



ปริญญานิพนธ์

เครื่องส่งโทรทัศน์ ระบบวีเอชเอฟ

โดย

นายชำนาญ

ดำทอง

นายบุญมา

ชาติ

นายยุทธนา

จำปา

วัน เดือน ปี..... ๑๑ ๑๒ ๒๕๓๑

เลขทะเบียน..... ๐๓๘๐๕๕

เลขเรียกหนังสือ..... T 3909.5 ๑๕๓๑

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร

ปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา ๒๕๓๕

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง

๐๓๘๐๕๕

PROJECT

VHF TELEVISION TRANSMITTER



MR. CHAMNAN DAMTHONG 37013374
MR. BOONMA CHADEE 37013382
MR. YUTTHANA JAMPA 37013392

THE PROJECT REPORT'S YIELDING TO FULFILLMENT OF THE COMPULSION FOR THE
BACHELOR OF INDUSTRIAL TECHNOLOGY IN TELECOMMUNICATIONS MAJOR
TELECOMMUNICATIONS DEPARTMENT OF INDUSTRIAL TECHNOLOGY FACULTY OF
ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรินญาณินพณร่เออง
 เครื่องส่งโทรทศนรระบบ วีเอชเอฟ

โดย
 นายชำนานญ
 คำทอง
 37013374

นายบุญมา
 ชาดี
 37013382

นายยุทธนา
 จำปา
 37013392

สาขาวิชา
 เทคโนโลยีโทรคมนาคม

ภาควิชา
 เทคนิคอุตสาหกรรม

อาจารย์ที่ปรึกษา
 อาจารย์สมภพ แก้วมีชัย

ปีการศึกษา
 2539

คณะวิศวกรรมศาสตร์
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 อนุมัติให้
 ปรินญาณินพณร่ ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปรินญาณอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

 ประธานกรรมการ
 (_____)

 กรรมการ
 (_____)

 กรรมการ
 (_____)

 กรรมการ
 (_____)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PROJECT REPORT

VHF TELEVISION TRANSMITTER

BY

MR. CHAMNAN DAMTHONG
MR. BOONMA CHADEE
MR. YUTTHANA JAMPA

DEPARTMENT

INDUSTRIAL OF TECHNOLOGY

PROJECT COUNSEL

MR. SOMPOP KEAWMEECHAI

ACEDMIC YEAR

1996

RECOGNIZED BY THE FACULTY OF ENGINEERING KING MONGKUT'S INSTITUTE OF
TECHNOLOGY LADKRABANG IN FULFILLMENT OF THE COMPULSION FOR THE
BACHELOR OF INDUSTRIAL OF TECHNOLOGY

CHAIRMAN

MEMBER

MEMBER

MEMBER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีนั้น เป็นเพราะผู้มีพระคุณหลายท่านด้วยกันซึ่งประกอบด้วย

อาจารย์ สมภพ แก้วมีชัย อาจารย์ที่ปรึกษา ซึ่งเป็นผู้ให้คำปรึกษาและแนะนำตลอดเวลาในการทำปริญญานิพนธ์ในครั้งนี้

คุณ สาทก บันดาล ผู้อำนวยการสำนักวิศวกรรม ช่าง ๕ อ.ส.ม.ท. ซึ่งมีความอุปการะในด้านอุปกรณ์ การทดลองต่างๆ จนทำให้การทดลองสามารถลุล่วงไปด้วยดี

รวมทั้งอาจารย์ทุกๆท่านซึ่งเป็นผู้ที่ได้ถ่ายทอดวิชาความรู้ให้
จึงขอได้รับความขอบคุณจากคณะผู้จัดทำมา ณ ที่นี้ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทคัดย่อ

เครื่องส่งโทรทัศน์ระบบ VHF ประกอบไปด้วย 2 ส่วนด้วยกัน คือ

1. ชุดวงจรออสซิลเลเตอร์ (OSCILLATOR) , มอดูเลเตอร์ (MODULATOR) และ ปรีแอมป์ (PREAMP) ซึ่งให้กำลังในการส่งประมาณ 1 W
2. ชุดภาควิทยุ (RF POWER) จะทำการรับสัญญาณที่ได้มาจากภาควิทยุปรีแอมป์ เพื่อทำการขยายสัญญาณให้ได้กำลังส่งประมาณ 10 Watt

ชุดแรกดังกล่าวได้ทำการดัดแปลงมาจาก วิดีโอ เซนเดอร์ (VIDEO SENDER) เครื่องส่งชุดนี้ถูกออกแบบมาให้ใช้ความถี่ช่อง 6 ระหว่างความถี่ 181-188 MHz มีแบนด์วิดท์ 7 MHz RF PREAMP เป็นภาควิทยุชนิดคลาสซี (CLASS C) ซึ่งทำการขยายสัญญาณและให้กำลังส่งประมาณ 1 W เพื่อที่จะส่งไปยังภาควิทยุ

ชุดภาควิทยุกำลังประกอบไปด้วย 3 สเตจ จะเป็นวงจรขยายคลาสซีเช่นกัน โดยสเตจแรกจะให้กำลังในการส่งประมาณ 1 W สเตจที่ 2 จะให้กำลังส่งประมาณ 3-5 W และสเตจสุดท้ายจะให้กำลังส่งประมาณ 10 W



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนำ

สังคมในขณะปัจจุบันเป็นยุคแห่งข้อมูลและข่าวสาร ยุคที่การสื่อสารครอบคลุมไปทั่วทุกหนทุกแห่ง ประเทศไทยก็เช่นเดียวกันมีความนิยมสื่อสารเป็นของตนเอง จึงได้มีการเร่งพัฒนาเทคโนโลยีบริการสื่อสารข้อมูลทั้งที่เป็น ข้อความ เสียง และภาพอย่างมีประสิทธิภาพ การติดต่อโยงโยหรือการติดต่อสื่อสารกับอีกซีกโลกหนึ่งที่อยู่ไกลออกไปนั้น ในบางโอกาสก็ต้องอาศัยโทรศัพท์ ซึ่งเป็นสื่อที่นิยมและทุกคนรอบคร้วพองจะหาซื้อได้

ในส่วนของการสื่อสารด้านโทรทัศนนั้น ไม่ว่าจะเป็นการแพร่ภาพและเสียง ได้มีใช้กันอย่างแพร่หลาย ซึ่งส่วนที่สำคัญส่วนหนึ่งก็คือ เครื่องส่งโทรทัศน หรือแม้แต่โทรศัพท์ในปัจจุบันนี้ที่กำลังนิยมกันก็คือ โทรศัพท์ที่ปรากฏภาพคู่สนทนาขณะคุยกัน ซึ่งทำให้เหมือนกับว่าคุยกันจริง ๆ

ดังนั้น จุดประสงค์ของโครงการเรื่องเครื่องส่งโทรทัศน ระบบ วี เอช เอฟ ก็เพื่อที่จะศึกษาถึงระบบต่าง ๆ เกี่ยวกับเครื่องส่งรวมทั้งการใช้ประโยชน์ในกิจกรรมต่าง ๆ อาจจะเป็นในกิจการของสถาบัน เช่น งานลาดกระบังนิทัศน์ งานถ่ายทอดพิธีพระราชทานปริญญาบัตร เป็นต้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทที่ 1 ทฤษฎี

1.1 หลักการของระบบโทรทัศน์	1
1.2 โครงสร้างของสัญญาณโทรทัศน์	1
1.3 ความถี่ที่ใช้ในการส่งโทรทัศน์	5

บทที่ 2 สายนำสัญญาณ

2.1 ชนิดของสายส่ง	8
2.2 คุณสมบัติเบื้องต้นของสายนำสัญญาณหรือสายส่ง	11
2.3 การคำนวณสายนำสัญญาณด้วยแผ่นสมิทชาร์จ	20

บทที่ 3 การออกแบบวงจรอิมพีแดนซ์แมตชิ่ง

3.1 การแมตชิ่งวงจรรูปตัวแอล	33
3.2 การแมตชิ่งคอมแพล็กโหลต	37
3.3 การใช้วงจรแมตชิ่งแบบใช้อุปกรณ์ 3 ตัว	37
3.4 การใช้วงจรแมตชิ่งแบบรูปตัว T	39
3.5 การออกแบบวงจรแมตชิ่งแบบค่า G ต่ำผลตอบแทนความถี่กว้าง	39

บทที่ 4 การออกแบบวงจรที่ใช้ความถี่สูง

4.1 บทนำ	42
4.2 อุปกรณ์ที่ใช้ในงานวงจรความถี่สูง	42
4.3 ชนิดของคาปาซิเตอร์	49
4.4 อินดักเตอร์ และคุณสมบัติต่างๆ	50
4.5 การหาค่าของ L โดยการพันเส้นลวดชั้นเดียว	52
4.6 วงจรรีโซแนนซ์	53

บทที่ 5 การออกแบบวงจรขยายกำลังย่านความถี่วิทยุ

5.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์ ที่ความถี่สูง	57
5.1.1 วงจรขยายคลาส A	57
5.1.2 วงจรขยายคลาส B	60
5.1.3 วงจรขยายคลาส C	62
5.2 การออกแบบวงจรขยายกำลังความถี่สูง	63
5.3 การหาค่าโหลดที่เหมาะสมที่สุด	64
5.4 วงจรป้องกัน สำหรับวงจรขยายกำลังความถี่สูง	67

อุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง	69
ผลการทดลอง	70
ปัญหาในการทดลอง	72

ภาคผนวก

#BLOCK DIAGRAM

#RF MODULATOR CIRCUIT

RF POWER AMP CIRCUIT

#RF PREAMP CIRCUIT

#SPECTRUM MODULATION

#SPECTRUM RF OUTPUT

ข้อมูลทรานซิสเตอร์

#2SC2053

#MRF1946A

#2N6080

#2N5641

เอกสารอ้างอิง



บทที่ 1

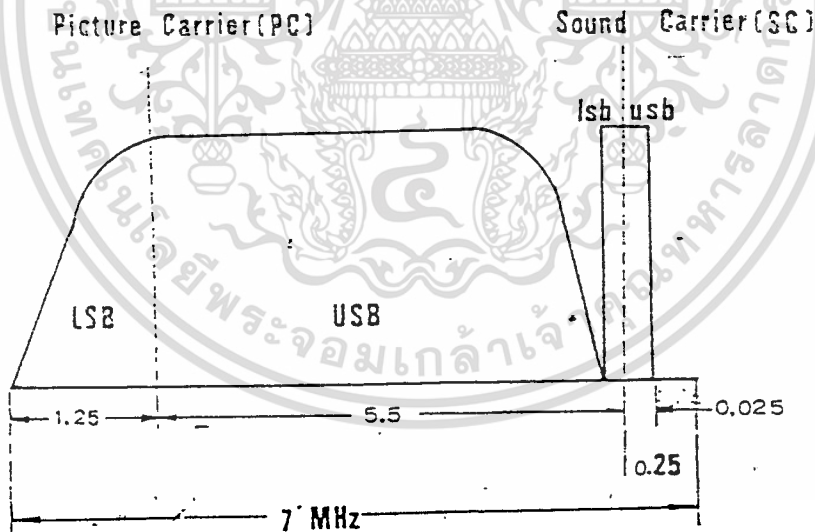
ทฤษฎี

1.1 หลักการของระบบโทรทัศน์

โทรทัศน์คือ การส่งกระจายเสียงพร้อมทั้งภาพที่เคลื่อนไหวนอกในรูปของ สัญญาณ โทรทัศน์ และทางด้านเครื่องรับมาเปลี่ยนเป็นภาพ และเสียงตามต้องการ ภาพที่เกิดขึ้นบนจอ โทรทัศน์ จะประกอบด้วยจุดภาพเล็กๆ จำนวนมากประกอบกันเข้าเป็นเส้นภาพ และเส้นภาพ หลายๆ เส้นประกอบเข้าเป็นภาพ ภาพที่เรามองเห็นในความเป็นจริง เป็นภาพหนึ่งที่มีความ แตกต่างกัน เล็กน้อยหลายๆ ภาพ ต่อเวลาทำให้เรามองเห็นเป็นภาพเคลื่อนไหว

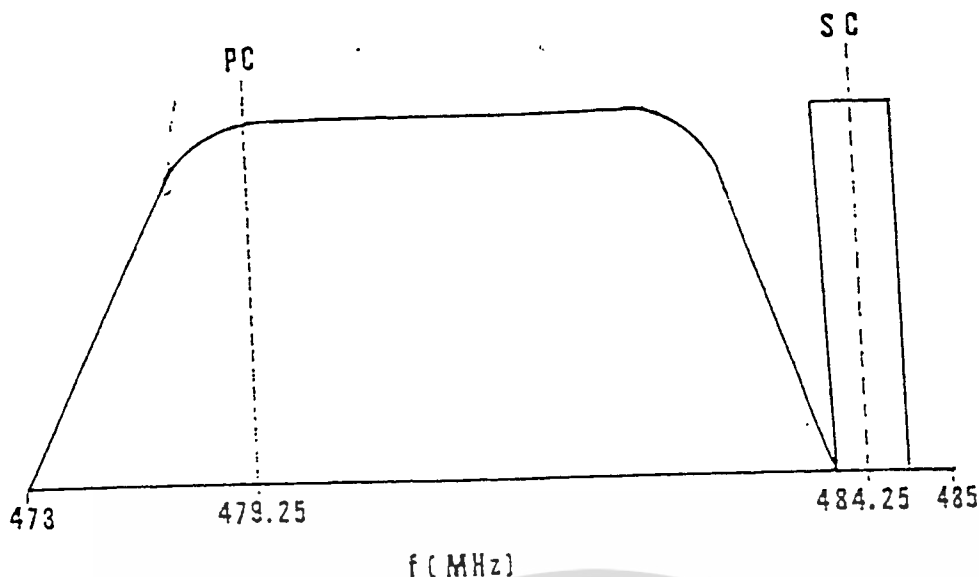
1.2 โครงสร้างของสัญญาณโทรทัศน์

ตามมาตรฐานของ CCIR ซึ่งเป็นระบบโทรทัศน์ที่ใช้ในประเทศไทยจะมี BAND WIDTH 7 MHz ซึ่งประกอบด้วยคลื่นพาห์ภาพ (Picture Carrier) คลื่นพาห์เสียง (Sound Carrier) และ สัญญาณต่างๆ อีก ซึ่งจะได้กล่าวต่อไป ลักษณะของ Response ของสัญญาณโทรทัศน์ดังรูปแสดง มาตรฐานความถี่ของระบบ CCIR



รูปที่ 1.1 แสดงมาตรฐานสัญญาณระบบ CCIR

ในที่นี้เราได้ใช้ช่อง 22 ซึ่งมีความถี่ในช่วง 478 - 485 MHz ซึ่งมี Picture Carrier 479.25 MHz และ Sound Carrier 484.75 MHz ดังแสดงรายละเอียดในรูป

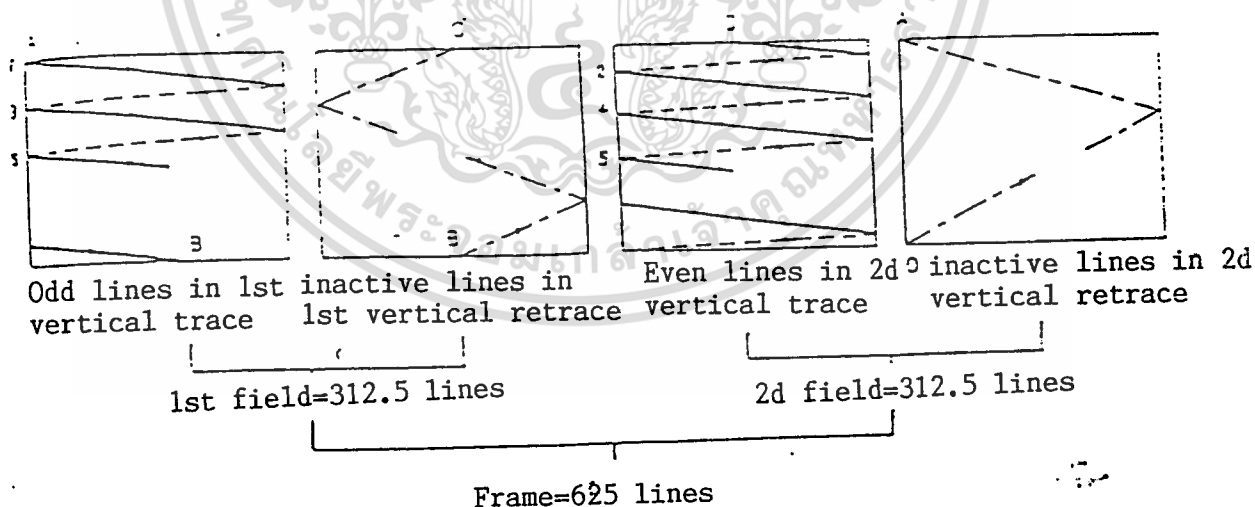


รูปที่ 1.2 แสดง Response สัญญาณช่อง 22

Comp Osite Video Signal

การทำงานของระบบโทรทัศน์จะประกอบด้วยสัญญาณที่ทำให้ทั้งทางด้านส่ง และด้านรับ ทำงานพร้อมกัน (Synchronization) จะต้องมีสัญญาณที่ทำการควบคุมมากมาย

ส่วนประกอบของภาพโทรทัศน์จะประกอบด้วยเส้นขวางมากมายในแนวนอน ซึ่งประกอบจากจุดเล็ก ๆ จำนวนมากประกอบขึ้นเป็นเส้น ส่วนประกอบของภาพเรียกว่า Picture Element ซึ่งระบบโทรทัศน์ในประเทศไทยจะมี 625 เส้นต่อหนึ่งภาพ (Frame) ซึ่งในภาพหนึ่งจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนซึ่งเรียกว่า File โดยแบ่งเป็น File ละ 312.5 เส้น ซึ่งแบ่งเป็นฟิลล์คู่ (Even File) และฟิลล์คี่ (Odd File) ดังแสดงในรูป

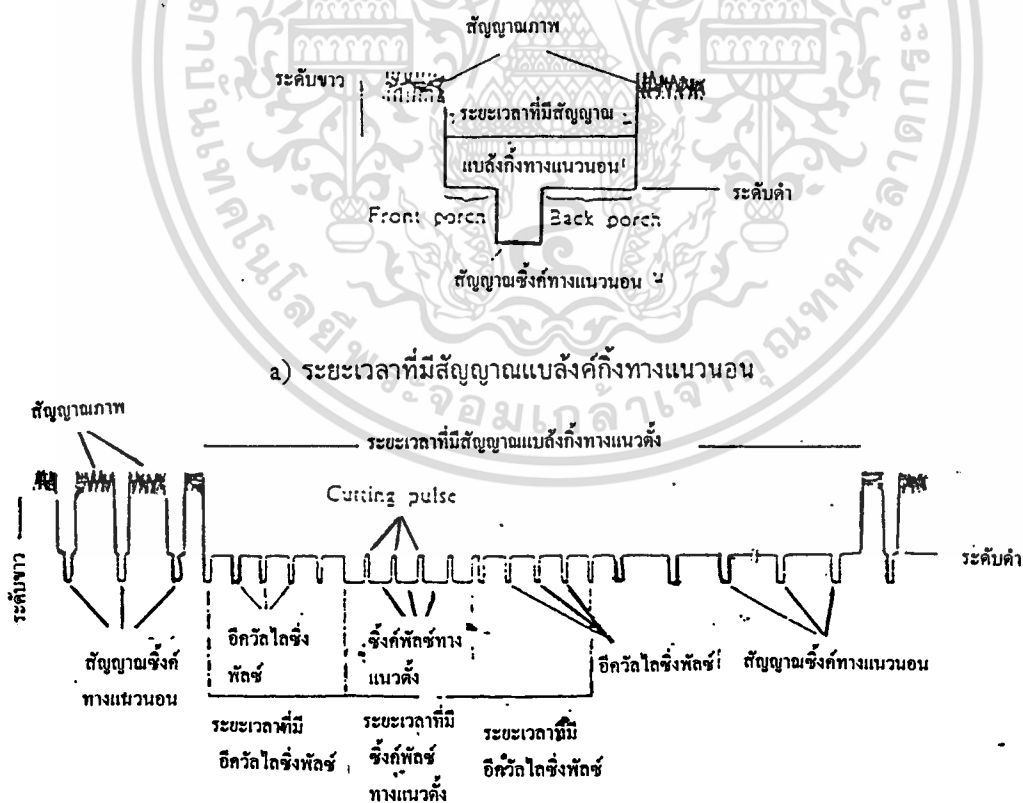


รูปที่ 1.3 แสดงลักษณะการแบ่งเส้นสแกนของโทรทัศน์

ภาพที่ปรากฏที่หน้าจอ ตามความจริงแล้วเป็นภาพที่มีความแตกต่างกัน ตามระยะเวลา ซึ่งมนุษย์ไม่สามารถจับได้ เพราะความเฉื่อยในการมอง จึงทำให้ดูเหมือนภาพเคลื่อนไหวโดยมี 25 ภาพต่อหนึ่งวินาที (จำนวนภาพมากกว่า 16 ภาพต่อวินาที จะทำให้ตามนุษย์มองเป็นภาพเคลื่อนไหว) เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเกิดภาพโดยการยิงอิเล็กตรอน ไปกระทบจุดบนจอภาพที่ฉาบด้วยสารเรืองแสง บน หน้าจอภาพหรือเรียกว่าการสแกน (Scanning) การทำให้จุดสว่างนี้เคลื่อนที่ไปตามจังหวะ ที่ ต้องการซึ่งทำให้เคลื่อนที่ไปตามแนวนอนและแนวตั้ง โดยอาศัยความเข้มของสนามแม่เหล็ก เข้า ช่วย การสแกนจะเกิดขึ้นตามรูป

หัวใจสำคัญของการรับ - ส่งโทรทัศน์คือ จะต้องหาวิธีการที่ทำให้เครื่องส่งและ เครื่องรับ ทำงานพร้อมกัน (Synchronization) เพราะถ้าเครื่องส่งกับเครื่องรับทำงานไม่พร้อมกัน ภาพจะ ล้มหรือไม่มีภาพ เพราะฉะนั้นทั้งทางด้านส่งและด้านรับจะต้องทำความเข้าใจที่ตรงกัน โดยส่ง สัญญาณไปควบคุม ที่เรียกว่า Synchronizing Signal หรือ Sync Pulse Signal ไปพร้อมกับ สัญญาณภาพดังในรูป ซึ่งจะประกอบด้วยซิงค์ทางแนวนอน (Horizontal Synchronizing Signal) มีความถี่ 15625 Hz และมี Sync Pulse อยู่ตอนท้ายของเส้นแนวนอนสัญญาณซิงค์ทางแนวตั้ง (Vertical Synchronizing Signal) ความถี่ 50 Hz และมี Sync Pulse ทุก ๆ ครั้งที่มีการ Scan จบ 1 File และจะมีเส้นสเปคตัม (Flyback) เพื่อเรียก Scan File ใหม่ ดังรูป



รูปที่ 1.4 แสดง Vertical & Horizontal Sync

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

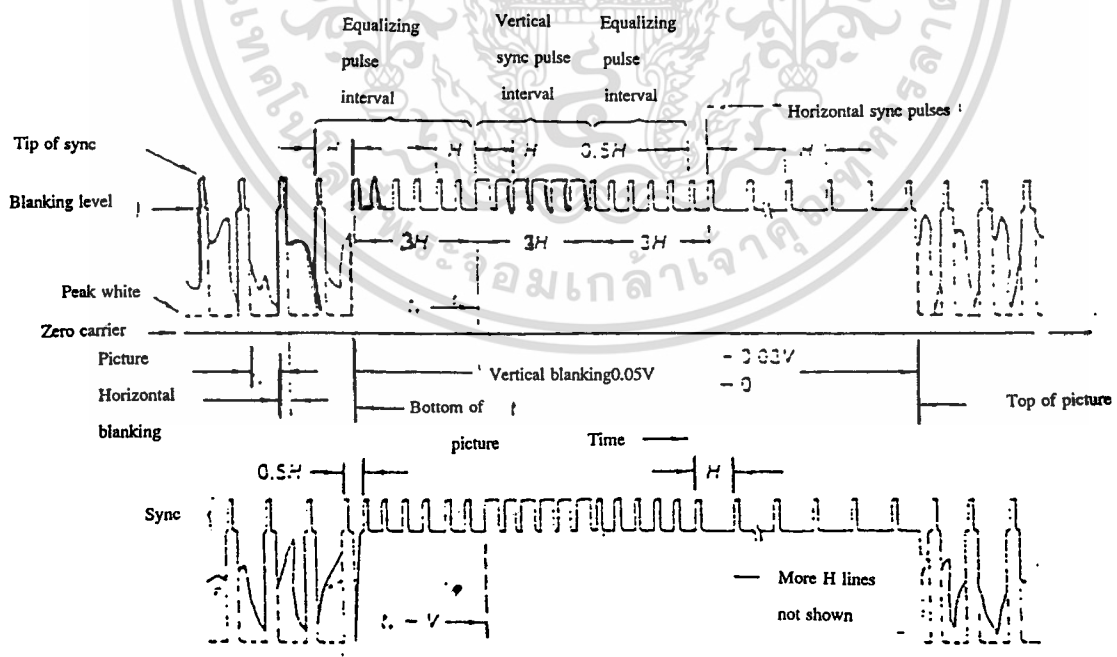
สัญญาณที่แสดงในรูปข้างล่างจะประกอบด้วย

- สัญญาณภาพ (Video Signal) และสัญญาณเสียง (Sound Signal)
- สัญญาณแบล็กคิง (Blanking Signal)
- สัญญาณซิงค์ (Synchronizing Signal)
- สัญญาณอีควไลซิง (Equalizing Signal)

สัญญาณเหล่านี้โดยทั่วไปเรียกว่า สัญญาณภาพรวม (Composite Video Signal) โดยใช้
ส่วนหน้าของภาพเป็นตัวพาออกอากาศ รวมกับคลื่นพาห์ของสัญญาณเสียง

หน้าที่ของสัญญาณต่าง ๆ

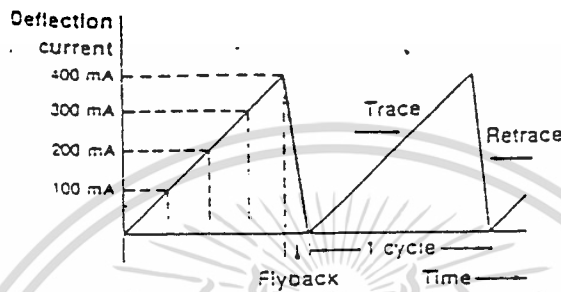
1. สัญญาณภาพ (Video Signal) และสัญญาณเสียง (Sound Signal) เป็นสัญญาณที่ทำให้เกิด ภาพความความเป็นจริงที่หน้าจอ และสัญญาณเสียงให้มีเสียงออกที่ลำโพงตามความต้องการ
2. สัญญาณแบล็กคิง (Blanking Signal) เป็นสัญญาณเพื่อลบเส้นสเปกตรัม ทั้งในแนวนอน และแนวตั้งโดยที่จุดเริ่มต้นของ Sync ทางแนวนอนและแนวตั้งจะต้องเริ่มต้นอย่างเหมาะสม ดังแสดงในรูปต่อไป



รูปที่ 1.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. สัญญาณซิงค์ (Synchronizing Signal) เป็นสัญญาณ ที่ช่วยทำให้กระแสรูปฟันเลื่อย (Sawtooth) ใช้ในวงจรการหักเหทางแนวนอนกับวงจรการหักเหทางแนวตั้ง ของเครื่องส่งโทรทัศน์ ตรงกับเครื่องรับโทรทัศน์ดังรูปต่อไปนี้



รูปที่ 1.6 แสดง Synchronizing Signal

4. สัญญาณอีควัลไลซิง (Equalizing Signal) เพื่อช่วยให้สัญญาณซิงค์ทางแนวตั้ง ยังคงมีรูปร่าง เหมือนเดิมหลังจากแยกออกมาจากสัญญาณซิงค์ทางแนวนอนในเครื่องรับ โดยเป็นสองเท่าของ ซิงค์ทางแนวนอน และจะทำให้ซิงค์ทางแนวนอนไม่ขาดหายไปในช่วงซิงค์ทางแนวตั้งอีกด้วย

สัญญาณโทรทัศน์เหล่านี้เป็นมาตรฐานของระบบโทรทัศน์ และยังมีสัญญาณเกี่ยวกับการควบคุมทางภาพสีของโทรทัศน์อีก แต่จะไม่ขอกล่าวในที่นี้ ผู้สนใจในเรื่องเกี่ยวกับโทรทัศน์ ระบบต่าง ๆ อย่างละเอียด สามารถหาอ่านได้จากหนังสือเกี่ยวกับโทรทัศน์ทั่วไปได้

1.3 ความถี่ที่ใช้ในการส่งโทรทัศน์

การส่งสัญญาณสื่อสารด้วยระบบโทรทัศน์นั้น มีมาหลายปีแล้ว และได้เริ่มเข้ามาในประเทศไทยประมาณ 20 กว่าปีนี่เอง มาตรฐานการส่งโทรทัศน์ตามมาตรฐานสากลมีหลายระบบ ในแต่ละระบบก็มีใช้กันหลายกลุ่มประเทศ แต่ละกลุ่มก็ใช้กันในย่านความถี่ วีเอชเอฟ และ ย่านยูเอชเอฟ โดยแต่ละระบบก็มีจำนวนช่องและความถี่ที่ใช้แตกต่างกัน โดยในระบบ วีเอชเอฟมีจำนวนช่องอยู่ประมาณ 12 ช่อง ส่วนในย่านความถี่ยูเอชเอฟ จะมีจำนวนช่องอยู่ ประมาณ 83 ช่อง ระบบใหญ่ ๆ ที่ใช้ในการส่งทั่วโลกขณะนี้แบ่งเป็นสองระบบคือ ในระบบแรก เป็นระบบที่ใช้ อักษรย่อว่า เอฟซีซี (FCC) เป็นส่วนหนึ่งของการส่งโทรทัศน์ในระบบย่อยที่เรียกว่า ระบบเอ็มตามมาตรฐานสากล ของระบบความถี่มาตรฐาน ระบบนี้ใช้กันในอเมริกา ญี่ปุ่น เกาหลีใต้ ฟิลิปปินส์ ไต้หวัน พม่า กัมพูชา อาร์เจนตินา โบลิเวีย อุรุกวัย จาไมกา เป็นต้น ส่วนในอีกระบบหนึ่ง เป็นระบบซีซีไออาร์ (CCIR) เป็นระบบการส่งทีวีส่วนหนึ่งของระบบบีที่ใช้ในประเทศแถบยุโรปตะวันออกกลาง แอฟริกา เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้งระบบเอฟซีซี (FCC) และระบบซีซีไออาร์ (CCIR) แสดงให้เห็นดังตารางที่ 1.2 และที่ 1.3

ส่วนระบบการส่งทีวีในประเทศไทยแต่เดิมใช้ระบบ เอฟซีซี (FCC) ซึ่งเป็นระบบที่นำมาจากประเทศสหรัฐฯ แต่หลังจากนั้นพบปัญหาต่างๆ หลายประการ เช่น มาตรฐานทางด้านจำนวนเส้นต่อภาพใช้ 525 เส้นต่อภาพ ซึ่งให้ภาพที่หยากกว่าระบบปัจจุบันคือใช้ 525 เส้นต่อภาพ ส่วนด้านมาตรฐานความถี่ฟิลต์ต่อวินาทีใช้ 60 ฟิลต์ต่อวินาที ซึ่งเท่ากับความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับที่ประเทศสหรัฐฯ แต่สำหรับประเทศไทยใช้ความถี่ 50 รอบต่อวินาทีในการแสฟสลับ ดังนั้นจึงเกิดการสับสนของสัญญาณ 60 Hz และ 50 Hz ซึ่งให้ผลเสียอย่างมาก ครั้นเมื่อถึงคราวโทรทัศน์สีเข้าเมืองไทย และกิจการโทรทัศน์ได้ขยายตัวมากขึ้น และจะมีการส่งสัญญาณที่ ความถี่ช่องอื่นอีก จึงได้ตกลงเปลี่ยนระบบเพื่อให้เหมาะสมกับสภาพเมืองไทยยิ่งขึ้น แต่ปัญหาก็ ยังต้องขบคิดกันอีก เพราะในขณะนั้นได้มีเครื่องรับโทรทัศน์ ที่ใช้ในประเทศไทยในระบบเก่าอยู่ เป็นจำนวนมาก ดังนั้นระบบใหม่ที่จะนำมาแทนนั้นต้องเหมาะสมกับไฟ 50 Hz แล้วยังต้องใช้ กับเครื่องรับระบบเก่าได้อีกด้วย จึงได้ตกลงเปลี่ยนมาเป็นระบบซีซีไออาร์ (CCIR) หรือระบบบี และจำนวนช่องที่ส่งทั้งหมดในขณะนี้มี 4 ช่อง คือ ช่อง 3 ช่อง 5 ช่อง 7 ช่อง 9 เมื่อพิจารณาความถี่ของระบบซีซีไออาร์ จะเห็นว่าซีซีไออาร์ของช่อง 3 จะตรงกับช่อง 2 ทั้ง สัญญาณภาพและสัญญาณเสียงในระบบเอฟซีซี ดังนั้นเครื่องรับในระบบเอฟซีซี จะรับได้ใน ช่อง 2 ส่วนช่อง 5 ระบบซีซีไออาร์จะตรงกับช่อง 7 ระบบเอฟซีซี ส่วนช่อง 7 ระบบซีซีไออาร์ จะตรงกับช่อง 9 ระบบเอฟซีซี แต่จะเห็นว่าแถบความถี่ของช่อง 7 ระบบซีซีไออาร์มีความถี่เกิน กว่าช่อง 9 ระบบเอฟซีซีมาก ดังนั้นเครื่องรับในระบบเอฟซีซี จะรับได้ในช่อง 9 แต่สัญญาณเสียง จะรับไม่ได้จึงตั้งอิมูเด็ปเตอร์ติดเพิ่มอีก ส่วนช่อง 9 ระบบซีซีไออาร์จะรับได้ในช่อง 12 ใน ระบบเอฟซีซี

เมื่อกล่าวถึงความถี่ของการส่งทีวี ใคร่อยากจะกล่าวถึงย่านความถี่วิทยุในประเทศไทย ดังตารางที่ 1.1

สถานีวิทยุ	ช่องความถี่	ความยาวเฉลี่ย
เอเอ็ม	550-1600 kHz	360 เมตร
เอฟเอ็ม	88-108 MHz	3 เมตร
คลื่นสั้น	3-12 MHz	62.5 เมตร

ตารางที่ 1.1 ความถี่วิทยุในประเทศไทย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1.2 ตารางแสดงความถี่การส่งที่ระบบ FCC และ VHF

แถบความถี่	ช่อง	ความถี่	คลื่นพา (Carrier)		ความยาว	ช่วงกว้าง
			สัญญาณภาพ (Video:MHz)	สัญญาณเสียง (Audio:MHz)	คลื่น (นิ้ว)	ความถี่ % of fm
(VHF low band)	2	54-60	52.25	59.75	207.5	10.5
วีเอชเอฟแถบล่าง	3	60-66	61.25	65.75	187.5	9.5
	4	66-72	67.25	71.75	171.5	8.7
	5	76-82	77.25	81.75	149.5	7.6
	6	82-88	38.25	87.75	139	7.1
วีเอชเอฟแถบบน (High band)	7	174-180	175.25	179.75	66.73	3.39
	8	180-186	181.25	185.75	64.54	3.28
	9	186-192	187.25	191.75	62.49	3.18
	10	192-198	193.25	197.75	60.58	3.08
	11	198-204	199.25	203.75	58.78	2.99
	12	104-210	205.25	209.75	57.06	2.9
	13	210-266	211.25	215.75	55.45	2.82

