



เครื่องส่งสัญญาณภาพย่านความยาวคลื่น 70 CM
70 CM VEDIO TRANSMITTER

นาย กิตติพงษ์ ยิ้มยงวงศ์สกุล
นาย ไพศาล แก้วเกตุ
นาย สุพจน์ ภิรมพลัด

วัน เดือน ปี..... ๓๐ ๓๐ ๒๕๔๐
เลขทะเบียน..... ๐๓๒๙๗๖
เลขเรียกหนังสือ..... T ๖๘๐๖๑ ภา๖๕๗๑๔

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชา เทคโนโลยีโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2538

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๐๓๐๙๗๖

หัวข้อปริญญาบัตร เครื่องส่งสัญญาณภาพย่านความยาวคลื่น 70 เซนติเมตร
70 CM VEDIO TRANSMITTER

จัดทำโดย นาย กิตติพงษ์ ยิ่งยงวงศ์สกุล 36013230
นาย ไพศาล แก้วเกตุ 36013258
นาย สุพจน์ ภิรมย์พลัด 36013271

สาขาวิชา เทคโนโลยีโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษา ร.ศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช
อาจารย์ ดลชัย สุขเจริญผล

ปีการศึกษา 2538

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร

ลาดกระบัง อนุมัติให้นับปริญญาบัตรฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญา
อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญาบัตร

ประธานกรรมการ

()

กรรมการ

()

กรรมการ

()

กรรมการ

()

กรรมการ

()

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอแนวคิดในการส่งสัญญาณภาพในย่านความถี่ 430 - 470 เมกะเฮิร์ต (ความยาวคลื่น 70 CM) ซึ่งอยู่ในย่าน UHF เป็นการนำเทคโนโลยีทางด้าน MMIC (Monolithic Microwave Integrate Circuit) มาประยุกต์ใช้งาน ทำให้ลดความยุ่งยากและเพิ่มประสิทธิภาพของวงจร โดยเฉพาะอย่างยิ่งในการป้องกันสัญญาณรบกวนต่างๆ ซึ่งผลที่ได้จะมีความใกล้เคียงกับในทางทฤษฎี

ABSTRACT

In this project , the UHF video transmitter with modulated carrier 470 MHz or 70 CM in wavelength is analyzed . By the used of MMIC (Monolithic Microwave Integrate Circuit) , then the complication and noise are reduced . It is show that the results is quite agree with the theoretical.



กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาโทฉบับนี้ ได้รับความช่วยเหลือในการให้คำแนะนำและข้อมูลอย่างดียิ่งจาก อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาโททั้งสองท่านคือ รศ.ดร.กนก เจนจิระพงษ์วงศ์ และอาจารย์ ดลชัย สุขเจริญผลซึ่งได้ให้คำแนะนำและการสนับสนุนในการวิจัยมาด้วยดีตลอด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ก
กิตติกรรมประกาศ	ข
บทนำ	ค
บทที่ 1 การมอดดูเลตเชิงขนาด	1
1.1 การมอดดูเลตแบบ AM	1
1.1.1 รูปร่างของสัญญาณ AM	1
1.1.2 การวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณ AM	4
1.2 การมอดดูเลตแบบ DSB	6
1.3 การมอดดูเลตแบบ SSB	9
1.4 การมอดดูเลตแบบ VSB	11
1.5 การสร้างสัญญาณมอดดูเลตเชิงขนาด	13
1.5.1 มอดดูเลเตอร์แบบผลคูณ	13
1.5.2 การสร้างสัญญาณ SSB และ VSB	15
บทที่ 2 วงจรออสซิลเลเตอร์	17
2.1 หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์	17
2.2 วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์	19
2.3 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ผลึกควอร์ตหรือคริสตอล	20
บทที่ 3 ไมโครสตริปและวงจรไมโครสตริป	23
3.1 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป	23
3.2 การออกแบบไมโครสตริป	25
3.3 การคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กันและฟิลเตอร์แบบไมโครสตริป	29
3.3.1 การคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กัน	29

3.3.2	ฟิลเตอร์แบบไมโครสตริปที่อาศัยการคัปปลิงระหว่างสาย	33
3.4	ไดเรกชันนัลคัปเปิลอร์แบบไมโครสตริป	38
บทที่ 4	คุณสมบัติและการใช้งานไอซี MMIC	42
บทที่ 5	การทดลอง	46
5.1	การทดลอง	46
5.2	การทำงานของวงจร	46
5.3	การปรับแต่ง	46
บทที่ 6	สรุปผลการทดลอง	50
	หนังสืออ้างอิง	
	ภาคผนวก	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการตาราง

ชื่อตาราง	หน้า
ตารางที่ 3-1 คุณสมบัติของขั้วสเตรตแบบต่างๆ	24
ตารางที่ 3-2 ผลที่ได้จากการออกแบบไมโครสตริปโดยใช้กราฟ	25
ตารางที่ 4-1 แสดงความสัมพันธ์ของอัตราขยายกับอุณหภูมิ , กระแสไบแอส และค่า RC	44
ตารางที่ 6-1 กำลังของวงจรรอสซิลเลเตอร์กับกำลังของภาคขยายภาคสุดท้าย	50

รายการรูปประกอบ

ชื่อรูป		
รูปที่ 1-1	ตัวอย่างสเปกสัญญาณอนาล็อกที่มีความถี่สูงสุดต่ำกว่า W	2
รูปที่ 1-2	รูปร่างของสัญญาณเบสแบนด์และสัญญาณ AM	2
รูปที่ 1-3	สัญญาณ AM ที่มีมอดูชันอินเด็กซ์ต่ำกว่าและสูงกว่า 1	3
รูปที่ 1-4	สเปกตรัมของสัญญาณ AM	4
รูปที่ 1-5	ตัวอย่างของสัญญาณ DSB	7
รูปที่ 1-6	สเปกตรัมของสัญญาณ DSB	8
รูปที่ 1-7	สเปกตรัมของสัญญาณ SSB	10
รูปที่ 1-8	คุณสมบัติของฟิลเตอร์ที่ใช้สร้างสัญญาณ VSB	12
รูปที่ 1-9	สัญญาณ VSB ที่ใช้ส่งระบบโทรทัศน์ระบบ NTSCOC	13
รูปที่ 1-10	มอดูเลเตอร์แบบผลคูณ	14
รูปที่ 1-11	วงจรแวลูเอเบิลทรานส์คอนดักแตนซ์	14
รูปที่ 1-12	การสร้างสัญญาณ SSB โดยใช้การมอดูเลต 2 ชั้น	15
รูปที่ 2-1	วงจรโคพิทท์ออกซิลเลเตอร์	19
รูปที่ 2-2	วงจรสมมูลย์ของคริสตอล	21
รูปที่ 2-3	คริสตอลออกซิลเลเตอร์	22
รูปที่ 3-1	โครงสร้างของไมโครสตริป	23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3-2	ความสัมพันธ์ระหว่างค่า W/h , ค่า Z_0 และค่า q	26
รูปที่ 3-3	ไมโครสตริป 2 เส้นที่เดินอยู่ติดกัน	29
รูปที่ 3-4	การแบ่งการแผ่และแรงดันออกเป็นโหมดคู่และโหมดคี่	30
รูปที่ 3-5	การประมาณค่าอิมพีแดนซ์โหมดคู่และโหมดคี่ของไมโครสตริป	32
รูปที่ 3-6	ค่า Z_c และ Z_o ของไมโครสตริป 2 เส้น ที่มีการคัปปลิงระหว่างกัน	33
รูปที่ 3-7	การพิจารณาไมโครสตริปที่มีการคัปปลิงระหว่างกัน ในรูปวงจรแบบ 4 พอร์ต	33
รูปที่ 3-8	วงจรฟิลเตอร์แบบไมโครสตริปแบบพื้นฐาน	34
รูปที่ 3-9	กราฟของ jZ_{11} และ jZ_{22} และช่วงของ 0 ที่ Z_{11} เป็นค่าจริง	36
รูปที่ 3-10	ตัวอย่างฟิลเตอร์แบบไมโครสตริป	37
รูปที่ 3-11	โครงสร้างของไดเรกชันนัลคัปเปิลอร์แบบสตริปขนาน	38
รูปที่ 3-12	วงจรสมมูลของไดเรกชันนัลคัปเปิลอร์แบบสตริปขนาน	38
รูปที่ 4-1	วงจรภายในของไอซี MMIC	43
รูปที่ 4-2	แสดงลักษณะและขาของไอซี MMIC	43
รูปที่ 5-1	แสดงวงจรสมมูลของเครื่องส่งสัญญาณ VEDIO	47
รูปที่ 5-2	แสดงลายวงจรและการวางอุปกรณ์	48
รูปที่ 6-1	แสดงรูปร่างและขนาดของสัญญาณ ออสซิลเลเตอร์	51
รูปที่ 6-2	แสดงเสป็คตรัมของสัญญาณภาพตารางและสัญญาณภาพที่รับได้	52
รูปที่ 6-3	แสดงเสป็คตรัมของสัญญาณภาพจุดและสัญญาณภาพที่รับได้	53
รูปที่ 6-4	แสดงเสป็คตรัมของสัญญาณภาพเส้นตรงตามแนวตั้ง และสัญญาณภาพที่รับได้	54
รูปที่ 6-5	แสดงเสป็คตรัมของสัญญาณภาพเส้นตรงตามแนวนอน และสัญญาณภาพที่รับได้	55
รูปที่ 6-6	สัญญาณภาพสีที่รับได้	56

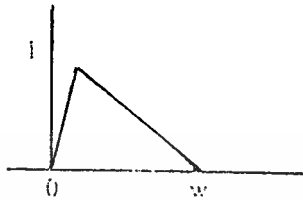
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทนำ

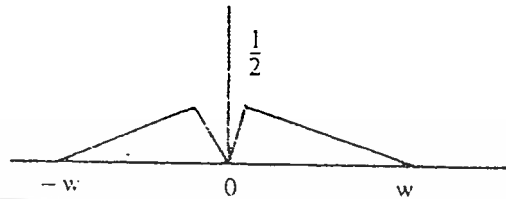
ในปัจจุบันการสื่อสารมวลชนกำลังมีบทบาทมากขึ้นในชีวิตประจำวันโดยเฉพาะในด้านโทรทัศน์ ซึ่งปรากฏว่า นอกจากจะมี การออกอากาศของรัฐบาลในย่าน VHF แล้ว ในปัจจุบันยังมีการให้สัมปทาน การออกอากาศในระบบ UHF ซึ่งเป็นระบบที่คิดค่าบริการแก่ผู้รับ ซึ่งมีผู้สนใจใช้บริการจำนวนมากทำให้เกิดบริษัทเอกชนมาลงทุนในธุรกิจนี้ หลายบริษัท ซึ่งปรากฏว่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่เป็นส่วนประกอบของสถานีส่งและตัวรับสัญญาณ ส่วนใหญ่ต้องพึ่งพาเทคโนโลยีจากต่างประเทศแทบทั้งสิ้น

จากการศึกษาความเป็นไปได้ที่จะสร้างเครื่องส่งสัญญาณโทรทัศน์ระบบ UHF นั้น ส่วนใหญ่จะประสบปัญหาทางด้านอุปกรณ์ทางความถี่สูง และแผ่นวงจรที่ใช้ในย่านความถี่สูงด้วย แต่จากการทดลองส่งสัญญาณทีวีในระบบ UHF ย่านความถี่ 430 - 470 เมกะเฮิร์ต ปรากฏว่าได้ผลเป็นที่น่าพอใจและทำให้ได้ความรู้เพิ่มเติมเกี่ยวกับการส่งสัญญาณโทรทัศน์อีกมาก เพื่อเป็นพื้นฐานในการคิดค้นและพัฒนาในด้านเทคโนโลยีที่สูงขึ้นต่อไป

สัญญาณแบนด์เป็น W Hz เมื่อเขียนสเปกตรัมของสัญญาณนั้นแบบแสดงความถี่ด้านบวกด้านเดียว และแบบแสดงความถี่ทั้งสองด้านจะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 1-1 (ก) และ (ข)



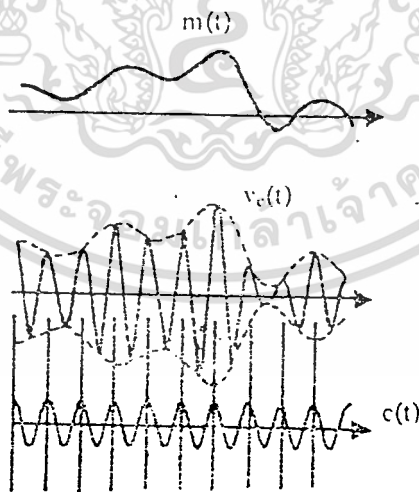
(ก) แสดงความถี่ด้านเดียว



(ข) แสดงความถี่สองด้าน

รูปที่ 1-1 ตัวอย่างสเปกตรัมของสัญญาณอนาล็อกที่มีความถี่สูงสุดต่ำกว่า W

ในกรณีที่แสดงความถี่สองด้าน นั้น สเปกตรัมทางด้านบวกและด้านลบจะสมมาตรกัน และมีขนาดเป็น $1/2$ ของสเปกตรัมที่แสดงความถี่บวกด้านเดียว การมอดูเลตแบบ AM ที่ใช้ในวิทยุ AM โดยทั่วไปนั้นจะเป็นการสร้างสัญญาณที่มีลักษณะเหมือนกับที่แสดงไว้ในรูปที่ 1-2 กล่าวคือ เหมือนกับนำสัญญาณเบสแบนด์ไปซึ่อยู่บนสัญญาณคลื่นพาห้



รูปที่ 1-2 รูปร่างของสัญญาณเบสแบนด์และสัญญาณ AM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้ยอดคลื่นของคลื่นพาห้หรือเอ็นเวลโลป (envelope) เปลี่ยนไปตามสัญญาณเบสแบนด์นั้น ในสภาพดังกล่าวนี้เราจะสามารถดีเทคสัญญาณเบสแบนด์กลับมาได้โดยใช้วงจรีเทคเตอร์แบบง่าย ๆ ซึ่งเป็นเหตุผลสำคัญที่ทำให้วิทยุ AM ถูกนำมาใช้งานก่อน การดีเทคยอดคลื่นของคลื่นพาห้นี้ เราเรียกว่าเอ็นเวลโลปดีเทคชัน (envelope detection) ซึ่งเป็นวิธีดีเทคสัญญาณ AM วิธีหนึ่ง

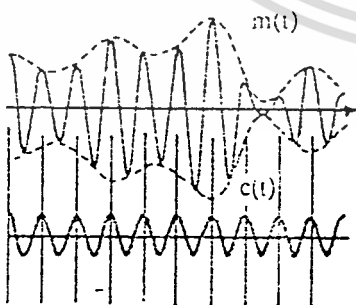
สัญญาณ AM ที่มีรูปร่างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 1-2 นี้เมื่อเขียนเป็นฟังก์ชันของเวลาจะเป็นดังนี้

$$V_c(t) = \{A_c + V(t)\}\cos_c t \quad (1.1)$$

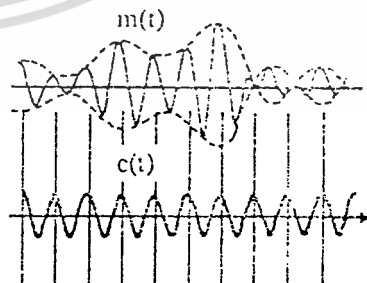
โดย $A_c \cos_c t$ เป็นสัญญาณคลื่นพาห้ และ $V(t)$ เป็นสัญญาณเบสแบนด์ การแสดงค่าสัญญาณตามสมการ (1.1) นี้ถึงแม้จะเข้าใจง่ายเพราะแสดงอย่างตรงไปตรงมา แต่จะไม่ให้ความสะดวกในการวิเคราะห์สัญญาณและวิเคราะห์ระบบ ดังนั้นโดยทั่วไปเราจะแสดงสัญญาณเดียวกันนี้ในรูปต่อไปนี้

$$V_c(t) = A_c[1 + m(t)]\cos_c t \quad (1.2)$$

โดยที่ $m(t)$ เป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกนอร์มอลไลซ์ไว้ด้วยค่า A_c และ $m(t)$ จะถูกเรียกว่ามอดูเลชันอินเด็กซ์(modulation index)ซึ่งจะเป็นตัวชี้บ่งว่าสัญญาณคลื่นพาห้ถูกทำให้มีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างไรก็ตามในทางปฏิบัตินั้นคำว่า มอดูเลชันอินเด็กซ์มักจะหมายถึงค่า $m(t)$ ที่มีขนาดสูงสุดและสัญญาณ AM ที่สามารถดีเทคด้วยวิธีเอ็นเวลโลปดีเทคชันจะต้องมี $m(t) < 1$ เสมอ ถ้า $m(t)$ มีค่าสูงกว่า 1 ก็จะทำให้เกิดการกลับเฟสตรงที่ $m(t) = -1$ ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 1-3 (ข)



(ก) $m(t) < 1$



(ข) $m(t) > 1$

รูปที่ 1-3 สัญญาณ AM ที่มีมอดูเลชันอินเด็กซ์ต่ำกว่าและสูงกว่า 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งวงจรดีเทคเอ็นเวลโลปจะไม่สามารถตรวจจับการเปลี่ยนแปลงเฟสได้ จึงดีเทคได้เอ็นเวลโลปทางด้านบวกอยู่เสมอ ซึ่งจะทำให้ไม่สามารถดีเทคสัญญาณ เบสแบนด์เดิมกลับมา

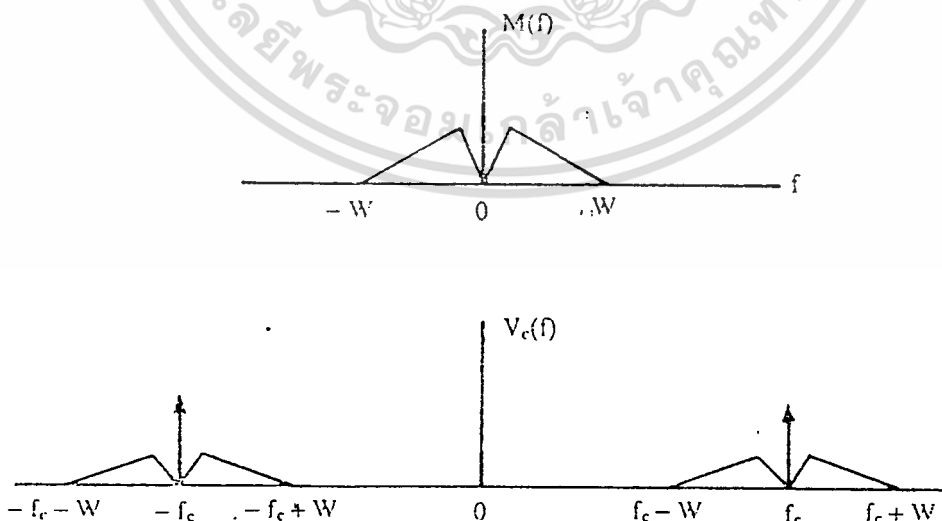
อนึ่งในกรณีที่ $m(t)$ เป็นสัญญาณคลื่นไซน์ จะมีการนิยามเปอร์เซ็นต์ของมอดูเลชันในรูปแบบต่อไปนี้

$$m_a = \frac{(V_{\max} - V_{\min})/2}{(V_{\max} + V_{\min})/2} \times 100\% \quad (1.3)$$

1.1.2 การวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณ AM

สัญญาณ AM ที่มีรูปร่างตามสมการ (1.1) หรือ สมการ (1.2) นี้ ถ้าพิจารณาให้ดีจะเห็นได้ว่าประกอบด้วย 2 เทอมคือ เทอมที่ 1 เป็นสัญญาณคลื่นพหุคูณๆ ที่ไม่ได้ถูกเปลี่ยนแปลงอะไรกับเทอมที่ 2 ซึ่งเป็นผลคูณของสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพหุคูณๆ เมื่อเป็นเช่นนี้เราจะสามารถทำฟูเรียร์ทรานฟอร์มเพื่อหาสเปกตรัมของสัญญาณได้ ดังนี้คือ ถ้าทำให้ฟูเรียร์ทรานฟอร์มของ $m(t)$ เป็น $M(f)$ เราจะได้ฟูเรียร์ทรานฟอร์มออกมาดังรูปต่อไปนี้

$$V_c = \frac{A_c}{2} \{ \delta(f + f_c) \} + \frac{A_2}{2} \{ M(f + f_c) + M(f - f_c) \} \quad (1.4)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามทำซ้ำหรือดัดแปลงในลักษณะใดๆ ทั้งสิ้น หากฝ่าฝืนจะดำเนินการตามกฎหมายที่เกี่ยวข้อง
รูปที่ 1-4 สเปกตรัมของสัญญาณ AM

เมื่อนำสมการ (1.4) นี้ไปเขียนรูปของสเปกตรัมจะได้ผลตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 1-4 สิ่งที่น่าสังเกตก็คือ สเปกตรัมของสัญญาณ AM ที่ได้นี้จะมีสเปกตรัมของสัญญาณเบสแบนด์โอบสเปกตรัมคลื่นพาหุอย่างสมมาตรซ้ายขวา และเนื่องจากในกรณีทั่ว ๆ ไป ความถี่คลื่นพาหุจะสูงกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์มากคือ $f_c \gg W$ เพราะฉะนั้นแบนด์วิดท์ของสัญญาณ AM ก็จะกลายเป็น $2W$ ในขณะที่สัญญาณเบสแบนด์มีแบนด์วิดท์เป็น W ลักษณะดังกล่าวนี้อาจกล่าวได้ว่าเป็นลักษณะที่ใช้แบนด์วิดท์ มากเกินความจำเป็นเพราะข่าวสารจากสัญญาณเบสแบนด์นั้นมียู่อย่างครบถ้วนแล้วในไซด์แบนด์ด้านบน (upper sideband) หรือไซด์แบนด์ด้านล่าง (lower sideband) เพียงด้านเดียว เพราะฉะนั้นสัญญาณ AM จึงเป็นสัญญาณที่มีประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ต่ำ

ในลำดับต่อไปเราจะพิจารณากำลังเฉลี่ยของสัญญาณ AM จากสมการ (1.2) เราจะสามารถหากำลังเฉลี่ยของสัญญาณ AM ได้ดังนี้คือ

$$\begin{aligned} P_{AM} &= [V_c^2(t)] \\ &= \frac{A^2}{2} [1 + 2m(t) + m^2(t)] + A_c^2 [(1 + m(t)) \cos 2_c t] \\ &= \frac{A^2}{2} [1 + 2m(t) + m^2(t)] \end{aligned} \quad (1.5)$$

เพราะว่า $\cos 2_c t = 0$ และถ้าเราให้สัญญาณเบสแบนด์ไม่มีส่วนประกอบกระแสตรงอยู่ซึ่งจะเป็นจริงในกรณีของสัญญาณออดิโอและสัญญาณอื่น ๆ อีกหลายแบบจะได้ $m(t) = 0$ สมการ(1.5) ก็เขียนได้เป็น

$$P_{AM} = \frac{A_c^2}{2} + \frac{A_c^2 m^2(t)}{2} \quad (1.6)$$

เทอมที่หนึ่งในสมการ (1.6) นี้จะเห็นได้ชัดว่าเป็นกำลังของคลื่นพาหุ ส่วนเทอมที่สองนั้นเป็นกำลังสัญญาณส่วนที่เหลือคือกำลังของไซด์แบนด์ด้านบนและไซด์แบนด์ด้านล่างรวมกัน และเนื่องจากไซด์แบนด์ด้านบนและด้านล่างมีความสมมาตรกันทุกประการ กำลังสัญญาณที่อยู่ในไซด์แบนด์

ด้านบนและด้านล่างก็จะมีขนาดเท่ากันด้วย ดังนั้นถ้าเราให้ P_c และ P_{SB} แสดงกำลังของคลื่นพาหุและกำลังของสัญญาณที่อยู่ในไซด์แบนด์ด้านเดียว สมการ (1.6) จะเขียนได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารทสวทศงานวิศวกรรมโทรคมนาคมเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่แบบสงวนเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{AM} = P_c + 2P_{SB} \quad (1.7)$$

โดยที่

$$P_{SB} = \frac{A_c^2 m^2(t)}{4} = \frac{P_c m^2(t)}{2} \quad (1.8)$$

และเนื่องจาก $m(t) < 1$ เสมอ ดังนั้น $m^2(t) < 1$ เสมอด้วย และจะส่งผลให้ $P_{sb} < P_c / 2$ เสมอ เมื่อแทนเงื่อนไขดังกล่าวนี้ลงในสมการ (1.7) จะได้ผลดังนี้

$$P_c = P_{AM} - P_{SB} P_{AM} - P_c$$

$$\therefore P_c > \frac{1}{2} P_{AM} \quad (1.9)$$

$$P_{SB} < \frac{1}{4} P_{AM}$$

ผลที่ได้นี้จะสรุปได้ว่า กำลังเฉลี่ยกว่าครึ่งหนึ่งของสัญญาณ AM จะเป็นกำลังของสัญญาณคลื่นพาหุซึ่งไม่มีข่าวสารอยู่ และกำลังของสัญญาณที่มีข่าวสารอยู่จะมีไม่ถึง 1/4 ของกำลังเฉลี่ย การใช้กำลังส่งในลักษณะที่กล่าวมานี้ก็จัดได้ว่าไม่มีประสิทธิภาพเช่นเดียวกับการใช้แบนด์วิดท์ที่กล่าวไว้ก่อนหน้านี้ อย่างไรก็ตามการที่ระบบวิทยุกระจายเสียง AM ยังคงใช้สัญญาณที่ไม่สู้มีประสิทธิภาพนี้ อยู่ที่เพราะว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณออกดีโอไม่กว้างนัก และกำลังส่งที่เกินความจำเป็นนี้ไม่ค่อยเป็นปัญหา เพราะตัวสถานีกระจายคลื่นมักจะตั้งอยู่ในที่ที่มีกำลังไฟฟ้าให้ใช้ได้อย่างเต็มที่ แต่สำหรับกรณีที่มีข้อจำกัดเรื่องกำลังไฟฟ้า เช่นในระบบส่งวิทยุที่ต้องมีการเคลื่อนย้ายและใช้แหล่งกำเนิดไฟฟ้าพวกแบตเตอรี่ เป็นต้น ในกรณีเช่นนี้ประสิทธิภาพของกำลังส่งก็จะกลายเป็นปัจจัยสำคัญไปและการมอดูเลตแบบ AM นี้ก็จะไม่เหมาะกับงานประเภทนี้

1.2 การมอดูเลตแบบ DSB

การมอดูเลตแบบ DSB ซึ่งมีชื่อเต็มว่า Double-sideband suppressed carrier modulation (บางครั้งอาจใช้ตัวย่อว่า DSB-SC หรือ DSSC) นั้นตามความหมายก็คือการมอดูเลตที่ให้สัญญาณที่มอดูเลตเรียบร้อยแล้วมีไซด์แบนด์ทั้งสองด้านและสกัดเอาสัญญาณคลื่นพาหุออกไปไว้ที่ตัวรับ

หลักของการมอดูเลตแบบนี้ก็คือต้องการลดกำลังส่งในส่วนที่เป็นสัญญาณ คลื่นพาออกจากสัญญาณ AM ที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่แล้ว เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพด้านกำลังส่งเมื่อทำการสกัดสัญญาณคลื่นพาออก สัญญาณ DSB ที่ได้ก็จะเขียนได้ดังนี้

$$V_c(t) = A_c m(t) \cos_c t \quad (1.10)$$

ตามลักษณะของสมการ (1.10) นี้ $V_c(t)$ จะมีค่ากลับเฟสทันทีตรงตำแหน่งที่ $m(t) = 0$ ดังนั้นค่ายอดคลื่นของสัญญาณหรือเอ็นเวลโลปที่ได้ก็จะเป็น $m(t)$ แทนที่จะเป็น $m(t)$ ในสภาพเช่นนี้เอ็นเวลโลปดีเทคชันก็จะใช้ไม่ได้ผล รูปที่ 1-5 แสดงตัวอย่างของสัญญาณ DSB นี้

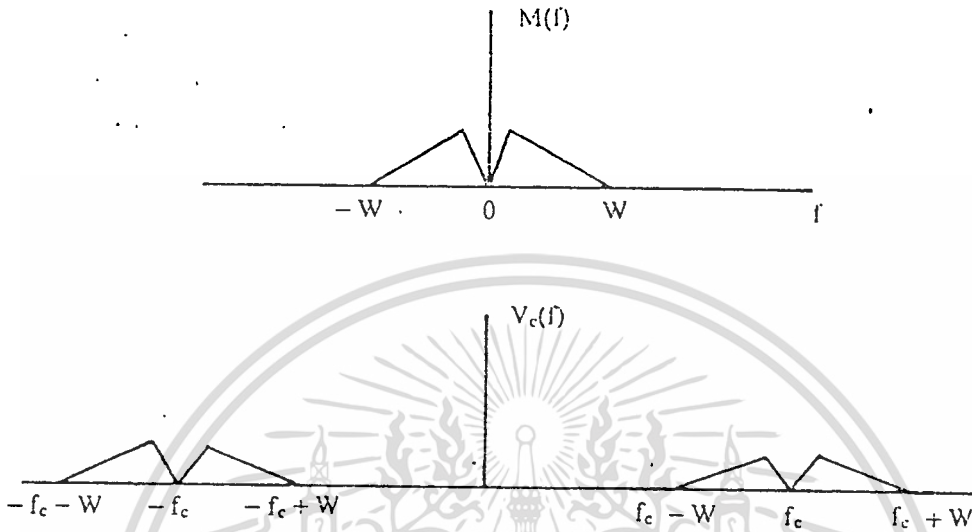


รูปที่ 1-5 ตัวอย่างของสัญญาณ DSB

เมื่อทำการหาสเปกตรัมของสัญญาณ DSB ตามสมการ (1.10) นี้ ก็จะได้ผลดังนี้

$$V_c(f) = \frac{A[M(f + f_c) + M(f - f_c)]}{2} \quad (1.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ซึ่งรูปร่างของสเปกตรัมก็จะเหมือนกับของสัญญาณ AM ยกเว้นว่าไม่มีสเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาอยู่เท่านั้น เพราะฉะนั้นเมื่อนำไปเขียนเป็นรูปของสเปกตรัมก็จะได้ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 1-6



