

คัปเปิลเลอร์แบบมีทิศทางบนพื้นฐานของท่อนำคลื่น NRD และสายส่งแบบไมโครสตริป

Directional Coupler Based on NRD-Guide and Microstrip line



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 4 42228
วัน, เดือน, ปี 15 พ.ค. 2545

.b.....
.i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ คัปเปิลเลอร์แบบมีทิศทางบนพื้นฐานของท่อนำคลื่น NRD และสายส่งแบบไมโครสตริป Directional Coupler Based on NRD-Guide and Microstrip line

ชื่อนักศึกษา นายโชติช่วง สายศิลป์ 42015594

นายวราสิน ยารณะ 42015617

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์มนต์ชัย แซ่มช้อย
อาจารย์พนารัตน์ ระวีวรรณ

ปริญญา อดิศาสตร์บัณฑิต

สาขา เทคโนโลยีโทรคมนาคม

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา 2543

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังอนุมัติให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบ

.....ประธานกรรมการ
()
.....กรรมการ
()
.....กรรมการ
()
.....กรรมการ
()
.....กรรมการ
()

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ คัปเพลอร์แบบมีทิศทางบนพื้นฐานของท่อนำคลื่น NRD และสายส่งแบบไมโครสตริป Directional Coupler Based on NRD-Guide and Microstrip line

ชื่อนักศึกษา นายโชติช่วง สายศิลป์ 42015594
นายวาราสีน ยาระณะ 42015617

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์มนต์ชัย แซ่มะซ้อย
อาจารย์พนารัตน์ ระวีวรรณ

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขา เทคโนโลยีโทรคมนาคม

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา 2543

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอคัปเพลอร์แบบมีทิศทางบนพื้นฐานของท่อนำคลื่น NRD และสายส่งไมโครสตริป ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วน คือ ส่วนแรกศึกษาผลการคัปปลิง บนการเชื่อมต่อท่อนำคลื่น NRD ซึ่งถูกป้อนสัญญาณโดยสายส่งไมโครสตริป และที่ป้อนโดยสายอากาศแบบร่อง สำหรับส่วนที่สองศึกษาผลการคัปปลิงบนการเชื่อมต่อท่อนำคลื่น NRD คู่ ร่วมกับวงจรระนาบเพื่อให้ได้โครงสร้างที่มีการลดทอนต่ำสำหรับพัฒนาเป็นวงจรรวมไมโครเวฟที่ซับซ้อนต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Title DIRECTIONAL COUPLER BASED ON NRD-GUIDE AND MICROSTRIP LINE

Student Mr. Chotechuang Saisilp 42015594
Mr. Varasin Yarana 42015617

Advisor Mr. Monchai Chamchoy
Miss. Panarat Rawiwan

Degree Bachelor Degree of Industrial Telecommunication

Programme Telecommunication Technology

Department Industrial Technology

Academic year 2000

Abstract

In this project, directional coupler based on NRD-Guide and microstrip line is proposed. This project has two important parts. The first, study about coupling on structures which NRD-Guide is fed by microstrip lines and which is fed by slots. And the second, study about coupling on structures of dual NRD-Guide and planar circuit to obtain low loss structure for development of complex microwave integrated circuits.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้จัดทำขึ้นเป็นผลสำเร็จ ทางคณะผู้จัดทำจักต้องขอขอบพระคุณ บิดามารดาที่คอยช่วยเหลือและให้กำลังใจ ขอขอบพระคุณท่านบูรพาจารย์ทั้งหลายท่านผู้เขียน เอกสารและตำราอ้างอิงต่างๆ ทุกท่าน โดยเฉพาะท่านอาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์มนต์ชัย แซ่มซ้อย , อาจารย์พนารัตน์ ระวีวรรณ , อาจารย์พิชญ์ สุพรรณกุล , คุณไพฑูรย์ ช้างสุวรรณ , คุณรังสรรค์ งามทรัพย์ ที่คอยให้คำปรึกษา แนะนำ ช่วยเหลือในการหาข้อมูลต่างๆ ทั้งทางด้านทฤษฎีและปฏิบัติ ทั้งยังช่วยเหลือในการกลั่นกรองเนื้อหาและสำนวนภาษาให้มีความถูกต้องเหมาะสมมากขึ้น ทั้งนี้คณะผู้จัดทำต้องขอขอบพระคุณภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่ให้โอกาสคณะผู้จัดทำได้มีโอกาสเข้ามาศึกษา ณ สถาบันแห่งนี้

สุดท้ายนี้ทางคณะผู้จัดทำ ขอขอบพระคุณท่านอาจารย์ทุกท่านที่กรุณาประสิทธิ์ประสาท วิชาความรู้รวมถึงแนวความคิดและแนวทางปฏิบัติให้แก่คณะผู้จัดทำ จนทำให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จผลตามเป้าหมายทุกประการ

นายโชติช่วง สายศิลป์

นายวราสิน ยาระนะ

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	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 โครงการประกอบของปริญญาโท	2
บทที่ 2 ทฤษฎีท่อนำคลื่น NRD	3
2.1 บทนำ	3
2.2 นิพจน์สนามท่อนำคลื่น NRD	4
2.3 ไดอะแกรมการทำงานของท่อนำคลื่น NRD	10
บทที่ 3 ทฤษฎีไมโครสตริป	15
3.1 บทนำ	15
3.2 ลักษณะทางเรขาคณิตของไมโครสตริป	15
3.3 แบบแผนการทำงาน	17
3.4 พารามิเตอร์พื้นฐาน	18
3.5 การกระจายตามความถี่ในไมโครสตริป	23
3.6 การเปลี่ยนแปลงค่าของ Z_0 กับความถี่	24
3.7 การสูญเสียในไมโครสตริป	25
3.7.1 การสูญเสียในตัวนำ (conductor loss)	26
3.7.2 การสูญเสียในไดอิเล็กตริก (dielectric loss)	27
3.7.3 การสูญเสียที่ปะปนเข้ามา (parasitic losses)	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 สายอากาศแบบร่อง (SLOT ANTENNAS)	28
4.1 บทนำ	28
4.2 แบบรูปของสายอากาศแบบร่องในโลหะแผ่นราบ (patterns of slot antennas in flat sheets)	31
4.3 หลักของบาบิเน็ตและสายอากาศคู่ประกอบ (Babinet's Principle and Complementary Antenna)	36
4.4 ค่าความต้านทานของสายอากาศแบบร่อง (The Impedance of Slot Antennas)	40
บทที่ 5 ทฤษฎีการออกแบบวงจรรขยายสัญญาณย่านไมโครเวฟ	45
5.1 บทนำ	45
5.2 สมการอัตราขยายกำลัง	45
5.3 การพิจารณาเสถียรภาพของวงจรรขยาย	50
5.4 การแมตช์แบบสังยุคในเวลาเดียวกัน (Simultaneous conjugate match) ในกรณีวงจรรขยายสองทาง	56
5.5 วงกลมอัตราขยายกำลังภาวะทำงาน (Operation power gain circle)	59
บทที่ 6 การออกแบบและสร้าง ท่อนำคลื่น NRD, สายส่งไมโครสตริป, สายอากาศแบบร่อง, วงจรรขยายความถี่สูง, และ วงจรรคัปปเปลอร์	62
6.1 โครงสร้างของท่อนำคลื่น NRD และการออกแบบท่อนำคลื่น NRD	62
6.2 โครงสร้างและการออกแบบสายส่งไมโครสตริป	65
6.3 การออกแบบสายอากาศแบบร่อง	66
6.4 การออกแบบวงจรรขยายความถี่สูง	67
6.5 การออกแบบโครงสร้างท่อนำคลื่น NRD เดี่ยวซึ่งมีการป้อนสัญญาณ โดยสายส่ง ไมโครสตริป	78
6.6 การออกแบบโครงสร้างท่อนำคลื่น NRD เดี่ยวซึ่งมีการป้อนสัญญาณ โดยอาศัยการแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศแบบร่อง	80
6.7 การออกแบบโครงสร้างวงจรรคัปปเปลอร์ ท่อนำคลื่น NRD คู่	81
บทที่ 7 การทดลองและผลการทดลอง	84
7.1 กล่าวนำ	84
7.2 การวัดค่า S พารามิเตอร์	84
บทที่ 8 บทสรุป	91

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูป	หน้า
รูปที่ 2.1	4
รูปที่ 2.2	5
รูปที่ 2.3	8
รูปที่ 2.4	9
รูปที่ 2.5	11
รูปที่ 2.6	12

รูปที่ 2.7 เส้นโค้งการสูญเสียในการส่งผ่าน (Transmission loss curves;---) ของโหมดแบบเด่นคลื่นเป็นใหญ่ (dominant) LSM_{10} และเส้นโค้งค่าคงที่ความเสื่อมของโหมด (mode decay-constant curves .— ·—) ของโหมด LSM_{11} ที่ภาวะคัทออฟและทั้งของคลื่นที่ถูกแพร่กระจายวางซ้อนบนไดอะแกรมการทำงานด้วยเทฟลอน (teflon, $\epsilon_r = 2.04$) ถูกใช้เป็นวัสดุไดอิเล็กตริกของสตริป	13
รูปที่ 3.1 โครงสร้างของไมโครสตริปแบบเปิด	15
รูปที่ 3.2 โครงสร้างของไมโครสตริปแบบชีลด์	16
รูปที่ 3.3 โครงสร้างของไมโครสตริปแบบกล่อง	16
รูปที่ 3.4 แบบรูปของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าถึง TEM (Quasi-TEM) ในไมโครสตริปแบบเปิด	17
รูปที่ 3.5 รูปแบบเฟลตชานานที่เปลี่ยนมาจากโครงสร้างของไมโครสตริป	19
รูปที่ 3.6 การเปลี่ยนแปลงค่าของสภาพยอมประสิทธิผล (effective permittivity) กับความถี่	23
รูปที่ 3.7 จงรเทียบเคียงท่อนำคลื่นแบบระนาบของไมโครสตริป	25
รูปที่ 4.1 (a) สัตป์ขนาด $1/4$ ความยาวคลื่นที่ต่อแบบขนาน (b) สายอากาศแบบร่องอย่างง่าย	28
รูปที่ 4.2 สายอากาศแบบร่องที่ป้อน โดยสายส่ง โคแอกเซียล	29
รูปที่ 4.3 (a) สายอากาศแบบร่องที่มีกล่องอยู่ด้านใน (b) ทิศทางของสนามการแพร่กระจาย	30
รูปที่ 4.4 (a) การป้อนร่องเข้ากับท่อนำคลื่น (b) ร่องที่ป้อนแบบ T	31
รูปที่ 4.5 (a) ร่องขนาด $1/2$ ความยาวคลื่นในแผ่นระนาบอนันต์ (b) สายอากาศไดโพลคู่ประกอบขนาด $1/2$ ความยาวคลื่น	31
รูปที่ 4.6 (a) แบบรูปการแพร่กระจายของร่องในแผ่นระนาบอนันต์ (b) แบบรูปการแพร่กระจายของสายอากาศไดโพลคู่ประกอบ	32
รูปที่ 4.7 เส้นทึบแสดงแบบรูปในระนาบ x-y สำหรับร่องในแผ่นขนาดจำกัดที่มีความยาว L (a) ร่องที่ทั้งสองด้านถูกเปิดออก (b) ร่องที่ถูกปิดทางด้านซ้ายมือ โดยที่เส้นโค้งประแสดงแบบรูปในกรณีที่เป็นแผ่นอนันต์	33

รูปที่ 4.8	การวัดแบบรูปของสนามในระนาบ ϕ ของสายอากาศแบบร่อง ขนาด $1/2$ ความยาวคลื่นที่ก่อกองอยู่ด้านในภายในแผ่นระนาบ ขนาดจำกัด 3 ค่าคือ $L = 0.5, 2.75,$ และ 5.3 ของความยาวคลื่น โดยที่ร่องมีความกว้างเป็น 0.1 ความยาวคลื่น	34
รูปที่ 4.9	การสร้างเพื่อให้ได้มาซึ่งตำแหน่งสูงสุดและต่ำสุดของแบบรูป ϕ สำหรับร่องในระนาบขนาดจำกัด	34
รูปที่ 4.10	การแสดงผลของแสงให้เห็นตามหลักของบาบิเน็ต	36
รูปที่ 4.11	หลักของบาบิเน็ตที่ประยุกต์ใช้กับร่องในแผ่นโลหะ ขนาดอนันต์และสติปโลหะคู่ประกอบ	39
รูปที่ 4.12	สายอากาศแบบร่องและสายอากาศโคโพลคู่ประกอบ	41
รูปที่ 4.13	เปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศโคโพลทรงกระบอก กับสายอากาศแบบร่องคู่ประกอบ	43
รูปที่ 5.1	นิยามของกำลังงานที่แตกต่างกัน	46
รูปที่ 5.2	บล็อกโคอะแกรมของอัตราขยายกำลังของตัวแปรข้างเดียว	48
รูปที่ 5.3	บล็อกโคอะแกรมของอัตราขยายกำลังของตัวแปรข้างเดียวสูงสุด	49
รูปที่ 5.4	เสถียรภาพของวงจร 2-พอร์ต	50
รูปที่ 5.5	โครงสร้างของวงกลมเสถียรภาพในสมิทชาร์ต (a) ระนาบ Γ_L , (b) ระนาบ Γ_S	53
รูปที่ 5.6	แผนภาพสมิทชาร์ตที่แสดงถึงบริเวณเสถียรและไม่เสถียรในระนาบ Γ_L	54
รูปที่ 5.7	แผนภาพสมิทชาร์ตที่แสดงถึงบริเวณเสถียรและไม่เสถียรในระนาบ Γ_S	54
รูปที่ 5.8	เงื่อนไขสำหรับการเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข a) ระนาบ Γ_L b) ระนาบ Γ_S	55
รูปที่ 5.9	การแมตช์แบบส่งยุคในเวลาเดียวกันจะเกิดขึ้นเมื่อ $\Gamma_{IN} = \Gamma_S^*$ และ $\Gamma_{OUT} = \Gamma_L^*$	57
รูปที่ 6.1	(a) โครงสร้างของท่อนำคลื่น NRD (b) ภาคตัดขวางของท่อนำคลื่น NRD	62
รูปที่ 6.2	ท่อนำคลื่น NRD ที่ออกแบบได้	64
รูปที่ 6.3	โครงสร้างของสายส่งไมโครสตริป	65
รูปที่ 6.4	สายอากาศแบบร่องที่ป้อนสัญญาณโดยสายส่งไมโครสตริป	66
รูปที่ 6.5	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องที่ออกแบบ	67
รูปที่ 6.6	วงกลมเสถียรภาพทางอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยายที่ออกแบบ	73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 6.7	การหาองค์ประกอบการเมทซ์อิมพีแดนซ์โดยใช้แผนภาพสมิท	76
รูปที่ 6.8	เลย์เอาต์ขององค์ประกอบวงจรขยายความถี่สูงที่ออกแบบใช้งานจริง ซึ่งได้จากวงจรเลียนแบบ (SIMULATION)	77
รูปที่ 6.9	ลักษณะของวงจรขยายความถี่สูงที่ออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์	77
รูปที่ 6.10	อัตรากาจรขยายของวงจรขยายสัญญาณที่ได้จาก วงจรเลียนแบบ (SIMULATION)	78
รูปที่ 6.11	โครงสร้างท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งป้อนสัญญาณโดยสายส่งไมโครสตริป	78
รูปที่ 6.12	ตำแหน่งการออกแบบสายส่งไมโครสตริปบนแผ่นวงจรพิมพ์ของโครงสร้าง ท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งป้อนสัญญาณโดยสายส่งไมโครสตริป	79
รูปที่ 6.13	ผลการตอบสนองที่ได้จากการเลียนแบบ (Simulation) บนโปรแกรม ประยุกต์ของโครงสร้างท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งทำการป้อนสัญญาณ โดยสายอากาศแบบร่อง	79
รูปที่ 6.14	โครงสร้างท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งทำการป้อนสัญญาณโดย สายอากาศแบบร่อง	80
รูปที่ 6.15	ตำแหน่งสายส่งไมโครสตริปและสายอากาศแบบร่อง บนแผ่นวงจรพิมพ์ที่ใช้ในโครงสร้างท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ที่ทำการป้อนสัญญาณด้วยสายอากาศแบบร่อง	80
รูปที่ 6.16	ผลการตอบสนองที่ได้จากการเลียนแบบ (Simulation) บนโปรแกรมประยุกต์ของโครงสร้างท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ที่ทำการป้อนสัญญาณด้วยสายอากาศแบบร่อง	81
รูปที่ 6.17	โครงสร้างวงจรคัปเปิลเลอร์ท่อนำคลื่น NRD คู่	81
รูปที่ 6.18	ตำแหน่งสายส่งไมโครสตริปและสายอากาศแบบร่อง บนแผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรคัปเปิลเลอร์แบบท่อนำคลื่น NRD คู่	82
รูปที่ 6.19	ตำแหน่งวงจรขยายสัญญาณบนระนาบแบบแอกทีฟที่ทำการสร้าง	83
รูปที่ 7.1	ภาพด้านบนของท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งป้อนสัญญาณโดยสายส่งไมโครสตริป	84
รูปที่ 7.2	ค่า S พารามิเตอร์ที่ได้จากโครงสร้างท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งป้อนสัญญาณโดยสายส่งไมโครสตริป	85
รูปที่ 7.3	ภาพด้านบนของท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งป้อนสัญญาณ โดยสายอากาศแบบร่อง	86

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 7.4	ค่า S พารามิเตอร์ ที่ได้จากโครงสร้างท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งป้อนสัญญาณโดยสายอากาศแบบร่อง	86
รูปที่ 7.5	ภาพด้านบนของวงจรคัปเปิลเลอร์แบบท่อนำคลื่น NRD คู่	87
รูปที่ 7.6	ค่า S พารามิเตอร์ ของวงจรคัปเปิลเลอร์แบบท่อนำคลื่น NRD คู่แบบพาสซีฟ	88
รูปที่ 7.7	วงจรขยายสัญญาณแบบเฟดบนวงจรระนาบที่ใช้ประกอบเป็น วงจรคัปเปิลเลอร์แบบท่อนำคลื่นNRD คู่ แบบแอกทีฟ	89
รูปที่ 7.8	ค่า S พารามิเตอร์ของวงจรขยายสัญญาณแบบเฟด	89
รูปที่ 7.9	ค่า S พารามิเตอร์ ของวงจรคัปเปิลเลอร์ แบบท่อนำคลื่น NRD คู่ แบบแอกทีฟ	90



บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

ในระบบไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟในปัจจุบันมีแนวโน้มที่จะใช้งานที่ความถี่สูงขึ้นเรื่อยๆ ซึ่งเป็นผลทำให้วงจรรวมไมโครเวฟต่างๆ อาทิเช่น วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง, มิกเซอร์, อุปกรณ์แบ่งกำลังงาน, วงจรออสซิลเลเตอร์ ฯลฯ มีขนาดที่เล็กลงและมีประสิทธิภาพสูงขึ้น อุปกรณ์เหล่านี้โดยส่วนใหญ่แล้วจะมีโครงสร้างที่เป็นสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป ซึ่งเป็นโครงสร้างแบบเปิด (open structure) แต่การสูญเสียที่เกิดขึ้นเนื่องจากสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปนั้น จะมีค่าสูงขึ้นเป็นสัดส่วน โดยตรงกับความถี่ที่ใช้งาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อนำไปใช้งานในย่านความถี่มิลลิเมตรเวฟ

ท่อนำคลื่น NRD (Nonradiative Dielectric Guide) มีคุณสมบัติพิเศษที่ดีในการนำมาใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟ โดยจะมีการสูญเสียต่ำในการส่งผ่านกำลัง ไม่มีการแผ่กระจายพลังงานจากบริเวณที่ไม่ต่อเนื่องของโครงสร้าง ประสิทธิภาพสูง และมีขนาดเล็ก ดังนั้นท่อนำคลื่นแบบ NRD จึงเหมาะที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับวงจรรวมไมโครเวฟเพื่อลดการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากการใช้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป ลักษณะโครงสร้างของท่อนำคลื่นแบบ NRD จะประกอบด้วยวัสดุไดอิเล็กตริก 2 ชั้น ถูกประกบด้วยแผ่นโลหะขนาน 2 แผ่น

ในปฏิญานีพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการศึกษาคุณสมบัติของการส่งผ่านกำลังระหว่างท่อนำคลื่นแบบ NRD และวงจรรวมไมโครเวฟ อาทิเช่น การส่งผ่านกำลังระหว่าง NRD และสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป, การส่งผ่านกำลังงานผ่านไดอิเล็กตริก - Microwave Integrated Circuit (MIC) - ไดอิเล็กตริก

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงงาน

เพื่อศึกษาถึงคุณสมบัติของท่อนำคลื่นแบบ NRD

เพื่อศึกษาถึงการนำท่อนำคลื่นแบบ NRD ไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับวงจรรวมไมโครเวฟ (Microwave Integrated Circuit : MIC) ทั้งแบบพาสซีฟและแอคทีฟ

เพื่อสามารถนำข้อมูลที่ได้รับการศึกษาครั้งนี้ไปใช้ในการพัฒนาและปรับปรุงโครงสร้างของการนำวงจรรวมไมโครเวฟมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับท่อนำคลื่นแบบ NRD ต่อไป

1.3 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถออกแบบและสร้างวงจรรวมไมโครเวฟทั้งแบบพาสซีฟและแบบแอคทีฟ สำหรับนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับท่อนำคลื่นแบบ NRD ที่ความถี่ 10 GHz ได้อย่างมีประสิทธิภาพ
2. สามารถระบุค่าของการสูญเสียเนื่องจากการส่งผ่านกำลังงานระหว่างท่อนำคลื่นแบบ NRD กับวงจรรวมไมโครเวฟได้
3. เข้าใจถึงผลกระทบที่เกิดจากคลื่นควิที่มีผลต่อการใช้งานวงจรรวมไมโครเวฟร่วมกับท่อนำคลื่นแบบ NRD
4. มีความรู้และเข้าใจในการใช้เครื่องมือวัดทางด้านวงจรความถี่สูงเช่น เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer)
5. เข้าใจขั้นตอนและวิธีการปฏิบัติสำหรับการสร้างและทดสอบวงจรรวมทางไมโครเวฟ
6. สามารถใช้งานโปรแกรมคอมพิวเตอร์สำหรับวงจรรวมไมโครเวฟและการวิเคราะห์ผลการตอบสนองสำหรับโครงสร้างของท่อนำคลื่น NRD ที่มีการกระตุ้นในแบบต่างๆ

1.4 โครงประกอบของปริญญานิพนธ์

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 8 บท โดยมีบทนำอยู่ในบทที่ 1 เป็นการกล่าวแนะนำหลักการเบื้องต้นและวัตถุประสงค์ในการทำโครงงานนี้ ส่วนรายละเอียดของบทต่างๆ อีก 7 บทดังต่อไปนี้คือ

- บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐาน NRD (Nonradiative Dielectric Guide)
- บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐานสายส่งไมโครสตริป
- บทที่ 4 สายอากาศแบบร่อง (Slot Antennas)
- บทที่ 5 ทฤษฎีการออกแบบวงจรรขยายสัญญาณย่านไมโครเวฟ
- บทที่ 6 การออกแบบและสร้าง ท่อนำคลื่น NRD, สายส่งไมโครสตริป,สายอากาศแบบร่อง, วงจรรขยายความถี่สูง และวงจรคัปเปิลอร์
- บทที่ 7 การทดลองและผลการทดลอง
- บทที่ 8 บทสรุป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีท่อนำคลื่น NRD

2.1 บทนำ

เมื่อไม่นานมานี้ได้มีการพัฒนาที่สำคัญทางด้านการประยุกต์ใช้งานในรูปแบบต่างๆ ของระบบที่อยู่ในย่านความถี่มิลลิเมตร เช่น การสื่อสารแนวเส้นสายดาวเรดาร์ และการสัมผัสจากระยะไกล (remote sensing) ความก้าวหน้านี้ได้รับการสนับสนุนเป็นอย่างมากเป็นผลเนื่องมาจากความสำเร็จด้านเทคโนโลยี อุปกรณ์ และองค์ประกอบ ผลลัพธ์ที่เห็นได้ชัดเจนของการใช้งานในย่านความถี่มิลลิเมตร คือความสามารถในการใช้งานภายใต้สภาวะอากาศที่ไม่ดีเช่น มีเมฆมาก ฝนตก หรือ หมอกลงจัด อีกทั้งขนาดของสายอากาศที่ใช้งานก็มีขนาดเล็ก และเพื่อตอบสนองความต้องการที่เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ วงจรรวมจึงถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่องพบว่าเทคนิคคล้ายแสง (quasi-optical technique) ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่ใช้ภายในวงจรรวมนั้นเหมาะกับการใช้งานที่ปลายด้านสูงของสเปกตรัมความถี่ในย่านมิลลิเมตร

ที่ปลายด้านต่ำของสเปกตรัมความถี่ในย่านมิลลิเมตรซึ่งเริ่มจาก 30 GHz ถึง 140 GHz ในช่วงต้นๆ ของย่านการใช้งานไมโครสตริป สล็อตไลน์ และพินไลน์ ยังคงเป็นปกติแต่พบว่าการสูญเสียของตัวนำ (conduction loss) จะเพิ่มขึ้นตามความถี่ที่เพิ่มขึ้นจึงทำให้มีการศึกษาตัวกลางที่มีการสูญเสียต่ำเพื่อให้ได้วงจรรวมที่มีประสิทธิภาพสูงและวัสดุไดอิเล็กตริกคุณภาพดีซึ่งมีค่าความสูญเสียวิถีสัมผัส (loss tangent) ต่ำโดยประมาณ 10^{-4} จึงถูกนำมาใช้ในปัจจุบัน

โดยหลักการสำคัญการลดการสูญเสียในการส่งผ่าน (transmission loss) เป็นไปได้เสมอ เพียงแต่ให้ท่อนำคลื่นไดอิเล็กตริกมีขนาดบางเพียงพอเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น เพื่อว่าส่วนใหญ่ของกำลังงานที่ถูกส่งจะถูกเคลื่อนผ่านบริเวณอากาศที่ไม่มีการสูญเสียโดยรอบ อย่างไรก็ตามการที่ไม่สามารถกักสนามไว้ในไดอิเล็กตริกก็ไม่สามารถยอมรับในทางปฏิบัติ เพราะเราต้องคำนึงถึงการสูญเสียการแผ่กระจาย (Radiation loss) ที่จุดโค้งและจุดที่ไม่ต่อเนื่องว่าจะต้องไม่เกินค่าที่ยอมรับได้ สิ่งที่เราต้องการคือการลดทั้งการสูญเสียในการส่งผ่าน (transmission loss) และการสูญเสียในการแผ่กระจาย (Radiation loss) ไปพร้อมๆ กัน การใช้วัสดุไดอิเล็กตริกพบว่ามีผลในการลดการแผ่กระจายออกภายนอก

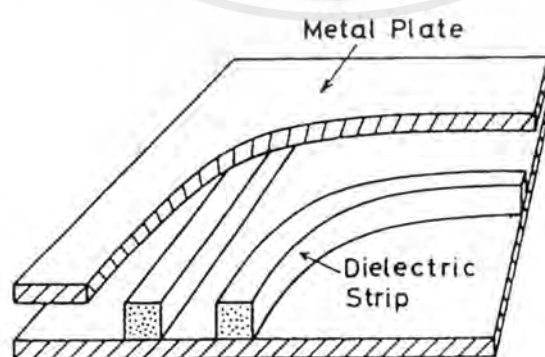
ท่อนำคลื่น NRD จึงได้ถูกนำเสนอขึ้นเป็นครั้งแรกโดยนายโยนิยาม่าและนายนิชิตะในฐานะสายส่งที่มีการสูญเสียต่ำมีคุณลักษณะเด่นคือสามารถลดการแผ่กระจายได้เกือบสมบูรณ์ประกอบด้วยแผ่นโลหะขนานประกบบนแท่งไดอิเล็กตริกดังรูปที่ 2.1 มองตามโครงสร้างจะคล้าย

กับท่อนำคลื่นรูปตัว H เพียงแต่ระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะทั้งสองจะต้องน้อยกว่าครึ่งหนึ่งของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความยาวคลื่นในอวกาศว่าง (free-space) ในท่อนำคลื่นแผ่นโลหะขนานทั่วไปซึ่งมีตัวกลางเป็นอากาศ โมด TE ซึ่งมีสนามไฟฟ้าขนานกับแผ่นโลหะเป็น โมดที่มีการสูญเสียต่ำที่ระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะน้อยกว่า $\lambda_0/2$ โมด TE จะอยู่ในภาวะคutoffคลื่นสามารถแพร่กระจายไปได้ภายในภาวะคutoffคลื่นสามารถแพร่กระจายไปได้ภายในแท่งสตริปจะถูกกวดตามธรรมชาติของสภาวะคutoffของบริเวณอากาศระหว่างแผ่นโลหะ ตามคุณลักษณะเด่นสองประการของท่อนำคลื่น NRD คือการสูญเสียต่ำและไม่มีการแพร่กระจายที่จุดโค้งงอและจุดที่ไม่ต่อเนื่องจึงทำให้ท่อนำคลื่นนี้เหมาะสมสำหรับวงจรรวมในย่านความถี่มิลลิเมตรซึ่งมีขนาดกระทัดรัดและมีประสิทธิภาพสูงเมื่อพิจารณาทั้งด้านขนาดและความสะดวกในการสร้างย่านความถี่ที่เหมาะสมคือ 30 GHz ถึง 100 GHz ตามข้อดีข้างต้นท่อนำคลื่น NRD จึงได้รับความสนใจเป็นอย่างมากทั้งด้านทฤษฎีและในด้านการทดลอง

2.2 นิพจน์สนามของท่อนำคลื่น NRD

รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างทั่วไปของท่อนำคลื่น NRD ซึ่งประกอบด้วยแท่งสตริปตรงหรือโค้งแต่บางครั้งก็เป็นลักษณะพิเศษถูกประกบด้วยแผ่นโลหะขนาน โดยมีระยะห่างระหว่างแผ่นทั้งสองน้อยกว่าครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีสนามไฟฟ้าขนานกับแผ่นโลหะนั้นจะไม่สามารถแพร่กระจายระหว่างแผ่นโลหะได้เนื่องจากเป็นธรรมชาติภายใต้จุดคutoff อย่างไรก็ตามถ้าแท่งสตริปไดอิเล็กตริกที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกที่เหมาะสมถูกนำมาวางไว้ระหว่างแผ่นโลหะการคutoffจะไม่เกิดขึ้นและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะสามารถแพร่กระจายไปได้อย่างอิสระตามแท่งสตริปไดอิเล็กตริกทั้งแบบตรงหรือโค้งก็ตามเนื่องจากคลื่นที่แพร่กระจายออกนอกแท่งสตริปจะสลายไปอย่างรวดเร็ว จุดโค้งงอและจุดเชื่อมต่อจึงสามารถถูกจัดเพื่อให้ได้วงจรรวมที่ซับซ้อน

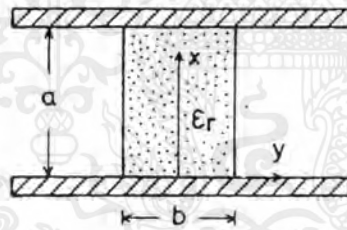


รูปที่ 2.1 ท่อนำคลื่น NRD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อเข้าใจกลไกการนำคลื่นในท่อนำคลื่น NRD การวิเคราะห์สนามของท่อนำคลื่นชนิดตรงด้วยการมองภาคตัดขวางดังรูปที่ 2.2 จะถูกพิจารณาเป็นอันดับแรก ระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะคือ a ความกว้างของแท่งสตริปคือ b และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุที่ใช้ทำแท่งสตริป คือ ϵ_r ตามลำดับ แกนพิกัดฉาก x และ y ถูกวางตั้งฉากและขนานกับแผ่นโลหะตามลำดับและแกน z ให้อยู่ในทิศทางของการส่งคลื่น โมดการทำงานของท่อนำคลื่น NRD เป็นไฮบริด (hybrid) โดยธรรมชาติ ซึ่งมีทั้งองค์ประกอบทางไฟฟ้าและแม่เหล็กในทิศทางตามยาว (longitudinal) โดยปกติโมดเหล่านี้มักถูกอ้างถึงเป็นโมด LSM (longitudinal-section magnetic) และ LSE (longitudinal-section electric) ในโมด LSM สนามแม่เหล็กจะขนานกับบริเวณสัมผัสระหว่างอากาศและไดอิเล็กตริกซึ่งในโมด LSE สนามไฟฟ้าจะขนาน สำหรับโมดการทำงานของท่อนำคลื่น NRD คือโมด LSM ที่ต่ำที่สุดหรือโมด LSM₁₀ เนื่องจากไม่มีองค์ประกอบ Hy ในโมด LSM การวิเคราะห์สนามเริ่มโดยการแก้สมการ

$$(\nabla^2 + k^2)E_y = 0. \quad (2.1a)$$



รูปที่ 2.2 ภาคตัดขวางของท่อนำคลื่น NRD: (a) คือระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะ: (b) คือความกว้างของแท่งสตริป; ϵ_r คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุที่ใช้เป็นแท่งไดอิเล็กตริก: x , y คือแกนพิกัดฉากซึ่งตั้งฉากและขนานกับแผ่นโลหะ และแกน z คือทิศทางของการส่งผ่านคลื่น

สำหรับองค์ประกอบสนามอื่นๆ ถูกแสดงโดยความสัมพันธ์ดังนี้

$$(k^2 + \partial^2/\partial y^2)E_x = \partial^2 E_y / \partial y \partial x, \quad (2.1b)$$

$$(k^2 + \partial^2/\partial y^2)E_z = \partial^2 E_y / \partial y \partial z, \quad (2.1c)$$

$$(k^2 + \partial^2/\partial y^2)H_x = -j\omega\epsilon \partial E_y / \partial z, \quad (2.1d)$$

$$(k^2 + \partial^2/\partial y^2)H_z = j\omega\epsilon \partial E_y / \partial x, \quad (2.1e)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรรมใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ซึ่ง

$$k^2 = \epsilon_r k_0^2, \quad |y| \leq b/2 \quad (2.2a)$$

$$k^2 = k_0^2, \quad |y| \geq b/2 \quad (2.2a)$$

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0, \quad \epsilon \quad |y| \leq b/2 \quad (2.2b)$$

$$\epsilon = \epsilon_0, \quad \epsilon \quad |y| \geq b/2 \quad (2.2b)$$

ในสมการเหล่านี้ ϵ_0 และ k_0 ใช้แทนค่าสภาพยอม (permittivity) และค่าเวฟนัมเบอร์ของตัวกลางโดยรอบ (โดยมากเป็นอากาศ) โมดคู่ LSM ซึ่งถูกกำหนดคุณลักษณะโดยเงื่อนไขขอบเขตของกำแพงไฟฟ้าที่จุด $y=0$ คือจุดสำคัญการแก้สมการ (2.1a) เพื่อได้ E_y ภายใต้ความต้องการว่า E_y จะไม่มีอยู่บนแผ่นโลหะ และ ϵE_y มีอยู่ต่อเนื่องตัดผ่านบริเวณสัมผัสระหว่างอากาศและไดอิเล็กทริก และจากนั้นแทนผลลัพธ์ที่ได้ลงในสมการที่ (2.1b) ถึง (2.1e) จะได้นิพจน์สนามในบริเวณไดอิเล็กทริก ($|Y| \leq b/2$)

$$E_x = -\frac{Aq}{h^2 \cos(qb/2)} \left(\frac{m\pi}{a}\right) \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin(qy) \exp(-j\beta z) \quad (2.3a)$$

$$E_y = -\frac{A}{\cos(qb/2)} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos(qy) \exp(-j\beta z) \quad (2.3b)$$

$$E_z = j \frac{Aq\beta}{h^2 \cos(qb/2)} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin(qy) \exp(-j\beta z) \quad (2.3c)$$

$$H_x = -\frac{\omega\epsilon_r\epsilon_0 A\beta}{h^2 \cos(qb/2)} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos(qy) \exp(-j\beta z) \quad (2.3d)$$

$$H_z = j \frac{\omega\epsilon_r\epsilon_0 A}{h^2 \cos(qb/2)} \left(\frac{m\pi}{a}\right) \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos(qy) \exp(-j\beta z) \quad (2.3e)$$

