



เครื่องขยายสัญญาณความถี่วิทยุแบบหลายย่านความถี่

RF MULTIBAND AMPLIFIER

โดย

นายทัศนัย บวรลือ

นายวิเชียร จันเจริญ

นายวีระชัย ดวงเครือ

วัน เดือน ปี..... 11. 11. 2541
เลขทะเบียน..... 038925
เลขเรียกหนังสือ T. 40165. ทอ๖๒ ค.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ปร 038925
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องขยายสัญญาณความถี่วิทยุแบบหลายย่านความถี่
RF MULTIBAND AMPLIFIER

โดย

นายทัศนัย บรรลือ 39012050

นายวิเชียร จันเจริญ 39012067

นายวีระชัย ดวงเครือ 39012069

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญาบัตร เครื่องขยายสัญญาณความถี่วิทยุแบบหลายย่านความถี่
(RF MULTIBAND AMPLIFIER)

โดย นายทัศนัย บรรลือ รหัส 39012050
นายวิเชียร จันเจริญ รหัส 39012067
นายวีระชัย ควงเครือ รหัส 39012069

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ. ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติ
ให้นำปริญญาบัตร ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญาบัตร

..... อ.ที่ปรึกษา
(.....)

..... กรรมการ
(.....)

..... กรรมการ
(.....)

..... กรรมการ
(.....)

..... กรรมการ
(.....)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ เครื่องขยายสัญญาณความถี่วิทยุแบบหลายย่านความถี่
(RF MULTIBAND AMPLIFIER)
นักศึกษา นายทัศนัย บรรรลือ รหัส 39012050
นายวิเชียร จันเจริญ รหัส 39012067
นายวีระชัย ควงเครือ รหัส 39012069
อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ. ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์
ระดับการศึกษา อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
ปีการศึกษา 2540

บทคัดย่อ

ในอาคารที่พักอาศัยขนาดใหญ่ มีความต้องการสายอากาศจำนวนมาก เพื่อตอบสนองความต้องการของผู้ใช้โทรทัศน์ และสามารถใช้ระบบ MATV ในการส่งสัญญาณทีวีไปยังทุกห้องโดยใช้สายอากาศเพียงชุดเดียว สัญญาณอ่อนๆจากสายอากาศเมื่อผ่านเครื่องขยายสัญญาณทำให้มีสัญญาณแรงขึ้นเพียงพอในการกระจายไปได้ทุกห้อง ซึ่งทำให้ต้นทุนโดยรวมของระบบลดลง และเกิดความสวยงาม

ในเนื้อหาของปริญญานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงระบบ MATV โดยเน้นในเรื่องของชุดขยายสัญญาณ ซึ่งเป็นส่วนสำคัญในระบบ

PROJECT RF MULTIBAND AMPLIFIER
NAME MR. TUCHCHANAI BUNLUE 39012050
MR. WICHIAN CHUNCHAROEN 39012067
MR. WEERACHAI DUANGKREU 39012069
ADVISOR ASS.PROFESIONAL PRADIT WATCHARAPIBOON
LEVEL OF STUDY BACHELOR'S DEGREE IN INDUSTRIAL
(TELECOMMUNICATION TECHNOLOGY)
ACADEMIC YEAR 1997

ABSTRACT

In the large building require many antennas for receiving the television signal. The MATV system is used for distributing the television signal to all rooms by single antenna. The low level signals from antenna are amplified to the enough high level by r.f. amplifier for distributing to all rooms which reducing cost of many antennas using

This project describe the detail of r.f. amplifier which is the main section of the MATV system

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ

ABSTRACT

สารบัญ

สารบัญรูป

สารบัญตาราง

บทที่ 1 บทนำ

1 หลักการพื้นฐานการออกแบบระบบ MATV 1

2 การปรับระดับสัญญาณ 2

บทที่ 2 องค์ประกอบในการพิจารณาถึงระบบ MATV

2.1 คุณสมบัติคลื่นทีวี 3

2.2 การสะท้อนที่ผิวโลก 5

2.3 ความสูงของสายอากาศ (Height Pattern) 7

2.4 การแบ่งความถี่ 8

2.5 ระดับสัญญาณที่เครื่องรับทีวีสามารถรับได้ 10

2.6 ปัญหาและการแก้ปัญหาในระบบ MATV 11

บทที่ 3 อุปกรณ์หลักของระบบ MATV

3.1 สายนำสัญญาณ 17

3.2 แอมป์ลิไฟเออร์ 19

3.3 อุปกรณ์แยกสัญญาณ 23

3.4 เอทท์เลดทีวี 27

3.5 วิธีคำนวณระดับสัญญาณในระบบ MATV 29

บทที่ 4 วิเคราะห์การคำนวณออกแบบระบบ

4.1 คาปาซิเตอร์ที่ความถี่สูง 32

4.2 คุณสมบัติของอินดักเตอร์ที่ความถี่สูง 33

4.3 วงจรฟิลเตอร์ของแหล่งจ่ายไฟ 36

4.4 วงจรฟิลเตอร์ของสัญญาณ RF 38

4.5 การพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของฟิลเตอร์ 40

4.6 วงจรฟิลเตอร์แบบเซมิเรพ 41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
4.7 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์	42
4.8 ทรานซิสเตอร์ความถี่สูง	55
4.9 วงจรไบอัสของวงจรขยาย RF	60
4.10 ตัวอย่างการออกแบบระบบ MATV	62
บทที่ 5 บทสรุปผลและบทวิจารณ์	
การทดลองที่ 1	67
การทดลองที่ 2	70
บทวิจารณ์	91
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	
ภาคผนวก	



สารบัญรูปร่างภาพ

	หน้า
รูปที่ 2-1 แสดงการคำนวณหาความเข้มคลื่นทีวี	3
รูปที่ 2-2 แสดงคลื่นตรง (E1) และคลื่นสะท้อน (E2)	6
รูปที่ 2-3 Height Pattern ของคลื่น VHF และ UHF	8
รูปที่ 2-4 การสะท้อนคลื่นเข้าสู่สายอากาศทางด้านหน้า	12
รูปที่ 2-5 ความสัมพันธ์ระหว่าง C_r/N_1 , C_o/N_o , NF	15
รูปที่ 3-1 สายนำสัญญาณที่ใช้กับทีวี	17
รูปที่ 3-2 สายโคแอกเชียลแบบต่างๆ	19
รูปที่ 3-3 เอทท์เลดทีวีแบบแยกเดี่ยว	27
รูปที่ 3-4 การเดินสายของเอทท์เลดทีวีแบบอนุกรม	28
รูปที่ 4-1 วงจรสมมูลย์ของคาปาซิเตอร์	32
รูปที่ 4-2 แสดงความเหมาะสมในการเลือกใช้คาปาซิเตอร์ที่มีความถี่ต่างๆ	32
รูปที่ 4-3 วงจรสมมูลย์ของอินดักเตอร์	33
รูปที่ 4-4 คุณสมบัติของอินดักเตอร์ที่รีโซแนนซ์	34
รูปที่ 4-5 วงจรฟิลเตอร์แบบความถี่ต่ำสำหรับแหล่งจ่ายไฟ	37
รูปที่ 4-6 บล็อกไดอะแกรมของวงจรฟิลเตอร์สำหรับสัญญาณ RF	38
รูปที่ 4-7 คุณสมบัติทางความถี่ของฟิลเตอร์แบบต่างๆ	39
รูปที่ 4-8 ผลตอบสนองทางความถี่ของฟิลเตอร์แบบต่างๆ	40
รูปที่ 4-9 การกำหนดพารามิเตอร์ของ BPF	41
รูปที่ 4-10 วงจรสมมูลย์ของอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์ที่ความถี่ต่ำ	44
รูปที่ 4-11 แสดงค่า Q ที่มีผลต่อการตอบสนองทางความถี่	45
รูปที่ 4-12 วงจร LPF ที่ใช้การออกแบบที่ความถี่คัทออฟ 280 MHz	45
รูปที่ 4-13 วงจร LPF ที่ทำการนอร์มอลไลซ์จากการคำนวณ	47
รูปที่ 4-14 วงจร LPF ที่ความถี่คัทออฟ 470 MHz	48
รูปที่ 4-15 วงจร HPF ที่แปลงจากวงจร LPF	49
รูปที่ 4-16 วงจร HPF ที่ทำการนอร์มอลไลซ์จากการคำนวณ	50
รูปที่ 4-17 วงจร LPF ก่อนทำการนอร์มอลไลซ์กรณี BPF ที่ VHF ด้านต่ำ	51
รูปที่ 4-18 วงจร LPF หลังทำการนอร์มอลไลซ์กรณี BPF ที่ VHF ด้านต่ำ	52
รูปที่ 4-19 วงจร BPF หลังทำการนอร์มอลไลซ์ที่ VHF ด้านต่ำ	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 4-20 วงจร LPF ก่อนทำการนอร์มอลไลซ์กรณี BPF ที่ VHF ด้านสูง	53
รูปที่ 4-21 วงจร LPF หลังทำการนอร์มอลไลซ์กรณี BPF ที่ VHF ด้านสูง	54
รูปที่ 4-22 วงจร BPF หลังทำการนอร์มอลไลซ์ ที่ VHF ด้านสูง	55
รูปที่ 4-23 แสดงโครงสร้างวงจรสมมูลย์ของทรานซิสเตอร์ความถี่สูง	55
รูปที่ 4-24 วงจรสมมูลย์ในการคำนวณหาอัตราขยายขณะกระแสสลับวงจร	56
รูปที่ 4-25 วงจรสมมูลย์ของวงจรรขยายแบบอิมิตเตอร์ที่ความถี่สูงเมื่อสัญญาณมีขนาดเล็ก	58
รูปที่ 4-26 วงจรสมมูลย์ของวงจรรขยายแบบคอมมอนซอสที่เหมือนกับคอมมอนอิมิตเตอร์	59
รูปที่ 4-27 วงจรไบอัสของวงจรรขยาย RF	60
รูปที่ 4-28 แสดงการคำนวณสัญญาณในแต่ละชั้นของอาคาร	62



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2-1 กำลังออกอากาศและอัตราขยายของสายอากาศส่งของสถานีทีวี ช่องต่างๆในกรุงเทพฯ	4
ตารางที่ 2-2 ความเข้มสนามของคลื่นทีวีช่อง 3 ที่ระยะต่างๆจากสถานีส่ง	5
ตารางที่ 2-3 การแบ่งช่องความถี่ของทีวีในประเทศไทยตามมาตรฐาน E EUROPEAN STANDARD (CCIR)	8
ตารางที่ 2-4 ระดับสัญญาณสูงสุดและต่ำสุดที่เครื่องรับต้องการ	10
ตารางที่ 2-5 ระดับคุณภาพของสัญญาณที่รับได้	10
ตารางที่ 2-6 ค่า S/N ที่ทำให้สังเกตเห็นสัญญาณรบกวน	11
ตารางที่ 3-1 ตัวอย่างลักษณะสมบัติสายทวินลีดและสายโคแอกเชียล	17
ตารางที่ 3-2 แสดงสายโคแอกเชียล	18
ตารางที่ 3-3 ตัวอย่างข้อกำหนดของมัลติแบนด์แอมพลิไฟเออร์	20
ตารางที่ 3-4 ตัวอย่างข้อกำหนดของปริแอมพลิไฟเออร์	21
ตารางที่ 3-5 ตัวอย่างข้อกำหนดของบูสเตอร์	22
ตารางที่ 3-6 ค่าเอทท์พวสูงสุดที่ลดลงเมื่อสัญญาณมากกว่า 2 ช่อง	23
ตารางที่ 3-7 ข้อกำหนดของสปลิตเตอร์แบบต่างๆ	24
ตารางที่ 3-8 ตัวอย่างข้อกำหนดของแท็ปออฟ	25
ตารางที่ 3-9 ตัวอย่างข้อกำหนดของเอทท์เลดทีวีแบบแยกเคเบิล	28
ตารางที่ 3-10 ตัวอย่างข้อกำหนดของเอทท์เลดทีวีแบบต่ออนุกรม	29
ตารางที่ 3-11 ระดับสัญญาณที่สายอากาศโคโพลรับได้ ณ ตำแหน่งที่ห่างจากสถานีส่ง สนามเป้า 20 กม. และห่างจากสถานีส่งหนองแขม 40 กม.	31
ตารางที่ 4-1 แสดงค่าของขดลวดเบอร์ต่างๆ	35

บทที่ 1

บทนำ

1 หลักการพื้นฐานการออกแบบระบบ MATV

ในการออกแบบระบบ MATV นั้นหลักการพื้นฐานที่สำคัญมี 2 ประการคือ

1.1 สัญญาณที่เอาต์เลตของทีวีจะต้องมีคุณภาพดี

หมายถึงสัญญาณที่ได้เมื่อแสดงออกที่จอทีวีแล้วจะต้องชัดเจนไม่มีสัญญาณรบกวนลักษณะใดๆ ที่จะทำให้ผู้ชมเกิดความรำคาญได้ การที่จะมีสัญญาณที่มีคุณภาพดี จะต้องประกอบด้วยความสัมพันธ์หลายอย่างด้วยกันคือ

1.1.1 ระดับสัญญาณจะต้องมากกว่า 65 dB μ V จะต้องอยู่ในช่วงที่เหมาะสม

1.1.2 ระดับของคุณภาพของสัญญาณ S/N จะต้องสูงเพียงพอ คือต้องมากกว่า 38 dB

1.1.3 จะต้องไม่มีภาพซ้อนปรากฏบนที่จอทีวี

คุณสมบัติทั้ง 3 ประการนี้นับว่าเป็นคุณสมบัติที่สำคัญ และขาดเสียไม่ได้ ไม่ว่าในกรณีใดๆก็ตาม ในบางกรณีที่ต้องการติดตั้งระบบ MATV อยู่ในบริเวณที่ใกล้สถานีส่งของวิทยุหรือโทรทัศน์ หรือสถานีส่งวิทยุอื่นๆ คลื่นต่างๆเหล่านี้อาจเข้ามารบกวนได้ ในกรณีเช่นนี้จำเป็นต้องรู้ข้อมูลโดยละเอียดเพื่อนำมาประกอบในการพิจารณาการออกแบบ และจะต้องใช้เทคนิคต่างๆในการขจัดสัญญาณรบกวนนั้นๆออกไป ซึ่งก็หมายถึงราคาจะสูงขึ้น

1.2 ราคาของระบบจะต้องถูก

เป็นหลักการพื้นฐานทางด้านวิศวกรรมทั่วไป คือผู้ออกแบบจะต้องออกแบบให้ระบบทำงานได้ดี โดยที่ใช้อุปกรณ์ที่เหมาะสมร่วมกับการออกแบบวงจรการจ่ายสัญญาณอย่างถูกต้อง ในกรณีที่ทุกๆผู้ออกแบบจะต้องทำการประเมินประนอมระหว่างคุณภาพของสัญญาณที่ได้รับกับราคาของระบบ โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่มีสัญญาณรบกวนจากภายนอกได้มาก ผู้ออกแบบจะต้องพยายามออกแบบวงจรการจ่ายและกำหนดอุปกรณ์อย่างเหมาะสม เพื่อให้ได้คุณภาพของสัญญาณดีพอสมควร ในขณะที่ตัวราคาของระบบก็ไม่สูงมากนัก ในเงื่อนไขการรับที่สัญญาณมีระดับต่ำและเสียงรบกวนมีมาก ราคาของระบบอาจจะสูงขึ้นเป็นหลายเท่าตัวของกรณีที่ไม่มีปัญหาอะไร ดังนั้นจึงเป็นหน้าที่ของผู้ออกแบบที่จะต้องหาจุดที่เหมาะสมที่สุดระหว่างคุณภาพของสัญญาณกับราคาของระบบ

2 การปรับระดับสัญญาณ

อุปกรณ์ที่สำคัญอย่างหนึ่งในระบบ MATV คือ แอมพลิฟายเออร์ ซึ่งจะนำมาใช้ปรับระดับสัญญาณ เพื่อให้สัญญาณที่ปลายทางอยู่ในช่วงที่ใช้งานได้ดี การปรับระดับสัญญาณที่รับมานั้นมี 2 วิธี คือ

2.1 การตั้งระดับสัญญาณจากสายอากาศ

ระดับสัญญาณจากสายอากาศนั้นขึ้นอยู่กับตำแหน่งที่ตั้งของตัวอาคารและอัตราขยายของสายอากาศ กรณีที่ติดตั้งในเมืองนั้นบางครั้งจะพบว่าระดับสัญญาณจากสายอากาศสูงมากอาจจะเกิน $90 \text{ dB}\mu\text{V}$ ก็มีกรณีเช่นนี้ต้องทำการลดระดับสัญญาณนั้นลงมาให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสมที่จะป้อนให้แอมพลิฟายเออร์ต่อไป

ระดับสัญญาณขาเข้าที่แอมพลิฟายเออร์ต้องการนั้นโดยทั่วไปจะอยู่ระหว่าง $70\text{-}80 \text{ dB}\mu\text{V}$ ขึ้นอยู่กับชนิดของแอมพลิฟายเออร์วิธีการลดที่ทำได้สะดวกที่สุดก็คือใส่ตัวบั่นทอนสัญญาณคั่นก่อนที่จะป้อนสัญญาณให้แอมพลิฟายเออร์ซึ่งอาจจะเลือกใช้ตัวบั่นทอนสัญญาณที่มีค่าคงที่หรือปรับค่าได้ก็ได้แล้วแต่ความจำเป็น

การที่ต้องปรับค่าระดับสัญญาณขาเข้าของแอมพลิฟายเออร์ให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสมนี้เป็นเพราะว่าถ้าสัญญาณขาเข้าสูงเกินไปกว่าค่าพิกัดก็ไม่ทำให้ระดับสัญญาณที่เอาต์พุตสูงกว่าค่าเอาต์พุตพิกัดแต่จะมีผลเสียคือ แอมพลิฟายเออร์จะทำงานในสภาพอิ่มตัว ทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีคุณภาพเลวลง

2.2 การปรับระดับสัญญาณขาออกของแอมพลิฟายเออร์

ระดับสัญญาณขาออกของแอมพลิฟายเออร์นั้นต้องทำการปรับให้มีระดับเหมาะสมตามที่คำนวณไว้ในแบบ สำหรับเซนแนลแอมพลิฟายเออร์นั้น โดยทั่วไปเวลาออกแบบจะกำหนดให้ระดับสัญญาณขาออกที่จะนำไปใช้งานต่ำกว่า ระดับสัญญาณขาออกสูงสุดอยู่ $5\text{-}10 \text{ dB}$ ดังนั้นการปรับค่าก็ปรับให้ได้ระดับตามที่กำหนดไว้

บทที่ 2

องค์ประกอบในการพิจารณาถึงระบบ MATV

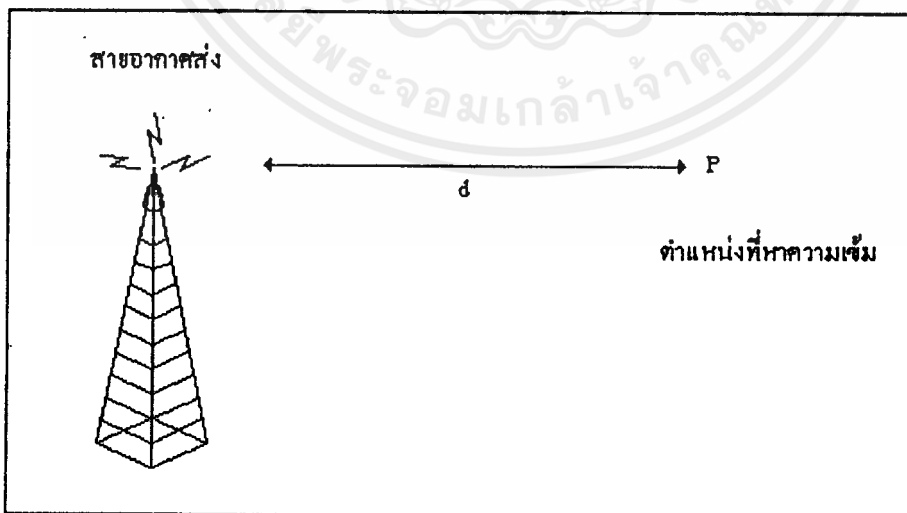
2.1 คุณสมบัติคลื่นทีวี

คลื่นทีวีเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าการกำหนดความเข้มของคลื่นทีวีก็เช่นเดียวกับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าคือเป็นความเข้มของสนามไฟฟ้า (Field strength) มีหน่วยเป็น V/m ซึ่งหน่วยของสัญญาณที่วัดได้เป็นเดซิเบล (dB) โดยทั่วไปมักใช้ค่า $1\mu\text{V}$ เป็นหลักและให้ $1\mu\text{V}$ มีค่าเท่ากับ 0 dB μV ของค่า dB μV ของสัญญาณระดับต่างๆนั้นสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$V(\text{dB}\mu\text{V}) = 20 \log V(\mu\text{V}) \quad (2-1)$$

ในตำแหน่งที่สามารถมองเห็นสายอากาศส่งทีวีได้โดยตรงคือไม่มีสิ่งกีดขวางก้ำบังเมื่อกำหนด $P_T(\text{W})$ เป็นกำลังออกอากาศของสถานีส่ง และ G_T เป็นอัตราขยายของสายอากาศส่ง ตำแหน่งที่หาความเข้มห่างจากเสาอากาศเป็นระยะทาง d ฉะนั้นพลังงานของคลื่นทีวีคำนวณจากสมการ

$$P = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \quad (2-2)$$



รูปที่ 2-1 แสดงการคำนวณหาความเข้มคลื่นทีวี

พลังงานของคลื่นที่ P นี้ในตัวกลางที่เป็นอากาศธรรมดาจะสัมพันธ์กับสนามไฟฟ้า E ของคลื่นที่วิในสมการ

$$P = \frac{E^2}{Z_0} \quad (\text{W/m}^2) \quad (2-3)$$

เมื่อ Z_0 คือ อิมพีแดนซ์คลื่นของสายอากาศมีค่าเท่ากับ 120π โอห์มหรือ 377 โอห์มเปรียบเทียบกับสมการ (2-2) และ (2-3) จะได้ความเข้มของสนามไฟฟ้าจากสมการ

$$E = \frac{1}{d} \left\{ \frac{P_T \times G_T \times Z_0}{4\pi} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (\text{V/m}) \quad (2-4)$$

สำหรับกำลังออกอากาศ และอัตราขยายของสายอากาศของสถานีทีวีช่องต่างๆในกรุงเทพฯ ในปัจจุบันแสดงไว้ในตารางที่ 2-1

ตารางที่ 2-1 กำลังออกอากาศและอัตราขยายของสายอากาศส่งของสถานีทีวีช่องต่างๆในกรุงเทพฯ

ช่อง	P_T (KW)	G_T (เท่า)
3	50	13
5	20	20
7	10	24
9	20	27

ค่า $P_T \times G_T$ คือ ค่ากำลังส่งประสิทธิภาพ (Effective Isotropically Radiated Power : EIRP) และค่าอัตราขยาย G_T ของสายอากาศส่งในทิศต่างๆจะมีค่าต่างกันเล็กน้อย โดยทั่วไปจะน้อยกว่า 3 dB หรือ 2 เท่าตัว

ในกรณีของช่อง 3 ซึ่งมีกำลังออกเป็น 50 KW อัตราขยายของสายอากาศตั้งเป็น 13 เท่า ความเข้มของคลื่นทีวีที่ระยะทาง d เมตร คำนวณได้ดังนี้

$$E = \frac{1}{d} \left\{ \frac{50 \times 10^3 \times 13 \times 120\pi}{4\pi} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (\text{V/m}) \quad (2-5)$$

$$= \frac{1}{d} \{195 \times 10^5\}^{\frac{1}{2}} \quad (\text{V/m})$$

ความเข้มของคลื่นทีวี (E) ของช่อง 3 ที่ระยะทางต่างๆจากสถานี แสดงได้ในตารางที่ 2-2 และเนื่องจากการคำนวณไม่ได้คำนึงถึงการสูญเสียกำลังคลื่นในบรรยากาศ ค่าที่ได้จากการคำนวณ จึงสูงกว่าเสมอ

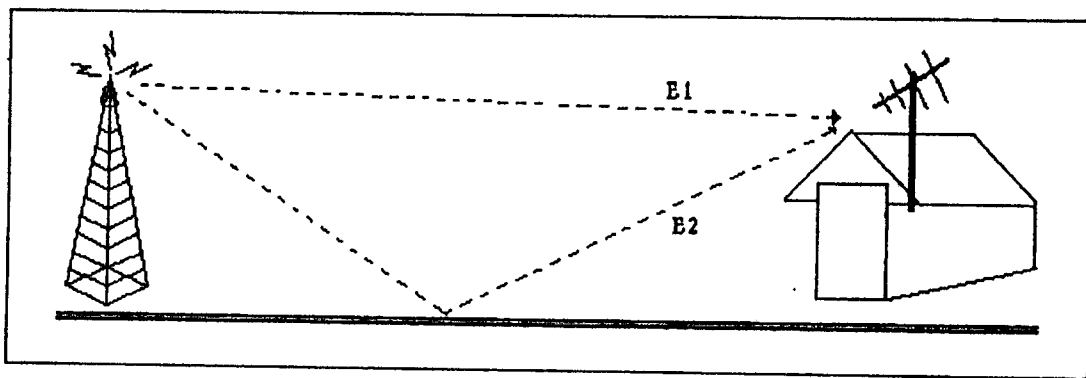
ตารางที่ 2-2 ความเข้มสนามของคลื่นทีวีช่อง 3 ที่ระยะทางต่างๆจากสถานีส่ง

d (km)	E		d (km)	E	
	$\mu\text{V/m}$	$\text{dB}\mu\text{V/m}$		$\mu\text{V/m}$	$\text{dB}\mu\text{V/m}$
5	0.88×10^6	119	30	0.155×10^6	103
15	0.44×10^6	113	40	0.110×10^6	101
15	0.29×10^6	109	50	0.888×10^6	99
20	0.22×10^6	107	60	0.073×10^6	97

คลื่นทีวีเมื่อออกจากสายอากาศส่ง จะเคลื่อนที่เป็นเส้นตรงไปยังบริเวณที่อยู่รอบๆ เนื่องจากคลื่นทีวีที่ใช้เป็นคลื่นที่มีความถี่สูง คืออยู่ในช่วง VHF และ UHF ขณะที่คลื่นทีวีเคลื่อนที่ไปในบรรยากาศบนพื้นโลกนั้นก็จะมีผลกระทบต่อระบบ

2.2 การสะท้อนคลื่นที่ผิวโลก

คลื่นทีวีที่มีความถี่สูง เมื่อเคลื่อนที่กระทบกับพื้นโลกจะสะท้อนกลับออกโดยที่ความเข้มของคลื่นไม่เปลี่ยนแปลง แต่เฟสจะเปลี่ยนเป็นตรงกันข้าม และมุมสะท้อนจะเท่ากับมุมตกกระทบ



รูปที่ 2-2 แสดงคลื่นตรง (E1) และคลื่นสะท้อน (E2)

คลื่นสะท้อน (E2) นี้จะเคลื่อนที่เข้าไปในสายอากาศรับพร้อมกับคลื่นที่มาโดยตรง (E1) เพราะฉะนั้นสายอากาศด้านรับจะรับผลบวกของคลื่นทั้งสองนี้เข้าไป ในกรณีที่สายอากาศรับอยู่ห่างจากสถานีส่งมากพอสมควร (เป็นกิโลเมตรขึ้นไป) ขนาดของคลื่น E1 และ E2 ที่เข้ามาข้งสายอากาศรับอาจถือได้ว่ามีขนาดเท่ากัน เนื่องจากเส้นทางการเคลื่อนที่ของ E1 และ E2 จะต่างกันไม่มาก จึงทำให้ความเข้มของ E1 และ E2 ซึ่งแปรผกผันกับระยะทางเกือบจะไม่ต่างกัน

กรณีสายอากาศรับอยู่ห่างจากสายอากาศส่ง 5 กิโลเมตร ถ้าให้ตำแหน่งของสายอากาศรับอยู่ห่างจากพื้นดินเป็น 200 เมตร และ 10 เมตร ตามลำดับ จากการคำนวณจะได้ระยะทางการเคลื่อนที่ของ E1 เป็น 5003.6 เมตร และ E2 เป็น 5004.4 เมตร ซึ่งแตกต่างกันไม่ถึง 1 เมตร เพราะฉะนั้นค่าความเข้มของคลื่น E1 และ E2 จะไม่แตกต่างกัน แต่สิ่งที่แตกต่างกันก็คือ เฟสของคลื่นทั้งสอง ระยะทางการเคลื่อนที่ที่แตกต่างกัน 0.8 เมตร นี้ค่าความต่างเฟสสำหรับที่วีแต่ละช่องคำนวณได้จากสมการ

$$\text{ค่าความต่างเฟส} = \frac{2\pi}{\lambda} \times 0.8 \quad (\text{radian}) \quad (2-6)$$

โดยที่ λ คือ ความยาวคลื่นของทีวีช่องนั้นๆ

ฉะนั้นค่าความต่างเฟสนี้จะเปลี่ยนแปลงไปได้ตามความยาวคลื่นที่ใช้ ซึ่งกรณีของช่อง 3 และ ช่อง 9 ในกรุงเทพฯ เมื่อคลื่นออกจากสายอากาศตำแหน่งเดียวกันจะมีความยาวคลื่นประมาณ 5.5 เมตร และ 1.5 เมตร ตามลำดับ ค่าความต่างเฟสจะเป็น 0.914 radian และ 3.35 radian หรือ 52.4 องศา และ 192 องศา ตามลำดับ เมื่อรวมกับเฟสที่เปลี่ยนแปลงไป 180 องศา เนื่องจากการ

สะท้อนที่พื้นโลกจะได้ 232.4 องศา และ 372 องศา ตามลำดับผลก็คือ จะทำให้สนามไฟฟ้าที่ตำแหน่งนั้นสำหรับช่อง 3 ช่อง 9 เปลี่ยนไปดังนี้

$$\text{ช่อง 3 } E_t = |E_1 + E_2| = |E_1 + E_2 e^{j232.4^\circ}| = E_1 |1 + e^{j232.4^\circ}| \quad (2-7)$$

$$\text{ช่อง 9 } E_t = |E_1 + E_2| = |E_1 + E_2 e^{j372.0^\circ}| = E_1 |1 + e^{j372.0^\circ}| \quad (2-8)$$

และเมื่อคำนวณออกมาเป็นความเข้มของสนามไฟฟ้าจะได้

$$\text{ช่อง 3 } E_t = 0.88 E_1$$

$$\text{ช่อง 9 } E_t = 1.99 E_1$$

ซึ่งค่าความเข้มของสนามไฟฟ้าที่เป็นผลรวมอาจจะสูงหรือต่ำกว่าความเข้มสนามไฟฟ้าที่เคลื่อนที่มาโดยตรง (E_1) และอาจเขียนความเข้มสนามไฟฟ้าที่ตำแหน่งต่างๆ ได้จากสมการ

$$E_t = E_1 |1 + e^{j(\pi + k\Delta d)}| \quad (2-11)$$

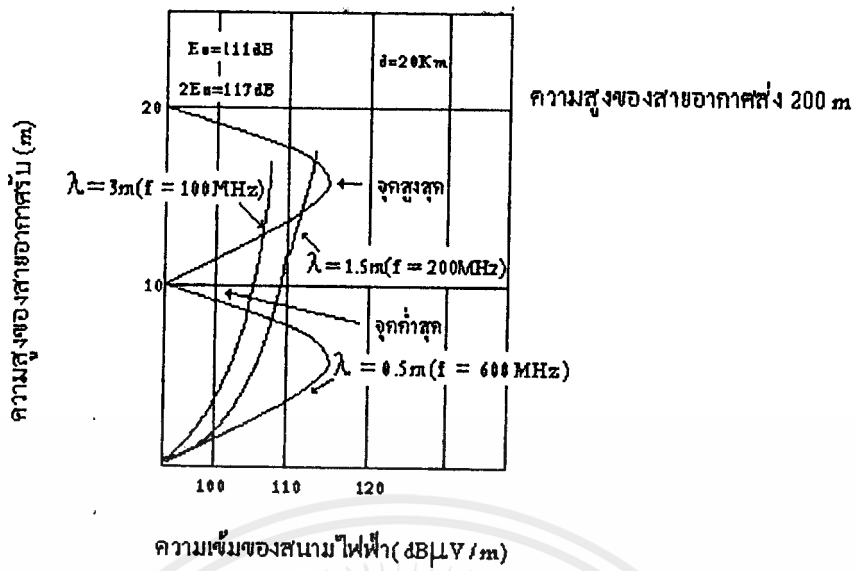
โดยที่ E_1 คือ ความเข้มของคลื่นที่มาโดยตรง

K คือ ค่าคงที่ในการแพร่กระจายคลื่น $= \frac{2\pi}{\lambda}$

Δd คือ ระยะทางที่แตกต่างกันระหว่างคลื่นที่สะท้อนที่ผิวโลก และคลื่นที่สะท้อนมาโดยตรง

2.3 ความสูงของสายอากาศ (Height Pattern)

คลื่นที่เข้าสู่สายอากาศรับจะมีส่วนของคลื่นที่มาโดยตรง และคลื่นที่สะท้อนผิวโลกมาแม้จะเป็นการรับที่ตำแหน่งเดียวกันบนพื้นโลก ถ้าสายอากาศรับอยู่สูงจากพื้นโลกไม่เท่ากันก็อาจจะรับพลังงานได้ไม่เท่ากัน ทั้งนี้เนื่องจากค่า Δd ในสมการ (2-11) จะเปลี่ยนแปลงไปตามความสูง คือค่าความเข้มของสนามไฟฟ้าที่ความสูงต่างๆจะมีค่าไม่เท่ากัน ลักษณะเช่นนี้เรียกว่า "Height Pattern"



รูปที่ 2-3 Height Pattern ของคลื่น VHF และ UHF

2.4 การแบ่งความถี่

ความถี่ของคลื่นทีวีและเอฟเอ็ม จะอยู่ในช่วง VHF เป็นส่วนใหญ่และสำหรับบางประเทศมีการใช้คลื่นในช่วง UHF ในการส่งทีวีด้วย การแบ่งช่องความถี่นั้นแบ่งตามระบบต่างๆที่ใช้การอยู่ซึ่งมีอยู่หลายระบบ และในแต่ละระบบจะแบ่งเป็นแบนด์ (Band) โดยที่แต่ละแบนด์จะมีช่วงความถี่ไม่ตรงกัน

สำหรับประเทศไทยปัจจุบันใช้ระบบ CCIR การแบ่งช่องความถี่จึงเป็นไปตามระบบ CCIR และระบบส่งสัญญาณที่ใช้ในปัจจุบันเป็นระบบ PAL 625 เส้น วิทยุเอฟเอ็มความถี่ที่ใช้ในประเทศไทยในปัจจุบันคือ ช่วงระหว่าง 88-108 MHz

ตารางที่ 2-3 การแบ่งช่องความถี่ของทีวีในประเทศไทยตามมาตรฐาน
E EUROPEAN STANDARD (CCIR)

ช่อง	ช่วงความถี่ (MHz)	ช่อง	ช่วงความถี่ (MHz)
Band I VHF		Band V UHF	
CH E2	47 - 54	CH E38	606 - 613
CH E3	54 - 61	CH E39	614 - 621
CH E4	61 - 68	CH E40	622 - 629

ตารางที่ 2-3 (ต่อ) การแบ่งช่องความถี่ของทีวีในประเทศไทยตามมาตรฐาน

E EUROPEAN STANDARD (CCIR)

ช่อง	ช่วงความถี่ (MHz)	ช่อง	ช่วงความถี่ (MHz)
Band III VHF		Band V UHF	
CH E5	174 – 181	CH E41	630 – 637
CH E6	181 – 188	CH E42	638 – 645
CH E7	188 – 195	CH E43	646 – 653
CH E8	195 – 202	CH E44	654 – 661
CH E9	202 – 209	CH E45	662 – 669
CH E10	209 – 216	CH E46	670 – 677
CH E11	216 – 223	CH E47	678 – 685
CH E12	223 – 230	CH E48	686 – 693
Band IV UHF		CH E49	694 – 701
CH E21	470 – 477	CH E50	702 – 709
CH E22	478 – 485	CH E51	710 – 717
CH E23	486 – 493	CH E52	718 – 725
CH E24	494 – 501	CH E53	726 – 733
CH E25	502 – 509	CH E54	734 – 741
CH E26	510 – 517	CH E55	742 – 749
CH E27	518 – 525	CH E56	750 – 757
CH E28	526 – 533	CH E57	758 – 765
CH E29	534 – 541	CH E58	766 – 773
CH E30	542 – 549	CH E59	774 – 781
CH E31	550 – 557	CH E60	782 – 789
CH E32	558 – 565	CH E61	790 – 797
CH E33	566 – 573	CH E62	798 – 805
CH E34	574 – 581	CH E63	806 – 813
CH E35	582 – 589	CH E64	814 – 821
CH E36	590 – 597	CH E65	822 – 829
CH E37	598 – 605		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 ระดับสัญญาณที่เครื่องรับทีวีสามารถรับได้

เครื่องรับทีวีจะถูกออกแบบไว้ให้มีความไวขนาดหนึ่งหมายถึง จะต้องการสัญญาณที่ชั่วสายอากาศที่ตัวเครื่องอย่างต่ำเป็นค่าๆหนึ่ง จึงจะทำการรับภาพหรือรับเสียงได้ดี ถ้าระดับที่สัญญาณที่รับได้แรงกว่านี้ก็จะรับได้ดี แต่ถ้าสัญญาณแรงเกินไปก็กลับมีผลทำให้การรับภาพและเสียงผิดปกติไป ทั้งนี้เนื่องจากสัญญาณที่แรงเกินไปทำให้การขยายของภาคขยายอยู่ในสภาพอิ่มตัว ผลก็คือทำให้ภาพที่รับได้เข้มเกินไป และเสียงที่รับได้ก็เป็นเสียงแตกไม่เป็นธรรมชาติ ดังนั้นจึงมีช่วงของระดับสัญญาณที่เหมาะสมอยู่ช่วงหนึ่งสำหรับเครื่องรับที่จะรับได้ดี และช่วงดังกล่าวนี้จะแตกต่างกัน แล้วแต่บริษัทผู้ผลิต

ตารางที่ 2-4 ระดับสัญญาณสูงสุดและต่ำสุดที่เครื่องรับต้องการ (หน่วย μV)

		FM	FM Stereo	Band I	Band III	UHF
ช่องระดับสัญญาณ	ต่ำสุด	40	50	52	54	57
	สูงสุด	80	80	84	84	84

เครื่องรับทีวีโดยทั่วไปจะมีระดับความแรงของสัญญาณที่สามารถรับได้ ซึ่งจะแบ่งออกเป็นระดับต่างๆ โดยความเข้มสัญญาณแต่ละระดับจะทำให้รับภาพได้ต่างๆกันดังตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 2-5 ระดับคุณภาพของภาพที่รับได้

ความแรงสัญญาณ (μV)	ผลการรับภาพ
20	ภาพจะเป็นเม็ดมากและไม่มีสีคือเป็นขาวดำ
30	เม็ดจะน้อยลง จะเริ่มมีสีบ้าง การรบกวนมาก
40	มีสี แต่เป็นเม็ด ภาพหยาบ
50	มีสี ภาพชัดขึ้น แต่ยังมีเม็ด ภาพไม่ดีนัก
60	มีสีชัดเจน ภาพคมชัดดี เสียงดี
70	มีสีชัดเจน ภาพคมชัดดี เสียงดี
80	มีสีชัดเจน ภาพคมชัดดี เสียงดี
90	บางเครื่องภาพจะไม่มี จอภาพสีขาว

การที่เครื่องรับโทรทัศน์จะรับภาพได้ชัด ขึ้นอยู่กับสัญญาณรบกวน เพราะถ้าระดับสัญญาณที่ต้องการรับสูง แต่ถ้าสัญญาณรบกวนมีระดับสูงด้วยภาพที่รับได้ก็ไม่ชัด จึงใช้ค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณที่ต้องการต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio : S/N) แสดงคุณภาพของสัญญาณ ถ้าอัตราส่วนยิ่งสูงแสดงว่าสัญญาณมีคุณภาพสูง การรับภาพหรือการรับเสียงจะชัดในกรณีเครื่องรับโทรทัศน์ ค่า S/N ที่ทำให้สังเกตเห็นสัญญาณรบกวนได้คือ 38 dB และถ้าค่า S/N ต่ำกว่า 30 dB สัญญาณรบกวนจะสังเกตเห็น ค่า S/N อย่างต่ำควรสูงกว่า 30 dB ขึ้นไป ซึ่งสัญญาณรบกวนก็มีหลายชนิดดังแสดงในตารางที่ 2-6

ตารางที่ 2-6 ค่า S/N ที่ทำให้สังเกตเห็นสัญญาณรบกวน

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

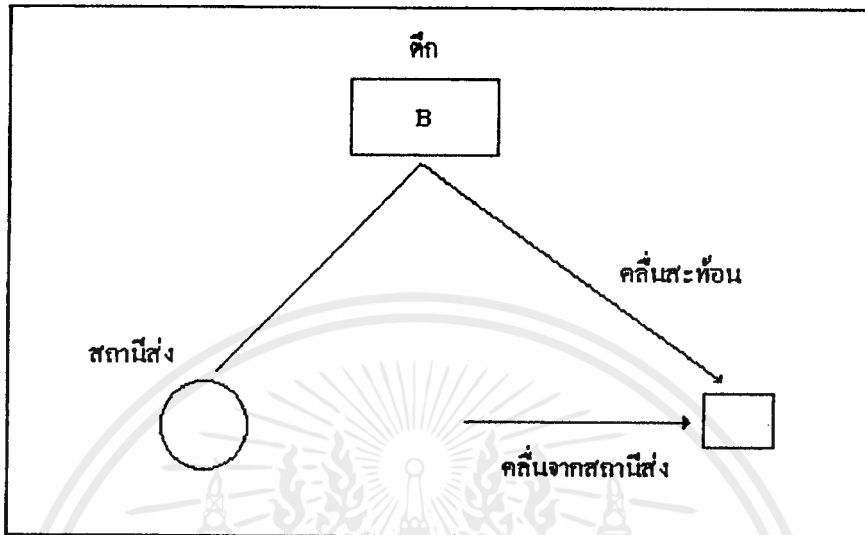
2.6 ปัญหาและการแก้ปัญหาในระบบ MATV

2.6.1 ปัญหาการเกิดภาพซ้อนมาจากสาเหตุ 2 ประการ

2.6.1-1 การรับคลื่นสะท้อนเข้ามาด้วยจากสายอากาศ เช่น การสะท้อนจากตึกสูงเป็นกรณีที่เกิดขึ้นมากที่สุด การที่มีตึกสูงบังเพียงอย่างเดียวนั้นไม่ได้ทำให้เกิดภาพซ้อนขึ้น เพียงแต่สัญญาณที่รับได้ในทิศของสถานีส่งจะลดต่ำลงเท่านั้น แต่การลดต่ำลงนี้จะเกิดผลเสียทำให้ภาพซ้อนขึ้นเมื่อมีคลื่นที่สะท้อนเข้ามาจากทิศทางอื่นได้ ทิศทางที่คลื่นสะท้อนเข้าสู่สายอากาศจะมาจากด้านหน้าซึ่งสายอากาศรับคลื่นได้ดีกว่า ถ้ามุมระหว่างคลื่นตรงกับคลื่นสะท้อนต่างกันน้อยกว่า 40 องศา ลงไปจะทำให้เกิดปัญหาได้ง่าย เพราะคลื่นสะท้อนจะสามารถเข้าสู่สายอากาศทางเมนบีมได้ ซึ่งแม้จะมีตึกอื่นเพียงตึกเดียวมาบังก็ทำให้เกิดภาพซ้อนได้ง่าย

2.6.1-2 เกิดจากคลื่นจากสถานีส่งเคลื่อนที่เข้าสู่เครื่องรับทีวีโดยตรง ภาพซ้อนที่เกิดขึ้นในลักษณะนี้จะปรากฏทางซ้ายมือของภาพที่ต้องการเพราะคลื่นที่เข้าสู่เครื่องรับโดยตรงจะมาถึงเครื่องรับเร็วกว่าคลื่นที่ผ่านมาทางระบบสายอากาศ มักเกิดขึ้นกับระบบ MATV ในอาคารสูงโดยเฉพาะในระบบใหญ่ที่มีการเดินสายเป็นระยะทางยาวๆ การที่ปัญหาลักษณะนี้เกิดขึ้นง่ายกับตึกสูงนั้นเพราะที่ตำแหน่งสูงๆคลื่นตรงจะมีขนาดสูง การคับปลิงเข้าสู่เครื่องก็จะสูง บางครั้งสูงถึง 50-60

dB μ v หรือมากกว่าจึงทำให้เกิดปัญหาได้ง่ายสำหรับการเดินสายยาวจะเห็นภาพซ้อนได้ง่ายเพราะสัญญาณที่มาตามสายส่งจะช้ากว่าสัญญาณที่เข้าเครื่องรับ โดยตรง



