

การประยุกต์ใช้งานวงจรรวมไมโครเวฟ สำหรับท่อนำคลื่น NRD

APPLICATION OF MICROWAVE INTEGRATED CIRCUIT
FOR NRD GUIDE



โดย

นายชาญวิทย์ รัตนาบดี 41012050

นายไพฑูรย์ ช้างสุวรรณ 41012065

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

เลขที่..... สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขทะเบียน..... 37148

ปีการศึกษา 2542

วัน, เดือน, ปี..... 4 มิ.ย. 2543

สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	การประยุกต์ใช้งานวงจรรวมไมโครเวฟ สำหรับท่อนำคลื่น NRD APPLICATION OF MICROWAVE INTEGRATED CIRCUIT FOR NRD GUIDE		
ชื่อนักศึกษา	นายชาญวิทย์ รัตนาบดี	41012050	
	นายไพฑูรย์ ช้างสุวรรณ	41012065	
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์สถาพร พรหมวงศ์		
	อาจารย์พิชญ สุพรรณภูต		
ปริญญา	อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต		
สาขาวิชา	เทคโนโลยีโทรคมนาคม		
ภาควิชา	เทคนิคอุตสาหกรรม		
ปีการศึกษา	2542		

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอท่อนำคลื่นแบบ NRD (Nonradiative Dielectric) ซึ่งเชื่อมต่อกับวงจรรวมไมโครเวฟ ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 2 ส่วนคือ ท่อนำคลื่นแบบ NRD และวงจรรวมไมโครเวฟซึ่งได้ถูกสร้างเป็นวงจรพาสซีฟและแอคทีฟ โดยมีสายส่งแบบไมโครสตริป, วงจรกรองผ่านแถบความถี่และวงจรถยายสัญญาณ โดยใช้เฟด คลื่นรั่วไหลจะสามารถคัปปลิงจากท่อนำคลื่น NRD ตัวหนึ่งไปยังท่อนำคลื่น NRD อีกตัวหนึ่งได้โดยผ่านวงจรรวมไมโครเวฟ การออกแบบและการวิเคราะห์ห้วงจรรวมไมโครเวฟนั้นทำได้โดยใช้โปรแกรม Microwave office ท่อนำคลื่น NRD และวงจรรวมไมโครเวฟได้ถูกออกแบบให้ทำงานที่ความถี่ 10 GHz และ 11 GHz ตามลำดับ ซึ่งท่อนำคลื่น NRD แบบเดี่ยวและการเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อแต่ละชนิดจะถูกวัดค่าการลดทอนโดยใช้ S พารามิเตอร์

Title	APPLICATION OF MICROWAVE INTEGRATED CIRCUIT FOR NRD GUIDE		
Student	Mr. Chanwit	Ratanabodee	41012050
	Mr. Paitune	Changsuwan	41012065
Advisor	Mr. Sathaporn	Promwong	
	Mr. Pichaya	Supannukoon	
Degree	Bachelor Degree of Industrial Telecommunication		
Programme	Telecommunication Technology		
Department	Industrial Technology		
Academic year	1999		

ABSTRACT

In this project, the Nonradiative Dielectric (NRD) guide couplers combined with the microwave integrated circuits (MICs) are presented. This project consists of two parts, namely, the NRD-guide and MICs which are fabricated both the passive and active circuits that are a microstrip line, a bandpass filter circuit and a FET amplifier circuit. The coupling depends on a leaky wave which can travel from one NRD-guide to the other NRD-guide through the MICs. Design and analysis for the MICs were carried out by Microwave office software. An operating frequency designed for NRD-guide and the MICs is 10 GHz and 11 GHz, respectively. The S-parameter of one NRD-guide and each the NRD-guide couplers are measured and proposed.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ได้จัดทำขึ้นเป็นผลสำเร็จ ทางคณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณบิดา มารดา ที่คอยช่วยเหลือและให้กำลังใจ ขอขอบพระคุณท่านบูรพาจารย์ทั้งหลายท่านผู้เขียนเอกสาร และตำราอ้างอิงต่าง ๆ ทุกท่าน โดยเฉพาะท่านอาจารย์ที่ปรึกษาอาจารย์ สถาพร พรหมวงศ์, อาจารย์ พิชญ์ สุพรรณกุล, อาจารย์ มนต์ชัย แซ่มซ้อย และคุณพนารัตน์ ระวีวรรณ ที่คอยให้คำปรึกษา แนะนำ และช่วยเหลือในการหาข้อมูลต่าง ๆ ทั้งทางด้านทฤษฎีและปฏิบัติเป็นอย่างดี รวมทั้งขอขอบพระคุณบริษัท Antech Communication ที่ได้มอบโปรแกรม Microwave office มาให้เพื่อใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบวงจรรวมไมโครเวฟ ทั้งนี้คณะผู้จัดทำต้องขอขอบพระคุณภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ได้ให้คณะผู้จัดทำมีโอกาสเข้ามาศึกษา ณ สถาบันแห่งนี้

สุดท้ายนี้คณะผู้จัดทำ ขอขอบพระคุณคณะอาจารย์ทุกท่านที่กรุณาประสิทธิ์ประสาทวิชา ให้แก่กลุ่มผู้จัดทำ จนทำให้ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี

นายชาญวิทย์

รัตนาบดี

นายไพฑูรย์

ช้างสุวรรณ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญรูป	ฉ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 กล่าวนำ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	1
1.3 ผลที่คาดว่าจะได้รับ	2
1.4 โครงประกอบของปริิณยานิพนธ์	2
บทที่ 2 ทฤษฎีท่อนำคลื่น NRD	3
2.1 บทนำ	3
2.2 การวิเคราะห์ท่อนำคลื่น NRD	4
2.2.1 นิพจน์สนามของโหมด $TM_{nm}^y (H_y = 0)$	4
2.2.2 นิพจน์ของสนามโหมด $TE_{nm}^y (E_y = 0)$	8
2.3 คุณลักษณะของท่อนำคลื่น NRD	11
2.3.1 โหมดและสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่มีการแผ่กระจายคลื่น	11
2.3.2 คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นและแบนด์วิดท์	14
2.3.3 การสูญเสียของท่อนำคลื่น NRD	17
บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐานสายส่งไมโครสตริปและทฤษฎีฟิลเตอร์	20
3.1 สายส่งแบบไมโครสตริป	20
3.1.1 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งแบบไมโครสตริป	21
3.1.2 ค่าไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพ	22
3.1.3 การสูญเสียในสายส่งไมโครสตริป	24
3.1.4 การสูญเสียในไดอิเล็กตริก	25
3.1.5 การสูญเสียเนื่องจากความร้อน	26
3.1.6 การสูญเสียเนื่องจากการแผ่กระจาย	27

เอกสารนี้เป็น 3.2 ทฤษฎีฟิลเตอร์ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ 28 การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1	วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	29
3.2.2	วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยใช้ High-and Low-Impedance Lines	31
3.2.3	ไมโครสตริปแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่เชื่อมต่อแบบขนาน	35
3.3	วงจรขยายแบบเฟด	38
3.3.1	สมการอัตราขยายกำลัง	39
3.3.2	การพิจารณาเสถียรภาพของวงจรขยาย	43
3.3.3	การแมตช์แบบสังยุคในเวลาเดียวกัน	49
3.3.4	วงกลมอัตราขยายกำลังภาวะทำงาน	52
3.3.4.1	โครงข่าย 2-พอร์ต ซึ่งเสถียรอย่างไม่มีเงื่อนไข	52
3.3.4.2	โครงข่าย 2-พอร์ต ซึ่งเสถียรอย่างมีเงื่อนไข	54
3.4	ท่อนำคลื่นแบบไดอิเล็กทริกสแลบ	55
3.4.1	คลื่น TE ที่เดินทางไปตามท่อนำคลื่นแบบไดอิเล็กทริกสแลบ	55
3.4.2	คลื่น TM ที่เดินทางไปตามท่อนำคลื่นแบบไดอิเล็กทริกสแลบ	61
บทที่ 4	การออกแบบ	66
4.1	โครงสร้างของท่อนำคลื่น NRD และการออกแบบท่อนำคลื่น NRD	66
4.2	การออกแบบสายส่งไมโครสตริป	68
4.3	การออกแบบวงจรขยายแบบเฟด	69
4.4	การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่	77
บทที่ 5	การทดลองและผลการทดลอง	79
5.1	การจัดวางเครื่องมือและตัวเชื่อมต่อ	79
5.2	การทดลองวัดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน	80
5.2.1	วงจรระนาบ	80
5.2.2	ท่อนำคลื่น NRD แบบเดี่ยว	82
5.2.3	ตัวเชื่อมต่อ NRD พื้นฐาน	84
5.2.4	ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบ	85
บทที่ 6	สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ	92
	เอกสารอ้างอิง	94

สารบัญรูป

รูป	หน้า
รูปที่ 2.1 ภาคตัดขวางของท่อนำคลื่น NRD	4
รูปที่ 2.2 เส้นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่ (dominant mode) ของท่อนำคลื่น NRD : (ก) โมด LSM_{11} (ข) โมด LSE_{11}	12
รูปที่ 2.3 โคอะแกรมการทำงานของท่อนำคลื่น NRD เมื่อ ไดอิเล็กทริกที่ใช้คือ อลูมินา ($\epsilon_r = 9.5$) กราฟ $a : \lambda_{c11} = 2a$, กราฟ $b : \lambda_{c12} = 2a$ และกราฟ $c : \lambda_{c11} = a$	16
รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างแบนด์วิดท์สัมพัทธ์ (relative bandwidth) กับฟังก์ชัน $(b/a)\sqrt{\epsilon_r - 1}$	17
รูปที่ 2.5 กราฟแสดงการสูญเสียในการส่งของท่อนำคลื่น NRD	19
รูปที่ 3.1 โครงสร้างและคุณสมบัติของสายส่งสตริป (ก) ลักษณะโครงสร้างของสายส่งสตริป (ข) เส้นแรงไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กของสายส่งสตริป	20
รูปที่ 3.2 รูปตัดขวางของ (ก) สายส่งไมโครสตริป (ข) เส้นลวดเหนือระนาบสร้างเงา	21
รูปที่ 3.3 (ก) คุณลักษณะของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท (ข) คุณลักษณะของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบิเชฟ	30
รูปที่ 3.4 วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน	30
รูปที่ 3.5 (ก) วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน โดยใช้ high-and low – อิมพีแดนซ์ไลน์ (ข) วงจรสมมูลย์	32
รูปที่ 3.6 (ก) แบบร่างของอิลิปติกฟังก์ชันฟิลเตอร์ , (ข) วงจรสมมูลย์ (ค) คุณลักษณะการลดทอน	34
รูปที่ 3.7 (ก) ไมโครสตริปแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่เชื่อมต่อบนขนาบ (ข) ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในส่วนของฟิลเตอร์และวงจรสมมูลย์	36
รูปที่ 3.8 นิยามของกำลังงานที่แตกต่างกัน	39
รูปที่ 3.9 บล็อกโคอะแกรมของอัตราขยายกำลังของตัวแปลงข้างเดียว	41
รูปที่ 3.10 บล็อกโคอะแกรมของอัตราขยายกำลังของตัวแปลงข้างเดียวสูงสุด	43

รูปที่ 3.11	เสถียรภาพของวงจร 2-พอร์ต	43
รูปที่ 3.12	โครงสร้างของวงกลมเสถียรภาพในสมิธชาร์ต	46
	(ก) ระนาบ Γ_L	
	(ข) ระนาบ Γ_S	
รูปที่ 3.13	แผนภาพสมิธชาร์ตที่แสดงถึงบริเวณเสถียรและไม่เสถียรในระนาบ Γ_L	47
รูปที่ 3.14	แผนภาพสมิธชาร์ตที่แสดงถึงบริเวณเสถียรและไม่เสถียรในระนาบ Γ_S	47
รูปที่ 3.15	เงื่อนไขสำหรับการเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข	48
	(ก) ระนาบ Γ_L	
	(ข) ระนาบ Γ_S	
รูปที่ 3.16	การแมตช์แบบสังยุคในเวลาเดียวกันจะเกิดขึ้นเมื่อ $\Gamma_{IN} = \Gamma_S^*$ และ $\Gamma_{OUT} = \Gamma_L^*$	50
รูปที่ 3.17	แบบแผนไดอะแกรมของท่อนำคลื่นแบบไดอิเล็กตริกสแลบ	55
รูปที่ 4.1	โครงสร้างของท่อนำคลื่น NRD ที่มีแถบ ไดอิเล็กตริกถูกประกบด้วยแผ่นโลหะขนาน 2 แผ่น	66
รูปที่ 4.2	ภาคตัดขวางของ โครงสร้างท่อนำคลื่น NRD ในการทดลองโดยที่ $a < \frac{\lambda_0}{2}$	67
รูปที่ 4.3	แสดงขนาดของท่อนำคลื่น NRD จากการคำนวณ	67
รูปที่ 4.4	แสดงสายส่งแบบไมโครสตริปที่ถูกออกแบบเรียบร้อยแล้ว	69
รูปที่ 4.5	สายส่งแบบไมโครสตริปที่ใช้ในการทดลองวัด	69
รูปที่ 4.6	วงกลมเสถียรภาพและวงกลมอัตราขยายกำลัง	72
รูปที่ 4.7	การออกแบบวงจรแมตช์ทางด้านอินพุตของวงจรขยายแบบเฟดโดยใช้สมิธชาร์ต	73
รูปที่ 4.8	การออกแบบวงจรแมตช์ทางด้านเอาต์พุตของวงจรขยายแบบเฟดโดยใช้สมิธชาร์ต	74
รูปที่ 4.9	วงจรขยายแบบเฟดที่ย่านความถี่ไมโครเวฟ	75
รูปที่ 4.10	พารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรขยายแบบเฟด หลังจากการออกแบบเรียบร้อยแล้ว	76
รูปที่ 4.11	S- พารามิเตอร์ของวงจรขยายแบบเฟดที่ได้จากการออกแบบโดยโปรแกรม Microwave office	76
รูปที่ 4.12	โครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่	77
รูปที่ 4.13	พารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ หลังจากการออกแบบเรียบร้อยแล้ว	78
รูปที่ 4.14	S- พารามิเตอร์ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้จากการออกแบบโดยโปรแกรม Microwave office	78

รูปที่ 5.2 การทดลองวัดค่า สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน	80
รูปที่ 5.3 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสายส่งแบบไมโครสตริป	81
รูปที่ 5.4 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของวงจรขยายแบบเฟด	81
รูปที่ 5.5 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของวงจรกรองผ่านแถบความถี่	82
รูปที่ 5.6 ภาพด้านบนของท่อนำคลื่น NRD แบบเดี่ยว	82
รูปที่ 5.7 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ที่พอร์ต S_{11} และพอร์ต S_{22} ที่ความถี่ 10.16 GHz	83
รูปที่ 5.8 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของคลื่นที่พอร์ต S_{21} และพอร์ต S_{12} ที่ความถี่ 10.16 GHz	83
รูปที่ 5.9 ภาพด้านบนของตัวเชื่อมต่อ NRD พื้นฐาน	84
รูปที่ 5.10 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ที่พอร์ต S_{11} และพอร์ต S_{22}	84
รูปที่ 5.11 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของคลื่นที่พอร์ต S_{21} และพอร์ต S_{12}	85
รูปที่ 5.12 ภาพด้านบนของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับไดอิเล็กทริกสแลบ	86
รูปที่ 5.13 S_{21} ที่ได้จากการวัดของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับ ไดอิเล็กทริกสแลบ	86
รูปที่ 5.14 ภาพด้านบนของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป	87
รูปที่ 5.15 S_{21} ที่ได้จากการวัดของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป	88
รูปที่ 5.16 ภาพด้านบนของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรขยายแบบเฟด	89
รูปที่ 5.17 S_{21} ที่ได้จากการวัดของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรขยายแบบเฟด	89
รูปที่ 5.18 ภาพด้านบนของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่	90
รูปที่ 5.19 S_{21} ที่ได้จากการวัดของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่	90

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

ในระบบไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟในปัจจุบันมีแนวโน้มที่จะใช้ความถี่สูงขึ้นเรื่อยๆ ซึ่งเป็นผลทำให้วงจรรวมไมโครเวฟต่างๆ อาทิเช่น วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง, มิกเซอร์, อุปกรณ์แบ่งกำลังงาน, วงจรออสซิลเลเตอร์ ฯลฯ มีขนาดที่เล็กลงและมีประสิทธิภาพสูงขึ้น อุปกรณ์เหล่านี้โดยส่วนใหญ่แล้วจะมีโครงสร้างที่เป็นสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป ซึ่งเป็นโครงสร้างแบบเปิด (open structure) แต่การสูญเสียที่เกิดขึ้นเนื่องจากสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปนั้น จะมีค่าสูงขึ้นเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่ที่ใช้งาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อนำไปใช้งานในย่านความถี่มิลลิเมตรเวฟ

ท่อนำคลื่น NRD (Nonradiative Dielectric Guide) มีคุณสมบัติพิเศษที่ดีในการนำมาใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟและมิลลิเมตร โดยจะมีการสูญเสียในด้านการส่งผ่านกำลังต่ำ ไม่มีการแผ่กระจายพลังงานจากบริเวณที่ไม่ต่อเนื่องของโครงสร้าง ประสิทธิภาพสูง และมีขนาดเล็ก ดังนั้นท่อนำคลื่นแบบ NRD จึงเหมาะที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับวงจรรวมไมโครเวฟ เพื่อลดการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากการใช้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป ลักษณะโครงสร้างของท่อนำคลื่นแบบ NRD จะประกอบด้วยวัสดุไดอิเล็กตริกโดยพื้นฐานใช้ 1 หรือ 2 ชั้น ถูกประกบด้วยแผ่นโลหะขนาด 2 แผ่น

ลักษณะโครงสร้างของท่อนำคลื่นแบบ NRD ที่ได้ทดลองสร้างในปริภูมิงานนี้ ได้ทำการศึกษาคุณสมบัติของการส่งผ่านกำลังระหว่างท่อนำคลื่นแบบ NRD และวงจรรวมไมโครเวฟแบบต่างๆ และทำการประยุกต์นำเอาท่อนำคลื่น NRD แห่งไดอิเล็กตริกและวงจรรวมมาสร้างร่วมกันเป็นตัวเชื่อมต่อ (coupler) โดยใช้สายเคเบิลเซมิริจิด (semi-rigid cable) เป็นตัวกระตุ้นสัญญาณ โดยอาศัยแนวคิดที่ว่า การเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อชนิดนี้เกิดจากการรั่วไหลของคลื่นซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในย่านความถี่ไมโครเวฟมาประยุกต์เพื่อสร้างเป็นอุปกรณ์ชนิดใหม่ที่สามารถใช้งานได้ ในย่านความถี่ดังกล่าวนั่นเอง

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาถึงคุณสมบัติของท่อนำคลื่นแบบ NRD

2. เพื่อศึกษาถึงการนำท่อนำคลื่น NRD ไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับวงจรรวมไมโครเวฟ (Microwave Integrated Circuit :MIC) ทั้งแบบพาสซีฟและแอคทีฟ
3. เพื่อสามารถนำข้อมูลที่ได้รับจากการศึกษาครั้งนี้ไปใช้ในการพัฒนาและปรับปรุงโครงสร้างของการนำวงจรรวมไมโครเวฟมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับท่อนำคลื่นแบบ NRD ต่อไป

1.3 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถออกแบบและสร้างวงจรรวมไมโครเวฟทั้งแบบพาสซีฟและแบบแอคทีฟสำหรับนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับท่อนำคลื่นแบบ NRD ที่ความถี่ 10 GHz ได้อย่างมีประสิทธิภาพ
2. สามารถระบุค่าของการสูญเสียเนื่องจากการส่งผ่านกำลังงานระหว่างท่อนำคลื่นแบบ NRD กับวงจรรวมไมโครเวฟได้
3. เข้าใจถึงผลกระทบที่เกิดจากคลื่นผิวที่มีผลต่อการใช้งานวงจรรวมไมโครเวฟร่วมกับท่อนำคลื่นแบบ NRD
4. มีความรู้และเข้าใจในการใช้เครื่องมือวัดทางด้านวงจรความถี่สูง เช่น เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย
5. เข้าใจขั้นตอนและวิธีในการปฏิบัติสำหรับการสร้างและทดสอบวงจรรวมทางไมโครเวฟ
6. สามารถใช้งานโปรแกรมคอมพิวเตอร์สำหรับการออกแบบวงจรรวมทางไมโครเวฟ

1.4 โครงประกอบของปริญญานิพนธ์

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท โดยมีบทนำอยู่ในบทที่ 1 เป็นการกล่าวแนะนำหลักการเบื้องต้นและวัตถุประสงค์ในการทำโครงงานนี้ ส่วนรายละเอียดของบทต่างๆ อีก 5 บทมีดังต่อไปนี้คือ

- บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานท่อนำคลื่น NRD
- บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรระนาบ
- บทที่ 4 การออกแบบ
- บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง
- บทที่ 6 สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานของนำคลื่น NRD

2.1 บทนำ

ท่อนำคลื่น NRD ซึ่งคิดค้นขึ้นโดย Yoneyama และ Nishida เป็นสายส่งสัญญาณที่มีการสูญเสียต่ำซึ่งลักษณะพิเศษที่โดดเด่นของมันก็คือ สามารถกด (suppress) การแผ่กระจายได้เกือบสมบูรณ์ โครงสร้างของท่อนำคลื่น NRD ประกอบด้วย ท่อนำคลื่นแบบแผ่นโลหะขนาน (a parallel plate waveguide) ที่มีแท่งไดอิเล็กตริกแทรกอยู่ระหว่างแผ่นโลหะ แสดงดังรูปที่ 2.1 จากโครงสร้างจะพบว่าท่อนำคลื่น NRD มีลักษณะคล้ายกับท่อนำคลื่น H (H-guide) แต่ท่อนำคลื่น NRD จะมีความแตกต่างจากท่อนำคลื่น H ตรงที่ ระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะจะมีค่าน้อยกว่าครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นอวกาศว่าง $\left(\frac{\lambda_0}{2}\right)$

ท่อนำคลื่นแบบแผ่นโลหะขนานที่มีตัวกลางเป็นอากาศ โหมด TE ซึ่งมีสนามไฟฟ้าขนานไปกับแผ่นโลหะทั้งสอง จะเป็นโหมดที่มีการสูญเสียต่ำ เมื่อระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะขนานน้อยกว่า $\left(\frac{\lambda_0}{2}\right)$ โหมด TE เหล่านี้จะอยู่ในสภาวะคัทออฟสำหรับท่อนำคลื่น NRD ซึ่งมีแท่งไดอิเล็กตริกอยู่ตรงกลางนั้น จะยอมให้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางเข้าไปในท่อนำคลื่นได้โดยผ่านแท่ง ไดอิเล็กตริก ในขณะที่คลื่นที่ถูกแผ่กระจายจะถูกกด (suppress) เนื่องจากสภาวะคัทออฟของบริเวณอากาศในท่อนำคลื่น

ลักษณะที่สำคัญ 2 ประการของท่อนำคลื่น NRD ที่กล่าวไว้ในข้างต้น นั้นคือ

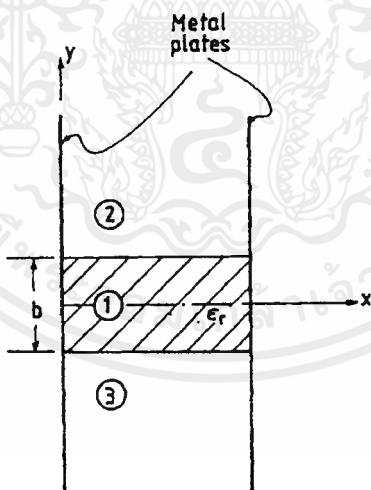
1. การสูญเสียในการส่งต่ำ (low transmission loss)
2. ไม่มีการแผ่กระจายที่บริเวณรอยต่อและส่วนที่ไม่ต่อเนื่องของโครงสร้าง

ด้วยคุณสมบัติเหล่านี้ทำให้ท่อนำคลื่น NRD นี้มีความเหมาะสมสำหรับวงจรรวมย่านคลื่นมิลลิเมตรมีประสิทธิภาพสูงและมีขนาดกระทัดรัด ในการพิจารณาขนาดของท่อนำคลื่นและความสะดวกในการสร้าง ขอบเขตของความถี่ที่ใช้โดยส่วนใหญ่ก็คือช่วง 30 GHz ถึงประมาณ 100 GHz เนื่องจากท่อนำคลื่นชนิดนี้มีศักยภาพสูงในการใช้งานในวงจรรวมย่านคลื่นมิลลิเมตร จึงได้รับความสนใจอย่างมากทั้งด้านทฤษฎี และด้านการทดลอง

ในบทนี้ อันดับแรกจะได้กล่าวถึงนิพจน์โดยทั่ว ๆ ไปของสนามไฮบริดโหมด ของท่อนำคลื่น NRD จากนั้นจะได้กล่าวถึงคุณลักษณะของการแพร่กระจายและสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของท่อนำคลื่นชนิดนี้ และสุดท้ายจะได้กล่าวถึงท่อนำคลื่น NRD แบบคัปเปิล (the couple NRD guide) และท่อนำคลื่น NRD แบบ groove (the groove NRD guide)

2.2 การวิเคราะห์ที่ท่อนำคลื่น NRD

ในหัวข้อนี้จะทำการพิสูจน์นิพจน์โดยทั่ว ๆ ไป ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าไฮบริดโหมด ของท่อนำคลื่น NRD สนามแม่เหล็กไฟฟ้าของโหมดที่ทำงานในท่อนำคลื่น NRD จะได้มาโดยการกำหนดตัวเลขที่เหมาะสม จากโครงสร้างและระบบพิกัดฉากที่แสดงดังรูปที่ 2.1 ไฮบริดโหมดของท่อนำคลื่นจะเป็นการรวมกันของโหมด TM to y (TM_{nm}^y) กับโหมด TE to y (TE_{nm}^y) จากบทที่ 2 และ 3 [1] โหมด TM_{nm}^y บางครั้งสามารถเรียกว่าโหมด E_{nm}^y ซึ่งอธิบายได้ว่า E_y คือองค์ประกอบสนามไฟฟ้าหลัก (dominant electric field component) สำหรับโหมดนี้ สนามแม่เหล็กทั้งหมดจะวางตัวในระนาบที่ตั้งฉากกับแกน y ($H_y = 0$) ในทำนองเดียวกัน โหมด TE_{nm}^y บางครั้งสามารถเรียกว่าโหมด E_{nm}^x ซึ่งอธิบายได้ว่า E_x คือองค์ประกอบสนามไฟฟ้าหลัก (dominant electric field component) สำหรับโหมดนี้ สนามไฟฟ้าทั้งหมดจะวางตัวในระนาบที่ตั้งฉากกับแกน y ($E_y = 0$) เพื่อความง่ายต่อการวิเคราะห์ เราจะใช้ความสมมาตรของโครงสร้างที่ระนาบ $y = 0$ และระบุว่า โหมด TM_{nm}^y เป็น symmetric หรือ antisymmetric นั้น ขึ้นอยู่กับว่า E_y เป็น symmetric หรือ antisymmetric บนระนาบ $y = 0$ ในทำนองเดียวกัน เราจะระบุว่า โหมด TE_{nm}^y เป็น symmetric หรือ antisymmetric ขึ้นอยู่กับว่า E_x เป็น symmetric หรือ antisymmetric บนระนาบ $y = 0$



รูปที่ 2.1 ภาคตัดขวางของท่อนำคลื่น NRD

2.2.1 นิพจน์สนามของโหมด TM_{nm}^y ($H_y = 0$)

จากระบบพิกัดฉากที่แสดงดังรูปที่ 2.1 เราจะสมมติว่าองค์ประกอบของสนามมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงเป็นแบบฮาร์มอนิกกับเวลาและระยะทางในทิศที่คลื่นเดินทางด้วยเฟกเตอร์ $e^{-j(\omega t - \beta z)}$ โดยที่ β คือค่าคงตัวการแพร่กระจายคลื่น (propagation constant) ของโหมด TM_{nm}^y สนามแม่เหล็กไฟฟ้าเอกลสารเป็นเอกลสารทส่งวนเวสสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของโหมดนี้สามารถแสดงได้ในเทอมของศักย์สเกลาร์ (scalar potential : ϕ^e) ที่ได้จากสมการที่ 2.24 ในบทที่ 2 [1] เราจะสังเกตได้ว่า E_y จะมีสัดส่วนโดยตรงกับ ϕ^e ซึ่งมีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$E_y = \frac{1}{\epsilon_r} \left(\beta^2 - \frac{\partial^2}{\partial x^2} \right) \phi^e \quad (2.1)$$

ดังนั้นสนาม TM^y ที่เป็น symmetric หรือ antisymmetric สามารถหาได้จากนิพจน์ศักย์สเกลาร์ ϕ^e สำหรับโหมด symmetric ระบาย $y=0$ จะแทนผนังไฟฟ้า (electric wall) ในขณะที่โหมด antisymmetric จะแทนผนังแม่เหล็ก

TM_{mn}^y Symmetric Modes

จากรูปที่ 2.1 นิพจน์ของศักย์สเกลาร์ในชั้นของไดอิเล็กตริกและในชั้นอากาศ แสดงได้ดังต่อไปนี้

$$\phi^e = A \sin(m\pi x/a) \cos(\beta_y y) \quad |y| < b/2 \quad (2.2a)$$

$$= A \cos(\beta_y b/2) \sin(m\pi x/a) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad |y| > b/2 \quad (2.2b)$$

โดยที่ A คือค่าคงตัวใด ๆ

β_y คือค่าคงตัวการแพร่กระจายในทิศ y (the y -directed propagation constant) ในชั้นของไดอิเล็กตริก

ζ คือ decay constant ในชั้นอากาศ

แฟกเตอร์ $e^{\zeta(b/2-|y|)}$ ในสมการที่ 2.2 จะถูกละไว้ (ไม่นำมาพิจารณา) พารามิเตอร์ β , β_y และ ζ มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$\beta^2 = k_0^2 \epsilon_r - (m\pi/a)^2 - \beta_y^2 = k_0^2 - (m\pi/a)^2 + \zeta^2 \quad (2.3)$$

องค์ประกอบของสนามต่าง ๆ ของ TM^y symmetric modes สามารถหาได้ในเทอมของ A โดยการแทน ϕ^e จากสมการที่ 2.2 ในสมการที่ 2.24 จากบทที่ 2 [1]

บริเวณที่ 1 ($|y| < b/2$):

$$E_x = -A(\beta_y/\epsilon_r)(m\pi/a)\cos(m\pi x/a)\sin(\beta_y y) \quad (2.4a)$$

$$E_y = (A/\epsilon_r)g^2 \sin(m\pi x/a)\cos(\beta_y y) \quad (2.4b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือใช้ภายใต้เงื่อนไขการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_z = j(A/\varepsilon_r)\beta\beta_y \sin(m\pi x/a)\sin(\beta_y y) \quad (2.4c)$$

$$H_x = -A\omega\varepsilon_0\beta \sin(m\pi x/a)\cos(\beta_y y) \quad (2.4d)$$

$$H_y = 0 \quad (2.4e)$$

$$H_z = jA\omega\varepsilon_0(m\pi/a)\cos(m\pi x/a)\cos(\beta_y y) \quad (2.4f)$$

บริเวณที่ 2 ($|y| > b/2$):

$$E_x = \mp A\zeta(m\pi/a)\cos(m\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.5a)$$

$$E_y = Ag^2 \sin(m\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.5b)$$

$$E_x = \pm jA\beta\zeta \sin(m\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.5c)$$

$$H_x = -A\omega\varepsilon_0\beta \sin(m\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.5d)$$

$$H_y = 0 \quad (2.5e)$$

$$H_z = jA\omega\varepsilon_0(m\pi/a)\cos(m\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.5f)$$

โดยที่สัญลักษณ์ด้านบนและด้านล่างในสมการที่ (5.5) จากบทที่ 5 [1] แทนชั้นอากาศที่ 2 และ 3 ตามลำดับ และค่า g หาค่าได้โดย

$$g^2 = \beta^2 + (m\pi/a)^2 = k_0^2\varepsilon_r - \beta_y^2 = k_0^2 + \zeta^2 \quad (2.6)$$

ทำการแมตซ์ E_x ที่พื้นผิวสัมผัสระหว่างอากาศกับไดอิเล็กตริก จะได้สมการคุณลักษณะ (characteristic equation) ดังนี้

$$\beta_y \tan(\beta_y b/2) = \varepsilon_r \zeta \quad (2.7)$$

โดยที่ จาก สมการที่ 2.6 จะได้

$$\zeta^2 = k_0^2(\varepsilon_r - 1) - \beta_y^2 \quad (2.8)$$

สมการที่ 2.7 จะเหมือนกับสมการ *TM symmetric mode* ของท่อนำคลื่นแบบไดอิเล็กตริก สแลบ ที่มีควมหนา b และค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ε_r ความสัมพันธ์ที่ได้ดังกล่าวสามารถหาได้จาก การประยุกต์เทคนิค EDC ซึ่งได้อธิบายไว้ในบทที่ 2 [1] ผลเฉลยของสมการที่ 2.7 จะได้จากค่า

ไอเกนของ β_{ym} และ ζ_n โดยที่ n เป็นจำนวนคี่ ($n = 1, 3, 5, \dots$) แล้วค่าคงตัวการแพร่กระจายคลื่นของ TM^y symmetric modes จะได้จาก

$$\beta_{nm}^2 = k_0^2 \varepsilon_r - (m\pi/a)^2 - \beta_{ym}^2, \quad m = 1, 2, 3, \dots; \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (2.9)$$

TM_{nm}^y Antisymmetric Modes

จากรูปที่ 2.1 นิพจน์ ϕ^e ในชั้นไดอิเล็กตริกและในชั้นของอากาศ คือ

$$\phi^e = B \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y y) \quad ; |y| < b/2 \quad (2.10a)$$

$$= B \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-y)}; y > b/2 \quad (2.10b)$$

$$= -B \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-y)}; y < -b/2 \quad (2.10c)$$

โดยที่พารามิเตอร์ β, β_y, ζ มีความสัมพันธ์กันดังสมการที่ 2.3 องค์ประกอบของสนามต่าง ๆ ของ TM_{nm}^y Antisymmetric Modes สามารถหาได้ในเทอมของค่าคงที่ B โดยการแทน ϕ^e จากสมการที่ 2.10 ในสมการที่ 2.24 ในบทที่ 2 [1]

บริเวณที่ 1 ($|y| < b/2$):

$$E_x = B(\beta_y / \varepsilon_r) (m\pi/a) \cos(m\pi x/a) \cos(\beta_y y) \quad (2.11a)$$

$$E_y = (B/\varepsilon_r) g^2 \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y y) \quad (2.11b)$$

$$E_z = -j(B/\varepsilon_r) \beta \beta_y \sin(m\pi x/a) \cos(\beta_y y) \quad (2.11c)$$

$$H_x = -B\omega\varepsilon_0 \beta \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y y) \quad (2.11d)$$

$$H_y = 0 \quad (2.11e)$$

$$H_z = jB\omega\varepsilon_0 (m\pi/a) \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y y) \quad (2.11f)$$