และสำหรับในบริเวณอากาศ ($|Y| \geq b/2$)

$$E_x = \mp \frac{\epsilon_r A p}{h^2} \left(\frac{m\pi}{a}\right) \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \exp\left[-p\left(|y| - \frac{b}{2}\right) - j\beta z\right] \quad (2.4a)$$

$$E_y = \epsilon_r A \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \exp[-p|y| - j\beta z] \exp\left[-p\left(|y| - \frac{b}{2}\right) - j\beta z\right] \quad (2.4b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_z = \mp j \frac{\epsilon_r A p \beta}{h^2} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \exp\left[-p\left(|y| - \frac{b}{2}\right) - j\beta z\right] \quad (2.4c)$$

$$H_x = -\frac{\omega \epsilon_r \epsilon_0 A \beta}{h^2} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \exp\left[-p\left(|y| - \frac{b}{2}\right) - j\beta z\right] \quad (2.4d)$$

$$H_y = j \frac{\omega \epsilon_r \epsilon_0 A}{h^2} \left(\frac{m\pi}{a}\right) \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \exp\left[-p\left(|y| - \frac{b}{2}\right) - j\beta z\right] \quad (2.4e)$$

ซึ่ง

$$\beta^2 = h^2 - (m\pi/a)^2 \quad m = 1, 2, \dots \quad (2.5a)$$

$$h^2 = \epsilon_r k_0^2 - q^2 = k_{||}^2 + p^2 \quad (2.5b)$$

เครื่องหมายด้านบนและล่างในสมการที่ (2.4) ใช้พิจารณาบริเวณอากาศซึ่งถูกกำหนดโดย $Y \geq b/2$ และ $Y \leq -b/2$ ตามลำดับ สมการสนามซึ่งได้ในที่นี้ไม่เพียงแต่ยืนยันความต่อเนื่องของ ϵE_y เท่านั้นแต่ยังรวมไปถึง H_x และ H_y ตามแนวขวางกับบริเวณสัมผัสเดียวกันทำให้ได้

$$q \tan(qb/2) = \epsilon_r p \quad (2.6a)$$

พร้อมกับสมการช่วย

$$q^2 + p^2 = (\epsilon_r - 1) k_{||}^2 \quad (2.6b)$$

สมการ (2.6a) เหมือนกับว่าเป็นสมการคุณลักษณะของโหมดคู่ TM ของท่อนำคลื่น dielectric-slab และเป็นไปตามระบบค่าอีเกน (eigen values) $p_{||}$ และ $q_{||}$ ซึ่งมีดัชนีเป็นศูนย์และค่าจำนวนจริงคู่

การวิเคราะห์สนามของโหมดคู่ LSM สามารถถูกทำได้โดยวิธีเดียวกันและให้ผลลัพธ์เป็นสมการคุณลักษณะ

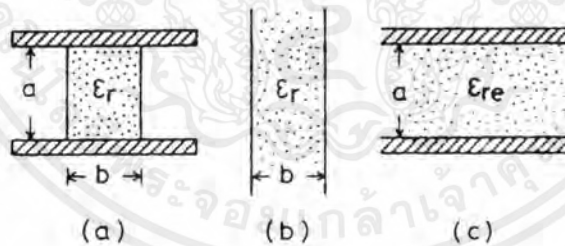
$$q \cot(qb/2) = -\epsilon_r p \quad (2.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พร้อมกับสมการช่วยเดียวกันคือ (2.6b) แม้ว่าการได้มาของสมการเป็นไปตามวิธีปกติพจน์สนามแบบสมบูรณ์ สำหรับโหมดที่ไม่จำเป็นในการพิจารณาต่อไปนี้และก็ไม่มีการอ้างถึง สมการคุณลักษณะ (2.7) ใช้ได้เช่นเดียวกันสำหรับโหมดคู่ TM ของแท่ง slab และผลลัพธ์ของมันเกิดขึ้นกับระบบอีกชุดหนึ่งของค่าไอเกน (eigen values) p_n และ q_n ซึ่งดัชนีครอบคลุมค่าศูนย์และจำนวนจริงบวกทั้งหมดสามารถได้มาโดยการรวมค่า (eigen values) สำหรับโหมดคู่และคี่แล้วแต่จะเลือก อ้างถึงสมการ 2.5a และ 2.5b ค่าคงที่เฟสตอบสนอง (corresponding phase constant) β_{mn} ถูกให้โดย

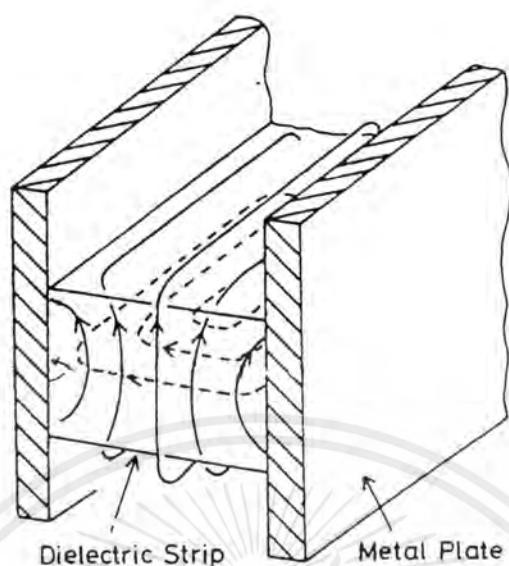
$$\beta_{mn} = \sqrt{\epsilon_r k_0^2 - (m\pi/a)^2 - q_n^2} = \sqrt{k_n^2 - (m\pi/a)^2 + p_n^2} \quad (2.8)$$

โหมดที่กำหนดโดยคู่ของตัวเลขโหมด m และ n ถูกเรียกว่าโหมด LSM_{mn} อีกการแปลความหนึ่งของกลไกการนำคลื่นในท่อนำคลื่น NRD คือคลื่นผิว TM แพร่ไปบนเส้นทางซิกแซกกระทบบลับและออกมาระหว่างแผ่นโลหะ เช่นเดียวกับคลื่นระนาบเดินทางในท่อนำคลื่นโลหะพื้นผ้า (rectangular metal waveguides) ผลการสังเกตนี้แนะนำว่ามีความคล้ายคลึงกันอย่างใกล้ชิดระหว่างโครงสร้างสนามในท่อนำคลื่น NRD และ ท่อนำคลื่นโลหะ



รูปที่ 2.3 ภาคตัดขวางของ (a) ท่อนำคลื่น NRD (b) ท่อนำคลื่นไดอิเล็กตริก slab ซึ่งเป็นโครงสร้างเทียบเคียงของมัน (c) ท่อนำคลื่นโลหะซึ่งถูกบรรจุด้วยตัวกลางซึ่งมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล ϵ_{re} (effective dielectric constant)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 โคอะแกนของเส้นสนามของโหมดแบบแฉกคลื่นเป็นใหญ่ dominant LSM_{10} ในท่อนำคลื่นNRD : — สนามไฟฟ้า:-- สนามแม่เหล็ก ซึ่งสนามเป็นไฮบริด (hibrid) โคจรธรรมชาติมีองค์ประกอบตามแนวยาว (longitudinal) ทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กแต่ไม่มีองค์ประกอบแม่เหล็กตั้งฉากกับจุดต่อระหว่างอากาศและไดอิเล็กตริก

ภาพร่างหายบายๆ ของเส้นสนามของโหมดแบบแฉกคลื่นเป็นใหญ่ dominant LSM_{10} ถูกแสดงเพื่อใช้อย่างอิงตามรูป 2.4 ซึ่ง โครงสร้างสนามไม่แตกต่างไปมาจากท่อนำคลื่นโลหะพื้นผิว (rectangular metal waveguide) ยกเว้นแต่พบว่าม้องค์ประกอบสนามไฟฟ้าตามแนวทางยาว (longitudinal) ความคล้ายคลึงของสนามในท่อนำคลื่นทั้งสองแบบดูเหมือนว่าสนับสนุนความคาดหมายว่าองค์ประกอบท่อนำคลื่นโลหะ E-plane ใดก็ตามประกอบด้วยจุดโค้งงอ, จุดต่อ, ตัวเก็บประจุ และแม่เหล็กทั้งฟิลเตอร์ สามารถถูกถ่ายถอดไปเป็นเทคโนโลยีของท่อนำคลื่น NRD โดยไม่ยุ่งยากนักดังนั้นประโยชน์ของท่อนำคลื่น NRD เพื่อใช้งานในวงจรรวมย่านมิลลิเมตรจึงเห็นได้อย่างชัดเจน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 โดอะแกรมการทำงานของท่อนำคลื่น NRD

สิ่งที่จำเป็นเพื่อให้เกิดการกวดการแพร่กระจายในท่อนำคลื่น NRD คือระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะต้องมีค่าน้อยกว่าครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น

$$a < \frac{1}{2} \lambda_{00} \quad (2.11)$$

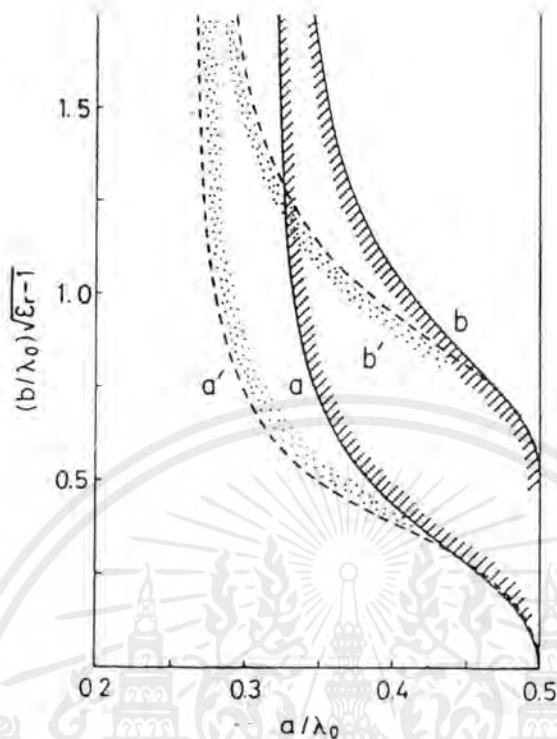
เมื่อ $\lambda_{00} = 2\pi / k_0$ คือความยาวคลื่นในอวกาศว่าง (free-space) สิ่งที่เป็นจำเป็นเพื่อให้โหมดทั้งหมดยกเว้นโหมดแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่ (dominant) อยู่ในภาวะคัทออฟ โดยอ้างถึงสมการที่ (2.8)

$$\lambda_{sn} / 2 < a < \lambda_{sn} \cdot \lambda_{sn} / 2 \quad (2.12)$$

เมื่อ $\lambda_{sn} = 2\pi / h_n$ คือความยาวคลื่นของท่อนำคลื่น (guide wavelength) ของโหมดอันดับที่ n ใด ๆ ของแท่ง slab h_n คือค่าคงที่การแพร่กระจายที่ตอบสนอง โดอะแกรมการทำงานสำหรับท่อนำคลื่น NRD ซึ่งไดอิเล็กตริกเป็นโพลิสไตลีน (polystyrene $\epsilon_r = 2.56$) และพิวส์ควอทซ์ (fused quartz $\epsilon_r = 3.8$) ถูกทำขึ้นโดยการคำนวณตามสมการที่ (2.11) และ (2.12) และถูกแสดงโดยมีแกนพิกัดฉากคือ a/λ_0 และ $(b/\lambda_0) \sqrt{\epsilon_r - 1}$ ดังรูปที่ 2.5

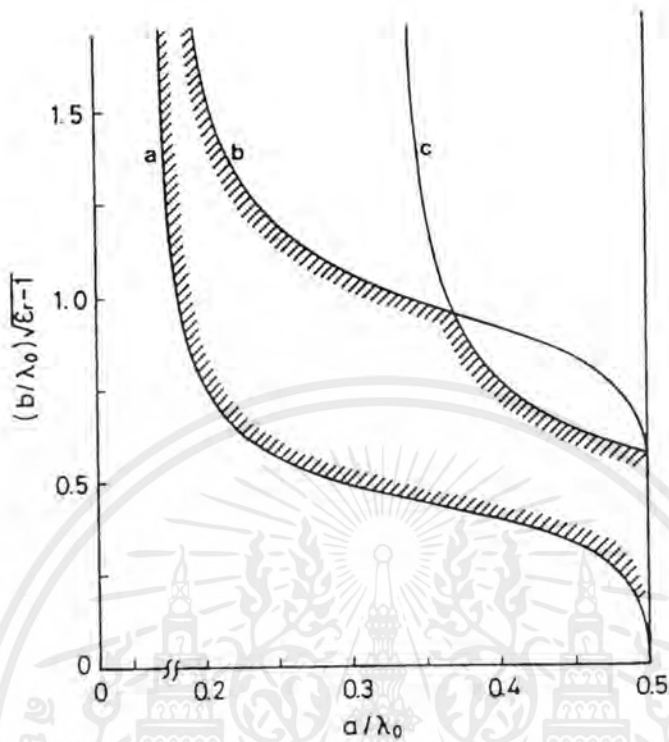
ตามรูปแบบที่แน่นอน โดอะแกรมถูกวาดในลักษณะที่แต่ละโหมดอยู่นอกบริเวณคัทออฟ ในบริเวณด้านบนซึ่งถูกแบ่งเขตโดยเส้นกราฟวิกฤติที่ตอบสนอง (corresponding critical curve) หรือเส้นกราฟคัทออฟ (cut off curve, $\lambda_{cn} = 2a$) และอยู่ภายใต้ภาวะคัทออฟในบริเวณด้านล่างตามลำดับ คลื่นที่แพร่กระจายจะถูกกวดตลอดบริเวณด้านซ้ายมือของเส้นแนวตั้ง $a/\lambda_0 = 0.5$ อย่างที่ดูให้โดยสมการที่ (2.11) ดังนั้นการทำงานโหมดแบบแผนคลื่นเดี่ยว (single-mode) จึงเชื่อถือได้ในบริเวณที่ถูกปิดโดยเส้นโค้ง $\lambda_{c0} = 2a$, $\lambda_{c1} = 2a$ และเส้นตรง $\lambda_{00} = 2a$ ดังเช่นที่ถูกกล่าวถึงก่อนหน้านี้ในการออกแบบท่อนำคลื่น NRD ขนาด a และ b ของแท่งสตริปไดอิเล็กตริกถูกหาเพื่อให้ได้ค่าที่จุดตอบสนองซึ่งออกแบบนั้นตกอยู่ที่ใดที่หนึ่งในบริเวณแบบแผนคลื่นเดี่ยว (single-mode area) ของโดอะแกรมการทำงาน แต่การพิจารณาที่มากกว่านี้จำเป็นสำหรับการทำให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุดของท่อนำคลื่น NRD จากหลายๆ มุมมอง เช่น การสูญเสียในการส่งผ่าน แบนด์วิธของการทำงานในโหมดแบบแผนคลื่นเดี่ยว (single-mode) และความสามารถในการกวดการแพร่กระจาย ซึ่งจะได้บรรยายในภายหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 ไดอะแกรมการทำงานของท่อนำคลื่น NRD ซึ่งถูกสร้างโดยวัสดุที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกต่ำ : เส้นกราฟ a และ a' $\lambda_{s0} = 2a$; เส้นกราฟ $\lambda_{s1} = 2a$; — : Polystyrene ($\epsilon_r = 3.8$) การทำงานในโหมดแบบแผ่นคลื่นเดี่ยว ถูกรับประกันภายในบริเวณเงาและบริเวณเส้นประสำหรับวัสดุไดอิเล็กตริกที่ได้กล่าวถึง

ตรงนี้ควรบันทึกว่าเส้นกราฟวิกฤติ $\lambda_{s0} = a$ เกี่ยวข้องกับโหมด LSM_{00} ยังไม่ปรากฏในไดอะแกรมการทำงาน ไดอะแกรมนี้เป็นกรณีของวัสดุไดอิเล็กตริกต่ำกว่าค่าเทรชโฮล (threshold) ที่ค่า 6.8 สำหรับวัสดุไดอิเล็กตริกที่มีค่าคงที่สูงกว่านี้เช่น อลูมินา ($\epsilon_r = 9.5$) โหมด LSM_{00} จะมีอิทธิพลต่อไดอะแกรมอย่างมากและทำให้พื้นที่ทำงานแบบแผ่นคลื่นเดี่ยวลดลงตามไปด้วย การกำจัดเส้นโค้งโหมด LSM_{00} ทำได้ถ้าแท่งไดอิเล็กตริกถูกทำให้บางและถูกกั้นออกจากแผ่นโลหะโดยใช้ไดอิเล็กตริกที่มีค่าคงที่ต่ำกว่าห่อหุ้มไว้ ท่อนำคลื่น NRD ที่ถูกดัดแปลงแบบนี้ถูกเรียกว่าท่อนำคลื่น NRD แบบถูกกั้นชนวน (insulated NRD guide) และเป็นเป้าหมายในอนาคตของการวิจัยท่อนำคลื่น NRD



รูปที่ 2.6 โคอะแอมการทำงานของท่อนำคลื่น NRD ซึ่งถูกสร้างด้วยวัสดุที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสูง อย่างเช่น อลูมิน่า ($\epsilon_r = 9.5$) : เส้นโค้ง b : $\lambda_{s1} = 2a$; เส้นโค้ง c : $\lambda_{s0} = a$ โมด LSM_{20} ที่เพิ่มเติมขึ้นมาด้วยเส้นโค้งวิกฤติ c มีลักษณะที่ไปลดพื้นที่ของบริเวณทำงานในแบบ แพนคลื่นเดี่ยว

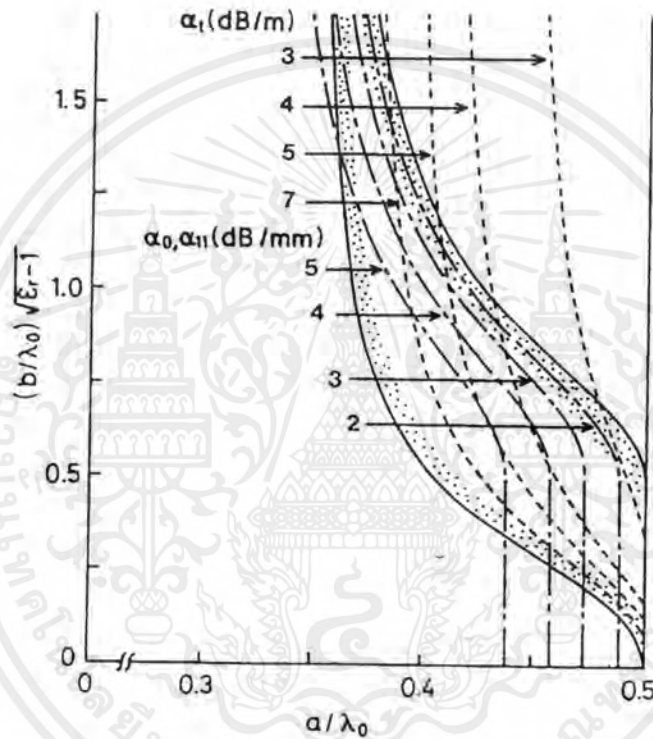
ตรงนี้ควรตระหนักว่าแม้ว่าโมดการทำงานที่สูงกว่าและคลื่นที่ถูกแพร่กระจายจะเลือนหายไปตามธรรมชาติ ความเข้มข้นซึ่งเกี่ยวข้องกับพวกมันไม่สามารถละลายในความใกล้เคียงมาก ๆ กับจุดไม่ต่อเนื่องเพื่อการประเมินพฤติกรรมของสนามที่จุดไม่ต่อเนื่องค่าคงที่ความเสียมของคลื่นที่เลือนหายต้องถูกรวบค่าคงที่ความเสียมของโมด LSM_1 ถูกให้โดย

$$\alpha_{11} = \sqrt{(\pi/a)^2 - h_1^2} \quad (2.13)$$

และค่าคงที่ความเสียมของคลื่นที่แพร่กระจายในอากาศคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลลัพธ์ที่ได้ของสมการเหล่านี้ถูกแสดงในรูปที่ 2.7 ในลักษณะของเส้นโค้งค่าคงที่ความเสื่อมเท่าเทียม (equi-decay_constant curves) บนไดอะแกรมการทำงานสำหรับแท่งสตริปเทฟลอน (teflon, $\epsilon_r = 2.04$) เส้นโค้งการสูญเสียในการส่งผ่านเท่าเทียม (equi-decay_constant curves) มีรวมอยู่ด้วยในรูปที่ 2.7 ซึ่งจะพุดถึงในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 2.7 เส้นโค้งการสูญเสียในการส่งผ่าน (Transmission loss curves:---) ของโหมดแบบแผนคลื่นเป็นใหญ่ dominant LSM_{0n} และเส้นโค้งค่าคงที่ความเสื่อมของโหมด (mode decay-constant curves —) ของโหมด LSM_{1n} ที่ภาวะคัทออฟและทั้งของคลื่นที่ถูกแพร่กระจายวางซ้อนบนไดอะแกรมการทำงานด้วยเทฟลอน (teflon, $\epsilon_r = 2.04$) ถูกใช้เป็นวัสดุไดอิเล็กตริกของสตริป

แต่ละเส้นโค้งค่าคงที่ความเสื่อมเท่าเทียม (equi-decay_constant curves) ประกอบด้วยสององค์ประกอบ ส่วนหนึ่งสำหรับโหมด LSM_{1n} ในบริเวณด้านบนซึ่งระยะเส้นตั้งมากกว่า 0.5 และอีกส่วนหนึ่งสำหรับคลื่นที่ถูกแพร่กระจายในส่วนบริเวณต่ำกว่าที่เหลืออยู่ อย่างที่เห็นส่วนบนของเส้นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งในเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตเห็นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โค้งนี้ขนานกับเส้นวิกฤตโหมด LSM_1 ขณะที่ส่วนล่างขนานกับแกนตั้งซึ่งแสดงบริเวณกคการแพร่กระจาย ระยะห่างของแผ่นโลหะควรมากเท่าที่จะเป็นไปได้เพื่อลดการสูญเสียบนตัวนำในวงจร เนื่องจากการลดทอนในโหมดที่สูงกว่า (higher mode) ประมาณ 5dB/mm นั้นพอเพียงในทางปฏิบัติ ดังนั้นระยะห่างระหว่างเพลต ซึ่งได้จาก $a/\lambda_0 = 0.45$ ถูกแนะนำว่าเป็นทางเลือกที่ดีที่สุดตามรูปที่ 2.7 จากทั้งหมดที่กล่าวมาพอสรุปได้ว่า บนพื้นฐานของคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นและแบนด์วิธในการทำงานแบบแผ่นคลื่นเดี่ยว (single mode) สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบคือ $\epsilon_r < 6.8$ (threshold)

$$a/\lambda_0 = 0.45 \quad (2.16)$$

$$(b/\lambda_0) \sqrt{\epsilon_r - 1} \approx 0.4-0.5 \quad (2.17)$$



บทที่ 3

ทฤษฎีไมโครสตริป

3.1 บทนำ

ไมโครสตริปเป็นอุปกรณ์ที่มีความเหมาะสมในการใช้งานร่วมกับวงจรไมโครเวฟเป็นอย่างมาก เนื่องจากว่าไมโครสตริปมีแบบแผนการนำคลื่นที่เหมาะสมและมีลักษณะเด่นดังนี้

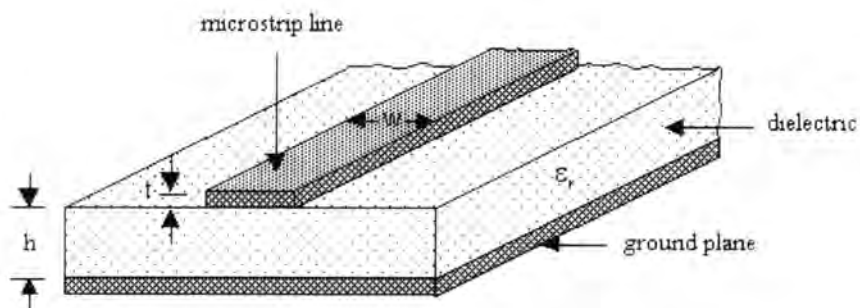
1. ง่ายต่อการประดิษฐ์บนพื้นฐานของ PCB เทคโนโลยี
2. มีน้ำหนักเบา
3. เข้ากันได้กับกระบวนการวงจรรวม (integrated circuit processes) ทั้งแบบโมโนลิติก (monolithic) และแบบไฮบริด (hybrid)
4. มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (characteristic impedance) อยู่ในย่านที่เหมาะสมในการใช้งาน
5. มีการสูญเสียต่ำ (low loss)
6. มีแบนด์วิธกว้าง (broad bandwidth)

3.2 ลักษณะทางเรขาคณิตของไมโครสตริป (Microstrip Geometries)

โครงสร้างพื้นฐานของไมโครสตริปนั้นสามารถที่จะแบ่งออกเป็นแบบต่างได้ โดยการพิจารณาจากลักษณะการปิดล้อมของบริเวณที่แตกต่างกัน โดยทั่วไปแล้วโครงสร้างของไมโครสตริปสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 แบบใหญ่ๆคือ

1. ไมโครสตริปแบบเปิด (open microstrip)
2. ไมโครสตริปแบบชีลด์ (shielded microstrip)
3. ไมโครสตริปแบบกล่อง (boxed microstrip)

โครงสร้างของไมโครสตริปแบบเปิด (open microstrip) จะมีลักษณะดังที่แสดงในรูป



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของไมโครสตริปแบบเปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเพื่อใช้ในการทำรายงานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างของไมโครสตริปแบบเปิดนี้ประกอบด้วยโครงสร้างหลัก 3 ส่วนคือ

1. แท่งตัวนำด้านบน
2. ไดอิเล็กตริกที่เป็นวัสดุฐานรอง (dielectric substrate)
3. ระบายสร้างเงา (ground plane)

ซึ่งในรูปที่ 3.1 นี้ พารามิเตอร์หลักที่นำมาใช้ในการออกแบบไมโครสตริปนั้นมี 4 พารามิเตอร์คือ

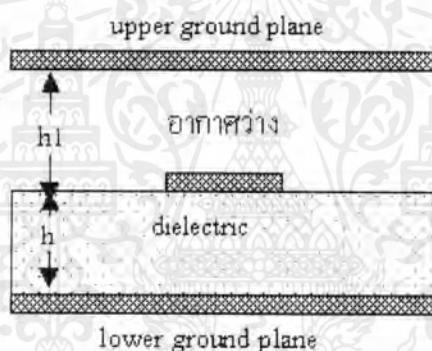
h : ค่าความหนาของไดอิเล็กตริกที่เป็นวัสดุฐานรอง (dielectric substrate)

w : ค่าความหนาของแผ่นตัวนำ

t : ค่าความหนาของแผ่นตัวนำ

ϵ_r : ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง

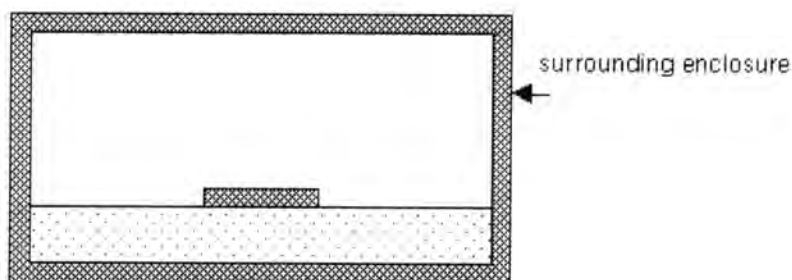
สำหรับโครงสร้างของไมโครสตริปแบบชิลด์ (shielded microstrip) แสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 โครงสร้างของไมโครสตริปแบบชิลด์

ลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริปแบบชิลด์คือ จะมีระบายสร้างเงา (ground plane) อยู่ที่ความสูงค่าหนึ่งเหนือสายส่งไมโครสตริป โดยด้านข้างจะเป็นลักษณะเปิด

สำหรับโครงสร้างของไมโครสตริปแบบกล่องนั้น (boxed microstrip) แสดงให้เห็นในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 โครงสร้างของไมโครสตริปแบบกล่อง

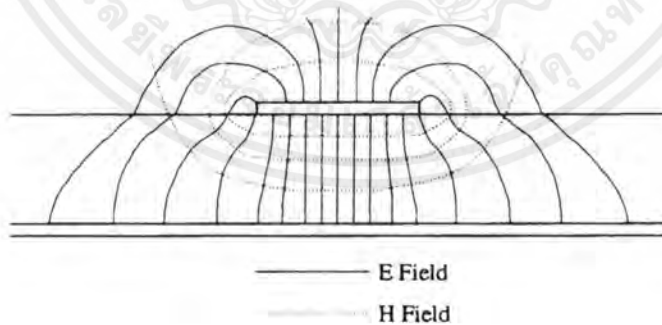
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริปไลน์แบบกล่องจะถูกปิดล้อมอย่างสมบูรณ์ในกราวด์โลหะที่อยู่รอบๆ

3.3 แบบแผนการทำงาน (Moding)

แบบแผนการนำคลื่นที่มีไดอิเล็กตริกเป็นเนื้อเดียวกัน (homogeneous dielectric) เช่นในท่อนำคลื่น (wave guide) หรือในสายโคแอกเซียล (coaxial line) จะมีความสามารถในการสนับสนุนโหมดของการแพร่กระจายคลื่นแบบแผนคลื่นเดียว (single mode) ได้เป็นอย่างดี ยกตัวอย่างเช่นในโหมด TE หรือ TEM แต่สำหรับในไมโครสตริปแล้วจะเป็นระบบไดอิเล็กตริกผสม (mixed dielectric system) โดยมีไดอิเล็กตริกชนิดแข็งอยู่ด้านล่างและมีไดอิเล็กตริกที่เป็นอากาศอยู่ด้านบนสายส่งไมโครสตริป ซึ่งระบบนี้สามารถสนับสนุนกับโหมดการแพร่กระจายคลื่นแบบมัลติโหมด (multi mode) ที่เฉพาะความถี่ค่าใดค่าหนึ่งเท่านั้น สำหรับโหมดการแพร่กระจายคลื่นลักษณะนี้จะกำหนดจากความไม่ต่อเนื่องในโครงสร้างไดอิเล็กตริก

อย่างไรก็ตามแบบรูป (pattern) ของสนามในไมโครสตริปนั้นกลุ่มของพลังงานจะถูกส่งไปในโหมดที่คล้ายกับโหมด TEM แต่ก็ไม่ใช่โหมด TEM เสียทีเดียว ซึ่งโหมดของการแพร่กระจายคลื่นในไมโครสตริปมักจะถูกอ้างอิงบ่อยๆ กับโหมดที่เรียกว่า “quasi-TEM” โดยแบบรูปของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แบบรูปของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง TEM (Quasi-TEM) ในไมโครสตริปแบบเปิด

ในโหมด quasi-TEM นี้คล้ายกับว่ามันไม่มีการเปลี่ยนแปลงของความถี่ในแบบรูปเลย แต่ในความเป็นจริงแล้วการพิจารณาที่แบบแผนคลื่นไฮบริด (hybrid mode) ความถี่จะเพิ่มขึ้นเหมือนเช่นการกลับปลิงในระหว่างที่มีการเปลี่ยนแปลงไปยังโหมดที่สูงขึ้น ผลที่เกิดขึ้นต่อมาก็คือจะมีการเอกลำรับเป็นเอกลำรับที่ส่งวิ่งไว้สำหรับเพื่อการเชิงในเพื่อการหาค่าเท่านั้น ไม่นับอยู่แต่เห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รวมกันของสนามภายใต้การนำกระแสของแท่งตัวนำ (strip) ซึ่งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กนี้ จะมีความสัมพันธ์กับพารามิเตอร์ของวงจร โดยผ่านสมการแรงดันและกระแสดังนี้

$$V = \int E \cdot dl, I = \int H \cdot dl \quad (3.1)$$

3.4 พารามิเตอร์พื้นฐาน (Basic parameter)

พารามิเตอร์พื้นฐานที่สำคัญสำหรับโครงสร้างของการนำคลื่นคือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (characteristic impedance) Z_0 , ค่าคงที่เฟส (phase constant) β , และค่าความยาวคลื่นของไกด์ (guide wavelength) λ_g โดยความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ 2 ตัวหลังคือ

$$\beta = 2\pi/\lambda_g \quad (3.2)$$

สำหรับค่าคงที่การแพร่กระจาย (propagation constant) γ , ถูกสร้างจากค่าคงที่เฟส และ ค่าคงที่การลดทอน (attenuation constant) โดยมีสมการดังนี้

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (3.3)$$

เราจะพิจารณาที่การสูญเสียต่ำสุดในกรณี $\alpha = 0$ ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (characteristic impedance) ของสายส่งที่มีการสูญเสียต่ำสุดนั้นกำหนดจากสมการคือ

$$Z_0 = \sqrt{L/C} \quad (3.4)$$

ในที่นี้ L และ C คือค่าความนำ (inductance) และค่าความจุ (capacitance) ต่อหน่วยความยาวของสายส่งตามลำดับ ในส่วนของวัสดุฐานรอง (substrate) ที่ไม่มีสนามแม่เหล็กจะยังคงไม่คำนึงถึงค่า L ในไดอิเล็กตริก ดังนั้นจากสมการที่ (3.3) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$Z_0 = \frac{1}{v_p C} \quad (3.5)$$

โดยที่ v_p คือค่าความเร็วเฟส (phase velocity) = $\frac{1}{\sqrt{LC}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับสายส่งที่มีไดอิเล็กตริกเป็นอากาศจะมี $\epsilon_r = 1$ (ปกติแล้วไม่ใช่กรณีของสายส่งไมโครสตริป) จะได้

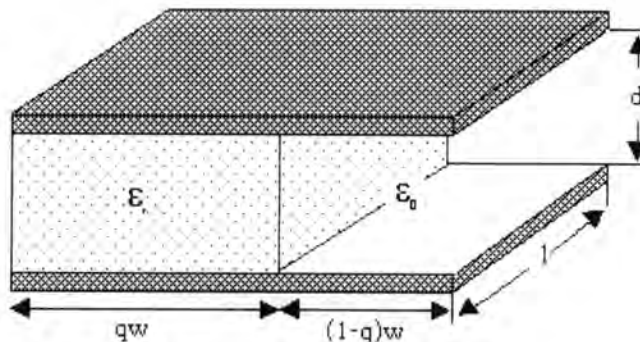
$$Z_{01} = \sqrt{\frac{L}{CI}} = \frac{1}{cCI} \quad (3.6)$$