รูปที่ 2-4 การสะท้อนคลื่นเข้าสู่สายอากาศทางด้านหน้า

กรณีคลื่นสัญญาณทีวีเข้าสู่เครื่องรับโดยตรง (Direct Coupling) กับสัญญาณที่เข้าสู่เครื่อง โดยผ่านทางระบบสายอากาศมีขนาดไม่ต่างกันมากนักในการแก้ไขคือพยายามทำให้ระดับสัญญาณทั้งสองนี้แตกต่างกันมากขึ้น โดยให้สัญญาณที่ผ่านไปตามสายมีระดับสูงกว่า ระดับสัญญาณที่แตกต่างกันนี้ควรจะสูงกว่า 30 dB ขึ้นไป การทำให้สัญญาณทั้งสองมีระดับแตกต่างกันมากขึ้นนั้นทำได้จาก 2 ด้านด้วยกันคือ ทางด้านระบบและทางด้านเครื่องรับ ในทางด้านระบบนั้นต้องออกแบบระบบให้มีระดับสัญญาณที่ปลายทางสูงขึ้น ระดับสัญญาณจากระบบจะถูกจำกัดด้วยคุณสมบัติของเครื่องรับ ซึ่งเครื่องรับที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันจะสามารถรับระดับสัญญาณสูงสุดได้ประมาณ 80 dB μ v ดังนั้นต้องพยายามทำให้สัญญาณคลื่นตรงที่เข้ามาสู่เครื่องรับต่ำกว่า 50 dB μ v ลงมา

วิธีการที่อีกอันหนึ่งคือ ชิลด์ตัวเครื่องรับให้ดี โดยเฉพาะระหว่างขั้วสายอากาศกับภาคทูนเนอร์ของเครื่องรับควรใช้สายชิลด์อย่างดี และทำให้มีช่วงสั้นที่สุด

อีกวิธีก็คือ การเลือกใช้เครื่องรับที่สามารถ ทำงานได้ปกติที่ระดับอินพุตสูงขึ้นคือ ถ้าป้อนสัญญาณให้กับเครื่องรับให้มีระดับสูงประมาณ 90 dB μ v เครื่องรับยังคงทำงานได้ตามปกติ แต่จะต้องสิ้นเปลืองอุปกรณ์มากขึ้น โดยเฉพาะแอมพลิไฟเออร์ที่อยู่ระหว่างทาง และการออกแบบจะต้องคำนึงถึงรายละเอียดมากขึ้นเพื่อให้ระดับสัญญาณที่ปลายทางอยู่ในช่วงที่เหมาะสม

2.6.2 ปัญหาระดับสัญญาณไม่พอ

เป็นปัญหาที่เกิดขึ้นเมื่อตำแหน่งรับสัญญาณที่วีอยู่ห่างจากสถานีส่งเป็นระยะทางไกลๆ ขึ้นอยู่กับกำลังออกอากาศของสถานีส่ง และสภาพภูมิประเทศ ในบริเวณที่ห่างจากสถานีส่งมากๆ ระดับของคลื่นสัญญาณที่วีในอากาศจะต่ำลงทำให้การใช้สายอากาศแบบธรรมดาจับสัญญาณมาได้ระดับสูงไม่พอ ผลก็จะทำให้ภาพที่ได้ไม่คมชัดและมีสัญญาณรบกวนมาก

วิธีการแก้ปัญหาคลื่นสัญญาณต่ำโดยทั่วไปจะใช้เครื่องขยายสัญญาณ (Amplifier) ซึ่งจะต้องพิจารณาถึงความเหมาะสมทางด้านเทคนิคเป็นหลักคือ พิจารณาว่าระดับสัญญาณที่รับมาได้จากสายอากาศนั้นมีความแรงขนาดไหน เช่นถ้าสูงกว่า 55 dB μ V อาจใช้เซนแนลแอมป์ขยายโดยตรง แต่ถ้าระดับสัญญาณต่ำกว่านั้นลงมาโดยเฉพาะถ้าต่ำกว่า 50 dB μ V ลงมาก็ไม่เหมาะสมที่จะใช้เซนแนลแอมป์ขยายโดยตรง เพราะเซนแนลแอมป์นั้นถึงแม้จะมีอัตราขยายสูง แต่ก็มีค่า noise figure สูงซึ่งจะทำให้สัญญาณด้านเอาท์พุทมีระดับสัญญาณรบกวนสูง สัญญาณที่ได้ถึงแม้จะมีระดับสูงขึ้นก็ตาม คุณภาพของสัญญาณก็อาจจะดีไม่เพียงพอ จึงควรใช้ปริแอมป์ขยายขั้นหนึ่งก่อน แล้วค่อยขยายให้สูงขึ้นด้วยเซนแนลแอมป์ต่อไป

การที่ภาพที่ได้บนจอโทรทัศน์มีสัญญาณรบกวนปรากฏจนสังเกตเห็นได้นั้นเป็นเพราะว่าค่า S/N ต่ำกว่า 38 dB และถ้าค่า S/N นี้ต่ำกว่า 30 dB สัญญาณรบกวนจะสังเกตเห็นจนเกิดความรำคาญระดับสัญญาณ S/N นี้เป็นระดับของสัญญาณที่กรองเป็นความถี่พื้นฐานแล้ว ถ้าคิดเทียบระดับสัญญาณขณะนี้เป็น RF จะเขียนเป็น C/N (Carrier Power to Noise Power Ratio) แสดงได้ดังสมการ

$$C/N = S/N + 6 \text{ dB} \quad (2-12)$$

นั่นคือค่า C/N จะต้องสูงขึ้นอีก 6 dB ค่า C/N นี้จะเป็นค่า C/N ที่ผ่านเครื่องขยายสัญญาณแล้ว ซึ่งค่าที่แสดงคุณภาพของเครื่องขยายสัญญาณคือ นอยส์ฟิกเกอร์ (Noise Figure :NF) แสดงได้จากสมการ

$$NF(\text{dB}) = 10 \log \frac{C_i / N_i}{C_o / N_o} \quad (2-13)$$

โดยที่ C_i / N_i เป็นค่า C/N ที่อินพุทของเครื่องขยายสัญญาณ

C_o / N_o เป็นค่า C/N ที่เอาท์พุทของเครื่องขยายสัญญาณ

โดยทั่วไปค่า C_i/N_i จะสูงกว่า C_o/N_o เสมอ เพราะเครื่องขยายสัญญาณโดยทั่วไปจะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนออกมาหนึ่งส่วนด้วย สมมติให้ค่า C_i/N_i เป็น 3 เท่าเมื่อผ่านเครื่องขยายสัญญาณที่มีกำลังขยายเป็น 2 เท่า ค่า C_o จะได้เป็น 2 เท่าของ C_i แต่ค่า N_o นั้นจะได้เป็น 2 เท่าของ N_i บวกด้วยสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในเครื่องขยายสัญญาณทำให้อัตราส่วนของ C_o/N_o ต่ำกว่าของ C_i/N_i เสมอ และสามารถคำนวณค่า NF จากการสมมติค่าของเครื่องขยายสัญญาณได้ดังนี้

$$NF = 10 \log \frac{3/1}{6/4} = 3 \text{ dB} \quad (2-14)$$

เครื่องขยายในกรณีนี้จะมีค่า NF เป็น 3 dB โดยทั่วไป NF จะสูงขึ้นเมื่ออัตราขยายของวงจรสูงขึ้น เช่น แชนแนลแอมป์มักจะมีค่า NF ประมาณ 8 dB ในขณะที่ปริแอมป์มีอัตราขยายต่ำกว่าจะมี NF ประมาณ 4–5 dB

จากค่า NF ที่ผ่านมา สมการ (2-14) กับสมการ (2-12) ซึ่งแสดงค่า C_o/N_o จะสามารถหาค่า C_i/N_i ได้จากสมการ

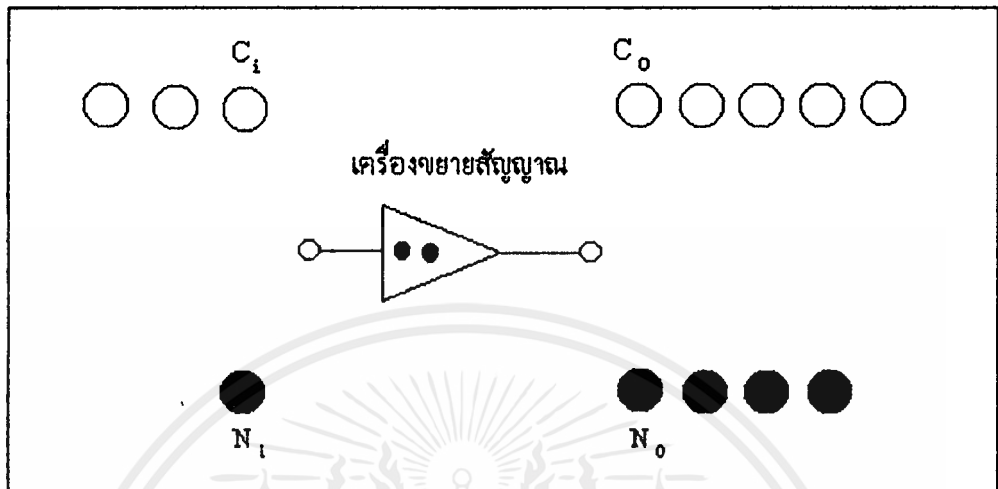
$$\begin{aligned} C_i/N_i &= C_o/N_o + NF \\ &= S/N + 6 + NF \end{aligned} \quad (2-15)$$

ถ้าสมมติว่า N_i หรือสัญญาณรบกวนที่มากับคลื่นสัญญาณที่สายอากาศรับมาได้มีขนาดเป็น 1 μV จะได้ค่า C_i หรือระดับของสัญญาณที่สายอากาศรับมาได้ตามสมการ

$$C_i = S/N + 6 + NF + 1 \mu\text{V} \quad (2-16)$$

สำหรับคุณภาพของภาพบนจอที่เท่ากัน (ค่า S/N เท่ากัน) ถ้าใช้เครื่องขยายสัญญาณที่มีค่า NF ต่ำกว่า จะต้องการระดับสัญญาณจากสายอากาศต่ำลง เช่นสมมติให้คุณภาพของสัญญาณมีค่า S/N เป็น 38 dB เมื่อให้เครื่องขยายสัญญาณที่มีค่า NF เป็น 8 dB จะต้องการระดับสัญญาณจากสายอากาศสูงกว่า 53 μV ขึ้นไป ซึ่งเป็นสาเหตุที่ทำให้สัญญาณที่จะขยายด้วยแชนแนลแอมป์จะต้องมีขนาดสูงกว่า 55 μV ขึ้นไป โดยเฉพาะในบางกรณีที่มีค่า N_i สูง สัญญาณที่อินพุทของแชนแนลแอมป์อาจจะต้องสูงกว่า 60 μV ขึ้นไป แต่ถ้าใช้เครื่องขยายสัญญาณที่มีค่า NF เป็น 3 dB จะต้องการระดับสัญญาณลดลง 5 dB คือเป็นเพียง 48 μV และถึงแม้สัญญาณที่รับได้จากสายอากาศต่ำมาก คือเป็นแค่ 40 μV คุณภาพของสัญญาณบนจอภาพที่ได้ก็จะมีค่า S/N เป็น 30 dB

ซึ่งก็อยู่ในช่วงพอดูได้ สำหรับการขยายสัญญาณระดับต่ำ จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องใช้เครื่องขยายที่มี NF ต่ำซึ่งมีอัตราขยายอยู่ในช่วง 20 – 35 dB



รูปที่ 2-5 ความสัมพันธ์ระหว่าง C_1/N_1 , C_0/N_0 , NF

คั้งนั้นแนวทางในการติดตั้งระบบสายอากาศร่วม (MATV) สำหรับคลื่นสัญญาณอ่อนพิจารณาได้ดังต่อไปนี้

2.6.2-1 กรณีที่ระดับสัญญาณที่รับได้สูงกว่า 50 μV ขึ้นไปการขยายสัญญาณทำได้โดยใช้เซนแนลแอมป์ มัลติแบนด์แอมป์หรือบูสเตอร์อย่างใดอย่างหนึ่งตามความเหมาะสม

2.6.2-2 ถ้าระดับสัญญาณจากเสาอากาศอยู่ในช่วง 40 – 45 μV การขยายสัญญาณควรใช้ปริแอมป์หรือบูสเตอร์ที่มีค่า NF ต่ำๆขยายครั้งหนึ่งก่อน แล้วจึงค่อยขยายด้วยเซนแนลแอมป์หรือมัลติแบนด์แอมป์ต่อไป

2.6.2-3 ถ้าระดับสัญญาณที่รับได้จากเสาอากาศต่ำกว่า 40 μV ลงมาโดยทั่วไปจะต้องเพิ่มเกนของเสาอากาศให้รับสัญญาณได้ระดับสูงขึ้นไปใช้งานได้ สำหรับการเพิ่มเกนของเสาอากาศนั้นก็ทำได้โดยการเลือกใช้เสาอากาศที่มีอัตราขยายสูง แล้วนำเสาอากาศมาเสกกันเป็นแผง 2 แผง 4 แผง หรือมากกว่านั้นขึ้นไปตามความจำเป็น

2.6.2.4 กรณีที่ระดับสัญญาณที่รับได้ต่ำ และมีเฟดดิ้งเกิดขึ้นด้วย ซึ่งมักจะเกิดขึ้นเมื่อคลื่นต้องเคลื่อนที่ผ่านทะเล ต้องเผื่อเกนของเสาอากาศไว้ให้สูงเพียงพอที่จะป้องกันผลกระทบจากเฟดดิ้งเป็น 10 dB หมายถึงต้องเพิ่มเกนของเสาอากาศให้รับสัญญาณได้ขามปกติได้สูง 50 μV ขึ้นไป

นอกจากการเลือกใช้เครื่องขยายสัญญาณแล้ว ตำแหน่งการติดตั้งเครื่องขยายสัญญาณก็เป็นสิ่งจำเป็นเช่นเดียวกัน ถ้าสัญญาณที่รับได้มีระดับต่ำมาก การติดตั้งเครื่องขยายสัญญาณจะต้องติดตั้งไว้ตรงตำแหน่งที่ใกล้สายอากาศมากที่สุด เพื่อให้เครื่องขยายสัญญาณทำการขยายสัญญาณในขณะที่ระดับสัญญาณยังมีค่าสูงอยู่ ซึ่งจะให้ผลดีกว่าการขยายในขณะที่ระดับสัญญาณลดต่ำลงไปแล้ว



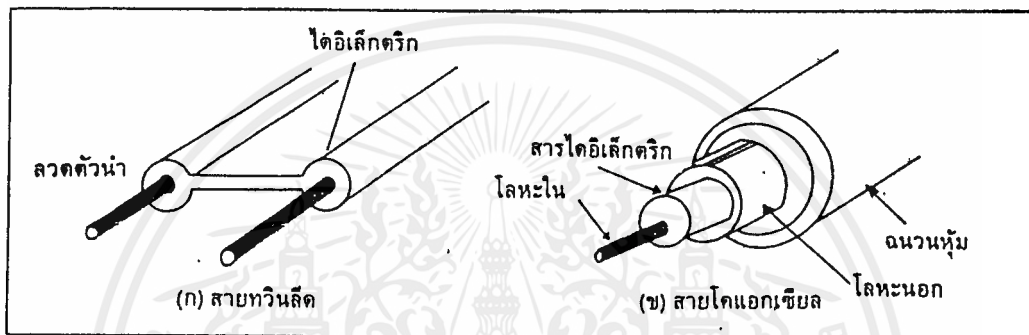
- เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
- ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

อุปกรณ์หลักของระบบ MATV

3.1 สายนำสัญญาณ

สายนำสัญญาณที่ใช้ในการรับทีวีนั้น ที่ใช้กันเป็นมาตรฐานมีอยู่ 2 แบบคือ แบบทวินลีดอิมพีแดนซ์ 300 โอห์ม และแบบโคแอกเชียลอิมพีแดนซ์ 75 โอห์ม สารไดอิเล็กตริกที่ใช้โดยทั่วไปเป็น โพลีเอทีลีน (Polyethelene) ซึ่งมีความยืดหยุ่นและมีอัตราบั่นทอนสัญญาณต่ำ



รูปที่ 3-1 สายนำสัญญาณที่ใช้กับทีวี

ตารางที่ 3-1 ตัวอย่างลักษณะสมบัติของสายทวินลีดและสายโคแอกเชียล

ชนิดของสาย	อัตราการบั่นทอนสัญญาณ (dB/100 m)				อัตราการลดทอนของความยาวคลื่น %	
	50 MHz	100 MHz	200 MHz	700 MHz		
สายทวินลีดขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง	0.87 mm	3.0	4.8	6.8	12.7	86
	0.96 mm	2.7	4.1	6.1	11.4	84
สายโคแอกเชียล	3C-2V	9.2	13.7	19.3	37	67
	5C-2V	6.2	8.7	12.5	24	67
	7C-2V	5.0	7.2	10.2	20	67
	10C-2V	3.8	5.9	8.4	16.5	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

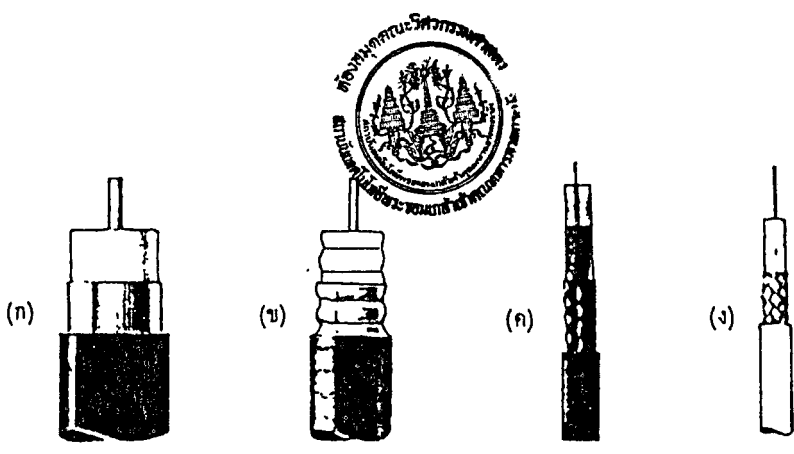
สายนำสัญญาณแบบทวินลิตเป็นสายที่มีค่าการบั่นทอนสัญญาณต่ำ และมีการรบกวนของสัญญาณได้ง่าย ส่วนสายโคแอกเชียลจะมีอัตราการบั่นทอนสัญญาณสูงกว่าสายทวินลิต และไม่ถูกรบกวนจากสภาพแวดล้อมได้โดยง่าย และมีความสะดวกในการเดินสาย สายนำสัญญาณที่ใช้ในระบบ MATV จึงมักใช้สายโคแอกเชียล

3.1.1 ชนิดของสายโคแอกเชียล

สายโคแอกเชียลที่ใช้ปัจจุบัน เมื่อพิจารณาจากโครงสร้างของโลหะนอกแล้ว อาจแบ่งได้เป็น 4 ชนิดดังรูป

ตารางที่ 3-2 แสดงสายโคแอกเชียล

เบอร์สาย	ค่าอิมพีแดนซ์ (โอห์ม)	ค่าตัวคูณความเร็ว	ค่าความจุไฟฟ้า (pF/ฟุต)	เส้นผ่าศูนย์กลาง (นิ้ว)	วัสดุใช้ทำ โคอิเล็กทริก	แรงดันใช้งาน สูงสุด (V _{max})
RG-6	75.0	75	18.6	0.266	Foam PE	400
RG-8x	52.0	75	26.0	0.242	Roam PE	300
RG-8	52.0	66	29.5	0.405	PE	4000
RG-8 foam	50.0	80	25.4	0.405	Foam PE	1500
RG-8A	52.0	66	29.5	0.405	PE	5000
RG-9	51.0	66	30.0	0.420	PE	4000
RG-9A	51.0	66	30.0	0.420	PE	4000
RG-9B	50.0	66	30.8	0.420	PE	5000
RG-11	75.0	66	20.6	0.405	PE	4000
RG11foam	75.0	80	16.9	0.405	Foam PE	1600
RG-11A	75.0	66	20.6	0.405	PE	5000
RG-12	75.0	66	20.6	0.475	PE	4000
RG-12A	75.0	66	20.6	0.475	PE	5000
RG-17	52.0	66	29.5	0.875	PE	11000
RG-17A	52.0	66	29.5	0.875	PE	11000
RG-55	53.5	66	28.5	0.216	PE	1900
RG-55A	50.0	66	30.8	0.216	PE	1900
RG-55B	53.5	66	28.5	0.216	PE	1900
RG-58	53.5	66	28.5	0.195	PE	1900
RG-58foam	53.5	79	28.5	0.195	Foam PE	600
RG-58A	53.5	66	28.5	0.195	PE	1900
RG-58B	53.5	66	28.5	0.195	PE	1900
RG-59	73.0	66	21.0	0.242	PE	2300



รูปที่ 3-2 สายโคแอกเชียลแบบต่างๆ

จากรูป

- ก. แบบอลูมิเนียม
- ข. แบบท่อทองแดงหยัก (Corrugated type)
- ค. แบบอลูมิเนียมแผ่นบางชนิด 2 ชั้น (Laminated aluminium type)
- ง. แบบหลอดทองแดงสาน

สายทั้ง 4 แบบนี้ สายแบบที่มีโลหะนอกเป็นท่ออลูมิเนียมจะมีค่าการสูญเสียต่ำ คุณในการชิลด์คลื่นสูง และมีความแข็งแรงดีที่สุดในสายแบบที่มีโลหะนอกเป็นหลอดทองแดงสานนั้นถ้าสานไว้มีช่องห่างระหว่าง เส้นหลอดทองแดงมากจะมีการสูญเสียสูง และคุณสมบัติการชิลด์ก็ไม่มีดี

3.1.2 การเลือกใช้สายโคแอกเชียล

ในระบบ MATV โดยทั่วไปอาจจะแบ่งออกเป็นสายเมน (Trunk Line) และสายย่อย (Branch Line)

สายเมนเป็นสายที่ใช้ในการส่งสัญญาณที่มีระดับสูง เช่น สัญญาณที่ออกจากแอมป์รีไฟเออร์ และเดินสายเป็นระยะทางยาวจึงต้องใช้สายที่มีการสูญเสียต่ำ โดยทั่วไปมักใช้สาย RG 11 หรือ 7C-2V ขึ้นไป สำหรับสายย่อยนั้นเป็นสายที่เดินจากอุปกรณ์แยกสัญญาณไปยังเอาต์เลตทีวี ซึ่งโดยทั่วไปจะมีความยาวไม่มากนัก จึงสามารถใช้สายขนาดเล็กกลงได้โดยเลือกใช้สายRG 59หรือสาย5C-2V

3.2 แอมป์รีไฟเออร์ (Amplifier)

แอมป์รีไฟเออร์หรือเครื่องขยายสัญญาณที่ใช้ในระบบ MATV นั้นใช้ใน 2 ลักษณะคือ ใช้ขยายสัญญาณจากสายอากาศ และขยายสัญญาณที่มีกำลังตกลงหลังจากป้อนเข้าไปจ่ายในระบบ ในระบบ MATV เนื่องจากสัญญาณในระบบมีความถี่อยู่ในช่วงกว้างคือ อยู่ในช่วง VHF และบางครั้งยังมีสัญญาณวิทยุเอฟเอ็มรวมอยู่ด้วยจึงจำเป็นต้องเลือกใช้ให้เหมาะสมกับความต้องการของระบบ

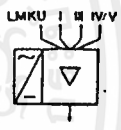
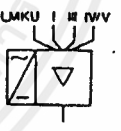
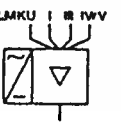
3.2.1 ชนิดของแอมพลิไฟเออร์

แอมพลิไฟเออร์ที่ใช้ในระบบ MATV มีอยู่หลายชนิดด้วยกัน และแต่ละชนิดก็มีลักษณะพิเศษที่แตกต่างกันดังนี้

3.2.1-1 แชนแนลแอมพลิไฟเออร์ (Channel amplifier)

เป็นเครื่องขยายสัญญาณเฉพาะช่วง โดยตัดความถี่ของช่องอื่นออก จะมีลักษณะพิเศษคือ ให้สัญญาณเอาต์พุตสูง โดยทั่วไปมักจะสูงถึง 120 dB μ V หรือสูงกว่าจึงเหมาะสำหรับการป้อนระบบที่ค่อนข้างใหญ่ ค่า NF (Noise Figure) ของแชนแนลแอมป์โดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 7-8 dB

ตารางที่ 3-3 ตัวอย่างข้อกำหนดของมัลติแบนด์แอมพลิไฟเออร์

Frequency Range	Gain	Max. Output Level ¹⁾	Noise Ratio	Power Consumption at 220 V AC	Symbol	Special Features
AM : 0.15... 10 MHz I : 47...68 MHz FM : 87.5...104 MHz III : 174...230 MHz IV/V : 470...790 MHz	-1.5 dB of input 24 dB 23.5 dB 24 dB 24 dB	107 dB μ V 107 dB μ V 107 dB μ V 107 dB μ V	8.5 dB 8.5 dB 9 dB 10.5 dB	approx 5 W		4 inputs 1 output
AM : 0.15...10 MHz I : 47...68 MHz FM : 87.5...104 MHz III : 174...230 MHz IV/V : 470...790 MHz	15 dB 24 dB 23.5 dB 24 dB 24 dB	100 dB μ V 107 dB μ V 107 dB μ V 107 dB μ V 107 dB μ V	- 8.5 dB 8.5 dB 9 dB 10.5 dB	approx 5 W		4 inputs 1 output
AM : 0.15... MHz I : 47...68 MHz FM : 87.5...104 MHz III : 174...230 MHz IV/V : 470...790 MHz	15 dB ²⁾ 30 dB ²⁾ 31 dB ²⁾ 31 dB ²⁾ 31 dB ²⁾	100 dB μ V 109 dB μ V 109 dB μ V 110 dB μ V 110 dB μ V	- 8 dB 8.5 dB 9 dB 10 dB	approx 6 W		4 inputs 1 output

3.2.1-2 มัลติแบนด์แอมพลิไฟเออร์ (Multiband amplifier)

เป็นเครื่องขยายหลายๆแบนด์ในเครื่องเดียวกันโดยทั่วไปจะมีขั้วอินพุตเท่ากับจำนวนแบนด์ที่ทำการขยายได้ เช่นมีขั้ว TV-Band I, FM, TV-Band III, TV/UHF (Band IV, V) ที่อินพุตของแต่ละแบนด์จะมีฟิลเตอร์กรองให้คลื่นเฉพาะแบนด์นั้นผ่านเข้าไปได้จึงเหมาะสำหรับเป็นเครื่องขยายสัญญาณที่ได้รับจากเสาอากาศและเนื่องจากเอาต์พุตสูงสุดของแอมป์ชนิดนี้มีค่าประมาณ 110 dB μ V โดยที่ค่าอัตราขยายประมาณ 30 dB จึงสามารถใช้ป้อนระบบ MATV ขนาดกลาง จากตารางค่า NF (Noise Figure) ก่อนข้างจะสูงคือ มีค่าประมาณ 8.5-10 dB สาเหตุที่ค่า NF (Noise Figure) สูงเพราะช่วงความถี่กว้างและอัตราขยายค่อนข้างสูง มัลติแบนด์แอมป์มีแบบที่มีขั้วอินพุตเพียงขั้วเดียว ซึ่งเหมาะสำหรับการขยายสัญญาณที่อ่อนลงระหว่างทางในระบบ MATV มัลติแบนด์แอมป์ชนิดนี้มักนิยมเรียกเป็นคิสตรีบิวชันแอมพลิไฟเออร์ (Distribution amplifier) หรือซิสเต็มแอมพลิไฟเออร์ (System amplifier) ใช้ในระบบ MATV ขนาดใหญ่ซึ่งมีการเดินสายเมนยาวหรือมีเอาต์เลททีวีที่ต้องป้อนจำนวนมาก

23.5.1.1 ปรีแอมพลิไฟเออร์ (Pre amplifier)

เป็นเครื่องขยายสัญญาณที่ใช้ขยายสัญญาณจากเสาอากาศที่มีกำลังอ่อนขึ้นหนึ่งก่อนแล้วป้อนไปขยายที่เมนแอมป์ต่อไปมักใช้ในระบบ MATV ในบริเวณที่มีความเข้มของคลื่นต่ำ โดยเฉพาะเมื่อสัญญาณที่รับมาจากเสาอากาศมีขนาดต่ำกว่า 55 dB μ V ปรีแอมป์ส่วนใหญ่จะมีอัตราขยายประมาณ 20 dB และมีค่า NF (Noise Figure) ต่ำ ปรีแอมป์จะมีทั้งแบบขยายเฉพาะช่วงและขยายเป็นแบนด์

ตารางที่ 3-4 ตัวอย่างข้อกำหนดของปรีแอมพลิไฟเออร์

Frequency Range	Gain	Max. Output Level	Noise Ratio	Remote Feeding Voltage Supply		Application
1 channel in band I	26 dB	102 dB μ V	2.8 dB	24 V	20 mA	low noise channel amplifier with high selectivity
1 channel in band III	30 dB	102 dB μ V	4 dB	24 V	20 mA	low noise channel amplifier with high selectivity
1 channel in UHF	24 dB	100 dB μ V	5 dB	24 V	20 mA	low noise channel amplifier with high selectivity

ตารางที่ 3-4 (ต่อ) ตัวอย่างข้อกำหนดของปริแอมพลิไฟเออร์

Frequency Range	Gain	Max. Output Level	Noise Radio	Remoting Feeding Voltage Supply		Application
I channel in band III	30 dB	102 dB μ V	4 dB	24 V	20 mA	Low noise channel Amplifier with High selectivity
I channel in UHF	24 dB	100 dB μ V	5 dB	24 V	20 mA	Low noise channel Amplifier with High selectivity

3.2.1-4 บูสเตอร์ (Booster amplifier)

เป็นเครื่องขยายสัญญาณแบบขยายความถี่ในช่วงกว้าง โดยทั่วไปมักจะออกแบบให้มีหลายขั้วอินพุตแยกตามแบนด์ต่างๆ นั่นคือ มีลักษณะคล้ายกับมัลติแบนด์แอมป์ เพียงแต่อัตราขยายและเอ๊าท์พุทสูงสุดต่ำกว่าแบบมัลติแบนด์แอมป์ จึงเหมาะสำหรับการขยายสัญญาณที่มีความเข้มต่ำแถบขานเมืองและอาจจะใช้สำหรับงาน MATV ขนาดเล็กที่มีปลั๊กทีวีไม่มากจุด

ตารางที่ 3-5 ตัวอย่างข้อกำหนดของบูสเตอร์

หัวข้อ	คุณสมบัติ
Frequency Range	VHF
Minimum Input	40 dB μ V
Gain	30 dB
Maximum Output	102 dB
Noise Figure	3 dB
Input / Output Impedance	75 Ω
Mains Supply	AC 220 V. 50 Hz
Power Consumption	2 W

จากตารางบุตรเตอร์จะมีค่า NF (Noise Figure)ต่ำ ซึ่งจัดว่าเป็นคุณสมบัติที่ดี เพราะ สัญญาณที่ขยายออกมามีคุณภาพดี

3.2.2 การเลือกใช้แอมพลิไฟเออร์

3.2.2-1 อัตราขยาย (Gain) และเอาต์พุตสูงสุด (Maximum output)

ผู้ผลิตจะออกแบบให้มีอัตราขยายหลายๆค่า เพื่อให้สะดวกในการเลือกใช้ให้เหมาะสมกับ ขนาดของระบบ ถ้าเป็นแอมพลิไฟเออร์ที่ขยายได้หลายๆช่องพร้อมกัน ค่าเอาต์พุตสูงสุดที่ระบุไว้ในข้อกำหนดนั้นเป็นกรณีที่มีสัญญาณทางด้านอินพุตหรือสัญญาณที่ทำการขยายไม่เกิน 2 ช่องถ้า สัญญาณอินพุตมีมากกว่า 2 ช่อง ค่าเอาต์พุตจะต้องลดค่าลง ไปดังตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 3-6 ค่าเอาต์พุตสูงสุดที่ลดลงเมื่อจำนวนสัญญาณมากกว่า 2 ช่อง

จำนวนช่อง	ค่าเอาต์พุตที่ลดลง (dB)
	0
3	-1.5
4	-3.0
5	-4.0
6	-5.0
7	-5.5
8	-6.0

3.2.2-2 นอยส์ฟีกเกอร์ (Noise Figure :NF)

เป็นค่าที่แสดงถึงสภาพการกำเนิดสัญญาณรบกวนภายในตัวเครื่องขยาย คุณภาพของ สัญญาณที่ได้ก็จะด้อยลงคือ มีค่า S/N สูงกว่าในการเลือกแอมพลิไฟเออร์ควรเลือกใช้เครื่องที่มีค่า NF : (Noise Figure) ต่ำกว่า

3.3 อุปกรณ์แยกสัญญาณ

ในระบบ MATV เมื่อทำการขยายสัญญาณทีวีและเอฟเอ็มให้มีขนาดสูงเพียงพอแล้ว เวลา จะป้อนให้เอาต์เลคทีวีตามจุดต่างๆ จำเป็นต้องมีการแยกสัญญาณจากสายเมนออกไป และจะต้อง แยกให้สัญญาณที่ไปปรากฏที่เอาต์เลคทีวีมีขนาดเหมาะสม

3.2.3 สปลิตเตอร์ (Splitter)

เป็นอุปกรณ์ที่แยกสัญญาณขาเข้าออกเป็นสัญญาณที่มีขนาดเท่าๆกันเป็นจำนวนเท่าที่ออกแบบไว้จำนวนขาออกอาจจะเป็น 2, 3, 4, ขั้วหรือมากกว่านั้น แต่ที่ใช้กันทั่วไปจะเป็นแบบ 2 ขั้ว 4 ขั้วซึ่งเรียกว่า สปลิตเตอร์แบบ 2 ทาง(2 way splitter) และสปลิตเตอร์แบบ 4 ทาง(4 way splitter)

เนื่องจากสปลิตเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ออกแบบไว้เพื่อแยกสัญญาณออกไปให้มีขนาดเท่าๆกัน กรณีสปลิตเตอร์แบบ 2 ทางสัญญาณจะถูกแยกออกไปสองทางเท่าๆกัน

ดังนั้นถ้าไม่มีการสูญเสียภายในตัวอุปกรณ์เอง กำลังที่ขาออกจะเป็นครึ่งหนึ่งของกำลังสัญญาณขาเข้าหรือเมื่อคิดเป็น dB แล้วจะต่ำกว่าสัญญาณขาเข้าอยู่ 3 dB ($10 \log 1/2 = -3 \text{ dB}$) ถ้าสปลิตเตอร์แบบ 4 ทางระดับสัญญาณที่ขาออกก็จะเป็นหนึ่งส่วนของระดับสัญญาณขาเข้าเมื่อคิดเป็น dB แล้วจะต่ำกว่าสัญญาณขาเข้าอยู่ 6 dB ($10 \log 1/4 = -6 \text{ dB}$) โดยทั่วไปแล้วในตัวสปลิตเตอร์เองจะบั่นทอนกำลังสัญญาณไปบางส่วนทำให้ระดับสัญญาณที่ขาออกต่ำกว่า และเนื่องจาก

ตารางที่ 3-7 ข้อกำหนดของสปลิตเตอร์แบบต่างๆ

Symbol	Distribution Attenuation (dB)				Mutual Attenuation (dB)				Remarks
	on Range				between Distribution Outputs				
	AM	FM	VHF	UHF	AM	FM	VHF	UHF	
	5	3.5	4.2	4.2	4.15	18	18	16	
	6	6	6	6	6	6	6	6	
	9.5	9.5	10	10	22	22	18	18	
	13.5	13.5	14	14	24	24	24	24	
	7.5	7	8	8	12	20	17	17	
	6	4	4	4	4-10	22	22	20	Remote feeding through both outputs
	6	6	6	6	6	6	6	6	
	4-6	6	6	6	4-6	6	6	6	
	10	7.5	7.5	8	8	18	18	16	
	9	9	9.5	9.5	9	9	9	9.5	
	12	12	12	12	22	22	22	22	
	3.7	3.7	4	4	3.5	13	20	20	
	6	4.5	4	4	5	13	20	15	
	12	7.5	8	8	8	14	20	13	

การตอบสนองเชิงความถี่ (Frequency response) ของวงจรในสปลิตเตอร์เปลี่ยนแปลงไปตามช่วงความถี่ จึงทำให้การบั่นทอนสัญญาณของวงจรเปลี่ยนไปตามช่องความถี่ด้วย และถ้าเป็นสปลิตเตอร์ที่ออกแบบไว้ไม่ดี ค่าการเปลี่ยนแปลงก็ยิ่งมาก โดยเฉพาะทางด้านความถี่สูงจะเกิดการบั่นทอนสัญญาณในวงจรเพิ่มมากขึ้น

ข้อกำหนดอีกประการหนึ่งของสปลิตเตอร์คือ ค่าคัปปลิงระหว่างขั้วเอาต์พุต (Mutual coupling between output) ซึ่งหมายความว่า ถ้ามีสัญญาณป้อนเข้าจากทางขั้วเอาต์พุตหนึ่ง สัญญาณนั้นไปปรากฏที่ขั้วเอาต์พุตอื่นเป็นระดับต่ำลงไป ในการเลือกใช้สปลิตเตอร์ ควรคำนึงถึงการบั่นทอนสัญญาณของสปลิตเตอร์และ การคัปปลิงระหว่างขั้วเอาต์พุตของสปลิตเตอร์ โดยพยายามเลือกให้ค่าการบั่นทอนสัญญาณสปลิตเตอร์ต่ำคือ มีค่า dB ต่ำและการคัปปลิงระหว่างขั้วเอาต์พุตของสปลิตเตอร์น้อยคือ มีค่า dB สูง ในขณะเดียวกันควรเลือกใช้อุปกรณ์ที่ต่อกับสปลิตเตอร์ที่มีค่า VSWR ใกล้เคียง 1.0 เพื่อให้มีการสะท้อนกลับน้อยที่สุด โดยเฉพาะในระบบขนาดใหญ่ที่มีการใช้สปลิตเตอร์จำนวนมาก

ตารางที่ 3-8 ตัวอย่างข้อกำหนดของแท็ปออฟ

Type	Symbol	Branching Attenuation (dB)				Through Pass Attenuation (dB)				Directional Loss		Mutual Attenuation (dB) between the Branched Output			
		on Range				on Range				Output to Branch					
		AM	FM	VHF	UHF	AM	FM	VHF	UHF	VHF	UHF	AM	FM	VHF	UHF
Tap-off, 1-way		14	14	14	14	0.7	0.7	0.7	0.8	-	-	-	-	-	-
		20	20	20	20	1	1	1	1	-	-	-	-	-	-
Tap-off, 2-way		15	15	15	15.5	1.5	1.5	1.5	1.5	-	-	28	28	28	28
		20	20	20	20	1	1	1	1	-	-	30	30	30	30
		26	26	26	26	0.8	0.8	0.8	0.8	-	-	22	22	22	22
		31	31	31	33	0.5	0.5	0.5	0.5	-	-	32	32	32	32
Tap-off, 3-way		16	15	15	15.5	2	2	2	2	-	-	29	28	28	29
		21	20	20	20	1.2	1.2	1.2	1.2	-	-	40	38	38	38
		26	26	26	26	1.2	1.2	1.2	1.2	-	-	32	32	32	28
Tap-off, 1-way directional		16	12	12	12	1	1.2	1.2	1.5	>28	>30	-	-	-	-
		21	20	20	20	1	1.2	1.2	1.5	>36	>36	-	-	-	-
		26	26	26	26	1	1.2	1.2	1.5	>40	>40	-	-	-	-
		32	32	32	32	1	1.2	1.2	1.5	>46	>46	-	-	-	-
Tap-off, 2-way directional		16	15	15	15.5	1.5	1.2	1.2	1.5	>28	>30	22-8	22	22	18
		21	20	20	20	1.5	1.3	1.3	1.5	>32	>32	30-19	20	20	20
		26	26	26	26	1.5	1.3	1.3	1.5	>40	>40	30	30	30	30
		32	32	32	32	1.5	1.3	1.3	1.5	>46	>46	30	30	30	30

3.3.2 แท้ปออฟ (Tap-off)

เป็นอุปกรณ์แยกสัญญาณจากสายเมน โดยกั้วแบ่งเพาเวอร์เพียงส่วนหนึ่งไปยังสายย่อย โดยที่เพาเวอร์ของสัญญาณส่วนใหญ่จะผ่านตัวแท้ปออฟออกไป

เนื่องจากแท้ปออฟเป็นอุปกรณ์ที่แยกเพาเวอร์ของสัญญาณออกจากสายเมนเพราะฉะนั้นระดับสัญญาณที่ผ่านออกจากแท้ปออฟจะมีขนาดลดต่ำลง ขนาดที่ลดต่ำลง ขนาดที่ลดต่ำลง นี้จะขึ้นอยู่กับปริมาณเพาเวอร์ที่ถูกแยกออกไปและจำนวนขั้วสายย่อย เช่น แท้ปออฟ 2 ทางที่แยกสัญญาณออกไปเป็นระดับต่ำกว่าสัญญาณในสายเมน 15 dB เมื่อคำนวณออกมาเป็นอัตราส่วนจะได้สัญญาณที่ออกไป 1 ขั้วดังนี้

$$10 \log \frac{P_b}{P_m} = -15 \text{ dB} \quad (3-12)$$

$$P_b = 0.0316 P_m \quad (3-13)$$

โดยที่ P_m เป็นเพาเวอร์ในสายเมน
 P_b เป็นเพาเวอร์ในสายย่อย

จะเห็นว่าขั้วสายย่อยจะมีเพาเวอร์ของสัญญาณออกไปเพียง 3.16% ของเพาเวอร์ในสายเมน กรณีที่มี 2 ขั้วสายย่อยเพาเวอร์ที่ออกไปที่สายย่อยรวมกันก็จะเป็น 6.32% ของเพาเวอร์ที่สายเมนขาเข้า ส่วนที่เหลือที่ถ้าไม่มีการสูญเสียในตัวแท้ปออฟเองก็จะผ่านออกไปที่สายเมนขาออก เพาเวอร์ 6.32% ที่ลดลงนี้เมื่อคำนวณเป็น dB ที่ลดลงที่สายเมนขาออกจะได้เป็น

$$10 \log \frac{P'_m}{P_m} = 10 \log \frac{0.9368 P_m}{P_m} = -0.28 \text{ dB} \quad (3-14)$$

เมื่อเปรียบเทียบกับตาราง 2-7 จะมีค่าต่ำกว่า เพราะตัวแท้ปออฟมีการบั่นทอนสัญญาณไปบางส่วน และค่าการบั่นทอนนี้จะเปลี่ยนแปลงไปตามช่วงความถี่

ข้อกำหนดอีกประการหนึ่งของแท้ปออฟคือค่าการคับปลิงระหว่างขั้วสายย่อยกับขั้วเอาต์พุต และระหว่างขั้วสายย่อยด้วยกัน ค่าการคับปลิงระหว่างขั้วสายย่อยกับขั้วเอาต์พุตนั้น เป็นค่าที่แสดงว่าถ้ามีสัญญาณเข้ามาทางสายย่อยจะคับปลิงไปปรากฏที่ขั้วเอาต์พุตของแท้ปออฟ คิดเป็นระดับสัญญาณที่ลดไปเป็น dB, สัญญาณที่เข้ามาที่ขั้วสายย่อยนั้นเกิดจากการสะท้อนจากอุปกรณ์ที่ต่ออยู่กับปลายสายย่อยนั้น ซึ่งอาจจะเป็นเอาต์เลททีวีหรืออุปกรณ์ชนิดอื่น เนื่องจากสัญญาณที่คับปลิง

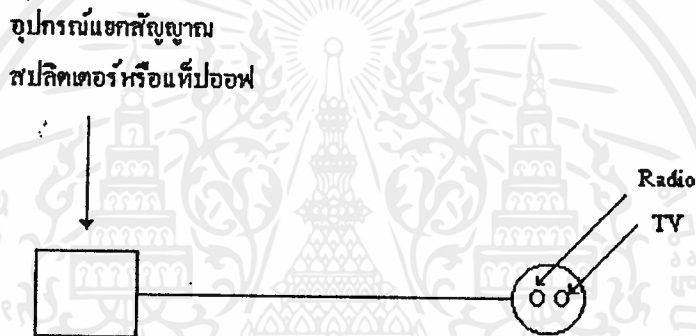
ไปยังขั้วอื่นในลักษณะทั้งสองนี้จะกลายเป็นสัญญาณรบกวนไป เพราะฉะนั้นค่าของการคัปปลิงนั้นยิ่งน้อยยิ่งดี คือค่าเป็น dB ที่แสดงไว้ยิ่งมากยิ่งดี

3.4 เอาต์เลตทีวี (Outlet sockets)

เป็นอุปกรณ์ด้านปลายสุดของระบบ MATV ซึ่งจะนำสัญญาณทีวีและเอฟเอ็มมารอไว้ที่ปลั๊ก เอาต์เลตทีวีที่ใช้ในงาน MATV มีอยู่ 2 แบบด้วยกันคือ

3.4.1 เอาต์เลตทีวีแบบแยกเคเบิล (Individual output)

เป็นเอาต์เลตทีวีแบบที่เป็นปลายสายจริงๆ คือจะมีแค่สายนำสัญญาณเข้าและไม่มีสายนำสัญญาณออกเพื่อป้อนให้กับเอาต์เลตทีวีตัวถัดไป คือเป็นเอาต์เลตที่แยกเคเบิลออกมาจากระบบเพื่อป้อนสัญญาณให้เครื่องรับ โดยเฉพาะ



รูปที่ 3-3 เอาต์เลตทีวีแบบแยกเคเบิล

เอาต์เลตทีวีแบบแยกเคเบิล ยังแบ่งออกเป็นแบบที่ไม่มีวงจรรออยู่ภายในกับแบบที่มีวงจรรออยู่ภายในกับแบบที่มีวงจรรออยู่ภายใน

