



ภาควิชาวิศวกรรมศาสตร์วิศวกรรม
คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองปริญญาโท

ชื่อหัวข้อ เครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์

Noise Attenuator for Television Signal

ชื่อนักศึกษา 1. นายชานูวัฒน์ รอดทวี รหัสประจำตัว 47035308
2. นายสันติพงษ์ คงแก้ว รหัสประจำตัว 47035328
3. นายสุนทรณ์ สุขศรีเพ็ง รหัสประจำตัว 47035334

หลักสูตร ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม
อาจารย์ที่ปรึกษา อ.สมชาย หมั่นสายญาติ
อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม ผศ.สุรสิทธิ์ รัตวี

คณะกรรมการสอบปริญญาโท	ลายมือชื่อ
1. ผศ.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์	
2. อ.สมชาย หมั่นสายญาติ	
3. อ.ปิยะ ศุภราสุวัฒน์	
4. อ.พิชญ์สินี มะโน	
5. อ.ไพบุลย์ พวงวงศ์ตระกูล	

วัน/เดือน/ปีที่สอบ วันพุธที่ 10 เดือนพฤษภาคม พ.ศ. 2549 เวลา 10.00 น.

สถานที่สอบ ห้อง ค.310 คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สจล.

ภาควิชารับรองแล้ว

ลงนาม.....

(ผศ.สุรสิทธิ์ รัตวี)

หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมศาสตร์วิศวกรรม
วันที่.....1.....เดือน.....พ.ค.....พ.ศ. 2549



<BT482502>

เครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ปริญญาบัตร

เครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์

NOISE ATTENUATOR FOR TELEVISION SIGNAL



ธำภูวัฒน์ รอดทวี
สันติพงษ์ คงแก้ว
สุนทรวัฒน์ สุขศรีเพ็ญ

เลขานุ.....
เลขทะเบียน..... 66729
วัน,เดือน,ปี..... 8... 11... 2549

b..... 11660999
i.....

ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรครุศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาบัตร

เรื่อง เครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์

Noise Attenuator for Television Signal

วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาวงจรถายสัญญาณ ในย่านความถี่สูง VHF, UHF และวงจรถดสัญญาณมัลติพาท
2. เพื่อออกแบบวงจรถายสัญญาณ ในย่านความถี่สูง VHF, UHF และวงจรถดสัญญาณมัลติพาท
3. เพื่อสร้างเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์
4. เพื่อทดสอบการใช้งานของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์
5. เพื่อนำเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์ไปใช้งานจริง

ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ได้ความรู้เกี่ยวกับวงจรถายสัญญาณ ในย่านความถี่สูง VHF, UHF และวงจรถดสัญญาณมัลติพาท
2. ได้วงจรถายสัญญาณ ในย่านความถี่สูง VHF, UHF และวงจรถดสัญญาณมัลติพาท
3. ได้วงจรและโครงสร้างของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์
4. ได้ทราบผลการทดสอบการใช้งานของวงจรถดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์เพื่อนำไปปรับปรุงแก้ไขต่อไป
5. สามารถนำเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์ไปใช้งานได้จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อหัวเรื่อง	เครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์
นักศึกษา	นายธนาวัฒน์ รอดทวี
	นายสันติพงษ์ คงแก้ว
	นายสุนทรณ์ สุขศรีเพ็ง
อาจารย์ที่ปรึกษา	ดร. สมชาย หมิ่นสายญาติ
อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สุรสิทธิ์ ราชตรี
หลักสูตร	ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
ปีการศึกษา	2548

บทคัดย่อ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการสร้างเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์ เพื่อลดสัญญาณรบกวนต่างๆ ที่มากับสัญญาณคลื่นความถี่โทรทัศน์และลดสัญญาณมัลติพาลต่างๆ สามารถนำไปใช้งานในระบบโทรทัศน์ระบบ MATV และ CATV ได้ การออกแบบวงจรให้มีอัตราขยายที่สูง เพื่อที่จะนำไปใช้ในทุกพื้นที่ที่มีระดับสัญญาณไม่แรงพอและในพื้นที่ที่มีการสะท้อนของคลื่นสัญญาณความถี่โทรทัศน์ โดยในโครงการนี้จะทำการออกแบบวงจรขยายความถี่สูง ย่านความถี่คลื่นโทรทัศน์ VHF, UHF และวงจรกรองความถี่รบกวน เช่น สัญญาณรบกวนอาร์เอฟ สัญญาณรบกวนที่ทำให้เกิดภาพซ้อน จากนั้นจะได้ทำการสร้างและทดสอบเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์และสามารถนำไปใช้งานจริงได้ การทดลองกับเครื่องสเปกตรัมอนาล็อกเซอร์ตามความถี่ของแต่ละช่อง เช่น ช่อง 9 มีความถี่ $f_c = 205 \text{ MHz}$ มีอัตราขยายสัญญาณ 20 dBm และเมื่อเปรียบเทียบกับก่อนใช้งานมีอัตราความแรงของสัญญาณเท่ากับ -45.31 dBm และเมื่อนำเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์มาใช้งานจะมีอัตราความแรงของสัญญาณเท่ากับ -34.61 dBm ทำให้ภาพของเครื่องรับโทรทัศน์มีความชัดเจนมากขึ้น

II

Thesis Title	Noise Attenuator for Television Signal
Students	Mr. Thanuwat Rodtawee Mr. Santiphong Khongkaeo Mr. Suntorn Suksripang
Advisor	Dr. Somchai Maunsaiyat
Co-Advisor	Assistant Professor Dr. Surasit Ratreer
Education Level	Bachelor of Science in Industrial Education
Program in	Telecommunication Engineering
Academic Year	2005

ABSTRACT

The thesis presents construction of noise attenuator for television signal which noise attenuation for signal with television frequency signal and multipass attenuator signal auxiliary verb to be serviceable in practice television system MATV and CATV. The design power gains which area low power signal and in work area to have multipass thing television frequency signal. This project design power gain circuit range frequency wave television VHF, UHF and noise filters circuit consists of RF noise, multipass noise that to build and auxiliary verb to be serviceable. The result to experiment spectrum analyzer hinges television frequency signal. Such channel 9 to have $f_c = 205 \text{ MHz}$ gain signal 20 dBm . When to be comparable to before serviceability have gain signal to be equal -45.31 dBm and after serviceability gain signal -34.61 dBm and when conduct noise attenuator for television signal serviceable with television to bring about a reproduction as distinct to augments.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี เนื่องมาจากความร่วมมือร่วมใจของสมาชิกภายในกลุ่มทุกท่าน คณะผู้จัดทำขอขอบคุณ ดร.สมชาย หมีนสายญาติ, ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุรสิทธิ์ รัตติ และอาจารย์ประเสริฐ เคนพันคำ

อาจารย์ประจำภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรมทุกท่านเป็นอย่างมากที่ได้กรุณาให้คำปรึกษาและให้คำแนะนำในการแก้ไขปัญหาต่างๆ ตลอดจนถึงข้อมูลและอุปกรณ์ที่เป็นประโยชน์ต่อการทดลองโครงการและในการจัดทำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ขอขอบคุณห้องสมุดคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม ห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ และสำนักหอสมุดกลาง ที่ช่วยอำนวยความสะดวกและเอื้อเฟื้อสถานที่ในการค้นคว้าข้อมูล

ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และผู้มีพระคุณที่ได้ให้การสนับสนุนทุกสิ่งทุกอย่างทางด้านการศึกษาและเป็นผู้ให้กำลังใจด้วยดีตลอดมา ตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน และสุดท้ายต้องขอขอบคุณ พี่ๆ เพื่อนๆ และน้องๆ ที่คอยช่วยเหลือและเป็นกำลังใจให้เสมอมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญรูป	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความจำเป็นและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 จุดมุ่งหมายของโครงการ	1
1.3 สมมุติฐานของการจัดทำโครงการ	1
1.4 ขีดความสามารถของโครงการ	2
1.5 ขั้นตอนการทำโครงการ	2
1.6 เนื้อหาโดยสังเขป	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 กล่าวนำ	3
2.1.1 โทรทัศน์ระบบ NTSC	4
2.1.2 โทรทัศน์ระบบ PAL	5
2.1.3 โทรทัศน์ระบบ SECAM	7
2.2 การแข่งความถี่	7
2.3 ปัญหาการเกิดสัญญาณรบกวน	11
2.3.1 สัญญาณรบกวนจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า	12
2.3.2 คำจำกัดความ	13
2.3.3 ทางเดินของสัญญาณรบกวน	14
2.4 พื้นฐานเกี่ยวกับการรับสัญญาณรบกวน	15
2.4.1 ระดับสัญญาณที่เครื่องรับโทรทัศน์และวิทยุเอฟเอ็มต้องการ	15
2.4.2 สัญญาณรบกวนชนิดต่างๆ	15
2.4.3 ระดับของสัญญาณรบกวนและคุณภาพของภาพที่รับได้	19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
2.5 การออกแบบวงจรรองความถี่	20
2.5.1 วงจรรองความถี่แบบพาสซีฟที่ใช้กับวงจรทางโทรคมนาคมที่กระแสสูง	20
2.5.2 การออกแบบวงจรรองความถี่กลาง	25
2.6 การออกแบบวงจรที่ให้ความถี่สูง	26
2.6.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรความถี่สูง	26
2.6.2 วงจรเรโซแนนซ์	36
2.6.3 ผลของวงจรเรโซแนนซ์เมื่อต่อโหลดและไม่ต่อโหลด	39
2.6.4 การทรานส์ฟอร์มมิมพีแดนซ์และการคัปปลิง	40
2.6.5 วงจรอินดักทีฟคัปปลิง	42
2.6.6 วงจรแคคทีฟคัปปลิง	44
2.7 วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง	45
2.7.1 วงจรทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง	45
2.7.2 การใส่สวิตช์ขยายสัญญาณของทรานซิสเตอร์	52
2.7.3 การคำนวณหาเสถียรภาพของวงจร	55
2.7.4 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณใช้ S พารามิเตอร์	59
2.7.5 วิเคราะห์ขอบเขตของความเสถียรภาพบนกราฟสมิทชาร์ท	61
บทที่ 3 การออกแบบ การสร้าง และการคำนวณ	63
3.1 กล่าวนำ	63
3.2 ภาคจ่ายไฟ	63
3.3 ภาคขยายสัญญาณแต่ละย่านความถี่	64
3.4 ภาคกรองสัญญาณแต่ละย่านความถี่	66
3.5 ภาคขยายสัญญาณรวม	68
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	69
4.1 กล่าวนำ	69
4.2 การวัดผลการตอบสนองความถี่วงจขยายสัญญาณย่าน VHF-I.	70
4.3 การวัดผลการตอบสนองความถี่วงจขยายสัญญาณย่าน VHF-II	71
4.4 การวัดผลการตอบสนองความถี่วงจขยายสัญญาณย่าน UHF	75
4.5 ภาพที่ได้ก่อนและหลังการต่อใช้งานเครื่องวัดสัญญาณเรขาคณิต	76

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
บทที่ 5 บทสรุป	78
5.1 บทสรุป	78
5.2 ปัญหาและวิธีการแก้ไข	78
5.3 แนวทางการพัฒนา	79
บรรณานุกรม	80
ภาคผนวก ก เครื่องต้นแบบ	81
ภาคผนวก ข วงจรและแผ่นวงจรพิมพ์	85
ภาคผนวก ค รายการอุปกรณ์	90
ภาคผนวก ง รายละเอียดและคุณสมบัติของอุปกรณ์	96
ภาคผนวก จ คู่มือการใช้งาน	111
ประวัติผู้แต่ง	115

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 รายละเอียดสำคัญของโทรศัพท์ระบบต่าง ๆ	3
2.2 สัญญาณโครมมิตีและการมอดูเลตกับพาหะย่อยของโทรศัพท์ระบบต่างๆ	3
2.3 การแบ่งช่องความถี่โทรศัพท์มาตรฐาน Japan Standard	8
2.4 การแบ่งช่องความถี่โทรศัพท์มาตรฐาน E European Standard (CCITT-R)	9
2.5 การแบ่งช่องความถี่โทรศัพท์มาตรฐาน A American Standard (FCC)	10
2.6 ระดับสัญญาณสูงสุดและต่ำสุดที่เครื่องรับต้องการ	15
2.7 ค่า S/N ที่ทำให้สังเกตเห็นสัญญาณรบกวนในกรณีของสัญญาณรบกวนชนิดต่างๆ	20
2.8 ตัวอย่งค่าอินตักแดนซ์และคาปาซิแตนซ์ เมื่อค่า $R_s = R_l = 1\Omega$ โดยใช้ วงจรวัดเทลอร์เวิร์ท	23
2.9 ค่าของโพลีโนเมียลของวงจรรเซฟฟิเซฟ 7 ค่าแรกของ n	24
3.1 ค่าของโพลีโนเมียลของวงจรรเซฟฟิเซฟ 7 ค่าแรกของ n	66
ค.1 รายการอุปกรณ์ของภาคจ่ายไฟ	91
ค.2 รายการอุปกรณ์ของภาคขยายแต่ละย่านความถี่	91
ค.3 รายการอุปกรณ์ของภาครองความถี่แต่ละย่านความถี่	93
ค.4 รายการอุปกรณ์ของภาครองความถี่รวม	94

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 เวกเตอร์ประกอบสัญญาณ I และ Q	5
2.2 การแก้ไขเฟสของสี่มิติพลาตในระนาบ PAL	6
2.3 แผนผังการทำงานของวงจรมายในเครื่องรับวิทยุ	11
2.4 สัญญาณรวมกรวนจาก "ภายนอก"	12
2.5 ปัญหาหนักหน่วงที่กล่าวมา	12
2.6 กราฟแสดงเทคนิคในการแก้ปัญหาและค่าใช้จ่ายในการแก้ปัญหา	13
2.7 แผนผังการทำงานซึ่งแสดงทางเดินของสัญญาณรวมกรวน	14
2.8 การเดินทางของสัญญาณรวมกรวนในอุปกรณ์ซึ่งประกอบด้วยโมเด็มกระแสตรง	15
2.9 กระแสที่ไหลในอุปกรณ์ไฟฟ้าชนิดต่างๆ	16
2.10 ภาพที่เกิดทางด้านขวาของภาพที่ต้องการ	17
2.11 ลักษณะของการเกิดภาพซ้อน	18
2.12 ภาพซ้อนที่เกิดจากสัญญาณทีวีเข้าสู่เครื่องรับโดยตรง	18
2.13 ผลการตอบสนองของวงจรรองความถี่ทั้ง 4 แบบ	20
2.14 ความถี่ตอบสนองของวงจรรองความถี่ต่ำแบบใช้ L และ C อย่างละตัว โดยให้ค่า Q ต่างๆ กัน	21
2.15 ความถี่ตอบสนองของวงจรรองความถี่ต่ำแบบใช้ L และ C รวม 3 ตัว โดยให้ค่า Q ต่างๆ กัน	22
2.16 การสูญเสียของสัญญาณในวงจรรองความถี่ต่ำแบบเบสเซลโดยเปลี่ยนค่า n จาก 2 ถึง 7	24
2.17 แสดงผลการตอบสนองความถี่ของวงจรรองความถี่กลาง	26
2.18 บริเวณกระแสความถี่สูงไหลผ่านผิว	27
2.19 วงจรสมมูลของเส้นลวดที่ความถี่สูง	29
2.20 ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์และความถี่ที่พล็อตจากรูปที่ 2.19	29
2.21 กราฟความต้านทานของคาร์บอนและแกนแผ่นโลหะเทียบกับความถี่	29
2.22 วงจรสมมูลของ C	30
2.23 คุณลักษณะและผลต่างๆ ในตัวคาปาซิเตอร์	32
2.24 ความเหมาะสมในการเลือกให้คาปาซิเตอร์แบบต่างๆ ที่ความถี่ต่างๆ	33
2.25 ลักษณะเปรียบเทียบวงจรมินิแคตเตอร์	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.26 คุณสมบัติของอินดักเตอร์แบบอุดมคติและแบบจริงๆ ที่ปรากฏรีโซแนนซ์ที่ F_r	34
2.27 รูปขดลวดที่พันบนแกนแถบวงแหวน	35
2.28 คุณสมบัติของวงจรรองความถี่กลางแบบสมบูรณ์	36
2.29 ผลการตอบสนองของวงจรรองความถี่กลางที่เป็นจริง	37
2.30 วงจรรองความถี่ต่ำอย่างง่าย	37
2.31 วงจรรองความถี่กลางเมื่อนำโหลด R_L ต่อเข้าวงจร	39
2.32 วงจรเทียบเท่ารูปที่ 2.31	39
2.33 แสดงการเทียบค่าระหว่างแถบอนุกรมและแบบขนาน	40
2.34 Coupling & Matching ในเวลาเดียวกันแสดงวงจรคัปปลิงทั้งแบบ C และแบบ L	40
2.35 แสดงวงจรสมมูลของวงจรในรูปที่ 2.34	41
2.36 วงจร C คัปปลิงระหว่างวงจรเรโซแนนซ์ 2 ชุด	42
2.37 ผลตอบสนองเมื่อค่า C_c เปลี่ยนแปลงไป	42
2.38 วงจรอินดักทีฟคัปปลิง	42
2.39 ผลของการเลือกค่า L มากหรือน้อยไป	43
2.40 วงจรแอดคทีฟคัปปลิง 3 สเตจ	44
2.41 วงจรเทียบเท่าทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูงในรูปของ Hybrid π	45
2.42 วงจรทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูงจะมีค่าอินดักเตอร์	46
2.43 วงจรเทียบเท่าเมื่อใช้ผลของมิลเลอร์ในการแยก C และ R	46
2.44 แสดงวงจรเทียบเท่าทางด้านอินพุตของทรานซิสเตอร์	47
2.45 ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์เปรียบเทียบกับความถี่	48
2.46 วงจรเมื่อต้องการหาเกาต์พุทอิมพีแดนซ์	49
2.47 ลักษณะการต่อวงจรทรานซิสเตอร์	49
2.48 วงจรทรานซิสเตอร์ในแบบ Two - port Network	49
2.49 การส่งคลื่นและการสะท้อนคลื่นผ่านวงจร Two - port Network	50
2.50 วงจรไม้อัสทรานซิสเตอร์	53
2.51 วงจรไม้อัสแบบมีความต้านทานย้อนกลับ R_f	54
2.52 วงจรไม้อัสทรานซิสเตอร์แบบง่าย	55
2.53 วงจรนิวทรัลไลน์	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.54 Stability Circle ของทรานซิสเตอร์ซึ่งทำงานในช่วงไม่มีเสถียรภาพวิธีการคำนวณ	61
3.1 ผังการทำงานของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์	63
3.2 ภาคจ่ายไฟ	64
3.3 ภาคขยายสัญญาณแต่ละย่านความถี่	65
3.4 ภาคกรองสัญญาณแต่ละย่านความถี่	67
3.5 ภาคขยายสัญญาณรวม	68
4.1 การวัดทดสอบเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์	69
4.2 ผลตอบสนองของความถี่ช่อง 3 ที่อินพุตของวงจรขยายสัญญาณ	70
4.3 ผลตอบสนองของความถี่ช่อง 3 ที่เอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ	70
4.4 ผลตอบสนองของความถี่ช่อง 5 ที่อินพุตของวงจรขยายสัญญาณ	71
4.5 ผลตอบสนองของความถี่ช่อง 5 ที่เอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ	71
4.6 ผลตอบสนองของความถี่ช่อง 7 ที่อินพุตของวงจรขยายสัญญาณ	72
4.7 ผลตอบสนองของความถี่ช่อง 7 ที่เอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ	72
4.8 ผลตอบสนองของความถี่ช่อง 9 ที่อินพุตของวงจรขยายสัญญาณ	73
4.9 ผลตอบสนองของความถี่ช่อง 9 ที่เอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ	73
4.10 ผลตอบสนองของความถี่ช่อง 11 ที่อินพุตของวงจรขยายสัญญาณ	74
4.11 ผลตอบสนองของความถี่ช่อง 11 ที่เอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ	74
4.12 ผลตอบสนองของความถี่ช่อง itv ที่อินพุตของวงจรขยายสัญญาณ	75
4.13 ผลตอบสนองของความถี่ช่อง itv ที่เอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ	75
4.14 สัญญาณภาพช่อง 9 ที่บันทึกก่อนและหลังการต่อใช้งาน	76
4.15 สัญญาณภาพช่อง 11 ที่บันทึกก่อนและหลังการต่อใช้งาน	76
4.16 สัญญาณภาพช่อง 7 ที่บันทึกก่อนและหลังการต่อใช้งาน	77
4.17 สัญญาณภาพช่อง 5 ที่บันทึกก่อนและหลังการต่อใช้งาน	77
4.18 สัญญาณภาพช่อง itv ที่บันทึกก่อนและหลังการต่อใช้งาน	77
ก.1 ด้านหน้าของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์	82
ก.2 ด้านหลังของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์	82
ก.3 ภาคจ่ายไฟของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์	82
ก.4 ภาคขยายสัญญาณแต่ละย่านความถี่ของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์	83

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
ก.5 ภาคการรองความถี่แต่ละย่านความถี่ของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์	83
ก.6 ภาคขยายสัญญาณรวมของเครื่องลดสัญญาณโทรทัศน์	84
ก.7 ภาคขยายการเชื่อมต่อเครื่องลดสัญญาณโทรทัศน์กับโทรทัศน์	84
ข.1 วงจรภาคจ่ายไฟ	86
ข.2 แผ่นวงจรพิมพ์วงจรภาคจ่ายไฟ	86
ข.3 วงจรภาคขยายสัญญาณแต่ละย่านความถี่	87
ข.4 แผ่นวงจรพิมพ์วงจรภาคขยายสัญญาณแต่ละย่านความถี่	88
ข.5 วงจรภาคการรองสัญญาณแต่ละย่านความถี่	88
ข.6 แผ่นวงจรพิมพ์วงจรภาคการรองสัญญาณแต่ละย่านความถี่	89
ข.7 วงจรภาคขยายสัญญาณรวม	89
ข.8 แผ่นวงจรพิมพ์วงจรภาคขยายสัญญาณรวม	89
จ 1 ส่วนประกอบของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์ด้านหน้าและด้านหลัง	113

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเป็นที่ยอมรับกันว่าการสื่อสารโทรคมนาคมมีบทบาทสำคัญอย่างยิ่งในสังคมมนุษย์ การสื่อสารหลายๆ ระบบ เช่น วิทยุกระจายเสียง โทรทัศน์ และโทรศัพท์ กำลังกลายเป็นส่วนหนึ่งในการดำเนินชีวิตของเรา ฉะนั้นจึงกล่าวได้ว่าการสื่อสารโทรคมนาคมมีประโยชน์ในการดำเนินชีวิตของมนุษย์เป็นอย่างมาก โครงการนี้ได้นำเรื่องการลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์มาเป็นหัวข้อในการศึกษาซึ่งจะศึกษาเกี่ยวกับปัญหาต่างๆ ในเรื่องการลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์ เนื่องจากการแพร่กระจายคลื่นความถี่โทรทัศน์ในย่าน VHF และ UHF ในบางภูมิภาคการรับสัญญาณได้ไม่ดีหรือมีการแทรกสัญญาณ โดยเฉพาะการแฉกด้วยตัวกลางอากาศสิ่งก่อสร้างสูงๆ บริเวณชั้นลงของเครื่องบิน ทำให้เกิดภาพซ้อน ภาพล้ม สัญญาณไม่ชัด

1.2 จุดมุ่งหมายของโครงการ

เพื่อเรียนรู้ทฤษฎีต่างๆ ของวงจรขยายในย่านความถี่สูง (RF Amplifier) การลดรบกวนสัญญาณโทรทัศน์ รวมถึงการออกแบบและคำนวณการสร้างวงจรขยายสัญญาณ วงจรลดสัญญาณรบกวน เพื่อใช้ในการขยายสัญญาณที่รับเข้ามาจากสายอากาศที่มีการรับสัญญาณต่ำให้สูงขึ้น เพื่อทำให้มีระดับสัญญาณเพียงพอที่นำไปใช้ซึ่งจะมีวงจรขยายของแต่ละช่วงความถี่ที่ใช้ โดยความถี่ที่ใกล้เคียงกันจะใช้เพียงวงจรขยายสัญญาณเพียงชุดเดียว แต่ถ้าความถี่ต่างกันมากต้องแยกชุดวงจรขยายสัญญาณ เพื่อให้ครอบคลุมย่านความถี่ที่ใช้มากที่สุด โดยยังมีอัตราขยายที่ใกล้เคียงกันทุกๆ ย่านความถี่ที่ใช้และลดสัญญาณรบกวนต่างๆ ออกไป

1.3 สมมุติฐานของการจัดทำโครงการ

การทำโครงการลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์ได้เรียนรู้วงจรขยายในย่านความถี่สูง VHF UHF และการลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์แบบต่างๆ การออกแบบการสร้างวงจรขยายและลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์ รวมถึงได้ทราบผลการทดสอบการใช้งานของวงจรลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์ จนสามารถนำไปใช้งานจริงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ซีดความสามารถของโครงการ

โครงการนี้มีขีดความสามารถดังนี้

1. ลดสัญญาณรบกวนของสัญญาณโทรศัพท์ในระบบ PAI - B เมื่อมีการสะท้อนคลื่น
2. สามารถติดตั้งใช้งานง่ายโดยมีขนาดความกว้าง 7 นิ้วและยาว 8 นิ้ว
3. สามารถปรับลดอัตราขยายสัญญาณได้ 0 - 25 dB

1.5 ขั้นตอนการทำโครงการ

โครงการนี้ประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณความถี่สูงและส่วนของวงจรลดสัญญาณรบกวน ซึ่งการทำงานในระยะแรกเริ่มจากการออกแบบวงจรขยายสัญญาณความถี่สูงให้ได้ระดับสัญญาณที่เพียงพอและลดการรบกวนของวงจรลดสัญญาณรบกวน จากนั้นทำการสร้างวงจรและส่วนประกอบต่างๆ เมื่อทำโครงการเสร็จเรียบร้อยแล้ว จะทำการทดสอบการใช้งานและปรับปรุงแก้ไขเพื่อไปใช้งานจริงได้

1.6 เนื้อหาโดยสังเขป

เนื้อหาภายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งออกเป็นบทต่างๆ เพื่อความสะดวกต่อการศึกษาค้นคว้าและทำความเข้าใจในแต่ละบทประกอบด้วยเนื้อสำคัญดังนี้

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการประกอบด้วยเนื้อหาในทางทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง ซึ่งทำให้ผู้อ่านได้มีความรู้ความเข้าใจที่เป็นพื้นฐานเสียก่อน อันจะเป็นประโยชน์ต่อการทำความเข้าใจกับวงจรที่ใช้งานจริงต่อไป

บทที่ 3 การออกแบบ การสร้าง และการทำงาน กล่าวถึงการสร้างฮาร์ดแวร์ รวมทั้งหลักการในส่วนต่างๆ ซึ่งจะทำให้ผู้อ่านมีความรู้ความเข้าใจการทำงานโดยรวมของโครงการนี้

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง กล่าวถึงขั้นตอนการทดลองและการทดสอบประสิทธิภาพในการทำงานของฮาร์ดแวร์ของโครงการนี้ เพื่อตรวจสอบว่าโครงการนี้สามารถทำงานได้ตามวัตถุประสงค์หรือไม่

บทที่ 5 บทสรุป ปัญหา แนวทางการแก้ไข และพัฒนา เป็นการสรุปผลการดำเนินงาน ได้เสนอแนวทางการแก้ไข และแนวทางการพัฒนาให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น

ในภาคผนวกแสดงรายละเอียดของวงจรและรายการอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้จัดทำในโครงการดังนี้

- ภาคผนวก ก เครื่องต้นแบบ
- ภาคผนวก ข วงจรและแผ่นวงจรพิมพ์
- ภาคผนวก ค รายการอุปกรณ์
- ภาคผนวก ง รายละเอียดและคุณสมบัติของอุปกรณ์
- ภาคผนวก จ คู่มือการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 กล่าวนำ

คุณลักษณะของระบบโทรทัศน์ตามรายงานของ CCIR ที่ 624 (Report 624) ได้แบ่งคุณลักษณะโทรทัศน์เป็นมาตรฐานเพื่อการใช้งานระบบต่างๆ และตารางที่ 2.1 เป็นรายละเอียดของสัญญาณและความถี่พาหะย่อยสี่ในระบบโทรทัศน์ต่างๆ

ตารางที่ 2.1 รายละเอียดสำคัญของโทรทัศน์ระบบต่างๆ

ระบบ	จำนวนเส้นแนว ต่อ 1 เฟรม/ จำนวนฟิลด์ วินาที	ความถี่ สนาม แนวนอน (MHz)	ความถี่ ของช่อง (MHz)	แอมพลิจูด สัญญาณภาพ (MHz)	ความกว้างของ เส้นจันเจิลไซด์ แบนด์ (MHz)	การมอดูเลต สัญญาณ ภาค AM	การมอดูเลต สัญญาณ เสียง เฟรเอนควีนซี	ความแตกต่าง ระหว่าง เสียง พาหะ	อัตราส่วน ภาพเสียง วีบีไอ	อัตราส่วน เสียงภาพวีบีไอ
NTSC	625/50	15625	7	5	0.75	AM ลบ	FM/50	5.5	3:1	1:20
PAL	625/50	15625	8	6	0.75	AM ลบ	FM/50	4.5	3:1	1:20
SECAM	625/50	15625	8	5	0.75	AM ลบ	FM/50	5.5	3:1	1:20
HDTV	625/50	15625	8	5	1.25	AM ลบ	FM/50	5.5	3:1 10:1	
UHF	625/50	15625	8	5.5	1.25	AM ลบ	FM/50	6	3:1 10:1	10:1 10:20:16
K11V-UHF	625/50	15625	8	6	1.25	AM ลบ	FM/50	5.5	2:1 5:1	
L	625/50	15625	8	6	1.25	AM ลบ	AV	3.5	10:1	10:15:1 20:15
MV-UHF	625/50 (พาหะ) 575/50 (4 ช่อง)	15750 15734.25	6	4.2	0.75	AM ลบ	FM/75	4.5	10:1	10:20:16
MV-UHF	625/50	15625	6	4.2	0.75	AM ลบ	FM/75	4.5	10:1	

ตารางที่ 2.2 สัญญาณโครมิแนนซ์และการมอดูเลตกับพาหะย่อยของโทรทัศน์ระบบต่างๆ

ระบบสี	สัญญาณโครมิแนนซ์	ความถี่พาหะย่อยของสี (MHz)	การมอดูเลตสัญญาณความแตกต่างสีกับ พาหะย่อย
NTSC	E_I, E_Q	3.579545	QAMSC พาหะย่อยความถี่เดียว 2 เฟส $Q = 33$ และ $I = 123$
PAL	E_U, E_V	4.43361875 (M/PAL=3.57561149) (N/PAL=3.38205625)	QAMSC พาหะย่อยความถี่เดียว 3 เฟส $U = 0$ V สลับเฟส = 90/270
SECAM	D_R, D_B	4.40625 MHz สำหรับ D_R 4.250 MHz สำหรับ D_B	FM พาหะย่อย 2 ความถี่ สลับ D_R, D_B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1 โทรทัศน์สีระบบ NTSC

ระบบ NTSC (National Television System Committee) เป็นระบบโทรทัศน์สีระบบแรกของโลกที่ทดลองสร้างและได้รับความสำเร็จในสหรัฐอเมริกา สามารถแสดงให้เห็นสาธารณชนชมในครั้งแรกเมื่อปี พ.ศ. 2496 ระบบ NTSC เป็นโทรทัศน์สีที่เป็นแม่แบบของโทรทัศน์ระบบอื่น ๆ และสร้างขึ้นเป็นระบบแรก จึงต้องมีข้อดีอยู่บ้างแต่ยังคงถูกใช้งานเป็นมาตรฐานหนึ่งของโลกได้เพราะเป็นระบบของสหรัฐอเมริกาผู้เป็นมหาอำนาจที่มีความสามารถสูงในการคิดค้นเทคโนโลยีที่ล้ำหน้านั่นเอง การสร้างระบบ NTSC สร้างให้เข้ากันได้กับโทรทัศน์ขาวดำ 525 เส้น 30 ภาพต่อวินาที (60 Hz) ปัจจุบันระบบสี NTSC แพ้ภาพตามมาตรฐานระบบ M โดยปรับอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงเฟรมต่อฟิลด์ (frame/field change rate) ให้ลดลงในอัตราส่วน 0.001 โทรทัศน์สี NTSC 525 เส้นจึงมีจำนวนภาพ 29.97 ภาพต่อวินาที ความถี่ฟิลด์ 59.94 Hz/ความถี่แอสแกนเส้น 15734.264 Hz สาเหตุที่ต้องรับความถี่เล็กน้อยก็เพื่อการสอดแทรกความถี่พาหะย่อยของสีลงในสัญญาณภาพโดยไม่รบกวนกันและโทรทัศน์ระบบขาวดำเดิมก็ยังคงสามารถรับสัญญาณร่วมกันได้เหมือนเดิมเพราะเปลี่ยนไป 1 ส่วนใน 1000 ส่วนซึ่งอยู่ในขอบเขตความสามารถของการซิงโครไนซ์ทางทั้งแนวตั้งและแนวนอนที่จะเข้ามาลือคภาพให้เห็นได้

การคำนวณหาความถี่พาหะของสีระบบ NTSC จะใช้ความถี่ฮาร์โมนิกที่ 466 ของความถี่ครึ่งของการสแกนเส้นแนวนอนดังนี้

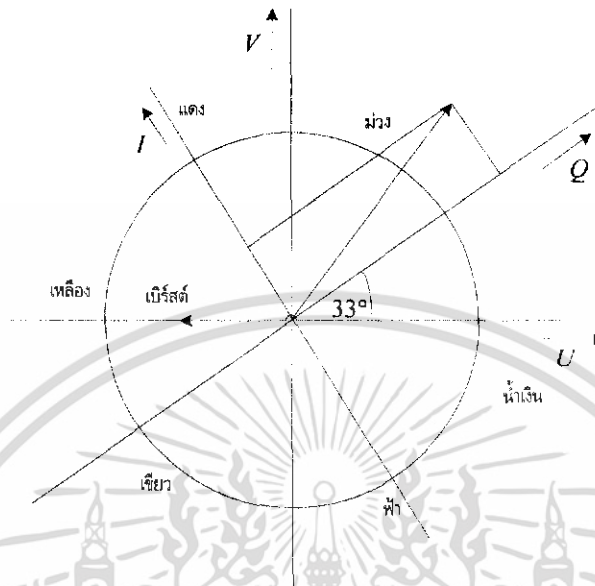
$$\begin{aligned} f_{sc} &= (466/2) \times 15734.264 \text{ Hz} \\ &= 3679545 \text{ Hz} \\ &= 3.679545 \text{ MHz} \end{aligned}$$

โทรทัศน์ระบบ NTSC (M) มีใช้งานอยู่ในประเทศสหรัฐอเมริกาและประเทศใกล้เคียงรวมถึงประเทศที่เคยมีอิทธิพลของสหรัฐอเมริกามาก่อนและประเทศเหล่านี้ใช้ระบบของความถี่ไฟฟ้า 60 Hz เม็กซิโก แคนาดา คิวบา เคนาดา ฟิลิปปินส์ เกาหลี ญี่ปุ่น ไต้หวัน โบลิเวีย โคลัมเบีย ชิลี คอสตาริกา เป็นต้น

ในระบบ NTSC องค์ประกอบของสัญญาณความแตกต่างสีน้ำเงิน (B-Y) และ (R-Y) ถูกส่งออกในรูปแบบของสัญญาณ O และ I โดยการเลื่อนเฟสของสัญญาณ (B-Y) จะเลื่อนจาก 0° ไปข้างหน้า 33° ได้เป็นสัญญาณ O และสัญญาณ (R-Y) จะเลื่อนจาก 90° ไปอยู่ที่ 123° ($90^\circ + 33^\circ = 123^\circ$) ได้เป็นสัญญาณ I โดยสัญญาณ O และ I ยังคงต่างเฟสกันเท่ากับ 90° เหมือนเดิม ระบาย I จะแทนความละเอียดสูงสุดของสี และระบาย O แทนความละเอียดต่ำสุดของสีที่ตามนุษย์รับรู้ได้ การส่งด้วยวิธีนี้จะทำให้ได้สัญญาณสีถูกต้องมากขึ้นแบนวิดท์ของสัญญาณ O และ I จะไม่เท่ากัน ซึ่งจะส่งสัญญาณ I กว้างกว่าสัญญาณ O โดยส่งสัญญาณ I ด้วยแบนวิดท์ 1.3 MHz และส่งสัญญาณ O ด้วยแบนวิดท์ 0.5 MHz รูปที่ 2.1 แสดงเวกเตอร์ขององค์ประกอบสัญญาณ I และ O

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบ NTSC โดยค่าของ $I = V\cos 33^\circ - U\sin 33^\circ$ และ $Q = V\sin 33^\circ + U\cos 33^\circ$



รูปที่ 2.1 เวกเตอร์ประกอบสัญญาณ I และ Q

เนื่องจากของเวกเตอร์จะเป็นตัวกำหนดสีที่ส่ง ดังนั้นถ้าเกิดความผิดพลาดทางเฟสไม่ว่ากรณีใดก็ตาม เช่น ช้าหรือเร็วไปก็จะทำให้สีที่ได้รับผิดพลาดด้วยความผิดพลาดของสีสามารถสังเกตเห็นได้ที่บริเวณผิวของคนซึ่งจะสามารถปรับแก้ที่ปุ่มฮิว (Hue) ในเครื่องรับ

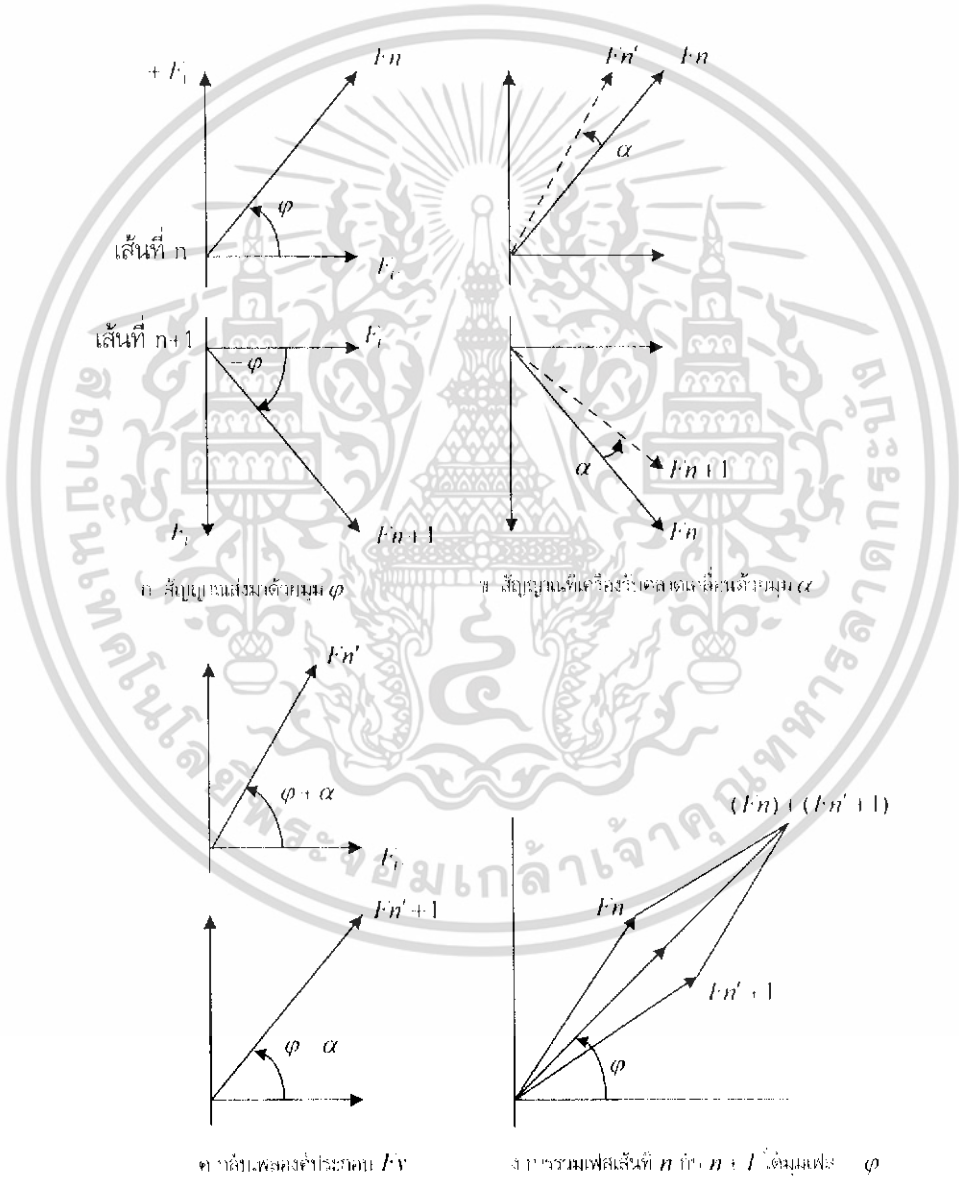
2.1.2 โทรทัศน์ระบบ PAL

ระบบ PAL (Phase Alternative Line) เป็นระบบโทรทัศน์ที่ได้รับการพัฒนาโดยวิศวกรชาวเยอรมันซึ่งเป็นการปรับปรุงแก้ไขของระบบ NTSC ให้ดีขึ้นและเพื่อให้เข้ากันได้กับโทรทัศน์ขาวดำ 625 เส้น 25 ภาพต่อวินาที (50Hz) ได้รับความสำเร็จเมื่อ พ.ศ. 2510 ปัจจุบันแพร่ภาพตามมาตรฐานระบบ B, D, G, I, K, M, N มีใช้งานอยู่ในประเทศต่างๆ ทั่วโลกกว่า 70 ประเทศ โดยเฉพาะแถบยุโรปที่ถือว่ามีความเทคโนโลยีโทรทัศน์สูง เช่น เยอรมัน เนเธอร์แลนด์ อังกฤษ เดนมาร์ก สวีเดน นอร์เวย์ สเปน อิตาลี และประเทศบางแถบเอเชียแปซิฟิก เช่น ออสเตรเลีย จีน อินเดีย อินโดนีเซีย สิงคโปร์ มาเลเซีย และไทย เป็นต้น