รูปที่ 1-6 สเปกตรัมของสัญญาณ DSB

เมื่อทำการพิจารณากำลังส่งของสัญญาณ DSB นี้ เนื่องจากไม่ต้องส่งสัญญาณคลื่นพาห์ออกไปด้วย ดังนั้นกำลังส่งก็จะเหลือเพียงกำลังที่อยู่ในไซด์แบนด์ทั้งสองดังนี้

$$P_{DSB} = 2P_{SB} = \frac{A_c^2 m^2(t)}{2} \quad (1.12)$$

กำลังส่งที่ต้องใช้ในกรณีนี้เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีของสัญญาณ AM จากสมการ (1.9) ในหัวข้อ 1.2 เราจะพบว่า การที่ไม่ต้องส่งสัญญาณคลื่นพาห์ออกไปด้วยจะทำให้ประหยัดกำลังส่งลงไปได้อย่างน้อยก็ครึ่งหนึ่งของกำลังส่งที่ใช้ในสัญญาณ AM การพิจารณาเรื่องเกี่ยวกับกำลังส่งนี้ในทางปฏิบัติยังต้องคำนึงถึงเงื่อนไขที่สำคัญอีกประการหนึ่ง คือ ค่ากำลังส่งสูงสุดที่เครื่องส่งจะทำงานได้ตามปกติ ค่ากำลังส่งสูงสุดนี้จะถูกกำหนดจากคุณสมบัติของเครื่องขยายกำลังที่ใช้อยู่ เพราะเครื่องขยายกำลังจะเกิดการอิ่มตัว (saturation) และทำให้สัญญาณขาออกผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณขาเข้าเมื่อเราใส่สัญญาณขาเข้าที่มีค่าสูงเกินไป ถ้าให้ค่ากำลังส่งสูงสุดดังกล่าวนี้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$A_{\max}^2 / 2$ แล้วทำการเปรียบเทียบกำลังที่จะใส่เข้าไปในไซด์แบนด์ของสัญญาณ DSB และสัญญาณ AM ก็จะเป็นการเปรียบเทียบกำลังส่งของไซด์แบนด์ของสัญญาณทั้งสองภายใต้เงื่อนไขกำลังสูงสุดได้ ก่อนอื่นจะพิจารณากรณีของสัญญาณ DSB จากสมการ (1.3) เนื่องจาก $m^2(t) < 1$ เพราะฉะนั้นจะสามารถให้ $A_c = A_{\max}$ ได้ ซึ่งทำให้ P_{SB} ในกรณีนี้เท่ากับ $A_{\max}^2 / 4$ สำหรับกรณีของสัญญาณ AM จากสมการ (6) ค่า A_C สูงสุดที่เป็นไปได้นั้นจะเท่ากับ $A_{\max}^2 / 2$ ซึ่งจากสมการ (1.8) จะพบว่า

$$P_{SB} = A_{\max}^2 / 16 \text{ โดยสรุปแล้วจะได้}$$

กรณีของ DSB,
$$P_{SB} = \frac{A_{\max}^2}{4} \quad (1.13)$$

กรณีของ DSB,
$$P_{SB} = \frac{A_{\max}^2}{16}$$

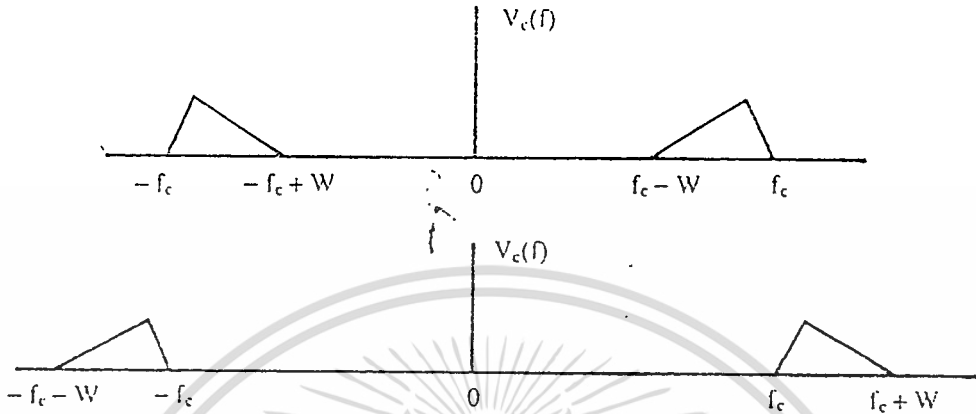
ซึ่งก็หมายความว่า ถ้ากำหนดกำลังส่งสูงสุดให้ ก็จะสามารถใส่กำลังให้กับสัญญาณไซด์แบนด์ของสัญญาณ DSB ได้สูงกว่าของสัญญาณ AM 4 เท่าตัว แต่ก็มีข้อเสียเปรียบที่ไม่สามารถดีเทคสัญญาณเบสแบนด์กลับมาได้โดยใช้วิธีเอนเวลโลปดีเทคชัน

1.3 การมอดูเลตแบบ SSB

การมอดูเลตแบบ SSB หรือ Single-sideband suppressed carrier modulation นี้ เป็นการมอดูเลตที่จะให้สัญญาณที่มอดูเลตเรียบร้อยแล้วมีไซด์แบนด์ด้านเดียวและสัญญาณคลื่นพาห์ถูกสกัดออกเช่นเดียวกับการมอดูเลตแบบ DSB เมื่อเป็นเช่นนี้สัญญาณ SSB ก็จะต้องการแบบดิวิตท์เท่ากับแบนดิวิตท์ของสัญญาณเบสแบนด์เท่านั้นคือ W ในขณะที่เดียวกันก็ไม่มีสัญญาณคลื่นพาห์อยู่ด้วย สัญญาณ SSB นี้จึงจัดว่ามีประสิทธิภาพทั้งในด้านการใช้แบนดิวิตท์และการใช้กำลังส่ง อย่างไรก็ตามอุปกรณ์เครื่องส่งและเครื่องรับก็จะยุ่งยากขึ้น ระบบนี้ในปัจจุบันก็ยังถูกใช้งานอย่างกว้างขวางในระบบสื่อสารที่ใช้คลื่นสั้น (short wave communications) ซึ่งจะต้องส่งกันเป็นระยะทางไกล

ในการพิจารณาสเปกตรัมของสัญญาณ SSB นั้น ถ้าเขียนออกมาเป็นรูปก็จะได้ตามรูปที่ 1-7 ซึ่งเหมือนกับของสัญญาณ DSB ที่กรองเอาไซด์แบนด์ด้านต่ำ หรือไซด์แบนด์ด้านสูงออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การใช้งานหรือการนำออกเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาตจากเจ้าของเอกสารเป็นการฝ่าฝืนกฎหมายและต้องรับผิดชอบต่อเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1-7 สเปกตรัมของสัญญาณ SSB

ไปด้านหนึ่งการเขียนสเปกตรัมของสัญญาณ SSB จากสเปกตรัมของสัญญาณเบสแบนด์นั้นถึงแม้จะทำได้ทันทีดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3-1 แต่การเขียนรูปของสัญญาณในอาณาจักรของเวลานั้นจะเขียนไม่ได้ง่าย ๆ เหมือนกรณีของสัญญาณ AM หรือสัญญาณ DSB กล่าวคือจะไม่สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสัญญาณเบสแบนด์คู่กับสัญญาณคลื่นพาห้ได้ เพราะถ้าเขียนในรูปนั้นก็จะมีไซด์แบนด์ออกมาทั้งสองด้านเสมอ อย่างไรก็ตามถ้าเราพิจารณาให้ดีจะเห็นได้ว่าสัญญาณ SSB นั้นเป็นการเลื่อนความถี่ของสัญญาณเบสแบนด์ให้สูงขึ้น f_c ดังนั้นถ้าเราพิจารณาเฉพาะความถี่ใดความถี่หนึ่งในสัญญาณเบสแบนด์เช่นความถี่ f_m เราจะสามารถเขียนสัญญาณ SSB ในอาณาจักรของเวลาของส่วนประกอบความถี่ f_m ได้ดังนี้

$$V_c = \frac{1A_c A_m \cos(f_c \pm f_m)}{2} \quad (1.14)$$

โดยที่เครื่องหมาย + แสดงถึงไซด์แบนด์ด้านสูง และเครื่องหมาย - แสดงถึงไซด์แบนด์ด้านต่ำและถ้าเราพิจารณาสมการ (1.14) ให้ดีจะเห็นได้ว่าสัญญาณที่มีมอดูเลตเข้ามาเป็นสัญญาณที่มีความถี่เป็น f_m แต่สมการ (1.14) ไม่ได้แสดงการเปลี่ยนแปลงของยอดคลื่นในรูปของสัญญาณไซด์ที่มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ควรคัดลอก ตีพิมพ์ หรือเผยแพร่ในสื่อออนไลน์ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 สามารถใช้การตีพิมพ์แบบเงินเวลาโดยตีพิมพ์ซ้ำได้อย่างแน่นอน

เมื่อเราพิจารณาในด้านของกำลังส่ง ก็จะพบว่าสัญญาณ SSB นี้จะใช้กำลังส่งเป็นครึ่งหนึ่งของสัญญาณ DSB กล่าวคือจากสมการ (1.6) ให้หัวข้อ 1.2 จะได้กำลังส่งของสัญญาณ SSB ในรูปต่อไปนี้

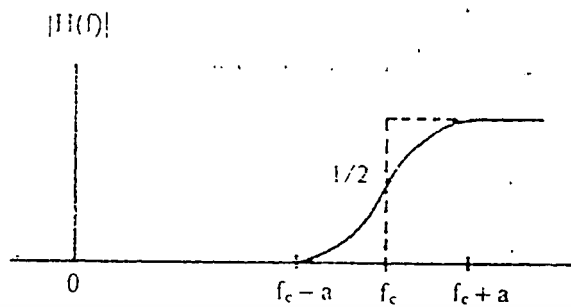
$$P_{SSB} = \frac{1P_{DSB}}{2} = P_{SB} = \frac{A_c^2 m(t)}{4} \quad (1.15)$$

เมื่อก้าวโดยสรุปแล้วสัญญาณ SSB ก็จะเป็นสัญญาณที่มีประสิทธิภาพในเชิงของการใช้กำลังส่งและในเชิงของการใช้แบนด์วิดท์มากที่สุด แต่มักจะมีความยุ่งยากในการสร้างเครื่องส่งและเครื่องรับนอกจากนั้นจะไม่สามารถส่งส่วนประกอบของกระแสตรงได้โดยที่ไม่มีไซด์แบนด์ของอีกด้านหนึ่งพุ่งเข้ามาด้วย

1.4 การมอดูเลตแบบ VSB

การมอดูเลตแบบ VSB นี้ย่อมาจากคำว่า Vestigial sideband modulation ซึ่งหมายถึงวิธีมอดูเลตที่จะให้สัญญาณไซด์แบนด์ด้านหนึ่งส่งออกไปได้อย่างเกือบเต็มแต่ไซด์แบนด์อีกด้านหนึ่งจะส่งออกไปเพียงส่วนน้อยแต่ทำให้สามารถรู้ร่องรอยของข่าวสารที่อยู่ในไซด์แบนด์นั้นได้ การมอดูเลตแบบ VSB นี้จะเหมือนกับเป็นการประนีประนอมระหว่างการมอดูเลตแบบ DSB กับการมอดูเลตแบบ SSB กล่าวคือการมอดูเลตแบบ DSB นั้นจะสามารถส่งผ่านสัญญาณที่มีส่วนประกอบกระแสตรงและความถี่ต่ำได้ดีแต่ต้องการแบนด์วิดท์ $2W$ ในขณะที่การมอดูเลตแบบ SSB นั้นต้องการแบนด์วิดท์แคบ คือ W แต่ไม่สามารถส่งผ่านสัญญาณที่มีส่วนประกอบกระแสตรงและความถี่ต่ำได้ดี ตัวอย่างของสัญญาณที่มีส่วนประกอบของกระแสตรงและความถี่ต่ำที่มีความหมายมากก็ได้แก่สัญญาณวิดีโอ สัญญาณโทรสารและสัญญาณข้อมูลเป็นต้น การมอดูเลตแบบ VSB นี้จะมีอยู่ 2 แบบด้วยกัน คือ แบบที่ไม่มีสัญญาณคลื่นพาห้อยู่ กับแบบที่มีสัญญาณคลื่นพาห้อยู่ แบบแรกนั้นจะสร้างได้จากสัญญาณ DSB ในขณะที่แบบหลังสร้างได้จากสัญญาณ AM

การสร้างสัญญาณ VSB นี้จะทำได้โดยใช้ฟิลเตอร์ที่มีคุณสมบัติสมมาตรเชิงคี่รอบความถี่คลื่นพาห้ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 1-8 กล่าวคือส่วนที่ถูกกรองออกจากไซด์แบนด์หลักจะเท่ากับส่วนที่เหลือ

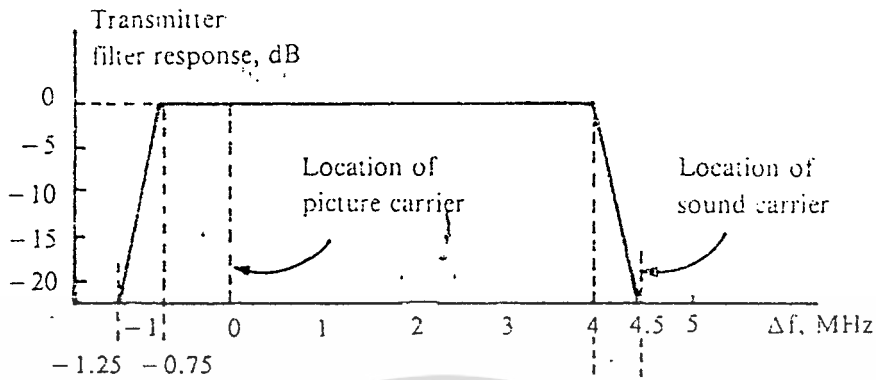


รูปที่ 1-8 คุณสมบัติของฟิลเตอร์ที่ใช้สร้างสัญญาณ VSB

จากการถูกกรองในอีกไซด์แบนด์หนึ่งถ้าช่วงความถี่ที่ฟิลเตอร์เริ่มตัดสัญญาณหมดกับเริ่มปล่อยสัญญาณหมดเป็น $2a$ แบนด์วิดท์ที่สัญญาณ VSB ต้องการก็จะเท่ากับ $W + a$ อย่างไรก็ตามในกรณีที่ $2a$ มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ W แบนด์วิดท์ที่ต้องการนั้นอาจประมาณได้ว่าเท่ากับ W

ในการพิจารณาขรุปร่างของสัญญาณ VSB ในอาณาจักรของเวลานั้นจะยุ่งยากกว่าของสัญญาณในที่นี้จะไม่ขอกล่าวถึงรายละเอียดในส่วนนี้ การพิจารณากำลังส่งของสัญญาณ VSB นี้จะต้องแยกออกเป็น 2 กรณีตามชนิดของสัญญาณ VSB นั้น กล่าวคือถ้าเป็นสัญญาณ VSB แบบไม่มีสัญญาณคลื่นพาห้จากคุณสมบัติของฟิลเตอร์ที่กล่าวไว้ก่อนหน้านี้ จะเห็นได้ว่ากำลังส่งของสัญญาณแบบนี้จะไม่ต่างไปจากกำลังส่งของสัญญาณ SSB มากนัก ถ้าเป็นกรณีที่มีสัญญาณคลื่นพาห้อยู่ด้วยก็ยิ่งขึ้นอยู่กับการที่สัญญาณคลื่นพาห้ที่ถูกฟิลเตอร์ออกไปบางส่วนด้วยหรือไม่ ถ้าไม่ถูกฟิลเตอร์ออกไปเลยเช่น สัญญาณโทรทัศน์ที่ใช้อยู่ในปัจจุบันกำลังส่งของสัญญาณก็จะสูงขึ้นคือมีกำลังของสัญญาณคลื่นพาห้และกำลังของไซด์แบนด์ส่วนที่เหลือในอีกด้านหนึ่งบวกเข้ามาด้วย เมื่อพิจารณาโดยรวมแล้วเราอาจสรุปได้ว่ากำลังส่งของสัญญาณ VSB จะอยู่ในช่วงระหว่างกำลังส่งของสัญญาณ SSB ที่ใช้ส่งในระบบโทรทัศน์ในปัจจุบัน สัญญาณนี้ได้จากการจัดการกับสเปกตรัมของสัญญาณ AM ซึ่งสัญญาณคลื่นพาห้จะถูกคงไว้เพื่อให้งจรทางเครื่องรับสามารถใช้วิธีเอนเวลโปลดีเทคชันได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



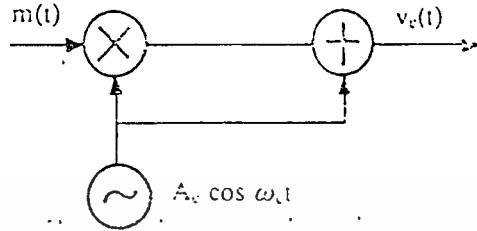
รูปที่ 1-9 สัญญาณ VSB ที่ใช้ส่งในระบบโทรทัศน์ระบบ NTSCOC

1.5 การสร้างสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด

สัญญาณที่มีการมอดูเลตเชิงขนาดที่ได้กล่าวมาข้างต้นได้แก่ สัญญาณ AM สัญญาณ DSB สัญญาณ SSB และสัญญาณ VSB นั้น ถ้าพิจารณาที่สเปกตรัมของสัญญาณเหล่านี้จะเห็นว่ามีความถี่เปลี่ยนไปจากสัญญาณเบสแบนด์เดิม หรือถ้าพิจารณาที่สัญญาณในอาณาจักรของเวลา ก็จะมีทอมที่เป็นผลคูณของสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพาห้อยู่ การที่ความถี่ของสัญญาณที่มอดูเลตแล้วเปลี่ยนไปจากความถี่เบสแบนด์ของสัญญาณนั้นเป็นการบ่งบอกว่าจะรวมมอดูเลตจะไม่ใช้ระบบเชิงเส้นที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา เพราะระบบเชิงเส้นที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาจะไม่สามารถให้กำเนิดสัญญาณขาออกที่มีความถี่เปลี่ยนไปจากสัญญาณขาเข้า ดังนั้นวงจรที่ให้กำเนิดสัญญาณดังกล่าวข้างต้นนั้นจึงเป็นวงจรแบบไม่เป็นเชิงเส้น ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงหลักการในการสร้างสัญญาณเหล่านี้ซึ่งสิ่งที่เป็นหัวใจสำคัญก็คือวงจรสร้างผลคูณของสัญญาณนั่นเอง

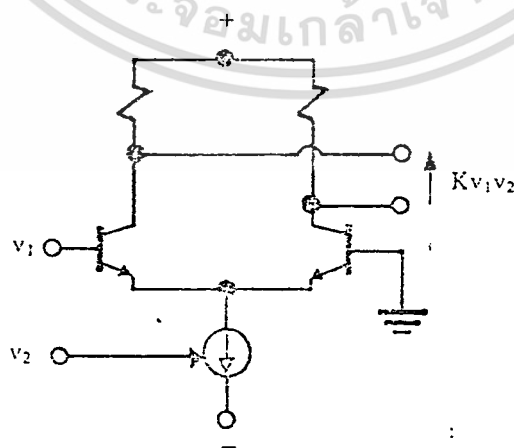
1.5.1 มอดูเลเตอร์แบบผลคูณ (product modulation)

มอดูเลเตอร์แบบผลคูณ จะเป็นวงจรที่สร้างผลคูณของสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพาห้ ถ้าเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมก็จะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 1-10 ในรูปได้แสดงบล็อกไดอะแกรมของกรณีนี้



รูปที่ 1-10 มอดูเลเตอร์แบบผลคูณ

เป็นการสร้างสัญญาณ AM ถ้าเป็นสัญญาณ DSB ก็จะต้องการแต่งวงจรอย่างเดียวไม่ต้องมีวงจรวก การสร้างวงจรมันนั้นจะทำได้หลายแบบ และแบบที่นิยมใช้แบบหนึ่งก็คือวงจรมอดูเลเตอร์แบบแวลูเอเบิลทรานสคอนดักแตนซ์ (variable transconductance multiplier) ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 1-11 ลักษณะของวงจรจะเป็นวงจรมอดูเลเตอร์แบบดิฟเฟอเรนเชียล ซึ่งอัตราขยายของวงจรจะขึ้นอยู่กับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ ดังนั้น V_2 จะเป็นสัญญาณที่ควบคุมอัตราขยายของวงจรเพราะจะเป็นตัวที่ทำให้กระแสมีเตอร์เปลี่ยนแปลงไป เมื่อป้อน V_1 เข้าที่ขั้วเบสของทรานซิสเตอร์และอัตราขยายเปลี่ยนแปลงตามค่า V_2 สัญญาณขาออกที่ได้ก็จะมีรูปร่างเป็น KV_1V_2 ซึ่งก็จะได้ผลคูณของสัญญาณทั้งสองออกมาตามต้องการ



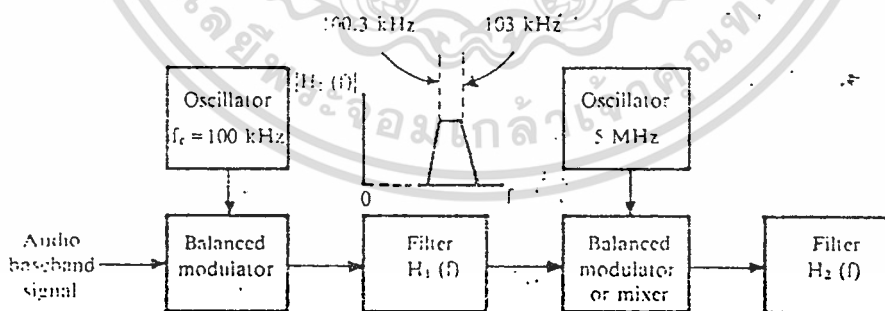
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 1-11 วงจรมอดูเลเตอร์แบบแวลูเอเบิลทรานสคอนดักแตนซ์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องย้่าอ้างอิงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับวงจรวกนั้นจะสร้างได้โดยใช้ออปแอมป์

วงจรถ่ายที่ยกตัวอย่างมานี้เป็นวงจรถ่ายที่ง่ายและทำเป็นไอซีได้ง่ายแต่ก็มีข้อจำกัดที่กำลังของสัญญาณที่จัดการได้นั้นจะมีค่าต่ำ

1.5.4 การสร้างสัญญาณ SSB และ VSB

ในการสร้างสัญญาณ SSB นั้น โดยหลักการแล้วจะสามารถสร้างจากสัญญาณ DSB ได้ โดยทำการกรองเฉพาะไซด์แบนด์ด้านในด้านหนึ่งออกมา อย่างไรก็ตามเนื่องจากสัญญาณที่ส่งเช่น สัญญาณเสียงพูดจะมีความถี่ที่ต่ำได้ถึงประมาณ 70 Hz ดังนั้นจะเป็นการยากลำบากมากที่จะหาฟิลเตอร์ที่สามารถกรองความถี่ได้คมถึงขนาดนี้ ในทางปฏิบัตินั้นเราจะช่วยให้การสร้างสัญญาณ SSB ทำได้ง่ายขึ้น โดยการมอดูเลตแบบบาลานซ์ 2 ชั้น ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 5-7 และอาจจะช่วยอีกอย่างหนึ่ง โดยการจำกัดความถี่ต่ำของสัญญาณเสียงให้เบีฯ 300 Hz เพื่อให้การกรองสัญญาณทำได้ง่ายขึ้น การมอดูเลต 2 ชั้นตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 1-16 นี้จะช่วยให้การสร้างสัญญาณ SSB ง่ายขึ้นดังนี้คือ ถ้าให้สัญญาณ



รูปที่ 1-12 การสร้างสัญญาณ SSB โดยการมอดูเลต 2 ชั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบนด์มีความถี่ 300-3,000 Hz สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตชั้นที่หนึ่ง จะมีความถี่ไซด์แบนด์ต่ำ เป็น 97-99.7 kHz และไซด์แบนด์ด้านสูงเป็น 100.3-103 kHz ซึ่งจะเห็นได้ว่าในชั้นแรกนี้ความถี่ที่ ห่างกันระหว่างไซด์แบนด์ทั้งสองจะเป็น 600 Hz ซึ่งจะใช้ฟิลเตอร์กรองได้ที่ระดับหนึ่งเมื่อผ่านฟิล เตอร์ชั้นที่หนึ่งกรองเฉพาะความถี่ในไซด์แบนด์สูงไปมอดูเลตชั้นที่สองต่อไป สัญญาณDSB ที่ได้ ออกมาจะมีความถี่ในไซด์แบนด์ต่ำเป็น 4,897-4,899.7 kHz และมีความถี่ในไซด์แบนด์สูงเป็น 5,100.3-5,103 kHz ซึ่งจะเห็นได้ว่าช่วงห่างของไซด์แบนด์ทั้งสองจะขยายกว้างขึ้นเป็น 200.6 kHz ซึ่ง ก็จะสามารถกรองเอาเฉพาะไซด์ด้านในด้านหนึ่งออกไปได้ง่ายขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับทำการมอดู เลตเพียงชั้นเดียวโดยใช้ $f_c = 5,000$ kHz ซึ่งจะได้ช่วงห่างของไซด์แบนด์สูงและไซด์แบนด์ต่ำเพียง 600 Hz ก็นับว่าการสร้างฟิลเตอร์ก็จะง่ายขึ้นมาหนึ่งการตีมอดูเลตก็จะทำได้โดยการย้อนขั้นตอน ในรูปที่ 5-7

สำหรับการสร้างสัญญาณ VSB นั้นถ้าเป็นแบบที่มีคลื่นพาห์อยู่ด้วย ก็จะสร้างจาก สัญญาณ AM โดยใช้ฟิลเตอร์กรองสเปกตรัมไซด์แบนด์ด้านที่ไม่ต้องการออกเป็นส่วนใหญ่ ตัวอย่าง ของสัญญาณVSBที่ใช้มากที่สุดก็คือสัญญาณที่ใช้ส่งโทรทัศน์สำหรับสัญญาณVSBแบบไม่มีคลื่น พาห์นั้นจะสร้างได้จากสัญญาณ DSB แต่จะไม่มีที่ใช้มากนัก เพราะสัญญาณนี้จะใกล้เคียงกับ สัญญาณ SSB มาก

บทที่ 2

วงจรรออสซิลเลเตอร์

ออสซิลเลเตอร์ มีความหมายในตัวเองแปลว่าสิ่งที่แกว่งไปแกว่งมา สำหรับกรณีของวงจรรีเลททอนิกส์ ออสซิลเลเตอร์มีความหมายถึงการเปลี่ยนไปมาของแรงดัน หรือกระแสระหว่างค่าสูงสุดและค่าต่ำสุด หรืออาจกล่าวได้ง่าย ๆ ก็คือเป็นวงจรรำเนิดสัญญาณนั่นเอง

วงจรรออสซิลเลเตอร์ส่วนใหญ่จะให้สัญญาณรูปไซน์ ดังนั้นวงจรรออสซิลเลเตอร์จึงถูกนำมาใช้งานในวงจรเครื่องส่ง วงจรสร้างสัญญาณเสียงดนตรี วงจรในเครื่องมือพวกสร้างสัญญาณเสียง และเป็นวงจรต้นกำเนิดสัญญาณความถี่ต่าง ๆ นอกจากนี้วงจรรออสซิลเลเตอร์ยังเป็นวงจรในสลับประกอบย่อยของวงจรอื่น ๆ อีกเป็นจำนวนมาก

การกำเนิดสัญญาณด้วยวงจรรออสซิลเลเตอร์มีได้หลายแบบ ซึ่งแต่ละแบบก็จะมีลักษณะสำคัญพิเศษอื่น ๆ ประกอบด้วย เช่นให้ความถี่ต่ำ ๆ ดี หรือให้ความถี่สูง ๆ ดี เสถียรภาพทางความถี่ดี การปรับความถี่เป็นไปได้อย่างหรือง่าย เป็นต้น ในบทนี้เราจะกล่าวถึงวงจรรออสซิลเลเตอร์ทั่ว ๆ ไปที่มีใช้อยู่ในวงจรรีเลททอนิกส์ต่าง ๆ