เอาต์เลตแบบที่ไม่มีวงจรรออยู่ภายในคือ แบบที่เป็นเอาต์เลตโคคก โดยที่ขั้วเอาต์เลตออกแบบให้เมทซ์กับอิมพีแดนซ์ของสายโคแอกเชียล 75 โอห์ม พอดีและไม่สามารถแยกสัญญาณทีวีและวิทยุออกจากกันได้

เอาต์เลตแบบที่มีวงจรรออยู่ภายใน จะมีวงจรีลเตอร์ที่แยกสัญญาณทีวีและสัญญาณวิทยุออกจากกันให้ออกจากขั้วเอาต์เลต 2 ขั้วแยกกันเอาต์เลตแบบนี้จะมีการบั่นทอนสัญญาณสูงกว่า ซึ่งจะขึ้นอยู่กับกรอกแบบวงจร

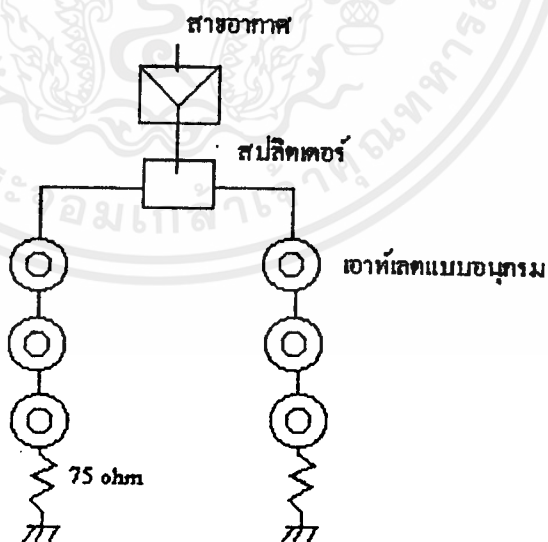
ตารางที่ 3-9 ตัวอย่างข้อกำหนดของเอทท์เลททีวีแบบแยกเดี่ยว

Type Ordering Code	Number of Outlets	Connection of Radio or TV Receiver	Through-Pass Attenuation (dB)						Output Attenuation (dB)					
			AM	BI	FM	B III	B IV	B V	AM	BI	FM	B III	B IV	B V
	1	1 TV set	-	-	-	-	-	-	-	0.2	-	0.2	0.5	0.5
	2	1 Radio set 1 TV set	-	-	-	-	-	-	0.7	1	3.5	0.5	0.5	0.5

ในตารางเป็นการใช้ฟิลเตอร์แบบผ่านความถี่ต่ำ (Low pass filter) ในการแยกสัญญาณเอเอ็มและเอฟเอ็มออกมาที่เอทท์เลททางด้านวิทยุ และแบบผ่านความถี่ช่วงกลาง (Band pass filter) ใช้แยกสัญญาณเอเอ็มออกมาที่มีการบั่นทอนสัญญาณค่อนข้างสูงคือเป็น 3.5 dB

3.4.2 เอทท์เลททีวีแบบต่ออนุกรม (Series output)

เป็นเอทท์เลททีวีแบบที่มีการทำงานเหมือนกับแท็ปออฟคือ แท็ปสัญญาณส่วนหนึ่งออกมาที่ขั้วเอทท์เลท และปล่อยให้พลังงานของสัญญาณส่วนใหญ่ผ่านไป



รูปที่ 3-4 การเดินสายของเอทท์เลททีวีแบบอนุกรม

เอาต์เลททีวีแบบต่ออนุกรมมีรูปร่างนอกเหมือนเอาต์เลททีวีแบบแยกเดี่ยว เพียงแต่มีวงจรรภายในที่ทำงานเป็นแท็ปออฟ ข้อกำหนดของเอาต์เลททีวีแบบอนุกรมนี้จะมีหัวข้อสำคัญคล้ายคลึงกับของแท็ปออฟ

ตารางที่ 3-10 ตัวอย่างข้อกำหนดของเอาต์เลททีวีแบบต่ออนุกรม

Number of Outlets	Connection of Radio or TV Receiver	Through-Pass Attenuation (dB)						Output Attenuation (dB)					
		AM	B I	FM	B III	B IV	B V	AM	B I	FM	B III	B IV	B V
1	alternatively, 1 male socket	1.2	1.2	1.2	1.2	1.4	1.4	11	11	11	11	11	11
2	1 Radio set 1 TV set	2.5	2.5	2.5	2.5	2.5	2.5	12	12	12	12	12	12
2	1 Radio set 1 TV set	1	1.2	1.2	1.2	1	1	16	14	17	14	14	14
2	1 Radio set 1 TV set	1.5	1.8	1.8	2	2	2	8	8	9	6	8	8

เอาต์เลททีวีแบบอนุกรมจะมีปัญหาเรื่องการสะท้อนกลับของสัญญาณ จึงทำให้จำนวนที่จะต่ออนุกรมกันได้ ในสายเคเบิลมีจำกัด จำนวนที่เหมาะสมที่จะไม่ทำให้เกิดผลเสียต่อสัญญาณภาพ โดยทั่วไปจะขึ้นอยู่กับคุณภาพของเอาต์เลททีวีนั้น ถ้าเป็นชนิดที่ออกแบบไว้ดี ปัญหาเรื่องการสะท้อนน้อยก็อาจจะต่ออนุกรมกันได้ถึง 8 เอาต์เลท ถ้าเป็นชนิดที่ไม่ค่อยดีก็ต้องลดค่าลงมาเหลือ 4-5 เอาต์เลทในสายเคเบิลกัน เอาต์เลทตัวสุดท้ายต้องต่อไว้ด้วยความต้านทาน 75 โอห์มเสมอ

3.5 วิธีคำนวณระดับสัญญาณในระบบ MATV

3.5.1 การคำนวณระดับสัญญาณที่สายอากาศรับได้

กำลังคลื่นที่สายอากาศไดโพลมาตรฐานรับได้ คือ

$$P_a = P_{A_e} \quad (3.14)$$

โดยที่ P คือ กำลังคลื่นทีวีที่ตำแหน่งสายอากาศมีค่าเท่ากับ $\frac{E^2}{Z_0}$

A_e คือ พื้นที่ประสิทธิผล (Effective area) ของสายอากาศซึ่งเท่ากับ $\frac{\lambda^2}{4\pi} G$

G คือ อัตราขยายของสายอากาศไดโพลเมื่อเทียบกับแหล่งกำเนิดแบบจุดซึ่งเท่ากับ 1.64 เท่า

ดังนั้นจะได้สมการเป็น

$$P_a = \frac{E^2}{Z} \times \frac{\lambda^2}{4\pi} \times 1.64 \quad (W) \quad (3-15)$$

เนื่องจากอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลเป็น 75Ω เมื่อใช้กับวงจรบาลันซึ่งทำหน้าที่แมทช์อิมพีแดนซ์กับโหลด 75Ω แล้ว P_a จะเขียนอยู่ในรูปของระดับสัญญาณ V ได้ดังนี้

$$P_a = \frac{V^2}{75} \quad (W) \quad (3-16)$$

ดังนั้นสมการ (3-15) และ (3-16) จะสามารถหาระดับสัญญาณที่สายอากาศรับได้จากความเข้มสนามไฟฟ้า (E) หรือจากกำลังคลื่นที่ตำแหน่งติดตั้ง $\frac{E^2}{Z}$ ดังนี้คือ

$$\begin{aligned} V &= \left[75 \times \frac{E^2}{Z_0} \times \frac{\lambda^2}{4\pi} \times 1.64 \right]^{1/2} \\ &= \left[75 \times \frac{E^2}{120\pi} \times \frac{\lambda^2}{4\pi} \times 1.64 \right]^{1/2} \\ &= \left[75 \times \frac{1}{30} \times 164 \right]^{1/2} \times E \times \frac{\lambda}{4\pi} \end{aligned} \quad (3-17)$$

จากสมการ (3-17) จะเห็นได้ว่าระดับสัญญาณ V ที่สายอากาศไดโพลรับได้นั้น นอกจากจะแปรโดยตรงกับความเข้มสนามไฟฟ้าแล้วยังแปรโดยตรงกับความยาวคลื่นด้วย

ตารางที่ 3-10 ระดับสัญญาณที่สายอากาศไดโพลรับได้ ณ ตำแหน่งที่ห่างจากสถานีส่งสนามเป้า 20 กม. และห่างจากสถานีส่งที่หนองแขม 40 กม.

ช่อง	ความเข้มของสนามไฟฟ้า $E(\mu\text{V}/\text{m})$	ความยาวคลื่น $\lambda(\text{m})$	ระดับสัญญาณ V	
			μV	$\text{dB}\mu\text{V}$
3	0.11×10^6	5.22	0.90×10^5	99
5	0.17×10^6	1.69	0.45×10^5	93
7	0.14×10^6	1.57	0.35×10^5	91
9	0.10×10^6	1.46	0.24×10^5	87

จากตารางผู้ออกแบบสามารถกำหนดอัตราขยายของสายอากาศที่จะใช้ตามความจำเป็น และเมื่อใช้สายอากาศที่มีอัตราขยายเทียบกับสายอากาศแบบไดโพลมาตรฐานแล้วสูงกว่า A dB ระดับสัญญาณที่สายอากาศนั้นรับได้นั้นก็จะสามารถคำนวณได้โดยการบวกค่า A dB เข้ากับระดับสัญญาณที่คิดเป็น $\text{dB}\mu\text{V}$ จากตาราง 3-10 ยกตัวอย่างเช่น ถ้าใช้สายอากาศที่มีอัตราขยาย 6 dB สำหรับช่อง 9 ระดับสัญญาณที่รับได้จะเป็น $87 \text{ dB}\mu\text{V} + 6 \text{ dB} = 93 \text{ dB}\mu\text{V}$

3.5.2 การคำนวณระดับสัญญาณที่ตำแหน่งต่างๆในระบบ

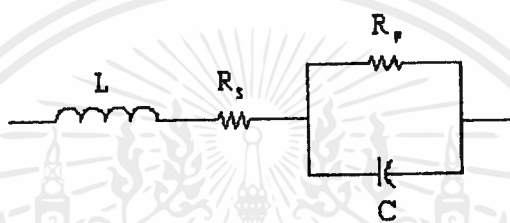
ในการคำนวณหาระดับสัญญาณที่เอาท์เลทที่วันั้น จำเป็นต้องคำนวณหาระดับสัญญาณระหว่างทางที่จุดต่างๆ ทั้งนี้เนื่องจากสัญญาณส่งผ่านตามสาย หรือผ่านอุปกรณ์ต่างๆเช่น สปลิตเตอร์ เทปออฟ ก็จะมีสัญญาณลดทอนลงเช่นกัน นอกจากนี้ยังมีสิ่งที่จะต้องคำนึงอีกประการหนึ่งคือ สัญญาณช่องสูงจะมีการสูญเสียในสายนำสัญญาณ และในอุปกรณ์สูงกว่าสัญญาณช่องต่ำ ในการคำนวณจะคำนวณจากความถี่ทางช่องสูงที่สุดในระบบเพื่อป้องกันว่าช่องสูงสุดจะใช้งานได้ และถ้าระบบที่กำลังคิดอยู่นั้นเป็นระบบใหญ่ คือมีอุปกรณ์ระหว่างทางมากขึ้น และมีสายยาวมาก จะต้องคำนวณระดับสัญญาณของช่องต่ำด้วย เพื่อป้องกันว่าระดับสัญญาณของช่องต่ำที่เอาท์เลทที่วันั้นจะไม่สูงเกินกว่าค่าที่เครื่องรับโทรทัศน์ต้องการ คือประมาณ $80 \text{ dB}\mu\text{V}$

บทที่ 4

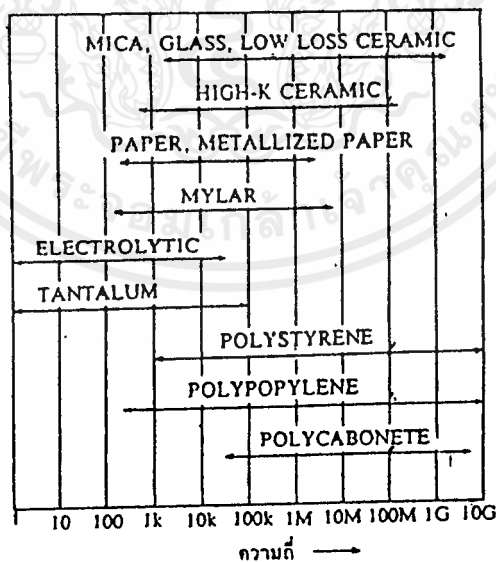
วิเคราะห์การคำนวณออกแบบระบบ

4.1 คาปาซิเตอร์ที่ความถี่สูง

การใช้คาปาซิเตอร์ในวงจรกรองความถี่ต่าง ๆ นั้นเป็นสิ่งที่ต้องพิจารณาให้ดีเพราะคาปาซิเตอร์มีหลายแบบด้วยกันเช่น แบบแผ่นขนาน แบบไมก้า แบบเซรามิก แบบแทนทาลัม แบบไมถ้ำ แต่ละแบบก็ให้คุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไปตามความถี่และที่สำคัญคือจะไม่ปรากฏค่า C ที่แท้จริง แต่จะปรากฏทั้ง L, R และ C ดังรูปที่ 4-1



รูปที่ 4-1 วงจรสมมูลของคาปาซิเตอร์



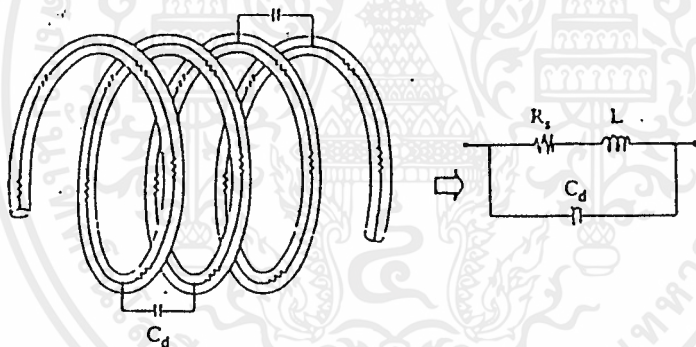
รูปที่ 4-2 แสดงความเหมาะสมในการเลือกใช้คาปาซิเตอร์ที่ความถี่ต่างๆ

คาปาซิเตอร์มีหลายชนิดด้วยกัน โดยมากถือกันตามค่าของไดอิเล็กตริกเช่น อิเล็กโตรไลติก เปเปอร์ พลาสติก เซรามิก ไมก้า โพลีไทรน โพลีโพรพิลีน โพลีคาร์บอนเนต เทฟลอน ออย กลาส แทนทาลัม เป็นต้น ความเหมาะสมการใช้คาปาซิเตอร์ในช่วงความถี่ต่างๆพิจารณาจากรูปที่ 4-2

จากรูปที่ 4-2 คาปาซิเตอร์ที่ใช้ได้ดีที่ความถี่สูงเกิน 100 MHz มีด้วยกัน 5 แบบคือ ไมก้า เซรามิก โพลีไทรน โพลีโพรพิลีน โพลีคาร์บอนเนต ทั้ง 5 แบบนี้นิยมใช้เซรามิกกันมาก เพราะราคาถูกและยังทำให้เสถียรต่ออุณหภูมิได้ง่ายโดยใช้สาร 2 ชนิดในการทำคาปาซิเตอร์ ชนิดแรกเป็น แมกนีเซียมไดรคาเนต ซึ่งมีสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิเป็นบวก ชนิดที่สองเป็นแคลเซียมไดรคาเนต ซึ่งมีสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิเป็นลบ เมื่อใช้ทั้งสองชนิดผสมกันเป็นคาปาซิเตอร์แบบเซรามิกก็จะทำให้สัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิเป็นศูนย์ หรือเรียกว่า NPO (Negative Positive Zero)

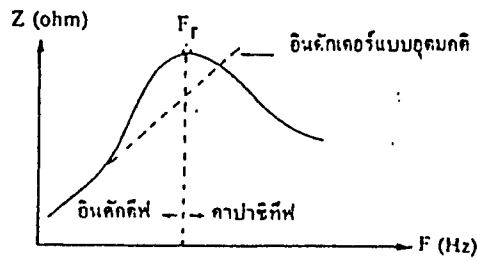
4.2 คุณสมบัติของอินดักเตอร์ที่ความถี่สูง

อินดักเตอร์โดยทั่วไปจะมี ค่าของความต้านทานภายในและค่าคาปาซิเตอร์ปรากฏอยู่ซึ่งความถี่สูงยิ่งปรากฏชัดขึ้นดังรูปที่ 4-3



รูปที่ 4-3 วงจรสมมูลของอินดักเตอร์

ค่าของ C_d (Distributed Capacitance) เป็นค่าคาปาซิเตอร์ที่เกิดขึ้นเนื่องมาจากการอยู่ใกล้กันของขดลวดที่ใช้จัดทำเป็นอินดักเตอร์ ถ้าดูคุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์จะเห็นว่าอิมพีแดนซ์มีค่าแสดงตามรูปที่ 4-4



รูปที่ 4-4 คุณสมบัติของอินดักเตอร์ที่รีโซแนนซ์

สูตรที่ใช้คำนวณหาค่าต่างๆในอินดักเตอร์คือ

$$Q_L = \frac{X_L}{R_s} \quad (4-1)$$

$$Z = \frac{X_L X_C}{X_L + X_C} \quad (4-2)$$

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 4.4 ค่า R_s มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่า X_L และ X_C

$$Z = \frac{j\omega L(1/j\omega C)}{j\omega L + 1/j\omega C} \quad (4-3)$$

นำ $j\omega C$ คูณทั้งเศษและส่วนจะได้

$$\begin{aligned} Z &= \frac{j\omega L}{j\omega L j\omega C + 1} \\ &= \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \end{aligned} \quad (4-4)$$

พิจารณาเทอมส่วน ที่ Z มีค่ามากๆเข้าใกล้อนันต์ ค่าของเทอมส่วนจะต้องเป็นศูนย์โดยพิจารณาจาก

$$\begin{aligned}\omega^2 LC &= 1 \\ \omega &= \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ f &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\end{aligned}\quad (4-5)$$

สูตรในการหาค่า L ในสมการ (4-5) จะสามารถหาค่า L ได้เมื่อทราบความถี่และค่า C ที่จุดรีโซแนนซ์ ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วเป็นการยากในการพันขดลวด การสร้างอินดักเตอร์ส่วนใหญ่ค่าอินดักแตนซ์จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบ โดยเมื่อพิจารณาที่แกนอากาศได้จากสูตร

$$L = \frac{0.394r^2 N^2}{9r + 10 \cdot l} \quad (\mu\text{H}) \quad (4-6)$$

โดยที่ r คือ รัศมีของขดลวด หน่วยเป็นเซนติเมตร

N คือ จำนวนรอบของขดลวด

l คือ ความยาวของขดลวด หน่วยเป็นเซนติเมตร

ในตารางที่ 4-1 แสดงถึงค่าต่างๆของขดลวดที่เบอร์ต่างๆกัน แต่ส่วนใหญ่ในการนำมาคำนวณจะพิจารณาเลือกใช้เบอร์ AWG 20 ถึง AWG 22

ตารางที่ 4-1 แสดงค่าของขดลวดเบอร์ต่างๆ

เบอร์ลวด AWG	เส้นผ่าศูนย์กลางต่ำสุด (นิ้ว)	เส้นผ่าศูนย์กลางสูงสุด (นิ้ว)	พื้นที่หน้าตัด (ตารางนิ้ว)	ความต้านทานต่อ 1000ฟุต	ความทน กระแส(mA) ที่1000cm/A
8	0.130	0.119	16510	0.6281	16510
9	0.116	0.119	13909	0.7925	13090
10	0.104	0.106	10380	0.9985	10380
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226
12	0.0829	0.0847	6530	1.588	6529

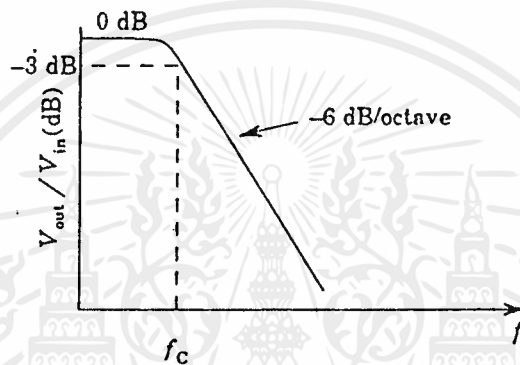
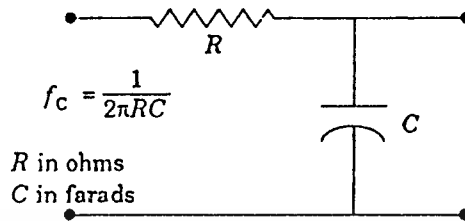
ตารางที่ 4-1(ต่อ) แสดงค่าของลวดเบอร์ต่างๆ

เบอร์ลวด AWG	เส้นผ่าศูนย์กลาง กลางต่ำสุด (นิ้ว)	เส้นผ่าศูนย์กลาง กลางสูงสุด (นิ้ว)	พื้นที่หน้าตัด (ตารางนิ้ว)	ความต้านทานต่อ 1000ฟุต	ความทน กระแส (mA) ที่1000cm/A
13	0.0741	0.0757	5138	2.001	5184
14	0.0667	0.0682	4110	2.524	4109
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260
16	0.0532	0.0545	2580	4.020	2581
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624
19	0.0380	0.0391	1290	8.046	1289
20	0.0340	0.0351	1020	10.13	1024
21	0.0302	0.0314	812	12.77	812.3
22	0.0271	0.0281	640	16.20	640.1
23	0.0244	0.0253	511	20.30	510.8
24	0.0218	0.0227	404	25.67	404
25	0.0195	0.0203	320	32.37	320.4
26	0.0174	0.0182	253	41.02	252.8
27	0.0157	0.0164	202	51.44	201.6
28	0.0141	0.0147	159	65.31	158.8
29	0.0127	0.0133	128	81.21	127.7
30	0.0113	0.0119	100	103.7	100
31	0.0101	0.0108	79.2	130.9	79.21
32	0.0091	0.0098	64	162	64
33	0.0081	0.0088	50.4	205.7	50.41
34	0.0072	0.0078	39.7	261.3	23.69
35	0.0064	0.0070	31.4	330.7	31.36

4.3 วงจรฟิวเตอร์ของแหล่งจ่ายไฟ

วงจรฟิวเตอร์ในอุดมคติจะมีกระแสผ่านเป็นกระแสตรงและมีความถักทอหอฟเป็นศูนย์ โดยกำหนดค่า C ให้มีค่ามากๆ และค่า R มีค่าน้อยๆ วงจรฟิวเตอร์ชนิดนี้จะอยู่หลังจากผ่านวงจรรักษา

ระดับแรงดันโดยใช้ IC เรกกูเลเตอร์ MC 7824 ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้วงจรฟิลเตอร์แบบความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter หรือ LPF) แบบ RC ดังรูปที่ 4-5



รูปที่ 4-5 วงจรฟิลเตอร์แบบความถี่ต่ำผ่านสำหรับแหล่งจ่ายไฟ

จากรูปที่ 4-5 ค่า R จะเป็นตัวจำกัดกระแสในการเก็บประจุของคาปาซิเตอร์ ดังนั้นถ้าคาปาซิเตอร์มีขนาดใหญ่กระแสในการเก็บประจุก็จะมีค่ามากตามไปด้วย โดยวงจรฟิลเตอร์แบบ RC จะมี C เป็นองค์ประกอบในการสะสมพลังงาน จึงเป็นวงจรฟิลเตอร์อันดับหนึ่ง ซึ่งจะมีความชันของผลตอบสนองความถี่เป็น 6 dB/octave และค่าความถี่คัทออฟสามารถกำหนดได้จากค่า R และ C จากสูตร

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4-7)$$

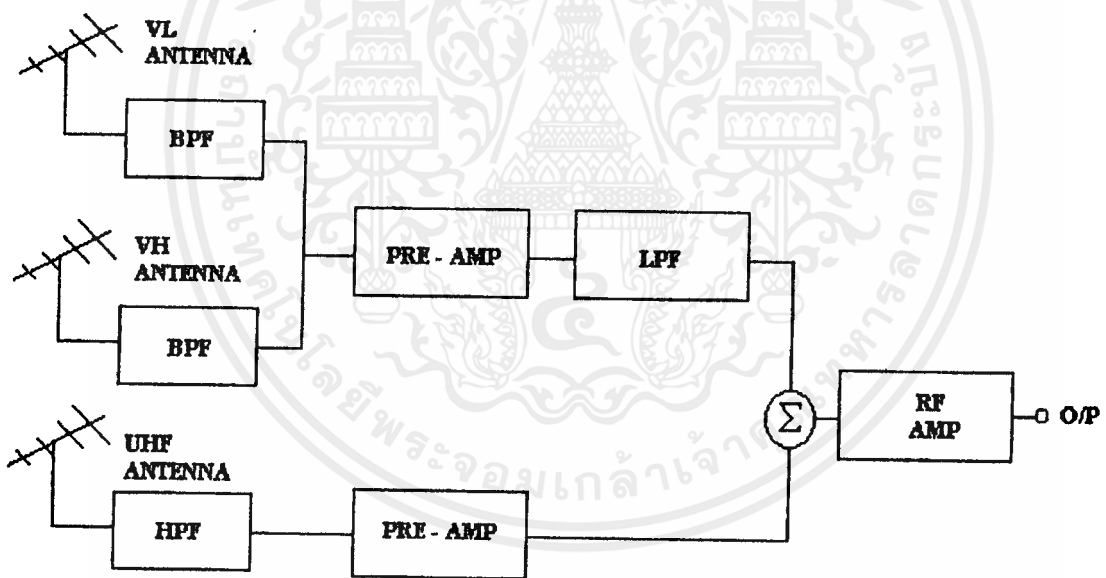
จากวงจรในรูปที่ 4-5 ความถี่ที่สามารถผ่านวงจรฟิลเตอร์ที่มีค่าความต้านทาน 33 โอห์ม และมีค่า C เป็น 20 nF ได้จะไม่เกิน

$$f_c = \frac{1}{2\pi(33 \times 20 \times 10^{-9})} = 241 \text{ KHz}$$

จากการคำนวณวงจรฟิลเตอร์แบบ RC ในรูปที่ 4-5 นี้จะไม่ยอมให้ความถี่สูงที่มีค่าเกิน 241 KHz เข้ามารบกวนในส่วนของวงจรแหล่งจ่ายไฟได้ ทำให้วงจรมีประสิทธิภาพดีขึ้น

4.4 วงจรฟิลเตอร์ของสัญญาณ RF

วงจรฟิลเตอร์ของสัญญาณ RF มีการนำมาใช้หลายแบบด้วยกัน เช่น วงจรฟิลเตอร์แบบความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter หรือ LPF) วงจรฟิลเตอร์แบบความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter หรือ HPF) วงจรฟิลเตอร์แบบผ่านเฉพาะแถบความถี่ (Band Pass Filter หรือ BPF) และ วงจรฟิลเตอร์ที่ตัดเฉพาะแถบความถี่ (Band Stop Filter หรือ BSF) ซึ่งวงจรฟิลเตอร์ที่นำมาใช้สำหรับสัญญาณ RF นี้มี 3 แบบโดยแสดงส่วนที่นำฟิลเตอร์มาใช้สำหรับสัญญาณ RF ได้ดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4-6



รูปที่ 4-6 บล็อกไดอะแกรมของวงจรฟิลเตอร์สำหรับสัญญาณ RF

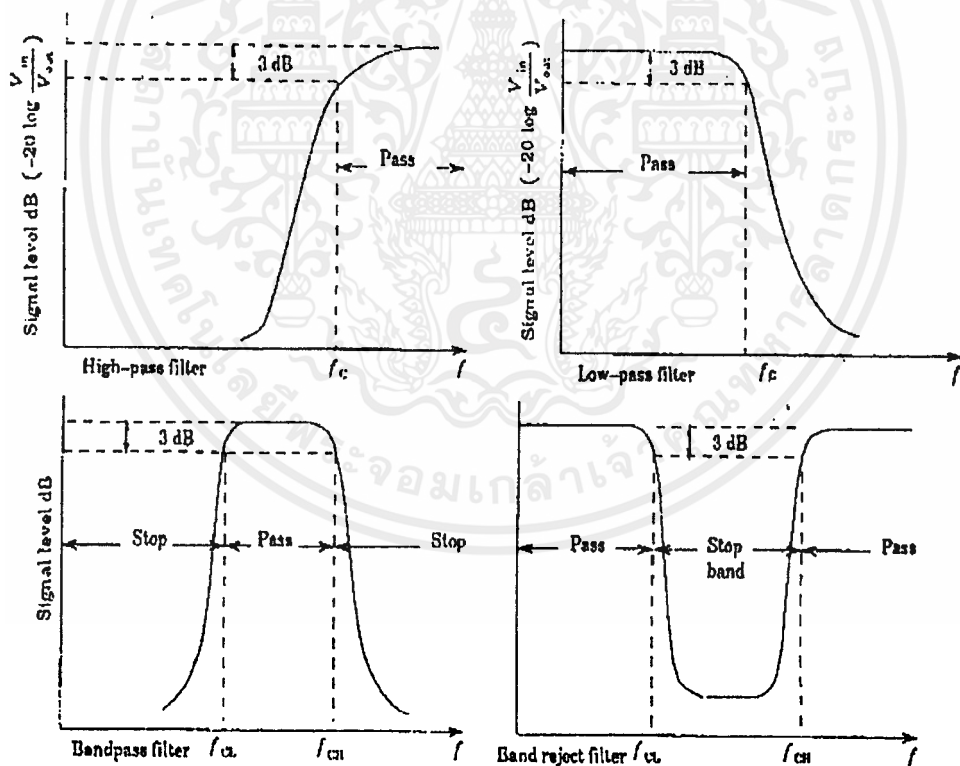
จากรูปที่ 4-6 ช่วงความถี่ย่าน UHF จะใช้ HPF ซึ่งกำหนดความถี่คutoff ตั้งแต่ 470 MHz เป็นต้นไป ที่เอาต์พุตของฟิลเตอร์จะป้อนเข้าส่วนที่เป็นปริแอมป์เพื่อทำการขยายสัญญาณต่อไป และช่วงความถี่ย่าน VHF จะถูกแบ่งออกเป็น VHF ด้านสูงและ VHF ด้านต่ำ ซึ่งจะใช้ BPF ในการ

กรองความถี่ โดยในการกำหนดช่วงความถี่ VHF ด้านต่ำจะกำหนดให้มีความถี่คัทออฟที่ 47 MHz และ 174 MHz ส่วน VHF ด้านสูงจะกำหนดให้มีความถี่คัทออฟที่ 174 MHz และ 470 MHz ลักษณะของวงจรฟิลเตอร์ที่ดีนั้นจะมีคุณสมบัติ 2 ประการ คือ

4.4.1 ในช่วงที่ให้ความถี่ผ่านจะต้องมีการบั่นทอนสัญญาณต่ำ

4.4.2 มีการเปลี่ยนแปลงของค่าการบั่นทอนจากช่วงที่ให้ผ่านกับช่วงที่ไม่ให้ผ่านในอัตราที่สูง การที่ในช่วงที่ให้ความถี่ผ่านมีการบั่นทอนของสัญญาณนั้น เพราะว่องค์ประกอบของวงจรคือ อินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์นั้นมีความต้านทานอยู่ จึงทำให้สัญญาณที่จะผ่านวงจรนี้ต้องสูญเสียกำลังไปบางส่วน ถึงแม้จะเป็นความถี่ช่วงที่ผ่านได้ก็ก็ตาม ซึ่งค่าการบั่นทอนสัญญาณนี้ยิ่งต่ำยิ่งดีไม่เช่นนั้นก็จะไปทำให้สัญญาณที่ต้องการมีขนาดลดต่ำลงด้วย สำหรับค่าการบั่นทอนสัญญาณในช่วงความถี่ที่ต้องการคัดออกนั้นยิ่งมีค่าสูงยิ่งดี เพราะจะทำให้ระดับสัญญาณรบกวนลดต่ำลง

ในงานด้าน MATV ฟิลเตอร์ที่ใช้ควมมีการบั่นทอนสัญญาณในช่วงความถี่ที่ให้ผ่านน้อยกว่า 2 dB และค่าการบั่นทอนของสัญญาณในช่วงความถี่ที่ต้องการกรองออกจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 20 dB

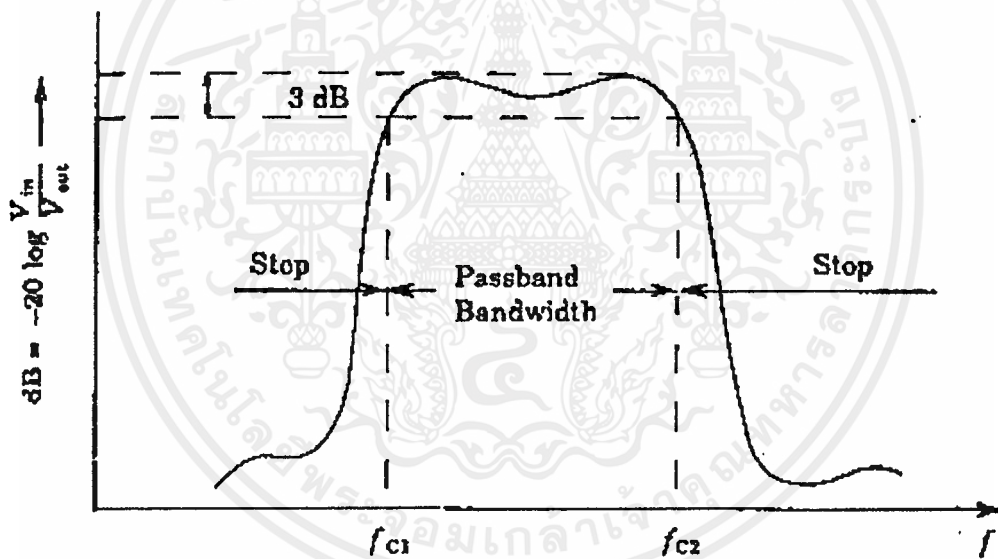


รูปที่ 4-7 คุณสมบัติทางความถี่ของฟิลเตอร์แบบต่างๆ

4.5 การพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของฟิลเตอร์

ผลตอบสนองทางความถี่ของฟิลเตอร์แต่ละชนิดจะแตกต่างกันออกไปโดยในการออกแบบจะต้องคำนึงถึงพารามิเตอร์ที่สำคัญต่อไปนี้

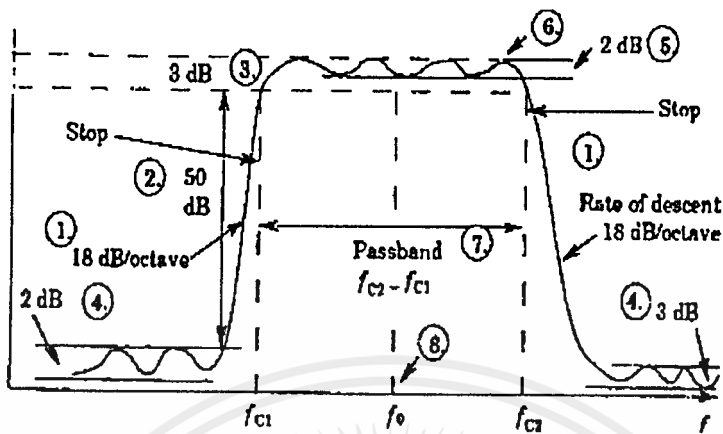
- 4.5.1 ความชันที่ความถี่คutoff
- 4.5.2 ค่าการลดทอนโดยประมาณในช่วง Stop band
- 4.5.3 ค่าการลดทอนต่างๆในช่วง Pass band
- 4.5.4 ค่าริบเบิ้ลในช่วง Stop band
- 4.5.5 ค่าริบเบิ้ลในช่วง Pass band
- 4.5.6 ค่าสูงสุดของสัญญาณที่ใกล้ๆความถี่คutoff
- 4.5.7 แบนควิตี้ในช่วง Pass band
- 4.5.8 ความถี่กึ่งกลาง



รูปที่ 4-8 ผลตอบสนองทางความถี่ของฟิลเตอร์แบบ BPF

พารามิเตอร์ทั้ง 8 อย่างสามารถพิจารณาได้ในรูปที่ 4-9 ซึ่งแสดงโดยผลตอบสนองทางความถี่ของ BPF

พารามิเตอร์ทั้ง 8 อย่างสามารถพิจารณาได้ในรูปที่ 4-9 ซึ่งแสดงโดยผลตอบสนองทางความถี่ของ BPF



รูปที่ 4-9 การกำหนดพารามิเตอร์ของ BPF

จากรูปที่ 4.9 สามารถอธิบายได้ว่า

หมายเลข 1 คือ ความชันที่ตัดทอนจะมีค่า 18 dB/octave

หมายเลข 2 คือ การลดทอนในช่วง Stop band มีค่า 5 dB ซึ่งจะต้องต่ำกว่า Pass band

หมายเลข 3 คือ การลดทอนในช่วง Pass band เมื่อเปรียบเทียบกับจุดอ้างอิง (0 dB) โดยยอมให้มีการสูญเสียเกิดขึ้นประมาณ 2-3 dB

หมายเลข 4 คือ ค่าริบเบิลในช่วง Stop band ด้านต่ำไม่เกิน 2dB และด้านสูงไม่เกิน 3dB

หมายเลข 5 คือ ค่าริบเบิลในช่วง Pass band มีค่าไม่เกิน 2 dB

หมายเลข 6 คือ ที่ค่าสูงสุดของสัญญาณจะยอมให้มีการกระเพื่อมได้ 2 dB และเพื่อไว้จนถึง 3 dB

หมายเลข 7 คือ ช่วงแบนด์วิธของ Pass band มีค่า $f_{c2} - f_{c1}$

หมายเลข 8 คือ ความถี่กึ่งกลาง มีค่า $\frac{f_{c1} + f_{c2}}{2}$

4.6 วงจรฟิลเตอร์แบบเชบีเชฟ (Chebyshev)

ผลตอบสนองของวงจรฟิลเตอร์แบบเชบีเชฟ แสดงได้จากสูตร

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H_0}{1 + \epsilon^2 C_n^2(\omega/\omega_c)} \quad (4-8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $C_n(\omega)$ คือ โพลีโนเมียลอันดับที่ n ของเชบีเชฟ
 H_o คือ ค่าคงที่

การใช้วงจรฟิลเตอร์แบบเชบีเชฟเพื่อให้ได้การออกแบที่มีค่า Q สูงๆ ทำให้ผลตอบสนองทางความถี่มีค่าไม่เรียบ และความชันของช่วง Stop band ชันขึ้น ค่าสูญเสียของวงจรฟิลเตอร์แบบนี้หาได้จากสมการ

$$A(\text{dB}) = 10 \log [1 - \epsilon^2 C_n^2(\omega/\omega_c)] \quad (4-9)$$

4.7 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์

4.7.1 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์แบบความถี่ต่ำผ่าน (LPF)

ในการออกแบบวงจรฟิลเตอร์แบบเชบีเชฟของ LPF พิจารณาจากสมการ

$$C_{k,\text{odd}} = \frac{g_k}{2\pi fR} \quad (4-10)$$

$$L_{k,\text{even}} = \frac{g_k R}{2\pi f} \quad (4-11)$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{\sinh \left[\frac{\ln \left[\coth \left(\frac{L_{Ar}}{17.37} \right) \right]}{2n} \right]} \quad (4-12)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}}, k = 2, 3, \dots, n \quad (4-13)$$

$$a_k = \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right], k = 1, 2, \dots, n \quad (4-14)$$

$$b_k = \sinh^2 \left\{ \frac{\ln \left[\coth \left(\frac{L_{Ar}}{17.37} \right) \right]}{2n} \right\} + \sin^2 \left(\frac{k\pi}{n} \right) \quad (4-15)$$

$$R_L = R \quad \text{เมื่อ } n \text{ เป็นจำนวนคี่} \quad (4-16)$$

$$R_L = R \tanh^2 \left\{ \frac{\ln \left[\coth \left(\frac{L_{Ar}}{17.37} \right) \right]}{4} \right\}$$

เมื่อ n เป็นจำนวนคู่ (4-17)

จากสมการที่ (4-9) ถึง (4-15) ค่าพารามิเตอร์ทั้งหมดอธิบายได้โดย

- f คือ ความถี่ (ที่ไม่ใช่ตำแหน่ง 3 dB)
- R คือ ความต้านทานของแหล่งจ่าย
- L_{Ar} คือ ค่ารีปเบิ้ลของช่วง Pass band
- n คือ จำนวนองค์ประกอบในวงจร
- R_L คือ ความต้านทานของโหลด
- k คือ ตัวเลขที่พิจารณาขององค์ประกอบนั้น โดย C เป็น จำนวนที่เมื่อต่อขนาน และ L เป็นจำนวนคู่เมื่อต่ออนุกรม

4.7.1-1 การกำหนดมาตราส่วนทางความถี่และอิมพีแดนซ์

ในการนอร์มอลไลซ์วงจรฟิลเตอร์สามารถกำหนดมาตราส่วนทางความถี่ขององค์ประกอบที่เป็นรีแอกแตนซ์ โดยใช้แฟคเตอร์ในการกำหนดมาตราส่วนทางความถี่ (frequency-scaling factor หรือ FSF) ซึ่งแสดงได้จากสูตร

$$FSF = 2\pi f_{C-3dB}$$
(4-18)

ในการกำหนดอัตราส่วนทางความถี่และอิมพีแดนซ์แสดงได้จากสูตร

$$R' = R \times Z$$
(4-19)

$$L' = \frac{L \times Z}{FSF}$$
(4-20)

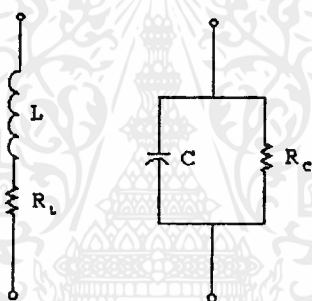
$$C' = \frac{C}{FSF \times Z}$$
(4-21)

เมื่อ Z คือ มาตรการส่วนทางอิมพีแดนซ์ (impedance-scaling factor) โดยพิจารณาจากความต้านทานทางเข้าแทนที่ง่าย R_s กับความต้านทานของโหลด R_L ถ้าต้องการให้ $R_s = R_L$ ค่า Z จะมีค่าเท่ากับ R_L แต่ถ้าต้องการให้ $R_s \neq R_L$ ค่า Z จะมีค่าเท่ากับ $R_s + R_L$

ในการออกแบบวงจรฟิลเตอร์จะใช้ตารางที่แสดงองค์ประกอบ LC ในภาคผนวกทำการออกแบบวงจร โดยในทางปฏิบัติคาปาซิเตอร์จะต้องมีการสูญเสียที่น้อยที่สุดที่ความถี่ต่างๆ โดยการสูญเสียนั้นจะเป็นตัวกำหนดค่า Q และค่าแสดงการได้เปรียบ (figure of merit) ขององค์ประกอบทางรีแอกแตนซ์ซึ่งแสดงได้จากสูตร

$$Q = \frac{f_o}{BW_{3-dB}} \quad (4-22)$$

โดยวงจรสมมูลของ L และ C ที่ความถี่ต่ำแสดงได้ดังรูปที่ 4-10



รูปที่ 4-10 วงจรสมมูลของอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์ที่ความถี่ต่ำ

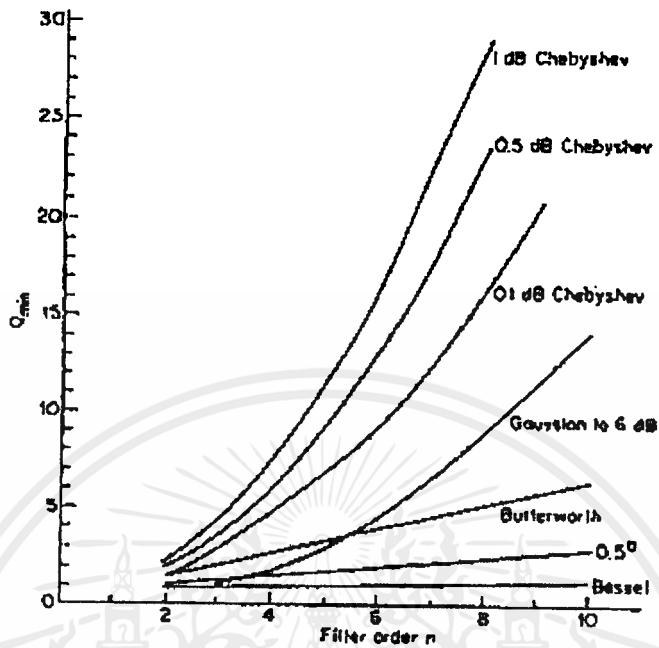
จากรูปที่ 4-10 ค่า Q จากวงจรสมมูลของ L และ C ที่ความถี่ต่ำสามารถหาได้จากสูตร กรณีอินดักเตอร์

$$Q = \frac{\omega L}{R_L} \quad (4-23)$$

กรณีคาปาซิเตอร์

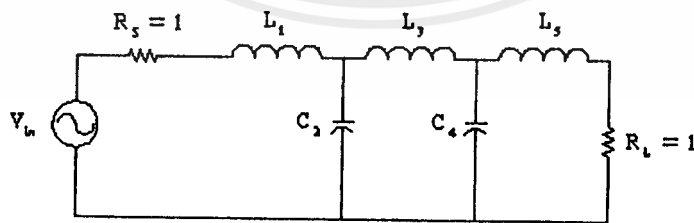
$$Q = \omega C R_C \quad (4-24)$$

ซึ่งค่า Q มีผลต่อผลตอบสนองทางความถี่คือ ทำให้คมชัดมากขึ้นโดยพิจารณาได้จากรูปที่ 4-11



