



เครื่องส่งสัญญาณโทรทัศน์ย่านความถี่แอลแบนด์

L-Band television transmitter



นาย พรสิทธิ์ เขารักษ์
นาย รุ่งโรจน์ จิรนนทนา
นาย วศิน เอ็งฉ้วน

วัน เดือน ปี.....-1 ต.ค. 2541.....
เลขทะเบียน.....038056.....
เลขเรียกหนังสือ.....T 39078 พ22๗๑

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชา เทคโนโลยีโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

หัวข้อปริญญานิพนธ์ เครื่องส่งสัญญาณโทรทัศนย่านความถี่แอสแบนด์

จัดทำโดย นาย พรสิทธิ์ เขารักษ์ 37013386

นาย รุ่งโรจน์ จิรันทนา 37013393

นาย วศิน เอ็งฉ้วน 37013394

สาขาวิชา เทคโนโลยีโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษา ร.ศ. คร. กนก เจนจิระพงศ์เวช

ปีการศึกษา 2539

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร

ลาดกระบัง อนุมัติให้นำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญา
อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

ประธานกรรมการ

()

กรรมการ

()

กรรมการ

()

กรรมการ

()

กรรมการ

()

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

- บทคัดย่อ -

บทความนี้เป็นการเสนอแนวคิดในการส่งโทรทัศน์ในย่านความถี่ 1250 เมกกะเฮิร์ต (ความยาวคลื่น 24 cm) ซึ่งอยู่ในย่าน L BAND เป็นการนำเอาเทคโนโลยีด้าน MMIC (MONOLITHIC MICROWAVE INTEGRATE CIRCUIT) และเป็นการใช้ OSCILLATOR แบบ VCO โดยเป็นชนิด NONMULTIPLE OSCILLATOR มาประยุกต์ใช้งาน ทำให้ลดความยุ่งยาก และเพิ่มประสิทธิภาพของวงจร โดยเฉพาะอย่างยิ่งในการป้องกันสัญญาณรบกวนต่างๆ ซึ่งผลที่ได้ ใกล้เคียงกับทฤษฎี

ABSTRACT

In this project, the L band video transmitter with modulated carrier frequency 1250 MHz (24 cm in wavelength) is analyzed. In the technical term this project use the Voltage control oscillator (VCO) with nonmultiple oscillator type so that the complication and noise are reduced. The experimental results is quite agree with the theoretical

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้ ได้รับความช่วยเหลือในการให้คำแนะนำและข้อมูลอย่างดียิ่งจาก อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาบัตรคือ รศ.ดร. กนก เอนจิระพงษ์เวช ซึ่งได้ให้คำแนะนำและการสนับสนุนในการวิจัยมาด้วยดีตลอด และพนักงานการสื่อสารแห่งประเทศไทย แผนกวิศวกรรม โทรเลข บางรัก รวมทั้งคุณสมชาย นวการพิศุทธิ์ ที่ได้ช่วยเหลือด้านเครื่องมือวัดต่างๆ จึงได้ขอขอบคุณไว้ ณ ที่นี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทนำ

ในปัจจุบันนี้วิวัฒนาการในด้านการสื่อสารวิทยุมีมากขึ้นทุกวัน ทำให้การใช้ทรัพยากรทางด้านความถี่ที่มีอยู่ ต้องจัดให้มีประโยชน์สูงสุด ดังนั้นเพราะการหลีกเลี่ยงการใช้ความถี่ซ้ำซ้อนกัน จึงได้พัฒนาการใช้ความถี่ที่สูงขึ้นไป นอกจากความถี่ในย่าน VHF และ UHF แล้ว ความถี่ที่คิดว่ายังสามารถใช้งานได้ดีในด้านการส่งโทรทัศน์ ก็คือความถี่ในย่านแอลแบนด์ ในช่วงระหว่างความถี่ 1 กิกะเฮิรตซ์ ถึง 2 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งในปฏิญญาพันธบัตรฉบับนี้ จะทดลองเกี่ยวกับการส่งโทรทัศน์ในช่วง 24 เซนติเมตร หรือ 1.250 กิกะเฮิรตซ์ และเนื่องจากเป็นเทคโนโลยีที่มาจากอังกฤษ ดังนั้นระบบโทรทัศน์จะเป็นระบบ I/PAL ซึ่งใช้ Bandwidth 8 MHz มี Sound Subcarrier ห่างจากความถี่สัญญาณภาพอยู่ 6 MHz ส่วนในรายละเอียดจะกล่าวต่อไปในเนื้อหาโดยละเอียด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ก
กิตติกรรมประกาศ	ข
บทนำ	ค
บทที่ 1 ไมโครสตริปและวงจรมิโครสตริป	1
1.1 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป	1
1.2 การออกแบบไมโครสตริป	1
1.3 การคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กันและฟิลเตอร์แบบไมโครสตริป	6
1.3.1 การคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กัน	7
1.3.2 ฟิลเตอร์แบบไมโครสตริปที่อาศัยการคัปปลิงระหว่างสาย	10
บทที่ 2 สายอากาศ	19
2.1 แบบรูปการแผ่พลังงาน	19
2.2 สภาพเจาะจงทิศทาง	24
2.3 อัตราขยายของสายอากาศ	26
2.4 อิมพีแดนซ์	28
2.5 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน	30
2.6 โพลาริเซชัน	32
2.7 ระยะทางต่ำสุดที่ต้องการใช้ในการทดสอบสายอากาศ	35
2.7.1 บริเวณสนามใกล้ขั้วนิครีแอคทีฟ	35
2.7.2 บริเวณแผ่พลังงานสนามใกล้	36
2.7.3 บริเวณแผ่พลังงานสนามไกล	36
2.8 สายอากาศชนิดต่างๆ	38
2.8.1 สายอากาศแบบเส้นลวดชนิดทวิขั้วหรือสายอากาศไดโพล	38
2.8.2 สายอากาศยาก็-ฮูคะ	44
2.8.3 อิมพีแดนซ์แมทซ์ซิ่ง	49
บทที่ 3 ไอซี MMIC	52
คุณสมบัติ	52
การใช้งาน	53
บทที่ 4 วงจรและการทดลอง	56
4.1 สถานีโทรทัศน์สมัครเล่นความยาวคลื่น 24 เซนติเมตร	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2	เครื่องส่งโทรทัศน์ความยาวคลื่น 24 เซนติเมตร	56
4.3	รายละเอียดวงจร	56
4.4	โครงสร้าง	57
4.5	การปรับแต่ง	63
4.6	เครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์สมัครเล่นความยาวคลื่น 24 เซนติเมตร	63
4.7	คุณลักษณะเฉพาะ	65
4.8	รายละเอียดวงจร	65
4.9	คุณสมบัติของ ASTEC โมดูล	65
4.10	เพาเวอร์ซัพพลาย	66
4.11	คอนเวอร์เตอร์	66
4.12.1	การสร้าง	67
4.12.2	การตรวจสอบและปรับแต่ง	67
4.12.3	ข้อเสนอแนะ	68
4.12	การออกแบบสายอากาศยาก็	71
บทที่ 5	สรุปผลการทดลอง	75
	บรรณานุกรม	
	ภาคผนวก	

รูปที่ 2.10ก	สายอากาศยาคิ-อุคะ	45
รูปที่ 2.10ข	สายอากาศแบบแถวลำดับที่มีองค์ประกอบเป็นสายอากาศแบบเส้นลวดชนิดทวิขั้ว	45
รูปที่ 2.11	โคโทลคริ่งความยาวคลื่นแบบมี 2 อิลิเมนต์	46
รูปที่ 2.12a	รูปลักษณะโครงสร้าง	47
รูปที่ 2.12b	รูปแพทเทิร์นของสนามแม่เหล็ก	47
รูปที่ 2.13a	รูปลักษณะโครงสร้าง	47
รูปที่ 2.13b	รูปแพทเทิร์นของสนามแม่เหล็ก	47
รูปที่ 2.14a	รูปลักษณะโครงสร้าง	48
รูปที่ 2.14b	รูปแพทเทิร์นของสนามแม่เหล็ก	48
รูปที่ 2.14c	รูปแพทเทิร์นของสนามไฟฟ้า	48
รูปที่ 2.15a	แสดงโครงสร้างของสายอากาศยาคิทั่วไป	49
รูปที่ 2.15b	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนองค์ประกอบทิศทางและอัตราขยาย	49
รูปที่ 2.16	วิธีการอิมพีแดนซ์แมทซ์ซึ่งสายอากาศ	50
รูปที่ 3.1	วงจรภายในของไอซี MMIC	53
รูปที่ 3.2	แสดงลักษณะและขาของไอซี MMIC	53
รูปที่ 4.0	แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรเครื่องส่ง	58
รูปที่ 4.1	วงจรภาควิดีโอ	59
รูปที่ 4.2	วงจรภาคออกิไอ	60
รูปที่ 4.3	วงจรภาคออกิไอซัพแคเรียร์	61
รูปที่ 4.4	วงจรรอยสวิตเตอร์และเพาเวอร์แอมป์	62
รูปที่ 4.5	วงจรเครื่องรับ 24 เซนติเมตร	64
รูปที่ 4.6ก	บล็อกไดอะแกรมของควอนคอนเวอร์เตอร์	69
รูปที่ 4.6ข	วงจรถอนเวอร์เตอร์	70
รูปที่ 5.1	แสดงอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ	75
รูปที่ 5.2	แสดงค่าตัวลวดทอนสัญญาณขนาด 50 เดซิเบล	76
รูปที่ 5.3	แสดงเอาร์ทพุทที่ความถี่สูงสุดและกำลังเอาร์ทพุทสูงสุด	77
รูปที่ 5.4	แสดงเอาร์ทพุทที่ความถี่ต่ำสุด	77
รูปที่ 5.5	แสดงออกิไอซัพแคเรียร์	78

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.6	แสดงสัญญาณที่ผ่านการ โมดูเลตกับสัญญาณภาพแล้ว	79
รูปที่ 5.7	แสดงความถี่ 594 เมกะเฮิรตซ์ที่เอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์	79
รูปที่ 5.8	แสดงความถี่ 1.179 เมกะเฮิรตซ์ที่เอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์	80
รูปที่ 5.9	แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศส่ง โดยสมิทซ์ชาร์ตจากเน็คเวียร์ อะนาไลซ์เซอร์	81
รูปที่ 5.10	แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศรับ โดยสมิทซ์ชาร์ตจากเน็คเวียร์ อะนาไลซ์เซอร์	82
รูปที่ 5.11	แสดงค่า VSWR ของสายอากาศส่งโดยจากเน็คเวียร์อะนาไลซ์เซอร์	83
รูปที่ 5.12	แสดงค่า VSWR ของสายอากาศรับโดยจากเน็คเวียร์อะนาไลซ์เซอร์	84



บทที่ 1

ไมโครสตริปและวงจรมิโครสตริป

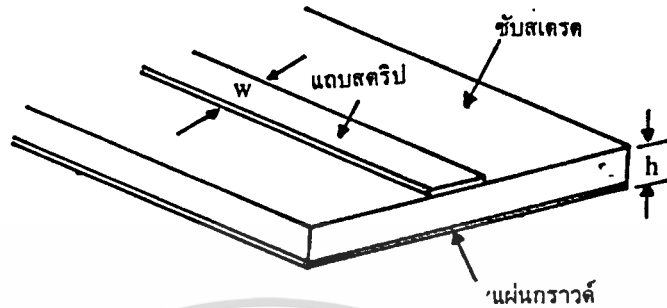
ไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่สร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ และใช้ในการเชื่อมโยงชิ้นส่วนวงจรต่าง ๆ ของวงจรมิโครเวฟ เนื่องจากไมโครสตริปมีขนาดเล็กจึงเหมาะสำหรับทำวงจรรวมของไมโครเวฟ (microwave integrated circuit ย่อว่า MIC) แต่ก็มีข้อจำกัดที่สามารถกำลังได้ต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับท่อนำคลื่น นอกจากนั้นยังมีค่าการลดทอนสัญญาณค่อนข้างสูงด้วย ดังนั้นจึงใช้ในการส่งผ่านและการจัดการกับสัญญาณที่มีระดับต่ำและในบริเวณจำกัด เช่น ภายในแผ่นวงจรพิมพ์อันเดียวกันเป็นต้น ในบทนี้จะกล่าวถึงแนวคิดในการวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริป การออกแบบไมโครสตริปชิ้นส่วนวงจรมิโครสตริปแบบต่าง ๆ และตัวอย่างวงจรมิโครสตริปที่มีที่ใช้อย่างกว้างขวางในทางปฏิบัติ

1.1 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงโครงสร้าง และวิธีวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริป และตัวอย่างการออกแบบไมโครสตริปให้มีอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติตามต้องการ

โครงสร้างของไมโครสตริป

ไมโครสตริปที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 1-1 กล่าวคือจะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบๆ อยู่บนฉาบสเตรต (Substrate) ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของฉาบสเตรตเป็นผิวโลหะพลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในฉาบสเตรตบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบๆ กับผิวโลหะด้านล่าง ความหนาของฉาบสเตรตนั้นจะประมาณ 2 mm หรือต่ำกว่าลงมา ความกว้างของสตริปนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่ต้องการ สำหรับความหนาของตัวสตริปเองนั้นจะมีค่าประมาณ 5 μm หรือ 10 μm ขึ้นอยู่กับการใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบางหรือแบบฟิล์มหนาในการสร้างสตริปนั้น สำหรับฉาบสเตรตนั้นที่ใช้งานกันอยู่ทั่วไปจะมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน ตารางที่ 3-1 แสดงตัวอย่างของฉาบสเตรตชนิดต่างๆ และคุณสมบัติที่สำคัญของฉาบสเตรตซึ่งได้แก่ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ค่า $\tan \delta$ ที่ความถี่ 10 GHz ค่าคงตัวของการนำความร้อน ความขรุขระของพื้นผิว และความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 1-1 โครงสร้างของไมโครสกริป

วัสดุ	ค่าคงตัว ไดอิเล็กตริก สัมพัทธ์ ϵ_r	$\tan \delta$ ที่ความถี่ 10 GHz	ค่าคงตัว ของการนำ ความร้อน $W/cm^2/^\circ C$	ความขรุขระ ของผิว μm	ความสามารถ ในการทนต่อ แรงดันไฟฟ้า (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	-
ควออตซ์	3.8	1×10^{-4}	0.01	1	10×10^3
GaAs	133	6×10^{-4}	0.3	1	350

ตาราง 1.1 คุณสมบัติของฉนวนกราวด์แบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 การออกแบบไมโครสตริป

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงวิธีออกแบบไมโครสตริปโดยจะพิจารณากรณีที่จับสเตรตมีคุณสมบัติแบบไอโซโทรปิกเป็นหลัก และเนื่องจากการวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปทางทฤษฎีนั้นยุ่งยากมากในที่นี้จึงนำผลที่ได้มาใช้งาน โดยจะไม่แสดงรายละเอียดของที่มา

การออกแบบไมโครสตริปนั้นวัตถุประสงค์หลักก็คือการกำหนดค่าความกว้างของสตริปและความหนาของจับสเตรตเพื่อให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติตามต้องการซึ่งหมายถึงจะต้องรู้ค่า ϵ_{eff} ที่ถูกต้องใกล้เคียงกับความจริง เมื่อรู้ค่า ϵ_{eff} ที่ถูกต้องก็จะทำให้คำนวณความยาวคลื่นในไมโครสตริป ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกอันหนึ่งในการออกแบบวงจรไมโครสตริปที่จะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป ในที่นี้จะกล่าวถึงการออกแบบไมโครสตริปกรณีที่ใช้กับความถี่ต่ำกว่า 2 GHz

การออกแบบไมโครสตริปกรณีที่มีความถี่ใช้งานต่ำกว่า 2 GHz

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

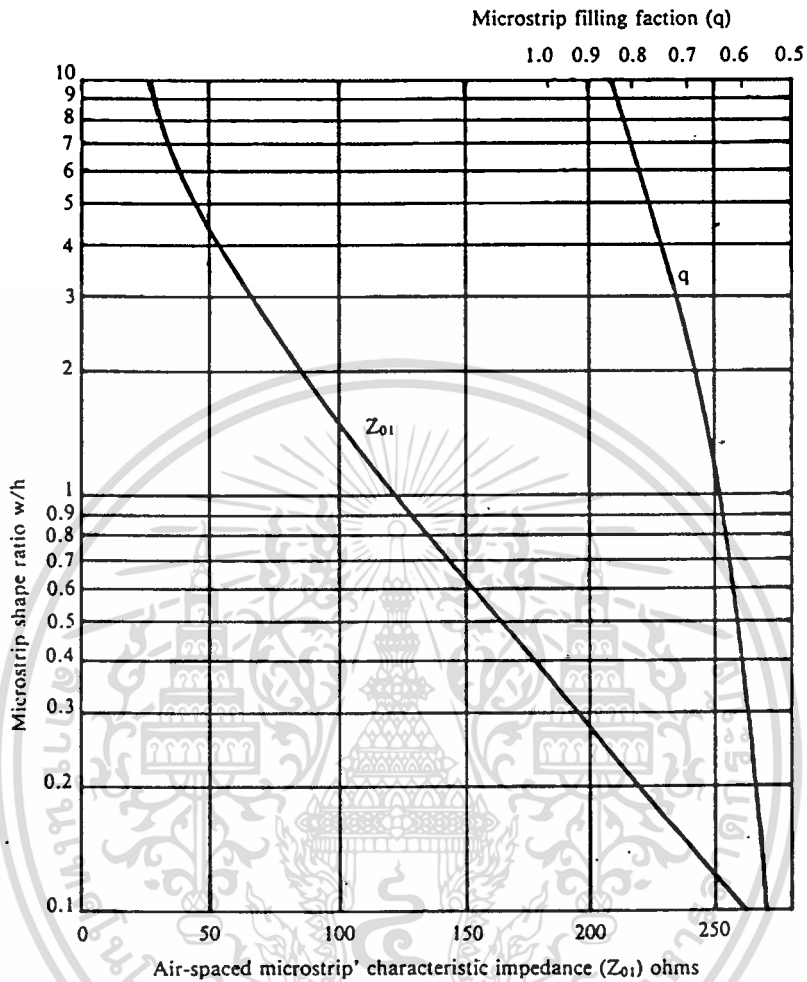
- (ก) กำหนดค่าเริ่มต้นของ ϵ_{eff} โดยทั่วไปจะให้เท่ากับ ϵ_{eff} เพื่อความสะดวก
- (ข) จากค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติ Z_0 ที่กำหนดมาให้ ϵ_{eff} ที่ได้มานี้จะนำไปคำนวณค่า Z_0 ได้ดังนี้ $Z_0 = Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}$
- (ค) อ่านค่า w/h จากกราฟตามค่า Z_0 ในข้อ (ข) เสร็จแล้วลากเส้นในแนวระดับตัดเส้นโครงของค่า 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

การทวนขั้นตอนในขั้น (จ) นี้ เมื่อทำเพียง 2-3 รอบ ก็จะได้ค่าสุดท้ายที่ต้องการ อย่างไรก็ตามการใช้กราฟในการออกแบบนี้ จะมีความละเอียดจำกัดส่วนใหญ่อะคลาดเคลื่อนได้ ประมาณ $\pm 5\%$ ในกรณีที่ต้องการความละเอียดสูงขึ้น ก็จะต้องใช้วิธีที่สองที่ใช้สูตรในการคำนวณ

เพื่อให้เห็นตัวเลขที่ชัดเจนขึ้นจะยกตัวอย่างในการออกแบบไมโครสตริปให้มีค่า $Z_0 = 50 \Omega$ โดยที่จับสเตรตเป็นอลูมินาซึ่งมี $\epsilon_r = 9$ เมื่อทำตามขั้นตอนที่กล่าวไว้ข้างต้น จะได้ผลดังตาราง



รูปที่ 1-2 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า w/h , ค่า Z_0 และค่า q

ขั้นตอนที่	รอบที่ 1	รอบที่ 2	รอบที่ 3
(ก)	$\epsilon_{\text{eff}} = \epsilon_r = 9$	-	-
(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)	$\epsilon_{\text{eff}} = 1 + 0.6(9-1) = 5.8$	$\epsilon_{\text{eff}} = 6.08$	$\epsilon_{\text{eff}} = 6.04$

ตารางที่ 1.2 ผลที่ได้จากการใช้กราฟออกแบบไมโครสตริบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

การออกแบบไมโครสตริปโดยใช้วิธีคำนวณจากสูตรนั้น วิลเลอร์ได้ทำการศึกษาไว้ และโอเวนส์ได้รวบรวมเป็นสูตรที่ละเอียดขึ้น โดยระบุช่วงของค่าต่างๆ ที่สูตรเหล่านั้นจะใช้งานได้ดี โดยแบ่งเป็นช่วงสตริปแคบและสตริปกว้าง

(1) กรณีที่ Z_c และ ϵ_r ถูกกำหนดมาให้

เมื่อแบ่งเป็นกรณีสตริปแคบและสตริปกว้างดังกล่าวข้างต้น จะได้สูตรในการคำนวณค่าต่างๆ ดังต่อไปนี้

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

$$\frac{w}{h} = \left(\frac{\exp H'}{8} - \frac{1}{4 \exp H'} \right) - 1 \quad (1.1)$$

โดยที่

$$H' = \frac{Z_c \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \quad (1.2)$$

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

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{2H'} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right\}^{-2} \quad (1.3)$$

กรณีสตริปกว้าง เมื่อกำหนดเงื่อนไขของสตริปกว้างจาก $Z_c > (44 - 2 \epsilon_r) \Omega$ จะได้สูตรคำนวณดังนี้

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (d - 1) - \ln(2d - 1) \right\} + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left\{ \ln(d - 1) + 0.293 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \right\} \quad (1.4)$$

โดยที่

$$d = \frac{59.95^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาของ $\sqrt{\epsilon_r}$ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น คำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นี้

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

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{w} \right)^{-0.555} \quad (1.6)$$

(2) กรณีที่ w/h และ ϵ_r ถูกกำหนดมาให้

เมื่อแบ่งช่วงของสตริปแคบจากเงื่อนไข $w/h < 3.3$ จะได้สูตรในการคำนวณค่า Z_c ดังนี้

$$Z_c = \frac{119.9}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \left[\ln \left\{ 4 \frac{h}{w} + \sqrt{16 \left(\frac{h}{w} \right)^2 + 2} \right\} - \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right] \quad (1.7)$$

ในกรณีของสตริปกว้างจะกำหนดจากเงื่อนไข $w/h > 3.3$ และได้สูตรในการคำนวณดังนี้

$$Z_c = \frac{119.9\pi}{2\sqrt{(\epsilon_r)}} \left[\frac{w}{h} + \frac{\ln 4}{\pi} + \frac{\ln(e\pi^2/16)}{2\pi} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \right) + \frac{\epsilon_r + 1}{2\pi\epsilon_r} \left\{ \ln \frac{\pi e}{2} + \ln \left(\frac{w}{h} + 0.94 \right) \right\} \right]^{-1} \quad (1.8)$$

สูตรการคำนวณที่แสดงมาทั้งหมดนี้อาจจะดูว่ายุ่งยาก แต่ในการใช้งานจริงนั้นจะไม่ยุ่งยากอะไร เพราะสามารถใช้คอมพิวเตอร์ช่วยในการออกแบบได้ (CAD : Computer Aided Design) และที่สำคัญคือความคลาดเคลื่อนจะอยู่ในช่วง $\pm 1\%$ ซึ่งดีกว่าวิธีที่ใช้กราฟ

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

1.8 การคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กันและฟิลเตอร์แบบไมโครสตริป

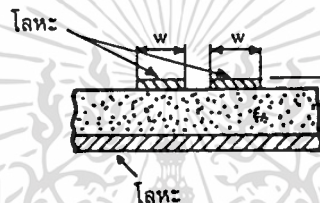
จากที่อธิบายมาในหัวข้อก่อนหน้านี้ จะเห็นได้ว่าไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่ไม่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะวิธีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

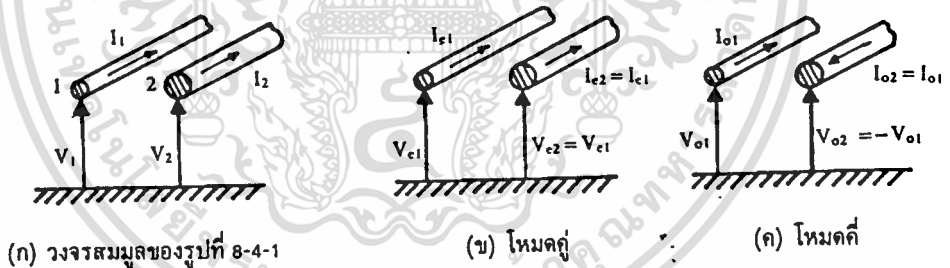
มีการปิดล้อมคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าให้อยู่ภายในบริเวณจำกัด ดังนั้นถ้ามีไมโครสตริปเดินอยู่ใกล้กัน ในแนวขนานกัน และการนำผลการคัปปลิงนี้ไปใช้ในการสร้างฟิลเตอร์แบบไมโครสตริป

1.3.1 การคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กัน

ถ้าเราเดินไมโครสตริปให้อยู่ใกล้กัน ดังที่แสดงในรูปที่ 1-3 เมื่อเราป้องกันกำลังคลื่นให้กับสายโคสายหนึ่ง กำลังคลื่นนั้นจะสามารถคัปปลิงเข้าสู่อีกสายหนึ่งได้ การอธิบายกลไกที่เกิดการคัปปลิงนั้นจะทำได้โดยพิจารณาดังต่อไปนี้ ก่อนอื่นการที่มีไมโครสตริป 2 สายเดินอยู่บนแผ่นกราวด์นั้น กระแสและแรงดันของไมโครสตริปทั้งสอง เมื่อเทียบกับแผ่นกราวด์โดยทั่วไปจะไม่สมมาตรกัน ดังที่แสดงวงจรมูลฐานไว้ในรูปที่ 1-4 (ก)



รูปที่ 1-3 ไมโครสตริป 2 เส้นที่เดินอยู่ใกล้กัน



(ก) วงจรมูลฐานของรูปที่ 8-4-1

(ข) โหมดคู่

(ค) โหมดคี่

รูปที่ 1-4 การแบ่งกระแสและแรงดันออกเป็นโหมดคู่และโหมดคี่

ในสภาพเช่นนี้การวิเคราะห์การทำงานของวงจรมูลฐานนี้ โดยแบ่งกระแสและแรงดันเป็นโหมดคู่และโหมดคี่ ดังแสดงไว้ในรูป (ข) และรูป (ค) จะมีความสะดวกมาก

โหมดคู่ นั้นหมายถึงโหมดที่มีกระแสไหลไปในทิศเดียวกันและมีแรงดันเทียบกับแผ่นกราวด์ที่มีค่าเท่ากันและมีทิศเดียวกัน สำหรับโหมดคี่จะมีกระแสไหลในทิศตรงกันข้าม ในขณะที่เดียวกันแรงดันก็จะมีทิศตรงกันข้ามด้วย เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 1-4 เนื่องจากผลบวกของกระแสและแรงดันของรูป (ข) และ (ค) จะต้องเป็นไปตามเงื่อนไขในรูป (ก) ดังนั้นเราจะสามารถสร้างสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันต่างๆ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 v_1 &= v_{e1} + v_{o1} \\
 v_2 &= v_{e2} + v_{o2} \\
 i_1 &= i_{e1} + i_{o1} \\
 i_2 &= i_{e2} + i_{o2}
 \end{aligned}
 \tag{1.9}$$

เมื่อแก้สมการชุดข้างบนนี้ จะสามารถเขียนแรงดันและกระแสโหมคคู่ และโหมคคี่ ในรูปของ v_1 , v_2 , i_1 , i_2 ได้คือ

$$\begin{aligned}
 v_{e1} = v_{e2} &= \frac{v_1 + v_2}{2} \\
 v_{e1} = -v_{e2} &= \frac{v_1 - v_2}{2}
 \end{aligned}
 \tag{1.10}$$

$$i_{e1} = i_{e2} = \frac{i_1 + i_2}{2}$$

$$i_{o1} = -i_{o2} = \frac{i_1 - i_2}{2}$$

จากผลที่ได้นี้ จะทำให้สามารถหาค่าแรงดันไฟฟ้าของแต่ละโหมคได้ ในขณะที่เดียวกัน ถ้ารู้ค่ากระแสรวมคือ i_1 และ i_2 ก็จะสามารถหาค่ากระแสของแต่ละโหมคได้ ในกรณีที่สายที่สองมีขนาดสม่ำเสมอและยาวเป็นอนันต์ เมื่อเราป้อนแรงดัน v_1 , v_2 ให้แก่สายทั้งสอง และทำให้เกิดกระแส i_1 และ i_2 ไหลจากชุดสมการ (1.10) ข้างบนเราจะนิยามอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของโหมคคู่ และโหมคคี่ได้ดังนี้

$$Z_e = \frac{v_{e1}}{i_{e1}} \tag{1.11 ก}$$

$$Z_o = \frac{v_{o1}}{i_{o1}} \tag{1.11 ข}$$

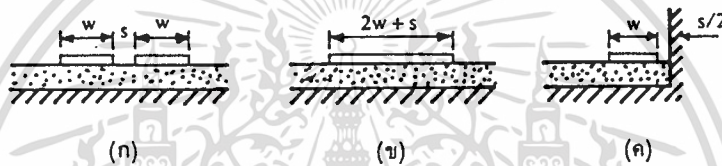
การนิยามอิมพีแดนซ์ในลักษณะที่กล่าวมานี้ จะมีประโยชน์ในการวิเคราะห์วงจรที่มีการคับปลิงต่อไปในภายหลัง สำหรับการหาค่า Z_e และ Z_o นั้นในกรณีที่ความกว้างของไมโครสตริปมีขนาดเท่ากันและวางห่างกัน s ตามรูปที่ 1-5 (ก) เราจะพิจารณาหาค่า Z_e ได้โดยคร่าวๆ ว่ามีค่าใกล้เคียงกับอิมพีแดนซ์ ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปในรูป (ข) ซึ่งมีความกว้าง $2w + s$ ค่านี้จะใกล้เคียงกับค่าที่เป็นจริงมากขึ้นเมื่อ s แคลกว่า w มากขึ้น ในขณะเดียวกันค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติ

ของโหมคคี่ ก็จะมีค่าใกล้เคียงกับอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริป ตามรูป (ค) การหาไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปในรูป (ก) นั้น โดยหลักการแล้วจะทำได้โดย นิยามค่าคาแปซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของโหมคคู่ C_r และโหมคเดี่ยว C_o ในรูปเดียวกับการนิยามกระแสในสมการ (3.10) ดังนี้

$$C_r = \frac{Q_{r1}}{v_{r1}} \tag{1.12 ก}$$

$$C_o = \frac{Q_{o1}}{v_{o1}} \tag{1.12 ข}$$



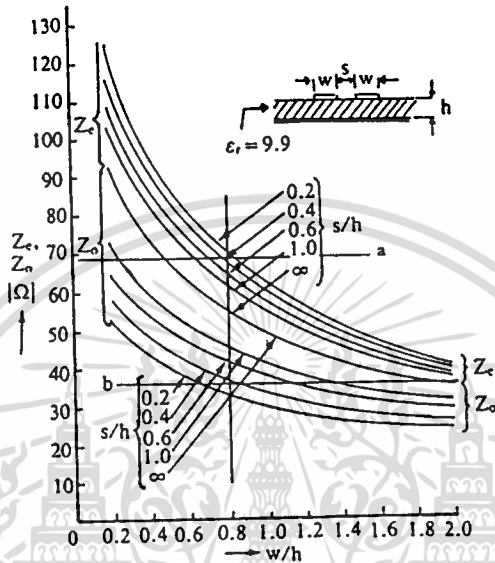
รูปที่ 1-5 การประมาณค่าอิมพีแดนซ์โหมคคู่และโหมคเดี่ยวของไมโครสตริปที่มีการคัปปลิงระหว่างกัน

จากค่า C_r และ C_o ที่ได้นี้จะสามารถคำนวณค่า Z_r และ Z_o ได้ โดยใช้สมการ (1.8) อย่างไรก็ตามค่า C_r และ C_o นั้นไม่สามารถคำนวณได้ง่ายนัก เนื่องจากมีสารไดอิเล็กทริกคั่นอยู่ ในทางปฏิบัติจึงนิยมใช้วิธีที่เสนอโดยไบรอันต์ (T.G. Bryant) และ (J.A. Wiess) ซึ่งให้ผลที่ใกล้เคียงกับการทดลอง วิธีดังกล่าวนี้เป็นการละลายความหนาของไมโครสตริปและคำนวณค่าคาแปซิแตนซ์ในลักษณะของสมการ (1.12) เนื่องจากวิธีวิเคราะห์นี้มีรายละเอียดที่ซับซ้อนมาก จึงไม่ขอกล่าวถึงสูตรต่างๆ เพียงแต่แสดงผลการคำนวณและวิธีใช้ผลการคำนวณนั้นในการออกแบบเท่านั้น

รูปที่ 1-6 แสดงผลการคำนวณค่า Z_r และ Z_o ของไบรอันและวิสในกรณีที่ใช้ขั้วสเตรตเป็นแบบอะลูมินาซึ่งมีค่า $\epsilon_r = 9.9$ โดยมีค่า s/h เป็นพารามิเตอร์ ตัวอย่างของการใช้กราฟในการออกแบบ เช่น ถ้าเราต้องการออกแบบให้มีค่า $Z_r = 69 \Omega$ และ $Z_o = 36 \Omega$

โดยที่ความหนาของขั้วสเตรต $h = 2 \text{ mm}$ เราจะสามารถใช้กราฟในการกำหนดความกว้าง w และช่องห่าง s ได้โดยทำตามขั้นตอน ดังนี้ ชีคเส้นแนวนอนที่ $Z_r = 69 \Omega$ และ $Z_o = 36 \Omega$ ซึ่งเป็นเส้นตรง a และ b ดังในรูป จากนั้นใช้ไม้บรรทัดวางในแนวขนานกับแกนตั้ง แล้วลองเลื่อนไปทางซ้ายขวา จะเห็นได้ว่าถ้าเลื่อนไปทางซ้าย ค่า s/h ในกลุ่มกราฟของ Z_r จะมีค่าสูงขึ้น ในขณะที่ค่า

s/h ในกลุ่มกราฟของ Z_0 จะมีค่าต่ำลง จุดที่เหมาะสมและสามารถนำไปสร้างได้ คือจุดที่ค่า s/h ในกลุ่มกราฟทั้งสองมีค่าเท่ากัน ในกรณีตัวอย่างที่พิจารณาอยู่นี้จะได้ค่า $w/h = 0.8$ และ $s/h = 0.33$ ซึ่งหมายถึง $w = 0.88 \times 2 = 1.6 \text{ mm}$ และ $s = 0.33 \times 2 = 0.66 \text{ mm}$

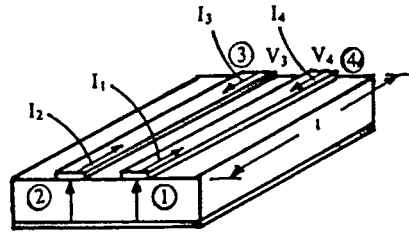


รูปที่ 1-6 ค่า Z_c และ Z_0 ของไมโครสตริป 2 เส้นที่มีการคัปปลิงระหว่างกัน

1.3.2 ฟิเตอร์แบบไมโครสตริปที่อาศัยการคัปปลิงระหว่างสาย

ในวงจรไมโครเวฟที่ใช้ไมโครสตริปนั้น ฟิเตอร์ที่ใช้จะอยู่ในรูปของไมโครสตริปด้วยหลักการพื้นฐานของฟิเตอร์แบบไมโครสตริปก็คือ อาศัยการคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กัน และการจัดความยาวอย่างเหมาะสมให้แก่สายช่วงที่มีการคัปปลิงระหว่างกัน

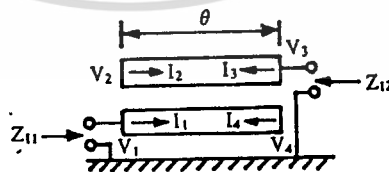
รูปที่ 1-7 แสดงไมโครสตริปคู่หนึ่งที่มีการคัปปลิงระหว่างกันและช่วงที่มีการคัปปลิงระหว่างกันยาวตามรูปจะเห็นได้ว่า เราสามารถพิจารณาวงจรที่เกิดขึ้นเป็นวงจรแบบ 4 พอร์ต



รูปที่ 1-7 การพิจารณาไมโครสตริปที่มีการคัปปลิงระหว่างกันในรูปแบบ 4 พอร์ต และเมื่อเราหาเมตริกซ์ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสระหว่างพอร์ตต่างๆ ได้ ก็จะสามารถพิจารณาคุณสมบัติของวงจร 4 พอร์ตนั้น ในกรณีต่างๆ ได้ เมื่อเราทำการหาค่า Z พารามิเตอร์ของวงจรนี้โดยแตกให้เป็นโหมคคู่และโหมคคี่ จะได้ผลดังนี้

$$\begin{aligned}
 Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} &= j \frac{1}{2} (Z_e + Z_o) \cot \theta \\
 Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} &= j \frac{1}{2} (Z_e + Z_o) \cot \theta \\
 Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} &= j \frac{1}{2} (Z_e + Z_o) \cot \theta \\
 Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} &= j \frac{1}{2} (Z_e + Z_o) \cot \theta
 \end{aligned}
 \tag{1.13}$$

โดย $\theta = \beta l$ จากผลที่ได้ นำเราจะสามารถวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรแบบ 4 พอร์ตนี้ ในเงื่อนไขต่างๆ ได้ เช่น ในกรณีที่ปลายสายของพอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 4 เปิดวงจรดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 1-8 วงจรที่ได้นี้จะเป็วงจรแบบ 2 พอร์ตแบบหนึ่ง



รูปที่ 1-8 วงจรฟิลเตอร์แบบไมโครสตริปแบบพื้นฐาน

ซึ่งเราจะสามารถหาค่าอิมเมจิมพีแดนซ์ (image impedance) ของวงจรนี้ในรูปของ Z_e , Z_o และ θ ได้ดังนี้คือ เนื่องจากตามทฤษฎีวงจรไฟฟ้าแบบ 2 พอร์ต อิมเมจิมพีแดนซ์และค่าคงตัวอิมเมจทรานส์เฟอร์ (image impedance and image transfer constant) จะเขียนได้ในรูปของ Z พารามิเตอร์

และ Y พารามิเตอร์ของกรณีวงจร 2 พอร์ตได้ดังนี้คือ

$$\begin{aligned}
 Z_{11} &= \sqrt{Z'_{11} / Y'_{11}} \\
 Z_{12} &= \sqrt{Z'_{12} / Y'_{12}} \\
 \cosh &= \sqrt{Z'_{11} Y'_{11} / (Z'_{11} Y'_{11} - 1)}
 \end{aligned}
 \tag{1.14}$$

เนื่องจากกรณีของรูปที่ 1-6 นี้ $I_2 = I_4 = 0$ ดังนั้น Z พารามิเตอร์ที่ได้จะเป็นดังนี้

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} I_1 \\ 0 \\ I_3 \\ 0 \end{bmatrix}
 \tag{1.16}$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{13} \\ Z_{31} & Z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

นั่นคือจะได้

$$\begin{aligned}
 Z'_{11} &= Z_{11} \\
 Z'_{12} &= Z_{13} \\
 Z'_{21} &= Z_{31} \\
 Z'_{22} &= Z_{33}
 \end{aligned}
 \tag{1.17}$$

$$\begin{aligned}
 Y'_{11} &= \frac{Z'_{22}}{Z'_{11} + Z'_{22}} = \frac{Z_{33}}{Z_{11}Z_{33} - Z_{13}Z_{31}} \\
 &= \frac{Z_{33}}{Z_{11}^2 - Z_{12}^2}
 \end{aligned}$$

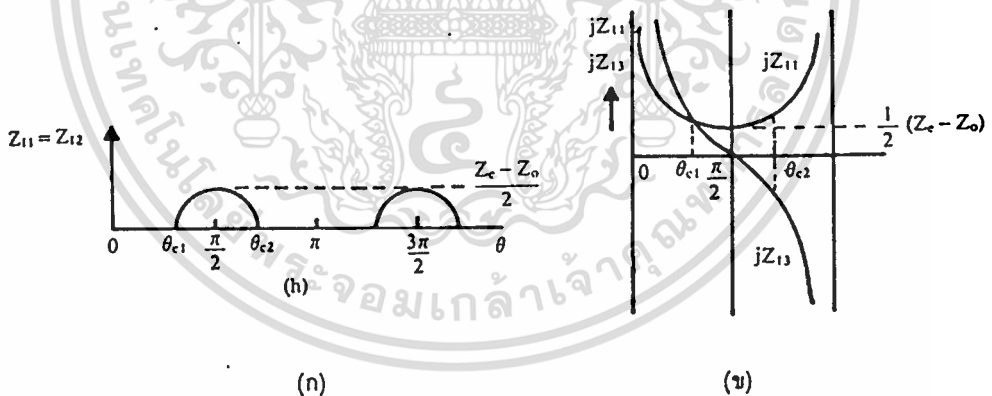
เมื่อนำสมการ (1.14) แทนลงในสมการ (1.17) แล้วนำผลที่ได้ไปแทนค่าลงในสมการ (1.15) จะได้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ผลดังนี้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$= \frac{\left\{ (Z_c - Z_o)^2 - (Z_c + Z_o)^2 \cos^2 \theta \right\}^{\frac{1}{2}}}{2 \sin \theta} \quad (1.18)$$

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

ตามทฤษฎีของวงจรฟิลเตอร์ที่วิเคราะห์โดยวิธีใช้อิมเมจิมพีแดนซ์เป็นที่ทราบกันดีว่าในช่วงที่ Z_{11} และ Z_{12} มีค่าจริงนั้น เป็นช่วงส่งผ่านได้คัตของฟิลเตอร์ และถ้า Z_{11} และ Z_{12} มีค่าเป็นจินตภาพฟิลเตอร์อยู่ในช่วงคัตออฟ จากสมการ (1.18) และสมการ(1.14) จะเห็นได้ว่าช่วงที่ Z_{11} และ Z_{12} มีค่าจริง จะเกิดขึ้นเมื่อ $|Z_{11}| > |Z_{13}|$ ทั้งนี้อาจพิจารณาได้โดยการเขียนกราฟของ Z_{11} และ Z_{12} ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 1-9 (ก) ตำแหน่ง θ ที่ทำให้ $|Z_{11}| > |Z_{13}|$ นั้นตามรูป (ก)



รูปที่ 1-9 กราฟของ jZ_{11} และ jZ_{12} และช่วงของ θ ที่ Z_{11} เป็นค่าจริง

จะเห็นได้ว่าในช่วงที่ $\theta = 0 \sim \pi$ จะมีอยู่ 2 มุมด้วยกันคือ θ_{c1} และ θ_{c2} ซึ่งมุมทั้งสองนี้จะคำนวณได้จากสูตรต่อไปนี้

$$\cos \theta_{c1} = \frac{Z_c - Z_o}{Z_c + Z_o} = -\cos \theta_{c2} \quad (1.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และในช่วง θ_{e1} ถึง θ_{e2} นี้ค่า Z_{11} และ Z_{12} จะเป็นค่าจริง ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 1-9 (ข) ช่วงดังกล่าวนี้จะเป็นช่วงส่งผ่านของฟิลเตอร์ และขอให้สังเกตว่าจุดศูนย์กลางของการส่งผ่านอยู่ที่ $\theta = \pi/2$ ซึ่งหมายถึงความยาวของส่วนที่คัปปลิงระหว่างไมโครสตริบจะเป็น $\lambda_g/4$

ฟิลเตอร์แบบที่มีการคัปปลิงระหว่างไมโครสตริบเพียงช่วงเดียวที่กล่าวมานี้จัดเป็นแบบพื้นฐานและมีความสามารถจำกัด ในทางปฏิบัติมักจะมีการนำวงจรฟิลเตอร์แบบพื้นฐานนี้มาต่อกันแบบแคสเคดในลักษณะที่แสดงในรูปที่ 1-10 วิธีการออกแบบฟิลเตอร์แบบนี้จะใช้วิธีของ บัตเตอร์เวิร์ท แวกเนอร์ หรือเชบีเชฟได้ อย่างไรก็ตามข้อสังเกตของฟิลเตอร์ตามรูปที่ 1-10 ก็คือแต่ละเซ็กเมนต์ของฟิลเตอร์จะยาว $\lambda_g/4$ และความกว้างของแถบไมโครสตริบในแต่ละเซ็กเมนต์จะไม่เท่ากัน ทั้งนี้ก็เพื่อให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีระหว่างวงจรที่ต่อแคสเคดกันอยู่

วงจรฟิลเตอร์ตามรูปที่ 1-10 นี้จะมีใช้ทั่วไปในวงจรไมโครเวฟที่สร้างบนแผ่นซับสเตรตทั้งในภาครับและภาคส่งของระบบไมโครเวฟ

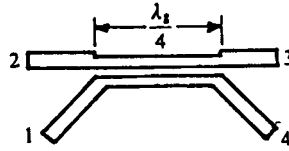
รูปที่ 1-10 ตัวอย่างฟิลเตอร์แบบไมโครสตริบ

1.4 ไคเร็กชันนัลคัปเปอร์แบบไมโครสตริบ

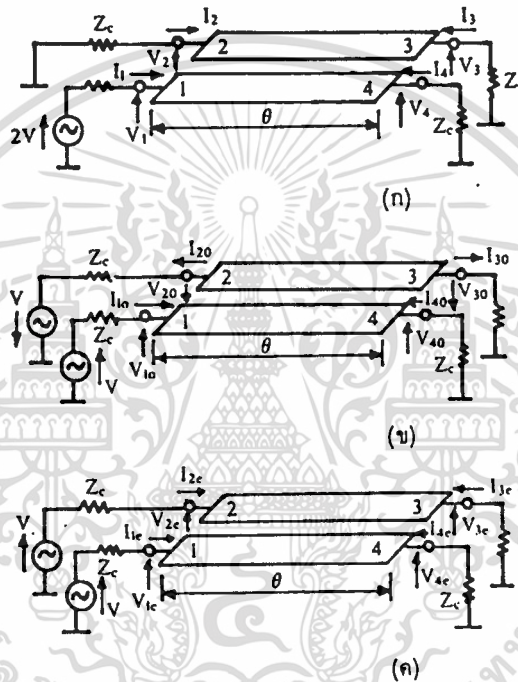
ไคเร็กชันนัลคัปเปอร์แบบไมโครสตริบเป็นวงจรที่ใช้ในการคัปปลิงกำลังแบบมีทิศทาง และจัดว่ามีความจำเป็นเช่นเดียวกับไคเร็กชันนัลคัปเปอร์แบบท่อนำคลื่น ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงไคเร็กชันนัลคัปเปอร์แบบไมโครสตริบที่มีโครงสร้างต่างกัน 2 แบบ คือแบบสตริบขนาน และแบบสตริบกรอบสี่เหลี่ยม ซึ่งทั้งสองแบบนี้เป็นที่นิยมใช้กันทั่วไป

ไคเร็กชันนัลคัปเปอร์แบบไมโครสตริบที่มีโครงสร้างแบบสตริบขนาน

ไคเร็กชันนัลคัปเปอร์แบบนี้จะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 1-11 กล่าวคือจัดให้มีช่วงคัปปลิงระหว่างไมโครสตริบที่วางขนานกัน โดยช่วงที่มีการคัปปลิงนี้ยาว $\lambda_g/4$ การวิเคราะห์การทำงานของไคเร็กชันนัลคัปเปอร์แบบนี้ จะทำได้โดยอาศัยวิธีแยกคิดเป็นโหมคคู่และโหมคคี่เช่นกัน



รูปที่ 1-11 โครงสร้างของโคเร็กชันนัลคัปเปอร์แบบสตรีปขนาน



รูปที่ 1-12 วงจรสมมูลของโคเร็กชันนัลคัปเปอร์แบบสตรีปขนาน

รูปที่ 1-12 แสดงวงจรสมมูลของการแยกเป็น 2 โหมคดังกล่าวนี้ เมื่อให้อิมพีแดนซ์ในลักษณะของไมโครสตรีปที่ต่ออยู่กับโคเร็กชันนัลคัปเปอร์เป็น Z_c และมีแมตชิ่งโหลดค่อไปที่ปลายสายของพอร์ตที่ไม่ใช่อินพุท ในสภาพเช่นนี้ เมื่อเราป้อนกำลังเข้าทางขั้วที่ 1 ซึ่งเป็นขั้วอินพุท เราจะสามารถหาค่าอินพุทของอิมพีแดนซ์ได้ดังนี้

$$Z_{in} = \frac{v_1}{I_1} = \frac{v_{1o} + v_{1e}}{I_{1o} + I_{1e}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= \frac{vZ_{1o} / (Z_c + Z_{1o}) + (vZ_{1e} / Z_c Z_{1e})}{v / (Z_c + Z_{1o}) + v / (Z_c + Z_{1e})} \quad (1.20) \\
 &= \frac{Z_c (Z_{1o} + Z_{1e}) + Z_{1o} Z_{1e}}{2Z_c + Z_{1o} + Z_{1e}}
 \end{aligned}$$

