

ปริญญาานิพนธ์

เครื่องส่งโทรทัศน์ VHF (VHF TELEVISION TRANSMITTER)



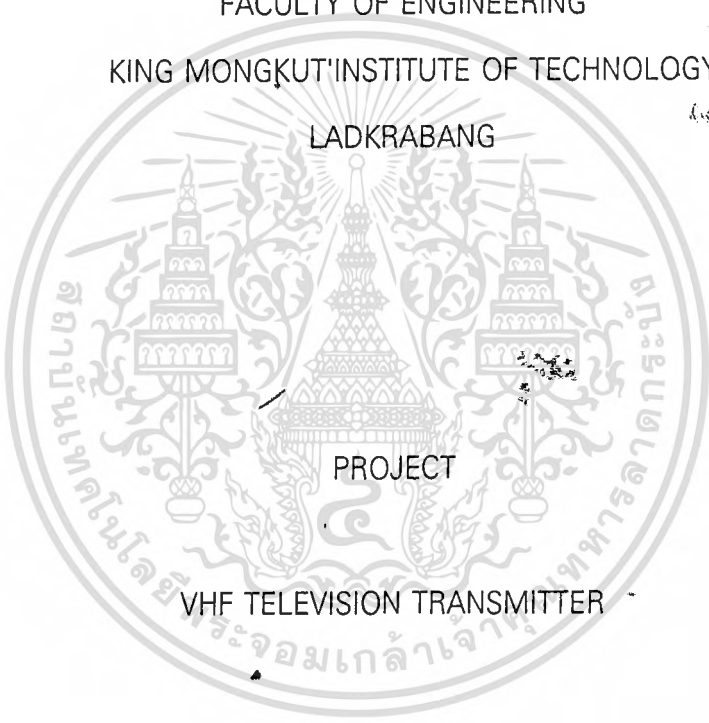
ปริญญาานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



FACULTY OF ENGINEERING
 KING MONGKUT'INSTITUTE OF TECHNOLOGY
 LADKRABANG



PROJECT

VHF TELEVISION TRANSMITTER

วัน เดือน ปี... ๓๐ ก.ค. ๖๕๔๐
 เลขทะเบียน... ๐๓๖๙๔๘
 เลขเรียกหนังสือ... T ๓๘๐๔๔ ๕.๕๕๔ ค

PROJECT REPORT SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF THE REQUIRMENTS
 FOR THE BACHELOR'S DEGREE
 DEPARTMENT OF INDUSTRIAL TECHNOLOGY

FACULTY OF ENGINEERING
 KING MONGKUT' INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อปริญญาโท

เครื่องส่งโทรทัศน์ VHF (VHF TELEVISION TRANSMITTER)

โดย

นายชาติ สัตนรัตนกุล

เลขประจำตัว 36013193

นายดำรง ศิริพงศ์

เลขประจำตัว 36013195

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ สมภพ แก้วมีชัย

คณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
อนุมัตินับปริญญาโท ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรม
ศาสตร์

คณะกรรมการสอบปริญญาโท

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(.....)

..... กรรมการ

(.....)

..... กรรมการ

(.....)

..... กรรมการ

(.....)

หัวข้อปริญญาบัตร เครื่องส่งโทรทัศน์ VHF (VHF TELEVISION TRANSMITTER)

นักศึกษา นายชาติ สัตร์ตนกุล เลขประจำตัว 36013193
นายดำรง ศิริพงศ์ เลขประจำตัว 36013195

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ สมภาพ แก้วมีชัย
ระดับการศึกษา อดิศาสตร์บัณฑิต
ปีการศึกษา พ.ศ. 2538

บทคัดย่อ

เครื่องส่งโทรทัศน์ระบบ VHF ชุดนี้จะแบ่งออกเป็น 3 ส่วนด้วยกันคือ
1.ชุดวงจรซึ่งทำหน้าที่เป็นส่วนของ ออสซิลเลเตอร์ (OSC),มอดดูเลเตอร์ (MODULATOR) และ ปริแอมป์ (PREAMP) ซึ่งมีกำลังส่งประมาณ 250 mW
2.ชุดภาคขยายกำลัง (RF POWER) จะทำการรับสัญญาณที่ได้มาจากภาค PREAMP เพื่อทำการขยายสัญญาณให้ได้กำลังส่งที่ OUTPUT ประมาณ 1 Watt
3.ชุด BOOSTER ทำหน้าที่รับสัญญาณจากภาค RF POWER เข้ามาเพื่อทำการขยายสัญญาณให้มีกำลังสูงขึ้นประมาณ 10 Watt

เครื่องส่งชุดนี้ถูกออกแบบมาให้ส่งสัญญาณโทรทัศน์ในย่านความถี่ช่อง 8 ระหว่างความถี่ 195 - 202 MHz มีแบนด์วิดท์ 7 Mhz ชุดภาคขยายกำลังเป็นการจัดไบอัส ชนิดคลาสซี (CLASS - C) 2 สเตจ ให้เอาท์พุทประมาณ 1 Watt และส่วน BOOSTER เป็นวงจรขยาย คลาสซีเช่นกัน โดยต้องการกำลังอินพุทประมาณ 1 Watt และให้เอาท์พุทประมาณ 10 Watt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis VHF TELEVISION TRANSMITTER

Name MR.Chatree Sattarattanakul 36013193

MR.Drumrong Sriripong 36013195

Thsis Advisor Mr. Sompop Kaewmechai

Level of Study Bachelor Degree in industrial (Electronic and telecommunication)

Academic Year 1995

ABSTRACT

The VHF TELEVISION TRANSMITTER was divided to 3 parts, as followed :

1. The part had function of oscillator circuit (OSC), modulator and preamp with 250 mW power output.
2. The part of RF power which received signal from preamp to Amplify power output approximately 1 Watt.
3. The part of booster which received signal from RF power to amplify power output approximately 10 Watt.

This transmitter was desired to provide VHF television signal in channel 8 with frequency range between 195 - 202 MHz in 7 MHz bandwidth. The RF power was bias in class-C 2 stages type which provide 1 Watt output. And the booster was the same bias by using 1 Watt input to provide 10 Watt output.

คำนำ

การสื่อสารในระบบไร้สายในปัจจุบันได้เข้ามามีบทบาทในสังคมไทยมากขึ้นทุกขณะ โดยจะเห็นได้จากอุปกรณ์สื่อสารในปัจจุบันมากมายเช่น โทรศัพท์ โทรสาร วิทยุ ติดตามตัววิทยุสื่อสารเพื่อที่จะอำนวยความสะดวก และมีความคล่องตัวในการใช้งาน

ดังนั้นการสื่อสารโทรคมนาคมในรูปแบบต่างๆ จึงมีความรวดเร็วและมีประสิทธิภาพสูงซึ่งในส่วนของการสื่อสารโทรทัศนนั้น ปัจจุบันเป็นสื่อที่มีราคาถูกลง สามารถเข้าถึงได้ในบุคคลทุกวัย มีใช้กันอย่างแพร่หลายแต่ส่วนที่สำคัญไม่น้อยไปกว่าเครื่องรับโทรทัศนคือเครื่องส่งโทรทัศนซึ่งจะกล่าวถึงต่อไปในปริญญานิพนธ์นี้

คณะผู้จัดทำหวังเป็นอย่างยิ่งว่า ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์ สำหรับผู้ที่สนใจเพื่อเป็นแนวทางในการศึกษาเพื่อนำไปใช้งานหรือนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านอื่นๆ คณะผู้จัดทำใคร่ขอขอบพระคุณทุกท่านและทุกฝ่ายที่เกี่ยวข้องและให้การช่วยเหลือ จนทำให้สามารถที่จะทำปริญญานิพนธ์ชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ชาตรี สัตร์รัตนกุล 36.013193

ดำรง ศิริพงษ์ 36.013195

พฤศจิกายน 2538

	หน้า
1. ทฤษฎีเบื้องต้น	1
2. วงจรขยายพื้นฐาน	7
3. การแมตซิ่ง	9
4. การออกแบบวงจรแมตซิ่ง	19
5. Amplifier Design	31
6. การออกแบบ RF Amplifier	38
7. คอยล์อนุกรมกับปริซิคเตอร์ คอลเล็กเตอร์	47
8. การชดเชยความถี่สูงโดยวิธี Shunt Peaking & Series Peaking	48
9. การสร้าง Inductance ให้ได้ค่าตามความต้องการ	49
10. การพันคอยล์ RFC	51
11. การเลือกขนาดแผงระบายความร้อน	52
12. การออกแบบวงจรกรองความถี่	56
13. ผลการทดลอง	58
14. บล็อกไดอะแกรม	
15. วงจรใช้งาน	
16. ภาคผนวก	

-ข้อมูลของทรานซิสเตอร์

#2SC1946A

#2SC2053

#2N6080

#2N6081

-ช่องความถี่มาตรฐานของทีวี

-เอกสารอ้างอิง

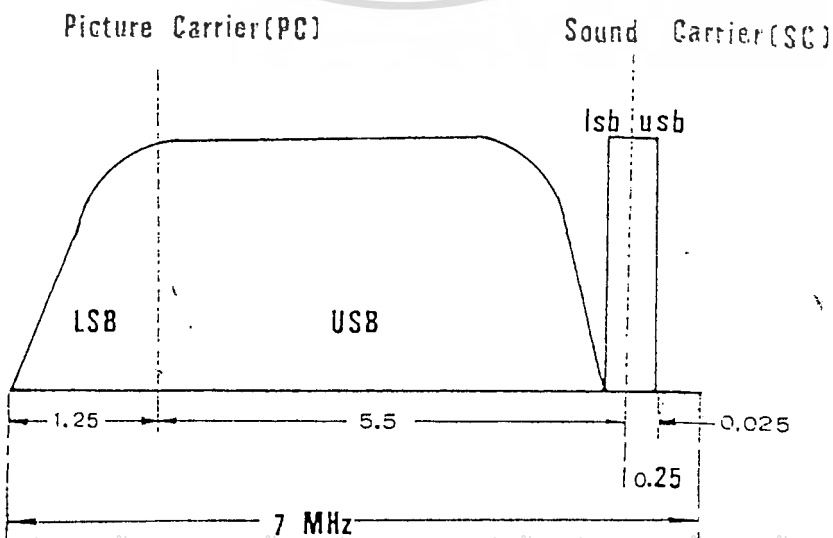
ทฤษฎี (Theory)

หลักการของระบบโทรทัศน์

โทรทัศน์คือ การส่งกระจายเสียงพร้อมทั้งภาพที่เคลื่อนไหวนำออกมาในรูปของสัญญาณโทรทัศน์ และทางด้านเครื่องรับจะรับมาเปลี่ยนเป็นสัญญาณภาพและเสียงตามต้องการ ภาพที่เกิดขึ้นบนจอโทรทัศน์ จะประกอบไปด้วยจุดภาพเล็กๆจำนวนมากประกอบกันเข้าเป็นเส้นภาพ และเส้นภาพหลายๆเส้นประกอบเข้าเป็นภาพที่เรามองเห็น ในความเป็นจริงเป็นภาพหนึ่งที่มีความแตกต่างกันเล็กน้อยหลายๆ ภาพต่อเวลาทำให้เรามองเห็นเป็นภาพเคลื่อนไหว

โครงสร้างของสัญญาณโทรทัศน์

ตามมาตรฐานของ CCIR ซึ่งเป็นระบบโทรทัศน์ที่ใช้ในประเทศไทยจะมี Bandwidth 7 MHz ซึ่งประกอบด้วยคลื่นพาหภาพ (Picture Carrier) คลื่นพาหเสียง (Sound Carrier) และสัญญาณต่างๆอีก ซึ่งจะได้กล่าวต่อไป ลักษณะของ Response ของสัญญาณโทรทัศน์ดังรูปแสดงมาตรฐานความถี่ของระบบ CCIR

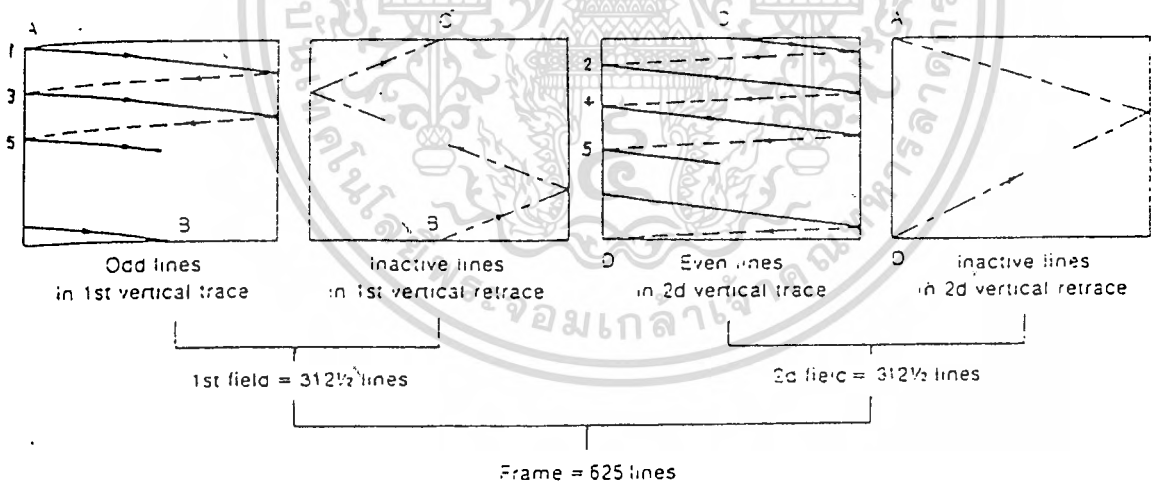


ในที่นี้เราใช้ช่อง 8 ซึ่งมีความถี่ในช่วง 195 - 202 MHz ซึ่งมี Picture Carrier 196.25 MHz มี Sound Carrier 201.75 MHz และมี Colour Sub carrier ที่ 200.68 MHz

Composite Video Signal

การทำงานของระบบโทรทัศน์จะประกอบด้วยสัญญาณที่ทำให้สัญญาณทั้งทางต่างส่งและทางด้านรับทำงานพร้อมกัน (Synchronization) จะต้องมีสัญญาณที่ทำการควบคุมมากมาย

ส่วนประกอบของภาพโทรทัศน์จะประกอบด้วยเส้นขวางมากมายในแนวนอนซึ่งประกอบจากจุดเล็กๆจำนวนมากประกอบกันเป็นเส้นส่วนประกอบของภาพเรียกว่า Picture Element ซึ่งระบบโทรทัศน์ในประเทศไทยจะมี 625 เส้นต่อหนึ่งภาพ (Frame) ซึ่งในภาพหนึ่งจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนซึ่งเรียกว่า Field โดยแบ่งเป็น Field ละ 312.5 เส้น ซึ่งแบ่งเป็น Field คู่ (Evenfield) และ Field คี่ (Odd Field) ดังแสดงในรูป



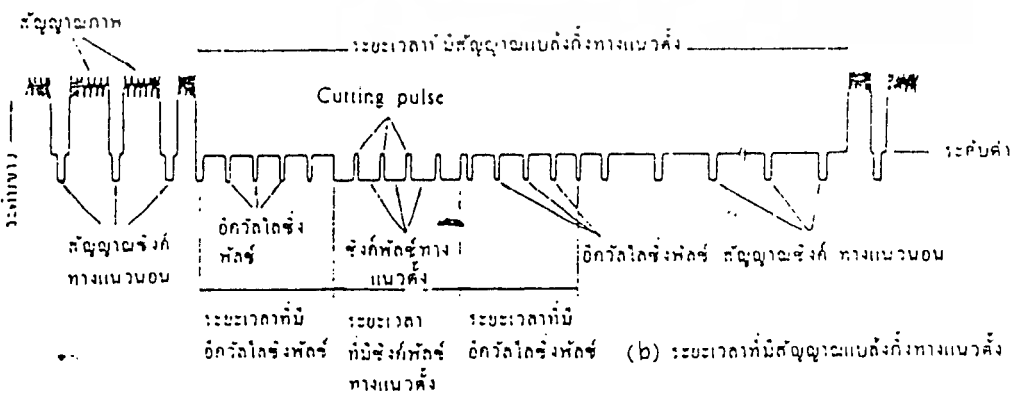
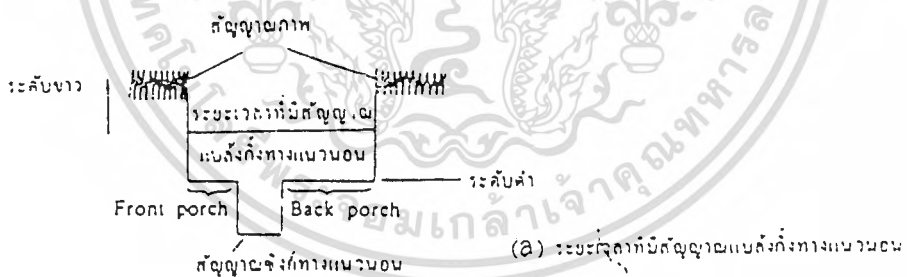
รูปแสดงลักษณะการแบ่งเส้นสแกนของโทรทัศน์

ภาพที่ปรากฏที่หน้าจอ ตามความจริงแล้วเป็นภาพหนึ่งที่มีความแตกต่างกันตามระยะเวลาซึ่งตามนุษย์ไม่สามารถจับได้ เพราะความเฉื่อยในการมองเห็นทำให้ดูเป็นภาพเคลื่อนไหวโดยมี 25 ภาพต่อ 1 วินาที (จำนวนมากกว่า 16 ภาพต่อวินาทีจะทำให้ตามนุษย์มองเป็นภาพเคลื่อนไหว)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเกิดภาพโดยการยิงอิเล็กตรอนไปกระทบจุดบนจอภาพที่ฉาบด้วยสารเรืองแสงบนหน้าจอหรือเรียกว่าการสแกน (Scanning) การทำให้จุดสว่างนี้เคลื่อนที่ไปตามจังหวะที่ต้องการซึ่งทำให้เคลื่อนที่ไปตามแนวนอนและแนวตั้งโดยอาศัยความเข้มของสนามแม่เหล็กเข้าช่วย การสแกนจะเกิดขึ้นตามรูป

หัวใจสำคัญของการรับส่งโทรทัศน์คือ จะต้องหาวิธีการที่ทำให้ทั้งเครื่องรับและเครื่องส่งทำงานพร้อมกัน (Synchronizing) เพราะถ้าเครื่องส่งเครื่องรับทำงานไม่พร้อมกัน ภาพจะลំหรือไม่มีภาพ เพราะฉะนั้นทั้งทางด้านส่งและทางด้านรับจะต้องทำความเข้าใจที่ตรงกัน โดยส่งสัญญาณไปควบคุมที่เรียกว่า Synchronizing Signal หรือ Sync Pulse Signal ไปพร้อมกับสัญญาณภาพดังแสดงในรูป ซึ่งจะประกอบด้วยซิงค์ทางแนวนอน (Horizontal Synchronizing Signal) มีความถี่ 15625 Hz และมี Sync Pulse อยู่ตอนท้ายของเส้นแนวนอนสัญญาณซิงค์ทางแนวตั้ง (Vertical Synchronizing Signal) ความถี่ 50 Hz และมี Sync Pulse ทุกๆครั้งที่มีการ Scan จบ 1 Field และจะมีเส้นสเปคตรัม (Flyback) เพื่อเริ่ม Scan Field ใหม่ดังรูป



รูปแสดง Vertical & Horizontal Sync

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในห้องปฏิบัติการเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

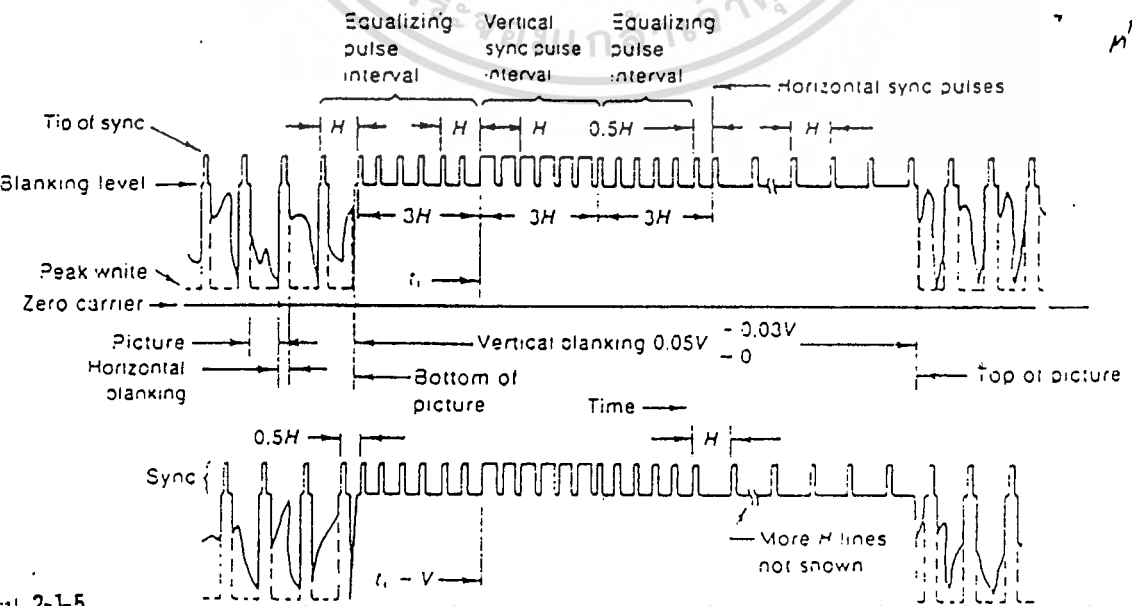
สัญญาณที่แสดงในรูปข้างล่างจะประกอบด้วย

- สัญญาณภาพ (Video Signal) และสัญญาณเสียง (Sound Signal)
- สัญญาณแบล็งคิง (Blanking Signal)
- สัญญาณซิงค์ (Synchronizing Signal)
- สัญญาณอีควอลाइซิง (Equalizing Signal)

สัญญาณเหล่านี้โดยทั่วไปเรียกว่า สัญญาณรวม (Composite Video Signal) โดยใช้ส่วนหน้าของภาพเป็นตัวพาออกอากาศ รวมกับคลื่นพาห์ของสัญญาณเสียง

หน้าที่ของสัญญาณต่างๆ

1. สัญญาณภาพ (Video Signal) และสัญญาณเสียง (Sound Signal) เป็นสัญญาณที่ทำให้เกิดภาพตามความเป็นจริงที่หน้าจอ และสัญญาณเสียงให้มีเสียงออกที่ลำโพงตามความต้องการ
2. สัญญาณแบล็งคิง (Blanking Signal) เป็นสัญญาณเพื่อลบเส้นสเปคตรัม ทั้งในแนวนอน และแนวตั้งโดยที่จุดเริ่มต้นของ Sync ทางแนวนอนและทางแนวตั้งจะต้องเริ่มต้นอย่างเหมาะสมดังแสดงในรูปต่อไป



รูป 2-1-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำใบโฆษณาหรือการการค้า
 Fig. Details of sync and blanking pulses for successive fields in vertical scanning. V
 time is $\frac{1}{60}$ s = 0.0167 s.

3. สัญญาณซิงค์ (Synchronizing Signal) เป็นสัญญาณที่ช่วยทำให้กระแสรูปฟันเลื่อย (Sawtooth) ใช้วงจรหักเหทางแนวนอน กับวงจรการหักเหทางแนวตั้งของเครื่องส่งโทรทัศน์ตรงกับเครื่องรับโทรทัศน์ดังรูปต่อไป

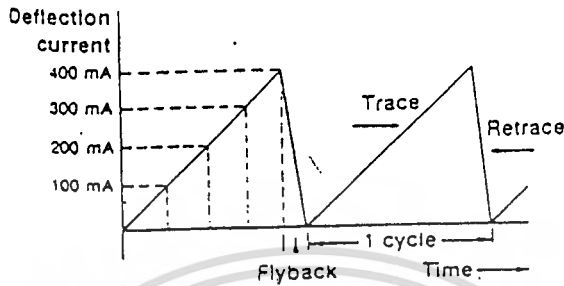


Fig. Sawtooth scanning waveform, used for H and V deflection.