ตารางที่ 1.3 ตารางแสดงความถี่การส่งที่ระบบ CCIR ย่าน VHF

แถบความถี่	ช่อง (channel)	ความถี่ (Frequency) MHz	คลื่นพา (Carrier)	
			สัญญาณภาพ (Video : MHz)	สัญญาณเสียง (Audio : MHz)
วีเอชเอฟแถบล่าง (VHF low band)	2	47-54	48.25	53.75
	3	54-61	55.25	60.75
	4	61-68	62.25	67.75
วีเอชเอฟแถบบน (High band)	5	174-181	175.25	180.75
	6	181-188	182.25	187.75
	7	188-195	188.25	194.75
	8	195-202	196.25	201.75
	9	202-209	203.25	208.75
	10	209-216	210.25	215.75
	11	216-223	217.25	222.75
	12	223-230	224.25	229.75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

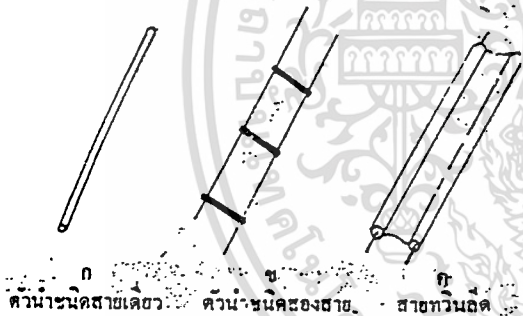
บทที่ 2

สำเนาสัญญาณ

2.1 ชนิดของสายส่ง

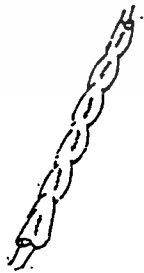
ในทางทฤษฎีแล้วสายส่งประกอบขึ้นด้วยโลหะตัวนำ 2 เส้นวางขนานกัน แต่ทั้งนี้เพื่อให้ได้คุณสมบัติของสายตามข้อกำหนด (spec) (ดังจะกล่าวตอนต่อไป) ซึ่งก็สามารถใช้งานได้ใน แต่ละประเภทตามความถี่ที่กำหนดในทางปฏิบัติ จึงอาจแบ่งสายส่งออกเป็นแบบที่นิยมเป็น 4 แบบ ใหญ่ ๆ คือ

- 1) ตัวนำชนิดสายเดี่ยว สองสาย (กรณีในตัวนำที่วางขนานกัน)
- 2) สายโคแอกเชียลหรือสายคู่ที่มีจุดศูนย์กลางร่วมกัน
- 3) สายคู่แบบบิด
- 4) สายคู่ชีลด์

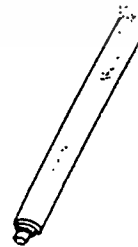


รูปที่ 2.1

รูปที่ 2.2 สายโคแอกเชียล



รูปที่ 2.3 สายคู่แบบบิด



รูปที่ 2.4 สายคู่ชีลด์

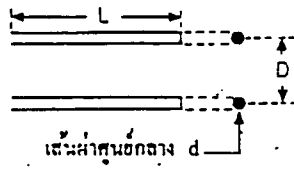
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวนำชนิดสายเดี่ยว แบบที่ง่ายที่สุดได้แสดงดังรูปที่ 2.1 ก ซึ่งใช้สายเดี่ยวต่อระหว่างเครื่องส่งกับสายอากาศ ดังนั้นอีกสายหนึ่งจะต่อกับพื้นดิน ซึ่งเปรียบเสมือนเงาของสาย ลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสาย (*characteristic impedance*) ขึ้นกับขนาดของตัวนำ และความสูง ของตัวนำเหนือพื้นดิน ถ้าหากใช้ลวดเบอร์ 12 หรือเบอร์ 14 โดยให้มีความสูง 10 - 30 ฟุต เหนือพื้นดิน ก็จะมี Z_0 ประมาณ 500-600 โอห์ม ถ้าต่อสายตัวนำเป็นสายนำส่งสัญญาณเข้ากับ สายอากาศ และถ้าสายอากาศที่มีอิมพีแดนซ์ 500-600 โอห์ม สายนำสัญญาณที่มี Z_0 ประมาณ 500-600 โอห์ม จะแมทช์พอดีและจะทำงานได้ดี โดยไม่มีการสะท้อนของคลื่นที่เรียกว่า *สแตนด์เวฟ* (*standing wave*) ถึงแม้ว่าสายนำสัญญาณนี้จะติดตั้งได้ง่าย แต่การใช้งานก็ยังอยู่ในขอบเขตจำกัดและยังมีข้อเสียหลายประการ คือ สายตัวนำที่ต่อกับพื้นดินจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่เสมอตามชนิดของพื้นดิน ประการที่สองสายตัวนำจะมีการกระจายพลังงานสูญเสียออกไป เพราะไม่มีตัวนำที่วางใกล้ๆ กันที่จะหักล้างสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้น ซึ่งทำให้เกิดภาวะไม่สมดุลย์ ประการที่สาม Z_0 ขึ้นกับความยาวของสายนำสัญญาณเพราะไม่มีความสัมพันธ์ที่แน่นอนระหว่างสายกับพื้นดิน จึงไม่มี Z_0 ที่มีค่าแน่นอนซึ่งก็เป็นการยากที่จะแมทช์พอดีกับสายอากาศ ปกติชนิดสายเดี่ยวจะใช้งานที่ความถี่ต่ำๆ และเป็นงานที่ไม่ต้องการคุณภาพดีมากนัก

ตัวนำชนิด 2 สาย ที่มีอากาศเป็นฉนวนแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.1 ข เป็นสายส่งที่มีใช้มานานแล้ว และเป็นแบบที่ง่ายที่สุด ประกอบด้วยตัวนำสองอันวางขนานกัน ห่างกันด้วยระยะทางเท่ากันโดยตลอด โดยใช้ฉนวน เช่น ไม้ โพลีลีน (porcelain) ลูไซต์ (lucite) โพลีสตาयरีน (polystyrene) วางคั่นเป็นช่วงๆ เท่ากันโดยตลอด ในทางปฏิบัติมักใช้กับสายอากาศที่มี Z_0 ต่ำ และถ้าระยะห่างไม่เท่ากันตลอด ก็จะทำให้เกิดความสูญเสียในการกระจายพลังงาน ทำให้เกิดความผิดพลาดในการรับสัญญาณ ค่า Z_0 ของสายสามารถคำนวณได้จากสูตร

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{K}} \log \frac{2D}{d} \approx 400-700 \text{ โอห์ม}$$

เมื่อ	K	เป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของฉนวน (อากาศ K = 1)
	d	เป็นเส้นผ่าศูนย์กลางของตัวนำ
	D	เป็นระยะห่างระหว่างตัวนำ



รูปที่ 2.5 สายตัวนำคู่ขนาน

จากข้อเสียของตัวนำชนิด 2 สายมีอากาศเป็นฉนวนดังกล่าวข้างต้น จึงใช้ฉนวนที่มีความสูญเสียน้อยแทนอากาศ โดยจะหุ้มตลอดแนวนานของตัวนำทั้งสอง จึงเกิดสายส่งอีก ชนิดหนึ่งที่นิยมใช้อย่างกว้างขวางในโทรทัศน์ เรียกว่าสายริบบอน (ribbon lead-in) หรือสาย แบบเส้นคู่ (two-wire ribbon) ซึ่งก็นิยมเรียกกันว่า ทวินลีด (twin lead) ดังแสดงในรูป 2.1 ค ซึ่งจะใช้ได้ถึงย่านความถี่ 250 MHz ระยะห่างระหว่างตัวนำทั้งสองจะเท่ากันตลอดสาย ทวินลีด มีด้วยกันหลายเกรดแล้วแต่การนำไปใช้งาน สายทวินลีดชนิดดี เป็นลวดตัวนำทองแดงฝังใน โพลีเอทเทอลิน บางชนิดเป็นทองแดงฉาบเหล็กมีพลาสติกเป็นฉนวน แต่ความสูญเสียจะมี น้อยลงถ้าใช้สายนำสัญญาณแบบ 300 โอห์ม ซึ่งแมทช์พอดีกับสายอากาศ และจะทนกำลังได้ 200-300 วัตต์ (บางชนิดทนได้ถึง 1000 วัตต์ แต่มี Z_0 เพียง 15 และ 75 โอห์ม) แต่แบบที่ใช้โดยทั่วไปคือ 300 โอห์ม ซึ่งทำจากลวดทองเบอร์ 20 โดยมีระยะห่างระหว่าง ทองแดง $1/2$ นิ้ว ข้อดีของสายทวินลีดคือ มีน้ำหนักเบา ระยะห่างสม่ำเสมอ ใช้ได้กับความถี่สูง ถึง 250 MHz ยืดหยุ่นได้ และมีการบั่นทอนสัญญาณมากกว่าแบบอากาศเป็นฉนวน (ที่ความยาวเท่ากัน) เพราะความสูญเสียของไดอิเล็กตริกของฉนวนมากกว่าอากาศ แต่ก็ยังมีข้อเสียคือ วัตถุภายนอก เช่น พื้นดิน อากาศ โลหะ อากาศยาน มีผลทำให้เกิดภาวะไม่สมดุล และเกิดความ สูญเสียของการกระจายได้มากโดยเฉพาะที่ความถี่สูงมาก (ซึ่งไม่ค่อยนิยมใช้สายส่งชนิดนี้อยู่แล้ว) ถ้าต้องการคุณภาพของการใช้งานดีมากนั้นเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของอากาศ เราสามารถ ป้องกันได้โดยหุ้มสายด้วยไซลิโคน (silicone grease) และทำความสะอาดสายอยู่เสมอ

รูปที่ 2.2 แสดงสายนำสัญญาณแบบโคแอกเชียลที่ประกอบด้วยลวดตัวนำภายใน ตรงแกนกลางและตัวนำภายนอกเป็นรูปทรงกระบอก และมีฉนวนซึ่งทำด้วยพายเรกซ์โพลีสตาไร์น (pyrex polystyrene) คั่นกลาง สายชนิดนี้ส่วนใหญ่จะใช้กับเครื่องส่งในย่านความถี่ VHF และ UHF สายชนิดนี้ไม่เหมาะสมที่จะใช้งานที่ความถี่ต่ำ ๆ และมีกำลังต่ำ เพราะยากในการติดตั้งและรักษา บางครั้งอาจจะใช้อากาศเป็นไดอิเล็กตริกคั่นกลาง ซึ่งคุณสมบัติจะขึ้นอยู่กับความชื้นของอากาศด้วย เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไป จะทำให้เกิดการกลั่นตัวของไอน้ำทำให้สภาวะแวดล้อม เปลี่ยนไปได้มาก เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหานี้ส่วนบริเวณอากาศทำเป็นฉนวนจึงเป็นท่อ ในท่อใส่ อากาศแห้ง เช่น ในโทรเจนใช้ความดัน 15-30 ปอนด์/ตารางนิ้ว ซึ่งจะต้องรักษาให้คงที่อยู่ เสมอโดยการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัดแก๊สเข้าไป ข้อดีของสายส่งแบบนี้คือ ความสูญเสียของการกระจายพลังงานน้อย ความเข้มสนามแม่เหล็กและไฟฟ้าจะมีอยู่ภายในช่องว่างระหว่างตัวนำเท่านั้น (ซึ่งต่างกับทวินลิต จะมีอยู่รอบนอกตัวนำเป็นระยะทางพอสมควร) นั่นคือ วัตถุใกล้เคียงสายโคแอกเซียลจะไม่มีผล เลย แต่สายชนิดนี้ก็ยังมีข้อเสียคือ ราคาแพงเมื่อเทียบกับแบบอื่น ที่ความยาวมาก ๆ จะมีการ บั่นทอนสัญญาณสูง (การใช้สายส่วนใหญ่มักไม่ยาวเกินไป) และต้องให้ตัวนำภายในแห้งอยู่เสมอ ค่า Z_0 ของสายส่งแบบนี้มีหลายค่า

$$\text{ค่า } Z_0 \text{ คำนวณโดยสมการ } Z_0 = \frac{138}{\sqrt{K}} \log \frac{D}{d}$$

เมื่อ D เป็นเส้นผ่าศูนย์กลางของตัวนำภายนอก
 d เป็นเส้นผ่าศูนย์กลางของตัวนำภายใน

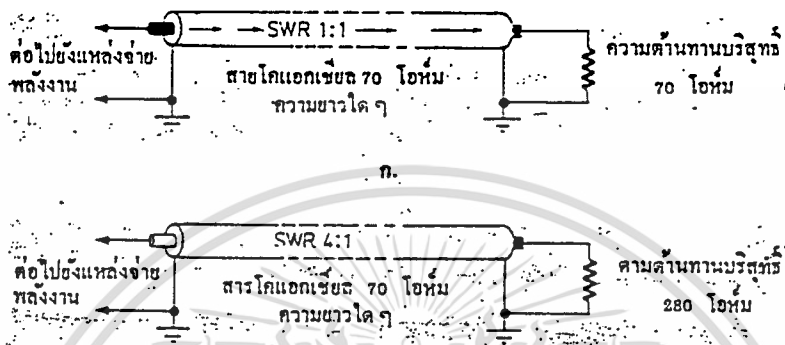
สายคู่ชีลด์ประกอบด้วยตัวนำสองตัว แยกออกจากกัน หุ้มด้วยฉนวน เช่น สายเทฟลอน (teflon) โพลีเอทิลีน (polyethylene) และจะถูกหุ้มด้วยท่อทองแดงซึ่งจะกันชีลด์ ความชื้น และไอน้ำจะป้องกันโดยยางรอนน็อก ข้อดีคือตัวนำทั้งสองจะสมดุลกันเมื่อเทียบกับกราวด์ ค่าตัวเก็บประจุระหว่างตัวนำแต่ละตัว โดยมีฉนวนกันจะสม่ำเสมอตลอดความยาว

2.2 คุณสมบัติเบื้องต้นของสายนำสัญญาณหรือสายส่ง

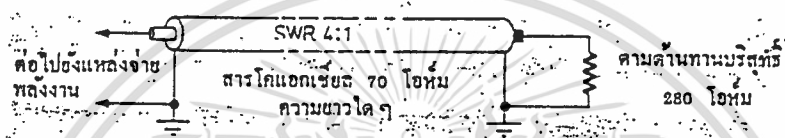
คุณสมบัติที่สำคัญของสายส่งอย่างหนึ่งคือ ลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสาย (characteristic impedance) ถ้าสายอากาศแบบไดโพล $\lambda/2$ มีอิมพีแดนซ์ที่ตรงจุดต่อ ระหว่างสายอากาศกับสายส่ง 70 โอห์ม ดังนั้นสายส่งต้องมีลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสาย (characteristic impedance) เท่ากับ 70 โอห์มด้วย เพื่อให้ได้กำลังมากที่สุด ถ้าเราเอาสายอากาศออกจาก สายส่งแล้วนำเอาความต้านทาน 70 โอห์ม ต่อแทนดังแสดงในรูปที่ 2.6 จะให้ผลแตกต่างกัน เล็กน้อยระหว่างสายอากาศ และความต้านทาน เพราะถ้าใช้สายอากาศเราจะรู้จักกันในทอม พลังงานสูญเสียไปใน ตัวต้านทานการแผ่ (radiation resistance) ซึ่งไม่ได้สูญเสียไปจริงๆ แต่สูญหายไป ในรูปคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่กระจายออกรอบ ๆ ตัว แต่ถ้าใส่ความต้านทานกำลังของ ความถี่วิทยุจะหายไปจริงๆ ในรูปความร้อน ถ้ากำลังทั้งหมดสูญเสียไปในโหลด (สายอากาศหรือ ความต้านทาน) ทั้งหมดจะไม่มีกระแสย้อนกลับมายังต้นกำเนิด จะเรียกว่า สายส่งนั้นถ่ายทอด พลังงานได้สูงสุด โดยไม่มีคลื่นสะท้อนหรือเรียกได้ว่าสายนำสัญญาณนั้น แพลท (flat) คือมี อัตราส่วนของกระแส (และแรงดัน) จะเท่ากันทุกตำแหน่งตามความยาวของสายส่ง จากเครื่องส่ง หรือเครื่องรับ ไปยังสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก.



รูปที่ 2.6

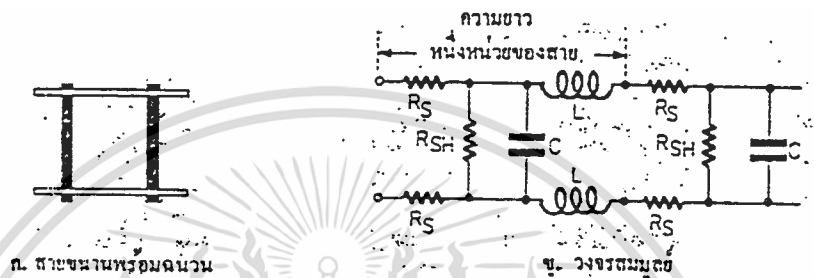
สมมุติว่าไดโพลมีค่าอิมพีแดนซ์ตรงรอยต่อที่จะต่อเข้ากับสายนำสัญญาณ (feedpoint impedance) เท่ากับ 70 โอห์ม ต่อกับสายส่ง 50 โอห์ม จะเกิดภาวะไม่สมดุลย์ทางอิมพีแดนซ์ (mismatch impedance) ซึ่งอัตราส่วนของอิมพีแดนซ์เท่ากับ $70/50$ หรือ $1.4 : 1$ จะทำให้คลื่นสะท้อนกลับมายังต้นกำเนิดสัญญาณ เพราะว่ากำลังที่เคลื่อนที่ไปตามสายมี 2 ทิศทางคือ จากเครื่องรับไปสายอากาศ และจากสายอากาศไปยังเครื่องรับ ซึ่งกระแสทั้งสองจะรวมกันทาง เวกเตอร์ให้สแตนดิงเวฟ (Standing Wave) บนสาย อัตราส่วนของแรงดันหรือกระแสที่มากที่สุด กับสแตนดิงเวฟน้อยที่สุดจะเป็น SWR ซึ่งจะเป็นการบอกการไม่สมดุลย์ ทางอิมพีแดนซ์ (mismatch) ของสายส่งและโหลด

ลักษณะสมบัติทางอิมพีแดนซ์ของสาย (Characteristic impedance) (Z_0) จากการที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นว่า คุณสมบัติประการแรกสุดที่เราต้องทราบ คือ ลักษณะสมบัติทาง อิมพีแดนซ์ของสาย (characteristic impedance) ซึ่งเป็นคุณสมบัติเฉพาะของสายที่ผลิตจาก โรงงาน ความแตกต่างของ Z_0 ขึ้นกับคุณสมบัติทางฟิสิกส์ของสาย เช่น โลหะที่นำมาทำเป็นตัวนำ ขนาดของเส้นผ่าศูนย์กลางของตัวนำระยะห่างระหว่างตัวนำทั้งสอง ค่า Z_0 จะเปลี่ยนแปลงน้อย มากเมื่อความถี่ที่ใช้งานเปลี่ยนแปลง ค่า Z_0 จะคงที่ตลอดความยาวของสาย

การหา Z_0 ของตัวนำชนิด 2 สาย วางขนานกันเพื่อสะดวกในการวิเคราะห์และอธิบาย จะพิจารณาว่าสายส่งแบบนี้ ประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความต้านทานเกิดจากคุณสมบัติของโลหะของตัวนำ ตัวเก็บประจุเมื่อโลหะ 2 ชนิดวางขนานกัน ก็ย่อม เหมือนตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำเกิดจากมีกระแสไหลในสาย เกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้า รอบ ๆ สาย เพื่อความสะดวกจะคิดที่ละหน่วยความยาวดังแสดงในรูป 2.7



รูปที่ 2.7

ในการคำนวณ จะต้องมีพื้นฐานความรู้ทางด้านคณิตศาสตร์เรื่องสนามไฟฟ้า เนื่องจากการเคลื่อนที่ของคลื่นซึ่งค่อนข้างจะยุ่งยาก อาจสรุปเป็นสูตรสำเร็จได้คือ

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

เมื่อ L เป็นค่าเหนี่ยวนำต่อหนึ่งหน่วยความยาว
C เป็นค่าตัวเก็บประจุต่อหนึ่งหน่วยความยาว

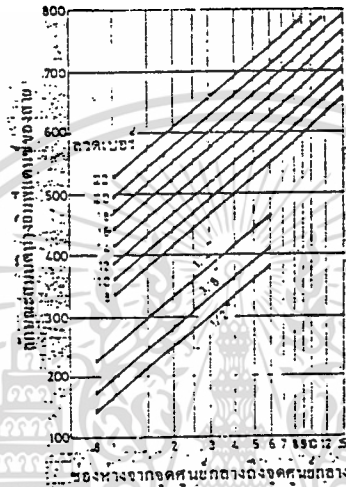
จะเห็นว่าเป็นคุณสมบัติที่ขึ้นอยู่กับชนิดของตัวนำ ซึ่งจะมีค่า L , C คงที่ค่าหนึ่งซึ่งไม่สะดวก เพื่อความสะดวกอาจหาค่า Z_0 จากคุณสมบัติทางฟิสิกส์ได้คือ

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{K}} \log_{10} \frac{2D}{d}$$

เมื่อ D เป็นระยะห่างระหว่างจุดศูนย์กลางของตัวนำทั้งสอง
d เป็นเส้นผ่าศูนย์กลางของตัวนำทั้งสอง
K เป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของฉนวน ($K = 1$ เมื่อใช้อากาศเป็นฉนวน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสูตรข้างต้นจะเห็นว่า ค่า Z_0 ขึ้นกับระยะห่างระหว่างตัวนำทั้งสอง เส้นผ่าศูนย์กลางกลางของตัวนำ และชนิดของฉนวนเพื่อประโยชน์ในการใช้งาน อาจหาค่า Z_0 ได้ทันทีจากรูปที่ 2.8

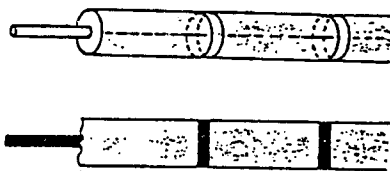


รูปที่ 2.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Z_0 กับขนาดของตัวนำและระยะห่างสำหรับสายส่งแบบขนาน

Z_0 ของสายส่งแบบโคแอกเซียลที่มีอากาศเป็นฉนวนมีตัวนำข้างในขนาดเล็กมาก เป็นทองแดงยึดกับตัวนำนอกโดยฉนวนเป็นแผ่นยาวๆ ดังแสดงในรูปที่ 2.9 สายส่งแบบนี้จะมีความสูญเสียน้อยกว่าแบบตัวนำ 2 ตัวขนานกัน (แบบแรก) ที่ความถี่มากกว่า 100 Mhz แต่ต้องมีเงื่อนไขว่าอากาศภายในตัวนำต้องแห้งอยู่เสมอ

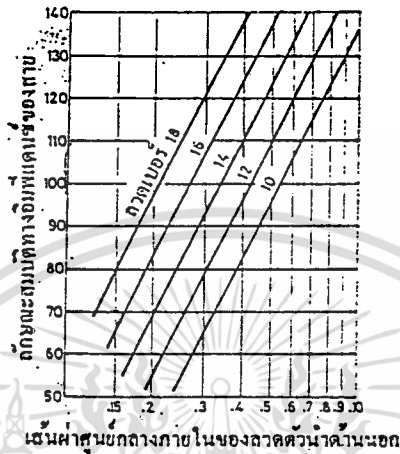
$$Z_0 = 138 \log \frac{b}{a}$$

- b เป็นเส้นผ่าศูนย์กลางของตัวนำภายนอก
- a เป็นเส้นผ่าศูนย์กลางภายนอกของตัวนำภายใน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.9 สายโคแอกเซียล ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาจหาค่า Z_0 ได้ง่ายตามรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Z_0 กับสายโคแอกเซียลแบบอากาศเป็นฉนวน

ความยาวของสายส่ง ในการทดลองหา SWR หรือออกแบบการต่อหน้าสัญญาณของสายส่ง มักจะพบกับคำว่า ค่าคงที่ความเร็ว (velocity constant) คงจำได้ว่าคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไปในอากาศด้วยความเร็วเท่าแสงหรือ เมตร/วินาที ซึ่งถ้าเคลื่อนที่ไปในตัวกลางอื่นๆ เช่น โลหะ หรือตัวนำที่มีค่าคงที่ ไดอิเล็กตริกแตกต่างกันจะได้สูตรทั่วไปคือ

$$\text{ความเร็ว} = \frac{2.998 \times 10^8}{K} \text{ เมตร/วินาที}$$

K เป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของตัวกลาง ซึ่งปกติจะมีค่ามากกว่า 1 ค่าคงที่ความเร็ว (velocity constant) เป็นอัตราส่วนของความเร็วของคลื่นที่เคลื่อนที่ตามสายส่งกับความเร็วของคลื่นที่เคลื่อนที่ไปตามอากาศ ซึ่งในการคำนวณหาความยาวของสายส่งจะมีสัมพันธ์ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{ความยาวของสายส่งเมื่อเป็น 1 ความยาวคลื่น} &= \frac{299.8}{f} \text{ VC (เมตร)} \\ &= \frac{984}{f} \text{ VC (ฟุต)} \end{aligned}$$

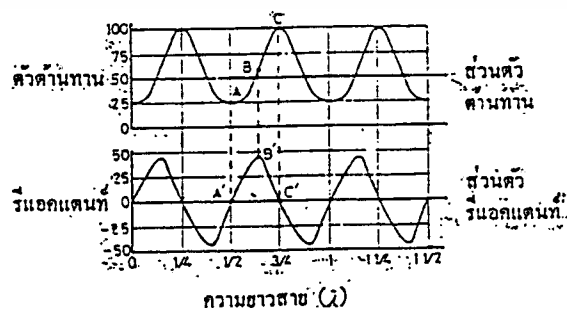
เมื่อ f เป็นความถี่ที่ใช้งาน Mhz
VC เป็น Velocity Constant

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราส่วนทางสแตนด์เวฟ (Standing Wave Ratio) SWR เมื่อเราต่อสายส่งที่มีความยาวพอเหมาะเข้ากับโหลดคือ ต่อตรงจุดต่อสายของสายอากาศ สิ่งที่เราต้องคำนึงถึงเป็นอันดับแรกคือ อิมพีแดนซ์ของสายส่งกับสายอากาศ ซึ่งจะมีผลในแง่ของการเคลื่อนที่ของคลื่น ประสิทธิภาพ หรือบางครั้งก็รับสัญญาณไม่ได้เลย ในการเข้าใจปัญหานี้ต้องทราบถึง SWR

SWR เป็นอัตราส่วนของแรงดันหรือกระแสที่มีค่ามากที่สุด กับแรงกันหรือกระแสน้อยที่สุดในสายเรียกว่า อัตราส่วนแรงดันสแตนด์เวฟ VSWR หรือ SWR ซึ่งจะมีค่าเท่ากันทั้งอัตราส่วนของแรงดันและกระแส SWR เป็นตัวกำหนดว่าสายนำสัญญาณนั้นแมตช์กันหรือไม่กับสายอากาศ ถ้าพูดในแง่ทางฟิสิกส์โดยให้โหลดคือ สายอากาศประกอบด้วย ความต้านทานล้วน อาจจะได้ว่า $SWR = \frac{R}{Z_0}$ หรือ $\frac{Z_0}{R}$ โดยจะเลือกตัวที่มีค่ามากกว่าเป็นเศษ ...SWR จะมี ค่ามากกว่า 1 เสมอ ถ้าเอาปลายสายส่งมาต่อถึงกันหรือปล่อยเปิดไว้ SWR จะเป็นอนันต์

ถ้าสายส่งถูกต่อปลายด้วยโหลดที่มีความต้านทานหรือเป็นสายอากาศที่มี ตัวต้านทานการแผ่ (radiation resistance) ที่มีค่าเท่ากับ Z_0 ของสายส่ง พลังงานที่ได้ในสายส่งทั้งหมดสูญเสียไปในโหลด จะทำให้สายนำสัญญาณเกิดภาวะไม่รีโซแนนท์ จะได้อัตราส่วนของแรงดัน (กระแส) ที่จุดต่าง ๆ บนสายเท่ากันตลอด เรียกว่า สอดคล้องและสายส่งแมตช์กันพอดี แต่ถ้าค่าตัวต้านทานการแผ่ radiation resistance ของสายอากาศไม่เท่ากับ Z_0 ของสายนำสัญญาณ จะเกิดภาวะรีโซแนนท์ บางส่วนของกำลังที่ใส่ในสายจะสะท้อนกลับจากปลายของสายส่งกลับไป ยังเครื่องส่ง ดังแสดงในรูป 2.11 สายส่ง 30 โอห์มต่อกับสายอากาศ 25 โอห์มแล้ว อินพุทอิมพีแดนซ์จะไม่ได้ 25 โอห์มทุกตำแหน่ง บางตำแหน่งของความยาวของสายส่ง เป็นหนึ่งความยาวคลื่น เช่น วัดที่ จุด B-B' จะวัดอิมพีแดนซ์ได้ความต้านทาน 62 โอห์ม และรีแอ็กแตนซ์เป็นตัวเหนี่ยวนำ 48 โอห์ม ถ้าสายส่งถูกัดนำมาใช้งานที่ความยาว B-B' นี้ เป็นการยากที่จะหาสายอากาศที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากันมาใช้ได้ และที่ความยาวของสายส่ง $3/4$ คือจุด C-C' จะสามารถจัดรีแอ็กแทนซ์ไปได้แต่จะวัดความต้านทานได้ถึง 100 โอห์ม ถึงแม้ว่า ที่กล่าวมาทั้ง 3 กรณีจะมี SWR เท่ากันตลอดสายคือ $2/1$ ดังนั้นในทางปฏิบัติจะต้องตัด สายส่งให้ยาวเป็นจำนวนเท่าของ $\lambda/2$ คือ $\lambda, 3\lambda/2$ เป็นต้นเท่านั้น จึงจะทำให้อิมพุทอิมพีแดนซ์เท่ากับ 25 โอห์ม

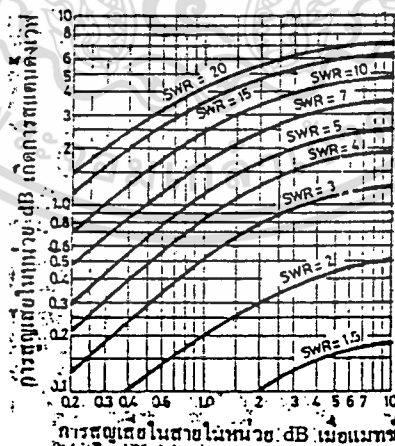


รูปที่ 2.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถึงแม้ว่าสายส่งจะถูกต่อปลายด้วยโหลดที่มีความต้านทานเท่ากับ Z_0 ของสายส่งก็ยังมีบางกรณีที่ SWR มากกว่า 1 คือกรณีที่โหลดมีค่าไม่เป็นตัวต้านทานอย่างเดียว แต่จะมีค่ารีแอกแตนซ์ที่ความถี่ของการใช้งานของสายส่ง ถ้าสายอากาศเป็นโหลดก็อาจพูดได้ว่าสายอากาศไม่รีโซแนนซ์ที่ความถี่ของการใช้งาน ความถี่รีโซแนนซ์ของสายอากาศคือ ความถี่ที่สายอากาศเป็นความต้านทานที่ 13.8 Mhz ในการทำได้ SWR = 1/1 เครื่องส่งต้องจูนใหม่ที่ 13.8 Mhz หรือสายอากาศต้องเปลี่ยนแปลงใหม่ เพื่อให้ได้ R ล้วนที่ความถี่ของเครื่องส่งคือ 14.2 Mhz (แค่ในการทดลองสายอากาศที่มีความต้านทานแล้วนั้น ทำลำบากมาก ในการแก้ปัญหานี้จะกล่าวในเรื่องการหาความยาวสาย ด้วยแผ่น วงกลมของสมิท (smith chart) ปกติค่า SWR ในสายส่ง ยิ่งต่ำจะทำให้ประสิทธิภาพในการทำงานดี มีกฎเกณฑ์เบื้องต้น 2 ข้อที่ทำให้ SWR มีค่าต่ำ (ในทางปฏิบัติ SWR ไม่ควรเกิน 1.5/1) คือ

- 1) สายอากาศต้องรีโซแนนซ์ที่ความถี่ใช้งานของเครื่องส่ง
- 2) สายอากาศจะต้องต่อโดยตรง (หรือต่อกับ matching) กับโหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากัน



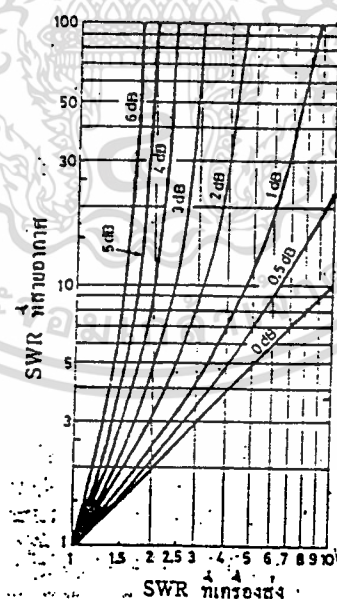
รูปที่ 2.12 แสดงความสูญเสียที่เพิ่มเป็น dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปกติสายจะมีค่าความสูญเสียต่อความยาวค่าหนึ่งเมื่อแมทช์พอดดี ซึ่งเป็นค่าที่กำหนด มาจากโรงงานแต่ถ้าต่อสายส่ง กับสายอากาศ และเครื่องส่งหรือเครื่องรับแล้ว SWR จะมีผลต่อความสูญเสียดังแสดงในรูป 2.12

รูปที่ 2.12 จะแสดงถึงความสูญเสียที่เพิ่มเป็น dB เนื่องจาก SWR (แกนยืน) เมื่อทราบความสูญเสียเป็น 4dB เมื่อแมทช์พอดดี (ค่าจากโรงงาน) เช่น ถ้าสายส่งมีความ สูญเสียในสายเพิ่มขึ้น 1.1dB ความสูญเสียทั้งหมดในสายส่งคือ $4 + 1.1 = 5.1\text{dB}$

(หมายเหตุ SWR เป็นค่าที่วัดที่โหลด คือระหว่างรอยต่อของสายส่งกับปลายที่ต่อของสายอากาศ) แต่การวัด SWR ที่ตำแหน่งนี้จะไม่สะดวกจึงอาจจะวัด SWR ที่รอยต่อของเครื่องส่ง หรือเครื่องรับกับสายส่งก็ได้ แต่ค่าที่วัดได้ที่ตำแหน่งนี้ จะน้อยกว่าตำแหน่งแรกขึ้นกับอัตราการบั่นทอนของสาย ซึ่งความสัมพันธ์ของ SWR ทั้งสองตำแหน่งจะแสดงในรูป 2.13