รูปที่ 4-11 แสดงค่า Q ที่มีผลต่อผลตอบสนองทางความถี่

รูปที่ 4-12 จะแสดงถึงวงจรฟิลเตอร์แบบความถี่ต่ำผ่าน(LPF)ที่กำหนดให้ความถี่คัทออฟอยู่ที่ 280 MHz ซึ่งมีองค์ประกอบที่สะสมพลังงาน L และ C อยู่ 5 ตัว โดยวงจร LPF นี้จะกรองความถี่หลังจากผ่านวงจรขยายปริแอมป์ของย่าน VHF แล้ว ดังนั้นในการออกแบบจึงใช้ ตารางที่ 11-28 ของภาคผนวก ที่ค่า Q แสดงที่ 0.1 dB แบบเชบีเชฟ (Chebyshev) LC ($n = 5$)



รูปที่ 4-12 วงจร LPF ที่ใช้ในการออกแบบที่ความถี่คัทออฟ 280 MHz

จากตารางที่ 11-28 ค่า Q แสดงที่ 0.1 dB แบบเชบีเชฟ LC ($n=5$) มีพารามิเตอร์ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} L_1 &= 1.3013 & C_2 &= 1.5559 \\ L_3 &= 2.2411 & C_4 &= 1.5559 \end{aligned} \quad (4-25)$$

และต้องการความต้านทานทางด้านแหล่งจ่าย R'_s มีค่า 82 Ω และความต้านทานของโหลด R'_L มีค่า 57 Ω จึงทำการนอร์มอลไลซ์มาตราส่วนทางอิมพีแดนซ์ได้จาก

$$Z = R'_s + R'_L = 82\Omega + 57\Omega = 139\Omega \quad (4-26)$$

ที่จุดคัทออฟ 3-dB ของผลตอบสนองทางความถี่มีค่า 280 MHz จึงทำการนอร์มอลไลซ์มาตราส่วนทางความถี่ได้จาก

$$FSF = 2\pi f_{C-3dB} = 2\pi \times 280 \times 10^6 = 1.759 \times 10^9 \quad (4-27)$$

จึงทำการคำนวณองค์ประกอบ LC ซึ่งทำการนอร์มอลไลซ์ทั้งอิมพีแดนซ์และความถี่ได้
โดย

$$L_1' = \frac{L_1 \times Z}{FSF} = \frac{1.3013 \times 139}{1.759 \times 10^9} = 0.1028 \mu\text{H} \quad (4-28)$$

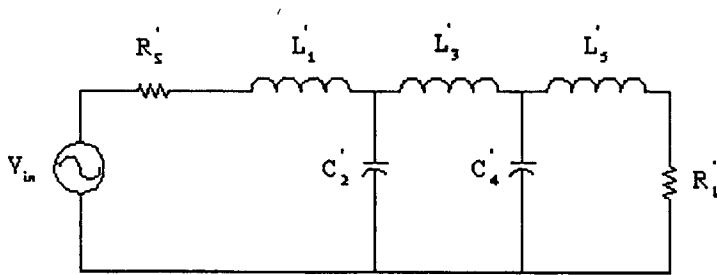
$$C_2' = \frac{C_2}{FSF \times Z} = \frac{1.5559}{1.759 \times 10^9 \times 139} = 6.36 \text{ pF} \quad (4-29)$$

$$L_3' = \frac{L_3 \times Z}{FSF} = \frac{2.2411 \times 139}{1.759 \times 10^9} = 0.177 \mu\text{H} \quad (4-30)$$

$$C_4' = \frac{C_4}{FSF \times Z} = \frac{1.5559}{1.759 \times 10^9 \times 139} = 6.36 \text{ pF} \quad (4-31)$$

$$L_5' = \frac{L_5 \times Z}{FSF} = \frac{1.3013 \times 139}{1.759 \times 10^9} = 0.1028 \mu\text{H} \quad (4-32)$$

จากการคำนวณองค์ประกอบ LC ที่ทำการนอร์มอลไลซ์แล้วแสดงได้ดังรูปที่ 4-13



รูปที่ 4.13 วงจร LPF ที่ทำการนอร์มอลไลซ์จากการคำนวณ

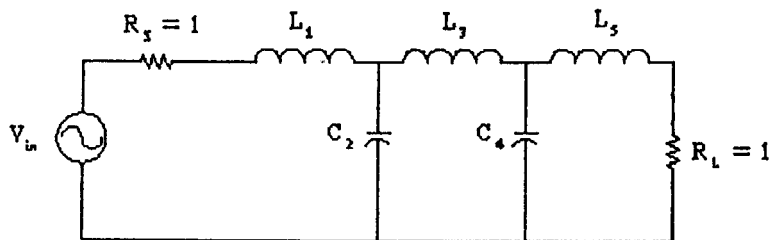
4.7.2 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์แบบความถี่สูงผ่าน (HPF)

ในการออกแบบวงจร HPF นั้นใช้หลักการคล้ายๆ LPF แต่จะแตกต่างกันตรงที่ว่าเมื่อได้พารามิเตอร์จากตารางในภาคผนวกแล้ว จะต้องทำการเปลี่ยนจากพารามิเตอร์ของ LPF ไปเป็น HPF จากสูตร

$$C_{lp} = \frac{1}{L_{lp}} \quad (4-33)$$

$$L_{lp} = \frac{1}{C_{lp}} \quad (4-34)$$

เมื่อทำการเปลี่ยนพารามิเตอร์จาก LPF ไปเป็น HPF แล้วจึงทำการนอร์มอลไลซ์มาตราส่วนทางความถี่และอิมพีแดนซ์เช่นเดียวกันกับการออกแบบ LPF โดยในการออกแบบวงจร HPF นั้นจะแตกต่างกับการออกแบบวงจร LPF ที่เลือกใช้ตารางในภาคผนวกที่ 11.2 แบบบัตเตอร์เวิร์ด (Butterworth) สาเหตุที่เลือกใช้แบบบัตเตอร์เวิร์ดเนื่องจากค่าพารามิเตอร์ C ที่หาได้ใกล้เคียงค่าที่มีในท้องตลาดมากกว่าแบบเชบีเชฟซึ่งสาเหตุนี้เฉพาะกรณีแบบ HPF เท่านั้น



รูปที่ 4-14 แสดงวงจร LPF ที่มีความถี่คัทออฟที่ 470MHz

จากรูปที่ 4-14 เป็นวงจร LPF ที่มีองค์ประกอบของตัวสะสมพลังงาน 5 ตัวจึงเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ $n = 5$ จากตารางที่ 11-2 ในภาคผนวก โดยออกแบบให้วงจรมีความถี่คัทออฟที่ 470 MHz สำหรับย่านความถี่ UHF และค่าพารามิเตอร์ของ LC จากตารางแสดงโดย

$$\begin{aligned} L_1 &= 0.618 & C_2 &= 1.618 \\ L_2 &= 2.000 & C_4 &= 1.618 \\ L_3 &= 0.618 \end{aligned} \quad (4-35)$$

ต้องการออกแบบความต้านทานทางด้านแหล่งจ่าย R_s' มีค่าเท่ากับ 56Ω และความต้านทานโหลด R_L' มีค่าเท่ากับ 82Ω ฉะนั้นเมื่อทำการนอร์มอลไลซ์ค่ามาตราส่วนทางอิมพีแดนซ์ได้โดย

$$Z = R_L' + R_s' = 56\Omega + 82\Omega = 138\Omega \quad (4-36)$$

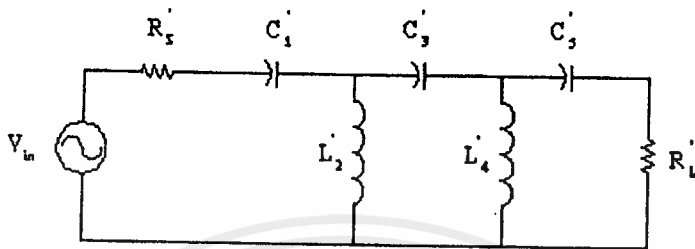
ความถี่ที่จุด 3-dB มีค่า 470MHz สามารถทำการนอร์มอลไลซ์ค่ามาตราส่วนทางความถี่ได้จาก

$$FSF = 2\pi f_c \omega = 2\pi \times 470 \times 10^6 = 1.759 \times 10^9 \quad (4-37)$$

ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากตารางที่ 11-2 จึงถูกแปลงจาก LPF เป็น HPF ได้ดังรูปที่ 4-16

$$C_s' = \frac{C_s}{FSF \times Z} = \frac{1.618}{2.953 \times 10^9 \times 138} = 3.97 \text{ pF} \quad (4-43)$$

จากการคำนวณองค์ประกอบของ LC ที่ได้ แสดงไว้ในรูปที่ 4-16



รูปที่ 4-16 วงจร HPF ที่ทำการนอร์มอลไลซ์จากการคำนวณ

4.7.3 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์แบบความถี่กลางผ่าน (BPF)

วงจร BPF ที่ทำการออกแบบนี้จะใช้ในย่านความถี่ VHF โดยแบ่งออกเป็น VHF ด้านสูง และ VHF ด้านต่ำ ในการคำนวณจะใช้วิธีเดียวกันแตกต่างกันเพียงความถี่ที่จุดคัทออฟ 3-dB เท่านั้น และในการนอร์มอลไลซ์จะใช้พารามิเตอร์ของวงจร LPF จากภาคผนวกแล้วทำการแปลงจากวงจร LPF เป็น BPF โดยขยายพารามิเตอร์ออกด้านข้าง ถ้าพารามิเตอร์เดิมเป็น C พารามิเตอร์ที่ขยายออกจะเป็น L และถ้าพารามิเตอร์เดิมเป็น L ก็จะขยายออกเป็น C ได้จากสูตร

$$C'' = \frac{1}{\omega_0^2 L'} \quad (4-44)$$

$$L'' = \frac{1}{\omega_0^2 C'} \quad (4-45)$$

โดยที่ C'' และ L'' เป็นพารามิเตอร์ที่ทำการขยายออกจาก LPF เป็น BPF และ C' กับ L' เป็นพารามิเตอร์ที่นอร์มอลไลซ์แล้วจาก LPF

ค่า ω_0 พิจารณาจากความถี่กึ่งกลางของวงจร BPF โดยคิดที่ความถี่คัทออฟด้านต่ำ f_1 และ ความถี่คัทออฟด้านสูง f_2 จากสูตร

$$f_o = \sqrt{f_1 f_2} \quad (4-46)$$

$$\omega_o = 2\pi f_o \quad (4-47)$$

ในการนอร์มอลไลซ์มาตราส่วนทางอิมพีแดนซ์จะพิจารณาเช่นเดียวกับ LPF และ HPF แต่การนอร์มอลไลซ์มาตราส่วนทางความถี่จะพิจารณาที่แบนด์วิดท์ (BW) โดยพิจารณาจากสูตร

$$FSF_{(BPF)} = 2\pi \times BW \quad (4-48)$$

การออกแบบวงจร BPF จึงแยกพิจารณาได้ดังต่อไปนี้

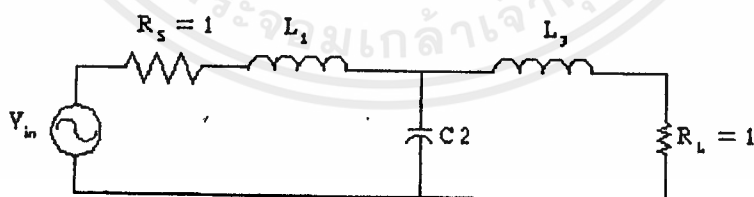
4.7.3-1 การออกแบบวงจร BPF ที่ VHF ด้านต่ำ

ที่ย่านความถี่ VHF ด้านต่ำนี้จะพิจารณาความถี่คัทออฟด้านต่ำ f_1 ที่ 54 MHz และความถี่คัทออฟด้านสูง f_2 ที่ 108 MHz จึงสามารถคำนวณหาแบนด์วิดท์ (BW) และความถี่กึ่งกลาง f_o ได้โดย

$$BW = f_2 - f_1 = 108 \text{ MHz} - 54 \text{ MHz} = 54 \text{ MHz} \quad (4-49)$$

$$f_o = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{54 \times 10^6 \times 108 \times 10^6} = 76.367 \text{ MHz} \quad (4-50)$$

ใช้พารามิเตอร์ของ LPF จากตารางภาคผนวกที่ 11-28 แบบเชอริเชฟที่มีค่า Q ที่ 0.1 dB ที่ค่า ($n = 3$)



รูปที่ 4-17 วงจร LPF ก่อนทำการนอร์มอลไลซ์กรณี BPF ที่ VHF ด้านต่ำ

พารามิเตอร์จากรูปที่ 4-17 สามารถแสดงได้โดย

$$L_1 = L_3 = 1.41328 \quad C_2 = 105937 \quad (4-51)$$

เลือกใช้มาตรฐานอิมพีแดนซ์ในการนอร์มอลไลซ์ 75Ω และคำนวณหาค่ามาตรฐานทางความถี่ในการนอร์มอลไลซ์โดย

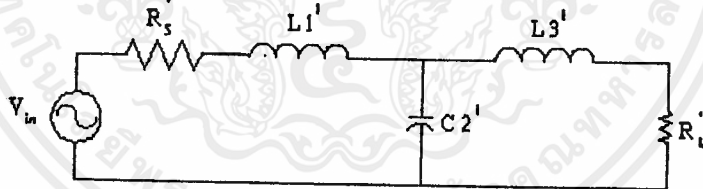
$$FSF_{(BPF)} = 2\pi \times BW = 2\pi \times 54 \times 10^6 = 339.29 \times 10^6 \quad (4-52)$$

ทำการนอร์มอลไลซ์ค่า L และ C โดยใช้มาตรฐานทางความถี่และอิมพีแดนซ์จะได้

$$L_1' = L_3' = \frac{L_1 \times Z}{FSF} = \frac{1.41328 \times 75}{339.29 \times 10^6} = 0.252 \mu\text{H} \quad (4-53)$$

$$C_2' = \frac{C_2}{FSF \times Z} = \frac{1.5937}{339.29 \times 10^6 \times 75} = 62.628 \text{ pF} \quad (4-54)$$

ค่าที่ได้จากการนอร์มอลไลซ์สามารถแสดงได้ในรูปที่ 4-18



รูปที่ 4-18 วงจร LPF หลังจากการนอร์มอลไลซ์กรณี BPF ที่ VHF ด้านต่ำ

เมื่อนอร์มอลไลซ์วงจร LPF แล้วทำการขยายเป็นวงจร BPF ได้โดย

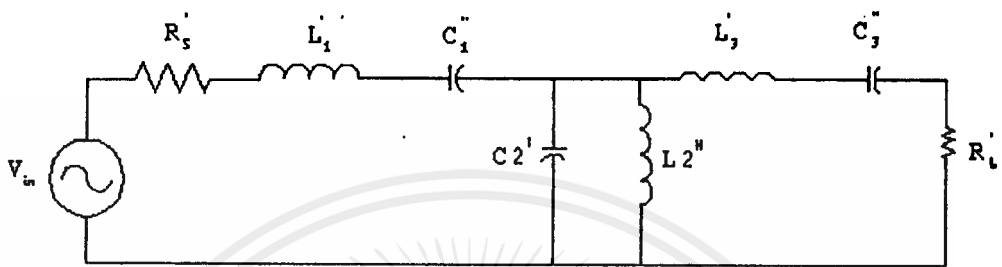
$$C_1'' = C_3'' = \frac{1}{\omega_0^2 L_1'} = \frac{1}{(2\pi \times 76.367 \times 10^6)^2 \times 0.252 \times 10^{-6}}$$

$$= 17.235 \text{ pF} \quad (4-55)$$

$$L_2'' = \frac{1}{\omega_0^2 C_2'} = \frac{1}{(2\pi \times 76.367 \times 10^6)^2 \times 62.62628 \times 10^{-12}}$$

$$= 0.0693 \text{ } \mu\text{H} \quad (4-56)$$

ค่าที่ได้จากการนอร์มอลไลซ์วงจร BPF ที่ VHF ด้านต่ำ สามารถแสดงดังรูปที่ 4-19



รูปที่ 4-19 วงจร BPF หลังจากทำการนอร์มอลไลซ์ ที่ VHF ด้านต่ำ

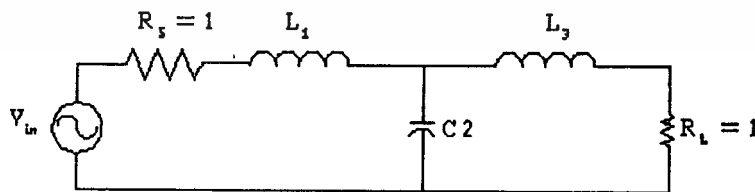
4.7.3-2 การออกแบบวงจร BPF ที่ VHF ด้านสูง

ที่ย่านความถี่ VHF ด้านสูงออกแบบให้ความถี่คัทออฟด้านต่ำ f_1 มีค่า 174 MHz และความถี่คัทออฟด้านสูง f_2 มีค่า 470 MHz จึงคำนวณหาค่าแบนด์วิธ (BW) และความถี่กึ่งกลางได้จาก

$$\text{BW} = f_2 - f_1 = 470 \text{ MHz} - 174 \text{ MHz} = 296 \text{ MHz} \quad (4-57)$$

$$f_o = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{174 \times 10^6 \times 470 \times 10^6} = 285.97 \times 10^6 \quad (4-58)$$

ใช้พารามิเตอร์ที่ตารางภาคผนวกที่ 11-28 แบบเชอเบเชฟ ที่ค่า Q ที่ 0.1 dB มีค่า ($n=3$)



รูปที่ 4-20 วงจร LPF ก่อนทำการนอร์มอลไลซ์กรณี BPF ที่ VHF ด้านสูง

พารามิเตอร์จากรูปที่ 4-20 สามารถแสดงได้โดย

$$L_1 = L_3 = 1.41328 \quad C_2 = 1.5937 \quad (4-59)$$

เลือกใช้มาตรฐานอิมพีแดนซ์ในการนอร์มอลไลซ์ 75Ω และคำนวณหาค่ามาตรฐานทางความถี่ในการนอร์มอลไลซ์โดย

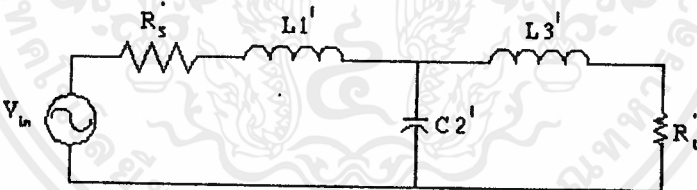
$$FSF_{(BPF)} = 2\pi \times BW = 2\pi \times 296 \times 10^6 = 1.859 \times 10^9 \quad (4-60)$$

ทำการนอร์มอลไลซ์ค่า L และ C โดยใช้มาตรฐานทางความถี่และอิมพีแดนซ์จะได้

$$L_1' = L_3' = \frac{L_1 \times Z}{FSF} = \frac{1.41328 \times 75}{1.859 \times 10^9} = 57.017 \text{ nH} \quad (4-61)$$

$$C_2' = \frac{C_2}{FSF \times Z} = \frac{1.5937}{1.859 \times 10^9 \times 75} = 11.43 \text{ pF} \quad (4-62)$$

ค่าที่ได้จากการนอร์มอลไลซ์สามารถแสดงได้ในรูปที่ 4-21



รูปที่ 4-21 วงจร LPF หลังจากการนอร์มอลไลซ์กรณี BPF ที่ VHF ด้านสูง

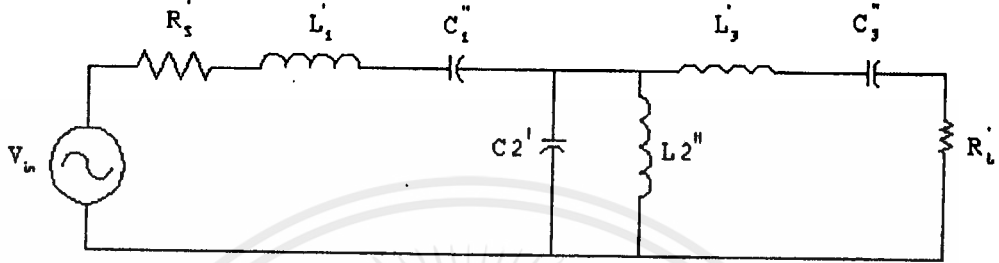
เมื่อนอร์มอลไลซ์วงจร LPF แล้วทำการขยายเป็นวงจร BPF ได้โดย

$$\begin{aligned} C_1'' = C_3'' &= \frac{1}{\omega_0^2 L_1'} = \frac{1}{(2\pi \times 285.97 \times 10^6)^2 \times 57.017 \times 10^{-9}} \\ &= 5.43 \text{ pF} \end{aligned} \quad (4-63)$$

$$L_2'' = \frac{1}{\omega_o^2 C_2'} = \frac{1}{(2\pi \times 285.97 \times 10^6)^2 \times 11.43 \times 10^{-12}}$$

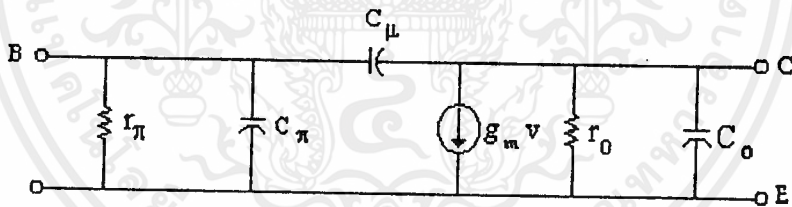
$$= 0.02709 \mu\text{H} \tag{4-64}$$

ค่าที่ได้จากการนอร์มอลไลซ์วงจร BPF ที่ VHF ด้านสูง สามารถแสดงดังรูปที่ 4-22



รูปที่ 4-22 วงจร BPF หลังจากทำการนอร์มอลไลซ์ ที่ VHF ด้านสูง

4.8 ทรานซิสเตอร์ความถี่สูง (The BJT high-frequency)



รูป 40-23 แสดงโครงสร้างวงจรสมมูลย์ของทรานซิสเตอร์ความถี่สูง

small signal frequency ทรานซิสเตอร์ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติที่ประกอบไปด้วย

- C_π (Base – emitter capacitance)
- C_μ (Base – collector junction capacitance)
- C_o (Collector – to – emitter terminal capacitance)

คาปาซิแตนซ์ C_{π} แท้ที่จริงประกอบไปด้วยคาปาซิแตนซ์ที่แพร่กระจายรวมกับคาปาซิแตนซ์ที่แสดงตัวเป็นชั้นประจุในอวกาศระหว่างรอยต่อ เบต- อิมิตอร์

ซึ่งพารามิเตอร์ในวงจรสมมูลนี้สมควรทำให้ไม่ขึ้นอยู่กับความถี่ ถึงแม้จะไม่เป็นจริงก็ตาม ขนาดของอุปกรณ์จะมีขนาดใหญ่ สำหรับโครงสร้างวงจรสมมูลจะถูกตั้งที่จุดตั้งแต่ความถี่ 100 MHz ขึ้นไป

ที่ความถี่สูงๆขึ้นไปองค์ประกอบของอินคักเตอร์จะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญในการพิจารณาในวงจรสมมูล อย่างไรก็ตามคาปาซิแตนซ์จะเป็นตัวจำกัดสมรรถนะทางความถี่สูงของทรานซิสเตอร์ซึ่งสามารถคำนวณได้จากการลัดวงจรเพื่อหาอัตราขยายกระแส (Short circuit current gain) โดยการลัดวงจรที่เอาท์พุทจะทำให้ r_o และ C_o ถูกลัดวงจรไปด้วยไม่มีกระแสไหลผ่านในส่วนนี้

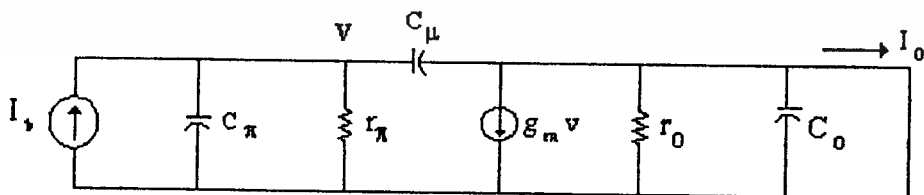
$$I_o = -(g_m - j\omega C_{\mu}) V \quad (4-65)$$

สำหรับช่วงความถี่ที่ให้ความสนใจจะได้ว่า $I_o \approx -g_m V$ โดยความต่างศักย์ V คือ

$$V = \frac{-I_b \cdot r_m}{j\omega r_m (C_{\pi} + C_{\mu}) + 1} \quad (4-66)$$

เพราะฉะนั้นอัตราขยายกระแสเมื่อลัดวงจรเป็น

$$\beta_i = \frac{I_o}{I_b} = \frac{-I_b \cdot r_m}{j\omega r_m (C_{\pi} + C_{\mu}) + 1} = \frac{-\beta}{j\omega r_m (C_{\pi} + C_{\mu}) + 1} \quad (4-67)$$



รูป 4.24 วงจรสมมูลในการคำนวณหาอัตราขยายกระแสขณะลัดวงจร

อัตราขยายกระแสที่ความถี่ต่ำเป็น β แต่ที่ความถี่สูงกว่าอัตราขยายจะลดลง เนื่องมาจาก คาปาซิแตนซ์ทั้งสอง ที่ความถี่ -3 dB จะแสดงค่าที่อ้างถึง ω_p โดย

$$\omega_p = [\pi(c\pi + c\mu)]^{-1} = 2\pi f\beta \quad (4-68)$$

ที่ความถี่ใกล้ๆ เคียงและมากกว่า ω_p อัตราขยายกระแสจะขึ้นอยู่กับความถี่ และกระแสเบสและกระแสคอลเลกเตอร์จะไม่ต่างเฟสกัน และที่สำคัญคือฟิสิกเกอร์ออฟเมริท (Figure of merit) ของทรานซิสเตอร์คือความถี่ f_t ซึ่งจะมีขนาดอัตราขยายกระแสเมื่อถ่วงจรรยาเป็นหนึ่งคือ

$$|A_i| = 1 = \frac{\beta}{\{1 + [\omega_r r_\pi (c\pi + c\mu)]^2\}^{1/2}} \approx \frac{\beta}{\omega_r r_\pi (c\pi + c\mu)} \quad (4-69)$$

$$\text{หรือ } \omega_r = \frac{\beta}{r_\pi (c\pi + c\mu)} = \frac{gm}{c\pi + c\mu} \quad (4-70)$$

ทั้ง ω_p และ ω_r ขึ้นอยู่กับจุดทำงานของทรานซิสเตอร์ ค่าทรานสดักชัน gm เป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสคอลเลกเตอร์ ถึงแม้ว่า c_π และ c_μ จะไม่ขึ้นอยู่กับจุดทำงานก็ตาม แต่มันจะขึ้นอยู่กับแรงดันที่รอยต่อ ถ้ากระแสคอลเลกเตอร์เพิ่มขึ้นจะทำให้ f_t เพิ่มขึ้นด้วยถึงแม้ว่า c_π ปกติจะไม่กำหนดใน Data sheet, c_μ จะให้เป็นค่า C_{cb} (Collector base capacitance) หรือ C_{ob} (output capacitance, common base configuration)

4.8.1 แบนด์วิดธ์ของอัตราขยายกระแส

ที่ความถี่ f_t กรณีอัตราขยายเป็นหนึ่งสามารถพิจารณาแบนด์วิดธ์ของอัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์โดย

$$\omega_r = gm \cdot rm \cdot \omega_p \quad (4-71)$$

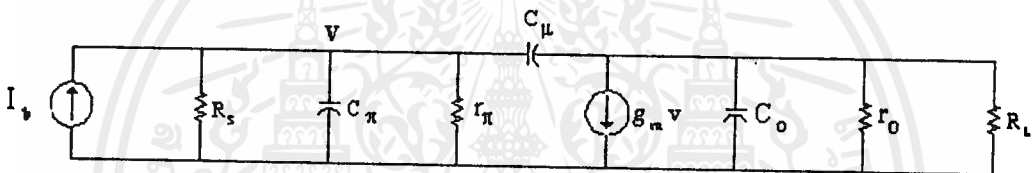
เมื่อ $gm \cdot rm$ เป็นขนาดของอัตราขยายขณะถ่วงจรรยาที่ความถี่ต่ำ

$$\Lambda_i = \frac{-gm \cdot r_m}{j\omega r_\pi (C_\pi + C_\mu) + i} \approx \frac{-gm}{j\omega (C_\pi + C_\mu)} = \frac{-\omega_T}{j\omega} \quad (4-72)$$

4.8.2 ผลตอบสนองของ BJT แอมพลิไฟเออร์ที่ความถี่สูง

วงจรมูลฐานของแอมพลิไฟเออร์แบบ คอมมอนอิมิตเตอร์ ที่ความถี่สูงขณะที่สัญญาณอินพุตมีขนาดเล็กแสดงดังรูป 4-25 ถ้า R_s และ r_π นำมารวมกันเป็นความต้านทานเพียงตัวเดียวโดยพิจารณาจาก

$$R = \frac{R_s r_\pi}{R_s + r_\pi} \quad (4-73)$$

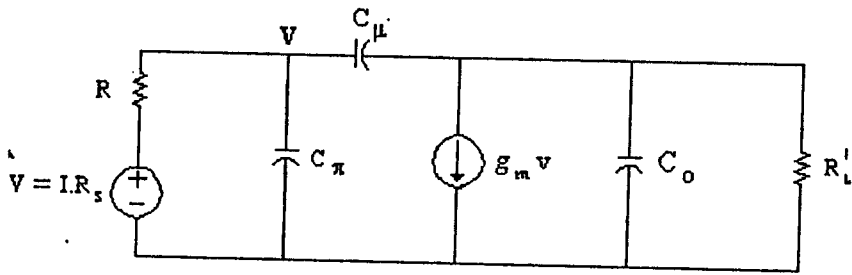


รูปที่ 4-25 วงจรมูลฐานของวงจรขยายแบบอิมิตเตอร์ที่ความถี่สูงเมื่อสัญญาณมีขนาดเล็ก

จากรูป เมื่อพิจารณาความต้านทานทางเอาต์พุตโดยรวม r_o กับ R_L เข้าด้วยกันจะได้ค่า

$$R'_L = \frac{r_o \cdot R_L}{r_o + R_L} \quad (4-74)$$

ที่ความถี่สูงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายแบบคอมมอนอิมิตเตอร์ จะเหมือนกับวงจรขยายแบบคอมมอนอิมิตเตอร์ ซึ่งพิจารณาได้จากรูปที่ 4-26



รูปที่ 4-26 วงจรสมมูลของวงจรขยายแบบคอมมอนซอสที่เหมือนกับคอมมอนอิมิตเตอร์

4.8.3 การต่อวงจรขยายหลายๆสเตจที่มีคุณสมบัติเหมือนกัน

ถ้าต้องการอัตราขยายแรงดันที่มีค่ามาก จะต้องทำการต่อวงจรขยายแคสเคดกันหลายๆสเตจ โดยถ้าแต่ละสเตจมีอัตราขยายแรงดันเป็น A และความถี่ช่วงโค้งหักมุมของกราฟผลตอบสนองความถี่ให้เป็น ω_p ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของแรงดันในแต่ละสเตจคือ

$$A_v = \frac{A}{j\omega/\omega_p + 1} \quad (4-75)$$

เมื่อ n เป็นจำนวนสเตจที่ต่อแคสเคดกันจะได้ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันทั้งหมดเป็น

$$A_T = \frac{A^n}{(j\omega/\omega_p + 1)^n} \quad (4-76)$$

อัตราขยายทั้งหมดที่ความถี่ต่ำจะเท่ากับอัตราขยายแรงดันยกกำลัง n ของวงจรขยายสเตจเดียว แบนด์วิดท์ทั้งหมด ω_b เป็นความถี่ที่ขนาดของอัตราขยายเป็น 0.707 เท่าที่ความถี่ต่างๆ พิจารณาจากสมการต่อไปนี้

$$\frac{A^n}{|j\omega/\omega_p + 1|^n} = 0.707A^n = \frac{A^n}{\sqrt{2}} \quad (4-77)$$

หรือ

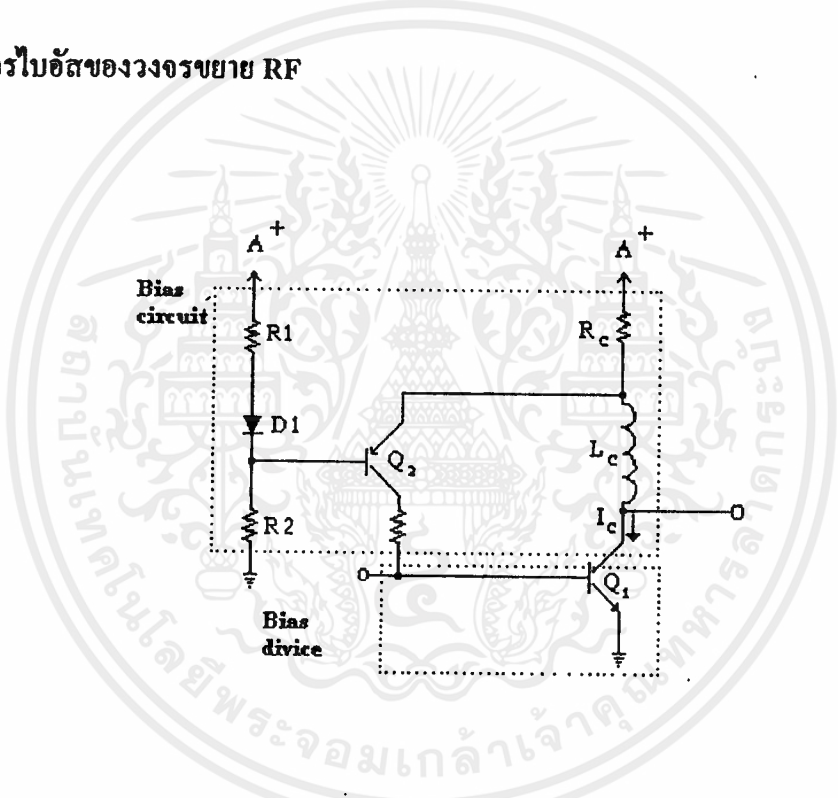
$$\left[\left(\frac{\omega_1}{\omega_p} \right)^2 + 1 \right]^{\frac{n}{2}} = \sqrt{2} \tag{4-78}$$

แบนด์วิดท์คือ

$$\omega_1 = \omega_p (2^{1/n} - 1)^{1/2} \tag{4-79}$$

แบนด์วิดท์ ω_1 ได้จากการแคสแคดกันจำนวน n สเตจของแต่ละแบนด์วิดท์ ω_p ซึ่งทำให้ลดลงโดยแฟคเตอร์ $(2^{1/n} - 1)^{1/2}$ ของแบนด์วิดท์ที่สเตจเดียว

4.9 วงจรไบอัสของวงจรขยาย RF



รูปที่ 4-27 วงจรไบอัสของวงจรขยาย RF

วงจรขยายคอมมอนอิมิตเตอร์แบบ Class A ปกติจะไวต่อสิ่งกระตุ้นมากที่สุดที่สแควร์อิมพีแดนซ์ อินคักเตอร์ขนาดเล็กที่ต่ออนุกรมขาอิมิตเตอร์เนื่องจากความไม่เสถียร ถ้าเป็นไปได้อย่างอิมิตเตอร์จะต้องการต่อกราวด์โดยตรง

องค์ประกอบของขาอิมิตเตอร์ปกติจะไม่จำเป็นก็ได้ จากรูป Q1 คือ RF amplifier และ Q2 ต้องการกระแสเบสคงที่เพื่อผลต่างของแรงดันที่ตกคร่อม R_L ที่ขึ้นอยู่กับกระแสคอลเลคเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไดโอด D1 ใช้วัดขดเขยอุมหภูมิ R_c จะมีค่าสูงและไม่มีผลต่ออิมพีแดนซ์ที่ขาเบส แต่จะไม่สูงพอเพราะ Q2 จะอิมตัวที่ขดหภูมิเกินขอบเขต และค่า β เปลี่ยนแปลง ซึ่งกระแสเบสมีค่าน้อยสามารถละเลยได้ ในการออกแบบจึงพิจารณาจากสมการ

$$I_c = \frac{R_1 (A^+ - V_d)}{R_c (R_1 + R_2)} \quad (4-80)$$

$$V_c = A^+ - I_c R_c \quad (4-81)$$

เมื่อ A^+ คือแหล่งจ่ายไฟตรงที่จ่ายไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ซึ่งในวงจรทรานซิสเตอร์ของโครงการนี้

BFQ 68 ค่า A^+ มีค่า 24 Volt และ BFQ 34 ค่า A^+ มีค่า 12 Volt

สมมติในการออกแบบในวงจรไบอัสกระแส I_c และแรงดันคอลลเลคเตอร์ V_c มีค่านอน เลือกให้ $A^+ > V_c$ ฉะนั้นองค์ประกอบต่างๆของ RF amplifier แสดงโดย

$$R_c = \frac{A^+ - V_c}{I_c} \quad (4-82)$$

$$R_1 = \frac{A^+ - V_c}{I_d} \quad (4-83)$$

$$R_2 = \frac{V_c - V_d}{I_d} \quad (4-84)$$

$$R_b < \beta_{\min} \cdot \frac{V_c - V_d - 0.2}{I_c} \quad (4-85)$$

เมื่อ I_c คือ กระแสคอลลเลคเตอร์ของ Q1

V_c คือ แรงดันคอลลเลคเตอร์ของ Q1

V_d คือ แรงดันคอลลเลคเตอร์ไดโอด หรือ $V_{be} \cong 0.7V$

A^+ คือ แรงดันของแหล่งจ่ายไฟ

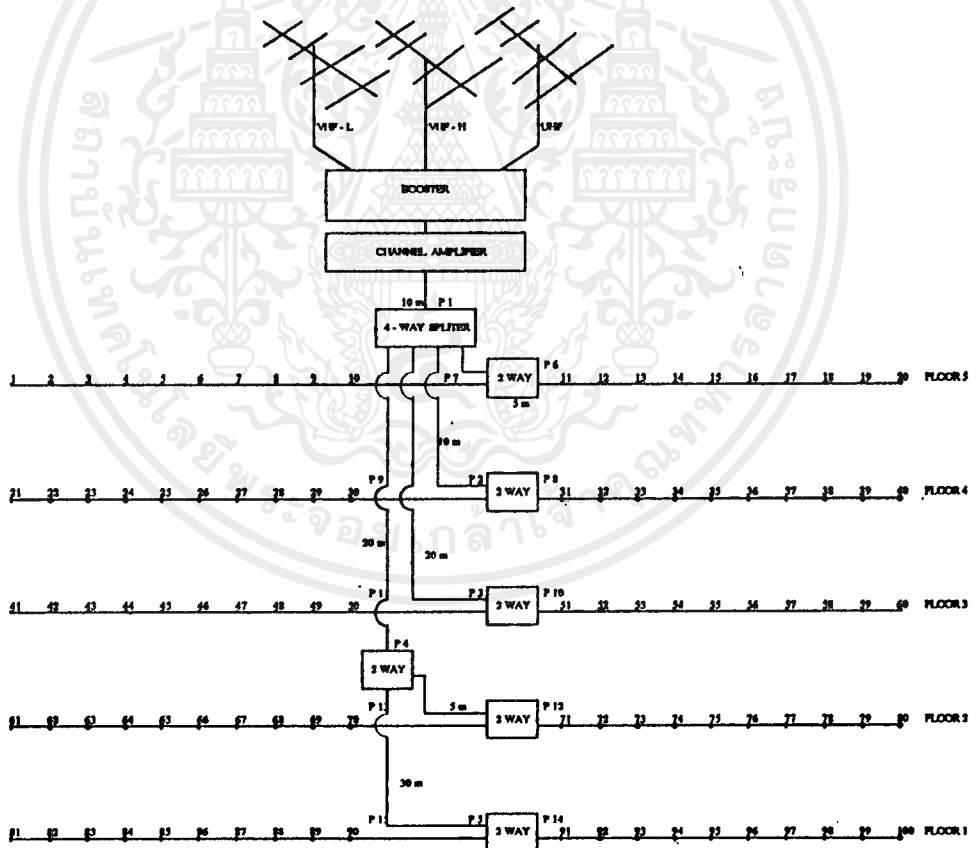
I_d คือ กระแสไบอัส Q2 ไหลผ่าน R_1, R_2 และ D_1

β_{min} คือ ค่าอัตราขยายต่ำสุดของ Q1

ในวงจรที่แสดงนี้จะต้องมีวงจรบายพาสทั้งที่ความถี่สูงและความถี่ต่ำ มันเป็นส่วนกลับจากขาเบสไปขาคอลเลคเตอร์ของ Q1 และส่วนกลับอื่นๆจะเริ่มจาก LC แมทชิงและสเตย์คาปาซิเตอร์เป็นผลของการป้อนกลับแบบบวกรอบจุดที่มีความถี่ต่ำการต่อคาปาซิเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ โคร โลกิก หรือ แทนทาลัมจากคอลเลคเตอร์ของ Q2 จะทำให้เกิดเสถียรภาพที่เพียงพอ

4-10 ตัวอย่างการออกแบบ MATV

ใช้ Channel Amplifier ที่มีอัตราการขยายสูงสุด 44 dB (CA44) โดยให้ Output จากBooster ที่สามารถปรับได้เป็น 80 dB μ V (ใช้ค่าสูงสุด) คำนวณหาโวลท์ทเคท (dB) จากเครื่องรับแต่ละจุดของอาคาร 5 ชั้น แต่ละชั้นมี 20 ห้อง แต่ละห้องมีระยะห่าง 5 เมตร และจากแท่งปออฟถึงปลั๊กสำหรับเสาทีวี 4 เมตร



รูปที่ 4-28 แสดงการคำนวณสัญญาณในแต่ละชั้นของอาคาร

ใช้ 4 Way splitter loss = 7 dB (รุ่น CA 074/F)

2 Way splitter loss = 4 dB (รุ่น CA 032/F)

Tap off Loss = 15 dB

ใช้สาย RG-11 หรือ 7C-2V Loss = 0.20 dB/m เชื่อมต่อระหว่าง Splitter กับ Splitter

ใช้สาย RG-59 หรือ 5C-2V Loss = 0.24 dB/m เชื่อมต่อระหว่าง Splitter กับ Plug

ถ้าต้องการภาพที่ชัดเจนไม่มีภาพซ้อนจะใช้เกนการขยายที่ 70 dB μ V

และถ้าคิด Loss จาก Tap off ถึง Plug ต้องมีค่ามากนั้นคือ 70 dB μ V + (0.24 x 4) dB = 71 dB μ V

เอาท์พุทของแชนนอลแอมป์ = 44 dB + 80 dB μ V = 124 dB

จุดที่ 1 จะได้ 124 dB μ V - (10 x 0.2 dB) = 122 dB μ V

เพราะฉะนั้นเอาท์พุทของ 4 Way Splitter = 122 dB μ V - 7 dB = 115 dB μ V

จุดที่ 2 จะได้ 115 dB μ V - (10 x 0.2 dB) = 113 dB μ V

จุดที่ 3 จะได้ 115 dB μ V - (20 x 0.2 dB) = 111 dB μ V

จุดที่ 4 จะได้ 115 dB μ V - (30 x 0.2 dB) = 109 dB μ V

เอาท์พุท 2 Way Splitter ของจุดที่ 4 = 109 dB μ V - 4 dB = 105 dB μ V

จุดที่ 5 จะได้ 105 dB μ V - (10 x 0.2 dB) = 103 dB μ V

จุดที่ 6 = 7 จะได้ 115 dB μ V - 4 dB = 111 dB μ V

จุดที่ 8 = 9 จะได้ 113 dB μ V - 4 dB = 109 dB μ V

จุดที่ 10 = 11 จะได้ 111 dB μ V - 4 dB = 107 dB μ V

จุดที่ 12 = 13 จะได้ 109 dB μ V - 4 dB = 105 dB μ V

จุดที่ 14 = 15 จะได้ 103 dB μ V - 4 dB = 111 dB μ V

กิตติ Gain จาก Output ของ Tapoff ของแต่ละห้องชั้นที่ 1

$$\text{Gain} = 99 \text{ dB}\mu\text{V} - (L \times 0.24 \text{ dB/m}) - \text{Loss Tapoff}$$

ห้อง 1 = 11	จะได้	$99 \text{ dB}\mu\text{V} - (5 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$82.8 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 2 = 12	จะได้	$99 \text{ dB}\mu\text{V} - (10 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$81.6 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 3 = 13	จะได้	$99 \text{ dB}\mu\text{V} - (15 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$80.4 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 4 = 14	จะได้	$99 \text{ dB}\mu\text{V} - (20 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$79.2 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 5 = 15	จะได้	$99 \text{ dB}\mu\text{V} - (25 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$78.0 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 6 = 16	จะได้	$99 \text{ dB}\mu\text{V} - (30 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$76.8 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 7 = 17	จะได้	$99 \text{ dB}\mu\text{V} - (35 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$75.6 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 8 = 18	จะได้	$99 \text{ dB}\mu\text{V} - (40 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$74.4 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 9 = 19	จะได้	$99 \text{ dB}\mu\text{V} - (45 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$73.2 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 10 = 20	จะได้	$99 \text{ dB}\mu\text{V} - (50 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$72.0 \text{ dB}\mu\text{V}$

กิตติ Gain จาก Output ของ Tapoff ของแต่ละห้องชั้นที่ 2

$$\text{Gain} = 109 \text{ dB}\mu\text{V} - (L \times 0.24 \text{ dB/m}) - \text{Loss Tapoff}$$