รูปแสดง Synchronizing Signal

4. สัญญาณอิกวอลไลซิง (Equalizing Signal) เพื่อช่วยให้สัญญาณซิงค์ทางแนวตั้งยังคงมีรูปร่างเหมือนเดิมหลังจากแยกออกจากสัญญาณซิงค์ทางแนวนอนในเครื่องรับ โดยเป็นสองเท่าของซิงค์ทางแนวนอน และจะทำให้ซิงค์ทางแนวนอนไม่ขาดหายไปในช่วงซิงค์ทางแนวตั้งอีกด้วย

สัญญาณโทรทัศน์เหล่านี้เป็นมาตรฐานของระบบโทรทัศน์ และยังมีสัญญาณเกี่ยวกับการควบคุมทางภาพสีของโทรทัศน์อีก แต่จะไม่ขอกล่าวในที่นี้ ผู้สนใจเกี่ยวกับโทรทัศน์ระบบต่างๆ อย่างละเอียดสามารถหาอ่านได้จากหนังสือเกี่ยวกับโทรทัศน์ทั่วไป

ระบบการส่ง - รับโทรทัศน์

การให้บริการวิทยุกระจายเสียงและโทรทัศน์ที่ได้ผลดี จำเป็นต้องมีการวางแผนงานจัดสรรความถี่ที่ดีและอยู่ภายใต้มาตรฐานทางเทคนิคที่ดี มาตรฐานของโทรทัศน์ขาวดำระบบอเมริกัน 525 เส้น และโทรทัศน์ขาวดำยุโรป 625 เส้น เนื่องจากโทรทัศน์สีจำเป็นต้องมีมาตรฐานที่เข้ากันได้กับโทรทัศน์ขาวดำในทุกๆ เรื่องที่เกี่ยวข้อง ฉะนั้นเมื่อโทรทัศน์ขาวดำในระบบใดมีคุณลักษณะในเรื่องช่องโทรทัศน์และเรื่องอื่นๆ ที่เกี่ยวข้องอย่างไร โทรทัศน์สีของระบบนั้นก็ต้องมีคุณลักษณะที่คล้ายคลึงกันหรือไปได้ด้วยกัน

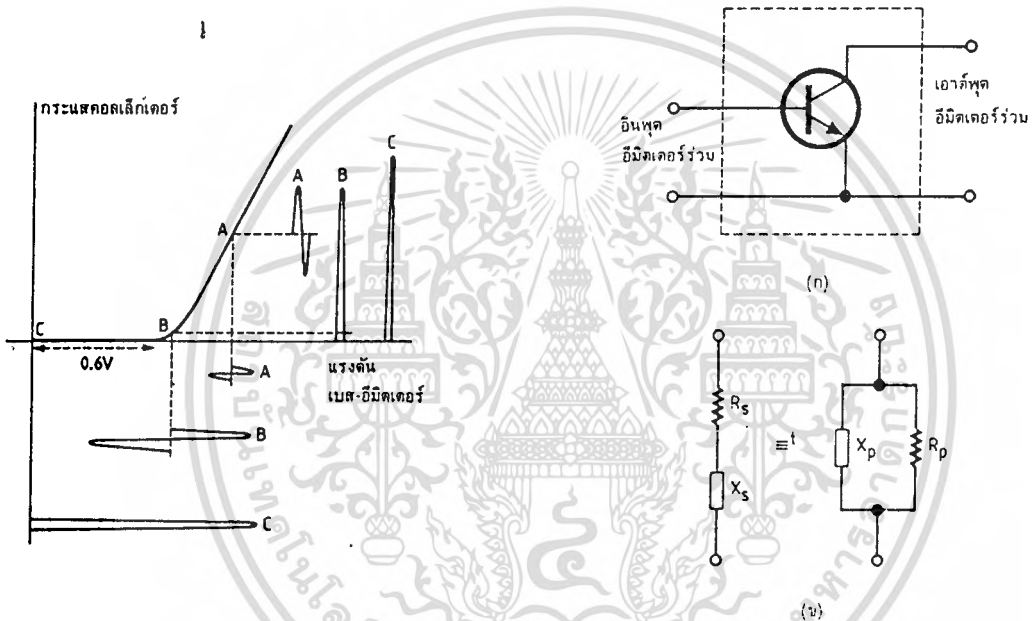
ช่องสัญญาณโทรทัศน์

สัญญาณโทรทัศน์ที่ถูกส่งออกอากาศจะประกอบด้วยสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงสัญญาณภาพจะมีคลื่นพาห์ของภาพ (Picture Carrier) ในระบบ Amplitude Modulation และสัญญาณเสียงก็จะมีคลื่นพาห์ของเสียง (Sound Carrier) ในระบบ Frequency Modulation การส่งสัญญาณภาพออกอากาศอาจเลือกส่งแบบ Amplitude-Modulation Double Sidebands หรือเลือกส่งแบบอื่นก็ได้ แต่เนื่องจากขอบเขตของความถี่ในสัญญาณภาพมีมากหากส่งความถี่ที่เกี่ยวข้องไปทั้งหมดจะทำให้ความกว้างของช่องโทรทัศน์มีมากเกินไป จึงนิยมส่งแบบไซด์แบนด์ด้านสูง (Upper Sideband) และส่งบางส่วนทางด้านไซด์แบนด์ด้านต่ำ (Lower Sideband) วิธีการส่งแบบนี้เรียกว่า Vestigial Sideband Transmission คลื่นพาห์ของภาพและคลื่นพาห์ของเสียงที่เหมาะสมอาจเลือกใช้ให้มีความถี่อยู่ในย่านความถี่ VHF หรืออยู่ในย่าน UHF ก็ได้ ตารางแสดงให้ทราบว่าโทรทัศน์ระบบอเมริกัน 525 เส้น และ โทรทัศน์ระบบยุโรป 625 เส้นมีช่องอะไรบ้างในย่าน VHF ซึ่งแบ่งออกเป็น VHF-Low Band กับ VHF-High Band โทรทัศน์ระบบอเมริกันซึ่งมีความกว้างของช่องโทรทัศน์ช่องละ 6 MHz ส่วนโทรทัศน์ระบบยุโรปซึ่งมีความกว้างของช่องโทรทัศน์ช่องละ 7 MHz

โทรทัศน์ช่องที่		โทรทัศน์ระบบยุโรป 625 เส้น			โทรทัศน์ระบบอเมริกัน 525 เส้น		
		ความกว้างของช่อง (MHz)	คลื่นพาห์ของภาพ (MHz)	คลื่นพาห์ของเสียง (MHz)	ความกว้างของช่อง (MHz)	คลื่นพาห์ของภาพ (MHz)	คลื่นพาห์ของเสียง (MHz)
Low band VHF TV	2	47 - 54	48.25	53.75	54 - 60	55.25	59.75
	3	54 - 61	55.25	60.75	60 - 66	61.25	65.75
	4	61 - 68	62.25	67.75	68 - 72	67.25	71.75
High band VHF TV	5	174 - 181	175.25	180.75	76 - 82	77.25	81.75
	6	181 - 188	182.25	187.75	82 - 88	83.25	87.75
	7	188 - 195	189.25	194.75	174 - 180	175.25	179.75
	8	195 - 202	196.25	201.75	180 - 186	181.25	185.75
	9	202 - 209	203.25	208.75	186 - 192	187.25	191.75
	10	209 - 216	210.25	215.75	192 - 198	193.25	197.75
	11	216 - 223	217.25	222.75	198 - 204	199.25	203.75
	12	—	—	—	204 - 210	205.25	209.75
	13	—	—	—	210 - 216	211.25	215.75

วงจรรขยายพื้นฐาน

คุณสมบัติที่ต่างกันของของวงจรรขยายในแบบต่างๆ ทั้งคลาส-เอ คลาส-บี และ คลาส-ซี จะแสดงได้โดยความสัมพันธ์ของกระแสคอลเล็กเตอร์ (I_c) กับแรงดันเบสอิมิตเตอร์ (V_{be}) เมื่อ V_{be} มีค่าประมาณ 0.6 โวลต์ กระแส I_c ยังคงมีค่าน้อยอยู่ แต่เมื่อค่าของ V_{be} แต่เมื่อค่าของ V_{be} มีค่าเพิ่มขึ้นสูงกว่า 0.6 โวลต์ ซึ่งเป็นจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ กระแส I_c จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วซึ่งวงจรรขยายทั้ง 3 แบบ จะขึ้นกับเงื่อนไขการไบอัส เมื่อไม่มีสัญญาณอินพุต



รูปที่ 1 แสดงคุณสมบัติของวงจรรขยายแบบต่าง รูปที่ 2 การแทนทรานซิสเตอร์ด้วยบล็อกสี่เหลี่ยม

ในคลาส-เอ แรงดัน V_{be} จะถูกกำหนดไว้สูงกว่า 0.6 โวลต์ จึงทำให้มีกระแส I_c ไหลอยู่ค่าหนึ่งตลอดเวลา เมื่อมีสัญญาณอินพุตเข้ามาก็จะทำให้ I_c มีการเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณอินพุต วงจรรขยายคลาส-เอ นี้เป็นวงจรรพื้นฐานที่สุดใช้ได้ทุกความถี่เสียงไปจนถึงความถี่วิทยุ

วงจรรขยายคลาส-เอ เป็นวงจรรขยายที่มีความเพี้ยนน้อยมาก แต่เนื่องจากต้องมีกระแส I_c ไหลอยู่ตลอดเวลา จึงทำให้เกิดความสูญเสียในรูปความร้อนสะสมในตัวทรานซิสเตอร์อยู่มาก ดังนั้นคลาส-เอ จึงเหมาะกับวงจรรขยายสัญญาณกำลังต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าทำการลดแรงดัน V_{be} ลงมาจนกระทั่งมีกระแส I_c ไหลเพียงเล็กน้อยก็จะได้ วงจรขยายคลาส-บี ซึ่งทรานซิสเตอร์ถูกไบอัสไว้เหนือจุดตัดออฟเล็กน้อยสัญญาณถูก ขยายเฉพาะซีกบวกของรูปคลื่นอินพุต หรือ I_c ไหลได้เพียง 180 องศา นั่นคือสูญเสีย ความเป็นเชิงเส้น แต่ประสิทธิภาพสูงขึ้นอย่างมาก

ปัญหาในเรื่องความไม่เป็นเชิงเส้นของคลาส-บีสามารถแก้ไขได้โดยการใช้ ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ขยายสัญญาณตัวละครึ่งคลื่นแล้วนำมาวมกันเรียกว่า การทำงาน ในลักษณะพุชพูล (push-pull) ส่วนใหญ่ไม่ค่อยพบเห็นในวงจรขยาย RF ยกเว้นในวงจร ที่ใช้หลอดรูนเก๊า

วงจรขยายคลาส-ซี จะแตกต่างจากคลาส-บี ตรงที่ทรานซิสเตอร์ถูกไบอัสให้อยู่ ต่ำกว่าจุดตัดออฟ นั่นคือ V_{be} มีค่าประมาณ 0 โวลต์ เมื่อมีอินพุตเข้ามาค่าสูงกว่า 0.6 โวลต์ จึงจะทำให้ทรานซิสเตอร์สามารถขยายสัญญาณได้ วงจรขยายคลาส-ซี มี ประสิทธิภาพสูงที่สุดและจับไบอัสได้ง่ายด้วย

ทรานซิสเตอร์ความถี่สูง

พิจารณาทรานซิสเตอร์ที่ถูกออกแบบมาใช้ในวงจรขยาย Common Emitter ใน รูปที่ 2(ก) จะแสดงการแทนทรานซิสเตอร์ด้วยบล็อกอันหนึ่ง โดยมีอินพุตเข้าที่ขาเบส และเอาต์พุตออกที่คอลเล็กเตอร์

จากบล็อกดังกล่าวอาจแทนได้โดยตัวต้านทาน R_s ต่ออนุกรมกับค่ารีแอกแตนซ์ X_s ตามรูปที่ 2(ข) ซึ่งค่าของ X_s จะเป็นบวกเมื่อเป็นตัวเหนี่ยวนำ และเป็นลบหากเป็น ตัวเก็บประจุ หน่วยของรีแอกแตนซ์จะอยู่ในรูปของโอห์มไม่ใช่เฮนรี่หรือฟารัด

อย่างไรก็ตามหากต้องการพิจารณาค่าของอินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ สามารถพิจารณาได้โดยการนำตัวต้านทาน และค่ารีแอกแตนซ์มาขนานกัน ดังรูปที่ 2 (ข) ซึ่งสรุปเป็นสูตรได้ดังนี้

$$R_s = (R_p X_p^2) / (R_p^2 + X_p^2)$$

$$X_s = (R_p^2 X_p) / (R_p^2 + X_p^2)$$

$$R_p = (R_s^2 + X_s^2) / R^2$$

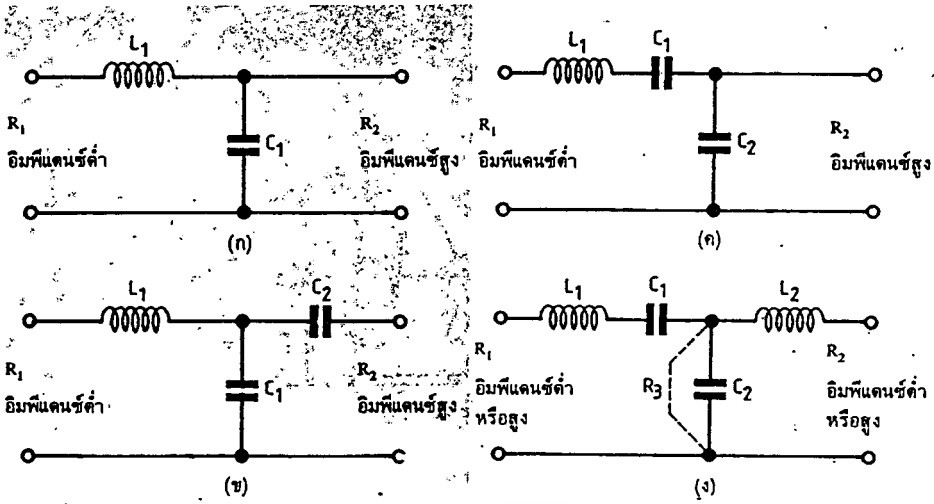
$$X_p = (R_s^2 + X_s^2) / X_s$$

โดย R_s และ X_s เป็นค่าความต้านทานและค่ารีแอกแตนซ์ เมื่อต่ออนุกรม
 R_p และ X_p เป็นค่าความต้านทานและค่ารีแอกแตนซ์ เมื่อต่อขนาน

โดยปกติมักจะเขียนความสัมพันธ์ของค่าอิมพีแดนซ์ ในรูปจำนวนเชิงซ้อนซึ่งมีค่า j (มีค่าเท่ากับ $\sqrt{-1}$) เข้ามาเกี่ยวข้อง โดยมีความหมายถึงแรงดันและกระแสต่างเฟสกัน 90 องศา ค่าของความต้านทานจะเป็นส่วนจริง (real part) และค่าของรีแอกแตนซ์เป็นส่วนจินตภาพ (imaginary part)

การแมตชิ่ง

ในการส่งผ่านสัญญาณระหว่างวงจรมักพบปัญหาเกี่ยวกับอิมพีแดนซ์ที่ไม่เหมาะสมหรือ "ไม่แมตซ์" จะทำอย่างไรหากอิมพีแดนซ์ที่เครื่องรับส่งวิทยุมีค่า $50+j0$ โอห์ม ต่อกับอินพุทอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์ ในวงจรขยายที่มีค่า $1.77+j0.60$ โอห์ม หรือค่าเอาต์พุทของวงจรขยายมีรีแอกแตนซ์ $j2.02$ โอห์ม จะต้องต่อเข้ากับสายอากาศที่มีค่าอิมพีแดนซ์ $50+j0$ โอห์ม



รูปที่ 3 แสดงวงจรแมตซิ่งที่ใช้ในการปรับอิมพีแดนซ์และสูตรการคำนวณ

รูปที่ 3 เป็นวงจรแมตซิ่งที่สามารถใช้เพื่อช่วยในการจัดอิมพีแดนซ์ ให้เหมาะสม การคำนวณค่าของอุปกรณ์ต่าง ๆ

ค่าของ X_{11} คือ ค่าความต้านทานทางไฟสลับ (รีแอคแตนซ์) ของวงจรแมตซิ่ง ซึ่งตามรูปที่ 3 (ก) ถึง 3 (ค) จะเพิ่มขึ้นหากความต้านทาน R_1 ต่อกับตัวเก็บประจุและ จะลดลงหากต่อกับตัวเหนี่ยวนำ

สำหรับในรูปที่ 3 (ง) ค่าของ X_{11} จะถูกกำหนดโดยค่าของ รีแอคแตนซ์ที่ต่อ ร่วมกับ R_1 และค่า X_{12} จะถูกกำหนดโดยค่าของรีแอคแตนซ์ที่ต่ออยู่กับ R_2

ค่าของรีแอคแตนซ์สามารถแปลงกลับเป็นค่าของตัวเก็บประจุ หรือตัวเหนี่ยวนำ ได้โดยใช้สูตรการคำนวณดังต่อไปนี้

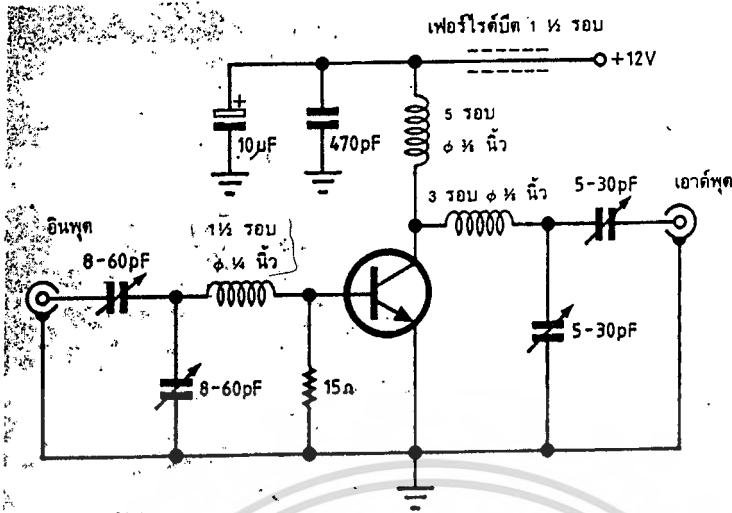
$$L = X_L / (2 \pi f)$$

$$C = 1 / (2\pi f X_C)$$

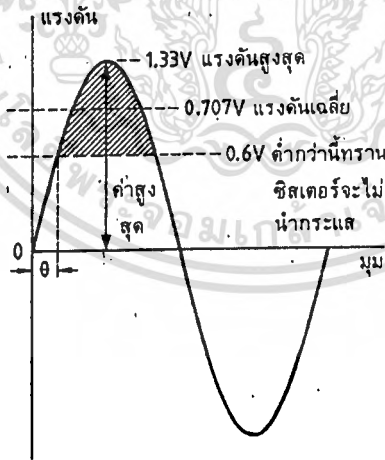
กำลังงานทางอินพุทของทรานซิสเตอร์

ในรูปที่ 4 เป็นวงจรขยายเลี้ยวคลาส-ซี สำหรับย่านความถี่ 223-230 MHz จะเห็นว่าแรงดัน V_{ce} ถูกกำหนดให้มีค่า 0 โวลต์โดยตัวต้านทาน 15 โอห์มเมื่อไม่มีอินพุท กระแสที่ไหลในวงจรจึงมีเพียงกระแสรั่วไหลของคอลเล็กเตอร์ในเรื่องของวงจรแมตซิ่ง ทางอินพุทจะต้องจัดวงจรแมตซิ่งอิมพีแดนซ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์ของวิทุยที่นำมาต่อ ซึ่งมีค่า 50 โอห์ม กับค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์ $1.77 + j0.6$ โอห์ม

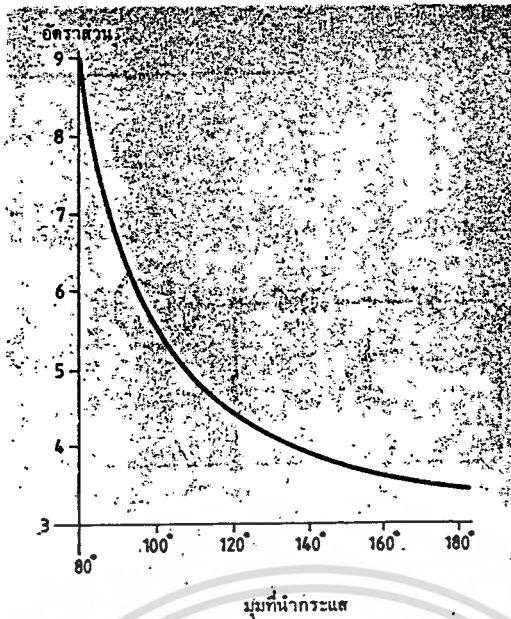
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4 เป็นวงจรขยายเคี่ยวคลาส-ซี



รูปที่ 5 แสดงรูปสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าวงจรขยายส่วนที่แรงๆ คือ ส่วนที่ทรานซิสเตอร์ทำการขยายสัญญาณ



รูปที่ 6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมที่ทำงานกับอัตรารอบของกระแส
คอลเล็กเตอร์สูงสุด ต่อกระแสคอลเล็กเตอร์เฉลี่ย

ในรูปที่ 5 แสดงลักษณะของอินพุตที่เป็นสัญญาณชานน์ 1 ถูกคลื่นโดยการ
คำนวณทำให้ทราบค่าของแรงอินพุตสูงสุดที่ค่าอิมพีแดนซ์ 1.77 โอห์ม คือ 1.33 โวลต์
อย่างไรก็ตาม ทรานซิสเตอร์ทำงานตั้งแต่ค่าของแรงดันอินพุตเท่ากับ 0.6 โวลต์ ค่า
ของกำลังอินพุต 1 วัตต์ ที่ป้อนเข้ามานั้น คือพื้นที่รูปสัญญาณเต็มคลื่น แต่ส่วนที่ทำให้
ทรานซิสเตอร์ทำงานมีเพียงบริเวณแรเงาของรูปสัญญาณเท่านั้น

หากนำวงจรคลาส-บี มาแทนที่วงจรขยายคลาส-ซี ในรูปที่ 4 ทรานซิสเตอร์จะ
ทำงานตลอดซีกบวกของสัญญาณทำให้ต้องการกำลังอินพุตเพียง 0.5 วัตต์ ก็เพียงพอ

ในการคำนวณหาพื้นที่แรเงาซึ่งแทนกำลังของสัญญาณในรูปที่ 5 ต้องอาศัย
การอินทิเกรต และหลักการของตรีโกณมิติเข้าช่วย ขั้นแรกต้องทำการคำนวณหามุมที่
ปกคลุมพื้นที่แรเงานั้น (b) ซึ่งตามรูปที่ 5 จะแสดงในหน่วยของเรเดียน แล้วทำการ
แปลงกลับเป็นองศาโดยสัญญาณอินพุตเป็นชานน์ ค่าแรงดันที่มุมใด ๆ แทนด้วย y
สามารถหาได้จากสมการ

$$y = a \sin \theta \quad (1)$$

โดย a เป็นแรงดันสูงสุด, θ เป็นมุมจากจุดที่ค่า $y = 0$ จนถึงจุดที่เกิดแรงดัน เป็นบวกตามรูปที่ 5 ได้ค่า $y = 0.6$ และ $a = 1.33$ ดังนั้น

$$\sin \theta = 0.6/1.33$$

$$\text{และได้ค่า } b = 0.47 \text{ เรเดียนหรือ } 27 \text{ องศา} \quad (2)$$

ที่มุม $\pi/2$ หรือ 90 องศา รูปสัญญาณทั้งหมดจะมีความสมมาตรกัน ทรานซิสเตอร์จะทำงานตั้งแต่ค่ามุมเท่ากับ 27 ถึง 153 องศา ดังนั้นทรานซิสเตอร์จะมีมุมในการทำงานอยู่ 126 องศา ซึ่งมากกว่า 1 ใน 3 ของรูปสัญญาณทั้งหมด ถ้าเปลี่ยนเป็นหน่วยของเรเดียนได้ค่า $\pi - 0.47 = 2.67$ เรเดียน นั่นคือ จะได้ค่า $b_1 = 0.47$ เรเดียน หรือ 27 องศา และ $b_2 = 2.67$ เรเดียน หรือ 153 องศา ตามลำดับ

ถ้าให้ "V" เป็นแรงดันที่ทำให้ทรานซิสเตอร์เริ่มทำงาน หากเป็นไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์ก็คือ แรงดัน V_{be} มีค่า 0.66 โวลต์ แต่ถ้าหากเป็นมอสเฟส ก็คือ ค่า V_{be} ซึ่งมีค่าอยู่ระหว่าง 2 ถึง 6 โวลต์ ในตอนนี้ต้องการค่าพื้นที่แรงในรูปที่ 5 ดังนั้นจะสามารถหาค่าบริเวณมุมที่ทรานซิสเตอร์ทำงาน จากสมการ

$$\sin \theta = \frac{V_{be} \text{ (หรือ } V_{x2})}{V_{in}} \quad (3)$$

โดยที่ V_{in} เป็นค่าแรงดันอินพุตสูงสุดที่ป้อนเข้ามายังทรานซิสเตอร์

กำลังอินพุตของรูปสัญญาณตลอดครึ่งลูกคลื่นมีค่า 0.5 วัตต์ ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$\begin{aligned} \text{กำลัง} &= \text{พื้นที่ใต้กราฟ} \\ &= K \int_0^{\pi} \sin \theta \, D \theta \end{aligned} \quad (4)$$

จากรูปที่ 5 จัดขอบเขตการอินทิกรัลและฟังก์ชันใหม่ได้

$$\text{กำลัง} = K \int_{\theta_2}^{\theta_1} (\sin\theta - V) d\theta \quad (5)$$

$$= K[2 \cos\theta - V(\theta_1 - \theta_2)] \quad (6)$$

โดย K เป็นค่าคงที่

ในคลาส-บี ค่าของ $V = 0$ โวลต์ ทรานซิสเตอร์จะพร้อมทำงาน ส่วนในคลาส-ซี V จะต้องมามีค่า 0.6 โวลต์ สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และเท่ากับ 4 โวลต์ สำหรับมอสเฟตสามารถคำนวณหาค่า K ได้

ยกตัวอย่าง ในคลาส-บี ให้กำลังอินพุตเท่ากับ 0.5 วัตต์, $\theta_1 = 0$ เรเดียน, $\theta_2 = \pi$ เรเดียน และ $V = 0$ โวลต์ โดยสมการ (6) จะได้

$$0.5 = K [2 \cos \theta - 0 (\pi - 0)]$$

จะได้ค่า $K = 0.25$

นำค่า $K = 0.25$ ค่า θ_1 และ θ_2 จากการคำนวณในสมการ (2) มาแทนในสมการ (6) และแทนค่า $V = 0.6$ (คลาส-ซี) สามารถหาค่ากำลังที่นำไปใช้ได้ดังนี้

$$\text{กำลังที่นำไปใช้} = 0.25 [1.763 - 0.6 (2.07 - 0.47)] = 0.115 \text{ วัตต์}$$

จะเห็นได้ว่ากำลังอินพุต 1 วัตต์ ที่ป้อนเข้ามาสามารถนำไปใช้งานได้กว่า 12% ของกำลังทั้งหมด (คลาส-ซี) ซึ่งบทความการสร้างส่วนใหญ่มักจะละเลยเรื่องเหล่านี้ไปเสมอ

มีสิ่งที่น่าสนใจอีกประการหนึ่งที่ได้จากการคำนวณคือ ที่ระดับกำลังต่ำ ๆ แรงดันอินพุตที่โหลด 1.77 โวลต์ จะไม่มีทางมากกว่า 0.6 โวลต์ ทรานซิสเตอร์จึงไม่มีโอกาสได้ขยายสัญญาณ

หากเพิ่มกำลังอินพุตให้มากขึ้นเป็น 2 เท่า กำลังที่สามารถนำไปใช้ได้จะเพิ่มขึ้นมากกว่า 2 เท่า ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรคลาส-ซี เมื่อเทียบระหว่างกำลังเอาต์พุตต่ออินพุตจะดีขึ้น หรือถ้าใช้ทรานซิสเตอร์ที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงขึ้นก็ช่วยทำให้

การนำกำลังของสัญญาณอินพุตไปใช้ได้สูงขึ้นอีกเท่านั้น ไม่น่าจะอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหลดของทรานซิสเตอร์

ความต้านทานโหลดทางเอาต์พุตในที่นี้หมายถึง ค่าความต้านทาน ที่ด้านคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งไม่ได้มากจากการคำนวณที่ว่า $R = V^2/W$ เนื่องจากกำลังที่โหลดได้รับคือกำลังที่เกิดขึ้นในขณะที่ทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงมุม 126 องศาของแต่ละรูปคลื่นในรูปที่ 6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนของกระแสคอลเล็กเตอร์ที่ค่ามุมใด ๆ ที่ทรานซิสเตอร์ทำงาน และในรูปที่ 7 เป็นการแสดง กำลังเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ที่อินพุตขนาดต่าง ๆ

เมื่อรู้กำลังเอาต์พุตเฉลี่ยก็สามารถคำนวณหากระแสเอาต์พุตเฉลี่ยได้ และโดยการใช้กราฟรูปที่ 6 ก็จะสามารถหาค่ากระแสคอลเล็กเตอร์สูงสุดจากกฎของโอห์ม ก็สามารถหาค่าความต้านทานที่นำมาใช้เป็นโหลดได้ โดยแรงดันตกคร่อมโหลดจะมีค่าประมาณเท่ากับไฟเลี้ยงลบด้วยแรงดันตกคร่อม รอยต่อคอลเล็กเตอร์-อีมีตเตอร์ ซึ่งมีค่าประมาณ 1 โวลต์

ยกตัวอย่าง กำหนดค่ากำลังงานเอาต์พุตเฉลี่ยเป็น 3 วัตต์ แรงดันไฟเลี้ยงเท่ากับ 13.8 โวลต์ จะได้กระแสเฉลี่ย 0.234 แอมป์ ($I = P/V$) มุมทำงานคือ 126 องศา จากรูปที่ 6 อัตราส่วนกระแสคอลเล็กเตอร์เท่ากับ $0.234 \times 4.5 = 1.05$ แอมป์ ด้วยเหตุนี้เอาต์พุตของวงจรเมตซิงมีค่าความต้านทาน $12.8/1.05$ เท่ากับ 12 โอห์ม เพื่อต่อเข้ากับทรานซิสเตอร์