รูปที่ 2.13 แสดง SWR ที่ปลายของสายส่งกับ SWR ที่โหลด
ที่ค่าความสูญเสียของสาย (เมื่อแมทช์) ต่าง ๆ กัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



จากรูป 2.13 จะหาค่า SWR ที่โหลดได้ จาก SWR ที่เครื่องส่ง เช่น ถ้าวัด SWR ที่เครื่องส่งได้ 3 และรู้ว่าสายมีการบั่นทอน 1dB (ภายใต้เงื่อนไขที่แมตช์กัน) SWR ที่โหลดจากรูปที่ 2.13 เป็น 4.5dB และจากรูป 2.12 SWR ที่โหลด 4.5dB เมื่อสายมีการบั่นทอน 1 dB จะได้ความสูญเสียเพิ่มขึ้น (additional lose) 1dB ความสูญเสียทั้งหมดในสายส่งที่ใช้ งานนี้คือ 2 dB

จากรูปที่ 2.12 เป็นที่น่าสังเกตว่า เมื่อค่าความสูญเสียในสายมีค่ามาก (ขณะที่แมตช์พอดิ) ความสูญเสียที่เพิ่มขึ้นจะมีค่าเกือบคงที่

ปัญหาที่มักจะเกิดเสมอโดยมีทางเลือก 2 ทางคือ

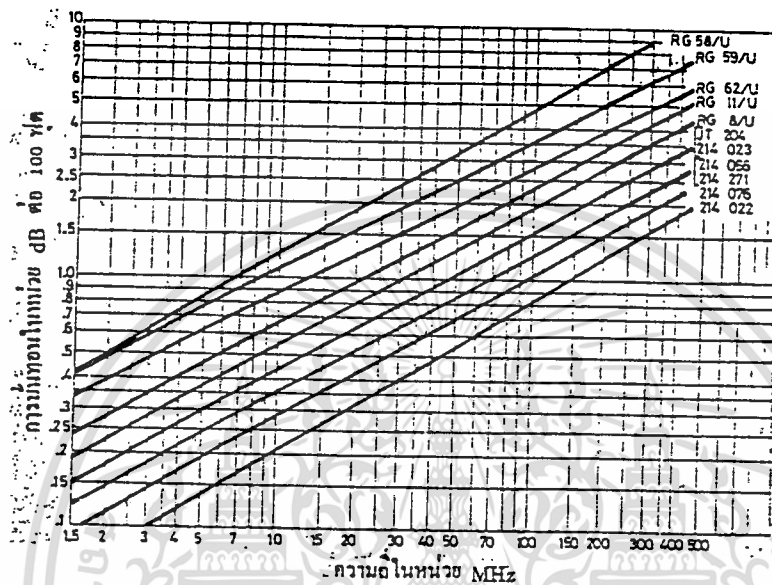
- 1) ระบบสายอากาศกับสายส่งที่ให้ SWR ต่ำ แต่ทำงานได้ดีที่ความถี่ค่าหนึ่ง หรือช่วงความถี่แคบ ๆ (ปกติ SWR ยิ่งต่ำยิ่งดีในทางปฏิบัติจะต้องไม่เกิน 1.5)
 - 2) ระบบสายอากาศกับสายส่งที่รีโซแนนท์ กับความถี่พื้นฐาน และความถี่ฮาร์โมนิคต่าง ๆ (bandwidth กว้าง) แต่มีค่า SWR มาก
- สำหรับปัญหานี้จะกล่าวต่อไปในเรื่องการเชื่อมต่อกับสายอากาศ

ความสูญเสียหรือการบั่นทอนในสาย ความสูญเสียในสายส่งจะมีความสัมพันธ์กับความยาวในรูปของสเกลล็อก (logarithm) ซึ่งจะแสดงค่าความสูญเสียเป็น dB ต่อความยาว 100 ฟุต ทั้งนี้เพื่อสะดวกในการคำนวณหาความสูญเสียทั้งหมด เพราะจะนำเอาค่า dB มาบวกกันได้เลย ความสูญเสียของสายขึ้นอยู่กับชนิดของสาย (ตามตารางที่ 2.1) และความถี่ที่ใช้งาน เพราะความสูญเสียเปลี่ยนไปตามความถี่ที่ใช้งานดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.14

จากรูปที่ 2.12 สายส่งที่เป็นแบบใช้สาร โฟมโพลีเอทีลีน (foam polyethylene dielectric) ที่เทียบเท่ากับสายส่งแบบที่ใช้สารไดอิเล็กตริกชนิดของแข็ง ที่ไม่ได้แสดงไว้ในตารางจะมีค่าน้อยกว่าเล็กน้อย ความสูญเสีย 100 ฟุตของ RG 58B/U จะเทียบเท่ากับ RG 58/U RG 58A/U และ RG 58C/U บวกอีก 10% ของความสูญเสียเป็น dB ของเบอร์ RG 58/U RG-8A/U จะเหมือน RG-8/U และ RG-59B/U เหมือน RG-59

ความสูญเสียในสายส่งทั้งหมด เมื่อประกอบกับสายอากาศที่นอกเหนือจากความสูญเสียของสายที่ปราศจากโรงงาน (เมื่อแมตช์พอดิ) คือเนื่องจาก SWR

ความสูญเสียในสายอาจจะคำนวณได้อีกวิธีโดยดูจากแผ่นสมิท ซึ่งจะกล่าวต่อไป



รูปที่ 2.14 แสดงการสูญเสียเนื่องจากความถี่ที่ใช้งาน

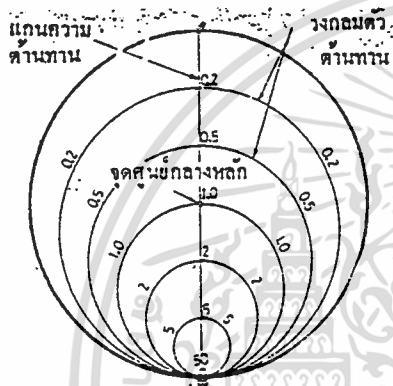
2.3 การคำนวณสายนำสัญญาณด้วยแผ่นสมิท (Smith - Chart transmission line calculations)

ในการหาความสูญเสียของสายส่ง SWR อิมพีแดนซ์ของสายกาอาศดั่งที่ได้เคยกล่าว มา แล้วนั้น ค่อนข้างจะยุ่งยากเพราะต้องใช้ตารางประกอบกันมากมาย เพื่อความสะดวกใน การคำนวณ เราอาจจะหาค่าต่างๆ ได้จากแผ่นสมิทซึ่งมีประโยชน์อย่างมากมาย แผ่นสมิทประกอบ ด้วยวงกลม 2 ชนิดคือ วงกลมความต้านทานดังแสดงในรูปที่ 2.15 ซึ่งมีจุดศูนย์กลางอยู่บน แกนความต้านทาน แต่ละวงจรแสดงค่าความต้านทานบนเส้นรอบรูปวงกลม แต่ละวงมีความ ต้านทานเท่าๆ กันทุกตำแหน่ง ซึ่งจะมีค่าตั้งแต่ศูนย์ จนถึงจุดต่ำสุดของรูป ซึ่งมี R เท่ากับ ∞ ที่จุดศูนย์กลางบนแกนความต้านทาน เรียกจุดศูนย์กลางหลัก (prime center) เช่น ค่าที่จุด ศูนย์กลางหลักมี ค่า 100 โอห์ม ดังนั้น 200 โอห์ม คือวงกลมที่มีค่า 2 และ 50 โอห์ม แสดงโดยวงกลมที่มี ค่า 0.5 ในทำนองเดียวกันถ้า 50 โอห์มแสดงจุดศูนย์กลางหลัก คือวงกลมที่มีค่า 1 ดังนั้นวง กลมที่มีค่า 2 จะแทน 100 โอห์ม เป็นต้น จะสังเกตได้ว่าในแต่ละวงกลมมีค่าโอห์ม ที่แท้จริง บนแผ่นสมิท หาได้โดยการหารด้วยค่าที่แท้จริง ที่แทนโดยวงกลมที่อยู่จุดศูนย์กลางหลัก วิธีการ

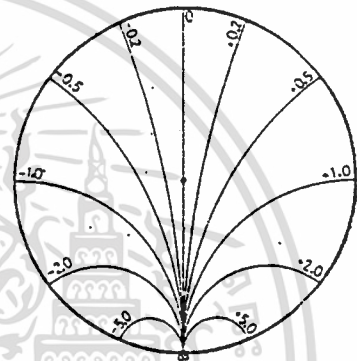
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

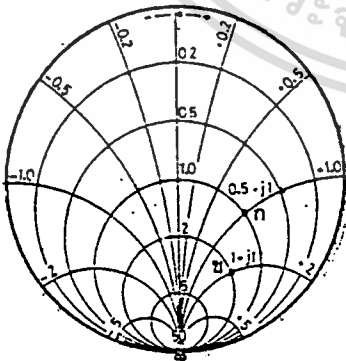
เช่นนี้เรียกว่า การนอร์มอลไลซิง (normalizing) ในทำนองกลับกัน ค่าที่อ่านได้จากแผ่นสมิธจะเปลี่ยนกลับเป็นค่าที่แท้จริง โดยการคูณค่านั้นกับ ค่าที่จุดศูนย์กลางหลักซึ่งจะเป็นการหาค่าได้ทุกค่าจากแผ่นสมิธ



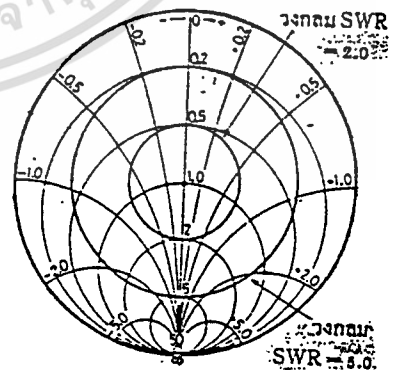
รูปที่ 2.15 วงกลมแสดงค่าความต้านทาน



รูปที่ 2.16 วงกลมแสดงค่าระแวกแดนซ์



รูปที่ 2.17 เมื่อรวมวงกลมรูป 2.15 และ 2.16



รูปที่ 2.18 แสดงค่าวงกลม SWR

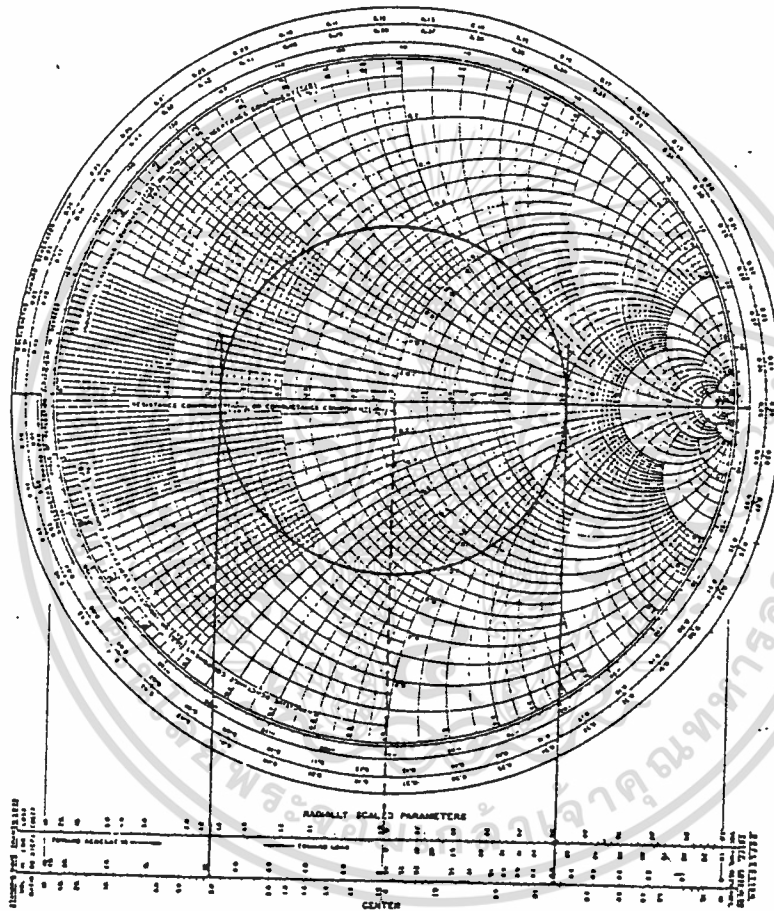
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาวงกลมแสดงค่ารีแอกแตนซ์ รูปที่ 2.15 ซึ่งจะสัมผัสกับแกนความต้านทาน ซึ่งจะมีจุดศูนย์กลาง แกนความต้านทานทุก ๆ จุดบนวงกลมจะมีค่ารีแอกแตนซ์เท่ากันตลอด ซึ่งมีค่าเป็นบวกและลบดังแสดงในรูป ทุก ๆ ค่าจะเป็นค่าเมื่อเทียบกับจุดศูนย์กลางหลัก โดยทางขวาของแกนความต้านทานจะเป็นบวก คือค่าตัวเหนี่ยวนำ (inductance) ทางซ้ายของแกนความต้านทานจะเป็นลบตัวเก็บประจุ (capacitance) เมื่อวงกลมความต้านทานและวงกลมรีแอกแตนซ์ รวมกันจะเป็นแผ่นสมิธ ดังแสดง ในรูป 2.17

การหาค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance plotting) สมมติว่ามีอิมพีแดนซ์ ประกอบด้วย ความต้านทาน 50 โอห์ม และตัวเหนี่ยวนำ 100 โอห์ม ($50 + j100$) และเราสมมติให้ 100 โอห์ม อยู่ที่จุดศูนย์กลางหลัก ค่าเปรียบเทียบกับที่นำมาใช้หรือค่านอร์มอลไลซิง คือเป็น $0.5 + j1$ ซึ่งจะ plot ในแผ่นสมิธคือจุดตัดระหว่างวงกลมความต้านทาน 0.5 และวงกลมรีแอกแตนซ์ คือจุด ก. รูป 2.17 ถ้าให้ 50 โอห์มเป็นจุดศูนย์กลางหลัก ค่าอิมพีแดนซ์ที่ใช้ในการคำนวณคือ $1 + 2j$ คือจุด ข. จากที่กล่าวมาแล้วข้างต้น จะเห็นว่าที่ค่า อิมพีแดนซ์เดียวกัน จะสามารถแสดงได้หลายจุด ขึ้นอยู่กับค่าที่ให้จุดศูนย์กลางหลัก ในการแก้ปัญหาสายส่งจะให้จุดศูนย์กลางหลัก เท่ากับ Z_0 ของสายส่ง

วงจรเปิดและวงจรปิด SWR วงกลม SWR จะมีจุดศูนย์กลางที่จุดศูนย์กลางหลัก เป็นส่วนที่เราต้องเติมลงไปเองในแผ่นสมิธ วงกลม SWR ทุกวงจะมีจุดศูนย์กลางอยู่ที่จุดศูนย์กลางหลักจะแทน SWR เพียงค่าเดียวตลอดเส้นรอบวงของวงกลมเอง ค่าของ SWR จะอ่านได้จากแผ่นโดยตรง โดยการอ่านค่าความต้านทานที่วงกลมตัดแกนความต้านทาน ได้จุดศูนย์กลางหลัก ถ้าอ่านค่าจากจุดที่วงกลมตัดเหนือ จุดศูนย์กลางหลัก จะเป็นอัตราส่วนกลับกัน ดังแสดง ในรูป 2.18

ในกรณีที่โหลดไม่แมทช์กับความยาวของสายส่ง ทำให้ $SWR = 3:1$ ถ้าเราคิดว่า สายไม่มีความสูญเสีย ค่า SWR จะคงที่ตลอดความยาวของสายส่งซึ่งจะแสดงวงกลม SWR ดังแสดง ในรูป 2.19 เส้นรอบรูปของแผ่นสมิธด้านนอกสุดจะ แทนสเกลความยาวคลื่น (Wavelength Scale) ซึ่งจะเป็นความยาวของสายส่งมีหน่วยเป็นจำนวนเท่าของความยาวคลื่น แบ่งเป็น 2 สเกล คือ หมุนทวนเข็มนาฬิกาและหมุนตามเข็มนาฬิกา หมุนทวนเข็มนาฬิกาจะแทนความยาวของสายส่งจากเครื่องส่ง หรือเครื่องรับสัญญาณไปยังโหลด หมุนตามเข็มนาฬิกาจะแทนสายส่งจากโหลดไปยังเครื่องส่ง หรือเครื่องรับสัญญาณ ความยาวของเส้นรอบรูปของวงกลมทั้งวง จะเป็น $\lambda/2$ ทั้งสองสเกล ทั้งนี้เพราะ Z_0 ของสายส่งจะซ้ำค่าเดิม



รูปที่ 2.19 แสดงวงกลม SWR

รูปที่ 2.19 เส้นในแนวนอน 2 เส้นวางขนานกันทางด้านล่างจะแทน SWR และกำลังสูญเสียเพื่อสะดวกในการอ่านค่า SWR โดยการลากเส้นสัมผัสกับวงกลมจะอ่านค่าได้ 3 ตรงกับ SWR ที่อ่านภายในแผ่นสมิท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแก้ปัญหาโดยใช้แผ่นสมิธ สมมติว่าเรามีสายส่งซึ่งมี $Z_0 = 50$ โอห์ม และมีความยาวทางไฟฟ้าเท่ากับ 0.3 และสมมติว่าเราต่อปลายสายนี้ด้วยโหลดซึ่งมีอิมพีแดนซ์ $25 + j25$ ต้องการทราบค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายเพราะว่าถ้าเกิดไม่แมตช์กันแล้ว ก็เกิด SWR ในสาย ในการหาค่าจากแผ่นสมิธกระทำดังนี้

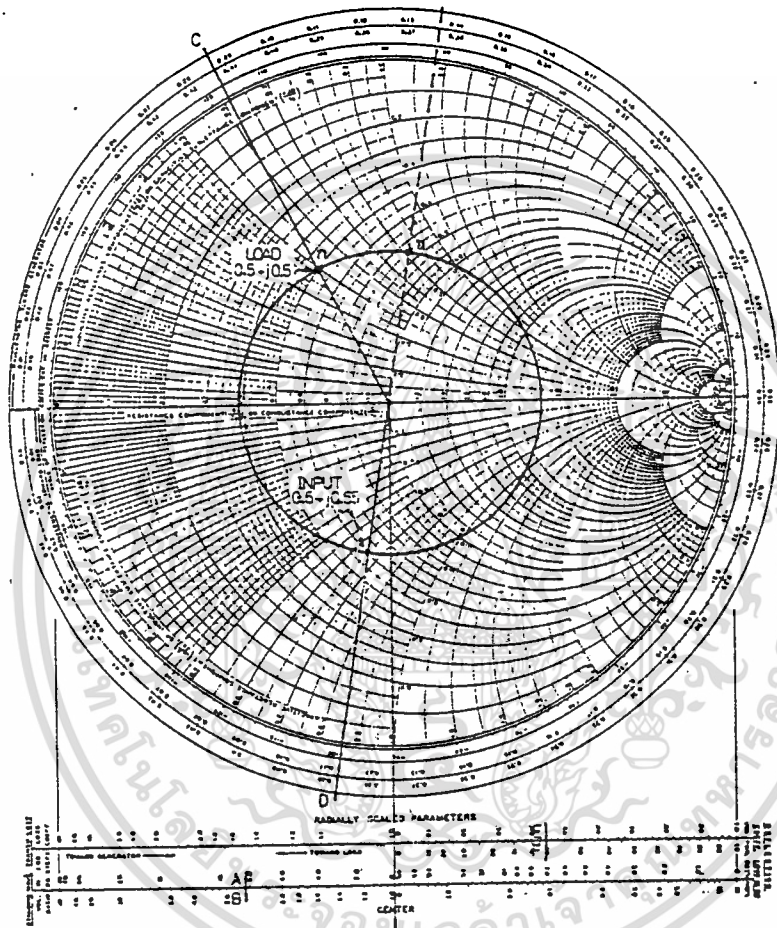
ก. ค่าที่ใช้ในการคำนวณจากแผ่นสมิธหรือค่านอร์มอลไลซ์ $\frac{Z_L}{Z_0} + j\frac{Z_L}{Z_0} = 0.5 + j 0.5$ เมื่อร่างจุด จะเป็นจุดตัดของวงกลมความต้านทาน 0.5 และวงกลมรีแอกแตนซ์ 0.5 คือจุด ก. ในรูปที่ 2.20

ข. วาดวงกลม SWR ให้ผ่านจุด ก. โดยมีจุดศูนย์กลางหลักเป็นจุดศูนย์กลาง ผลลัพธ์จะหา SWR จากกราฟได้เลยคือ ระหว่าง 2 - 3 (ค่าที่แท้จริงคือ 2.6) ถ้าจะหาค่าละเอียด ทำได้โดยกางวงเวียนรัศมีเท่ากับความยาว จากจุดศูนย์กลางถึงจุด ก. เขียนส่วนโค้งโดยใช้เส้น นอนทางด้านล่างสุดคือ สเกล VSWR จะได้จุด A อ่านค่าได้ 2.6 ซึ่งจะสามารถเปลี่ยนเป็น dB ในสเกลในแนวดิ่ง ถัดไปคือจุด B อ่านค่าได้ 8.4 dB ซึ่งจะแสดงว่าอัตราส่วนของแรงดันมาก ที่สุดกับแรงดันน้อยที่สุดตามความยาวของสายเท่ากับ 8.4 dB

ค. ลากเส้นตรงจากจุดศูนย์กลางหลักไปยัง จุดตัดผ่านเส้นรอบรูปนอกสุดคือ สเกล ความยาวคลื่น (Wavelength Scale) เนื่องจากเราเริ่มต้นจากโหลด ดังนั้นจึงอ่านสเกล จากโหลดไปยังเครื่องส่งหรือเครื่องรับ จะอ่านค่าได้ 0.088λ คือจุด C เพื่อที่จะอ่านอินพุทอิมพีแดนซ์ ต้องหาจุดบนวงกลม SWR ซึ่งมีความยาว 0.3λ โดยวัดไปยังเครื่องกำเนิดสัญญาณ โดยเริ่มจากจุด ก. ยาว 0.0388λ ทิศทางมุ่งไปยังตัวกำเนิดสัญญาณ ใส่จุด 0.300λ ลงบนสเกลที่เขียนไว้ว่าไปทางต้นกำเนิด คือจุด D

ง. ลากเส้นตรงจากจุดศูนย์กลางหลักไปยังจุด D จุดตัดกับวงกลม SWR เดิมคือ $0.6 - j 0.65$ เพื่อหาค่าที่แท้จริงคูณกับค่า 50 จะได้ค่าอินพีแดนซ์ที่อินพุท คือเครื่องรับเครื่องส่งหรือเครื่องกำเนิดสัญญาณ เท่ากับ $30 - j 32.5$ (ความต้านทาน 30 โอห์ม ตัวเก็บประจุ 32.5 โอห์ม) อิมพีแดนซ์ค่านี้จะต้องแมตช์กับเครื่องส่งหรือเครื่องรับ

นอกจากอ่านค่า SWR อินพุทอิมพีแดนซ์ ได้แล้ว ยังสามารถหาคุณสมบัติอื่นๆ ของ สายส่งได้อีก เช่น ค่าสัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อน (Voltage reflection coefficient) ทั้งขนาด และมุมเฟส (phase angle)



รูปที่ 2.20

จากตัวอย่างที่แล้ว มุมเฟสอ่านโดยต่อเส้นที่ลากจากจุดศูนย์กลางหลักไปยังจุด ก. ผ่านสเกลสัมประสิทธิ์ของมุมสะท้อน ไม่ได้แสดงในรูปที่ 2.20 ให้ดูจากรูปเต็มจะอ่านค่าได้ 116.5° จะเป็นค่ามุมที่แสดงคลื่นแรงดัน ที่สะท้อนที่จะตามหลังคลื่นส่ง หรือคลื่นตกกระทบ (log incideng wave) ที่ไหลจะต้องสังเกตด้วยว่า มุมที่ครึ่งซ้ายจะมีค่าเป็นลบ ซึ่งจะแสดงว่า คลื่นแรงดันที่สะท้อนจะนำหน้าคลื่นส่ง หรือคลื่นตกกระทบ (lead incident wave) ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางแรงดัน จะอ่านค่าได้จากสเกลสัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อน (reflection) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

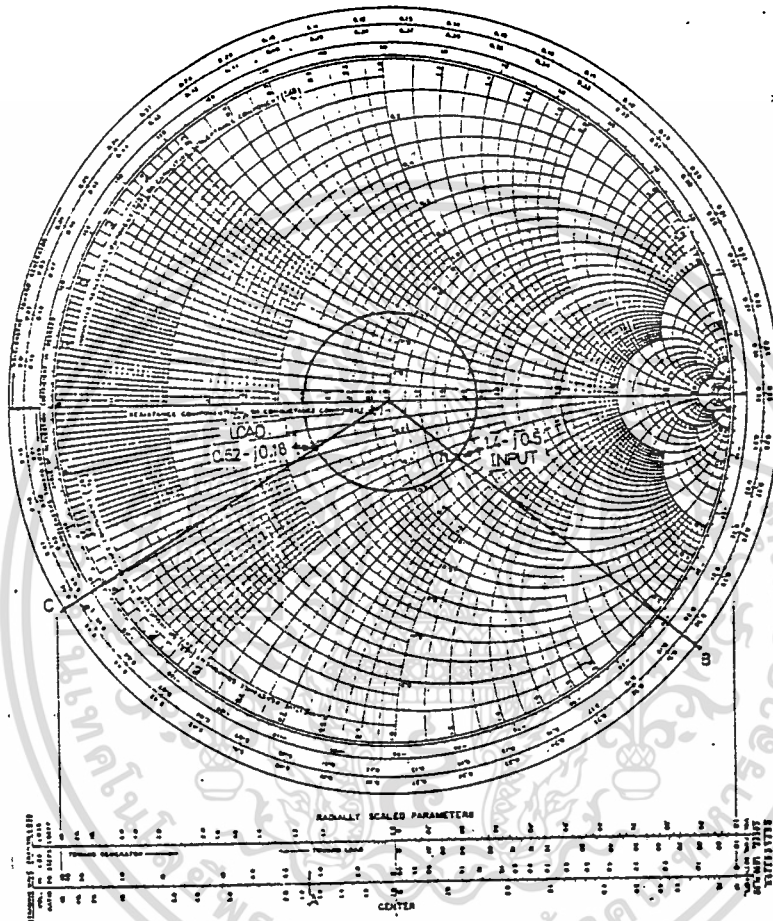
coefficient voltage) คือจุด E จะอ่านค่าได้ 0.44 หมายถึง 44% ของแรงดันที่ส่งหรือตกกระทบ (incident voltage) จะสะท้อนที่จุด F แสดงสัมประสิทธิ์ของกำลังสะท้อน (power reflection coefficient) = 0.20 หมายถึง 20% ของกำลังตกกระทบ (incident power) จะสะท้อน

แกนแอดมิตแตนซ์ (admittance coordinate) บ่อยครั้งที่เดียวที่เราต้องเปลี่ยน อิมพีแดนซ์ (impedance) เป็นแอดมิตแตนซ์ ทั้งนี้เพราะสะดวก และรวดเร็วกว่าในการหาค่า ผลลัพธ์เมื่อตัดสาย 2 อันขนานกัน เช่น การแมตช์กันด้วยเสตบ (stub matching) การเปลี่ยน อิมพีแดนซ์ ที่เขียนได้ในแผ่นสมิธเป็นค่าแอดมิตแตนซ์ ก็ได้ไม่ยุ่งยากอะไร จุดค่าแอดมิตแตนซ์ จะอยู่ตรงข้ามกับจุดอิมพีแดนซ์ โดยลากเส้นตรงในแนวเดียวกับอิมพีแดนซ์ ผ่านจุดศูนย์กลาง หลักผ่านวงกลม SWR ในทิศทางตรงกันข้าม เช่น ถ้าค่าอิมพีแดนซ์ที่ใช้เปรียบเทียบกับค่า นอร์มอลไลซ์ $0.6 - j0.65$ ค่าแอดมิตแตนซ์ที่หาได้คือจุด ข. ในรูป 2.18 คือ $0.76 + j0.84$ ค่าแอดมิตแตนซ์ที่แท้จริงคือ หาค่าที่ใช้เปรียบเทียบกับ Z_0 คือ $0.76/50 + j0.84/50$ เท่ากับ $0.0152 + j0.0168$ โห์

การหาอิมพีแดนซ์ที่แท้จริงของสายอากาศ ในการหาอิมพีแดนซ์ ที่แท้จริงของสายอากาศจากแผ่นสมิธ วิธีการจะคล้ายกับที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ความยาวทางไฟฟ้าของสายส่ง และอินพุทอิมพีแดนซ์ได้จากการวัดจากการทดลอง ในกรณีสายอากาศจะต้องที่ปลายอีกด้านหนึ่ง ของสายส่ง ต้องให้สเกลมุ่งไปยังโหลด (toward load wavelength scale) (ในที่นี้สายอากาศคือ โหลด) ตัวอย่างเช่น สายส่งมี Z_0 50 โอห์ม มีอินพุทอิมพีแดนซ์ $70 - j25$ และยาว 2.35λ และต่อปลายอีกด้านกับสายอากาศ เราต้องการหาอิมพีแดนซ์ที่แท้จริงของสายอากาศ วิธีทำ

ก. ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ ที่ใช้คำนวณ หรือค่านอร์มอลไลซ์ = $\frac{70 - j25}{50}$ แล้วพล็อตในแผ่นสมิธ คือจุด ก. ในรูป 2.21

ข. วาดวงกลม SWR รัศมีมีความยาวจากจุดศูนย์กลางหลักถึงจุด ก. แล้วหาค่า SWR จากเส้นในแนวตั้งทางซ้ายมือสุด (สเกล VSWR) โดยใช้วงเวียนรัศมีเท่าเดิมได้จุด A อ่านค่า SWR ได้ 1.7



รูปที่ 2.21

ค. ลากต่อจุดศูนย์กลางหลักกับจุด ก. ไปยังสเกลความยาวคลื่น คือจุด B ผ่านค่าโดย 0.195λ ไปยังโหลด (toward load) ถ้าเราเริ่มต้นจากอินพุทอิมพีแดนซ์ คือ เริ่มจากเครื่องส่ง

ง. จากจุด B นับต่อไปในทิศทางสเกล ไปยังโหลดด้วยค่าเท่ากับความยาวของสายส่ง คือ

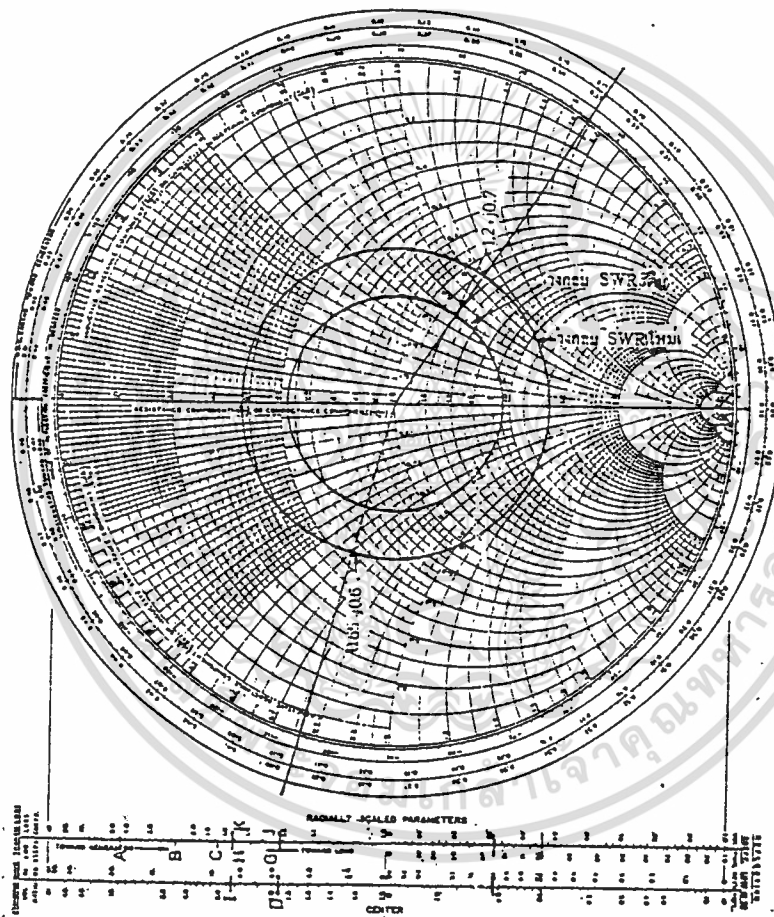
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.35λ จะได้ $2.35 + 0.195 = 2.545\lambda$ แต่เพราะว่าสเกลมีเพียง 0.5λ ต้องลบออกจากค่านี้ ด้วยจำนวนเท่าของ 0.5λ ที่ทำให้ค่าผลลัพธ์น้อยกว่า 0.5λ ค่าที่เอามาลบคือ $0.55 = 25$ ค่าที่ต้องการคือ $2.545\lambda - 2.5\lambda = 0.045\lambda$ คือจุด C

จ. ลากเส้นตรงจากจุดศูนย์กลางหลักไปยังจุด C ตัดกับวงกลม SWR คืออิมพีแดนซ์ของสายอากาศ จะอ่านค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศคือ $0.62 - j0.18$ ซึ่งค่าที่แท้จริงของสายอากาศคือ $31 - j9$ โอห์ม

สมมติว่าเรามีสาย 50 โอห์มต่อกับสายอากาศแบบ กราวด์เพลน (base-loaded resonant Bertical ground-plane) ซึ่งมีความยาวสั้นกว่า $\lambda/4$ และวัด SWR ได้ 1.7 สายส่งยาว 0.95λ เราต้องการทราบอินพุตอิมพีแดนซ์ และอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ จากข้อมูลดังกล่าวจะเห็นว่า เราไม่มีค่า Z_0 ที่จะร่างในแผ่นสมิธเลย อันดับแรกวาดวงกลม SWR = 1.7 แต่เรารู้ว่าคุณสมบัติรีโซแนนซ์ ของสายอากาศจะได้ความต้านทานล้นๆ อิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะต้องอยู่ในแนวแกนความต้านทาน ซึ่งมี 2 จุดเท่านั้นที่วงกลม SWR ตัดคือ $0.59 + j0$ และ $1.7 + j0$ คูณด้วย 50 โอห์ม จะได้ 29.5 และ 85 ดังได้เคย กล่าวมาแล้วถ้าสายถูกต่อปลายด้วยความต้านทานล้นๆ SWR ของสาย = Z_0 / Z_L หรือ Z_R / Z_0 แต่จากทฤษฎีที่ว่าสายอากาศแบบกราวด์เพลน (ground plane) $\lambda/4$ มีค่า $Z = 36$ โอห์ม ค่าที่ต้องการคือ 29.5λ เพราะวอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายคือ $0.64 - j0.21$ หรือ $32 - j10.5$ (โดยการลบ 0.5 จาก 0.95 ได้ 0.45 ใช้สเกลมุ่งไปยังต้นกำเนิดสัญญาณ)

