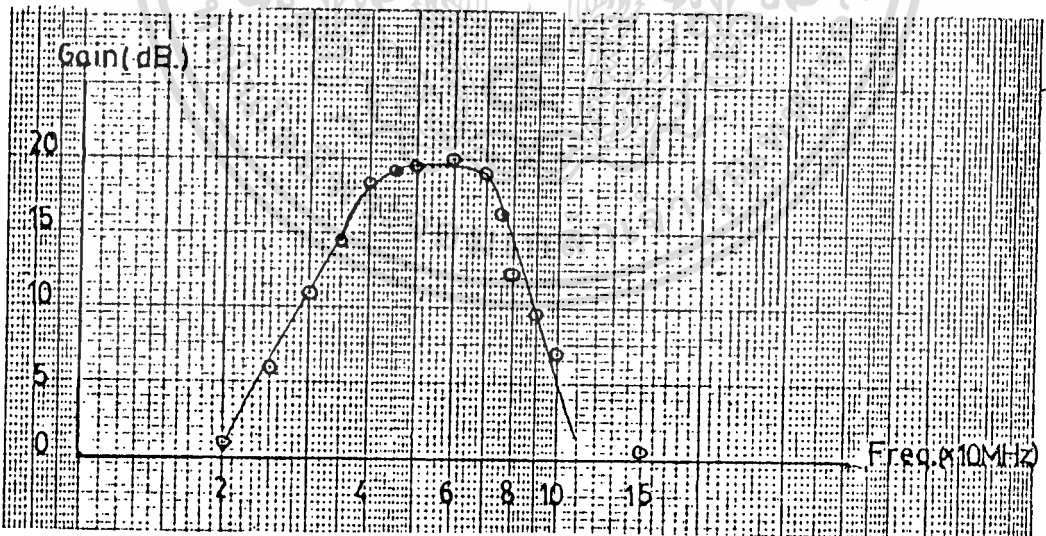


รูปที่ ๔.๒ แสดงการตอบสนองความถี่ของวงจรมายสัญญาณเสียง

ความถี่คutoffทางด้านความถี่ต่ำ = 20 Hz

ความถี่คutoffทางด้านความถี่สูง = 15 kHz

ค่าเกน = 60 dB



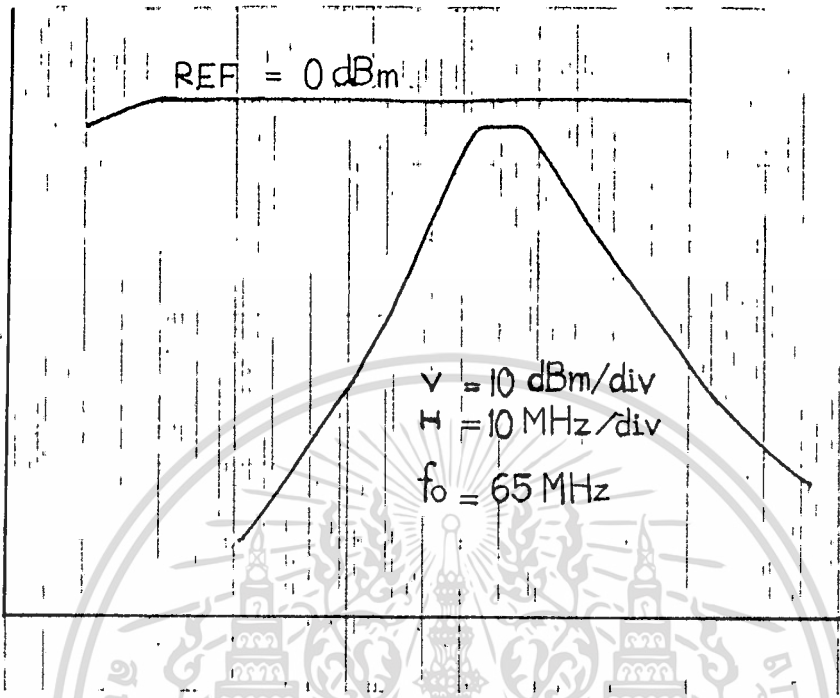
รูปที่ ๔.๓ แสดงการตอบสนองความถี่ของวงจรมายกำลังที่ความถี่สูง

แบนด์วิธ = 15 MHz

ค่าเกน = 20 dB

15

12 12
8 14 20 21



รูปที่ ๔.๔ แสดงการตอบสนองความถี่ของวงจรแบบทาสฟิลเตอร์
 ที่ความถี่ 65 MHz
 แบนด์วิท = 10 MHz
 ค่าการสูญเสีย = 3 dB

๔.๒ เครื่องรับ

ทางด้านเครื่องรับจะแยกพิจารณาระหว่างคุณสมบัติของวงจรแค
 ละภาค และคุณสมบัติโดยรวมของระบบ ดังแสดงรายละเอียด ดังนี้