โดยที่ Z_{1o} และ Z_{1e} เป็นอิมพีแดนซ์ของโหมคคีและโหมคคู่ที่มองจากพอร์ตที่ 1 ค่าอิมพีแดนซ์ทั้งสองนี้ในสภาพที่ปลายสายต่อไว้ด้วยแมตซ์ชิงโหลด จะสามารถเขียนได้โดยใช้หลักการของสายนำสัญญาณดังนี้

$$Z_{1o} = \frac{v_{1o}}{I_{1o}} = Z_o \frac{Z_c + jZ_o \tan \theta}{Z_o + jZ_c \tan \theta} \quad (1.21 ก)$$

$$Z_{1e} = \frac{v_{1e}}{I_{1e}} = Z_c \frac{Z_c + jZ_e \tan \theta}{Z_e + jZ_c \tan \theta} \quad (1.21 ข)$$

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

$$Z_c = \sqrt{Z_{1o} Z_{1e}} \quad (1.22)$$

และเมื่อแทนที่สมการ (1.21 ก) และ (1.21 ข) ลงในสมการ (1.22) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง Z_c กับ Z_{1o} และ Z_{1e} ในรูปต่อไปนี้

$$Z_c = \sqrt{Z_o Z_e} \quad (1.23)$$

เพื่อให้ได้เงื่อนไขตามสมการ (1.23) นี้โดยทั่วไปความกว้างของแถบไมโคร สตริปช่วงที่มีการคัปปลิงของสัญญาณมักจะแคบลงกว่าช่วงปกติเล็กน้อย

ในการพิจารณาว่าวงจรสมมูลตามรูปที่ 1.12 จะทำงานเป็นโคเร็กชันนัลคัปเปอร์ได้อย่างไรนั้น จะทำได้ดังนี้ ก่อนอื่นเนื่องจากสมการ (1.23) จะเป็นจริงโดยไม่ขึ้นกับค่า θ หรือความยาว l ซึ่งหมายถึง $Z_m = Z_c$ โดยไม่ขึ้นกับความยาว เส้นใยดังกล่าวนี้ทำให้ $v_1 = v$ นอกจากนั้นเมื่อพิจารณาโครงสร้างของโคเร็กชันนัลคัปเปอร์จะเห็นได้ว่ามีความสมมาตรระหว่างพอร์ตที่ 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 (1.21) และสมการ (1.23) จะสามารถเขียนค่าแรงดันพอร์ตต่างๆ ได้ในรูปต่อไปนี้

$$v_1 = v \quad (1.24 \text{ ก})$$

$$v_2 = v_{2e} - v_{2o} = j \frac{v \sin \theta \left(\sqrt{Z_c / Z_o} - \sqrt{Z_o / Z_c} \right)}{2 \cos \theta + j \sin \theta \left(\sqrt{Z_c / Z_o} + \sqrt{Z_o / Z_c} \right)} \quad (1.24 \text{ ข})$$

$$v_3 = v_{3e} - v_{3o} = 0 \quad (1.24 \text{ ค})$$

$$v_4 = v_{4e} - v_{4o} = \frac{2v}{2 \cos \theta + j \sin \theta \left(\sqrt{Z_c / Z_o} + \sqrt{Z_o / Z_c} \right)} \quad (1.24 \text{ ง})$$

ตามผลที่ได้นี้ เนื่องจาก $Z_m = Z_c$ และ $v_3 = 0$ ซึ่งหมายถึงที่อินพุตมีการแมตชิงที่สมบูรณ์และไม่มีกำลังคัปปลิงออกไปทางพอร์ตที่ 3 วงจรนี้จึงมีคุณสมบัติเป็นโคเร็กชันนัลคัปเปอร์ในการพิจารณาว่ามีกำลังคัปปลิงไปออกทางพอร์ตที่ 2 เป็นเท่าใดนั้น จะพิจารณาได้จากอัตราส่วนระหว่าง v กับ v_1 ถ้าให้อัตราส่วนนี้มีค่าเท่ากับ k ในกรณีนี้ $\theta = \pi/2$ หรือ $l = \lambda_g/4$ ค่า k จะเขียนได้ดังนี้

$$k = \left[\frac{v_1}{v_2} \right] = \frac{(Z_c / Z_o) - 1}{(Z_c / Z_o) + 1} \quad (1.25)$$

ค่าคัปปลิง C จะคำนวณได้จากสูตรต่อไปนี้

$$C = 20 \log \left(\frac{1}{k} \right) \quad (1.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลที่ได้ตามสมการ (1.25) และสมการ (1.26) นี้เป็นค่าที่ความถี่ศูนย์กลาง กรณีที่ θ ไม่เท่ากับ $\pi/2$ เราจะสามารถคำนวณค่า v_2 และ v_4 ได้ในรูปต่อไปนี้

$$v_2 = \frac{jksin\theta}{\sqrt{1 - k^2} \cos\theta + Jsin\theta} \quad (1.26 \text{ ก})$$

$$v_4 = \frac{\sqrt{1 - k^2} v}{\sqrt{1 - k^2} \cos\theta + Jsin\theta} \quad (1.26 \text{ ข})$$

ถ้าเราลองนำผลที่ได้นี้ไปคำนวณผลตอบสนองความถี่ จะพบว่าทั้งสองมีแบนด์วิดท์ที่กว้างมากและนี่เป็นสาเหตุที่โคเร็กซ์นัลคัปเปออร์แบบไมโครสตริปขนานที่ใช้อย่างกว้างขวาง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



สายอากาศ

สายอากาศเป็นอุปกรณ์สำคัญในระบบสื่อสารแบบไร้สาย เพราะเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ส่งและ/หรือรับข่าวสาร หรือข้อมูลที่ฝากไปกับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า อาจกล่าวได้ว่าสายอากาศเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แปลงรูปพลังงานระหว่างคลื่นที่แผ่กระจายในบรรยากาศ และคลื่นที่ถูกลงนำ (guided waves) การแปลงไฟฟ้าไปมาระหว่างคลื่นที่แผ่กระจายในบรรยากาศ และคลื่นที่ถูกลงนำจะขึ้นอยู่กับว่า ขณะนั้นสายอากาศกำลังทำหน้าที่อะไร ถ้าหากสายอากาศทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่ง ก็จะแปลงคลื่นที่ถูกลงนำจากสายส่งหรือท่อนำคลื่น ให้เป็นคลื่นที่แผ่กระจายในบรรยากาศ แต่ถ้าหากสายอากาศทำหน้าที่เป็นสายอากาศรับ ก็จะแปลงคลื่นที่แผ่กระจายไปในบรรยากาศกลับมาเป็นคลื่นที่ถูกลงนำ

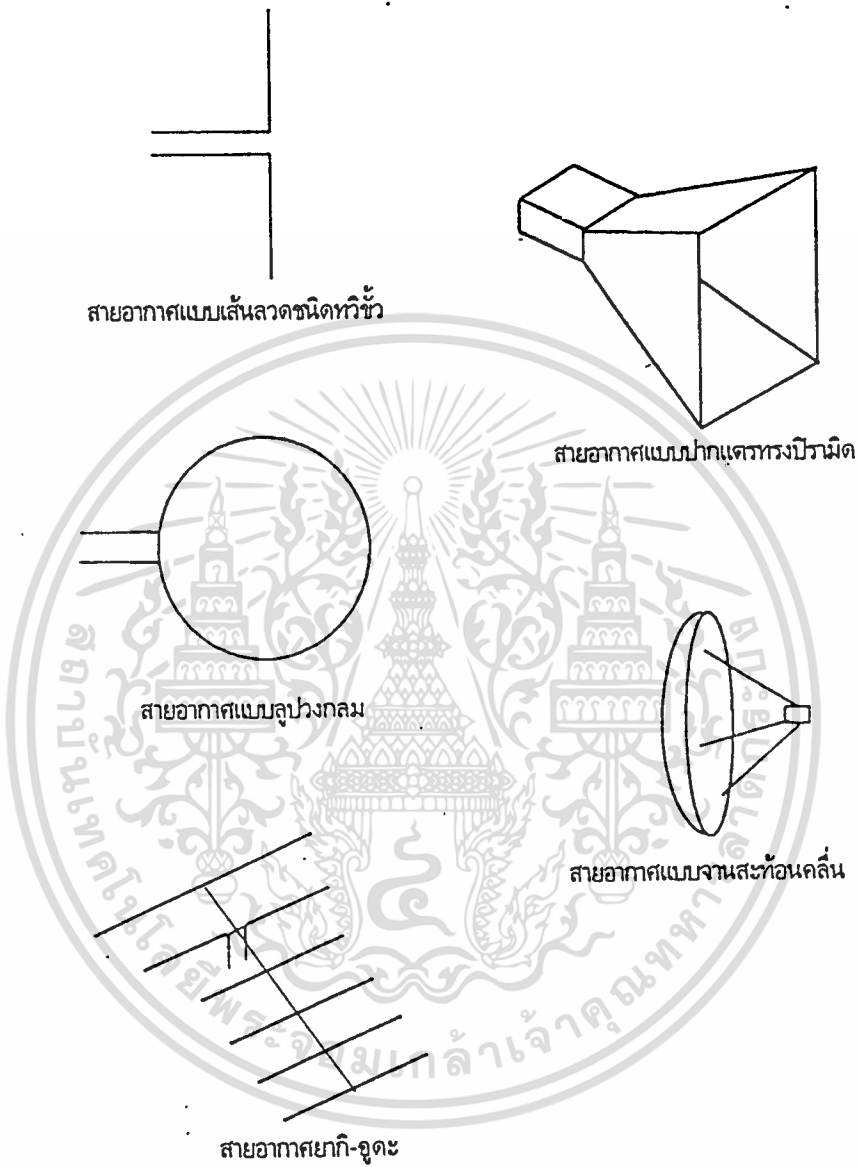
สายอากาศสามารถแบ่งออกได้เป็นหลายชนิดตามลักษณะโครงสร้าง ดังแสดงในรูปที่ 2-1 สายอากาศแต่ละชนิดจะมีลักษณะสมบัติการแผ่พลังงาน (radiation characteristics) ที่ต่างกันออกไป สายอากาศแต่ละชนิดจึงมีความเหมาะสมกับการใช้งานที่แตกต่างกัน

ถ้าหากพิจารณาจากรูปที่ 3-1 จะพบว่าสามารถแบ่งสายอากาศตามโครงสร้างได้เป็น 2 จำพวกคือ 1. สายอากาศแบบเส้นลวด (wire antennas) และ 2. สายอากาศแบบช่องเปิด (aperture antennas) สายอากาศในแต่ละจำพวกยังสามารถแบ่งย่อยได้อีกจำพวกละหลายชนิด การที่จะเปลี่ยนแปลงลักษณะสมบัติการแผ่พลังงานของสายอากาศให้เข้ากับงานที่ใช้ ก็สามารถทำได้โดยการเปลี่ยนชนิดของสายอากาศ นอกจากนี้ยังสามารถทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงขนาด หรือปรับปรุงรูปร่างของสายอากาศชนิดเดิมอีกด้วย การเลือกใช้สายอากาศให้เหมาะกับงานจึงจำเป็นต้องรู้จักค่าปัจจัย (parameters) ที่เป็นตัวกำหนดสมรรถนะในการทำงานของสายอากาศเสียก่อน ซึ่งในที่นี้จะแนะนำให้รู้จักค่าปัจจัยที่สำคัญบางตัว คือ แบบรูปการแผ่พลังงาน (radiation patterns), สภาพเจาะจงทิศทาง (directivities), อัตราการขยายของสายอากาศ (gains), อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (voltage standing wave ratios ; VSWR), อิมพีแดนซ์ด้านเข้า (input impedances) และโพลาไรเซชัน (polarizations)

2.1 แบบรูปการแผ่พลังงาน

แบบรูปการแผ่พลังงานคือ แผนภาพที่แสดงอัตราส่วนระหว่างความแรงสนาม (field strength) หรือกำลังในบริเวณสนามไกล (far-field region) ที่สายอากาศรับ หรือแผ่กระจายไปในทิศทางต่างๆ เทียบกับในทิศทางอ้างอิง โดยจะถือเอาทิศที่สายอากาศสามารถรับ หรือแผ่พลังงานได้ดีที่สุดเป็นทิศทางอ้างอิง

แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการวัดความแรงสนามในทุกๆ ทิศทางจะเรียกว่า แบบรูปสนาม (field patterns)



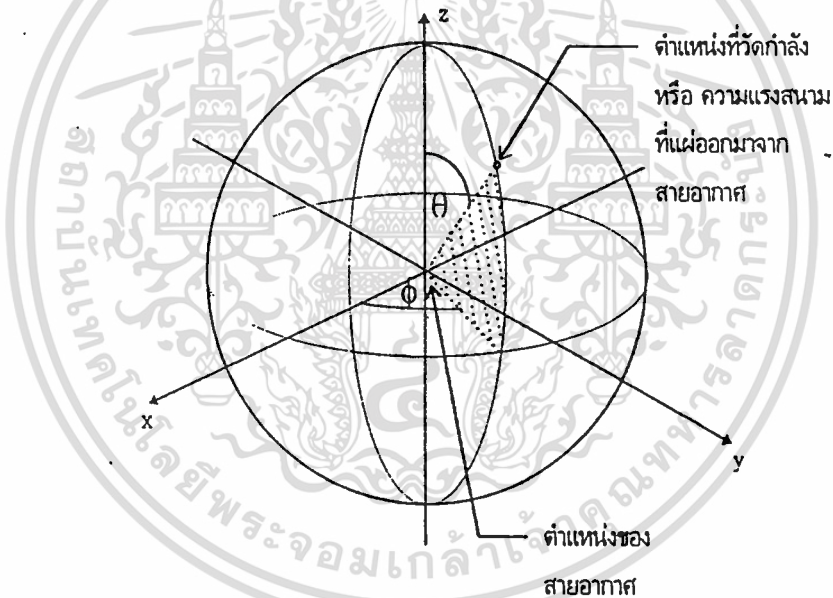
รูปที่ 3-1 สายอากาศชนิดต่างๆ

แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการวัดกำลังคลื่นที่แผ่ออกมาในทุกๆ ทิศทางจะเรียกว่า แบบรูปกำลัง (power patterns)

เพื่อความสะดวกในที่นี้จะใช้ความแรงสนามไฟฟ้าแทนทั้งความแรงสนาม และกำลังด้วย ในการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานที่สมบูรณ์ จะต้องทำการวัดความแรงสนามไฟฟ้าที่ระยะ ห่างจากตัวสายอากาศเท่าๆ กันในทุกๆ ทิศทางรอบตัวสายอากาศ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่า จะต้องทำการวัดความแรงสนามไฟฟ้าบนผิวทรงกลมที่มีสายอากาศเป็นจุดศูนย์กลาง โดยทุกจุดบน ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผิวทรงกลมที่ทำการวัดความแรงสนามไฟฟ้า จะถูกกำหนดตำแหน่งด้วยระบบพิกัดทรงกลม ดังแสดงในรูปที่ 2-2

การวัดแบบรูปการแผ่พลังงาน สามารถกระทำได้ โดยให้สายอากาศวัด (measuring antennas) อยู่นิ่งอยู่กับที่ และให้สายอากาศภายใต้การทดสอบ (antenna under tests) เคลื่อนที่หมุน โดยรอบ หรือจะกลับกันก็ได้ และสายอากาศภายใต้การทดสอบสามารถที่จะเป็นได้ทั้งสายอากาศรับ และสายอากาศส่ง แต่จะต้องทำหน้าที่ต่างกัน การที่สามารถเลือกให้สายอากาศวัด และสายอากาศภายใต้การทดสอบเป็นได้ทั้งสายอากาศรับ และสายอากาศส่ง เนื่องจากสายอากาศต้นหนึ่งๆ จะให้รูปแบบการแผ่พลังงานที่เหมือนกัน ไม่ว่าสายอากาศต้นนั้นจะทำหน้าที่เป็นสายอากาศรับ หรือสายอากาศส่งก็ตาม ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับ (reciprocity theorem) แต่โดยทั่วไปการหาแบบรูปการแผ่พลังงานจะให้สายอากาศภายใต้การทดสอบ ทำหน้าที่เป็นสายอากาศรับ



รูปที่ 2-2 ระบบพิกัดทรงกลม และการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

ในทางปฏิบัติ การวัดแบบรูปการแผ่พลังงาน นอกจากกำหนดให้พิกัด r ในระบบพิกัดทรงกลมคงที่แล้ว ยังต้องกำหนดให้พิกัดอีก 1 พิกัดคงที่ นั่นคือ จะแปรค่าเพียงพิกัดเดียวเท่านั้น แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จะเป็นแบบรูปการแผ่พลังงานใน 2 มิติ หรือเรียกว่า ภาคตัดแบบรูปการแผ่พลังงาน (radiation pattern cuts) ถ้าหากนำเอาภาคตัดแบบรูปการแผ่พลังงานหลายๆ ชุด โดยที่แต่ละชุดมีค่าพิสัยที่ถูกกำหนดให้คงที่ไม่เท่ากัน มาประกอบกัน ก็จะได้รูปแบบการแผ่พลังงานที่สมบูรณ์ (3 มิติ) จำนวนภาคตัดแบบรูปการแผ่พลังงานที่น้อยที่สุดที่สมบูรณ์ได้ คือ 2 ภาคตัด และ

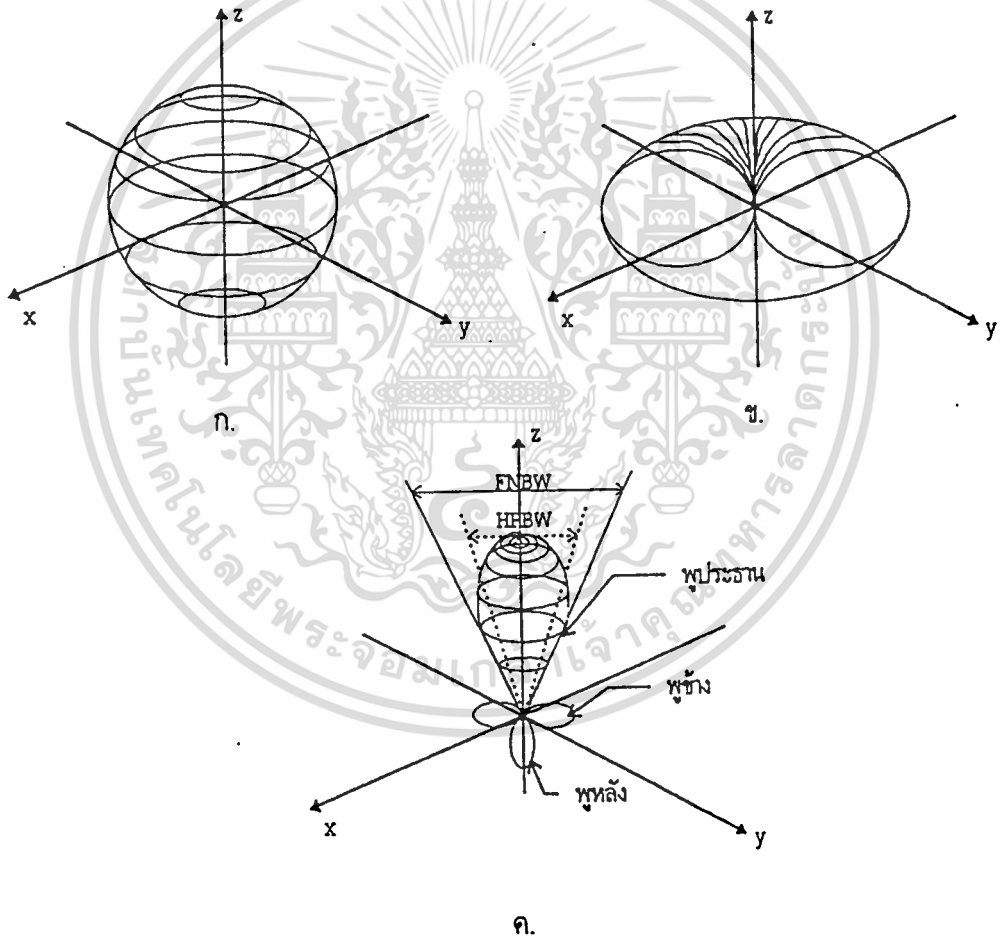
โดยทั่วไป 2 ภาคตัดนี้จะหมายถึง แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า หรือแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก อย่างไรก็ตาม ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แผ่พลังงานในระนาบอี (E-plane radiation pattern) และแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก หรือแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบเอช (H-plane radiation pattern)

ความมีทิศทางและทูลการแผ่พลังงาน

พิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานแบบต่างๆ ที่แสดงในรูปที่ 2-3

รูปที่ 2-3ก แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานที่มีลักษณะเป็นทรงกลม กล่าวคือคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะแผ่กระจายออกไปจากสายอากาศที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานเช่นนี้ได้เท่ากันในทุกทิศทาง สายอากาศที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานเช่นนี้ คือสายอากาศแบบไอโซทรอปิก (isotropic antennas) ซึ่งเป็นสายอากาศในอุดมคติ



รูปที่ 2-3 แบบรูปการแผ่พลังงานต่างๆ

รูปที่ 2-3ข แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานที่มีทิศทางในระนาบเดียว (แบบรูปการแผ่พลังงานในรูปที่ 2-3ข) มีทิศทางในระนาบเอลิเวชัน (elevation plane) และไม่มีทิศทางในระนาบอะซิมูท (azimuth plane) สามารถเรียกแบบรูปการแผ่พลังงานที่มีทิศทางในระนาบเดียวเช่นนี้ได้ว่าแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว (omnidirectional pattern) ตัวอย่างสาย

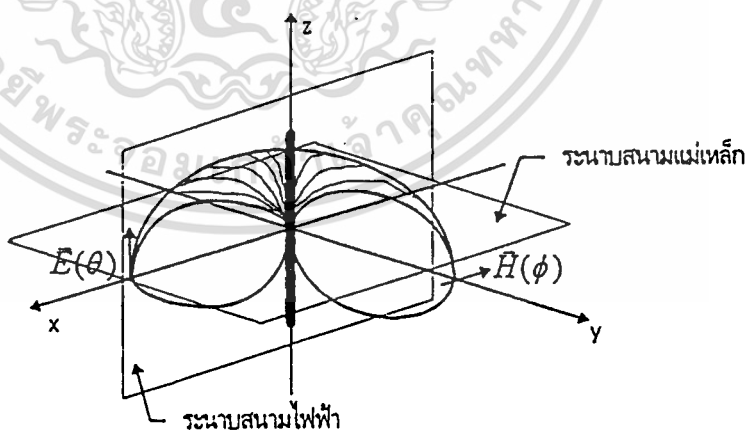
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่วางไว้สำหรับอ้างอิงเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ใดๆ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อากาศที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานเช่นนี้ คือสายอากาศแบบเส้นลวดชนิดทวิขั้ว หรือสายอากาศไดโพล (dipole antenna)

รูปที่ 2-3ค แบบรูปการแผ่พลังงานในรูปนี้ มีทิศทางโดยสมมาตรทั้ง 2 ระนาบ บริเวณที่ถูกขนาบด้วยทิศที่รับหรือแผ่พลังงานได้น้อยที่สุด เมื่อเทียบกับทิศข้างเคียงจะเรียกว่า พุกลิ้น (lobes) พุกลิ้นที่คลุมทิศที่สายอากาศสามารถรับหรือแผ่พลังงานได้ดีที่สุดจะเรียกว่า พูประธาน (main lobe) หรือพุกลิ้นหลัก (major lobe) สายอากาศต้นหนึ่งๆ อาจจะมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่มีหรือไม่มีพูประธานก็ได้ และถ้ามีก็อาจจะมีพูประธานมากกว่า 1 พูก็ได้ สำหรับพูอื่นๆ ที่ไม่ใช่พูประธาน จะเรียกว่า พุกลิ้นรอง (minor lobe) สำหรับพุกลิ้นรองที่อยู่ตรงข้ามกับพูประธาน จะเรียกว่า พุหลัง (back lobe) ส่วนพุกลิ้นรองอื่นๆ จะเรียกว่า พูข้าง (side lobe)

ระนาบของรูปการแผ่พลังงาน

ดังที่กล่าวไว้ข้างต้นแล้วว่า แบบรูปการแผ่พลังงานที่สมมาตรจะเป็น 3 มิติ แต่ในทางปฏิบัติ การวัดแบบรูปการแผ่พลังงาน จะทำการวัดใน 2 มิติ หรือวัดทีละระนาบ และถ้าหากต้องการแบบรูปการแผ่พลังงานที่สมมาตร ก็จะต้องนำภาคตัดแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบที่ต่างกัน อย่างน้อย 2 ระนาบมาประกอบกัน ซึ่งภาคตัด 2 ระนาบที่นำมาประกอบกันมักจะตั้งฉากกัน และหมายถึงภาคตัดแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า และภาคตัดแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 2-4



รูปที่ 2-4 ภาคตัดแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็ก

โดยที่คำว่าระนาบสนามไฟฟ้าหมายถึง ระนาบที่ประกอบขึ้นจากเวกเตอร์ที่ชี้ไปในทิศที่สายอากาศสามารถรับหรือแผ่พลังงานได้ดีที่สุด และระนาบสนามแม่เหล็ก หมายถึง ระนาบที่ประกอบขึ้นจากเวกเตอร์ความแรงสนามแม่เหล็ก และเวกเตอร์ที่ชี้ไปในทิศที่สายอากาศสามารถรับหรือแผ่พลังงาน

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

งานได้คี่ที่สุด ภาคตัดแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งสองอาจจะเรียกได้ว่าเป็น แบบรูปการแผ่พลังงานหลัก (principal patterns)

ความกว้างลำคลื่น

สำหรับสายอากาศที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบมีทิศทาง จะสามารถวัดความมีทิศทางได้โดยการวัดความกว้างลำคลื่น (beamwidths) ของฟูประฐาน ว่าฟูประฐานมีความกว้างลำคลื่นเป็นมุมขนาดเท่าไร ความกว้างลำคลื่นสามารถวัดได้เป็น 2 รูปแบบ คือ แบบแรกจะวัดความกว้างลำคลื่นเป็นมุมจากทิศที่สายอากาศรับหรือแผ่พลังงานได้คี่ที่สุด ไปยังทิศที่สายอากาศรับหรือแผ่พลังงานได้น้อยที่สุด เมื่อเทียบกับบริเวณข้างเคียงเป็นครั้งแรกทั้งสองข้าง แล้วนำความกว้างที่วัดเป็นมุมทั้งสองข้างมารวมกัน ความกว้างที่เกิดจากการวัดในลักษณะนี้เรียกว่า ความกว้างลำคลื่นระหว่างจุดศูนย์ลำดับที่หนึ่ง (first null beamwidths) แบบที่สองจะวัดความกว้างจากทิศที่สายอากาศรับหรือแผ่พลังงานได้คี่ที่สุด ไปยังทิศที่สายอากาศรับหรือแผ่พลังงานได้เป็นครึ่งหนึ่งของทิศที่รับหรือแผ่พลังงานได้คี่ที่สุดเป็นครั้งแรกทั้งสองข้าง แล้วนำความกว้างที่คิดเป็นมุมจากการวัดทั้งสองข้างมารวมกัน ความกว้างลำคลื่นที่เกิดจากการวัดในลักษณะนี้เรียกว่า ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (half power beamwidths) ความกว้างลำคลื่นทั้งสองแบบ แสดงในรูปที่ 2-3ค

2.2 สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivities)

ในการวัดความมีทิศทางของสายอากาศที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบมีทิศทาง นอกจากจะสามารถทำได้โดย การวัดความกว้างของลำคลื่นฟูประฐานแล้ว ยังสามารถทำได้โดยการวัดค่าปัจจัยที่สำคัญอีกตัวหนึ่งของสายอากาศ คือ สภาพเจาะจงทิศทาง แต่ก่อนที่จะทราบนิยามของสภาพเจาะจงทิศทาง จะต้องทราบนิยามของค่าปัจจัยที่สำคัญอีกตัวหนึ่งก่อน คืออัตราขยายเชิงทิศทาง (directive gains) นิยามของอัตราขยายเชิงทิศทาง คืออัตราส่วนระหว่างความเข้มการแผ่พลังงานในทิศทางที่กำหนด ต่อความเข้มการแผ่พลังงานของสายอากาศอ้างอิง โดยทั่วไปสายอากาศอ้างอิงจะหมายถึง สายอากาศแบบไอโซทรอปิก ซึ่งเป็นสายอากาศที่ให้ความเข้มการแผ่พลังงานเท่ากันหมดในทุกทิศทาง ส่วนนิยามของสภาพเจาะจงทิศทางคือ ค่าของอัตราขยายเชิงทิศทางที่ให้ค่าสูงที่สุด หรือจะกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่า สภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศมีค่าเท่ากับ อัตราส่วนระหว่างความเข้มการแผ่พลังงานในทิศทางที่สายอากาศสามารถแผ่พลังงานได้คี่ที่สุด ต่อความเข้มการแผ่พลังงานของสายอากาศแบบไอโซทรอปิก จากนิยามของอัตราขยายเชิงทิศทาง และสภาพเจาะจงทิศทางสามารถเขียนเป็นสมการคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$D_g = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{\text{rad}}} \quad (2.1)$$

และ

$$D_0 = \frac{U_{\text{max}}}{U_0} = \frac{4\pi U_{\text{max}}}{P_{\text{rad}}} \quad (2.2)$$

โดยที่	D_g	=	อัตราขยายเชิงทิศทาง
	D_0	=	สภาพเจาะจงทิศทาง
	U	=	ความเข้มการแผ่พลังงานของสายอากาศในทิศทางใดๆ
	U_0	=	ความเข้มการแผ่พลังงานของสายอากาศแบบไอโซทรอปิก =
			$\frac{P_{\text{rad}}}{4\pi}$
	U_{max}	=	ความเข้มการแผ่พลังงานของสายอากาศใดๆ ในทิศทางที่สายอากาศนั้นแผ่พลังงานได้ดีที่สุด
	P_{rad}	=	กำลังที่สายอากาศแผ่ออกไป

จากนิยาม และสมการข้างต้นจะพบว่า ค่าสภาพเจาะจงของสายอากาศชนิดหนึ่ง (ที่มีใช้สายอากาศแบบไอโซทรอปิก) จะมีค่ามากกว่า 1 เสมอ ส่วนค่าอัตราขยายเชิงทิศทางไม่จำเป็นที่จะต้องมากกว่าค่าอัตราขยายเชิงทิศทางนี้จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0 และค่าสภาพเจาะจงทิศทาง ($0 < D_g \leq D_0$)

สำหรับในทางปฏิบัติ ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง จะเป็นค่าที่ได้มาจากการคำนวณผลจากการวัดแบบรูปการแผ่พลังงาน

ตามความหมายของสภาพเจาะจงทิศทาง และความกว้างลำคลื่นที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่แล้ว จะเห็นได้ว่า ปริมาณทั้งสองให้ความหมายของความมีทิศทาง หรือความสามารถในการชี้ทิศในทิศทางที่ต่างกัน กล่าวคือ คำว่าสภาพเจาะจงทิศทางจะพิจารณาจากความเข้มการแผ่พลังงานในทิศทางที่สายอากาศสามารถแผ่พลังงานได้ดีที่สุดเมื่อเทียบกับความเข้มการแผ่พลังงานของสายอากาศแบบไอโซทรอปิกว่าเป็นเท่าไร ถ้ามากแสดงว่าสภาพเจาะจงทิศทางดี ความสามารถในการชี้ทิศก็จะได้ไปด้วย และถ้าน้อยแสดงว่าสภาพเจาะจงทิศทางไม่ดี ความสามารถในการชี้ทิศก็จะได้ไม่ดี โดยไม่ได้สนใจความกว้างของลำคลื่นฟูประธานว่าเป็นเท่าไร ขณะที่ความกว้างลำคลื่น จะพิจารณาว่าฟูประธานมีความกว้างลำคลื่นเป็นมุมขนาดเท่าไร ถ้าฟูประธานมีความกว้างลำคลื่นน้อย ก็แสดงว่าสายอากาศมีความสามารถในการชี้ทิศดี และถ้าฟูประธานมีความกว้างลำคลื่นมาก ก็แสดงว่าความสามารถในการชี้ทิศไม่ดี โดยไม่ได้สนใจว่าทิศที่สายอากาศแผ่พลังงานได้ดีที่สุดจะมีความเข้มการแผ่พลังงาน เทียบกับความเข้มการแผ่พลังงานของสายอากาศแบบไอโซทรอปิก ว่าเป็นเท่าไร

ฉะนั้นหากทำการเปรียบเทียบสายอากาศสองต้น และพบว่าสายอากาศต้นหนึ่งมีสภาพเจาะจงทิศ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางคึกว่า (มีค่ามากกว่า) สายอากาศอีกคันหนึ่ง ก็ไม่จำเป็นว่าสายอากาศคันนั้นจะต้องมีความกว้างลำคลื่นของพวประธานน้อยกว่า และในทางกลับกัน หากสายอากาศคันนั้นมีความกว้างลำคลื่นของพวประธานน้อยกว่าสายอากาศอีกคันหนึ่ง ก็ไม่จำเป็นว่าสายอากาศคันนั้นจะมีสภาพเจาะจงทิศทางที่คึกว่าสายอากาศอีกคันหนึ่งด้วย แต่โดยทั่วไปปริมาณทั้งสองมักจะสอดคล้อง หรือเปลี่ยนแปลงไปในทางเดียวกัน

2.3 อัตราขยายของสายอากาศ (Gain)

อัตราขยาย (gain) หรืออัตราขยายกำลัง (power gain) ของสายอากาศคันหนึ่งมีค่าเท่ากับ 4π เท่าของความเข้มการแผ่พลังงานในทิศทางที่กำหนดหารด้วยกำลังงานทั้งหมดที่สายอากาศได้รับ ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \tag{2.3}$$

- เมื่อ G คือ อัตราขยายของสายอากาศ
- U คือ ความเข้มการแผ่พลังงาน
- P_{in} คือ กำลังทั้งหมดที่ป้อนให้กับสายอากาศ

โดยทั่วไปถ้าไม่ได้กำหนดทิศทางมาให้ คำว่าทิศทางที่กำหนดในนิยามข้างต้น จะหมายถึงทิศที่สายอากาศสามารถรับหรือแผ่พลังงานได้ดีที่สุด

และถ้ากำหนดให้ทิศทางที่สายอากาศสามารถรับหรือแผ่พลังงานได้ดีที่สุด เป็นด้านหน้าของสายอากาศ ก็อาจจะเรียกอัตรขยายของสายอากาศได้ว่า อัตราขยายไปข้างหน้า (forward gain) ส่วนอัตราขยายที่คำนวณได้จากความเข้มการแผ่พลังงานในทิศทางที่ตรงข้ามกับทิศที่สายอากาศสามารถรับหรือแผ่พลังงานได้ดีที่สุด ก็จะเรียกว่า อัตราขยายไปข้างหลัง (backward gain) และอัตราส่วนระหว่างอัตราขยายไปข้างหน้า ต่ออัตราขยายไปข้างหลังจะเรียกว่า อัตราส่วนหน้าต่อหลัง (front-to-back ratio)

พิจารณาจากสมการ (2.3) ถ้ากำลังทั้งหมดที่ป้อนให้กับสายอากาศ ทำให้สายอากาศแผ่พลังงานออกไปได้เท่ากันทุกทิศทาง หรือสายอากาศเป็นสายอากาศแบบไอโซทรอปิก แบบรูปการแผ่พลังงานจะเป็นทรงกลม ค่าความเข้มการแผ่พลังงาน (U_0) จะเท่ากับ $\frac{P_{in}}{4\pi}$ สมการ (2.3) จะกลายเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G = \frac{U}{U_0} \quad (2.4)$$

โดยที่ U_0 คือความเข้มการแผ่พลังงานของสายอากาศแบบไอโซทรอปิก

คำว่าอัตราขยายของสายอากาศจึงสามารถพิจารณาได้ว่าเป็น อัตราขยายสัมพัทธ์ (relative gain) ซึ่งตามสมการ (2.4) อัตราการขยายของสายอากาศ หรืออัตราขยายสัมพัทธ์ของสายอากาศ หมายถึงค่าความเข้มการแผ่พลังงานในทิศที่สายอากาศภายใต้การทดสอบสามารถแผ่พลังงานได้ดีที่สุด เทียบกับค่าความเข้มการแผ่พลังงานของสายอากาศแบบไอโซทรอปิก โดยที่ป้อนกำลังให้สายอากาศทั้งสองเท่ากัน

เนื่องจากสายอากาศแบบไอโซทรอปิก เป็นสายอากาศที่ไม่มีอยู่จริง ในทางปฏิบัติจะใช้สายอากาศมาตรฐาน (standard antennas) ต้นหนึ่งมาเป็นสายอากาศสำหรับเปรียบเทียบ ฉะนั้นจะสามารถให้ความหมายของอัตราขยายสัมพัทธ์ของสายอากาศได้ว่าเป็น ความเข้มการแผ่พลังงานในทิศที่สายอากาศภายใต้การทดสอบสามารถแผ่พลังงานได้ดีที่สุดหารด้วยความเข้มการแผ่พลังงานในทิศที่สายอากาศมาตรฐานสามารถแผ่พลังงานได้ดีที่สุด โดยที่ป้อนกำลังให้สายอากาศทั้งสองเท่ากัน

หมายเหตุ

1. ในทางทฤษฎี โดยปกติ ถ้าสายอากาศมาตรฐานหมายถึงสายอากาศแบบไอโซทรอปิก อัตราขยายสัมพัทธ์ของสายอากาศ จะหมายถึงอัตราขยายสัมบูรณ์ และใช้สัญลักษณ์ G_0 แทนความหมายของอัตราขยายสัมบูรณ์ แต่ถ้าหากสายอากาศมาตรฐานเป็นสายอากาศชนิดอื่น ก็จะใช้สัญลักษณ์ G ตามปกติ
2. อัตราขยายของสายอากาศ (และสภาพเจาะจงทิศทาง) เป็นการเปรียบเทียบความเข้มการแผ่พลังงานเป็นจำนวนเท่า จึงไม่มีหน่วย แต่นิยมเขียนให้อยู่ในรูปเดซิเบล (dB) แทนจำนวนเท่า
3. อัตราขยายของสายอากาศ และสภาพเจาะจงทิศทาง มีความสัมพันธ์กันอย่างมาก โดยที่สามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณทั้งสองได้ดังนี้

$$G = eD_0 \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ อัตราขยายของสายอากาศเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- D₀ คือ สภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ
- e คือ ประสิทธิภาพของสายอากาศ มีค่าเท่ากับ $\frac{P_{rad}}{P_{in}}$

จากความหมายของอัตราขยายของสายอากาศ และสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ จะเห็นได้ว่าปริมาณทั้งสองแตกต่างกันตรงที่ อัตราขยายของสายอากาศใช้กำลังที่ป้อนให้สายอากาศเป็นปริมาณอ้างอิง แต่สภาพเจาะจงทิศทางใช้กำลังที่แผ่ออกไปเป็นปริมาณอ้างอิง ในกรณีอุดมคติสายอากาศไม่มีการสูญเสียกำลัง ค่าอัตราขยาย และสภาพเจาะจงทิศทางก็จะมีค่าเท่ากัน

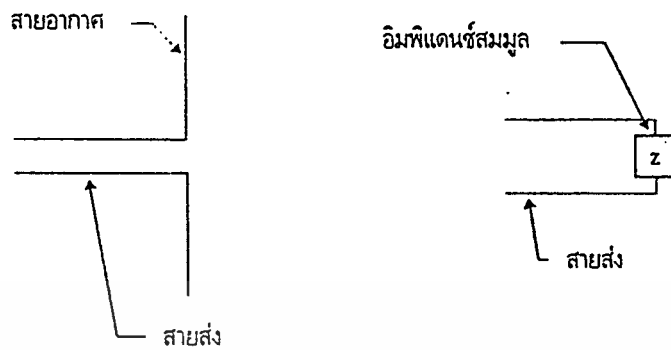
2.4 อิมพีแดนซ์ (Impedance)

ในระบบที่มีสายอากาศต่ออยู่กับสายส่งหรือเครื่องส่ง หรือเครื่องรับ ดังแสดงในรูปที่ 2-5 ก อาจจะพิจารณาได้ว่า สายอากาศเป็นอุปกรณ์ชิ้นหนึ่งที่มีจุดต่อ 2 จุด (two terminals) ต่ออยู่กับสายส่ง (หรือเครื่องส่ง หรือเครื่องรับ) และมีค่าอิมพีแดนซ์เป็นลักษณะสมบัติเฉพาะตัว ดังแสดงในรูปที่ 2-5 ข หรือกล่าวในเชิงวงจรไฟฟ้าได้ว่าสายอากาศเป็นอิมพีแดนซ์สมมูล (equivalent impedance) ค่าหนึ่งที่ต่ออยู่ในวงจรไฟฟ้า โดยทั่วไปจะเรียกอิมพีแดนซ์สมมูลนี้ว่า อิมพีแดนซ์จุดขับ (driving-point impedance) และในทางปฏิบัติก็จะหมายถึงอิมพีแดนซ์ด้านเข้า (input impedance) ของสายอากาศด้วย ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า หรืออิมพีแดนซ์ที่จุดต่อระหว่างสายอากาศและสายส่งนี้ จะมีค่าเท่ากับ แรงดันหารด้วยกระแส หรือเท่ากับ ความแรงสนามไฟฟ้าหารด้วยความแรงสนามแม่เหล็กที่จุดต่อนี้ โดยทั่วไปอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะมีค่าเป็นจำนวนเชิงซ้อน และไม่ว่าสายอากาศจะทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่ง หรือสายอากาศรับก็จะมีค่าอิมพีแดนซ์เท่าเดิม

ในกรณีที่สายอากาศต้นหนึ่งอยู่โดดเดี่ยว (isolation) หรือมีสายอากาศต้นนี้อยู่เพียงต้นเดียวในตัวกลางเนื้อเดียวที่มีปริมาณเป็นอนันต์ และไม่มีพื้นดิน ผ่นัง หรือวัตถุใดๆ ที่จะขวางกั้นพลังงานที่จะแผ่ออกจากสายอากาศต้นนี้ จะเรียกค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้านี้ว่า อัตอิมพีแดนซ์ (self-impedance)

ดังที่ได้กล่าวในข้างต้นแล้วว่า ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศโดยทั่วไปเป็นจำนวนเชิงซ้อน กล่าวคือจะมีทั้งส่วนจริง คือ ความต้านทาน (resistance) และส่วนจินตภาพ คือ รีแอกแตนซ์ (reactance) ในกรณีที่สายอากาศอยู่โดดเดี่ยว อาจจะเรียกส่วนจริงของอัตอิมพีแดนซ์ หรือความต้านทานอัตตา (self-resistance) ได้ว่าเป็น ความต้านทานการแผ่พลังงาน (radiation resistance)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-5ก สายส่ง และสายอากาศ

รูปที่ 2-5ข สายส่ง และอิมพีแดนซ์สมมูล

สำหรับกรณีที่มีสายอากาศมากกว่าหนึ่งต้นอยู่ใกล้กัน อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศแต่ละต้น จะไม่ได้มีเฉพาะอิมพีแดนซ์เท่านั้น แต่จะมีอิมพีแดนซ์ที่เกิดจากอิทธิพลของสายอากาศต้นอื่นๆ หรือเรียกว่า อิมพีแดนซ์ร่วม (mutual impedance) อยู่ด้วย

อิมพีแดนซ์ของสายอากาศเป็นค่าที่ขึ้นอยู่กับองค์ประกอบหลายอย่าง เช่น ความถี่ปฏิบัติงานของสายอากาศ รูปร่างหรือลักษณะโครงสร้างของสายอากาศ และวิธีการที่ใช้กระตุ้นสายอากาศ เป็นต้น

ในทางปฏิบัติการถ่ายโอนกำลังระหว่างสายอากาศ และสายส่ง จะมากที่สุดเมื่อเกิดการเข้าคู่แบบสังยุค (conjugate match) หรือกล่าวได้อีกนัยหนึ่งว่า อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศ มีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์สังยุคของสายส่ง เพราะถ้าหากไม่เกิดการเข้าคู่แบบสังยุค กำลังบางส่วนจะสูญเสียไปเนื่องจากการสะท้อนที่จุดต่อ (ในกรณีที่สายอากาศทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่ง หรือสายส่งเป็นตัวจ่ายกำลังให้กับสายอากาศ คลื่นจากสายส่งที่จะผ่านไปยังสายอากาศจะเกิดการสะท้อนที่จุดต่อกลับไปยังสายส่งบางส่วน ในทำนองเดียวกัน กรณีที่สายอากาศทำหน้าที่เป็นสายอากาศรับ จะมีคลื่นที่ตกกระทบสายอากาศและผ่านต่อไปยังสายส่ง บางส่วนสะท้อนที่จุดต่อกลับไปยังตัวสายอากาศ) การที่มีคลื่นบางส่วนสะท้อนกลับซึ่งเดินทางสวนทางกับคลื่นที่เดินทางมาตกกระทบที่รอยต่อระหว่างสายส่ง และสายอากาศ จะทำให้เกิดคลื่นนิ่ง (standing waves) ขึ้น อัตราส่วนระหว่างแอมพลิจูดของแรงดันที่มากที่สุด ต่อแอมพลิจูดของแรงดันที่น้อยที่สุด ของคลื่นนิ่งที่เกิดขึ้น จะเรียกว่า อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (voltage standing-wave ratios ; VSWR) ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อต่อไป

2.5 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage standing-wave ratios ; VSWR)

ดังที่ได้กล่าวในหัวข้อที่แล้วว่า อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันมีค่าเท่ากับ อัตราส่วนระหว่างแอมพลิจูดของแรงดันที่มากที่สุด ต่อแอมพลิจูดของแรงดันที่น้อยที่สุด ของคลื่นนิ่งที่เกิดขึ้น โดยที่คลื่นนิ่งเกิดจากคลื่นที่สะท้อนที่จุดต่อเดินสวนทางกับคลื่นที่มาตกกระทบที่จุดต่อ การสะท้อนจะเกิดได้ต่อเมื่อ อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ กับสายส่งไม่เข้าคู่กัน ตามความหมายของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันสามารถเขียนเป็นสมการคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$VSWR = \left| \frac{E_{max}}{E_{min}} \right| \tag{2.4}$$

โดยที่ E_{max} หมายถึงแอมพลิจูดสูงสุดของคลื่นนิ่ง
 E_{min} หมายถึงแอมพลิจูดต่ำสุดของคลื่นนิ่ง

ค่า E_{max} และ E_{min} สามารถหาได้จากการทดลองวัด หรือถ้าหากทราบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศและสายส่ง และทราบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแรงดันที่จุดต่อ (voltage reflection coefficient at the terminals) ก็จะสามารถคำนวณหาค่า E_{max} และ E_{min} ได้จากสมการที่แสดงแรงดันที่ตำแหน่งใดๆ ของสายส่งที่ห่างจากจุดต่อเป็นระยะ z ดังนี้

$$E = \frac{E_0(Z_{ant} + Z_0)}{2Z_{ant}} (e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}) \tag{2.5}$$

โดยที่ E_0 คือ แอมพลิจูดของคลื่นตกกระทบ
 Z_0 คือ อิมพีแดนซ์ของสายส่ง
 Z_{ant} คือ อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ
 z คือ ระยะจากจุดต่อ ไปยังจุดที่วัดแรงดัน
 Γ สัมประสิทธิ์การสะท้อนของแรงดันที่จุดต่อ มีค่าเท่ากับแรงดันคลื่นสะท้อนหารด้วยแรงดันคลื่นตกกระทบที่จุดต่อ = $\frac{E_{ref}}{E_{inc}}$

ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศและสายส่ง และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแรงดันที่จุดต่อ อาจจะเป็นจำนวนเชิงซ้อนก็ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า E_{\max} จะเกิดขึ้นเมื่อคลื่นสะท้อนมีเฟสที่เสริมกับคลื่นตกกระทบมากที่สุด ฉะนั้นจากสมการ (2.5) ค่า E_{\max} จะมีค่าเท่ากับ

$$E_{\max} = \frac{E_0(Z_{\text{ant}} + Z_0)}{2Z_{\text{ant}}}(1 + |\Gamma|) \quad (2.6)$$

และค่า E_{\min} จะเกิดขึ้นเมื่อคลื่นสะท้อนมีเฟสที่หักล้างกับคลื่นตกกระทบมากที่สุด ฉะนั้นสมการ (2.6) ค่า E_{\min} จะมีค่าเท่ากับ

$$E_{\min} = \frac{E_0(Z_{\text{ant}} + Z_0)}{2Z_{\text{ant}}}(1 - |\Gamma|) \quad (2.7)$$

ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันตามสมการ (2.4) จะสามารถหาได้จากค่า E_{\max} และ E_{\min} ตามสมการ (2.6) และ (2.7) ดังนี้

$$\text{VSWR} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.8)$$

จากสมการ (2.8) จะเห็นได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแรงดันที่จุดต่อ ก็จะสามารถหาค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันได้ แต่ในทางปฏิบัติ จะทำการคำนวณในทางกลับกัน กล่าวคือ จะทำการทดลองวัดแรงดันที่ตำแหน่งต่างๆ บนสายส่ง (หรืออาจเป็นท่อนำคลื่น) เพื่อหาค่า E_{\max} และ E_{\min} และคำนวณค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันตามสมการ (2.4) จากนั้นจึงใช้ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันที่คำนวณได้มาคำนวณหาขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อน โดยอาศัยความสัมพันธ์ตามสมการ (2.8) จะสามารถเขียนสัมประสิทธิ์การสะท้อนให้อยู่ในรูปของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันได้ดังนี้

$$|\Gamma| = \frac{\text{VSWR} - 1}{\text{VSWR} + 1} \quad (2.9)$$

สำหรับเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนสามารถหาได้โดยการวัดระยะจากจุดต่อ ไปยังจุดที่แอมพลิจูดของแรงดันบนสายส่งมีค่าสูงที่สุด หรือต่ำที่สุด แล้วคำนวณค่าเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสะท้อน ในกรณีที่ทำการวัดระยะจากจุดต่อ ไปยังจุดที่แอมพลิจูดของแรงดันบนสายส่งมีค่าต่ำที่สุด จะสามารถคำนวณหาเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อน โดยอาศัยความสัมพันธ์ดังนี้

$$\gamma = 2\beta x_n \pm (2n - 1)\pi = \frac{4\pi}{\lambda} x_n \pm (2n - 1)\pi \quad : n = 1, 2, \dots$$

โดยที่	γ	คือ เฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแรงดันที่จุดต่อ
	n	คือ จำนวนตำแหน่งที่เกิดค่าแรงดันต่ำที่สุดบนสายส่ง
	x_n	คือ ระยะที่วัดจากจุดต่อ ไปยังจุดที่เกิดแรงดันต่ำที่สุดเป็นครั้งที่ n
	λ	คือ ความยาวคลื่นในสายส่ง (มีค่าเป็น 2 เท่า ของระยะจากตำแหน่งที่เกิดแรงดันสูงที่สุด หรือต่ำที่สุด 2 ตำแหน่งที่อยู่ติดกัน บนสายส่ง)

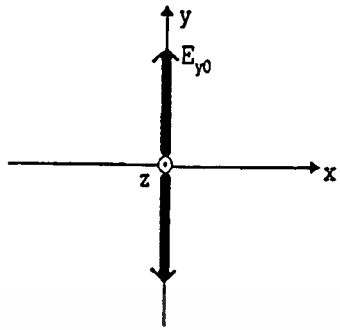
หลังจากที่คำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแรงดันที่จุดต่อ ได้แล้ว ก็จะสามารถคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่ง ได้โดยอาศัยสมการต่อไปนี้

$$Z_{ant} = Z_0 \left[\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right] = Z_0 \left[\frac{1 + |\Gamma|e^{j\gamma}}{1 - |\Gamma|e^{j\gamma}} \right] \quad (2.10)$$

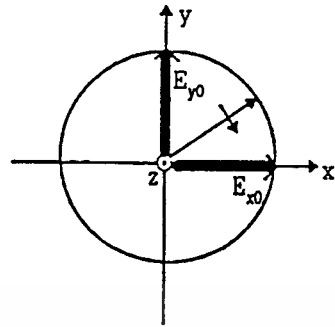
วิธีการทดลองวัดแรงดันบนสายส่งเพื่อคำนวณหาค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแรงดันที่จุดต่อ และอิมพีแดนซ์ของสายส่ง ที่กล่าวมานี้เป็นเพียงตัวอย่างหนึ่งที่ใช้หาค่าปัจจัยทั้งสามสายอากาศเท่านั้น ในปัจจุบันมีเครื่องมือที่ใช้ทดลองวัด และสามารถบอกผลการวัดเป็นค่าปัจจัยที่ต้องการได้โดยไม่ต้องคำนวณ เนื่องจากเครื่องมือจะทำการคำนวณ ไปโน้ตตัวอยู่แล้ว

2.6 โพลาริเซชัน (Polarization)

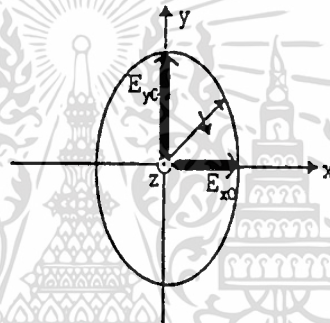
โพลาริเซชัน เป็นค่าปัจจัยที่บ่งบอกถึงลักษณะการวางตัวของสนามไฟฟ้า ซึ่งสามารถอธิบายได้โดยใช้รูปที่ 2-6 ดังนี้



ก.คลื่นโพลาไรซ์แบบเส้นตรง



ข.คลื่นโพลาไรซ์แบบวงกลม



ค.คลื่นโพลาไรซ์แบบวงรี

(แกนทั้ง ๒ ของวงรีทับกับแกนของระดับพิกัดฉาก)

รูปที่ 2-6 คลื่นที่มีการโพลาไรซ์แบบต่างๆ

พิจารณารูปที่ 2-6 ทั้งรูปที่ 2-6ก 2-6ข และ 2-6ค แสดงสนามไฟฟ้าของคลื่นที่เดินทางพุ่งออกจากแผ่นกระดาษเหมือนกันทั้ง 3 รูป แต่ทิศทางการวางตัวของสนามไฟฟ้าต่างกัน โดยที่สนามไฟฟ้าในรูปที่ 2-6ก มีการวางตัวในแนวแกน y ตลอด คลื่นที่มีทิศทางการวางตัวของสนามไฟฟ้าในลักษณะเช่นนี้ เรียกว่า คลื่นโพลาไรซ์แบบเส้นตรง (linear polarized waves) ส่วนคลื่นในรูปที่ 2-6ข และ 2-6ค นั้น มีทิศทางการวางตัวของสนามไฟฟ้าเปลี่ยนไปตามเวลา ถ้าพิจารณาแนวการเคลื่อนที่ของเวกเตอร์สนามไฟฟ้า ในระนาบที่ตั้งฉากกับทิศการเคลื่อนที่ของคลื่น(ระนาบ x - y) หรือใช้แกน z เป็นแนวสายตา (มองไปในแนว $+z$) เวกเตอร์สนามไฟฟ้าในรูปที่ 2-6ข จะวนเป็นวงกลม และในรูปที่ 2-6ค จะเป็นวงรีที่มีแกนทั้งสองทับแกน x และ y ของระบบพิกัดฉาก จะเรียกคลื่นที่มีทิศทางการวางตัวของสนามไฟฟ้าเหมือนกับคลื่นในรูปที่ 2-6ข และรูปที่ 2-6ค ว่า คลื่นโพลาไรซ์แบบวงกลม (circularly polarized waves) และคลื่นโพลาไรซ์แบบวงรี (elliptically polarized

waves) ตามลำดับ ค่าอัตราส่วนระหว่างแอมพลิจูดของสนามไฟฟ้าในแนวแกนหลักของวงรี (major axes) คือ สนามไฟฟ้าในแนวแกนรอง (minor axes) จะเรียกว่า อัตราส่วนตามแกน (axial ratios ; AR)

ถ้าให้สนามไฟฟ้าในแนวแกนทั้งสองมีค่าตามสมการต่อไปนี้

$$E_x = E_{x0} \sin(\omega t - \beta z) \quad (2.11)$$

$$E_y = E_{y0} \sin(\omega t - \beta z + \delta) \quad (2.12)$$

โดยที่ δ คือ มุมเฟสที่ E_y นำ E_x

ลักษณะการโพลาไรซ์ของสนามไฟฟ้ารวม ($E = E_x + E_y$) จะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนระหว่างแอมพลิจูด และความต่างเฟสระหว่างสนามไฟฟ้าทั้งสองแกนนั่นเอง

ถ้าพิจารณาการเคลื่อนที่ของเวกเตอร์สนามไฟฟ้า โดยมองไปในแนว $+z$ แล้วเวกเตอร์สนามไฟฟ้าในรูปที่ 2-6ข และรูปที่ 2-6ค วนไปในทิศทวนเข็มนาฬิกา จะเรียกรูปการโพลาไรซ์ในลักษณะนี้ว่า การโพลาไรซ์ทวนเข็มนาฬิกา (counterclockwise polarizations) หรือการโพลาไรซ์วนซ้าย (left-handed polarizations) คลื่นที่มีการโพลาไรซ์ในลักษณะนี้ องค์ประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน y จะมีเฟสนำองค์ประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน x (δ มีค่าเป็น $+$) ในกรณีที่เป็นรูปที่ 2-6ข และ 2-6ค เฟสของสนามไฟฟ้าในแนวแกน y จะนำเฟสของสนามไฟฟ้าในแนวแกน x อยู่ 90 องศา

ในทำนองเดียวกัน ถ้าเวกเตอร์สนามไฟฟ้าวนไปในทิศตามเข็มนาฬิกา จะเรียกรูปการโพลาไรซ์ในลักษณะเช่นนี้ว่า การโพลาไรซ์ตามเข็มนาฬิกา (clockwise polarizations) หรือการโพลาไรซ์วนขวา (right-handed polarizations) และเฟสของสนามไฟฟ้าในแนวแกน y จะตามเฟสของสนามไฟฟ้าในแนวแกน x แทน (δ มีค่าเป็น $-$)

ในกรณีทั่วไป คลื่นจะมีการโพลาไรซ์แบบคลื่นในรูปที่ 2-6ง ส่วนการโพลาไรซ์แบบในรูปที่ 2-6ค จนถึง 2-6ค จะเป็นกรณีเฉพาะของรูปที่ 2-6ง กล่าวคือ คลื่นจะมีการโพลาไรซ์เป็นแบบเส้นตรงเหมือนในรูปที่ 2-6ก เมื่อความต่างเฟสระหว่างองค์ประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน y และแนวแกน x มีค่าเท่ากับ 0 หรือ 180 องศา โดยที่มุมระหว่างแนวโพลาไรซ์ กับแกนของระบบพิกัดฉากจะขึ้นอยู่กับ อัตราส่วนระหว่างแอมพลิจูดของสนามไฟฟ้าในแนวแกน y และแนวแกน x ส่วนคลื่นที่มีการโพลาไรซ์เป็นแบบวงกลม เหมือนในรูปที่ 2-6ข จะเกิดขึ้นเมื่อความต่างเฟสระหว่างองค์ประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน y และแนวแกน x มีค่าเท่ากับ 90 องศา และแอมพลิจูด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด
 3. ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และแกนทั้งสองของวงรีทับกับแกน x และแกน y เหมือนรูปที่ 2-6c จะเกิดเมื่อความต่างเฟสระหว่างองค์ประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน y และแนวแกน x มีค่าเท่ากับ 90 องศา และแอมพลิจูดของสนามไฟฟ้าในแนวแกน y และแนวแกน x มีค่าไม่เท่ากัน

2.7 ระยะเวลาต่ำที่สุดที่ต้องการใช้ในการทดสอบสายอากาศ

ดังที่ได้กล่าวในหัวข้อแบบรูปการแผ่พลังงานแล้วว่า สายอากาศภายใต้การทดสอบมักจะทำหน้าที่เป็นสายอากาศรับ และในการทดลองเพื่อที่จะหาแบบรูปการแผ่พลังงานนั้น มักจะใช้วิธีหมุนสายอากาศภายใต้การทดสอบเพื่อรับคลื่นที่มาจากแหล่งกำเนิด หรือสายอากาศส่งไปจนครบรอบ คลื่นที่มาจากสายอากาศส่งจะต้องเป็นคลื่นระนาบเอกรูป (union plane wave) จึงจะทำให้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศภายใต้การทดสอบถูกต้องที่สุด แต่เนื่องจากในความเป็นจริงสายอากาศส่งไม่สามารถที่จะแผ่คลื่นระนาบเอกรูปออกไปได้ในทุกๆ บริเวณ ในการทดสอบจึงต้องเลือกบริเวณที่พลังงานที่แผ่ออกมาจากสายอากาศส่งมีลักษณะใกล้เคียงกับคลื่นระนาบเอกรูปมากที่สุด ซึ่งบริเวณที่เลือกก็คือ บริเวณแผ่พลังงานสนามไกล (radiating far-field region) นั่นเอง ในทำนองเดียวกัน ถึงแม้ว่าสายอากาศภายใต้การทดสอบจะทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่ง ก็จะต้องให้สายอากาศวัด วัดพลังงานที่แผ่ออกมาจากสายอากาศภายใต้การทดสอบ ที่บริเวณสนามไกล ทั้งนี้เนื่องจากถือว่าค่าสัมพันธขององค์ประกอบของสนามไฟฟ้าในแนวแกน θ และ ϕ ในบริเวณนี้คงที่ไม่แปรเปลี่ยนตามระยะทางที่ห่างจากสายอากาศส่ง การที่จะรู้ว่าบริเวณใดเป็นบริเวณแผ่พลังงานสนามไกลนั้น จะต้องรู้ก่อนว่า บริเวณของสนามที่แผ่ออกมารอบๆ สายอากาศนั้นมีโครงสร้างเป็นอย่างไรบ้าง

บริเวณของสนามที่แผ่ออกมาจากสายอากาศ

2.7.1 บริเวณสนามใกล้ชนิดรีแอกทีฟ (reactive near-field region) หมายถึงบริเวณที่สนามส่วนใหญ่ที่แผ่ออกมารอบสายอากาศ เป็นสนามรีแอกทีฟ (reactive field) โดยที่ขอบเขต

ของบริเวณนี้จะไม่เกิน $0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ หรือสามารถเขียนเป็นอสมการได้ดังนี้

$$R < 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (2.11)$$

- โดยที่ R คือระยะจากสายอากาศส่งไปยังจุดเส้นสังเกตค่าสนาม
 · D คือขนาดของสายอากาศ (วัดในแนวที่ยาวที่สุด)
 λ คือความยาวคลื่นที่ใช้

2.7.2 บริเวณแผ่พลังงานสนามใกล้ (radiating near-field region) หรือบริเวณแฟรสนเนล (Fresnel region) เป็นบริเวณที่สนามแผ่พลังงานเริ่มมีค่ามากขึ้น และองค์ประกอบของสนามในแนวแกน θ และ φ มีค่าสัมพัทธ์แปรตามระยะห่างจากสายอากาศ ขอบเขตของบริเวณนี้สามารถแสดงได้ด้วยอสมการดังต่อไปนี้

$$0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \leq R < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.12)$$

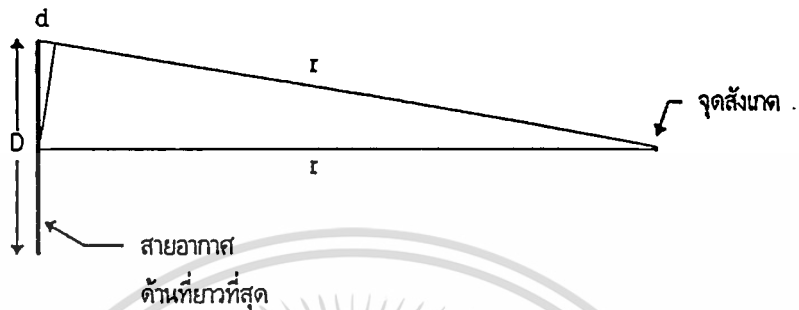
2.7.3 บริเวณแผ่พลังงานสนามไกล (radiating far-field region) หรือบริเวณฟรอนโฮเฟอร์ (Fraunhofer region) เป็นบริเวณที่มีค่าสัมพัทธ์ของสนามในแนวแกน θ และ φ ไม่ขึ้นกับระยะห่างจากสายอากาศ การทดสอบสายอากาศเพื่อหารูปแบบการแผ่พลังงานจึงต้องทำในบริเวณนี้ ขอบเขตของบริเวณนี้สามารถแสดงได้ด้วยอสมการดังต่อไปนี้

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.13)$$

ในความเป็นจริงขอบเขตของสนามในแต่ละบริเวณไม่ได้มีอยู่จริง เนื่องจากสนามที่แผ่ออกจากสายอากาศจะเปลี่ยนแปลงตามระยะห่างจากสายอากาศในลักษณะต่อเนื่อง ค่าที่ใช้ในการกำหนดขอบเขตของสนามในแต่ละบริเวณจึงเป็นค่าที่แบ่งบริเวณของสนามที่แผ่ออกจากสายอากาศอย่างคร่าวๆ เท่านั้น สำหรับในที่นี้จะแสดงถึงที่มาของค่าที่ใช้เป็นขอบเขตในการแบ่งบริเวณแผ่พลังงานสนามใกล้ และสนามไกล ส่วนที่มาของค่าที่ใช้เป็นขอบเขตในการแบ่งบริเวณสนามไกล ชนิดรีแอกทีฟ กับบริเวณแผ่พลังงานสนามไกล จะไม่แสดงไว้ เนื่องจากไม่ได้มีส่วนเกี่ยวข้องกับการทดสอบวัดเพื่อหาแบบรูปการแผ่พลังงาน

ค่า $\frac{2D^2}{\lambda}$ ที่ใช้เป็นค่าขอบเขตระหว่างบริเวณแผ่พลังงานสนามใกล้ และสนามไกล ได้มาจากการยอมให้เกิดความต่างเฟสระหว่างคลื่นที่แผ่จากสายอากาศส่งมาจนถึงจุดกึ่งกลางของสายอากาศรับ และคลื่นที่แผ่มาจนถึงปลายที่อยู่ไกลจากจุดกึ่งกลางของสายอากาศรับมากที่สุด มีค่าไม่

เกินค่าที่ยอมรับได้ค่าหนึ่ง ซึ่งในที่นี้คือ $\frac{\pi}{8}$ เรเดียน โดยสามารถใช้รูปเพื่อประกอบคำอธิบาย และการคำนวณได้ดังนี้



รูปที่ 2-7 รูปประกอบกรคำนวณระยะทางค่าที่สุดที่ต้องการใช้ในการทดสอบสายอากาศ

- โดยที่ D คือขนาดที่ยาวที่สุดของสายอากาศ
 R คือระยะที่วัดจากสายอากาศส่งมาถึงจุดกึ่งกลางของสายอากาศรับ
 d คือระยะที่วัดจากสายอากาศส่งมาถึงปลายด้านที่ไกลจากสายอากาศรับมากที่สุด ลบด้วย R

จากรูปที่ 2-7 สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง D, R และ d ได้โดยใช้สมการต่อไปนี้

$$(R + d)^2 = R^2 + \left(\frac{D}{2}\right)^2 \quad (2.14)$$

ถ้า $d \ll D$ และ $d \ll R$ แล้ว จะสามารถประมาณได้ว่า

$$R = \frac{D^2}{8d} \quad (2.15)$$

ถ้าต้องการให้ความต่างเฟสของคลื่นที่เดินทางมาถึงจุดกึ่งกลาง และปลายด้านที่ไกลที่สุดของสายอากาศน้อยกว่า $\frac{\pi}{8}$ เรเดียน จะต้องให้ค่า d น้อยกว่า $\frac{\lambda}{16}$ ฉะนั้นเมื่อแทนค่า $d < \frac{\lambda}{16}$ ลงในสมการ (2.15) จะได้ค่า R ดังสมการต่อไปนี้

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากความต้องการให้ความต่างเฟสของคลื่นที่มาถึงจุดกึ่งกลาง และจุดปลายของสายอากาศมีค่าที่อยู่ในช่วงที่ยอมรับได้แล้ว อีก 2 สิ่งที่ต้องการคือ แอมพลิจูดของคลื่นจะต้องมีความสม่ำเสมอ หรือไม่มีแอมพลิจูดพลิว (ripple amplitude) นั่นเอง และจะต้องไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงโพลาไรเซชัน (depolarizations) ด้วย แต่ในทางปฏิบัติจะยอมให้มีแอมพลิจูดความพลิว และการเปลี่ยนแปลงโพลาไรเซชันได้ในระดับหนึ่ง เช่นเดียวกับการยอมให้เฟสของคลื่นที่มาถึงจุดกึ่งกลาง และจุดปลายสายอากาศมีความต่างกันในระดับที่ยอมรับได้

ความสม่ำเสมอของแอมพลิจูดของคลื่นที่แผ่ออกจากสายอากาศส่ง จะขึ้นอยู่กับระดับของการรบกวน ซึ่งการรบกวนอาจเกิดได้จากหลายสาเหตุ เช่น การสะท้อนกับพื้นดิน หรือผนัง ของคลื่นที่แผ่ออกจากสายอากาศส่งเอง หรือการรบกวนจากแหล่งกำเนิดคลื่นอื่นๆ เป็นต้น ในกรณีที่ระยะทางที่คำนวณตามสมการ (2.16) น้อยจนสามารถจัดให้การทดสอบสายอากาศกระทำภายในห้องได้ ก็จะควบคุมการรบกวนจากแหล่งกำเนิดคลื่นรบกวนได้มาก เช่น อาจบุผนังห้องด้วยวัสดุซั้บคลื่น (absorbing materials) เป็นต้น แต่ในหลายๆ กรณีไม่สามารถทำการทดสอบภายในห้องได้ ก็อาจจะต้องจัดบริเวณที่จะทดสอบให้อยู่ในสภาพที่เหมาะสม เช่นการยกระดับการทดสอบสายอากาศให้สูงขึ้นเพื่อที่จะให้คลื่นที่แผ่ออกจากสายอากาศส่งเกิดการสะท้อนพื้นดินน้อยที่สุด เป็นต้น แต่เนื่องจากการจัดสภาพแวดล้อมให้เหมาะสมกับการทดสอบสายอากาศสามารถกระทำได้ในระดับหนึ่งเท่านั้น จึงได้มีการคิดค้นวิธีที่จะทดสอบสายอากาศวิธีอื่นๆ เช่น แทนที่จะทดสอบสายอากาศในบริเวณแผ่พลังงานสนามไกล ก็ทดสอบในบริเวณแผ่พลังงานสนามใกล้แทน แล้วจึงใช้วิธีวิเคราะห์เพื่อหาค่าคุณลักษณะที่ต้องการทราบต่อไป

2.8 สายอากาศชนิดต่างๆ

2.8.1 สายอากาศแบบเส้นลวดชนิดทวิขั้ว หรือสายอากาศไดโพล (Dipole antennas)

สายอากาศแบบเส้นลวดชนิดทวิขั้ว หรือสายอากาศไดโพลมีลักษณะโครงสร้างดังรูปที่ 2-8 ปกติสายอากาศชนิดนี้จะมีโครงสร้างที่สมมาตร กล่าวคือ จุดที่ต่อกับสายส่ง หรือจุดที่ป้อนสายอากาศจะอยู่ที่กึ่งกลางของตัวสายอากาศ ในการหาค่าคุณลักษณะของสายอากาศชนิดนี้ สามารถทำได้ทั้งวิธีวิเคราะห์ และวิธีวัดคุณค่าลักษณะเหล่านั้น ในที่นี้จะขอกล่าวถึงหลักการที่ใช้ในการวิเคราะห์หาแบบรูปการแผ่พลังงาน เพื่อเป็นพื้นฐานสำหรับวิเคราะห์ ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง และอัตราขยายของสายอากาศ และเพื่อใช้เปรียบเทียบกับผลการทดลองวัด เท่านั้น

การวิเคราะห์หาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแบบเส้นลวดชนิดทวิขั้ว ก็คือการหาสมการแสดงความแรงสนามไฟฟ้า และความแรงสนามแม่เหล็กในบริเวณสนามระยะไกลที่แผ่ออกจากสายอากาศนั่นเอง ในการวิเคราะห์จะกำหนดให้สายอากาศวางตัวในแนวแกน z โดยที่จุดป้อนสายอากาศอยู่ที่จุดกำเนิดของระบบพิกัด และจะตั้งอยู่บนสมมติฐานที่ว่า เส้นผ่าศูนย์กลางของ

หน้าตัดของสายอากาศ (d) มีขนาดเล็กมาก เมื่อเทียบกับความยาวของสายอากาศ (L) หรือ $d \ll L$ จากสมมุติฐานนี้ ทำให้สามารถประมาณได้ว่าการกระจายของกระแสบนอากาศมีลักษณะเป็นรูปไซน์ที่สมบูรณ์ ค่าถ่วงเวลาของกระแส (retarded current) ที่จุดใดๆ บนสายอากาศที่จุดสังเกตมองเห็น จะมีค่าคงสมการต่อไปนี้

$$[I] = I_0 \sin \left[\frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{L}{2} \pm z \right) \right] e^{j\omega \left(t - \frac{r}{c} \right)} \quad (2.17)$$

โดยที่ $[I]$ = ค่าถ่วงของกระแสที่จุด z ที่จุดสังเกตมองเห็น

I_0 = ค่าสูงสุดของกระแส

L = ความยาวของสายอากาศ

r = ระยะจากสายอากาศไปยังจุดสังเกต



รูปที่ 2-8 สายอากาศแบบเส้นลวดชนิดทวิขั้ว

ค่าถ่วงเวลาของกระแสนี้ จะใช้ในการหาค่าศักย์เวกเตอร์ (vector potentials) และศักย์สเกลาร์ (scalar potentials) ซึ่งจากค่าทั้งสองสามารถนำไปหาความแรงของสนามไฟฟ้า และความแรงของสนามแม่เหล็กได้โดยอาศัยความสัมพันธ์

$$\mathbf{E} = -j\omega\mathbf{A} - \nabla V \quad (2.18)$$

และ

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \quad (2.19)$$

โดยที่ \mathbf{A} คือศักย์เวกเตอร์

V ศักย์สเกลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความแรงสนามไฟฟ้า และความแรงสนามแม่เหล็กในบริเวณสนามระยะไกลที่ได้ จะมีค่าดังสมการข้างล่างนี้

$$E_{\theta} = \frac{j60 [I_0]}{r} \left[\frac{\cos[(\beta L \cos \theta) / 2] - \cos(\beta L / 2)}{\sin \theta} \right] \quad (2.20)$$

$$E_{\phi} = \frac{j60 [I_0]}{2\pi r} \left[\frac{\cos[(\beta L \cos \theta) / 2] - \cos(\beta L / 2)}{\sin \theta} \right] \quad (2.21)$$

โดยที่ $E_{\phi}=H_{\theta}=H_r=0$ ส่วนค่า E_r จะมีนัยสำคัญเฉพาะบริเวณสนามระยะใกล้เท่านั้น สำหรับในบริเวณสนามระยะไกล E_r จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ E_{θ} จึงสามารถละเลยได้

สายอากาศแถวลำดับ (Array antenna)

ดังที่ได้กล่าวแล้วว่า การเปลี่ยนแปลงลักษณะสมบัติการแผ่พลังงาน (radiation characteristics) ของสายอากาศสามารถจะกระทำได้โดย การเปลี่ยนชนิดของสายอากาศ การเปลี่ยนแปลงขนาด หรือการเปลี่ยนแปลงปรับปรุงรูปทรง หรือโครงสร้างของสายอากาศชนิดเดิม นอกจากนี้ยังมีอีกวิธีหนึ่งที่สามารถจะเปลี่ยนแปลง หรือปรับปรุงลักษณะสมบัติการแผ่พลังงานของสายอากาศได้ คือ การนำสายอากาศต้นเดี่ยว ตั้งแต่ 2 ต้นขึ้นไป มาประกอบเป็นสายอากาศแถวลำดับ สายอากาศต้นเดี่ยวแต่ละต้นที่นำมาประกอบเป็นสายอากาศแถวลำดับ ไม่จำเป็นต้องเป็นชนิดเดียวกัน ขนาดเท่ากัน และระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละคู่ที่อยู่ติดกัน ก็ไม่จำเป็นต้องเท่ากันด้วย แต่โดยทั่วไปแล้ว สายอากาศแถวลำดับมักจะประกอบขึ้นมาจาก สายอากาศต้นเดี่ยวชนิดเดียวกัน ขนาดเท่ากัน หลายๆ ต้น มาเรียงกันในลักษณะที่ระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละคู่ที่อยู่ติดกัน เท่ากัน โดยทั่วไป วัตถุประสงค์ของการนำสายอากาศต้นเดี่ยวมาประกอบเป็นสายอากาศแถวลำดับก็เพื่อให้สภาพเงาเงงทิศทาง และอัตราขยายของสายอากาศดีขึ้น

การที่สภาพเงาเงงทิศทาง และอัตราขยายของสายอากาศแถวลำดับดีกว่าสายอากาศต้นเดี่ยว ก็เนื่องมาจากเกิดการแทรกสอดของสนามในลักษณะเสริมกันของสนามที่แผ่ออกมาจากสายอากาศแต่ละต้น ในทิศทางที่ต้องการ ขณะเดียวกัน ก็เกิดการแทรกสอดของสนามในลักษณะหักล้างกันของสนามที่แผ่ออกมาจากสายอากาศแต่ละต้น ในทิศทางที่ไม่ต้องการด้วย ทำให้พูการแผ่พลังงาน (radiation lobes) ในทิศทางที่ต้องการมีขนาดใหญ่ขึ้น และพูในทิศทางที่ไม่ต้องการก็มีขนาดเล็กลงเมื่อเทียบกับแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นเดี่ยว โดยที่ในที่นี้ยังไม่ได้คิดถึง

ผลของการเชื่อมต่อ (coupling) ระหว่างสายอากาศเพื่อการศึกษานี้ ไม่นับรวมให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

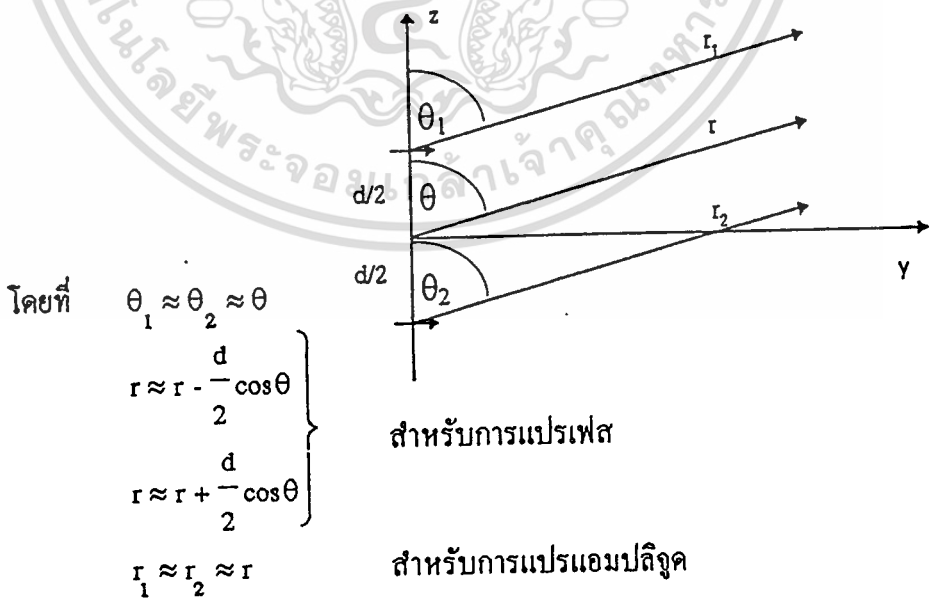
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่มีสายอากาศต้นเดี่ยวแต่ละต้น ที่จะนำมาประกอบเป็นสายอากาศแถวลำดับ เป็นชนิดเดียวกัน มีรูปทรง หรือโครงสร้างที่เหมือนกัน และมีขนาดเท่ากันหมดทุกต้น จะมีองค์ประกอบที่มีอิทธิพลต่อแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับแบบนี้ 5 ข้อด้วยกัน คือ

1. รูปทรงของการนำมาประกอบเป็นแถวลำดับ
2. ระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละคู่ที่อยู่ติดกัน
3. ขนาดของการกระตุ้นสายอากาศแต่ละต้น
4. เฟสในการกระตุ้นสายอากาศแต่ละต้น
5. แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นเดี่ยว

ในการวิเคราะห์ลักษณะสมบัติการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับ นอกจากจะต้องศึกษาอิทธิพลขององค์ประกอบทั้ง 5 ข้อดังกล่าวแล้ว สิ่งหนึ่งที่สำคัญ และจำเป็นต้องศึกษาคือ ผลกระทบจากการเชื่อมต่อ แต่ในที่นี้จะไม่ขอกล่าวถึง โดยจะถือว่าการเชื่อมต่อนั้นไม่มีผลต่อลักษณะสมบัติการแผ่พลังงาน

ในการวิเคราะห์ลักษณะสมบัติการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับ จะต้องเริ่มต้นจากการวิเคราะห์ในกรณีที่ย่างที่สุดก่อน คือ การวิเคราะห์หาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับที่ประกอบด้วยสายอากาศแบบเส้นลวดชนิดทวิขั้วขนาดเล็กมาก 2 ต้น ที่ถูกป้อนด้วยขนาดแรงดันที่เท่ากัน แต่เฟสต่างกันวางตัวในลักษณะดังรูปที่ 2-9



รูปที่ 2-9 รูปที่ใช้ในการวิเคราะห์หาแบบการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับที่ประกอบด้วยสายอากาศแบบเส้นลวดชนิดทวิขั้วขนาดเล็กมาก 2 ต้น

ถ้าไม่คิดถึงผลของการเชื่อมต่อ ความแรงสนามไฟฟ้าที่แผ่ออกจากสายอากาศแถวลำดับในรูปที่ 2-9 จะมีค่าเท่ากับผลรวมของความแรงสนามไฟฟ้าที่แผ่ออกจากองค์ประกอบแต่ละต้น ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$E_t = E_1 + E_2 = \bar{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - (\beta/2)]}}{r_1} |\cos\theta_1| + \frac{e^{-j[kr_2 - (\beta/2)]}}{r_2} |\cos\theta_2| \right\} \quad (2.22)$$

โดยที่ E_t คือสนามไฟฟ้ารวมของสายอากาศแถวลำดับ (ไม่คิดผลของการเชื่อมต่อ)
 E_1 และ E_2 คือสนามไฟฟ้าที่แผ่ออกจากองค์ประกอบแต่ละต้น
 l คือความยาวขององค์ประกอบแต่ละต้น
 d คือระยะห่างระหว่างองค์ประกอบทั้งสอง
 β คือความต่างเฟสในการป้อนให้องค์ประกอบทั้งสอง

โดยการประมาณค่า r_1 , r_2 และ θ_1 , θ_2 ดังแสดงในรูปที่ 2-9 จะสามารถจัดการรูปสมการ (2.22) ใหม่ได้เป็น

$$E_t = a_\theta j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} |\cos\theta| 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos\theta + \beta) \right] \quad (2.23)$$

พิจารณาพจน์ $a_\theta j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} |\cos\theta|$ จะมีค่าเท่ากับค่าความแรงสนามไฟฟ้าที่แผ่ออกมาจากสายอากาศแบบเส้นลวดชนิดทวิขั้วขนาดเล็กลงมาครั้งเดียว ส่วนพจน์ $2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos\theta + \beta) \right]$ เป็นพจน์ที่เกิดจากการที่มีสายอากาศ 2 ต้นมาประกอบกันเป็นสายอากาศแถวลำดับ และสามารถจะเรียกพจน์นี้ได้ว่า ตัวประกอบแถวลำดับ (array factor) จากสมการ (2.23) จะสามารถสรุปได้ว่า ค่าความแรงสนามไฟฟ้ารวมที่แผ่ออกจากสายอากาศแถวลำดับที่มีองค์ประกอบแต่ละต้นเหมือนกัน มีค่าเท่ากับค่าความแรงสนามไฟฟ้าที่แผ่ออกจากองค์ประกอบต้นเดียว (ที่วางไว้ที่ตำแหน่งอ้างอิง) คูณด้วยตัวประกอบแถวลำดับ สามารถที่จะเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีก $E(\text{total}) = E(\text{single element at reference point}) \times \text{Array factor} \quad (2.24)$

สามารถเรียกสมการ (2.24) ได้ว่า ผลคูณแบบรูป (pattern multiplication) ของสายอากาศ แถวลำดับที่มีองค์ประกอบแต่ละต้นเหมือนกันหมด

ถ้าหากนำพจน์ตัวประกอบแถวลำดับไปเขียนกราฟ จะพบว่าเหมือนกับ แผนภาพแบบรูป การแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับที่องค์ประกอบทุกต้นเป็นสายอากาศแบบไอโซทรอปิกหมด ฉะนั้นอาจกล่าวได้ว่า แบบรูปของตัวประกอบแถวลำดับก็คือ แบบรูปของสายอากาศแถวลำดับที่มีองค์ประกอบทุกต้นเป็นสายอากาศแบบไอโซทรอปิกนั่นเอง

ในกรณีทั่วไปที่สุดของการใช้งานสายอากาศแถวลำดับที่มี 2 องค์ประกอบ และองค์ประกอบแต่ละต้นเหมือนกันคือ การป้อนองค์ประกอบแต่ละต้นด้วยแอมพลิจูด และเฟสของแรงดันที่ไม่เท่ากัน ตัวประกอบแถวลำดับจะมีค่าเท่ากับ

$$AR = E_0 \sqrt{(1 + a \cos \psi)^2 + a^2 \sin^2 \psi} \angle \arctan \left[\frac{a \sin \psi}{1 + a \cos \psi} \right] \quad (2.25)$$

โดยที่ $\psi = kd \cos \theta + \beta$

และองค์ประกอบต้นที่ 2 ถูกป้อนด้วยแรงดันที่มีแอมพลิจูดเป็น a ($0 \leq a \leq 1$) เท่าของแอมพลิจูดของแรงดันที่ป้อนให้องค์ประกอบต้นที่ 1

ในกรณีที่สายอากาศแถวลำดับที่องค์ประกอบ N ($N > 2$) ต้น โดยที่องค์ประกอบแต่ละต้นเหมือนกันหมด วางเรียงต่อกันเป็นเส้นตรง และระยะห่างระหว่าง 2 องค์ประกอบที่อยู่ติดกันมีค่าเท่ากันหมดทุกคู่ ถูกป้อนด้วยแรงดันที่มีแอมพลิจูดเท่ากันหมดทุกต้น แต่ให้เฟสของแรงดันที่ป้อนให้กับต้นที่ N นำเฟสของแรงดันที่ป้อนให้กับต้นที่ $N-1$ อยู่ β จะมีองค์ประกอบแถวลำดับที่แสดงได้ด้วยสมการต่อไปนี้

$$AF = 1 + e + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} \quad (2.26)$$

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi}$$

โดยการประมาณบางค่า และการจัดรูปสมการ (2.26) สามารถเขียนได้เป็น

$$AF \approx \frac{1}{N} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (2.27)$$

$$AF \approx \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\left(\frac{N}{2}\psi\right)} \right]$$

ถ้าหากแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับ ที่องค์ประกอบทั้ง N ต้นเหมือนกันและวางเรียงต่อกันเป็นแนวเส้นตรง มีพูประฐานอยู่ในแนวตั้งฉากกับแนวของแถวลำดับ จะเรียกสายอากาศแถวลำดับที่มีลักษณะการแผ่พลังงานแบบนี้เรียกว่า สายอากาศแถวลำดับข้าง (broadside array antennas) แต่ถ้าพูประฐานอยู่ในแนวเดียวกับแนวของแถวลำดับ จะเรียกว่า สายอากาศแถวลำดับแบบเอนคไฟร์ (end-fire array antennas)

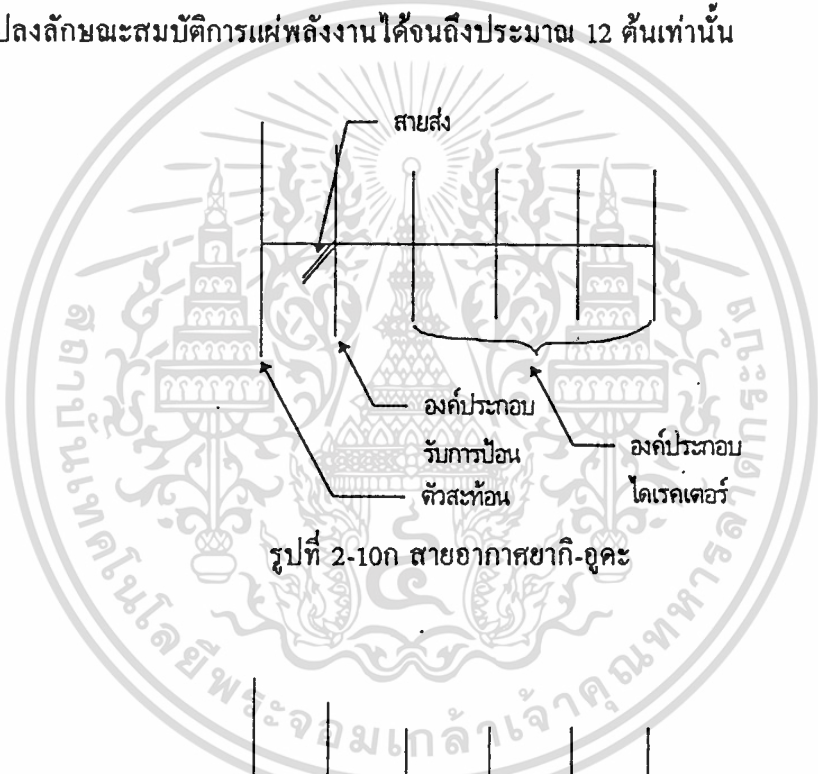
2.8.2 สายอากาศยาคิ-อุตะ (Yagi-Uda antennas)

สายอากาศยาคิ-อุตะ เป็นสายอากาศที่มีลักษณะโครงสร้างคล้ายกับ การนำสายอากาศแบบเส้นลวดชนิดทวิขั้วหลายๆ ต้น ที่ความยาวของแต่ละต้นไม่เท่ากันมาประกอบกันเป็นสายอากาศแถวลำดับ สิ่งที่แตกต่างกันระหว่างสายอากาศ 2 ชนิดนี้คือ สายอากาศยาคิ-อุตะจะถูกป้อนที่องค์ประกอบ (element) หนึ่งเท่านั้น ขณะที่สายอากาศแถวลำดับจะถูกป้อนที่ทุกๆ องค์ประกอบ ดังแสดงเปรียบเทียบในรูปที่ 2-10ก และ ข

สำหรับองค์ประกอบของสายอากาศยาคิ-อุตะที่ถูกป้อน จะถูกเรียกว่า องค์ประกอบรับการป้อน (driven elements) ส่วนองค์ประกอบที่อยู่หน้าองค์ประกอบรับการป้อน และมีขนาดสั้นกว่า องค์ประกอบรับการป้อน จะถูกเรียกว่าองค์ประกอบไดเรกเตอร์ (director element) และองค์ประกอบที่อยู่หลังองค์ประกอบรับการป้อน และมีขนาดยาวที่สุด จะถูกเรียกว่า ตัวสะท้อน (reflectors) โดยทั่วไปองค์ประกอบรับการป้อนจะมีความยาวเท่ากับ หรือสั้นกว่า หรือสั้นกว่า ความยาวก่าทอน (resonant length) หรือความยาวครึ่งคลื่น (half-wave length) เล็กน้อย

นอกจากนี้ยังมีสายอากาศยาคิ-อุตะ จำนวนมากที่องค์ประกอบรับการป้อนไม่ได้ใช้สายอากาศแบบเส้นลวดชนิดขั้วธรรมดา แต่จะใช้สายอากาศที่เรียกว่า สายอากาศโคโพลัม (folded dipoles) แทน ส่วนองค์ประกอบไดเรกเตอร์ก็ จะมีความยาวอยู่ในช่วงประมาณ 0.4-0.5 เท่าของความยาวคลื่น และความยาว และขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางขององค์ประกอบไดเรกเตอร์แต่ละต้นไม่จำเป็น

เป็นต้องเท่ากัน และระยะห่างระหว่างองค์ประกอบโคเรคเตอร์แต่ละคู่ จะอยู่ในช่วง 0.3-0.4 เท่าของความยาวคลื่น ซึ่งก็ไม่จำเป็นต้องเท่ากันอีกเช่นกัน สำหรับตัวสะท้อน โดยทั่วไปจะมีความยาวเท่ากับ หรือมากกว่าความยาวครึ่งคลื่นเล็กน้อย ในทางปฏิบัติ ตัวสะท้อนจะมีแค่ตัวเดียว เนื่องจากมีลักษณะสมบัติการแผ่พลังงานจะเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยเมื่อเพิ่มจำนวนตัวสะท้อนขึ้น แต่ถ้าเพิ่มจำนวนองค์ประกอบโคเรคเตอร์ขึ้นจะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงลักษณะสมบัติการแผ่พลังงาน โดยความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนองค์ประกอบโคเรคเตอร์กับลักษณะสมบัติการแผ่พลังงานจะมีถึงระดับหนึ่งเท่านั้น กล่าวคือ จะเพิ่มจำนวนองค์ประกอบโคเรคเตอร์ของสายอากาศยาก็-อูคะ เพื่อเปลี่ยนแปลงลักษณะสมบัติการแผ่พลังงานได้จนถึงประมาณ 12 ดันเท่านั้น



รูปที่ 2-10ข สายอากาศแบบแถวลำดับที่มีองค์ประกอบเป็นสายอากาศแบบเส้นลวดชนิดทวิขั้ว

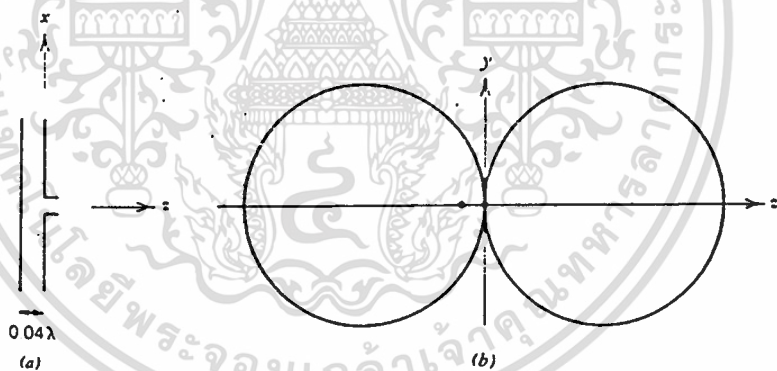
โดยทั่วไปสายอากาศแบบยาก็-อูคะจะมีอิมพีแดนซ์ค่าน้ำเข้าต่ำ (เมื่อเทียบกับแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่มีใช้กันอยู่) และความกว้างแถบคงที่ (bandwidths) น้อย ในการออกแบบเพื่อที่จะให้อิมพีแดนซ์ และความกว้างแถบความถี่มีค่ามากขึ้น ก็มักจะทำให้สภาพเงาของทิศทาง หรืออัตราขยายของสายอากาศมีค่าลดลง ลักษณะสมบัติการแผ่พลังงานของสายอากาศยาก็-อูคะที่น่าสนใจอีกประการหนึ่งคือ การใช้งานสายอากาศยาก็-อูคะที่ความถี่สูงกว่าความถี่กลางที่ออกแบบไว้ ค่าสภาพ

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยดาราศาสตร์แห่งชาติ (องค์การมหาชน) จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

เงาจงทิศทางจะลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อเพิ่มความเร็วในการใช้งานขึ้น แต่ถ้าใช้งานที่ความเร็วต่ำกว่าค่าความถี่กลางที่ออกแบบไว้ ค่าสภาพเงาจงทิศทางจะค่อนข้างคงที่

ในอศิศการหลักขณะสมบัติการแผ่พลังงานของสายอากาศยาก็-อูจะจะใช้วิธีทดลองวัดเท่านั้น เนื่องจากวิธีวิเคราะห์ค่อนข้างที่จะยุ่งยากซับซ้อน และในที่นี้จะไม่กล่าวถึงวิธีวิเคราะห์ แต่จะชี้ให้เห็นถึงอิทธิพลของการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบบางตัว ที่มีผลต่อค่าคุณลักษณะของสายอากาศยาก็-อูจะบางค่า ไว้พอเป็นตัวอย่าง และเป็นแนวทางในการนำไปเปรียบเทียบกับผลการทดลอง ดังนี้คือ การเปลี่ยนแปลงขนาดและระยะห่างระหว่างองค์ประกอบรับการป้อน กับตัวสะท้อน จะมีผลต่ออัตราขยายด้านหลัง หรืออัตราส่วนหน้าต่อหลัง และอิมพีแดนซ์ด้านเข้า ขณะที่การเปลี่ยนแปลงขนาด และระยะห่างระหว่างองค์ประกอบไดเรกเตอร์แต่ละคู่ จะมีผลต่ออัตราขยายด้านหน้าด้วย ส่วนการเปลี่ยนแปลงรูปทรงโดยรวมของสายอากาศยาก็-อูจะจะมีผลต่ออิมพีแดนซ์ด้านเข้า ซึ่งโดยปกติจะออกแบบให้ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศยาก็-อูจะเป็นจำนวนจริงเท่านั้น

