

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

สายอากาศแผ่นแบบแอคทีฟโดยอาศัยการคับปลิงด้วยสายส่ง ACTIVE PATCH ANTENNA USING COUPLED TRANSMISSION LINE



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 37121
วัน, เดือน, ปี..... 4 ก.ย. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ สายอากาศแผ่นแบบแอ็คทีฟโดยอาศัยการคัปปลิงด้วยสายส่ง
ACTIVE PATCH ANTENNA USING COUPLED
TRANSMISSION LINE

ชื่อนักศึกษา นายนิธินัย กัณหาคูณ
นายสมคิด สร้อยอ้วน

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์มนต์ชัย แซ่มซ้อย
อาจารย์พิชญ สุพรรณกุล

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา 2542

คณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

.....(ประธานกรรมการ)

(.....)

.....(กรรมการ)

(.....)

.....(กรรมการ)

(.....)

.....(กรรมการ)

(.....)

.....(กรรมการ)

(.....)

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Title ACTIVE PATCH ANTENNA USING COUPLED TRANSMISSION LINE

Student Mr. Nitinai Kranhakrun 41012059
Mr. Somkit Soioua 41012075

Advisor Mr. Monchai Chamchoy
Mr. Pichaya Suprannakul

Degree Bachelor Degree of Industrial Technology

Programme Telecommunication Technology

Department Industrial Technology

Academic year 1999

ABSTRACT

This project presents the 1.8 GHz active patch antenna using coupled microstrip line. The antenna configuration consists of 3 element rectangular patch linear array combined with commercial available monolithic microwave integrated circuit (MMIC) amplifier. The microstrip line is used to feed the center patch antenna while other one are fed by coupled transmission line. This antenna is combined not only with amplifier, but also with phase shifter and variable gain controller. Theories and experiment results of radiation characteristics of active antenna are proposed in this project.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญรูป	ซ
รายการสัญลักษณ์	ณ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 แนวความคิดในการทำปริญญานิพนธ์	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำปริญญานิพนธ์	2
1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
1.4 โครงประกอบของปริญญานิพนธ์	2
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐาน	4
2.1 บทนำ	4
2.2 วงจรขยายไมโครเวฟ	4
2.2.1 การพิจารณาเสถียรภาพ	5
2.2.2 วงกลมเสถียรภาพ	7
2.2.3 อัตรายายกำลัง	8
2.2.4 วงกลมอัตรายายกำลังที่มีให้ได้และภาวะทำงาน	10
2.2.4.1 เสถียรแบบไม่มีเงื่อนไขทั้งสองข้าง	10
2.2.4.2 เสถียรภาพแบบมีเงื่อนไข	12
2.2.5 ขั้นตอนการออกแบบวงจรขยาย	14
2.3 สายอากาศไมโครสตริป	16
2.3.1 คุณสมบัติและโครงสร้าง	16
2.3.2 การป้อนสัญญาณ	17
2.3.2.1 การป้อนสัญญาณ โดยใช้ไมโครสตริป	17
2.3.2.2 การป้อนสัญญาณ โดยใช้สายโคแอกเซียล	18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.3 สนามการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป	18
2.3.4 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป	21
2.3.4.1 ความกว้างของแผ่นสายอากาศ (element width)	21
2.3.4.2 ความยาวของแผ่นสายอากาศ (element length)	21
2.3.5 ความต้านทานการแผ่กระจายและ Q Factor	23
2.3.6 ประสิทธิภาพของสายอากาศ	23
2.3.7 แบนด์วิธ (Bandwidth)	24
2.3.8 สภาพเจาะจงทิศทางและอัตราขยาย (Directivity and Gain)	24
2.3.9 ความต้านทานอินพุท	24
2.4 ทฤษฎีสายอากาศไมโครสตริปแบบแถวลำดับ (Array)	25
2.4.1 สายอากาศไมโครสตริปแบบแถวลำดับ (Microstrip Array Antenna)	25
2.4.1.1 คุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับแบบฟิกส์บีมลิเนียร์ (Fixed Beam Linear)	26
2.4.2 แถวลำดับด้านข้าง (Broadside Array)	30
2.5 ฟิลด์เอฟเฟกทรานซิสเตอร์	30
2.5.1 โครงสร้างและการทำงานของ GaAs MESFET	31
2.6 ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์	31
2.6.1 เทคโนโลยี HBT	32
2.6.2 การต่อวงจรแบบ คาร์ลิงตัน	33
2.6.3 การไบแอส	35
2.6.4 คุณลักษณะของ RF ไซค์	36
บทที่ 3 การออกแบบวงจร	38
3.1 ผลการศึกษาเรื่องการคับปลิ่ง	38
3.1.1 ผลเชิงตัวเลข	39
3.2 การออกแบบวงจรขยาย	42
3.3 ขั้นตอนการออกแบบวงจรขยาย	44
3.4 การคำนวณขนาดของสายอากาศไมโครสตริปความถี่ 1.8 GHz	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.4.1 ขั้นตอนการออกแบบ	50
3.5 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ	53
3.6 การออกแบบวงจรไมโครเวฟโดยใช้โปรแกรม MICROWAVE OFFICE	54
3.6.1 ขั้นตอนในการใช้โปรแกรมออกแบบวงจรขยาย	54
3.6.2 การออกแบบสายอากาศโดยใช้โปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศ	55
3.7 การออกแบบชิ้นงานด้วยโปรแกรม LEDIT	56
3.7.1 ขั้นตอนการออกแบบ	56
บทที่ 4 การวัดสัญญาณและทดสอบวงจร	59
4.1 บทนำ	59
4.2 การทดสอบคุณสมบัติวงจขยายไมโครเวฟ	59
4.3 การทดสอบสายอากาศไมโครสตริป 1 องค์กรประกอบ	62
4.4 การทดสอบการส่งผ่านด้วยสายส่งแบบไมโครสตริป	64
4.5 การทดสอบสายอากาศไมโครสตริปแบบแถวลำดับ 3 องค์กรประกอบ	65
4.6 การวัดคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ	68
4.6.1 สายอากาศไมโครสตริปองค์กรประกอบเดี่ยว	68
4.6.2 สายอากาศไมโครสตริปขนาด 3 องค์กรประกอบ	69
บทที่ 5 บทสรุป	71
บรรณานุกรม	72
ภาคผนวก	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 แรงดันอุปกรณ์กับอุณหภูมิ	34
ตารางที่ 2.2 แสดงค่าความต้านทานไบแอส (โอห์ม) สำหรับค่าแรงดันไบแอสต่างๆ	36



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ 3.2	ขนาดของสายอากาศแผ่นและสายส่งแบบไมโครสตริป	38
รูปที่ 3.3	พารามิเตอร์การกระจาย S_{11} และ S_{21} เมื่อสายส่งแบบไมโครสตริปมีความยาว $L_m=0.8L$ และมีระยะห่าง $Gap=0.4$ mm.	39
รูปที่ 3.4	S_{11} เมื่อคงที่ระยะห่างเก็บไว้ที่ 0.4 mm. และปรับความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริป	40
รูปที่ 3.5	S_{21} เมื่อคงที่ระยะห่างเก็บไว้ที่ 0.4 mm. และปรับความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริป	40
รูปที่ 3.6	S_{11} เมื่อคงที่ความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริปไว้ที่ $L_m=0.8L$ และปรับระยะห่างเก็บ	41
รูปที่ 3.7	S_{21} เมื่อคงที่ความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริปไว้ที่ $L_m=0.8L$ และปรับระยะห่างเก็บ	41
รูปที่ 3.8	แสดงวงกลมอัตราขยาย G_S	48
รูปที่ 3.9	แสดงวงกลมอัตราขยาย G_L	49
รูปที่ 3.10	ขนาดของตัวเหนี่ยวนำ	53
รูปที่ 3.11	ชิ้นงานที่กำลังลบทรายฟิล์มส่วนที่ไม่ต้องการออก	56
รูปที่ 3.12	ลายวงจรสมบูรณ์	57
รูปที่ 3.13	สายอากาศที่กำลังลงอุปกรณ์	57
รูปที่ 3.14	สายอากาศที่สมบูรณ์พร้อมทำการทดสอบ	58
รูปที่ 4.1	วงจรขยายไมโครเวฟ	59
รูปที่ 4.2	ค่า S_{11} ของวงจรขยายไมโครเวฟ	60
รูปที่ 4.3	ค่า S_{21} ของวงจรขยายไมโครเวฟ	60
รูปที่ 4.4	ค่า S_{12} ของวงจรขยายไมโครเวฟ	61
รูปที่ 4.5	ค่า S_{22} ของวงจรขยายไมโครเวฟ	61
รูปที่ 4.6	แสดงค่าความมุมเฟสที่เอาท์พุทเทียบกับอินพุท	62
รูปที่ 4.7	สายอากาศไมโครสตริปองค์ประกอบเดียว	62
รูปที่ 4.8	สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11}	63
รูปที่ 4.9	ค่า SWR ของสายอากาศ	63
รูปที่ 4.10	ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ	64
รูปที่ 4.11	การคลี่ปลิงสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริป	65

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ 4.12	S11,S21,S12และS22 ที่ได้จากการวัดการส่งผ่านพลังงานของสายอากาศ	65
รูปที่ 4.13	สายอากาศไมโครสตริปแบบแถวลำดับ 3 องค์ประกอบ	66
รูปที่ 4.14	ค่า S_{11} ของสายอากาศ	67
รูปที่ 4.14	ค่า SWR ของสายอากาศ	67
รูปที่ 4.13	ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ	68
รูปที่ 4.14	แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปองค์ประกอบเดียว	69
รูปที่ 4.15	แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปขนาด 3 องค์ประกอบ	70



รายการสัญลักษณ์

ตัวประกอบแถวลำดับ (Array factor)	AF
ความกว้างแถบ (Bandwidth)	BW
ความเร็วแสงในสุญญากาศ	c
ความถี่ (frequency)	f
ความถี่ตัด (cut-off frequency)	f_c
ความถี่บน (upper frequency)	f_u
ความถี่ล่าง (lower frequency)	f_l
อัตราขยายกำลังที่มีได้ (available power power)	G_A
อัตราขยายกำลัง (power gain)	G_P
อัตราขยายกำลังตัวแปลง (transducer power gain)	G_T
อัตราขยายกำลังตัวแปลงข้างเดียว (unilateral transducer power gain)	G_{TU}
ตัวประกอบเสถียรภาพ (linville stability)	k
ค่าคงตัวการลดทอนในอากาศว่าง (free space propagation constant)	k_0
กำลังงานที่มีได้จากแหล่งกำเนิด	P_{AVS}
กำลังงานที่มีได้จากโครงข่าย	P_{AVN}
สัมประสิทธิ์การสะท้อน (reflection coefficient)	Γ
สภาพยอม (permittivity)	ϵ
สภาพยอมสุญญากาศ (permittivity of vacuum)	ϵ_0
ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์	ϵ_r
ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล	ϵ_{eff}
ความซึมซาบได้ (permeability)	μ
ความซึมซาบได้ของสุญญากาศ (permeability of vacuum)	μ_0
ความลึกผิว (skin depth)	δ
ฟังก์ชันขั้นบันได (step function)	θ
ค่าคงตัวการลดทอน	α
ค่าคงตัวการลดทอนในชั้นอากาศ (attenuation constant in air)	ξ
แทนเจนต์การสูญเสีย (loss tangent)	$\tan \delta, \tan \theta$
สภาพนำ (conductivity)	σ
ศักย์สเกลาร์ (scalar potential)	ϕ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการสัญลักษณ์ (ต่อ)

ความยาวคลื่น (wavelength)	λ
ความยาวคลื่นในอากาศว่าง (free space wavelength)	λ_0
อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (characteristic impedance)	Z_0



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 แนวความคิดในการทำปริญญานิพนธ์

สายอากาศไมโครสตริปมีบทบาทสำคัญมากขึ้นเรื่อยๆ เนื่องจากมีคุณสมบัติที่เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานในปัจจุบันหลายประการ เช่น ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก สามารถออกแบบและสร้างในแผ่นวงจรพิมพ์ สามารถใช้งานร่วมกับอุปกรณ์โซลิดสเตจ (solid stage) ได้เป็นอย่างดี อย่างไรก็ตามแม้ว่าสายอากาศไมโครสตริปจะมีข้อดีหลายประการ แต่ก็ยังมีข้อจำกัดที่สามารถรับกำลังได้ต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับท่อนำคลื่น นอกจากนี้ยังมีค่าการลดทอนสัญญาณค่อนข้างสูงด้วย จึงเป็นผลให้ประสิทธิภาพของสายอากาศต่ำ ซึ่งในระยะแรกๆการแก้ปัญหาในเรื่องประสิทธิภาพต่ำของสายอากาศจะใช้วิธีสร้างสายอากาศเป็นแบบแถวลำดับ (Array) ซึ่งก็สามารถเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศได้ในระดับหนึ่ง แต่ยังมีข้อเสียในเรื่องของความยุ่งยากในการแมทชิ่งอิมพีแดนซ์ของจุดป้อนสัญญาณ และเมื่ออุปกรณ์โซลิดสเตจถูกพัฒนาขึ้น ก็มีการนำเอาอุปกรณ์โซลิดสเตจมาใช้ร่วมกับสายอากาศ โดยสร้างเป็นสายอากาศแบบแอคทีฟ (Active Antenna) ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศดีขึ้น และยังเป็นแนวทางในการพัฒนาวงจรรวมไมโครเวฟ (Microwave Integrate Circuit : MIC) อีกด้วย

ดังนั้น จึงมีการคิดค้นพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปแบบแถวลำดับที่รวมวงจรมิคโครเวฟไว้ด้วย และเพื่อแก้ปัญหาความยุ่งยากของการแมทชิ่งอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบแถวลำดับ จึงตัดโครงสร้างของจุดป้อนสัญญาณที่ซับซ้อนออกไป โดยป้อนสัญญาณด้วยการคัปปลิงแทน และแน่นอนที่สัญญาณที่ได้จากการคัปปลิงต้องมีการลดทอนของสัญญาณ และเพื่อที่จะให้สัญญาณที่ได้จากการคัปปลิงมีขนาดเท่าหรือใกล้เคียงกับสัญญาณที่ถูกป้อนจริงจึงต้องมีการขยายสัญญาณขึ้น โดยการขยายสัญญาณจะใช้วงจรรขยายไมโครเวฟ ซึ่งอาศัยอุปกรณ์โซลิดสเตจในการสร้าง

โดยทั่วไปแล้วอุปกรณ์โซลิดสเตจที่ใช้กับความถี่ย่านไมโครเวฟจะมีคุณสมบัติเหมือนกับอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรที่มีความถี่ต่ำกว่าย่านไมโครเวฟ และสามารถใช้งานได้เหมือนกัน เช่น ใช้สร้างเป็นวงจรรขยาย วงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรมอดูเลเตอร์ และวงจรมิกเซอร์ เป็นต้น ซึ่งสิ่งที่แตกต่างกันคือ โครงสร้างของอุปกรณ์โซลิดสเตจจะมีขนาดเล็กกว่าอุปกรณ์ที่ใช้ในความถี่ต่ำกว่าย่านไมโครเวฟ เพราะชั้นต่างๆในตัวอุปกรณ์จะมีขนาดเล็กเนื่องจากใช้งานในความถี่สูง

ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอสายอากาศแผ่นแบบแอคทีฟโดยอาศัยการคัปปลิงด้วยสายส่งสายอากาศถูกออกแบบสร้างเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าออกแบบที่ความถี่ 1.8 GHz และสร้างเป็นสายอากาศแบบแถวลำดับที่มีระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละแผ่นและขนาดของสัญญาณที่ป้อนให้สายอากาศแต่ละแผ่นเท่ากัน การป้อนสัญญาณแก่สายอากาศจะป้อนให้ตัวที่อยู่ตำแหน่งตรงกลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของแถวลำดับเพียงตัวเดียว ส่วนตัวด้านข้างจะป้อนสัญญาณด้วยการคัปปลิงจากตัวหลัก ซึ่งสัญญาณที่ถูกคัปปลิงมาจะถูกขยายโดยวงจรขยายความถี่สูงก่อนที่จะป้อนให้แก่สายอากาศแผ่นด้านข้างเพื่อให้ขนาดของสัญญาณที่ป้อนมีขนาดเท่าหรือใกล้เคียงกัน ซึ่งจะทำให้แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ดีที่สุด

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำปริญญานิพนธ์

1. เพื่อศึกษาและออกแบบสายอากาศไมโครสตริป สำหรับใช้งานในย่านความถี่สูงได้
2. เพื่อพัฒนาประสิทธิภาพของสายอากาศให้สูงขึ้น
3. เพื่อส่งเสริมให้มีการวิจัยและพัฒนาอุปกรณ์ที่ใช้งานในย่านความถี่สูงอย่างแพร่หลาย

1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถสร้างสายอากาศที่ใช้งานในย่านความถี่สูงได้
2. ได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพสูง, น้ำหนักเบาและราคาถูก
3. ทำให้เข้าใจหลักการและการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป, การขยายสัญญาณที่ความถี่สูง, การแมทซิ่งและการคัปปลิง
4. ทำให้เข้าใจหลักการทำงานและการใช้งานของเครื่องมือวัด เช่น เครื่องวัดพลังงาน (Powermeter), เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network analyzer)
5. สามารถนำชิ้นงานที่สร้างขึ้นไปประยุกต์ใช้งานและแก้ปัญหาในทางปฏิบัติได้

1.4 โครงประกอบของปริญญานิพนธ์

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท โดยบทที่ 1 เป็นบทนำ ซึ่งกล่าวถึงแนวความคิดในการสร้างสายอากาศแผ่นแบบแอ็คทีฟโดยอาศัยการคัปปลิงด้วยสายส่ง ซึ่งเป็นการประยุกต์ใช้วงจรไมโครเวฟร่วมกับสายอากาศ นอกจากนี้ยังกล่าวถึงวัตถุประสงค์และประโยชน์ของปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ด้วย

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปและวงจรขยายความถี่สูง ซึ่งประกอบด้วยโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป การแผ่กระจายคลื่น และวิธีออกแบบ นอกจากนี้ในส่วนของวงจรขยายความถี่สูง ประกอบด้วยโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ออกแบบวงจรลักษณะการทำงาน และวิธีการออกแบบวงจรขยายความถี่สูง

บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบและสร้างสายอากาศรวมทั้งวงจรขยายด้วย โดยจะแสดงวิธีการออกแบบสายอากาศและวงจรขยายด้วยวิธีการคำนวณ และออกแบบสร้างสายอากาศและวงจรขยายด้วยคอมพิวเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 กล่าวถึงการทดลองและผลที่ได้จากการทดลอง ซึ่งจะแสดงวิธีการวัดทดลอง และผลที่เป็นตัวเลขและรูปภาพประกอบ

บทที่ 5 เป็นบทสรุปและผลการศึกษาและทำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ทั้งหมด พร้อมทั้งได้เสนอแนวทางในการศึกษาและพัฒนา ให้แก่ผู้ที่สนใจจะศึกษาเรื่องสายอากาศแบบเอ็คทีฟต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

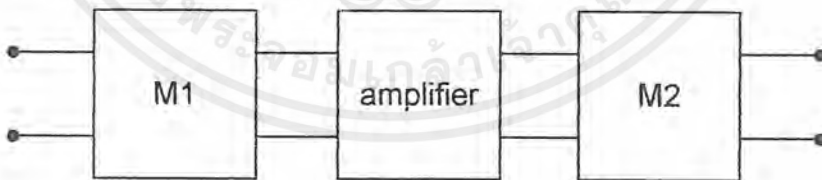
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐาน

2.1 บทนำ

การออกแบบวงจรขยายสัญญาณที่ความถี่สูง โดยปกตินิยมใช้พารามิเตอร์การกระจาย (S-parameter) ซึ่งใช้วงจร 2 พอร์ตในการวิเคราะห์และพิจารณา ซึ่งสามารถอธิบายการแมทซ์ิ่ง, เสถียรภาพของวงจร (stability), VSWR ที่อินพุตและเอาต์พุต, อัตราขยาย และอิมพีแดนซ์ เป็นต้น และโดยปกติอุปกรณ์ที่นิยมใช้ในการสร้างวงจร ได้แก่ อุปกรณ์จำพวก เฟท และทรานซิสเตอร์ ในบทนี้จะขกต่อดำถึงทรานซิสเตอร์เป็นหลัก เพราะในการออกแบบวงจรจริงคณะผู้จัดทำใช้แอมป์สำเร็จรูป เนื่องจากการออกแบบวงจรแมทซ์ิ่งได้ง่ายกว่าและการไบเอสง่ายกว่า แต่ที่ความถี่สูงการใช้เฟทจะให้คุณสมบัติที่ดีกว่าได้แก่ มีประสิทธิภาพสูงกว่า มีค่าสัญญาณรบกวนต่ำ มีค่าความต้านทานอินพุตสูง (เป็นเมกะโอห์ม) ทำงานในย่านความถี่ X Band ได้ดี และใช้แรงดันในการควบคุมกระแสเหมือนกับหลอดสุญญากาศ

2.2 วงจรขยายไมโครเวฟ

วงจรขยาย 1 สเตจประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วน ได้แก่ วงจรขยายสัญญาณ วงจรแมทซ์ิ่งด้านอินพุต และวงจรแมทซ์ิ่งด้านเอาต์พุต รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรขยายโดยใช้วงจร เข้าออกสองทาง



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรขยายไมโครเวฟ

สำหรับ M1 และ M2 คือวงจรแมทซ์ิ่งด้านอินพุตและเอาต์พุตตามลำดับ สิ่งที่ต้องการสำหรับวงจรขยายคือ อัตราขยายที่สูง และแบนวิดท์กว้าง ซึ่งโดยทั่วไป คอมมอนอีมีตเตอร์ (สำหรับทรานซิสเตอร์) และคอมมอนซอร์ส (สำหรับเฟท) จะให้อัตราขยายต่อสเตจสูงสุด และสิ่งสำคัญอีกอย่างหนึ่งสำหรับใช้

จรรยา คือ เสถียรภาพของวงจรซึ่งแบ่งเป็นเสถียรภาพแบบมีเงื่อนไข และแบบไม่มีเงื่อนไข ซึ่งการพิจารณาจะพิจารณาจากตัวประกอบเสถียรภาพ (stability factor, k) โดยการมีเสถียรภาพหรือไม่นั้นจะพิจารณาเมื่อตัวประกอบเสถียรภาพมากกว่าเอกภาพ (unity) หรือ น้อยกว่าเอกภาพ ซึ่งตัวประกอบเสถียรภาพ (k) หาได้จากสมการ (2.1)

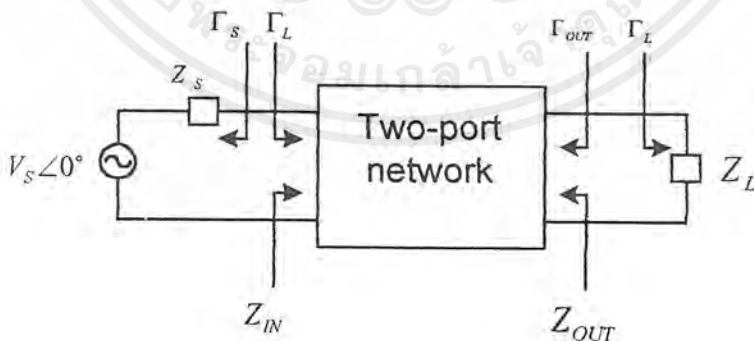
$$k = \frac{1 + |\Delta|^2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2}{2|s_{12}s_{21}|} > 1 \quad (2.1)$$

เมื่อ

$$|\Delta| = |s_{12}s_{22} - s_{21}s_{12}| < 1 \quad (2.2)$$

2.2.1 การพิจารณาเสถียรภาพ

เสถียรภาพของวงจรขยายไมโครเวฟ , หรือความต้านทานการออกสซีเลท , ในการออกแบบสำคัญมาก ๆ ที่ต้องพิจารณาและสามารถพิจารณาได้จาก พารามิเตอร์การกระจาย , โครงข่ายการเข้าคู่และ โหลดปลายสาย ในวงจรสองทางเข้า-ออก , การออกสซีเลทอาจเป็นไปได้เมื่อทางเข้าหรือออกแต่ละด้านแสดง ความต้านทานเป็นลบ ดังนั้นจะเกิดขึ้นเมื่อ $|\Gamma_L|^2 > 1$ หรือ $|\Gamma_{OUT}|^2 > 1$ ซึ่งมันจะเกิดขึ้นเมื่อ $|S_{11}| > 1$ หรือ $|S_{22}| > 1$ สำหรับอุปกรณ์ด้านเดียว



รูปที่ 2.2 เสถียรภาพของวงจรเข้าออกสองทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เงื่อนไขสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ, สภาวะเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไขที่ใช้เสมอคือ

$$\begin{aligned} |\Gamma_S| &< 1 \\ |\Gamma_L| &< 1 \\ |\Gamma_{IN}| &= \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \end{aligned} \quad (2.3)$$

และ

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{11}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (2.4)$$

เมื่อรูปที่ 2.2 มีความเป็นไปได้ที่จะไม่เสถียรภาพ ดังนั้นอาจเป็นไปได้ว่าค่า Γ_S และ Γ_L สำหรับส่วนจริงของ Z_{IN} และ Z_{OUT} เป็นบวก ดังนั้นค่าของ Γ_S และ Γ_L ถูกกำหนดโดยใช้วิธีการทางรูปภาพ รัศมีและจุดศูนย์กลางของวงกลมที่ $|\Gamma_{IN}| = 1$ และ $|\Gamma_{OUT}| = 1$ ในระนาบ Γ_S และ Γ_L ตามลำดับ

วงกลมเสถียรภาพเอาต์พุตค่า Γ_L สำหรับ $|\Gamma_{IN}| = 1$

$$r_L = \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{รัศมี}) \quad (2.5)$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{จุดศูนย์กลาง}) \quad (2.6)$$

วงกลมเสถียรภาพอินพุตค่า Γ_S สำหรับ $|\Gamma_{OUT}| = 1$

$$r_S = \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{รัศมี}) \quad (2.7)$$

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{จุดศูนย์กลาง}) \quad (2.8)$$

สรุปเงื่อนไขของการเกิดเสถียรภาพ เมื่อ $k > 1, |\Delta| < 1$

-เสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข

$$\|C_S - r_S\| > 1 \text{ สำหรับ } |S_{22}| < 1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left| |C_L| - r_L \right| > 1 \text{ สำหรับ } |S_{11}| < 1$$

-เสถียรภาพแบบมีเงื่อนไข

$$\left| |C_S| - r_S \right| < 1 \text{ สำหรับ } |S_{22}| < 1$$

$$\left| |C_L| - r_L \right| < 1 \text{ สำหรับ } |S_{11}| < 1$$

เมื่อ C_S คือ จุดศูนย์กลางวงกลมเสถียรภาพทางอินพุต

C_L คือ จุดศูนย์กลางวงกลมเสถียรภาพทางเอาต์พุต

r_S คือ รัศมีของวงกลมเสถียรภาพทางอินพุต

r_L คือ รัศมีของวงกลมเสถียรภาพทางเอาต์พุต

ส่วนการเกิดการไม่เสถียรภาพกำหนดโดย

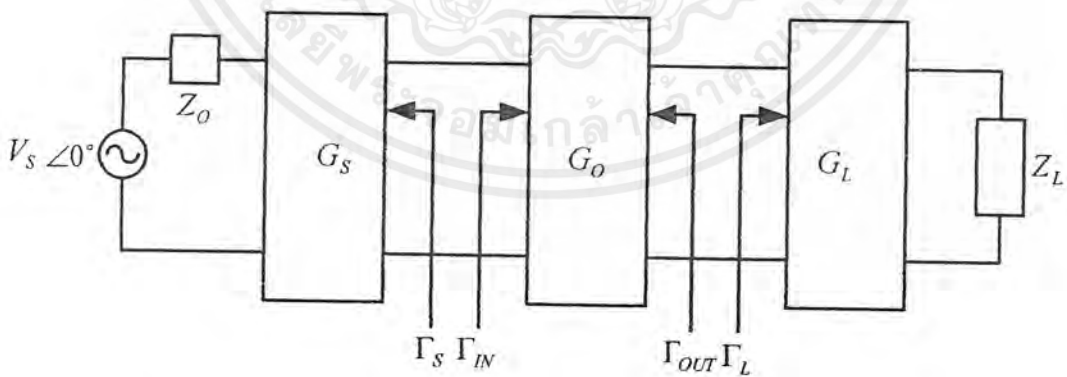
$$k > 1 \text{ และ } |\Delta| > 1$$

$$k < 1 \text{ และ } |\Delta| < 1$$

2.2.2 วงกลมเสถียรภาพ

อัตราขยายสูงสุด (G_{MAX}) สามารถหาได้โดยให้ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแหล่งกำเนิด (Γ_S) เท่ากับสังยุคของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับด้านอินพุต (Γ_{IN}) และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของโหลด (Γ_L) เท่ากับสังยุคของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับด้านเอาต์พุต (Γ_{OUT}) จะได้

$$\Gamma_S = \Gamma_{IN}^* \text{ \& \ } \Gamma_L = \Gamma_{OUT}^* \tag{2.9}$$



รูปที่ 2.3 วงจรถูกกระตุ้นให้เข้าคู่แบบสังยุคเมื่อ $\Gamma_{IN} = \Gamma_S^*$ และ $\Gamma_{OUT} = \Gamma_L^*$

