

ไมโครสตริปอาร์เรย์

Microstripe Array Antenna



โดย

นาย พยุงศักดิ์ จันทร์ศรี

นาย พรศักดิ์ หมั่นหาญ

เลขหน้.....

เลขทะเบียน.....42224

วัน, เดือน, ปี 15 ม.ค. 2545

.b.....

.i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

ไมโครสตริปอาร์เรย์
Microstripe Array Antenna

โดย

นาย พยุงศักดิ์ จันทร์ศรี 41013055

นาย พรศักดิ์ หมั่นหาญ 41013056

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. สมพล โกศลวิตร

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2543

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ไมโครสตริปอาร์เรย์

Microstrip Array Antenna

ผู้จัดทำ

1. นาย พยุงศักดิ์ จันทร์ศรี 41013055
2. นาย พรศักดิ์ หมั่นหาญ 41013056

.....
(ผศ. สมผล โกศลวิตร)

อาจารย์ที่ปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไมโครสตริปอาร์เรย์

Microstripe Array Antenna

โดย 1: นายพยุงศักดิ์ จันทร์ศรี 41013055
2: นายพรศักดิ์ หมั่นหาญ 41013056

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ. สมผล โกศลวิตร

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาเกี่ยวกับการทดลอง โครงงานไมโครสตริปอาร์เรย์(Microstripe Array) โดยขอบเขตของปริญญานิพนธ์นี้เริ่มจากการศึกษาชนิด คุณสมบัติ และลักษณะโครงสร้างโดยทั่วไปของไมโครสตริป, ลักษณะการแพร่กระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้า, การออกแบบและการสร้างไมโครสตริป โดยจะสร้างเป็นไมโครสตริปแบบสลับเสตสองชั้น แล้วนำไมโครสตริปที่ได้ มาสร้างเป็นไมโครสตริปอาร์เรย์แบบลิเนียร์อาร์เรย์ (Linear Array) จากนั้นก็ทดสอบและวิเคราะห์ผลการทดลอง โดยนำผลที่ได้เปรียบเทียบกับทฤษฎีโดเมนเชิงสเปกตรัม (Spectral Domain Approach)

Abstract

This thesis concerns the studying about of Microstripe Array Antenna. The area of thesis begin of studied about kind, property, electromagnatic field radiation, structure of Microstripe, design and make Microstripe Array Antenna. There for test and analysis of result. Taking of result to compare with Sprectral Domain Approach method.

บทที่ 1	บทนำ	
บทที่ 2	ทฤษฎีและหลักการ	
2.1	ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป	1
2.2	สมการคลื่น	6
2.3	การสร้างสมการคลื่น	10
2.4	การหาค่า $\bar{K}$ ของวงจรเชิงระนาบ	13
2.5	ขอบเขตเงื่อนไขรอยต่อสำหรับพิจารณาพฤติกรรม $\bar{K}$	14
2.6	ฟังก์ชันของกรีน (Green's Function)	17
2.7	ฟังก์ชันของกรีนของกรีนและไดอะล็อกฟังก์ชันของกรีน	18
2.8	การประยุกต์ใช้ฟังก์ชันของกรีน	21
2.9	การหาความถี่เรโซแนนซ์ (Resonance)	24
2.10	ไดอะล็อกฟังก์ชันของกรีน	24
2.11	พอยน์ติงเวกเตอร์ (Poynting Vector)	26
2.12	ค่าเฉลี่ยพอยน์ติงเวกเตอร์ (Average Poynting Vector)	27
2.13	ทฤษฎีบทพอยน์ติงเวกเตอร์เชิงซ้อน (Complex Poynting Vector's Theorem)	28
2.14	พลังงานสูญเสียในแผ่นตัวนำ	30
2.15	พลังงานสูญเสียในสารไดอิเล็กตริก (Dielectric Loss)	30
2.16	คลื่นในชั้นไดอิเล็กตริกหลายตัว	31
2.17	ทฤษฎีรีซิโปรซิตี (Reciprocity Theorem)	34
2.18	รีซิโปรซิตีของแพทเทอร์นการแพร่กระจายคลื่น	35
2.19	อาร์เรย์ (Array)	36
2.20	หลักการคูณแบบรูปแพร่กระจายคลื่น	38
2.21	การหาสนามจากไมโครสตริป	41
2.22	การออกแบบตัวแบ่งกำลัง	46
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	
3.1	ขั้นตอนในการสร้าง	49
3.2	การคำนวณและการออกแบบแผ่นตัวนำ (Patch)	50
3.3	การคำนวณและการออกแบบตัวป้อนสัญญาณ (Feed Line)	52
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	
4.1	การวัดค่า Impedance, SWR และ Return Loss	59
4.2	การวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น	64



สารบัญรูปภาพ

	หน้า
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	
รูปที่ 2.1 รูปแสดงลักษณะโครงสร้างทั่วไปของไมโครสตริป	1
รูปที่ 2.2 รูปแสดงรูปร่างต่างๆของแผ่นตัวนำ (Patch)	1
รูปที่ 2.3 รูปแสดงส่วนป้อนสัญญาณกลับของไมโครสตริป (Microstripe Line Feed)	2
รูปที่ 2.4 รูปแสดงผลลัพธ์จากการทำไมโครสตริปแบบป้อนกลับ	2
รูปที่ 2.5 รูปแสดงลักษณะของไมโครสตริปที่มีการป้อนกลับแบบโพรบ (Probe Feed)	3
รูปที่ 2.6 รูปแสดงลักษณะของเอพอร์เจอร์คัปเปิ้ลฟีด (Aperture Coupled Feed)	3
รูปที่ 2.7 รูปแสดงลักษณะสัญญาณในการป้อนสัญญาณแบบงอเอพอร์เจอร์คัปเปิ้ลฟีด (Aperture Coupled Feed)	4
รูปที่ 2.8 รูปแสดงลักษณะของพร็อกซิมิตีคัปเปิ้ลฟีด (Proximity Coupled Feed)	4
รูปที่ 2.9 รูปแสดงการสะท้อนคลื่นของกราวด์เพลน (Ground Plane)	4
รูปที่ 2.10 รูปแสดงวงจรเทียบเคียงสายไมโครสตริปแบบต่างๆ	5
รูปที่ 2.11 รูปแสดงลักษณะการวิเคราะห์ไมโครสตริปแบบ Microstripe Line Feed ในการวิเคราะห์แบบวงจรเชิงระนาบ	6
รูปที่ 2.12 รูปการวิเคราะห์ $\bar{H}_z$ ในวงจรเชิงระนาบ	7
รูปที่ 2.13 รูปแสดงการพิจารณาทิศทางในแนวตั้งฉากของสมการที่ 2.6 และ 2.7	8
รูปที่ 2.14 รูปแสดงรายละเอียดพิกัดของสมการที่ 2.21	12
รูปที่ 2.15 รูปใช้ประกอบการพิจารณาค่า $\bar{K}$	14
รูปที่ 2.16 รูปใช้ประกอบคำอธิบายกรณีไม่ปรากฏพอร์ท (Port) ภายนอก	15
รูปที่ 2.17 รูปใช้ประกอบคำอธิบายกรณี ณ ตำแหน่งพอร์ท (Port) ภายนอก	16
รูปที่ 2.18 รูปใช้ประกอบการหา I_{RF}	16
รูปที่ 2.19 รูปใช้ประกอบการหา V_{RF}	17
รูปที่ 2.20 รูปแสดงตำแหน่งของพิกัด D และ C	19
รูปที่ 2.21 รูปประกอบการพิจารณา ϕ_n	20
รูปที่ 2.22 รูปประกอบการพิจารณา $Z_{in} = Z_{ij}$	24
รูปที่ 2.23 รูปประกอบการพิจารณา z_{ij}	25
รูปที่ 2.24 รูปวงจรเทียบเคียงของ z_{in}	26
รูปที่ 2.25 รูปการจัดสายอากาศเพื่อวัดเพพเทอร์นและทฤษฎีรีซิโปรซิตี	30
รูปที่ 2.26 รูปแสดงการวางองค์ประกอบต่างๆ แบบเชิงเส้น	32
รูปที่ 2.27 รูปแสดงการวางองค์ประกอบต่างๆ แบบเชิงระนาบ	32
รูปที่ 2.28 รูปแสดงการวางองค์ประกอบต่างๆ แบบวงกลม	32

รูปที่ 2.29 รูปแสดงการวางองค์ประกอบต่างๆ แบบวงกลม	37
รูปที่ 2.30 รูปประกอบการหาสนามของไมโครสตริป	41
รูปที่ 2.31 รูปลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปเมื่อพิจารณาเป็นสายอากาศแบบช่องเปิด	42
รูปที่ 2.32 รูปประกอบการพิจารณาแวลวลำดับที่วางตัวในแนวแกน Z	44
รูปที่ 2.33 รูปแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวประสิทธิผลกับความยาว ของตัวแพร่กระจายคลื่น	45
รูปที่ 2.34 รูปประกอบการพิจารณาตัวแบ่งกำลังแบบ T-Junction	46
รูปที่ 2.35 รูปแสดงหลักการพิจารณาการปรับอิมพีแดนซ์ที่ตัวป้อนสัญญาณยาว $\lambda_g/4$	46
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้าง	
รูปที่ 3.1 รูปแสดงการใช้ปริ้นท์อิพ็อกซี (Exopy) มาทำสายอากาศไมโครสตริป	49
รูปที่ 3.2 รูปแสดงความสัมพันธ์ทั้งหมดในการคำนวณหาขนาดของแผ่นตัวนำ (Patch)	50
รูปที่ 3.3 รูปแสดงขนาดของแผ่นตัวนำ	52
รูปที่ 3.4 รูปแสดงความยาวของตัวป้อนกลับ	52
รูปที่ 3.5 รูปแสดงการปรับอิมพีแดนซ์ (Impedance)	53
รูปที่ 3.6 รูปวงจรเทียบเคียงแผ่นไมโครสตริป	55
รูปที่ 3.7 รูปแสดงการพิจารณาในการหาอิมพีแดนซ์ (Impedance)	56
รูปที่ 3.8 รูปแสดงขนาดส่วนต่างๆ ของไมโครสตริป 1 องค์ประกอบ	57
รูปที่ 3.9 รูปแสดงขนาดส่วนต่างๆ ของไมโครสตริปอาร์เรย์	58
บทที่ 4 การทดสอบและผลการทดลอง	
รูปที่ 4.1 รูปสมิธชาร์ทของสายอากาศไมโครสตริปแบบ 1 องค์ประกอบ	61
รูปที่ 4.2 รูปแสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการวัดของไมโครสตริป 1 องค์ประกอบ	61
รูปที่ 4.3 รูปแสดงการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่ได้จากการวัด	62
รูปที่ 4.4 รูปสมิธชาร์ทของสายอากาศไมโครสตริปอาร์เรย์	62
รูปที่ 4.5 รูปแสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการวัด	63
รูปที่ 4.6 รูปแสดงการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่ได้จากการวัด	63
รูปที่ 4.7 รูปแสดงการต่ออุปกรณ์เพื่อหาสนามไฟฟ้าของ สายอากาศไมโครสตริป 1 องค์ประกอบ	65
รูปที่ 4.8 รูปแสดงการต่ออุปกรณ์เพื่อหาสนามแม่เหล็กของ สายอากาศไมโครสตริป 1 องค์ประกอบ	65

รูปที่ 4.9 รูปแสดงการต่ออุปกรณ์เพื่อหาสนามไฟฟ้าของ สายอากาศไมโครสตริปอาร์เรย์	66
รูปที่ 4.10 รูปแสดงการต่ออุปกรณ์เพื่อหาสนามแม่เหล็กของ สายอากาศไมโครสตริปอาร์เรย์	66
รูปที่ 4.11 รูปแสดงหน้าจอของเครื่อง Network Analyzer เมื่อต้องการวัดแพทเทิร์น	67
รูปที่ 4.12 รูปสนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริป 1 องค์ประกอบ	68
รูปที่ 4.13 รูปสนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริป 1 องค์ประกอบ	68
รูปที่ 4.14 รูปสนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปอาร์เรย์	69
รูปที่ 4.15 รูปสนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปอาร์เรย์	69
รูปที่ 4.16 รูปการแพร่กระจายคลื่นเปรียบเทียบระหว่างสายอากาศไมโครสตริป แบบ 1 องค์ประกอบและแบบอาร์เรย์	70



บทที่ 1

บทนำ

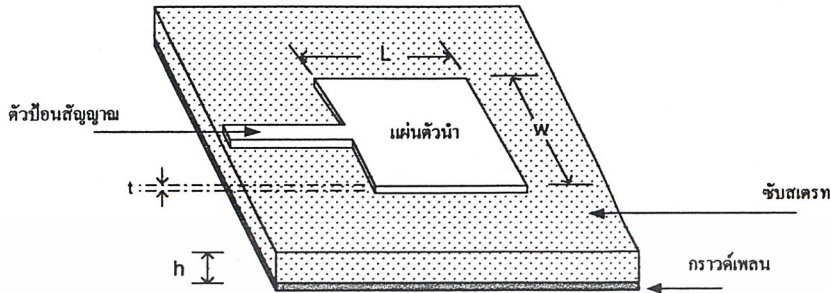
สายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Antenna) เป็นสายอากาศที่มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา สามารถที่จะผลิตได้ง่าย ราคาถูก และเรายังสามารถออกแบบให้แผ่นตัวนำ (Patch) มีรูปทรงต่างๆมากมายหลายรูปแบบทั้งนี้ขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ที่เราต้องการนำไปใช้งาน ว่ารูปทรงใดที่เหมาะสมกับงานและความต้องการของเรา แครูปทรงที่เป็นที่นิยมใช้ทั่วไปจะเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า เนื่องจากขั้นตอนในการคำนวณหาค่าคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศสามารถทำได้ง่ายกว่าสายอากาศที่ออกแบบให้มีรูปทรงอื่นๆ และโดยปกติคุณสมบัติการกระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า จะมีลักษณะการโพลาไรซ์ (Polarization) แบบเชิงเส้น แต่ไมโครสตริปมีข้อจำกัดที่สามารถรับกำลังได้ต่ำ เมื่อเปรียบเทียบกับท่อนำคลื่น (Wave Guide) และยังมีการลดทอนที่ค่อนข้างสูง เราจึงใช้ไมโครสตริปในการส่งสัญญาณระดับต่ำและอยู่ในพื้นที่จำกัด แต่เราก็สามารถเพิ่มประสิทธิภาพของสายไมโครสตริปได้โดยการสร้างเป็นแบบอาร์เรย์ ซึ่งจะทำให้ประสิทธิภาพและแบนวิธ (Bandwidth) ของสายไมโครสตริปเพิ่มขึ้น โดยการต่ออาร์เรย์ก็มีอยู่ด้วยกันหลายวิธี และผลที่ได้ในแต่ละวิธีก็จะแตกต่างกันด้วย ตัวอย่างเช่น ถ้าต้องการสายอากาศที่มีการชี้ทิศทางสูง ลำคลื่นหลักแคบๆ ก็ต้องออกแบบเป็นแถวลำดับสม่ำเสมอ (Uniform Array) แต่ถ้าต้องการให้ระดับลำคลื่นมีค่าต่ำๆ ก็ต้องออกแบบเป็นแถวลำดับทวินาม (Binomial Array) เป็นต้น เพราะฉะนั้นจึงอาจกล่าวได้ว่า ไม่มีการออกแบบแถวลำดับใดที่ดีที่สุดกับงานทุกๆ ประเภท แต่มีแถวลำดับที่เหมาะสมกับงานที่สุดเท่านั้น

ในบทที่ 4 ของปริญญาโทฉบับนี้ นอกจากจะมีผลการทดลองที่ได้จากการวัดคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริป 1 องค์ประกอบ และ สายอากาศไมโครสตริปอาร์เรย์ที่ทำงานที่ความถี่ 900MHz แล้ว ข้าพเจ้าก็ยังพยายามอธิบายถึงขั้นตอนต่างๆ ในการใช้เครื่อง Network Analyzer เพื่อวัดหาคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศในเบื้องต้น เพื่อให้ผู้ที่เริ่มต้นศึกษาสามารถเตรียมการ และทำงานได้รวดเร็วมากยิ่งขึ้น

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป

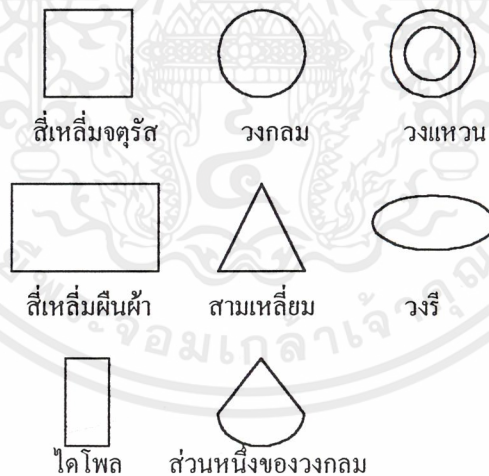


รูปที่ 2.1 แสดงลักษณะโครงสร้างทั่วไปของไมโครสตริป

โครงสร้างไมโครสตริปประกอบด้วยส่วนประกอบ 4 ส่วนคือ

1. แผ่นตัวนำ (Patch)

จะเป็นโลหะซึ่งต้องทำกรอบแบบ เพื่อให้ได้รูปแบบของการแพร่กระจายคลื่นได้ตามต้องการ โดยแผ่นโลหะดังกล่าว ต้องเลือกให้มีความหนาแน่นให้น้อยกว่าค่าความยาวคลื่นในอากาศมาก ($t \ll \frac{c}{f}$) เราสามารถออกแบบแผ่นตัวนำได้หลายรูปแบบ ดังนี้



รูปที่ 2.2 แสดงรูปร่างต่างๆของแผ่นตัวนำ Patch

แต่แบบที่พบบ่อยที่สุดคือ แบบสี่เหลี่ยม สามเหลี่ยม และแบบวงกลม เพราะสามารถสร้างได้ง่าย

2. สารตัวกลาง (Dielectric Substrate)

สำหรับการใช้งานไมโครสตริป สารตัวกลางดังกล่าวจะให้ค่า ϵ_r (Permittivity) อยู่ในระหว่าง 2.2-12 โดยค่า ϵ_r จะขึ้นอยู่กับชนิดและความหนาของสารตัวนำนั้นๆ โดยทั่วไปสารตัวกลางมี ϵ_r มากๆจะมีความหนาแน่นน้อย ทำให้ใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่แคบ ซึ่งจะเหมาะสมสำหรับงานทางด้านไมโครเวฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Dominant Mode) แต่ในทางกลับกัน สารตัวกลางที่ค่า ϵ_r น้อยๆจะมีความหนาแน่นมาก ทำให้สามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่กว้างมากๆ (Hybrid Mode) ซึ่งจะมีประสิทธิภาพเหนือกว่ามาก

3. ส่วนป้อนสัญญาณ (Feed Line)

จะทำหน้าที่เป็นตัวป้อนสัญญาณให้กับไมโครสตริป ซึ่งส่วนนี้จะมีความสำคัญมาก เพราะมันมีผลต่อการโพลาไรเซชัน (Polarization) ของสายอากาศ และการทำแมตชิ่ง (Matching)

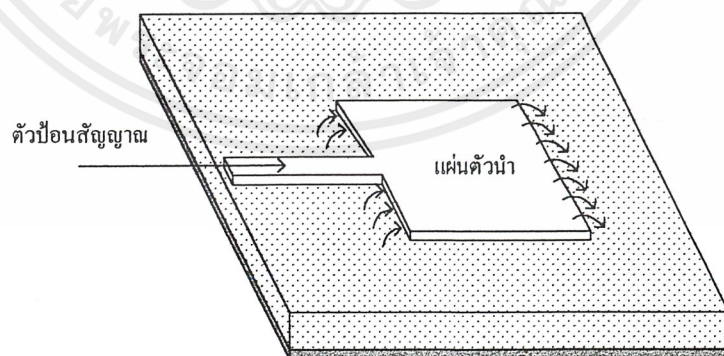
วิธีป้อนสัญญาณมีอยู่ 4 วิธี ดังนี้

3.1 วิธีแบบไมโครสตริปแบบป้อนกลับ (Microstrip Line Feed)



รูปที่ 2.3 แสดงส่วนป้อนสัญญาณกลับของไมโครสตริป (Microstrip Line Feed)

วิธีนี้เป็นวิธีที่ง่ายที่สุดในการป้อนสัญญาณ ก็คือการต่อไมโครสตริปเข้ากับสารตัวกลางเลย สามารถสร้างไปพร้อมๆกันกับการทำสายไมโครสตริปได้เลย อีกทั้งการป้อนกลับ(Feed) แบบนี้ยังสามารถปรับแมตชิ่งอิมพีแดนซ์(Matching Impedance) ได้ในตัวอีกด้วย แต่ข้อเสียคือสายอากาศที่มีการป้อนแบบนี้จะส่งสัญญาณไปได้ไม่ดีนัก ทั้งนี้พิจารณาจากเนื่องจาก ความไม่ต่อเนื่องทางรูปร่างของแผ่นตัวนำ (Patch) กับส่วนป้อนสัญญาณ (Feed Line)

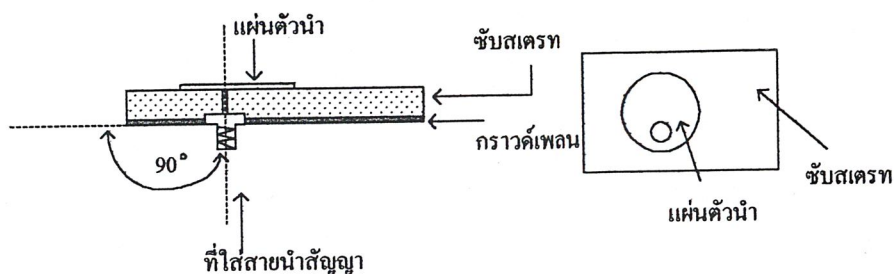


รูปที่ 2.4 แสดงผลลัพธ์จากการทำไมโครสตริปแบบป้อนกลับ (Microstrip Line Feed)

และอีกเหตุผลหนึ่งก็คือความไม่สม่ำเสมอของผิวโลหะ ซึ่งจะต้องพบแน่นอนในทางปฏิบัติ โดยคุณสมบัติตัวนี้ทำให้เกิดกำลังไปที่ไซด์โลบเลเวล (Side Lobe Level) มากขึ้น ทำให้กำลังในทิศทางหลัก(ตามแนวโคเรคทีวิตี {Directivity})มีค่าลดลง อีกทั้งส่งผลกระทบต่อย่านความถี่ใช้งานก็จะกว้างขึ้นด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ไมโครสตริปที่มีการป้อนกลับแบบโพรบ (Probe Feed)



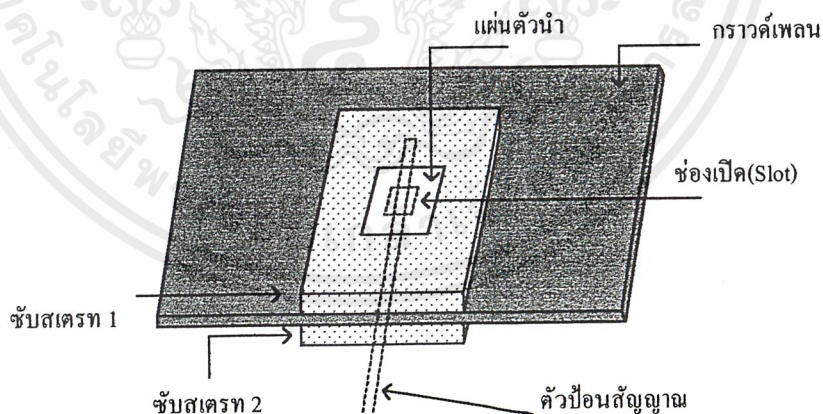
รูปที่ 2.5 แสดงลักษณะของไมโครสตริปที่มีการป้อนกลับแบบโพรบ (Probe Feed)

วิธีนี้จะใช้สายนำสัญญาณซึ่งมีใช้กันทั่วไปคือ สายแกนคู่ (Coaxial) เข้าไปต่อที่ฐานของสายอากาศตามรูป ซึ่งการที่จะต่อให้สายนำสัญญาณกับแผ่นตัวนำ (Patch) อยู่ในมุมที่ตั้งฉากกัน 90 องศา และเหตุที่ต่อไว้กับกราวด์เพลน (Ground Plane) ก็เพื่อลดผลของสัญญาณรบกวน

การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสำหรับการป้อนสัญญาณลักษณะนี้ จะขึ้นอยู่กับความหนาของชั้นสารตัวกลาง โดยถ้าหากสารตัวกลางหนามากก็จะมีผลการแพร่กระจายคลื่นออกมาในปริมาณที่มาก แต่จะมีการแพร่กระจายที่น้อยในสารตัวกลางที่มีความหนาของชั้นสารตัวกลางน้อย

ข้อดีของการป้อนสัญญาณแบบนี้คือ สามารถต่อสายนำสัญญาณจากสายอากาศกับสายนำสัญญาณตัวอื่นๆ ได้ง่าย แต่การป้อนสัญญาณแบบนี้จะทำให้เกิดรบกวน แผ่นตัวนำ (Patch) โดยจะส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของการโพลาไรเซชัน (Polarization) และการแพร่กระจายของสัญญาณ ซึ่งต้องหลีกเลี่ยง

3.3 วิธีแบบอเพอร์เจอร์คัปเปิลฟีลด์ (Aperture Coupled Feed)

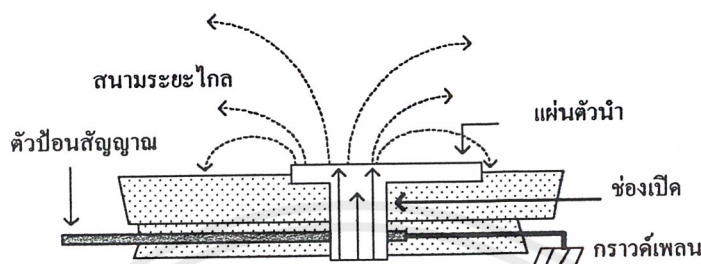


รูปที่ 2.6 แสดงลักษณะของอเพอร์เจอร์คัปเปิลฟีลด์ (Aperture Coupled Feed)

วิธีนี้สามารถแยกการแพร่กระจายคลื่นจากแผ่นตัวนำ (Patch) กลับส่วนป้อนสัญญาณ (Feed) ไม่ให้รบกวนกันได้อย่างสิ้นเชิง โดยการนำเอาระยะนาบกราวด์เพลน (Ground Plane) มากั้นไว้