หลักการโทรทัศน์ระบบ PAL ใช้พื้นฐานเดียวกับระบบ NTSC แต่ปรับปรุงแก้ไขความผิดพลาดของสีโดยวิธีเฉลี่ยความผิดพลาดมุมเฟสของเส้นสองเส้นที่อยู่ติดกันของสัญญาณ V โดยสัญญาณ U จะถูกมอดูเลตกับพาหะย่อยด้วยเฟสปกติที่ 0° แต่สัญญาณ V จะได้ระบบการมอดูเลตกับพาหะย่อยด้วยเฟสที่แตกต่างกับสัญญาณ $U \pm 90^\circ$ นั่นคือสัญญาณ V ของเส้นที่ติดกันจะถูกมอดูเลตด้วยพาหะย่อยที่มีเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่างกัน 180° (รูปที่ 2.2 (ก) บน) เป็นสัญญาณบวก $+F_v$ เส้นที่ n ส่งด้วยเฟสความมุม φ (รูปที่ 2.2 (ก) ล่าง) เป็นสัญญาณลบ $-F_v$ เส้นที่ $n+1$ ส่งด้วยเฟสความมุม $-\varphi$ (รูปที่ 2-2 (ข) บน) เครื่องรับได้รับเส้น F_n ที่มุมเฟสคลาดเคลื่อนไป α (รูปที่ 2.2 (ข) ล่าง) เส้น F_{n+1} ที่เครื่องรับมุมเฟสจะคลาดเคลื่อนไป α เช่นกัน เมื่อทำการกลับเฟสองค์ประกอบของสัญญาณ F_v แล้วแสดงในรูปที่ 2.2 (ค) มุมเฟสของเส้น $F_n = \varphi + \alpha$ และมุมเฟสของเส้น $F_{n+1} = \varphi - \alpha$ เมื่อนำสัญญาณที่มีมุมเฟสคลาดเคลื่อนทั้งสองเส้นมารวมกัน จะได้ผลลัพธ์เฉลี่ยของสัญญาณที่มีมุมเฟส φ เท่ากับมุมของสัญญาณ F_v ส่งมาดังแสดงในรูปที่ 2.2 (ง) สีที่เครื่องรับระบบ PAL ได้รับมาจะถูกนำมาแก้ไขให้ถูกต้องด้วยวิธีนี้



รูปที่ 2.2 การแก้ไขเฟสของสีผิดพลาดในระบบ PAL.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3 โทรทัศน์สีระบบ SECAM

ระบบ SECAM (Se quentielle Couleurs a Me moire) เป็นระบบที่ได้รับการปรับปรุงเพื่อแก้ไขความผิดพลาดทางเฟสที่เกิดขึ้นในระบบ NTSC โดยวิศวกรชาวฝรั่งเศสและได้รับความสำเร็จเมื่อ พ.ศ. 2510 ปัจจุบันได้รับการแพร่ภาพตามมาตรฐาน 625 เส้น 25 ภาพต่อวินาที (50Hz) ระบบ B, D, G, K1 และ L. มีใช้อยู่ในประเทศฝรั่งเศสและประเทศที่เคยอยู่ภายใต้ของค่ายคอมมิวนิสต์รัสเซียมาก่อนรวมทั้งประเทศทางตะวันออกกลาง เช่น อัฟกานิสถาน ซาอุดีอาระเบีย เนิน บัลกาเรีย บรูไน แอฟริกากลาง ไชปรัส คองโก ลิเบีย กรีซ ฮังการีอิหร่าน อิรัก โมร็อกโก เวียดนาม เป็นต้น หลักการของระบบ SECAM อยู่บนพื้นฐานเดียวกับระบบ PAL. คือสัญญาณสีระหว่างสองเส้นที่ต่อเนื่องกันมาจะไม่เปลี่ยนแปลงมาก ดังนั้นในระบบ SECAM จึงไม่ส่งสัญญาณ R-Y และ B-Y ออกไปพร้อมกัน แต่จะใช้วิธีต่อเนื่องกันสลับกันเส้นต่อเส้น การมอดูเลตสัญญาณความแตกต่างสีให้ความถี่พาหะย่อยที่ต่างความถี่กัน 2 ความถี่และมอดูเลตแบบ FM ดังนั้นการรบกวนที่จะทำให้เกิดการผิดพลาดทางเฟสจะทำให้สีผิดเพี้ยนจึงเป็นไปได้ยาก

2.2 การแบ่งความถี่

ความถี่ของคลื่นที่ใช้ในกิจการทีวีและเอฟเอ็ม จะใช้อยู่ในช่วง VHF เป็นส่วนใหญ่ สำหรับบางประเทศมีการใช้คลื่นช่วง UHF การแบ่งช่องความถี่นั้นแบ่งเป็นแบนด์ (Band) โดยที่แต่ละแบนด์จะมีช่วงความถี่ที่ไม่ตรงกัน รายละเอียดของการแบ่งช่องความถี่ในระบบต่างๆ ได้แสดงไว้ในตารางที่ 2.3, 2.4, 2.5 สำหรับประเทศไทยนั้นปัจจุบันได้ระบบ CCIR

อนึ่ง ระบบส่งสัญญาณที่ใช้ในปัจจุบันเป็นระบบ PAL, 625 เส้น เพราะฉะนั้นเครื่องรับโทรทัศน์จึงจำเป็นต้องเป็นเครื่องรับในระบบ สำหรับวิทยุเอฟเอ็ม นั้นความถี่ที่ใช้ในประเทศไทยปัจจุบันคือ ช่วงระหว่าง 88-107.5 MHz

ตารางที่ 2.3 การแบ่งช่องความถี่โทรทัศน์มาตรฐาน Japan Standard

CH	f	CH	f	CH	f
	1 90-96 MHz		22 524-530 MHz		43 650-656 MHz
	2 96-102 MHz		23 530-536 MHz		44 656-662 MHz
	3 102-108 MHz		24 536-542 MHz		45 662-668 MHz
	4 170-176 MHz		25 542-548 MHz		46 668-674 MHz
V	5 176-182 MHz	U	26 548-554 MHz	U	47 674-680 MHz
	6 182-188 MHz		27 554-560 MHz		48 680-686 MHz
H	7 188-194 MHz		28 560-566 MHz		49 686-692 MHz
	8 194-200 MHz		29 566-572 MHz		50 692-698 MHz
F	9 200-206 MHz		30 572-578 MHz		51 698-704 MHz
	10 206-212 MHz		31 578-584 MHz		52 704-710 MHz
	11 212-218 MHz	H	32 584-590 MHz	H	53 710-716 MHz
	12 218-224 MHz		33 590-596 MHz		54 716-722 MHz
	13 470-476 MHz		34 596-602 MHz		55 722-728 MHz
U	14 476-482 MHz		35 602-608 MHz		56 728-734 MHz
	15 482-488 MHz		36 608-614 MHz		57 734-740 MHz
	16 488-494 MHz	F	37 614-620 MHz	F	58 740-746 MHz
H	17 494-500 MHz		38 620-626 MHz		59 746-752 MHz
	18 500-506 MHz		39 626-632 MHz		60 752-758 MHz
	19 506-512 MHz		40 632-638 MHz		61 758-764 MHz
F	20 512-518 MHz		41 638-644 MHz		62 764-770 MHz
	21 518-524 MHz		42 644-650 MHz		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.4 การแบ่งช่องความถี่โทรทัศน์มาตรฐาน E European Standard (CCIR)

E EUROPEAN STANDARD (CCIR)			
Band I VHF		Band V UHF	
Channel E 2	47 MHz-54 MHz	Channel 38	606 MHz-613 MHz
Channel E 3	54 MHz-61 MHz	Channel 39	614 MHz-621 MHz
Channel E 4	61 MHz-68 MHz	Channel 40	622 MHz-629 MHz
Band III VHF		Channel 41	630 MHz-637 MHz
Channel E 5	174 MHz-181 MHz	Channel 42	638 MHz-645 MHz
Channel E 6	181 MHz-188 MHz	Channel 43	646 MHz-654 MHz
Channel E 7	188 MHz-195 MHz	Channel 44	655 MHz-661 MHz
Channel E 8	195 MHz-202 MHz	Channel 45	662 MHz-669 MHz
Channel E 9	202 MHz-209 MHz	Channel 46	670 MHz-677 MHz
Channel E 10	209 MHz-216 MHz	Channel 47	678 MHz-685 MHz
Channel E 11	216 MHz-223 MHz	Channel 48	686 MHz-693 MHz
Channel E 12	223 MHz-230 MHz	Channel 49	694 MHz-701 MHz
Band IV VHF		Channel 50	702 MHz-709 MHz
Channel 21	470 MHz-477 MHz	Channel 51	710 MHz-717 MHz
Channel 22	478 MHz-485 MHz	Channel 52	718 MHz-725 MHz
Channel 23	486 MHz-493 MHz	Channel 53	726 MHz-733 MHz
Channel 24	494 MHz-501 MHz	Channel 54	734 MHz-741 MHz
Channel 25	502 MHz-509 MHz	Channel 55	742 MHz-749 MHz
Channel 26	510 MHz-517 MHz	Channel 56	750 MHz-757 MHz
Channel 27	518 MHz-525 MHz	Channel 57	758 MHz-765 MHz
Channel 28	526 MHz-533 MHz	Channel 58	767 MHz-773 MHz
Channel 29	534 MHz-541 MHz	Channel 59	774 MHz-781 MHz
Channel 30	542 MHz-549 MHz	Channel 60	782 MHz-789 MHz
Channel 31	550 MHz-557 MHz	Channel 61	790 MHz-797 MHz
Channel 32	558 MHz-565 MHz	Channel 62	798 MHz-805 MHz
Channel 33	566 MHz-573 MHz	Channel 63	806 MHz-813 MHz
Channel 34	574 MHz-581 MHz	Channel 64	814 MHz-821 MHz
Channel 35	582 MHz-589 MHz	Channel 65	822 MHz-829 MHz
Channel 36	590 MHz-597 MHz		
Channel 37	598 MHz-605 MHz		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.5 การแบ่งช่องความถี่โทรทัศน์มาตรฐาน A American Standard (FCC)

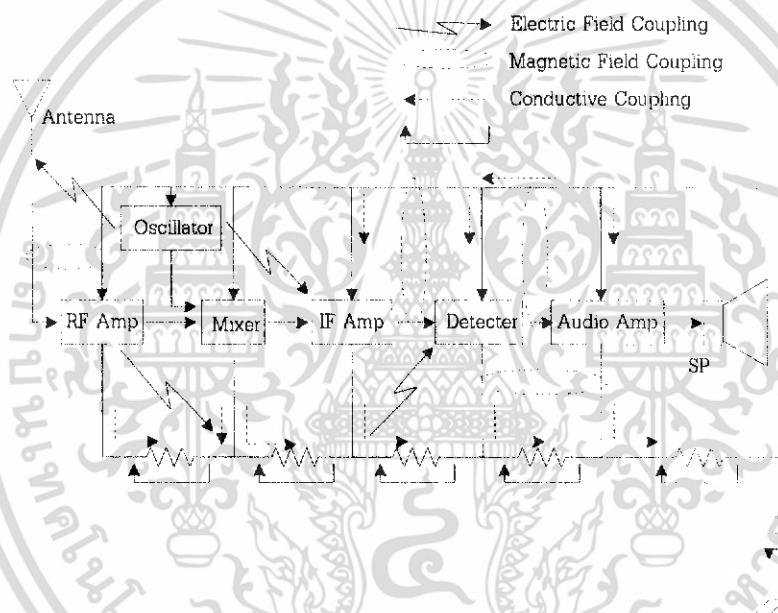
A AMERICAN STANDARD (FCC)			
Channel A 2	54 MHz-60 MHz	Channel A 43	644 MHz-650 MHz
Channel A 3	60 MHz-66 MHz	Channel A 44	650 MHz-656 MHz
Channel A 4	66 MHz-72 MHz	Channel A 45	656 MHz-662 MHz
Channel A 5	76 MHz-82 MHz	Channel A 46	662 MHz-668 MHz
Channel A 6	82 MHz-88 MHz	Channel A 47	668 MHz-674 MHz
Channel A 7	174 MHz-180 MHz	Channel A 48	674 MHz-680 MHz
Channel A 8	180 MHz-186 MHz	Channel A 49	680 MHz-686 MHz
Channel A 9	186 MHz-192 MHz	Channel A 50	686 MHz-692 MHz
Channel A 10	192 MHz-197 MHz	Channel A 51	692 MHz-698 MHz
Channel A 11	198 MHz-204 MHz	Channel A 52	698 MHz-704 MHz
Channel A 12	204 MHz-210 MHz	Channel A 53	704 MHz-710 MHz
Channel A 13	210 MHz-216 MHz	Channel A 54	710 MHz-716 MHz
Channel A 14	470 MHz-476 MHz	Channel A 55	716 MHz-722 MHz
Channel A 15	476 MHz-482 MHz	Channel A 56	722 MHz-728 MHz
Channel A 16	482 MHz-488 MHz	Channel A 57	728 MHz-734 MHz
Channel A 17	488 MHz-494 MHz	Channel A 58	734 MHz-740 MHz
Channel A 18	494 MHz-500 MHz	Channel A 59	740 MHz-746 MHz
Channel A 19	500 MHz-506 MHz	Channel A 60	746 MHz-752 MHz
Channel A 20	506 MHz-512 MHz	Channel A 61	752 MHz-758 MHz
Channel A 21	512 MHz-518 MHz	Channel A 62	758 MHz-764 MHz
Channel A 22	518 MHz-524 MHz	Channel A 63	764 MHz-770 MHz
Channel A 23	524 MHz-530 MHz	Channel A 64	770 MHz-776 MHz
Channel A 24	530 MHz-536 MHz	Channel A 65	776 MHz-782 MHz
Channel A 25	536 MHz-542 MHz	Channel A 66	782 MHz-788 MHz
Channel A 26	542 MHz-548 MHz	Channel A 67	788 MHz-794 MHz
Channel A 27	548 MHz-554 MHz	Channel A 68	794 MHz-800 MHz
Channel A 28	554 MHz-560 MHz	Channel A 69	800 MHz-806 MHz
Channel A 29	560 MHz-566 MHz	Channel A 70	806 MHz-812 MHz
Channel A 30	566 MHz-572 MHz	Channel A 71	812 MHz-818 MHz
Channel A 31	572 MHz-578 MHz	Channel A 72	818 MHz-824 MHz
Channel A 32	578 MHz-584 MHz	Channel A 73	824 MHz-830 MHz
Channel A 33	584 MHz-590 MHz	Channel A 74	830 MHz-836 MHz
Channel A 34	590 MHz-596 MHz	Channel A 75	836 MHz-841 MHz
Channel A 35	596 MHz-602 MHz	Channel A 76	841 MHz-847 MHz
Channel A 36	602 MHz-608 MHz	Channel A 77	847 MHz-853 MHz
Channel A 37	608 MHz-614 MHz	Channel A 78	854 MHz-859 MHz
Channel A 38	614 MHz-620 MHz	Channel A 79	859 MHz-866 MHz
Channel A 39	620 MHz-626 MHz	Channel A 80	866 MHz-872 MHz
Channel A 40	626 MHz-632 MHz	Channel A 81	872 MHz-878 MHz
Channel A 41	632 MHz-638 MHz	Channel A 82	878 MHz-884 MHz
Channel A 42	638 MHz-644 MHz	Channel A 83	884 MHz-890 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 ปัญหาการเกิดสัญญาณรบกวน

ปัจจุบันได้มีการนำวงจรไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ไปใช้งานอย่างแพร่หลาย ทำให้วงจรต่างๆ ต้องทำงานในระยะเวลาที่ใกล้เคียงมากยิ่งขึ้น ผลก็คือวงจรเหล่านั้นอาจสร้างสัญญาณรบกวนซึ่งกันและกัน โดยเฉพาะอย่างยิ่งการรบกวนเรื่องสนามแม่เหล็กไฟฟ้า นอกจากนี้การนำวงจรจำนวนมากมาวมกันภายใต้พื้นที่เล็กลงอย่างเช่นใน IC (Integrated Circuit) ก็มีส่วนในการเพิ่มปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวน

ดังนั้นเพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้ดีในสภาวะแวดล้อมจริง ผู้ออกแบบวงจรจำเป็นต้องคำนึงถึงปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนด้วย โดยวงจรนั้นต้องไม่สร้างสัญญาณรบกวนแก่วงจรอื่น อีกทั้งจะต้องไม่ถูกรบกวนจากวงจรอื่นเช่นกัน

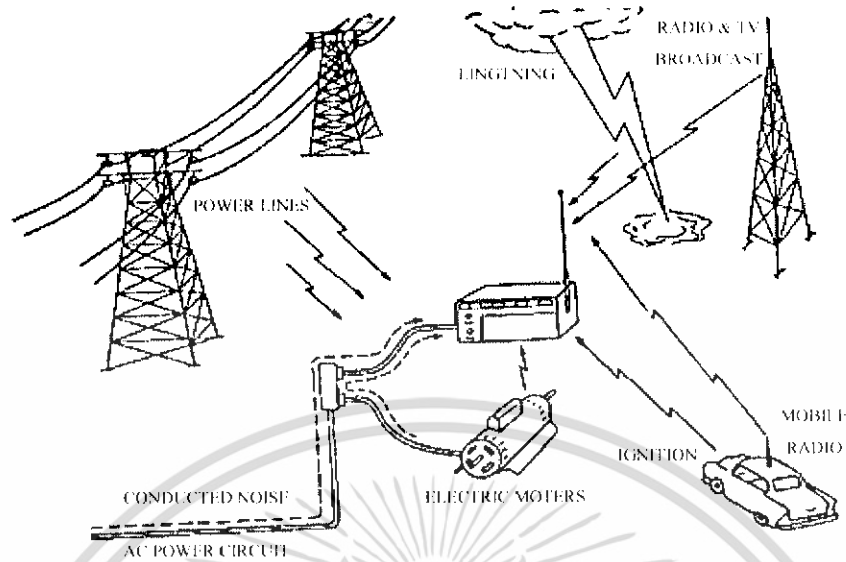


รูปที่ 2.3 แผนผังการทำงานของวงจรภายในเครื่องรับวิทยุ

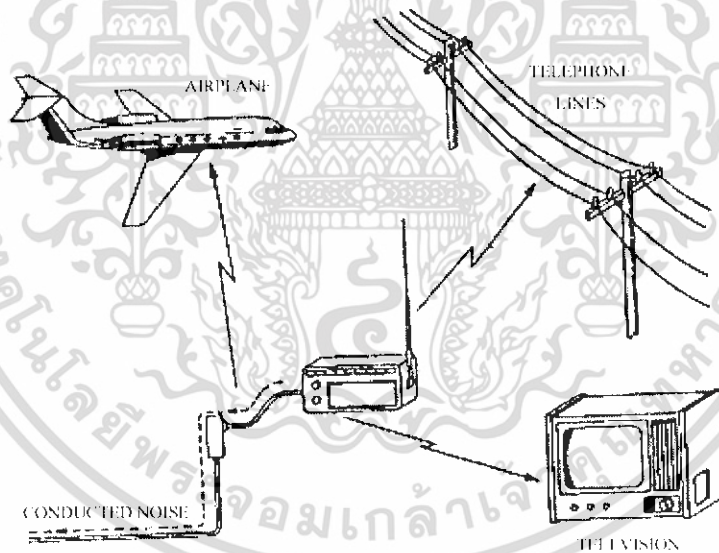
รูปที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมของวงจรภายในเครื่องรับวิทยุ ซึ่งมีปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวน เช่น เกิดจากการเดินสายไฟและการต่อกราวด์โดยมีอิมพีแดนซ์ที่กราวด์ร่วมกันเป็นต้น ซึ่งล้วนแล้วแต่มีผลต่อการสร้างสัญญาณรบกวนทั้งสิ้น รูปที่ 2.3 แสดงให้เห็นปัญหา “ภายใน” ของเครื่องรับ ในขณะที่รูปที่ 2.4 แสดงสัญญาณรบกวนจาก “ภายนอก” เมื่อเรานำเครื่องรับวิทยุไปใช้งานจริงๆ ซึ่งผู้ออกแบบจำเป็นต้องป้องกันสัญญาณทั้งจากภายในและภายนอกเพื่อให้อุปกรณ์ที่ออกแบบทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

รูปที่ 2.5 ปัญหาภายนอกเหนือจากที่กล่าวมา คือ นอกจากจะถูกรบกวนจากสัญญาณอื่นๆ แล้วอุปกรณ์ที่เราก่อแบบขึ้นอาจสร้างสัญญาณไปรบกวนอุปกรณ์ชนิดอื่นๆ ได้ ดังนั้นนอกจากการป้องกันไม่ให้ถูกรบกวนอุปกรณ์จากวงจรอื่นแล้ว อุปกรณ์ที่ถูกออกแบบจะต้องไม่สร้างสัญญาณไปรบกวนอุปกรณ์อีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 สัญญาณรบกวนจาก "ภายนอก"

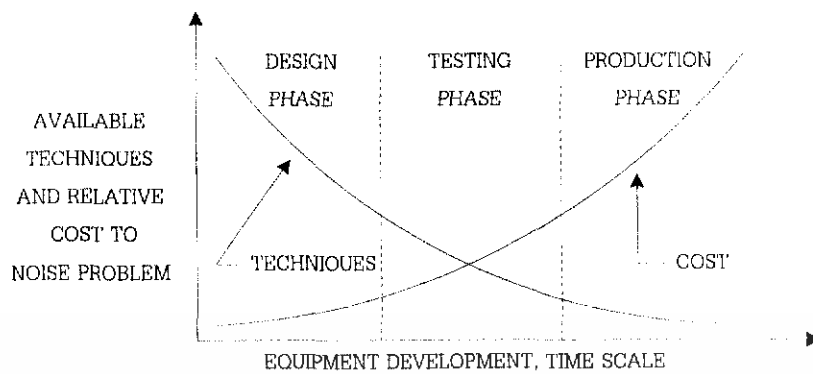


รูปที่ 2.5 ภัยภายนอกเนื่องจากที่กล่าวมา

2.3.1 สัญญาณรบกวนจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

การยอมรับสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Compatibility: EMC) จะแสดงถึงความสามารถของอุปกรณ์แต่ละชิ้น ในการทำงานนอกระบบภายใต้สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่รบกวนเกี่ยวกับ EMC นี้ควรถูกนำมาพิจารณาตั้งแต่เริ่มออกแบบ มิฉะนั้นค่าใช้จ่ายที่ตามมาจะสูงขึ้นและวิถีแก้ไขจะถูกขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 กราฟแสดงเทคนิคในการแก้ปัญหาและค่าใช้จ่ายในการแก้ปัญหา

รูปที่ 2.6 เป็นกราฟแสดงเทคนิคในการแก้ปัญหาและค่าใช้จ่ายในการแก้ปัญหานั้นๆ เปรียบเทียบระหว่างขั้นตอนในช่วงต่างๆ ตั้งแต่เริ่มออกแบบ ทดสอบ จนถึงการผลิตซึ่งจะเห็นได้ว่า ถ้าหากอุปกรณ์ถูกออกแบบพร้อมกับการใช้เทคนิคในการลดสัญญาณรบกวนตั้งแต่เริ่มต้นแล้ว วิธีที่ใช้จะเป็นแบบง่ายๆ อีกทั้งยังเสียค่าใช้จ่ายน้อยอีกด้วย ในทางตรงกันข้ามอุปกรณ์ที่ไม่มี การป้องกันเรื่องรบกวนตั้งแต่แรก จะต้องประสบกับปัญหาแน่นอนนอกจากจะต้องออกแบบวงจรใหม่เพื่อลดสัญญาณรบกวนแล้ว วงจรส่วนที่สร้างเพิ่มขึ้นเพื่อลดสัญญาณรบกวนจะเป็นผลให้ขนาด ราคา และการสูญเสียพลังงานในขณะใช้งานมีค่าเพิ่มขึ้นค่าจำกัดความ

2.3.2 ค่าจำกัดความ

สัญญาณรบกวน (Noise) คือสัญญาณไฟฟ้าในวงจรที่เกิดขึ้น นอกเหนือจากสัญญาณที่ได้ออกแบบเอาไว้แล้วจะต้องเข้าใจว่า สัญญาณเอาต์พุตที่มีความสัมพันธ์แบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-linear) กับอินพุตนั้นไม่ใช่สัญญาณรบกวน แต่เป็นปัญหาที่เกิดจากการออกแบบวงจร เว้นแต่ว่าสัญญาณดังกล่าวนี้ไปรบกวนวงจรอื่น เช่นเราจะเรียกสัญญาณนี้ว่าเป็นสัญญาณรบกวนเราสามารถแบ่งแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนออกเป็น 3 ชนิดดังนี้คือ

1. แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนภายในเนื้อสาร (Intrinsic noise source) เช่น เทอร์มัลนอยส์ (Thermal noise) และช็อตนอยส์ (Shot noise) เป็นต้น
2. แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนที่สร้างโดยมนุษย์ (Man-made noise source) เช่น มอเตอร์หรือ สวิตช์ เป็นต้น
3. แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนจากธรรมชาติ (Natural noise source) เช่น ฟ้าผ่า ฟ้าร้อง เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การรบกวน (Interference) คือผลของสัญญาณรบกวนที่ทำให้วงจรทำงานได้ไม่ดีเท่าที่ควร โดยมากแล้วเราไม่สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนออกไปให้หมดสิ้นแต่สามารถลดสัญญาณจนกระทั่งไม่ก่อให้เกิดการรบกวนได้ความไวต่อสัญญาณรบกวน (Susceptibility) แสดงให้เห็นความสามารถของอุปกรณ์หรือวงจรในการตอบสนองสัญญาณรบกวน โดยที่วงจรนี้ยังสามารถทำงานต่อไปได้อย่างเป็นที่น่าพอใจ

2.3.3 ทางเดินของสัญญาณรบกวน

รูปที่ 2.7 เป็นบล็อกไดอะแกรมซึ่งแสดงทางเดินของสัญญาณรบกวนที่ประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ 3 ส่วนคือ แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน เส้นทาง เชื่อมโยงสัญญาณจากแหล่งกำเนิดไปยังตัวรับหรือการคับปลิง (Coupling) และวงจรตัวรับสัญญาณ



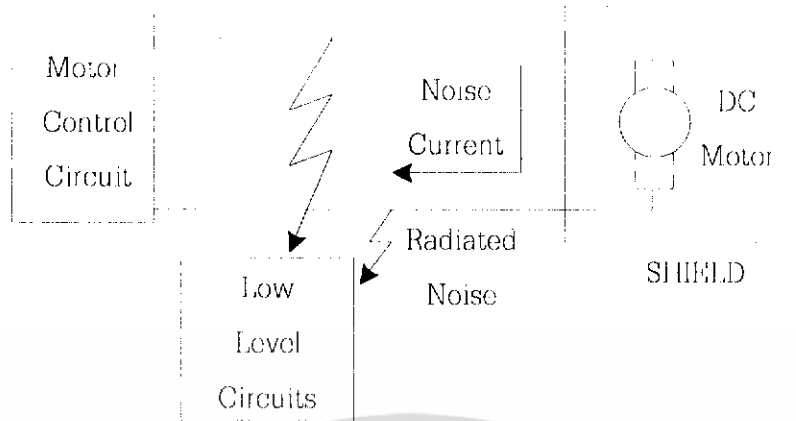
รูปที่ 2.7 แผนผังการทำงานซึ่งแสดงทางเดินของสัญญาณรบกวน

ในการวิเคราะห์เกี่ยวกับปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนนั้น เราจำเป็นต้องตรวจสอบสองว่าแหล่งกำเนิดและตัวรับสัญญาณรบกวนอยู่ที่ใด สัญญาณรบกวนถูกคับปลิงผ่านทางใด ดังนั้นจึงสามารถป้องกันสัญญาณรบกวนได้ 3 วิธี คือ

1. กันไม่ให้แหล่งกำเนิดส่งสัญญาณรบกวนออกไป
2. ทำให้ตัวรับไม่ตอบสนองต่อสัญญาณรบกวน
3. ลดการส่งสัญญาณรบกวนผ่านการคับปลิงให้น้อยที่สุด

รูปที่ 2.8 แสดงการเดินทางของสัญญาณรบกวนในอุปกรณ์ซึ่งประกอบด้วยมอเตอร์กระแสตรงที่ถูกชิลด์ (Shield) วงจรควบคุมมอเตอร์และวงจรไฟฟ้าระดับต่ำ จะเห็นได้ว่าสัญญาณรบกวนซึ่งเกิดจากคอมมิวเตเตอร์ของมอเตอร์จะถูกนำออกมาชิลด์ผ่านทางสายไฟและจะสร้างสัญญาณรบกวนต่อวงจรไฟฟ้าระดับต่ำ

จากตัวอย่างนี้ เราสามารถจำแนกวงจรต่างๆ ได้ตามรูปที่ 2.8 โดยมีอาร์ค (Arc) ที่เกิดระหว่างแปรงถ่านและคอมมิวเตเตอร์เป็นแหล่งกำเนิด มีการนำไฟฟ้าและการแผ่รังสีของสายไฟตัวนำเป็นเส้นทางในทางคับปลิงและมีวงจรระดับต่ำเป็นตัวรับ สัญญาณรบกวนนี้ ซึ่งเราสามารถแก้ไขได้หลายวิธี แต่โดยมากนิยมตัดเส้นทางคับปลิงระหว่างแหล่งกำเนิดและตัวรับทิ้งโดยการชิลด์



รูปที่ 2.8 การเดินทางของสัญญาณรบกวนในอุปกรณ์ซึ่งประกอบด้วยมอเตอร์กระแสตรง

2.4 พื้นฐานเกี่ยวกับการรับสัญญาณรบกวน

2.4.1 ระดับสัญญาณที่เครื่องรับโทรทัศน์และวิทยุเอฟเอ็มต้องการ

เครื่องรับโทรทัศน์และเครื่องรับวิทยุเอฟเอ็มโดยทั่วไปจะถูกออกแบบไว้ให้มีความไวขนาดหนึ่ง หมายถึงจะต้องการสัญญาณที่ชั่วสายอากาศที่ตัวเครื่องอย่างต่ำในค่าๆ หนึ่งจึงจะทำกรับภาพหรือรับเสียงได้ดี ถ้าระดับสัญญาณที่รับได้แรงกว่านี้ก็จะรับได้ดีแต่ถ้าสัญญาณแรงเกินไปก็กลับมีผลทำให้การรับตัว ผลก็คือ ทำให้ภาพที่รับได้เข้มเกินไปและเสียงที่รับได้เป็นเสียงแตกไม่เป็นไปตามธรรมชาติดังนั้นจึงมีช่วงระดับของสัญญาณที่เหมาะสมอยู่ช่วงหนึ่งสำหรับเครื่องรับที่จะรับสัญญาณได้ดีและช่วงดังกล่าวนี้ถ้าจะมีการแตกต่างกันบ้างแล้วแต่บริษัทที่ผู้ผลิตอย่างไรก็ตามสำหรับเครื่องรับโดยทั่วไปช่วงดังกล่าวจะมีค่าต่ำสุดและสูงสุดดังแสดงไว้ในตารางที่ 2.6 หลักการพื้นฐานในการออกแบบระบบก็คือ จะต้องร่อนสัญญาณไปยัง เคาต์เลตให้มีอยู่ในช่วงระดับที่เหมาะสมดังกล่าว

ตารางที่ 2.6 ระดับสัญญาณสูงสุดและต่ำสุดที่เครื่องรับต้องการ

		หน่วย dBμV				
ช่วงระดับ	ต่ำสุด	FM	FM Stereo	Band I	Band II	UHF
สัญญาณ	สูงสุด	40	50	52	54	57
		80	80	84	84	84

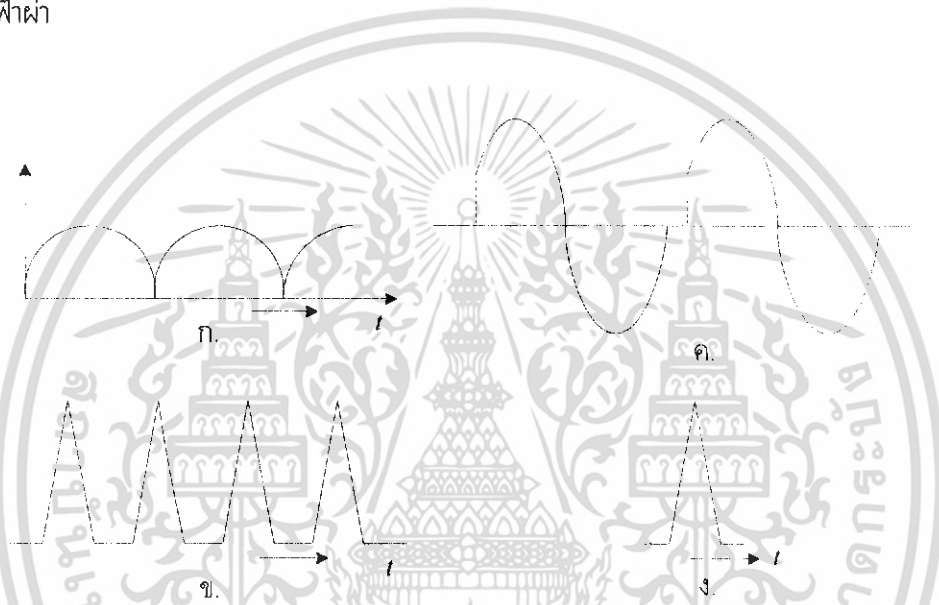
2.4.2 สัญญาณรบกวนชนิดต่างๆ

โดยทั่วไปสัญญาณที่เครื่องรับรับได้มักจะมีสัญญาณรบกวนปะปนอยู่เสมอสัญญาณรบกวนที่เป็นปัญหาคือสัญญาณรบกวนที่อยู่ในช่วงความถี่เดียวกับสัญญาณที่ต้องการรับ ส่วนสัญญาณรบกวนที่มีความถี่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่อยู่ในช่วงดังกล่าวจะถูกจัดออกโดยวงจรฟิลเตอร์ของเครื่องรับสัญญาณรบกวนมีอยู่หลายชนิดด้วยกันในที่นี้กล่าวถึงสัญญาณรบกวนที่รบกวนการรับภาพของเครื่องรับโทรทัศน์และการรับเสียงด้วยเครื่องรับเอฟเอ็ม

2.4.2.1 สัญญาณรบกวนอาร์เอฟ

สัญญาณรบกวนชนิดนี้เป็นสัญญาณรบกวนที่อยู่ในย่านความถี่วิทยุและมีช่วงความถี่ที่กว้าง เพราะฉะนั้นสัญญาณรบกวนชนิดนี้จะสามารถรบกวน การรับภาพของทีวีและการรับเสียงของเอฟเอ็มได้หลายๆ สถานีหรืออาจจะทุกสถานีและแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนชนิดนี้ที่ใกล้ตัวมากที่สุด ได้แก่ พวกมอเตอร์ไฟฟ้าการจุดระเบิดของรถยนต์ อุปกรณ์ที่ใช้ไทรสเตอร์คอนโทรลสำหรับแหล่งกำเนิดธรรมชาติก็ได้แก่ ฟ้าแลบ ฟ้าผ่า



รูปที่ 2.9 กระแสที่ไหลในอุปกรณ์ไฟฟ้าชนิดต่างๆ

ในอุปกรณ์และปรากฏการดังกล่าวนี้ การไหลของกระแสล้วนแต่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างกะทันหัน ทั้งสิ้น ดังตัวอย่างที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.9 การที่กระแสจะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนที่ความถี่หนึ่งออกไปได้นั้น กระแสที่ไหลจะต้องมีความถี่นั้นด้วยกระแสในรูปที่ 2.9 ถึงแม้จะมีความถี่ต่ำกว่าความถี่วิทยุอย่าง เช่น ในรูป (ค) อาจจะมีความถี่ 50Hz แต่เนื่องจากการไหลของกระแสมีการเปลี่ยนแปลงอย่างกะทันหันจึงทำให้มีส่วนของความถี่สูงอยู่ด้วยโดยเฉพาะถ้าการไหลของกระแสเป็นแบบรูป (ง) ซึ่งเกิดขึ้นกะทันหันและสิ้นสุดอย่างรวดเร็วก็จะมีส่วนประกอบของความถี่สูงเป็นช่วงกว้างขึ้นไปอีกและนี่เป็นสาเหตุที่เวลาเกิดฟ้าแลบจะมีสัญญาณเข้ามารบกวนภาพทีวีหรือเสียงเอฟเอ็มที่เรากำลังฟังอยู่

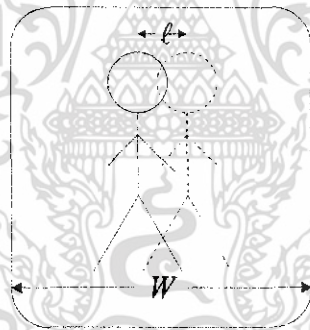
อนึ่ง ถึงแม้กระแสที่ไหลอยู่ที่อุปกรณ์ไฟฟ้าจะมีส่วนของความถี่วิทยุเป็นช่วงกว้างแต่ถ้าโครงสร้างในการกระจายคลื่นหรือพูดอีกนัยหนึ่งถ้าส่วนที่ทำหน้าที่เป็นสายอากาศไม่สามารถกระจายคลื่นความถี่นั้นได้ดีคลื่นรบกวนความถี่ดังกล่าวก็จะออกไปน้อยหรือไม่ออกไปเลย ยกตัวอย่างเช่น กรณีของรถยนต์ลักษณะการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไหลของกระแสในรูปที่ 2.9 (ข) จะมีความถี่วิทยุเกิดในช่วงกว้าง แต่โครงสร้างที่ทำหน้าที่เป็นสายอากาศคือสายที่ต่ออยู่กับขั้วที่จุดระเบิดและตัวถังของรถยนต์โดยทั่วไปสามารถส่งคลื่นในช่วง VHF ออกไปได้ดีกว่าคลื่นวิทยุเอฟเอ็มจึงทำให้สัญญาณรบกวนจากการจุดระเบิดของรถยนต์เข้ามารบกวนภาพทีวีและเสียงเอฟเอ็มได้มากกว่าเอเอ็ม