การพิจารณาสายที่มีความสูญเสียจากแผ่นสมิธ กรณีที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ไม่ได้พิจารณาการบั่นทอนหรือการสูญเสียของสายเลย เนื่องจากความสูญเสียตามสายจะทำให้ SWR ไม่คงที่ตลอดความยาวของสายโดยจะมีค่าน้อยลง เมื่อเทียบกับ SWR ที่โหลด (ดังได้เคยกล่าวมาแล้วในการวัดที่เปลี่ยนแปลงจะไม่ได้เป็นวงกลม ที่มีรัศมีคงที่จะเป็นการหมุนตามเข็มนาฬิกา (Spiral inward and clock wise from load impedance toward gen.) การเปลี่ยนของการหมุนไปยังจุดศูนย์กลางหลักขึ้นกับการบั่นทอนของสาย แต่ค่อนข้างจะยุ่งยากในการวาดเส้นการหมุน (Spiral) วิธีที่ง่ายกว่านี้คือ การแก้ปัญหาโดยใช้วิธีการหาค่าสูญเสียทีละชั้นๆ ละ 1dB (transmission loss 1-dB step scale) ในรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22

จากรูปที่ 2.22 ถ้าเราเริ่มต้นที่จุดยอดของสเกลนี้ ไปยังทิศทางมุ่งไปยังต้นกำเนิดสัญญาณ (toward gen. step dB) แรกที่จุด A จะได้ SWR 9 จุดที่ 2 เป็นจุด B ได้ SWR =

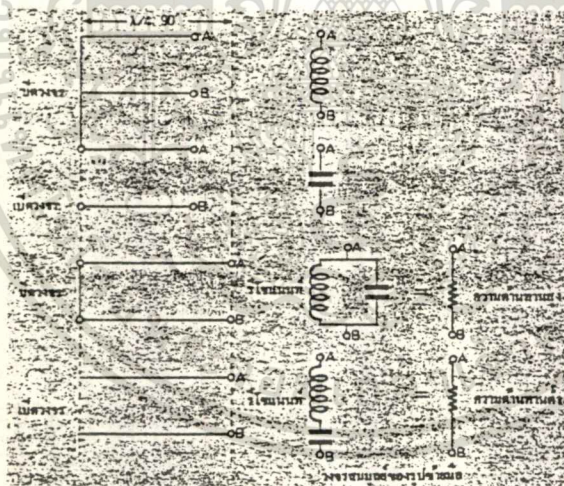
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 ไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งถึงจุดที่ 15^{th} dB จะเป็น SWR ประมาณ 1.05-1 หมายความว่าสายจะมีการบั่นทอน 15dB และมี SWE 1.05 ที่อิมพัทจากสเกลนี้ จะสังเกตได้ว่าที่ตอนล่างเกือบสุดสเกลจะใกล้เคียงกันมาก เช่น ที่การบั่นทอน 1 หรือ 2dB จะมีผลต่อ SWR น้อยมาก แต่ที่บนของสเกลจะมีผลต่อ SWR มาก เช่นที่จุด A ถึงจุด C

ในการแก้ปัญหาโดยใช้ การสูญเสียในสายที่ละ 1 dB จะต้องวาดวงกลม SWR วงที่สอง ซึ่งอาจจะมีรัศมีใหญ่กว่าหรือเล็กกว่าวงกลมวงแรก (วงกลมวงแรกเมื่อไม่คิดความสูญเสียของสาย)

การหาค่าอิมพัทอิมพีแดนซ์สำหรับสายส่งแบบวงจรปิดและวงจรเปิด โดยไม่พิจารณาความสูญเสียของสาย

ในกรณีที่เรากำลังให้อิมพัทอิมพีแดนซ์ เป็นความต้านทานล้วน ๆ หรือต้องการสายแมทช์กันตลอด แต่การแก้อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ หรือการตัดสายส่งอาจจะไม่สะดวก จึงเกิดการใส่สตับแมชชิง (stub matching) ในการใส่สตับ เหมือนกับการใส่ตัวเหนี่ยวนำ หรือตัวเก็บประจุเข้ากับสายส่ง ดังแสดงวงจรสมมูลย์ในรูป 2.23



รูปที่ 2.23

รูปที่ 2.23 แสดงวงจรสมมูลย์ของสายส่ง เมื่อทำเป็นวงจรปิด หรือวงจรเปิด ปกติความยาวของสตับจะเป็น $\lambda/4$ หรือน้อยกว่าปลายอีกข้างหนึ่งจะปิดหรือเปิดทิ้งไว้ ซึ่งค่าของตัวเหนี่ยวนำ หรือตัวเก็บประจุขึ้นกับ Z_0 ของสายและความยาวทางไฟฟ้าของสาย ซึ่งจะแสดงการหาค่าในแผ่นสมิท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะอ่านค่าตัวเหนี่ยวนำได้ $0+j2.4$ ซึ่งค่าที่แท้จริงคือ 1440 โอห์ม (ตัวเหนี่ยวนำ) สายชนิดเดียวกันนี้เมื่อเป็นวงจรเปิด (O/C) จะแสดงโดย L_2

ในรูป 2.24 จุด B คือ $0-j0.41$ ตัวเก็บประจุคือ 246 โอห์ม จากรูปนี้ถ้า L_1 ยาวกว่าเดิม $1/4$ จะเป็น L_3 ซึ่ง S/C จะมีคุณสมบัติเป็น O/C ซึ่งจะเป็นเหมือนกับทำตัวเป็นหม้อแปลง

ในการใช้ S/C ต้องไม่ลืมว่าความยาวที่ใช้ในสเกลความยาวคลื่น จะต้องเป็นความยาวทางไฟฟ้า ซึ่งขึ้นกับความถี่และความเร็ว (ดังได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2)

สรุป การคำนวณโดยใช้แผ่นสมิทอาจสรุปได้คือ

1) ค่าอัตราส่วนอิมพีแดนซ์ที่ใช้ในการคำนวณ และพล็อตอินพุทของสาย (หรือโหลด) และวาดวงกลม

2) ความยาวของสายใน หาได้จากสเกลความยาวคลื่น

3) หากการบั่นทอนหรือความสูญเสียโดยวัด SWR วงที่สอง

4) อ่านค่าโหลด หรืออินพุทอิมพีแดนซ์ เปลี่ยนเป็นค่าที่แท้จริง

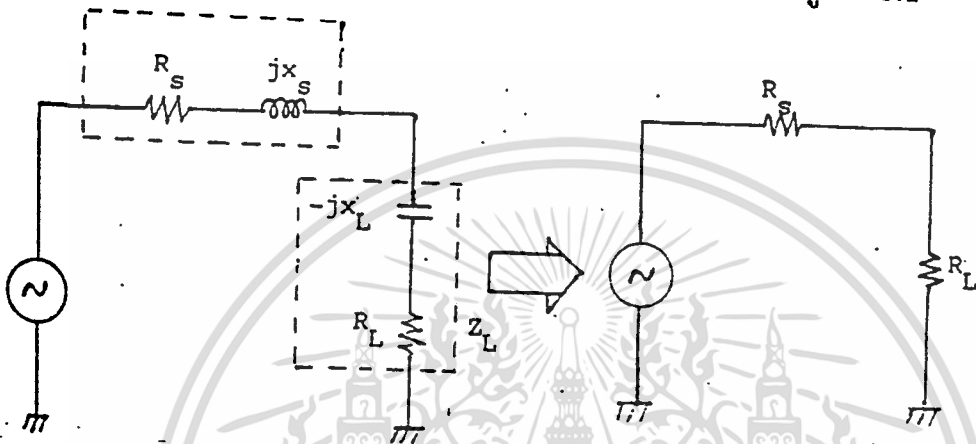
นอกจากนี้ประโยชน์ของแผ่นสมิท ยังมีอีกมากมาย ซึ่งจะแก้ปัญหาคำนวณที่ละเอียดได้

บทที่ 3

การออกแบบวงจรอิมพีแดนซ์แมชชิง

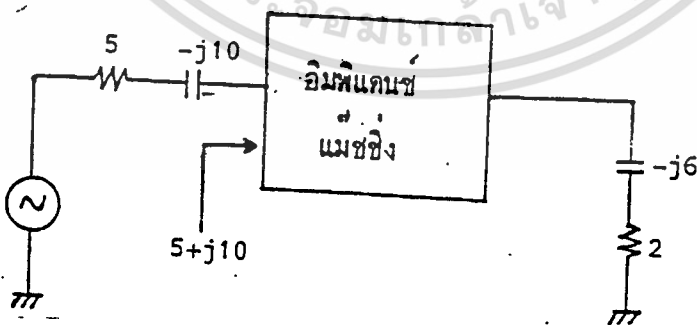
3.1 การแมชชิงวงจรรูปตัวแอล (L network)

วงจรรูปตัวแอลทั่วๆ ไป สามารถเขียนให้เป็นวงจรที่ทำการแมชชิงแล้ว ดังรูปที่ 3.1



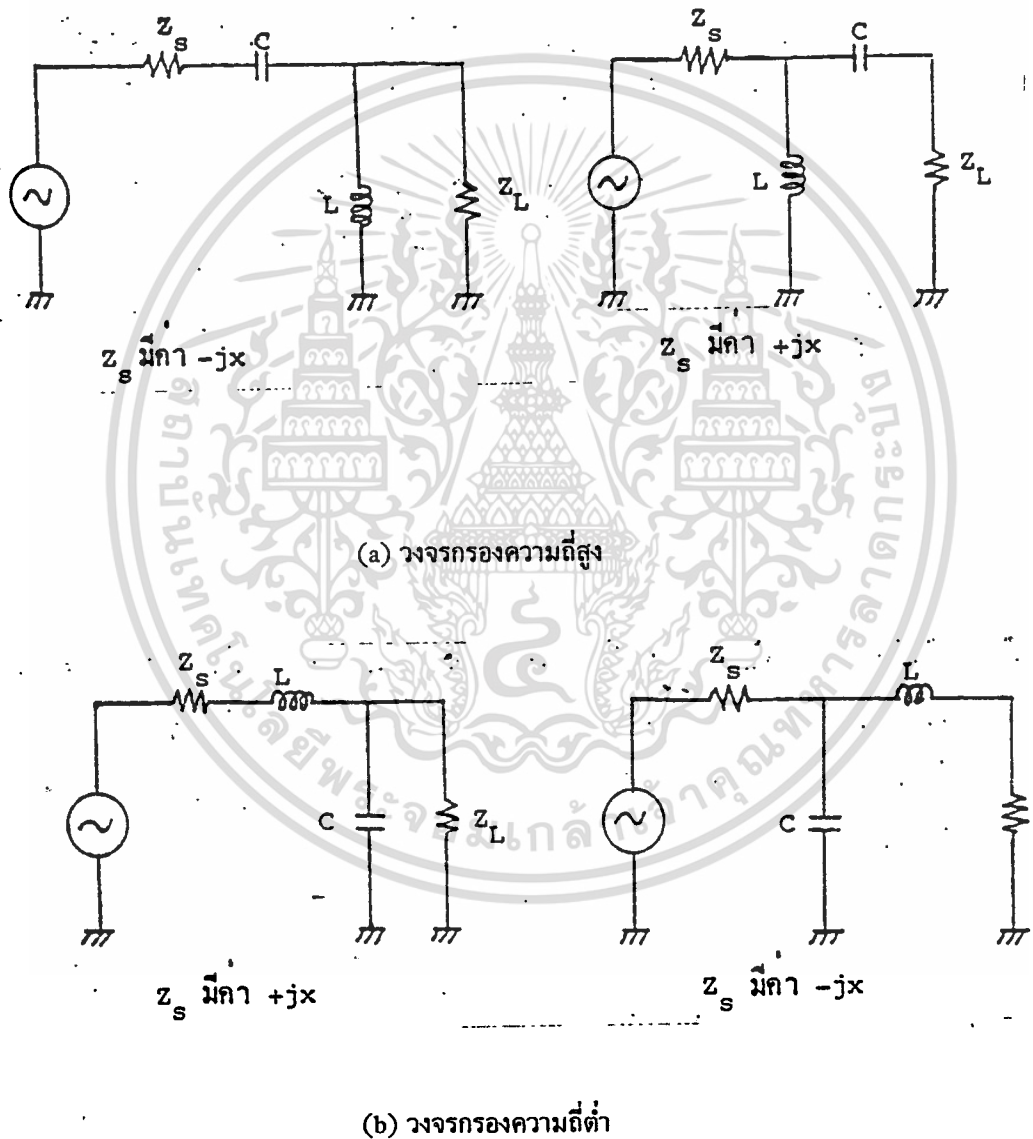
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรการแมชชิงของ Z_S และ Z_L อย่างง่าย

จากรูปที่ 3.1 จะเห็นว่าการใช้ L หรือ C เพื่อช่วยในการแมชชิงอิมพีแดนซ์ สามารถทำได้เมื่อเราทราบค่าอีกค่าหนึ่งว่าเป็น L หรือ C ถ้าเป็น C ก็จะต่อโหลดที่มีค่า L เข้าไปเพื่อแก้ค่า jx ให้หายไป จึงเสมือนเหลือแต่ค่า R เท่านั้น อย่างไรก็ตามค่าของโหลดอิมพีแดนซ์และขอสอิมพีแดนซ์ ถ้าเราไม่สามารถเลือกค่าได้ตามต้องการจึงจำเป็นที่จะต้องใส่ วงจรอิมพีแดนซ์แมชชิงเข้าไป เพื่อให้ทั้ง Z_S และ Z_L มีการแมชชิงที่สมบูรณ์ขึ้น ดังวงจรรูปที่ 3.2



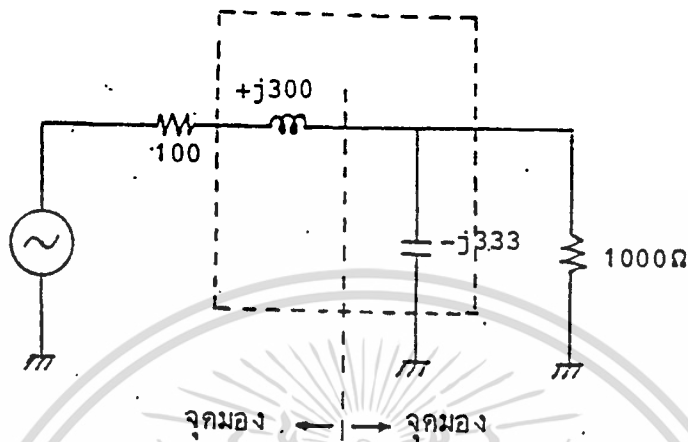
รูปที่ 3.2 แสดงการใช้วงจรอิมพีแดนซ์แมชชิง เมื่อค่า Z_S และ Z_L ถูกกำหนดมาแล้ว

จากวงจรรูปที่ 3.2 ค่าของ Z_s และ Z_L ปรากฏค่าเป็นค่า $-jx$ ทั้งคู่ ดังนั้นจึงจำเป็น ที่จะต้องใส่วงจรแมชซึ่งอิมพีแดนซ์เข้าไปโดยให้มีคุณสมบัติ เมื่อมองเข้าทางด้านทางเข้า (input) จะเห็นค่าเป็น $5+j10$ เพื่อให้แมชกับ Z_s นั้นเอง ในขณะเดียวกันทางออก (output) ก็จะทำตัว เป็นค่า Z_s ตัวใหม่ที่มีค่า $2+j6$ เพื่อให้แมชกัน ในบางครั้งจำเป็นที่จะต้องใช่วงจรกรองความถี่ เข้ามาช่วยด้วย เพื่อให้ได้คุณสมบัติรวมตามต้องการ ดังนั้นจึงมีการออกแบบวงจรกรองความถี่ ทั้งสูง และต่ำรูปตัวแอล เพื่อช่วยในการแมชซึ่ง ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรแมชซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่สูงและต่ำ

บางครั้งในการแมชชีนบางวงจรจะมีความยากมาก เพราะค่าต่างๆ ของโหลด และ ขอส อิมพีแดนซ์มีค่าไม่เท่ากันเลย จึงจำเป็นที่จะต้องพิจารณาอย่างดี เช่นวงจรตามรูปที่ 3.4 เป็นต้น

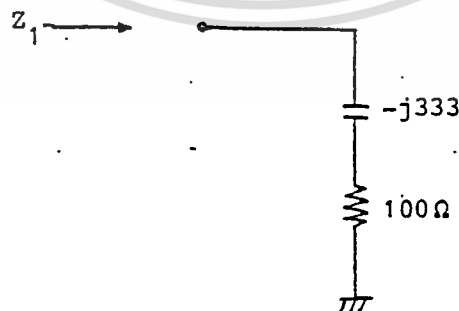


รูปที่ 3.4 แสดงวงจรแมชชีนเมื่อโหลดมีค่าไม่เท่ากันและต้องการ คุณสมบัติเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 3.4 เมื่อเรามองค่าของอิมพีแดนซ์จากเครื่องจ่ายสัญญาณ จะมีค่าอิมพีแดนซ์ 100 โอห์ม แต่ถ้ามองจากโหลดเข้ามาจะมีอิมพีแดนซ์ 1000 โอห์ม ในการวิเคราะห์การแมชชีนนี้ดูได้จากสมการข้างล่างนี้

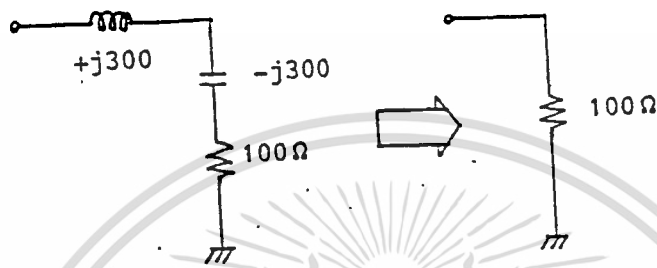
$$\begin{aligned}
 Z_1 &= (X_C R_L) / (X_C + R_L) \\
 &= [-j333(1000)] / [-j333 + 1000] \\
 &= 315 - 71.58^\circ \\
 &= 100 - j300 \text{ โอห์ม}
 \end{aligned}$$

ดังนั้นจึงสามารถเขียนวงจรเมื่อมองไปทางโหลดได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรเมื่อมองมาทางด้านโหลด

ในการทำงานเดียวกับเมื่อมองจากโหลดไปซอจะเห็นค่าอิมพีแดนซ์ ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรเมื่อมองทางด้านซอ

หลังจากที่ได้ออกแบบวงจรแมชชิงอิมพีแดนซ์แล้ว ก็สามารถที่จะหาค่า Q ของวงจรได้คือ

$$\begin{aligned}
 Q_s &= Q_p = \frac{(R_p / R_s) - 1}{1} \\
 Q_s &= X_s / R_s \\
 Q_p &= R_p / X_p
 \end{aligned}$$

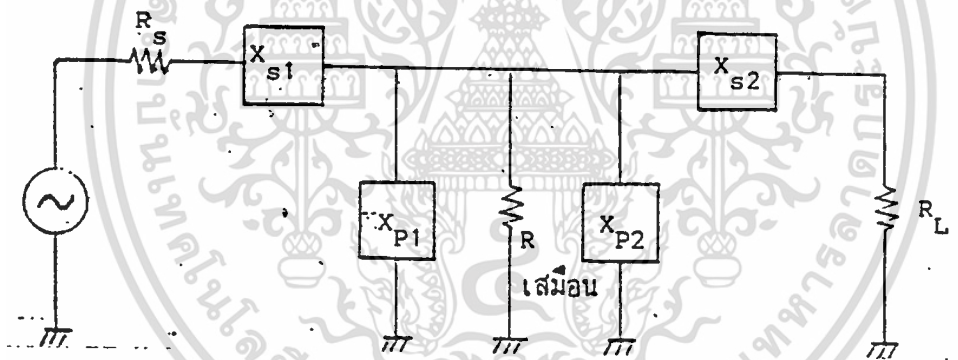
ที่ Q_s =	Q ที่ขั้วอนุกรม
Q_p =	Q ที่ขั้วขนาน
R_p =	ความต้านทานขนาน
X_p =	รีแอคแตนซ์ที่ขนาน
R_s =	ความต้านทานที่ต่ออนุกรม
X_s =	รีแอคแตนซ์ที่ต่ออนุกรม

3.4 การใช้วงจรแม็ชชิงอิมพีแดนซ์แบบรูปตัว T

การออกแบบวงจรแม็ชชิงอิมพีแดนซ์แบบรูปตัว T จะทำการคำนวณตามแบบวงจร รูปตัว โดยคำนวณการหาค่าวงจรรูปตัว L สองชุดที่หันหลังชนกับแล้วทำการลดรูปของ วงจรลง เป็นแบบรูปตัว T ดังรูปที่ 3.9 วงจรรูปตัว T นี้ ส่วนใหญ่จะใช้ในการแม็ชระหว่าง ความต้านทาน R_S และ R_L ที่มีค่าความต้านทานต่ำๆ และค่า Q หาได้จาก

$$Q = (R / R_{\text{ค่าต่ำ}}) - 1$$

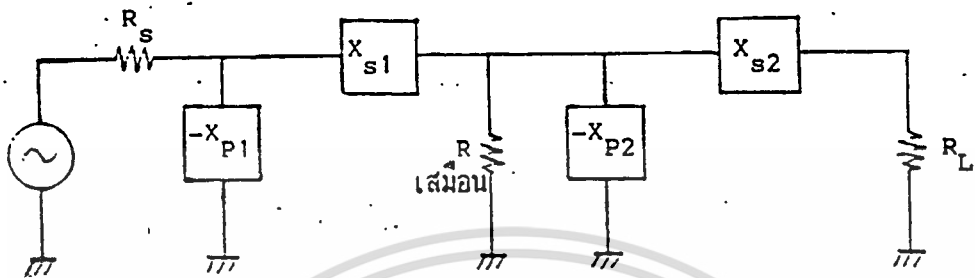
โดยที่ R = ค่าความต้านทานเสมือน
 R = ค่าความต้านทาน R_S หรือ R_L โดยเอาค่าที่ต่ำสุดมา



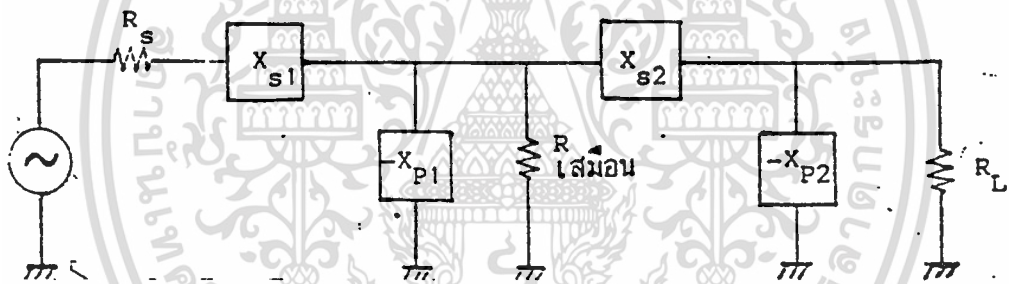
รูปที่ 3.9 แสดงวงจรรูปตัว T ที่ใช้กับ R_L และ R_S ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำๆ

3.5 การออกแบบวงจรแม็ชชิงแบบค่า Q ต่ำ ผลตอบสนองความถี่กว้าง

ในการออกแบบวงจรแม็ชชิง ในหัวข้อที่แล้วเป็นการออกแบบค่า Q ต่ำ ทั้งนี้ค่า Q จะ สูง โดยอัตโนมัติเมื่อใช้วงจรรูป L ค่า Q จะมีความสัมพันธ์กับค่าความต้านทานของโหลด โดยตรง แม้ว่าในวงจรแม็ชชิงรูปตัว T และ จะสามารถออกแบบให้ค่า Q ก็ยังมีค่าสูงอยู่ดี จึงทำให้ ผลตอบสนองของความถี่อยู่ในช่วงแคบๆ (narrow-band) ในบางครั้งมีความจำเป็น ต้องการ วงจรแม็ชชิงที่ให้ผลตอบสนองที่กว้าง ในหัวข้อนี้จึงแสดงรูปแบบของวงจรนี้ ตามรูปที่ 3.10 ลักษณะเป็นวงจรรูปตัว L เรียงกัน



(ก) แบบ R ต่อขนาน



(ข) แบบ R ต่ออนุกรม

รูปที่ 3.10 แสดงวงจรแบบค่า Q ต่ำ แบบดิวิตท์กว้าง

การหาค่า R เสมือน หาได้จากสมการที่ 3.6

$$R = R_s R_L$$

ค่า Q หาได้จากสมการที่ 3.9, 3.10

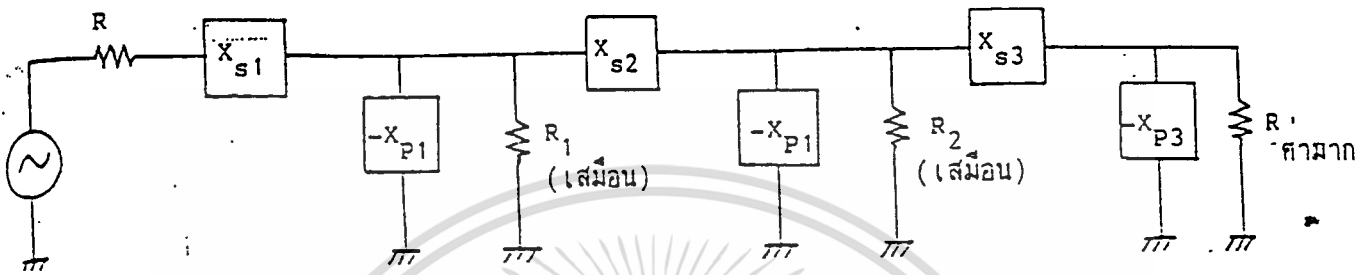
$$Q = (R_s / R_{\text{ค่าต่ำ}}) - 1$$

$$Q = (R_{\text{ค่าต่ำ}} / R) - 1$$

ถ้าทำการต่อวงจรหลายๆ ชุด (cascade) จะได้ค่า R เสมือน ตามสมการที่ 3.9 และ วงจรตามรูปที่ 3.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_1 / R_{\text{ต่ำ}} = R_2 / R_1 = R_3 / R_2 \text{ ----- } R_{\text{ต่ำมาก}} / R_N$$



รูปที่ 3.11 แสดงการต่อวงจรแบบค่า Q ต่ำ แบบตัววัดที่
กว้างหลายๆ ชุดอนุกรมกัน

การหาค่า X_{s1} , X_{p1} X_{sN} , X_{pN} ทำได้เช่นเดียวกับหัวข้อที่แล้วมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบวงจรที่ใช้ความถี่

4.1 บทนำ

ในการออกแบบวงจรที่ใช้ในการสื่อสารแบบความถี่สูง เช่น วิทยุรับ-ส่ง จำเป็นที่จะต้องคำนึงถึงส่วนเกี่ยวข้องต่างๆ ที่ไม่ต้องคำนึงถึงในวงจรความถี่ต่ำ เช่น การไหลของกระแสไฟ ตามผิว (skin effect) ความต้านทานของเส้นลวด การเกิดค่า L และ C ของสายไฟ และอุปกรณ์ เหล่านี้ เป็นต้น เพราะค่าต่างๆ เหล่านี้จะมีผลต่อวงจรว่าจะทำงานได้ดีและมีประสิทธิภาพ เพียงใด ในบทนี้จะได้กล่าวถึงอุปกรณ์ที่จะนำมาใช้กับวงจรความถี่สูงนี้ว่าควรจะเลือกแบบใด วงจรกรองความถี่ที่ใช้กับวงจรความถี่สูง การแมชของอิมพีแดนซ์ การเลือกทรานซิสเตอร์ในงาน ความถี่สูง และวงจรขยายความถี่สูง เป็นต้น

4.2 อุปกรณ์ที่ใช้ในงานวงจรความถี่สูง

4.2.1 เส้นลวด (WIRE)

เส้นลวดในงานวงจรความถี่สูงนั้น เป็นได้ทั้งค่าความต้านทาน ค่าอินดักเตอร์ หรือค่า คาปาซิเตอร์ ถ้าเส้นลวดนั้นอยู่ใกล้กันหรือเป็นทั้ง 3 ค่าพร้อมๆ กัน แม้บางค่าจะมีค่าน้อย แต่สำหรับการสื่อสารที่ความถี่สูงๆ แล้วมีผลบวกจึงต้องนำมาคิดคำนวณกัน โดยทั่วไปเส้นลวด จะนิยมเรียกกันเป็นเบอร์ เช่น เบอร์ 50 (AWG) AWG มาจาก American Wire Gauge เป็นมาตรฐานอเมริกาที่นิยมใช้กันทั่วโลก

แต่ละเบอร์ของเส้นลวดก็มีความหมาย เช่น ลวดเบอร์ 50 AWG จะมีเส้นผ่าศูนย์กลาง 1 มิล (mil = 1/1000 นิ้ว) ค่าของเส้นผ่าศูนย์กลางนี้สามารถหาได้จากสูตร

$$\text{เส้นผ่าศูนย์กลางลวดเบอร์ AWG (50-6n)} = 2^n \text{ มิล} \quad (4.1)$$

ตัวอย่างเช่น $n = 3$

$$\dots \text{เส้นผ่าศูนย์กลางลวดเบอร์ 32 AWG} = 2^3 = 8 \text{ มิล}$$

หรือถ้า $n = 5$

$$\dots \text{เส้นผ่าศูนย์กลางลวดเบอร์ 20 AWG} = 2^5 = 32 \text{ มิล}$$

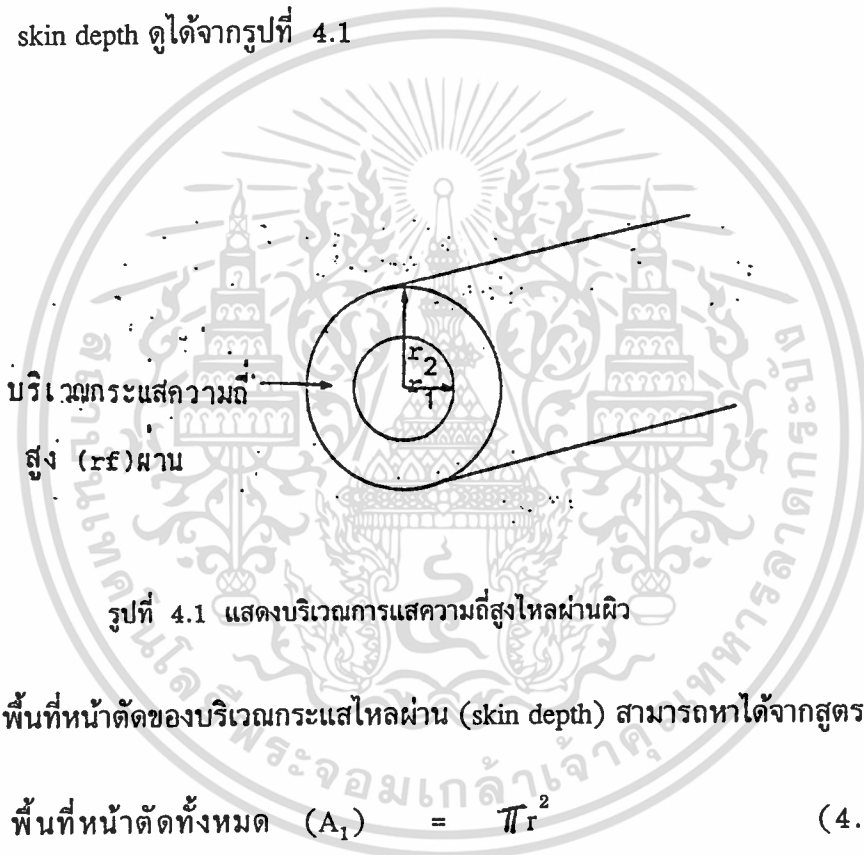
จากตัวอย่างข้างบนนี้ ทำให้เราสามารถหาค่าของเส้นผ่าศูนย์กลาง ของลวดได้ทุกเบอร์ ที่มีขายอยู่ในท้องตลาด

4.2.2 กระแสความถี่สูงเดินตามผิว (skin effect)

กระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในตัวนำ เช่น เส้นลวดทองแดงนั้นที่ความถี่ต่ำจะกระจายทั่วตัวนำ (ถ้าทำการตัดขวางเส้นลวด) ในแนวแกนและจะมีการไหลของกระแสอย่างลงตรงกลางแกน ในขณะที่เริ่มมีความถี่สูงขึ้น ผลอันนี้เรียกว่า กระแสเดินตามผิวของตัวนำ (skin effect) โดยทั่วไป กระแสจะไหลที่ผิวลึกลงไป ประมาณ 37% ของเส้นผ่าศูนย์กลางของลวด ซึ่งเรียกว่า skin depth ค่าของ skin depth นี้จะมากน้อยขึ้นอยู่กับตัวกลางที่ลวดผ่านอยู่ และชนิดของลวดตัวนำนั้นด้วย

จากผลข้างต้นมานี้ทำให้มีผู้ผลิตสายไฟสำหรับความถี่สูง โดยใช้เป็นลักษณะท่อกลวง เพื่อลดน้ำหนักของลวดลงและยังให้กระแสไหลได้เท่าเดิม

การเกิด skin depth ดูได้จากรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แสดงบริเวณการแสความถี่สูงไหลผ่านผิว

การหาพื้นที่หน้าตัดของบริเวณกระแสไหลผ่าน (skin depth) สามารถหาได้จากสูตร คือ

$$\text{พื้นที่หน้าตัดทั้งหมด } (A_1) = \pi r^2 \quad (4.2)$$

$$\text{พื้นที่หน้าตัดวงกลมใน } (A_2) = \pi r^2 \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} \text{พื้นที่ skin depth} &= \pi r^2 - \pi r^2 \\ &= \pi (r^2 - r^2) \end{aligned} \quad (4.4)$$

4.2.3 ค่าของอินดักเตอร์ในเส้นลวด (L)

เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลในเส้นลวด ก็จะเกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าขึ้น โดยมีทิศทาง ที่ขึ้น กับทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้านั้น ถ้าไฟฟ้าเป็นกระแสสลับสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ก็จะ สลับ ตามกระแสไฟด้วย แต่จะเปลี่ยนแปลงช้ากว่ากระแสไฟฟ้า เนื่องมาจากการเกิดค่า ของอินดัก แตนซ์ขึ้นเรียกกันว่า อินดักแตนซ์ของตัวเอง (self-inductance) ค่าอินดักแตนซ์ที่ ปรากฏในสายนี้ จะเป็นตัวบอกถึงคุณภาพของสายตัวนำว่าดี หรือไม่ดีเพียงใด

การหาค่าอินดักแตนซ์ในสาย หาได้ดังนี้คือ

$$L = 0.0021 [2.3 \log (4l/d-0.75)] \text{ ทองแดง } (4.5)$$

โดยที่ L = ค่าอินดักแตนซ์มีหน่วยเป็น H
 l = ความยาวของลวดเป็นเซนติเมตร
 d = เป็นเส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นลวดเป็นเซนติเมตร