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนด้านอินพุตและเอาต์พุตหาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2.9)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (2.10)$$

เงื่อนไขขอบเขตของการเสถียรภาพ

$$|\Gamma_{IN}| = 1 = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| \quad (2.11)$$

$$|\Gamma_{OUT}| = 1 = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| \quad (2.12)$$

จากเงื่อนไขดังกล่าวเราจะทำให้วงจรขยายไมโครเวฟในกรณีอัตราขยายกำลังตัวแปลงสูงสุดซึ่งก็คือการเข้าสู่สภาวะสองข้างจากสมการ (2.3) , (2.4) สามารถหาสัมประสิทธิ์การสะท้อนของซอร์สและโหลด

$$\Gamma_{SM} = C_1^* \frac{[B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}]}{2|C_1|^2} \quad (2.13)$$

$$\Gamma_{LM} = C_2^* \frac{[B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}]}{2|C_2|^2} \quad (2.14)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

โดยใช้เครื่องหมายลบเมื่อ $B_j > 0$ และใช้เครื่องหมายบวกเมื่อ $B_j < 0$ ($j = 1, 2$)

2.2.3 อัตราขยายกำลัง

สมการอัตราขยายกำลังทั้งหลายโดยทั่วไปและที่ใช้ในการออกแบบวงจรขยายไมโครเวฟจะแสดงรูปภาพการไหลของสัญญาณและกำลังงานถูกใช้ต่างกันในสมการกำลังของวงจรขยายไมโครเวฟ อัตรา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขยายกำลังตัวแปลง G_T , อัตราขยายกำลัง G_p (บางครั้งถูกเรียกว่าอัตราขยายกำลังภาวะทำงาน) และ อัตราขยายกำลังที่มีได้ G_A ถูกนิยามดังนี้

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.15)$$

$$= \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2} \quad (2.16)$$

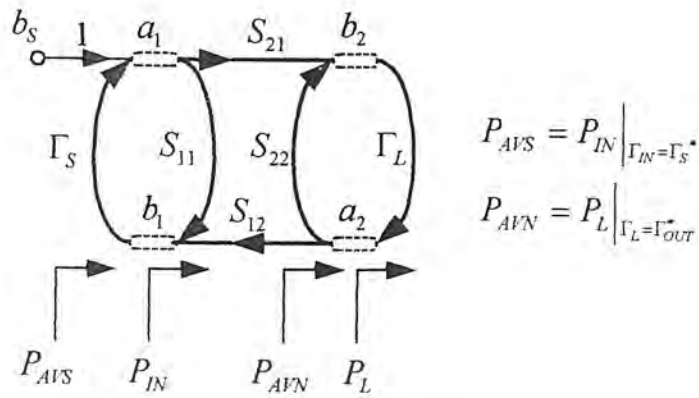
โดย G_T คือ อัตราส่วนระหว่างกำลังที่โหลด P_L กับกำลังที่มีได้จากแหล่งกำเนิด (input power available from source, P_{AVS})

$$G_p = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{1}{|1 - \Gamma_{IN}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.17)$$

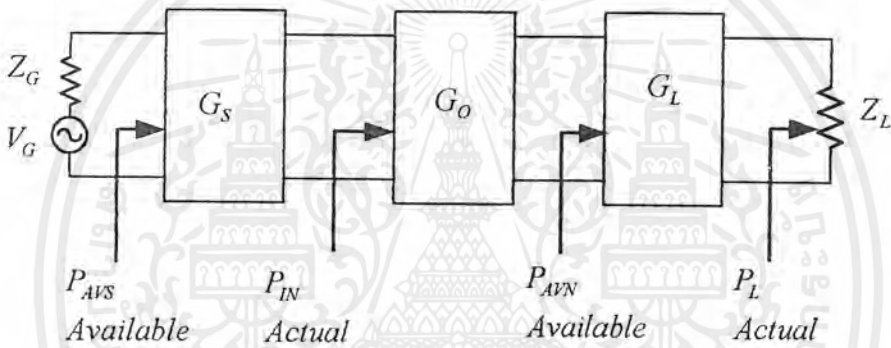
โดยที่ G_p คืออัตราส่วนระหว่างกำลังที่ได้รับที่โหลด P_L กับกำลังที่ป้อนเข้าโครงข่าย P_{IN}

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{|1 - \Gamma_{OUT}|^2} \quad (2.18)$$

โดยที่ G_A คืออัตราส่วนระหว่างกำลังงานที่มีให้ได้จากทรานซิสเตอร์ P_{AVN} กับกำลังที่มีให้ได้จากแหล่งกำเนิด



รูปที่ 2.4 แผนภาพการไหลของสัญญาณ



รูปที่ 2.5 กำลังที่มีให้และกำลังใช้จริงของวงจรเข้าออกสองทางถูกต้องอยู่กับแหล่งกำเนิดและโหลด

2.2.4 วงกลมอัตราขยายกำลังที่มีให้และภาวะทำงาน

เมื่อไม่สามารถตัดค่า S_{12} ที่จี้ได้, โดยทั่วไปแล้วขั้นตอนการออกแบบจะใช้อัตราขยายกำลังภาวะทำงาน อัตราขยายกำลังจะไม่ขึ้นกับอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย ดังนั้นการหาวงกลมอัตราขยายกำลังทั้งกรณีทีทรานซิสเตอร์เสถียรแบบไม่มีเงื่อนไขและแบบที่มีความเป็นไปได้ที่จะไม่เสถียรสามารถออกแบบได้ง่ายๆ เราต้องแบ่งการพิจารณาออกเป็นกรณีไป

2.2.4.1 เสถียรแบบไม่มีเงื่อนไขทั้งสองข้าง

เราสามารถพัฒนาขั้นตอนการออกแบบจากสมการ (2.10) ให้อยู่ในรูป

$$G_P = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{\left(1 - \left| \frac{S_{11} - \Delta \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right|^2\right) (1 - |S_{22} \Gamma_L|^2)}$$

$$= |S_{21}|^2 g_P \quad (2.19)$$

ระยะห่างจากจุดศูนย์กลางของสมิทชาร์ตไปยังจุดศูนย์กลางวงอัตรายายกำหนดให้เป็น

$$d_P = \frac{g_P |C_P^*|}{|1 + g_P (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (2.20)$$

ดังนั้นจุดศูนย์กลางของวงกลมสามารถเขียนได้ดังนี้

$$C_P = \frac{g_P C_P^*}{|1 + g_P (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (2.21)$$

ส่วนรัศมีวงกลมอัตรายายคือ

$$R_P = \frac{[1 - 2K |S_{12} S_{21}| g_P + |S_{12} S_{21}|^2 g_P^2]^{\frac{1}{2}}}{|1 + g_P (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (2.22)$$

แต่ในกรณีอัตรายายกำลังภาวะทำงานสูงสุด $R_P = 0$ ดังนั้นจะได้ $g_P = g_{P,MAX}$ ในกรณีเสถียรแบบไม่มีเงื่อนไข

$$g_{P,MAX} = \frac{1}{|S_{12} S_{21}|} (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad (2.23)$$

หารสมการ (2.13) ด้วยสมการ (2.17) จะได้

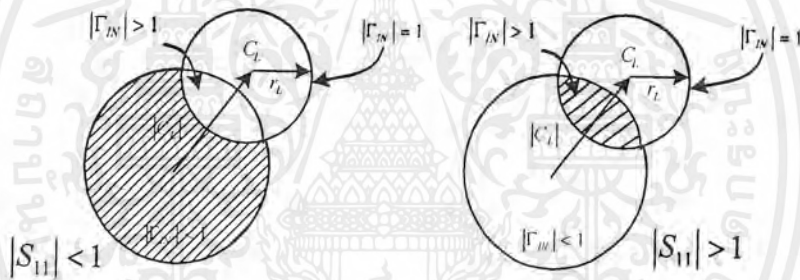
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{P,MAX} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad (2.24)$$

อัตราขยายเสถียรสูงสุด (Maximum Stable Gain) จะเกิดขึ้นเมื่อ $K=1$

$$G_{P,MAX} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (2.25)$$

สำหรับ G_p, Γ_L จะถูกเลือกจากวงกลมอัตราขยายกำลัง , เมื่อเราเลือก Γ_L กับความยาวที่ $G_{P,MAX} = G_{P,MAX} / |S_{21}|^2$ จะได้คำตอบเป็น $G_{P,MAX}$ เมื่อเลือกการเข้าคู่สังยุคที่ด้านอินพุต ($\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$) จะได้กำลังที่เอาที่พุดสูงสุด กำลังอินพุตจะเท่ากับกำลังอินพุตที่มีให้สูงสุดเนื่องจาก $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$ ดังนั้นภายใต้เหตุการณ์นี้อัตราขยายกำลังตัวแปลงสูงสุดและอัตราขยายกำลังภาวะทำงานจะเท่ากันและค่าของ Γ_{SM} และ Γ_{LM} ใน $G_{P,MAX}$ จะเหมือนกันกับค่า Γ_S และ Γ_L ตามลำดับ G_p ตามขั้นตอนดังนี้



รูปที่ 2.6 แผนภาพแสดงบริเวณเสถียรภาพและไม่เสถียรภาพในระนาบ Γ_L

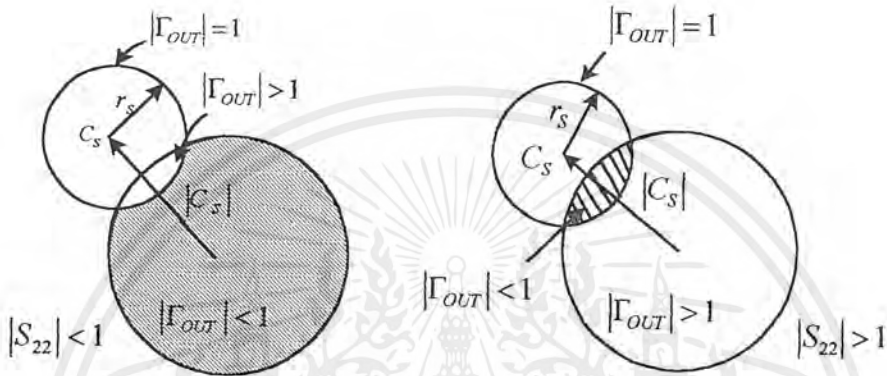
2.2.4.2 เสถียรภาพแบบมีเงื่อนไข

ขั้นตอนการออกแบบทรานซิสเตอร์กรณีอาจมีการไม่เสถียรให้หาค่า G_p ตามขั้นตอนดังนี้

1. สำหรับค่า G_p ,เขียนวงกลมอัตราขยายกำลังภาวะทำงานโดยใช้สมการ (2.20) และ (2.21) โดยใช้ค่ารัศมีและจุดศูนย์กลางวงกลมจากสมการ (2.5) และ (2.6) เลือกค่าของ Γ_L ให้อยู่ในบริเวณที่เสถียรภาพและไม่เกินวงกลมเสถียรภาพ

2. คำนวณ Γ_{IN} โดยใช้สมการ (2.11) และถ้าเป็นไปได้กำหนดให้เป็นการเข้าคู่สังยุคที่อินพุต, เขียนวงกลมเสถียรภาพอินพุตและกำหนดให้ $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$ อยู่ในบริเวณเสถียรภาพอินพุต

3. ถ้า $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$ ไม่ได้อยู่ในบริเวณเสถียรภาพหรืออยู่ในบริเวณเสถียรภาพแต่ใกล้ที่จะออกจากบริเวณวงกลมเสถียรภาพอินพุต, สามารถเลือกค่า Γ_S ได้เองหรือเลือกค่า G_p ใหม่ ดังนั้นเราจะต้องระวังในการเลือก Γ_S เองโดยค่าของ Γ_S ไม่มีผลกระทบต่อกำลังเอาต์พุตและอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน(VSWR) ค่าของ Γ_S และ Γ_L ไม่ควรที่จะอยู่ใกล้เส้นวงกลมเสถียรภาพ, เพราะอาจจะเกิดการออสซิลเลทเมื่อปรับวงจรอินพุตและเอาต์พุต



รูปที่ 2.7 แผนภาพแสดงบริเวณเสถียรภาพและไม่เสถียรภาพในระนาบ Γ_S

จากรูปที่ 2.9 G_S และ G_L แทนอัตราขยายหรือการสูญเสียจากวงจรเข้าคู่ โดย G_S คือผลของการเข้าคู่หรือการไม่เข้าคู่ของวงจรระหว่าง Γ_S และ S_{11} ส่วนของ G_S ทำขึ้นจากอุปกรณ์พาสซีฟ ซึ่งทำให้อัตราขยายมากกว่าหรือน้อยกว่าหนึ่งได้ในกรณีของ G_L ก็เช่นกัน

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \tag{2.26}$$

$$g_s = G_S(1 - |S_{11}|^2) \tag{2.27}$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \tag{2.28}$$

$$g_L = G_L(1 - |S_{22}|^2) \tag{2.29}$$

หาระยะทางจากจุดศูนย์กลางแผนภาพไปยังจุดศูนย์กลางและรัศมีของ Γ_S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$d_s = \frac{g_s |S_{11}|}{1 - |S_{11}|^2 (1 - g_s)} \quad (2.30)$$

$$r_s = \frac{\sqrt{1 - g_s} (1 - |S_{11}|^2)}{1 - |S_{11}|^2 (1 - g_s)} \quad (2.31)$$

หาระยะทางจากจุดศูนย์กลางแผนภาพไปยังจุดศูนย์กลางและรัศมีของ Γ_L

$$d_L = \frac{g_L |S_{22}|}{1 - |S_{22}|^2 (1 - g_L)} \quad (2.32)$$

$$r_L = \frac{\sqrt{1 - g_L} (1 - |S_{22}|^2)}{1 - |S_{22}|^2 (1 - g_L)} \quad (2.33)$$

2.2.5 ขั้นตอนการออกแบบวงจรขยาย

1. เลือกเฟทหรือทรานซิสเตอร์ที่เหมาะสมกับคุณสมบัติที่เราต้องการ
2. เช็คค่า $|\Delta|$ และ k ว่าอยู่ในกรณีที่ดีเยี่ยมหรือไม่
3. หาอัตราขยายสูงสุดที่เสถียรภาพ
4. หาวงกลมอัตราขยายซึ่งนอร์มอลไลซ์แล้วจาก

จากสมการ

$$G_p = |S_{21}|^2 g_p \quad (2.34)$$

และระยะของจุดศูนย์กลางหาได้จาก

$$C_p = \frac{g_p C_2^*}{1 + g_p (|S_{22}|^2 - |D_s|^2)} \quad (2.35)$$

รัศมีของวงกลมอัตราขยายหาได้จากสมการ

$$R_p = \frac{[1 - 2k |S_{12} S_{21}| g_p + |S_{12} S_{21}|^2 g_p^2]^{1/2}}{|1 + g_p (|S_{22}|^2 - |D_s|^2)|} \quad (2.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาวงกลมเสถียรภาพ เพื่อพล็อตในสมิทชาร์ต
-ทางอินพุต หาได้จาก
รัศมี

$$r_s = \frac{C_1^*}{\left[|S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \right]} \quad (2.34)$$

ระยะจุดศูนย์กลาง

$$P_s = \frac{|S_{21}S_{22}|}{\left[|S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \right]} \quad (2.35)$$

-ทางเอาต์พุต หาได้จาก
รัศมี

$$r_L = \frac{C_2^*}{\left[|S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right]} \quad (2.36)$$

ระยะจุดศูนย์กลาง

$$P_L = \frac{|S_{21}S_{21}|}{\left[|S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right]} \quad (2.37)$$

เลือกสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางโหลด (Γ_L)

คำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางซอร์สจาก

$$\Gamma_s = \left(\frac{S_{11} - \Delta \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right)^* \quad (2.38)$$

หาอินพุตและเอาต์พุตเมทริกซ์เน็ทเวิร์คโดยใช้สมิทชาร์ตนำค่าที่ได้ไปออกแบบเป็นไมโครสตริป

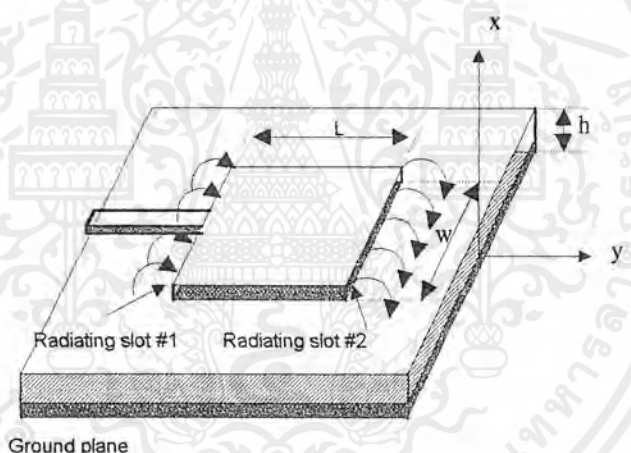
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 สายอากาศไมโครสตริป

แนวความคิดในการสร้างสายอากาศไมโครสตริปเริ่มมีครั้งแรกในปี ค.ศ.1953 และสามารถสร้างได้จริงในปี ค.ศ.1970 ไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่สร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ และใช้การเชื่อมโยงชิ้นส่วนวงจรต่างๆของวงจรไมโครเวฟเนื่องจากไมโครสตริปมีขนาดเล็กจึงเหมาะสำหรับทำวงจรไมโครเวฟ (Microwave Integrated Circuit) แต่มีข้อจำกัดที่ประสิทธิภาพและกำลังงานต่ำ ให้โพลาไรซ์ที่ไม่บริสุทธิ์ และมีแบนวิดท์แคบ นอกจากนี้ยังมีค่าการลดทอนสัญญาณค่อนข้างสูงด้วย

2.3.1 คุณสมบัติและโครงสร้าง

สายอากาศไมโครสตริป ประกอบด้วยแผ่นแผ่กระจายคลื่น (radiating patch) วางอยู่บนวัสดุฐานรอง (substrate) และอีกด้านหนึ่งของวัสดุฐานรองเป็นระนาบสร้างเงา (ground plane) ลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแสดงดังรูปที่ 2.8

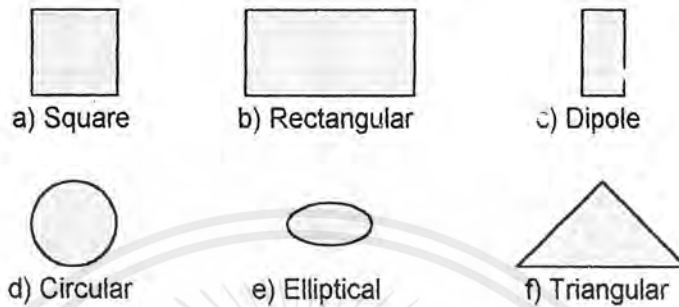


รูปที่ 2.8 สายอากาศไมโครสตริป

สิ่งสำคัญของสายอากาศไมโครสตริปอีกอย่างคือค่าคงที่ของวัสดุฐานรอง (dielectric constant, ϵ_r) ซึ่งค่าคงที่นี้จะไม่เท่ากันสำหรับวัสดุฐานรองแต่ละชนิด การออกแบบโดยใช้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกต่ำๆ จะทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพสูงและมีแบนด์วิธกว้างขึ้นแต่ข้อเสียก็คือสายอากาศจะมีขนาดใหญ่ตามไปด้วย และสิ่งสำคัญอีกอย่างหนึ่งคือความสูงของวัสดุฐานรอง (h) โดยสำหรับวัสดุฐานรองที่บางและมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสูงส่วนใหญ่จะนำมาใช้ร่วมกับวงจรไมโครเวฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ส่วนที่เป็นตัวแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ ไมโครสตริปยังเรียกว่าสายอากาศแบบแผ่น (patch antenna) ซึ่งมีหลายรูปแบบเช่น ตีเหลี่ยมผืนผ้า, ตีเหลี่ยมจัตุรัส, สามเหลี่ยม, วงกลม, วงรี เป็นต้น ตัวอย่างรูปร่างต่างๆของสายอากาศไมโครสตริปแสดงในรูปที่ 2.9



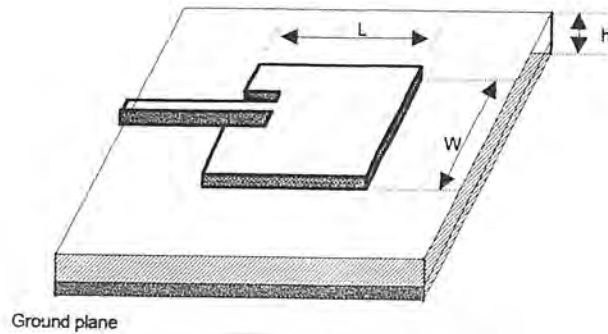
รูปที่ 2.9 แสดงรูปร่างแบบต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริป

2.3.2 การป้อนสัญญาณ

สายอากาศไมโครสตริปจะแผ่กระจายคลื่นได้ดีหรือไม่ขึ้นอยู่กับชนิดของวัสดุฐานรอง แล้วยังต้องมีการป้อนสัญญาณที่ดีด้วย ไม่ว่าจะป้อนโดยใช้สายส่งแบบ ไมโครสตริป (microstrip feed) หรือใช้สายส่งแบบ โคแอกเชียล (coaxial feed) ซึ่งต้องทำการแมทซิ่ง อิมพีแดนซ์ (impedance matching) ระหว่างสายส่งกับแผ่นสายอากาศ เพื่อการส่งผ่านกำลังงานสูงสุด โดยการแมทซิ่งสามารถทำได้โดยการเลือกจุดป้อนสัญญาณที่เหมาะสม

2.3.2.1 การป้อนสัญญาณโดยใช้ไมโครสตริป

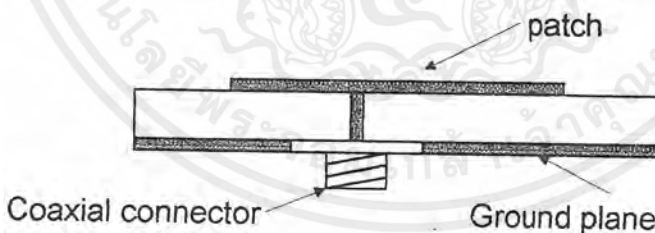
การป้อนสัญญาณ โดยใช้สายส่งสัญญาณแบบ ไมโครสตริปจะง่ายต่อการสร้างและแมทซิ่งอิมพีแดนซ์ อีกทั้งยังง่ายต่อการวิเคราะห์ แต่ถ้าความหนาของวัสดุฐานรองเพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดคลื่นผิว (surface wave) มากขึ้นและยังทำให้เกิดการแผ่กระจายปลอมปนจากตัวป้อนสัญญาณอีกด้วย ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วการป้อนด้วยวิธีนี้จะมีแบนด์วิธ ประมาณ 2-5% รูปที่ 2.10 แสดงจุดป้อนสัญญาณโดยใช้สายส่งสัญญาณแบบ ไมโครสตริปซึ่งแบ่งเป็นการป้อนสัญญาณตรงจุดกึ่งกลางสายอากาศ (center microstrip feed) และการป้อนสัญญาณตรงจุดที่ไม่ใช่กึ่งกลางสายอากาศ (off-center microstrip feed)



รูปที่ 2.10 แสดงจุดป้อนสัญญาณโดยใช้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

2.3.2.2 การป้อนสัญญาณโดยใช้สายโคแอกเซียล

การป้อนสัญญาณด้วยสายโคแอกเซียลจะใช้คอนเนคเตอร์ (connector) ต่อจากด้านล่างซึ่งเป็น ระบายสร้างเงาขึ้นไปด้านบนซึ่งเป็นแผ่นสายอากาศโดยตัวนำด้านบนจะต่อกับแพทช์ที่ทำหน้าที่เป็นตัว แผ่กระจายคลื่น และตัวนำด้านล่างของสายโคแอกเซียลจะต่ออยู่กับระบายสร้างเงาซึ่งการป้อน สัญญาณแบบนี้เป็นที่นิยมใช้กันมาก เนื่องจากง่ายต่อการสร้างและการแมทซ์อิมพีแดนซ์และมีการ ปลอมปนน้อยแต่วิธีนี้ยังคงทำให้เบนคัวิตซ์แคบและยากต่อการสร้างแบบจำลอง รูปที่ 2.11 แสดงจุด ป้อนสัญญาณด้วยสายโคแอกเซียล

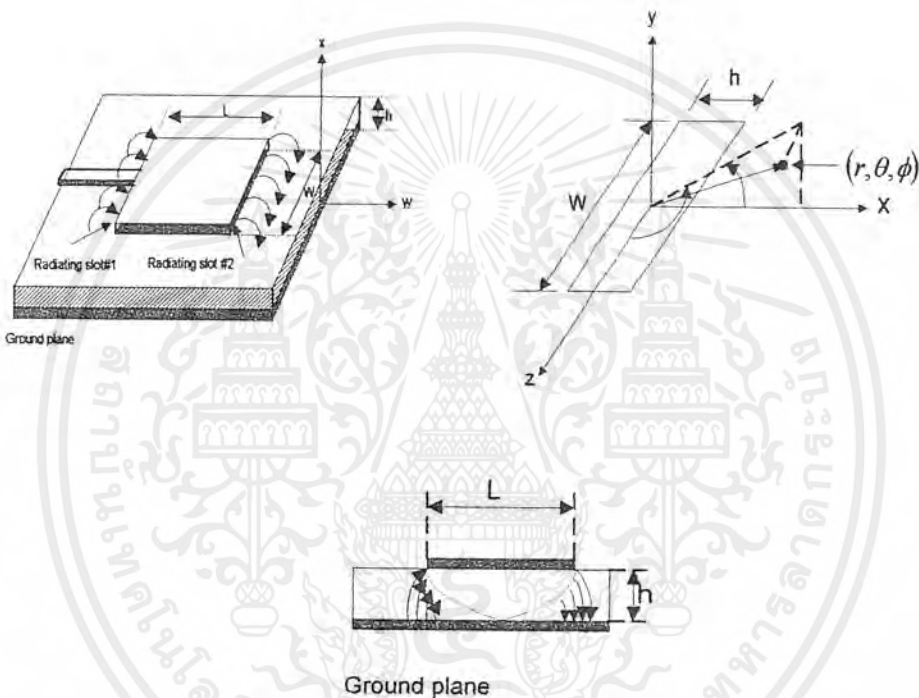


รูปที่ 2.11 แสดงจุดป้อนสัญญาณด้วยสายโคแอกเซียล

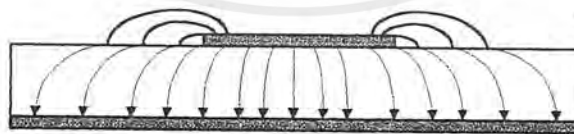
2.2.3 สนามการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป

สนามการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป เกิดจากผลของฟริงกิง (fringing effect) ระหว่างแผ่นสายอากาศกับระบายสร้างเงา เนื่องจากขนาดของแผ่นสายอากาศถูกจำกัดไว้ด้วยความ กว้างและความยาวที่แน่นอน ดังนั้นสนามที่เปลี่ยนแปลงจะเกิดที่บริเวณขอบของแผ่นสายอากาศ ซึ่งถูก

มองเป็นร่อง (slot) ที่มีความกว้าง W และความสูง h วางห่างกันเป็นระยะ L ส่วนอีกสองร่องที่ห่างกันเป็นระยะ W จะเกิดการหักล้างกันเอง ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้าระหว่างร่องทั้งสองแสดงในรูปที่ 2.12 และในโหมด TM_{010}^x จะเห็นว่าเฟสมีการเปลี่ยนแปลงตลอดช่วงความยาวของแผ่นสายอากาศแต่จะมีความสม่ำเสมอตามแนวความกว้างของแผ่นสายอากาศ การเปลี่ยนแปลงของเฟสตามแนวความยาวนี้มีความจำเป็นสำหรับสายอากาศที่มีคุณสมบัติในการแผ่กระจายคลื่นไปด้านหน้า (broadside) และการแผ่กระจายคลื่นขึ้นอยู่กับกระแสที่ป้อนให้สายอากาศและ โครงสร้างของสายอากาศนั้น รูปที่ 2.13 แสดงสนามไฟฟ้าในสายอากาศไมโครสตริป



รูปที่ 2.12 การแผ่กระจายคลื่นของร่องทั้งสอง

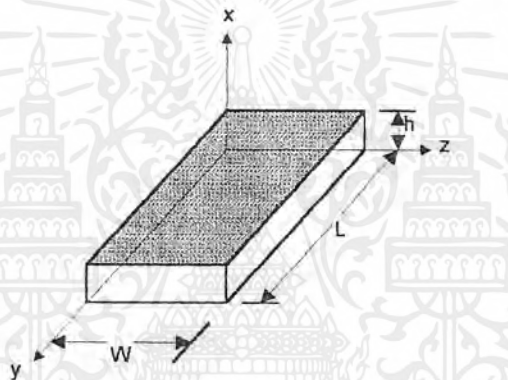


รูปที่ 2.13 สนามไฟฟ้าในสายอากาศไมโครสตริป

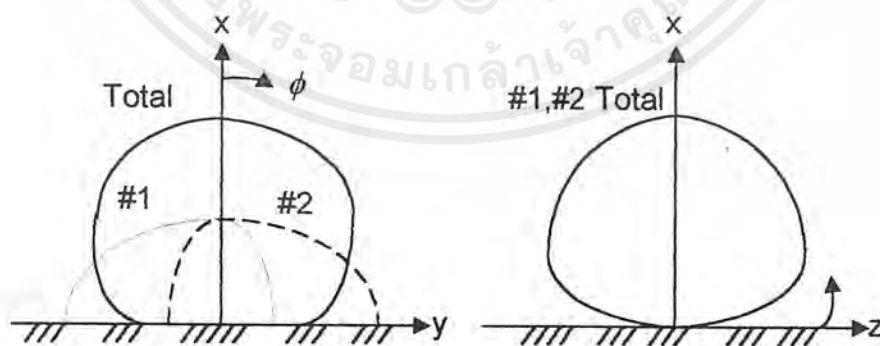
ลักษณะของสนามในโหมด TM^x พิจารณาจากโครงสร้างทางเรขาคณิตของสายอากาศไมโครสตริป รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ดังรูปที่ 2.14 เพื่อหาสนามการแผ่กระจายในแต่ละร่อง สนามรวมนั้นจะเป็นผลรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากอาร์เรย์ขนาด 2 องค์ประกอบ ซึ่งมีแหล่งกำเนิด (source) ที่มีขนาดและเฟสเดียวกัน และวางห่างกันเป็นระยะ L ดังนั้นแหล่งกำเนิดทั้งสองจะแผ่กระจายคลื่นไปรวมกันในทิศทางด้านหน้า ดังแสดงในรูปที่ 2.15(a) ซึ่งเป็นแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของแต่ละร่องในระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) และแบบรูปในระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) ได้นำมาแสดงไว้ในรูปที่ 2.15(b) นอกจากนี้ในส่วนของสองร่องที่มีระยะห่างเป็น W นั้น แสดงดังรูปที่ 2.16 โดยที่แต่ละร่องยาว L และสูง h ความหนาแน่นกระแสบนผนังแต่ละด้านจะมีขนาดเท่ากันแต่มีทิศทางตรงข้ามกัน สนามที่แผ่กระจายโดยร่องทั้งสองนี้จะไปหักล้างกับสนามอื่นๆ ในระนาบสนามแม่เหล็ก ดังนั้นร่องที่อยู่ตรงข้ามกันจะมีเฟสต่างกัน 180 องศา ซึ่งจะหักล้างกับสนามอื่นๆ ในระนาบสนามไฟฟ้าด้วย ดังนั้นการแผ่กระจายของสนามจากร่องทั้งสองนี้จึงมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับอีกสองร่องที่กล่าวไปแล้ว จึงเรียกทั้งสองร่องนี้ว่า “ร่องที่ไม่มีการแผ่กระจาย”

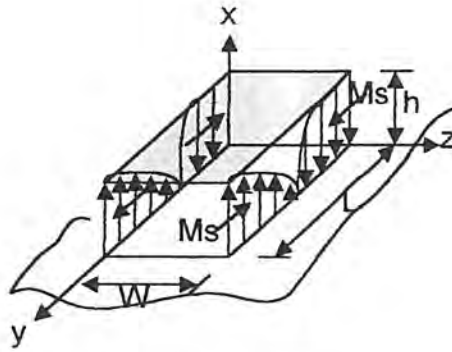


รูปที่ 2.14 โครงสร้างทางเรขาคณิตของสายอากาศไมโครสตริบ



รูปที่ 2.15 แบบรูปในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 ความหนาแน่นกระแสบนร่องที่ไม่มีกระแสเคลื่อน

2.3.4 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปเริ่มจากการเลือกรูปแบบของแผ่นสายอากาศที่เหมาะสม จากนั้นเลือกวัสดุฐานรองที่เหมาะสม (ทั้งความหนาและค่า ϵ_r) กับความถี่ที่เราต้องการออกแบบจากนั้นเป็นการคำนวณพารามิเตอร์ที่สำคัญต่างๆ สำหรับการออกแบบเราจะเน้นเฉพาะการออกแบบสร้างสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าได้แก่

2.3.4.1 ความกว้างของแผ่นสายอากาศ (element width)

ความกว้างของแผ่นสายอากาศสามารถคำนวณได้จาก

$$W = \frac{c}{2f_r} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2} \quad (2.39)$$

ซึ่ง c คือ ความเร็วแสงมีค่าประมาณ 3×10^8 m/s

f_r คือ ความถี่ที่เราต้องการออกแบบ

2.3.4.2 ความยาวของแผ่นสายอากาศ (element length)

เมื่อทราบค่า W เราสามารถหาค่าคงที่ ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (ϵ_{eff}) จาก

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W} \right) \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

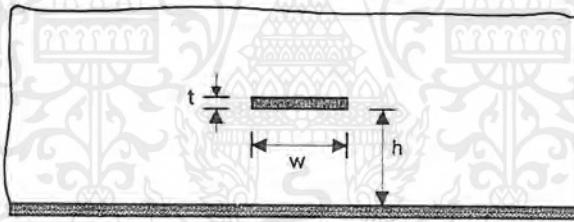
ซึ่งค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลคือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองที่เป็นเนื้อเดียวกัน ซึ่งเป็นคุณสมบัติทางไฟฟ้าในอุดมคติ แสดงดังรูปที่ 2.17 โดยปกติค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลจะอยู่ในช่วง $1 < \epsilon_{\text{reff}} < \epsilon_r$ และเนื่องจากผลของฟริงกิง ทำให้ขนาดของแผ่นสายอากาศใหญ่กว่าขนาดจริง โดยขนาดของด้านยาวของแผ่นสายอากาศจะยาวออกไปทั้งสองด้าน โดยความยาวที่ยาวออกไปแต่ละด้าน ให้เป็น Δl ดังรูปที่ 2.18

และหาความยาว Δl จาก

$$\frac{\Delta l}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.582) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (2.41)$$

ความยาวที่แท้จริงหาได้จาก

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} - 2\Delta l \quad (2.42)$$



รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะค่าที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล



รูปที่ 2.18 ความยาวประสิทธิผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.5 ความต้านทานการแผ่กระจายและ Q Factor สามารถหา Q ได้จาก

$$Q_r = \frac{c\sqrt{\epsilon_{eff}}}{4f_r h} \quad (2.43)$$

ความต้านทานการแผ่กระจายหาได้จาก

$$R_r = 0.00027\sqrt{f_r} \frac{L}{W} Q_r^2 \quad (2.44)$$

และความต้านทานของความสูญเสียเนื่องจากไดอิเล็กตริก (Dielectric loss) หาได้จาก

$$R_d = \frac{30 \tan \delta}{\epsilon_r} \frac{h \lambda_0}{LW} Q_r^2 \quad (2.45)$$

ดังนั้นหาค่า Q_T หาได้จาก

$$Q_T = \frac{Q_r R_T}{R_r'} \quad (2.46)$$

ซึ่ง

$$R_T = R_r' + R_d = R_c$$

และ

$$R_r' = R_r / 2$$

2.3.6 ประสิทธิภาพของสายอากาศ

ประสิทธิภาพของสายอากาศ คือ อัตราส่วนระหว่างกำลังงานที่แผ่กระจายออกไปกับกำลังงานที่ได้รับทั้งหมด ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในเทอมของความต้านทานได้ดังนี้

$$\eta\% = \frac{R_r'}{R_T} \times 100 \quad (2.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.7 แบนด์วิดท์ (Bandwidth)

แบนด์วิดท์หาได้จาก

$$BW = \frac{s-1}{Q_T \sqrt{s}} \quad (2.48)$$

ซึ่ง s คือ ค่า VSWR

2.3.8 สภาพเจาะจงทิศทางและอัตราขยาย (Directivity and Gain)

สภาพเจาะจงทิศทางหาได้จาก

$$D = \frac{4W^2 \pi^2}{I_1 \lambda_0^2} \quad (2.49)$$

ซึ่ง I_1 หาได้จาก

$$I_1 = \int_0^\pi \sin^2 \left(\frac{k_0 W \cos \theta}{2} \right) \tan^2 \theta \sin \theta d\theta \quad (2.50)$$

และอัตราขยายหาได้จาก

$$G = \eta D \quad (2.51)$$

โดย η คือ ประสิทธิภาพของสายอากาศ

2.3.9 ความต้านทานอินพุท

ความต้านทานอินพุทที่จุดรีโซแนนซ์ หาได้จาก

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (2.52)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง G_1 คือค่าความนำของร่อง

G_{12} คือค่าความนำของร่องเมื่อพิจารณาผลของมีทชวลกัปปลิง

โดย

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad (2.53)$$

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin\theta) \sin^3 \theta d\theta \quad (2.54)$$

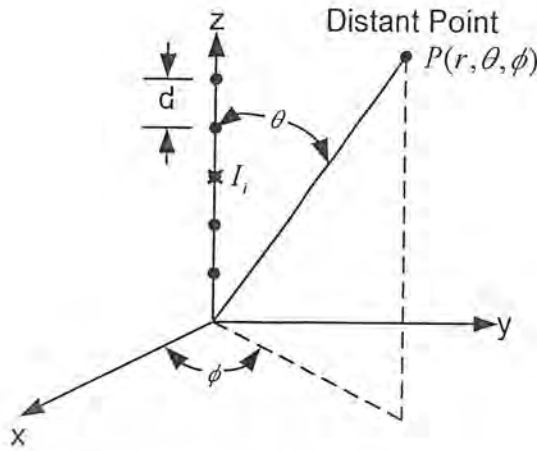
2.4 ทฤษฎีสายอากาศไมโครสตริปแถวลำดับ (Array)

แถวลำดับ คือการจัดองค์ประกอบที่แพร่กระจายคลื่นของสายอากาศให้เหมาะสมทั้งทางรูปทรงและทางไฟฟ้า เมื่อตัดการคัปปลิงระหว่างองค์ประกอบทิ้ง สามารถหาสนามลัพธ์ของแถวลำดับได้โดยบวกเวกเตอร์ของสนามที่แพร่กระจายจากแต่ละองค์ประกอบ สนามจะรวมกันในทิศทางที่ต้องการติดต่อสื่อสาร และหักล้างกันในทิศทางที่ไม่ต้องการ ส่วนการควบคุมแบบรูปของสายอากาศเป็นสิ่งสำคัญที่ต้องพิจารณาซึ่งมีอยู่ 5 วิธีในการควบคุมแบบรูปของสายอากาศได้แก่

1. การจัดเรียงองค์ประกอบของแถวลำดับ
2. ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ
3. ขนาดของกระแสที่ป้อนแต่ละองค์ประกอบ
4. เฟสของกระแสที่ป้อนแต่ละองค์ประกอบ
5. แพทเทิร์นของแต่ละองค์ประกอบ

2.4.1 สายอากาศไมโครสตริปแถวลำดับ (Microstrip Array Antenna)

สายอากาศไมโครสตริปแถวลำดับแบ่งออกเป็นหลายประเภทตามลักษณะโครงสร้างเช่น แบบเส้นตรง (linear array) แบบระนาบ (planar array) แบบปริมาตร (volume array) เป็นต้น ซึ่งในการออกแบบหรือวิเคราะห์ทำให้เกิดการนำทฤษฎีการสแกนมาใช้ได้แก่ เฟสสแกน (phase scan) ไทม์ดีเลย์สแกน (time delay scan) สแกนความถี่ (frequency scan)



รูปที่ 2.19 สายอากาศ n ตัววางตามแนวแกน z

2.4.1.1 คุณสมบัติของสายอากาศแถวลำดับแบบฟิกซ์บีมลิเนียร์ (Fixed Beam Linear)

พิจารณาจากองค์ประกอบของสายอากาศ n ตัววางตามแนวแกน z ดังรูปที่ 2.19 สนามการแผ่กระจายเป็นผลรวมของสนามจากสายอากาศแต่ละตัวทั้ง n ตัว เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$E_i(\theta, \phi) = I_i \exp[j(k_0 z_i \cos \theta + \beta_i)] \quad (2.55)$$

ซึ่ง $f(\theta, \phi)$ คือฟังก์ชันของสนามแผ่กระจายระยะไกล

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

และ I_i และ β_i คือ ขนาดและเฟสของกระแสที่ป้อนให้สายอากาศ ดังนั้นสำหรับองค์ประกอบที่เหมือนกันสนามลัพธ์รวมหาได้จาก

$$\begin{aligned} E(\theta, \phi) &= \sum_{i=1}^n E_i(\theta, \phi) \\ E(\theta, \phi) &= f(\theta, \phi) \sum_{i=1}^n I_i \exp[j(k_0 z_i \cos \theta + \beta_i)] \end{aligned} \quad (2.56)$$

และแบบรูปการแผ่กระจายพิจารณาจากขนาดของ $E(\theta, \phi)$ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|E(\theta, \phi)| = |f(\theta, \phi)| \cdot |AF| \quad (2.57)$$

ซึ่ง

$$AF = \sum_{i=1}^n I_i \exp[j(k_0 z_i \cos \theta + \beta_i)] \quad (2.58)$$

AF คือตัวประกอบแถวลำดับ (Array factor)

สมการ (2.57) เรียกว่าหลักการคูณแบบรูป ซึ่งเป็นผลคูณระหว่างแบบรูปการแผ่กระจายของสายอากาศ $f(\theta, \phi)$ กับขนาดของตัวประกอบแถวลำดับ (AF)

สำหรับองค์ประกอบที่เหมือนกัน ระยะระหว่างองค์ประกอบเท่ากัน วางตามแนวแกน z ($z=0, d, 2d, \dots, (n-1)d$) และถูกป้อนด้วยขนาดของกระแสและเฟสเท่ากัน ค่าสูงสุดของตัวประกอบแถวลำดับหาได้จาก

$$mk_0 d \cos \theta_m + \beta_m = 0, m = 0, 1, \dots, n-1 \quad (2.59)$$

หรือ

$$\theta_m = \cos^{-1} \left(\frac{\beta_0 \lambda_0}{2\pi d} \right), \beta_m = m\beta_0 \quad (2.60)$$

ซึ่ง β_0 คือ ตัวประกอบเปลี่ยนเฟส (phase shift factor)

นอกจากนี้ θ_m จะเป็นตัวกำหนดขนาดของลำคลื่นหลัก (main beam) สำหรับแถวลำดับด้านข้าง (End-fire Array) ลำคลื่นหลักจะขนานกับแกนแถวลำดับ $\theta_m = 0$ และสำหรับแถวลำดับด้านหน้า (Broadside Array) $\theta_m = \frac{\pi}{2}$ และมีมุมหลักตั้งฉากกับแกนแถวลำดับ

ตัวประกอบแถวลำดับ (AF) เป็นตัวกำหนดนัล (null) และพูข้าง (side lobe) และความกว้างลำคลื่น (beam width) สมการ (2.58) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$AF = \sum_{i=0}^{n-1} I_i \exp(jiu) \quad (2.61)$$

ซึ่ง $u = k_0 d (\cos \theta - \cos \theta_m)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ามุม θ_m มีค่าสูงสุดคือ $\theta_m = 0, 2\pi, 4\pi, \dots$ จะได้ $u=0$ ซึ่งทำให้เกิดค่าคลื่นหลัก ส่วนมุม θ สำหรับ $u = \pm 2\pi, \pm 4\pi, \dots$ จะทำให้เกิดเกรตติงโลบซึ่งเราไม่ต้องการ ดังนั้นเพื่อกำจัดเกรตติงโลบจะต้องกำหนดให้ $d < \lambda_0$ ถ้าแต่ละองค์ประกอบมีขนาดและเฟสเท่ากัน ขนาดของตัวประกอบแถวลำดับเขียนได้เป็น

$$|AF| = \frac{\sin\left(\frac{nu}{2}\right)}{n \sin\left(\frac{u}{2}\right)} \quad (2.62)$$

และเมื่อต้องการหาขีดจำกัดให้

$$\sin\left(\frac{nu}{2}\right) = 0 \quad (2.63)$$

หรือ

$$u_0 = k_0 d (\cos \theta_0 - \cos \theta_m) = \frac{2\pi m}{n} \quad (2.64)$$

หรือ

$$\cos \theta_0 - \cos \theta_m = \frac{m\lambda_0}{nd} \quad m = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.65)$$

จำนวนของนัลจะเกิดจาก d และ θ_m สำหรับแถวลำดับด้านข้าง ($\theta_m = \frac{\pi}{2}$) จะเกิดนัลแรกที่

$$\cos \theta_0 = \frac{m\lambda_0}{nd} \quad (2.66)$$

ทำนองเดียวกันสำหรับแถวลำดับด้านข้าง ($\theta_m = 0$) จะมีนัลแรกที่

$$\cos \theta_0 = 1 - \frac{\lambda_0}{nd} \quad (2.67)$$

ความกว้างลำครึ่งกำลัง (half power beam width) จะประมาณได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|AF(u_1)|^2 = \frac{1}{2}|AF_{\max}|^2 = \frac{n^2}{2} \quad (2.68)$$

ซึ่ง

$$u_1 = k_0 d (\cos \theta_0 - \cos \theta_m) \quad (2.69)$$

และ θ_1 คือตำแหน่งที่จุดฮาร์ฟเพาเวอร์

ความกว้างลำคลื่นสำหรับแถวลำดับด้านข้างและแถวลำดับด้านหน้าอยู่ที่ $2\left(\frac{\pi}{2} - \theta_1\right)$ และ $2\theta_1$ ตามลำดับ ตำแหน่งของพูข้าง (side lobe) ได้มาจากการแยกส่วน โดยให้ $u=0$ จะได้

$$\tan\left(\frac{u}{2}\right) = \tan\left(\frac{nu}{2}\right) \quad (2.70)$$

และเมื่อ $u = \pm \pi, \pm 3\pi, \dots$ ตำแหน่งของพูข้าง (side lobe) จะเป็นจำนวนคี่
สภาพเจาะจงทิศทางหาได้จาก

$$D = \frac{2n^2}{\int_0^\pi |E^2| \sin \theta d\theta} \quad (2.71)$$

และ

$$D = \frac{n^2 (k_0 d)}{nk_0 d + 2 \sum_{p=1}^{n-1} \frac{n-p}{n} \sin(pk_0 d) \cos(pk_0 d \cos \theta_m)} \quad (2.72)$$

สภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดกำหนดโดย

$$D_{\max} = \frac{41253}{\theta_{BE} \theta_{BH}} \quad (2.73)$$

ซึ่ง θ_1 และ θ_1 คือ ระบาย E และ H ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (HPBW)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 แแถวลำดับด้านข้าง (Broadside Array)

แถวลำดับด้านข้าง เป็นแถวลำดับที่มีการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุดในทิศทางตั้งฉากกับแกนของอาร์เรย์

จาก (2.58) ค่าสูงสุดของตัวประกอบแถวลำดับจะเกิดขึ้นเมื่อ

$$u = k_0 d \cos \theta_m + \beta_m = 0 \quad (2.74)$$

เนื่องจากต้องการให้มีค่าสนามสูงสุดที่ $\theta = 90^\circ$ ดังนั้น

$$u = k_0 d \cos \theta_m + \beta_m \Big|_{\theta_m=90^\circ} = \beta_m = 0 \quad (2.75)$$

เพราะฉะนั้นเพื่อที่จะทำให้ตัวประกอบอาร์เรย์ของยูนิฟอร์มลิเนียร์อาร์เรย์มีค่าสูงสุดชี้ในทิศทางบรอดไซด์กับแกนของแถวลำดับ ทุกองค์ประกอบจะต้องมีเฟสเดียวกัน โดยที่ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบจะเป็นเท่าใดก็ได้

เพื่อให้มั่นใจว่าสนามไม่มีค่าสูงสุดชี้ในทิศทางอื่น d ต้องไม่เท่ากับ $n\lambda$ ($n=1,2,3,\dots$) เมื่อ $\beta_m = 0$ ถ้า $d = n\lambda$, $n=1,2,3,\dots$ และ $\beta_m = 0$ จะได้

$$u = k_0 d \cos \theta_m + \beta_m \Big|_{\substack{d=n\lambda \\ \beta=0 \\ n=1,2,3,\dots}} = 2n\pi \cos \theta_m \Big|_{\theta_m=0^\circ, 180^\circ} = \pm 2n\pi_m = 0 \quad (2.76)$$

ค่าของ u นี้เมื่อถูกแทนเข้าไปใน (2.61) จะทำให้ตัวประกอบอาร์เรย์มีค่าสูงสุด ดังนั้นสำหรับยูนิฟอร์มอาร์เรย์ที่มี $\beta_m = 0$ และ $d = n\lambda$ นอกจากสนามจะมีค่าสูงสุดในทิศทางด้านข้าง ($\theta = 90^\circ$) แล้วสนามจะมีค่าสูงสุดชี้ในทิศทางตามแกนของแถวลำดับ ($\theta = 0^\circ, 180^\circ$) อีกด้วย

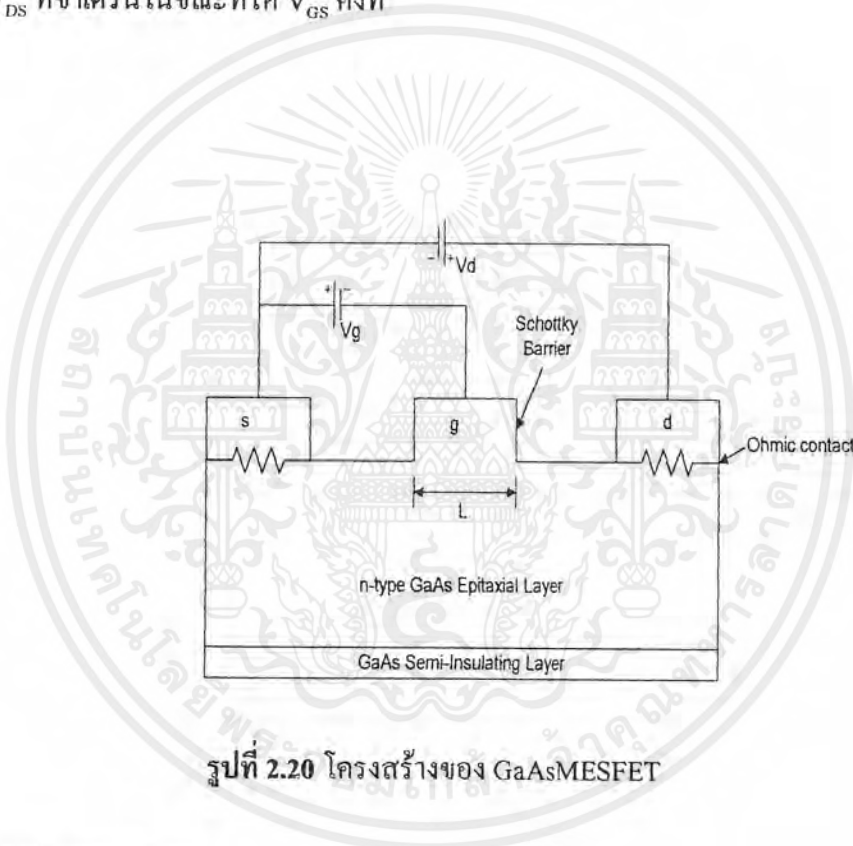
2.5 ฟิลด์เอฟเฟกทรานซิสเตอร์

ฟิลด์เอฟเฟกทรานซิสเตอร์หรือนิยมเรียกสั้นๆว่าเฟท (FET) เป็นสิ่งประดิษฐ์ประเภทยูนิโพลาร์ (Unipolar) ซึ่งมีความหมายว่า การทำงานของเฟทนั้นจะมีกระแสไหลเนื่องจากประจุชนิดเดียวคือ อิเล็กตรอนหรือโฮลเท่านั้น

เฟทที่ใช้ในวงจรมิโครเวฟนั้น จะเป็นชนิด n-type ซึ่งสร้างจากสารกึ่งตัวนำและโลหะ หรือเรียกสั้นๆว่าเมสเฟท (MESFET) โดยส่วนใหญ่เมสเฟทนิยมสร้างจากสารกึ่งตัวนำแกลเลียมอาร์เซไนด์ (GaAs) มีชื่อย่อว่า GaAs MESFET

2.5.1 โครงสร้างและการทำงานของ GaAs MESFET

GaAs MESFET ประกอบด้วยสามส่วนหลักๆ ได้แก่ แกท, เดรน และซอร์ส โดยการทำงานของ GaAs MESFET จะอาศัยการถ่างออกและบีบเข้าของชั้น คีเพลชัน (depletion) เพื่อเป็นตัวจำกัดกระแสให้ไหลมากหรือน้อยนั่นเอง ซึ่งปรากฏการณ์ที่ชั้นคีเพลชันถ่างออกเกิดจากการให้ไบอัสกลับที่ขาเกตของเมสเฟต ซึ่งจะไปทำให้ช่องการไหลของกระแสถูกบีบให้แคบลงกระแสจึงไหลน้อยลงตามไปด้วย การควบคุมการทำงานของเมสเฟตสามารถทำได้โดยการควบคุมแรงดันไบอัสกลับที่ขาเกต หรืออีกวิธีคือเปลี่ยน V_{DS} ที่ขาเดรนในขณะที่ให้ V_{GS} คงที่