สำหรับวิธีนี้ต้องกำหนดให้สารตัวกลางที่อยู่ด้านบนต้องมีค่า ϵ_r ที่น้อยกว่าสารตัวกลางที่อยู่ด้านล่าง ซึ่งจุดประสงค์ตรงนี้ก็เพื่อ ปรับการแพร่กระจายของคลื่นทางด้านบนให้มีช่วงความถี่กว้าง

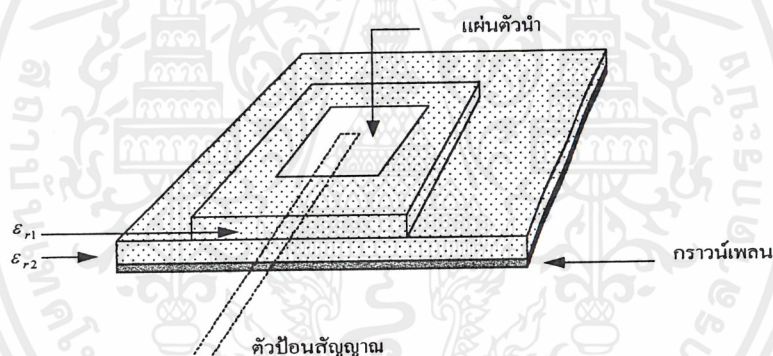
จากรูปสล็อต (Slot) มีไว้เพื่อนำสัญญาณที่ได้มาจากไมโครสตริปลาย (Microstrip Line) มาป้อนให้กับสารตัวกลางทั้ง 2 ซึ่งทั้งสารตัวกลางและกราวด์เพลน (Ground Plane) ก็จะถูกเชื่อมต่อกันด้วยสล็อต (Slot) ทั้งสิ้น



รูปที่ 2.7 แสดงลักษณะสัญญาณในการป้อนสัญญาณแบบพอเจอร์กลับเปิดพีค

(Aperture Coupled Feed)

3.4 วิธีแบบพริอกซิมิตีกลับเป็พีค (Proximity Coupled Feed)

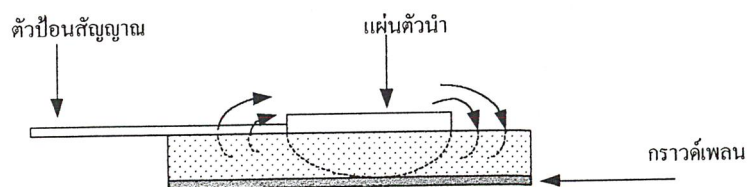


รูปที่ 2.8 แสดงลักษณะของพริอกซิมิตีกลับเป็พีค (Proximity Coupled Feed)

จากรูปวิธีนี้จะใช้สำหรับการทำไมโครสตริปแบบมัลติเลเยอร์ (Multi Layer) โดยจะเลือกค่าไดอิเล็กตริกซับสเทต (Dielectric Substate) และขนาดของมันที่ต่างกัน โดยผลของการทำแบบนี้จะทำให้สัญญาณที่แพร่ออกมา มีช่วงความถี่ใช้งานกว้างที่สุด โดยจะเป็นในลักษณะไฮบริดโหมด (Hybrid Mode)

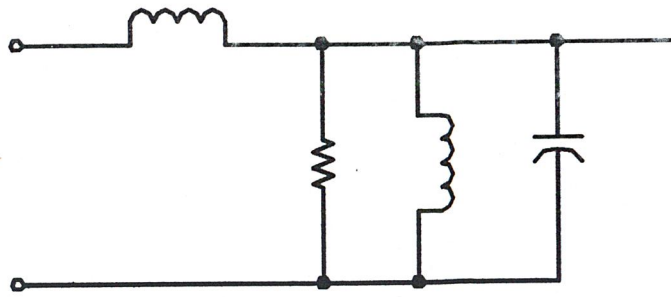
4. กราวด์เพลน (Ground Plane)

กราวด์เพลน (Ground Plane) จะทำโดยโลหะซึ่งต้องมีขนาดใหญ่กว่าแผ่นตัวนำ (Patch) มากๆ ซึ่งในทางทฤษฎีขอบเขตของกราวด์เพลน (Ground Plane) คือ $x(-\infty, \infty)$, $y(-\infty, \infty)$ และ $z(-\infty, \infty)$ โดยหน้าที่ของกราวด์เพลนจะทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อนคลื่น

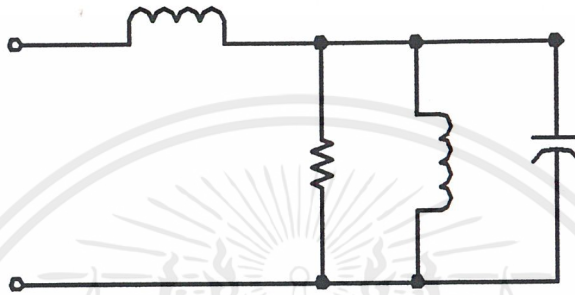


รูป 2.9 แสดงลักษณะการสะท้อนคลื่นของกราวด์เพลน (Ground Plane)

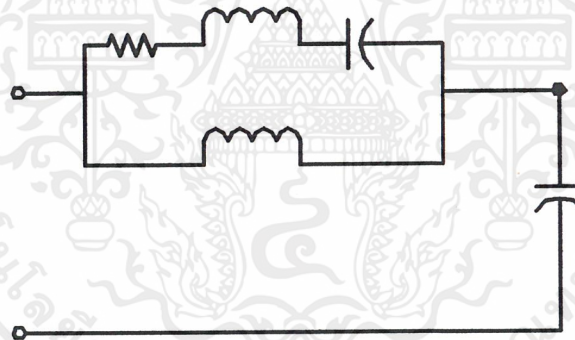
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



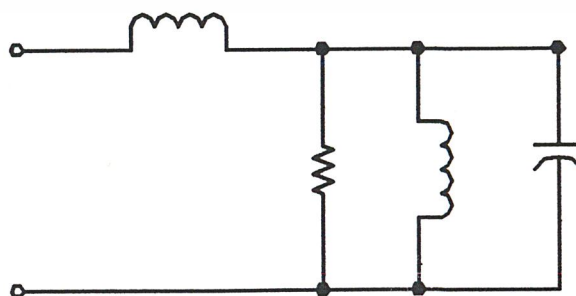
(a) รูปวงจรสมมูลของสายไมโครสตริป
แบบป้อนกลับ (Microstrip Line Feed)



(b) รูปวงจรสมมูลของสายไมโครสตริป
แบบโพรบ (Microstrip Probe Feed)



(c) รูปวงจรสมมูลของสายไมโครสตริป
แบบอเพอร์เจอร์คัปเปิลเป็ด
(Microstrip Aperture Couple Feed)

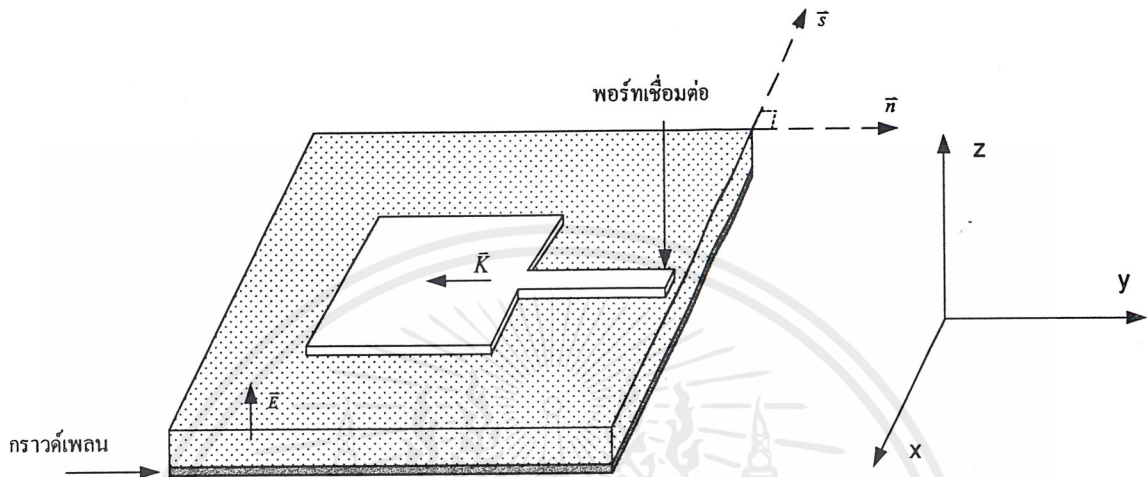


(d) รูปวงจรสมมูลของสายไมโครสตริป
แบบพรีอิมิตีคัปเปิลเป็ด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.10 รูปวงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Antenna) แบบต่างๆ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 สมการคลื่น (Wave Equation)

ในที่นี้เราจะมาพิจารณาสมการที่ได้จากการวิเคราะห์วงจรเชิงระนาบ อันเป็นแนวคิดหลัก (Main Idea) ของไมโครสตริป สมการคลื่นนี้จะพิจารณาโดยใช้ความสัมพันธ์ของสมการแปรตามเวลาของแมกซ์เวลล์ (Maxwell) ร่วมกับการวิเคราะห์ขอบเขตรอยต่อของสนามแปรตามเวลา ดังนี้



รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะไมโครสตริปแบบ Microstrip Line Feed

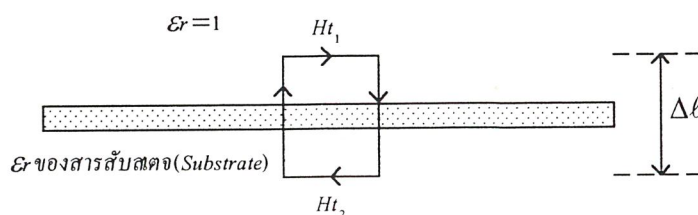
ในการวิเคราะห์แบบวงจรเชิงระนาบ

จากรูป อาศัยผลการวิเคราะห์ของสนามแปรตามเวลาของแมกซ์เวลล์ (Maxwell) จะได้ว่า “ค่าสนามในตัวนำ (Patch) เป็นศูนย์ทั้งหมด” เนื่องด้วยผลของ สกินดีฟ (Skin Depth) ซึ่งขอบเขตสำหรับการวิเคราะห์นี้จะทำให้

$$\begin{aligned} E_t &= 0 \\ D_n &= \rho_s \\ B_n &= 0 \end{aligned} \quad \dots\dots (2.1)$$

แต่ในกรณีความเข้มสนามแม่เหล็กตามแนวเส้นสัมผัส ($\vec{H}_t$) ถ้าพิจารณาเฉพาะส่วนของตัวนำ (Patch) จะเป็นศูนย์ แต่ถ้าภายนอกตัวนำจะไม่ใช่ศูนย์

พิจารณา



รูปที่ 2.12 สำหรับการวิเคราะห์ $\vec{H}_t$ ในวงจรเชิงระนาบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกฎของแอมแปร์ (Ampere's Law) จะได้

$$I_{en-close} = \oint \vec{H}(t) \cdot d\vec{l} = \int_S (\vec{J} + \vec{J}_d) \cdot d\vec{s}$$

เมื่อ $\vec{H}_{(t)}$ คือ $\vec{H}$ ที่แปรตามเวลา

$$[H_{t1} - H_{t2}] \cdot \Delta \ell = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{s} + \int_S \vec{J}_d \cdot d\vec{s}$$

$$[H_{t1} - H_{t2}] \cdot \Delta \ell = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{s} + \int_S \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \cdot d\vec{s}$$

ซึ่งเมื่อพิจารณาผลของ สกินดีฟ (Skin Depth) จะได้ว่า

$$\Delta \ell \rightarrow 0$$

$$\therefore \int_S \vec{J} \cdot d\vec{s} + \int_S \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \cdot d\vec{s} \approx 0$$

ซึ่งนั่นหมายความว่า

$$[H_{t1} - H_{t2}] = \Delta \ell = 0$$

$$\therefore H_{t1} - H_{t2} = 0$$

$$\therefore H_{t1} = H_{t2}$$

..... (2.2)

ซึ่งสมการที่ 2.2 เราสามารถขยายความได้ว่า ปริมาณความหนาแน่นกระแส ($\vec{J}$) และอัตราการเปลี่ยนแปลงของความหนาแน่นสนามไฟฟ้า ($\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$) “ต้องมีค่าคงที่แน่นอน”

จากการแสดงเหตุผลสนับสนุนดังกล่าวสมการที่ 2.1 และ 2.2 จะใช้สำหรับอธิบายปรากฏการณ์ตัวนำทั่วไป แต่ในกรณีตัวนำสมบูรณ์แบบ (Perfect – Conductor) ค่าสกินดีฟ (Skin Depth) จะน้อยมากๆจนทำให้ $\vec{J} \rightarrow \infty$ นั่นเพราะ

$$\vec{J} = \frac{dI}{ds} \cdot \vec{a}_n \approx \frac{\Delta I}{\Delta S} \cdot \vec{a}_n$$

..... (2.3)

ซึ่งจากสมการที่ 2.3 ถ้า $\Delta S \rightarrow 0$ (เป็นผลจาก สกินดีฟ (Skin Depth)) จะได้ $\vec{J} \rightarrow \infty$ ดังที่กล่าวมาแล้วนั่นเอง ดังนั้นในการวิเคราะห์แบบนี้ต้องทำการแปลง $\vec{J} \rightarrow \vec{K}$ เมื่อ $\vec{K}$ คือค่าความหนาแน่นของกระแสเชิงผิว โดยการให้

$$\vec{K}_t = \lim_{\Delta \ell \rightarrow 0} \vec{J}(t) \cdot \Delta \ell$$

..... (2.4)

ซึ่งจากสมการที่ 2.4 เราสรุปออกมาอยู่ในรูปสมการการแปลงทั่วไป จะได้ว่า

$$\vec{H}(t) = \vec{K}(t) \lim_{\Delta \ell \rightarrow 0} \vec{J}(t) \cdot \Delta \ell$$

หรือ

$$\vec{H} = \vec{K}$$

$$\dots\dots \frac{A}{M}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเขียนในรูปสมการเวกเตอร์ (Vector) ได้ว่า

$$\vec{a}_n \times \vec{H} = \vec{K} \quad \dots\dots (2.5)$$

ดังนั้นจากรูปที่ 2.11 จะได้ว่า

$$\vec{K} = -\vec{a}_z \times \vec{H}_t \quad \dots\dots \frac{A}{M} \quad \dots\dots (2.6)$$

สมการที่ 2.6 เป็นการพิจารณาทิศทางจากรอยต่อไปยังตัวกลางและจาก

$$V_{ab} = -\int_b^a \vec{E} \cdot d\vec{\ell}$$

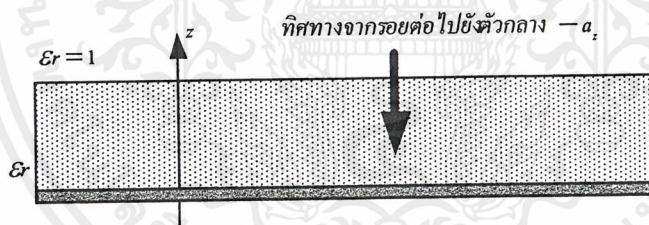
ซึ่งเรามองจุด b เป็นระยะ h ของวงจรเชิงระนาบ และ a คือตำแหน่งของกราวนด์เตจ (Ground State) ซึ่งสมมุติให้อยู่ ณ จุดกำเนิด (Origin)

$$V_{on} = -\int_0^h (|E_z| \vec{a}_z) \cdot (dz \cdot (-\vec{a}_z)) \quad ; \text{พิจารณาจากรอยต่อไปยังตัวกลางจะได้}$$

$$V_{on} = |E_z| \int_0^h dz = -h|E_z|$$

หรือเครื่องหมายค่าสมบูรณ์ (absolute) ไว้ในฐานที่เข้าใจจะได้ว่า

$$V_{oh} = -hE_z \quad \dots\dots (2.7)$$



รูปที่ 2.13 แสดงการพิจารณาทิศทางในแนวตั้งฉากของสมการที่ 2.6 และ 2.7

จากสมการของแมกเวลล์ (Maxwell) $\nabla \times \vec{H} = \vec{J}$

ซึ่งถ้าเป็นสนามแปรตามเวลาจะได้ว่า

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{H}_t &= \vec{J} + \vec{J}_d \\ &= \sigma \vec{E} + \frac{\partial (\epsilon \vec{E})}{\partial t} \\ &= \left\{ \sigma + \epsilon \frac{\partial}{\partial t} \right\} \vec{E} \\ \nabla \times \vec{H}_t &= \{ \sigma + j\omega \epsilon \} \vec{E} \end{aligned}$$

โดยที่

$$\nabla \times \vec{H}_{(t)} = \left\{ \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right\} \vec{a}_x - \left\{ \frac{\partial H_z}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial z} \right\} \vec{a}_y + \left\{ \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right\} \vec{a}_z \quad \text{..... (2.8)}$$

และ

$$\{\sigma + j\omega\epsilon\} \vec{E} = \{\sigma + j\omega\epsilon\} E_x \vec{a}_x + \{\sigma + j\omega\epsilon\} E_y \vec{a}_y + \{\sigma + j\omega\epsilon\} E_z \vec{a}_z \quad \text{..... (2.9)}$$

แต่สมการที่ 2.1 ทำให้เราได้ว่า

E_t คือ E ในแนว X-Y

เพราะฉะนั้นสมการที่ 2.9 จะได้ว่า $E_t = 0$

$$\therefore E_x = E_y = 0$$

$$\{\sigma + j\omega\epsilon\} \vec{E} = 0 \vec{a}_x + 0 \vec{a}_y + \{\sigma + j\omega\epsilon\} E_z \vec{a}_z \quad \text{..... (2.10)}$$

เทียบสัมประสิทธิ์สมการที่ 2.8 กับสมการที่ 2.10 จะได้

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = 0 \quad ; \text{ สำหรับ } \vec{a}_x \quad \text{..... (2.11)}$$

$$-\frac{\partial H_z}{\partial x} + \frac{\partial H_x}{\partial z} = 0 \quad ; \text{ สำหรับ } \vec{a}_y \quad \text{..... (2.12)}$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = \{\sigma + j\omega\epsilon\} \cdot E_z$$

จากสมการที่ 2.11 และ 2.12 เราจะได้ว่า

$H_z =$ ค่าคงที่

แต่จากสมการที่ 2.6 เรากลับได้ว่า $H_z = 0$

เราจะได้ว่า $E_x = E_y = H_z = 0$

และจากสมการ

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} && ; \text{ สมการของแมกเวลล์} \\ &= -j\omega \vec{B} \\ \nabla \times \vec{E} &= -j\omega \mu \vec{H} \end{aligned} \quad \text{..... (2.14)}$$

จากสมการที่ 2.14 ถ้าใส่เงื่อนไข E_x, E_y และ H_z แล้วจะได้ว่า

$$\nabla \times \vec{E}_z = -j\omega \mu \vec{H}_t \quad \text{..... (2.15)}$$

2.3 การสร้างสมการคลื่น

ที่ผ่านมาเป็นการวิเคราะห์เพื่อหาสมการเกี่ยวข้องสำหรับการใช้วิเคราะห์สมการคลื่น โดยในการสร้างสมการคลื่น จะมีสมการที่เกี่ยวข้องดังนี้

$$\vec{K} = -\vec{a}_z \times \vec{H}_t \quad ; \text{ซึ่งเป็นสมการที่ 2.6}$$

$$V_{oh} = -h\vec{E}_z \quad ; \text{ซึ่งเป็นสมการที่ 2.7}$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = \{\sigma + j\omega\epsilon\} \cdot E_z$$

หรือ $\nabla \times H_t = \{\sigma + j\omega\} \cdot E_z \quad ; \text{ซึ่งเป็นสมการที่ 2.13}$

$$\nabla \times \vec{E}_z = -j\omega\mu\vec{H}_t \quad ; \text{ซึ่งเป็นสมการที่ 2.15}$$

ขั้นตอนที่ 1

ทำสมการที่ 2.13 กับสมการที่ 2.7

จากสมการที่ 2.13

$$\begin{aligned} \nabla_t \times H_t &= \{\sigma + j\omega\} \cdot E_z \\ &= \sigma \vec{E}_z + j\omega\epsilon \vec{E}_z \\ &= \vec{J}_z + j\omega\epsilon \left(\frac{V_{oh}}{-h} \cdot \vec{a}_z \right) \quad ; \text{จากสมการที่ 2.7} \end{aligned}$$

$$\nabla_t \times H_t = \vec{J}_z - \frac{j\omega\epsilon}{h} \cdot V_{oh} \cdot \vec{a}_z$$

เอา $\vec{a}_z$ คัด (Dot Product) ทั้ง 2 ข้างของสมการ

$$(\nabla_t \times H_t) \cdot \vec{a}_z = \left\{ \vec{J}_z - \frac{j\omega\epsilon}{h} \cdot V_{oh} \right\} \cdot \vec{a}_z \quad \dots\dots (2.16)$$

จากสมการที่ 2.6

$$\vec{K} = -\vec{a}_z \times \vec{H}_t$$

ใส่ ไดเวอร์เจนซ์ (Divergent) $\nabla \cdot$ ทั้ง 2 ข้างของสมการ

$$\nabla \cdot \vec{K} = \nabla \cdot (-\vec{a}_z \times \vec{H}_t)$$

และจากเอกลักษณ์เวกเตอร์

$$\nabla \cdot (\vec{A} \times \vec{B}) = \vec{B} \cdot (\nabla \times \vec{A}) - \vec{A} \cdot (\nabla \times \vec{B})$$

$$\therefore \nabla \cdot (-\vec{a}_z \times \vec{H}_t) = \vec{H}_t \cdot (\nabla \times \vec{a}_z) + \vec{a}_z \cdot (\nabla \times \vec{H}_t)$$

$$\nabla \cdot (-\vec{a}_z \times \vec{H}_t) = 0 + \vec{a}_z \cdot (\nabla \times \vec{H}_t)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\nabla \cdot (-\vec{a}_z \times \vec{H}_t) = \vec{a}_z \cdot (\nabla \times \vec{H}_t) \quad \dots\dots (2.17)$$

ซึ่งสมการที่ 2.17 ก็จะได้ออกเท่ากับ $\nabla \cdot \vec{K}$ ดังนั้นสมการที่ 2.16 ก็จะได้อ

$$\nabla \cdot \vec{K} = J_z - \frac{j\omega\epsilon}{h} \cdot V_{oh} \quad \dots\dots (2.18)$$

ขั้นตอนที่ 2 ทำสมการที่ 2.15 กับสมการที่ 2.7

$$\nabla \times \vec{E}_z = -j\omega\mu\vec{H}_t \quad ; \text{ซึ่งเป็นสมการที่ 2.15}$$

ซึ่งจากเอกลักษณ์เวกเตอร์

$$\nabla \times \vec{A} = -K\vec{B}$$

$$\nabla \vec{A} = -K\vec{a}_A \times \vec{B}$$

ซึ่งจะได้ว่า

$$\nabla \times \vec{E}_z = -j\omega\mu\vec{H}_t$$

$$\nabla E_z = -j\omega\mu\vec{a}_z \times \vec{H}_t$$

$$\nabla \left(\frac{V_{oh}}{-h} \right) = j\omega\mu(-\vec{a}_z \times \vec{H}_t)$$

ซึ่ง

$$\boxed{-\vec{a}_z \times \vec{H}_t = \vec{K}}$$

$$\therefore \nabla \left(\frac{V_{oh}}{-h} \right) = j\omega\mu\vec{K}$$

$$\nabla(V_{oh}) = -j\omega\mu h\vec{K}$$

..... (2.19)

ใส่ ไดเวอร์เจนซ์(Divergent) $\nabla \cdot$ ตลอดทั้งสมการ

$$\nabla \cdot \{\nabla(V_{oh})\} = -j\omega\mu h(\nabla \cdot \vec{K})$$

แทนค่า $(\nabla \cdot \vec{K})$ จากสมการที่ 2.18 ลงในสมการนี้

$$\nabla \cdot \{\nabla(V_{oh})\} = -j\omega\mu h \left[J_z - \frac{j\omega\epsilon}{h} \cdot V_{oh} \right]$$

$$\nabla^2(V_{oh}) = -j\omega\epsilon h J_z - \omega^2 \mu \epsilon V_{oh}$$

ถ้าให้ $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$

$$\therefore \nabla^2(V_{oh}) = -j\omega\epsilon h J_z - k^2 V_{oh}$$

$$(\nabla^2 + k^2)V_{oh} = -j\omega\epsilon h J_z$$

..... (2.20)

ในสมการที่ 2.20 เราทราบว่าค่าความหนาแน่นของกระแสบนตัวนำเป็นศูนย์

$$(\nabla^2 + k^2)V_{oh} = 0$$

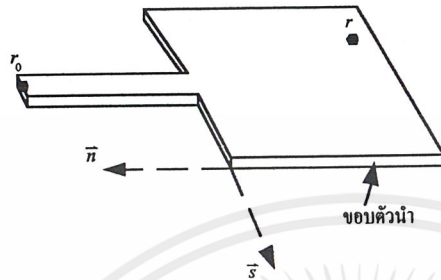
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ภายนอกตัวนำไม่เป็นศูนย์

$$(\nabla^2 + k^2)V_{oh} = -j\omega\epsilon h J_z$$

ซึ่งทั้งนี้เพราะสนามกระตุ้น J_z มีลักษณะเป็น

$$J_z = -\vec{K} \cdot \vec{\delta}(r - r_0) \quad \text{..... (2.21)}$$



รูปที่ 2.14 แสดงรายละเอียดของพิกัดของสมการที่ 2.21

โดยที่

r_0 แทนตำแหน่งแหล่งจ่ายของพอร์ทเหนี่ยวนำ (Source Location Of Coupling Port)

r ตำแหน่งใดๆบนตัวนำ

$\vec{k}$ เวกเตอร์หนึ่งหน่วย (Unit Vector) ที่วิ่งออกจากเส้นขอบตัวนำ ในทิศตั้งฉากกับขอบตัวนำ

ดังนั้นถ้าหากแทนสมการที่ 2.21 ลงในสมการที่ 2.20 จะได้

$$(\nabla^2 + k^2)V_{oh} = j\omega\mu h \vec{K} \cdot \vec{\delta}(r - r_0) \cdot \vec{k} \quad \text{..... (2.22)}$$

