

สายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 x 2 อาร์เรย์ บนวัสดุฐานรองเทฟลอน
2 x 2 Array Microstrip Antenna on the Teflon Substrate



โดย
นายชนศาสน์ แสนมี
นายณรงค์พล ยอวิทยา
นายสมภพ หนูเอียด

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 86754
วัน,เดือน,ปี 14 ส.ค. 2552

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 x 2 อาร์เรย์ บนวัสดุฐานรองเฟลลอน

โดย นาย ธนสาสน์ แสนมี รหัส 38013357
นาย ณรงค์พล ขอวิทยารหัส 38013364
นาย สมภพ หนูเอี๊ยะครหัส 38013384

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ ศถาพร พรหมวงศ์
อาจารย์ ดร. ปิติเขต สุรักษา
ปีการศึกษา 2540

บทคัดย่อ

ปฏิญานี้เสนอวิธีการออกแบบและสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีรูปแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยใช้ไมโครสตริปไลน์เป็นตัวป้อนสัญญาณที่มีขนาดต่างกัน 3 ขนาด ได้แก่ อิลิเมนต์เดี่ยว, สองอิลิเมนต์และ 2x2 อาร์เรย์ และการทดสอบโดยใช้แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปบนวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่มีสภาพความยอมสัมพัทธ์ต่ำ $\epsilon_r=2.20$ ที่ความถี่ 10 GHz แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นนี้ได้จากการทดสอบมีรูปร่างใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของสายอากาศเอาไว้แล้ว และแสดงผลให้เห็นทางสเปคตรัม และแบบรูปของสายอากาศ

2×2 Array Microstrip Antenna on the Teflon Substrate

BY MR.Tanasat Sanmee
MR. Narongpol Yorwittaya
MR. Sompop Noo-Iat

ADVISOR MR. Sataporn Promwong

DR. Pitikhate Sooraksa

YEAR 1997

ABSTRACT

This project studies the design and fabrication of rectangular microstrip patch antennas fed microstrip line. Three type of these antennas (single element, 2-element and 2×2 arrays). Were studied by measuring the radiation pattern of microstrip antenna on the teflon dielectric having low permittivity substrate $\epsilon_r = 2.20$ frequency at 10 GHz . The radiate pattern obtaining from measurment has a very good agreement with the computer simulation.

กิตติกรรมประกาศ

การทำปฏิญานិพนธ์ฉบับนี้ที่สามารถประสบความสำเร็จลุล่วงในการทำงานไปได้ ก็เนื่อง
จากคำแนะนำของอาจารย์ สถาพร พรหมวงศ์, อาจารย์ ดร.ปิติเขต สุรักษา และอาจารย์ มนต์ชัย
แจ่มซ้อย และความร่วมมือประสานงานจากเพื่อนๆ ทุกคนในกลุ่ม รวมทั้งได้รับการสนับสนุน
อุปกรณ์และเครื่องมือต่างๆจากภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม สุดท้ายนี้ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณ
บิดา-มารดา และญาติพี่น้องที่ให้ความอุปถัมภ์และคำปรึกษาด้วยดีมาตลอด จนจบการศึกษา

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	
กิตติกรรมประกาศ	
สารบัญ	
สารบัญรูป	
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศแบบไมโครสตริป	
2.2 รูปร่างลักษณะต่างๆของสายอากาศแบบไมโครสตริป	
2.3 การกระจายของสนาม (Radiate Field)	7
2.4 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศแบบไมโครสตริป	12
2.5 การป้อนสัญญาณให้แก่สายอากาศแบบไมโครสตริป	29
2.6 สายอากาศไมโครสตริปแบบอาร์เรย์	32
2.7 การคัปปลิ่ง (Coupling)	37
บทที่ 3 การออกแบบและสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริป	
3.1 วิธีการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป (Design)	40
3.2 ขั้นตอนการสร้างชิ้นงาน (Process)	46
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	
4.1 การทดลอง	50
4.2 ผลการทดลอง	56
4.3 วิเคราะห์ผลการทดลอง	61
บทที่ 5 บทสรุป	62
บรรณานุกรม	
ภาคผนวก	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้าที่
รูปที่ 2-1 แสดงรูปแบบโครงสร้างโดยทั่วไปของสายอากาศแบบไมโครสตริป	4
รูปที่ 2-2 ลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์ (MPA)	
รูปที่ 2-3 ลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบทราเวลริงเวฟ	5
รูปที่ 2-4 ลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบสล็อต	6
รูปที่ 2-5 (a) สายอากาศแบบไมโครสตริป (b) สนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้น (ด้านข้าง) (c) แสดงระบบแกนมุมฉากช่องเปิด	
รูปที่ 2-6 แสดงจุดใดๆที่ต้องการหาค่าของสนาม	7
รูปที่ 2-7 ตัวอย่างสนามไฟฟ้าที่อยู่ในระนาบ E (E-plane) และระนาบ H (H-plane)	12
รูปที่ 2-8 (a) แพทช์ของวงจรมิโครสตริปทรงสี่เหลี่ยม (b) วงจรเทียบเท่า	14
รูปที่ 2-9 แสดงค่าคอนดักแตนซ์ในรูปความกว้างของสล็อต	15
รูปที่ 2-10 (a) การเปลี่ยนแปลงระยะในการป้อนสัญญาณ (b) การเปลี่ยนแปลงของความต้านทานอินพุท	18
รูปที่ 2-11 แสดงค่าตัวประกอบคุณภาพรวม (QT) ของสายอากาศแบบไมโครสตริป	19
รูปที่ 2-12 แสดงค่าความต้านทานรวม (RT) ของสายอากาศแบบไมโครสตริป	
รูปที่ 2-13 ประสิทธิภาพของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบอยู่ในรูปความต้านทาน	20
รูปที่ 2-14 ตัวอย่างค่าไดเรกทิวิตีของ 1 สล็อตและ 2 สล็อตโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์	21
รูปที่ 2-15 อัตราการขยายของสายอากาศแบบไมโครสตริปรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า	22
รูปที่ 2-16 แบนด์วิดท์ของสายอากาศแบบไมโครสตริป	23
รูปที่ 2-17 (a) ไมโครสตริปแบบปลายเปิด (b) วงจรเทียบเท่าด้วยคาปาซิแตนซ์ (c) วงจรเทียบเท่าด้วยความยาวของสายส่ง	24
รูปที่ 2-18 ความสัมพันธ์ระหว่างคาปาซิแตนซ์กับไมโครสตริปแบบปลายเปิด	

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้าที่
รูปที่ 2-19 (a) ความแตกต่างของไมโครสตริป (b) วงจรเทียบเท่า	25
รูปที่ 2-20 แสดงค่าคาปาซิแตนซ์และอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวเมื่อเทียบกับ $W1$	
รูปที่ 2-21 (a) การโค้งงอของไมโครสตริป (b) วงจรเทียบเท่า	27
รูปที่ 2-22 แสดงค่าคาปาซิแตนซ์และอินดักแตนซ์ของการหักมุมฉากของไมโครสตริปไลน์	
รูปที่ 2-23 (a) ไมโครสตริป T-Junction (b) วงจรเทียบเท่า	28
รูปที่ 2-24 แสดงค่าคาปาซิแตนซ์	
รูปที่ 2-25 อินดักแตนซ์ของไมโครสตริป T-Junction	
รูปที่ 2-26 แสดงลักษณะการป้อนสัญญาณไมโครสตริปทั้งที่จุดกึ่งกลางและ จุดอื่นๆ	30
รูปที่ 2-27 แสดงลักษณะการป้อนสัญญาณแบบโคแอกเชียลที่ตำแหน่งต่างๆ	31
รูปที่ 2-28 สายอากาศอาร์เรย์ 2 เอลเมนต์ที่วางตามแนวแกน Z (a) ไซโคลขนาดจิว 2 ตัว (b) สนามระยะไกลที่สังเกต	32
รูปที่ 2-29 แสดงสายอากาศอาร์เรย์ N เอลเมนต์	34
รูปที่ 2-30 แสดงรูปแบบของเอลเมนต์แฟคเตอร์, อาร์เรย์แฟคเตอร์และสนามลัพท์ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบอาร์เรย์	36
รูปที่ 2-31 การจัดวางแพทช์ของสายอากาศแบบไมโครสตริปทั้ง E - plane และ H - plane	37
รูปที่ 2-32 แสดงค่าตัวอย่างการคัปปลิงระหว่างแพทช์ที่อยู่ในรูป E - plane และ H - plane ทั้งจากการวัดและการคำนวณ	38
รูปที่ 2-33 ค่ามิชวลอิมพีแดนซ์ระหว่างแพทช์ของสายอากาศแบบไมโครสตริป ทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการจัดวางทั้งแบบ E - plane และ H - plane	39
รูปที่ 3-1 ลักษณะ โครงสร้างของสายอากาศแบบไมโครสตริปรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า	40
รูปที่ 3-2 ความกว้าง (W) และความยาวแพทช์ (L) ไมโครสตริปรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า	41
รูปที่ 3-3 ทฤษฎีสายส่งนำสัญญาณ (Transmission Line)	42

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้าที่
รูปที่ 3-4 แพทเทิร์นของสายอากาศขนาด 2×2 อาร์เรย์ ที่ระยะห่างเท่ากับ $\lambda_g/2$	43
รูปที่ 3-5 สายอากาศแบบไมโครสตริปขนาดหนึ่งเอเลเมนต์	44
รูปที่ 3-6 ขนาดของสายอากาศไมโครสตริปแบบ 2 เอเลเมนต์	45
รูปที่ 3-7 สายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2×2 อาร์เรย์	
รูปที่ 3-8 การ Lay - out ด้วยโปรแกรม L - Edit	46
รูปที่ 3-9 แผ่นฟิล์มอาร์เวิร์ด แบบ Negative	47
รูปที่ 3-10 แสดงวิธีการถ่ายขึ้นลายโดยใช้หลอดไฟฟ้าขนาด 100 วัตต์	48
รูปที่ 3-11 แสดงแผ่น PCB ที่ทำการถ่ายขึ้นลายแล้ว	
รูปที่ 3-12 แผ่น PCB ที่ทำการ Remove Dry Film ออกแล้ว	49
รูปที่ 3-13 แสดงสายอากาศแบบไมโครสตริปที่พร้อมใช้งานจริงๆ	50
รูปที่ 4-1 เครื่องเน็ทเวิร์คแอนาไลเซอร์ที่ใช้ในการทดสอบสายอากาศแบบไมโครสตริป	51
รูปที่ 4-2 แสดงค่า S_{11} ของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาดอิลิเมนต์เดี่ยว	52
รูปที่ 4-3 แสดงค่า SWR ของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาดอิลิเมนต์เดี่ยว	
รูปที่ 4-4 แสดงค่า Z_{in} ของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาดอิลิเมนต์เดี่ยว	53
รูปที่ 4-5 แสดงค่า S_{11} ของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 อิลิเมนต์	
รูปที่ 4-6 แสดงค่า SWR ของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 อิลิเมนต์	54
รูปที่ 4-7 แสดงค่า Z_{in} ของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 อิลิเมนต์	
รูปที่ 4-8 แสดงค่า S_{11} ของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2×2 อาร์เรย์	55
รูปที่ 4-9 แสดงค่า SWR ของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2×2 อาร์เรย์	56
รูปที่ 4-10 แสดงค่า Z_{in} ของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2×2 อาร์เรย์	
รูปที่ 4-11 ชุดอุปกรณ์การทดสอบสายอากาศแบบไมโครสตริป	57
รูปที่ 4-12 สเปคตรัมของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาดอิลิเมนต์เดี่ยว	58
รูปที่ 4-13 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาดอิลิเมนต์เดี่ยว	
รูปที่ 4-14 สเปคตรัมของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 อิลิเมนต์	59
รูปที่ 4-15 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 อิลิเมนต์	
รูปที่ 4-16 สเปคตรัมของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2×2 อาร์เรย์	60
รูปที่ 4-17 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2×2 อาร์เรย์	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในวิศวกรรมไมโครเวฟและมิลิเมตรเวฟนั้นระบบการสื่อสารส่วนบุคคลและระบบมัลติมีเดียได้รับความสนใจมาก ดังนั้นเพื่อจะทำให้ระบบนี้เป็นจริงได้จึงจำเป็นต้องมีสิ่งเหล่านี้ ประสิทธิภาพสูง ขนาดเล็ก น้ำหนักเบาและต้นทุนต่ำ สายอากาศแบบไมโครสตริป (microstrip antenna) เป็นสายอากาศแบบหนึ่งที่มีความนิยมอย่างรวดเร็ว ด้วยลักษณะเด่นของมันทั้งทางไฟฟ้าและทางกล เนื่องจากมีลักษณะโครงสร้างแบนราบ (low profile) ขนาดเล็ก (small size) น้ำหนักเบา (light weight) และสะดวกในการผลิตเป็นจำนวนมากโดยอาศัยเทคนิคการทำแผ่นวงจรพิมพ์ ทำให้มีต้นทุนในการผลิตต่ำ อีกทั้งยังมีความเหมาะสมต่อการพัฒนาเป็นสายอากาศแบบแอคทีฟที่สร้างร่วมกับ MIC (Microwave Intergrated Circuit) บนวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกเดียวกัน ดังนั้นจึงได้มีการนำไปใช้งานในระบบการสื่อสารต่างๆ มากมายทั้งทางด้านการทหาร และทางด้านการค้า อาทิเช่น การสื่อสารเคลื่อนที่ผ่านดาวเทียม ระบบสื่อสารส่วนบุคคล (PCS) ระบบแลนภายในแบบไร้สาย (WLAN) และการตรวจสอบระยะไกล (remote sensing) เช่น เรดาร์สำหรับรถยนต์เพื่อป้องกันอุบัติเหตุจากการชนกัน (collision avoidance sensors) ดอปเปอร์เรดาร์ (doppler radars) เพื่อใช้ในการตรวจสอบวัตถุที่มีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วต่ำ (low speed object) และ ID การ์ด ซึ่งมีชื่อเรียกแตกต่างกันไปตามลักษณะการใช้งาน อาทิเช่น บัตรทางด่วน เซ็นเซอร์บริเวณทางแยก ทราฟฟิกเคาน์เตอร์ ฯลฯ เนื่องจากความถี่สูงมีอัตราการดูดกลืนคลื่นต่ำกว่าแสงในสภาพแวดล้อมที่เป็นหมอกหรือไอน้ำ อีกทั้งความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่แคบลงทำให้บิตเรต (bit rate) ในการรับส่งข้อมูลสูงขึ้น และมีการสอดแทรกของสัญญาณ (interference) ต่ำ

ตามคุณสมบัติของสายอากาศแบบไมโครสตริปอีลิเมนต์เดี่ยว (single element) นั้น โดยทั่วไปแล้วจะมีอัตราการขยายของสายอากาศ (antenna gain) และประสิทธิภาพในการแผ่กระจายคลื่น (radiation efficiency) ก่อนข้างต่ำ และมีความกว้างลำ (beamwidth) ที่กว้างคล้ายกับสายอากาศอีลิเมนต์เดี่ยวแบบอื่น การนำสายอากาศอีลิเมนต์เดี่ยวมาวางเป็นอาร์เรย์สามารถแก้ปัญหาต่างๆเหล่านี้ได้ ทำให้สายอากาศแบบไมโครสตริปมีอัตราการขยายที่สูงขึ้น และมีความกว้างลำแคบลง

สำหรับปริยัญานีพนธ์กล่าวถึงวิธีการ เป็นการออกแบบสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า (Rectangular Patch) ที่ป้อนสัญญาณด้วยสายป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ ซึ่งได้แสดงการออกแบบและการสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปไว้ 3 แบบ คืออีลิเมนต์เดี่ยว 2 อีลิเมนต์ และ 2 x 2 อาร์เรย์ ที่ถูกกระตุ้นด้วยขนาดและเฟสเท่ากันในลักษณะของยูนิฟอร์ม

อาร์เรย์ และมีการโพลาไรซ์ของคลื่นในลักษณะเป็นเชิงเส้น (linear polarization) โดยได้ทำการศึกษาถึงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น (radiation pattern) ในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก อัตราขยายของสายอากาศ แบนด์วิดท์ (band width) และกำลังงานการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ (power radiation) ของสายอากาศแบบไมโครสตริป.

วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาและออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่เหลี่ยม (Rectangular Microstrip Antenna)
2. เพื่อศึกษาวิธีการสร้างสายอากาศไมโครสตริปบนฐานรองรับเฟลลอน
3. เพื่อศึกษาคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปแบบอาร์เรย์
4. เพื่อศึกษาวิธีการวัดและทดสอบสายอากาศไมโครสตริปเพื่อใช้งานจริง

ขอบเขตของโครงการ

1. ออกแบบสายอากาศไมโครสตริปในช่วงความถี่ย่าน X-band (10 GHz) และใช้เฟลลอนเป็นสับสเตรท (Substrate) ที่มีสภาพความยอมสัมพัทธ์ ($\epsilon_r = 2.20$)
2. Lay-out ชิ้นงานด้วย Program L-Edit และใช้ขบวนการสร้างสายอากาศไมโครสตริป
3. สร้างสายอากาศไมโครสตริปขนาด 2×2 อาร์เรย์
4. ทำการวัดและทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริป

ประโยชน์ที่จะได้รับ

1. ได้รับความรู้เพื่อใช้ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป
2. ได้รู้จักกรรมวิธีการสร้างสายอากาศที่มีขนาดเล็ก
3. ได้รู้จักคุณสมบัติของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่จะนำไปใช้งานจริง
4. เพื่อใช้ในการพัฒนาสายอากาศต่อไปในอนาคต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎี

สายอากาศแบบไมโครสตริป

แนวความคิดในการใช้สายอากาศแบบไมโครสตริป เป็นตัวแพร่กระจายคลื่นได้ถูกนำเสนอครั้งแรก โดย Deschamps ในปี ค.ศ.1953 ซึ่งเป็นรูปทรงสี่เหลี่ยมที่มีขนาดเล็ก และ หลังจากนั้น 20 ปี สายอากาศแบบไมโครสตริป จึงถูกสร้างขึ้นมาใช้งานจริงเป็นครั้งแรกในปี ค.ศ. 1970 โดย Howell , Munson โดยมีการพัฒนาแบบจำลองทางทฤษฎี และเทคนิค photo-etch ของฐานรองที่เป็น copper หรือ gold-clad ให้มีคุณสมบัติทางอุณหภูมิจึงและทางกลศาสตร์ที่ดีขึ้น โดยมีค่า loss tangent ที่ต่ำ ซึ่งหลังจากนั้นก็มีการศึกษาวิจัยและพัฒนากันอย่างมากมาย จึงนำไปสู่การพัฒนาใช้งานที่แตกต่างกัน จนถึงปัจจุบันนี้

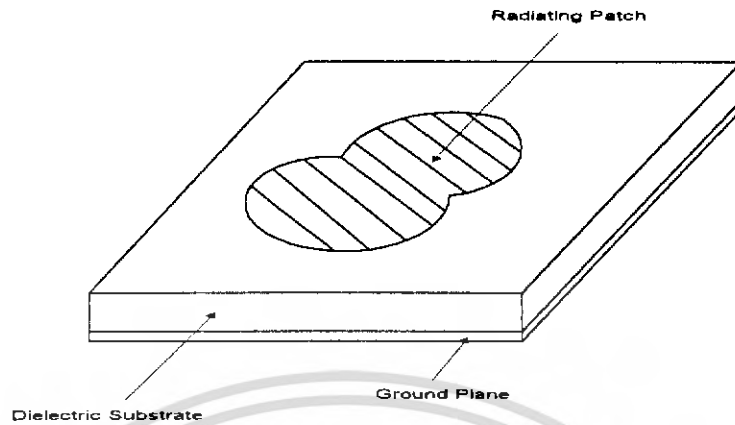
2.1 ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศแบบไมโครสตริป

ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศแบบไมโครสตริปจะประกอบด้วย แผ่นตัวนำสองแผ่นวางขนานกันอยู่ และมีวัสดุที่ไม่เป็นสื่อกลางทางไฟฟ้า (Dielectric Substrate) คั่นกลางระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง โดยแผ่นตัวนำที่อยู่ด้านบน จะมีรูปร่างลักษณะต่างๆ เช่น รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า (Rectangular) , รูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส (Square) , วงกลม (Circle) , วงรี(Ellipticle) ฯลฯ เรียกว่า ตัวแพร่กระจายคลื่น (Radiation Patch) โดยทั่วไปมักจะเป็นแผ่นทองแดงหรือทองคำ ซึ่งรูปแบบและขนาดของตัวแพร่กระจายคลื่น จะมีรูปร่างตามความเหมาะสมของลักษณะงานและความถี่ที่เลือกใช้งาน ส่วนแผ่นตัวนำที่อยู่ด้านล่างจะเป็นลักษณะแผ่นตัวนำทั้งแผ่น เรียกว่า แผ่นกราวด์ (Ground Plane) โดยในอุดมคติจะต้องมีขนาดใหญ่กว่าตัวแพร่กระจายคลื่นอย่างมาก ซึ่งแผ่นกราวด์ตามทฤษฎีจะต้องมีขนาดที่ไม่จำกัด (Infinite) แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถที่จะให้แผ่นกราวด์มีขนาดจนถึงอนันต์ได้ ดังนั้น ในการออกแบบจึงไม่มีข้อจำกัดของแผ่นกราวด์ว่าควรมีขนาดเท่าไร เพียงแต่จะต้องมีขนาดใหญ่กว่าตัวแพร่กระจายคลื่น สำหรับลักษณะโครงสร้างทั่วไปของสายอากาศแบบไมโครสตริปสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2-1

2.2 รูปร่างลักษณะต่างๆของสายอากาศแบบไมโครสตริป

สายอากาศแบบไมโครสตริปจะมีพารามิเตอร์ต่างๆทางฟิสิกส์มากกว่าสายอากาศย่านไมโครเวฟทั่วไป ที่เห็นได้ชัดคือ สายอากาศแบบไมโครสตริปมีรูปร่างต่างๆมากมาย แต่อย่างไรก็ตามสายอากาศแบบไมโครสตริป สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ลักษณะคือ

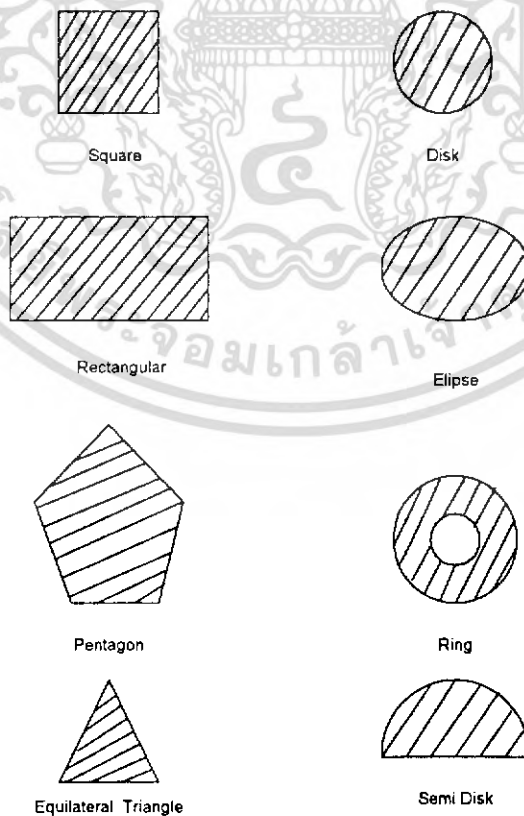
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-1 แสดงรูปแบบโครงสร้างโดยทั่วไปของสายอากาศแบบไมโครสตริป

2.2.1 สายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์ (Microstrip Patch Antennas)

ประกอบด้วยแผ่นตัวนำบางๆ ซึ่งมีรูปทรงทางเรขาคณิตอยู่บนแผ่นไดอิเล็กตริก และ อีกด้านหนึ่งของไดอิเล็กตริกจะเป็นกราวด์เพลน โดยแผ่นตัวนำจะเป็นตัวกำหนดการแพร่กระจายของคลื่น ซึ่งหาได้จาก การคำนวณรูปร่างลักษณะต่างๆ ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2-2



รูปที่ 2-2 ลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์ (MPA)

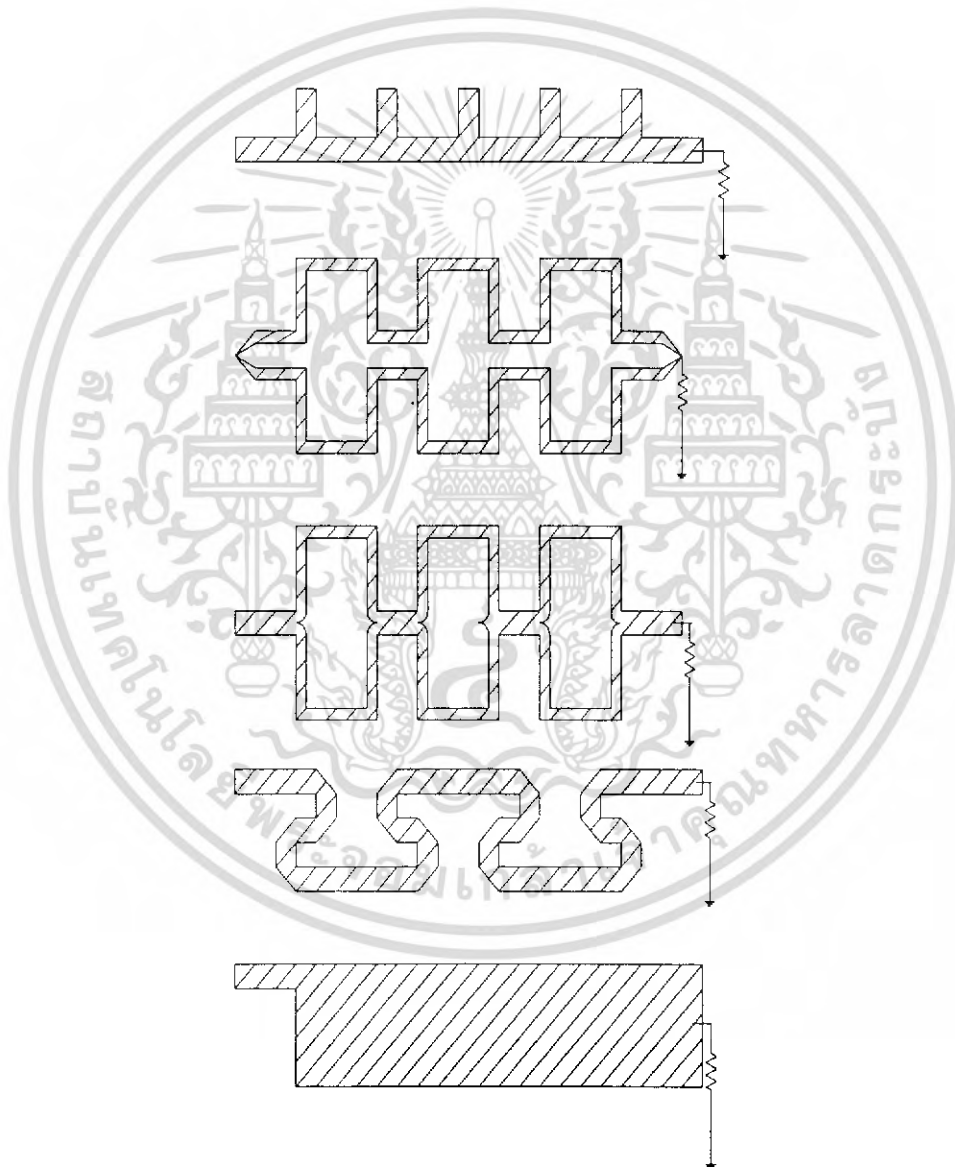
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 สายอากาศแผ่นไมโครสตริปแบบทราเวลริงเวฟ (Microstrip Traveling-Wave Antennas)

ประกอบด้วย ตัวนำที่มีลักษณะเป็นคาบหรือเส้น ตามความยาว TEM โดยจะต่อกับความต้านทาน ซึ่งเป็นโหลดเพื่อทำการปรับแมทซ์ โดยมีรูปร่างลักษณะดังรูปที่ 2-3