2.4.2.2 สัญญาณรบกวนที่ทำให้เกิดภาพซ้อน

สัญญาณรบกวนที่ทำให้เกิดภาพซ้อนคือ สัญญาณของทีวีช่องเดียวกันที่เข้าสู่เครื่องรับก่อนหรือหลังสัญญาณที่ต้องการเล็กน้อยนั่นเอง ในกรณีที่เป็นสัญญาณรบกวนที่เข้าสู่เครื่องรับหลังสัญญาณที่ต้องการภาพซ้อนที่ปรากฏบนจอภาพจะเกิดขึ้นทางขวามือของภาพที่ต้องการแสดงในรูปที่ 2.10 สาเหตุส่วนใหญ่ของการเกิดภาพซ้อนในลักษณะนี้ เป็นเพราะการสะท้อนของสัญญาณคลื่นจากตึกหรือสิ่งก่อสร้างอื่นๆ เข้าสู่สายอากาศทางด้านข้างหรือด้านหลังของสายอากาศแสดงไว้ในรูปที่ 2.11 โดยเฉพาะเมื่อมีตึกบังระหว่างสายอากาศกับสถานีส่ง ซึ่งทำให้คลื่นที่เคลื่อนที่เข้าสายอากาศทางด้านหน้ามีกำลังต่ำลง จึงถูกรบกวนจากสะท้อนได้ง่ายขึ้นเนื่องจากสัญญาณสะท้อนต้องเดินทางเป็นระยะทางไกลกว่า จึงเข้าสู่สายอากาศช้ากว่าสัญญาณที่เข้าโดยตรงทำให้ภาพซ้อนเกิดขึ้นทางขวามือดังกล่าวและจากระยะห่างของภาพซ้อนกับภาพที่ต้องการบนจอภาพ เราสามารถคำนวณหาระยะทางระหว่างคลื่นที่เข้าโดยตรงกับคลื่นรบกวนโดยประมาณดังนี้



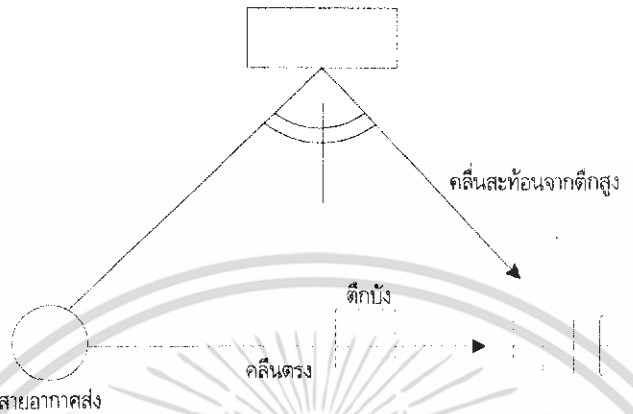
รูปที่ 2.10 ภาพที่เกิดทางด้านขวาของภาพที่ต้องการ

$$d_1 - d_2 = \frac{3 \times 10^8}{31250} \times \frac{1}{w} (m) \quad (2.1)$$

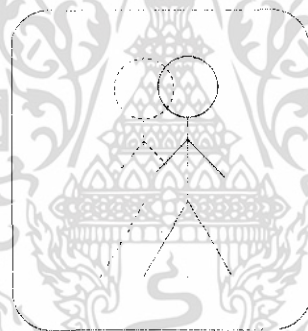
ในขณะที่ d_2 และ d_1 เป็นระยะการเคลื่อนที่ของสัญญาณรบกวนและสัญญาณที่ต้องการตามลำดับส่วน 1 เป็นระยะห่างระหว่างภาพที่ต้องการกับซ้อนบนจอภาพและ w เป็นความกว้างทางด้านข้างของจอทีวีโดยที่ 1 และ w มีหน่วยเป็นความยาวเหมือนกัน

จากระยะห่างที่คำนวณได้และแพทเทิร์นการรับคลื่นของสายอากาศจะทำให้รู้ว่า การสะท้อนเข้ามาทิศทางไหนและเกิดการสะท้อนจากที่ไหนซึ่งเป็นข้อมูลที่สามารถนำมาแก้ปัญหาได้

สำหรับภาพซ้อนที่เกิดขึ้นทางด้านซ้ายของภาพที่ต้องการ จะเกิดจากการที่สัญญาณทีวีเข้าสู่เครื่องรับ โดยตรง (Direct coupling) โดยไม่ผ่านระบบสายอากาศจึงทำให้สัญญาณรบกวนเข้าสู่เครื่องรับเร็วกว่า



รูปที่ 2.11 ลักษณะของการเกิดภาพซ้อน



รูปที่ 2.12 ภาพซ้อนที่เกิดจากสัญญาณทีวีเข้าสู่เครื่องรับโดยตรง

สัญญาณที่ต้องการซึ่งผ่านอุปกรณ์ต่างๆ ในระบบสายอากาศ ภาพซ้อนที่เกิดขึ้นจึงเกิดทางซ้ายของภาพที่ต้องการ โดยทั่วไปสัญญาณรบกวนชนิดนี้จะเกิดขึ้นในบริเวณที่มีความเข้มของคลื่นสูง เช่น บริเวณที่อยู่ใกล้สถานีส่งหรือบนตึกสูงๆ เป็นต้น ในบริเวณที่ความเข้มของคลื่นไม่สูงนักสัญญาณที่เข้าสู่เครื่องส่งโดยตรงจะมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับสัญญาณที่ผ่านเข้ามาจากระบบสายอากาศจึงไม่ทำให้เกิดภาพซ้อน

2.4.2.3 สัญญาณรบกวนที่เกิดจากสถานีข้างเคียง

ในบริเวณที่มีการส่งโทรทัศน์ช่องข้างเคียงกัน เช่น ช่อง 5 กับช่อง 6 เป็นต้น เมื่อสายทำหน้าที่เป็นอากาศรับสัญญาณทั้งสองเข้ามาจะทำให้เกิดการบีต (Beat) ระหว่างความถี่ของสัญญาณทั้งสองที่เครื่องรับซึ่งทำให้ภาพที่รับได้มีลายเฉียงๆ เกิดขึ้นตลอดจอภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2.4 สัญญาณรบกวนจากวิทยุสื่อสารและวิทยุสมัครเล่น

การรับภาพของเครื่องรับโทรทัศน์จะถูกรบกวนจากวิทยุสื่อสารและวิทยุสมัครเล่นได้เช่นเดียวกัน ลักษณะของการรบกวนอาจแบ่งออกได้ดังนี้

1. การถูกรบกวนจากฮาร์โมนิกและสปีวเวเรียส (Spurious) ของวิทยุที่ส่งในบริเวณที่อยู่ใกล้กับสถานีส่งของวิทยุสื่อสาร วิทยุสมัครเล่นและสถานีเคเอฟเอ็ม ฮาร์โมนิกของความถี่คลื่นพาห์ที่ส่งและความถี่สปีวเวเรียส จะไปรบกวนการรับภาพของทีวีช่องที่ความถี่นั้นอยู่ได้
2. การรบกวนจากการเกิด Cross Modulation จะเกิดขึ้นกับบริเวณที่อยู่ใกล้กับสถานีส่งซึ่งมีระดับของสัญญาณคลื่นพาห์สูง ซึ่งจะรบกวนการรับภาพของทีวีเช่นเดียวกัน
3. การรบกวนจากที่วิทยุเข้าสู่ภาคไอเอฟโดยตรงในกรณีที่ความถี่วิทยุใกล้เคียงกับความถี่ไอเอฟของเครื่องรับและมีระดับสูงสัญญาณนี้จะเข้าไปรบกวนที่ภาคไอเอฟโดยตรงทำให้ภาพที่ได้ถูกรบกวน
4. การรบกวนในภาคสัญญาณเสียงเกิดขึ้นจากการที่คลื่นวิทยุเข้ารบกวนในภาคสัญญาณเสียงโดยตรง ซึ่งปรากฏเป็นเสียงพูดของวิทยุที่อยู่นอกที่ลำโพงของเครื่องรับโทรทัศน์

สัญญาณรบกวนที่กล่าวมาทั้งหมดนี้ เป็นสัญญาณรบกวน ที่เกิดจากแหล่งที่อยู่ภายนอกระบบ นอกจากนั้นแล้วอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในระบบก็ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นเช่นเดียวกัน เช่น เครื่องขยายสัญญาณ ขณะที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณ ในตัวของเครื่องขยายสัญญาณก็จะมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นซึ่งจะไปรวมอยู่กับสัญญาณรบกวนที่มีอยู่เดิมทำให้มีขนาดใหญ่อขึ้น

2.4.3 ระดับของสัญญาณรบกวนและคุณภาพของภาพที่รับได้

การที่เครื่องรับโทรทัศน์จะรับภาพได้ชัดหรือไม่ขึ้น ขึ้นอยู่กับระดับสัญญาณรบกวนมากทีเดียวถึงแม้ระดับสัญญาณที่ต้องการรับจะสูง แต่ถ้าสัญญาณรบกวนที่พ่วงอยู่มีระดับสูงด้วยภาพที่รับได้ก็จะไม่ชัด ฉะนั้นในระนาบสื่อสารทั่วไปจึงมักจะใช้ค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณที่ต้องการต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio เขียนย่อว่า S/N) แสดงคุณภาพของสัญญาณ โดยทั่วไปจะให้อัตราส่วนนี้มีหน่วยเป็น dB และถ้าอัตราส่วนนี้ยิ่งมีค่าสูงก็แสดงว่าสัญญาณนั้นมีคุณภาพสูงการรับภาพหรือรับเสียงก็จะชัด ในกรณีของเครื่องรับโทรทัศน์ค่า S/N ที่ทำให้เห็นสัญญาณรบกวนได้คือ 38 dB และถ้าค่า S/N ต่ำกว่า 30 dB สัญญาณรบกวนจะน่าสังเกต เพราะฉะนั้นค่า S/N อย่างต่ำควรจะสูงกว่า 30 dB ขึ้นไป อย่างไรก็ตามเนื่องจากสัญญาณรบกวนมีอยู่หลายชนิดด้วยกันจึงทำให้ค่า S/N ที่เริ่มเป็นปัญหาสำหรับแต่ละกรณีแตกต่างกันทั้งตารางที่ 2.7 แสดงค่า S/N ที่ทำให้สังเกตเห็นสัญญาณรบกวนและค่า S/N ที่ยอมรับได้กับสัญญาณรบกวนชนิดต่างๆ ถ้าค่า S/N ต่ำกว่าค่าที่ยอมรับสัญญาณรบกวนก็จะน่าสังเกตและเป็นที่น่ารำคาญ จากตารางจะเห็นว่าถ้าค่า S/N สูงกว่า 30 dB ขึ้นไปโดยทั่วไปก็จัดว่าสัญญาณคุณภาพใช้ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

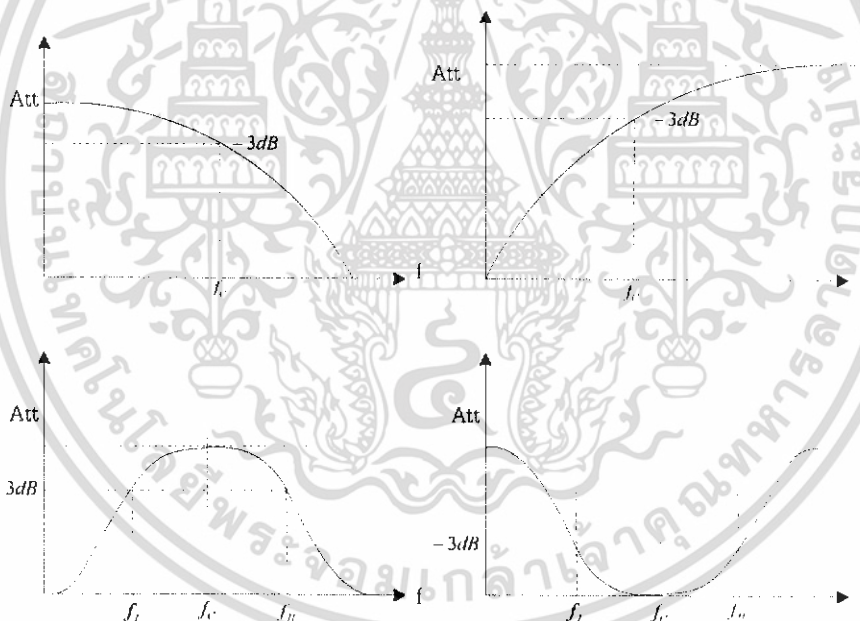
ตารางที่ 2.7 ค่า S/N ที่ทำให้สังเกตเห็นสัญญาณรบกวนในกรณีของสัญญาณรบกวนชนิดต่างๆ

ชนิดของสัญญาณรบกวน	S/N (dB)	
	เริ่มสังเกตเห็น	สามารถยอมรับได้
1. ภาพซ้อน	32	24
2. Random Noise	40	31
3. การบิด	30	21

2.5 การออกแบบวงจรกรองความถี่

2.5.1 วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟที่ใช้กับวงจรทางโทรคมนาคมที่กระแสสูง

ในวงจรกรองความถี่นั้นสามารถประเมินผลของควมถี่ตอบสนองได้ เช่น รูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 ผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ทั้ง 4 แบบ

ค่าของความลาดชันของเส้นแสดงความถี่ตอบสนองสามารถดูได้จากอุปกรณ์ที่นำมาต่อวงจรกรองความถี่ว่าอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์ทั้งหมดกี่ตัว ถ้ามีหนึ่งตัวจะมีความลาดชันของเส้นแสดงความถี่ตอบสนองมี -3 dB ต่อ ออกเตป ถ้ามี 2 ตัวลาดชันจะมีค่า -6 dB ถ้ามี 4 ตัวจะมีความลาดชัน -12 dB จำนวนอุปกรณ์บอกถึงความลาดชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวงจรกรองความถี่กลางค่าของความถี่เรโซแนนซ์ จะมีค่าคือ

$$Fr = 1/(2\pi / \sqrt{LC}) \tag{2.2}$$

ค่า Q ของ L และ C สามารถหาได้จากสมการที่ 2.3 และ 2.4

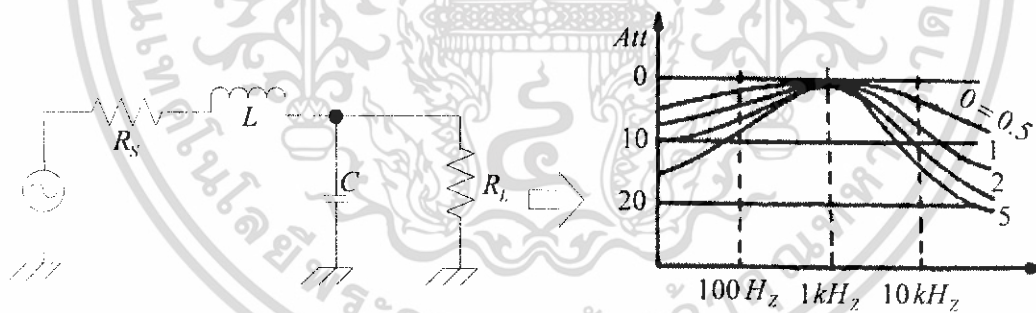
Individual Q $Q_1 = Q_L = X_L / R_S$ series resistance (2.3)

$Q_2 = Q_C = R_L / X_C$ parallel resistance (2.4)

เมื่อนำ L และ C มาต่อเข้าด้วยกันจะได้ Q คือ

$$Q_{All} = Q_1 Q_2 / (Q_1 + Q_2) \tag{2.5}$$

ในการออกแบบกรองความถี่ โดยให้มีความชันของความถี่ของควมถี่ตอบสนองที่จุดตัดความถี่มีค่ามากขึ้น เพื่อให้เข้าใกล้วงจรกรองความถี่ในอุดมคติ จะทำให้เกิดค่าพีค (Peak) ขึ้นใกล้จุดตัดความถี่ ดังรูปที่ 2.14 และรูปที่ 2.15



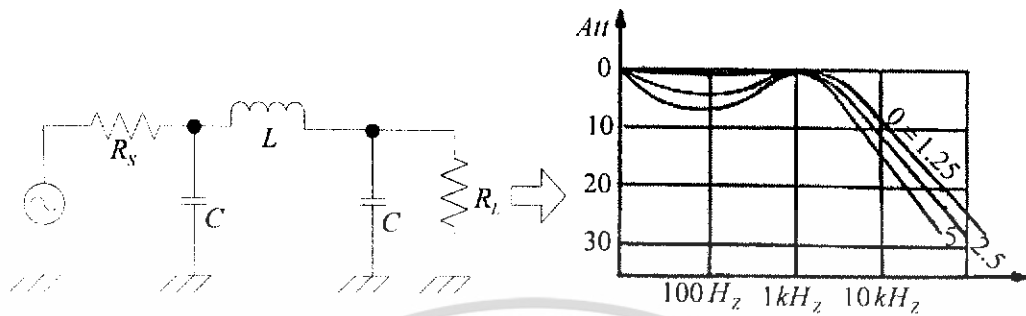
รูปที่ 2.14 ความถี่ตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบใช้ L และ C อย่างละตัว โดยใช้ค่า Q ต่างๆ กัน

จากผลในรูปที่ 2.14 และ 2.15 ทำให้ทราบค่าความสัมพันธ์ของการเกิดริบเบิล (Ripple) กราฟแสดงความถี่ตอบสนองได้ โดยค่าพีค (Peak) จะมีจำนวนน้อยกว่าจำนวนของอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์รวมกันอยู่หนึ่ง ดังสมการที่ 2.6

$$\text{จำนวนพีค} = n - 1 \tag{2.6}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

N = จำนวนอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์ทั้งหมดที่ใช้ในวงจร



รูปที่ 2.15 ความถี่ตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบใช้ L และ C รวม 3 ตัว โดยใช้ค่า Q ต่างๆ กัน

2.5.1.1 วงจรกรองความถี่แบบบัทเทอร์เวิร์ท

วงจรกรองความถี่แบบบัทเทอร์เวิร์ทนี้ ออกแบบโดยมุ่งหวังมีคุณสมบัติทางความถี่ตอบสนองที่ราบเรียบ โดย Q ได้พอสมควร ค่าการสูญเสียในวงจรกรองความถี่แบบนี้หาได้จากสมการที่ 2.7

$$A_{pd} = 10 \text{Log} [1 + (\omega / \omega_c)^{2n}] \tag{2.7}$$

ω = ความถี่ที่ต้องการทราบค่าการสูญเสียของสัญญาณ

ω_c = ความถี่จุดตัดของความถี่ตอบสนองคิดที่ -3 dB

n = จำนวนอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์

ในวงจรกรองความถี่แบบบัทเทอร์เวิร์ทเมื่อทำการนอร์มอลไลด์ (คิดเสมือนนำความต้านโอห์มไปต่อ) จะได้

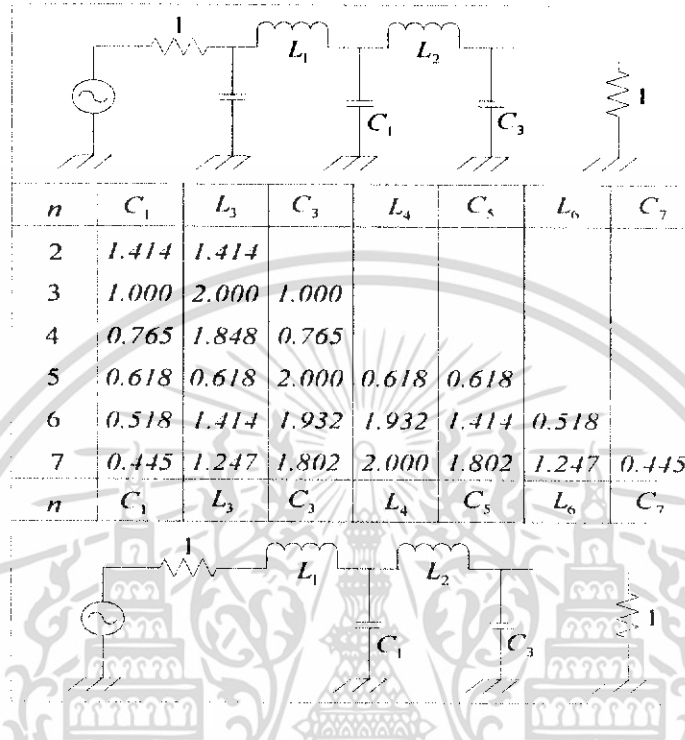
$$A_k = 2 \sin[(2k - 1)\pi / 2n] \tag{2.8}$$

n = จำนวนอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์

A_k = ค่าของรีแอกแตนซ์ (Reactance) ที่แต่ละค่าของ k ค่าของ A_k หาได้ตามตารางที่ 2.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.8 ตัวอย่างค่าอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์ เมื่อค่า $R_s = R_L = 1\Omega$ โดยใช้วงจรบทเทอร์เวิร์ท



2.5.1.2 วงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ

วงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟเป็นการออกแบบให้ได้ค่าสูงๆ ทำให้ผลการตอบสนองมีค่าไม่เรียบ แต่มีความชันของความถี่ตอบสนองช่วงสต็อปแบนด์ขึ้น ค่าการสูญเสียของวงจรกรองความถี่แบบนี้สามารถหาได้ตามสมการที่ 2.9

$$A_{dB} = 10 \text{Log}[1 + \epsilon^2 C^2(\omega / \omega_c)] \tag{2.9}$$

ที่ค่า $C_n(\omega / \omega_c)$ เป็นค่าของโพลีโนเมียลที่อันดับ n

ค่าโพลีโนเมียลของวงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ ดูได้จากตารางที่ 2.9

ค่าของ ϵ หาได้จากสมการที่ 2-10

$$\epsilon = 10^{R(dB)/10} - 1 \tag{2.10}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.9 ค่าของโพลีโนเมียลของวงจรมีเซฟ 7 ค่าแรกของ n

n	โพลีโนเมียลของวงจรมีเซฟ
1	ω / ω_c
2	$2(\omega / \omega_c)^2 - 1$
3	$4(\omega / \omega_c)^3 - 3(\omega / \omega_c)$
4	$8(\omega / \omega_c)^4 - 8(\omega / \omega_c)^2 + 1$
5	$16(\omega / \omega_c)^5 - 20(\omega / \omega_c)^3 + 5(\omega / \omega_c)$
6	$32(\omega / \omega_c)^6 - 48(\omega / \omega_c)^4 + 18(\omega / \omega_c)^2 - 1$
7	$64(\omega / \omega_c)^7 - 112(\omega / \omega_c)^5 + 56(\omega / \omega_c)^3 - 7(\omega / \omega_c)$

โดย $R(dB) =$ ค่าริบเบิลในแบนวิดท์เป็นเดซิเบล

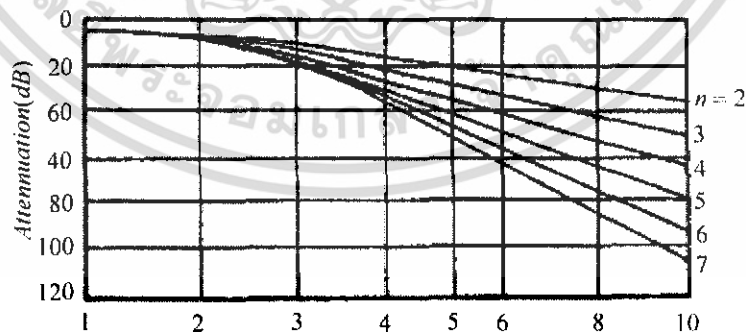
ค่าของ $(\omega / \omega_c) = (\omega / \omega_c) \text{Cosh}B$ (2.11)

$\text{Cosh} =$ ไฮเพอร์โบลิกของ Cos

$\text{Cosh}X = 0.5(e^x + e^{-x})$

$\text{Cosh}^{-1}X = \ln(X + X^2 - 1)$

ค่าของ $= 1/n \text{Cosh}^{-1}(1/\epsilon)$ (2.12)



รูปที่ 2.16 การสูญเสียของสัญญาณในวงจรรองความถี่ต่ำแบบเบสเซลโดยเปลี่ยนค่า n จาก 2 ถึง 7

2.5.1.3 วงจรรองความถี่แบบเบสเซล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวงจรกรองความถี่แบบเซนต์ สามารถหาค่าการสูญเสียในช่วงนอกแบนด์ความถี่โดยสมการที่ 2.13

$$A_{dB} = 3(\omega + \omega_c)^2 \quad (2.13)$$

ในการใช้สมการที่ 2.13 หาค่าการสูญเสียของสัญญาณ เมื่อมีค่า n ต่างๆ กันจะได้ตามรูปที่ 2.16 การสเกลลิงความถี่อิมพีแดนซ์ต้องนึกเสมอค่าที่หาได้นั้น ความถี่ที่จุดตัดมีค่า 0.159 Hz เท่านั้น ($\omega = 1 \text{ rad/sec}$) และค่า $R_L = 1$ โอห์ม ดังนั้นในการหาค่าที่จริงจำเป็นที่จะต้องสเกลลิงกลับ โดยใช้สมการที่ 2.15 และ 2.15

$$C = C_n / 1\pi f_c R \quad (2.14)$$

$$L = R L_n / 2\pi f_c \quad (2.15)$$

โดยค่า

C = ค่า C จริงๆ ที่ใช้

C_n = ค่า C ต้นแบบจากการคำนวณ

L = ค่า L จริงๆ ที่ใช้

L_n = ค่า L ต้นแบบจากการคำนวณ

R = ค่าโหลดจริงๆ ที่ใช้

f_c = ค่าความถี่ที่จุดตัดจริงๆ

2.5.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่กลาง

เมื่อออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำและกรองความถี่สูงได้แล้วก็เป็นภาระง่าย สำหรับการออกแบบวงจรกรองความถี่กลาง โดยการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำแล้วเปลี่ยนรูปเป็นวงจรกรองความถี่กลางโดยการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำแล้วเปลี่ยนรูปเป็น

$$BW / BW_c = f / f_c \quad (2.16)$$

BW = ค่าแบนวิดท์ที่ต้องการให้มีค่าสูญเสียตามที่ต้องการ

BW_c = ค่าแบนวิดท์ที่ตามทฤษฎีมีค่า

ค่าของความถี่กลาง (f_o) สามารถหาได้โดย

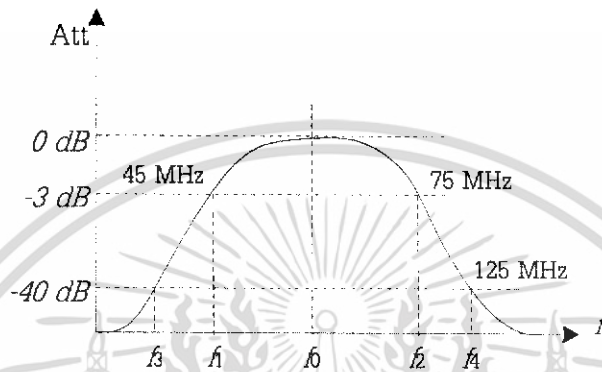
$$f_o = f_a f_d \quad (2.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยกตัวอย่างตามรูปที่ 2.17 สามารถหาค่า f_o ได้ คือ

$$f_o = (45)(75) \text{ MHz}$$

$$f_o = 58.1 \text{ MHz}$$



รูปที่ 2.17 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่กลาง

จากสมการที่ 2.17 สามารถหาค่า f_3 ได้ คือ

$$f_o = f_a f_h$$

$$58.1 = f_a (125) \text{ MHz}$$

$$f_a = 27 \text{ MHz}$$

2.6 การออกแบบวงจรที่ใช้ความถี่สูง

2.6.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรความถี่สูง

2.6.1.1 เส้นลวด

เส้นลวดในทางวงจรความถี่สูงนั้นเป็นได้ทั้งค่าความต้านทานทั้งค่าอินดักเตอร์หรือค่าคาปาซิเตอร์ ถ้าเส้นลวดนั้นอยู่ใกล้กันหรือเป็นทั้ง 3 ค่าพร้อมๆ กันแม้บางค่าจะมีค่าน้อยแต่สำหรับการสื่อสารที่ใช้ความถี่สูงๆ แล้วมีผลบวกจึงต้องนำมาคิดคำนวณกัน โดยทั่วไปเส้นลวดจะนิยมเรียกกันเป็นเบอร์ เช่น เบอร์ 50

(AWG) AWG มาจาก American Wire Gauge เป็นมาตรฐานอเมริกาที่นิยมใช้กันทั่วไปแต่บางเบอร์ของเส้นลวดก็มีความหมาย เช่น เบอร์ 50 AWG จะมีเส้นผ่าศูนย์กลาง 1 มิล (mil=1/1000 นิ้ว) ค่าของเส้นผ่าศูนย์กลางนี้สามารถหาได้จากสูตร

$$\text{เส้นผ่าศูนย์กลางเบอร์ } AWG(50-60n) \approx 2^n \text{ มิล} \quad (2.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างเช่น $n = 3$

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

หรือถ้า $n = 5$

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

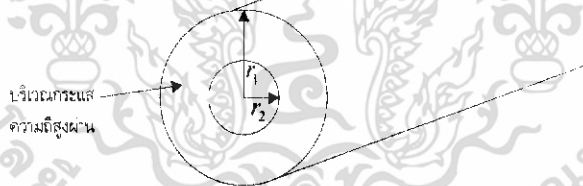
จากตัวอย่างนี้ ทำให้เราสามารถหาค่าของเส้นผ่าศูนย์กลางของลวดได้ทุกเบอร์ที่มีอยู่ตามห้องตลาด

2.6.1.2 กระแสความถี่สูงเดินตามผิว

กระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในตัวนำ เช่น เส้นลวดตัวนำนั้นที่ความถี่ต่ำจะกระจายทั่วตัวนำ (ถ้าทำการตัดขวางเส้นลวด) ในแนวแกนและจะมีกระแสไหลน้อยลงตรงกลางแกน ในขณะที่เริ่มมีความถี่สูงซึ่งผลอันนี้เรียกว่า กระแสเดินตามผิวของตัวนำ (Skin Effect) โดยทั่วไปกระแสจะไหลที่ผิวลึกลงไปประมาณ 37% ของเส้นผ่าศูนย์กลางของลวด ซึ่งเรียกกันว่า (Skin Depth) ค่าของ (Skin Depth) นี้จะมากขึ้นอยู่กับตัวกลางที่ลวดผ่านอยู่และชนิดของลวดตัวนำนั้นด้วย

จากผลข้างต้นนี้ทำให้ผู้ผลิตสายไฟสำหรับความถี่สูง โดยใช้เป็นลักษณะท่อกลวง เพื่อลดน้ำหนักของลวดลงและยังให้กระแสไหลเท่าเดิม

การเกิด (Skin Depth) ดูได้จากรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 บริเวณกระแสความถี่สูงไหลผ่านผิว

การหาพื้นที่หน้าตัดของบริเวณกระแสไหลผ่าน (Skin Depth) สามารถทำได้จาก

$$\text{พื้นที่หน้าตัดทั้งหมด } (A_1) = \pi r_2^2 \quad (2.19)$$

$$\text{พื้นที่หน้าตัดวงกลม } (A_2) = \pi r_1^2 \quad (2.20)$$

$$\text{พื้นที่ Skin Depth} = \pi (r_2^2 - r_1^2) \quad (2.21)$$

2.6.1.3 ค่าของอินดักเตอร์ในเส้นลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลในเส้นลวดก็จะเกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเกิดขึ้น โดยมีทิศทางที่ขึ้นกับทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้า นั่นถ้าไฟฟ้าเป็นกระแสลึบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าก็จะลึบตามกระแสไฟด้วยแต่จะเปลี่ยนแปลงช้ากว่ากระแสไฟฟ้า เนื่องจากการเกิดค่าอินดักแตนซ์ขึ้นเรียกกันว่าอินดักแตนซ์ของตัวเอง (Self Inductance) ค่าอินดักแตนซ์ที่ปรากฏในสายนี้จะเป็นตัวบอกถึงคุณภาพของสายตัวนำว่าดีหรือไม่ดีเพียงใด

การหาค่าอินดักแตนซ์ในสาย หาได้ดังนี้

$$L = 0.002l \{ 2.31 \log[(4l/d) - 0.75] \}_{copper} \quad (2.22)$$

โดยที่

L = ค่าอินดักแตนซ์มีหน่วยเป็น

l = ความยาวของลวดเป็นเซนติเมตร

d = เป็นเส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นลวดเป็นเซนติเมตร

ตัวอย่างการคำนวณ เช่น

ให้หาค่าของอินดักแตนซ์ของลวดทองแดงเบอร์ 22 ซึ่งมีความยาว 5 เซนติเมตร

$$L = 0.002l \{ 2.3 \log[(4l/d) - 0.75] \}$$

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

$$d = 25.3 \text{ mil} \times [24 \times 10^{-3} \text{ i}] \text{ ซม.}$$

จากสมการที่ 2.20 $1 \text{ นิ้ว} = 2.54 \text{ ซม.}$

แทนค่าจะได้

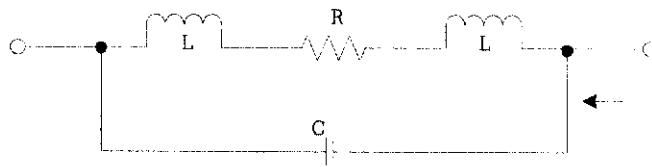
$$L = 0.002 \times 5 \{ 2.3 \log[(20/0.0643) - 0.75] \}$$

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

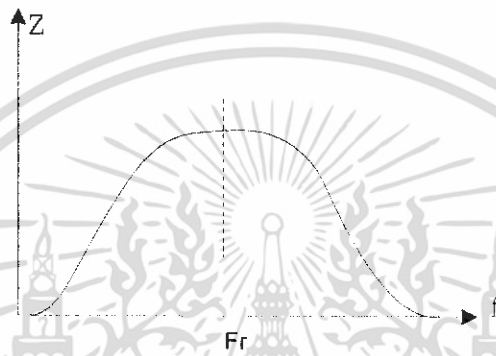
2.6.1.4 ความต้านทานของเส้นลวด

ค่าความต้านทานในเส้นลวดมีหน่วยเป็นโอห์ม โดยให้ค่าจำกัดความโดยผ่านกระแส 1 แอมป์ ได้ความต่างศักย์ 1 โวลต์ เส้นลวดนั้นจะมีความต้านทานเท่ากับ 1 โอห์มโดยทั่วไปแล้วความต้านทานภายในเส้นลวดตัวนำจะมีค่าน้อยมากที่ความถี่ต่ำ แต่จะมีค่าสูงขึ้นที่ความถี่สูงเราสามารถเขียนวงจรสมมูลของเส้นลวดได้ดังรูปที่ 2.19 จากรูปที่ 2.19 จะเห็นว่าเป็นลักษณะของวงจรจูนเรโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel Resonant) ที่ยอมให้ความถี่สูงมากหรือต่ำมากผ่านได้ ซึ่งสามารถดูได้จากกราฟความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์และความถี่ดังรูปที่ 2.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

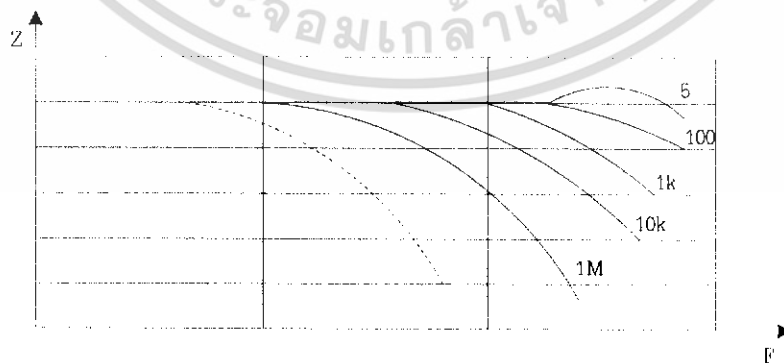


รูปที่ 2.19 วงจรสมมูลของเส้นลวดที่ความถี่สูง



รูปที่ 2.20 ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์และความถี่ที่พล็อตจากรูปที่ 2.19

ในการทำความต้านทานบางครั้งจะใช้ลวดที่มีความต้านทานสูงนำมาพันบนแกนทนความร้อนเพื่อให้ใช้งานได้ดี V เรียกกันว่าความต้านทานแบบขดลวด (Wirewound) มักจะเกิดเป็นค่าความต้านแบบเรโซแนนซ์ ดังรูปที่ 2.20 ดังนั้นจะให้ค่าที่ถูกต้องแน่นอนเฉพาะงานที่มีความถี่ค่อนข้างแน่นอน ในตอนหลังๆ นี้จึงได้มีความต้านทานแบบแผ่นโลหะ (Metal-film) ขึ้น โดยมีคุณสมบัติที่ดีกว่าแบบขดลวดและแบบคาร์บอน ดังรูปที่ 2.21



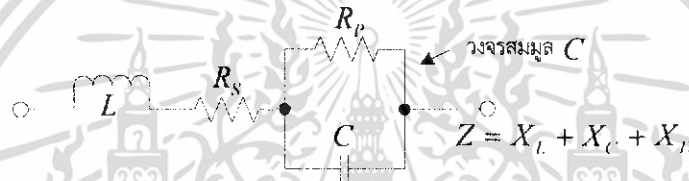
รูปที่ 2.21 กราฟความต้านทานของคาร์บอนและแบบแผ่นโลหะเทียบกับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.21 จะเห็นว่าถ้าใช้ความต้านทานแบบคาร์บอน จะใช้งานได้เพียง 10 MHz เท่านั้น ในขณะที่แบบแผ่นโลหะทำงานได้ถึง 100 MHz แต่อย่างไรก็ดีในแบบแผ่นโลหะนี้ถ้าค่าความต้านทานมีค่าน้อย ก็จะทำให้ L และ C ปรากฏชัดขึ้นจึงทำให้เกิดเรโซแนนซ์ได้เหมือนกันดังรูปที่ 2.21 เส้นบนสุด (ความต้านทาน 5 Ω)

2.6.1.5 ค่าคาปาซิเตอร์ที่ความถี่สูง

การใช้คาปาซิเตอร์ในวงจรความถี่ต่างๆ นั้นก็เป็นสิ่งที่ต้องศึกษาให้ดีเพราะคาปาซิเตอร์นั้นมีหลายแบบด้วยกัน เช่น แบบแผ่นขนาน แบบไมก้า แบบเซรามิก แบบแทนทาลัม แบบไมลาร์ แต่ละแบบก็ให้คุณสมบัติที่ต่างกันออกไปตามความถี่และที่สำคัญไม่ปรากฏว่า C ที่แท้จริงแต่จะปรากฏทั้ง L , R และ C ไปด้วยกันดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 วงจรสมมูลของ C

คาปาซิเตอร์แบบง่ายสุดก็คือแบบใช้แผ่นขนานกัน (Parallel-plate Capacitor) บางแบบก็มีตัว 3.96 กลางเป็นอากาศ เช่น พวกคาปาซิเตอร์แบบริมเมอร์ที่ปรับค่าได้ที่ใช้ในเครื่องรับวิทยุทั่วไปบางแบบก็มีพลาสติกหรือไดอิเล็กตริก (Dielectric) แบบต่างๆ ค่าคาปาซิเตอร์แบบแผ่นขนานนี้หาได้จากรูปที่ 2.23

$$C = Q/V \quad (2.23)$$

C = คือค่าคาปาซิแตนซ์ หน่วยเป็นฟารัด (Farad)

Q = ค่าประจุไฟฟ้าหน่วยเป็นคูลอมบ์ (Coulombs)

V = ความต่างศักย์ของทั้งสองขั้ว มีหน่วยเป็นโวลต์ (Volt)