ณ $r = r_0$

$$(\nabla^2 + k^2)V_{oh} = j\omega\mu h \vec{K} \cdot \vec{k} \quad \text{..... (2.23)}$$

ณ $r \neq r_0$

$$(\nabla^2 + k^2)V_{oh} = 0 \quad \text{..... (2.24)}$$

จากสมการที่ 2.22 เราปรับ V_{oh} เพื่อพิจารณา E_z ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} (\nabla^2 + k^2)(-hE_z) &= -j\omega\mu h \vec{K} \cdot \vec{\delta}(r - r_0) \cdot \vec{k} \\ \therefore (\nabla^2 + k^2)(E_z) &= -j\omega\mu h \vec{K} \cdot \vec{\delta}(r - r_0) \cdot \vec{k} \end{aligned} \quad \text{..... (2.25)}$$

ซึ่งเราสามารถสรุปสำหรับหัวข้อนี้ได้ว่า

สมการคลื่นคือ

$$(\nabla^2 + k^2)V = -j\omega\mu h \vec{K} \cdot \vec{\delta}(r - r_0) \cdot \vec{k} \quad ; \text{เมื่อ } k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$$

หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(\nabla^2 + k^2)(E_z) = j\omega\mu h \bar{K} \delta(r - r_0) \cdot \bar{n} \quad ; \text{เมื่อ } k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$$

ซึ่งจาก $\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H} \quad \Rightarrow \text{แก้ปัญหาแบบเดียวกับสมการที่ 2.8, 2.9 และ 2.10}$$

เมื่อใส่เงื่อนไข $E_x = E_y = H_z = 0$ และเงื่อนไขของวงจรเชิงระนาบ ($\frac{\partial}{\partial z} = 0$) จะได้ว่า

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial E_z}{\partial y} &= -j\omega\mu H_x \\ \frac{\partial E_z}{\partial x} &= j\omega\mu H_y \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots (2.26)$$

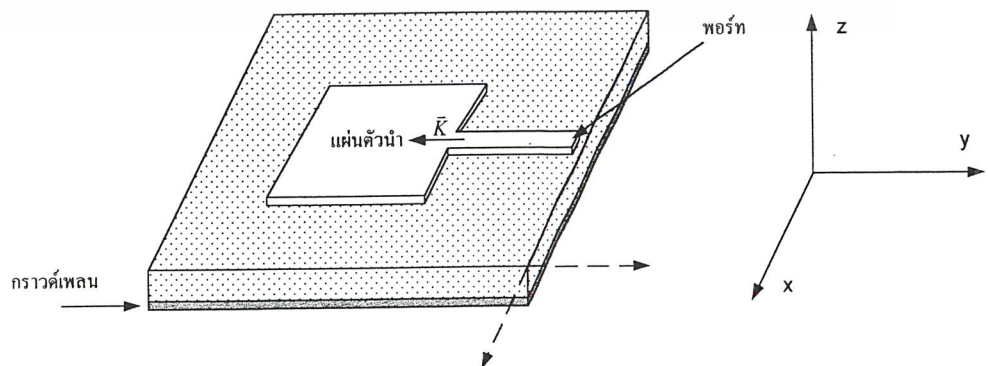
ดังนั้นความสัมพันธ์ของ H_x, H_y และ E_z สำหรับวงจรเชิงระนาบจะได้เป็น

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial E_z}{\partial y} &= -j\omega\mu H_x \\ \frac{\partial E_z}{\partial x} &= j\omega\mu H_y \\ \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} &= \{\sigma + j\omega\epsilon\} \cdot E_z \end{aligned} \right\}$$

ซึ่ง E_z สามารถหาได้จากสมการที่ 2.25 และเมื่อหา E_z ได้แล้วก็สามารถหา H_x และ H_y ได้ด้วย

แต่ทั้งนี้การที่จะหา E_z ออกมาได้ นั้น เราต้องรู้ถึงเงื่อนไขขอบเขต (Boundary Condition) ของแต่ละกรณี ซึ่งจะได้กล่าวในหัวข้อต่อไป

2.4 การหาค่า $\bar{K}$ ของวงจรเชิงระนาบ



รูปที่ 2.15 ใช้ประกอบการพิจารณาค่า $\bar{K}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 2.6

$$\bar{K} = -\bar{a}_z \times \bar{H}_s$$

โดยในที่นี้ H_z จะพิจารณาในสนามที่ป้อนเข้าที่พอร์ต(Port) ซึ่ง $H_t = H_x \bar{a}_x + H_y \bar{a}_y$

จากสมการที่ 2.26

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_z}{\partial y} &= -j\omega\mu H_x & \longrightarrow & \quad -\frac{\partial E_z}{\partial y} = j\omega\mu H_x \\ \frac{\partial E_x}{\partial x} &= j\omega\mu H_y \\ -\frac{\partial E_x}{\partial y} + \frac{\partial E_z}{\partial x} &= j\omega\mu H_x + j\omega\mu H_y \end{aligned}$$

$$\therefore \bar{H}_s = H_x \bar{a}_x + H_y \bar{a}_y = \frac{1}{j\omega\mu} \left\{ -\frac{\partial E_z}{\partial y} \bar{a}_x + \frac{\partial E_z}{\partial x} \bar{a}_y \right\} \quad \text{..... (2.27)}$$

และ

$$\begin{aligned} \bar{K} &= -\bar{a}_z \times \frac{1}{j\omega\mu} \left(-\frac{\partial E_z}{\partial y} \bar{a}_x + \frac{\partial E_z}{\partial x} \bar{a}_y \right) \\ &= -\frac{1}{j\omega\mu} \left(-\frac{\partial E_z}{\partial y} \bar{a}_y - \frac{\partial E_z}{\partial x} \bar{a}_x \right) \\ \therefore \bar{K} &= \frac{1}{j\omega\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial y} \bar{a}_y + \frac{\partial E_z}{\partial x} \bar{a}_x \right) \quad \text{..... (2.28)} \end{aligned}$$

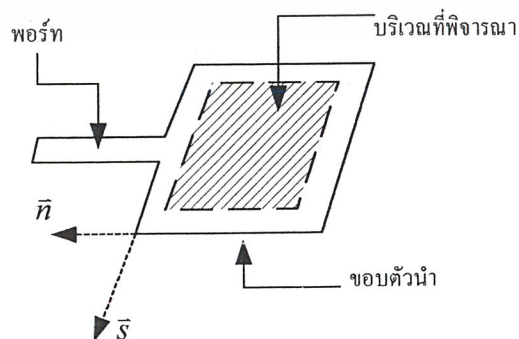
ซึ่งผลการ Solve สมการที่ 2.28 สามารถสรุปได้ระดับหนึ่งว่า $\bar{K}$ จะมีอยู่ 2 องค์ประกอบ (Component) คือ ส่วนที่ตั้งฉากกับเส้นขอบตัวนำ ($\bar{n}$) และส่วนที่สัมผัสตามขอบตัวนำ ($\bar{s}$) ดังนั้นอาจเขียนสมการที่ 2.28 ในรูปสมการทั่วไปได้ว่า

$$\bar{K} = \frac{1}{j\omega\mu} \left\{ \frac{\partial E_z}{\partial s} \bar{s} + \frac{\partial E_z}{\partial n} \bar{n} \right\} \quad \text{..... (2.29)}$$

2.5 ขอบเขตเงื่อนไขรอยต่อสำหรับพิจารณาพฤติกรรม $\bar{K}$

การพิจารณาดังกล่าวแบ่งได้ 2 กรณี คือ

1. กรณีที่ไม่ปรากฏพอร์ต(Port) ภายนอกคังรูป



รูปที่ 2.16 ใช้ประกอบคำอธิบายกรณีไม่ปรากฏพอร์ต (Port) ภายนอก

1.1 สำหรับกรณีวิเคราะห์แบบปลายเปิด (Open Boundary) จะได้ว่า “ปริมาณ $\vec{K}$ ในแนวตั้งฉากกับตัวนำ (ก) จะเป็นศูนย์” ซึ่งย้อนกลับไปที่สมการที่ 2.29 จะได้ว่า $\frac{1}{j\omega\mu} \cdot \frac{\partial E_z}{\partial n} = 0$ หรือ $\frac{\partial}{\partial n} = 0$

ซึ่งเงื่อนไขนี้จะถูกนำไปอ้างอิงกับ “เงื่อนไขขอบเขตผนังแม่เหล็ก” อยู่บ่อยๆ (Magnetic Wall Boundary)

1.2 สำหรับกรณีวิเคราะห์แบบปลายปิด (Short Boundary) จะได้ว่า “ปริมาณ $\vec{E}$ ในแนวเส้นสัมผัสกับขอบตัวนำ (ง) จะเป็นศูนย์” ซึ่งย้อนกลับไปที่สมการที่ 2.29 พบว่าไม่มีหน่วยของ $\vec{E}$ ในแนว $\vec{r}$ เลย (เพราะ $\vec{E}$ มีแต่ E_z เท่านั้น) ซึ่งในที่นี้จะหมายถึง $\frac{\partial E_z}{\partial s} = 0$ หรือ $E_z = 0$ (ไม่ใช่ $\frac{\partial}{\partial s} = 0$) โดยเงื่อนไขนี้จะถูกนำไปใช้กับ “เงื่อนไขขอบเขตผนังไฟฟ้า” อยู่บ่อยๆ (Electric Wall Boundary)

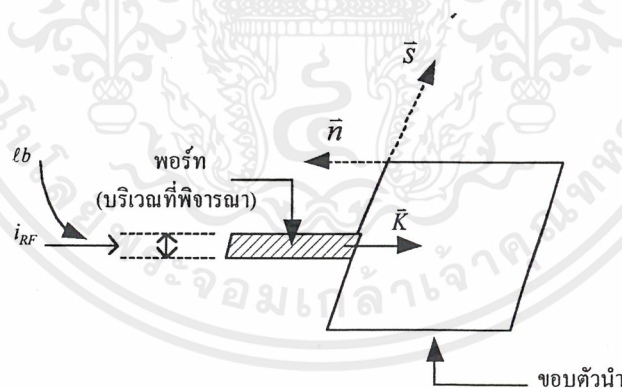
1.3 กรณีวงจรเชิงระนาบลูกต่อด้วยอิมพีแดนซ์ที่ทราบค่า ในกรณีนี้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ทราบค่าดังกล่าวจะต้องเป็นไปตามค่าของค่าความต้านทานประจำสาย (Characteristic Impedance) ทั้งนี้เพราะจะได้เกิดการโอนพลังงานสูงสุด ซึ่งจะได้ว่า

$$\text{อิมพีแดนซ์ที่ทราบค่าแน่นอนที่ต่อกับวงจรเชิงระนาบ} = \frac{E}{H} = \frac{E_z}{H_s}$$

ซึ่งรายละเอียดของหัวข้อ 1.3 อาจจะสามารถอธิบายผลของหัวข้อ 1.1 และ 1.2 ได้อีกด้วยนั่นคือ ถ้า

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{อิมพีแดนซ์(Impedance)ที่ต่อกับวงจรเชิงระนาบมีค่าเป็น "∞"} \Rightarrow \text{เงื่อนไขปลายเปิด(Open Boundary)} \frac{\partial}{\partial n} = 0 \\ \text{อิมพีแดนซ์(Impedance)ที่ต่อกับวงจรเชิงระนาบมีค่าเป็น "0"} \Rightarrow \text{เงื่อนไขปลายปิด(Short Boundary)} E_z = 0 \end{array} \right.$$

2. กรณี ณ ตำแหน่งของพอร์ตภายนอก



รูปที่ 2.17 ใช้ประกอบคำอธิบายกรณี ณ ตำแหน่งพอร์ต (Port) ภายนอก

การวิเคราะห์นี้ยังคงอิงผลการวิเคราะห์จากหัวข้อ 1.1 ถึง 1.3 อยู่เหมือนเดิม แต่สำหรับที่พอร์ตนี้ มีปริมาณที่เพิ่มเข้าไปอีกตัวหนึ่งคือ I_{RF} [Radio Frequency Current] ซึ่งเมื่อ K คือ ความหนาแน่นของกระแสที่ไหลผ่านพื้นที่ผิวและ l_b คือ ความกว้างของพื้นที่ผิวแล้วจะได้ว่า

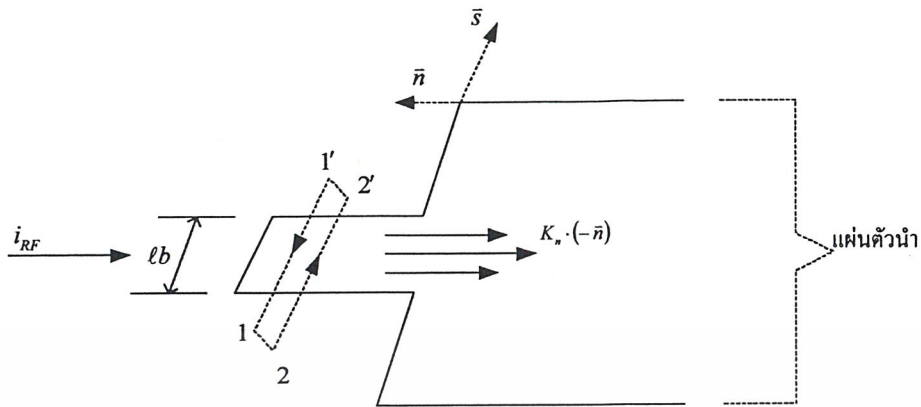
$$I_{RF} = |K| \cdot l_b$$

หรือในกรณี K แพร่กระจายไม่สม่ำเสมอจะได้

$$I_{RF} = \int K \cdot dl_b ; dl_b \text{ คือระยะเชิงอนุพันธ์ที่ตั้งฉากกับทิศทางการไหลของกระแส}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเมื่อพิจารณา ณ จุดปลายของฟีดไลน์(Feed Line)



รูปที่ 2.18 ใช้ประกอบการหา I_{RF}

จากกฎของแอมแปร์(Ampere's Circuit Law)

$$I_{RF} = \oint \vec{H} \cdot d\vec{L}$$

$$\therefore I_{RF} = K_n \cdot l_b = \vec{K} \cdot (-\vec{n}) \cdot l_b = H \cdot \Delta l_{1'-1} + H \cdot \Delta l_{1-2} + H \cdot \Delta l_{2-2'} + H \cdot \Delta l_{2'-1}$$

ซึ่งแผ่นตัวนำ (Patch) จะให้ $\Delta l_{1-2} = \Delta l_{2'-1}$ ซึ่งน้อยมากๆ ในที่นี้ให้ $\Delta l_{1-2} \approx 0$

$$\therefore (\vec{K} \cdot (-\vec{n})) \cdot l_b \approx H \cdot \Delta l_{1'-1} + H \cdot \Delta l_{2-2'}$$

$$(\vec{K} \cdot (-\vec{n})) \cdot l_b = \frac{1}{j\omega\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial s} \vec{s} + \frac{\partial E_z}{\partial n} \vec{n} \right) \cdot (-\vec{n}) \cdot l_b$$

$$K_n = -\frac{1}{j\omega\mu} \cdot \frac{\partial E_z}{\partial n} \quad \text{..... (2.30)}$$

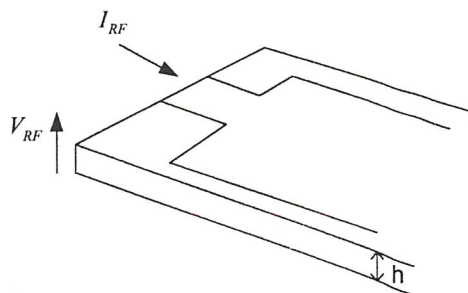
จากสมการที่ 2.30 เราจะได้ว่า

$$\vec{K}_n = \frac{1}{j\omega\mu} \cdot \frac{\partial E_z}{\partial n} \vec{n} \quad \text{..... (2.31)}$$

$$\therefore I_{RF} = K_n \cdot l_b = -\frac{l_b}{j\omega\mu} \cdot \frac{\partial E_z}{\partial n} \quad ; \text{กรณี } K_n \text{ แพร่กระจายสม่ำเสมอ} \quad \text{..... (2.32)}$$

$$I_{RF} = \int K_n \cdot dl_b = -\frac{1}{j\omega\mu} \int \frac{\partial E_z}{\partial n} \cdot dl_b \quad ; \text{กรณี } K_n \text{ แพร่กระจายไม่สม่ำเสมอ} \quad \text{..... (2.33)}$$

และจากที่เรารู้ว่า เมื่อเกิดกระแสขึ้น ก็จะเกิดโวลเตจขึ้นด้วยเหมือนกัน ดังนั้นการที่ I_{RF} ก็ย่อมจะส่งผลให้เกิด V_{RF} ด้วยเช่นกัน



รูปที่ 2.19 ใช้ประกอบการหา V_{RF}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจากรูป V_{RF} จะไปสอดคล้องกับสมการที่ 2.7 นั่นคือ V_{oh}

$$\therefore V_{oh} = V_{RF} = -E_z \cdot h$$

ดังนั้นสมการที่ 2.32 และ 2.33 จะกลายเป็น

$$I_{RF} = \frac{I_b}{j\omega\mu h} \frac{\partial V_{RF}}{\partial n} \quad \dots\dots (2.34)$$

$$I_{RF} = \frac{1}{j\omega\mu h} \int \frac{\partial V_{RF}}{\partial n} \cdot dl_b \quad \dots\dots (2.35)$$

2.6 ฟังก์ชันของกรีน (Green's Function)

โดยปกติในการหาค่าสนาม ($\vec{E}, \vec{H}$) เราสามารถทำได้ 2 แนวทาง (path) ใหญ่ๆ คือ

1. ทางตรง (direct path)
2. ทางอ้อม (in-direct path)

- สำหรับทางตรง

$$\vec{E} = \iiint \tilde{G}_{EM} \cdot \vec{M}_S dv \quad \text{หรือ} \quad \iiint \tilde{G}_{EJ} \cdot \vec{J} dv \quad \dots\dots (2.36)$$

$$\vec{H} = \iiint \tilde{G}_{HM} \cdot \vec{M}_S dv \quad \text{หรือ} \quad \iiint \tilde{G}_{HJ} \cdot \vec{J} dv \quad \dots\dots (2.37)$$

โดยที่ $\tilde{G}_{EM}$ คือไดอะลิคฟังก์ชันของกรีน (Dyadic Green's function) ที่เกิดจาก $\vec{M}_S$ เพื่อใช้หา $\vec{E}$

$\tilde{G}_{EJ}$ จะคล้ายกับ $\tilde{G}_{EM}$ แต่เกิดจาก $\vec{J}$

$\tilde{G}_{HM}$ คือไดอะลิคฟังก์ชันของกรีน (Dyadic Green's function) ที่เกิดจาก $\vec{M}_S$ เพื่อใช้หา $\vec{H}$

$\tilde{G}_{HJ}$ จะคล้ายกับ $\tilde{G}_{HM}$ แต่เกิดจาก $\vec{J}$

- สำหรับทางอ้อม

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iiint \vec{J} \cdot \frac{e^{-jkR}}{R} dv' \quad \dots\dots (2.38)$$

$$\vec{F} = \frac{\epsilon}{4\pi} \iiint \vec{M}_S \cdot \frac{e^{-jkR}}{R} dv' \quad \dots\dots (2.39)$$

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A} - \frac{j}{\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \vec{F} \quad \dots\dots (2.40)$$

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} - j\omega\vec{F} - \frac{j}{\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \vec{F}) \quad \dots\dots (2.41)$$

โดยที่ $\vec{A}$ และ $\vec{F}$ เราจะเรียกว่า Electric Vector Potential และ Magnetic Vector Potential ตามลำดับซึ่งแต่ละวิธีจะมีข้อดีข้อเสียต่างกัน เช่น วิธีทางตรงจะต้องใช้การคำนวณที่ยุ้งยากกว่า แต่ให้ผลลัพธ์ได้แม่นยำกว่า ซึ่งวิธีที่นิยมใช้ได้แก่ วิธี Moment เป็นต้น แต่วิธีที่สองจะคำนวณง่ายกว่า แต่ขั้นตอนมากเข้าถึงคำตอบได้ช้ากว่าและผลลัพธ์แม่นยำน้อยกว่าวิธีแรก ซึ่งจากที่ดูผ่านๆ มาเราอาจมองว่า ฟังก์ชันของกรีน ก็คือฟังก์ชันช่วยในการอินทิเกรตหาสนาม แต่แท้จริงแล้วฟังก์ชันของกรีน สามารถบอกอะไรแก่เราได้มากกว่านั้น เช่นมันสามารถบอกการแพร่กระจายของสนาม ณ ชั้นสารต่างๆ ได้ บอกรายละเอียดปลีกย่อยของวงจร

เทียบเคียง (Equivalent Circuit) บอกรายละเอียดของหน่วยย่อยของอุปกรณ์พาสซีฟ (R,L,C) ในวงจรเทียบเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เคียง ตลอดจนใช้วิเคราะห์โหมดการรีโซแนนซ์ของวงจรเชิงระนาบ(เช่น Patch หรือ Feed)ได้ ซึ่งอาจจะกล่าวได้ว่าฟังก์ชันของกรีน คือ ฟังก์ชันคุณลักษณะประจำตัวของวงจรเชิงระนาบแต่ละแบบ

ชนิดของการเลือกฟังก์ชันของกรีนนั้น เราต้องสนใจว่าปริมาณที่เราต้องการจะหาออกมาคือ ปริมาณชนิดใด (เวกเตอร์หรือสเกลล่า) ถ้าหากเป็น

- ปริมาณเวกเตอร์ ใช้ โดยาลิกฟังก์ชันของกรีน
- ปริมาณสเกลล่า ใช้ ฟังก์ชันของกรีนจะง่ายและสะดวกว่า

2.7 ฟังก์ชันของกรีนและโคบาลิกฟังก์ชันของกรีน (Green's Function And Dyadic Green's Function)

2.7.1 ฟังก์ชันของกรีน (Green's Function)

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันของกรีน สามารถทำได้ 2 วิธีคือ วิธีทางอิมเมจ(Method Of Images) และวิธีทางไอเกนฟังก์ชัน(The Eigen Function Expansion) แต่ในที่นี้จะแสดงเฉพาะวิธีทางไอเกนฟังก์ชัน เพราะสามารถทำการวิเคราะห์ได้ง่ายกว่า โดยเริ่มต้นเราจะต้องมองวงจรเชิงระนาบ ให้เป็น Cavity และการกระจายของไอเกนฟังก์ชันจะมีอยู่ใน Cavity เท่านั้น ซึ่งเงื่อนไขนี้ใช้สมการคลื่นเข้ามาช่วยจะได้ว่า

$$(\nabla_T^2 + k_m^2)\phi_m(r) = 0 \quad \text{..... (2.42)}$$

∇_T^2 คือ Laplacian 2 มิติตามระนาบของวงจรเชิงระนาบ

k_m^2 คือ Eigen Value

$\phi_m(r)$ คือ Eigen Function

และจะมองว่าการกระจายของฟังก์ชันของกรีน ภายใต้สภาวะกระตุ้นมีลักษณะเป็นคลื่นระนาบภายใน Cavity

$$(\nabla_T^2 + k^2)G\left(\frac{r}{r_0}\right) = -j\omega\mu h\delta(r-r_0) \quad \text{..... (2.42.1)}$$

$G\left(\frac{r}{r_0}\right)$ คือ ฟังก์ชันของกรีน

$\delta(r-r_0)$ คือ ฟังก์ชันการกระตุ้น (Delta Gap Excitation)

$$k^2 = \omega^2 \mu \epsilon_0 \epsilon_r (1 - j\delta)$$

δ คือ Loss Tangent ของสารไดอิเล็กตริก

r คือ จุดสังเกตบนระยะใดๆ บน Cavity

r_0 คือ จุดป้อนสัญญาณ

นอกจากนั้นการแพร่กระจายของฟังก์ชันของกรีน จะต้องเป็นฟังก์ชันคาบ(Periodic Function)

$$\therefore G\left(\frac{r}{r_0}\right) = \sum_m A_m \phi_m(r) \quad \text{..... (2.42.2)}$$

A_m คือขนาดของ Eigen Function ที่แพร่กระจายซึ่งหาได้จาก

$$A_m = \frac{-j\omega\mu h}{k^2 - k_m^2} \sum_{i=1}^N \int_{W_i} \vec{K}_N(-\vec{n}_N) dl_{bN} \quad ; \text{กรณี N พอร์ต} \quad \text{..... (2.43)}$$

$$= \frac{-j\omega\mu h}{k^2 - k_m^2} \int_{W_i} \vec{K} \cdot (-\vec{n}) dl_b \quad ; \text{กรณี 1 พอร์ต} \quad \text{..... (2.43.1)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำ 2.42.2 ไปแทนใน 2.42.1

$$\begin{aligned} (\nabla_T^2 + k^2) \sum_m A_m \phi_m(r) &= -j\omega\mu h \delta(r-r_0) \\ \sum_m A_m (\nabla_T^2 \phi_m(r) + k^2 \phi_m(r)) &= -j\omega\mu h \delta(r-r_0) \end{aligned} \quad \dots (2.44)$$

แต่จากสมการที่ 2.42 $\nabla_T^2 \phi_m(r) = -k_m^2 \phi_m(r)$ แทนในสมการที่ 2.44 จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \sum_m A_m (-k_m^2 \phi_m(r) + k^2 \phi_m(r)) &= -j\omega\mu h \delta(r-r_0) \\ \sum_m A_m \phi_m(r) (-k_m^2 + k^2) &= -j\omega\mu h \delta(r-r_0) \end{aligned} \quad \dots (2.44.1)$$

จากที่เรารู้ว่า

$$\iint_D \phi_n(r) \cdot \phi_m^*(r) dx dy = \begin{cases} 1; n = m \\ 0; n \neq m \end{cases} \quad \dots (2.44.2)$$