บริเวณที่ 2 และ 3 ($|y| > b/2$):

$$E_x = -B\zeta (m\pi/a) \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.12a)$$

$$E_y = \pm Bg^2 \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.12b)$$

$$E_z = jB\beta\zeta \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.12c)$$

$$H_x = \mp B\omega\varepsilon_0 \beta \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.12d)$$

$$H_y = 0 \quad (2.12e)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_z = \pm j b \omega \epsilon_0 (m\pi/a) \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.12f)$$

โดยที่เครื่องหมายด้านบนและด้านล่างในสมการที่ 2.12 หมายถึงสมการของชั้นอากาศบริเวณที่ 2 และ 3 ตามลำดับ และ g มีความสัมพันธ์ดังสมการที่ 2.6 ทำการแมตซ์ E_x ที่พื้นผิวสัมผัสระหว่างอากาศกับไดอิเล็กตริก จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\beta_y \cot(\beta_y b/2) = -\zeta \epsilon_r \quad (2.13)$$

โดยที่ ζ และ β_y มีความสัมพันธ์ดังสมการที่ 2.8 จากสมการที่ 2.13 จะพบว่ามีความเหมือนกับสมการของ TM antisymmetric mode ของท่อนำคลื่นไดอิเล็กตริกสแลบที่มีความหนา b และมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ϵ_r ผลเฉลยของสมการที่ 2.13 จะได้จากค่าไอเกนของ β_{ym} และ ζ_n เมื่อ n สมมติว่าเป็นจำนวนคู่ ($n = 2, 4, 6, \dots$) ส่วนค่าคงตัวการแพร่กระจายคลื่นจะได้จากสมการที่ 2.9 เมื่อ $m = 1, 2, 3, \dots$ และ $n = 2, 4, 6, \dots$

2.2.2 นิพจน์ของสนามโหมด TE_{mn}^y ($E_y = 0$)

พิจารณาการแพร่กระจายคลื่นของโหมด TE_{mn}^y ในท่อนำคลื่นเมื่อสนามมีการเปลี่ยนแปลงด้วยแฟกเตอร์ $e^{j(\omega t - \beta z)}$ โดยที่ β คือค่าคงตัวการแพร่กระจายคลื่นในทิศทาง z สนามของโหมดนี้สามารถแสดงได้ในเทอมของศักย์สเกลาร์ ϕ^h ดังสมการที่ 2.27 ในบทที่ 2 [1] เราจะได้ว่า E_x เป็นสัดส่วนโดยตรงกับ ϕ^h ดังสมการ

$$E_x = -\omega \mu_0 \beta \phi^h \quad (2.14)$$

ดังนั้นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า symmetric and antisymmetric สามารถเขียนได้ในเทอมของ ϕ^h ที่ซึ่ง symmetric และ antisymmetric ที่ระนาบ $y = 0$ สำหรับ symmetric mode ระนาบ $y = 0$ จะแทนผนังแม่เหล็ก (magnetic wall) และสำหรับ antisymmetric mode ระนาบ $y = 0$ จะแทนผนังไฟฟ้า (electric wall)

TE_{mn}^y Symmetric Modes

จากรูปที่ 2.1 นิพจน์ของ ϕ^h ในชั้นไดอิเล็กตริกและชั้นอากาศ แสดงได้ดังนี้

$$\phi^h = C \cos(m\pi x/a) \cos(\beta_y y) \quad ; |y| < b/2 \quad (2.15a)$$

$$= C \cos(\beta_y b/2) \cos(m\pi x/a) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad ; |y| > b/2 \quad (2.15b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่เสียประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่พารามิเตอร์ β_y และ ζ มีความสัมพันธ์กับ β ดังนี้

$$\beta^2 = k_0^2 \varepsilon_r - (m\pi/a)^2 - \beta_y^2 = k_0^2 - (m\pi/a)^2 + \zeta^2 \quad (2.16)$$

แทน ϕ^h จากสมการที่ 2.15 ในสมการที่ 2.27 [1] และแทน $\partial/\partial z$ ด้วย $-j\beta$ จะได้องค์ประกอบของสนามต่าง ๆ ในเทอมของค่าคงตัว C

บริเวณที่ 1 ($|y| < b/2$):

$$E_x = C\omega\mu_0\beta_z \cos(m\pi x/a)\cos(\beta_y y) \quad (2.17a)$$

$$E_y = 0 \quad (2.17b)$$

$$E_z = jC\omega\mu_0(m\pi/a)\sin(m\pi x/a)\cos(\beta_y y) \quad (2.17c)$$

$$H_x = C\beta_y(m\pi/a)\sin(m\pi x/a)\sin(\beta_y y) \quad (2.17d)$$

$$H_y = Cg^2 \cos(m\pi x/a)\cos(\beta_y y) \quad (2.17e)$$

$$H_z = jC\beta_z\beta_y \cos(m\pi x/a)\sin(\beta_y y) \quad (2.17f)$$

บริเวณที่ 2 และ 3 ($|y| > b/2$):

$$E_x = C\omega\mu_0\beta_z \cos(m\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.18a)$$

$$E_y = 0 \quad (2.18b)$$

$$E_z = jC\omega\mu_0(m\pi/a)\sin(m\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.18c)$$

$$H_x = \mp C\zeta(m\pi/a)\sin(m\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.18d)$$

$$H_y = Cg^2 \cos(m\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.18e)$$

$$H_z = \pm jC\beta\zeta \cos(m\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.18f)$$

โดยที่ เครื่องหมายในสมการที่ (2.18) ส่วนบนจะแสดงถึงชั้นอากาศ 2 ส่วนล่างจะแสดงถึงชั้นอากาศ 3 ตามลำดับ และค่า g จะมีความสัมพันธ์ ดังนี้

$$g^2 = \beta^2 + (m\pi/a)^2 = k_0^2 \varepsilon_r - \beta_y^2 = k_0^2 + \zeta^2 \quad (2.19)$$

ทำการเมตซ์ H_x ที่พื้นผิวสัมผัสระหว่างอากาศกับไดอิเล็กตริก จะได้สมการคุณลักษณะดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\beta_y \tan(\beta_y b/2) = \zeta \quad (2.20)$$

โดยที่ จากสมการที่ 2.17 เราจะได้

$$\zeta^2 = k_0^2(\epsilon_r - 1) - \beta_y^2 \quad (2.21)$$

สมการที่ 2.20 จะเหมือนกับสมการคุณลักษณะของ TE symmetric mode ของท่อนำคลื่นไดอิเล็กตริก สแลบที่มีความหนา b และมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ϵ_r ผลเฉลยของสมการที่ 2.20 จะได้จากค่า ไอเกน โดยสมมติให้ n เป็นจำนวนคี่ ($n=1,3,5,\dots$) ค่าคงตัวการแพร่กระจายของ TE^y symmetric mode จะหาค่าได้จากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$\beta_{nm}^2 = k_0^2 \epsilon_r - (m\pi/a)^2 - \beta_{ym}^2, \quad m=0,1,2,\dots, \quad n=1,3,5,\dots \quad (2.22)$$

TE_{nm}^y Antisymmetric Modes

โมดนี้ E_x จะ antisymmetric ที่ระนาบ $y=0$ ศักย์สเกลาร์ ϕ^h จะแสดงได้ดังนี้

$$\phi^h = D \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y y) \quad ; |y| < b/2 \quad (2.23a)$$

$$= D \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-y)} \quad ; y > b/2 \quad (2.23b)$$

$$= -D \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2+y)} \quad ; y < -b/2 \quad (2.23c)$$

โดยที่พารามิเตอร์ β_y และ ζ มีความสัมพันธ์กันดังสมการที่ 2.16 ทำการแทน ϕ^h จากสมการที่ 2.23 ในสมการที่ 2.27 ในบทที่ 2 [1] และแทน $\partial/\partial z$ ด้วย $-j\beta$ เราจะได้นิพจน์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

บริเวณที่ 1 ($|y| < b/2$):

$$E_x = D\omega\mu_0\beta \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y y) \quad (2.24a)$$

$$E_y = 0 \quad (2.24b)$$

$$E_z = jD\omega\mu_0(m\pi/a) \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y y) \quad (2.24c)$$

$$H_z = -D\beta_y(m\pi/a) \sin(m\pi x/a) \cos(\beta_y y) \quad (2.24d)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_y = Dg^2 \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y y) \quad (2.24e)$$

$$H_z = -jD\beta\beta_y \cos(m\pi x/a) \cos(\beta_y y) \quad (2.24f)$$

บริเวณที่ 2 และ 3 ($|y| > b/2$):

$$E_x = \pm D\omega\mu_0\beta \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.25a)$$

$$E_y = 0 \quad (2.25b)$$

$$E_z = \pm jD\omega\mu_0(m\pi/a) \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.25c)$$

$$H_x = D\zeta(m\pi/a) \sin(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.25d)$$

$$H_y = \pm Dg^2 \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.25e)$$

$$H_z = jD\beta\zeta \cos(m\pi x/a) \sin(\beta_y b/2) e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.25f)$$

ทำการแมตซ์ H_x ที่พื้นผิวสัมผัสระหว่างอากาศกับไดอิเล็กตริก จะได้สมการคุณลักษณะดังต่อไปนี้

$$\beta_y \cot(\beta_y b/2) = -\zeta \quad (2.26)$$

โดยที่ β_y และ ζ มีความสัมพันธ์กันดังสมการที่ 2.21 จะพบว่าสมการที่ 2.26 เหมือนกับสมการคุณลักษณะของ TE antisymmetric mode ของท่อนำคลื่นไดอิเล็กตริกสแลบที่มีความหนา b และมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ϵ_r ผลเฉลยของสมการที่ 2.26 จะได้จากค่าไอเกน โดยที่สมมติให้ n เป็นจำนวนคู่ ($n = 2, 4, 6, \dots$) ค่าคงตัวการแพร่กระจายคลื่นของ TE^y antisymmetric mode จะหาได้จาก

$$\beta_{mn}^2 = k_0^2 \epsilon_r - (m\pi/a)^2 - \beta_{ym}^2, \quad m = 1, 2, 3, \dots, \quad n = 2, 4, 6, \dots \quad (2.27)$$

จากนิพจน์ของสนามต่างๆ ที่ทำการพิสูจน์ข้างต้น เมื่อ $m \geq 1$ และ $n \geq 1$ แล้วโหมด TM_{mn}^y และ TE_{mn}^y จะเป็นไฮบริดโหมด โครงสร้างของท่อนำคลื่น NRD จะไม่ทำให้เกิดโหมด TEM และ TM_{0n}^y สำหรับกรณี nonhybrid mode ที่เกิดในท่อนำคลื่นนี้ได้จะมีเพียง TE_{0n}^y ซึ่งองค์ประกอบของสนาม E_x , H_y และ H_z ไม่เป็นศูนย์ องค์ประกอบ E_x และ H_y จะ symmetric ที่ระนาบ $y=0$ เมื่อ n เป็นจำนวนคี่ ($n = 1, 3, 5, \dots$) และ จะ antisymmetric ที่ระนาบ $y=0$ เมื่อ n เป็นจำนวนคู่ ($n = 2, 4, 6, \dots$)

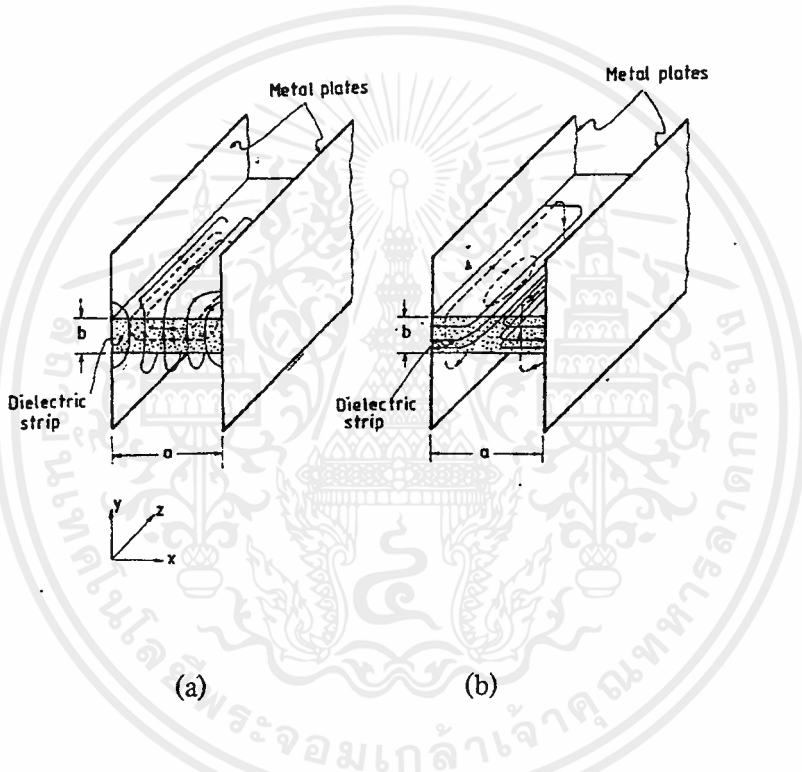
2.3 คุณลักษณะของท่อนำคลื่น NRD

2.3.1 โหมดและสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่มีการแผ่กระจายคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ท่อนำคลื่น NRD มีโหมดพื้นฐานอยู่ 2 โหมดคือ โหมด TM_{11}^y และ โหมด TE_{11}^y ซึ่งเป็นโหมดที่ไม่มีการแผ่กระจายคลื่นเลย บางครั้งอาจเรียกโหมด TM^y และ โหมด TE^y ว่าโหมด LSM (longitudinal-section-magnetic modes) และโหมด LSE (longitudinal-section-electric modes) ตามลำดับ โหมดพื้นฐาน 2 โหมดดังกล่าวก็คือ แบบแผนคลื่นเป็นใหญ่ (dominant mode) นั่นเอง ซึ่งบางครั้งโหมด TM_{11}^y และ โหมด TE_{11}^y จะเขียนได้เป็นโหมด LSM_{11} และโหมด LSE_{11} ตามลำดับ นิพจน์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของโหมด LSM_{11} จะได้จากสมการที่ 2.4 และ 2.5 ส่วนนิพจน์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของโหมด LSE_{11} จะได้จากสมการที่ 2.17 และ 2.18 เมื่อ $m = 1$

ลักษณะของเส้นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่ (dominant mode) ของท่อนำคลื่น NRD แสดงได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 เส้นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่ (dominant mode) ของท่อนำคลื่น NRD :

(a) โหมด LSM_{11} (b) โหมด LSE_{11}

สนามแม่เหล็กไฟฟ้าของโหมด LSM_{11}

บริเวณชั้นไดอิเล็กตริก ($|y| < b/2$):

$$E_x = -A(\beta_y / \epsilon_r)(\pi/a) \cos(\pi x/a) \sin(\beta_y y) \quad (2.28a)$$

$$E_y = (A/\epsilon_r)(k_0^2 \epsilon_r - \beta_y^2) \sin(\pi x/a) \cos(\beta_y y) \quad (2.28b)$$

$$E_z = j(A/\epsilon_r)\beta\beta_y \sin(\pi x/a) \sin(\beta_y y) \quad (2.28c)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_x = -A\omega\varepsilon_0\beta \sin(\pi x/a)\cos(\beta_y y) \quad (2.28d)$$

$$H_y = 0 \quad (2.28e)$$

$$H_z = jA\omega\varepsilon_0(\pi/a)\cos(\pi x/a)\cos(\beta_y y) \quad (2.28f)$$

บริเวณชั้นอากาศ ($|y| > b/2$):

$$E_x = \mp A\zeta(\pi/a)\cos(\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.29a)$$

$$E_y = A(k_0^2\varepsilon_r - \beta_y^2)\sin(\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.29b)$$

$$E_x = \pm jA\beta\zeta \sin(\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.29c)$$

$$H_x = -A\omega\varepsilon_0\beta \sin(\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.29d)$$

$$H_y = 0 \quad (2.29e)$$

$$H_z = jA\omega\varepsilon_0(\pi/a)\cos(\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.29f)$$

โดยที่ β , β_y และ ζ จะได้จากความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$\beta^2 = k_0^2\varepsilon_r - (\pi/a)^2 - \beta_y^2 \quad (2.30a)$$

$$\beta_y \tan(\beta_y b/2) = \varepsilon_r \zeta \quad (2.30b)$$

$$\zeta^2 = k_0^2(\varepsilon_r - 1) - \beta_y^2 \quad (2.30c)$$

ค่า β_y ได้มาจากรากที่ 1 ของสมการคุณลักษณะ (สมการที่ 2.30b) แทน β ในสมการที่ 2.30a จะได้ค่าคงตัวการแพร่กระจาย β ของโหมด LSM_{11}

สนามแม่เหล็กไฟฟ้าของโหมด LSM_{11}

บริเวณชั้นไดอิเล็กตริก ($|y| < b/2$):

$$E_x = C\omega\mu_0\beta \cos(\pi x/a)\cos(\beta_y y) \quad (2.31a)$$

$$E_y = 0 \quad (2.31b)$$

$$E_z = jC\omega\mu_0(\pi/a)\sin(\pi x/a)\cos(\beta_y y) \quad (2.31c)$$

$$H_x = C\beta_y(\pi/a)\sin(\pi x/a)\sin(\beta_y y) \quad (2.31d)$$

$$H_y = C(k_0^2\varepsilon_r - \beta_y^2)\cos(\pi x/a)\cos(\beta_y y) \quad (2.31e)$$

$$H_z = jC\beta_z\beta_y \cos(\pi x/a)\sin(\beta_y y) \quad (2.31f)$$

บริเวณชั้นอากาศ ($|y| > b/2$):

$$E_x = C\omega\mu_0\beta_z \cos(\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.32a)$$

$$E_y = 0 \quad (2.32b)$$

$$E_z = jC\omega\mu_0(\pi/a)\sin(\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.32c)$$

$$H_x = \mp C\zeta(\pi/a)\sin(\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.32d)$$

$$H_y = C(k_0^2\epsilon - \beta_y^2)\cos(\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.32e)$$

$$H_z = \pm jC\beta\zeta \cos(\pi x/a)\cos(\beta_y b/2)e^{\zeta(b/2-|y|)} \quad (2.32f)$$

โดยที่ β , β_y และ ζ จะได้จากความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$\beta^2 = k_0^2\epsilon_r - (\pi/a)^2 - \beta_y^2 \quad (2.33a)$$

$$\beta_y \tan(\beta_y b/2) = \epsilon_r \quad (2.33b)$$

$$\zeta^2 = k_0^2(\epsilon_r - 1) - \beta_y^2 \quad (2.33c)$$

ทำการแก้สมการที่ 2.33b หาค่ารากที่ 1 จะได้ β_y แทนค่า β_y ที่ได้ในสมการที่ 2.33a จะได้ค่าคงตัวการแพร่กระจาย β ของโหมด LSE_{11} โหมดทั้งสองดังกล่าวซึ่งไม่มีการแผ่กระจายคลื่นนั้น โหมดการทำงานที่ต้องการของท่อนำคลื่น NRD คือ โหมด LSM_{11} และโหมด LSE_{11} จะพิจารณาเป็น parasitic โหมด LSM_{11} มีองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าขนานไปกับแผ่นโลหะ ดังนั้นจึงทำให้เป็นโหมดการแพร่กระจายคลื่นที่มีการสูญเสียต่ำ (low-loss propagation mode) ของท่อนำคลื่น NRD

2.3.2 คุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นและแบนด์วิดท์

ค่าคงตัวการแพร่กระจายคลื่นของโหมด LSM_{mm} ของท่อนำคลื่น NRD หาได้จาก

$$\beta_{mm} = [k_0^2\epsilon_r - (m\pi/a)^2 - \beta_{ym}^2]^{1/2}, \quad m = 1, 2, \dots \quad (2.34)$$

โดยที่ β_{ym} คือค่ารากของสมการคุณสมบัติของสมการที่ 2.7 เมื่อ $n = 1, 3, 5, \dots$ และเป็นค่ารากของสมการที่ 2.13 เมื่อ $n = 2, 4, 6, \dots$

ที่สภาวะคัทออฟ $\beta_{nm} = 0$ ดังนั้นที่สภาวะคัทออฟของโหมด dominant LSM_{11} , โหมดอันดับสูง LSM_{12} และโหมด LSM_{21} จะเป็นดังนี้

$$\text{สภาวะคัทออฟของโหมด } LSM_{11} (\beta_{11} = 0): a = \lambda_{c11}/2, \lambda_{c11} = 2\pi/\sqrt{k_0^2 \epsilon_r - \beta_{y1}^2} \quad (2.35a)$$

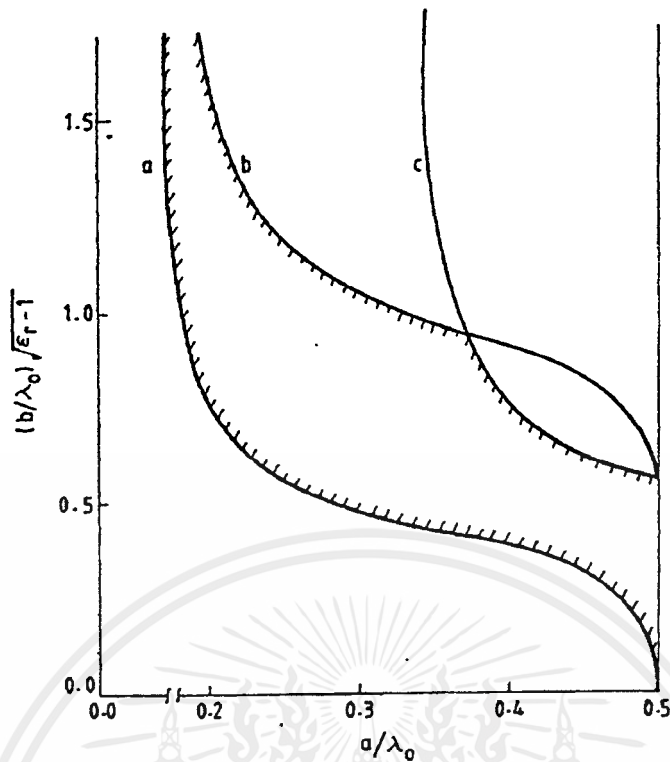
$$\text{สภาวะคัทออฟของโหมด } LSM_{12} (\beta_{12} = 0): a = \lambda_{c12}/2, \lambda_{c12} = 2\pi/\sqrt{k_0^2 \epsilon_r - \beta_{y2}^2} \quad (2.35b)$$

$$\text{สภาวะคัทออฟของโหมด } LSM_{21} (\beta_{21} = 0): a = \lambda_{c11} \quad (2.35c)$$

ท่อนำคลื่น NRD จะทำงานที่โหมด dominant LSM_{11} (single mode) ภายใต้เงื่อนไข

$$\lambda_{c11}/2 < a < \lambda_{c11}, \lambda_{c12}/2 \quad (2.36)$$

รูปที่ 2.3 แสดงไดอะแกรมการทำงานของท่อนำคลื่น NRD เมื่อใช้แท่งอะลูมินา ($\epsilon_r = 9.5$) โดยที่กราฟจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ที่นอร์มัลไลซ์ $(b/\lambda_0)\sqrt{\epsilon_r - 1}$ กับฟังก์ชัน a/λ_0 ขอบเขตการทำงานของ single mode (LSM_{11}) จะถูกล้อมรอบด้วยเส้นโค้ง $\lambda_{c11} = 2a$, $\lambda_{c12} = 2a$ และเส้นตรง $\lambda_0 = 2a$ จากกราฟจะพบว่าเส้นโค้งของโหมด LSM_{21} (เส้นโค้ง c; $\lambda_{c11} = a$) จะทำให้พื้นที่ของขอบเขตการทำงานของท่อนำคลื่น NRD ลดลง ซึ่งเหตุการณ์เช่นนี้มักเกิดขึ้นเมื่อใช้แท่งไดอิเล็กตริกที่มีค่า ϵ_r สูงกว่า 6.8 แต่โหมดดังกล่าว จะไม่เกิดขึ้นเมื่อมีการเลือกใช้ไดอิเล็กตริกที่มีค่า ϵ_r ต่ำกว่า 6.8



รูปที่ 2.3 โคอแอมการทํางานของท่อนำคลื่น NRD เมื่อไดอิเล็กตริกที่ใช้คือ อลูมินา ($\epsilon_r = 9.5$)

กราฟ a : $\lambda_{c11} = 2a$, กราฟ b : $\lambda_{c12} = 2a$ และกราฟ c : $\lambda_{c11} = a$

รูปที่ 2.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแบนด์วิดท์สัมพัทธ์ของท่อนำคลื่น NRD ในแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่ (dominant mode) LSM_{11} กับฟังก์ชัน $b\sqrt{\epsilon_r - 1}/a$ เมื่อใช้แท่งไดอิเล็กตริกที่แตกต่างกัน 3 ชนิดคือ โพลีสไตรีน ($\epsilon_r = 2.56$), ไพวส์ควออร์ทซ์ (fused quartz : $\epsilon_r = 3.8$) และอะลูมินา ($\epsilon_r = 9.5$) ค่าแบนด์วิดท์สัมพัทธ์หาได้จาก

$$BW = \left[\frac{2(f_2 - f_1)}{(f_2 + f_1)} \right] \times 100\% \quad (2.37)$$

โดยที่ f_1 คือความถี่คutoff ของแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่ (dominant mode) LSM_{11}

f_2 คือความถี่ที่ต่ำที่สุดระหว่างความถี่คutoff ของโหมด LSM_{21} และโหมด LSM_{12} กับความถี่ที่เกิดจากความสัมพันธ์ $a = \lambda_0/2$

จากกราฟรูปที่ 2.4 แสดงให้เห็นว่าท่อนำคลื่น NRD ที่ใช้แท่งไดอิเล็กตริกที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกต่ำ ๆ ($\epsilon_r = 2.56, 3.8$) แบนด์วิดท์จะไม่ได้รับผลกระทบจากโหมด LSM_{21} เนื่องจากที่กล่าวมาแล้วว่าท่อนำคลื่น NRD ที่ใช้แท่งไดอิเล็กตริกที่มี ϵ_r ต่ำ ๆ มักจะไม่เกิดโหมด LSM_{21} ขึ้น แต่เมื่อใช้อลูมินา

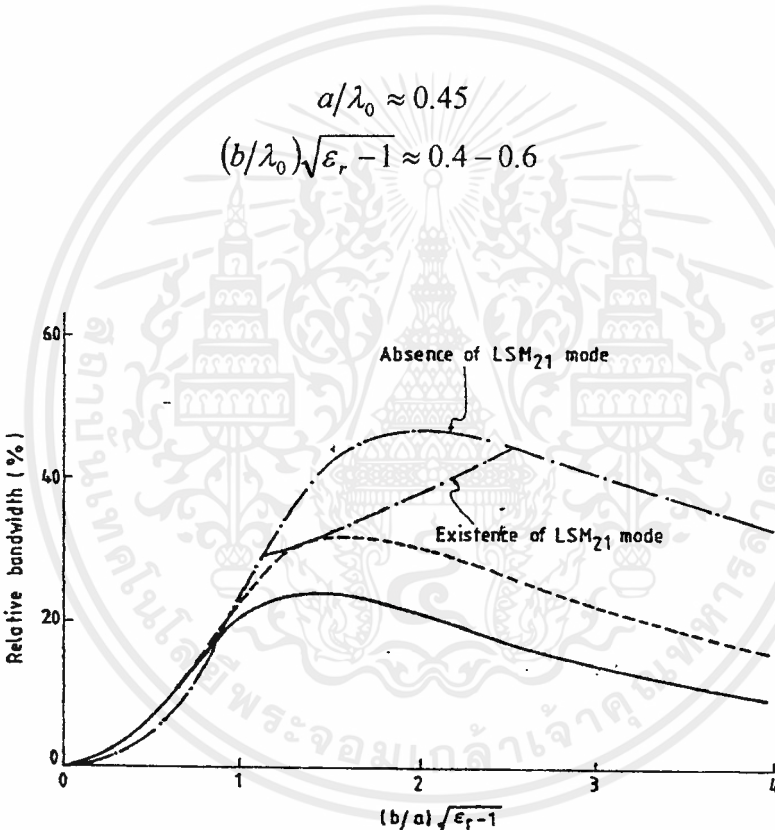
ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสูง ($\epsilon_r = 9.5$) จะทำให้เกิดโหมด LSM_{21} ขึ้น ซึ่งจะมีผลต่อแบนด์วิดท์ นั่นคือ จะทำให้แบนด์วิดท์แคบลง

อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติ โหมด LSM_{21} ที่ซึ่ง n เป็นจำนวนคี่ ไม่น่าจะถูกกระตุ้นขึ้นได้ ถ้าโครงสร้างมีความสมมาตร เมื่อพิจารณากราฟของไดอิเล็กตริกทั้งสามชนิด จะมีค่า $b\sqrt{\epsilon_r - 1}/a$ ค่าหนึ่งที่ทำให้เกิดแบนด์วิดท์สูงสุด แบนด์วิดท์จะเพิ่มขึ้นจนมีค่าสูงสุด เมื่อ ϵ_r สูงขึ้นประมาณ 45 % เมื่อ ϵ_r มีค่าถึงระดับเทรซโฮลคือ 6.8 แต่เมื่อ ϵ_r มีค่ามากกว่า 6.8 แล้วแบนด์วิดท์สูงสุดจะยังเกือบจะคงที่ที่ 45 % ถ้าโหมด LSM_{21}

บนพื้นฐานของคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นและแบนด์วิดท์ ความสัมพันธ์ที่ใช้ในการออกแบบท่อนำคลื่น NRD มีดังต่อไปนี้

$$a/\lambda_0 \approx 0.45 \tag{2.38a}$$

$$(b/\lambda_0)\sqrt{\epsilon_r - 1} \approx 0.4 - 0.6 \tag{2.38b}$$



รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างแบนด์วิดท์สัมพัทธ์ (relative bandwidth) กับฟังก์ชัน $(b/a)\sqrt{\epsilon_r - 1}$ เมื่อใช้ไดอิเล็กตริกต่าง ๆ กัน โดยที่ ----- แทนโพลีสไตรีน ($\epsilon_r = 2.56$) , - - - - - แทนฟิวส์ควอตซ์ (fused quartz) และ - - - - - แทนอลูมินา ($\epsilon_r = 9.5$)

2.3.3 การสูญเสียของท่อนำคลื่น NRD

การสูญเสียเนื่องจากการส่งภายในท่อนำคลื่น NRD (α_c) จะประกอบด้วย การสูญเสียเนื่องจากแผ่นโลหะตัวนำ (conduction loss : α_c) และการสูญเสียเนื่องจากไดอิเล็กตริก (dielectric loss : α_d)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha_t = \alpha_c + \alpha_d \quad (2.39)$$

โดยที่

$$\alpha_c = P_c / 2P_i \quad (2.40a)$$

$$\alpha_d = P_d / 2P_i \quad (2.40b)$$

เมื่อ P_c คือ กำลังงานที่ถูกจ่ายต่อหนึ่งหน่วยความยาวของท่อนำคลื่น เนื่องจากการสูญเสียของตัวนำ

P_d คือ กำลังงานที่ถูกจ่ายต่อหนึ่งหน่วยความยาวของท่อนำคลื่น เนื่องจากการสูญเสียของไดอิเล็กตริก

P_i คือ กำลังงานที่นำโดยโหมด LSM_{11}

กำลังงานทั้งสามตัวสามารถหาค่าได้จาก

$$P_c = 2R_s \int_{-\infty}^{\infty} |H_z(x=0)|^2 dy \quad (2.41a)$$

$$P_d = \omega \varepsilon_0 \varepsilon_r (\tan \delta) \int_{-b/2}^{b/2} \int_0^a (|E_x|^2 + |E_y|^2 + |E_z|^2) dx dy \quad (2.41b)$$

$$P_i = - \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^a E_y H_x^* dx dy \quad (2.41c)$$

เมื่อ $\tan \delta$ คือ แทนเจนต์การสูญเสีย (loss tangent) ของไดอิเล็กตริก

R_s คือ ความต้านทานพื้นผิวของแผ่นโลหะ มีค่าเท่ากับ $R_s = \sqrt{\omega \mu_0 / 2\sigma}$

σ คือ สภาพนำ (conductivity) ของแผ่นโลหะ

แทนสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากสมการที่ 2.28 และ 2.29 ในสมการที่ 2.41 จากนั้นนำไปแทนในสมการที่ 2.40 จะได้

$$\alpha_c = \left[\frac{2R_s \omega \varepsilon_0 \varepsilon_r \pi^2}{(k_0^2 \varepsilon_r - \beta_y^2) \beta \alpha^3} \right] \left[\frac{\beta_y b + [1 + (\beta_y^2 / \zeta^2 \varepsilon_r)] \sin(\beta_y b)}{\beta_y b + [k_0^2 (\varepsilon_r - 1) / \zeta^2] \sin(\beta_y b)} \right] \quad (2.42)$$

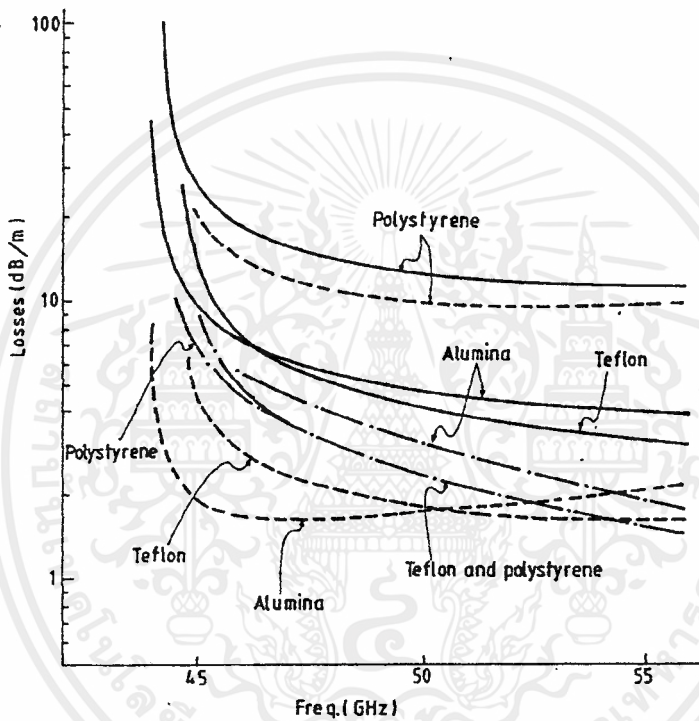
$$\alpha_d = \left[\frac{k_0^2 \varepsilon_r \tan \delta}{2\beta} \right] \left[\frac{\beta_y b + [1 - (2\beta_y^2 / k_0^2 \varepsilon_r)] \sin(\beta_y b)}{\beta_y b + [k_0^2 (\varepsilon_r - 1) / \zeta^2] \sin(\beta_y b)} \right] \quad (2.43)$$

จากรูปที่ 2.5 แสดงการสูญเสียในการส่งของท่อนำคลื่น NRD เมื่อพิจารณาแท่งไดอิเล็กตริกที่ต่าง ๆ กัน 3 ชนิดคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1) เทฟลอน ($\epsilon_r = 2.04, \tan \delta = 1.5 \times 10^{-4}, b = 3.5 \text{ mm}$)
- 2) โพลีสไตรีน ($\epsilon_r = 2.56, \tan \delta = 9 \times 10^{-4}, b = 2.4 \text{ mm}$)
- 3) อะลูมินา ($\epsilon_r = 9.5, \tan \delta = 10^{-4}, b = 0.93 \text{ mm}$)