2.8.2.1 กรณีไม่ให้องค์ประกอบไดเวอร์มีความยาวเท่ากับองค์ประกอบเสริมและทิศทางของคลื่นกระจายออกทางองค์ประกอบไดเวอร์ แสดงดังรูปที่ 2-11a และ b

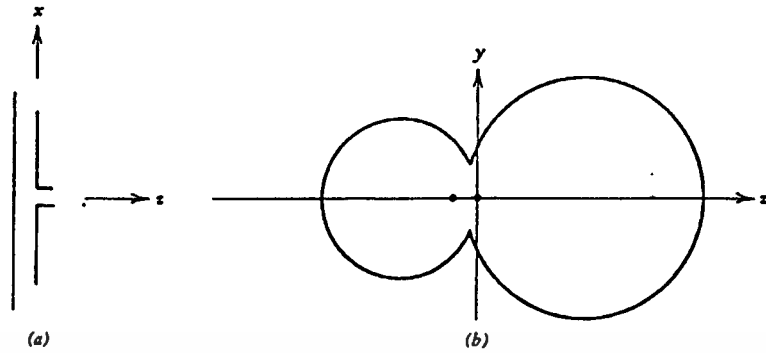


รูปที่ 2-11 ไดโพลครึ่งความยาวคลื่นแบบมี 2 อิลิเมนต์

2-11a รูปลักษณะโครงสร้าง

2-11b รูปแพทเทิร์นของสนามแม่เหล็ก

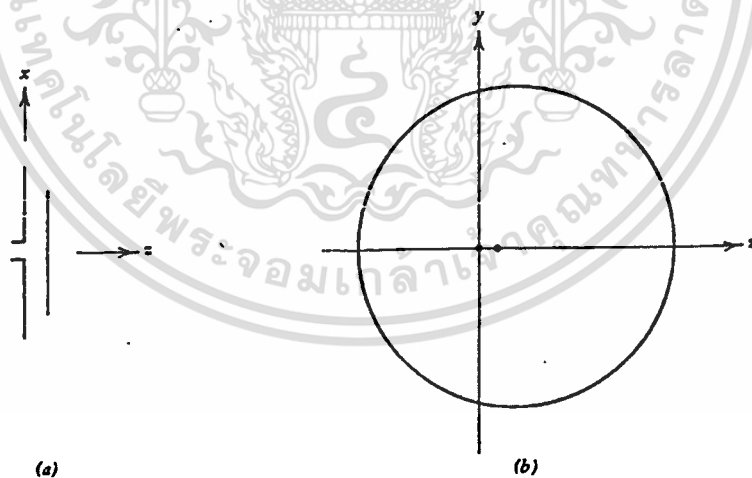
2.8.2.2 กรณีให้องค์ประกอบไดเวอร์สั้นกว่าองค์ประกอบเสริม โดยองค์ประกอบไดเวอร์มีความยาว 0.4781 ของความยาวคลื่น และองค์ประกอบเสริมมีความยาว 0.49 ของความยาวคลื่น ระยะห่างเท่ากับ 0.04 ของความยาวคลื่น แสดงด้วยรูปที่ 2-12a และ b



รูปที่ 2-12a รูปลักษณะโครงสร้าง

2-12b รูปแพทเทิร์นของสนามแม่เหล็ก

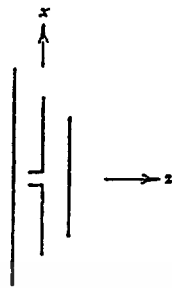
2.8.2.3 กรณีให้องค์ประกอบไดเวอร์ยาวกว่าองค์ประกอบเสริม โดยที่ องค์ประกอบไดเวอร์มีความยาว 0.4781 ของความยาวคลื่น และองค์ประกอบเสริมมีความยาว 0.45 ของความยาวคลื่น และระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ 0.04 ของความยาวคลื่น แสดงดังรูปที่ 2-13a และ b



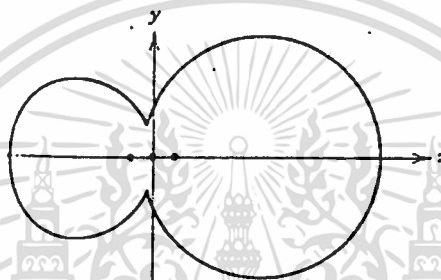
รูปที่ 2-13a รูปลักษณะโครงสร้าง

2-13b รูปแพทเทิร์นของสนามแม่เหล็ก

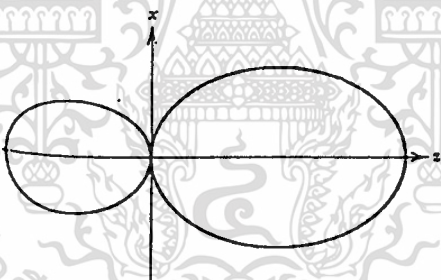
2.8.2.4 กรณีให้มือองค์ประกอบทั้งสามองค์ประกอบ โดยให้องค์ประกอบไดเวอร์สั้นกว่าองค์ประกอบตัวสะท้อนคลื่น และยาวกว่าองค์ประกอบชี้ทิศทาง และองค์ประกอบไดเวอร์ยาวเอกสารนี้ 0.4781 ของความยาวคลื่น องค์ประกอบตัวสะท้อนคลื่นยาว 0.49 ของความยาวคลื่น และองค์ประกอบชี้ทิศทางยาว 0.45 ของความยาวคลื่น แสดงดังรูปที่ 2-14a, b และ c ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)



(c)

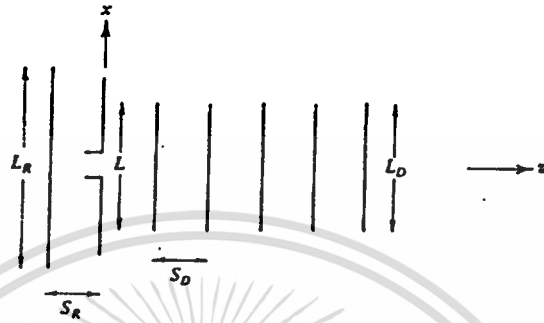
รูปที่ 2-14a รูปลักษณะโครงสร้าง

2-14b รูปแพทเทิร์นของสนามแม่เหล็ก

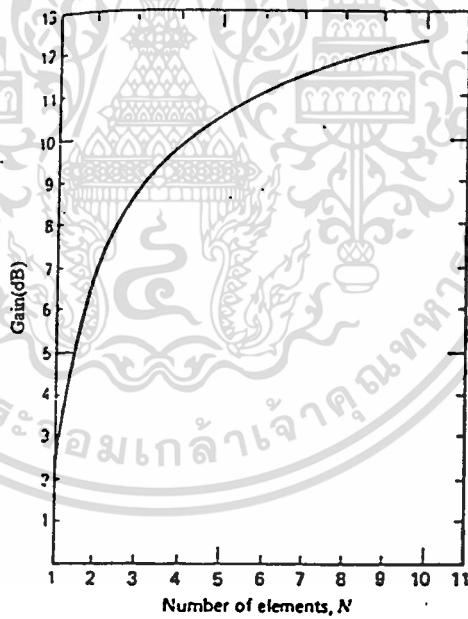
2-14c รูปแพทเทิร์นสนามไฟฟ้า

ตัวโคเรคทีวี่ที่สุดขององค์ประกอบ 3 ส่วน ของสายอากาศยาภิ-อูคะ มีค่าประมาณ 9 dB โดยที่ระยะห่างระหว่างแต่ละองค์ประกอบอยู่ในช่วง 0.15-0.25 ของความยาวคลื่น โดยที่ องค์ประกอบตัวสะท้อนคลื่นมีความยาวกว่าองค์ประกอบโคเวร์อยู่ 0.5 เปอร์เซนต์ จากการทดลองทำให้พบว่าการเพิ่มตัวสะท้อนคลื่น จะมีผลเพียงเล็กน้อย หรือแทบจะไม่มีผลเลย แต่ในทางตรงกันข้าม การเพิ่มตัวชี้ทิศทาง ทำให้อัตราการขยายเพิ่มขึ้น รูปทั่วไปแสดงดังรูปที่ 2-15a โดยที่ระยะห่างมีค่าคงที่ ที่ $S_R = S_D = 0.15$ ของความยาวคลื่น สามารถแสดงด้วยความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการขยาย กับจำนวนองค์ประกอบชี้ทิศทางที่เพิ่มขึ้น ดังตาราง 2-15b จากตาราง OF เห็นได้ว่าเมื่อเพิ่ม

องค์ประกอบจาก 3 เป็น 4 จะทำให้อัตราขยายเพิ่มขึ้น 2 dB แต่ถ้าเพิ่มจาก 9 เป็น 10 จะทำให้อัตราขยายเพิ่มขึ้นเพียง 0.2 dB เท่านั้น



รูปที่ 2-15a แสดงโครงสร้างของสายอากาศขั้วทุกตัวไป



รูปที่ 2-15b แสดงความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนองค์ประกอบขั้วทิศทาง และอัตราขยาย

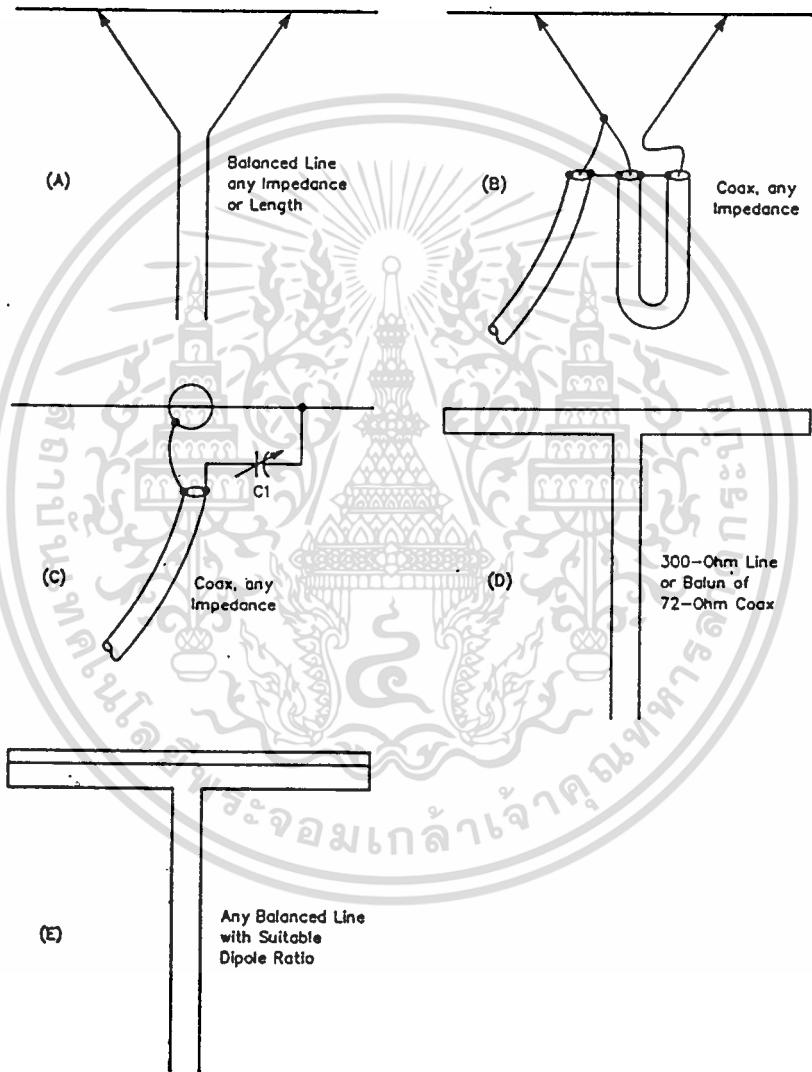
2.8.3 อิมพีแดนซ์แมทซ์ริง

2.8.3.1 เคสค่าแมทซ์

ดังแสดงในรูปที่ 2-16a ด้วยสายอากาศแบบครึ่งความยาวคลื่นจะถูกแทนด้วยสายนำสัญญาณซึ่งจุดที่จะแทนออกนั้น จะต้องเป็นจุดที่ให้ประสิทธิภาพในการถ่ายทอดพลังงานได้สูงสุด และสัมพันธ์การสะท้อนคลื่นต่ำสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือที่ระบุไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด 2.8.3.2 แกมม่าแมทซ์ และทีแมทซ์ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังแสดงในรูปที่ 2-16b และ c ในส่วนของแกมม่าแมทช์นั้นจะไม่มีแรงดันอาร์เอฟที่จุดกึ่งกลางของสายอากาศครึ่งความยาวคลื่น และตัวนำค้ำนอกของสายนำสัญญาณแบบโคแอกเซียลจะถูกเชื่อมต่อที่จุดตรงกลางนี้ ส่วนสัญญาณกระแสนอร์มัล จะเดินทางในตัวนำตัวใน โดยจะพบกับสายอากาศครึ่งความยาวคลื่นที่จุดที่แมทช์กับอิมพีแดนซ์ สำหรับค่า C_1 จะเป็นตัวปรับค่าให้ค่าอิมคักแดนซ์หมดไป เพื่อให้ค่าการสะท้อนกลับของคลื่นมีค่าเท่ากับศูนย์



รูปที่ 2-16 วิธีการอิมพีแดนซ์แมทช์ชิงสายอากาศ

- 2-16a, b เคลด้าแมทช์
- 2-16c แกมม่าแมทช์
- 2-16d ทีแมทช์
- 2-16e โฟลเค็คไคโพล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เมทซ์โดยทั่วไปที่เห็นจะลักษณะเหมือน แกมม่าเมทซ์ 2 ตัวต่อกัน เพื่อใช้กับระบบสายส่งสัญญาณที่เป็นแบบบาลานซ์ ตัวอย่างของโคแอกเซียลบาลันแสดงดังรูปที่ 2-16b เพื่อบาลานซ์ที่เมทซ์กับสายอินบาลานซ์โคแอกเซียล เพื่อต่อเข้ากับเครื่องส่ง

2.8.8.3 โพลเด็คโคโพล

อิมพีแดนซ์ของสายอากาศครึ่งความยาวคลื่นที่จุดกึ่งกลางจะมีค่า 72 โอห์ม กรณีโคโพลธรรมดา แต่ถ้าเป็นโพลเด็คโคโพลดังรูป 2-16d จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์เพิ่มขึ้น 4 เท่าตัว มีค่า 300 โอห์ม โดยไม่มีการมิสเมทซ์ ซึ่งสามารถใช้สายโคแอกเซียลขนาด 70-75 โอห์ม มาต่อได้ ถ้ามีบาลานซ์แบบ 4:1 ต่ออยู่ การจะทำให้อิมพีแดนซ์เพิ่มขึ้นอีก ก็โดยการทำให้ส่วนของสายอากาศโตขึ้น ดังรูปที่ 2-16e



บทที่ 3

ไอซี MMIC

ไอซี MMIC เป็นไอซีภาคขยายที่ภายในเป็นวงจรทรานซิสเตอร์ที่ต่อกันแบบคาสเคด ซึ่งอยู่ในตระกูลซิลิกอนไบโพลาร์โมนอลิธิค (Silicon Bipolar Monolithic)

คุณสมบัติ

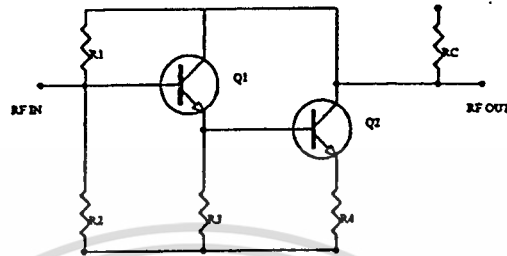
1. ง่ายต่อการใช้งานกับวงจรที่มีอิมพีแดนซ์เป็น 50 โอห์ม
2. ตอบสนองต่อความถี่ได้ดีตลอดช่วงความถี่ที่ใช้งาน
3. ง่ายต่อการออกแบบหลายวงจร เนื่องจากมีขาใช้งานเพียงขาอินพุต เอาท์พุต และกราวด์
4. สามารถทำงานที่แรงดันน้อยกว่า 5 โวลต์
5. ย่านความถี่ใช้งานสูงสุดได้ถึง 4 กิกะเฮิรต
6. มีการรบกวนต่ำ

การนำไปใช้งาน

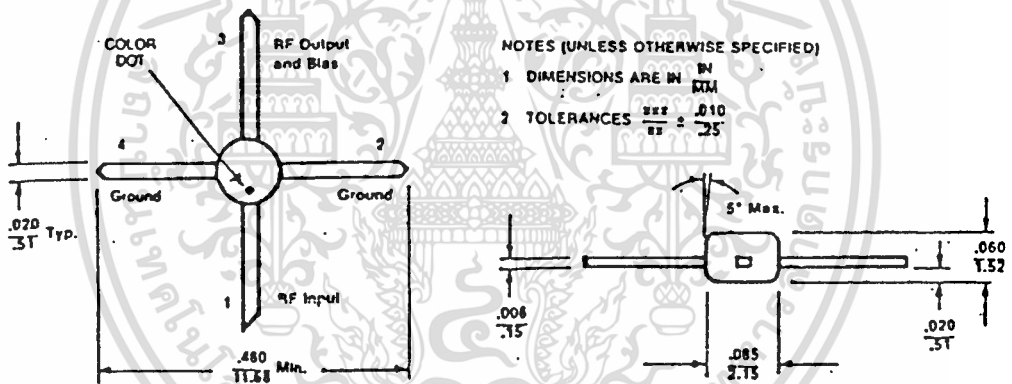
สามารถนำไปใช้งานได้ดังนี้คือ

1. ใช้กับวงจรขยายที่มีกำลังต่ำ
2. เป็นวงจรขยายสัญญาณให้วงจรดีเทคเตอร์เพื่อให้งานของวงจรภาครับมีประสิทธิภาพมากขึ้น
3. ใช้ในภาคขยายที่มีการขยายหลายสเตต
4. ใช้เป็นวงจรบัฟเฟอร์สำหรับวงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรภายในของไอซีจะเป็นคังรูป



รูปที่ 3-1 วงจรภายในของไอซี MMIC



รูปที่ 3-2 แสดงลักษณะและขาของไอซี MMIC

การใช้งาน

ในการใช้งานของไอซี MMIC amplifier ต้องมีการไบแอสที่ถูกต้อง วงจรภายในของไอซี แสดงคังรูป ผู้ใช้ควรป้อนแรงดันที่เหมาะสมให้กับไอซี เพื่อรักษาเสถียรภาพการทำงานของไอซี ไว้ เนื่องจากจะมีการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายตามการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ดังนั้นจึงต้องมีการต่อเข้าไว้ ที่ขาของไอซีเพื่อเป็นตัวชดเชยอุณหภูมิ ความต้านทานชนิดคาร์บอนธรรมดาจะมีสัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิเป็นบวกคือ +0.0001% ต้องสาเซลเซียส แต่ในงานที่ต้องการชดเชยอุณหภูมิที่ดีจะใช้ความต้านทานชนิดดิคบอนผิววงจ

สำหรับการไบแอสที่ต้องการเพื่อให้มีอัตราขยายที่คงที่ ครอบคลุมอุณหภูมิตั้งแต่ -10 ถึง +100 ค่าแรงดันที่ตกคร่อม RC ต้องมีค่าน้อยที่สุด 1.5 โวลต์ ซึ่งถ้ามีค่าแรงดันตกคร่อม RC มากจริงก็จะยังมีเสถียรภาพมากขึ้น

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

ตาราง 3.1 แสดงความสัมพันธ์ของอัตราขยายกับอุณหภูมิ กระแสไบแอส และ ค่า RC

ตามธรรมชาติแล้วค่าของอัตราขยายจะลดลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น ดังนั้นค่าแรงดันที่ตกคร่อม RC ที่ให้เสถียรภาพได้ดีที่สุด เมื่อเป็นวงจรไบแอสคงที่จะมีค่าประมาณ 2 โวลต์ จากตาราง แสดงให้เห็นว่าค่าอัตราขยายจะคงที่ที่สุดตลอดย่านการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

สูตรการคำนวณค่าของ RC (Bias Stabilization Resistor)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ $R_c = \frac{V_{cc} - V_d}{I_d}$ นี้ ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

V_{cc} = แรงดันไฟที่ป้อนให้กับ

V_d = แรงดันไฟที่ ขาเอาต์พุทของ MMIC

I_d = กระแสไบแอส

ค่ากำลังที่สูญเสียในตัว RC คือ

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

วงจรและการทดลอง

4.1 สถานีโทรทัศน์สมัครเล่นความยาวคลื่น 24 เซนติเมตร

ถึงแม้ว่าจะเป็นแนวความคิดอันเก่าแก่ที่จะพัฒนาความถี่ใช้งานให้ได้มากขึ้นและในปัจจุบันได้มีสถานีทวนสัญญาณโทรทัศน์สมัครเล่นในประเทศอเมริกาเป็นจำนวนมากทีเดียว โดยใช้งานที่ความยาวคลื่น 24 เซนติเมตรหรือความถี่ 1.3 กิกะเฮิรต์ และอีกประการหนึ่งตามตำนานในอดีตจนถึงปัจจุบันที่จะทำให้การใช้ความถี่ที่เป็น LOS (line of sight) ทั้งหมดไม่มีปัญหาเรื่องระยะทาง ในการใช้งานที่ความยาวคลื่น 70 เซนติเมตรและความยาวคลื่นต่ำกว่านี้จะมีปัญหาเรื่องระยะทางน้อยมาก ด้วยเหตุที่ว่าช่วงความถี่ไมโครเวฟช่องต่ำนั้นจะทำงานได้ดีและให้ผลทางด้านระยะทางดีมาก

4.2 เครื่องส่งโทรทัศน์ความยาวคลื่น 24 เซนติเมตร

วงจรที่จะแสดงให้เห็นต่อไปนี้ ประกอบรวมอยู่ด้วยกันบนบอร์ดเคียวเป็นเครื่องส่งโทรทัศน์สมัครเล่น ระบบเอฟเอ็ม ใช้ศิลปะในการจัดวางรูปอุปกรณ์ที่มีเสถียรภาพความน่าเชื่อถือ เครื่องมือที่ต้องการใช้สำหรับการตรวจสอบและทดลอง คือสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณวีซีโอที่ยังไม่ได้เทอร์มินเนต และอิมพีแดนซ์ 75 โอห์ม และไมโครโฟนแบบโลว์เลเวลโลว์อิมพีแดนซ์ (Low Level Low Impedance) สำหรับอินพุต Aux และสำหรับสัญญาณเสียง DTMF (Dual Tone Multi Frequency)

4.3 รายละเอียดวงจร

บล็อกโคโอะแกรมของวงจรเครื่องส่งแสดงดังรูปที่ 4.0 วงจรสำหรับเครื่องส่งแบ่งออกเป็น 4 ภาค ดังรูปที่ 4.1 เพราะสัญญาณวีซีโอแบบอินพุตและโปรเซสซิงเซอร์กิต รูปที่ 4.2 สัญญาณออกไออินพุต และโปรเซสซิงเซอร์กิต ในรูปที่ 4.3 แสดงวงจรสำหรับสร้างจับแคเรียของเสียง และในรูปที่ 4.4 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์ และวงจรขยาย ที่สัญญาณภาพที่อินพุตขนาด 1 V_{p-p} อันดับแรกจะผ่านเข้าวงจรปริเอมฟาซิส และเข้าสู่ไอซีตัวที่ หนึ่ง และที่ตัวควบคุมอัตราขยาย สัญญาณภาพ VR3 ป้อนไฟเลี้ยงคิซี ไปยัง Q1 และแรงดันนี้ ถ้าเพิ่มขึ้นจะทำให้ความต้านทานระหว่างซอร์สและแคเรนของ Q1 จะลดลง ทำให้อัตราขยายของ IC1 ลดลง อุปกรณ์ C7, Q2, Q3 และ Q4 รับสัญญาณภาพและสร้างไบอัสให้กับออสซิลเลเตอร์ Q5 ขดลวด L2 และตัวเก็บประจุ C10 ซึ่งเป็นตัวคักจับความถี่ 6 MHz หรือป้องกันออกไอจับแคเรียเรียร์ จากผลของการรับสัญญาณ

ไว้ Q5 และอุปกรณ์รอบข้างในวงจรออสซิลเลเตอร์ทำหน้าที่ทำให้เกิดความถี่เอาท์พุท การจูนจะประสบความสำเร็จได้ โดยการปรับค่าแรงดันที่ถูกจ่ายให้แก่ CD1 โดยใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ แบบหมุนได้หลายรอบ VR4

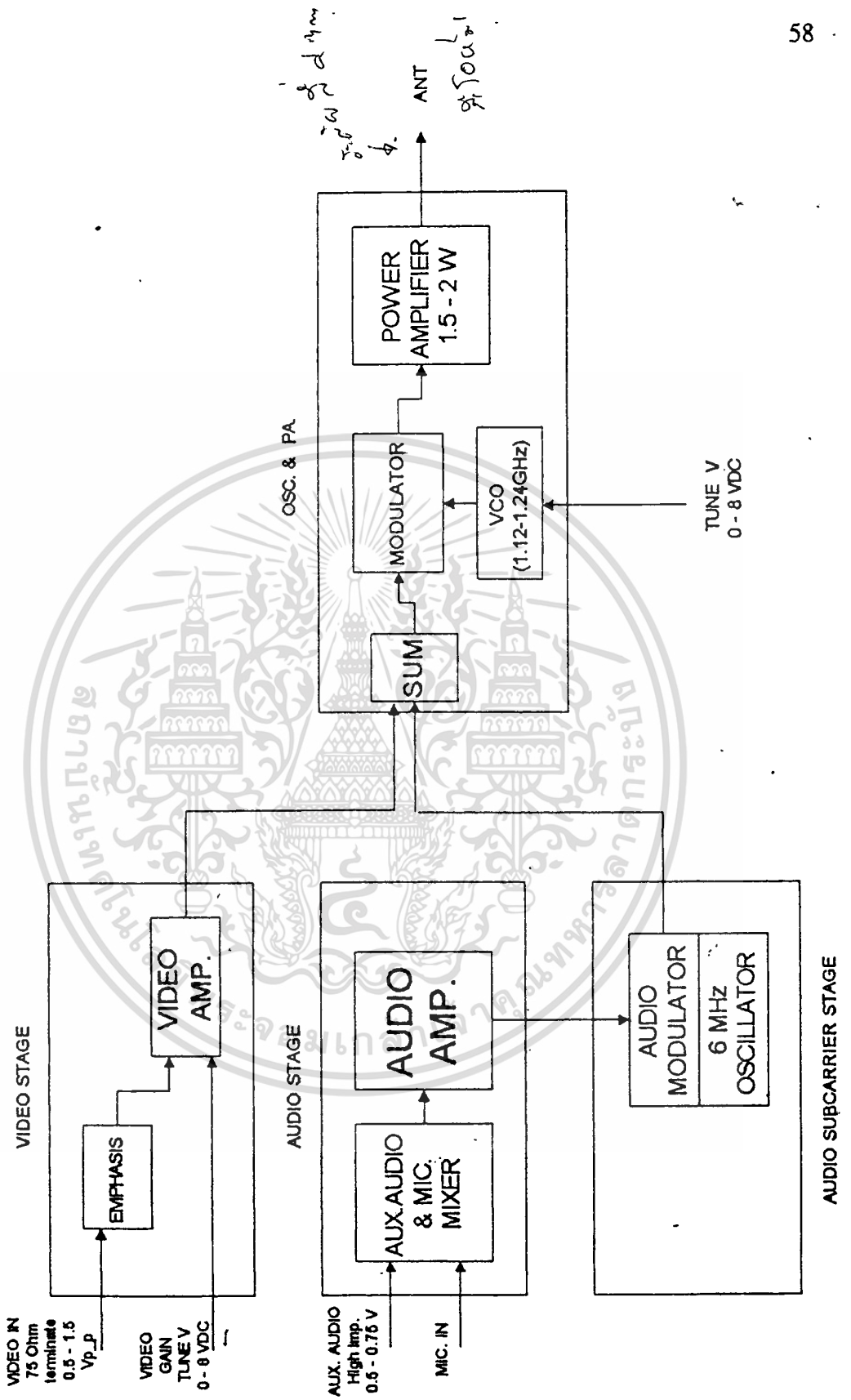
ไบอัสและสัญญาณมอดูเลตของสัญญาณภาพ จะถูกจ่ายให้ขามบสของ Q5 ที่ทำหน้าที่ออสซิลเลเตอร์ IC2, L8, L9 และ IC3 จากวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ วงจรขยายอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม และจ่ายกำลังงาน 10 มิลลิวัตต์ ให้แก่ IC4 เพาเวอร์แอมป์รีไฟร์เออร์โมดูล ซึ่งจะขยายสัญญาณภาพให้ได้ 1.5 วัตต์ โวล์เลเวลโลว์อิมพีแดนซ์ไมโครโฟนจะขยายโดย IC7 เป็นอันดับแรกและ C27 ทำหน้าที่ควบคุมอัตราการขยายเสียงจากไมโครโฟนและจาก Aux จะถูกรวมและขยายโดย IC8 ตัวต้านทานปรับค่าได้ VR2 ควบคุมอัตราการขยายของไอซี และการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเสียง C36, R25 และ R26 ทำหน้าที่เป็นวงจรปริเอมฟาสิส ทรานซิสเตอร์ Q9 และอุปกรณ์รอบข้างทำหน้าที่ผลิตความถี่ 6 MHz ซึ่งเป็นความถี่มอดูเลต โดยสัญญาณเสียงซึ่งถูกจ่ายให้แก่ขามบสของทรานซิสเตอร์ Q6 - Q9 แบบวีเวอร์สไบอัส Q10 ทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์ และ VR1 ควบคุมระดับสัญญาณจับแคร์เรียร์ ไฟเลี้ยงที่ต้องการคือ 8 โวลต์ สำหรับจ่ายให้ IC5 และ IC6 และ 6 โวลต์จ่ายให้กับ IC7 โดยแรงดัน 6 โวลต์ได้มาจากการแบ่งแรงดัน 8 โวลต์ด้วยไดโอด D2, D3 และ D4

4.4 โครงสร้าง

แผ่นปริ้นท์ทั้งหมดเป็นแบบสองหน้า เพลาททุโฮล ก่อนที่จะบัดกรีอุปกรณ์ ให้ทำการชุบขา IC4 เบาๆ และทำการบัดกรีอุปกรณ์ต่างๆ โดยไม่ทำให้เกิดแรงดึง หรืออุณหภูมิสูงเกินไป อันดับแรกให้บัดกรีตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ให้ถูกตำแหน่ง เพราะบ่อยครั้งที่ไม่ได้บอกค่าไว้บนตัวอุปกรณ์ เพราะฉะนั้นจึงไม่ควรรวมอุปกรณ์เข้าด้วยกันหมด ลำดับต่อไปให้ใส่ตะกั่วบนแผ่นปริ้นท์ทั้งหมดและใช้คีมคีบอุปกรณ์ที่เป็นเซอร์เฟสเมทที่วางบนตำแหน่งที่ถูกต้อง ทำการบัดกรีโดยใช้ตะกั่วน้อยๆ บัดกรีเป็นจุดๆ ไว้ก่อนแล้วค่อยบัดกรีให้เสร็จทีละขั้ว หลังจากนั้นให้ทำให้อุณหภูมิลดลง ทรिमเมอร์ VC1 และ VC2 ควรใส่ให้ถูกทิศทางการหมุน และตรวจเช็ครอยต่อของทรिमเมอร์ ว่า ตัวหนึ่งติดอยู่ด้านข้างและอีกตัวหนึ่งไหลมาจกข้างได้หรือไม่ ขาทรिमเมอร์ที่ติดกับตัวถัง ควรต่อลงกราวด์ ส่วนขาอื่นหักงอ 90 องศา และบัดกรีบนไมโคนสตริปด้วยตะกั่วเล็กน้อย อันดับต่อไป บัดกรีไดโอดทรานซิสเตอร์และเฟท ตามลำดับดังนี้ IC1, IC2, IC3, IC7 และ IC8 ขาอุปกรณ์ควรจะตัดให้สั้นที่สุดเพื่อป้องกันการสูญเสียที่จะเกิดขึ้น บัดกรีคอยล์และขดลวด ต่อไปบัดกรี RL1, RL2 และ RL3 (ทั้งหมดเป็นขดลวดตัวต้านทาน) อันดับสุดท้ายบัดกรี IC5 และ IC6 ซึ่งทั้งสองตัวนี้ต้องการแผ่นระบายความร้อนและบัดกรี IC4 ซึ่งมีแผ่นระบายความร้อนเช่นกัน

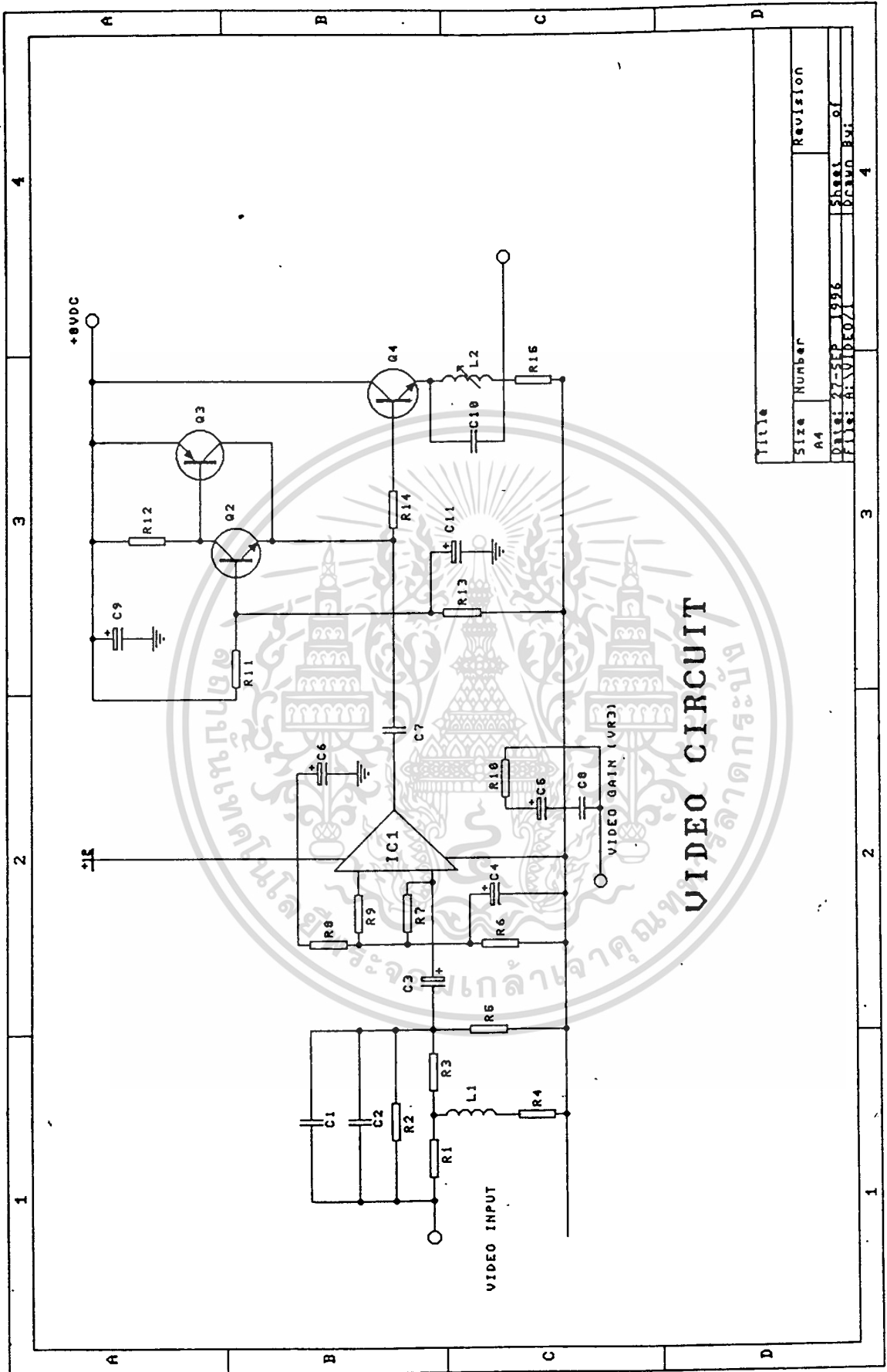
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.0 แสดงบล็อกโคจรของวงจรเครื่องส่ง

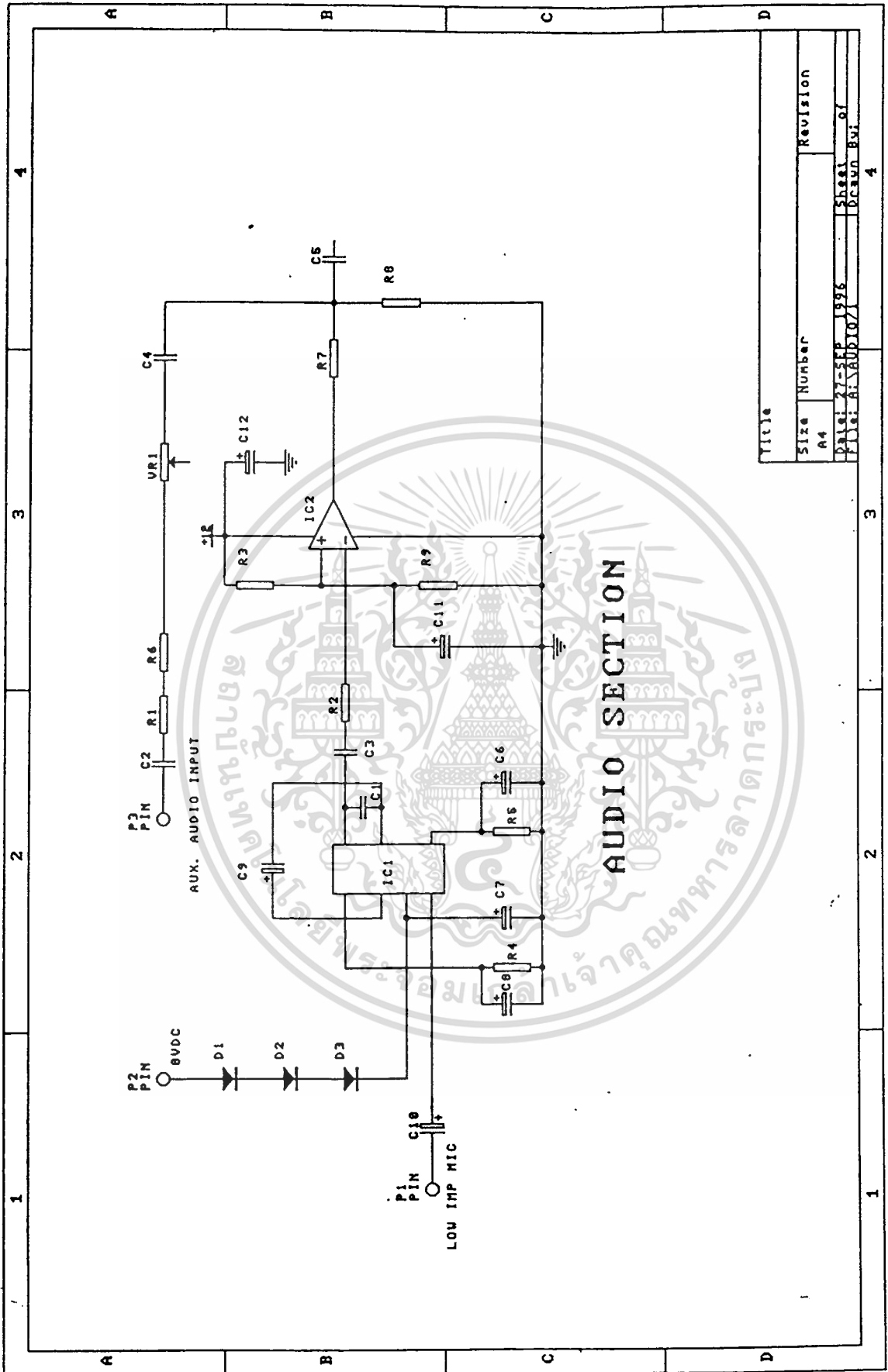
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



VIDEO CIRCUIT

Title	
Size	Number
A4	
Revision	
Drawn By	
Checked By	
Date	27-SEP-1996
File	A:VIDEO/
Sheet	4
Drawn	4

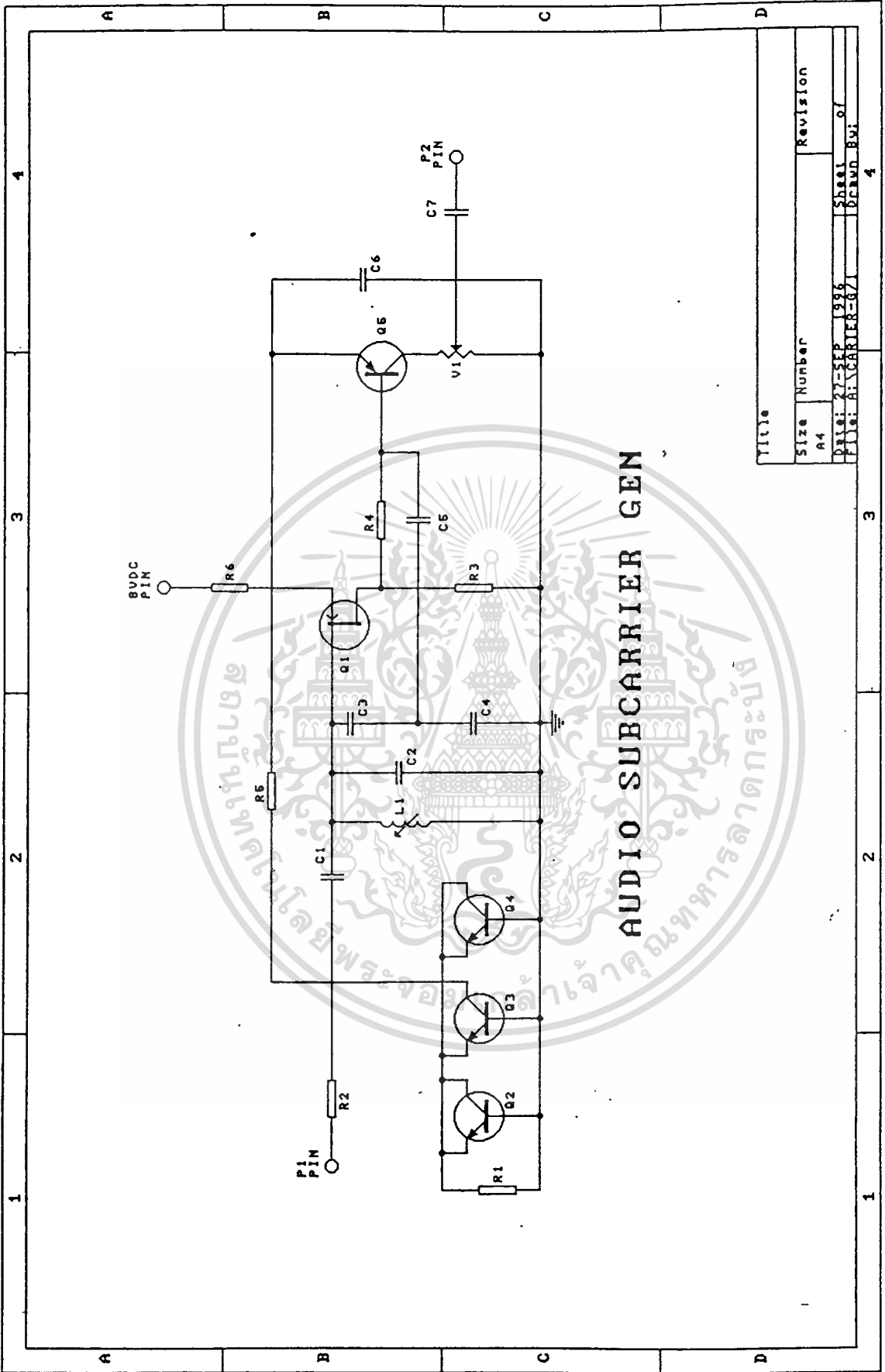
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 4.1 วงจรภาควิดีโอ เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title	
Size Number	Revision
A4	
DATE: 27-SEP-1996	SHEET: 1 of
PLN: A-1001071	DRAWN BY: J
	4

รูปที่ 4.2 วงจรภาคออกซิโ

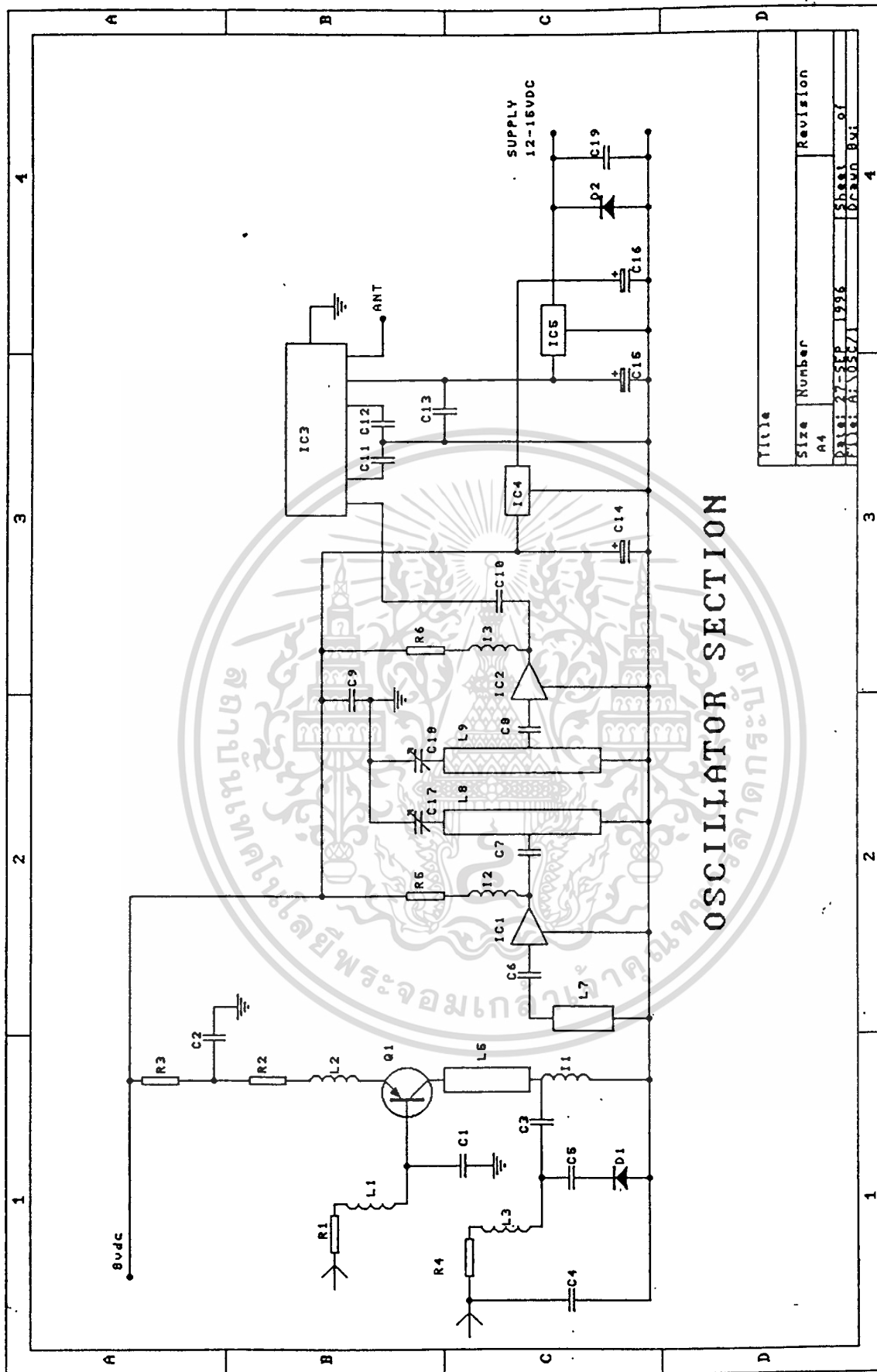
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title	
Size	Number
A4	
Date:	Revision
27-SEP-1996	
Drawn By:	
AL-CARRIER-01	
	4

รูปที่ 4.3 วงจรภาคออกซิโชน์แคเรียร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



OSCILLATOR SECTION

Title	
Size	Number
A4	
DATE:	27-SEP 1996
FILE:	A:05C71
Drawn By	
Revision	

รูปที่ 4.4 วงจรออสซิลเลเตอร์และเพาเวอร์แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