ตัวอย่างการคำนวณ เช่น

ให้หาค่าของอินดักแตนซ์ของลวดทองแดง เบอร์ 22 ซึ่งมีความยาว 5 เซนติเมตร จากสูตร

$$L = 0.0021 [2.3 \log (4l/d-0.75)]$$

$$L = 0.002 \times 5 [2.3 \log (20/d-0.75)]$$

$$d = 25.3 \text{ mil} \times [2.54 \times 10^{-3}] \text{ ซม.}$$

จากสมการที่ 5.1 $1 \text{ นิ้ว} = 2.54 \text{ ซม.}$

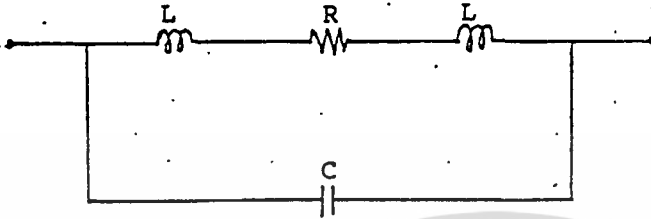
แทนค่า d จะได้

$$L = 0.002 \times 5 \{2.3 \log [20/0.0643]-0.75\}$$

$$L = 57 \text{ nH}$$

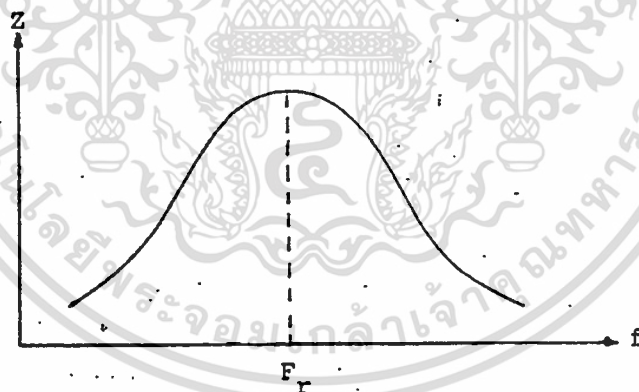
4.2.4 ความต้านทานของเส้นลวด

ค่าความต้านทานที่เกิดขึ้นในเส้นลวด มีหน่วยเป็นโอห์ม โดยให้ค่าจำกัดความโดยผ่าน กระแส 1 แอมป์ ได้ความต่างศักย์ 1 โวลต์ เส้นลวดนั้นจะมีความต้านทานเท่ากับ 1 โอห์ม โดยทั่วไปแล้ว ความต้านทานในเส้นลวดตัวนำ จะมีค่าน้อยมากที่ความถี่ต่ำ แต่จะมีค่าสูงขึ้น ที่ ความถี่สูง เราสามารถเขียนวงจรสมมูลของเส้นลวดได้ดังรูป 4.2



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรสมมูลของเส้นลวดที่มีความถี่สูง

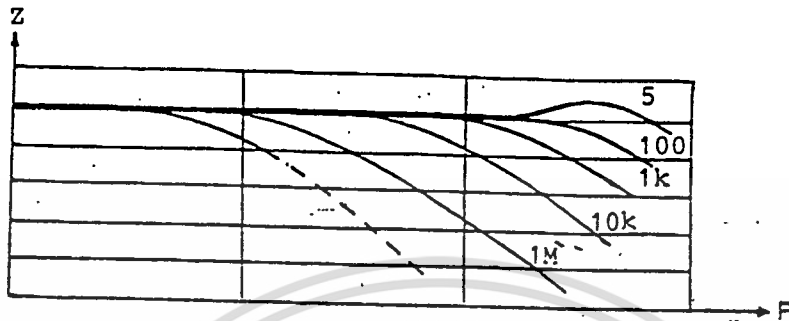
จากรูปที่ 4.2 จะเห็นว่าเป็นลักษณะของวงจรอนุกรมแบบขนาน (parallel resonant) ที่ยอมให้ความถี่สูงมาก หรือต่ำมากผ่านได้ ซึ่งสามารถดูได้จากกราฟความสัมพันธ์ ของอิมพีแดนซ์และความถี่ ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 แสดงความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์และความถี่ที่พล็อตจากวงจรรูป 4.2

ในการทำความต้านทานบางครั้ง จะใช้ลวดที่มีความต้านทานสูงนำมาพันบนแกน ทนความร้อน เพื่อให้ใช้งานได้ดี V เรียกกันว่าความต้านทานแบบสายขด (wirewound) มักจะเกิดเป็นค่าความต้านทานแบบรีโซแนนซ์ ดังรูป 4.3 ดังนั้นจะให้ค่าที่ถูกต้องแน่นอนก็เฉพาะงานที่มีความถี่ค่อนข้างแน่นอน ในตอนหลังๆ นี้ จึงได้มีความต้านทานแบบแผ่นโลหะ (Metal-film) ขึ้น โดยมีคุณสมบัติที่ดีกว่าแบบสายขด และแบบคาร์บอน ดังกราฟรูปที่ 4.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

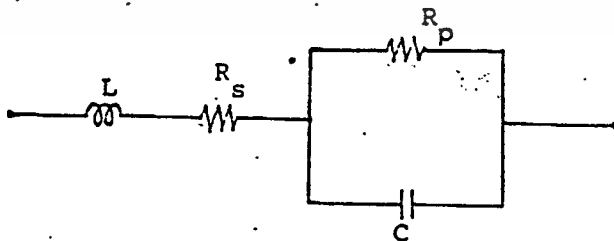


รูปที่ 4.4 แสดงกราฟความต้านทานของคาบอนด์ และแบบแผ่นโลหะเทียบกับความถี่

จากรูปที่ 4.4 จะเห็นว่าถ้าใช้ความต้านทานแบบคาบอนด์ จะใช้งานได้เพียง 10 MHz เท่านั้น ในขณะที่แบบแผ่นโลหะทำงานได้ถึง 100 MHz แต่อย่างไรก็ดีในแบบแผ่นโลหะนี้ ถ้าค่าความต้านทานมีค่าน้อยก็จะทำให้ L และ C ปรากฏชัดขึ้น จึงทำให้เกิดรีโซแนนซ์ได้ เหมือนกัน ดังในรูป 4.4 เส้นบนสุด (ความต้านทาน 5 Ω)

4.2.5 ค่าคาปาซิเตอร์ที่ความถี่สูง

การใช้คาปาซิเตอร์ในวงจรกรองความถี่ต่างๆ นั้น ก็เป็นสิ่งที่ต้องศึกษาให้ดี เพราะ คาปาซิเตอร์นั้นมีหลายแบบด้วยกัน เช่น แบบแผ่นขนาน แบบไมก้า แบบเซรามิค แบบแทนทาลัม แบบโพลีเอสเตอร์ แต่ละแบบก็ให้คุณสมบัติที่ต่างกันออกไปตามความถี่ และที่สำคัญ คือจะไม่ปรากฏค่า C ที่แท้จริง แต่จะปรากฏทั้ง L R และ C ไปด้วยกัน ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 แสดงวงจรสมมูลของ C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คาปาซิเตอร์ แบบง่ายที่สุดก็คือ แบบใช้แผ่นขั้วขนานกัน (parallel-plate capacitor) บางแบบ ก็มีตัวกลางเป็นอากาศ เช่น พวกคาปาซิเตอร์แบบทริมเมอร์ ที่ปรับค่าได้ที่ใช้ในเครื่องรับวิทยุ ทั่วไป บางแบบก็มีพลาสติก หรือตัวไดอิเล็กตริก (Dielectric) แบบต่างๆ ค่าของคาปาซิเตอร์ แบบแผ่นขนานนี้หาได้จากสมการที่ 4.6

$$C = Q/V \quad (4.6)$$

C = ค่าคาปาซิแตนซ์ หน่วยเป็นฟารัด (Farads)

Q = ค่าประจุไฟฟ้า หน่วยเป็นคูลอมบ์ (Coulombs)

V = ความต่างศักย์ของทั้ง 2 ขั้ว หน่วยเป็นโวลต์ (Volts)

ค่าตามสมการที่ 4.6 บางครั้งไม่สะดวกในการใช้งาน เพราะไม่รู้ค่าของประจุไฟฟ้า จึงได้มีการแปลงจากสูตรในสมการที่ 4.6 ให้เป็นสูตรในสมการที่ 4.7

$$C = 0.22496A / D_o \quad (\text{pF}) \quad (4.7)$$

C = ค่าคาปาซิแตนซ์ หน่วยเป็นพิโคฟารัด (pF)

d = ระยะห่างของเพลต หน่วยเป็นนิ้ว

A = พื้นที่ของเพลต หน่วยเป็นตารางนิ้ว

ϵ = เป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของตัวกลาง (ฟารัด/เมตร)

ϵ_o = เป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของอวกาศ (ฟารัด/เมตร)

$\epsilon_o = 8.854 \times 10^{-12} \text{ (f/m)}$

ค่าของไดอิเล็กตริกที่ใช้กันมาก คือ

อากาศ = 1

โพลีเอทรีน = 2.5

กระดาษ = 4

ไมก้า = 5

เซรามิคอ่อน = 10

เซรามิคแข็ง = 100-1000

ในการนำคาปาซิเตอร์ไปใช้งานนั้น จะต้องทราบคุณสมบัติต่างๆ เช่น ค่าแรงดันสูงสุด ที่สามารถทนได้ ค่าอุณหภูมิที่ทนได้ ค่าของ R_s (ดูในรูปที่ 4.5) ค่า R_p และ L ทั้งหมดนี้ จะทำให้ทราบถึงค่าของเพาเวอร์แฟคเตอร์ (Power factor) ที่แน่นอนได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของคาปาซิเตอร์แท้ๆ จะมีค่าคือ

$$PF = \cos \theta$$

โดยค่าของ จะเป็นเฟสที่นำหน้าอยู่ 90° ใน C แท้ๆ

ภายในของคาปาซิเตอร์จะมีค่าของ R_s และ R_p ต่อกันอยู่ ซึ่งเป็นค่าความต้านทานทาง AC ของคาปาซิเตอร์ เราเรียกกันว่า เอฟเฟคตีฟ ซีรีส์ รีซิสแทน (Effective Series Resistance) หรือเรียกย่อๆ ว่า ESR ค่าของ ESR สามารถหาได้ดังนี้

$$ESR = PF / \omega C \quad (1 \times 10^6) \quad (4.9)$$

$$\text{โดย } \omega = 2\pi f$$

คุณสมบัติของคาปาซิเตอร์อีกอันหนึ่งก็คือ ค่าของดิสสิเปชัน แฟคเตอร์ (Dissipation factor) หรือเรียกย่อๆ ว่า DF ซึ่งสามารถหาได้ดังนี้

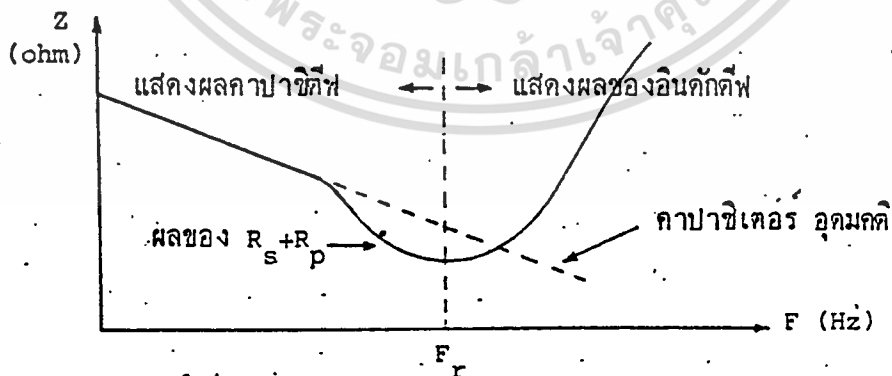
$$DF = (ESR / X_C) \times 100 \% \quad (4.10)$$

ค่าของ DF นี้เป็นอัตราส่วนของความต้านทาน AC ต่อค่าของรีแอคแตนซ์ (Reactance) และอีกค่าหนึ่งที่จะลืมไม่ได้ก็คือ ค่าของควอลิตี้ แฟคเตอร์ (Quality factor) หรือเรียกย่อๆ ว่า Q สามารถหาได้จากสูตรที่ 4.11

$$Q = 1/DF = X_C / ESR \quad (4.11)$$

ค่า Q นี้ยิ่งสูงยิ่งดี เพราะจะปรากฏค่า X_C เด่นชัดขึ้นนั่นเอง

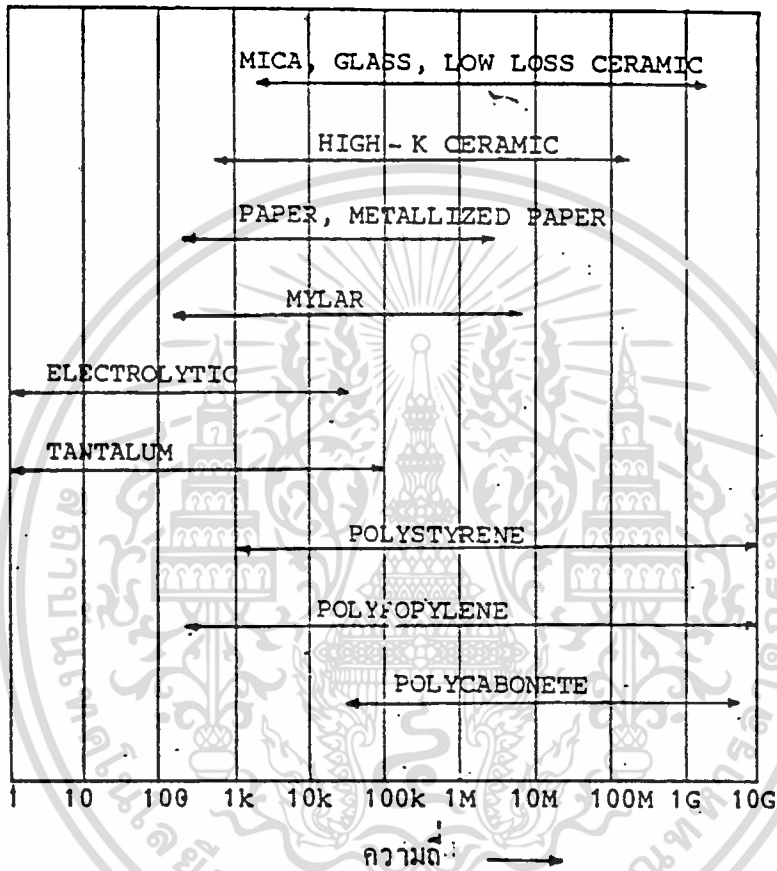
คุณลักษณะของคาปาซิเตอร์ ดูได้จากรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 แสดงคุณลักษณะและผลต่างๆ ในตัวคาปาซิเตอร์

4.3 ชนิดของคาปาซิเตอร์

คาปาซิเตอร์มีหลายชนิดด้วยกัน โดยมาถือกันตามค่าของไดอิเล็กตริก เช่น อิเล็กโตร-ไลติก เปเปอร์ พลาสติก เซรามิค ไมก้า โพลีไทรน โพลีโพรไลน โพลีคาร์บอนเนต เทฟลอน ออย กลาส แทนทาลัม เป็นต้น ความเหมาะสมในการใช้คาปาซิเตอร์ ในช่วงความถี่ต่างๆ ดูได้จาก ตารางรูปที่ 4.7



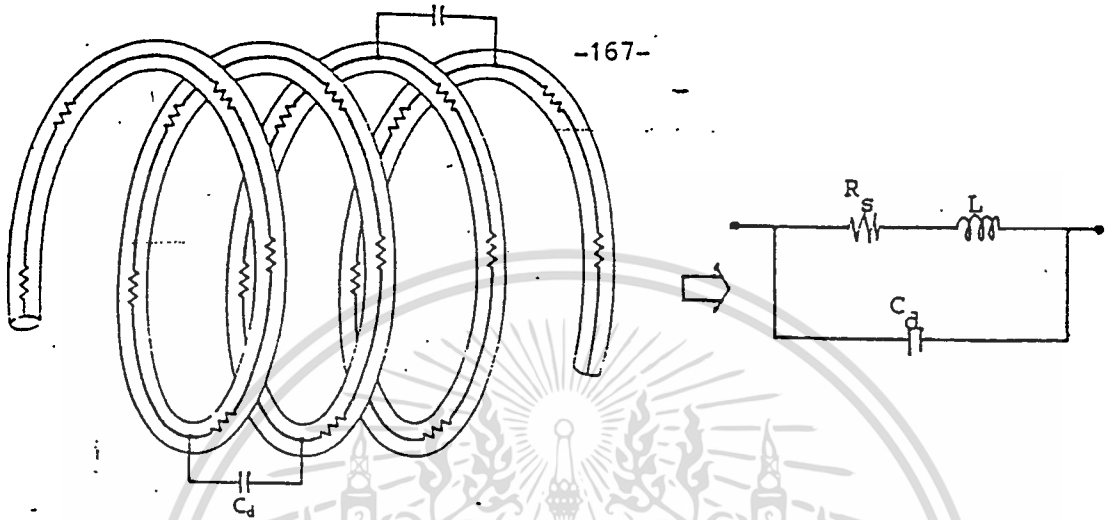
รูปที่ 4.7 แสดงความเหมาะสมในการเลือกใช้คาปาซิเตอร์
แบบต่างๆ ที่ความถี่ต่างๆ

จากรูปที่ 4.7 จะเห็นว่าคาปาซิเตอร์ที่ใช้ได้ดีที่ความถี่สูงเกิน 100 Mhz มีด้วยกัน 5 แบบ คือ พวกลูกไมก้า เซรามิค โพลีไทรน โพลีโพรไลน โพลีคาร์บอนเนต ทั้ง 5 แบบนี้ นิยมใช้เซรามิคกันมาก เพราะราคาถูกและยังทำให้เสถียรต่ออุณหภูมิได้ง่าย โดยใช้สาร 2 ชนิดในการทำคาปาซิเตอร์ ชนิดแรกเป็นแมกนีเซียมไดรดาเนต ซึ่งมีสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิเป็นบวก ชนิดที่สองเป็นแคลเซียมไดรดาเนต ซึ่งมีสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิเป็นลบ เมื่อใช้ทั้ง 2 ชนิดผสมกันเป็นคาปาซิเตอร์แบบเซรามิค ก็จะทำให้สัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิเป็นศูนย์ หรือเรียกย่อว่า NPO (Negative Positive Zero)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

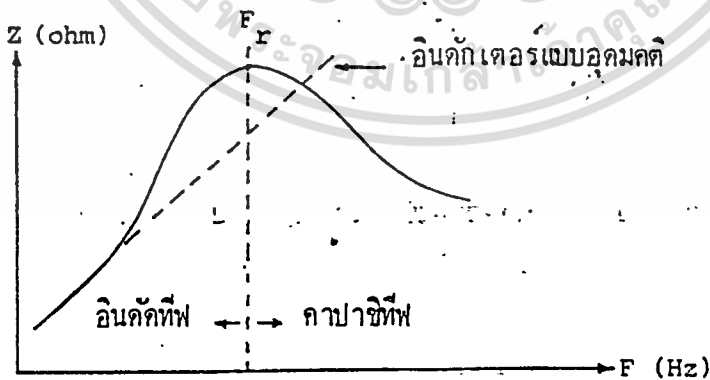
4.4 อินดักเตอร์และคุณสมบัติต่าง ๆ

อินดักเตอร์โดยทั่วไป จะมีค่าของความต้านทานภายใน และค่าของคาปาซิเตอร์ ปรากฏ อยู่ยั้งที่ความถี่สูงยิ่งปรากฏชัดขึ้น ลักษณะเปรียบเทียบได้จากรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 แสดงลักษณะเปรียบเทียบวงจรของอินดักเตอร์

ค่าของ C_d (Distributed capacitance) เป็นค่าคาปาซิเตอร์ที่เกิดขึ้น เนื่องมาจากการ อยู่ ใกล้กันของเส้นลวดที่ขด ทำอินดักเตอร์ ถ้าดูคุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์จะเห็นว่า อิมพีแดนซ์ จะมี ค่าตามรูปที่ 4.9



รูปมรา 4.9 แสดงคุณสมบัติของอินดักเตอร์แบบอุดมคติ และแบบจริง ๆ ที่ปรากฏที่โซแนนซ์ที่ F_r

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูตรที่ใช้คำนวณหาค่าต่างในอินดักเตอร์ คือ

$$Q = X_L / X_S \quad (4.12)$$

$$Z = X_L X_C / (X_L + X_C) \quad (4.13)$$

(ดูรูปที่ 5.8 และค่าของ R_S มีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับ X_L และ X_C)

$$Z = [j\omega L(1/j\omega C)] / [j\omega L(1/j\omega C)] \quad (4.14)$$

ใช้ $j\omega C$ หาทังบนและล่างได้

$$Z = j\omega L / (j\omega L * j\omega C + 1) \quad (4.15)$$

$$= j\omega L / (j^2 \omega^2 LC + 1)$$

ค่าของ j^2 มีค่าเป็น -1

$$Z = j\omega L / (1 - \omega^2 LC)$$

ที่รีโซแนนซ์ค่า Z มีค่ามากๆ ซึ่งถือได้ว่า ค่าของ $\omega^2 LC$ จะต้องเท่ากับ 1 ตัวหารจึง จะเป็น ศูนย์

$$\omega^2 LC = 1$$

$$LC = 1/\omega^2$$

$$LC = 1/\omega$$

$$LC = 1/f$$

$$f = 1/2\pi LC \quad (4.17)$$

สูตรในการหาค่า L ในสูตรข้างต้นนี้เป็นสูตรที่สามารถหาค่า L ได้ เมื่อทราบความถี่ และ C ที่จูนรีโซแนนซ์ ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วเป็นการยากที่จะแน่ใจได้ว่าต้องพันลวดอย่างไร จึงจะได้ค่า L ตามที่ต้องการ ดังนั้นจึงได้นำสูตรในการหาค่า L เมื่อทราบลักษณะการพันลวด ดังสมการที่ 4.18

$$L = (0.394 r^2 N^2) / (9r + 10l) \quad (4.18)$$

L = ค่าอินดักแตนซ์ เป็นไมโครเฮนรี่

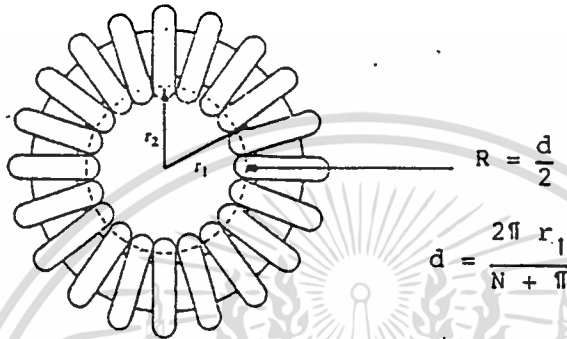
l = ความยาวของตัว L เป็นเซนติเมตร

r = รัศมีของขดลวด เป็นเซนติเมตร

และค่าของ l ต้องมากกว่า 0.67 r จึงจะได้ค่าถูกต้อง

4.5 การหาค่าของ L เมื่อพันเส้นลวดชั้นเดียวบนแกนโลหะแบบวงแหวน (Toroid)

การหาค่าของ L เมื่อพันเส้นลวดชั้นเดียวบนแกนโลหะแบบวงแหวน (Toroid) ถ้าพันเป็นลักษณะดังรูปที่ 4.10 จะได้ค่า L ตามสมการที่ 5.19



รูปที่ 4.10 แสดงรูปขดลวดที่พันบนแกนแบบวงแหวน

$$\begin{aligned} \text{ค่า } L &= N^2 A_L \text{ (นาโนเฮนรี่)} \\ A_L &= (0.4\pi \mu_1 A_C \times 10^{-2}) / l_c \end{aligned}$$

ค่าของ A_L เป็นค่าของดัชนีอินดักแทนซ์ (Inductance Index) มีหน่วยเป็น นาโนเฮนรี่ต่อรอบกำลังสอง โดยที่

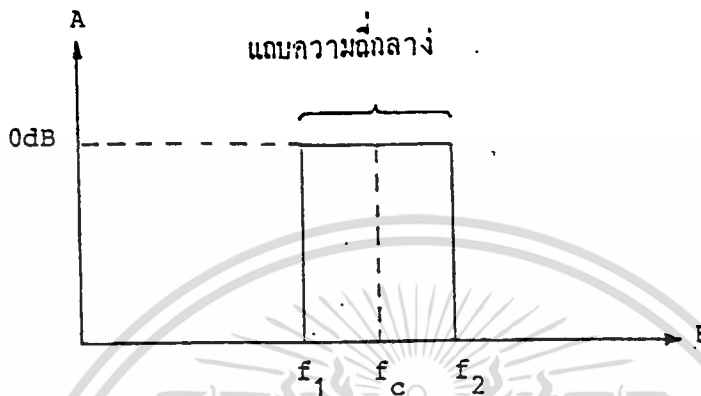
$$\begin{aligned} L &= \text{ค่าของอินดักเตอร์ เป็นนาโนเฮนรี่} \\ N &= \text{จำนวนรอบ} \\ \mu_1 &= \text{ค่าของเปอร์เมียบิลิตี (permeability)} \\ A_C &= \text{พื้นที่หน้าตัดของแกน เป็น ซม.}^2 \\ l_c &= \text{ความยาวของแกนโดยเฉลี่ย เป็น ซม.} \end{aligned}$$

ค่าของ Q ในการพันบนแกนวงแหวนหาได้โดย

$$\begin{aligned} Q &= (R_p / N^2) / (X_p / N^2) \\ &= R_p / X_p \end{aligned}$$

4.6 วงจรรีโซแนนซ์ (Resonant circuits)

ในวงจรฟิเตอร์ทั่วๆ ไป มักจะได้ยินการกล่าวถึงค่า Q ของวงจร ซึ่งถ้าดูคุณสมบัติ ของวงจรตรงกลางแบบสมบูร์นจะได้ตามรูปที่ 4.11

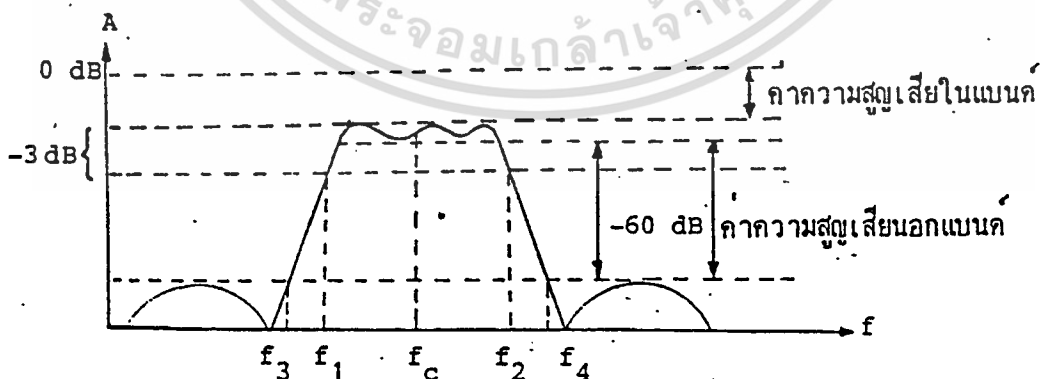


รูปที่ 4.11 แสดงคุณสมบัติของวงจรตรงกลางแบบสมบูร์น

จากรูปที่ 4.11 แสดงคุณสมบัติของวงจรตรงกลางที่มีความถี่กลางอยู่ที่ f_c และมีความกว้างของแบนด์อยู่ระหว่าง f_1 ถึง f_2 ฉะนั้นจะหาค่า Q ได้ตามสมการที่ 4.22

$$Q = f_c / (f_2 - f_1) \quad (4.22)$$

ในทางปฏิบัติจะหาค่า f_2 และ f_1 นั้นเป็นการยาก เนื่องจากช่วยความถี่ตอบสนอง จะเป็นดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 แสดงผลการตอบสนองของวงจรตรงกลางที่เป็นจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

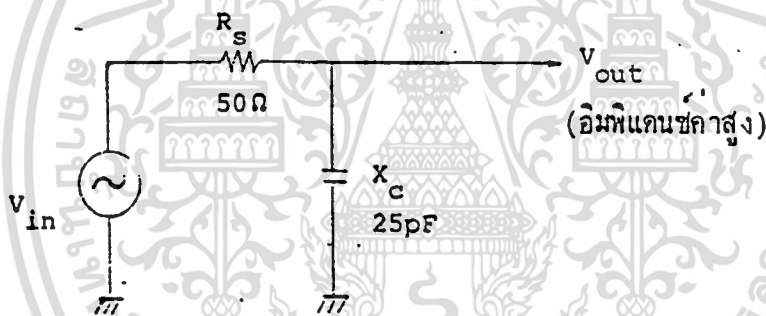
จากรูปที่ 4.12 จะเห็นว่าช่วงความถี่ f_3 ถึง f_1 และ f_2 ถึง f_4 เป็นช่วงความถี่ที่มีความลาดเอียงคิดจากจุด -3db จากยอดจนถึง -60db จากจุด -3db ของยอด ค่าความลาดเอียงนี้เป็นค่าบ่งบอกถึงรูปร่างของผลการตอบสนอง ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ตามสมการที่ 4.23

$$SF = (f_4 - f_3) / (f_2 - f_1) \quad (4.23)$$

โดยค่าของ SF คือ Shape factor

ในการวิเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ ที่ใช้กับวงจรความถี่สุปนั้น ต้องคำนึงถึงค่าต่างๆ ที่เข้ามาเกี่ยวข้อง เช่น ค่าของความต้านทานภายในของคาปาซิเตอร์และอินดักเตอร์ ในการวิเคราะห์วงจรกรองความถี่กลาง จะอาศัยหลักการของวงจรกรองความถี่ต่ำและกรองความถี่สูง เพื่อคำนวณหาค่าต่างๆ

จากวงจรกรองความถี่ต่ำ ในรูป 4.13 จาหาค่าของ V_{out}/V_{in} ได้จากสมการที่ 4.24



รูปที่ 4.13 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำอย่างง่าย

จากรูปที่ 4.13 จะได้

$$V_{OUT} = \{X_C / (R_s + X_C)\} (V_{in}) \quad (4.24)$$

โดยทั่วไปในการใช้วงจรกรองความถี่แบบ RC จะให้ความลาดชันของการตอบสนองประมาณ 6 dB ต่อ octave ในทำนองเดียวกันถ้าใช้อินดักเตอร์แทนคาปาซิเตอร์ในรูปที่ 4.13 จะได้วงจรกรองความถี่สูง ซึ่งค่าของ V_{out} หาได้ตามสมการที่ 4.25

$$V_{out} = \{X_L / (R_s + X_L)\} (V_{in}) \quad (4.25)$$

เมื่อรวมสมการที่ 4.24 และ 4.25 เพื่อแสดงค่าของวงจรความถี่กลาง จะได้

$$V_{out} = \{X_{รวม} / (R_s + X_{รวม})\} (V_{in}) \quad (4.26)$$

เมื่อค่าของรวม $X_{รวม} = X_C X_L / (X_C + X_L)$

เมื่อ $X_C = 1 / (j\omega C)$

และ $X_L = j\omega L$

จะได้ $X_{รวม} = [1 / j\omega C (j\omega L)] / [(1 / j\omega C) + j\omega L]$

$$= (j\omega L / j\omega C) / [(1 / j\omega C) + j\omega L]$$

$$= [j\omega L / j\omega C (j\omega C)] / [1 + j\omega L (j\omega C)]$$

$$= j\omega L / (1 + j^2 \omega^2 LC)$$

ค่า j^2 มีค่า = -1 ดังนั้นจะได้

$$X_{รวม} = j\omega L / (1 - \omega^2 LC) \quad (4.27)$$

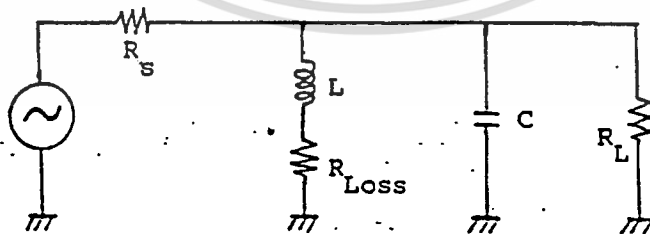
แทนสมการ (4.27) ลงใน (4.26) จะได้

$$V_{out} / V_{in} = [j\omega L / (1 - \omega^2 LC)] / [R_s + (j\omega L / (1 - \omega^2 LC))]$$

คูณด้วย $1 - \omega^2 LC$ ทั้งล่างและบนจะได้

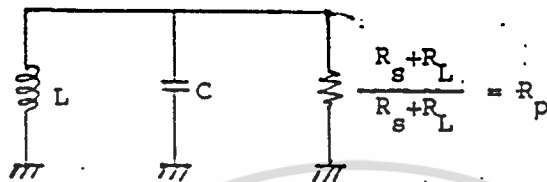
$$V_{out} / V_{in} = j\omega L / [(R_s - \omega^2 R_s LC) + j\omega L] \quad (4.28)$$

จากการใช้วงจรความถี่กลางแบบ RLC นั้นต้องคำนึงถึงโหลดที่จะนำมาต่อเข้ากับวงจรด้วย เพราะค่าโหลดที่นำมาต่อนี้จะทำให้ค่า Q เปลี่ยนไปด้วย ยกตัวอย่างวงจรตาม รูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 แสดงวงจรความถี่กลางเมื่อนำโหลด R_L ต่อเข้ากับวงจร

เมื่อเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าจะได้ตามรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 แสดงวงจรเทียบเท่ารูปที่ 4.14

จากรูปที่ 4.15 จะได้ค่า Q ตามสมการที่ 4.29

$$Q = R_p / X_p \quad (4.29)$$

ค่าของ Q สามารถเปลี่ยนให้มาก หรือน้อยตามต้องการได้ แม้ว่าโหลด R_p จะมีค่าคงที่
ทั้งนี้ทำโดย เปลี่ยนค่าของ L และ C ให้เหมาะสม

บทที่ 5

การออกแบบวงจรขยายกำลังย่านความถี่วิทยุ

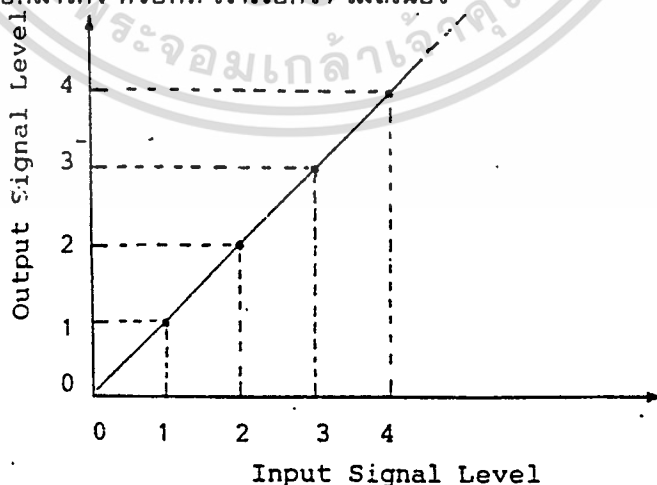
ในบทก่อนได้พูดถึงการออกแบบวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ โดยใช้ทรานซิสเตอร์ ด้วยหลักการของ Y และ S พารามิเตอร์ไปแล้ว แต่เป็นเพียงการขยายสัญญาณในรูปของ โวลต์เตจ ในบทนี้จะได้กล่าวถึงการออกแบบวงจรขยายกำลังย่านความถี่วิทยุ โดยอาศัย Y และ S พารามิเตอร์ มาช่วยเช่นกัน

5.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง

การไบอัสทรานซิสเตอร์ให้ทำงานนั้นมีอยู่หลายแบบด้วยกัน โดยจัดเป็นคลาสต่างๆ เช่น คลาส A, B, C, D, E, F, G, H เป็นต้น แต่ที่นิยมใช้กันมากได้แก่ คลาส A, B และ C ดังจะได้กล่าวย่อๆ ต่อไป