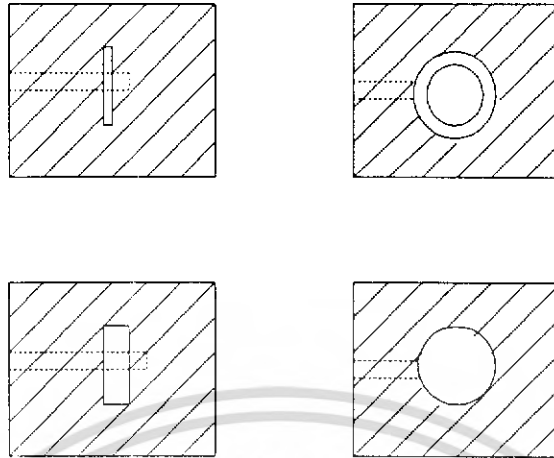
2.2.3 สายอากาศแผ่นไมโครสตริปแบบสล็อต (Microstrip Slot Antennas)

ประกอบด้วย สล๊อตซึ่งอยู่ในกราวนด์เพลน ซึ่งจะต่อกับไมโครสตริปไลน์ สำหรับสล๊อตนี้จะมีลักษณะเป็นทั้งแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า (กว้างหรือแคบก็ได้) , วงกลม หรือวงแหวน ดังรูปที่ 2-4

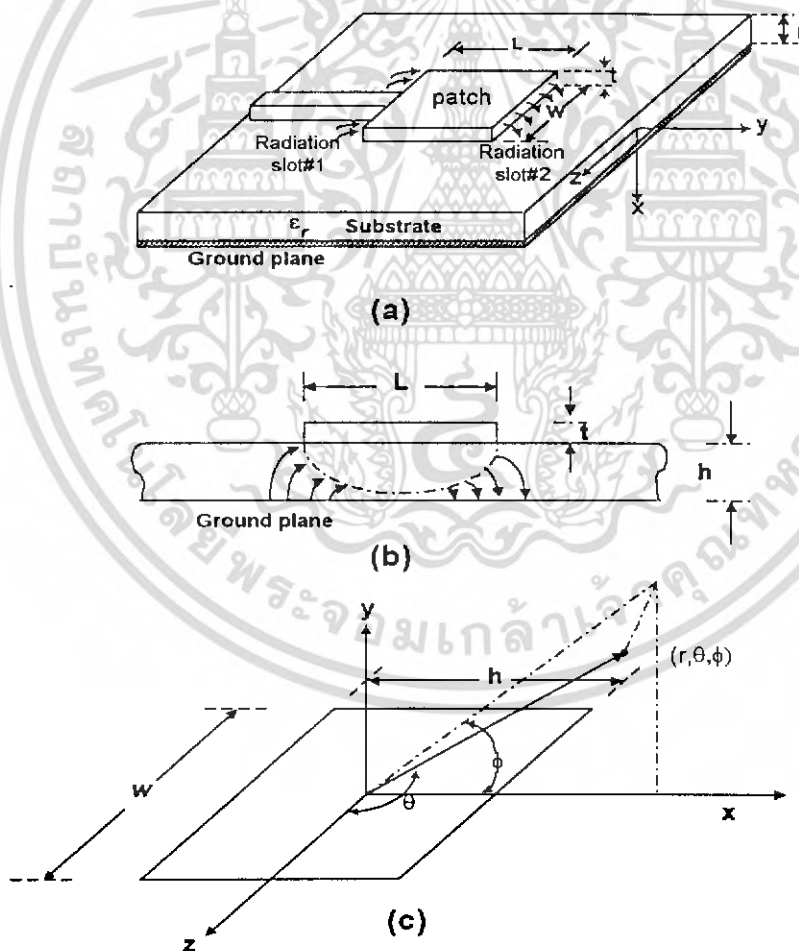


รูปที่ 2-3 ลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบทราเวลริงเวฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-4 ลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบสล็อต



รูป 2-5 (a) สายอากาศแบบไมโครสตริป
(b) สนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้น (ด้านข้าง)
(c) แสดงระบบแกนมุมฉากของช่องเปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

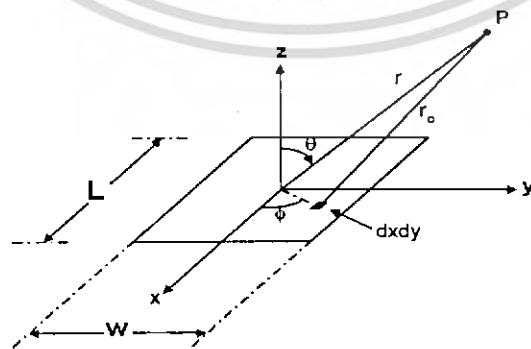
2.3 การกระจายของสนาม (Radiation Fields)

การกระจายคลื่นของสายอากาศแบบไมโครสตริปนั้น เกิดขึ้นจากสนามระหว่างขอบรอบนอกของแพทช์ (Patch) กับกราวด์เพลน ที่เรียกว่า ฟริงกิงฟิลด์ (Fringing Fields) โดยพิจารณาจากรูปที่ 2-5a เนื่องจากวัสดุฐานรองมีความหนา (h) น้อยมาก จึงสมมติว่า สนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามแนวความกว้าง และ ตามแนวความหนา ซึ่งรูปร่างของสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะแสดงดังรูปที่ 2-5b โดยสนามจะเปลี่ยนแปลงตามแนวความยาวของแพทช์ (L) ซึ่งยาวประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นในไมโครสตริป (Wavelength in Microstrip : $\lambda_g / 2$) สนามไฟฟ้าที่ปลายช่องเปิดสามารถแยกออกเป็น 2 องค์ประกอบ คือ องค์ประกอบในแนวตั้งฉาก (Normal) และองค์ประกอบในแนวสัมผัส (Tangent) โดยเทียบกับกราวด์เพลนดังรูปที่ 2-5c

องค์ประกอบในแนวตั้งฉากจะมีเฟสตรงข้าม (Out of Phase) เนื่องจากความยาวของแพทช์ ทำให้สนามระยะไกล (Far-Field) ที่เกิดจากองค์ประกอบในแนวตั้งฉาก หักล้างกันในทิศทางที่ตั้งฉากกับแพทช์ (Broadside Direction) ส่วนองค์ประกอบในแนวสัมผัส จะมีเฟสเดียวกัน (In Phase) ซึ่งสนามผลรวมจะทำให้เกิดสนามที่ระยะไกล โดยมีค่าสูงสุดในทิศทางที่ตั้งฉากกับผิวหน้าของแพทช์ ดังนั้นแพทช์จะสามารถแทนได้ด้วยสล롯 2 สลิต (Slot) ซึ่งเปรียบเสมือนสายอากาศอาร์เรย์กัน 2 อิลิเมนต์ (Antenna Array) ด้วยระยะห่าง ($\lambda_g / 2$) ซึ่งจะถูกระตุ้น (Excited) ให้เป็นเฟสเดียวกัน และจะกระจายคลื่นไปสู่ด้านบนของกราวด์เพลน

2.3.1 สนามที่แพร่กระจายของสายอากาศแบบไมโครสตริป (Radiation Fields of Microstrip Antenna)

สมมติว่า ที่แพทช์ของสายอากาศแบบไมโครสตริปมีแต่กระแสไฟฟ้าเท่านั้น และให้กระแสไฟฟ้าทางด้านล่างของผิวหน้าแพทช์เท่ากัน ซึ่งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่จุด $P(r, \theta, \phi)$ ใดๆ กาขนอกสายอากาศแบบไมโครสตริป จะแสดงดังรูปที่ 2-6 และสามารถเขียนได้เป็น



รูปที่ 2-6 แสดงจุดใดๆ ที่ต้องการหาค่าของสนาม

$$\vec{E}^e(\mathbf{r}) = (-j / \omega \mu \epsilon) \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - j \omega \vec{A} \quad (2.1)$$

$$\vec{H}^e(\mathbf{r}) = (1 / \mu) \nabla \times \vec{A} \quad (2.2)$$

โดยที่ ϵ : สนามเนื่องจากกระแสไฟฟ้า

μ : เพอร์มิอิตีวี่ (Permeability)

ϵ : เพอร์มิตติวี่ (Permittivity)

\vec{A} : ศักย์ของเวกเตอร์แม่เหล็ก (Magnetic Vector Potential)

$$\vec{A} = (\mu / 4\pi) \iiint_V \vec{J}_s(\mathbf{r}') [e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|} / |\vec{r}-\vec{r}'|] \cdot dS' \quad (2.3)$$

โดยที่ k_0 : เวฟนัมเบอร์ในฟรีสเปซ (Free Space Wave Number)

$\vec{J}_s(\mathbf{r}')$: ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าที่ผิว

\mathbf{r}' : ระยะจากจุดกำเนิดไปถึงจุดที่ต้องการหาค่าสนาม

\mathbf{r} : ระยะจากจุดกำเนิดไปถึงจุดฟิลด์พอยท์ (Field Point)

โดยวิธีเดียวกันก็จะสามารถหาค่าสนามเนื่องจากกระแสแม่เหล็ก โดยใช้ศักย์ของเวกเตอร์ไฟฟ้า (Electric Vector Potential [\vec{F}]) ซึ่งจะได้เป็น

$$\vec{E}^m(\mathbf{r}) = -(\nabla \times \vec{F}) / \epsilon \quad (2.4)$$

$$\vec{H}^m(\mathbf{r}) = (j / \omega \mu \epsilon) \nabla(\nabla \cdot \vec{F}) - j \omega \vec{F} \quad (2.5)$$

$$\vec{F} = (\epsilon / 4\pi) \iiint_V \vec{M}_s(\mathbf{r}') \frac{e^{-jk_0|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \cdot dS' \quad (2.6)$$

m : สนามเนื่องจากกระแสแม่เหล็ก

\vec{M}_s : ความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กที่ผิว

เมื่อรวมสนามที่เกิดขึ้นเนื่องจากกระแสไฟฟ้า และ กระแสแม่เหล็กเข้าด้วยกัน จะได้เป็น

$$\vec{E}(\mathbf{r}) = \vec{E}^e + \vec{E}^m \quad (2.7)$$

$$\vec{E}(\mathbf{r}) = \frac{-j}{\omega \mu \epsilon} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - j \omega \vec{A} - \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \vec{F}$$

$$\vec{H}(\mathbf{r}) = \vec{H}^e + \vec{H}^m$$

$$\vec{H}(\mathbf{r}) = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} - \frac{j}{\omega \mu \epsilon} \nabla(\nabla \cdot \vec{F}) - j \omega \vec{F} \quad (2.8)$$

ซึ่งทั้งศักย์เวกเตอร์ของไฟฟ้า และ แม่เหล็ก จะเป็นคำตอบของสมการคลื่น

ซึ่งคำตอบของสมการคลื่น (Wave Equation) คือ

$$\nabla^2 \vec{A} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{A} = 0 \quad (2.9)$$

$$\nabla^2 \vec{F} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{F} = 0 \quad (2.10)$$

องค์ประกอบที่สำคัญของสนามระยะไกล คือ สนามที่ตั้งฉากกับทิศการเดินทางของคลื่น

เมื่อพิจารณาเฉพาะกระแสไฟฟ้า สมการ (2.7) จะเขียนได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\vec{E}(r) = -j\omega\vec{A} \quad (2.11)$$

และสำหรับกระแสแม่เหล็ก ในสมการ (2.8) จะได้เป็น

$$\vec{H}(r) = -j\omega\vec{F} \quad (2.12)$$

ในฟรีสเปซ (Free Space) $\vec{E}(r)$ และ $\vec{H}(r)$ สัมพันธ์กันด้วยค่า η_0 ซึ่งเป็นอินทริซิมิตีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ของฟรีสเปซ มีค่าเท่ากับ $120\pi \Omega$

$$\frac{\vec{E}(r)}{\vec{H}(r)} = \eta_0 = 120\pi \Omega \quad (2.13)$$

การหาค่าของสนามที่ระยะไกลมีเงื่อนไขเป็น $R > 2D^2 / \lambda_0$ โดยที่ R เป็นระยะไกล (Far Field) ที่ใช้ทดสอบสายอากาศ และ D เป็นมิติที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศจากสมการ (2.3) และ (2.11) จะได้สนามไฟฟ้าที่ระยะไกล คือ

$$\vec{E}(r) = -(j\omega\mu / 4\pi r) e^{-jk_0 r} \iint_S \vec{J}_s(r') e^{jk_0 r' \cos\psi} \cdot dS' \quad (2.14)$$

และจากสมการ (2.6) และ (2.12) จะได้สนามแม่เหล็กที่ระยะไกลเป็น

$$\vec{H}(r) = -(j\omega\varepsilon / 4\pi r) e^{-jk_0 r} \iint_S \vec{M}_s(r') e^{jk_0 r' \cos\psi} \cdot dS' \quad (2.15)$$

โดยที่ ψ : มุมระหว่างทิศของ r กับ r'

2.3.2 การหาค่าสนามระยะไกลจากแหล่งกำเนิดทรงสี่เหลี่ยม (Far Field of Rectangular Source)

พิจารณา แผ่นกระแสไฟฟ้าทรงสี่เหลี่ยม 2 มิติ จากรูปที่ 2-6 ศักย์เวกเตอร์ที่ระยะไกล มีค่าเป็น

$$\vec{A} = (\mu e^{-jk_0 r} / 4\pi r) \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-W/2}^{W/2} \vec{J}_s(x,y) e^{jk_0(x\sin\theta\cos\phi + y\sin\theta\sin\phi)} dx dy \quad (2.16)$$

โดยที่ L : ความยาวของแพทช์

W : ความกว้างของแพทช์

$$\vec{J}_s(x,y) = J_x(x,y) \vec{a}_x + J_y(x,y) \vec{a}_y$$

\vec{a}_x, \vec{a}_y : เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง x, y

ดังนั้นศักย์เวกเตอร์ของแม่เหล็กที่แยกตามแกน x, y, z คือ

$$\vec{A}_x = (\mu e^{-jk_0 r} / 4\pi r) \iint_S J_x e^{jk_0(x\sin\theta\cos\phi + y\sin\theta\sin\phi)} dx dy \quad (2.17)$$

$$\vec{A}_y = (\mu e^{-jk_0 r} / 4\pi r) \iint_S J_y e^{jk_0(x\sin\theta\cos\phi + y\sin\theta\sin\phi)} dx dy \quad (2.18)$$

$$\vec{A}_z = 0 \quad (2.19)$$

ทำการแปลงเวกเตอร์จากเวกเตอร์ที่อยู่ในระบบแกนมุมฉาก (Rectangular Coordinate) ให้อยู่ในระบบทรงกลม (Spherical Coordinate) โดยใช้สมการเมตริกซ์ (Matrix) ดังนี้

$$\begin{vmatrix} T_r \\ T_\theta \\ T_\phi \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \sin\theta \cos\phi & \sin\theta \sin\phi & \cos\theta \\ \cos\theta \cos\phi & \cos\theta \sin\phi & -\sin\theta \\ -\sin\phi & \cos\phi & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{vmatrix} \quad (2.20)$$

จากสมการ (2.11) และ (2.20) สนามไฟฟ้าในระบบทรงกลมจะเป็น

$$E_\theta = -j\omega\bar{A}_x \cos\theta \cos\phi - j\omega\bar{A}_y \cos\theta \sin\phi \quad (2.21)$$

$$E_\phi = j\omega\bar{A}_x \sin\phi - j\omega\bar{A}_y \cos\phi \quad (2.22)$$

สำหรับสนามแม่เหล็กก็สามารถหาได้โดยใช้วิธีการเดียวกันกับการหาค่าสนามไฟฟ้า ดังแสดงไว้ข้างต้น

2.3.3 รูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศแบบไมโครสตริป (Radiation Pattern)

ในการวิเคราะห์โดยใช้วิธีการจำลองสายส่ง (Transmission Line Model) และวิธีสายอากาศช่องเปิด (Aperture Method) ซึ่งเหมาะสำหรับสายอากาศแบบไมโครสตริปรูปทรงสี่เหลี่ยม โดยที่จะพิจารณาว่า แพทช์เป็นเสมือนไลน์รีโซเนเตอร์ (Line Resonator) ซึ่งสนามไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามแนวขวาง แต่สนามจะมีการเปลี่ยนแปลงในแนวความยาวของแพทช์เท่านั้น ซึ่งปกติจะยาวประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นในไมโครสตริป สำหรับการกระจายคลื่นส่วนใหญ่จะเกิดจากสนามที่ขอบรอบนอกปลายช่องเปิด (Aperture) แต่ละช่องเปิดจะกระจายคลื่นที่ให้สนามเหมือนกัน ซึ่งเปรียบเสมือนเป็นไดโพลแม่เหล็ก (Magnetic Dipole) จากรูปที่ 2-5a และ 2-5b เมื่อใช้ทฤษฎีอิมเมจ (Image Theory) ก็จะได้กระแสแม่เหล็ก (\bar{M}_s) มีค่าเป็น

$$\bar{M}_s = 2E_o \bar{a}_z = 2V_o \bar{a}_z / h \quad (2.23)$$

ที่ $-W/2 < z' < W/2$, $-h/2 < x' < h/2$ h

โดยที่ 2 เกิดจากอิมเมจทางด้านบวกของ \bar{M}_s

V_o เป็นโวลเตจที่คร่อมช่องเปิด ซึ่งมีค่าคงที่ตลอดแนวความกว้าง สนามระยะไกลที่เกิดจากช่องเปิดช่องเดียวที่ระยะ r จากจุดกำเนิดมีค่าเป็น

$$\bar{E}_\theta(\theta, \phi) \approx -(jhWk_o E_o e^{-jk_o r} / \pi r) [\sin\theta(\sin X/X)(\sin Z/Z)] \quad (2.24)$$

$$\text{เมื่อ } X = (k_o h \sin\theta \cos\phi / 2)$$

$$Z = (k_o W \cos\theta / 2)$$

$$\text{และ } \bar{E}_\theta = \bar{E}_r = 0$$

เมื่อรวมสนามที่เกิดจากช่องเปิดทั้งสองเข้าด้วยกัน จะได้สนามมีค่าเป็น

$$\bar{E}_\theta(\theta, \phi) \approx -(jhWk_o E_o e^{-jk_o r} / \pi r) \{ \sin\theta(\sin X/X)(\sin Z/Z) \} \cos Y \quad (2.25)$$

$$Y = (k_o L \sin\theta \sin\phi / 2)$$

สำหรับสายอากาศที่มีความหนาน้อยๆ ($h \ll \lambda$) สมการ (2.25) จะลดรูปได้เป็น

$$\bar{E}_\phi(\theta, \phi) \approx -j2V_o e^{-jk_o r} / \pi r [\sin \theta (\sin Z / \cos \theta) \cos Y] \quad (2.26)$$

ส่วนที่อยู่นอกวงเล็บเป็น อิลิเมนต์-แฟคเตอร์ (Element Factor) ส่วนที่อยู่ในวงเล็บเป็น สเปซ-แฟคเตอร์ (Space Factor) ซึ่งสนามจะเป็นไปตามกฎแพทเทิร์นมัลติพลิเคชัน (Pattern Multiplication)

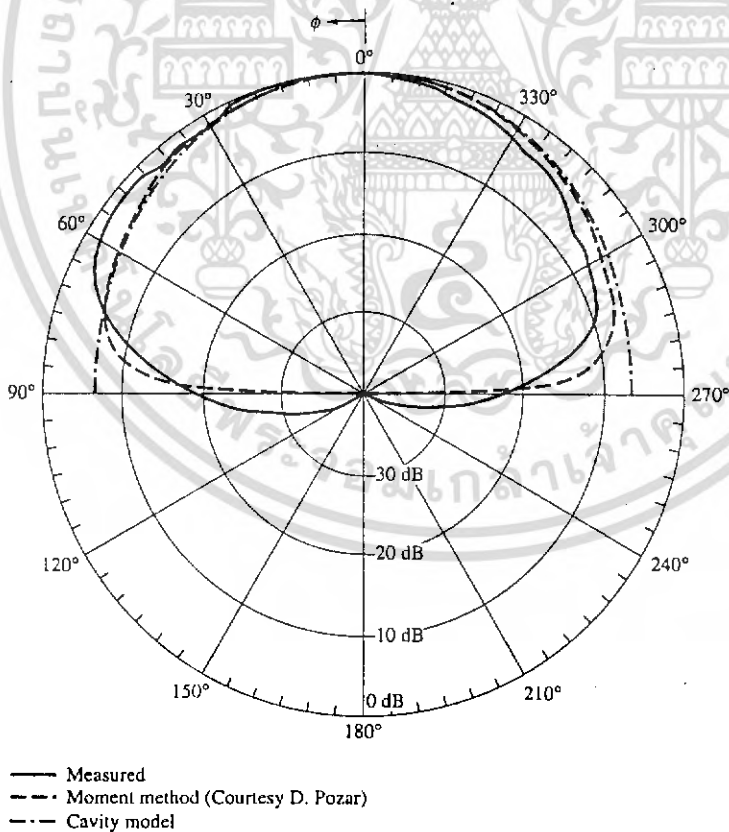
$$\text{สนามทั้งหมด} = [\text{อิลิเมนต์-แฟคเตอร์}] \times [\text{สเปซ-แฟคเตอร์}] \quad (2.27)$$

สำหรับสนามไฟฟ้าในระนาบ E (E-Plane) จะพิจารณาที่มุม $\theta = \pi/2$ เมื่อทำการ นอร์มัลไลซ์ (Normalized) แล้วจะได้

$$\bar{E}_\phi(\theta = \pi/2) = \cos(k_o L \sin \phi / 2) ; [\sin(0)/0 = 1] \quad (2.28)$$

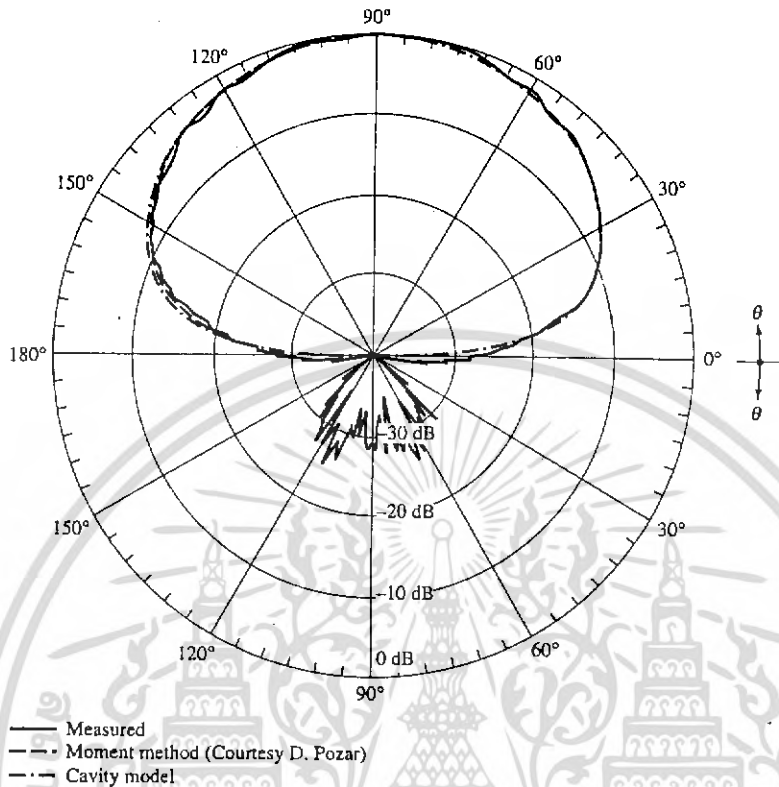
และสนามไฟฟ้าที่อยู่ในระนาบ H (H-Plane) จะพิจารณาที่มุม $\phi = \pi$ เมื่อทำการ นอร์มัลไลซ์แล้ว จะได้

$$\bar{E}_\phi(\phi = \pi) = \sin \theta \sin(k_o W \cos \theta / 2) / \cos \theta \quad (2.29)$$



(a) E-plane ($\theta = 90^\circ$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b) H-plane ($\theta = 0^\circ$)

รูปที่ 2-7 ตัวอย่างสนามไฟฟ้าที่อยู่ในระนาบ E (E-plane) และ ระนาบ H (H-plane)

ดังนั้นสมการ (2.28) และ (2.29) จึงเป็นสมการของรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบไมโครสตริปตัวเดียว โดยมีระนาบทั้งสองตั้งฉากกัน

2.4 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ (Parameter) ของสายอากาศแบบไมโครสตริป

2.4.1 กำลังที่แผ่กระจาย (Radiating Power)

หาได้โดยการอินทิเกรต (Integrate) ส่วนจริงของพอยน์ติงเวกเตอร์ (Pointing Vector) รอบช่องเปิดที่กระจายคลื่น

$$P_r = (1/2) \text{Re} \iint_{\text{Aperture}} |\vec{E} \times \vec{H}| \cdot d\vec{s} \quad (2.30)$$

สำหรับสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มี E ตั้งฉาก และ H ที่สัมผัสกับแพทช์ และมี $b \ll \lambda_0$

$$P_r = |V_o|^2 I_1 / 240\pi^2 \quad (2.31)$$

$$I_1 = \int_0^\pi \sin^2(k_o W \cos\theta / 2) \tan^2\theta \sin\theta d\theta \quad (2.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 กำลังที่เปลี่ยนรูป (Dissipate Power)

จะประกอบไปด้วย การสูญเสียในตัวนำ [Conductor Loss (P_c)] และการสูญเสียในสารไดอิเล็กตริก [Dielectric Loss (P_d)] โดย

P_c หาได้จาก $I^2 R$ ซึ่งสัมพันธ์กับการอินทิเกรตรอบพื้นที่ของแพทช์ และกราวนด์เพลน

$$P_c = R_s \iint_s (\vec{J}_s \cdot \vec{J}_s^*) \cdot ds \quad (2.33)$$

โดยที่ R_s เป็นส่วนจริงของอิมพีแดนซ์ที่ผิว

P_d หาได้จาก การอินทิเกรตสนามไฟฟ้าภายในควิตี้ (Cavity) ของสายอากาศแบบไมโครสตริป รอบปริมาตร

$$P_d = (\omega \epsilon'' / 2) \iiint_v |\vec{E}|^2 dv \quad (2.34)$$

โดยที่ ϵ'' เป็นส่วนจินตภาพของเพอร์มิตติวิตี

2.4.3 พลังงานที่ถูกเก็บสะสม (Stored Energy)

ในช่วงเวลาเฉลี่ย พลังงานไฟฟ้า และ แม่เหล็กที่ถูกเก็บในควิตี้ จะมีค่าเท่ากับที่ความถี่เรโซแนนท์ (Resonant Frequency) โดยที่พลังงานที่ถูกเก็บสะสมทั้งหมดจะมีค่าเท่ากับผลรวมของพลังงานไฟฟ้าและพลังงานแม่เหล็ก นั่นคือ

$$W_T = W_e + W_m = 1/4 \iiint_v (\epsilon \vec{E}^2 + \mu \vec{H}^2) dv \quad (2.35)$$

ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$W_T = (1/2) \epsilon h \iint_s |E|^2 ds \quad (2.36)$$

2.4.4 คอนดักแตนซ์ (Conductance)

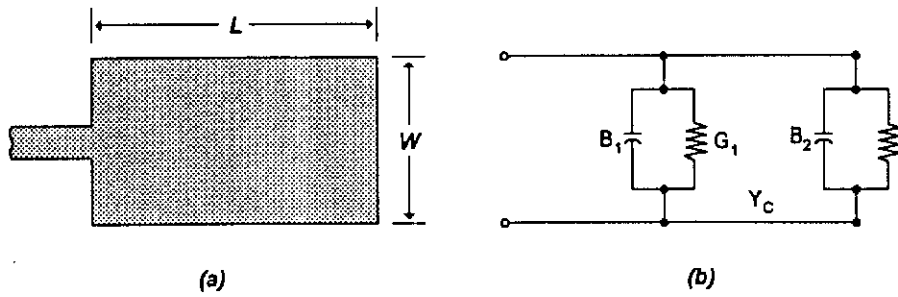
การแพร่กระจายแต่ละสล็อต จะถูกแทนค่าด้วยแอดมิตแตนซ์ Y (คอนดักแตนซ์ G และซัพเซพแตนซ์ B) ซึ่งแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2-8 โดยสมมุติให้เป็น สล็อต # 1 และ สล็อต # 2 สำหรับค่าแอดมิตแตนซ์เทียบเท่าของสล็อต # 1 ซึ่งอยู่บนพื้นฐานความกว้างที่ไม่จำกัดและยูนิฟอร์มอาร์เรย์ (Uniform Array) ซึ่งจะมีค่าดังนี้