หลักการของวงจรรออสซิลเลเตอร์

วงจรรออสซิลเลเตอร์ก็คือวงจรขยายชนิดหนึ่งนั่นเอง แต่เป็นวงจรขยายชนิดป้อนกลับ และที่สำคัญคือการป้อนกลับของสัญญาณจะมีได้ป้อนกลับในลักษณะลบแต่เป็นการป้อนกลับในลักษณะบวก ลองพิจารณาอัตราขยายแรงดันจากสมการการป้อนกลับของวงจรขยายดังนี้

$$A'_v = \frac{A_v}{1 - \beta A_v}$$

β = สัญญาณที่ป้อนกลับมายังอินพุท / สัญญาณเอาท์พุท

A_v = อัตราการขยายที่ยังไม่มีการป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 A'_v = อัตราการขยายที่มีการป้อนกลับ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตัวอย่าง ถ้าสัญญาณป้อนกลับมาที่อินพุทมีเพียง 5% และเป็นการป้อนกลับในลักษณะ นำมาหักล้างกับสัญญาณอินพุทหรือป้อนกลับแบบลบ นั่นคือถ้า $\beta = -0.05$ อัตราขยายแรงดัน ขณะไม่มีการป้อนกลับเป็น 100 อัตราขยายหลังการป้อนกลับจะมีค่าเท่ากับ 16.7

จะเห็นได้ว่าอัตราขยายหลังการป้อนกลับแล้วลดลงไปและถ้าเราลองมาพิจารณาในส่วนของ เทอม A, β ถ้าหากว่าเทอม A, β มีค่าเป็นบวก นั่นก็หมายความว่า เป็นการป้อนกับแบบบวก อัตราขยายวงจรจะมีค่าเพิ่มขึ้น และจะทำให้เสถียรภาพของวงจรลดลงมาก ครั้นถ้าพิจารณาดูให้ดีจะเห็นว่าถ้าเทอม A, β มีค่าเป็น 1. จะเป็นผลทำให้อัตราขยายของวงจรเพิ่มขึ้น จนเป็นอนันต์ (อินฟินิตี้) ซึ่งหมายความว่าแม้เพียงใส่อินพุทมาเพียงเล็กน้อยเอาท์พุทที่ได้จะมากมายมหาศาล แต่ในทางเป็นจริงแล้วเอาท์พุทที่ได้จะเกิดขึ้นเอง ถึงแม้ว่าจะไม่ใส่อินพุทก็ตาม นั่นหมายความว่าวงจรเกิดการ ออสซิลเลชันนั่นเอง

สิ่งหนึ่งที่จะอธิบายในเรื่องของการป้อนกลับแบบบวกให้เข้าใจก็คือ การพิจารณาในรูปของ เฟสกับการป้อนกลับ สัญญาณป้อนกลับจากเอาท์พุทจะกลับเฟส 180° แล้วป้อนผ่านเข้ามาทางอินพุทใหม่ ดังนั้นสัญญาณที่เข้ามาจะมีทิศทางเสริมกับสัญญาณป้อนกลับ ซึ่งถ้าเฟสที่ป้อนกลับเข้ามา ไม่ตรงกับวงจรขยายก็จะเป็นออสซิลเลท (โดยปกติในวงจรขยายทั่วไปสัญญาณเอาท์พุทจะมีเฟสต่าง จากอินพุท 180° อยู่แล้ว)

เพื่อให้เข้าใจว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ ทำงานได้อย่างไร ลองมาดูกันว่าถ้าให้สัญญาณขนาดเล็ก ๆ ป้อนเข้ามาทางอินพุทของวงจรขยาย สัญญาณเอาท์พุทที่ได้จะกลับเฟสแล้วมาเสริมกับอินพุทของวงจรขยายทำให้อินพุทมีขนาดเพิ่มขึ้น ซึ่งจะทำให้เอาท์พุทที่ได้มีขนาดใหญ่ขึ้นด้วย เมื่อป้อนกลับเข้ามาเสริมอีกก็จะให้เอาท์พุทที่ใหญ่ขึ้นอย่างไม่มีที่สิ้นสุด โดยปกติการเพิ่มขึ้นของสัญญาณ จะถูกจำกัดที่ค่าแรงดันค่าหนึ่ง ดังนั้นเมื่อกลับมาแล้วก็เสมือนกับการป้อนกลับด้วยค่าแรงดันคงที่ วงจรจึงให้เอาท์พุทได้ที่ระดับแรงดันเสมือนกับคงที่คือการออสซิลเลทนั่นเอง

การออสซิลเลทหรือการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันเอาท์พุทจากค่าต่ำสุดจนถึงค่าสูงสุด มักจะเกิดการเปลี่ยนในลักษณะคลื่นรูปไซน์ ความถี่ของลูกคลื่นสามารถคำนวณได้จากค่าคงตัวของ อุปกรณ์ต่าง ๆ ภายในวงจร

ในวงจรออสซิลเลเตอร์ทั่วไปที่ใช้งานกันอยู่จะมีการออสซิลเลทได้ด้วยตัวเองโดยไม่ต้องมีการป้อนสัญญาณอินพุทเข้าไปเลยแม้แต่น้อย ทั้งนี้เพราะสัญญาณที่ช่วยกระตุ้นให้เกิดการออสซิลเลทในขณะเริ่มต้นนั้นคือ สัญญาณรบกวนที่มีอยู่ภายในอุปกรณ์นั้นแล้ว และการออสซิลเลท จะเกิดขึ้นตลอดเวลาเมื่อมีการป้อนแรงดันไฟตรงเลี้ยงวงจร

ร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบ ๆ อยู่บนซับสเตรต(substrate)ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของซับสเตรตเป็นผิวโลหะพลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในซับสเตรตบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบ ๆ กับผิวโลหะด้านล่าง ความหนาของซับสเตรตนั้นจะ ประมาณ 2 mm หรือต่ำกว่าลงมา ความกว้างของสตริปนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่ต้องการ สำหรับความหนาของตัวสตริปเองนั้นจะมีค่าประมาณ 5 μm หรือ 10 μm ขึ้นอยู่กับการใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบางหรือแบบฟิล์มหนาในการสร้างสตริปนั้น สำหรับซับสเตรต นั้นที่ใช้งานกันอยู่ทั่วไปจะมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน ตารางที่ 3-1 แสดงตัวอย่างของซับสเตรตชนิด ต่าง ๆ และคุณสมบัติที่สำคัญของซับสเตรตซึ่งได้แก่ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ค่า $\tan \delta$ ที่ ความถี่ 10 GHz ค่าคงตัวของการนำความร้อน ความขรุขระของพื้นผิว และความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า

ตารางที่ 3-1 คุณสมบัติของซับสเตรตแบบต่าง ๆ

วัสดุ	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ϵ_r	$\tan \delta$ ที่ความถี่ 10 GHz	ค่าคงตัวของการนำความร้อน $\text{W/cm}^2/\text{°C}$	ความขรุขระของผิว μm	ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (kV/cm)
อะลูมินา (alumina)					
99.5%	10	$1 \sim 2 \times 10^{-4}$	0.3	2-8	4×10^3
96%	9	6×10^{-4}	0.28	20	4×10^3
แซฟไฟร์ (sapphire)	9.4 และ 11.6 (ผลึกเดี่ยว)	1×10^{-4}	0.4	1	4×10^3
แก้ว	5	20×10^{-4}	0.01	1	—
ควอตซ์	3.8	1×10^{-4}	0.01	1	10×10^3
GaAs	13	6×10^{-4}	0.3	1	350

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การออกแบบไมโครสตริป

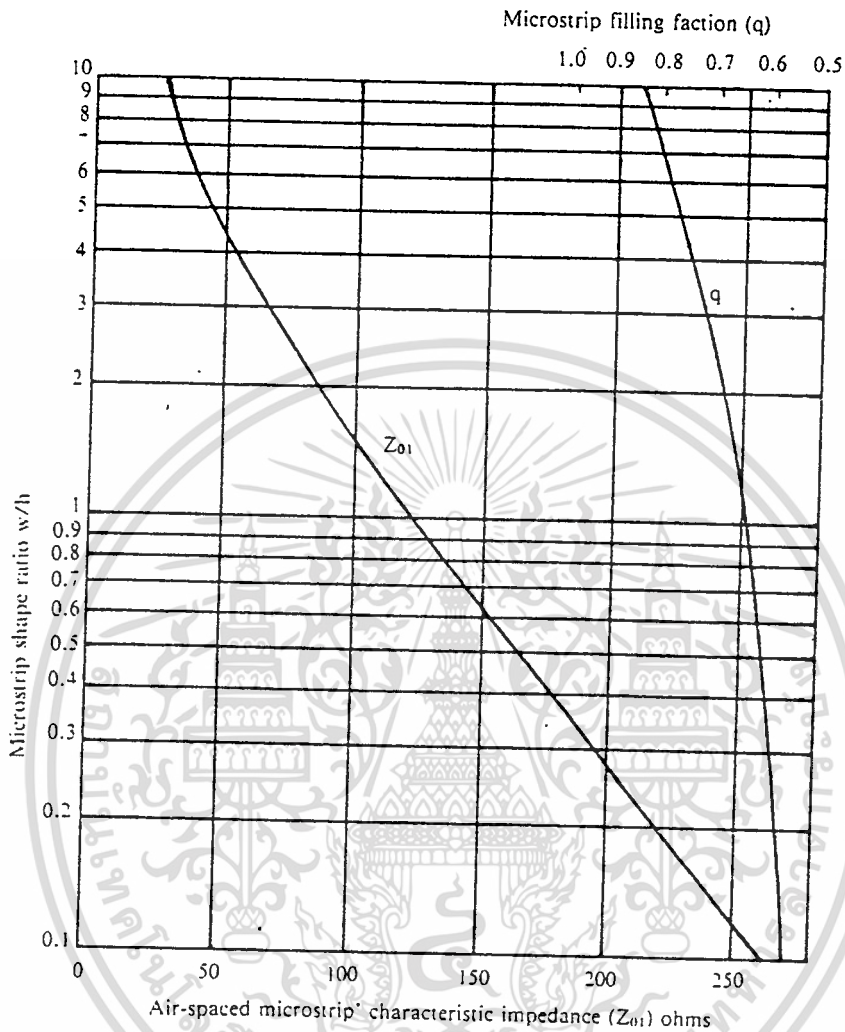
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงวิธีออกแบบไมโครสตริปโดยจะพิจารณากรณีที่ขั้วสเตรตมีคุณสมบัติแบบไอโซโทรปิกเป็นหลัก และเนื่องจากการวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปทางทฤษฎีนั้นยุ่งยาก มากในที่นี้จึงนำผลที่ได้มาใช้งานโดยจะไม่แสดงรายละเอียดของที่มา

การออกแบบไมโครสตริปนั้นวัตถุประสงค์หลักก็คือการกำหนดค่าความกว้างของสตริป และความหนาของขั้วสเตรตเพื่อให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติตามต้องการซึ่งหมายถึงจะต้องรู้ค่า ϵ_{eff} ที่ถูกต้องใกล้เคียงกับความจริง เมื่อรู้ค่า ϵ_{eff} ที่ถูกต้องก็จะทำให้คำนวณความยาวคลื่นในไมโครสตริป ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกอันหนึ่งในการออกแบบวงจรไมโครสตริปที่จะกล่าวถึงในหัวข้อต่อ ๆ ไป ในที่นี้จะกล่าวถึงการออกแบบไมโครสตริปกรณีที่ใช้กับความถี่ต่ำกว่า 2 GHz

การออกแบบไมโครสตริปกรณีที่มีความถี่ใช้งานต่ำกว่า 2 GHz

การออกแบบไมโครสตริปสำหรับความถี่ใช้งานที่ต่ำกว่า 2 GHz นี้จะมีสองวิธีหลัก ๆ ด้วยกัน คือ วิธีที่ใช้กราฟ และวิธีที่ใช้สูตรคำนวณ วิธีที่ใช้กราฟนั้นถูกเสนอโดยเพรสเซอร์ (Presser) ซึ่งอาศัยผลการศึกษาของวิลเลอร์ (Wheeler) ในการจัดทำกราฟขึ้นมา กราฟที่จัดทำขึ้นนั้นจะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3-1 ซึ่งเป็นการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า w/h , ค่า Z_0 และค่าฟิลลิงแฟกเตอร์ q วิธีใช้กราฟและขั้นตอนในการออกแบบนั้นจะเป็นดังนี้คือ

- (ก) กำหนดค่าเริ่มต้นของ ϵ_{eff} โดยทั่วไปจะให้เท่ากับ ϵ_{eff} เพื่อความสะดวก
- (ข) จากค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติ Z_0 ที่กำหนดมาให้ ϵ_{eff} ที่ได้มานี้จะนำไปคำนวณค่า Z_0 ได้ดังนี้ $Z_0 = Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}$
- (ค) อ่านค่า w/h จากกราฟตามค่า Z_0 ในข้อ (ข) เสร็จแล้วลากเส้นในแนวระดับตัดเส้นโค้งของค่า q ที่อ่านค่า q ออกมา
- (ง) นำค่า q ที่อ่านได้นี้ไปคำนวณค่า ϵ_{eff} ใหม่โดยใช้สมการดังนี้คือ $\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_{r-1})$
- (จ) ทวนขั้นตอน (ข) ถึง (ง) จนกว่าค่า ϵ_{eff} ที่ได้จะแตกต่างจากค่า ϵ_{eff} ที่ได้ก่อนหน้านั้นน้อยกว่า 1% เสร็จแล้วจดค่า w/h ที่ได้รับสุดท้ายเพื่อนำไปสร้างไมโครสตริปต่อไป



รูปที่ 3-2 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า w/h , ค่า Z_0 และค่า q

การทวนขั้นตอนในขั้น (๑) นี้เมื่อทำเพียง 2-3 รอบก็จะได้ค่าสุดท้ายที่ต้องการ อย่างไรก็ตาม การใช้กราฟในการออกแบบนี้ จะมีความละเอียดจำกัดส่วนใหญ่จะคลาดเคลื่อนได้ ประมาณ $\pm 5\%$ ในกรณีที่ต้องการความละเอียดถูกต้องสูงขึ้นก็ต้องใช้วิธีที่สองที่ใช้สูตรในการ คำนวณ เพื่อให้เห็นตัวเลขที่ชัดเจนขึ้นจะยกตัวอย่างในการออกแบบไมโครสตริปให้มีค่า $Z_c = 50 \Omega$ โดยที่ขั้วเสถวตเป็นอลูมินาซึ่งมี $\epsilon_r = 9$ เมื่อทำตามขั้นตอนที่กล่าวไว้ข้างต้นจะได้ผลดังตารางที่ 3-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3-2 ผลที่ได้จากการใช้กราฟออกแบบไมโครสตริป

ขั้นตอนที่	รอบที่ 1	รอบที่ 2	รอบที่ 3
(ก)	$\epsilon_{eff} = \epsilon_r = 9$	—	—
(ข)	$Z_0 = 50 \times \sqrt{9} = 150$	$Z_0 = 50 \times \sqrt{5.8} = 120.4$	$Z_0 = 123.3$
(ค)	$q = 0.6$	$q = 0.635$	$q = 0.63$
(ง)	$\epsilon_{eff} = 1 + 0.6(9 - 1) = 5.8$	$\epsilon_{eff} = 6.08$	$\epsilon_{eff} = 6.04$

ค่า ϵ_{eff} ที่ได้ในรอบที่ 3 จะต่างจากที่ได้ในรอบที่ 2 ไม่ถึง 1% ดังนั้นผลที่ได้ในรอบที่ 3 นี้จะถือว่าสิ้นสุด และค่า w/h ที่อ่านได้จะเป็นประมาณ 0.98 และถ้าความหนาของ ชั้นสเตรต เป็น 0.6 mm ค่าความกว้าง w ก็จะเป็น 0.588 mm

การออกแบบไมโครสตริปโดยใช้วิธีคำนวณจากสูตรนั้นวิลเลอร์ได้ทำการศึกษาไว้ และ โอเวนส์ได้รวบรวมเป็นสูตรที่ละเอียดขึ้นโดยระบุช่วงของค่าต่าง ๆ ที่สูตรเหล่านั้นจะใช้งานได้ดีโดย แบ่งเป็นช่วงสตริปแคบและสตริปกว้าง

(1) กรณีที่ Z_c และ ϵ_r ถูกกำหนดมาให้

เมื่อแบ่งเป็นกรณีสตริปแคบและสตริปกว้างดังกล่าวข้างต้นจะได้สูตรในการคำนวณค่า ต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

กรณีสตริปแคบ เมื่อกำหนดเงื่อนไขของสตริปแคบจาก $Z_c > (44 - 2 \epsilon_r) \Omega$ จะได้สูตร คำนวณดังนี้

$$\frac{w}{h} = \left(\frac{\exp H'}{8} - \frac{1}{4 \exp H'} \right) - 1 \quad (3.1)$$

โดยที่

$$H' = \frac{Z_c \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \quad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อกำหนดเงื่อนไขของสตริปแคบจาก $w/h < 1.3$ หรือ $Z_c > (63-2\varepsilon_r)\Omega$ จะได้สูตรคำนวณค่า ε_{eff} ดังนี้

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{2H'} \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\varepsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right\}^{-2} \quad (3.3)$$

กรณีสตริปกว้าง เมื่อกำหนดเงื่อนไขของสตริปกว้างจาก $Z_c < (44 - 2\varepsilon_r)\Omega$ จะได้สูตรในการคำนวณดังนี้

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (d-1) - \ln(2d-1) \right\} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\pi\varepsilon_r} \left\{ \ln(d-1) + 0.293 - \frac{0.517}{\varepsilon_r} \right\} \quad (3.4)$$

โดยที่

$$d = \frac{59.95^2}{Z_c \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3.5)$$

และเมื่อกำหนดเงื่อนไขของสตริปแคบจาก $w/h < (63 - 2\varepsilon_r)$ จะได้สูตรคำนวณค่า ε_{eff} ดังนี้

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{w} \right)^{-0.555} \quad (3.6)$$

(2) กรณีที่ w/h และ ε_r ถูกกำหนดมาให้

เมื่อแบ่งช่วงของสตริปแคบจากเงื่อนไข $w/h < 3.3$ จะได้สูตรในการคำนวณค่า Z_c ดังนี้

$$Z_c = \frac{119.9}{\sqrt{2(\varepsilon_r + 1)}} \left[\ln \left\{ 4 \frac{h}{w} + \sqrt{16 \left(\frac{h}{w} \right)^2 + 2} \right\} - \frac{1}{2} \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\varepsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right] \quad (3.7)$$

ในกรณีของสตริปกว้างจะกำหนดจากเงื่อนไข $w/h > 3.3$ และได้สูตรในการคำนวณดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_c = \frac{119.9\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{w}{h} + \frac{\ln 4}{\pi} + \frac{\ln(e\pi^2/16)}{2\pi} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \right) + \frac{\epsilon_r + 1}{2\pi\epsilon_r} \left\{ \ln \frac{\pi e}{2} + \ln \left(\frac{w}{h} + 0.94 \right) \right\} \right]^{-1} \quad (3.8)$$

สูตรการคำนวณที่แสดงมาทั้งหมดนี้อาจจะดูว่ายุ่งยาก แต่ในการใช้งานจริงนั้นจะไม่ยุ่งยากอะไรเพราะสามารถใช้คอมพิวเตอร์ช่วยในการออกแบบได้ (CAD : Computer aided Design) และที่สำคัญคือความคลาดเคลื่อนจะอยู่ในช่วง $\pm 1\%$ ซึ่งดีกว่าวิธีที่ใช้กราฟ

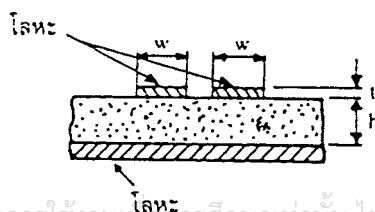
เมื่อทดลองคำนวณค่า w/h โดยใช้สมการ (1) และสมการ (2) ในการออกแบบไมโครสตริปที่มี $Z_c = 50 \Omega$ จะได้ผลว่า $w/h = 1.058$ ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับวิธีที่ใช้กราฟ แต่วิธีนี้จะได้ค่าที่มีความถูกต้อง

3.3 การคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กันและฟิลเตอร์แบบไมโครสตริป

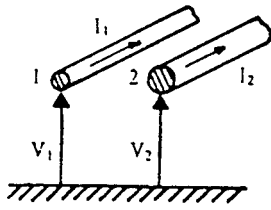
จากที่อธิบายมาในหัวข้อก่อนหน้านี้จะเห็นได้ว่าไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่ไม่ได้มีการปิดล้อมคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าให้อยู่ภายในบริเวณจำกัด ดังนั้นถ้ามีไมโครสตริปเดินอยู่ใกล้กันในแนวขนาดกันและการนำผลการคัปปลิงนี้ไปใช้ในการสร้างฟิลเตอร์แบบไมโครสตริป

3.3.1 การคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กัน

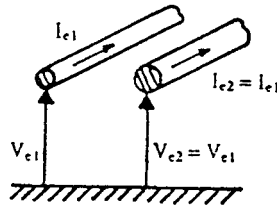
ถ้าเราเดินไมโครสตริปให้อยู่ใกล้กันดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3-3 เมื่อเราบ่อนกำลังคลื่นให้กับสายใดสายหนึ่งกำลังคลื่นนั้นจะสามารถคัปปลิงเข้าสู่อีกสายหนึ่งได้ การอธิบายกลไกที่เกิดการคัปปลิงนั้นจะทำได้โดยพิจารณาดังต่อไปนี้ ก่อนอื่นการที่มีไมโครสตริป 2 สายเดินอยู่บนแผ่นกราวด์นั้นกระแสและแรงดันของไมโครสตริปทั้งสอง เมื่อเทียบกับแผ่นกราวด์โดยทั่วไปจะไม่สมมาตรกัน ดังที่แสดงวงจรสมมูลไว้ในรูปที่ 3-4(ก)



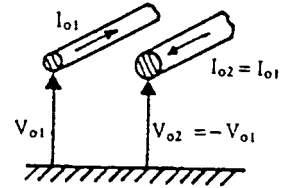
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิใช้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้รูปที่ 3-3 ไมโครสตริป 2 เส้นที่เดินอยู่ใกล้กัน



(ก) วงจรสมมูลของรูปที่ 8-4-1



(ข) โหมดคู่



(ค) โหมดคี่

รูปที่ 3-4 การแบ่งกระแสและแรงดันออกเป็นโหมดคู่และโหมดคี่

ในสภาพเช่นนี้การวิเคราะห์การทำงานของวงจรนี้โดยแบ่งกระแสและแรงดันเป็นโหมดคู่และโหมดคี่ดังที่แสดงไว้ในรูป (ข) และรูป (ค) จะมีความสะดวกมาก

โหมดคู่ นั้นหมายถึงโหมดที่มีกระแสไหลไปในทิศเดียวกันและมีแรงดันเทียบกับแผ่นกราวด์ที่มีค่าเท่ากันและมีทิศเดียวกัน สำหรับโหมดคี่ก็จะมีกระแสไหลในทิศตรงข้ามในขณะเดียวกันแรงดันก็จะมีทิศตรงข้ามด้วย เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 3-4 เนื่องจากผลบวกของกระแส และแรงดันของรูป (ข) และรูป (ค) จะต้องเป็นไปตามเงื่อนไขในรูป (ก) ดังนั้นเราจะสามารถสร้างสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันต่าง ๆ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} v_1 &= v_{c1} + v_{o1} \\ v_1 &= v_{c2} + v_{o2} \\ I_1 &= I_{c1} + I_{o1} \\ I_2 &= I_{c2} + I_{o2} \end{aligned} \quad (3.9)$$

เมื่อแก้สมการชุดข้างบนนี้จะสามารถเขียนแรงดันและกระแสโหมดคู่และโหมดคี่ในรูปของ v_1, v_2, I_1 และ I_2 ได้คือ

$$\begin{aligned} v_{c1} = v_{c2} &= \frac{v_1 + v_2}{2} \\ v_{o1} = -v_{o2} &= \frac{v_1 - v_2}{2} \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$I_{o1} = I_{o2} = \frac{I_1 + I_2}{2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ $I_{o1} = -I_{o2} = \frac{I_1 - I_2}{2}$ ีสิทธิ์และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลที่ได้นี้จะทำให้สามารถหาค่าแรงดันไฟฟ้าของแต่ละโหมดได้ ในขณะเดียวกัน ถ้ารู้ค่ากระแสรวมคือ I_1 และ I_2 ก็จะสามารถหาค่ากระแสของแต่ละโหมดได้ในกรณีที่สายที่สองมีขนาดสม่ำเสมอและยาวเป็นอนันต์ เมื่อเราป้อนแรงดัน v_1, v_2 ให้แก่สายทั้งสอง และทำให้เกิดกระแส I_1 และ I_2 ไหลจากชุดสมการ (3.10) ข้างบนเราจะนิยามอินพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของโหมดคู่ และโหมดคี่ได้ดังนี้

$$Z_o = \frac{v_{o1}}{I_{o1}} \quad (3.11 ก)$$

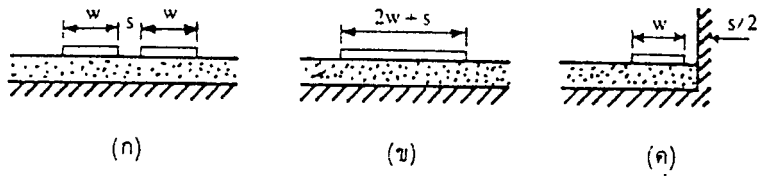
$$Z_o = \frac{v_{o1}}{I_{o1}} \quad (3.11 ข)$$

การนิยามอินพีแดนซ์ในลักษณะที่กล่าวมานี้จะมีประโยชน์ในการวิเคราะห์วงจรที่มีการคับปลิง ต่อไปในภายหลัง สำหรับการหาค่า Z_o และ Z_o นั้นในกรณีที่ความกว้างของไมโครสตริปมีขนาดเท่ากันและวางห่างกัน s ตามรูปที่ 3-5 (ก) เราจะพิจารณาค่า Z_o ได้โดยคร่าว ๆ ว่ามีค่าใกล้เคียงกับอินพีแดนซ์ ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปในรูป (ข) ซึ่งกว้าง $2w + s$ ค่านี้จะใกล้เคียงกับค่าที่เป็นจริงมากขึ้นเมื่อ s แคบกว่า w มากขึ้น ในขณะเดียวกันค่าอินพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของโหมดคี่ก็จะมีค่าใกล้เคียงกับอินพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริป ตามรูป (ค) การหาค่าอินพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปในรูป (ก) นั้น โดยหลักการแล้วจะทำได้โดย นิยามค่าคาแปซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของโหมดคู่ C_r และโหมดคี่ C_o ในรูป เดียวกับการนิยามกระแสในสมการ (3.10) ดังนี้

$$C_r = \frac{Q_{r1}}{v_{r1}} \quad (3.12 ก)$$

$$C_o = \frac{Q_{o2}}{v_{o2}} \quad (3.12 ข)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

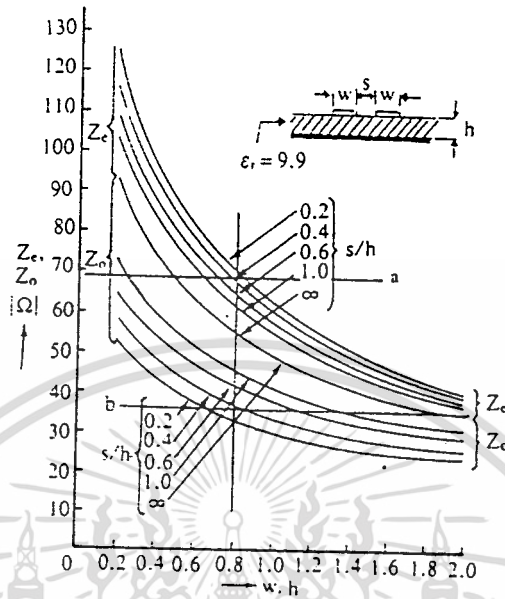


รูปที่ 3-5 การประมาณค่าอิมพีแดนซ์โหมดคู่และโหมดคี่ของไมโครสตริป
ที่มีการคัปปลิงระหว่างกัน

จากค่า C_c และ C_o ที่ได้นี้ก็สามารรถคำนวณค่า Z_c และ Z_o ได้ โดยใช้สมการ (3.8) อย่างไรก็ตามค่า C_c และ C_o นั้นไม่สามารถคำนวณได้ง่ายนัก เนื่องจากมีสารไดอิเล็กตริกคั่นอยู่ ในทางปฏิบัติจึง นิยมใช้วิธีที่เสนอข้อโดยไบรอันต์ (T.G.Bryant) และ (J.A. Wiess) ซึ่งให้ผลที่ใกล้เคียงกับการทดลอง วิธีดังกล่าวนี้เป็นการละเลยความหนาของไมโครสตริปและคำนวณค่าคาเปซิแตนซ์ในลักษณะของสมการ (3.12) เนื่องจากวิธีวิเคราะห์นี้มีรายละเอียดที่ซับซ้อนมากจึงไม่ขอกล่าวถึงสูตรต่าง ๆ เพียงแต่แสดงผล การคำนวณและวิธีใช้ผลการคำนวณนั้นในการออกแบบเท่านั้น