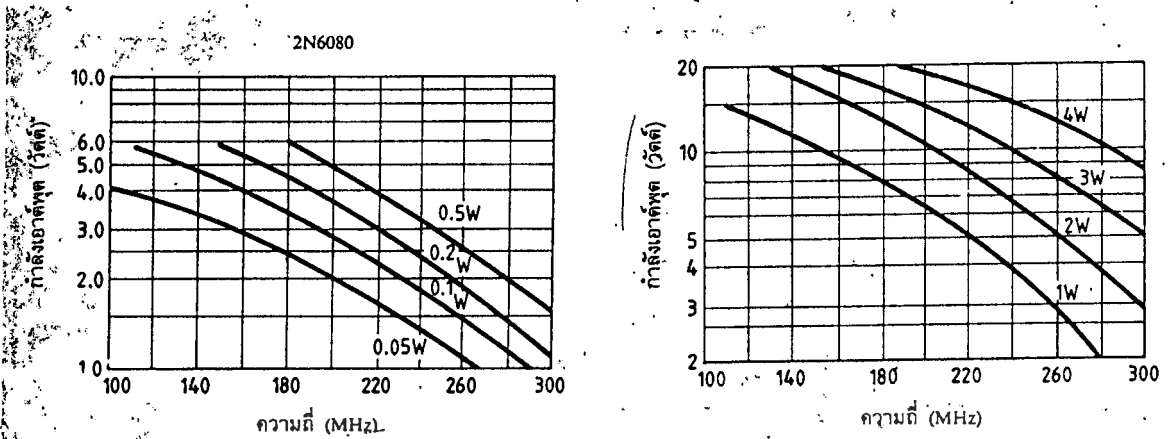
แรงดันไฟเลี้ยงจะถูกส่งมายังทรานซิสเตอร์ โดยผ่านขดลวดอีกตัวหนึ่งในวงจรคอลเล็กเตอร์ (ตามรูปที่ 4) นั่นก็คือ มีโหลดเพิ่มขึ้นมาอีกส่วน ปกติที่ย่านความถี่ทำงานค่าของตัวเหนี่ยวนำนี้จะถูกออกแบบให้มีค่ารีแอกแตนซ์อยู่ระหว่าง 10-20 เท่าของค่าความต้านทานโหลด แต่ที่ความถี่ต่ำกว่านั้น ค่าของรีแอกแตนซ์จะมีค่าน้อยมากวิธีนี้จะช่วยให้ทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพการทำงานดีขึ้น

โดยการใช้สมการในรูปที่ 3 จะช่วยให้สามารถเลือกค่าตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำเพื่อ ไปสร้างวงจรในรูปที่ 4 ได้

FREQUENCY (Mhz)	Zin Ohms	Zout Ohms
130	3.18-j4.30	9.50-j7.00
140	3.18-j3.70	10.11-j6.32
150	3.18-j3.10	10.70-j5.60
160	3.17-j2.50	11.30-j4.85
170	3.17-j1.96	11.94-j4.85
180	3.17-j1.35	12.50-j3.50

F REQUENCY (Mhz)	Zin Ohms	Zout Ohms
130	1.64-j0.15	3.90-j2.46
140	1.73-j0.44	4.03-j2.16
150	1.80-j0.76	4.18-j1.88
160	1.92-j1.00	4.32-j1.60
170	2.02-j1.31	4.45-j1.30
180	2.12-j1.62	4.60-j1.00

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7 กราฟและตารางแสดงคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N6080 และ 2N6081

ผลลัพธ์ทางปฏิบัติ

การคำนวณที่กล่าวมาตั้งแต่ต้นนั้น จะอ้างอิงกับคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N6081 ซึ่งจะเห็นว่าเมื่อป้อนอินพุตให้ 1 วัตต์ จะได้เอาต์พุตออกมาเพียง 1.2 วัตต์ เท่านั้นอีกเบอร์หนึ่งที่สามารถนำมาใช้คือเบอร์ 2N6080 ซึ่งมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงขึ้นเป็น 3.18 โอห์ม และอัตราขยายสูงกว่า 2N6081 ถึง 2.5 เท่า

กำลังอินพุตที่ตั้งใจไว้คือ 1 วัตต์ นั้นในทางปฏิบัติจะมีการสูญเสียไปเนื่องจากการเชื่อมต่อทางวงจรอินพุตในที่นี้จากการทดลองกำลังครึ่งลูกคลื่นที่เหลือคือ 0.25 วัตต์ เพราะฉะนั้นกำลังที่นำไปใช้ได้จริงก็จะเป็น 0.07 วัตต์ จากกราฟคุณสมบัติของ 2N6080 จะได้กำลังเอาต์พุตเท่ากับ 3.5 วัตต์ แต่จริง ๆ เราต้องการเอาต์พุต 15 วัตต์ ถ้าจะเปลี่ยนไปใช้วงจรขยายคลาส-บี คงไม่เหมาะสมเนื่องจากจะต้องพบกับปัญหาอีกหลายอย่าง เช่น การจัดไปแอสค่าต่างๆ เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดเทอร์มัลรันอะเวย์ ดังนั้นจึงยังคงใช้คลาส-ซี แต่เพิ่มวงจรขยายเป็น 2 สเตจ โดยใช้สเตจแรกมีกำลังขยายต่ำ ๆ

วงจรที่สมบูรณ์

วงจรขยายคลาส-ซี 2 แสดงขนาดเอาต์พุต 15 วัตต์ ที่สมบูรณ์แสดงในรูปแบบที่ 8 ซึ่งจะแสดงค่าของอุปกรณ์ต่าง ๆ จำนวนออกมา

ขั้นแรกคำนวณหาแรงดันอินพุตสูงสุดที่อิมพีแดนซ์ค่า 3.18 โอห์ม ในวงจรขยายภาคแรกโดยคำนวณตามสูตรดังนี้

$$\begin{aligned} \text{แรงดันอินพุตสูงสุด} &= \sqrt{\frac{\text{กำลังอินพุตที่ป้อนเข้ามา} \times \text{อินพุตอิมพีแดนซ์ของ} \\ &\quad \text{ทรานซิสเตอร์}}{}} \\ &= \sqrt{1 \times 3.16} \\ &= 1.78 \text{ V.} \end{aligned}$$

จากนั้นใช้สมการที่ (3) คำนวณหามุมทำงาน θ_1 และ θ_2

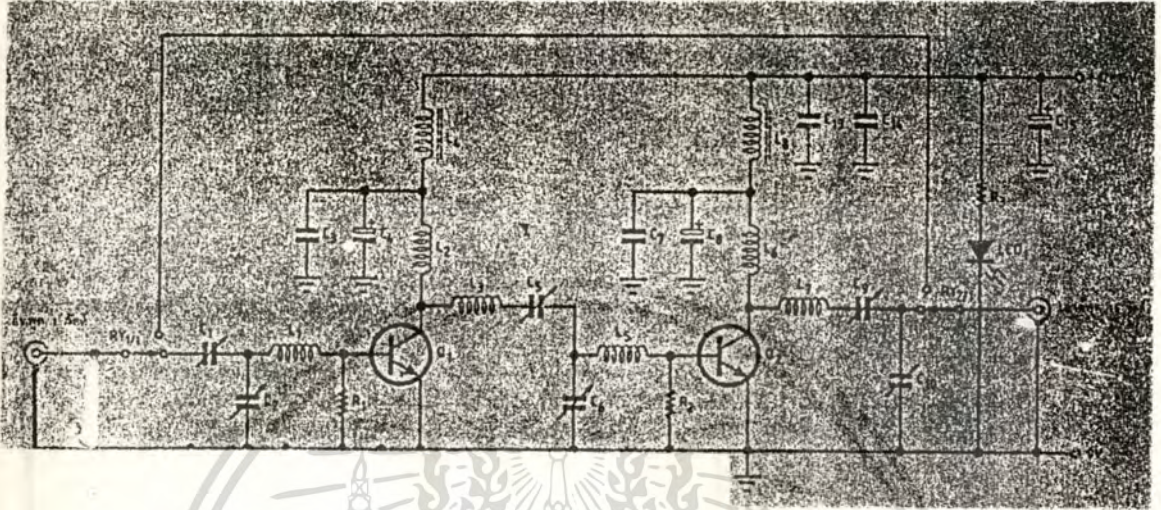
ต่อไปคำนวณหาค่า K โดยพิจารณาที่วงจรขยายภาคแรกก่อน ในการคำนวณหาค่า K นี้ กำลังงานอินพุตให้ใช้กำลังงานอินพุตที่นำไปใช้จริงในวงจรขยายภาคแรก จากนั้นใช้ตารางและคุณสมบัติที่ระบุในรูปแบบที่ 7 หาค่ากำลังงานเอาต์พุตของวงจรขยายสเตจแรกเพื่อนำค่านี้ไปใช้คำนวณในวงจรขยายสเตจที่สอง

ในการนำวงจรขยายสเตจที่สองมาเชื่อมกัน จำเป็นต้องคำนึงถึงอิมพีแดนซ์ของวงจรทั้งสองเมื่อนำมาต่อกันด้วยนั่นคือต้อง "แมตซ์" กันจากการคำนวณความต้านทานโหลดของวงจรขยายสเตจแรกมีค่า 7.5 โอห์มและสเตจที่สองมีค่า 2.5 โอห์ม พิจารณารูปที่ 3 และ 8 จะเห็นว่าที่อินพุตของวงจรจะต้องใช้วงจรแมตซ์ซึ่งเพื่อเชื่อมต่อเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของเครื่องวิทยุมีค่า $50 + j0$ โอห์ม กับอินพุตอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์ในวงจรขยายสเตจแรกที่มีค่า 3.18-j3.40 โอห์ม วงจรแมตซ์ซึ่งที่ใช้คือรูปที่ 3(ข)

ที่เอาต์พุตของวงจรขยายสเตจแรกจะมีค่าอิมพีแดนซ์คือ 7.5-j5.96 โอห์ม (ค่ารีแอกแตนซ์ของทรานซิสเตอร์เอง) ต้องต่อกับอินพุตอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 ในวงจรขยายสเตจที่สองซึ่งมีค่า 1.77+j0.60 โอห์ม วงจรแมตซ์ซึ่งที่ใช้คือ วงจรตามรูปที่ 3(ง) เอาต์พุตของวงจรขยายมีค่าอิมพีแดนซ์ 2.5-j2.02 โอห์ม จะต้องใช้วงจรแมตซ์ซึ่งตามรูปที่ 3(ค) มาต่อเพื่อปรับอิมพีแดนซ์ให้เหมาะสมกับอิมพีแดนซ์ของสายไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



อากาศคือ $50+j0$ โอห์ม สำหรับค่าของอุปกรณ์ในวงจรเมตซึ่งสามารถคำนวณได้จากสูตรที่ระบุไว้แล้ว



รูปที่ 8 วงจรสมบูรณของวงจรขยายสัญญาณ

การออกแบบวงจรที่สมบูรณ์

หลักการออกแบบวงจรภาคขยายคลาสต่าง ๆ และข้อพิจารณาที่เกี่ยวข้อง สรุปออกมาว่าต้องใช้คลาส-ซี ทำการขยายแบบ 2 สเตจ โดยใช้ทรานซิสเตอร์ขยายกำลังเบอร์ 2N6080 และ 2N6081 และต้องมีวงจรเมตซึ่งเพื่อปรับอิมพีแดนซ์ของแต่ละสเตจ

การออกแบบวงจรเมตซึ่ง

การคำนวณวงจรเมตซึ่ง ก่อนที่จะเริ่มการคำนวณค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ควรรู้สูตรพื้นฐานในเรื่องของค่า Q (QUALITY FACTOR) ก่อน ซึ่งมีความสำคัญมากในเรื่องนี้ ในที่นี้สูตรในการคำนวณหาค่า Q มี 3 สูตรคือ

Q ตัวที่ 1 ซึ่งเป็น Q ที่เกิดจากวงจร L หรือ C ต่ออนุกรมกับ R



$$Q = X_L$$



$$Q = X_C$$

Q ตัวที่ 2 ซึ่งเป็น Q ที่เกิดจากวงจร L หรือ C ต่อขนานกับ R

$$Q = R_p \quad , \quad Q = X_L$$

Q ตัวที่ 3 เป็น Q เนื่องจากการต่อวงจรลักษณะขนานกับ R_p และการต่อแบบอนุกรมกับ R ในวงจรเดียวกัน $Q = \sqrt{(R_p - 1)/R_s}$

ที่นี้มาดูในรายละเอียด จากวงจรอนุกรม

(X_s ในที่นี้อาจเป็น L หรือ C ก็ได้)

จะได้ $Z = R_s \pm jX_s$ หาขนาดของมัน $|Z| = \sqrt{R_s^2 + X_s^2}$

$$Z = \sqrt{\frac{jR_p X_p}{R_p + jX_p}}$$

หาขนาดของมัน $|Z| = \sqrt{\frac{(R_p * X_p)^2}{R_p^2 + X_p^2}}$, (X_p เป็น L หรือ C ก็ได้)

ในการหาค่า Q นี้เรากำหนดให้อิมพีแดนซ์ของวงจรอนุกรมเท่ากับวงจรขนาน
จะได้

$$\sqrt{R_s^2 + X_s^2} = \sqrt{\frac{(R_p * X_p)^2}{R_p^2 + X_p^2}}$$

ยกกำลังสองทั้งสองข้างจะได้ $R_s^2 + X_s^2 = \frac{R_p^2 X_p^2}{R_p^2 + X_p^2}$

เอา R_s^2 / R_s^2 คูณทางซ้ายของเครื่องหมายเท่ากับและ X_p^2 / X_p^2 คูณส่วนด้าน
ขวาของเครื่องหมาย = จะได้

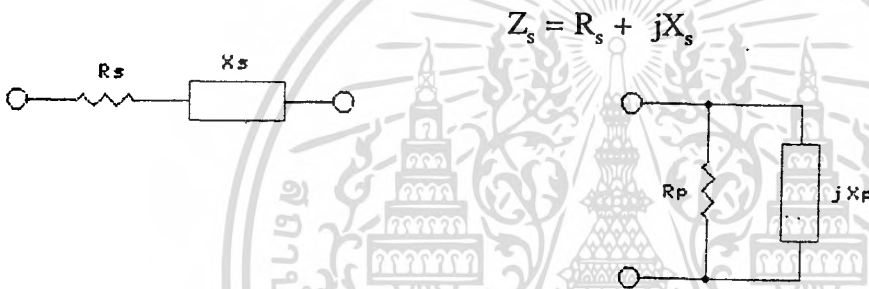
นั่นคือเราจะได้ $Q = f_c / BW$

โดยที่ F_c = ความถี่คัตออฟ (H_z)

BW = แบนด์วิธ (H_z)

Q = Quality Factor (ไม่มีหน่วย)

แต่สิ่งที่ควรรู้ และมีความสำคัญในการคำนวณส่วนนี้ก็คือ การแปลง
วงจรจากอนุกรมเป็นขนานหรือจากขนานไปเป็นอนุกรม
การแปลงวงจรจากอนุกรมไปเป็นวงจรขนาน



จากแอดมิตแตนซ์ $Y = \frac{1}{Z_p} = \frac{1}{R_s + jX_s}$

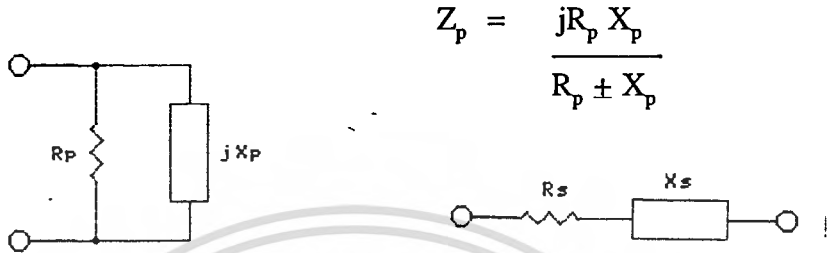
คอนจูเกต $Y = \frac{R_s + jX_s}{R_s^2 + X_s^2} = \frac{R_s}{R_s^2 + X_s^2} + \frac{jX_s}{R_s^2 + X_s^2}$

แต่ $Y = G + jB$ และ $G = \frac{1}{R_p}$; $B = \frac{1}{X_p}$

จะได้ $G = \frac{R_s}{R_s^2 + X_s^2}$; $R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s}$

$$B = \frac{+X_s}{R_s^2 + X_s^2} ; X_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s}$$

การแปลงวงจรขนานไปเป็นวงจรอนุกรม



คอนจูเกตจะได้ $Z_p = \frac{jR_p X_p (R_p + jX_p)}{R_p^2 + X_p^2}$

$$= \frac{jR_p^2 X_p + R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2}$$

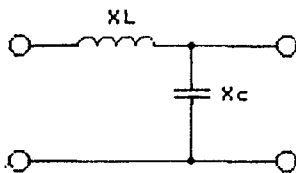
ในที่นี้เราจะให้ $Z_p = Z_s = R_s + jX_s$ (เพราะเหตุที่เราต้องทำการแปลงวงจรขนานไปเป็นวงจรอนุกรม เราจึงถือว่า (อิมพีแดนซ์มันเท่ากัน) จะได้

$$R_s = \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} ; X_s = \frac{X_p R_p^2}{R_p^2 + X_p^2}$$

สูตรข้างบนต่าง ๆ นี้จะเป็นสิ่งที่ใช้ในการคำนวณเรื่องแมตซ์ซิ่งทั้งสิ้น

Maching Network แมตซ์ซิ่งเน็ตเวอร์นั้นมียู่ 3 แบบคือ

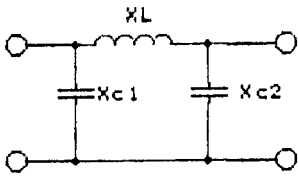
1. แบบรูปตัว L (L - TYPE)



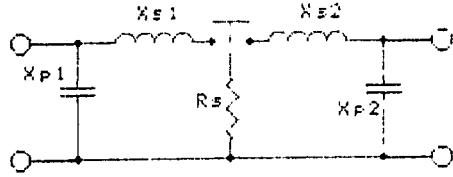
วงจรใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. แบบรูปตัว (π - TYPE)

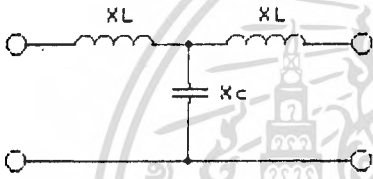


วงจรใช้งาน

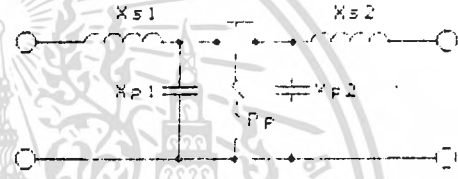


วงจรวิเคราะห์

3. แบบรูป T (T - TYPE)



วงจรใช้งาน



วงจรวิเคราะห์

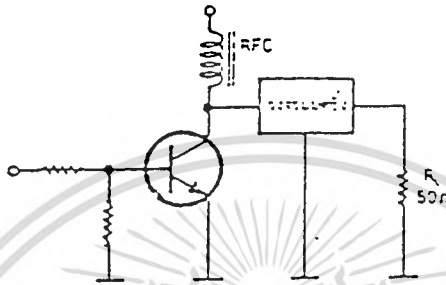
จะพบว่าแบบที่ 2 และแบบที่ 3 จะเป็นวงจรซึ่งเกิดจาก วงจรรูปตัว L2 วงจรนำมาต่อกันนั่นเอง ซึ่งเป็นที่บอกให้รู้ว่า วงจรพื้นฐานของวงจรแมตซ์ก็คือ วงจรรูปตัว L ในการวิเคราะห์วงจรแมตซ์ซึ่งนี้ เราจะแยกเป็น 2 ส่วนคือ

1. แบบกำหนดค่า Q ขึ้นมาก่อน
2. แบบไม่กำหนดค่า Q ก่อน

แบบที่ 1 กำหนดค่า Q ก่อน

ในการวิเคราะห์วงจรนี้ จะใช้วงจรแมตซ์ซึ่งแบบใดก็ได้ซึ่งมีวิธีการคำนวณเหมือนกันขอยกตัวอย่างชนิดรูปตัว L ขึ้นมาใช้ในการคำนวณเพราะว่าเป็นพื้นฐานของชนิดอื่น ๆ

ตัวอย่าง สมมติว่าเรามีวงจรขยายความถี่วิทยุคลาสซีใช้ในการส่งข่าวสาร ซึ่งมีความถี่คัตออฟ 150 MHz และมีแบนด์วิดท์ 10 MHz ซึ่งใช้สายส่งสัญญาณมีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม กำลังส่ง 2 W ให้หาแรงดันที่ระหว่างเครื่องส่งกับสายส่งสัญญาณ ซึ่งใช้แหล่งจ่ายไฟ 12 V



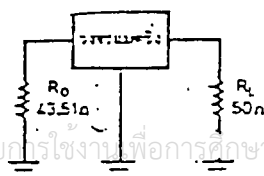
จากโจทย์นี้เราต้องคำนวณหาแรงดันที่เอาต์พุต(ในการคำนวณเรื่องแมตซ์ทางอินพุตก็มีลักษณะการคำนวณเหมือนกัน)จากสูตรในการคำนวณกำลังออกที่เอาต์พุตของวงจรขยายคลาสซีจะได้

$$P_o = 0.625 \frac{V_{eff}^2}{R_o} = \frac{0.625 (V_{cc} - V_{sat})^2}{R_o}$$

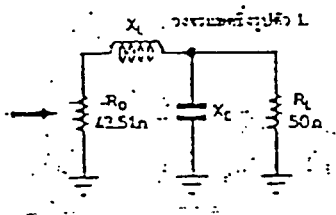
R_o คือ ความต้านทานทางด้านเอาต์พุตของวงจรขยายคลาสซี

$$R_o = \frac{0.625 (V_{cc} - V_{sat})^2}{P_o} = \frac{0.625 (12 - 0.2)^2}{2} = 43.51 \text{ Ohm}$$

จะได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจรแมตชิงซึ่งรูปตัว L

หาค่า Q ของวงจรนี้ก่อนว่า มีค่าเท่ากับเท่าไร โดยใช้สูตร Q แบบที่ 3

$$Q = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1} = \sqrt{\frac{50}{43.51} - 1}$$

$$= 0.38$$

แต่ใจที่บอกว่าต้องการขยายที่ความถี่ 150 MHz ซึ่งต้องการ BW = 10 MHz

นั่นคือ

$$Q = \frac{f_o}{BW} = \frac{150 \text{ Mhz}}{10 \text{ MHz}} = 15$$

จะเห็นว่าวงจรของเราสามารถให้ Q ที่ผ่านได้เท่ากับ 0.38 เท่านั้น ฉะนั้นเราจะ
ต้องมีการปรับค่าของ Q จาก 0.38 ไปเป็น 15 ให้ได้จึงจะเป็นค่าที่เราต้องการ

เราจะทำการหาค่าของอุปกรณ์ขณะที่ Q = 0.38 ก่อน ในการหาวงจรลักษณะนี้
ต้องแยกให้ออกว่าวงจรต่อแบบใดให้ใช้สูตร Q แบบนั้น ในที่นี้พิจารณาได้ว่า
R_o กับ X_L ต่อในลักษณะอนุกรมกันก็ใช้สูตร Q = R_L ผู้คิดจะต้องแยกให้ได้ว่าคู่
ไหนควรจับคู่กัน (หลักการดูเพียงแต่จับคู่ไหนก็ได้แต่จับแล้วให้ใกล้กับ R มากที่สุดก็
คือคู่ นั้น)

คำนวณ

$$Q_{\text{SERIES}} = \frac{X_L}{R_o} ; X_L = Q_s R_o$$

$$= 0.38 (43.51 \text{ OHM}) = 16.53 \text{ OHM}$$

$$Q_{\text{parallel}} = \frac{R_L}{X_c} ; X_c = \frac{R_L}{Q_r}$$

$$= \frac{50 \text{ OHM}}{0.38} = 131.58 \text{ OHM}$$

จะเห็นว่าค่าที่คำนวณได้นั้นเป็น Q ที่เกิดจากวงจรเมตซึ่ง ซึ่งมีค่า $Q = 0.38$ และโจทย์ต้องการให้ $Q = 15$ ผ่าน เราต้องทำการปรับค่าให้ได้ $Q = 15$ ผ่านวงจรจาก

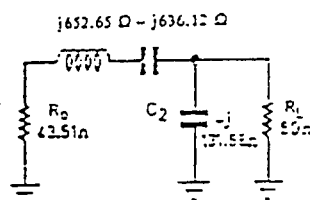
$$X_t = X_L + X_c$$

$$Q = \frac{X_t}{R_o}$$

เพราะฉะนั้น $X_t = 15 (43.51) = 652.65 \text{ OHM}$

หา $X_c = X_t - X_L = 652.65 - 16.53$
 $= 636.12 \text{ OHM}$

นั่นคือเราจะได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหตุที่เราสามารถปรับค่าโดยวิธีข้างบนได้ก็เพราะว่าเอาที่พหุของวงจรมายก
 คลาสซิกันมองเห็น Q ที่เกิดจาก R_o กับ X_L ซึ่งถ้าเราตรวจสอบ Q ที่ค่านี้จะได้ Q
 $= 652.65/43.51 = 15$ ซึ่งแมตซ์กับเอาที่พหุของวงจรมายกคลาสซิ มันจึงมองเห็นได้ว่า
 แมตซ์กับตัวมันใช้ได้ (การทำเช่นนี้จะป็นในลักษณะของการลอมวงจรเท่านั้นเอง)
 และเหตุที่เราใช้ C ต่อเข้าไปก็เพราะว่า L และ C นั้นมันจะมีเวกเตอร์ซึ่งอยู่ตรงกันข้าม
 กันจึงทำการบวกลบกันได้ ซึ่งถ้า $X_L - X_C$ แล้วมันจะเป็นค่า X_L ที่ได้จากการคำนวณที่
 ค่า $Q = 0.38$ ซึ่งเป็นจริงและ $X_L = 652.65$ ใส่เข้าไปก็เพื่อให้วงจรมองว่า Q
 $= 15$ เพราะมันเจอ R_{ct} ชุดนี้ก่อน

เมื่อเราหาค่า X_{LC} ขึ้นมาได้แล้วเราจะหาค่า L, C ได้โดยใช่

$$X_L = 2 \pi f L, \quad X_C = \frac{1}{2 \pi f C}$$

$$\text{ที่ } f = 150 \text{ MHz}$$

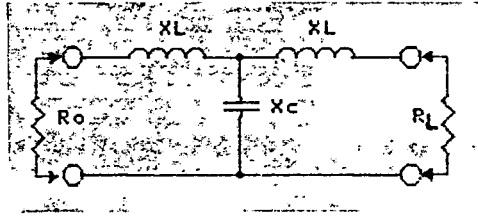
$$L = 652.65 / (2 * 3.18 * 150 * 10^6) = 0.684 \text{ H}$$

$$C_1 = 1 / (2 * 3.18 * 150 * 10^6 * 636.12) = 1.6 \text{ pF}$$

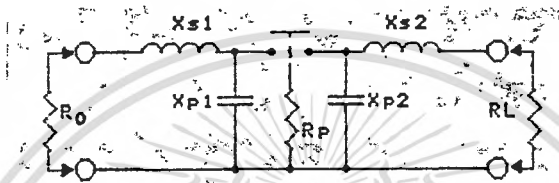
$$C_2 = 1 / (2 * 3.16 * 150 * 10^6 * 131.58) = 8 \text{ pF}$$

วิธีที่ 2 ไม่กำหนดค่า Q มาให้

ในที่นี้คำว่าไม่กำหนดค่า Q มีความหมายว่า Q ของวงจรขึ้นอยู่กับค่าของ R_s
 และ R_p ซึ่งในวิธีแรกถ้ากำหนดค่า Q มาให้และหา Q ของวงจรจริงจะพบว่าเกิด
 น้อยกว่าหรือมากกว่าก็ตาม เราต้องการปรับค่าให้เท่ากับ Q ที่กำหนดมาให้แต่วิธีที่ 2
 นี้ไม่จำเป็นจะต้องปรับค่าแบบวิธีที่ 1 เพราะค่า Q เป็น Q ที่เกิดจาก R_p และ R_s เอง
 ไม่ใช่เราเป็นผู้กำหนดค่า Q ขึ้นมาก่อน สมมติในที่นี้เราจะคำนวณวงจรแมตซ์ซึ่งรูปตัว
 T ดังรูป