เมื่อ $\phi_m^*(r)$ คือ โอเกนที่สังยุคของ $\phi_m(r)$

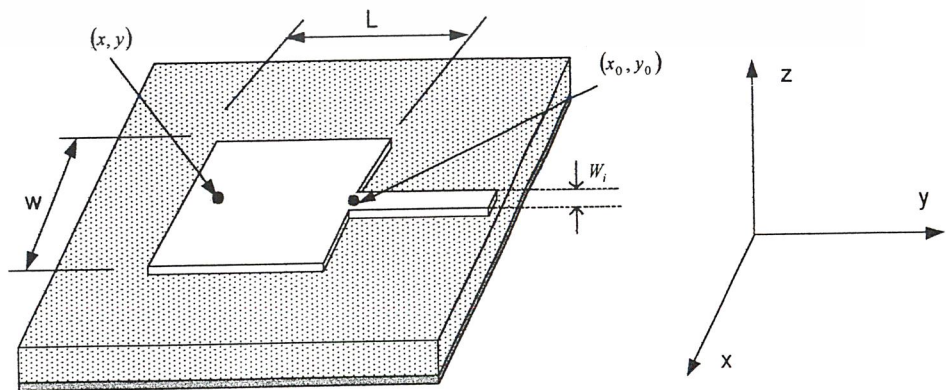
ปรับสมการที่ 2.44.1 เพื่อให้ใช้คุณสมบัติตามสมการที่ 2.44.2 ได้ จะเป็น

$$\begin{aligned} \iint_D \left\{ \sum_m A_m (k^2 - k_m^2) \phi_m(r) \right\} \cdot \phi_m^*(r) dx dy &= -j\omega\mu h \cdot \iint_D \delta(r-r_0) \cdot \phi_m^*(r) dx dy \\ \sum_m A_m (k^2 - k_m^2) &= -j\omega\mu h \phi_m^*(r_0) \\ \sum_m A_m (k^2 - k_m^2) &= -j\omega\mu h \sum_m \phi_m^*(r_0) \end{aligned}$$

เอา $\phi_m(r)$ คูณทั้ง 2 ข้างของสมการ

$$\begin{aligned} \sum_m A_m \phi_m(r) (k^2 - k_m^2) &= -j\omega\mu h \sum_m \phi_m^*(r_0) \phi_m(r) \\ \sum_m A_m \phi_m(r) &= -j\omega\mu h \sum_m \frac{\phi_m^*(r_0) \phi_m(r)}{(k^2 - k_m^2)} \\ \therefore G(r/r_0) &= j\omega\mu h \sum_m \frac{\phi_m^*(r_0) \phi_m(r)}{(k_m^2 - k^2)} \end{aligned} \quad \dots (2.45)$$

จากสมการที่ 2.45 นั้นเป็นลักษณะทั่วไปของฟังก์ชันของกรีน ซึ่งในขั้นตอนต่อไปเราจะทำการวิเคราะห์ย่อยให้เป็นไมโครสตริปทรงสี่เหลี่ยม (Rectangular Microstrip) ซึ่งจะสอดคล้องกับชิ้นงานในปริภูมิกำหนดดังนี้



รูปที่ 2.20 รูปประกอบการพิจารณา $G(r/r_0)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปนำสมการที่ 2.42 เข้ามาร่วมพิจารณาจะได้

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial^2 x} + \frac{\partial^2}{\partial^2 y} + k_x^2 + k_y^2 \right) \phi_m(r) = 0$$

ให้ $\phi_m(r) = f(x) \cdot g(y)$

$$g(y) \frac{\partial^2}{\partial^2 x} f(x) + f(x) \frac{\partial^2}{\partial^2 y} g(y) + (k_x^2 + k_y^2) f(x) \cdot g(y) = 0$$

เอา $f(x) \cdot g(y)$ หารตลอด

$$\frac{1}{f(x)} \frac{\partial^2}{\partial^2 x} f(x) + \frac{1}{g(y)} \frac{\partial^2}{\partial^2 y} g(y) + (k_x^2 + k_y^2) = 0$$

สมการทั้ง 2 ตัวแปรนี้ (x, y) สามารถแยกกันพิจารณาได้ที่ละตัวแปร เพราะจะถือว่ามันเป็นอิสระต่อกัน จะได้ว่า

$$\frac{1}{f(x)} \frac{\partial^2}{\partial^2 x} f(x) + k_x^2 = 0$$

$$\frac{\partial^2}{\partial^2 x} f(x) + k_x^2 f(x) = 0 \quad \dots\dots (2.46)$$

$$\frac{1}{g(y)} \frac{\partial^2}{\partial^2 y} g(y) + k_y^2 = 0$$

$$\frac{\partial^2}{\partial^2 y} g(y) + k_y^2 g(y) = 0 \quad \dots\dots (2.46.1)$$

ซึ่งผลเฉลยของสมการที่ 2.46 และ 2.46.1 จะได้ว่า

$$f(x) = A_1 \cos k_x x + A_2 \sin k_x x$$

$$g(y) = A_3 \cos k_y y + A_4 \sin k_y y$$

ในการวิเคราะห์หาค่าไอเกนที่สำคัญอีกอย่างคือ ขอบเขตเงื่อนไข (Boundary Condition) ซึ่ง

ในที่นี้จะวิเคราะห์แบบขอบเขตปลายเปิด (Magnetic Wall Boundary) ซึ่งก็คือ $\frac{\partial}{\partial n} = 0$

$$\therefore \frac{\partial}{\partial x} f(x) = -A_1 k_x \sin k_x x + A_2 k_x \cos k_x x$$

$$f'(0) = 0 \quad \text{เราได้ว่า } A_2 = 0$$

$$f'(W) = 0 \quad \text{เราได้ว่า } -A_1 k_x \sin k_x W = 0$$

$$\therefore k_x = \frac{2\pi n}{W} \quad ; n = 0, 1, 2, \dots$$

นั่นคือ

$$f(x) = A_1 \cos \left(\frac{2\pi n}{W} x \right) \quad \dots\dots (2.46.2)$$

$$\frac{\partial}{\partial y} g(y) = -A_3 k_y \sin k_y y + A_4 k_y \cos k_y y$$

$$g'(0) = 0 \quad \text{เราได้ว่า } A_4 = 0$$

$$g'(L) = 0 \quad \text{เราได้ว่า } A_3 k_y \sin k_y L = 0$$

$$\therefore k_y = \frac{2\pi m}{L} \quad ; n = 0, 1, 2, \dots$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นคือ

$$g(y) = A_3 \cos\left(\frac{2\pi m}{L} y\right) \quad \dots\dots (2.46.3)$$

$$\therefore \phi_v(r) = A_1 A_3 \cos\left(\frac{2\pi m}{W} x\right) \cos\left(\frac{2\pi m}{L} y\right)$$

$$\therefore \phi_v^*(r_0) = A_1 A_3 \cos\left(\frac{2\pi m}{W} x_0\right) \cos\left(\frac{2\pi m}{L} y_0\right)$$

ดังนั้น $G(r/r_0)$ ในสมการที่ 2.45 จะได้เป็น

$$G(r/r_0) = j\omega\mu h (A_1 A_3)^2 \sum_n \sum_m \frac{\cos\left(\frac{2\pi n}{W} x\right) \cos\left(\frac{2\pi m}{L} y\right) \cos\left(\frac{2\pi n}{W} x_0\right) \cos\left(\frac{2\pi m}{L} y_0\right)}{k_x^2 + k_y^2 - k^2}$$

ต่อมาภายหลังได้มีการพิจารณาค่าให้ $(A_1 A_3)^2$ โดยให้เป็น Neumann Number ซึ่ง

$$(A_1 A_3)^2 = \begin{cases} 0; n = m = 0 \\ \frac{4}{LW}; n, m \neq 0 \end{cases}$$

ดังนั้นจะได้

$$G(r/r_0) = j\omega\mu h \frac{4}{LW} \sum_n \sum_m \frac{\cos\left(\frac{2\pi n}{W} x\right) \cos\left(\frac{2\pi m}{L} y\right) \cos\left(\frac{2\pi n}{W} x_0\right) \cos\left(\frac{2\pi m}{L} y_0\right)}{k_x^2 + k_y^2 - k^2} \quad \dots\dots (2.47)$$

2.8 การประยุกต์ใช้ฟังก์ชันของกรีน

ก่อนอื่นเราต้องทราบก่อนว่า ในการจะหาค่าแรงดัน ณ พิกัดใดๆ บนวงจรเชิงระนาบ(รวมไปถึงสายอากาศไมโครสตริปด้วย) เราจะได้จาก

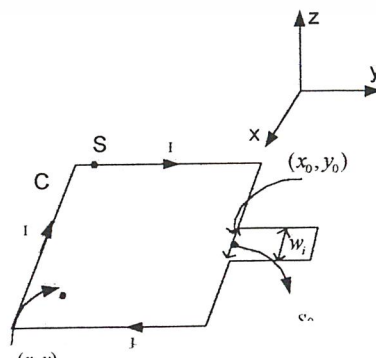
$$V(x, y) = \iint_D G(x, y/x_0, y_0) J_z(x_0, y_0) dx_0 dy_0 \quad \dots\dots (2.48)$$

(x, y) คือ จุดสังเกตใดๆบน Patch

(x_0, y_0) คือ จุดป้อนสัญญาณ

$J_z(x_0, y_0)$ คือ สนามกระดุนที่อยู่ในแนวตั้งฉากกับระนาบ Patch

แต่ว่าคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริป กระแสจะไหลเฉพาะที่ขอบของแผ่นตัวนำเท่านั้นดูรูปที่ 2.21 ประกอบการพิจารณา



รูปที่ 2.21 รูปประกอบการพิจารณาการหาค่าแรงดัน ณ จุดใดๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากค่าสนามบน Patch มีค่าน้อยมากๆ จนละทิ้งได้ ดังนั้นทำให้สมการที่ 2.48 กลายเป็น

$$V(s/s_0) = \int_c G(s/s_0) \cdot K(s_0) ds_0 \quad \text{..... (2.48.1)}$$

s_0 คือ ช่วงระยะขอบตัวนำที่ทำการป้อนสัญญาณ

s คือ ช่วงระยะขอบ ณ ตำแหน่งสังเกตใดๆ บนไมโครสตริป

c คือ เส้นรอบวงทั้งหมดของตัวนำ

พิจารณาพจน์ $K(s_0)$ เราจะพบว่า

$$K(s_0) \cong \frac{I}{W_i} \quad \text{แทนลงในสมการที่ 2.48.1 จะได้}$$

$$V(s/s_0) = \int_{W_i} G(s/s_0) \cdot \frac{I}{W_i} ds_0$$

เนื่องจากเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบมีพอร์ทเดียว ดังนั้น

$$V_{in} = V(s/s_0) \quad \text{..... (2.48.2)}$$

$$V_{in} = \frac{I}{W_i} \int_{W_i} G(s/s_0) ds_0$$

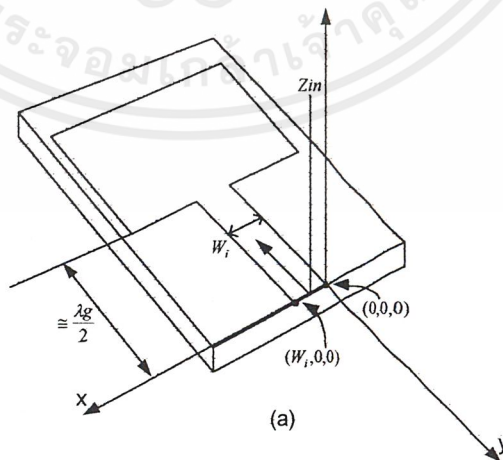
$$\therefore Z_{in} \equiv \frac{V_{in}}{I} = \frac{1}{W_i} \int_{W_i} G(s/s_0) ds_0 \quad \text{..... (2.49)}$$

จาก $G(s/s_0)$ ในสมการที่ 2.55 เรานำมาหา Z_{in} จาก สมการที่ 2.47 ได้ดังนี้

$$Z_{in} = \frac{j\omega\mu h^4}{LW} \left(\frac{1}{k_x^2 + k_y^2 - k^2} \right) \sum_n \sum_m \left(\cos\left(\frac{2\pi n}{W} x\right) \cos\left(\frac{2\pi m}{L} y\right) \right) \cdot \frac{1}{W_i} \left(\int_{x_0=0}^{W_i} \cos\left(\frac{2\pi n}{W} x\right) \cos\left(\frac{2\pi m}{L} y\right) dx_0 \right)$$

$$Z_{in} = \frac{j\omega\mu h^4}{LW} \left(\frac{1}{k_x^2 + k_y^2 - k^2} \right) \sum_n \sum_m \left(\cos\left(\frac{2\pi n}{W} x\right) \cos\left(\frac{2\pi m}{L} y\right) \right) \cdot \frac{W}{2\pi n W_i} \sin\left(\frac{2\pi n}{W} W_i\right)$$

$$Z_{in} = \frac{j\omega\mu h^4}{LW} \left(\frac{1}{k_x^2 + k_y^2 - k^2} \right) \sum_n \sum_m \left(\cos\left(\frac{2\pi n}{W} x\right) \cos\left(\frac{2\pi m}{L} y\right) \right) \cdot \text{Sinc}\left(\frac{2\pi n}{W} W_i\right)$$



รูปที่ 2.22 รูปประกอบการหาค่า Z_{in}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ณ ระนาบ $x-y$

$$\therefore (0,0) \rightarrow (W_i, 0)$$

dx_0 มี

dy_0 ไม่มี เพราะ $y_0 = 0$

ดังนั้นถ้าเราปรับรูปสมการ Zin จะได้ว่า

$$Zin = \sum_n \sum_m \frac{jF_{nm}}{k_x^2 + k_y^2 - k^2} \quad \dots\dots (2.50)$$

เมื่อ $F_{nm} = \frac{4\omega\mu h}{LW} \cos\left(\frac{2\pi n}{W}x\right) \cos\left(\frac{2\pi m}{L}y\right) \text{Sinc}\left(\frac{2\pi n}{W}W_i\right)$

$$k_x = \frac{2\pi n}{W}, \quad k_y = \frac{2\pi m}{L}$$

$$Zin = \sum_n \sum_m \frac{1}{k_x^2 + k_y^2 - k^2} \frac{jF_{nm}}{jF_{nm}}$$

$$= \sum_n \sum_m \frac{1}{\frac{-j}{F_{nm}}(k_x^2 + k_y^2) + j \frac{k^2}{F_{nm}}}$$

เมื่อ $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon_0 \epsilon_r (1-j)\delta$

$$= \sum_n \sum_m \frac{1}{\frac{-j}{F_{nm}}(k_x^2 + k_y^2) + j \frac{\omega^2 \mu \epsilon_0 \epsilon_r}{F_{nm}} + \frac{\omega^2 \mu \epsilon_0 \epsilon_r \delta}{F_{nm}}}$$

ซึ่งจะอยู่ในรูปดังนี้

$$Zin = \frac{1}{\frac{-j}{\omega l_{nm}} + \frac{j}{\omega c_{nm}} + G_{nm}}$$

เทียบสัมประสิทธิ์จะได้

$$\frac{1}{F_{nm}}(k_x^2 + k_y^2) = \frac{1}{\omega l_{nm}}$$

$$\therefore l_{nm} = \frac{F_{nm}}{(k_x^2 + k_y^2)\omega} = \frac{F_{nm}}{(2\pi)^3 \left[\frac{n^2}{W^2} + \frac{m^2}{L^2} \right] \cdot fr} \quad \dots\dots (2.51)$$

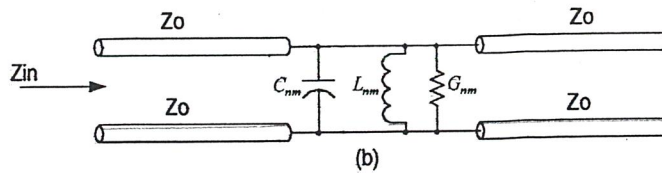
และ $\frac{1}{F_{nm}} \omega^2 \mu \epsilon_0 \epsilon_r = \frac{1}{\omega c_{nm}}$

$$\therefore c_{nm} = \frac{F_{nm}}{\omega^3 \mu \epsilon_0 \epsilon_r} = \frac{F_{nm}}{(2\pi)^3 [\mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_r] f_r^3} \quad \dots\dots (2.52)$$

และ $G_{nm} = \frac{\omega^2 \mu \epsilon_0 \epsilon_r \delta}{F_{nm}} = (2\pi)^2 \frac{f_r^2 \mu \epsilon_0 \epsilon_r \delta}{F_{nm}} \quad \dots\dots (2.53)$

$$\therefore G \propto f^2, \quad R \propto \frac{1}{f^2}$$

ซึ่งเขียนเป็นวงจรเทียบเคียงได้ดังรูป 2.23



รูปที่ 2.23 รูปวงจรเทียบเคียงของสายอากาศไมโครสตริป (Zin)

2.9 การหาโหนดรีโซแนนซ์

สภาวะรีโซแนนซ์จะเกิดขึ้นเมื่อ $Xc_{nm} = Xl_{nm}$ นั่นคือ

$$fr = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{nm}C_{nm}}} \quad ; \ell_{nm} = L_{nm} \text{ และ } c_{nm} = C_{nm} \quad \dots\dots (2.54)$$

แทนค่า L_{nm} และ C_{nm} จากสมการที่ 2.51 และ 2.52 ลงในสมการจะได้ว่า

$$fr_{nm} = \frac{F_{nm}}{(2\pi)^2 \sqrt{\mu_0\mu_r\epsilon_0\epsilon_r \left[\frac{n^2}{W^2} + \frac{m^2}{L^2} \right]}} \quad \dots\dots (2.55)$$

2.10 ไดยาสิกฟังก์ชันของกรีน (Dyadic Green's Function)

การหาค่าไดยาสิกฟังก์ชันของกรีน สามารถหาได้จากสมการ (พิจารณารูป 2.23 ประกอบ)

$$\tilde{G}(x, y, x_0, y_0) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} dk_x dk_y \tilde{Q}(k_x, k_y) \cdot e^{jk_x(x-x_0)} \cdot e^{jk_y(y-y_0)} \quad \dots\dots (2.56)$$

เมื่อ $\tilde{G}(x, y, x_0, y_0)$ คือ ไดยาสิกฟังก์ชันของกรีน

$\tilde{Q}(k_x, k_y)$ คือ ฟูริเยร์ทรานฟอร์ม (Fourier Transform) ของไดยาสิกฟังก์ชันของกรีน

โดยที่

$$Q_{xx}(k_x, k_y) = jz_0 \sin(k_1 h) \frac{(\epsilon_r k_0^2 - k_x^2) k_2 \cos(k_1 h) + jk_1 (k_0^2 - k_x^2) \sin(k_1 h)}{k_0 T_e T_m} \quad \dots\dots (2.57)$$

$$Q_{yx}(k_x, k_y) = jz_0 \sin(k_1 h) \frac{k_2 \cos(k_1 h) + jk_1 \sin(k_1 h)}{k_0 T_e T_m} \quad \dots\dots (2.58)$$

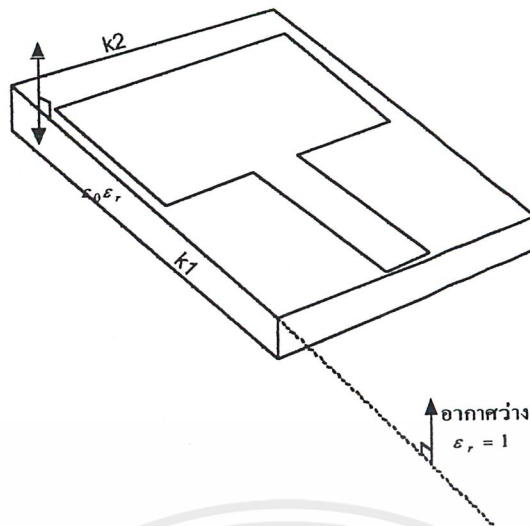
$$Q_{xy}(k_x, k_y) = Q_{yx}(k_x, k_y) \quad \dots\dots (2.59)$$

$$Q_{yy}(k_x, k_y) = -jz_0 \sin(k_1 h) \frac{(\epsilon_r k_0^2 - k_y^2) k_2 \cos(k_1 h) + jk_1 (k_0^2 - k_y^2) \sin(k_1 h)}{k_0 T_e T_m} \quad \dots\dots (2.60)$$

$$\text{เมื่อ } k_x = \frac{m\pi}{W}, \quad k_y = \frac{n\pi}{L}, \quad k_0^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0$$

$$k_1^2 = \epsilon_r k_0^2 - k_x^2 - k_y^2, \quad k_2^2 = k_0^2 - k_x^2 - k_y^2$$

$$T_e = k_1 \cos(k_1 h) + jk_2 \sin(k_1 h) \quad T_m = \epsilon_r k_2 \cos(k_1 h) + jk_1 \sin(k_1 h)$$



รูปที่ 2.24 รูปประกอบการพิจารณาไดอิเล็กทริกฟังก์ชันของกรีน

ซึ่งไดอิเล็กทริกฟังก์ชันของกรีนนี้สามารถเขียนในรูปของเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\tilde{G}(x, y, x_0, y_0) = \begin{bmatrix} G_{xx} & G_{xy} \\ G_{yx} & G_{yy} \end{bmatrix} \quad \dots (2.61)$$

โดยที่ G_{xx} ก็คือไดอิเล็กทริกฟังก์ชันของกรีน ในทิศทางของไดอิเล็กทริกหนึ่งหน่วยเวกเตอร์ $\vec{a}_x \vec{a}_x$ ซึ่งก็คือ

$$\tilde{G}_{xx}(x, y, x_0, y_0) = \frac{1}{(2\pi)^2} \iint_{-\infty}^{\infty} dk_x dk_y Q_{xx}(k_x k_y) e^{jk_x(x-x_0)} e^{jk_y(y-y_0)}$$

โดยที่ไดอิเล็กทริกฟังก์ชันของกรีนนี้จะส่งผลโดยตรงต่อการแพร่กระจายสนามไฟฟ้า ในบริเวณชั้นสารต่างๆ ตามสมการ

$$\vec{E}(x, y) = \frac{1}{(2\pi)^2} \iint_{-\infty}^{\infty} \tilde{Q}(k_x, k_y) \vec{J}(k_x, k_y) e^{jk_x x} e^{jk_y y} dk_x dk_y \quad \dots (2.62)$$

ซึ่งจากสมการที่ 2.62 เราจะอธิบายตัวแปรเพิ่มเติมได้อีกขึ้นเป็น

$\vec{E}(x, y)$ คือ สนามในแนวผิวสัมผัส ณ จุด (x, y) ใดๆ

$\vec{J}(k_x, k_y)$ คือ ฟริเยร์ทรานส์ฟอร์ม (Fourier Transform) ของสนามกระตุ้น $\vec{J}(x_0, y_0)$

จากการวิเคราะห์ที่ผ่านมาไม่ว่าจะเป็นฟังก์ชันของกรีนที่ดีหรือไดอิเล็กทริกฟังก์ชันของกรีนที่ดี ล้วนแล้วแต่เป็นการหาเหตุผลมาใช้ในการวิเคราะห์ลักษณะของวงจรเชิงระนาบ โดยเฉพาะอย่างยิ่งสายอากาศไมโครสตริปรูปทรงสี่เหลี่ยม ซึ่งจากการวิเคราะห์จะทำให้เรารู้คร่าวๆ ว่า สายอากาศไมโครสตริปจะประพฤติตัวเหมือนวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Band Pass Filter) และรายละเอียดทางกายภาพทุกอย่างล้วนแล้วแต่ส่งผลต่อสายอากาศไมโครสตริปทั้งสิ้น ไม่ว่าจะเป็นค่า R, L, C ที่เปลี่ยนไป หรือค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่เปลี่ยนไป เป็นต้น

อีกสิ่งหนึ่งที่จะสังเกตเห็นได้ก็คือ ถ้าในความถี่ต่ำๆ สายอากาศไมโครสตริปจะมีการสูญเสียเนื่องจากแผ่นตัวนำ (Copper Loss) และเนื่องจากสารไดอิเล็กทริกสูง (พิจารณาจากสมการที่ 2.52 และ 2.55) แต่ถ้าความถี่สูงการสูญเสียในแผ่นตัวนำจะต่ำลง กล่าวคือ การสูญเสียส่วนใหญ่เมื่อความถี่สูงขึ้นจะมาจากสารไดอิเล็กทริก (Dielectric Loss) และเนื่องจากคุณสมบัติข้อนี้เอง จึงอาจกล่าวได้ว่าสายอากาศไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตริปเหมาะที่จะใช้งานในความถี่สูงๆมากกว่าที่ความถี่ต่ำๆ ส่วนการสูญเสียอีกอย่างหนึ่งที่จะกล่าวคือ การสูญเสียเนื่องจากการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Loss) ซึ่งจากโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปพบว่า พบว่าจะต้องเกิดการสูญเสียเนื่องจากการแผ่กระจายคลื่นแน่นอน เพราะไม่ได้ทำการปิดล้อมสัญญาณอย่างมิดชิด(Completed Sheilding) ซึ่งข้อเสียนี้เองที่ทำให้ต่อมาได้มีการพัฒนาเป็น “สายอากาศสตริปไลน์” ขึ้นมาแทนที่ต่อจากสายอากาศไมโครสตริป

2.11 พอยน์ติงเวกเตอร์ (Poynting Vector) และการไหลของพลังงาน

การที่สนามแม่เหล็กไฟฟ้าแปรตามเวลาแผ่กระจายออกไปจากต้นกำเนิดสู่จุดหมายที่ห่างออกไป จะมีการถ่ายเทพลังงานจากต้นกำเนิดไปยังเครื่องรับความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการถ่ายเทพลังงาน กับ ปริมาณสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก อธิบายได้โดยสมการของแมกเวลล์ (Maxwell) ดังนี้

$$\nabla \cdot (\vec{E} \times \vec{H}) = \vec{H} \cdot \nabla \times \vec{E} - \vec{E} \cdot \nabla \times \vec{H} \quad \text{..... (2.63)}$$

ซึ่งจากที่เราได้ว่า

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{..... (2.64)}$$

และ

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{H} &= \vec{J} + \vec{J}_d \\ &= \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \end{aligned} \quad \text{..... (2.65)}$$

นำสมการที่ 2.64 และ 2.65 แทนลงในสมการที่ 2.63

$$\begin{aligned} \nabla \cdot (\vec{E} \times \vec{H}) &= \vec{H} \cdot \left(-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \right) - \vec{E} \cdot \left(\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \\ &= -\vec{H} \cdot \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} - \vec{E} \cdot \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} - \vec{E} \cdot \vec{J} \\ &= -\vec{H} \cdot \frac{\partial (\mu \vec{H})}{\partial t} - \vec{E} \cdot \frac{\partial (\epsilon \vec{E})}{\partial t} - \vec{E} \cdot \vec{J} \\ &= -\mu \frac{\partial (\vec{H} \cdot \vec{H})}{\partial t} - \epsilon \frac{\partial (\vec{E} \cdot \vec{E})}{\partial t} - \vec{E} \cdot \vec{J} \\ \nabla \cdot (\vec{E} \times \vec{H}) &= -\frac{\mu}{2} \frac{\partial (\vec{H}^2)}{\partial t} - \frac{\epsilon}{2} \frac{\partial (\vec{E}^2)}{\partial t} - \vec{E} \cdot \vec{J} \end{aligned} \quad \text{..... (2.66)}$$