รูปที่ 3-6 แสดงผลการคำนวณค่า Z_c และ Z_o ของไบรอันต์และวีสในกรณีที่ขั้วสเตรตเป็นแบบอะลูมินาซึ่งมีค่า $\epsilon_r = 9.9$ โดยมีค่า s/h เป็นพารามิเตอร์ ตัวอย่างของ การใช้กราฟในการออกแบบ เช่น ถ้าเราต้องการออกแบบให้มีค่า $Z_c = 69 \Omega$ และ $Z_o = 36 \Omega$ โดยที่ความหนาของขั้วสเตรต $h = 2\text{mm}$ เราจะสามารถใช้กราฟในการกำหนดความกว้าง w และช่องห่าง s ได้โดยทำตามขั้นตอน ดังนี้ ชีดเส้นแนวนอนที่ $Z_c = 69 \Omega$ และ $Z_o = 36 \Omega$ ซึ่งเป็นเส้นตรง a และ b ดังในรูป จากนั้นใช้ไม้บรรทัดวางในแนวขนานกับแกนตั้งแล้วเลื่อนไปทางซ้ายขวา จะเห็นได้ว่าถ้าเลื่อนไปทางซ้ายค่า s/h ในกลุ่มกราฟของ Z_c จะมีค่าสูงขึ้นในขณะที่ค่า s/h ในกลุ่มกราฟของ Z_o จะมีค่าต่ำลง จุดที่เหมาะสมและสามารถนำไปสร้างได้คือจุดที่ค่า s/h ในกลุ่มกราฟทั้งสองมีค่าเท่ากัน ในกรณีตัวอย่างที่พิจารณาอยู่นี้จะได้ค่า $w/h = 0.8$ และ $s/h = 0.33$ ซึ่งหมายถึง $w = 0.8 \times 2 = 1.6 \text{ mm}$ และ $s = 0.33 \times 2 = 0.66 \text{ mm}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

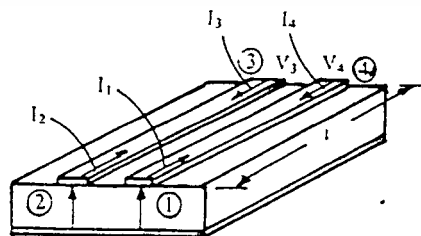


รูปที่ 3-6 ค่า Z_c และ Z_o ของไมโครสตริป 2 เส้นที่มีการค้ำคัปปลิงระหว่างกัน

3.3.2 ฟิเตอร์แบบไมโครสตริปที่อาศัยการคัปปลิงระหว่างสาย

ในวงจรไมโครเวฟที่ใช้ไมโครสตริปนั้นฟิเตอร์ที่ใช้ก็จะอยู่ในรูปของไมโครสตริปด้วย หลักการพื้นฐานของฟิเตอร์แบบไมโครสตริปก็คืออาศัยการคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กัน และการจัดความยาวอย่างเหมาะสมให้แก่สายช่วงที่มีการคัปปลิงระหว่างกัน

รูปที่ 3-7 แสดงไมโครสตริปคู่หนึ่งที่มีการคัปปลิงระหว่างกันและช่วงที่มีการคัปปลิงระหว่างกันยาว ตามรูปจะเห็นว่าเราสามารถพิจารณาวงจรที่เกิดขึ้นเป็นวงจรแบบ 4 พอร์ต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ รูปที่ 3-7 การพิจารณาไมโครสตริปที่มีการคัปปลิงระหว่างกันในรูปแบบวงจรแบบ 4 พอร์ต

และเมื่อเราหาเมตริกซ์แสดงสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสระหว่างพอร์ตต่าง ๆ ได้ ก็จะสามารถหาคุณสมบัติของวงจร 4 พอร์ตนั้นในกรณีต่าง ๆ ได้เมื่อเราทำการหาค่า Z พารามิเตอร์ของวงจรนี้โดยแตกให้เป็นโหมดคู่และโหมดคี่ จะได้ผลดังนี้

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} = -j\frac{1}{2}(Z_e + Z_o) \cot \theta$$

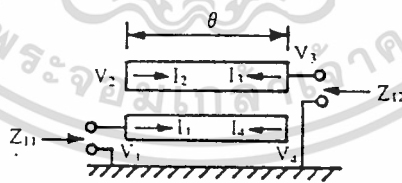
$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = -j\frac{1}{2}(Z_e + Z_o) \cot \theta$$

(3.13)

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = -j\frac{1}{2}(Z_e - Z_o) \cot \theta$$

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = -j\frac{1}{2}(Z_e - Z_o) \cot \theta$$

โดย $\theta = \beta l$ จากผลที่ได้ นำมาเราจะสามารถวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรแบบ 4 พอร์ตนี้นั้นในเงื่อนไขต่าง ๆ ได้ เช่น ในกรณีที่ปลายสายของพอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 4 เปิดวงจรดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3-8 วงจรที่ได้นี้



รูปที่ 3-8 วงจรฟิลเตอร์แบบไมโครสตริปแบบพื้นฐาน

จะเป็นวงจรแบบ 2 พอร์ตแบบหนึ่งซึ่งเราจะสามารถหาค่าอิมเมจิมพีแดนซ์ (image impedance) ของวงจรนี้ในรูปของ Z_e, Z_o และ θ ได้ดังนี้คือ เนื่องจากตามทฤษฎีวงจรไฟฟ้าแบบ 2 พอร์ต อิม

เมจิมพีแดนซ์และค่าคงตัวอิมเมจทรานส์เฟอร์ (image impedance and image transfer constant) จะเขียนได้ในรูปของ Z พารามิเตอร์ และ Y พารามิเตอร์ของกรณีวงจร 2 พอร์ต ได้ดังนี้

การนำเอาค่า Z_e, Z_o และ θ ไปใช้แทนค่า $Z_{11}, Z_{12}, Z_{13}, Z_{14}$ ในสมการ (3.13) จะได้

$$Z_{11} = \sqrt{Z'_{11} / Y'_{11}}$$

$$Z_{12} = \sqrt{Z'_{12} / Y'_{22}} \tag{3.14}$$

$$\cosh = \sqrt{Z'_{11} Y'_{11} / (Z'_{11} Y'_{11} - 1)}$$

เนื่องจากกรณีของรูปที่ 4-6 นี้ $I_2 = I_4 = 0$ ดังนั้น Z พารามิเตอร์ที่ได้จะเป็นดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} I_1 \\ 0 \\ I_3 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{13} \\ Z_{31} & Z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_3 \end{bmatrix} \tag{3.16}$$

นั่นคือจะได้

$$\begin{aligned} Z'_{11} &= Z_{11} \\ Z'_{12} &= Z_{13} \\ Z'_{21} &= Z_{31} \\ Z'_{22} &= Z_{33} \end{aligned} \tag{3.17}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังห้ามมิให้คัดลอกและต้องแจ้งเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{Z'_{22}}{Z'_{11} + Z'_{22}} = \frac{Z_{33}}{Z_{11}Z_{33} - Z_{13}Z_{31}}$$

$$= \frac{Z_{33}}{Z_{11}^2 - Z_{12}^2}$$

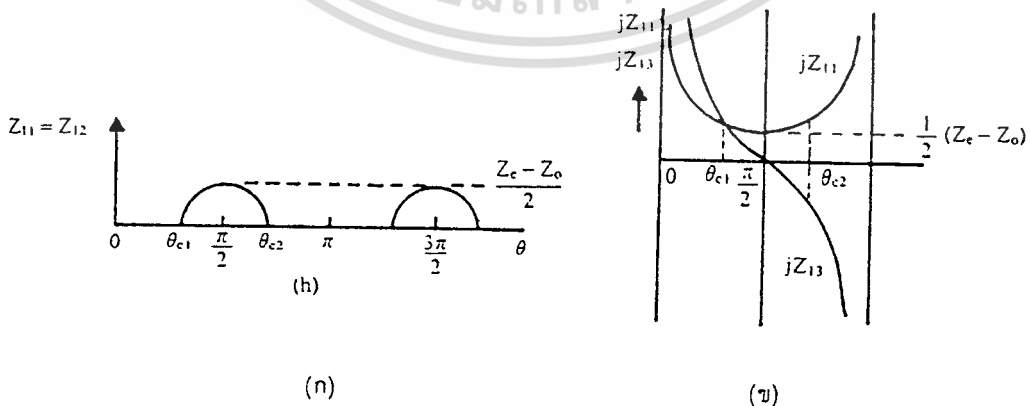
เมื่อนำสมการ (3.14) แทนลงในสมการ (3.17) แล้วนำผลที่ได้ไปแทนค่าลงในสมการ (3.15) จะได้ผล
ดังนี้

$$Z_{11} = Z_{12} = \sqrt{Z'_{11}/Y'_{11}} = \sqrt{Z_{11}^2 - Z_{13}^2}$$

$$= \frac{\left\{ (Z_e - Z_o)^2 - (Z_e + Z_o)^2 \cos^2 \theta \right\}^{\frac{1}{2}}}{2 \sin \theta} \quad (3.18)$$

$$\cosh \theta = \frac{Z_e + Z_o}{Z_e - Z_o} \cos \theta$$

ตามทฤษฎีของวงจรฟิลเตอร์ที่วิเคราะห์โดยวิธีใช้ฮอิมเมจิมพีแดนซ์เป็นที่ทราบกันดีว่าใน
ช่องที่ Z_{11} และ Z_{12} มีค่าจริงนั้นเป็นช่วงส่งผ่านได้ดีของฟิลเตอร์ และถ้า Z_{11} และ Z_{12} มีค่าเป็น
ค่าจินตภาพฟิลเตอร์จะอยู่ในช่วงคัดออก จากสมการ (3.18) และสมการ (3.14) จะเห็นได้ว่าช่องที่
 Z_{11} และ Z_{12} มีค่าจริงจะเกิดขึ้นเมื่อ $|Z_{11}| > |Z_{13}|$ ทั้งนี้อาจพิจารณาได้โดยการเขียนกราฟของ
 Z_{11} และ Z_{13} ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 3-9 (ก) ตำแหน่ง θ ที่ทำให้ $|Z_{11}| > |Z_{13}|$ นั้นตามรูป (ก)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดาวน์โหลดไปเพื่อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
รูปที่ 3-9 กราฟของ jZ_{11} และ jZ_{13} และช่วงของ θ ที่ Z_{11} เป็นค่าจริง

จะเห็นได้ว่าในช่วงที่ $\theta = 0 \sim \pi$ จะมีอยู่ 2 มุมด้วยกันคือ θ_{e1} และ θ_{e2} ซึ่งมุมทั้งสองนี้จะคำนวณได้จากสูตรต่อไปนี้

$$\cos\theta_{e1} = \frac{Z_o - Z_c}{Z_c + Z_o} = -\cos\theta_{e2} \quad (3.19)$$

และในช่วง θ_{e1} ถึง θ_{e2} นี้ค่า Z_{11} และ Z_{12} จะเป็นค่าจริง ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3-9 (ข) ช่วงดังกล่าวนี้จะเป็นช่วงส่งผ่านของฟิลเตอร์ และขอให้สังเกตว่าจุดศูนย์กลางของการส่งผ่านอยู่ที่ $\theta = \pi/2$ ซึ่งหมายถึงความยาว ของส่วนที่คัปปลิงระหว่างไมโครสตริปจะเป็น $\lambda g/4$

ฟิลเตอร์แบบที่มีการคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปเพียงช่วงเดียวที่กล่าวมานี้จัดว่าเป็น แบบพื้นฐานและมีความสามารถจำกัด ในทางปฏิบัตินั้นมักจะมีการนำวงจรฟิลเตอร์แบบพื้นฐานนี้มาต่อกันแบบแคสเคดในลักษณะที่แสดงไว้ในรูปที่ 3-10 วิธีออกแบบฟิลเตอร์แบบนี้จะใช้วิธีของ บัตเตอร์เวิร์ท แวกเนอร์หรือเซบีเซฟได้ อย่างไรก็ตามข้อสังเกตของฟิลเตอร์ตามรูปที่ 3-10 ก็คือแต่ละเซ็กเมนต์ของ

ฟิลเตอร์จะยาว $\lambda_g/4$ และความกว้างของแถบไมโครสตริปในแต่ละเซ็กเมนต์จะไม่เท่ากันทั้งนี้ก็เพื่อให้มีการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดีระหว่างวงจรที่ต่อแคสเคดกันอยู่

วงจรฟิลเตอร์ตามรูปที่ 3-10 นี้จะมีที่ใช้ทั่วไปในวงจรไมโครเวฟที่สร้างบนแผ่นซับสเตรตทั้งในภาครับและภาคส่งของระบบไมโครเวฟ



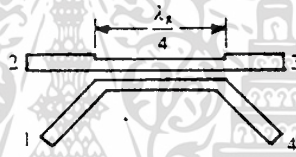
รูปที่ 3-10 ตัวอย่างฟิลเตอร์แบบไมโครสตริป

3.5 ไตเร็กซ์ันนัลคัปเปลอร์แบบไมโครสตริป

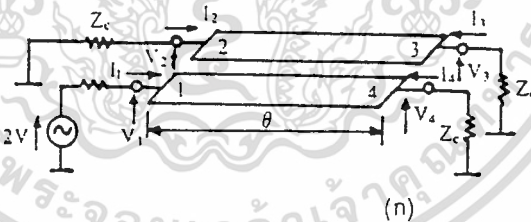
ไตเร็กซ์ันนัลคัปเปลอร์แบบไมโครสตริปเป็นวงจรที่ใช้ในการคัปปลิงกำลังแบบมีทิศทาง และจัดว่ามีความจำเป็นเช่นเดียวกับไตเร็กซ์ันนัลคัปเปลอร์แบบท่อนำคลื่น ในหัวข้อ นี้จะกล่าวถึง ไตเร็กซ์ันนัลคัปเปลอร์แบบไมโครสตริปที่มีโครงสร้างต่างกัน 2 แบบคือแบบสตริปขนาน และแบบ สตริปกรอบสี่เหลี่ยม ซึ่งทั้งสองแบบนี้เป็นที่นิยมใช้กันทั่วไป

ไตเร็กซ์ันนัลคัปเปลอร์แบบไมโครสตริปที่มีโครงสร้างแบบสตริปขนาน

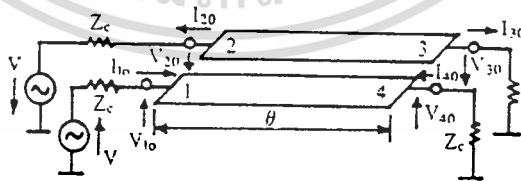
ไตเร็กซ์ันนัลคัปเปลอร์แบบนี้จะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3-11 กล่าวคือจัดให้มีช่อง คัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่วางขนานกัน โดยช่องที่มีการคัปปลิงนี้ยาว $\lambda_g / 4$ การวิเคราะห์ การทำงานของไตเร็กซ์ันนัลคัปเปลอร์แบบนี้จะทำได้โดยอาศัยวิธีแยกคิดเป็นโหมดคู่และโหมดคี่เช่น กัน



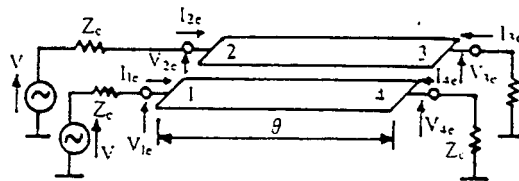
รูปที่ 3-11 โครงสร้างของไตเร็กซ์ันนัลคัปเปลอร์แบบสตริปขนาน



(ก)



(ข)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น **รูปที่ 3-12** วงจรสมมูลของไตเร็กซ์ันนัลคัปเปลอร์แบบสตริปขนานที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3-12 แสดงวงจรสมมูลของการแยกเป็น 2 โหมดดังกล่าวนี้ เมื่อให้อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปที่ต่ออยู่กับไดเรกชันบนนัปเปลอร์เป็น Z_c และมีแมตชิงโหนดต่อไปที่ปลายสาย ของพอร์ตที่ไม่ใช่อินพุต ในสภาพเช่นนี้เมื่อเราป้อนกำลังเข้าทางขั้วที่ 1 ซึ่งเป็นขั้วอินพุตเราจะ สามารถหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} Z_{in} &= \frac{v_1}{I_1} = \frac{V_{1o} + V_{1e}}{I_{1o} + I_{1e}} \\ &= \frac{vZ_{1o}/(Z_c + Z_{1o}) + (vZ_{1e}/Z_c Z_{1e})}{v/(Z_c + Z_{1o}) + v/(Z_c + Z_{1e})} \quad (3.20) \\ &= \frac{Z_c(Z_{1o} + Z_{1e}) + 2Z_{1o}Z_{1e}}{2Z_c + Z_{1o} + Z_{1e}} \end{aligned}$$

โดยที่ Z_{1o} และ Z_{1e} เป็นอิมพีแดนซ์ของโหมดคี่และโหมดคู่ที่มองจากพอร์ตที่ 1 ค่าอิมพีแดนซ์ทั้งสองนี้ในสภาพที่ปลายสายต่อไว้ด้วยแมตชิงโหนด จะสามารถเขียนได้โดยใช้หลักการของสายนำสัญญาณดังนี้

$$Z_{1o} = \frac{v_{1o}}{I_{1o}} = Z_o \frac{Z_c + jZ_o \tan \theta}{Z_o + jZ_c \tan \theta} \quad (3.21 ก)$$

$$Z_{1e} = \frac{v_{1e}}{I_{1e}} = Z_o \frac{Z_c + jZ_e \tan \theta}{Z_o + jZ_c \tan \theta} \quad (3.21 ข)$$

โดยที่ $\theta = \beta l$ และ เป็นความยาวไมโครสตริปส่วนที่มีการคัปปลิง เพื่อให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์อย่างสมบูรณ์ที่ขั้วอินพุต Z_{in} จะต้องเท่ากับ Z_c เมื่อใช้เงื่อนไขดังกล่าวนี้แทนลงในสมการ(1) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง Z_c กับ Z_{1o} และ Z_{1e} ในรูปต่อไปนี้

$$Z_c = \sqrt{Z_{1o}Z_{1e}} \quad (3.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อแทนค่าสมการ (3.21 ก) และ (3.21 ข) ลงในสมการ (3.22) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง Z_c กับ Z_o และ Z_e ในรูปต่อไปนี้

$$Z_c = \sqrt{Z_o Z_e} \quad (3.23)$$

เพื่อให้ได้เงื่อนไขตามสมการ (3.23) นี้โดยทั่วไปความกว้างของแถบไมโครสตริปช่วงที่มีการคับปลิงของสัญญาณมักจะแคบลงกว่าช่วงปกติเล็กน้อย

ในการพิจารณาว่าวงจรสมมูลตามรูปที่ 3.12 ทำงานเป็นไดเรกชันนัลคัปเปิลอร์ได้อย่างไรนั้น จะทำได้ดังนี้ ก่อนอื่นเนื่องจากสมการ (3.23) จะเป็นจริงโดยไม่ขึ้นกับค่า θ หรือความยาว l ซึ่งหมายถึง $Z_m = Z_c$ โดยไม่ขึ้นกับความยาว เงื่อนไขดังกล่าวนี้ทำให้ $v_1 = v$ นอกจากนี้เมื่อพิจารณาโครงสร้างของไดเรกชันนัลคัปเปิลอร์จะเห็นได้ว่ามีความสมมาตรระหว่างพอร์ตที่ 1 กับพอร์ตที่ 2 และระหว่างพอร์ตที่ 3 กับพอร์ตที่ 4 ซึ่งจะได้ผลว่า $v_{2e} = v_{1e}$, $v_{3e} = v_{4e}$, $v_{2o} = v_{1o}$ และ $v_{3o} = v_{4o}$ เมื่อใช้ความสัมพันธ์นี้ร่วมกับสมการ(3.21) และสมการ (3.23) จะสามารถเขียนค่าแรงดันของพอร์ตต่าง ๆ ได้ในรูปต่อไปนี้

$$v_1 = v \quad (3.24 ก)$$

$$v_2 = v_{2e} - v_{2o} = j \frac{v \sin \theta (\sqrt{Z_c / Z_o} - \sqrt{Z_o / Z_c})}{2 \cos \theta + j \sin \theta (\sqrt{Z_c / Z_o} + \sqrt{Z_o / Z_c})} \quad (3.24 ข)$$

$$v_1 = v_{3e} - v_{3o} = 0 \quad (3.24 ค)$$

$$v_4 = v_{4e} + v_{4o} = \frac{2v}{2 \cos \theta + j \sin \theta (\sqrt{Z_c / Z_o} + \sqrt{Z_o / Z_c})} \quad (3.24 ง)$$

เอกสวณที่ได้นี้ เนื่องจาก $Z_m = Z_c$ และ $v_3 = 0$ ซึ่งหมายถึงที่อินพุตมีการแมตชิง ที่สมบูรณ์และไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัปเปิลอร์เปลี่ยนเนื้องานและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ ไม่มีกำลังคับปลิงออกไปทางพอร์ตที่ 3 วงจรนี้จึงมีคุณสมบัติเป็นไดเรกชันนัลคัปเปิลอร์ ในการ

พิจารณาว่าจะมีกำลังคัปปลิงไปออกทางพอร์ตที่ 2 เป็นเท่าไรนั้นจะพิจารณาได้จากอัตราส่วนระหว่าง v กับ v_1 ถ้าให้อัตราส่วนนี้มีค่าเท่ากับ k ในกรณีที่ $\theta = \pi/2$ หรือ $l = \lambda_g/4$ ค่า k จะเขียนได้ดังนี้

$$k = \left[\frac{v_2}{v_1} \right] = \frac{(Z_c/Z_o) - 1}{(Z_c/Z_o) + 1} \quad (3.25)$$

ค่าคัปปลิง C จะคำนวณได้จากสูตรต่อไปนี้

$$C = 20 \log \left(\frac{1}{k} \right) \quad (3.26)$$

ผลที่ได้ตามสมการ (3.25) และสมการ (3.26) นี้เป็นค่าที่ความถี่ศูนย์กลาง กรณีที่ θ ไม่เท่ากับ $\pi/2$ เราจะสามารถคำนวณค่า v_2 และ v_4 ได้ในรูปต่อไปนี้

$$v_2 = \frac{j k \sin \theta}{\sqrt{1 - k^2 \cos \theta} + j \sin \theta} \quad (3.26 \text{ ก})$$

$$v_4 = \frac{\sqrt{1 - k^2} v}{\sqrt{1 - k^2 \cos \theta} + j \sin \theta} \quad (3.26 \text{ ข})$$

ถ้าเราลองนำผลที่ได้นี้ไปคำนวณผลตอบสนองของความถี่ จะพบว่าทั้งสองมีแบนด์วิดท์ที่กว้างมากและนี่เป็นสาเหตุที่ได้เรียกชั้นนัลคัปเปิลลอร์แบบสตรีปขนานมีที่ใช้อย่างกว้างขวาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ไอซี MMIC เป็นไอซีภาคขยายที่ภายในเป็นวงจรรานซิสเตอร์ที่ต่อกันแบบคาสเคดซึ่งอยู่ในตระกูลซิลิกอนไบโพลาโมโนลิธิค (Siligon Bipolar Monolithic)

คุณสมบัติ

- 1.ง่ายต่อการใช้งานกับวงจรมีอิมพีแดนซ์เป็น 50 โอห์ม
- 2.ตอบสนองต่อความถี่ได้ดีตลอดช่วงความถี่ที่ใช้งาน
- 3.ง่ายต่อการออกแบบลายวงจรมีขาใช้งานเพียงขา อินพุท เอ้าพุท และกราวด์
- 4.สามารถทำงานที่แรงดันน้อยกว่า 5 โวลท์
- 5.ย่านความถี่ใช้งานสูงสุดได้ถึง 4 กิกะเฮิร์ต
- 6.มีการรบกวนต่ำ

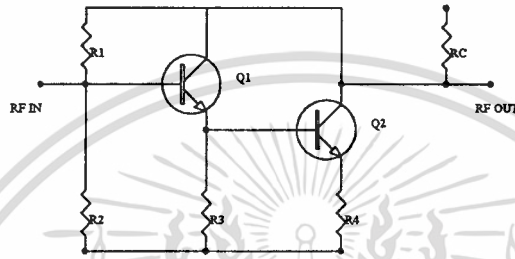
การนำไปใช้งาน

สามารถนำไปใช้ในงานต่างๆได้ดังนี้คือ

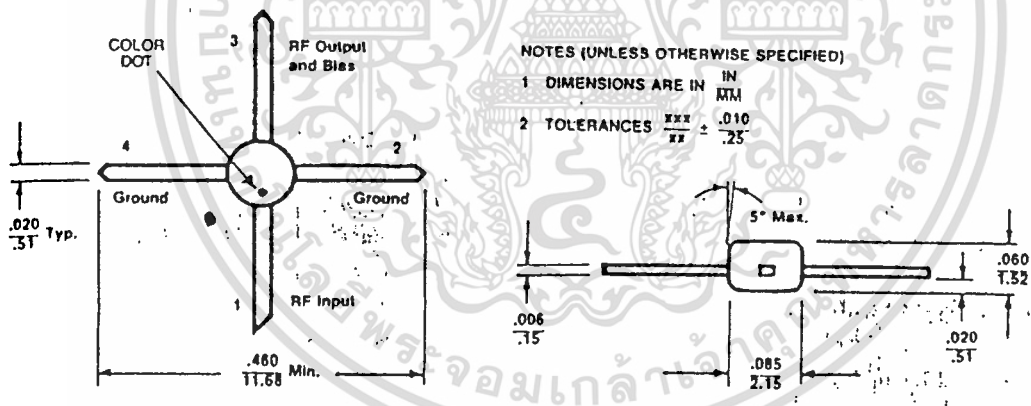
- 1.ใช้กับวงจขยายที่มีกำลังต่ำ
- 2.เป็นวงจขยายสัญญาณให้วงจรถูกเทคเตอร์เพื่อให้งานของวงจรมีประสิทธิภาพมากขึ้น
- 3.ใช้ในภาคขยายที่มีการขยายหลายสเตท
- 4.ใช้เป็นวงจรวัฟเฟออร์สำหรับวงจรรอสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรภายในของไอซีจะเป็นดังรูป



รูปที่ 4-1 วงจรภายในของไอซี MMIC



รูปที่ 4-2 แสดงลักษณะและขาของไอซี MMIC

การใช้งาน

ในการใช้งานของไอซี MMIC-amplifier ต้องมีการไบแอสที่ถูกต้อง วงจรภายในของไอซีแสดงดังรูป ผู้ใช้ควรป้อนแรงดันที่เหมาะสมให้กับไอซี เพื่อรักษาเสถียรภาพการทำงานของไอซีไว้ เนื่องจากจะมีการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายตามการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาดังนั้นจึงต้องมีการต่อ เข้าไว้ที่ขา ของไอซีเพื่อเป็นตัวชดเชยอุณหภูมิ ความต้านทานชนิดคาร์บอนดัดธรรมดาจะมีสัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิเป็นบวกคือ + 0.0001 % ต่อองศาเซนเซียส แต่ในงานที่ต้องการการชดเชยอุณหภูมิที่ดีจะใช้ความต้านทานชนิดติดบนผิววงจร

เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการไบแอสที่ต้องการเพื่อให้มีอัตราขยายที่คงที่ครอบคลุมอุณหภูมิตั้งแต่ -10 ถึง +100 ค่าแรงดันที่ตกคร่อม RC ต้องมีค่าน้อยที่สุด 1.5 โวลท์ซึ่งถ้ามีค่าแรงดันตกคร่อม RC มากวงจรมักจะมีเสถียรภาพมากขึ้น

Effects of R_c on performance over temperature.