วงจรใช้งาน



วงจรวิเคราะห์

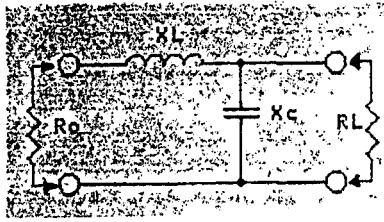
วิธีคิดเราจะต้องทำการแยกวงจรรูปตัว T ให้อยู่ในรูปตัว L ก่อนในที่นี้จะ
ได้เป็น 2 วงจรโดยทำการแบ่ง X_{c1} ออกเป็น 2 ตัวคือ X_{p1} และ X_{p2} เมื่อทำการ
แยกออกจะปรากฏว่าเกิด R_p ซึ่ง R_p ตัวนี้เป็นค่าความต้านทานเสมือน ซึ่งสามารถหา
ได้จากสูตร

$$R_p = \frac{R_o^2 + X_{L1}^2}{R_o}$$

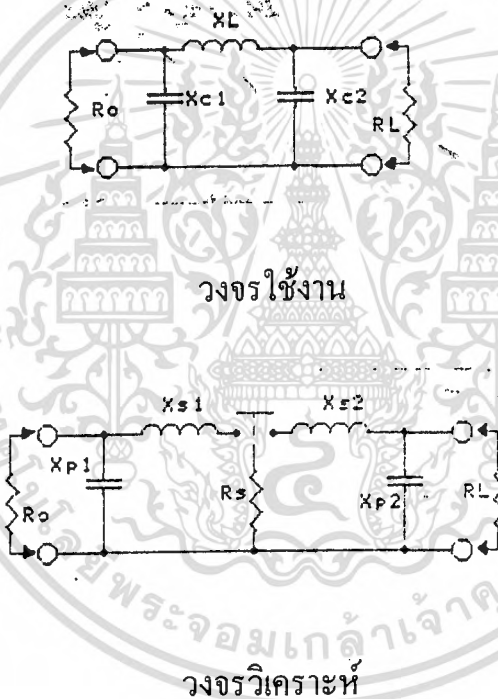
สูตรนี้ได้มาจากการแปลงวงจรอนุกรมเป็นวงจรขยาย

หลักการพิจารณาว่าความต้านทานเสมือนที่เกิดขึ้นนั้นมีสัญลักษณ์เป็น R_p หรือ
 R_s ดูได้จากถ้าต่อในลักษณะเป็นวงจรขนานก็ใช้ R_p แต่ถ้าต่อในลักษณะอนุกรมก็ใช้
 R_s (ใช้ในวงจรแบบ π) เราสามารถที่กำหนดค่าของความต้านทานเสมือนได้โดยมี 3
ลักษณะเช่นกันคือ

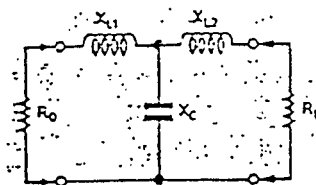
1. แบบรูปตัว L $R_o < R_p ; R_p =$ ความต้านทานเสมือน



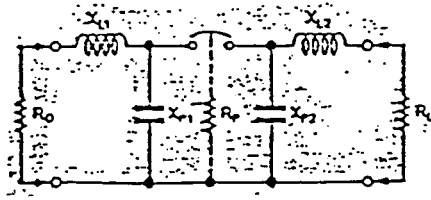
2. แบบรูปตัว π $R_o > R_s < R_p ; R_s =$ ความต้านทานเสมือน



3. แบบรูปตัว T $R_o < R_p > R_L ; R_p =$ ความต้านทานเสมือน



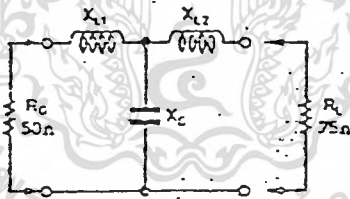
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



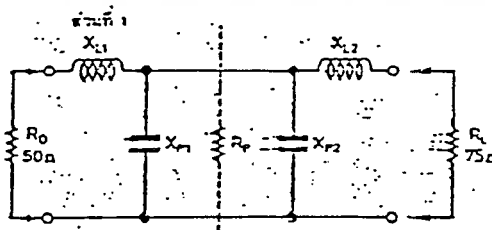
วงจรวิเคราะห์

แบบที่ 3 นี้มีข้อแม้ว่าในการกำหนด R_p นั้นควรมีค่าเท่าไรถึงจะพอเหมาะ เราต้องกำหนดค่าของ R_p หรือ R_o ไม่ให้เกินอัตราส่วน $100 : 1$ เช่น ถ้า $R_o < R_p > R_L$ และ $R_o = 900, R_L = 50$ ถ้าให้ $R_p = 1$ กิโลโอห์ม ตรวจสอบ $900 < 1 \text{ กิโลโอห์ม} > 50$; ตรวจสอบ $1000/900$ และ $1000/50$ ไม่เกิน $100 : 1$ ใช้ได้

ตัวอย่างจงหาวงจรแมตซิงเพื่อทำการแมตสายอากาศ ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ 75 โอห์ม และสมมติเครื่องส่งมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม เราจะใช้วงจรชนิด T (จะใช้ชนิดใดก็ได้)



วงจรแมตซิง



$50 < R_p > 75$

ให้ $R_p = 1K$

ในการคำนวณจะทำการแยกเป็น 2 ส่วน จะเป็นรูปตัว L 2 วงจร แล้วแยกการคำนวณที่แต่ละส่วนจะได้

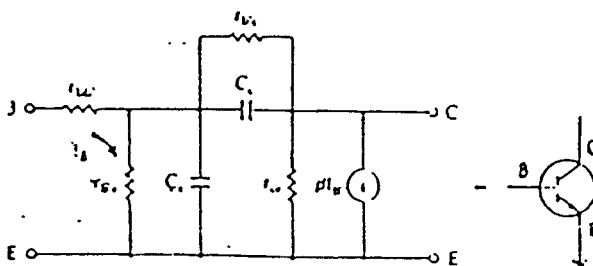
$$\text{ส่วนที่ 1} \quad Q = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1} = \sqrt{\frac{1000}{50} - 1} = 4.36$$

$$\begin{aligned} \text{เพราะฉะนั้น } Q_{\text{SERIES}} &= X_{L1} / R_p ; X_{L1} = Q_p R_o = 4.36 * 50 \\ &= 218 \text{ OHM} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Q_{\text{PARALLEL}} &= R_p / X_{p1} ; X_{p1} = R_p / Q_p = 1000 / 4.36 \\ &= 229.36 \text{ OHM} \end{aligned}$$

Amplifier Design

การออกแบบ amplifier ที่ทำงานในความถี่ระดับ Radio Frequency นั้น Transistor ที่ใช้ในวงจร Amplifier จะเป็นอุปกรณ์แบบ (Imperfect Device) ซึ่งทำให้คุณสมบัติของอุปกรณ์แปรผันตามความถี่ ดังนั้นการวิเคราะห์วงจรเสมือนของ Transistor อันได้แก่ Input Output Feedback และ Gain ล้วนเป็นคุณสมบัติที่ควรแก่การพิจารณาทั้งนี้รวมทั้ง การพิจารณาการออกแบบวงจร Amplifier โดยอาศัย S Parameter ที่ถูกกำหนดมาใน Data Sheet วงจรเสมือนของ Transistor เมื่อใช้งานในย่านที่สูง เราสามารถเขียนวงจรเสมือนของ Transistor ในรูปของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุอินดักเตอร์ เมื่อทำงานที่ระดับความถี่ Radio Frequency จึงสามารถอธิบายคุณสมบัติของ Transistor ดังรูป 2.4 ซึ่งอยู่ในรูปแบบ Common Emitter และรู้จักในชื่อว่า Hybrid = TT Model



รูปที่ 2.4 วงจรเสมือนของ Transistor แบบ Common Emitter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$T_{bb'}$ - Base Spreading Resistance เป็นความต้านทานที่เกิดที่ขั้วของขา Base หรือที่หน้าสัมผัสของสารกึ่งตัวนำของ Base ค่านี้จะอยู่ในหน่วย Ohms Transistor ยิ่งมีขนาดเล็กค่านี้จะยิ่งมาก

$V_{b'e}$ - Input Resistance เป็นความต้านทานที่รอยต่อระหว่าง Base และ Emitter เมื่อ Transistor อยู่ในสถานะ Forward Bias จะมีค่าประมาณ 1000 Ohms

$V_{bc'}$ - Feedback Resistance เป็นความต้านทานที่มีค่ามาก (ประมาณ 5 Mohms) เมื่อความต้านทานอยู่ระหว่างขา Base และ Emitter

$V_{ec'}$ - Output Resistance เป็นค่าความต้านทานของ Transistor เมื่อมองจากขา Collector เข้าไปค่าความต้านทานนี้ประมาณ 100 K.

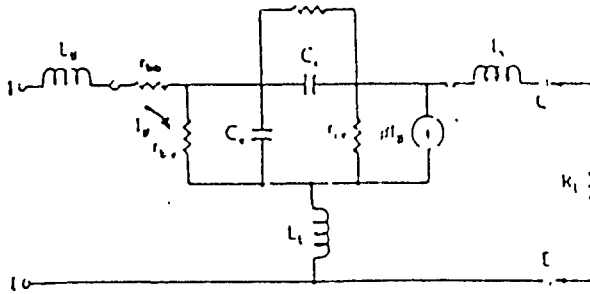
C_e - Emitter Diffusion Capacitance ซึ่งเป็นผลรวมของ Emitter Diffusion Capacitance และ Emitter Junction Capacitance เป็น Capacitance ที่เกิดขึ้นเนื่องจากคุณสมบัติทางฟิสิกส์ของหน้าสัมผัสของสารกึ่งตัวนำและเนื่องจาก Junction Capacitance มีขนาดเล็ก ดังนั้น C_e จึงเทียบเท่ากับ Diffusion Capacitance มีค่าประมาณ 100 pF

C_c - Feedback Capacitance เป็นองค์ประกอบที่เกิดจากการ Bias ย้อนกลับที่ขั้วสัมผัสระหว่าง Collector และ Base เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นค่า C_c จะยังมีผลต่อการทำงานของ Transistor ปกติ C_c จะมีค่าประมาณ 3 pF

ดังแสดงในรูปที่ 2.4 จะมีแหล่งกำเนิดกระแส (Current Source) ขนาด $BI_B \square$ โดยค่า B คือค่า small Signal AC Current Gain

ในขณะที่ I_s คือ กระแสที่ไหลผ่าน V_{BE} แหล่งกำเนิดกระแสที่ขา Collector แสดงว่ากระแสที่ Collector จะมีค่าไม่คงที่โดยขึ้นอยู่กับกระแสที่ไหลผ่าน Base ซึ่งเท่ากับ β เท่าของ I_B

วงจรเสมือนรูปที่ 2.1 เป็นวงจรเสมือนที่เกิดจากสารกึ่งตัวนำที่ประกอบขึ้นเป็น Transistor เท่านั้นแต่โดยแท้แล้วเมื่อนำ Transistor มาใช้งานจำเป็นต้องมีสายต่อภายนอกและที่ความถี่สูงสายต่อขนาดสั้นที่มาต่อก็คจะมีคุณสมบัติเป็น L ออกมาดังนั้นวงจรเสมือน Transistor จึงมีรูปดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงวงจรเสมือนของทรานซิสเตอร์เมื่อรวมผลของสายต่อ

จากรูปที่ 2.4 และรูปที่ 2.5 แสดงว่าคุณสมบัติของ Transistor ที่ทำงานย่านความถี่สูงจะถูกแทนได้ด้วยอุปกรณ์ R, L และ C ที่ค่อนข้างยุ่งยากและแสดงให้เห็นว่า ย่านความถี่สูง เราจำเป็นต้องคำนึงถึงคุณสมบัติทางฟิสิกส์องค์ประกอบของ Transistor อย่างลึกซึ้ง

S Parameter

Scattering หรือ S Parameter เป็น Parameter ตัวสำคัญที่มักจะถูกกำหนดมากับ Transistor ที่ทำงานในย่านความถี่สูงเสมอเพื่อใช้ในการออกแบบวงจร S parameter ถูกใช้อย่างแพร่หลายเนื่องจากง่ายต่อการวัดค่าและใช้งานมากกว่า Y Parameter นอกจากนี้ S Parameter ยังง่ายกว่าในการทำความเข้าใจ

ในขณะที่ Y Parameter ใช้กระแสและ Voltage ทาง Input และ Output ในการกำหนดคุณลักษณะในการทำงานของวงจรโครงร่าง Network แบบ 2 ขั้ว แต่ S parameter ก็ใช้ค่า Normalized ของคลื่นตกกระทบ (Incident) และคลื่นสะท้อนกลับ (Reflected)

เพื่อที่จะทำความเข้าใจหลักการของ S Parameter จำเป็นที่จะต้องทำความเข้าใจ ทฤษฎีของสายส่งบางประการ

พิจารณาตามรูปที่ 2.6 Voltage กระแสและกำลังงานจะถูกส่งผ่านจาก Source Impedance (Z_s) ไป Load (Z_L) ซึ่งจะถูกพิจารณาในรูปของคลื่นตกกระทบและคลื่น

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

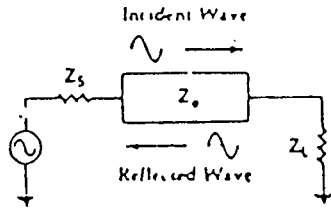
สะท้อน กับที่เคลื่อนที่ในทิศทางตรงกันข้ามภายในสายส่งที่มี Characteristic Impedance (Z_0) ถ้าหาก Load Impedance (Z_L) เท่ากับ Z_0 ภายในสายส่งจะไม่มีคลื่นสะท้อนกลับ ทั้งนี้ เพราะคลื่นตกกระทบทั้งหมดจะถูกดูดซับด้วย Load หากแต่ถ้า Z_L ไม่เท่ากับ Z_0 แล้วคลื่นตกกระทบจะไม่ถูก Load ดูดซับทั้งหมด ดังนั้นบางส่วนของคลื่นตกกระทบจะย้อนกลับมาต้นกำเนิด (Source) ใหม่เกิดเป็นคลื่นสะท้อนกลับของคลื่นระหว่าง Load และ Source จนกว่าคลื่นจะ Loss กระจายไปในสายส่งความถี่น้อยของความ Mismatch ระหว่าง Z_0 และ Z_L หรือ Z_0 ขึ้นอยู่กับจำนวนคลื่นสะท้อนกลับของคลื่นตกกระทบ อัตราส่วนระหว่างคลื่นสะท้อนกลับและคลื่นตกกระทบ เรียกว่า Reflection Coefficient ซึ่งเป็นค่าที่จัดวางเท่ากันได้ (Match) ของสายส่งและ Terminating Impedance Reflection Coefficient (Γ) อยู่ในรูป Complex

$$\begin{aligned} \Gamma &= \text{Reflection Coefficient} \\ &= V_{\text{REF}}/V_{\text{inc}} \\ &= \rho/\theta \end{aligned} \quad (2.1)$$

V_{REF} = Reflected Voltage
 V_{inc} = Incident Voltage

Reflection Coefficient จะมีค่าลดลงค่าความแตกต่างระหว่าง Terminating Impedances และ Impedances ของสายส่งมีค่าลดลงถ้า Terminating Impedances และ Impedance ของสายส่งเท่ากับ Reflection Coefficient เท่ากับ 0 ถ้าหากปลายทางของ Load เกิดไม่ได้ต่อ Load แล้วทำให้เกิดกรณี Short หรือ Open Circuit ก็คือ กำลังไฟฟ้าจะส่งจากแหล่งกำเนิดจะไม่ถูกดูดซับโดยโหลดเลย ดังนั้น คลื่นตกกระทบทั้งหมดจะสะท้อนกลับหมด ค่า Reflection Coefficient เท่ากับหนึ่ง เกิดกรณีเข้ากันไม่ได้อย่างสมบูรณ์ (Perfect Mismatch) ค่า Reflection Coefficient จะแปรผันระหว่าง 0 และ 1 Reflection Coefficient ที่มีค่ามากกว่า 1 นั้นแสดงว่าสัญญาณจากแหล่งกำเนิดไปถึง โหลดมีค่าน้อยกว่าสัญญาณที่ออกจากโหลด เพื่อมาแหล่งกำเนิดไปถึงโหลดมีค่าน้อยกว่าสัญญาณที่ออกจากโหลด เพื่อมาแหล่งกำเนิด นั้นแสดงว่า โหลดของเขามีแหล่งต้น

กำเนิดพลังงานอยู่ด้วย ซึ่งเป็นไปได้ในกรณี Oscillator และ Amplifier ที่เกิดการ Oscillator



รูปที่ 2.6 แสดงคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับในสายส่ง

ค่า Reflection Coefficient ของวงจรดังรูปที่ 2.7 แสดงได้ดังสมการ 2.2 หรือ

2.3

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.2)$$

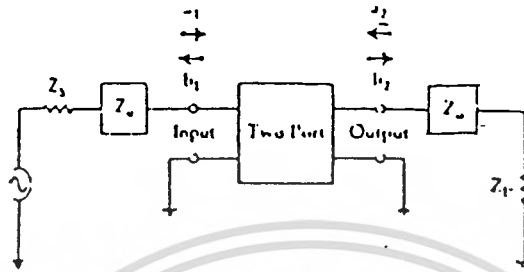
$$\begin{aligned} &= \frac{Z_L/Z_0 - 1}{Z_L/Z_0 + 1} \\ &= \frac{Z_A - 1}{Z_A + 1} \quad (2.3) \end{aligned}$$

Z_A = Normalized Load Impedance

สมการ 2.3 เป็นสมการในการสร้าง Smith Chart ดังนั้น ค่า Γ จึงสามารถเขียนค่าลงใน Smith Chart ได้โดยตรงและทำให้สามารถอ่านค่าโวลตอิมพีแดนซ์จาก Chart ได้โดยตรง โดยไม่ต้องคำนวณค่าจากสมการ 2.2 ในทำนองเดียวกับค่า T สามารถอ่านจาก Chart โดยตรง เมื่อกำหนดค่า Z_0 (การกำหนดค่า T และการใช้ Smith เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Chart ในการคำนวณจะไม่กล่าวรายละเอียดในที่นี้) S Parameter ในวงจรโครงข่าย Network 2 คู่สาย

จากวงจรรูปที่ 2.6 เมื่อพิจารณาในรูปวงจรโครงข่าย Network 2 คู่สายจะเป็นไป ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 พิจารณาคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนในวงจรโครงข่าย Network 2 คู่สาย

การพิจารณาต่อไปนี้คลื่นตกกระทบ คือ คลื่นที่เคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิด

1) คลื่นตกกระทบที่เคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดจะตกกระทบบนอุปกรณ์ในวงจร 2 คู่สายเป็นค่า a_1 โดยมีบางส่วนของคลื่นที่สะท้อนกลับเป็นค่า b_1 และมีบางส่วนของคลื่นที่ผ่านเข้าไปในอุปกรณ์ของวงจร 2 คู่สาย

2) คลื่นที่เคลื่อนที่ผ่านเข้าไปในอุปกรณ์ของวงจร 2 คู่สายจะเคลื่อนที่ไปจนถึงโหลดที่ต่ออยู่ ทางเอาต์พุตของวงจร 2 คู่สาย และบางส่วนของคลื่นนี้จะสะท้อนที่โหลดกลับเป็นคลื่นตกกระทบวงจร 2 คู่สายทางด้านเอาต์พุตเป็นค่า a_2

3) คลื่นตกกระทบทางด้านเอาต์พุตของวงจร 2 คู่สาย บางส่วนจะสะท้อนกลับไปที่โหลดอีกเป็นค่า (b_2) ในขณะที่มีบางส่วนของคลื่นที่ผ่านเข้าไปในวงจร 2 คู่สายไปที่แหล่งกำเนิด

จากบทสรุปทั้ง 3 ข้อข้างต้นจะพบว่าคลื่นที่เคลื่อนที่ในวงจรรูปที่ 2.7 จะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วนคือ

1) คลื่นที่เคลื่อนที่ออกจากหัวเอาต์พุตของวงจร 2 คู่สาย ประกอบด้วยบางส่วนของคลื่น a_2 ซึ่งสะท้อนกลับที่หัวเอาต์พุตของวงจร 2 คู่สายบวกกัน บางส่วนของคลื่นที่เคลื่อนที่ผ่านเข้าไปในวงจร 2 คู่สาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) คลื่นที่เคลื่อนที่ออกจากขั้วอินพุทของวงจร 2 คู่สาย ประกอบด้วยบางส่วนของคลื่น a_1 ซึ่งสะท้อนกลับที่ขั้วอินพุทของวงจร 2 คู่สายบวกกับบางส่วนของคลื่น a_2 ที่เคลื่อนผ่านเข้าไปในวงจร 2 คู่สาย

จากบทสรุปของคลื่นที่เคลื่อนที่ออกจากอินพุทและเอาต์พุทของวงจร 2 คู่สายนี้ สามารถเขียนค่า b_1, b_2 ในรูป a_1, a_2 ดังสมการ 2.4 และ 2.5

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (2.4)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad (2.5)$$

S_{11} = The input Reflection coefficient

S_{12} = The reverse Transmission Coefficient

S_{21} = The Forward Transmission Coefficient

S_{22} = The Output Reflection Coefficient

จากสมการ 2.4 ถ้า $a_2 = 0$

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2 = 0} \quad (2.6)$$

S_{11} = ผลหารระหว่างคลื่นสะท้อนกลับและคลื่นตกกระทบดังนั้นถ้าพิจารณาตามคำจำกัดความ ก็คือค่า Reflection Coefficient ที่อินพุท S_{11} สามารถเขียนลงบน Smith Chart และสามารถอ่านค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ Chart โดยตรง

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1 = 0} \quad (2.7)$$

S_{22} = Reflection Coefficient ที่เอาต์พุท ซึ่งเมื่อวาดลงบน Smith Chart ก็จะสามารถอ่านค่าเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ออกมาจาก Chart โดยตรง

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2 = 0} \quad (2.8)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1 = 0} \quad (2.9)$$

จากสมการ 2.6 ถึง 2.9 พบว่าค่า S Parameter หาได้เมื่อ a_1 หรือ a_2 เท่ากับศูนย์ นั่นคือ หากเราใช้ค่า Z_s และ Z_L เท่ากับ Characteristic Impedance ของระบบที่ต้องการ จัดแล้ว คลื่นที่ตกกระทบ Z_s และ Z_L จะไม่ทำให้ปรากฏคลื่นสะท้อนกลับเข้าสู่วงจร 2 คู่สาย ดังจะเห็นได้จากการหาค่า S11 ค่าที่จำเป็นต้องใช้ คือ สัญญาณอินพุตที่เข้าสู่วงจร 2 คู่สาย และสายสัญญาณสะท้อนกลับ ซึ่งเกิดจากสัญญาณอินพุตจากแหล่งกำเนิดโดยตรงเท่านั้น แต่ในทางปฏิบัติจะมีคลื่นที่เกิดจากสัญญาณ a_2 บางส่วนที่เคลื่อนที่ผ่านเข้ามาในวงจร 2 คู่สาย และมารวมกับสัญญาณสะท้อนกลับ ซึ่งเกิดจากสัญญาณจากแหล่งกำเนิดโดยตรง ดังนั้น จะได้ค่า b_1 ที่ไม่ถูกต้อง ถ้าเราใช้ Z_L ที่เท่ากับ Z_0 แล้วจะไม่เกิด a_2 ขึ้น สัญญาณสะท้อนกลับที่อินพุตจะจัดได้อย่างถูกต้องหาค่า S22 ก็เช่นกัน

ค่า S_{22} และ S_{12} ที่ปรากฏในสมการ 2.8 และ 2.9 คือค่า Forward และ Reverse Gain ตามลำดับ

การออกแบบ RF Amplifier โดยใช้ S Parameter

Transistor ที่ทำงานในความถี่ RF มีการกำหนดคุณลักษณะโดยการใช้ S Parameter ด้วยค่า S Parameter นี้เราสามารถหาความไม่เสถียรภาพของระบบ (Potential Instability) ค่า Gain ค่าสูงสุด (Maximum Available Gain) อินพุต และเอาท์พุต อิมพีแดนซ์รวมทั้ง Transducer Gain นอกจากนี้ ยังใช้ประโยชน์ในการคำนวณค่า Source และ Load Impedance ที่เหมาะสมที่สุด เมื่อการทำ Conjugate Matching หรือ การเลือก Source และ Load Impedance สำหรับ Transducer Gain S Parameter เป็นค่าที่แปรตามความถี่และระดับไบอัส ดังนั้น ในการออกแบบจะต้องเลือก Transistor แล้วจึงเลือกจุดทำงานเสถียรภาพที่ต้องการ จากนั้นจึงกำหนดค่า S Parameter ณ จุดทำงาน (จาก Data Sheet) จากนั้น จึงคำนวณค่าต่าง ๆ ที่ใช้ในการออกแบบ

Stability

เราสามารถหาค่า S Parameter ในการคำนวณความเสถียรภาพของ Transistor ในการใช้งานที่ความถี่ใด ๆ เพื่อตรวจสอบดูสถานะความเป็นไปได้ที่ Transistor จะเกิดการ Oscillate อันเป็นสถานะที่ควรหลีกเลี่ยงอย่างยิ่งในการออกแบบ Amplifier

ขั้นแรก คำนวณค่า Intermediate Quantity D_s

$$D_s = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \quad (2.10)$$

ขั้นสอง คำนวณค่า Rollett Stability Factor (K)

$$K = \frac{1 + |D_s|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{21}||S_{12}|} \quad (2.11)$$

ถ้าค่า K มากกว่า 1 อุปกรณ์จะอยู่ในสถานะ Unconditionally Stable สำหรับ Source และ Load Impedance ใด ๆ ถ้า K มีค่าน้อยกว่า 1 อุปกรณ์อยู่ในสถานะ Potentially Unstable จะเกิดการ Oscillate อยู่เสมอในการเลือก Load Impedance และ Source Impedance แต่ก็มีไว้ว่าเราจะไม่สามารถใช้ Transistor นั้นเพียงแต่ต้องมีการใช้ อย่างระมัดระวัง และยากต่อการใช้เท่านั้น ในกรณี K น้อยกว่า 1 ยังคงสามารถใช้งานได้โดย

- 1) เปลี่ยนจุดไบอัสทรานซิสเตอร์ใหม่
- 2) เลือกรานซิสเตอร์ใหม่
- 3) ใช้วิธี Stability Circuits

Maximum Available Gain

เป็นค่า Gain สูงสุดที่ทรานซิสเตอร์สามารถทำได้ในสถานะ Matched เรียกว่า Maximum Available Gain (MAG) ตอนแรกคำนวณค่า B_1 ก่อน

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |D_s|^2 \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารหนึ่งฉบับสำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ค่า D_s หาได้จากสมการ 2.10

$$MAG = 10 \text{ LOG } \frac{S_{21}}{S_{12}} + 10 \text{ LOG } K \pm \sqrt{K^2 - 1} \quad (2.13)$$

โดยที่ MAG อยู่ในหน่วย dB

K เป็น Stability Factor ที่คำนวณตามสมการ 2.11

เหตุที่จะต้องมีการคำนวณ B_1 ก่อนการคำนวณค่า MAG เพราะค่า B_1 เป็นตัวกำหนดเครื่องหมาย (\pm) ในสมการ 2.13 ถ้า B_1 มีค่าเป็นลบจะใช้เครื่องหมายบวกในสมการ 2.13

ถ้า B_1 มีค่าเป็นบวกจะใช้เครื่องหมายลบในสมการ 2.13 และยังพบอีกว่า K จะต้องมียค่ามากกว่า 1 MAG จึงมีค่าได้หากน้อยกว่าหนึ่ง ค่า $K^2 - 1$ ในเครื่องหมายรากที่สองจะมีค่าลบ ซึ่งทำให้ MAG ไม่มีค่าไป

การทำ Conjugate Match (ในกรณีที่ทรานซิสเตอร์อยู่ในสถานะ Unconditionally Stable) เมื่อทรานซิสเตอร์สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพในความถี่ที่เลือกใช้งาน ($K > 1$) ค่า Gain ก็สามารถหาค่าได้แล้วขั้นตอนต่อไปต้องทำให้วงจรอยู่ในสภาพ Match ให้ได้และสิ่งที่ต้องทำ คือ การคำนวณหาค่า Load และ Source Reflection Coefficient ซึ่งจะเป็นตัวชั่งกำหนดค่า Conjugate Match ของอินพุตและเอาต์พุต อิมพีแดนซ์ ของระบบขึ้นอยู่กับโหลด และ Source อิมพีแดนซ์ที่ทรานซิสเตอร์มองเห็นด้วย ทั้งนี้เพราะค่า Reverse Gain (S_{12}) ของทรานซิสเตอร์นั่นเอง ถ้า $S_{12} = 0$ แล้วค่าโหลด และ Source อิมพีแดนซ์ของภายนอกจะไม่มีผลต่ออินพุตและเอาต์พุต อิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์

ในการหา Refleicient สำหรับ Conjugate Match ทำตามขั้นตอนดังนี้

$$C_2 = S_{22} - (D_s S_{11}^*) \quad (2.14)$$

S*11 เป็นค่า Complex Conjugate ของ S11

$$B_2 = 1 + /S_{22}/^2 - /S_{11}/^2 - /D_s/^2 \quad (2.15)$$

ขนาดของ Reflection Coefficient จะเป็นไปตามสมการ 2.16

$$/T_L/ = B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4(C_2)_2/2/C_2} \quad (2.16)$$

สมการ 2.16 จะใช้เครื่องหมายบวกหรือลบขึ้นอยู่กับเครื่องหมายของ B_2 ส่วนมุมของ T_L จะมีมุมเป็นมุมลบของ C_2 .