โดยที่ c คือค่าความเร็วของแสงในสุญญากาศ และ CI คือค่าความจุ (capacitance) เมื่อ $\epsilon_r = 0$ จากสมการที่ผ่านมาสามารถจัดใหม่ได้เป็นดังนี้

$$Z_{01} = \frac{1}{c\sqrt{CC}} \quad (3.7)$$

จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (characteristic impedance) ของโครงสร้างสายส่งสามารถคำนวณได้ในกรณีที่ทราบค่าความจุ (capacitance) ในชั้นไดอิเล็กตริก ปัญหาที่เกิดขึ้นต่อมาก็คือว่าเราจะคำนวณค่าความจุนี้ได้อย่างไร ได้มีการนำเสนอเทคนิคการแก้ปัญหของสนามสถิตที่มีการจำกัดบริเวณการแพร่กระจายแตกต่างกัน หรือการเปลี่ยนรูปให้ตรงกัน (conformal transformation) ของรูปทรงเรขาคณิตไปเป็นส่วนที่ใกล้เคียงกับโครงสร้างแบบเพลตขนาน

ต่อมาได้มีการสรุปผลว่าจากเทคนิคพื้นฐานดังกล่าวไม่สามารถประยุกต์ใช้ได้โดยตรงกับไมโครสตริปเนื่องจากว่ามีพลังงานบางส่วนสะสมอยู่ในไดอิเล็กตริก เราจะต้องแปลงรูปแบบโครงสร้างนี้ไปเป็นโครงสร้างของตัวเก็บประจุ (capacitor) ที่มี ไดอิเล็กตริกเพียงบางส่วนบรรจุอยู่ภายในดังที่แสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 รูปแบบเพลตขนานที่เปลี่ยนมาจากโครงสร้างของไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนของไดอิเล็กตริกที่บรรจุอยู่ในตัวเก็บประจุนั้นจะขึ้นอยู่กับลักษณะทางเรขาคณิตของไมโครสตริปต้นแบบ โดยเฉพาะกับอัตราส่วนของความกว้างของสายส่ง (line width) ต่อความหนาของวัสดุฐานรอง (substrate thickness) จำนวนของไดอิเล็กตริกส่วนนี้ถูกกำหนดโดยค่าฟิลลิ่งแฟกเตอร์ (filling factor), q ซึ่งกำหนดจากสัดส่วนของความกว้างทั้งหมดของตัวเก็บประจุที่มีไดอิเล็กตริกบรรจุอยู่ โดยค่าความจุรวม (total capacitance) ได้จากผลรวมของค่าความจุทั้งสองส่วนดังนี้คือ

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{d} qwl + \frac{\epsilon_r}{d} (1 - q)wl = \frac{\epsilon_0 wl}{d} [1 + q(\epsilon_r - 1)] = \epsilon_{\text{eff}} \frac{\epsilon_0 A}{d} = \epsilon_{\text{eff}} Cl \quad (3.8)$$

หรือจะได้ว่า

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{C}{Cl} \quad (3.9)$$

และจากสมการที่ (3.6) , (3.7) และ (3.9) จะได้ความสัมพันธ์คือ

$$Z_{\text{in}} = \frac{Z_{01}}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (3.10)$$

โดยที่ ϵ_{eff} คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (effective dielectric constant) เป็นค่าที่ใช้ในการพิจารณาเกี่ยวกับการแพร่กระจายของสนามและการเดินทางของคลื่นในสายส่งสัญญาณ การกำหนดค่า ϵ_{eff} จะกำหนดจาก

$$\epsilon_{\text{eff}} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (3.11)$$

ค่า ϵ_{eff} ในไมโครสตริปไลน์เป็นพารามิเตอร์ที่มีความสำคัญมากโดยมีการจำกัดค่า $\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2}$ (กรณีที่มี $q = 0.5$) ซึ่งในกรณีนี้เป็นสายส่งที่แคบมากๆ โดยที่พลังงานจะเกิดในบริเวณไดอิเล็กตริกกับอากาศเท่าๆกัน และค่า $\epsilon_{\text{eff}} \cong \epsilon_r$ (กรณีที่มี $q = 1$) เป็นสายส่งที่กว้างมากๆ โดยพลังงานทั้งหมดจะสะสมอยู่ในไดอิเล็กตริก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการ closed form ที่นำมาใช้ในการคำนวณหาค่า ϵ_{eff} และ Z_{01} เพื่อที่จะหาค่าอิมพีแดนซ์
คุณลักษณะ Z_0 ของสายส่งไมโครสตริปนั้นจะได้จาก

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad ; \frac{w}{h} \leq 1$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-1/2} \quad ; \frac{w}{h} \geq 1 \quad (3.12)$$

และ

$$Z_{01} = 60 \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \quad ; \frac{w}{h} \leq 1$$

$$Z_{01} = \frac{120 \pi}{\frac{w}{h} + 2.42 - 0.44 \frac{w}{h} + \left(1 - \frac{h}{w} \right)^6} \quad ; \frac{w}{h} \geq 1 \quad (3.13)$$

ยังมีในกรณีที่ต้องการความถูกต้องในการคำนวณสูตรอื่นๆที่นำมาใช้มากที่สุด โดยสมการ
นี้จะนำค่าของ effective width มาเกี่ยวข้องในการคำนวณด้วยคือ

$$Z_{01} = 60 \ln \left(\frac{8h}{w_e} + \frac{w_e}{4h} \right) \quad ; \frac{w}{h} \leq 1$$

$$Z_{01} = \frac{120 \pi}{\frac{w_e}{h} + 1.393 + 0.677 \ln \left(\frac{w_e}{h} + 1.444 \right)} \quad ; \frac{w}{h} \geq 1 \quad (3.14)$$

ค่า effective width (w_e) กำหนดจากสมการ

$$w_e = w + \frac{1.25t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right) \quad ; \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$w_c = w + \frac{1.25t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) \quad ; \quad \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \quad (3.15)$$

โดยที่ค่า effective width (w_c) คือผลที่เกิดเนื่องจากผลของฟริงกิ้ง (fringing effect) สำหรับสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบเปิด (open microstrip) ที่มีไดอิเล็กตริกไม่เอกพันธ์หรือไม่เป็นเนื้อเดียวกันปกติก็เป็นวัสดุฐานรองกับอากาศ

เทอมที่เพิ่มเติมเข้าสำหรับการคำนวณค่าที่ถูกต้องสำหรับค่าคงที่ ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล ϵ_{eff} คือเทอม zero-thickness

$$\Delta\epsilon_{\text{eff}} = \frac{(\epsilon_r - 1)t/h}{4.6\sqrt{w/h}} \quad (3.16)$$

ดังนั้นค่าที่แท้จริงสำหรับค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลที่ใช้ในการคำนวณจะได้จากการลบค่าในเทอมของ zero-thickness ออกไปจะได้ว่า

$$\epsilon_{\text{eff}}(t) = \epsilon_{\text{eff}} - \Delta\epsilon_{\text{eff}}(t) \quad (3.17)$$

ยังมีสูตรที่สร้างเป็นเงื่อนไขในกรณีที่เราต้องการคำนวณหาค่าความกว้างของสายส่ง โดยที่เรารู้ค่า Z_0 และ ϵ_r (โดยปกติแล้วจะใช้กรณีนี้มาก) สำหรับสูตร closed form อย่างง่ายที่นำมาใช้นั้นเป็นการให้โดย WHEELER คือ

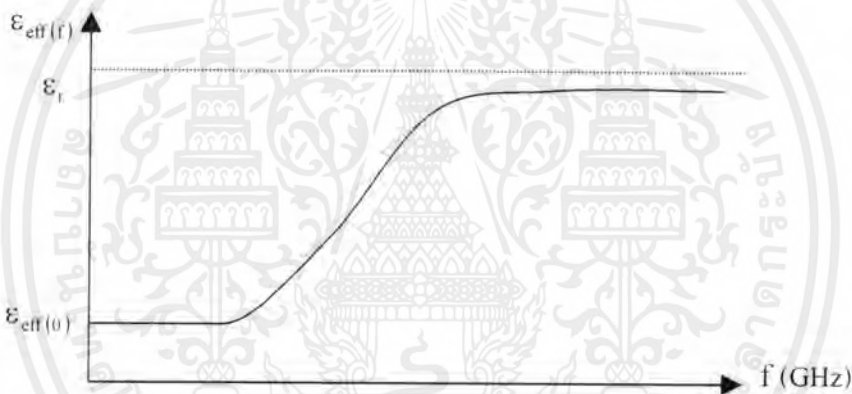
$$\frac{w}{h} = 8 \frac{\sqrt{\left[\exp\left(\frac{Z_0}{42.4} \sqrt{\epsilon_r + 1}\right) - 1 \right] \frac{7 + 4/\epsilon_r}{11} + \frac{1 + 1/\epsilon_r}{0.18}}{\left[\exp\left(\frac{Z_0}{42.4} \sqrt{\epsilon_r + 1}\right) - 1 \right]} \quad (3.18)$$

สำหรับในกรณีของไมโครสตริปแบบชีลด์ (shielded microstrip) มีความยุ่งยากในการวิเคราะห์มาก โดยสมการคำนวณทางคณิตศาสตร์ที่มีความเชื่อถือนั้นให้โดย BAYANT และ WEISS และสมการ close form ซึ่งให้โดย BAHL ซึ่งในที่นี้จะยังไม่กล่าวถึงในรายละเอียด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 การกระจายตามความถี่ในไมโครสตริป (Dispersion in Microstrip)

ที่กล่าวก่อนหน้านี้จริงๆ แล้วพารามิเตอร์ของสายส่งไมโครสตริปจะไม่ใช่ค่าคงที่กับความถี่ ค่า λ ที่เพิ่มขึ้นมากทำให้ค่ากำลังงานของแบบแผนคลื่นไฮบริดอยู่อย่างหนาแน่นในบริเวณโครงสร้างของไดอิเล็กตริก ซึ่งเราสามารถจำลองค่าการเพิ่มขึ้นของ ϵ_{eff} กับความถี่ f ได้ เพราะฉะนั้นค่า β , v_p , λ_g และ Z_0 ทั้งหมดก็จะเป็นฟังก์ชันของความถี่ด้วย เส้นโค้งของ λ_g เทียบกับ f เป็นเส้นโค้งที่แยกออกจากฟังก์ชันรวมของไมโครสตริป ซึ่งรูปร่างโดยคร่าวๆ ของเส้นโค้ง ϵ_{eff} เป็นดังที่แสดงในรูปที่ 3.6 โดย $\epsilon_{\text{eff}(0)}$ เป็นค่าสำหรับกรณีที่ความถี่เป็นศูนย์ (zero frequency) ค่า ϵ_{eff} จะคงที่อยู่ที่ค่านี้แม้ว่าความถี่จะเพิ่มขึ้นเป็นค่าต่างๆ (GHz) ก็ตามและจะเริ่มเพิ่มค่าสูงขึ้นไปสู่ค่า ϵ_r ที่ความถี่สูงขึ้นไปมาก



รูปที่ 3.6 การเปลี่ยนแปลงค่าของสภาพยอมประสิทธิผล (effective permittivity) กับความถี่

รูปร่างของเส้นโค้งนี้เป็นการประมาณค่าโดย GETSINGER จากสมการ

$$\epsilon_{\text{eff}(f)} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{\text{eff}(0)}}{1 + G(f/f_p)^2} \quad (3.19)$$

โดยที่

$$f_p = \frac{Z_0}{2\mu_0 h}$$

และ G เป็นฟังก์ชันที่ไม่อิสระบนค่าคงที่และความหนาของไดอิเล็กตริก เช่น ไดอิเล็กตริก

ที่มีค่า $\epsilon_r = 9.9$ และ $h = 0.635$ (เฉพาะค่าต้นแบบสำหรับวัสดุฐานรองที่เป็นอลูมิน่า (alumina))
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ลงนามไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้นและไม่ควรใช้ในการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้

$$G = 0.6 + 0.009 Z_0$$

ซึ่งค่า G นั้นจะแตกต่างกันขึ้นอยู่กับชนิดของไดอิเล็กตริกที่นำมาใช้ปกติแล้วสูตรที่ใช้ประมาณค่าซึ่งให้โดย Balh,I.J. คือ

$$G = \left(\frac{Z_0 - 5}{60} \right)^{1/2} + 0.004 Z_0$$

3.6 การเปลี่ยนแปลงค่าของ Z_0 กับความถี่ (variation of Z_0 with frequency)

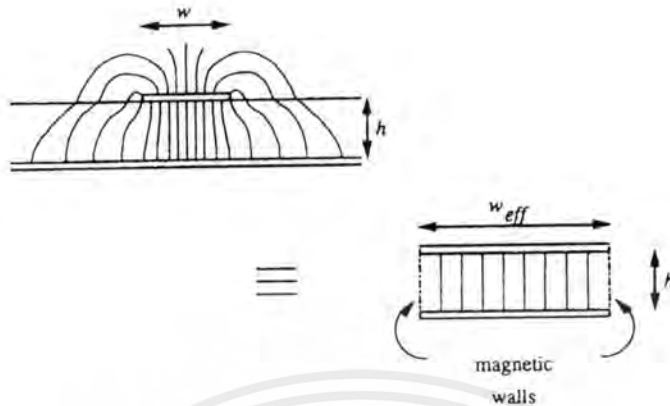
ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (characteristic impedance) จะมีการเปลี่ยนแปลงค่าได้ในหลายๆ ทางกับความถี่ที่ไม่อิสระบนคุณลักษณะทางเรขาคณิตและค่าคงที่ไดอิเล็กตริก จะยกเอาสมการที่ (3.20) ถึง (3.23) โดยลำดับแรกจะกำหนดค่า effective width (w_e) และต่อมาเป็นการจำลองแบบไมโครสตริปที่มีโครงสร้างเป็นแบบท่อนำคลื่นระนาบ (planar waveguide) ดังที่แสดงในรูปที่ 3.7 ค่า effective waveguide width เป็นการให้จาก

$$w_e = \frac{120 \pi h}{Z_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (3.20)$$

ต่อมาใช้สมการความถี่คัทออฟ (cut-off frequency) สำหรับโครงสร้างที่เป็น higher order mode จะได้

$$f_c = \frac{c}{2 w_e \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (3.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 วงจรเทียบเคียงท่อนำคลื่นแบบระนาบของไมโครสตริป

ค่า effective width ที่เป็นฟังก์ชันของความถี่คือ

$$w_e(f) = w - \frac{w_e - w}{1 + (f/f_c)^2} \quad (3.22)$$

ซึ่งเมื่อแทนลงในสมการ 2.20 จะได้ว่า

$$Z_o(f) = \frac{120 \pi h}{w_e(f) \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}(f)}} \quad (3.23)$$

3.7 การสูญเสียในไมโครสตริป (losses in microstrip)

กำลังงานสูญเสีย (power loss) ในโครงสร้างของไมโครสตริปมีอยู่ 4 ส่วนประกอบหลักคือ

- 1) การสูญเสียในตัวนำ (conductor loss)
- 2) การสูญเสียในไดอิเล็กตริก (dielectric loss)
- 3) การสูญเสียเนื่องจากการแผ่กระจาย (radiation loss)
- 4) การแผ่กระจายของคลื่นผิว (surface wave propagation)

สองอย่างแรกคือผลที่จางหายไปโดยมันจะสัมพันธ์กับรูปแบบของตัวสายส่งไมโครสตริปเอง และสองอย่างถัดมาคือสิ่งที่ปะปนเข้ามาซึ่งจะปรากฏในไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องเท่านั้น (เช่น การโค้งงอ ความไม่สม่ำเสมอของระยะในควมกว้างอื่นๆ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งมอบไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสูญเสียที่กระจายออกไปนั้นเป็นผลจากการรวมกันในรูปแบบของค่าคงที่การลดทอน (attenuation constant), α และส่วนจริงของค่าคงที่การแพร่กระจาย (propagation constant), γ โดยแฟคเตอร์ Q สามารถนิยามได้ซึ่งมันจะสัมพันธ์กับค่า α คือ

$$Q = \frac{\pi}{\alpha \lambda_g} \quad (3.24)$$

3.7.1 การสูญเสียในตัวนำ (conductor loss)

การสูญเสียนี้มันจะสัมพันธ์กับค่าความนำที่จำกัดของสตริปและระนาบสร้างเงา (ground plane) สมการแสดงผลที่เกิดขึ้นนี้สามารถได้มาจาก

$$\alpha_c = 0.072 \frac{\sqrt{f}}{w Z_0} \lambda_g \quad (\text{dB/wavelength}) \quad (3.25)$$

โดยที่ f มีหน่วยเป็น GHz และ Z_0 มีหน่วยเป็นโอห์ม ซึ่งค่าที่อยู่บน \sqrt{f} เป็นสิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึง ความจริงแล้วสูตรนี้มักจะให้ผลที่มีความถูกต้องได้น้อยในกรณีที่ผิวโลหะไม่เรียบ ดังนั้นควรจะทำการศึกษาในข้อนี้ด้วย การปรับเปลี่ยนสมการควรจะใช้เป็น

$$\alpha_c' = \alpha_c \left[1 + \frac{2}{\pi} \tan^{-1} \left(1 + \left(\frac{\Delta}{\delta_s} \right)^2 \right) \right] \quad (3.26)$$

Δ คือ r.m.s. ของผิวที่ขรุขระ

δ_s คือค่าความลึกผิว (skin depth)

โดยที่

$$\delta_s = \frac{1}{\sqrt{\pi f \sigma \mu}} \quad (3.27)$$

ซึ่ง σ คือค่าความนำ (conductivity) และ μ คือค่าความซึมซาบได้ (permeability) ของโลหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7.2 การสูญเสียที่ไดอิเล็กตริก (dielectric loss)

เทอมของส่วนประกอบค่าคงที่ไดอิเล็กตริกซึ่งแทนการสูญเสียในไดอิเล็กตริกคือ

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (3.28)$$

ปกติแล้ว $\epsilon'' \ll \epsilon'$ และส่วนประกอบจินตภาพสามารถจะละทิ้งไปได้ โดยมากแล้วเราจะใช้ส่วนประกอบที่เรียกว่า $\tan \delta$ บ่อยๆซึ่งเป็นการให้จาก

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (3.29)$$

เพื่อที่จะแทนหาผลการสูญเสียนี้สมการที่ใช้เพื่อที่จะได้ค่านี้ออกมามีรูปแบบอย่างง่ายคือ

$$\alpha d = 27.3 \epsilon_r (\epsilon_{cm} - 1) \tan \delta \quad (\text{dB/wavelength}) \quad (3.30)$$

โดยที่ค่าการลดทอนรวมได้มาจาก

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d \quad (3.31)$$

แต่ปกติแล้วค่า α จะให้มาในหน่วย (nepers/m) โดยที่ 1 neper(Np) = 8.686 dB ดังนั้นจะต้องคำนวณค่า α ตามมาตรฐาน

3.7.3 การสูญเสียที่ปะปนเข้ามา (parasitic losses)

การสูญเสียที่ปะปนเข้ามามีอยู่ 2 รูปแบบคือ

1) การแผ่กระจาย (radiation)

มีสาเหตุจากความไม่ต่อเนื่องในไมโครสตริปสามารถคำนวณค่าได้โดยโครงสร้างที่ถูกปิดล้อม

2) คลื่นผิว (surface wave)

มีบริเวณขอบเขตที่รอยต่อของวัสดุฐานรองกับอากาศและจะเกิดขึ้นอีกครั้งเนื่องจากความไม่ต่อเนื่อง สามารถวัดค่าได้โดยการตัดร่องในผิวของวัสดุฐานรองใกล้กับบริเวณที่ไม่ต่อเนื่องออกไป

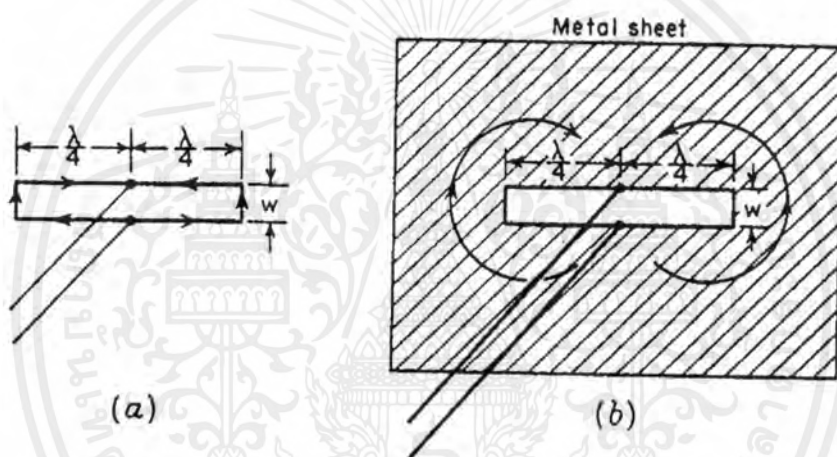
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

สายอากาศแบบร่อง (SLOT ANTENNAS)

4.1 บทนำ

สายอากาศที่แสดงในรูปที่ 4.1a ประกอบด้วยสตริปรีโซแนนซ์ ขนาด $1/4$ ความยาวคลื่น 2 ชุดต่ออยู่กับสายส่งแบบคู่ขนาน (two-wire) ซึ่งเป็นตัวแผ่กระจายคลื่นที่ด้อยประสิทธิภาพ สายส่งทั้งสองนี้ถูกแยกออกจากกันเล็กน้อย ($w \ll \lambda$) และนำกระแสในลักษณะต่างเฟส ดังนั้นสนามเหล่านี้จะถูกหักล้างไป



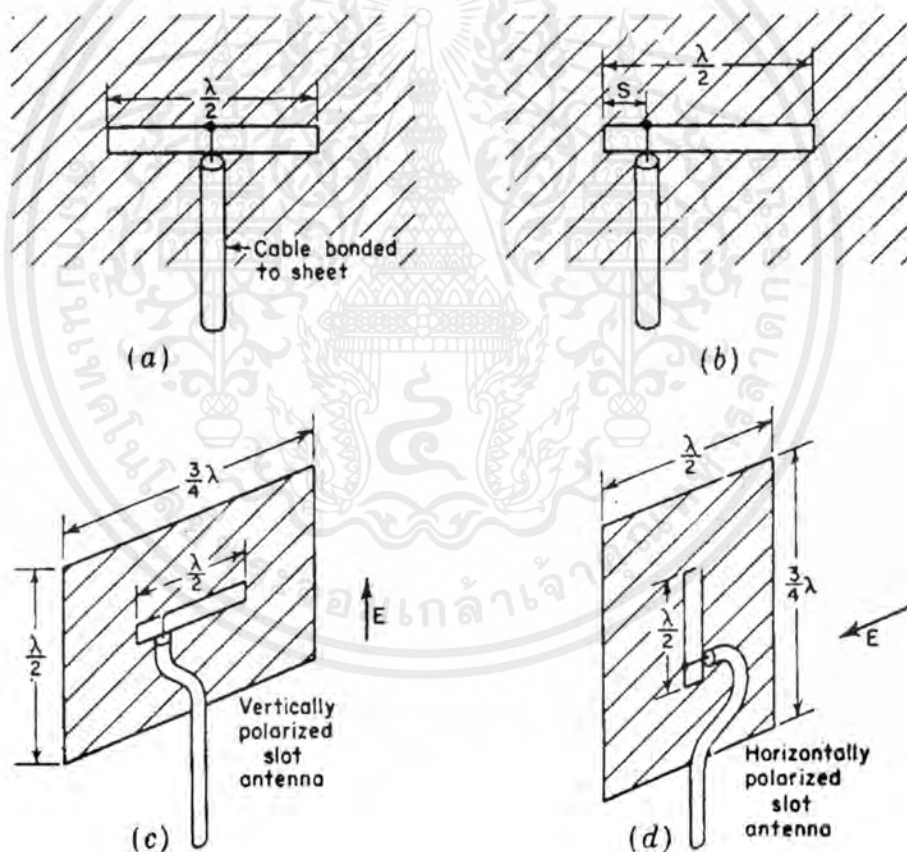
รูปที่ 4.1 (a) สตริปขนาด $1/4$ ความยาวคลื่นที่ต่อแบบขนาน (b) สายอากาศแบบร่องอย่างง่าย

ที่ปลายสายทั้งสองด้าน จะนำกระแสในเฟสเดียวกัน แต่เช่นเดียวกันมันจะมีประสิทธิภาพในการแผ่กระจายในระยะสั้นๆ เท่านั้น ซึ่งในที่นี้อาจจะมีกระแสเป็นจำนวนมากต้องการที่จะแผ่กระจายกำลังงานออกไป สายอากาศในรูปที่ 4.1b ขวามือเป็นตัวแผ่กระจายคลื่นที่มีประสิทธิภาพมากในกรณีนี้ร่องจะถูกตัดในโลหะแผ่นบางซึ่งถูกกำหนดให้มีขนาด $1/2$ ความยาวคลื่น แม้ว่าความกว้างของร่องจะมีขนาดเล็กมากก็ตาม ($w \ll \lambda$) กระแสจะไม่อยู่ในขอบเขตที่ขอบของร่องเท่านั้นแต่จะแผ่ขยายออกไปบนแผ่นโลหะ นี่คือชนิดของสายอากาศแบบร่อง (SLOT ANTENNA) อย่างง่าย การแผ่กระจายคลื่นจะเกิดขึ้นจากทั้งสองแผ่นเท่า ๆ กัน ถ้าร่องอยู่ในแนวอนดิ่งที่เห็นในรูปการแผ่กระจายจะตั้งฉากกับแผ่นโลหะโดยมีโพลาไรด์แนวตั้ง

สายอากาศแบบร่องอาจจะเหมาะสมในการส่งกำลังงานกับสายส่งโคแอกเชียลดังที่แสดงในรูปที่ 4.2a ซึ่งตัวนำด้านนอกเป็นเงื่อนไขเดียวกันกับแผ่นโลหะ ขณะที่ความต้านทานที่ต่อตรงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กึ่งกลางของร่องเรโซแนนซ์ขนาด $1/2$ ความยาวคลื่นในแผ่นโลหะขนาดใหญ่มีค่าประมาณ 50 โอห์ม และอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งโคแอกเซียลปกติแล้วจะมีค่าน้อยมาก สำหรับการป้อนแบบอยู่นอกศูนย์กลาง (off-set feed) ดังแสดงในรูปที่ 4.2b อาจจะใช้จัดเตรียมเพื่อให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีได้ สำหรับสายโคแอกเซียล 50 โอห์มนั้นระยะของ S ควรมีค่าประมาณ $1/20$ ความยาวคลื่น สายอากาศแบบร่องที่ป้อนโดยสายโคแอกเซียลวิธีการป้อนนี้จะแสดงให้เห็นในรูปที่ 4.2c และ d การแพร่กระจายคลื่นที่ตั้งฉากกับแผ่นโลหะจากร่องที่อยู่ในแนวราบรูปที่ 4.2c จะให้โพลาไรซ์แนวตั้ง (VERTICALLY POLARIZED) ขณะที่การแพร่กระจายคลื่นที่ตั้งฉากกับแผ่นโลหะที่ร่องอยู่ในแนวตั้ง (รูปที่ 4.2d) จะเป็นโพลาไรซ์แนวราบ (HORIZONTAL POLARIZED) ซึ่งร่องอาจจะมีขนาดความยาว $1/2$ ความยาวคลื่นดังที่แสดงหรือมากกว่านี้ก็ได้

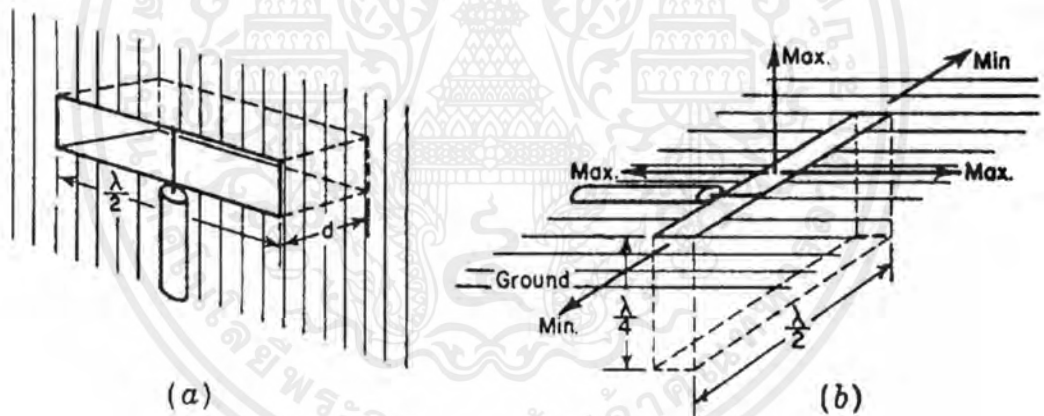


รูปที่ 4.2 สายอากาศแบบร่องที่ป้อนโดยสายส่งโคแอกเซียล

โลหะแผ่นราบที่มีร่องขนาด $1/2$ ความยาวคลื่นจะมีการแพร่กระจายคลื่นเท่า ๆ กันทั้งสองด้านของแผ่นอย่างไรก็ตามถ้าร่องมีขนาดใหญ่มาก ๆ (เป็นอนันต์ในอุดมคติ) และมีกล่องอยู่ข้างใน ดังที่เห็นในรูปที่ 4.3 การแพร่กระจายคลื่นจะปรากฏที่ด้านใดด้านหนึ่งเท่านั้น ถ้าหากว่าความลึก d เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญัตินี้เห็นไปเซประยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของกล่องมีขนาดเหมาะสม ($d \sim \lambda/4$ สำหรับร่องแบบบาง) จะทำให้ไม่เห็นค่า susceptance (susceptance) ที่ต่อแบบขนานปรากฏวางอยู่ที่จุดต่อ ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ที่จุดต่อของร่องเรโซแนนซ์ขนาด $1/2$ ความยาวคลื่นจะไม่มีค่ารีแอกทีฟและจะประมาณว่ามีค่าเป็น 2 เท่าจากที่ไม่มีกล่องหรือประมาณ 1,000 โอห์ม

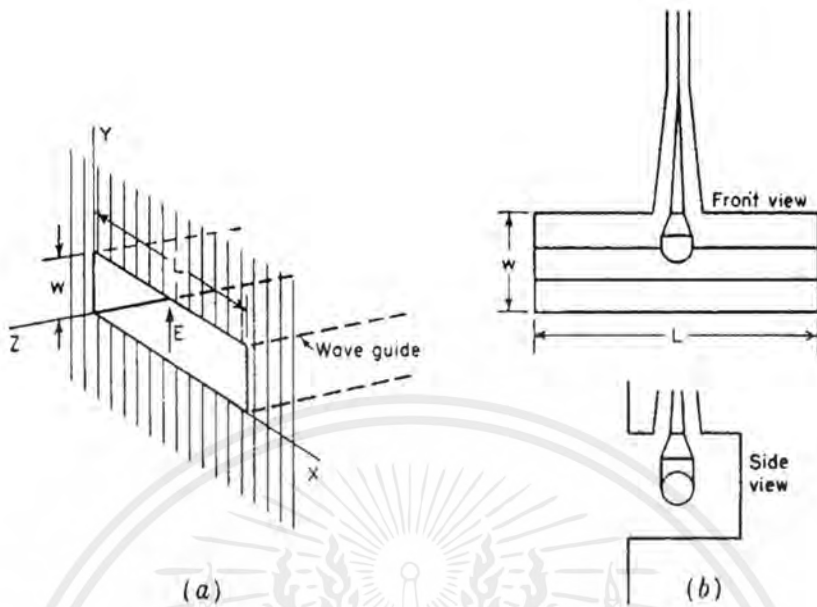
กล่องที่อยู่ข้างในสายอากาศแบบร่องอาจจะถูกประยุกต์ใช้ที่ความยาวคลื่นมากๆ โดยใช้กราวด์ที่เป็นตัวนำแผ่นราบและโพรงที่ขุดมีขนาดความยาว $1/2$ ความยาวคลื่นและลึก $1/4$ ความยาวคลื่นดังที่แสดงในรูปที่ 4.3b เพื่อที่จะแก้ไขให้กราวด์นำกระแสได้ดีขึ้นนั้นควรจะเอาใจใส่ในเรื่องผนังของโพรงที่ขุดและกราวด์รอบๆ ร่องจะต้องสามารถครอบคลุมอยู่กับแผ่นทองแดงหรือฉนวนหลังได้ทั้งหมด การแพร่กระจายคลื่นจะมีค่าสูงสุดในทุกทิศทางในมุมที่เหมาะสมกับร่องและเป็นศูนย์ตามระนาบกราวด์ในทิศตามขอบของร่องดังที่แนะนำในรูปที่ 4.3b การแพร่กระจายคลื่นตามระนาบกราวด์เป็น โพลาริซแบบแนวตั้ง (vertically polarized)



รูปที่ 4.3 (a) สายอากาศแบบร่องที่มีกล่องอยู่ด้านใน (b) ทิศทางของสนามการแพร่กระจาย

การแพร่กระจายคลื่นจากเพียงด้านเดียวของแผ่นราบขนาดใหญ่อาจจะได้จากการป้อนร่องเข้ากับท่อนำคลื่น (waveguide) ดังที่แสดงในรูปที่ 4.4a ซึ่งเป็นการส่งคลื่นผ่านท่อนำคลื่นในโหมด TE_{10} ทิศทางของสนามไฟฟ้า E เป็นดังที่แสดงให้เห็น ขนาดความกว้าง L ของท่อนำคลื่นจะต้องมีค่ามากกว่า $1/2$ ความยาวคลื่นเพื่อที่จะสามารถส่งถ่ายพลังงานได้ แต่ควรที่จะน้อยกว่า 1 ความยาวคลื่นเพื่อที่จะสามารถคอดโมดการส่งสัญญาณที่อันดับสูงขึ้น โดยร่องแนวราบดังที่แสดงนั้นการแพร่กระจายคลื่นจะตั้งฉากกับแผ่นโลหะเป็น โพลาริซแบบแนวตั้ง

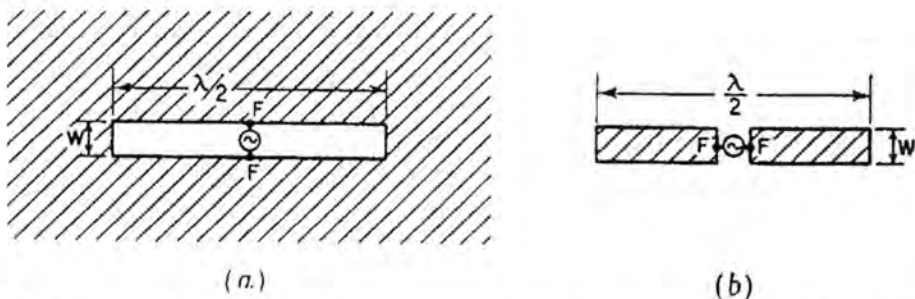
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 (a) การป้อนร่องเข้ากับท่อนำคลื่น (b) ร่องที่ป้อนแบบ T

4.2 แบบรูปของสายอากาศแบบร่องในโลหะแผ่นราบ (patterns of slot antennas in flat sheets)