ค่าสมการที่ C บางครั้งไม่สะดวกในการใช้งาน เพราะไม่รู้ค่าของประจุไฟฟ้าจึงได้มีการแปลงจากสูตรในสมการที่ C ให้เป็นสมการที่ 2.24

$$C = 0.2249 \epsilon A / d \epsilon_0 (pF) \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย

- C' = ค่าคาปาซิแตนซ์ หน่วยเป็นพิคโคฟารัด (μF)
- d = ระยะห่างของเพลต หน่วยเป็นนิ้ว
- A = พื้นที่ของเพลต หน่วยเป็นนิ้ว
- ϵ = ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของตัวกลาง (ฟารัด/เมตร)
- ϵ_0 = ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของอากาศ (ฟารัด/เมตร)
- = 8.854×10^{-12} (f/m)

ค่าของไดอิเล็กตริกที่ใช้กันมากคือ Dielectric Constant (k) = ϵ / ϵ_0

อากาศ	= 1
โพลีเทน	= 2.5
กระดาษ	= 4
ไม้ก้ำ	= 5
เซรามิคอ่อน	= 10
เซรามิคแข็ง	= 100-1000

ในการนำคาปาซิเตอร์ไปใช้งานนั้นจะต้องทราบคุณสมบัติต่างๆ เช่น ค่าแรงดันสูงสุดที่สามารถทนได้ ค่าอุณหภูมิที่ทนได้ ค่าของ R_s (ดูได้ในรูปที่ 2.22) ค่า R_p และ L ทั้งหมดนี้จะทำให้ทราบถึงค่าของเพาเวอร์แฟกเตอร์ (Power Factor) แน่นถนได้

โดยทั่วไปค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของคาปาซิเตอร์จะมีค่าเท่ากับ

$$PF = \cos \theta \tag{2.25}$$

โดยค่า θ จะเป็นเฟสที่นำหน้าอยู่ 90° ใน C แห่งๆ

ภายในของคาปาซิเตอร์จะมีค่า R_s และ R_p ต่อกันอยู่ ซึ่งเป็นค่าความต้านทานทาง AC ของคาปาซิเตอร์เราเรียกว่า เลฟเฟดทีฟ ซีรีส์ รีซิสแตนซ์ (Effective Series Resistance) หรือเรียกย่อๆ ว่า ESR ค่าของ ESR สามารถหาได้ดังนี้

$$ESR = PF / \omega C \quad (1 \times 10^6) \tag{2.26}$$

โดยที่

$$\omega = 2\pi f$$

คุณสมบัติของคาปาซิเตอร์อีกอันหนึ่งก็คือ ค่าดีสซิเปชันแฟคเตอร์ (Dissipation Factor) หรือเรียกย่อๆ ว่า DI ซึ่งสามารถหาได้ดังนี้

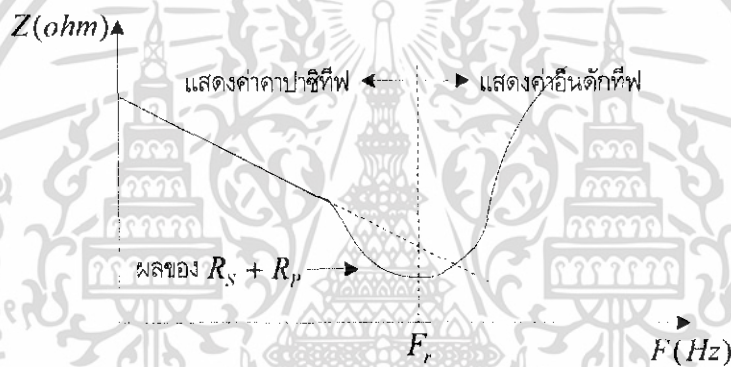
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$DF = (ESR / X_c) \times 100 \% \quad (2.27)$$

ค่าของ DF นี้เป็นอัตราส่วนของความต้านทาน AC ต่อค่าของรีแอกแตนซ์ (Reactance) และอีกค่าหนึ่งที่ไม่ได้ก็คือค่าของควอลิตี้ แฟกเตอร์ (Quality Factor) หรือเรียกย่อว่า Q สามารถหาได้จากสูตร 2.28

$$Q = 1 / DF = X_c / ESR \quad (2.28)$$

ค่า Q นี้ยิ่งสูงยิ่งดีเพราะจะปรากฏ X_c เติบโตขึ้น นั่นเอง
คุณลักษณะของคาปาซิเตอร์ ดูได้จากรูปที่ 2.23



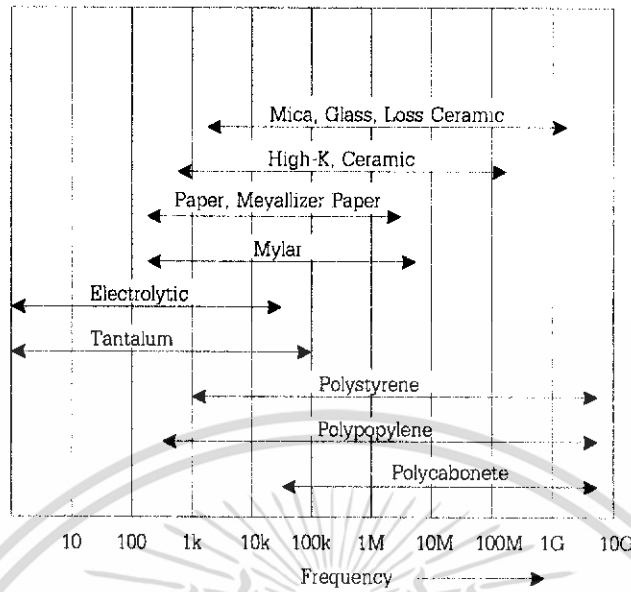
รูปที่ 2.23 คุณลักษณะและผลต่างๆ ในตัวคาปาซิเตอร์

2.6.1.6 ชนิดของคาปาซิเตอร์

คาปาซิเตอร์มีหลายชนิดด้วยกันโดยมากถือกันตามค่าของไดอิเล็กตริก เช่น อิเล็กโตรไลติกเปเปอร์ พลาสติก เซรามิค ไม้ก้า โพลีไทลีน โพลีโพรพิลีน โพลีคาร์บอนเนต เทฟลอน ออย กลาส แทนทาลัม เป็นต้น ความเหมาะสมในการใช้คาปาซิเตอร์ในช่วงความถี่ต่างๆ ดูได้จากรูปที่ 2.24

จากรูปที่ 2.24 จะเห็นว่าคาปาซิเตอร์ที่ใช้ได้ดีที่ความถี่สูงเกิน 100 MHz มีด้วยกัน 5 แบบคือ พวก ไม้ก้า เซรามิค โพลีไทลีน โพลีโพรพิลีน โพลีคาร์บอนเนต ทั้ง 5 แบบนี้นิยมใช้เซรามิคกันมากเพราะราคาถูกและยังทำให้เสถียรต่ออุณหภูมิได้ง่าย โดยสารทั้ง 2 ชนิดในการทำคาปาซิเตอร์ชนิดแรกเป็นแมกนีเซียมไตรตาเนต ซึ่งมีสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิเป็นบวก ชนิดที่สองเป็นแคลเซียมไตรตาเนต ซึ่งมีสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิเป็นลบ เมื่อใช้ทั้งสองชนิดผสมกันเป็นคาปาซิเตอร์เซรามิคก็จะทำให้สัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิเป็นศูนย์หรือเรียกว่า NPO (Negative Positive Zero)

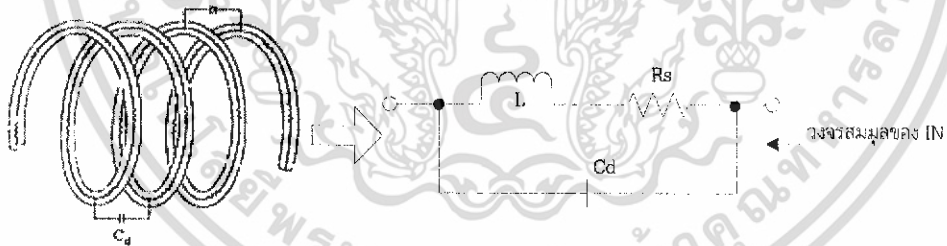
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.24 ความเหมาะสมในการเลือกใช้คาปาซิเตอร์แบบต่างๆ ที่ความถี่ต่างๆ

2.6.1.7 อินดักเตอร์และคุณสมบัติต่างๆ

อินดักเตอร์โดยทั่วไปจะมีค่าความต้านทานภายในและค่าคาปาซิเตอร์ปรากฏอยู่ซึ่งที่ความถี่สูงยิ่งปรากฏชัดขึ้น ลักษณะเปรียบเทียบดูได้จากรูปที่ 2.25

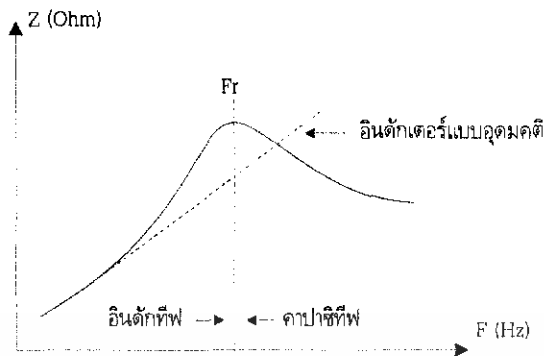


รูปที่ 2.25 ลักษณะเปรียบเทียบวงจรอินดักเตอร์

ค่าของ C_d (Distributed Capacitance) เป็นค่าคาปาซิเตอร์ที่เกิดขึ้น เนื่องจากการอยู่ใกล้กันของเส้นลวดที่ขดทำอินดักเตอร์ ถ้าคุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์จะเห็นว่าอิมพีแดนซ์จะมีค่าตามรูปที่ 2.26 สูตรที่ใช้คำนวณค่าอินดักเตอร์ คือ

$$Q = X_L / R_s \tag{2.29}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 คุณสมบัติของอินดักเตอร์แบบอุดมคติและแบบจริงๆ ที่ปรากฏเรโซแนนซ์ที่ F_r

$$Z = X_L X_C / (X_L + X_C)$$

(ดูได้รูปที่ 2.25) และค่าของ R_s ที่ค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ X_L และ X_C

$$Z = [j\omega L (1/j\omega C)] / [j\omega L + (1/j\omega C)] \tag{2.30}$$

ใช้ $j\omega C$ ทหารทั้งบนและล่าง

$$\begin{aligned} Z &= j\omega L / (j\omega L \times j\omega C + 1) \\ &= j\omega L / (j^2 \omega LC + 1) \end{aligned}$$

ค่าของ j^2 มีค่าเป็น -1

$$\therefore Z = \omega L / (1 - \omega^2 LC) \tag{2.31}$$

ที่เรโซแนนซ์ค่า Z มีค่ามากๆ ∞ ซึ่งถือได้ว่าค่าของ $\omega^2 LC$ จะต้องเท่ากับ 1 ตัวหารจึงจะเป็นศูนย์

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

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

$$\sqrt{LC} = 1/\omega$$

$$2\pi \sqrt{LC} = 1/f$$

$$f = 1/2\pi \sqrt{LC} \tag{2.32}$$

สูตรในการหาค่า L ในสูตรข้างต้นนี้เป็นสูตรที่สามารถหาค่า L ได้เมื่อทราบความถี่และ C ที่เป็นจุดเรโซแนนซ์ซึ่งในทางปฏิบัติเป็นการยากที่จะแน่ใจได้ว่าต้องพันลวดอย่างไรจึงจะได้ค่า L ตามที่ต้องการดังนั้นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จึงได้นำสูตรในการหาค่า L เมื่อทราบลักษณะการพันขดลวดตั้งสมการที่ 2.33
เมื่อพันลวดแบบชั้นเดียวแต่ไม่มีแกน (แกนอากาศ) จะได้ L เท่ากับ

$$L = (0.394r^2 N^2) / (9r + 10l) \quad (2.33)$$

L = ค่าอินดักแตนซ์เป็นไมโครเฮนรี่

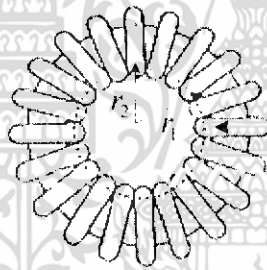
l = ความยาวของตัว L เป็นเซนติเมตร

r = รัศมีของขดลวด เป็นเซนติเมตร

และค่าของ l ต่ำลงมากกว่า 0.67, จึงจะได้ค่าที่ถูกต้อง

2.6.1.8 การหาค่าของ L เมื่อพันเส้นลวดเส้นเดียวบนแกนโลหะแบบวงแหวน

การหาค่าของ L เมื่อพันเส้นลวดเส้นเดียวบนแกนโลหะแบบวงแหวน (Toroid) ถ้าพันเป็นลักษณะ
ดังรูปที่ 2.27 จะได้ค่า L ตามสมการที่ 2.34



$$R = \frac{d}{2}$$

$$d = \frac{2\pi r}{N + \pi}$$

รูปที่ 2.27 รูปขดลวดที่พันบนแกนแบบวงแหวน

ค่า

$$L = N^2 A_r \text{ (นาโนเฮนรี่)} \quad (2.34)$$

$$A_r = (0.04\pi \mu_r A_c \times 10^{-6}) L_c \quad (2.35)$$

ค่าของ A_r เป็นค่าดัชนีอินดักแตนซ์ (Inductance Index) มีหน่วยเป็นนาโนเฮนรี่ต่อกรัมกำลังสอง โดยที่

L = ค่าของอินดักแตนซ์ เป็นนาโนเฮนรี่

N = จำนวนรอบ

μ_r = พื้นที่หน้าตัดของแกน เป็น cm^2

L_c = ความยาวของแกนโดยเฉลี่ย เป็น cm

ค่าของ Q ในการพันแกนวงแหวนหาได้โดย

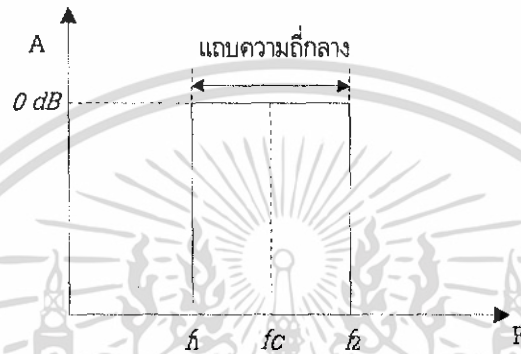
$$Q = (R_p / N^2) / (X_p / N^2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= R_p / X_p \quad (2.36)$$

2.6.2 วงจรเรโซแนนซ์

ในวงจรฟิลเตอร์ต่างๆ ไปมักจะได้ยินการกล่าวถึงค่า Q ของวงจร ซึ่งถ้าดูตามคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่กลางแบบสมบรูณ์จะได้ตามรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่กลางแบบสมบรูณ์

จากรูปที่ 2.28 คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่กลางซึ่งมีความถี่อยู่ที่ f_c และมีความกว้างของแบนด์อยู่ระหว่าง f_1 ถึง f_2 ฉะนั้นจะหาค่า Q ได้ตามสมการที่ 2.37

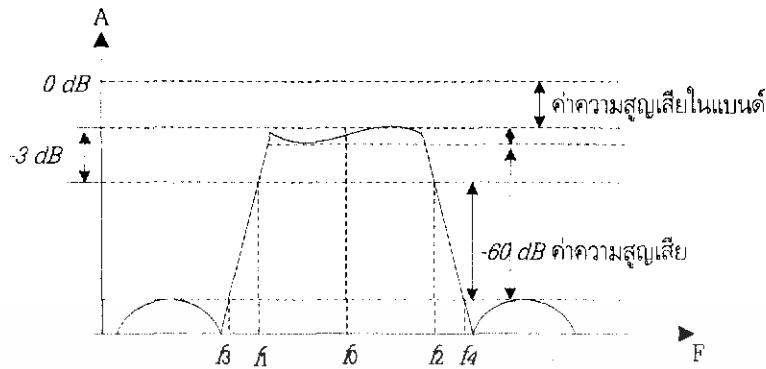
$$Q = f_c / (f_2 - f_1) \quad (2.37)$$

ในทางปฏิบัติจะหาค่า f_1 และ f_2 นั้นเป็นการยาก เนื่องจากช่วงความถี่ตอบสนองจะเป็นดังรูปที่ 2.29

จากรูปที่ 2.29 จะเห็นว่าช่วงความถี่ f_3 ถึง f_1 และ f_2 ถึง f_4 เป็นความถี่ที่มีความลาดเอียงจากจุด -3 dB จากยอดจนถึง -60 dB จากจุด -3 dB ของยอดค่าความลาดเอียงนี้เป็นค่าบ่งบอกถึงรูปร่างของผลการตอบสนองซึ่งเขียนเป็นสมการที่ 2.38

$$SF = (f_4 - f_3) / (f_2 - f_1) \quad (2.38)$$

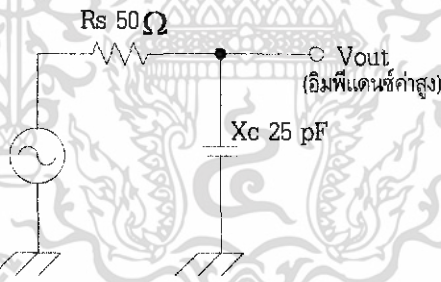
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.29 ผลการตอบสนองของวงจรรองความถี่กลางที่เป็นจริง

โดยค่าของ SF คือ Shape Factor

ในการวิเคราะห์วงจรรองความถี่แบบพาสซีฟ ที่ใช้กับวงจรรวมที่สัญญาณต้องคำนึงถึงค่าต่างๆ ที่เข้ามาเกี่ยวข้อง เช่น ค่าของความต้านทานภายในของคาปาซิเตอร์และอินดักเตอร์ ในการวิเคราะห์วงจรรองความถี่กลางจะอาศัยหลักการของวงจรรองความถี่ต่ำและกรองความถี่สูง เพื่อคำนวณหาค่าต่างๆ จากวงจรรองความถี่ต่ำ ในรูปที่ 2.30 จะหาค่าของ V_{out} / V_m ได้จากสมการที่ 2.39



รูปที่ 2.30 วงจรรองความถี่ต่ำอย่างง่าย

จากรูปที่ 2.32 จะได้

$$V_{out} = [X_c / (R_s + X_c)] V_m \tag{2.39}$$

โดยทั่วไปในการใช้วงจรรองความถี่แบบ RC จะให้ความลาดชันในการตอบสนองประมาณ 6 dB ต่อ Octave ในทำนองเดียวกันถ้าใช้อินดักเตอร์แทนคาปาซิเตอร์ในรูปที่ 2.30 จะได้วงจรรองความถี่สูงซึ่งค่าของ V_{out} หาได้ตามสมการที่ 2.40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{out} = [X_L / (R_S + X_L)] V_m \quad (2.40)$$

เมื่อรวมสมการที่ 2.39 และ 2.40 เพื่อแสดงค่าของวงจรรองความถี่กลางจะได้

$$V_{out} = [X_T / (R_S + X_T)] V_m \quad (2.41)$$

เมื่อค่าของรวม

$$X_T = X_C X_L / (X_C + X_L)$$

เมื่อ

$$X_C = 1 / (j\omega C)$$

และ

$$X_L = j\omega L$$

จะได้

$$\begin{aligned} X_T &= [(1/j\omega C) j\omega L] / [(1/j\omega C) + j\omega L] \\ &= (j\omega L / j\omega C) / [(1/j\omega C) + j\omega L] \\ &= [j\omega L / j\omega C (j\omega C)] / [1 + j\omega L (j\omega C)] \\ &= j\omega L / (1 + j^2 \omega^2 LC) \end{aligned}$$

ค่า j^2 มีค่าเท่ากับ -1 ดังนั้นจะได้

$$X_T = j\omega L / (1 - \omega^2 LC) \quad (2.42)$$

แทนสมการ 2.42 ลงใน 2.41 จะได้

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

คูณด้วย $1 - \omega^2 LC$ ทั้งล่างและบนจะได้

$$V_{out} / V_m = j\omega L / [(R_S - \omega^2 R_S LC) + j\omega L] \quad (2.43)$$

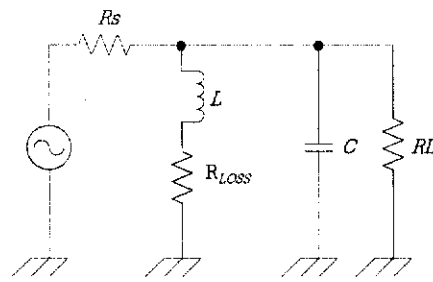
จากการใช้วงจรรองความถี่กลางแบบ RLC นั้นต้องคำนึงถึงโหลดที่จะนำมาต่อเข้ากับวงจรด้วย เพราะค่าโหลดที่นำมาต่อนี้จะทำให้ค่า Q เปลี่ยนไปด้วย ยกตัวอย่างวงจรตามรูปที่ 2.31

เมื่อเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าจะได้ตามรูปที่ 2.32

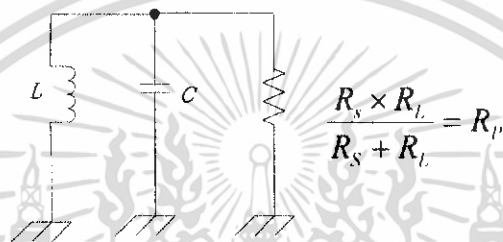
จากรูปที่ 2.32 จะได้ค่า Q ตามสมการ 2.44

$$Q = R_p / X_p \quad (2.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.31 วงจรกรองความถี่กลางเมื่อนำโหลด R_L ต่อเข้าวงจร



รูปที่ 2.32 วงจรเทียบเท่ารูปที่ 2.31

ค่าของ Q สามารถเปลี่ยนให้มากหรือน้อยตามต้องการได้ แม้ว่าโหลด R_L จะมีค่าคงที่ทั้งนี้ทำโดยเปลี่ยนค่าของ L และ C ให้เหมาะสม

2.6.3 ผลของวงจรเรโซแนนซ์เมื่อต่อโหลดและไม่ต่อโหลด

โดยทั่วไปในวงจรแบบพาสซีฟนี้จะมีการสูญเสียภายในวงจร ดังนั้นเมื่อต่อเข้าไปกับวงจรแล้วค่าของความต้านทานจะทำให้ค่า Q เปลี่ยนไปจากตอนที่ยังไม่ได้ต่อโหลดการหาความสัมพันธ์ของความต้านทานในวงจรกับค่าของ Q ทำได้จากสมการที่ 2.45

$$R_p = (Q^2 + 1)R_s \tag{2.45}$$

R_p = ค่าความต้านทานเมื่อคิดแบบขนาน

R_s = ค่าความต้านเมื่อคิดแบบอนุกรม

ทั้งในอนุกรมและขนานนี้สามารถเทียบกันได้ดังรูปที่ 2.33

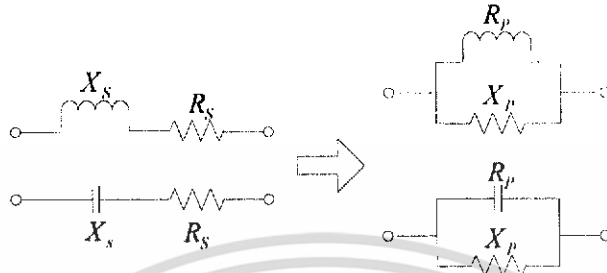
ค่าเปรียบเทียบระหว่างแบบอนุกรมและแบบขนานดูได้จากสมการที่ 2.46, 2.47, 2.48

$$X_p = R_p / Q_p \tag{2.46}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_p = Q^2 R_s \tag{2.47}$$

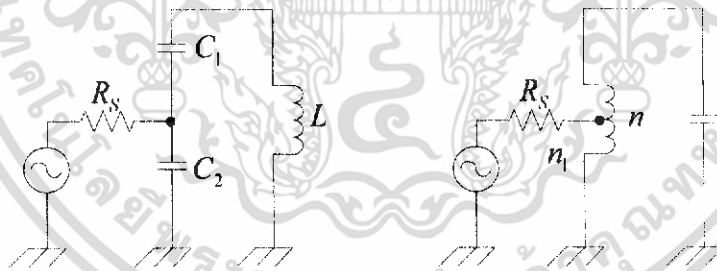
$$X_p = X_s \tag{2.48}$$



รูปที่ 2.33 การเทียบค่าระหว่างแบบอนุกรมและแบบขนาน

2.6.4 การทรานฟอร์มิมพีแดนซ์และการคับปลิง

ในการใช้วงจรความถี่สูง โดยทั่วไปจะใช้การขยายสัญญาณแบบคลาส C จึงจำเป็นต้องใช้การคับปลิงแต่ละสเตจ ซึ่งอาจจะใช้คาปาซิเตอร์หรืออินดักเตอร์ก็ได้ ที่นิยมกันมากๆ ก็คือ การใช้แทปคาปาซิเตอร์หรือแทปอินดักเตอร์ทั้งนี้เพราะสามารถที่จะทำการคับปลิงและแมตช์อิมพีแดนซ์ได้ในเวลาเดียวกัน วงจรง่าย ๆ ดูได้จากรูปที่ 2.34



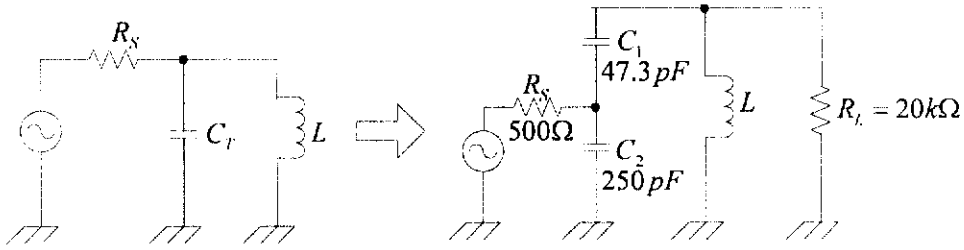
รูปที่ 2.34 Coupling & Matching ในเวลาเดียวกันแสดงวงจรคับปลิงทั้งแทป C และแทป L

จากวงจรคับปลิงแบบแทปคาปาซิเตอร์และแทปอินดักเตอร์ ตามรูปที่ 2.34 สามารถเขียนให้เป็นวงจรดังรูปง่ายๆ ได้ดังรูปที่ 2.35

โดยที่ค่า $R_s = R_s \tag{2.49}$ $(1 + C_1 / C_2)^2$

$$C_T = C_1 C_2 / (C_1 + C_2) \tag{2.50}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.35 วงจรสมมูลของวงจรในรูปที่ 2.34

และสำหรับ R_s ในแทป L จะมีค่าคือ

$$R_s = R_s (n / n_1)^2 \tag{2.51}$$

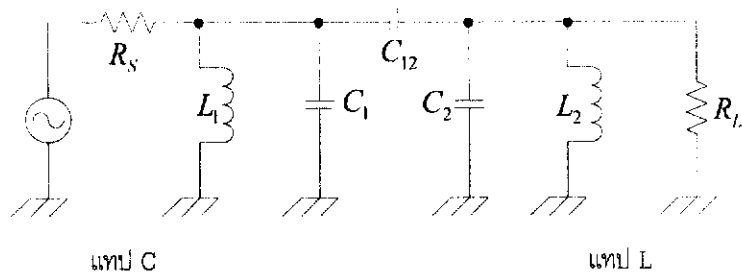
ในการใช้คาปาซิเตอร์เป็นตัวคัปปลิงระหว่างวงจรกรองความถี่กลาง 2 วงจรค่า C จะต้องมี ความสัมพันธ์กับค่า Q และคาปาซิเตอร์ในวงจรกรองความถี่อื่นๆ ซึ่งหาได้จากสมการที่ 2.52

$$C_c = C / Q \tag{2.52}$$

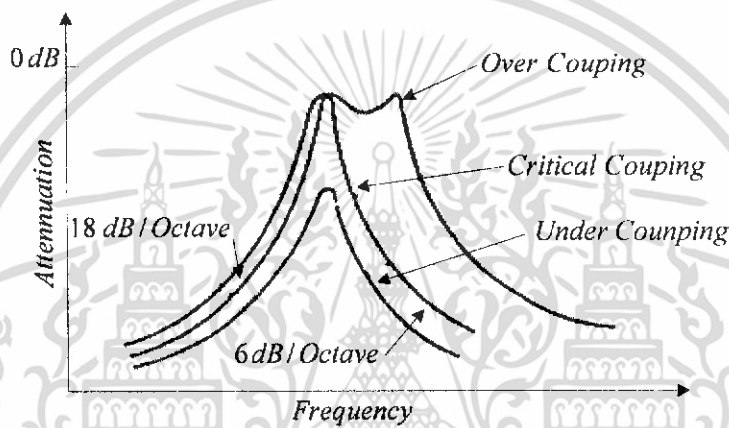
- $C_c = C$ ที่ใช้เป็นคัปปลิง
- $C = C$ ในวงจรเรโซแนนซ์
- $Q =$ ค่า Q เมื่อต่อโหลดของแต่ละวงจร

ในการต่อวงจรของความถี่ที่มี L และ C อย่างละตัวนั้น จะได้รับการลดลงของความถี่ตอบสนองใน อัตรา -3 dB ต่อ Octave

การต่อ C คัปปลิงระหว่างวงจรเรโซแนนซ์ 2 วงจร ดังรูปที่ 2.36 สามารถทำได้โดยคำนวณค่า C_{12} เป็น C_c โดยมีค่าตามสมการที่ 2.52 ผลของการเลือก C_c จะแสดงในรูปที่ 2.37 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าถ้า C_c มีค่ามาก, น้อย, พอดี การตอบสนองความถี่จะเปลี่ยนแปลงไปเช่นใด



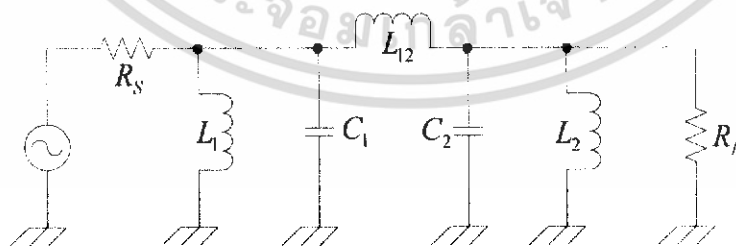
รูปที่ 2.36 วงจร C คัปปลิงระหว่างวงจรเรโซแนนซ์ 2 ชุด



รูปที่ 2.37 ผลตอบสนองเมื่อค่า C_1 เปลี่ยนแปลงไป

2.6.5 วงจรอินดักทีฟคัปปลิง

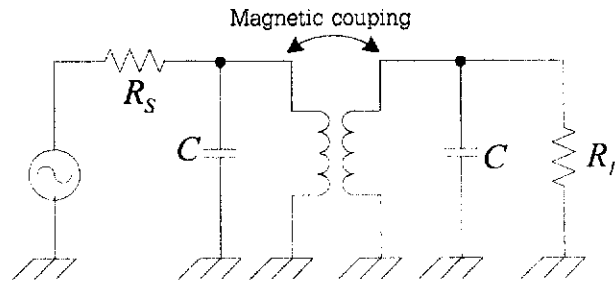
วงจรอินดักทีฟคัปปลิงจะมีลักษณะดังรูปที่ 2.38



ก. วงจรอินดักทีฟคัปปลิงแบบ L ต่ออนุกรม

รูปที่ 2.38 วงจรอินดักทีฟคัปปลิง

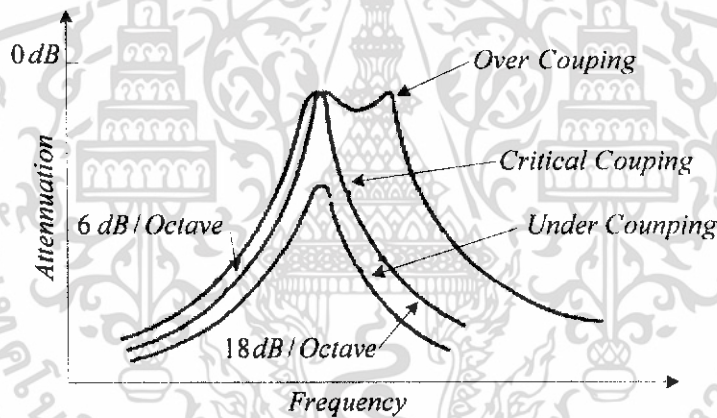
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



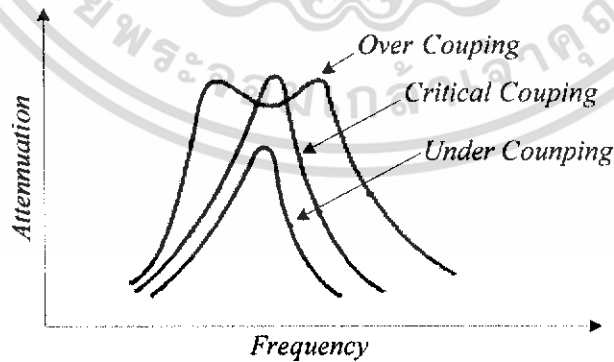
ข. วงจรอินดักทีฟคัปปลิงแบบใช้ทรานซิสเตอร์

รูปที่ 2.38 (ต่อ) วงจรอินดักทีฟคัปปลิง

จากรูปที่ 2.38 ผลของการเลือกค่าอินดักทีฟมากหรือน้อยไม่ทำให้เกิดผลตอบสนองความถี่แตกต่างกันออกไป ดูจากรูปที่ 2.39



ก. อินดักทีฟคัปปลิง



ข. ทรานส์ฟอร์เมอร์คัปปลิง

รูปที่ 2.39 ผลของการเลือกค่า L มากหรือน้อยไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนค่าของ L_{12} สามารถหาได้จากสมการที่ 2.53

$$L_{12} = QL \tag{2.53}$$

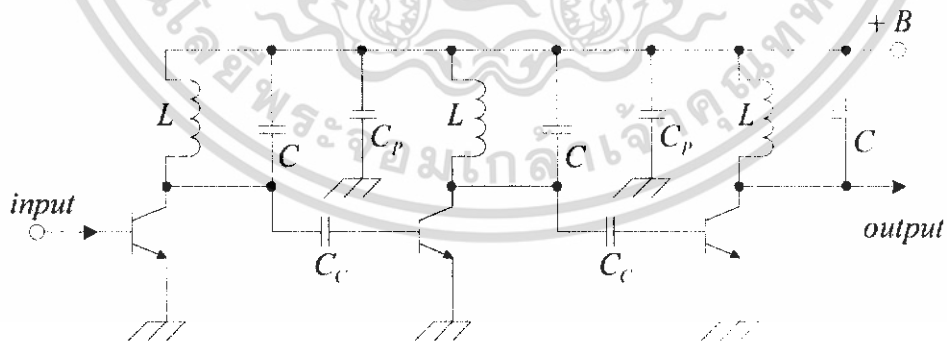
- ที่
- L_{12} = ค่าอินดักแตนซ์ของ L ที่นำมาคัปปลิง
 - Q = Q ที่โหลดแล้วของวงจรเดียวของแต่ละวงจร
 - L = ค่าอินดักแตนซ์

2.6.6 วงจรแอกทีฟคัปปลิง

บางครั้งการออกแบบวงจรองความถี่กลางยังต้องการให้มีแบนวิดท์แคบๆ ซึ่งทำได้โดยต่อวงจรอนุกรมกันหลายๆ สเตจ (Cascaded Resonant) โดยการต่อแบบคัปปลิงคือ นำเอาต์พุตของวงจรแอกทีฟสเตจหนึ่งไปต่อกับอินพุตของอีกสเตจหนึ่ง เป็นผลให้สัญญาณวิ่งได้ทิศทางเดียวดังในรูปที่ 2.40 ถ้าสมมุติ Q เมื่อโหลดแล้วมีค่าเท่ากันทุกสเตจจะได้ Q รวมคือ

$$Q_{total} = Q/2^{1/n} - 1 \tag{2.54}$$

- Q_{total} = ค่า Q รวมของวงจรทั้งหมดที่ต่ออนุกรมกันอยู่
- Q = ค่า Q ของแต่ละวงจร
- n = จำนวนวงจรเรโซแนนซ์



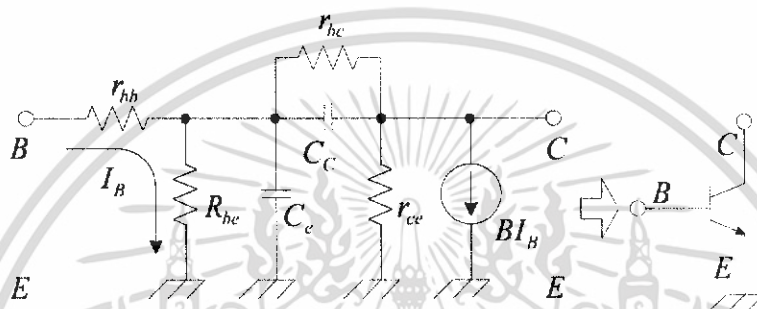
รูปที่ 2.40 วงจรแอกทีฟคัปปลิง 3 สเตจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง

2.7.1 วงจรทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง

ส่วนนี้จะกล่าวถึงวงจรเทียบเท่าของทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง โดยจะอาศัยและพารามิเตอร์เป็นตัวช่วยในการคำนวณอันจะทำให้ทราบค่าอัตราขยายการป้อนกลับที่เหมาะสม ลักษณะของทรานซิสเตอร์สามารถแทนได้ด้วยวงจรง่ายๆ ของความต้านทาน คาปาซิเตอร์ และอินดักเตอร์ ดังรูปที่ 2.41 ซึ่งอาศัยการต่อวงจรแบบ Hybrid - π โดยนำมาใช้แทนทรานซิสเตอร์แบบอิมิตเตอร์ร่วม



รูปที่ 2.41 วงจรเทียบเท่าทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูงในรูปของ Hybrid - π

จากรูปที่ 2.41

r_{bb} = ความต้านทานที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ เมื่อมองจากขาเบสเข้าไปถึง Function ซึ่งเป็นลักษณะ Forward Bias โดยทั่วไปจะประมาณ $1\text{ K}\Omega$

r_{he} = เป็นเสมือนความต้านทานป้อนกลับที่ขาเบสและคอลเลคเตอร์ โดยทั่วไปค่าจะสูงมากขนาด $1\text{ M}\Omega$ ถึง $5\text{ M}\Omega$

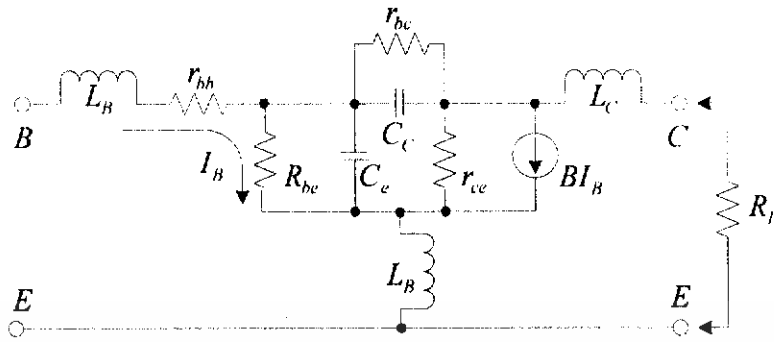
r_{cc} = ความต้านทานทางด้านเอาต์พุตระหว่างขาคอลเลคเตอร์และขาอิมิตเตอร์ โดยทั่วไปถ้าเป็นทรานซิสเตอร์กำลังต่ำจะมีค่าประมาณ $100\text{ K}\Omega$

C_c = ค่าคาปาซิเตอร์ระหว่างระหว่างจังก์ชันและอิมิตเตอร์บางครั้งเราเรียกว่า ดิฟฟิวชันคาปาซิเตอร์ (Diffusion Capacitor) โดยทั่วไปประมาณ 100 pF

C_e = คาปาซิเตอร์ระหว่างขาคอลเลคเตอร์และเบสจังก์ชันของทรานซิสเตอร์โดยทั่วไปจะมีค่าน้อยประมาณ 3 pF ค่าคาปาซิเตอร์นี้จะทำหน้าที่ป้อนกลับสัญญาณ บางครั้งจึงเรียกว่า Feedback Capacitor