ห้อง 1 = 11	จะได้	$109 \text{ dB}\mu\text{V} - (5 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$92.8 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 2 = 12	จะได้	$109 \text{ dB}\mu\text{V} - (10 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$91.6 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 3 = 13	จะได้	$109 \text{ dB}\mu\text{V} - (15 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$90.4 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 4 = 14	จะได้	$109 \text{ dB}\mu\text{V} - (20 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$89.2 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 5 = 15	จะได้	$109 \text{ dB}\mu\text{V} - (25 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$88.0 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 6 = 16	จะได้	$109 \text{ dB}\mu\text{V} - (30 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$86.8 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 7 = 17	จะได้	$109 \text{ dB}\mu\text{V} - (35 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$85.6 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 8 = 18	จะได้	$109 \text{ dB}\mu\text{V} - (40 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$84.4 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 9 = 19	จะได้	$109 \text{ dB}\mu\text{V} - (45 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$83.2 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 10 = 20	จะได้	$109 \text{ dB}\mu\text{V} - (50 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	=	$82.0 \text{ dB}\mu\text{V}$

คิด Gain จาก Output ของ Tapoff ของแต่ละห้องชั้นที่ 3

$$\text{Gain} = 111 \text{ dB}\mu\text{V} - (L \times 0.24 \text{ dB/m}) - \text{Loss Tapoff}$$

ห้อง 1 = 11	จะได้	$111 \text{ dB}\mu\text{V} - (5 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 94.8 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 2 = 12	จะได้	$111 \text{ dB}\mu\text{V} - (10 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 93.6 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 3 = 13	จะได้	$111 \text{ dB}\mu\text{V} - (15 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 92.4 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 4 = 14	จะได้	$111 \text{ dB}\mu\text{V} - (20 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 91.2 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 5 = 15	จะได้	$111 \text{ dB}\mu\text{V} - (25 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 90.0 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 6 = 16	จะได้	$111 \text{ dB}\mu\text{V} - (30 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 88.8 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 7 = 17	จะได้	$111 \text{ dB}\mu\text{V} - (35 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 87.6 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 8 = 18	จะได้	$111 \text{ dB}\mu\text{V} - (40 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 86.4 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 9 = 19	จะได้	$111 \text{ dB}\mu\text{V} - (45 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 85.2 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 10 = 20	จะได้	$111 \text{ dB}\mu\text{V} - (50 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 84.0 \text{ dB}\mu\text{V}$

คิด Gain จาก Output ของ Tapoff ของแต่ละห้องชั้นที่ 4

$$\text{Gain} = 113 \text{ dB}\mu\text{V} - (L \times 0.24 \text{ dB/m}) - \text{Loss Tapoff}$$

ห้อง 1 = 11	จะได้	$113 \text{ dB}\mu\text{V} - (5 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 96.8 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 2 = 12	จะได้	$113 \text{ dB}\mu\text{V} - (10 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 95.6 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 3 = 13	จะได้	$113 \text{ dB}\mu\text{V} - (15 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 94.4 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 4 = 14	จะได้	$113 \text{ dB}\mu\text{V} - (20 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 93.2 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 5 = 15	จะได้	$113 \text{ dB}\mu\text{V} - (25 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 92.2 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 6 = 16	จะได้	$113 \text{ dB}\mu\text{V} - (30 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 90.8 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 7 = 17	จะได้	$113 \text{ dB}\mu\text{V} - (35 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 89.6 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 8 = 18	จะได้	$113 \text{ dB}\mu\text{V} - (40 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 88.4 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 9 = 19	จะได้	$113 \text{ dB}\mu\text{V} - (45 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 87.6 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 10 = 20	จะได้	$113 \text{ dB}\mu\text{V} - (50 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 86.0 \text{ dB}\mu\text{V}$

คิด Gain จาก Output ของ Tapoff ของแต่ละห้องชั้นที่ 5

$$\text{Gain} = 115 \text{ dB}\mu\text{V} - (L \times 0.24 \text{ dB/m}) - \text{Loss Tapoff}$$

ห้อง 1 = 11	จะได้	$115 \text{ dB}\mu\text{V} - (5 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 98.8 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 2 = 12	จะได้	$115 \text{ dB}\mu\text{V} - (10 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 97.6 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 3 = 13	จะได้	$115 \text{ dB}\mu\text{V} - (15 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 96.4 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 4 = 14	จะได้	$115 \text{ dB}\mu\text{V} - (20 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 95.2 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 5 = 15	จะได้	$115 \text{ dB}\mu\text{V} - (25 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 94.0 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 6 = 16	จะได้	$115 \text{ dB}\mu\text{V} - (30 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 92.8 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 7 = 17	จะได้	$115 \text{ dB}\mu\text{V} - (35 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 91.6 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 8 = 18	จะได้	$115 \text{ dB}\mu\text{V} - (40 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 90.4 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 9 = 19	จะได้	$115 \text{ dB}\mu\text{V} - (45 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 89.2 \text{ dB}\mu\text{V}$
ห้อง 10 = 20	จะได้	$115 \text{ dB}\mu\text{V} - (50 \times 0.24 \text{ dB}) - 15 \text{ dB}$	$= 88.0 \text{ dB}\mu\text{V}$

สรุปผลการออกแบบ

จะเห็นว่าเอาท์พุทของแต่ละห้องของเครื่องในแต่ละชั้นเกิน 71 dB μ V (พิจารณาจากค่าต่ำสุดของชั้น 1 ได้ 72 dB μ V) ที่จะทำได้เอาท์พุทที่ปลั๊กเกินกว่า 70 dB μ V ซึ่งจะได้ภาพที่ชัดเจน

แต่ในระบบจริงอาจจะมีการสูญเสียมากกว่าค่าตัวอย่าง เช่น loss ของการรบกวนข้ามช่อง และ Connector ของ Channel Amplifier หรือการเดินสายยาว เช่น ห้องสุดท้ายของชั้นล่างอาจเกิดสัญญาณรบกวนขึ้นมามาก แม้ระดับของสัญญาณจะแรงแต่ถ้าสัญญาณรบกวนมากก็อาจทำให้การออกแบบผิดพลาดได้ และการเลือกใช้อุปกรณ์ในชั้นบนที่มีสัญญาณแรงอาจใช้แท็ปออฟที่มากกว่า 1 เอาท์พุทก็ได้ เพื่อลดต้นทุนลง

จะเห็นว่าเอาท์พุทของแชนแนลแอมป์ 124 dB μ V ข้างต้นสามารถที่จะจ่ายให้กับ MATV ระบบใหญ่ได้ (มากกว่า 100 ห้อง)

บทที่ 5

บทสรุปผลและบทวิจารณ์

การทดลองที่ 1

การวัดความแรงของสัญญาณที่วิทางด้านเอาต์พุตของมัลติแบนด์แอมพลิไฟเออร์
โดยสเปกตรัมอะนาไลเซอร์ (Spectrum Analyzer)

ขั้นตอนการทดลอง

1. ป้อนสัญญาณทีวีที่รับมาจากสายเคเบิลทีวี (cable TV) ซึ่งมีสเปกตรัมของความถี่ตั้งแต่ A.M. ถึง UHF เข้าที่อินพุตของสเปกตรัมอะนาไลเซอร์
2. วัดความแรงของสัญญาณ (dB μ V) ในแต่ละช่องความถี่ โดยพิจารณาที่สัญญาณที่แรงที่สุดในช่องสถานีนั้นๆ
3. จากนั้นป้อนสัญญาณทีวีเข้าที่อินพุตมัลติแบนด์แอมพลิไฟเออร์โดยทำการป้อนสัญญาณเข้าที่ละแบนด์คือ VHF-L, VHF-H และ UHF ตามลำดับ และป้อนสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของมัลติแบนด์แอมพลิไฟเออร์เข้าไปยังอินพุตของสเปกตรัมอะนาไลเซอร์
4. ปรับ VR ในวงจรเพื่อเป็นการลดทอนสัญญาณทางด้านอินพุต ส่วนทางด้านเอาต์พุตของวงจรจะมีการลดทอนสัญญาณประมาณ 30 dB จากนั้นวัดความแรงของสัญญาณโดยสเปกตรัมอะนาไลเซอร์ในความถี่ที่ตรงกับการวัดในข้อ 2 ของแต่ละแบนด์

ผลการทดลอง

ความถี่ (MHz)	อินพุต (dB μ V)	เอาต์พุต VHF-L (dB μ V)		เอาต์พุต VHF-H (dB μ V)		เอาต์พุต UHF (dB μ V)	
		min	max	min	max	min	max
54	8.5	6.6	30.9	-24.7	-20.4	-19.4	-17.4
55.9	8.5	6.4	22.8	-26.7	-25.4	-26.4	-30.4
60.5	-1.8	-14.4	4.8	-26.7	-25	-26.8	-31.4
92.5	5.2	1.4	18.6	-1.4	2.1	-21.5	-29.5
93.5	9.7	-16.5	7.5	-31.5	-12.5	-21	-21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ต่อ) ตารางผลการทดลอง

ความถี่ (MHz)	อินพุท (dB μ V)	เอาต์พุท VHF-L (dB μ V)		เอาต์พุท VHF-H (dB μ V)		เอาต์พุท UHF (dB μ V)	
		min	max	min	max	min	max
95	6.7	-16.2	6.8	-1.4	0	-21	-21
102	7.5	-0.4	13.2	-1.4	7.4	-21	-21
144	-17	-14	-19	-1.4	14.7	-15.5	-13.5
175	7.9	-15.2	-9.9	12.5	15	-16.4	-19.4
188	5	-16.9	-11	-3.7	12	-24.2	-23.2
203	-2.6	-23.2	-25.2	10.8	38.8	-24.2	-23.2
217	1.4	-8.2	-3.2	-2.2	21.8	-16.2	-14.2
281	0.4	-8	-7	-14	20	-4	-9
334	-22	-29	5	-32	-29	-32	-32
450	-22	-21	-21	-25	-20	-13	11
510.8	1	-30	-30	-4.7	-27	-8	13
666.4	-15.7	-26	1	-20	-8	-17	11
707.8	-12	-22	-22	-22	-19	-9	5
724.7	-10	-37	-33	-35	-33	-9	-5
738.8	-13	-21	-16	-20	-19	-10	6
759.7	-12	-34	-6	-16	-18	-14	5
788	-12	-17	-4	-27	-27	-12	8
802.8	-20	-16	-15	-16	-13	-11	2.2
818	-20	-24	-23	-25	-26	-23	-8
843	-19	-14	4	-11	-3	-7	12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองสามารถนำผลที่ได้มาพล็อตกราฟเพื่อให้ได้เห็นผลการตอบสนอง (response) ของวงจรที่ทดสอบอย่างได้ชัดเจนขึ้น และสามารถคำนวณอัตราขยายของมัลติแบนด์แอมป์ไอเอฟเออร์ ได้ โดยคิดที่อัตราขยายสูงสุด (maximum gain)

อัตราขยายทั้งหมด = ปริแอมป์ (pre-amp) + เมนแอมป์ (main amp)

ตัวอย่าง

ที่ความถี่ 54 MHz จากการทดลองวัดความเข้มของสัญญาณที่รับได้สูงสุด 8.5 dB μ V เมื่อป้อนเข้าที่อินพุต VHF-L จะสามารถหาอัตราขยายได้ดังนี้

วิธีทำ

จากตารางผลการทดลอง

$$\begin{aligned} \text{อัตราขยาย (VHF-L) สูงสุด} &= \text{เอาต์พุต (VHF-L) สูงสุด} - \text{อินพุต} + 30 \text{ dB } \mu\text{V} \\ &= 30.9 \text{ dB } \mu\text{V} - 8.5 \text{ dB } \mu\text{V} + 30 \text{ dB } \mu\text{V} \\ &= 51.4 \text{ dB } \mu\text{V} \end{aligned}$$

ฉะนั้นอัตราขยายสูงสุดของมัลติแบนด์แอมป์ คือ 51.4 dB μ V จะได้ความเข้มของสัญญาณที่เอาต์พุตของมัลติแบนด์แอมป์ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{เอาต์พุตของมัลติแบนด์แอมป์} &= \text{อัตราขยาย} + \text{สัญญาณอินพุต} \\ &= 51.4 \text{ dB } \mu\text{V} + 8.5 \text{ dB } \mu\text{V} \\ &= 59.9 \text{ dB} \end{aligned}$$

ซึ่งหมายถึงจะได้เอาต์พุตสูงสุดประมาณ 60 dB ส่งไปตามระบบ

การทดลองที่ 2

การวัดสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรฟิลเตอร์

จุดประสงค์

เพื่อนำมาอ้างอิงในการหาจุดตัดความถี่ (cutoff frequency) และความถี่กลาง (center frequency) ของวงจรฟิลเตอร์แบบผ่านความถี่ช่วงกลาง (band pass filter)

ขั้นตอนการทดลอง

1. ป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ VHF-L แล้วทำการวัดสัญญาณที่เอาต์พุตของมัลติแบนด์แอมป์
2. ป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ VHF-H แล้วทำการวัดสัญญาณที่เอาต์พุตของมัลติแบนด์แอมป์

ผลการทดลอง

1. ผลการทดลองเมื่อป้อนสัญญาณเข้าที่ VHF-L

ความถี่ (MHz)	อินพุต (dB μ V)	เอาต์พุต (dB μ V)
54.9	8.5	-5.3
55.8	-6.9	-2.1
60.4	-2	-8.6
87.5	-0.3	-2.7
88.0	-1.8	-1.8
88.5	-3.1	-2.1
89.0	1	-2.1
89.7	2.2	-1
90.2	-5	-21.4
90.9	-0.4	-7.5
91.1	4	-11
91.6	4.9	-10
92.6	5.4	-21.4

(ต่อ) ตารางผลการทดลองเมื่อป้อนสัญญาณเข้าที่ VHF-L

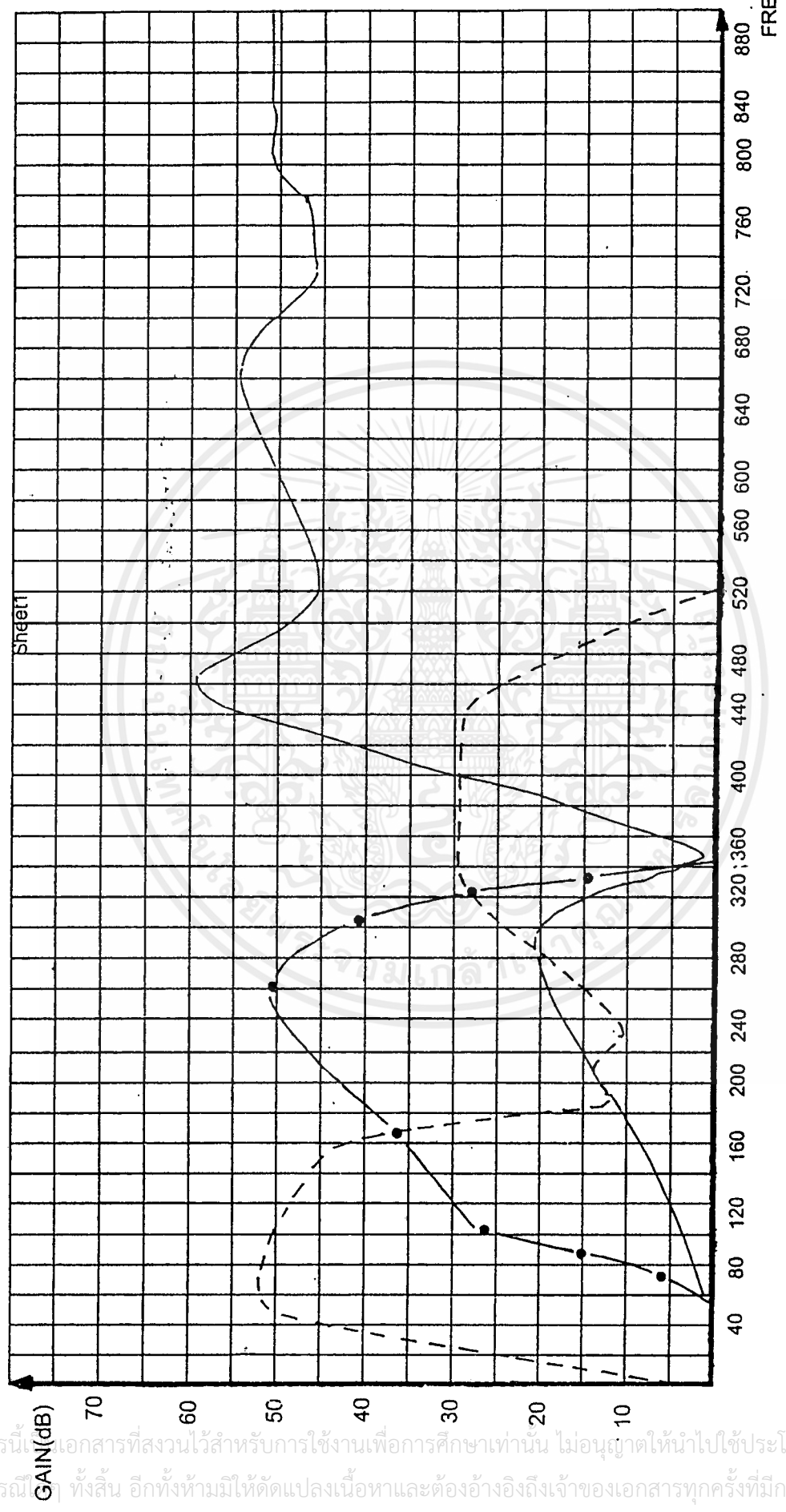
ความถี่ (MHz)	อินพุต (dB μ V)	เอาต์พุต (dB μ V)
94	3	-5.7
95	3	-21.4
95.4	1.3	-21.4
95.7	-0.9	-11.1
96.4	-1.2	-11
96.9	-7	-9.3
97.4	-3.7	-9.6
97.8	-5.3	-19.2
98.3	-7.2	-21.4
98.6	-5.3	-17.5
99.3	-6.6	-16.2
99.5	-3.4	-18
99.8	1.7	-18
100	4	-21
100.3	3.3	-9.5
101	-2	-19
101.4	4.2	-21.2
101.8	9.3	-15
102.5	7.9	-21
103.2	-0.1	-20
104.6	1	-20
139.0	-13	-43
170.4	-11	-43
175.2	8.2	-43
180.8	-4.4	-43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ผลการทดลองเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ VHF-H

ความถี่ (MHz)	อินพุต (dB μ V)	เอาต์พุต (dB μ V)
87.36	-	-35.7
87.5	-0.3	-37.3
88.0	-1.8	-31.6
91.0	-0.4	-31.9
91.6	4.9	-22.6
92.2	6.6	-53.1
93	1.7	-29.9
93.8	1	-30
94.0	3	-32
94.5	3	-31.3
95.0	1.3	-29.1
95.4	-0.9	-30.8
95.7	-1.2	-27
96.5	-7	-30.7
97.4	-5.3	-25.4
98.6	-6.6	-33.7
99.4	1.7	-27.3
99.5	4	-24.9
102	7.9	-17
104.6	1	-22
109.9	1	-22
137.5	1	-36
139.2	-13	-21
170	-10	-14
173.6	8.2	4.1
180.8	-4.4	-6.8

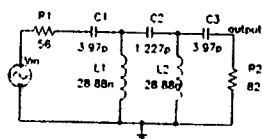
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



--- VL
 ---●--- VH

Gain การขยาย และ ผลการตอบสนองของแต่ละ Channel

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใด ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



HPF pass filter cct for UHF Channel

MicroSim Corporation
20 Faber Place
Irvine, CA 92718
714-770-3022

Page Size A

Revision - January 1, 2000 Page 1 of 1

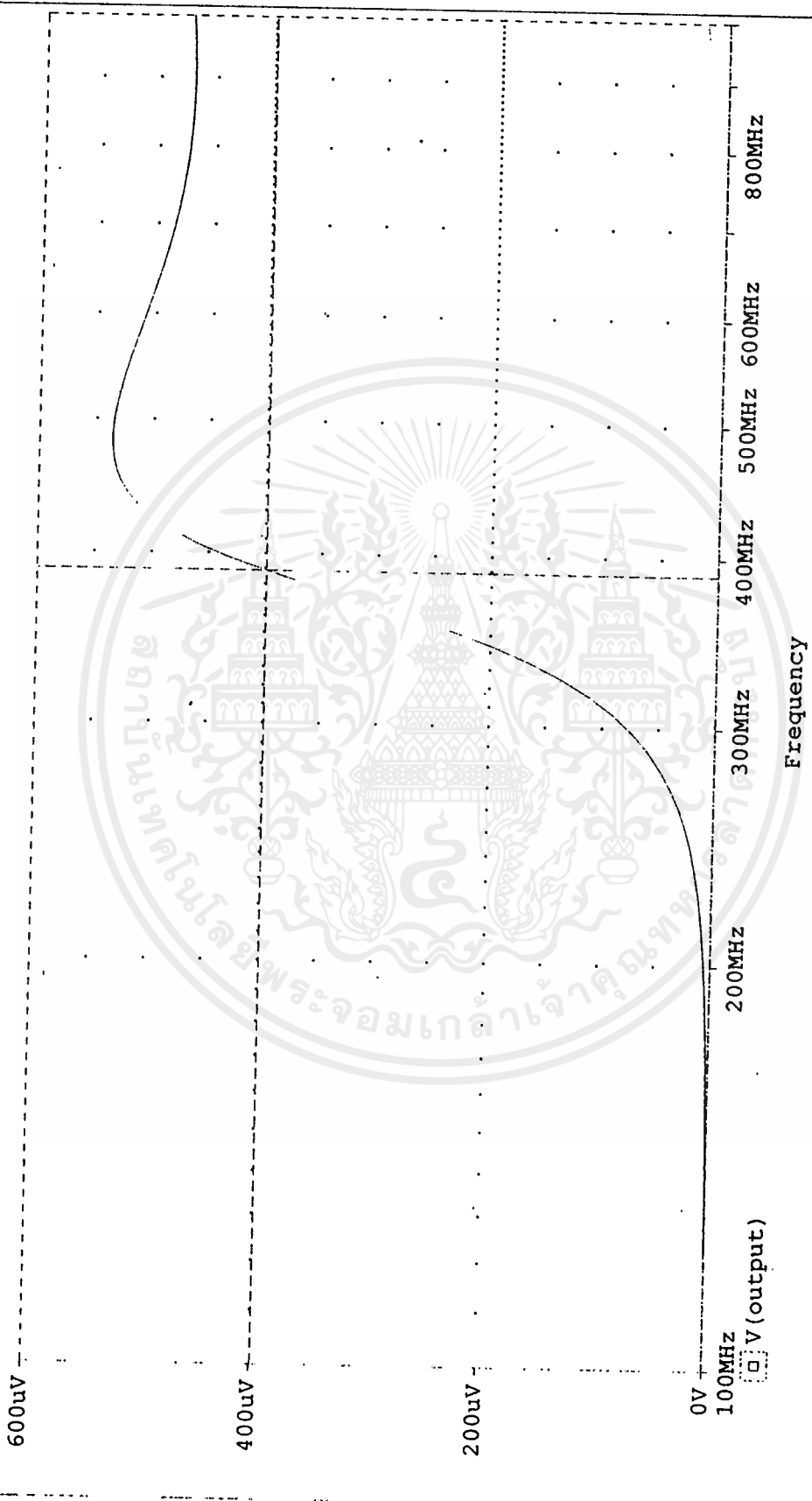
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

* C:\MSIM53\UHF.SCH

Date/Time run: 10/22/97 09:13:17

Temperature: 27.0

(A) C:\MSIM53\UHF.DAT

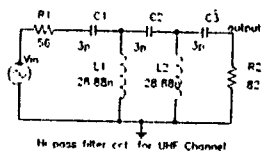


A1: (388.556M,399.131u) A2: (100.000M,141.619n) DIFF(A): (288.556M,398.990u)
 Date: October 22, 1997

Page 1

Time: 09:15:23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MicroSim Corporation
 20 Fairbanks
 Irvine, CA 92718
 714-720-3022

Page Size A

Revision -

January 1, 2000 Page

1 of 1

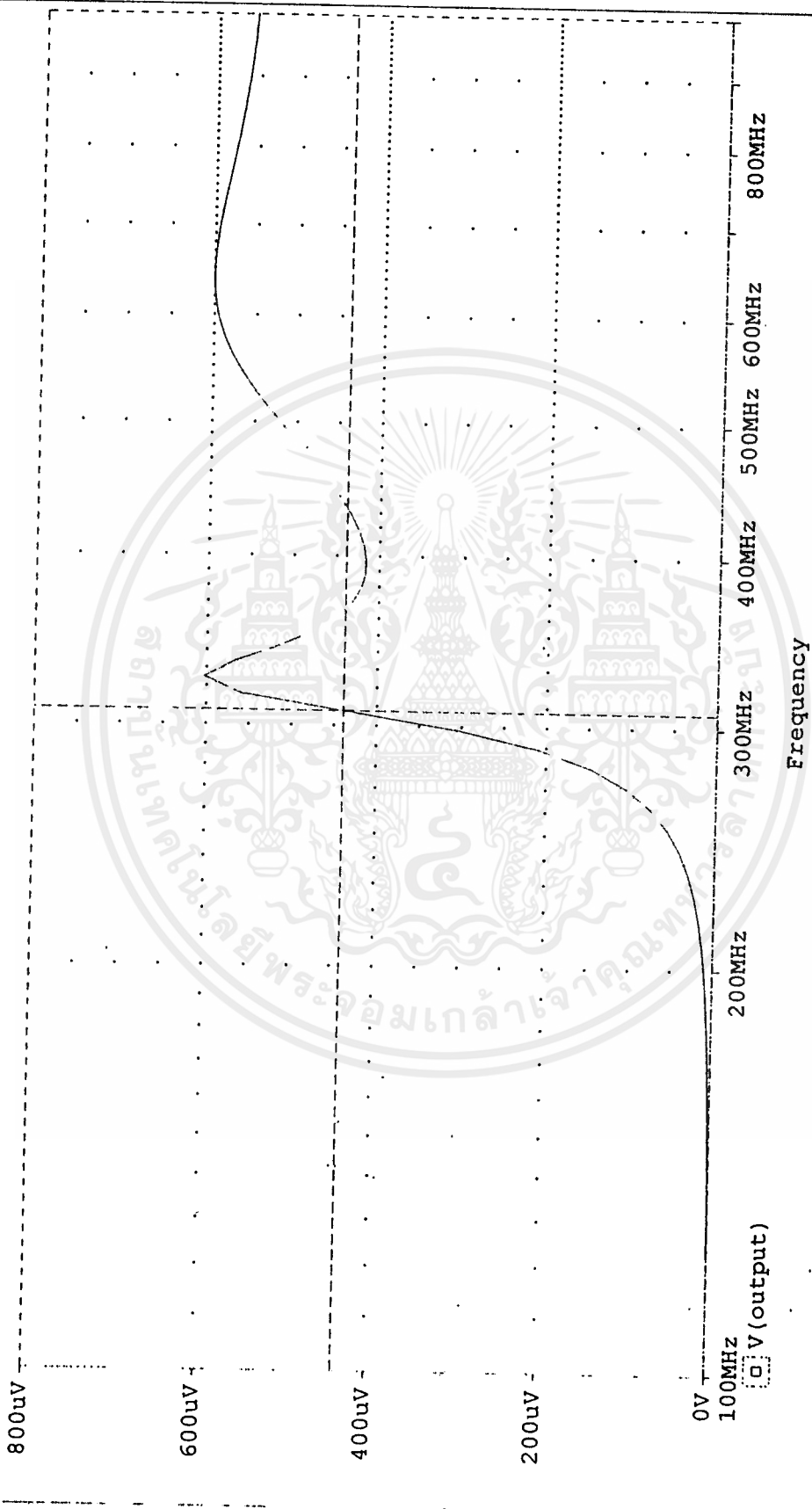
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

* C:\MSIM53\UHFT.SCH

Date/Time run: 10/22/97 09:23:49

Temperature: 27.0

(A) C:\MSIM53\UHFT.DAT



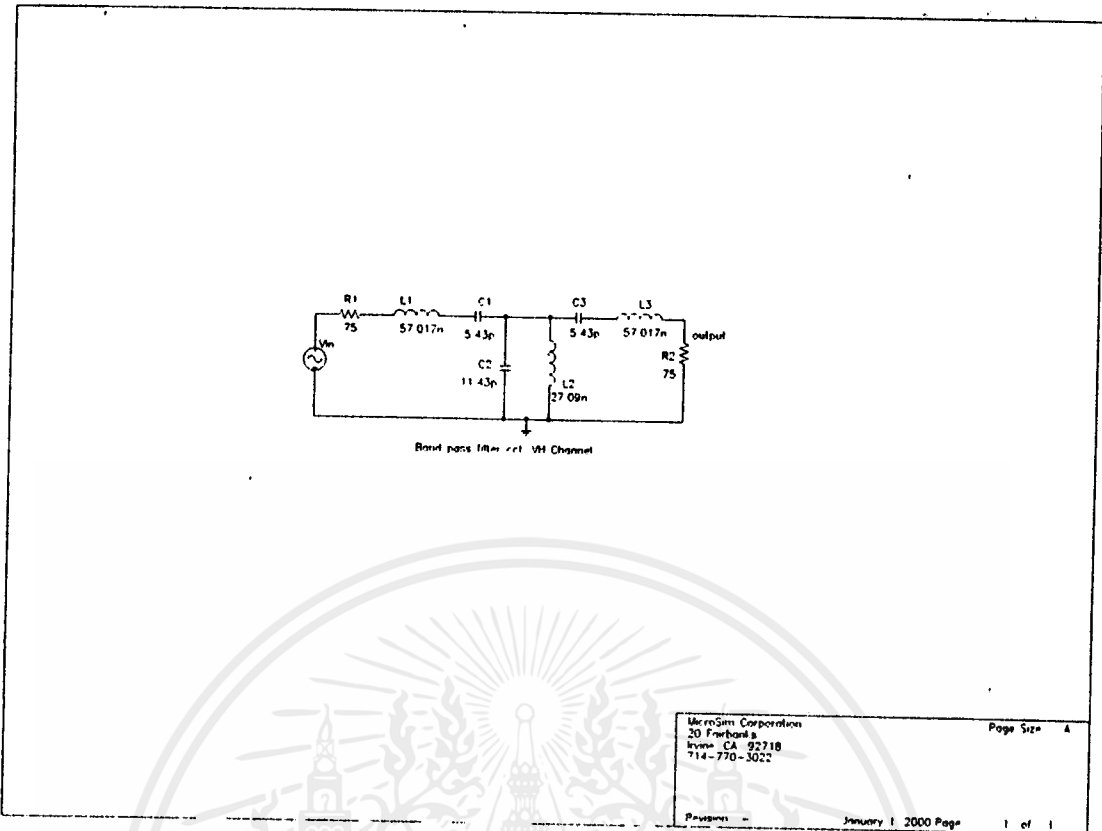
A1: (307.439M, 439.120u) A2: (100.000M, 204.793n) DIFF(A): (207.439M, 438.915u)

Date: October 22, 1997

Page 1

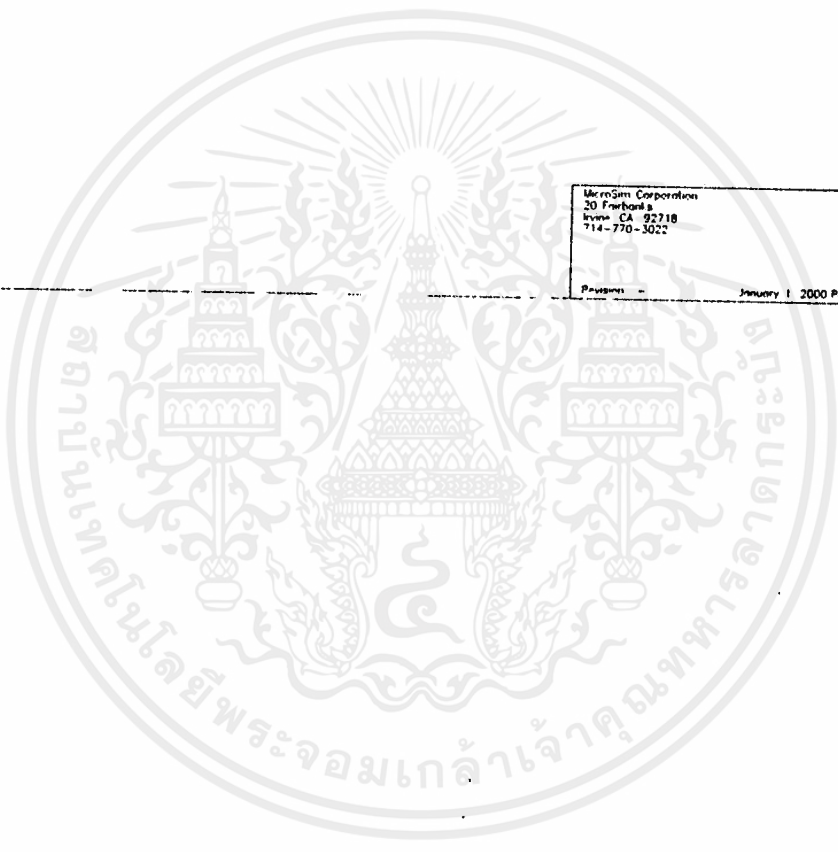
Time: 09:26:16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MicroSim Corporation
 30 Freeland
 Irvine CA 92718
 714-770-3022

Page Size: A
 January 1, 2000 Page 1 of 1



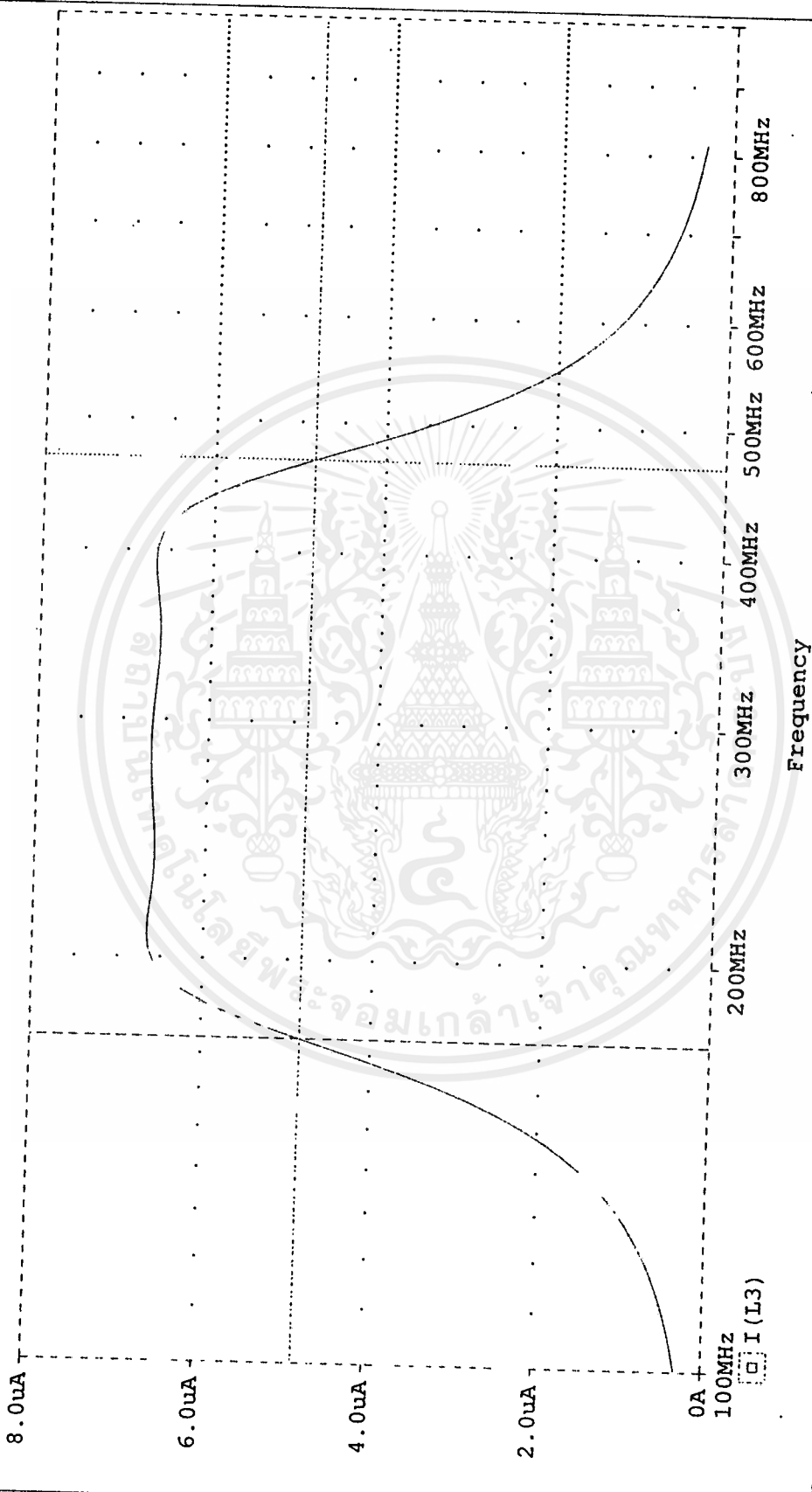
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

* C:\MSIM53\VH.SCH

Temperature: 27.0

Date/Time run: 10/22/97 09:35:16

(A) C:\MSIM53\VH.DAT



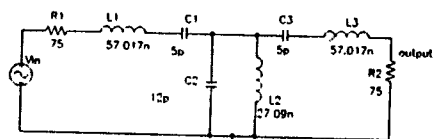
A1: (174.627M, 4.8383u) A2: (468.487M, 4.8383u) DIFF(A): (-293.860M, 0.000)

Date: October 22, 1997

Page 1

Time: 09:37:43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Band pass filter for VH Channel

MicroSim Corporation
20 Fairbanks
Irvine, CA 92718
714-770-3022

Page Size: A

Revision - January 1, 2000 Page 1 of 1

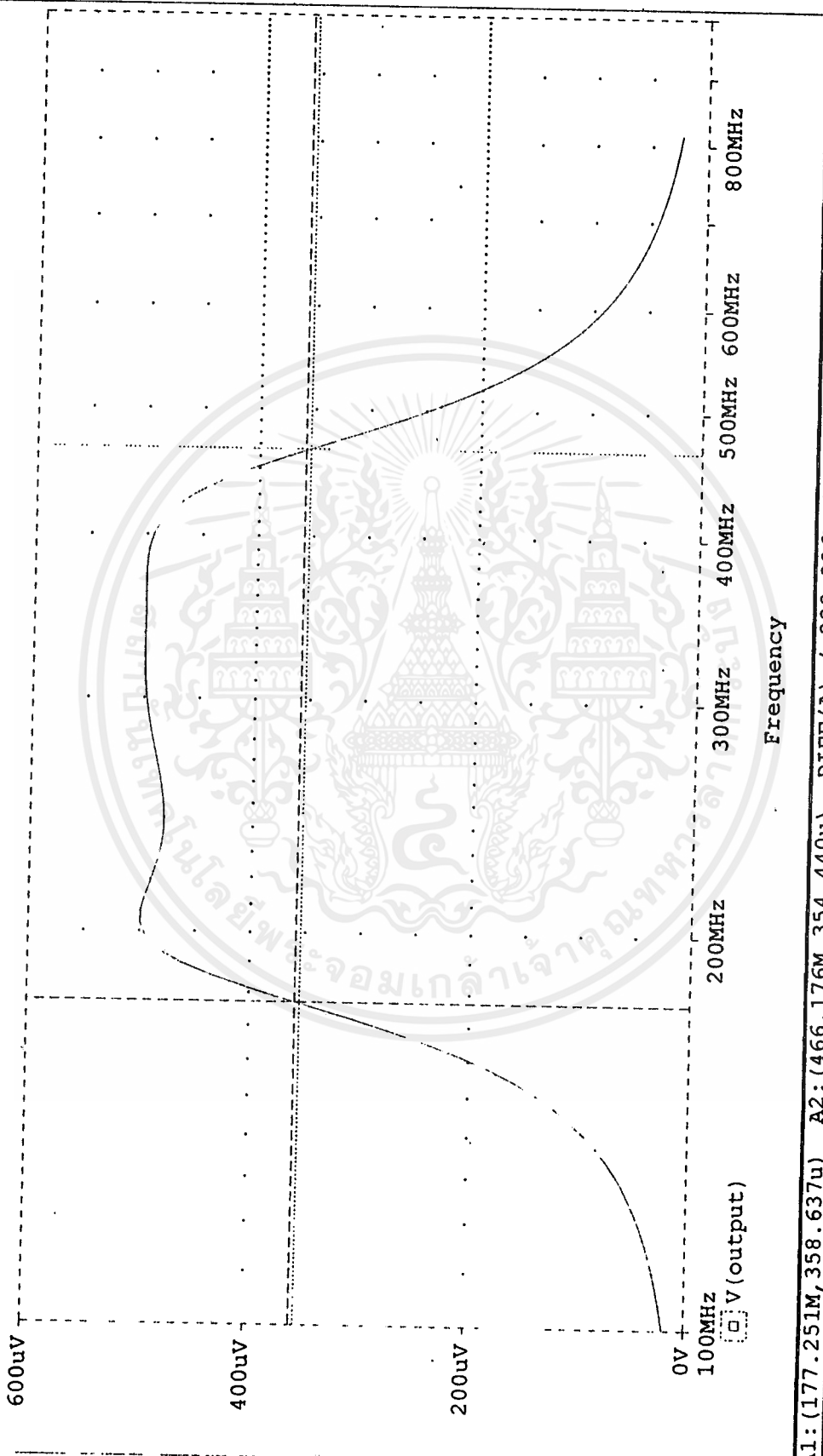
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

* C:\MSIM53\VHT.SCH

Date/Time run: 10/22/97 09:45:31

Temperature: 27.0

(A) C:\MSIM53\VHT.DAT



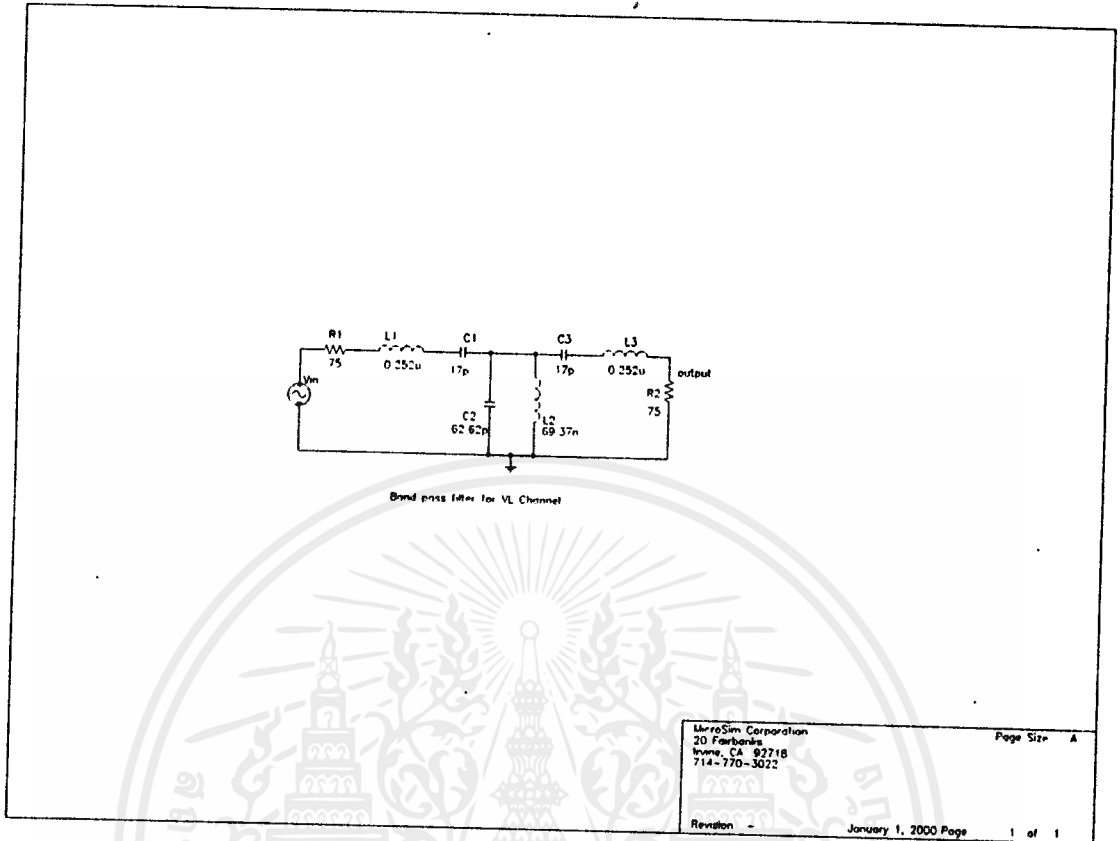
A1: (177.251M, 358.637u) A2: (466.176M, 354.440u) DIFF(A): (-288.926M, 4.1966u)