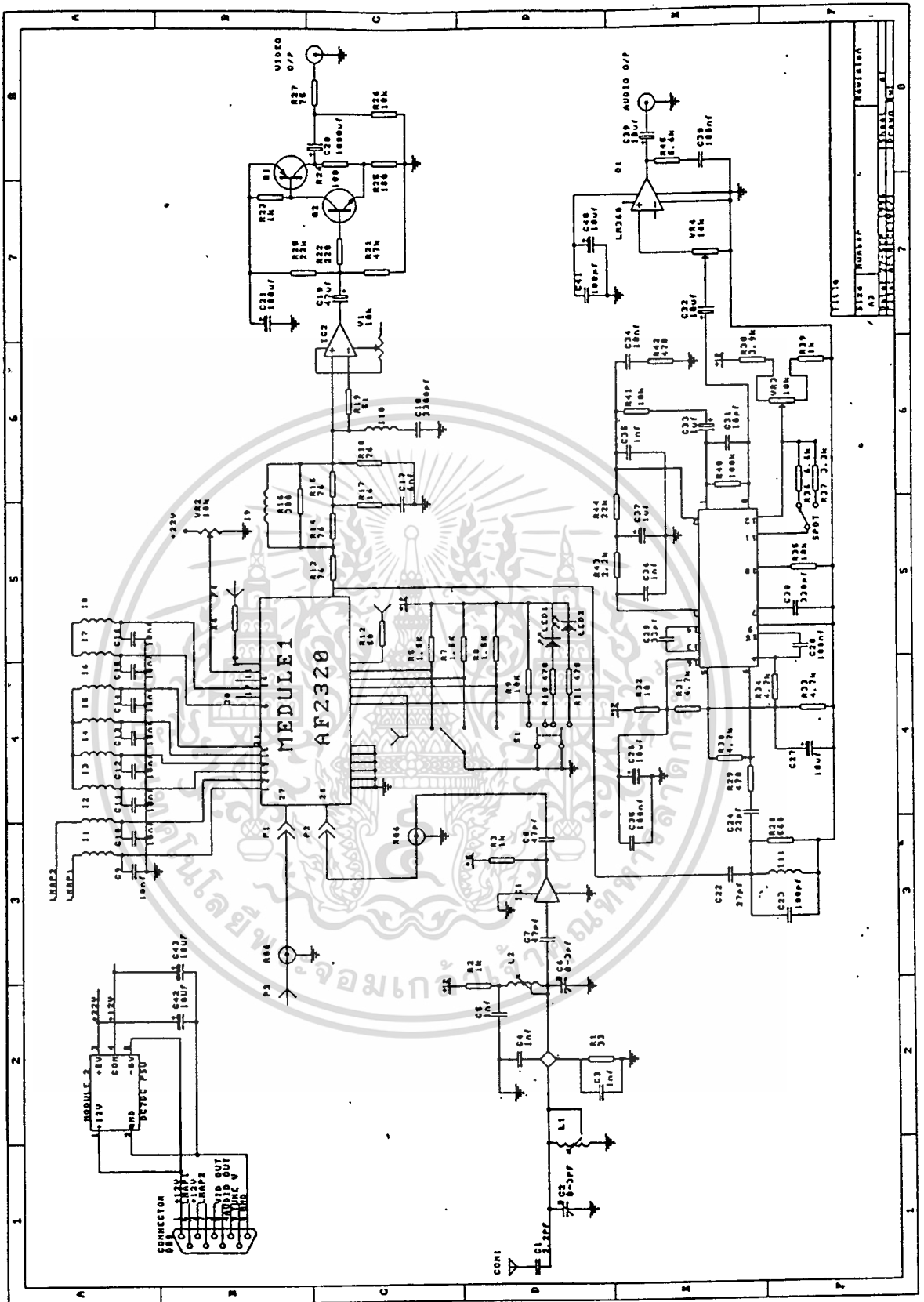
4.5 การปรับแต่ง

อันดับแรกต้องสำรวจความถูกต้องของตำแหน่งอีกครั้งเพื่อความแน่นอน แล้วทำการต่อตัววัดกำลังเครื่องส่งและต่อโพลดเข้าที่เอาต์พุทของวงจร อุปกรณ์ที่จำเป็นในการตรวจสอบเครื่องส่งความยาวคลื่น 24 เซนติเมตร คือ ฟรีเควนซีเคาท์เตอร์ (frequency counter) เซนซิทีฟเวฟมิเตอร์ (sensitive wavemeter) หรือ มอนิเตอร์รีซีฟเวอร์ (monitor receiver) หรือเครื่องรับเอฟเอ็มที่มีความถี่ 6 MHz สำหรับออกดิโอซันแคร์เรียร์ และอุปกรณ์อื่นๆ ที่สามารถหาได้ เริ่มทำการป้อนไฟเข้าวงจรวัดกระแสที่ได้ ควรน้อยกว่า 1 แอมป์ ปรับอุปกรณ์ควบคุมให้มีค่าต่ำที่สุด (หมุนทวนเข็มนาฬิกา) แล้วทำการวัดความถี่ที่เอาต์พุทของ IC2 ถ้าจะปรับให้ได้ความถี่ 1,275 MHz และให้ค่า VC1 และ VC2 สูงสุด จะทำให้เกิดสัญญาณอาร์เอฟสูงสุด และกำลังงานสูญเสียขณะนี้ควรกินกระแสประมาณ 1 แอมป์ ทำการตรวจดูว่า IC4, IC5 และ IC6 มีอุณหภูมิสูงเกินไปหรือไม่ โดยการสัมผัสแผ่นระบายความร้อน ทำการตรวจวัดสัญญาณออกดิโอซันแคร์เรียร์ ที่ VR2 ปรับ L10 ให้ได้ความถี่ 5.996 MHz ทำการต่อไมโครโฟนและสังเกตซ์ับแคร์เรียร์ บนเครื่องเอฟเอ็ม แบนด์วิคซ์กลาง เครื่องวัดการมอดูเลตหรือเครื่องมืออื่นๆ ปรับ VR1 เพื่อให้สัญญาณเสียงเปลี่ยนแปลงประมาณ 5 KHz ถ้าปรับมากกว่านี้ จะทำให้เกิดการคิสทรอขึ้นขึ้น

ป้อนสัญญาณที่ยังไม่ได้เทอร์มิเนตขนาด 1 Vp-p ที่อินพุท และสังเกตโดยใช้มอดูเลตมิเตอร์ ปรับ VR3 สำหรับการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณภาพ ให้ได้ประมาณ 5 MHz โดยใช้สโคปตรวจดูและปรับแต่งที่รอยต่อระหว่าง R15 และ R16 ปรับ VR2 ให้ได้ซันแคร์เรียร์ที่ระดับ 10 - 15 เปอร์เซนต์ ของสัญญาณภาพ ถ้าให้สัญญาณออกดิโอซันแคร์เรียร์ มากเกินไป จะทำให้เกิดสัญญาณเสียงบนภาพ อันดับสุดท้าย ปรับ L2 เพื่อให้ได้สัญญาณภาพบนเสียงน้อยที่สุด

4.6 เครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์สมัครเล่นความยาวคลื่น 24 เซนติเมตร

เครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ที่จะแสดงให้เห็นดังต่อไปนี้ เป็นการออกแบบสำหรับเครื่องรับสัญญาณเอฟเอ็ม และสำหรับสัญญาณโทรทัศน์ในย่านความยาวคลื่น 23 เซนติเมตร ซึ่งถูกออกแบบให้ใช้ไฟเลี้ยงวงจร 12 โวลต์ เครื่องรับสัญญาณถูกรวมอยู่บน ASTEC TVRO โมดูล ถูกออกแบบเพื่อใช้รับสัญญาณดาวเทียม และรวมไปถึงย่านความยาวคลื่น 23 เซนติเมตรด้วย ซึ่งมีความไวในการรับสัญญาณในระดับที่ยอมรับได้ ในย่านความยาวคลื่น 23 เซนติเมตร และมีการแก้ไขด้านความไวในการรับสัญญาณด้วยการออกแบบวงจรปริแอมป์รีไฟเออร์อีกสองวงจรถาวร และรวมส่วนประกอบของวงจรไว้บนแผ่นปริ้นท์เดียว



รูปที่ 4.5 วงจรเครื่องรับ 24 เซนติเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวโมดูลประกอบด้วยอินพุทของสัญญาณอาร์เอฟ 2 อินพุท ซึ่งจะใช้ PIN ไดโอดสวิตช์ ในการเลือกสัญญาณอินพุท และแต่ละอินพุทมีฟิลเตอร์ของตัวเองแยกจากกัน เพื่อยอมให้สัญญาณ ที่รับมาจาก LNB (Satellite Down Converter) ผ่านทางสายโคแอกเซียลได้

4.7 คุณสมบัติเฉพาะ

Tuning Range 1,100 - 1,300 MHz (สามารถเปลี่ยนเป็น 950 - 1,750 MHz โดยการแก้ไข อย่างง่ายๆ)

1. ความไว -80 dBm เมื่อใช้ปริแอมป์ -65 dBm เมื่อรับโดยตรงจาก TVRO
2. AGC จะอยู่ในช่วง 65 - 15 dBm
3. แบนด์วิธของเครื่องรับสัญญาณ สามารถเลือกได้เป็น 36, 24, 18 และ 14 MHz
4. สัญญาณภาพที่เอาท์พุท 1 Vp-p ที่อิมพีแดนซ์ 75 โอห์ม
5. สัญญาณเสียงที่เอาท์พุท 500 มิลลิวัตต์ ที่อิมพีแดนซ์ 8 โอห์ม
6. สามารถปรับสัญญาณไอเอฟของเสียงได้

4.8 รายละเอียดวงจร

วงจรเครื่องรับสัญญาณแสดงดังรูปที่ 4.5 จะเห็นว่าสัญญาณที่เข้ามาจะถูกคัปเปิล ผ่าน L1 โดย C3 และถูกขยายโดย TR1 (GaAsFET type APT 10735) และ L2 เป็นโหลด และจะเป็นอิน พุทอิมพีแดนซ์ให้กับ IC1 มีค่าเท่ากับ 50 โอห์ม IC1 เป็น MMIC (monolithic microwave integrated circuit) และให้สัญญาณเอาท์พุท จาก IC1 เข้าสู่ ASTEC โมดูล ซึ่งเป็นโมดูลที่ทำงาน เป็นเครื่องรับเอฟเอ็มซูเปอร์เฮเทอโรไดนามิก ที่สมบูรณ์แบบ แสดงให้เห็นทางขวามือ ทำงานใน ช่วงสัญญาณระหว่าง 950 MHz และ 1,750 MHz และสัญญาณมอดูเลต

4.9 คุณสมบัติของ ASTEC โมดูล

- a) อาร์เอฟอินพุททั้งสองแยกออกจากกัน
- b) เลือกแบนด์วิธได้
- c) เอาท์พุทของสัญญาณรบกวนสามารถนำไปใช้แสดงความเข้มสัญญาณได้
- d) มีวงจรจูนที่สามารถลดสัญญาณรบกวนได้

สัญญาณอินพุทสามารถเลือกได้โดย SW2 ซึ่งจะมี LED แสดงให้เห็นที่ด้านหน้าของแผง หน้าปัทม์เครื่องรับ แบนด์วิธควบคุมโดย SW1 แบนด์วิธที่เลือกได้ ได้แก่ 36 MHz, 24 MHz,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สามารถไปรับชมได้ที่ www.astro.com สำหรับงานโทรทัศน์สมัครเล่น ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณวีดิโอที่ออกจากโมดูลจะถูกส่งเข้าไปวงจร ดีเอ็มฟาซิส และเมื่อถึงที่ IC2 (NE592) จะยก ระดับสัญญาณให้ได้ 1 Vp-p อัตราการขยายของ IC2 สามารถกำหนดได้โดย VR1 สัญญาณจะถูก ส่งผ่านไปยังบัฟเฟอร์แอมป์ไฟเออร์ ที่มี TR2 และ TR3 ที่มีอัตราการป้อนกลับมาก ทำให้ลด อัตราการขยายถึง 2 เท่า แต่เนื่องจากมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำมาก สัญญาณเอาต์พุตของบัฟเฟอร์ แอมป์ไฟเออร์จะส่งผ่าน C19 และ R17 ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ 75 โอห์ม แสดงให้เห็นว่ามีอิมพีแดนซ์ เท่ากับขั้วต่อสายนำสัญญาณโคแอกเซียลที่เอาต์พุตของเครื่องรับสัญญาณ สัญญาณเอาต์พุตของโม ดูลนี้จะถูกส่งผ่าน C21, IC3 (XR215N) ซึ่งเป็นเฟสล็อกคัลปีเทคเตอร์ โดยการเปลี่ยนแรงดันที่ถูก จ่ายเข้าที่ขา 12 ของ IC3 ซึ่งจะจูนให้เฟสล็อกคัลสามารถที่จะรับคลื่นพาห้ของเสียงได้ ที่ความถี่ที่ แยกต่างกันได้มากกว่าเฉพาะมาตรฐาน 6 MHz และถ้าเปลี่ยนค่าตัวต้านทานระหว่างขา 11 และ 12 จะทำให้สามารถเปลี่ยนแปลงแบนด์วิธของการดีมอดูเลต และถ้าเปลี่ยน R36 เป็นตัวต้านทาน ปรับค่าได้ 10 กิโลโอห์ม จะทำให้สามารถสร้างคิเทคเตอร์ที่สามารถคิเทคสัญญาณอินเตอร์ แคร็เรียร์เสียงที่ส่งมาได้ทั้งหมด สัญญาณเสียงที่ถูกสร้างขึ้นใหม่ จะถูกส่งผ่านไวลุ่มคอนโทรล ไปยัง IC4 (LM380) เพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตของเสียงได้ประมาณ 0.5 วัตต์ที่ลำโพงภายนอก

4.10 เพาเวอร์ซัพพลาย

ในส่วนของเครื่องรับสัญญาณต้องการไฟเลี้ยงวงจรโดยทั่วไป 12 โวลต์ ซึ่งอุปกรณ์ส่วน มากเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ แต่สำหรับ LNB ต้องการไฟเลี้ยง 17 โวลต์ เพื่อครอบคลุมค่าสูญ เสียต่างๆ ที่เกิดขึ้นในขั้วต่อสัญญาณ และเพื่อให้ครอบคลุมถึงช่วงการจูนของอาร์เอฟโมดูล เพราะ ฉะนั้นแรงดันที่ต้องการประมาณ 24 โวลต์ แรงดันที่สูงกว่านี้ได้รับมาจากวงจร DC - to- DC converter โดยแยกเอาต์พุตออกจากไฟบวก 12 โวลต์ และรวมเอาต์พุตของคอน เวนเตอร์เข้ากับ แรงดันที่เข้ามา เช่น มี -5 โวลต์ออกจากโมดูล ต่อเข้ากับ +12 โวลต์ ทำให้ 0 โวลต์กลายเป็น 17 โวลต์ และ +5 โวลต์ กลายเป็น 22 โวลต์ กระแสที่ 17 โวลต์วัดได้ประมาณ 70 มิลลิแอมป์ ถ้าใช้ โมดูล NMA1205S และประมาณ 200 มิลลิแอมป์ ถ้าใช้โมดูล NMH1205S

4.11 ความถี่คอนเวอร์เตอร์

รูปบล็อกโคอะแกรมแสดงในรูปที่ 4.6 ก.

4.11.1 การสร้าง

1. ตรวจสอบแผ่นวงจรพิมพ์ให้ถูกต้อง โดยสำรวจรอยต่อของลายวงจรว่าถูกต้องหรือไม่ หรือพิจารณาว่าเจาะรูครบหรือไม่

2. บัคกรีทรานซิสเตอร์ TR1, TR2, TR3, TR4 โดยให้ทำการตัดขาอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์เหล่านี้ให้สั้นที่สุดที่สามารถวางบนแผ่นวงจรพิมพ์ได้ อุปกรณ์ทั้งหมดจะหันหน้าขึ้น สามารถมองเห็นเบอร์อุปกรณ์ได้

3. บัคกรีทรานซิสเตอร์ TR5 ตัดขาอุปกรณ์ให้สั้นที่สุด ทิศทางการหันของอุปกรณ์ให้หน้าคว่ำลงไปบนแผ่นวงจรพิมพ์

4. บัคกรีตัวเก็บประจุ 1 mf ได้แก่ C2, C3, C6, C7, C10, C11, C16, C19, C20, 21, C22, C27, C28 ช้อแนะนำให้อาศัยความระมัดระวังและวางตำแหน่งบนแผ่นวงจรพิมพ์ให้ถูกต้อง C21 และ C22 ต้องระมัดระวังเป็นพิเศษ และทำการบัคกรีสลบขาของตัวทรานซิสเตอร์ TR5 ทั้งสองข้าง

5. บัคกรีสายที่เป็นฉนวนเชื่อมต่อกับปลายของไดโอด D5 ไปยังจุดต่อระหว่าง R7, C27, C19 โดยให้สายเส้นนี้ลอคใต้แผ่นวงจรพิมพ์ ห้ามโยงบนอุปกรณ์เค็ดขาดและจะต้องเชื่อมต่อกับสตริปไลน์จากทรานซิสเตอร์ TR4 ที่ขาคลอเคลเตอร์

6. บัคกรี C4, C8, C12, C15, C18, C24

7. พันขดลวด L2 และบัคกรีเข้ากับตัวต้านทาน

8. บัคกรีไดโอดทั้งหมด ให้ระมัดระวังเรื่องขั้วของไดโอดเป็นพิเศษด้วย

9. บัคกรีทรานซิสเตอร์ที่เหลือทั้งหมด

10. บัคกรีทริมเมอร์ และตัวเก็บประจุที่เหลือ

11. ตรวจสอบเช็คการบัคกรีใหม่อีกรอบ เช่น ทรานซิสเตอร์, ไดโอด ฯลฯ

4.11.2 การตรวจสอบและปรับแต่ง

1. ต่อคอนเน็คเตอร์ที่อินพุตและเอาท์พุต และทำการต่อสายอากาศเข้าที่อินพุตเครื่องรับ TV ที่เอาท์พุต จ่ายไฟ 12 โวลต์ดีซี โดยตัวจ่ายไฟควบคุมกระแสที่ 500 มิลลิแอมป์แบบขาดเร็วไว้ โดยเช็คที่ขามิคเตอร์ของ TR6 จะได้ค่าประมาณ 9.5 ถึง 10.5 โวลต์ ถ้าไม่ได้ให้ปิดเครื่องและหาจุดบกพร่อง

2. ส่วนวนช่องโทรทัศน์เพื่อใช้หาความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์

2.1 หาแซลแนลช่องกลางถ้าหากเลือก UHF IF

เช่น ถ้าเลือกช่องโทรทัศน์ระหว่างช่อง 55 ถึง 65 ให้เลือกช่อง 60

2.2 ทำการลบค่าที่ได้จาก 85 เพื่อให้ได้ค่าโลคอลออสซิลเลเตอร์แซลแนล

เช่น จะได้ช่อง 25 จากตัวอย่างข้างบน

3. ปรับทรอทส์นไปที่ช่องที่ได้คำนวณมา ทำการปรับค่าตัวเก็บประจุ C23 จากค่าต่ำสุด เรื่อยไปจนกว่าจอตทรอทส์นจะเป็นจว่างสี่ค่า แสดงว่าไม่มีสัญญาณรบกวน

4. ปรับทรอทส์นไปที่ย่าน UHF IF เอาท์พุทที่เสียบไว้ ปรับตัวเก็บประจุ C1, C5, C9, C13 ไว้ที่ขบกัน 20% ปรับ C14 และ C17 ไว้ที่ขบกัน 20% ถ้าเลือก UHF IF เอาท์พุทที่ช่อง 48 และ 68 หรือไว้ที่ 80% ถ้าเลือกช่องที่ 21 ถึง 41

5. ทำการปิดเครื่องเพื่อทำการรับสัญญาณเข้ามา หลังจากทำการปรับแต่งเป็นไปอย่างเรียบร้อยแล้วทำให้ทรอทส์นมีหน้าจอตสะอาดปราศจากสัญญาณรบกวนแล้ว ให้สังเกตว่าสัญญาณที่เกิดขึ้นได้มาจากการที่ความถี่ 430 เมกะเฮิซท์ทวีคูณเป็น 3 เท่า คอนเวอร์เตอร์นี้ได้ถูกออกแบบให้ระวังการเกิดฮาร์โมนิก แต่ให้สัญญาณโลคอลลออสซิลเลเตอร์ที่ถี่ได้ ที่ขั้นตอนนี้สังเกตว่าจะต้องไม่ให้ทรอทส์นรับสัญญาณความถี่ 24 เซนติเมตรโดยตรง ทำการปรับทรอทส์นไปที่ช่องสัญญาณที่เลือกไว้และสังเกตหน้าจอต ที่ขั้นตอนนี้ต้องทำให้ถูกต้อง ถ้าไม่ได้จะต้องกลับไปขั้นตอนที่ 2 ใหม่ สังเกตว่าจะต้องเป็นสัญญาณ 24 เซนติเมตรเท่านั้น ไม่ใช่ความถี่ 860 เมกะเฮิซท์ หรือ 172 เมกะเฮิซท์ หรือที่ไม่ใช่ 24 เซนติเมตร

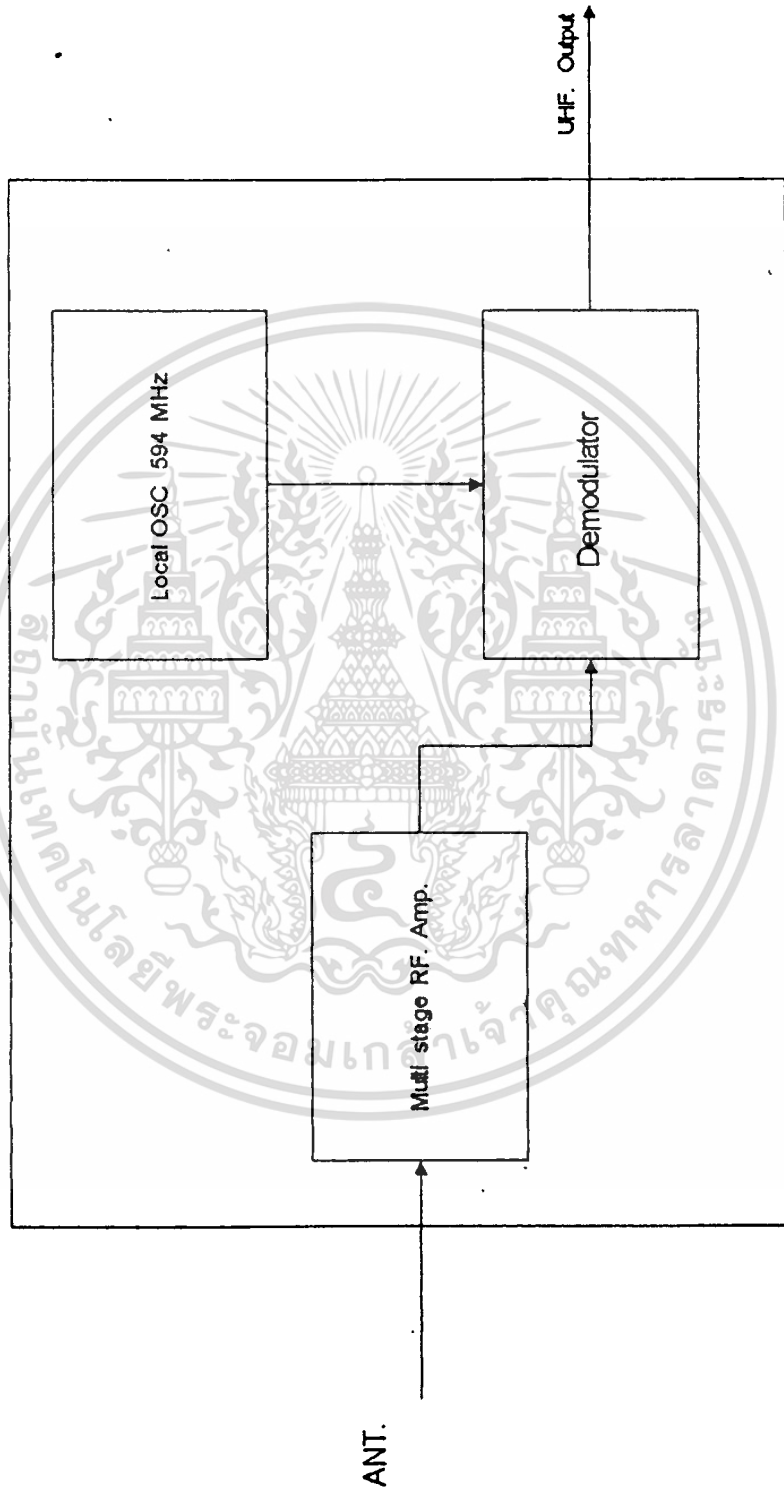
6. ปรับ C17, C14, C13, C19, C5, C1 เพื่อให้ได้ผลที่ดีที่สุด C13 และ C14 จะคือความถี่ โลคอลลออสซิลเลเตอร์เพียงเล็กน้อย และทำการปรับทรอทส์นอย่างช้าๆ ในบางขั้นตอนนี้จะต้องปรับลดระดับสัญญาณ 24 เซนติเมตร โดยการลดกำลังส่งหรือเลื่อนสถานีส่งให้ห่างออกไป แต่อย่าพยายามลดสัญญาณที่ขาเข้าของคอนเวอร์เตอร์ สัญญาณอาร์เอฟอาจถูกรับโดย TR2 หรือ TR3 โดยตรงก็เป็นไปได้

7. ถ้าทริมเมอร์ C1, C5, C9, C13 อยู่ระหว่าง 40% และ 5% ที่เกยทับกันอยู่ของแผ่น โลหะ คุณก็สามารถมั่นใจได้เลยว่าเครื่องได้ปรับแต่งอยู่ในย่านแล้ว จักรการใส่ชุดคอนเวอร์เตอร์ไว้ในกล่อง

8. เมื่อจคเก็บไว้ในกล่องแล้วให้ปรับ C1, C5, C9, C13, C14, C17 ให้ได้สัญญาณสูงสุดอีกครั้ง และทำการปรับอย่างละเอียด เพื่อให้ได้ช่องยูเอสเอฟ ไอเอฟ เอาท์พุทตามที่ได้เลือกไว้โดยการปรับ C23, C13, C14, C17 อย่างช้าๆ

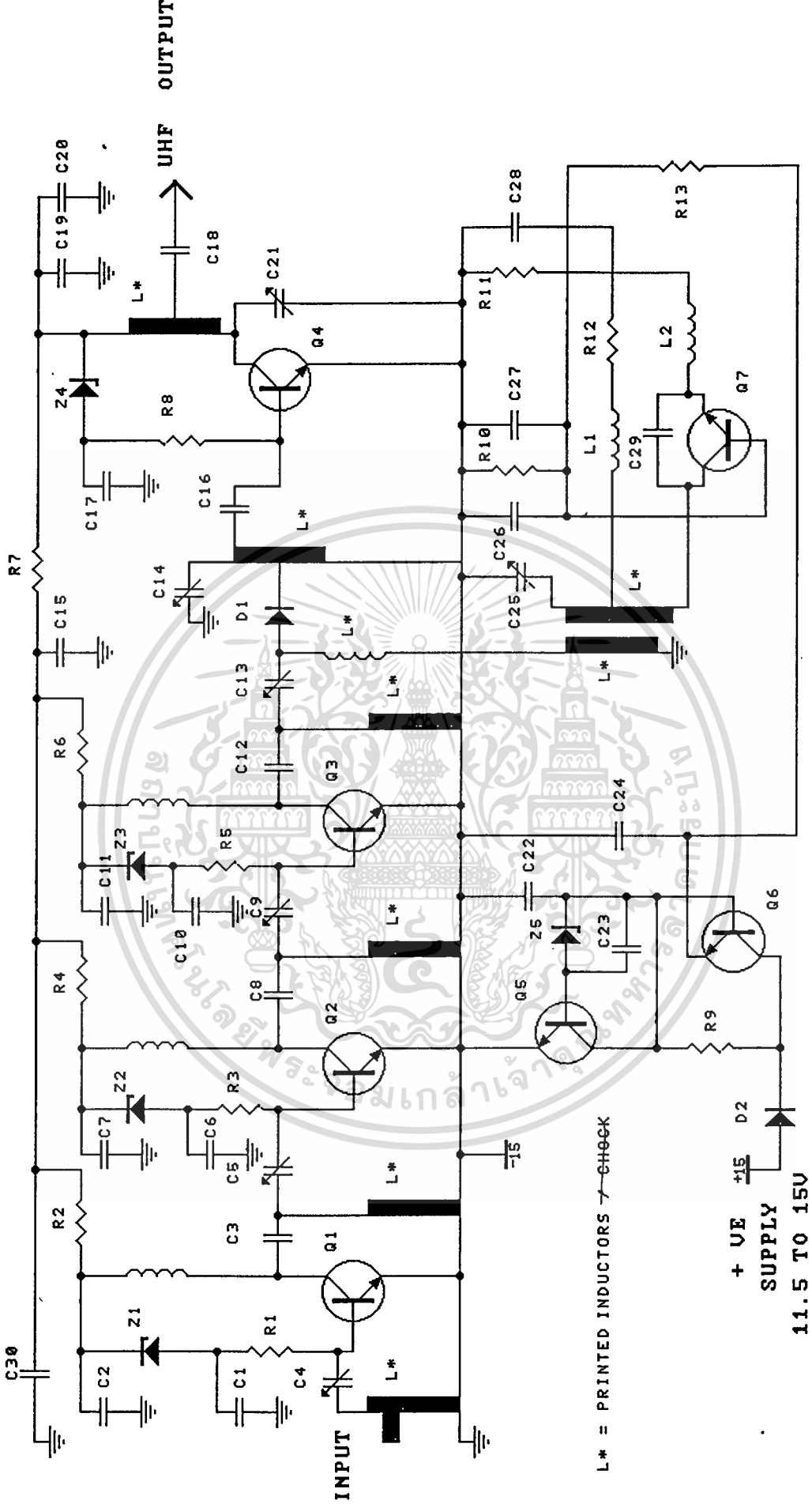
4.11.3 ข้อเสนอแนะ

ขณะนี้ชุดคอนเวอร์เตอร์ได้ครอบคลุมตลาดทั่วย่านแล้ว และที่อินพุทของอุปกรณ์ไบโพตาร์ท์ก็มีน้อยส่ำค่ามาก ข้อเสนอแนะให้ใช้สายโคแอกเชียลคุณภาพดีที่สุดเท่าที่จะหาได้ และให้มีความยาวน้อยที่สุด และให้มีสายอากาศที่มีคุณภาพดีเยี่ยมมาต่อเข้าด้วยกัน



รูปที่ 4.6ก. บล็อกโคอะแกรมวงจรความถี่คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6ข. วงจรความถี่คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเลือกค่าตัวเก็บประจุ C24 จะเลือกตามยูเอสเอสเอฟ ไอเอฟ ที่เลือกไว้ โดยจำนวนช่องทั้งหมดที่จะครอบคลุมได้ของเครื่องทั้งหมด 11 ช่องตลอดย่าน การเลือกช่องของทีวี ตัวเลือกช่องที่ 21 ถึง 41 ให้ C24 มีค่า 4.7 pf และถ้าเลือกช่อง 48 ถึง 68 ค่า C24 มีค่า 8.2 pf สำหรับช่อง 40 กว้านั้นไม่สามารถใช้ได้เพราะจะทำให้โลคอลออสซิลเลเตอร์มีค่าใกล้เคียงกับค่ายูเอสเอสเอฟ เอาร์ทพุท

4.12 การออกแบบสายอากาศยาก็

เนื่องจากการคำนวณสายอากาศยาก็ เป็นเรื่องที่ยุ่งยากซับซ้อน ดังนั้นในที่นี้จะใช้โปรแกรมออกแบบสายอากาศช่วยเพื่อความสะดวกและรวดเร็ว โปรแกรมนี้เขียนขึ้นโดยการสื่อสารแห่งประเทศไทย รูปแบบของโปรแกรมมีลักษณะดังต่อไปนี้

เลือกวิธีการออกแบบโดยมีสูตรให้เลือก 3 สูตรคือ

1. สูตร NBS
2. สูตร AUSTRALIA
3. สูตร Scaling

สำหรับสูตร Scaling จะสามารถใช้ได้ก็ต่อเมื่อได้มีสายอากาศที่ใช้งานได้ที่ความถี่อื่น เป็นตัวเปรียบเทียบ โดยต้องทราบค่าความถี่ใช้งานเดิม ความยาวของแต่ละอีลิเมนต์ จำนวนอีลิเมนต์ และขนาดของอีลิเมนต์ สำหรับในการทดลองนี้จะไม่ใช้วิธีการ Scaling

สำหรับกรณีใช้สูตร NBS จะต้องกำหนดค่าความถี่ใช้งาน ขนาดของอีลิเมนต์ซึ่งมีหลายค่าให้เลือกได้แก่ $3/16"$, $1/4"$, $5/16"$, $3/8"$, $7/16"$, $1/2"$, $5/8"$, $3/4"$, $7/8"$, $1"$, $1+1/8"$, $1+1/4"$, $1+3/8"$, $1+1/2"$, $1+5/8"$, $1+3/4"$, $1+7/8"$, และ 2 นิ้ว ต้องกำหนดจำนวนของอีลิเมนต์ซึ่งมีค่าหลายค่าให้เลือก ได้แก่ 3, 5, 6, 12, 15, 17 อีลิเมนต์ และในสายอากาศ NBS จะมีลักษณะการวางอีลิเมนต์ได้ 3 รูปแบบคือ

1. สายอากาศแบบลอยในอากาศของ NBS (ไม่มีบูม)
2. สายอากาศชนิดตะลุม
3. สายอากาศชนิดเหนือบูม

โดยทั้งสามแบบมีแกนและระยะห่างระหว่างอีลิเมนต์เท่ากัน แต่แตกต่างกันที่ความยาวของแต่ละอีลิเมนต์ โดยที่ความยาวของสายอากาศชนิดตะลุมจะยาวที่สุด สายอากาศชนิดเหนือบูมมีความยาวรองลงมา ส่วนสายอากาศชนิดลอยในอากาศจะมีขนาดความยาวของอีลิเมนต์น้อยที่สุด ยกตัวอย่างเช่นสายอากาศชนิดตะลุมที่ความถี่ 1250.00 MHz เส้นผ่าศูนย์กลางอีลิเมนต์ $3/8$ นิ้ว จำนวนอีลิเมนต์เท่ากับ 12 อีลิเมนต์ เส้นผ่าศูนย์กลางของบูม 1 นิ้ว จะได้ความยาวของอีลิเมนต์ต่างๆ ดังนี้

รีเฟกเตอร์ = 13.027542 cm.

ครีฟเวนท์ = 12.385775 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 1 = 11.121928 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 2 = 10.270120 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 3 = 10.270120 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 4 = 9.978028 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 5 = 9.978028 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 6 = 9.754428 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 7 = 9.754428 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 8 = 9.754428 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 9 = 9.978028 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 10 = 10.270126 cm.

จะได้ ระยะห่างระหว่างโคเร็กเตอร์ = 4.796800 cm.

ระยะห่างระหว่างครีฟเวนท์กับรีเฟกเตอร์ = 4.796800 cm.

เกน (dB) เทียบกับโคโพลของ NBS = 12.25 dB.

และสำหรับสายอากาศชนิดเหนือบุม จะได้ความยาวแต่ละอิลิเมนต์ดังนี้

รีเฟกเตอร์ = 11.401942 cm.

ครีฟเวนท์ = 10.760175 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 1 = 9.496328 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 2 = 8.910478 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 3 = 8.644526 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 4 = 8.352428 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 5 = 8.098878 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 6 = 8.098878 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 7 = 8.098878 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 8 = 8.098878 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 9 = 8.352428 cm.

โคเร็กเตอร์ที่ 10 = 8.644526 cm.

และโนกรณิของสูตร Australia ก็สามารแบ่งได้เป็น 3 แบบคือ

1. สายอากาศแบบลอยในอากาศของ Australia (ไม่มีบูม)
2. สายอากาศแบบทะลุบูม
3. สายอากาศแบบเหนือบูม

โดยทั้ง 3 แบบโนกรณิที่เลือกค่าความถี่ จำนวนอีลิเมนต์ ขนาดอีลิเมนต์ และแถมค่าเท่ากัน จะให้ค่าเกน ระยะห่างระหว่างโคเร็กเตอร์ และระยะห่างระหว่างครีฟเวนท์กับรีเฟกเตอร์เท่ากัน ส่วนความยาวของอีลิเมนต์ในส่วนองแบบทะลุบูม จะมีอีลิเมนต์ยาวกว่าแบบเหนือบูมและแบบลอยในอากาศ

สำหรับในการออกแบบจะต้องกำหนดค่าความถี่ใช้งาน ขนาดของอีลิเมนต์มีให้เลือกตั้งแต่ 3/16" ถึง 2 นิ้ว เหมือนแบบ NBS แต่จะมีจำนวนของอีลิเมนต์ให้เลือกเป็น 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10 อีลิเมนต์ และเลือกค่าความห่างระหว่างแต่ละอีลิเมนต์ซึ่งมีค่าเลือกคั้งนี้คือ 0.15λ , 0.20λ , 0.25λ , 0.30λ การเลือกค่าแถมค่าจะมีผลแตกต่างกันที่เกน และระยะห่างระหว่างอีลิเมนต์ ส่วนความยาวของแต่ละอีลิเมนต์จะมีค่าเท่ากัน กรณิที่เลือกแถมค่ามาก จะให้เกนมากกว่าแถมค่าน้อย และระยะห่างระหว่างอีลิเมนต์ก็จะมากกว่าด้วย ดังตัวอย่างสายอากาศชนิดทะลุบูมแบบใช้สูตร Australia ที่ความถี่ 1250.00 MHz เส้นผ่าศูนย์กลางอีลิเมนต์ 3/8 นิ้ว เส้นผ่าศูนย์กลางของบูม 1 นิ้ว จะได้ค่าความยาวแต่ละอีลิเมนต์คั้งนี้

$$\text{รีเฟกเตอร์} = 12.566793 \text{ cm.}$$

$$\text{ครีฟเวนท์} = 11.709249 \text{ cm.}$$

$$\text{โคเร็กเตอร์ที่ 1} = 10.667689 \text{ cm.}$$

$$\text{โคเร็กเตอร์ที่ 2} = 10.667689 \text{ cm.}$$

$$\text{โคเร็กเตอร์ที่ 3} = 10.667689 \text{ cm.}$$

$$\text{โคเร็กเตอร์ที่ 4} = 10.667689 \text{ cm.}$$

$$\text{โคเร็กเตอร์ที่ 5} = 10.667689 \text{ cm.}$$

$$\text{โคเร็กเตอร์ที่ 6} = 10.667689 \text{ cm.}$$

$$\text{โคเร็กเตอร์ที่ 6} = 10.667689 \text{ cm.}$$

กรณิที่ใช้ค่าต่างๆ เหมือนกันแต่เลือกแถมค่าเป็น 0.15λ จะให้เกน = 12.70 dB และระยะห่างระหว่างอีลิเมนต์ = 3.597600 cm.

และกรณิที่ใช้ค่าต่างๆ เหมือนกันแต่เลือกแถมค่าเป็น 0.30λ จะให้เกน = 13.40 dB และระยะห่างระหว่างอีลิเมนต์ = 7.195200 cm. โดยที่ค่าอื่นๆ จะเหมือนกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณิใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบเกณฑ์ระหว่าง NBS และ Australia จะเห็นว่าสูตร Australia ให้เกินมากกว่าโดยใช้จำนวนอิลลิเมนต์น้อยกว่า และยังสามารถกำหนดค่าแถบค่าได้อีกด้วย สูตร Australia จะมีความง่ายกว่า เนื่องจากความยาวแต่ละอิลลิเมนต์เท่ากัน ดังนั้นในการทดสอบนี้ จะเลือกใช้สูตร Australia ที่ 0.25 แถบค่า



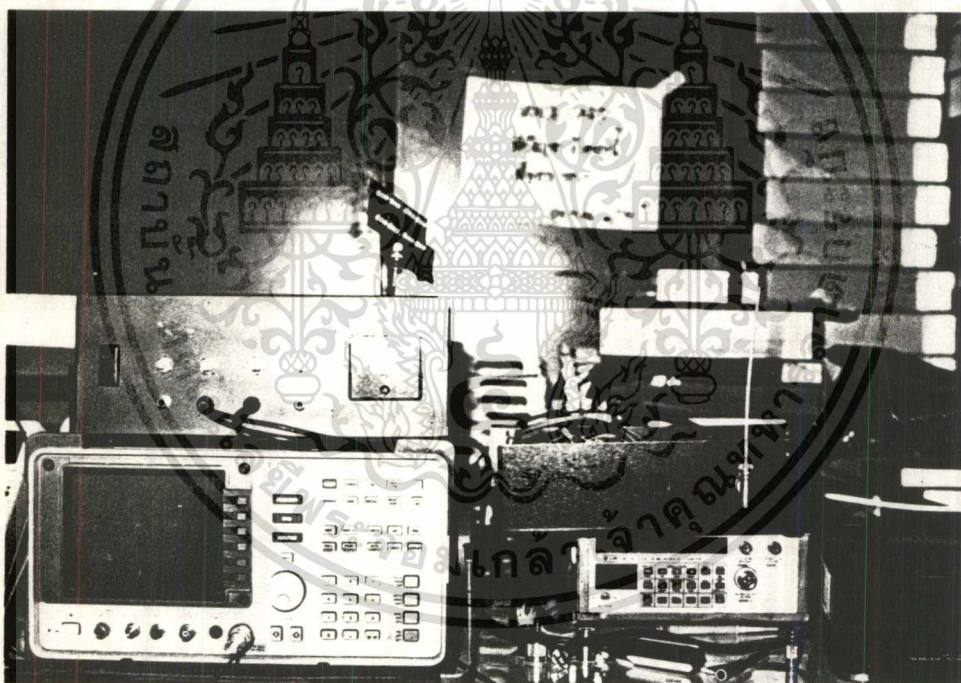
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. สเปกตรัม และชุดคอนเน็คเตอร์
2. ฟริควენซีเคาท์เตอร์
3. โวลต์มิเตอร์
4. ตัวลวดทองสัญญาณ
5. ครัมมีโหลด
6. เครื่องเล่นวีดีโอและโทรทัศน์



รูปที่ 5.1 แสดงอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

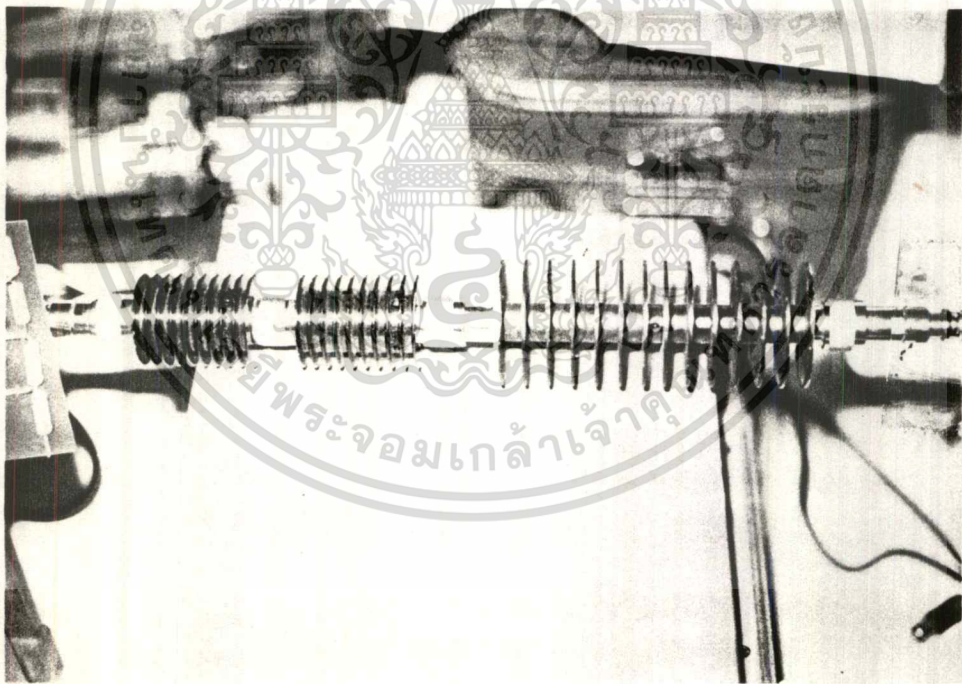
ผลการทดลอง

จากวงจรใช้งานเนื่องจากไอซีที่ทำหน้าที่เป็นเอาต์พุตแอมป์ คือ ไอซีเบอร์ M67715M ให้เอาต์พุตออกมา 2 โวลต์ ดังนั้นเมื่อคิดให้มีค่าเอาต์พุตมีหน่วยเป็นเดซิเบล จะได้ 33.01 dBm โดยคิดได้จากสูตรดังนี้

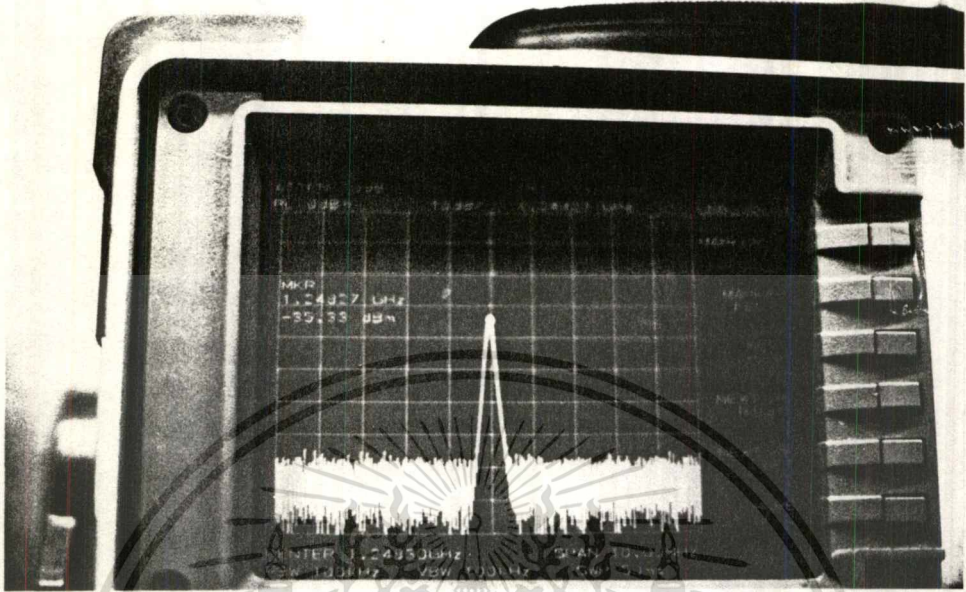
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$10 \log 2000 = 33.01 \text{ dBm}$$

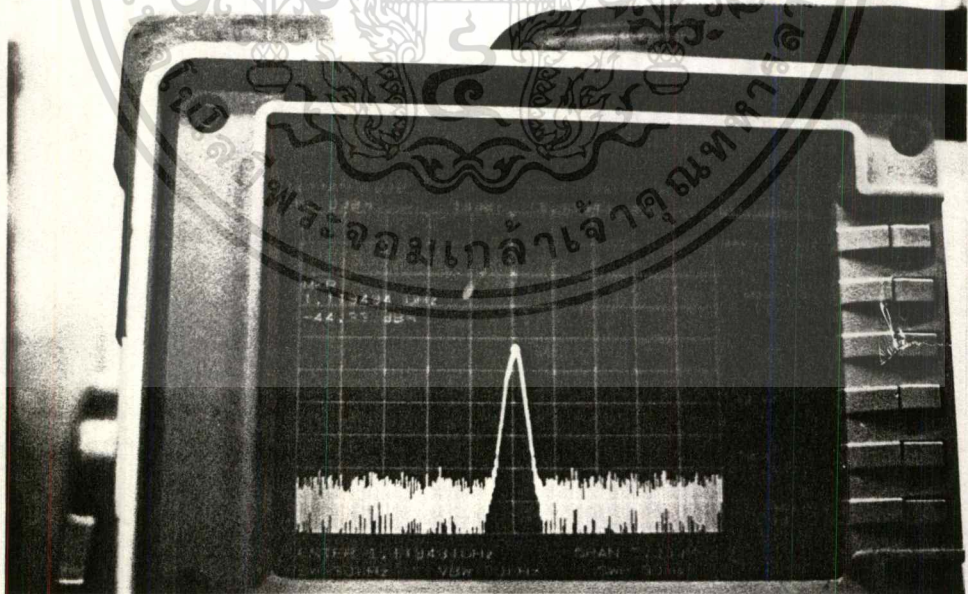
และจากการทดลองวัดสัญญาณเอาท์พุทที่ได้จริงๆ จากเครื่องส่งผ่านตัวลคทอนสัญญาณ ขนาด 50 เดซิเบล โดยแบ่งเป็น 30 เดซิเบล 1 ตัว และ 10 เดซิเบล 2 ตัว ดังรูปที่ 5.2 แสดงตัวลคทอนสัญญาณที่ใช้ในการทดลอง ค่าเอาท์พุทที่ได้จะประกฏบนจอสเปคตรัมเท่ากับ -17 มิลลิเดซิเบล ซึ่งเมื่อนำค่าลคทอนสัญญาณ 50 เดซิเบลมาบวกเข้าไปก็จะได้ค่าเท่ากับ 33 เดซิเบล เท่ากับค่าที่ได้จากการคำนวณข้างต้น ดังจะแสดงให้เห็นดังรูปที่ 5.3 ที่ความถี่สูงสุดของเครื่องส่งนี้ที่ความถี่ประมาณ 1.24 กิกะเฮิร์ต จะได้ค่าเอาท์พุทประมาณ -22 มิลลิเดซิเบล จะสังเกตเห็นว่าค่าเอาท์พุทตกลงไปมาก เนื่องจากการทดลองจะต้องต่อสายโคแอกเซียล RG 58/U ก่อนที่จะเข้าสเปคตรัมทำให้เกิดการสูญเสียที่สายมาก ที่ต้องต่อสายโคแอกเซียลเนื่องจากการที่จะถ่ายรูปหน้าจอสเปคตรัมนั้น ทำได้ง่ายกว่าการที่จะต่อโดยตรง อนึ่งที่ความถี่ต่ำที่สุดที่เครื่องส่งนี้สามารถส่งออกอากาศได้คือ ความถี่ 1.12 กิกะเฮิร์ต ดังแสดงให้เห็นดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.2 แสดงค่าตัวลคทอนสัญญาณขนาด 50 เดซิเบล