จากกราฟจะพบว่าการสูญเสียอันเนื่องมาจากตัวนำจะมีค่าน้อยกว่าการสูญเสียอันเนื่องมาจากไดอิเล็กตริก และเนื่องจากการสูญเสียอันเนื่องมาจากไดอิเล็กตริก แปรผันโดยตรงกับค่าแทนเจนต์การสูญเสียของไดอิเล็กตริก จากแท่งไดอิเล็กตริกที่ใช้ในการพิจารณาทั้ง 3 ชนิดจะพบว่าโพลีสไตรีนจะมีค่าแทนเจนต์การสูญเสียสูงที่สุดดังนั้นการสูญเสียอันเนื่องมาจากการใช้โพลีสไตรีนจึงมีค่าสูงที่สุด



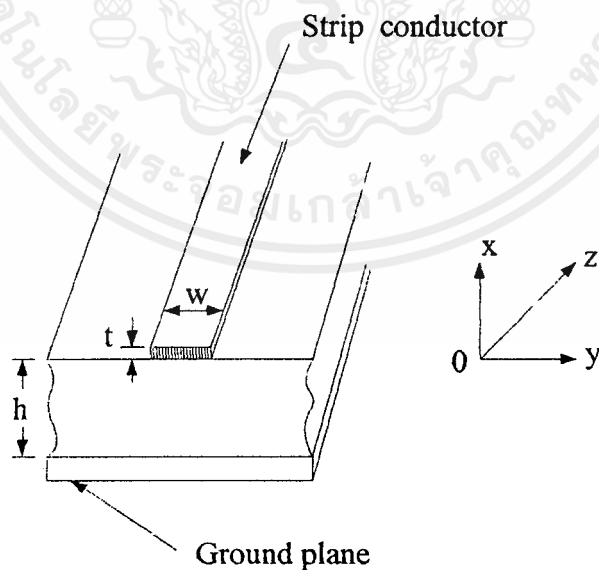
รูปที่ 2.5 กราฟแสดงการสูญเสียในการส่งของท่อนำคลื่น NRD โดยที่ ----- แทนการสูญเสียที่เกิดขึ้นทั้งหมด, - - - - - แทนการสูญเสียอันเนื่องมาจากไดอิเล็กตริก และ แทนการสูญเสียอันเนื่องมาจากตัวนำไดอิเล็กตริกที่ใช้ในการพิจารณามี 3 ชนิดคือ เทฟลอน ($\epsilon_r = 2.04, \tan \delta = 1.5 \times 10^{-4}$), โพลีสไตรีน ($\epsilon_r = 2.56, \tan \delta = 9 \times 10^{-4}$) และ อะลูมินา ($\epsilon_r = 9.5, \tan \delta = 10^{-4}$)

บทที่ 3

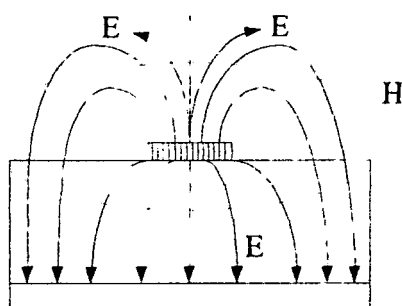
ทฤษฎีพื้นฐานวงจรระนาบ

3.1 สายส่งแบบไมโครสตริป

การนำคลื่นไมโครเวฟมาใช้ประโยชน์โดยผ่านสายโคแอกเซียล (coaxial) , เวฟไกด์ (waveguide) หรือวงจรสายส่งสตริปแบบขนาน (Parallel strip-line circuits) ได้มีมาตั้งแต่ปี พ.ศ. 2508 และเมื่อไม่กี่ปีที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอ สายส่งแบบไมโครสตริป (microstrip line) และสายส่งแบบโคพลานาร์สตริป (coplanar strip line) ขึ้น ไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่สร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์และใช้การเชื่อมโยงชิ้นส่วนวงจรต่างๆของวงจรไมโครเวฟ เนื่องจากไมโครสตริปมีขนาดเล็กจึงเหมาะสำหรับทำวงจรรวมไมโครเวฟ (Microwave Integrated Circuit ; MIC) แต่ก็มีข้อจำกัดที่สามารถรับกำลังได้ต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับท่อนำคลื่น นอกจากนี้ยังมีค่าการลดทอนสัญญาณค่อนข้างสูงด้วย ดังนั้นจึงใช้ในการส่งผ่านและการจัดการกับสัญญาณที่มีระดับต่ำและในบริเวณจำกัด เช่น ภายในแผ่นวงจรพิมพ์อันเดียวกัน เป็นต้น โครงสร้างและคุณสมบัติของสายส่งสตริป แสดงดังรูปที่ 3.1



(ก) ลักษณะ โครงสร้างของสายส่งแบบสตริป

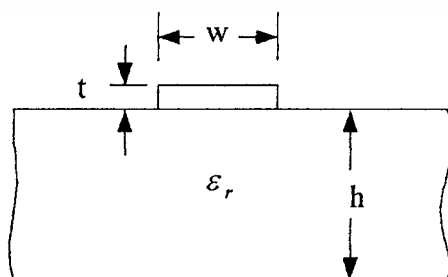


(ข) เส้นแรงไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กของสายส่งสตริป

รูปที่ 3.1 โครงสร้างและคุณสมบัติของสายส่งสตริป

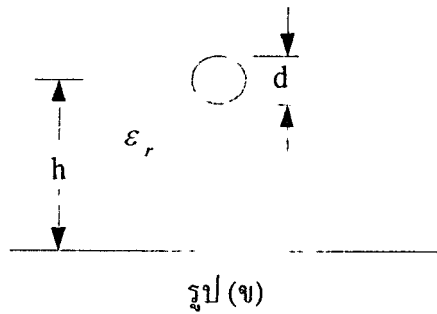
การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายส่งแบบไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมากทั้งนี้เป็นเพราะระบบของแกนประสานที่ใช้มันและเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยาก เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่นๆ อย่างไรก็ตาม ได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีและพบว่าคลื่นที่ส่งไปตามสายส่งแบบไมโครสตริปนั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มาก แต่จะไม่ใช้โหมด TEM เสียทีเดียว เพราะว่ามีสนามในแนวแกนอยู่ด้วย จึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่า โหมดกึ่ง TEM (quasi- TEM mode) ดังรูปที่ 3.1 (ข) แสดงเส้นแรงไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กที่มีทิศทางขวางกันอยู่ การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM นี้ ซึ่งพออนุโลมให้เป็นโหมด TEM ได้ นั้นทำให้สามารถคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (characteristic impedance) ของสายส่งแบบไมโครสตริปได้.

3.1.1 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งแบบไมโครสตริป



รูป (ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 รูปตัดขวางของ (ก) สายส่งไมโครสตริป และ (ข) เส้นลวดเหนือระนาบสร้างเงา

ในรูปที่ 3.2 (ก) จะสังเกตเห็นได้ว่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งไมโครสตริป อยู่ในรูปฟังก์ชันของ ความกว้าง (w) , ความหนา (t) , ระยะทางระหว่างเส้น (h) , ระนาบสร้างเงา (Ground plane) และค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) สมการของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งไมโครสตริป พิสูจน์จากสมการของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งแบบเส้นลวดเหนือระนาบสร้างเงา โดยให้เป็น

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{4h}{d} \quad \text{สำหรับ } h \gg d \quad (3.1)$$

เมื่อ

ϵ_r คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก

h คือ ความสูงจากจุดศูนย์กลางของลวด (wire) ถึงระนาบสร้างเงา

d คือ เส้นผ่าศูนย์กลางของลวด

และค่า ϵ_r และ d สามารถกำหนดได้ สำหรับสายส่งไมโครสตริป

3.1.2 ค่าไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective dielectric constant ; ϵ_{re})

สำหรับตัวกลางไดอิเล็กตริกที่เป็นเนื้อเดียวกัน (homogeneous dielectric) นั้นค่าหน่วงเวลาของการแพร่กระจายต่อหนึ่งหน่วยความยาว คือ

$$T_d = \sqrt{\mu\epsilon} \quad (3.2)$$

เมื่อ μ คือ ค่าเปอร์มิบิลิตี

ϵ คือ ค่าเปอร์มิตติวิตี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในสูญญากาศกำหนดเวลาของการแพร่กระจาย คือ

$$T_{df} = \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \quad (3.3)$$

เมื่อ $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ เฮนรี/เมตร
 $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ ฟารัด/เมตร

ในกรณีของสายส่งที่มีค่าเพอร์มิททีวิตีเป็น 1 นั้น กำหนดเวลาของการแพร่กระจาย สำหรับสายที่ไม่มีสนามแม่เหล็ก คือ

$$Td = 1.106\sqrt{\epsilon_r} \quad \text{, เวลา/ฟุต} \quad (3.4)$$

$$\epsilon_{re} = 0.475\epsilon_r + 0.67 \quad (3.5)$$

เมื่อ ϵ_r คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของแผ่นวัสดุ
 ϵ_{re} คือ ค่าไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

การแปลงรูปของตัวนำสี่เหลี่ยมให้อยู่ในรูปของตัวนำวงกลม สมการในการแปลงคือ

$$d = 0.67w \left(0.8 + \frac{t}{w} \right) \quad (3.6)$$

เมื่อ d คือ เส้นผ่าศูนย์กลาง
 w คือ ความกว้างของสายส่ง
 t คือ ความหนาของสายส่งไมโครสตริป

ข้อจำกัดของอัตราส่วนความหนาต่อความกว้าง คือ $0.1 \leq \frac{t}{w} \leq 0.8$

สมการคุณลักษณะของอิมพีแดนซ์ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \left[\frac{5.98h}{0.8w + t} \right] \quad ; \text{ สำหรับ } (h < 0.8w) \quad (3.7)$$

- เมื่อ ϵ_r คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของแผ่นวัสดุ
 h คือ ความสูงจากสายส่งไมโครสตริปถึงระนาบสร้างเงา
 w คือ ความกว้างของสายส่งไมโครสตริป
 t คือ ความหนาของสายส่งไมโครสตริป

จากสมการคุณลักษณะอิมพีแดนซ์สำหรับสายส่งแบบไมโครสตริปที่มีขนาดเล็กจะมีความเร็วของการแผ่กระจาย คือ

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad \text{เมตร / วินาที} \quad (3.8)$$

สมการคุณลักษณะอิมพีแดนซ์สำหรับความกว้างของสายส่งแบบไมโครสตริป คือ

$$Z_0 = \frac{h}{w} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{h}{w} \quad ; \text{ สำหรับ } (w \gg h) \quad (3.9)$$

3.1.3 การสูญเสียในสายส่งไมโครสตริป

สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปจะประกอบด้วยสายตัวนำที่ติดอยู่กับแผ่นไดอิเล็กตริกซึ่งอีกด้านหนึ่งจะเป็นแผ่นตัวนำขนาดใหญ่ทำหน้าที่เป็นระนาบสร้างเงา ซึ่งถูกใช้ประโยชน์ในด้านไมโครเวฟและเทคโนโลยีทางคอมพิวเตอร์ที่เป็นเช่นนั้นเพราะว่าสายนำสัญญาณนี้ถูกสร้างขึ้นได้ง่ายโดยใช้เทคนิควงจรมินิเจอร์ซึ่งประหยัด

คุณลักษณะอิมพีแดนซ์ และความเร็วในการแพร่กระจายคลื่น (wave-propagation velocity) ของสายส่งแบบไมโครสตริปจะถูกนำมาวิเคราะห์ คุณลักษณะอื่นๆของสายส่งแบบไมโครสตริป คือค่าการลดทอน ค่าคงที่การลดทอนของโหมดหลักขึ้นอยู่กับปัจจัยทางเรขาคณิต (geometric factor), คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุฐานรองและตัวนำและความถี่สำหรับวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่ปราศจากสารแม่เหล็ก จะเกิดการสูญเสียขึ้น 2 ชนิดในโหมดหลัก

1. การสูญเสียที่เกิดจากไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง (dielectric loss)
2. การสูญเสียที่เกิดขึ้นจากความร้อนที่ผิวของตัวนำ (ohmic loss)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลรวมของการสูญเสียทั้ง 2 ชนิดนี้ถูกทำเป็นสูตรขึ้น โดยเป็นค่าความสูญเสียต่อหนึ่งหน่วยความยาวในนิพจน์ของแฟกเตอร์การลดทอน (attenuation factor: α) จากทฤษฎีสายส่งสัญญาณกำลังงานจะถูกส่งไปกับคลื่นที่เดินทางไปในทิศทางตามแนวแกน Z จะได้

$$P = \frac{1}{2}VI^* = \frac{1}{2}(V + e^{-\alpha z}I + e^{-\alpha z}) = \frac{1}{2} \frac{|V_+|^2}{Z_0} e^{-2\alpha z} = P_0 e^{-2\alpha z} \quad (3.10)$$

เมื่อ $P_0 = |V_+|^2 / (2Z_0)$ คือ กำลังงานที่ระยะ $Z=0$
ค่าคงที่การลดทอน (α) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\alpha = -\frac{dP/dz}{2P(z)} = \alpha_d + \alpha_c \quad (3.11)$$

เมื่อ α_d คือ ค่าคงที่การลดทอนที่เกิดจากไดอิเล็กตริก (dielectric attenuation constant)

α_c คือ ค่าคงที่การลดทอนที่เกิดจากความร้อนของตัวนำ (ohmic attenuation constant)

3.1.4 การสูญเสียในไดอิเล็กตริก (Dielectric losses)

เมื่อค่าความนำของไดอิเล็กตริกไม่สามารถมองข้ามไปได้ สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในไดอิเล็กตริกเกิดความต่างเฟสขึ้นซึ่งในกรณีนี้ค่าคงที่การลดทอนซึ่งเกิดจากไดอิเล็กตริกถูกแสดงไว้ในสมการที่ 3.12

$$\alpha_d = \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad \text{Np/cm} \quad (3.12)$$

เมื่อ σ คือค่าความนำ (conductivity) ของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกในหน่วย Ω/cm ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกนี้สามารถถูกแสดงในนิพจน์ของการสูญเสียซึ่งเกิดจากหิวสัมผัสไดอิเล็กตริก (dielectric loss tangent) ดังแสดงในสมการที่

$$\tan \theta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon} \quad (3.13)$$

ดังนั้นค่าคงที่ในการลดทอนจากไดอิเล็กตริกจะได้

$$\alpha_d = \frac{w}{2} \sqrt{\mu \epsilon} \tan \theta \quad \text{Np/cm} \quad (3.14)$$

โดยปกติแล้วเราจะใช้สมการที่ 3.15

$$\alpha_d = 27.3 \left(\frac{9\epsilon_r}{\epsilon_{re}} \right) \frac{\tan \theta}{\lambda_g} \quad \text{dB}/\lambda_g \quad (3.15)$$

เมื่อ

$$q = \frac{\epsilon_{re} - 1}{\epsilon_r - 1}$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad \text{หรือ} \quad \lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{re}}}$$

3.1.5 การสูญเสียเนื่องจากความร้อน (Ohmic losses)

ในสายส่งแบบไมโครสตริปที่มีการสูญเสียต่ำของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกแล้วยังมีการสูญเสียเนื่องจากแหล่งจ่ายความถี่ไมโครเวฟที่ผ่านตัวนำที่ไม่บริสุทธิ์ (nonperfect conductors) ความหนาแน่นของกระแสในตัวนำของสายส่งแบบไมโครสตริปซึ่งอยู่ในรูปของแผ่นกระแสซึ่งประมาณค่าสกินดีฟท์ (skin depth) ภายในพื้นผิวของตัวนำและเกิดกระแสไฟฟ้า ความหนาของสายตัวนำและความหนาของระนาบสร้างเงาจะถูกสมมติขึ้นอย่างน้อยที่สุดที่ 3 และ 4 ความหนาของสกินดีฟท์ ความหนาแน่นของกระแสในสายตัวนำและตัวนำกรวดจะไม่สม่ำเสมอในระนาบตามขวาง (Transverse plane) ตัวนำแบบไมโครสตริปกำลังงานที่กระจายออกไปส่วนหลักๆเนื่องจากการสูญเสียเนื่องจากความร้อน (ohmic loss)

สูตรคำนวณสำหรับความหนาแน่นของกระแสในสายส่งแบบไมโครสตริป โดยที่ความหนาของตัวนำไม่เท่ากับศูนย์ยังไม่เคยถูกพิสูจน์เนื่องจากมีความซับซ้อนในการคำนวณทางคณิตศาสตร์ การวิจัยต่างๆไปได้ทำการสมมติขึ้นเพื่อความสะดวกในการคำนวณให้การกระจายของกระแสเป็นไปอย่างสม่ำเสมอ และเท่ากับ $\frac{I}{W}$ ในตัวนำทั้งคู่ และบริเวณจำกัดที่ขอบเขต $|x| < \frac{w}{2}$ ซึ่งการสมมติฐานนี้ ค่าการลดทอนเนื่องจากความร้อนที่เกิดจากตัวนำของสายส่งไมโครสตริปแบบกว้างแสดงได้ดังนี้

$$\alpha_c = \frac{8.686 R_s}{Z_o w} \quad \text{dB/cm} \quad ; \quad \text{สำหรับ} \quad \frac{w}{h} > 1 \quad (3.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} \text{ คือ ค่าความต้านทานผิวสัมผัส (surface skin resistance) (\Omega/\text{square})}$$

$$R_s = \frac{1}{\delta \sigma} \text{ (\Omega/\text{square})}$$

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} \text{ คือ ค่าสกินดีฟท์ (cm)}$$

3.1.6 การสูญเสียเนื่องจากการแผ่กระจาย (Radiation losses)

ในขั้นนี้เราได้การสูญเสียที่เกิดจากไดอิเล็กตริก (dielectric loss) และการสูญเสียที่เกิดจากตัวนำ (conductor loss) อีกทั้งสายส่งแบบไมโครสตริปยังมีการสูญเสียที่เกิดจากการแผ่กระจาย (radiation loss) ค่าของการสูญเสียของการแผ่กระจายขึ้นอยู่กับความหนาของวัสดุฐานรองและค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) วิธีการของ Lewin ได้ถูกนำมาใช้คำนวณหาค่าการสูญเสียการแผ่กระจายสำหรับบริเวณต่างๆที่ไม่ต่อเนื่อง โดยการประมาณค่าต่างๆดังนี้

1. การส่งคลื่น TEM
2. ความสม่ำเสมอของไดอิเล็กตริกในบริเวณใกล้ๆสตริปเท่ากับขนาดค่าประสิทธิผล (effective value)
3. ไม่คิดค่าการแผ่กระจายจากส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าตามขวาง (transverse electric : TE) ที่ขนานไปกับสตริป
4. ความหนาของวัสดุฐานรองซึ่งมีค่าน้อยกว่าค่า λ_0 (free-space wavelength)

ผลของ Lewin แสดงเป็นอัตราส่วนของกำลังงานที่ถูกแผ่กระจายต่อผลรวมของกำลังงานที่ถูกสูญเสียไปทั้งหมด

$$\frac{P_{rad}}{P_t} = 240\pi^2 \left(\frac{n}{\lambda_0}\right)^2 \frac{F(\epsilon_{re})}{Z_0} \quad (3.17)$$

เมื่อ $F(\epsilon_{re})$ คือ แฟคเตอร์การแผ่กระจาย (radiation factor) โดย

$$F(\epsilon_{re}) = \frac{\epsilon_{re} + 1}{2\epsilon_{re}} - \frac{\epsilon_{re} - 1}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \frac{\sqrt{\epsilon_{re} + 1}}{\sqrt{\epsilon_{re} - 1}} \quad (3.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ ϵ_{re} การใส่ $2\epsilon_{re}$ ในตัวหารคือ $\sqrt{\epsilon_{re} - 1}$ ใน ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง ϵ_{re} คือ effective dielectric constant และ

$\lambda_o = \frac{c}{f}$ คือ ความยาวคลื่นในอากาศว่าง

ค่าแฟคเตอร์การแผ่กระจายลดลงแล้วค่าคงที่วัสดุฐานรอง ไดอิเล็กตริกจะเพิ่มขึ้น

$$\frac{P_{rad}}{P_i} = \frac{R_r}{Z_o} \quad (3.19)$$

เมื่อ R_r คือ ค่าความต้านทานในการแผ่กระจาย (radiation resistance)

$$R_r = 240\pi^2 \left(\frac{n}{\mu_o} \right)^2 F(\epsilon_{re}) \quad (3.20)$$

อัตราส่วนของ R_r กับค่าจริง (Real part) ของ Z_o ของสายส่งแบบไมโครสตริปเท่ากับ ส่วนเล็กๆของกำลังงานที่ถูกแผ่กระจาย

3.2 ทฤษฎีฟิลเตอร์

MIC (microwave integrated circuit) ฟิลเตอร์ โดยทั่วไปแล้วทำขึ้นโดยการใช้อุปกรณ์ร่วมกันของรีโซเนเตอร์ในรูปแบบของ คัปเปิลรีโซเนเตอร์ (coupled resonators), ส่วนของสตับ (stub) และส่วนอื่นๆ ในความหลากหลายของฟิลเตอร์เหล่านี้สามารถที่จะใช้ออกแบบวงจรฟิลเตอร์ความถี่ต่ำโดยเทคนิคการวิเคราะห์ เทคนิคแบบหนึ่งที่ใช้กันอย่างแพร่หลายซึ่งถูกเรียกว่าวิธี insertion loss วิธีการดังกล่าวเริ่มต้นขึ้นโดยการหารายละเอียดของคุณลักษณะในการลดทอนของไมโครเวฟฟิลเตอร์ให้สมบูรณ์ จากนั้นเป็นพื้นฐานวงจรต้นแบบของวงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่าน สิ่งแรกที่จะต้องถูกพิจารณาในการออกแบบคือช่วงความถี่ผ่าน (pass band) การแปลงกลับความถี่ (frequency transformations) อย่างเหมาะสมและทำการสร้างให้เป็นวงจรที่มีส่วนประกอบต่างๆ (elements) ชนิดต่างๆ ของวงจรฟิลเตอร์จะถูกกำหนดเป็น วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (low pass filter), วงจรกรองผ่านแถบความถี่ (band pass filter), วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (high pass filter), และวงจรกั้นแถบความถี่ผ่าน ค่าส่วนประกอบในวงจรฟิลเตอร์นั้นหาได้เมื่อถูกแสดงในนิพจน์ของการกระจายส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรฟิลเตอร์

3.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter)

จากรูป 3.3 แสดงตัวอย่างของคุณลักษณะการลดทอนของบัตเตอร์เวิร์ทฟิลเตอร์ และเชบิเชฟฟิลเตอร์ คุณลักษณะดังกล่าวสามารถแสดงเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้ ค่าเฟลตสูงสุดที่ตอบสนอง ($w'_1 = 1$):

$$L(\text{dB}) = 10 \log_{10}[1 + (w')^{2n}] \quad (3.21)$$

ผลตอบสนองของเชบิเชฟ ($w'_1 = 1$):

$$\begin{aligned} L(\text{dB}) &= 10 \log_{10}\{1 + [10^{(L_o/10)} - 1] \cos^2(n \cos^{-1} w')\}, & w' \leq 1 \\ &= 10 \log_{10}\{1 + [10^{(L_o/10)} - 1] \cosh^2(n \cosh^{-1} w')\}, & w' \geq 1 \end{aligned} \quad (3.22)$$

เมื่อ n คือ จำนวนอันดับ (order) ของฟิลเตอร์

L_o คือ ค่าการลดทอนสูงสุดของเชบิเชฟฟิลเตอร์ ในช่วงความถี่ผ่าน

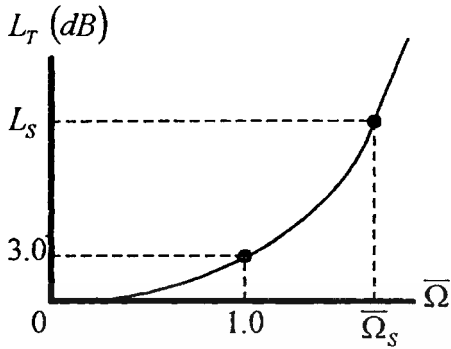
คุณลักษณะทั้งคู่ดังกล่าวสามารถสร้างได้โดยโครงสร้างวงจรแบบแลคเคอร์ (ladder network) ซึ่งจะใช้ตัวเหนี่ยวนำ (inductors) และตัวเก็บประจุ (capacitors) จากรูปที่ 3.4 จะแสดงวงจรแลคเคอร์ทั่วไป สำหรับต้นแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านค่าตัวประกอบ g_k ของต้นแบบฟิลเตอร์จะถูกคำนวณจากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท ($w'_1 = 1$):

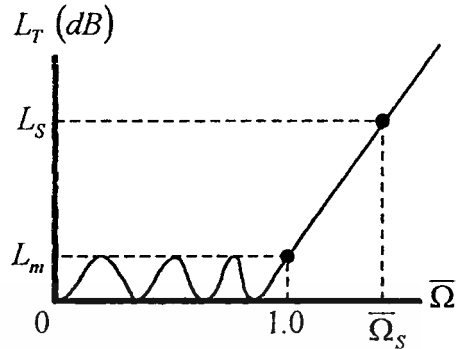
$$g_0 = 1$$

$$g_k = 2 \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right], k = 1, 2, \dots, n \quad (3.23)$$

$$g_{n+1} = 1$$



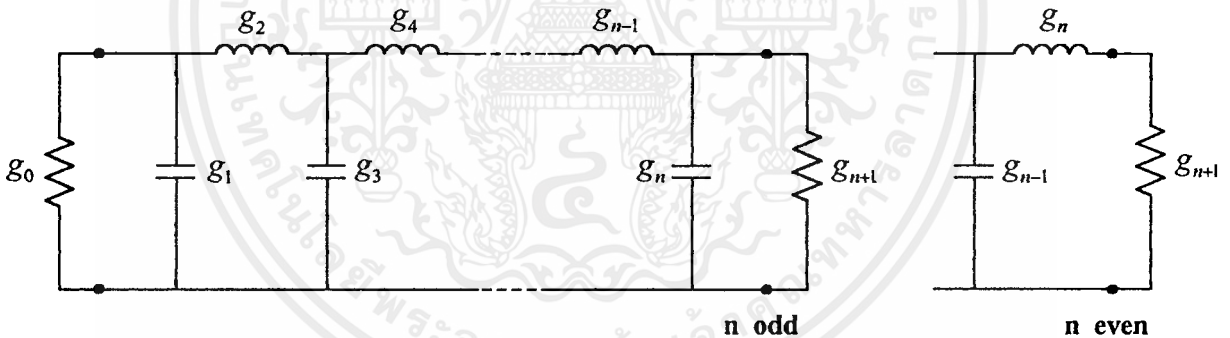
(ก)



(ข)

รูปที่ 3.3

- ก) คุณลักษณะของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท
 ข) คุณลักษณะของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบิเชฟ



รูปที่ 3.4 วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

การตอบสนองของเชบิเชฟ ($w'_1 = 1$):

$$g_0 = 1$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma}$$

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

(3.24)

$$g_{n+1} = \coth^2(\beta/4); \quad n \text{ even}$$

$$= 1, \quad n \text{ odd}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$\begin{aligned} \gamma &= \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \\ a_k &= \sin\left[\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right], k = 1, 2, \dots, n \\ b_k &= \gamma^2 + \sin^2(k\pi/n), k = 1, 2, \dots, n \\ \beta &= \ln[\coth(L_a/17.37)] \end{aligned} \quad (3.25)$$

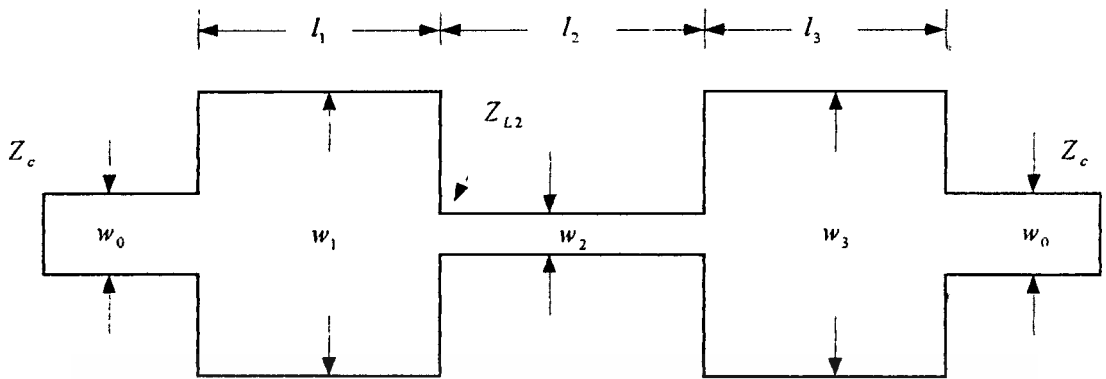
วิธีการของ Matthaei ถูกเตรียมไว้ให้สำหรับการออกแบบโดยใช้เป็นรายการตารางอ่านค่า ส่วนประกอบของบัตเตอร์เวิร์ทและเชบิเชฟฟิลเตอร์มีค่า $n = 1$ ถึง 15 ที่เป็นค่าส่วนประกอบรีแอกทีฟ ค่าของส่วนประกอบ g_1, g_2, \dots, g_{n+1} ของฟิลเตอร์จะถูกลดให้เป็นค่ามาตรฐาน (normalized) ได้ค่า $g_0 = 1$ และ $w_1 = 1$ รูปแบบของต้นแบบนี้เป็นส่วนสำคัญในการออกแบบ ถ้า g_R, g_L และ g_C คือค่า g ที่แสดงถึงค่าความต้านทาน (resistances), ค่าความเหนี่ยวนำ (inductances) และค่าการเก็บประจุ (capacitances) ของฟิลเตอร์ต้นแบบที่ถูกลดให้เป็นค่ามาตรฐาน จากนั้นจะแสดงส่วนประกอบที่เป็น R, L , และ C ในสเกลที่แท้จริง (actual scaled) ของวงจรฟิลเตอร์สามารถทำได้โดยใช้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$R = R_0 g_R, L = R_0 g_L / w_1, C = g_C / w_1 R_0 \quad (3.26)$$

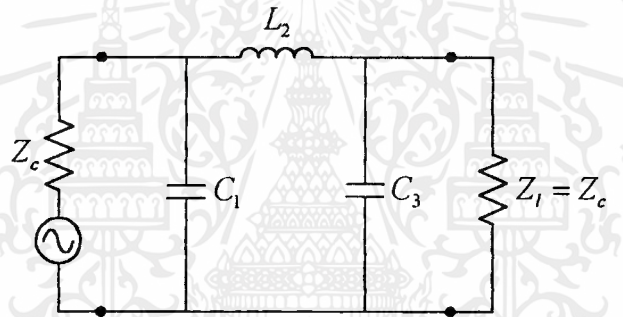
เมื่อ w_1 คือความถี่เชิงมุม (angular frequency) ที่ตรงกับขอบแบนด์ (band-edge)
 R_0 คือความต้านทานตัวกำเนิด (generator resistance) ของสเกลฟิลเตอร์

3.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้ High-and Low-Impedance Lines

จากรูปที่ 3.5 แสดงให้เห็นถึงการวางแบบของส่วนประกอบทั้ง 3 ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้การสลับไปมาของส่วนสั้นๆ ที่มีค่าอิมพีแดนซ์สูง ไลน์อิมพีแดนซ์ต่ำจะแสดงถึงค่าตัวเก็บประจุที่ต่อขนาน (shunt capacitance) และไลน์อิมพีแดนซ์สูงแสดงถึงค่าความเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมอยู่ (series inductance) ซึ่งเราจะออกแบบฟิลเตอร์จากต้นแบบอุปกรณ์ที่เป็นลัมปี (lumped) โดยจะพิจารณาจากรูปที่ 3.5



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.5 ก) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยใช้ high-and low - อิมพีแดนซ์ไลน์
ข) วงจรสมมูลย์

ขั้นแรกเราจะต้องหาค่าส่วนประกอบ g_1 , g_2 และ g_3 ของฟิลเตอร์โดยใช้สูตรในการคำนวณมาตรฐาน (3.23) หรือ (3.24) จากตัวอย่างสำหรับบัตเตอร์เวิร์ทฟิลเตอร์ซึ่งมี $g_0=1$ และ $w'_1=1$ และคัทออฟที่ 3 dB ซึ่งเราจะได้จาก (3.23)

$$g_1=1, \quad g_2=2, \quad g_3=1, \quad g_4=1 \quad (3.27)$$

พิจารณาค่าของ C_1 , L_2 , และ C_3 ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่แท้จริง (ดูรูปที่ 3.5 ข) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_1 = \frac{g_1}{w_1 Z_c}, L_2 = \frac{Z_c g_2}{w_1}, C_3 = \frac{g_3}{w_1 Z_c} \quad (3.28)$$

อิมพีแดนซ์ที่ส่วนปลาย (ค่าจริง) ที่เอาต์พุตด้านข้างหาได้โดย

$$Z_1 = Z_c g_4 = Z_c \quad (3.29)$$

ในสมการที่ 3.28 , w_1 คือความถี่เชิงมุมตอบสนองที่ 3 dB ที่ขอบของแบนด์ของฟิลเตอร์ และ Z_c คือ อิมพีแดนซ์ที่ส่วนปลายที่อินพุตด้านข้าง สายส่งอินพุตและเอาต์พุตโดยทั่วไปจะมีคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ (characteristic impedance) เท่ากับ 50Ω ดังนั้นความกว้างของไลน์ w_0 จะตอบสนองที่ $Z_c = 50 \Omega$

คุณลักษณะอิมพีแดนซ์ของ Z_{c1} และ Z_{c3} ของตัวเก็บประจุทั้งสองจะต้องมีค่าเล็กกว่า $Z_c (=50\Omega)$ ค่าที่สะดวกกับการหาค่า Z_{c1} และ Z_{c3} ควรจะประมาณ 20Ω สำหรับไลน์ของค่าความเหนี่ยวนำ คุณลักษณะอิมพีแดนซ์ Z_{L2} ควรจะมีค่ามากกว่า 50Ω ค่าสูงสุดของอิมพีแดนซ์จะถูกจำกัดโดยความบางมากที่สุดของไลน์ที่จะสามารถทำการสร้างได้และความจำเป็นในการนำพากระแสด้วย ค่าของ Z_{L2} ควรจะมีค่าประมาณ 100Ω ซึ่งเป็นค่าที่เป็นไปได้มากที่สุดในการสร้าง ความกว้าง w_1, w_2 และ w_3 จะสอดคล้องกับคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ Z_{c1}, Z_{L2} และ Z_{c3} ตามลำดับ

ความยาว L_2 ของไลน์ความเหนี่ยวนำถูกคำนวณโดยใช้สูตร

$$L_2 = \frac{\lambda}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{w_1 L_2}{Z_{L2}} \right) \quad (3.30)$$