Date: October 22, 1997

Page 1

Time: 09:48:12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



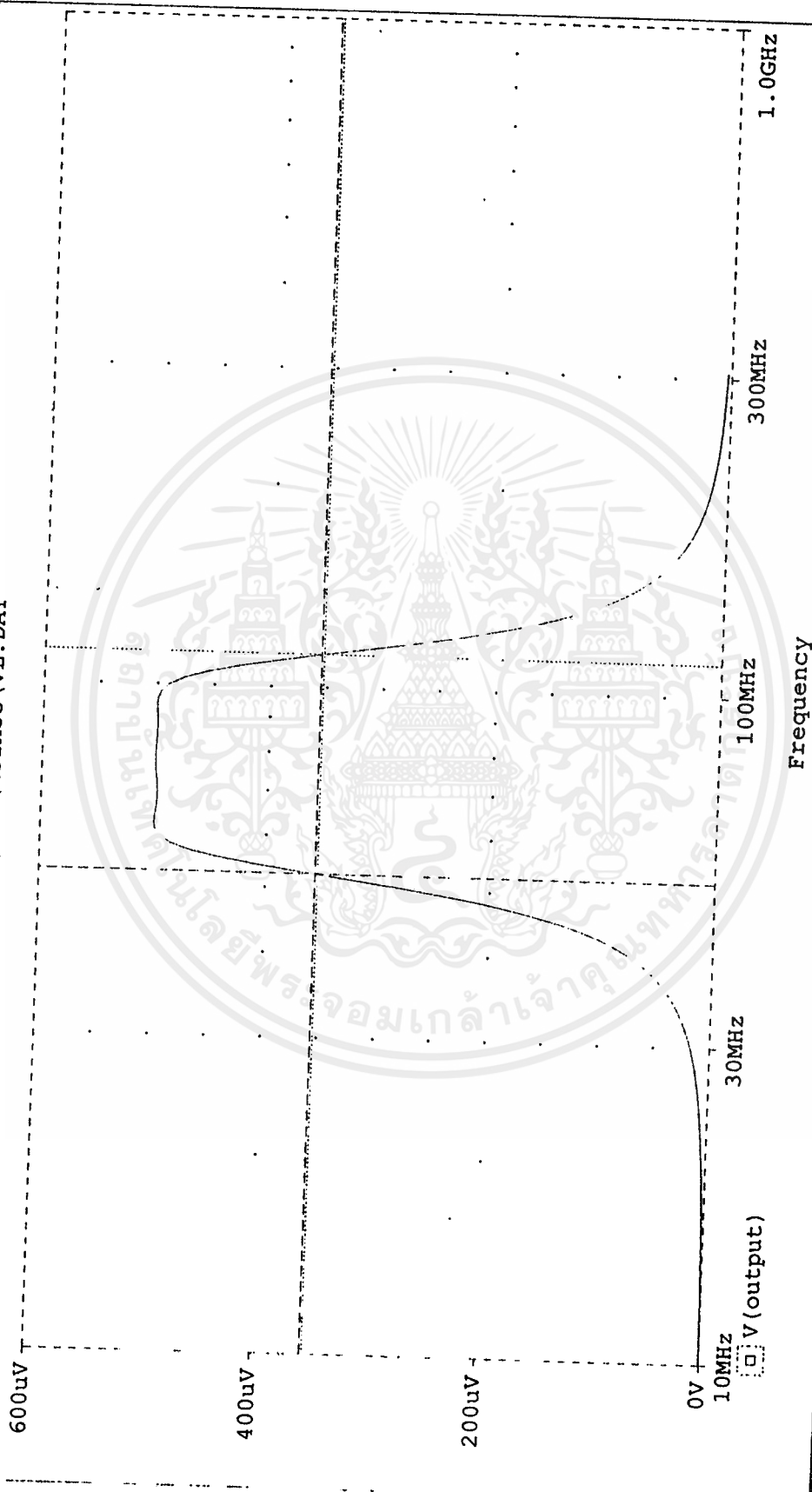
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

* C:\MSIM53\VL.SCH

Date/Time run: 10/22/97 10:10:27

Temperature: 27.0

(A) C:\MSIM53\VL.DAT

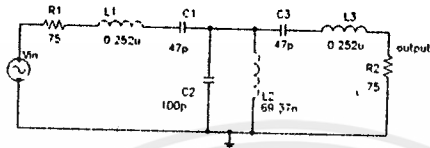


A1: (52.499M, 355.712u) A2: (111.817M, 353.617u) DIFF(A): (-59.318M, 2.0952u)
 Date: October 22, 1997

Time: 10:12:52

Page 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Band-pass filter for VL Channel

MicroSim Corporation
 20 Farbanis
 Irvine, CA 92718
 714-770-3022

Page Size: A

Revision: -

January 1, 2000 Page 1 of 1

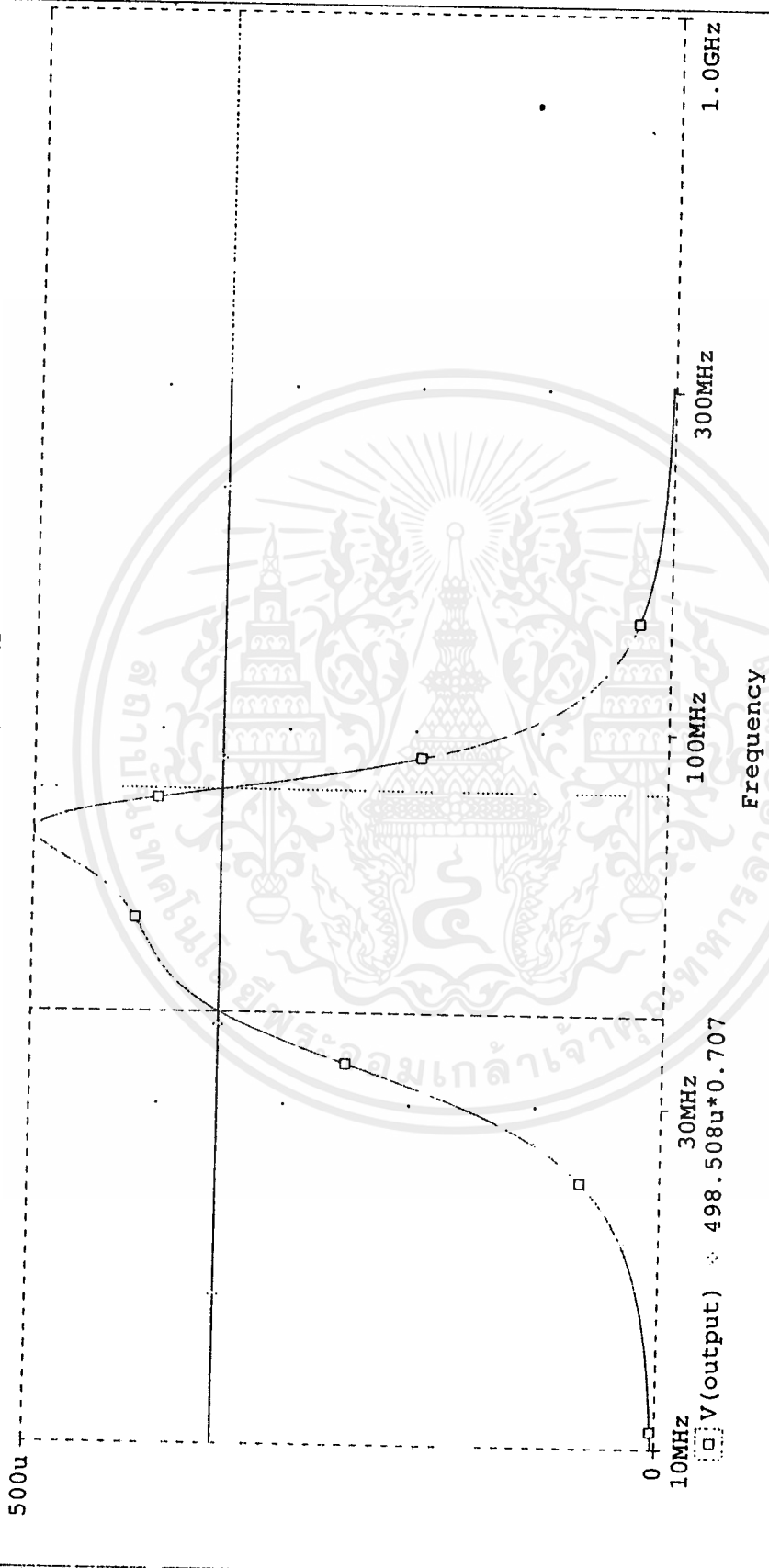
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

* C:\MSIM53\VL.SCH

Temperature: 27.0

Date/Time run: 10/22/97 10:25:07

(A) C:\MSIM53\VL.DAT



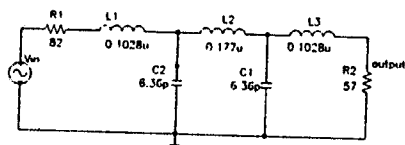
A1:(40.212M,352.239u) A2:(82.630M,352.239u) DIFF(A):(-42.417M,0.000)

Date: October 22, 1997

Page 1

Time: 10:28:16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Low pass filter for VHF filters

MacroSim Corporation
20 Fairbanks
Irvine, CA 92718
714-770-3022

Page Size: A

Revision: -

January 1, 2000 Page 1 of 1

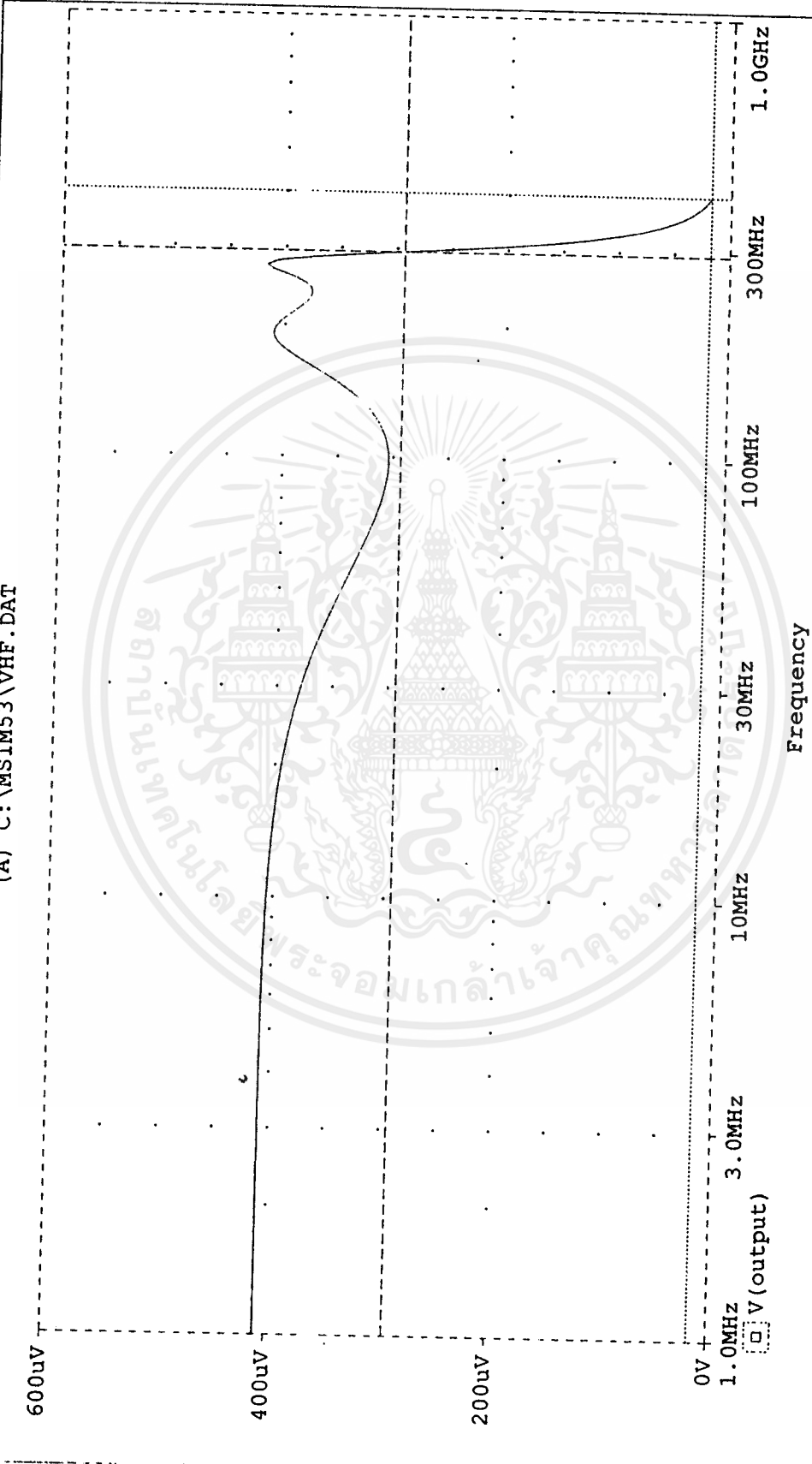
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

* C:\MSIM53\VHF.SCH

Temperature: 27.0

(A) C:\MSIM53\VHF.DAT

Date/Time run: 10/22/97 09:49:36

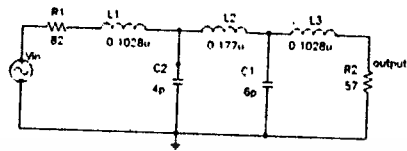


A1: (294.628M, 293.309u) A2: (401.192M, 17.738u) DIFF (A): (-106.564M, 275.571u)

Date: October 22, 1997

Page 1

Time: 09:51:18



Low pass filter for VHF filter

MicroSim Corporation
20 Fairbanks
Irvine, CA 92718
714-770-3022

Page Size: A

.Pwlson -

January 1, 2000 Page

1 of 1

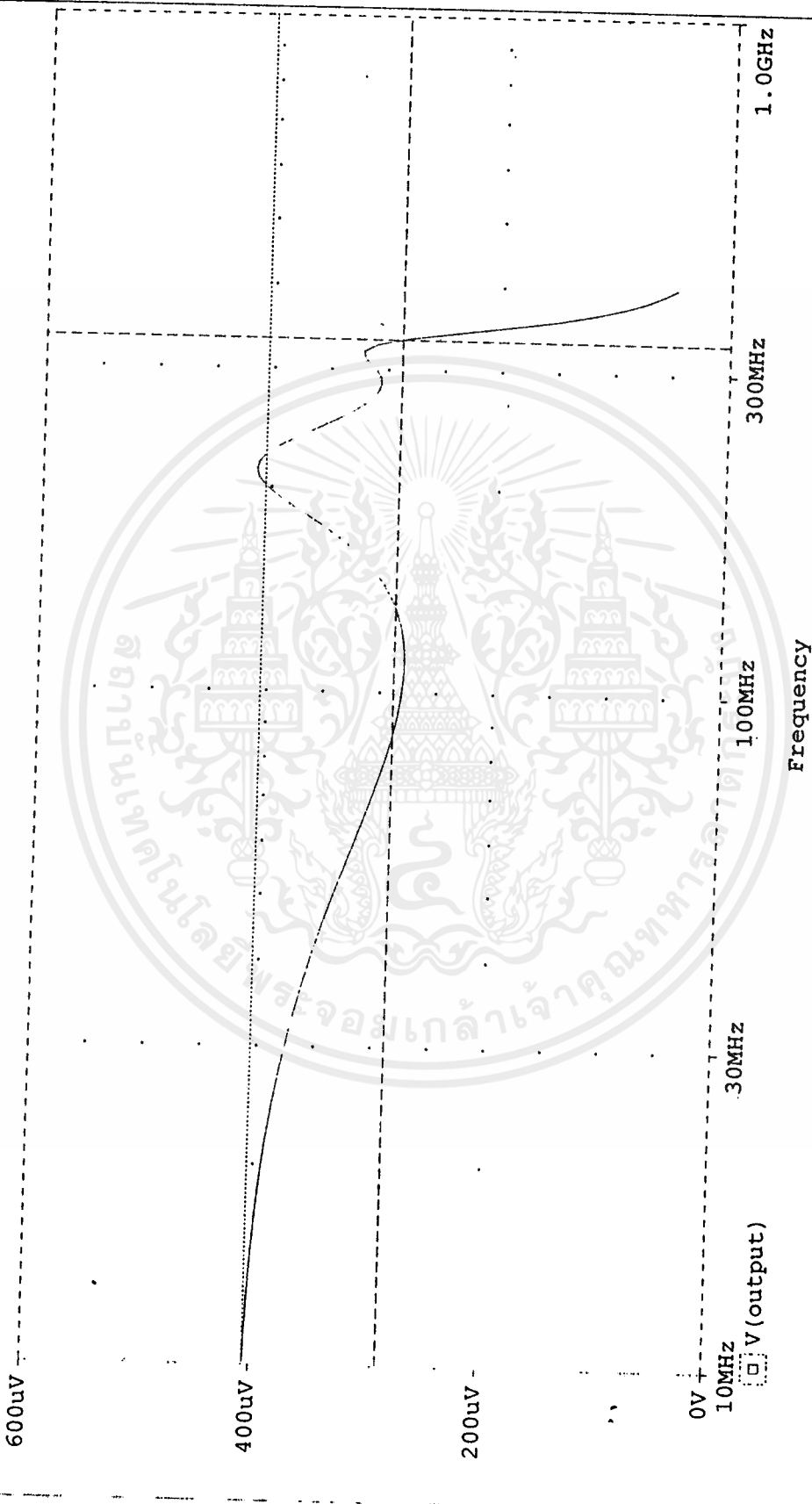
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

* C:\MSIM53\ VHFT .SCH

Temperature: 27.0

(A) C:\MSIM53\ VHFT .DAT

Date/Time run: 10/22/97 10:04:51



A1: (332.957M, 288.046u) A2: (10.000M, 405.502u) DIFF(A): (322.957M, -117.456u)
 Date: October 22, 1997

Time: 10:06:52

Page 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

การทดสอบจะสามารถทำให้รู้ค่าอัตราขยายแต่ละบล็อก และรู้ผลการตอบสนองของ ความถี่ด้วยซึ่งสามารถนำค่าทั้งสองมาคำนวณ และหาจุดตัดความถี่ของวงจรถูกเทียบกับความถี่แต่ละช่องสัญญาณเพื่อแบ่งย่านความถี่ในการออกแบบวงจรฟิลเตอร์และแอมพลิไฟเออร์ได้

ปัญหาในการทดลอง

1. สัญญาณอินพุตจะมีความแรงไม่คงที่จึงทำให้ได้ค่าโดยประมาณ
2. การทดลองต้องทำให้แล้วเสร็จในเวลาอันสั้นเพราะอยู่ในสภาพอากาศเดียวกัน
3. ในการวัดวงจรภายใน ในแต่ละบล็อกจะทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนในขณะวัด ทำให้ประสิทธิภาพลดลง และผิดพลาดได้

ประสบการณ์ที่ได้รับ

1. การใช้อุปกรณ์เครื่องมือวัดความถี่สูง
2. ได้ความรู้ทางปฏิบัติในเรื่องสัญญาณความถี่สูง และการตั้งสมมติฐานมากขึ้นเมื่อเกิดความผิดพลาด

บทวิจารณ์

จุดประสงค์ในการทำโครงการนี้เพื่อศึกษาระบบ MATV และเนื้อหาหลักจะอยู่ที่การทำงานของเครื่องขยายสัญญาณซึ่งเป็นหัวใจของระบบ MATV และ CATV ในการเลือกสร้างและศึกษาเครื่องขยายสัญญาณ เริ่มต้นจะตั้งใจเลือกเรื่องที่มีอัตราขยายสูงสุดในรุ่นเดียวกัน เพื่อสร้างและศึกษาเทคโนโลยีใหม่ๆด้วย ซึ่งจะทำการทดสอบสเปคของเครื่องต้นแบบแต่ละส่วนทั้งการคำนวณและการปฏิบัติ

การปฏิบัติงาน

1. แยกวงจรแต่ละส่วนในการทดลองเพราะทุกส่วนสามารถแยกพิจารณาได้
2. สร้างตัวเครื่องจริงเทียบกับสเปคที่วัดได้จากเครื่องต้นแบบและจากการทดลอง Pspice ในบางส่วน
3. ในการทดสอบในทางปฏิบัติสามารถใช้เครื่องรับทีวีเป็นมอนิเตอร์และใช้ Cable TV เป็นสัญญาณอินพุต

ปัญหาในการปฏิบัติงาน

1. ระวังเรื่องสัญญาณรบกวนเป็นอย่างมาก
2. อุปกรณ์บางตัวไม่มีขายในท้องตลาดต้องปรับปรุงจากอุปกรณ์ที่พอหาได้
3. เนื่องจากเป็นอุปกรณ์ทางความถี่สูงและประกอบด้วย RLC จึงต้องระวังเรื่องการ Oscillate
4. การ Oscillate ทำให้กระแสของทรานซิสเตอร์ไหลจนเกิดจุด Brake down ในเวลารวดเร็วทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายและไม่ทราบสาเหตุในบางครั้ง
5. ระวังเรื่องการวัดสัญญาณเพราะสายมิเตอร์อาจทำให้เกิดการ Mismatch และ Oscillate ได้
6. คราบจากการบัดกรีและขางสนมีผลทำให้วงจรไม่ทำงาน ต้องทำความสะอาดบ่อยครั้งก่อนการทดลอง
7. ลายวงจรและการวางอุปกรณ์ที่ไม่ดีมีผลทำให้สัญญาณหายไปโดยไม่ทราบสาเหตุ

ประสบการณ์ที่ได้จากโครงการนี้

1. การเชื่อมต่อวงจรแต่ละภาคต้องใช้สายให้สั้นที่สุดโดยเฉพาะภาคขยายท้ายๆ
2. ทรานซิสเตอร์ตัวท้ายๆในภาค UHF Pre- Amp โดยเฉพาะ BFR 96 จะต้องระวังมาก และต้องปรับกระแสให้ได้ เพราะเป็นตัวที่รับกระแสได้มากที่สุด
3. การตรวจการ Oscillate สามารถวัดแรงดันและกระแสที่ Power Supply ในสภาวะปกติกับการต่อวงจรทั้งหมด และตรวจหาโดยการตัดแต่ละวงจรรออกไป
4. รักษาความสะอาดของวงจร
5. สามารถวัดความแรงของสัญญาณและปรับวงจรฟีดแบ็คได้โดยมอนิเตอร์ เพราะเป็นอุปกรณ์ Passive
6. ตั้งข้อสงสัยในทรานซิสเตอร์ตัวท้ายๆของวงจรในการวัดสัญญาณ และการใช้สายหรือ มีจ็อบอุปกรณ์ เมื่อวงจรเกิดปัญหา



บรรณานุกรม

1. Arthur B. Williams , Fred J. Tayloy , Electronic Filter Design Handbook ,Mc Graw – Hill, Inc.
2. Peter Vizmuller , RF Design Guide System Circuits and Equations , Artech House , Inc. 1995
3. Jack Smith , Modern Communication Circuit , Mc Graw – Hill , Inc. 1986
4. Eugene R. Bartlett , Cable Television Technology & Operations (HDTV and NTSC System) ,International Edition , Mc Graw – Hill , Inc. 1993
5. คู่มือการออกแบบและการติดตั้ง MATV & CATV ผู้เขียน คร. บัณฑิต โรจน์อารยานนท์ สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย - ญี่ปุ่น)
6. การออกแบบวงจรทางโทรคมนาคม ผู้เขียน ถวิล พึ่งมา ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เพราะได้รับความเมตตาจากอาจารย์ ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์ ที่ท่านได้ประสิทธิ์ประสาทความรู้ และให้คำแนะนำที่ดีตลอดมา ทำให้ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลงด้วยดี

ขอขอบคุณท่านอาจารย์ กฤษดากร กล่อมการ ที่ให้ความช่วยเหลือทางด้านคำแนะนำและทางด้านข้อมูลเป็นอย่างดี และยังให้ความเอื้อเฟื้อในการให้ใช้เครื่องมือวัดความถี่สูงด้วยดีเสมอมา

และขอขอบคุณท่านอาจารย์ทุกๆท่าน และพี่ๆ เพื่อนๆ ทุกคน ที่ให้คำแนะนำและเป็นกำลังใจที่ดีให้ตลอดมา

สุดท้ายนี้ ขอขอบคุณดี ความชอบทั้งหมดให้กับสถาบันแห่งนี้ ซึ่งเป็นที่ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ให้แก่พวกเราเสมอ เป็นสถาบันที่สอนให้พวกเรามีความรู้ ความสามารถ ให้ควบคู่กับคุณธรรม ในอันที่จะออกไปเป็นบัณฑิตที่มีคุณภาพเพื่อรับใช้สังคม และประเทศชาติสืบไป

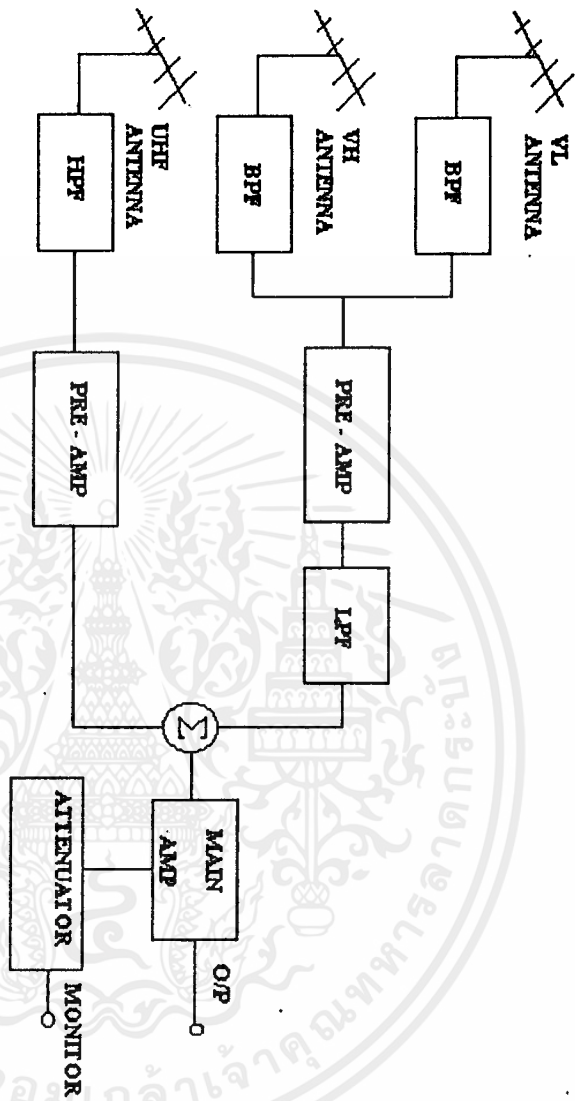


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

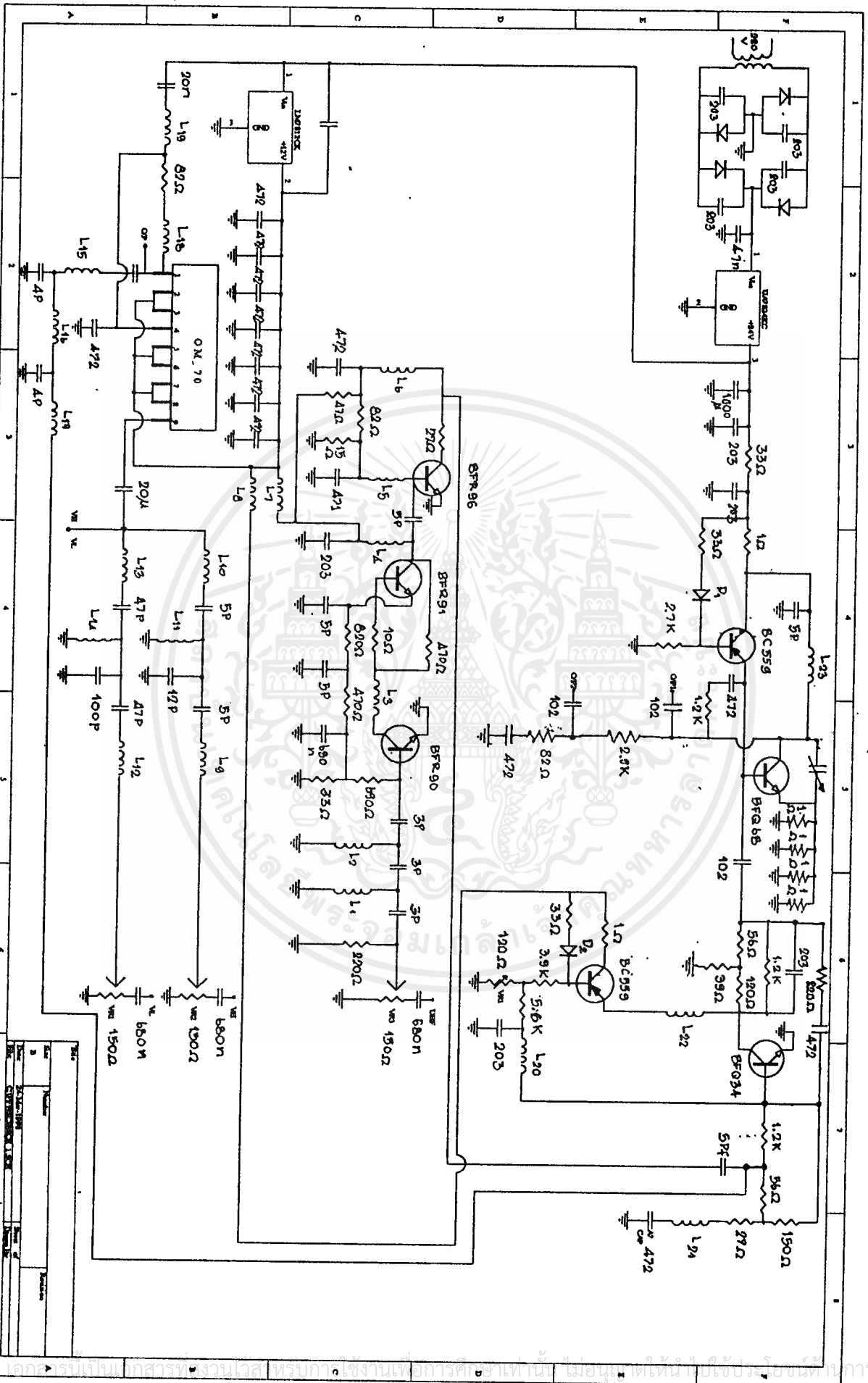


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

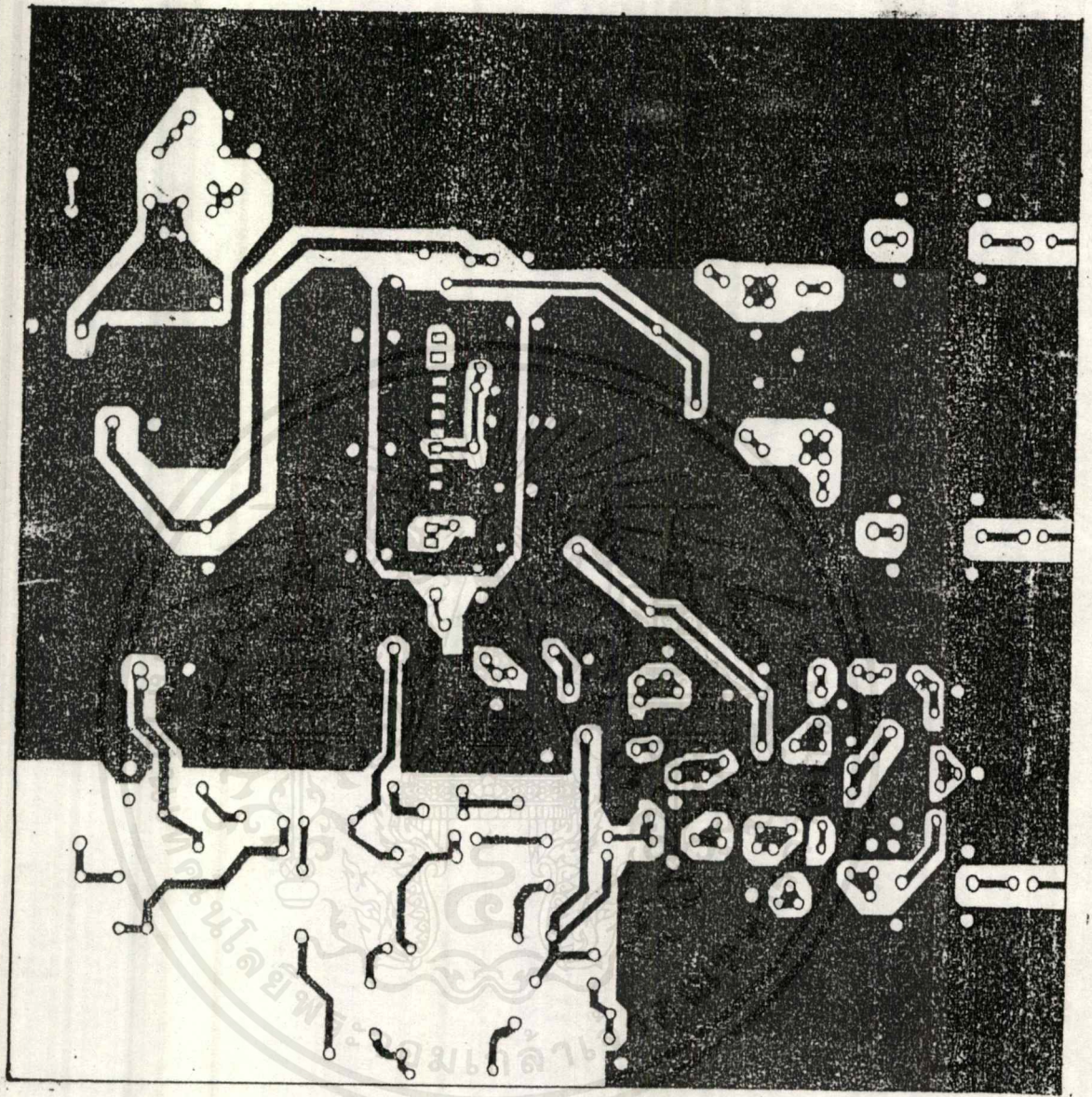
BLOCK DIAGRAM MULTIBAND AMPLIFIER



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

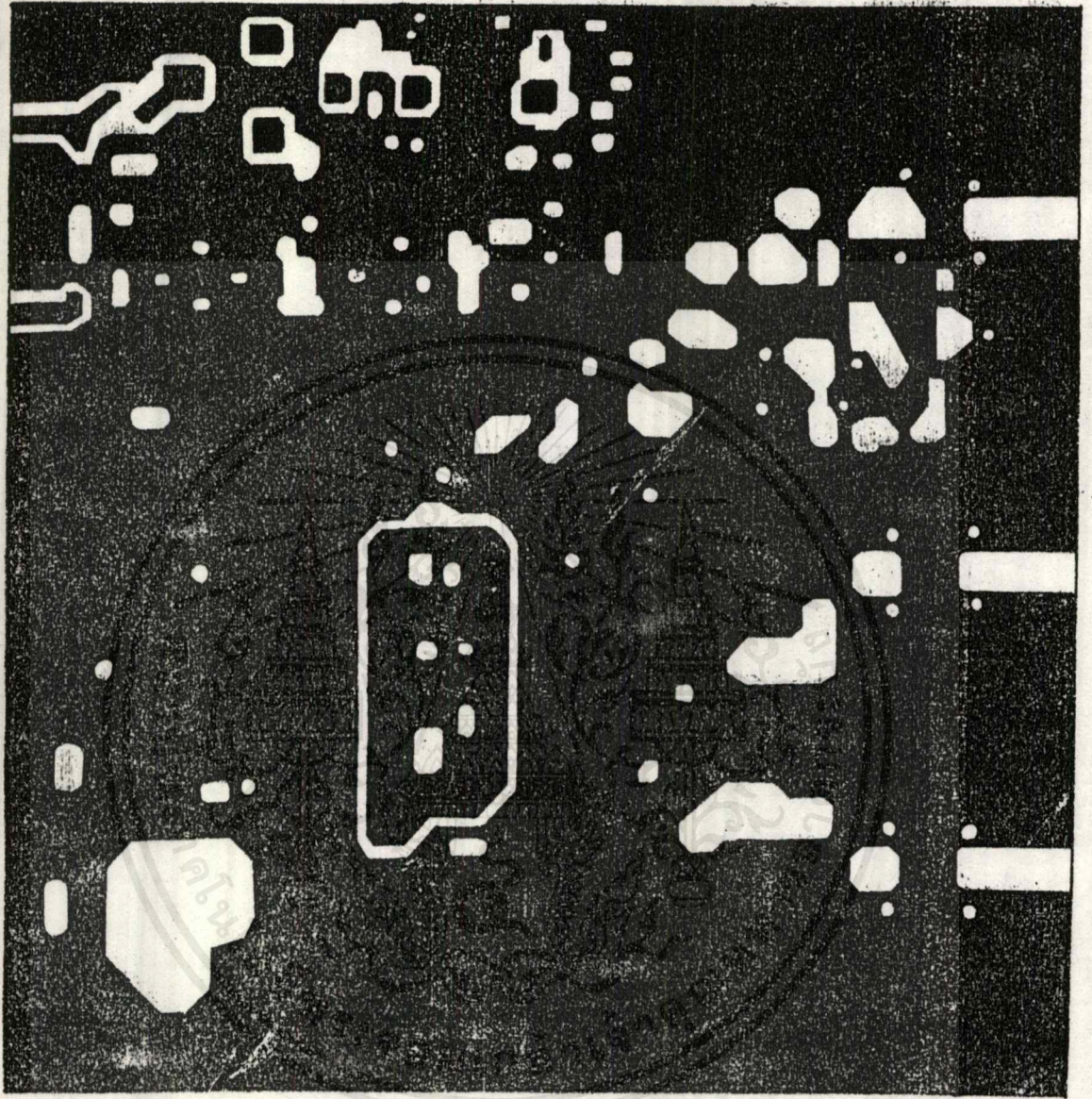


เอกสารนี้เป็นเอกสารทรวนโวลสหรับภาใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุยให้ทำซ้ำ ใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ลายวงจร PCB (ด้านหน้า)

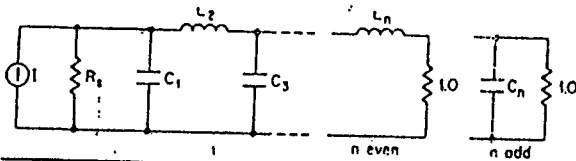
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



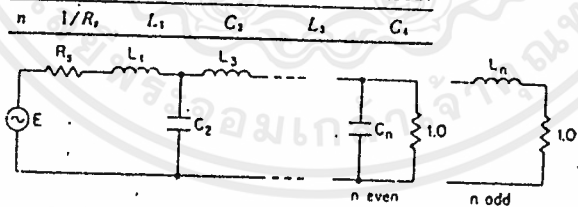
ภาพวงจร PCB (ด้านหลัง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 11-2 Butterworth LC Element Values*



n	R_1	C_1	L_2	C_3	L_4
2	1.0000	1.4142	1.4142		
	1.1111	1.0353	1.8352		
	1.2500	0.8485	2.1213		
	1.4286	0.6971	2.4387		
	1.6667	0.5657	2.8284		
	2.0000	0.4485	3.3461		
	2.5000	0.3419	4.0951		
	3.3333	0.2447	5.3126		
	5.0000	0.1557	7.7067		
	10.0000	0.0743	14.8138		
Inf.	1.4142	0.7071			
3	1.0000	1.0000	2.0000	1.0000	
	0.9000	0.8082	1.6332	1.5994	
	0.8000	0.8442	1.3840	1.9259	
	0.7000	0.9152	1.1652	2.2774	
	0.6000	1.0225	0.9650	2.7024	
	0.5000	1.1811	0.7789	3.2612	
	0.4000	1.4254	0.6042	4.0642	
	0.3000	1.8380	0.4396	5.3634	
	0.2000	2.6687	0.2842	7.9102	
	0.1000	5.1672	0.1377	15.4554	
Inf.	1.5000	1.3333	0.5000		
4	1.0000	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654
	1.1111	0.4657	1.5924	1.7439	1.4690
	1.2500	0.3882	1.6946	1.5110	1.8109
	1.4286	0.3251	1.8618	1.2913	2.1752
	1.6667	0.2690	2.1029	1.0824	2.6151
	2.0000	0.2175	2.4524	0.8826	3.1868
	2.5000	0.1692	2.9858	0.6911	4.0094
	3.3333	0.1257	3.8826	0.5072	5.3381
	5.0000	0.0804	5.6835	0.3307	7.9397
	10.0000	0.0392	11.0942	0.1616	15.6421
Inf.	1.5307	1.5772	1.0824	0.3827	



* Reprinted from A. I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*, John Wiley and Sons, New York, 1967.