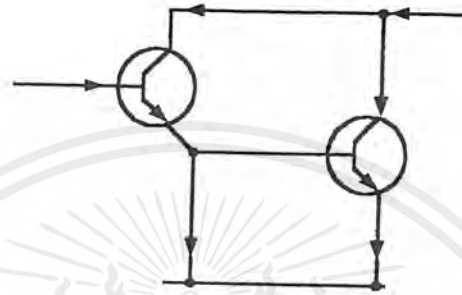
รูปที่ 2.20 โครงสร้างของ GaAsMESFET

2.6 ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

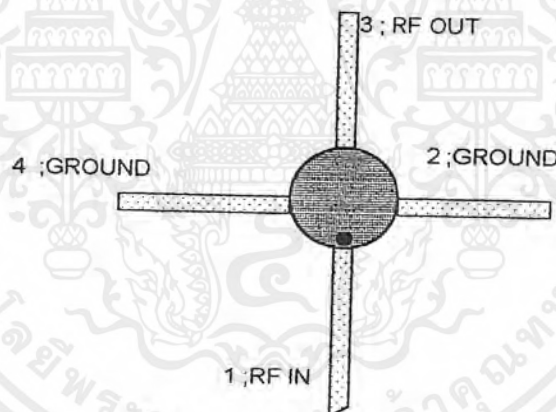
ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ของบริษัท Minicircuit เป็นอุปกรณ์โมโนลิติก ที่ใช้ แกลเลียมอาเซนายด์ โดยใช้เทคโนโลยี HBT (heterojunction bipolar transistor) โครงสร้างวงจรภายในต่อแบบคาร์ลิงตัน โดยต่อร่วมอยู่กับความต้านทาน ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดจุดทำงานที่ย่าน DC ของทรานซิสเตอร์และกำหนดการป้อนกลับจนถึงย่านอาร์เอฟ (Radio Frequency) , อัตรายาย , แบนด์วิด , และอินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ให้ค่าเหมาะสม ERA เป็นอุปกรณ์ 2 พอร์ต รูปที่ 2.22 เป็นแบบแสดง อาร์เอฟ (RF) อินพุตและอาร์เอฟ (RF) เอาต์พุตถูกรวมเข้าด้วยกันกับขาไบอัส โครงสร้างภายนอกมี 4 ขา เป็นขากาวด์ 2 ขาซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การต่อลักษณะนี้จะทำให้ส่วนของอิมพีแดนซ์ต่ำซึ่งทำให้คุณสมบัติของ RF ดีที่สุด สำหรับวงจรลักษณะนี้ใช้กระแสเป็นตัวควบคุมมากกว่าใช้แรงดัน สำหรับช่วงของกระแสควรอยู่รอบๆค่าที่แนะนำ โดยปรับแรงดันที่ตัวอุปกรณ์เล็กน้อยให้เป็นอัตราส่วนกับกระแส ในทางทฤษฎีกระแสจากแหล่งจ่ายต้องคงที่เพื่อให้ได้จุดทำงานที่มีเสถียรภาพ ตรงกันข้ามถ้าใช้แหล่งจ่ายแรงดันดีซึ่งที่กระแสจะเปลี่ยนแปลงอย่างมากกับแรงดันที่เปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย อุณหภูมิเปลี่ยนแปลงและการเปลี่ยนแปลงของอุปกรณ์ถึงอีกอุปกรณ์ ดังนั้นต้องระมัดระวังหากต้องการใช้งานแบบแรงดันคงที่



รูปที่ 2.21 วงจรสมมูลของ ERA



รูปที่ 2.22 แสดงลักษณะภายนอกของ ERA-1

2.6.1 เทคโนโลยี HBT

เทคโนโลยี HBT เป็นความก้าวหน้าของเทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สำหรับการทำงานที่ความถี่สูงมากคุณสมบัติที่เหนือกว่าเนื่องจากการเคลื่อนที่อย่างรวดเร็วของอิเล็กตรอนของ แกลเลียมอาร์เซไนด์ (GaAs) , เมื่อเปรียบเทียบกับซิลิกอนและ Heterojunction ในอุปกรณ์ ใน HBT , อิมิตเตอร์และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

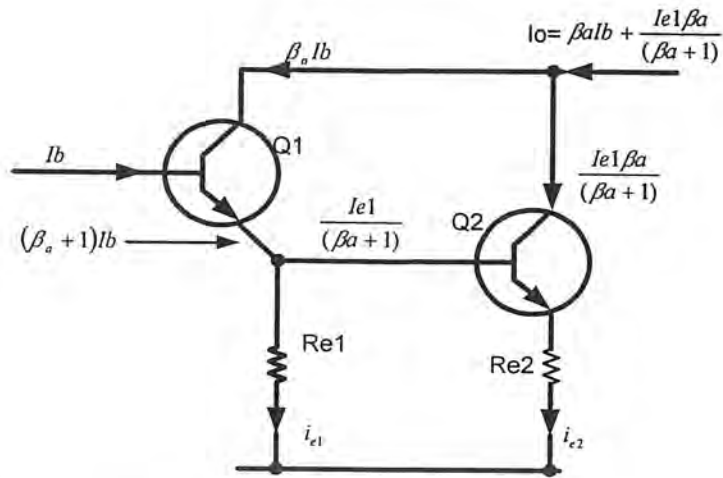
และเบสถูกสร้างจากสารกึ่งตัวนำที่มี Band Gap ต่างกัน สำหรับ ERA คือทรานซิสเตอร์ เอ็น-พี-เอ็น อิมิตเตอร์ทำจาก $Al_{0.3}Ga_{0.7}As$ และเบสใช้ GaAs อิมิตเตอร์มี Band Gap กว้าง 1.87eV มากกว่าเบสที่มีค่า 1.43 eV ความแตกต่างของ Band Gap (Heterojunction) จะกั้นการส่งผ่านของโฮลจากเบสไปยังอิมิตเตอร์ อิเล็กตรอนจะมีการเคลื่อนที่เร็วกว่าโฮล การขวางการเคลื่อนไหวยของโฮลทำให้คุณสมบัติทางความถี่สูงขึ้น ดังนั้นจึงยอมให้ออกแบบทรานซิสเตอร์โดยที่เบสจะโคปสารมากกว่าอิมิตเตอร์ คุณสมบัติที่ดีกว่าประกอบด้วย

1. ความต้านทานเบสต่ำสำหรับอัตราขยายกำลังงานที่ RF สูง
2. ค่าคาปาซิแตนซ์ระหว่างขาอิมิตเตอร์กับเบส ต่ำ
3. แรงดันเบรคควานซ์ระหว่างขาอิมิตเตอร์กับเบสสูง
4. แรงดันสูงขึ้นเร็วกว่า

เมื่อความต้านทานเบสต่ำมากทำให้สร้างชั้นสารเบสได้บางมากซึ่งทำให้ f_t และอัตราขยายกระแส β ในสารชนิดพีใช้ Beryllium เป็นสารเจือเพราะว่า การสร้างอุปกรณ์ HBTโดยใช้เทคโนโลยี Molecular Beam Epitaxial Growth มันจะให้คุณสมบัติที่ดีมาก,รวมทั้งไม่สามารถควบคุมกระบวนการเจือสารจำนวนมากในชั้นสารที่บาง,การรวมตัวที่ดีและการมีเสถียรภาพ ส่วนสิ่งเจือปนอื่นๆทั่วไปที่เราพิจารณาสำหรับการสร้าง HBT คือ คาร์บอน

2.6.2 การต่อวงจรแบบ ดาร์ลิงตัน

เมื่อความถี่ที่ใช้งานเพิ่มขึ้นสามารถอธิบายได้โดยใช้รูปที่ 2.23 R_{c1} และ R_{c2} ถูกปรับจนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่าน R_{c1} และ R_{c2} ไหลเท่ากันอัตราขยายกระแส ของ RF β_u มากกว่าหนึ่ง,ดังนั้น $\beta_{comp} \approx 2\beta^u$ ดังนั้นอัตราขยายรวม β_{comp} คือการประมาณค่าทั้งสองของทรานซิสเตอร์แต่ละตัว ด้วยเหตุนี้ที่กระแสคงที่ทำให้อัตราขยายความถี่ของทรานซิสเตอร์เป็นสองเท่า เนื่องจากเหตุนี้ แอมป์สำเร็จรูป ใช้รูปแบบการต่อดาร์ลิงตันจะทำให้แบนด์วิดท์ ในการใช้งานเพิ่มขึ้น



รูปที่ 2.23 การต่อแอมพลิฟายเออร์แบบคาร์ลิงตัน

อัตราขยายของ ERA แอมพลิฟายเออร์, แรงดันตกคร่อมและกำลังงานเอาต์พุต ของแอมป์ ถูกทดสอบหาแรงดันตกคร่อมและการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายบนอุณหภูมิในช่วง -45 ถึง $+85$ องศาเซลเซียส โดยใช้ อุปกรณ์ 5 ตัวที่อุณหภูมิ -45 , -25 , $+25$ และ $+85$ ได้ข้อมูลดังที่แสดงใน ตารางซึ่งจะเห็นว่าแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์ลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น สัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิต่อแรงดันตกคร่อมโดยเฉลี่ยที่คำนวณ ได้อยู่ในช่วง -2 ถึง -4mV/C รูปที่ 7 ในภาคผนวกแสดงการแกว่งของอัตราขยายเมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงจะเห็นได้ว่าอัตราขยายจะลดลงเล็กน้อยที่อุณหภูมิเพิ่มขึ้น ความชันสามารถคำนวณ ได้ประมาณ $-0.003\text{dB}/^\circ\text{C}$ สำหรับ ERA-1,2 ที่ความถี่สูงเกินกว่า 3 GHz ความชันของกราฟจะมากขึ้น รูปที่ 8 Out Power vs Temperature ในภาคผนวก แสดงกำลังงานเอาต์พุต 1dB กับอุณหภูมิส่วนรูปที่ 10 เป็นค่า น้อยสปีกเกอร์ที่วัดจาก 100 MHz จนถึง 10 GHz

ตารางที่ 2.1 แรงดันอุปกรณ์กับอุณหภูมิ

Model	Device Current mA	Device Voltage(volts) @ Temperature			
		-45	-25	25	85
ERA-1&SM	40	3.77	3.75	3.6	3.47
ERA-2&SM	40	3.75	3.72	3.6	3.49

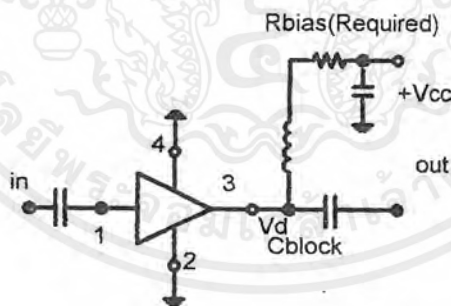
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 (ต่อ)

ERA-3&SM	35	3.64	3.54	3.49	3.37
ERA-4&SM	65	5.31	5.2	5.05	4.85
ERA-5&SM	65	5.15	5.05	4.92	4.71
ERA-6&SM	70	5.76	5.74	5.6	5.42

2.6.3 การไบแอส

ลักษณะการไบแอสแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.24 กระแส RF เกิดขึ้นโดย แรงดันเอาต์พุต RF ตกคร่อมอิมพีแดนซ์ของโหลดภายนอกตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตของ ERA กระแสไบแอสที่ได้รับจากแหล่งจ่ายแรงดัน V_{cc} ผ่านความต้านทาน R_{bias} และ RF โหลด (inductor)



รูปที่ 2.24 ลักษณะ การไบแอส

ในวงจรนี้ใช้ คาปาซิเตอร์เป็นตัวกั้นไฟกระแสตรงที่ขาอินพุตและเอาต์พุต RF กระแสไบแอสหาได้จากสมการ

$$I_{bias} = \frac{(V_{cc} - V_d)}{R_{bias}} \quad (2.77)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 แสดงค่าความต้านทานที่ต้องการเมื่อใช้แหล่งจ่ายแรงดันค่าต่างๆ โดยใช้สมการ, สำหรับ ERA แบบต่างๆ และยังแสดงกำลังงานที่กระจายบนความต้านทานที่ใช้ไบแอสในกรณีที่ใช้แรงดัน 12 โวลต์ เป็นกรณีตัวอย่าง

ตารางที่ 2.2 แสดงค่าความต้านทานไบแอส(โอห์ม)สำหรับค่าแรงดัน ไบแอสต่างๆ

Model	Bias Current (mA)	Supply Voltage					Power dissip.in Resistor (mW) for Vcc=12 V
		5VDC	9VDC	12VDC	15VDC	20VDC	
ERA-1&SM	40	35	135	210	285	410	336
ERA-2&SM	40	35	135	210	285	410	336
ERA-3&SM	35	43	157	243	328	471	298
ERA-4&SM	65	*	61.5	108	154	230	456
ERA-5&SM	65	*	63	109	155	232	456
ERA-6&SM	70	*	50	93	136	207	456
* ไม่แนะนำให้ใช้							

2.6.4 คุณสมบัติของ RF ไซค์

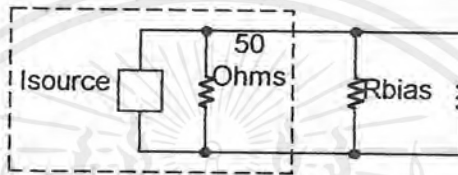
ข้อแนะนำในการใช้ RF ไซค์ต่ออนุกรมกับ R_{bias} ซึ่งได้จากการวิเคราะห์ รูปที่ 2.25 เป็นวงจรสมมูลย์ด้านเอาต์พุตของ ERA แอมพลิฟายเออร์ต่อขนานกันกับความต้านทานภายในของแหล่งจ่าย 50 โอห์ม, ทั้ง R_{bias} และ โหลด 50 โอห์ม กระแสที่ไหลในโหลดคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{I_{source} * R_{bias}}{(2R_{bias} + 50)} \quad (2.78)$$

และอัตราขยายกำลังงานสูญเสียเมื่อไม่มีโหลดที่เอาต์พุตคือ

$$\frac{20 \log[(2R_{bias} + 50)]}{2R_{bias}} \text{ dB} \quad (2.79)$$



รูปที่ 2.25 ผลของตัวต้านทานที่ด้านเอาต์พุตเมื่อไม่ได้ต่อ RF โหลด

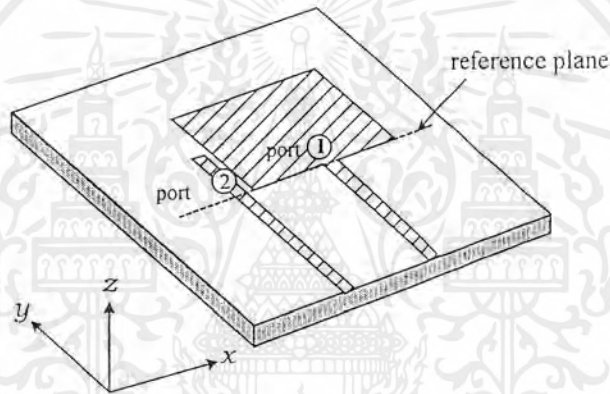
RF โหลดควรเลือกให้มีความต้านทานน้อยกว่า 500 โอห์ม (10 เท่าของค่าโหลดอิมพีแดนซ์) เมื่อทำงานที่ความถี่ต่ำมันจะต้องไม่เกิดการรีโซแนนซ์ที่ไม่ต้องการขึ้นจนถึงความถี่ใช้งานสูงสุด

บทที่ 3

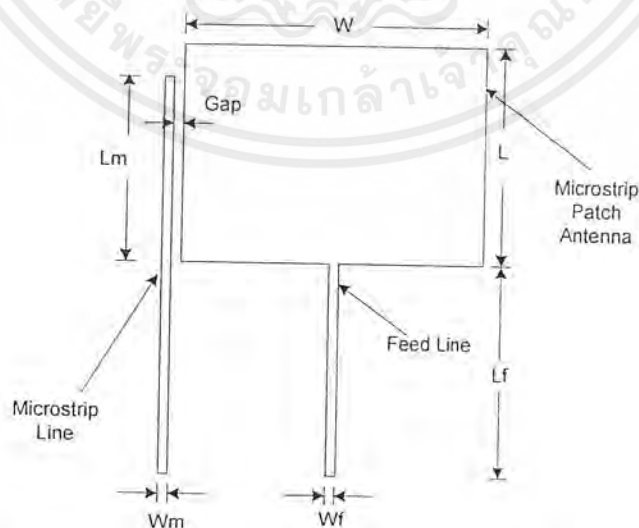
การออกแบบวงจร

3.1 ผลการศึกษาเรื่องการคับปลิ่ง

ลักษณะของการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับสายส่งแบบไมโครสตริปดังโครงสร้างที่แสดงในรูปที่ 3.1 และ 3.2 ผลเชิงตัวเลขของการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่สายอากาศไมโครสตริป และคุณลักษณะของการเชื่อมต่อ จะแสดงให้เห็นด้วยพารามิเตอร์การกระจาย



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปที่ถูกเชื่อมต่อด้วยสายส่งแบบไมโครสตริป



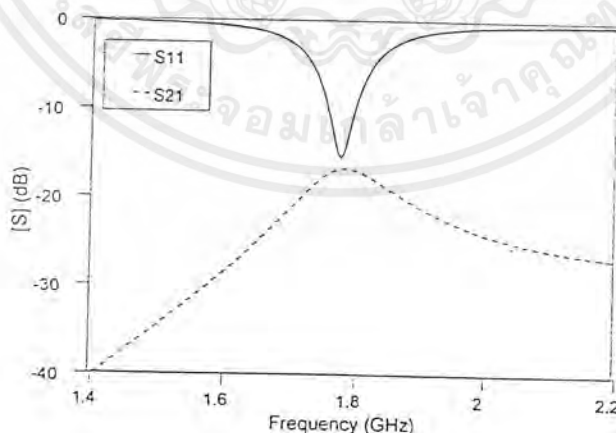
รูปที่ 3.2 ขนาดของสายอากาศแผ่นและสายส่งแบบไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.1 ผลเชิงตัวเลข

การศึกษาคุณลักษณะการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปและสายส่งแบบไมโครสตริปที่มีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 3.1 และ 3.2 โดยที่กำหนดให้ พอร์ต 1 และพอร์ต 2 มีตำแหน่ง ดังแสดงในรูป สายอากาศสร้างบนวัสดุฐานรองที่มีความหนา $h=0.75$ mm. ค่าแทนเจนต์การสูญเสีย (loss tangent) มีค่า 0.01 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเป็น 4.2 สายอากาศถูกออกแบบให้ทำงานที่ความถี่ 1.8 GHz โดยมีขนาดความกว้าง $W=51.2$ mm ขนาดความยาว $L=40.5$ mm และไมโครสตริปไฟลายน์มีขนาด $W_f=1.6$ mm. , $L_f=30$ mm. ส่วนสายส่งแบบไมโครสตริปออกแบบให้มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50 โอห์ม มีขนาด $W_m=1.6$ mm. โดยในการทดลองจะทำการจำลองผลด้วยการปรับระยะห่างแก็ป (gap) และค่าความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริป โดยอันดับแรกจะให้ค่าระยะห่างแก็ปมีค่าคงที่ที่ 0.4 mm. แล้วทำการปรับความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริปจาก $L_m=0.1$ ถึง $L_m=L$ หลังจากนั้นจะทำการคงค่าความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริปไว้ที่ $L_m=0.8L$ แล้วปรับระยะห่างแก็ปจาก 0.1 mm. ถึง 1 mm.

การศึกษาคูณลักษณะการเชื่อมต่อ โดยจะหาค่าพารามิเตอร์การกระจาย S_{11} และ S_{21} เพื่อแสดงให้ถึงสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ และคุณลักษณะของการเชื่อมต่อของสายอากาศกับสายส่งแบบไมโครสตริปตามลำดับ พารามิเตอร์การกระจาย S_{11} และ S_{21} ที่วิเคราะห์ได้โดยใช้ความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริป $L_m=0.8L$ และระยะห่าง $Gap=0.4$ mm. ผลที่แสดงในรูปที่ 3.3 จะเห็นว่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้คลาดเคลื่อนจาก 1.8 GHz ไปเป็น 1.78 GHz (ประมาณ 1.1% ซึ่งอยู่ในจุดที่ยอมรับได้)



รูปที่ 3.3 พารามิเตอร์การกระจาย S_{11} และ S_{21} เมื่อสายส่งแบบไมโครสตริปมีความยาว $L_m=0.8L$ และมีระยะห่าง $Gap=0.4$ mm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.1 ผลเชิงตัวเลข

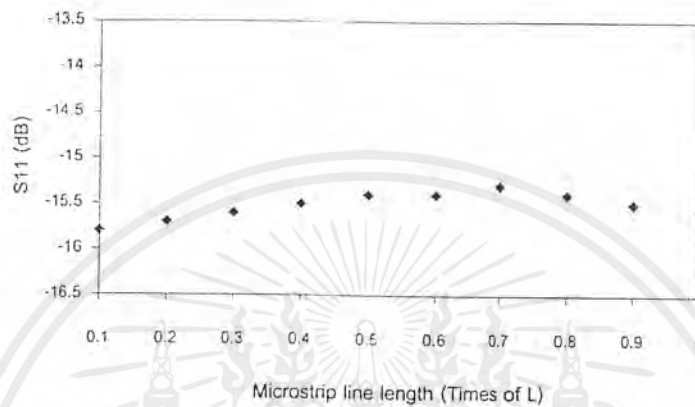
การศึกษาคุณลักษณะการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปและสายส่งแบบไมโครสตริปที่มีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 3.1 และ 3.2 โดยที่กำหนดให้ พอร์ต 1 และพอร์ต 2 มีตำแหน่ง ดังแสดงในรูป สายอากาศสร้างบนวัสดุฐานรองที่มีความหนา $h=0.75$ mm. ค่าแทนเจนต์การสูญเสีย (loss tangent) มีค่า 0.01 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเป็น 4.2 สายอากาศถูกออกแบบให้ทำงานที่ความถี่ 1.8 GHz โดยมีขนาดความกว้าง $W=51.2$ mm ขนาดความยาว $L=40.5$ mm และไมโครสตริปที่ปลายนั้นมีขนาด $W_f=1.6$ mm. , $L_f=30$ mm. ส่วนสายส่งแบบไมโครสตริปออกแบบให้มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50 โอห์ม มีขนาด $W_m=1.6$ mm. โดยในการทดลองจะทำการจำลองผลด้วยการปรับระยะห่างแก็ป (gap) และค่าความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริป โดยอันดับแรกจะให้ค่าระยะห่างแก็ปมีค่าคงที่ที่ 0.4 mm. แล้วทำการปรับความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริปจาก $L_m=0.1$ ถึง $L_m=L$ หลังจากนั้นจะทำการคงค่าความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริปไว้ที่ $L_m=0.8L$ แล้วปรับระยะห่างแก็ปจาก 0.1 mm. ถึง 1 mm.

การศึกษาค้นคุณลักษณะการเชื่อมต่อ โดยจะหาค่าพารามิเตอร์การกระจาย S_{11} และ S_{21} เพื่อแสดงให้ถึงสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ และคุณลักษณะของการเชื่อมต่อของสายอากาศกับสายส่งแบบไมโครสตริปตามลำดับ พารามิเตอร์การกระจาย S_{11} และ S_{21} ที่วิเคราะห์ได้โดยใช้ความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริป $L_m=0.8L$ และระยะห่าง $Gap=0.4$ mm. ผลที่แสดงในรูปที่ 3.3 จะเห็นว่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้คลาดเคลื่อนจาก 1.8 GHz ไปเป็น 1.78 GHz (ประมาณ 1.1% ซึ่งอยู่ในจุดที่ยอมรับได้)

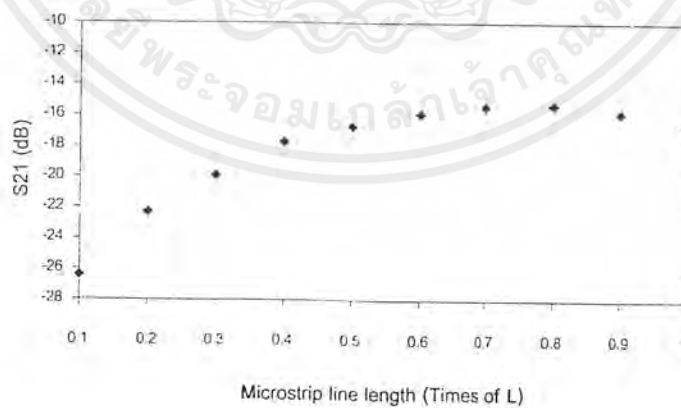
รูปที่ 3.3 พารามิเตอร์การกระจาย S_{11} และ S_{21} เมื่อสายส่งแบบไมโครสตริปมีความยาว

$L_m=0.8L$ และมีระยะห่าง $Gap=0.4$ mm.

พารามิเตอร์การกระจาย S_{11} และ S_{21} ที่ความถี่ 1.78 GHz ที่ได้จากการปรับความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริป และระยะห่างเก็บ แสดงในรูปที่ 4,5,6 และ 7 ตามลำดับ

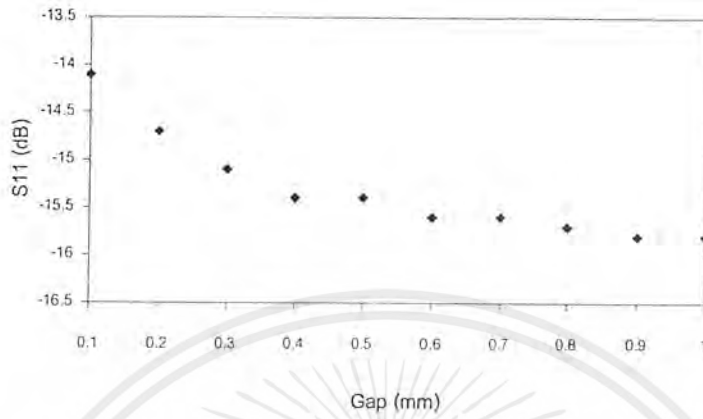


รูปที่ 3.4 S_{11} เมื่อคงที่ระยะห่างเก็บไว้ที่ 0.4 mm. และปรับความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริป

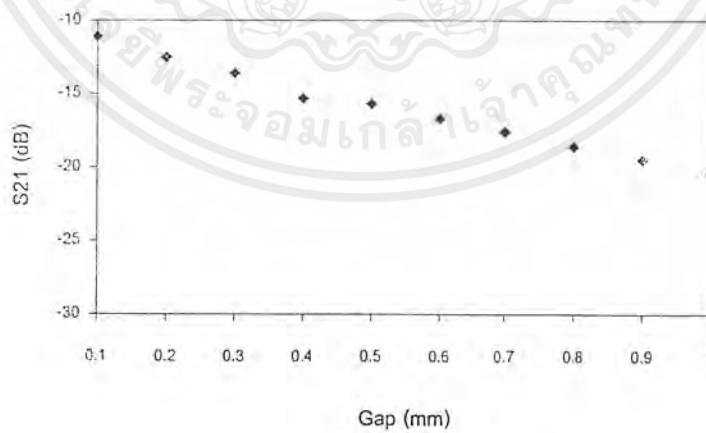


รูปที่ 3.5 S_{21} เมื่อคงที่ระยะห่างเก็บไว้ที่ 0.4 mm. และปรับความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 S_{11} เมื่อคงที่ความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริปไว้ที่ $L_m=0.8L$ และปรับระยะห่างแก๊ป



รูปที่ 3.7 S_{21} เมื่อคงที่ความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริปไว้ที่ $L_m=0.8L$ และปรับระยะห่างแก๊ป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า -
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.4 และ 3.5 จะเห็นว่าค่าความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริปจะมีผลกระทบต่อ S_{11} หรือสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับค่อนข้างน้อย และ S_{21} หรือสัดส่วนของสัญญาณที่คัปปลิงไปยังสายส่งแบบไมโครสตริปจะเพิ่มขึ้นจนมีค่าสูงสุดประมาณ -15.3 dB ที่ $L_m=0.8L$ ส่วนรูปที่ 3.6 และ 3.7 แสดงให้เห็นว่าระยะห่างแถบจะมีผลกระทบต่อ S_{11} โดยยิ่งระยะห่างมีค่าน้อยก็จะยิ่งทำให้ S_{11} เพิ่มขึ้นและระยะห่างจะเริ่มมีผลกระทบต่อ S_{11} น้อยลงหรือคงที่หลังจากที่ระยะห่างมีค่ามากกว่า 0.9 mm. ในขณะที่ S_{21} จะยังมีค่ามากขึ้นเมื่อระยะห่างน้อยลง โดยจะมีค่าถึง -11.1 dB เมื่อระยะห่างเป็น 0.1 mm.