MAR-1 Operating Voltage = 5.07 V

Voltage Drop, volts	Resistor Value, ohms	Temperature degrees C	Bias Current, mA	Power Gain @ 100 MHz, dB
0	0	-10	9.5	-0.5
		25	18.4	18.8
		100	**	**
1.5	82	10	14.2	17.0
		25	17.3	18.3
		100	24.1	19.0
2.0	100	-10	16.3	18.5
		25	18.9	18.9
		100	24.6	19.0
7.0	412	-10	16.1	18.3
		25	18.8	18.1
		100	18.3	17.5

** Device destroyed due to excessive current draw

ตารางที่ 4.1 แสดงความสัมพันธ์ของอัตราขยายกับอุณหภูมิ, กระแสไบแอส และ ค่า RC

ตามธรรมดาแล้วค่าของอัตราขยายจะลดลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นดังนั้นค่าแรงดันที่ตกคร่อม RC ที่ให้เสถียรภาพได้ดีที่สุดเมื่อเป็นวงจบบิแอสคงที่จะมีค่าประมาณ 2 โวลท์จากตารางแสดงให้เห็นว่าค่าอัตราขยายจะคงที่ที่สุดตลอดย่านการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

สูตรการคำนวณค่าของ RC (Bias Stabilization Resistor)

$$R_c = \frac{V_{cc} - V_d}{I_d}$$

โดยที่

V_{cc} = แรงดันไฟที่ป้อนให้กับ

V_d = แรงดันไฟที่ ขาเข้าพุทของ MMIC

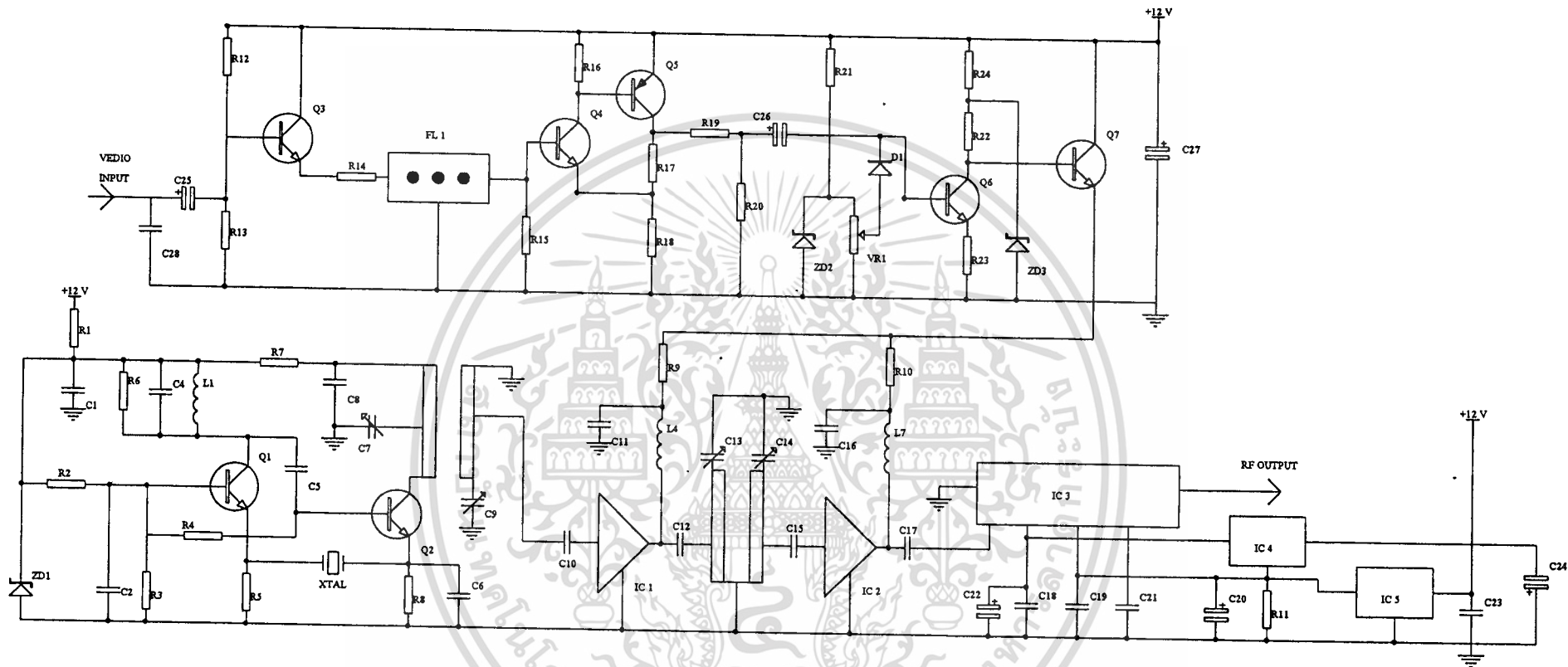
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น I_d = กระแสไบแอส
อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่ากำลังที่สูญเสียในตัว RC คือ

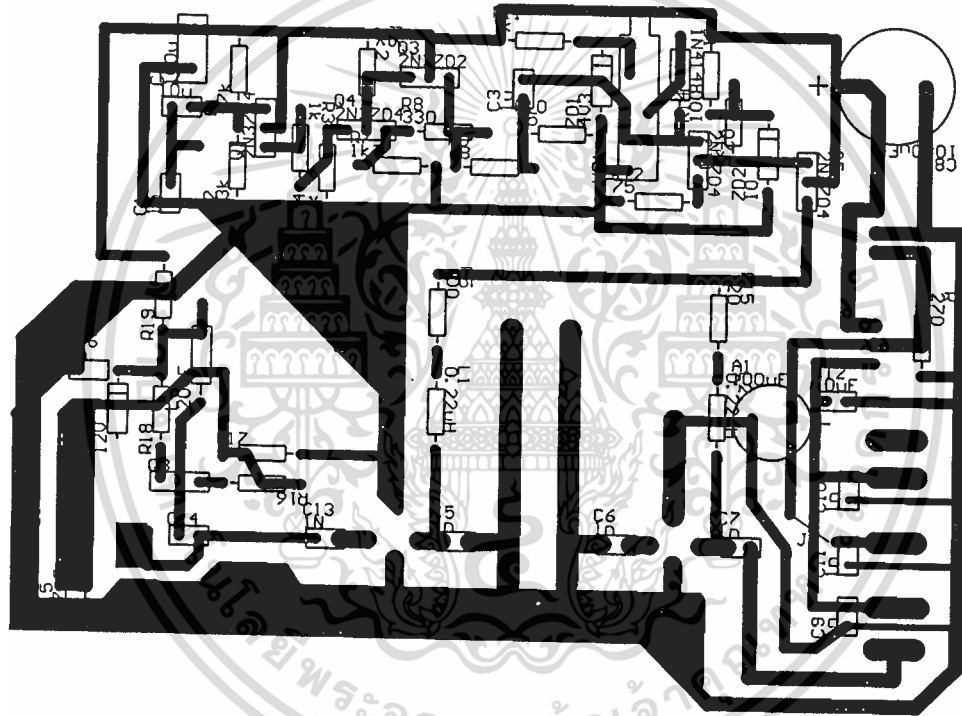
$$P_{diss} = I^2 R_c \quad \text{Watts}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5-1 แสดงวงจรสมบูรณของเครื่องส่งสัญญาณ VEDIO



รูปที่ 5-2 แสดงลายวงจรและการวางอุปกรณ์

ภาคออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนไปวงจรอาจจะไม่ทำงานหรือให้กำลังส่งที่น้อยลง ดังนั้นเริ่มแรกในการปรับแต่งวงจรควรต่อภาคออสซิลเลเตอร์เข้ากับภาคขยายภาคแรกเสียก่อน เนื่องจากการปรับแต่งความถี่ภายนอก เมื่อประกอบเข้ากับวงจรแล้วความถี่อาจเปลี่ยนแปลงได้ เมื่อตั้งวงจรเสร็จเรียบร้อยแล้ว ควรปรับแต่งความถี่ให้อยู่ประมาณ 530 - 570 เมกะเฮิร์ต จากนั้นปรับจูน C3 ให้ได้เอาพุทสูงสุด และทำอย่างเดียวกันกับ C13, C15 ให้ได้ความถี่ผ่านสูงสุด ก่อนจะประกอบ IC ภาคขยายกำลังควรเช็คไฟดังนี้

ขา 2, 5 จะมีแรงดันไฟ ประมาณ 10V

ขา 3 จะมีแรงดันไฟ ประมาณ 5V

ปรับค่า VR1 ให้มีค่าต่ำสุด จากนั้นจึงประกอบ IC3 ลงในวงจร (ก่อนอื่นต้องให้แน่ใจว่าต้องมีโหลด 50 โอห์ม ให้กับวงจรเสมอ) จากนั้นจ่ายแรงดันไฟป้อนให้กับวงจรวัดกำลังด้วยวัตต์มิเตอร์ ปรับแต่ง C3, C13, C15 อีกครั้งให้ได้กำลังเอาพุทประมาณ 5 วัตต์ ต่อสัญญาณวีดีโอเข้ามา ปรับ VR1 จะเห็นว่ากำลังของเครื่องส่งจะลดลงจากนั้นเปลี่ยนโหลดของวงจรจากวัตต์มิเตอร์มาเป็นสายอากาศ ติดตั้งเครื่องรับให้ห่างพอสมควร ুনความถี่ของโทรทัศน์ให้อยู่ในย่าน UHF

บทที่ 6

สรุปผลการทดลอง

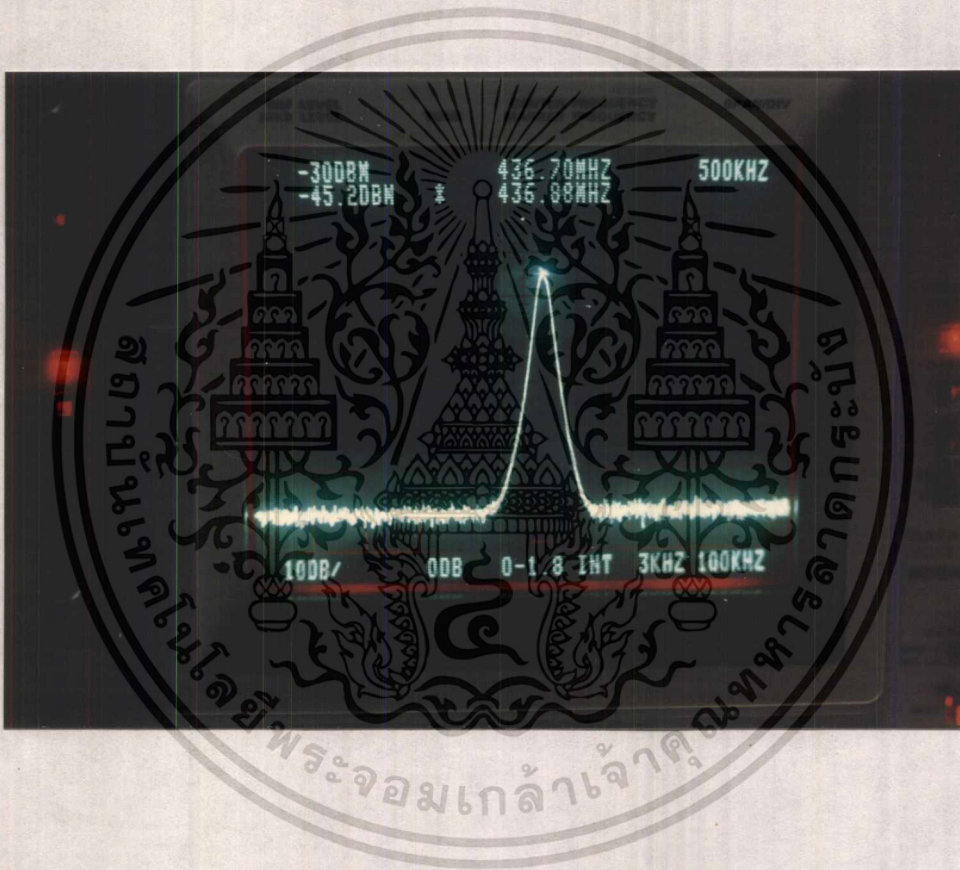
ผลการทดลอง

จากการทดลองจะเห็นได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่างกำลังที่จ่ายให้และกำลังที่ส่งออกของภาคขยายภาคสุดท้ายจะแสดงดังตารางที่ 6.1

POWER IN (dB)	POWER OUT (W)
-13.00	0.10
-12.00	0.20
-11.00	0.30
-10.00	0.45
-9.00	0.60
-8.00	0.70
-7.00	1.00
-6.00	1.30
-5.00	1.60
-4.00	2.00
-3.00	2.40
-2.00	2.70
-1.00	3.00
0.00	3.20
1.00	3.30
2.00	3.60
3.00	3.85
4.00	4.00

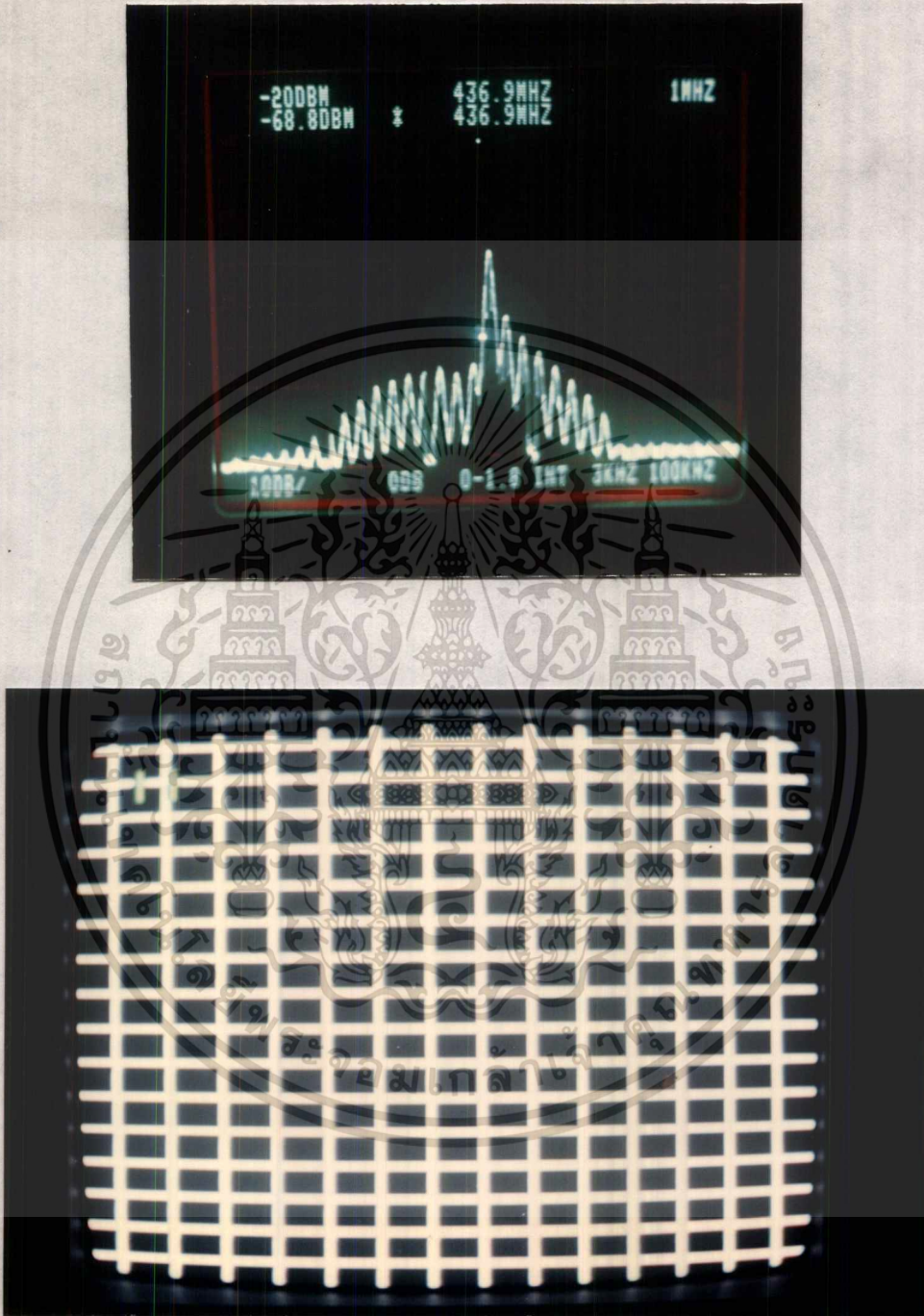
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 6.1 จะเห็นได้ว่ากำลังที่ส่งออกได้ผลมาจากกำลังที่จ่ายเข้ามาจากวงจรออสซิลเลเตอร์ ถ้าออสซิลเลเตอร์มีกำลังสูงก็จะส่งผลให้กำลังที่ส่งออกมีกำลังสูงขึ้น และอีกอย่างหนึ่งคือการปรับจูน ค่า C ในภาคแบนพาสต่างๆให้ความถี่ที่ต้องการคือย่าน 430 - 470 เมกะเฮิร์ต มีกำลังแรงที่สุด สัญญาณที่แรงจะมีผลต่อสัญญาณภาพทางด้านรับ สัญญาณออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ในงานจริงในวงจรจะมีขนาดและรูปร่างดังรูปที่ 6 -1



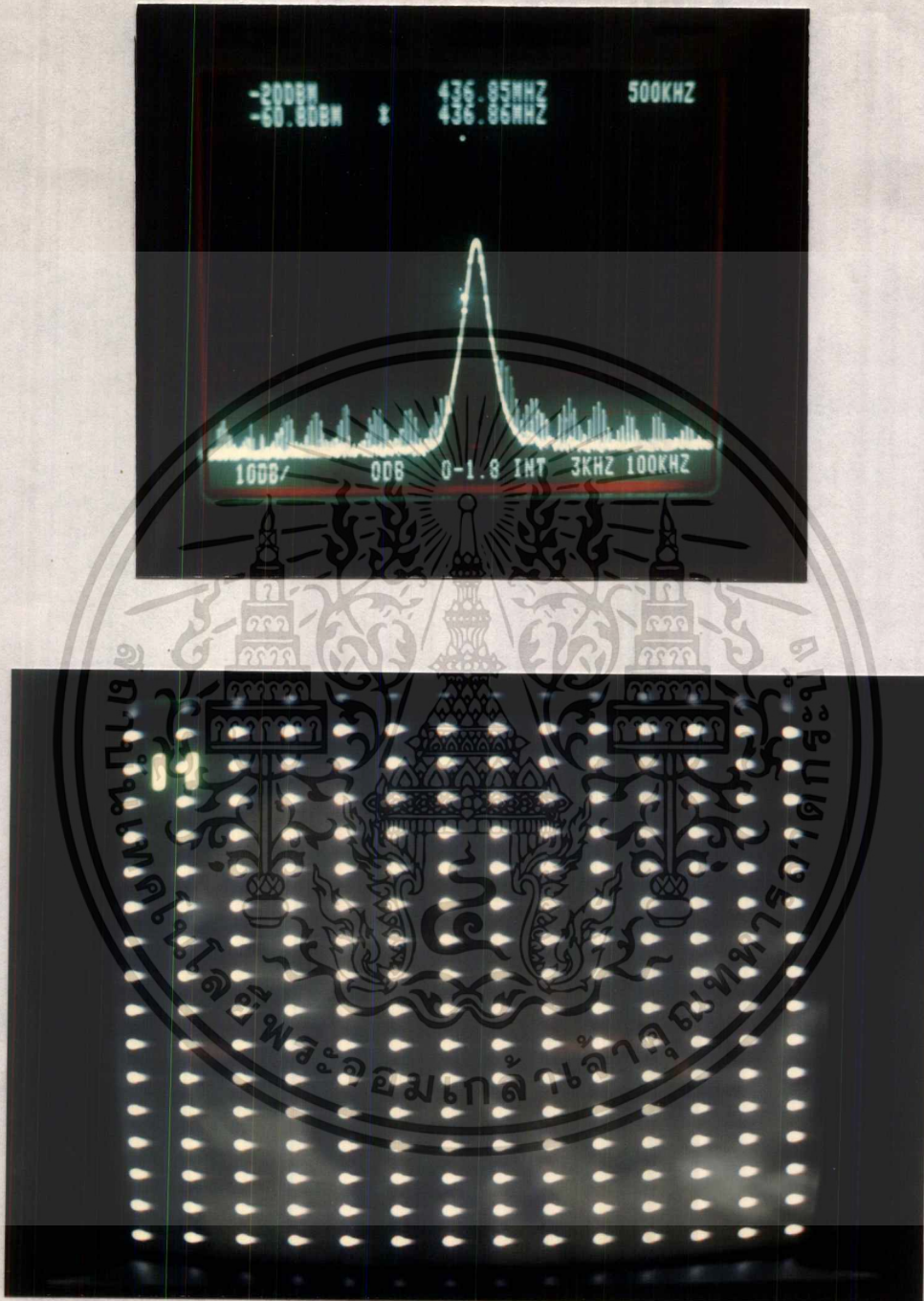
จะเห็นได้ว่าสัญญาณจะมีกำลังแรงพอสมควรคือประมาณ -45 dB_m ซึ่งในกรณีที่ไม่มีการออดูเลต จะมีกำลังของการส่งประมาณ 6 วัตต์ จากนั้นเมื่อทำการทดลองส่งสัญญาณวีดีโอต่างๆ ดังรูป 6 -2 - 6 -6 ซึ่งก็คือภาพสเปกตรัมของสัญญาณที่มอดูเลตแล้วกับสัญญาณภาพที่รับได้ของแต่ละสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



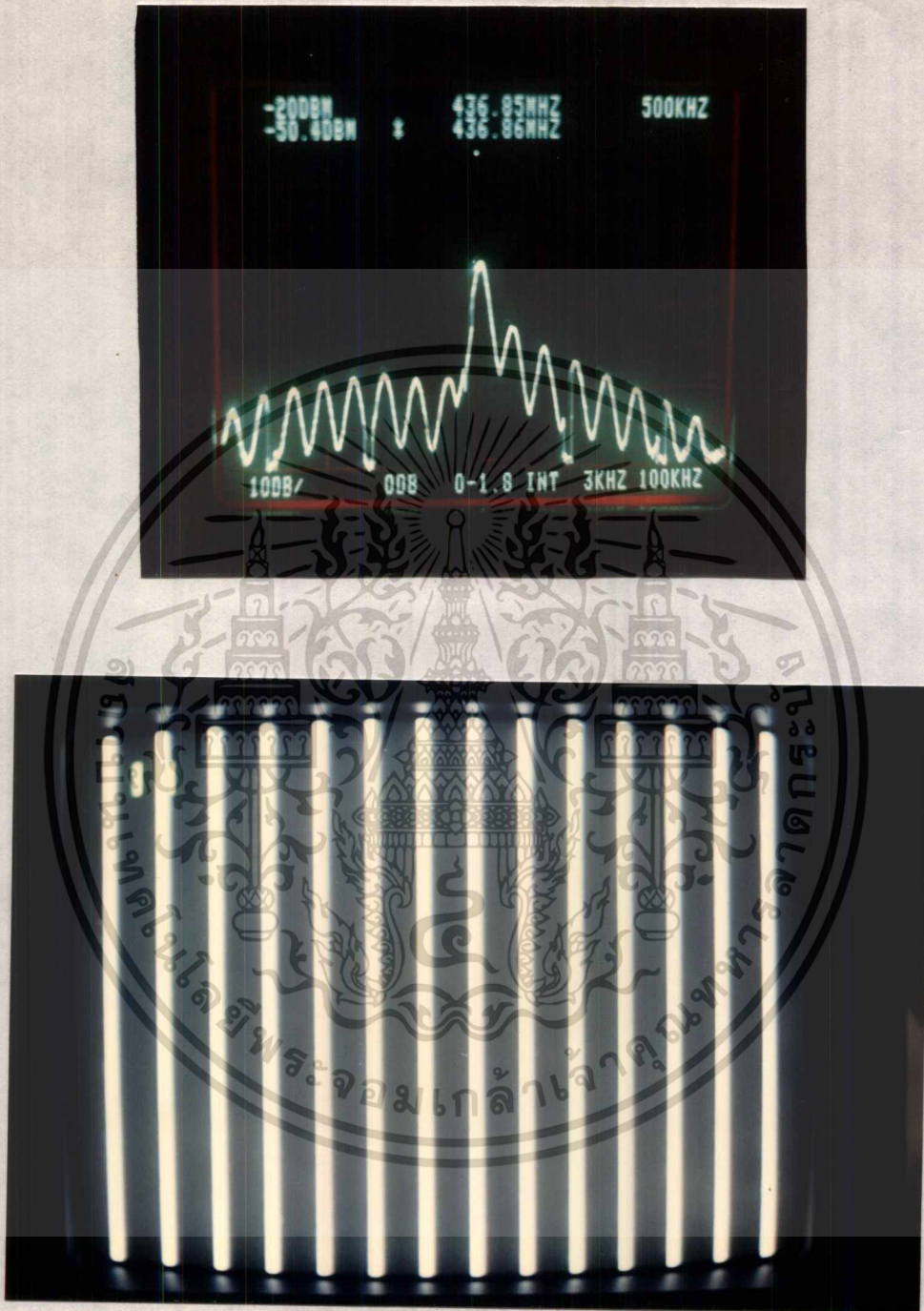
รูปที่ 6-2 แสดงเสป็กตรัมของสัญญาณภาพดาว
และสัญญาณภาพที่รับได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



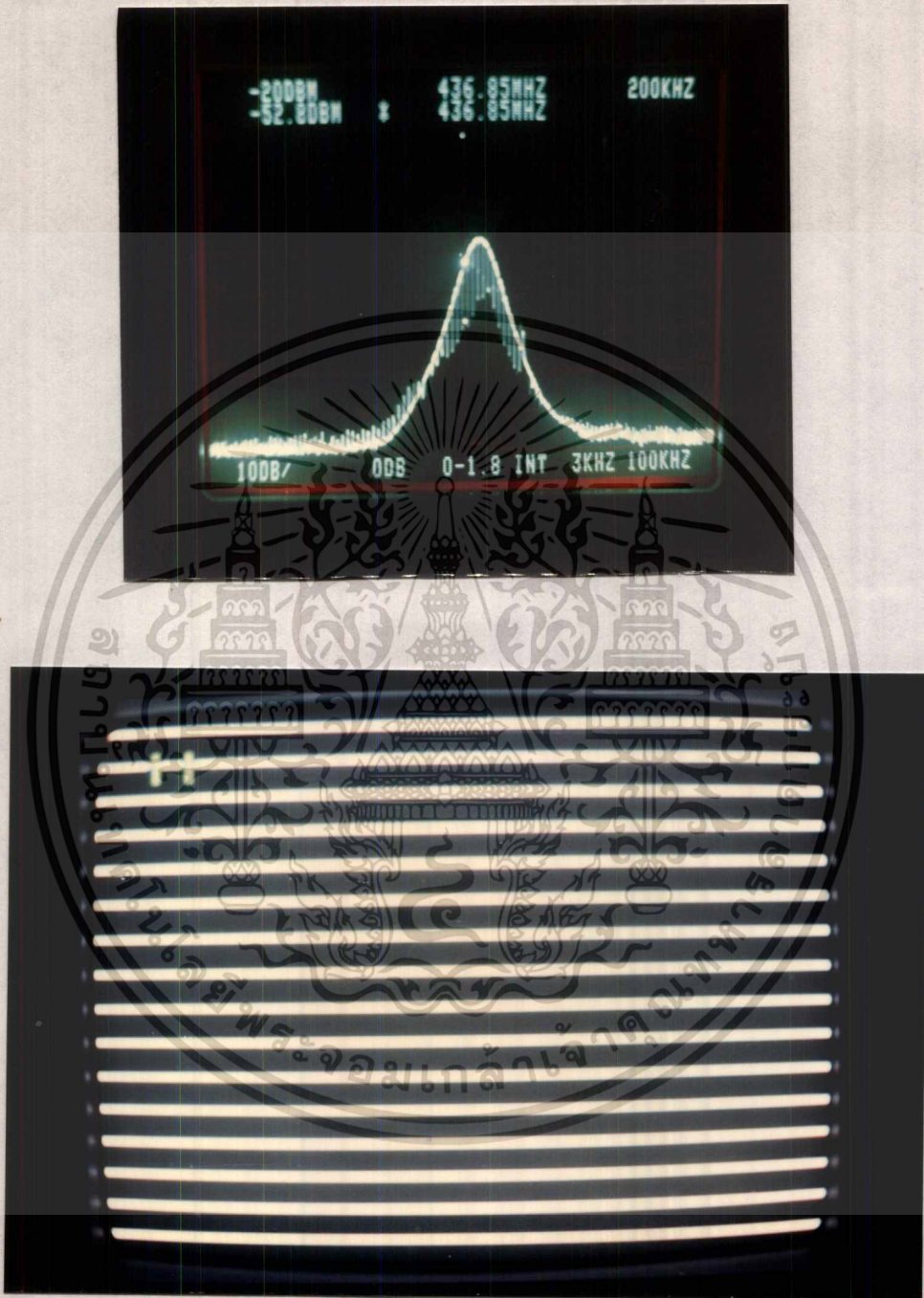
รูปที่ 6-3 แสดงเสป็กตรัมของสัญญาณภาพจุด
และสัญญาณภาพที่รับได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6-4 แสดงเสป็กตรัมของสัญญาณภาพเส้นตรงตามแนวตั้ง
และสัญญาณภาพที่รับได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6-5 แสดงเสป็กตรัมของสัญญาณภาพเส้นตรงตามแนวนอน
และสัญญาณภาพที่รับได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากนั้นเมื่อทดลองนำเอาฟิลเตอร์ FL1 ออกและต่อสัญญาณวีดีโอโดยตรงกับวงจรมาย
สัญญาณวีดีโอ เมื่อรับเกณฑ์การขยาย ณ จุดหนึ่งจะสามารถส่งสัญญาณภาพสีได้ดังรูป 6-6



รูปที่ 6-6 สัญญาณภาพสีที่รับได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. บัณฑิต โรจน์อารยานนท์ , หลักการไฟฟ้าสื่อสาร , พิมพ์ครั้งที่ 1 , กรุงเทพฯ , สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย , หน้า 135 - 153
2. ยืน ภู่วรรณ , 2521 , ทฤษฎีและการใช้งานอิเล็กทรอนิกส์ 1 , พิมพ์ครั้งที่ 1 , กรุงเทพฯ , นำอักษรการพิมพ์ , หน้า 33 - 45
3. บัณฑิต โรจน์อารยานนท์ , วิศวกรรมไมโครเวฟ , พิมพ์ครั้งที่ 1 , กรุงเทพฯ , สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย , หน้า 271 - 315