เมื่อ λ คือ ความยาวคลื่นนำ (guide wavelength) ในสายส่ง และสายส่งเหนี่ยวนำก็สามารถหาค่าเก็บประจุที่ถูกต้องได้ดังนี้

$$C_{L2} = \frac{\pi/2}{\omega Z_{L2} \lambda} \quad (3.31)$$

เมื่อนำมารวมกันทั้งหมดครั้งสุดท้ายในค่าสัมปคาปาซิแตนซ์ C_1 และ C_3 โดยให้ C'_1 และ C'_3 จะเป็นค่าคาปาซิแตนซ์ใหม่เข้าไปแทนที่ C_1 และ C_3 ดังนี้

$$C'_1 = C_1 - C_{L2} - C_{11} - C_{12} \quad (3.32ก)$$

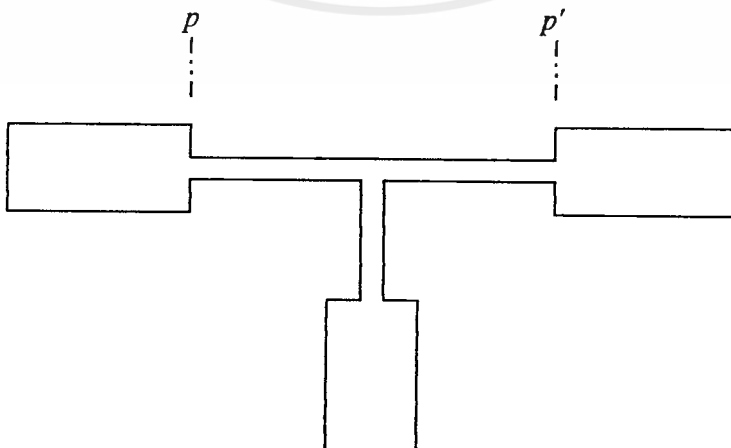
$$C'_3 = C_3 - C_{L2} - C_{13} - C_{14} \quad (3.32ข)$$

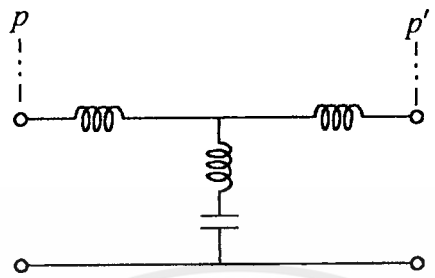
เมื่อ C_{11} และ C_{12} คือ ความไม่ต่อเนื่องเป็นลำดับชั้นของค่าเก็บประจุของแต่ละข้างของแผ่นตัวเก็บประจุ (capacitor patch) ของความยาว l_1 ซึ่ง C_{13} และ C_{14} คือค่าที่สอดคล้องกันสำหรับตัวเก็บประจุที่ 2 ของความยาว l_3 และความยาว l_1 และ l_3 ของตัวเก็บประจุแผ่นทั้งสองถูกคำนวณจากสูตรนี้

$$l_1 = \frac{\lambda}{2\pi} \sin^{-1}(w_1 C'_1 Z_{C1}) \quad (3.33ก)$$

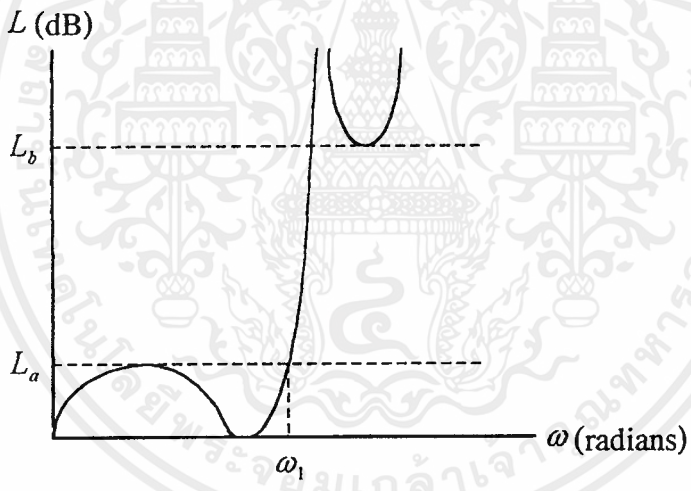
$$l_3 = \frac{\lambda}{2\pi} \sin^{-1}(w_1 C'_3 Z_{C3}) \quad (3.33ข)$$

อีกชนิดหนึ่งของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งสามารถถูกสร้างขึ้นโดยใช้ high-and low-impedance lines คืออิลิปติกฟังก์ชันฟิลเตอร์ (elliptic function filter) รูปที่ 3.6 ส่วนประกอบที่ต่อขนานอยู่จะเป็นการรวมกันแบบอนุกรมระหว่างตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุ อิลิปติกฟังก์ชันฟิลเตอร์มีการตอบสนองต่อริบเบิล (ripple) ได้ดีในช่วงพาสแบนด์ ในรูปที่ 3.6 ฟิลเตอร์นี้จะมีข้อดีที่โพลของการลดทอนตั้งอยู่ใกล้กับความถี่คutoff ดังนั้นวิธีนี้จะให้อัตราในการคัทออฟที่สูงกว่าแบบ Chebyshev ฟิลเตอร์ เมื่อมีจำนวนอันดับ (order) และค่า insertion loss เท่ากัน ค่าที่ถูกลนอร์มอลไลซ์ของค่าเหนี่ยวนำและค่าเก็บประจุสามารถเปลี่ยนรูปแบบไปเป็นค่าที่แท้จริง ภายใต้เงื่อนไขโดยใช้สมการที่ 3.26 หลายๆ รูปแบบของวงจรฟิลเตอร์สามารถถูกคำนวณได้โดยใช้วิธีคล้ายๆ กันนี้





(ข)



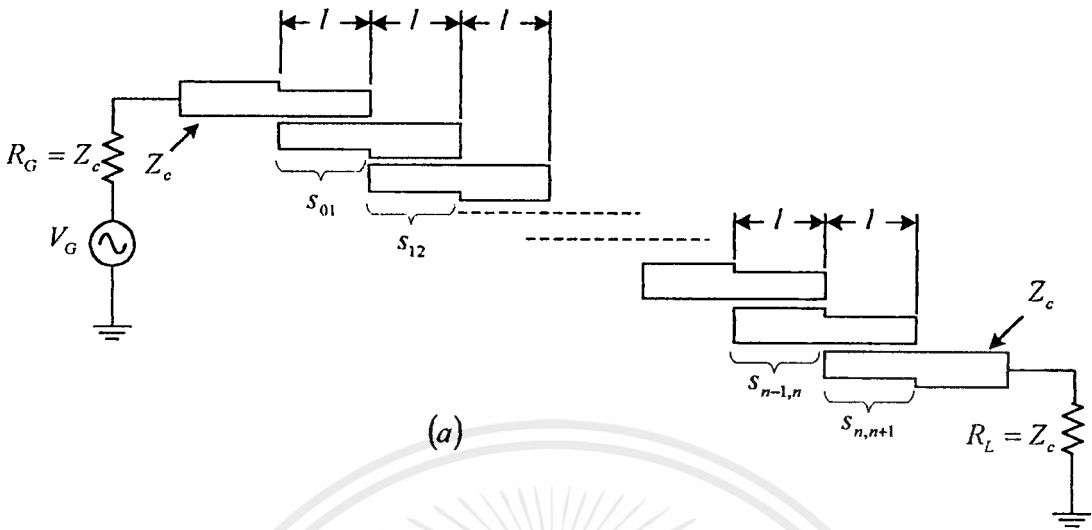
(ค)

รูปที่ 3.6 ก) แบบร่างของอีลิปติกฟังก์ชันฟิลเตอร์, ข) วงจรสมมูลย์
ค) คุณลักษณะการลดทอน

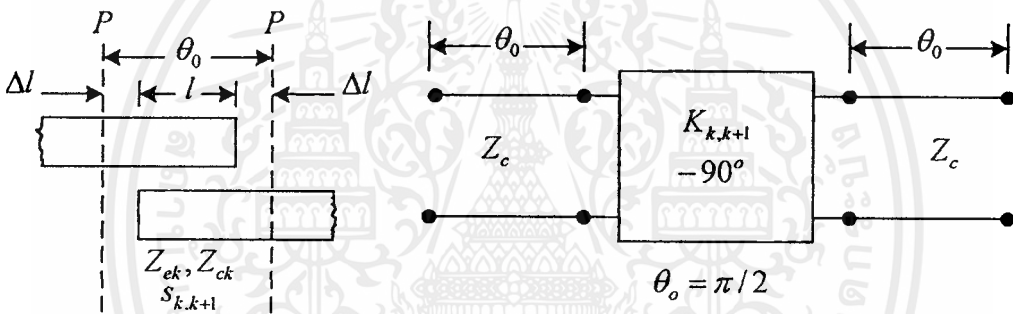
3.2.3 ไมโครสตริปแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่เชื่อมต่อแบบขนาน

โครงสร้างของไมโครสตริปแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่เชื่อมต่อแบบขนาน (parallel-coupled bandpass filter) จะแสดงได้ดังรูปที่ 3.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)

รูปที่ 3.7 (a) ไมโครสตริปแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่เชื่อมต่อแบบขนาน

(b) ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในส่วนของฟิลเตอร์และวงจรสมมูล

การวิเคราะห์ไมโครสตริปแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่เชื่อมต่อแบบขนานสามารถทำได้บนพื้นฐานของการสมมูลกันระหว่างความยาวทางไฟฟ้า (θ_0) ของส่วนเชื่อมต่อแบบขนานและส่วนประกอบกันขึ้นเป็นวงจรจากตัวแปลงกลับอิมพีแดนซ์ (impedance inverter) ในอุดมคติ ซึ่งจะมีส่วนของสายส่งที่มีความยาวเท่ากับ θ_0 รวมอยู่ด้วยทั้งสองด้านของตัวแปลงกลับ ดังรูปที่ 3.7(b) ตัวแปลงกลับอิมพีแดนซ์จะมีค่าคงที่อิมพีแดนซ์เงา (image impedance) และเฟสเลื่อนไป -90° องศาที่ความถี่ที่ย่าน สูตรของอิมพีแดนซ์เงาและเฟสเลื่อนเงา (image phase shifts) ของทั้งสองวงจรจะมีความสัมพันธ์กัน สำหรับ $\theta = \frac{\pi}{2}$ และ $\frac{Z_c}{K_{k,k+1}} \ll 1$ โดยมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{Z_{ek}}{Z_c} = 1 + \frac{Z_c}{K_{k,k+1}} + \frac{Z^2}{K_{k,k+1}^2} \quad (3.43a)$$

$$\frac{Z_{ok}}{Z_c} = 1 - \frac{Z_c}{K_{k,k+1}} + \frac{Z^2}{K_{k,k+1}^2} \quad (3.43b)$$

- เมื่อ Z_{ek} คือ อิมพีแดนซ์โมคคู่ของส่วนประกอบเชื่อม
 Z_{ok} คือ อิมพีแดนซ์โมคคี่ของส่วนประกอบเชื่อม
 $K_{k,k+1}$ คือ อิมพีแดนซ์ของตัวแปลงกลับ
 Z_c คือ คุณลักษณะอิมพีแดนซ์ของสายส่ง

แบนด์พาสฟิลเตอร์ที่เชื่อมต่อแบบขนานจะแสดงในรูปที่ 3.7(a) เราสามารถเปลี่ยนให้เป็นโครงข่ายสมมูลแบบลูกโซ่ดังรูปที่ 3.7(b) ในขั้นตอนต่อไปเราได้ทำเป็นหัวข้อการออกแบบและสูตรที่ใช้สำหรับฟิลเตอร์ ดังนี้

- 1) ใช้แมปปีงฟังก์ชันจากสมการที่ (12.171) [3] เพื่อที่จะพิจารณา ω'/ω'_1 เลือกจำนวนรีโซเนเตอร์ที่ต้องการและพิจารณาผลการตอบสนองของการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (insertion loss response) [3]
- 2) จะได้ค่าส่วนประกอบของวงจรองค์ผ่านที่ความถี่ตัด (cut-off frequency: ω'_1) โดยใช้สมการที่ (12.159) หรือ สมการที่ (12.160) [3]
- 3) จะต้องทราบค่าคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ Z_c
- 4) ทำการคำนวณค่าตัวแปลงกลับอิมพีแดนซ์

$$\frac{Z_c}{K_{o1}} = \left[\frac{\pi\Delta\omega}{2\omega'_1 g_0 g_1} \right]^{1/2}$$

$$\frac{Z_c}{K_{k,k+1}} = \left[\frac{\pi\Delta\omega}{2\omega'_1 \sqrt{g_k g_{k+1}}} \right], k = 1 \text{ ถึง } n-1 \quad (3.44)$$

$$\frac{Z_c}{K_{n,n+1}} = \left[\frac{\pi\Delta\omega}{2\omega'_1 g_n g_{n+1}} \right]^{1/2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาอิมพีแดนซ์โมดคู่และ โมดคี่ของแต่ละส่วนที่เชื่อมต่อ

$$\frac{Z_{ek+1}}{Z_c} = \left[1 + \frac{Z_c}{K_{k,k+1}} + \frac{Z_c^2}{K_{k,k+1}^2} \right], k = 0 \text{ ถึง } n \quad (3.45a)$$

$$\frac{Z_{ok+1}}{Z_c} = \left[1 - \frac{Z_c}{K_{k,k+1}} + \frac{Z_c^2}{K_{k,k+1}^2} \right], k = 0 \text{ ถึง } n \quad (3.45b)$$

ค่าความยาวทางไฟฟ้า (electrical length: θ_0) ของแต่ละส่วนที่เชื่อมต่อแสดงได้ดังนี้

$$\theta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}(l + 2\Delta l) = \frac{\pi}{2} \quad (3.46)$$

เมื่อ

l คือ ความยาวทางฟิสิกส์

Δl คือ ค่าความยาวที่เพิ่มขึ้นเนื่องจากผลของฟริงกิง

ความยาวคลื่นนำ (guide wavelength: λ_0) ในโครงสร้างที่สามารถคำนวณได้โดยใช้การประมาณซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\lambda_0 = \frac{2\lambda^a}{\left(\sqrt{\epsilon_{fe}} + \sqrt{\epsilon_{fo}}\right)} \quad (3.47)$$

เมื่อ

ϵ_{fe} และ ϵ_{fo} คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลสำหรับ โมดคู่และ โมดคี่ตามลำดับ

λ^a คือความยาวคลื่นอวกาศสว่างที่ความถี่ศูนย์กลาง (center frequency: ω_0)

3.3 วงจรขยายแบบเฟต

ในการวิเคราะห์และออกแบบวงจรขยายย่านความถี่สูง เราจำเป็นต้องใช้ค่า S พารามิเตอร์ของเฟตมาใช้ในการออกแบบวงจรขยายที่ความถี่สูง ซึ่งวงจรขยายที่เราสร้างขึ้นเพื่อขยายสัญญาณที่ความถี่สูงที่ต้องการ และแน่นอนย่อมเกิดความผิดพลาดขึ้นได้ในการออกแบบซึ่งเป็นผลมาจากค่าพารามิเตอร์ต่างๆคลาดเคลื่อน และสาเหตุอื่นๆอีก สิ่งที่สำคัญในการพิจารณาเพื่อทำการออกแบบวงจรขยายที่ความถี่สูง คือ เสถียรภาพ (stability) อัตราขยายกำลัง (power gain) แบนด์วิดท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสัญญาณรบกวน รวมไปถึงแรงไฟลิตซ์ที่ใช้ โดยปกติในการเริ่มต้นทำการออกแบบเราจะพิจารณาคุณสมบัติและทำการเลือกชนิดของเฟดที่เหมาะสม จากนั้นเราจะใช้การคำนวณทางคณิตศาสตร์เพื่อหาคำตอบและวิธีการทางรูปภาพเพื่อการนำไปสู่การพิจารณาทรานซิสเตอร์ โหลด คิ่ง (เช่น ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่แหล่งกำเนิด Γ_S และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่โหลด Γ_L) ในการออกแบบโครงข่ายสิ่งที่เราต้องพิจารณาคือ การแมตช์กันทางด้านอินพุต และเอาท์พุตด้วย

3.3.1 สมการอัตราขยายกำลัง

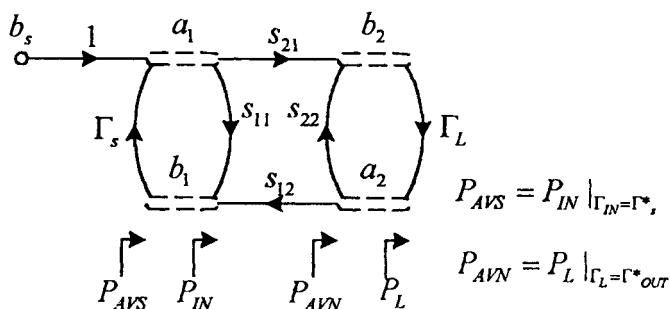
โดยทั่วไปแล้วสมการอัตราขยายกำลังจะถูกนำไปใช้ประโยชน์ในการออกแบบวงจรขยายย่านความถี่ไมโครเวฟ รูปที่ 3.7 เป็นรูปที่แสดงกราฟการไหลของสัญญาณ (Signal flow graph) ของวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่ไมโครเวฟ และกำลังงานที่แตกต่างกันซึ่งถูกนำมาใช้ในสมการอัตราขยาย อัตราขยายกำลังของตัวแปลง (transducer power gain : G_T) , อัตราขยายกำลัง (power gain : G_p) หรือบางครั้งถูกเรียกว่า อัตราขยายกำลังในภาวะทำงาน (operating power gain) และอัตราขยายกำลังมีได้ (available power gain : G_A) ได้ถูกนิยามไว้ดังนี้

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \left(\text{กำลังงานที่ถูกส่งไปยังโหลด} / \text{กำลังงานมีได้จากแหล่งกำเนิด} \right)$$

$$G_p = \frac{P_L}{P_{IN}} = \left(\text{กำลังงานที่ถูกส่งไปยังโหลด} / \text{กำลังงานอินพุตที่ส่งไปยังโครงข่าย} \right)$$

และ

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} = \left(\text{กำลังงานมีได้จากโครงข่าย} / \text{กำลังงานมีได้จากแหล่งกำเนิด} \right)$$



รูปที่ 3.8 นิยามของกำลังงานที่แตกต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการของ G_T จะได้จากสมการ (2.7.11) และ (2.7.12) [5] P_{AVN} คือ กำลังงานมีได้จาก
 โคร่งข่าย กล่าวคือกำลังงานที่ถูกส่งไปโดยโคร่งข่าย โดยการแมตซ์ตั้งยุคที่โหลด (conjugately
 matched load) เราสามารถเขียนสมการอัตราขยายกำลังได้ในรูปแบบข้างล่างนี้

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{IN} \Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (3.48)$$

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{OUT} \Gamma_L|^2} \quad (3.49)$$

$$G_P = \frac{1}{1 - |\Gamma_{IN}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (3.50)$$

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{OUT}|^2} \quad (3.51)$$

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (3.52)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S} \quad (3.53)$$

ถ้าสมมติว่าโคร่งข่ายเป็นวงจรถ่ายข้างเดียว ดังนั้นเมื่อ $S_{12} = 0, \Gamma_{IN} = S_{11}, \Gamma_{OUT} = S_{22}$
 และอัตราขยายกำลังของตัวแปรข้างเดียว (Unilateral transducer power gain) จากสมการ (3.48)
 และ (3.49) ใช้สัญลักษณ์ G_{TU} ซึ่งได้จาก

$$G_{TU} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (3.54)$$

ในเทอมแรกของ (3.54) จะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ S_{11} ของทรานซิสเตอร์ และค่า
 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่แหล่งจ่ายในเทอมที่ 2 ขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ S_{21} ของทรานซิสเตอร์
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่โหลด ดังนั้นเราสามารถแยกเทอมของอัตราขยาย G_{TU} ให้เป็นสามเทอมดังนี้

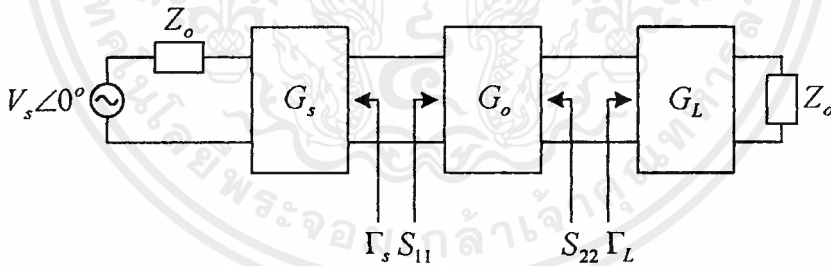
$$G_{TU} = G_S G_O G_L \quad (3.55)$$

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \quad (3.56)$$

$$G_O = |S_{21}|^2 \quad (3.57)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.58)$$

และวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่ไมโครเวฟสามารถแสดงได้โดยบล็อกอัตราขยาย (หรือการสูญเสีย) ที่ต่างกันทั้งสามชนิด ดังแสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 บล็อกไดอะแกรมของอัตราขยายกำลังของตัวแปลงข้างเดียว

เทอมของ G_S และ G_L จะแสดงอัตราขยายหรือการสูญเสีย (loss) ที่ทำให้เกิดขึ้นโดยการแมตช์หรือไม่แมตช์กันของอินพุตหรือเอาต์พุต ตามลำดับ ในเทอมของ G_S มีผลกระทบต่ออันดับของการแมตช์ หรือไม่แมตช์กันระหว่าง Γ_S และ S_{11} ถึงแม้ว่าบล็อก G_S ทำขึ้นด้วยส่วนประกอบที่เป็นพาสซีฟ มันสามารถที่จะให้ค่าอัตราขยายที่มากกว่าหนึ่ง หรือมีการสูญเสีย เหตุผลที่เราอ้างอิงถึง G_S อยู่เสมอเนื่องจากการสูญเสียที่มีอยู่ภายในเนื่องจากการไม่แมตช์กันระหว่าง Z_o , โครงข่ายแมตช์ซิ่ง (Matching network), และ S_{11} (นั่นคือระหว่าง Γ_S และ S_{11}) ดังนั้นการลดค่าความสูญเสียเนื่องจากการไม่แมตช์ สามารถทำได้ในรูปของอัตราขยาย โดยทำนองเดียวกันในเทอมของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

G_L ก็มีผลกับการไม่แมทช์เอาท์พุทและสามารถทำได้ในรูปของบล็อกอัตราการขยายที่เอาท์พุทเทอมของ G_0 มีความสัมพันธ์กับอุปกรณ และมิต่ำเท่ากับ $|S_{21}|^2$ ในเทอมของ เดซิเบล (dB) เราสามารถเขียนจากสมการ (3.50) ถึง (3.53) ได้ดังนี้

$$G_{TU}(dB) = G_S(dB) + G_0(dB) + G_L(dB)$$

ถ้าได้ค่าที่ดีที่สุดของ Γ_S และ Γ_L จะได้ค่าอัตราขยายสูงสุดใน G_S และ G_L และเรากล่าวได้ว่า อัตราขยายเป็นอัตราขยายกำลังของตัวแปลงข้างเดียวสูงสุด (Maximum unilateral transducer power gain) ถูกเรียกว่า $G_{TU,max}$ ค่าอัตราขยายสูงสุดของ G_S และ G_L ซึ่ง $|S_{11}| < 1$ และ $|S_{22}| < 1$ จะได้อต่อเมื่อ

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

$$\Gamma_L = S_{22}^*$$

ดังนั้น จากสมการ (3.51) และ (3.53) เราจะได้

$$G_{S,max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2}$$

$$G_{L,max} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

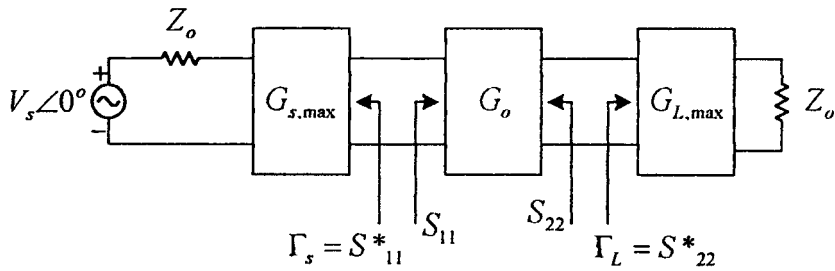
และสมการ (3.50) ให้

$$G_{TU,max} = G_{S,max} G_0 G_{L,max}$$

$$= \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (3.59)$$

เมื่อทำการจัดเป็นบล็อคอโคแกรมในสมการ (3.54) ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

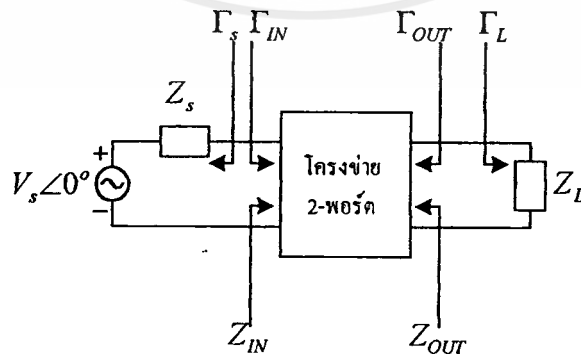


รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมของอัตราขยายกำลังของตัวแปลงข้างเดียวสูงสุด

3.3.2 การพิจารณาเสถียรภาพของวงจรรขยาย

เสถียรภาพของวงจรรขยายสัญญาณหรือค่าความต้านทานที่ออสซิลเลทนั้นมีความสำคัญมากต่อการพิจารณาในการออกแบบ และสามารถที่จะหาได้จากค่า S พารามิเตอร์, โครงข่ายแมตซ์ซิ่ง และโหลดปลายสาย (terminations) ในโครงข่าย 2-พอร์ต การออสซิลเลทสามารถเกิดขึ้นได้เมื่ออินพุตหรือเอาต์พุตพอร์ตทั้งคู่มีค่าความต้านทานที่เป็นลบ (negative resistance) เหตุการณ์ดังกล่าวจะเกิดขึ้นเมื่อ $|\Gamma_{IN}| > 1$ หรือ $|\Gamma_{OUT}| > 1$ ซึ่งสำหรับกรณีวงจรรขยายข้างเดียวเกิดขึ้นเมื่อ $|S_{11}| > 1$ หรือ $|S_{22}| > 1$

วงจรร 2-พอร์ต ดังแสดงในรูปที่ 3.11 ถูกเรียกว่า ความเสถียรอย่างไม่มีเงื่อนไข (Unconditionally stable) ที่ความถี่ที่พิจารณา ถ้าส่วนจริงของ Z_{IN} และ Z_{OUT} มีค่ามากกว่าศูนย์สำหรับพาสซีฟโหลด และอิมพีแดนซ์ที่แหล่งกำเนิด ถ้าโครงข่าย 2-พอร์ตไม่มีความเสถียรอย่างไม่มีเงื่อนไขแล้ววงจรรดังกล่าวก็คือ โหลดแบบพาสซีฟและแหล่งกำเนิดปลายสาย สามารถที่จะทำให้อินพุต และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ให้เป็นส่วนจริงที่มีค่าเป็นลบได้



รูปที่ 3.11 เสถียรภาพของวงจรร 2-พอร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในเทอมของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ โดยที่เงื่อนไขสำหรับการเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข ที่ความถี่ที่พิจารณา คือ

$$|\Gamma_S| < 1 \quad (3.60)$$

$$|\Gamma_L| < 1 \quad (3.61)$$

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (3.62)$$

และ

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (3.63)$$

เมื่อค่าสัมประสิทธิ์ทั้งหมดจะถูกนอร์มอลไลซ์ ด้วยคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ (Characteristic impedance: Z_o)

ความหมายของสมการ (3.60) ถึง (3.63) จะแสดงถึงเงื่อนไขสำหรับโครงข่าย 2-พอร์ตที่มีความเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข อย่างไรก็ตามเราจะต้องพิจารณาเงื่อนไขเพียงพอ และจำเป็นของการมีเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข

เมื่อโครงข่าย 2-พอร์ตในรูปที่ 3.11 คือ potentially unstable นั่นคือ สามารถที่จะมีค่าของ Γ_S และ Γ_L (นั่นคืออิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายและโหลด) ซึ่งสำหรับส่วนจริงของ Z_{IN} และ Z_{OUT} เป็นค่าบวก ค่าของ Γ_S และ Γ_L (เช่น บริเวณด้านในของสมิธชาร์ต) สามารถที่จะให้ได้โดยใช้วิธีการทางรูปภาพ

อันดับแรกเป็นบริเวณที่ถูกพิจารณาเมื่อค่าของ Γ_L และ Γ_S ทำให้ $|\Gamma_{IN}| = 1$ และ $|\Gamma_{OUT}| = 1$ ตามลำดับ กำหนดขนาดของสมการ (3.62) และ (3.63) ให้มีค่าเท่ากับ 1 แล้วแก้สมการหาค่า Γ_L และ Γ_S จากนั้นจะทำการแสดงค่าทั้งสองให้อยู่ในบริเวณวงกลมที่เรียกว่า วงกลมเสถียรภาพ (stability circles) ซึ่งจะให้สมการ ดังนี้

$$\left| \Gamma_L - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (3.64)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left| \Gamma_S - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (3.65)$$

เมื่อ

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

รีซีมและจุดศูนย์กลางของวงกลม เมื่อ $|\Gamma_{IN}|=1$ และ $|\Gamma_{OUT}|=1$ ในระนาบ Γ_L และระนาบ Γ_S ตามลำดับ จะหาได้จากสมการ (3.64) และ (3.65) นั่นก็คือ

ค่าของ Γ_L เมื่อ $|\Gamma_{IN}|=1$ (จะอยู่ในวงกลมเสถียรภาพเอาท์พุต):

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad ; \text{รีซีม} \quad (3.66)$$

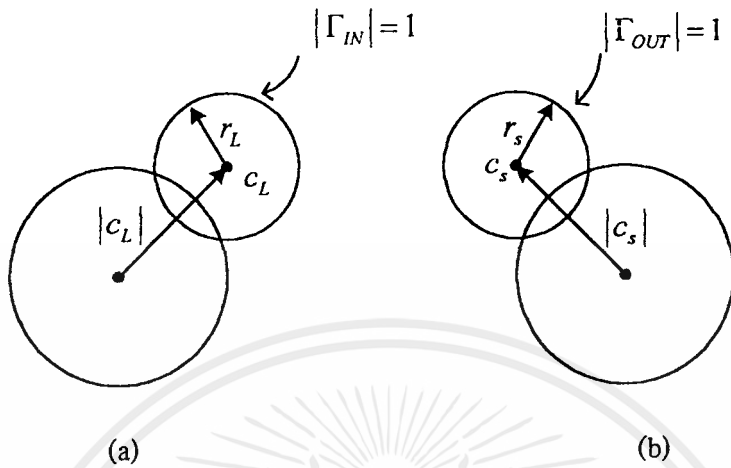
$$c_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad ; \text{จุดศูนย์กลาง} \quad (3.67)$$

ค่าของ Γ_S เมื่อ $|\Gamma_{OUT}|=1$ (จะอยู่ในวงกลมเสถียรภาพอินพุต):

$$r_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad ; \text{รีซีม} \quad (3.68)$$

$$c_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad ; \text{จุดศูนย์กลาง} \quad (3.69)$$

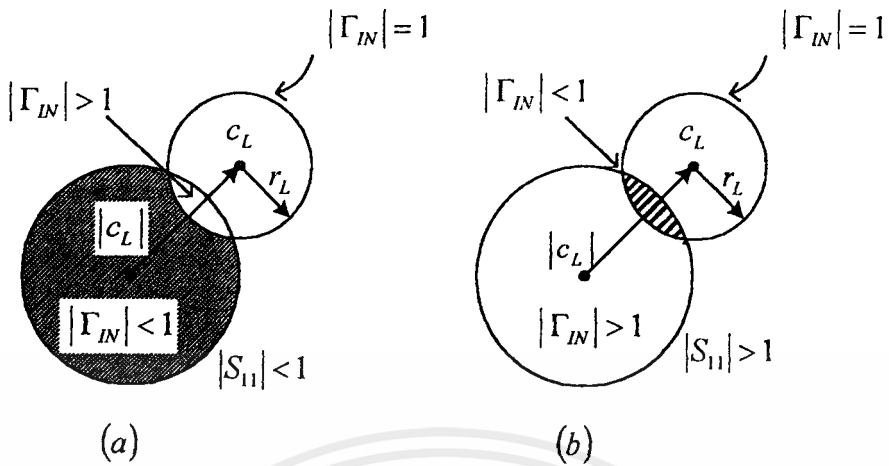
ถ้าเราทราบค่า S พารามิเตอร์ของอุปกรณ์ 2-พอร์ตที่ความถี่หนึ่งๆเราก็สามารถคำนวณหา รีซีมและจุดศูนย์กลางของวงกลมในสมการ (3.66) ถึง (3.69) เมื่อคำนวณได้แล้วนำค่าไปพล็อตลงบนสมิทชาร์ตและจะสังเกตเห็นเซตของค่า Γ_L และ Γ_S ที่ทำให้ $|\Gamma_{IN}|=1$ และ $|\Gamma_{OUT}|=1$ ซึ่งทำได้โดยง่าย ดังรูปที่ 3.12 เป็นโครงสร้างของรูปกราฟของวงกลมเสถียรภาพ



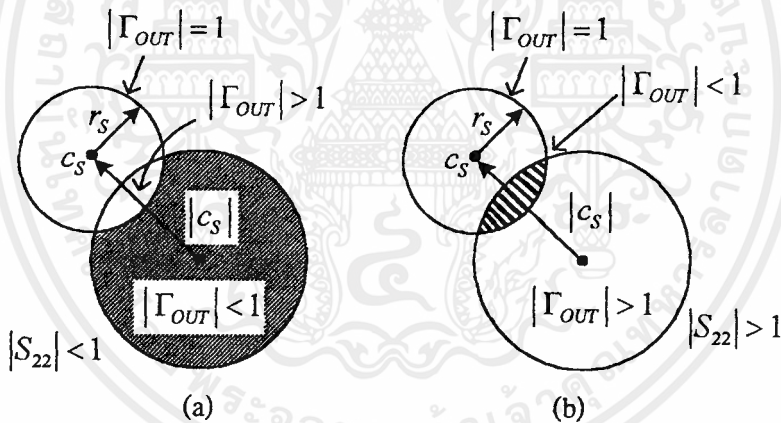
รูปที่ 3.12 โครงสร้างของวงกลมเสถียรภาพในสมิธชาร์ต (a) ระบาย Γ_L , (b) ระบาย Γ_S

เมื่อ $|\Gamma_{IN}|=1$ และ $|\Gamma_{OUT}|=1$ ด้านหนึ่งของรอยต่อของวงกลมเสถียรภาพในระนาบ Γ_L เราจะให้เป็นบริเวณ $|\Gamma_{IN}|<1$ และอีกข้างหนึ่งเป็นบริเวณ $|\Gamma_{IN}|>1$ ในทำนองเดียวกันในระนาบ Γ_S ข้างหนึ่งของรอยต่อของวงกลมเสถียรภาพ เราจะให้เป็นบริเวณ $|\Gamma_{OUT}|<1$ และอีกข้างหนึ่งเป็นบริเวณ $|\Gamma_{OUT}|>1$