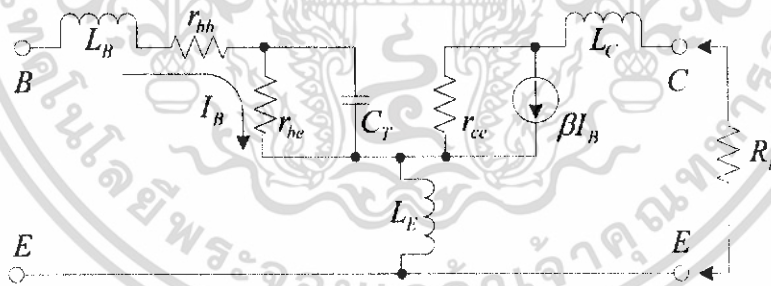
จากรูปที่ 2.41 ค่ากระแส I_B ที่เกิดขึ้นมีผลทำให้วงจรจ่ายกระแสที่ขาคอลเลคเตอร์มีค่าเท่ากับ βI_B ซึ่งเขียนเป็นสมการได้คือ $I_C = \beta I_B$ จากสมการนี้จะเป็นสมการที่ใช้ทั่วไปกับความถี่ที่ไม่สูงสัก เมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้นขาของทรานซิสเตอร์ก็จะมีผลเป็นอินดักเตอร์ขึ้นมาและจะนำมาคิดด้วยดังรูปที่ 2.42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.42 วงจรทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูงจะมีค่าอินดักเตอร์

ในรูปที่ 2.42 เมื่อต้องการคำนวณหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ ก็สามารถทำได้ โดยการมองจากขา B และ C แต่ความยุ่งยากจะเกิดขึ้นเมื่อไม่สามารถแยกได้ว่าค่า r_{be} ออกเป็น 2 ตัว ตัวหนึ่งต่อขนานกับวงจรอินพุต ส่วนอีกตัวต่อขนานกับวงจรทางเอาต์พุต การแยกเช่นนี้เรียกกันว่าวิธีของมิลเลอร์ (Miller Effect) และโดยหลักการเดียวกันก็สามารถแยกค่า C_c ออกเป็น 2 ด้านคือ ทางด้านอินพุตและทางด้านเอาต์พุต เพื่อง่ายในการคำนวณเช่นเดียวกัน ค่าของ C_c เมื่อใช้การแยกค่าด้วยวิธีมิลเลอร์จะได้ C_x ค่าใหม่ขนานอยู่กับ C_e โดยจะมีค่าเป็น $(C_e) (1 - \beta R_L)$ เมื่อค่าของ R_L เป็นค่าของ $C_c + C_x$ ถือเป็นค่า C รวมได้เป็น C_T วงจรทางด้านอินพุตของทรานซิสเตอร์จึงเป็นดังรูปที่ 2.43



รูปที่ 2.43 วงจรเทียบเท่าเมื่อใช้ผลของมิลเลอร์ในการแยก C และ R

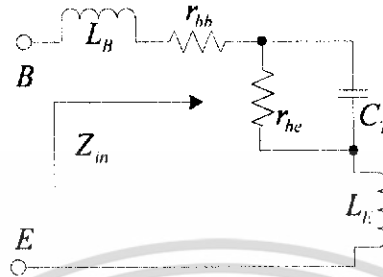
เมื่อแยกให้เห็นค่าชัดเจนทำได้โดยเขียนแยกเฉพาะด้านอินพุต ดูได้ในรูปที่ 2.44

$$Z_m = j\omega L_B + r_{bb} + \frac{[(1/j\omega C_R) + r_{bc}] + j\omega L_E}{[(1/j\omega C_T) + r_{be}]}$$

$$= j\omega(L_B + L_E) + r_{bb} + \frac{r_{bc}}{(1 + r_{bc}j\omega C_T)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{in} = j\omega L_r + r_{hh} + \frac{r_{he}}{(1 + r_{hr} j\omega_{bc} CT)}$$



รูปที่ 2.44 แสดงวงจรเทียบเท่าทางด้านอินพุตของทรานซิสเตอร์

จากสมการหาค่า Z_{in} ถ้าสมมติให้

$$L_r = 20nH$$

$$r_{he} = 1000\Omega$$

$$r_{hh} = 50\Omega$$

$$C_T = 100pF$$

แล้วทำการพล็อต Z_{in} ลงในสมิทซาร์ทตามรูปที่ 2.45 จะเห็นค่าของ Z_{in} จะมีค่ามากที่สุดที่ 100Ω สำหรับ DC และมีค่าน้อยที่สุด 50Ω ที่ความถี่ $112KHz$ ค่าของ Z_{in} จะแปรเปลี่ยนเป็นได้ทั้งแอดมิตแตนซ์และอิมพีแดนซ์ ดังนั้นบางครั้งสำหรับการทดลองที่นำมาเอาคู่มือทรานซิสเตอร์มาใช้จะต้องดูคู่มือว่าเป็นแอดมิตแตนซ์หรืออิมพีแดนซ์ที่ความถี่เท่าใด

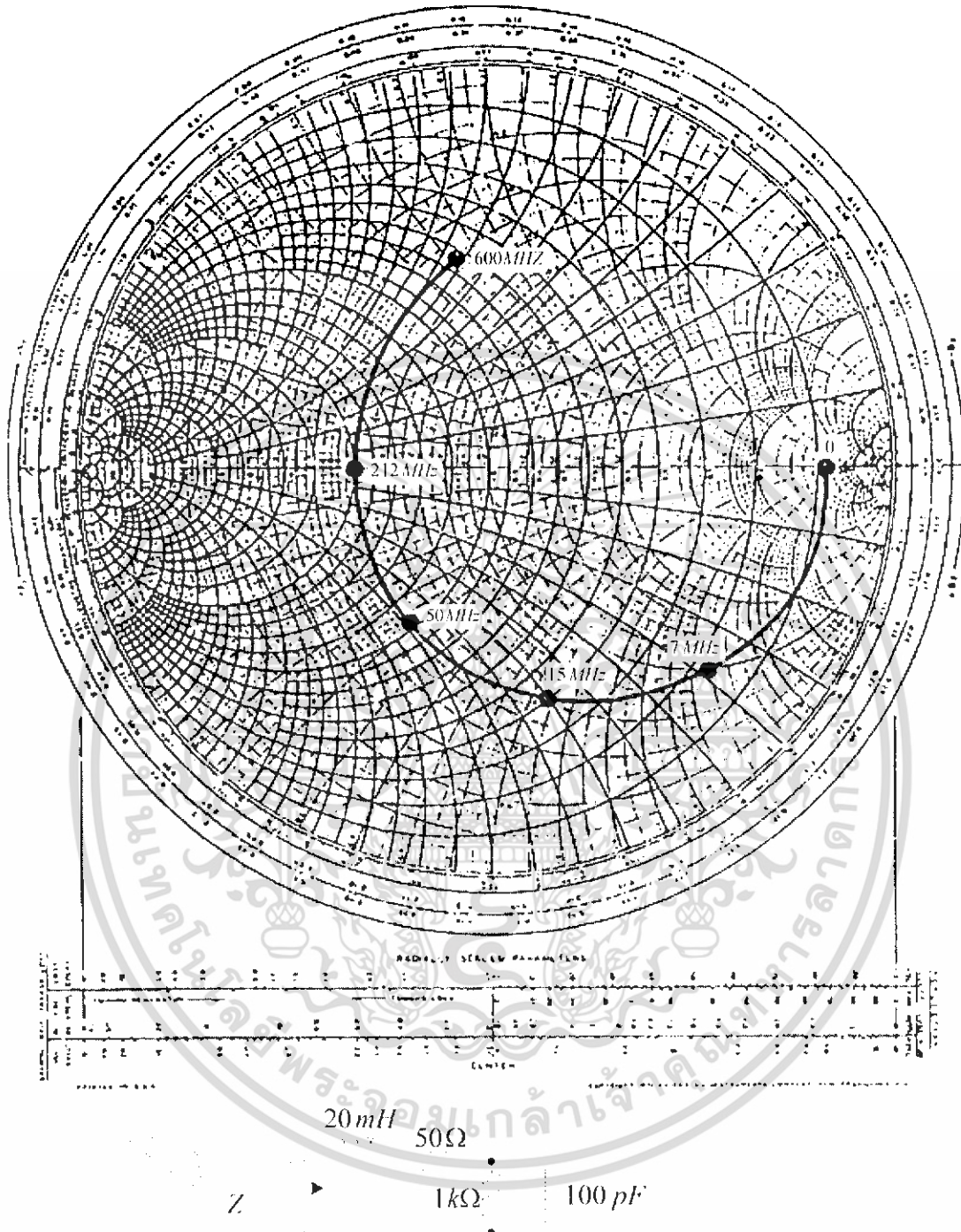
ส่วนการหาค่าของแอดมิตแตนซ์ก็สามารวิเคราะห์จากรูปที่ 2.41 และเขียนได้เป็นรูปที่ 2.46 ลักษณะการต่อใช้งานทรานซิสเตอร์ขยายสัญญาณที่ความถี่สูง จะมีลักษณะต่อการใช้งานได้ 3 แบบดังรูปที่ 2.47

จากรูปที่ 2.47 จะเห็นวงจรทรานซิสเตอร์สามารถใช้หลักการของ Two - port Network มาพิจารณาค่าต่างๆ ได้ โดยเขียนวงจรทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในรูปของ Tow - port แบบ Back Box ดังรูปที่ 2.48

จากรูปที่ 2.48 สามารถหาค่า Y พารามิเตอร์ได้โดยอาศัยการลัดวงจรด้านใดด้านหนึ่งจะได้ค่า Y ดังนี้คือ

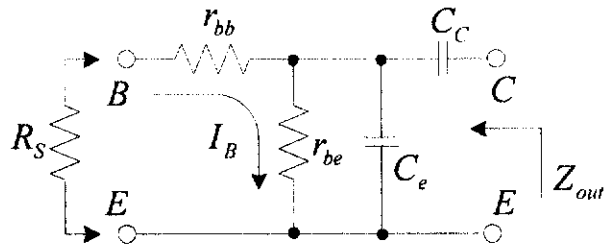
$$Y_1 = I_1/V_1 | V_2 = 0 \quad (2.55)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.45 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์เปรียบเทียบกับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.46 วงจรเมื่อต้องการหาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์



รูปที่ 2.47 ลักษณะการต่อวงจรทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.48 วงจรทรานซิสเตอร์ในแบบ Two - port Network

$$Y_r = I_1 / V_2 \mid V_2 = 0 \tag{2.56}$$

$$Y_f = I_2 / V_2 \mid V_2 = 0 \tag{2.57}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y_0 = I_2 / V_2 \mid V_1 = 0 \quad (2.58)$$

โดยที่

Y_i = Input Admittance

Y_r = Reverse - transfer Admittance

Y_f = Forward - transfer Admittance

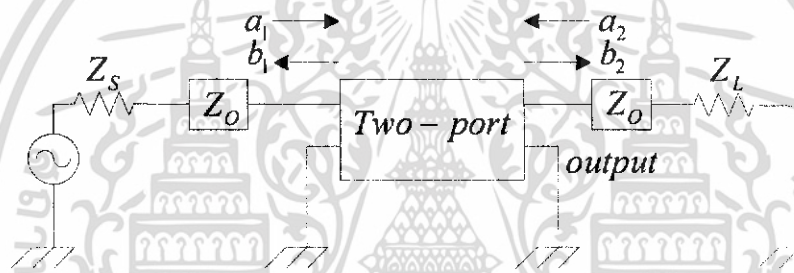
Y_o = Output Admittance

และในรูปที่ 2.47 ทาค่า I_1 และ I_2 ได้คือ

$$I_1 = Y_i V_1 + Y_r V_2$$

$$I_2 = Y_f V_1 + Y_o V_2$$

ในบางครั้งจาก Two - port Network ก็นิยามหากันในรูปของ S พารามิเตอร์ โดยเขียนวงจรดังรูปที่ 2.49



รูปที่ 2.49 การส่งคลื่นและการสะท้อนคลื่นผ่านวงจร Two - port Network

ในรูปที่ 2.47 นั้น a_1 เป็นสัญญาณที่ส่งจากแหล่งกำเนิดสัญญาณส่งไปยังเอาต์พุต โดยผ่าน Two - port Network และสะท้อนกลับมามีค่า b_1 ในขณะที่สัญญาณสะท้อนกลับที่โหนดมีค่า a_2 และสะท้อนกลับเข้าโหนดอีกมีค่าเป็น b_2 ดังนั้นเราสามารถเขียนเป็นสมการได้คือ

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.59)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.60)$$

โดยที่

S_{11} = Input Reflection Coefficient

S_{12} = Reverse Transmission Coefficient

S_{21} = Forward Transmission Coefficient

S_{22} = Output Reflection Coefficient

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$S_{11} = b_1 / a_1 | a_2 = 0 \quad (2.61)$$

$$S_{22} = b_2 / a_2 | a_1 = 0 \quad (2.62)$$

$$S_{21} = b_2 / a_1 | a_2 = 0 \quad (2.63)$$

$$S_{12} = b_1 / a_2 | a_1 = 0 \quad (2.64)$$

ทั้ง S พารามิเตอร์และ Y พารามิเตอร์ สามารถหาความสัมพันธ์กันได้ดังนี้คือ

$$S_{11} = [(I - Y_r)(I + Y_0) + Y_r Y_f] / [(I + Y_i)(I + Y_0) - Y_r Y_f] \quad (2.65)$$

$$S_{12} = -2Y_r / [(I + Y_i)(I + Y_0) - Y_r Y_f] \quad (2.66)$$

$$S_{21} = -2Y_f / [(I + Y_i)(I + Y_0) - Y_r Y_f] \quad (2.67)$$

$$S_{22} = [(I + Y_i)(I - Y_0) + Y_r Y_f] / [(I + Y_i)(I + Y_0) - Y_r Y_f] \quad (2.68)$$

$$Y_i = \frac{[(I + S_{22})(I - S_{11}) + S_{12}S_{21}]}{[(I + S_{22})(I + S_{11}) - S_{12}S_{21}]} (I / Z_0) \quad (2.69)$$

$$Y_r = -2S_{12} / [(I + S_{22})(I + S_{11}) - S_{12}S_{21}] (I / Z_0) \quad (2.70)$$

$$Y_f = -2S_{21} / [(I + S_{22})(I + S_{11}) - S_{12}S_{21}] (I / Z_0) \quad (2.71)$$

$$Y_0 = \frac{[(I + S_{11})(I - S_{22}) + S_{12}S_{21}]}{[(I + S_{22})(I - S_{11}) - S_{12}S_{21}]} (I / Z_0) \quad (2.72)$$

ตัวอย่างการดู S พารามิเตอร์จากคู่มือทรานซิสเตอร์ความถี่สูง (เบอร์ 2N5179 $f_T = 200$ MHz) คู่มือทรานซิสเตอร์ 2N5179 ของบริษัทโมโตโรลาในคู่มือหน้าแรกจะเป็นขีดจำกัดของทรานซิสเตอร์เบอร์นี้ที่ทดสอบกับความถี่ต่ำและโดยทั่วไปสามารถใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์นี้ทำหน้าที่ขยายสัญญาณแบบอัตรขยายสูง สัญญาณรบกวนต่ำหรือเป็น Oscillator หรือเป็น Mixer ก็ได้ในหน้าที่ 2 จะเป็นคุณสมบัติทางไดนามิกส์ของทรานซิสเตอร์ที่จะนำมาใช้ ในการออกแบบวงจรความถี่สูงตัวที่สำคัญๆ ก็มีเช่น

f_T = Transition Frequency ดูได้จาก Gain Bandwidth Product ของทรานซิสเตอร์นี้หาได้โดยดูค่าความถี่ที่มีอัตรขยายเป็น 0 dB หรือมีอัตรขยายเป็น 1 นั้นเองในการออกแบบเราไม่สามารถนำทรานซิสเตอร์ไปออกแบบให้ทำงานที่ความถี่สูงกว่าค่า f_T นี้ได้

C_{cb} = Collector - to - Base Capacitance เป็นค่าคาปาซิเตอร์ที่วัดที่ความถี่ 1MHz โดยป้อนสัญญาณที่มีความแรงที่ 10V และไม่ต่อขั้วอิมิตเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

h_{fe} = อัตราขยายกระแสสูงสุดของวงจรรขยายแบบอิมิตเตอร์ร่วมโดยวัดที่ความถี่ 1kHz สำหรับวงจรรขยายความถี่สูงจะต้องดูกราฟแกนแบนวิดท์โปรดัคท์ด้วย จึงจะคำนวณได้ถูกต้องกว่า

$r_c C_c$ = Collector - to - Base Time Constant เป็นการวัดการป้อนกลับ โดยทั่วไปจะมีค่าน้อย (ยิ่งน้อยยิ่งดี)

2.7.2 การไบอัสวงจรรขยายสัญญาณของทรานซิสเตอร์

การไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ทำงานนั้นคือ การให้ศักดาและกระแสที่เหมาะสมกับทรานซิสเตอร์ปัจจุบัน ใช้ทรานซิสเตอร์แบบซิลิกอน การไบอัสที่ขาเบสและอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์แบบนี้จะมีค่าประมาณ 0.7V ที่อุณหภูมิห้อง (25°) และจะแปรเปลี่ยนเป็น $2.5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ โดยจะลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ดังนั้นผู้ออกแบบจึงมักจะคำนึงถึงการแก้การเปลี่ยนแปลงนี้โดยนำเอา R_E ต่อเข้าไปเพื่อควบคุมการไบอัสเปลี่ยนแปลงน้อยลง การเปลี่ยนแปลง V_{BE} นี้เรียกเป็น ΔV_{BE} ซึ่งการเปลี่ยนแปลงค่า V_{BE} นี้จะมีผลทำให้ค่าของ I_C เปลี่ยนแปลงเรียกเป็นค่า ΔI_C ดังสมการที่ 2.73

$$\Delta I_C = (\Delta V_{BE} I_C) / V_E \quad (2.73)$$

โดยที่

V_E = ศักดาที่ขาอิมิตเตอร์

I_C = กระแสที่ไหลผ่านขาคอลเล็กเตอร์

จากสมการที่ 2.73 ค่าของ I_C ก็มักจะเปลี่ยนแปลงตามค่าของ β และค่าของ β ก็จะแปรเปลี่ยนตามอุณหภูมิด้วยนอกจากนี้ β ที่ทางโรงงานมายังเป็นค่าเฉลี่ยอีกจึงทำให้ผู้ออกแบบยุ่งยากมากในการคำนวณจึงมีผู้คิดสมการการออกแบบใหม่โดยดูได้จากสมการที่ 2.74

$$\Delta I_C = I_C (\Delta\beta / \beta_1 \beta_2) / [1 + (R_B / R_E)] \quad (2.74)$$

โดยที่

β_1 = ค่าต่ำสุดของ β

β_2 = ค่าสูงสุดของ β

$\Delta\beta = \beta_2 - \beta_1$

I_{C1} = กระแสคอลเล็กเตอร์เมื่อ $\beta = \beta_1$

$R_B = R_1 // R_2$ ดูจากรูปที่ 2.50

R_E = ความต้านทานที่ต่อระหว่างอิมิตเตอร์กับกราวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.50 พวจะสรุปการออกแบบดังนี้

1. เลือกค่าจุดทำงานของทรานซิสเตอร์ที่เหมาะสม เช่น $I_C = 1\text{mA}$, $V_C = 10\text{V}$, $V_{CC} = 20\text{V}$, $\beta = 50$ โดยดูจากคู่มือทรานซิสเตอร์ประกอบ
2. กำหนดให้ค่า $V_E = 2.5\text{V}$ (25% ของ V_C) เพื่อเสถียรภาพที่ดี
3. ประมาณค่า $I_E = I_C$ เพื่อสะดวกในการคำนวณหรือจะคิด $I_E = I_C + I_B$ ก็ได้ (เมื่อค่า β มีค่ามากๆ ทั้งสองวิธีนี้จะมีค่าใกล้เคียงกันมาก)
4. หาค่า R_E เมื่อทราบค่า I_E และ V_E

$$R_E = V_E / I_E$$

5. จากค่าของ V_{CC} , V_C และ I_C หาค่าของ R_C ได้

$$R_C = (V_{CC} - V_C) / I_C$$

6. จากค่า I_C และ β คำนวณหาค่า I_B

$$I_B = I_C / \beta$$

7. จากค่าของ V_E และ V_{BE} คำนวณหาค่าของ V_{BB}

$$V_{BB} = V_E + V_{BE}$$

8. ให้ค่าของ I_{BB} มีค่ามากกว่า I_B มากๆ เพราะเมื่อ I_B เปลี่ยนแปลงจะได้มีผลกระทบต่อ I_{BB} น้อยมากให้

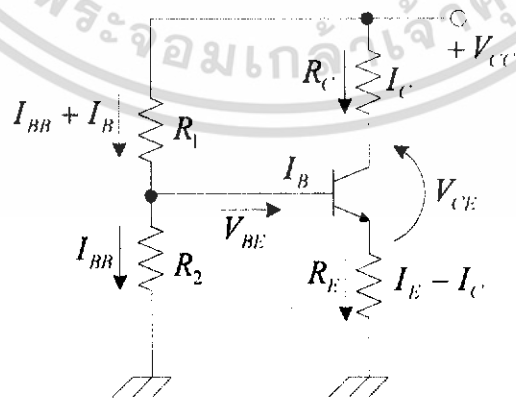
$$I_{BB} = 1.5\text{mA}$$

9. คำนวณหาค่า R_1 ได้

$$R_1 = V_{BB} / I_{BB}$$

10. หาค่าของ R_2 จากค่า V_{CC} , V_{BB} , I_{BB} และ I_B

$$R_2 = (V_{CC} - V_{BB}) / (I_{BB} + I_B)$$



รูปที่ 2.50 วงจรไบอัสทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บางครั้งผู้ออกแบบนิยมออกแบบวงจรตามรูปที่ 2.51 ซึ่งเป็นวงจรที่นิยมใช้กันพอสมควรโดยต่อความต้านทานป้อนกลับจากขาคอลเล็กเตอร์โดยตรง

จากวงจรรูปที่ 2.51 สามารถคำนวณหาค่าต่างๆ ได้ดังนี้

1. เลือกจุดไบอัสที่เหมาะสมโดยให้

$$I_C = 10 \text{ mA}, V_C = 10 \text{ V}, V_{CC} = 20 \text{ V}, \beta = 50$$

2. ให้ค่า V_{BB} และ I_{BB} เปลี่ยนแปลงน้อยมาก โดยถือว่าไม่เปลี่ยนแปลง

$$V_{BB} = 2 \text{ V}, I_{BB} = 1 \text{ mA}$$

3. หาค่าของ I_B จากค่าของ I_C และ β

$$I_B = I_C / \beta$$

4. หาค่าของ R_B จาก $V_{BB}, V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ และ I_B

$$R_B = (V_{BB} - V_{BE}) / I_B$$

5. หาค่า R_1 จาก V_{BB} และ I_{BB}

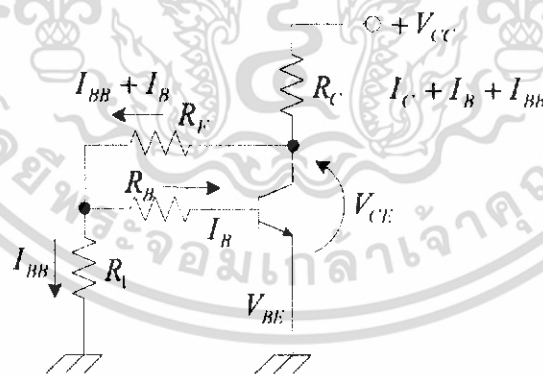
$$R_1 = V_{BB} / I_{BB}$$

6. หาค่า R_f เมื่อทราบค่าของ V_{BB}, I_{BB}, I_B และ V_C

$$R_f = (V_C - V_{BB}) / (I_{BB} + I_B)$$

7. หาค่าของ R_C โดยที่

$$R_C = (V_{CC} - V_C) / (I_C + I_B + I_{BB})$$



รูปที่ 2.51 วงจรไบอัสแบบมีความต้านทานป้อนกลับ R_f

การคำนวณค่าต่างๆ ในรูปที่ 2.52 สามารถคำนวณได้ดังนี้

1. เลือกจุดการทำงานที่เหมาะสมโดยให้

$$I_C = 10 \text{ mA}, V_C = 10 \text{ V}, V_{CC} = 20 \text{ V}, \beta = 50$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. คำนวณหาค่า I_B จาก I_C และ β ได้

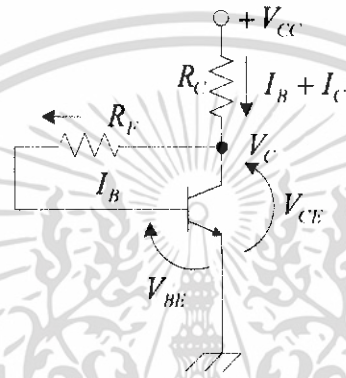
$$I_B = I_C / \beta$$

3. หาค่า R_F เมื่อทราบค่าของ $V_C, V_B = V_{BE} = 0.7V$ และ I_B ได้

$$R_F = (V_C - V_B) / I_B$$

4. หาค่า R_C เมื่อทราบค่า I_B, I_C, V_{CC} และ V_C

$$R_C = (V_{CC} - V_C) / (I_C + I_B)$$



รูปที่ 2.52 วงจรไบอัสทรานซิสเตอร์แบบง่าย

ถ้าเป็นการออกแบบของ FET (Field - Effect Transistor) ก็จะหากระแสที่ผ่านชาเดรน (Drain) I_D ได้สมการที่ 2.75

$$I_D = I_{DSS} [1 - (V_{GS} / V_p)]^2 \quad (2.75)$$

โดยที่

I_D = กระแสชาเดรน

I_{DSS} = กระแสเดรนเมื่อ $V_{GS} = 0$

V_{GS} = ศักตาระหว่างชาเดรนและเกต

V_p = ค่าของ Pinch - off Voltage

2.7.3 การคำนวณหาเสถียรภาพของวงจร

ในการออกแบบวงจรขยายความถี่สูง บางครั้งอาจเกิดการผิดพลาดหรือไม่แน่ใจว่าวงจรที่ออกแบบมาแล้วนั้นสามารถทำงานได้ดีตลอดไปหรือไม่ นอกจากวิธีการทดลองใช้งานจริงแล้วยังมีวิธีคำนวณหาเสถียรภาพของวงจรได้ โดยอาศัย Y พารามิเตอร์ช่วยในการคำนวณ การคำนวณหาความเสถียรภาพของวงจรที่นิยมใช้มีอยู่ 2 วิธีคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. วิธีของลินวิลล์ (Linville)
2. วิธี Stern Stability Factor

วิธีของลินวิลล์ใช้ C' เป็นตัวแสดงค่า Linville Stability Factor โดย C' มีค่าเป็น

$$C' = |Y_r Y_f| / |2g_i g_o - \text{Re}(Y_r Y_f)| \quad (2.76)$$

โดยที่

Y_r - The Reverse - Transfer Admittance

Y_f - The Forward - Transfer Admittance

g_i - The Input Conductance

g_o - The Output Conductance

Re - The Real Part of the Product in Parenthesis

$||$ - ค่า Magnitude

ผลจากการคำนวณค่า C' ในสมการที่ 2.76 มีค่าน้อยกว่า 1 แสดงว่าวงจรนั้นสามารถทำงานได้ดี แม้ว่าจะมีค่าโวลต์หรือซอสติมพีแดนซ์เปลี่ยนไปบ้างเล็กน้อย วงจรจะไม่แสดงอาการออสซิลเลตให้เสียเสถียรภาพของวงจร

แต่ถ้าผลการคำนวณปรากฏว่า C' มีค่ามากกว่า 1 วงจรจะมีแนวโน้มการเกิดออสซิลเลตให้ระว่างค่าโวลต์และซอสติมพีแดนซ์เปลี่ยนแปลงไป อาจจะทำให้เกิดออสซิลเลตได้

ส่วนวิธี Stern Stability Factor จะใช้ค่า K เป็นตัวแสดงเสถียรภาพ ซึ่งค่า K สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 2.77

$$K = [2(g_i + G_s)(g_o + G_L)] / [|Y_r Y_f| + \text{Re}(Y_r Y_f)] \quad (2.77)$$

โดยที่

G_s - The Source Conductance

G_L - The Load Conductance

ถ้าคำนวณค่า K ได้มากกว่า 1 แสดงว่าวงจรทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพ แต่ถ้าค่า K มีค่าน้อยกว่า 1 วงจรมีแนวโน้มว่าจะเกิดออสซิลเลตขึ้น ณ. ที่บางความถี่ บางครั้งผู้ออกแบบอาจจะสับสนไม่แน่ใจว่าจะคำนวณความเสถียรภาพจากค่า K หรือค่า C' ดี ดังนั้นพอสรุปได้ว่าถ้าอยากทราบเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ให้ใช้คำนวณหาค่า C' จะดีกว่า แต่ถ้าจะหาเสถียรภาพของวงจรควรเลือกคำนวณหาค่า K ดีกว่าและค่าอีกค่าหนึ่งที่สำคัญในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณก็คือ อัตราขยายสัญญาณสูงสุดที่สามารถทำได้ โดยวงจรจะยังมีเสถียรภาพอยู่ การหาอัตราขยายสัญญาณสูงสุด หาได้จากสมการที่ 2.78

$$MAG = |Y_f|^2 / 4g_i g_o \quad (2.78)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ MAG - อัตราขยายสูงสุด (Maximum Available Gain)

ค่าของ MAG จะมีค่ามากที่สุด เมื่ออยู่ในกรณีของ

$$Y_r = 0$$

Y_l - ค่า Complex Conjugate ของ Y_c

Y_s - ค่า Complex Conjugate ของ Y_l

ในทรานซิสเตอร์ค่า Y_r จะเท่ากับ 0 ก็ต่อเมื่อไม่มีการป้อนกลับของสัญญาณเลย ซึ่งในทางปฏิบัตินั้น มักจะทำได้ ดังนั้นในการคำนวณจากสมการที่ 2.78 นั้น ผู้ออกแบบจึงมักจะเผื่อค่าไว้พอสมควรเพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดออสซิลเลชัน เช่น ค่าพิกัดอัตราขยายสูงสุดได้ 30 dB ก็จะใช้จริงแค่ 28 dB เป็นต้น โดยเผื่อค่าเปลี่ยนแปลงประจุไบอัส เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ ส่วนการหาค่า Conjugate Match ของ Y_s และ Y_l จะทำให้เกิดการถ่ายทอดกำลังสูงสุด การคำนวณทำได้จากสมการที่ 2.79, 2.80, 2.81, 2.82, 2.83

$$G_s = \left[\{2g_s g_o - Re(Y_r Y_l)\}^2 - |Y_r Y_l|^2 \right]^{1/2} / 2g_o \tag{2.79}$$

$$B_s = -jb_o + [Im(Y_r Y_l) / 2g_o] \tag{2.80}$$

$$G_l = \left[\{2g_s g_o - Re(Y_r Y_l)\}^2 - |Y_r Y_l|^2 \right]^{1/2} / 2g_s \tag{2.81}$$

$$G_r = G_s g_o / g_s \tag{2.82}$$

$$B_l = -jb_o + [Im(Y_r Y_l) / 2g_s] \tag{2.83}$$

โดยที่ค่า

G_s - The source conductance

B_s - The source susceptance

G_l - The load conductance

B_l - The load susceptance

Im - the Imaginary part of the Product in parenthesis

ค่าอัตราขยายอีกตัวหนึ่งซึ่งผู้ออกแบบควรทราบก็คือ อัตราขยายรวมโดยคิดจากซอสถึงโวลต์โดยรวม การสูญเสียในการแมตซ์ซึ่งไว้ด้วยเรียกว่า Transducer Gain ค่าอัตราขยายรวมนี้คือ G_T หารได้สมการที่ 2.84

$$G_T = 4G_s G_l |Y_r|^2 / |(Y_r + Y_s)(Y_o + Y_l) - Y_r Y_l| \tag{2.84}$$

บางครั้งการออกแบบวงจรจำนวนค่า C และ K ออกมาเป็นค่าที่ส่อแว่วว่าจะเกิดการออสซิลเลชัน หรือไม่มีเสถียรภาพในการทำงาน ผู้ออกแบบจำเป็นจะต้องหาวิธีอื่นที่ดีกว่า เช่น

1. เลือกการไบอัสเสียใหม่แล้วคำนวณดูค่า C หรือ K อีก จนได้วงจรที่มีเสถียรภาพขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. เลือกทรานซิสเตอร์เบอร์ใหม่ที่มีคุณสมบัติที่ดีขึ้น
3. เลือกวงจรอินพุตและเอาต์พุตที่ไม่แมตช์กับทรานซิสเตอร์เพื่อลดอัตราขยาย

การออกแบบวงจรขยายสัญญาณให้มีเสถียรภาพ บางครั้งไม่สามารถทำได้ดีแม้พยายามเปลี่ยนการไบอัสหรือการลดอัตราขยายแล้วก็ตาม สาเหตุหนึ่งเนื่องมาจากผลของ Y_r ที่มีค่าเป็นคอมเพล็กซ์แอดมิตแตนซ์ $G_r + jB_r$ ถ้าเราสามารถตัดค่าของ $+jB_r$ ให้หมดไปก็จะเหลือแต่ค่า G_r ซึ่งง่ายต่อการแมตช์วงจร ดังนั้นจึงมีผู้นำเอาวงจรนิวทรัลไลซ์ (Neutralization Circuit) มาใช้ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 วิธีดังรูปที่ 2.53

การคำนวณเพื่อดูเสถียรภาพของวงจรให้ทำตามกรรมวิธีดังนี้คือ

1. เลือก G_S ค่าที่เหมาะสมจากคู่มือทรานซิสเตอร์โดยดูค่า NF ด้วย
2. เลือกค่า K ที่มีค่ามากกว่า 1 วงจรค่า G_S และค่า K
3. หาค่า G_L จากค่า G_S และ K
4. หาค่า B_S และ B_L จากค่า G_S และ G_L
5. คำนวณค่า Y_m ของทรานซิสเตอร์โดยให้

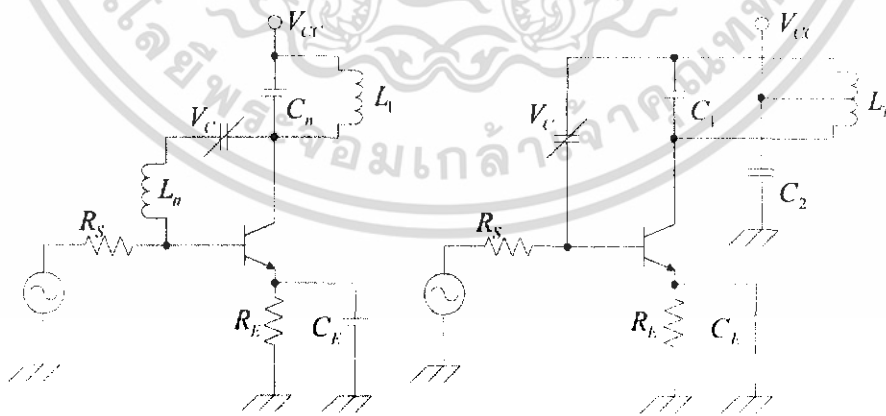
$$Y_m = Y_i / Y_r Y_f / Y_o Y_L \quad (2.85)$$

$$Y_i = G_i$$

6. เมื่อทราบค่า Y_m แล้วกำหนดให้ B_S มีค่าเครื่องหมายตรงข้ามกับอิมจิมี่เทอมของ Y_m

$$\therefore B_S = -Y_m$$

7. คำนวณค่าอัตราขยายของวงจร



(ก) สำหรับ $Y_r = +jb$

(ข) สำหรับ $Y_r = -jb$

รูปที่ 2.53 วงจรนิวทรัลไลซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.4 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณใช้ S พารามิเตอร์

ในคู่มือทรานซิสเตอร์บางครั้งจะให้ข้อมูลเป็น S พารามิเตอร์ การคำนวณหาเสถียรภาพของวงจรจึงให้วิธีหาค่า C' หรือ K' ไม่ได้ต้องใช้หาค่า D_S (Intermediate Quantity) ในการสมการที่ 2.86

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.86)$$

จากนั้นจึงเอาค่า D_S มาค่า K (Rollett Stability Factor) ในสมการที่ 2.87

$$K = (1 + |D_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2) / (|S_{12}||S_{21}|) \quad (2.87)$$

ถ้าค่า K มากกว่า 1 แสดงว่าวงจรมีเสถียรภาพดี

ถ้าค่า K น้อยกว่า 1 แสดงว่าวงจรไม่มีเสถียรภาพอาจเกิดการออสซิลเลตจนความถี่ได้

ถ้าคำนวณออกมาแล้วค่า K น้อยกว่า 1 ให้จัดการดังนี้

1. เลือจุดไปอีกสัใหม่
2. เลือทรานซิสเตอร์ที่แตกต่างออกไป
3. ทำการลดอัตราขยายโดยให้วงจรไม่แมตช์กัน

ส่วนค่าอัตราขยายสูงสุดที่ได้ดูจากสมการที่ 2.88

$$MAG = 10 \log (|S_{21}| / |S_{12}|) + 10 \log (K + K' - 1) \text{ dB} \quad (2.88)$$

จากสมการที่ 2.88 จะเห็นว่าค่า $K + K' - 1$ จะมีปัญหาในการคำนวณเพราะต้องเลือกเพียงเครื่องหมายเดียว การเลือกเครื่องหมายสามารถทำได้โดยหาค่า B_1 เสียก่อนจากสมการที่ 2.89

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |D_S|^2 \quad (2.89)$$

ถ้าค่า B_1 มีเครื่องหมายลบก็ให้ใช้ $+K' - 1$ ถ้า B_1 มีเครื่องหมายบวกก็ให้ใช้ $-K' - 1$

บางครั้งการออกแบบวงจรยังไม่แมตช์กันดีระหว่างทรานซิสเตอร์กับโหลด เราสามารถหาการสะท้อนกลับของคลื่นได้จากสมการที่ 2.90

$$C_2 = S_{22} - (D_S S_{11}^*) \quad (2.90)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยค่า D_s หาได้จากสมการที่ 2.91

$$B_s = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D_s|^2 \quad (2.91)$$

ส่วนค่าแมกนิจูดของสัญญาณสะท้อนกลับหาได้จากสมการที่ 2.92

$$|\xi_s| = [B_s + B_s^2 - 4|C_s|^2] / 2|C_s| \quad (2.92)$$

ในทำนองเดียวกันก็สามารถหาค่าของสัญญาณสะท้อนกลับด้านซอสได้ ดังสมการที่ 2.93

$$|\xi_s| = [S_{11} + (S_{11}S_{21}\xi_s)] / [1 - (\xi_s - S_{22})] \quad (2.93)$$

ค่าของ ξ_s และ ξ_s สามารถพล็อตในสมิทชาร์ทได้

ส่วนการหาค่าอัตราขยายรวม (Transducer Gain) หาได้จากสมการที่ 2.94

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\xi_s|^2) (1 - |\xi_L|^2)}{[(1 - S_{11}\xi_s)(1 - S_{22}\xi_s) - S_{12}S_{21}\xi_s\xi_L]} \quad (2.94)$$

การออกแบวงจรรขยายโดยกำหนดค่าอัตราขยายไว้แล้วสามารถทำได้ โดยการคำนวณและใช้สมิทชาร์ทช่วย ดังรายละเอียดในการคำนวณดังต่อไปนี้

1. คำนวณหาค่าของ D_s โดยใช้สมการที่ 2.86
2. คำนวณหาค่าของ D_s โดย

$$D_s = |S_{22}|^2 - |D_s|^2 \quad (2.95)$$

3. คำนวณหา C_s โดย

$$C_s = S_{22} - (D_s S_{11}) \quad (2.96)$$

4. คำนวณหาค่า G โดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G = \text{Gain}/|S_{21}|^2 \quad (2.97)$$