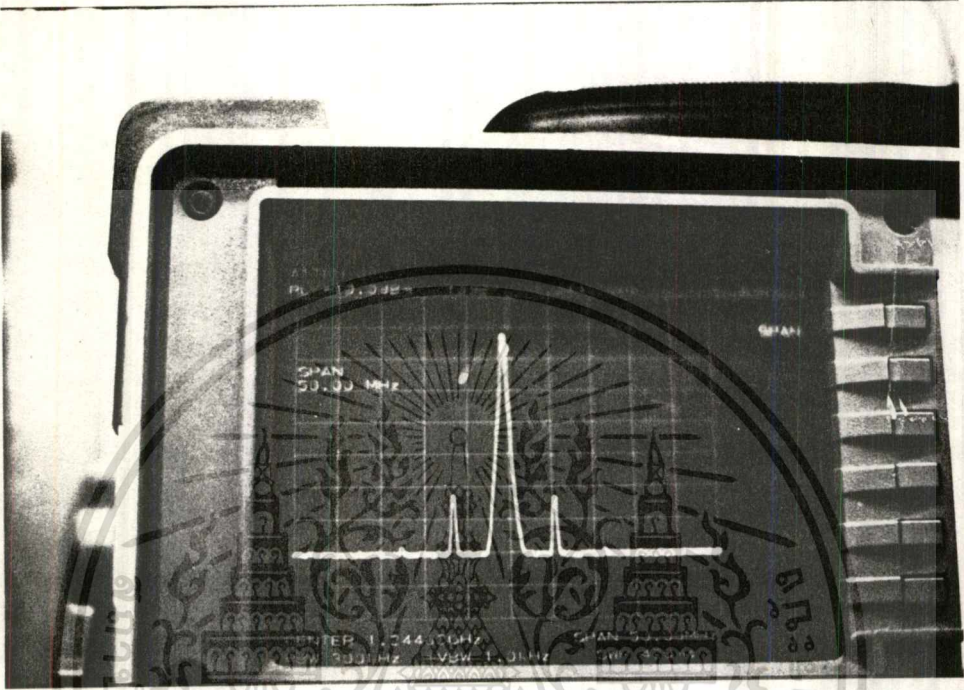
รูปที่ 5.3 แสดงเอ้าท์พุทที่ความถี่สูงสุด และกำลังเอ้าท์พุทสูงสุด



รูปที่ 5.4 แสดงเอ้าท์พุทที่ความถี่ต่ำสุด

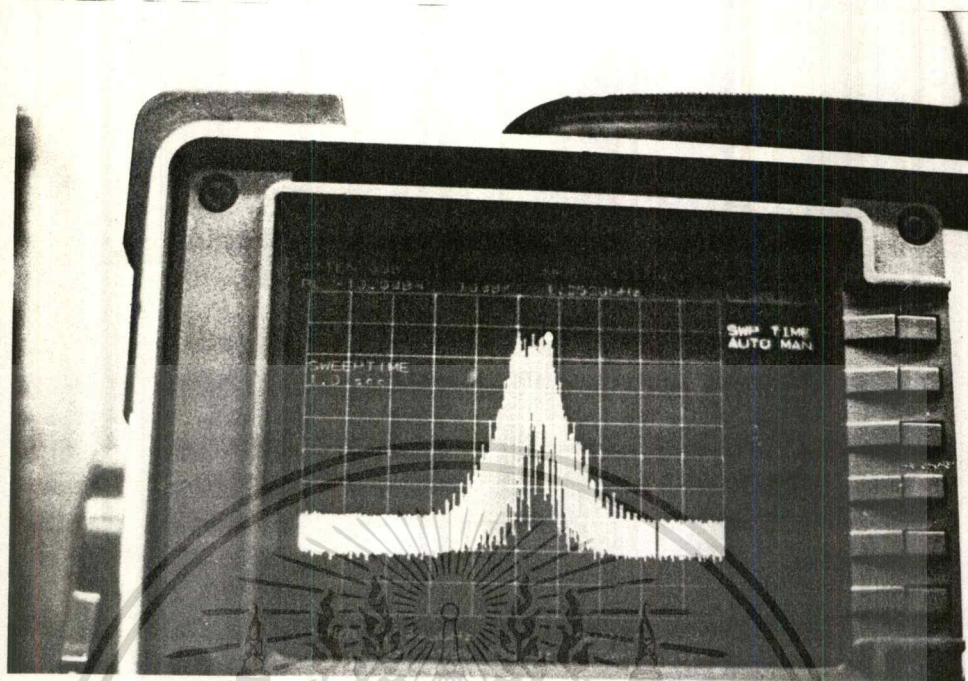
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องส่งโทรทัศน์นั้น ความหมายก็คือส่งทั้งภาพและเสียง ดังนั้นในรูปที่ 5.5 จะแสดงให้เห็นถึงซับแคเรียร์ของเสียง ในที่นี้ซับแคเรียร์เสียงจะอยู่ที่ 6 เมกะเฮิรตซ์ ห่างจากความถี่ภาพ

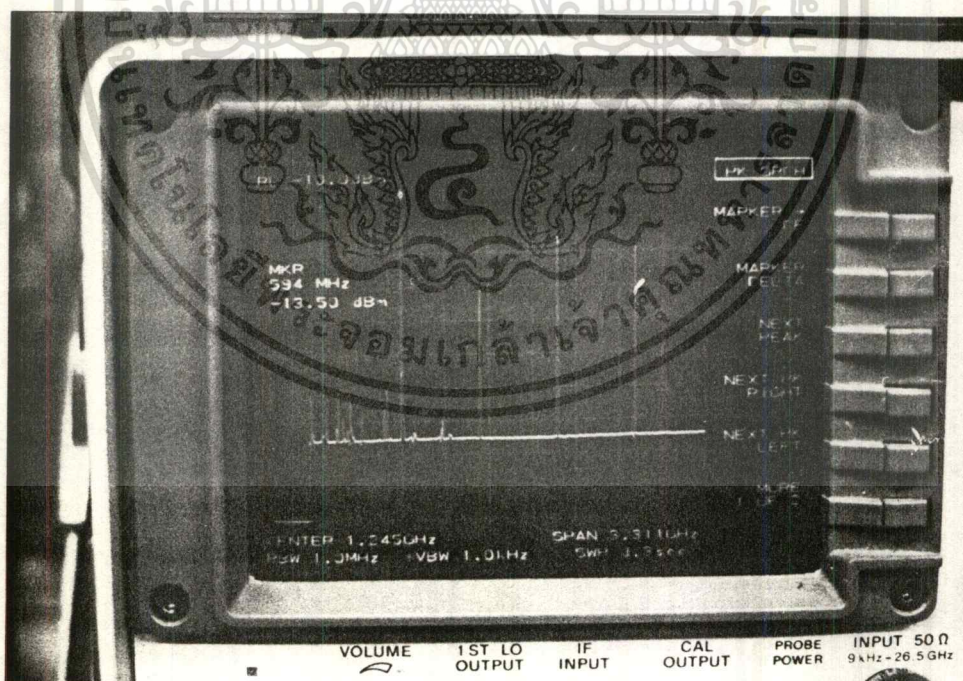


รูปที่ 5.5 แสดงฮอციโอซับแคเรียร์

กรณีการโมดูเลตในเครื่องส่งโทรทัศน์จะเป็นการโมดูเลตของความถี่เมื่อทำกับ ความถี่เสียง และโมดูเลตทางขนาดกับความถี่ภาพ ที่ความถี่เสียงจะปรับให้มีการแกว่งของ สัญญาณเอฟเอ็มประมาณ 10 กิโลเฮิรตซ์ แต่ในทางปฏิบัติแล้วการเบี่ยงเบนทางด้านความถี่ ไม่สามารถแสดงให้เห็นได้ในลักษณะภาพนิ่ง ดังนั้นจะไม่ขออธิบายในที่นี้ ส่วนการโมดู เลตภาพจะแสดงให้เห็นดังรูปที่ 5.6 จะเห็นว่าขนาดของสัญญาณที่ผ่านการโมดูเลตมีความ หนามากขึ้น ขณะที่ทำการทดลองอยู่นั้น เครื่องส่งจะกินกระแสประมาณ 1 แอมป์ ในส่วน ของภาคคอนเวอร์เตอร์เองจะผลิตความถี่ออกมาหลายความถี่ เช่น ความถี่ 594 MHz ความถี่ 1.179 GHz ดังรูป 5.8 และค่าสูงกว่านี้

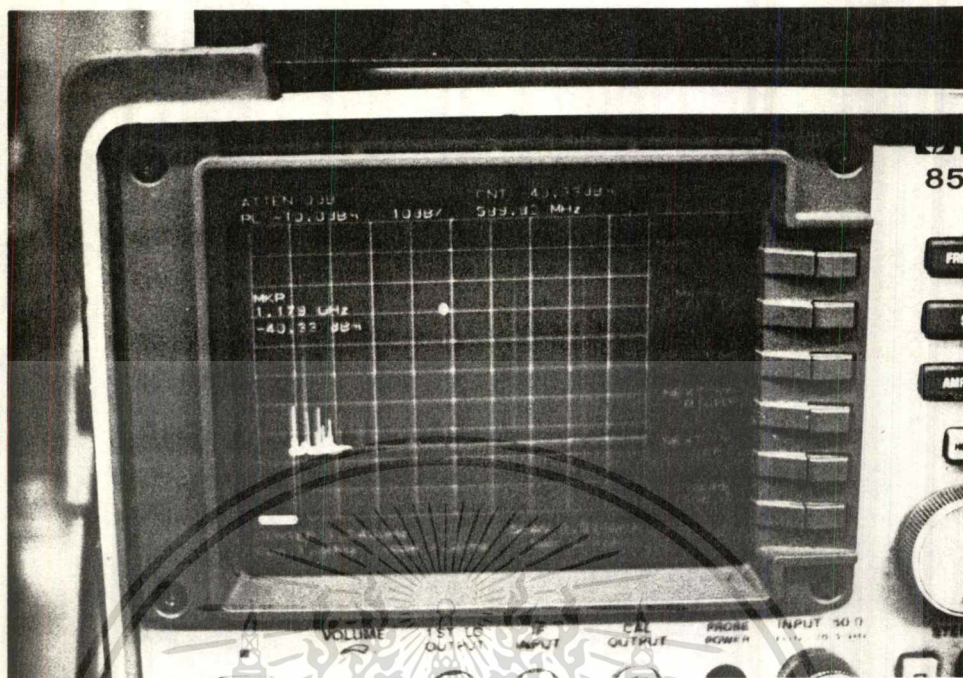


รูปที่ 5.6 แสดงสัญญาณที่ผ่านการ โมดูเลตกับสัญญาณภาพแล้ว



รูปที่ 5.7 แสดงความถี่ 594 เมกะเฮิร์ตซ์ที่เอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

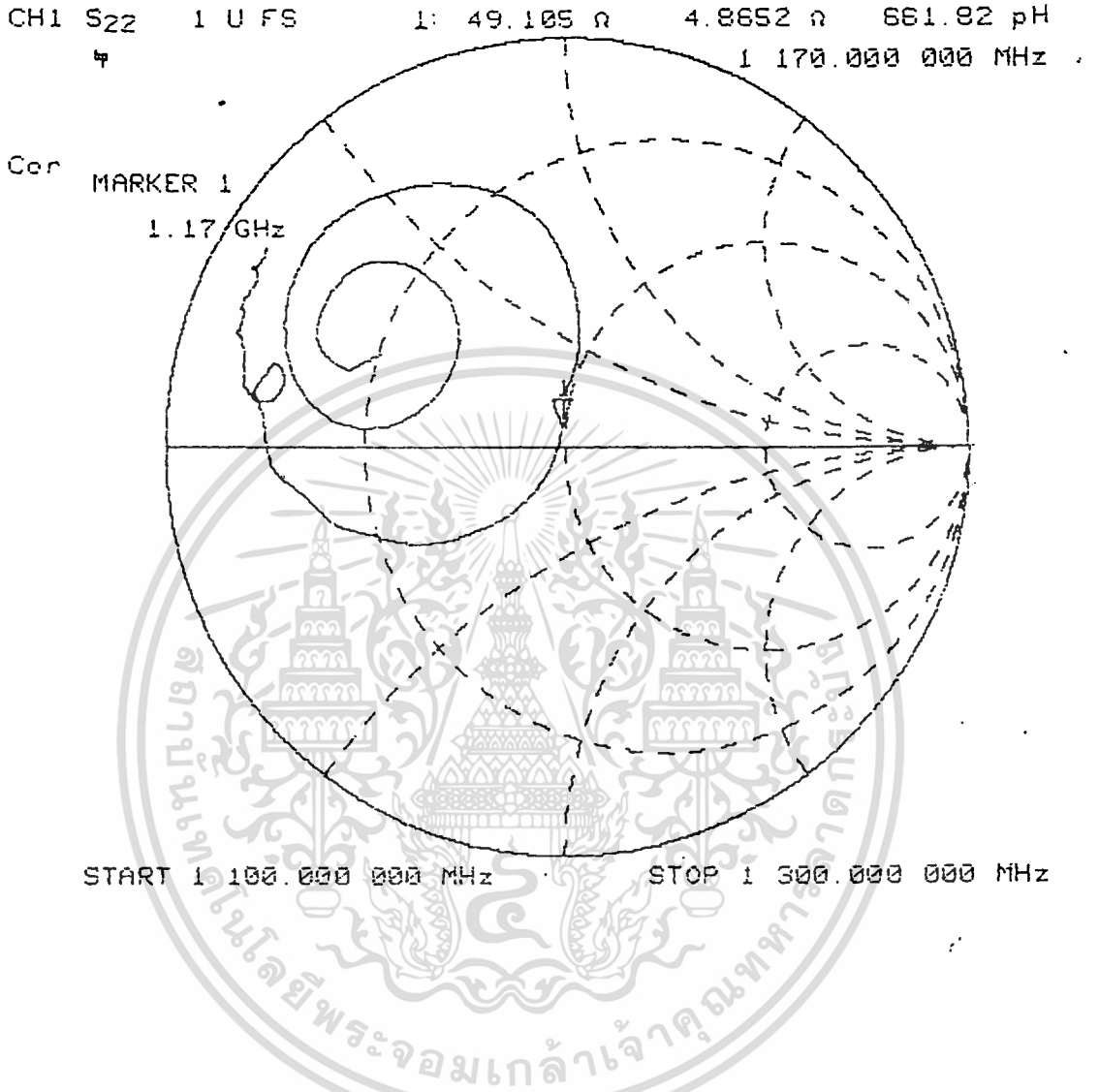


รูปที่ 5.8 แสดงความถี่ 1.179 กิกะเฮิรตซ์ที่เอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์

แต่ในที่นี้เราจะพิจารณาแต่ความถี่ 594 MHz เท่านั้น เนื่องจากเดิมที่เคียวเราได้ปรับคอนเวอร์เตอร์ไว้ที่ช่อง 21 ถึง 41 พิจารณาความถี่ที่ส่งออกอากาศที่ความถี่ 1.249 GHz ลงด้วย 594 MHz ก็จะได้ความถี่อยู่ในช่อง 21-41 ของโทรทัศน์

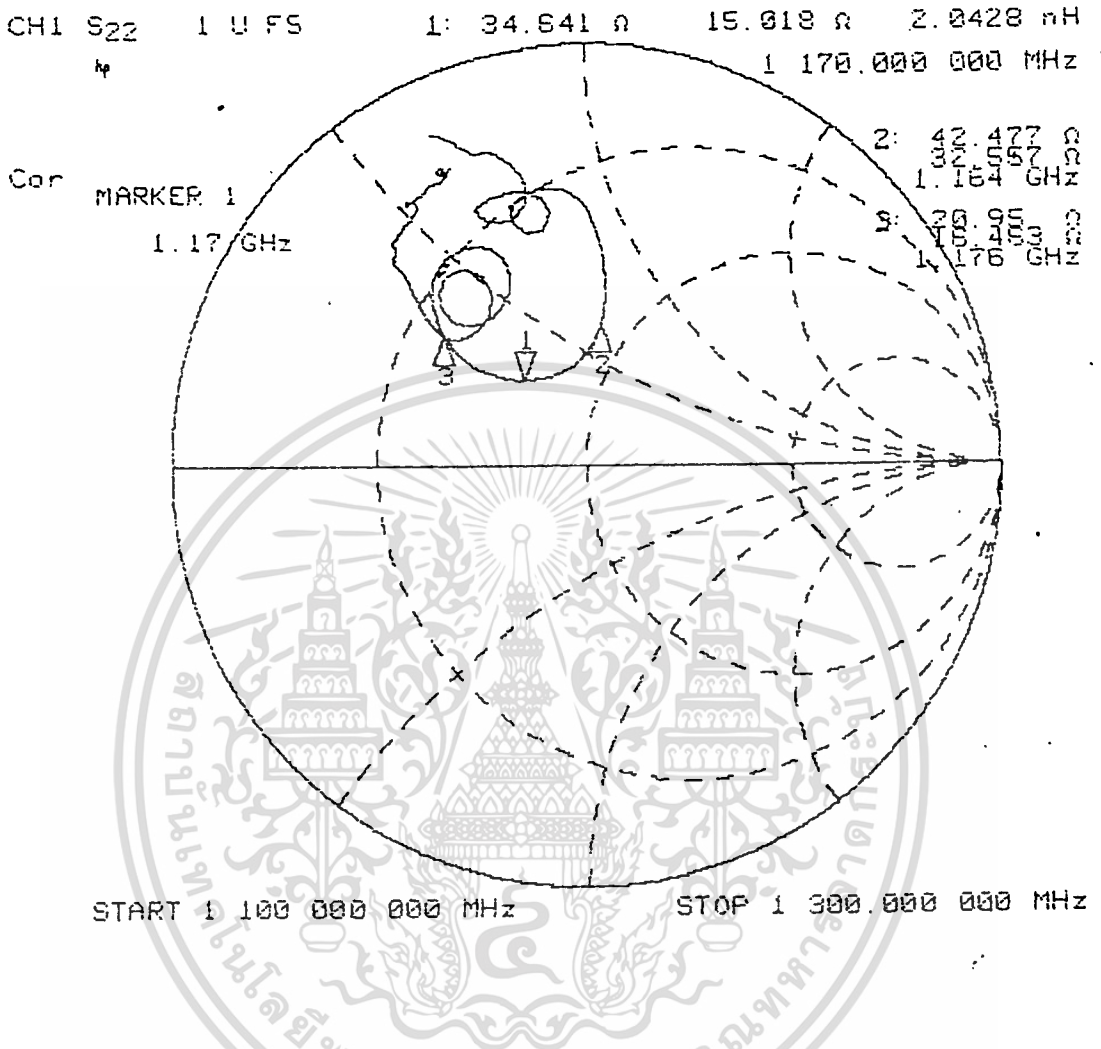
ผลการทดลองสายอากาศวิทยุ

จากการทดสอบสายอากาศวิทยุ ที่ได้สร้างขึ้นโดยใช้สูตร Australia ในการคำนวณ โดยโปรแกรมแต่ให้มีความแตกต่างกันทางด้านค่าการแมทซ์ซึ่งที่ตัวโคเรเวอร์ คือที่ตัวโคเรเวอร์ของสายอากาศส่งจะใช้เกมม่าแมทซ์แบบสามารถปรับเลื่อนค่าอินดักแตนซ์ได้ ส่วนสายอากาศภาครับเป็นแบบเกมม่าแมทซ์ซึ่งแบบตายตัว ดังนั้นเมื่อใช้เน็ทเวิร์กอะนาไลซ์เซอร์วิเคราะห์ดูแล้วจะได้ค่าอิมพีแดนซ์แสดงดังรูป 5.9 และ 5.10 และค่า VSWR ดังรูป 5.11 และ 5.12 จากรูป 5.9 จะเห็นได้ว่าสายอากาศส่งมีค่าอิมพีแดนซ์ใกล้เคียงค่า 50 โอห์มมาก คือมีค่า 49.105 โอห์ม ที่ความถี่ 1.17 GHz แต่ในขณะที่เดียวกันดังรูป 5.10 สายอากาศรับมีอิมพีแดนซ์ 34.641 โอห์ม เมื่อพิจารณาจากอิมพีแดนซ์จะเห็นว่าสายอากาศในรูปที่ 5.9 จะก่อให้เกิด VSWR น้อยมาก คือ 1:1.1083 ดังรูปที่ 5.11 ส่วนสายอากาศรับมีอิมพีแดนซ์ไม่สมดุล ยังอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ กรณีที่ใช้ในการรับสัญญาณ



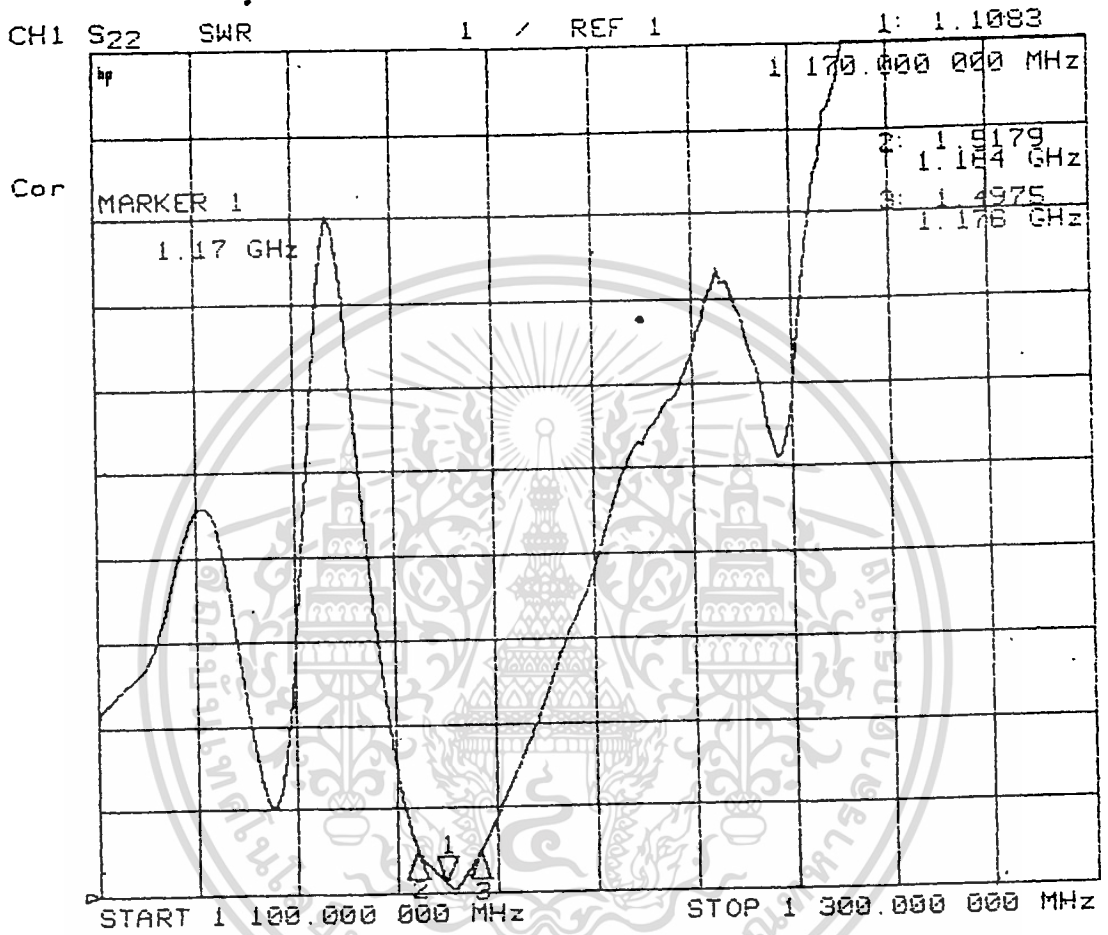
รูปที่ 5.9 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศส่งโดยสมิทชาร์ตจากเน็ตเวิร์กอะนาไลซ์เซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



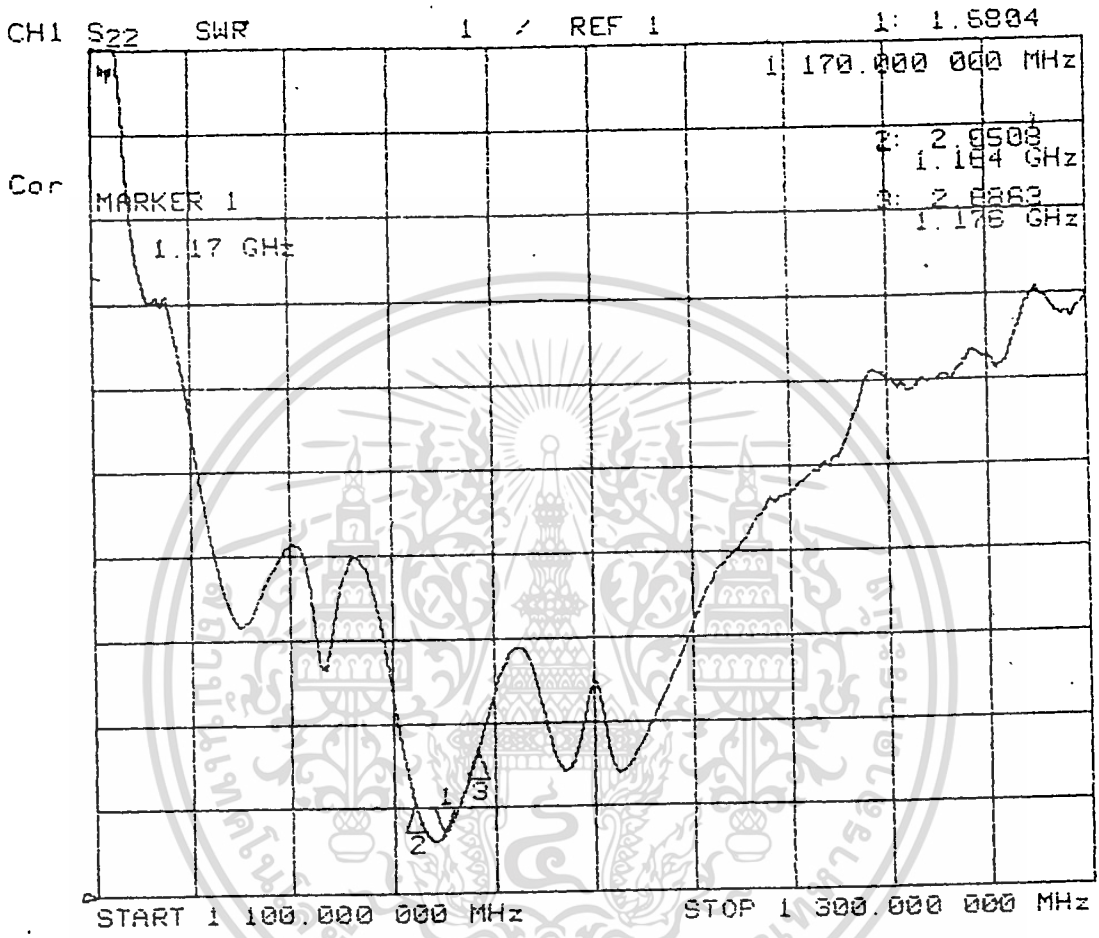
รูปที่ 5.10 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศรับโดยสมิทชาร์ตจากเน็ตเวิร์กอะนาไลซ์เซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.11 แสดงค่า VSWR ของสายอากาศส่งโดยเน็คเวียร์อะนาไลเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.12 แสดงค่า VSWR ของสายอากาศรับโดยเน็ทเวิร์กอะนาไลซ์เซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาในการทดลอง

เนื่องจากการทดลองนี้ทำเรื่องเกี่ยวกับความถี่สูง คือ 1-2 GHz ดังนั้นปัญหาที่ประสบที่เห็นได้ชัดที่สุดคือ เครื่องมือไม่พร้อม อันเนื่องจากปกติเครื่องมือต่างๆ ไปจะใช้อยู่ในย่านความถี่เสียง วิเสตเอฟ และยูเสสเอฟเท่านั้น ทำให้มีปัญหาที่ตัวสเปคตรัมซึ่งต้องไปขอความช่วยเหลือจากหน่วยงานบางหน่วยงาน ซึ่งลำบากมาก และเมื่อมีสเปคตรัมแล้วที่ตัวสเปคตรัมก็จะต้องมีชุดอินเตอร์เฟซเพื่อต่อไปยังพรินเตอร์ เพื่อความสะดวก สำหรับในการทดลองนี้ได้ใช้กล้องถ่ายรูป ซึ่งมีปัญหาคือความชัดเจนน้อยและต้องทดลองถ่ายรูปหลายครั้งจึงจะได้รูป satisfactory



บรรณานุกรม

1. บัณฑิต ไรจน์อาสยานนท์, วิศวกรรมไมโครเวฟ, พิมพ์ครั้งที่ 1, กรุงเทพฯ, สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, หน้า 271-315
2. An Introduction to Amateur Television B.A.T.C. printed in Great Britain by Apex Printeus Page 65-79
3. The ARRL Handbook for Radio Amateurs. 1995. Published by The American Radio Relay League page 20.49-20.51
4. ANTENNA THEORY AND DESIGN Warren L. Stuteman Virginia Polytechnic Gravy A. Thiele university of Dayton (formaly with the Ohiostate University) John Wiley of Sons, Newyork Chichester Brisbane Toronto. Page 220-225
5. สายอากาศ, การประชุมทางวิชาการ ปีพ.ศ. 2537 ณ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย หน้า 1-26
6. ความรู้เบื้องต้นทางวิทยุกระจายเสียงและวิทยุโทรทัศน์ MOT Group หน้าที่ 197-232



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE I - Characteristics of amplitude-modulated, vestigial-sideband television systems. Simplified presentation of the main differences between systems *

System	Lines/fields per second	RF-channel bandwidth, nominal (MHz)	Video bandwidth, nominal (MHz)	Width of vestigial sideband, nominal (MHz)	Polarity of vision modulation	Sound carrier position relative to vision carrier (MHz)
B	625/50	7	5	0.75	Negative	5.5
D, K	625/50	8	6	0.75	Negative	6.5
G	625/50	8	5	0.75	Negative	5.5
H	625/50	8	5	1.25	Negative	5.5
I	625/50	8	5.5	1.25	Negative	6
K1	625/50	8	6	1.25	Negative	6.5
L	625/50	8	6	1.25	Positive	6.5
M	525/60	6	4.2	0.75	Negative	4.5
N	625/50	6	4.2	0.75	Negative	4.5

TABLE II - Simplified presentation of the main differences between the composite video signals used in terrestrial television *

Colour coding system	Chrominance signals	Chrominance sub-carrier frequency (MHz)	Type of chrominance sub-carrier modulation
NTSC	E_h, E_v	~ 3.58	Suppressed-carrier amplitude-modulation of two sub-carriers in quadrature
PAL	E_u, E_s	~ 4.43 (3.58 for M/PAL)	Suppressed-carrier amplitude-modulation of two sub-carriers in quadrature
SECAM	D_R, D_B (line sequential)	~ 4.41 (when D_R) ~ 4.25 (when D_B)	Frequency modulation, alternating one line D_R , one line D_B

* For fuller information, see CCIR Report 624 reproduced in the following pages.

ตารางแสดงคุณลักษณะของระบบโทรทัศน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 1 - Basic characteristics of video and synchronizing signals

Item	Characteristics	System												
		M	N (1)	B, G	H	I	D, K	K1	L	Rec. 472 (2)				
1	Number of lines per picture (frame)	525	625	625	625	625	625	625	625	625	625	625	625	
2	Field frequency, nominal value (fields/second) (2)	60 (59.94)	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	
3	Line frequency f_M and tolerance when operated non-synchronously (Hz) (2) (1)	15 750 (15 734.264 ± 0.00033)	15 625 $\pm 0.15\%$ ($\pm 0.00014\%$)	15 625 $\pm 0.02\%$ ($\pm 0.0001\%$)	15 625 $\pm 0.02\%$ ($\pm 0.0001\%$)	15 625 $\pm 0.00002\%$ (1)	15 625 (2) $\pm 0.02\%$ ($\pm 0.0001\%$)	15 625 $\pm 0.02\%$ ($\pm 0.0001\%$)	15 625 $\pm 0.02\%$ ($\pm 0.0001\%$)	15 625 $\pm 0.02\%$ ($\pm 0.0001\%$)	15 625 $\pm 0.02\%$ ($\pm 0.0001\%$)	15 625 $\pm 0.02\%$ ($\pm 0.0001\%$)	15 625 $\pm 0.02\%$ ($\pm 0.0001\%$)	
3 (a)	Maximum variation rate of line frequency valid for monochrome transmission (%/s) (2) (1)	0.15 (*)		0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	
4 (16)	Nominal and peak levels of the composite video signal (see Fig. 1)	blanking level (reference level)	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
		peak-white-level	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	
		synchronizing level	-40	-40 (-43)	-43	-43	-43	-43	-43	-43	-43	-43	-43	-43
		difference between black and blanking level	7.5 \pm 2.5	7.5 \pm 2.5 (0)	0	0	0	0-7	0 (colour) 0-7 (mono.)	0 (colour) 0-7 (mono.)	0 (colour) 0-7 (mono.)	0 (colour) 0-7 (mono.)	0 (colour) 0-7 (mono.)	0 \pm 0.6
peak level including chrominance signal	120		133 (1)		133	115 (1)	115 (1)	115 (1)	115 (1)	115 (1)	115 (1)	124 (1)		

ตารางแสดงคุณลักษณะของระบบโทรทัศน์ (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE I-1 — Details of line synchronizing signals (see Fig. 1)
 Durations (measured between half-amplitude points on the appropriate edges) for various systems

Symbol	Characteristics	M ⁽¹⁾	N ⁽²⁾	B, G, H, I, D, K, K1, L (see also Rec. 472)
H	Nominal line period (μs)	63.492 (63.5555)	64	64 ⁽³⁾
a	Line-blanking interval (μs)	10.2 to 11.4 (10.9 ± 0.2)	10.24 to 11.52 (12 ± 0.3)	12 ± 0.3 ⁽⁴⁾
b	Interval between time datum (O _H) and back edge of line-blanking pulse (μs)	8.9 to 10.3 (9.2 to 10.3)	8.96 to 10.24 (10.5)	10.5 ⁽⁵⁾
c	Front porch (μs)	1.27 to 2.54 (1.27 to 2.22)	1.28 to 2.56 (1.5 ± 0.3)	1.5 ± 0.3 ⁽⁶⁾ (*)
d	Synchronizing pulse (μs)	4.19 to 5.71 (4.7 ± 0.1)	4.22 to 5.76 (4.7 ± 0.2)	4.7 ± 0.2
e	Build-up time (10 to 90%) of the edges of the line-blanking pulse (μs)	< 0.64 (< 0.48)	< 0.64 (0.3 ± 0.1)	0.3 ± 0.1
f	Build-up time (10 to 90%) of the edges of the line-synchronizing pulses (μs)	< 0.25	< 0.25 (0.2 ± 0.1)	0.2 ± 0.1 ⁽⁷⁾

(1) Values in brackets apply to M/NTSC.

(2) The values in brackets apply to the combination N/PAL used in Argentina.

(3) In France, and the countries of the OIRT, the tolerance for the instantaneous line period value is ± 0.032 μs.

(4) In 625-line countries using Teletext System B as specified in the Annex to Recommendation 653 to reduce the possibilities of data loss, the following values are preferred [CCIR, 1982-86c and d]:

a) line blanking interval: $12 \begin{smallmatrix} +0.0 \\ -0.3 \end{smallmatrix} \mu\text{s}$

c) front porch: $1.5 \begin{smallmatrix} +0.3 \\ -0.0 \end{smallmatrix} \mu\text{s}$

(5) Average calculated value, for information. For system I the value is 10.4 [CCIR, 1982-86b].

(6) For system I, the values are 1.65 ± 0.1.

(7) For system I, the values are 0.25 ± 0.05.

ตารางแสดงคุณลักษณะของระบบโทรทัศน์ (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 1-2 - Details of field synchronizing signals (see Fig. 2)
Duration (measured between half-amplitude points on the appropriate edges) for various systems

Symbol	Characteristics	M	N ⁽¹⁾	B, G, H, I, D, K, K1, L (see also Rec. 472)
r	Field period (ms)	16.667 ⁽²⁾ (16.6833)	20	20
j	Field-blanking interval (for H and a, see Table 1-1)	(19 to 21) H + a ⁽²⁾	(19 to 25) H + a (25 H + a)	25 H + a
j' ⁽⁴⁾	Build-up time (10 to 90%) of the edges of field-blanking pulses (μs)	< 6.35	< 6.35 (0.3 ± 0.1)	0.3 ± 0.1
k ⁽⁴⁾	Interval between front edge of field-blanking interval and front edge of first equalizing pulse (μs)	(1.5 ± 0.1)		3 ± 2 ⁽⁴⁾ (systems B/SECAM, G/SECAM, D, K, K1 and L only; no ref. in Rec. 472)
l	Duration of first sequence of equalizing pulses	3 H	3 H (2.5 H)	2.5 H
m	Duration of sequence of synchronizing pulses	3 H	3 H (2.5 H)	2.5 H
n	Duration of second sequence of equalizing pulses	3 H	3 H (2.5 H)	2.5 H
p	Duration of equalizing pulse (μs)	(2.3 ± 0.1) ^(*)	2.30 to 2.56 (2.35 ± 0.1)	2.35 ± 0.1
q	Duration of field-synchronizing pulse (μs)	27.1 (nominal value)	26.52 to 28.16 (27.3)	27.3 ⁽⁴⁾ (nominal value)
r	Interval between field-synchronizing pulse (μs)	(4.7 ± 0.1)	3.84 to 5.63 (4.7 ± 0.2)	4.7 ± 0.2 ⁽⁴⁾
s	Build-up time (10 to 90%) of synchronizing and equalizing pulses (μs)	< 0.25	< 0.25 (0.2 ± 0.1)	0.2 ± 0.1 ⁽⁴⁾

⁽¹⁾ The values in brackets apply to the combination N/PAL used in Argentina.

⁽²⁾ The value in brackets applies to the M/NTSC system.

⁽³⁾ The following values are used in Japan:

$$0.07 v \begin{matrix} +0.01 v \\ -0 \end{matrix} \text{ for colour transmission,}$$

$$0.05 v \begin{matrix} +0.03 v \\ -0 \end{matrix} \text{ for monochrome transmission,}$$

where v is the field period.

⁽⁴⁾ Not indicated in the diagram.

⁽⁵⁾ This value is to be specified more precisely at a later date.

^(*) The following specification is also applied in Japan: an equalizing pulse has 0.45 to 0.5 times the area of a line-synchronizing pulse.

⁽¹⁾ For system I: 27.3 ± 0.1.

⁽⁴⁾ For system I: 4.7 ± 0.1.

^(*) For system I: 0.25 ± 0.05.

ตารางแสดงคุณลักษณะของระบบโทรทัศน์ (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE II - Characteristics of video signal for colour television

Item	Colour television system					
	M NTSC	M PAL	B. D. G. H. V PAL	I/PAL	B. D. G. H. K. K. I. L. SECAM	N PAL(1)
2.1	Assumed chromaticity coordinates (CIE, 1931) for primary colours of receiver Red $x = 0.67, y = 0.33$ Green $x = 0.21, y = 0.71$ Blue $x = 0.14, y = 0.08$			Red $x = 0.64, y = 0.33$ Green $x = 0.29, y = 0.60$ Blue $x = 0.15, y = 0.06$		
2.2	Chromaticity coordinates for equal primary signals $E'_R = E'_G = E'_B$ Illuminant C $x = 0.310, y = 0.316$		Illuminant D ₆₅ $x = 0.313, y = 0.329$			
2.3	Assumed gamma value of the receiver for which the primary signals are pre-corrected (1)	2.2		2.8		
2.4	Luminance signal		$E'_L = 0.299 E'_R + 0.387 E'_G + 0.114 E'_B$ E'_R, E'_G and E'_B are gamma - pre-corrected primary signals			
2.5	Chrominance signals (Colour difference)	$E'_I = -0.27(E'_R - E'_G) + 0.74(E'_R - E'_B)$ $E'_U = 0.41(E'_R - E'_G) + 0.48(E'_R - E'_B)$		$E'_I = 0.493(E'_R - E'_G)$ $E'_U = 0.877(E'_R - E'_G)$	$D'_R = -1.902(E'_R - E'_G)$ $D'_B = 1.505(E'_R - E'_G)$	
2.6	Attenuation of colour difference signals	dB MHz $E'_I \begin{cases} < 3 \text{ at } 1.3 \\ > 20 \text{ at } 3.6 \end{cases}$ $E'_U \begin{cases} < 2 \text{ at } 0.4 \\ < 6 \text{ at } 0.5 \\ > 6 \text{ at } 0.6 \end{cases}$	dB MHz $E'_I \begin{cases} < 2 \text{ at } 1.3 \\ > 20 \text{ at } 3.6 \end{cases}$	dB MHz $E'_U \begin{cases} < 3 \text{ at } 1.3 \\ > 20 \text{ at } 4 \end{cases}$	dB MHz $D'_R \begin{cases} < 3 \text{ at } 1.3 \\ > 30 \text{ at } 3.5 \end{cases}$ Low frequency pre-correction not taken into account (1)	dB MHz $E'_U < 3 \text{ at } 1.3$ $E'_U > 20 \text{ at } 3.6$

See notes at the end of Table II.

ตารางแสดงคุณลักษณะของระบบโทรทัศน์ (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE II (continued)

Item	Characteristics	Colour television system				N/PAL (1)
		M/NTSC	M/PAL	B. D. G. H. N/PAL	I/PAL	
2.7	Low frequency pre-correction of colour difference signals			B. D. G. H. K. K. I. L/SECAM	For sinusoidal signals: $D'_A = A_{br}(f)D_A$ $D'_B = A_{br}(f)D_B$ $A_{br}(f) = \frac{1+j(f/f_1)}{1+j(f/3f_1)}$ f - signal frequency (kHz) $f_1 = 85$ kHz (See Fig. 6 for the amplitude response)	
2.8	Time-coincidence error between luminance and chrominance signals (μ s)	Excluding pre-correction for receiver response < 0.05				
2.9	Equation of composite colour signal.	$E_V = E_Y + E'_U \sin(2\pi f_c t + 33^\circ) + E'_V \cos(2\pi f_c t + 33^\circ)$ where: E'_U , see item 2.4 E'_V and E'_V , see item 2.5 f_c , see item 2.11 (See also Fig. 4a)	$E_V = E_Y + E'_U \sin 2\pi f_c t \pm E'_V \cos 2\pi f_c t$ where: E'_U , see item 2.4 E'_V and E'_V , see item 2.5 f_c , see item 2.11 The sign of the E'_V component is the same as that of the sub-carrier burst (changing for each line) (see item 2.16 and Fig. 4b)		$E_V = E'_Y + G \cos 2\pi (f_{os} + \Delta f_{os}/6) D'_A dt$ or $E_V = E'_Y + G \cos 2\pi (f_{os} + \Delta f_{os}/6) D'_B dt$ alternately from line to line where: E'_Y , see item 2.4 f_{os} and Δf_{os} , see item 2.11 Δf_{os} and Δf_{os} , see item 2.12 D'_A and D'_B , see item 2.7 G , see item 2.13	
2.10	Type of chrominance sub-carrier modulation	Suppressed-carrier amplitude-modulation of two sub-carriers in quadrature			Frequency modulation	

See notes at the end of Table II.

ตารางแสดงคุณลักษณะของระบบโทรทัศน์ (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE II (continued)

Item	Characteristics	Colour television system					N PAL (1)
		M, NTSC	M/PAL	B, D, G, H, N, PAL	I PAL	B, D, G, H, K, K1, L, SECAM	
2.11	Chrominance sub-carrier frequency f_c /nominal value and tolerance (Hz)	$3\ 579\ 545 \pm 10$	$3\ 575\ 611.49 \pm 10$	$4\ 433\ 618.75 \pm 5$	$4\ 433\ 618.75 \pm 1$ (2) (3)	$f_{OR} = 4\ 406\ 250 \pm 2000$ $f_{OB} = 4\ 250\ 000 \pm 2000$ (11)	$3\ 582\ 056.25 \pm 5$
	(b) relationship between chrominance sub-carrier frequency f_c and line frequency f_H	$f_c = \frac{455}{2} f_H$	$f_c = \frac{909}{4} f_H$	$f_c = \left(\frac{1135}{4} + \frac{1}{625} \right) f_H$	$f_c = \left(\frac{1135}{4} + \frac{1}{625} \right) f_H$	Unmodulated sub-carrier at beginning of line $282 f_H$ for f_{OR} $272 f_H$ for f_{OB} (12)	$f_c = \left(\frac{917}{4} + \frac{1}{625} \right) f_H$
2.12	Bandwidth of chrominance sidebands (quadrature modulation of sub-carrier) (kHz)	$+620$ -1300	$+600$ -1300	$+570$ -1300 (11)	$+1066$ -1300	Nominal deviation $D'' = 1$ (14)	$+620$ f_c -1300
	or Frequency deviation of chrominance sub-carrier (frequency modulation of sub-carrier) (kHz)	$+620$ -1300	$+600$ -1300	$+570$ -1300 (11)	$+1066$ -1300	Maximum deviation	$+350 \pm 18$ (±35) -506 ± 25 (±50)
							$+506 \pm 25$ (±50) -350 ± 18 (±35)

See notes at the end of Table II.

ตารางแสดงคุณลักษณะของระบบโทรทัศน์ (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE II (continued)

Item	Characteristics	Colour television system				N/PAL (1)
		M/NTSC	M/PAL	B. D. G. H. N/PAL	I/PAL	
2.13	Amplitude of chrominance sub-carrier	$G = \sqrt{E_V^2 + E_C^2}$		$G = \sqrt{E_V^2 + E_C^2}$ (16) (17)	1/PAL (18)	B. D. G. H. K. K. I. L/SECAM $G = M_0 \frac{1+j16F}{1+j1.26F}$ where the peak-to-peak amplitude, $2M_0$ is $23 \pm 2.5\%$ of the luminance amplitude (between blanking level and peak-white) and $F = \frac{f - f_0}{f_0}$ where $f_0 = 4286$ kHz and f is the instantaneous sub-carrier frequency. The deviation of frequency, f_0 , from its nominal value due to misalignment of the circuits concerned should not exceed ± 20 kHz. (See Fig. 7 for the amplitude response)
2.14	Synchronization of chrominance sub-carrier	Sub-carrier burst on blanking back porch		Sub-carrier burst on blanking back porch		
	(g) Start of sub-carrier burst (see Fig. 1a) (μ s)	4.71 to 5.71 (5.3 nominal) at least 0.38 μ s after the trailing edge of line synchronization signal	5.8 \pm 0.1 after epoch O_H	5.6 \pm 0.1 after epoch O_H (18)		
	(h) Duration of sub-carrier burst (see Fig. 1a) (μ s)	2.23 to 3.11 (9 \pm 1 cycles)	2.52 \pm 0.28 (9 \pm 1 cycles)	2.25 \pm 0.23 (10 \pm 1 cycles)		2.51 \pm 0.28 (9 \pm 1 cycles)

See notes at the end of Table II.