5.1.1 วงจรขยายคคลาส A

วงจรขยายคลาส A นั้น อธิบายง่ายๆ ก็คือ วงจรที่มีการแอสเข้าสัฟุทไหลตลอดเวลา ไม่ว่าจะม็สัญญาณอินพุทหรือไม่ก็ตาม แต่ความแรงของสัญญาณอินพุทก็จะถูกกำหนดไว้ไม่ให้ แรงเกินไปจนทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน หรืออ้อมตัว ในวงจรคลาส A นั้นโดยทั่วไปจะมี คุณสมบัต็ของการขยายสัญญาณค่อนข้างลิเนียร์ จึงมีผู้นิยมใช้กันมาก แต่ก็มีข้อเสียคือ มีการ สูญเสียมาก โดยเฉลี่ยมีประสิทธิภาพต่ำกว่า 25% ของกำลังทั้งหมด คุณสมบัติของการขยายที่ เป็นลิเนียร์นั้น ดูได้จากกราฟในรูป 5.1 ถ้าดูจากกราฟจะเห็นว่า เมื่อวัดค่าแอมป์พุทที่ได้ เทียบกับอินพุทแล้วพล็อตออกมา ลักษณะความสัมพันธ์นี้จะป็นเส้นตรง ซึ่งเราเรียกผลอันนี้ว่า มีความเป็นลิเนียร์ ถ้าเส้นที่พล็อตออกมาโค้ง หรือคด เราเรียกว่า ไม่ลิเนียร์



รูปที่ 5.1 แสดงคุณสมบัติการขยายที่เป็นลิเนียร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

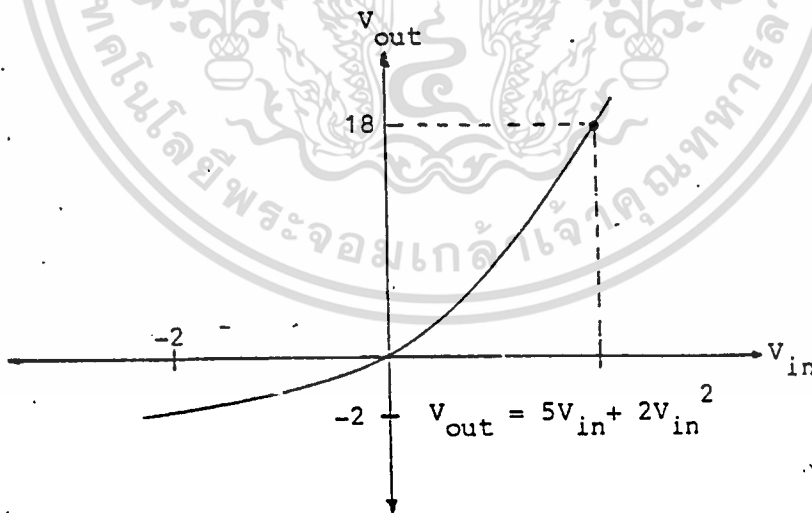
อีกค่าหนึ่งที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบก็คือ การผิดเพี้ยนของสัญญาณ เนื่องมาจาก ความถี่ฮาร์โมนิกส์ (THD) และความผิดเพี้ยนเนื่องจากการมอดูเลต ภายในตัวอุปกรณ์ (IMD) ความเพี้ยนทั้ง 2 ชนิดนี้ ทำให้เกิดความไม่ลิเนียร์ของอัตราขยาย แสดงผลได้ดังรูปที่ 5.2

การที่วงจรขยายสร้างความถี่อื่นที่ไม่ใช่สัญญาณอินพุตเข้ามา และมีความถี่เป็นจำนวน n เท่าของความถี่อินพุต เราเรียกว่า เกิดความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ ดังสมการที่ 5.1

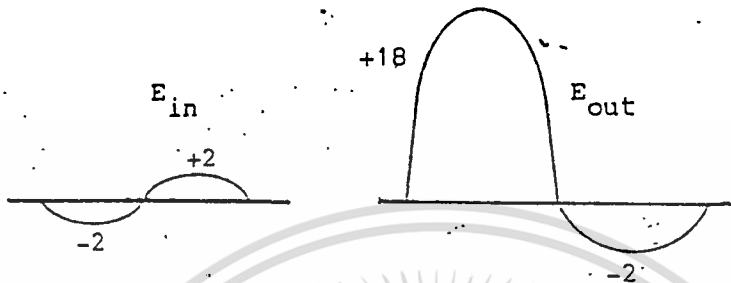
$$V_{out} = A V_{in} + B V_{in}^2 + C V_{in}^3 + \dots \quad (5.1)$$

เทอมแรกของสมการที่ 5.1 ทางขวามือเป็นค่าขยาย A เท่าของสัญญาณอินพุต เป็น สัญญาณที่เราต้องการ ส่วนเทอมที่ 2 เป็นเทอมของฮาร์โมนิกส์ที่ 2 ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของ ความเพี้ยนและเทอมที่ 3 เราก็มักเรียกว่า เทอมของฮาร์โมนิกส์ที่ 3

ในรูปที่ 5.2 นั้นยกตัวอย่างวงจรมีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเป็น $V_{out} = 5V_{in} + 2V_{in}^2$ จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันนี้ จะเห็นว่าค่าของอินพุตจะถูกยกกำลัง 2 ในเทอมที่ 2 ทำให้เพิ่มค่า เอ้าท์พุตมากผิดปกติ กลายเป็นความเพี้ยนดังรูป



- ก) คุณลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นพล็อตจาก
ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $V_{out} = 5V_{in} + 2V_{in}^2$



ข) รูปคลื่นที่ถูกขยายอันเป็นผลมาจากความไม่ลิเนียร์ของอัตราขยาย

รูปที่ 5.2 คุณลักษณะของวงจรขยายแบบมีอัตราขยายไม่ลิเนียร์

อีกปัญหาหนึ่งที่ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณก็คือ การเกิดการมอดูเลตภายใน วงจรขยาย (Inter Modulation) ปัญหานี้เกิดเพราะถ้าป้อนสัญญาณอินพุตหลายๆ ความถี่เข้า อินพุตในเวลาเดียวกันเข้าไปยังวงจรขยายแบบอัตราขยายไม่ลิเนียร์ สัญญาณจะเข้าไปมอดูเลต กันเองภายใน ทำให้เกิดความถี่แปลกปลอมขึ้น ตัวอย่างเช่น

- มีอินพุตเข้ามา 2 ความถี่คือ f_1 และ f_2
- มอดูเลต Second order ได้ $2f_1$, $2f_2$, $f_1 + f_2$, $f_1 - f_2$
- มอดูเลต third order ได้ $3f_1$, $3f_2$, $2f_1 + f_2$, $2f_2 + f_1$ + เทอมของออเดอร์สูงๆ

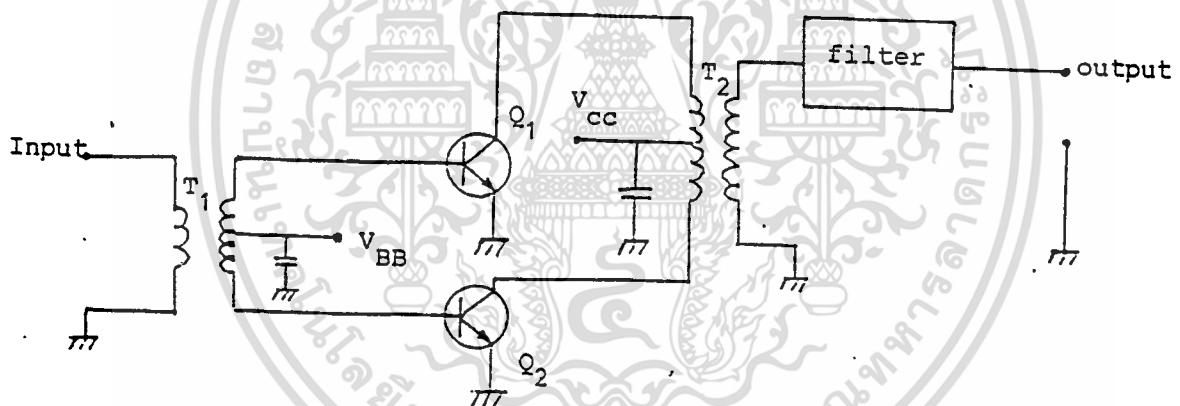
เมื่อสัญญาณแปลกปลอม (นอกจาก f_1 และ f_2) เข้าผสมกับ f_1 และ f_2 ก็จะทำให้รูปร่างของ f_1 และ f_2 เปลี่ยนรูปไป ซึ่งความผิดเพี้ยนอันนี้เราเรียกกันว่า IMD (Inter Modulation Distortion) ดังนั้นในการออกแบบวงจรขยายจึงพยายามให้วงจรขยาย มีการขยายที่ลิเนียร์ มากที่สุด และในคลาส A โดยทั่วไปก็มีการขยายลิเนียร์ดีมาก เมื่อเทียบกับคลาสอื่นๆ ปัญหา ของการเกิดมอดูเลชันกันภายในนี้ ผู้ออกแบบหลายท่านพยายามแก้ไข ด้วยการใช้วงจรกรอง ความถี่ตัดความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป แต่ก็ยังไม่ได้ผลร้อยเปอร์เซ็นต์ เนื่องจากถ้า f_1 และ f_2 มีค่า ใกล้กันมากเทอมของ $2f_2 - f_1$, $2f_1 - f_2$, f_1 และ f_2 จะเข้าใกล้กันมาก ทำให้วงจรกรองความถี่ ทำงานได้ไม่ดีเท่าที่ควร ฉะนั้นการเกิด IMD จึงแก้ได้ค่อนข้างยากมาก นอกจากจะพยายามทำให้ วงจรขยายมีอัตราขยายที่ลิเนียร์มากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1.2 วงจรขยายคลาส B

วงจรขยายคลาส B นั้นจะใช้ทรานซิสเตอร์ (หรือหลอดสูญญากาศ หรือเซมิคอนดักเตอร์อื่นๆ) จำนวน 2 ตัว ในภาคเข้าที่พุทโดยทำงานแต่ละครึ่งไซเคิลหรือประมาณแต่ละ 180° นั้นเอง สาเหตุนี้จึงทำให้สภาพในขณะที่ไม่มีสัญญาณเข้า จะมีกระแสไหลผ่านวงจรน้อยมาก การสูญเสียจึงน้อยไปด้วย ประสิทธิภาพจึงดีกว่าวงจรคลาส A มาก (คลาส A ประสิทธิภาพ น้อยกว่า 50 %) ส่วนคลาส B ประสิทธิภาพน้อยกว่า 70% โดยประมาณ แต่อย่างไรก็ตาม คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้น (Linear) ของอัตราขยายสัญญาณนั้น ในคลาส B ยังสู้ในคลาส A ไม่ได้ ค่าของความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์ จึงยังปรากฏให้เห็นต้องใช้วงจรรองความถี่ทาง เข้าที่พุทช่วย จึงจะสามารถลดความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์ลงได้บ้าง

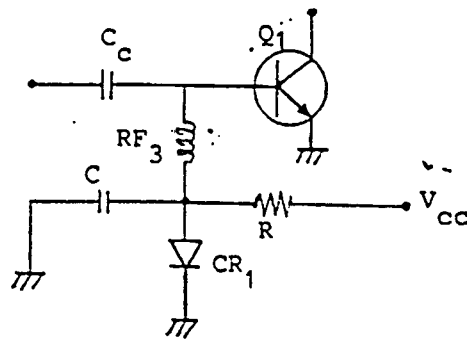
วงจรขยายคลาส B โดยทั่วไป จะเป็นวงจรพุทพุทแบบต่างๆ ซึ่งพื้นฐานจะเป็นวงจรตามรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 วงจรขยายแบบพื้นฐานของคลาส B พุดพุท

จากรูปที่ 5.3 เมื่อมีสัญญาณเข้าทาง T_1 จะทำให้ Q_1 ทำงานในครึ่งไซเคิลบวก และ Q_2 ทำในครึ่งไซเคิลลบ โดยได้กำลังไฟจาก V_{CC} และ V_{BB} ซึ่งจะทำให้มีกระแสไหลใน T_2 และผ่าน วงจรกรองกระแสและความถี่ จนได้สัญญาณออกที่ดี

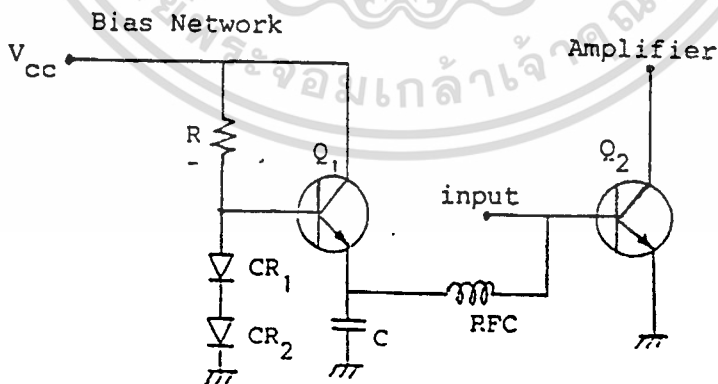
ในบางกรณีอาจจะใช้ทรานซิสเตอร์ เพียงตัวเดียวให้ทำงานในคลาส B ได้ เช่น กรณี รีโซแนนซ์ หรือกรณีใช้ความถี่สูงๆ ในงานโทรคมนาคม โดยมีอินดักเตอร์และไดโอดช่วยไบอัส ดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 แสดงวงจรไบอัสโดยใช้ RFC และไดโอดช่วย
ในวงจรขยายคลาส B สำหรับความถี่สูง

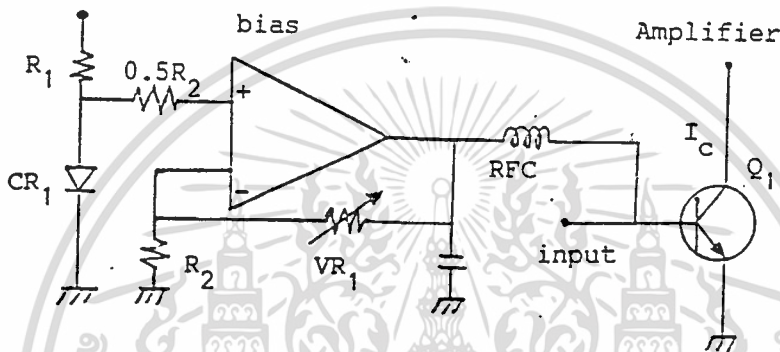
จากรูปที่ 5.4 ค่าของศักดาที่เบสของทรานซิสเตอร์ Q_1 ถูกไบอัสไว้ที่ประมาณ 0.7 โวลต์ โดยมีกระแสไหลจาก V_{CC} ผ่าน R และผ่านไดโอด CR_1 จึงทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 พร้อมทั้งจะขยายสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุตได้

ข้อดีของการใช้ไดโอดไบอัสอีกอย่างหนึ่งก็คือวงจรสามารถป้องกันการเกิดจุดไบอัสเคลื่อน เนื่องจากความร้อน (Thermal runaway) ซึ่งเป็นอันตรายมากสำหรับทรานซิสเตอร์ การแก้ไขทำได้โดยใช้ตัวไดโอด CR_1 ยึดติดกับทรานซิสเตอร์ Q_1 เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 ร้อนขึ้น Q_1 ก็ จะร้อนตามไปด้วย จึงทำให้ V_{BE} ของ Q_1 ลดลงไปด้วย เป็นการชดเชยซึ่งกันและกัน แต่อย่างไร ก็ ตามไดโอด CR_1 จะต้องเลือกไดโอดที่ทำงานหนักได้ เพราะเราจะต้องให้กระแสจำนวนมาก (ประมาณมากกว่า 10 เท่าของ I_b ของ Q_1) ไหลผ่าน เพื่อทำให้วงจรมีเสถียรภาพมาก กรณีที่หา ไดโอดที่ทำงานหนักและมีคุณสมบัติไม่ได้อีก เราสามารถดัดแปลงวงจรเป็นตาม รูปที่ 5.5 โดยใช้วงจรขยายกระแสแบบอิมิตเตอร์โฟลโลเวอร์ (Emitter follower) ช่วยได้



รูปที่ 5.5 แสดงการใช้วงจรอิมิตเตอร์โฟลโลเตอร์
ช่วยในการไบอัสวงจรขยายคลาส B

จากรูปที่ 5.5 จะใช้ไดโอด CR_1 และ CR_2 2 ตัวเป็นตัวควบคุมไบอัสโวลต์เตจ ให้ Q_1 ขยายกระแสให้มากขึ้น โดยค่าโวลต์เตจที่อิมิตเตอร์ของ Q_1 จะเป็น 0.7 โวลต์ ทำให้ไบอัสให้ Q_2 ได้พอดี โดยมี C และ RFC เป็นตัวป้องกันไม่ให้ความถี่สูงเข้าไปรบกวนการทำงานของ วงจรไบอัสการพัฒนาต่อๆ มาของวงจรไบอัสก็ได้เริ่มใช้ IC (Integrated Circuit) มาทำหน้าที่ ในการไบอัส โดยทำให้สามารถปรับค่าไบอัสได้ ดังวงจรรูปที่ 5.6



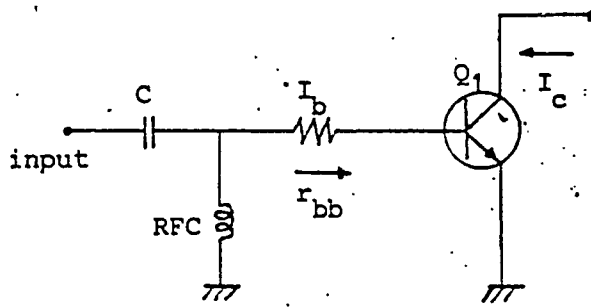
รูปที่ 5.6 แสดงวงจรไบอัสให้กับวงจรขยายคลาส B โดยนำเอา IC op-amp มาใช้เพื่อให้ปรับค่าไบอัสโวลต์เตจได้

จากรูปที่ 5.6 แสดงวงจรไบอัสโดยการนำเอา IC op-amp มาใช้เพื่อให้ปรับค่า ไบอัส โวลต์เตจได้ โดยจะเห็นว่าอินพุทบวกของ op-amp ต่อกับ CR_1 อยู่ทำให้ได้ค่าคัทตาที่ อินพุท 0.7 โวลต์ ดังนั้น V_o ของ op-amp จึงเท่ากับ 0.7 โวลต์ หรือบวกเล็กน้อย ตามการปรับค่า ของ VR_1

ผลดีของการปรับค่าไบอัสนี้ จะทำให้ลดค่าของความเพี้ยน IMD ลงได้เมื่อปรับค่าได้เหมาะสม

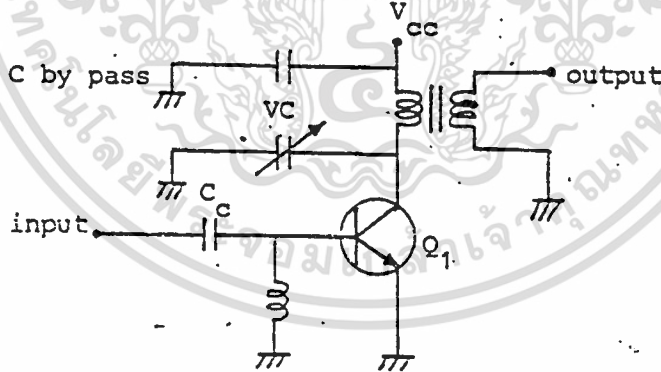
5.1.3 วงจรขยายคลาส C

วงจรขยายคลาส C นั้น จะกำหนดจุดไบอัส ให้อยู่ต่ำกว่าจุด cut off หรือให้ทำงานน้อยกว่า 180° นั่นเอง ดังนั้นเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุท จะไม่มีกระแสไหล และจะทำงานได้ดีก็ในกรณี ใช้กับความถี่สูงๆ เท่านั้น โดยมีประสิทธิภาพประมาณ 85% ส่วนความเพี้ยนนั้นมีมากกว่าวงจรขยายคลาส A และคลาส B ความลิเนียร์ของอัตราขยายไม่ดีเมื่อเทียบกับวงจรขยายคลาส A และคลาส B วงจรพื้นฐานของวงจรขยายคลาส C ดูได้จากรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 วงจรขยายสัญญาณ คลาส C

จากรูปที่ 5.7 จะเห็นการให้ไบอัสในคลาส C นั้นจะไม่มีกระแสเบส ขณะที่ไม่มีสัญญาณเข้ามาทางอินพุต ทรานซิสเตอร์ Q_1 ก็จะมี cut off อยู่จนมีสัญญาณเข้าครึ่งไซเคิลบวก ทรานซิสเตอร์ Q_1 ก็จะทำงาน RFC ก็จะรับกระแสส่วนหนึ่งเอาไว้เมื่อถึงครึ่งไซเคิลลบ RFC ก็จะคายกระแสจ่ายให้ Q_1 ทำให้ Q_1 ยังไม่ cut off จนกระทั่งครึ่งไซเคิล บวกปรากฏอีกครั้ง ในบางครึ่งวงจรคลาส C อาจจะต้องใช้วงจรจูนเข้าที่พุท ด้วยวงจรที่ใช้ทรานส์ฟอเมอร์ และ คาปาซิเตอร์ประกอบ ทำให้การทำงานและการแมชชิงดีขึ้น ดังดูได้จากรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 แสดงวงจรคลาส C แบบ Self-bias

5.2 การออกแบบวงจรขยายกำลังความถี่สูง

ในการศึกษาการออกแบบวงจรขยายกำลังความถี่สูง สำหรับขยายสัญญาณที่แรงๆ จำเป็นต้องศึกษาการแมชซิมพิแดนซ์ ซึ่งลักษณะการคล้ายๆ ซึ่งเป็นการขยายสัญญาณอ่อนๆ ในการคำนวณและวิเคราะห์จะอาศัย Y และ S พารามิเตอร์เป็นส่วนใหญ่ ในบางครั้ง ต้องอาศัยดูมือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์ประกอบ เพราะการมองอิมพีแดนซ์ทางเข้า และอิมพีแดนซ์ทางออก แต่ละความถี่ จะแตกต่างกัน ทำให้การคำนวณผิดพลาดไปมาก หลักสำคัญในการออกแบบวงจร ขยายกำลัง ความถี่สูง พอดีกำหนดได้เป็น 2 ประเด็นคือ ให้อินพุตแมชกับ Source มากที่สุด และให้อะตู่พุตแมชกับโหลดมากที่สุด ถ้าทำให้แมชได้ยากก็ต้องอาศัยวงจรแบบต่างๆ ในบทที่ 4 มาเป็นตัวช่วยแมชด้วย

5.3 การหาค่าโหลดที่เหมาะสมที่สุด

การหาค่าโหลดสำหรับวงจรขยายกำลังความถี่สูงนี้ จำเป็นจะต้องศึกษาให้ละเอียด เพราะ ถ้าโหลดมีค่าน้อยไป (R_L น้อย) ก็จะทำให้วงจรทรานซิสเตอร์ ทำงานหนักอาจจะเสียได้ หรือถ้า โหลดมีค่ามาก (R_L มาก) ก็จะทำให้วงจรทำงานได้ไม่เต็มที่ ล้นเปลืองโดยใช้เหตุ ดังนั้นถ้าเรา อาศัยคู่มือทรานซิสเตอร์ประกอบ และคำนวณง่ายๆ ตามสมการที่ (5.2) ก็จะทราบค่า R_L ได้

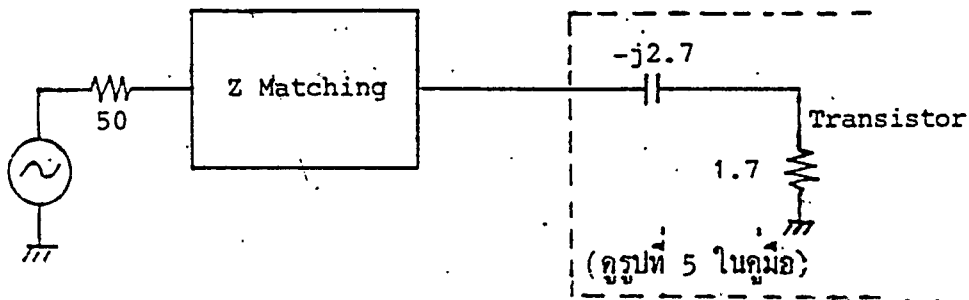
$$R_L = (V_{CC} - V_{sat})^2 / 2P \quad (5.2)$$

เมื่อ	R_L	=	อิมพีแดนซ์ของโหลด
	V_{CC}	=	แรงดันแหล่งจ่ายไฟ (Volts)
	V_{sat}	=	แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะทำงานเต็มที่
	P	=	ค่า output power ที่ต้องการ

ตัวอย่างที่ 5.1

จงออกแบบวงจรขยายกำลังความถี่สูง แบบคลาส C โดยต้องการกำลังส่งออก 15 วัตต์ ที่อินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม ที่ 100 MHz

จากคู่มือทรานซิสเตอร์เบอร์ MRF 233 สามารถหาค่าอินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ ได้ ทั้งแบบอนุกรม และขนาน จึงทำให้ผู้ออกแบบสามารถหาค่าได้ง่าย และเขียนวงจรเทียบเท่า ได้ดัง รูปที่ 5.9



รูปที่ 5.9 แสดงวงจรเทียบเท่าทรานซิสเตอร์ทางด้านอินพุตตามตัวอย่าง

จากรูปที่ 5.9 แสดงค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ โดยดูได้จากรูปย่อยที่ 5 ในคู่มือ ทรานซิสเตอร์ ถ้าต้องการให้แมชกับ Source 50 โอห์ม ก็ทำได้โดยใช้ Z matching จะคำนวณหาค่า Q_s และ Q_p ได้ดังนี้

$$Q_s = Q_p = \sqrt{(R_p / R_s) - 1} \dots \dots \dots *$$

$$\text{แทนค่า } Q_s = Q_p = \sqrt{(50/1.7) - 1} \dots \dots \dots *$$

$$= 5.33$$

ต่อไปหาค่าของ X_s ได้โดย

$$X_s = R_s Q_s \dots \dots \dots *$$

$$\text{แทนค่าได้ } X_s = (1.7)(5.33)$$

$$= 9.06 \text{ โอห์ม}$$

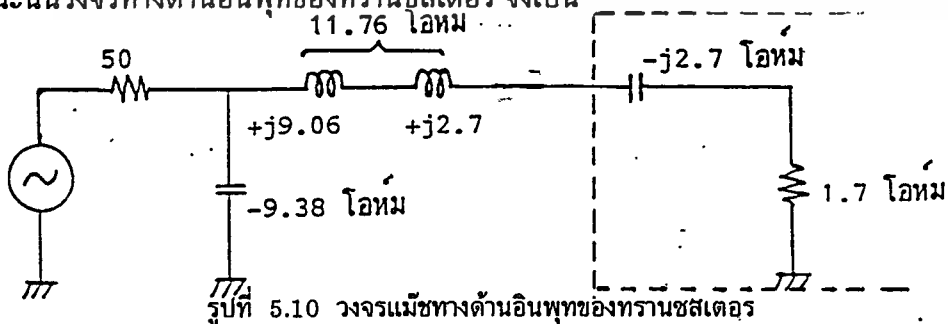
และหาค่าของ X_p จาก

$$X_p = R_p / Q_p \dots \dots \dots *$$

$$\text{แทนค่าได้ } X_p = 50.5/5.33$$

$$= 9.38 \text{ โอห์ม}$$

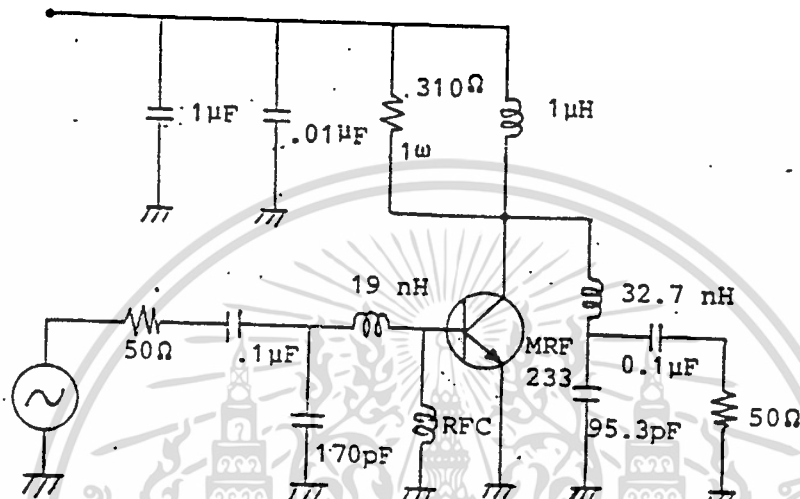
ฉะนั้นวงจรทางด้านอินพุตของทรานซิสเตอร์ จึงเป็น



รูปที่ 5.10 วงจรแมชทางด้านอินพุตของทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นจึงแปลงค่าอิมพีแดนซ์เป็นค่า L และ C ที่ความถี่ 100 Mhz จะได้วงจร สมบูรณ์ตามรูปที่ 5.12

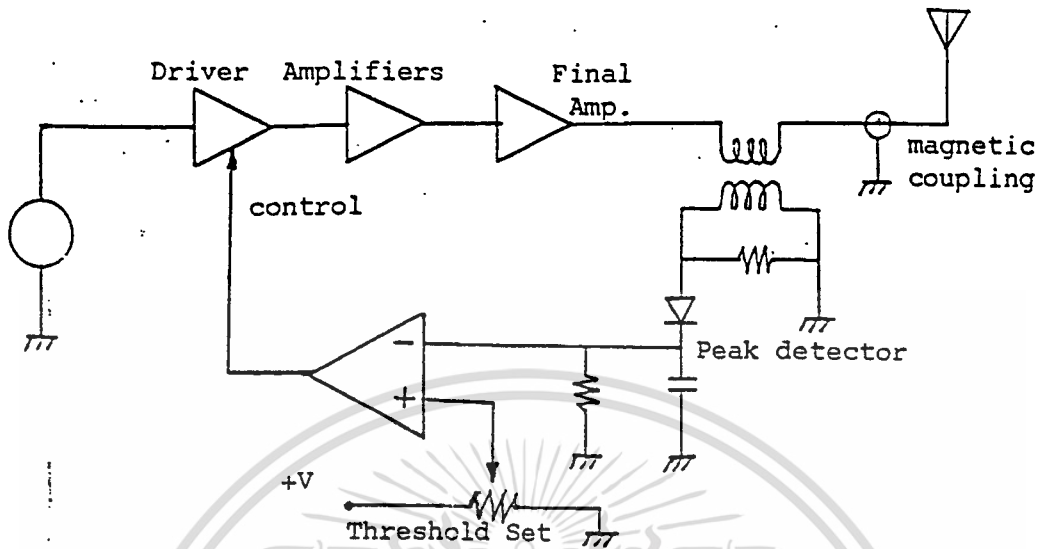


รูปที่ 5.12 วงจรสมบูรณ์ของวงจรขยายกำลัง 15 W
คลาส C ทำงานที่ 100 MHz

จากสมการที่ 5.2 นั้น เราสามารถหาค่าของ R_L ได้ในรูปของความต้านทานเท่านั้น ไม่รวมถึงค่าอินดักแทนซ์ และคาปาซิแทนซ์ที่แอบแฝงอยู่

5.4 วงจรป้องกันสำหรับวงจรขยายกำลังความถี่สูง

โดยทั่วไปวงจรขยายกำลังความถี่สูงนี้ จะใช้ทรานส์ฟอเมอร์ ในการคลัปปลิง ดังนั้น เมื่อความถี่ไม่ตรงกับรีโซแนนซ์ของวงจร ก็จะทำให้กระแสไหลอย่างมากจนอาจเป็นอันตรายกับทรานซิสเตอร์กำลังได้ และอีกประการหนึ่งในการใช้เครื่องส่ง จะต้องให้อิมพีแดนซ์ของสายอากาศและเครื่องแมชกัน ถ้าไม่แมชกันก็จะเกิดการสะท้อนกลับของคลื่น ในกรณีเช่น สายอากาศไม่ได้ต่อหรือขาด จะเป็นผลทำให้คลื่นสะท้อนกลับมาเกือบทั้งหมด และเป็นอันตรายต่อทรานซิสเตอร์ขยายกำลังภาคสุดท้ายเป็นอย่างมาก อาจจะพังไปเลยก็ได้ ดังนั้นวงจรที่ดีจะประกอบไปด้วย วงจรป้องกัน ดังรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.13 แสดงวงจรป้องกันวงจรภาคขยายกำลังเสียหาย
จากการไม่แม่นยำของโหลดและวงจรขยายกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง

- Synthesize Signal Generator

เป็นเครื่องมือที่ผลิตสัญญาณ RF ความถี่ 10 MHz - 20GHz output power +20 dBm หรือ 100 mW จะเป็นสัญญาณแบบ Continue Wave (CW) หรือจะมอดแบบ AM และ FM ได้ด้วย แต่ในการทดลองจะใช้แบบ CW ความถี่พาหะช่วง 182-189 Mhz ใช้ทดสอบวงจรก่อนที่จะทำการขยายสัญญาณมอดของทรานซิสเตอร์ที่มีแบนวิดกว้าง

-Adven test RS3271 Spectrum Analyzer

ใช้วัดสัญญาณความถี่ 100Hz-260.5 GHZ อินพุต -135 dBm ถึง +30 dBm

-VM 700 A VIDEO MEASUREMENT SET

เป็นเครื่องมือที่ใช้วัดสัญญาณต่างๆ ในระบบเครื่องรับโทรทัศน์คือ

สัญญาณแถบสี (COLOR BAR) เพื่อใช้ทดสอบสัญญาณแถบสีที่ออกมาเข้าพุท R เข้าพุท G เข้าพุท B ถูกต้องหรือไม่

สัญญาณมัลติเบิร์สต์ (Multiburst) เพื่อใช้หาค่าการตอบสนองความถี่ wave form ของสัญญาณทั้งหมดเพื่อเช็คระดับของ Luminance Chrominance Sync เป็นต้น

นอกจากใช้วัดรูปคลื่น (wave form) แล้ว VIDEO MEASUREMENT SET ยังสามารถใช้เป็น Vector Scope เพื่อที่จะทำการตรวจสอบเฟสของสีในระบบ PAL อีกด้วย

-RLC METER

ใช้ในการวัดค่า L, C และ R ซึ่งในการทดลองบางครั้งค่าต่างๆ ไม่มีในท้องตลาด จึงได้ทำการพันขึ้นเองจากค่าที่คำนวณได้ เครื่องมือวัดนี้จึงทำหน้าที่วัดค่าอุปกรณ์

-THRULINE WATT METER

ใช้สำหรับวัดค่ากำลังส่งที่ใช้ในการออกอากาศของเครื่องส่งโทรทัศน์

-DUMMY LOAD, STANDARD RF LOAD

เป็นตัวต้านทานใช้ทำหน้าที่แทนเสาอากาศที่สมบูรณ์แบบ (PERFECT MATCH ANTENNA) เป็นชนิดที่ป้องกันการรบกวนของคลื่นได้ดี

-PLOTTER

ใช้สำหรับ Plot กราฟหรือ wave form ที่วัดได้จาก Spectrum Analyzer และ VIDEO MEASUREMENT