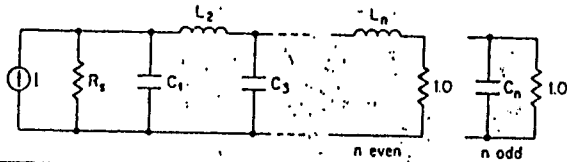
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 11-2 Butterworth LC Element Values (Continued)

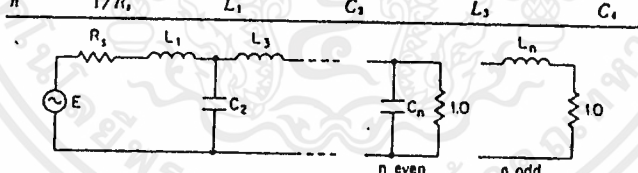
n	R ₁	C ₁	L ₂	C ₃	L ₄	C ₅	L ₆	C ₇
5	1.0000	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180		
	0.9000	0.4416	1.0265	1.9095	1.7562	1.3887		
	0.8000	0.4698	0.8660	2.0605	1.5443	1.7380		
	0.7000	0.5173	0.7313	2.2849	1.3326	2.1083		
	0.6000	0.5860	0.6094	2.5998	1.1255	2.5524		
	0.5000	0.6857	0.4955	3.0510	0.9237	3.1331		
	0.4000	0.8378	0.3877	3.7357	0.7274	3.9648		
	0.3000	1.0937	0.2848	4.8835	0.5367	5.3073		
	0.2000	1.6077	0.1861	7.1849	0.3518	7.9345		
	0.1000	3.1522	0.0912	14.0945	0.1727	15.7103		
	Inf.	1.5451	1.6944	1.3820	0.8944	0.3090		
6	1.0000	0.5176	1.4142	1.9319	1.9319	1.4142	0.5176	
	1.1111	0.2890	1.0403	1.3217	2.0539	1.7443	1.3347	
	1.2500	0.2445	1.1163	1.1257	2.2389	1.5498	1.6881	
	1.4286	0.2072	1.2363	0.9567	2.4991	1.3464	2.0618	
	1.6667	0.1732	1.4071	0.8011	2.8580	1.1431	2.5092	
	2.0000	0.1412	1.6531	0.6542	3.3687	0.9423	3.0938	
	2.5000	0.1108	2.0275	0.5139	4.1408	0.7450	3.9305	
	3.3333	0.0816	2.6559	0.3788	5.4325	0.5517	5.2804	
	5.0000	0.0535	3.9170	0.2484	8.0201	0.3628	7.9216	
	10.0000	0.0263	7.7053	0.1222	15.7855	0.1788	15.7375	
	Inf.	1.5529	1.7593	1.5529	1.2016	0.7579	0.2588	
7	1.0000	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450
	0.9000	0.2985	0.7111	1.4043	1.4891	2.1249	1.7268	1.2961
	0.8000	0.3215	0.6057	1.5174	1.2777	2.3338	1.5461	1.6520
	0.7000	0.3571	0.5154	1.6883	1.0910	2.6177	1.3498	2.0277
	0.6000	0.4075	0.4322	1.9284	0.9170	3.0050	1.1503	2.4771
	0.5000	0.4799	0.3536	2.2726	0.7512	3.5532	0.9513	3.0640
	0.4000	0.5899	0.2782	2.7950	0.5917	4.3799	0.7542	3.9037
	0.3000	0.7745	0.2055	3.6706	0.4373	5.7612	0.5600	5.2583
	0.2000	1.1448	0.1350	5.4267	0.2874	8.5263	0.3692	7.9079
	0.1000	2.2571	0.0565	10.7004	0.1417	16.8222	0.1823	15.7480
	Inf.	1.5576	1.7993	1.6588	1.3072	1.0550	0.6560	0.2225
n	1/R ₁	L ₁	C ₂	L ₃	C ₄	L ₅	C ₆	L ₇

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 11-28 0.1-dB Chebyshev LC Element Values*



n	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4
2	1.3554	1.2087	1.6382		
	1.4286	0.9771	1.9824		
	1.6667	0.7326	2.4885		
	2.0000	0.5597	3.0538		
	2.5000	0.4169	3.8265		
	3.3333	0.2933	5.0502		
	5.0000	0.1841	7.4257		
	10.0000	0.0868	14.4332		
	Inf.	1.3911	0.8191		
3	1.0000	1.4328	1.5937	1.4328	
	0.9000	1.4258	1.4935	1.6219	
	0.8000	1.4511	1.3557	1.8711	
	0.7000	1.5210	1.1927	2.1901	
	0.6000	1.6475	1.0174	2.6026	
	0.5000	1.8530	0.8383	3.1594	
	0.4000	2.1857	0.6603	3.9675	
	0.3000	2.7630	0.4860	5.2788	
	0.2000	3.9418	0.3172	7.8503	
	0.1000	7.5121	0.1549	15.4656	
Inf.	1.5133	1.5090	0.7164		
4	1.3554	0.9924	2.1476	1.5845	1.3451
	1.4286	0.7789	2.3480	1.4292	1.7001
	1.6667	0.5764	2.7304	1.1851	2.2425
	2.0000	0.4398	3.2269	0.9672	2.8563
	2.5000	0.3288	3.9605	0.7599	3.6976
	3.3333	0.2329	5.1777	0.5602	5.0301
	5.0000	0.1475	7.6072	0.3670	7.6143
	10.0000	0.0704	14.8873	0.1802	15.2297
	Inf.	1.5107	1.7682	1.4550	0.6725



* Reprinted from A. I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*, John Wiley and Sons, New York, 1967.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 11-28 0.1-dB Chebyshev LC Element Values (Continued)

n	R_0	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	
5	1.0000	1.3013	1.5559	2.2411	1.5559	1.3013			
	0.9000	1.2845	1.4329	2.3794	1.4878	1.4883			
	0.8000	1.2998	1.2824	2.5819	1.3815	1.7384			
	0.7000	1.3580	1.1170	2.8679	1.2437	2.0621			
	0.6000	1.4694	0.9469	3.2688	1.0846	2.4835			
	0.5000	1.6535	0.7777	3.8446	0.9126	3.0548			
	0.4000	1.9538	0.6119	4.7193	0.7333	3.8861			
	0.3000	2.4765	0.4509	6.1861	0.5503	5.2373			
	0.2000	3.5457	0.2950	9.1272	0.3659	7.8800			
	0.1000	6.7870	0.1447	17.9569	0.1820	15.7447			
	Inf.	1.5613	1.8069	1.7659	1.4173	0.6507			
	6	1.3554	0.9419	2.0797	1.6581	2.2473	1.5344	1.2767	
1.4286		0.7347	2.2492	1.4537	2.5437	1.4051	1.6293		
1.6667		0.5422	2.6003	1.1830	3.0641	1.1850	2.1739		
2.0000		0.4137	3.0679	0.9575	3.7119	0.9794	2.7936		
2.5000		0.3095	3.7652	0.7492	4.6512	0.7781	3.6453		
3.3333		0.2195	4.9266	0.5514	6.1947	0.5795	4.9962		
5.0000		0.1393	7.2500	0.3613	9.2605	0.3835	7.6184		
10.0000		0.0666	14.2200	0.1777	18.4267	0.1901	15.3495		
Inf.		1.5339	1.8838	1.8306	1.7485	1.3937	0.6383		
7		1.0000	1.2615	1.5196	2.2992	1.6804	2.2392	1.5196	1.2615
		0.9000	1.2422	1.3946	2.3613	1.5784	2.3966	1.4593	1.4472
		0.8000	1.2550	1.2449	2.5481	1.4430	2.6242	1.3619	1.6967
	0.7000	1.3100	1.0826	2.8192	1.2833	2.9422	1.2326	2.0207	
	0.6000	1.4170	0.9169	3.2052	1.1092	3.3841	1.0807	2.4437	
	0.5000	1.5948	0.7529	3.7642	0.9276	4.0150	0.9142	3.0182	
	0.4000	1.8853	0.5926	4.6179	0.7423	4.9702	0.7384	3.8552	
	0.3000	2.3917	0.4369	6.0535	0.5557	6.5685	0.5569	5.2167	
	0.2000	3.4278	0.2862	8.9371	0.3692	9.7697	0.3723	7.8901	
	0.1000	6.5695	0.1405	17.6031	0.1838	19.3760	0.1862	15.8127	
	Inf.	1.5748	1.8577	1.9210	1.8270	1.7340	1.3786	0.6307	
	n	$1/R_0$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7

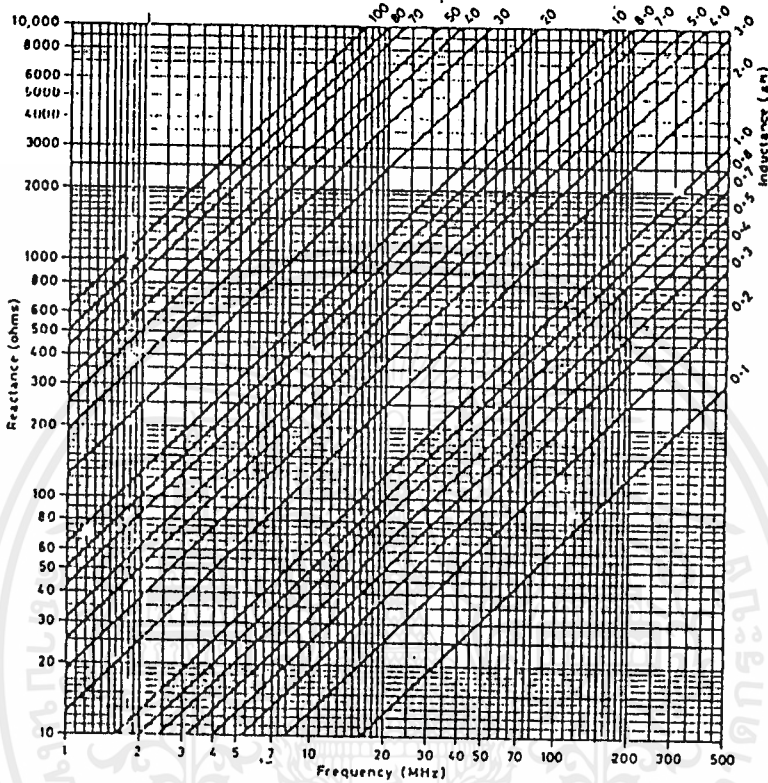
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 11-28 0.1-dB Chebyshev LC Element Values (Continued)

n	R ₀	C ₁	L ₂	C ₃	L ₄	C ₅	L ₆	C ₇	L ₈	C ₉	L ₁₀
8	1.3554	0.9254	2.0454	1.6453	2.2826	1.6841	2.2300	1.5091	1.2515		
	1.4286	0.7186	2.2054	1.4350	2.5554	1.4974	2.5422	1.3882	1.6029		
	1.6667	0.5298	2.5459	1.1644	3.0567	1.2367	3.0869	1.1769	2.1477		
	2.0000	0.4042	3.0029	0.9415	3.6917	1.0118	3.7619	0.9767	2.7690		
	2.5000	0.3025	3.6859	0.7365	4.6191	0.7990	4.7388	0.7787	3.6240		
	3.3333	0.2147	4.8250	0.5421	6.1483	0.5930	6.3423	0.5820	4.9811		
	5.0000	0.1364	7.1050	0.3554	9.1917	0.3917	9.5260	0.3863	7.6164		
	10.0000	0.0652	13.9469	0.1749	18.3007	0.1942	19.0437	0.1922	15.3880		
	Inf.	1.5422	1.9106	1.9008	1.9252	1.8200	1.7231	1.3683	0.6258		
	9	1.0000	1.2446	1.5017	2.2220	1.6829	2.2957	1.6829	2.2220	1.5017	1.2446
0.9000		1.2244	1.3765	2.3388	1.5756	2.4400	1.5870	2.3835	1.4444	1.4297	
0.8000		1.2361	1.2276	2.5201	1.4365	2.6561	1.4572	2.6168	1.3505	1.6788	
0.7000		1.2898	1.0670	2.7856	1.2751	2.9647	1.3019	2.9422	1.2248	2.0029	
0.6000		1.3950	0.9035	3.1653	1.1008	3.3992	1.1304	3.3937	1.0761	2.4264	
0.5000		1.5701	0.7419	3.7166	0.9198	4.0244	0.9494	4.0377	0.9121	3.0020	
0.4000		1.8566	0.5840	4.5594	0.7359	4.9750	0.7630	5.0118	0.7382	3.8412	
0.3000		2.3560	0.4307	5.9781	0.5509	6.5700	0.5736	6.6413	0.5579	5.2068	
0.2000		3.3781	0.2822	8.8291	0.3661	9.7699	0.3827	9.9047	0.3737	7.8891	
0.1000		6.4777	0.1386	17.3994	0.1823	19.3816	0.1912	19.6976	0.1873	15.8393	
Inf.	1.5804	1.8727	1.9584	1.9094	1.9229	1.8136	1.7150	1.3611	0.6223		
10	1.3554	0.9146	2.0279	1.6346	2.2777	1.6963	2.2991	1.6805	2.2155	1.4962	1.2397
	1.4286	0.7110	2.1837	1.4231	2.5425	1.5002	2.5915	1.5000	2.5322	1.3789	1.5903
	1.6667	0.5240	2.5194	1.1536	3.0362	1.2349	3.1229	1.2444	3.0839	1.1717	2.1351
	2.0000	0.3998	2.9713	0.9326	3.6647	1.0089	3.7923	1.0214	3.7669	0.9741	2.7572
	2.5000	0.2993	3.6476	0.7295	4.5843	0.7962	4.7673	0.8090	4.7547	0.7779	3.6136
	3.3333	0.2124	4.7758	0.5370	6.1022	0.5907	6.3734	0.6020	6.3758	0.5822	4.9735
	5.0000	0.1350	7.0347	0.3522	9.1248	0.3902	9.5681	0.3987	9.5942	0.3871	7.6148
	10.0000	0.0646	13.8141	0.1734	18.1739	0.1935	19.1282	0.1981	19.2158	0.1929	15.4052
	Inf.	1.5460	1.9201	1.9216	1.9700	1.9102	1.9194	1.8083	1.7090	1.3559	0.6198
	n	1/R ₀	L ₁	C ₂	L ₃	C ₄	L ₅	C ₆	L ₇	C ₈	L ₉

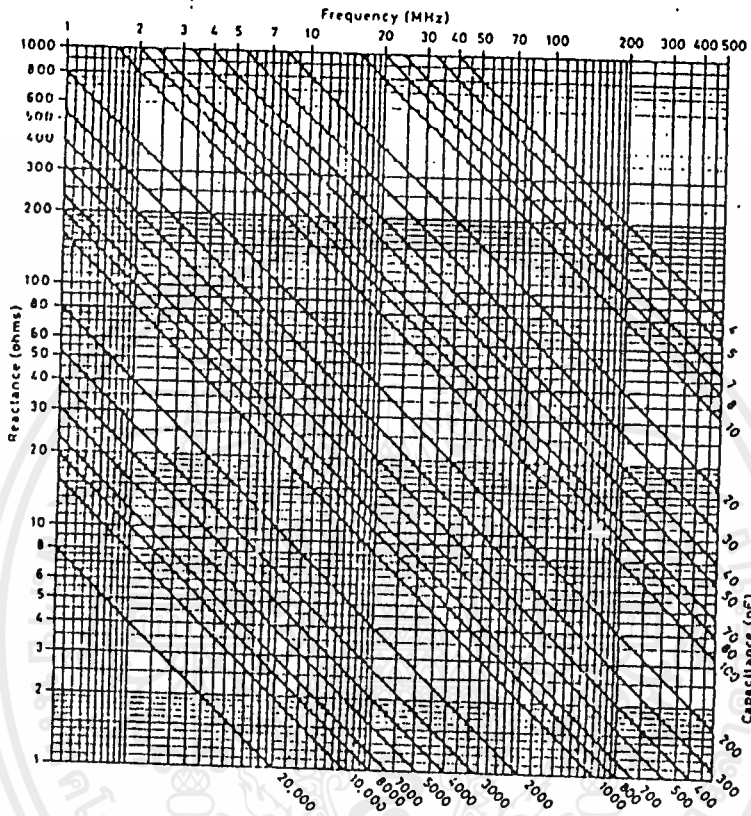
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

REACTANCE CHART
INDUCTANCE



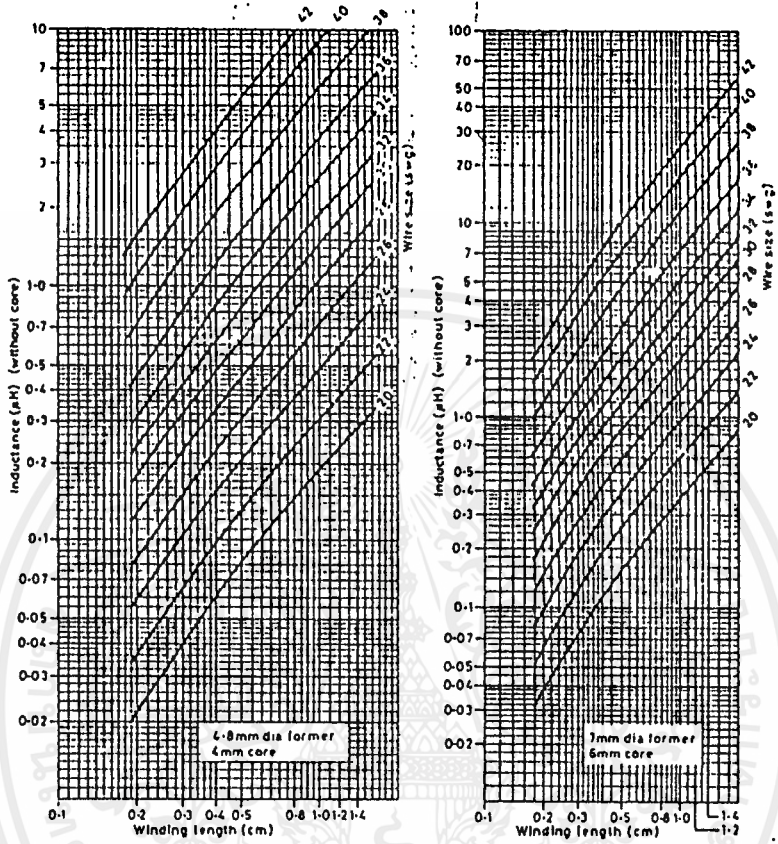
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

REACTANCE CHART CAPACITANCE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SMALL INDUCTORS

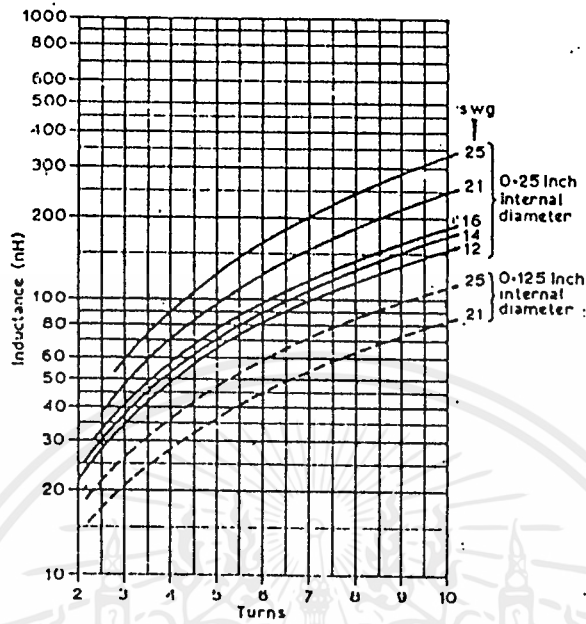


Conversion of length to turns for enamelled wire

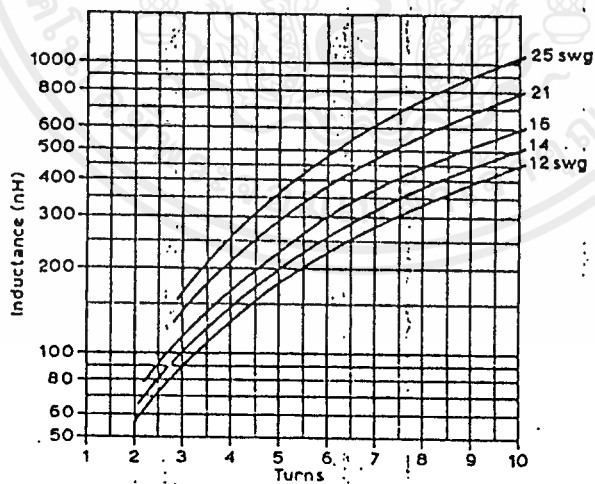
Wire size, (swg)	20	22	24	26	28	30	32	34	36	38	40
Turns per inch	26	33	41.6	51.2	61.7	72.4	81.9	97	116	145	178
Turns per cm	10.2	13	16.4	20.2	24.3	28.5	32.2	38.2	45.7	57.1	70.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VHF INDUCTORS

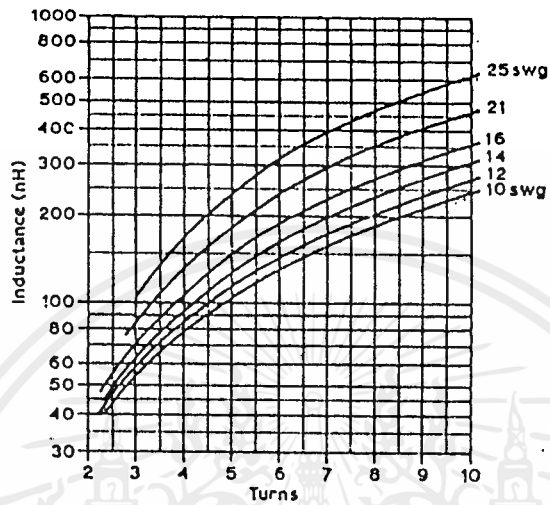


The Inductance of 0.125 and 0.25 In Internal diameter coils with turns spaced one diameter apart



The Inductance of 0.5 In Internal diameter coils with turns spaced one diameter apart

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



The Inductance of 0.375 in Internal diameter coils with turns spaced one diameter apart

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

BFR90

The RF Line

NPN SILICON HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

designed primarily for use in high-gain, low-noise, small-signal amplifiers. Also used in applications requiring fast switching times.

- High Current-Gain – Bandwidth Product –
 $f_T = 5.0 \text{ GHz (Typ) @ } I_C = 14 \text{ mA}$
- Low Noise Figure –
 $NF = 2.4 \text{ dB (Typ) @ } f = 0.5 \text{ GHz}$
 $= 3.0 \text{ dB (Typ) @ } f = 1.0 \text{ GHz}$
- High Power Gain –
 $G_{max} = 18 \text{ dB (Typ) @ } f = 0.5 \text{ GHz}$
 $= 12 \text{ dB (Typ) @ } f = 1.0 \text{ GHz}$

$f_T = 5.0 \text{ GHz @ } 14 \text{ mA}$

HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

NPN SILICON



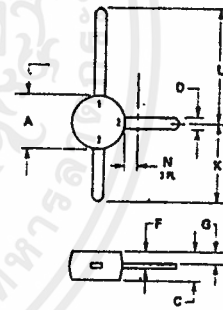
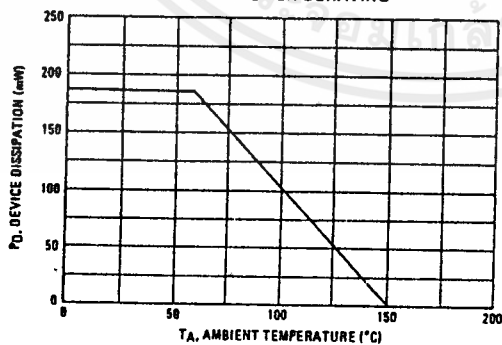
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	15	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	20	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	3.0	Vdc
Collector Current – Continuous	I_C	30	mA dc
Total Device Dissipation @ $T_A = 60^\circ\text{C}$ Derate Above 60°C	P_D	180	mW
		2.0	mW/ $^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	500	$^\circ\text{C/W}$

FIGURE 1 – POWER DERATING



STYLE 2:
 PIN 1, COLLECTOR
 2, EMITTER
 3, BASE

NOTE:
 DIMENSION D NOT APPLICABLE IN ZONE N.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.64	5.21	0.175	0.205
C	1.90	2.54	0.075	0.100
D	0.84	0.98	0.033	0.039
F	0.20	0.30	0.008	0.012
G	0.75	1.14	0.030	0.045
K	2.74	0.13	0.205	0.120
L	10.54	11.42	0.415	0.450
N	—	1.68	—	0.065

CASE 317A-01

BFR90

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 1.0 mA _{dc} , I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	15	—	—	V _{dc}
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 0.1 mA _{dc} , I _E = 0)	V _{(BR)CBO}	20	—	—	V _{dc}
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 0.1 mA _{dc} , I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	3.0	—	—	V _{dc}
Collector Cutoff Current (V _{CB} = 10 V _{dc} , I _E = 0)	I _{CBO}	—	—	50	nA _{dc}
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain (I _C = 14 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc})	h _{FE}	25	—	250	—
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Current-Gain Bandwidth Product (I _C = 14 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc} , f = 0.5 GHz)	f _T	—	5.0	—	GHz
Collector-Base Capacitance (V _{CB} = 10 V _{dc} , I _E = 0, f = 1.0 MHz)	C _{cb}	—	0.5	1.0	pF
FUNCTIONAL TESTS					
Noise Figure (I _C = 2.0 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc} , f = 0.5 GHz) (I _C = 2.0 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc} , f = 1.0 GHz)	NF	—	2.4 3.0	—	dB
Power Gain at Optimum Noise Figure (I _C = 2.0 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc} , f = 0.5 GHz) (I _C = 2.0 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc} , f = 1.0 GHz)	G _{NF}	—	15 10	—	dB
Maximum Available Power Gain (1) (I _C = 14 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc} , f = 0.5 GHz) (I _C = 14 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc} , f = 1.0 GHz)	G _{max}	—	18 12	—	dB

$$(1) G_{max} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}$$

FIGURE 2 — POWER GAIN AND NOISE FIGURE versus FREQUENCY

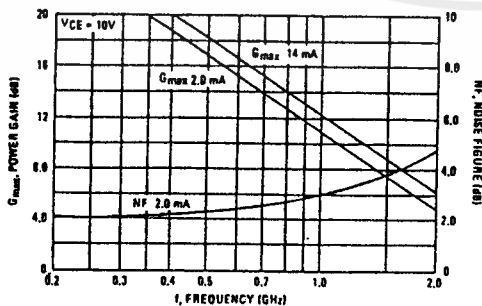
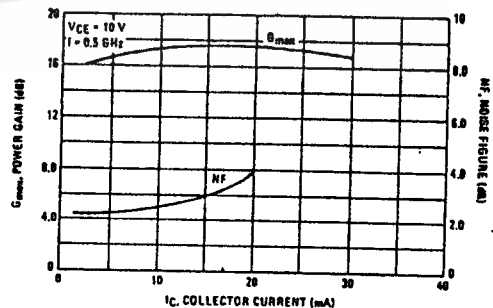


FIGURE 3 — POWER GAIN AND NOISE FIGURE versus COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 4 - S₁₁ PARAMETERS

Frequency (MHz)		200		500		800		1000		1500	
VCE (Volts)	I _C (mA)	S ₁₁	∠φ	S ₁₁	∠φ	S ₁₁	∠φ	S ₁₁	∠φ	S ₁₁	∠φ
5.0	2.0	0.77	-45	0.48	-90	0.33	-125	0.27	-160	0.28	170
	5.0	0.52	-60	0.25	-110	0.18	-150	0.18	170	0.21	145
	10	0.33	-75	0.15	-125	0.13	-175	0.15	150	0.20	130
	20	0.20	-95	0.12	-155	0.14	165	0.17	145	0.22	130
	30	0.17	-116	0.14	-170	0.17	160	0.21	145	0.26	130
10	2.0	0.79	-40	0.50	-80	0.33	-115	0.26	-150	0.25	175
	5.0	0.58	-55	0.27	-95	0.16	-135	0.13	-175	0.17	150
	10	0.39	-65	0.16	-105	0.10	-150	0.10	165	0.15	140
	20	0.25	-75	0.10	-120	0.09	-175	0.12	150	0.18	130
	30	0.25	-75	0.10	-120	0.09	-175	0.12	150	0.18	130

FIGURE 5 - S₂₂ PARAMETERS

Frequency (MHz)		200		500		800		1000		1500	
VCE (Volts)	I _C (mA)	S ₂₂	∠φ	S ₂₂	∠φ	S ₂₂	∠φ	S ₂₂	∠φ	S ₂₂	∠φ
5.0	2.0	0.89	-20	0.69	-30	0.61	-35	0.55	-35	0.52	-45
	5.0	0.75	-25	0.55	-30	0.50	-30	0.47	-30	0.43	-40
	10	0.64	-25	0.49	-25	0.45	-25	0.43	-30	0.40	-38
	20	0.57	-25	0.47	-20	0.44	-25	0.43	-25	0.40	-35
	30	0.55	-20	0.47	-20	0.46	-20	0.44	-25	0.42	-35
10	2.0	0.91	-15	0.74	-25	0.66	-30	0.62	-35	0.59	-40
	5.0	0.79	-20	0.61	-25	0.56	-25	0.54	-30	0.51	-35
	10	0.70	-20	0.56	-20	0.53	-25	0.51	-25	0.48	-35
	20	0.63	-20	0.54	-25	0.53	-20	0.51	-25	0.49	-35
	30	0.63	-15	0.56	-15	0.55	-20	0.54	-25	0.52	-35

FIGURE 6 - S₂₁ PARAMETERS

Frequency (MHz)		200		500		800		1000		1500	
VCE (Volts)	I _C (mA)	S ₂₁	∠φ	S ₂₁	∠φ	S ₂₁	∠φ	S ₂₁	∠φ	S ₂₁	∠φ
5.0	2.0	5.76	140	3.81	105	2.73	90	2.20	75	1.70	60
	5.0	9.92	125	5.24	95	3.50	80	2.80	70	2.10	60
	10	12.33	115	5.82	90	3.79	75	2.90	65	2.20	55
	20	13.62	105	6.00	85	3.88	75	2.95	65	2.25	55
	30	13.41	105	5.80	80	3.74	75	2.85	65	2.15	55
10	2.0	5.77	145	3.88	110	2.80	90	2.25	75	1.75	60
	5.0	10.05	130	5.42	95	3.80	80	2.85	70	2.10	60
	10	12.56	115	6.00	90	3.90	80	3.05	70	2.25	55
	20	13.77	110	6.13	85	3.92	75	3.05	65	2.20	55
	30	13.23	105	5.79	85	3.70	75	2.85	65	2.15	55

FIGURE 7 - S₁₂ PARAMETERS

Frequency (MHz)		200		500		800		1000		1500	
VCE (Volts)	I _C (mA)	S ₁₂	∠φ	S ₁₂	∠φ	S ₁₂	∠φ	S ₁₂	∠φ	S ₁₂	∠φ
5.0	2.0	0.08	65	0.10	55	0.12	55	0.14	55	0.17	60
	5.0	0.05	65	0.08	65	0.12	65	0.15	65	0.19	65
	10	0.04	65	0.08	70	0.12	70	0.15	70	0.20	65
	20	0.04	75	0.08	75	0.12	75	0.15	70	0.20	70
	30	0.03	75	0.07	75	0.11	75	0.15	75	0.19	70
10	2.0	0.05	70	0.03	55	0.11	55	0.12	55	0.15	60
	5.0	0.04	65	0.07	65	0.10	85	0.13	65	0.17	70
	10	0.04	65	0.07	70	0.10	70	0.13	70	0.17	70
	20	0.03	70	0.07	75	0.10	75	0.13	75	0.17	70
	30	0.03	75	0.06	75	0.10	75	0.13	75	0.17	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BFW92A

The RF Line

NPN SILICON HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

designed primarily for use in MATV/CATV amplifiers and other broadband linear applications demanding high power gain with low noise over a wide current range.

- High Power Gain —
MAG = 16 dB (Typ) @ f = 0.5 GHz
- Low Noise Figure —
NF = 2.7 dB (Typ) @ f = 0.5 GHz
- Ion-Implanted Arsenic Emitters
- Gold Top Metal
- Silicon Nitride Passivation
- Industry Standard Plastic Macro-T Package
- Compatible with Other BFW92 Types

$f_T = 4.5 \text{ GHz @ } 10 \text{ mA}$

HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

NPN SILICON



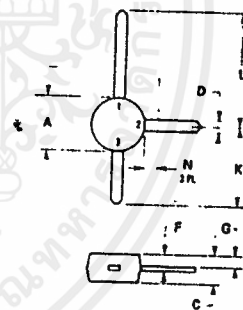
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	15	Vdc
Collector-Base Voltage	V _{CBO}	25	Vdc
Emitter-Base Voltage	V _{EBO}	2.5	Vdc
Collector Current — Continuous	I _C	35	mAdc
Total Device Dissipation @ T _C = 105°C Derate Above 105°C	P _D	180 4.0	mW mW/°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to 150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance Junction to Case (2)	R _{θJC}	250	°C/W

Note: Case temperature measured on collector lead immediately adjacent to body of package



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

NOTE:
DIMENSION D NOT APPLICABLE IN ZONE N

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.44	5.21	0.175	0.205
C	1.90	2.54	0.075	0.100
D	0.04	0.30	0.003	0.030
F	0.20	0.30	0.008	0.012
G	0.76	1.14	0.030	0.045
K	7.24	8.13	0.286	0.320
L	10.54	11.43	0.415	0.450
N	—	1.05	—	0.045

CASE 317A-01

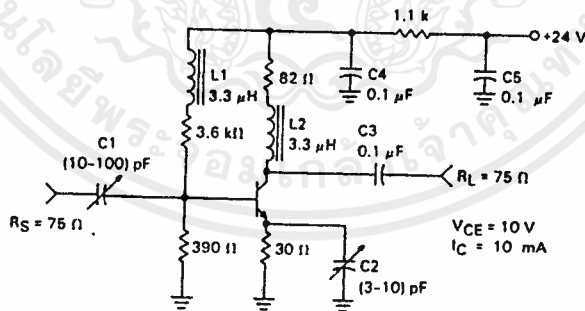
BFW92A

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 1.0 mA, I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	15	—	—	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 0.1 mA, I _E = 0)	V _{(BR)CBO}	25	—	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 0.1 mA, I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	2.5	—	—	Vdc
Collector Cutoff Current (V _{CB} = 10 Vdc, I _E = 0)	I _{CBO}	—	—	50	nAdc
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain (I _C = 2.0 mA, V _{CE} = 1.0 Vdc)	h _{FE}	20	50	150	—
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Current-Gain Bandwidth Product (I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 0.5 GHz)	f _T	—	4.5	—	GHz
Collector-Base Capacitance (V _{CB} = 10 Vdc, f = 1.0 MHz, Emitter Guarded)	C _{cb}	—	0.5	1.0	pF
FUNCTIONAL PERFORMANCE					
Optimum Noise Figure (Tuned) (I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 0.5 GHz)	N _{Fopt}	—	2.7	—	dB
Noise Figure (Untuned, R _S = R _L = 50 Ω) (I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 0.5 GHz)	N _F	—	3.0	—	dB
Maximum Available Gain (1) (I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 0.5 GHz)	MAG	—	16	—	dB
Insertion Gain (I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 0.5 GHz)	S ₂₁ ²	—	14	—	dB

$$(1) G_{max} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}$$

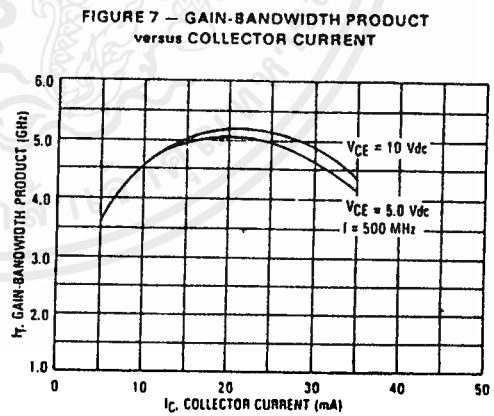
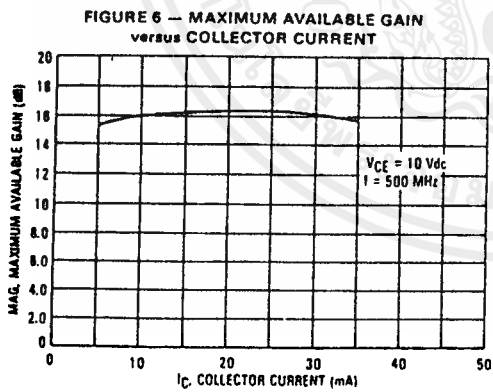
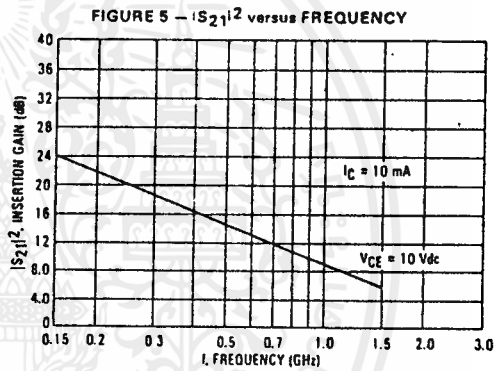
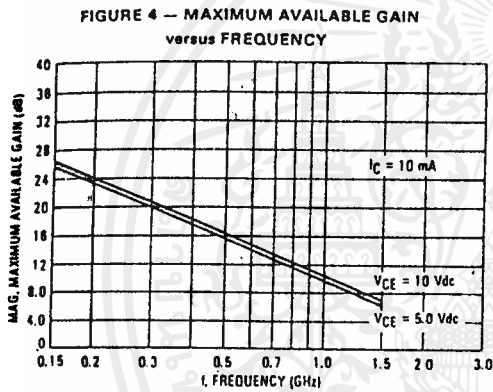
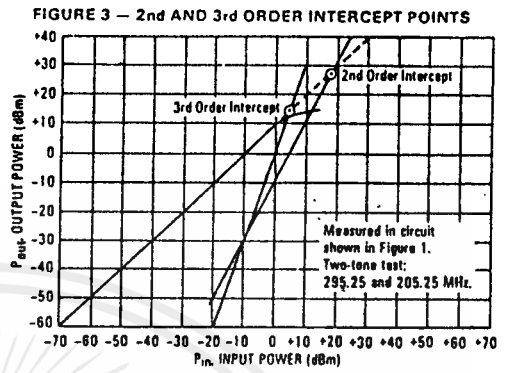
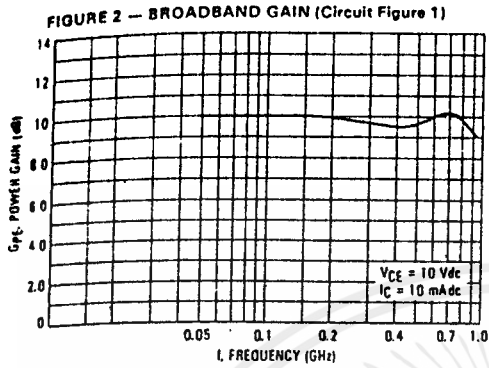
FIGURE 1 — 30-900 MHz BROADBAND AMPLIFIER



C3, C4, C5 — 0.1 μF Chip Capacitor
L1, L2 — 3.3 μH Molded Inductor

All Resistors 1/4 W, 20%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BFW92A

FIGURE 8 — NOISE FIGURE
versus COLLECTOR CURRENT

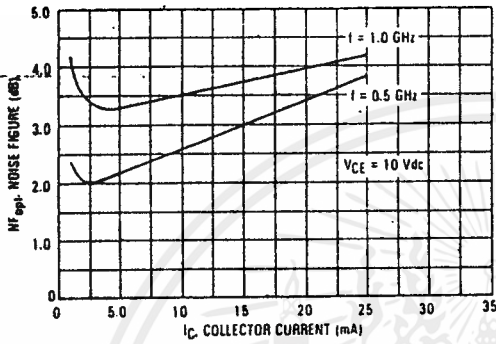


FIGURE 9 — NOISE FIGURE
versus COLLECTOR CURRENT
Untuned, R_S = R_L = 50 Ω

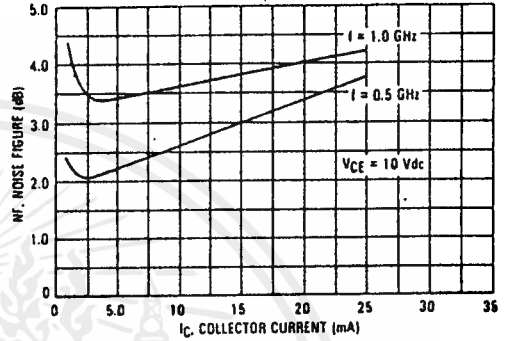


FIGURE 10 — NOISE FIGURE versus FREQUENCY

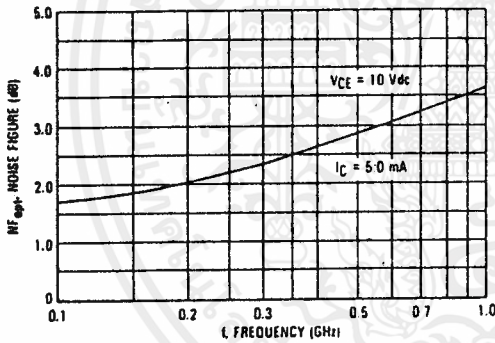


FIGURE 11 — NOISE FIGURE versus FREQUENCY
Untuned R_S = R_L = 50 Ω

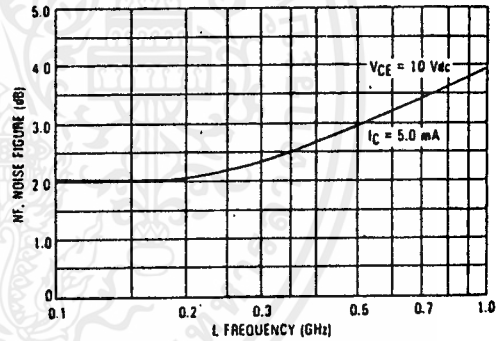


FIGURE 12 — C_{ib} INPUT CAPACITANCE versus
EMITTER BASE VOLTAGE

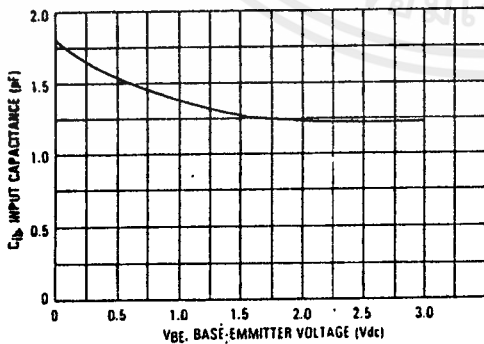
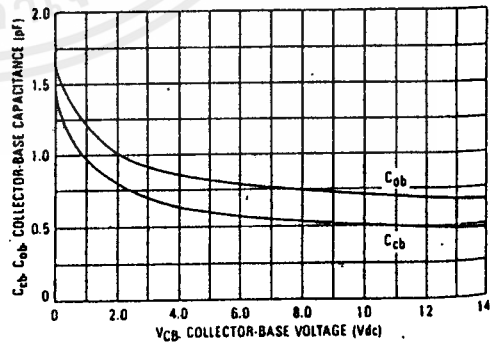


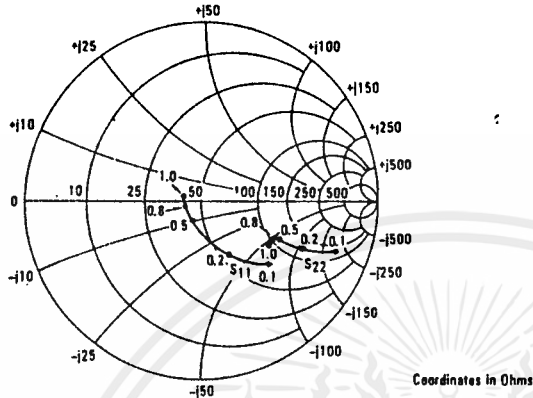
FIGURE 13 — COLLECTOR-BASE CAPACITANCE
versus COLLECTOR-BASE VOLTAGE



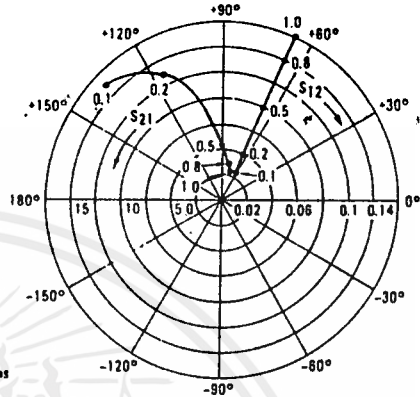
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BFW92A COMMON-EMITTER S-PARAMETERS

**INPUT/OUTPUT REFLECTION
COEFFICIENTS versus FREQUENCY**
($V_{CE} = 10\text{ V}$, $I_C = 10\text{ mA}$)



**FORWARD/REVERSE TRANSMISSION
COEFFICIENTS versus FREQUENCY**
($V_{CE} = 10\text{ V}$, $I_C = 10\text{ mA}$)



VCE (Volts)	IC (mA)	f (MHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
			S ₁₁	∠φ	S ₂₁	∠φ	S ₁₂	∠φ	S ₂₂	∠φ
5.0	5.0	100	0.71	-33	11.2	145	0.031	69	0.87	-18
		200	0.49	-60	8.6	122	0.052	62	0.70	-28
		500	0.21	-119	4.5	92	0.094	61	0.48	-30
		800	0.17	-161	3.0	78	0.137	60	0.44	-36
		1000	0.16	176	2.5	71	0.164	60	0.44	-40
	10	100	0.52	-46	16.6	135	0.027	67	0.78	-23
		200	0.31	-75	11.2	113	0.044	65	0.58	-29
		500	0.14	-150	5.2	88	0.089	67	0.40	-29
		800	0.15	173	3.3	76	0.135	65	0.37	-34
		1000	0.16	154	2.8	70	0.164	64	0.37	-38
	15	100	0.40	-55	19.7	129	0.025	69	0.72	-26
		200	0.22	-88	12.1	109	0.041	68	0.52	-29
		500	0.14	-170	5.4	86	0.087	70	0.36	-27
		800	0.16	161	3.5	76	0.134	68	0.34	-33
		1000	0.17	145	2.9	69	0.164	66	0.35	-37
	20	100	0.33	-62	21.1	125	0.023	69	0.68	-27
		200	0.18	-99	12.5	106	0.039	69	0.49	-28
		500	0.14	178	5.5	85	0.086	72	0.35	-26
		800	0.17	155	3.5	75	0.133	69	0.33	-32
		1000	0.18	142	2.9	69	0.164	67	0.34	-37
25	100	0.27	-69	21.9	122	0.022	70	0.65	-27	
	200	0.15	-111	12.7	104	0.038	71	0.47	-27	
	500	0.16	172	5.5	85	0.085	73	0.35	-25	
	800	0.19	153	3.5	75	0.132	70	0.33	-31	
	1000	0.20	140	2.9	69	0.163	68	0.33	-36	
10	5.0	100	0.73	-30	11.1	146	0.026	71	0.90	-14
		200	0.53	-52	8.8	124	0.044	63	0.75	-21
		500	0.21	-98	4.7	94	0.082	62	0.57	-25
		800	0.14	-136	3.1	80	0.120	62	0.53	-30
		1000	0.11	-161	2.6	73	0.143	62	0.53	-34
	10	100	0.57	-39	16.7	137	0.023	70	0.82	-18
		200	0.35	-62	11.5	115	0.038	66	0.65	-23
		500	0.12	-117	5.4	89	0.078	69	0.50	-23
		800	0.09	-163	3.5	78	0.118	67	0.47	-28
		1000	0.09	168	2.9	71	0.144	66	0.48	-32
	15	100	0.46	-46	19.9	130	0.021	70	0.77	-20
		200	0.26	-68	12.6	110	0.035	68	0.60	-22
		500	0.09	-137	5.6	87	0.076	71	0.47	-21
		800	0.09	177	3.7	77	0.117	69	0.45	-27
		1000	0.10	153	3.0	71	0.143	68	0.46	-31
	20	100	0.39	-50	21.5	126	0.020	70	0.74	-21
		200	0.21	-73	13.0	107	0.034	71	0.58	-21
		500	0.08	-154	5.7	86	0.075	72	0.46	-20
		800	0.10	168	3.7	76	0.117	70	0.45	-27
		1000	0.11	148	3.0	71	0.142	69	0.45	-31
25	100	0.34	-54	22.3	123	0.019	70	0.71	-20	
	200	0.17	-79	13.0	105	0.033	71	0.57	-20	
	500	0.08	-166	5.7	86	0.075	73	0.47	-19	
	800	0.11	162	3.7	76	0.116	70	0.45	-26	
	1000	0.13	144	3.0	70	0.141	69	0.46	-30	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA**

BFR91B

The RF Line

NPN SILICON HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

... designed primarily for use in high-gain, low-noise, small-signal amplifiers. Also used in applications requiring fast switching times.