พิจารณาสายอากาศแบบร่องแนวตั้งขนาด $1/2$ ความยาวคลื่นที่มีขนาดความกว้างเป็น w ในแผ่นตัวนำสมบูรณ์แบบที่มีขอบเขตจำกัดดังที่เห็นในรูป 4.5a ซึ่งแผ่นนี้มีการกระจายพลังงานที่จุดต่อ FF โดยหลักแล้วจะถือว่าเป็นแบบรูปการแพร่กระจายของร่องนั้นมีลักษณะเช่นเดียวกับไดโพลคู่ประกอบแนวนราบ (complementary horizontal) ในรูปที่ 4.5b แต่ทั้งสองแบบก็ยังมีหลายอย่างที่แตกต่างกันคือ 1)สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะสลับเปลี่ยนกันและ 2)องค์ประกอบสนามไฟฟ้าของร่องที่ตั้งฉากกับแผ่นโลหะจะไม่ต่อเนื่องกันจากด้านใดด้านหนึ่งของแผ่น ไปยังด้านอื่น ๆ ซึ่งทิศทางของสนามจะอยู่ในลักษณะตรงข้ามกัน องค์ประกอบวิถีสัมผัส (tangential component) ของสนามแม่เหล็กก็เป็นลักษณะที่ไม่ต่อเนื่องเช่นเดียวกัน

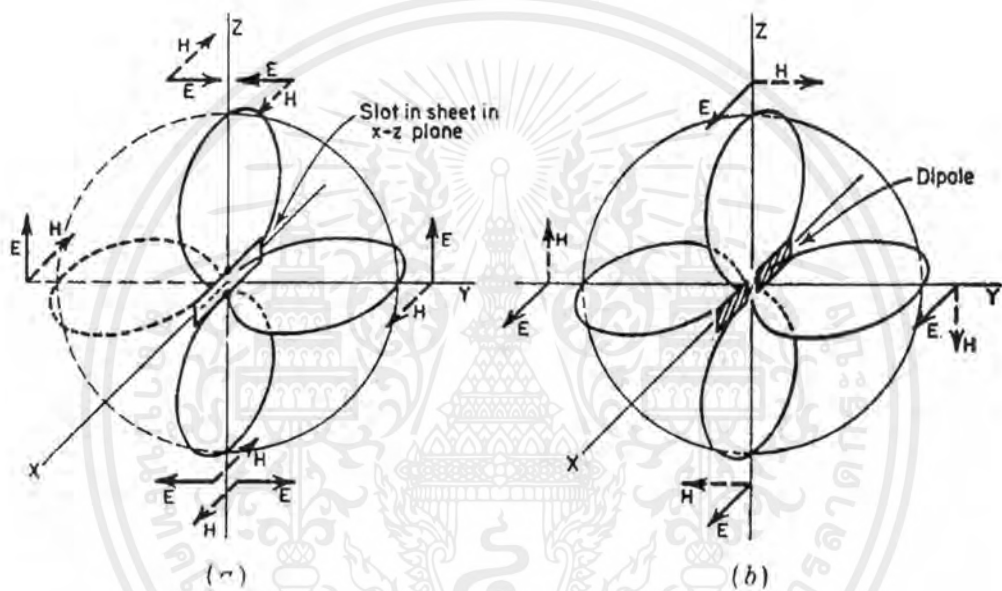


รูปที่ 4.5 (a) ร่องขนาด $1/2$ ความยาวคลื่นในแผ่นระนาบอนันต์ (b) สายอากาศไดโพลคู่ประกอบ

ขนาด $1/2$ ความยาวคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบรูปของร่องและไดโพลคู่ประกอบ (complementary dipole) ขนาด $\frac{1}{2}$ ความยาวคลื่นจะถูกเปรียบเทียบกันในรูปแบบที่ 4.6 โดยโลหะแผ่นราบขนาดอนันต์ถูกวางให้ตรงกันในระนาบ $x-z$ และมีทิศทางยาวของร่องวางอยู่ในทิศทางแกน x (รูปที่ 4.6a) ไดโพลคู่ประกอบถูกวางอยู่ในแนวแกน x (รูปที่ 4.6b) โดยแบบรูปการแพร่กระจายของสนามมีรูปทรงเป็นเหมือนโดนัทตั้งที่ชี้ให้เห็นในรูปแบบ แต่ว่าทิศทางของสนาม E และสนาม H จะอยู่ในลักษณะสลับเปลี่ยนกัน โดยที่ลูกศรเส้นทึบชี้ถึงทิศทางของสนามไฟฟ้า E และลูกศรเส้นประจะเป็นทิศทางของสนามแม่เหล็ก H



รูปที่ 4.6 (a) แบบรูปการแพร่กระจายของร่องในแผ่นระนาบอนันต์ (b) แบบรูปการแพร่กระจายของสายอากาศไดโพลคู่ประกอบ

ถ้าหากระนาบ $x-y$ ดังในรูปที่ 4.6a เป็นแนวราบและแกน z เป็นแนวตั้ง การแพร่กระจายทุกๆ ที่ในบริเวณระนาบ $x-y$ จากร่องแนวราบนั้นเป็นโพลาไรซ์แนวตั้ง เมื่อปรับร่องให้อยู่ในแนวตั้ง (ตรงกับแกน z) โดยหมุนตำแหน่งแบบรูปการแพร่กระจายเป็นระยะ 90 องศาจึงแสดงในรูปแบบที่ 4.7 ลักษณะการแพร่กระจายในกรณีนี้ในทุกๆ ที่จะเป็นโพลาไรซ์แนวราบ ซึ่งในที่นี้จะมีเฉพาะองค์ประกอบของสนามไฟฟ้า E_{ϕ} เท่านั้น ถ้าร่องมีขนาดแคบมากๆ ($w \ll \lambda$) และมีขนาดความยาวเท่ากับ $\frac{1}{2}$ ความยาวคลื่น ($L = \lambda/2$) การเปลี่ยนแปลงค่าของ E_{ϕ} ที่ฟังก์ชันของ θ เป็นดังนี้

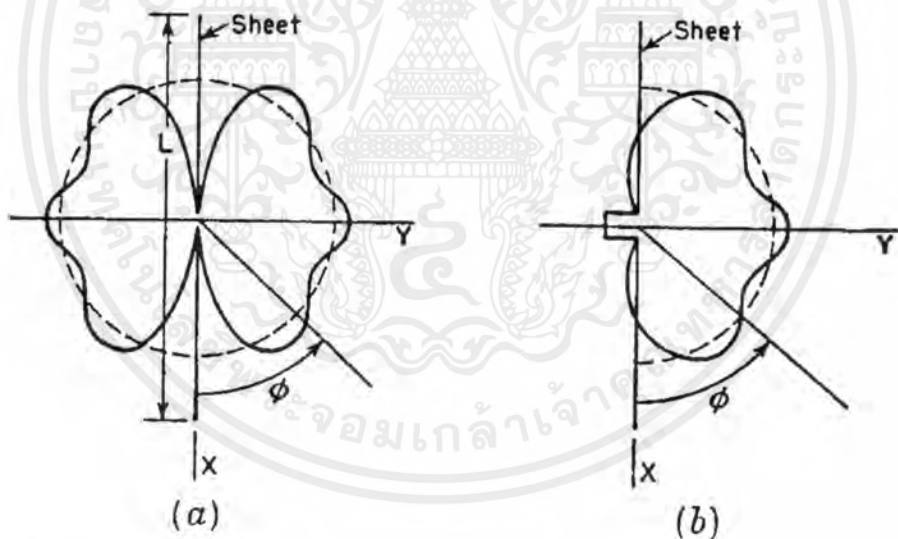
$$E_{\phi}(\theta) = \frac{\cos[(\pi/2)\cos\theta]}{\sin\theta} \quad (4.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติว่าเป็นแผ่นตัวนำสมบูรณ์แบบและมีการแผ่ขยายออกเป็นอนันต์ ขนาดขององค์ประกอบสนาม E_ϕ จะเหลืออยู่เป็นค่าคงที่ที่ฟังก์ชันของ ϕ สำหรับบางค่าของ θ นั่นคือ

$$E_\phi(\phi) = \text{constant} \quad (4.2)$$

ที่นี่มาพิจารณาถึงสถานะที่ร่องถูกตัดในแผ่นตัวนำที่มีขอบเขตจำกัดดังที่เห็นเป็นเส้นประในรูปที่ 4.7 ซึ่งมีการเปลี่ยนค่าของผลคูณเล็กน้อยบน $E_\phi(\theta)$ แต่อย่างไรก็ตามมันอาจมีการเปลี่ยนแปลงค่าอย่างรุนแรงในแบบรูป $E_\phi(\phi)$ ขณะที่อยู่ในทิศทางแกน x ดังในตัวอย่างสนามถูกแพร่กระจายจากด้านทั้งสองของแผ่นในขนาดที่เท่ากัน แต่จะมีเฟสตรงกันข้ามซึ่งมันก็จะถูกหักล้างไปในที่นี้ก็จะเกิด null ขึ้นทุกทิศทางในระนาบของแผ่น สำหรับแผ่นที่มีขนาดความยาว L ในทิศทางแกน x แบบรูปของสนามในระนาบ x - y อาจจะสามารถชี้ให้เห็นได้โดยเส้นโค้งที่บในรูปที่ 4.7a ส่วนเส้นโค้งประสำหรับในกรณีที่มีขนาดของแผ่นเป็นอนันต์ ($L = \infty$)

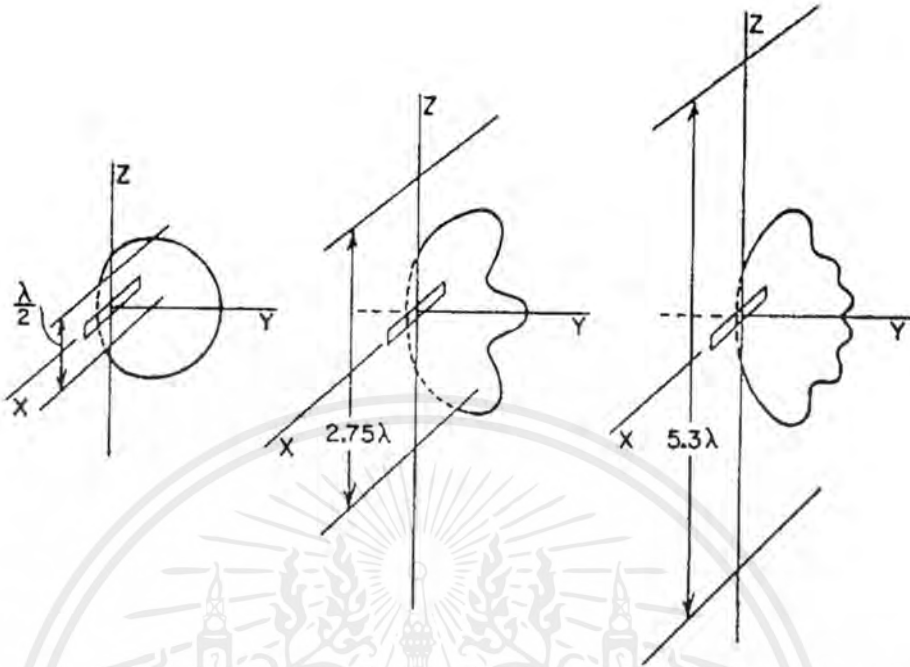


รูปที่ 4.7 เส้นทึบแสดงแบบรูปในระนาบ x - y สำหรับร่องในแผ่นขนาดจำกัดที่มีความยาว L (a) ร่องที่ทั้งสองด้านถูกเปิดออก (b) ร่องที่ถูกปิดทางด้านซ้ายมือ โดยที่เส้นโค้งประแสดงแบบรูปในกรณีที่เป็นแผ่นอนันต์

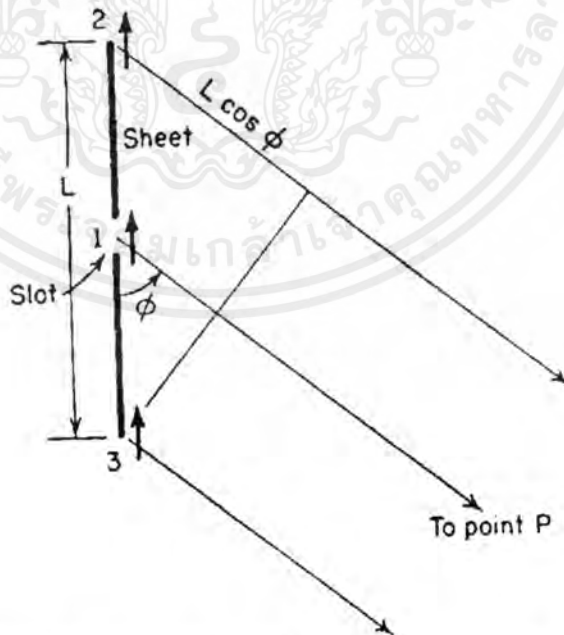
ถ้าหากด้านใดด้านหนึ่งของร่องเป็นกล่องอยู่ข้างในจะมีการแพร่กระจายในระนาบเพียงด้านเดียวของแผ่นเท่านั้นเช่นดังแบบรูปที่นำเสนอในรูปที่ 4.7b สำหรับในกรณีที่แผ่นมีขนาดจำกัด

ปกติแล้วแบบรูปที่ได้จะเป็นรูปหอยแครงหรือเป็นรูปคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 การวัดแบบรูปของสนามในระนาบ ϕ ของสายอากาศแบบร่องขนาด $1/2$ ความยาวคลื่น ที่ก่อกำเนิดอยู่ในภายในแผ่นระนาบขนาดจำกัด 3 ค่าคือ $L = 0.5, 2.75,$ และ 5.3 ของความยาวคลื่น โดยที่ร่องมีความกว้างเป็น 0.1 ความยาวคลื่น



รูปที่ 4.9 การสร้างเพื่อให้ได้มาซึ่งตำแหน่งสูงสุดและต่ำสุดของแบบรูป ϕ สำหรับร่องในระนาบขนาดจำกัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณลักษณะที่นำเสนอในรูปที่ 4.7 ที่ความยาว L ของแผ่นเพิ่มขึ้นแบบรูปที่เป็นคลื่นเกิดขึ้นเป็นจำนวนมากแต่ว่ามีแอมพลิจูดลดลง ดังนั้นสำหรับกรณีที่แผ่นมีขนาดเล็กมากๆ แบบรูปจะมีลักษณะใกล้เคียงกับรูปทรงกลม ซึ่งภาพประกอบที่ได้จากการวัดผลกระทบเหล่านี้แสดงอยู่ในรูปที่ 4.8 ใน 3 ค่าความยาว L สำหรับตำแหน่งที่ตั้งของมุมที่ให้ค่า MAXIMA และ MINIMA ได้จากการอธิบายโดย Borne และ Lazarus ในวิธีนี้จะสมมุติว่าสนามระยะไกล (far field) ถูกสร้างขึ้นจาก source 3 แหล่ง (ดูในรูปที่ 4.10) แหล่งแรก source ที่ slot ขนาด $1 \sin \omega t$ แหล่งที่สอง และ สาม อยู่ที่ขอบของแผ่นขนาด $k \sin(\omega t - \delta)$ โดยที่ $k \ll 1$ และ δ ให้ความต่างเฟสของ source ที่ขอบกับ source ที่จุด (1) ที่ร่อง ที่จุด p ในระยะทางมาก ๆ ในทิศทาง ϕ ความเข้มของสนามจะมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$E = \sin \omega t + k \sin(\omega t - \delta - E) + k \sin(\omega t - \delta + E) \quad (4.3)$$

โดยที่ $E = (\pi / \lambda)L \cos \phi$

เมื่อกระจายตรีโกณมิติและจัดรูปใหม่จะได้

$$E = (1 + 2k \cos \delta \cos E) \sin \omega t - (2k \sin \delta \cos E) \cos \omega t \quad (4.4)$$

และขนาด โมดูลัส (modulus) ของ E คือ

$$|E| = \sqrt{(1 + 2k \cos \delta \cos E)^2 + (2k \sin \delta \cos E)^2} \quad (4.5)$$

ยกกำลังสองและละเลยเทอมที่เป็น K^2 ขณะที่ $K \ll 1$ สมการที่ (4.5) ลดลงเป็น

$$|E| = \sqrt{1 + 4k \cos \delta \cos E} \quad (4.6)$$

ค่าสูงสุดและต่ำสุดของ $|E|$ ที่ฟังก์ชันของ E ปรากฏเมื่อ $E = n\pi$ นั่นคือ

$$E = \frac{\pi}{\lambda} L \cos \phi = n\pi \quad (4.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

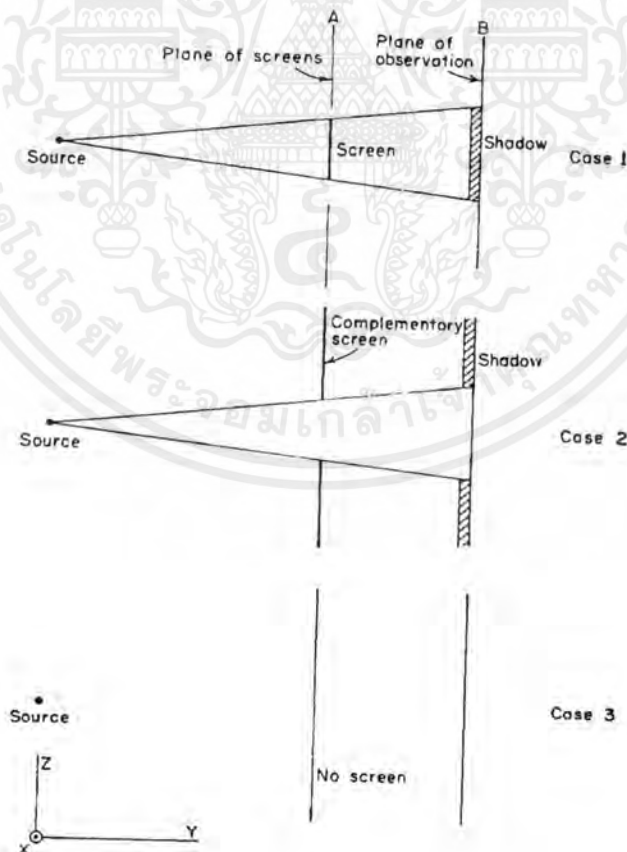
โดยที่ n เป็นจำนวนเต็ม ดังนั้น

$$\cos \phi = \frac{n\lambda}{L} \quad \text{และ} \quad \phi = \arccos \frac{n\lambda}{L} \quad (4.8)$$

ค่าของ ϕ สำหรับแบบรูป ϕ ที่ให้ค่าสูงสุดและต่ำสุดนั้นให้จากสมการ (4.8) ซึ่งค่านี้จะ เป็นอิสระจากค่า K และ δ ถ้า $\cos \delta$ เป็นบวก ค่าสูงสุดจะเกิดจากค่าของ n ที่เป็นจำนวนคู่และค่าต่ำสุดเกิดจากค่าของ n เป็นจำนวนคี่

4.3 หลักของบาบิเน็ตและสายอากาศคู่ประกอบ (Babinet's Principle and Complementary Antenna)

หลักการของบาบิเน็ตทำให้ปัญหามากมายของสายอากาศแบบร่อง (slot antennas) สามารถ ย่อลงไปสู่สภาวะการที่เป็นสายอากาศคู่ประกอบเชิงเส้น (Complementary linear antennas) ได้



รูปที่ 4.10 การแสดงออกของแสงให้เห็นตามหลักของบาบิเน็ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในหัวข้อหลักของบาบิเน็ทนี้อาจจะกล่าวได้ดังต่อไปนี้ “สนามที่บางจุดข้างหลังระนาบที่เป็นฉาก ถ้าหากบวกสนามนี้เข้ากับสนามที่จุดเดียวกันเมื่อนำฉากคู่ประกอบมาแทนที่จะมีค่าเท่ากับสนามที่จุดใด ๆ เมื่อไม่มีฉากนั้น” หลักการนี้อาจจะแสดงได้โดยการพิจารณาตามตัวอย่างใน 3 กรณีให้ source และระนาบสองระนาบในอุดมคติระนาบของฉาก A และระนาบของการสังเกต B เป็นการกำหนดดังในรูปที่ 4.10

ในกรณีที่ 1 ให้ฉากมีการดุดกลืนที่สมบูรณ์เปลี่ยนเข้าไปในระนาบ A ดังนั้นในระนาบ B จึงเป็นบริเวณของเงาดังที่เห็นให้สนามด้านหลังของฉากนี้เป็น f_1 บางฟังก์ชันของ x, y และ z ดังนี้

$$F_s = -f_1(x,y,z) \quad (4.9)$$

ในกรณีที่ 2 ให้ฉากแรกถูกเปลี่ยนเป็นฉากคู่ประกอบ (Complementary screen) และสนามด้านหลังของมันให้โดย

$$F_{cs} = f_2(x,y,z) \quad (4.10)$$

ในกรณีที่ 3 ไม่มีฉากสนามที่ได้คือ

$$F_o = f_3(x,y,z) \quad (4.11)$$

ดังนั้นหลักของบาบิเน็ทจะได้ว่าที่จุดเดียวกัน (x_1, y_1, z_1) นั้น

$$F_s + F_{cs} = F_o \quad (4.12)$$

ซึ่งแหล่งกำเนิดอาจจะเป็นจุดเช่นตัวอย่างด้านบนหรืออาจจะอยู่แบบกระจัดกระจายก็ได้ หลักการนี้ใช้ว่าจะประยุกต์ใช้ได้เฉพาะที่เป็นจุดในระนาบของการสังเกต B ดังที่แนะนำในรูปที่ 4.10 เท่านั้นแต่สามารถใช้ได้กับจุดที่อยู่ด้านหลังฉาก A ได้อีกด้วย แม้ว่าหลักการนี้จะเห็นได้ชัดเจนเพียงพอสำหรับรูปเงาอย่างง่ายเช่นกรณี ด้านบน. มันก็สามารถที่จะหักเหไปยังที่ต่าง ๆ ซึ่งเป็นสิ่งที่ควรพิจารณา

หลักการของบาบิเนตได้ถูกนำเสนอจากผู้เขียนหนังสือในเรื่องเกี่ยวกับธรรมชาติเวกเตอร์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งหลักการของมันได้ถูกขยายออกมาโดยสมมุติว่าฉากที่เป็นระนาบสร้างจากตัวนำสมบรูณ์แบบ (perfectly conducting) ($\sigma = \infty$) ฉากคู่ประกอบ (complementary screens) ต้องมีค่าความซึมซาบได้ (permeability) เป็นอนันต์ ($\mu = \infty$) ดังนั้นถ้าหากฉากด้านหนึ่งเป็นตัวนำไฟฟ้าสมบรูณ์แบบ,ฉากคู่ประกอบจะเป็นตัวนำแม่เหล็กสมบรูณ์แบบ ซึ่งไม่มีวัสดุใดที่มีค่าความซึมซาบได้ (permeable) เป็นอนันต์แต่ก็อาจจะสามารถทำให้บรรลุผลสมมูลย์ได้โดยการสร้างทั้งฉากต้นแบบและฉากคู่ประกอบจากวัสดุที่เป็นตัวนำสมบรูณ์แบบและสับเปลี่ยนค่าทางไฟฟ้า (electric) และแม่เหล็ก (magnetism) ในทุกๆที่ แม้ว่าจะไม่เป็นตัวนำไฟฟ้าสมบรูณ์แบบ, ยังมีโลหะอื่น ๆ มากมายเช่น เงิน และ ทองแดง ที่มีค่าสภาพนำสูง (high a conductivity) โดยเราอาจจะสมมุติว่า สภาพนำมีค่าเป็นอนันต์ซึ่งค่าความผิดพลาดจะตัดทิ้งไปได้ในการประยุกต์ใช้งานส่วนใหญ่

ดังในภาพประกอบของผู้เขียนหนังสือที่ใช้ในการอธิบายหลักการของบาบิเนตโดยพิจารณาในรูปที่ 4.10 source ในทุก ๆ กรณีเป็นแบบไดโพลสั้น (short dipole)

ในกรณีที่ 1 ไดโพลเป็นแบบราบ และฉากต้นแบบมีขนาดเป็นอนันต์ทำจากตัวนำสมบรูณ์แบบเป็นระนาบที่มีความหนาของแผ่นเล็กน้อย โดยที่ร่องจะถูกตัดออกในแนวตั้ง ดังที่ชี้ให้เห็นที่จุด P ข้างหลังฉากคือสนาม E_1

ในกรณีที่ 2 ฉากต้นแบบจะถูกเปลี่ยนเป็นฉากคู่ประกอบ (complementary screens) สร้างจากตัวนำสมบรูณ์แบบเป็นระนาบมีความหนาเพียงเล็กน้อย โดยสตรีปมีมิติเท่ากันเช่นเดียวกับร่องในฉากต้นแบบ สิ่งที่เพิ่มเข้ามาคือไดโพลซอร์ส (The dipole source) ถูกปรับให้อยู่ในแนวตั้งดังนั้นจะเป็นการสับเปลี่ยนสภาวะการจากในกรณีที่ 2 ไดโพลซอร์สเป็นแบบแนวราบและสตรีปถูกปรับให้อยู่ในแนวราบเช่นกัน

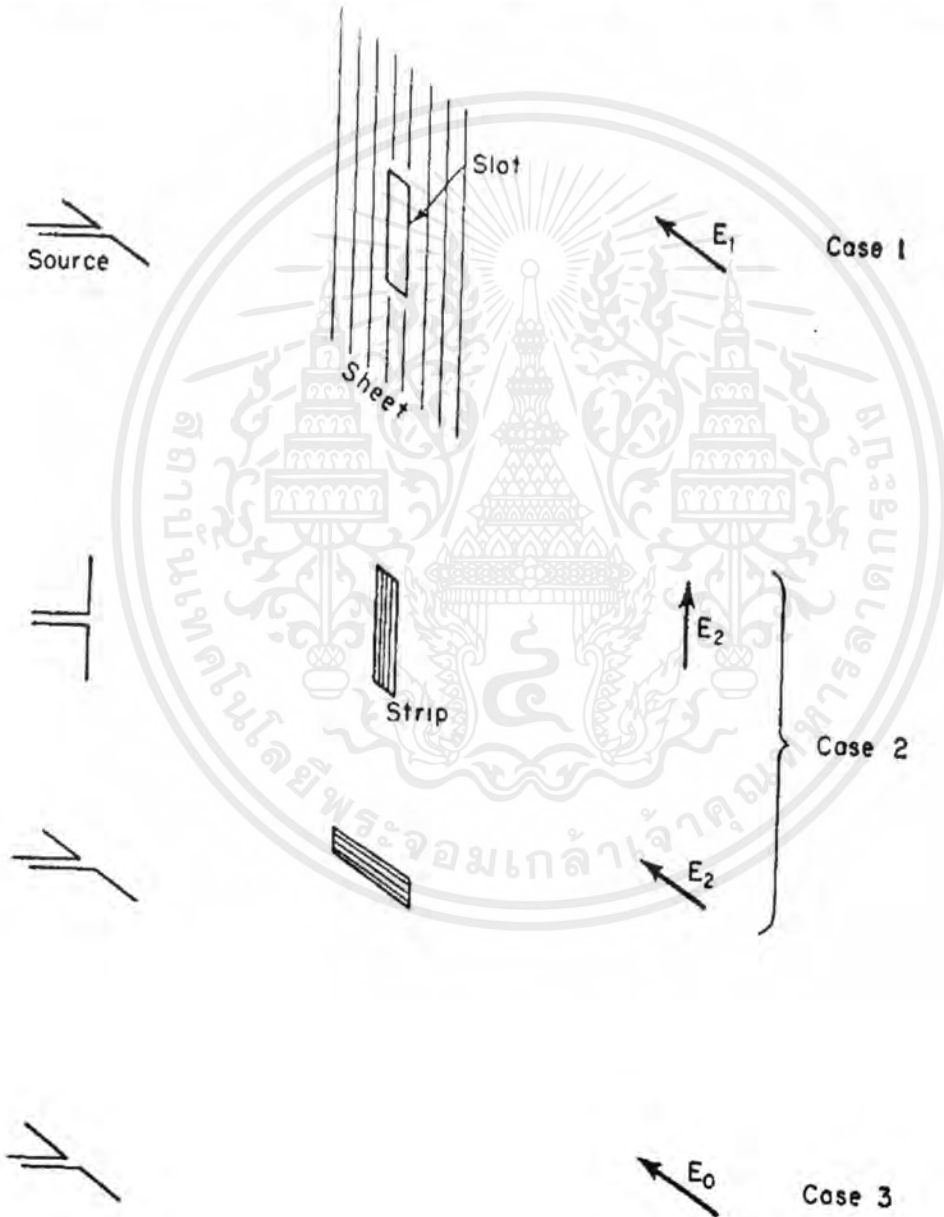
สุดท้ายในกรณีที่ 3 ไม่มีฉากนี้และสนามที่จุด p คือ E_0 . ดังนั้นโดยหลักการของบาบิเนตจะได้ว่า

$$E_1 + E_2 = E_0 \quad (4.13)$$

$$\frac{E_1}{E_0} + \frac{E_2}{E_0} = 1 \quad (4.14)$$

หลักการของบาบิเนตอาจจะสามารถประยุกต์ใช้กับจุดที่อยู่ด้านหน้าของฉากได้อีกด้วยในสภาวะของกรณีที่ 1 (รูปที่ 4.11) พลังงานเป็นจำนวนมากอาจจะถูกส่งผ่านร่องออกไป ดังนั้นสนามเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

E_1 อาจจะมีค่าประมาณเท่ากับสนาม E_0 ที่ไม่มีฉากกั้นตรงกลาง (กรณีที่ 3) จะเห็นได้ว่าสถานะของไดโพลคู่ประกอบทำหน้าที่เหมือนกับตัวสะท้อนสัญญาณ (Reflector) และ E_2 จะมีขนาดเล็กมากๆ ซึ่งเป็นข้อเท็จจริงที่ว่าแผ่นโลหะที่มีร่องขนาด $\frac{1}{2}$ ความยาวคลื่นหรือมีขนาดน้อยกว่า 1 ความยาวคลื่นอาจจะสามารถส่งพลังงานได้มาก หมายความว่าขนาดของร่องที่มีขนาดดังกล่าวนี้ พลังงานพยายามหลีกเลี่ยงที่จะเข้าไปในแผ่นสะท้อนแต่จะพยายามที่จะผ่านเข้าไปในร่องแทน



รูปที่ 4.11 หลักของบาบิเน็ตที่ประยุกต์ใช้กับร่องในแผ่นโลหะขนาดอนันต์และสติปโลหะคู่ประกอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ค่าความต้านทานของสายอากาศแบบร่อง (The Impedance of Slot Antennas)

ในส่วนนี้เป็นการอธิบายความสัมพันธ์สำหรับค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบร่อง (Z_s) ในเทอมของอิมพีแดนซ์สำหรับสายอากาศแบบไดโพลคู่ประกอบ (Complementary dipole antenna) ขณะที่เราทราบค่า Z_d ของไดโพลค่าอิมพีแดนซ์ Z_s ของร่องสามารถที่จะหาได้เช่นกัน พิจารณาสายอากาศแบบร่องในรูปที่ 4.12a และสายอากาศแบบไดโพลคู่ประกอบดังแสดงในรูปที่ 4.12b จุดต่อทั้งสองจุดของส่วนสายอากาศที่อยู่ตำแหน่ง FF และมันถูกสมมติว่าพวกมันถูกแยกออกจากกันในระยะทางสั้นๆ โดยสมมติว่าไดโพลและร่องเป็นการตัดจากแผ่นระนาบบางๆ ที่สร้างจากแผ่นตัวนำสมบูรณ์แบบ

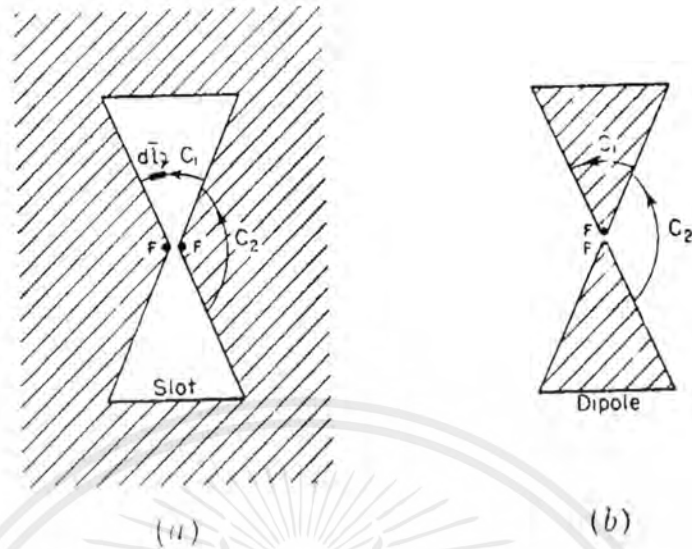
ให้แหล่งกำเนิดสัญญาณต่อเข้ากับจุดต่อของร่อง อิมพีแดนซ์จุดขับ (The driving point impedance) Z_s ที่จุดต่อคืออัตราส่วนของแรงดันที่จุดต่อ V_s กับกระแสที่จุดต่อ I_s ให้ E_s และ H_s เป็นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสลิตที่จุด p บางจุด ดังนั้นแรงดัน V_s ที่จุดต่อ FF ของสลิตได้จากอินทิกรัลตามเส้นของ E_s บนเส้นทาง C_1 (รูปที่ 4.12a) ที่ C_1 มีค่าเข้าใกล้ศูนย์จะได้ว่า

$$V_s = \lim_{C_1 \rightarrow 0} \int_{C_1} E_s \cdot dl \quad (4.25)$$

โดยที่ dl คือส่วนประกอบเวกเตอร์ขนาดเล็กน้อยของความยาวตามขอบเขตหรือเส้นทาง C_1 ค่ากระแส I_s ที่จุดต่อของร่องคือ

$$I_s = 2 \lim_{C_2 \rightarrow 0} \int_{C_2} H_s \cdot dl \quad (4.26)$$

เส้นทาง C_2 เป็นเส้นทางที่อยู่ด้านนอกแผ่นโลหะและขนานกับผิวของตัวมันเอง ค่าเฟคเตอร์ 2 ที่คูณเข้ามา เพราะว่ามีการทำอินทิกรัลตามเส้นวงปิดเพียงด้านเดียวเท่านั้นขณะที่จะต้องทำบนแผ่นด้านอื่นที่เหลือด้วยซึ่งแต่ละด้านจะมีค่าเท่ากันหรือเป็นสมมาตร



รูปที่ 4.12 สายอากาศแบบร่องและสายอากาศไดโพลคู่ประกอบ

ปรับความสนใจมาที่สายอากาศไดโพลคู่ประกอบของเราโดยต่อแหล่งกำเนิดเข้ากับจุดต่อของไดโพล ค่าอิมพีแดนซ์จุดขับ (driving-point impedance), Z_d ที่จุดต่อคืออัตราส่วนของแรงดันที่จุดต่อ V_d กับกระแสที่จุดต่อ I_d ให้ E_d และ H_d คือสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของไดโพลที่จุด P บางจุด ดังนั้นแรงดันที่จุดต่อไดโพลคือ

$$V_d = \lim_{C_1 \rightarrow 0} \int_{C_2} E_d \cdot dl \quad (4.27)$$

และกระแสคือ

$$I_d = 2 \lim_{C_1 \rightarrow 0} \int_{C_1} H_d \cdot dl \quad (4.28)$$

แต่

$$\lim_{C_1 \rightarrow 0} \int_{C_2} E_d \cdot dl = Z_0 \lim_{C_2 \rightarrow 0} \int_{C_2} H_s \cdot dl \quad (4.29)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\lim_{C_1 \rightarrow 0} \int_{C_1} H d.l = \frac{1}{Z_0} \lim_{C_1 \rightarrow 0} \int_{C_1} E s.d.l \quad (4.30)$$