ต่อไปเราจะต้องทำการตัดสินใจว่าพื้นที่ส่วนไหนในสมิธชาร์ตที่แสดงถึงบริเวณที่เสถียร บริเวณซึ่งค่าของ Γ_L (เมื่อ $\Gamma_L < 1$) ทำให้ $\Gamma_{IN} < 1$ และเมื่อค่าของ Γ_S (เมื่อ $|\Gamma_S| < 1$) ทำให้ $|\Gamma_{OUT}| < 1$ และขั้นสุดท้าย เราต้องปฏิบัติตามนี้ คือ ถ้า $Z_L = Z_O$ เมื่อ $\Gamma_L = 0$ จากสมการ (3.52) $|\Gamma_{IN}| = |S_{11}|$ ถ้าขนาดของ S_{11} มีค่าน้อยกว่า 1 เมื่อ $\Gamma_{IN} < 1$ และ $\Gamma_L = 0$ นั่นคือจุดศูนย์กลางของสมิธชาร์ต ในรูปที่ 3.13 (a) จะแสดงถึงจุดทำงานที่เสถียร เพราะว่าสำหรับ $\Gamma_L = 0$ มันจะให้ค่า $\Gamma_{IN} < 1$ ในทางกลับกัน ถ้า $|S_{11}| > 1$ เมื่อ $Z_L = Z_O$ แล้ว $|\Gamma_{IN}| > 1$ และ $\Gamma_L = 0$ ดังนั้นจุดศูนย์กลางของสมิธชาร์ตจะแสดงจุดทำงานที่ไม่เสถียร รูปที่ 3.13 จะเป็นรูปที่แสดงให้เห็นถึงการพิจารณาทั้งสองกรณี โดยที่พื้นที่ๆถูกแรเงาจะแสดงค่าของ Γ_L นั่นคือจะทำให้การทำงานมีเสถียรภาพ ในทำนองเดียวกัน รูปที่ 3.14 จะแสดงบริเวณที่เสถียรภาพและไม่เสถียรภาพ สำหรับ Γ_S



รูปที่ 3.13 แผนภาพสมิทชาร์ตที่แสดงถึงบริเวณเสถียรและไม่เสถียรในระนาบ Γ_L



รูปที่ 3.14 แผนภาพสมิทชาร์ตที่แสดงถึงบริเวณเสถียรและไม่เสถียรในระนาบ Γ_S

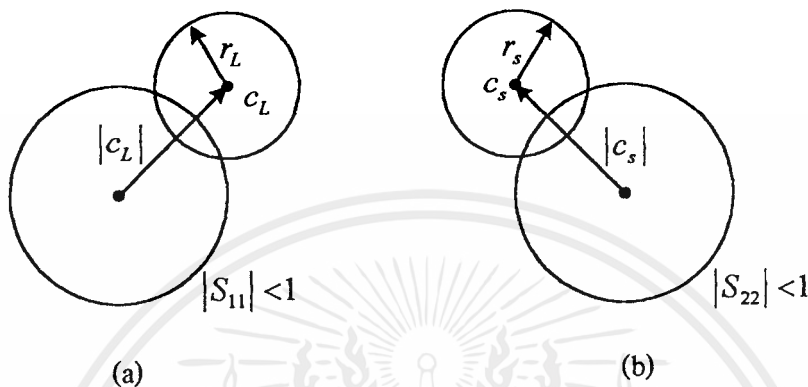
สำหรับการเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไขที่มีโหลดแบบพาสซีฟหรือแหล่งกำเนิดในโครงข่ายต่ออยู่มากต้องทำให้เงื่อนไขเสถียรภาพ จากรูปเราจะเห็นได้ว่าสำหรับ $|S_{11}| < 1$ และ $|S_{22}| < 1$ ดังนั้นต้องการวงกลมเสถียรภาพดังแสดงในรูปที่ 3.13a และ 3.14a มีลักษณะที่วางอยู่ด้านนอกวงกลมสมิทชาร์ตอย่างสมบูรณ์ในกรณีนี้เมื่อวงกลมเสถียรภาพวางอยู่ภายนอกวงกลมสมิทชาร์ตอย่างสมบูรณ์ แล้วเราแสดงได้ดังรูปที่ 3.15 ดังนั้น เงื่อนไขสำหรับการเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไขสำหรับโหลดแบบพาสซีฟและแหล่งกำเนิดทั้งหมดสามารถที่จะเขียนอยู่ในฟอร์มต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left| |c_L| - r_L \right| > 1 \quad \text{สำหรับ } |S_{11}| < 1 \quad (3.70)$$

และ

$$\left| |c_S| - r_S \right| > 1 \quad \text{สำหรับ } |S_{22}| < 1 \quad (3.71)$$



รูปที่ 3.15 เส้นไขสำหรับการเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข

a) ระบาย Γ_L , b) ระบาย Γ_S

ถ้า $|S_{11}| > 1$ หรือ $|S_{22}| > 1$ ทั้งคู่ โครงข่ายไม่สามารถที่จะเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข เพราะว่า $\Gamma_L = 0$ หรือ $\Gamma_S = 0$ [ดูสมการ (3.62) และ (3.63)] จะทำให้ $|\Gamma_{IN}| > 1$ หรือ $|\Gamma_{OUT}| > 1$

ตอนนี้เราจะกลับไปพิจารณาเงื่อนไขที่เพียงพอและความจำเป็นของเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขของโครงข่าย 2-พอร์ต เป็นการทำความจริงแต่ข้ออ้างจะยืดยาว การเปลี่ยนแปลงสมการ (3.60) ถึง (3.63) ให้เหมาะสมผลลัพธ์ที่ได้ ดังนี้

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (3.72)$$

และ

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (3.73)$$

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (3.74)$$

ด้วยเงื่อนไขที่เพียงพอสำหรับการเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไขถูกให้ไว้โดย

$$K > 1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$|\Delta| < 1 \quad (3.75)$$

โดยที่

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \quad (3.76)$$

กล่าวโดยสรุปก็คือ เมื่อ $|S_{11}| < 1$ และ $|S_{22}| < 1$ แล้ววงจรโครงข่ายสองทางเข้าออกจะมีความเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขถ้า $K > 1$ และ $|\Delta| < 1$

3.3.3 การแมตช์แบบสังยุคในเวลาเดียวกัน (Simultaneous conjugate match) ในกรณีวงจรข่ายสองทาง

เมื่อ $S_{12} \neq 0$ และการสมมติฐานของวงจรข่ายทางเดียวไม่สามารถทำได้ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่อินพุตและเอาต์พุตจะแสดงในสมการ (3.52) และ (3.53) ตามลำดับ เงื่อนไขที่ต้องการที่จะให้เกิดอัตราขยายกำลังสูงสุดของตัวแปลง คือ

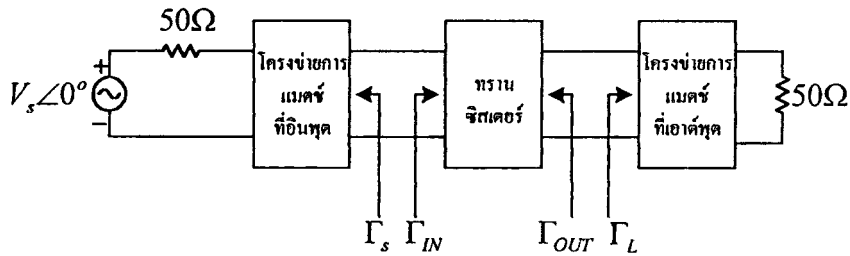
$$\Gamma_{IN} = \Gamma_S^* \quad (3.77)$$

$$\Gamma_{OUT} = \Gamma_L^* \quad (3.78)$$

เงื่อนไขนี้จึงแสดงได้ในรูปที่ 3.16 จากสมการ (3.52), (3.53), (3.77) และ (3.78) เราสามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\Gamma_S^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (3.79)$$

$$\Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (3.80)$$



รูปที่ 3.16 การแมตซ์แบบตั้งยุคในเวลาเดียวกันจะเกิดขึ้นเมื่อ $\Gamma_{IN} = \Gamma_S^*$ และ $\Gamma_{OUT} = \Gamma_L^*$

ทำการแก้สมการทั้งสองข้างต้น จะได้ Γ_S และ Γ_L ที่ต้องการนำไปใช้ในการแมตซ์แบบตั้งยุค ซึ่งสัญลักษณ์ที่ใช้คือ Γ_{MS} และ Γ_{ML} ตามลำดับ ซึ่งค่าดังกล่าวจะหาได้ดังนี้

$$\Gamma_{MS} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|c_1|^2}}{2c_1} \quad (3.81)$$

$$\Gamma_{ML} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|c_2|^2}}{2c_2} \quad (3.82)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (3.83)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (3.84)$$

$$c_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

$$c_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

ในลำดับต่อไป เราจะเลือกใช้ เครื่องหมายลบในสมการ (3.81) และ (3.82) สำหรับโครงข่ายที่มีเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข

ถ้า $\left| \frac{B_1}{2c_1} \right| > 1$ และ $B_1 > 0$ ในสมการ (3.81) ผลเฉลยจากการใช้เครื่องหมายลบจะได้

$|\Gamma_{MS}| < 1$ และผลเฉลยจากการใช้เครื่องหมายบวกจะได้ $|\Gamma_{MS}| > 1$ ถ้า $\left| \frac{B_1}{2c_1} \right| > 1$ และ $B_1 < 0$ ใน

สมการ (3.81) ผลเฉลยจากการใช้เครื่องหมายบวกจะได้ $|\Gamma_{MS}| < 1$ และผลเฉลยจากการใช้เครื่องหมายลบจะได้ $|\Gamma_{MS}| > 1$ ในสมการที่ (3.82) ก็พิจารณาได้ในทำนองเดียวกัน

เนื่องจาก Γ_{MS} และ Γ_{ML} จะมีความสัมพันธ์กับอิมพีแดนซ์ของโหลดและแหล่งกำเนิด ส่วนจริงของอิมพีแดนซ์ทั้งสอง จะมีค่าเป็นบวกถ้า $|\Gamma_{MS}| < 1$ และ $|\Gamma_{ML}| < 1$ จากการพิจารณาข้างต้น เราจึงสรุปได้ว่าเมื่อ $|\Gamma_{MS}| < 1$ และ $|\Gamma_{ML}| < 1$ แล้วจะได้ว่าเงื่อนไขที่ทำให้โครงข่าย 2-พอร์ต สามารถเกิดการแมตซ์ได้ในเวลาเดียวกันก็คือ

$$K > 1 \quad (3.85)$$

เงื่อนไข $K > 1$ เป็นเงื่อนไขที่จำเป็นเพียงเงื่อนไขเดียว สำหรับความเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข ดังนั้นการแมตซ์กันแบบสัจยุคในเวลาเดียวกันที่ซึ่งทำให้มีความเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขสามารถเกิดขึ้นได้ถ้า $K > 1$ และ $|\Delta| < 1$ เนื่องจาก $|\Delta| < 1$ บอกเป็นนัยๆได้ว่า $B_1 > 0$ และ $B_2 > 0$ และจะต้องเลือกใช้เครื่องหมายลบในสมการ (3.81) และสมการ (3.82) เมื่อคำนวณหาการแมตซ์กันแบบสัจยุคในเวลาเดียวกันของโครงข่าย 2-พอร์ตซึ่งเสถียรอย่างไม่มีเงื่อนไข

อัตราขยายกำลังของตัวแปลงสูงสุด (maximum transducer power gain) ภายใต้เงื่อนไขการแมตซ์กันแบบสัจยุคในเวลาเดียวกัน จะหาได้จาก

$$G_{T,\max} = \frac{(1 - |\Gamma_{MS}|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_{ML}|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_{Ms})(1 - S_{22}\Gamma_{ML}) - S_{12}S_{21}\Gamma_{ML}\Gamma_{MS}|^2} \quad (3.86)$$

แทนสมการ (3.81) และ (3.82) ลงในสมการ (3.86) และใช้สมการ (3.72) ทำให้อยู่ในเทอมของ K จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ใหม่เป็น

$$G_{T,\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (k - \sqrt{k^2 - 1}) \quad (3.87)$$

อัตราขยายเสถียรภาพสูงสุด (Maximum stable gain) จะนิยามได้จาก $G_{T,\max}$ เมื่อ $k = 1$ นั่นคือ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{MSG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (3.88)$$

G_{MSG} คือ ตัวเลขคุณค่า (figure of merit) เป็นสิ่งที่แสดงว่า $G_{T,max}$ ที่มีค่ามากที่สุดสามารถเกิดขึ้นได้ โดยการใส่โหลดความต้านทานในโครงข่าย 2-พอร์ต (นั่นก็คือทรานซิสเตอร์) เพื่อให้ $k = 1$

3.3.4 วงกลมอัตราขยายกำลังภาวะทำงาน (Operation power gain circle)

เมื่อ S_{12} ไม่เท่ากับศูนย์ โดยทั่วไปกระบวนการการออกแบบที่อยู่บนพื้นฐานของอัตราขยายกำลังภาวะทำงาน (G_p) จึงถูกนำมาใช้ ค่าของ G_p นั้นไม่ขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิด ดังนั้นกระบวนการในการใช้วงกลมอัตราขยายกำลังภาวะทำงาน สำหรับที่เป็นกรณีของการเสถียรอย่างไม่มีเงื่อนไขและกรณีของการเสถียรอย่างมีเงื่อนไขจึงง่ายต่อการออกแบบในทางปฏิบัติ

3.3.4.1 โครงข่าย 2-พอร์ต ซึ่งเสถียรอย่างไม่มีเงื่อนไข

กระบวนการพัฒนาและออกแบบด้วย G_p เราจะเขียนสมการ (3.50) ในรูปของ

$$\begin{aligned} G_p &= \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{\left(1 - \left| \frac{S_{11} - \Delta \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right|^2\right) |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \\ &= |S_{21}|^2 g_p \end{aligned} \quad (3.89)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} g_p &= \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2 - |S_{11} - \Delta \Gamma_L|^2} \\ &= \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{1 - |S_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_L C_2)} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

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

วงกลมอัตราขยายกำลังภาวะทำงาน จะมีรัศมีวงกลม คือ

$$R_p = \frac{[1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_p + |S_{12}S_{21}|^2 g_p^2]^{1/2}}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}$$

ระยะห่างระหว่างจุดศูนย์กลางของสมิทชาร์ตกับจุดศูนย์กลางของวงกลม หาได้จาก

$$d_p = \frac{g_p |c_2^*|}{|1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (3.90)$$

จุดศูนย์กลางของวงกลมสามารถหาได้จาก

$$c_p = \frac{g_p c_2^*}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (3.91)$$

อัตราขยายกำลังภาวะการทำงานที่สูงที่สุดจะเกิดขึ้นเมื่อ $R_p = 0$ ดังนั้นจากสมการ (3.92) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$g_{p,\max}^2 |S_{12}S_{21}|^2 - 2K|S_{12}S_{21}|g_{p,\max} + 1 = 0 \quad (3.92)$$

โดยที่ $g_{p,\max}$ คือค่าสูงสุดของ g_p ผลเฉลยของสมการ (3.95) สำหรับกรณีเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขคือ

$$g_{p,\max} = \frac{1}{|S_{12}S_{21}|} (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad (3.93)$$

ดังนั้นทำการแทนสมการ (3.96) ลงในสมการ (3.89) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{p,\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (3.94)$$

กระบวนการการวาดวงกลมอัตราขยายกำลังภาวะทำงานในสมิธชาร์ต มีดังต่อไปนี้

1. กำหนด G_p ใดๆ รัศมีและจุดศูนย์กลางของวงกลม หาได้จากสมการ (3.92) และสมการ (3.94)
2. เลือกค่า Γ_L ที่ต้องการ
3. จะได้กำลังงานที่เอาต์พุตเป็นการแมตช์สัจยุคที่อินพุต กล่าวคือจะทำให้ $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$ เมื่อ Γ_{IN} หาได้จากสมการ (3.52) ซึ่งค่าของ Γ_S นี้จะได้อัตราขยายกำลังของตัวแปลง $G_T = G_p$

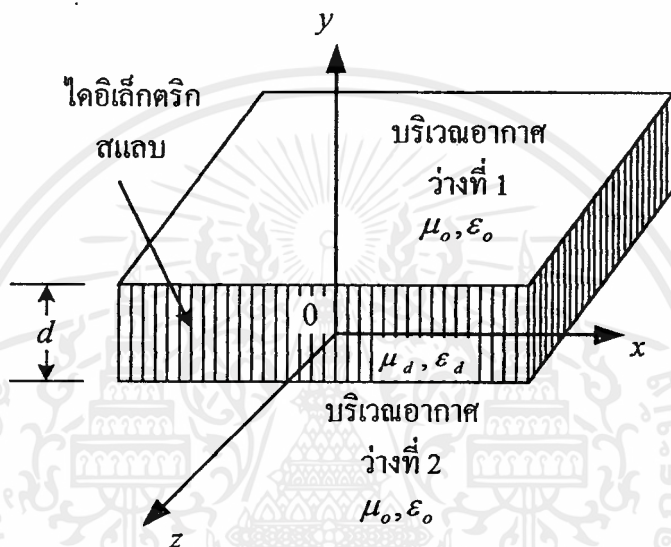
3.3.4.2 โครงข่าย 2-พอร์ตซึ่งเสถียรอย่างมีเงื่อนไข

กระบวนการในการออกแบบวงจรขยายเมื่อกำหนดค่า G_p ใดๆ มีดังต่อไปนี้

1. เมื่อกำหนดค่า G_p ใดๆ ทำการวาดวงกลมอัตราขยายกำลังภาวะทำงาน โดยใช้สมการ (3.92) และสมการ (3.94) แล้ววาดวงกลมเสถียรภาพด้านเอาต์พุตจากนั้นทำการเลือกค่า Γ_L ที่อยู่ในบริเวณเสถียรภาพ และไม่ใกล้กับวงกลมเสถียรภาพมากนัก
2. คำนวณค่า Γ_{IN} จากสมการ (3.52) และหาการแมตช์กันแบบสัจยุคที่อินพุตถ้าสามารถหาได้ นั่นคือวาดวงกลมเสถียรภาพด้านอินพุต และหา $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$ ในบริเวณเสถียรภาพด้านอินพุต
3. ถ้า $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$ ไม่ได้อยู่ในบริเวณเสถียรภาพ หรืออยู่ในบริเวณเสถียรภาพ แต่อยู่ใกล้กับวงกลมเสถียรภาพด้านอินพุตมากเกินไป ค่าของ Γ_S สามารถเลือกค่าใดๆก็ได้ หรือ G_p ค่าใหม่ถูกเลือกขึ้นมาเราจะต้องระวังเมื่อเลือกค่า Γ_S ใดๆ เนื่องจากค่าของ Γ_S มีผลกระทบต่อกำลังงานด้านเอาต์พุตและ VSWR ค่าของ Γ_L และ Γ_S ไม่ควรอยู่ใกล้กับวงกลมเสถียรภาพเพราะว่าการออสซิลเลทอาจเกิดขึ้นได้เมื่อวงจรอินพุตและเอาต์พุตมีการปรับค่า.

3.4 ท่อนำคลื่นแบบไดอิเล็กทริกสแลบ

ท่อนำคลื่นแบบไดอิเล็กทริกสแลบโดยทั่วไป ใช้ในการส่งสัญญาณสำหรับวงจรรวมทางไมโครเวฟ จากรูป 3.18 จะแสดงแบบแผนโคอะแกรมของท่อนำคลื่นแบบไดอิเล็กทริกสแลบ แผ่นไดอิเล็กทริกสแลบซึ่งมีความหนา (d), ค่าเพอร์มิทิวตี้ (ϵ_d) และค่าเพอร์เมียบิลิตี (μ_d) จะถูกแสดงไว้ในบริเวณอากาศว่าง (μ_0, ϵ_0)



รูปที่ 3.17 แบบแผนโคอะแกรมของท่อนำคลื่นแบบไดอิเล็กทริกสแลบ

ถ้าไม่มีสนามตามทิศทางแนวแกน x เลย ไดอิเล็กทริกจะ ไม่มีการสูญเสียเกิดขึ้นและคลื่นจะเดินทางตามแนวแกน z ดังนั้นเราได้พิจารณาถึงการเดินทางของคลื่นในท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม ซึ่งการเดินทางของคลื่นในท่อนำคลื่นแบบไดอิเล็กทริกสแลบสามารถที่จะวิเคราะห์ได้เป็น TE และ TM โมด

3.4.1 คลื่น TE ที่เดินทางไปตามท่อนำคลื่นแบบไดอิเล็กทริกสแลบ

สำหรับ TE โมด ($E_x = 0$) และไม่ขึ้นอยู่กับค่า x สมการคลื่นในท่อนำคลื่นแบบไดอิเล็กทริกสแลบแสดงได้ ดังนี้

$$\frac{\partial^2 H_z(y)}{\partial y^2} + k_y^2 H_z(y) = 0 \quad (3.95)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $k_y^2 = \omega^2 \mu_d \epsilon_d - \beta^2$ คือสมการคุณลักษณะในไดอิเล็กทริกสแลบ
 $k_y = \frac{n\pi}{d}$ คือจำนวนคลื่น (wave number) ในทิศทางแกน y

ผลเฉลยของสมการ (3.93) สามารถเขียนได้ ดังนี้

$$H_z(y) = H_0 \sin(k_y y) + H_e \cos(k_y y) \quad \text{สำหรับ } |y| \leq \frac{d}{2} \quad (3.96)$$

เมื่อ

$\sin(k_y y)$ คือ ฟังก์ชันคี่ (คลื่นที่ไม่สมมาตรกัน) ในทิศทางแกน y

$\cos(k_y y)$ คือ ฟังก์ชันคู่ (คลื่นที่สมมาตรกัน) ในทิศทางแกน y

$k_y = \frac{n\pi}{d}$ คือ จำนวนคลื่นในทิศทางแกน y

ในอวกาศว่างบริเวณที่ 1 ($y > \frac{d}{2}$) และบริเวณที่ 2 ($y < -\frac{d}{2}$) คลื่นจะต้องมีลักษณะลดลงแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล ดังนี้

$$H_z(y) = H_1 e^{-\alpha(y-\frac{d}{2})} \quad \text{สำหรับ } y \geq \frac{d}{2} \quad (3.97)$$

$$H_z(y) = H_2 e^{-\alpha(y+\frac{d}{2})} \quad \text{สำหรับ } y \leq -\frac{d}{2} \quad (3.98)$$

เมื่อ $\alpha = \sqrt{\beta^2 - \omega^2 \mu_0 \epsilon_0}$ คือ สมการคุณลักษณะในอวกาศว่างบริเวณที่ 1 และบริเวณที่ 2

คลื่น TE โมดที่ n คลื่น TE โมดที่จะพิจารณาได้โดยฟังก์ชัน

$$H_z(y) = H_0 \sin(k_y y) \quad (3.99)$$

ในไดอิเล็กทริกสแลบโดยที่ $y \leq \frac{d}{2}$ สมการสนามสามารถแสดงได้หลังจากการพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตได้ ดังนี้

$$Z_s = \frac{E_x}{H_z} \Big|_{-y} = -j \frac{\omega \mu_0}{\alpha} \quad \text{สำหรับคลื่น TE โมดที่} \quad (3.110)$$

และเมื่อมองจากพื้นผิวด้านล่างของไดอิเล็กทริกอิมพีแดนซ์พื้นผิวจะเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$Z_s = \frac{-E_x}{H_z} \Big|_{+y} = -j \frac{\omega \mu_0}{\alpha} \quad \text{สำหรับคลื่น TE โมดที่} \quad (3.111)$$

ดังนั้น แสดงว่าคลื่นพื้นผิว TE โมดที่ จะแสดงที่พื้นผิวแบบประจุ (capacitive surface)

ความถี่ตัด (cutoff frequency) โดยการรวม α และ k_y เข้าด้วยกันดังแสดงในสมการ (3.95) และสมการ (3.98) จะได้

$$\alpha^2 + k_y^2 = \omega^2 (\mu_d \epsilon_d - \mu_0 \epsilon_0) \quad (3.112)$$

ค่าคงที่การลดทอน (attenuation constant) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\alpha = [\omega^2 (\mu_d \epsilon_d - \mu_0 \epsilon_0) - k_y^2]^{1/2} \quad (3.113)$$

เมื่อค่าคงที่เฟส (β) จะเข้าสู่ค่าของ $\omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ ดังแสดงในสมการที่ (3.98) ค่าการลดทอน (α) มีค่าเท่ากับศูนย์ ความหมายของมันคือคลื่นจะไม่เดินทางต่อไปยังขอบบริเวณที่เป็น ไดอิเล็กทริกสแลบ เมื่อเป็นเช่นนั้นคลื่นจะถูกคัฟออฟ ดังนั้นเงื่อนไขในสภาวะคัฟออฟจะแสดงได้ ดังนี้

$$\begin{aligned} \alpha = 0 &= \frac{\mu_0}{\mu_d} k_c \tan\left(k_y \frac{d}{2}\right) \\ &= \tan\left(\frac{\omega_c d}{2} \sqrt{\mu_d \epsilon_d - \mu_0 \epsilon_0}\right) \end{aligned} \quad (3.114)$$

เมื่อ $k_c = k_y = \omega_c \sqrt{\mu_d \epsilon_d - \mu_0 \epsilon_0}$ เขียนได้ใหม่เป็น

$$\omega_c d \sqrt{\mu_d \epsilon_d - \mu_0 \epsilon_0} = (n-1)\pi$$

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นความถี่ตัดสำหรับคลื่น TE โมดที่ n คือ

$$f_{c0} = \frac{n-1}{d\sqrt{\mu_d \epsilon_d \mu_0 \epsilon_0}} \quad \text{คลื่น TE โมดที่ } n \quad (3.115)$$

ถ้า $n=1, f_c=0$ ก็หมายความว่า อันดับต่ำสุดของคลื่น TE โมดที่สามารถที่จะเดินทางไปตามท่อ นำคลื่นแบบไดอิเล็กทริกสแลบที่มีความหนา d ได้ ดังนั้นเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นคลื่น TE จะถูกจำกัดขอบเขตในไดอิเล็กทริกสแลบ ดังนั้นค่าคงที่การลดทอน (α) ก็จะเพิ่มขึ้นด้วย

คลื่น TE โมดที่ n คลื่น TE โมดจะพิจารณาได้โดยฟังก์ชัน

$$H_z(y) = H_e \cos(k_y y) \quad (3.116)$$

ในไดอิเล็กทริกสแลบโดยที่ $y \leq \frac{d}{2}$ สมการสนามสามารถแสดงได้หลังจากการพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตได้ ดังนี้

$$E_x(y) = \frac{j\omega\mu_d}{k_y} H_e \sin(k_y y) \quad (3.117)$$

$$H_y(y) = \frac{j\beta}{k_y} H_e \sin(k_y y) \quad (3.118)$$

$$H_z(y) = H_e \cos(k_y y) \quad (3.119)$$

ในบริเวณที่ 1 ($y \geq \frac{d}{2}$) จะสามารถเขียนเป็นสมการสนามได้หลังจากการพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตได้ดังนี้

$$E_x(y) = \frac{-j\omega\mu_0}{\alpha} H_e \cos(k_y \frac{d}{2}) e^{-\alpha(y-\frac{d}{2})} \quad (3.120)$$

$$H_y(y) = \frac{-j\beta}{\alpha} H_e \cos(k_y \frac{d}{2}) e^{-\alpha(y-\frac{d}{2})} \quad (3.121)$$

$$H_z(y) = H_e \cos(k_y \frac{d}{2}) e^{-\alpha(y-\frac{d}{2})} \quad (3.122)$$

ในบริเวณที่ 2 ($y \leq -\frac{d}{2}$) สมการสนามจะได้หลังจากพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตได้เช่นกัน

ดังนี้

$$E_x(y) = \frac{j\omega\mu_0}{\alpha} H_e \cos(k_y \frac{d}{2}) e^{\alpha(y+\frac{d}{2})} \quad (3.123)$$

$$H_y(y) = \frac{j\beta}{\alpha} H_e \cos(k_y \frac{d}{2}) e^{\alpha(y+\frac{d}{2})} \quad (3.124)$$

$$H_z(y) = H_0 \cos(k_y \frac{d}{2}) e^{\alpha(y+\frac{d}{2})} \quad (3.125)$$

สมการคุณลักษณะระหว่าง α และ k_y สำหรับคลื่น TE โมดคู่ที่ $y = \frac{d}{2}$ จะแสดงได้โดย

$$\frac{\alpha}{k_y} = -\frac{\mu_0}{\mu_d} \cot(k_y \frac{d}{2}) \quad \text{สำหรับคลื่น TE โมดคู่} \quad (3.126)$$

อิมพีแดนซ์พื้นผิว (surface impedance) อิมพีแดนซ์พื้นผิวของท่อนำคลื่นไดอิเล็กทริกสแลบเมื่อมองจากด้านบนพื้นผิวของไดอิเล็กทริกสแลบ เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$Z_s = \left. \frac{E_x}{H_z} \right|_{-y} = \frac{-j\omega\mu_0}{\alpha} = -j \frac{\omega\mu_0}{\alpha} \quad \text{สำหรับคลื่น TE โมดคู่} \quad (3.127)$$

และเมื่อมองจากพื้นผิวด้านล่างของไดอิเล็กทริกอิมพีแดนซ์พื้นผิวจะเขียนเป็นสมการได้

ดังนี้

$$Z_s = \left. \frac{-E_x}{H_z} \right|_{+y} = \frac{+j\omega\mu_0}{\alpha} = +j \frac{\omega\mu_0}{\alpha} \quad \text{สำหรับคลื่น TE โมดคู่} \quad (3.128)$$

ดังนั้น แสดงว่าคลื่นพื้นผิว TE โมดคู่จะแสดงที่พื้นผิวแบบประจุ (capacitive surface)

ความถี่ตัด (cutoff frequency) ความถี่คutoff สามารถหาได้โดยใช้วิธีเดียวกันกับวิธีการข้างต้น ดังนี้

$$\alpha = 0 = -\frac{\mu_0}{\mu_d} k_c \cot\left(k_y \frac{d}{2}\right) \quad (3.129)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= -\frac{\mu_0}{\mu_d} k_c \cot\left(\frac{\omega_c d}{2} \sqrt{\mu_d \epsilon_d - \mu_0 \epsilon_0}\right)$$

เมื่อ

$$\pi f_c d \sqrt{\mu_d \epsilon_d - \mu_0 \epsilon_0} = \left(n - \frac{1}{2}\right) \pi$$

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

ดังนั้น ความถี่ตัดสำหรับคลื่น TE โมคคู่คือ

$$f_{c0} = \frac{n - 0.5}{d \sqrt{\mu_d \epsilon_d \mu_0 \epsilon_0}} \quad \text{คลื่น } TE \text{ โมคคู่} \quad (3.130)$$

3.4.2 คลื่น TM ที่เดินทางไปตามท่อนำคลื่นแบบไดอิเล็กทริกสแลบ

การวิเคราะห์สำหรับคลื่นที่เดินทางไปตามท่อนำคลื่นแบบไดอิเล็กทริกสแลบจะทำการวิเคราะห์เช่นเดียวกันกับคลื่น TE สำหรับ TM โมค ($H_z = 0$) และไม่ขึ้นอยู่กับค่า x สมการคลื่นในท่อนำคลื่นแบบไดอิเล็กทริกสแลบแสดง ได้ดังนี้

$$\frac{d^2 E_z(y)}{dy^2} + k_y^2 E_z(y) = 0 \quad (3.131)$$

เมื่อ $k_y^2 = \gamma^2 + \omega^2 \mu_d \epsilon_d$ คือ สมการคุณลักษณะในไดอิเล็กทริกสแลบ

$$k_y = \frac{n\pi}{d} \quad \text{คือ จำนวนคลื่น (wave number) ในทิศทางแกน } y$$

ผลเฉลยของสมการ (3.95) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$E_z(y) = E_o \sin(k_y y) + E_e \cos(k_y y) \quad \text{สำหรับ } |y| \leq \frac{d}{2} \quad (3.132)$$

ในอวกาศว่างบริเวณที่ 1 ($y > \frac{d}{2}$) และบริเวณที่ 2 ($y < -\frac{d}{2}$) คลื่นจะต้องมีลักษณะลดลงแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล ดังนี้

$$E_z(y) = E_1 e^{-\alpha(y-\frac{d}{2})} \quad \text{สำหรับ } y \geq \frac{d}{2} \quad (3.133)$$

$$E_z(y) = E_2 e^{-\alpha(y+\frac{d}{2})} \quad \text{สำหรับ } y \leq -\frac{d}{2} \quad (3.134)$$

เมื่อ $\alpha = \sqrt{\beta^2 - \omega^2 \mu_0 \epsilon_0}$ คือ สมการคุณลักษณะในอากาศว่างบริเวณที่ 1 และบริเวณที่ 2

คลื่น TM โมดที่ n คลื่น TM โมดที่ m จะพิจารณาได้โดยฟังก์ชัน

$$E_z(y) = E_0 \sin(k_y y) \quad (3.135)$$

ในไดอิเล็กทริกสแลบโดยที่ $y \leq \frac{d}{2}$ สมการสนามสามารถแสดงได้หลังจากการพิจารณาเงื่อนไขขอบเขต ได้ดังนี้

$$E_y(y) = \frac{-j\beta}{k_y} E_0 \cos(k_y y) \quad (3.136)$$

$$E_z(y) = E_0 \sin(k_y y) \quad (3.137)$$

$$H_x(y) = \frac{j\omega\epsilon_d}{k_y} E_0 \cos(k_y y) \quad (3.138)$$

ในบริเวณที่ 1 ($y \geq \frac{d}{2}$) จะสามารถเขียนเป็นสมการสนามได้หลังจากการพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตได้ ดังนี้

$$H_y(y) = \frac{-j\beta}{\alpha} E_0 \sin(k_y \frac{d}{2}) e^{-\alpha(y-\frac{d}{2})} \quad (3.139)$$

$$H_z(y) = E_0 \sin(k_y y) e^{-\alpha(y+\frac{d}{2})} \quad (3.140)$$

$$H_x(y) = \frac{j\omega\epsilon_0}{\alpha} E_0 \sin(k_y \frac{d}{2}) e^{-\alpha(y-\frac{d}{2})} \quad (3.141)$$

ในบริเวณที่ 2 ($y \leq -\frac{d}{2}$) สมการสนามจะแสดงได้หลังจากพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตได้เช่นกัน

ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_y(y) = \frac{-j\beta}{\alpha} E_0 \sin(k_y \frac{d}{2}) e^{\alpha(y+\frac{d}{2})} \quad (3.142)$$

$$E_z(y) = -E_0 \sin(k_y \frac{d}{2}) e^{\alpha(y+\frac{d}{2})} \quad (3.143)$$

$$H_x(y) = \frac{j\omega\epsilon_0}{\alpha} E_0 \sin(k_y \frac{d}{2}) e^{\alpha(y+\frac{d}{2})} \quad (3.144)$$

สมการคุณลักษณะระหว่าง α และ k_y จะได้จากสมการที่ (3.138) และสมการ (3.141) ดังนี้

$$\frac{\alpha}{k_y} = \frac{\epsilon_0}{\epsilon_d} \tan(k_y \frac{d}{2}) \quad (3.145)$$