จากนิยามของไดเวอร์เจน (∇ ·)

$$\nabla \cdot \vec{A} = \lim_{\Delta V \rightarrow 0} \oint_S \frac{\vec{A} \cdot d\vec{S}}{\Delta V} \quad \text{..... (2.67)}$$

ทฤษฎีบทการประยุกต์ไดเวอร์เจน (Divergence's Application Ththeorem) คือ

$$\oint_S \vec{A} \cdot d\vec{S} = \int_{vol} (\nabla \cdot \vec{A}) dv \quad \text{..... (2.68)}$$

เราจะได้สมการที่ 2.66 ว่า

$$\int_{vol} \nabla \cdot (\vec{E} \times \vec{H}) dv = \oint_S (\vec{E} \times \vec{H}) \cdot d\vec{S}$$

$$\begin{aligned}
 &= \int_{vol} \left(-\frac{\mu}{2} \frac{\partial H^2}{\partial t} - \frac{\varepsilon}{2} \frac{\partial E^2}{\partial t} - \vec{E} \cdot \vec{J} \right) dv \\
 \oint (\vec{E} \times \vec{H}) \cdot d\vec{S} &= \frac{-\partial}{\partial t} \int_{vol} \left(\frac{\mu H^2}{2} + \frac{\varepsilon E^2}{2} \right) dv - \int_{vol} (\vec{E} \cdot \vec{J}) dv \quad \dots W/m^2 \quad \dots (2.69)
 \end{aligned}$$

ซึ่งจากสมการที่ 2.69 เราจะนิยามได้ว่า

“การไหลของกำลังงานผ่านพื้นที่ S ที่ถูกปิดล้อมด้วยปริมาตร V ของค่าความหนาแน่นของพลังงาน $\vec{E} \times \vec{H}$ ในหน่วยของ W/m^2 ” เรียกว่า “พอยน์ติงเวกเตอร์” [Poynting Vector : P]

$$\therefore p = \vec{E} \times \vec{H} \quad \dots (2.70)$$

จากสมการที่ 2.69 เราสามารถขยายผลการพิจารณาได้อีกเป็น

$$\vec{J} = \vec{J}' + \vec{J}^c \quad \dots (2.71)$$

โดยที่

$\vec{J}'$ คือ ความหนาแน่นกระแสเชิงปริมาตรที่แหล่งกำเนิดจ่ายมาให้

$\vec{J}^c$ คือ ความหนาแน่นกระแสเชิงปริมาตรที่สูญเสียอยู่ ณ ตัวนำโดยที่ $\vec{J}^c = \sigma \vec{E}$

เพราะฉะนั้นสมการที่ 2.69 จะได้เป็น

$$\begin{aligned}
 \oint_S \vec{P} \cdot d\vec{S} &= -\frac{\partial}{\partial t} \int_{vol} \left(\frac{\mu \vec{H}^2}{2} + \frac{\varepsilon \vec{E}^2}{2} \right) dv - \int_{vol} \vec{E} \cdot \vec{J}' dv - \int_{vol} \vec{E} \cdot \vec{J}^c dv \\
 \text{หรือนั่นคือ} \quad & - \int_{vol} \vec{E} \cdot \vec{J}' dv = \frac{\partial}{\partial t} \int_{vol} \left(\frac{\mu \vec{H}^2}{2} + \frac{\varepsilon \vec{E}^2}{2} \right) dv + \int_{vol} \vec{E} \cdot \vec{J}' dv + \oint_S \vec{P} \cdot d\vec{S} \quad \dots (2.72)
 \end{aligned}$$

ซึ่งพจน์ของสมการที่ 2.72 แยกอธิบายได้ดังนี้

$-\int_{vol} \vec{E} \cdot \vec{J}' dv$ คือ ความหนาแน่นกำลังจากแหล่งกำเนิด
[เป็นลักษณะของพลังงานภายนอก : External Energy]

$\frac{\partial}{\partial t} \int_{vol} \frac{\mu \vec{H}^2}{2} dv$ คือ ความหนาแน่นกำลังที่เก็บอยู่ในรูปสนามแม่เหล็ก

$\frac{\partial}{\partial t} \int_{vol} \frac{\varepsilon \vec{E}^2}{2} dv$ คือ ความหนาแน่นกำลังที่เก็บอยู่ในรูปสนามไฟฟ้า

$\int_{vol} \vec{E} \cdot \vec{J}^c dv = \int_{vol} |\vec{E}|^2 \cdot \sigma dv$ คือ ค่าความหนาแน่นพลังงานสูญเสียในตัวนำ

$\oint_S \vec{P} \cdot d\vec{S}$ คือ ค่าความหนาแน่นพลังงานที่ได้จาก Output ของปริมาตร

ซึ่งกล่าวโดยสรุปก็จะได้ว่า มันคือ “กฎอนุรักษ์พลังงาน” (Conservative Field) นั่นเอง

2.12 ค่าเฉลี่ยพอยน์ติงเวกเตอร์ (Average Poynting Vector)

$$\langle P \rangle = \frac{1}{T_T} \int_0^T \text{Re}\{\vec{P}\} dt \quad \dots (2.73)$$

เมื่อ $\langle P \rangle$ คือ ค่าเฉลี่ยของพอยน์ติงเวกเตอร์ (Average Poynting Vector)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\vec{P}$ คือ พอยน์ติงเวกเตอร์ (Poynting Vector) $= \vec{E} \times \vec{H}$

ซึ่งในที่นี้จะพิจารณาให้ $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ คือสนามแปรตามเวลาในรูปของ Sinusoidal Signal และกำหนดให้

$$\begin{aligned} E &= \text{Re}[E \cdot e^{j\omega t}] \\ &= \text{Re}[(E_r = jE_i)[\cos \omega t + j \sin \omega t]] \\ &= E_r \cos \omega t - E_i \sin \omega t \end{aligned}$$

เมื่อ

E_r คือ เทอมจำนวนจริงของ E

E_i คือ เทอมจำนวนจินตภาพของ E

และในทำนองเดียวกันกับ H

$$\begin{aligned} H &= \text{Re}[H \cdot e^{j\omega t}] = H_r \cos \omega t - E_i \sin \omega t \\ \therefore \vec{P} = \vec{E} \times \vec{H} &= [E_r \cos \omega t - E_i \sin \omega t] \times [H_r \cos \omega t - E_i \sin \omega t] \\ &= (E_r \times H_r) \cos^2 \omega t + (E_i \times H_i) \sin^2 \omega t - [(E_r \times H_i) + (E_i \times H_r)] \frac{1}{2} \sin 2\omega t \\ < P > = \frac{1}{T} \int_0^T \vec{P} \cdot dt \\ &= \frac{1}{T} \left\{ (E_r \times H_r) \cdot \left(\frac{T}{2}\right) + (E_i \times H_i) \cdot \left(\frac{T}{2}\right) - [(E_r \times H_i) + (E_i \times H_r)] \cdot \left(\frac{-T}{8\pi} + \frac{T}{8\pi}\right) \right\} \\ < P > = \frac{1}{2} (E_r \times H_r) + \frac{1}{2} (E_i \times H_i) = \frac{1}{2} [(E_r \times H_r) + (E_i \times H_i)] \quad \dots\dots (2.74) \end{aligned}$$

หากว่า

$$\begin{aligned} H^* &= \text{Re}[H^* \cdot e^{-j\omega t}] = \text{Re}[(H_r - jH_i)] \cdot e^{-j\omega t} \\ \therefore \vec{P} &= \text{Re}\{[E_r + jE_i] \cdot e^{j\omega t} \times [H_r - jH_i] \cdot e^{-j\omega t}\} \\ &= \text{Re}\{[E_r + jE_i] \times [H_r - jH_i]\} \\ &= \text{Re}\{(E_r \times H_r) + (E_i \times H_i) + j[(E_i \times H_r) - (E_r \times H_i)]\} \\ \vec{P} &= (E_r \times H_r) + (E_i \times H_i) = \vec{E} \times \vec{H}^* \\ \therefore < P > &= \frac{1}{2} (\vec{E} \times \vec{H}) \frac{1}{T} \int_0^T \text{Re}\{(\vec{E} \times \vec{H})\} dt = \frac{1}{2} [(E_r \times H_r) + (E_i \times H_i)] \quad \dots\dots (2.75) \end{aligned}$$

2.13 ทฤษฎีบทพอยน์ติงเวกเตอร์เชิงซ้อน (Complex Poynting Vector's Theorem)

สมการที่ 75 เราได้พิจารณาแนวคิดหลักของการหาพอยน์ติงเวกเตอร์ (Poynting Vector) และในหัวข้อนี้เราจะมามองค่าสนามแปรตามเวลาอีกรูปแบบหนึ่ง ซึ่งวิธีนี้จะวิธีที่นิยมใช้กันมากใน ทฤษฎีสายอากาศ โดยที่

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{E} &= \frac{-\partial B}{\partial t} \Rightarrow -j\omega \vec{B} \\ \nabla \times \vec{H} &= \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \Rightarrow \vec{J} + j\omega \epsilon \vec{E} \end{aligned}$$

และในที่นี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
\nabla \cdot (\vec{E} \times \vec{H}^*) &= \vec{H}^* \cdot \nabla \times \vec{E} - \vec{E} \cdot \nabla \times \vec{H}^* && \text{; โดยที่ * แสดงถึงฟังก์ชันสังยุค} \\
&= \vec{H}^* \cdot (-j\omega\vec{B}) - \vec{E} \cdot (\vec{J}^* - j\omega\epsilon\vec{E}^*) \\
&= -j\omega\mu\vec{H}^* \cdot \vec{H} - \vec{E} \cdot (\vec{J}^{*i} + \vec{J}^{*c}) + j\omega\epsilon\vec{E}^* \cdot \vec{E} \\
&= -\vec{E} \cdot \vec{J}^{*i} - \vec{E} \cdot \vec{J}^{*c} - j\omega[-\epsilon|\vec{E}|^2 + \mu|\vec{H}|^2] \\
&= -\vec{E} \cdot \vec{J}^{*i} - \vec{E} \cdot \sigma\vec{E}^* - j\omega[\mu|\vec{H}|^2 - \epsilon|\vec{E}|^2] \\
&= -\vec{E} \cdot \vec{J}^{*i} - \sigma|\vec{E}|^2 - j\omega[\mu|\vec{H}|^2 - \epsilon|\vec{E}|^2]
\end{aligned}$$

นำทฤษฎีบทการประยุกต์ทฤษฎีมาช่วยพิจารณาจะได้

$$\begin{aligned}
\int_{vol} \nabla \cdot (\vec{E} \times \vec{H}^*) dv &= \oint_s \vec{E} \times \vec{H}^* \cdot d\vec{S} \\
\oint_s (\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot d\vec{S} &= \int_{vol} \left\{ -\vec{E} \cdot \vec{J}^{*i} - \sigma|\vec{E}|^2 - j\omega[\mu|\vec{H}|^2 - \epsilon|\vec{E}|^2] \right\} dv \\
- \int_{vol} \vec{E} \cdot \vec{J}^{*i} dv &= \sigma \int_{vol} |\vec{E}|^2 dv + \oint_s (\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot d\vec{S} + j\omega \int_{vol} [\mu|\vec{H}|^2 - \epsilon|\vec{E}|^2] dv && \text{..... (2.76)}
\end{aligned}$$

จากสมการที่ 2.76 แยกวิเคราะห์เทอมจำนวนจริงกับจำนวนจินตภาพจะได้

เทอมจำนวนจริง

$$\begin{aligned}
- \int_{vol} \vec{E} \cdot \vec{J}^{*i} dv &= \sigma \int_{vol} |\vec{E}|^2 dv + \oint_s \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot d\vec{S} \\
\int_{vol} \vec{E} \cdot \vec{J}^{*i} dv &= \sigma \int_{vol} |\vec{E}|^2 dv + \oint_s <P> d\vec{S} && \text{..... (2.77)}
\end{aligned}$$

เทอมจำนวนจินตภาพ

$$\begin{aligned}
0 &= \oint_s \text{Im}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot d\vec{S} + j\omega \int_{vol} [\mu|\vec{H}|^2 - \epsilon|\vec{E}|^2] dv \\
j\omega \int_{vol} [\epsilon|\vec{E}|^2 - \mu|\vec{H}|^2] dv &= \oint_s \text{Im}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot d\vec{S} && \text{..... (2.78)}
\end{aligned}$$

ซึ่งส่วนนี้ถ้าสัญญาณวิ่งเป็นเส้นตรง (Directivity สูง) จะทำให้พลังงานทางไฟฟ้า = พลังงานทางแม่เหล็ก

$$\frac{1}{2} \epsilon |\vec{E}|^2 = \frac{1}{2} \mu |\vec{H}|^2 \quad \text{..... (2.79)}$$

เพราะฉะนั้นจะทำให้ $\oint_s \text{Im}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot d\vec{S} = 0$ (2.80)

ในสมการที่ 2.79 โดยทั่วไปจะนำมาหาค่าอิมพีแดนซ์ประจำตัว (Intrinsic Impedance) ของสายอากาศตัวหนึ่งที่ทำให้ E และ H โดยที่

$$\eta = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r}{\epsilon_0 \epsilon_r}} \quad \text{..... (2.81)}$$

สำหรับบรรยากาศ (Free Space)

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \bigg|_{\mu_r=1, \epsilon_r=1} = 120\pi\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.14 พลังงานสูญเสียในตัวนำ

เกิดจากสถานะที่ตัวนำไม่มีคุณสมบัติเป็นตัวนำสมบูรณ์แบบ กล่าวคือ จะเกิดมีปริมาณ $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ ตามแนวสัมผัสกับตัวนำไม่เป็นศูนย์ โดยจะมีการฝังตัวลึกลงไปตามค่าสกินดีฟ (Skin Depth) การหาพลังงานที่ฝังตัวลงไปในตัวนำด้วยระยะสกินดีฟ (Skin Depth) ก็จะเป็นการหาพลังงานสูญเสียในตัวนำนั่นเอง ซึ่งในการวิเคราะห์หัวข้อนี้ต้องนิยามตัวแปรขึ้นใหม่อีก 2 ตัวคือ

$$\hat{Z}(w) = j\omega\mu \quad ; \text{เรียกว่า อิมพีดิวิตี (Impedivity)} \quad \dots\dots (2.82)$$

$$\hat{Y}(w) = \sigma + j\omega\epsilon \quad ; \text{เรียกว่า แอดมิตติวิตี (Admittivity)} \quad \dots\dots (2.83)$$

ซึ่งถ้าให้

$$\begin{aligned} \eta &= \sqrt{\frac{\hat{Z}(w)}{\hat{Y}(w)}} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \\ &\cong \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \cdot \left\{ 1 + j \frac{\sigma}{2\omega\epsilon} \right\} \\ &= R_m + jX_m \end{aligned}$$

กำหนดให้

$P_{(z)}$ คือ พลังงานสูญเสียในตัวนำซึ่งพอยน์ติงเวกเตอร์ (Poynting Vector) คือ

$$\begin{aligned} P &= E_z \times H_t \\ &= \eta \cdot |H_t|^2 \end{aligned}$$

สำหรับในแผ่นตัวนำ (Patch) $|H_t|^2 = |\vec{K}|^2$; จากสมการที่ 2.6

$$\therefore P_z = \frac{1}{2} \text{Re}\{P\} = \frac{1}{2} R_m \left\{ \text{Re}|\vec{K}|^2 \right\} \quad \dots\dots (2.84)$$

โดยที่

$$\vec{K} = \frac{-1}{j\omega\mu} \cdot \frac{\partial E_z}{\partial n} \cdot \vec{n} \quad ; \text{ตามสมการที่ 2.31}$$

2.15 พลังงานสูญเสียในสารไดอิเล็กตริก (Dielectric Loss)

สำหรับตัวกลางที่เป็นสารไดอิเล็กตริก (Dielectric) จะมีค่า σ น้อยๆ ซึ่งสามารถละทิ้งได้ ทำให้แอดมิตติวิตี (Admittivity) เหลือเพียง $\omega\epsilon$ ซึ่งถ้าไดอิเล็กตริก (Dielectric) เป็นชนิดที่ไม่สมบูรณ์นั้นหมายความว่า มีการสูญเสียจากส่วนอื่นๆ ด้วย ค่าของ ϵ จะอยู่ในรูปของเชิงซ้อน

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' = |\epsilon| \cdot e^{-j\sigma}$$

ซึ่ง

ϵ' คือ คาปาซิตี เอซี (AC Capacity)

ϵ'' คือ ตัวประกอบการสูญเสียไดอิเล็กตริก (Dielectric Loss Factor)

σ คือ มุมของการสูญเสียไดอิเล็กตริก (Angle Loss)

ซึ่งปริมาณ ϵ' และ ϵ'' เป็นปริมาณที่แปรค่าตามความถี่

โดยที่ความสูญเสียจากไดอิเล็กตริกหาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

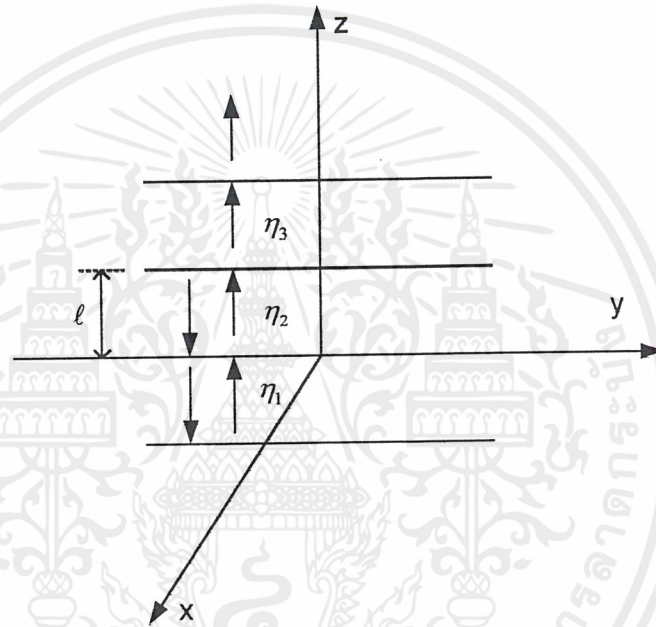
เมื่อ $\alpha_d = \frac{q\pi \tan \sigma}{\lambda_m} \dots \left(\frac{N_p}{m} \right)$

$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}}$

$q = \frac{W_1}{h} \cdot \left[\frac{W}{W_1} - 1 \right] \left[3.6 - 2e^{\left(\frac{\epsilon_r + 1}{-4} \right)} \right] ; \text{ฟิวฟีกเกอร์} \dots (2.85)$

2.16 คลื่นในชั้นไดอิเล็กตริกหลายตัว

จากที่เราทราบว่าสนามไฟฟ้าเมื่อคลื่นผ่านชั้นตัวกลางใดๆแล้ว จะมีความสัมพันธ์ดังรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 รูปแสดงสนามไฟฟ้าเมื่อคลื่นเดินทางผ่านชั้นตัวกลางใดๆ

$$\eta_j = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \cdot \frac{\mu_j}{\epsilon_j}}$$

$$E_x^{(1)} = E_{01}^i (e^{-jk_1 z} + \gamma_1 e^{jk_1 z}) \dots (2.86)$$

$$H_y^{(1)} = \frac{E_x^{(1)}}{\eta_1} = \frac{E_{01}^i}{\eta_1} (e^{-jk_1 z} - \gamma_1 e^{jk_1 z}) \dots (2.87)$$

$$E_x^{(2)} = E_{02}^i (e^{-jk_2 z} + \gamma_{21} e^{jk_2 z}) \dots (2.88)$$

$$H_y^{(2)} = \frac{E_x^{(2)}}{\eta_2} = \frac{E_{02}^i}{\eta_2} (e^{-jk_2 z} - \gamma_{21} e^{jk_2 z}) \dots (2.89)$$

$$E_x^{(3)} = E_0^t \cdot e^{-jk_3 z} \dots (2.90)$$

$$H_y^{(3)} = \frac{E_0^t}{\eta_3} \cdot e^{-jk_3 z} \dots (2.91)$$

$$Z_z^{(1)} = \frac{E_x^1}{H_y^{(1)}} = \eta_1 \left(\frac{e^{-jk_1 z} - \gamma_1 e^{jk_1 z}}{e^{-jk_1 z} - \gamma e^{jk_1 z}} \right) \quad \dots\dots (2.92)$$

$$Z_z^{(2)} = \frac{E_x^2}{H_y^{(2)}} = \eta_1 \left(\frac{e^{-jk_2 z} - \gamma_1 e^{jk_2 z}}{e^{-jk_2 z} - \gamma e^{jk_2 z}} \right) \quad \dots\dots (2.93)$$

$$Z_z^3 = \eta_3$$

ซึ่งเมื่อพิจารณา Z_z ของแต่ละชั้นสารพบว่าจะเกิดจากปริมาณ E และ H ตามแนวเส้นสัมผัส ซึ่งจะต้องต่อเนื่องกันที่รอยต่อ (เพราะเหตุผลของการวิเคราะห์เงื่อนไขขอบเขต ของสนามแปรตามเวลา)

$$Z_z^{(2)}(\ell) = Z_z^{(3)}(\ell)$$

$$\eta_2 \cdot \frac{e^{-jk_2 \ell} + \gamma_2 e^{jk_2 \ell}}{e^{-jk_2 \ell} - \gamma_2 e^{jk_2 \ell}} = \eta_3$$

เอา $e^{-jk_2 \ell}$ คูณทั้งเศษและส่วน

$$\frac{e^{-jk_2 \ell} + \gamma_2 e^{jk_2 \ell}}{e^{-jk_2 \ell} - \gamma_2 e^{jk_2 \ell}} = \frac{\eta_3}{\eta_2}$$

$$e^{-j2k_2 \ell} + \sqrt{2} = \frac{\eta_3}{\eta_2} e^{-j2k_2 \ell} - \frac{\eta_3}{\eta_2} \sqrt{2}$$

$$\gamma_2 \left[\frac{\eta_3}{\eta_2} + 1 \right] = e^{-j2k_2 \ell} \left[\frac{\eta_3}{\eta_2} - 1 \right]$$

$$\gamma_2 = e^{-j2k_2 \ell} \left[\frac{\eta_3 - \eta_2}{\eta_3 + \eta_2} \right]$$

ซึ่งในที่นี้จะให้

$$\left[\frac{\eta_3 - \eta_2}{\eta_3 + \eta_2} \right] = \gamma_{23}$$

$$\therefore \gamma_2 = \gamma_{23} e^{-j2k_2 \ell}$$

..... (2.94)

ณ $Z=0$ จะได้

$$Z_z^{(1)}(0) = Z_z^{(2)}(0)$$

$$\eta_1 \left[\frac{1 + \gamma_1}{1 - \gamma_1} \right] = \eta_2 \left[\frac{1 + \gamma_{21}}{1 - \gamma_2} \right]$$

$$\gamma_1 = \frac{(\eta_2 - \eta_1) + (\eta_2 + \eta_1)\sqrt{2}}{(\eta_2 + \eta_1) + (\eta_2 - \eta_1)\sqrt{2}}$$

..... (2.95)

และถ้าให้

$$\frac{(\eta_2 - \eta_1)}{(\eta_2 + \eta_1)} = \gamma_{21}$$

$$\gamma_1 = \frac{\gamma_{12} + \gamma_{23} \cdot e^{-j2k_2 \ell}}{1 + \gamma_{12}\gamma_{23}}$$

..... (2.96)

พิจารณาช่วงต่อเนื่อง ณ $z=0$ ของ $E_x^{(1)}$ และ $E_x^{(2)}$ จะได้

$$E_x^{(1)}(0) = E_x^{(2)}(0)$$

จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_{02}^i = E_{01}^i \left[\frac{1+\gamma_1}{1+\gamma_2} \right] \quad \dots\dots (2.97)$$

พิจารณาช่วงต่อเนื่อง ณ $z = \ell$ ของ $E_x^{(2)}$ และ $E_x^{(3)}$ จะได้

$$\begin{aligned} E_x^{(2)}(\ell) &= E_x^{(3)}(\ell) \\ E_{02}^i(e^{-jk_2\ell} + \gamma_2 e^{jk_2\ell}) &= E_0^t \cdot e^{-jk_3\ell} \\ E_0^t &= E_{02}^i(e^{-jk_2\ell} + \gamma_2 e^{jk_2\ell}) \cdot e^{-jk_3\ell} \\ E_0^t &= \left(E_{01}^i \left(\frac{1+\gamma_1}{1+\gamma_2} \right) \right) (1+\gamma_{23}) e^{-jk_3\ell} \quad \dots\dots (2.98) \end{aligned}$$

ซึ่งที่เราทำมาทั้งหมดก็เพื่อจะได้นำ $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ และ ℓ มาปรับปรุงค่าอีกครั้ง เพราะต้องการให้ดูเหมือนว่ามี Layer ลดลง ซึ่งวิธีการทำก็คือ ให้ $\gamma_1 = 0$ และให้ $e^{-j2k_2\ell} = \pm 1$ จากสมการที่ 2.96 เมื่อ $\gamma_1 = 0$ จะได้

$$\begin{aligned} \gamma_{23} e^{-j2k_2\ell} &= -\gamma_{12} \\ \frac{\eta_3 - \eta_2}{\eta_3 + \eta_2} e^{-j2k_2\ell} &= -\frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \end{aligned}$$

และให้ $\eta_2 = \sqrt{\eta_1 \eta_3}$ จะได้

$$\begin{aligned} \frac{\eta_3 - \sqrt{\eta_1 \eta_3}}{\eta_3 + \sqrt{\eta_1 \eta_3}} e^{-j2k_2\ell} &= -\frac{\sqrt{\eta_1 \eta_3} - \eta_1}{\sqrt{\eta_1 \eta_3} + \eta_1} \\ \therefore e^{-j2k_2\ell} &= -1 \\ \cos(2k_2\ell) - j\sin(2k_2\ell) &= -1 \\ \cos(2k_2\ell) &= -1 \\ \therefore 2k_2\ell &= (2n+1)\pi \quad ; n = 0, 1, 2, 3, \dots\dots \\ \therefore \ell &= (2n+1) \frac{\lambda_2}{4} \quad \dots\dots (2.99) \end{aligned}$$