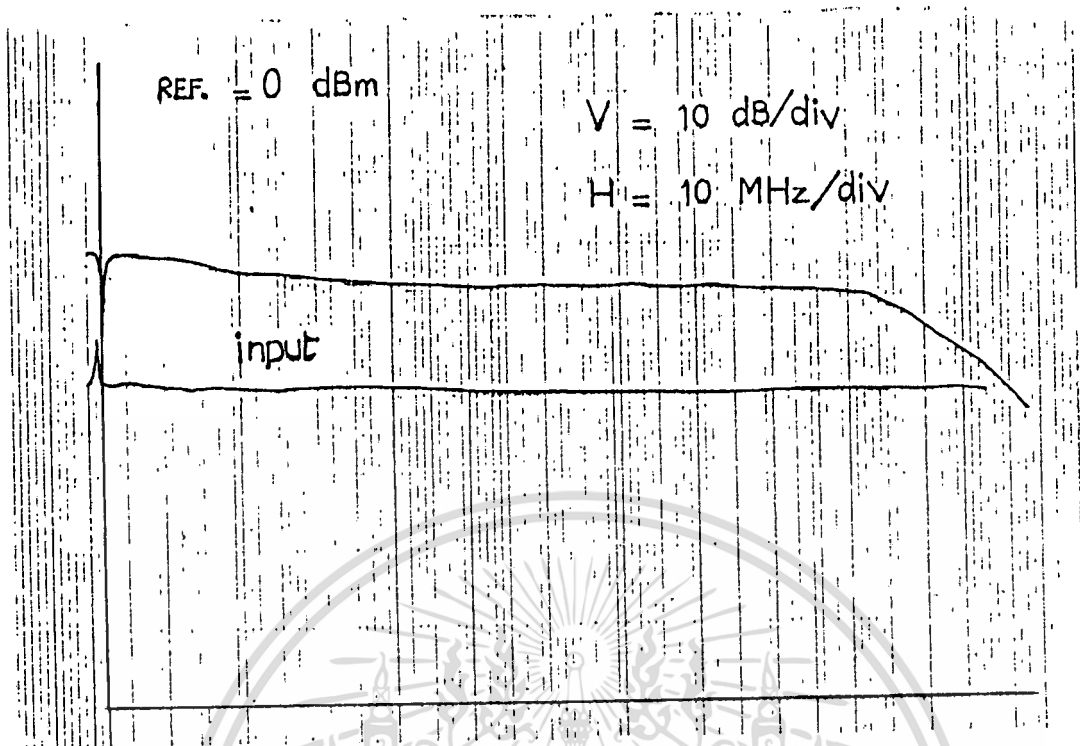
๔.๒.๑ ผลการทดลองของภาคต่าง ๆ

๑.๑ ภาคแบบทาสฟิลเตอร์

พิจารณาไต่ทั้งรูป ๔.๔ ซึ่งเป็นลักษณะเช่นเดียวกับภาคแบบทาสฟิลเตอร์
 ในเครื่องส่งนั่นคือ

แบนด์วิท = 10 MHz
 ค่าการสูญเสีย = 3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยสุโขทัยธานี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ๘.๕ แสดงการตอบสนองของวงจรขยายสัญญาณ RF