ความถี่ตัดสำหรับคลื่น TE โมดคือ คือ

$$f_{co} = \frac{n-1}{d\sqrt{\mu_d\epsilon_d\mu_0\epsilon_0}} \quad (3.146)$$

อิมพีแดนซ์พื้นผิวจะแสดงได้ ดังนี้

$$Z_s = \frac{E_z(y)}{H_x(y)} \Big|_y = \frac{-1}{j\omega\epsilon_0/\alpha} = j \frac{\alpha}{\omega\epsilon_0} \quad (3.147)$$

ดังนั้น แสดงว่าคลื่นพื้นผิว TM โมดคือจะแสดงที่พื้นผิวแบบเหนี่ยวนำ (inductive surface)

คลื่น TM โมดคู่ คลื่น TM โมดคู่จะพิจารณาได้โดยสมการสนาม

$$E_z(y) = E_e \cos(k_y y) \quad (3.148)$$

ในไดอิเล็กทริกสแลบโดยที่ $y \leq \frac{d}{2}$ สมการสนามสามารถแสดงได้หลังจากการพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตได้ ดังนี้

$$E_y(y) = \frac{j\beta}{k_y} E_e \sin(k_y y) \quad (3.149)$$

$$E_z(y) = E_e \cos(k_y y) \quad (3.150)$$

$$H_x(y) = \frac{-j\omega\varepsilon_d}{k_y} E_e \sin(k_y y) \quad (3.151)$$

ในบริเวณที่ 1 ($y \geq \frac{d}{2}$) จะสามารถเขียนเป็นสมการสนามได้หลังจากการพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตได้ ดังนี้

$$E_y(y) = \frac{-j\beta}{\alpha} E_e \cos(k_y \frac{d}{2}) e^{-\alpha(y-\frac{d}{2})} \quad (3.152)$$

$$E_z(y) = E_e \cos(k_y \frac{d}{2}) e^{-\alpha(y-\frac{d}{2})} \quad (3.153)$$

$$H_x(y) = \frac{-j\omega\varepsilon_0}{\alpha} E_e \cos(k_y \frac{d}{2}) e^{-\alpha(y-\frac{d}{2})} \quad (3.154)$$

ในบริเวณที่ 2 ($y \leq -\frac{d}{2}$) สมการสนามจะได้หลังจากพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตได้เช่นกัน ดังนี้

$$E_y(y) = \frac{j\beta}{\alpha} E_e \cos(k_y \frac{d}{2}) e^{\alpha(y+\frac{d}{2})} \quad (3.155)$$

$$E_z(y) = E_0 \cos(k_y \frac{d}{2}) e^{\alpha(y+\frac{d}{2})} \quad (3.156)$$

$$H_x(y) = \frac{j\omega\varepsilon_0}{\alpha} E_e \cos(k_y \frac{d}{2}) e^{\alpha(y+\frac{d}{2})} \quad (3.157)$$

สมการคุณลักษณะระหว่าง α และ k_y จะได้จากสมการที่ (3.151) และสมการ (3.154)

$$\frac{\alpha}{k_y} = -\frac{\varepsilon_0}{\varepsilon_d} \cot(k_y \frac{d}{2}) \quad (3.158)$$

ดังนั้น ความถี่ตัดสำหรับคลื่น TM โมดที่ n คือ

$$f_{ce} = \frac{n-0.5}{d\sqrt{\mu_d \epsilon_d - \mu_0 \epsilon_0}} \quad (3.159)$$

อิมพีแดนซ์พื้นผิวจะแสดงได้ ดังนี้

$$Z_s = \frac{-E_z(y)}{H_x(y)} \Big|_{-y} = \frac{-1}{j\omega\epsilon_0/\alpha} = j\frac{\omega\epsilon_0}{\alpha} \quad (3.160)$$

ดังนั้น แสดงว่าคลื่นพื้นผิว *TM* โมดคู่จะแสดงที่พื้นผิวแบบเหนี่ยวนำ (inductive surface)

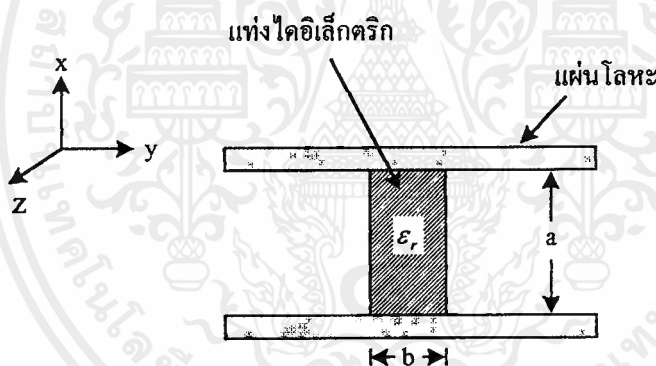


บทที่ 4

การออกแบบ

4.1 โครงสร้างของท่อนำคลื่น NRD และการออกแบบท่อนำคลื่น NRD

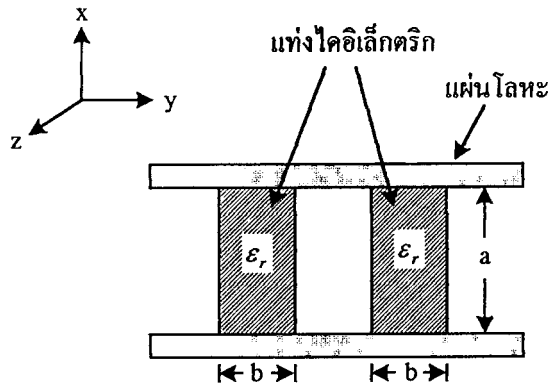
โครงสร้างของท่อนำคลื่น NRD มีลักษณะคล้ายท่อนำคลื่นเฮช (H-guide) กล่าวคือมีโครงสร้างเป็นแถบไดอิเล็กตริก (ความสูง a , ความกว้าง b , สภาพยอมสัมพัทธ์ ϵ_r) และถูกประกบด้วยแผ่นโลหะขนาน 2 แผ่น แสดงได้ดังรูปที่ 4.1 แต่สิ่งที่แตกต่างกันระหว่างท่อนำคลื่นทั้งสองชนิดนี้ทางด้านโครงสร้างคือ ระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะขนาน (a) กล่าวคือท่อนำคลื่น NRD จะมีระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะน้อยกว่าครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นอวกาศว่าง ($a < \frac{\lambda_0}{2}$) แต่ท่อนำคลื่นเฮช จะมีระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะขนานมากกว่าครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นว่าง ($a > \frac{\lambda_0}{2}$) โดยโครงสร้างของท่อนำคลื่นที่ใช้ในการทดลองนี้ในระนาบภาคตัดขวาง แสดงดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของท่อนำคลื่น NRD ที่มีแถบ ไดอิเล็กตริกถูกประกบด้วยแผ่นโลหะขนาน 2 แผ่น

เนื่องจากท่อนำคลื่นแบบแผ่นโลหะขนานที่มีอากาศอยู่ระหว่างแผ่นนั้น ถ้าระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะน้อยกว่า $\frac{\lambda_0}{2}$ และเมื่อพิจารณาในแบบแผนคลื่น TM (สนามวางตัวขนานไปกับแผ่นโลหะ) แล้วคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะไม่สามารถเดินทางเข้าไประหว่างแผ่นโลหะทั้งสองได้เนื่องจากอยู่ในสภาวะคutoff แต่ถ้าเราใส่แถบไดอิเล็กตริกที่มีค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ (ϵ_r) ที่เหมาะสมเข้าไประหว่างแผ่นโลหะทั้งสองของท่อนำคลื่นแล้วคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะสามารถเดินทางเข้าไปในแถบไดอิเล็กตริกได้อย่างอิสระ ซึ่งอาจจะเดินทางเป็นเส้นตรงหรือเส้นโค้งก็ได้ นั่นคือสามารถแก้ปัญหาเรื่องสภาวะคutoffของท่อนำคลื่นแบบแผ่นโลหะขนานได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 ภาคตัดขวางของโครงสร้างท่อนำคลื่น NRD ในการทดลองโดยที่ $a < \frac{\lambda_0}{2}$

ความสัมพันธ์ของสมการที่ใช้ในการออกแบบท่อนำคลื่น NRD ซึ่งเราจะทำการหาค่า a และ b จากสูตรในสมการของบทที่ 2 คือ

$$\frac{a}{\lambda_0} \approx 0.45 \quad (4.1)$$

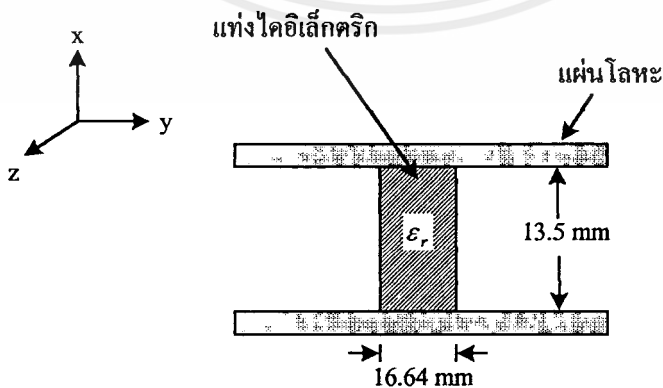
ซึ่ง
$$\lambda_0 = \frac{v}{f_0} = \frac{3 \times 10^{11}}{10 \times 10^9} = 30 \text{ mm} \quad (4.2)$$

ดังนั้น
$$a = 13.5 \text{ mm}$$

และ
$$\left(\frac{b}{\lambda_0}\right) \sqrt{\epsilon_r - 1} \approx 0.4 - 0.6 \quad (4.3)$$

เลือกใช้
$$\left(\frac{b}{\lambda_0}\right) \sqrt{\epsilon_r - 1} \approx 0.6$$

ดังนั้น
$$b = 16.64 \text{ mm}$$



รูปที่ 4.3 แสดงขนาดของท่อนำคลื่น NRD จากการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การออกแบบสายส่งแบบไมโครสตริป

ในส่วนของการออกแบบสายส่งแบบไมโครสตริป เพื่อใช้ในการคับปลิงสัญญาณระหว่างแท่ง NRD ทั้งสองนั้น ได้ทำการออกแบบสายส่งแบบไมโครสตริปที่มีค่าคุณลักษณะอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50Ω บนวัสดุฐานรองเฟลลอน (Teflon) ที่มีค่า $\epsilon_r = 2.17$, $h = 0.8 \text{ mm}$ ซึ่งเราจะหาค่า w และ ϵ_{reff} ได้ดังนี้

$$\frac{w}{h} = \left(\frac{\exp H'}{8} - \frac{1}{4 \exp H'} \right)^{-1} \quad (4.4)$$

โดยที่
$$H' = \frac{Z_0 \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \quad (4.5)$$

$$= 1.070558$$

ดังนั้น
$$\frac{w}{h} = 3.5852375$$

$$w = 2.86 \text{ mm}$$

และหาค่า ϵ_{reff} จาก

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left[1 - \frac{1}{2H'} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right]^2 \quad (4.6)$$

$$= 1.918$$

หาความยาวคลื่นในตัวนำ (guide wavelength) λ_g จากสูตร

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (4.7)$$

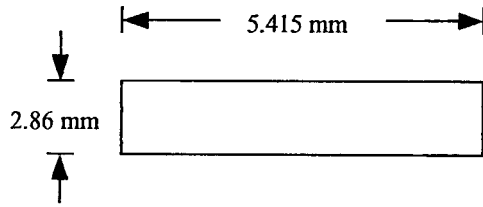
โดย
$$\lambda_0 = \frac{v}{f_0} = \frac{3 \times 10^{11}}{10 \times 10^9} = 30 \text{ mm}$$

ดังนั้น
$$\lambda_g = 21.66 \text{ mm}$$

และจาก $\theta = 90^\circ$ ซึ่งจะตรงกับความยาว l ดังนี้

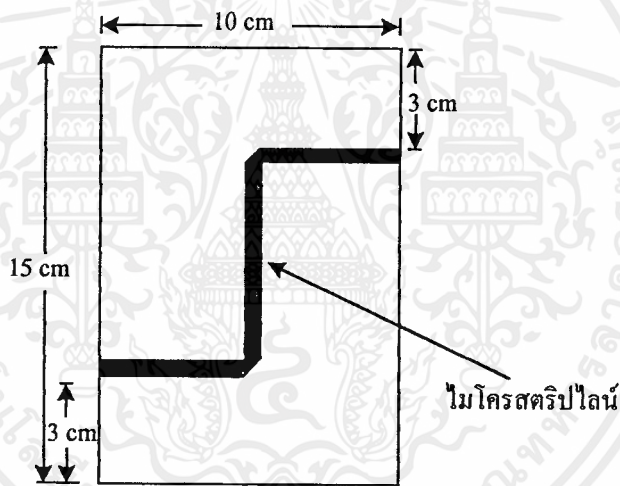
$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda_g} l = \beta l = 90^\circ \quad (4.8)$$

ซึ่งจะได้ค่า
$$l = 5.415 \text{ mm}$$



รูปที่ 4.4 สายส่งแบบไมโครสตริปที่ถูกออกแบบเรียบร้อยแล้ว

เนื่องจากการทดลองใช้แผ่นวงจรแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีขนาด $10 \times 15 \text{ cm}$ ดังนั้นเพื่อให้สอดคล้องกับการทดลองในการค้นคว้าวิจัยจึงต้องทำการออกแบบให้ปลายทั้งสองด้านของสายส่งแบบไมโครสตริปอยู่ติดกับขอบของแผ่นวงจรพิมพ์ ดังรูปที่ 4.5 โดยการเพิ่มความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริป



รูปที่ 4.5 สายส่งแบบไมโครสตริปที่ใช้ในการทดลองวัด

4.3 การออกแบบวงจรขยายแบบเฟด

ในการออกแบบวงจรขยายแบบเฟดนั้นได้ใช้เฟดเบอร์ MGF4314E ซึ่งเป็นของบริษัท มิตซูบิชิ โดยที่จะทราบค่า S-พารามิเตอร์ของเฟดเบอร์ดังกล่าวที่ความถี่ 11 GHz และ $Z_0 = 50 \Omega$ ดังนี้

$$S_{11} = 0.673 \angle -170.6^\circ$$

$$S_{21} = 2.765 \angle 20.1^\circ$$

$$S_{12} = 0.098 \angle -16.4^\circ$$

$$S_{22} = 0.368 \angle -141.8^\circ$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะใช้ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวนี้มาทำการออกแบบวงจรขยายแบบเฟด เพื่อคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้ได้คุณสมบัติที่ต้องการของวงจรขยายและทำการออกแบบให้วงจรขยายทำงานที่ความถี่ 11 GHz และมีอัตราขยายกำลังเท่ากับ 10 dB ซึ่งขั้นตอนการออกแบบมีดังนี้

อัตราขยายกำลัง จะได้ดังนี้

$$G'_p = 10^{1.0} = 10 \quad (4.9)$$

คำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ต้องการในการออกแบบ ซึ่งมีดังนี้

$$|S_{12}S_{21}| = 0.271 \quad (4.10)$$

$$|S_{11}|^2 = 0.452 \quad (4.11)$$

$$|S_{22}|^2 = 0.135 \quad (4.12)$$

$$D_s = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} = 0.195 \angle 122.2^\circ \quad (4.13)$$

$$|D_s|^2 = 0.038 \quad (4.14)$$

$$g_2 = \frac{G'_p}{|S_{21}|^2} = 1.308 \quad (4.15)$$

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |D_s|^2}{2|S_{12}S_{21}|} = 0.829 \quad (4.16)$$

เป็นกรณีที่ทรานซิสเตอร์เสถียรภาพอย่างมีเงื่อนไข (potentially unstable)

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |D_s|^2 = 1.279 \quad (4.17)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D_s|^2 = 0.644 \quad (4.18)$$

$$C_1 = S_{11} - S_{22}^* D_s = 0.658 \angle -176.6^\circ \quad (4.19)$$

$$C_2 = S_{22} - S_{11}^* D_s = 0.355 \angle 162.48^\circ \quad (4.20)$$

จุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพเอคต์พุดแสดงได้ดังนี้

$$\Gamma_{2s} = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |D_s|^2} = 3.65 \angle 162.48^\circ \quad (4.21)$$

และรัศมีของวงกลมเสถียรภาพเอคต์พุดจะ ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\rho_{2s} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{\left| |S_{22}|^2 - |D_s|^2 \right|} = \frac{0.271}{0.135 - 0.038} = 2.793 \quad (4.22)$$

จุดศูนย์กลางของวงกลมอัตราขยายกำลัง ได้ดังนี้

$$\Gamma_{2c} = \frac{g_2 C_2^*}{1 + g_2 (|S_{22}|^2 - |D_s|^2)} = 0.412 \angle -162.48^\circ \quad (4.23)$$

และรัศมีของวงกลมอัตราขยายกำลัง จะได้ดังนี้

$$\rho_{2c} = \frac{\left(1 - 2K |S_{12}S_{21}| g_2 + |S_{12}S_{21}|^2 g_2^2 \right)^{1/2}}{1 + g_2 (|S_{22}|^2 - |D_s|^2)} = 0.65 \quad (4.24)$$

จากนั้นนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้ไปพล็อตลงบนสมิทชาร์ต ได้ดังรูปที่ 4.6 เราได้ทำการเลือกค่า $\Gamma_2 = 0.24 \angle -63.2^\circ$ เมื่อ $\frac{Z_0}{50} = 1.0 - j1.0$ หรือ $Z_2 = 50 - j50 \Omega$ สำหรับวงจรแมทซ์สังยุคทางด้านอินพุต

$$\Gamma_1 = \left(S_{11} + \frac{\Gamma_2 S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_2 S_{22}} \right)^* = 0.65 \angle 165.8^\circ \quad (4.25)$$

พิจารณาว่า Γ_1 ที่สามารถยอมรับได้และทำการวาดวงกลมเสถียรภาพอินพุต โดยมีจุดศูนย์กลางดังนี้

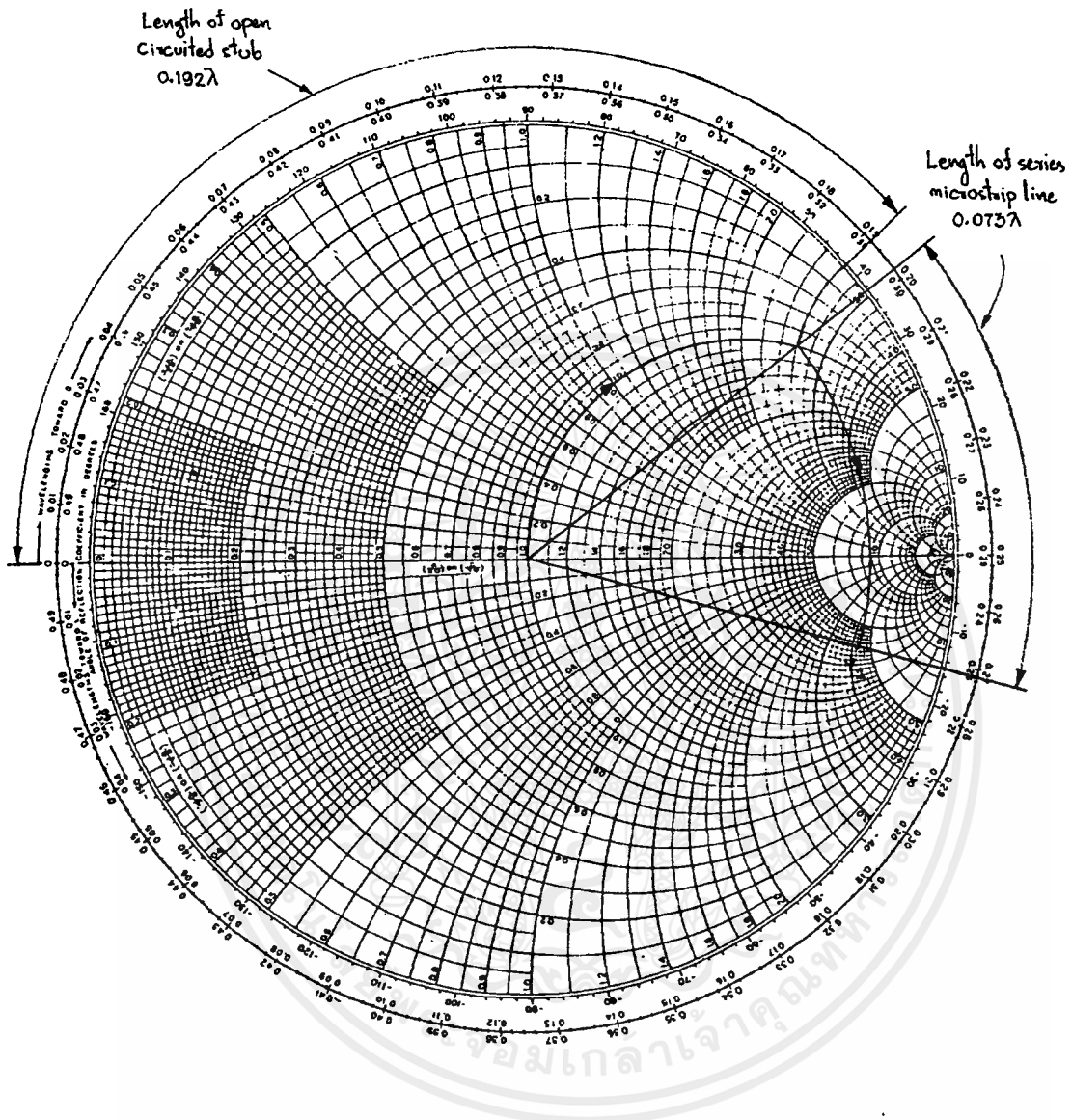
$$\Gamma_{1s} = \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |D_s|^2} = 1.58 \angle 176.6^\circ \quad (4.26)$$

และรัศมีของวงกลมดังกล่าวจะได้

$$\rho_{1s} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{\left| |S_{11}|^2 - |D_s|^2 \right|} = \frac{0.271}{(0.452) - (0.038)} = 0.65 \quad (4.27)$$

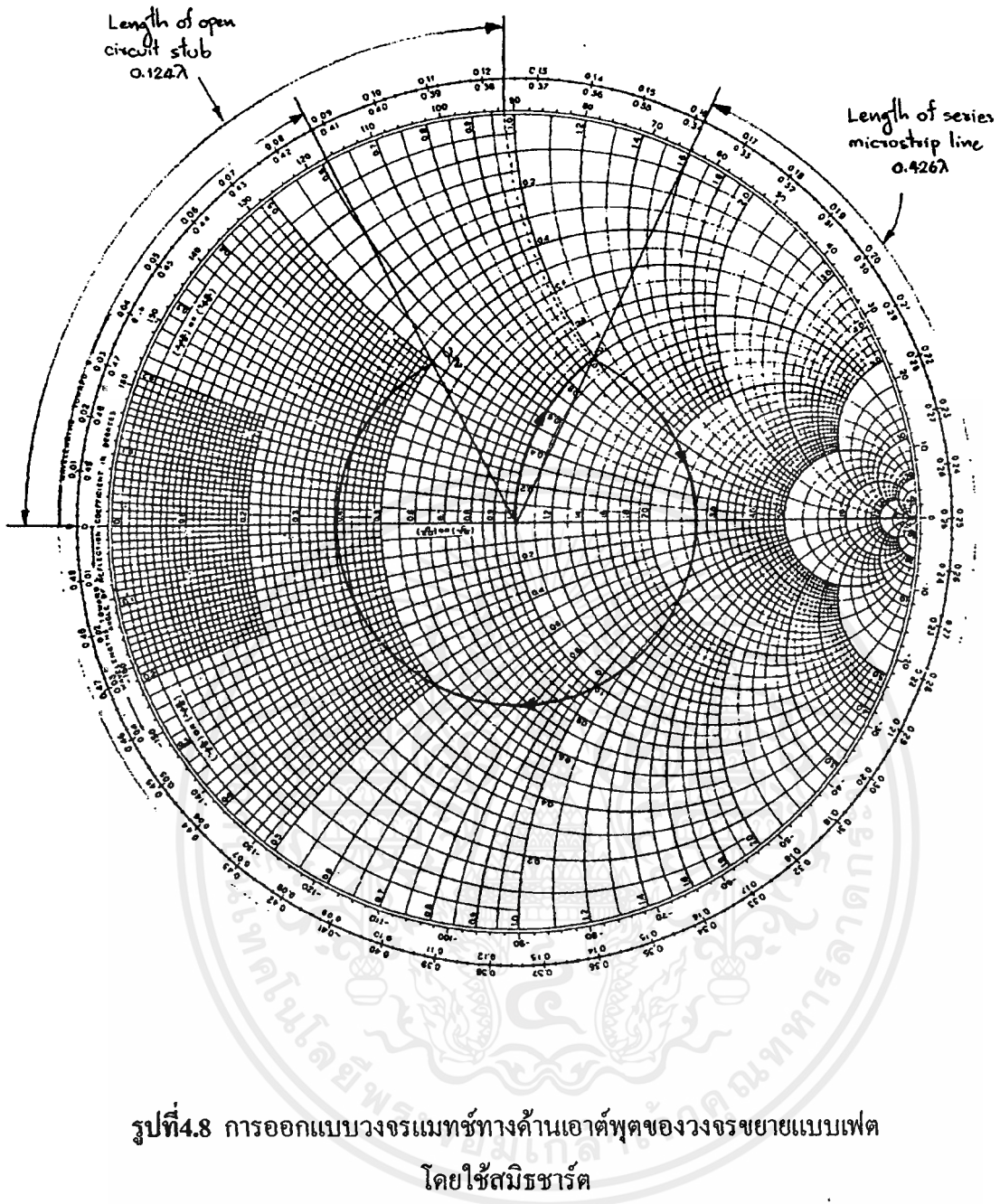
ดังนั้น $\frac{Z_1}{50} \cong 0.13 + j0.13$ หรือ $Z_1 \cong 6.5 + j6.5 \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 การออกแบบวงจรแมทซ์ทางด้านอินพุตของวงจรขยายแบบเฟด
โดยใช้สมิทชาร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 การออกแบบวงจรเมทซ์ทางด้านเอาต์พุตของวงจรขยายแบบเฟด โดยใช้สมิทชาร์ต

ทำการออกแบบสายส่งแบบไมโครสตริปบนวัสดุฐานรองเทฟลอน (Teflon) โดยที่มีค่าความยอมสัมพัทธ์เท่ากับ 2.17 ค่าความหนาของไดอิเล็กตริกเท่ากับ 0.762 มิลลิเมตร ค่าความหนาของตัวนำเท่ากับ 0.030 มิลลิเมตร และทำการออกแบบที่ความถี่ใช้งาน 11GHz ใช้เฟดเบอร์ MGF4301E ($V_{GS} = 2V, I_d = 10mA$) ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50Ω ซึ่งจะได้ค่าความกว้างของสายส่งแบบไมโครสตริปมีค่าเท่ากับ 2.424 มิลลิเมตร

$$\epsilon_{\text{reff}} = 1.585 \quad (4.28)$$

$$\lambda_0 = 0.02727m \quad (4.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} = 21.66 \text{ mm}$$

วงจรเมทซ์ที่อินพุตของวงจรขยายแบบเฟด จะได้ดังนี้

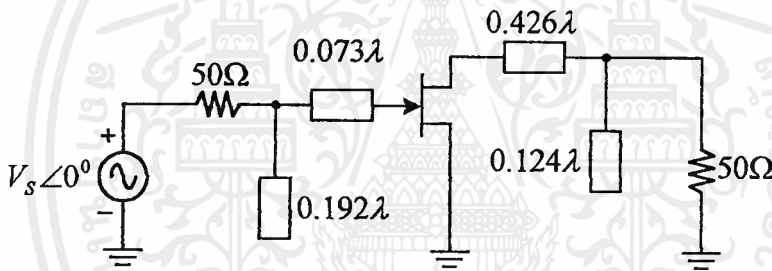
$$0.192\lambda_g = 4.158 \text{ mm}$$

$$0.073\lambda_g = 1.581 \text{ mm}$$

วงจรเมทซ์ที่เอาต์พุตของวงจรขยายแบบเฟด จะได้ดังนี้

$$0.124\lambda_g = 2.685 \text{ mm}$$

$$0.426\lambda_g = 9.227 \text{ mm}$$



รูปที่ 4.9 วงจรขยายแบบเฟดที่ย่านความถี่ไมโครเวฟ

ต่อจากนั้นก็นำค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่คำนวณได้เป็นข้อมูลใส่ให้กับ โปรแกรมช่วยในการ ออกแบบโดยใช้โปรแกรม Microwave office ของบริษัท Applied Wave Research ซึ่งข้อมูลตั้ง กล่าวนี้อาจถูกใช้เป็นค่าเริ่มต้นในการเลียนแบบ (simulate) ซึ่งจะกำหนดคุณสมบัติต่าง ๆ ของวงจรที่ ต้องการดังนี้

สภาพยอมสัมพัทธ์ (ϵ_r) เท่ากับ 2.17

ความหนาของวัสดุฐานรอง เท่ากับ 0.762 มิลลิเมตร

ความหนาของแผ่นตัวนำ เท่ากับ 0.017 มิลลิเมตร

ความกว้างของวัสดุฐานรองเท่ากับ 10 เซนติเมตร

ความยาวของวัสดุฐานรอง เท่ากับ 15 เซนติเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

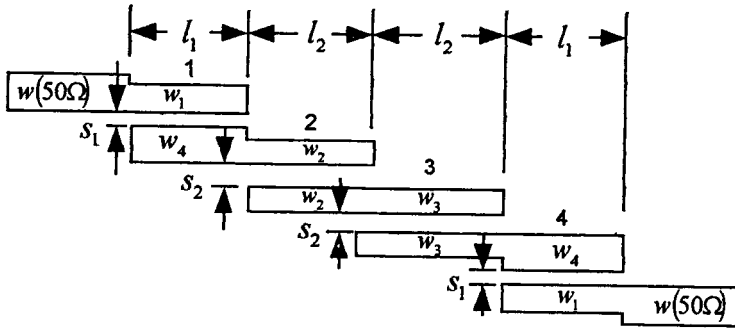
4.4 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่

โครงสร้างที่ทำการออกแบบเป็นโครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ชนิดเชื่อมต่อแบบขนานดังแสดงได้ในรูปที่ 4.12 และขั้นตอนออกแบบทำได้โดยป้อนข้อมูลที่เป็นให้กับโปรแกรมแล้วคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้ได้คุณสมบัติที่ต้องการของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีความถี่ศูนย์กลางเท่ากับ 11 GHz มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 1 GHz และมีการสูญเสียเนื่องจากใส่แทรก (insertion loss) ประมาณ -3dB และจำนวนอันดับของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ทำให้ได้ผลตอบสนองที่ต้องการคือ 3 อันดับ



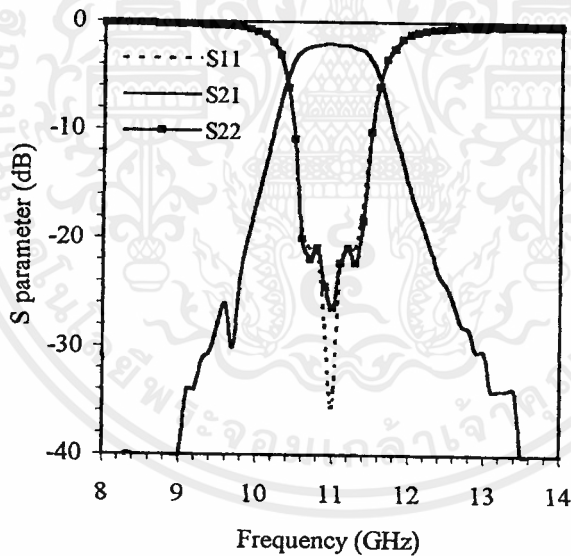
รูปที่ 4.12 โครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ หลังจากการออกแบบเรียบร้อยแล้ว แสดงดังรูปที่ 4.13 และค่า S-พารามิเตอร์ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้จากการออกแบบ แสดงได้ดังรูปที่ 4.14



$$\begin{aligned}
 w &= 2.24 \text{ (mm)} & l_1 &= 5.001 \text{ (mm)} \\
 w_1 &= 1.565 \text{ (mm)} & l_2 &= 4.806 \text{ (mm)} \\
 w_2 &= 0.587 \text{ (mm)} & s_1 &= 0.2 \text{ (mm)} \\
 w_3 &= 0.865 \text{ (mm)} & s_2 &= 1.117 \text{ (mm)} \\
 w_4 &= 0.621 \text{ (mm)} & &
 \end{aligned}$$

รูปที่ 4.13 พารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่หลังจากการออกแบบเรียบร้อยแล้ว



รูปที่ 4.14 S- พารามิเตอร์ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้จากการออกแบบโดยโปรแกรม Microwave office

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

5.1 การจัดวางเครื่องมือและตัวเชื่อมต่อ

หลังจากที่ได้ทำการสร้างตัวเชื่อมต่อ (coupler) และวงจรระนาบทั้ง 3 ชนิด คือ สายส่งแบบไมโครสตริป วงจรขยายแบบเฟด และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งได้ทำการออกแบบไว้แล้วในบทที่ 4 ในบทนี้ได้ทำการวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของวงจรระนาบที่สร้างขึ้นและการเชื่อมต่อแบบต่าง ๆ และทำการเปรียบเทียบผลการวัด



รูปที่ 5.1 แสดงภาคตัดขวางของตัวเชื่อมต่อ

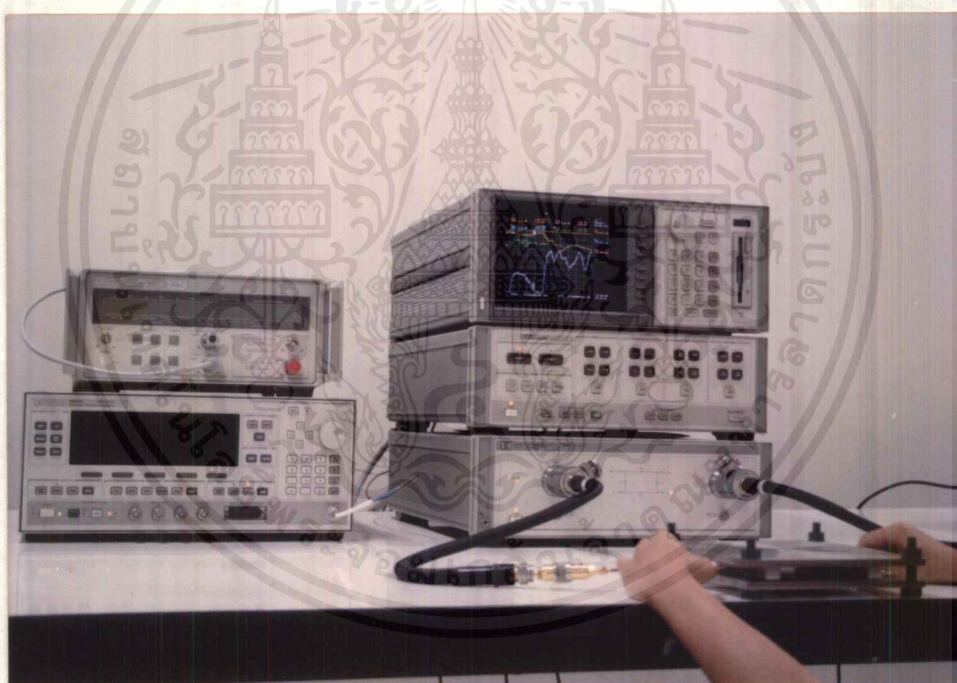
ตัวเชื่อมต่อที่ใช้ในการทดลองจะประกอบไปด้วยแท่งไดอิเล็กตริก 2 แท่ง วางห่างกันเป็นระยะ 10 เซนติเมตร ถูกสร้างขึ้นโดยแท่งไดอิเล็กตริกชนิด PTFE ขนาด 13.5×16 มิลลิเมตร และแผ่นวงจรระนาบสร้างโดยใช้วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกชนิดเทพลอน (ARLON D1CLAD880) ซึ่งมีค่า $\epsilon_r = 2.17$ ความหนา 0.762 มิลลิเมตร และถูกประกบด้วยแผ่นโลหะขนานซึ่งได้เลือกใช้แผ่นอะลูมิเนียมซึ่งมีความกว้างและความยาวเท่ากันคือ 20 เซนติเมตร สาเหตุที่เลือกใช้อะลูมิเนียมเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากมีน้ำหนักมากสามารถกดทับแท่งไดโอดีลทริกให้อยู่โดยไม่ขยับเขยื้อนและหาซื้อได้ตามท้องตลาด ราคาไม่แพงนัก