เมื่อ λ_2 คือความยาวคลื่นใน Layer ที่ 2 ภายใต้งี้นไข $\eta_2 = \sqrt{\eta_1 \eta_3}$

แต่ถ้า $\eta_1 = \eta_3$ จะได้

$$\begin{aligned} e^{-j2k_2\ell} &= 1 \\ \text{หรือ} \quad 2k_2\ell &= 2n\pi \quad ; n = 0, 1, 2, 3, \dots\dots \\ \therefore \ell &= n \frac{\lambda_2}{2} \quad \dots\dots (2.100) \end{aligned}$$

ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่า

$\ell = (2n+1) \frac{\lambda_2}{4} \quad \text{ภายใต้งี้นไข} \quad \eta_2 = \sqrt{\eta_1 \eta_3}$ $\ell = \frac{n\lambda_2}{2} \quad \text{ภายใต้งี้นไข} \quad \eta_1 = \eta_2 = \eta_3$
--

2.17 ทฤษฎีรีซิโปรซิตี (Reciprocity Theorem)

ทฤษฎีรีซิโปรซิตีในทฤษฎีวงจรกล่าวว่าในลิเนียร์เนทเวิร์คใดๆ ตำแหน่งของศักดาต้นกำเนิดในอุดมคติ(อิมพีแดนซ์ภายในเป็นศูนย์) กับกระแสต้นกำเนิดในอุดมคติ(อิมพีแดนซ์ภายในเป็นอนันต์) สามารถสลับที่กันได้โดยไม่ทำให้การคำนวณนั้นผิดไป คราวนี้มาดูทฤษฎีรีซิโปรซิตีในกรณีของทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้าบ้าง ซึ่งอธิบายได้ดีโดยใช้สมการแมกซ์เวลล์

สมมุติว่าภายในตัวกลางซึ่งเป็นลิเนียร์และไอโซโทโรปิก แต่ไม่จำเป็นต้องเป็นโฮโมจีเนียส มีต้นกำเนิดอยู่ 2 ชุดคือ $\vec{J}_1, \vec{M}_1$ และ $\vec{J}_2, \vec{M}_2$ ซึ่งแพร่กระจายคลื่นพร้อมกัน หรือต่างคนต่างแพร่กระจายภายในตัวกลางเดียวกันที่ความถี่ซึ่งทำให้เกิดสนาม $\vec{E}_1, \vec{H}_1$ และ $\vec{E}_2, \vec{H}_2$ ตามลำดับ จะสามารถแสดงได้ว่าต้นกำเนิดและสนามทำให้สมการต่อไปนี้เป็นจริงคือ

$$-\nabla \cdot (\vec{E}_1 \times \vec{H}_2 - \vec{E}_2 \times \vec{H}_1) = \vec{E}_1 \cdot \vec{J}_2 + \vec{H}_2 \cdot \vec{M}_1 - \vec{E}_2 \cdot \vec{J}_1 - \vec{H}_1 \cdot \vec{M}_2 \quad \dots (2.101)$$

เรียกสมการนี้ว่าทฤษฎีรีซิโปรซิตี ในลักษณะดิฟเฟอเรนเชียล เมื่อทำอินทิกรัลเชิงปริมาตรทั้งสองข้างของสมการ แล้วให้ทฤษฎีไดเวอร์เจนซ์ทางค่าน้ำของสมการ จะได้ผลลัพธ์ต่อไปนี้คือ

$$-\oint_S (\vec{E}_1 \times \vec{H}_2 - \vec{E}_2 \times \vec{H}_1) \cdot d\vec{S} = \iiint_V (\vec{E}_1 \cdot \vec{J}_2 + \vec{H}_2 \cdot \vec{M}_1 - \vec{E}_2 \cdot \vec{J}_1 - \vec{H}_1 \cdot \vec{M}_2) dv \quad \dots (2.102)$$

ในบริเวณที่ปราศจากต้นกำเนิด ($\vec{J}_1 = \vec{J}_2 = \vec{M}_1 = \vec{M}_2 = 0$) สมการที่ 101 และ 102 จะกลายเป็น

$$\nabla \cdot (\vec{E}_1 \times \vec{H}_2 - \vec{E}_2 \times \vec{H}_1) = 0 \quad \dots (2.103)$$

และ

$$\oint_S (\vec{E}_1 \times \vec{H}_2 - \vec{E}_2 \times \vec{H}_1) \cdot d\vec{S} = 0 \quad \dots (2.104)$$

สมการที่ 2.103 และ 2.104 เป็นกรณีพิเศษของทฤษฎีลอสเรนซ์รีซิโปรซิตี ซึ่งต้องเป็นบริเวณที่ปราศจากต้นกำเนิด สำหรับบริเวณที่มีต้นกำเนิด และทำการสังเกตที่ระยะไกล(ในอุดมคติคือที่ระยะอนันต์) โดยใช้ความสัมพันธ์ระหว่างสนาม $\vec{E}$ กับสนาม $\vec{H}$ จะได้ว่า

$$\iiint_V (\vec{E}_1 \cdot \vec{J}_2 - \vec{H}_1 \cdot \vec{M}_2) dv = \iiint_V (\vec{E}_2 \cdot \vec{J}_1 - \vec{H}_2 \cdot \vec{M}_1) dv \quad \dots (2.105)$$

สมการ 2.102 ไม่ได้แสดงความสัมพันธ์ของกำลังงาน เพราะไม่มีคอนจูเกตปรากฏในส่วนในสมการ 2.104 และ 2.105 ก็เช่นเดียวกัน แต่ละอินทิกรัลในสมการ 2.105 เรียกว่าเป็นรีแอคชัน (Reaction)

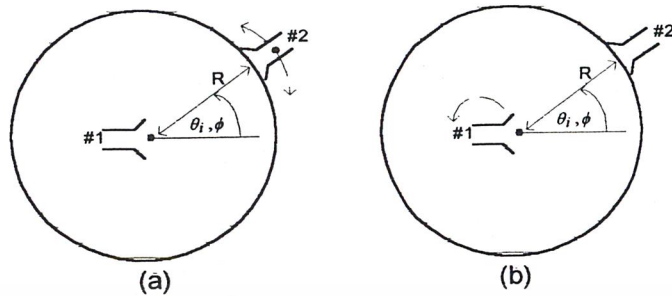
$$\langle 1,2 \rangle = \iiint_V (\vec{E}_1 \cdot \vec{J}_2 - \vec{H}_1 \cdot \vec{M}_2) dv \quad \dots (2.106)$$

$$\langle 2,1 \rangle = \iiint_V (\vec{E}_2 \cdot \vec{J}_1 - \vec{H}_2 \cdot \vec{M}_1) dv \quad \dots (2.107)$$

ค่า $\langle 1,2 \rangle$ ในสมการ 2.106 เป็นรีแอคชันของสนาม $(\vec{E}_1, \vec{H}_1)$ ที่มีต่อต้นกำเนิด $(\vec{J}_2, \vec{M}_2)$ ในขณะที่ $\langle 2,1 \rangle$ แสดงรีแอคชัน(Reaction)ของสนาม $(\vec{E}_2, \vec{H}_2)$ ที่มีต่อต้นกำเนิด $(\vec{J}_1, \vec{M}_1)$ ถ้ารีซิโปรซิตีเป็นจริง จะต้องได้ว่ารีแอคชันของต้นกำเนิดกับสนามต้องเท่ากัน นั่นคือ

$$\langle 1,2 \rangle = \langle 2,1 \rangle$$

2.18 ริชชีโปรซีดีของแพทเทอร์นการแพร่กระจายคลื่น



รูปที่ 2.26 การจัดสายอากาศเพื่อวัดแพทเทอร์นและทฤษฎีริชชีโปรซีดี

ปกติจะวัดแพทเทอร์นของสายอากาศในโหมดของการรับแต่เนื่องจากคุณสมบัติของริชชีโปรซีดีทำให้เรารู้ว่าวัดแพทเทอร์นในโหมดของการส่งก็ได้ผลเหมือนกันมาดูวิธีการวัดในรูป 2.26 สายอากาศที่ต้องการทดสอบเป็นสายอากาศ #1 ในขณะที่สายอากาศโพรบเป็นสายอากาศ #2 ถูกจัดให้ส่งหรือรับได้แรงที่สุด V_1 และ I_1 เป็นศักดาไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ขั้ว 1-1 ของสายอากาศ #1 และ V_2, I_2 เป็นศักดาไฟฟ้าและกระแสที่ขั้ว 2-2 ของสายอากาศ #2 ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้คือ

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad \dots\dots (2.108)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad \dots\dots (2.109)$$

เมื่อ Z_{11} คือ อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ #1 โดยลำพัง

Z_{22} คือ อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ #2 โดยลำพัง

Z_{12}, Z_{21} คือ มิวชวลอิมพีแดนซ์ (Mutual Impedance) ระหว่างสายอากาศ #1 และสายอากาศ #2

ถ้าป้อนกระแส I_1 ที่ขั้ว 1-1 และวัดศักดา V_2 (เขียนเป็น V_{2oc}) เมื่อเปิดขั้ว 2-2 ($I_2=0$) ถ้าวัด V_{1oc} ที่ขั้ว 1-1 ($I_1=0$) จะมีค่าเท่ากับ V_{2oc} เมื่อป้อน I_2 ที่ขั้วของสายอากาศ #2 เท่ากับ I_1 ซึ่งจะเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้คือ

$$Z_{21} = \left. \frac{V_{2oc}}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad \dots\dots (2.110)$$

$$Z_{12} = \left. \frac{V_{1oc}}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad \dots\dots (2.111)$$

ถ้าตัวกลางระหว่างสายอากาศเป็นแบบ ลินีเยร์ พาสซีฟ ไอโซโทรอปิก และคลื่นเป็นแบบโมนโครมาติก (Monochromatic) เนื่องจากคุณสมบัติของริชชีโปรซีดีทำให้ได้ผลลัพธ์ดังนี้คือ

$$Z_{21} = \left. \frac{V_{2oc}}{I_1} \right|_{I_2=0} = \left. \frac{V_{1oc}}{I_2} \right|_{I_1=0} = Z_{12} \quad \dots\dots (2.112)$$

นอกจากนี้ถ้า $I_1 = I_2$ แล้วจะได้ว่า

$$V_{2oc} = V_{1oc} \quad \dots\dots (2.113)$$

สมการข้างบนนี้จะเป็นจริงไม่ว่าที่ตำแหน่งใดๆ และไม่ว่าสายอากาศจะทำงานในโหมดใดก็ตามต่อไปนี้จะแสดงการใช้ริชชีโปรซีดีกับสายอากาศ ทั้งในโหมดการส่งและโหมดการรับ ในโหมด 1 สาย

อากาศ #1 ถูกวางอยู่กับที่ ในขณะที่จะเลื่อนสายอากาศ #2 ไปตามผิวทรงกลมที่มีรัศมีคงที่ ดังรูปที่ 2.26a ส่วนในอีกโหมคหนึ่ง สายอากาศ #2 จะถูกวางอยู่กับที่ ในขณะที่จะหมุนสายอากาศ #1 รอบตัวเองที่จุดๆ หนึ่ง ดังรูปที่ 2.26b

ในโหมคของรูป 2.26a จะใช้สายอากาศ #1 เป็นสายอากาศส่งหรือสายอากาศรับก็ได้ สำหรับในโหมคของการส่งจะวัดศักดาไฟฟ้าเมื่อเปิดวงจรที่ขั้วสายอากาศ #2 เป็น V_{2oc} เมื่อเลื่อนสายอากาศ #2 ไปตามผิวทรงกลมรัศมีคงที่ ส่วนในโหมคของการรับจะวัดศักดาไฟฟ้าที่ขั้วเมื่อเปิดวงจรที่ขั้วสายอากาศ #1 เป็น V_{1oc} รูปกราฟสามมิติของ V_{2oc} และ V_{1oc} ที่วาดเป็นฟังก์ชันของมุม θ และมุม ϕ จะเรียกว่าแพทเทิร์นสนาม เนื่องจากกราฟสามมิติของ V_{2oc} เหมือนกับกราฟของ V_{1oc} ทุกประการ (ตามทฤษฎีรีซิโปรซิตี) แพทเทิร์นสนามในโหมคการส่ง(V_{2oc}) และแพทเทิร์นในการรับ(V_{1oc}) ก็จะมีค่าเท่ากันด้วย ในทำนองกลับกันถ้าสายอากาศ #2 ถูกวางอยู่กับที่ในขณะที่หมุนสายอากาศ #1 ดังรูปที่ 2.26b ก็จะได้รูปแพทเทิร์นที่เหมือนกัน

สถานะของรีซิโปรซิตีจะเป็นจริงไม่ว่าสายอากาศ #1 จะถูกใช้เป็นสายอากาศส่งและสายอากาศ #2 ถูกใช้เป็นสายอากาศรับ หรือสายอากาศ #2 ถูกใช้เป็นสายอากาศส่งและสายอากาศ #1 ถูกใช้เป็นสายอากาศรับ ในทางปฏิบัติโหมคการทำงานที่สะดวกที่สุดจะเป็นตามรูป 2.26b ซึ่งสายอากาศที่ต้องการทดสอบถูกใช้เป็นสายอากาศรับ เรามักจะวางสายอากาศ #2 ในบริเวณสนามระยะไกลของสายอากาศที่จะทดสอบ(#1หรือในทางกลับกันคือทำให้มันแพร่กระจายคลื่นเป็นคลื่นระนาบในบริเวณของสายอากาศ #1)

โหมคการรับในรูป 2.26b สำหรับการทดสอบสายอากาศถูกใช้อย่างแพร่หลายในการวัดแพทเทิร์นสายอากาศ ทั้งนี้เพราะว่าอุปกรณ์การส่งมักมีขนาดใหญ่ และน้ำหนักมาก ในขณะที่เครื่องรับมักมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบากว่า บางเครื่องรับอาจเป็นเพียงไดโอดตัวเดียวเท่านั้น

2.19 อาร์เรย์

จากการศึกษาคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเดี่ยวจะมีแพทเทอร์ท่อนข้างกว้างและมีเกนต่ำ แต่ในงานบางอย่างต้องการสายอากาศที่มี เกนสูง การเพิ่มเกนเราสามารถที่จะทำได้โดยการเพิ่มขนาดของสายอากาศแต่ก็เป็นเรื่องยุ่งยากพอสมควร หรือในบางครั้งต้องทำการออกแบบและทำใหม่ทั้งหมดซึ่งจะทำให้เสียงบประมาณมาก แต่วิธีที่จะเพิ่มเกนอีกวิธีที่นิยมใช้ก็คือ การนำสายอากาศมาจัดในรูปทรงที่เหมาะสมและมีการป้อนขนาดและเฟสของกระแสให้แต่ละองค์ประกอบ(Element)เพื่อให้ได้รูปแบบในการแพร่กระจายคลื่นที่ดีขึ้นกว่าสายอากาศเดี่ยวๆ ตามทิศทางที่เราต้องการได้ซึ่งมีการควบคุมแพทเทิร์นของสายอากาศได้โดยการควบคุมสิ่งต่างๆต่อไปนี้คือ

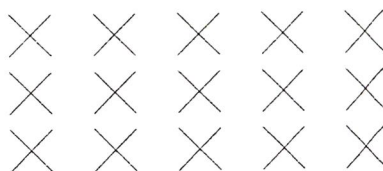
พารามิเตอร์ที่ควบคุมคุณสมบัติของสายอากาศ

1. รูปร่างของแถวลำดับ (Array Configuration) จะบังคับเมนที่บีม(Main Beam)ไปในทิศทางที่ต้องการ
 - 1.1 แถวลำดับแบบเชิงเส้น (Linear Array) ลำคลื่นหลักจะมีทิศทางตั้งฉากกับแนวองค์ประกอบดังรูป



รูปที่ 2.27 แสดงการวางองค์ประกอบต่างๆ แบบเชิงเส้น

- 1.2 แอลฟาจัดเรียงระนาบ (Planar Array) ถ้าคลื่นหลักจะมีทิศทางในระนาบเดียวกันกับแนวองค์ประกอบดังรูป



รูปที่ 2.28 แสดงการวางองค์ประกอบต่างๆ แบบเชิงระนาบ

- 1.3 แอลฟาจัดวงกลม (Circular Array) มีการวางแต่ละองค์ประกอบดังรูป



รูปที่ 2.29 แสดงการวางองค์ประกอบต่างๆ แบบวงกลม

- 1.4 แอลฟาจัดเชิงทรงกลม (Spherical Array) มีการวางแต่ละองค์ประกอบกันเป็นรูปทรงกลม
- 1.5 แอลฟาจัดเชิงลูกบาศก์ (Cubical Array) มีการวางแต่ละองค์ประกอบกันเป็นรูปลูกบาศก์
2. ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบของแอลฟาจัด (Spacing Between Element) จะใช้ควบคุมความสูงของลำคลื่นย่อย ซึ่งมีอยู่ด้วยกัน 2 แบบ คือ
- 2.1 แอลฟาจัดที่มีระยะห่างสม่ำเสมอ (Uniform Spacing)
- 2.2 ระยะห่างที่มีระยะห่างไม่สม่ำเสมอ (Nonuniform Spacing)
- ระยะห่างแต่ละองค์ประกอบจะน้อยกว่า λ เสมอ เพราะถ้ามากกว่า จะเกิดปรากฏการณ์ลำคลื่นหลักที่ไม่ต้องการขึ้นมาในทิศทางอื่นซึ่งเราเรียกว่า “Grating Lobe” จะทำให้สูญเสียกำลังงานไปมากชนิดขององค์ประกอบ (Type Of Element) จะควบคุมลักษณะของลำคลื่น และค่าชี้ทิศทางเช่น สายอากาศไดโพล (Dipole) ลำคลื่นจะเป็นแบบรอบตัว (Omnidirectional Beam) สายอากาศยาเก (Yagi) ลำคลื่นจะเป็นแบบลำคลื่นเดียว (Unidirectional Beam)
3. ขนาดของกระแสที่ป้อนให้แต่ละองค์ประกอบ (Amplitude Current Excitation) จะใช้ควบคุม ปีมวิคต์ (Beamwidth), ค่าการชี้ทิศทาง (Directivity), ระดับลำคลื่นย่อย (Side Lobe Level)
- 3.1 แอลฟาจัดสม่ำเสมอ (Uniform Array) หมายถึง แอลฟาจัดที่มีการป้อนขนาดของกระแสเท่ากันหมด ลักษณะของลำคลื่นที่ได้คือ

1. ลำคลื่นแคบ
2. ค่าชี้ทิศทางสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ระดับลาคลื่นย่อยสูง

3.2 แฉลาคลื่นทวินาม (Binomial Array) หมายถึง แฉลาคลื่นที่มีการป้อนขนาดของกระแสที่เป็น สัดส่วนกับสัมประสิทธิ์การกระจายอนุกรมทวินาม ลักษณะของลาคลื่นที่ได้คือ

1. ลาคลื่นกว้าง
2. ค่าชี้ทิศทางต่ำ
3. ระดับลาคลื่นย่อยต่ำมาก

3.3 แฉลาคลื่นเซฟบีเซฟชนิดที่ 1 (Frist Kind Tschebyscheff Array) หมายถึง สายอากาศที่มีขนาด กระแสที่เป็นไปตามพหุนามเซฟบีเซฟชนิดที่ 1 ลักษณะลาคลื่นที่ได้จะอยู่ในระดับกลางๆคือ

1. ลาคลื่นแคบ แต่ไม่แคบเท่ากับ แฉลาคลื่นสมำเสมอ
2. ค่าชี้ทิศทางสูง แต่ไม่สูงเท่ากับ แฉลาคลื่นสมำเสมอ
3. ระดับลาคลื่นย่อยต่ำ แต่ไม่ต่ำเท่ากับ แฉลาคลื่นทวินาม

5. เฟสของกระแสที่ป้อนให้แต่ละองค์ประกอบ (β) จะมีส่วนในการกำหนดทิศทางของลาคลื่นโดยแบ่ง เป็นชนิดต่างๆ ได้ดังนี้

5.1 แฉลาคลื่นแบบบอร์คไซด์ (Broadside Array) หมายถึง แฉลาคลื่นที่มีลาคลื่นหลักชี้ในทิศทาง ตั้งฉากกับระนาบของแฉลาคลื่น ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อเราป้อนเฟสของกระแสให้กับแต่ละองค์ประกอบ เป็นเฟสเดียวกันหมด

5.2 แฉลาคลื่นแบบเอนด์ไฟล์ (End Fire Array) หมายถึง แฉลาคลื่นที่มีลาคลื่นหลักชี้ในทิศทาง ขนานกับระนาบของแฉลาคลื่น ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อป้อนเฟสให้แต่ละองค์ประกอบเป็น $\beta = \pm kd$

5.3 แฉลาคลื่นแบบเฟส (Phased Array) หมายถึง แฉลาคลื่นที่มีลาคลื่นหลักชี้ในทิศทางใดๆ เทียบ กับระนาบของแฉลาคลื่น ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อป้อนเฟสของกระแสให้กับแต่ละองค์ประกอบเป็น $\beta = \pm kd \cos \theta$ โดยที่ θ คือ ทิศทางของลาคลื่นหลัก

2.20 หลักการคูณแบบรูปแพร่กระจายคลื่น (Pattern Multiplication)

หมายถึง เราสามารถที่จะหาสนามรวมที่แพร่กระจายออกมาจากสายอากาศแฉลาคลื่น ได้โดยการคูณ รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเดียวกับตัวประกอบแฉลาคลื่น

$$\text{Total Field (Et)} = \text{Element Pattern} \times \text{Array Factor}$$

ตัวประกอบแฉลาคลื่น

กรณีที่แต่ละองค์ประกอบมีการป้อนขนาด แอมพลิจูด เท่ากันหมด

$$AF_N = \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\left(\frac{N}{2}\psi\right)} \quad \dots\dots (2.114)$$

โดยที่ N คือ จำนวนองค์ประกอบทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ψ คือ $kd \cos \theta + \beta$

k คือ $\frac{2\pi}{\lambda}$

d คือ ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ

β คือ เฟสที่ป้อนให้แก่แต่ละองค์ประกอบเช่น $\beta = 0$ คือแต่ละองค์ประกอบมีเฟสเดียวกัน

พิจารณาค่าสูงสุดของลำคลื่นหลัก

โดยการหาค่า AF (Array Factor) ที่สูงสุดพบว่า AF จะสูงสุดที่ $\psi = 0$ จาก $\frac{\sin x}{x}$ ค่าจะสูงสุด

เมื่อ $x=0$ ก็คือ $\frac{\sin 0}{0} = 1$

ตัวประกอบแถวลำดับ กรณีมีการป้อนกระแสและแอมพลิจูดไม่เท่ากัน จะถูกแบ่งเป็น 2 กรณีคือ

1. จำนวนองค์ประกอบแถวลำดับเป็นเลขคู่

$$AF_{2M} = \sum_{n=1}^M I_n \cos(2n-1)u \quad \dots\dots (2.115)$$

โดยที่ $N = 2M$; N คือ จำนวนองค์ประกอบทั้งหมด

$$U = \frac{\pi d}{\lambda} \cos \theta + \beta$$

2. จำนวนองค์ประกอบทั้งหมดเป็นเลขคี่

$$AF_{2M+1} = \sum_{n=1}^{M+1} I_n \cos(2n-1)u \quad \dots\dots (2.116)$$

โดยที่ $N = 2M+1$; N คือ จำนวนองค์ประกอบทั้งหมด

$$U = \frac{\pi d}{\lambda} \cos \theta + \beta$$

แถวลำดับทวินาม (Binomial Array)

หมายถึงแถวลำดับที่ค่ากระแสที่ป้อนให้แก่แต่ละองค์ประกอบเป็นค่าสัดส่วนกับการกระจายสัมประสิทธิ์ทวินามหรือหาจากค่าในสามเหลี่ยมปาสคาล

ขั้นตอนในการคำนวณหากระแส ที่ป้อนให้แก่แต่ละองค์ประกอบ

1. ต้องรู้จำนวนองค์ประกอบทั้งหมด ($N=?$)
2. ต้องรู้ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ ($d=?$)
3. เลือกสมการตัวประกอบแถวลำดับ ตามจำนวนเลขคู่ หรือ คี่ ($AF = \dots$ Odd Or Even)
4. กระจายค่าตัวประกอบแถวลำดับ (โดยใช้สามเหลี่ยมปาสคาล)
5. หาค่ากระแสที่ป้อนให้แก่แต่ละองค์ประกอบโดย
 - 5.1 กระแสที่ป้อนให้กับองค์ประกอบสุดท้ายต้องเป็น 1 เสมอ
 - 5.2 องค์ประกอบที่เหลือ ค่ากระแสได้จากสัมประสิทธิ์ของสามเหลี่ยมปาสคาลตามลำดับ
 - 5.3 กรณีที่จำนวนองค์ประกอบทั้งหมดเป็นเลขคี่ ค่ากระแสที่ป้อนให้กับองค์ประกอบที่ 1 จะมีค่าเท่ากับ ค่าในสามเหลี่ยมปาสคาล/2 เสมอ

ตัวอย่าง ถ้าจำนวนองค์ประกอบทั้งหมดเท่ากับ 9 , ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบเท่ากับ $\left(\frac{\lambda}{2}\right)$

วิธีทำ

1. $N = 9$

2. $d = \frac{\lambda}{2}$

3. จำนวนองค์ประกอบเป็นเลขคี่ จึงใช้สมการที่ 2.116

$$AF_{2M+1} = \sum_{n=1}^{M+1} I_n \cos(2n-1)u$$

$$u = \frac{\pi d}{\lambda} \cos\theta = \frac{\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2} \cos\theta = \frac{\pi}{2} \cos\theta$$