ตารางแสดงคุณลักษณะของระบบโทรทัศน์ (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 11 (continued)

Item	Characteristics	Colour television system				
		M/NTSC	M/PAL	B. D. G. H. N/PAL	I/PAL	N/PAL (1)
2.15	Peak-to-peak value of chrominance sub-carrier burst (see Fig. 1a) (1 ^a)	4/10 of difference between blanking level and peak white-level ± 10%	3/7 of difference between blanking level and peak white-level ± 10%			
2.16	Phase of chrominance sub-carrier burst (see Fig. 1a)	180° relative to (E _s - E _r) axis (see Fig. 4a) In the NTSC sequence of four colour fields, field 1 is identified in accordance with Note (1 ^b) (see also Fig. 5c)	135° relative to E _c axis with the following sign (see Fig. 4b)			
2.17	Blanking of chrominance sub-carrier	Following each equalizing pulse and also during the broad synchronizing pulses in the field-blanking interval	11 lines of field-blanking interval: 260 to 270 259 to 269 223 to 8 (See Fig. 5b)	9 lines of the field-blanking interval: lines 311 to 319 inclusive 623 to 6 inclusive 310 to 318 inclusive 622 to 5 inclusive (See Fig. 5a)		(a) from leading edge of line-blanking signal up to $t = 5.6 \pm 0.2$ (μs) after epoch O ₄ , i.e. during c + t (see Fig. 1b) (1 ^c) (b) During field-blanking interval, excluding frame identification signals, or, in countries where this is possible, during the whole of the field-blanking interval (see item 2.18)

ตารางแสดงคุณลักษณะของระบบโทรทัศน์ (ต่อ)

See notes at the end of Table 11.

TABLE III - Characteristics of the radiated signals (monochrome and colour)

Item	Characteristics	M	N (%)	B, G	H	I	D, K	K1	L
1	Nominal radio-frequency channel bandwidth (MHz)	6	6	B, G G, 3	8	8	8	8	8
2	Sound carrier relative to vision carrier (MHz)	+4.5 (1)	+4.5	+5.5 ±0.001 (1), (2), (3)	+5.5	+5.9996 ±0.0005	+6.5 ±0.0001	+6.5	+6.5
3	Nearest edge of channel (relative to vision carrier) (MHz)	-1.25	-1.25	-1.25	-1.25	-1.25	-1.25	-1.25	-1.25
4	Nominal width of main sideband (MHz)	4.2	4.2	5	5	5.5	6	6	6
5	Nominal width of vestigial sideband (MHz)	0.75	0.75	0.75	1.25	1.25	0.75	1.25	1.25
6	Minimum attenuation of vestigial sideband (dB at MHz) (4)	20 (-1.25) 42 (-3.58)	20 (1-1.25) 42 (-3.5)	20 (-1.25) 20 (-3.0) 30 (-4.43) (1)	20 (-1.75) 20 (-3.0)	20 (-3.0) 30 (-4.43)	20 (-1.25) 30 (-4.33) ±0.1 (1) (2)	20 (-2.7) 30 (-4.3) ref.: 0 (+0.8)	15 (-2.7) 30 (-4.3) ref.: 0 (+0.8)
7	Type and polarity of vision modulations	C3F neg.	C3F neg.	C3F neg.	C3F neg.	C3F neg.	C3F neg.	C3F neg.	C3F pos.
8	Levels in the radiated signal (% of peak carrier)	100	100	100	100	100	100	100	< 6
	Synchronizing level	72.5 to 77.5	72.5 to 77.5 (75 ± 2.5)	75 ± 2.5 (in)	72.5 to 77.5	76 ± 2	75 ± 2.5	75 ± 2.5	30 ± 2
	Blanking level	2.88 to 6.75	2.88 to 6.75	0 to 2 (nominal)	0 to 7	0 (nominal)	0 to 4.5 (1)	0 to 4.5	0 to 4.5
	Difference between black level and blanking level	10 to 15	10 to 15 (10 to 12.5)	10 to 12.5 (10) (1)	10 to 12.5	20 ± 2	10 to 12.5 (1) (1)	10 to 12.5	100 (= 110) (1) (1)
	Peak white-level								

See notes at the end of Table III.

ตารางแสดงคุณลักษณะของระบบโทรทัศน์ (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE III (continued)

Item	Characteristics	M	N ⁽¹⁾	B, G	H	I	D, K	KI	L
9	Type of sound modulation	F3E	F3E	F3E	F3E	F3E	F3E	F3E	A3E
10	Frequency deviation (kHz)	± 25	± 25	± 50	± 50	± 50	± 50	± 50	
11	Pre-emphasis for modulation (µs)	75	75	50	50	50	50	50	
12	Ratio of effective radiated powers of vision and sound ⁽¹⁴⁾	10/1 to 5/1 ⁽¹¹⁾	10/1 to 5/1	20/1 to 10/1 ^{(1), (15), (16)}	5/1 to 10/1	5/1 to 10/1 ⁽²⁰⁾	10/1 to 5/1 ⁽²¹⁾	10/1	10/1
13	Pre-correction for receiver group-delay characteristics at medium video frequencies (ns) (see also Fig. 3)	0	$\begin{pmatrix} 1 \text{ MHz } 0 \pm 100 \\ 1 \text{ MHz } 0 \pm 100 \\ 1 \text{ MHz } 0 \pm 60 \end{pmatrix}$	(22)			(22a)		
14	Pre-correction for receiver group-delay characteristics at colour sub-carrier frequency (ns) (see also Fig. 3)	-170 (nominal)	$\begin{pmatrix} +60 \\ -170 \\ -40 \end{pmatrix}$	-170 (nominal) (23)			(23a)		

(1) The values in brackets apply to the combination M/PAL used in Argentina.

(2) In Japan, the values +4.5 ± 0.001 are used.

(3) In the Federal Republic of Germany a system of two sound carriers is used, the frequency of the second carrier being 242.1875 kHz above the frequency of the first sound carrier. The ratio between vision/sound e.r.p. for this second carrier is 100/1. For further information on this system see Report 795. For stereophonic sound transmissions a similar system is used in Australia with vision/sound power ratios being 20/1 and 100/1 for the first and second sound carriers respectively.

(4) New Zealand uses a sound carrier displaced 5.4996 MHz from the vision carrier.

(5) The sound carrier for single carrier sound transmissions in Australia may be displaced 5.5 ± 0.005 MHz from the vision carrier.

(6) In some cases, low-power transmitters are operated without vestigial-sideband filter.

(7) For B/SECAM and G/SECAM: 30 dB at -4.33 MHz, within the limits of ± 0.1 MHz.

(8) In some countries, members of the DIRT, additional specifications are in use:

(a) not less than 40 dB at -4.286 MHz ± 0.5 MHz,

(b) 0 dB from -0.75 MHz to +6.0 MHz,

(c) not less than 20 dB at ± 6.375 MHz and higher;

Reference: 0 dB at +1.5 MHz.

(9) In the People's Republic of China, the attenuation value at the point (1 - 4.33 ± 0.1) has not yet been determined.

ตารางแสดงคุณลักษณะของระบบโทรทัศน์ (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Country/Geographical area	System used in bands:	
	I/III VHF broadcasting (Band 8)	IV/V UHF broadcasting (Band 9)
Afghanistan (Democratic Republic of)	D/SECAM	-
Albania (Socialist People's Republic of)**	B/PAL	G/PAL
Algeria (People's Democratic Republic of)	B/PAL (11)	G/PAL (11)
Germany (Federal Republic of)	B/PAL	G/PAL
Angola (People's Republic of)	I/PAL (11)	- (11)
Netherlands Antilles	M/NTSC	-
Saudi Arabia (Kingdom of)	B/SECAM	G/SECAM
Argentine Republic	N/PAL	N/PAL
Australia	B/PAL (17)	B/PAL (17)
Austria	B/PAL	G/PAL (1)
Bahrain (State of)	B/PAL	-
Bangladesh (People's Republic of)	B/PAL	H/PAL
Belgium	B/PAL	-
Benin (People's Republic of)**	KI/SECAM	K1* (16)
Bermuda	M/NTSC	-
Burma (Socialist Republic of the Union of)	M/NTSC	-
Bolivia (Republic of)	M/NTSC	M/NTSC
Botswana (Republic of)**	I/PAL	I/PAL
Brazil (Federative Republic of)	M/PAL	M/PAL
Brunei Darussalam	B/PAL	-
Bulgaria (People's Republic of)	D/SECAM	K/SECAM
Burkina Faso	KI/SECAM (11)	K1*/SECAM (11)
Burundi (Republic of)**	K1* (16)	KI/SECAM
Cameroon (Republic of)	B/PAL	G*/PAL
Canada	M/NTSC	M/NTSC
Central African Republic	K1*/SECAM (16)	K1*/SECAM (16)
Chile	M/NTSC	M/NTSC
China (People's Republic of)	D/PAL	D/PAL
Cyprus (Republic of)	B/SECAM	G/SECAM
Colombia (Republic of)**	M/NTSC	M/NTSC
Comoros (Islamic Federal Republic of)	- (11)	- (11)
Congo (People's Republic of the)**	K1*/SECAM (16)	K1*/SECAM (16)
Korea (Republic of)	M/NTSC	M/NTSC
Costa Rica	M/NTSC	M/NTSC
Côte d'Ivoire (Republic of)**	KI/SECAM	K1* (16)
Cuba	M/NTSC	M/NTSC
Denmark (Including Greenland and Faeroe Islands)	B/PAL	G/PAL
Djibouti (Republic of)	B/SECAM, KI/SECAM (11)	- (11)
Dominican Republic**	M/NTSC	-
Egypt (Arab Republic of)	B/SECAM (11)	G/SECAM (11)
United Arab Emirates	B/PAL	G/PAL
Ecuador**	M/NTSC	-
Spain	B/PAL	G/PAL
United States of America	M/NTSC	M/NTSC
Ethiopia	B/PAL	G*/PAL
Finland	B/PAL	G/PAL
France	L/SECAM (8)	L/SECAM (8)
Gabonese Republic**	KI/SECAM	K1* (16)
Ghana	B/PAL (11)	G*/PAL (11)
Gibraltar	B/PAL	G/PAL
Greece	B/SECAM	G*/SECAM
Guatemala (Republic of)**	M/NTSC	-
Guinea (Republic of)**	KI/SECAM	K1* (15) (16)
Equatorial Guinea (Republic of)	B/PAL (11)	- (11)
Haiti (Republic of)**	M/NTSC	-
Honduras (Republic of)**	M/NTSC	-
Hong Kong	-	I/PAL
Hungarian People's Republic	D/SECAM	K/SECAM
India (Republic of)	B/PAL	-
Indonesia (Republic of)	B/PAL	-
Iran (Islamic Republic of)	B/SECAM	G/SECAM
Iraq (Republic of)**	B/SECAM	-
Ireland	I/PAL (4)	I/PAL (4)
Iceland	B/PAL	G*
Israel (State of)	B/PAL	G/PAL (6)
Italy	B/PAL	G/PAL
Jamaica**	M/NTSC	-
Japan	M/NTSC	M/NTSC
Jordan (Hashemite Kingdom of)**	B/PAL	G/PAL

ตารางแสดงระบบโทรทัศน์ที่ใช้ในประเทศต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Country/Geographical area	System used in bands:	
	I/III VHF broadcasting (Band 8)	IV/V UHF broadcasting (Band 9)
Kenya (Republic of)	B/PAL (11)	G*/PAL (11)
Kuwait (State of)	B/PAL	G*/PAL (10)
Lesotho (Kingdom of)	I*/PAL (11)	I*/PAL (11)
Lebanon**	B/SECAM	G/SECAM
Liberia (Republic of)	B/PAL	-
Libya (Socialist People's Libyan Arab Jamahiriya)**	B/SECAM	G* (16)
Luxembourg	B/PAL	G/PAL, L/SECAM
Madagascar (Democratic Republic of)**	K1/SECAM	K1* (16)
Malaysia	B/PAL	G/PAL
Malawi	B*/PAL (11)	G*/PAL (11)
Maldives (Republic of)	B/PAL	-
Mali (Republic of)	B/SECAM (11)	- (11)
Malta (Republic of)	B/PAL	-
Morocco (Kingdom of)	B/SECAM	G/SECAM (11)
Mauritius	B/SECAM	-
Mauritania (Islamic Republic of)	B/SECAM (11)	- (11)
Mexico	M/NTSC	M/NTSC
Monaco	L/SECAM	G/PAL, G/SECAM
Mongolian People's Republic**	D/SECAM	-
Montserrat	M/NTSC	-
Mozambique (People's Republic of)**	-	G/PAL
Nicaragua**	M/NTSC	-
Niger (Republic of the)**	K1/SECAM	K1* (16)
Nigeria (Federal Republic of)	B/PAL	I*/PAL (11)
Norway	B/PAL	G*/PAL (3)
New Zealand	B/PAL (13)	G/PAL (13)
Oman (Sultanate of)	B/PAL	G/PAL
Uganda (Republic of)**	B/PAL	G* (9) (11)
Pakistan (Islamic Republic of)	B/PAL	G/PAL
Panama (Republic of)	M/NTSC	M*/NTSC
Papua New Guinea	B/PAL	G/PAL
Paraguay (Republic of)**	N/PAL	-
Netherlands (Kingdom of the)	B/PAL	G/PAL
Peru	M/NTSC	M/NTSC
Philippines (Republic of the)**	M/NTSC	-
Poland (People's Republic of)	D/SECAM	K/SECAM
Portugal	B/PAL	G/PAL
Qatar (State of)	B/PAL	G/PAL
Syrian Arab Republic	B/PAL	G/PAL
German Democratic Republic	B/SECAM	G/SECAM
Democratic People's Republic of Korea**	D/PAL	K/PAL
Romania (Socialist Republic of)	D/PAL	K/PAL
United Kingdom of Great Britain and Northern Ireland	- (5)	I/PAL
Rwandese Republic	K1* (16)	K1* (16)
St. Christopher and Nevis	M/NTSC	-
Senegal (Republic of)**	K1/SECAM	K1* (16)
Sierra Leone**	B/PAL (14)	G* (16)
Singapore (Republic of)	B/PAL	G*/PAL (12)
Somali Democratic Republic	B* (16)	G* (16)
Sudan (Republic of the)**	B/PAL	-
Sri Lanka (Democratic Socialist Republic of)**	B/PAL	-
South Africa (Republic of)	I/PAL	I/PAL
Sweden	B/PAL	G/PAL
Switzerland (Confederation of)	B/PAL	G/PAL (7)
Surinam (Republic of)	M/NTSC	-
Tanzania (United Republic of)**	B/PAL, I*/PAL (11)	I*/PAL (11)
Chad (Republic of)	K1*/SECAM (16)	K1*/SECAM (16)
Czechoslovak Socialist Republic	D/SECAM	K/SECAM
Thailand	B/PAL	G/PAL*
Togolese Republic**	K1/SECAM	K1* (16)
Tunisia	B/SECAM, PAL (2)	G/SECAM, PAL (2)
Turkey	B/PAL	G/PAL
Union of Soviet Socialist Republics	D/SECAM	K/SECAM
Uruguay (Eastern Republic of)	N/PAL	-
Venezuela (Republic of)**	M/NTSC	-
British Virgin Islands	M/NTSC	-
Viet Nam (Socialist Republic of)	D/SECAM	K/SECAM
Yemen Arab Republic**	B/PAL	-
Yemen (People's Democratic Republic of)**	B/PAL	-
Yugoslavia (Socialist Federal Republic of)	B/PAL	G/PAL
Zaire (Republic of)**	K1/SECAM	K1* (15) (16)
Zambia (Republic of)	B/PAL	G*/PAL
Zimbabwe (Republic of)	B/PAL	G*/PAL

ตารางแสดงระบบโทรทัศน์ที่ใช้ในประเทศต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการอุปกรณ์ภาคเครื่องส่ง

R1	75	R29	100K	C21	1nF CHIP
R2	300	R30	330	C22	1nF CHIP
R3	75	R31	1K	C23	47uF
R4	18	R32	100K	C24	1000uF
R5	75	R33	22	C25	100nF
R6	10K	R34	220	C26	1uF
R7	1K5	VR1	1K SUB MIN PRESET	C27	4.7uF
R8	10K	VR2	1M SUB MIN PRESET	C28	10uF
R9	1K5	C1	1n CERAMIC	C29	1uF
R10	39K	C2	680pF CERAMIC	C30	2.2uF
R11	6K8	C3	10uF	C31	22nF
R12	2K7	C4	10uF	C32	10nF
R13	1K	C5	1uF	C33	10nF
R14	1K	C6	10uF	C34	10uF
R15	560	C7	47fF	C35	47uF
R16	15K	C8	10uF	C36	15nF
R17	10K	C9	47uF	C37	10nF
R18	1M	C10	470pF	C38	330pF
R19	4K7	C11	10pF CHIP	C39	390pF
R20	5K6	C12	10pF CHIP	C40	150pF
R21	100K	C13	1nF CHIP	C41	150pF
R22	39K	C14	1nF CHIP	C42	3.3pF
R23	39K	C15	1nF CHIP	C43	10nF
R24	470K	C16	1nF CHIP	C44	68pF
R25	4K7	C17	1nF CHIP	C45	10nF
R26	1K5	C18	1nF CHIP	C46	10nF
R27	10K	C19	100uF	C47	10nF
R28	47K	C20	1nF CHIP	VC1	1.5 - 5 pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VC2 1.5 - 5pF	D1 1N5401
Q1 2N3819	D2 1N4148
Q2 2N3704	D3 1N4148
Q3 2N3702	D4 1N4148
Q4 2N3704	2 OFF HEATSINKS
Q5 BFT95	
Q6 2N3704	
Q7 2N3704	
Q8 2N3704	
Q9 2N3819	
Q10 2N3702	
L1 10uH RADIAL CHOKE	
L2 TOKO MKANSK 1731 HM	
L3 0.15uH SURFACE MOUNT	
L4 0.15uH SURFACE MOUNT	
L6 0.15uH SURFACE MOUNT	
L10 TOKO MKANSK 1731 HM	
RL1 Inductive Resistev 100 Ohm + 1turn NOW R34 SEE TEXT	
RL2 Inductive Resistev 75 Ohm + 1turn	
RL3 Inductive Resistev 75 Ohm + 1turn	
IC1 LM592	
IC2 MSA0485	
IC3 MSA0485	
IC4 M67715M	
IC5 UA7808	
IC6 UA7808	
IC7 SL6270C	
IC8 TL081	
CD1 BB105	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการอุปกรณ์ภาคคอนเวอเตอร์

Parts List

Item	Resistors	Capacitors	Transistors	Diodes
1	470R	1 - 6pf	BLU98	6v8 zener
2	220R	1n	BFR91	6v8 zener
3	470R	1n	BFR91	6v8 zener
4	180R	4p7	BFR91	HP2800
5	470R	1 - 6pf	BFR96	6v8 zener
6	180R	1n	BFY50	10v zener
7	150R	1n	BC548	1N4005
8	470R	4p7		
9	1K8	1 - 6pf		
10	150R	1n		
11	33R	1n		
12	470R	4p7		
13	180R	1 - 6pf		
14		2 - 10pf		
15		33p		
16		1n		
17		2 - 10pf		
18		33p		
19		1n		
20		1n		
21		1n		
22		1n		
23		3 - 30pf		
24		Selected 4p7 or 8p2		
25		10uf		
26		100n		

เอกสารนี้ 27 เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Item	Resistors	Capacitors	Transistors	Diodes
28		1n		
29		10uf		
30		100n		

E2 ทำ โดยการพันขดลวดขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 2 มม. 1 รอบบนตัวต้านทาน R11
รหัสส่วนตัวทริมเมอร์และค่าตัวเก็บประจุ

- 1 - 6pf สีเทา
- 2 - 10pf สีเหลือง
- 3 - 30pf สีเขียว



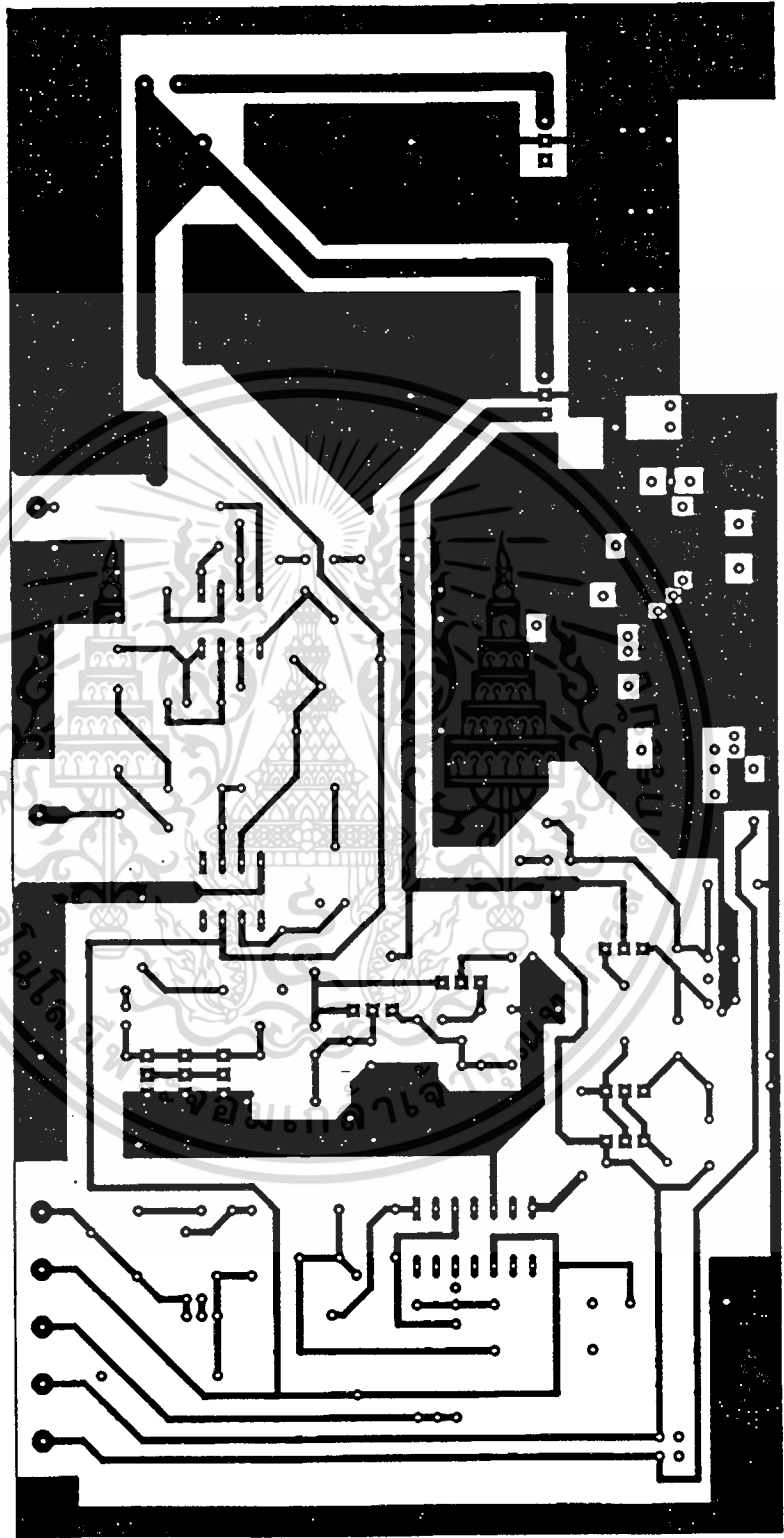
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ATV-TX Top Layer

รูปที่ 1 แสดงลายวงจรด้านบนของภาคเครื่องส่ง

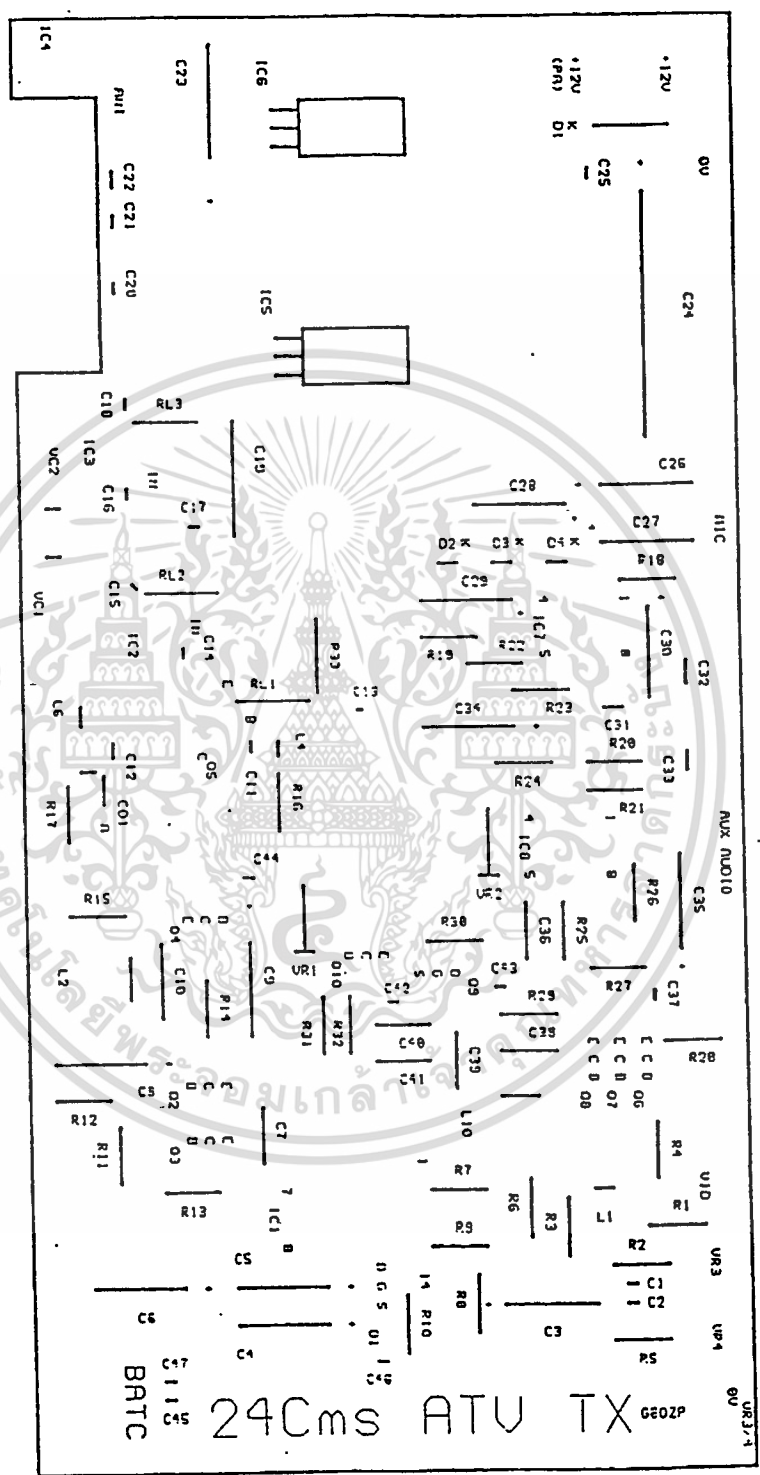
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ATV-IX Bofor Tover

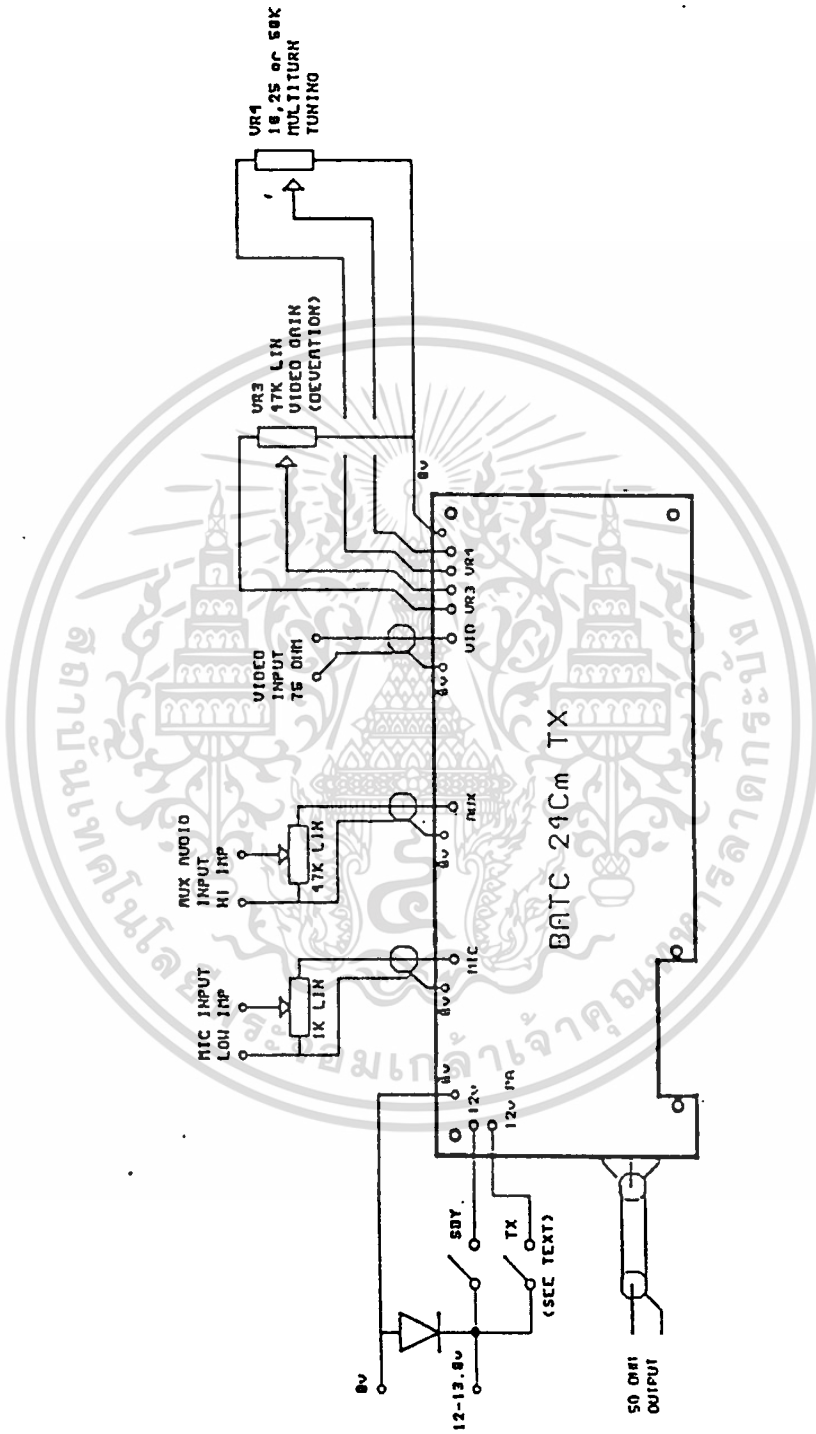
รูปที่ 2 แสดงลายวงจรค่าน่างของภาคเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



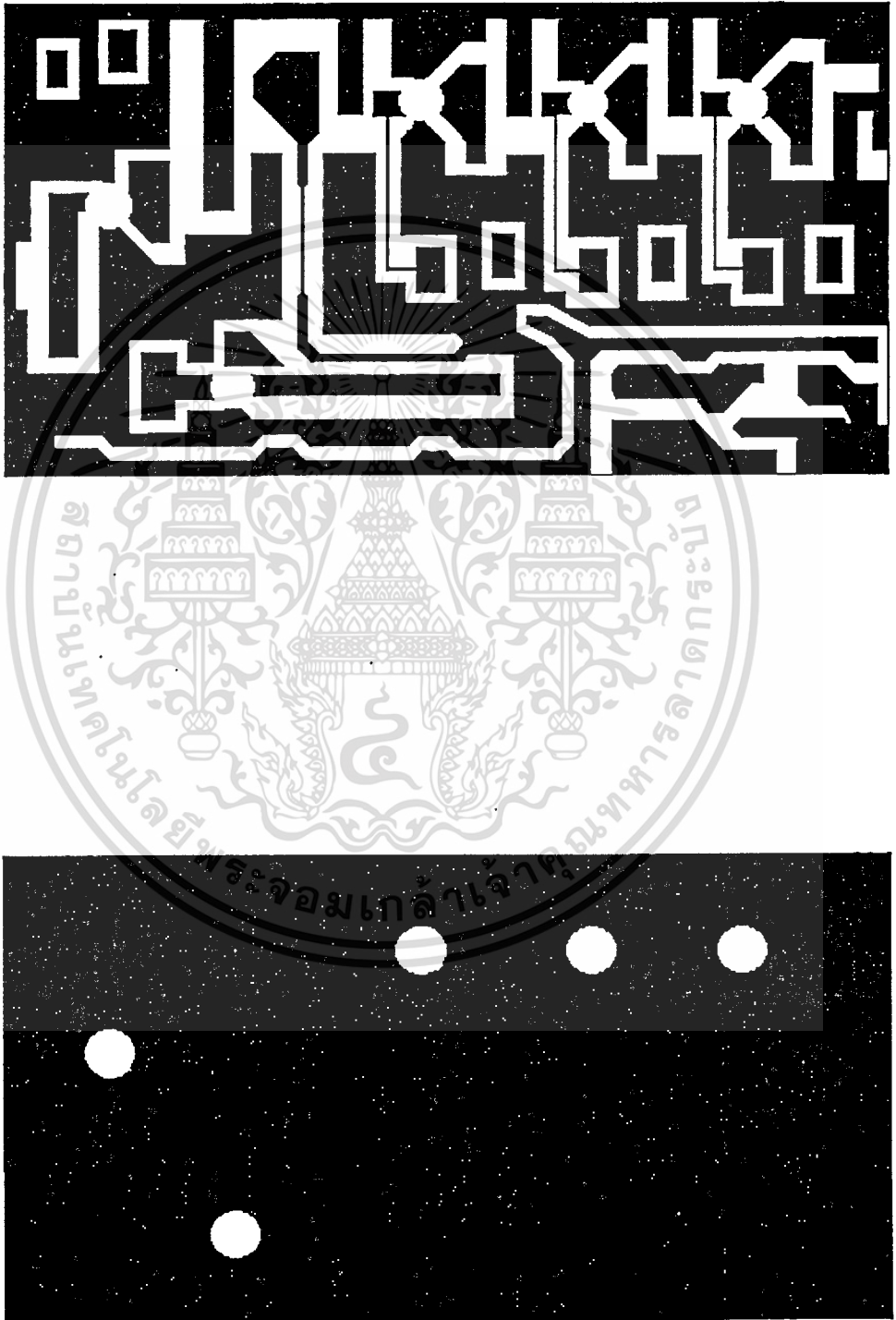
รูปที่ 3 แสดงการวางอุปกรณ์บนแผ่นวงจรของภาคเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



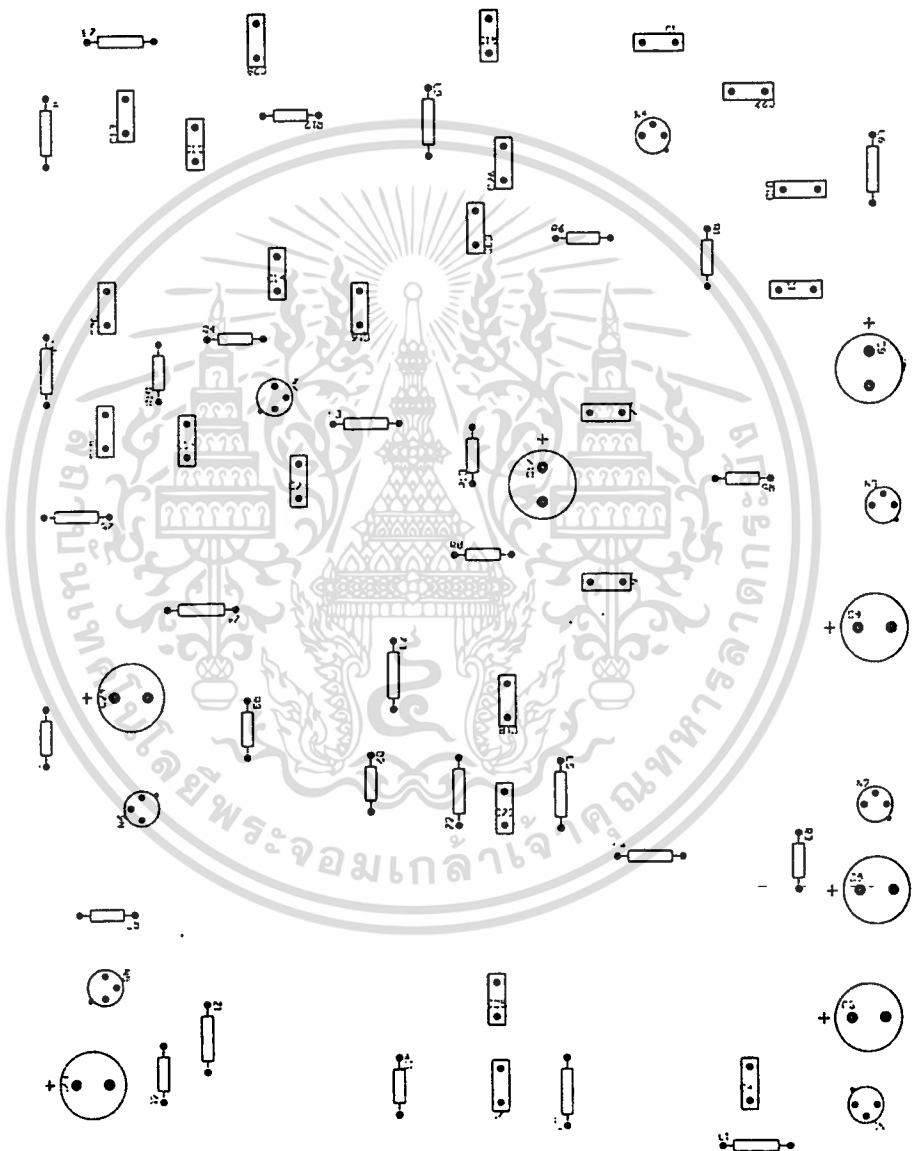
รูปที่ 4 แสดงการต่ออุปกรณ์ภายนอกของภาคเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5 แสดงแผ่นวงจรพิมพ์ด้านหน้าและด้านหลังภาคคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6 แสดงการวางอุปกรณ์ภาคคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ตารางที่ 1 แสดงการแบ่งช่องความถี่ TV ในระบบญี่ปุ่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

E EUROPEAN STANDARD (CCIR)		Channel 61	790 MHz - 797 MHz	Channel A 54	710 MHz - 716 MHz
Band I VHF		Channel 62	798 MHz - 805 MHz	Channel A 55	716 MHz - 722 MHz
Channel E 2	47 MHz - 54 MHz	Channel 63	806 MHz - 813 MHz	Channel A 56	722 MHz - 725 MHz
Channel E 3	54 MHz - 61 MHz	Channel 64	814 MHz - 821 MHz	Channel A 57	728 MHz - 734 MHz
Channel E 4	61 MHz - 68 MHz	Channel 65	822 MHz - 829 MHz	Channel A 58	734 MHz - 740 MHz
		A AMERICAN STANDARD (FCC)		Channel A 59	740 MHz - 746 MHz
Band III VHF		Channel A 2	54 MHz - 60 MHz	Channel A 60	746 MHz - 752 MHz
Channel E 5	174 MHz - 181 MHz	Channel A 3	60 MHz - 60 MHz	Channel A 61	752 MHz - 758 MHz
Channel E 6	181 MHz - 188 MHz	Channel A 4	66 MHz - 72 MHz	Channel A 62	758 MHz - 764 MHz
Channel E 7	188 MHz - 195 MHz	Channel A 5	76 MHz - 82 MHz	Channel A 63	764 MHz - 770 MHz
Channel E 8	195 MHz - 202 MHz	Channel A 6	82 MHz - 88 MHz	Channel A 64	770 MHz - 776 MHz
Channel E 9	202 MHz - 209 MHz	Channel A 7	174 MHz - 180 MHz	Channel A 65	776 MHz - 782 MHz
Channel E 10	209 MHz - 216 MHz	Channel A 8	180 MHz - 186 MHz	Channel A 66	782 MHz - 788 MHz
Channel E 11	216 MHz - 223 MHz	Channel A 9	186 MHz - 192 MHz	Channel A 67	788 MHz - 794 MHz
Channel E 12	223 MHz - 230 MHz	Channel A 10	192 MHz - 197 MHz	Channel A 68	794 MHz - 800 MHz
Band IV-UHF		Channel A 11	198 MHz - 204 MHz	Channel A 69	800 MHz - 806 MHz
Channel 21	470 MHz - 477 MHz	Channel A 12	204 MHz - 210 MHz	Channel A 70	806 MHz - 812 MHz
Channel 22	478 MHz - 485 MHz	Channel A 13	210 MHz - 216 MHz	Channel A 71	812 MHz - 818 MHz
Channel 23	486 MHz - 493 MHz	Channel A 14	470 MHz - 476 MHz	Channel A 72	818 MHz - 824 MHz
Channel 24	494 MHz - 501 MHz	Channel A 15	476 MHz - 482 MHz	Channel A 73	824 MHz - 830 MHz
Channel 25	502 MHz - 509 MHz	Channel A 16	482 MHz - 488 MHz	Channel A 74	830 MHz - 834 MHz
Channel 26	510 MHz - 517 MHz	Channel A 17	488 MHz - 494 MHz	Channel A 75	836 MHz - 841 MHz
Channel 27	518 MHz - 525 MHz	Channel A 18	494 MHz - 500 MHz	Channel A 76	842 MHz - 847 MHz
Channel 28	526 MHz - 533 MHz	Channel A 19	500 MHz - 506 MHz	Channel A 77	848 MHz - 853 MHz
Channel 29	534 MHz - 541 MHz	Channel A 20	506 MHz - 512 MHz	Channel A 78	854 MHz - 859 MHz
Channel 30	542 MHz - 549 MHz	Channel A 21	512 MHz - 518 MHz	Channel A 79	860 MHz - 866 MHz
Channel 31	550 MHz - 557 MHz	Channel A 22	518 MHz - 524 MHz	Channel A 80	866 MHz - 872 MHz
Channel 32	558 MHz - 565 MHz	Channel A 23	524 MHz - 530 MHz	Channel A 81	872 MHz - 878 MHz
Channel 33	566 MHz - 573 MHz	Channel A 24	530 MHz - 536 MHz	Channel A 82	878 MHz - 884 MHz
Channel 34	574 MHz - 581 MHz	Channel A 25	536 MHz - 542 MHz	Channel A 83	884 MHz - 890 MHz
Channel 35	582 MHz - 589 MHz	Channel A 26	542 MHz - 548 MHz		
Channel 36	590 MHz - 597 MHz	Channel A 27	548 MHz - 554 MHz		
Channel 37	598 MHz - 605 MHz	Channel A 28	554 MHz - 560 MHz		
Band V UHF		Channel A 29	560 MHz - 566 MHz		
Channel 38	606 MHz - 613 MHz	Channel A 30	566 MHz - 572 MHz		
Channel 39	614 MHz - 621 MHz	Channel A 31	572 MHz - 578 MHz		
Channel 40	622 MHz - 629 MHz	Channel A 32	578 MHz - 584 MHz		
Channel 41	630 MHz - 637 MHz	Channel A 33	584 MHz - 590 MHz		
Channel 42	638 MHz - 645 MHz	Channel A 34	590 MHz - 596 MHz		
Channel 43	646 MHz - 654 MHz	Channel A 35	596 MHz - 602 MHz		
Channel 44	654 MHz - 661 MHz	Channel A 36	602 MHz - 608 MHz		
Channel 45	662 MHz - 669 MHz	Channel A 37	608 MHz - 614 MHz		
Channel 46	670 MHz - 677 MHz	Channel A 38	614 MHz - 620 MHz		
Channel 47	678 MHz - 685 MHz	Channel A 39	620 MHz - 626 MHz		
Channel 48	686 MHz - 693 MHz	Channel A 40	626 MHz - 632 MHz		
Channel 49	694 MHz - 701 MHz	Channel A 41	632 MHz - 638 MHz		
Channel 50	702 MHz - 709 MHz	Channel A 42	638 MHz - 644 MHz		
Channel 51	710 MHz - 717 MHz	Channel A 43	644 MHz - 650 MHz		
Channel 52	718 MHz - 725 MHz	Channel A 44	650 MHz - 656 MHz		
Channel 53	726 MHz - 733 MHz	Channel A 45	656 MHz - 662 MHz		
Channel 54	734 MHz - 741 MHz	Channel A 46	662 MHz - 668 MHz		
Channel 55	742 MHz - 749 MHz	Channel A 47	668 MHz - 674 MHz		
Channel 56	750 MHz - 757 MHz	Channel A 48	674 MHz - 680 MHz		
Channel 57	758 MHz - 765 MHz	Channel A 49	680 MHz - 686 MHz		
Channel 58	766 MHz - 773 MHz	Channel A 50	687 MHz - 692 MHz		
Channel 59	774 MHz - 781 MHz	Channel A 51	692 MHz - 698 MHz		
Channel 60	782 MHz - 789 MHz	Channel A 52	698 MHz - 704 MHz		
		Channel A 53	704 MHz - 710 MHz		

ตารางที่ 2 แสดงการแบ่งช่องความถี่ TV ในระบบ CCIR และ FCC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I.F.F.E. Microwave Band	
Band	Frequency Range, GHz
III-	0.003-0.030
VIII-	0.030-0.300
VIII-	0.300-1.00
L	1.00-2.00
S	2.00-4.00
C	4.00-8.00
X	8.00-12.0
K _u	12.0-18.0
K	18.0-27.0
K _a	27.0-40.0
Millimeter	40.0-300.0
Submillimeter	greater than 300

Microwave Bands						Millimeter	Submillimeter	
L	S	C	X	KU	K	KA		
1 GHz	2 GHz	4 GHz	8 GHz	12 GHz	18 GHz	27 GHz	40 GHz	0.300 THz

(IEEE)

Laser
Infrared Visible

5 THz 300 THz, 1000 THz

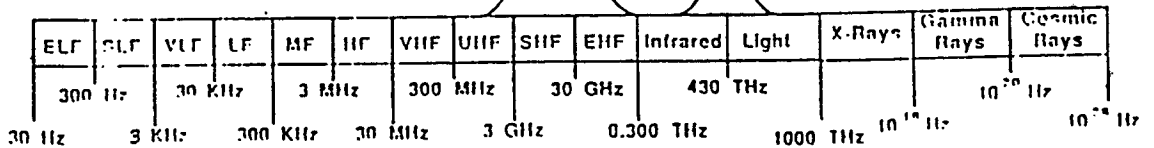
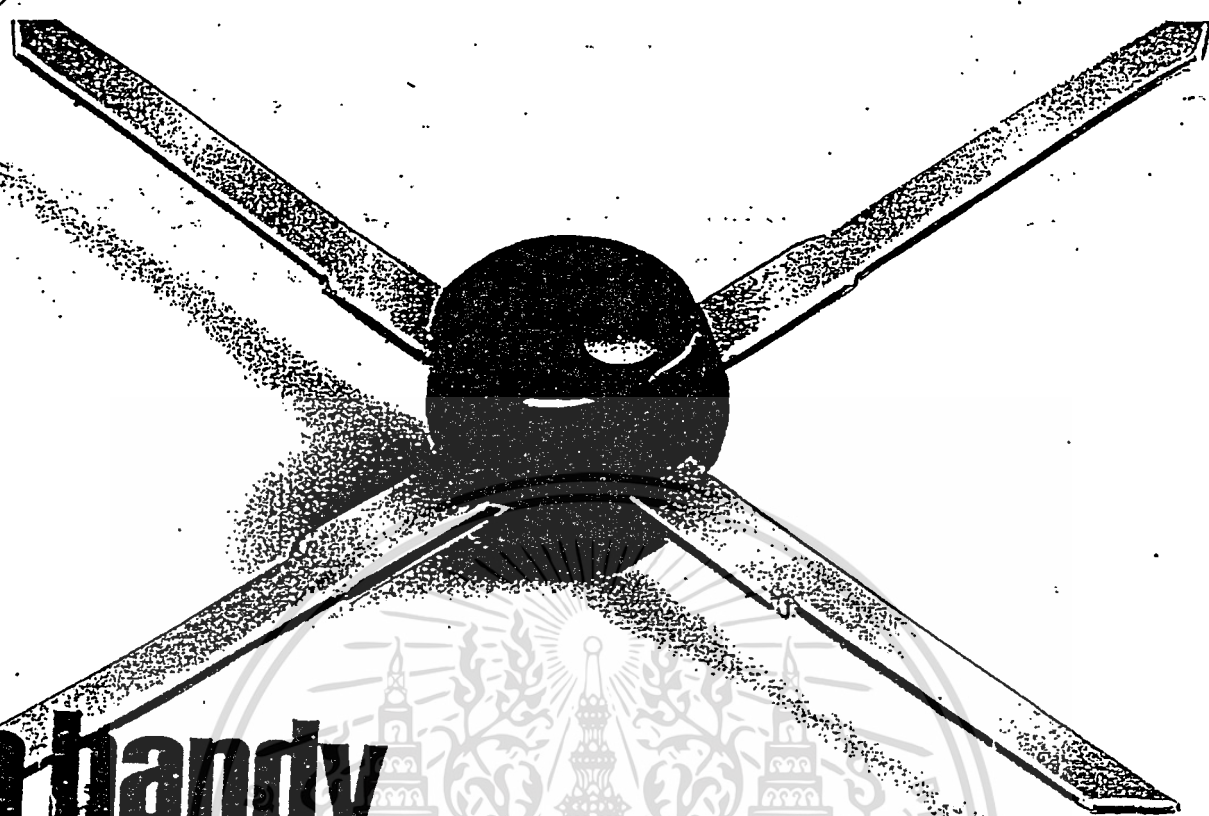


Fig. 1-1 Available frequency spectrum

ตารางที่ 3 แสดงการแบ่งย่านความถี่โดย IEEE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Performance



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

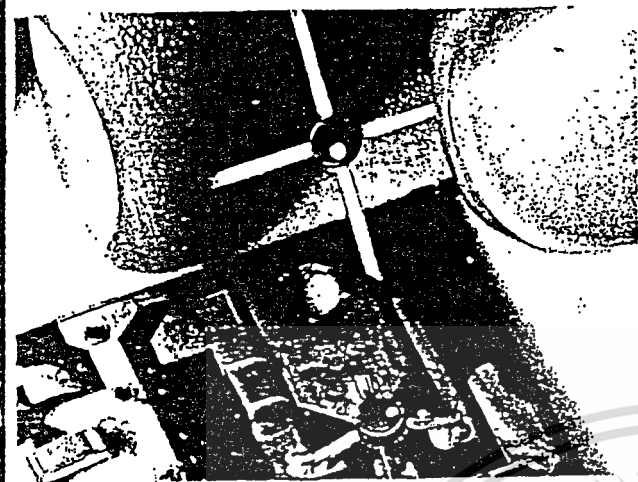


board layout, parasitic suppression, grounding and biasing are described with one- and multiple-stage designs, performance curves, and detailed S-parameter data.

finding new ways ...
setting higher standards

 **Mini-Circuits**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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

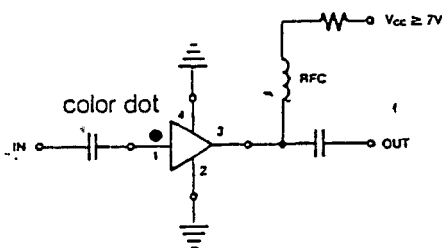
applications

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

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



Mini-Circuits

บริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 \$ Ea. Qty		
		100	500	1000	2000	(Note 4) Min	Output (1dB) Compression	Input (no damage)	NF dB Typ.	3rd Order Typ.	VSWR In	VSWR Out	(mA)	Typ.			
MAR-1 Brown	DC-1000	18.5	17.5	15.5	—	13.0	0	+10	5.0	45	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	+1.8	+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	+1.1	+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, 1000 pf
80 X 50	10%	X7R	2200, 4700, 6800, 10,000 pf
120 X 60	10%	X7R	.022, .047, .068, .1uf

† 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.