ในสมการ 2.14 เมื่อได้ค่า T_L แล้วใช้ Smith Chart ในการคำนวณ Conjugate Matching หรือใช้วิธีการคำนวณ Impedance Matching แบบแทนค่าสูตรก็ได้ ค่าที่ได้จะเป็น Conjugate Matching ทางอินพุต ค่าของ Source Reflection Coefficient จะเป็นไปตามสมการ 2.17

$$T_s = S_{11}/ + S_{12} S_{21} T_L/ - (T_L + S_{22}) - 1 \quad (2.17)$$

การคำนวณ Conjugate Matching ทางด้านเอาต์พุตก็เช่นเดียวกับของอินพุต สำหรับ เมื่อ $K < 1$ ก็ยังคงหาค่า T_L และ T_s เพื่อทำการ Conjugate Matching

SmallSignal RF Amplifier

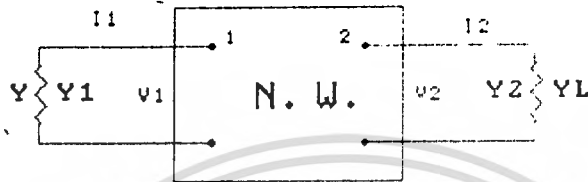
Two-port แอดมิตแทนซ์พารามิเตอร์

ในย่านความถี่สูงอุปกรณ์ทานซิสเตอร์หรือเฟียท มักจะบอกรายละเอียดต่าง ๆ ในรูปของแอดมิตแทนซ์พารามิเตอร์ หรือ Scattering พารามิเตอร์ในที่นี้ จะพิจารณาเฉพาะถึงการออกแบบ วงจรขยายสัญญาณ จากแอดมิตแทนซ์พารามิเตอร์เท่านั้นจากรูปที่ 2.8 สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_1 = V_1 Y_1 + V_2 Y_L = -V_1 Y_s \quad (2.18)$$

$$I_2 = V_1 Y_f + V_2 Y_0 = -V_2 Y_L \quad (2.19)$$



รูปที่ 2.8 วงจร Two-Port Network

โดยที่ Y_1 , Y_f , Y_0 , Y_L เป็นค่า Short-Circuit แอดมิตแทนซ์พารามิเตอร์ของอุปกรณ์และ Y_s , Y_L เป็นค่าแอดมิตแทนซ์ของซอร์สและโหลดตามลำดับ จากสมการ 2.19 สามารถหาค่าโวลต์เตจเกน (Voltage Gain) ได้ดังนี้

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{-Y_f}{Y_0 + Y_L} \quad (2.20)$$

และจากสมการทั้งหมดข้างต้นสามารถหาเคอร์เรนท์เกน (Current Gain) ได้ดังนี้

$$A_i = \frac{I_2}{I_1} = \frac{Y_f Y_1}{\Delta Y + Y_1 Y_L} \quad (2.21)$$

ซึ่งค่า ΔY เป็นค่าดีเทอร์มิแนนท์ของ Y ดังนี้

เพื่อที่จะหาค่าอินพุตแอดมิตแทนซ์ (Input Admittance) Y_1 ของเน็ตเวิร์กที่

พอร์ท.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อหารสมการ 2.18 ด้วย Y_1 แล้วแทนค่าสมการ 2.20 เข้าไปจะได้

$$Y_1 = \frac{I_1}{V_1} = Y_1 \frac{-Y_r Y_f}{Y_0 + Y_1} \quad (2.22)$$

ค่าแอดมิแตนซ์ ซึ่งมองกลับเข้ามาจากทางเอาต์พุทพอร์ทสามารถหาได้ในทำนองเดียวกัน จาก 2.18 จะได้

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{-Y_r}{Y_1 + Y_s} \quad (2.23)$$

ถ้าหารสมการ 2.18 ด้วย V_2 แทนค่าจากสมการ 2.24 เข้าไปจะได้ค่าเอาต์พุทแอดมิแตนซ์ ดังนี้

$$Y_2 = \frac{I_2}{V_2} = Y_0 \frac{-Y_r Y_f}{Y_1 + Y_s} \quad (2.24)$$

เสถียรภาพของวงจรรขยาย

วงจรรขยายที่มีเสถียรภาพ (Stable) คือ วงจรรขยายที่ไม่เกิดการออสซิลเลทที่ไม่ต้องการวงจรรขยายใด ๆ อาจเกิดการออสซิลเลทได้ ถ้าพลังงานบางส่วนจากเอาต์พุท ถูกป้อนกลับมายังอินพุทด้วยเฟส (Phase) ที่เหมาะสม การคัปปลิง (Coupling) จากเอาต์พุทมายังอินพุทเกิดจากค่าค่าปาสซีแชนซ์ภายในอุปกรณ์แอกทีฟ (Active Device) นั้นเอง และจากอุปกรณ์ภายนอก เนื่องจากค่ารีแอกแตนซ์ (Reactance) ของฟีดแบคคาปาซิแตนซ์จะลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น เพราะฉะนั้นวงจรรขยายในย่าน RF จึงมีแนวโน้มที่จะเกิดของออสซิลเลทมากกว่าวงจรรขยายในย่านความถี่เสียง

จุดประสงค์ในการออกแบบวงจร RF Amplifier คือ การที่จะได้รับเกนมากที่สุดที่ระดับของการมีเสถียรภาพค่าหนึ่ง ซึ่งสามารถทำได้ถ้าทราบค่า Y พารามิเตอร์ของอุปกรณ์แอกทีฟ การวิเคราะห์โดยวิธีนี้สามารถประยุกต์ใช้กับการออกแบบวงจรมิกเซอร์ได้เช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เสถียรภาพของอุปกรณ์

ค่าความเสถียรภาพของอุปกรณ์แอกทีฟเป็นเรื่องสำคัญในการเลือกใช้อุปกรณ์ และในการออกแบบวงจรขยาย ค่าเสถียรภาพของลินวิลล์ (Linville Stability Factor) เป็นการวัดเสถียรภาพของอุปกรณ์ภายใต้เงื่อนไขที่เลวร้ายที่สุด นั่นคือ ทั้งอินพุตและเอาต์พุตพอร์ทถูกเปิดวงจร ค่าเสถียรภาพของลินวิลล์สามารถหาได้จากสมการ

$$\frac{|Y_f Y_r|}{2g_1 g_0 - R_0 (Y_f Y_r)} = C \quad (2.25)$$

ถ้า C น้อยกว่า 1 อุปกรณ์จะเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข แต่ถ้า C มากกว่า 1 อุปกรณ์นั้นมีแวนโวม์ที่จะไม่เสถียรภาพ โดยถ้าค่าซอร์สและโหลดที่ไม่เหมาะสมจะทำให้เกิดการออสซิลเลชันได้ RF ทรานซิสเตอร์และเฟืองจำนวนมากมีแวนโวม์ที่จะไม่เสถียรภาพในช่วงความถี่ใด ๆ ทั้งนี้ เนื่องจากค่าพีคแบคคาปาซิแทนซ์ภายใน

เสถียรภาพของวงจร

การต่อค่าซอร์สและโหลดที่เหมาะสมให้กับอุปกรณ์แอกทีฟ จะช่วยทำให้เสถียรภาพของวงจรขยายดีขึ้น สเทอร์น (Stern) ได้หาค่าเงื่อนไขของเสถียรภาพโดยคิดค่าแอดมิตแทนซ์ของซอร์สและโหลดมาคำนวณด้วยพร้อม ๆ กับค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ ค่าเสถียรภาพของสเทอร์นหาได้จากสมการ

$$K = \frac{2 (g_1 + G_s) (g_0 + G_L)}{|Y_f Y_r| + R_0 (Y_f Y_r)} \quad (2.25A)$$

โดยที่ค่า G_s และ G_L เป็นค่าจริง (คอนดักแตนซ์) ของ Y_s และ Y_L ตามลำดับ ถ้าค่า K มากกว่า 1 วงจรจะมีเสถียรภาพ

การทำให้เกิดเสถียรภาพ

การไม่เสถียรภาพของวงจรขยายมักจะเกิดจากการป้อนกลับผ่าน Y_{rr} ของอุปกรณ์แอกทีฟ หรือผ่าน Y_{rc} ของวงจรที่ต่อประกอบภายนอก จากสมการ 2.25 และ 2.25A แสดงให้เห็นวิธีต่าง ๆ ที่จะทำให้เกิดเสถียรภาพดังนี้

1. ถ้าเราต่อฟีดแบคเน็ทเวอร์คโดยให้ค่า $Y_{rr} = -Y_{rc}$ จะทำให้ค่า Y_{rc} ซึ่งเป็นผลลัพธ์สุดท้ายมีค่าเท่ากับศูนย์ กรณีนี้วงจรขยายจะเสถียรภาพโดยไม่มีเงื่อนไข เนื่องจากไม่เกิดการป้อนกลับ วิธีนี้เรียกว่า การยูนิแลทเทอร์ราไลซ์ (Unilateralized) แต่ถ้าค่า Y_{rr} เป็นจำนวนเชิงซ้อนการสร้างฟีดแบคเน็ทเวอร์คเพื่อให้ $Y_{rr} = -Y_{rc}$ อาจทำได้ยาก

2. ในทรานซิสเตอร์และเฟ็ดส่วนมากค่ารีเวอร์ส ทรานส์เฟอร์แอดมิตแทนซ์จะเป็นจำนวนเชิงซ้อน $Y_{rr} = G_{rr} + jB_{rr}$ และค่า G_{rr} มักน้อยมาก เมื่อเทียบกับค่า B_{rr} ในย่าน RF ถ้าเราให้วงจรป้อนกลับภายนอกมี $Y_{rr} = jB_{rr}$
 $= -jB_{rr}$ ค่าที่เหลือสุดท้ายคือ $Y_{ro} = -G_{rr}$ ซึ่งมักจะมีค่าน้อยจนวงจรเกิดเสถียรภาพได้ วิธีนี้เรียกว่า การนิวทรอลไลซ์ (Neutralized)

3. โดยการยอมให้ค่าเกนน้อยลงบ้าง จะสามารถหลีกเลี่ยงการใช้วงจรนิวทรอลไลซ์ได้ โดยการเลือกค่า G_s และ G_L ให้มากพอที่จะทำให้ค่าเสถียรภาพของสเทอร์มีค่ามากกว่า 1 ซึ่งในทางปฏิบัติมักจะทำให้ค่าสเทอร์นแฟคเตอร์มีค่าในช่วง 4 ถึง 10 เพื่อให้มั่นใจว่ามีเสถียรภาพจริง

การออกแบบสำหรับอุปกรณ์ที่มีแนวโน้มไม่เสถียรภาพ

จะไม่กล่าวถึงการออกแบบสำหรับอุปกรณ์ที่เสถียรภาพโดยไม่มีเงื่อนไข ($C < 1$) อุปกรณ์แอกทีฟ ซึ่งมีแนวโน้มไม่เสถียรภาพโดยค่า C มากกว่า 1 เราสามารถทำให้น้อยกว่า 1 โดยต่อวงจรฟีดแบคภายนอก แต่ก็ทำให้การออกแบบวงจรยุ่งยากขึ้นอีก นอกจากนี้ วงจรฟีดแบคจะให้ค่าฟีดแบคครีแอกแทนซ์ที่ถูกต้องที่ความถี่ที่คำนวณเท่านั้น แต่ที่ความถี่อื่นอาจทำให้เกิดค่า Y_c ซึ่งอาจทำให้เกิดการออสซิลเลชันและการปรับแต่งวงจรฟีดแบคยังทำได้ยาก จากค่าเสถียรภาพของสเทอร์นตามสมการ 2.25A แสดงให้เห็นว่า เสถียรภาพของวงจรขยายอาจมีได้โดยไม่ต้องใช้วงจรฟีดแบค ถ้าค่า G_s และ G_L มีค่ามากพอในวงจร RF Amplifier ค่า G_s มักจะถูกกำหนดโดยการพิจารณาถึงน้อย ซึ่งถ้าค่า

G_s ถูกกำหนดเช่นนี้แล้ว และเลือกค่าสเทอร์นแฟกเตอร์ เพื่อที่จะให้วงจรมีเสถียรภาพในของเขตหนึ่ง (เช่นค่า G_L อยู่ระหว่าง 4 ถึง 10) จะสามารถหาค่า G_L ได้จาก 2.25A

จากนั้นจะต้องหาค่า B_s และ B_L ซึ่งทำให้วงจรทางอินพุตและเอาต์พุตเกิดรีโซแนนซ์ (Resonance) นั่นคือ $B_s = -B_1$ และ $B_L = -B_2$ โดยที่ B_1 และ B_2 คือ ค่าอินพุตและเอาต์พุตซัสเซปแทนซ์ (Susceptance) ของวงจรขยายเมื่อพอร์ตรงข้ามถูกต่อดัวยค่าที่ต้องการ เนื่องจากวงจรขยายไม่ได้มีการยูนิเลทเทอร์ราไลซ์ด การต่อค่าใด ๆ ทางเอาต์พุตจะมีผลต่ออินพุตแอดมิตแทนซ์ของวงจรก็จะขึ้นกับค่าที่ต่อทางด้านอินพุตด้วยตามสมการ 2.22 และในทำนองเดียวกันค่าเอาต์พุตแอดมิตแทนซ์ของวงจรก็จะขึ้นกับค่าที่ต่อทางด้านอินพุตด้วยตามสมการ 2.24 ซึ่งการคำนวณค่า B_s และ B_L ให้ได้ใกล้เคียงตามวิธีของสเทอร์นนั้นยุ่งยากพอสมควรแต่วิธีที่จะใช้ต่อไปนี้จะให้ค่าประมาณได้ใกล้เคียง และสามารถคำนวณได้รวดเร็วพอสมควร และยังสามารถหาได้โดยใช้คอมพิวเตอร์อีกด้วยสมมติว่าได้เลือกค่า G_s และ G_L ที่ต้องการแล้วทำการคำนวณดังต่อไปนี้

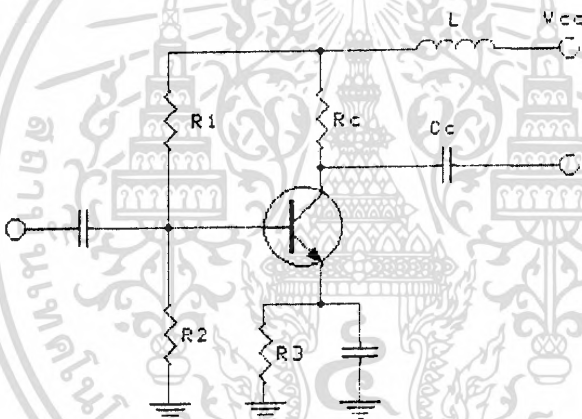
1. สมมติว่าค่าเริ่มต้นของ B_L โดยให้ $B'_L = -b_{oi}$ (ค่านี้จะถูกตัดถ้า $Y_{ri} = 0$ ซึ่งทำให้ $Y_s = Y_{ot}$)
2. ให้ $Y_L = G_L + jB'_L$ แล้วคำนวณ $Y'_L = G'_L + jB'_L$ โดยให้สมการ 2.22
3. ให้ $B'_s = -B'_1$ และ $Y'_s = G_s + jB_s$ คำนวณค่า $Y'_s = G_2 + jB_2$ โดยใช้สมการ 3.38 จากนั้นใช้ค่า $-B'_s$ เป็นค่า B'_L ตัวใหม่
4. ด้วยค่า B'_L ใหม่กลับไปทำตามข้อ 2 ใหม่ เพื่อหาค่า Y'_1 ตัวใหม่และทำต่อไปเรื่อย ๆ
5. ทำตามข้อ 2 ถึงข้อ 4 จนกระทั่งค่าของ B_s และ B_L ค่อนข้างจะคงที่ (โดยมากการคำนวณประมาณครั้งที่สามก็จะให้ค่าที่ใกล้เคียงแล้ว)
6. คำนวณค่าทรานส์ดีวเซอร์เกน (Transducer Gain) จาก

$$GT = \frac{4G_s G_L |Y_f|}{|(Y_1 + Y_s)(Y_0 + Y_L) - Y_r Y_f|^2} \quad (2.25B)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ซึ่งอาจมีข้อผิดพลาดได้บ้าง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Coil อนุกรมกับ Resister ของ Colector

จากวงจรจะเห็นได้ว่า อัตราการขยายจะเป็นปฏิภาคกับค่าอิมพีแดนซ์ที่คอลเลคเตอร์ ซึ่งผลของความถี่สูงทำให้เกิดค่าความจุระหว่างขั้วต่อ ของสารที่ใช้ทำและค่าความต้านทานระหว่างจุดต่อขั้วของเบส กับขาที่ต่อออกไปผลอันนี้ทำให้เปรียบเสมือนเกิดค่าความจุระหว่างคอลเลคเตอร์กับ Gound ความถี่สูงจะผ่านลง Gound ได้นั้นคืออิมพีแดนซ์จะเกิดขึ้นขนาดกับความต้านทานของคอลเลคเตอร์ อิมพีแดนซ์จะลดลงนั้นคือ อัตราขยายจะลดลงด้วยดังรูป



จะเห็นว่าที่ความถี่สูงค่า Coil จะเพิ่ม (X_L) จะชดเชยกับค่า (X_C) ที่ลดลงในความถี่สูงจึงทำให้ไม่เกิดผลต่างขึ้น

การคำนวณค่า Coil

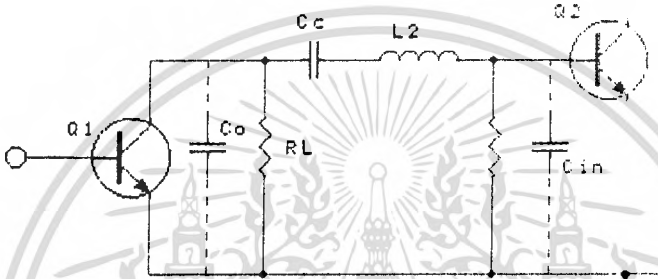
$$\text{Fomular Frome } L = R_1 C_1^2 / 4g_m \cdot c_{be} \quad \text{เมื่อ } C_1 > 2c_{be}$$

$$L = R_1 R_c \cdot c_{be} \quad \text{เมื่อ } C_1 < 2c_{be}$$

R_1 เป็นค่าที่ได้จากการรวมวงจรสมมูลย์ของ Transister แบบเทวินินของวงจรเบส เมื่อมีผลเกิดขึ้นเนื่องจากความถี่สูง เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การชดเชยความถี่สูงโดยวิธี Shunt Peaking & Series Peaking

เป็นวิธีที่ดีในการชดเชยความถี่สูง โดยใช้วิธีรวมของ Peaking และ Series ดังแสดงในรูป



รูปแสดง Peaking ชดเชยความถี่สูง

ดังกล่าวมาแล้วค่าที่ได้นี้เป็นตัวชดเชยค่าคอสเทคเตอร์อิมพีแดนซ์ที่ลดลงเนื่องมาจากผลของการเกิดค่าความจุที่ความถี่สูง ดังนั้น จะเกิดการไหลของกระแสคอสเทคเตอร์มาก จึงมีผลทำให้เกิดค่าความจุ C_0 และ C_{in} ดังรูปจะทำให้ความถี่ขึ้นไปอีก และอัตราการขยายจะลดลง ดังนั้น จึงใส่ L_2 อนุกรมกับ C_0 เพื่อจะทำให้เกิด Resonance กับ C_{in} ที่ความถี่ ซึ่งอัตราการขยายเริ่มตก ทำให้ค่าโหลตมีค่าสูงขึ้นเป็นการชดเชยอัตราการขยาย การหาค่า L_2 ทำการวัดความถี่ที่เริ่มตกเมื่อใส่ L_1 ในวงจร จากนั้นคำนวณหาค่า C_0 โดยการป้อนความถี่เข้าที่เครื่องขยาย จากสังเกตดูสัญญาณออกเมื่อใช้ Scope วัดความถี่ที่ขนาดของสัญญาณเข้าตกลงมา 3dB หรือมีขนาด 0.707 ของขนาดที่ความถี่กลางนำมาเป็นหลักในการคิดหาค่า L ซึ่งจะนำมาต่อ Series กับ RL เพื่อให้ได้ Resonant C_0 กับ L ถ้านำมาคำนวณจากสูตร

$$C_0 = 1/(2\pi)^2 L$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกิจกรรมเชิงการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 เมื่อได้ค่า C_0 นำมาคำนวณหา L_2 จากสูตร $L_2 = 2/3 \cdot C_0 \cdot R_1^2$ เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสร้าง Inductance ให้ได้ค่าตามความต้องการ

ลวดตัวนำที่พันหรือขดขึ้นเป็นคอยล์ มักจะใช้ในวงจรที่มีความถี่ไฟสลับ ทำหน้าที่เป็นตัวที่ทำให้เกิดอินดักแตนซ์ในวงจรเราเรียกอุปกรณ์พวกนี้ว่า อินดักเตอร์ (Inductor) แกนของอินดักเตอร์มีทั้งที่ทำจากสารแม่เหล็ก เช่น แกนเหล็กหรือ แกนเฟอร์ไรท์ อินดักเตอร์ที่พันเปล่าๆโดยไม่ได้ใช้สารแม่เหล็กเป็นแกน เรียกว่า อินดักเตอร์แกนอากาศ (Air Core Inductor) ค่าที่เกิดจากการขมบตัวของขดลวดของสนามแม่เหล็กในอินดักเตอร์ที่ต่ออยู่ในวงจรไฟฟ้าสลับคือค่า อินดักแตนซ์ ทำให้มีคุณสมบัติของวงจรไฟฟ้าที่พยายามจะต่อต้านการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลในวงจร

ค่าของอินดักแตนซ์ขึ้นกับชนิดและขนาดของแกน รวมทั้งลักษณะการพันคอยล์ และจำนวนขดลวดของคอยล์ คอยล์ที่ใช้แกนเป็นสารแม่เหล็กจะมีค่าอินดักแตนซ์มากกว่าคอยล์ที่ใช้แกนเป็นฉนวนหรืออากาศมากจะทำให้มีค่าอินดักแตนซ์มากขึ้นตามไปด้วย ในวงจรที่ความถี่ไม่สูงมากนัก ค่าอินดักแตนซ์ที่ใช้จะอยู่ในช่วงมิลลิเฮนรี่ (mH) ถ้าในวงจรความถี่ปานกลางและที่ความถี่สูงขึ้นไปค่าอินดักแตนซ์ที่ใช้จะอยู่ในช่วงไมโครเฮนรี่ (μH)

ค่าอินดักแตนซ์โดยประมาณของขดลวดที่พันชั้นเดียวบนแกนอากาศคำนวณได้จากสูตร

$$L = (a2n^2) / (9a+10b)$$

หรือหาจำนวนรอบของขดลวดได้โดยการจัดสูตรใหม่ได้ดังนี้

$$n = \sqrt{L(9a+10b) / a^2}$$

เมื่อ

L คือ ค่าอินดักแตนซ์มีหน่วยเป็น μH

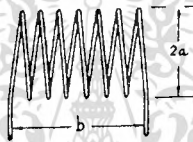
a คือ รัศมีของคอยล์มีหน่วยเป็น นิ้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

b คือ ความยาวในการพันขดลวดมีหน่วยเป็น นิ้ว

n คือ จำนวนรอบของขดลวด

ค่าที่ได้จากการคำนวณของสูตรนี้จะใกล้เคียงความเป็นจริงถ้าความยาวของการพันคอยล์ (ค่า b) มีไม่น้อยกว่า $0.8a$ จากนั้นนำจำนวนรอบที่ได้หารด้วยความยาวของคอยล์เพื่อหาค่าจำนวนรอบต่อนิ้วซึ่งค่าที่ได้นี้จะนำมาใช้ในการเลือกขนาดของลวดในการพันคอยล์จากรายแสดงคุณสมบัติของลวด



เบอร์ลวด AWG	เบอร์ลวด SWG ที่ใกล้เคียง	เส้นผ่าศูนย์กลาง (มม.)	จำนวนรอบ/นิ้ว	จำนวนรอบ ต่อ ค.ร. นิ้ว	ค่า $\Omega/1000$ ฟุต ที่ 25°C
1	1	7.348	-	-	0.1264
2	3	6.544	-	-	0.1593
3	4	5.827	-	-	0.2009
4	5	5.189	-	-	0.2533
5	7	4.621	-	-	0.3195
6	8	4.115	-	-	0.4028
7	9	3.665	-	-	0.5080
8	10	3.264	7.6	57	0.6405
9	11	2.906	8.6	72	0.8077
10	12	2.588	9.6	90	1.018
11	13	2.305	10.7	113	1.284
12	14	2.053	12.0	141	1.619
13	15	1.828	13.5	177	2.042
14	16	1.628	15.0	221	2.575
15	17	1.450	16.8	277	3.247
16	18	1.291	18.9	348	4.094
17	18	1.150	21.2	437	5.163
18	19	1.024	23.6	548	6.510
19	20	0.912	26.4	681	8.210
20	21	0.812	29.4	852	10.35
21	22	0.723	33.1	1065	13.05
22	23	0.644	37.0	1340	16.46
23	24	0.573	41.3	1665	20.76
24	25	0.511	46.3	2100	26.17

25	26	0.455	51.7	2630	33.00
26	27	0.405	58.0	3320	41.62
27	29	0.361	64.9	4145	52.48
28	30	0.321	72.7	5250	66.17
29	31	0.286	81.6	6510	83.44
30	33	0.255	90.5	8175	105.2
31	34	0.227	101	10,200	132.7
32	36	0.202	113	12,650	167.3
33	37	0.180	127	16,200	211.0
34	38	0.160	143	19,950	266.0
35	38-39	0.143	158	25,000	335
36	39-40	0.127	175	31,700	423
37	41	0.113	198	39,600	533
38	42	0.101	224	49,100	673
39	43	0.090	248	62,600	848
40	44	0.080	282	77,600	1070