โดยค่า Gain ใช้เฉพาะค่าบวกและเป็นเท่าไม่ใช่ dB

5. หาจุดศูนย์กลางของวงกลมในสมิธชาร์ทได้จาก

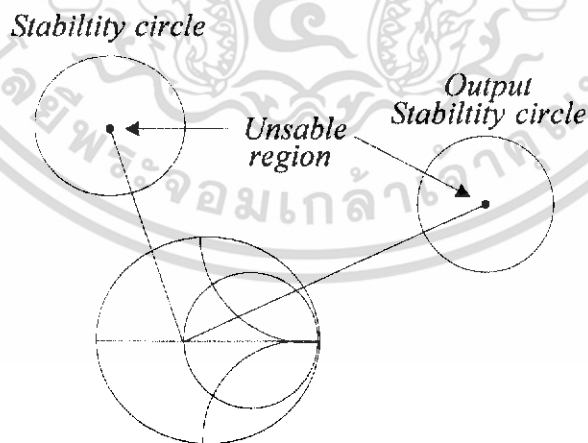
$$r_0 = GC_2 / 1 + D_2G \quad (2.98)$$

6. คำนวณหารัศมีของรัศมีของวงกลมในสมิธชาร์ทจาก

$$P_0 = [1 - (2K|S_{12}S_{21}|G) + |S_{12}S_{21}|^2G^2] / 1 + D_2G \quad (2.99)$$

2.7.5 วิธีหาขอบเขตของความเสถียรภาพบนกราฟสมิธชาร์ท

วิธีหาขอบเขตของความเสถียรภาพบนกราฟสมิธชาร์ท เป็นวิธีที่ดีที่สุดในการตรวจสอบเสถียรภาพของวงจร เพราะจากวิธีการหาค่า C และ K เพื่อตรวจสอบเสถียรภาพนั้นยังมีขีดจำกัดอยู่เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าซอสและโหลดอิมพีแดนซ์ขึ้นที่ทรานซิสเตอร์มักจะออสซิลเลต ถ้าใช้วิธีพล็อตลงในสมิธชาร์ทเราก็คงพบพื้นที่ที่ปลอดภัยได้ โดยรู้ว่าโหลดและซอสอิมพีแดนซ์จะเปลี่ยนแปลงในช่วงใด ช่วงวงกลมที่วงจรมีเสถียรภาพเราเรียกว่า Stability Circle ซึ่งโดยปกติจะมีทั้งวงกลมเสถียรภาพของอินพุตและเอาต์พุตอยู่นอกสมิธชาร์ท แสดงว่าวงจรไม่มีเสถียรภาพ ดูตามรูปที่ 2.54



รูปที่ 2.54 Stability Circle ของทรานซิสเตอร์ซึ่งทำงานในช่วงที่ไม่มีเสถียรภาพวิธีการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการคำนวณดูเสถียรภาพของวงจร โดยการนำค่าที่คำนวณไปพล็อตในสมิทชาร์ท ทำได้ดังนี้

1. คำนวณค่า D_s โดยใช้สมการที่ 2.86
2. คำนวณหาค่า C_1 โดย

$$C_1 = S_{11} - (D_s S_{22}) \quad (2.100)$$

3. คำนวณหาค่า C_2 จากสมการ 2.98
4. คำนวณหาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพทางด้านอินพุตโดย

$$R_{S1} = C_1 / [|S_{11}|^2 - |D_s|^2] \quad (2.101)$$

5. คำนวณหารัศมีจาก

$$P_{S1} = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |D_s|^2} \right| \quad (2.102)$$

6. คำนวณจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพทางเอาต์พุตจาก

$$R_{S2} = \left| \frac{C_2}{|S_{11}|^2 - |D_s|^2} \right| \quad (2.103)$$

7. คำนวณรัศมีจาก

$$P_{S2} = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |D_s|^2} \right| \quad (2.104)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

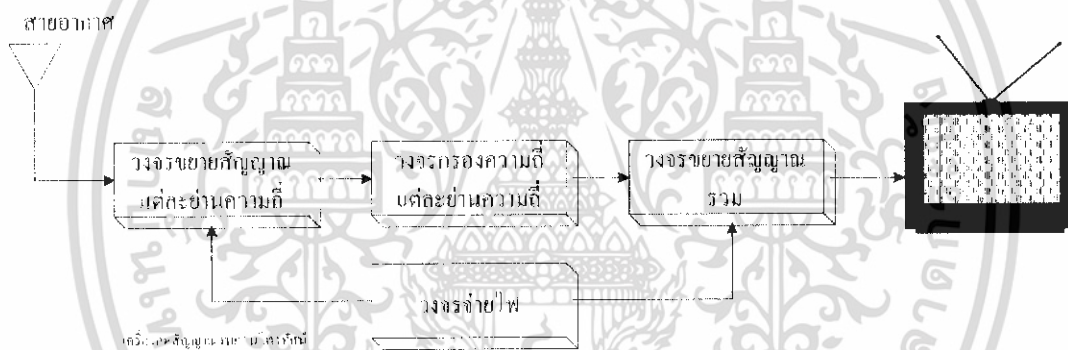
บทที่ 3

การออกแบบ การสร้าง และการทำงาน

3.1 กล่าวนำ

การออกแบบ การสร้าง และการทำงานของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์ประกอบด้วยภาคต่างๆ 4 ภาค ดังรูปที่ 3.1

1. ภาคจ่ายไฟ
2. ภาคขยายสัญญาณแต่ละย่านความถี่
3. ภาคกรองความถี่แต่ละย่านความถี่
4. ภาคขยายสัญญาณหลัก

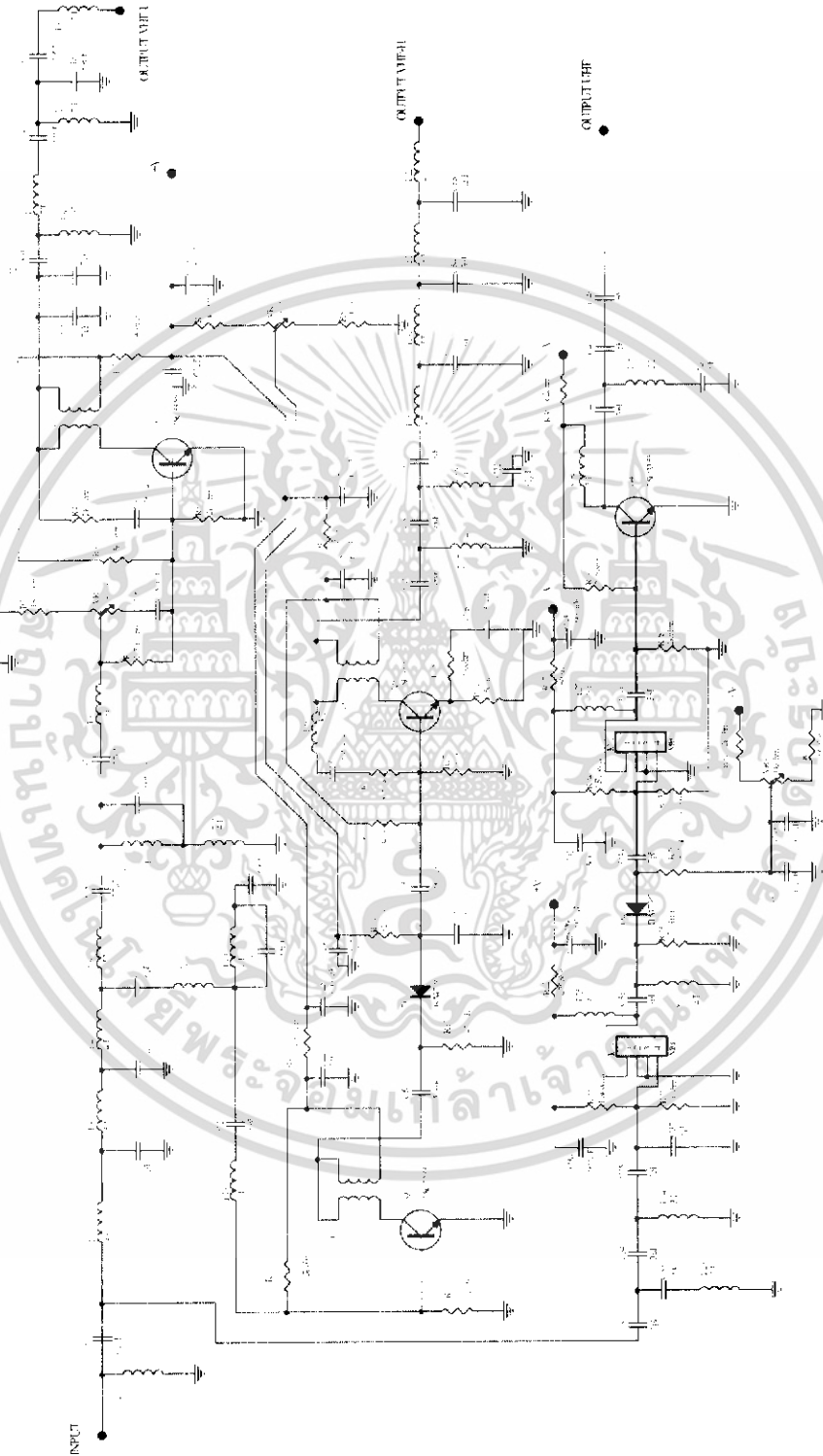


รูปที่ 3.1 ผังการทำงานของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์

จากผังการทำงานของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์จะเริ่มต้นที่ภาคจ่ายไฟ ทำการจ่ายไฟกระแสตรง 11 โวลต์ ให้กับภาคขยายสัญญาณแต่ละย่านความถี่และจ่ายแรงดันไฟกระแสตรง 12 โวลต์ ให้กับภาคขยายสัญญาณรวม ภาคขยายสัญญาณแต่ละย่านความถี่จะทำการขยายสัญญาณที่ได้จากการรับของสายอากาศเพื่อขยายสัญญาณให้มีสัญญาณที่แรงส่งไปยังภาคกรองความถี่แต่ละย่านความถี่กรองความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้งไปจะเอาแต่สัญญาณในย่านความถี่ VHF และ UHF จากนั้นจะส่งไปยังภาคขยายสัญญาณรวมเพื่อขยายสัญญาณเป็นขั้นสุดท้ายก่อนนำไปใช้งาน การทำงานทั้งหมดสามารถอธิบายอย่างละเอียดได้ดังนี้

3.2 ภาคจ่ายไฟ

ภาคจ่ายไฟที่ใช้กับโครงงานนี้แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนที่ 1 จ่ายไฟกระแสตรง 11 โวลต์ ให้กับภาคขยายสัญญาณแต่ละย่านความถี่ โดยมี Q1 เป็นตัวรักษาระดับแรงดันคงที่ให้ได้ 11 โวลต์ ส่วนที่ 2 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 ภาคขยายสัญญาณแต่ละย่านความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 ภาคกรองสัญญาณแต่ละย่านความถี่

ภาคกรองความถี่แต่ละย่านความถี่เป็นภาคที่ 2 ที่รับเอาสัญญาณจากภาคขยายสัญญาณแต่ละย่านความถี่ที่มีด้วยกัน 3 ย่านความถี่คือ VHF และ UHF จะทำหน้าที่ในการกรองความถี่แต่ละย่านความถี่ ซึ่งความถี่ที่ไม่ต้องการจะตัดทิ้งไปโดยมีรายละเอียดแต่ละวงจรด้วยกัน เริ่มด้วยวงจรกรองความถี่ในย่าน VHF-L ช่องความถี่สัญญาณ 2~4 ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) แบบเชบีเชฟ (CHEBYCHEV) จะกรองเฉพาะสัญญาณความถี่ต่ำที่เป็นความถี่ช่องสัญญาณ 2~4 มีความถี่ตั้งแต่ 47 - 68 MHz วงจรกรองความถี่ในย่านความถี่ VHF-H จะเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ในการกรองเอาเฉพาะความถี่ในย่าน VHF ช่องความถี่ 5~12 ซึ่งวงจรกรองความถี่ย่านนี้เป็นวงจรกรองความถี่กลางผ่าน(BPF) เป็นวงจรกรองแบบเชบีเชฟ(CHEBYCHEV) กรองเฉพาะความถี่ตั้งแต่ 174 - 230 MHz และวงจรกรองความถี่ในย่านความถี่ UHF เป็นวงจรที่ทำหน้าที่กรองความถี่สูงผ่าน (HPF) กรองเฉพาะความถี่ช่องสัญญาณ 21~69 มีความถี่ตั้งแต่ 470 - 861 MHz

วงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟเป็นการออกแบบให้ได้ค่าสูงๆ ผลการตอบสนองมีค่าไม่เรียบ แต่มีความชันของความถี่ตอบสนองช่วงสตัดีออปแบนชันขึ้น ค่าการสูญเสียของวงจรกรองความถี่แบบนี้สามารถทำได้ตามสมการที่ 3.1

$$A_{dB} = 10 \text{Log}[1 + e^{2C^2} (\omega / \omega_c)^n] \quad (3.1)$$

ที่ค่า $C_n(\omega / \omega_c)$ เป็นค่าของโพลีโนเมียลที่อันดับ n

ค่าโพลีโนเมียลของวงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ ดูได้จากตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ค่าของโพลีโนเมียลของวงจรเชบีเชฟ 7 ค่าแรกของ n

n	โพลีโนเมียลของวงจรเชบีเชฟ
1	ω / ω_c
2	$2(\omega / \omega_c)^2 - 1$
3	$4(\omega / \omega_c)^3 - 3(\omega / \omega_c)$
4	$8(\omega / \omega_c)^4 - 8(\omega / \omega_c)^2 + 1$
5	$16(\omega / \omega_c)^5 - 20(\omega / \omega_c)^3 + 5(\omega / \omega_c)$
6	$32(\omega / \omega_c)^6 - 48(\omega / \omega_c)^4 + 18(\omega / \omega_c)^2 - 1$
7	$64(\omega / \omega_c)^7 - 112(\omega / \omega_c)^5 + 56(\omega / \omega_c)^3 - 7(\omega / \omega_c)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของ ϵ หาได้จากสมการที่ 3.2

$$\epsilon = 10^{R(dB)/10} - 10 \tag{3.2}$$

โดย $R(dB)$ = ค่าริบเบิลในแบนวิดท์เป็นเดซิเบล

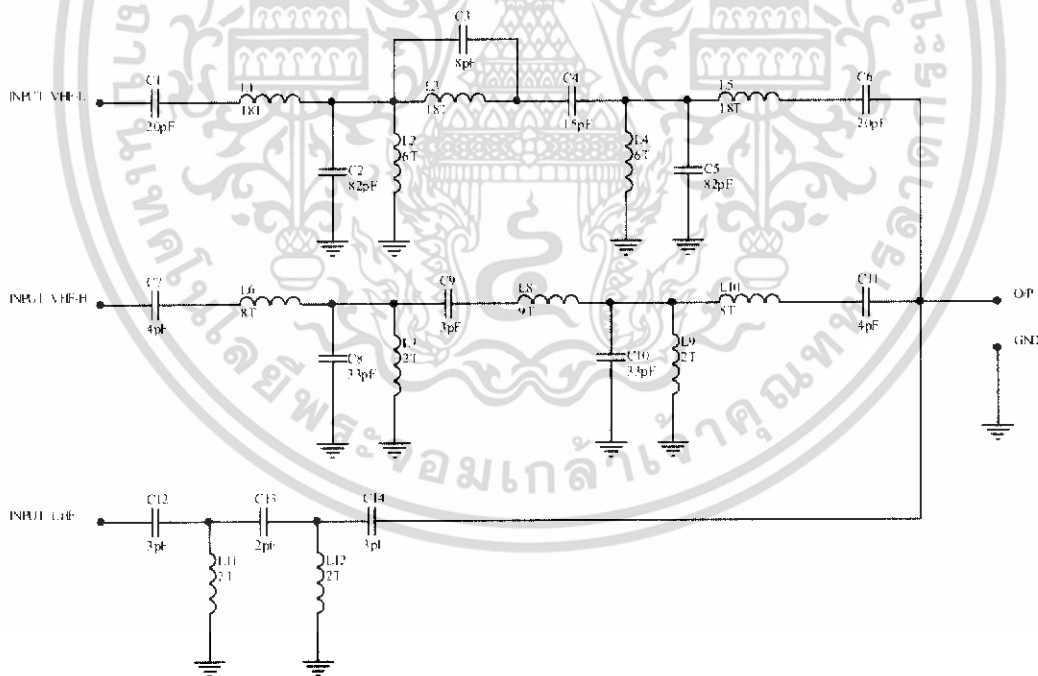
ค่าของ $(\omega / \omega_c) = (\omega / \omega_c) \text{Cosh}B$ (3.3)

Cosh = ไฮเพอร์โบลิกของ Cos

$$\text{Cosh}X = 0.5(e^X + e^{-X})$$

$$\text{Cosh}^{-1}X = \ln(X + X^2 - 1)$$

ค่าของ $= 1/n \cosh^{-1}(1/\epsilon)$ (3.4)

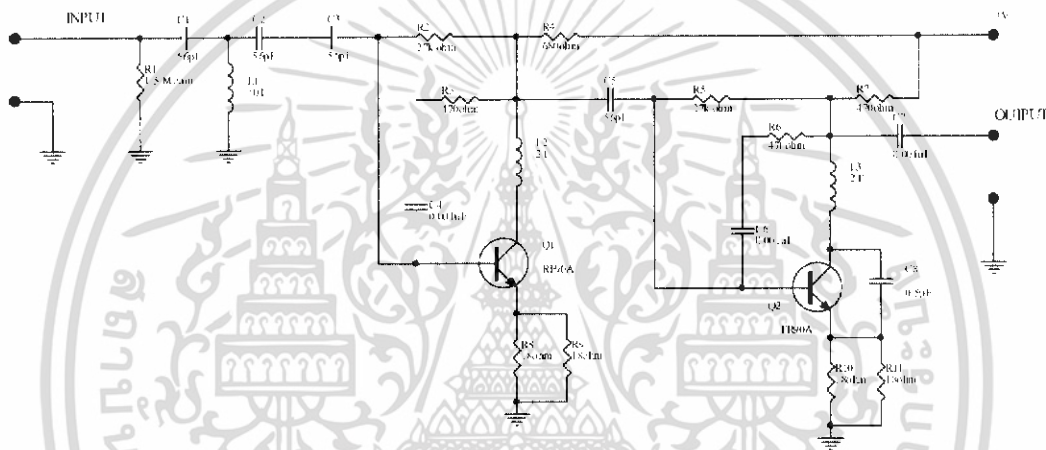


รูปที่ 3.4 ภาครองสัญญาณแต่ละย่านความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 ภาคขยายสัญญาณรวม

ภาคขยายสัญญาณหลักเป็นภาคขยายสัญญาณสุดท้ายก่อนออกไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ซึ่งเป็นวงจรขยายความถี่สูง จะขยายสัญญาณของความถี่สูงโทรทัศน์ที่รับเข้ามาทุกความถี่ของทุกช่องสัญญาณที่รับเข้ามาจากภาคฟิลเตอร์ที่เป็นแบบพาสซีฟเข้าสู่ R1 และ C1 ค่า 56pF สัญญาณเข้ามายังทรานซิสเตอร์ Q1 ซึ่งเป็นวงจรขยายแบบ Class C ที่นิยมใช้ในวงจรขยายความถี่สูงเป็นแบบอิมิตเตอร์ร่วม เพื่อทำการขยายสัญญาณผ่าน C5 ไปยังทรานซิสเตอร์ Q2 เพื่อทำการขยายอีกครั้งของทุกช่องความถี่ที่ผ่านเข้ามาถึงวงจรสัญญาณที่ได้จะผ่าน C7 ออกไปยัง output เพื่อเข้าไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ ดังแสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ภาคขยายสัญญาณรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 กล่าวนำ

เมื่อได้ศึกษาถึงทฤษฎีและนำทฤษฎีต่างๆ มาออกแบบและสร้างเป็นเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรศัพท์ ในส่วนของบทนี้จะเป็นการทดลองเพื่อวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อเป็นการเปรียบเทียบคุณสมบัติเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรศัพท์โดยใช้เครื่องสเปกตรัมอนาล็อกเซอร์ในการวัดสัญญาณ เพื่อวัดหาค่าความถี่กลางในแต่ละช่องและอัตราการขยายสัญญาณ ซึ่งในการต่อเพื่อวัดหาค่าคือเมื่อสายอากาศรับสัญญาณเข้ามาจะต่อมายังเครื่องสเปกตรัมอนาล็อกเซอร์เพื่อวัดความถี่กลางและความแรงของสัญญาณ จากนั้นจึงเอาสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศต่อเข้าเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรศัพท์แล้ววัดสัญญาณที่เอาต์พุตของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรศัพท์เพื่อนำสัญญาณที่ได้มาเปรียบเทียบ

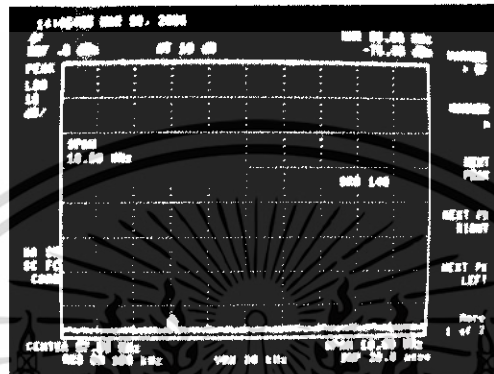


รูปที่ 4.1 การวัดทดสอบเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรศัพท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

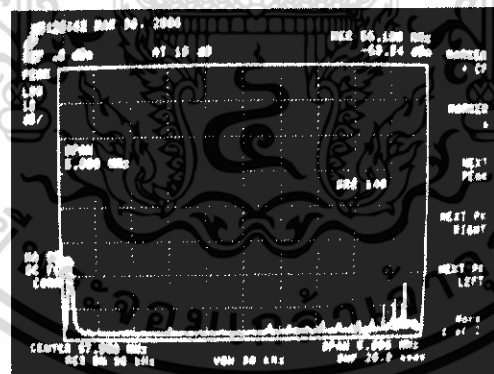
4.2 การวัดผลตอบแทนความถี่ของวงจรถ่ายสัญญาณย่าน VHF-L

การวัดผลตอบแทนความถี่จะใช้สเปกตรัมอนาไลซ์เซอร์โดยการวัดสัญญาณจากสายอากาศที่รับเข้ามาและวัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์เพื่อวัดหาความถี่กลางของแต่ละช่องและระดับความแรงของสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 4.2 และรูปที่ 4.3



Center	Marker	Span
57.5 MHz	55.55 MHz	10 MHz
	-76.48 dBm	

รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองของความถี่ช่อง 3 ที่อินพุตของวงจรถ่ายสัญญาณ



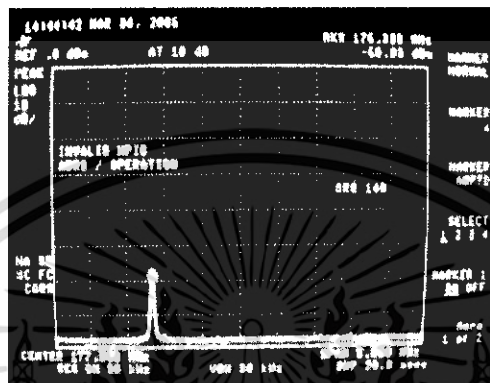
Center	Marker	Span
57.5 MHz	55.55 MHz	5 MHz
	-50.84 dBm	

รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองของความถี่ช่อง 3 ที่เอาต์พุตของวงจรถ่ายสัญญาณ

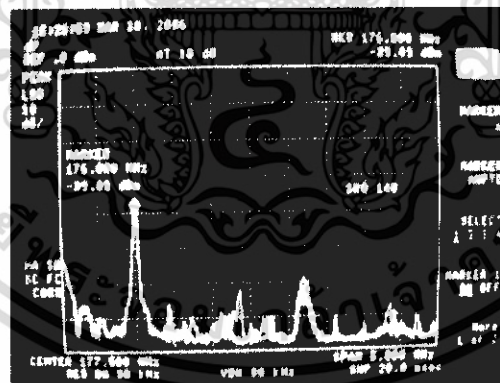
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การวัดผลตอบสนองของความถี่ของวงจรมอดูเลชันย่าน VHF-H

การวัดผลตอบสนองของความถี่จะใช้สเปกตรัมแอนาไลซ์เซอร์โดยการวัดสัญญาณจากสายอากาศที่รับเข้ามาและวัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์เพื่อวัดหาความถี่กลางของแต่ละช่องและระดับความแรงของสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 4.4 - 4.11

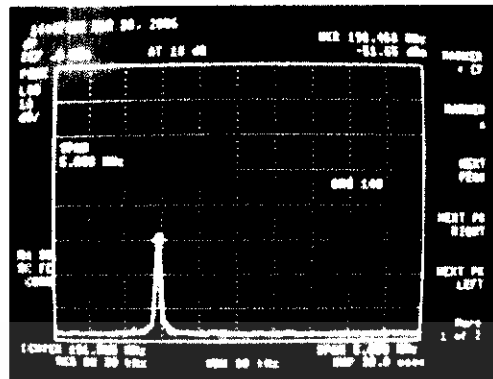


รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองของความถี่ช่อง 5 ที่อินพุตของวงจรมอดูเลชัน



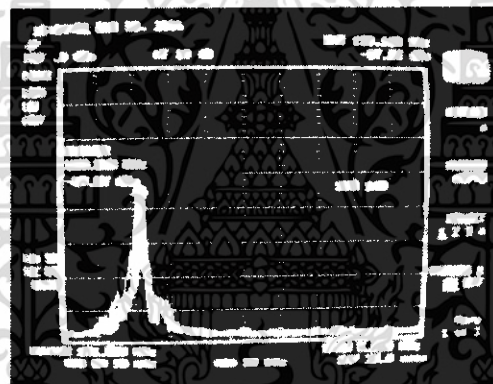
รูปที่ 4.5 ผลตอบสนองของความถี่ช่อง 5 ที่เอาต์พุตของวงจรมอดูเลชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Center	Marker	Span
191.5 MHz	190.463 MHz	5 MHz
	-51.65 dBm	

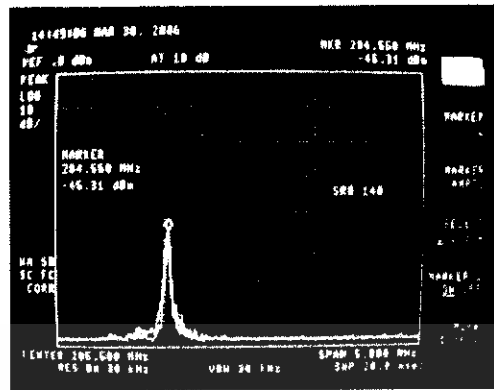
รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองของความถี่ช่อง 7 ที่อินพุตของวงจรมายสัญญาณ



Center	Marker	Span
191.5 MHz	190.113 MHz	5 MHz
	-37.03 dBm	

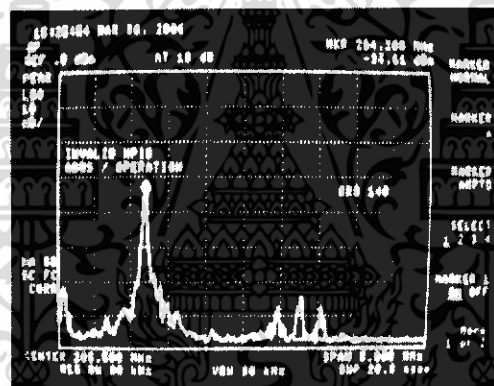
รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองของความถี่ช่อง 7 ที่เอาต์พุตของวงจรมายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Center	Marker	Span
205.5 MHz	204.5 MHz	5 MHz
	-45.31 dBm	

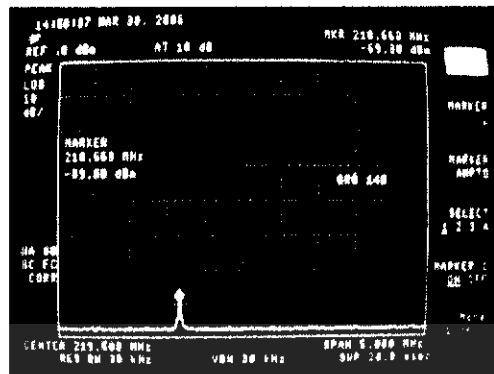
รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองของความถี่ของ 9 ที่อินพุตของวงจรมายสัญญาณ



Center	Marker	Span
205.5 MHz	204.200 MHz	5 MHz
	-34.61 dBm	

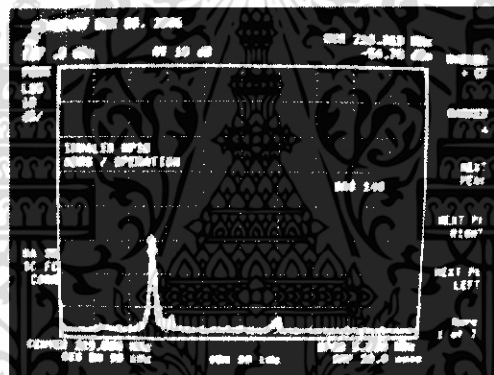
รูปที่ 4.9 ผลตอบสนองของความถี่ของ 9 ที่เอาต์พุตของวงจรมายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Center	Marker	Span
205.5 MHz	204.200 MHz	5 MHz
	-34.61 dBm	

รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองของความถี่ของ 11 ที่อินพุตของวงจรถยายสัญญาณ



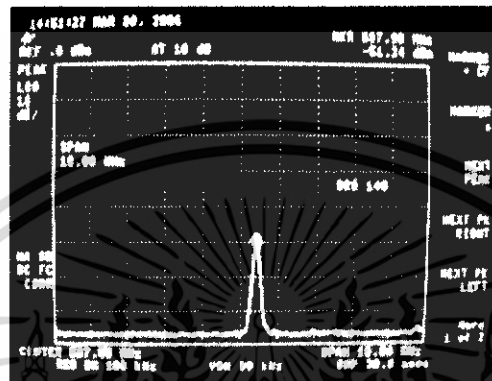
Center	Marker	Span
219.5 MHz	218.313 MHz	5 MHz
	-54.78 dBm	

รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองของความถี่ของ 11 ที่เอาต์พุตของวงจรถยายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

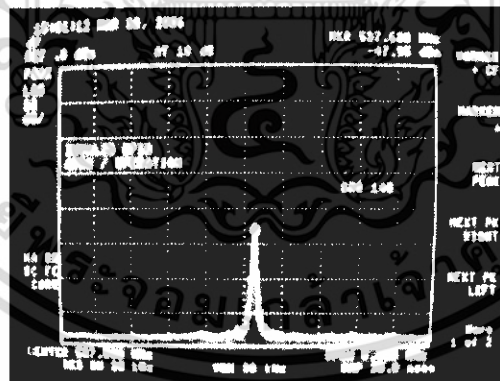
4.4 การวัดผลตอบสนองความถี่ของวงจรมอดูเลชันย่าน UHF

การวัดผลตอบสนองความถี่จะใช้สเปกตรัมมอดูเลชันโดยการใช้สัญญาณจากสายอากาศที่รับเข้ามาและวัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์เพื่อวัดหาความถี่กลางของแต่ละช่องและระดับความแรงของสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 4.12 และ 4.13



Center	Marker	Span
237.5 MHz	237.90 MHz	10 MHz
	-51.24 dBm	

รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองของความถี่ของ 1tv ที่อินพุตของวงจรมอดูเลชัน



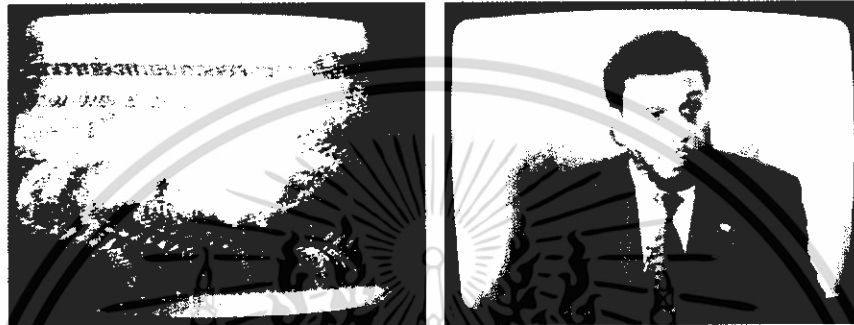
Center	Marker	Span
237.5 MHz	237.368 MHz	5 MHz
	-47 dBm	

รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองของความถี่ของ 1tv ที่เอาต์พุตของวงจรมอดูเลชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 ภาพที่ได้ก่อนและหลังการต่อใช้งานเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรศัพท์

สัญญาณที่รับได้จากสายอากาศต่อเข้ากับเครื่องรับโทรศัพท์และสัญญาณจากสายอากาศที่รับได้ต่อเข้ากับเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรศัพท์แล้วจึงเอาสัญญาณจากเอาต์พุตอาร์เอฟของเครื่องลดสัญญาณโทรศัพท์นำไปต่อเข้าเครื่องรับโทรศัพท์เพื่อเป็นการเปรียบเทียบเมื่อนำไปใช้งานจริงถึงคุณภาพของภาพที่ได้โดยไม่ต้องใช้เครื่องมือวัดอื่นๆ ดังที่แสดงในรูปที่ 4.14 - 4.19



ก่อนใช้งาน

หลังใช้งาน

รูปที่ 4.14 สัญญาณภาพช่อง 9 ที่บันทึกก่อนและหลังการต่อใช้งาน

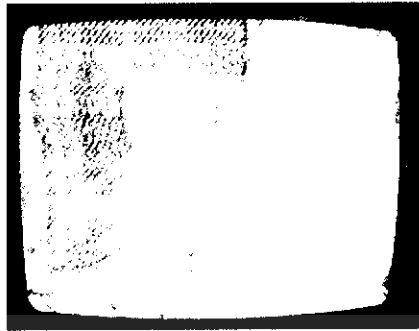


ก่อนใช้งาน

หลังใช้งาน

รูปที่ 4.15 สัญญาณภาพช่อง 11 ที่บันทึกก่อนและหลังการต่อใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก่อนใช้งาน



หลังใช้งาน

รูปที่ 4.16 สัญญาณภาพช่อง 7 ที่บันทึกก่อนและหลังการต่อใช้งาน

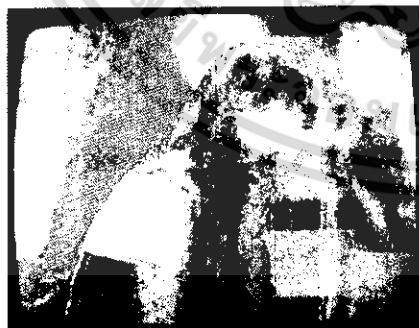


ก่อนใช้งาน



หลังใช้งาน

รูปที่ 4.17 สัญญาณภาพช่อง 5 ที่บันทึกก่อนและหลังการต่อใช้งาน



ก่อนใช้งาน



หลังใช้งาน

รูปที่ 4.18 สัญญาณภาพช่อง itv ที่บันทึกก่อนและหลังการต่อใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุป

5.1 บทสรุป

ในการออกแบบและการสร้างเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์มีส่วนประกอบด้วยกัน 3 ส่วนคือ ส่วนของวงจรมอดูเลเตอร์แต่ละย่าน วงจรฟิลเตอร์ และวงจรมอดูเลเตอร์หลัก ซึ่งสัญญาณของคลื่นความถี่โทรทัศน์ที่รับได้จากสายอากาศเข้าสู่วงจรมอดูเลเตอร์และแยกแต่ละย่านความถี่โดยใช้ C และ L ตามช่องของสัญญาณแต่ละย่าน จากนั้นเข้าสู่วงจรมอดูเลเตอร์ความถี่สูงแบบทรานซิสเตอร์ Class C ที่นิยมใช้ในวงจรมอดูเลเตอร์ความถี่สูง โดยมีตัวต้านทานแบบปรับค่าได้สามารถปรับอัตราขยายของแต่ละย่านความถี่ จากนั้นผ่านมายังวงจรฟิลเตอร์ซึ่งจะแยกกันแต่ละย่านความถี่แล้วนำไปรวมกันที่วงจรมอดูเลเตอร์หลักที่ใช้เวลาในการศึกษาข้อมูลพอสมควรเพราะเป็นการศึกษาวงจรมอดูเลเตอร์สำหรับย่านความถี่สูง UHF และ VHF ซึ่งได้ศึกษาวงจรมอดูเลเตอร์ความถี่สูงแบบใช้ทรานซิสเตอร์ในการขยายแต่ไม่สะดวกเพราะว่ามีวงจรที่ยุ่งยาก จึงได้ศึกษา IC เบอร์ uPC 1651 G ในการขยายสัญญาณแทน แต่มีปัญหาเบอร์ที่ใช้ค้นหาซื้อไม่ได้จึงมาใช้วงจรมอดูเลเตอร์แบบทรานซิสเตอร์ เบอร์ 2SC 3355 แทน ซึ่งสามารถใช้ได้ตามต้องการ และได้ศึกษาวงจรฟิลเตอร์แบบต่างๆ คือวงจรมอดูเลเตอร์ความถี่แบบเซมิเซพและแบบบัทเทอร์เวิร์ท ที่ใช้ในวงจรมอดูเลเตอร์ความถี่สูงจะใช้ L และ C ซึ่งค่าของอุปกรณ์บางค่าหาซื้อไม่ได้ตามท้องตลาดและจากการทดลองปรากฏว่า เมื่อทำการต่อวงจรอุปกรณ์ต่างๆ กับเครื่องสเปกโตรมิเตอร์ทำการวัดผลตอบสนองการขยายสัญญาณความถี่ย่าน VHF,UHF ซึ่งได้ทดสอบความถี่ของช่องสัญญาณโทรทัศน์ตามช่องต่างๆ ของสถานีที่ส่งออกมา ทำการวัดทดสอบก่อนใช้เครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์และหลังใช้เครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์ ปรากฏว่ามีอัตราขยายเฉลี่ย 25dBm ซึ่งสามารถทำให้สัญญาณโทรทัศน์มีความชัดเจนเพิ่มขึ้น และสามารถต่อกับโทรทัศน์หลายๆ เครื่องได้มากขึ้นและจากการทดลองสามารถลดสัญญาณรบกวนที่มากับสัญญาณโทรทัศน์ได้ไม่เท่าที่ควรเพราะอยู่ที่สถานที่และอาคารต่างๆ และอุปกรณ์ต่างๆ โดยรวมและจากการทดลองใช้งานจริงวงจรมอดูเลเตอร์ความถี่สูงของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์ส่งสัญญาณความถี่โทรทัศน์ออกมาจากตัวเครื่องมารบกวนช่องสัญญาณความถี่โทรทัศน์อื่นๆ ดังนั้นจึงได้ทำการซีลด์วงจรมอดูเลเตอร์ความถี่สูงให้ดีที่สุดเพื่อไม่ให้ตัวเครื่องเองขยายความถี่อื่นๆ ออกมารบกวน

5.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข

1. ปัญหา ขนาดของสายทองแดงที่ไม่ได้มาตรฐานทำให้วงจรมีผลต่อความถี่จึงไม่มีเสถียรภาพตามที่ต้องการ
แนวทางแก้ไข ออกแบบสายวงจรใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ปัญหา มีการรบกวนของสัญญาณภายในวงจรออกมาข้างนอกทำให้ไปรบกวนโทรทัศน์ของช่องอื่นๆ
แนวทางแก้ไข ต่อกราวด์ลงที่กล่องอุปกรณ์
3. ปัญหา อุปกรณ์ที่ใช้ไม่ตรงกับค่าที่ออกแบบเนื่องจากอุปกรณ์บางค่าหาซื้อไม่ได้ตามห้องตลาด
แนวทางแก้ไข ใช้อุปกรณ์ค่าที่ใกล้เคียงที่สุด
4. ปัญหา ขาดข้อมูลและวงจรใช้งานจริงของวงจรขยายความถี่สูง
แนวทางแก้ไข ค้นคว้าจากแหล่งข้อมูลที่เชื่อถือได้
5. ปัญหา ขาดลวดหาซื้อยากตามขนาดที่ต้องการใช้ในวงจร
แนวทางแก้ไข หาซื้อลวดที่มีขนาดใกล้เคียงที่สุดและคำนวณขนาดใหม่
6. ปัญหา ประกอบวงจรผิดพลาด
แนวทางแก้ไข การต่ออุปกรณ์แต่ละตัวต้องตรวจสอบก่อนทำการทดลอง