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad (2.37)$$

เมื่อความกว้างของสล็อตมีค่าจำกัด จะได้

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \quad ; \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (2.38)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - 0.636 \ln(k_0 h) \right] \quad ; \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (2.39)$$



รูปที่ 2-8 (a) แพทช์ของไมโครสตริปทรงสี่เหลี่ยม (b) วงจรเทียบเท่า

เมื่อ สล็อต # 2 เหมือนกับ สล็อต # 1 ดังนั้น แอดมิตแดนซ์เทียบเท่าจะได้

$$Y_2 = Y_1, \quad G_2 = G_1, \quad B_2 = B_1$$

คอนดัคแตนซ์ของสล็อตเดียว สามารถแสดงอยู่ในรูปของสนามซึ่งได้มาจากรูปแบบควาวิตี (Cavity Model) โดยทั่วไปคอนดัคแตนซ์สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_0|^2} \quad (2.40)$$

เมื่อ กำลังที่แพร่กระจาย (Power Radiation) เขียนได้ดังนี้

$$P_{rad} = \frac{|V_0|^2}{2\pi\eta_0} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta d\theta \quad (2.41)$$

ดังนั้น คอนดัคแตนซ์จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad (2.42)$$

โดยที่

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta d\theta$$

$$= -2 + \cos(X) + X S_i(X) + \frac{\sin(X)}{X} \quad (2.42a)$$

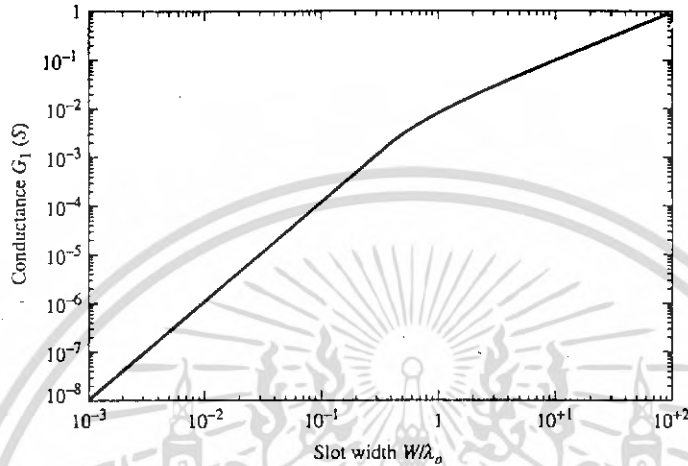
$$X = k_0 W$$

จากสมการ (2.42) และ (2.42a) สามารถสรุปได้ดังนี้

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 & (W \ll \lambda_0) \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right) & (W \gg \lambda_0) \end{cases} \quad (2.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของสมการ (2.43) กรณี $W \gg \lambda_0$ จะเหมือนกันกับสมการ (2.38) เมื่อ $h \ll \lambda_0$ โดยจะพล็อตค่า G ให้อยู่ในรูปของ W/λ_0 ได้ดังรูปที่ 2-9



รูปที่ 2-9 แสดงค่าคอนดัคแตนซ์ในรูปความกว้างของสล็อต

2.4.5 ความต้านทานอินพุทรีโซแนนซ์ (Resonant Input Resistance)

ค่าแอดมิตแตนซ์ทั้งหมดที่สล็อต # 1 (Input Admittance) หาได้โดยการส่งผ่านแอดมิตแตนซ์ของสล็อต # 2 จากเอาต์พุตถึงอินพุตของจุดต่อ โดยใช้รูปแบบสมการแอดมิตแตนซ์ของสายส่ง ซึ่งในอุดมคติ 2 สล็อตจะห่างกันประมาณ $\lambda_0/2$ เมื่อ λ_0 เป็นค่าความยาวคลื่นในไมโครสตริป แต่เพราะผลจากฟริงกิง (Fringing Effective) ทำให้ความยาวของแพทช์ทางไฟฟ้า มีค่ามากกว่าความยาวที่เกิดขึ้นจริง ดังนั้น ระยะห่างจริงๆของ 2 สล็อต จะมีค่าน้อยกว่า $\lambda_0/2$ ซึ่งค่าความยาวที่ถูกลดทอนลงจะมีค่าดังนี้ (ประมาณ $0.48\lambda_0 < L < 0.49\lambda_0$)

$$\Delta l / h = 0.412 [(\epsilon_r + 0.3) (W/h + 0.264)] / [(\epsilon_r - 0.258) (W/h + 0.8)] \quad (2.44)$$

$$\epsilon_e = (\epsilon_r + 1) / 2 + ((\epsilon_r - 1) / 2) [1 + (12h / W)]^{1/2} \quad (2.45)$$

เมื่อ $\Delta l / h =$ นอร์มัลไลซ์ ไลน์ เอ็กเทนชัน (Normalized Line Extension)

$\epsilon_e =$ เอฟเฟกทีฟ ไดอิเล็กทริกคอนสแตนต์ (Effective Dielectric Constant)

การแปลงแอดมิตแตนซ์ของสล็อต # 2 จะหาได้ดังนี้

$$\tilde{Y}_2 = \tilde{G}_2 + j\tilde{B}_2 = G_1 - jB_1$$

$$\tilde{G}_2 = G_1$$

$$\tilde{B}_2 = -B_1$$

$$(2.46)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น อินพุทแอดมิตแตนซ์ที่เรโซแนนซ์ทั้งหมด จะเป็นค่าจริง ซึ่งเท่ากับ

$$Y_{in} = Y_1 + \tilde{Y}_2 = 2G_1 \quad (2.47a)$$

ฉะนั้น อินพุทอิมพีแดนซ์ที่เรโซแนนซ์ ก็เป็นค่าจริงด้วย คือ

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (2.47b)$$

ความต้านทานอินพุทเรโซแนนซ์ ที่หาได้จากสมการ (2.47b) จะไม่พิจารณาถึงผลกระทบของมิวชวลระหว่างสล็อต ซึ่งสามารถประยุกต์ได้ดังนี้

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (2.48)$$

โดยที่เครื่องหมาย (+) ใช้สำหรับแรงดันเรโซแนนซ์ที่แพร่กระจายภายใต้แพทช์และระหว่างสล็อต ในหมัดคือ ในขณะที่เครื่องหมาย (-) จะใช้สำหรับโหมดคู่ สำหรับมิวชวลอินคัลแดนซ์จะถูกกำหนดในรูปของสนามระยะไกล ดังนี้

$$G_{12} = \frac{1}{|V_0|^2} \text{Re} \iint_S E_1 \times H_2^* \cdot ds \quad (2.49)$$

โดยที่ E_1 เป็นสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายโดยสล็อต # 1, H_2 เป็นสนามแม่เหล็กที่แพร่กระจายโดย สล็อต # 2, V_0 เป็นแรงดันที่ตัดผ่านสล็อต และการรวมกันจะอยู่ในขอบเขตของรัศมี โดยค่า G_{12} สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^{\pi} \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin\theta) \sin^3\theta d\theta \quad (2.50)$$

โดยที่ J_0 เป็นเบรสเซลฟังก์ชันชนิดที่หนึ่งของออเดอร์ศูนย์ สำหรับรูปแบบของสายอากาศไมโครสตริปนั้น ค่ามิวชวลอินคัลแดนซ์จะถูกแทนด้วยสมการ (2.50) ซึ่งมีค่าน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับค่าอินคัลแดนซ์ของตัวสล็อตเอง G_1

จากสมการที่ (2.38) และ (2.48) จะเห็นว่าความต้านทานอินพุทขึ้นอยู่กับความหนาของชั้นสเตรท (h) แต่ในกรณีค่า h น้อยๆ ความต้านทานอินพุทจะไม่ขึ้นอยู่กับความหนาของสเตรท แต่จะขึ้นอยู่กับความกว้างของแพทช์ไมโครสตริปแทน โดยอยู่ในรูปของแปรผกผัน

ความต้านทานอินพุทเรโซแนนซ์ ซึ่งคำนวณจากสมการ (2.48) ที่อ้างอิงสล็อต # 1 นั้น เราสามารถแสดงให้เห็นได้ว่าขึ้นอยู่กับขนาดของสายป้อนไมโครสตริปด้วย ซึ่งคุณลักษณะอินพีแดนซ์ของไมโครสตริปไลน์ (Z_0) สามารถหาได้ดังนี้

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left[\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right], & \frac{W_0}{h} \leq 1 \\ \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1.444 \right) \right], & \frac{W_0}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.51)$$

เมื่อ w_0 คือ ความกว้างของไมโครสตริปไลน์ ที่แสดงดังรูปที่ 2-10a และเมื่อใช้รูปแบบการวิเคราะห์แบบเอ็กซ์แพนชัน (Modal Expansion Analysis) จะได้ค่าความต้านทานอินพุตสำหรับการป้อนสัญญาณ (inset-feed) ซึ่งสามารถหาได้ดังนี้

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \left[\cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) + \frac{G^2_1 + B^2_1}{y^2_0} \sin \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) - \frac{B_1}{y_0} \sin \left(\frac{2\pi}{L} y_0 \right) \right] \quad (2.51)$$

เมื่อ $y_0 = 1/2$ ค่าเรคเตอร์ริสติกแอดมิตแตนซ์ของไมโครสตริปไลน์ โดยส่วนมากแล้วไมโครสตริปไลน์ จะมีค่า $G_1/y_0 \ll 1$ และ $B_1/y_0 \ll 1$ ซึ่งจะทำให้ได้

$$\begin{aligned} R_{in}(y = y_L) &= \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_L \right) \\ &= R_{in}(y = 0) \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_L \right) \end{aligned} \quad (2.51a)$$

จากสมการ (2.51a) สามารถพล็อตค่าได้ ดังแสดงในรูปที่ 2-10b

อย่างไรก็ตาม การป้อนสัญญาณ (inset feed) จะอยู่ในรูปการต่อแบบกายภาพ นั่นคือการรวมกันของคาปาซิแตนซ์ (Capacitance) ซึ่งจะมีผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์ และจะมีค่าการเปลี่ยนแปลงประมาณ 1% ดังแสดงในรูปที่ 2-10a ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นที่ขอบของสล็อต ($y_0 = 0$) จะมีค่าแรงดันสูงสุดและกระแสต่ำสุด ซึ่งจะมีค่าประมาณ 150-300Ω และมีค่าน้อยที่สุด (ศูนย์) ที่จุดศูนย์กลางของแพทช์ ($y_0 = L/2$) โดยมีค่าแรงดันต่ำสุดและกระแสสูงสุด ดังรูปที่ 2-10b สำหรับค่าอินพุตอิมพีแดนซ์เรโซแนนซ์นั้น จะเปลี่ยนแปลงตามระยะที่มีการป้อนสัญญาณ คือ เมื่อเคลื่อนจุดที่ป้อนสัญญาณ ($y = y_0$) เข้าไป ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จะมีค่าน้อยลงเรื่อยๆ จนเมื่อถึงจุดกึ่งกลางของแพทช์ จะมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ระยะในการป้อนสัญญาณก็มีผลต่ออินพุตอิมพีแดนซ์เหมือนกัน

2.4.6 ตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor) , การสูญเสีย (Loss) และประสิทธิภาพ (Efficiency)

เมื่อตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของสายอากาศ มีความสัมพันธ์กันกับ ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งสามารถหาค่าได้ดังนี้

$$Q_r = 2\pi f_r W_T / P_r \quad (2.52)$$

เมื่อ W_T เป็นพลังงานที่ถูกเก็บสะสมที่ความถี่เรโซแนนซ์

$$W_T = \epsilon_0 \epsilon_r E_x^2 hLW / 4 \quad (2.53)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้าม 86754 10 และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

P_r เป็นกำลังที่แพร่กระจายคลื่น
ซึ่งเมื่อแทนค่า w_T ในสมการ (2.52) จะได้ดังนี้

$$Q_r = c(\epsilon_r)^{1/2} / 4f_r h \quad (2.54)$$

ความต้านทานสมมูล สำหรับการสูญเสียในตัวนำ (R_c) และในไดอิเล็กตริก (R_d) จะได้

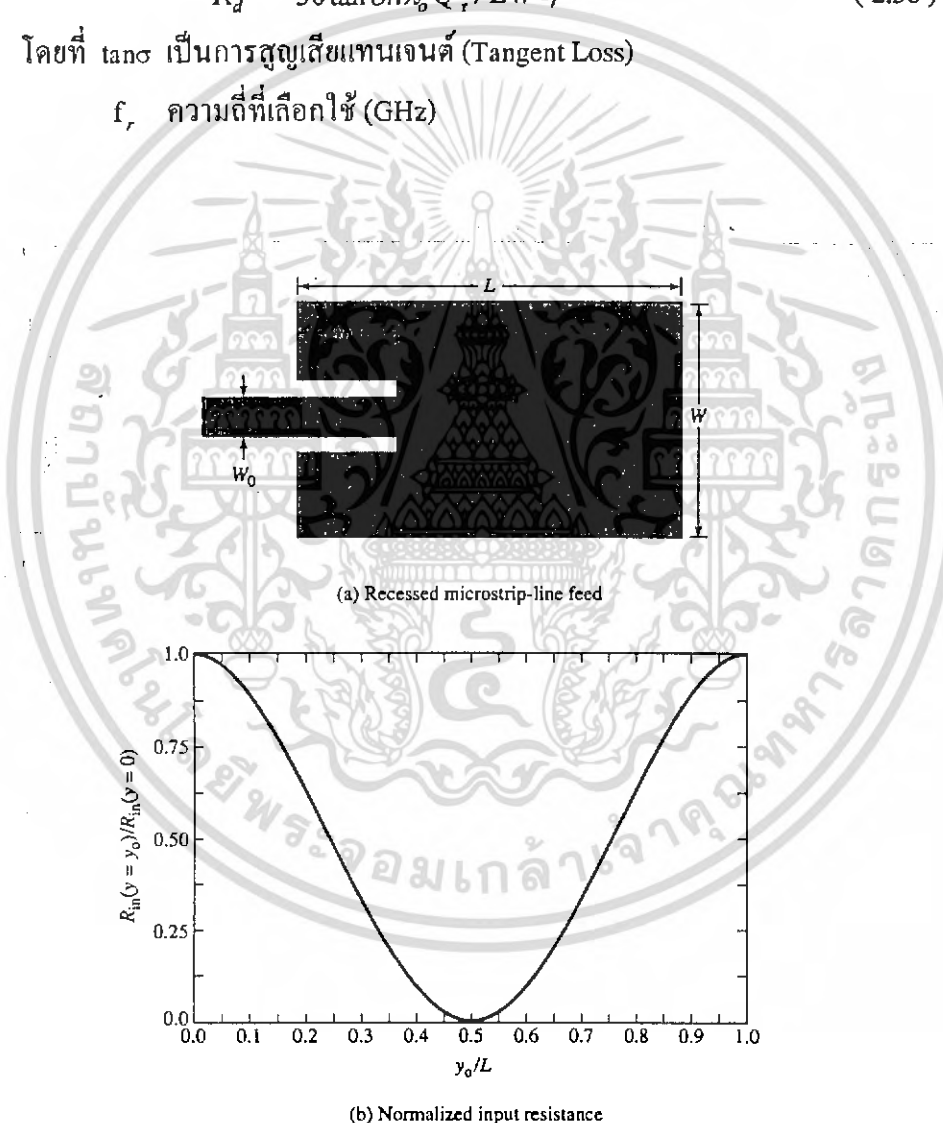
เป็น

$$R_c = 0.00027(f_r)^{1/2} L Q_r^2 \quad (2.55)$$

$$R_d = 30 \tan \sigma h \lambda_0 Q_r^2 / L W \epsilon_r \quad (2.56)$$

โดยที่ $\tan \sigma$ เป็นการสูญเสียแทนเจนต์ (Tangent Loss)

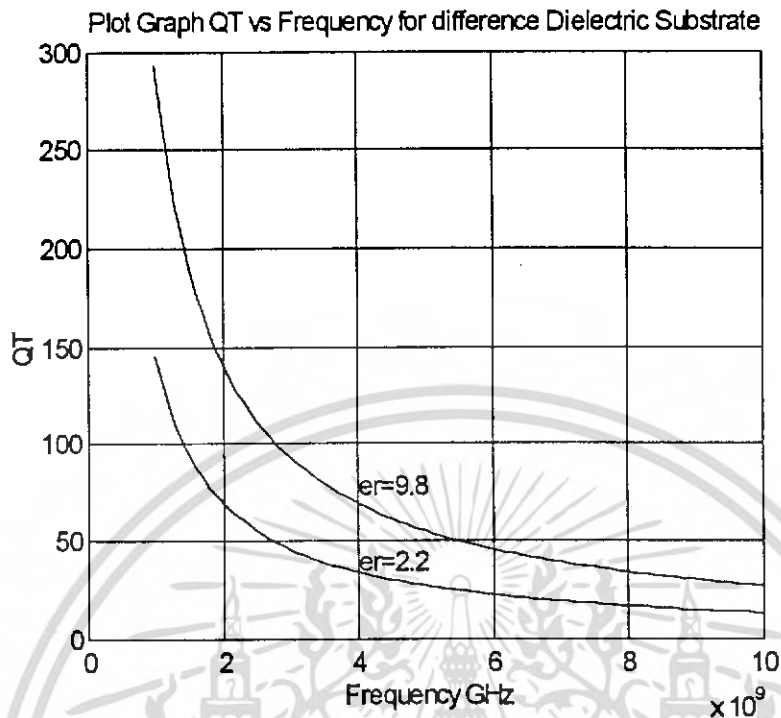
f_r ความถี่ที่เลือกใช้ (GHz)



รูปที่ 2-10 (a) การเปลี่ยนแปลงระยะในการป้อนสัญญาณ

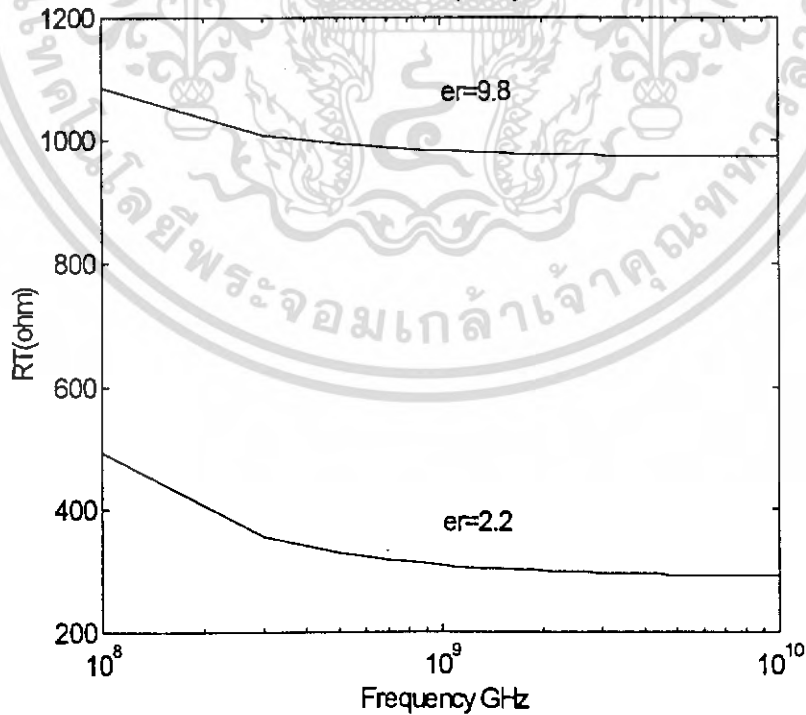
(b) การเปลี่ยนแปลงของความต้านทานอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-11 แสดงค่าตัวประกอบคุณภาพรวม (Q_T) ของสายอากาศแบบไมโครสตริป

Radiation Resistance as a function of Frequency for different Dielectric Substrate



รูปที่ 2-12 แสดงค่าความต้านทานรวม (R_r) ของสายอากาศแบบไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น ตัวประกอบคุณภาพรวม (Q_T) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2-11 จะหาได้จากสมการดังนี้

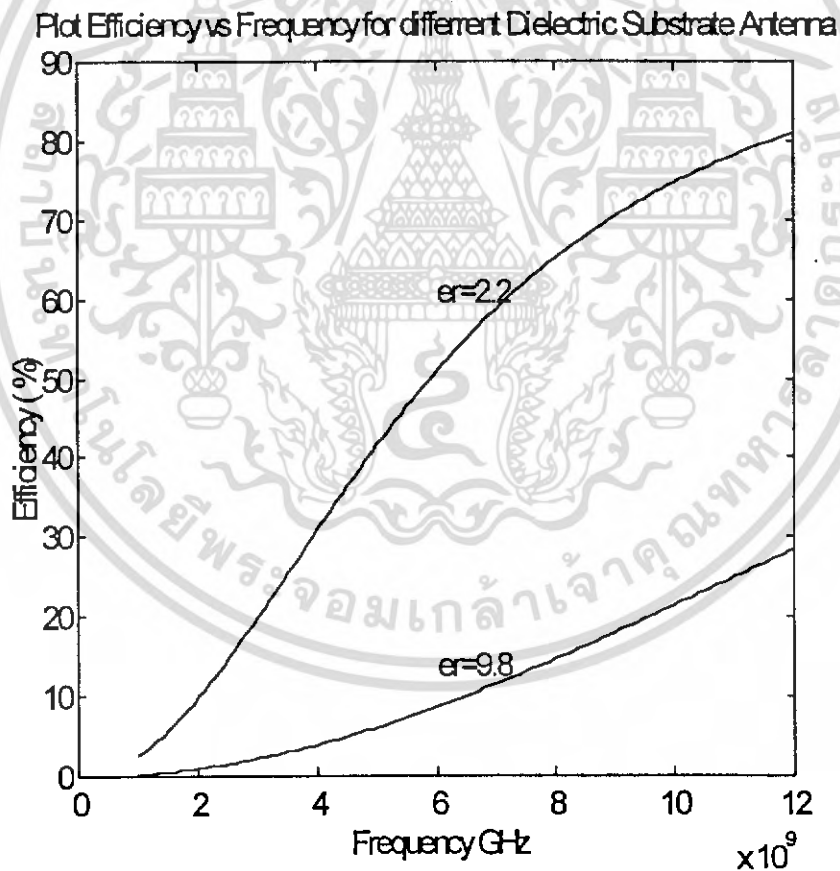
$$Q_T = 2Q_r R_T / R_r \quad (2.57)$$

$$\text{เมื่อ } R_T = R_r + R_d = R_c$$

$$R_r = R_c / 2$$

โดย R_T เป็นความต้านทานรวมของสายอากาศแบบไมโครสตริป ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2-12 ประสิทธิภาพของสายอากาศแบบไมโครสตริปดังแสดงในรูปที่ 2-13 สามารถหาได้จากอัตราส่วน ระหว่างกำลังที่ใช้ในการแผ่กระจายคลื่น กับ กำลังทางด้านส่ง ซึ่งจะอยู่ในเทอมของความต้านทาน คือ

$$\eta \% = R_c / R_T \times 100 \quad (2.58)$$



รูปที่ 2-13 ประสิทธิภาพของสายอากาศแบบไมโครสตริป เมื่อเทียบอยู่ในรูปความต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.7 ไคเร็คติวิตี และ อัตราการขยาย (Directivity and Gain)

ไคเร็คติวิตีของสายอากาศแบบไมโครสตริป สามารถกำหนดได้จากอัตราส่วน ความหนาแน่นของกำลังสูงสุดในเมนบีม (Main Beam) กับความหนาแน่นของกำลังเฉลี่ยในการแผ่กระจายคลื่นแสดงดังรูปที่ 2-14

ในกรณี สล็อตเดี่ยว ($k_0 h \ll 1$) ค่าไคเร็คติวิตี จะเท่ากับ

$$D_o = \frac{4W^2 \pi^2}{I_1 \lambda_0^2} \quad (2.59)$$

เมื่อ I_1 หาได้จากสมการ (2.42a)

ค่าไคเร็คติวิตีจากสมการ (2.59) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$D_o = 3.3 \text{ (ไม่มีขนาด)} = 5.2 \text{ dB} ; W \ll \lambda_0$$

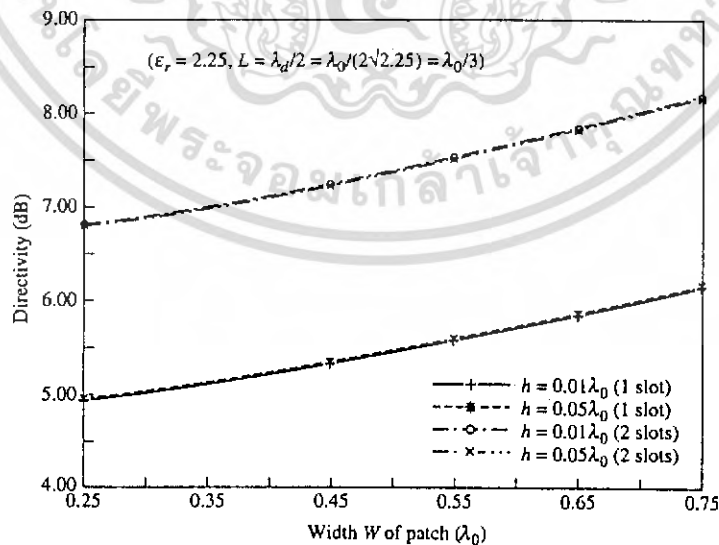
$$= 4 \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 ; W \gg \lambda_0 \quad (2.60)$$

ในกรณี 2 สล็อต ค่าไคเร็คติวิตี จะเท่ากับ

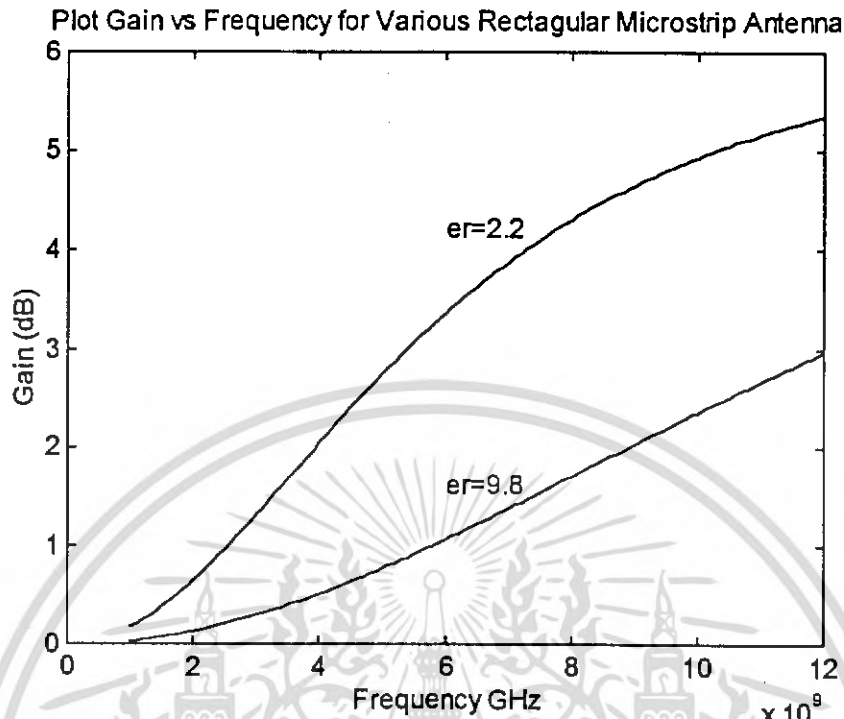
$$D_o = \left(\frac{2\pi W}{\lambda_0} \right)^2 \frac{\pi}{I_2} = \frac{2}{15G_{rad}} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 \quad (2.61)$$

เมื่อ G_{rad} เป็นค่าคอนดักแตนซ์ที่แผ่กระจายคลื่น

$$I_2 = \int_0^\pi \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right] \sin^3\theta \cos^2\left(\frac{k_0 L_s \sin\theta \sin\phi}{2}\right) d\theta d\phi \quad (2.62)$$



รูปที่ 2-14 ตัวอย่างค่าไคเร็คติวิตีของ 1 สล็อต และ 2 สล็อต โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-15 อัตราการขยายของสายอากาศแบบไมโครสตริปรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า

ค่าไดเรกทิวิตี จากสมการ (2.61) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$D_o = 6.6 (\text{ไม่มีขนาด}) = 8.2 \text{ dB} \quad ; \quad W \ll \lambda_o$$

$$= 8 \left(\frac{W}{\lambda_o} \right) \quad ; \quad W \gg \lambda_o \quad (2.63)$$