ดังนั้นจากผลวิเคราะห์เชิงตัวเลขแสดงให้เห็นว่าการคัปปลิงสัญญาณระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับสายส่งแบบไมโครสตริป เป็นฟังก์ชันของระยะห่างและความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริป โดยการคัปปลิงจะมีค่าดีที่สุดที่สายส่งแบบไมโครสตริปมีความยาว $L_m=0.8L$ ส่วนระยะห่างยังมีค่าน้อยก็จะยิ่งคัปปลิงได้ดี แต่สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับก็จะมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย ดังนั้นในการนำไปใช้งานจึงควรพิจารณาค่าที่เหมาะสมที่ทำให้เกิดการคัปปลิงที่ดี และมีสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับไม่มากเกินไปด้วย

3.2 การออกแบบวงจรถยาย

1. เลือกเฟทหรือทรานซิสเตอร์ที่เหมาะสมกับคุณสมบัติที่เราต้องการ
2. เช็คค่า $|\Delta|$ และ k ว่าอยู่ในกรณีที่ดีเยี่ยมหรือไม่
3. หาอัตราขยายสูงสุดที่เสถียรภาพ
4. หาวงกลมอัตรขยายซึ่งนอร์มอลไลซ์แล้วจาก

จากสมการ (2.19)

$$G_p = |s_{21}|^2 g_p$$

และระยะของจุดศูนย์กลางหาได้จาก (2.21)

$$C_p = \frac{g_p C_2^*}{1 + g_p (|s_{22}|^2 - |D_s|^2)}$$

รัศมีของวงกลมอัตรขยายหาได้จากสมการ(2.22)

$$R_p = \frac{\left[1 - 2k|s_{12}s_{21}|g_p + |s_{12}s_{21}|^2 g_p^2\right]^{1/2}}{\left|1 + g_p(|s_{22}|^2 - |D_s|^2)\right|}$$

5. หางกลมเสถียรภาพ เพื่อพล็อตในสมิทชาร์ต

-ทางอินพุต หาได้จาก

รศมี

$$r_s = \frac{C_1^*}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.1)$$

ระยะจุดศูนย์กลาง

$$P_s = \frac{|s_{21}s_{22}|}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.2)$$

-ทางเอาต์พุต หาได้จาก

รศมี

$$r_L = \frac{C_2^*}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.3)$$

ระยะจุดศูนย์กลาง

$$P_L = \frac{|s_{21}s_{21}|}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.4)$$

6. เลือกสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางโหลด (Γ_L)

7. คำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางซอร์สจาก

$$\Gamma_s = \left(\frac{s_{11} - \Delta\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L}\right)^* \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8. หาอินพุตและเอาต์พุตแมทริงเน็ตเวิร์กโดยใช้สมิทชาร์ต

9. นำค่าที่ได้ไปออกแบบเป็นไมโครสตริป

3.3 ขั้นตอนการออกแบบวงจรขยาย

การออกแบบวงจรที่ความถี่ 1.8 GHz โดยใช้ Monolithic แอมพลิฟายเออร์เบอร์ ERA-1SM ของบริษัท Mini-Circuits ใช้ค่าพารามิเตอร์การกระจาย

$$S_{11} = 0.26 \angle 115.37^\circ$$

$$S_{12} = 0.15 \angle -111.57^\circ$$

$$S_{21} = 3.76 \angle 31.11^\circ$$

$$S_{22} = 0.23 \angle 118.14^\circ$$

1. พิจารณาตัวประกอบเสถียรภาพ k โดยค่า $k > 1$ จะทำให้วงจรเสถียรภาพโดยไม่มีเงื่อนไข

$$k = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \times |S_{12} \times S_{21}|} > 1$$

$$= 1.1156$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

$$|\Delta| = 0.4176$$

2. หาวงกลมเสถียรภาพด้านอินพุต

-จุดศูนย์กลางของวงกลม

$$C_s = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$= 3.125 \angle 48^\circ$$

-รัศมีของวงกลม

$$R_s = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

$$= 4.2798$$

3. วงกลมเสถียรภาพด้านเอาต์พุต

-จุดศูนย์กลางวงกลม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$= 3 \angle 66.62^\circ$$

-รีซีมิงกลม

$$R_L = \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$= 3.9012$$

4. หาอัตราขยายสูงสุด $G_{P,MAX}$

$$G_{P,MAX} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K^2 - 1})$$

$$= \frac{|3.76|}{|0.15|} (1.1156 - \sqrt{1.1156^2 - 1})$$

$$= 15.568 : 11.9dB$$

5. หาตัวประกอบอัตราขยายนอร์มอลไลซ์

$$g_P = \frac{G_{P,MAX}}{|S_{21}|^2}$$

$$= \frac{15.568}{3.76^2}$$

$$= 1.101$$

6. หาจุดศูนย์กลางวงกลมอัตราขยายสูงสุด

$$C_{P,MAX} = \frac{g_{P,MAX} C_2^*}{1 - g_{P,MAX} (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}$$

$$= 0.3235 \angle 66.62^\circ$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{P,MAX} = 0$$

:รัศมี

7. หาสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับด้านแหล่งจ่าย เพราะวงจรไม่ได้ทำงานที่อัตราขยายสูงสุด

$$\Gamma_S \neq S_{11}^*$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

$$\Gamma_S = \frac{C_1^* \left[B_1 - \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2} \right]}{2C_1}$$

$$= 0.5304 \angle 228^\circ$$

8. หาสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับด้านโหลด $\Gamma_L \neq S_{22}^*$

$$\Gamma_L = \frac{C_2^* \left[B_2 - \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2} \right]}{2C_2}$$

$$= 0.519 \angle 66.62^\circ$$

9. จากสมการที่ (2.29) และ(2.30)

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2}$$

$$= \frac{1 - |0.2814|^2}{|1 - 0.26 \angle 115.37^\circ 0.2814 \angle 48^\circ|^2}$$

$$= 0.957 \text{ or } -0.1907 \text{ dB}$$

$$g_S = G_S (1 - |S_{11}|^2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
&= 0.957(1 - |0.26|^2) \\
&= 0.8923 \\
d_s &= \frac{g_s |S_{11}|}{1 - |S_{11}|^2 (1 - g_s)} \\
&= \frac{0.8923 |0.26|}{1 - |0.26|^2 (1 - 0.8923)} \\
&= 0.2337 \\
r_s &= \frac{\sqrt{1 - g_s} (1 - |S_{11}|^2)}{1 - |S_{11}|^2 (1 - g_s)} \\
&= \frac{\sqrt{1 - 0.8923} (1 - |0.26|^2)}{1 - |0.26|^2 (1 - 0.8923)} \\
&= 0.3082
\end{aligned}$$

จากสมการที่ (2.31) และ (2.32)

$$\begin{aligned}
G_L &= \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \\
&= \frac{1 - |0.2694|^2}{|1 - 0.23 \angle 118.14^\circ 0.2694 \angle 66.62^\circ|^2} \\
&= 0.9413 \\
g_L &= G_L (1 - |S_{22}|^2) \\
&= 0.9413 (1 - |0.23|^2) \\
&= 0.8915 \\
d_L &= \frac{g_L |S_{22}|}{1 - |S_{22}|^2 (1 - g_L)} \\
&= \frac{0.8915 |0.23|}{1 - |0.23|^2 (1 - 0.8915)} \\
&= 0.206 \\
r_L &= \frac{\sqrt{1 - g_L} (1 - |S_{22}|^2)}{1 - |S_{22}|^2 (1 - g_L)}
\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{\sqrt{1 - 0.8915(1 - |0.23|^2)}}{1 - |0.23|^2(1 - 0.8915)} = 0.31378$$

Impedance-Ohms:

33.964 -j13.024

0.6792 -j0.2604

C = 6.7923 pF

SWR = 1.64

Q Factor = 0.38

Ref. Coef. = 0.24

Angle = -132.0 Deg

Wavelengths towards:

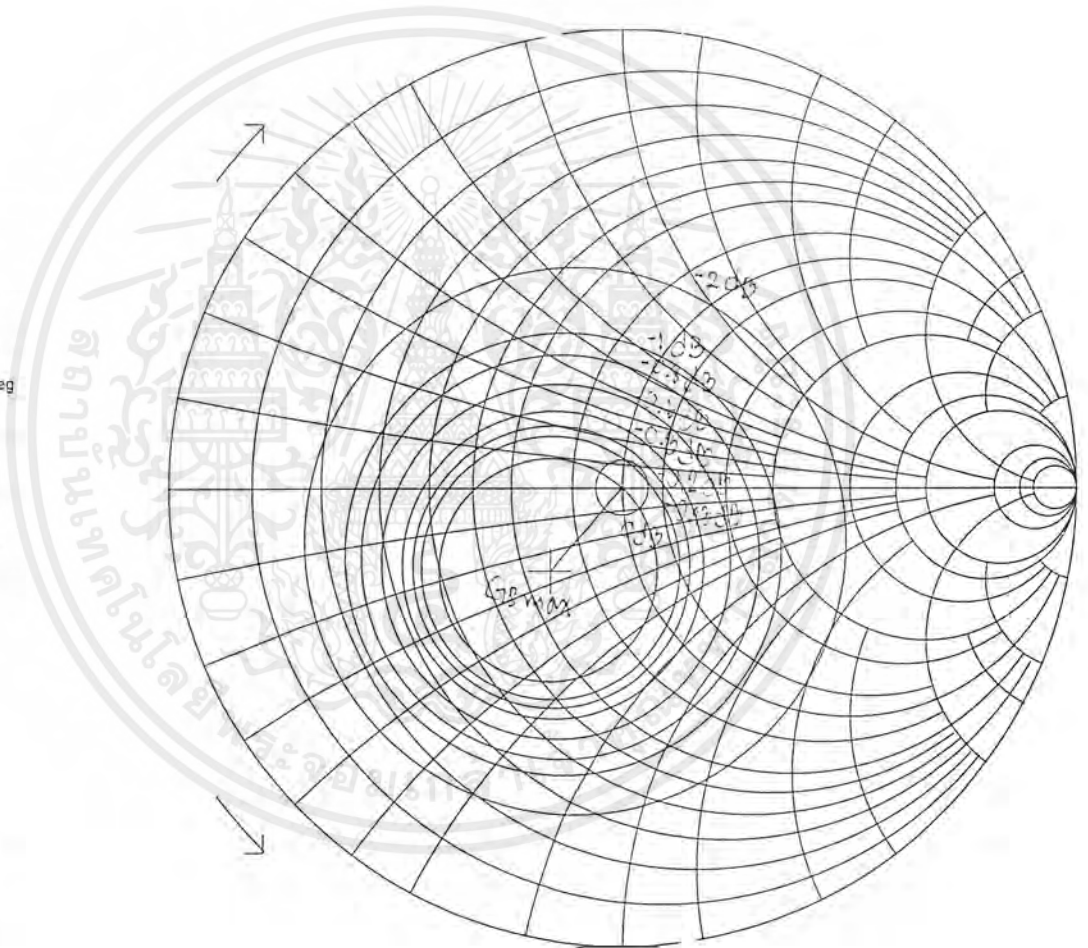
Generator = 0.4334

Load = 0.0665

Zo = 50 Ohm

Frequency 1800.0 MHz

Dielectric Constant 4.34



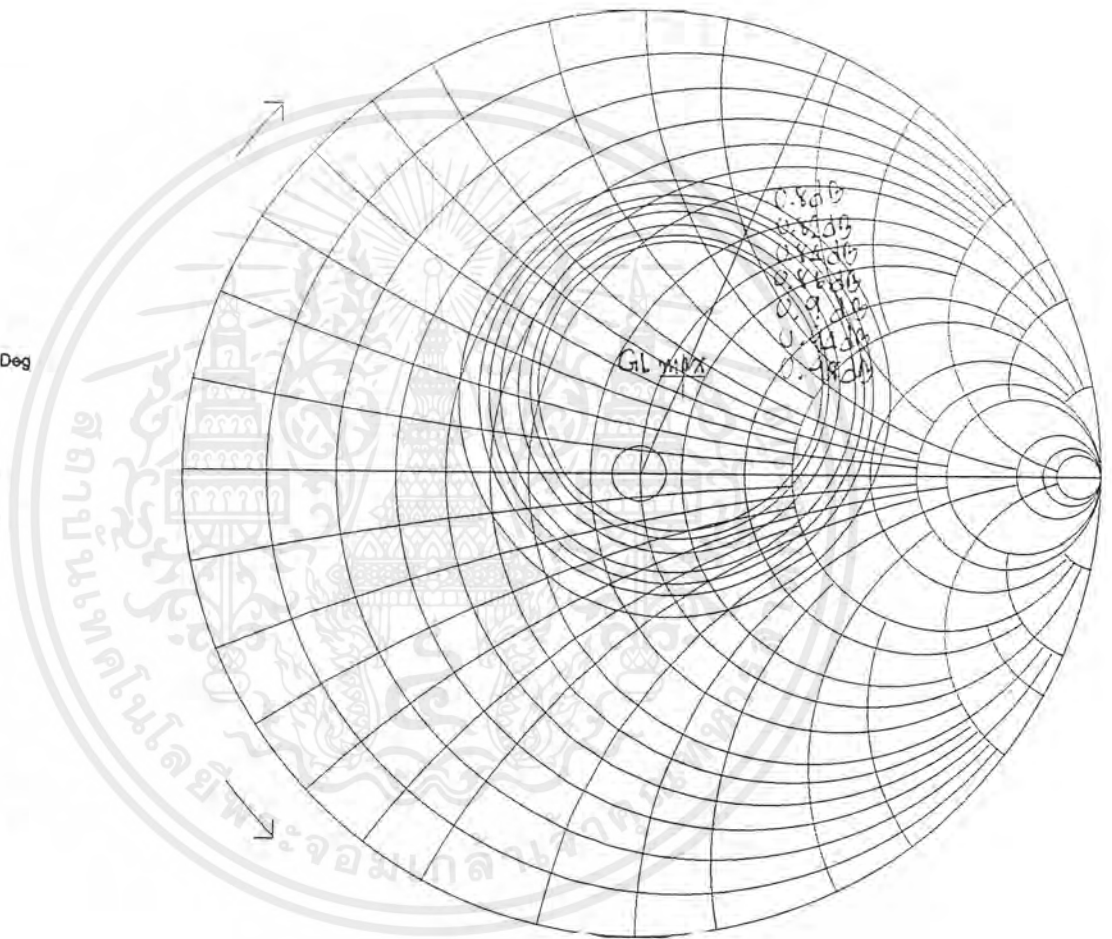
รูปที่ 3.8 แสดงวงกลมอัตราขยาย G_S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Impedance-Ohms:
 54.304 +j24.241
 1.0860 +j0.4848
 L = 2.1445 nH
 SWR = 1.60
 Q Factor = 0.45
 Ref. Coef. = 0.23
 Angle = 66.847 Deg

Wavelengths towards:
 Generator = 0.1571
 Load = 0.3428

Zo 50 Ohm
 Frequency 1800.0 MHz
 Dielectric Constant 4.34



รูปที่ 3.9 แสดงวงกลมอัตราขยาย G_L

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

10. ดังนั้นจะได้อัตราขยายกำลังตัวแปลงต้านเดียวจากสมการ (2.19) เนื่องจากไม่ได้เข้าสู่แบบตั้งขุด และกำหนดให้ $\Gamma_{IN} = S_{11}$ และ $\Gamma_{OUT} = S_{22}$

$$\begin{aligned} G_{TU} &= \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \\ &= 11.503dB - 0.1908dB - 0.2627dB \\ &= 11.049dB \end{aligned}$$

11. การหาค่า RF Choke จากข้อมูลของผู้ผลิตกำหนดให้อิมพีแดนซ์ของ RF Choke ต้อง ไม่มากกว่า 500 โอห์ม หรือ สิบเท่าของค่าโหลดอิมพีแดนซ์ดังนั้น

$$\begin{aligned} \text{Choke} &= \frac{X_L}{2\pi \times f} \quad \text{Henry} \\ &= \frac{500\Omega}{2\pi \times 1.8 \times 10^9} = 44.2097nH \end{aligned}$$

3.4 การคำนวณขนาดของสายอากาศไมโครสตริปความถี่ 1.8 GHz

พารามิเตอร์ที่ทราบค่าได้แก่

ความถี่ $f_r = 1.8 \text{ GHz}$

ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก $\epsilon_r = 4.34$

ความสูงของวัสดุฐานรอง $h = 0.65 \text{ mm}$.

ค่าสูญเสียแทนเจนต์ $\tan \delta = 0.012$

3.4.1 ขั้นตอนการออกแบบ

1. ความกว้างแผ่นสายอากาศ

$$\begin{aligned} W &= \frac{c}{2f_r} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{2(1.8 \times 10^9)} \left(\frac{4.34 + 1}{2} \right)^{-1/2} \\ &= 50.99 \text{ mm}. \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. หาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

$$\begin{aligned}\epsilon_{\text{reff}} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2} \\ &= \frac{4.34 + 1}{2} + \frac{4.34 - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{(0.65 \times 10^{-3})}{(50.99 \times 10^{-3})}\right)^{-1/2} \\ &= 4.225\end{aligned}$$

3. หาคความยาว ΔL จาก

$$\begin{aligned}\Delta L &= 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{eff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{eff}} - 0.582) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} h \\ &= (0.412)(0.65 \times 10^{-3}) \frac{(4.225 + 0.3) \left(\frac{50.99 \times 10^{-3}}{0.65 \times 10^{-3}} + 0.264\right)}{(4.225 - 0.582) \left(\frac{50.99 \times 10^{-3}}{0.65 \times 10^{-3}} + 0.8\right)} \\ &= 0.33 \text{ mm.}\end{aligned}$$

4. หาคความยาว L จาก

$$\begin{aligned}L &= \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} - 2\Delta L \\ &= 40.212 \text{ mm}\end{aligned}$$

5. คำนวณความกว้างของไมโครสตริปที่ 50 โอห์ม

กรณี ให้ Z_0, ϵ_r มา

$$\begin{aligned}\frac{W}{h} &= \left(\frac{e^{H'}}{8} - \frac{1}{4e^{H'}}\right)^{-1} \\ H' &= \frac{Z_0 \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1}\right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{e_r} \ln \frac{4}{\pi}\right)\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 H' &= \frac{50\sqrt{2(4.34+1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left(\frac{4.34-1}{4.34+1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{4.34} \ln \frac{4}{\pi} \right) \\
 &= 1.5214 \\
 \frac{W}{h} &= \left(\frac{e^{1.5214}}{8} - \frac{1}{4e^{1.5214}} \right)^{-1} = 1.255 \text{ mm}
 \end{aligned}$$

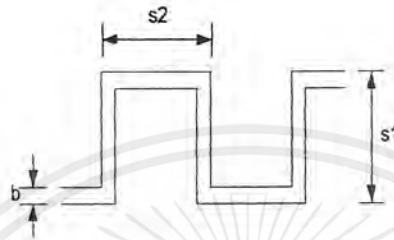
6. หาระยะจุดป้อนสัญญาณ y_0
- โดยหาค่าความนำ G_1 กรณี

โดยที่

$$\begin{aligned}
 G_1 &= \frac{I_1}{120\pi^2} \\
 I_1 &= \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \\
 &= -2 + \cos(x) + x \text{Si}(x) + \frac{\sin(x)}{x} \\
 X &= k_0 W \\
 k_0 &= \frac{2\pi}{\lambda_0} \\
 I_1 &= -2 + \cos(1.9218) + 1.9218 \text{Si}(1.9218) + \frac{\sin(1.9218)}{1.9218} \\
 &= 2.4896 \\
 G_1 &= \frac{2.4896}{120\pi^2} = 2.102 \times 10^{-3} \text{ ซีเมนส์} \\
 R_{in} &\approx \frac{1}{2G_1} = 237.868 \Omega \\
 50 &= 237.868 \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \\
 y_0 &= 3.49 \text{ mm}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ (RF Choke)



รูปที่ 3.10 ขนาดของตัวเหนี่ยวนำ

$b = w = 0.2 \text{ mm.} = 0.2/25.4 \text{ inc.} = 0.008 \text{ inc.}$; ความกว้าง

$c = t = 0.05 \text{ mm.} = 0.05/25.4 \text{ inc.} = 0.002 \text{ inc.}$; ความหนาของแผ่นทองแดง

$s_1 = 2.0 \text{ mm.} = 2.0/25.4 \text{ inc.} = 0.079 \text{ inc.}$

$s_2 = 1.5 \text{ mm.} = 1.5/25.4 \text{ inc.} = 0.059 \text{ inc.}$

$$\begin{aligned} g &= \sqrt{s_1^2 + s_2^2} \\ &= \sqrt{(0.079)^2 + (0.059)^2} \\ &= 0.099 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L &= 0.02339 \left[(s_1 + s_2) \log \left(\frac{(2.0)s_1 s_2}{(b+c)} \right) - s_1 \log(s_1 + g) - s_2 \log(s_2 + g) \right] \\ &+ 0.01016 \left[2.0g - \frac{s_1 + s_2}{2.0} + 0.447(b+c) \right] \\ &= 0.02339 \left[(s_1 + s_2) \log \left(\frac{(2.0)(0.079)(0.059)}{(0.008 + 0.002)} \right) - 0.079 \log(0.079 + 0.099) \right. \\ &\quad \left. - 0.059 \log(0.059 + 0.099) \right] + 0.01016 \left[2.0(0.099) - \frac{0.079 + 0.059}{2.0} + 0.447(0.008 + 0.002) \right] \\ &= 0.02339 \left[0.138 \log(0.932) - 0.079 \log(0.178) - 0.059 \log(0.158) \right] \\ &+ 0.01016 \left[0.198 - 0.069 + 0.004 \right] \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= 0.02339(-0.004 + 0.059 + 0.047) + 0.001 \\
 &= 0.0034 \quad \mu H
 \end{aligned}$$

3.6 การออกแบบวงจรไมโครเวฟโดยใช้โปรแกรม MICROWAVE OFFICE

ในการออกแบบวงจรขยายไมโครเวฟนั้นเนื่องจากไม่ได้ใช้วงจรเข้าคู่ที่ 50 โอห์มดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้โปรแกรมช่วย ในการออกแบบลายวงจรบนแผ่นวงจรพิมพ์และช่วยในการปรับวงจรให้ได้ค่าที่เหมาะสมกับการสร้างชิ้นงานเนื่องจากความถี่ที่ออกแบบค่อนข้างสูงค่าผิดพลาดเพียงเล็กน้อยสามารถทำให้คุณสมบัติของชิ้นงานเปลี่ยนแปลงไปอย่างมากซึ่งโปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศเป็นโปรแกรมที่ใช้การเลียนแบบการทำงานของวงจรที่สร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ทั้งสายอากาศไมโครสตริป, วงจรรวมทางไมโครเวฟและวงจรอื่นๆที่ใช้ความถี่สูง

3.6.1 ขั้นตอนในการใช้โปรแกรมออกแบบวงจรขยาย

1. เมื่อเข้าไปที่หน้าจอหลักของโปรแกรม Microwave office ก่อนอื่นต้องทำการกำหนดความถี่ที่ทำการออกแบบให้อยู่ในช่วง $1GHz - 2GHz$ และขึ้นความถี่ที่ใช้ ซึ่งสามารถกำหนดให้กว้างหรือแคบกว่านี้ได้จากนั้นเลือกรายการ Project แล้วกำหนดชนิดงานที่ทำการออกแบบโดยเลือกใช้วงจร Schematics จากนั้นกำหนดชิ้นงานใหม่ (New Schematics) พร้อมทั้งตั้งชื่อ (File.emp)
2. เลือกรายการที่ Element เพื่อเลือกอุปกรณ์ที่จะทำการออกแบบจากนั้นเลือกโครงสร้างชิ้นงานในที่นี้ใช้ Microstrip Line โปรแกรมจะแสดงรายการของไมโครสตริปแบบต่างๆ จากนั้นต้องกำหนดชนิดฐานรอง (แผ่นวงจรพิมพ์) ที่ใช้สร้างวงจรเลือก MSUB แล้วกำหนดค่าลงไป $\epsilon_r = 4.34$, ความหนาของตัวนำ ($T = 0.05mm$), ความหนาของฐานรอง ($H = 0.65$), ค่าสูญเสีย (Loss Tangent $\delta = 0.012$)
3. สร้างวงจร Schematics บน File.emp ที่สร้างไว้โดยใช้ ทรานซิสเตอร์เบอร์ ERA-1SP ของบริษัท MINI CIRCUIT ซึ่งข้อมูลจะบรรจุอยู่ในโปรแกรมอยู่แล้ว โดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปในวงจรประกอบด้วยวงจรเข้าคู่โดยใช้ท่อสายสั้นเปิด (Stup) ทั้งทางด้านอินพุตด้านเอาท์พุตและวงจรไบอัสซึ่งประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ (RF Choke) ซึ่งสร้างจากสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป ความต้านทานเพื่อปรับกระแสไบอัส, ตัวเก็บประจุเพื่อเป็นตัวป้องกันสัญญาณแรงดันคัตซีและสำหรับบายพาสสัญญาณ RF
4. หลังจากออกแบบวงจรเสร็จต้องทำการสร้างกราฟสมิทชาร์ตและกราฟล็อกเพื่อแสดงค่าที่โปรแกรมคำนวณออกมา จากนั้นกำหนดค่าพารามิเตอร์การกระจาย $S_{11}, S_{21}, S_{12}, S_{22}$ ให้โปรแกรมคำนวณ หลังจากนั้นให้โปรแกรมจำลองการทำงานของวงจรเพื่อให้ได้คุณสมบัติตามที่กำหนดโดยจะปรับค่าไปเรื่อยๆจนกว่าจะได้ค่าที่เหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 การออกแบบวงจรไมโครเวฟโดยใช้โปรแกรม MICROWAVE OFFICE

ในการออกแบบวงจรขยายไมโครเวฟนั้นเนื่องจากไม่ได้ใช้วงจรเข้าคู่ที่ 50 โอห์มดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้โปรแกรมช่วย ในการออกแบบลายวงจรบนแผ่นวงจรพิมพ์และช่วยในการปรับวงจรให้ได้ค่าที่เหมาะสมกับการสร้างชิ้นงานเนื่องจากความถี่ที่ออกแบบค่อนข้างสูงค่าผิดพลาดเพียงเล็กน้อยสามารถทำให้คุณสมบัติของชิ้นงานเปลี่ยนแปลงไปอย่างมากซึ่งโปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศเป็นโปรแกรมที่ใช้การเลียนแบบการทำงานของวงจรที่สร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ทั้งสายอากาศไมโครสตริป, วงจรรวมทางไมโครเวฟและวงจรอื่นๆที่ใช้ความถี่สูง