การจัดวางเครื่องมือและตัวเชื่อมต่อเพื่อทำการวัดนั้นจะใช้สายเคเบิลแบบเซมิริจิด (semi-rigid cable) 2 เส้น โดยที่ปลายสายของแต่ละเส้นจะถูกต่ออยู่กับตัวต่อแบบ SMA (SMA-Connector) ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นโพรบซึ่งจะใช้เป็นตัวกระตุ้นสัญญาณ โดยกำหนดให้วางห่างจากปลายแท่งไดโอดีลทริก เป็นระยะ 5 มิลลิเมตร และปลายอีกข้างหนึ่งจะต่ออยู่กับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network analyzer) รุ่น HP 8510 ดังแสดงในรูปที่ 5.2

5.2 การทดลองวัดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน

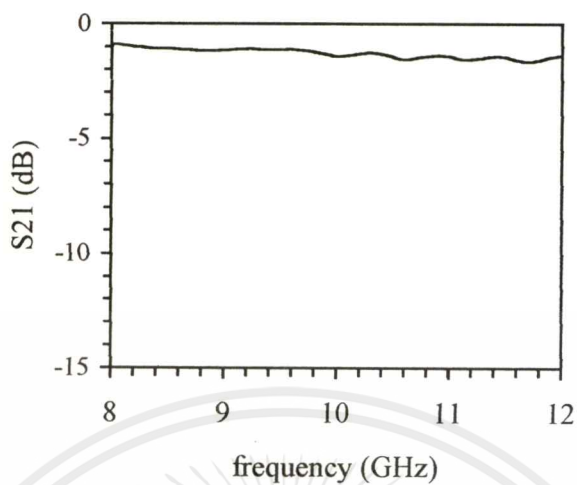


รูปที่ 5.2 การทดลองวัดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน

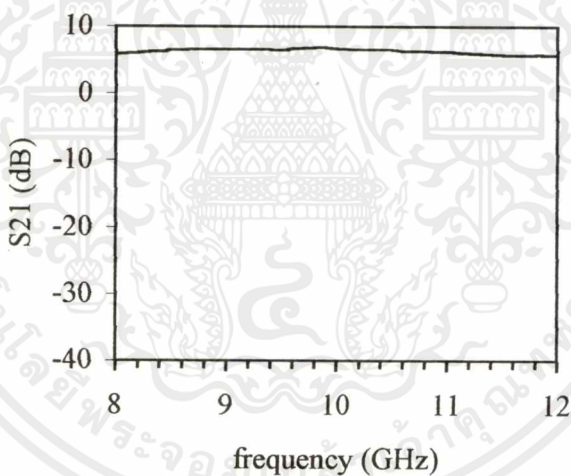
5.2.1 วงจรระนาบ

เราได้ทำการออกแบบวงจรระนาบไว้ในบทที่ 4 เรียบร้อยแล้ว จึงนำเอาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ทำการออกแบบได้แล้วไปทำการสร้างจริง และทำการวัดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสายส่งแบบไมโครสตริป ดังแสดงในรูปที่ 5.3 วงจรขยายแบบเฟดและวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 5.4 และรูปที่ 5.5 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

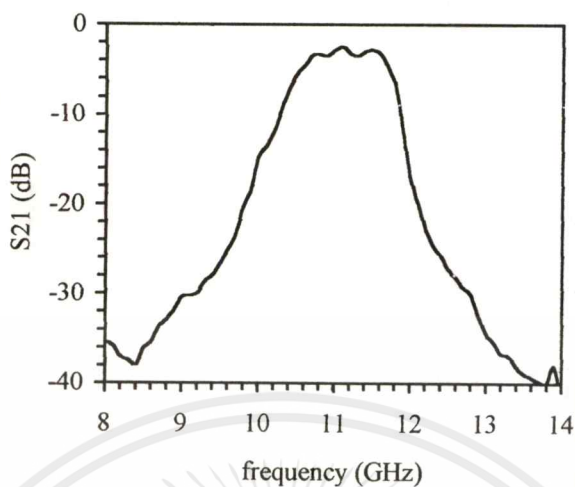


รูปที่ 5.3 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสายส่งแบบไมโครสตริป



รูปที่ 5.4 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของวงจรรขยายแบบแผ่น

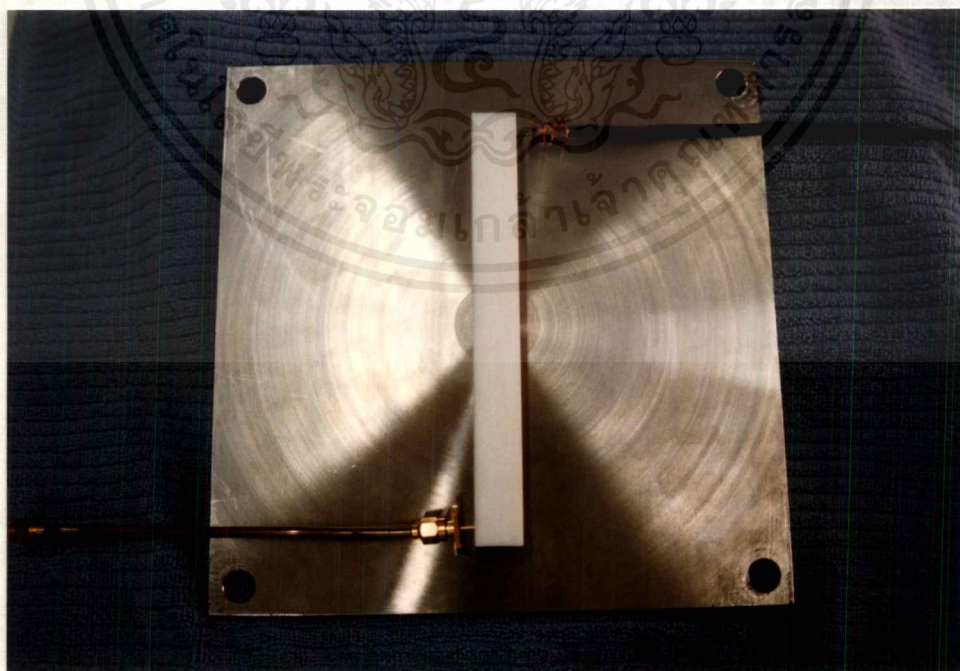
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

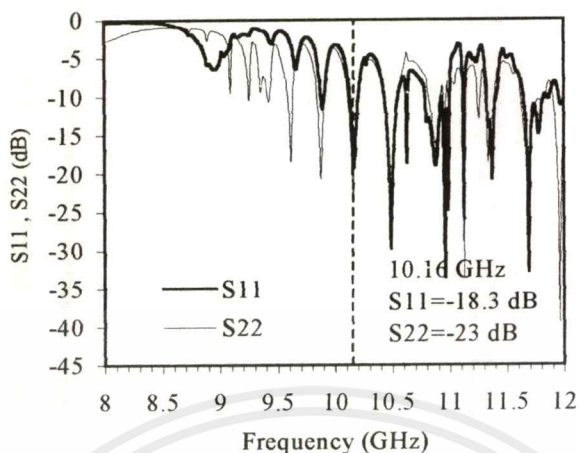
5.2.2 ท่อนำคลื่น NRD แบบเดี่ยว

โครงสร้างของท่อนำคลื่น NRD แบบเดี่ยวจะประกอบไปด้วยแท่งไดอิเล็กตริกแท่งเดียว โดยออกแบบไว้ที่ความถี่ใช้งาน 10 GHz และไดอิเล็กตริกที่ใช้มี ϵ_r เท่ากับ 2.2 ซึ่งถูกประกบด้วยแผ่นโลหะขนาน ดังรูปที่ 5.6

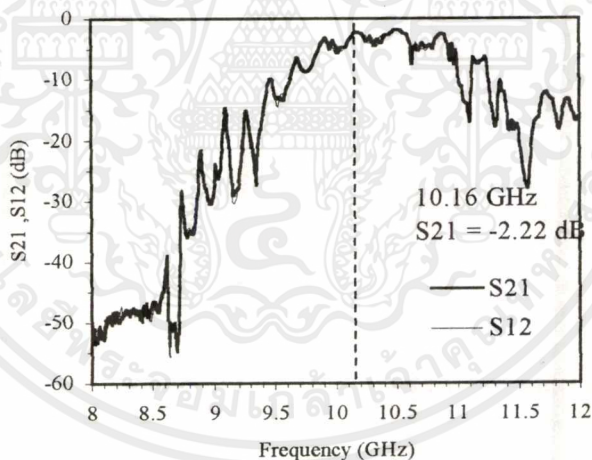


รูปที่ 5.6 ภาพด้านบนของท่อนำคลื่น NRD แบบเดี่ยว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.7 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ต S_{11} และพอร์ต S_{22} ที่ความถี่ 10.16 GHz

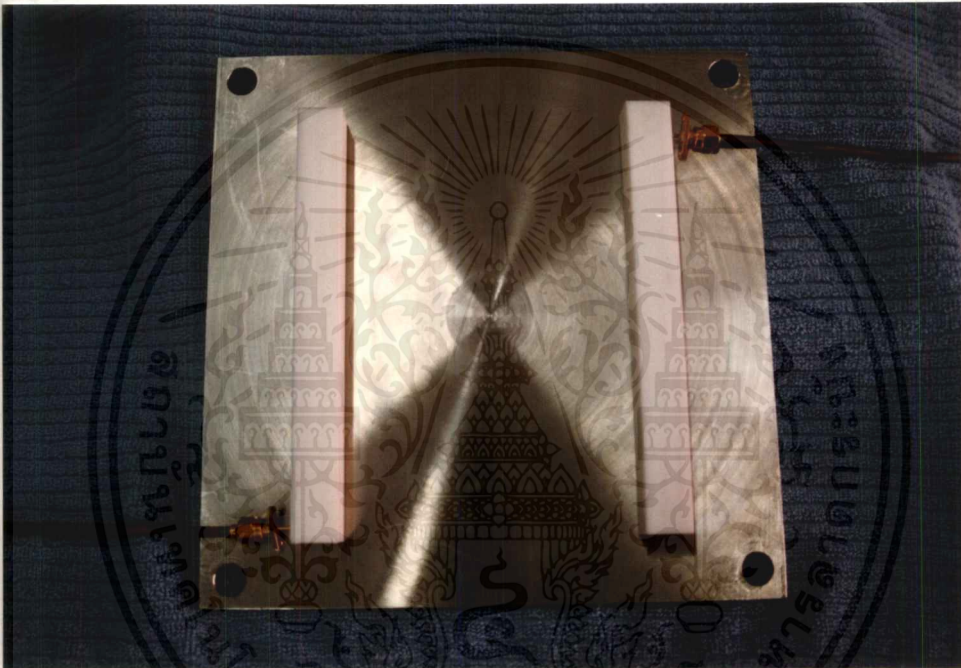


รูปที่ 5.8 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่พอร์ต S_{21} และพอร์ต S_{12} ที่ความถี่ 10.16 GHz

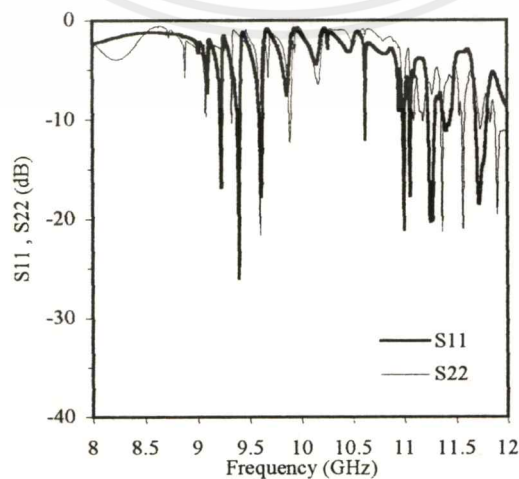
จากรูปที่ 5.8 พบว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของท่อนำคลื่น NRD แบบเคียว จะมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสูงมาก เนื่องจากคุณสมบัติของท่อนำคลื่น NRD ที่คลื่นสามารถเดินทางได้อย่างสมบูรณ์ในไดอิเล็กตริก

5.2.3 ตัวเชื่อมต่อ NRD พื้นฐาน

ตัวเชื่อมต่อ NRD พื้นฐาน ดังแสดงในรูปที่ 4.2 จะประกอบไปด้วยแท่งไดอิเล็กตริก 2 แท่ง มีความสูง (a) เท่ากับ 13.5 มิลลิเมตร และความกว้าง (b) เท่ากับ 16 มิลลิเมตร ทั้งสองแท่งวางห่างกันเป็นระยะ (d) เท่ากับ 10 เซนติเมตร และถูกประกบด้วยแผ่นโลหะขนาน 2 แผ่น ซึ่งจะเป็นการประยุกต์นำเอาท่อนำคลื่น NRD มาสร้างเป็นตัวเชื่อมต่อ

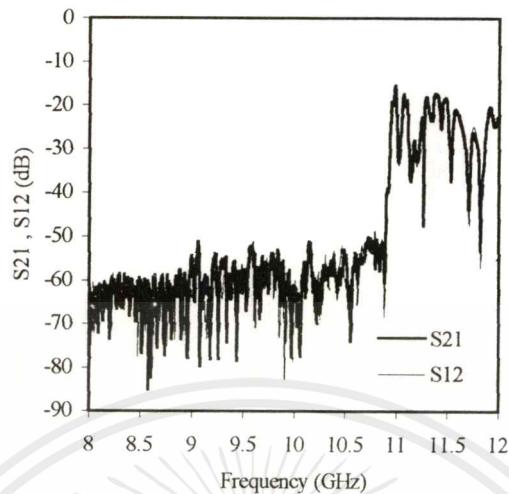


รูปที่ 5.9 ภาพค่านบนของตัวเชื่อมต่อ NRD พื้นฐาน



รูปที่ 5.10 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ต S_{11} และพอร์ต S_{22}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.11 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่พอร์ต S_{21} และพอร์ต S_{12}

สัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่ได้จากการทดลองวัดตัวเชื่อมต่อดังกล่าวนี้ แสดงได้ดังรูปที่ 5.11 โดยทำการออกแบบไว้ที่ความถี่ใช้งาน 10 GHz โดยที่คลื่นจากท่อนำคลื่น NRD ตัวแรกจะเดินทางผ่านบริเวณที่เป็นอากาศไปยังท่อนำคลื่น NRD ตัวที่สอง ซึ่งคลื่นที่เดินทางผ่านอากาศนั้นจะถูกลดทอนลงอย่างมาก ดังนั้นคลื่นจึงเดินทางไปยังท่อนำคลื่น NRD ตัวที่สอง ได้น้อยลง

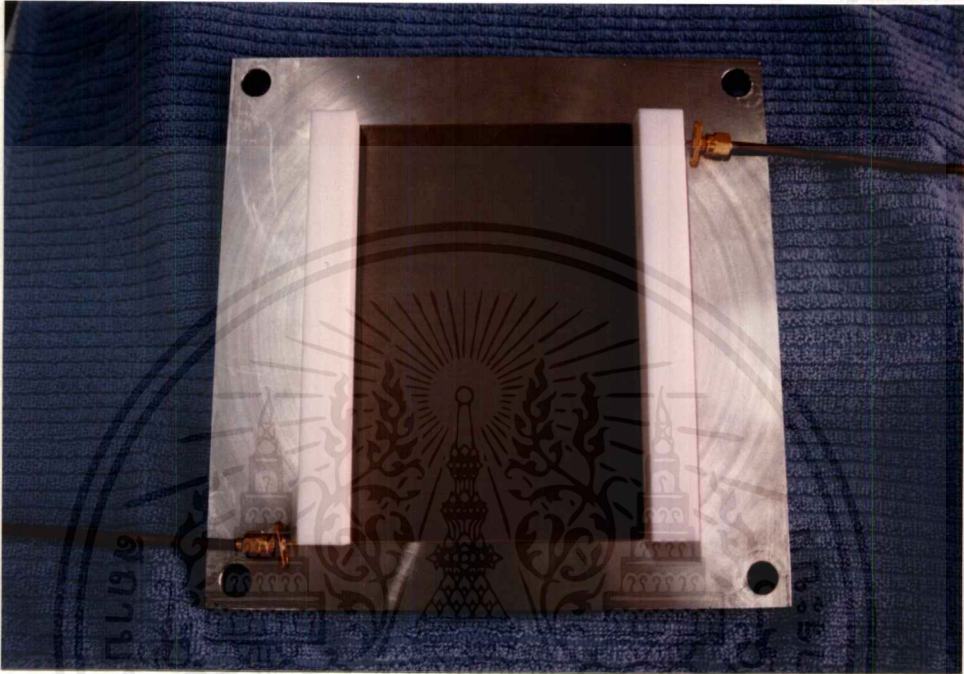
การเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อแบบนี้จะเกิดจากการรั่วไหลของคลื่น ไม่ใช่การเชื่อมต่อที่เกิดจากการกระทำระหว่างสนามของท่อนำคลื่นทั้งสองเหมือนกับตัวเชื่อมต่อชนิดอื่น ๆ ซึ่งนั่นก็เป็นข้อดีของตัวเชื่อมต่อชนิดนี้ กล่าวคือเป็นการนำเอาสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งก็คือการรั่วไหลของคลื่นมาประยุกต์เพื่อสร้างเป็นอุปกรณ์ชนิดใหม่ที่สามารถใช้งานได้ ในย่านความถี่ดังกล่าวนั่นเอง

แต่เนื่องจากตัวเชื่อมต่อชนิดนี้ไม่สามารถสร้างร่วมกับอุปกรณ์แอกทีฟได้ ซึ่งอุปกรณ์แอกทีฟมีความสำคัญและได้รับความนิยมอย่างมากในระบบสื่อสารย่านความถี่ไมโครเวฟ จึงมีแนวความคิดที่จะนำเอาวงจรระนาบ มาสร้างเป็นตัวเชื่อมต่อร่วมกับท่อนำคลื่น NRD เนื่องจากเราสามารถที่จะนำเอาอุปกรณ์แอกทีฟมาสร้างบนวงจรระนาบได้นั่นเอง

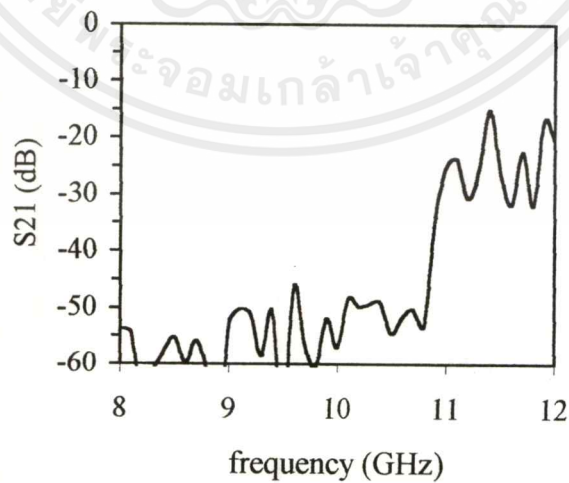
5.2.4 ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบ

ถ้าหากปริญญานิพนธ์นี้ ได้ทำการสร้างวงจรระนาบขึ้นมา 4 ชนิดด้วยกันคือ ไดโอดเล็ก ทรานซิสเตอร์ สายส่งแบบไมโครสตริป วงจรขยายแบบเฟด และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ค่า

สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) ที่ได้จากการวัดจากตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับไดอิเล็กทริกสแลบ แสดงได้ดังรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.12 ภาพด้านบนของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับไดอิเล็กทริกสแลบ

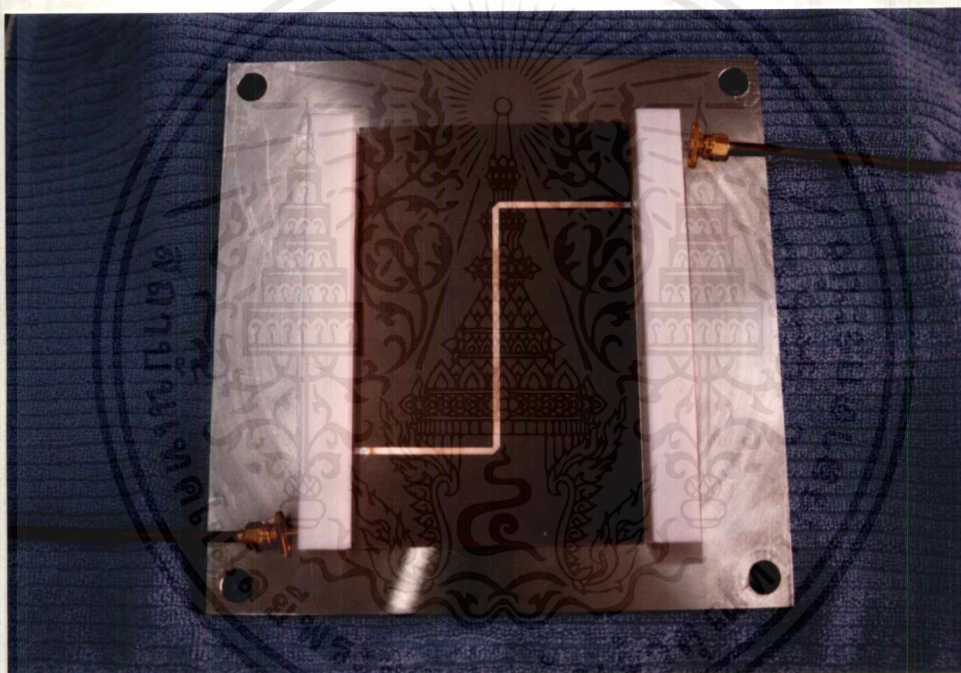


รูปที่ 5.13 S_{21} ที่ได้จากการวัดของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับไดอิเล็กทริกสแลบ

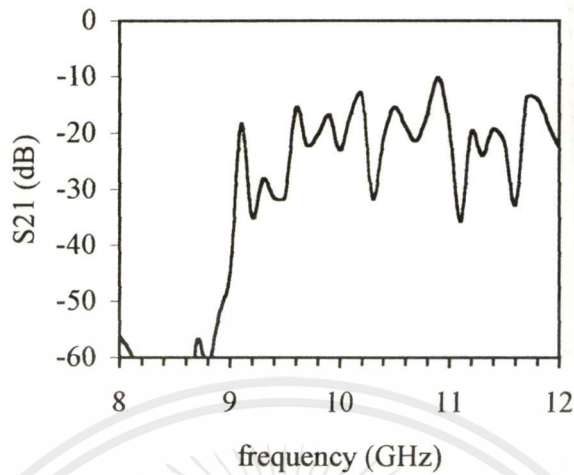
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.11 และรูปที่ 5.13 พบว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับไดอิเล็กทริกสแลบ จะมีค่าสูงกว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อพื้นฐานที่เป็นเช่นนั้นเนื่องมาจากการเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับไดอิเล็กทริกสแลบนั้น คลื่นสามารถเดินทางจากท่อนำคลื่น NRD ตัวแรกผ่านไดอิเล็กทริกในรูปของคลื่นผิว (surface wave) ไปยังท่อนำคลื่น NRD ตัวที่สองได้

สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริปแสดงได้ดังรูปที่ 5.14



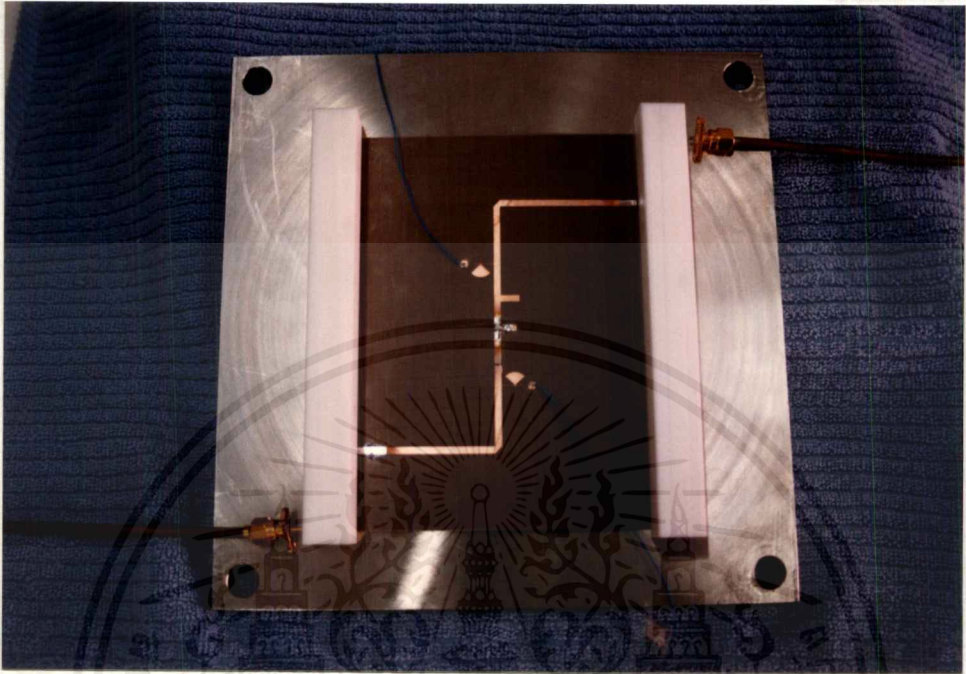
รูปที่ 5.14 ภาพด้านบนของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป



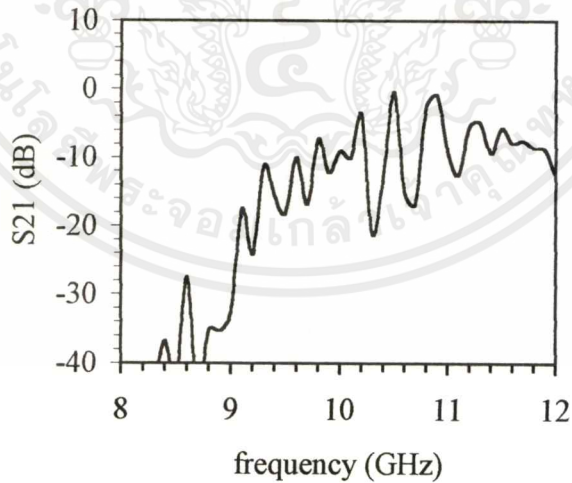
รูปที่ 5.15 S_{21} ที่ได้จากการวัดของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป

จากรูปที่ 5.15 พบว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจะสูงขึ้นอย่างมาก เมื่อเปลี่ยนตัวเชื่อมต่อจากไดอิเล็กทริกสแลบเป็นสายส่งแบบไมโครสตริป เนื่องจากท่อนำคลื่น NRD ตัวแรกจะถูกควบคุมการแพร่กระจายคลื่นให้เดินทางไปตามสายส่งแบบไมโครสตริป ไปยังท่อนำคลื่น NRD ตัวที่สอง กล่าวคือคลื่นจะไม่เดินทางอย่างกระจัดกระจายเหมือนกับที่เดินทางไปในไดอิเล็กทริกสแลบ สัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่วัดได้จากตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรขยายแบบเฟด แสดงได้ดังรูปที่ 5.17

จากรูปที่ 5.17 พบว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่วัดได้จากตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรขยายแบบเฟด จะมีค่าสูงมากกว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อโครงสร้างอื่น ๆ ที่ได้ทำการวัดผ่านมาแล้วทั้งหมด ทั้งนี้เนื่องจากว่านอกคลื่นจะถูกควบคุมให้เดินทางไปตามสายส่งแบบไมโครสตริปแล้วคลื่นยังถูกขยายโดยวงจรขยายแบบเฟดอีกด้วย



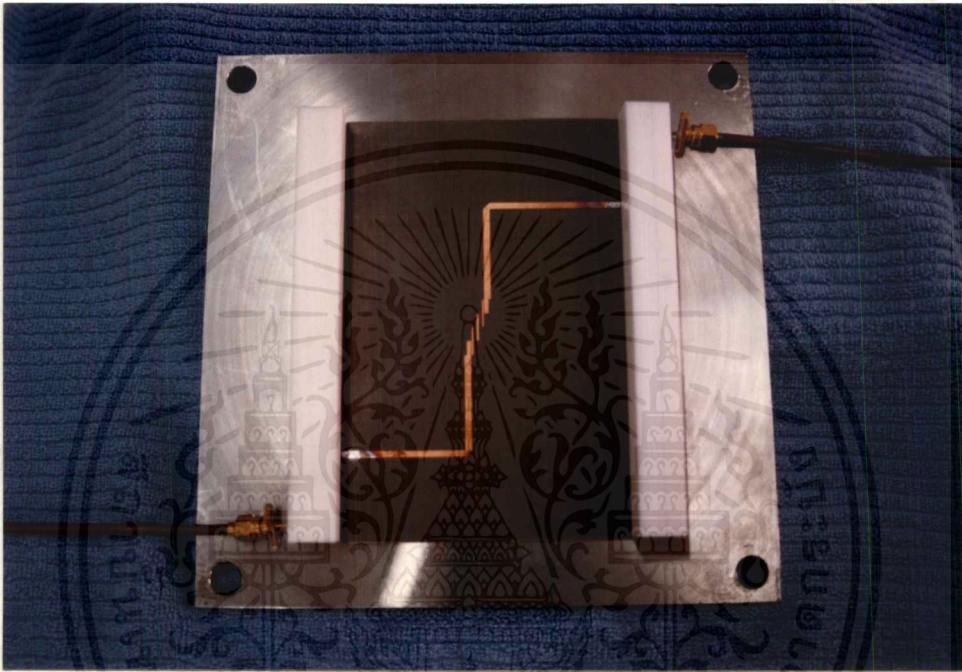
รูปที่ 5.16 ภาพด้านบนของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรถายแบบเฟด



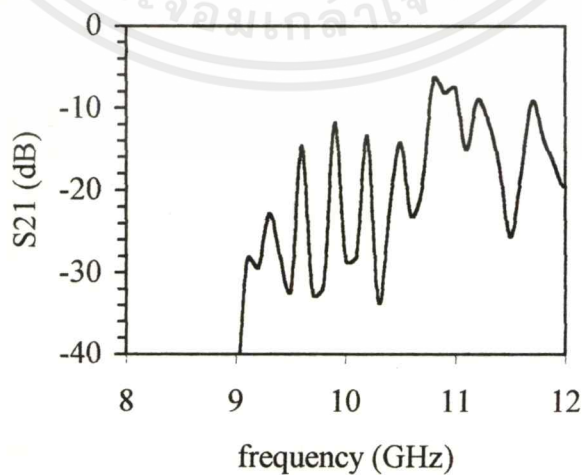
รูปที่ 5.17 S_{21} ที่ได้จากการวัดของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรถายแบบเฟด

จะสังเกตเห็นได้ว่าตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริป และวงจรถายแบบเฟด พบว่าคลื่นสามารถเดินทางได้ในช่วงของความถี่ที่กว้าง แต่ในบางครั้งการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้งานท่อนำคลื่น NRD อาจที่จะต้องใช้งานคลื่นในช่วงความถี่หนึ่ง ๆ เท่านั้น จึงเป็นเหตุผลในการสร้างตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ขึ้นมา สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อดังกล่าวจะแสดงได้ดังรูปที่ 5.19 ซึ่งจะพบว่าคลื่นจะสามารถเดินทางผ่านได้ในช่วงความถี่หนึ่งเท่านั้น



รูปที่ 5.18 ภาพด้านบนของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่



รูปที่ 5.19 S_{21} ที่ได้จากการวัดของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับก... ร่วมกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่... อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า... ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบ ดังกล่าวโดยที่ ความกว้างและความยาวของวงจรระนาบแต่ละชนิดจะมีขนาดเท่ากัน คือมีความกว้างเท่ากับ 10 เซนติเมตร และมีความยาว 15 เซนติเมตร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

ปริญญานิพนธ์นี้ได้มีแนวคิดที่จะประยุกต์นำเอาท่อนำคลื่น NRD และแท่งไดอิเล็กตริก มาสร้างร่วมกันเป็นตัวเชื่อมต่อ จากแนวความคิดของการเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อชนิดนี้เกิดจากการ รั่วไหลของคลื่น ซึ่งไม่ใช่การเชื่อมต่อที่เกิดจากการกระทำระหว่างสนามของท่อนำคลื่นทั้งสอง เหมือนกับตัวเชื่อมต่อชนิดอื่น ๆ ซึ่งก็เป็นข้อดีของตัวเชื่อมต่อชนิดนี้ โดยการนำเอาการรั่วไหลของ คลื่นซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการในย่านความถี่ไมโครเวฟมาประยุกต์เพื่อสร้างเป็นอุปกรณ์ชนิดใหม่ที่ สามารถใช้งานได้ ในย่านความถี่ดังกล่าวนั่นเอง

แต่เนื่องจากตัวเชื่อมต่อชนิดนี้ไม่สามารถสร้างร่วมกับอุปกรณ์แอกทิฟได้ ซึ่งอุปกรณ์แอก ทิฟมีความสำคัญและได้รับความนิยมเป็นอย่างมากในระบบสื่อสารย่านความถี่ไมโครเวฟ จึงเกิด แนวความคิดที่จะนำเอาวงจรระนาบมาสร้างเป็นตัวเชื่อมต่อร่วมกับท่อนำคลื่น NRD สาเหตุจากที่ เราสามารถที่จะนำเอาอุปกรณ์แอกทิฟมาสร้างบนวงจรระนาบได้นั่นเอง

สำหรับปริญญานิพนธ์นี้ได้นำเสนอ ตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจร ระนาบย่านความถี่ไมโครเวฟซึ่ง โครงสร้างของตัวเชื่อมต่อชนิดดังกล่าวได้วางวงจรระนาบไว้ ระหว่างท่อนำคลื่น NRD ทั้งสองในลักษณะวางชิดด้านข้างกับท่อนำคลื่น NRD ทั้งสอง ซึ่งการ เชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อชนิดนี้เกิดจากการรั่วไหลของคลื่นกล่าวคือ คลื่นที่รั่วไหลสามารถแพร่ กระจายจากท่อนำคลื่น NRD ท่อหนึ่งไปยังท่อนำคลื่น NRD อีกท่อหนึ่งโดยผ่านวงจรระนาบได้ ซึ่ง วงจรระนาบที่ได้ทำการสร้างขึ้นนี้มีอยู่ทั้งหมด 4 ชนิดด้วยกันคือ ไดอิเล็กตริกสแลบ สายส่งแบบ ไมโครสตริป วงจรขยายแบบเฟด และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ จากนั้นก็ทำการวัดสัมประสิทธิ์ การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อแต่ละชนิด