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก
รายการอุปกรณ์

R1	68	C1	1n
R2	1K8	C2	1n
R3	820	C3	NOT FITTED
R4	1K	C4	5.6p
R5	820	C5	15p
R6	470	C6	22p
R7	1K	C7	2-10p
R8	470	C8	1n
R9	100	C9	2-10p
R10	120	C10	1n
R11	270	C11	100p
R12	47K	C12	100p
R13	33K	C13	2-10p
R14	1K	C14	2-10p
R15	1K	C15	1n
R16	2K2	C16	100p
R17	1K2	C17	1n
R18	330	C18	1n
R19	68	C19	1n
R20	75	C20	10u
R21	1K	C21	1n
R22	1K	C22	100n
R23	75	C23	1n
R24	100	C24	1000u
VR1	1K	C25	10u

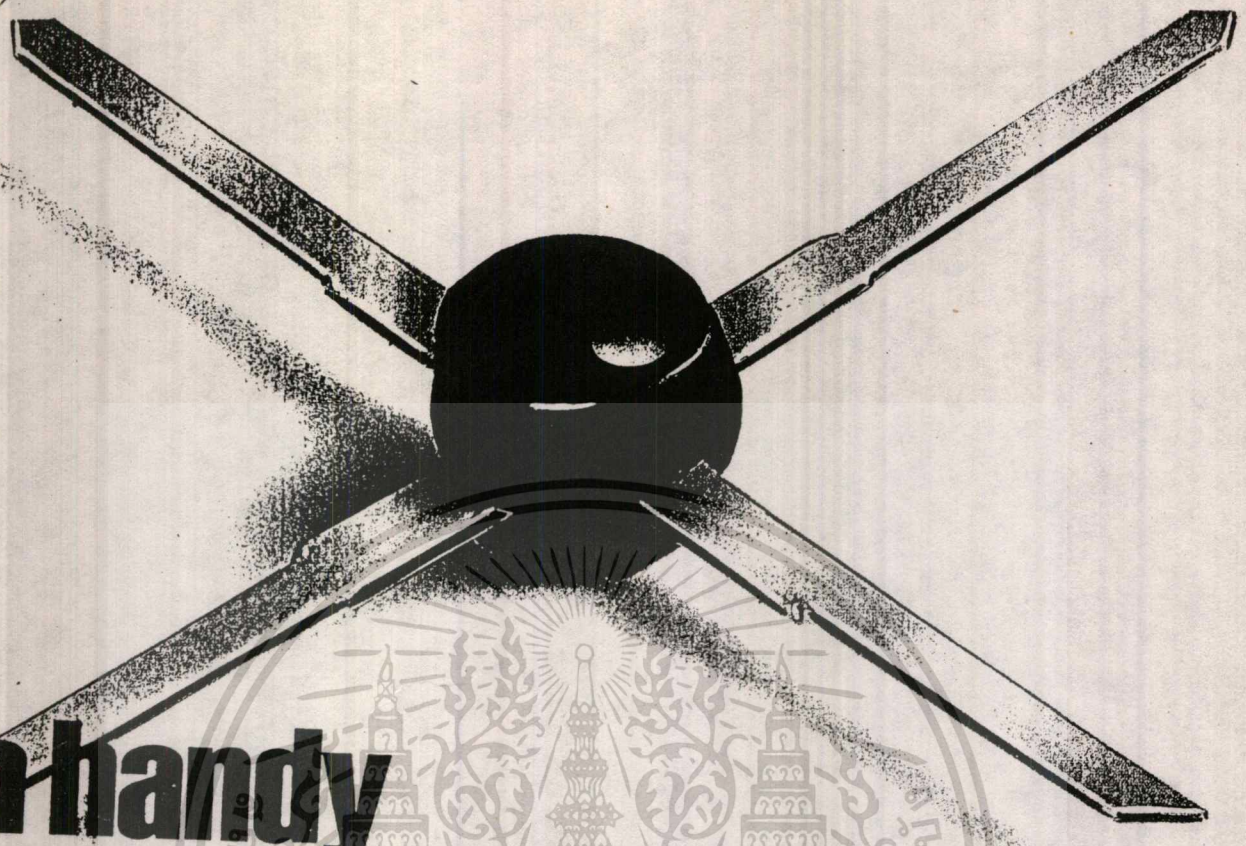
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C26 1u
C27 100u
C28 1n
Q1 BF180
Q2 BFR91
Q3 2N3704
Q4 2N3702
Q5 2N3702
Q6 2N3704
Q7 2N3704
ZD1 10V
ZD2 4V3
ZD3 10V
D1 1N4148
IC1 MSA0285 or MAR-2
IC2 MSA0485 or MAR-4
IC3 M67705 - M
IC4 78S05
IC5 78L05
FL1 237LVS - 1109
L1 0.18 uH with 2 dot ferrit core
L4 0.22 uH choke
L5 0.22 uH choke

HEATSINK TO220 9.9 degrees C/Watt..

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Inform




a handy "how-to-use" guide for MAR monolithic drop-in amplifiers



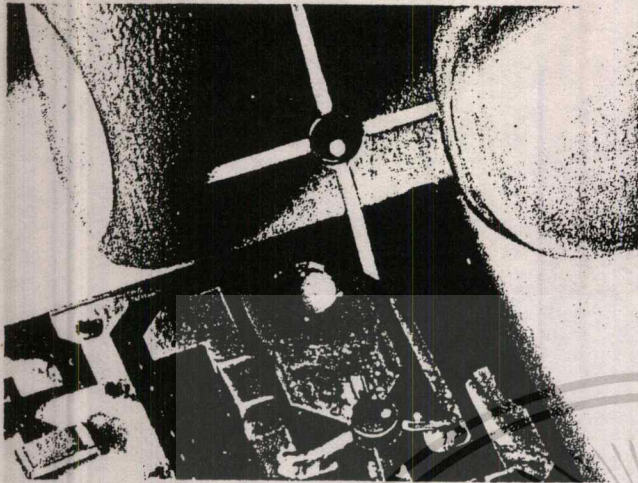
board layout, parasitic suppression, grounding and biasing are described with one- and multiple-stage designs, performance curves, and detailed S-parameter data.

finding new ways ...
setting higher standards

 **Mini-Circuits**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่วางไป... อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAR amplifiers dc to 2GHz



features

- easy to use, 50 ohm input/output
- smooth response over the band
- easy for printed-circuit designs, one input and one output
- can operate as low as 5Vdc
- extremely broad bandwidth, usable up to 4GHz
- smooth response over entire band, no external resonances
- low impedance, less susceptible to EMI

applications

low-power transmitter
 boost signal for improved detector efficiency
 multi-stage amplifier chain
 buffer amplifier for oscillators
 isolator

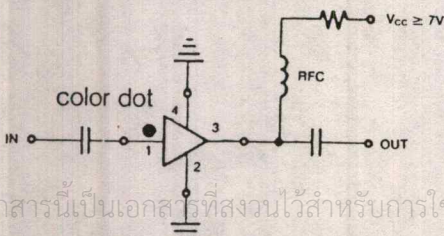
The MAR-cascadable amplifier series is a family of silicon bipolar monolithic integrated circuits fabricated with nitride self-alignment, ion-implantation for precise control of doping and passivation to achieve high reliability. These devices, priced from below one dollar in volume quantity, exhibit excellent unit-to-unit uniformity and are ideally suited as 50-ohm amplifier building blocks. The MAR devices are simple to use if you follow the suggestions given for board layout, proper grounding and steps to minimize parasitics, and correct biasing. A number of single and cascaded-MAR-8 designs are given, with detailed performance results, as well as a full set of S-parameter data and curves for each model.

The low cost of these tiny high-performance wideband amplifiers opens an enormous window for applications ranging from communications equipment to test/measurement setups. A chart of available models, with a summary of key specifications, is shown in Table 1A. For designer's convenience, Mini-Circuits offers an amplifier kit, DAK-2, and chip coupling capacitors from 10 pf to 0.1 μ f; values are shown on page 3. A handy selection chart (Table 1B) indicates which models are best suited for low noise, flat gain, wide bandwidth, and power output. S-parameter data and performance curves for all models appear on pgs. 8 to 10.

CONTENTS

	page
inside the amplifier.....	3
board layout suggestions.....	4
parasitics and grounds.....	4, 5
75-ohm systems.....	5
proper biasing calculations.....	6, 7
S-parameter data and performance curves.....	8-10
single- and three-stage designs.....	10
cascading MAR-8s.....	11
paralleling MARs for higher power output.....	12, 13
experimental results of paralleling.....	13
hermetically-sealed amplifiers.....	14, 15

Typical Circuit Arrangement



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น มิอนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากบริษัทฯ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

table 1a

Model No. Color Dot	FREQ. MHz	GAIN, dB Typical (at MHz)					MAXIMUM POWER, dBm		DYNAMIC RANGE Intercept pt. dBm		MAXIMUM RATING (25°C)		DC POWER at Pin 3		PRICE \$			
		100	500	1000	2000	(Note 4) MIN	Output (1dB) Compression	Input (no damage)	NF dB Typ.	3rd Order Typ.	VSWR In	VSWR Out	I(mA)	Volt. Typ.				
MAR case VV105	MAR-1 Brown	DC-1000	18.5	17.5	15.5	—	13.0	0	+10	5.0	15	1.5:1	1.5:1	40	100	17	5	0.99 (100)
	MAR-2 Red	DC-2000	13	12.8	12.5	11	8.5	+3	+15	6.5	18	1.3:1	1.6:1	60	325	25	5	1.50 (25)
	MAR-3 Orange	DC-2000	13	12.8	12.5	10.5	8.0	+8	+15	6.0	23	1.6:1	1.6:1	70	400	35	5	1.70 (25)
	MAR-4 Yellow	DC-1000	8.2	8.2	8.0	—	7.0	+11	+15	7.0	27	1.9:1	2:1	85	500	50	5	1.90 (25)
	MAR-6 White	DC-2000	20	19	16	11	9	0	+15	2.8	15	2:1	1.8:1	50	200	16	3.5	1.29 (25)
	MAR-7 Violet	DC-2000	13.5	13.1	12.5	10.5	8.5	+4	+15	5.0	20	2:1	1.5:1	60	275	22	4	1.90 (25)
	MAR-8 Blue	DC-1000	33	28	23	—	19	+10	+15	3.5	27	□	□	65	500	36	7.5	2.20 (25)

NOTES:

▲ +4 dBm (1-2 GHz)

□ MAR-8 input and output impedances are not 50 ohms, see S parameter data. Conditionally stable* for source/load VSWR < 3:1.

1. Operating temperature -20°C to +85°C
Storage temperature -55°C to +100°C

2. With no load output, derate maximum input power (no damage) by 10dB

3. Price and specifications subject to change without notice.

4. Minimum gain at highest frequency point and over full temperature range.

* MAR-8, input/output impedance is not 50 ohms, see data sheet.

Stable for source/load impedance VSWR less than 3:1.

table 1b

Monolithic Amplifier Selection Chart

CRITERIA	High Gain	Low Noise	Medium Noise	Power Output	2GHz Bandwidth	Flat Gain
MODELS	MAR-6 MAR-1 MAR-8*	MAR-6 MAR-8*	MAR-1 MAR-7	MAR-4 MAR-3 MAR-8*	MAR-2 MAR-3 MAR-6 MAR-7	MAR-4 MAR-2 MAR-3

* MAR-8-Conditionally Stable Below 2GHz, the amplifier is conditionally stable, which means under certain conditions of temperature, current, load, and/or source impedance, the amplifier can oscillate. However, if the load and source impedance both have a VSWR of less than 3:1, at all frequencies below 2GHz the amplifier will be stable. Furthermore, as the source and load impedance show better VSWR (closer to 50 ohm impedance), stability will be further improved.

designers amplifier kit, DAK-2
5 of each model, total 35 amplifiers
only \$59.95

Also, for your design convenience, Mini-Circuits offers chip coupling capacitors at 12 cents each.†

Size (mils)	Tolerance	Temperature Characteristic	Value
80 X 50	5%	NPO	10, 22, 47, 68, 100, 470, 680, 100 pf
80 X 50	10%	X7R	2200, 4700, 6800, 10,000 pf
120 X 60	10%	X7R	.022, .047, .068, .1 pf

† Minimum Order 50 per Value

inside the amplifier

The internal structure of the MAR-amplifier is a Darlington-connected pair of transistors with resistive feedback and a simple resistive biasing scheme, see Fig. 1a: the outline drawing and dimensions of a MAR-amplifier is shown in Fig. 1b. The color dot on the body of an amplifier indicates the model number listed in Table 1A. The use of both series feedback (R_E adjusting the emitter voltage of Q2) and shunt feedback (R_F adjusting the base voltage of Q1) reduce the effects of variations in active device parameters. A bleeder resistor connected to the emitter of Q1 decouples the quiescent bias point of Q1 from the beta of Q2 (without this resistor the emitter current of Q1 would necessarily equal the base current of Q2). R_C also serves a feedback function. As the transistors draw more current, the voltage drop across R_C will decrease the collector voltages, tending to shut down the transistors.

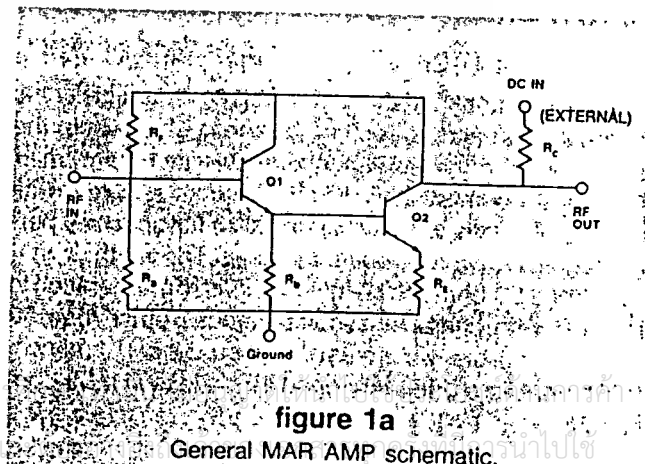
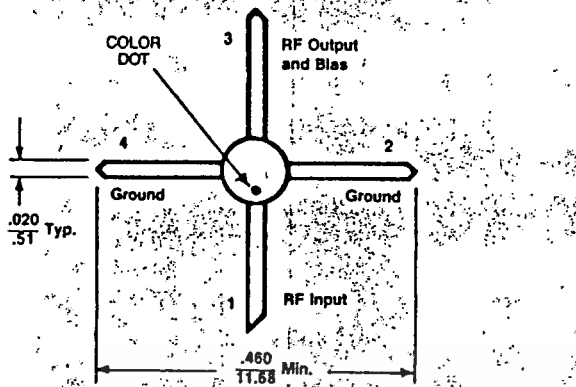


figure 1a

General MAR AMP schematic.



NOTES (UNLESS OTHERWISE SPECIFIED)

- 1 DIMENSIONS ARE IN IN MM
- 2 TOLERANCES $\frac{XXX}{XX} \pm .25$

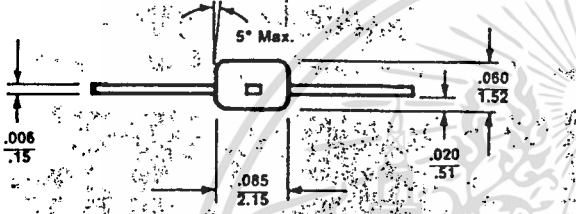


figure 1b

Since device β (beta) and, therefore, collector current, given a fixed bias tends to increase with temperature, R_C also serves as a temperature compensating element. A dc blocking capacitor must be placed at the amplifier input to isolate other devices and the input source.

Since the internal resistive networks prematch both input and output to 50 ohms, the MAR-amplifiers are particularly easy to design with. To design an amplifier section, all that's needed is a 50 ohm microstrip line, blocking capacitors, and very simple bias circuitry; but there are some basic construction rules that should be followed.

board layout suggestions

In a typical microstrip structure, Fig. 2(a), line impedances are determined by strip width (w), board dielectric material (E_r), and dielectric thickness (h). Since the impedances of the MAR-units are prematched to operate in a 50 ohm system, microstrip lines should be as close to 50 ohms as possible to realize full specified performance. For various board materials, line width dimensions for a 50-ohm line are given in Fig. 2(b). Operation in systems with characteristic impedances other than 50 ohms is possible with somewhat reduced performance. MAR amplifiers offer very good return loss in a 50-ohm system.

The board material for the microstrip structure should be selected to suit the intended frequency of operation. PTFE woven-glass performs well to frequencies in excess of 2 GHz, is a fairly rugged material that can tolerate substantial rework, and is not particularly sensitive to heat or humidity.

Duroid is the favored material of microwave designers because of its high dielectric consistency and low dielectric dissipation. RT/duroid is a somewhat fragile material which crushes fairly easily; glues do not adhere well to its substrate so thin metallization patterns are subject to lifting if abused with repeated rework. Some versions can also be quite hydroscopic, and can show substantial dielectric shifts with variations in humidity. Because of these factors, care should be taken when working with the material.

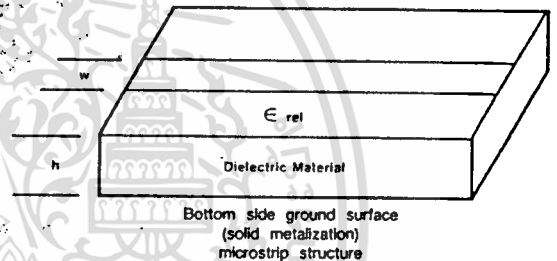


figure 2a

Line Widths for 50 ohm line for various board materials.

Board material	ϵ	Thick	w/h for 50 Ω	w for 50 Ω
RT/Duroid 5870 ¹	2.3	.015"	2.90	.044"
PTFE-Woven Glass Fiber (Typ.)	2.55	.010"	2.55	.025"
		.031"	2.55	.079"
		.062"	2.55	.158"
Epoxy-Glass (G10)	4.8	.062"	1.75	.108"
Alumina/E10 ²	10.0	.025"	0.95	.024"
		.050"	0.95	.048"

¹ Trademark of Rogers Corp. for its PTFE nonwoven glass PC material. (RT is reinforced teflon and PTFE is polytetrafluorethylene)

² E-10 and Epslam-10 are trademarks of 3M for its ceramic filled PTFE substrate.

figure 2b

parasitics and grounds

During board layout, care should be taken to minimize all parasitics. Remember that extra lead length equals extra inductance added to the design. This is particularly important if the circuit is to be operated above 1 GHz. Transmission lines should, whenever possible, run flush to the package. This requires that a hole be made in the board so that the MAR-amplifier leads are in the same plane as the transmission line. MAR-amplifiers should be mounted on the etched side of the board to minimize the inductance of feedthrough connections. Abrupt changes in transmission line width also create parasitic effects, called step discontinuities. Although the complete model for such a discontinuity can become quite complicated, the overall effect of the step from an MAR-amplifier lead to a 50 ohm transmission line is typically .05 to .2 nH of extra series inductance. Tapering the transmission lines from 50 ohms down to the amplifier lead width helps minimize this effect. Bends in transmission lines also create parasitic effects and should be avoided when possible; when they must be used, the corners should be chamfered to prevent the bends from acting as extra shunt capacitance. (Reference: K.C. Gupta et al, "Microstrip lines and slot lines," Artech, 1979, p 140-142). The effects of parasitics on gain loss and VSWR, is shown in Table 2.

Ground planes should be kept as large and as solid as possible. Return paths for high frequency circulating currents must be kept as short as possible, especially at the emitter leads (MAR ground lead connections). If plated through holes are used as ground returns, they should be placed directly under the ground leads of the MAR and be located as near as possible to the body of the package .050 inches. Any additional path length acts as series inductance, which translates into unwanted emitter resistance at operating frequencies. Gain, power compression, and high frequency rolloff will all be degraded if proper grounding techniques are not used. A gain decrease of more than 1dB can be expected at 1GHz for approximately 2nH of lead inductance. Fig. 3 shows good return paths between topside ground connections and the bottom ground plane. The effects of parasitic emitter inductance due to poor RF grounding is shown in Fig. 4, with emitter inductance of zero to 4nH.

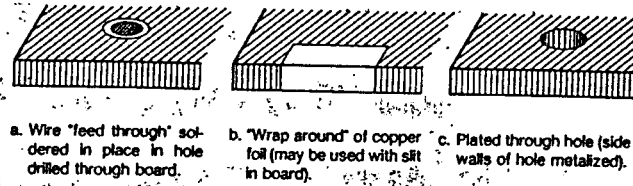


figure 3

Methods of realizing minimal length return paths to ground.

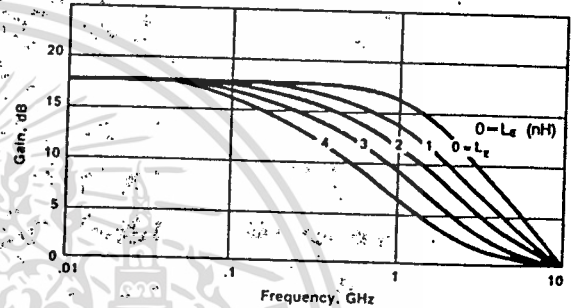


figure 4

Gain vs. frequency as a function of emitter inductance (L_E) for the MAR-1.

for 75-ohm systems

When an ideal 50-ohm unit is used in a 75-ohm system, return loss will drop to 14dB (VSWR 1.5:1) and mismatch loss will be 0.18dB at each port. In practice, the return loss change may be higher due to finite isolation. Table 3 shows the gain and return loss of a MAR-3 amplifier in a 75-ohm test system. Gain is about the same as in the 50 ohm system. Input and output return loss (75ohm) is better than 9dB over most of the range. At high frequencies there is some improvement in input return loss probably due to the tuning effect of parasitics.

table 2 Effects of Parasitics on VSWR and Gain

Freq. MHz	MAR-2, No Parasitics		≈ 0.9 nH Parasitics Only		MAR-2, + Parasitics	
	VSWR	Loss, dB	VSWR	Loss, dB	VSWR	Loss, dB
500	1.09:1	0.0	1.01:1	0.0	1.18:1	.03
1000	1.23:1	.04	1.12:1	.01	1.39:1	.11
1500	1.29:1	.07	1.22:1	.04	1.46:1	.15
2000	1.29:1	.07	1.30:1	.07	1.45:1	.15
2500	1.26:1	.05	1.38:1	.11	1.45:1	.15
3000	1.26:1	.05	1.45:1	.15	1.53:1	.19

table 3 75-ohm Gain and Return Loss

Frequency (MHz)	Pin (dBm)	Gain (dB)	RL#IN (dB)	RL#OUT (dB)
.30	-32.99	11.72	- 9.78	-11.61
1.	-33.15	11.62	- 9.72	-11.62
12.	-33.54	11.64	- 9.86	-11.69
102.	-33.88	11.57	- 9.75	-11.67
254.	-34.18	11.45	-10.18	-11.63
495.	-34.59	11.29	-11.06	-11.23
1009.	-35.25	10.85	-16.01	-10.38
1507.	-35.50	9.94	-21.23	- 9.99
2200.	-36.17	8.32	-13.50	- 8.72

proper biasing calculations

In order to deliver full performance, MAR-amplifiers must be biased correctly. The internal resistive networks determine individual transistor operating points; all the user needs to do is present the proper voltage at the DC input terminal. For the purpose of bias stability over temperature, the internal transistors should have their bias supplied through a collector resistor (labeled R_C in Fig. 5). This resistor compensates for increases in device β (beta) with temperature by dropping the transistor's collector voltages whenever they try to draw more collector current. Coupled with this effect is the fact that the collector resistor will itself be changing in value over temperature.

Resistors with positive temperature coefficients such as the common carbon composite (+.0001% per degree C°) do an excellent job of compensating for the temperature drift of the negative coefficient on-chip resistors.

For bias stabilization over a temperature range of -10° to $+100^\circ\text{C}$, a drop of at least 1.5 volts across the collector resistor is necessary. The larger this voltage drop, the more stable the bias will be.

For a fixed bias (constant quiescent current vs. temperature), gain will decrease as temperature increases. A voltage drop of about 2V across the collector resistor allows the bias swing over temperature to compensate for this gain change, yielding best gain flatness over temperature. The effect of bias stabilization resistor R_C on performance over a temperature range is shown in Table 4. Notice that the amplifier may self-destruct at high temperatures if no bias resistor is used.

table 4 Effects of R_C on performance over temperature.
MAR-1 Operating Voltage = 5.07 V

Voltage Drop, volts	Resistor Value, ohms	Temperature degrees C	Bias Current, mA	Power Gain @ 100 MHz, dB
0	0	-10	9.5	-0.5
		25	18.4	18.8
		100	**	**
1.5	82	-10	14.2	17.0
		25	17.3	18.3
		100	24.1	19.0
2.0	100	-10	16.3	18.5
		25	18.9	18.9
		100	24.6	19.0
7.0	412	-10	16.1	18.3
		25	18.8	18.1
		100	18.3	17.5

** Device destroyed due to excessive current draw.

the value of the bias stabilization resistor R_C is given by:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_d}{I_d} \text{ ohms}$$

where

V_{CC} = the power supply voltage applied to R_C (in volts)

V_d = the voltage at the DC input terminal of the MMIC (in volts)

I_d = the quiescent bias current drawn by the MMIC (in amps)

The dissipation of this resistor is given by:

$$P_{diss} = I_d^2 \times R_C \text{ watts}$$

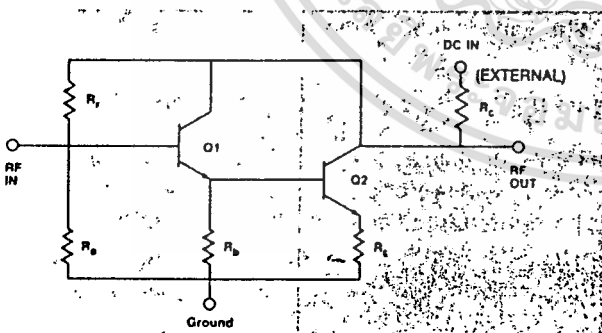


figure 5

General MAR AMP schematic

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 5 shows the recommended bias resistor values for MAR amplifiers.

table 5 bias resistor values for MAR amplifiers

Amplifier	Bias Current I_B (mA)	Bias Voltage V_O	Approximate Bias Resistor (Ohms)				Resistor Dissipation (Watts)
			+5V	+9V	+12V	+15V	
MAR-1	17	~5	—	235	412	588	.12
MAR-2	25	~5	—	160	280	400	.18
MAR-3	35	~5	—	114	200	286	.25
MAR-4	50	~6	—	60	120	180	.30
MAR-6	16	~3.5	98	344	531	719	.14
MAR-7	22	~4	45	227	364	500	.18
MAR-8	36	~8	—	—	111	194	.14

A large value bypass capacitor (1 μ F or so) should be used in conjunction with the choke to present a low impedance path to ground for any signal that does manage to get past the choke. This capacitor should be attached between the supply side of the RF choke and ground.

DC blocking capacitors are used in both the RF input and output lines to isolate the resistive bias circuits from the source and load resistances. These capacitors will also put limits on the frequency response of the finished amplifier. Low frequency response will be determined by the capacitor's value; it must be high enough to be a reasonable RF "short" at the lowest frequency of operation. High frequency response will be limited to the frequency at which the capacitor's associated parasitic inductance becomes resonant with the blocking capacitor. Operation above the frequency may lead to highly unpredictable circuit behavior. Blocking capacitors with high Qs (Q defined as ratio of capacitive reactance to parasitic resistance) should always be used to minimize insertion losses. Fig. 6 illustrates the variations in VSWR as a function of frequency parasitic inductance, and value of blocking capacitor. For your design convenience, Mini-Circuits offers a full line of capacitors, shown on page 3.

An RF choke (Dale IM-2 or equivalent) should be used in series with the bias stabilization resistor. Although the choke is not generally needed to keep the RF out of the DC, it is needed to keep the stabilization resistor from appearing in parallel with the load circuit, and thus degrading the output match. A good rule-of-thumb is that the impedance of the choke at the lowest frequency of operation plus the value of the stabilization resistor should be at least 500 ohms. A 10 μ H inductor works well as a choke at frequencies as low as 10 MHz; it can be either a molded inductor (for low-cost applications) or a chip inductor (in cases where space is at a premium). At higher frequencies, several turns of wire on a high permeability ferrite bead should be used. If the choke is omitted, expect a gain loss of between 0.5 and 1 dB and a decrease in P_{1dB} of as much as 2 dB from the guaranteed performance due to load impedance mismatch.

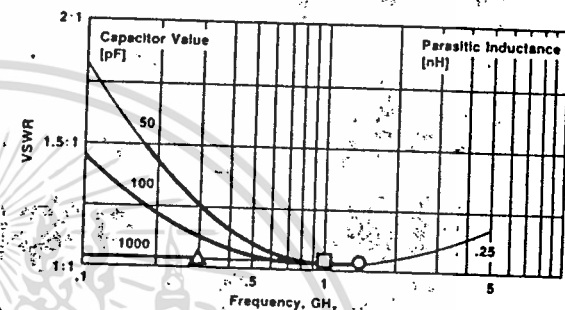


Figure 6a.