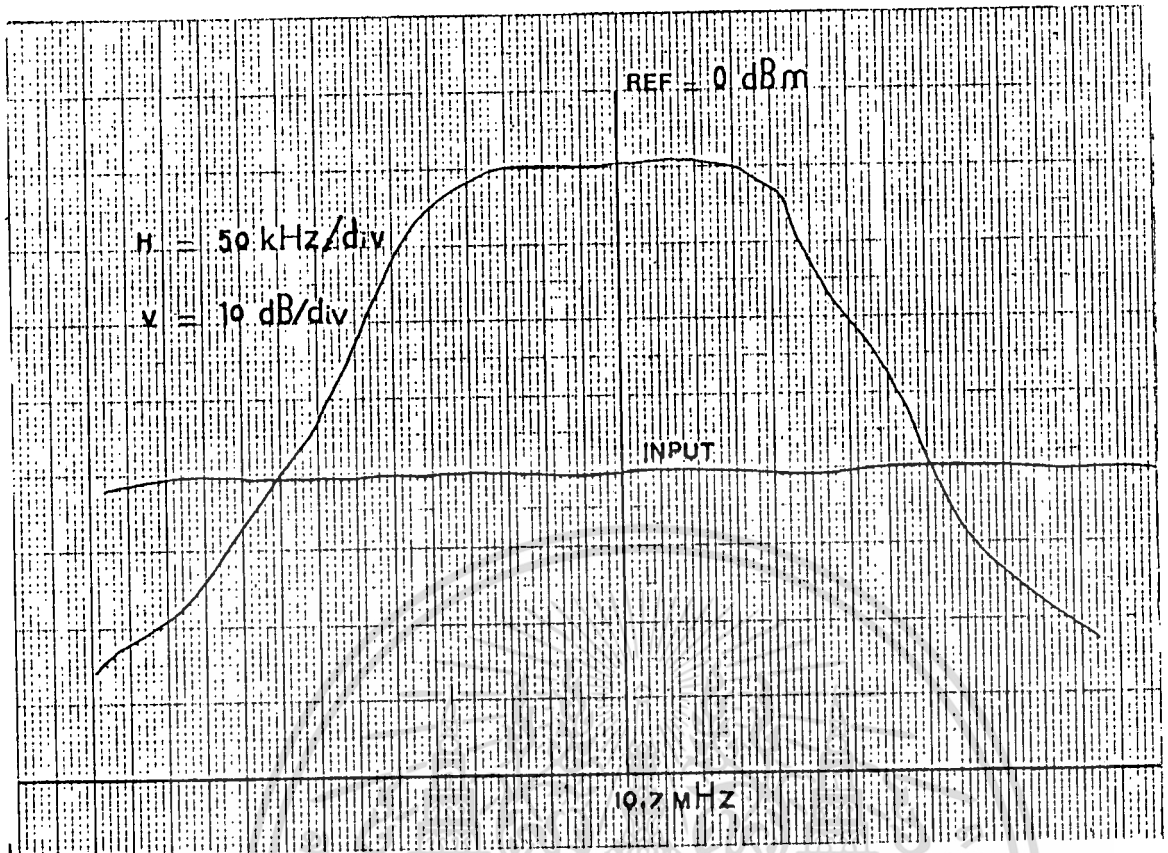
แบนด์วิธ = 100 MHz
 ค่าเกน = 14 dB

๑.๓ ภาควงจรโลคัลออสซิลเลเตอร์

สามารถผลิตความถี่ที่ 72.7 MHz โดยการใช่วงจรเฟสล็อกคัลออสซิลเลเตอร์
 เกน 7 dB และมีการลดทอนของสัญญาณรบกวนจากความถี่ 72.7 MHz =
 40 dB

๑.๔ วงจรขยายสัญญาณ IF (รวมทั้งเซรามิกฟิลเตอร์)

แบนด์วิธ = 250 kHz
 ค่าเกน = 40 dB



รูปที่ ๔.๖ แสดงการตอบสนองของวงจรขยายสัญญาณ IF

๔.๒.๒ การวัดคุณสมบัติรวมของระบบเครื่องรับ

ความไวของเครื่องรับเมื่อ $(S+N)/N=20$ dB = -80 dBm

การก่อกำจัดสัญญาณเงา = 20 dB

ช่วงไดนามิก = 50 dB

ซีเลกทिवิตี (ทางค่านางจรส่วนหน้า)

แบนด์วิทที่ระดับสัญญาณ -6dB = 14 MHz

แบนด์วิทที่ระดับสัญญาณ -20dB = 37 MHz

จากการทดลองการส่ง - รับ สามารถรับได้ในระยะ ๑๐๐ เมตร

บทที่ ๔

สรุปผลการทดลองและวิจารณ์

เครื่องส่งที่ทำการทดลองมีคุณสมบัติ ดังนี้

ความถี่ใช้งาน	62	MHz
ค่า เบี่ยงเบนทางความถี่	± 75	kHz
คาบเวลาของวงจร เอ็มเฟลิส	75	μs
กำลังส่ง	100	mW

เครื่องรับมีคุณสมบัติ ดังนี้

ความถี่ใช้งาน	62	MHz
ค่าความไวของเครื่องรับ	-80	dBm: (S/N = 20 dB)
การกำจัดสัญญาณเงา	20	dB
ช่วงไทมามิก	50	dB

ในกรณีของเครื่องรับนั้นเมื่อพิจารณาจากค่าจากการคำนวณ โดยพิจารณาจากค่าเกนและการสูญเสียที่ได้ในแต่ละภาครวมกัน ซึ่งจะให้ค่าเกนที่คงการเพื่อขยายสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศจนถึงอินพุทของทีเทคเตอร์ = 30 dB เมื่อกำหนดให้ค่าโวลต์เทจอินพุทค่าสุดท้ายทางสายอากาศ มีค่า 1 μV (-100 dBm) และอินพุทเพาเวอร์ที่วงจรทีเทคเตอร์ มีค่า -70 dBm แต่จากการทดลองนั้นค่าเกนที่คงใช้มีค่า 36 dB ซึ่งค่าการผิดปกตินี้ อาจเกิดจากคุณสมบัติของหัวทีเทคเตอร์ที่ใช้งาน อยู่ของกรทีเทคสัญญาณที่ระดับสัญญาณมากกว่า -70 dBm หรือการไม่แมชกันระหว่างสเตจที่นำมาต่อกัน แต่จากค่าความไว -80 dBm และการใช้วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่สามารถขจัดปัญหาการรบกวนจากสัญญาณนอกเหนือจากความถี่ที่ต้องการได้ ทำให้วงจรนี้สามารถใช้งานได้ทั้งที่พอควร ส่วนช่วงไทมามิกนั้น ถ้าต้องการให้มีความเพิ่มขึ้น ก็อาจเพิ่มค่าเกนของวงจรขยายสัญญาณ IF หรืออาจมีวงจร AGC (automatic gain control) เพื่อขจัดปัญหาสัญญาณอินพุทแรงที่เข้ามาไหลวงจรมิกเซอร์

ปัญหาที่เกิดขึ้นทั้งเครื่องส่งและเครื่องรับคือ การเกิดสัญญาณรบกวนในวงจรเฟสล็อกคูลูป ที่เรียกว่า "เฟสลอยส์" ซึ่งสามารถแก้ไขโดยการทำให้เพอร์

แม้ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ไฟเลี้ยงเพื่อลดสัญญาณรบกวนที่เข้ามาทางไฟเลี้ยง และวิธีการเดียวกันนี้ยังสามารถใช้แก้ไขการออสซิลเลทของวงจรขยายได้อีกด้วย