สำหรับ อัตราการขยายของสายอากาศแบบไมโครสตริป (Effective Gain) จะมีค่าเท่ากับ

$$G_e = \eta D_o \quad (2.64)$$

เมื่อ η = ประสิทธิภาพของสายอากาศแบบไมโครสตริป

อัตราการขยายของสายอากาศแบบไมโครสตริป จะขึ้นอยู่กับความถี่ที่เลือกใช้งาน ดังแสดงในรูปที่ 2-15 ซึ่งค่าอัตราการขยายนี้จะแปรผันตรงกับ ความหนาของวัสดุฐานรอง (h) และแปรผกผันกับค่าสภาพความขอมสัมพันธ์ของสารไดอิเล็กตริก

2.4.8 แบนวิดท์ (Bandwidth)

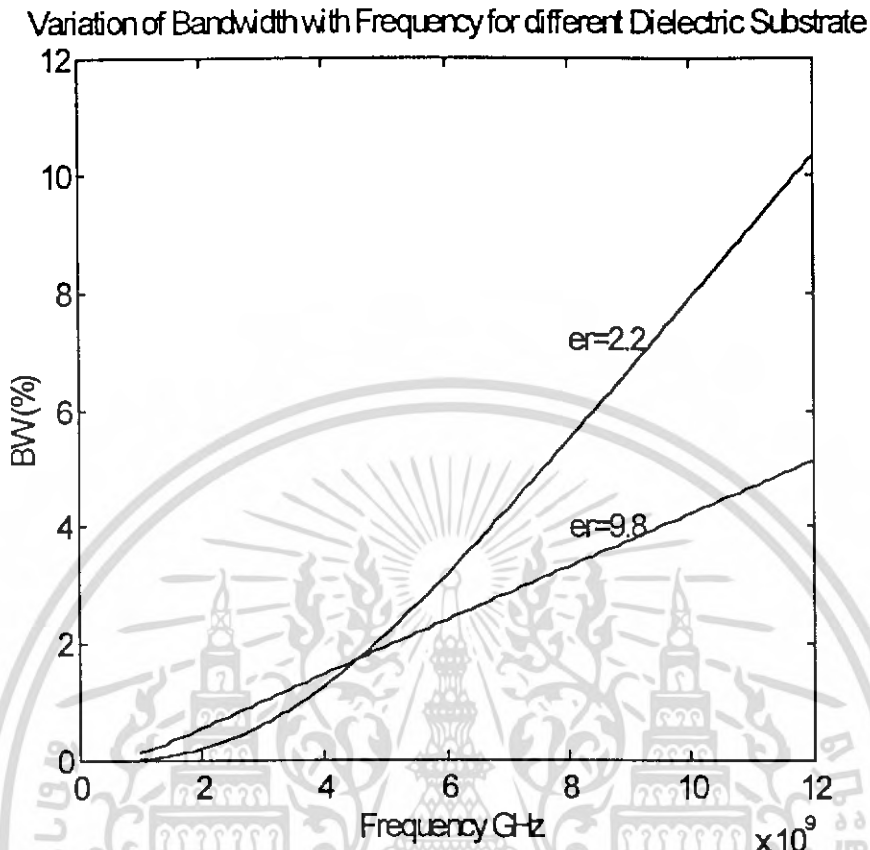
โดยปกติ จะคิดแบนวิดท์ที่ค่า $VSWR < 2$ ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$BW = 1 / [Q_r(2)^{1/2}] \quad (2.65)$$

จะเห็นว่าการเพิ่มแบนวิดท์ สามารถทำได้โดยการเพิ่มความหนาของวัสดุฐานรอง แต่วิธีนี้

ไม่นิยมใช้กัน ซึ่งจากรูปที่ 2-16 แสดงให้เห็นว่าค่าสภาพความขอมสัมพันธ์ของวัสดุไดอิเล็กตริกที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-16 แบนด์วิดท์ของสายอากาศแบบไมโครสตริป

ค่าๆ จะมี BW ที่กว้างกว่า ซึ่งโดยทั่วไป ค่า BW ของสายอากาศแบบไมโครสตริป เมื่อเทียบเป็นเปอร์เซ็นต์แล้ว จะมีค่าน้อยกว่าสายอากาศชนิดอื่นๆ

2.4.9 บีมวิดท์ (Beam Width)

บีมวิดท์ จะคิดระหว่างมุมที่พลังงานที่รับได้ลดลงครึ่งหนึ่ง (Half Power Beam Width) หรือที่ค่าของสนามลดลง $1/\sqrt{2}$ เท่าของค่าที่มากที่สุดที่รับได้ ซึ่งจะประมาณค่าได้จากดังนี้

$$\theta_{BH} = 2 \cos^{-1} \left| 1 / (2 + k_o W) \right|^{1/2} \quad (2.66)$$

$$\theta_{BE} = 2 \cos^{-1} \left| 7.03 / (3k_o^2 L^2 + k_o^2 h^2) \right|^{1/2} \quad (2.67)$$

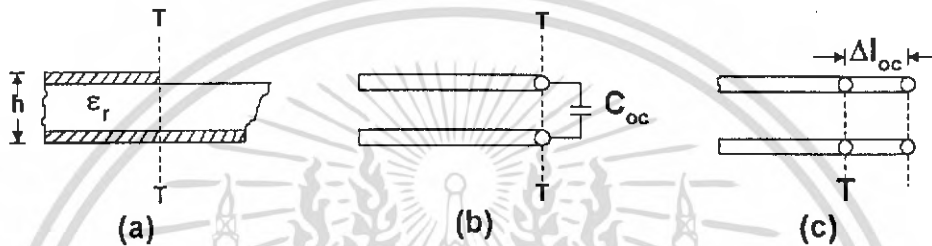
โดยที่ θ_{BH} และ θ_{BE} เป็นบีมวิดท์ที่พลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง (HPBW) ในระนาบ H (H-Plane) และระนาบ E (E-Plane) ตามลำดับ ซึ่งจากสมการจะเห็นว่า บีมวิดท์ของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาดหนึ่งอิลลิเมนต์ จะแปรผกผันกับขนาดของแพทช์

2.4.10 สายอากาศไมโครสตริปแบบปลายเปิด (Open Ends)

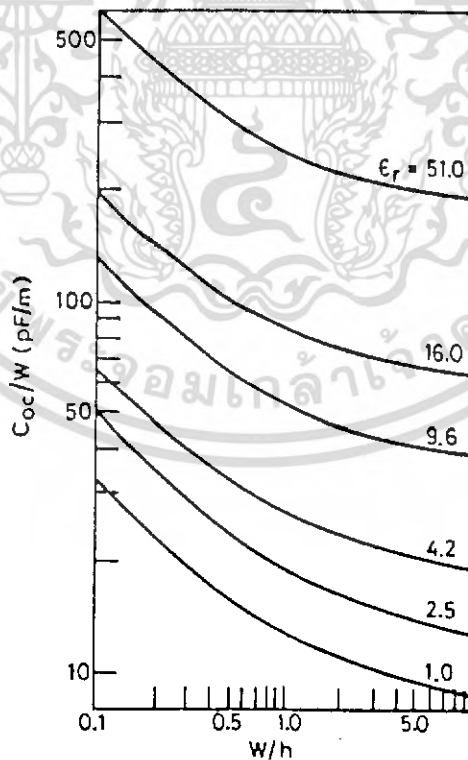
วงจรถ่ายทอดของสายอากาศไมโครสตริปแบบปลายเปิด (Open End) นี้จะถูกแทนด้วยค่าคาปาซิแตนซ์ (C_{oc}) ที่เกินออกมา ซึ่งอาจจะอยู่ในรูปของความยาวของสายส่ง (Δl) ก็ได้ ดังรูปที่ 2-17 โดยค่าความยาวสามารถหาได้จากสมการ (2.44) และ ค่าคาปาซิแตนซ์สามารถหาได้ดังนี้

$$\frac{C_{oc}}{W} = \exp \left\{ 2.3026 \sum_{i=1}^5 C_i(\epsilon_r) \left[\log \frac{W}{h} \right]^{i-1} \right\} \quad (2.68)$$

โดยค่าคาปาซิแตนซ์จะแสดงดังรูปที่ 2-18



รูปที่ 2-17 (a) ไมโครสตริปแบบปลายเปิด (b) วงจรถ่ายทอดด้วยคาปาซิแตนซ์ (c) วงจรถ่ายทอดด้วยความยาวของสายส่ง

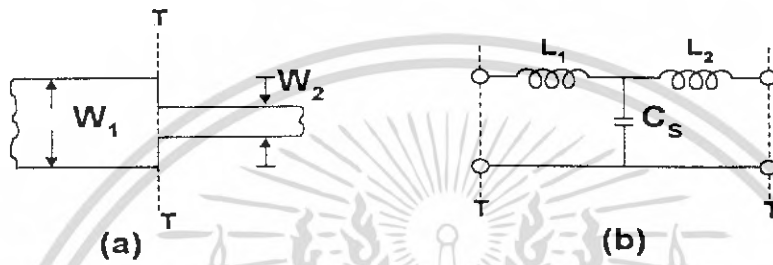


รูปที่ 2-18 ความสัมพันธ์ระหว่างคาปาซิแตนซ์กับไมโครสตริปแบบปลายเปิด

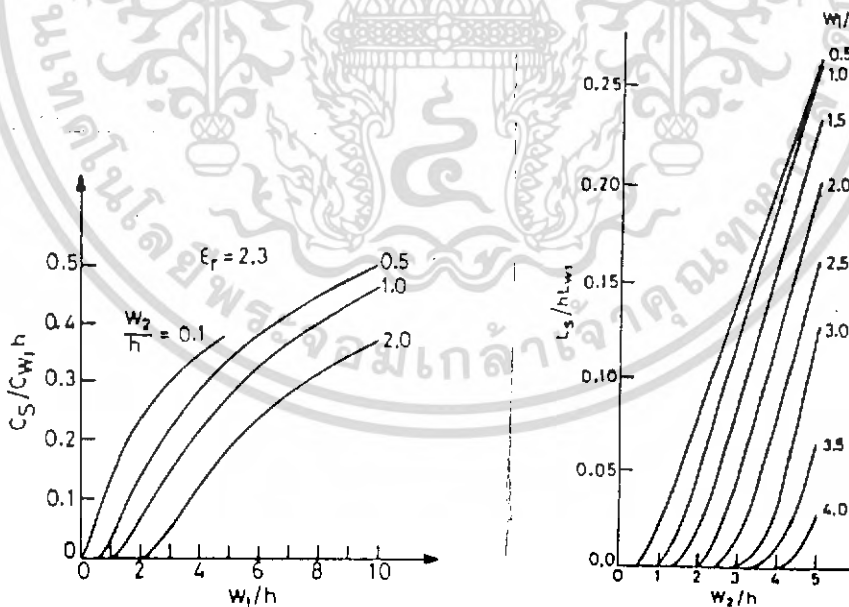
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.11 ความต่างของไมโครสตริปไลน์ (Step in Width)

เกิดจากจุดต่อของ 2 ไมโครสตริปไลน์ ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากัน ทำให้เป็นปัญหาในการออกแบบเพื่อปรับแมตช์ สำหรับลักษณะของลำดับชั้นของไมโครสตริปไลน์และวงจรเทียบเท่า นั้น จะแสดงดังรูปที่ 2-19 ซึ่งจะอยู่ในรูปของคาปาซิแตนซ์ (C_s) และอินดักแตนซ์ (L_s) ที่เกิดจากความต่าง 2 ไมโครสตริปไลน์นั่นเอง ซึ่งสามารถหาค่าได้ดังนี้



รูปที่ 2-19 (a) ความแตกต่างของไมโครสตริป (b) วงจรเทียบเท่า



รูปที่ 2-20 แสดงค่าคาปาซิแตนซ์และอินดักแตนซ์ ต่อหนึ่งหน่วยความยาว เมื่อเทียบกับ w_1 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้และขึ้นกับเงื่อนไขการใช้งาน เมื่อผู้ผู้ใดเห็นประโยชน์ในการนำข้อมูลนี้ไปใช้โดยไม่ผ่านการอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ หรือมีการดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_s = 0.00137 \frac{\sqrt{\epsilon_1}}{Z_{o1}} \left(1 - \frac{w_2}{w_1}\right) h \left[\frac{\epsilon_1 + 0.3}{\epsilon_1 - 0.258} \right] \left[\frac{w_1/h + 0.264}{w_2/h + 0.8} \right] \quad (\text{pF}) \quad (2.69)$$

$$L_s = 0.000987h \left(1 - \frac{Z_{o1}}{Z_{o2}} \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}}\right)^2 \quad (\text{nH}) \quad (2.70)$$

เมื่อ Z_{o1} = คาเร็คเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ของ w_1

Z_{o2} = คาเร็คเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ของ w_2

ϵ_1 = ค่าจริงของสารคงตัวไดอิเล็กทริก w_1

h = ความหนาของสับสเตรท

สำหรับค่าคาปาซิแตนซ์และค่าอินดักแตนซ์นั้นจะเทียบต่อนึ่งหน่วยความยาว ซึ่งจากรูปที่ 2-20 จะเทียบกับความกว้างของสตริป w_1 โดยจะมีค่าดังนี้

$$L_{w1} = \frac{Z_{o1} \sqrt{\epsilon_e}}{c} \quad (\text{H/m})$$

$$C_{w1} = \frac{\sqrt{\epsilon_e}}{c Z_{o1}} \quad (\text{F/m}) \quad (2.71)$$

ซึ่งจากค่าอินดักแตนซ์ต่อนึ่งหน่วยความยาว เราสามารถประยุกต์หาค่า L_1 และ L_2 ได้ดังนี้

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1} + L_{w2}} L_s \quad (\text{H/m})$$

$$L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1} + L_{w2}} L_s \quad (\text{H/m}) \quad (2.72)$$

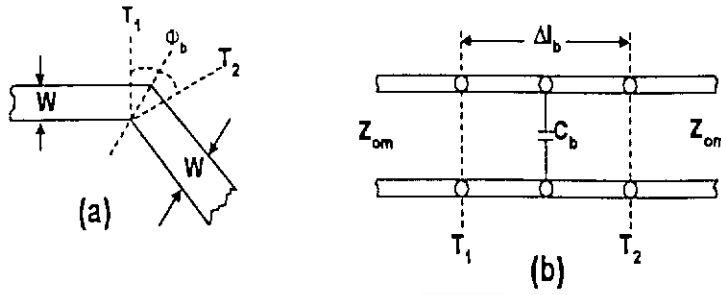
2.4.12 การโค้งงอ (Bends)

การโค้งงอของไมโครสตริปอาจจะเป็นรูปแบบของ 2 สตริปไลน์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากัน หรือ ไม่เท่ากันก็ได้ ซึ่งจะถูกใช้ในการออกแบบงานง่ายๆ ทั่วๆไป สำหรับวงจรเทียบเท่าของการโค้งงอของไมโครสตริปที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากัน จะแสดงดังรูปที่ 2-21 โดยทั่วไปการโค้งงอของไมโครสตริปจะให้เป็นแบบมุมฉาก ($\phi_b = 90^\circ$) ซึ่งจะมีค่าคาปาซิแตนซ์ (C_b) และอินดักแตนซ์ (L_b) ดังนี้

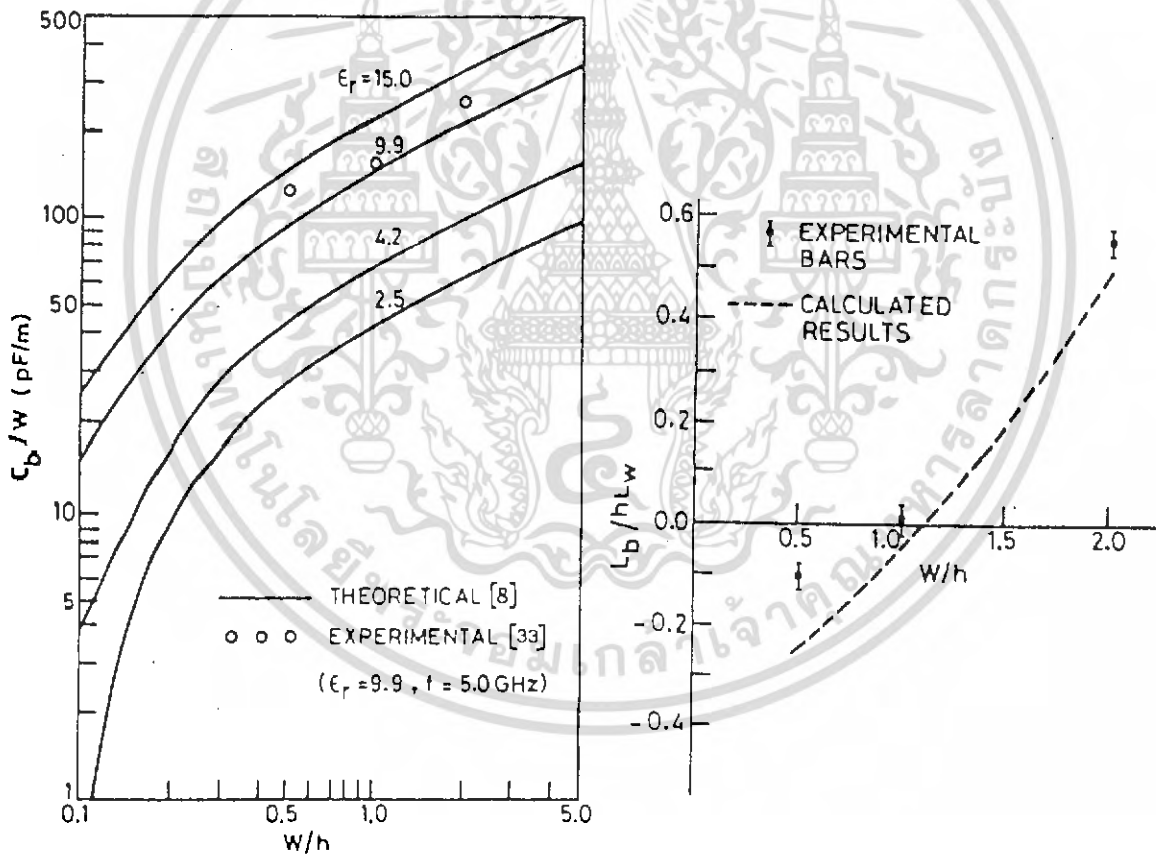
$$\frac{C_b}{w_o} (\text{pF/m}) = \begin{cases} \left[\frac{(14\epsilon_r + 12.5)w_o/h - (183\epsilon_r - 2.25)}{\sqrt{w_o/h}} + \frac{0.02\epsilon_r}{w_o/h} \right] (w_o/h < 1) \\ [(9.5\epsilon_r + 1.25)w_o/h + 5.2\epsilon_r + 7.0] (w_o/h \geq 1) \end{cases} \quad (2.73)$$

$$\frac{L_b}{h} (\text{nH/m}) = 100(4\sqrt{w_o/h} - 4.21) \quad (2.74)$$

โดยค่าคาปาซิแตนซ์และอินดักแตนซ์ ของการ โค้งงอไมโครสตริป จะแสดงดังรูปที่ 2-22

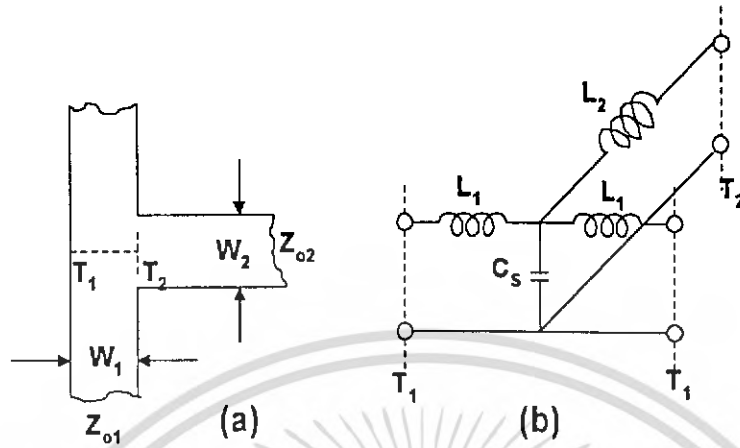


รูปที่ 2-21 (a) การโค้งงอของไมโครสตริป (b) วงจรเทียบเท่า

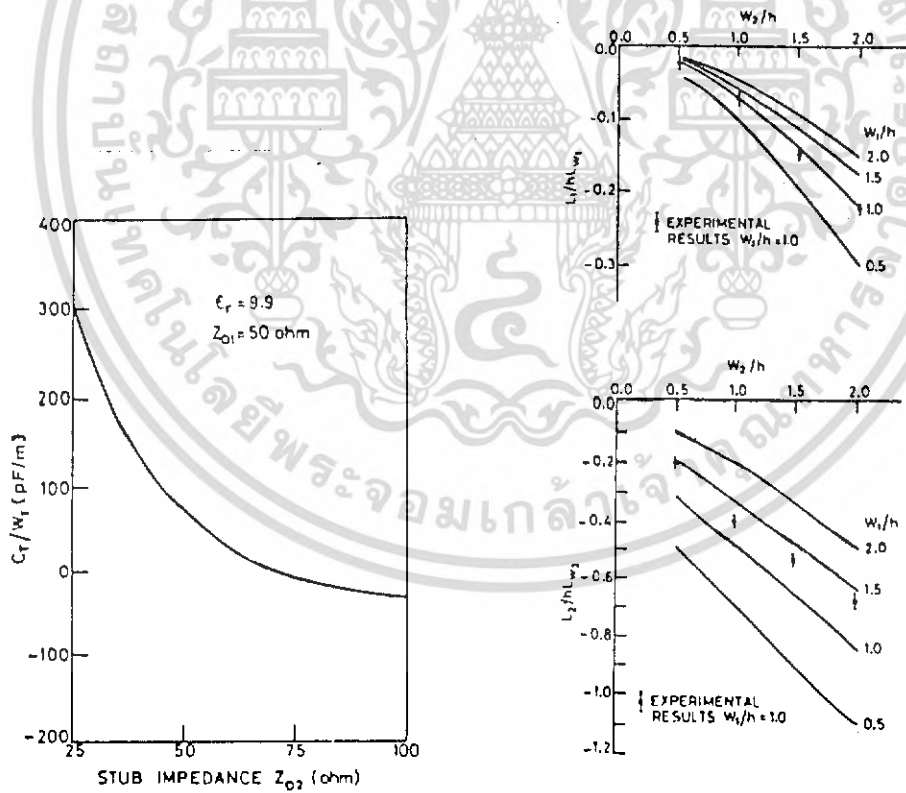


รูปที่ 2-22 แสดงค่าคาปาซิแตนซ์และอินดักแตนซ์ ของการหักมุมฉากของไมโครสตริปไลน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-23 (a) ไมโครสตริป T-Junction (b) วงจรเทียบเท่า



รูปที่ 2-24 แสดงค่าคาปาซิแตนซ์

รูปที่ 2-25 แสดงอินดักแตนซ์ของไมโครสตริป T-junction

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.13 T-Junctions

เป็นสิ่งที่สำคัญที่สุดของความไม่ต่อเนื่องในไมโครสตริปไลน์ ซึ่งเราจะพบในวงจรส่วนมาก ดังแสดงในรูปที่ 2-23 ทั้งรูปแบบของ T-Junction และวงจรเทียบเท่า โดยจะอยู่ในรูปของคาปาซิแตนซ์ (C_T) และอินดักแตนซ์ (L_1 และ L_2) ซึ่งสามารถหาค่าได้ดังนี้

$$\frac{C_T}{w_1} (pF/m) = \frac{100}{\tanh(0.0072Z_0)} + 0.64Z_0 - 261 \quad (25 \leq Z_0 \leq 100) \quad (2.75)$$

$$\frac{L_1}{h} (nH/m) = -\frac{w_2}{h} \left\{ \frac{w_2}{h} \left(-0.016 \frac{w_1}{h} + 0.064 \right) + \frac{0.016}{w_1/h} \right\} L_{w1} \quad (0.5 \leq (w_1/h, w_2/h) \leq 2.0)$$

$$\frac{L_2}{h} (nH/m) = \left\{ \left(0.12 \frac{w_1}{h} + 0.47 \right) \frac{w_2}{h} + 0.195 \frac{w_1}{h} - 0.357 + 0.0283 \sin \left(\pi \frac{w_1}{h} - 0.75\pi \right) \right\} L_{w2} \quad (1 \leq w_1/h \leq 2.0 ; 0.5 \leq w_2/h \leq 2) \quad (2.76)$$

เมื่อ Z_0 = คาเร็คเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ของสตริป (Stub)

ซึ่งค่าคาปาซิแตนซ์และอินดักแตนซ์ของ T-Junction จะแสดงดังรูปที่ 2-24 และ 2-25 ตามลำดับ

2.5 การป้อนสัญญาณให้แก่สายอากาศไมโครสตริป (Feed Line)

สามารถป้อนสัญญาณได้ 2 วิธี คือ

2.5.1 ป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริป (Microstrip Feed)

ตำแหน่งของจุดป้อนสัญญาณจะถูกกำหนด โดยโหมด (Mode) ของคลื่นที่ใช้ ถ้าต้องการให้สายอากาศรีโซแนนท์เฉพาะ โดมิแนนท์โหมด (Dominant Mode) จะต้องปรับสายอากาศไมโครสตริปไปที่ขอบแพทช์ เพื่อหาจุดที่แมทช์กับอินพุทอิมพีแดนซ์ของตัวสายอากาศ

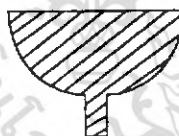
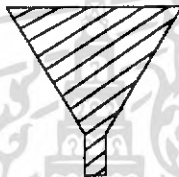
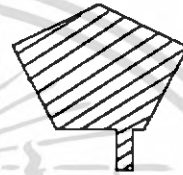
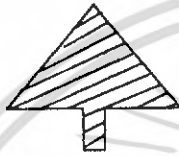
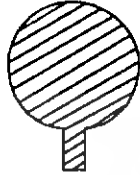
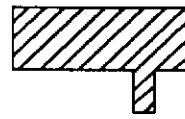
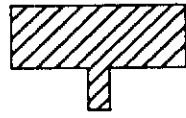
การเปลี่ยนแปลงตำแหน่งป้อนสัญญาณทั้งที่จุดกึ่งกลางหรือตำแหน่งอื่นๆ จะมีผลทำให้ความถี่รีโซแนนท์และรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งอาจจะชดเชยได้โดยการเปลี่ยนแปลงขนาดของแพทช์เล็กน้อย ซึ่งจะแสดงดังรูปที่ 2-26

2.5.2 ป้อนสัญญาณแบบโคแอกเซียล (Coaxial Feed)

โดยทั่วไป มักจะใช้โคแอกเซียลชนิด N ต่อเข้าทางด้านหลังของสายอากาศไมโครสตริป ด้วนำของโคแอกเซียลจะต่อกับแพทช์ จุดที่ต่อจะเป็นตัวปรับอินพุทอิมพีแดนซ์ ส่วนกราวนด์ของโคแอกเซียลจะต่อกับกราวนด์เพลน ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของจุดต่อ จะมีผลเช่นเดียวกันกับการใช้ไมโครสตริปป้อนสัญญาณ ซึ่งจะแสดงดังรูปที่ 2-27

**Center Fed
Microstrip Antennas**

**Off - Center Fed
Microstrip Antennas**

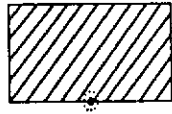


**Microstrip Line Fed
Antennas**

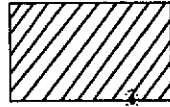
รูปที่ 2-26 แสดงลักษณะการป้อนสัญญาณไมโครสตริป ทั้งที่จุดกึ่งกลางและที่จุดอื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

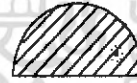
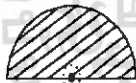
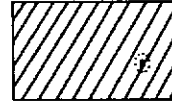
**Center Fed
Microstrip Antennas**