โดยที่ Z_0 คือค่าอิมพีแดนซ์ประจำตัว (intrinsic impedance) ของตัวกลางที่อยู่รอบ ๆ แทนสมการที่ (4.27) และ (4.26) ในสมการที่ (4.29) จะได้

$$V_d = \frac{Z_0}{2} I_s \quad (4.31)$$

แทนสมการที่ (4.28) และ (4.25) ในสมการ (4.30) จะได้

$$V_s = \frac{Z_0}{2} I_d \quad (4.32)$$

คูณสมการที่ (4.31) และ (4.32) เข้าด้วยกันเราจะได้ว่า

$$\frac{V_s}{I_s} \cdot \frac{V_d}{I_d} = \frac{Z_0^2}{4} \quad (4.33)$$

หรือ

$$Z_s Z_d = \frac{Z_0^2}{4} \quad \text{หรือ} \quad Z_s = \frac{Z_0^2}{4 Z_d} \quad (4.34)$$

เราสามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบร่องที่จุดต่อ Z_s ว่ามีค่าเท่ากับ $\frac{1}{4}$ เท่าของค่าอิมพีแดนซ์ประจำตัวของตัวกลางรอบ ๆ ยกกำลังสองหารด้วยค่าอิมพีแดนซ์ที่จุดต่อของสายอากาศไดโพลคู่ประกอบ Z_d สำหรับในอวกาศว่าง $Z_0=376.7$ โอห์มดังนั้น

$$Z_s = \frac{Z_0^2}{4 Z_d} = \frac{35,476}{Z_d} \quad \text{Ohms} \quad (4.35)$$

ค่าอิมพีแดนซ์ของร่องเป็นส่วนกับค่าแอดมิตแดนซ์ของไดโพล ขณะที่โดยทั่วไปแล้ว Z_d อาจจะเป็นค่าเชิงซ้อนซึ่งเราอาจเขียนได้ว่า

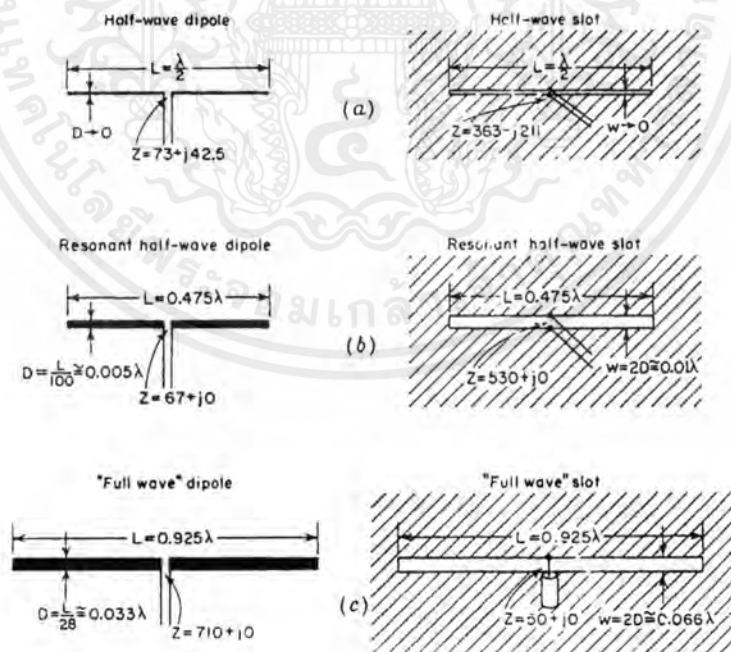
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_s = \frac{35.476}{R_d + jX_d} = \frac{85.476}{R_d^2 + X_d^2} (R_d - jX_d) \quad (4.36)$$

โดยที่ R_d และ X_d เป็นค่าความต้านทานและส่วนประกอบรีแอคทีฟ (reactive components) ของอิมพีแดนซ์ที่จุดต่อไดโพล Z_d เป็นค่าความเหนี่ยวนำ (Inductive) และในทำนองเดียวกันไดโพลขนาด $1/2$ ความยาวคลื่นมันทำให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำมาก แต่ในกรณีร่องขนาดความยาว $1/2$ ความยาวคลื่นจะทำให้เกิดค่าความจุ (capacitive) เป็นจำนวนมากเช่นกัน

ขณะนี้ให้พิจารณาดูอย่างที่น่าสนใจของบางตัวอย่างจากชนิดต่างๆ ของไดโพลที่ทราบค่าไปยังชนิดต่าง ๆ ของร่องคู่ประกอบ (complementary slot) ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแผ่นบางขนาด $1/2$ ความยาวคลื่น ($L = 0.5\lambda$ และ $L/D = \infty$) คือ $73 + j42.5$ โอห์ม ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ที่จุดต่อของสายอากาศแบบร่องแผ่นบางขนาด $1/2$ ความยาวคลื่น ($L = 0.5\lambda$ และ $L/W = \infty$) คือ

$$Z_l = \frac{35.476}{73 + j42.5} = 363 - j211 \quad \text{โอห์ม} \quad (\text{ดูในรูปที่ 4.13a})$$



รูปที่ 4.13 เปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลทรงกระบอกกับสายอากาศแบบร่องคู่ประกอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ตัวอย่างอื่นๆ ที่ยากขึ้นมา. สายอากาศทรงกระบอกที่มีขนาดยาวต่อเส้นผ่าศูนย์กลางมีอัตราส่วนเป็น 100 ($L/D = 100$) จะเรโซแนนซ์เมื่อขนาดความยาวมีค่าประมาณ 67 โอห์ม ค่าความต้านทานที่จุดต่อของสายอากาศคู่ประกอบแบบร่องจะได้เป็น

$$Z_I = \frac{35,476}{67} = 530 - j0 \quad \text{โอห์ม} \quad (\text{ดูในรูปที่ 4.13b})$$

ร่องคู่ประกอบมีขนาดความยาว $L = 0.475\lambda$ เหมือนเช่นกับกรณีที่เป็นไดโพลทรงกระบอก (Cylindrical dipole) นั่นคือ $W = 2D$ ดังนั้นในตัวอย่างนี้ขนาดความกว้างของร่องคู่ประกอบคือ

$$W = 2D = 2L / 100 = \frac{2 \times 0.475\lambda}{100} \cong 0.01\lambda$$

ในตัวอย่างที่ 3 ไดโพลทรงกระบอกมีอัตราส่วน L/D เป็น 28 และยาวประมาณ 0.925 ความยาวคลื่นมีค่าความต้านทานที่จุดต่อประมาณ $710 + j0$ โอห์ม ค่าความต้านทานที่จุดต่อของร่องคู่ประกอบมีค่าประมาณ $50 + j0$ โอห์ม ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมจะใช้เป็นสายโคแอกเชียลที่มีค่าอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม ดูในรูปที่ 4.13c ถ้าร่องในตัวอย่างนี้ถูกปิดล้อมอยู่บนด้านใดด้านหนึ่งของแผ่น โดยมีกล่องที่มีค่าชั้สเซปแดนซ์เป็นศูนย์กลางวางอยู่ที่จุดต่อร่อง เนื่องจากกล่องนี้เองทำให้ค่าอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นสองเท่า ค่าแบนด์วิธของสายอากาศแบบร่องจะเหมือนกับในกรณีของไดโพลคู่ประกอบ ดังนั้นร่องที่กว้าง (ค่า L/W มีค่าน้อย ๆ) แบนด์วิธจะมีค่าเพิ่มขึ้นเช่นเดียวกับสายอากาศแบบร่อง ซึ่งการเพิ่มขนาดความหนาของสายอากาศไดโพล (ที่อัตราส่วน L/D มีค่าเล็ก ๆ) ก็จะเป็นการเพิ่มขนาดแบนด์วิธขึ้นได้เช่นกัน

บทที่ 5

ทฤษฎีการออกแบบวงจรขยายสัญญาณย่านไมโครเวฟ

5.1 บทนำ

ในการออกแบบวงจรขยายสิ่งที่จำเป็นต้องทราบคือค่า S พารามิเตอร์และประสิทธิภาพการขยายที่ต้องการซึ่งค่าที่ได้ อาจจะมีการคลาดเคลื่อนไปบ้างย่อมขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงได้ ความจุไฟฟ้าที่ไม่ต้องการระหว่างตัวนำในวงจรขยาย และสาเหตุที่ไม่สามารถระบุได้อื่น ๆ สิ่งสำคัญที่ต้องพิจารณาในการออกแบบวงจรขยายคือ เสถียรภาพ อัตราขยายกำลัง แบนด์วิธ สัญญาณรบกวน และปริมาณแรงดัน ไฟตรงที่ป้อนให้แก่วงจร

การออกแบบโดยปกติเริ่มต้นที่พิจารณาเสถียรภาพของเฟด เมื่อได้เฟดที่เหมาะสมแล้วจึงทำการหาค่าโหลดคิงของเฟด (สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับด้านแหล่งจ่าย Γ_s และด้านโหลด Γ_L) โดยใช้วิธีการทางกราฟบนแผนภาพสมิททำการพิจารณาเสถียรภาพ โดยทรานซิสเตอร์แบบเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไขจะไม่ออสซิลเลทเมื่อทำการโหลดปลายสายแบบพาสซีฟ แต่ทรานซิสเตอร์แบบ potentially unstable จำเป็นต้องใช้การวิเคราะห์และการพิจารณาอย่างระมัดระวังเพื่อให้มีเสถียรภาพเมื่อทำการโหลดปลายสายแบบพาสซีฟ เมื่อพิจารณาว่าวงจรมีเสถียรภาพแล้วจึงทำการแมตซ์อินพุตและเอาต์พุตของวงจร สุดท้ายพิจารณาการไปแอสแรงดันกระแสตรงที่เหมาะสมแก่วงจร เป็นการสิ้นสุดการออกแบบวงจรขยาย

5.2 สมการอัตราขยายกำลัง

โดยทั่วไปแล้วสมการอัตราขยายกำลังจะถูกนำไปใช้ประโยชน์ในการออกแบบวงจรขยายย่านความถี่ไมโครเวฟ รูปที่ 5.1 เป็นรูปที่แสดงกราฟการไหลของสัญญาณ (Signal flow graph) ของวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่ไมโครเวฟ และกำลังงานที่แตกต่างกันซึ่งถูกนำมาใช้ในสมการอัตราขยาย อัตราขยายกำลังของตัวแปลง (transducer power gain : G_T) , อัตราขยายกำลัง (power gain : G_p) หรือบางครั้งถูกเรียกว่า อัตราขยายกำลังในภาวะทำงาน (operating power gain) และอัตราขยายกำลังที่มีได้ (available power gain : G_A) ได้ถูกนิยามไว้ดังนี้

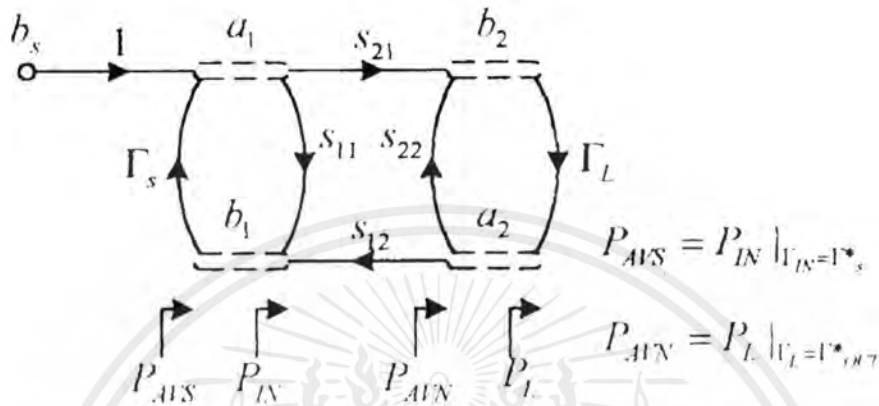
$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} \quad (\text{กำลังงานที่ถูกส่งไปยัง โหลด} / \text{กำลังงานที่มีได้จากแหล่งกำเนิด})$$

$$G_p = \frac{P_L}{P_{in}} \quad (\text{กำลังงานที่ถูกส่งไปยัง โหลด} / \text{กำลังงานอินพุตที่ส่งไปยัง โคร่งข่าย})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$G_A = \frac{P_{AIN}}{P_{AIS}} \quad (\text{กำลังงานมีได้จากโครงข่าย / กำลังงานมีได้จากแหล่งกำเนิด})$$



รูปที่ 5.1 นิยามของกำลังงานที่แตกต่างกัน

สมการของ G_T จะได้จากสมการ (2.7.11) และ (2.7.12) [5] P_{AIN} คือ กำลังงานมีได้จากโครงข่าย กล่าวคือกำลังงานที่ถูกส่งไปโดยโครงข่าย โดยการแมตซ์สังยุคที่โหลด (conjugately matched load) เราสามารถเขียนสมการอัตราขยายกำลังได้ในรูปแบบข้างล่างนี้

$$G_I = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_{IN} \Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (5.1)$$

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|}{|1 - \Gamma_{out} \Gamma_L|^2} \quad (5.2)$$

$$G_\mu = \frac{1}{1 - |\Gamma_{IN}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (5.3)$$

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{|1 - \Gamma_{out}|^2} \quad (5.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (5.5)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (5.6)$$

ถ้าสมมติว่าโครงข่ายเป็นวงจรถ่ายข้างเดียวดังนั้นเมื่อ $S_{11} = 0, \Gamma_{IN} = S_{11}, \Gamma_{OUT} = S_{22}$ และอัตราขยายกำลังของตัวแปรข้างเดียว (Unilateral transducer power gain) จากสมการ (5.1) และ (5.2) ใช้สัญลักษณ์ G_{T1} ซึ่งได้มาจาก

$$G_{T1} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (5.7)$$

ในเทอมแรกของ (5.7) จะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ S_{11} ของทรานซิสเตอร์ และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่แหล่งจ่ายในเทอมที่ 2 ขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ S_{21} ของทรานซิสเตอร์ และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่โหลด ดังนั้นเราสามารถแยกเทอมของอัตราขยาย G_{T1} ให้เป็นสามเทอมดังนี้

$$G_{T1} = G_S G_G G_L \quad (5.8)$$

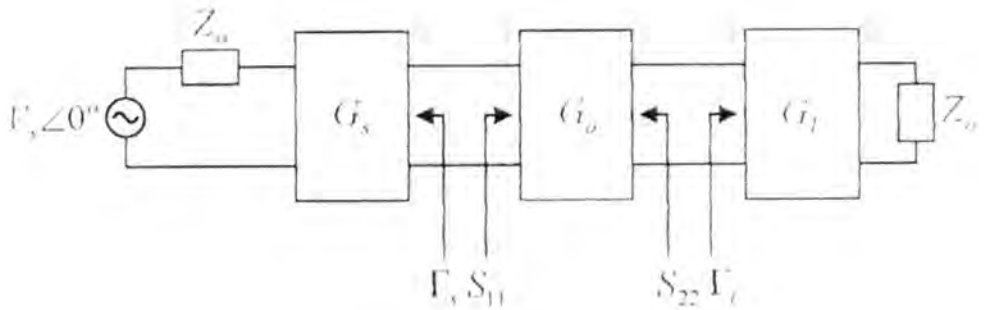
$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \quad (5.9)$$

$$G_G = |S_{21}|^2 \quad (5.10)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (5.11)$$

และวงจรถ่ายสัญญาณย่านความถี่ไมโครเวฟสามารถแสดงได้โดยบล็อกอัตราขยาย (หรือการสูญเสีย) ที่ต่างกันทั้งสามชนิดดังแสดงในรูปที่ 5.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 บล็อกไดอะแกรมของอัตราขยายกำลังของตัวแปรข้างเดียว

เทอมของ G_s และ G_l จะแสดงอัตราขยายหรือการสูญเสีย (loss) ที่ทำให้เกิดขึ้นโดยการแมตช์หรือไม่แมตช์กันของอินพุตหรือเอาต์พุตตามลำดับ ในเทอมของ G_s มีผลกระทบต่ออันดับของการแมตช์หรือไม่แมตช์กันระหว่าง Γ_s และ S_{11} ถึงแม้ว่าบล็อก G_s ทำขึ้นด้วยส่วนประกอบที่เป็นพาสซีฟ มันสามารถที่จะให้ค่าอัตราขยายที่มากกว่าหนึ่ง หรือมีการสูญเสีย เหตุผลที่เราอ้างอิงถึง G_s อยู่เสมอเนื่องจากการสูญเสียที่มีอยู่ภายในเนื่องจากการไม่แมตช์กันระหว่าง Z_{is} . โครงข่ายแมตช์ (Matching network) และ S_{11} (นั่นคือระหว่าง Γ_s และ S_{11}) ดังนั้นการลดค่าความสูญเสียเนื่องจากการไม่แมตช์ สามารถทำได้ในรูปของอัตราขยาย โดยทำนองเดียวกันในเทอมของ G_l ก็มีผลกับการไม่แมตช์เอาต์พุตและสามารถทำได้ในรูปของบล็อกอัตราขยายที่เอาต์พุตเทอมของ G_l ก็มีผลกับการไม่แมตช์เอาต์พุตและสามารถทำได้ในรูปของบล็อกอัตราขยายที่เอาต์พุตเทอม G_o มีความสัมพันธ์กับอุปกรณ์ และมีค่าเท่ากับ $|S_{22}|^2$ ในเทอมของเดซิเบล (dB) เราสามารถเขียนจากสมการ (5.3) ถึง (5.6) ได้ดังนี้

$$G(\text{dB}) = G_s(\text{dB}) + G_o(\text{dB}) + G_l(\text{dB})$$

ถ้าได้ค่าที่ดีที่สุดของ Γ_s และ Γ_o จะได้ค่าอัตราขยายสูงสุดใน G_s และ G_l เรากล่าวได้ว่า อัตราขยายเป็นอัตราขยายกำลังของตัวแปรข้างเดียวสูงสุด (Maximum unilateral transducer power gain) ถูกเรียกว่า $G_{TU, \text{max}}$ ค่าอัตราขยายสูงสุดของ G_s และ G_l ซึ่ง $|S_{11}| < 1$ และ $|S_{22}| < 1$ จะได้ต่อเมื่อ

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจากสมการ (5.4) และ (5.6) เราจะได้

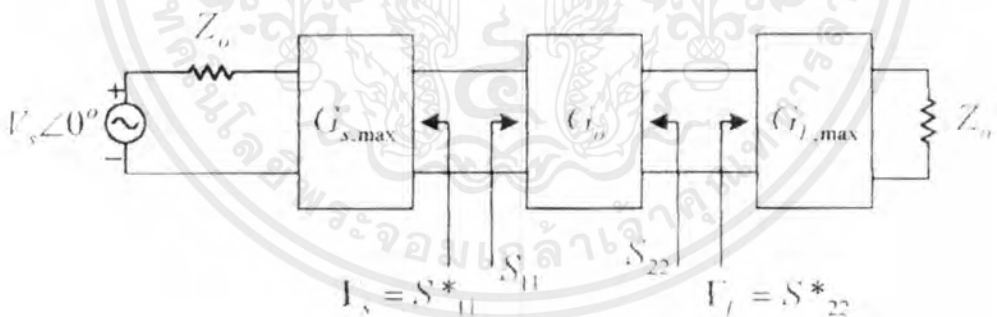
$$G_{S,\max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2}$$

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

และสมการ (5.3) ให้

$$G_{T,\max} = G_{S,\max} G_T G_{L,\max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (5.12)$$

เมื่อทำการจัดเป็นบล็อกไดอะแกรมในสมการ (5.7) ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 5.3



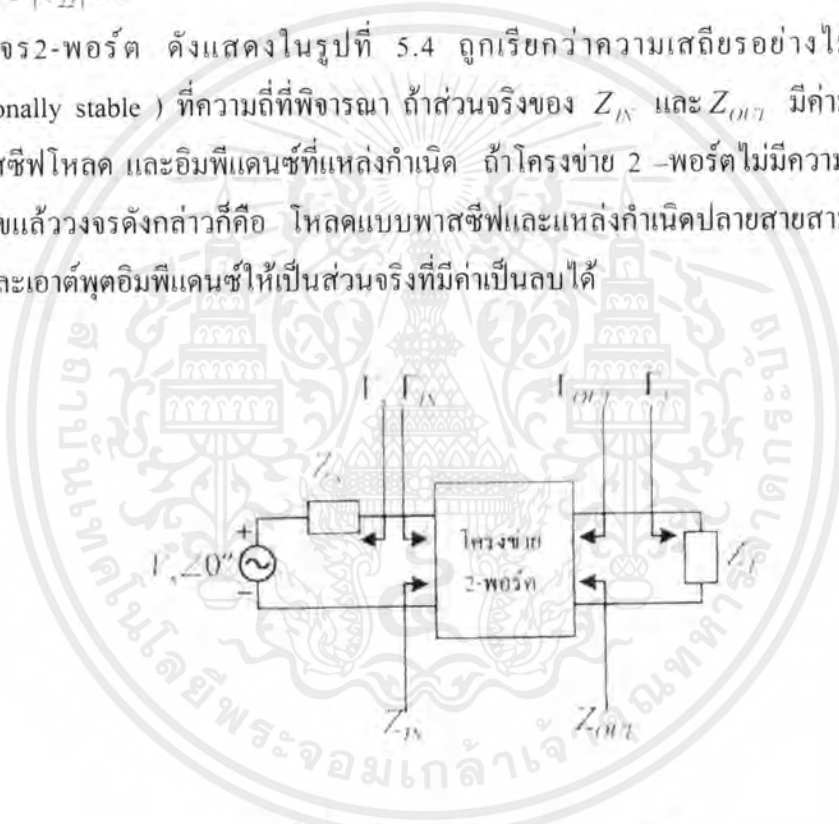
รูปที่ 5.3 บล็อกไดอะแกรมของอัตราขยายกำลังของตัวแปรข้างเดียวสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 การพิจารณาเสถียรภาพของวงจรถยาย

เสถียรภาพของวงจรถยายสัญญาณหรือค่าความต้านทานที่ออกซิลเลทนั้นมีความสำคัญมาก ๆ ต่อการพิจารณาในการออกแบบ และสามารถที่จะหาได้จากค่า S พารามิเตอร์, โครจข่ายการแมตซิง และโหลดปลายสาย (terminations) ใน โครจข่าย 2 พอร์ต การออสซิลเลทสามารถเกิดขึ้นได้เมื่ออินพุตหรือเอาต์พุตพอร์ตทั้งคู่มีค่าความต้านทานที่เป็นลบ (negative resistance) เหตุการณ์ดังกล่าวจะเกิดขึ้นเมื่อ $|\Gamma_{IN}| > 1$ หรือ $|\Gamma_{OUT}| > 1$ ซึ่งสำหรับกรณีวงจรถยายข้างเดียวเกิดขึ้นเมื่อ $|S_{11}| < 1$ หรือ $|S_{22}| < 1$

วงจรถาย 2-พอร์ต ดังแสดงในรูปที่ 5.4 ถูกเรียกว่าความเสถียรอย่างไม่มีเงื่อนไข (Unconditionally stable) ที่ความถี่ที่พิจารณา ถ้าส่วนจริงของ Z_{IN} และ Z_{OUT} มีค่ามากกว่าศูนย์สำหรับพาสซีฟโหลด และอิมพีแดนซ์ที่แหล่งกำเนิด ถ้า โครจข่าย 2-พอร์ต ไม่มีความเสถียรอย่างไม่มีเงื่อนไขแล้ววงจรถายดังกล่าวก็คือ โหลดแบบพาสซีฟและแหล่งกำเนิดปลายสายสามารถที่จะทำให้อินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ให้เป็นส่วนจริงที่มีค่าเป็นลบได้



รูปที่ 5.4 เสถียรภาพของวงจรถาย 2-พอร์ต

ในเทอมของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ โดยที่เงื่อนไขสำหรับการเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขที่ความถี่พิจารณาคือ

$$|\Gamma_s| > 1 \quad (5.13)$$

$$|\Gamma_l| > 1 \quad (5.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (5.15)$$

และ

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (5.16)$$

เมื่อค่าสัมประสิทธิ์ทั้งหมดจะถูกลบออกโดยด้วยคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ (Characteristic-impedance: Z_0) ความหมายของสมการ (5.13) ถึง (5.16) จะแสดงถึงเงื่อนไขสำหรับโครงข่าย 2-พอร์ตที่มีความเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขอย่างไรก็ตามเราจะต้องพิจารณาเงื่อนไขเพียงพอ และจำเป็นของการมีเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข

เมื่อโครงข่าย 2-พอร์ตในรูปที่ 5.5 คือ potentially unstable นั่นคือสามารถที่จะมีค่าของ Γ_S และ Γ_L (นั่นคืออิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายและโหลด) ซึ่งสำหรับส่วนจริงของ Z_{IN} และ Z_{OUT} เป็นค่าบวกค่าของ Γ_S และ Γ_L (เช่น บริเวณด้านในของแผนภาพสมิท) สามารถที่จะให้ได้โดยใช้วิธีการทางรูปภาพ

อันดับแรกเป็นบริเวณที่ถูกพิจารณาเมื่อค่าของ Γ_S และ Γ_L ทำให้ $|\Gamma_{IN}| = 1$ และ $|\Gamma_{OUT}| = 1$ ตามลำดับ กำหนดขนาดของสมการ (5.15) และ (5.16) ให้มีค่าเท่ากับ 1 แล้วแก้สมการหาค่า Γ_S และ Γ_L จากนั้นจะทำการแสดงค่าทั้งสองให้อยู่ในบริเวณวงกลมที่เรียกว่า วงกลมเสถียรภาพ (stability circles) ซึ่งจะให้สมการดังนี้

$$\left| \Gamma_L - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (5.17)$$

และ

$$\left| \Gamma_S - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (5.18)$$

เมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รัศมีและจุดศูนย์กลางของวงกลม เมื่อ $|\Gamma_N|=1$ และ $|\Gamma_{OUT}|=1$ ในระนาบ Γ_L และ
ระนาบ Γ_S ตามลำดับ จะหาได้จากสมการ (5.17) และ (5.18) นั่นก็คือ
ค่าของ Γ_L เมื่อ $|\Gamma_N|=1$ (จะอยู่ในวงกลมเสถียรภาพเอادتพุต)

$$r_l = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad ; \text{รัศมี} \quad (5.19)$$

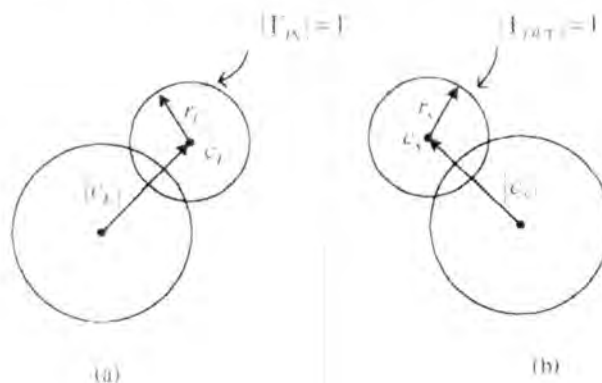
$$c_l = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad ; \text{จุดศูนย์กลาง} \quad (5.20)$$

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

$$r_s = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad ; \text{รัศมี} \quad (5.21)$$

$$c_s = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad ; \text{จุดศูนย์กลาง} \quad (5.22)$$

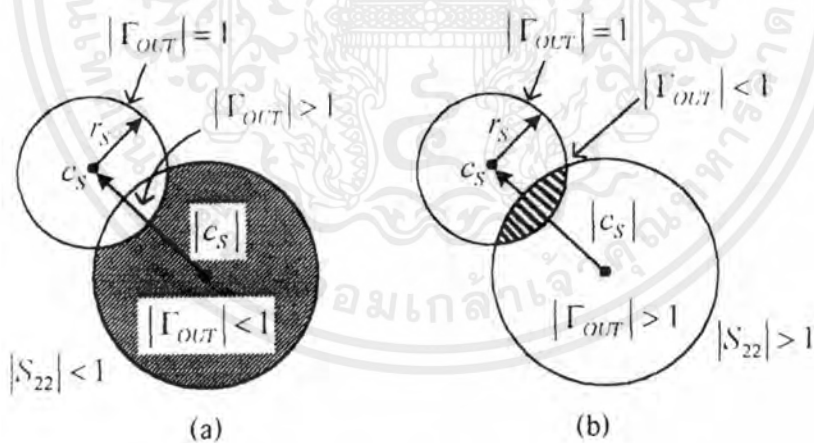
ถ้าทราบค่า S พารามิเตอร์ของอุปกรณ์ 2-พอร์ตที่ความถี่หนึ่ง ๆ เราก็สามารถคำนวณหา
รัศมีและจุดศูนย์กลางของวงกลมในสมการ (5.19) ถึง (5.22) เมื่อคำนวณได้แล้วนำค่าไปพล็อตลง
บนแผนภาพสมิทและจะสังเกตเห็นเซตของค่า Γ_S และ Γ_L ที่ทำให้ $|\Gamma_N|=1$ และ $|\Gamma_{OUT}|=1$
ซึ่งทำได้โดยง่าย ดังรูปที่ 5.5 เป็น โครงสร้างของรูปกราฟของวงกลมเสถียรภาพ



รูปที่ 5.5 โครงสร้างของวงกลมเสถียรภาพในแผนภาพสมิท (a) ระนาบ Γ_L (b) ระนาบ Γ_S
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

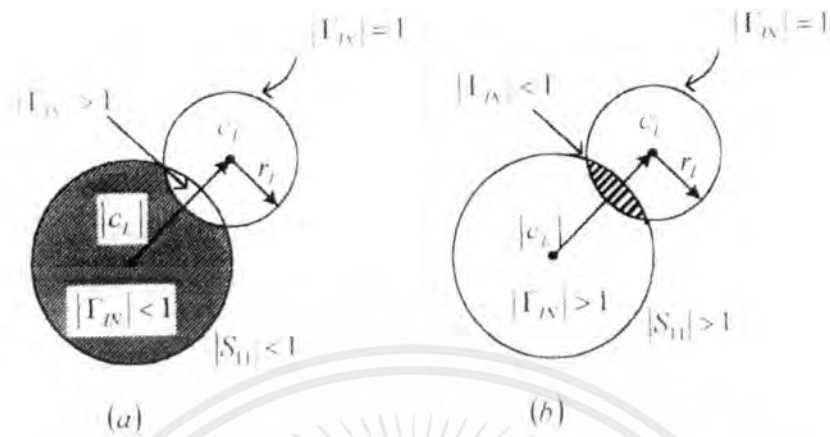
เมื่อ $|\Gamma_{IN}| = 1$ และ $|\Gamma_{OUT}| = 1$ ด้านหนึ่งของรอยต่อของวงกลมเสถียรภาพในระนาบ Γ_L เราจะให้เป็นบริเวณ $|\Gamma_{IN}| < 1$ และอีกข้างหนึ่งเป็นบริเวณ $|\Gamma_{IN}| > 1$ ในทำนองเดียวกันในระนาบ Γ_S ข้างหนึ่งของรอยต่อของวงกลมเสถียรภาพ เราจะให้เป็นบริเวณ $|\Gamma_{OUT}| < 1$ และอีกข้างหนึ่งเป็นบริเวณ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

ต่อไปเราจะต้องทำการตัดสินใจว่าพื้นที่ส่วนไหนในแผนภาพสมิทที่แสดงถึงบริเวณที่เสถียรบริเวณซึ่งค่าของ Γ_L (เมื่อ $\Gamma_L < 1$) ทำให้ $|\Gamma_{IN}| < 1$ และเมื่อค่าของ Γ_S (เมื่อ $\Gamma_L < 1$) ทำให้ $|\Gamma_{OUT}| < 1$ และขั้นสุดท้าย เราต้องปฏิบัติตามนี้คือถ้า $Z_L = Z_0$ เมื่อ $\Gamma_L = 0$ จากสมการ (5.5) $|\Gamma_{IN}| = |S_{11}|$ ถ้าขนาดของ S_{11} มีค่าน้อยกว่า 1 เมื่อ $|\Gamma_{IN}| < 1$ และ $\Gamma_L = 0$ นั่นคือจุดศูนย์กลางของแผนภาพสมิทในรูปที่ 5.5(a) จะแสดงถึงจุดทำงานที่เสถียร เพราะว่าสำหรับ $\Gamma_L = 0$ มันจะให้ค่า $|\Gamma_{IN}| < 1$ ในทางกลับกัน ถ้า $|S_{11}| > 1$ เมื่อ $Z_L = Z_0$ แล้ว $|\Gamma_{IN}| > 1$ และ $\Gamma_L = 0$ ดังนั้นจุดศูนย์กลางของแผนภาพสมิทจะแสดงจุดทำงานที่ไม่เสถียร รูปที่ 5.6 จะเป็นรูปที่แสดงให้เห็นถึงการพิจารณาทั้งสองกรณี โดยที่พื้นที่ที่ถูกแรเงาจะแสดงค่าของ Γ_L นั่นคือจะทำให้การทำงานมีเสถียรภาพในทำนองเดียวกัน รูปที่ 5.7 จะแสดงบริเวณที่เสถียรภาพและไม่เสถียรภาพ สำหรับ Γ_S



รูปที่ 5.6 แผนภาพสมิทที่แสดงถึงบริเวณเสถียรและไม่เสถียรในระนาบ Γ_L

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



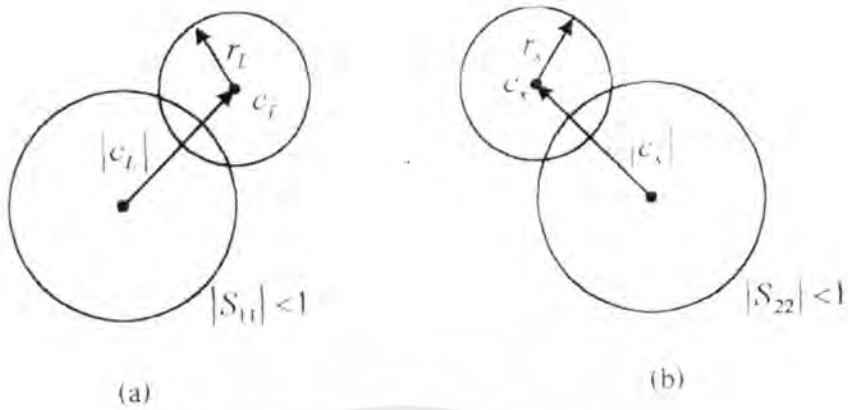
รูปที่ 5.7 แผนภาพสมิทที่แสดงถึงบริเวณเสถียรและไม่เสถียรในระนาบ Γ_S

สำหรับการเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไขที่มีโหลดแบบพาสซีฟ หรือแหล่งกำเนิดในโครงข่ายต่ออยู่มากต้องทำให้เงื่อนไขเสถียรภาพ จากรูปเราจะเห็นได้ว่าสำหรับ $|S_{11}| < 1$ และ $|S_{22}| < 1$ ดังนั้นต้องการวงกลมเสถียรภาพดังแสดงในรูปที่ 5.6a และ 5.7a มีลักษณะที่วางอยู่ด้านนอกวงกลมแผนภาพสมิทอย่างสมบูรณ์ในกรณีนี้เมื่อวงกลมเสถียรภาพวางอยู่นอกวงกลมแผนภาพสมิทอย่างสมบูรณ์ แล้วเราแสดงได้ดังรูปที่ 5.8 ดังนั้น เงื่อนไขสำหรับการเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไขสำหรับโหลดแบบพาสซีฟและแหล่งกำเนิดทั้งหมดสามารที่จะเขียนอยู่ในฟอร์มต่อไปนี้

$$|c_L| - r_L > 1 \quad \text{สำหรับ } |S_{11}| < 1 \quad (5.23)$$

และ

$$|c_S| - r_S > 1 \quad \text{สำหรับ } |S_{22}| < 1 \quad (5.24)$$



รูปที่ 5.8 เงื่อนไขสำหรับการเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข

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 (5.15) และ (6.16)] จะทำให้ $|\Gamma_{IN}| > 1$ หรือ $|\Gamma_{OUT}| > 1$

ตอนนี้เราจะกลับไปพิจารณาเงื่อนไขที่เพียงพอและความจำเป็นของเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขของโครงข่าย 2-พอร์ต เป็นการทำได้ตรง ๆ แต่ค่อนข้างจะขี้ดียว การเปลี่ยนแปลงสมการ (5.13) ถึง (5.16) ให้เหมาะสมผลลัพธ์ที่ได้ ดังนี้

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (5.25)$$

และ

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (5.26)$$

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (5.27)$$

ด้วยเงื่อนไขที่เพียงพอสำหรับการเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไขถูกทำให้ไว้โดย

$$K > 1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$|\Delta| < 1 \quad (5.28)$$

โดยที่

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \quad (5.29)$$

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

5.4 การแมตช์แบบสังยุคในเวลาเดียวกัน (Simultaneous conjugate match) ในกรณีวงจรข่ายสองทาง

เมื่อ $S_{12} \neq 0$ และการสมมติฐานของวงจรข่ายทางเดียวไม่สามารถทำได้ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่อินพุตและเอาต์พุตจะแสดงในสมการ (5.5) และ (5.6) ตามลำดับ เงื่อนไขที่ต้องการที่จะให้เกิดอัตราขยายกำลังสูงสุดของตัวแปลง คือ

$$\Gamma_S = \Gamma_S^* \quad (5.30)$$

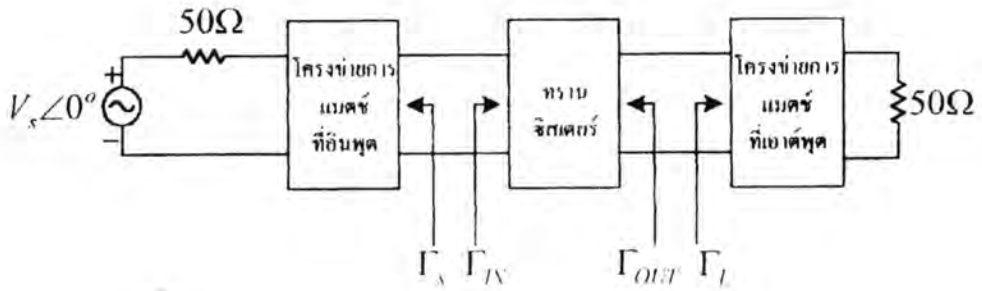
$$\Gamma_L = \Gamma_L^* \quad (5.31)$$

เงื่อนไขนี้ดังแสดงได้ในรูปที่ 5.9 จากสมการ (5.5), (5.6), (5.30) และ (5.31) เราสามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\Gamma_S^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (5.32)$$

$$\Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (5.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 การแมตช์แบบสังยุคในเวลาเดียวกันจะเกิดขึ้นเมื่อ $\Gamma_{IN} = \Gamma_S^*$ และ $\Gamma_{OUT} = \Gamma_L^*$

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

$$\Gamma_{MS} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|c_1|^2}}{2c_1} \quad (5.34)$$

$$\Gamma_{ML} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|c_2|^2}}{2c_2} \quad (5.35)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (5.36)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (5.37)$$

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

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

ในลำดับต่อไป เราจะเลือกใช้เครื่องหมายลบในสมการ (5.34) และ (5.35) สำหรับโครงข่ายที่มีเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข

ถ้า $\left| \frac{B_1}{2c_1} \right| > 1$ และ $B_1 > 0$ ในสมการ (5.34) ผลเฉลยจากการใช้เครื่องหมายลบจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$|\Gamma_{MS}| < 1$ และผลเฉลยจากการใช้เครื่องหมายบวกจะได้ $|\Gamma_{MS}| > 1$ ถ้า $\left| \frac{B_1}{2c_1} \right| > 1$ และ $B_1 < 0$ ในสมการ (5.34) ผลเฉลยจากการใช้เครื่องหมายบวกจะได้ $|\Gamma_{MS}| < 1$ และ $|\Gamma_{ML}| < 1$ จากการพิจารณาข้างต้น เราจึงสรุปได้ว่าเมื่อ $|\Gamma_{MS}| < 1$ และ $|\Gamma_{ML}| < 1$ แล้วจะได้ว่าเงื่อนไขที่ทำให้โครงข่าย 2-พอร์ตสามารถเกิดการแมตซ์ได้ในเวลาเดียวกันก็คือ

$$K > 1 \quad (5.38)$$

เงื่อนไข $K > 1$ เป็นเงื่อนไขที่จำเป็นเพียงเงื่อนไขเดียว สำหรับความเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข ดังนั้นการแมตซ์กันแบบสังยุคในเวลาเดียวกันที่ซึ่งทำให้มีความเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขสามารถเกิดขึ้นได้ถ้า $K > 1$ และ $|\Delta| < 1$ และเนื่องจาก $|\Delta| < 1$ บอกเป็นนัยๆ ได้ว่า $B_1 > 0$ และ $B_2 > 0$ และต้องเลือกใช้เครื่องหมายลบในสมการ (5.34) และสมการ (5.35) เมื่อคำนวณหาการแมตซ์กันแบบสังยุคในเวลาเดียวกัน จะหาได้จาก

$$G_{T,max} = \frac{(1 - |\Gamma_{MS}|^2) S_{21}^2 (1 - |\Gamma_{ML}|^2)}{|(1 - S_{11} \Gamma_{MS})(1 - S_{22} \Gamma_{ML}) - S_{12} S_{21} \Gamma_{ML} \Gamma_{MS}|^2} \quad (5.39)$$

แทนสมการ (5.34) และ (5.35) ลงในสมการ (5.39) และใช้สมการ (5.25) ทำให้อยู่ในเทอมของ K จะเขียนความสัมพันธ์ได้ใหม่เป็น

$$G_{T,max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (k - \sqrt{k^2 - 1}) \quad (5.40)$$

อัตราขยายเสถียรภาพสูงสุด (maximum stable gain) จะนิยามได้จาก $G_{T,max}$ เมื่อ $k=1$ นั่นคือ

$$G_{MSG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (5.41)$$

G_{MSG} คือตัวเลขคุณค่า (figure of merit) เป็นสิ่งที่แสดงว่า $G_{T,max}$ ที่มีค่ามากที่สุดสามารถเกิดขึ้นได้ โดยการใส่โหลดความต้านทานในโครงข่าย 2-พอร์ต (นั่นก็คือทรานซิสเตอร์) เพื่อให้ $k=1$ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 วงกลมอัตราขยายกำลังภาวะทำงาน (Operation power gain circle)

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

5.5.1 โครงข่าย 2-พอร์ต ซึ่งเสถียรอย่างไม่มีเงื่อนไข

กระบวนการพัฒนาและออกแบบด้วย G_p เราจะเขียนสมการ (5.3) ในรูปของ

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

$$G_p = |S_{21}|^2 g_p \tag{5.42}$$

โดยที่

$$g_p = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2 - |S_{11} - \Delta \Gamma_L|^2}$$

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

และ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงกลมอัตรายายกำลังสภาวะทำงานจะมีรัศมีวงกลมคือ

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

ระยะห่างระหว่างจุดศูนย์กลางของแผนภาพสมิทกับจุดศูนย์กลางของวงกลมหาได้จาก

$$d_p = \frac{g_p |c_2^*|}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (5.43)$$

จุดศูนย์กลางของวงกลมสามารถหาได้จาก

$$c_p = \frac{g_p c_2}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (5.44)$$

อัตรายายกำลังสภาวะการทำงานที่สูงที่สุดจะเกิดขึ้นเมื่อ $R_p = 0$ ดังนั้นจากสมการ (5.45) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$g_{P,\max}^2 |S_{12}S_{21}|^2 - 2K|S_{12}S_{21}|g_{P,\max} + 1 = 0 \quad (5.45)$$

โดยที่ $g_{P,\max}$ คือค่าสูงสุดของ g_p ผลเฉลยของสมการ (5.46) สำหรับกรณีเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขคือ

$$g_{P,\max} = \frac{1}{|S_{12}S_{21}|} \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (5.46)$$

ดังนั้นทำการแทนสมการ (4.46) ลงในสมการ (5.42) จะได้

$$g_{P,\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (5.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระบวนการวาดวงกลมอัตราขยายกำลังภาวะทำงานในแผนภาพสมิธมีดังต่อไปนี้

- 1) กำหนด g_p ใดๆ รัศมีและจุดศูนย์กลางของวงกลมหาได้จากสมการ (5.45) และสมการ (5.47)
- 2) เลือกค่า Γ_L ที่ต้องการ
- 3) จะได้กำลังงานที่เอาต์พุตเป็นการแมตช์สังยุคที่อินพุต กล่าวคือจะทำให้ $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$ เมื่อ Γ_{IN} หาได้จากสมการ (5.5) ซึ่งค่าของ Γ_S นี้จะได้อัตราขยายกำลังของตัวแปลง $G_S = G_p$

5.5.2 โครงข่าย 2-พอร์ตซึ่งเสถียรอย่างมีเงื่อนไข

กระบวนการในการออกแบบวงจรขยายเมื่อกำหนดค่า G_p ใด ๆ มีดังต่อไปนี้

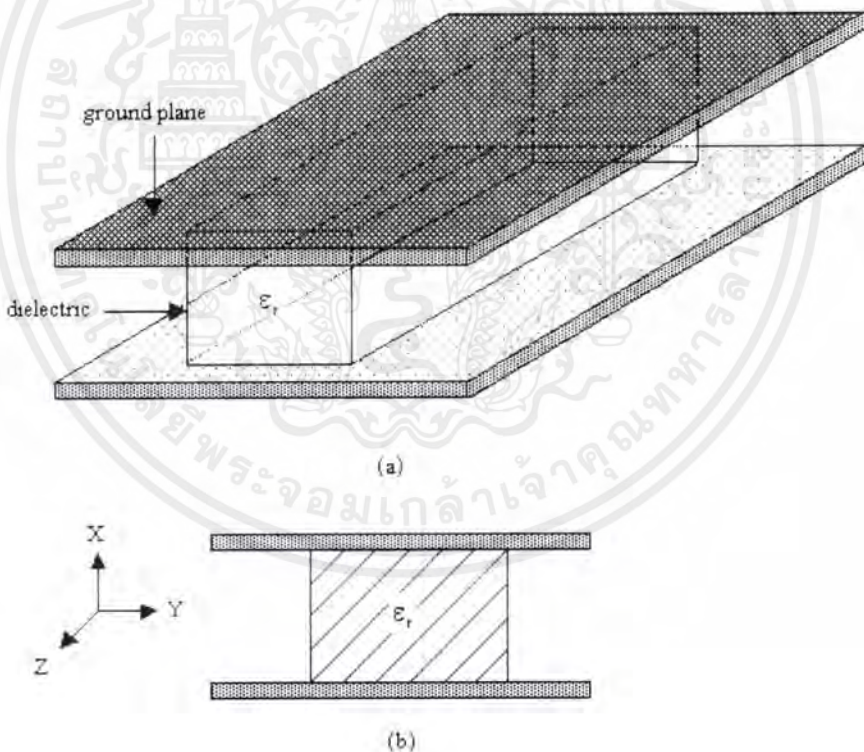
- 1) เมื่อกำหนดค่า G_p ใดๆ ทำการวาดวงกลมอัตราขยายกำลังภาวะทำงาน โดยใช้สมการ (5.45) และสมการ (5.47) แล้ววาดวงกลมเสถียรภาพด้านเอาต์พุตจากนั้นทำการเลือกค่า Γ_L ที่อยู่ในบริเวณเสถียรภาพ และไม่ใกล้กับวงกลมเสถียรภาพมากนัก
- 2) คำนวณค่า Γ_{IN} จากสมการ (5.5) และหาการแมตช์กันแบบสังยุคที่อินพุตถ้าสามารถหาได้ นั่นคือวาดวงกลมเสถียรภาพด้านอินพุต และหา $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$ ในบริเวณเสถียรภาพด้านอินพุต
- 3) ถ้า $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$ ไม่ได้อยู่ในบริเวณเสถียรภาพ หรืออยู่ในบริเวณเสถียรภาพ แต่อยู่ใกล้กับวงกลมเสถียรภาพด้านอินพุตมากเกินไป ค่าของ Γ_S สามารถเลือกค่าใด ๆ ก็ได้ หรือ G_p ค่าใหม่ถูกเลือกขึ้นมาเราจะต้องระวังเมื่อเลือกค่า Γ_S ใดๆ เนื่องจากค่าของ Γ_S มีผลกระทบต่อกำลังงานด้านเอาต์พุตและ VSWR ค่าของ Γ_S และ Γ_L ไม่ควรอยู่ใกล้กับวงกลมเสถียรภาพเพราะว่าการออสซิลเลทอาจเกิดขึ้นได้เมื่อวงจรอินพุตและเอาต์พุตมีการปรับค่า

บทที่ 6

การออกแบบและสร้าง ท่อนำคลื่น NRD, สายส่งไมโครสตริป, สายอากาศแบบร่อง, วงจรขยายความถี่สูง, และ วงจรคัปเปิลอร์

6.1 โครงสร้างของท่อนำคลื่น NRD และการออกแบบท่อนำคลื่น NRD

โครงสร้างของท่อนำคลื่น NRD แสดงดังรูปที่ 6.1 ประกอบด้วยแท่งไดอิเล็กตริกประกบด้วยแผ่นโลหะขนาน ซึ่งเป็นโครงสร้างเดียวกับท่อนำคลื่นตัวเอช (H-guide) เพียงแต่ระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะต้องน้อยกว่า $\lambda_0 / 2$ เพื่อแสดงคุณสมบัติคัทออฟในบริเวณอากาศภายนอกไดอิเล็กตริก



รูปที่ 6.1 (a) โครงสร้างของท่อนำคลื่น NRD (b) ภาคตัดขวางของท่อนำคลื่น NRD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบท่อนำคลื่น NRD จะพิจารณาตามทฤษฎีท่อนำคลื่น NRD ในบทที่ 2 ซึ่งมีเงื่อนไขในการออกแบบดังนี้

$$\epsilon_r < 6.8$$

$$a / \lambda_0 = 0.45$$

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

โดย ϵ_r คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของแท่งไดอิเล็กตริก, a คือระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะขนาน, b คือความกว้างของแท่งไดอิเล็กตริก, λ_0 คือความยาวคลื่นที่ใช้งานในอวกาศว่าง เนื่องจากการศึกษาคุณสมบัติของท่อนำคลื่น NRD ที่ความถี่ 10 GHz

ดังนั้นจาก

$$\lambda_0 = \frac{v}{f}$$

เมื่อ v คือ ความเร็วคลื่นวิทยุในอวกาศว่างเท่ากับ 3×10^{11} mm/sec และ f คือความถี่ใช้งานเท่ากับ 10 GHz

ดังนั้น

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

จาก

$$a / \lambda_0 = 0.45$$

ได้

$$a = 0.45 \times 30 = 13.5 \text{ mm}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจาก

$$\epsilon_r < 6.8$$

เลือกแท่งไดอิเล็กตริกชนิด PTFE ซึ่งมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 2.2

ดังนั้นจาก

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

เลือก

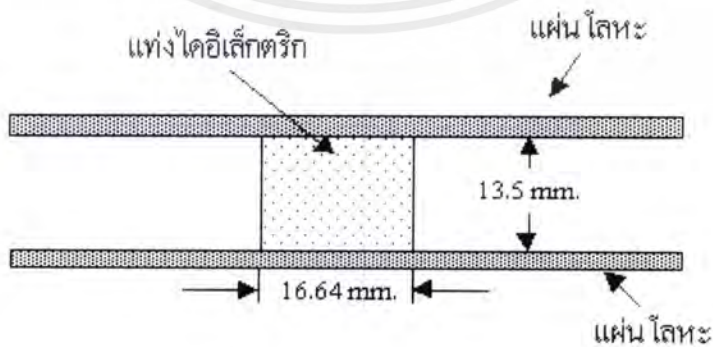
$$(b / \lambda_0) \sqrt{\epsilon_r - 1} = 0.6$$

หาค่า b

$$b = \frac{0.6 \lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r - 1}}$$

แทนค่า λ_0 และ ϵ_r ได้

$$b = \frac{0.6(30)}{\sqrt{2.2 - 1}} = 16.64 \text{ mm}$$

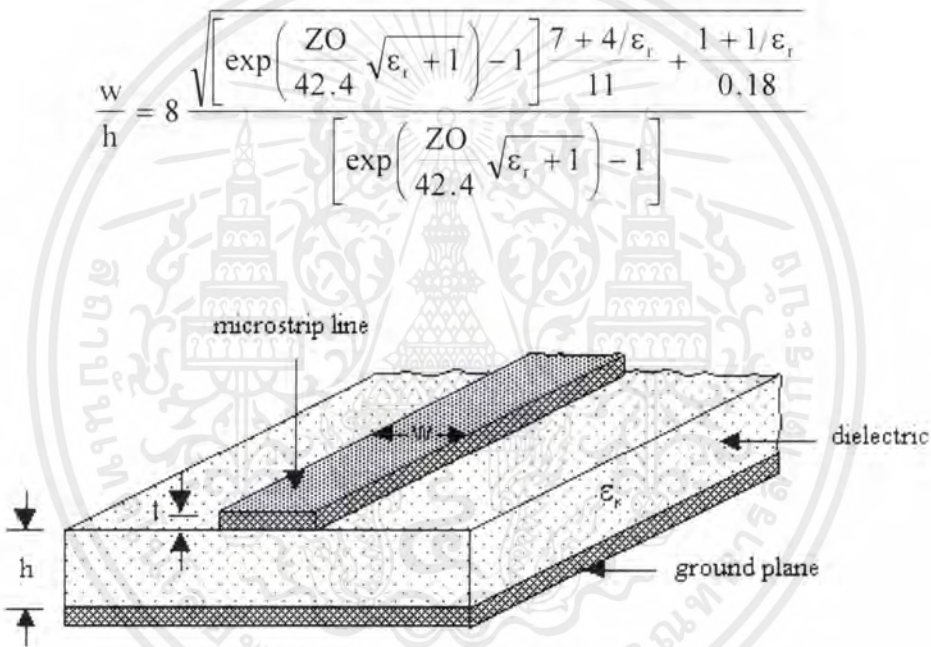


รูปที่ 6.2 ท่อนำคลื่น NRD ที่ออกแบบได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 โครงสร้างและการออกแบบสายส่งไมโครสตริป

ในส่วนของ การออกแบบสายส่งไมโครสตริปเพื่อใช้ในการส่งผ่านสัญญาณจากแหล่งกำเนิดสัญญาณ (source) ไปยังท่อนำคลื่น NRD และวงจรรวมไมโครเวฟ (Microwave Integrated Circuit :MIC) โดยออกแบบใช้งานที่ความถี่ 10 GHz และมีค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะ (Characteristic Impedance) , Z_0 เท่ากับ 50 โอห์ม บนวัสดุฐานรอง PVC ที่มีค่า $\epsilon_r = 4.77$, $h = 1.5$ mm เราสามารถคำนวณหาขนาดความกว้างของสายส่งไมโครสตริป (w) ได้จากสมการที่ (3.18) ซึ่งเป็นสมการ closed form ที่ให้โดย WHEELER นั่นคือ

$$\frac{w}{h} = 8 \sqrt{\frac{\left[\exp\left(\frac{Z_0}{42.4} \sqrt{\epsilon_r + 1} \right) - 1 \right] \frac{7 + 4/\epsilon_r}{11} + \frac{1 + 1/\epsilon_r}{0.18}}{\left[\exp\left(\frac{Z_0}{42.4} \sqrt{\epsilon_r + 1} \right) - 1 \right]}}$$


รูปที่ 6.3 โครงสร้างของสายส่งไมโครสตริป

เมื่อ $h = 1.5$ mm. , $\epsilon_r = 4.77$ และ $z_0 = 50$ โอห์ม

จะได้ว่า

$$w = 8h \sqrt{\frac{\left[\exp\left(\frac{Z_0}{42.4} \sqrt{\epsilon_r + 1} \right) - 1 \right] \frac{7 + 4/\epsilon_r}{11} + \frac{1 + 1/\epsilon_r}{0.18}}{\left[\exp\left(\frac{Z_0}{42.4} \sqrt{\epsilon_r + 1} \right) - 1 \right]}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$w = 8(1.5 \times 10^{-3}) \frac{\sqrt{\left[\exp\left(\frac{50}{42.4} \sqrt{4.77 + 1}\right) - 1 \right] \frac{7 + 4/4.77}{11} + \frac{1 + 1/4.77}{0.18}}{\left[\exp\left(\frac{50}{42.4} \sqrt{4.77 + 1}\right) - 1 \right]}$$

$$w = 3.194 \times 10^{-3} \text{ เมตร}$$

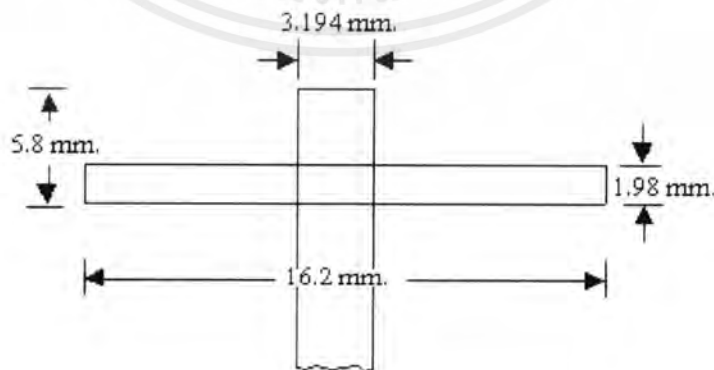
$$w = 3.194 \text{ มิลลิเมตร}$$

6.3 การออกแบบสายอากาศแบบร่อง

การออกแบบสายอากาศแบบร่องจะอาศัยโปรแกรมคอมพิวเตอร์คำนวณหาขนาดความกว้าง (W) และขนาดความยาว (L) ของสายอากาศที่ติดตั้งบนแผ่น PCB และตำแหน่งของสายส่งไมโครสตริปที่เหมาะสมสำหรับใช้ป้อนสัญญาณเพื่อให้ได้ผลตอบที่เหมาะสมที่สุด โดยพารามิเตอร์ที่จำเป็นสำหรับการออกแบบมีดังนี้คือ

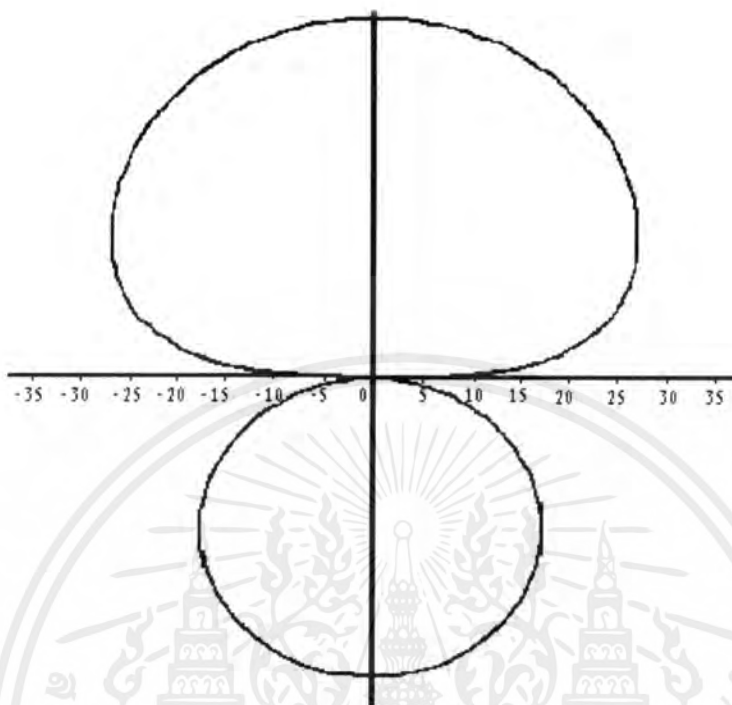
- 1) ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) = 4.77
- 2) ค่าความสูงของวัสดุฐานรอง (h) = 1.5 mm.
- 3) ค่าความสูญเสียวิถีสัมผัสของตัวนำ (δ) = 0.028
- 4) ความถี่ที่ออกแบบใช้งาน (f) = 10 GHz

ซึ่งจากการคำนวณโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์จะได้ค่าที่เหมาะสมสำหรับการออกแบบใช้งานจริงดังที่ปรากฏให้เห็นในรูปที่ 6.4



รูปที่ 6.4 สายอากาศแบบร่องที่ป้อนสัญญาณโดยสายส่งไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.5 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Radiation pattern) ของสายอากาศแบบรอกที่ออกแบบ

6.4 การออกแบบวงจรขยายความถี่สูง

การออกแบบวงจรขยายที่ความถี่ 10 GHz โดยใช้แผนภาพสมิท สิ่งแรกที่จะต้องทำก่อนการออกแบบวงจรคือ การกำหนดคุณสมบัติของวงจรที่เราต้องการ ซึ่งในโครงงานนี้จะกำหนดคุณสมบัติของวงจรที่ต้องการออกแบบดังต่อไปนี้

Frequency : 10 GHz

Gain : 12 dB

Bias current : 10 mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนการออกแบบ

1) เลือกใช้ GaAs MOSFET เบอร์ MGF4314D ไบอัสที่ $V_{ds}=2V$, $I_d=10mA$ เป็นอุปกรณ์ทำหน้าที่ย้ายสัญญาณ โดยที่ความถี่ 10 GHz MOSFET เบอร์นี้จะมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้

$$S_{11} = 0.67 \angle -159.1^\circ$$

$$S_{21} = 3.765 \angle 30.1^\circ$$

$$S_{12} = 0.094 \angle -14.3^\circ$$

$$S_{22} = 0.351 \angle -133^\circ$$

$$G_{max} = 16.026 \text{ dB}$$

2) คำนวณค่า Δ จากสมการ

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

ดังนั้นจะได้

$$\Delta = (0.67 \angle -159.1^\circ \times 0.351 \angle -133^\circ) - (0.094 \angle -14.3^\circ \times 3.765 \angle 30.1^\circ)$$

$$\Delta = 0.23517 \angle -292.1^\circ - 0.35391 \angle 15.8^\circ$$

$$\Delta = 0.27982 \angle 154.259^\circ$$

3) คำนวณค่า k จากสมการ

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

ดังนั้นจะได้

$$k = \frac{1 - (0.67)^2 - (0.351)^2 + (0.27982)^2}{2[(0.094)(3.765)]}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4) พิจารณาค่า $k < 1$ คำนวณค่า G_{\max} จากสมการ

$$G_{\max} = \frac{S_{21}}{S_{12}}$$

ดังนั้นจะได้

$$G_{\max} = \frac{3.765}{0.094} = 40.053$$

$$G_{\max} \text{ (dB)} = 10 \log 40.053 = 16.026 \text{ dB}$$

5) คำนวณหาขนาดวงกลมเสถียรภาพทางด้านอินพุต (Input Stability Circle) โดยคำนวณจากสมการต่อไปนี้

5.1) ขนาดรัศมีของวงกลม (r_s) จากสมการ

$$r_s = \frac{|S_{12} S_{21}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

ดังนั้นจะได้

$$r_s = \frac{(0.094)(3.765)}{(0.67)^2 - (0.27982)^2}$$

$$r_s = 0.95496 \text{ หน่วย}$$

5.2) ตำแหน่งจุดศูนย์กลางของวงกลม (c_s) จากสมการ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะได้

$$c_s = \frac{\left((0.67 \angle -159.1^\circ) - (0.27982 \angle 154.259^\circ \times 0.351 \angle -133^\circ) \right)^*}{(0.67)^2 - (0.27982)^2}$$

$$c_s = 1.8104 \angle 167.497^\circ$$

6) กำหนดหาขนาดวงกลมเสถียรภาพทางด้านเอาต์พุต (Output Stability Circle) โดยคำนวณจากสมการต่อไปนี้

6.1) ขนาดรัศมีของวงกลม (r_1) จากสมการ

$$r_1 = \frac{|s_{12}s_{21}|}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

ดังนั้นจะได้

$$r_1 = \frac{(0.094)(3.765)}{|(0.351)^2 - (0.27982)^2|}$$

$$r_1 = 7.88218 \text{ หน่วย}$$

6.2) ตำแหน่งจุดศูนย์กลางของวงกลม (c_1) จากสมการ

$$c_1 = \frac{(s_{22} - \Delta s_{11}^*)^*}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

ดังนั้นจะได้

$$c_1 = \frac{\left((0.351 \angle -133^\circ) - (0.27982 \angle 154.259^\circ \times 0.67 \angle -159.1^\circ) \right)^*}{(0.351)^2 - (0.27982)^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$c_1 = 8.6254 \angle 161.877^\circ$$

7) กำหนดหาขนาดวงกลมเกนกำลัง (power Gain Circle) โดยเลือกออกแบบที่เกินเท่ากับ 12 dB นั่นคือ

$$G_a = 12 \text{ dB}$$

หรือ

$$G_a = 15.84893 \text{ watt}$$

7.1) ตำแหน่งจุดศูนย์กลางวงกลม (c_a) จากสมการ

$$c_a = \frac{g_a c_1}{1 + g_a (|s_{11}|^2 - |\Delta|^2)}$$

โดยที่

$$g_a = \frac{G_a}{|s_{21}|^2}$$

$$g_a = \frac{15.84893}{(3.765)^2} = 1.11807$$

และ

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

$$c_1 = 0.67 \angle -159.1^\circ - 0.27982 \angle 154.259^\circ \times 0.351 \angle -133^\circ$$

$$c_1 = 0.67094 \angle -167.499^\circ$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะได้

$$c_a = \frac{(1.11807)(0.67094 \angle -167.499^\circ)}{1 + 1.11807((0.67)^2 - (0.27982)^2)}$$

$$c_a = 0.53039 \angle 167.499^\circ$$

7.2) ขนาดครีสมิของวงกลม (R_a) จากสมการ

$$R_a = \frac{\left[1 - 2k|s_{12}s_{21}|g_a + |s_{12}s_{21}|^2g_a^2\right]^{1/2}}{\left|1 + g_a(|s_{11}|^2 - |\Delta|^2)\right|}$$

ดังนั้นจะได้

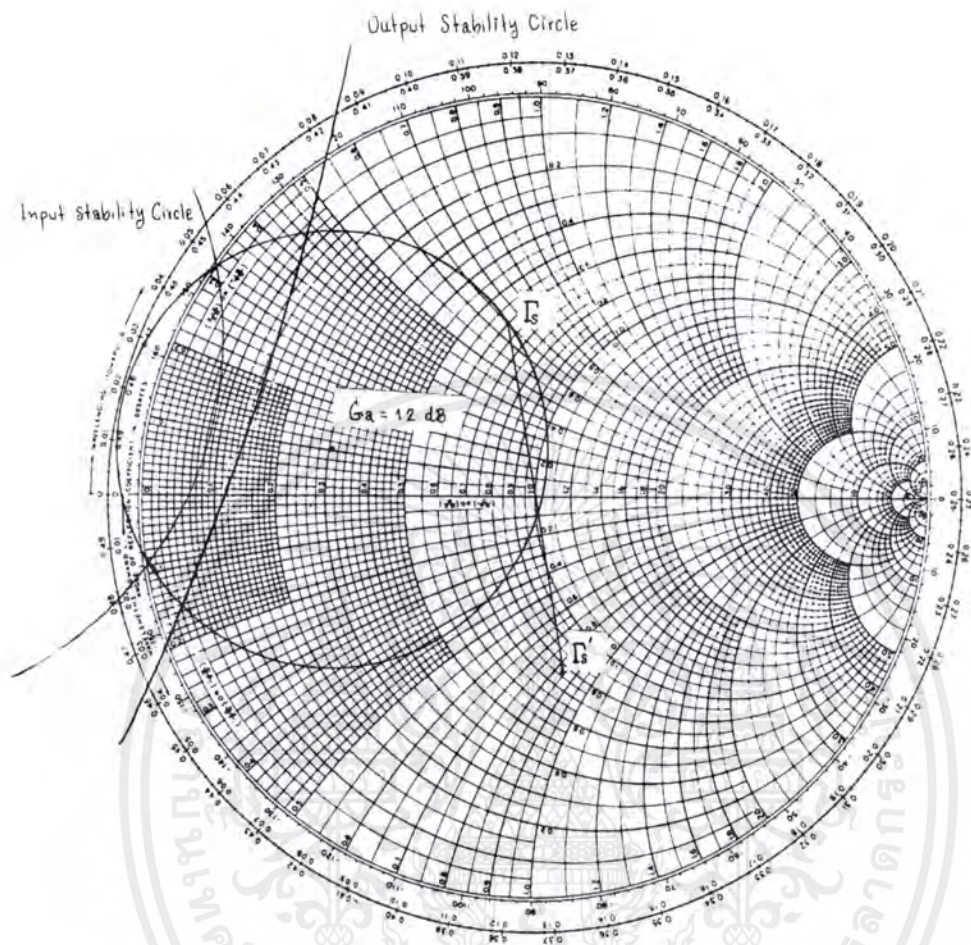
$$R_a = \frac{\left[1 - 2(0.71515)(0.094 \times 3.765)1.11807 + (0.094 \times 3.765)^2(1.11807)^2\right]^{1/2}}{\left|1 + 1.11807((0.67)^2 - (0.27982)^2)\right|}$$

$$R_a = 0.54336$$

8) นำค่าที่ได้จากขั้นตอนที่ 1-7 มาพล็อตลงบนแผนภาพสมิท และกำหนดตำแหน่งของ Γ_s ที่เหมาะสมโดยหลีกเลี่ยงพื้นที่ที่อยู่ในบริเวณวงกลมเสถียรภาพทางด้านอินพุต (Input Stability Circle) และวงกลมเสถียรภาพทางด้านเอาต์พุต (Output Stability Circle) และอยู่ในเส้นขอบวงกลม 12 dB ที่ออกแบบไว้ (ดูรูปที่ 6.6 ประกอบ) ซึ่งในโครงการนี้จะเลือกค่า Γ_s คือ

$$\Gamma_s = 0.445 \angle 99^\circ$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.6 วงกลมเสถียรภาพทางอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยายที่ออกแบบ