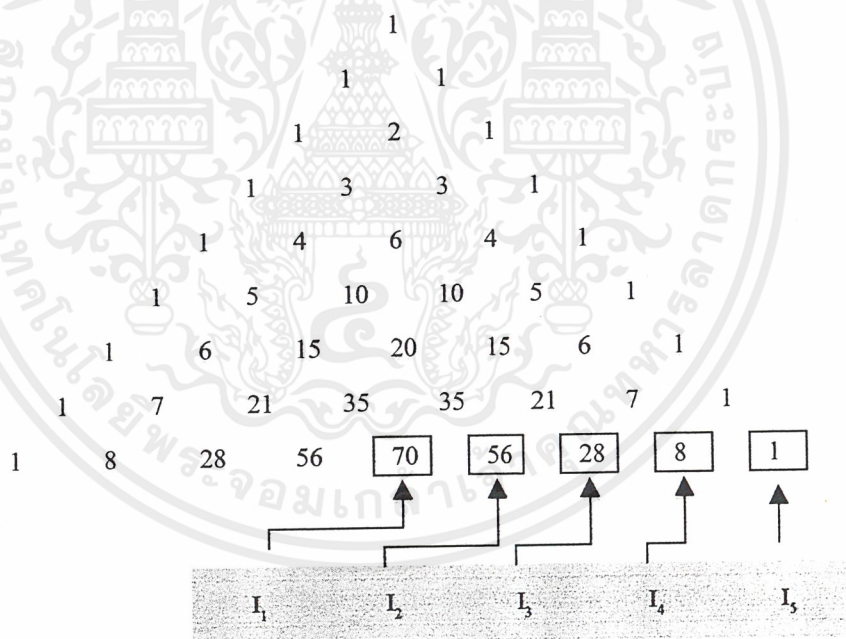
$$2M+1 = 9$$

$$m = 4$$

$$AF_9 = \sum_{n=1}^5 I_n \cos(2n-1)u$$

4. $AF_9 = I_1 + I_2 \cos 2u + I_3 \cos 4u + I_4 \cos 6u + I_5 \cos 8u$

5. เขียนสามเหลี่ยมปาสคาลเพื่อหาค่า $I_1 \rightarrow I_5$ โดยที่มีจำนวนชั้นของสามเหลี่ยมปาสคาลเท่ากับจำนวนองค์ประกอบทั้งหมด



เนื่องจากจำนวนองค์ประกอบทั้งหมดเป็นเลขคี่ $I_1 = \frac{I_1}{2}$ จะได้ค่ากระแสที่ป้อนให้แก่ละองค์ประกอบ คือ

องค์ประกอบที่ 1 เท่ากับ $70/2 = 35$

องค์ประกอบที่ 2 เท่ากับ 56

องค์ประกอบที่ 3 เท่ากับ 28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

องค์ประกอบที่ 4 เท่ากับ 8

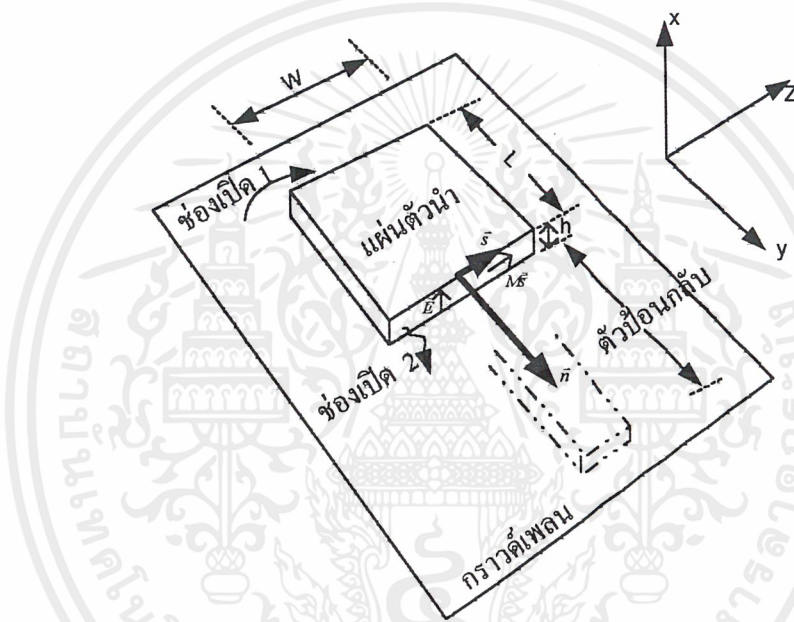
องค์ประกอบที่ 5 เท่ากับ 1

$$AF_9 = 35 + 56\cos 2u + 28\cos 4u + 8\cos 6u + \cos 8u$$

$$u = \frac{\pi}{2} \cos \theta$$

สำหรับผู้สนใจการหาขนาดของกระแสเพื่อป้อนให้กับแต่ละองค์ประกอบ ด้วยวิธีอื่นๆสามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จากหนังสืออ้างอิงท้ายเล่ม

2.21 การหาสนามจากไมโครสตริป



รูปที่ 2.30 รูปประกอบการหาสนาม

หลักการแพร่กระจายคลื่นของไมโครสตริป จะแพร่กระจายออกจากช่อง 1 และ 2 (Slot) ซึ่งต่างจากสายอากาศแบบช่องเปิด (Aperture Antenna) คือ

1. ภายในตัวแพร่กระจายคลื่น (Patch) ไม่มีสนามเลย สนามจะเกิดบริเวณขอบของตัวนำเท่านั้น
2. คิดเป็นปริมาตรคือ มีความสูงเข้ามาเกี่ยวข้องด้วยแต่สายอากาศแบบช่องเปิดจะมองตัวแพร่กระจายคลื่น (Patch) เป็นพื้นผิว (Surface) ดังนั้นจากรูปเราได้

$$\vec{E} = E_0 \vec{a}_x \quad ; \quad |Z| \leq \frac{W}{2} \quad \text{และ} \quad |x| \leq \frac{h}{2} \quad \dots\dots (2.117)$$

จากหลักการของเลฟ (Love's Principle) เราจะได้

$$\vec{M}_s = \vec{E} \times \vec{n} \quad \dots\dots (2.118)$$

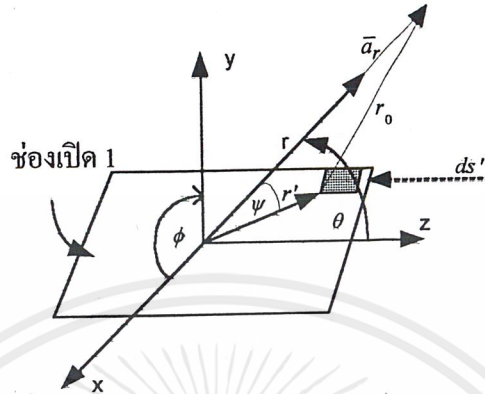
$$= (E_0 \vec{a}_x) \times \vec{a}_y = E_0 \vec{a}_z \quad \dots\dots (2.119)$$

และเมื่อนำทฤษฎีของอิมเมจ (Image's Theorem) เข้ามาพิจารณาจะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\bar{M}_s = 2\bar{E}_0\bar{a}_z \quad \dots\dots (2.120)$$

ทฤษฎีอิมเมจนี้หาได้จากการพิจารณาขอบเขตเงื่อนไขรอยต่อของสนามสถิตย์ ตามทฤษฎีของแมกซ์เวลล์ ซึ่งจากนี้ต่อไปเราสามารถวิเคราะห์เฉพาะส่วนของร่องเปิด(Slot) ที่ทำหน้าที่แพร่กระจายคลื่น โดยอาศัยสมการช่วย(Auxiliary Equation) เช่นเดียวกับการหาสนามระยะไกลของสายอากาศช่องเปิด คือ



รูปที่ 2.31 ลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปเมื่อพิจารณาเป็นสายอากาศแบบช่องเปิด

$$ds' = dx'dz' \quad \dots\dots (2.121)$$

$$r' = x'\bar{a}_x + z'\bar{a}_z \quad \dots\dots (2.122)$$

$$r'\cos\psi = r'\bar{a}_r = (x'\bar{a}_x + z'\bar{a}_z) \cdot \bar{a}_r = x'\sin\theta\cos\phi + z'\cos\theta \quad \dots\dots (2.123)$$

เรามีสมการช่วย(Auxiliary Equation) คือ

$$\bar{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int_s \bar{J}_s \cdot \frac{e^{-jkr}}{R} ds' \cong \frac{\mu e^{-jkr}}{4\pi r} \cdot N \quad \dots\dots (2.124)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} N &= \int_s \bar{J}_s \cdot e^{jkr'\cos\psi} ds' \\ &= \int_s [J_x\bar{a}_x + J_y\bar{a}_y + J_z\bar{a}_z] \cdot e^{jkr'\cos\psi} ds' \end{aligned}$$

ซึ่ง

$$N_\theta = \int_s [J_x\cos\theta\cos\phi + J_y\cos\theta\sin\phi - J_z\sin\phi] \cdot e^{jkr'\cos\psi} ds' \quad \dots\dots (2.125)$$

$$N_\phi = \int_s [-J_x\sin\phi + J_y\cos\phi] \cdot e^{jkr'\cos\psi} ds' \quad \dots\dots (2.126)$$

และ

$$\bar{F} = \frac{\varepsilon}{4\pi} \int_s \bar{M}_s \frac{e^{-jkr}}{R} ds' \cong \frac{\varepsilon}{4\pi r} \cdot e^{-jkr} \cdot L \quad \dots\dots (2.127)$$

โดยที่

$$L = \int_s \bar{M}_s \cdot e^{jkr'\cos\psi} ds'$$

ซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_\theta = L \cdot \bar{a}_\theta = \int_S [M_x \cos\theta \cos\phi + M_y \cos\theta \sin\phi - M_z \sin\theta] \cdot e^{jkr' \cos\psi} ds' \quad \dots (2.128)$$

$$L_\phi = L \cdot \bar{a}_\phi = \int_S [-M_x \sin\phi + M_y \cos\phi] \cdot e^{jkr' \cos\psi} ds' \quad \dots (2.129)$$

โดยที่ $\bar{A}$ และ $\bar{F}$ ซึ่งให้กำเนิด N และ L ตามลำดับจะไม่เกิดขึ้นพร้อมกัน เนื่องจากเราจะอาศัยเงื่อนไขผนัง(Wall Boundary) ในการลดตัวแปรตัวหนึ่งลง ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับว่าเราจะเลือกใช้เงื่อนไขอะไร ซึ่งเงื่อนไขดังกล่าวมีดังนี้

1. เงื่อนไขผนังแม่เหล็กสมบูรณ์แบบ(Perfect Magnetic Wall Boundary Condition) จะทำให้

$$\bar{M}_s = \bar{F} = L_\theta = L_\phi = 0$$

นั่นคือสนามที่ได้จะหามาจาก $\bar{J}_s$ เพียงตัวเดียว

2. เงื่อนไขผนังไฟฟ้าสมบูรณ์แบบ(Perfect Electric Wall Boundary Condition) จะทำให้

$$\bar{J}_s = \bar{A} = N_\theta = N_\phi = 0$$

นั่นคือสนามที่ได้จะหามาจาก $\bar{M}_s$ เพียงตัวเดียว

ในการแสดงการหาครั้งนี้จะใช้เงื่อนไขที่ 2 จะได้ว่า

$$\bar{J}_s = \bar{A} = N_\theta = N_\phi = 0$$

และ

$$\bar{M}_s = 2\bar{E}_0 \bar{a}_z$$

$$\therefore L_\theta = - \int_S M_z \sin\theta e^{jkr' \cos\psi} ds'$$

$$= - \int_{z=-W/2}^{W/2} \int_{x'=-h/2}^{h/2} 2E_0 \sin\theta \cdot e^{jk(x' \sin\theta \cos\phi + z' \cos\theta)} dx' dz'$$

$$= -2E_0 \sin\theta \left(\int_{x'=-h/2}^{h/2} e^{jk(x' \sin\theta \cos\phi)} dx' \right) \left(\int_{z=-W/2}^{W/2} e^{jkz' \cos\theta} dz' \right)$$

$$= -2E_0 \sin\theta \cdot h \cdot W \cdot \frac{\sin(\frac{kh}{2} \sin\theta \cos\phi)}{(\frac{kh}{2} \sin\theta \cos\phi)} \cdot \frac{\sin(\frac{kW}{2} \cos\theta)}{(\frac{kW}{2} \cos\theta)} \quad \dots (2.130)$$

$$L_\phi = 0$$

เราจะประมาณค่าสนามระยะไกลโดยความสัมพันธ์เช่นเดียวกับการวิเคราะห์สายอากาศแบบช่องเปิด คือ

$$E_r \approx 0 \quad \dots (2.131)$$

$$E_\theta \approx \frac{-jke^{-jkr}}{4\pi r} (L_\phi + \eta N_\theta) \quad \dots (2.132)$$

$$E_\phi \approx \frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} (L_\theta - \eta N_\phi) \quad \dots (2.133)$$

$$H_r \approx 0 \quad \dots (2.134)$$

$$H_\theta \approx \frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} (N_\phi - \frac{L_\theta}{\eta}) \quad \dots (2.135)$$

$$H_\phi \approx \frac{-jke^{-jkr}}{4\pi r} (N_\theta + \frac{L_\phi}{\eta}) \quad \dots (2.136)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งทำให้เราได้ว่า

$$E_\phi \cong \frac{-jke^{-jkr}}{4\pi r} \cdot 2E_0 \cdot h \cdot W \cdot \frac{\sin(x)}{x} \cdot \frac{\sin(z)}{z} \cdot \sin\theta \quad \dots (2.137)$$

เมื่อ

$$x = \frac{kh}{2} \sin\theta \cos\phi \quad \dots (2.138)$$

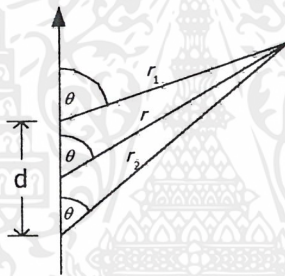
$$z = \frac{kW}{2} \cos\theta \quad \dots (2.139)$$

แต่ E_ϕ ดังกล่าวเป็นการหาเพียง 1 ช่องเปิด ดังนั้นถ้าจะหาสนามรวมเราจะหาได้โดยอาศัยหลักการซ้อนทับ
แพทเทิร์นดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้นคือ

$$E_{\text{รวม}} = E_{\text{ใน 1 ช่องเปิด}} \quad \text{กรณี อาร์เรย์แฟคเตอร์} \quad \dots (2.140)$$

โดยอาร์เรย์แฟคเตอร์ของแต่ละช่องเปิดเหมือนกัน (Slot 1 และ Slot 2 รูป 2.30 ประกอบ) การที่ช่องเปิดที่ 1 (Slot 1) และช่องเปิดที่ 2 (Slot 2) อยู่ห่างกันคงที่ และมีขนาดและเฟสของสนามจากแต่ละช่องเปิดเหมือนกัน จากสมการทั่วไปของอาร์เรย์แฟคเตอร์

$$AF = 2\cos\left[\frac{1}{2}(kd\cos\theta + \beta)\right] \quad ; \beta \text{ คือความต่างเฟสของแต่ละองค์ประกอบ}$$



รูปที่ 2.32 รูปประกอบการพิจารณาแวลวลำดับที่วางตัวในแนวแกน Z

เมื่อทุกองค์ประกอบวางตามแนวแกน Z หรือนั่นคือ

$$d\cos\theta = d\bar{a}_z \cdot \bar{a}_r$$

แต่ในกรณีของไมโครสตริป ช่องเปิด (Slot) ทั้ง 2 วางห่างกัน L_e ในแนวแกน Y ด้วยค่าความต่างเฟสเป็นศูนย์ ($\beta = 0$) รูปที่ 2.30 ประกอบ ดังนั้นสมการของอาร์เรย์แฟคเตอร์จะกลายเป็น

$$\begin{aligned} AF &= 2\cos\left[\frac{1}{2}(kL_e\bar{a}_y \cdot \bar{a}_r + 0)\right] \\ &= 2\cos\left[\frac{kL_e}{2} \sin\theta \sin\phi\right] \quad \dots (2.141) \end{aligned}$$

เมื่อ L_e คือ ค่าความยาวประสิทธิผล (Effective Length)

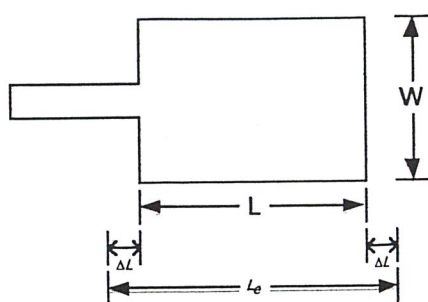
$$L_e = L + 2\Delta L$$

$$\Delta L = 0.412 \frac{\left[(\epsilon_{re} + 0.3) \left[0.264 + \left(\frac{W}{h} \right) \right] \right]}{\left[(\epsilon_{re} - 0.258) \left[0.8 + \left(\frac{W}{h} \right) \right] \right]}$$

$$\epsilon_{re} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \left[1 + 12 \left(\frac{h}{W} \right) \right]^{-1/2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.33 ประกอบ



รูปที่ 2.33 รูปแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวประสิทธิผลกับความยาวของตัวแพร่กระจายคลื่น(Patch)

ดังนั้นสนามลัพธ์ของไมโครสตริปคือ

$$E_\phi = \frac{-jke^{-jkr}}{4\pi r} 4E_0 \cdot h \cdot w \cdot \frac{\sin(x)}{x} \cdot \frac{\sin(z)}{z} \cdot \sin\theta \cdot \cos\left(\frac{kL_e}{2} \sin\theta \sin\phi\right) \quad (2.142)$$

การพิจารณาสนาม

ระนาบที่พิจารณาคือ ระนาบสนามไฟฟ้า(E-Plane) กับระนาบสนามแม่เหล็ก(H-Plane) ซึ่งถือว่าเป็นแพทเทอร์นหลักของการพิจารณาสนาม

นิยามของระนาบสนามไฟฟ้า

คือระนาบที่มีการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าสูงสุด ซึ่งจากสมการ 2.142 ระนาบดังกล่าวคือเมื่อ

$$\theta = \frac{\pi}{2} \quad 0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{2} \text{ และ } \frac{3\pi}{2} \leq \phi \leq 2\pi \quad ; \text{ระนาบ xy}$$

ซึ่งจะทำให้ได้

$$E_\phi = -j \frac{ke^{-jkr}}{\pi r} E_0 \cdot W \cdot h \cdot \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \cos\phi\right)}{\left(\frac{k_0 h}{2} \cos\phi\right)} \cdot \cos\left(\frac{k_0 L_e}{2} \sin\phi\right) \quad \dots\dots (2.143)$$

นิยามระนาบสนามแม่เหล็ก

คือระนาบที่มีการแพร่กระจายสนามแม่เหล็กสูงสุด จากสมการที่ 2.97 จะได้

$$H_\theta = \frac{jke^{-jkr}}{4\pi r \eta} \left(2E_0 \sin\theta \cdot h \cdot W \cdot \frac{\sin\left(\frac{kh}{2} \sin\theta \cos\phi\right)}{\left(\frac{kh}{2} \sin\theta \cos\phi\right)} \cdot \frac{\sin\left(\frac{kW}{2} \cos\theta\right)}{\left(\frac{kW}{2} \cos\theta\right)} \right) \quad (2.144)$$

เมื่อ $\phi = 0 \quad 0 \leq \theta \leq \pi \quad ; \text{ระนาบ xz}$

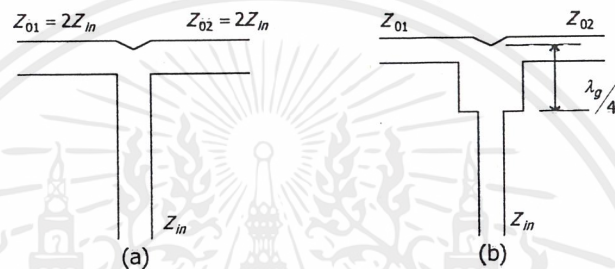
$$\text{จะได้} \quad H_\theta = \frac{jke^{-jkr}}{4\pi r \eta} \left(2E_0 \sin\theta \cdot h \cdot W \cdot \frac{\sin\left(\frac{kh}{2} \sin\theta\right)}{\left(\frac{kh}{2} \sin\theta\right)} \cdot \frac{\sin\left(\frac{kW}{2} \cos\theta\right)}{\left(\frac{kW}{2} \cos\theta\right)} \right) \quad \dots\dots (2.145)$$

2.22 การออกแบบตัวแบ่งกำลัง (Power Divider)

ในการออกแบบสายไมโครสตริปให้เป็นอาร์เรย์(Array) เราจำเป็นต้องทราบถึงทฤษฎีที่จะใช้แบ่งกำลังงานจากซอร์ส(Source) 1 แหล่งจ่ายให้เป็นกำลังงาน N แหล่งจ่ายเพื่อที่จะสามารถจะจ่ายให้แก่องค์ประกอบจำนวน N องค์ประกอบได้ตามต้องการ ตัวแบ่งกำลังงานตัวหนึ่งที่ได้รับคามนิยมคือ ตัวแบ่งกำลังงานแบบ ทีจังก์ชัน(T-Junction) ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จะเป็นไปตามเงื่อนไขดังนี้

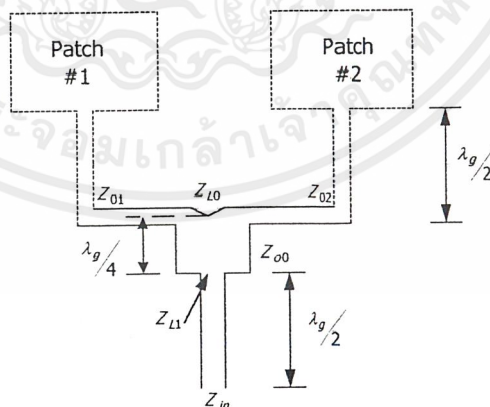
$$\frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{Z_{01}} + \frac{1}{Z_{02}} \quad \text{..... (2.146)}$$

เมื่อ Z_{in} คือ อิมพีแดนซ์ประต้วตัวของสายนำสัญญาณ
 Z_{01} คือ อิมพีแดนซ์ที่ป้อนให้กับองค์ประกอบที่ 1
 Z_{02} คือ อิมพีแดนซ์ที่ป้อนให้กับองค์ประกอบที่ 2



รูปที่ 2.34 รูปประกอบการพิจารณาตัวแบ่งกำลังแบบ T-Junction

ในรูปที่ 2.34a เป็นตัวแบ่งกำลังแบบ T-Junction ที่ไม่มีการปรับค่าอิมพีแดนซ์ คือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่จะมีในแต่ละสาขาจะมีค่าเป็น 2 เท่าของอิมพีแดนซ์ที่ป้อนเข้าไป ในรูปที่ 2.34b เป็นตัวแบ่งกำลังแบบ T-Junction ที่ได้มีการปรับให้อิมพีแดนซ์ในแต่ละสาขาให้มีค่าตามที่ต้องการ ซึ่งในการปรับค่าอิมพีแดนซ์ให้เป็นไปตามอิมพีแดนซ์ที่แต่ละสาขาสมพงษ์(Match) กับอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ สามารถทำได้โดยพิจารณารูป 2.35 ประกอบ



รูปที่ 2.35 รูปแสดงหลักการพิจารณาการปรับอิมพีแดนซ์ที่ตัวป้อนสัญญาณยาว $\lambda_g/4$

ดังรูป 2.35 ถ้าสมมุติให้อิมพีแดนซ์ของตัวแพร่กระจายคลื่น(Patch) มีค่าเท่ากับ 250 Ohm ทั้ง 2 ตัวเพราะฉะนั้นค่า Z_{01} และ Z_{02} จะมีค่าเท่ากับ 250 Ohm (เพราะที่ความยาว $\lambda_g/2$ ค่า $Z_{in} = Z_{out}$) แต่เนื่องจากอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณมีค่าเท่ากับ 50 Ohm เราจึงจำเป็นต้องทำแมทซิ่ง(Matching) เพื่อให้ค่า

อิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณกับสายอากาศสมพงษ์(Match)กัน โดยที่เราจะมอง Z_{o1} และ Z_{o2} เปรียบเสมือนความต้านทาน 2 ตัวต่อขนานกัน เพราะฉะนั้นค่าอิมพีแดนซ์ที่เข้า Z_{L0} จะมีค่าเท่ากับ

$$\frac{1}{Z_{L0}} = \frac{1}{Z_{o1}} + \frac{1}{Z_{o2}}$$

$$Z_{L0} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

ตามตัวอย่าง Z_{L0} จะมีค่าเท่ากับ 125 Ohm และ Z_{L1} จะมีค่าเท่ากับ 50 Ohm ค่าอิมพีแดนซ์จะถูกปรับให้สมพงษ์(Match) กัน ณ ที่ความยาวเท่ากับ $\lambda_g/4$ ตามสมการ

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan(\beta L)}{Z_o + jZ_L \tan(\beta L)} ; \text{สมการหาค่าอิมพีแดนซ์}$$

$$\text{จะได้เป็น } Z_{L1} = Z_{o0} \frac{Z_{L0} + jZ_{o0} \tan(\beta L)}{Z_{o0} + jZ_{L0} \tan(\beta L)}$$

$$Z_{L1} = Z_{o0} \frac{Z_{L0} + jZ_{o0} \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot \frac{\lambda_g}{4}\right)}{Z_{o0} + jZ_{L0} \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot \frac{\lambda_g}{4}\right)}$$

$$Z_{L1} = Z_{o0} \frac{Z_{L0} + jZ_{o0} \tan\left(\frac{\pi}{2}\right)}{Z_{o0} + jZ_{L0} \tan\left(\frac{\pi}{2}\right)}$$

$$\text{เมื่อ } \tan\frac{\pi}{2} = \infty \text{ จะได้เป็น } \frac{\infty}{\infty}$$

$$\text{ทำการหาค่าใหม่ โดยการคูณทั้ง 2 ข้าง ด้วย } \frac{\tan\frac{\pi}{2}}{\tan\frac{\pi}{2}}$$

จะได้เป็น

$$Z_{L1} \left[\frac{\tan\frac{\pi}{2}}{\tan\frac{\pi}{2}} \right] = (Z_{o0}) \frac{Z_{L0} + jZ_{o0} \tan\left(\frac{\pi}{2}\right)}{Z_{o0} + jZ_{L0} \tan\left(\frac{\pi}{2}\right)} \left[\frac{\tan\frac{\pi}{2}}{\tan\frac{\pi}{2}} \right]$$

$$Z_{L1} \left[\frac{\tan\frac{\pi}{2}}{\tan\frac{\pi}{2}} \right] = (Z_{o0}) \frac{\frac{Z_{L0}}{\tan\left(\frac{\pi}{2}\right)} + \frac{jZ_{o0} \tan\left(\frac{\pi}{2}\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{2}\right)}}{\frac{Z_{o0}}{\tan\left(\frac{\pi}{2}\right)} + \frac{jZ_{L0} \tan\left(\frac{\pi}{2}\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{2}\right)}}$$

$$Z_{L1} = Z_{o0} \frac{0 + jZ_{o0}}{0 + jZ_{L0}}$$

$$Z_{L1} = Z_{o0} \frac{Z_{o0}}{Z_{L0}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{L1} = \frac{Z_{00}^2}{Z_{L0}}$$

$$\therefore Z_{00} = \sqrt{Z_{L1} \cdot Z_{L0}}$$

ตามตัวอย่างจะได้ค่า $Z_{00} = \sqrt{50 \cdot 125} = 79.056$ หลังจากนั้นทำการหาความกว้างของตัวป้อนสัญญาณ(Feed) ที่ช่วงความยาว $\lambda_g/4$ ซึ่งสามารถคำนวณได้จาก

$$\varepsilon_{re} = \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right) + \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{2} \right) \left[1 + 12 \left(\frac{h}{W} \right) \right]^{-1/2} \quad \text{..... (2.147)}$$