**Off - Center Fed
Microstrip Antennas**



**Arbitrary Fed
Microstrip Antennas**



**Coaxial Fed Microstrip
Antennas**

รูปที่ 2-27 แสดงลักษณะการป้อนสัญญาณแบบโคแอกเชียลที่ตำแหน่งต่างๆ

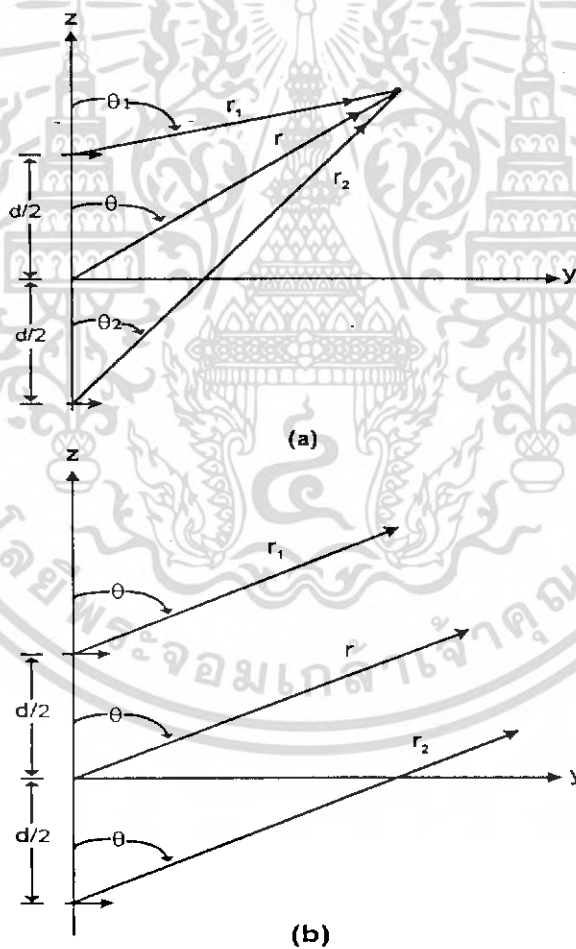
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 สายอากาศแบบไมโครสตริปอาร์เรย์ (Microstrip Array)

ในการศึกษาคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาดอิลิเมนต์เดี่ยว (Single) มักจะมีแพทเทิร์นค่อนข้างกว้างและมีอัตราขยายที่ค่อนข้างต่ำ ฉะนั้นเมื่อต้องการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ จึงต้องนำสายอากาศมากกว่าหนึ่งอิลิเมนต์มาจัดวางเรียงกันเป็นแบบอาร์เรย์

2.6.1 สายอากาศอาร์เรย์ 2 อิลิเมนต์

สมมติให้สายอากาศเป็นไดโพลขนาดจิว 2 ตัว วางตามแนวนอนและเรียงตามแกน z ดังแสดงในรูปที่ 2-28 และสมมติว่าไม่มีการคัปปลิงระหว่างอิลิเมนต์ทั้งสอง ดังนั้นสนามที่แผ่กระจายจากสายอากาศจิวทั้งสอง จะเป็นผลรวมของสนามจากสายอากาศทั้งสอง



รูปที่ 2-28 สายอากาศอาร์เรย์ 2 อิลิเมนต์ ที่วางตามแนวแกน z

(a) ไดโพลขนาดจิว 2 ตัว

(b) สนามระยะไกลที่สังเกต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อคิดในระนาบ yz จะได้สนามเป็น

$$\begin{aligned} \bar{E}_t &= \bar{E}_1 + \bar{E}_2 \\ &= \bar{a}_{\theta} j \eta \frac{K_0 I}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j(k_0 r_1 - (\beta/2))}}{r_1} |\cos \theta_1| + \frac{e^{-j(k_0 r_2 + (\beta/2))}}{r_2} |\cos \theta_2| \right\} \end{aligned} \quad (2.77)$$

เมื่อ β เป็นความต่างเฟสของกระแสที่ป้อนให้แก่อิลิเมนต์ทั้งสอง ซึ่งกระแสมีขนาดเท่ากัน และ ถ้าทำการสังเกตสนามที่ระยะทางไกลๆ ดังแสดงในรูปที่ 2-28b จะได้

$$\theta_1 \approx \theta_2 \approx \theta \quad (2.78a)$$

สำหรับการแปรผันของเฟส

$$\begin{aligned} r_1 &\approx r - d \cos \theta / 2 \\ r_2 &\approx r + d \cos \theta / 2 \end{aligned} \quad (2.78b)$$

สำหรับการแปรผันของขนาด

$$r_1 \approx r_2 \approx r \quad (2.78c)$$

ดังนั้นสมการ (2.77) จะกลายเป็น

$$\begin{aligned} \bar{E}_t &= \bar{a}_{\theta} j \eta \frac{K_0 I (e^{-jk_0 r})}{4\pi r} |\cos \theta| \left[e^{+j(k_0 d \cos \theta + \beta)/2} + e^{-j(k_0 d \cos \theta + \beta)/2} \right] \\ &= \bar{a}_{\theta} j \eta \frac{K_0 I (e^{-jk_0 r})}{4\pi r} |\cos \theta| 2 \cos \left[\frac{1}{2} (k_0 d \cos \theta + \beta) \right] \end{aligned} \quad (2.79)$$

จะเห็นได้ว่า สนามรวมของอาร์เรย์จะมีค่าเท่ากับสนามของอิลิเมนต์เดียวที่วางอยู่ที่จุดกำเนิด คูณด้วยอาร์เรย์แฟกเตอร์ [Array Factor (AF)] ดังนั้นสายอากาศที่อาร์เรย์กัน 2 อิลิเมนต์ โดยที่ขนาดของสัญญาณที่ป้อนมีค่าคงที่ จะมีค่าเป็น

$$AF = 2 \cos \left[(k_0 d \cos \theta + \beta) / 2 \right] \quad (2.80)$$

ซึ่งเมื่อทำการนอร์มัลไลซ์ จะได้อาร์เรย์แฟกเตอร์เป็น

$$(AF)_n = \cos \left[\frac{1}{2} (k_0 d \cos \theta + \beta) \right] \quad (2.81)$$

จะเห็นได้ว่าอาร์เรย์แฟกเตอร์ จะขึ้นอยู่กับ จำนวน รูปทรง ระยะห่าง (Spacing) ขนาด และ เฟสที่ใช้กระตุ้น ของแต่ละอิลิเมนต์

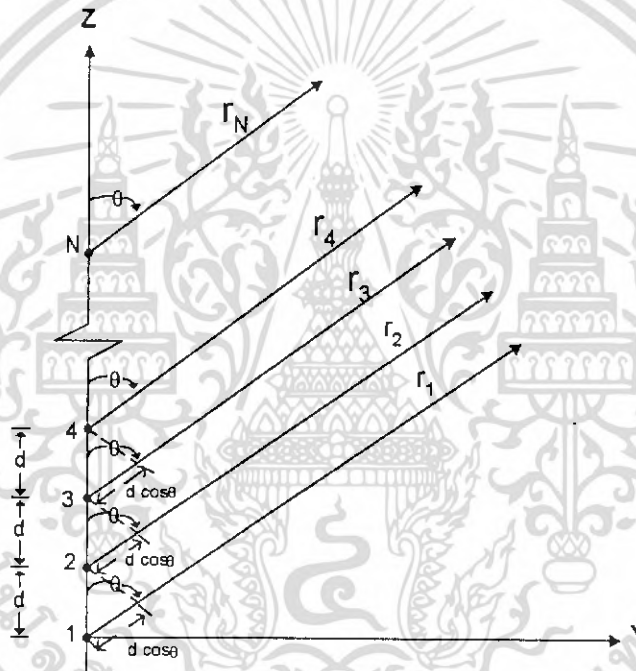
จากดังกล่าวข้างต้น จะได้ว่า สนามรวมได้มาจาก สนามของอิลิเมนต์เดียวที่จุดอ้างอิง ซึ่งโดยปกติแล้ว มักจะเป็นจุดกำเนิด คูณกับอาร์เรย์แฟกเตอร์ ซึ่งตรงตามกฎแพทเทิร์น มัลติพลีเคชัน (Pattern Multiplication)

$$\bar{E}(\text{รวม}) = \bar{E}(\text{ของอิลิเมนต์เดียวที่จุดอ้างอิง}) \times AF \quad (2.82)$$

2.6.2 สายอากาศอาร์เรย์ N อิลิเมนต์

จากหลักการของสายอากาศไดโพล อาร์เรย์ ในหัวข้อที่กล่าวมาแล้ว ซึ่งจะนำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศไมโครสตริบแบบอาร์เรย์ โดยจะพิจารณา อาร์เรย์แฟคเตอร์เหมือนกัน แต่ต่างกันที่สนามของสายอากาศอิลิเมนต์เดียว ที่จุดอ้างอิงในสมการ (2.82)

ให้สายอากาศแบบไมโครสตริบทุกอิลิเมนต์เหมือนกัน วางด้วยระยะห่างเท่ากัน (d) ให้ขนาด และ เฟสที่กระตุ้นสัญญาณ (β) ในแต่ละอิลิเมนต์มีค่าเท่ากัน (Uniform Amplitude and Spacing) โดยพิจารณาว่าสายอากาศแบบไมโครสตริบแต่ละอิลิเมนต์ เป็นจุดกำเนิด (Point Source) โดยแต่ละตัวให้สนามดังสมการ (2.28) และ (2.29) ดังรูปที่ 2-29



รูปที่ 2-29 แสดงสายอากาศอาร์เรย์ N อิลิเมนต์

จะมีอาร์เรย์แฟคเตอร์ เป็น

$$AF = 1 + e^{+j(k_0 d \cos\theta + \beta)} + e^{+j2(k_0 d \cos\theta + \beta)} + \dots + e^{+j(N-1)(k_0 d \cos\theta + \beta)}$$

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(N-1)(k_0 d \cos\theta + \beta)}$$

(2.83)

ซึ่งเขียนได้ว่า

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

(2.84)

โดยที่ $\varphi = k_0 d \cos\theta + \beta$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปลงรูปสมการ (2.84) ใหม่ได้เป็น

$$AF = e^{j(n-1)/2\varphi} \sin(N\varphi/2) / \sin(\varphi/2) \quad (2.85)$$

ถ้าจุดอ้างอิง อยู่ที่จุดกึ่งกลางของอาร์เรย์ (2.8) จะกลายเป็นดังนี้

$$AF = \sin(N\varphi/2) / \sin(\varphi/2) \quad (2.86)$$

ทำนอร์มัลไลซ์ เพื่อให้ค่ามากที่สุดเท่ากับ 1 จะได้

$$(AF)_n = (1/N) \sin(N\varphi/2) / \sin(\varphi/2) \quad (2.87)$$

ที่ φ มีค่าน้อยๆ และให้ $\beta = 0$

$$\begin{aligned} (AF)_n &= \sin(N\varphi/2) / (N\varphi/2) \\ &= \frac{\sin N(k_0 d \cos\theta + \beta)/2}{N(k_0 d \cos\theta + \beta)/2} \end{aligned} \quad (2.88)$$

ดังนั้น เมื่อนำกฎแพทเทอร์น มัลติพลีเคชัน มาใช้กับสายอากาศไมโครสตริปแบบอาร์เรย์ และ จากสมการ (2.28) จะได้เป็น

$$\bar{E}_\phi(\theta, \phi) = \frac{\cos(k_0 d \sin\phi/2) \sin \frac{N}{2} (k_0 d \cos\theta + \beta)}{\frac{N}{2} (k_0 d \cos\theta + \beta)} \quad (2.89)$$

สำหรับระนาบ E พิจารณาที่มุม $\theta = \pi/2$ เมื่อทำการนอร์มัลไลซ์ แล้วจะได้

$$\bar{E}_\phi(\theta = \pi/2) = \cos(kL \sin\phi/2) \quad (2.90)$$

ซึ่งมีค่าเท่ากับสมการ (2.28) แสดงว่าระนาบ E ไม่ขึ้นกับอาร์เรย์แฟคเตอร์

สำหรับระนาบ H พิจารณาที่มุม $\phi = \pi$ เมื่อทำการนอร์มัลไลซ์ แล้วจะได้

$$\bar{E}_\phi(\phi = \pi) = \frac{\sin\theta \sin(k_0 W \cos\theta) \sin(Nk_0 d \cos\theta/2)}{\cos\theta Nk_0 d \cos\theta/2} \quad (2.91)$$

ดังนั้นสมการ (2.90) และ (2.91) จะเป็นสมการรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบอาร์เรย์ ในระนาบ E และ ระนาบ H ตามลำดับ และกราฟแสดงรูปแบบการกระจายคลื่น ในทางทฤษฎีของสายอากาศไมโครสตริปแบบอาร์เรย์ ดังรูปที่ 2-30

การหนัด (Null) ของอาร์เรย์แฟคเตอร์ จากสมการ (2.87) หรือ (2.88) เศษจะมีค่าเป็นศูนย์ นั่นคือ

$$\sin\left(\frac{N\varphi}{2}\right) = 0 \rightarrow \frac{N\varphi}{2} | \theta = \theta_n = \pm n\pi \quad (2.92)$$

$$\theta_n = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\beta \pm \frac{2n\pi}{N}\right)\right] \quad (2.93)$$

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

ดังนั้น นัลที่เกิดขึ้น จะขึ้นอยู่กับ ระยะห่างระหว่างอิลิเมนต์ (d) กับเฟสที่กระตุ้น (β) ถ้าค่า

$n = N, 2N, 3N, \dots$ จาก (2.87) จะทำให้อาร์เรย์มีค่ามากที่สุด ซึ่งอยู่ในรูป $[\sin(0)] / (0) = 1$ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำมาใช้ในเชิงพาณิชย์ขอสงวนสิทธิ์ในสิ่งที่ปรากฏ ไม่มีการรับประกันใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น ค่าที่มากที่สุดของอาร์เรย์ จะเกิดขึ้นเมื่อ

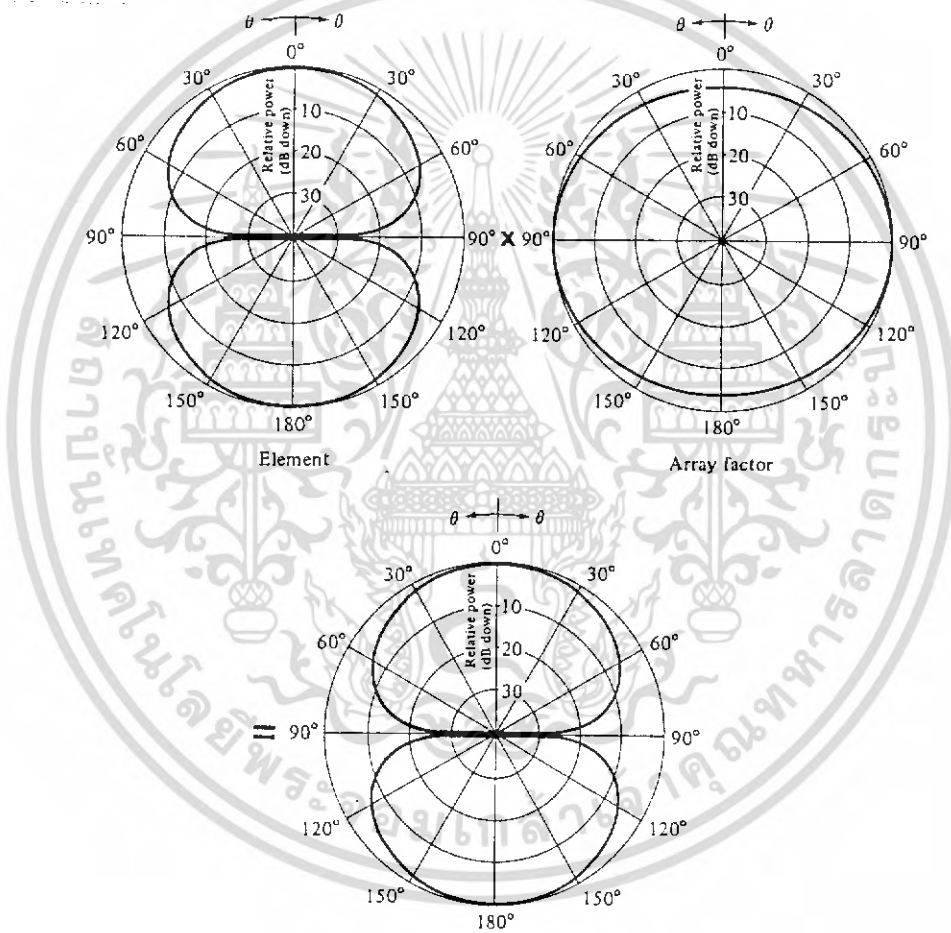
$$\frac{\varphi}{2} = \frac{1}{2}(k_d r \cos\theta + \beta)_{\theta=\theta_m} = \pm m\pi \quad (2.94)$$

$$\theta_m = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}(-\beta \pm 2m\pi)\right] \quad (2.95)$$

ค่าอาร์เรย์แฟคเตอร์ ของ (2.88) จะมีค่ามากที่สุดเพียงค่าเดียว และจะเกิดเมื่อ $m = 0$

$$\theta_m = \cos^{-1}\left(\frac{\lambda\beta}{2\pi d}\right) \quad (2.96)$$

ซึ่งเป็นมุมที่ทำให้การสังเกตที่ทำให้ $\varphi = 0$



รูปที่ 2-30 แสดงรูปแบบของอติเมทริกซ์แฟคเตอร์, อาร์เรย์แฟคเตอร์ และ สนามลิพธ์ของสายอากาศ ไมโครสตริบแบบอาร์เรย์

2.6.3 บรอดไซด์อาร์เรย์ (Broadside Array)

บรอดไซด์อาร์เรย์ เป็นอาร์เรย์ที่มีการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุด ในทิศทางตั้งฉากกับแกนของอาร์เรย์จากสมการ (2.87) และ (2.88) ค่าสูงสุดของอาร์เรย์แฟคเตอร์ จะเกิดขึ้นเมื่อ

$$\varphi = k_d r \cos\theta + \beta = 0 \quad (2.97)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

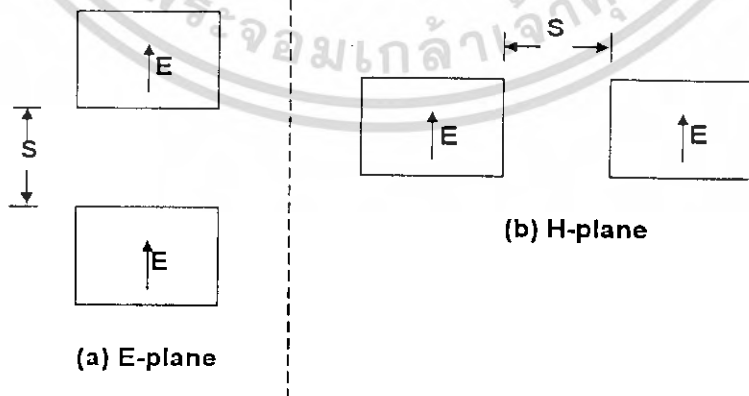
เนื่องจากต้องการให้มีค่าสนามสูงสุดที่ $\theta = 90^\circ$ ดังนั้น

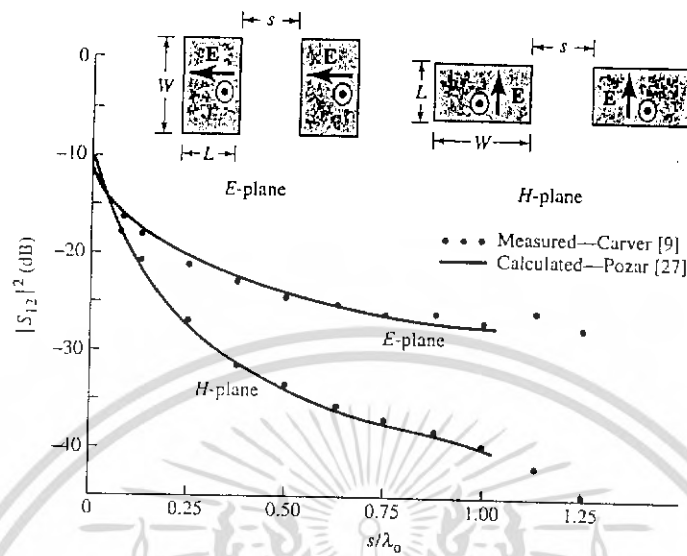
$$\varphi = \beta = 0 \tag{2.98}$$

เพราะฉะนั้นเพื่อจะทำให้อาร์เรย์แฟคเตอร์ของยูนิฟอร์มลิเนียร์อาร์เรย์ มีค่าสูงสุดในทิศทางบรอดไซด์กับแกนของอาร์เรย์ ทุกอิลิเมนต์จะต้องมีเฟสเดียวกัน และขนาดของสัญญาณเท่ากัน เพื่อที่จะให้แน่ใจว่าการกระจายคลื่นจะไม่เกิดมากในทิศทางอื่น ระยะห่างระหว่างอิลิเมนต์จะต้องไม่เท่ากับค่าคงที่ คูณกับความยาวคลื่น ($d \neq n\lambda$; $n = 1, 2, 3, \dots$)

2.7 การคัปปลิง (Coupling)

สำหรับการคัปปลิงระหว่างแพทช์ของสายอากาศไมโครสตริปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า 2 แพทช์ จากขอบถึงขอบของอิลิเมนต์ซึ่งอยู่ในที่เดียวกันนั้น จะเป็นฟังก์ชันของเส้นตรงสัมพันธ์ เมื่ออิลิเมนต์อยู่ในตำแหน่งคอลิเนียร์ (Colinear) ตามแนว E-Plane การจัดวางนี้จะอ้างถึง E-Plane แสดงดังรูปที่ 2-31a และเมื่ออิลิเมนต์อยู่ในตำแหน่งคอลิเนียร์ตามแนว H-Plane การจัดวางนี้ก็อ้างถึง H-Plane ด้วยเช่นกันดังรูปที่ 2-31b ระยะจากขอบถึงขอบของอิลิเมนต์มีค่าเท่ากับระยะ S ซึ่งสำหรับ E - Plane จะมีการวางห่างกันที่น้อยมาก ($S < 0.10\lambda_0$) เมื่อเทียบกับ H-Plane ($S > 0.10\lambda_0$) ซึ่งการวางห่างกันของแต่ละอิลิเมนต์นั้น จะทำให้เกิดคุณสมบัติทางไฟฟ้าและทางเรขาคณิตของสายอากาศแบบไมโครสตริปได้ ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2-32





รูปที่ 2-32 แสดงค่าตัวอย่างการกลับปลิงระหว่างแพทช์ที่อยู่ในรูป E-plane และ H-plane
ทั้งจากการวัดและการคำนวณ

ค่ามิวชวลคอนดัคแตนซ์ (Mutual Conductance) ระหว่างแพทช์ของสายอากาศแบบไมโคร สตรีปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้าทั้งสอง สามารถหาได้จากสมการพื้นฐานของคอนดัคแตนซ์ (2.49) โดย สนามระยะไกลจะอยู่ในรูปแบบของควาวิตี (Cavity Model) และ ทฤษฎีของอาร์เรย์ สำหรับการคัปปลิงแบบ E-plane สนามที่แพร่กระจายภายใต้แพทช์จะอยู่ในรูปของโหมดคี่ (Old Mode) ซึ่งจะ แทนอยู่ในรูปของโดมิแนนซ์โหมด (Dominant Mode) โดยมีววลคอนดัคแตนซ์จะมีค่าดังนี้

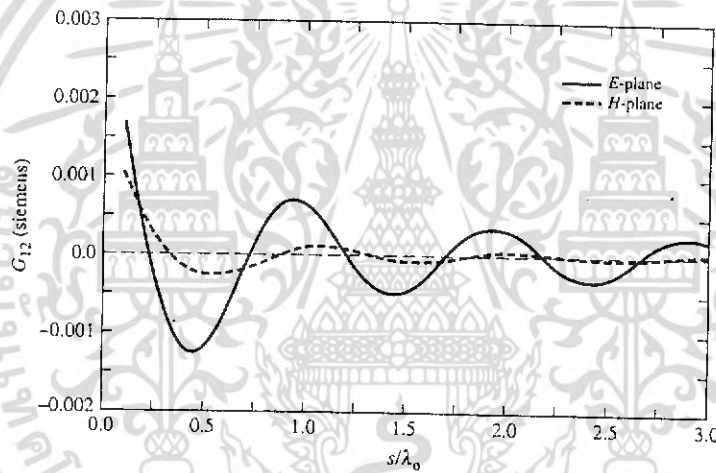
$$G_{12} = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta \left\{ 2J_0\left(\frac{Y}{\lambda_0} 2\pi \sin\theta\right) + J_0\left(\frac{Y+L}{\lambda_0} 2\pi \sin\theta\right) + J_0\left(\frac{Y-L}{\lambda_0} 2\pi \sin\theta\right) \right\} d\theta \quad (2.99)$$

โดย Y เป็นระยะจากจุดกึ่งกลางถึงจุดศูนย์กลางระหว่างสล็อต และ J_0 เป็นเบสเซล ฟังก์ชันของชนิดที่หนึ่งของออเดอร์ศูนย์ โดยเทอมแรกของสมการ (2.99) จะเป็นมิวชวลคอนดัคแตนซ์ของ 2 สล็อตที่แยกกันด้วยระยะทาง X ตาม E-Plane ขณะที่เทอมที่ 2 และเทอมที่ 3 จะเป็นค่าคอนดัคแตนซ์ของ 2 สล็อตที่แยกกันตาม E-plane ด้วยระยะทาง $Y+L$ และ $Y-L$ ตามลำดับ ซึ่งจะแสดงด้วยเส้นทึบ ดังรูปที่ 2-33

สำหรับการคัปปลิงแบบ H-plane สนามที่แพร่กระจายภายใต้แพทช์จะอยู่ในรูปของโหมดคี่เช่นกัน โดยมีมิวชวลคอนดัคแตนซ์ มีค่าดังนี้ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{12} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} j \int_0^{\pi} \left[\sin \frac{(k_0 W \cos \theta)}{2 \cos \theta} \right]^2 \sin^2 \theta \cos \left(\frac{Z}{\lambda_0} 2 \pi \cos \theta \right) \left[1 + J_0 \left(\frac{L}{\lambda_0} 2 \pi \sin \theta \right) \right] d\theta \quad (2.100)$$

โดย Z เป็นระยะจุดกึ่งกลางถึงจุดกึ่งกลางระหว่างสล็อต และ J_0 เป็นเบสเซลฟังก์ชันชนิดที่หนึ่งของออร์เดอร์ โดยในเทอมแรกของสมการ (2.100) แสดงค่ามิวชวลคอนดักแตนซ์ทั้งสองของ 2 สล็อตที่แยกกันด้วยระยะทาง Z ตามแกน H-plane ขณะที่เทอมที่ 2 จะแสดงค่าคอนดักแตนซ์ทั้งสองของ 2 สล็อตที่แยกกันตาม E-plane ด้วยระยะทาง L และ H-plane ด้วยระยะทาง Z ซึ่งจะแสดงด้วยเส้นประ ดังรูปที่ 2-33



รูปที่ 2-33 ค่ามิวชวลิมพีแดนซ์ระหว่างแพทช์ของสายอากาศแบบไมโครสตริปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการจัดวางทั้งแบบ E-plane และ H-plane

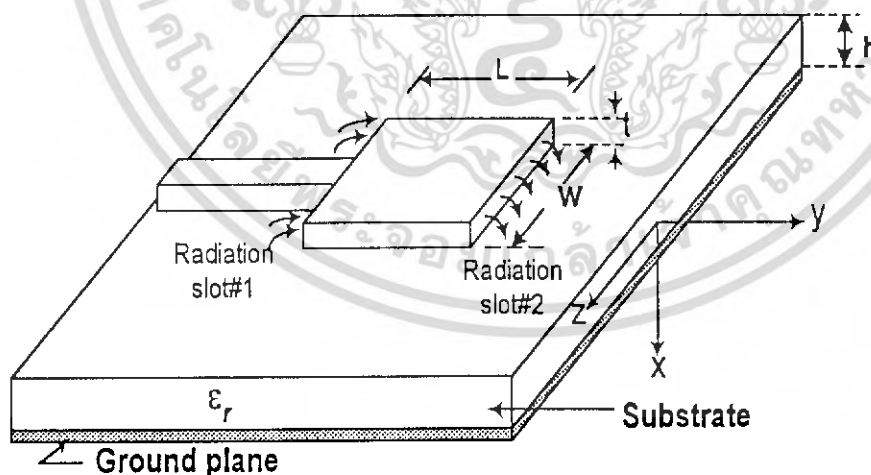
บทที่ 3

การออกแบบและสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริบ

สำหรับการออกแบบ และการสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริบในปริภูมิพหุคูณแบนนี้ ได้ทำเป็นแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า (Rectangular Patch) ทั้งขนาดอิมพีแดนซ์เดี่ยว (Single) , 2 อิมพีแดนซ์ และ 2×2 อาร์เรย์ (Array) ซึ่งมีการจัดวางเป็นแบบคอลลิเนียร์ (Colinear) ตามแนว H-plane ด้วยระยะห่างเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นในอากาศ ($\lambda_0/2$) และมีการแพร่กระจายคลื่นในลักษณะแบบเส้นตรง (Linear Polization) โดยเลือกทำงานที่ความถี่ 10 GHz ซึ่งเป็นความถี่ย่าน X-band และใช้เทฟลอน (Teflon) เป็นวัสดุฐานรอง (Substrate) ซึ่งมีค่าสภาพความยอมสัมพัทธ์ (ϵ_r) ของวัสดุไดอิเล็กตริกเท่ากับ 2.20 และมีค่าความหนา (h) เท่ากับ 1.574 มม.