9) คำนวณหาค่า Γ_1 แล้วพล็อตลงบนแผนภาพสมิท โดยที่ Γ_1 สามารถคำนวณได้จากสูตร

$$\Gamma_1 = \frac{(s_{22} - \Gamma_s \Delta)^2}{1 - \Gamma_s s_{11}}$$

ดังนั้นจะได้

$$\Gamma_1 = \frac{((0.351 \angle -133^\circ) - (0.445 \angle 99^\circ \times 0.27982 \angle 154.259^\circ))^2}{1 - (0.445 \angle 99^\circ \times 0.67 \angle -159.1^\circ)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับโครงการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

10) ออกแบบการแมตช์อิมพีแดนซ์วงจรถายจากแผนภาพสมิท

10.1) นำค่า Γ_s และ Γ_l มาทำอินเวอร์สกลับจากมุมเดิมไป 180° จะได้

$$\Gamma_s' = 0.445 \angle -80^\circ$$

$$\Gamma_l' = 0.276 \angle -51^\circ$$

ลากเส้นตรงจากจุดศูนย์กลางแผนภาพสมิทผ่านจุด Γ_s' และ Γ_l' ออกไปตัดกับเส้นขอบวงกลมแผนภาพสมิท

10.2) หาขนาดองค์ประกอบการแมตช์อิมพีแดนซ์ด้านอินพุต จากตำแหน่ง Γ_s' โดยใช้วงเวียนกางรัศมีเท่ากับระยะจากจุดศูนย์กลางของแผนภาพสมิทถึงจุด Γ_s' ใช้จุดศูนย์กลางของแผนภาพสมิทเป็นจุดหมุนแล้วทำการหมุนวงเวียนจากจุด Γ_s' ไปในทิศทางทวนเข็มนาฬิกาให้ตัดวงกลมค่าความต้านทานเท่ากับ 1 (normalized ที่ 50 โอห์ม) มาร์คตำแหน่งที่เป็นจุดตัดแล้วลากเส้นตรงจากจุดศูนย์กลางของแผนภาพสมิทผ่านตำแหน่งนี้ออกไปตัดขอบนอกของวงกลมแผนภาพสมิท แล้วหาระยะทางจากจุด Γ_s' ถึงจุดตัดที่ทำเครื่องหมายเอาไว้ โดยดูเทียบกับสเกลความยาวคลื่น (wavelength toward generator) ซึ่งเป็นค่าที่เทียบกับค่าความยาวคลื่นในสายส่งไมโครสตริป ซึ่งค่าความยาวคลื่นที่ได้นี้จะเป็นค่าความยาวของสายส่งไมโครสตริปอนุกรม (series microstrip line) ที่ใช้สำหรับองค์ประกอบการแมตช์ที่ใช้ในการออกแบบจริงนั่นเอง จากนั้นหาค่าความยาวของสตัปวงจรมเปิด (open circuit stub) โดยดูได้จากเส้นกราฟค่าความเหนี่ยวนำ (inductance) ที่อยู่ในตำแหน่งจุดตัดวงกลมความต้านทานเท่ากับ 1 ตามที่กล่าวข้างต้นแล้วทำการลากเส้นตรงจากจุดศูนย์กลางแผนภาพสมิทผ่านสเกลซึ่งบอกค่าความเหนี่ยวนำนั้นเลยไปตัดกับสเกลความยาวคลื่น (wavelength toward generator) ที่ขอบนอกของแผนภาพสมิท ก็จะได้ค่าความยาวของสตัปแบบเปิดที่เทียบกับความยาวคลื่นในสายส่งไมโครสตริปสำหรับการแมตช์อิมพีแดนซ์ตามต้องการ (ดูรูปที่ 6.7 ประกอบ) เมื่อความยาวของคลื่นที่เดินทางในสายส่งไมโครสตริปหาได้จากสมการ

$$\lambda_g = \frac{c}{f} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-1}$$

เมื่อแทนค่า $\epsilon_r = 4.77$, $h = 1.5\text{mm}$, $w = 3.194\text{mm}$, $f = 10\text{GHz}$ และ $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ จะได้

$$\lambda_g = 15.775 \text{ mm.}$$

ดังนั้นค่าที่ได้จากการออกแบบเป็นดังนี้คือ

$$\begin{aligned} \text{ขนาดความยาวไมโครสตริปอนุกรมทางด้านอินพุต} &= 0.2\lambda = 0.2(15.775 \text{ mm.}) \\ &= 3.155 \text{ mm.} \end{aligned}$$

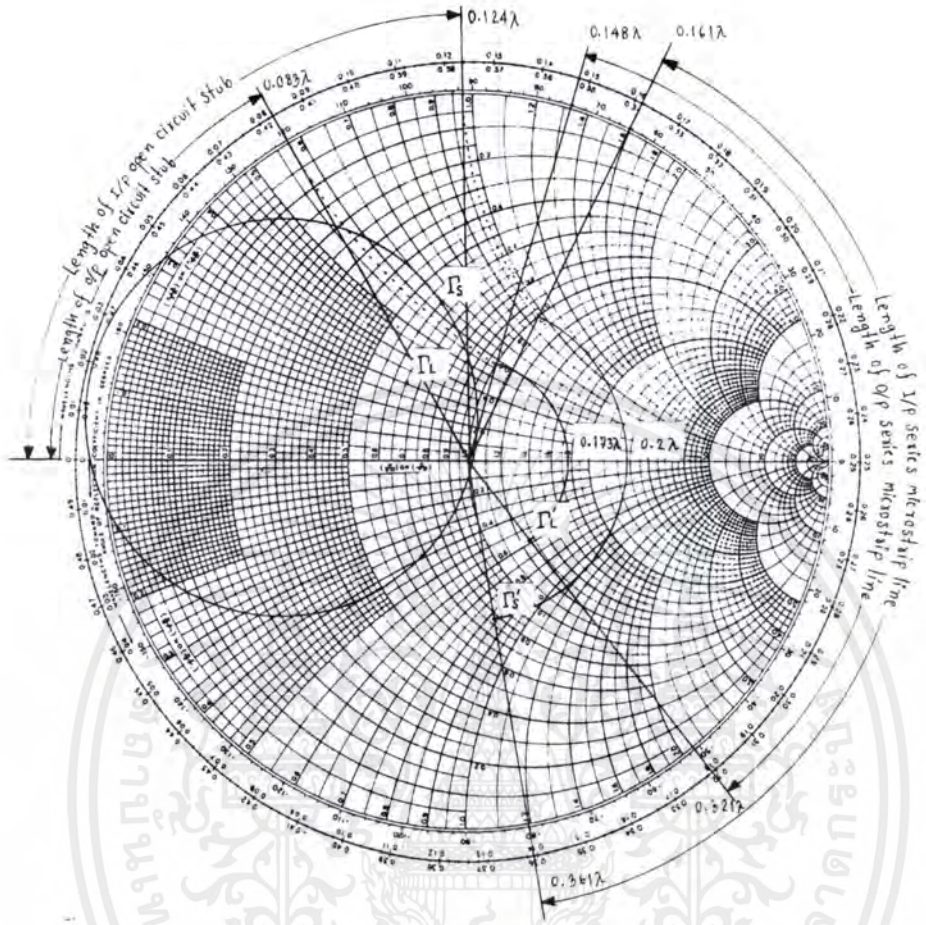
$$\begin{aligned} \text{ขนาดความยาวของสตริปวงจรเปิดทางด้านอินพุต} &= 0.124\lambda = 0.124(15.775 \text{ mm.}) \\ &= 1.956 \text{ mm.} \end{aligned}$$

10.3) หาขนาดองค์ประกอบการแมตซ์อิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตจากตำแหน่ง Γ_1' โดยมีขั้นตอนแบบเดียวกับการหาค่าองค์ประกอบทางด้านอินพุตดังในขั้นตอนที่ 10.2 ดังนั้นจะได้ค่าองค์ประกอบการแมตซ์อิมพีแดนซ์ทางเอาต์พุตดังนี้คือ

$$\begin{aligned} \text{ขนาดความยาวไมโครสตริปอนุกรมทางด้านเอาต์พุต} &= 0.173\lambda = 0.173(15.775 \text{ mm.}) \\ &= 2.729 \text{ mm.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{ขนาดความยาวของสตริปวงจรเปิดทางด้านเอาต์พุต} &= 0.083\lambda = 0.083(15.775 \text{ mm.}) \\ &= 1.31 \text{ mm.} \end{aligned}$$

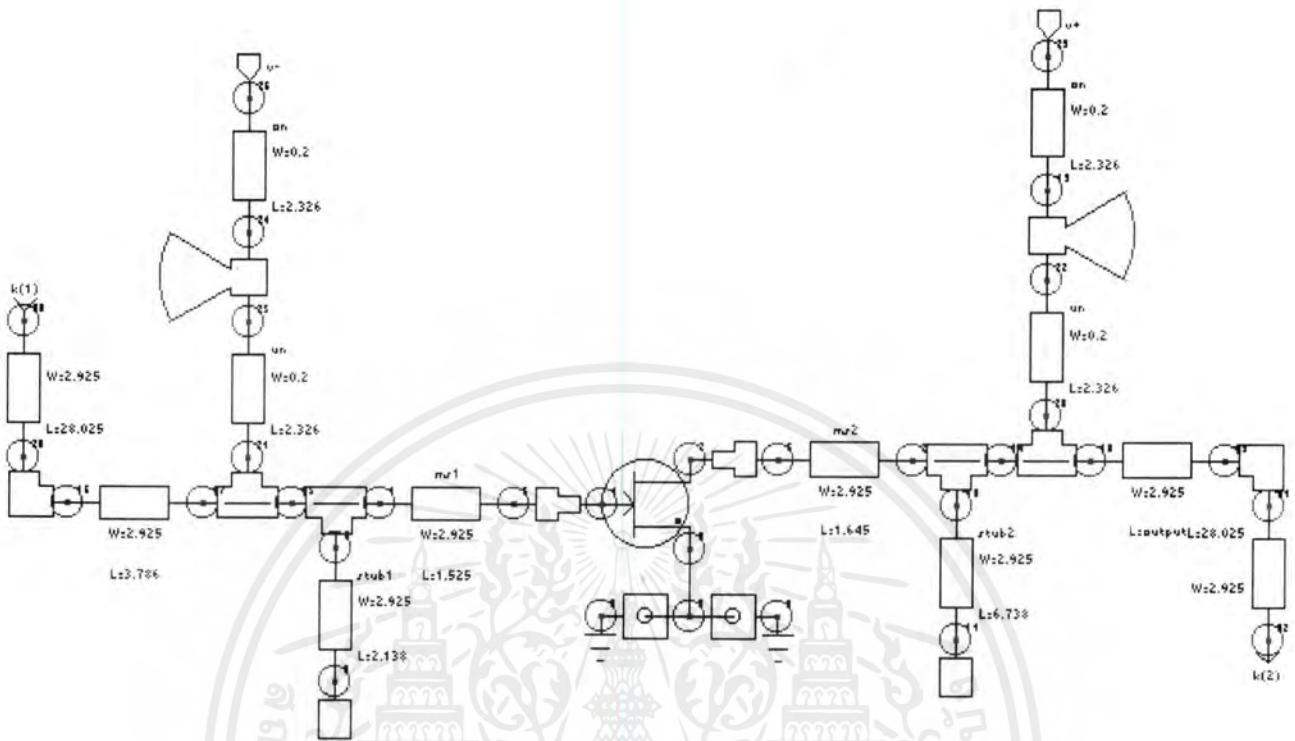
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



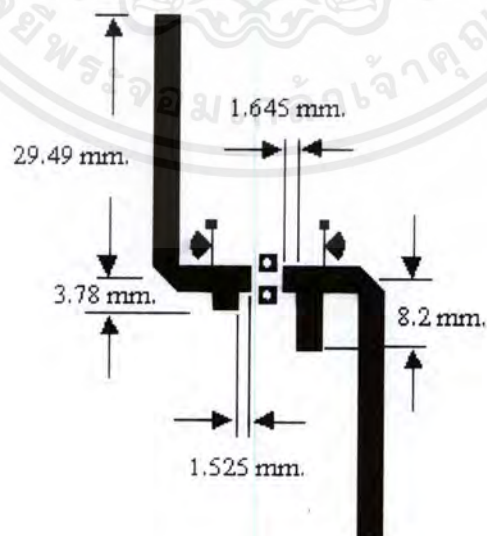
รูปที่ 6.7 การหาค่าองค์ประกอบการแมตช์อิมพีแดนซ์โดยใช้แผนภาพสมิท

11.) นำค่าขนาดขององค์ประกอบต่างๆ ของวงจรมาทำการเลียนแบบ (simulation) บนโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ซึ่งโปรแกรมที่ใช้เป็นโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์งานทางด้านไมโครเวฟโดยเฉพาะเพื่อดูผลตอบสนองของวงจรว่าอยู่ในเกณฑ์ที่ต้องการหรือไม่ และจากการทดลองพบว่าผลที่ได้จากที่คำนวณนั้นยังไม่ใช่ผลที่ดีที่สุด ดังนั้นจึงจำเป็นต้องปรับแต่งค่าขององค์ประกอบต่างๆ เพื่อให้ได้ผลการตอบสนองที่เหมาะสมที่สุด (optimum) ผลที่ได้แสดงดังในรูปที่ 6.8 และ 6.9 โดยผลที่ได้นี้สามารถนำไปใช้ในการออกแบบใช้งานจริงต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

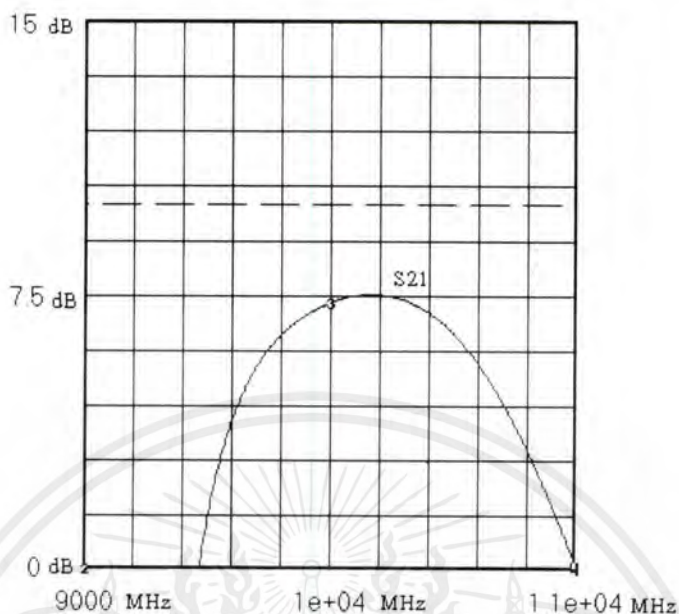


รูปที่ 6.8 เลย์เอาต์ขององค์ประกอบวงจรรขยายความถี่สูงที่ออกแบบใช้งานจริงซึ่งได้จากวงจรเลียนแบบ (SIMULATION)



รูปที่ 6.9 ลักษณะของวงจรรขยายความถี่สูงที่ออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์

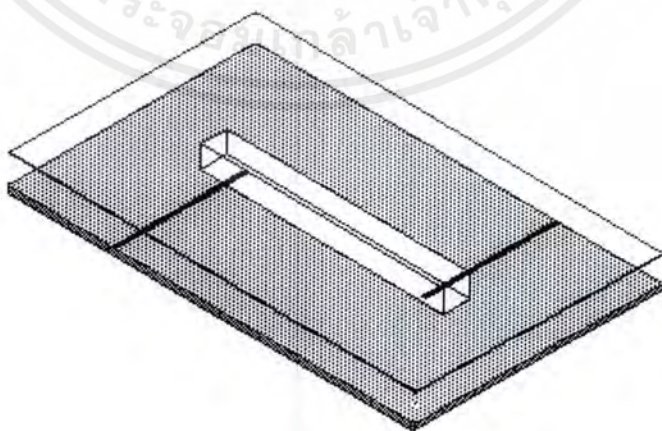
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.10 อัตราการขยายของวงจรขยายสัญญาณที่ได้จากวงจรเลียนแบบ (SIMULATION)

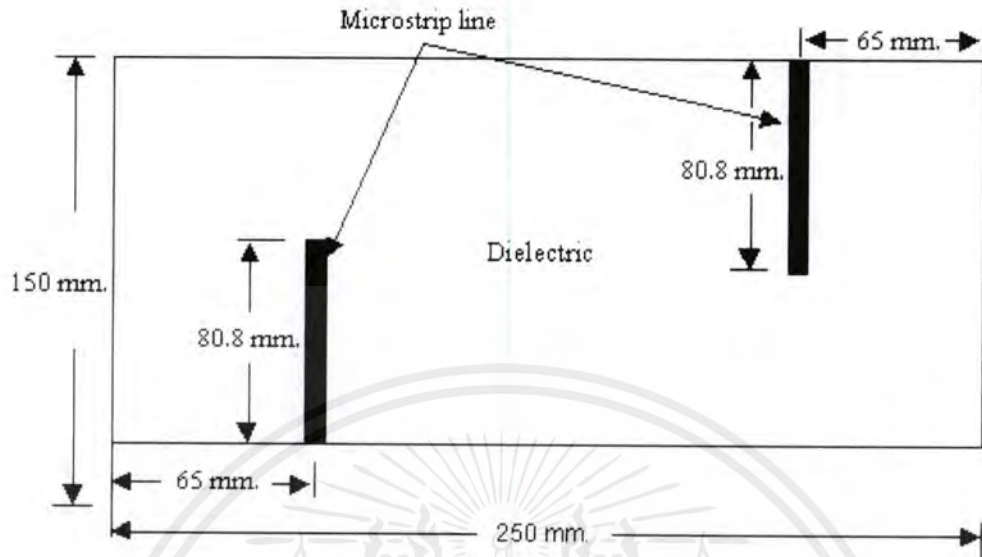
6.5 การออกแบบโครงสร้างท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งมีการป้อนสัญญาณโดยสายส่งไมโครสตริป

เมื่อสามารถทำการออกแบบองค์ประกอบส่วนต่างๆ ของโครงสร้างวงจรรวมไมโครเวฟได้แล้ว ต่อไปนี้จะเป็นการนำมารวมกันเพื่อให้ได้โครงสร้างที่ต้องการ และจากนั้นจึงใช้โปรแกรมประยุกต์ทำการหาค่าตำแหน่งที่ดีที่สุดจากวงจรเลียนแบบ (SIMULATION)

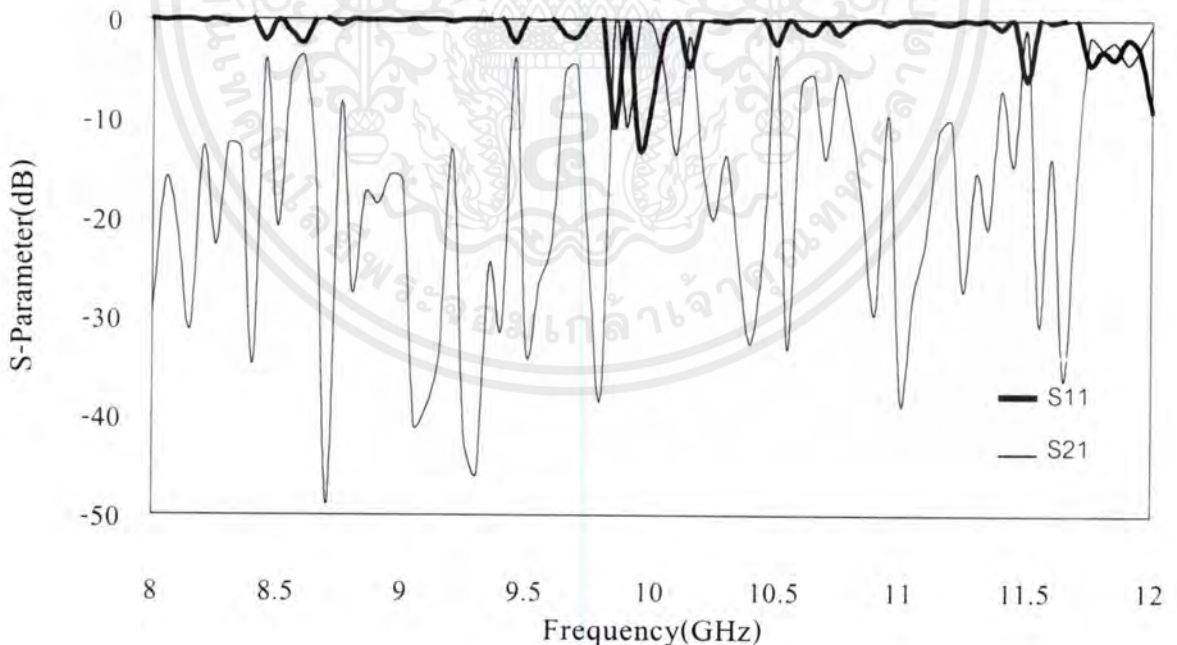


รูปที่ 6.11 โครงสร้างท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งป้อนสัญญาณโดยสายส่งไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



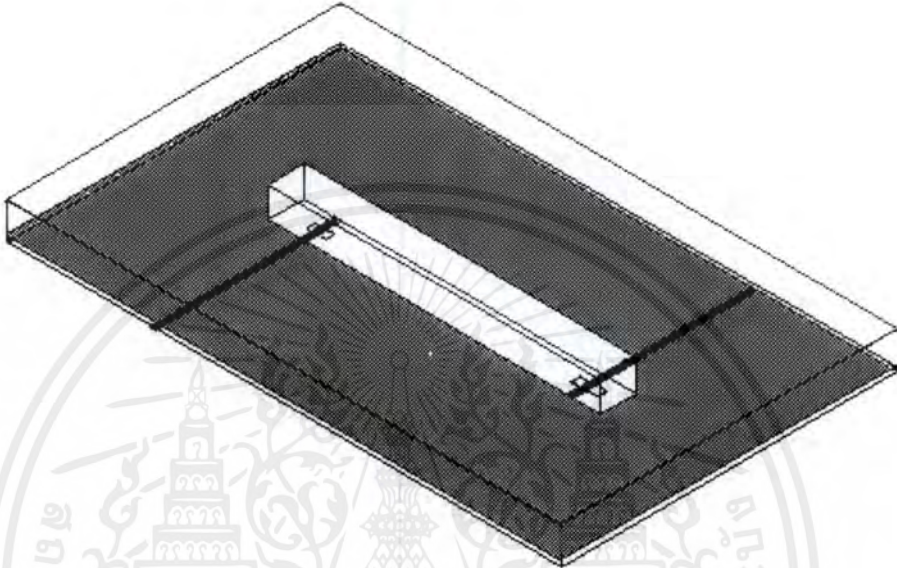
รูปที่ 6.12 ตำแหน่งการออกแบบสายส่งไมโครสตริปบนแผ่นวงจรพิมพ์ของโครงสร้างท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งป้อนสัญญาณโดยสายส่งไมโครสตริป



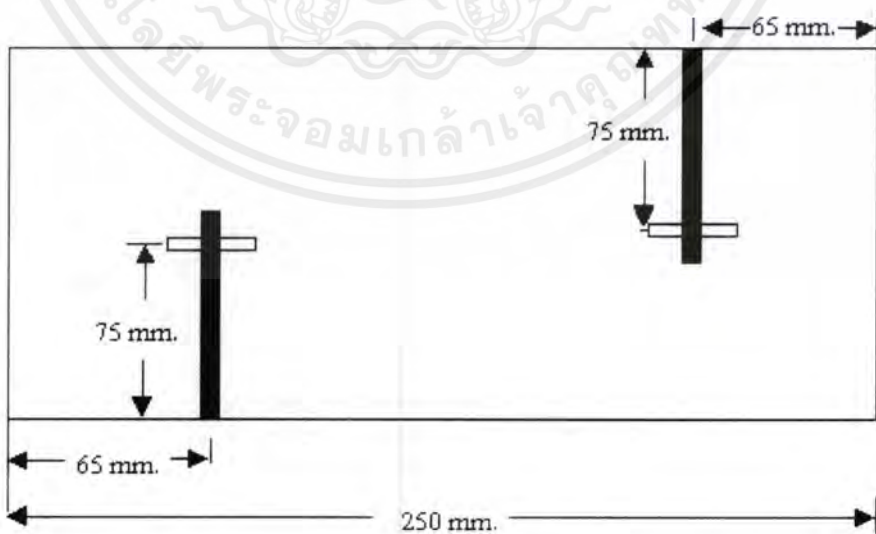
รูปที่ 6.13 ผลการตอบสนองที่ได้จากการเลียนแบบ (Simulation) บน โปรแกรมประยุกต์ของโครงสร้างท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งทำการป้อนสัญญาณโดยสายส่งไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.6 การออกแบบโครงสร้างท่อนาคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งมีการป้องกันสัญญาณโดยอาศัยการแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศแบบร่อง

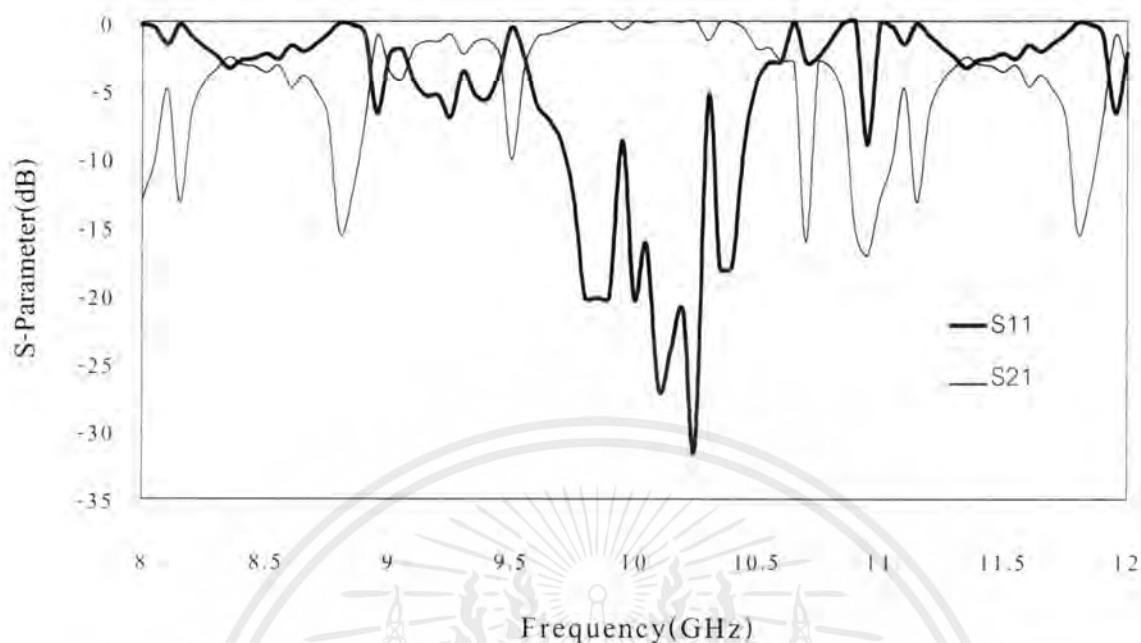


รูปที่ 6.14 โครงสร้างท่อนาคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งทำการป้องกันสัญญาณโดยสายอากาศแบบร่อง



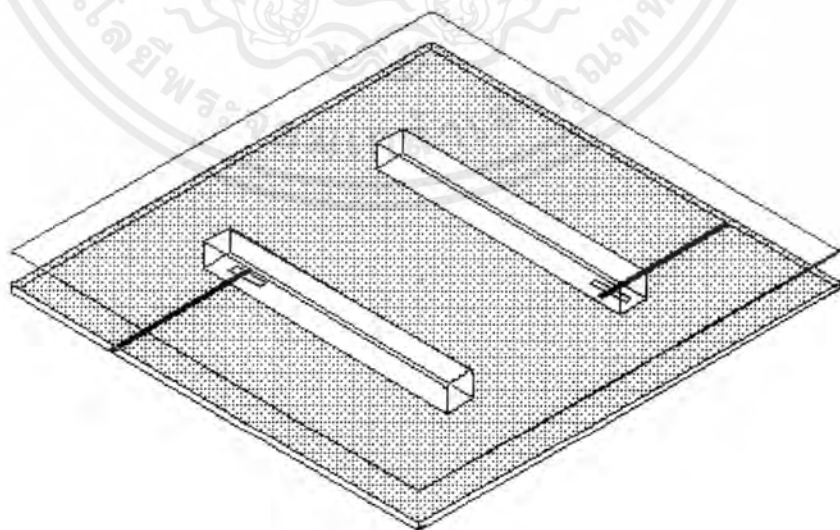
รูปที่ 6.15 ตำแหน่งสายส่งไมโครสตริปและสายอากาศแบบร่องบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่ใช้ในโครงสร้าง

สร้างท่อนาคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งทำการป้องกันสัญญาณโดยสายอากาศแบบร่อง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



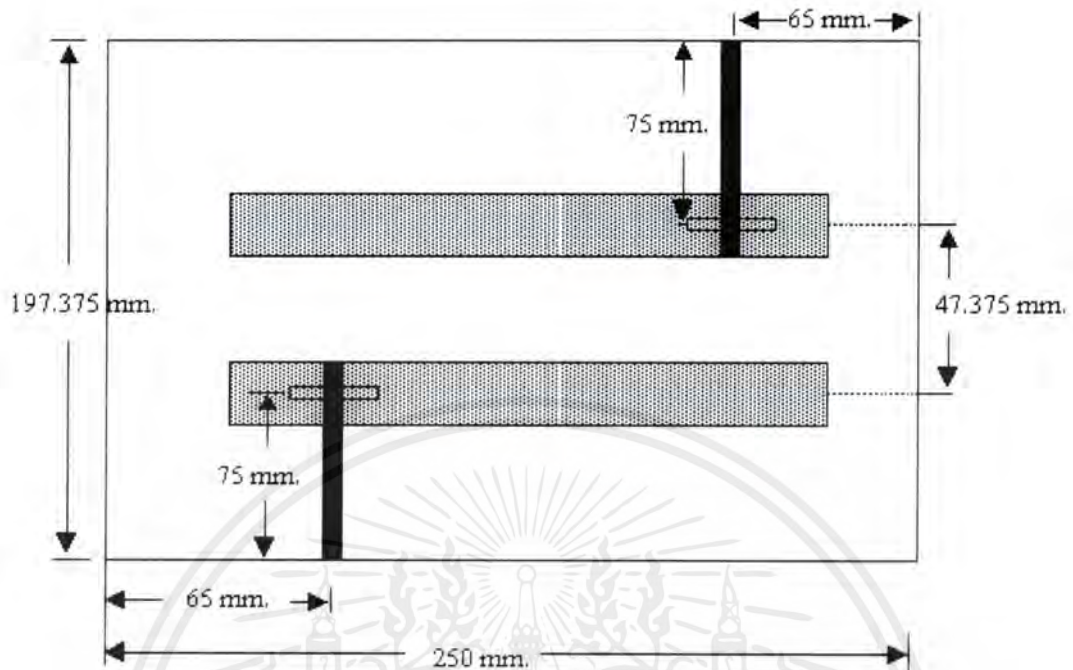
รูปที่ 6.16 ผลการตอบสนองที่ได้จากการเลียนแบบ (Simulation) บนโปรแกรมประยุกต์ของโครงสร้างที่นำคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งทำการป้อนสัญญาณโดยสายอากาศแบบร่อง

6.7 การออกแบบโครงสร้างวงจรคัปเปิลอร์ที่นำคลื่น NRD คู่



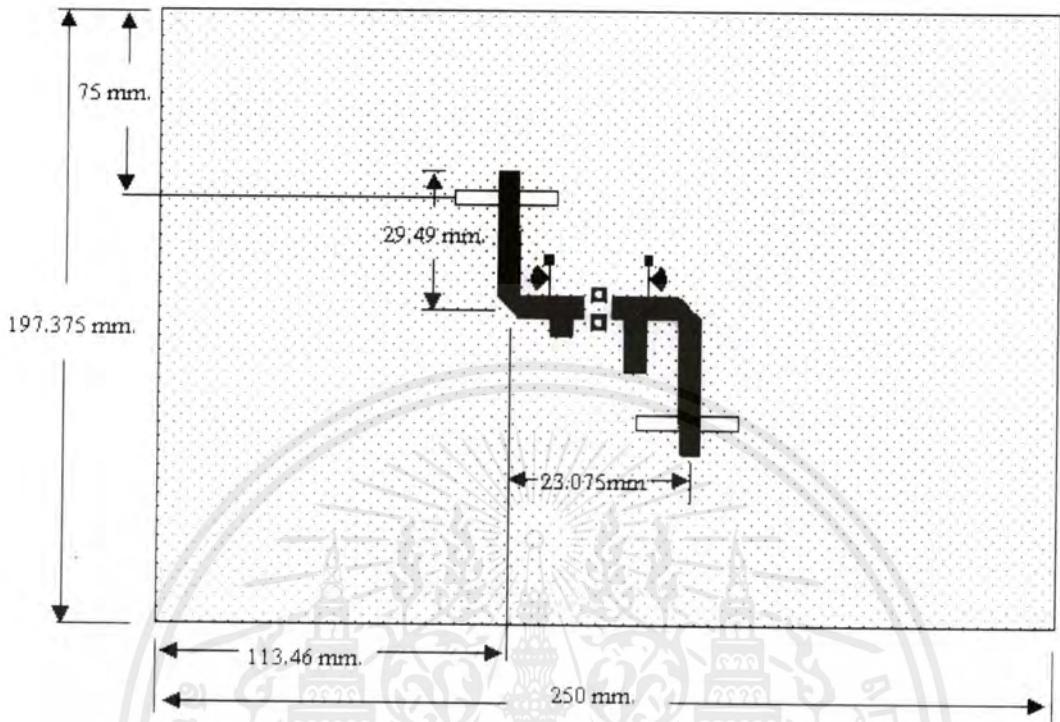
รูปที่ 6.17 โครงสร้างวงจรคัปเปิลอร์ที่นำคลื่น NRD คู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.18 ตำแหน่งสายส่งไมโครสตริปและสายอากาศแบบร่องบนแผ่นวงจรมิพิมพ์ของวงจรถับเพลอร์แบบท่อนำคลื่น NRD คู่

สำหรับวงจรระนาบ มีอยู่ 2 แบบ คือ แบบพาสซีฟและแบบแอคทีฟ วงจรระนาบแบบพาสซีฟจะใช้แผ่นทองแดงธรรมดาขนาดเท่ากับวงจรมิพิมพ์แผ่นล่างของโครงสร้าง ส่วนวงจรระนาบแบบแอคทีฟจะมีวงจรรายสัญญาณแบบเฟด ที่ด้านอินพุตคัปปลิงสัญญาณจากท่อนำคลื่น NRD โดยสายอากาศแบบร่อง และที่ด้านเอาต์พุตทำการป้อนสัญญาณเข้าสู่ท่อนำคลื่น NRD อีกแห่งหนึ่งโดยสายอากาศแบบร่องเช่นเดียวกันดังรูปที่ 6.19 นี้



รูปที่ 6.19 ตำแหน่งวงจรรถขยายสัญญาณบนระนาบแบบแอคทีฟที่ทำการสร้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

การทดลองและผลการทดลอง

7.1 กล่าวนำ

ตามที่ได้มีการออกแบบและสร้างโครงสร้างการเชื่อมต่อลักษณะต่างๆ ในบทที่ผ่านมา สำหรับในบทนี้จะเป็นการทดลองโครงสร้างต่างๆ ตามที่ได้ออกแบบไว้เพื่อพิจารณาผลที่ได้จริง ผลการทดลองที่เราพิจารณาคือค่า S พารามิเตอร์ ซึ่งจะทำการวัดโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer)