จากผลการทดลองรับ-ส่งสัญญาณ นับได้ว่าสามารถนำไปใช้งานในระยะไกลได้ดี



ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


MOTOROLA
MC145106
PLL FREQUENCY SYNTHESIZER

The MC145106 is a phase locked loop (PLL) frequency synthesizer constructed in CMOS on a single monolithic structure. This synthesizer finds applications in such areas as CB and FM transceivers. The device contains an oscillator/amplifier, a 2¹⁰ or 2¹¹ divider chain for the oscillator signal, a programmable divider chain for the input signal and a phase detector. The MC145106 has circuitry for a 10.24 MHz oscillator or may operate with an external signal. The circuit provides a 5.12 MHz output signal, which can be used for frequency tripling. A 2⁹ programmable divider divides the input signal frequency for channel selection. The inputs to the programmable divider are standard ground-to-supply binary signals. Pull-down resistors on these inputs normally set these inputs to ground enabling these programmable inputs to be controlled from a mechanical switch or electronic circuitry.

The phase detector may control a VCO and yields a high level signal when input frequency is low, and a low level signal when input frequency is high. An out of lock signal is provided from the on-chip lock detector with a "0" level for the out of lock condition.

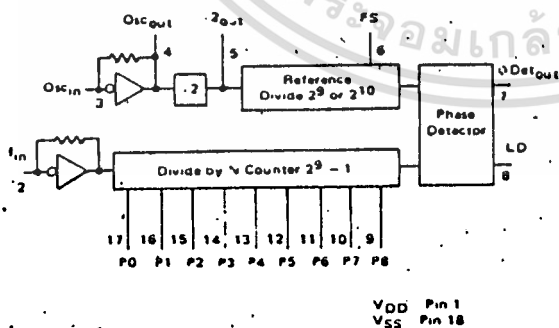
- Single Power Supply
- Wide Supply Range: 4.5 to 12 V
- Provision for 10.24 MHz Crystal Oscillator
- 5.12 MHz Output
- Programmable Division Binary Input Selects up to 2⁹
- On-Chip Pull Down Resistors on Programmable Divider Inputs
- Selectable Reference Divider, 2¹⁰ or 2¹¹ (including $\times 2$)
- Three-State Phase Detector
- Pin-for-Pin Replacement: μ cr MM55106, MM55116
- Chip Complexity: 880 FETs or 220 Equivalent Gates

CMOS MSI

(LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS)

**PLL
FREQUENCY SYNTHESIZER**

 P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707

BLOCK DIAGRAM

PIN ASSIGNMENT

VDD	1	18	VSS
I _{in}	2	17	P ₉
Osc _{in}	3	16	P ₈
Osc _{out}	4	15	P ₇
-2 _{out}	5	14	P ₆
FS	6	13	P ₅
o Det _{out}	7	12	P ₄
LD	8	11	P ₃
PB	9	10	P ₂

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC145106

MAXIMUM RATINGS (VOLTAGES REFERENCED TO VSS)

Rating	Symbol	Value	Unit
D.C. Supply Voltage	V _{DD}	-0.5 to +12	V
D.C. Voltage, All Inputs	V _{in}	-0.5 to V _{DD} + 0.5	V
D.C. Input Current, Per Pin	I _{in}	±10	mA
Operating Temperature Range	T _A	-40 to +85	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid application of any voltage higher than maximum rated voltages to this high impedance circuit. For proper operation it is recommended that V_{in} and V_{out} be constrained to the range V_{SS} ≤ (V_{in} or V_{out}) ≤ V_{DD}.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

T_A = 25°C Unless Otherwise Stated, Voltages Referenced to VSS!

Characteristic	Symbol	VDD			Unit		
		Vdc	All Types				
Power Supply Voltage Range	VDD	-	4.5	-	12	V	
Supply Current	I _{DD}	5.0	-	6	10	mA	
		10	-	20	35		
		12	-	28	50		
Input Voltage	"0" Level	V _{IL}	5.0	-	-	1.5	V
		10	-	-	3.0		
		12	-	-	3.6		
	"1" Level	V _{IH}	5.0	3.5	-	-	
		10	7.0	-	-	-	
		12	8.4	-	-	-	
Input Current (FS, Pull-up Resistor Source Current) (PD to PB) (FS) (PD to PB, Pull-down Resistor Sink Current) I _{Osc(in)} I _{Osc(in)}	"0" Level	I _{in}	5.0	-5.0	-20	-50	µA
			10	-15	-60	-150	
			12	-20	-80	-200	
		(PD to PB)	5.0	-	-	-0.3	
			10	-	-	-0.3	
			12	-	-	-0.3	
	"1" Level	I _{in}	5.0	-	-	0.3	
			10	-	-	0.3	
			12	-	-	0.3	
	I _{Osc(in)}	"0" Level	I _{in}	5.0	2.5	30	75
				10	22.5	90	225
				12	30	120	300
"1" Level		I _{in}	5.0	-2.0	-6.0	-15	
			10	-6.0	-25	-62	
			12	-9.0	-37	-92	
Output Drive Current: (V _O = 4.5 V) (V _O = 9.5 V) (V _O = 11.5 V) (V _O = 0.5 V) (V _O = 0.5 V) (V _O = 0.5 V)	Source	I _{OH}	5.0	-0.7	+1.4	-	mA
			10	-1.1	-2.2	-	
			12	-1.5	-3.0	-	
	Sink	I _{OL}	5.0	0.9	1.8	-	
			10	1.4	2.8	-	
			12	2.0	4.0	-	
Input Amplitude (I _{in} @ 4.0 MHz) (I _{Osc(in)} @ 10.24 MHz)	-	-	1.0	0.2	-	V _{p-p} Sine	
			1.5	0.3	-		
Input Resistance (I _{Osc(in)})	P _{in}	5.0	-	1.0	-	MΩ	
		10	-	0.5	-		
		12	-	-	-		
Input Capacitance (I _{Osc(in)})	C _{in}	-	-	6.0	-	µF	
		-	-	-	-		
Three State Leakage Current (to Delout)	I _{OZ}	5.0	-	-	1.0	µA	
		10	-	-	1.0		
		12	-	-	1.0		
Input Frequency (-40°C to +85°C)	f _{in}	4.5	C	-	4.0	MHz	
		12	C	-	4.0		
		12	C	-	4.0		
Oscillator Frequency (-40°C to +85°C)	Osc _{in}	4.5	0.1	-	10.24	MHz	
		12	0.1	-	10.24		
		12	0.1	-	10.24		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC145106

TYPICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 1 - MAXIMUM DIVIDER INPUT FREQUENCY versus SUPPLY VOLTAGE

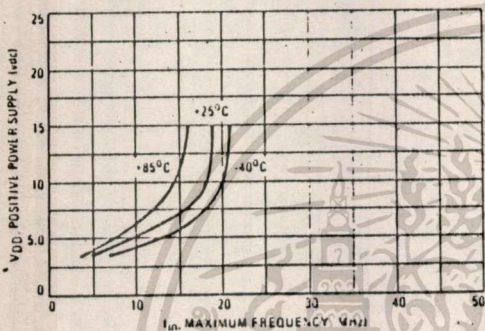
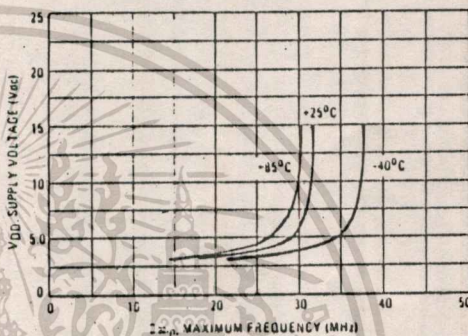


FIGURE 2 - MAXIMUM OSCILLATOR INPUT FREQUENCY versus SUPPLY VOLTAGE



TRUTH TABLE

Selection									Divide By N
PB	P7	P6	P5	P4	P3	P2	P1	P0	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	2 (Note 1)
0	0	0	0	0	0	0	0	1	3 (Note 1)
0	0	0	0	0	0	0	1	0	2
0	0	0	0	0	0	1	1	1	3
0	0	0	0	0	0	1	0	0	4
...
0	1	1	1	1	1	1	1	1	255
...
1	1	1	1	1	1	1	1	1	511

PIN DESCRIPTIONS

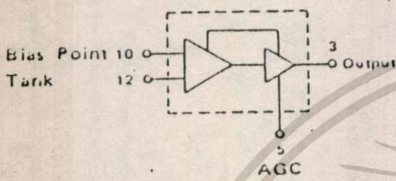
- P0 - P8 - Programmable divider inputs (binary)
- f_{in} - Frequency input to programmable divider (derived from VCO)
- Osc_{in} - Oscillator amplifier input terminal
- Osc_{out} - Oscillator amplifier output terminal
- LD - Lock detector, high when loop is locked, pulses low when out of lock.
- Det_{out} - Signal for control of external VCO, output high when f_{in}/N is less than the reference frequency; output low when f_{in}/N is greater than the reference frequency. Reference frequency is the divided down oscillator input frequency typically 5.0 or 10 kHz.
- FS - Reference Oscillator Frequency Division Select. When using 10.24 MHz Osc frequency, this control selects 10 kHz, a "0" selects 5.0 kHz.
- +2_{out} - Reference Osc frequency divided by 2 output; when using 10.24 MHz Osc frequency, this output is 5.12 MHz for frequency tripling applications.
- VDD - Positive power supply
- VSS - Ground

1: Voltage level = VDD
 0: Voltage level = 0 or open circuit input

Note 1: The binary setting of 00000000 and 00000001 on PB to P0 results in a 2 and 3 division which is not in the 2^N-1 sequence. When pins are not connected the logic signal on that pin can be treated as a "0".

MC1648/MC1648M

VOLTAGE-CONTROLLED OSCILLATOR



Input Capacitance = 6 pF typ
 Maximum Series Resistance for L (External Inductance) = 50 Ω typ
 Power Dissipation = 150 mW typ/pkg (+5.0 Vdc Supply)
 Maximum Output Frequency = 225 MHz typ

The MC1648 requires an external parallel tank circuit consisting of the inductor (L) and capacitor (C).