3.1 วิธีการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริบ (Design)

สำหรับสายอากาศแบบไมโครสตริบรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า นั้น เราจะต้องคำนึงถึงปัจจัย และ พารามิเตอร์หลายอย่างด้วยกันในการออกแบบ เช่น ความถี่ที่เลือกใช้งาน , การสูญเสียแทนเจนต์ (Loss Tangent) , ค่าสภาพความยอมสัมพัทธ์ของวัสดุไดอิเล็กตริกและความหนาของวัสดุฐานรอง เป็นต้น ดังแสดงในรูปที่ 3-1



รูปที่ 3-1 ลักษณะ โครงสร้างของสายอากาศแบบไมโครสตริบรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า

สำหรับความกว้างของแพทช์ (W) ซึ่งมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นกลุ่มภายในสายอากาศแบบไมโครสตริป (Group Wavelength in Microstrip : $\lambda_g/2$) สามารถหาได้จากสมการดังนี้

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.1)$$

เมื่อ c = ความเร็วแสงในอากาศ 3×10^8 m/s

f_r = ความถี่ที่เลือกใช้งาน (10 GHz)

ϵ_r = ค่าความยอมสัมพัทธ์ของสารไดอิเล็กตริก (Teflon = 2.20)

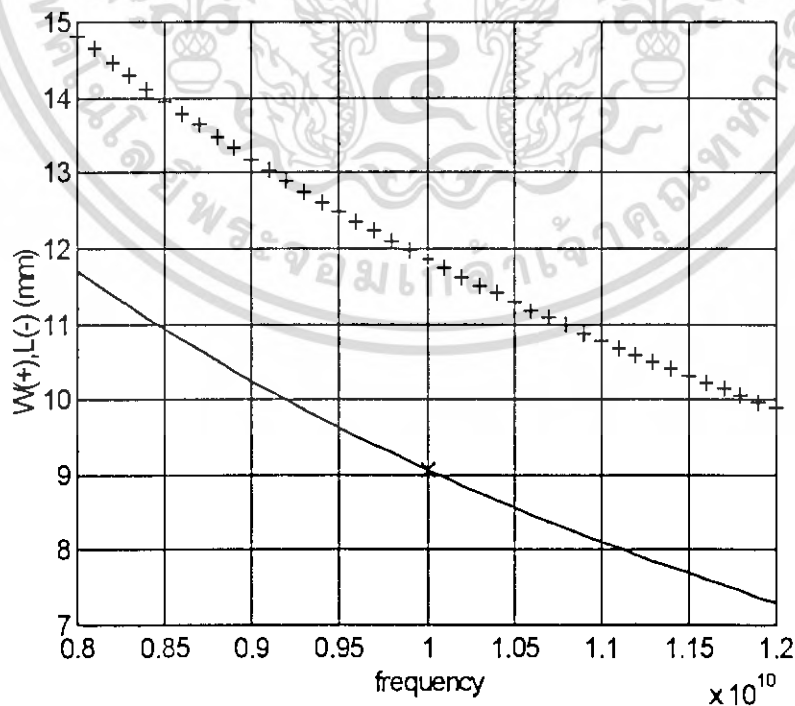
ส่วนความยาวของแพทช์ (L) จะมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นในไมโครสตริป (Wavelength in Microstrip) ($0.48\lambda_d < L < 0.49\lambda_d$) ซึ่งสามารถหาได้จากสมการดังนี้

$$L = \frac{c}{2f_r} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta l \quad (3.2)$$

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}}$$

โดย Δl และ ϵ_e หาได้จากสมการ (2.44) และสมการ (2.45) ตามลำดับ

สำหรับค่าของความยาว (L) และความกว้าง (W) ของแพทช์ ในการออกแบบนี้ จะแสดงได้ดังรูปที่ 3-2

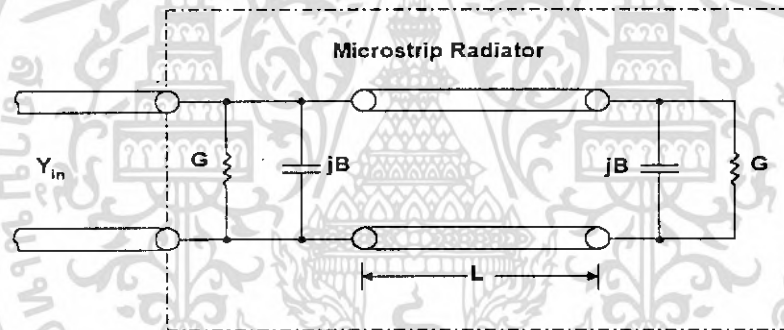


รูปที่ 3-2 ความกว้าง (W) และความยาวของแพทช์ (L) ไมโครสตริปรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตำแหน่งในการป้อนสัญญาณ เราจะเลือกที่จุดศูนย์กลางของแพทช์ (Center Fed) เพื่อให้มีการโพลาริไรซ์ในลักษณะแบบลิเนียร์ และที่ระยะขอบแพทช์ ($y_0 = 0$) เพื่อให้มีค่าแรงดันสูงสุดและกระแสมีค่าต่ำสุด ดังรูปที่ 2-10 ซึ่งจะทำให้อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปที่เรโซแนนท์ (Input Impedance : Z_{in}) มีค่าสูงด้วย ประกติจะมีค่าประมาณ 150-300 โอห์ม สำหรับการออกแบบสายอากาศนั้น เราจะต้องรู้ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของแพทช์ซะก่อน ซึ่งจะหาได้จากสมการ (2.51) เพื่อที่จะนำมาใช้ในการปรับแมทซ์ (Matching Impedance) ระหว่างแพทช์ของสายอากาศไมโครสตริป กับสายป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริป (Microstrip Fed) โดยใช้ทฤษฎีของควอเตอร์เวฟ (Quarter Wave : $\lambda_g/4$) ทรานฟอร์ม สำหรับในการออกแบบนี้จะมีอินพุทอิมพีแดนซ์ที่ระยะขอบแพทช์เท่ากับ 228.603 โอห์ม

เนื่องจากเราใช้สายป้อนสัญญาณเป็นแบบไมโครสตริป ฉะนั้นจึงต้องมีการปรับแมทซ์ โดยเราจะใช้ทฤษฎีของสายส่งนำสัญญาณ (Transmission Line) ดังรูปที่ 3-3 ซึ่งหาได้จากสมการดังนี้



รูปที่ 3-3 ทฤษฎีสายส่งนำสัญญาณ (Transmission Line)

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \tag{3.3}$$

- เมื่อ Z_{in} = อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณ
- Z_0 = อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance)
- Z_L = อิมพีแดนซ์ของโหลด
- $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$

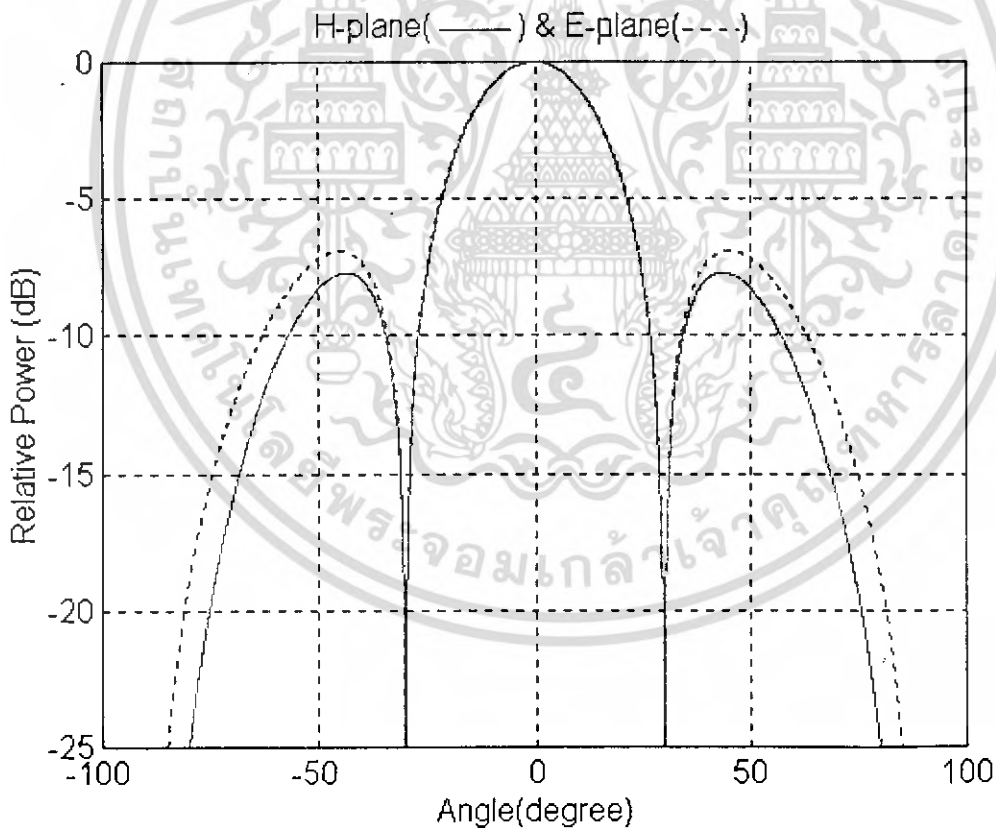
จากสมการ (3.3) สามารถหาค่าความยาวของ Feed Line ตามค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ที่ต้องการได้ ซึ่งเป็นข้อดีของสายอากาศแบบไมโครสตริป เพราะสามารถปรับแมทซ์ ที่ความยาวต่างๆได้ แต่จะมีข้อเสียคือ จะมีค่าของจินตภาพติดมาด้วย (Imagine Part) ดังนั้นเราจึงพยายามออกแบบให้มีแต่ค่าจำนวนจริง (Real Part) ซึ่งจะหาได้จากค่าความยาว ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ความยาว $l = n \frac{\lambda_g}{2}$ จะได้ $Z_n = Z_L$ เมื่อ $n \neq 0$

$l = (2n+1) \frac{\lambda_g}{4}$ จะได้ $Z_n = \frac{Z_o^2}{Z_L}$ เมื่อ $n = 0, 1, 2, \dots$ (Quater Wave)

สำหรับการออกแบบระยะห่างระหว่างแพทช์ขนาด 2×2 อาร์เรย์ (Array) นั้น เราจะกำหนดให้มีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นในอากาศ ($\lambda/2$) เพื่อต้องการให้มีแค่ 2 ไซค์โลปเท่านั้น ดังรูปที่ 3-4 สำหรับ 2 อิลิเมนต์นั้นเราจะกำหนดให้มีระยะห่างเท่ากับ ความยาวคลื่นในอากาศ (λ) เพราะจากการทดลองวัดที่ระยะห่างเท่ากับ $\lambda/2$ ความถี่จะไม่เกิดการรวมกัน (เกิดหลายความถี่) ซึ่งหมายถึงการไม่แมตช์กันของความถี่นั่นเอง แต่เราก็จะทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของสายอากาศทั้ง 3 ตัวแทน เช่น กำลัมแพร์กระจาย, แบนด์วิดท์, อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (SWR) และค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ เป็นต้น



รูปที่ 3-4 แพทเทิร์นของสายอากาศขนาด 2×2 อาร์เรย์ ที่ระยะห่างเท่ากับ $\lambda/2$

การหาความกว้าง (ω_c) และ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_o) ของสตริป สามารถหาได้จากสูตรของ วิลเลอร์ [Wheeler] ซึ่งแบ่งเป็น 2 กรณี คือ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. กำหนดค่าอิมพีแดนซ์คุณสมบัติ (Z_o) และ ค่าสภาพความยอมสัมพัทธ์ของวัสดุไดอิเล็กตริก เพื่อหาค่าความกว้างของสกริป (w_o) ซึ่งสามารถหาได้จากสมการดังนี้

$$w_o = \left[\frac{e^H}{8} - \frac{e^{-H}}{4} \right]^{-1} \cdot h \quad \text{เมื่อ } Z_o \geq (44 - 2\epsilon_r)$$

$$w_o = \frac{2h}{\pi} \left[(d-1) - \ln(2d-1) \right] + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left[\ln(d-1) + 0.293 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \right] \quad \text{เมื่อ } Z_o < (44 - 2\epsilon_r)$$

2. กำหนดค่าความกว้างของสกริป (w_o) และ ค่าสภาพความยอมสัมพัทธ์ของวัสดุไดอิเล็กตริก เพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ซึ่งสามารถหาได้ดังนี้

$$Z_o = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{w_o}{h} + 0.883 + \frac{\epsilon_r + 1}{\pi \epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{w_o}{2h} + 0.94 \right) + 1.451 \right] + 0.165 \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \right]^{-1} \quad \text{เมื่อ } \frac{w_o}{h} > 2$$

$$Z_o = \frac{377}{2\pi \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \left[\ln \left(\frac{8h}{w_o} \right) + \frac{1}{8} \left(\frac{w_o}{2h} \right)^2 - \frac{1}{2} \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r - 1} \left\{ \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right\} \right]^{-1} \quad \text{เมื่อ } \frac{w_o}{h} < 2$$

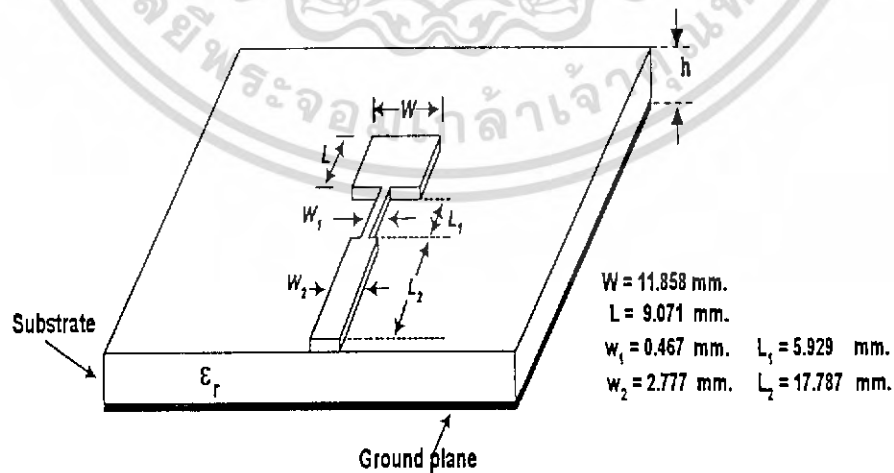
โดย $H = Z_o \frac{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[\ln \left(\frac{\pi}{2} \right) + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right]$

$$d = \frac{59.95\pi^2}{Z_o \sqrt{\epsilon_r}}$$

h = ความหนาของวัสดุฐาน เท่ากับ 1.574 มม.

ϵ_r = ค่าสภาพความยอมสัมพัทธ์ของวัสดุไดอิเล็กตริก เท่ากับ 2.20

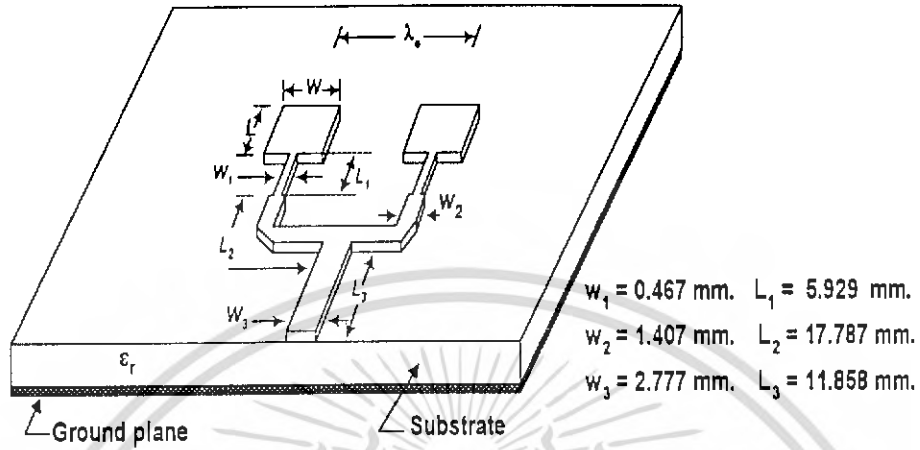
3.1.1 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสกริปขนาดอิลิมেন্টเดี่ยว (Single) จะมีค่าดังนี้



รูปที่ 3-5 สายอากาศแบบไมโครสกริปขนาดหนึ่งอิลิมেন্ট

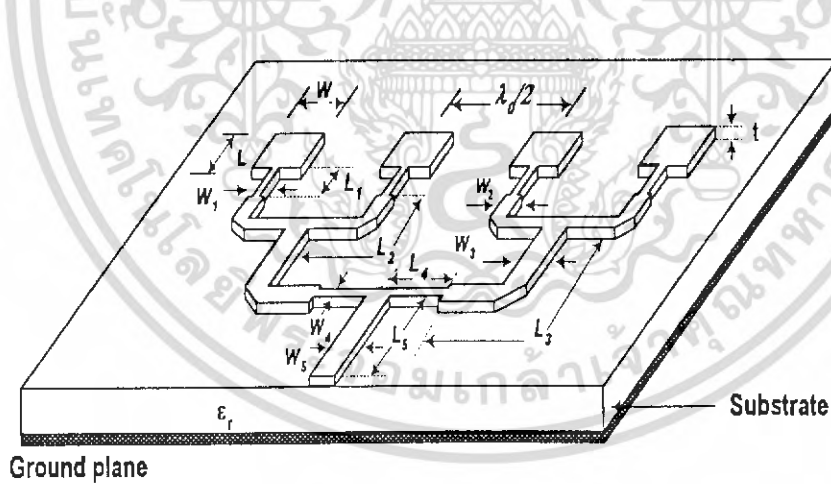
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 สายอากาศไมโครสตริปแบบ 2 อิลิเมนต์ (2 Element)



รูปที่ 3-6 ขนาดของสายอากาศไมโครสตริปแบบ 2 อิลิเมนต์ (2 Element)

3.1.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบ 2 x 2 อาร์เรย์ (2 x 2 Array)



$W_1 = 0.467 \text{ mm.}$	$L_1 = L_4 = 5.929 \text{ mm.}$
$W_2 = W_4 = 1.407 \text{ mm.}$	$L_2 = L_5 = 11.858 \text{ mm.}$
$W_3 = W_5 = 2.777 \text{ mm.}$	$L_3 = 17.787 \text{ mm.}$

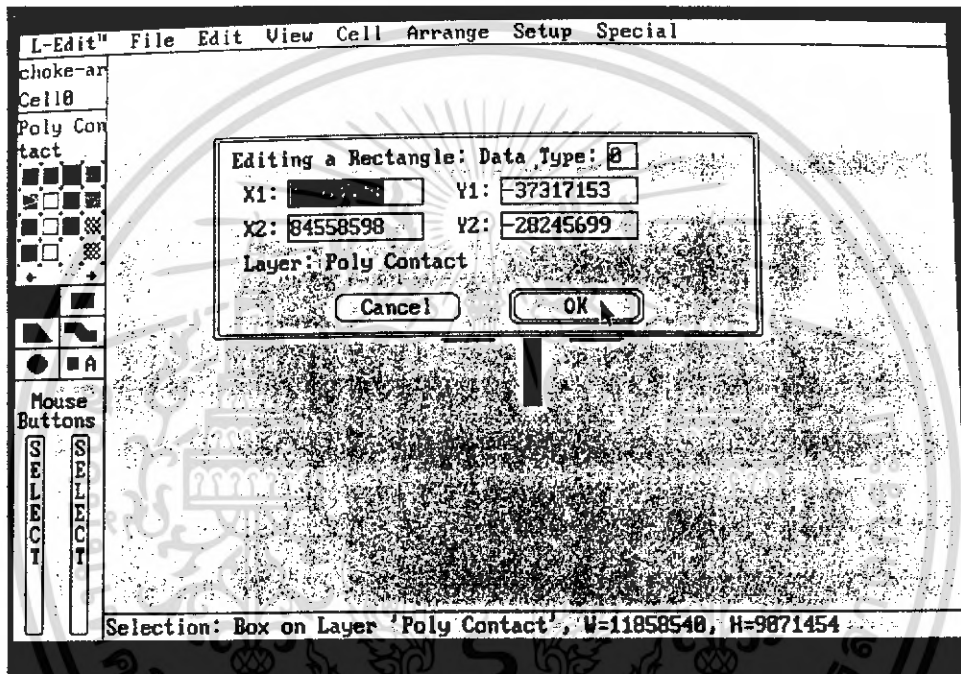
รูปที่ 3-7 สายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 x 2 อาร์เรย์ (2 x 2 Array)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ขั้นตอนการสร้างชิ้นงาน (Process)

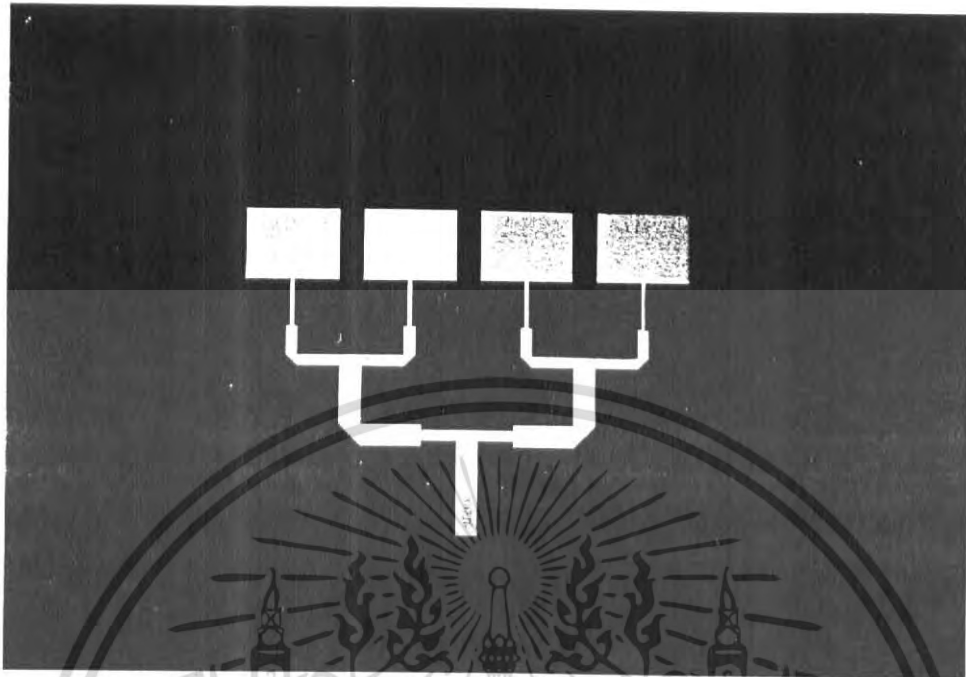
โดยมีรายละเอียดดังนี้

1. นำค่าที่ได้จากการออกแบบ มาทำการ Lay-out ชิ้นงานด้วยโปรแกรม L-Edit ซึ่งเป็นโปรแกรมที่มีความละเอียดมาก ดังแสดงในรูปที่ 3-8



รูปที่ 3-8 การ Lay-out ด้วยโปรแกรม L-Edit

2. นำไปทำแผ่นฟิล์มอาร์ทเวอร์ค (Poscript File) แบบ Negative ดังแสดงในรูปที่ 3-9
 3. ตัดแผ่น PCB (Print Circuit Board) และ Dry Film ตามขนาดที่ต้องการ พร้อมทั้งทำความสะอาดผิวทองแดงด้วยอะซิโตน (Acetone)
 4. ลอกแผ่นพลาสติก (Cover Sheet) ที่ติดอยู่กับแผ่น Dry Film ด้านใดด้านหนึ่งออกแล้วนำไปติดกับแผ่น PCB ที่เตรียมไว้ (ระวังอย่าให้มีฟองอากาศ)
 5. ใช้ผ้าวางทับบน PCB จากนั้นนำเตารีดไฟฟ้าปรับความร้อนปานกลาง หรือโดยประมาณ 110°C รีดทับบนแผ่นผ้าให้ทั่ว (ระวังอย่าให้ความร้อนสูงเกินไป เพราะ Dry Film จะละลายได้)
- เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3-9 แผ่นฟิล์มอาร์ทเวิร์ด แบบ Negative

จากนั้นตรวจสอบดูว่า Dry Film ที่ติดบนแผ่น PCB มีฟองอากาศแทรกอยู่หรือไม่ (ฟองอากาศนี้ทำให้ Dry Film ไม่เกาะติดแผ่น PCB ซึ่งเป็นเหตุให้ลายเส้นที่จุดนี้ขาดได้)

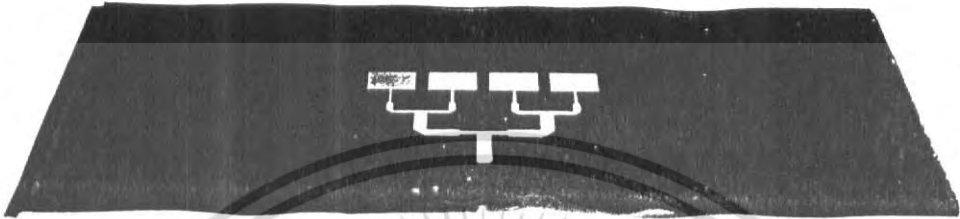
6. เมื่อได้แผ่น PCB ที่เคลือบ Dry Film เรียบร้อยแล้วนั้นคือ พร้อมทั้งจะขึ้นลายได้ ให้นำหลอดไฟฟ้า (หลอดไส้) ขนาด 100 วัตต์ แขนงไว้เหนือแผ่น PCB ห่างประมาณ 5 นิ้ว

7. นำแผ่นฟิล์มอาร์ทเวิร์ดแบบ Negative ที่มีขนาดเท่าแบบที่ติดบนแผ่น PCB แล้วนำกระจกใสมาวางทับอีกที เพื่อให้ฟิล์มอาร์ทเวิร์ดแนบติดกับแผ่น PCB แน่นขึ้นจากนั้นเปิดไฟให้กับหลอดไฟ เพื่อทำการถ่ายขึ้นลายใช้เวลาถ่ายประมาณ 25 นาที ดังรูปที่ 3-10

8. นำแผ่นที่ทำการขึ้นลายแล้วมาลอกแผ่นพลาสติก (Cover Sheet) ที่ติดอยู่บนแผ่น Dry Film อีกชั้นหนึ่งออก ดังรูปที่ 3-11

9. นำแผ่น PCB ที่ได้มาทำการ Remove Dry Film ออกด้วยน้ำยา Developer (โซเดียมคาร์บอเนต) ซึ่งจะเหลือแต่ลายที่เราต้องการ ดังรูปที่ 3-12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