-PHILLIPS PATTERN GENERATOR

ใช้สำหรับกำเนิดสัญญาณ Pattern แบบวงกลมเพื่อใช้ในการป้อนเข้าวงจร Modulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-VIDEO CASSET RECORDER

ใช้สำหรับ Play สัญญาณภาพและเสียงป้อนเข้าวงจร Modulator เพื่อออกอากาศ

ผลการทดลอง

ในการทดลองจะทำการขยาย RF ในย่านความถี่โทรทัศน์ VHF ซึ่งจะอยู่ระหว่างช่อง 5-12 โดยใช้ความถี่ 174-230 MHz ได้ทดลองส่งในช่อง 8 ช่วงความถี่ 195-202 MHz แต่ในการทดสอบโดยใช้ synthesize RF เป็นตัวป้อนสัญญาณเพื่อทดสอบวงจร ปรากฏว่าวงจรที่ใช้และทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรจะทำการขยายสูงสุดในช่วงความถี่ประมาณ 175 MHz ซึ่งตรงกับการออกอากาศช่อง 5 เพราะฉะนั้นเราจึงเลือกใช้ช่วงความถี่ที่วงจรสามารถตอบสนองได้รองลงมาซึ่งก็คือช่อง 6 ความถี่ที่ 181-188 MHz

การทดลองจะทำการแยกการทดลองของแต่ละวงจร เพื่อจะได้ง่ายขึ้นสามารถแยกได้ดังนี้
MODULATOR ภาคนี้จะนำเอา VIDEO SENDER มาใช้งานซึ่งเราสามารถที่จะปรับเปลี่ยนช่วงความถี่ได้ ซึ่งจากการทดลองปรับเปลี่ยนความถี่วงจรจะให้เอาพุทสูงสุดที่ช่วงความถี่ 223-230 MHz ซึ่งตรงกับช่อง 12 แต่วงจรที่ใช้ในการขยายสัญญาณ RF นั้นเราเลือกใช้ช่วงความถี่ 181-188 MHz ซึ่งสัญญาณ RF ที่ได้จากภาค MODULATOR จะมีค่าประมาณ 80-100 μ W ซึ่งนับว่ายังมีค่าต่ำมาก

RF PRE AMP เนื่องจาก Modulator ให้สัญญาณที่มีความแรงต่ำเพราะฉะนั้น RF PREAMP จึงจำเป็นที่จะต้องขยายสัญญาณให้มีความแรงเพิ่มขึ้น ในวงจรเราใช้ทรานซิสเตอร์ 2SC2053 โดยทำการ BIAS ใน Class A ทั้งนี้เพราะว่าสัญญาณจาก Modulator มีค่าความแรงของสัญญาณต่ำมาก ถ้าทำการ BIAS ที่ Class C วงจรไม่สามารถทำงานได้ เนื่องจากข้อจำกัดของ Class A ที่มี Gain การขยายต่ำ จึงทำให้ไม่สามารถที่จะขยายสัญญาณ RF ให้เพียงพอที่จะขับภาคต่อไปได้ จึงใช้วงจรเดิมคือใช้ทรานซิสเตอร์ 2SC2053 มาทำการขยายต่ออีก 1 Stage ซึ่งจะทำให้ได้สัญญาณ out put จากวงจร RF PREAMP ที่ค่าประมาณ 20 dBm หรือ 100 mW

DRIVER RF AMP ใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N6080 ทำการขยายใน Class C ซึ่งวงจรในภาคนี้ต้องการสัญญาณอินพุทประมาณ 16 dBm จึงจะเริ่มทำงานซึ่งภาครับจะทำการขยายสัญญาณ RF ให้มีความแรงประมาณ 1.8 Watt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RF POWER AMP ใน State ที่ 1 ใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N5641 ซึ่งจะทำการขยายให้สัญญาณมีความแรงประมาณ 5 Watt. เมื่อทำการขยายใน State ต่อไป ทดลองใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N6166 ซึ่งจะสามารถขยายได้ถึง 100Watt แต่ในการทดลองขยายได้ถึง 85 Watt แต่จะมีปัญหาที่ทรานซิสเตอร์ร้อนมาก ทั้งนี้เพราะว่าทรานซิสเตอร์สามารถทนสัญญาณได้ดีที่สุดที่ความถี่ 150 MHZ แต่ในวงจรใช้ความถี่ 183 MHZ ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์ไม่สามารถทำงานได้ดีจึงเปลี่ยนมาใช้เบอร์ 2SA1946A ซึ่งสามารถทำงานได้ในช่วงความถี่ที่สูงกว่า ซึ่งจากการทดลองได้ Power Output ถึง 50 Watt แต่เป็นการขยายที่ความถี่ RF ความถี่เดียว เมื่อทำการ Modulator สัญญาณภาพและเสียง จะทำให้ Power ลดลงเหลือประมาณ 26 Watt



ปัญหาในการทดลอง

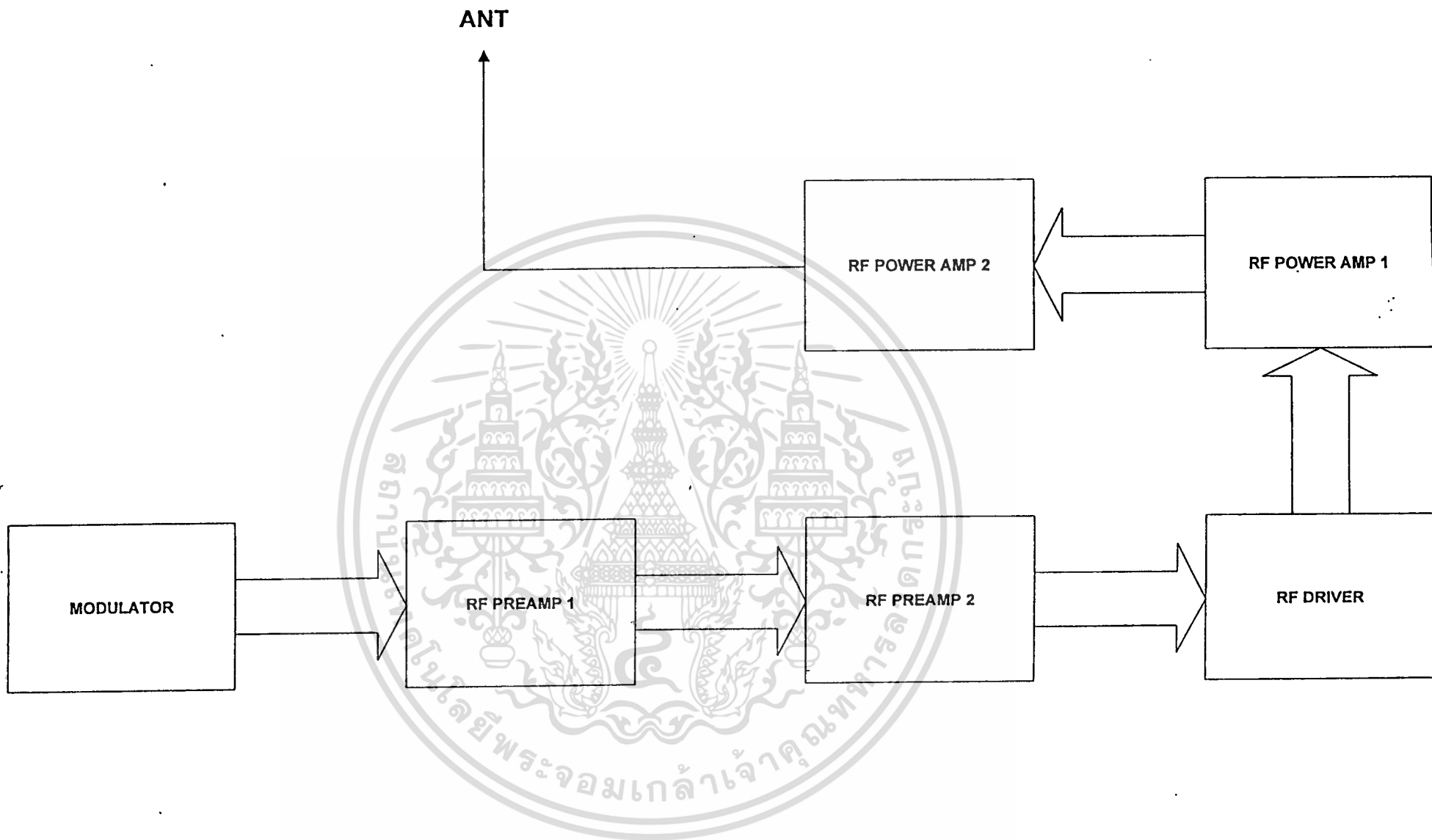
ความถี่ในการส่งโทรทัศนย่าน VHF มีอยู่จำกัด และมีกฎหมายคุ้มครองอยู่ เพราะฉะนั้นจึงทำให้บุคคลทั่วไปไม่นิยมในการทดลองทำเครื่องส่งโทรทัศน จึงทำให้อุปกรณ์ที่ใช้มีน้อยมาก โดยทั่วไปแล้วอุปกรณ์จะถูกส่งเข้ามาเฉพาะอุปกรณ์ตัวนั้นโดยบริษัทผู้แทนจำหน่าย สำหรับอุปกรณ์ที่มีขายทั่วไปจะมีคุณภาพที่ต่ำทำให้มีปัญหาเวลาใช้งาน

นอกจากปัญหาเรื่องอุปกรณ์แล้วปัญหาที่พบก็คือ ความถี่ที่ใช้จะเป็นความถี่สูง และใช้ Band Wide กว้าง จึงทำให้เกิดปัญหาในวงจรขยาย ในการทดลองโดยการป้อนสัญญาณ RF เข้าไปทำการปรับแต่งเมื่อสมบูรณ์แล้วได้ Power ประมาณ 50 Watt แต่เมื่อทำการ Modulator สัญญาณภาพและเสียงซึ่งมี Band Wide ประมาณ 7MHZ เข้าไปทำให้ Power ของเครื่องส่งลดลงประมาณครึ่งหนึ่ง

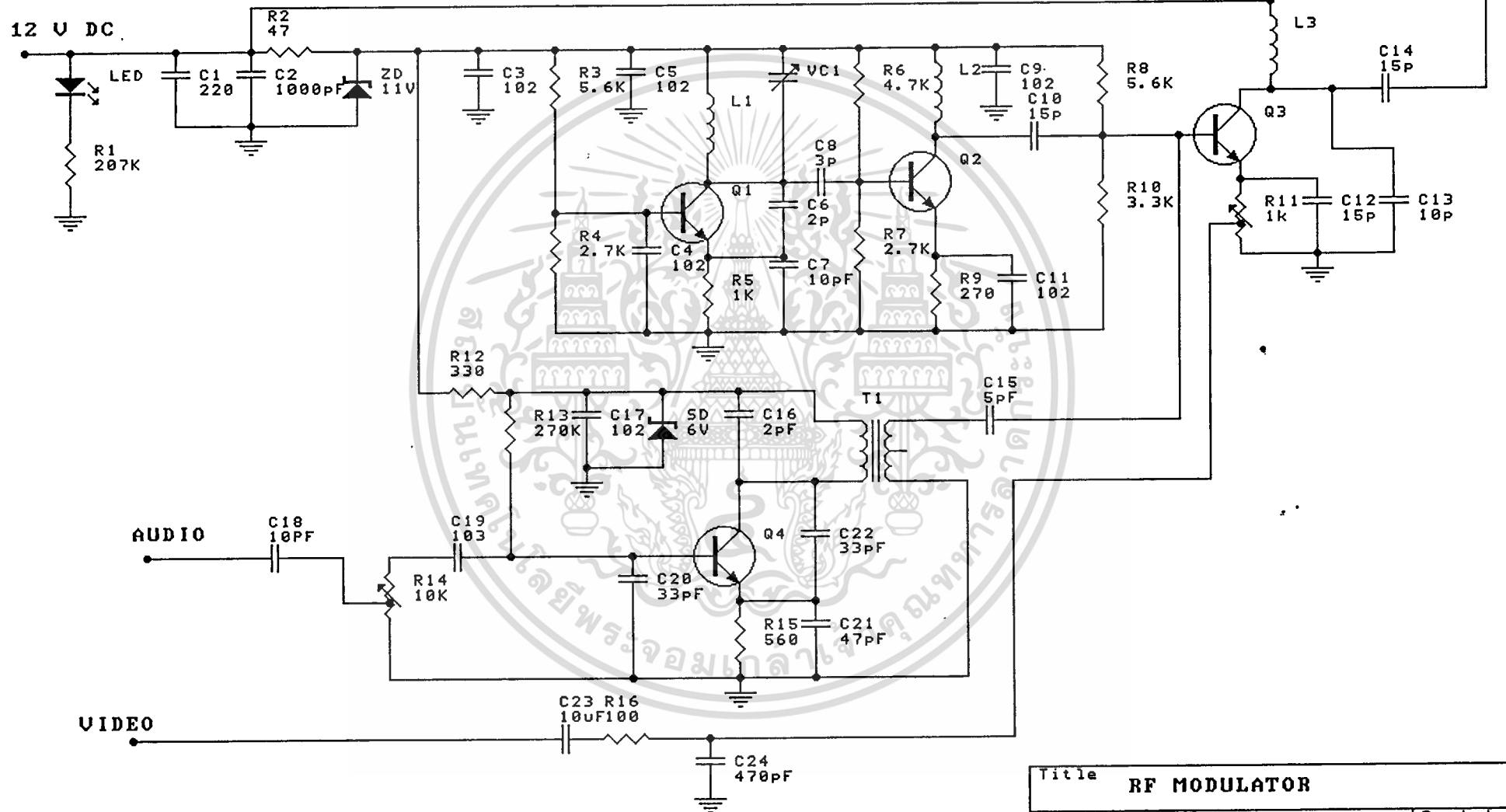




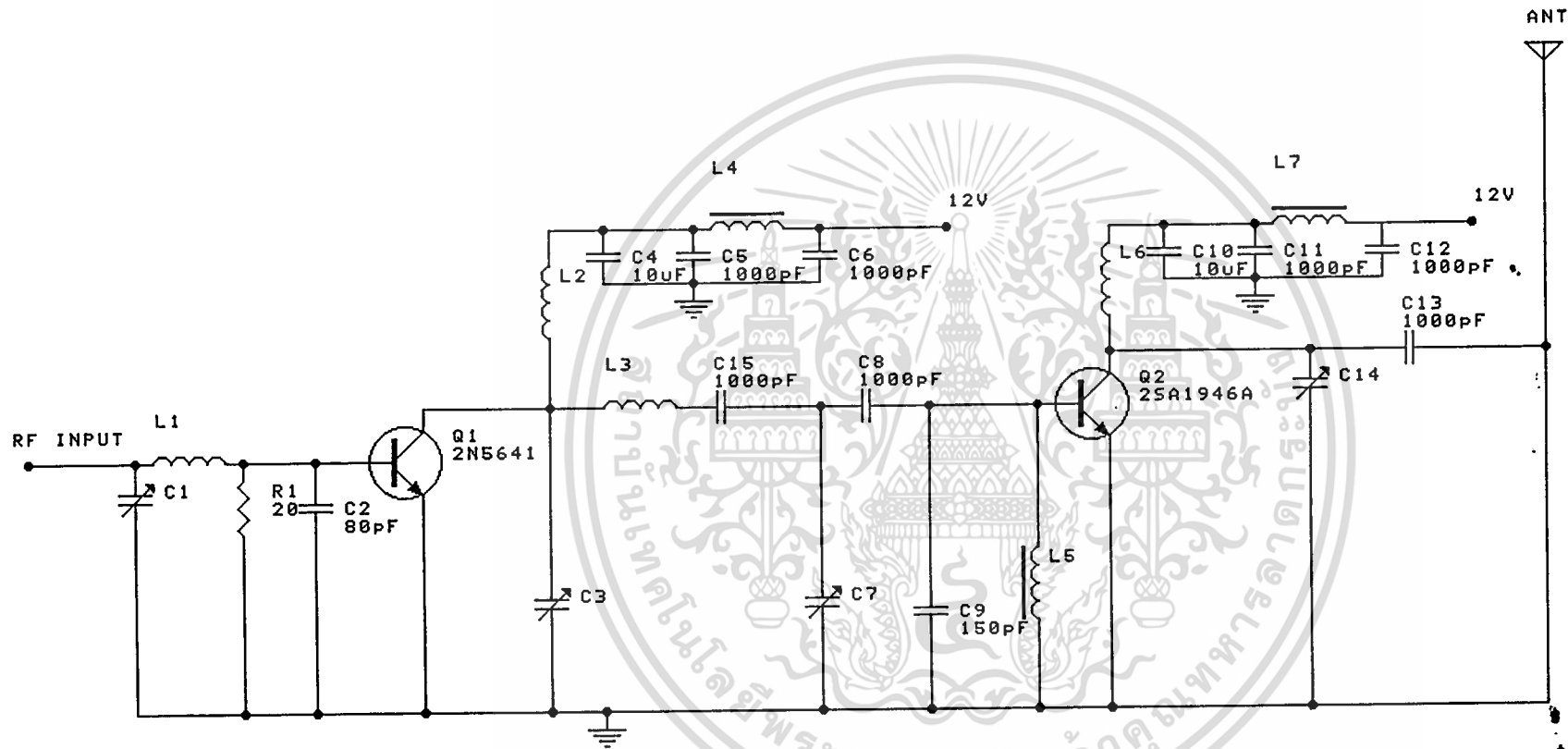
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



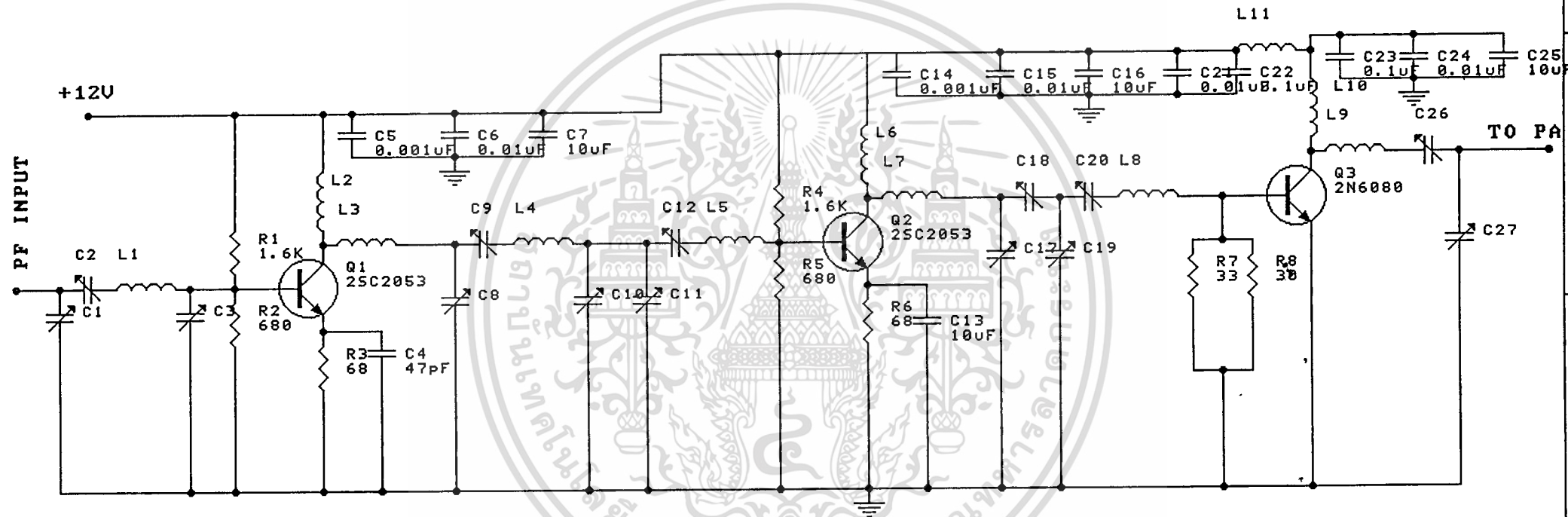
VHF TV TRANSMITTER BLOCK DIAGRAM



Title RF MODULATOR		
Size A4	Number	Revision
Date: 19-NOV 1996	Sheet of	
File: A:\LEK/1	Drawn By: YUTHANA	



Title RF POWER AMP CIRCUIT		
Size A4	Number	Revision
Date: 19-NOV 1996	Sheet of	
File: A:\PROJ2\1	Drawn By: YUTTHANA	



Title RF PREAMP CIRCUIT		
Size A4	Number	Revision
Date: 19-NOV 1996	Sheet of	
File: A:\PROJ1\1	Drawn By:	

สัญญาณ RF จาก MODULATOR

Thu Nov 7 16:59:51 1996

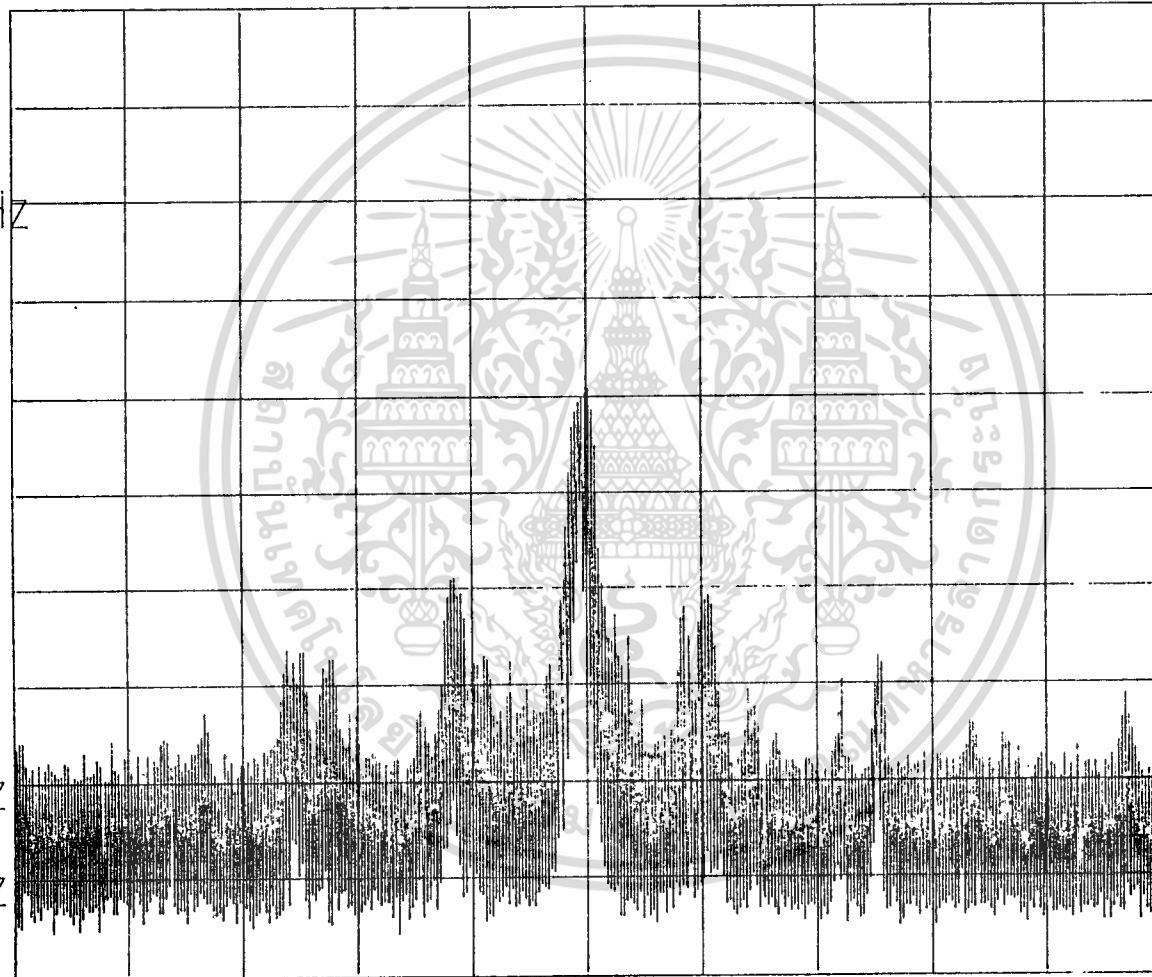
REF 0.0 dBm
10dB/

ATT 10 dB

A_write B_blank

START
155.00 MHz

RBW
300 kHz
VBW
300 kHz
SWP
50 ms



START 155.00 MHz

STOP 205.00 MHz

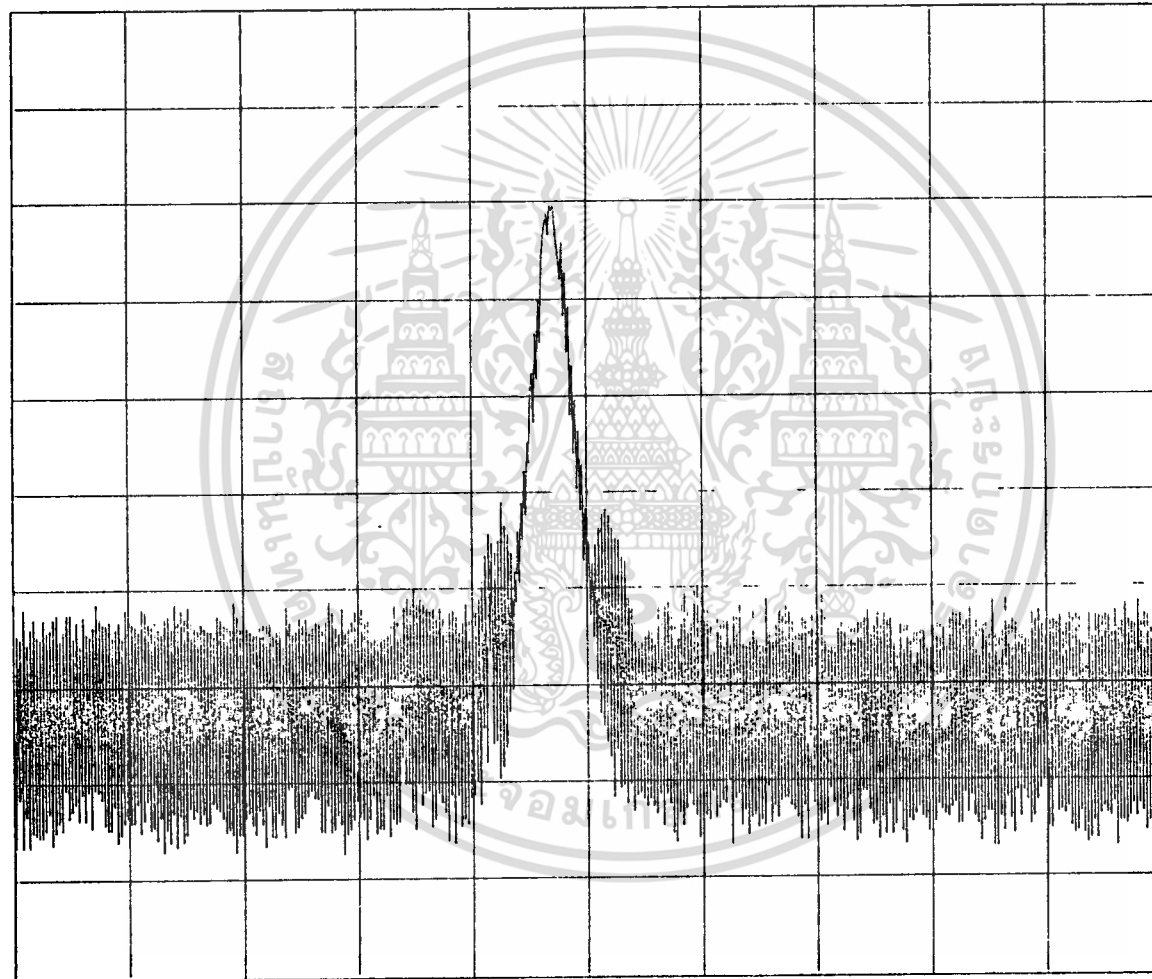
สัญญาณ RF จาก OUTPUT

REF 10.0 dBm
10dB/

ATT 30 dB

Thu Nov 7 16:51:34 1996
A_write B_blank

RBW
1 MHz
VBW
1 MHz
SWP
50 ms



CENTER 183.0 MHz

SPAN 100.0 MHz

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

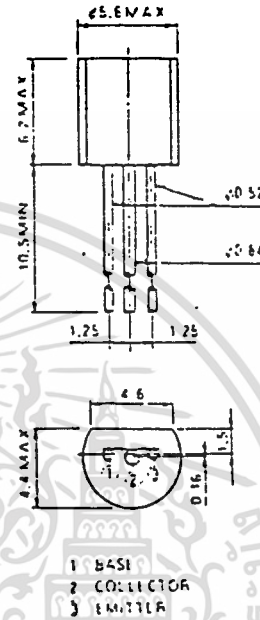
- High power gain: $G_{pe} \geq 15.7\text{dB}$
@ $V_{cc} = 13.5\text{V}$, $P_o = 150\text{mW}$, $f = 175\text{MHz}$
- Emitter ballasted construction, gold metallization for high reliability and good performances.
- TO-92 similar package is convenient for mounting.

APPLICATION

Driver amplifiers in general 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_{CB0}	Collector to base voltage		40	V
V_{EB0}	Emitter to base voltage		4	V
V_{CE0}	Collector to emitter voltage	$R_{BE} = \infty$	17	V
I_C	Collector current		0.3	A
P_C	Collector dissipation	$T_B = 25^\circ\text{C}$	0.6	W
T_j	Junction temperature		+135	$^\circ\text{C}$
T_{stg}	Storage temperature		-55 ~ +135	$^\circ\text{C}$
$R_{th-\theta}$	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		%

* Note: $P_{in} = 1\text{mW}$, $P_o = 150\text{mW}$, duty = 5%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับข้อมูลใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

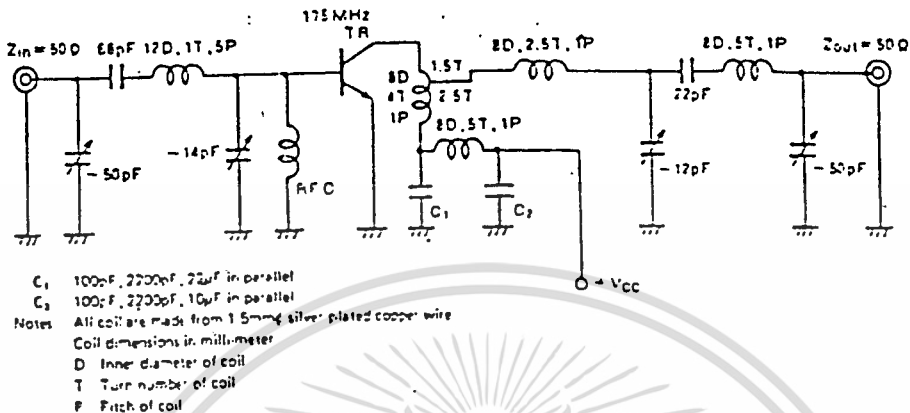
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



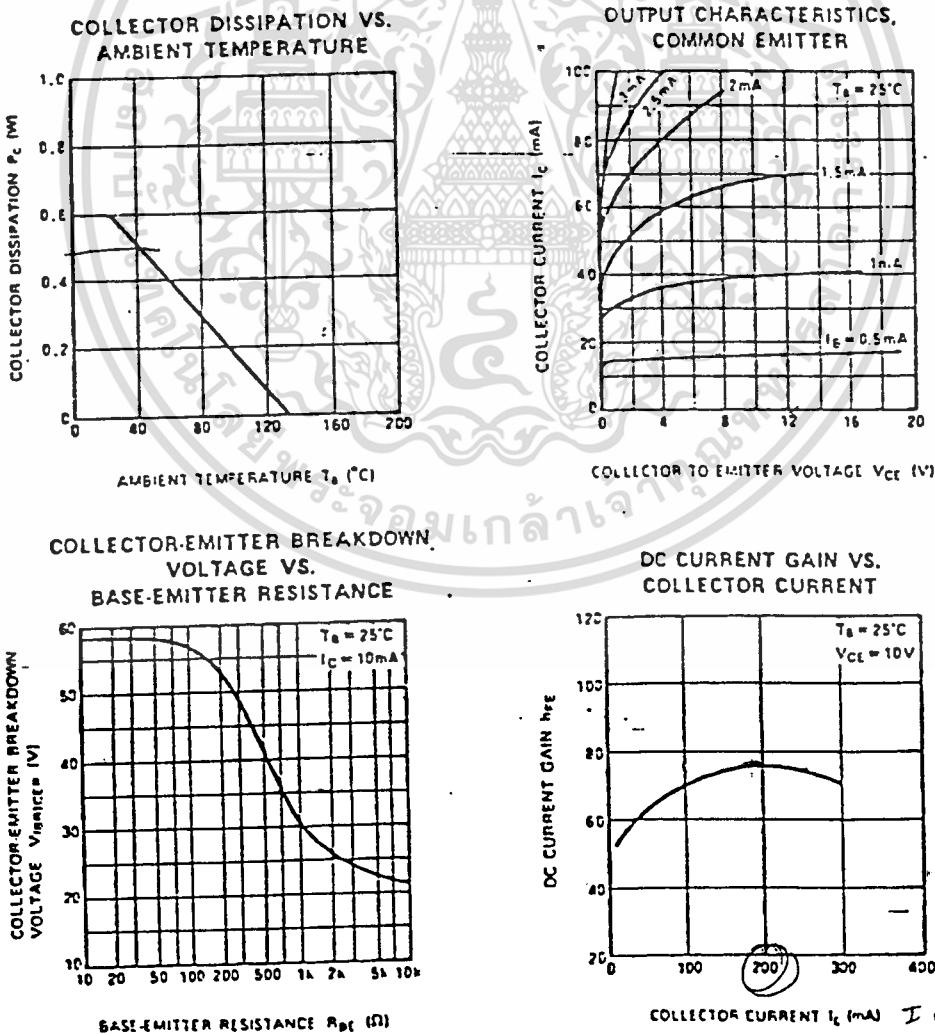
MITSUBISHI RF POWER TRANSISTOR
2SC2053

NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

TEST CIRCUIT



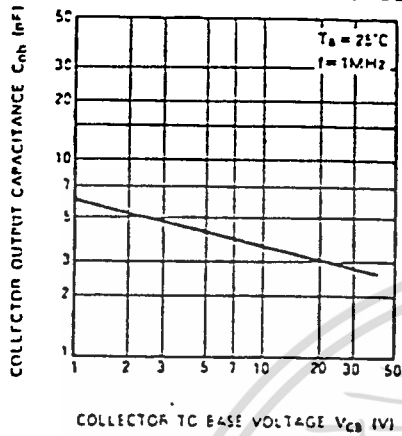
TYPICAL PERFORMANCE DATA



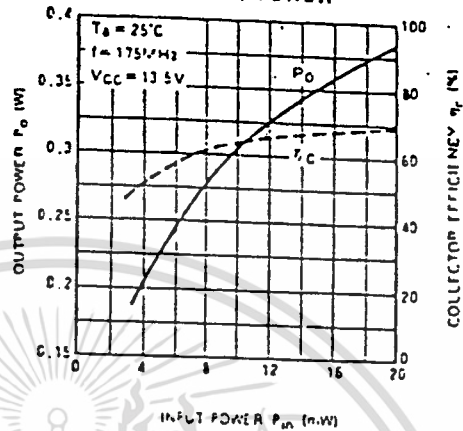
MITSUBISHI RF POWER TRANSISTOR 2SC2053

NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

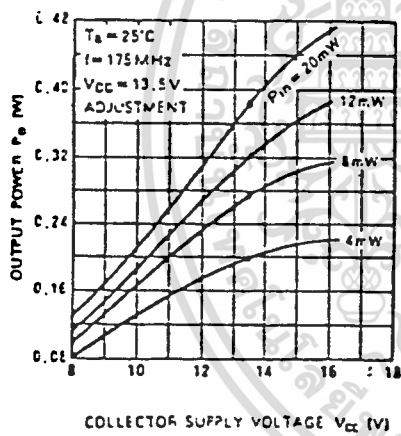
COLLECTOR OUTPUT CAPACITANCE VS.
COLLECTOR TO BASE VOLTAGE



OUTPUT POWER,
COLLECTOR EFFICIENCY
VS. INPUT POWER



OUTPUT POWER VS. COLLECTOR
SUPPLY VOLTAGE



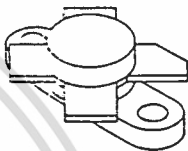
The RF Line
NPN Silicon
power Transistors

...designed for 12.5 volt large-signal power amplifiers in commercial and industrial equipment.