A varactor diode may be incorporated into the tank circuit to provide a voltage variable input for the oscillator (VCO). The MC1648 was designed for use in the Motorola Phase-Locked Loop shown in Figure 9. This device may also be used in many other applications requiring a fixed or variable frequency clock source of high spectral purity. (See Figure 2.)

The MC1648 may be operated from a +5.0 Vdc supply or a -5.2 Vdc supply, depending upon system requirements.

Supply Voltage	Gnd Pins	Supply Pins
+5.0 Vdc	7, 8	1, 14
-5.2 Vdc	1, 14	7, 8



L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632

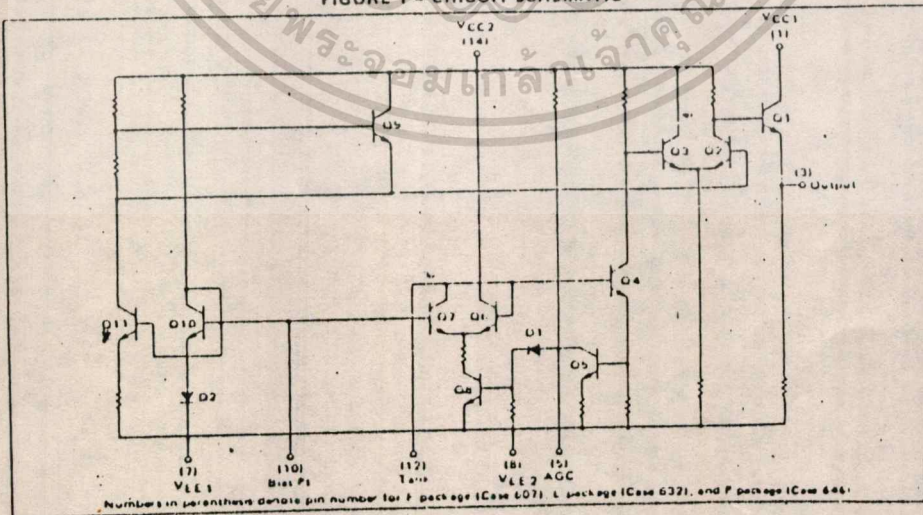


P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646



F SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 607

FIGURE 1 - CIRCUIT SCHEMATIC

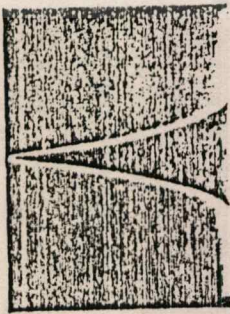


Numbers in parenthesis denote pin number for F package (Case 607), L package (Case 632), and P package (Case 646).

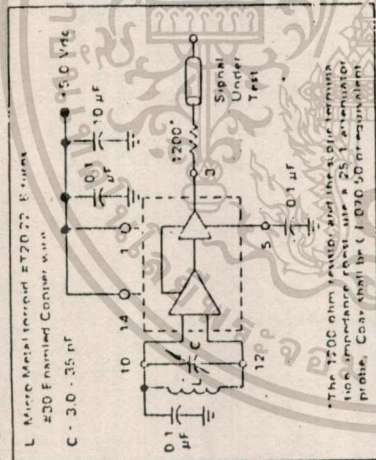
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1648/MC1648M

FIGURE 2 - SPECTRAL PURITY OF SIGNAL AT OUTPUT



BW: 10 MHz
Center Frequency: 100 MHz
Scan Width: 50 kHz/div
Vertical Scale: 10 dB/div



*The 250Ω ohm resistor and the 25.1 pF capacitor has impedance reactance of 25.1 pF at 100 MHz. Probe, coax shall be 1:070:50 or equivalent.

TEST VOLTAGE/CURRENT VALUES				
(Volts)	V _{IHmax}	V _{ILmin}	V _{CC}	mAdc
MC1648	-2.00	+1.50	5.0	-5.0
	+1.85	-1.35	5.0	-5.0
	+1.70	+1.20	5.0	-5.0
MC1648M	+2.07	+1.57	5.0	-5.0
	+1.85	+1.35	5.0	-5.0
	+1.60	+1.10	5.0	-5.0