ตารางแสดงคุณสมบัติของลวดเคลือบน้ำยาเบอร์ต่างๆ

การพันคอยล์ RFC

RFC (Radio Frequency choke) หรือบางที่จะถูกเรียกว่า อาร์เอฟไชลด์ (RF choke) หรืออาร์เอฟฟิลเตอร์(RFFilter) เป็นคอยล์ที่ใช้กันมากในวงจรความถี่สูง ทำหน้าที่เป็นตัวกั้นไม่ให้ความถี่วิทยุเข้าไปรบกวนยังวงจรอื่นๆ

RFC ที่มีค่าอินดักแตนซ์น้อยๆเราสามารถที่จะพันเองได้ในการพันมักนิยมใช้ลวดอาบน้ำยาพันบนตัวต้านทานแบบคาร์บอนที่มีค่าความต้านทานมากกว่า47K โอห์มขึ้นไป ความสัมพันธ์ของเบอร์ลวด จำนวนรอบ ขนาดของตัวต้านทาน และค่าที่ได้จากการพันได้แสดงในตารางการพัน RFC แล้ว

การพันลวดอาบน้ำยาให้พันลงบนตัวต้านทาน ปลายทั้งสองข้างบัดกรีติดกับขาแต่ละข้างของตัวต้านทาน

เบอร์ลวด AWG	T = จำนวนรอบ L = ค่าคอยล์ เป็น μH	ขนาดตัวต้านทาน			
		$\frac{1}{2} W$	$\frac{1}{4} W$	1 2	2 W
20	T	3	7	11	14
	L	0.013	0.097	0.32	0.63
22	T	4	8	13	17
	L	0.023	0.13	0.45	0.92

26	T	6	12	21	27
	L	0.051	0.29	1.2	2.3
28	T	8	15	26	33
	L	0.092	0.45	1.8	3.5
30	T	9	19	32	41
	L	0.12	0.72	2.7	5.4
32	T	11	22	39	50
	L	0.17	0.96	4.0	8.0
34	T	14	28	49	62
	L	0.28	1.6	6.3	12
36	T	18	34	60	77
	L	0.46	2.3	9.5	19

ตารางแสดงค่าต่างๆเพื่อใช้ในการพัน RFC

การเลือกขนาดแผงระบายความร้อน

การเลือกใช้แผงระบายความร้อนเป็นเรื่องสำคัญมากเรื่องหนึ่ง ถ้าเลือกใช้ขนาดเล็กเกินไปไม่สามารถระบายความร้อนออกจากทรานซิสเตอร์ได้ จะทำให้ทรานซิสเตอร์เกิดร้อนจัดและเกิดการลัดหนึทางความร้อนเป็นผลให้ทรานซิสเตอร์และอุปกรณ์ต่างๆของวงจรเสียหายได้ ที่จริงแผงระบายความร้อนใหญ่เท่าไรก็ยิ่งปลอดภัยเท่านั้น แต่การเลือกขนาดแผงระบายความร้อนที่ถูกต้อง ควรเลือกขนาดที่เล็กที่สุดที่สามารถใช้งานได้อย่างปลอดภัยในหัวข้อต่อไปนี้จะกล่าวถึงขั้นตอนการคำนวณง่ายๆเพื่อเลือกขนาดของแผงระบายความร้อน

1. กรณีแอมป์คลาส B ถ้ารูปคลื่นขาออกเป็นรูปคลื่นซายน์ กำลังสูญเสียสูงสุด (P_c) ที่จะต้องสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$P_c = 0.203 V_c^2 / 2R_L \quad (W)$$

เช่นแอมป์ขนาด 50 W ต้องใช้แรงดันแหล่งจ่ายไฟเท่ากับ +30.34 V ตามที่ได้คำนวณมาแล้ว สมมติเราใช้ $V_c = \pm 33$ V ตามชนิดของหม้อแปลงที่สามารถหาได้ ตัว

$(2 \times 8.47) = 13.0 \text{ W}$ กำลังสูญเสียขนาด 13 W นั้นจะกลายเป็นความร้อนที่ต้องระบายออกมาจากทรานซิสเตอร์ การระบายความร้อนนี้จะระบายผ่านแผงระบายความร้อน ออกสู่อากาศบริเวณรอบๆ แหล่งที่เกิดความร้อนในตัวทรานซิสเตอร์คือบริเวณรอยต่อภายในเมื่อทรานซิสเตอร์ทำงาน บริเวณรอยต่อจะมีอุณหภูมิ T_j (junction temperature) ความร้อนที่รอยต่อนี้จะถูกส่งผ่านตัวถังแผงระบายความร้อนออกสู่อากาศรอบๆ ถ้าอยากให้ทรานซิสเตอร์สามารถทำงานได้ในสภาพที่อุณหภูมิของอากาศรอบๆ เท่ากับ T_a ความต้านทานความร้อน (thermal resistance) ทั้งหมดของการระบายความร้อน (θ_{ja}) สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\theta_{ja} = (T_j - T_a) / P_c$$

ค่าความต้านทานความร้อนนี้จะแสดงความสามารถในการยอมให้ความร้อนถ่ายเทผ่านวัตถุหรือสิ่งของได้ยากง่ายแค่ไหน แผงระบายความร้อนที่มีขนาดใหญ่จะมีค่าความต้านทานความร้อนน้อยกว่าแผงที่เล็กกว่า

ค่าความต้านทานความร้อนที่ได้นี้ ยังไม่ใช่ค่าความต้านทานความร้อนสุดท้ายของแผงระบายความร้อนที่เราเลือกใช้ทันทีเพราะความร้อนจากรอยต่อภายในทรานซิสเตอร์จะไม่ส่งผ่านให้แผงระบายความร้อนโดยตรง แต่จะต้องผ่านตัวถัง ผ่านแผ่นฉนวนไมก้าและกาวซิลิโคนที่เราใช้ในการติดตั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ด้วยค่าความต้านทานความร้อนของสิ่งเหล่านี้เราต้องคำนวณหาด้วย เพื่อหาค่าความต้านทานความร้อนของแผงระบายความร้อนที่ถูกต้องในขั้นสุดท้าย

ค่าความต้านทานความร้อนที่ได้จากการระบายความร้อนจากรอยต่อภายในถึงตัวถัง ที่ค่า T_a และ P_c ซึ่งทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานอย่างปลอดภัยมีค่าเท่ากับ

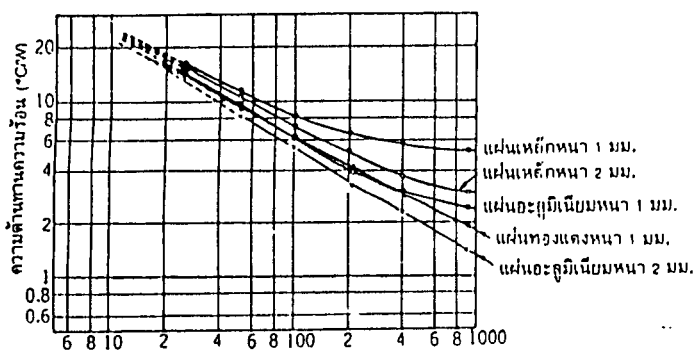
$$\theta_j = (T_j - T_c) / P_c$$

ค่าความต้านทานความร้อนของแผ่นไมก้าและกาวซิลิโคน ประมาณได้เท่ากับ 1 C/W จากค่าความต้านทานความร้อนต่างๆนี้ เราสามารถหาค่าความต้านทานความร้อนรวมของตัวแผงระบายความร้อนได้เท่ากับ

$$\theta_f = \theta_{ja} - (\theta_i + \theta_m)$$

แผงระบายความร้อนที่ใช้ควรเลือกขนาดใหญ่และมีค่าความต้านทานความร้อนน้อยกว่า θ_f

ต่อไปเราจะหาขนาดของแผงระบายความร้อนที่จะใช้ค่าความต้านทานความร้อนของโลหะซึ่งจะขึ้นอยู่กับชนิดของโลหะ และที่สำคัญขึ้นอยู่กับพื้นที่ผิวของชิ้นโลหะนั้น กราฟในรูปที่ 6.7 จะแสดงความสัมพันธ์ของพื้นที่ผิวของแผงระบายความร้อนกับค่าความต้านทานความร้อน แผ่นเหล็กจะมีค่าความต้านทานความร้อนมากกว่าแผ่นอลูมิเนียม จากกราฟเราจะเห็นได้ว่า ถ้าต้องการแผงระบายความร้อนที่มีค่าความต้านทานความร้อน 5.44 C/W เราต้องใช้แผ่นอลูมิเนียมหนา 2 มิลลิเมตรซึ่งมีพื้นที่ผิวใหญ่กว่า 100 ตารางเซนติเมตร โปรดจำไว้ว่าค่าที่คำนวณได้นี้เป็นค่าสำหรับทรานซิสเตอร์เพียงหนึ่งตัวเท่านั้น ในกรณีที่ระบายความร้อนของทรานซิสเตอร์ 2 ตัวพร้อมกันต้องใช้แผงระบายความร้อนที่มีพื้นที่ผิวมากกว่านี้ 2 เท่า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการพื้นที่ผิว (cm²) การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไปว่ากรณีใดบ้าง ซึ่งอีกทั้งหาวิธีให้อัดแรงไปสู่อุณหภูมิ และต้องอ้างอิงถึงข้อมูลของเอกสารทุกครั้งที่มีการแก้ไขได้

รูปที่ 6.7 ความสัมพันธ์ของพื้นที่ผิวของโลหะกับค่าความต้านทานความร้อน

2. กรณีแอมป์คลาส A วงจรขยายคลาส A จะแตกต่างจากคลาส B ตรงที่จะมีกระแสไหลในตัวทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวอยู่ตลอดเวลา ตอนที่ไม่มีสัญญาณเข้า กำลังสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์จะมากที่สุด ในขณะที่เมื่อมีสัญญาณเข้ากำลังสูญเสียจะลดลง และที่กำลังเอาต์พุตสูงสุด กำลังสูญเสียจะต่ำสุด

สมมติให้ แอมป์คลาส A ขนาด 20 W ต้องใช้แรงดันแหล่งจ่ายไฟขนาด ± 18 V และกระแสไอเดิล $I_c = 1.1$ A ดังนั้นกำลังสูญเสียที่คอลเล็กเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$P_c = V_c I_c = 18V * 1.1A = 20 \text{ W}$$

ค่าความต้านทานความร้อนทั้งหมด θ_{ja} จะเท่ากับ

$$\theta_{ja} = (150-50)/20 = 5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

และค่าความต้านทานความร้อนของแผงระบายความร้อนที่ใช้จะเท่ากับ

$$\theta_r = 5 - (1.25+1.0) = 2.75 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

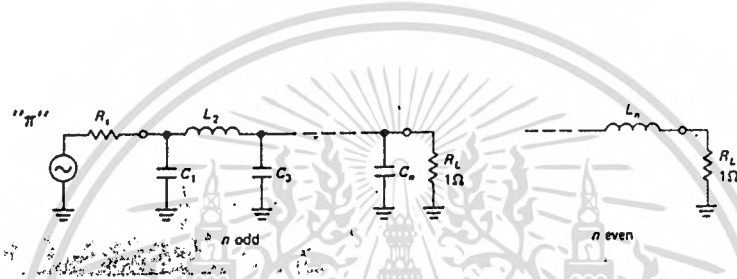
ถ้าดูกราฟในรูปที่ 6.7 เราจะต้องใช้แผ่นอลูมิเนียมหนา 2 มิลลิเมตรที่มีพื้นที่ ผิวมากกว่า 300 ตารางเซนติเมตร เป็นแผงระบายความร้อนจึงจะเหมาะสมจะเห็นได้ว่าในกรณีของคลาส A เราจึงจำเป็นต้องใช้แผงระบายความร้อนใหญ่กว่าคลาส B มาก ประสิทธิภาพของแอมป์คลาส A จึงด้อยกว่าแอมป์คลาส B มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกไปเผยแพร่ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรกรองความถี่

ในที่นี้จะใช้การต่อวงจรแบบพายซึ่งแสดงในรูปที่ 9 และเลือกใช้วงจรกรองความถี่แบบ บัตเตอร์เวิร์ท



รูปที่ 9 วงจรกรองความถี่แบบพาย (π) ที่ใช้กรองความถี่ฮาร์โมนิกที่เอาต์พุท

ในการหาค่าของขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในวงจรจะอาศัยตารางที่ 2 ซึ่งใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ชนิดนี้ ตารางนี้สามารถที่จะใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ได้ทั้งชนิดต่ำผ่าน (low pass), สูงผ่าน (high pass), แถบผ่าน (band pass), กำจัดความถี่ (band reject) ได้ทั้งหมด ซึ่งค่าในตารางนี้จะเป็นค่าที่เป็นค่าเทียบหนึ่ง (normalize) ค่าจริงต้องใช้สูตรในการแปลงอีกที โดยใช้สูตร

กรณีวงจรกรองความถี่ชนิดต่ำผ่าน

$$L_n (\text{จริง}) = R_L L_n (\text{ตาราง}) / \omega$$

$$C_n (\text{จริง}) = C_n (\text{ตาราง}) / \omega R_L$$

ω คือ $2\pi f$ เมื่อ f คือความถี่ตัด (cutoff frequency -3 dB)

ส่วน n หมายถึงลำดับหรือออร์เดอร์ (order) ของวงจรกรอง ถ้าลำดับสูงหมายถึงมีความชันของการตอบสนองสูง โดยมีค่าความชันลำดับละ -3 dB / octave

TABLE H-1 BUTTERWORTH LOW-PASS FILTERS* (R_L = 1Ω)

n	k_0	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8
2	1	1.4142	1.4142						
3	1	1.4142	0.7071						
3	0	1.0	2.0	1.0					
4	1	1.5	1.3333	0.5					
4	0	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654				
4	0	1.5307	1.5772	1.0824	0.3827				
5	1	0.6180	1.6180	2.0	1.6180	0.6180			
5	0	1.5451	1.6944	1.3820	0.8944	0.3090			
6	1	0.5176	1.4142	1.9319	1.9319	1.4142	0.5176		
6	0	1.5529	1.7593	1.5529	1.2016	0.7579	0.2588		
7	1	0.4450	1.2470	1.8019	2.0	1.8019	1.2470	0.4450	
7	0	1.5578	1.7988	1.6588	1.3972	1.0550	0.6560	0.2225	
8	1	0.3902	1.1111	1.6629	1.9616	1.9616	1.6629	1.1111	0.3902
8	0	1.5607	1.8246	1.7287	1.5283	1.2588	0.9371	0.5776	0.1951

*Values of k_0, C_i for 1Ω load resistance and cutoff frequency (-3dB) of 1 rad/s. See text for scaling rules.

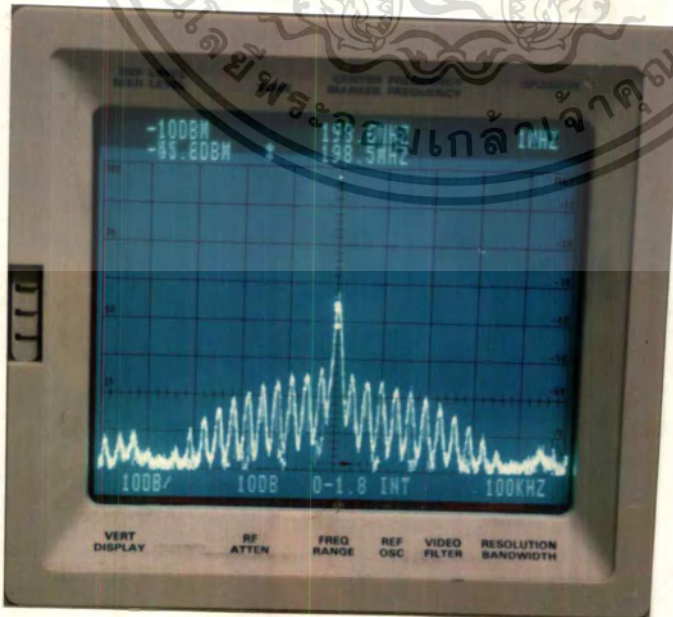
ตารางที่ 2 ตารางหาค่า L และ C ของวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธ

ผลการทดลอง



รูปที่ 1

สัญญาณความถี่ 198.5 MHz จากภาคออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 2 ลักษณะของ Spectrum ขณะที่ทำการ Modulate

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองวงจรขยายกำลัง 5 วัตต์

-ทรานซิสเตอร์ # 2N6080

Input	Output
100 (mW)	0.7 (W)
250 (mW)	1.5 (W)

-ทรานซิสเตอร์ # 2N6081

Input	Output
0.7 (W)	2.2 W
1.5 (W)	5.2 W

ปัญหาและการแก้ไข

C ทรินเมอร์ ที่อยู่ที่ภาคเอาต์พุทของ 2N6081 ไม่สามารถที่จะทนกำลังงานสูงๆ ได้ในขณะที่กำลังปรับแต่งให้อาห์พุทมีกำลังส่งสูงๆ แก้ไขโดยการเปลี่ยนมาใช้ทรินเมอร์ที่มีขนาดใหญ่ขึ้นสามารถทนแรงดันสูงๆ ได้

ผลการทดลองวงจรขยายกำลัง 25 วัตต์

-ทรานซิสเตอร์ # 2SC1946A

Input	Output
2.2 (W)	10.1 (W)
5.2 (W)	25.0 (W)

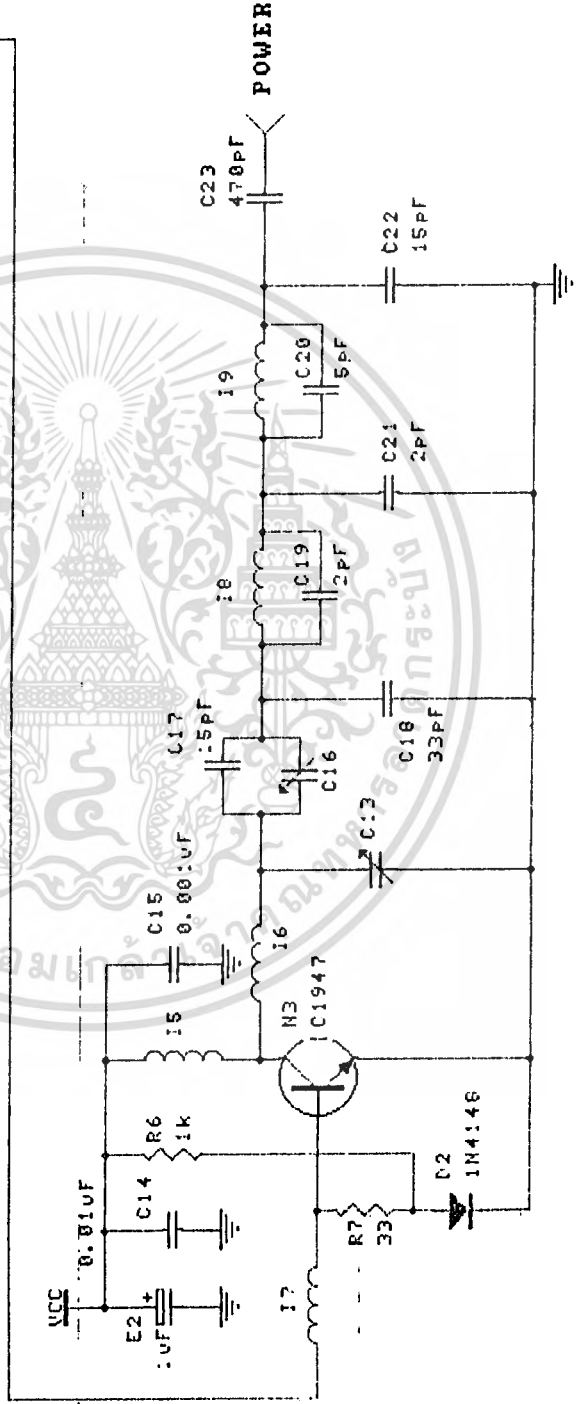
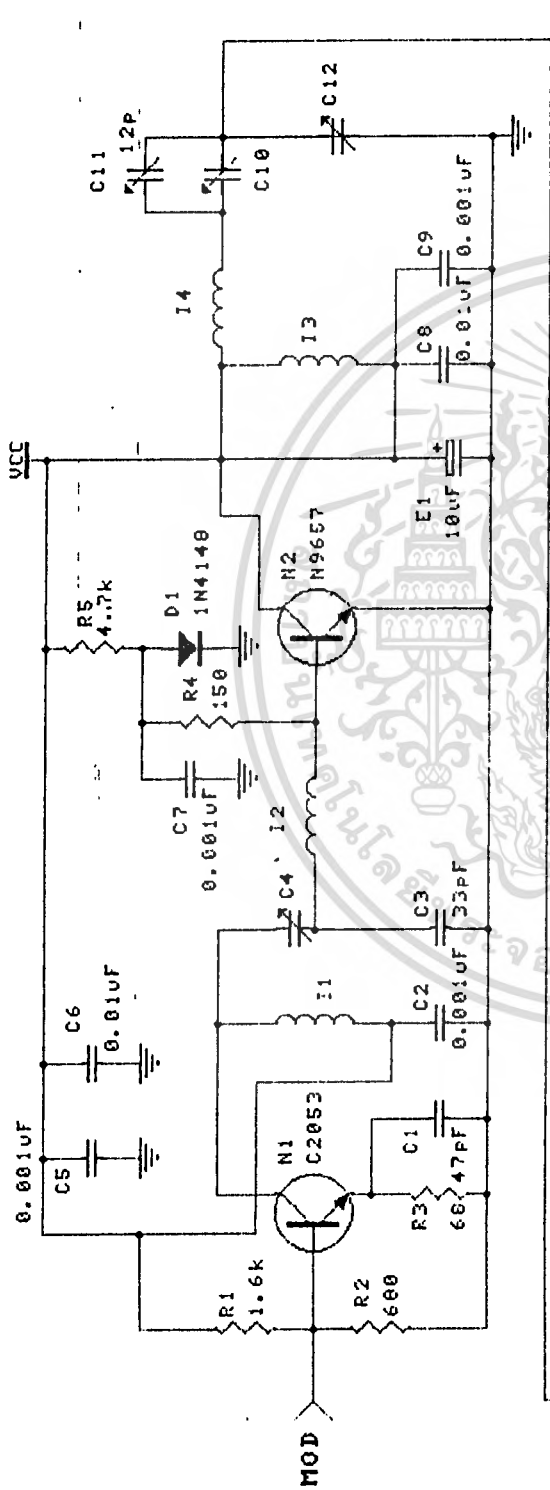
ปัญหาและการแก้ไข

-มีความถี่อื่นๆเข้ามาแทรก

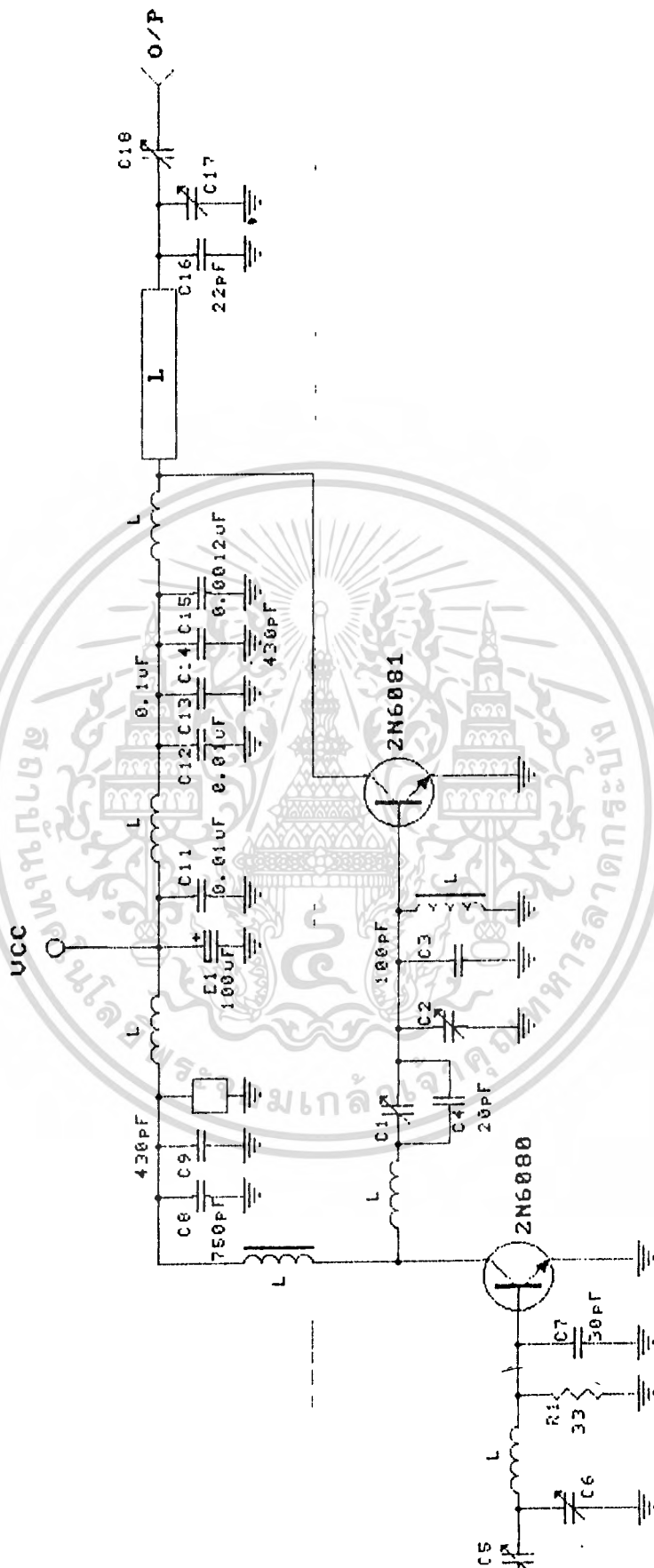
แก้ไขโดยการปรับจูนและเปลี่ยนคริมเมอร์ทุกตัวของเดิมค่า 0-30 pF เป็น 0-300 pF

-กระแสไม่พอ

แก้ไขโดยการเปลี่ยนแหล่งจ่าย และเปลี่ยนขนาดของสายให้มีขนาดใหญ่ขึ้นเนื่องจากของเดิมจ่ายกระแสไม่เพียงพอเพราะเมื่อใช้กำลังส่งที่ 25 วัตต์ จะกินกระแสประมาณ 5-6 Amp

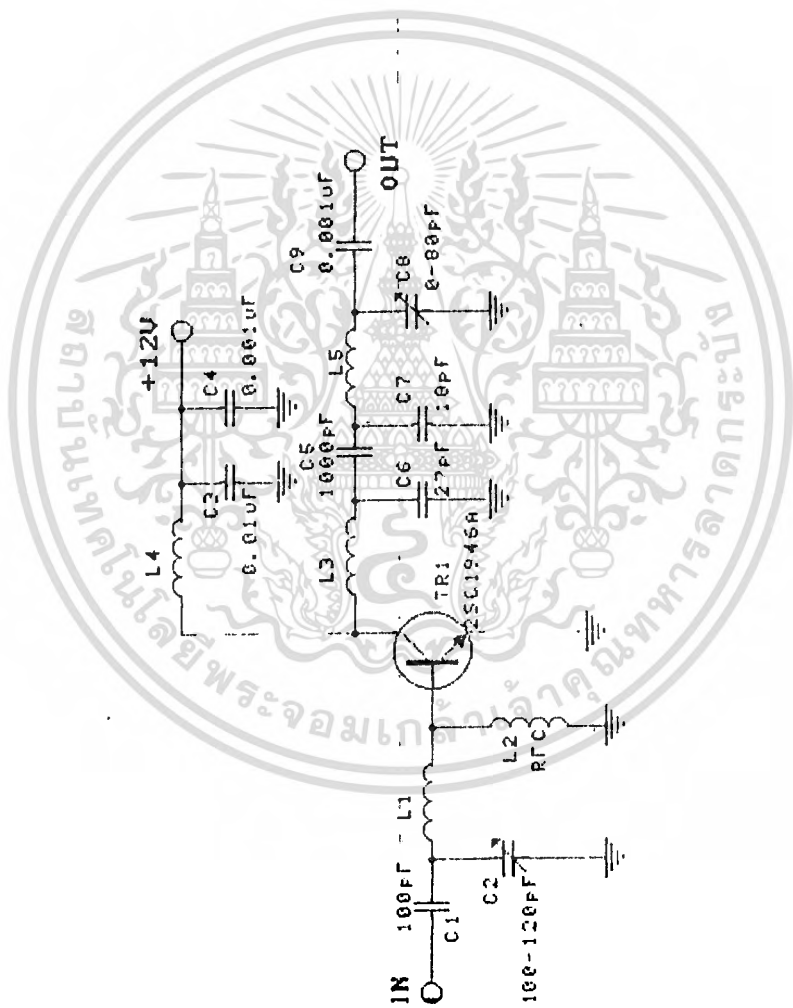


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับว่าเป็นเอกสารที่นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกไปเผยแพร่ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไปว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESCRIPTION

2SC1946A is a silicon NPN epitaxial planar type transistor designed for RF power amplifiers on VHF band mobile radio applications.