5.3 แนวทางการพัฒนา

1. เพิ่มจำนวนของวงจรฟิลเตอร์ให้กับตัวโครงงานเนื่องจากตัวของโครงงานสัญญาณที่ได้ยังมีสัญญาณรบกวนอยู่บ้างจึงควรพัฒนาโดยการเพิ่มจำนวนวงจรฟิลเตอร์ให้แต่ละย่านความถี่หรือการฟิลเตอร์สัญญาณให้หลายๆ ครั้ง จะทำให้สัญญาณที่ได้จะมีสัญญาณรบกวนที่ น้อยลง
2. อัตราการขยายสัญญาณของวงจรขยายสัญญาณหลักถ้าเปลี่ยนเกณฑ์การขยายของวงจรจะทำให้สามารถต่อใช้งานโทรทัศน์ได้หลายเครื่องขึ้น
3. นำตัวโครงงานไปปรับใช้กับระบบ MATV และ CATV ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

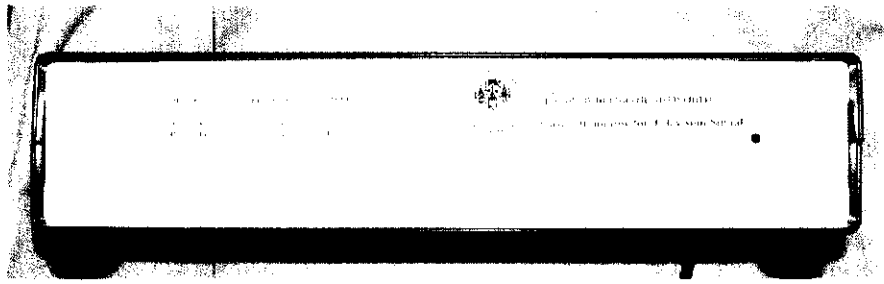
- บุญชาติ เนติศักดิ์. 2544. **ทฤษฎีและปฏิบัติเครื่องรับโทรทัศน์**. เล่ม 2. กรุงเทพฯ : ซีเอ็ดดูเคชั่น
- ถวิล พึ่งมา. 2534. **การออกแบบวงจรทางโทรคมนาคม**. กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้า
คุณทหารลาดกระบัง
- บัญญัติ วิจารณ์อารยนาถ. 2545. **คู่มือการออกแบบและติดตั้ง MATV & CATV**. พิมพ์ครั้งที่ 10
กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น)
- มงคล อัครโกวิทกรรณ์ และวัฒน์ ธีรภัทรพงศ์. 2539. **การลดสัญญาณรบกวน**. กรุงเทพฯ : พิสิกส์เซ็น
เตอร์การพิมพ์



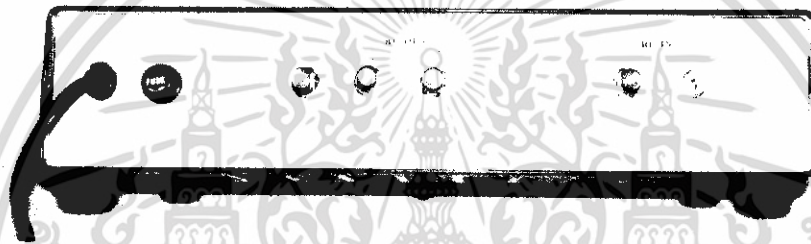
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



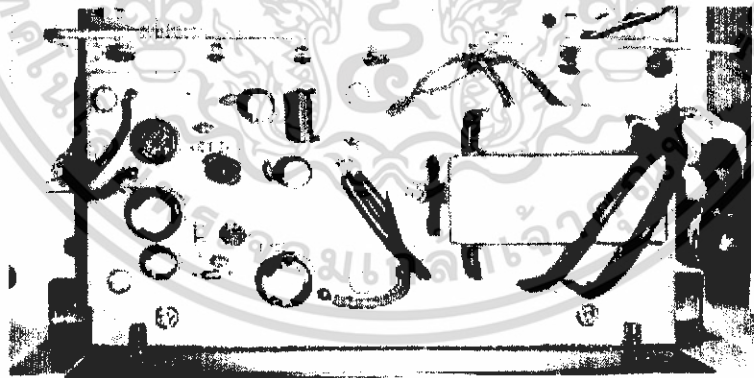
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.1 ด้านหน้าของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์

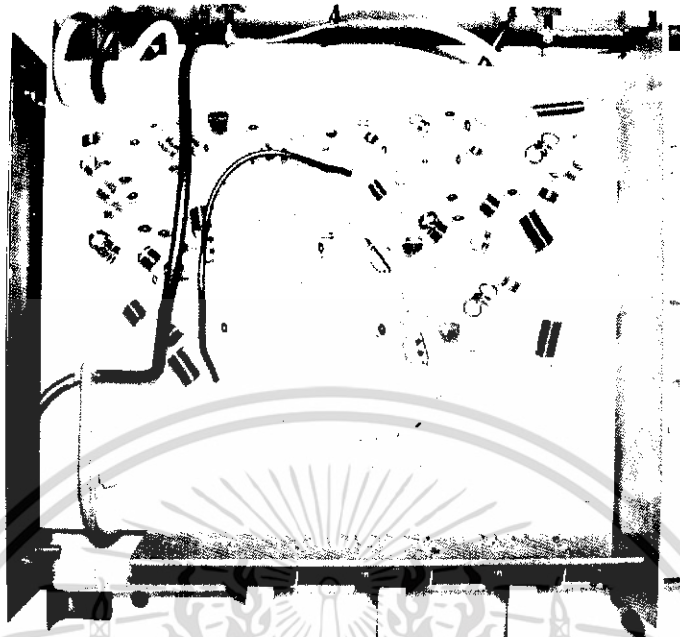


รูปที่ ก.2 ด้านหลังของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์

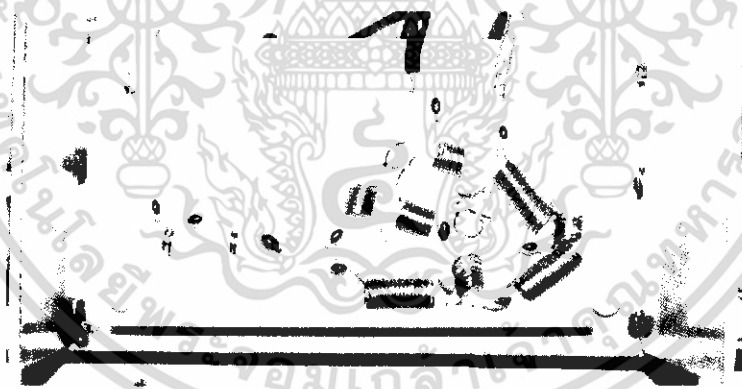


รูปที่ ก.3 ภาคจ่ายไฟของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

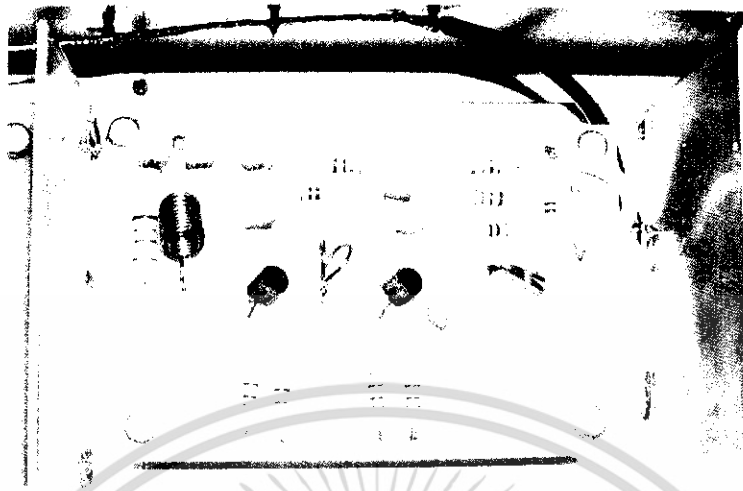


รูปที่ ก.4 ภาชนะยาสัญญาณแต่ละย่านความถี่ของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์



รูปที่ ก.5 ภาครองความถี่แต่ละย่านความถี่ของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.6 ภายขยายสัญญาณรวมของเครื่องลดสัญญาณโทรทัศน์

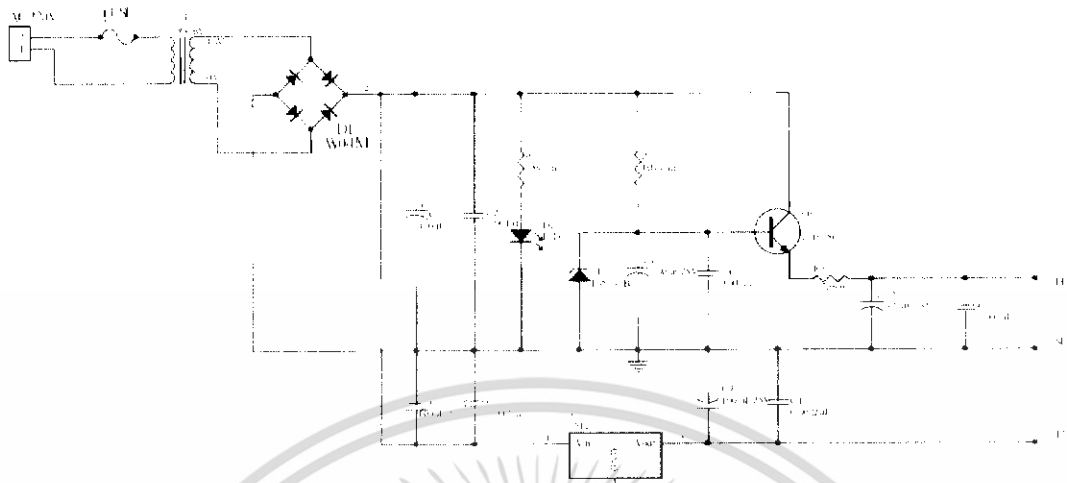


รูปที่ ก.7 ภายขยายการเชื่อมต่อเครื่องลดสัญญาณโทรทัศน์กับโทรทัศน์

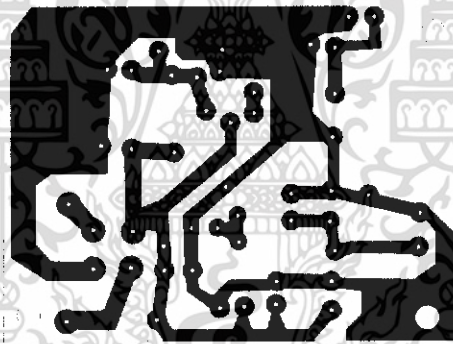
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

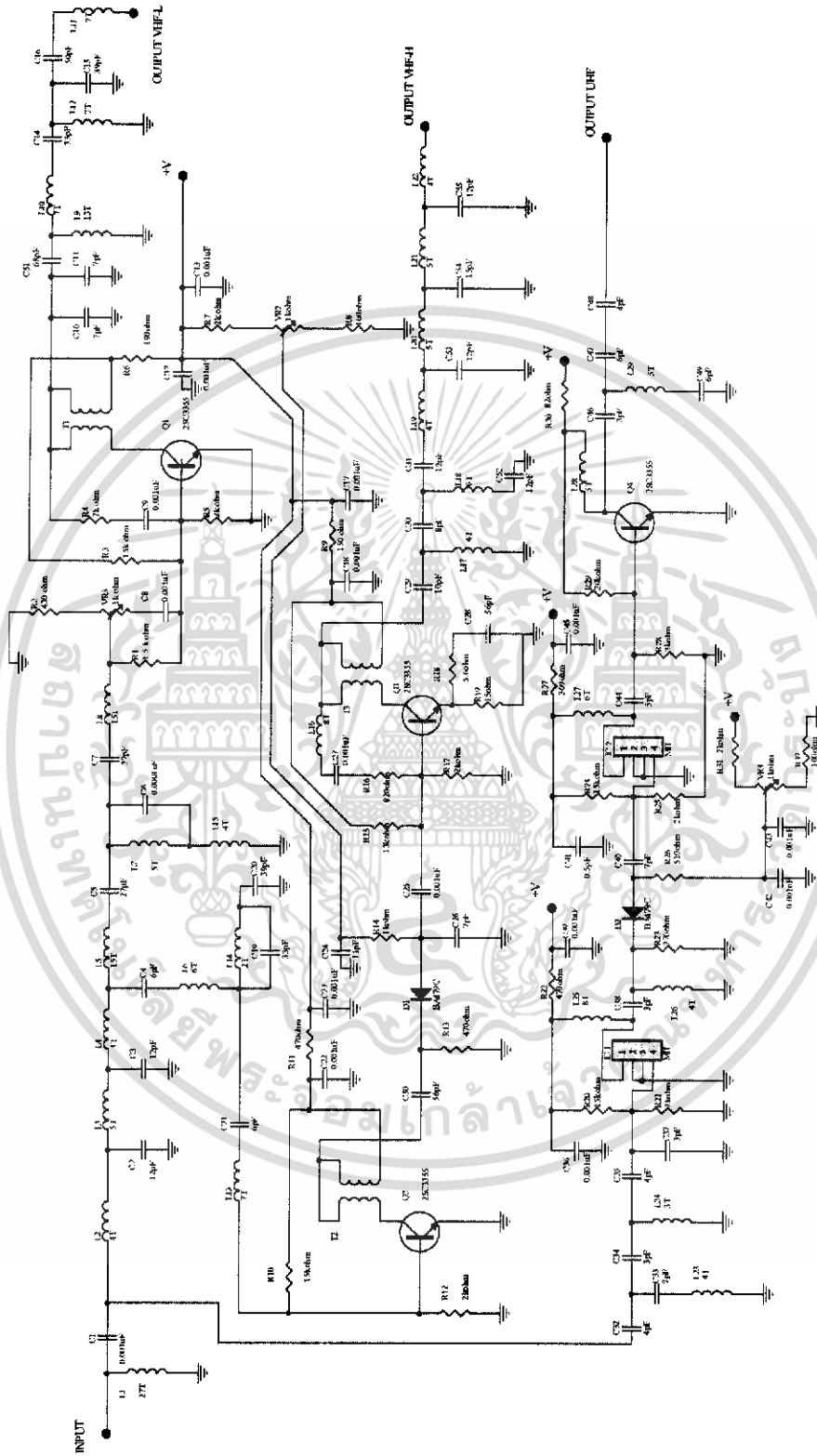


รูปที่ ข.1 วงจรภาคจ่ายไฟ



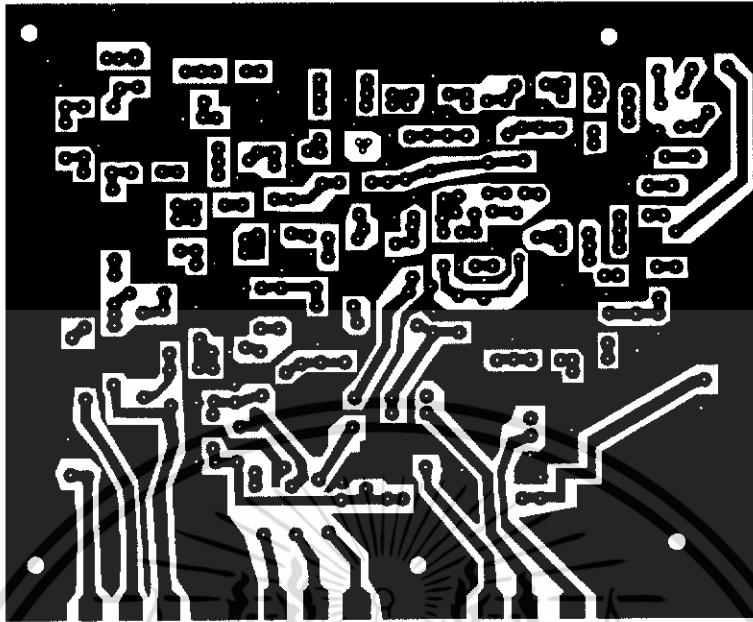
รูปที่ ข.2 แผงวงจรพิมพ์วงจรภาคจ่ายไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

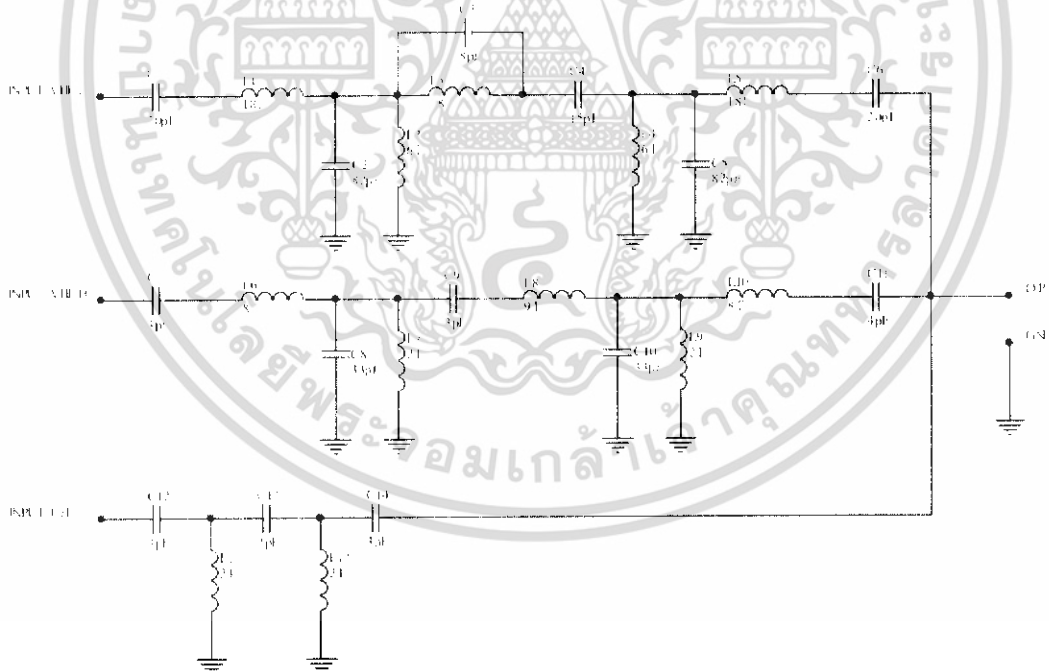


รูปที่ ๓.3 วงจรภาคขยายสัญญาณแต่ละย่านความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวจนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

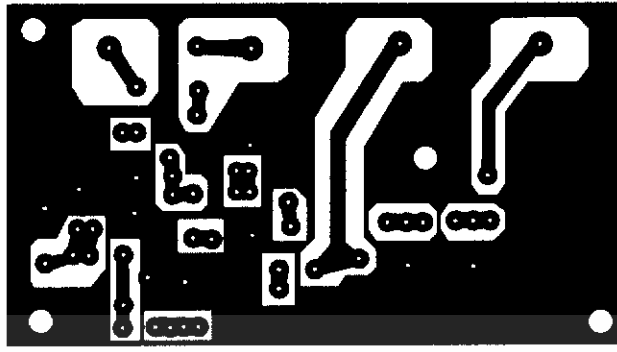


รูปที่ ๔.4 แผงวงจรพิมพ์วงจรภาคขยายสัญญาณแต่ละย่านความถี่

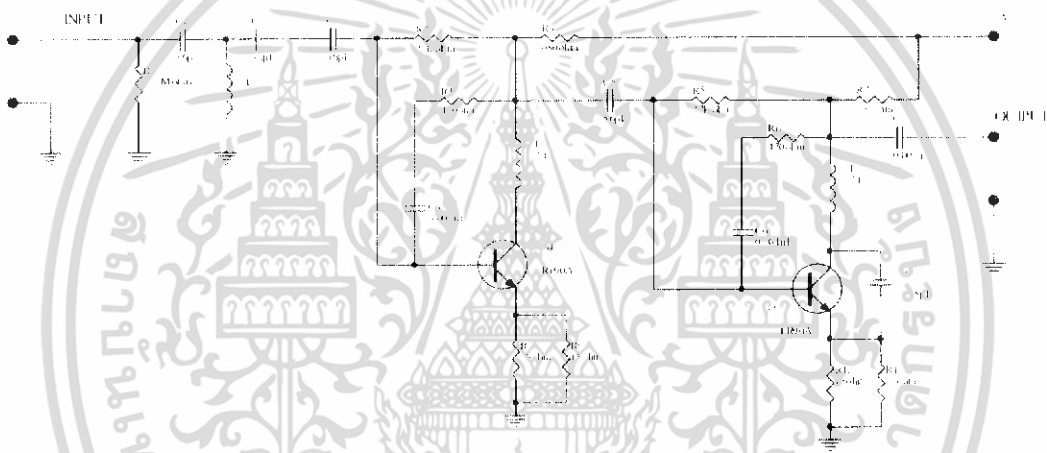


รูปที่ ๔.5 วงจรภาคกรองสัญญาณแต่ละย่านความถี่

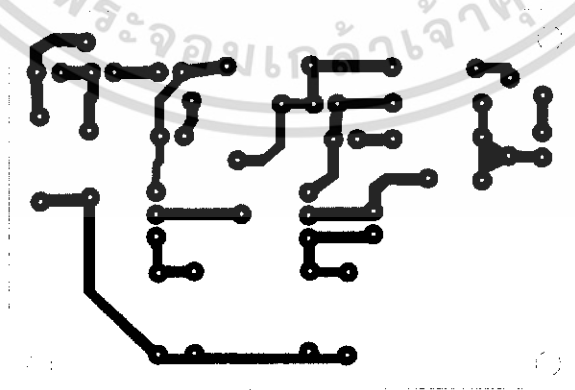
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.6 แผงวงจรพิมพ์วงจรภาคกรองสัญญาณแต่ละย่านความถี่



รูปที่ ข.7 วงจรภาคขยายสัญญาณรวม



รูปที่ ข.8 แผงวงจรพิมพ์วงจรภาคขยายสัญญาณรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ค.1 รายการอุปกรณ์ของภาคจ่ายไฟ

ชื่ออุปกรณ์	รายละเอียด	จำนวน
วงจรรวม		
IC1	7812	1 ตัว
อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ		
D1	W04M	1 ตัว
D2	LED	1 ตัว
Z1	1N5242B	1 ตัว
Q1	C1815G	1 ตัว
ตัวเก็บประจุ		
C1, C5	470 uF 25 V	2 ตัว
C2, C4, C6	0.001 uF 25 V	3 ตัว
C3, C7, C9	100 uF 25 V	3 ตัว
C8, C10	0.0022 uF 25 V	2 ตัว
ตัวความต้านทาน		
R1	3.9 k Ω 5%	1 ตัว
R2	10 k Ω 5%	1 ตัว
อุปกรณ์อื่นๆ		
T1	หม้อแปลง 220V 50/60 Hz 16V / 280 mA	1 ตัว
FUSE	ฟิวส์ 3 A	1 ตัว

ตารางที่ ค.2 รายการอุปกรณ์ของภาคขยายแต่ละย่านความถี่

ชื่ออุปกรณ์	รายละเอียด	จำนวน
วงจรรวม		
IC1, IC2	uPC1651G	2 ตัว
อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ		
Q1-Q4	2SC3355	4 ตัว
ตัวเก็บประจุ		
C15, C20	39 pF 25 V	2 ตัว
C16	50 pF 25 V	1 ตัว
C24	11 pF 25 V	1 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ก.2 (ต่อ) รายการอุปกรณ์ของภาคขยายแต่ละย่านความถี่

ชื่ออุปกรณ์	รายละเอียด	จำนวน
ตัวเก็บประจุ		
C28, C50	56 pF 25 V	2 ตัว
C29	10 pF 25 V	1 ตัว
C30	8 pF 25 V	1 ตัว
C31, C52, C53, C55	12 pF 25 V	4 ตัว
C32, C35, C48	4 pF 25 V	3 ตัว
C34, C37, C38, C46	3 pF 25 V	4 ตัว
C41	0.5 pF 25 V	1 ตัว
C44	5 pF 25 V	1 ตัว
C51	68 pF 25 V	1 ตัว
C54	15 pF 25 V	1 ตัว
ตัวความต้านทาน		
R1	1.5 k Ω 5%	1 ตัว
R2	430 Ω 5%	1 ตัว
R3, R10, R19, R20, R24	15 k Ω 5%	5 ตัว
R4, R5, R7, R12, R17, R21, R25, R28, R31	2 k Ω 5%	9 ตัว
R6	190 Ω 5%	1 ตัว
R8, R32	100 Ω 5%	2 ตัว
R9	150 Ω 5%	1 ตัว
R11, R13, R22	470 Ω 5%	3 ตัว
R14	1 k Ω 5%	1 ตัว
R15	15 k Ω 5%	1 ตัว
R16, R30	820 Ω 5%	2 ตัว
R18	5.6 Ω 5%	1 ตัว
R23	270 Ω 5%	1 ตัว
R26	510 Ω 5%	1 ตัว
R27	360 Ω 5%	1 ตัว
R29	20 k Ω 5%	1 ตัว
VR1-VR3	1 k Ω	3 ตัว
ขดลวด		
L1	27 T	1 ตัว
L2, L4, L15, L19, L22, L23, L26	4 T	7 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ค.2 (ต่อ) รายการอุปกรณ์ของภาคขยายแต่ละย่านความถี่

ชื่ออุปกรณ์	รายละเอียด	จำนวน
ขดลวด		
L3, L7, L20, L21, L28, L29	5 T	6 ตัว
L5, L8	15 T	2 ตัว
L9	13 T	1 ตัว
L10, L11, L12, L13	7 T	4 ตัว
L14	2 T	1 ตัว
L16	18 T	1 ตัว
L24	3 T	1 ตัว
L25	8 T	1 ตัว
L27	6 T	1 ตัว
อุปกรณ์อื่นๆ		
T1-T3		3 ตัว

ตารางที่ ค.3 รายการอุปกรณ์ของภาคกรองความถี่แต่ละย่านความถี่

ชื่ออุปกรณ์	รายละเอียด	จำนวน
ตัวเก็บประจุ		
C1, C6	20 pF 25 V	2 ตัว
C2, C5	82 pF 25 V	2 ตัว
C3	8 pF 25 V	1 ตัว
C4	15 pF 25 V	1 ตัว
C7, C11	4 pF 25 V	2 ตัว
C8, C10	33 pF 25 V	2 ตัว
C9, C12, C14	3 pF 25 V	3 ตัว
C13	2 pF 25 V	1 ตัว
ขดลวด		
L1, L3, L5	18 T	3 ตัว
L2, L4	6 T	2 ตัว
L6, L10	8 T	2 ตัว
T7, L9, L11, L12	4 T	4 ตัว
L8	9 T	1 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ค.4 รายการอุปกรณ์ของภาคขยายความถี่รวม

ชื่ออุปกรณ์	รายละเอียด	จำนวน
อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ		
Q1, Q2	FR90A	2 ตัว
ตัวเก็บประจุ		
C1-C3, C5	56 pF 25 V	4 ตัว
C4, C6, C7	0.001 uF 25 V	3 ตัว
C8	0.5 pF 25 V	1 ตัว
ตัวความต้านทาน		
R1	1.5 M Ω 5%	1 ตัว
R2, R5	27 k Ω 5%	2 ตัว
R3, R6, R7	470 Ω 5%	3 ตัว
R4	680 Ω 5%	1 ตัว
R8-R11	18 Ω 5%	4 ตัว
อุปกรณ์อื่นๆ		
L1	10 T	1 ตัว
L2, L3	2 T	2 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ง
รายละเอียดและคุณสมบัติของอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



WIDE-BAND UHF SILICON MMIC AMPLIFIER

UPC1651G

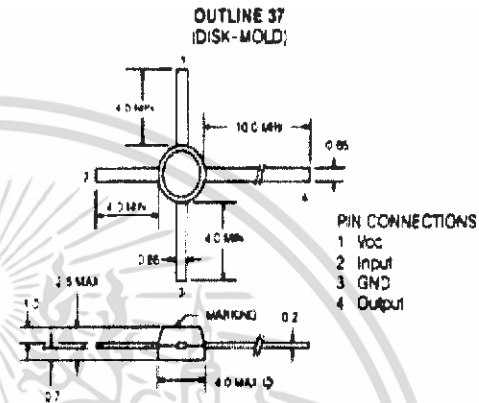
FEATURES

- **BROAD FREQUENCY RESPONSE:** To 1200 MHz TYP at 3 dB Down
- **HIGH POWER GAIN:** 19 dB TYP at 1 - 500 MHz
- **LOW VOLTAGE OPERATION:** $V_{CC} = 5V$
- **SMALL PACKAGE**

DESCRIPTION

The UPC1651G is a silicon monolithic integrated circuit especially designed as a wide band amplifier covering the HF band through UHF band.

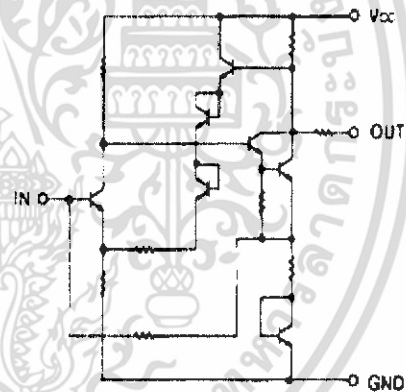
OUTLINE DIMENSIONS (Units in mm)



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ C$)

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V_{CC}	Supply Voltage	V	6
P	Total Power Dissipation	mW	250
T_{OP}	Operating Temperature	$^\circ C$	-20 to +75
T_{STG}	Storage Temperature	$^\circ C$	40 to +125

EQUIVALENT CIRCUIT

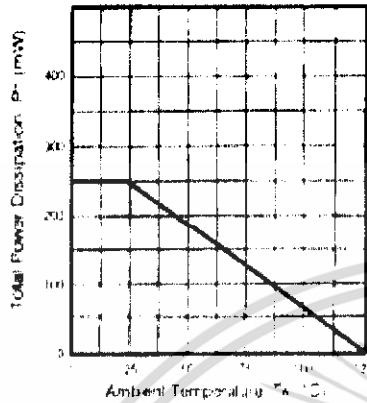


ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ C$)

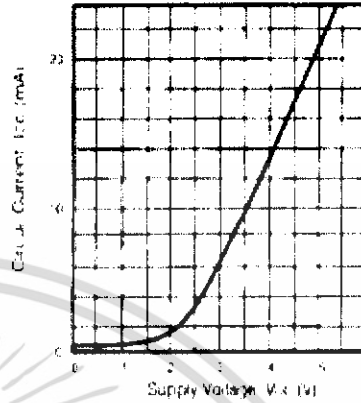
PART NUMBER PACKAGE OUTLINE		UPC1651G 37			
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX
I_{CC}	Circuit Current at $V_{CC} = 5V$	mA	15	20	25
NF	Noise Figure at $V_{CC} = 5V, f = 500 MHz$	dB		5.5	6.5
BW	Bandwidth at $V_{CC} = 5V, 3 dB down$	MHz	1000	1200	
P_{OUT}	Maximum Output Level at $V_{CC} = 5V, f = 500 MHz$	dBm	3	5	
S ₂₁	Power Gain at $V_{CC} = 5V, f = 500 MHz$	dB	16	19	
S ₁₁	Input Return Loss at $V_{CC} = 5V, f = 500 MHz$	dB		15	
S ₂₂	Output Return Loss at $V_{CC} = 5V, f = 500 MHz$	dB		10	
S ₂₁	isolation at $V_{CC} = 5V, f = 500 MHz$	dB	20	24	

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (TA = 25°C)

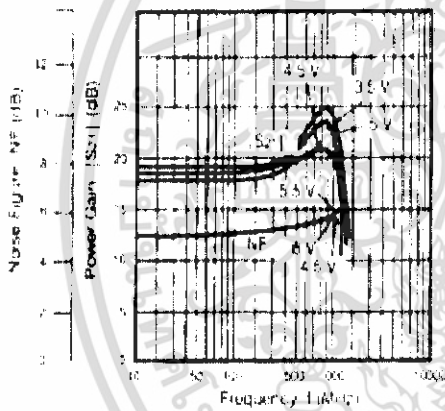
TOTAL POWER DISSIPATION vs. AMBIENT TEMPERATURE



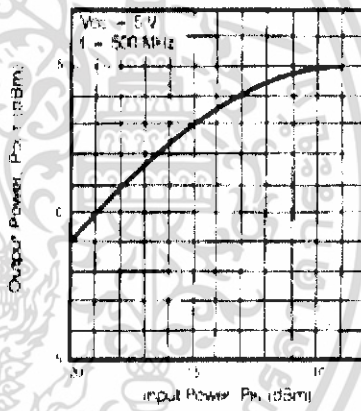
CIRCUIT CURRENT vs. SUPPLY VOLTAGE



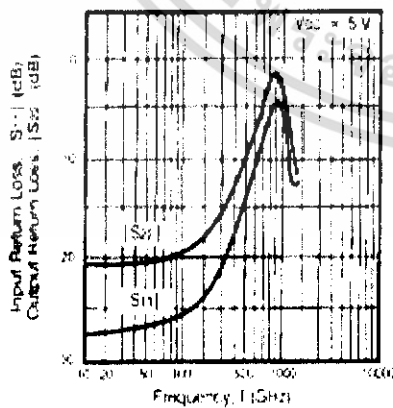
NOISE FIGURE AND POWER GAIN vs. FREQUENCY



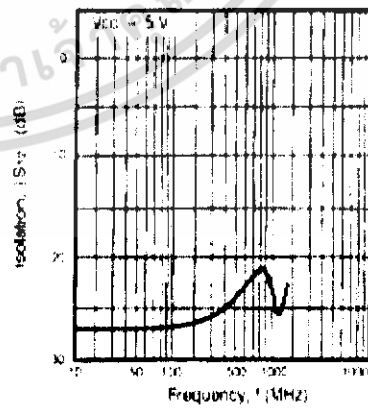
INPUT POWER vs. OUTPUT POWER



INPUT AND OUTPUT RETURN LOSS vs. FREQUENCY



ISOLATION vs. FREQUENCY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

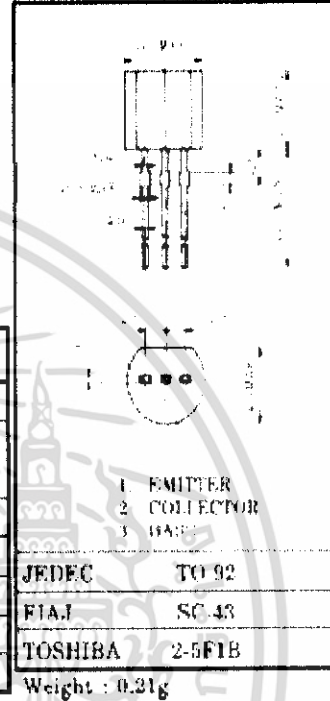
TOSHIBA TRANSISTOR SILICON NPN EPITAXIAL TYPE (PCT PROCESS)

2SC1815

AUDIO FREQUENCY GENERAL PURPOSE AMPLIFIER APPLICATIONS
DRIVER STAGE AMPLIFIER APPLICATIONS

Unit in mm

- High Voltage and High Current
: $V_{CE0} = 50V$ (Min.), $I_C = 150mA$ (Max.)
- Excellent h_{FE} Linearity
: $h_{FE(2)} = 100$ (Typ.) at $V_{CE} = 6V$, $I_C = 150mA$
: $h_{FE}(I_C = 0.1mA) / h_{FE}(I_C = 2mA) = 0.95$ (Typ.)
- Low Noise NF = 1dB (Typ.) at $f = 1kHz$
- Complementary to 2SA1015 (O, Y, GR class)



MAXIMUM RATINGS ($T_a = 25^\circ C$)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	60	V
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	50	V
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5	V
Collector Current	I_C	150	mA
Base Current	I_B	50	mA
Collector Power Dissipation	P_C	400	mW
Junction Temperature	T_j	125	$^\circ C$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55~125	$^\circ C$

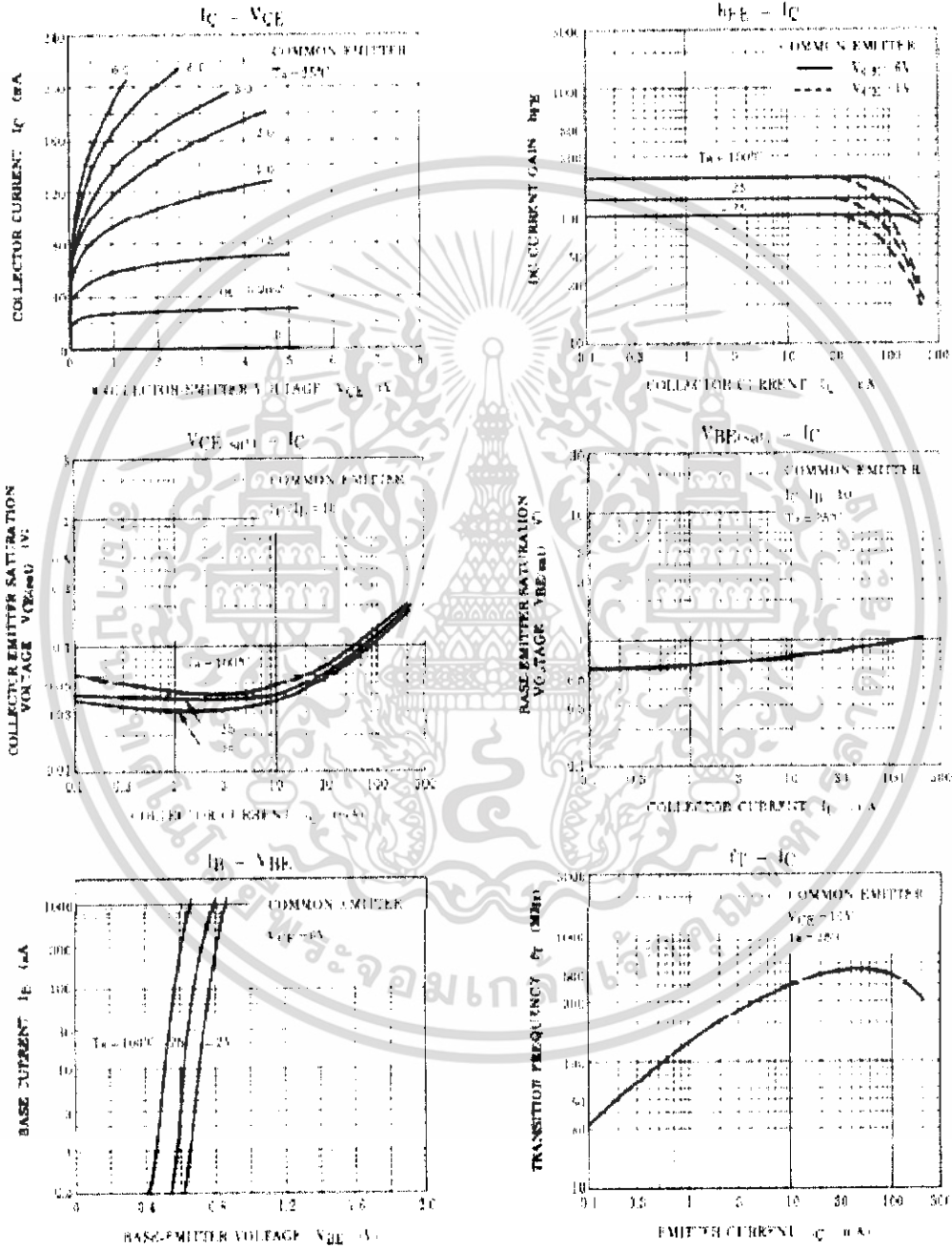
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ C$)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Collector Cut-off Current	I_{CBO}	$V_{CB} = 60V, I_E = 0$	—	—	0.1	μA
Emitter Cut-off Current	I_{EBO}	$V_{EB} = 5V, I_C = 0$	—	—	0.1	μA
DC Current Gain	$h_{FE(1)}$ (Note)	$V_{CE} = 6V, I_C = 2mA$	70	—	700	
	$h_{FE(2)}$	$V_{CE} = 6V, I_C = 150mA$	25	100	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 100mA, I_B = 10mA$	—	0.1	0.26	V
Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(sat)}$	$I_C = 100mA, I_B = 10mA$	—	—	1.0	V
Transition Frequency	f_T	$V_{CE} = 10V, I_C = 1mA$	80	—	—	MHz
Collector Output Capacitance	C_{ob}	$V_{CB} = 10V, I_E = 0, f = 1MHz$	—	2.0	3.5	pF
Base Intrinsic Resistance	$r_{bb'}$	$V_{CE} = 10V, I_E = -1mA$ $f = 30MHz$	—	50	—	Ω
Noise Figure	NF	$V_{CE} = 6V, I_C = 0.1mA$ $f = 1kHz, R_G = 10k\Omega$	—	1.0	10	dB