@ Test Temperature

-30°C
+25°C
+85°C

-55°C
+25°C
+125°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

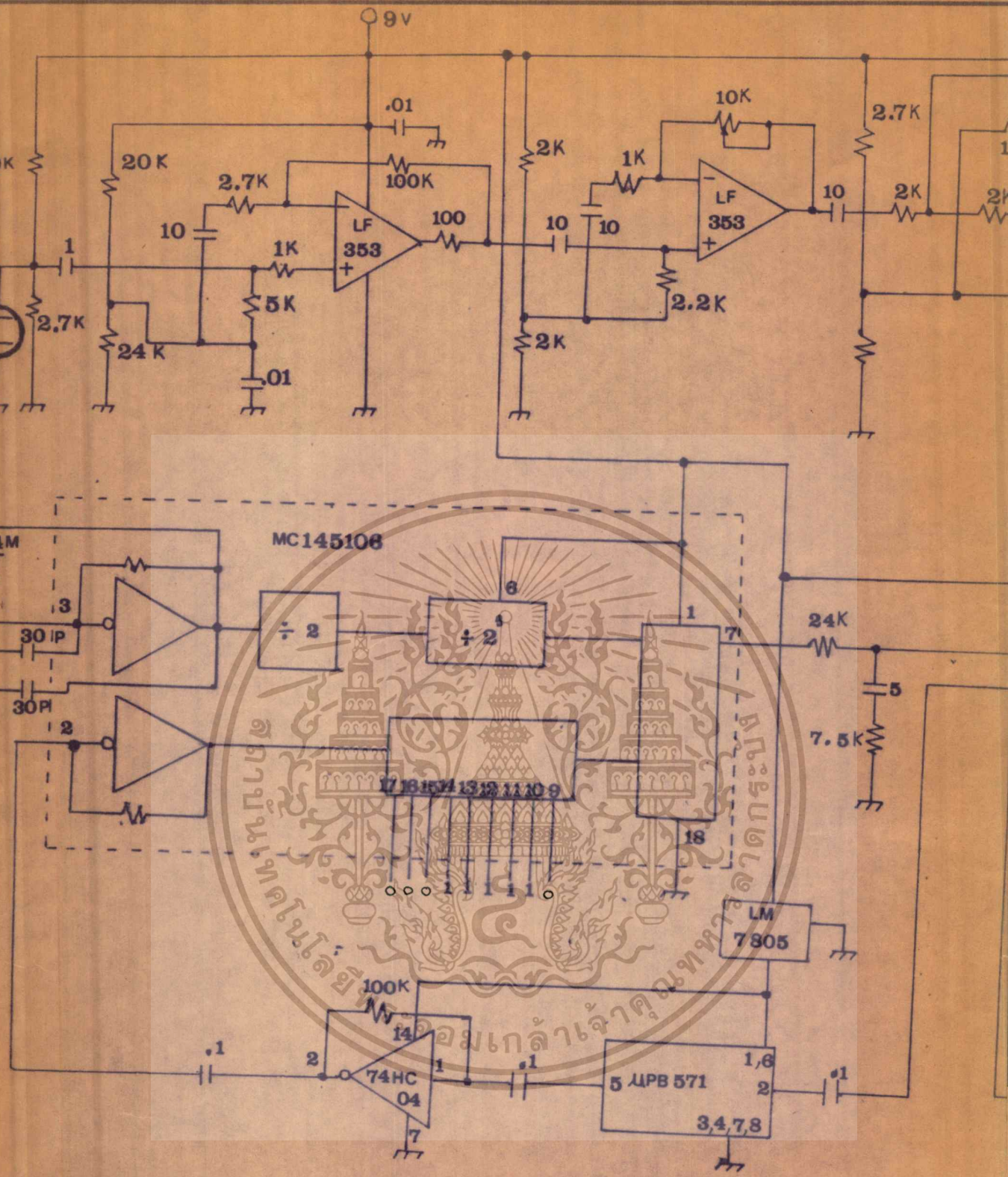
Supply Voltage = +5.0 Volts

Characteristic	Symbol	-55°C		-30°C		+25°C		+85°C		+125°C		Unit	Conditions
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max		
Power Supply Drain Current	I _E	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	mAdc	Inputs and outputs open
Logic "1" Output Voltage	V _{OH}	3.92	4.13	3.95	4.18	4.01	4.24	4.11	4.36	4.16	4.40	Vdc	V _{IHmin} to Pin 12, I _L to Pin 3.
Logic "0" Output Voltage	V _{OL}	3.13	3.38	3.16	3.40	3.20	3.43	3.22	3.47	3.23	3.51	Vdc	V _{IHmax} to Pin 12, I _L to Pin 3.
Bias Voltage	V _{Bias} *	1.67	1.97	1.60	1.90	1.45	1.75	1.30	1.60	1.20	1.50	Vdc	V _{ILmin} to Pin 12.
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max
Peak-to-Peak Tank Voltage	V _{p-p}	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	mV	
Output Duty Cycle	V _{DC}	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	%	
Oscillation Frequency	f _{max} **	225	-	225	270	225	-	275	-	225	-	MHZ	See Figure 3.

*This measurement maintains the dc potential at the bias point for purposes of incorporating a capacitor turning diode at this point.