FEATURES

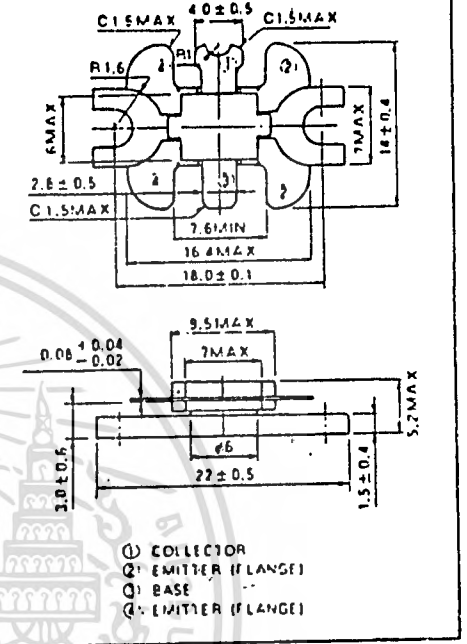
- High power gain: $G_{pe} \geq 10\text{dB}$
@ $V_{CC} = 13.5\text{V}$, $P_o = 30\text{W}$, $f = 175\text{MHz}$
- Emitter ballasted construction and gold metallization for high reliability and good performances.
- Low thermal resistance ceramic package with flange.
- Ability of withstanding more than 20:1 load VSWR when operated at $V_{CC} = 15.2\text{V}$, $P_o = 30\text{W}$, $f = 175\text{MHz}$.
- Equivalent input/output impedance at rated operating conditions: $Z_{in} = 0.65 + j1.4\Omega$
 $Z_{out} = 1.9 + j0.75\Omega$

APPLICATION

25 watts output power amplifiers in VHF band mobile radio applications.

OUTLINE DRAWING

Dimensions in mm.



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

Symbol	Parameter	Conditions	Rating	Unit
V_{CBO}	Collector to base voltage		35	V
V_{EBO}	Emitter to base voltage		4	V
V_{CEO}	Collector to emitter voltage	$R_{FL} = \infty$	17	V
I_C	Collector current		7	A
P_C	Collector dissipation	$T_B = 25^\circ\text{C}$	3	W
		$T_C = 25^\circ\text{C}$	50	W
T_J	Junction temperature		+ 175	$^\circ\text{C}$
T_{stg}	Storage temperature		- 55 ~ + 175	$^\circ\text{C}$
R_{th-b}	Thermal resistance	Junction to ambient	50	$^\circ\text{C/W}$
R_{th-c}		Junction to case	3	$^\circ\text{C/W}$

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

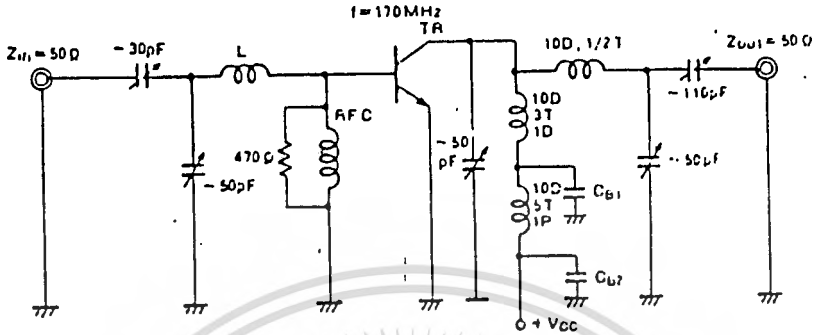
Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit
			Min	Typ	Max	
V_{BR-EBO}	Emitter to base break down voltage	$I_C = 10\text{mA}$, $I_E = 0$	4			V
V_{BR-CBO}	Collector to base break down voltage	$I_C = 10\text{mA}$, $I_E = 0$	35			V
V_{BR-CEO}	Collector to emitter break down voltage	$I_C = 0.1\text{A}$, $R_{FL} = \infty$	17			V
I_{CBO}	Collector cutoff current	$V_{CE} = 25\text{V}$, $I_E = 0$			2	mA
I_{EBO}	Emitter cutoff current	$V_{EB} = 3\text{V}$, $I_C = 0$			1	mA
β_{DC}	DC forward current gain*	$V_{CE} = 10\text{V}$, $I_C = 0.2\text{A}$	10	50	100	—
P_o	Output power	$V_{CC} = 13.5\text{V}$, $P_{in} = 3\text{W}$, $f = 175\text{MHz}$	30	35		W
η_c	Collector efficiency		60	70		%

* Note: f_{th} test, $P_{in} = 150\text{W}$, duty = 5%

MITSUBISHI RF POWER MODULE 2SC1946A

NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

TEST CIRCUIT

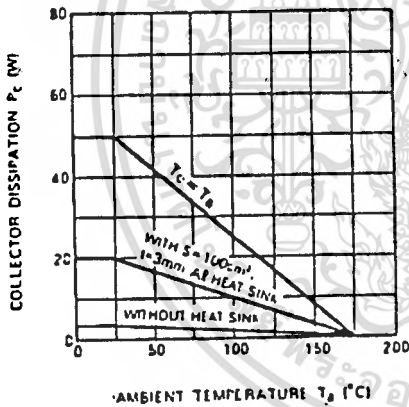


- L Length 10mm
- RFC 0.4mm. enameled wire 12T with Ferrite bead
- C_{B1} 220pF, 2200pF in parallel
- C_{B2} 220pF, 2200pF, 10pF in parallel

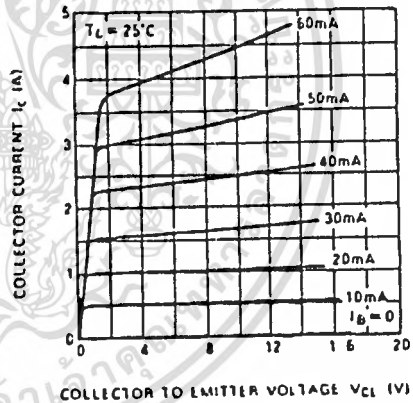
- Notes: All coils are made from 1.5mm silver plated copper wire. Coil dimensions in millimeter. D Inner diameter of coil. T Turn number of coil. P Pitch of coil.

TYPICAL PERFORMANCE DATA

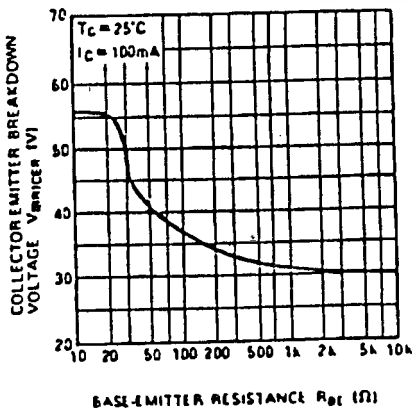
COLLECTOR DISSIPATION VS. AMBIENT TEMPERATURE



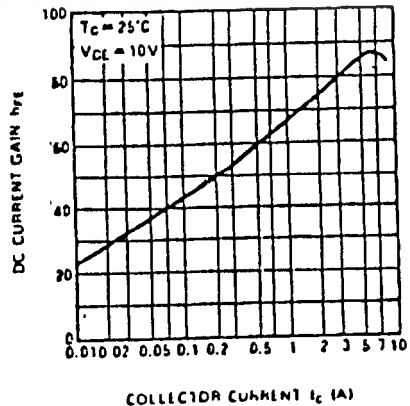
OUTPUT CHARACTERISTICS, COMMON EMITTER



COLLECTOR-EMITTER BREAKDOWN VOLTAGE VS. BASE-EMITTER RESISTANCE

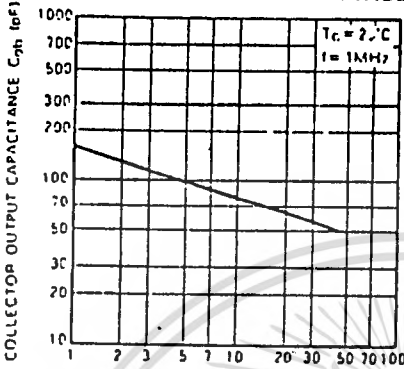


DC CURRENT GAIN VS. COLLECTOR CURRENT



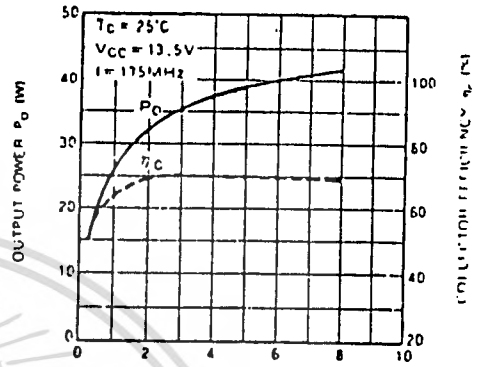
NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

COLLECTOR OUTPUT CAPACITANCE VS. COLLECTOR TO BASE VOLTAGE



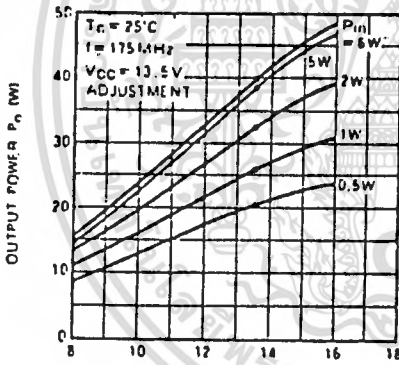
COLLECTOR TO BASE VOLTAGE V_{CB} (V)

OUTPUT POWER, COLLECTOR EFFICIENCY VS. INPUT POWER



INPUT POWER P_{in} (W)

OUTPUT POWER VS. COLLECTOR SUPPLY VOLTAGE



COLLECTOR SUPPLY VOLTAGE V_{cc} (V)



MITSUBISHI RF POWER TRANSISTOR 2SC2053

NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

DESCRIPTION

2SC2053 is a silicon NPN epitaxial planar type transistor designed for RF amplifiers on VHF band mobile radio applications.

FEATURES

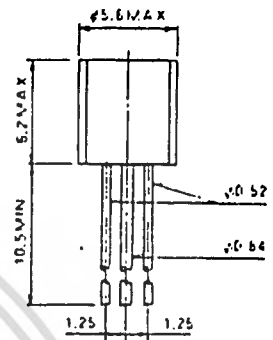
- High power gain; $G_{pe} \geq 15.7\text{dB}$
@ $V_{CC} = 13.5\text{V}$, $P_O = 150\text{mW}$, $f = 175\text{MHz}$
- Emitter ballasted construction; gold metallization for high reliability and good performances.
- TO-92 similar package is combinant for mounting.

APPLICATION

Driver amplifiers in general in VHF band mobile radio applications.

OUTLINE DRAWING

Dimensions in mm.



- 1 BASE
- 2 COLLECTOR
- 3 EMITTER

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

Symbol	Parameter	Conditions	Rating	Unit
V_{CBO}	Collector to base voltage		40	V
V_{EBO}	Emitter to base voltage		4	V
V_{CEO}	Collector to emitter voltage	$R_{BE} = \infty$	17	V
I_C	Collector current		0.3	A
P_C	Collector dissipation	$T_a = 25^\circ\text{C}$	0.6	W
T_j	Junction temperature		+135	$^\circ\text{C}$
T_{stg}	Storage temperature		-55 - +135	$^\circ\text{C}$
R_{th-a}	Thermal resistance	Junction to ambient	183	$^\circ\text{C/W}$

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

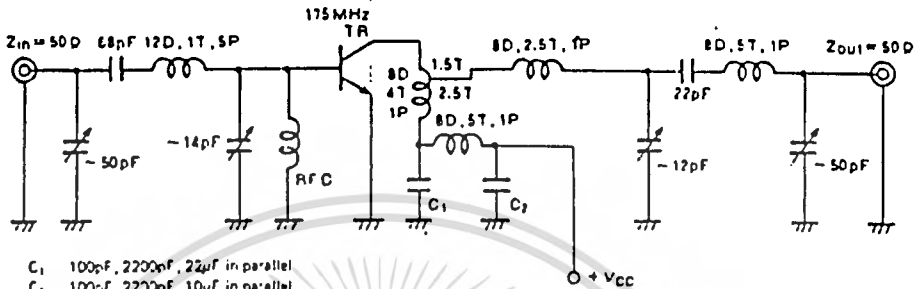
Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit
			Min	Typ	Max	
$V_{(BR)EBO}$	Emitter to base break down voltage	$I_E = 1\text{mA}$, $I_C = 0$	4			V
$V_{(BR)CBO}$	Collector to base break down voltage	$I_C = 1\text{mA}$, $I_E = 0$	40			V
$V_{(BR)CEO}$	Collector to emitter break down voltage	$I_C = 10\text{mA}$, $R_{BE} = \infty$	17			V
I_{CBO}	Collector cutoff current	$V_{CB} = 15\text{V}$, $I_E = 0$			20	μA
I_{EBO}	Emitter cutoff current	$V_{EB} = 3\text{V}$, $I_C = 0$			20	μA
h_{FE}	DC forward current gain*	$V_{CE} = 10\text{V}$, $I_C = 10\text{mA}$	10	50	180	-
P_O	Output power	$V_{CC} = 13.5\text{V}$, $P_{in} = 4\text{mW}$, $f = 175\text{MHz}$	150	200		mW
η_C	Collector efficiency		40	50		%

* Npta. Pulse test, $P_{in} = 150\mu\text{W}$, duty = 6%

เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนไว้สาหรับการใชงานเพื่อการศกษาเท่านั้น ไม่นูญาติเห็นาใบใชขระเอชชันดานการค้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา MITSUBISHI ELECTRIC เจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

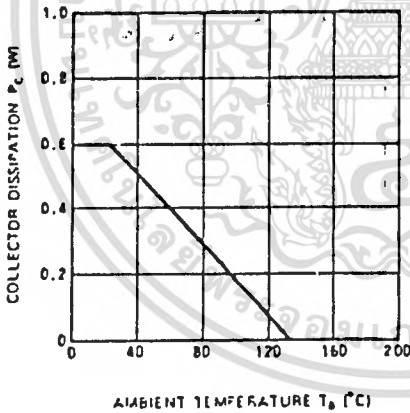
TEST CIRCUIT



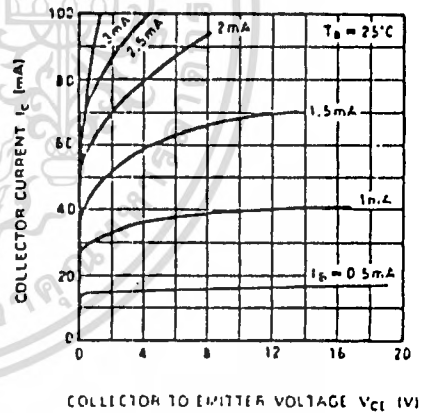
- C₁ 100pF, 2200pF, 22μf in parallel
- C₂ 100pF, 2200pF, 10μf in parallel
- Notes All coils are made from 1.5mmφ silver-plated copper wire
- Coil dimensions in millimeter
- D Inner diameter of coil
- T Turn number of coil
- P Pitch of coil

TYPICAL PERFORMANCE DATA

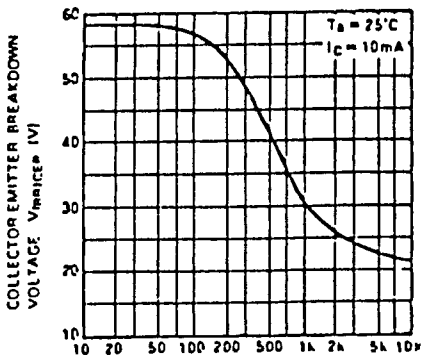
COLLECTOR DISSIPATION VS. AMBIENT TEMPERATURE



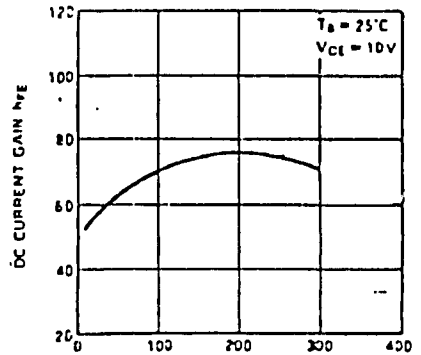
OUTPUT CHARACTERISTICS, COMMON EMITTER



COLLECTOR-EMITTER BREAKDOWN VOLTAGE VS. BASE-EMITTER RESISTANCE



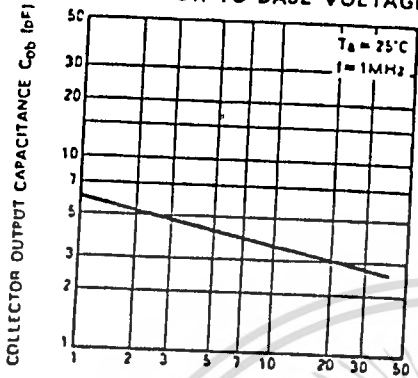
DC CURRENT GAIN VS. COLLECTOR CURRENT



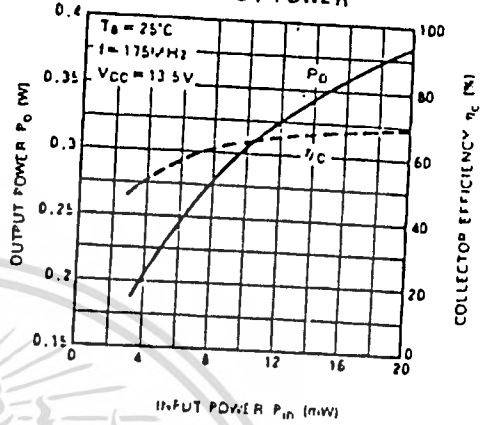
MITSUBISHI RF POWER TRANSISTOR 2SC2053

NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

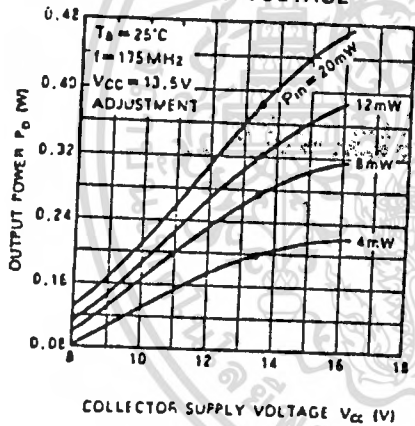
COLLECTOR OUTPUT CAPACITANCE VS.
COLLECTOR TO BASE VOLTAGE



OUTPUT POWER, COLLECTOR EFFICIENCY
VS. INPUT POWER



OUTPUT POWER VS. COLLECTOR
SUPPLY VOLTAGE



MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

2N6080

The RF Line

NPN SILICON RF POWER TRANSISTOR

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

- Specified 12.5 Volt, 175 MHz Characteristics -
 - Output Power = 4.0 W
 - Minimum Gain = 12 dB
 - Efficiency = 50%
- Characterized with Series Equivalent Large-Signal Impedance Parameters

4.0 W - 175 MHz
RF POWER
TRANSISTOR
NPN SILICON



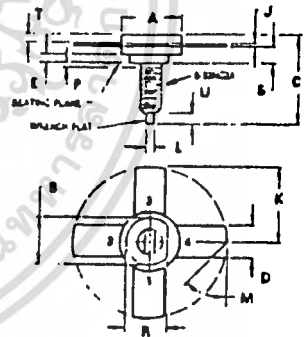
*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	18	V _{dc}
Collector-Base Voltage	V _{CBO}	36	V _{dc}
Emitter-Base Voltage	V _{EBO}	4.0	V _{dc}
Collector Current - Continuous	I _C	1.0	A _{dc}
Total Device Dissipation @ T _C = 25°C (2) Derate above 25°C	P _D	12 68.5	Watts mW/°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +200	°C
Stud Torque (1)	-	6.5	in. lb.

*Indicates JEDEC Registered Data.

(1) For repeated assembly use 5 in. lb.

(2) These devices are designed for RF operation. The total device dissipation rating applies only when the devices are operated as RF amplifiers.



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

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	5.40	5.75	0.210	0.225
B	8.13	8.26	0.320	0.325
C	11.02	20.07	0.430	0.790
D	5.42	5.67	0.215	0.225
E	1.70	-	0.070	-
J	6.08	6.18	0.240	0.245
K	12.45	-	0.490	-
L	1.45	1.75	0.055	0.070
M	41	NOM	1.61	NOM
P	-	1.27	-	0.050
Q	7.55	7.62	0.295	0.300
S	4.01	4.52	0.158	0.178
T	2.11	2.54	0.083	0.100
U	7.45	7.75	0.290	0.305

CASE 145A-09

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 10 mA, I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	18	-	-	V _{dc}
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 5.0 mA, V _{BE} = 0)	V _{(BR)CES}	36	-	-	V _{dc}
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 1.0 mA, I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	4.0	-	-	V _{dc}
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 15 Vdc, V _{BE} = 0, T _C = +55°C)	I _{CES}	-	-	5.0	mA _{dc}
Collector Cutoff Current (V _{CB} = 15 Vdc, I _E = 0)	I _{CBO}	-	-	0.25	mA _{dc}
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain (I _C = 0.25 A, V _{CE} = 5.0 Vdc)	h _{FE}	5.0	-	-	-
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Output Capacitance (V _{CB} = 15 Vdc, I _E = 0, f = 0.1 MHz)	C _{ob}	-	15	20	pF
FUNCTIONAL TEST					
Common-Emitter Amplifier Power Gain (P _{out} = 4.0 W, V _{CC} = 12.5 Vdc, f = 175 MHz)	G _{FE}	12	-	-	dB
Collector Efficiency (P _{out} = 4.0 W, V _{CC} = 12.5 Vdc, f = 175 MHz)	η	50	-	-	%

*Indicates JEDEC Registered Data

FIGURE 1 - 175 MHz TEST CIRCUIT

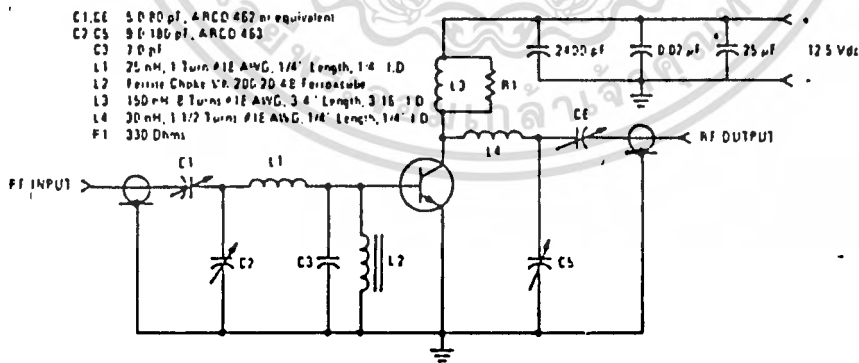


FIGURE 2 - OUTPUT POWER versus INPUT POWER

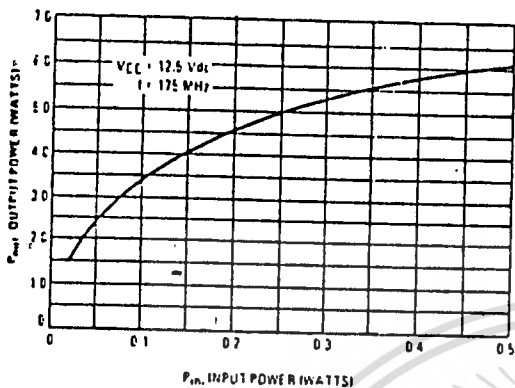


FIGURE 3 - OUTPUT POWER versus FREQUENCY

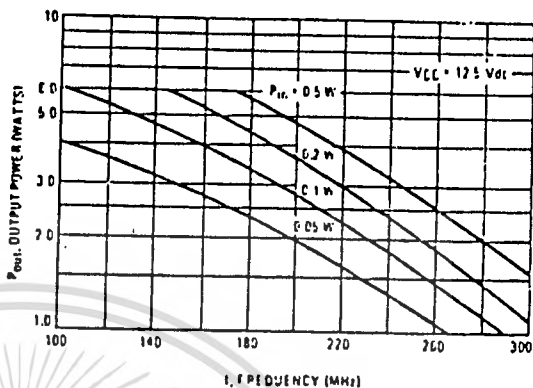


FIGURE 4 - OUTPUT POWER versus SUPPLY VOLTAGE

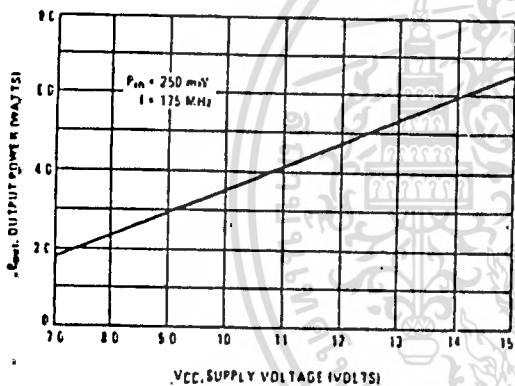
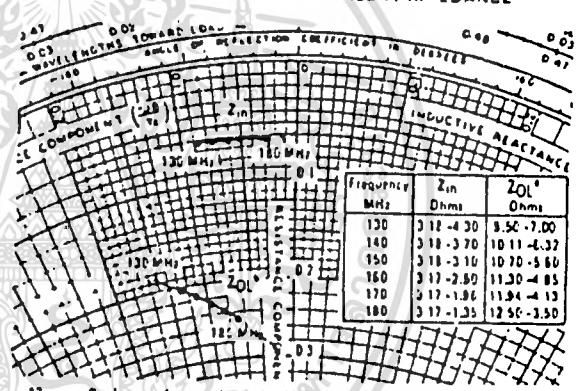


FIGURE 5 - SERIES EQUIVALENT IMPEDANCE



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

2N6081, MRF221

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 20\text{ mA dc}$, $I_B = 0$)	V_{BRICEO}	18	-	-	Vdc
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 10\text{ mA dc}$, $V_{BE} = 0$)	V_{BRICES}	36	-	-	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 2.0\text{ mA dc}$, $I_C = 0$)	V_{BREBO}	4.0	-	-	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 15\text{ Vdc}$, $V_{BE} = 0$, $T_C = +55^\circ\text{C}$)	I_{CES}	-	-	8.0	mA dc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 15\text{ Vdc}$, $I_E = 0$)	I_{CBO}	-	-	0.5	mA dc
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain ($I_C = 0.5\text{ A dc}$, $V_{CE} = 5.0\text{ Vdc}$)	h_{FE}	50	-	-	-
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Output Capacitance ($V_{CB} = 15\text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f = 0.1\text{ MHz}$)	C_{ob}	-	70	85	pF
FUNCTIONAL TEST					
Common-Emitter Amplifier Power Gain ($P_{out} = 15\text{ W}$, $V_{CC} = 12.5\text{ Vdc}$, $f = 175\text{ MHz}$)	G_{PE}	6.3	-	-	dB
Collector Efficiency ($P_{out} = 15\text{ W}$, $V_{CC} = 12.5\text{ Vdc}$, $f = 175\text{ MHz}$)	η	60	-	-	%

*Indicates JEDEC Registered Data for 2N6081.