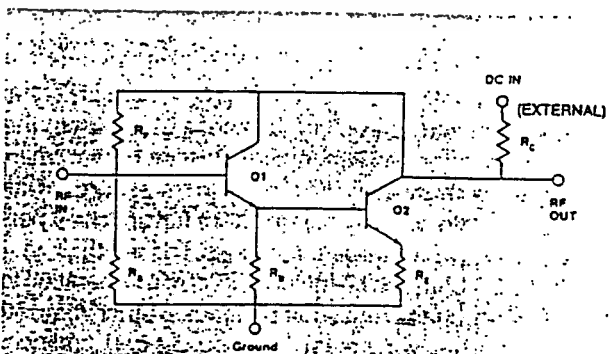
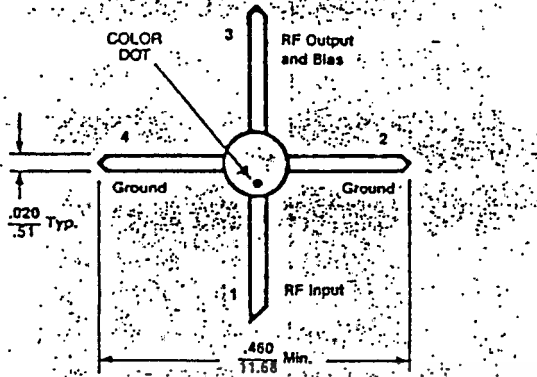


figure 1a

General MAR AMP schematic.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



NOTES (UNLESS OTHERWISE SPECIFIED)

- 1 DIMENSIONS ARE IN IN MM
- 2 TOLERANCES $\frac{xxx}{xx} = \frac{.010}{.25}$

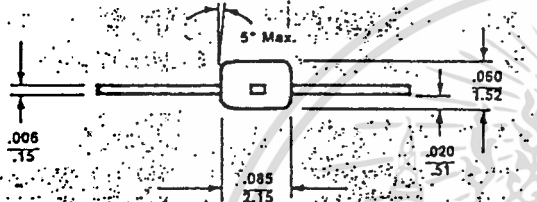


figure 1b

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.

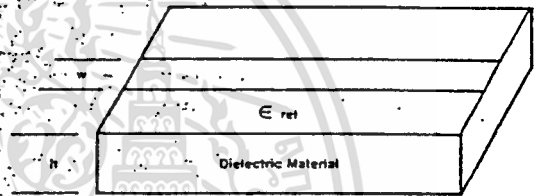


figure 2a

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

figure 2b

Mini-Circuits

บริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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.

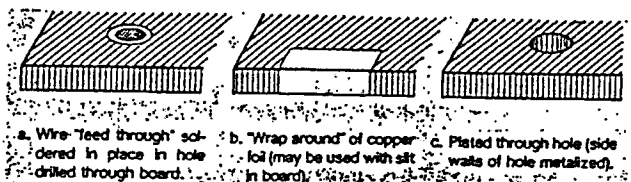


figure 3
Methods of realizing minimal length return paths to ground.

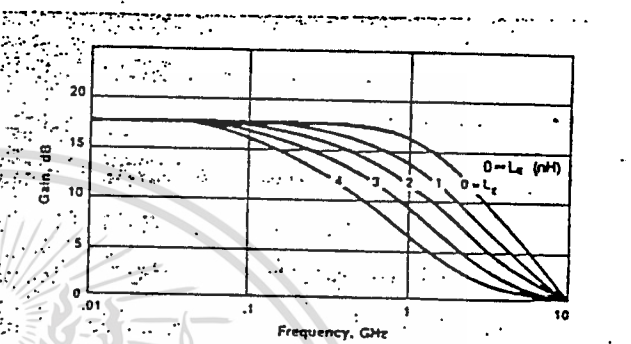


figure 4
Gain vs. frequency as a function of emitter inductance (L_e) for the MAR-1.

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 (75 ohm) 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		MAR-2, ≈ 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.

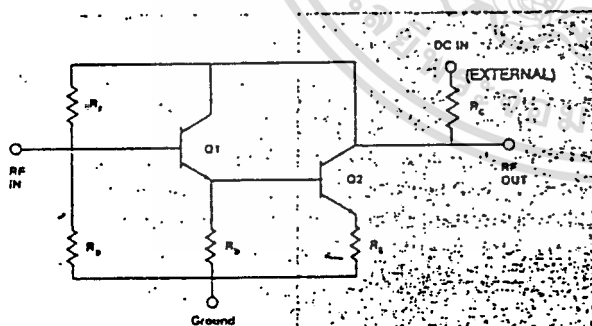


figure 5
General MAR AMP schematic

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:

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

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

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 uH 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 $P_{1\text{ dB}}$ of as much as 2 dB from the guaranteed performance due to load impedance mismatch.

A large value bypass capacitor (1 uF 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.

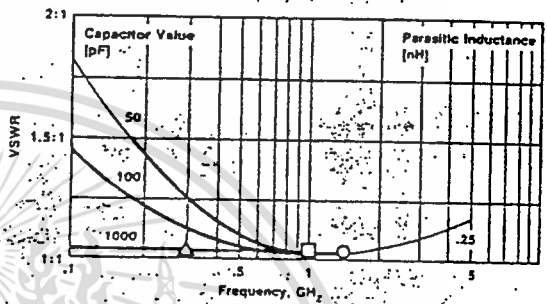


Figure 6a.

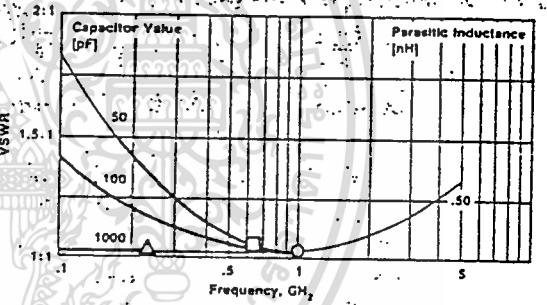


Figure 6b.

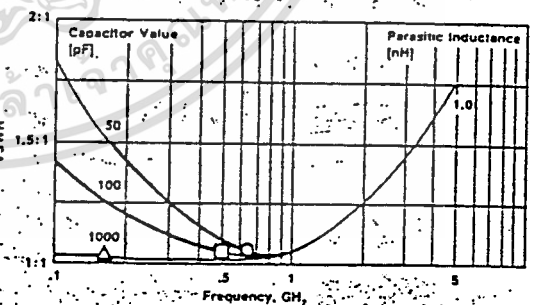


Figure 6c.

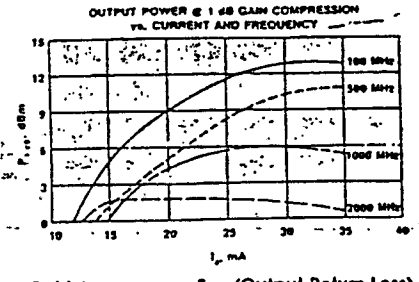
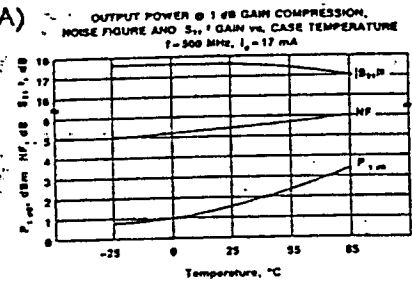
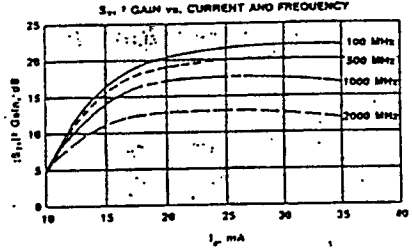
- : resonant frequency, .25 nH parasitic inductance
- : resonant frequency, .5 nH parasitic inductance
- △ : resonant frequency, 1.0 nH parasitic inductance

figure 6

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

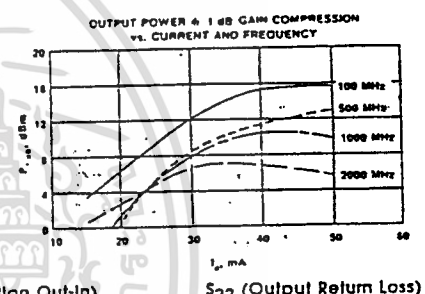
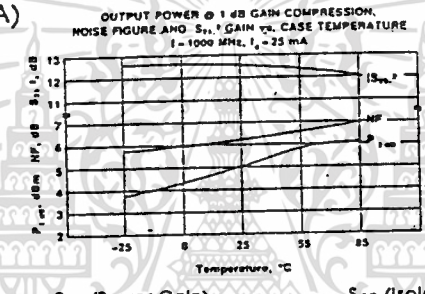
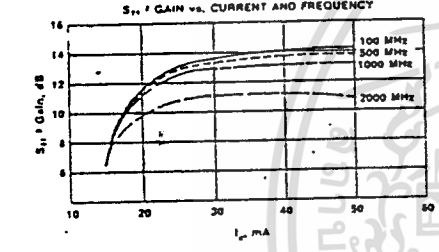
MAR amplifiers dc to 2GHz S-parameter data and

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



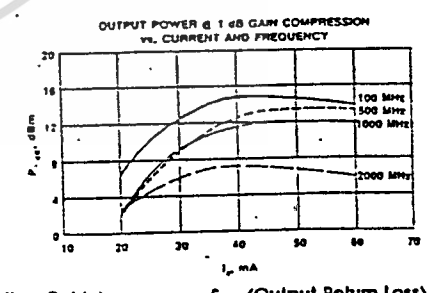
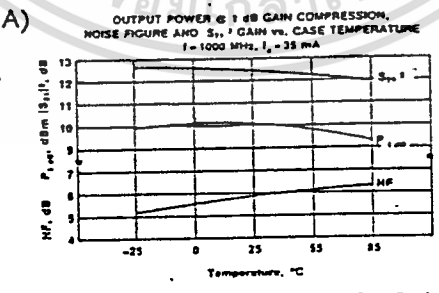
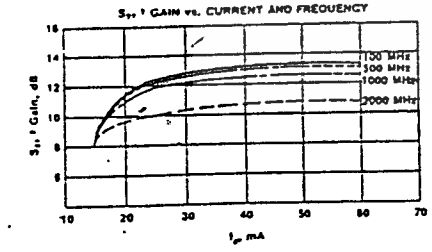
Freq. MHz	S_{11} (Input Return Loss)			S_{21} (Power Gain)		S_{12} (Isolation Out-In)			S_{22} (Output Return Loss)		
	dB	Mag	Ang	dB	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang
100	-23.10	0.07	164	18.5	171	-21.94	0.08	4	-23.10	0.07	-14
500	-24.44	0.06	106	17.5	141	-21.94	0.08	15	-23.10	0.07	-68
1000	-24.44	0.06	72	15.5	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	45	-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 ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_d = 35\text{ mA}$)



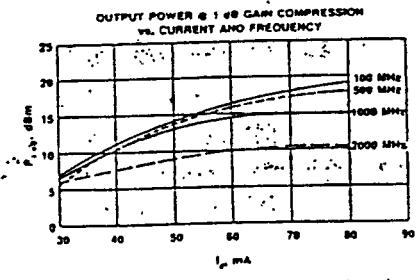
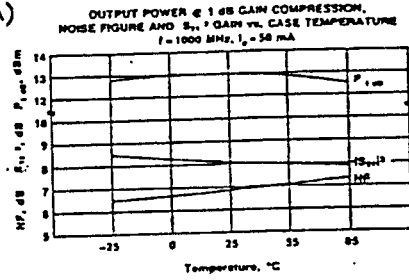
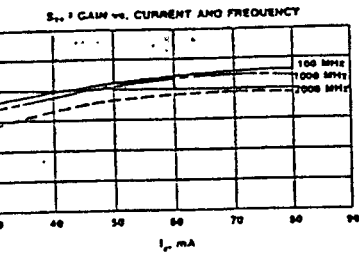
Freq. MHz	S_{11} (Input Return Loss)			S_{21} (Power Gain)		S_{12} (Isolation Out-In)			S_{22} (Output Return Loss)		
	dB	Mag	Ang	dB	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang
100	-23.10	0.07	172	13.0	174	-18.42	0.12	1	-16.48	0.15	-11
500	-24.44	0.06	156	12.8	152	-18.42	0.12	5	-15.92	0.16	-45
1000	-26.02	0.05	146	12.5	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						

Mini-Circuits การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Performance curves



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



S₁₁ (Input Return Loss)

dB	Mag	Ang
-14.42	0.19	177
-14.89	0.18	169
-15.39	0.17	159
-15.39	0.17	157
-14.42	0.19	151
-12.40	0.24	159
-10.17	0.31	151
-8.18	0.39	139
-6.74	0.46	126

S₂₁ (Power Gain)

dB	Ang
8.2	174
8.2	156
8.1	135
8.0	112
7.7	90
7.6	69
6.9	46
6.0	27
4.9	8

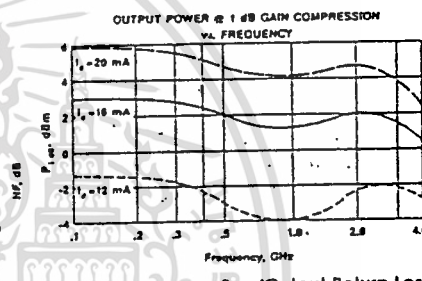
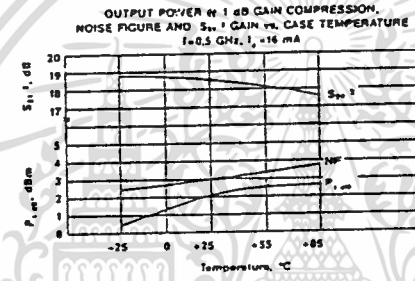
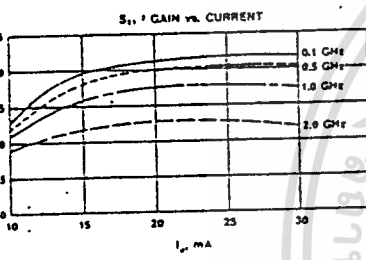
S₁₂ (Isolation Out-In)

dB	Mag	Ang
-15.92	0.16	0
-15.92	0.16	1
-15.92	0.16	3
-15.39	0.17	4
-14.42	0.19	3
-13.98	0.20	-1
-13.15	0.22	-6
-12.77	0.23	-11
-12.04	0.25	-23

S₂₂ (Output Return Loss)

dB	Mag	Ang
-20.00	0.10	-14
-17.72	0.13	-54
-14.89	0.18	-94
-12.40	0.24	-121
-11.06	0.28	-145
-9.37	0.34	-165
-9.12	0.35	176
-8.64	0.37	160
-8.40	0.38	147

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



S₁₁ (Input Return Loss)

dB	Mag	Ang
-27.96	.04	171
-26.02	.05	-105
-17.72	.13	-118
-13.56	.21	-140
-10.75	.29	-163
-9.37	.34	-176
-7.74	.41	169
-6.74	.46	157
-6.20	.49	146

S₂₁ (Power Gain)

dB	Mag	Ang
20.1	10.09	171
18.7	8.57	138
16.4	6.57	107
14.1	5.06	84
12.0	3.98	65
10.3	3.26	55
8.7	2.71	42
7.2	2.31	30
6.1	2.01	18

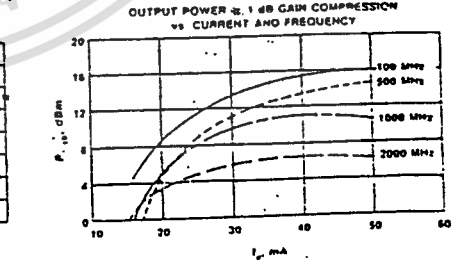
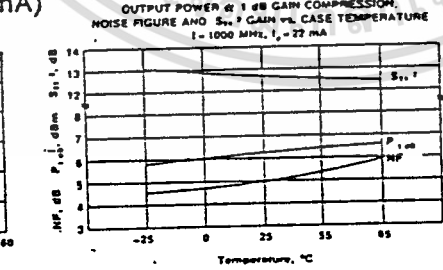
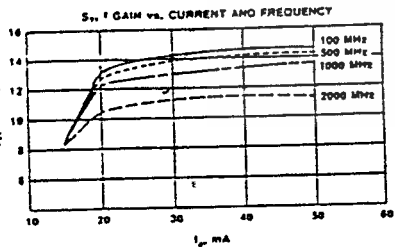
S₁₂ (Isolation Out-In)

dB	Mag	Ang
-22.5	.075	5
-21.3	.086	21
-18.8	.115	28
-17.1	.140	28
-15.8	.163	26
-15.2	.174	28
-14.8	.181	25
-14.2	.194	22
-13.8	.203	20

S₂₂ (Output Return Loss)

dB	Mag	Ang
-27.96	.04	-30
-20.00	.10	-104
-17.08	.14	-150
-16.48	.15	180
-15.92	.16	157
-15.92	.16	150
-16.48	.15	143
-17.72	.13	144
-20.00	.10	156

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



S₁₁ (Input Return Loss)

dB	Mag	Ang
-26.02	0.05	169
-30.46	0.03	133
-20.00	0.01	58
-24.44	0.06	-113
-16.48	0.15	-144
-11.37	0.27	-165
-8.64	0.37	169
-6.94	0.45	150
-5.98	0.51	134

S₂₁ (Power Gain)

dB	Ang
13.5	173
13.1	150
12.5	122
11.8	95
10.5	70
9.6	48
8.1	27
6.5	10
5.0	-4

S₁₂ (Isolation Out-In)

dB	Mag	Ang
-19.17	0.11	1
-18.42	0.12	6
-17.72	0.13	10
-16.48	0.15	10
-15.39	0.17	7
-14.89	0.18	1
-13.98	0.20	-6
-14.42	0.19	-11
-14.42	0.19	-15

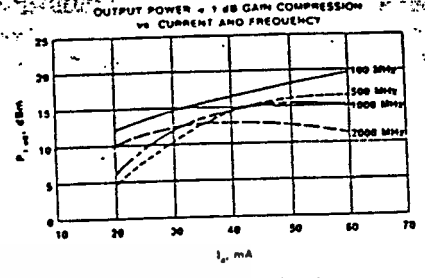
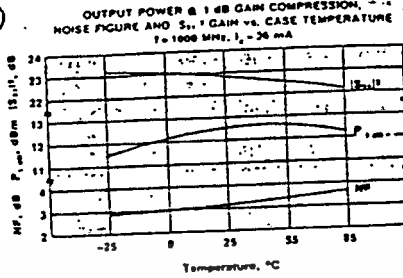
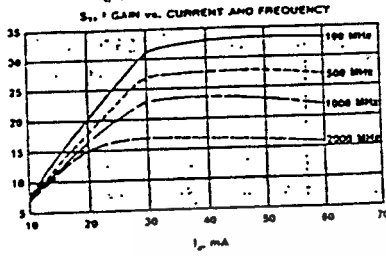
S₂₂ (Output Return Loss)

dB	Mag	Ang
-17.08	0.14	-7
-17.72	0.13	-41
-19.17	0.11	-94
-17.72	0.13	-148
-15.39	0.17	174
-14.42	0.19	154
-14.89	0.18	144
-15.39	0.17	144
-15.39	0.17	152

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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.

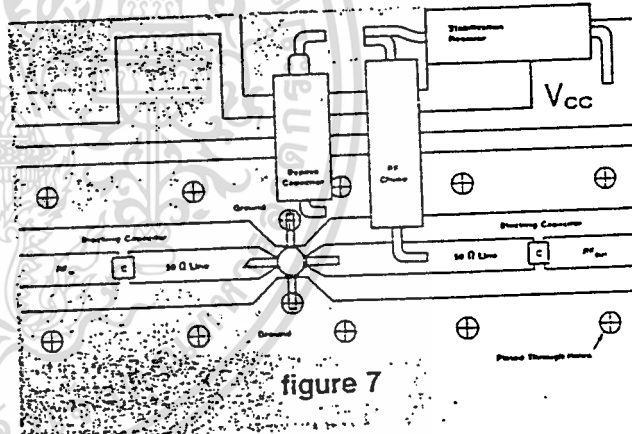


figure 7

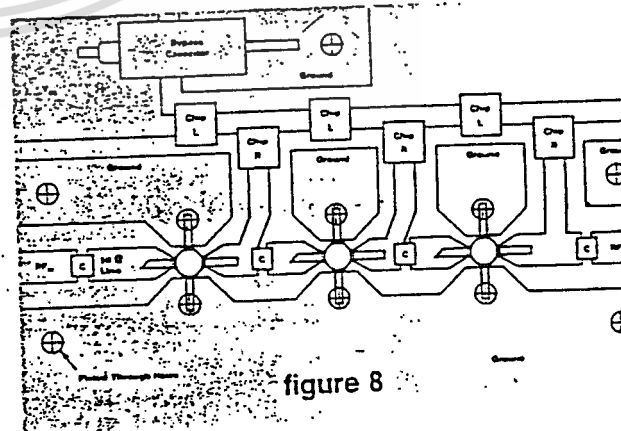


figure 8

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

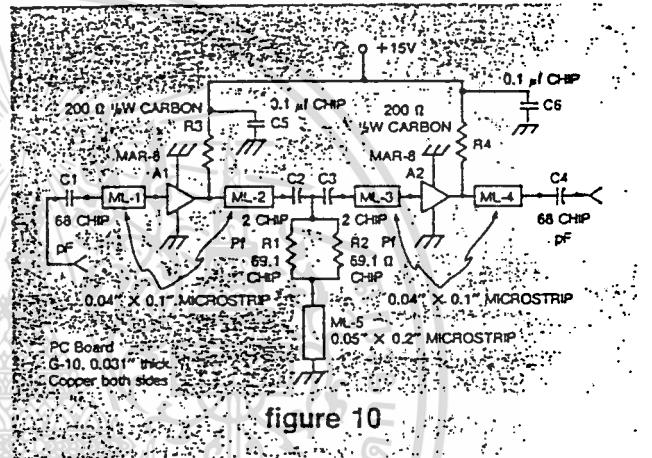
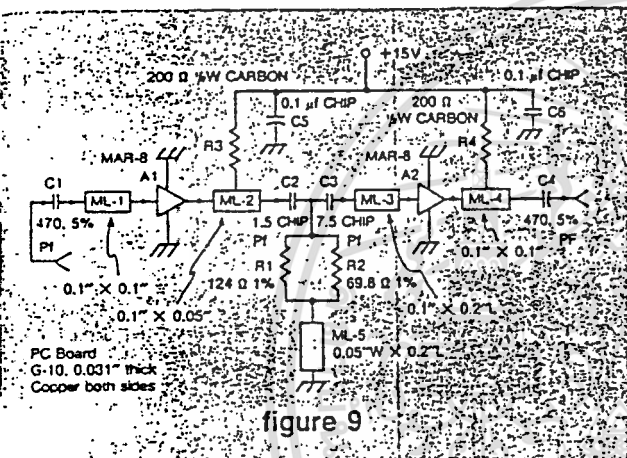


Fig. 9 shows the schematic of an amplifier optimized for the frequency range of 100-500MHz, with a gain of 34 ± 1.5 dB, and a noise figure of 3dB typical.

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

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
121.69	34.04	.71	10.47	14.01	16.51
225.81	35.39	1.14	11.16	19.12	25.21
322.50	35.18	1.07	10.79	21.51	29.19
419.19	34.69	.81	10.39	20.60	25.83
501.00	34.10	.59	9.94	18.01	23.35
523.31	33.88	.55	9.76	18.63	22.80
620.00	33.21	.27	9.27	16.95	21.07
820.81	31.83	.03	7.74	14.33	19.24
917.50	31.20	.07	7.07	13.44	18.74
999.31	30.67	.04	6.31	12.83	18.43
1014.19	30.59	.04	6.15	12.72	18.34
1103.44	29.99	-.10	5.43	12.05	17.77
1118.31	30.01	-.13	5.50	12.05	17.88
1215.00	29.39	-.13	5.09	11.49	17.25
1311.69	28.84	-.10	4.39	10.66	17.77
1415.81	28.12	-.12	3.31	10.17	17.28
1512.50	27.75	-.07	3.09	9.49	17.48
1609.19	27.17	-.09	2.72	8.87	18.72
1713.31	26.50	-.40	1.70	8.09	21.06
1810.00	24.62	-.87	.22	5.60	8.46
1899.25	23.40	-.46	-1.16	7.05	8.81
1906.69	23.44	-.38	-1.16	7.06	8.87
2003.38	24.07	-.16	-1.12	8.28	8.58

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

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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, but unilateralization is a means of stabilizing an amplifier. In neutralization, though, only the imaginary terms

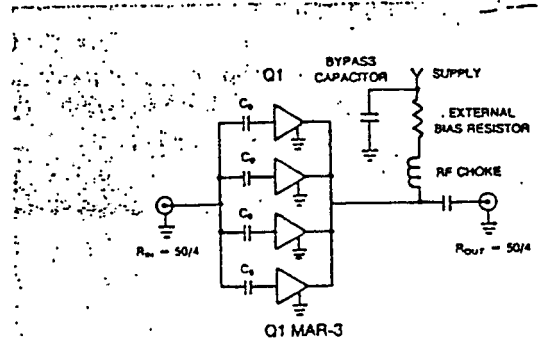


figure 11

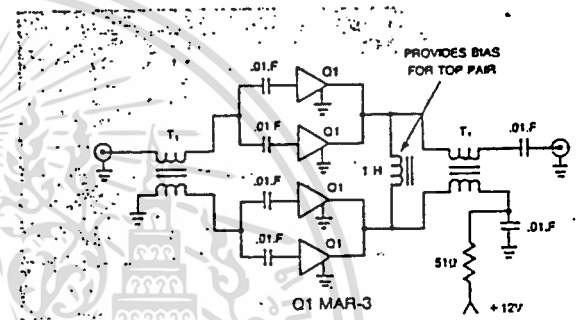


figure 12

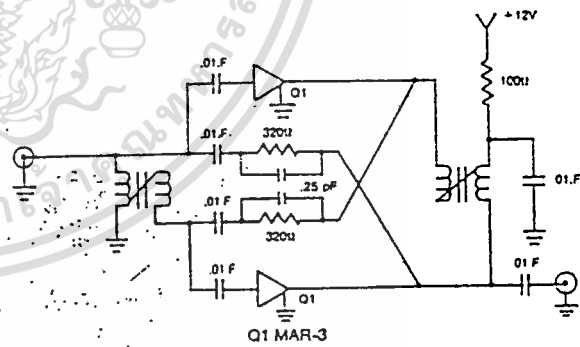


figure 13

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

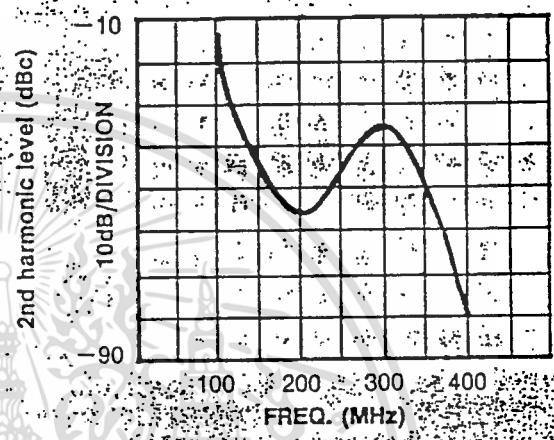


figure 14
Single-ended

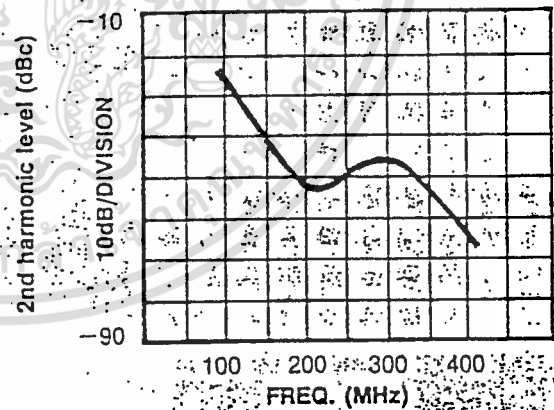
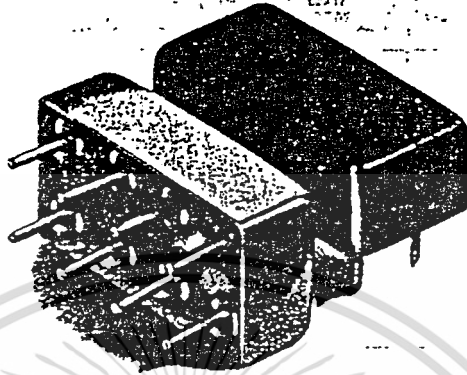


figure 15
Push-pull

ruggea 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**

ศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

broadband 'plug-in'

Amplifiers

up to +15 dBm

0.5 to 2000 MHz

Mini-Circuits

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	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)	FACTORY	LOCAL
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		•	•
MAN-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	Total Range	L_W	U	Input (no damage)	NF dB Typ.	Intercept pt., dBm 3rd Order Typ.	In	Out	Typ.	L_W Min.	Typ.	U Min.	Typ.	Voltage V.	
MAN-AD	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	15	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)

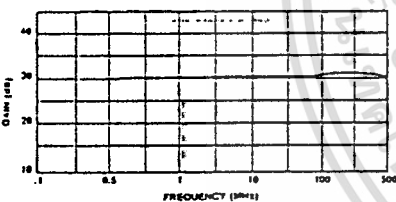
* Active Directivity (dB) = Isolation (dB) - Gain (dB)

NOTES:

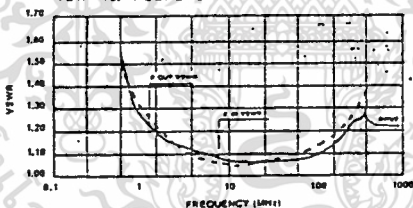
- For quality control procedures, environmental specifications, see Table of Contents.
- Absolute Maximum Ratings, see Table of Contents.
- Prices and specifications subject to change without notice.
- Maximum DC Voltage: 12.5V for MAN series, 16V for AD series.

MAN-1LN, MAN-1

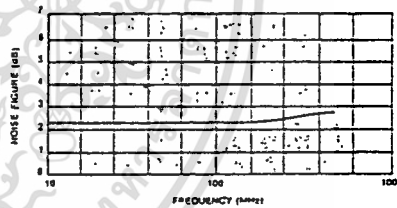
GAIN vs. FREQUENCY



VSWR vs. FREQUENCY

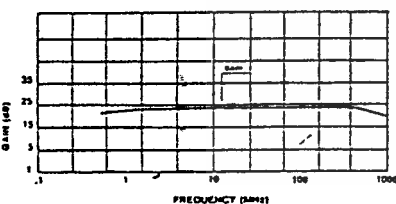


NOISE FIGURE vs. FREQUENCY

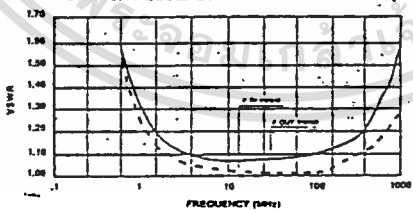


MAN-2

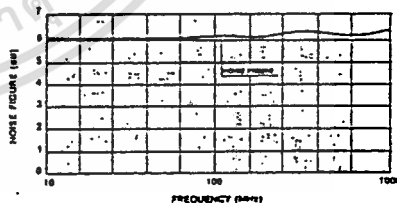
GAIN vs. FREQUENCY



VSWR vs. FREQUENCY



NOISE FIGURE vs. FREQUENCY



MAN-1

MAN-2

MAN-1LN

FREQ. (MHz)	GAIN (dB)	VSWR		FREQ. (MHz)	GAIN (dB)	VSWR		FREQ. (MHz)	GAIN (dB)	VSWR		NF (dB)
		in	out			in	out			in	out	
.40	30.85	10.53	12.65	.41	22.01	10.75	10.29	.40	30.85	10.53	12.65	
1.02	31.72	17.79	17.73	1.06	23.09	13.62	12.86	1.02	31.72	17.79	17.73	
4.75	31.95	25.40	27.46	5.21	23.36	18.82	16.91	4.75	31.95	25.40	27.46	
11.94	31.99	26.23	30.04	13.71	23.40	24.36	23.81	11.94	31.99	26.23	30.04	2.17
30.00	32.03	25.72	30.35	35.25	23.41	29.78	27.15	30.00	32.03	25.72	30.35	2.25
75.36	32.06	24.33	28.04	90.60	23.41	36.43	28.22	75.36	32.06	24.33	28.04	2.31
101.65	32.09	23.32	26.54	125.06	23.41	40.92	28.35	101.65	32.09	23.32	26.54	2.43
140.32	32.18	21.71	24.15	249.53	23.38	37.86	27.14	140.32	32.18	21.71	24.15	2.43
255.34	32.13	18.07	20.15	321.46	23.37	36.58	26.83	255.34	32.13	18.07	20.15	2.52
352.47	32.01	15.77	17.96	443.73	23.31	31.92	24.81	352.47	32.01	15.77	17.96	2.59
497.88	31.37	13.88	21.18	497.88	23.31	30.14	22.94	497.88	31.37	13.88	21.18	2.70
641.39	30.00	14.95	14.54	612.52	23.13	25.38	19.88	641.39	30.00	14.95	14.54	2.68
753.57	28.51	15.62	13.46	753.57	22.57	22.34	16.97	753.57	28.51	15.62	13.46	2.78
885.36	27.18	14.65	14.89	845.51	22.22	21.23	16.23	885.36	27.18	14.65	14.89	2.90
1194.32	24.00	16.07	16.93	1167.14	20.60	22.29	14.55	1194.32	24.00	16.07	16.93	3.03

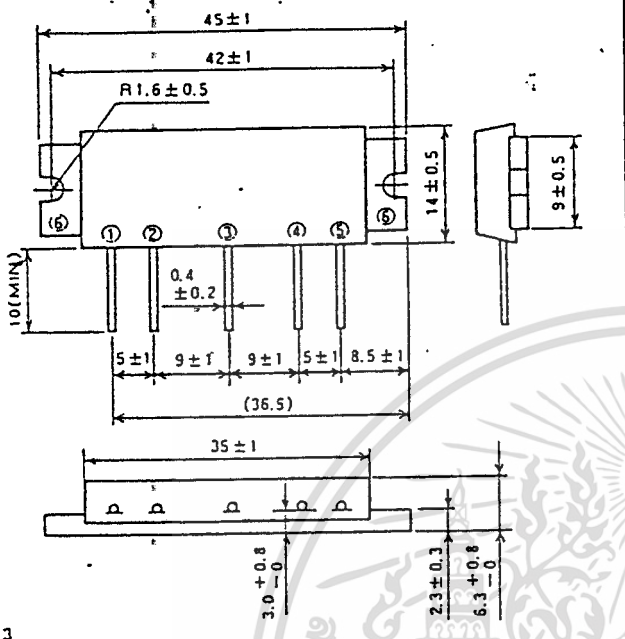
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

M67705M

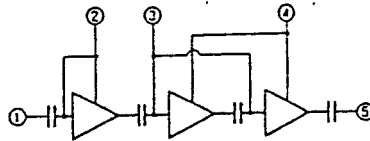
430-470MHz, 9.6V, 7W, FM PORTABLE RADIO

OUTLINE DRAWING

Dimensions in mm



BLOCK DIAGRAM



PIN :

- ① P_{in} : RF INPUT
- ② V_{CC1} : 1st. DC SUPPLY
- ③ V_{BB} : BASE BIAS
- ④ V_{CC2} : 2nd. DC SUPPLY
- ⑤ P_o : RF OUTPUT
- ⑥ GND : FIN

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

Symbol	Parameter	Conditions	Rating	Unit
V _{CC}	Supply voltage	V _{BB} ≤ 5V	13	V
V _{BB}		V _{CC} ≤ 9.6V	6	V
I _{CC}	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 _{case}	Operation case temperature		-30~110	°C
T _{stg}	Storage temperature		-40~110	°C

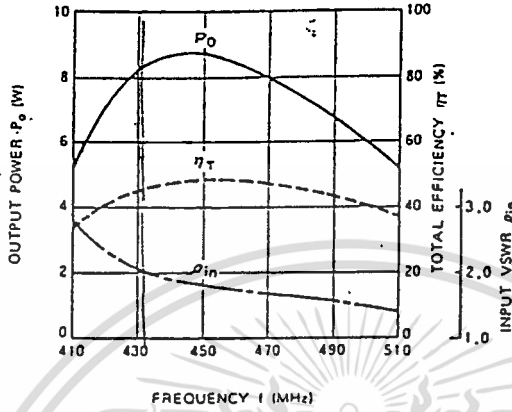
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_c = 25 °C unless otherwise noted)

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

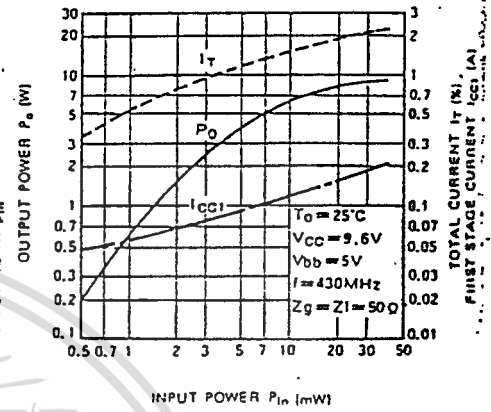


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่นๆ
ไม่ว่ากรณีใด ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

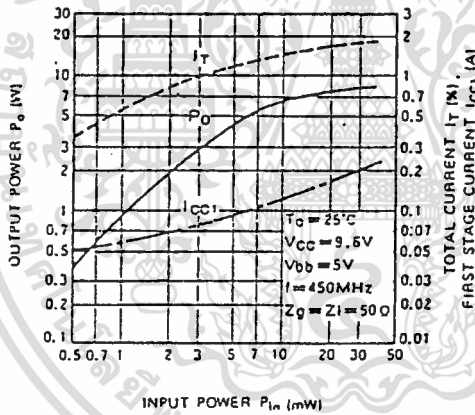
TYPICAL PERFORMANCE DATA
OUTPUT POWER, TOTAL EFFICIENCY,
INPUT VSWR VS. FREQUENCY
CHARACTERISTICS



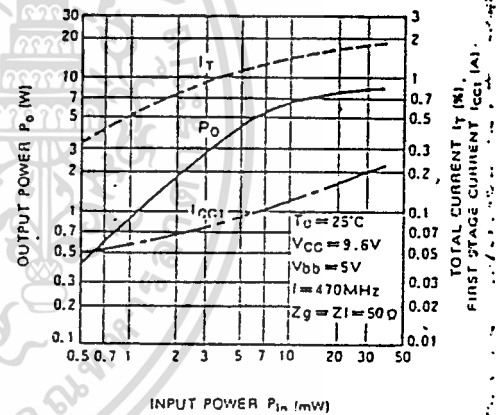
OUTPUT POWER, TOTAL CURRENT,
FIRST STAGE CURRENT VS.
INPUT POWER CHARACTERISTICS



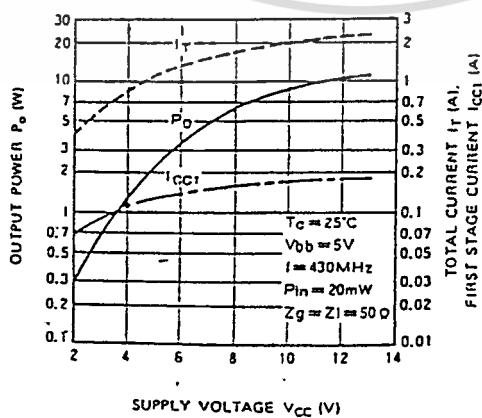
OUTPUT POWER, TOTAL CURRENT,
FIRST STAGE CURRENT VS.
INPUT POWER CHARACTERISTICS



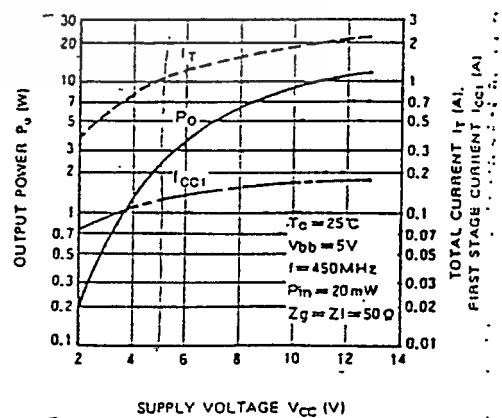
OUTPUT POWER, TOTAL CURRENT,
FIRST STAGE CURRENT VS.
INPUT POWER CHARACTERISTICS



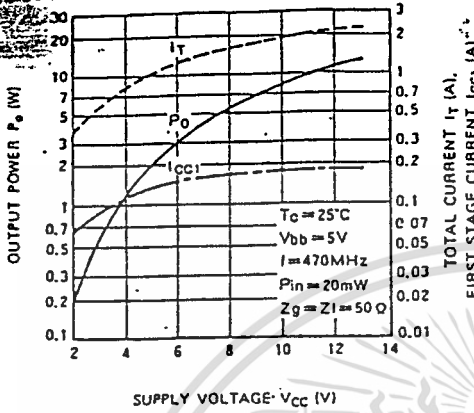
OUTPUT POWER, TOTAL CURRENT,
FIRST STAGE CURRENT VS.
SUPPLY VOLTAGE CHARACTERISTICS



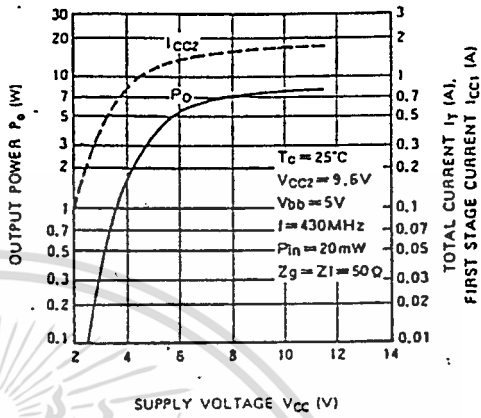
OUTPUT POWER, TOTAL CURRENT,
FIRST STAGE CURRENT VS.
SUPPLY VOLTAGE CHARACTERISTICS



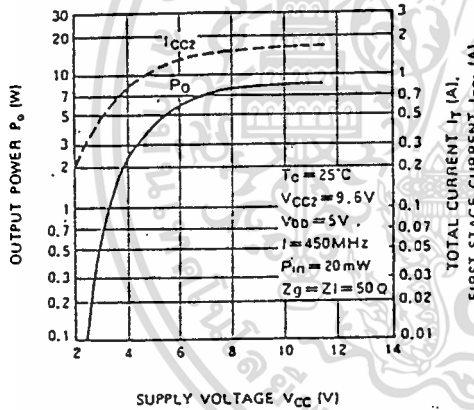
OUTPUT POWER, TOTAL CURRENT, FIRST STAGE CURRENT VS. SUPPLY VOLTAGE CHARACTERISTICS



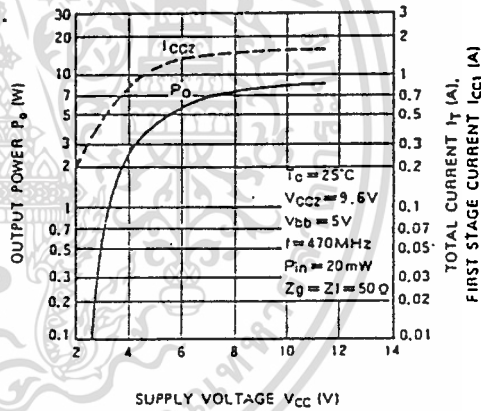
OUTPUT POWER, FINAL CURRENT VS. FIRST STAGE SUPPLY CHARACTERISTICS



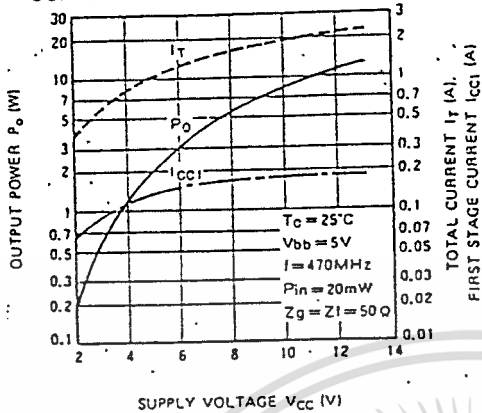
OUTPUT POWER, FIRST STAGE CURRENT VS. FIRST STAGE SUPPLY VOLTAGE CHARACTERISTICS



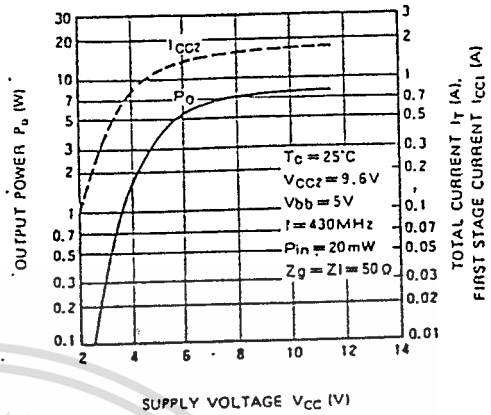
OUTPUT POWER, FINAL STAGE CURRENT VS. FIRST STAGE SUPPLY VOLTAGE CHARACTERISTICS



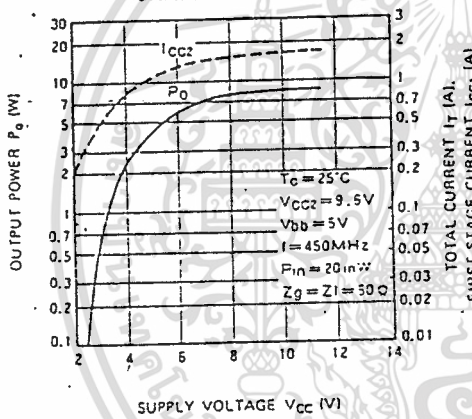
OUTPUT POWER, TOTAL CURRENT,
FIRST STAGE CURRENT VS.
SUPPLY VOLTAGE CHARACTERISTICS



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