Note : h_{FE} Classification O : 70~140 Y : 120~240 GR : 200~400 BL : 350~700

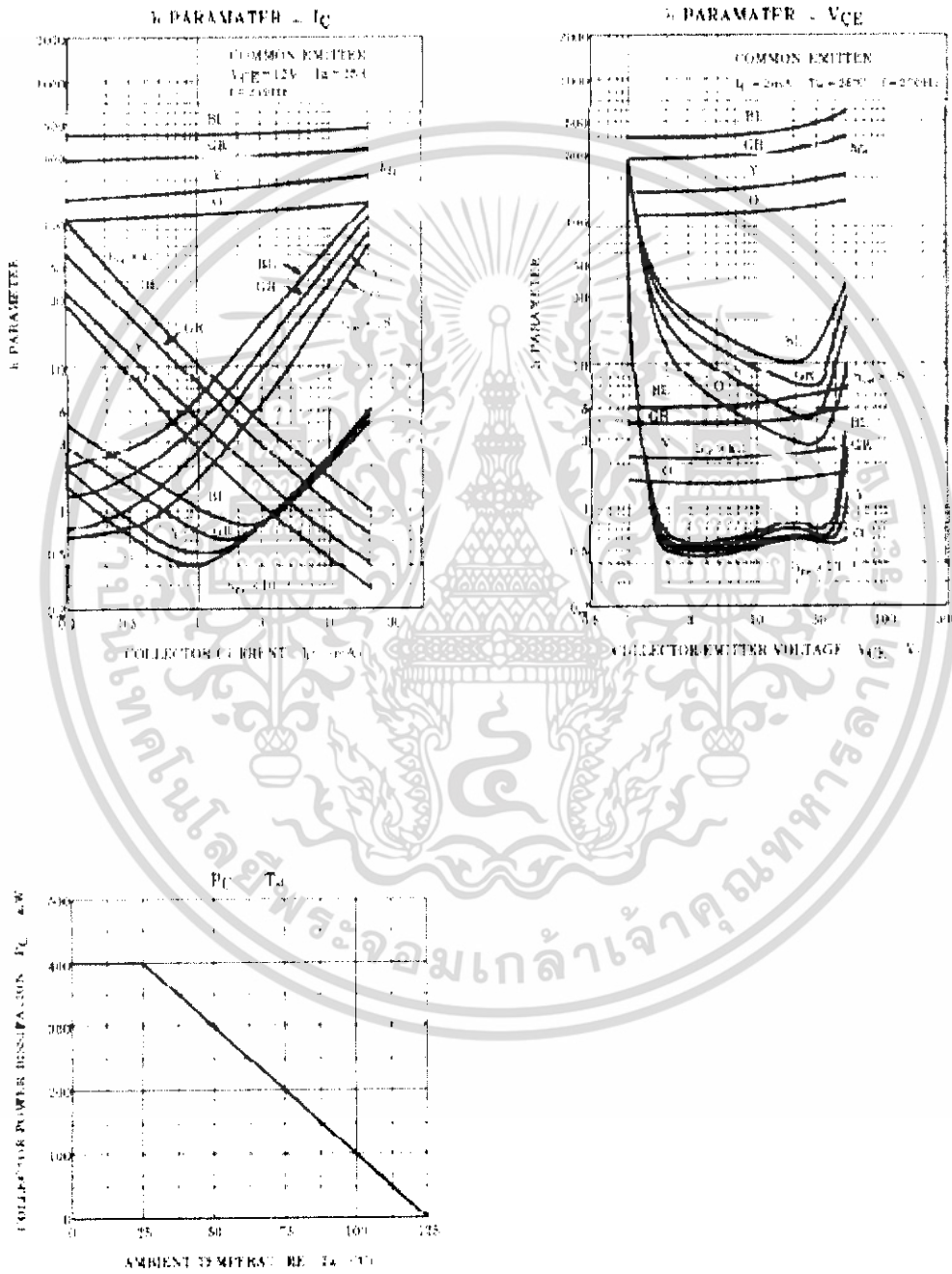
TOSHIBA is continually working to improve the quality and the reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical, mechanical, or physical stresses, and the responsibility of the buyer, when using TOSHIBA products, is to observe constants of safety and avoid situations in which a malfunction or failure of a TOSHIBA product could cause loss of life or property. In developing your design, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent product specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



● The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by Toshiba Electronic Components Co., Ltd. for any infringement of intellectual property or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any intellectual property or other rights of the third parties. INFORMATION IN OTHERS ● The information contained herein is subject to change without notice.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




BA479G.BA479S

Vishay Telefunken

Silicon PIN Diodes

Features

- Wide frequency range 10 MHz to 1 GHz

Applications

Current controlled HF resistance in adjustable attenuators

Absolute Maximum Ratings

 $T_J = 25^\circ\text{C}$

Parameter	Test Conditions	Type	Symbol	Value	Unit
Reverse voltage			V_R	30	V
Forward current			I_F	50	mA
Junction temperature			T	+25	$^\circ\text{C}$
Storage temperature range			T_{stg}	-55 ... +125	$^\circ\text{C}$

Maximum Thermal Resistance

 $T_J = 25^\circ\text{C}$

Parameter	Test Conditions	Symbol	Value	Unit
Junction ambient	$l = 4\text{mm}$, T = constant	$R_{th(j-a)}$	350	K/W

Electrical Characteristics

 $T_J = 25^\circ\text{C}$

Parameter	Test Conditions	Type	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Forward voltage	$I_F = 20\text{mA}$		V_F			1	V
Reverse current	$V_R = 30\text{V}$		I_R			50	nA
Diode capacitance	$f = 100\text{MHz}$, $V_R = 0$		C_{di}			5.5	pF
Differential forward resistance	$f = 100\text{MHz}$, $I_F = 1.5\text{mA}$		r			5.5	Ω
Reverse impedance	$f = 100\text{MHz}$, $V_R = 0$	BA479G	Z_r	5			$\text{k}\Omega$
		BA479S	Z_r	3			$\text{k}\Omega$
Minority carrier lifetime	$I_F = 10\text{mA}$, $I_R = 10\text{mA}$		τ		4		ns

BA479G.BA479S

Vishay Telefunken



Characteristics ($T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

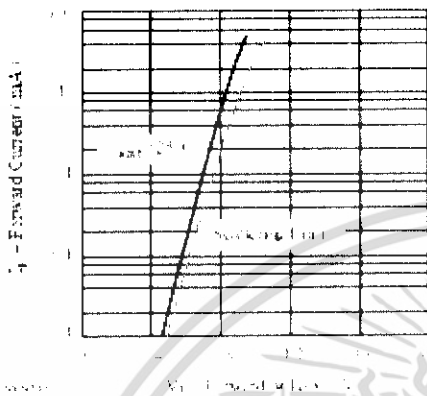


Figure 1. Forward Current vs. Forward Voltage

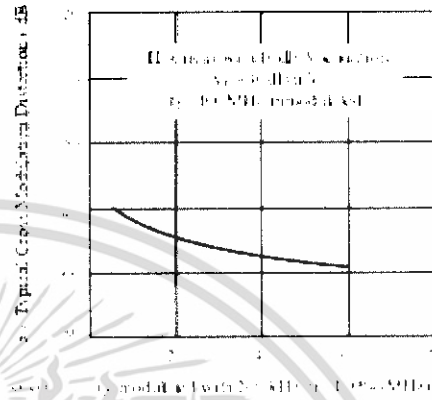


Figure 3. Typical Gross Modulation Distortion vs. Frequency f_m

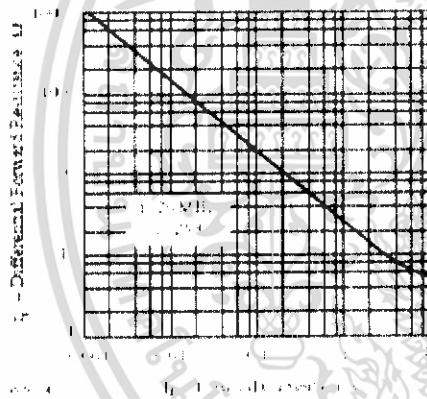
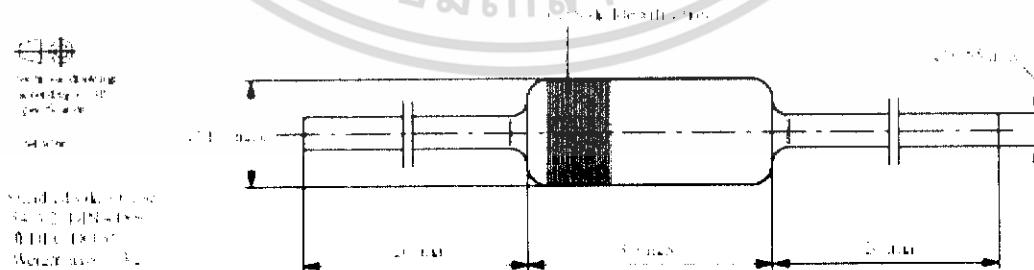


Figure 2. Differential Forward Resistance vs. Forward Current

Dimensions in mm



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

W005M THRU W10M



SINGLE PHASE 1.5 AMP BRIDGE RECTIFIERS



FEATURES

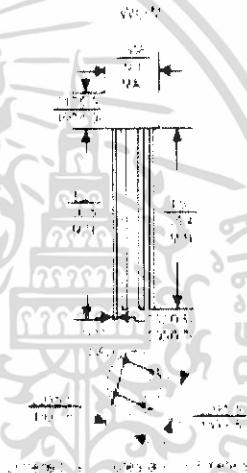
- Low forward voltage drop
- Low reverse leakage current
- Low forward recovery time
- High surge current capability
- High efficiency
- Low thermal resistance

VOLTAGE RANGE

50 to 1000 Volts

CURRENT

1.5 Amperes

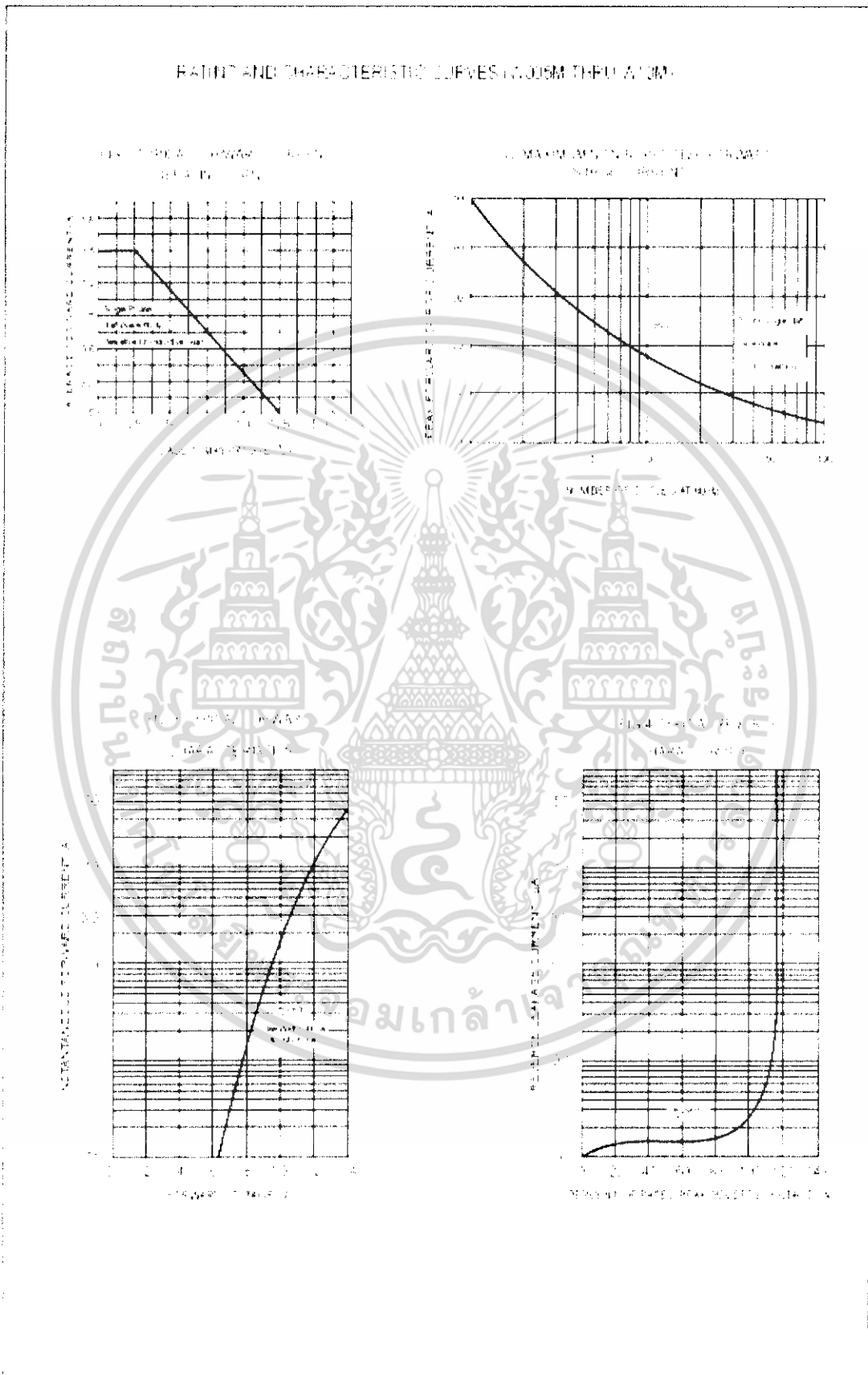


MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

W005M through W10M are silicon diode bridge rectifiers for single phase half wave AC-DC conversion. For detailed information, consult the data sheet.

TYPE NUMBER	W005M	W007M	W010M	W015M	W020M	W030M	W040M	W050M	W070M	W10M
Maximum Average Forward Current (I _F)	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
Maximum RMS Voltage (V _{RM})	50	75	100	150	200	300	400	500	700	1000
Maximum Average Reverse Current (I _R)	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
Maximum Average Reverse Voltage (V _{RM})	50	75	100	150	200	300	400	500	700	1000
Peak Forward Surge Current (I _{FSM}) (100 ms)	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
Peak Reverse Surge Current (I _{RSM}) (100 ms)	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
Maximum Power Dissipation (P _D)	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
Operating Temperature Range (T _{OP})	-55 to +125									
Storage Temperature Range (T _{STG})	-55 to +175									

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Three-Terminal Positive Voltage Regulators

These voltage regulators are monolithic integrated circuits designed as fixed voltage regulators for a wide variety of applications including local on-card regulation. These regulators employ internal current limiting, thermal shutdown, and safe-area compensation. With adequate heatsinking they can deliver output currents in excess of 1.0 A. Although designed primarily as a fixed voltage regulator, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

- Output Current in Excess of 1.0 A
- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Output Voltage Differentials of 2- and 4-Volt Range
- Available in Surface Mount (DIPAK) and Standard 9-Lead Transistor Packages
- Previous Commercial Temperature Range has been Extended to a Junction Temperature Range of -40°C to +125°C

DEVICE TYPE/NOMINAL OUTPUT VOLTAGE

MC7805A LM340A-1	5.0 V	MC7811 LM340A-2	11.0 V
MC7805C LM340A-1		MC7815A LM340A-3	15.0 V
MC7806A MC7806	6.0 V	MC7818 LM340A-4	18.0 V
MC7806A MC7806	6.0 V	MC7824 MC7824	24.0 V
MC7809 MC7809	9.0 V	MC7830A MC7830	30.0 V
MC7812 MC7812	12.0 V	MC7836A MC7836	36.0 V

ORDERING INFORMATION

Device	Output Voltage Tolerance	Operating Temperature Range	Package
MC7805A-1	±5%	-40°C to +125°C	Insertion Mount
MC7805A-1A			Surface Mount
MC7805A-1DZ			Surface Mount
MC7805C-1	±4%	-40°C to +125°C	Insertion Mount
LM340A-1			Surface Mount
MC7805D-1			Surface Mount

1. See notes for output voltage

Order this document by MC780011

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

THREE-TERMINAL POSITIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS

SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

T SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 221A

Heatsink tabs connected to Pin 2



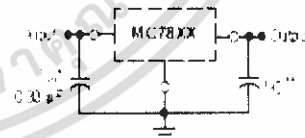
Pin 1 Input
Pin 2 Output
Pin 3 GND

DZT SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 203A
DIPAK

Heatsink surface shown in Fig. 4 is specified drawing symbol in Fig. 1



STANDARD APPLICATION



A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain between 2.0 V above the output voltage even during the low point in the input ripple voltage.

††† Three lead digits of the type number indicate nominal voltage.

* 0.1 µF is required if a path is indicated in approved detail from power source filter.

** 0.1 µF is not needed for stability, however, it does improve transient response. Values of less than 0.1 µF could cause instability.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

MAXIMUM RATINGS (unless otherwise specified)

Rating	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (V _I) (T _C = 25°C)	V _I	25 20	Vdc
Power Dissipation (see 2.1.1.4) (T _C = 25°C)	P _D	Internally limited	W
Thermal Resistance Junction-to-Ambient	θ _{JA}	51	°C/W
Thermal Resistance Junction-to-Case (see 2.1.1.4) (T _C = 25°C)	θ _{JC}	1	°C/W
Thermal Resistance Junction-to-Heatsink (see Figure 11)	θ _{JS}	Internally limited	W
Thermal Resistance Junction-to-Leads	θ _{JA}	5	°C/W
Storage Junction Temperature Range	T _{STG}	-55 to +150	°C
Operating Junction Temperature	T _J	+150	°C

NOTE: ESD data available upon request.

Representative Schematic Diagram

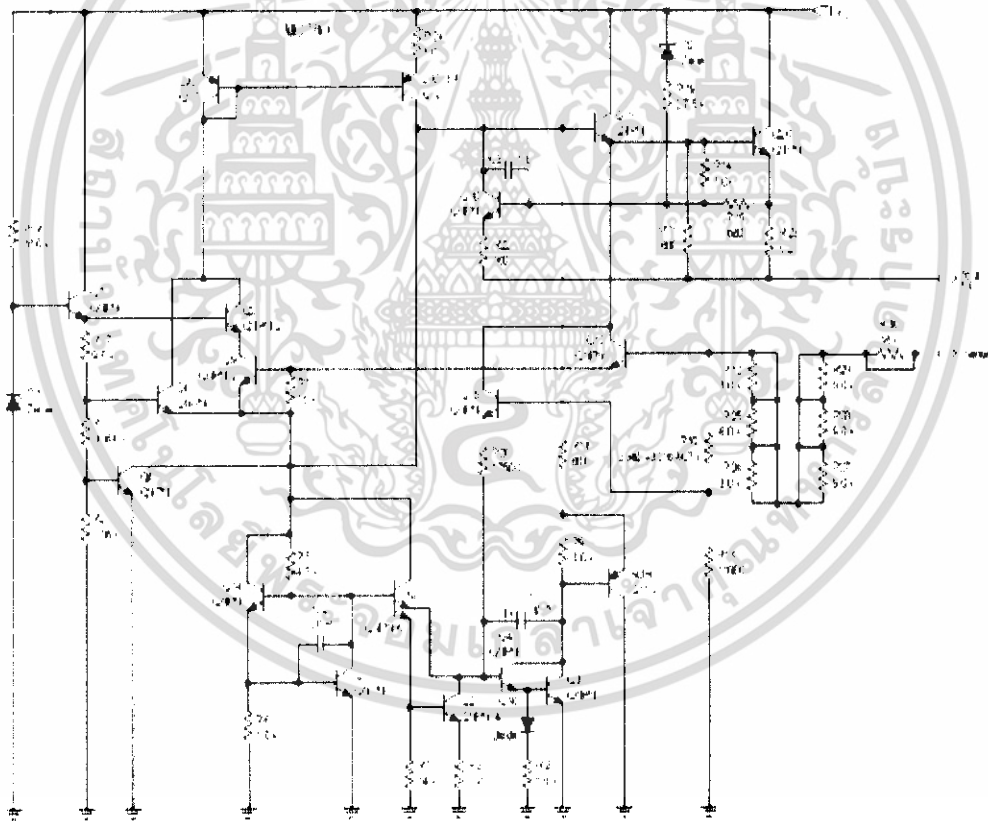


Figure 1. Representative Schematic Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1N5223B through 1N5258B

Silicon Epitaxial Planar Zener Diodes for Voltage Regulation

HITACHI

ADE-208-137B4Z1

Rev. 2
Dec. 2001

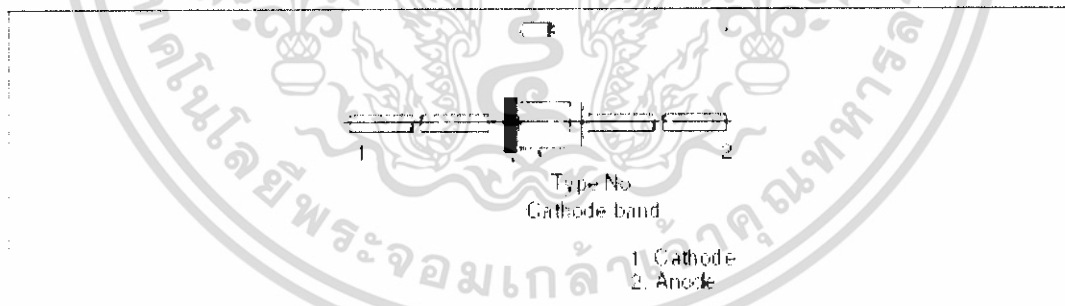
Features

- Glass package DO-35 structure ensures high reliability
- Wide spectrum from 2.7 V through 36 V of zener voltage provide flexible application

Ordering Information

Type No.	Cathode band	Mark	Package Code
1N5223B through 1N5258B	Black	Type No.	DO-35

Pin Arrangement



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1N5223B through 1N5258B

Absolute Maximum Ratings

($T_a = 25^\circ\text{C}$)

Item	Symbol	Value	Unit
Power dissipation	P_d	500	mW
Surge power dissipation	$P_{d(\text{surge})}^{(1)}$	10	W
Lead temperature	$T_l^{(2)}$	230	C
Junction temperature	$T_j^{(3)}$	200	C
Storage temperature	T_{stg}	-65 to +200	C

Notes: 1. Non-recurrent square wave, $p_w = 8.3$ ms, $T_l = 55^\circ\text{C}$, T_j is prior to surge.
 2. Less than $1/16''$ from the case for 10 seconds.
 3. By standard printed board, see fig. 2.

Electrical Characteristics

($T_a = 25^\circ\text{C}$)

	V_z (V)	I_n (μA)		Z_{TV} (Ω)		Z_{TK} (Ω)		α ($\%/^\circ\text{C}$)		$V_z^{(2)}$ (V)
		Test Condition		Test Condition		Test Condition		Test Condition		
		I_z (mA)	Max	V_n (V)	Max	I_{TV} (mA)	Max	I_n (mA)	Max	
1N5223B	$2.7 \pm 5\%$	20	75	1.0	30	20	1300	0.25	-0.08	1.1
1N5224B	$2.8 \pm 5\%$	20	75	1.0	30	20	1400	0.25	-0.08	1.1
1N5225B	$3.0 \pm 5\%$	20	50	1.0	29	20	1600	0.25	-0.075	1.1
1N5226B	$3.3 \pm 5\%$	20	25	1.0	28	20	1600	0.25	-0.07	1.1
1N5227B	$3.6 \pm 5\%$	20	15	1.0	24	20	1700	0.25	-0.065	1.1
1N5228B	$3.9 \pm 5\%$	20	10	1.0	23	20	1900	0.25	-0.06	1.1
1N5229B	$4.3 \pm 5\%$	20	5	1.0	22	20	2000	0.25	± 0.055	1.1
1N5230B	$4.7 \pm 5\%$	20	5	2.0	19	20	1900	0.25	± 0.03	1.1
1N5231B	$5.1 \pm 5\%$	20	5	2.0	17	20	1600	0.25	± 0.03	1.1
1N5232B	$5.6 \pm 5\%$	20	5	3.0	11	20	1600	0.25	+0.038	1.1
1N5233B	$6.0 \pm 5\%$	20	5	3.5	7	20	1600	0.25	+0.038	1.1
1N5234B	$6.2 \pm 5\%$	20	5	4.0	7	20	1000	0.25	+0.045	1.1
1N5235B	$6.8 \pm 5\%$	20	3	5.0	5	20	750	0.25	+0.05	1.1
1N5236B	$7.5 \pm 5\%$	20	3	6.0	6	20	500	0.25	+0.058	1.1
1N5237B	$8.2 \pm 5\%$	20	3	6.5	8	20	500	0.25	+0.062	1.1
1N5238B	$8.7 \pm 5\%$	20	3	6.5	8	20	600	0.25	+0.065	1.1

Notes: 1. 1N5223 to 1N5242: $I_z = 7.5$ mA, 1N5243 to 1N5258: $I_z = I_z$, $T_a = 25^\circ\text{C}$ to 125°C
 2. Tested with DC, $I_z = 200$ mA

DATA SHEET

NEC

**SILICON TRANSISTOR
2SC3355**

**HIGH FREQUENCY LOW NOISE AMPLIFIER
NPN SILICON EPITAXIAL TRANSISTOR**

DESCRIPTION

The 2SC3355 is an NPN silicon epitaxial transistor designed for use as an amplifier at UHF, VHF and CATV bands. It has a large dynamic range and good consistency of characteristics.

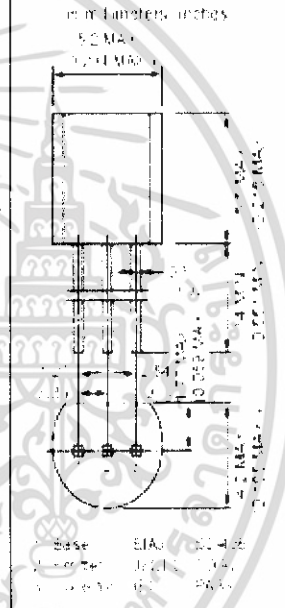
FEATURES

- Low Noise and High Gain
 $NF = 1.1 \text{ dB (100 } \mu\text{V, } \beta = 100, \text{ 200 } \mu\text{V, } \beta = 100, \text{ } f_c = 1 \text{ GHz)}$
 $NF = 1.1 \text{ dB (100 } \mu\text{V, } \beta = 100, \text{ 200 } \mu\text{V, } \beta = 100, \text{ } f_c = 1 \text{ GHz)}$
- High Power Output
 $MA_{10} = 11 \text{ dB (100 } \mu\text{V, } \beta = 100, \text{ } f_c = 20 \text{ MHz, } f_c = 1 \text{ GHz)}$

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (TA = 25 °C)

Collector to Base Voltage	V _{CB}	100	V
Collector to Emitter Voltage	V _{CE}	10	V
Emitter to Base Voltage	V _{EB}	100	V
Collector Current	I _C	100	mA
Data Power Dissipation	P _D	100	mW
Operating Temperature	T _{OP}	150	°C
Storage Temperature	T _{STG}	-65 to +150	°C

PACKAGE DIMENSIONS



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (TA = 25 °C)

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Notes
Collector to Emitter Voltage	V _{CE}	10	10	10	V	V _{BE} = 0.7 V, I _C = 10 mA
Collector to Base Voltage	V _{CB}	10	10	10	V	V _{BE} = 0.7 V, I _C = 10 mA
DC Current Gain	h _{FE}	50	100	300		V _{CE} = 10 V, I _B = 20 mA
Gain Bandwidth Product	f _T	3	5	10	GHz	V _{CE} = 10 V, I _C = 20 mA
Output Capacitance	C _o	1.5	1.5	2.5	pF	V _{CE} = 10 V, I _C = 10 mA, f = 1 MHz
Input to Power Gain	G ₁₀	10	15	20	dB	V _{CE} = 10 V, I _C = 10 mA, f = 1 GHz
Noise Figure	NF	1.1	1.1	1.5	dB	V _{CE} = 10 V, I _C = 10 mA, f = 1 GHz
Noise Figure	NF	1.1	1.1	1.5	dB	V _{CE} = 10 V, I _C = 10 mA, f = 1 GHz

h_{FE} Classification

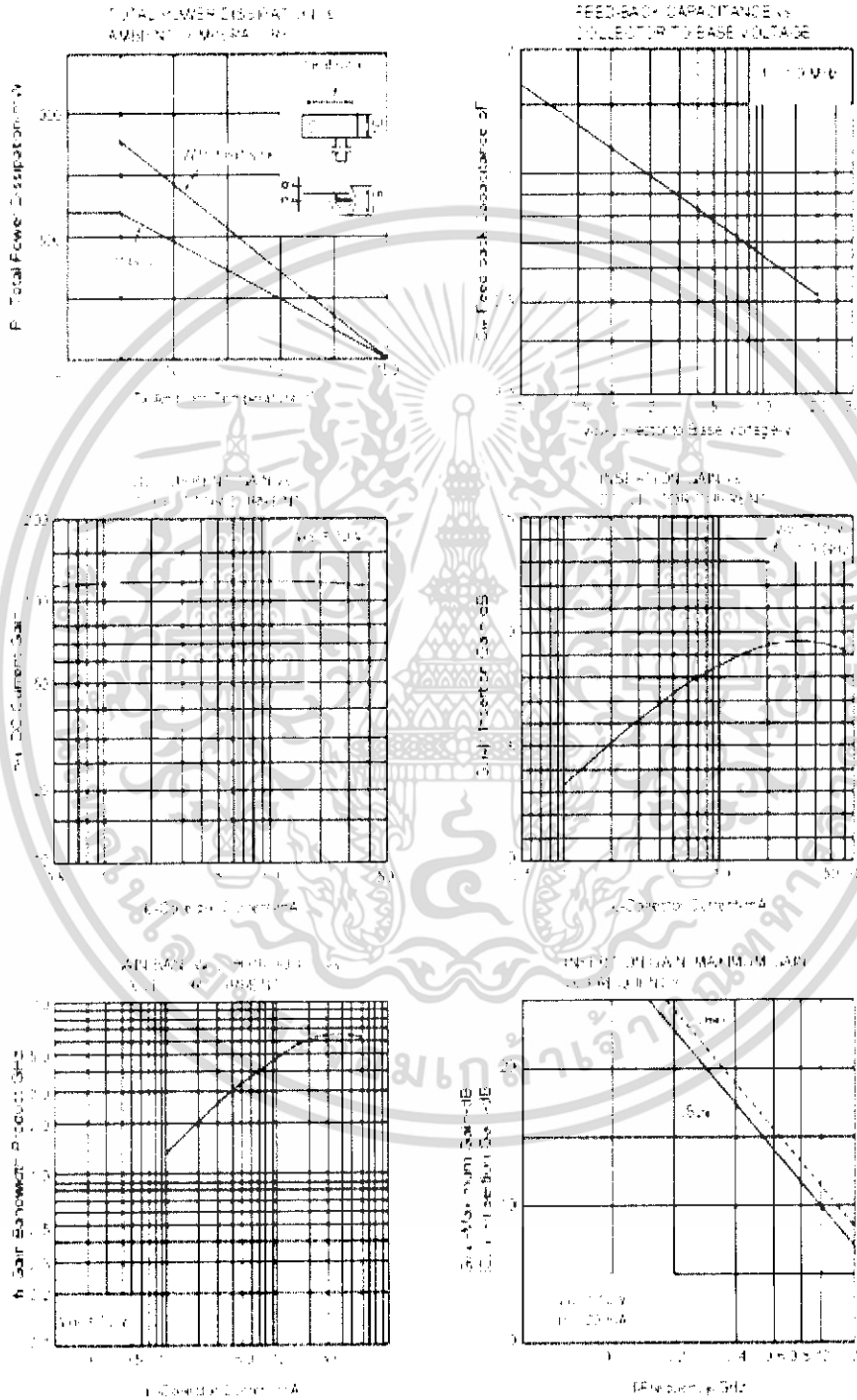
Class	h _{FE}
Marking	h _{FE}
Notes	See Table

For more details, refer to the NEC data sheet.
 Date Published: March 1987.
 Printed in Japan

© NEC Corporation 1987

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS (T_a = 25 °C)



2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คู่มือการใช้งาน เครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรศัพท์



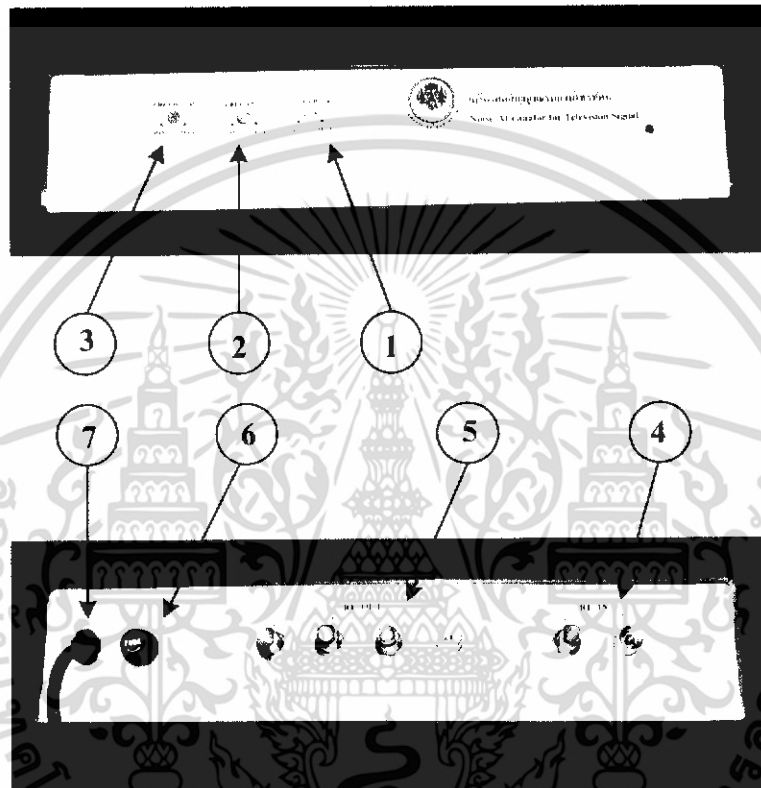
ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม
คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. คำแนะนำเบื้องต้น

ก่อนที่จะนำเครื่องไปใช้งานให้ศึกษารายละเอียดของเครื่องจากคู่มือก่อน

2. ส่วนประกอบและปุ่มควบคุม



รูปที่ จ.1 ส่วนประกอบของเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์ ด้านหน้าและด้านหลัง

จะประกอบด้วยกัน 5 ส่วน ดังนี้

1. Volume ปรับอัตราการขยายย่าน VHF 2-4
2. Volume ปรับอัตราการขยายย่าน VHF 5-12
3. Volume ปรับอัตราการขยายย่าน UHF 21-69
4. Input
5. Output.
6. ฟิวส์
7. สาย AC 220 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. การติดตั้งการใช้งาน

- 3.1 เสียบปลั๊กไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ หมายเลข 7
- 3.2 ต่อสายสัญญาณจากสายอากาศเข้าที่ Input หมายเลข 4
- 3.3 ต่อสายสัญญาณจาก Output ของเครื่อง หมายเลข 5
- 3.4 สายสัญญาณที่ออกจาก Output ไปต่อที่เสียบสายอากาศของโทรทัศน์
- 3.5 จากนั้นเปิดเครื่องรับโทรทัศน์ดูความชัดเจนของภาพแต่ละช่อง
- 3.6 ถ้าภาพของเครื่องรับไม่ชัดเจนให้ปรับแต่งที่ Volume หน้าเครื่องแต่ละย่าน

4. การแก้ปัญหาเบื้องต้น

ในการแก้ปัญหาเบื้องต้นการใช้งานเครื่องลดสัญญาณรบกวนโทรทัศน์เมื่อต่อกับโทรทัศน์แล้วไม่สามารถรับสัญญาณได้ ให้ปรับสายอากาศรับโทรทัศน์ให้มีการรับได้บ้างและปรับ Volume ของเครื่องตามย่านของช่องสัญญาณโทรทัศน์

5. การดูแลรักษาและข้อควรระวัง

1. รักษาไม่ให้โดนน้ำหรือความชื้นมากๆ เพราะจะทำให้วงจรช็อตได้
2. ไม่ควรเปิดฝาของเครื่องเพราะความถี่รบกวนข้างในจะแพร่กระจายออกมาข้างนอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้แต่ง



ชื่อ-สกุล	นายราชนูวัฒน์ รอดทวี	
วัน เดือน ปีเกิด	3 กรกฎาคม 2526	
ภูมิลำเนา	บ้านเลขที่ 55/1 ม.11 ต.ปะเหลียน อ.ปะเหลียน จังหวัด ตรัง 92180	
ประวัติการศึกษา		
ประถมศึกษา	โรงเรียนตชด.สันติราษฎร์ประชาบำรุง	จังหวัด ตรัง
มัธยมศึกษาตอนต้น	โรงเรียนศึกษาสงเคราะห์เขาพนม	จังหวัด กระบี่
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ	วิทยาลัยเทคนิคตรัง	จังหวัด ตรัง
ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง	วิทยาลัยเทคนิคตรัง	จังหวัด ตรัง
ปริญญาตรี	สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สจล.	
ความสนใจพิเศษ	ระบบการสื่อสารดาวเทียม	
คติพจน์	ทำทุกวันนี้ให้ดีที่สุด	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้แต่ง



ชื่อ-สกุล	นายสันติพงษ์ คงแก้ว	
วัน เดือน ปีเกิด	16 พฤษภาคม 2526	
ภูมิลำเนา	บ้านเลขที่ 145 ม.8 ต.ปริก อ.ทุ่งใหญ่ จังหวัด นครศรีธรรมราช 80240	
ประวัติการศึกษา		
ประถมศึกษา	โรงเรียนบ้านควนอวดพัน	จังหวัด นครศรีธรรมราช
มัธยมศึกษาตอนต้น	โรงเรียนบ้านไสใหญ่	จังหวัด นครศรีธรรมราช
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ	วิทยาลัยเทคนิคตรัง	จังหวัด ตรัง
ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง	วิทยาลัยเทคนิคตรัง	จังหวัด ตรัง
ปริญญาตรี	สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สจล.	
ความสนใจพิเศษ	คอมพิวเตอร์	
คติพจน์	ความพยายามคือความสำเร็จ	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้แต่ง



ชื่อ-สกุล	นายสุนทรณ์ สุขศรีเพ็ง	
วัน เดือน ปีเกิด	18 ตุลาคม 2526	
ภูมิลำเนา	บ้านเลขที่ 27 ม.5 ต.วังมะปราง อ.วังวิเศษ จังหวัด ตรัง 92220	
ประวัติการศึกษา		
ประถมศึกษา	โรงเรียนบ้านบางพระ	จังหวัด ตรัง
มัธยมศึกษาตอนต้น	โรงเรียนบ้านบางพระ	จังหวัด ตรัง
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ	วิทยาลัยเทคนิคตรัง	จังหวัด ตรัง
ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง	วิทยาลัยเทคนิคตรัง	จังหวัด ตรัง
ปริญญาตรี	สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สจล.	
ความสนใจพิเศษ	คอมพิวเตอร์	
คติพจน์	อย่ารอในสิ่งที่ไม่ควรจะรอ	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้