ในการทำการวัดนั้นได้ทำการใช้สายเคเบิลเซมิริจิด (semi-rigid cable) 2 เส้น โดยที่ปลาย สายทั้งสองเส้นจะต่อกับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network analyzer) รุ่น HP8510 และปลายอีก ด้านหนึ่งของแต่ละเส้นจะประกอบเข้ากับตัวต่อ SMA (SMA connector) โดยที่จะทำหน้าที่เป็น โพรบซึ่งจะกำหนดให้อยู่ที่ด้านข้างของแท่ง NRD โดยโพรบจะทำหน้าที่เป็นตัวกระตุ้นสัญญาณ ทางด้านอินพุต จะกำหนดให้ห่างจากปลายแท่งแรกเป็นระยะ 5 มิลลิเมตร ส่วนโพรบที่ทำหน้าที่ รับสัญญาณด้านเอาต์พุตจะกำหนดให้ห่างจากปลายอีกด้านหนึ่งของแท่ง NRD แท่งที่สองเป็น ระยะ 5 มิลลิเมตรเช่นกัน

จากผลการทดลองวัดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน จะพบว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่วัดได้จากตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรถายแบบเฟด จะมีค่าสูงที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของตัวเชื่อมต่อโครงสร้างอื่น ๆ ที่ได้กล่าวมา ทั้งเพราะนอกจากคลื่นจะถูกควบคุมให้เดินทางไปตามสายส่งแบบไมโครสตริปแล้วยังถูกขยายโดยวงจรถายแบบเฟดอีกทีหนึ่งด้วย แต่เนื่องจากตัวเชื่อมต่อที่ถูกสร้างขึ้นจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับสายส่งแบบไมโครสตริปและวงจรถายแบบเฟดพบว่าคลื่นสามารถเดินทางได้ในช่วงความถี่ที่กว้าง ในการใช้งานท่อนำคลื่น NRD บางครั้งอาจต้องการใช้คลื่นเพียงช่วงความถี่ใดความถี่หนึ่งเท่านั้นจึงทำการสร้างท่อนำคลื่น NRD ที่สร้างร่วมกับวงจรถายแบบความถี่ขึ้นมา ซึ่งก็พบว่าคลื่นสามารถเดินทางผ่านได้ในช่วงความถี่หนึ่งเท่านั้น

ข้อเสนอแนะ

จากข้อจำกัดในการวัด กล่าวคือเพื่อที่จะลดคลื่นสะท้อนกลับ จะต้องทำการติดแถบฟิล์มต้านทาน (resistive film) หรือตัวดูดซับคลื่นที่ปลายของท่อนำคลื่น NRD และวงจรถานบเพื่อให้เกิดผลการวัดที่ได้มีความถูกต้องและแม่นยำมากยิ่งขึ้น

ข้อกำหนดอีกข้อหนึ่งในการออกแบบวงจรถานบซึ่งเรากำหนดขนาดของแผ่นวัสดุฐานรองของวงจรถานบแต่ละชนิดเท่ากัน โดยที่ที่มีความกว้างและความยาวเท่ากับ 10 เซนติเมตร และ 15 เซนติเมตรตามลำดับ ซึ่งมีขนาดค่อนข้างใหญ่จึงทำให้สิ้นเปลืองวัสดุฐานรอง ดังนั้นแนวทางในการทำโครงการต่อมานั้นควรที่จะลดขนาดของวงจรถานบลง และศึกษาว่าเมื่อวงจรถานบมีขนาดเล็กลงแล้วจะมีผลต่อการเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อที่ทำการศึกษาหรือไม่ ซึ่งถ้าขนาดของวงจรถานบไม่มีผลต่อการเชื่อมต่อของสัญญาณก็ควรที่จะลดขนาดของวงจรถานบลง เนื่องจากวัสดุฐานรองมีราคาสูงและจะเป็นผลทำให้ขนาดของตัวเชื่อมต่อเล็กลงด้วย

ในการศึกษาขั้นต่อไปนั้นควรที่จะทำการออกแบบที่ความถี่ที่สูงขึ้น เพื่อที่จะทำให้ตัวเชื่อมต่อมีขนาดเล็กลง ซึ่งสามารถนำไปใช้งานเป็นวงจรถานบ วงจรถาย ร่วมกับอุปกรณ์สื่อสารในระบบดาวเทียมได้เพราะเป็นเทคโนโลยีที่มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบาหรืออาจจะประยุกต์เป็นเครื่องรับส่ง (transceiver) เพื่อใช้ในระบบ LAN ภายในอาคาร เป็นต้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] Shidan K.Koul. **Millimeter Wave and Optical Dielectric Integrated Guides and Circuits.**
New York : John Wiley&Sons,Inc.1997.
- [2] Robert E.Collin. **Foundations for Microwave Engineering.** New York : John Wiley&Sons,
Inc.1987.
- [3] Bharathi Bhat and Shibani K.Koul. **Stripline-Like Transmission Lines for Microwave
Integrated Circuits.** : Wiley Eastern Limited,Inc. 1989.
- [4] Samuel Y.Liao. **Microwave device and circuit.** : Prentice-Hall .
- [5] G.Gonzalez. **Microwave Transistor Amplifier Analysis and Design.** New Jersey : Prentice-
Hall, Inc. 1984.
- [6] Samuel Y.Liao. **Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design.** New Jersey : Prentice-
Hall, Inc. 1987.
- [7] Ralph S. Carson. **High - Frequency Amplifiers.** Toronto : John Wiley & Sons, Inc. 1982.
- [8] พนารัตน์ ระวีวรรณ, ไพฑูรย์ ช้างสุวรรณ, มนต์ชัย แซ่มซ้อย, สถาพร พรหมวงศ์ และประกิจ ตั้ง
ศิษานนท์, "คุณลักษณะของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบ
ย่านความถี่ไมโครเวฟ." การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38,
กุมภาพันธ์ 2543.

ภาคผนวก ก.

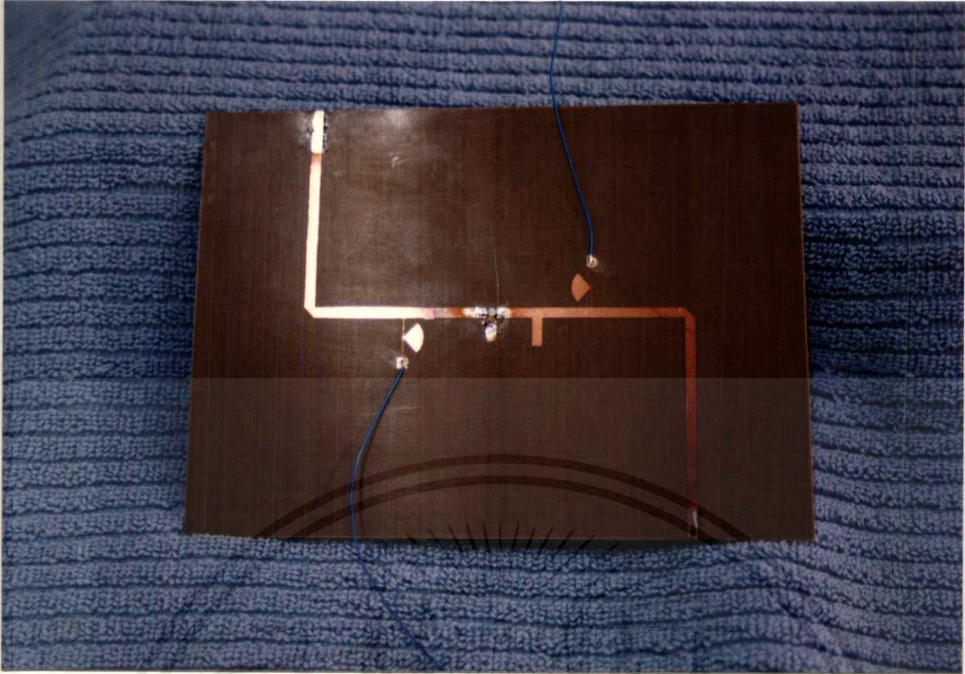


รูปแสดง ไตอิลีเกตริกสเลบ



รูปแสดง สายส่งแบบไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดง วงจรขยายแบบเฟด



รูปแสดง วงจรกรองผ่านแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOW NOISE InGaAs HEMT

MGF4xxxx Series

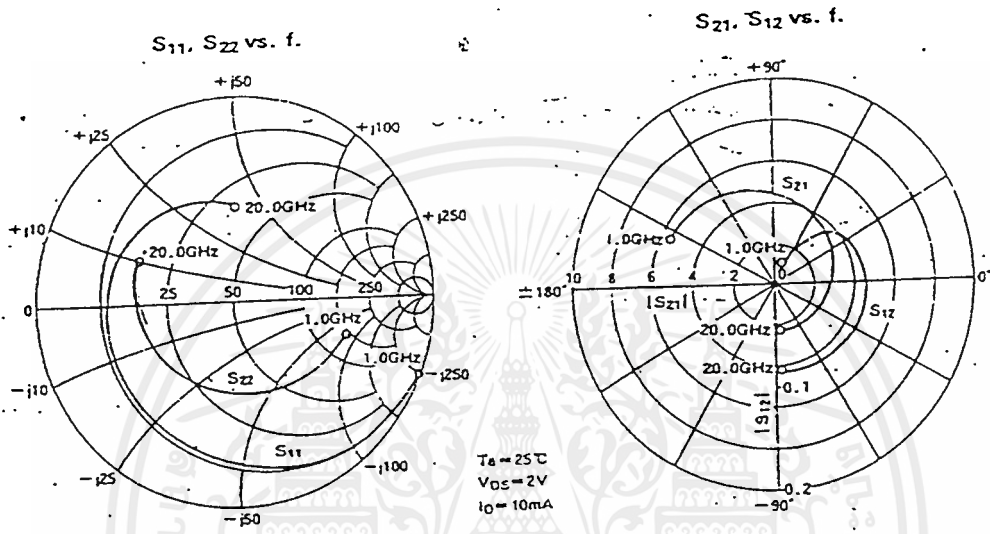
Typical Characteristics

Device type	Freq. (GHz)	NFmin (dB)	Gain (dB)	Grade	Shipping type	Outline
MGF4314D	12	0.80	11.5	GG	Palette	GD-4
MGF4316D	12	0.75	11.5	GG	Palette	
MGF4317D	12	0.65	11.5	GG	Palette	
MGF4318D	12	0.55	11.5	GG	Palette	
MGF4314E	12	0.80	11.5	GG	Palette	
MGF4318E	12	0.55	11.5	GG	Palette	
MGF4316E	12	0.65	11.5	GG	Palette	
MGF4319F	12	0.45	11.5	GG	Palette	GD-9
MGF4416D	12	0.75	11.5	IG	Palette	
MGF4417D	12	0.65	11.5	IG	Palette	
MGF4418D	12	0.55	11.5	IG	Palette	GD-15
MGF4511D	18	1.00	8.0	IG	Palette	GD-18
MGF4714AP	12	0.85	9.0	GG	Tape(Mold package)	GD-16
MGF4914D	12	0.80	11.5	GG	Tape	
MGF4916D	12	0.75	11.5	GG	Tape	
MGF4917D	12	0.65	11.5	GG	Tape	
MGF4918D	12	0.55	11.5	GG	Tape	
MGF4914E	12	0.80	11.5	GG	Tape	
MGF4918E	12	0.55	11.5	GG	Tape	
MGF4916F	12	0.65	11.5	GG	Tape	
MGF4919F	12	0.45	11.5	GG	Tape	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET>
MGF4310D Series

SUPER LOW NOISE InGaAs HEMT



S PARAMETERS (Ta=25°C, Vos=2V, Io=10mA)

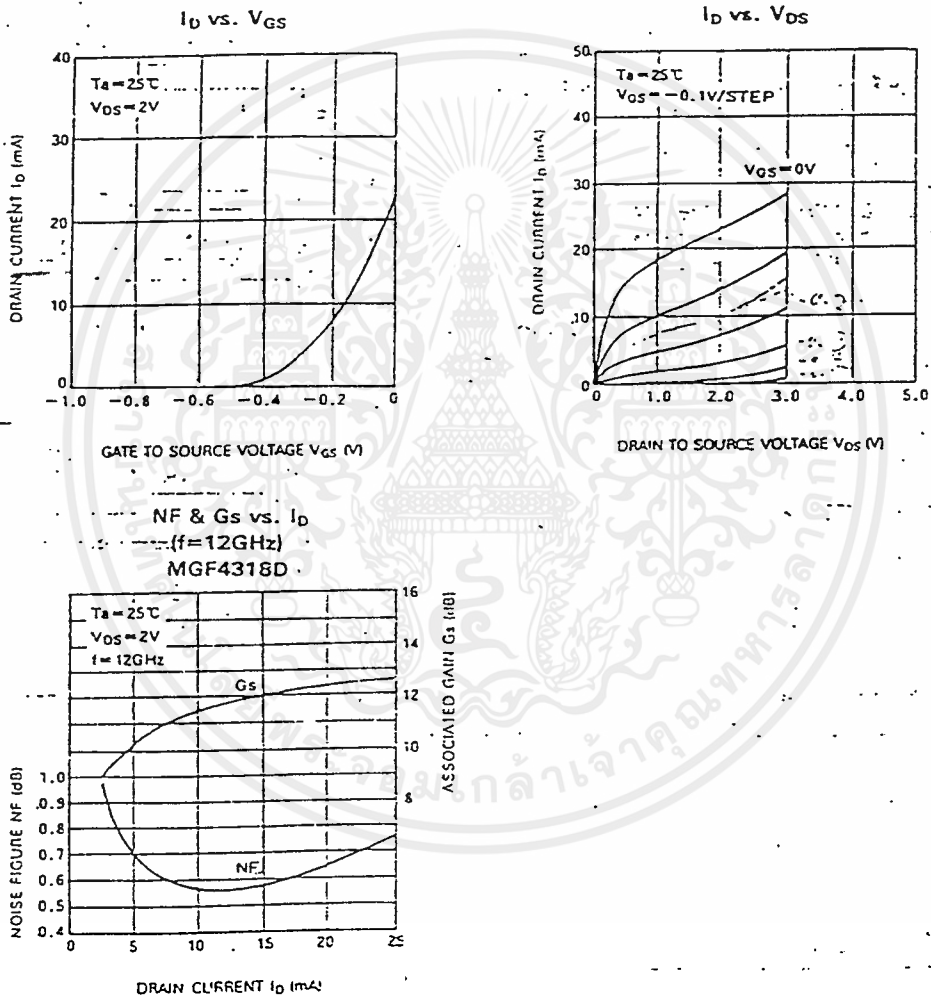
Freq. (GHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂		K	MSG/MAG ² (dB)
	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.		
1.0	0.983	-27.5	5.636	154.1	0.024	69.7	0.592	-21.7	0.119	23.7
2.0	0.940	-43.7	5.347	159.4	0.038	59.6	0.564	-34.2	0.233	21.5
3.0	0.897	-59.9	5.058	124.8	0.052	49.6	0.536	-46.7	0.305	19.9
4.0	0.854	-76.1	4.769	110.1	0.066	39.5	0.508	-59.2	0.365	18.6
5.0	0.805	-93.8	4.437	95.2	0.073	29.6	0.481	-72.7	0.438	17.8
6.0	0.756	-111.4	4.105	80.3	0.081	19.7	0.453	-86.1	0.520	17.0
7.0	0.726	-125.1	3.825	67.3	0.084	11.5	0.442	-97.7	0.585	15.6
8.0	0.696	-138.8	3.545	54.3	0.087	3.3	0.431	-109.2	0.660	16.1
9.0	0.672	-151.1	3.237	42.6	0.088	-3.3	0.433	-118.7	0.721	15.8
10.0	0.649	-163.3	3.129	30.8	0.089	-5.8	0.436	-128.1	0.790	15.5
11.0	0.633	-175.6	2.984	19.1	0.089	-16.9	0.435	-137.2	0.852	15.3
12.0	0.618	172.2	2.839	7.4	0.089	-23.9	0.434	-146.2	0.921	15.0
13.0	0.608	162.9	2.722	-3.1	0.087	-28.5	0.450	-154.4	0.974	15.0
14.0	0.599	153.5	2.605	-13.6	0.084	-33.0	0.467	-162.5	1.033	13.8
15.0	0.582	143.6	2.506	-24.7	0.085	-38.9	0.484	-169.6	1.061	13.2
16.0	0.566	133.7	2.462	-35.8	0.086	-46.6	0.501	-176.7	1.087	12.5
17.0	0.545	122.0	2.439	-46.2	0.089	-56.1	0.515	175.9	1.095	12.5
18.0	0.525	110.3	2.410	-50.5	0.091	-65.3	0.529	168.4	1.101	12.3
19.0	0.495	99.2	2.363	-73.1	0.090	-76.0	0.523	161.9	1.229	11.3
20.0	0.465	88.1	2.315	-85.6	0.089	-86.6	0.518	155.4	1.359	10.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MGF4310D Series

SUPER LOW NOISE InGaAs HEMT

TYPICAL CHARACTERISTICS (Ta=25°C)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

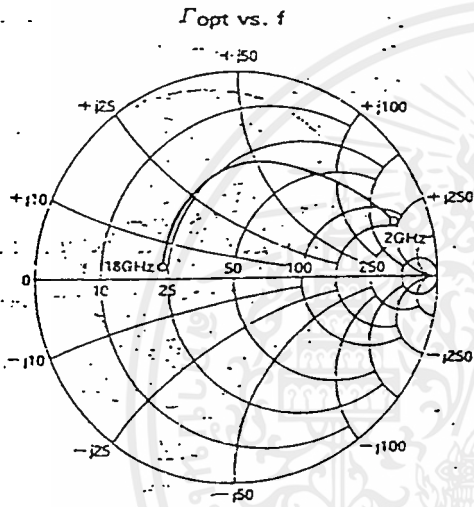
GAAS FET TOUCHSCREEN SWITCHES
SMD PACKAGE

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR (As FET)

MGF1923

TAPE CARRIER SMALL SIGNAL G&As FET

NOISE PARAMETERS ($V_{DS}=5.0V$, $I_D=10mA$)



Frequency (GHz)	Γ_{OPT}		R_n (Ω)	NFmin (dB)
	MAG	ANG		
2	0.820	18.5	23.5	0.68
4	0.695	36.0	21	0.75
6	0.573	81.2	19	1.30
12	0.489	115.8	17	1.80
16	0.362	173.0	21	2.55

G_{1p} and P_{1dB} ($T_s=25^\circ C$, $V_D=3V$)

	$f=4GHz$		$f=12GHz$	
	$I_D=10mA$	$I_D=30mA$	$I_D=10mA$	$I_D=30mA$
G_{1p} (dB)	15.9	16.9	11.7	12.0
P_{1dB} (dBm)	12.7	14.2	10.9	12.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MGF4310D Series

SUPER-LOW-NOISE InGaAs HEMT

DESCRIPTION

The MGF4310D series super-low-noise HEMT (High Electron Mobility Transistor) is designed for use in X to K band amplifiers. The hermetically sealed metal-ceramic package assures minimum parasitic losses, and has a configuration suitable for microstrip circuits.

FEATURES

- Low noise figure @f=12GHz
 MGF4314D: NFmin.=1.00dB (MAX)
 MGF4316D: NFmin.=0.80dB (MAX)
 MGF4317D: NFmin.=0.70dB (MAX)
 MGF4318D: NFmin.=0.60dB (MAX)
- High associated gain G_s=9.5dB(MIN) @f=12GHz

APPLICATION

X to K band super-low-noise amplifiers.

QUALITY GRADE

- GG

RECOMMENDED BIAS CONDITIONS

- V_{DS}=2V I_D=10mA
- Refer to Bias Procedure

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_a=25°C)

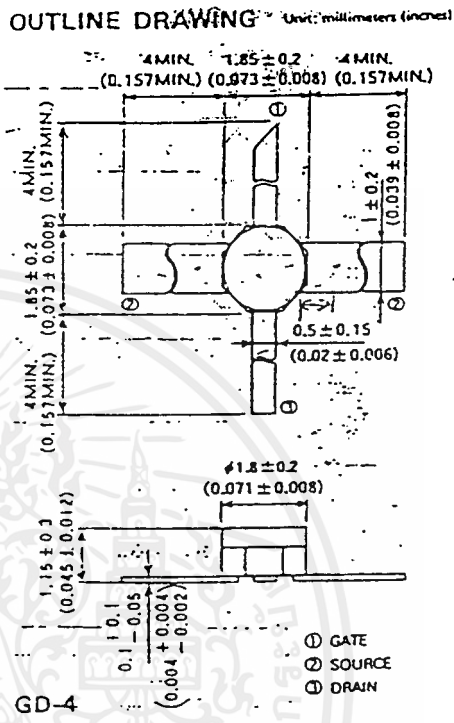
Symbol	Parameter	Rating	Unit
V _{GD0}	Gate to drain voltage	-4	V
V _{GS0}	Gate to source voltage	-4	V
I _D	Drain current	60	mA
P _T	Total power dissipation	50	mW
T _{ch}	Channel temperature	125	°C
T _{stg}	Storage temperature	-65--125	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_a=25°C)

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit	
			Min	Typ	Max		
V(BR)GD0	Gate to drain breakdown voltage	I _G =-100μA	-3	—	—	V	
V(BR)GS0	Gate to source breakdown voltage	I _G =-100μA	-3	—	—	V	
I _{GSS}	Gate to source leakage current	V _{GS} =-2V, V _{DS} =0V	—	—	50	μA	
I _{DSS}	Saturated drain current	V _{GS} =0V, V _{DS} =2V	10	20	60	mA	
V _{GS(off)}	Gate to source cut-off voltage	V _{DS} =2V, I _D =500μA	-0.1	—	-1.5	V	
g _m	Transconductance	V _{DS} =2V, I _D =10mA	40	60	—	mS	
G _s	Associated gain		9.5	11.5	—	dB	
NF _{min}	Minimum noise figure	V _{DS} =2V, I _D =10mA, f=12GHz	MGF4314D	—	0.80	1.00	dB
			MGF4316D	—	0.75	0.80	dB
			MGF4317D	—	0.65	0.70	dB
			MGF4318D	—	0.55	0.60	dB
R _{th(ch-a)}	Thermal Resistance	*1 ΔVI=25/100°C	—	—	625	°C/W	

*1: Channel to ambient

OUTLINE DRAWING





Product Listing and Typical Properties

Woven Fiberglass Reinforced PTFE - Unidirectional table with columns: Dielectric Constant, Dissipation Factor, MIL-S-13949H, CTEz, Comments. Rows include DiClad* 522, 527, 870, 880.

Woven Fiberglass Reinforced PTFE - Crossplied table with columns: Dielectric Constant, Dissipation Factor, MIL-S-13949H, CTEz, Comments. Rows include CuClad* 250GT, 250GX, 233LX, 217LX.

Nonwoven Fiberglass Reinforced PTFE table with columns: Dielectric Constant, Dissipation Factor, MIL-S-13949H, CTEz, Comments. Rows include IsoClad* 933, 917.

Commercial Grades PTFE table with columns: Dielectric Constant, Dissipation Factor, MIL-S-13949H, CTEz, Comments. Rows include AR 320™, AD Series™.

Ceramic Filled PTFE table with columns: Dielectric Constant, Dissipation Factor, MIL-S-13949H, CTEz, Comments. Rows include CLTE™, AR 350™, AR 450™, AR 600™, AR 1000™.

Non-PTFE Resin Systems, Er Stable Over Temperature table with columns: Dielectric Constant, Dissipation Factor, MIL-S-13949H, CTEz, Comments. Rows include 25N, 25FR.

Thermoplastic Bonding Material table with columns: Dielectric Constant, Dissipation Factor, MIL-S-13949H, Melt °F/°C, Supplied Thickness. Rows include CuClad* 6250, 6700, CLTE-P™.

Master sheet sizes are 36" x 36", 36" x 48", 48" x 54" and 36" x 72". Check for availability by product line.

DiClad*, CuClad*, IsoClad* and CLTE™ are Arlon Registered Trademarks



MATERIALS FOR ELECTRONICS

1100 Governor Lea Road, Bear, DE 19701 • Telephone: (302) 834-2100, (800) 635-9333 • Fax: (302) 834-2574
9433 Hyssop Drive, Rancho Cucamonga, CA 91730 • Telephone: (909) 987-9533 • Fax: (909) 987-8541
37 Rue Collange, 92300 LeVallois, Perret, France • Telephone: (33) 1-427-02642 • Fax: (33) 1-427-02798
44 Wilby Avenue, Little Lever, Bolton, Lancashire, BL31QE, U.K. • Telephone: (44) 120-457-6068 • Fax: (44) 120-479-6463
E-mail: substrates@arlonmed.com • Website: www.arlonmed.com

Arlon is an ISO 9002 Registered Company



Electronic Substrates

Product Listing and Typical Properties

Polyimide Products						
Resin	Product Description	Tg	MIL *	UL-94	Fabric	Comments
33N	Kerimid 701 (VØ) Non-MDA Polyimide	260°C	GIL	V0	E	VØ Replacement for Kerimid 601
35N	Kerimid 701 (V1) Non-MDA Polyimide	260°C	GIL	V1	E	V1 Replacement for Kerimid 601
85N	Non-MDA Polyimide	260°C	GIL	HB	E	No MDA, Bromine or Diamines
84N	"Howefilm" Filled Hole-Fill Prepreg	260°C	GIL	N/A	E	Filled 85N
37N	No-Flow Polyimide Prepreg	200°C	GU	N/A	E	Non-MDA, Rigid Flex
HF	Howefill Filled Hole-Fill Compound	260°C	N/A	N/A	N/A	Filled Polyimide Resin

Epoxy Products						
Resin	Product Description	Tg	MIL	UL-94	Fabric	Comments
45N	Multifunctional Epoxy	175°C	GFG	V0	E	High Layer Count MLB's
44N	"Multifilm" Filled Multifunctional Prepreg	175°C	GFG	V0	E	Filled 45N
47N	No-Flow Tetrafunctional Epoxy Prepreg	130°C	GFN	V0	E	Rigid Flex, Heat Sinks
49N	No-Flow Multifunctional Prepreg	180°C	GFG	V0	E	Rigid Flex, Heat Sinks

Controlled Thermal Expansion						
Resin	Product Description	Tg	MIL	UL-94	Fabric	Comments
45NK	Multifunctional Epoxy/Kevlar®	175°C	AFN	N/A	K	CTE = 4-7 ppm/°C
55NT	Multifunctional Epoxy/Thermount®	175°C	BFG	V0	B	CTE = 7-8 ppm/°C, 200 Series
55RT	High Resin Multifunctional Epoxy/Thermount®	175°C	BFG	Meets V0	B	CTE = 10-12 ppm/°C, 710 Series
85NT	Polyimide/Thermount®	250°C	BIL	N/A	B	CTE = 7-8 ppm/°C, 200 Series
31NQ	Polyimide/Quartz	260°C	QIL	N/A	Q	CTE = 9-12 ppm/°C
31N	Copper-Invar-Copper Clad Polyimide	260°C	GIL	V1	E	CTE = 9-12 ppm/°C
85N	Copper-Invar-Copper Clad Polyimide	260°C	GIL	HB	E	CTE = 9-12 ppm/°C
45N	CIC Clad Multifunctional Epoxy	175°C	GFG	V0	E	CTE = 9-12 ppm/°C

Additional Resin Systems						
Resin	Product Description	Tg	MIL	UL-94	Fabric	Comments
63N	Cyanate Ester	240°C	GCN	V0	E	Low Dielectric Constant

Specialty Foils	
	Electrodeposited, High Temperature Elongation, and Rolled Annealed Copper Foil
	Double Treat and Drum Side Treated Copper Foil
	5 and 9 Micron Copper Foil (Fine Line Designs)
	Ohmega-Ply® Resistive Clad Copper Foil (Etched Planar Resistors)

* MIL-S-13949 Current Revision

Kevlar® and Thermount® are tradenames of the DuPont Company
Fabric Types: E = E-Glass, Q = Quartz Fabric, K = Kevlar®, T = Thermount®



MATERIALS FOR ELECTRONICS

9433 Hyssop Drive, Rancho Cucamonga, CA 91730 • Telephone: (909) 987-9533 • Fax: (909) 987-8541
 1100 Governor Lea Road, Bear, DE 19701 • Telephone: (302) 834-2100, (800) 635-9333 • Fax: (302) 834-2574
 37 Rue Collange, 92300 LeVallois, Perret, France • Telephone: (33) 1-427-02642 • Fax: (33) 1-427-02798
 44 Wilby Avenue, Little Lever, Bolton, Lancashire, BL310E, U.K. • Telephone: (44) 120-457-6068 • Fax: (44) 120-479-6453
 E-mail: substrates@arlonmed.com • Website: www.arlonmed.com

**Arlon is an
ISO 9002
Registered
Company**

PTFE/Woven Fiberglass Laminates: Microwave Printed Circuit Board Substrates

DiClad® laminates are woven fiberglass/PTFE composite materials for use as printed circuit board substrates. Using precise control of the fiberglass/PTFE ratio, DiClad laminates offer a range of choices from the lowest dielectric constant and dissipation factor to a more highly reinforced laminate with better dimensional stability.

The woven fiberglass reinforcement in DiClad products provides greater dimensional stability than nonwoven fiberglass reinforced PTFE based laminates of similar dielectric constants. The consistency and control of the PTFE coated fiberglass cloth allows Arlon to offer a greater variety of dielectric constants and produces a laminate with better dielectric constant uniformity than comparable nonwoven fiberglass reinforced laminates. The coated fiberglass plies in DiClad materials are aligned in the same direction. Crossplied versions of many of these materials are available as Arlon CuClad materials.

DiClad laminates are frequently used in filter, coupler and low noise amplifier applications, where dielectric constant uniformity is critical. They are also used in power dividers and combiners where low loss is important.

DiClad 522 and DiClad 527 ($\epsilon_r=2.40-2.65$) use a higher fiberglass/PTFE ratio to provide mechanical properties approaching conventional substrates. Other advantages include better dimensional stability and lower thermal expansion in all directions.

DiClad 870 ($\epsilon_r=2.33$) uses a medium fiberglass/PTFE ratio for lower dielectric constant and improved dissipation factor without sacrificing mechanical properties.

DiClad 880 ($\epsilon_r=2.17, 2.20$) uses a low fiberglass/PTFE ratio to provide the lowest dielectric constant and dissipation factor available in fiberglass reinforced PTFE based laminates. Together, these properties offer faster signal propagation and higher signal to noise ratios.

Availability:

DiClad laminates are supplied with 1/2, 1 or 2 ounce electrodeposited copper on both sides. Other copper weights and rolled copper foil are available. DiClad is available bonded to a heavy metal ground plane. Aluminum, brass or copper plates also provide an integral heat sink and mechanical support to the substrate.

When ordering DiClad products please specify dielectric constant, thickness, cladding, panel size and any other special considerations. Available master sheet sizes include 36" x 48", 36" x 72" and 48" x 54".

Typical Properties: DiClad® PTFE/Woven Fiberglass Laminates

Dielectric Constant @10GHz	IPC TM-650 2.5.5.5	C23/50	⁸⁸⁰ 2.17, 2.20	⁸⁷⁰ 2.33	^{520/527} 2.40 to 2.65	
Dielectric Constant @1MHz	IPC TM-650 2.5.5.3	C23/50	2.17, 2.20	2.33	2.40 to 2.65	
Dissipation Factor @10GHz	IPC TM-650 2.5.5.5	C23/50	0.0009	0.0013	0.0022	
Dissipation Factor @1MHz	IPC TM-650 2.5.5.3	C23/50	0.0008	0.0009	0.0010	
Thermal Coefficient of E _r (ppm/°C)	IPC TM-650 2.5.5.5 Adapted	-10°C to +140°C	-160	-161	-153	
Volume Resistivity (MΩ-cm)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	1.4 x 10 ⁹	1.5 x 10 ⁹	1.2 x 10 ⁹	
Surface Resistivity (MΩ)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	2.9 x 10 ⁶	3.4 x 10 ⁷	4.5 x 10 ⁷	
Arc Resistance (seconds)	ASTM D-495	D48/50	> 180	> 180	> 180	
Tensile Modulus (kpsi)	ASTM D-638	A, 23°C	267	485	706	
Tensile Strength (kpsi)	ASTM D-882	A, 23°C	202	346	517	
Compressive Modulus (kpsi)	ASTM D-695	A, 23°C	237	327	359	
Flexural Modulus (kpsi)	ASTM D-790	A, 23°C	357	437	537	
Dielectric Breakdown (kv)	ASTM D-149	D48/50	> 45	> 45	> 45	
Specific Gravity (g/cm ³)	ASTM D-792 Method A	A, 23°C	2.23	2.26	2.31	
Water Absorption (%)	MIL-S-13949H 3.7.7 IPC TM-650 2.6.2.2	E1/105 + D24/23	0.02	0.02	0.03	
Coefficient of Thermal Expansion (ppm/°C)	IPC TM-650 2.4.24 Mettler 3000 Thermomechanical Analyzer	0°C to 100°C	X Axis	25	17	14
			Y Axis	34	29	21
			Z Axis	252	217	182
Thermal Conductivity (W/mK)	ASTM E-1225	100°C	0.261	0.257	0.254	
Outgassing	NASA SP-R-0022A					
Total Mass Loss (%)	Maximum 1.00%	125°C, ≤ 10 ⁻⁶ torr	0.01	0.02	0.02	
Collected Volatile Condensable Material (%)	Maximum 0.10%		0.00	0.00	0.00	
Water Vapor Recovered (%)			0.00	0.00	0.00	
Visible Condensate (±)			NO	NO	NO	
Flammability UL File E 80166	UL 94 Vertical Burn IPC TM-650 2.3.10	C48/23/50, E24/125	UL94V-0	UL94V-0	UL94V-0	

Data based on 0.062" dielectric thickness, exclusive of metal cladding except where indicated by test method. Results listed above are typical properties; they are not to be used as specification limits. The above information creates no expressed or implied warranties. The properties of DiClad laminates may vary depending on the application.

The information and data contained herein are believed reliable, but all recommendations or suggestions are made without guarantee. You should thoroughly and independently test materials for any planned applications and determine satisfactory performance before commercialization. Furthermore, no suggestion for use, or material supplied shall be construed as a recommendation or inducement to violate any law or infringe any patent.

ARLON

MATERIALS FOR ELECTRONICS

1100 Governor Lea Road, Bear, DE 19701 • Telephone: (302) 834-2100, (800) 635-9333 • Fax: (302) 834-2574
 9433 Hyssop Drive, Rancho Cucamonga, CA 91730 • Telephone: (909) 987-9533 • Fax: (909) 987-8541
 37 Rue Collange, 92300 LeVallois, Perret, France • Telephone: (33) 1-427-02642 • Fax: (33) 1-427-02798
 44 Wilby Avenue, Little Lever, Bolton, Lancashire, BL310E, U.K. • Telephone: (44) 120-457-6068 • Fax: (44) 120-479-6463
 E-mail: substrates@arlonmed.com • Website: www.arlonmed.com

**Arlon is an
ISO 9002
Registered
Company**