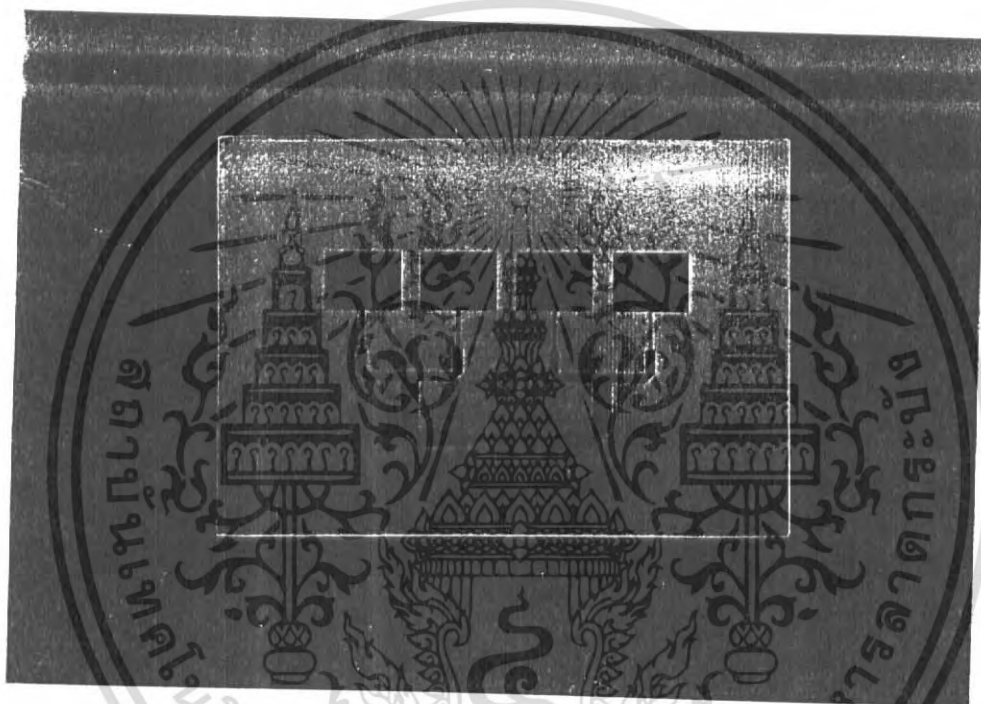
รูปที่ 3-10 แสดงวิธีการถ่ายขึ้นลายโดยใช้หลอดไฟฟ้าขนาด 100 วัตต์



รูปที่ 3-11 แสดงแผ่น PCB ที่ทำการถ่ายขึ้นลายแล้ว

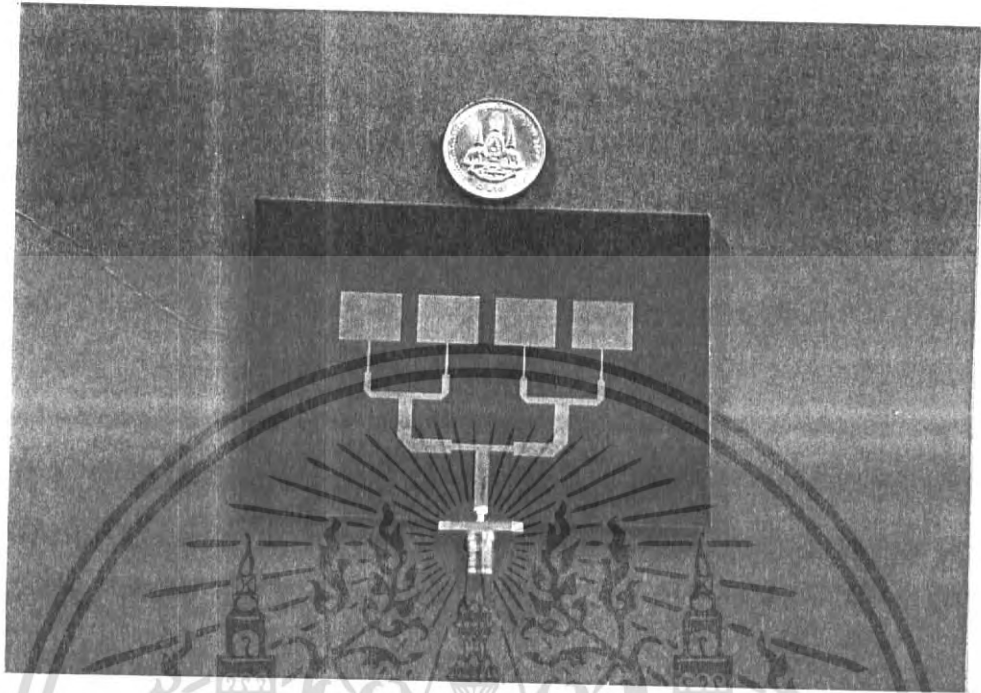
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

10. นำแผ่น PCB ที่ได้มากัดด้วยน้ำยากัดทองแดง เพื่อให้ได้ลายเส้นตามต้องการ แล้วนำไป Remove Dry Film โดยใช้ทินเนอร์หรือโซดาไฟ พร้อมกับนำไปทำความสะอาด และ นำ SMA N-type มาบัดกรีกับแผ่น PCB ก็จะได้สายอากาศไมโครสตริปตามที่เราร้องการ ดังรูปที่ 3-13



รูปที่ 3-12 แผ่น PCB ที่ทำการ Remove Dry Film ออกแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3-13 แสดงสายอากาศแบบไมโครสตริปที่พร้อมใช้งานจริง

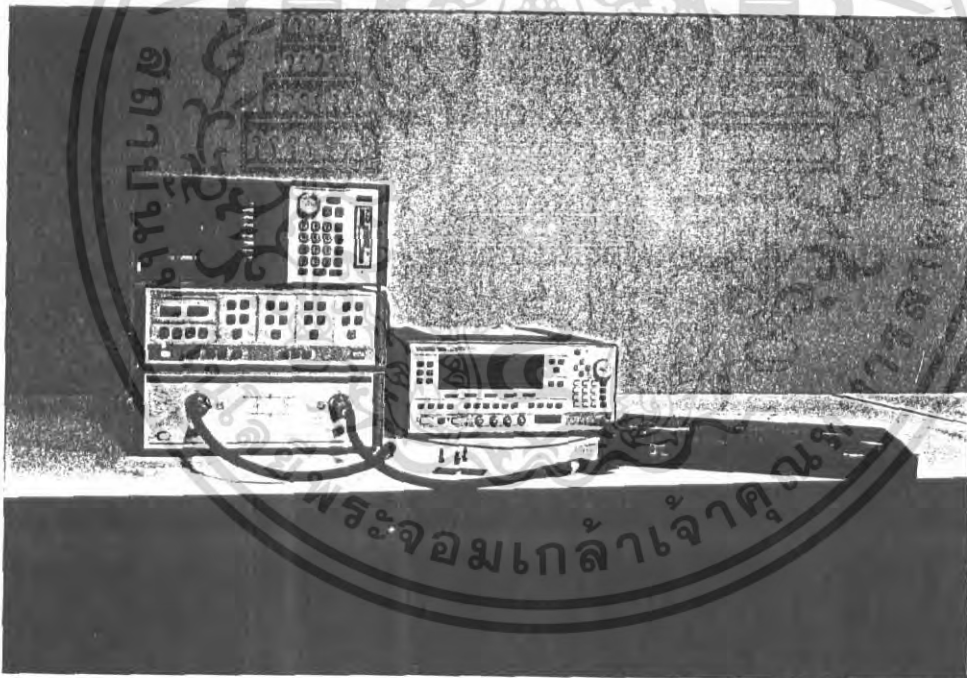
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองวัดและผลการทดลอง

4.1 การทดลองวัด

เมื่อทำการออกแบบและสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริป ซึ่งป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริปไลน์ทั้ง 3 แบบเสร็จแล้ว เราจะนำสายอากาศทั้งหมด มาทดสอบด้วยเครื่องเน็ตเวิร์กแอนาไลเซอร์ (network analyzer) HP 8510C แสดงดังรูปที่ 4-1 เพื่อหาค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ [Return loss : S_{11} (dB)] และหาค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งต่อแรงดัน (SWR) ของสายอากาศแบบไมโครสตริป ว่าเป็นไปตามมาตรฐานหรือไม่ ซึ่งโดยทั่วไปแล้ว $SWR < 2$

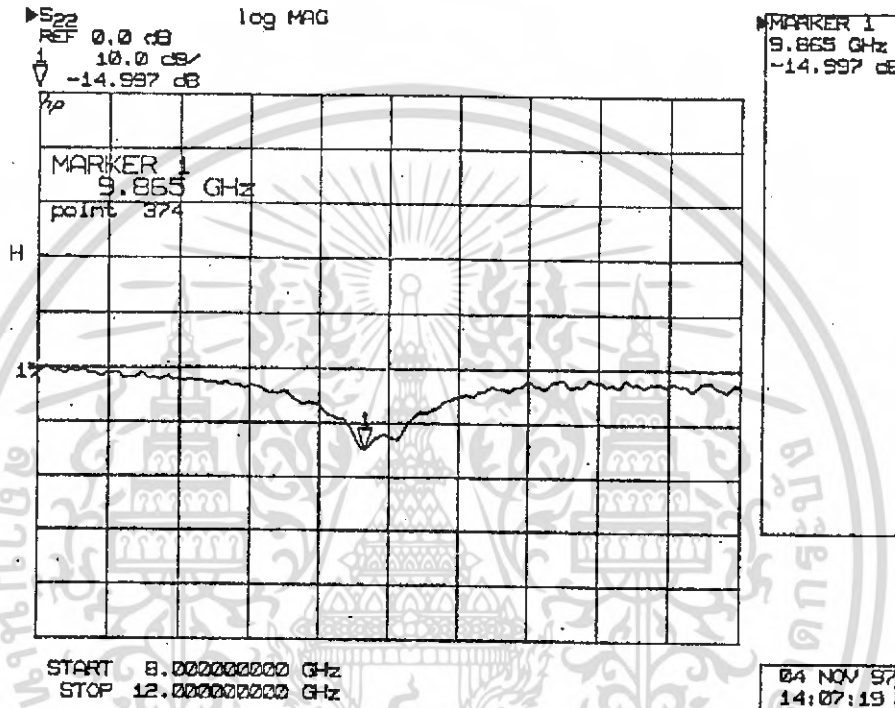


รูปที่ 4-1 เครื่องเน็ตเวิร์กแอนาไลเซอร์ที่ใช้ในการทดสอบสายอากาศแบบไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

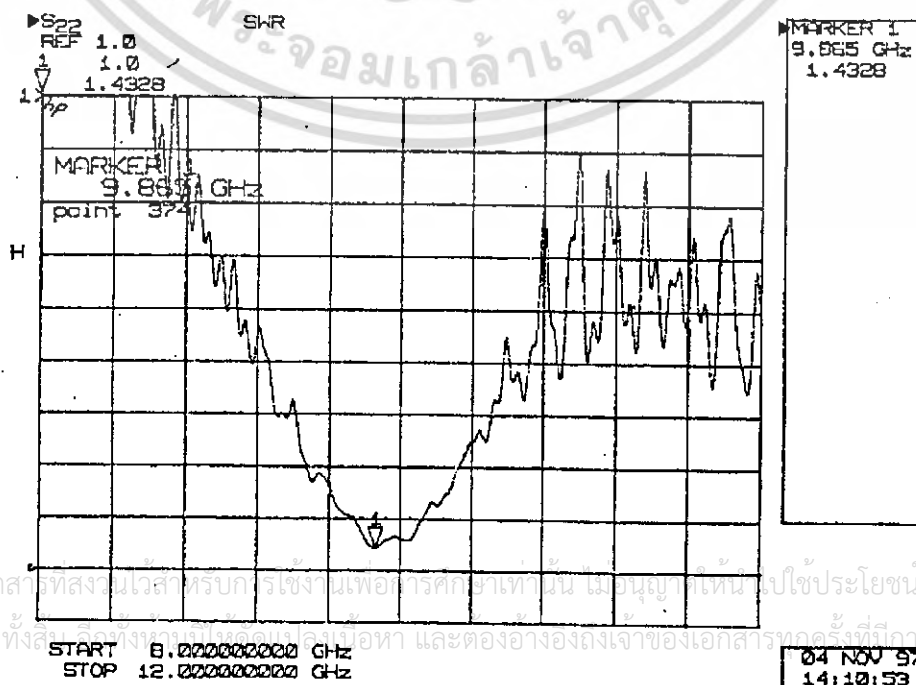
4.1.1 สายอากาศแบบไมโครสตริปอิลิเมนต์เดี่ยว (Single)

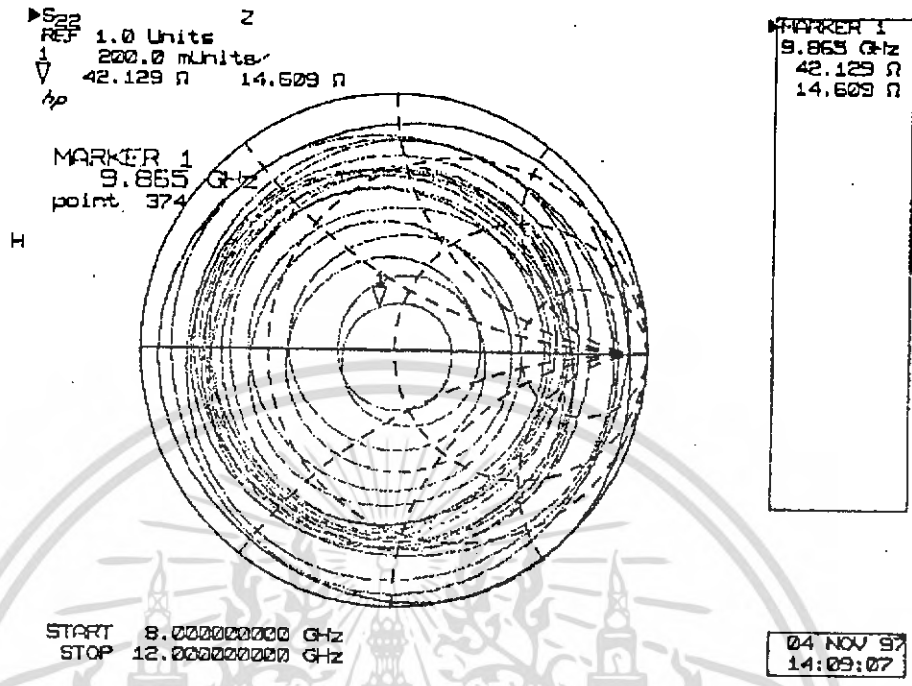
จากการทดสอบ สายอากาศแบบไมโครสตริปอิลิเมนต์เดี่ยวจะให้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำที่สุดเท่ากับ -33.662 dB ที่ความถี่ 9.865 GHz โดยมีค่า SWR เท่ากับ 1.0424 และมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) เท่ากับ $48.322+j1.1621$ โอห์ม ซึ่งจะแสดงดังรูป



รูปที่ 4-2 แสดงค่า S_{11} ของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาดอิลิเมนต์เดี่ยว

รูปที่ 4-3 แสดงค่า SWR ของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาดอิลิเมนต์เดี่ยว

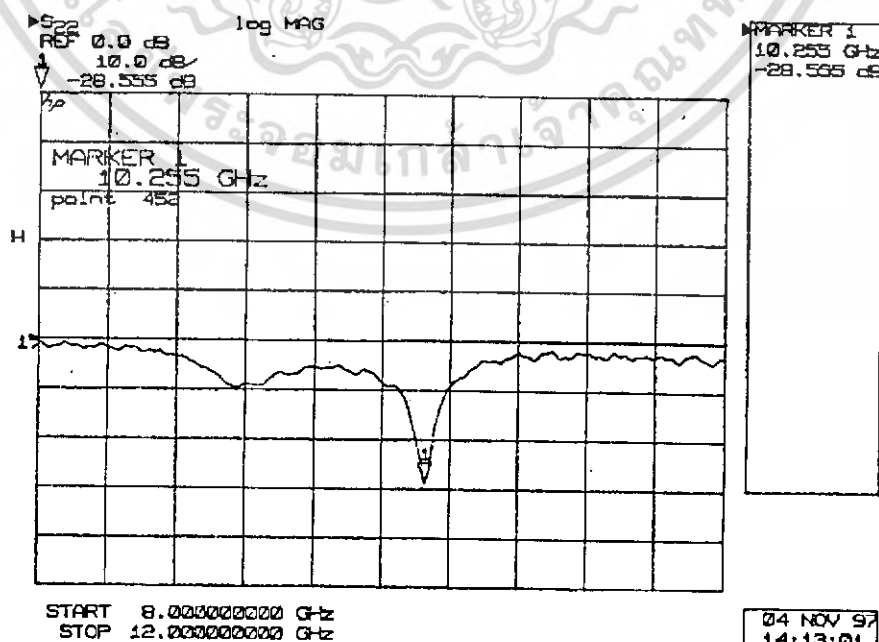




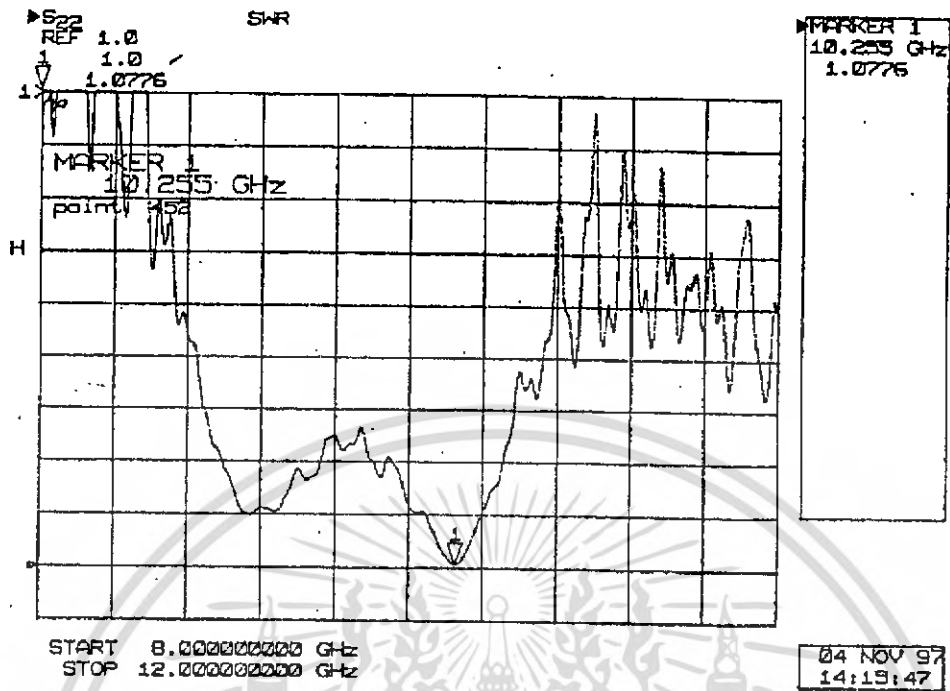
รูปที่ 4-4 แสดงค่า Z_{in} ของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาดอิลลิเมนต์เดี่ยว

4.1.2 สายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 อิลลิเมนต์

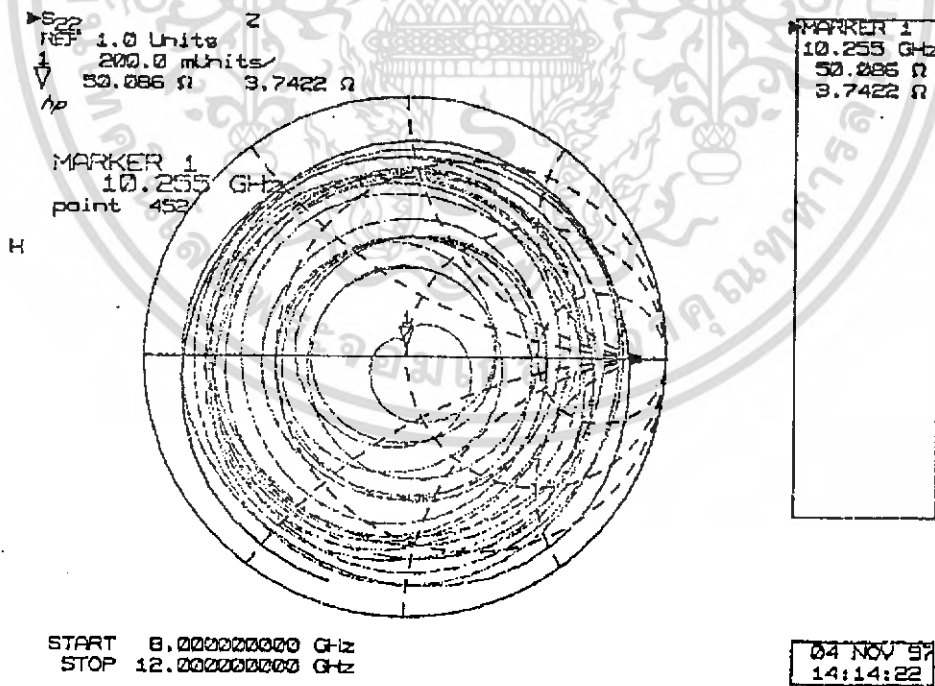
จากการทดสอบ สายอากาศแบบไมโครสตริปจะให้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำที่สุดเท่ากับ -28.555 dB ที่ความถี่ 10.255 GHz โดยมีค่า SWR เท่ากับ 1.0776 และมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) เท่ากับ $50.086 + j3.7422$ โอห์ม ซึ่งจะแสดงดังรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4-5 แสดงค่า S_{11} ของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 อิลลิเมนต์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-6 แสดงค่า SWR ของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 อิลลิเมนต์

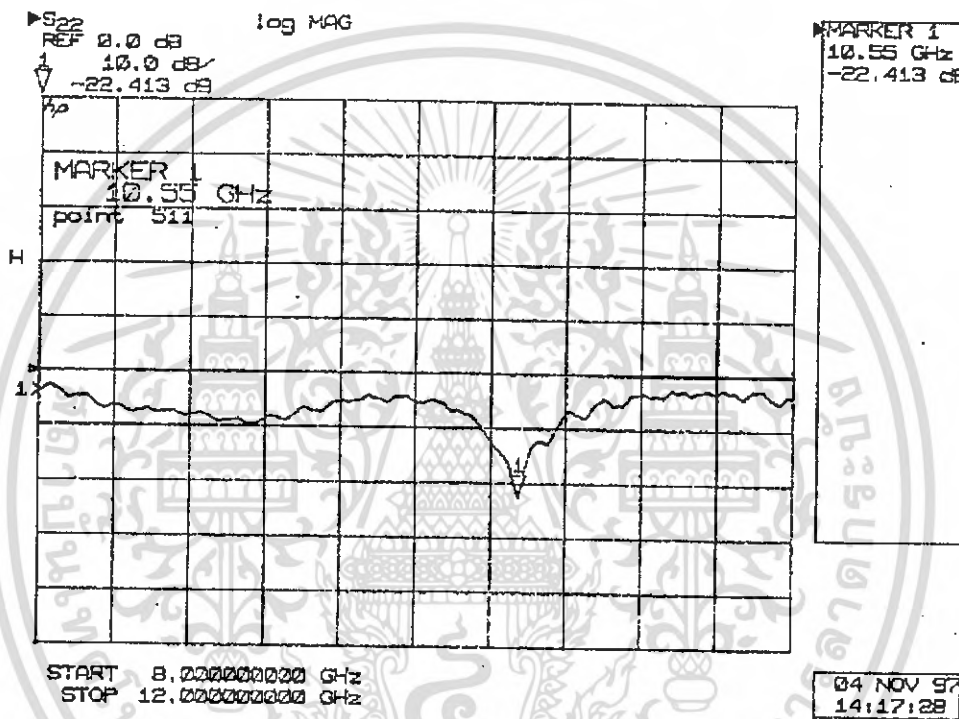


รูปที่ 4-7 แสดงค่า Zin ของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 อิลลิเมนต์

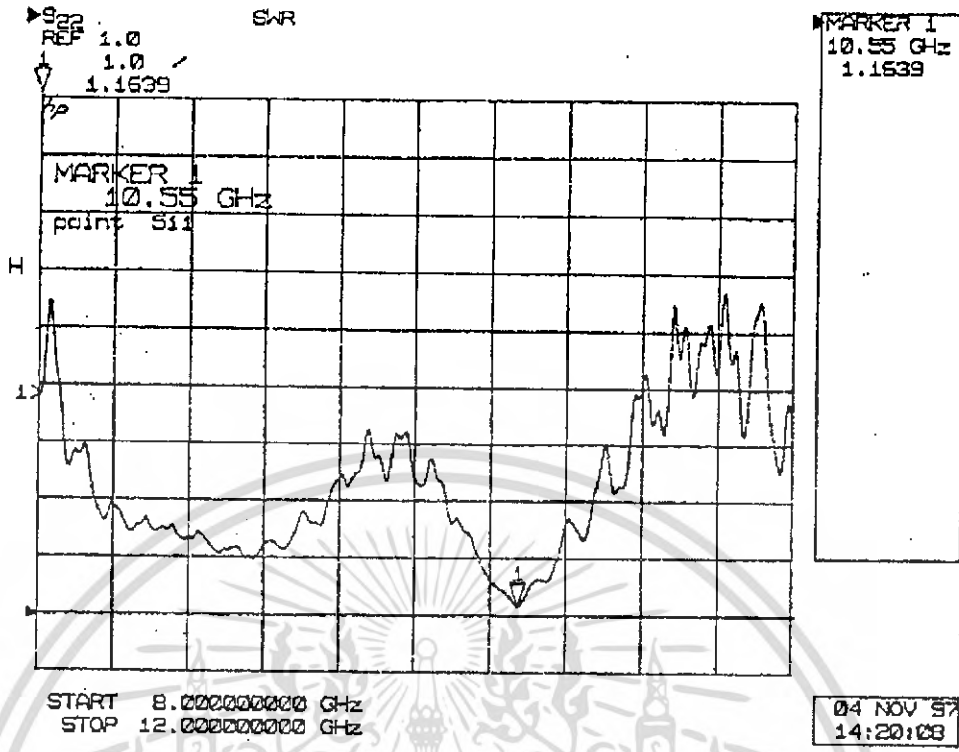
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.3 สายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 x 2 อาร์เรย์ (2 x 2 Array)

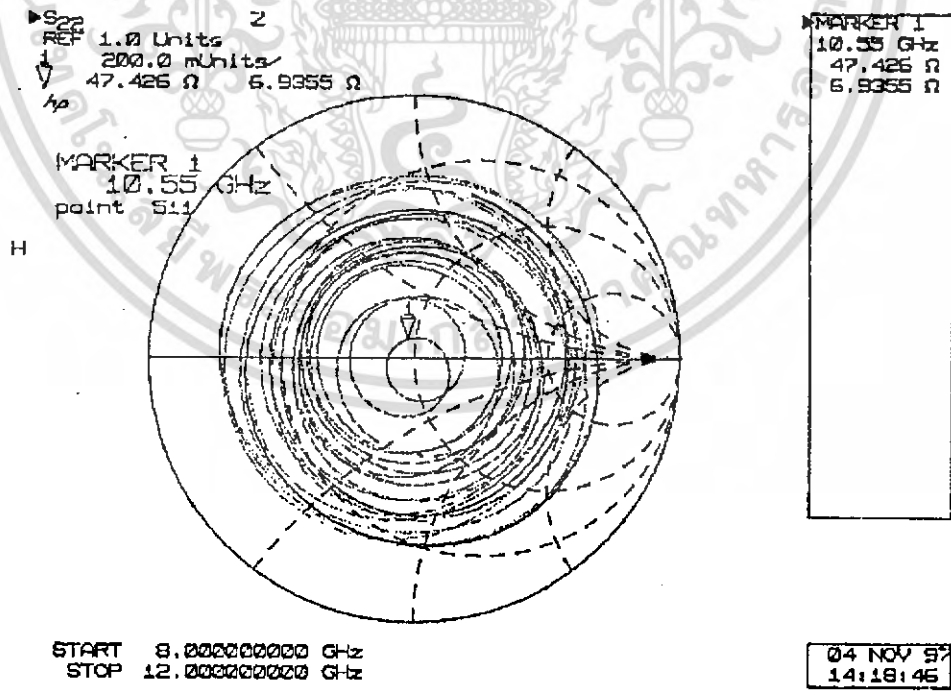
จากการทดสอบ สายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 x 2 อาร์เรย์ จะให้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำที่สุดเท่ากับ -22.413 dB ที่ความถี่เท่ากับ 10.55 GHz โดยมีค่า SWR เท่ากับ 1.1639 และมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) เท่ากับ $47.426+j6.9355$ โอห์ม ซึ่งจะแสดงดังรูป



รูปที่ 4-8 แสดงค่า S_{11} ของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 x 2 อาร์เรย์



รูปที่ 4-9 แสดงค่า SWR ของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 x 2 อาร์เรย์



รูปที่ 4-10 แสดงค่า Zin ของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 x 2 อาร์เรย์