3.6.1 ขั้นตอนในการใช้โปรแกรมออกแบบวงจรขยาย

1. เมื่อเข้าไปที่หน้าจอหลักของโปรแกรม Microwave office ก่อนอื่นต้องทำการกำหนดความถี่ที่ทำการออกแบบให้อยู่ในช่วง $1\text{GHz} - 2\text{GHz}$ และขั้นความถี่ที่ใช้ ซึ่งสามารถกำหนดให้กว้างหรือแคบกว่านี้ได้จากนั้นเลือกรายการ Project แล้วกำหนดชนิดงานที่ทำการออกแบบโดยเลือกใช้วงจร Schematics จากนั้นกำหนดชิ้นงานใหม่ (New Schematics) พร้อมทั้งตั้งชื่อ (File.emp)
2. เลือกรายการที่ Element เพื่อเลือกอุปกรณ์ที่จะทำการออกแบบจากนั้นเลือกโครงสร้างชิ้นงานในที่นี้ใช้ Microstrip Line โปรแกรมจะแสดงรายการของไมโครสตริปแบบต่างๆ จากนั้นต้องกำหนดชนิดฐานรอง (แผ่นวงจรพิมพ์) ที่ใช้สร้างวงจรถือ MSUB แล้วกำหนดค่าลงไป $\epsilon_r = 4.34$, ความหนาของตัวนำ ($T = 0.05\text{mm}$), ความหนาของฐานรอง ($H = 0.65$), ค่าสูญเสีย ($Loss Tangent S = 0.012$)
3. สร้างวงจร Schematics บน File.emp ที่สร้างไว้โดยใช้ ทรานซิสเตอร์เบอร์ ERA-ISP ของบริษัท MINI CIRCUIT ซึ่งข้อมูลจะบรรจุอยู่ในโปรแกรมอยู่แล้ว โดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปในวงจรประกอบด้วยวงจรเข้าคู่โดยใช้ท่อสายสั้นเปิด (Stub) ทั้งทางด้านอินพุตด้านเอาต์พุตและวงจรไบอัสซึ่งประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ (RF Choke) ซึ่งสร้างจากสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป ความต้านทานเพื่อปรับกระแสไบอัส, ตัวเก็บประจุเพื่อเป็นตัวป้องกันสัญญาณแรงดันคิซีและสำหรับบายพาสสัญญาณ RF
4. หลังจากออกแบบวงจรเสร็จต้องทำการสร้างกราฟสมิทชาร์ตและกราฟล็อกเพื่อแสดงค่าที่โปรแกรมคำนวณออกมา จากนั้นกำหนดค่าพารามิเตอร์การกระจาย $S_{11}, S_{21}, S_{12}, S_{22}$ ให้โปรแกรมคำนวณ หลังจากนั้นให้โปรแกรมจำลองการทำงานของวงจรเพื่อให้ได้คุณสมบัติตามที่กำหนดโดยจะปรับค่าไปเรื่อยๆจนกว่าจะได้ค่าที่เหมาะสม

5. จากผลการที่ได้จากการเขียนแบบการทำงานของวงจรค่า S_{21} จะอยู่ที่ -11 dB ซึ่งใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการคำนวณ (10 dB) , $S_{12} \approx -18$ dB , $S_{11} \approx -31$ dB , $S_{22} \approx -35$ dB

3.6.2 การออกแบบสายอากาศโดยใช้โปรแกรม Microwave office

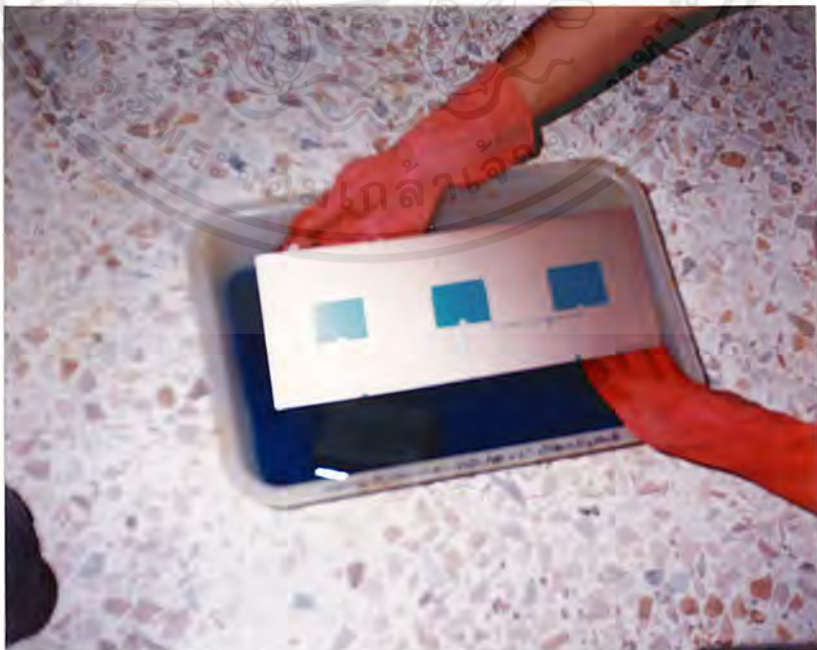
1. เข้าไปในหน้าจอหลักคลิกไปที่ Project แล้วเลือก EM Structure สร้างไฟล์นามสกุล emp ขึ้นมาใหม่ กำหนดค่าความถี่ไว้ที่ 1.6 GHz – 2.0 GHz แล้วกำหนดความถี่ศูนย์กลางไว้ที่ 1.8 GHz จากนั้นกำหนดคุณสมบัติของแผ่นวัสดุฐานรองโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของแผ่นวงจร พิมพ์ที่จะใช้สร้างวงจร
2. กำหนดขนาดของแผ่นฐานรองที่จะใช้สร้างแผ่นสายอากาศ ที่ระนาบแกน X และ Y จากนั้นแบ่งระยะบนแต่ละแกนเพื่อให้วางชิ้นงานที่คำนวณได้อย่างเหมาะสม
3. สร้างแผ่นสายอากาศบนฐานรองจากค่าที่คำนวณมาได้ความกว้างของแผ่นสายอากาศเท่ากับ 50.99 มิลลิเมตรและความยาวของแผ่นสายอากาศเท่ากับ 40.212 มิลลิเมตรระยะจุดป้อนสัญญาณ y_0 ประมาณ 3.49 มิลลิเมตร
4. จากนั้นสร้างกราฟล็อกและสมิทชาร์ตและกำหนดค่า S_{11} ให้โปรแกรมทำการจำลองการทำงานของสายอากาศ หากโปรแกรมคำนวณค่า S_{11} ได้ไม่ดีต้องทำการปรับขนาดของสายอากาศและระยะจุดป้อนสัญญาณจนกว่าจะได้ค่าดีที่สุด
5. ผลจากที่ได้จากการเขียนการทำงานของโปรแกรมที่ความถี่ 1.8 GHz ค่า $S_{11} \approx -30$ dB และอิมพีแดนซ์เท่ากับ $53.24 + j0.474\Omega$ ส่วนขนาดของแผ่นสายอากาศกว้าง 50 มิลลิเมตรและยาว 40.08 มิลลิเมตรตามลำดับ ส่วนระยะจุดป้อนสัญญาณที่ดีที่สุด 3.1 มิลลิเมตร
6. สร้างแผ่นสายอากาศที่เชื่อมต่อสัญญาณด้วยส่งแบบไมโครสตริปชั้นคอนเหมือนชั้นที่ 2,3,4 กำหนดความถี่ศูนย์กลางที่ 1.8 GHz แล้วสร้างกราฟล็อกและสมิทชาร์ต กำหนดค่าพารามิเตอร์ S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} ให้โปรแกรมเขียนการทำงานของวงจร
7. ผลที่ได้จากการเขียนแบบการทำงานของวงจรได้ความกว้างและความยาวของแผ่นสายอากาศเท่ากับ 50 มิลลิเมตรและ 40.08 มิลลิเมตรตามลำดับ ระยะจุดป้อนสัญญาณที่ดีที่สุดเท่ากับ 5 มิลลิเมตร ส่วนระยะห่างของการคลิปปี้ดิ่งระหว่างสายนำสัญญาณและแผ่นสายอากาศเท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร

3.7 การออกแบบชิ้นงานด้วยโปรแกรม LEDIT

เนื่องจากของชิ้นงานที่นำไปสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์มีขนาดเล็กมากหน่วยเป็นมิลลิเมตร ดังนั้นจึงต้องใช้โปรแกรมช่วยออกแบบลายวงจรให้มีค่าผิดพลาดน้อยที่สุดเพื่อให้ชิ้นงานที่สร้างออกมามีคุณสมบัติใกล้เคียงกับที่ได้ออกแบบในทางทฤษฎีมากที่สุด

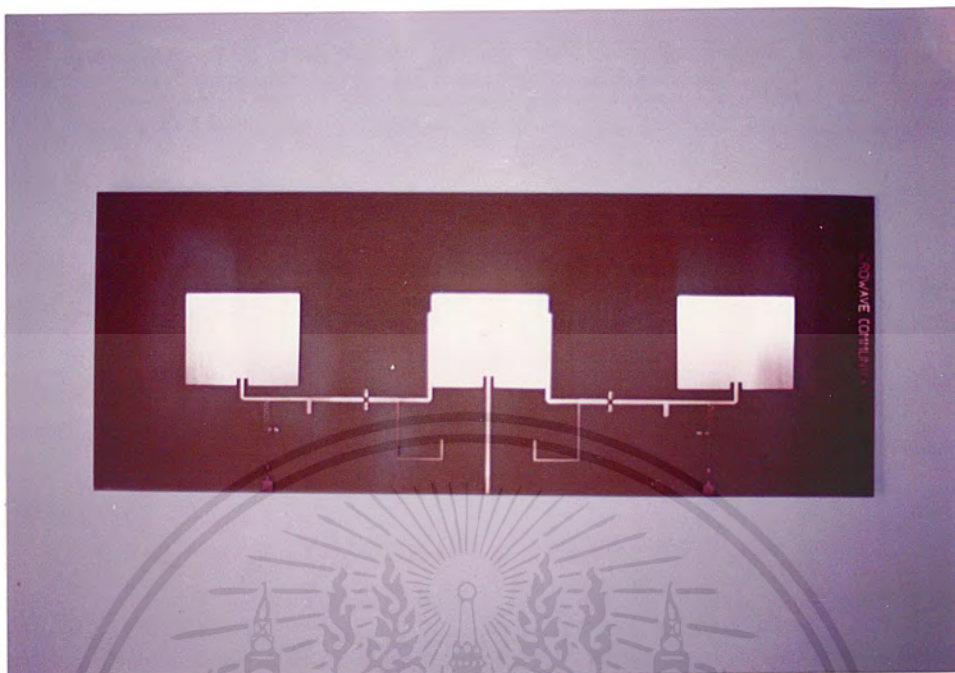
3.7.1 ขั้นตอนการออกแบบ

1. เพื่อความสะดวกในการออกแบบชิ้นงานต้องกำหนดตำแหน่งลายวงจรบนกระดาษอย่างคร่าวๆ โดยระบุตำแหน่งให้อยู่ในพิคกแกน X และแกน Y
2. เมื่อเข้าไปในหน้าจอโปรแกรม LEDIT ต้องกำหนดค่าความละเอียดของงานออกแบบโดยกำหนด Technology ที่จะวาดชิ้นงานในหน่วย Micron จากนั้นวาดชิ้นงานที่ได้ออกแบบไว้พร้อมทั้งระบุตำแหน่งของลายวงจร ทำการวาดลายวงจรตามที่ได้ออกแบบไว้
3. บันทึกไฟล์ที่ออกแบบเป็นนามสกุล .CIF แล้วนำไฟล์ชิ้นงานไปไว้บน UNIX ใช้โปรแกรม psmask รันบนระบบ UNIX พิมพ์ \$ psmask < File.CIF
4. จากนั้นจะได้ไฟล์ชื่อ CCP เปลี่ยนไฟล์ที่ได้เป็นนามสกุล “EPS” นำไฟล์ไปเปิดบนโปรแกรม Gs view แล้วเปลี่ยนนามสกุลจาก “EPS” เป็นนามสกุล “PS”
5. นำไฟล์ไปทำแผ่นฟิล์มอาร์ทเวิร์ค(Proscript) แบบ Negative ที่ร้านรับทำแผ่น Output สำหรับทำฟิล์มลายวงจรพิมพ์
6. จากนั้นนำมาทำลายวงจร โดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์ก็จะได้วงจรตามต้องการ

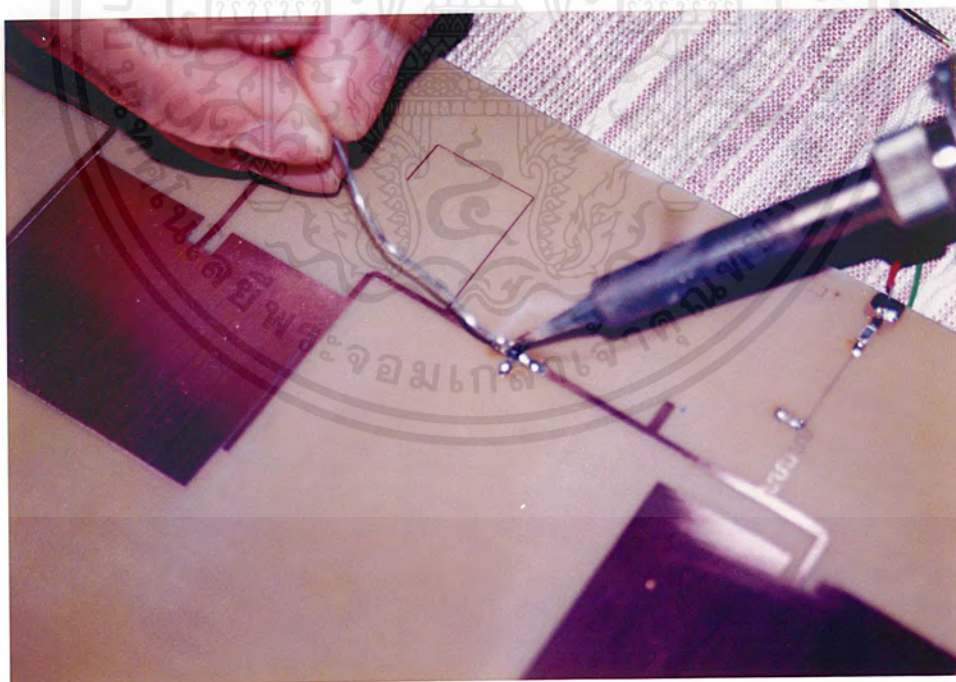


รูปที่ 3.11 ชิ้นงานที่กำลังลบทรายฟิล์มส่วนที่ไม่ต้องการออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

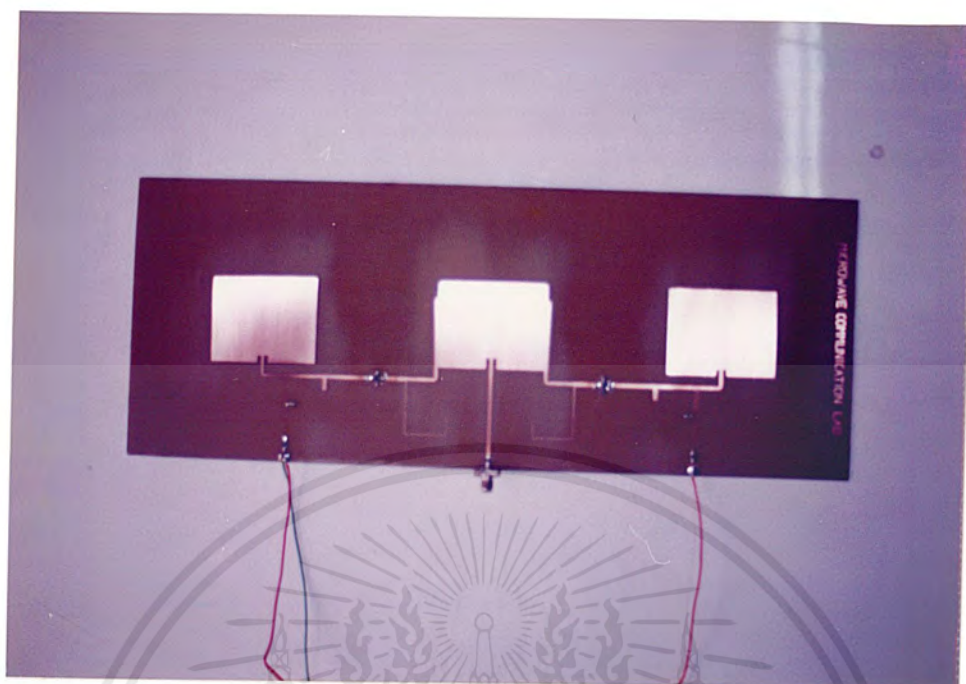


รูปที่ 3.12 ทายวงจรสมบูรณ์



รูปที่ 3.13 สายอากาศที่กำลังลงอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 สายอากาศที่สมบูรณ์พร้อมทำการทดลอง

ในบทนี้เป็นการออกแบบสายอากาศและวงจรขยายที่ใช้ร่วมกับสายอากาศแบบแอดทีฟซึ่งอาศัยคอมพิวเตอร์ช่วยในการออกแบบ โดยใช้โปรแกรม Microwave Office ของบริษัท Applied Wave Research ซึ่งช่วยปรับขนาดของวงจรให้ได้ค่าที่เหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

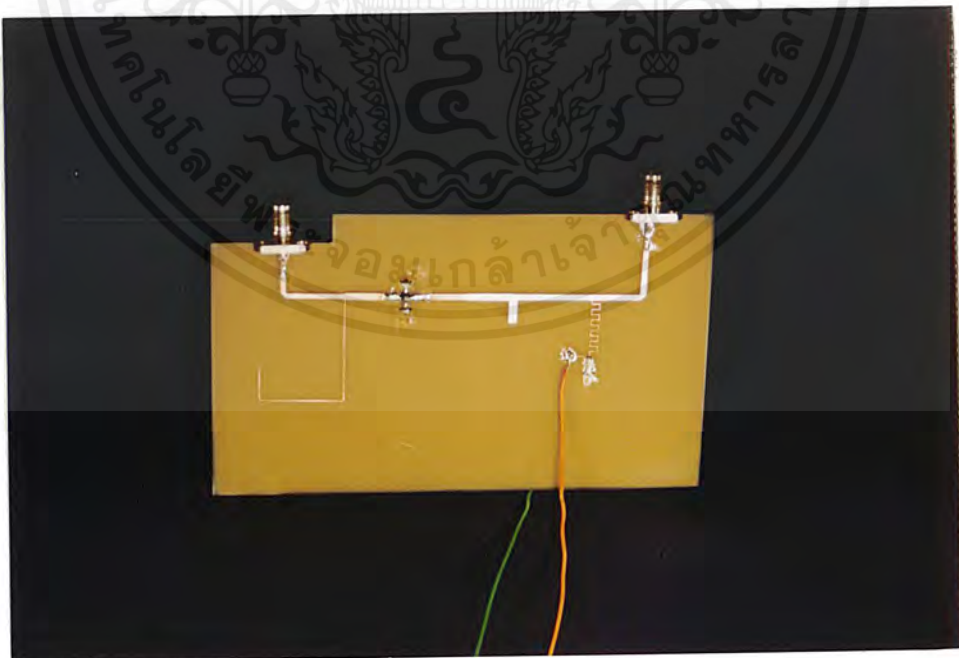
การวัดสัญญาณและทดสอบวงจร

4.1 บทนำ

หลังจากที่สร้างวงจรขยายไมโครเวฟ , สายอากาศไมโครสตริป 1 องค์ประกอบและสายอากาศไมโครสตริป 1 องค์ประกอบ ที่เชื่อมต่อสัญญาณด้วยสายส่งแบบไมโครสตริปเสร็จแล้วได้ทำการทดลองวัดคุณสมบัติวงจรขยายไมโครเวฟและสายอากาศโดยแยกเป็นส่วนๆก่อนที่จะนำส่วนประกอบแต่ละชิ้นมาออกแบบให้เป็นชิ้นงานเดียวกันซึ่งได้ออกแบบไว้ในบทที่ 3 ในบทนี้จะได้นำเสนอผลการวัดคุณสมบัติของวงจรขยายไมโครเวฟและสายอากาศที่ทำการปรับปรุงจนได้คุณสมบัติที่สามารถยอมรับได้

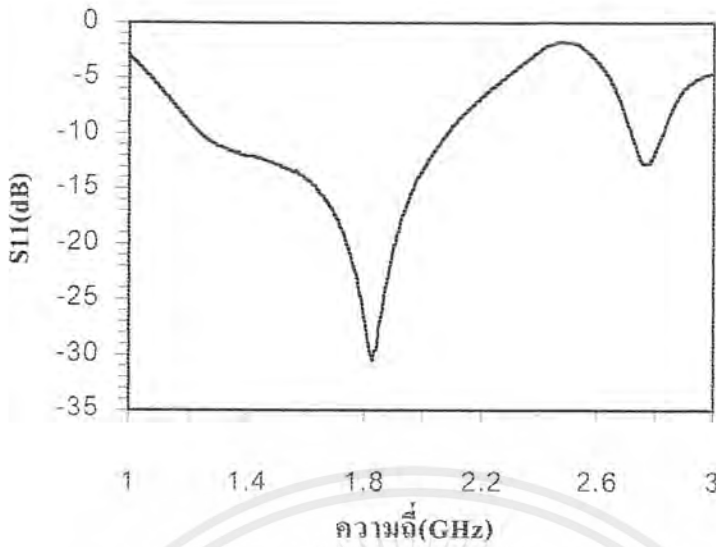
4.2 การทดสอบคุณสมบัติวงจรขยายไมโครเวฟ

ในการวัดคุณสมบัติของวงจรขยายไมโครเวฟใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น HP 8510 และแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง +5 VDC ความต้านทานไบแอส 30Ω กระแสไบแอส 40 มิลลิแอมป์โดยขั้วต่อของวงจรต่อเข้ากับตัวต่อ SMA และขั้วต่อของเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายจากรูปที่ 4.1 แสดงค่า สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ พอร์ตอินพุต ที่ความถี่ 1.8 GHz เท่ากับ $-30dB$

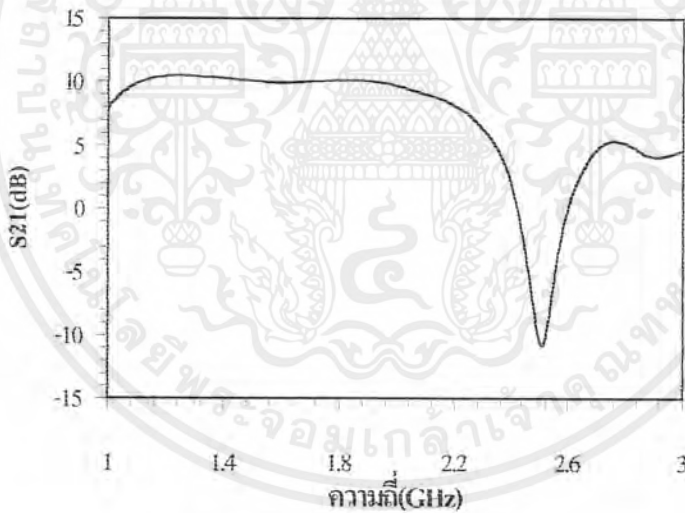


รูปที่ 4.1 วงจรขยายไมโครเวฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



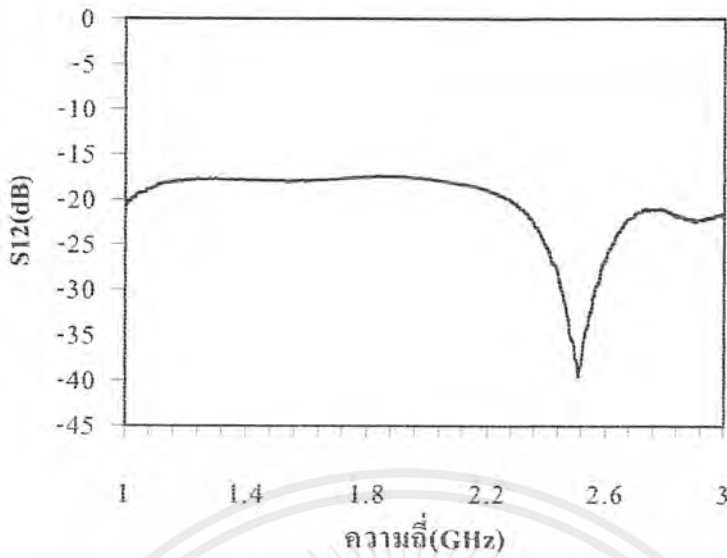
รูปที่ 4.2 ค่า สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่พอร์ตอินพุต (S_{11}) ของวงจรถ่ายไมโครเวฟ



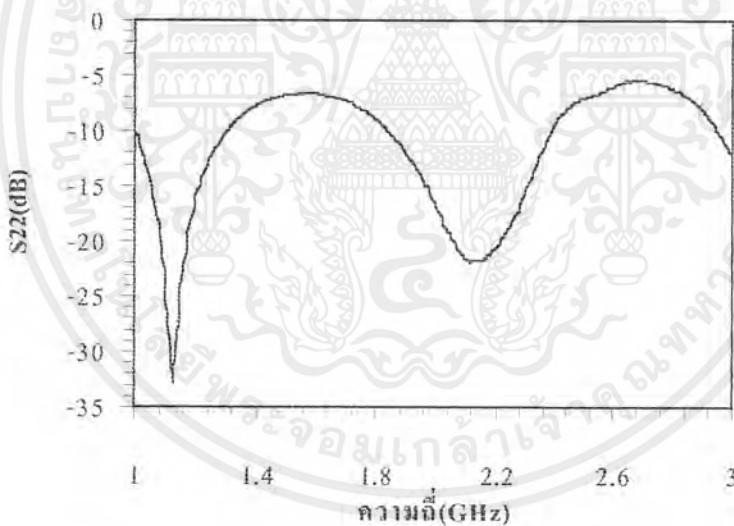
รูปที่ 4.3 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) ของวงจรถ่ายไมโครเวฟ

ส่วนค่า S_{21} ที่วัดได้ที่ความถี่ 1.8 GHz มีค่าประมาณ 10 dB ดังที่แสดงในรูปที่ 4.3 ค่า S_{12} ที่ 1.8 GHz ประมาณ -17.6 dB และค่า S_{22} วัดได้ ประมาณ -9 dB ดังในรูปที่ 4.4 และ 4.5 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



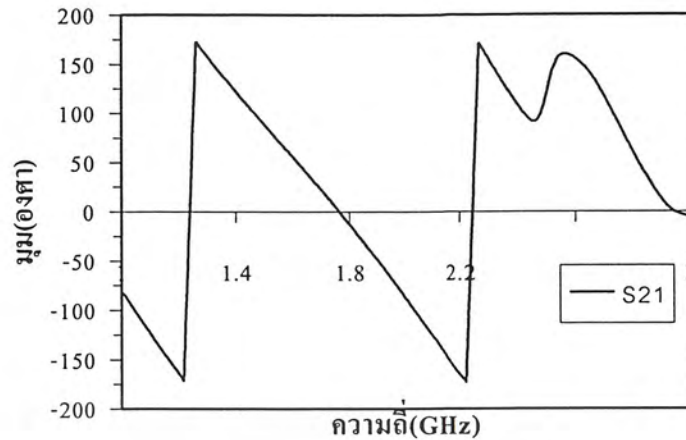
รูปที่ 4.4 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตอินพุตและพอร์ตเอาต์พุต (S_{12})



รูปที่ 4.5 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่พอร์ตเอาต์พุต (S_{22})

ในรูปที่ 4.6 แสดงความต่างเฟสของสัญญาณที่จุดอินพุตกับสัญญาณที่จุดเอาต์พุตของวงจรมายายโมโครเวฟ เนื่องจากเกิดการหน่วงเวลาที่ตัวอุปกรณ์แอคทีฟซึ่งที่ความถี่ 1.8 GHz วัดได้ประมาณ 12 องศา นั่นคือเฟสของสัญญาณที่เข้าต่อเอาต์พุตจะช้ากว่า (Lagging) เฟสสัญญาณที่จุดบ่อนสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 ค่าความมุมเฟสที่เอาท์พุทเทียบกับอินพุท

จากรูปที่ 4.2 ถึงรูปที่ 4.6 พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของวงจร S_{21} มีค่าใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้จากทฤษฎี ส่วนค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับมีค่าต่ำมาก ดังนั้นจึงสามารถนำส่วนนี้ไปใช้ออกแบบร่วมกับสายอากาศได้ดังจะได้กล่าวในลำดับต่อไป