7.2 การวัดค่า S พารามิเตอร์

การทดลองทำโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายกำหนดให้แสดงกราฟค่า S_{11} , S_{12} , S_{21} และ S_{22} ในช่วงความถี่ 8 GHz ถึง 12 GHz โดยทำการวัดผลทั้งหมด 5 โครงสร้างดังต่อไปนี้

7.2.1 ท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งป้อนสัญญาณโดยสายส่งไมโครสตริป

โครงสร้างนี้ประกอบด้วยท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว มีการป้อนสัญญาณโดยสายส่งไมโครสตริป 2 เส้น เป็นพอร์ตอินพุตและพอร์ตเอาต์พุต ดังรูปที่ 7.1



รูปที่ 7.1 ภาพด้านบนของท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งป้อนสัญญาณโดยสายส่งไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ผ่านการคัดค้าน
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



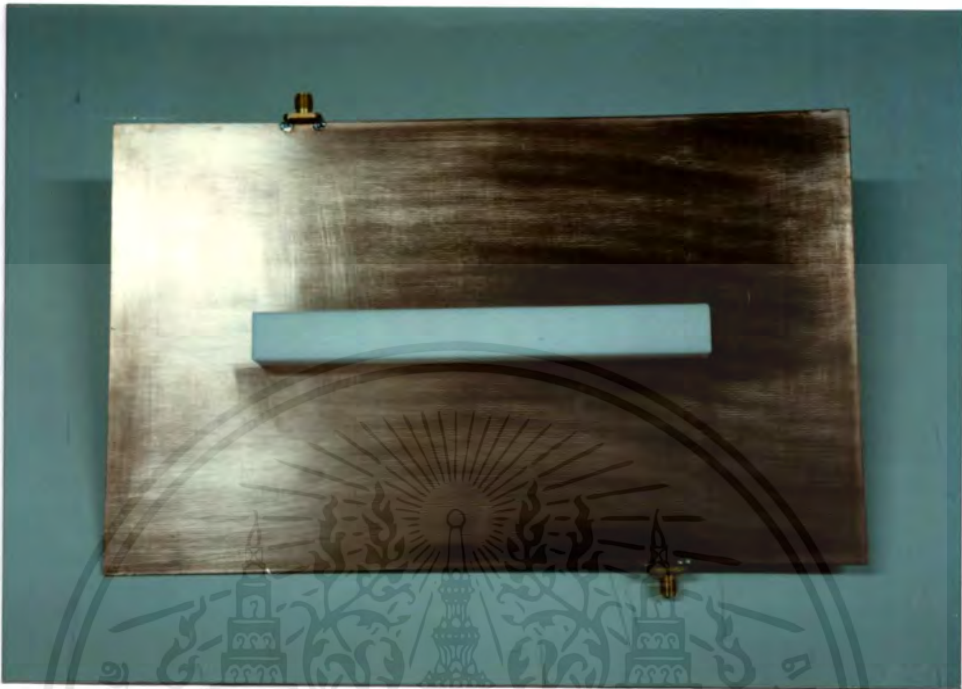
รูปที่ 7.2 ค่า S พารามิเตอร์ ที่ได้จากโครงสร้างท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งป้อนสัญญาณ โดยสายส่ง ไมโครสตริป

จากรูปที่ 7.2 จะเห็นได้ว่าการส่งผ่านค่อนข้างต่ำหรือมีการสูญเสียในการส่งผ่านสัญญาณค่อนข้างสูงจึงพิจารณาว่าโครงสร้างนี้ไม่สามารถนำมาใช้งานได้ ทำให้ต้องมีการทำโครงสร้างใหม่ขึ้นมาซึ่งเป็นการป้อนสัญญาณแก่ท่อนำคลื่น NRD โดยใช้สายอากาศแบบร่อง

7.2.2 ท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งป้อนสัญญาณโดยสายอากาศแบบร่อง

โครงสร้างนี้คล้ายกับโครงสร้างแรกเพียงแต่เปลี่ยนจากการป้อน โดยสายส่ง ไมโครสตริป โดยตรงมาเป็น การป้อนโดยสายอากาศแบบร่อง ซึ่งวิธีนี้ยังคงเป็นเทคโนโลยีแผ่นวงจรพิมพ์เช่นเดิมเพียงแต่ใช้วิธีการป้อนสัญญาณในรูปแบบใหม่เท่านั้นเพื่อให้การส่งผ่านสัญญาณมีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น ในการออกแบบพบว่าให้ผลที่ดีกว่าทั้งยังใช้เวลาประมวลผลในวงจรเลียนแบบ (SIMULATION) ที่น้อยกว่าอีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.3 ภาพด้านบนของท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งป้อนสัญญาณโดยสายอากาศแบบร่อง



รูปที่ 7.4 ค่า S พารามิเตอร์ ที่ได้จากโครงสร้างท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว ซึ่งป้อนสัญญาณโดยสาย

อากาศแบบร่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.4 เมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 7.2 จะเห็นได้ว่าการป้อนสัญญาณโดยสายอากาศแบบร่องให้ผลการส่งผ่านสัญญาณที่ดีกว่า พิจารณาได้ดังนี้ มีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่ดีมาก หรือมีการสูญเสียการส่งผ่านต่ำ และเมื่อพิจารณาสัมประสิทธิ์การสะท้อนก็พบว่าการสะท้อนต่ำเป็นช่วงทั้งพอร์ตอินพุตและเอาต์พุต เมื่อได้โครงสร้างในการป้อนสัญญาณที่เหมาะสมนี้แล้ว ต่อไปเป็นการพิจารณาโครงสร้างที่ซับซ้อนขึ้น ทั้งแบบพาสซีฟ และ แบบแอคทีฟ

7.2.3 วงจรคัปเปิลอร์แบบท่อนำคลื่น NRD คู่

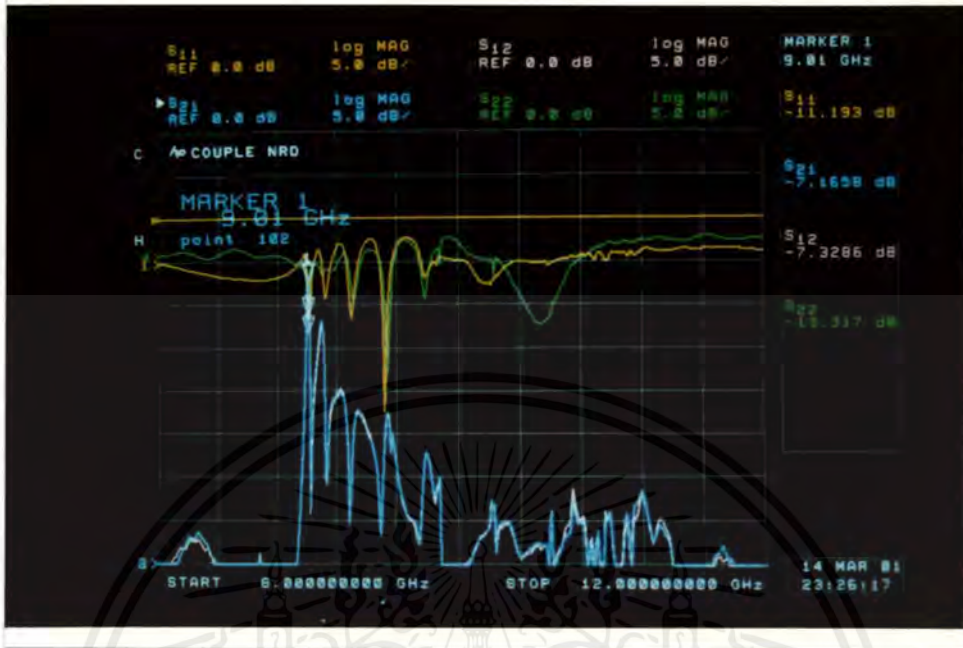
ตามวัตถุประสงค์ ของปริญญาโทฉบับนี้ ที่ต้องการศึกษา โครงสร้างพื้นฐานของวงจรรวมไมโครเวฟ เพื่อรวบรวมความรู้ที่ได้เป็นข้อมูลในการนำไปใช้พัฒนางจรที่ซับซ้อนยิ่งขึ้นในอนาคต ดังนั้นโครงสร้างในลำดับต่อไปนี้จึงเป็นท่อนำคลื่น NRD คู่ ป้อนสัญญาณโดย สายอากาศแบบร่อง ซึ่งมีทั้งแบบพาสซีฟ และแบบแอคทีฟ ดังนี้



รูปที่ 7.5 ภาพด้านบนของวงจรคัปเปิลอร์แบบท่อนำคลื่น NRD คู่

7.2.3.1 วงจรคัปเปิลอร์แบบท่อนำคลื่น NRD คู่ แบบพาสซีฟ

จากโครงสร้างในรูปที่ 7.5 นำแผ่นโลหะทองแดงมาประกบไว้ด้านบนเพื่อพิจารณาการส่งผ่านสัญญาณ โดยอาศัยหลักการคัปปลิงสัญญาณคลื่นผิว เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.6 ค่า S พารามิเตอร์ของวงจรคัปเปิลอร์แบบท่อนำคลื่น NRD คู่แบบพาสซีฟ

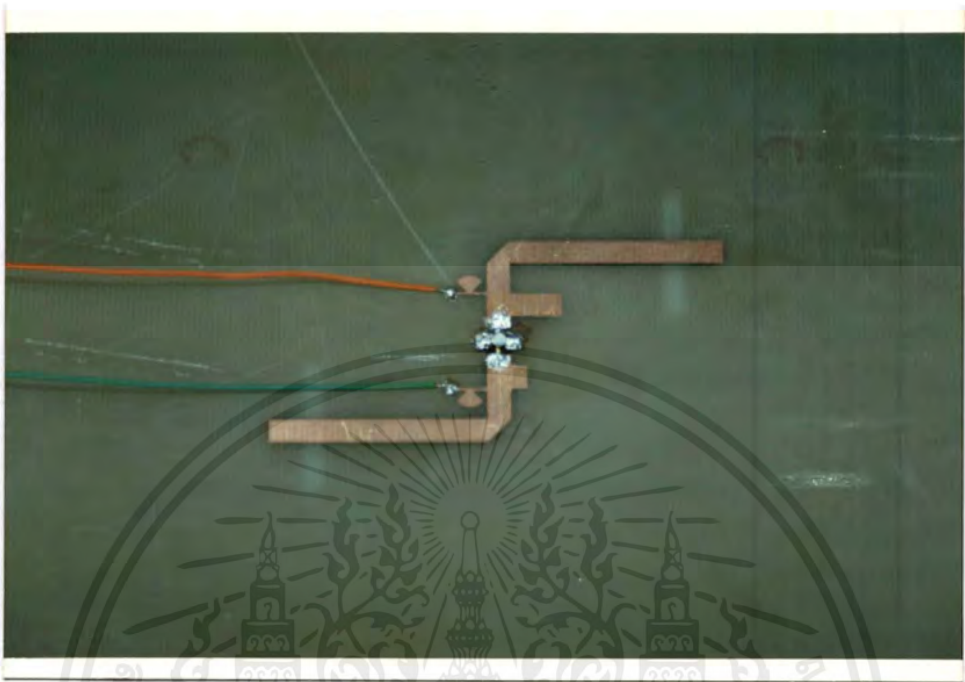
จากรูปที่ 7.6 พิจารณาได้ว่ามีค่าการส่งผ่านที่ต่ำหรือมีค่าการสูญเสียในการส่งผ่านสัญญาณสูง เนื่องจากการส่งผ่านสัญญาณอาศัยหลักการคัปปลิงสัญญาณคลื่นผิวที่มีลักษณะกระจัดกระจายไม่มีทิศทาง ดังนั้นความแรงสัญญาณที่คัปปลิงได้จึงมีค่าต่ำ เพื่อให้มีการส่งผ่านสัญญาณที่ดีขึ้น จึงเลือกใช้วิธีการคัปปลิงโดยใช้สายอากาศแบบร่อง และเพิ่มวงจรขยายสัญญาณเข้าไปเพื่อยกระดับสัญญาณที่ถูกส่งผ่านให้แรงยิ่งขึ้น

7.2.3.2 วงจรคัปเปิลอร์ แบบท่อนำคลื่น NRD คู่แบบแอกทีฟ

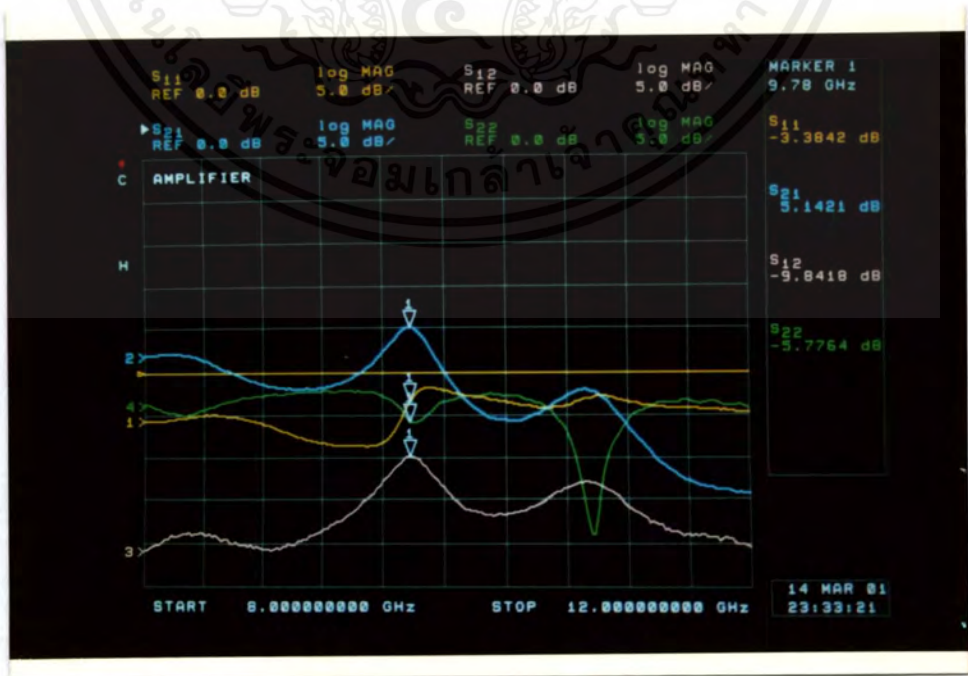
เริ่มต้น โดยสร้างวงจรระนาบซึ่งมีวงจรขยายสัญญาณซึ่งขยายสัญญาณที่คัปปลิงจากท่อนำคลื่น NRD โดยใช้สายอากาศแบบร่อง แล้วป้อนสัญญาณที่ได้ทำการขยายแล้วผ่านสายอากาศแบบร่องเช่นกันไปยังท่อนำคลื่น NRD อีกแห่งหนึ่ง นำวงจรระนาบนี้มาประกอบกับโครงสร้างดังรูปที่ 7.5 ก็จะได้วงจรคัปเปิลอร์แบบท่อนำคลื่น NRD คู่แบบแอกทีฟ

การทดลองเริ่มต้น โดยการทดสอบการทำงานของวงจรขยายสัญญาณที่จะนำมาสร้างวงจรระนาบที่กล่าวไว้แล้วเพียงวงจรเดียวก่อนเพื่อให้แน่ใจว่าวงจรขยายสัญญาณนี้ทำงานตามที่ได้ออกแบบไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.7 วงจรขยายสัญญาณแบบเฟดบนวงจรระนาบที่ใช้ประกอบเป็นวงจรคัปเปิลอร์แบบท่อนำคลื่นNRD คู่แบบแอกทีฟ



รูปที่ 7.8 ค่า S พารามิเตอร์ของวงจรขยายสัญญาณแบบเฟด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.8 เห็นได้ว่าวงจรขยายสัญญาณมีเกณฑ์การขยายในระดับที่พอใช้ มีความใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากวงจรเลียนแบบ (SIMULATION) แม้ว่าจะมีเกณฑ์การขยายที่ต่ำกว่ามีการสะท้อนของสัญญาณที่อินพุตและเอาต์พุตมากกว่า แต่ก็ถือว่าสามารถยอมรับได้ จึงนำมาประกอบเป็นวงจรขยายสัญญาณบนวงจรระนาบที่ได้อีกแล้วก็ได้



รูปที่ 7.9 ค่า S พารามิเตอร์ของวงจรคัปเปลอร์แบบท่อนำคลื่น NRD คู่แบบแอกทิฟ

จากรูปที่ 7.9 นำค่า S พารามิเตอร์มาเปรียบเทียบกับรูปที่ 7.6 จะเห็นได้ว่าวงจรแบบแอกทิฟให้การส่งผ่านสัญญาณที่ดีกว่าตลอดทั้งย่าน ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรขยายสัญญาณทำงานได้เป็นอย่างดี นอกจากนี้แล้ววิธีการคัปปลิงสัญญาณก็มีความสำคัญไม่น้อย เพราะลักษณะการคัปปลิงโดยใช้สายอากาศแบบร่องจะให้การส่งผ่านสัญญาณที่ดีกว่าการคัปปลิงคลื่นผิวที่กระจัดกระจายในแบบพาสซีฟ อีกอย่างหนึ่งที่สังเกตได้คือการสะท้อนกลับของสัญญาณทั้งด้านอินพุต และเอาต์พุตมีค่าต่ำมาดั่งนั้นการส่งผ่านสัญญาณจึงทำได้ดีมากในโครงสร้างนี้

บทที่ 8

บทสรุป

ปริญญาโทได้เสนอแนวคิดที่จะศึกษาการป้อนสัญญาณเข้าสู่ท่อนำคลื่น NRD ในลักษณะที่แตกต่างกัน ทั้งแบบป้อนสัญญาณผ่านทางสายส่งไมโครสตริปโดยตรงและป้อนผ่านสายส่งไมโครสตริปแล้วอาศัยการแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศแบบร่องเข้าสู่ท่อนำคลื่น NRD ดังที่ปรากฏในโครงสร้างการเชื่อมต่อในบทก่อนหน้า นอกจากนี้ยังได้ศึกษาถึงการคัปปลิงสัญญาณผ่านทางสายอากาศแบบร่องที่ติดตั้งในระนาบของแผ่นวงจรพิมพ์เพื่อที่จะส่งผ่านไปยังท่อนำคลื่น NRD อีกท่อนหนึ่ง ซึ่งระหว่างท่อนำคลื่น NRD ทั้งสองจะมีการประยุกต์ใช้งานวงจรระนาบร่วมกับโครงสร้างการเชื่อมต่อดังกล่าวนี้ด้วย

วงจรระนาบดังกล่าวในส่วนนี้ประกอบไปด้วยส่วนของวงจรระนาบทั้งแบบพาสซีฟและแอคทีฟ โดยวงจรระนาบที่เป็นแบบพาสซีฟคือวงจรรายส่งไมโครสตริป และวงจรระนาบแบบแอคทีฟคือวงจรรขยายความถี่สูงสำหรับขยายสัญญาณจากโครงสร้างการคัปปลิงให้สูงขึ้นในย่านความถี่ที่ออกแบบใช้งาน ในการอธิบายถึงผลการตอบสนองต่างๆ จะใช้พารามิเตอร์ S ที่วัดค่าได้จากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) ซึ่งแสดงค่าอยู่ในรูปของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านและการสะท้อนกลับของสัญญาณระหว่างพอร์ตอินพุต (Port1) และพอร์ตเอาต์พุต (Port2) ตามลำดับ

โครงสร้างการเชื่อมต่อในปริญญาโทได้นำเสนอลักษณะการเชื่อมต่อท่อนำคลื่น NRD เป็น 3 โครงสร้างหลักคือ โครงสร้างแรกเป็นการเชื่อมต่อแบบป้อนสัญญาณผ่านเข้าสู่ท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว โดยตรงทางสายส่งไมโครสตริป โครงสร้างที่ 2 เป็นลักษณะการเชื่อมต่อแบบอาศัยการแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศแบบร่องเข้าสู่ท่อนำคลื่น NRD เดี่ยว และโครงสร้างที่ 3 เป็นการรวมเอาโครงสร้างการเชื่อมต่อของท่อนำคลื่นสองส่วนเข้าด้วยกันเพื่อศึกษาการคัปปลิงสัญญาณผ่านทางสายอากาศแบบร่องที่ติดตั้งในระนาบของแผ่น โดยมีการประยุกต์ใช้งานวงจรระนาบทั้งที่เป็นแบบพาสซีฟและแบบแอคทีฟระหว่างท่อนำคลื่นสองส่วนนี้

ในการวัดผลนั้นทำได้โดยการต่อตัวต่อ SMA (SMA Connector) เข้ากับชุดหัวต่อที่ปลายสายวัดทั้งสองด้านของเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น HP8510 ซึ่งผลการวัดจะเห็นได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ตอินพุตไปยังพอร์ตเอาต์พุตสำหรับโครงสร้างการเชื่อมต่อในแบบที่ 2 จะให้ผลที่ต่ำกว่าในโครงสร้างแรก ด้วยเหตุผลนี้เองในโครงสร้างที่ 3 เราจึงออกแบบให้มีโครงสร้างการป้อนสัญญาณเป็นเช่นในโครงสร้างที่ 2 ผลการวัดในโครงสร้างที่ 3 นี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ผลการตอบสนองเป็นที่น่าพอใจ โดยที่สัญญาณจะถูกขยายให้สูงขึ้นประมาณ 5 dB เมื่อเปรียบเทียบกับโครงสร้างที่ไม่มีวงจรขยายความถี่สูง

วิเคราะห์ผลการทดลอง

จากผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากโครงสร้างการเชื่อมต่อทั้ง 3 โครงสร้างโดยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) จะเห็นได้ว่าผลการตอบสนองในการส่งผ่านสัญญาณจะเกิดขึ้นในช่วงความถี่ที่ไม่ตรงกับที่ออกแบบคือ 10 GHz แต่จะมีการเลื่อนลงมาตอบสนองที่ความถี่ต่ำลงมาคือประมาณ 8.5-9.5 GHz ทั้งนี้เนื่องจากการออกแบบเพื่อใช้งานที่ความถี่สูง ดังนั้นแผ่นวงจรพิมพ์ที่ใช้จะต้องสร้างจากวัสดุที่มีคุณสมบัติที่ดีในการใช้งานที่ความถี่สูงๆ ซึ่งมีราคาแพงและต้องสั่งซื้อจากต่างประเทศเท่านั้น แต่สำหรับในปริญญาโทครั้งนี้โครงสร้างการเชื่อมต่อจะสร้างจากแผ่นวงจรพิมพ์ราคาถูกลงที่สามารถหาได้ตามท้องตลาด ซึ่งคุณสมบัติของวงจรพิมพ์นั้นไม่ค่อยดีเท่าที่ควรจึงส่งผลให้การตอบสนองให้ผลที่ไม่ตรงตามที่ออกแบบไว้

ปัญหาและข้อเสนอแนะ

จากปัญหาในเรื่องคุณสมบัติของแผ่นวงจรพิมพ์ที่ใช้สร้างมีค่าความสูญเสียสูง ดังนั้นในการวัดผลการตอบสนองจริงจึงจะต้องลดค่าความสูญเสียเนื่องจากสายส่งไมโครสตริปมีความยาวมากเกินไปในขณะที่เดียวกันเราต้องการคงพื้นที่ของระนาบกราวด์ให้เหลือมากที่สุดเท่าที่จะทำได้ ดังนั้นจึงแก้ปัญหาโดยการตัดส่วนของสายส่งไมโครสตริปออกไปให้เป็นช่องพอดีกับตัวต่อ SMA (SMA Connector) ให้เหลือระยะห่างระหว่างท่อนำคลื่น NRD ประมาณ 0.5 cm เพื่อที่สามารถจะบัดกรีตัวต่อ SMA เข้ากับสายส่งไมโครสตริปได้ โดยจะต้องทำทั้งสองด้านทั้งทางพอร์ตอินพุตและพอร์ตเอาต์พุต ทั้งนี้เพื่อให้ผลการวัดที่ได้มีค่าความสูญเสียต่ำที่สุดเท่าที่จะทำได้

แนวทางในการพัฒนาต่อไป

ในการศึกษาและพัฒนาต่อไปควรที่จะทำการออกแบบที่ความถี่สูงขึ้น เพื่อที่จะทำให้งจรการเชื่อมต่อมีขนาดที่เล็กลงกระทัดรัดเหมาะสมที่จะนำไปใช้งานร่วมกับอุปกรณ์สื่อสารในระบบดาวเทียมหรืออาจประยุกต์ใช้ในระบบการกระจายสัญญาณในระบบ LAN ที่ใช้ในอาคาร โดยอาศัยโครงสร้างตัวคัปเปิลอร์ที่ได้ศึกษานี้ในการคัปปลิงเอาต์สัญญาณหลักจากท่อนำคลื่น NRD ผ่านวงจรขยายความถี่สูงเพื่อใช้สำหรับการประยุกต์ใช้งานต่างๆ ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] ชาญวิทย์ รัตนาศรี และ ไพฑูรย์ ช้างสุวรรณ,2542, “การประยุกต์ใช้งานวงจรมิโครเวฟสำหรับท่อนำคลื่น NRD.” ปรินูญานินพนธ์ปรินูญาอุตสาหกรรมการศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [2] รังสรรรค์ งามทรัพย์ และ วิชระ ก้องสุรินทร์,2543. “แถวลำดับสายอากาศแผ่นที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิดแบบแอกทีฟ.” ปรินูญานินพนธ์ปรินูญาอุตสาหกรรมการศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [3] T. Yoneyama ,**Nonradiative dielectric waveguide (Infrared and Millimeter waves series)**,K.J.Button,Ed. New York : Academic Press,1984,ch.2,pp.61-98
- [4] Shidan K.Koul .**Millimeter Wave and Optical Dielectric Integrated Guides and Circuits**,New York : John Wiley & Sons,Inc.1997
- [5] Guillermo Gonzalez,Ph.D.,1994, **Microwave Transister Amplifiers Analysis and Design**,New Jersey: Prentice-Hall,
- [6] L. Han , K. Wu, and R. G. Bossio. “An Integrated Transition of Microstrip to Nonradiative Dielectric Waveguide for Microwave and Millimeter-Wave Circuits,” **IEEE Trans. Microwave Theory Tech.**, vol. 44,pp.1091-1096,July 1996
- [7] K. Wu, and L. Han , “Hybrid Integration Technology of Planar Circuits and NRD-Guide for Cost-Effective Microwave and Millimeter-Wave Applications,” **IEEE Trans. Microwave Theory Tech.**, vol. 45,pp.946-954,June 1997
- [8] A. Bacha, and K. Wu, “Toward an Optimum Design of NRD-Guide and Microstrip-Line Transition for Hybrid-Integration Technology,” **IEEE Trans. Microwave Theory Tech.**, vol. 46,pp.1796-1800,November 1998
- [9] Robert E.Collin. **Foundations for Microwave Engineering**.
- [10] Bharathi Bhat and Shiban K.Koul. **Stripline-Like Transmission Lines for Microwave Integrated Circuits**. : Wiley Eastern Limited ,1989.
- [11] S.R. Pennock and P.R. Shepherd. **Microwave Engineering with Wireless Application**.

[12] อ.สถาพร พรหมวงศ์ และคณะ. **สายอากาศไมโครสตริป** : เอกสารประกอบการสอนรายวิชา
Antenna and radiowave propagation.

[13] I.J. Bahl and P.Bhartia,**Microstrip Antennas**:Artech House, Dedham,MA,1980.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET>

MGF431xG

Super Low Noise InGaAs HEMT

DESCRIPTION

The MGF431xG series super-low-noise HEMT(High Electron Mobility Transistor) is designed for use in L 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 $\text{① } f=12\text{GHz}$
MGF4316G : NF min.=0.80dB (MAX.)
MGF4319G : NF min.=0.50dB (MAX.)
- High associated gain $\text{② } f=12\text{GHz}$
 $G_s=12.0 \text{ dB (MIN.)}$

APPLICATION

L to K band low noise amplifiers.

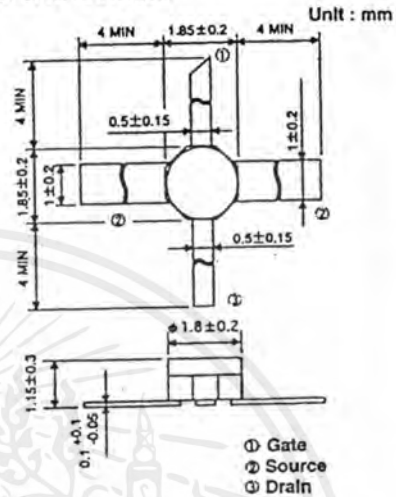
QUALITY GRADE

- GG

RECOMMENDED BIAS CONDITIONS

- $V_{DS}=2\text{V}$, $I_D=10\text{mA}$
- Refer to Bias Procedure

OUTLINE DRAWING



GD-4

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta=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

< Keep safety first in your circuit designs! >

Mitsubishi Electric Corporation puts the maximum effort into making semiconductor products better and more reliable, but there is always the possibility that trouble may occur with them. Trouble with semiconductors may lead to personal injury, fire or property damage. Remember to give due consideration to safety when making your circuit designs, with appropriate measures such as (i) placement of substitutive, auxiliary circuits, (ii) use of non-flammable material or (iii) prevention against any malfunction or mishap.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta=25°C)

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
$V_{(BR)GD0}$	Gate to drain breakdown voltage	$I_G = -10\mu\text{A}$	-3	—	—	V	
I_{GSS}	Gate to source leakage current	$V_{GS} = -2\text{V}$, $V_{DS} = 0\text{V}$	—	—	50	μA	
I_{DSS}	Saturated drain current	$V_{GS} = 0\text{V}$, $V_{DS} = 2\text{V}$	15	—	60	mA	
$V_{GS(off)}$	Gate to Source cut-off voltage	$V_{DS} = 2\text{V}$, $I_D = 500\mu\text{A}$	-0.1	—	-1.5	V	
g_m	Transconductance	$V_{DS} = 2\text{V}$, $I_D = 10\text{mA}$	—	75	—	mS	
G_s	Associated gain	$V_{DS} = 2\text{V}$, $I_D = 10\text{mA}$, $f = 12\text{GHz}$	12	13.5	—	dB	
NF_{min}	Minimum noise figure	$V_{DS} = 2\text{V}$, $I_D = 10\text{mA}$, $f = 12\text{GHz}$	MGF4316G	—	—	0.8	dB
			MGF4319G	—	—	0.5	dB
$R_{th(ch-a)}$	Thermal resistance	*1 ΔV_I method	—	625	—	°C/W	

*1 : Channel to ambient



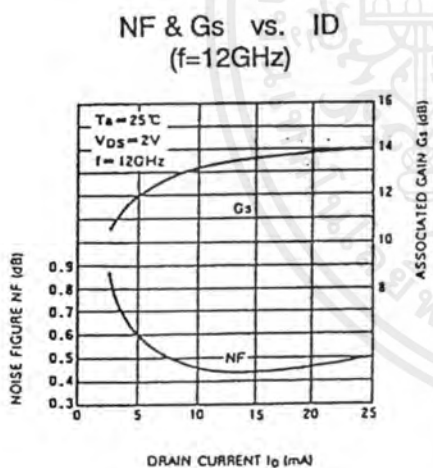
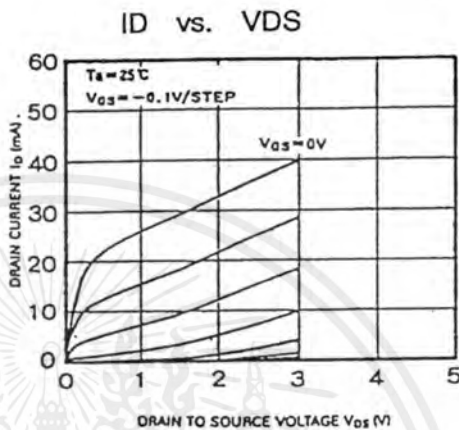
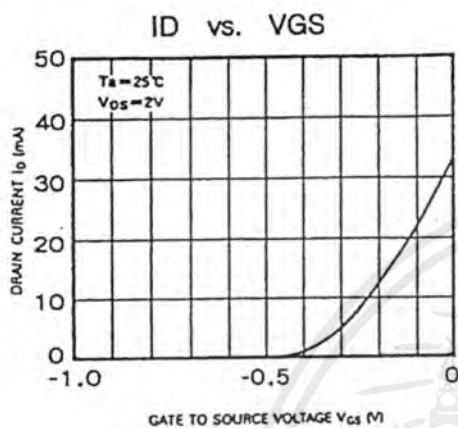
as of Apr.'98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MGF431xG

Super Low Noise InGaAs HEMT

Typical Characteristics



Typical Characteristics

S Parameters (Ta=25°C, VDS=2V, ID=10mA)

f (GHz)	S11		S21		S12		S22		MSG/MAG (dB)	K
	Magn.	Angle	Magn.	Angle	Magn.	Angle	Magn.	Angle		
1	0.990	-22.3	5.775	158.1	0.020	71.9	0.533	-19.2	28.8	0.10
2	0.967	-40.6	5.585	140.6	0.035	61.8	0.514	-33.4	26.5	0.19
3	0.925	-53.2	5.401	128.9	0.051	53.3	0.489	-42.9	24.3	0.27
4	0.874	-70.9	5.161	111.8	0.064	42.4	0.457	-58.2	21.6	0.35
5	0.831	-88.8	4.899	96.8	0.075	29.3	0.424	-71.6	19.8	0.43
6	0.783	-105.7	4.626	80.8	0.083	19.0	0.391	-87.5	18.1	0.50
7	0.743	-120.6	4.316	67.9	0.087	9.1	0.369	-100.6	16.8	0.57
8	0.706	-132.1	4.100	56.4	0.090	4.1	0.357	-110.8	15.9	0.64
9	0.682	-144.7	3.887	43.2	0.093	-6.4	0.357	-122.3	15.1	0.69
10	0.670	-159.1	3.765	30.1	0.094	-14.3	0.351	-133.0	14.7	0.72
11	0.639	-171.8	3.617	17.5	0.095	-24.4	0.339	-143.5	14.0	0.80
12	0.617	175.3	3.526	4.5	0.096	-33.5	0.329	-154.0	13.5	0.86
13	0.591	163.1	3.421	-8.1	0.094	-42.5	0.328	-163.9	13.0	0.91
14	0.571	152.9	3.349	-17.4	0.094	-50.9	0.328	-171.3	12.7	0.95
15	0.565	140.1	3.333	-29.6	0.096	-61.1	0.343	179.5	12.7	0.96
16	0.560	125.8	3.349	-44.4	0.098	-74.1	0.351	170.5	12.7	0.98
17	0.533	109.8	3.356	-59.9	0.101	-88.8	0.337	161.8	12.5	1.01
18	0.484	91.2	3.337	-77.0	0.104	-105.1	0.310	151.6	12.1	1.11

Noise Parameters (Ta=25°C, VDS=2V, ID=10mA)

f (GHz)	G opt.		Rn (Ω)	NFmin.(dB)		Gs (dB)
	Magn.	Angle		MGF4316G	MGF4319G	
4	0.76	49	12.5	0.31	0.24	18.3
8	0.59	95	4.7	0.47	0.35	15.9
12	0.48	139	2.3	0.60	0.45	13.5
14	0.41	166	1.8	0.69	0.50	12.3
18	0.34	-142	1.5	0.88	0.61	9.9