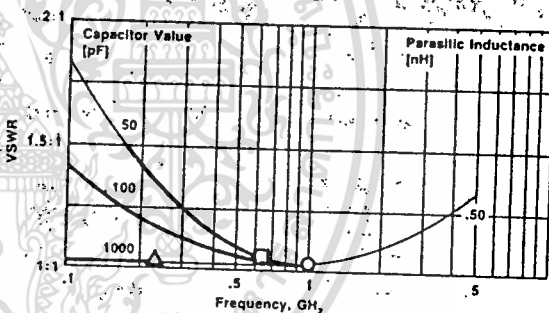


Figure 6b.

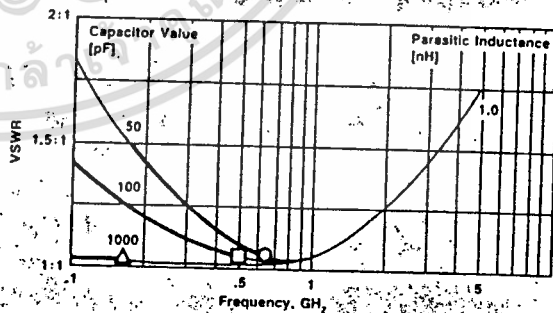


Figure 6c.

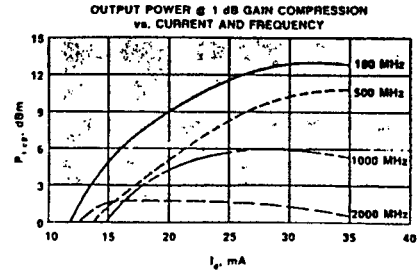
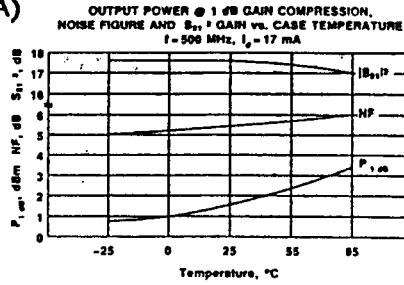
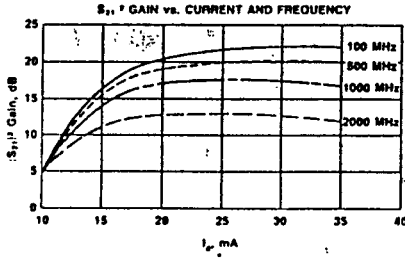
- resonant frequency, .25 nH parasitic inductance
- resonant frequency, .5 nH parasitic inductance
- △ resonant frequency, 1.0 nH parasitic inductance

figure 6

Effects of DC blocking capacitors on VSWR as a function of frequency, capacitance and parasitic inductance.

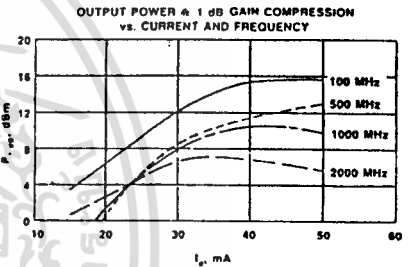
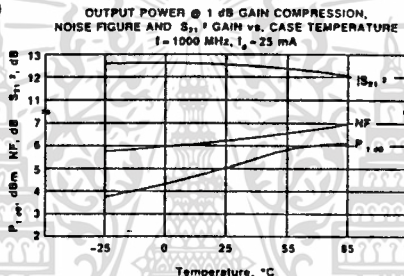
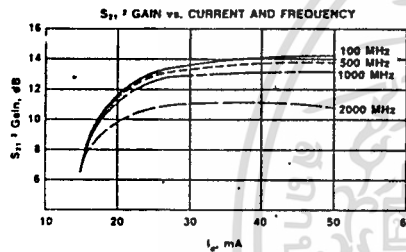
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารนี้ทุกครั้งเพื่อประโยชน์ไปใช้

MAR-1 ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_d = 17\text{ mA}$)



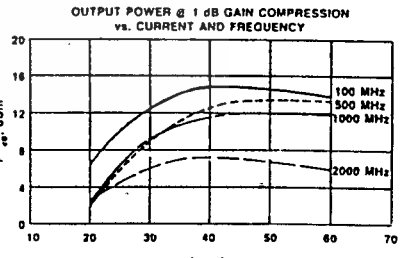
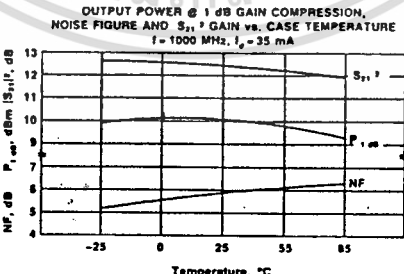
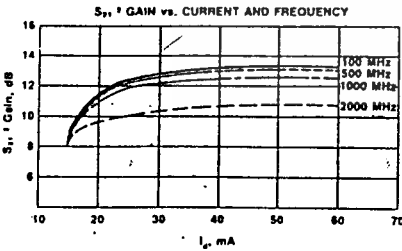
Freq. MHz	S_{11} (Input Return Loss)			S_{21} (Power Gain)		S_{12} (Isolation Out-In)			S_{22} (Output Return Loss)		
	dB	Mag	Ang	dB	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang
100	-23.10	0.07	164	18.5	171	-21.94	0.08	4	-23.10	0.07	-14
500	-24.44	0.06	106	17.5	141	-21.94	0.08	15	-23.10	0.07	-68
1000	-24.44	0.06	72	15.5	111	-20.00	0.10	24	-20.92	0.09	-124
1500	-27.96	0.04	59	13.7	87	-17.72	0.13	26	-20.00	0.10	-161
2000	-24.44	0.06	149	12.3	67	-15.92	0.16	21	-15.92	0.16	-177
2500	-20.00	0.10	142	10.6	49	-14.89	0.18	18	-15.92	0.16	155
3000	-18.42	0.12	139	9.3	34	-13.98	0.20	12	-16.48	0.15	144
3500	-13.98	0.20	129	7.9	19	-13.15	0.22	5	-15.92	0.16	135
4000	-11.06	0.28	120	6.6	3	-12.04	0.25	-4	-15.39	0.17	127

MAR-2 ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_d = 25\text{ mA}$)



Freq. MHz	S_{11} (Input Return Loss)			S_{21} (Power Gain)		S_{12} (Isolation Out-In)			S_{22} (Output Return Loss)		
	dB	Mag	Ang	dB	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang
100	-18.42	0.12	173	13.0	174	-18.42	0.12	1	-17.72	0.13	-8
500	-19.17	0.11	154	12.8	156	-18.42	0.12	5	-18.42	0.12	-38
1000	-20.00	0.10	130	12.5	131	-17.72	0.13	7	-18.42	0.12	-75
1500	-21.94	0.08	120	11.8	109	-17.08	0.14	10	-18.42	0.12	-112
2000	-24.44	0.06	126	11.0	90	-16.48	0.15	9	-17.72	0.13	-121
2500	-20.92	0.09	147	10.4	67	-15.39	0.17	6	-17.72	0.13	-165
3000	-17.08	0.14	147	9.4	46	-14.42	0.19	-1	-17.72	0.13	171
3500	-13.56	0.21	136	8.2	30	-13.98	0.20	-5	-17.72	0.13	155
4000	-11.37	0.27	123	7.3	14	-13.56	0.21	-10	-18.42	0.12	142

MAR-3 ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_d = 35\text{ mA}$)



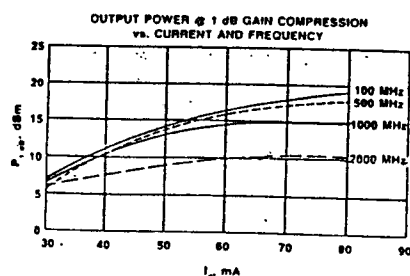
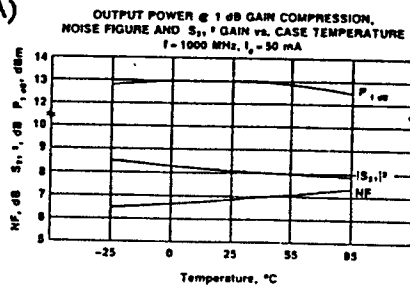
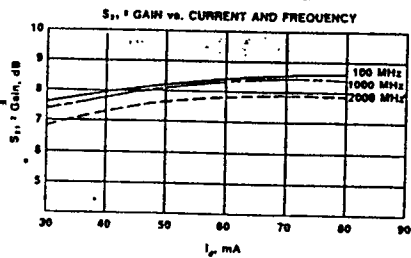
Freq. MHz	S_{11} (Input Return Loss)			S_{21} (Power Gain)		S_{12} (Isolation Out-In)			S_{22} (Output Return Loss)		
	dB	Mag	Ang	dB	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang
100	-23.10	0.07	172	13.0	174	-18.42	0.12	1	-16.48	0.15	-11
500	-24.44	0.06	156	12.8	152	-18.42	0.12	5	-15.92	0.16	-45
1000	-26.02	0.05	146	12.5	128	-17.72	0.13	10	-14.98	0.18	-88
1500	-27.96	0.04	172	11.8	103	-17.08	0.14	12	-13.56	0.21	-120
2000	-24.44	0.06	173	10.5	83	-14.98	0.18	11	-12.04	0.25	-142
2500	-15.39	0.17	175	10.3	59	-14.42	0.19	5	-11.70	0.26	-173
3000	-12.40	0.24	157	9.1	38	-13.98	0.20	-0	-12.04	0.25	168
3500	-9.90	0.32	140	7.8	21	-13.56	0.21	-6	-12.04	0.25	152
4000	-8.18	0.39	124	6.5	3						

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรณีนำไปใช้

performance curves

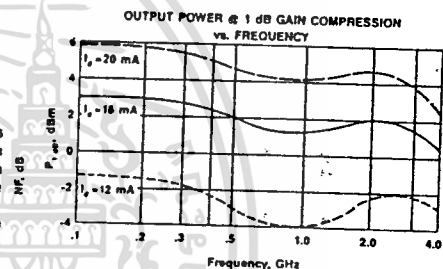
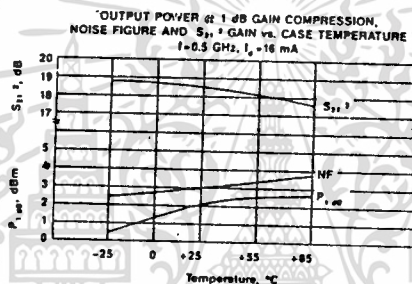
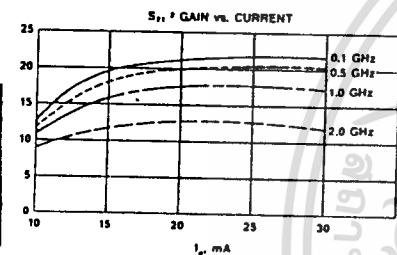


MAR-4 ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_d = 50\text{ mA}$)



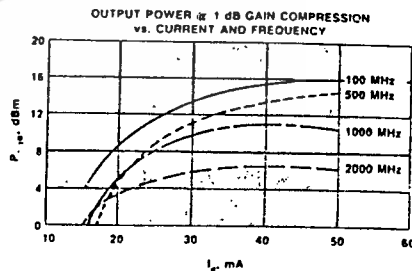
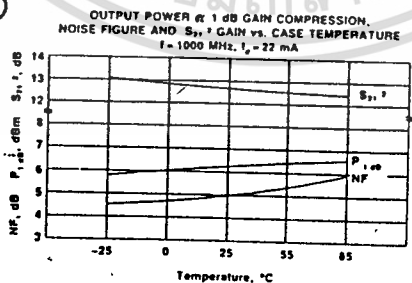
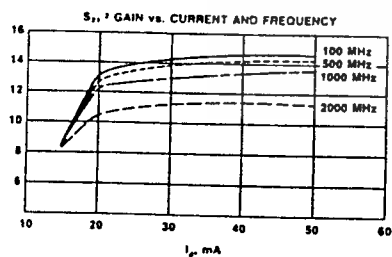
freq. MHz	S_{11} (Input Return Loss)			S_{21} (Power Gain)		S_{12} (Isolation Out-In)			S_{22} (Output Return Loss)		
	dB	Mag	Ang	dB	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang
100	-14.42	0.19	177	8.2	174	-15.92	0.16	0	-20.00	0.10	-14
500	-14.89	0.18	169	8.2	156	-15.92	0.16	1	-17.72	0.13	-54
1000	-15.39	0.17	159	8.1	135	-15.92	0.16	3	-14.89	0.18	-94
5000	-15.39	0.17	157	8.0	112	-15.39	0.17	4	-12.40	0.24	-121
10000	-14.42	0.19	151	7.7	90	-14.42	0.19	3	-11.06	0.28	-145
50000	-12.40	0.24	159	7.6	69	-13.98	0.20	-1	-9.37	0.34	-165
100000	-10.17	0.31	151	6.9	46	-13.15	0.22	-6	-9.12	0.35	-176
500000	-8.18	0.39	139	6.0	27	-12.77	0.23	-11	-8.64	0.37	-160
1000000	-6.74	0.46	126	4.9	8	-12.04	0.25	-23	-8.40	0.38	-147

MAR-6 ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_d = 16\text{ mA}$)



freq. MHz	S_{11} (Input Return Loss)			S_{21} (Power Gain)		S_{12} (Isolation Out-In)			S_{22} (Output Return Loss)			
	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	
100	-27.96	.04	171	20.1	10.09	171	-22.5	.075	5	-27.96	.04	-30
500	-26.02	.05	-105	18.7	8.57	138	-21.3	.086	21	-20.00	.10	-104
1000	-17.72	.13	-118	16.4	6.57	107	-18.8	.115	28	-17.08	.14	-150
5000	-13.56	.21	-140	14.1	5.06	84	-17.1	.140	28	-16.48	.15	180
10000	-10.75	.29	-163	12.0	3.98	65	-15.8	.163	26	-15.92	.16	157
50000	-9.37	.34	-176	10.3	3.26	55	-15.2	.174	28	-15.92	.16	150
100000	-7.74	.41	169	8.7	2.71	42	-14.8	.181	25	-16.48	.15	143
500000	-6.74	.46	157	7.2	2.31	30	-14.2	.194	22	-17.72	.13	144
1000000	-6.20	.49	146	6.1	2.01	18	-13.8	.203	20	-20.00	.10	156

MAR-7 ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_d = 22\text{ mA}$)



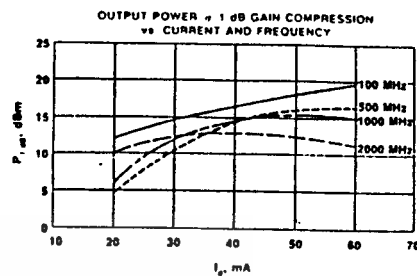
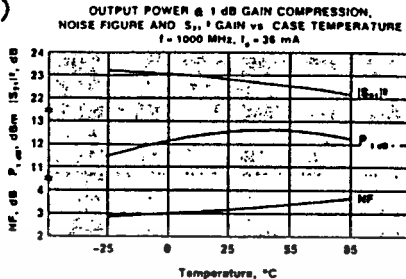
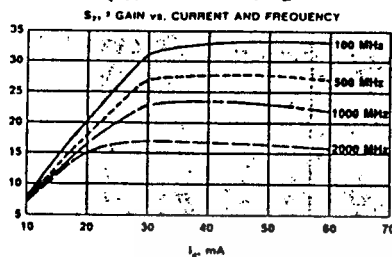
freq. MHz	S_{11} (Input Return Loss)			S_{21} (Power Gain)		S_{12} (Isolation Out-In)			S_{22} (Output Return Loss)		
	dB	Mag	Ang	dB	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang
100	-26.02	0.05	169	13.5	173	-19.17	0.11	1	-17.08	0.14	-7
500	-30.46	0.03	133	13.1	150	-18.42	0.12	6	-17.72	0.13	-41
1000	-40.00	0.01	58	12.5	122	-17.72	0.13	10	-19.17	0.11	-94
5000	-24.44	0.06	-113	11.8	95	-16.48	0.15	10	-17.72	0.13	-148
10000	-16.48	0.15	-144	10.5	70	-15.39	0.17	7	-15.39	0.17	174
50000	-11.37	0.27	-165	9.6	48	-14.89	0.18	6	-14.42	0.19	154
100000	-8.64	0.37	169	8.1	27	-13.98	0.20	-6	-14.89	0.18	144
500000	-6.94	0.45	150	6.5	10	-14.42	0.19	-11	-15.39	0.17	144
1000000	-5.98	0.51	134	5.0	-4	-14.42	0.19	-15	-15.39	0.17	152

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น กรุณาอย่าเผยแพร่เอกสารนี้โดยไม่ได้รับอนุญาตจาก Mini-Circuits

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและข้อมูลเชิงธุรกิจจากเอกสารนี้ไปใช้

S-parameter data and performance curves

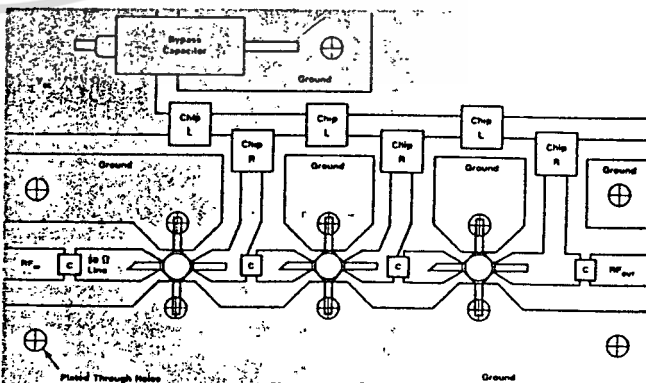
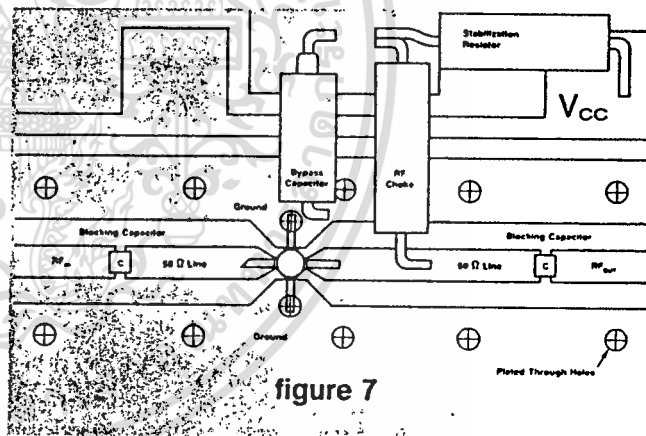
MAR-8 ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_d = 36\text{ mA}$)



Freq. MHz	S_{11} (Input Return Loss)			S_{21} (Power Gain)		S_{12} (Isolation Out-In)			S_{22} (Output Return Loss)			K
	dB	Mag	Ang	dB	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	
100	-15.92	0.61	-21	33.0	162	-40.00	0.01	38	-4.73	0.58	-24	0.79
500	-8.18	0.39	-77	27.8	109	-27.96	0.04	52	-9.37	0.34	-96	0.75
1000	-11.37	0.27	-113	23.0	80	-24.44	0.06	51	-13.56	0.21	-147	0.89
1500	-11.70	0.26	-139	19.4	62	-21.94	0.08	46	-14.89	0.18	-174	0.96
2000	-10.46	0.30	-155	16.9	47	-20.00	0.10	41	-15.39	0.17	-153	0.97
2500	-9.63	0.33	-180	14.8	32	-18.42	0.12	32	-14.42	0.19	-127	1.01
3000	-8.87	0.36	-167	12.9	20	-17.72	0.13	27	-17.08	0.14	-111	1.07
3500	-7.54	0.42	153	11.4	6	-17.08	0.14	21	-17.72	0.13	-107	1.06
4000	-6.94	0.45	141	9.8	-5	-16.48	0.15	14	-19.17	0.11	-106	1.10

single and three-stage layouts

A typical MAR-layout is shown in Fig. 7 using 1/32" PTFE woven-glass board—a reasonable compromise between cost durability, and electrical performance. Note that the transmission lines have no bends and are tapered near the package to minimize step discontinuities. Twelve plated through holes, including two under the emitter leads, provide solid ground planes and minimal emitter parasitics for best high frequency performance. The gaps in the transmission line are appropriate for 50 mil ceramic chip capacitors, which have relatively low associated parasitic inductances—typically about 0.5 nH. Mini-Circuits offers a wide variety of values, see Table 1A. The DC pad arrangement requires that a bias stabilization resistor be used, but makes the use of an RF choke optional. If the choke is not used, the stabilization resistor would be connected between the output 50-ohm line and the V_{CC} supply line, and the bypass capacitor would be attached between the V_{CC} line and ground. Spacing is appropriate for 1/4 watt carbon resistors, molded inductors, and 1 μF electrolytic capacitors. The layout has been designed so that Fig. 8 can be repeated for multiple cascaded stages. Overall circuit dimensions are 1" \times 1.5" for a single stage, with each additional stage adding one inch to the overall length. A three-stage cascaded design using chip resistors and inductors (R and L in diagram) is shown in Fig. 8.



เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของเวลาหรือการเขียนเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

cascading MAR-8s

The MAR-8 is a high-gain amplifier optimized for low noise figure with a typical power output of 10dBm up to 2GHz. But the amplifier is only conditionally stable, which means under certain conditions of temperature, current, load, and/or source impedance, the amplifier can oscillate. However, if the load and source impedance both have a VSWR of less than 3:1, at all frequencies below 2GHz the amplifier will be stable. Furthermore, as the source and

load impedance show better VSWR (closer to 50-ohm impedance), stability will be further improved. With an interstage matching network, unconditionally stable two stage amplifier can be designed, which preserves noise and power output characteristics of the amplifier. Following are two examples which are optimized for low and high frequencies.

low frequency amplifier

high frequency amplifier

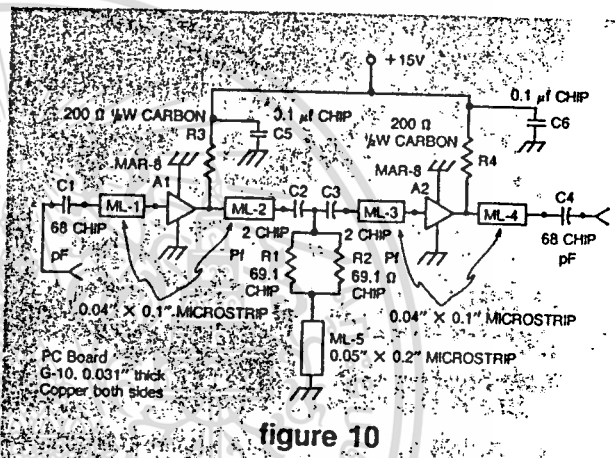
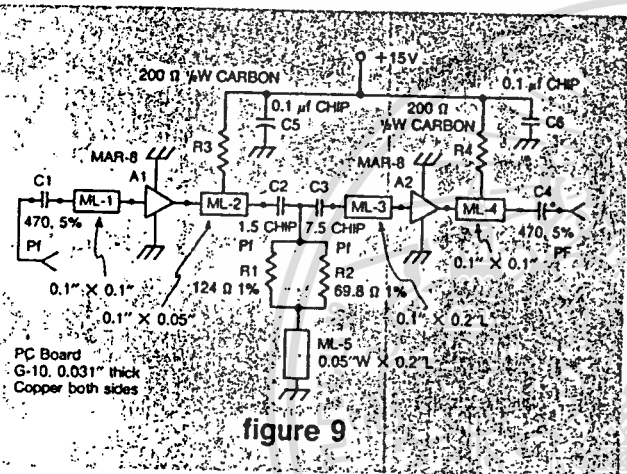


figure 9

figure 10

Fig. 9 shows the schematic of an amplifier optimized for the frequency range of 100-500MHz, with a gain of 34 ± 1.5 dB, and a noise figure of 3dB typical.

Fig. 10 shows the schematic of a two-stage amplifier optimized for a frequency range of 500-2000MHz, with a gain of 27 ± 2.5 dB and, typically 3dB noise figure.

GAIN AND COMPRESSION				RETURN LOSS	
Frequency (MHz)	Gain (dB)	Comp (dB)	P _{out} (dBm)	RL _{IN} (dB)	RL _{OUT} (dB)
47.31	27.15	.12	4.39	10.41	8.59
99.38	33.06	.50	9.59	12.82	14.41
21.69	34.04	.71	10.47	14.01	16.51
25.81	35.39	1.14	11.16	19.12	25.21
22.50	35.18	1.07	10.79	21.51	29.19
19.19	34.69	.81	10.39	20.60	25.83
20.00	34.10	.59	9.94	18.01	23.35
23.31	33.88	.55	9.76	18.63	22.80
20.00	33.21	.27	9.27	16.95	21.07
20.81	31.83	.03	7.74	14.33	19.24
17.50	31.20	.07	7.07	13.44	18.74
19.31	30.67	.04	6.31	12.83	18.43
14.19	30.59	.04	6.15	12.72	18.34
20.34	29.99	-.10	5.43	12.05	17.77
18.31	30.01	-.13	5.50	12.05	17.88
15.00	29.39	-.13	5.09	11.49	17.25
11.69	28.84	-.10	4.39	10.66	17.77
5.81	28.12	-.12	3.31	10.17	17.28
2.50	27.75	-.07	3.09	9.49	17.48
19.19	27.17	-.09	2.72	8.87	18.72
3.31	26.50	-.40	1.70	8.09	21.06
0.00	24.62	-.87	-.22	5.60	8.46
9.25	23.40	-.46	1.06	7.05	8.81
6.69	23.44	-.38	-1.16	7.08	8.87
3.38	24.07	-.16	-1.12	8.28	8.58

GAIN AND COMPRESSION				RETURN LOSS	
Frequency (MHz)	Gain (dB)	Comp (dB)	P _{out} (dBm)	RL _{IN} (dB)	RL _{OUT} (dB)
188.63	27.32	1.42	12.90	11.85	5.83
270.44	28.41	1.81	13.46	16.23	6.30
441.50	29.05	2.03	13.60	24.21	6.92
523.31	29.17	2.01	13.58	22.00	7.33
605.13	29.17	2.00	13.64	19.15	7.77
686.94	29.12	1.75	13.40	17.18	8.26
768.75	29.03	1.63	13.37	15.86	8.77
850.56	28.98	1.54	13.45	15.02	9.43
902.63	28.97	1.44	13.32	14.65	9.91
932.38	28.97	1.42	13.28	14.44	10.16
1096.00	28.84	1.05	13.00	14.16	11.57
1185.25	28.63	1.05	13.31	14.61	12.36
1267.06	28.49	1.02	13.06	15.02	13.15
1348.88	28.26	.89	12.68	15.39	14.27
1430.69	27.93	.75	12.22	16.10	15.23
1512.50	27.65	.76	12.04	16.65	16.28
1594.31	27.32	.83	12.14	17.43	17.44
1757.94	26.30	.34	10.77	18.46	24.10
1839.75	25.82	.25	10.21	15.94	20.82
1929.00	25.39	.28	10.23	16.37	18.40
2010.81	24.87	.20	9.27	15.89	16.90
2092.63	23.34	-.03	7.36	12.58	15.70
2174.44	24.05	.19	8.56	10.69	11.55
2338.06	23.25	.17	7.92	9.83	9.66
2501.69	21.99	-.14	6.55	8.41	8.35

paralleling MARs for higher power output

Since they are unconditionally stable (except for the MAR-8 discussed), MAR-amplifiers may be easily paralleled for increased output power (Fig. 11). Fortunately, the input and output impedances of paralleled amplifiers fall within the range that conveniently terminates standard 4:1, 9:1 and 16:1 broadband transformer configurations.

The bandwidth of the resulting multi-stage circuit will be limited by the bandwidths of the impedance matching elements. In Fig. 12, for example, the bandwidth would be limited by the 4:1 impedance transformers.

In applications not demanding excessive bandwidth, there are many appropriate impedance matching and combining techniques, such as quarter-wave transmission lines and Wilkinson n-way divider/combiners. Mini-Circuits' power splitter/combiners can be used for 50-ohm wide bandwidth applications.

MAR-amplifiers may also be connected in push-pull (Fig. 12). The advantages of push-pull over straight paralleling are that stability and gain are retained, even-order harmonics tend to be cancelled and the push-pull circuit shown provides four times the power output of a single device.

In the circuit of Fig. 12, the input and output transformers are baluns (for BALANCED to UNbalanced); a balun provides two signals at the balanced output which are 180 degrees out of phase, but equal in magnitude with respect to ground.

In the push-pull connection, even-order harmonic cancellation occurs because the output currents of even-order harmonics appear across the load resistor in phase with each other and, assuming that each is a perfect replica of the other, their sum is therefore zero at all times.

Note that the gain of the amplifier in the push-pull configuration is still the same as the gain of a single single-ended amplifier channel. Thus, to get four times the output power, the resulting push-pull amplifier must be driven with four times the input power.

A push-pull pair of MAR-amplifiers also lends itself to neutralization, and to the even more worthwhile design concept of true unilateralization. Unilateralization is a circuit technique in which the imaginary as well as the real term of the feedback elements are canceled. This creates an amplifier with a large degree of isolation between the input and the output.