FIGURE 1 - 175 MHz TEST CIRCUIT

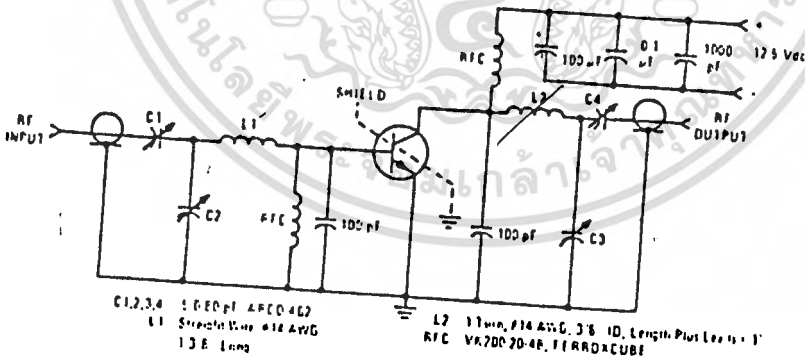


FIGURE 2 - OUTPUT POWER versus INPUT POWER

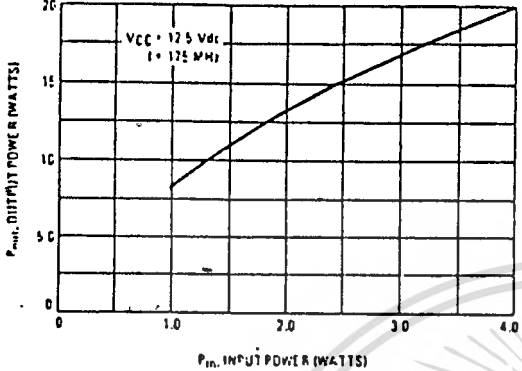


FIGURE 3 - OUTPUT POWER versus FREQUENCY

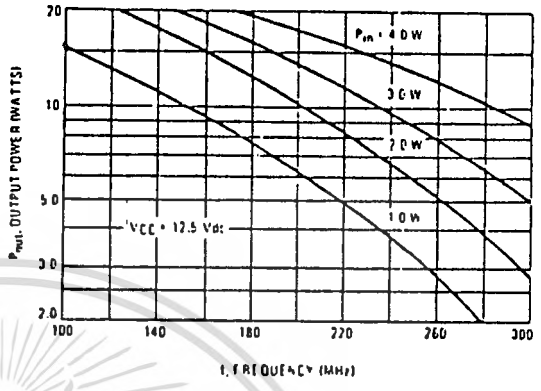


FIGURE 4 - OUTPUT POWER versus SUPPLY VOLTAGE

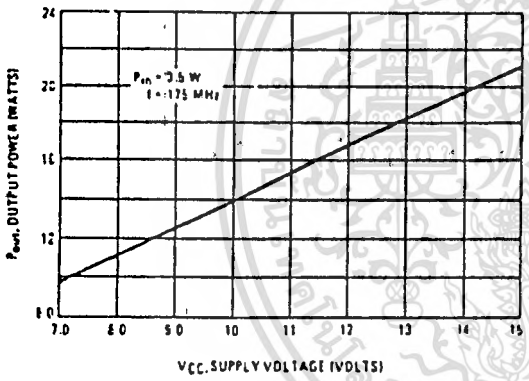
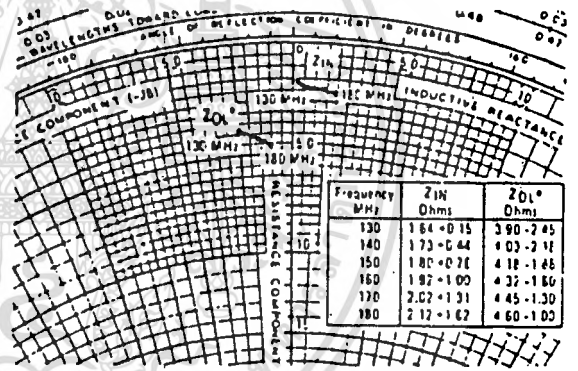


FIGURE 5 - SERIES EQUIVALENT IMPEDANCE



*Z_{0L} = Conjugate of the optimum load impedance into which the device output operates at a given output power, voltage and frequency.

TV-standards

CCIR-

Standard

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	K	K1	L	M	N
Number of lines	405	625	625	625	819	819	625	625	625	625	625	625	525	625
channel bandwidth (MHz)	5	7	7	8	14	7	8	8	8	8	8	8	6	6
Video-bandwidth (MHz)	3	5	5	6	10	5	5	5	5.5	6	6	6	4.2	4.2
Video-to-sound spacing	-3,5	+5,5	+5,5	+6,5	+11,15	+5,5	+5,5	+5,5	+6	+6,5	+6,5	+6,5	+4,5	+4,5
Vestigial side band (MHz)	0,75	0,75	0,75	1,25	2	0,75	0,75	1,25	1,25	0,75	1,25	1,25	0,75	0,75
Picture modulation	Pos.	Neg.	Pos.	Neg.	Pos.	Pos.	Neg.	Neg.	Neg.	Neg.	Neg.	Pos.	Neg.	Neg.
Sound modulation	AM	FM	AM	FM	AM	AM	FM	FM	FM	FM	FM	AM	FM	FM

International TV systems

Country	VHF	UHF	Colour	Country	VHF	UHF	Colour
Algeria	B	H	PAL	Lebanon	B	-	SECAM
Argentina	N	N	PAL-N	Libya	B	H	SECAM
Australia	B	H	PAL	Luxembourg	C	L	SECAM/PAL
Austria	B	G	PAL	Malta	B	H	PAL
Bahrain	B	-	PAL	Malaysia	B	G	PAL
Belgium	B	H	PAL	Mexico	M	M	NTSC
Bulgaria	D	K	SECAM	Monaco	E	L	SECAM
China	D	K	PAL	Morocco	B	H	SECAM
Cyprus	B	G	SECAM	Nigeria	B	I	PAL
Czechoslovakia	D	K	SECAM	Norway	B	G	PAL
Denmark	B	G	PAL	Pakistan	B	-	PAL
Egypt	B	G; H	SECAM	Philippines	M	M	NTSC
Finland	B	G	PAL	Poland	D	K	SECAM
France	E	L	SECAM	Portugal	B	G	PAL
Germany (FR)	B	G	PAL	Oman Sultanate	B	G	PAL
Germany (DR)	B	G	SECAM	Qatar	B	-	PAL
Gibraltar	B	H	-	Romania	D	K	SECAM
Great Britain	A	I	PAL	Saudi Arabia	B	-	SECAM
Greece	B	H	SECAM	Singapore	B	G	PAL
Holland	B	G	PAL	Spain	B	G	PAL
Hong Kong	(A) I	I	PAL	Sri Lanka	B/H	-	PAL
Hungary	D	K	SECAM	South Africa	I	I	PAL
Iceland	B	G	PAL	Sweden	B	G	PAL
India	B	-	PAL	Switzerland	B	G	PAL
Indonesia	B	-	PAL	Syrian Arab. Rep.	B	H	SECAM
Iran	B	G	SECAM/PAL	Thailand	B	-	PAL
Iraq	B	-	SECAM	Tunisia	B	-	SECAM/PAL
Ireland	A/I	I	PAL	Turkey	B	C	PAL
Israel	B	G	PAL	U.A.E.	B	G	PAL
Italy	B	G	PAL	U.S.A.	M	M	NTSC
Japan	M	M	NTSC	U.S.S.R.	D	I	SECAM
Jordan	B	G	PAL	Yemen P.D.R.	B	-	PAL
Korea (Rep.)	M	-	NTSC	Yugoslavia	B	G	PAL
Kuwait	B	G	PAL				

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TV channels VHF I and III French standard			TV channels VHF I and III Italian standard			TV channels VHF I and III OIRT standard		
Channel	picture carrier MHz	sound carrier MHz	Channel	picture carrier MHz	sound carrier MHz	Channel	picture carrier MHz	sound carrier MHz
L 02	55,75 MHz	49,25 MHz	A	53,75	59,25	I	49,75	56,25
L 03	60,50 MHz	54,00 MHz	B	62,25	67,75	II	59,25	65,75
L 04	63,75 MHz	57,25 MHz	C	82,25	87,75	III	77,25	83,75
L 05	176,00 MHz	182,5 MHz	D	175,25	180,75	IV	85,25	91,75
L 06	184,00 MHz	190,5 MHz	E	183,75	189,25	V	93,25	99,75
L 07	192,00 MHz	198,5 MHz	F	192,25	197,75	VI	175,25	181,75
L 08	200,00 MHz	206,5 MHz	G	201,25	206,75	VII	183,25	189,75
L 09	208,00 MHz	214,5 MHz	H	210,25	215,75	VIII	191,25	197,75
L 10	216,00 MHz	222,5 MHz	H 1	217,25	222,75	IX	199,25	205,75
			H 2	229,25	229,75	X	207,25	213,75
						XI	215,25	221,75
						XII	223,25	229,75

Video carriers of UHF channels identical to standard G, sound carrier + 6.5 MHz.

TV channels VHF I and III British & Irish standard			TV channels American standard (FCC)					
Channel	picture carrier MHz	sound carrier MHz	Channel	picture carrier MHz	sound carrier MHz	Channel	picture carrier MHz	sound carrier MHz
405 lines			A 2	55,25	59,75	A 43	645,25	649,75
B 1	45,00	41,50	A 3	61,25	65,75	A 44	651,25	655,75
B 2	51,75	48,25	A 4	67,25	71,75	A 45	657,25	661,75
B 3	56,75	53,25	A 5	77,25	81,75	A 46	663,25	667,75
B 4	61,75	58,25	A 6	83,25	87,75	A 47	669,25	673,75
B 5	66,75	63,25	A 7	175,25	179,75	A 48	675,25	679,75
B 6	179,75	176,25	A 8	181,25	185,75	A 49	681,25	685,75
B 7	184,75	181,25	A 9	187,25	191,75	A 50	687,25	691,75
B 8	189,75	186,25	A 10	193,25	197,75	A 51	693,25	697,75
B 9	194,75	191,25	A 11	199,25	203,75	A 52	699,25	703,75
B 10	199,75	196,25	A 12	205,25	209,75	A 53	705,25	709,75
B 11	204,75	201,25	A 13	211,25	215,75	A 54	711,25	715,75
B 12	209,75	206,25	A 14	471,25	475,75	A 55	717,25	721,75
B 13	214,75	211,25	A 15	477,25	481,75	A 56	723,25	727,75
			A 16	483,25	487,75	A 57	729,25	733,75
			A 17	489,25	493,75	A 58	735,25	739,75
			A 18	495,25	499,75	A 59	741,25	745,75
€25 Lines			A 19	501,25	505,75	A 60	747,25	751,75
A	45,75	51,75	A 20	507,25	511,75	A 61	753,25	757,75
B	53,75	59,75	A 21	513,25	517,75	A 62	759,25	763,75
C	61,75	67,75	A 22	519,25	523,75	A 63	765,25	769,75
D	175,25	181,25	A 23	525,25	529,75	A 64	771,25	775,75
E	183,25	189,25	A 24	531,25	535,75	A 65	777,25	781,75
F	191,25	197,25	A 25	537,25	541,75	A 66	783,25	787,75
G	199,25	205,25	A 26	543,25	547,75	A 67	789,25	793,75
H	207,25	213,25	A 27	549,25	553,75	A 68	795,25	799,75
I	215,25	221,25	A 28	555,25	559,75	A 69	801,25	805,75
J	223,50	229,25	A 29	561,25	565,75	A 70	807,25	811,75
			A 30	567,25	571,75	A 71	813,25	817,75
			A 31	573,25	577,75	A 72	819,25	823,75
			A 32	579,25	583,75	A 73	825,25	829,75
			A 33	585,25	589,75	A 74	831,25	835,75
			A 34	591,25	595,75	A 75	837,25	841,75
			A 35	597,25	601,75	A 76	843,25	847,75
			A 36	603,25	607,75	A 77	849,25	853,75
			A 37	609,25	613,75	A 78	855,25	859,75
			A 38	615,25	619,75	A 79	861,25	865,75
			A 39	621,25	625,75	A 80	867,25	871,75
			A 40	627,25	631,75	A 81	873,25	877,75
			A 41	633,25	637,75	A 82	879,25	883,75
			A 42	639,25	643,75	A 83	885,25	889,75

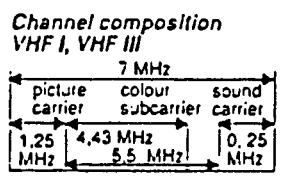
Video carriers of UHF channels identical to standard G, sound carrier + 6 MHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในโรงเรียนศึกษา ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ภายนอก

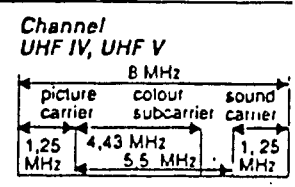
แม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TV CCIR standard B and G

Frequency Band	Frequency	Channel bandwidth
VHF I	47- 68 MHz	7 MHz
VHF III	174-230 MHz	7 MHz



Frequency Band	Frequency	Channel bandwidth
UHF IV	470-606 MHz	8 MHz
UHF V	606-862 MHz	8 MHz



TV bands	ch.	channel frequency MHz	picture carrier MHz	sound carrier MHz	colour subcarr. MHz	
I	2	47... 54	48,25	53,75	52,68	
	3	54... 61	55,25	60,75	59,68	
	4	61... 68	62,25	67,75	66,68	
	<hr/>					
VHF/ mid-band	S 3	118... 125	119,25	124,75	123,68	
	S 4	125... 132	126,25	131,75	130,68	
	S 5	132... 139	133,25	138,75	137,68	
	S 6	139... 146	140,25	145,75	144,68	
	S 7	146... 153	147,25	152,75	151,68	
	S 8	153... 160	154,25	159,75	158,68	
	S 9	160... 167	161,25	166,75	165,68	
	S 10	167... 174	166,25	173,75	172,68	
	<hr/>					
	III	5	174... 181	175,25	180,75	179,68
6		181... 188	182,25	187,75	186,68	
7		188... 195	189,25	194,75	193,68	
8		195... 202	196,25	201,75	200,68	
9		202... 209	203,25	208,75	207,68	
10		209... 216	210,25	215,75	214,68	
11		216... 223	217,25	222,75	221,68	
12		223... 230	224,25	229,75	228,68	
<hr/>						
VHF/ super-band		S 11	230... 237	231,25	236,75	235,68
		S 12	237... 244	238,25	243,75	242,68
		S 13	244... 251	245,25	250,75	249,68
	S 14	251... 258	252,25	257,75	256,68	
	S 15	258... 265	259,25	264,75	263,68	
	S 16	265... 272	266,25	271,75	270,68	
	S 17	272... 279	273,25	278,75	277,68	
	S 18	279... 286	280,25	285,75	284,68	
	S 19	286... 293	287,25	292,75	291,68	
	S 20	293... 300	294,25	299,75	298,68	

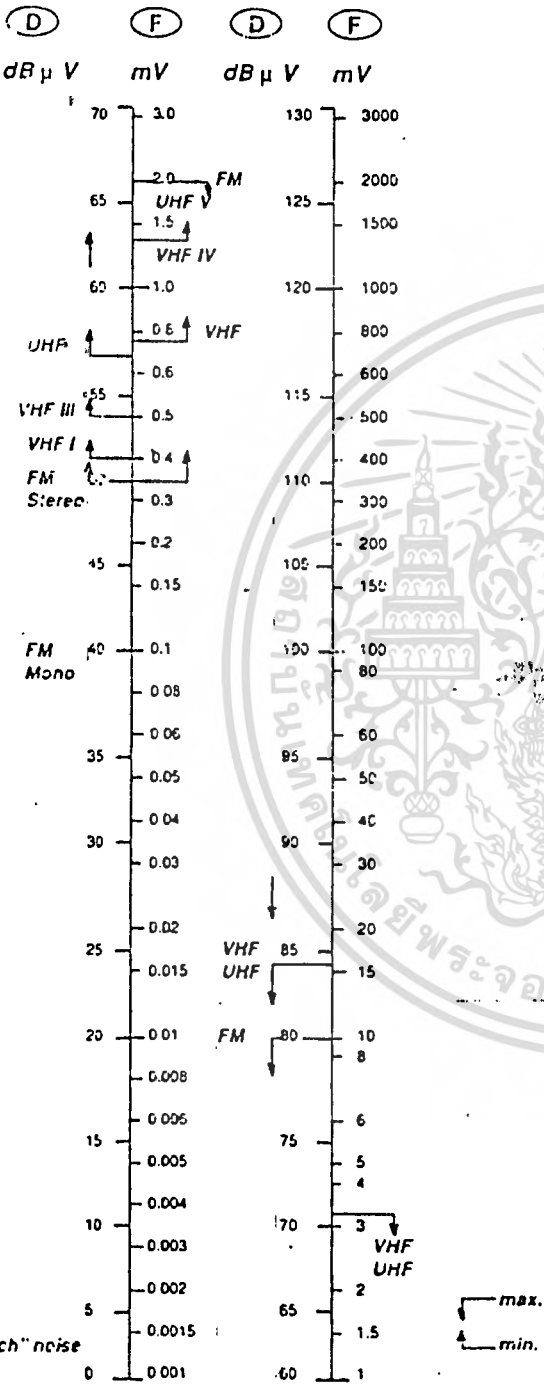
TV bands	ch.	channel frequency MHz	picture carrier MHz	sound carrier MHz	colour subcarr. MHz
IV	21	470...478	471,25	476,75	475,68
	22	478...486	479,25	484,75	483,68
	23	486...494	487,25	492,75	491,68
	24	494...502	495,25	500,75	499,68
	25	502...510	503,25	506,75	505,68
	26	510...518	511,25	516,75	515,68
	27	518...526	519,25	524,75	523,68
	28	526...534	527,25	532,75	531,68
	29	534...542	535,25	540,75	539,68
	30	542...550	543,25	548,75	547,68
	31	550...558	551,25	556,75	555,68
	32	558...566	559,25	564,75	563,68
	33	566...574	567,25	572,75	571,68
	34	574...582	575,25	580,75	579,68
	35	582...590	583,25	588,75	587,68
	36	590...598	591,25	596,75	595,68
	37	598...606	599,25	604,75	603,68
<hr/>					
V	38*	606...614	607,25	612,75	611,68
	39	614...622	615,25	620,75	619,68
	40	622...630	623,25	628,75	627,68
	41	630...638	631,25	636,75	635,68
	42	638...646	639,25	644,75	643,68
	43	646...654	647,25	652,75	651,68
	44	654...662	655,25	660,75	659,68
	45	662...670	663,25	666,75	665,68
	46	670...678	671,25	676,75	675,68
	47	678...686	679,25	684,75	683,68
	48	686...694	687,25	692,75	691,68
	49	694...702	695,25	700,75	699,68
	50	702...710	703,25	706,75	705,68
	51	710...718	711,25	716,75	715,68
	52	718...726	719,25	724,75	723,68
	53	726...734	727,25	732,75	731,68
	54	734...742	735,25	740,75	739,68
	55	742...750	743,25	746,75	745,68
	56	750...758	751,25	755,75	754,68
	57	758...766	759,25	764,75	763,68
	58	766...774	767,25	772,75	771,68
	59	774...782	775,25	780,75	779,68
	60	782...790	783,25	786,75	785,68
	61	790...798	791,25	796,75	795,68
	62	798...806	799,25	804,75	803,68
	63	806...814	807,25	812,75	811,68
	64	814...822	815,25	820,75	819,68
65	822...830	823,25	828,75	827,68	
66	830...838	831,25	836,75	835,68	
67	838...846	839,25	844,75	843,68	
68	846...854	847,25	852,75	851,68	
69	854...862	855,25	860,75	859,68	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม ลึกหนึ่งห้าปีให้ัดตนเองเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Recalculation table of level and voltage values.

0 dB μ V = μ V/75 Ω



Recalculation table of dB voltage relation.
The table shows attenuation (-dB) and gain (+dB) factors from 0-60 dB

X	(-)	-dB-	(+)	X
1.0		0.0		1.0
0.94		0.5		1.04
0.89		1		1.1
0.84		1.5		1.16
0.8		2		1.22
0.75		2.5		1.28
0.71		3		1.34
0.67		3.5		1.4
0.63		4		1.46
0.6		4.5		1.52
0.56		5		1.58
0.53		5.5		1.64
0.5		6		1.7
0.47		6.5		1.76
0.45		7		1.82
0.42		7.5		1.88
0.4		8		1.94
0.38		8.5		2.0
0.35		9		2.06
0.33		9.5		2.12
0.32		10		2.18
0.28		11		2.24
0.25		12		2.3
0.22		13		2.36
0.2		14		2.42
0.18		15		2.48
0.16		16		2.54
0.14		17		2.6
0.125		18		2.66
0.11		19		2.72
0.10		20		2.78
0.089		21		2.84
0.08		22		2.9
0.071		23		2.96
0.063		24		3.02
0.055		25		3.08
0.05		26		3.14
0.045		27		3.2
0.04		28		3.26
0.035		29		3.32
0.032		30		3.38
0.028		31		3.44
0.025		32		3.5
0.022		33		3.56
0.02		34		3.62
0.018		35		3.68
0.016		36		3.74
0.014		37		3.8
0.0125		38		3.86
0.011		39		3.92
0.010		40		3.98
0.0056		45		4.04
0.0032		50		4.1
0.0018		55		4.16
0.001		60		4.22

Minimum and maximum consumer levels are indicated in accordance with the German P.T.T. regulations.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่เสียค่าใช้จ่าย

Relation between return loss a, reflexion factor r, inverse VSWR m and standing wave ratio (VSWR) s.

$$a = 20 \cdot \log r$$

Correspondence between factors is:

$$r = \frac{1 \cdot m}{1 + m}$$

$$m = \frac{1 - r}{1 + r}$$

$$s = \frac{1 + r}{1 - r}$$

return loss a (dB)	reflexion factor r	inverse VSWR m	VSWR s	return loss a (dB)	reflexion factor r	inverse VSWR m	VSWR s
10	0,316	0,520	1,923	30,5	0,030	0,942	1,060
10,5	0,298	0,541	1,848	31	0,028	0,945	1,056
11	0,282	0,561	1,760	31,5	0,027	0,947	1,054
11,5	0,266	0,579	1,726	32	0,025	0,951	1,051
12	0,252	0,598	1,671	32,5	0,024	0,953	1,048
12,5	0,237	0,618	1,618	33	0,022	0,956	1,045
13	0,224	0,634	1,578	33,5	0,021	0,958	1,043
13,5	0,211	0,650	1,538	34	0,020	0,961	1,040
14	0,199	0,668	1,497	34,5	0,019	0,963	1,038
14,5	0,188	0,684	1,462	35	0,018	0,965	1,036
15	0,178	0,699	1,430	35,5	0,017	0,967	1,034
15,5	0,165	0,761	1,396	36	0,016	0,969	1,032
16	0,158	0,727	1,374	36,5	0,015	0,971	1,030
16,5	0,150	0,740	1,350	37	0,014	0,972	1,028
17	0,141	0,752	1,329	37,5	0,013	0,974	1,027
17,5	0,133	0,766	1,304	38	0,013	0,975	1,025
18	0,126	0,777	1,285	38,5	0,012	0,976	1,024
18,5	0,119	0,789	1,268	39	0,011	0,978	1,022
19	0,112	0,799	1,251	39,5	0,011	0,979	1,021
19,5	0,106	0,809	1,235	40	0,010	0,980	1,020
20	0,100	0,819	1,220	40,5	0,009	0,980	1,020
20,5	0,094	0,828	1,208	41	0,009	0,982	1,018
21	0,089	0,827	1,193	41,5	0,008	0,983	1,017
21,5	0,084	0,846	1,180	42	0,008	0,984	1,016
22	0,079	0,853	1,171	42,5	0,008	0,985	1,015
22,5	0,075	0,861	1,160	43	0,007	0,986	1,014
23	0,071	0,868	1,151	43,5	0,007	0,987	1,013
23,5	0,067	0,875	1,142	44	0,006	0,988	1,012
24	0,063	0,882	1,133	44,5	0,006	0,988	1,012
24,5	0,060	0,888	1,124	45	0,006	0,989	1,011
25	0,057	0,894	1,118	45,5	0,005	0,989	1,011
25,5	0,053	0,900	1,111	46	0,005	0,989	1,011
26	0,050	0,904	1,105	46,5	0,005	0,990	1,010
26,5	0,047	0,909	1,100	47	0,004	0,991	1,009
27	0,045	0,914	1,094	47,5	0,004	0,992	1,008
27,5	0,042	0,919	1,088	48	0,004	0,992	1,008
28	0,040	0,924	1,082	48,5	0,004	0,993	1,008
28,5	0,038	0,928	1,078	49	0,004	0,993	1,007
29	0,035	0,932	1,073	49,5	0,003	0,993	1,007
29,5	0,034	0,934	1,069	50	0,003	0,994	1,006
30	0,032	0,938	1,064				

เอกสารอ้างอิง

- [1] RBYS LEWIS, "SOLID-STATE DEVICES AND APPLICATION"
HIGH FREQUENCY AMPLIFIER APPLIATION; BUTHERWORTH & CO.,LTD.,
1971. P.P. 118-120
- [2] JOHN J. CORNING, "TRANSISTOR CIRCIUT ANALYSIS AND DESIGN"
WIDE BAND AMPLIFIER COMPENSATION TECHNIQUES; PRENTICE-
HALL, INC.,1965. P.P. 319-324
- [3] PHILLIP CUTLER, "SEMICONDUCTOR CIRCUIT ANALYSIS"
VIDEO AMPLIFIER; MC GRAW HILL, INC.,1964. P.P. 404-438
- [4] MILLMAN-HALKIAS, "INTERGRATED ELECTRONICS"
MULTISTAGE AMPLIFIER; MC GRAW HILL KIGAKUSHA LTD., P.P.
372-400
- [5] VICHAI SURAPAT, "TELEVISION THEORY" STAGGER TUNE STAGES;
KMITL LADKRABANG, 1976 P.P. 74-75
- [6] ทฤษฎีและการคำนวณวงจรอิเล็กทรอนิกส์, ดร.สิทธิชัย โภไคยอุดม,
ดร.พีรศักดิ์ วรสุนทรโรสถ, มิสเตอร์โตะมิโอะ อิจะสะกิ, 2532, ซีเอ็ด
- [7] CQ AMATEUR RADIO, ฉบับที่ 3, ปี 1990
- [8] เซมิคอนดักเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์ เล่ม 109-110
- [9] ทฤษฎีเครื่องรับ-ส่ง เล่ม 2,3,6
- [10] ทฤษฎีและการใช้งานอิเล็กทรอนิกส์, ยืน ภาววรรณ เล่ม 2