- High Current-Gain – Bandwidth Product –
 $f_T = 5.0 \text{ GHz (Typ) @ } I_C = 30 \text{ mA}$
- Low Noise Figure –
 $NF = 1.9 \text{ dB (Typ) @ } f = 0.5 \text{ GHz}$
- High Power Gain –
 $G_{max} = 16 \text{ dB (Typ) @ } f = 0.5 \text{ GHz}$

$f_T = 5.0 \text{ GHz @ } 30 \text{ mA}$

**HIGH FREQUENCY
TRANSISTOR**

NPN SILICON

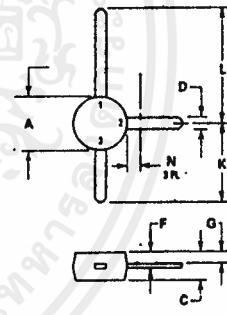


MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	12	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB0}	15	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB0}	2.0	Vdc
Collector Current – Continuous	I_C	30	mA dc
Total Device Dissipation @ $T_A = 60^\circ\text{C}$ Derate Above 60°C	P_D	180	mW
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	500	$^\circ\text{C/W}$



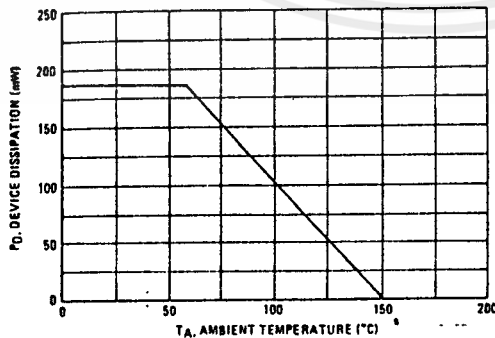
STYLE 2:
PIN 1. COLLECTOR
2. EMITTER
3. BASE

NOTE:
DIMENSION D NOT APPLICABLE IN ZONE H.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.44	5.21	0.175	0.205
C	1.90	2.54	0.075	0.100
D	0.84	0.92	0.033	0.036
F	0.29	0.30	0.011	0.012
G	0.76	1.14	0.030	0.045
K	7.24	8.13	0.285	0.320
L	16.54	17.43	0.651	0.687
N	—	1.05	—	0.041

CASE 317A-01

FIGURE 1 – POWER DERATING



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 1.0 mA _{dc} , I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	12	—	—	V _{dc}
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 0.1 mA _{dc} , I _E = 0)	V _{(BR)CBO}	15	—	—	V _{dc}
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 0.1 mA _{dc} , I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	2.0	—	—	V _{dc}
Collector Cutoff Current (V _{CB} = 5.0 V _{dc} , I _E = 0)	I _{CBO}	—	—	50	nA _{dc}

ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain (I _C = 30 mA _{dc} , V _{CE} = 5.0 V _{dc})	h _{FE}	25	—	250	—

DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Current-Gain Bandwidth Product (I _C = 30 mA _{dc} , V _{CE} = 5.0 V _{dc} , f = 0.5 GHz)	f _T	—	5.0	—	GHz
Collector-Base Capacitance (V _{CB} = 10 V _{dc} , I _E = 0, f = 1.0 MHz)	C _{cb}	—	0.7	1.0	pF

FUNCTIONAL TESTS					
Noise Figure (I _C = 2.0 mA _{dc} , V _{CE} = 5.0 V _{dc} , f = 0.5 GHz) (I _C = 2.0 mA _{dc} , V _{CE} = 5.0 V _{dc} , f = 1.0 GHz)	NF	—	1.9 2.5	—	dB
Power Gain at Optimum Noise Figure (I _C = 2.0 mA _{dc} , V _{CE} = 5.0 V _{dc} , f = 0.5 GHz) (I _C = 2.0 mA _{dc} , V _{CE} = 5.0 V _{dc} , f = 1.0 GHz)	G _{NF}	—	11 8.0	—	dB
Maximum Available Power Gain (1) (I _C = 30 mA _{dc} , V _{CE} = 5.0 V _{dc} , f = 0.5 GHz) (I _C = 30 mA _{dc} , V _{CE} = 5.0 V _{dc} , f = 1.0 GHz)	G _{max}	—	16 10	—	dB

$$(1) G_{max} = \frac{|S_{21}|^2}{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)}$$

FIGURE 2 - POWER GAIN AND NOISE FIGURE versus FREQUENCY

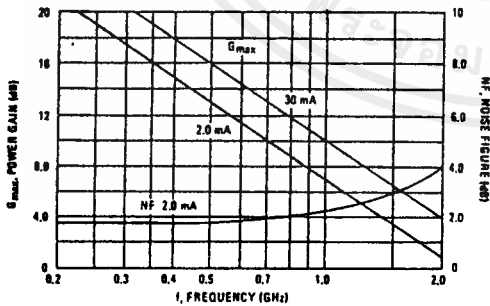
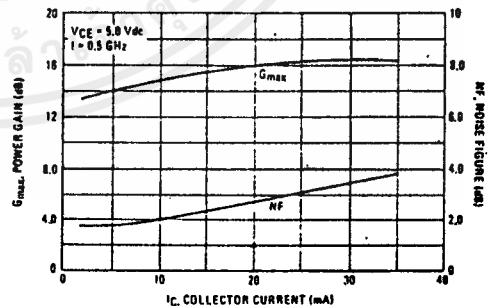


FIGURE 3 - POWER GAIN AND NOISE FIGURE versus COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BFR91

FIGURE 4 - S₁₁ PARAMETERS

Frequency (MHz)		200		500		800		1000		1500	
VCE (Volts)	I _C (mA)	S ₁₁	∠φ	S ₁₁	∠φ	S ₁₁	∠φ	S ₁₁	∠φ	S ₁₁	∠φ
5.0	2.0	0.72	-65	0.51	-125	0.46	-165	0.47	170	0.51	145
	5.0	0.49	-90	0.35	-150	0.34	175	0.36	155	0.41	138
	10	0.34	-110	0.28	-165	0.29	165	0.32	145	0.36	130
	20	0.26	-130	0.24	180	0.27	155	0.30	140	0.34	128
	30	0.24	-145	0.24	175	0.27	165	0.30	140	0.34	128
10	2.0	0.74	-60	0.51	-120	0.45	-180	0.45	170	0.49	160
	5.0	0.52	-80	0.33	-140	0.31	-175	0.32	160	0.37	148
	10	0.36	-95	0.24	-155	0.24	170	0.27	155	0.31	140
	20	0.25	-115	0.19	-170	0.21	160	0.24	145	0.29	130
	30	0.22	-120	0.19	-175	0.21	160	0.25	145	0.20	130

FIGURE 5 - S₂₂ PARAMETERS

Frequency (MHz)		200		500		800		1000		1500	
VCE (Volts)	I _C (mA)	S ₂₂	∠φ	S ₂₂	∠φ	S ₂₂	∠φ	S ₂₂	∠φ	S ₂₂	∠φ
5.0	2.0	0.83	-25	0.62	-35	0.55	-40	0.51	-45	0.49	-60
	5.0	0.66	-30	0.45	-35	0.40	-40	0.37	-40	0.34	-50
	10	0.52	-35	0.36	-35	0.32	-35	0.30	-35	0.27	-50
	20	0.42	-35	0.30	-30	0.27	-30	0.26	-30	0.22	-45
	30	0.38	-35	0.28	-25	0.26	-30	0.25	-30	0.21	-40
10	2.0	0.86	-20	0.67	-30	0.62	-35	0.58	-40	0.56	-50
	5.0	0.71	-25	0.53	-30	0.48	-30	0.45	-35	0.43	-45
	10	0.59	-30	0.45	-25	0.41	-30	0.40	-30	0.37	-40
	20	0.50	-25	0.40	-25	0.38	-25	0.37	-30	0.34	-40
	30	0.47	-25	0.40	-20	0.38	-25	0.37	-30	0.34	-35

FIGURE 6 - S₂₁ PARAMETERS

Frequency (MHz)		200		500		800		1000		1500	
VCE (Volts)	I _C (mA)	S ₂₁	∠φ	S ₂₁	∠φ	S ₂₁	∠φ	S ₂₁	∠φ	S ₂₁	∠φ
5.0	2.0	5.25	130	3.06	95	2.10	75	1.70	65	1.20	50
	5.0	8.72	120	4.34	90	2.84	75	2.30	85	1.60	50
	10	10.85	110	4.92	85	3.22	70	2.60	85	1.80	50
	20	12.13	105	5.34	80	3.44	70	2.75	80	1.90	50
	30	12.50	100	5.42	80	3.47	70	2.75	60	1.90	50
10	2.0	5.36	135	3.20	95	2.20	80	1.85	65	1.30	50
	5.0	9.05	120	4.55	90	3.00	75	2.45	65	1.65	50
	10	11.37	110	5.22	85	3.40	75	2.65	65	1.85	50
	20	12.83	105	5.64	80	3.63	70	2.75	60	2.00	50
	30	13.10	100	5.62	80	3.63	70	2.75	60	2.00	50

FIGURE 7 - S₁₂ PARAMETERS

Frequency (MHz)		200		500		800		1000		1500	
VCE (Volts)	I _C (mA)	S ₁₂	∠φ	S ₁₂	∠φ	S ₁₂	∠φ	S ₁₂	∠φ	S ₁₂	∠φ
5.0	2.0	0.08	55	0.11	45	0.12	50	0.14	55	0.17	65
	5.0	0.06	55	0.09	60	0.13	65	0.17	65	0.22	65
	10	0.05	60	0.09	65	0.14	70	0.19	65	0.24	65
	20	0.05	70	0.07	70	0.15	70	0.19	70	0.25	65
	30	0.04	75	0.10	75	0.15	70	0.19	70	0.25	65
10	2.0	0.06	60	0.09	45	0.10	50	0.12	60	0.16	70
	5.0	0.05	60	0.08	60	0.11	65	0.15	65	0.19	70
	10	0.05	65	0.08	65	0.12	70	0.16	70	0.21	70
	20	0.04	70	0.08	70	0.13	70	0.17	70	0.22	70
	30	0.04	70	0.08	75	0.13	70	0.17	70	0.22	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

The RF Line
UHF Linear Power Transistors

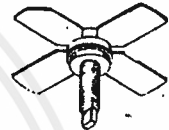
The TP3401/S are NPN transistors, gold metallized for reliability. They use diffused emitter ballast resistors for linearity and ruggedness.

The transition frequency of 5 GHz makes these transistors ideal for UHF broadband linear amplification such as in high level 1.2 Volts MATV amplifiers up to 860 MHz, low power TV transposer stages or instrumentation.

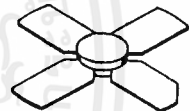
- High Output — 1.2 V (DIN 45004/B)
- 5 GHz f_T
- High Gain — 16 dB Typ @ 500 MHz

TP3401
TP3401S

UHF LINEAR
POWER
TRANSISTORS



.280 SOE
CASE 244C-01, STYLE 1
TP3401



.280 SOE S
CASE 249A-01, STYLE 1
TP3401S

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	13	Vdc
Collector-Base Voltage	V _{CBO}	24	Vdc
Emitter-Base Voltage	V _{EBO}	3.5	Vdc
Total Device Dissipation (at T _C = 25°C Derate above 25°C)	P _D	3	Watts** W/°C
Operating Junction Temperature	T _J	200	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +200	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	R _{θJC}	40	°C/W

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

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

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 5 mA, I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	13	—	—	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 1 mA, I _E = 0)	V _{(BR)CBO}	24	—	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 0.1 mA, I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	3.5	—	—	Vdc
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 9 V, I _B = 0)	I _{CEO}	—	—	0.6	mA

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain (I _C = 50 mA, V _{CE} = 5 V)	h _{FE}	670	—	—	—
---	-----------------	-----	---	---	---

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Output Capacitance (V _{CB} = 10 V, I _E = 0, f = 1 MHz)	C _{ob}	—	3.5	4.5	pF
--	-----------------	---	-----	-----	----

FUNCTIONAL TESTS

Cutoff Frequency (V _{CE} = 12.5 V, I _C = 150 mA, f = 500 MHz)	f _r	4.5	5	—	GHz
Maximum Unilateral Gain (V _{CE} = 12.5 V, I _C = 150 mA, f = 500 MHz)	G _{UMAX}	15	15.3	—	dB
Insertion Gain (V _{CE} = 12.5 V, I _C = 150 mA, f = 500 MHz)	S ₂₁ ²	12.5	14	—	dB
Intermodulation Distortion 3 Tone — DIN 45004/B (f _{vision} = 800 MHz, R _{Load} = 75 Ohms, V _{CE} = 12.5 V, I _C = 150 mA, V _{out} = 1.2 V)	IMD	—	-60	-58	dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TP3401, TP3401S

TYPICAL CHARACTERISTICS

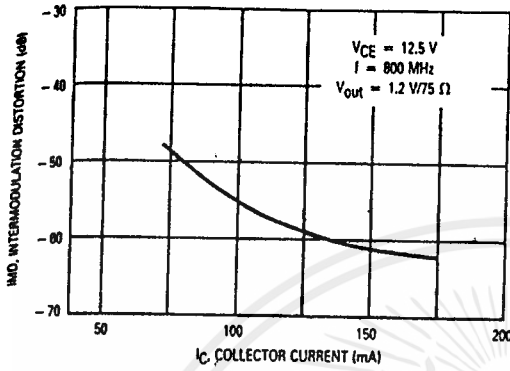


Figure 1. 3rd Order Intermodulation (DIN 45004 B)

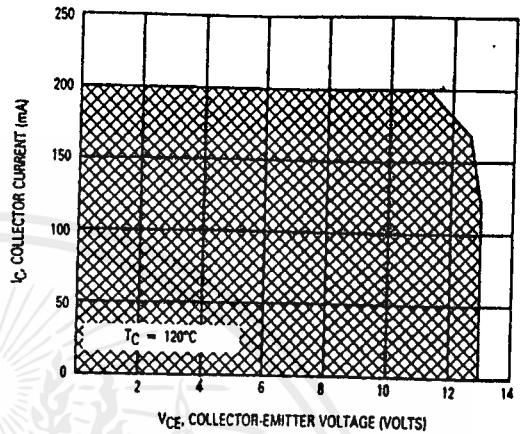


Figure 3. DC Safe Operating Area

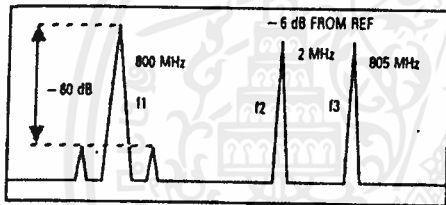
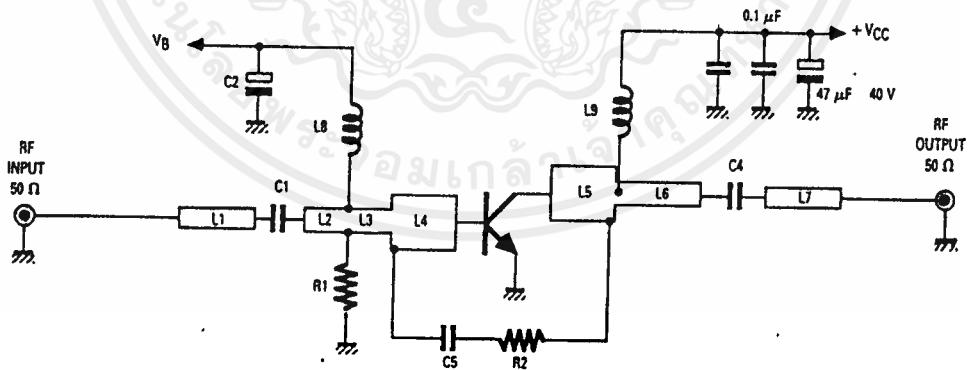


Figure 2. Intermodulation Distortion Test



- L1 — 50 Ω Line, L = 10 mm
- L2 — 50 Ω Line, L = 27 mm
- L3 — 50 Ω Line, L = 0.8 mm
- L4 — 17.5 Ω Line, L = 10 mm
- L5 — 17.5 Ω Line, L = 10 mm
- L6 — 50 Ω Line, L = 33 mm
- L7 — 50 Ω Line, L = 12 mm
- L8 — Ferrite Bead ≥ 30 μH
- L9 — Ferrite Bead ≥ 30 μH
- R1 — 56 Ω
- R2 — 180 Ω

Circuit Board Teflon Glass 1/16"
All Dimensions in Millimeters

- C1 — 120 pF, Chip Capacitor
- C2 — 10 μF, Electrolytic Capacitor
- C3 — 10 μF, Electrolytic Capacitor
- C4 — 90 Ω Line, Chip Capacitor
- C5 — 10 μF, Electrolytic Capacitor
- C6, C7 — 0.1 μF
- C8, C9 — 15 nF
- C10, C11 — 1 nF

Figure 4. 800 MHz Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TP3401, TP3401S

S-PARAMETERS (TYPICAL)

$V_{CE} = 7.5 \text{ V}$, $I_C = 100 \text{ mA}$, $Z_0 = 50 \Omega$, $T_C = 25^\circ\text{C}$

F (MHz)	S11		S21		S12		S22	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
200	0.605	-156.9	10.19	+92.1	0.046	42.8	0.437	-137.7
300	0.636	-167.6	7.52	80.9	0.059	46.1	0.438	-149.2
400	0.600	-174.9	5.56	72.6	0.070	47.9	0.415	-155.1
500	0.585	-179.0	4.68	66.1	0.083	49.1	0.426	-157.5
600	0.562	+177.2	4.02	60.0	0.095	49.4	0.396	-158.7
700	0.536	+174.5	3.45	53.9	0.107	48.7	0.402	-159.3
800	0.535	+171.6	3.02	47.1	0.118	45.9	0.399	-159.5
900	0.517	+169.5	2.78	39.8	0.131	43.8	0.392	-159.6
1000	0.504	+167.7	2.43	33.4	0.149	40.1	0.397	-159.6

$V_{CE} = 12.5 \text{ V}$, $I_C = 150 \text{ mA}$, $Z_0 = 50 \Omega$, $T_C = 25^\circ\text{C}$

F (MHz)	S11		S21		S12		S22	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
200	0.559	-156.8	10.8	93.8	0.044	43.5	0.38	-136.3
300	0.594	-166.9	7.807	84.5	0.058	47.2	0.395	-147.5
400	0.584	-173.8	6.138	74.1	0.069	48.5	0.385	-152.9
500	0.561	-177.9	5.046	67.3	0.08	49.6	0.375	-155.1
600	0.546	+178.3	4.345	61.0	0.094	49.6	0.369	-156.5
700	0.515	+175.8	3.648	54.7	0.103	48.9	0.372	-156.0
800	0.514	+173.0	3.217	4.8	0.113	46.2	0.369	-155.8
900	0.502	+170.0	3.000	40.9	0.129	44.0	0.364	-155.5
1000	0.484	+169.1	2.812	34.2	0.145	40.4	0.368	-154.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

TP3402

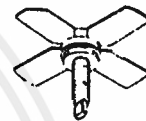
Advance Information
The RF Line
UHF Linear Power Transistor

The TP3402 is an NPN transistor gold metallized for reliability. It uses diffused emitter ballast resistors for linearity and ruggedness.

The transition frequency of 5 GHz makes this transistor ideal for UHF broadband linear amplification such as in high level 1.2 Volts MATV amplifiers up to 860 MHz, low power TV transposer stages or instrumentation.

- High Output — 1.6 V (DIN45004B)
- 5 GHz f_T
- High Gain — 16 dB Typ @ 500 MHz
- Gold Metallization for Reliability

1.6 VOLT / 75 OHMS /
 500 MHz
 UHF LINEAR
 POWER TRANSISTOR



.280 SOE
 CASE 244C-01, STYLE 1

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	13	Vdc
Collector-Base Voltage	V _{CB0}	24	Vdc
Emitter-Base Voltage	V _{EB0}	3.5	Vdc
Total Device Dissipation (at T _C = 25°C Derate above 25°C)	P _D	0.048	Watts W/°C
Operating Junction Temperature	T _J	200	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +200	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max.	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	R _{θJC}	21	°C/W

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

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

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 10 mA, I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	13	—	—	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 2 mA, I _E = 0)	V _{(BR)CBO}	24	—	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 0.2 mA, I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	3.5	—	—	Vdc
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 9 V, I _B = 0)	I _{CEO}	—	—	1.2	mA _{dc}

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain (I _C = 100 mA, V _{CE} = 5 V)	h _{FE}	70	—	—	—
--	-----------------	----	---	---	---

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Output Capacitance (V _{CB} = 10 V, I _E = 0, f = 1 MHz)	C _{ob}	—	7	9	pF
--	-----------------	---	---	---	----

FUNCTIONAL TESTS

Cutoff Frequency (V _{CE} = 12.5 V, I _C = 300 mA, f = 500 MHz)	f _r	4.5	5	—	GHz
Maximum Unilateral Gain (V _{CE} = 12.5 V, I _C = 300 mA, f = 500 MHz)	G _{UMAX}	15	16	—	dB

(continued)

This document contains information on a new product. Specifications and information herein are subject to change without notice.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The RF Line

NPN SILICON HIGH FREQUENCY TRANSISTORS




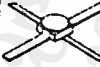

The BFR96 series transistors use the same state-of-the-art microwave transistor chip which features fine-line geometry, ion-implanted arsenic emitters and gold top metallization. These transistors are intended for low-to-medium power amplifiers requiring high gain, low noise figure, and low intermodulation distortion. The BFR96 and MRF961 are particularly suitable for broadband MATV/CATV amplifiers. The MRF962 uses a hermetic stripline, ceramic package and is intended for high reliability applications up to 2 GHz. The MRF965 makes an excellent VHF/UHF Class C driver amplifier for several hundred milliwatts power output.

BFR96
BFRC96
MRF961
MRF962
MRF965

$f_T = 4.5 \text{ GHz} @ 50 \text{ mA}$

HIGH FREQUENCY
TRANSISTOR

NPN SILICON

		BFR96	BFR96	MRF961	MRF962	MRF965			
									
		Chip	Case 317A-01 Style 2	Case 317-01 Style 2	Case 303-01 Style 1	Case 26-03 Style 1			
MAXIMUM RATINGS		Symbol	Values				Unit		
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	15	15	15	15	15	Vdc		
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	20	20	20	20	20	Vdc		
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0	Vdc		
Collector Current — Continuous	I_C	100	100	100	100	100	mAdc		
Total Device Dissipation @ $T_C = 100^\circ\text{C}$ (1) Derate above $T_C = 100^\circ\text{C}$	P_D	0.75 $T_J = 200^\circ\text{C}$ max	0.5 10	0.5 10	0.75 7.5	0.75 7.5	Watts mW/°C		
Storage Temperature	T_{stg}	-65 to +200	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +200	-65 to +200	°C		

NOTE 1. Case temperature measured on collector lead immediately adjacent to body of package.

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
FUNCTIONAL TESTS					
Cutoff Frequency ($V_{CE} = 12.5 \text{ V}$, $I_C = 300 \text{ mA}$, $f = 500 \text{ MHz}$)	f_c	4.5	5	—	GHz
Maximum Unilateral Gain ($V_{CE} = 12.5 \text{ V}$, $I_C = 300 \text{ mA}$, $f = 500 \text{ MHz}$)	G_{UMAX}	15	16	—	dB
Insertion Gain ($V_{CE} = 12.5 \text{ V}$, $I_C = 300 \text{ mA}$, $f = 500 \text{ MHz}$)	$ S_{21} ^2$	9	10.5	—	dB
Intermodulation Distortion 3 Tone — DIN45004/B ($f_{vision} = 800 \text{ MHz}$, $R_{load} = 75 \text{ Ohms}$, $V_{CE} = 12.5 \text{ V}$, $I_C = 300 \text{ mA}$, $V_{out} = 1.6 \text{ V}$)	IMD	—	-60	-58	dB

BFR96, BFRC96, MRF961, MRF962, MRF965

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 1.0 mA, I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	15	-	-	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 100 μA, I _E = 0)	V _{(BR)CBO}	20	-	-	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 100 μA, I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	3.0	-	-	Vdc
Collector Cutoff Current (V _{CB} = 10 Vdc, I _E = 0)	I _{CBO}	-	-	100	nA
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain (I _C = 50 mA, V _{CE} = 10 Vdc)	h _{FE}	30	-	200	-
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Current-Gain Bandwidth Product (I _C = 50 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 0.5 GHz)	f _T	-	4.5	-	GHz
Collector-Base Capacitance (V _{CB} = 10 Vdc, Emitter Guarded)	C _{cb}	-	1.2	1.5	pF
			1.6	2.0	
FUNCTIONAL TESTS					
Noise Figure (I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 0.5 GHz)	NF	-	2.0	-	dB
Maximum Unilateral Gain/Insertion Gain (I _C = 50 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 0.5 GHz)	G _{U(max)} / S ₂₁ ²	-12 -13.5 -15	14.5/13 17/15	-	dB
			20.5/16.5	-	

NOTE 1. $G_{U(max)} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}$

FIGURE 1 - MAXIMUM UNILATERAL GAIN versus FREQUENCY

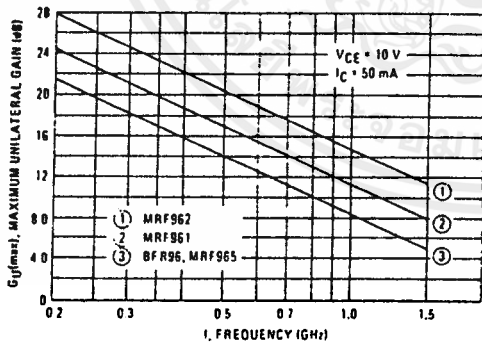
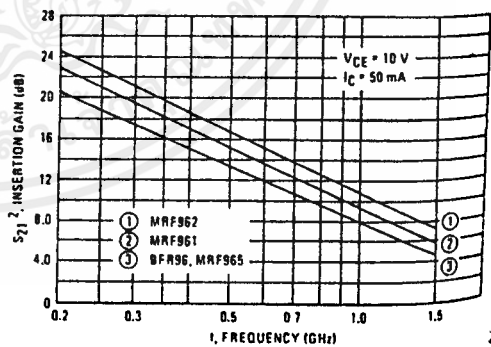


FIGURE 2 - |S₂₁|² versus FREQUENCY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 3 - MAXIMUM UNILATERAL GAIN versus COLLECTOR CURRENT

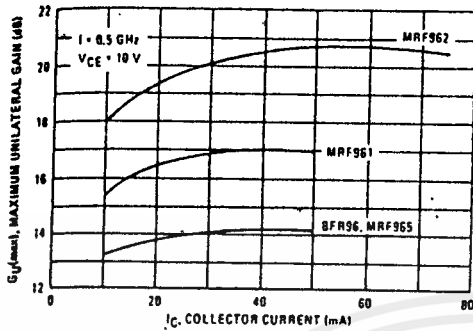


FIGURE 4 - GAIN-BANDWIDTH PRODUCT versus COLLECTOR CURRENT

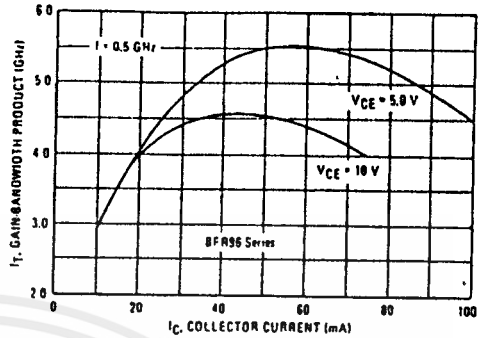


FIGURE 5 - NOISE FIGURE versus FREQUENCY

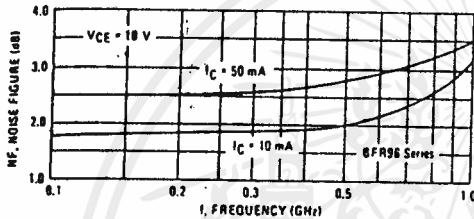


FIGURE 6 - NOISE FIGURE versus COLLECTOR CURRENT

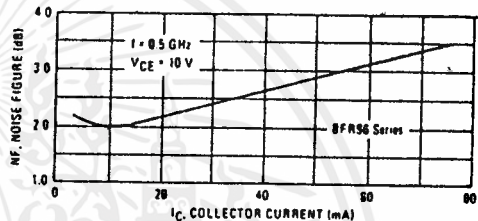


FIGURE 7 - COLLECTOR-BASE CAPACITANCE versus COLLECTOR-BASE VOLTAGE

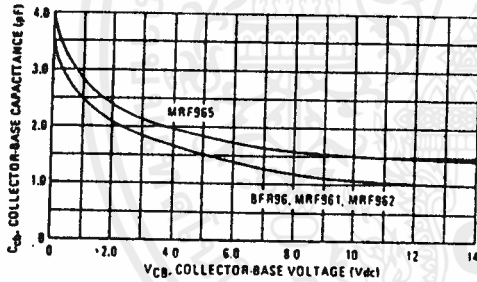


FIGURE 8 - OUTPUT POWER AND EFFICIENCY versus INPUT POWER (MRF965)

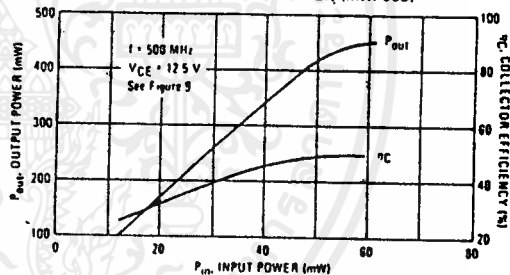
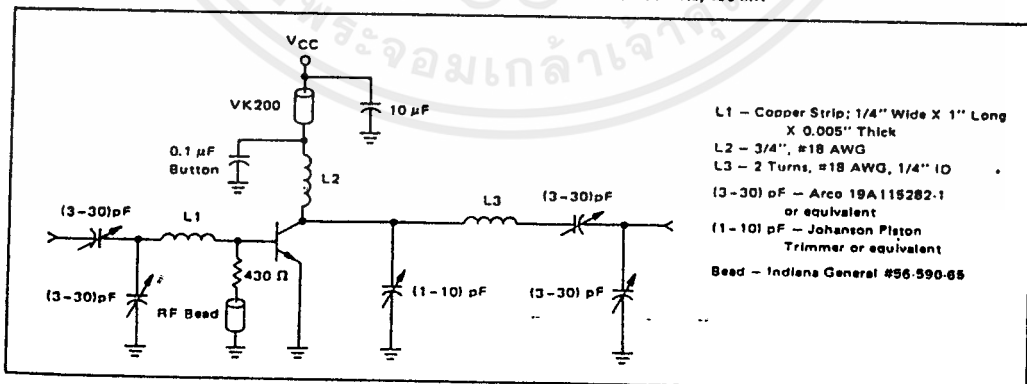


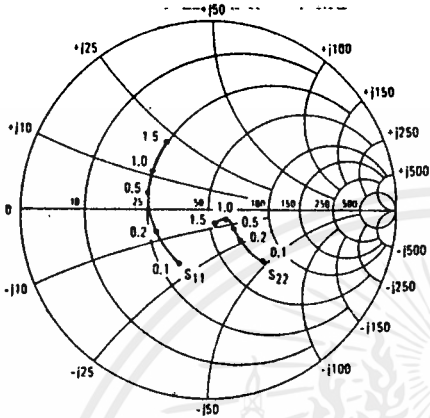
FIGURE 9 - MRF965 CLASS C AMPLIFIER @ 500 MHz, 400 mW



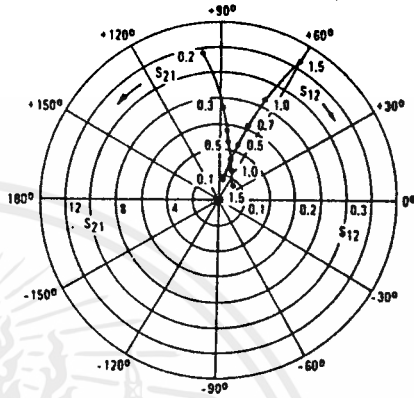
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BFR96 COMMON-EMITTER S-PARAMETERS

INPUT/OUTPUT REFLECTION
COEFFICIENTS versus FREQUENCY
(V_{CE} = 10 V, I_C = 50 mA)



FORWARD/REVERSE TRANSMISSION
COEFFICIENTS versus FREQUENCY
(V_{CE} = 10 V, I_C = 50 mA)

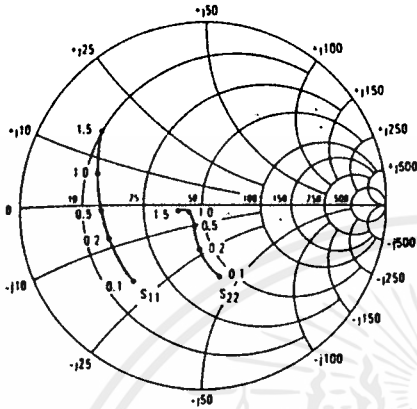


V _{CE} (Volts)	I _C (mA)	f (MHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
			S ₁₁	∠φ	S ₂₁	∠φ	S ₁₂	∠φ	S ₂₂	∠φ
5.0	10	100	0.51	-95	15.04	121	0.047	54	0.58	-48
		300	0.43	-163	5.87	92	0.082	58	0.28	-63
		500	0.46	174	3.61	79	0.120	63	0.19	-63
		700	0.48	162	2.65	68	0.161	63	0.15	-64
		1000	0.48	146	1.92	57	0.220	63	0.12	-78
		1500	0.54	121	1.40	43	0.320	58	0.13	-118
	25	100	0.39	-122	19.41	112	0.037	60	0.42	-68
		300	0.39	-176	6.81	89	0.079	68	0.16	-94
		500	0.42	166	4.11	78	0.129	70	0.10	-103
		700	0.44	156	3.05	69	0.176	68	0.06	-119
		1000	0.44	142	2.20	59	0.244	64	0.06	-159
		1500	0.49	118	1.62	45	0.348	57	0.10	177
	50	100	0.35	-140	21.10	106	0.032	64	0.33	-81
		300	0.38	176	7.11	88	0.081	72	0.13	-116
		500	0.42	162	4.28	78	0.133	72	0.09	-136
		700	0.43	153	3.16	70	0.183	69	0.07	-163
		1000	0.42	140	2.28	60	0.252	65	0.08	165
		1500	0.47	116	1.66	47	0.357	57	0.12	155
10	10	100	0.53	-83	15.96	124	0.039	58	0.65	-36
		300	0.38	-154	6.44	94	0.070	59	0.35	-41
		500	0.41	-179	3.98	81	0.102	64	0.30	-39
		700	0.42	166	2.94	70	0.138	65	0.27	-39
		1000	0.42	151	2.12	60	0.191	66	0.24	-47
		1500	0.49	125	1.50	44	0.278	63	0.22	-72
	25	100	0.38	-104	20.85	115	0.032	60	0.48	-48
		300	0.32	-169	7.54	91	0.070	68	0.23	-48
		500	0.35	170	4.61	80	0.109	71	0.19	-43
		700	0.37	160	3.37	70	0.152	69	0.16	-39
		1000	0.37	146	2.43	61	0.210	67	0.13	-44
		1500	0.43	121	1.73	47	0.304	61	0.10	-74
	50	100	0.33	-119	22.59	109	0.029	63	0.39	-51
		300	0.30	-176	7.74	88	0.069	72	0.19	-47
		500	0.34	166	4.70	79	0.113	73	0.16	-40
		700	0.36	158	3.45	70	0.156	70	0.14	-35
		1000	0.36	144	2.46	61	0.217	66	0.11	-39
		1500	0.42	119	1.75	47	0.310	60	0.08	-72

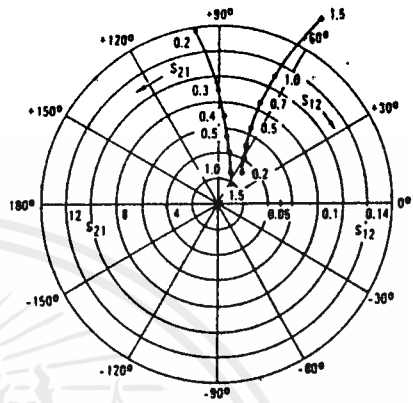
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MRF961 COMMON-EMITTER S-PARAMETERS

INPUT/OUTPUT REFLECTION
COEFFICIENTS versus FREQUENCY
($V_{CE} = 10\text{ V}$, $I_C = 50\text{ mA}$)



FORWARD/REVERSE TRANSMISSION
COEFFICIENTS versus FREQUENCY
($V_{CE} = 10\text{ V}$, $I_C = 50\text{ mA}$)

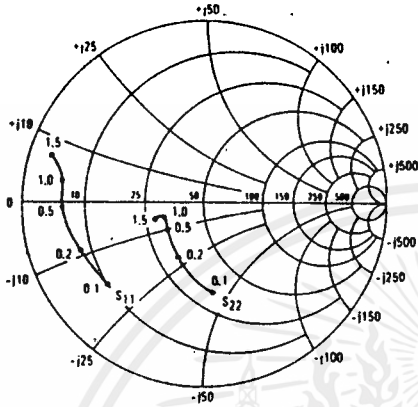


VCE (Volts)	IC (mA)	f (MHz)	S11		S21		S12		S22	
			S11	∠φ	S21	∠φ	S12	∠φ	S22	∠φ
5.0	10	100	0.65	-101	16.61	125	0.047	46	0.61	-56
		300	0.64	-160	6.61	96	0.064	39	0.27	-87
		500	0.66	-178	4.01	83	0.078	45	0.19	-98
		700	0.68	171	2.93	73	0.093	49	0.16	-108
		1000	0.68	160	2.07	63	0.119	53	0.16	-124
		1500	0.72	143	1.43	50	0.158	54	0.21	-141
	25	100	0.60	-129	22.41	115	0.034	44	0.49	-84
		300	0.63	-172	7.94	93	0.049	50	0.26	-132
		500	0.66	174	4.78	83	0.071	58	0.21	-150
		700	0.67	166	3.45	75	0.092	60	0.20	-164
		1000	0.67	158	2.46	66	0.124	61	0.21	-177
		1500	0.71	140	1.73	54	0.173	60	0.24	175
	50	100	0.59	-147	25.12	109	0.025	46	0.42	-104
		300	0.64	-178	8.47	91	0.046	60	0.28	-151
		500	0.67	171	5.05	83	0.070	65	0.26	-167
		700	0.68	164	3.67	75	0.093	65	0.25	-178
		1000	0.67	154	2.60	67	0.128	65	0.26	170
		1500	0.72	138	1.83	56	0.178	62	0.29	183
10	10	100	0.65	-90	17.47	128	0.040	50	0.67	-41
		300	0.61	-154	7.31	97	0.057	41	0.33	-57
		500	0.62	-174	4.46	84	0.069	46	0.25	-58
		700	0.64	175	3.27	74	0.084	50	0.22	-60
		1000	0.64	163	2.33	64	0.106	54	0.20	-72
		1500	0.69	145	1.56	50	0.140	57	0.22	-96
	25	100	0.57	-116	24.36	119	0.030	48	0.51	-62
		300	0.58	-167	8.10	94	0.045	52	0.20	-89
		500	0.61	178	5.43	83	0.070	58	0.14	-97
		700	0.63	169	3.93	75	0.084	60	0.10	-106
		1000	0.62	159	2.78	66	0.112	61	0.09	-124
		1500	0.67	142	1.91	53	0.156	60	0.12	-140
	50	100	0.55	-132	26.97	112	0.024	47	0.40	-73
		300	0.57	-173	9.32	91	0.042	59	0.16	-104
		500	0.60	174	5.58	82	0.064	64	0.11	-115
		700	0.62	167	4.04	74	0.086	64	0.08	-128
		1000	0.61	158	2.85	66	0.115	64	0.08	-149
		1500	0.67	141	1.96	55	0.158	61	0.12	-158

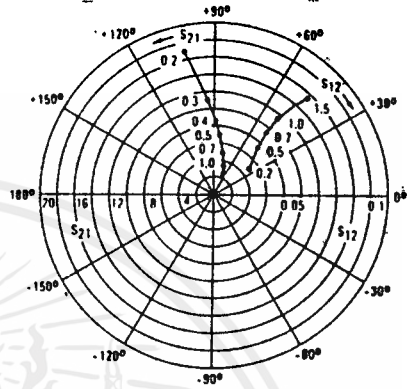
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MRF962 COMMON-EMITTER S-PARAMETERS

INPUT/OUTPUT REFLECTION
COEFFICIENTS versus FREQUENCY
(V_{CE} = 10 V, I_C = 50 mA)



FORWARD/REVERSE TRANSMISSION
COEFFICIENTS versus FREQUENCY
(V_{CE} = 10 V, I_C = 50 mA)



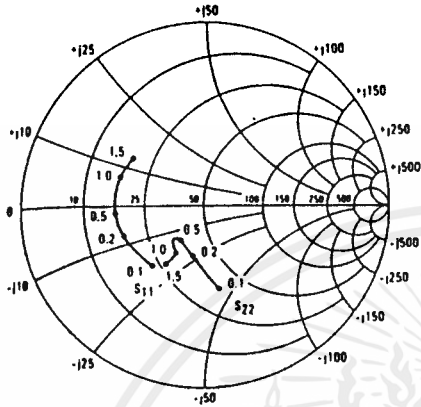
V _{CE} (Volts)	I _C (mA)	f (MHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
			S ₁₁ '	∠φ	S ₂₁ '	∠φ	S ₁₂ '	∠φ	S ₂₂ '	∠φ
5.0	10	100	0.70	-102	17.42	128	0.044	43	0.65	-57
		300	0.75	-156	7.11	98	0.058	24	0.32	-97
		500	0.78	-170	4.36	86	0.064	25	0.26	-110
		700	0.78	-176	3.16	77	0.071	26	0.23	-117
		1000	0.78	-176	2.26	67	0.078	27	0.24	-126
		1500	0.79	-167	1.51	54	0.092	29	0.31	-133
	25	100	0.69	-131	24.24	118	0.029	38	0.56	-87
		300	0.77	-167	8.76	95	0.039	32	0.35	-137
		500	0.79	-176	5.26	85	0.046	36	0.32	-150
		700	0.80	-178	3.82	78	0.055	40	0.31	-158
		1000	0.79	-173	2.72	70	0.067	42	0.32	-164
		1500	0.81	-164	1.82	59	0.086	42	0.34	-167
	50	100	0.71	-147	27.72	113	0.021	37	0.53	-107
		300	0.78	-173	9.59	94	0.030	40	0.41	-152
		500	0.81	-179	5.72	85	0.038	46	0.39	-163
700		0.81	-176	4.09	78	0.048	50	0.38	-169	
1000		0.81	-171	2.89	71	0.061	51	0.38	-175	
1500		0.82	-163	1.96	62	0.082	49	0.40	-177	
10	10	100	0.71	-92	18.77	131	0.037	47	0.70	-44
		300	0.74	-150	8.09	100	0.051	28	0.34	-69
		500	0.75	-166	5.01	87	0.056	28	0.27	-75
		700	0.76	-174	3.62	78	0.064	28	0.24	-79
		1000	0.76	-179	2.58	69	0.071	30	0.24	-88
		1500	0.77	-168	1.72	55	0.085	31	0.31	-104
	25	100	0.67	-120	27.10	122	0.027	42	0.57	-68
		300	0.73	-163	10.27	97	0.035	36	0.27	-110
		500	0.76	-174	6.21	86	0.043	39	0.22	-124
		700	0.77	-179	4.48	78	0.051	41	0.20	-132
		1000	0.77	-175	3.19	71	0.062	43	0.20	-139
		1500	0.78	-166	2.13	59	0.080	42	0.25	-142
	50	100	0.68	-137	31.53	116	0.020	37	0.49	-85
		300	0.74	-169	11.17	95	0.028	40	0.27	-131
		500	0.77	-177	6.69	85	0.037	46	0.24	-144
700		0.77	-178	4.82	78	0.047	48	0.23	-152	
1000		0.77	-173	3.42	71	0.059	50	0.23	-158	
1500		0.79	-165	2.30	61	0.078	47	0.27	-159	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

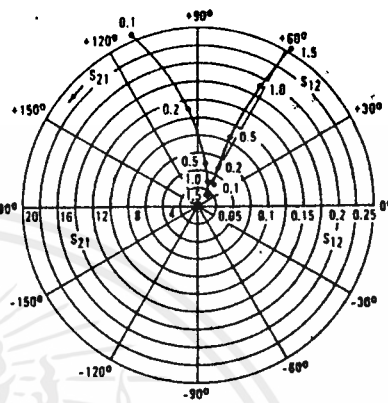


MRF965 COMMON-EMITTER S-PARAMETERS

INPUT/OUTPUT REFLECTION
COEFFICIENTS versus FREQUENCY
($V_{CE} = 10 \text{ V}$, $I_C = 50 \text{ mA}$)



FORWARD/REVERSE TRANSMISSION
COEFFICIENTS versus FREQUENCY
($V_{CE} = 10 \text{ V}$, $I_C = 50 \text{ mA}$)



VCE (Volts)	I _C (mA)	f (MHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
			S ₁₁	∠	S ₂₁	∠	S ₁₂	∠	S ₂₂	∠
5.0	10	100	0.56	-102	13.87	121	0.054	48	0.58	-62
		300	0.57	-158	5.47	90	0.084	46	0.32	-94
		500	0.56	-169	3.40	77	0.110	52	0.27	-106
		700	0.52	178	2.53	69	0.136	54	0.39	-115
		1000	0.55	167	1.79	57	0.181	56	0.35	-112
		1500	0.54	150	1.27	42	0.242	57	0.43	-122
	25	100	0.48	-129	17.61	112	0.041	51	0.47	-85
		300	0.55	-169	6.38	89	0.076	57	0.30	-125
		500	0.54	-176	3.97	77	0.111	62	0.27	-138
		700	0.50	172	2.94	71	0.114	61	0.30	-143
		1000	0.53	162	2.08	61	0.198	60	0.32	-135
		1500	0.50	146	1.50	47	0.267	57	0.37	-140
	50	100	0.47	-144	19.34	107	0.035	56	0.42	-100
		300	0.55	-173	6.72	87	0.073	63	0.31	-138
		500	0.53	-179	4.17	77	0.112	66	0.29	-150
700		0.50	168	3.10	71	0.147	64	0.33	-153	
1000		0.53	159	2.19	62	0.206	61	0.32	-146	
1500		0.50	143	1.59	49	0.277	58	0.36	-148	
10	10	100	0.56	-92	14.67	123	0.047	50	0.63	-50
		300	0.53	-152	6.00	92	0.077	47	0.34	-73
		500	0.53	-165	3.74	78	0.100	53	0.29	-82
		700	0.49	-177	2.76	70	0.124	56	0.31	-93
		1000	0.52	170	1.96	57	0.166	58	0.38	-94
		1500	0.51	153	1.36	42	0.221	59	0.46	-108
	25	100	0.46	-117	19.10	115	0.036	53	0.49	-68
		300	0.50	-164	7.09	90	0.071	57	0.26	-99
		500	0.49	-172	4.39	78	0.102	62	0.23	-110
		700	0.45	175	3.25	71	0.133	61	0.25	-119
		1000	0.49	164	2.28	60	0.181	61	0.30	-112
		1500	0.47	148	1.61	46	0.246	59	0.37	-120
	50	100	0.42	-131	20.99	110	0.033	56	0.41	-79
		300	0.49	-169	7.46	88	0.069	62	0.24	-111
		500	0.48	-175	4.63	78	0.103	65	0.21	-123
700		0.45	172	3.40	71	0.136	64	0.25	-129	
1000		0.48	162	2.39	61	0.188	62	0.29	-119	
1500		0.45	146	1.70	48	0.251	59	0.35	-126	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้