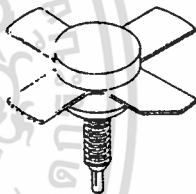
- High Common Emitter Power Gain
- Specified 12.5 V, 175 MHz Performance
 - Output Power = 30 Watts
 - Power Gain = 10 dB
 - Efficiency = 60%
- Diffused Emitter Resistor Ballasting
- Characterized to 220 MHz
- Load Mismatch at High Line and Overdrive Conditions

MRF1946
MRF1946A

30 W, 136–220 MHz
RF POWER
TRANSISTORS
NPN SILICON



CASE 211-07, STYLE 1
MRF1946



CASE 145A-09, STYLE 1
MRF1946A

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector–Emitter Voltage	V_{CEO}	16	Vdc
Collector–Base Voltage	V_{CBO}	36	Vdc
Emitter–Base Voltage	V_{EBO}	4.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	8.0	Adc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	100 0.57	Watts W/ $^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	–65 to +150	$^\circ\text{C}$
Junction Temperature	T_J	200	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.75	$^\circ\text{C/W}$

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector–Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 25\text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	$V_{(BR)CEO}$	16	—	—	Vdc
Collector–Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 25\text{ mAdc}$, $V_{BE} = 0$)	$V_{(BR)CES}$	36	—	—	Vdc
Emitter–Base Breakdown Voltage ($I_E = 5.0\text{ mAdc}$, $I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	4.0	—	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 15\text{ Vdc}$, $V_{BE} = 0$, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_{CES}	—	—	5.0	mAdc

ON CHARACTERISTICS

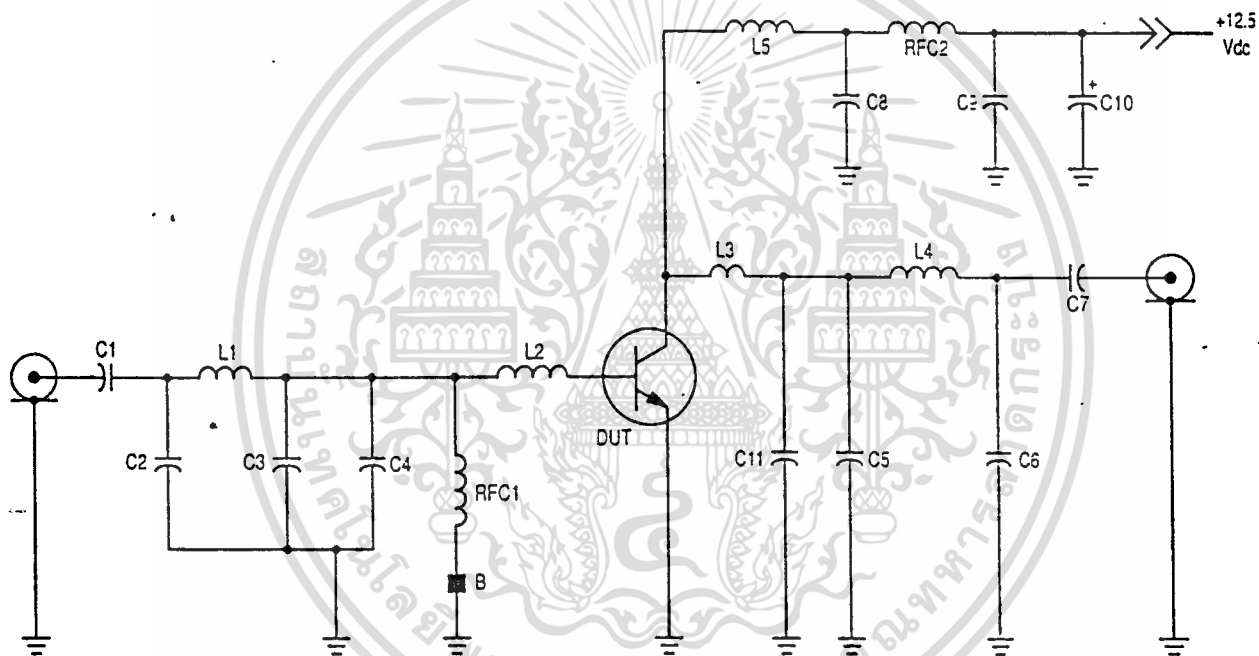
DC Current Gain ($I_C = 1.0\text{ Adc}$, $V_{CE} = 5.0\text{ Vdc}$)	h_{FE}	40	75	150	—
---	----------	----	----	-----	---

(continued)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Output Capacitance (V _{CB} = 15 Vdc, I _E = 0, f = 1.0 MHz)	C _{ob}	—	75	100	pF
FUNCTIONAL TESTS					
Common-Emitter Amplifier Power Gain (V _{CC} = 12.5 Vdc, P _{out} = 30 W, f = 175 MHz)	G _{pe}	10	11	—	dB
Collector Efficiency (V _{CC} = 12.5 Vdc, P _{out} = 30 W, f = 175 MHz)	η	60	70	—	%
Load Mismatch (V _{CC} = 15.5 Vdc, P _{in} = 2.0 dB Overdrive, Load VSWR = 30:1)	ψ	No Degradation in Power Output			



- C1 — 56 pF Mini-Unelco, 3HS0006-56
C2 — 47 pF Mini-Unelco, 3HS0006-47
C3, C4 — 180 pF Chip Cap, ATC 100B181JC500
C5 — 150 pF Unelco, J101-150
C6 — 39 pF Mini-Unelco, 3HS0006-39
C7, C8 — 1000 pF Chip Cap, ATC 100B102JC50
C9 — 0.1 μF Ceramic Capacitor
C10 — 10 μF, 25 V Electrolytic Capacitor
C11 — 56 pF Mini-Unelco, 3HS0006-56
- L1 — 2 Turns #18 AWG, 0.125" ID
L2, L3 — Circuit Board and Mounting Pad Inductance
L4 — 3 Turns #18 AWG, 0.125" ID
L5 — 6 Turns #16 Enameled, 0.253" ID
RFC1 — 0.15 μH Molded Choke w. Ferrite Bead
RFC2 — Ferrite Choke, Fair Rite VK200-4B
Board Material — 1/32, Glass Teflon, 1 oz. Cu Plating
Bead — Ferroxcube

Figure 1. Broadband Test Circuit Schematic

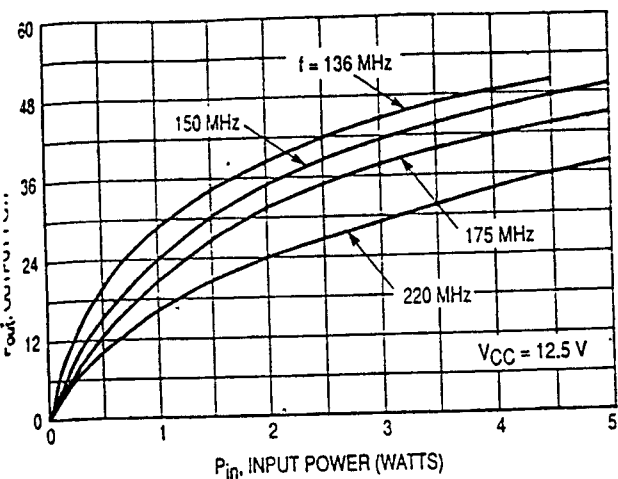


Figure 2. Output Power versus Input Power

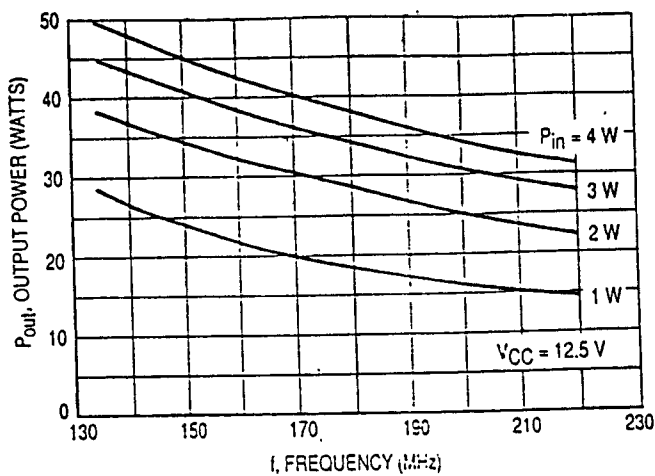


Figure 3. Output Power versus Frequency

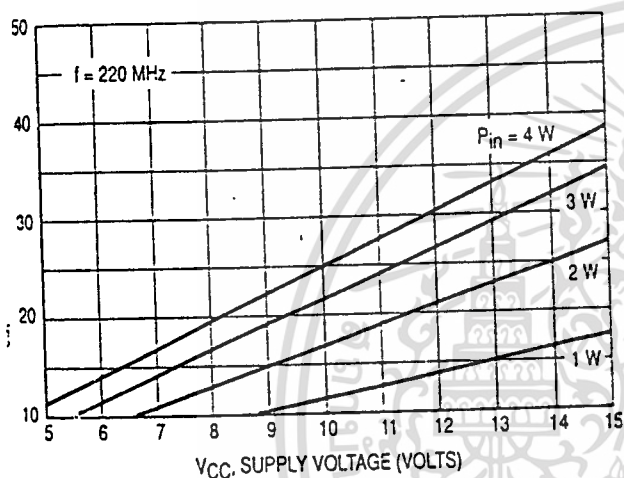


Figure 4. Output Power versus Supply Voltage

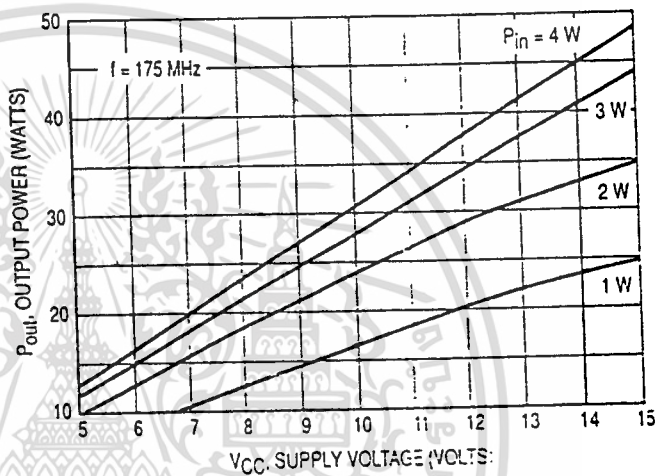


Figure 5. Output Power versus Supply Voltage

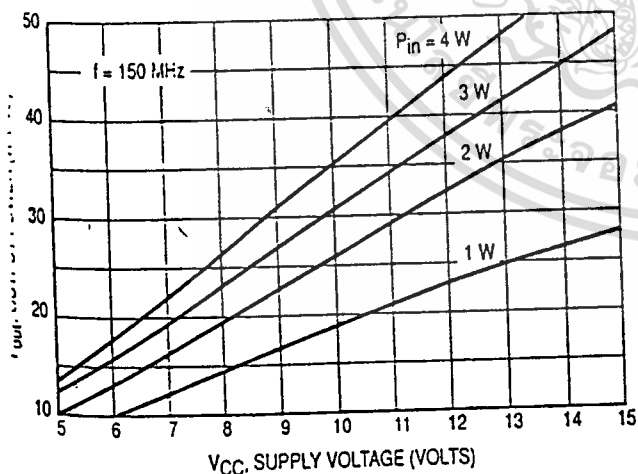


Figure 6. Output Power versus Supply Voltage

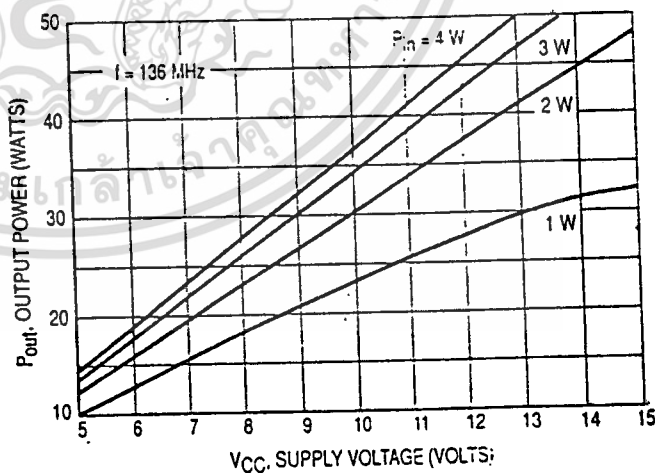


Figure 7. Output Power versus Supply Voltage

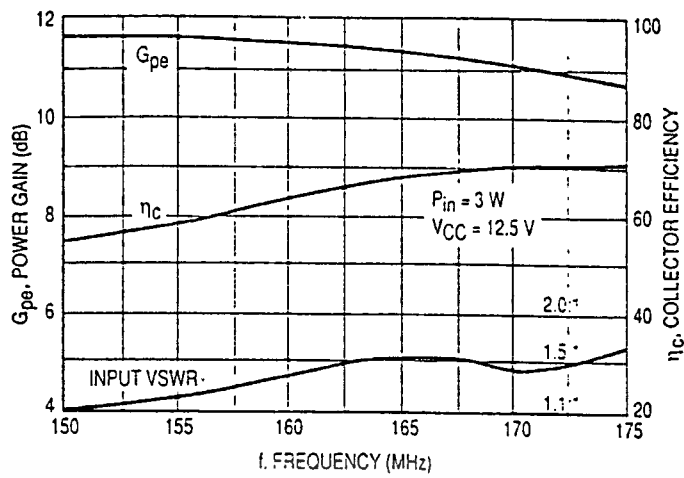
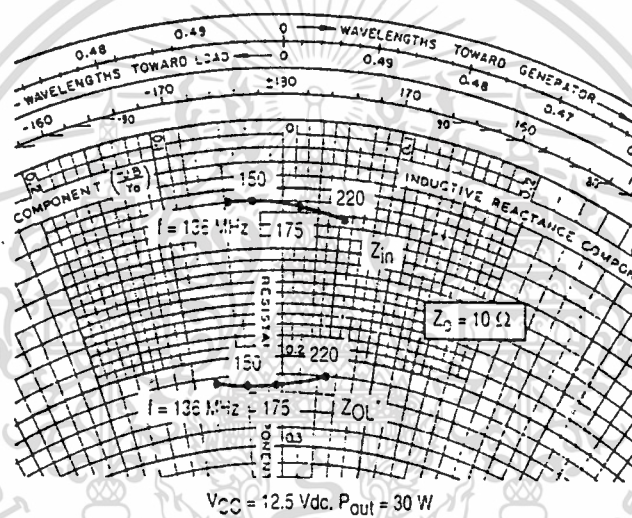


Figure 8. Typical Performance in a Broadband Circuit



f MHz	Z_{in} Ohms	Z_{OL}^* Ohms
136	$0.60 - j0.48$	$2.22 - j0.74$
150	$0.63 - j0.26$	$2.30 - j0.40$
175	$0.62 - j0.13$	$2.35 - j0.04$
220	$0.73 - j0.57$	$2.20 - j0.43$

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

Figure 9. Series Equivalent Input and Output Impedance

2N6080

The RF Line

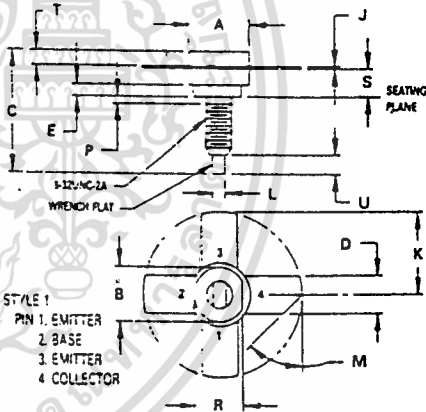
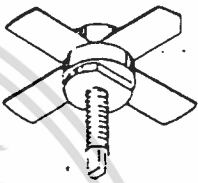
NPN SILICON RF POWER TRANSISTOR

... 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



- NOTES
- DIMENSIONS AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 - CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.40	9.78	0.370	0.385
B	8.13	8.38	0.320	0.330
C	17.02	20.07	0.670	0.790
D	5.45	5.97	0.215	0.235
E	1.78	—	0.070	—
J	6.08	6.18	0.003	0.007
K	12.45	—	0.490	—
L	1.42	1.78	0.055	0.070
M	45° NOM	45° NOM	—	—
P	—	1.27	—	0.050
R	7.59	7.80	0.299	0.307
S	4.01	4.52	0.158	0.178
T	2.11	2.54	0.083	0.100
U	2.43	3.35	0.098	0.132

CASE 145A-09

*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	18	Vdc
Collector-Base Voltage	V _{CB0}	36	Vdc
Emitter-Base Voltage	V _{EB0}	4.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I _C	1.0	Adc
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.

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

*Indicates JEDEC Registered Data.

FIGURE 1 — 175 MHz TEST CIRCUIT

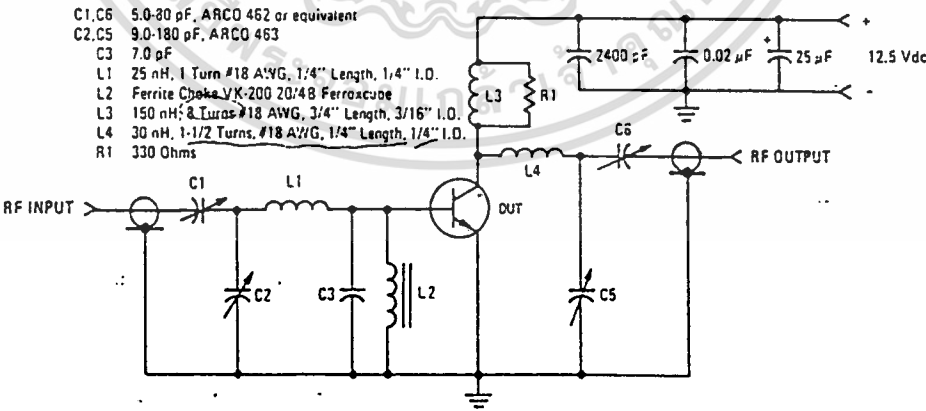


FIGURE 2 – OUTPUT POWER versus INPUT POWER

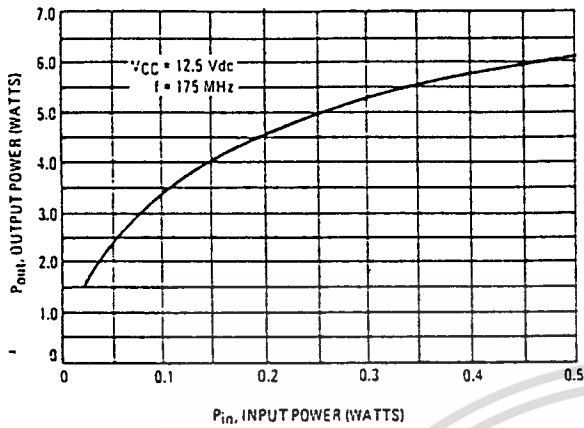


FIGURE 3 – OUTPUT POWER versus FREQUENCY

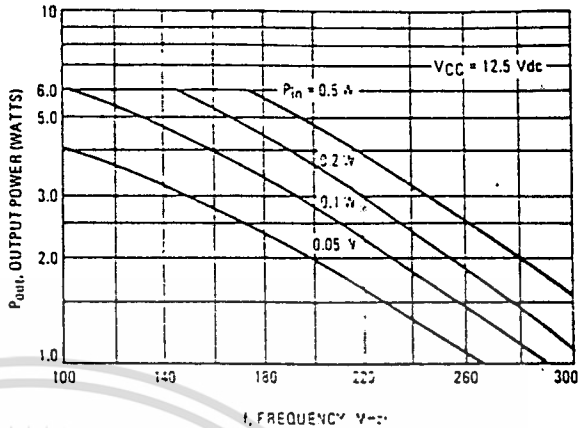


FIGURE 4 – OUTPUT POWER versus SUPPLY VOLTAGE

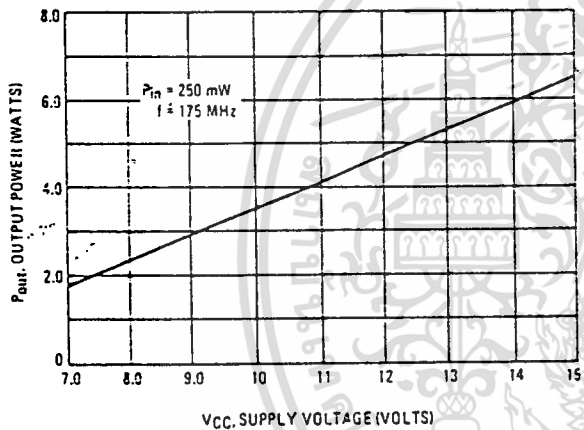
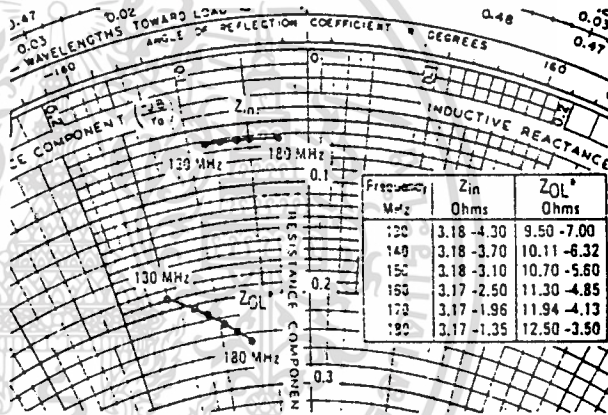


FIGURE 5 – SERIES EQUIVALENT IMPEDANCE



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

The RF Line

NPN SILICON RF POWER TRANSISTOR

... designed primarily for wideband large-signal amplifier stages in the 125-175 MHz frequency range.

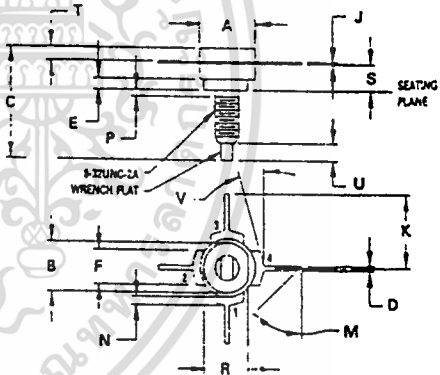
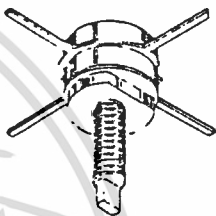
- Specified 28 Volt, 175 MHz Characteristics —
Output Power = 7.0 Watts
Minimum Gain = 8.4 dB
Efficiency = 60%
- Characterized from 125 to 175 MHz
- Includes Series Equivalent Impedances

2N5641

7.0 W — 175 MHz

RF POWER
TRANSISTOR

NPN SILICON



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

- NOTES:
- DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 - CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.40	9.78	0.370	0.385
B	8.13	8.38	0.320	0.330
C	17.02	20.07	0.670	0.790
D	0.64	0.89	0.025	0.035
E	1.78	—	0.070	—
F	5.46	5.97	0.215	0.235
J	0.08	0.18	0.003	0.007
K	12.45	—	0.490	—
M	45° NOM	—	45° NOM	—
N	1.27	1.52	0.050	0.060
P	—	1.27	—	0.050
R	7.58	7.88	0.299	0.307
S	4.01	4.52	0.158	0.178
T	2.11	2.54	0.083	0.100
U	2.49	3.35	0.098	0.132
V	10°	20°	10°	20°

CASE 144B-05

*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	35	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	65	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	4.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	1.0	Adc
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	15 86	Watts mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +200	$^\circ\text{C}$

*Indicates JEDEC Registered Data.

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (Note 1) (I _C = 200 mAdc, I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	35	—	—	Vdc
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 200 mAdc, V _{BE} = 0)	V _{(BR)CES}	65	—	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 5.0 mAdc, I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	4.0	—	—	Vdc
Collector Cutoff Current (V _{CB} = 30 Vdc, I _E = 0)	I _{CBO}	—	—	1.0	mAdc
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain (I _C = 100 mAdc, V _{CE} = 5.0 Vdc)	h _{FE}	5.0	—	—	—
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Output Capacitance (V _{CB} = 30 Vdc, I _E = 0, f = 0.1 to 1.0 MHz)	C _{ob}	—	8.5	15	pF
FUNCTIONAL TEST					
Common-Emitter Amplifier Power Gain (Figure 1) (P _{out} = 7.0 Watts, V _{CE} = 28 Vdc, f = 175 MHz)	G _{pE}	8.4	12.5	—	dB
Collector Efficiency (Figure 1) (P _{out} = 7.0 Watts, V _{CE} = 28 Vdc, f = 175 MHz)	η	60	—	—	%

Note 1: Pulsed through 25 mH inductor.
*Indicates JEDEC Registered Data.

FIGURE 1 — 175 MHz TEST CIRCUIT SCHEMATIC

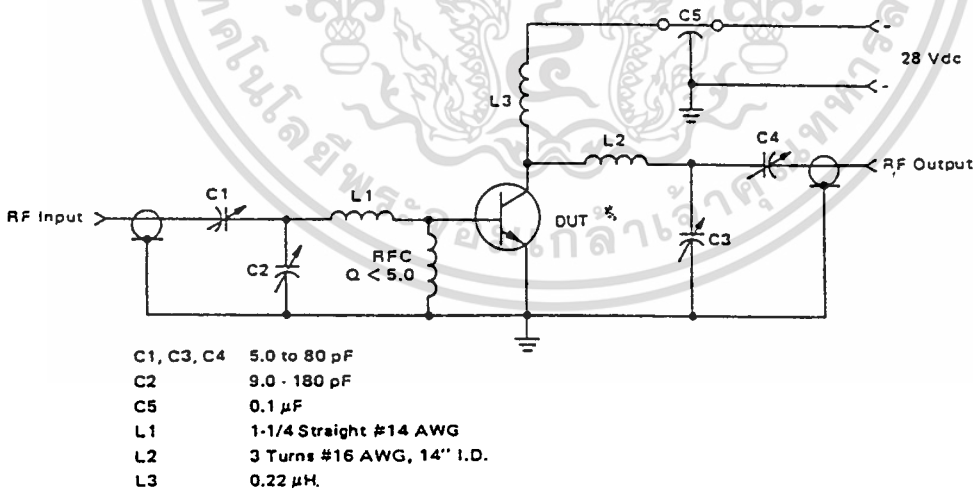


FIGURE 2 – OUTPUT POWER versus FREQUENCY

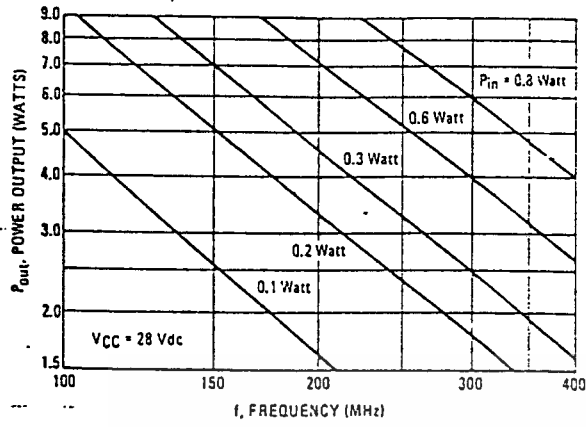


FIGURE 3 – OUTPUT POWER versus FREQUENCY

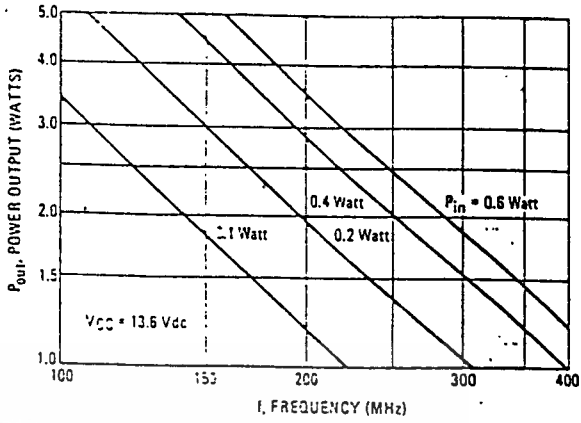
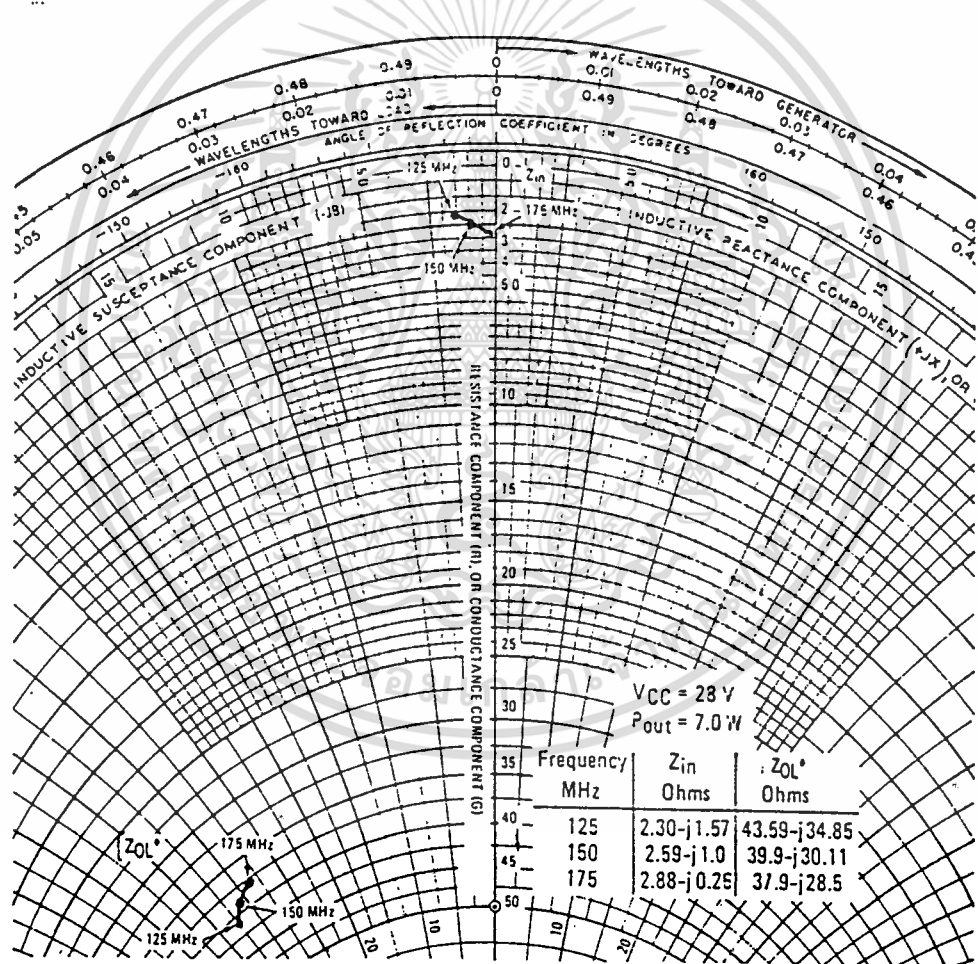


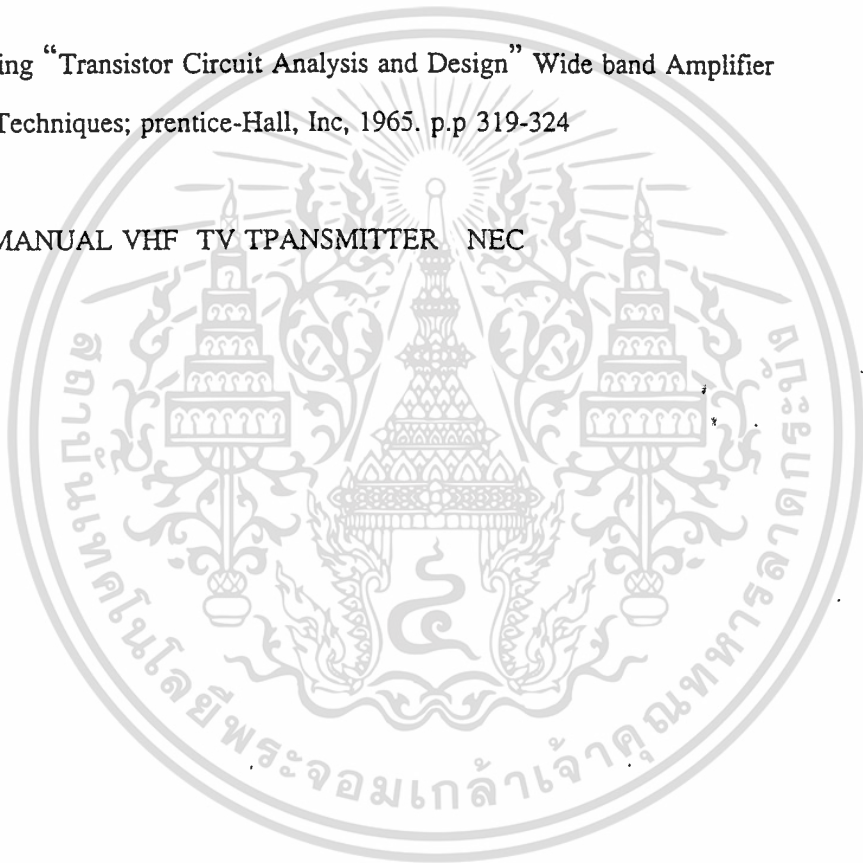
FIGURE 4 – SERIES EQUIVALENT IMPEDANCE



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

เอกสารอ้างอิง

1. การออกแบบวงจรทางโทรคมนาคม ผศ. ถวิล พึ่งมา ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2. ความรู้เบื้องต้นวิทยุกระจายเสียงและวิทยุโทรทัศน์ สำนักวิศวกรรม องค์การสื่อสารมวลชนแห่งประเทศไทย พิมพ์ครั้งที่ 2 พ.ศ. 2537
3. John J. Coming "Transistor Circuit Analysis and Design" Wide band Amplifier Compensation Techniques; prentice-Hall, Inc, 1965. p.p 319-324
3. SERVICE MANUAL VHF TV TPANSMITTER NEC



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้