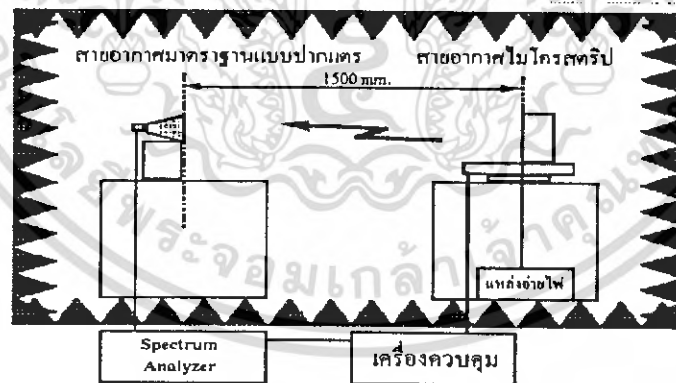
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลจากการทดลอง

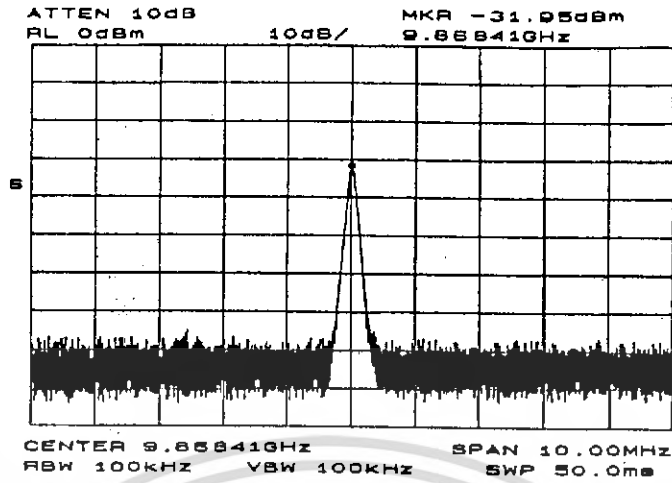
สำหรับการทดลองเพื่อหาแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น (radiation pattern) ของสายอากาศแบบไมโครสตริปนั้น เราจะใช้ชุดอุปกรณ์ในการทดสอบสายอากาศ ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศแบบปากแตร (standard gain horn antenna) ที่มีอัตราขยายประมาณ 15 dBi ที่ความถี่ 10 GHz เป็นตัวรับการแผ่กระจายคลื่นจากสายอากาศไมโครสตริป และจะแสดงผลที่สเปคตรัม อนุาไลเซอร์ โดยกำหนดเพาเวอร์ในการส่งเท่ากับ 0 dBm และปรับมุมการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบไมโครสตริปทุกๆ 5 องศา ในช่วง -90 องศา ถึง 90 องศา ด้วยเครื่องควบคุมการหมุน โดยกำหนดระยะห่างระหว่างสายอากาศแบบไมโครสตริปกับสายอากาศแบบปากแตร ให้มีค่าประมาณ 1.50 เมตร ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4-11

4.2.1 สายอากาศแบบไมโครสตริปขนาดอิลิมินต์เดี่ยว

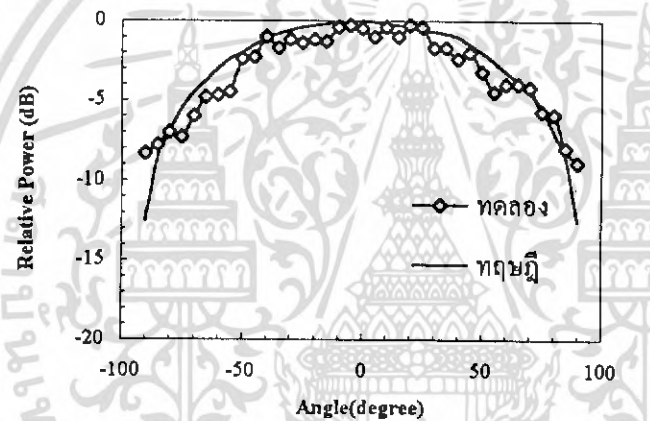
จากการทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาดอิลิมินต์เดี่ยว จะมีความถี่ในการทำงานเท่ากับ 9.86841 GHz และมีกำลังค่ายอด (peak power) ที่รับได้จากสายอากาศแบบปากแตร เท่ากับ -69.05 dBm ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4-12 และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาดอิลิมินต์เดี่ยว ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็ก จะแสดงดังรูปที่ 4-13



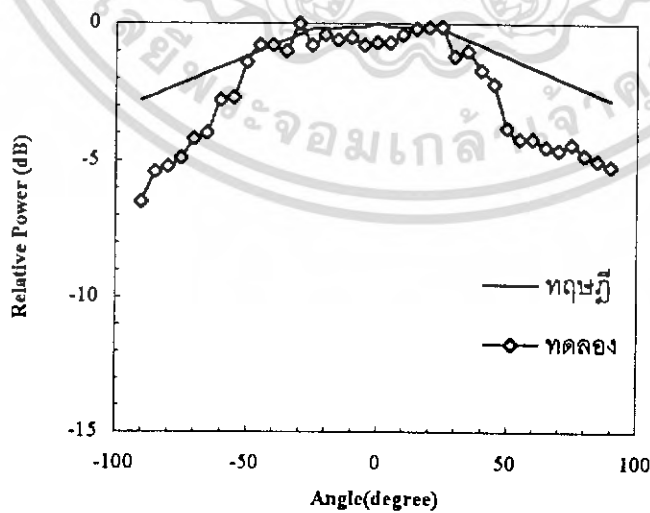
รูปที่ 4-11 ชุดอุปกรณ์การทดสอบสายอากาศแบบไมโครสตริป



รูปที่ 4-12 สเปกตรัมของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาดอิลิเมนต์เดี่ยว



(a) H-plane

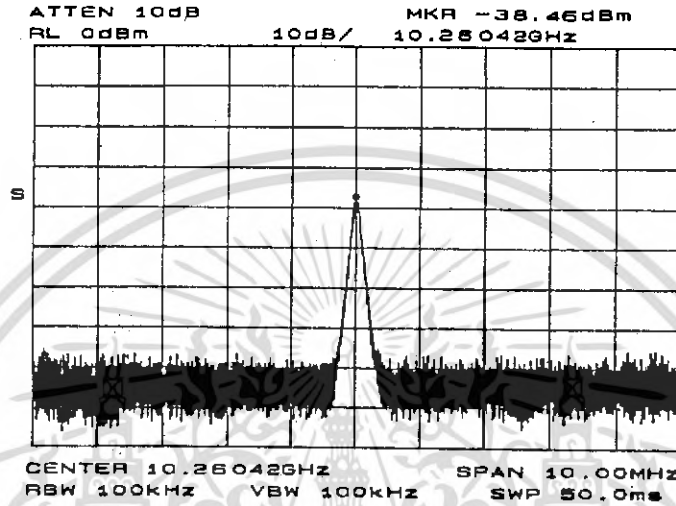


(b) E-plane

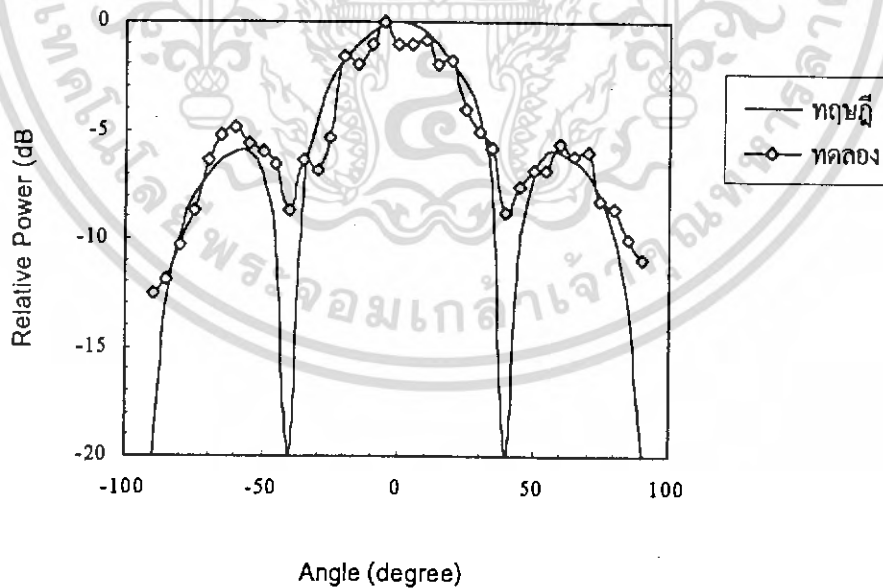
รูปที่ 4-13 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาดอิลิเมนต์เดี่ยว
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 สายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 อิลิเมนต์

จากการทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 อิลิเมนต์ ในระนาบสนามแม่เหล็กนั้น จะมีความถี่ในการทำงานเท่ากับ 10.25042 GHz และมีกำลังค่ายอด (peak power) ที่รับได้จากสายอากาศแบบปากแตร เท่ากับ -64.98 dBm ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4-14



รูปที่ 4-14 สเปกตรัมของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 อิลิเมนต์

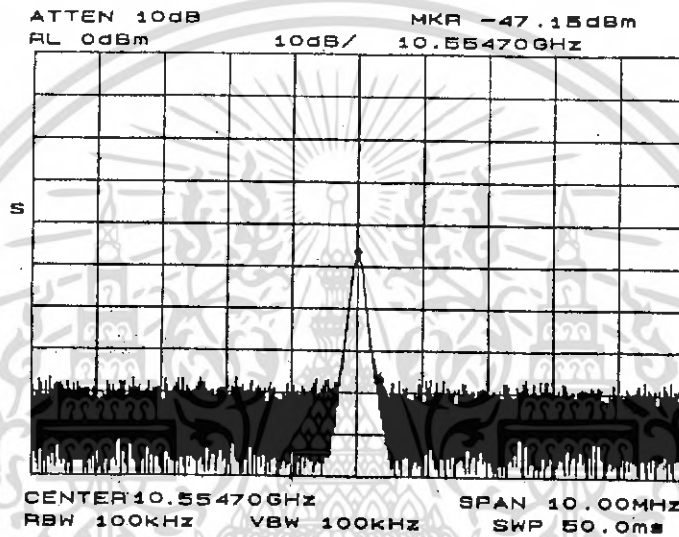


รูปที่ 4-15 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 อิลิเมนต์

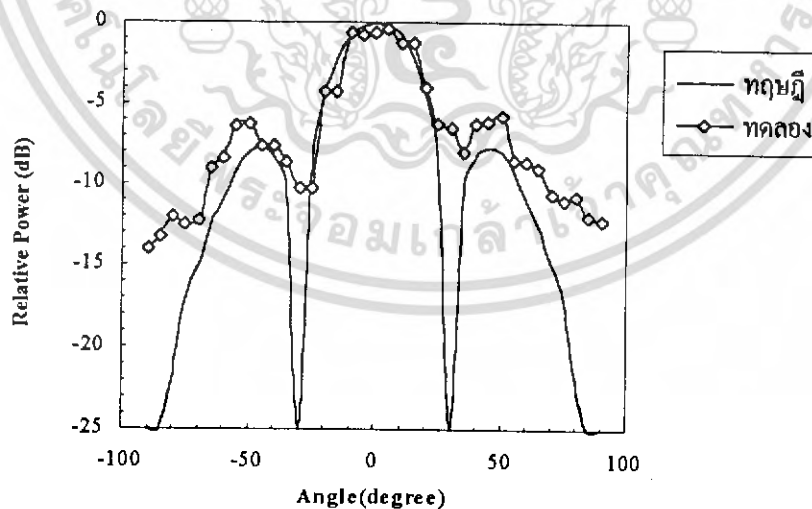
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 สายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 x 2 อาร์เรย์

จากการทดสอบสเปกตรัม และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 x 2 อาร์เรย์ในระนาบสนามแม่เหล็กนั้น จะมีความถี่ในการทำงานเท่ากับ 10.55470 GHz และมีกำลังค่ายอด (peak power) ที่รับได้จากสายอากาศแบบปากแตร เท่ากับ -51.90 dBm ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4-16



รูปที่ 4-16 สเปกตรัมของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 x 2 อาร์เรย์



รูปที่ 4-17 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบไมโครสตริปขนาด 2 x 2 อาร์เรย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 วิเคราะห์ผลการทดลอง

ในปริญญานิพนธ์ได้ทำการวิเคราะห์ความถี่ในการทำงานของสายอากาศแบบไมโครสตริป ที่มีรูปลักษณะสี่เหลี่ยมผืนผ้า และมีการป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริปไลน์ซึ่งมีด้วยกันอยู่ 3 แบบคือ

-แบบอติเมนต์ หรืออติเมนต์เดี่ยว โดยการทำการวิเคราะห์แบบใช้สัญญาณขนาดใหญ่บนเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ด้วยการจำลองทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า จากผลการทดสอบสายอากาศที่ได้สร้างขึ้นจริงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นเมื่อเปรียบเทียบกับแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ดีของสายอากาศที่ได้คำนวณเอาไว้ จะเห็นได้ว่าในสนามE-plane นั้นผลของสายอากาศที่วัดได้มีความลาดชันมากกว่า ทั้งห้องทดสอบไม่ดีพอ, สายเซมิริจิจึงมากและก็มีความยาวมากด้วย ส่วนสนามของH-plane คิดว่าคล้ายกันและมีความชันเหมือนกัน ที่เป็นเช่นนี้เพราะว่าเกิดการสูญเสียของค่ารีแอคแตนซ์ เพราะฉะนั้นวิธีแก้ก็ต้องคำนวณใหม่ และคำนึงถึงผลกระทบด้วย

-แบบสองอติเมนต์ ก็ได้ใช้สัญญาณที่มีขนาดใหญ่ทำการวิเคราะห์เช่นกัน จากผลการทดสอบของสายอากาศที่สร้างขึ้นจริง แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นเมื่อเปรียบเทียบกับแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ดีที่ได้คำนวณไว้ ด้วยเครื่องคอมพิวเตอร์จะเห็นว่า สนามแม่เหล็กไฟฟ้าH-plane ทั้งสองจะสูงขึ้น ผลที่เป็นเช่นนี้ เพราะเกิดการสูญเสียของกำลังต่ำ จึงทำให้เกิด Surface Wave (คลื่นผิว) หนทางแก้ไขต้องเพิ่มกำลังให้มากกว่านี้ ก็จะทำให้ผลดีขึ้น และพู่หลักตำแหน่งทิศทางการก็มีความใกล้เคียงกันกับที่ได้คำนวณเอาไว้

-แบบสี่อติเมนต์ หรือ (2 x 2 อาร์เรย์) ก็ได้ใช้สัญญาณขนาดใหญ่ทำการวิเคราะห์ผลเช่นกัน ด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ และได้ทำการจำลองทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเช่นกัน และจากผลของการวัดทดสอบของสายอากาศแบบ 2 x 2 อาร์เรย์นี้เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศที่ได้จำลองการทำงานเอาไว้ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ของสายอากาศนี้ จะสังเกตเห็นได้ว่ามีขีมีขี้วัดที่แคบลงคือ ค่า Q สูงขึ้น แต่มีแบนด์วิดท์กว้างขึ้น และพู่ข้างทั้งสองก็สูงขึ้นคล้ายกันกับ 2 อติเมนต์ ก็เป็นเช่นเดียวกัน แต่พู่หลักทางตำแหน่งทิศทาง และความลึกของบรอดไซด์โลบ (Broadside Lop) ก็เป็นไปตามทฤษฎีที่ได้คำนวณเอาไว้ จึงทำให้เฟสเดียวกันของสายอากาศขนาด 2 x 2 อาร์เรย์

วิธีการแก้ไขของการเกิด Surface Wave เพราะกำลังต่ำนี้วิธีแก้ไขทางฟังก์ชัน และวิธีการลดการเกิดคลื่นผิวให้ได้.

บทที่ 5

บทสรุป

ปริญญาโทฉบับนี้ ได้เสนอทฤษฎีการออกแบบและผลการทดสอบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีรูปลักษณะเป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้าและป้อนสัญญาณด้วยสตริปไลน์ ซึ่งมีด้วยกันสามแบบคือ แบบอติเมินต์เดี่ยว, แบบสองอติเมินต์ และแบบสี่อติเมินต์ สำหรับในการออกแบบได้ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์จำลองการไหลของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ส่วนสายอากาศที่ได้สร้างขึ้นจริงนั้นทำงานที่ความถี่ 9.8 GHz, 10.27 GHz และ 10.56 GHz ตามลำดับ จากผลการทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่สร้างจริงทั้งสามแบบนี้ เมื่อเปรียบเทียบกับแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ดีที่ได้จากการคำนวณเอาไว้ จะสังเกตเห็นได้ว่าตำแหน่งทิศทางเป็นไปตามทฤษฎี ดังนั้นจึงเชื่อได้ว่าสายอากาศที่ได้สาธิต จะถูกนำไปสร้างเป็นสายอากาศที่มีการแยกทึฟ และสายอากาศที่มีจำนวนอาร์เรย์มากขึ้น.

บรรณานุกรม

- 1) Y. Talcimoto, "Recent Activities on Millimeter Wave Indoor Lan System Development in Japan", The 1995 IEEE MTTT-S Int'l Microwave Symposium, Orlando, FA, May 1995, PP. 405-408.
- 2) S. Kawasaki and T. Itoh, "Quasi-Optical Planar Arrays with FET's and Slots", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.41, PP. 1838-1844.
- 3) Constantion A. Balanis, Antenna Theory Analysis and Design, Harper & Row Publishers, Inc, New York, 1982, P. 722 - 775.
- 4) I.J. Bahl and P. Bhartia, Microstrip Antennas, Artech House, Inc, Massachusetts, 1982.
- 5) K.C. Gupta, Ramesh Garg and I.J. Bahl, Microstrip Lines and Slotlines, Artech House, Inc, Massachusetts, 1979.
- 6) J.R. James & P.S. Hall, Handbook of Microstrip Antennas, James, J.R. James Roderick, 1933.
- 7) โมไนย ไกรฤกษ์, ทฤษฎีสายอากาศ (Antenna Theory), สำนักพิมพ์ฟิสิกส์ เซ็นเตอร์.
- 8) พิชัย กักดีพาณิชเจริญ, ทฤษฎีและการใช้งานความถี่ย่านไมโครเวฟสำนักพิมพ์ฟิสิกส์-เซ็นเตอร์ หน้า 76 - 81.
- 9) บัณฑิต โรจน์อารยานนท์, วิศวกรรมไมโครเวฟ, สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, หน้า 271 - 313.

ภาคผนวก

ตารางแสดงคุณสมบัติของวัสดุไดอิเล็กตริกชนิดต่างๆ

Material	Relative		Material	Relative	
	Permittivity (ϵ_r) at 10 GHz	Loss Factor ($\tan \delta$) at 10 GHz		Permittivity (ϵ_r) at 10 GHz	Loss Factor ($\tan \delta$) at 10 GHz
Alumina 99.5% Al_2O_3	9.5 - 10	0.0003	RT / Duroid 5870	2.33 ± 0.02	0.0012
Alumina 96% Al_2O_3	8.9	0.0006	RT / Duroid 5880	2.2	0.0009
Alumina 85% Al_2O_3	8.0	0.0015	RT / Duroid 6002	2.94	0.0012
Beryllia BeO	6.4	0.0003	RT / Duroid 6006	6.0 ± 0.15	0.0019
$(Zr, Sn) TiO_4$	38	< 0.0001	RT / Duroid 6010.5	10.5 ± 0.25	0.0024
			Ultralam 2000	2.5 ± 0.05	0.0022
BaO - PbO - Nd ₂ O ₃ - TiO ₄	88	< 0.0001			
DI-MIC CF	21.6 ± 0.6	0.0003	TMM-3	3.25	0.0016
DI-MIC CB	29.0 ± 0.7	0.0004	TMM-4	4.5	0.0017
DI-MIC CD	37.0 ± 1	0.0004	TMM-6	6.5	0.0018
DI-MIC CG	67.5 ± 2	0.0008	TMM-10	9.8	0.0017
DI-MIC NR	152.0 ± 5	0.0010	TMM-13	12.85	0.0019
Tran-Tech D-MAT	8.9 - 14	< 0.0002			
Tran-Tech D-450	4.5	< 0.0004	Arlon DiClad 527	2.5 ± 0.04	0.0019
Tran-Tech S-145	10.0	< 0.0002	Arlon DiClad 870	2.33 ± 0.04	0.0012
Tran-Tech S8400	10.5	< 0.0001	Arlon DiClad 880	2.20 ± 0.04	0.0009
Tran-Tech S8500	38.0	< 0.0001	Arlon DiClad 810	10.5 ± 0.25	0.0015
Tran-Tech S8600	80.0	< 0.0003	Arlon Epsilam-10	10.2 ± 0.25	0.0020
Polypropylene	2.18 ± 0.05	0.0003	Arlon CuClad 250	2.4 - 2.6	0.0018
			Arlon CuClad 233	2.33 ± 0.02	0.0014
			Arlon CuClad 217	2.17 ± 0.02	0.0008
Silicon Si ($10^3 \Omega\cdot m$)	11.9	0.0004	Arlon IsoClad 917	2.17 ± 0.02	0.0011
GaAs ($> 10^3 \Omega\cdot m$)	13.0	0.0006	Arlon IsoClad 933	2.33 ± 0.02	0.0014
Ferrite	9.0 - 16.0	≈ 0.0010	Epoxy FR4 GE313	4.4	≈ 0.0100

สัญลักษณ์ต่าง ๆ

A, \bar{A}	Vector magnetic potentials
A_x, A_y, A_z	
A_r, A_θ, A_ϕ	Components of \bar{A}
a	Radius of a circular disk
	Radius of a circular slot
	Side of a triangle
a_e	Effective radius
a_{eff}	Effective side of a triangle
a_{eq}	Equivalent radius
B	Signal bandwidth
	Susceptance
B_a, B_o, B_w	Susceptances
BW	Bandwidth
C, C_1	Capacitances
$Ce_m(\xi, q)$	Modified even Mathieu function
c	Velocity of electromagnetic waves in free space
$ce_m(\eta, q)$	Even Mathieu function
D, D_w	Directivities
E	Electric field
$\bar{E}, \bar{E}^e(r), \bar{E}^m(r)$	Electric field vectors
\bar{E}_t	Tangential electric field vector
E_x, E_y, E_z	
E_ρ, E_θ, E_ϕ	Components of \bar{E}
e	Eccentricity
\bar{e}_{nm}	Eigen vector
F, \bar{F}	Vector electric potentials
F_x, F_y, F_z	
F_r, F_θ, F_ϕ	Components of \bar{F}
f, f_a, f_d	Frequencies
f_c	Cut off frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

f_r	Resonant frequency
$f(\theta, \phi)$	Element pattern
G	Conductance
	Gain
	Green's function
G_a, G_w	Conductances
G_d, G_e, G_s	Gains
$G(r/r')$	Dyadic Green's function
g	Conductance
g_{12}	Mutual conductance
\vec{H}	Magnetic field
$\vec{H}, \vec{H}^e(r), \vec{H}^m(r)$	Magnetic field vectors
\vec{H}_t	Tangential magnetic field vector
H_x, H_y, H_z, H_r	
$H_\theta, H_\phi, H_\rho, H_\eta$	Components of \vec{H}
h	Substrate thickness
I, \vec{I}, \vec{I}_1	
I_0, I_z, I_{mn}	Electric currents
J, \vec{J}, J_s	Electric current densities
$J_0(x), J_n(x)$	Bessel functions
j	$\sqrt{-1}$
K, \vec{K}	Induced electric current densities
K_x, K_y, K_z	
K_ρ, K_θ, K_ϕ	Components of \vec{K}
K_{nm}	Normalized wave number
k, k_n, k_{mn}, k_{nm}	Wave numbers
k_0	Free-space wave number
L	Length of the microstrip antenna
	Inductance
L_1	Inductance
L_{eff}	Effective length of an antenna
ℓ, ℓ_1, ℓ_2	Lengths of transmission lines
M, \vec{M}	Induced magnetic current densities

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

M_x, M_y	Components of \vec{M}
M_0	Magnetic current density
MA	Microstrip antenna
MPA	Microstrip patch antenna
MSA	Microstrip slot antenna
MTA	Microstrip traveling-wave antenna
\hat{n}	Unit normal vector
\vec{P}	Polarization vector
P_o	Power input
P_R	Power radiated
P_T	Total Power
P_c	Conductor power loss factor
P_d	Dielectric power loss factor
P_L, P_R	Power per unit length
Q	Quality factor
Q_T	Total quality factor
Q_c, Q_d, Q_r	Various quality factors
q	Eigenvalue
R, R_0, R_r	Radiation resistances
R_c, R_d	Equivalent loss resistances
R_{in}	Real part of input impedance
R_s	Surface resistivity
R_1	Resistance
$R(\theta), R(\phi), R_E(\theta)$	Radiation power patterns
$R_H(\theta)$	Radiation power patterns
r	Radial distance
S	Surface area
	Side of a hexagon
SL	Side lobe level
$Se_n(\xi, q)$	Modified odd Mathieu function
s	VSWR
$se_m(\eta, q)$	Odd Mathieu function
T, T_x, T_y	Array factors

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

\bar{T}	Transformation vector
T_{amb}, T_{max}	Temperatures
TE	Transverse electric
TEM	Transverse electromagnetic
TM	Transverse magnetic
t	Strip thickness
$\tan \delta$	Loss tangent of dielectric material
$V, V_1, V_{mn}, V_0, V(l), V_1$	Voltages
VSWR	Voltage standing wave ratio
v	Volume
v_p	Phase velocity
W	Width of microstrip antennas Strip width of microstrip line
W_T	Total energy stored
W_e	Effective width Electric energy stored
W_m	Magnetic energy stored Strip width of microstrip line
W_s	Width of the slot
$W_e(f)$	Frequency dependent W_e
X, X_L	Reactances
X_{in}	Imaginary part of input impedance
Y, Y_{mn}, Y_w, Y_1	Admittances
Y_e, Y_i, Y_0	Characteristic admittances
Y_{in}	Input admittance
Z_A, Z_s, Z_0	Characteristic impedances
$Z_L, Z_W, Z_{oc}, Z_{om}, Z_{sc}$	Impedances
Z_{in}	Input impedance
α	Attenuation constant
α_c	α due to conductor loss
α_d	α due to dielectric loss
α_L	$\alpha_c + \alpha_d$
α_R	α due to radiation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

α_T	Total attenuation constant
$\beta, \beta_m, \beta_{mn}, \beta_n, \beta_x,$ $\beta_y, \beta_0, \beta_1, \beta_2$	Phase constants
δ	Skin depth
	Angle
$\delta(\vec{r})$	Dirac delta function
∇	Del operator
∇_t	Transverse del operator
Δx	Incremental change in a parameter x
ϵ	Permittivity
ϵ''	Imaginary component of ϵ
ϵ_e	Effective relative permittivity
ϵ_{ef}	Frequency dependent ϵ_e
ϵ_r	Relative permittivity
ϵ_0	Free-space permittivity
γ	Propagation constant
η	Efficiency
	Elliptical coordinate
	Impedance
η_0	Free-space impedance (= 120ohms)
λ	Wavelength in microstrip
λ_s	Wavelength in slotline
λ_0	Free-space wavelength
μ	Permeability
μ_r	Relative permeability
μ_0	Free-space permeability
ρ	Charge density
	Cylindrical coordinate
Γ, Γ_{mn}	Reflection coefficients
σ	Conductivity
Ω	ohms
ω, ω_{mn}	Angular frequencies
$\bar{\omega}$	Complex ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ω_i	Imaginary part of $\bar{\omega}$
ω_r	Real part of $\bar{\omega}$
π	A constant (= 3.1416)
ϕ	Electrostatic Potential Azimuth angle
ϕ', ϕ''	Cylindrical coordinates
ϕ_{mn}	Modal function
Ψ	Angle
Ψ_{mn}	Potential function
θ	Angle
θ_B	Half power beamwidth along broadside
θ_{BE}	Half-power beamwidth in E-plane
θ_{BH}	Half-power beamwidth in H-plane
θ_{BS}	Change in beamwidth
θ_m	Beam direction
θ_{max}	Maximum scan angle
θ_p	Beam position from broadside
θ_s	Side lobe angle
θ_o	Angular position of first null
θ_1	θ at half power point
ξ	Elliptical coordinate Wave number
ξ_0	Free-space admittance
Λ	Circumflex indicate unit vectors

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้