At first glance, unilateralization might appear to be the same as neutralization as a means of stabilizing an amplifier. In neutralization, though, only the imaginary terms

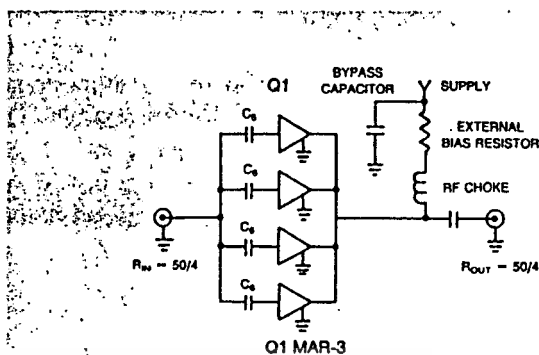


figure 11

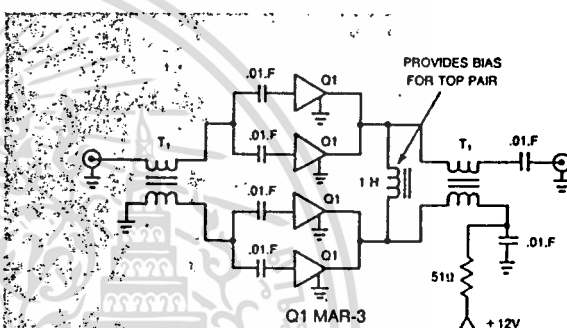


figure 12

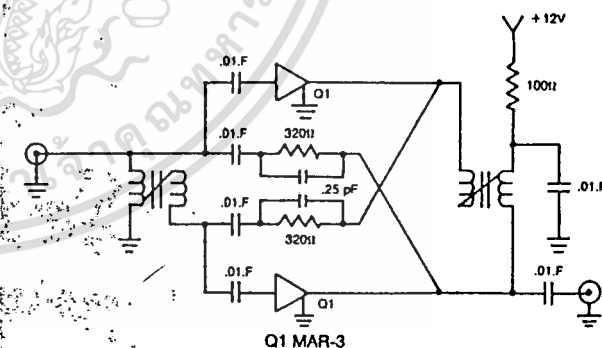


figure 13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

of the feedback reactances are canceled because of the necessary inverse feedback is provided through an inductor (or capacitor), which does not track the reactance of the capacitive (or inductive) feedback over frequency. Consequently the conventionally-neutralized amplifier is stable only over a small frequency range. What is really needed is not an inductor or a capacitor, but a circuit element which is always equal in magnitude but opposite in sign to the positive feedback reactance of the device including all parasitic elements of the device itself, its package and the circuits in which it is installed.

Such a negative element can best be simulated with a duplicate active device. In the case of the push-pull configuration, it may be obtained by cross-coupling between the input of one of the two amplifier devices and the output of the other, and vice-versa. In Fig. 13, this condition is provided, with the input transformers serving the dual purpose of 4:1 impedance transformation and balun.

The reason that the MAR-amplifier is so easily unilateralized is that its internal feedback network is of very low Q compared to that of conventional amplifiers; in conventional amplifier devices, the feedback elements tend to be more reactive than resistive. Unilateralization of a push-pull pair of MAR-amplifiers would appear to negate some of the advantages of the basic amplifier itself. In general, this is true. Unilateralization is only useful in providing slightly higher gain or substantially more isolation.

After an amplifier has been unilateralized, the load impedance will no longer affect the input impedance and vice-versa, but unilateralization often increases the effective input and output impedance of the amplifier, the mechanism which actually increases the gain. Careful attention must be paid to the effects of unilateralization on the input and output match.

Experimental results of paralleling

The paralleling techniques were tested in single-ended and push-pull experimental amplifiers. Two amplifiers were built with little effort toward optimizing board layout, and with standard components such as carbon composition resistors and chip capacitors. To optimize performance, microwave printed circuit layout techniques and microwave components would be preferable.

Table 6 shows the performance results while Figs. 14 and 15 show the single-ended and push-pull harmonic performance.

table 6

Configuration	Freq. (MHz)	Gain (dB)	P _{-1dB} (dBm)	2nd Harmonic @ P _{-1dB} (dB below carrier)
Single-ended	100	12	+10	-15
Push-pull (Unilateralized)	100	15	+13.5	-26
Push-pull	100	12	+17	-34

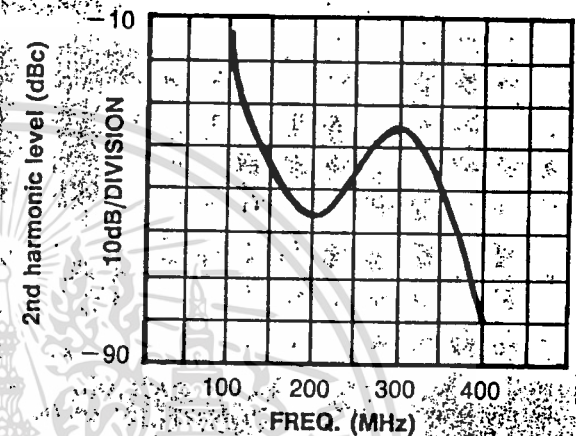


figure 14
Single-ended

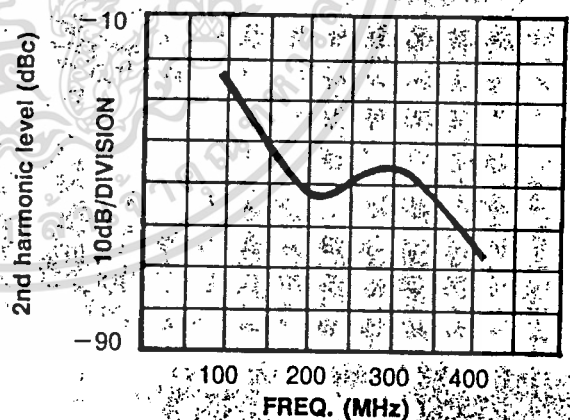
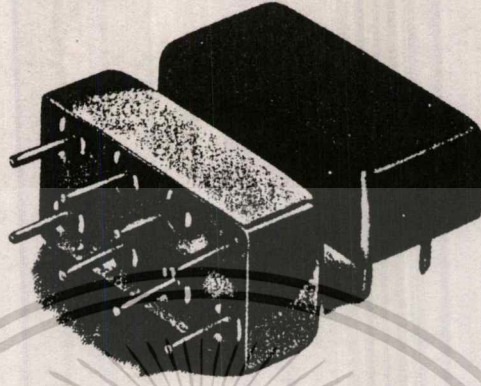


figure 15
Push-pull

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

rugged plug-in amplifiers



0.5 to 1000 MHz

Tough enough to meet full MIL-specs, capable of operating over a wide -55° to $+100^{\circ}\text{C}$ temperature range, in a rugged package... that's Mini-Circuits' new MAN-amplifier series.

The MAN-amplifier's tiny package (only 0.4 by 0.8 by 0.25 in.) requires about the same pc board area as a TO-8 and can take tougher punishment with leads that won't break off. Models are unconditionally stable and available covering frequency ranges 0.5 to 500MHz and 0.5 to 1000MHz, and NF as low as 2.8dB.

Prices start at only \$13.95, *including* screening, thermal shock -55°C to $+100^{\circ}\text{C}$, fine and gross leak, and burn-in for 96 hours at 100°C under normal operating voltage and current.

Internally the MAN amplifiers consist of two stages, including coupling capacitors. A designer's delight, with all components self-contained. Just connect to a dc supply voltage and get up to 28dB gain with +9dBm output.

The new MAN-amplifier series...
another Mini-Circuits' price/performance
breakthrough.

finding new ways ...
setting higher standards

 **Mini-Circuits**

Amplifiers



up to +15 dBm

0.5 to 2000 MHz

MODEL NO.	FREQUENCY MHz		GAIN, dB FLATNESS MAX.			MAX. POWER OUTPUT, dBm (1 dB compression)			DYNAMIC RANGE		VSWR		DC POWER		DISTRIBUTOR		
	f_L	f_U	Min.	mid Range m	Total Range	L_W	U	Input (no damage)	NF dB Typ.	Intercept pt., dBm 3rd Order Typ.	In	Out	Voltage V.	Current mA		Qty. (1-9)	F A C T O R Y
MAN case A05	MAN-1	0.5-500	28	±0.5	±1.0	+8	+8	+15	4.5	18	1.8	1.8	12	60		•	•
	MAN-2	0.5-1000	18	±0.5	±1.5	+9	+7	+15	6.0	19	1.8	1.8	12	85		•	•
	MAN-1LN	0.5-500	28	±0.5	±1.0	+8	+8	+15	2.8	18	1.8	1.8	12	60		•	•
	ΔMAN-1HLN	10-500	10	±0.5	±0.8	+15	+16	+15	3.7	30	1.8	1.8	12	70		•	•

Isolation Amplifiers

MODEL NO.	FREQUENCY MHz		GAIN, dB FLATNESS MAX.			MAX. POWER OUTPUT, dBm (1 dB compression)			DYNAMIC RANGE		VSWR		ACTIVE DIRECTIVITY* dB			DC POWER		Qty. (1-9)
	f_L	f_U	Min.	mid Range m	Total Range	L_W	U	Input (no damage)	NF dB Typ.	Intercept pt., dBm 3rd Order Typ.	In	Out	Typ.	L_W Min.	U Typ.	Voltage V.	Current mA	
MAN-AD case A05	MAN-1AD	5-500	16	±0.5	±1.0	+7.0	+6.0	+15	7.2	+20	1.6:1	1.7:1	35	25	30	20	12	85
	MAN-11AD	2-2000	8	±0.5	±1.5	-2.0	-3.5	+10	6.5	+14	3.0:1	2.0:1	21	14	16	12	45	22
	MAN-2AD	2-1000	9	±0.4	±0.7	-2.0	-2.0	+10	6.5	+14	2.0:1	2.0:1	24	19	19	14	15	22

Δ case A06

Pin Configuration: RF-IN-1; RF-OUT-8; DC-5; CASE GND-2, 3, 4, 6; NOT USED-7

L_W = Low Range (f_L to $f_{U/2}$)

m = mid Range ($2 f_L$ to $f_{U/2}$)

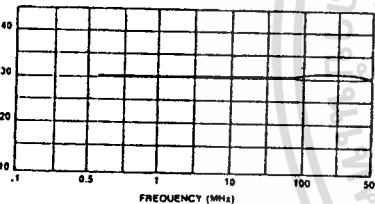
U = Upper Range ($f_{U/2}$ to f_U)

* Active Directivity (dB) = Isolation (dB) - Gain (dB)

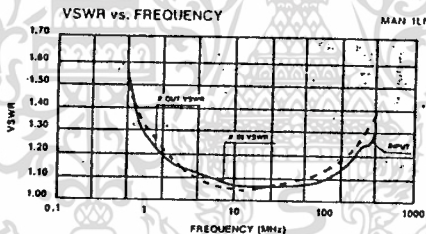
NOTES:

- For quality control procedures, environmental specifications, see Table of Contents.
- Absolute Maximum Ratings, see Table of Contents.
- Prices and specifications subject to change without notice.
- Maximum DC Voltage: 12.5V for MAN series, 16V for AD series.

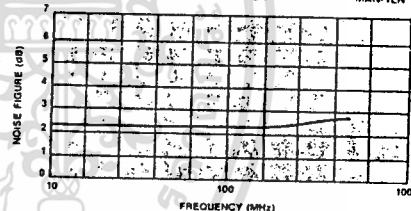
GAIN vs. FREQUENCY



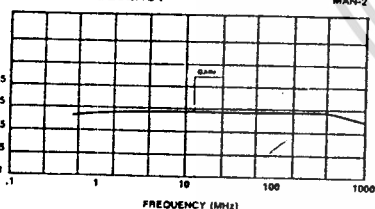
MAN-1LN, MAN-1



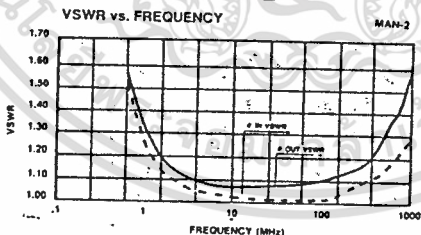
NOISE FIGURE vs. FREQUENCY



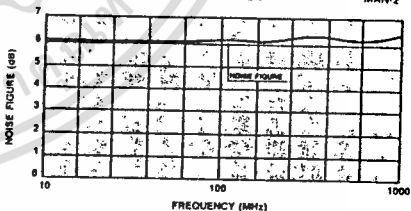
GAIN vs. FREQUENCY



MAN-2



NOISE FIGURE vs. FREQUENCY



MAN-1

FREQ. (MHz)	GAIN (dB)	VSWR in	VSWR out
.40	30.85	10.53	12.65
1.02	31.72	17.79	17.73
4.75	31.95	25.40	27.46
11.94	31.99	26.23	30.04
30.00	32.03	25.72	30.35
75.36	32.06	24.33	28.04
101.65	32.09	23.32	26.54
140.32	32.18	21.71	24.15
255.34	32.13	18.07	20.15
352.47	32.01	15.77	17.96
497.88	31.37	13.88	21.18
641.39	30.00	14.95	14.54
753.57	28.51	15.62	13.46
885.36	27.18	14.65	14.89
1194.32	24.00	16.07	16.93

MAN-2

FREQ. (MHz)	GAIN (dB)	VSWR in	VSWR out
.41	22.01	10.75	10.29
1.06	23.09	13.62	12.86
5.21	23.36	18.82	16.91
13.71	23.40	24.36	23.81
35.25	23.41	29.78	27.15
90.60	23.41	36.43	28.22
125.06	23.41	40.92	28.35
249.53	23.38	37.86	27.14
321.46	23.37	36.58	26.83
443.73	23.31	31.92	24.81
497.88	23.31	30.14	22.94
612.52	23.13	25.38	19.88
753.57	22.57	22.34	16.97
845.51	22.22	21.23	16.23
1167.14	20.60	22.29	14.55

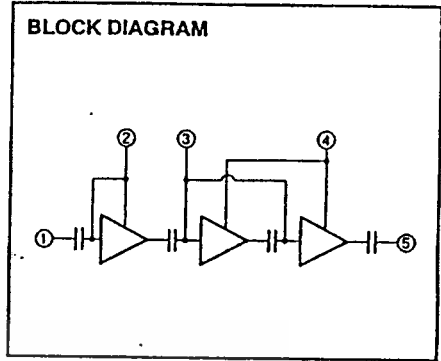
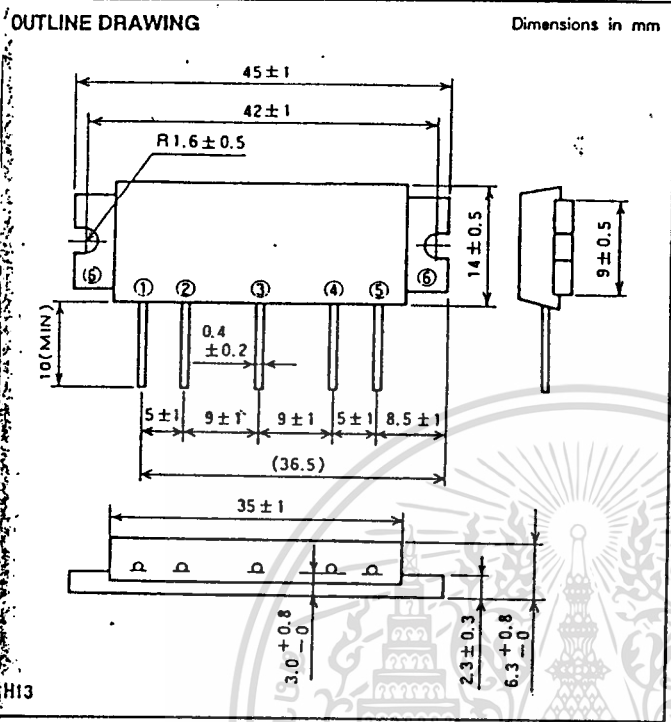
MAN-1LN

FREQ. (MHz)	GAIN (dB)	VSWR in	VSWR out	NF (dB)
.40	30.85	10.53	12.65	
1.02	31.72	17.79	17.73	
4.75	31.95	25.40	27.46	
11.94	31.99	26.23	30.04	2.17
30.00	32.03	25.72	30.35	2.25
75.36	32.06	24.33	28.04	2.31
101.65	32.09	23.32	26.54	2.43
140.32	32.18	21.71	24.15	2.43
255.34	32.13	18.07	20.15	2.52
352.47	32.01	15.77	17.96	2.59
497.88	31.37	13.88	21.18	2.70
641.39	30.00	14.95	14.54	2.68
753.57	28.51	15.62	13.46	2.76
885.36	27.18	14.65	14.89	2.90
1194.32	24.00	16.07	16.93	3.03

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

M67705M

430~470MHz, 9.6V, 7W, FM PORTABLE RADIO



- PIN :**
- ① Pin : RF INPUT
 - ② Vcc1 : 1st. DC SUPPLY
 - ③ Vbb : BASE BIAS
 - ④ Vcc2 : 2nd. DC SUPPLY
 - ⑤ Po : RF OUTPUT
 - ⑥ GND : FIN

H13

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Tc = 25°C unless otherwise noted)

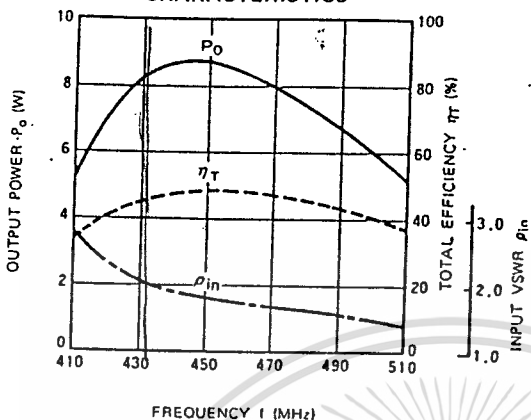
Symbol	Parameter	Conditions	Ratings	Unit
Vcc	Supply voltage	Vbb ≤ 5V	13	V
Vbb		Vcc ≤ 9.6V	6	V
Icc	Total current		4	A
P _{in(max)}	Input power	Z _G = Z _L = 50 Ω	40	mW
P _{o(max)}	Output power	Z _G = Z _L = 50 Ω	10	W
T _{OP}	Operation case temperature		-30~110	°C
T _{stg}	Storage temperature		-40~110	°C

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

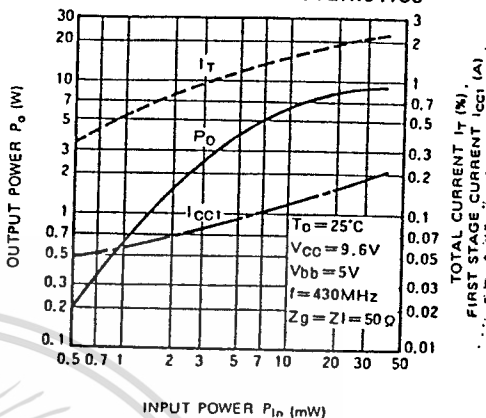
Symbol	Parameter	Test conditions	Limits		Unit
			Min	Max	
f	Frequency range		430	470	MHz
P _o	Output power	P _{in} = 20mW	7		W
η _T	Total efficiency	Vbb = 5V	40		%
2f _o	2nd. harmonic	Vcc = 9.6V		-25	dB
3f _o	3rd. harmonic	Z _G = Z _L = 50 Ω		-30	dB
V _{SWR}	Input VSWR			2.5	-
	Load VSWR tolerance	Vcc = 9.6V, Vbb = 5V Po = 7W (P _{in} : controlled) Load VSWR=20:1 (All phase), 2sec. Z _G = 50 Ω	No degradation		-

TYPICAL PERFORMANCE DATA

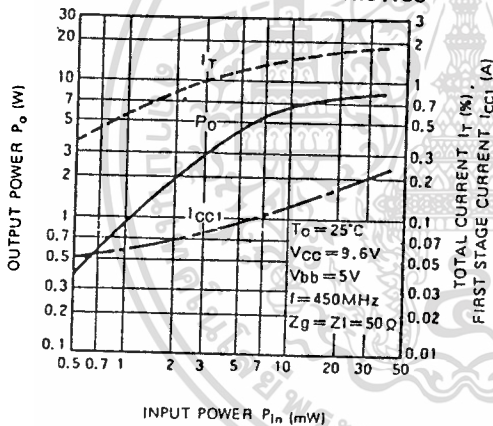
OUTPUT POWER, TOTAL EFFICIENCY, INPUT VSWR VS. FREQUENCY CHARACTERISTICS



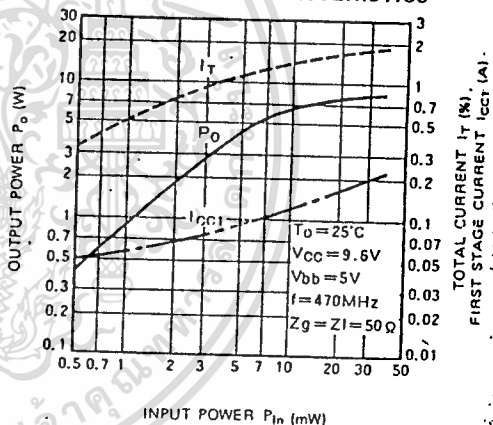
OUTPUT POWER, TOTAL CURRENT, FIRST STAGE CURRENT VS. INPUT POWER CHARACTERISTICS



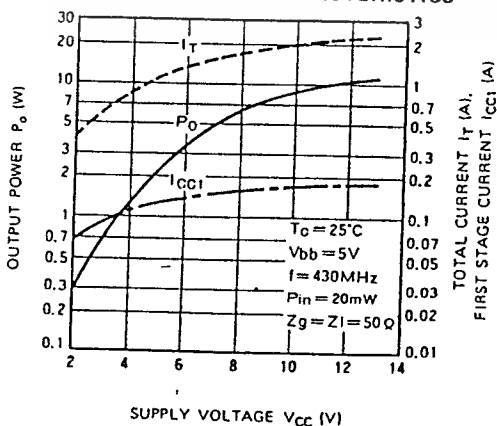
OUTPUT POWER, TOTAL CURRENT, FIRST STAGE CURRENT VS. INPUT POWER CHARACTERISTICS



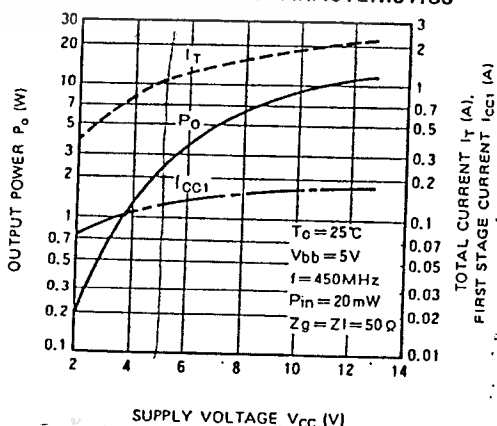
OUTPUT POWER, TOTAL CURRENT, FIRST STAGE CURRENT VS. INPUT POWER CHARACTERISTICS



OUTPUT POWER, TOTAL CURRENT, FIRST STAGE CURRENT VS. SUPPLY VOLTAGE CHARACTERISTICS



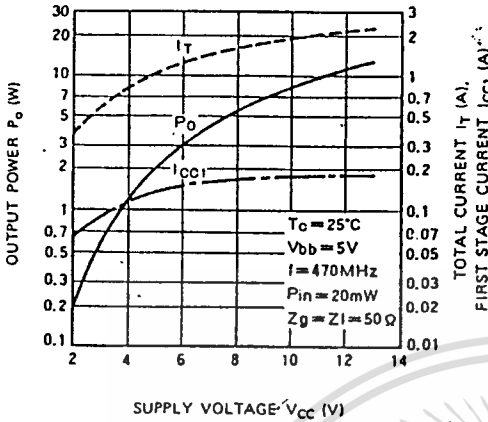
OUTPUT POWER, TOTAL CURRENT, FIRST STAGE CURRENT VS. SUPPLY VOLTAGE CHARACTERISTICS



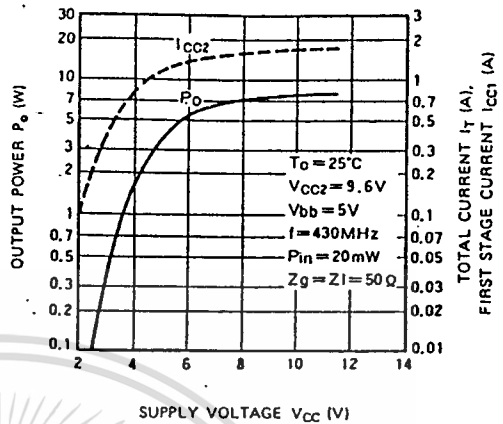
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับผู้ใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลง หรือทำซ้ำโดยไม่ขออนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

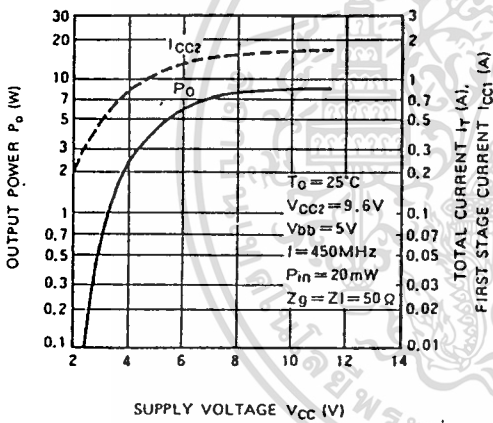
OUTPUT POWER, TOTAL CURRENT, FIRST STAGE CURRENT VS. SUPPLY VOLTAGE CHARACTERISTICS



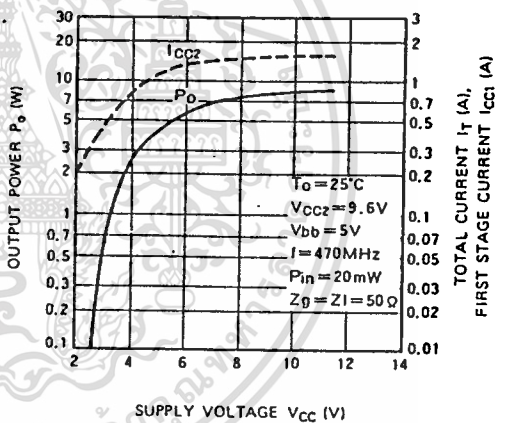
OUTPUT POWER, FINAL CURRENT VS. FIRST STAGE SUPPLY CHARACTERISTICS



OUTPUT POWER, FIRST STAGE CURRENT VS. FIRST STAGE SUPPLY VOLTAGE CHARACTERISTICS

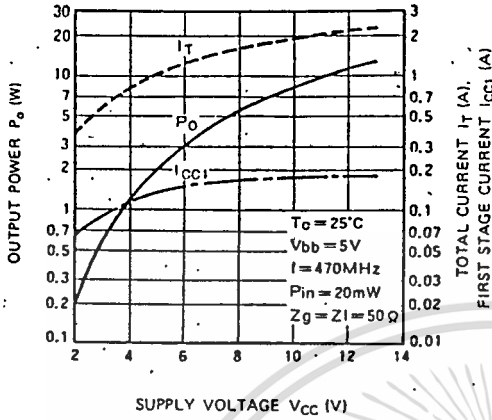


OUTPUT POWER, FINAL STAGE CURRENT VS. FIRST STAGE SUPPLY VOLTAGE CHARACTERISTICS

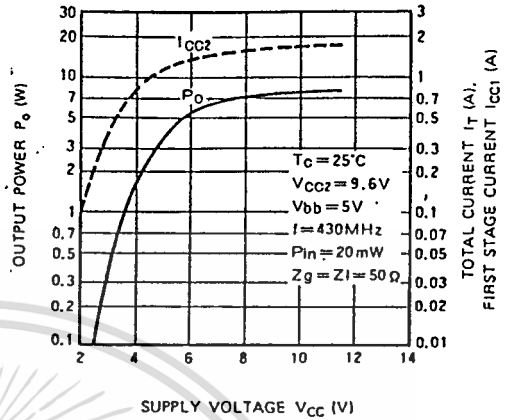


430~470MHz 5W FM PORTABLE RADIO

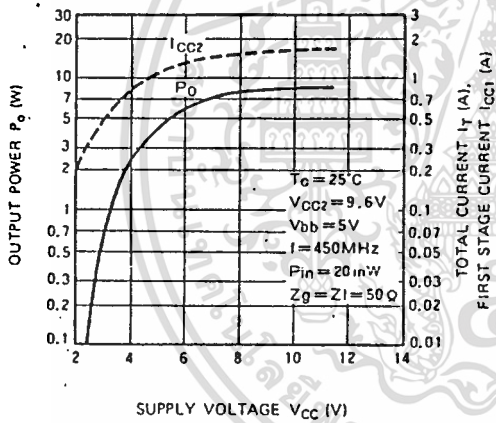
OUTPUT POWER, TOTAL CURRENT, FIRST STAGE CURRENT VS. SUPPLY VOLTAGE CHARACTERISTICS



OUTPUT POWER, FINAL CURRENT VS. FIRST STAGE SUPPLY CHARACTERISTICS



OUTPUT POWER, FIRST STAGE CURRENT VS. FIRST STAGE SUPPLY VOLTAGE CHARACTERISTICS



OUTPUT POWER, FINAL STAGE CURRENT VS. FIRST STAGE SUPPLY VOLTAGE CHARACTERISTICS