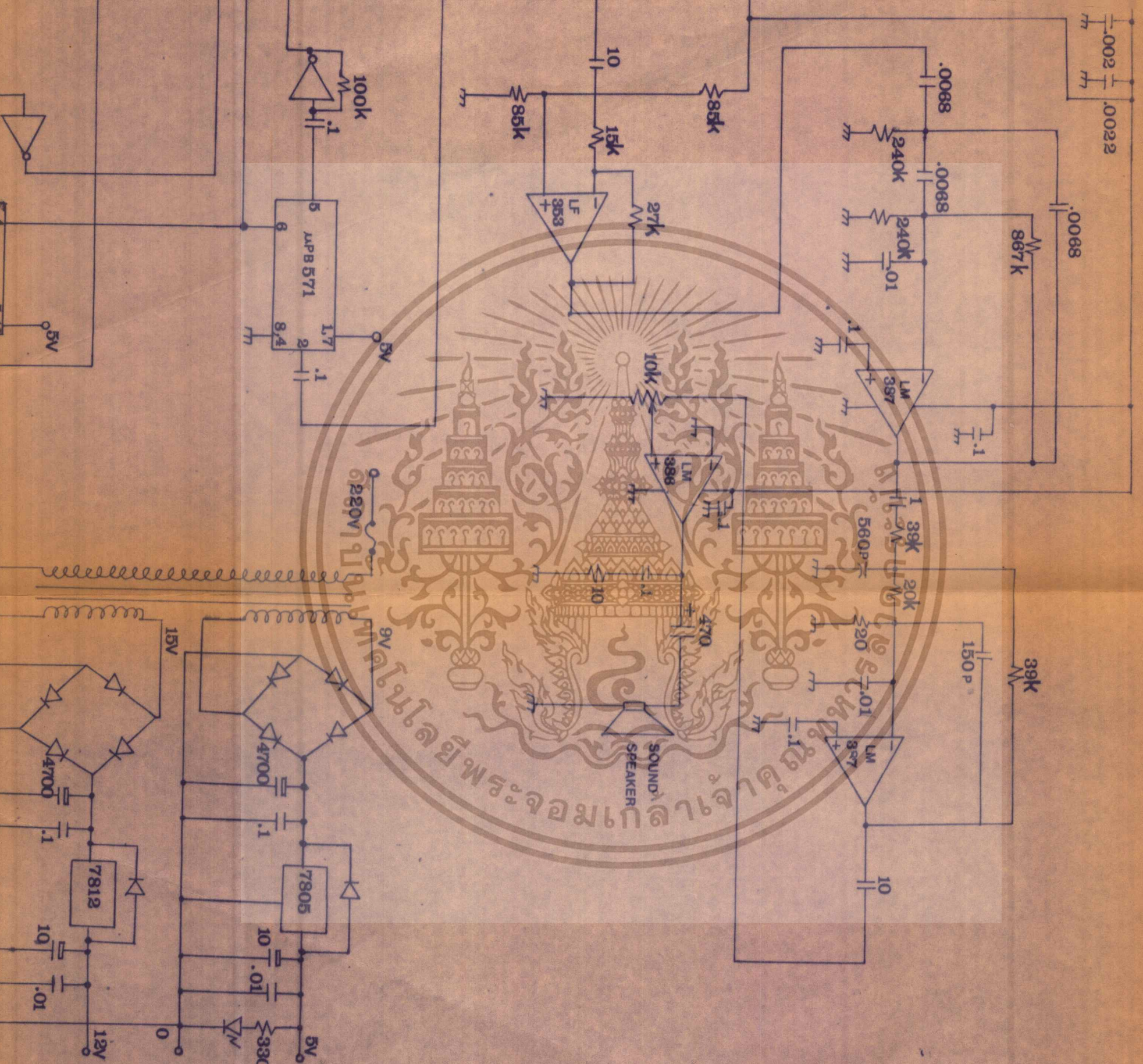
**Frequency variation with temperature is a direct function of the ΔC₁₂ Temp. rate and ΔL₁₂ Temperature.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจร เครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ อาจารย์ ทองทศ วานิชศรี ที่ท่านได้ประสิทธิ์ประสาท
ความรู้ และแนะนำการใช้เครื่องมือวัด และขอขอบคุณอาจารย์ประจำห้อง
๒๑๐๓ ที่ได้ให้ความสะดวกในการใช้เครื่องมือวัด ขอขอบคุณเพื่อนภาคโทรคม
นาคม และภาคอิเล็กทรอนิกส์ที่ได้แนะนำความรู้และเสนอความเห็นที่เป็น
ประโยชน์ ขอขอบคุณผู้ที่ได้ให้ความช่วยเหลือทุกท่าน ซึ่งทำให้ปริญญาบัตรนี้
สำเร็จลงได้โดยดี



กมลทิพย์ ลิบวานิชย์
กุลวที ชูประสิทธิ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

๑. ร.ศ.อ.สุชาติ กังวารจิตต์, "เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร", บริษัท ซีเอ็ด ยูเคชั่น จำกัด, ๓๘๖ หน้า, ๒๕๓๒.
๒. ทองทศ วานิชศรี, "ระบบเครื่องรับสัญญาณจากดาวเทียม" วิศวกรรมศาสตร์มหาบัณฑิต, บัณฑิตวิทยาลัย, ๒๕๓๐, หน้า ๕๖ - ๖๓.
3. Chris Bowick, "RF CIRCUIT DESIGN", Howard W.Sams & Co., Inc., 176p., 1982.
4. George Kennedy, "Electronics Communication Systems", McGraw-Hill Book Company, 741p., 1986.
5. Herbert L Krass., Charles W.Bastian and Frederick Hcraab, "SOLID STATE RADIO ENGINEERING", John Wiley & Sons, Inc., 534p., 1980.
6. James K.Hardy, "High Frequency Circuit Design", Reston Publishing Company, Inc., 353p., 1978.
7. M.E. Van Valkenberg, "ANALOG FILTER DESIGN", CBS College Publishing, 380p., 1982.
8. "The ARRL Handbook for the Radio Anateur", The American Radio Relay League, Inc., 1987.
9. Walter G. Jung, "IC OP-AMP COOKBOOK", Howard W.Sams & Co., Inc., 591p., 1977.
10. Wes Hayward, Dong De Maw, "SOLID STATE DESIGN FOR THE RADIO AMATEUR", The American Radio Relay League, Inc., 256p., 1977.