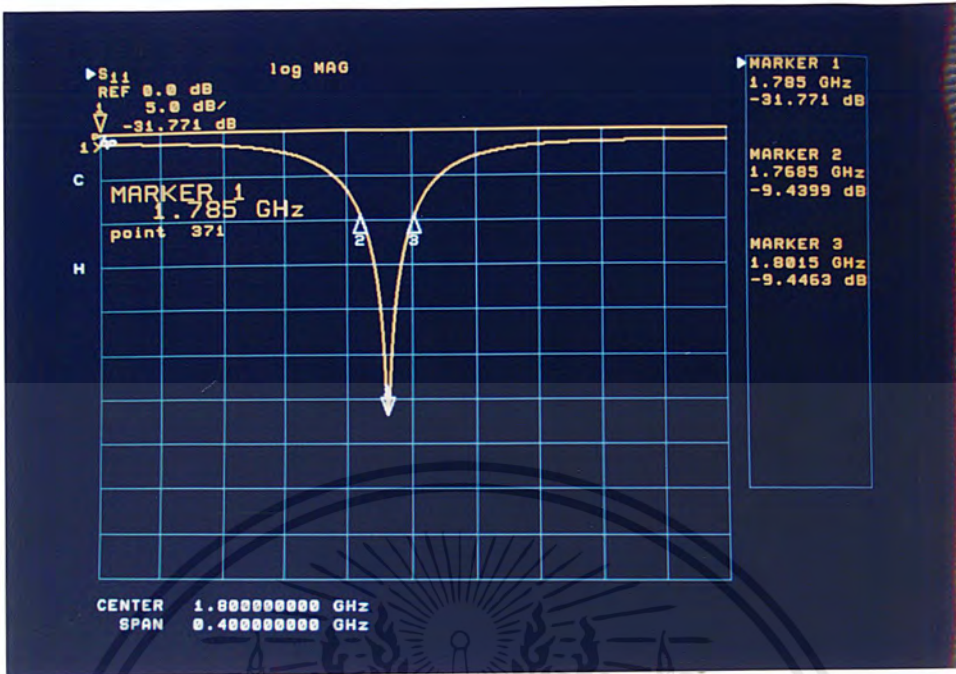
4.3 การทดสอบสายอากาศไมโครสตริปองค์ประกอบเดียว

จากการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศ S_{11} ค่าต่ำสุดที่ 1.7965 GHz -31.868 dB โดยมีค่า SWR เท่ากับ 1.0523 และวัดค่าอิมพีแดนซ์ได้ $49.561 - j2.502\Omega$ ดังรูปที่ 4.7 , 4.8 และ 4.9 ตามลำดับ

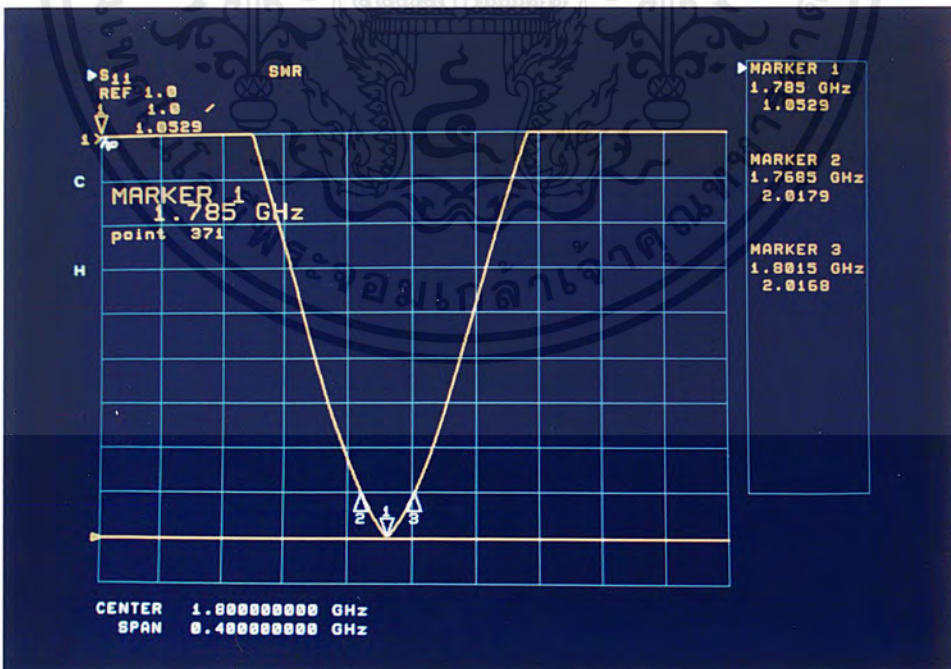


รูปที่ 4.7 สายอากาศไมโครสตริปองค์ประกอบเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศไมโครสตริปองค์ประกอบเดียว



รูปที่ 4.9 ค่า อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) ของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

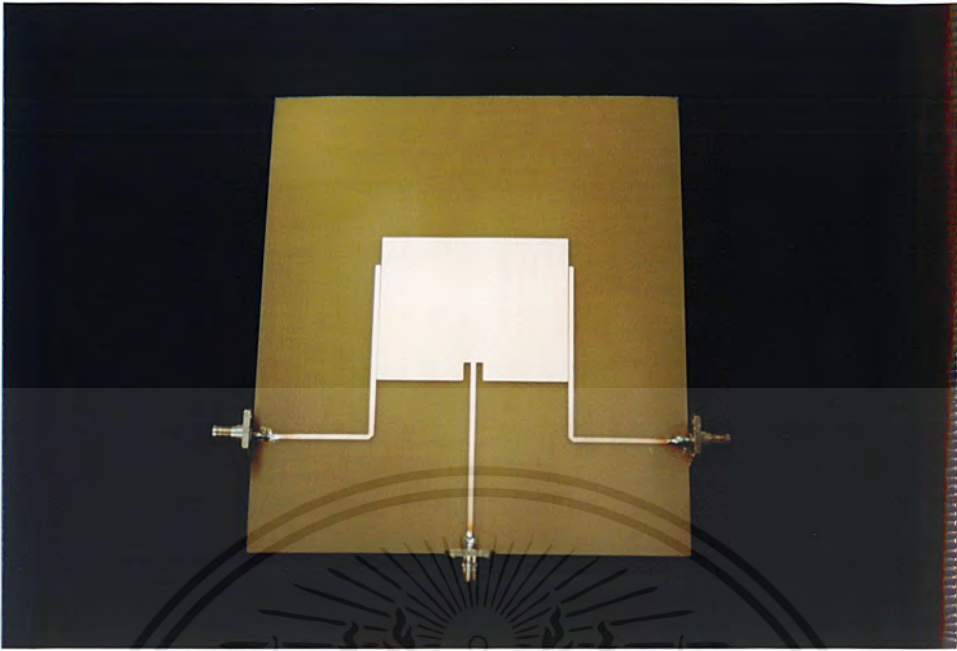
ค่าที่ได้จากการทดลองจะเห็นได้ว่าความถี่เลื่อนต่ำลงมา 3.5 MHz แต่อยู่ในเกณฑ์ที่สามารถยอมรับได้ ส่วนค่า SWR ที่ได้อยู่ในเกณฑ์ที่ดีแสดงว่าการสะท้อนกลับของสัญญาณมีค่าน้อยมาก

เนื่องจากสายอากาศไมโครสตริปเพียงองค์ประกอบเดียวมีประสิทธิภาพในการแผ่พลังงานต่ำ จึงได้มีการได้ออกแบบให้มีหลายองค์ประกอบเพื่อให้ประสิทธิภาพในการแผ่พลังงานสูงขึ้น โดยให้การส่งผ่านกำลังงานด้วยสายส่งแบบไมโครสตริปป้อนให้กับองค์ประกอบด้านข้างมา

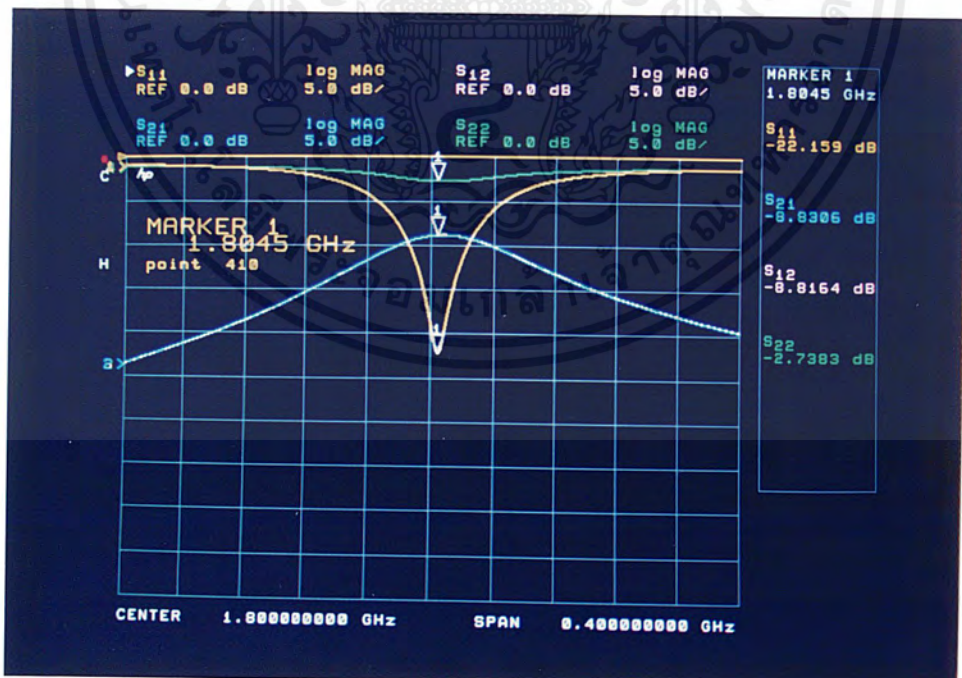
4.4 การทดสอบการส่งผ่านด้วยสายส่งแบบไมโครสตริป

การทดลองนี้เป็นการวัดคุณสมบัติการส่งผ่านสัญญาณจากการแผ่พลังงานจากองค์ประกอบมายังสายส่งไมโครสตริปจากการทดลองที่ความถี่ 1.8045 GHz ได้ค่าดีที่สุดใน S_{11} ประมาณ -22 dB ค่า S_{21} ประมาณ -8.83 dB, ค่า S_{12} ประมาณ -8.81 dB และค่า S_{22} ประมาณ -2.73 dB ดังที่แสดงในรูปที่ 4.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 การคลี่ปลิงสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริป



รูปที่ 4.12 S_{11} , S_{21} , S_{12} และ S_{22} ที่ได้จากการวัดการส่งผ่านพลังงานของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

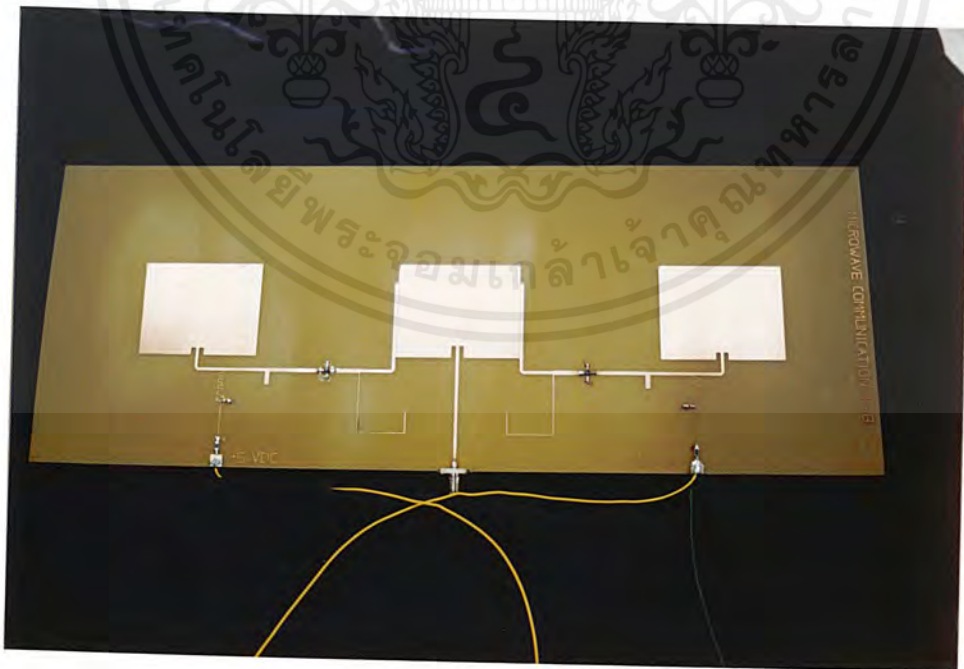
จากรูปที่ 4.12 พบว่าผลที่ได้จากการวัดมีความคลาดเคลื่อนไปจากที่ได้ออกแบบไว้เนื่องจากข้อจำกัดที่เกิดจากค่าสภาพยอมของวัสดุฐานรอง, การสูญเสียจากตัวต่อ (Connector) และความผิดพลาดจากการสร้าง ส่วนสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสายส่งแบบไมโครสตริปมีค่ามากกว่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ 13 dB ดังนั้นจึงสามารถนำไปออกแบบร่วมกับส่วนของวงจรแอกทีฟ เพื่อทำการขยายสัญญาณให้สูงขึ้นเนื่องจากสัญญาณที่ได้จากการส่งผ่านมีค่าต่ำมาก

4.5 การทดสอบสายอากาศไมโครสตริปแบบแถวลำดับ 3 องค์ประกอบ

ในหัวข้อที่ผ่านมาเป็นการทดสอบส่วนประกอบของสายอากาศแยกเป็นส่วนๆ ในหัวข้อนี้เป็นการวัดสายอากาศที่สมบูรณ์แล้วด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ดังรูปที่ 4.10

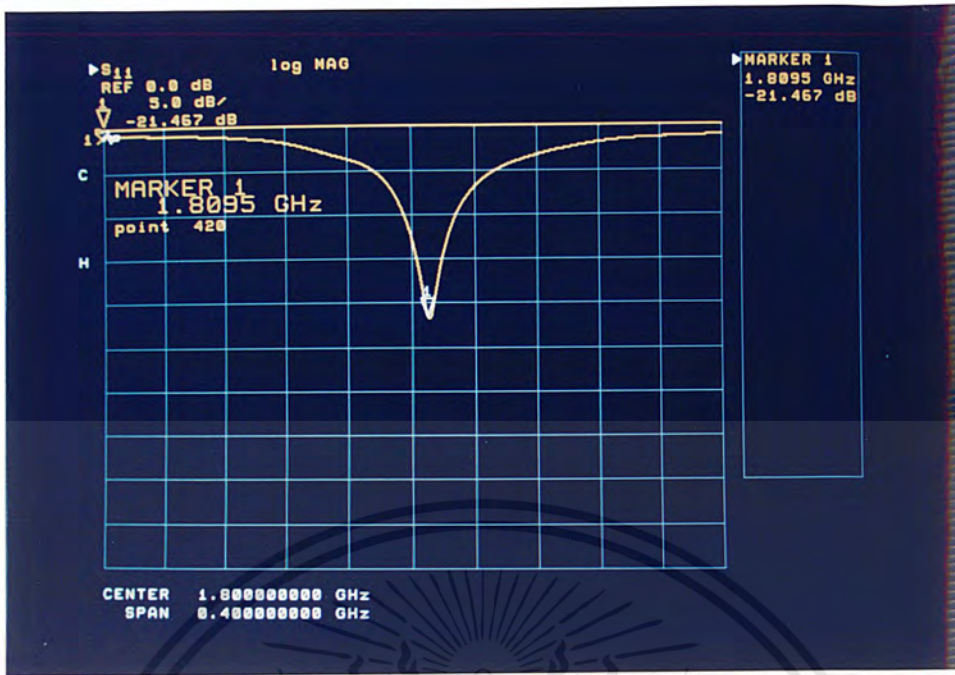
ลำดับขั้นการทดสอบมีดังนี้

1. ป้อนแรงดันไบแอสให้วงจรขยาย +5 VDC ทั้งสองวงจร
2. ป้อนกำลังงานอินพุตให้สายอากาศที่ 0 dBm
3. ทำการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศ



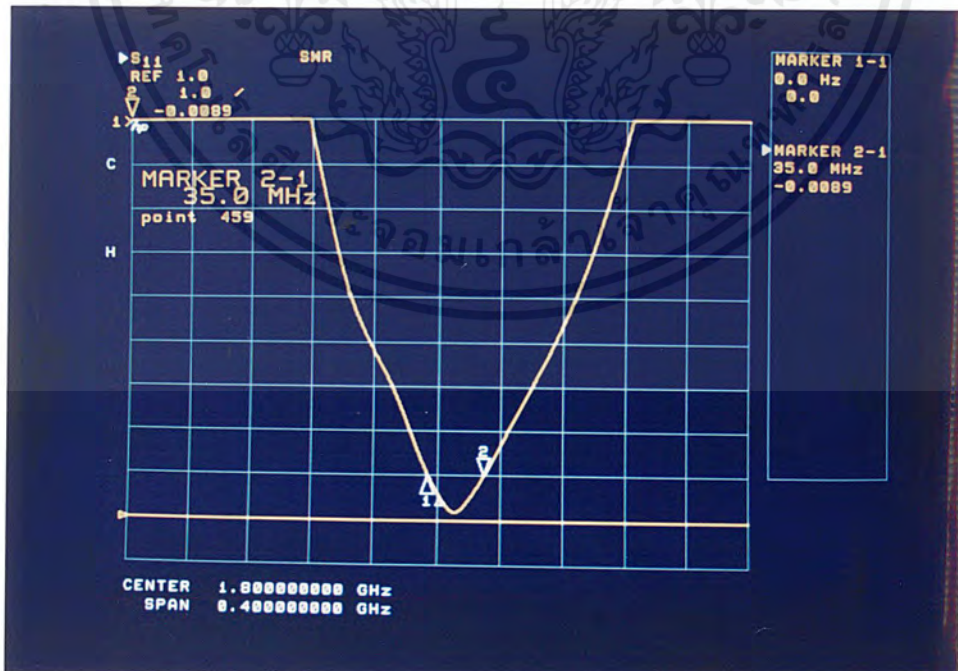
รูปที่ 4.13 สายอากาศไมโครสตริปแบบแถวลำดับ 3 องค์ประกอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 ค่า สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับด้านอินพุตพอร์ต (S_{11}) ของสายอากาศ

จากรูปที่ 4.14 เป็นค่า S_{11} วัดได้ที่ความถี่ 1.8095 GHz ประมาณ -21.467 dB ส่วนรูปที่ 4.15 เป็นค่า SWR โดยแบนด์วิธกว้าง 35 MHz ค่า SWR ตลอดช่วงแถบความถี่จะมีค่าต่ำกว่า 2 ซึ่งอยู่ในช่วงที่ยอมรับได้



รูปที่ 4.15 ค่า อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) ของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

ส่วนรูปที่ 4.16 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ความถี่ 1.8095 GHz ได้ $54.248 + j7.742$ โอห์ม จากการทดสอบสายอากาศผลที่ได้ยังไม่ได้ดีที่สุดเนื่องจากไม่ได้มีการชดเชยค่าผิดพลาดจากอุปกรณ์แต่ละส่วนก่อนที่จะนำมาสร้างรวมกัน

จากผลการทดลองโดยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายจะเห็นได้ว่าความถี่ที่ได้จะคลาดเคลื่อนไปจากที่คำนวณไว้ อันเนื่องมาจากความผิดพลาดจากการสร้างชิ้นงาน, ϵ_r , ความหนาของแผ่นวงจรพิมพ์ และ ฯลฯ ซึ่งความละเอียดเป็นไมครอนย่อมต้องผิดพลาดบ้าง

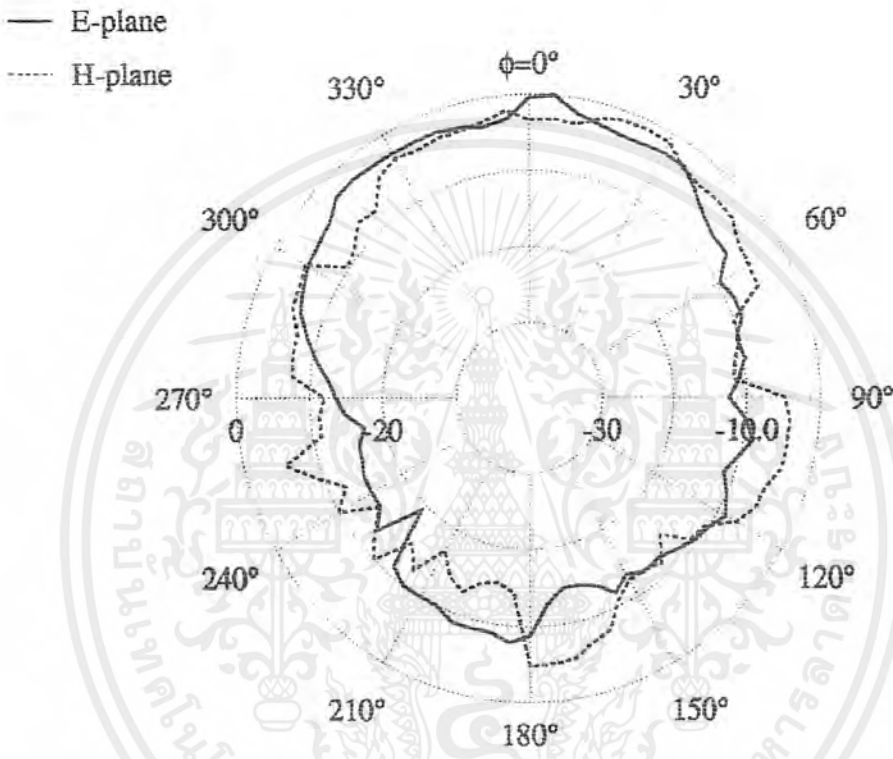
4.6 การวัดคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

เนื่องจากสายอากาศที่สร้างขึ้นเป็นสายอากาศส่งในการวัดคุณสมบัติการแพร่กระจาย ทำการทดสอบโดยใช้สายอากาศรับเป็นตัวรับสัญญาณ โดยระยะห่างระหว่างสายอากาศทั้งสองต้องมากกว่าสนามไกล $R > (2 \times D^2) / \lambda$ ซึ่งที่ 1.8 GHz เท่ากับ 85.33 cm แต่ในการทดสอบนี้ใช้ระยะห่างเท่ากับ 3 เมตร ใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายเป็นตัวป้อน (Source) สัญญาณให้สายอากาศเท่ากับ 0 dBm โดยสายอากาศตัวรับต่ออยู่กับเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer) เพื่อใช้วัดความแรงของสัญญาณ โดยในการวัดจะทำการปรับมุมการแผ่กระจายคลื่นครั้งละ 5 องศา จาก 0 ถึง +180 และ จาก 0 ถึง -180 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.1 สายอากาศไมโครสตริปองค์ประกอบเดียว

การวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ความถี่ 1.7965 GHz ป้อนแรงดันไบแอสให้วงจรแอกทีฟ +5VDC ป้อนสัญญาณอินพุตที่ 0 dBm ค่าพลังงานสูงสุดวัดได้ที่สายอากาศ รายคาบที่ออกจากเครื่องวัดสเปกตรัม เท่ากับ -57.6 dBm และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ทำการนอร์มอลไลซ์ทั้งระนาบ-E และระนาบ-H ดังรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปองค์ประกอบเดียว

จากรูปที่ 4.17 ผลการวัดจะเห็นว่าแบบรูปที่ได้ด้านหลังระนาบสร้างเงาของสายอากาศ (Ground Plane) ไม่เป็นไปตามทฤษฎี เกิดจากคลื่นที่แผ่กระจายจากสายอากาศแล้วตกกระทบกับผนังและวัสดุภายในห้องทำให้สัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศตัวรับเกิดจากสัญญาณหลายสัญญาณรวมกัน จะเห็นได้ว่าแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปจะมีแค่พูเดียว (Single Lobe)

ทำปฏิญญานิพนธ์ แต่หากต้องการนำไปใช้งานจริงต้องทำการปรับปรุงและพัฒนาแก้ไขข้อบกพร่อง
อีกหลายจุด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาจมีสาเหตุมาจากคุณสมบัติของแผ่นวงจรพิมพ์ที่ไม่ได้ออกแบบสำหรับใช้งานที่ความถี่สูง ส่วนการวัดคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยวจุดที่ดีที่สุดอยู่ที่ความถี่ 1.7965 GHz และสายอากาศไมโครสตริปแบบแถวลำดับขนาด 3 องค์ประกอบจุดที่แผ่กระจายคลื่นดีที่สุดที่สุดที่ 1.8095 GHz ทั้งนี้ความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นเนื่องมาจากเหตุผลที่ได้กล่าวมาแล้ว นอกจากนี้ยังเกิดจากความคลาดเคลื่อนจากการสร้างชิ้นงาน, ผลจากการคลี่ปลีถึงระหว่างแผ่นสายอากาศกับสายนำสัญญาณ, ระยะระหว่างองค์ประกอบของแถวลำดับและผลจากเฟสของสัญญาณที่ป้อนให้แผ่นสายอากาศแต่ละตัว

ส่วนในการวัดคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศเนื่องจากทำการวัดภายในห้องที่ไม่ได้ออกแบบให้ดูดซับคลื่นและสายอากาศที่เป็นตัวรับสัญญาณ ไม่ใช่สายอากาศมาตรฐานดังนั้นจึงไม่สามารถวัดอัตราขยาย (Gain) และสภาพเจาะจงทิศทางได้ ผลการวัดที่ได้จึงมีค่าผิดพลาดมาก แต่ก็สามารถที่จะดูแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศได้ และเป็นการยืนยันว่าสายอากาศที่สร้างขึ้นสามารถใช้งาน ได้จริง

ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

เนื่องจากผลกระทบของวัสดุฐานรองที่มีต่อคุณสมบัติของสายอากาศค่อนข้างมากหากที่ความหนาของฐานรองเปลี่ยนไปย่อมส่งผลกระทบต่อคุณสมบัติของสายอากาศ ซึ่งในจุดนี้ไม่ได้ทำการออกแบบสร้างเพื่อทำการทดสอบและเปรียบเทียบกันเพื่อหาจุดที่เหมาะสมที่สุด ส่วนในการคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศหากได้ทำการวัดในห้องที่ออกแบบสำหรับทดสอบสายอากาศโดยเฉพาะและสายอากาศตัวรับมีมาตรฐานมากกว่านี้จะทำให้ค่าที่วัดได้มีความถูกต้องและสามารถแสดงคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศได้อย่างถูกต้องมากกว่านี้

แนวทางในการพัฒนา ควรทำการเพิ่มองค์ประกอบแถวลำดับให้มากขึ้นเพื่อให้ได้สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) ที่ดีขึ้น, บีมวิดท์ที่แคบลงและเปลี่ยนวัสดุฐานรองให้มีคุณสมบัติดีขึ้นกว่านี้และหากเป็นไปได้ควรออกแบบให้ทำงานได้ทั้งสองโหมดเพื่อให้สายอากาศถูกใช้งานอย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น ในการประยุกต์ใช้งานสามารถใช้เป็นสายอากาศภายในอาคารและสำหรับสถานีลูกข่ายของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ก็ได้

บทที่ 5

บทสรุป

ปฏิญานิพนธ์นี้ได้แนวความคิดมาจากการที่สายอากาศไมโครสตริปแบบแถวลำดับทั่วไปนั้นมีโครงข่ายการป้อนสัญญาณที่ซับซ้อนต้องใช้พื้นที่มากในปรับการเข้าสู่ของสายป้อน ดังนั้นเพื่อเป็นการหลีกเลี่ยงข้อจำกัดนี้จึงสร้างเป็นสายอากาศแบบแอคทีฟและสามารถควบคุมประสิทธิภาพของการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศได้ นอกจากนี้ยังได้นำแนวความคิดที่ใช้คลื่นที่เกิดจากการแผ่กระจายของแผ่นสายอากาศเป็นสัญญาณอินพุตป้อนให้วงจรขยายไมโครเวฟ โดยอาศัยการเชื่อมต่อสัญญาณผ่านอากาศไปยังสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป ปฏิญานิพนธ์ได้นำเสนอวงจรขยายไมโครเวฟ และสายอากาศไมโครสตริป โดยนำทั้งสองส่วนมาใช้ร่วมกันทำการการออกแบบและสร้างให้อยู่บนชิ้นเดียวกัน จากนั้นทำการวัดคุณสมบัติของชิ้นงานที่สร้าง แล้วเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานของวงจรและการคำนวณ

การออกแบบวงจรขยายไมโครเวฟและสายอากาศไมโครสตริป

สำหรับการออกแบบวงจรขยายได้คำนวณหาอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ที่ความถี่ 1.8 GHz ส่วนการเข้าสู่ (Matching) เนื่องจากไม่ได้ออกแบบที่ 50 โอห์มจึงอาศัยคอมพิวเตอร์ช่วยในการออกแบบ โดยใช้โปรแกรม Microwave office ของบริษัท Applied Wave Research ซึ่งต้องป้อนค่าคร่าวๆจากการคำนวณก่อน โปรแกรมจะเลียนแบบการทำงาน (simulate) และต้องกำหนดคุณสมบัติของวงจรที่ต้องการคือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ , อัตราขยาย , แบนด์วิดท์ , การสูญเสียในวงจรและขนาดของสายส่ง จากนั้นนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้มาออกแบบชิ้นงานจริง แล้วทำการวัดคุณสมบัติต่างๆของวงจรขยาย

ในการออกแบบสายอากาศทำการคำนวณขนาดสายอากาศโดยใช้ทฤษฎีไมโครสตริป แต่เนื่องจากต้องการค่าที่ดีที่สุดจึงใช้คอมพิวเตอร์ช่วยในการออกแบบ โดยใช้โปรแกรม Microwave office ทำการเลียนแบบการทำงานปรับขนาดให้ได้ค่าที่เหมาะสม จากนั้นนำค่าที่ได้ไปออกแบบสร้างเป็นสายอากาศแล้วทำการวัดคุณสมบัติต่อไป

การทดลองและผลการทดลอง

การวัดคุณสมบัติการขยายสัญญาณของวงจรขยายไมโครเวฟโดยใช้แรงดันไบแอสที่ +5 โวลต์ ความต้านทานไบแอส 30 โอห์ม จะได้อัตราขยายสัญญาณ 10 dB ซึ่งเพียงพอที่จะขยายสัญญาณเพื่อป้อนให้แก่สายอากาศ ส่วนสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับสัญญาณอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ แต่จะเห็นว่าความถี่วงจรทำงานที่ดีที่สุดเลื่อนไปจากที่คำนวณไว้เล็กน้อยซึ่งความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] โมไนย ไกรฤกษ์ และวิวัฒน์ กิรานนท์ ทฤษฎีสายอากาศ พิมพ์ครั้งที่ 5, กรุงเทพฯ.
- [2] อติศักดิ์ วินิจสร ประยูทธ อัครเอกพาลิน และเวช วิเวก, บทความ การศึกษาเทคนิคการแมตซ์ สำหรับสายอากาศไมโครสตริปชนิดแถวลำดับ “การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 22”, คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์, 2542 , หน้า 409-411
- [3] ฉลอง แซ่ซ่า และวิสูตร อิมแย้ม , ปริญญาพิพนธ์ วงจรขยายความถี่สูงและสัญญาณรบกวนต่ำ ภาควิชาเทคนิค อุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [4] I.J. Bahl and P. Bhartia , **Microstrip Antenna** Dedham Massachusetts, Artech House,1982
- [5] C.A. Balanis , **Antenna Theory Analysis and Design** Singapore, John Wiley & Sons,1997.
- [6] K.C. Gupta, Abdlraziz Benalla , **Microstrip antenna Design** IEEE PRESS.
- [7] P.A. Sainati , **CAD of Microstrip Antenna for Wireless Applications** Boston London, Artech House,1996.
- [8] George D. Vendelin , **Design of Amplifier and Oscillators By The S-Parameter Method** New York, John Wiley & Sons,1982.
- [9] Ralph S. Carson , **High-Frequency Amplifier** New York, John Wiley & Sons,1982.
- [10] W. Alam Davis, **Microwave Semiconductor Circuit Design** Van nostrand Rainhold Company,1984.
- [11] G. Gonzalez , **Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design.** New Jersey :Prentice-Hall, Inc.1984

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MONOLITHIC AMPLIFIERS

50Ω Drop-In & Surface Mount

BROADBAND DC to 8 GHz



All specifications at 25°C

MODEL NO.	FREQ. GHz f _l - f _u	GAIN, dB Typical								MAXIMUM POWER, dBm at 2 GHz*		DYNAMIC RANGE at 2 GHz*		VSWR (∶) Typ.		ABSOLUTE MAXIMUM RATING ³ I P (mA)(mW)	DC OPERATING POWER at Pin 3		THERMAL RESISTANCE θ _{jc} typ. °C/W	CAPD DATA (see R/F Designer Handbook)	CASE STYLE Note B	CONNECTION	Price \$ Qty. (30)					
		over frequency, GHz								Output (1 dB Comp.) Typ. Min.	Input (no dmg.) Typ. Min.	NF dB Typ.	IP3 dBm Typ.	In			Out							Current (mA) Typ.	Volt Typ.			
		0.1	1	2	3	4	6	8	Min. @ 2 GHz					DC-2 GHz	DC-3 GHz		3-f _l **	3-f _u **								DC-3 GHz	3-f _l **	3-f _u **
ERA-1	DC-8	12.2	12.1	11.8	11.5	11.3	11.0	10.2	9	±0.3	11.7	9.7	15	5.3	26	1.6	1.8	1.5	1.9	75	330	40	3.6	455	3-56	VV105	cb	1.37
ERA-2	DC-6	16.2	16.0	15.6	15.1	14.6	14.0	—	12	±0.3	12.8	11	15	4.7	26	1.4	1.4	1.4	1.6	75	330	40	3.6	455	3-56	VV105	cb	1.52
ERA-3	DC-3	22.9	22.2	20.8	19.2	—	—	—	17	±1.1	12.1	9	13	3.8	23	1.7	—	1.7	—	75	330	35	3.5	432	3-56	VV105	cb	1.67
ERA-4	DC-4	13.8	13.7	13.5	13.3	13.0	—	—	11	±0.2	17.0	15	20	5.5	32.5	1.6	1.6	1.4	1.6	120	650	65	5.0	278	3-57	VV105	cb	3.85
ERA-5	DC-4	20.2	19.8	18.8	17.7	16.4	—	—	16	±0.75	18.4	16.5	13	4.5	33	1.2	1.2	1.3	1.5	120	650	65	4.9	278	3-57	VV105	cb	3.85
ERA-6	DC-4	11.1	11.1	11.3	11.5	11.3	—	—	10	±0.2	18.5	16.5	20	8.4	36.5	1.3	1.3	1.6	1.6	120	850	70	5.5	220	3-57	VV105	cb	3.85
ERA-1SM	DC-8	12.3	12.1	11.8	11.2	10.8	10.4	9.2	9	±0.3	11.3	9.3	15	5.5	26	1.6	1.9	1.5	1.9	75	330	40	3.6	460	3-56	WW107	cb	1.42
ERA-2SM	DC-6	16.2	15.8	15.2	14.4	13.6	13.0	—	12	±0.5	12.4	10.5	15	4.6	26	1.5	1.6	1.5	1.7	75	330	40	3.6	460	3-56	WW107	cb	1.57
ERA-3SM	DC-3	22.8	21.8	20.2	18.4	—	—	—	16	±1.3	11.5	9	13	3.8	23	1.5	—	1.5	—	75	330	35	3.5	437	3-56	WW107	cb	1.72
ERA-4SM	DC-4	14.0	13.8	13.5	13.2	12.7	—	—	11	±0.3	16.8	15	20	5.2	33	1.6	1.6	1.3	1.5	120	650	65	5.0	283	3-57	WW107	cb	3.90
ERA-5SM	DC-4	20.2	19.5	18.5	17.3	16.2	—	—	16	±1.0	18.4	16.5	13	4.3	32.5	1.3	1.3	1.2	1.3	120	650	65	4.9	283	3-57	WW107	cb	3.90
ERA-6SM	DC-4	11.2	11.2	11.3	11.4	11.2	—	—	10	±0.2	17.9	16	20	8.4	36	1.3	1.3	1.6	1.5	120	850	70	5.5	225	3-57	WW107	cb	3.90

features

- miniature microwave amplifier
- available in drop-in & surface mount (sm) versions
- frequency range, DC to 8 GHz, usable to 10 GHz
- up to 18.5 dBm typ. (16.5 dBm min) output power

absolute maximum ratings

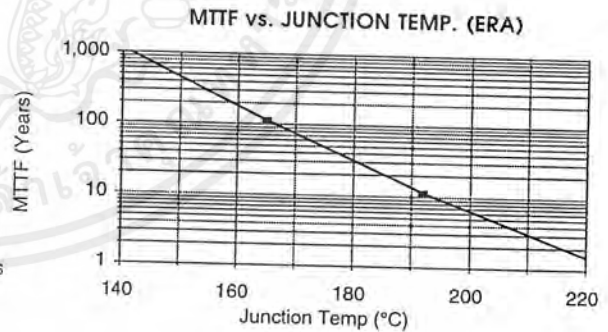
operating temperature: -45°C to 85°C
 storage temperature: -65° to 150°C
 device voltage: 3.0V min., 4.1V max. for ERA 1,2,3
 4.2V min., 5.5V max. for ERA 4,5
 5.0V min., 6.0V max. for ERA-6

NOTES:

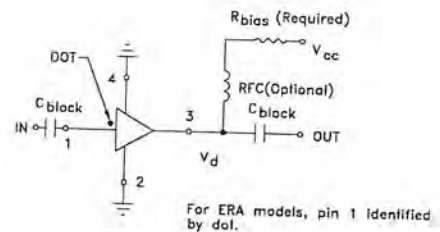
- * at 1 GHz for ERA 4, 5, 6, 4SM, 5SM, 6SM.
- ** f_u is the upper frequency limit for each model as shown in the table.
- Low frequency cutoff determined by external coupling capacitors.
- A. Environmental specifications and re-flow soldering information available in General Information Section.
- B. Units are non-hermetic unless otherwise noted. For details on case dimensions & finishes see "Case Styles & Outline Drawings".
- C. Prices and Specifications subject to change without notice.
- D. For Quality Control Procedures see Table of Contents, Section 0, "Mini-Circuits Guarantees Quality" article. For Environmental Specifications see Amplifier Selection Guide.
- 1. Model number designated by alphanumeric code marking.
- 2. ERA-SM models available on tape and reel.
- 3. Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

marking identification

Model	Alphanumeric Code
ERA-1, ERA-1SM	E1
ERA-2, ERA-2SM	E2
ERA-3, ERA-3SM	E3
ERA-4, ERA-4SM	E4
ERA-5, ERA-5SM	E5
ERA-6, ERA-6SM	E6



Typical Biasing Configuration ERA



designers kits available

KIT NO.	Model Type	No. of Units in Kit	Description	Price \$ per kit
K1-ERA	ERA	30	10 of each 1,2,3	49.95
K2-ERA	ERA	20	10 of each 4,5	69.95
K1-ERASM	ERA-SM	30	10 of each 1SM, 2SM, 3SM	49.95
K2-ERASM	ERA-SM	20	10 of each 4SM, 5SM	69.95
K3-ERASM	ERA-SM	30	10 of each 4SM, 5SM, 6SM	99.95

The Design Engineers Search Engine

Provides Actual Data Instantly
 At: <http://www.minicircuits.com>

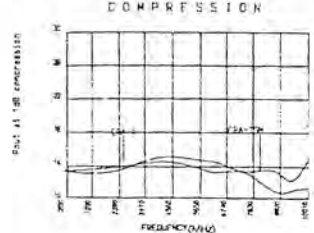
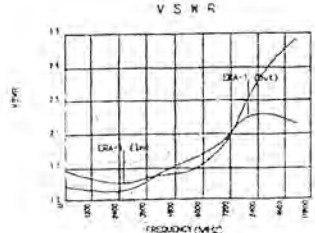
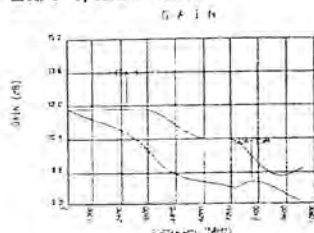
In Stock... Immediate Delivery

For Custom Versions Of Standard Models

Consult Our Applications Dept.

พร้อมบริการด้านเทคนิค
 Available Tape & Reel

ERA-1/ERA-1SM

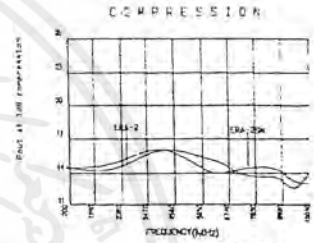
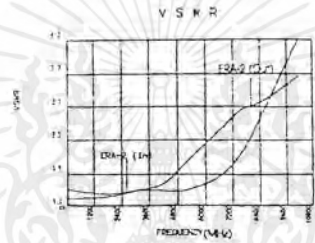
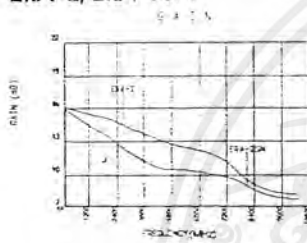


FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)	
	ERA-1	ERA-1SM
100.00	11.82	11.80
2353.20	11.84	10.90
3494.80	11.80	10.15
4050.60	11.72	8.96
5758.00	10.20	9.27
6859.60	10.45	8.19
7455.40	10.35	7.84
8021.20	7.62	8.52
9152.80	8.23	7.96
10284.4	8.92	7.29

IN		OUT	
ERA-1	ERA-1	ERA-1SM	ERA-1SM
1.67	1.48	1.71	1.54
1.48	1.39	2.06	1.80
1.55	1.48	1.97	1.80
1.62	1.42	2.19	2.12
1.62	1.80	2.35	2.31
1.91	1.96	2.09	2.10
2.12	2.16	1.98	1.97
2.52	2.32	2.27	2.03
2.93	2.35	2.44	2.44
3.23	2.21	2.19	1.77

FREQUENCY (MHz)	Pout (dBm) (@1dB COMPR)	
	ERA-1	ERA-1SM
200.00	13.30	13.31
2037.80	12.78	13.62
3263.00	14.31	14.14
4488.20	15.32	14.66
5713.40	14.44	13.68
6326.00	14.67	12.88
7551.20	12.77	13.95
8775.40	14.08	10.17
9389.00	11.23	11.15
10001.60	14.43	11.30

ERA-2/ERA-2SM

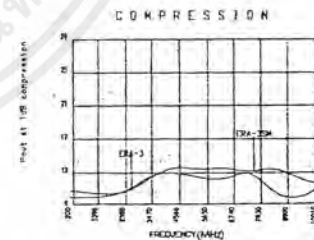
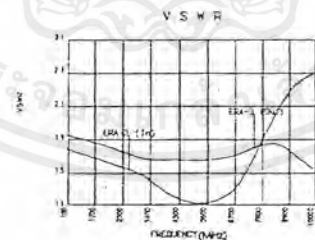
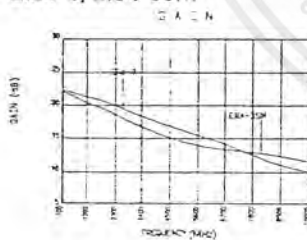


FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)	
	ERA-2	ERA-2SM
100.00	15.82	15.68
2207.50	14.82	13.02
3050.50	13.88	11.64
4315.00	12.89	10.09
5158.00	12.22	10.32
6857.40	11.71	9.71
7714.80	9.83	9.26
8143.50	9.17	8.65
9000.90	6.15	7.75
10287.00	7.72	7.47

IN		OUT	
ERA-2	ERA-2	ERA-2SM	ERA-2SM
1.56	1.40	1.62	1.45
1.43	1.41	2.00	1.91
1.57	1.57	1.97	2.00
1.55	1.58	1.90	2.03
1.50	2.03	1.45	1.41
1.77	2.65	1.81	1.70
2.22	3.06	2.09	1.73
2.52	3.03	2.77	1.77
3.26	3.23	3.13	1.74
4.26	3.60	5.59	2.36

FREQUENCY (MHz)	Pout (dBm) (@1dB COMPR)	
	ERA-2	ERA-2SM
200.00	14.21	14.13
2037.80	13.66	14.26
3263.00	15.31	15.72
4488.20	16.06	15.95
5713.40	14.98	13.98
6326.00	14.88	13.52
7551.20	13.05	14.22
8775.40	13.78	14.30
9389.00	11.71	12.79
10001.60	13.65	12.75

ERA-3/ERA-3SM



FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)	
	ERA-3	ERA-3SM
100.00	22.32	22.14
2000.00	23.55	19.11
3263.60	18.38	16.92
4106.00	17.38	15.49
5369.60	15.69	14.10
6212.00	14.83	13.54
7054.40	13.59	13.24
8318.00	11.60	12.69
9160.40	10.64	12.16
10002.80	10.01	11.52

IN		OUT	
ERA-3	ERA-3	ERA-3SM	ERA-3SM
1.79	1.96	1.98	1.95
1.60	1.80	1.74	1.78
1.48	1.64	1.64	1.89
1.21	1.66	1.44	2.11
1.11	1.64	1.46	1.98
1.18	1.67	1.49	1.89
1.36	1.73	1.27	1.61
2.20	1.92	1.66	1.60
2.57	1.72	2.10	1.70
2.68	1.55	4.61	1.41

FREQUENCY (MHz)	Pout (dBm) (@1dB COMPR)	
	ERA-3	ERA-3SM
200.00	10.86	10.04
2262.80	10.08	10.03
3294.20	12.21	12.76
4325.60	13.88	13.12
5357.00	13.24	12.39
6388.40	13.66	11.92
7419.80	12.87	13.74
8451.20	13.80	9.86
9482.60	11.96	9.97
10000.00	11.71	10.87

In Stock... Immediate Delivery

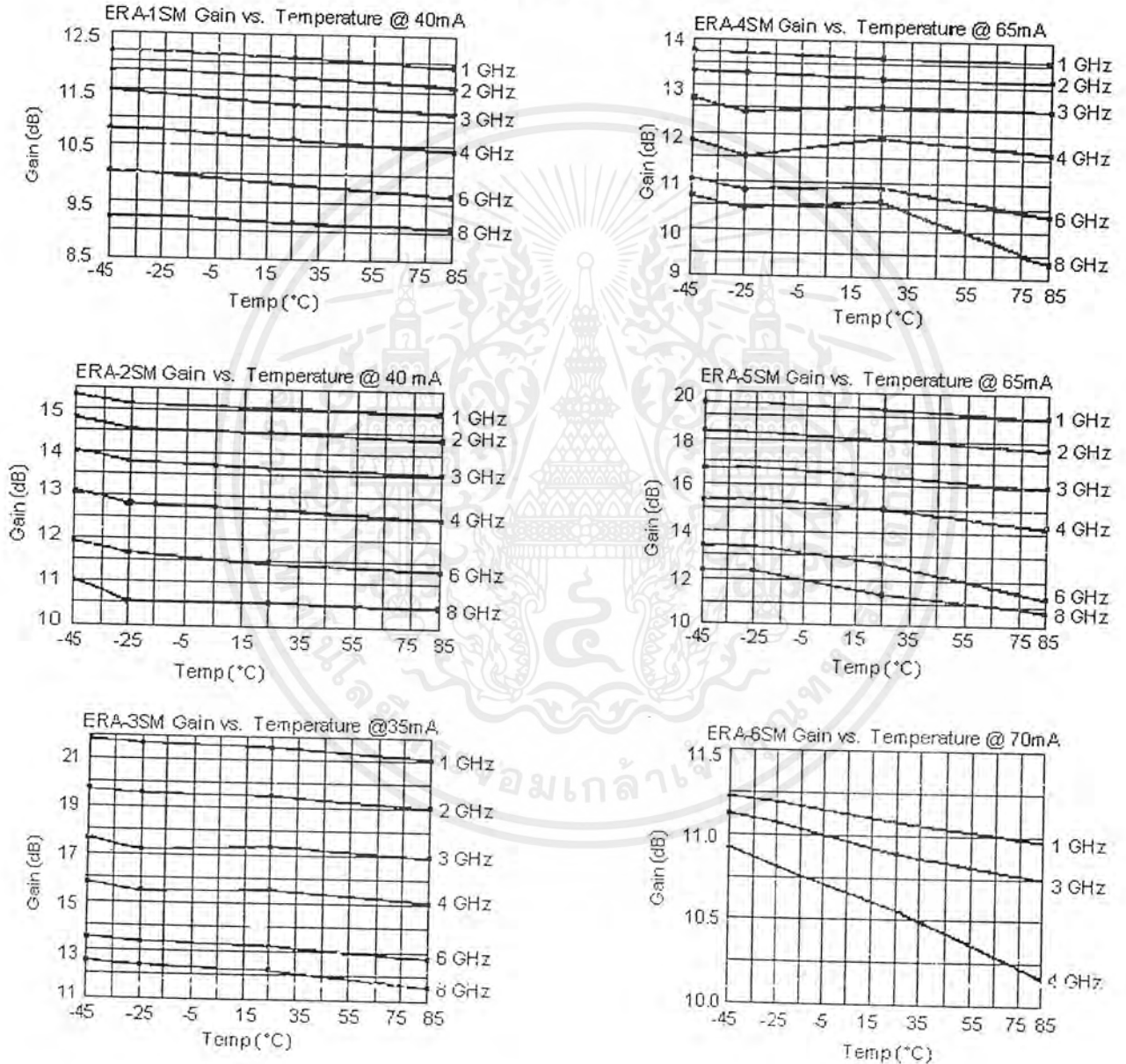
For Custom Versions Of Standard Models Consult Our Applications Dept.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

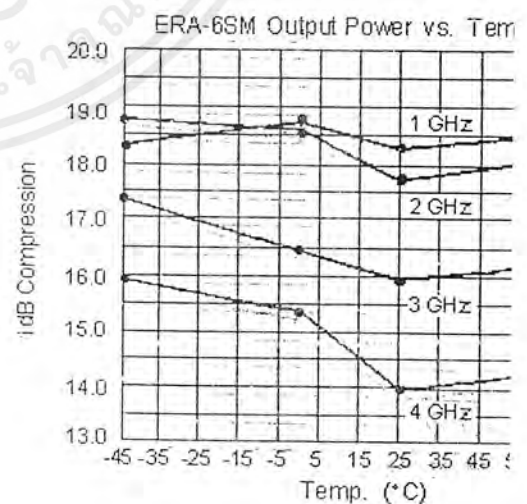
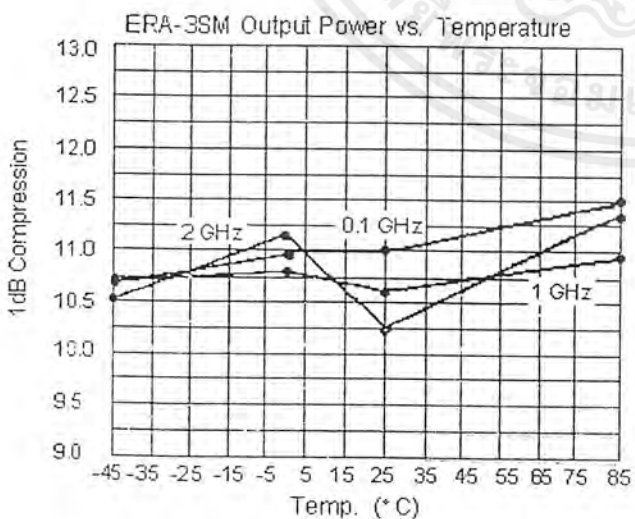
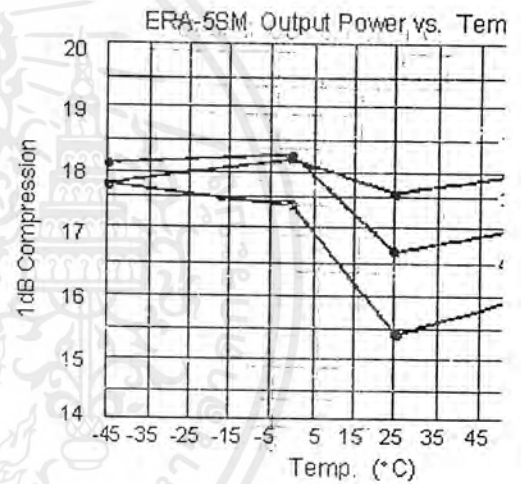
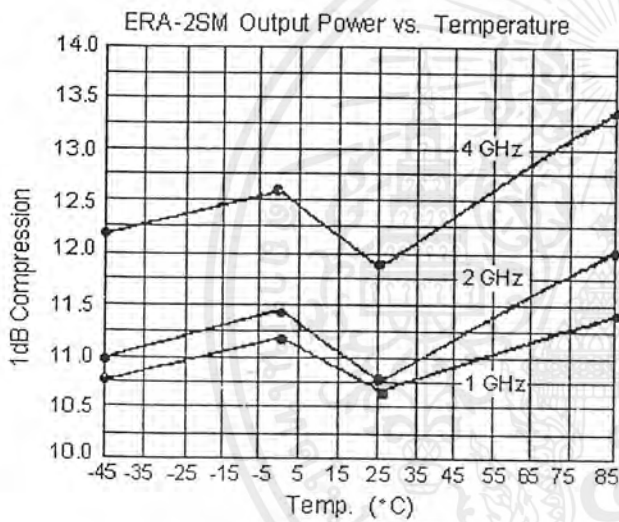
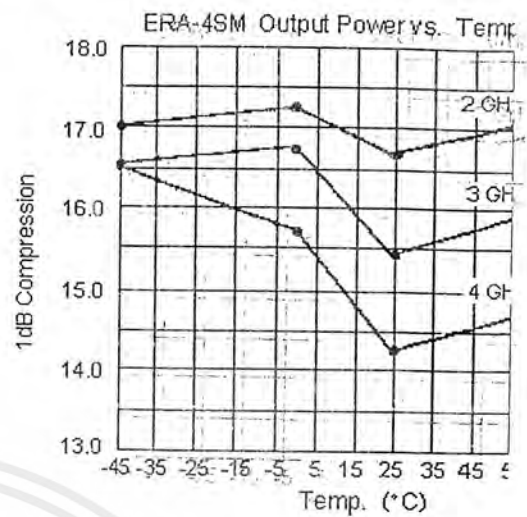
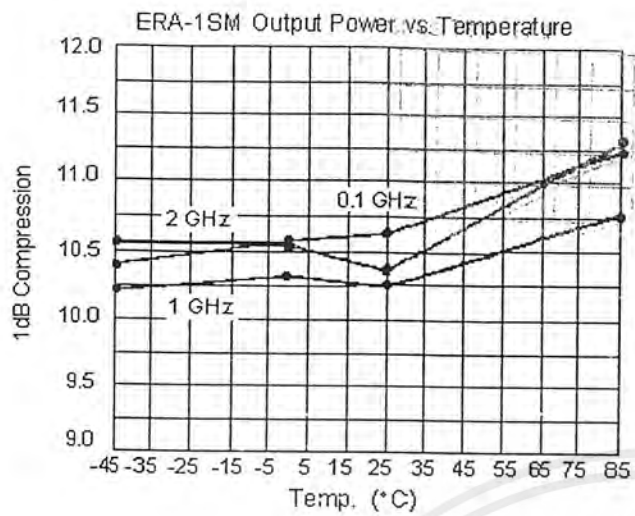
frequencies above 3GHz, the temperature gain slope gets steeper, especially for ERA-4, -5, and -6, as seen in the figures. Output power at 1dB compression on all ERA units showed about 1/2 to 1dB increase when temperature was increased from +25°C to +85°C. At low temperatures below +25°C, the output power also increased slightly then leveled off. **Figure 8** shows 1dB output power vs. temperature for all ERA amplifiers. IP3 analysis over temperature was also done for all ERA units. For ERA-1, -2, and -3, IP3 rises with increasing temperature then, above room temperature, levels off. For ERA-4, -5, and -6, IP3 decreases with increasing temperature, then levels off above room temperature. The total variation of IP3 in the entire temperature range is about 2dB. **Figure 9** shows the IP3 variation over temperature. Data was taken at 2GHz for ERA-1, -2, -3, and 1GHz for ERA-4, -5, and -6. These are the same parameters specified in the specification table.

Figure 7 Gain vs. Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 8 Output Power vs. Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้