เมื่อ ε_r คือ ค่าไดอิเล็กตริกของสารชั้นเสตจ

h คือ ค่าความสูงของสารชั้นเสตจ

W คือ ค่าความกว้างของตัวแพร่กระจายคลื่น(Patch)

$$A = \left(\frac{Z_{00}}{60} \right) \left(\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} \right) + \left[\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \right] \left[0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right] \quad \text{..... (2.148)}$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_{00}\sqrt{\varepsilon_r}} \quad \text{..... (2.149)}$$

ตรวจสอบเงื่อนไขว่า ความกว้างของตัวป้อนสัญญาณเข้ากรณีใด โดยที่

กรณีที่ 1

เมื่อ A มีค่ามากกว่า 1.52 และ $Z_{00}\sqrt{\varepsilon_{re}}$ มีค่ามากกว่า 89.91

$$W_{feed} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad \text{..... (2.150)}$$

กรณีที่ 2

เมื่อ A มีค่าน้อยกว่า 1.52 และ $Z_{00}\sqrt{\varepsilon_{re}}$ มีค่าน้อยกว่า 89.91

$$W_{feed} = \frac{2h}{\pi} \left(B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right) \right) \quad \text{..... (2.151)}$$

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

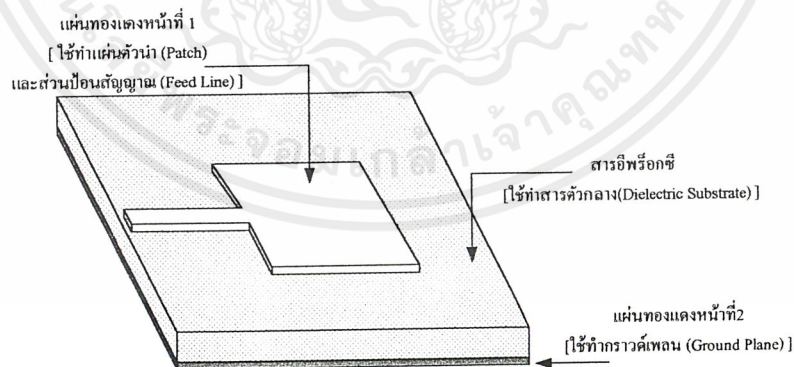
3.1 ขั้นตอนในการสร้าง

จากที่เราทราบว่าสายอากาศแบบไมโครสตริป (Microstrip Antenna) นั้นประกอบด้วยส่วนต่างๆที่สำคัญอยู่ทั้งหมดด้วยกัน 4 ส่วน คือ

1. แผ่นตัวนำ (Patch)
2. สารตัวกลาง (Dielectric Substrate)
3. ส่วนป้อนสัญญาณ (Feed Line)
4. กราวด์เพลน (Ground Plane)

โดยปรกติงานพิมพ์ฉบับนี้จะสร้างไมโครสตริปจากแผ่นปริ้นท์อีพ็อกซี่ 2 หน้า (Epoxy Printed) โดยที่เราจะกัดแผ่นปริ้นท์ (Printed) เพียง 1 หน้าให้เป็น “แผ่นตัวนำ (Patch)” และ “ส่วนป้อนสัญญาณ (Feed Line)” และอีกหน้า(ที่เหลือ) เราจะ ไม่กัดเพื่อให้เรียบเสมือนเป็นแผ่นตัวนำขนาดใหญ่เพื่อทำหน้าที่สะท้อนคลื่นสัญญาณหรือเป็น “กราวด์เพลน (Ground Plane)” นั้นเอง และอีกส่วนที่เหลือก็คือส่วนของ “สารตัวกลาง (Dielectric Substrate)” ที่จะใช้เป็นฉนวนกันระหว่าง แผ่นตัวนำ (Patch) กับกราวด์เพลน (Ground Plane) เราใช้อาศัยสารอีพ็อกซี่ (Epoxy) ซึ่งเป็นสารตัวกลางของแผ่นปริ้นท์อีพ็อกซี่อยู่แล้วได้เลย จึงทำให้เราทราบว่าสิ่งที่เราจะต้องคำนวณจริงๆ มีเพียง 2 ส่วนคือ

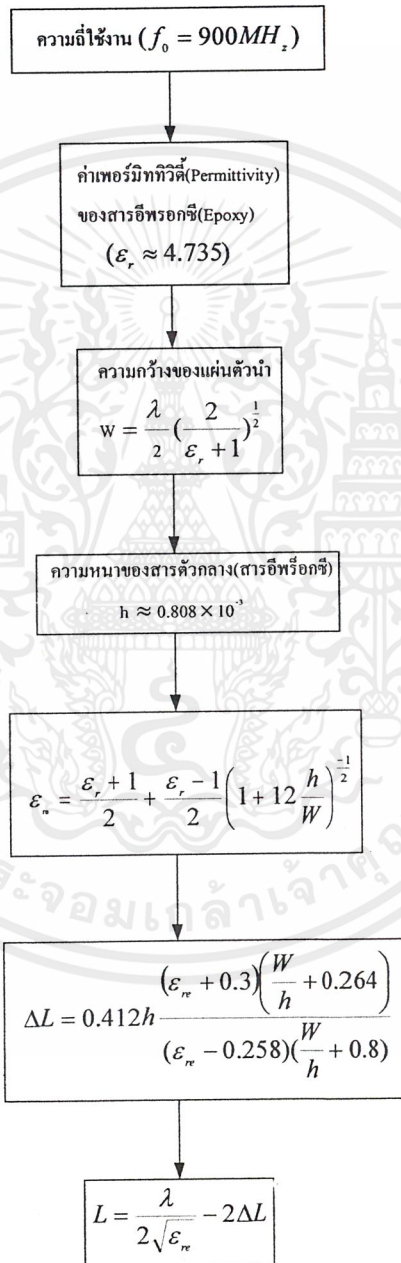
- คำนวณและออกแบบแผ่นตัวนำ (Patch)
- คำนวณและออกแบบส่วนป้อนสัญญาณ (Feed Line)



รูปที่ 3.1 แสดงการใช้อีพ็อกซี่ (Epoxy) มาทำสายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Antenna)

3.2 การคำนวณและออกแบบแผ่นตัวนำ (Patch)

ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริป (Microstrip Antenna) รูปทรงสี่เหลี่ยมใช้งานที่ความถี่ 900 MHz โดยใช้โปรแกรม Mathcad ช่วยในการคำนวณหาค่าต่างๆหลังจากกำหนดความถี่ใช้งานขึ้นมาได้แล้วก็ถึงการคำนวณหาขนาดความกว้างและความยาวต่างๆ เพื่อเป็นการง่ายที่จะทำความเข้าใจว่าเราจะหาค่าตัวแปรต่างๆ เหล่านี้ไปเพื่ออะไร ข้าพเจ้าจะขอแสดงรูปความสัมพันธ์ระหว่างสมการต่างๆที่เราต้องใช้ในการหาขนาดของแผ่นตัวนำก่อน ดังนี้



รูปที่ 3.2 รูปแสดงความสัมพันธ์ของตัวแปรทั้งหมดที่ใช้ในการคำนวณหาขนาดของแผ่นตัวนำ (Patch)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1 การหาความกว้างของแผ่นตัวนำ (Patch)

ก่อนอื่นเราต้องนำความถี่ที่ใช้งานมาหาความยาวคลื่นที่ใช้งานเสียก่อน ความยาวคลื่นที่ใช้งานหาจากสมการ $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{900 \cdot 10^6} = 0.3333333333$ และจากที่เราทราบค่าเพอร์มิททิวิตีของอีพ็อกซี (Permittivity Of Epoxy) มีค่าประมาณ 4.735 เมื่อดูที่รูปที่ 3.2 เราก็จะทราบว่าเราสามารถหาค่าความกว้างของแผ่นตัวนำได้แล้ว คือ

$$W = \frac{\lambda}{2} \left(\frac{2}{\epsilon_r + 1} \right)^{\frac{1}{2}} \quad \dots\dots (3.1)$$

$$= \frac{0.3333333333}{2} \left(\frac{2}{4.735 + 1} \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$= 0.098423099226249$$

3.2.2 การหาความยาวของแผ่นตัวนำ (Patch)

จากที่เราทราบความหนาของอีพ็อกซี (Epoxy) มีความหนา (h) ประมาณ $0.808 \cdot 10^{-3}$ แต่ก่อนที่เราจะหาความยาวของแผ่นตัวนำได้นั้น เราต้องหาค่าเพอร์มิททิวิตีประสิทธิผล (ϵ_{re}) และ ΔL ก่อนโดยหาได้จากสมการ

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad \dots\dots (3.2)$$

$$= \frac{4.735 + 1}{2} + \frac{4.735 - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{0.808 \times 10^{-3}}{0.098423099226249} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

$$= 4.649295752239715$$

$$\text{และ } \Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{re} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{re} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)}$$

$$= 0.412(0.808 \cdot 10^{-3}) \frac{(4.649295752239715 + 0.3) \left(\frac{0.098423099226249}{0.808 \cdot 10^{-3}} + 0.264 \right)}{(4.649295752239715 - 0.258) \left(\frac{0.098423099226249}{0.808 \cdot 10^{-3}} + 0.8 \right)}$$

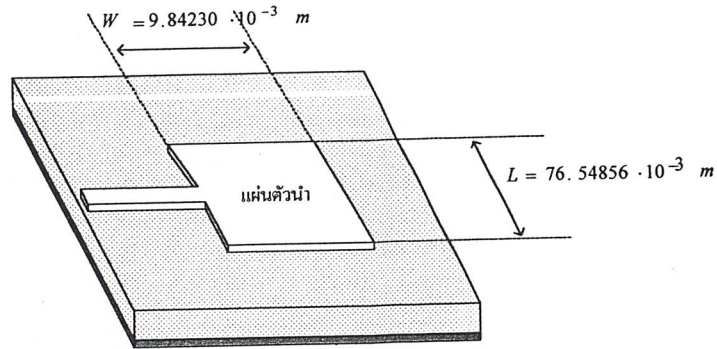
$$= 3.735567518203903 \times 10^{-4}$$

หลังจากที่เราทราบค่าของ $h, \epsilon_{re}, \Delta L$ แล้ว เราก็จะสามารถหาความยาวของแผ่นตัวนำได้แล้วคือ

$$L = \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon_{re}}} - 2\Delta L \quad \dots\dots (3.3)$$

$$= \frac{0.3333333333}{2\sqrt{4.649295752239715}} - 2(3.735567518203903 \times 10^{-4})$$

$$= 0.076548555936313$$



รูปที่ 3.3 รูปแสดงขนาดของแผ่นตัวนำ (Patch)

3.3 การคำนวณและออกแบบตัวป้อนสัญญาณ (Feed Line)

3.3.1 การหาค่าความยาวของตัวป้อนสัญญาณ

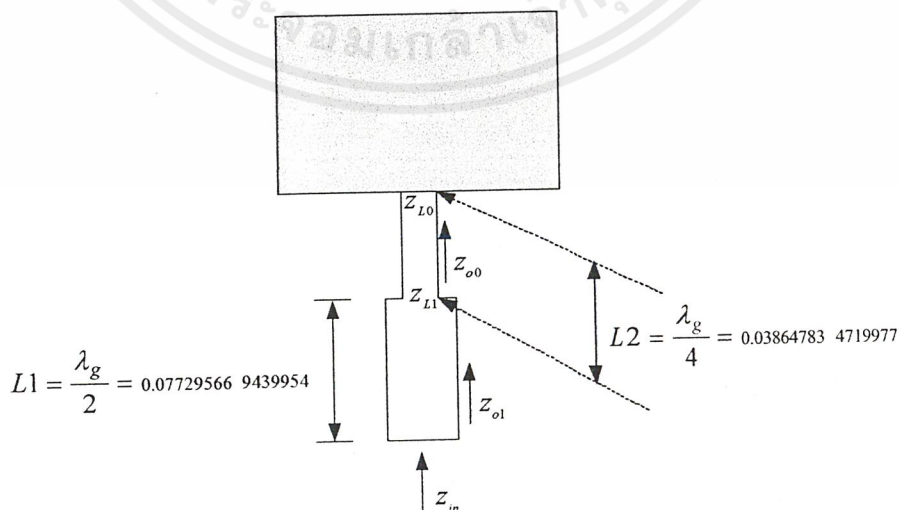
หลังจากที่เราคำนวณหาขนาดของแผ่นตัวนำได้แล้ว ต่อมาเราจะมาคำนวณและออกแบบตัวป้อนสัญญาณ (Feed Line) ซึ่งเราจะออกแบบให้เป็น 2 ช่วงคือ ในช่วงแรกที่ต้องกับสายโคแอกเชียล (Coxial) มีความยาวเท่ากับ $\frac{\lambda_g}{2}$ และในช่วงที่สองจะเป็นช่วงที่ต่อจากช่วงแรก กับแผ่นตัวนำ (Patch) ช่วงที่ 2 นี้จะมีความยาวเท่ากับ $\frac{\lambda_g}{4}$ ดังรูปที่ 3.4 โดยที่ λ_g คือ ความยาวคลื่นในตัวป้อนสัญญาณ โดยหาได้จาก

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad \dots\dots (3.4)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{re}}} = \frac{0.333333333}{\sqrt{4.64}} = 0.154746$$

$$\frac{\lambda_g}{2} = 0.077373$$

$$\frac{\lambda_g}{4} = 0.038686$$



รูปที่ 3.4 แสดงความยาวของตัวป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้น

ความยาวของตัวป้อนสัญญาณในส่วนที่ 1 (L_1) = $77.29566 \cdot 10^{-3}$ เมตร

ความยาวของตัวป้อนสัญญาณในส่วนที่ 2 (L_2) = $38.647834 \cdot 10^{-3}$ เมตร

จากสมการของสายส่งสัญญาณจะได้ว่า

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan(\beta L)}{Z_o + jZ_L \tan(\beta L)} \quad \dots\dots (3.5)$$

โดยที่

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

L = ความยาวของตัวป้อนสัญญาณ(Feed)

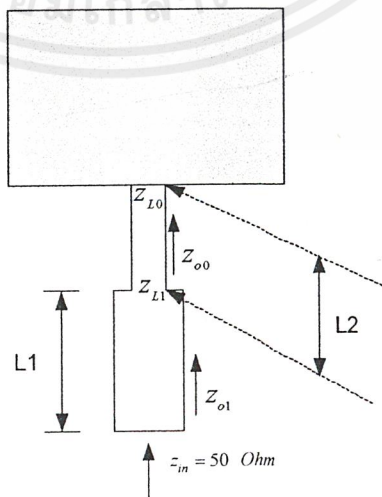
- พิจารณาหาอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ความยาวของตัวป้อนสัญญาณช่วงที่ 1 $L_1 = \left(\frac{\lambda_g}{2}\right)$

จากสมการที่ 3.5 คือ

$$\begin{aligned} Z_{in} &= Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan(\beta L)}{Z_o + jZ_L \tan(\beta L)} \quad ; \text{สมการหาค่าอิมพีแดนซ์} \\ \text{จะได้เป็น } Z_{in} &= Z_{o1} \frac{Z_{L1} + jZ_{o1} \tan(\beta L)}{Z_{o1} + jZ_{L1} \tan(\beta L)} \\ &= Z_{o1} \frac{Z_{L1} + jZ_{o1} \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot \frac{\lambda_g}{2}\right)}{Z_{o1} + jZ_{L1} \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot \frac{\lambda_g}{2}\right)} \\ &= Z_{o1} \frac{Z_{L1} + jZ_{o1} \tan(\pi)}{Z_{o1} + jZ_{L1} \tan(\pi)} \\ &= Z_{o1} \frac{Z_{L1}}{Z_{o1}} \\ &= Z_{L1} \end{aligned} \quad \dots\dots (3.6)$$

จะพบว่า ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) จะเท่ากับค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ (Output Impedance)

ดังรูปที่ 3.5 ในที่นี้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) จะมีค่าเท่ากับ 50Ω



รูปที่ 3.5 แสดงการปรับค่าอิมพีแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปจะพบว่า z_{L1} เป็นเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ (Output Impedance = 50 Ohm) ของการพิจารณาในช่วงความยาวที่ 1 และยังเป็นอินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance = 50 Ohm) ของการพิจารณาในช่วงที่ 2 ด้วย

- พิจารณาหาอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ความยาวของตัวป้อนสัญญาณช่วงที่ 2 $L_2 = \left(\frac{\lambda_g}{4}\right)$

จากสมการที่ 3.5 คือ

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan(\beta L)}{Z_o + jZ_L \tan(\beta L)} \quad ; \text{ สมการหาค่าอิมพีแดนซ์}$$

จะได้เป็น $Z_{L1} = Z_{o0} \frac{Z_{L0} + jZ_{o0} \tan(\beta L)}{Z_{o0} + jZ_{L0} \tan(\beta L)}$

$$Z_{L1} = Z_{o0} \frac{Z_{L0} + jZ_{o0} \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot \frac{\lambda_g}{4}\right)}{Z_{o0} + jZ_{L0} \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot \frac{\lambda_g}{4}\right)}$$

$$Z_{L1} = Z_{o0} \frac{Z_{L0} + jZ_{o0} \tan\left(\frac{\pi}{2}\right)}{Z_{o0} + jZ_{L0} \tan\left(\frac{\pi}{2}\right)}$$

เมื่อ $\tan \frac{\pi}{2} = \infty$ จะได้เป็น $\frac{\infty}{\infty}$

ทำการหาค่าใหม่ โดยการคูณทั้ง 2 ข้าง ด้วย $\frac{\tan \frac{\pi}{2}}{\tan \frac{\pi}{2}}$

จะได้เป็น

$$Z_{L1} \left[\frac{\tan \frac{\pi}{2}}{\tan \frac{\pi}{2}} \right] = (Z_{o0}) \frac{Z_{L0} + jZ_{o0} \tan\left(\frac{\pi}{2}\right)}{Z_{o0} + jZ_{L0} \tan\left(\frac{\pi}{2}\right)} \left[\frac{\tan \frac{\pi}{2}}{\tan \frac{\pi}{2}} \right]$$

$$Z_{L1} \left[\frac{\tan \frac{\pi}{2}}{\tan \frac{\pi}{2}} \right] = (Z_{o0}) \frac{\frac{Z_{L0}}{\tan\left(\frac{\pi}{2}\right)} + \frac{jZ_{o0} \tan\left(\frac{\pi}{2}\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{2}\right)}}{\frac{Z_{o0}}{\tan\left(\frac{\pi}{2}\right)} + \frac{jZ_{L0} \tan\left(\frac{\pi}{2}\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{2}\right)}}$$

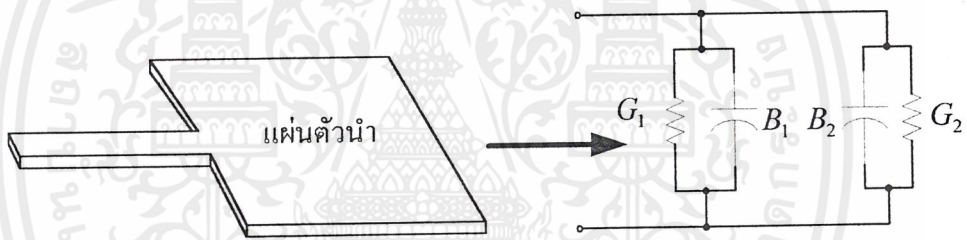
$$Z_{L1} = Z_{o0} \frac{0 + jZ_{o0}}{0 + jZ_{L0}}$$

$$Z_{L1} = Z_{o0} \frac{Z_{o0}}{Z_{L0}}$$

$$\therefore Z_{L1} = \frac{Z_{o0}^2}{Z_{L0}} \quad \dots\dots (3.7)$$

จากที่พิจารณาสมการที่ 3.6 และ 3.7 เราจะพบว่า การปรับให้อิมพีแดนซ์ (Impedance) เท่ากันนั้นจะเริ่มปรับที่ช่วงที่ 2 ของตัวป้อนสัญญาณ (L_2) แต่ช่วงแรกของตัวป้อนสัญญาณ (L_1) ไม่มีการปรับค่าอิมพีแดนซ์ให้แมช (Match) ระหว่างสายกับแผ่นตัวนำเลย แล้วทำไมเราจึงต้องทำให้ตัวป้อนสัญญาณให้เป็น 2 ช่วง ทำไมไม่ต่อสายเข้ากับตัวป้อนสัญญาณที่มีความยาว $\frac{\lambda}{4}$ เลย จะได้ไม่ต้องคำนวณหาความกว้างและความยาวของตัวป้อนสัญญาณช่วงที่ 1 ที่ทำเช่นนั้นไม่ได้ เพราะว่า ความกว้างของเส้นลายทองแดงของตัวป้อนสัญญาณที่ช่วงที่ 2 (L_2) นั้นมีขนาดเล็กมากๆ ยกตัวอย่างในปริยฐานิพนธ์ฉบับนี้ ความกว้างมีค่าเพียง 0.141001×10^{-3} ซึ่งยากแก่การที่จะบัดกรี คอนเนคเตอร์ (Connector) ต่างๆ ที่จะใช้ส่งสัญญาณ แต่ความกว้างของลายทองแดงของตัวป้อนสัญญาณที่ช่วงที่ 1 L_1 มีค่าเท่ากับ $1.461683 \cdot 10^{-3}$ ซึ่งมีค่ามากกว่าเกือบ 10 เท่าตัว จึงน่าจะสะดวกกว่า พิจารณาสมการที่ 3.7 เราจะพบว่าถ้าเราต้องการจะปรับค่าอิมพีแดนซ์ (Matching Impedance) เราจำเป็นต้องทราบค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) ของแผ่นตัวนำ (Patch) ด้วย ซึ่งในการคำนวณหาสามารถทำได้ดังนี้คือ

พิจารณาแผ่นตัวนำเป็นวงจรเทียบเคียงได้ดังรูปที่ 3.6 เราจะเห็นว่าเราต้องหาค่า G_1, G_2 เพื่อนำมาพิจารณาเป็น Z_{in}



รูปที่ 3.6 วงจรเทียบเคียงแผ่นไมโครสตริป

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = 18.849556 \quad \dots\dots (3.8)$$

หาค่า (I_1)

$$I_1 = \int_0^\pi \left(\sin \left(\frac{\beta W}{2} \cos \theta \right) \right)^2 \sin \theta \tan^2 \theta d\theta \quad \dots\dots (3.9)$$

ใช้โปรแกรม Math Cad คำนวณจะได้

$$I_1 = 1.084608$$

หาค่าความนำ (G_1)

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad \dots\dots (3.10)$$

ใช้โปรแกรม Mathcad คำนวณจะได้

$$G_1 = 9.157820 \times 10^{-4}$$

หาค่า (I_2)

$$I_2 = \int_0^{\pi} \left(\sin \left(\frac{\beta W}{2} \cos \theta \right) \right)^2 J_0(\beta L \sin \theta) \sin \theta \tan^2 \theta d\theta \quad \dots (3.11)$$

ใช้โปรแกรม Math Cad คำนวณจะได้

$$I_2 = 0.674772$$

จากสมการที่ 3.10 จะได้

$$G_2 = \frac{I_2}{120\pi^2} = 5.697392 \times 10^{-4}$$

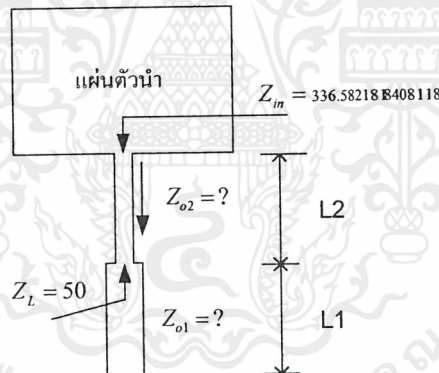
ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) ของแผ่นตัวนำ (Patch) จะหาได้จากสูตร

$$Z_{in} = \frac{1}{2(G_1 + G_2)} \\ = 336.582181$$

เมื่อเราทราบค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) ของแผ่นตัวนำ (Patch) แล้วเราต้องหาค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ที่จะทำให้เกิดการแมตช์ซิ่ง (Matching) โดยพิจารณาสมการการแมตช์สายที่ $\frac{\lambda}{4}$

$$Z_{in} = \frac{Z_o^2}{Z_L} \\ Z_o = \sqrt{Z_{in} Z_L} \quad \dots (3.12)$$

พิจารณารูปที่ 3.7 เพื่ออธิบายการหาค่าอิมพีแดนซ์ที่ทำให้สายเกิดการแมตช์ (Matching Impedance)



รูปที่ 3.7 แสดงการพิจารณาหาค่าอิมพีแดนซ์

$$\therefore Z_{o2} = \sqrt{336.582181 \times 50} = 129.727056\Omega$$

ค่า Z_{o2} นี้จะใช้หาค่าความกว้าง (W_2) ซึ่งเป็นความกว้างของตัวป้อนกลับในช่วง L_2 และพิจารณาในลักษณะเดียวกันหา Z_{o1} เพื่อใช้หาค่าความกว้าง (W_1) ซึ่งเป็นความกว้างของตัวป้อนกลับในช่วงที่ 1

$$\therefore Z_{o1} = \sqrt{50 \times 50} = 50\Omega$$

นำค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ทั้ง 2 ค่ามาเข้าสมการ 3.13 และ 3.14 เพื่อกำหนดความกว้างของตัวป้อนกลับ

$$A = \frac{Z_o}{60} \left(\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \right) + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad \dots (3.13)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_o \sqrt{\epsilon_r}} \quad \dots (3.14)$$

กรณีพิจารณาหาความกว้าง

เมื่อ A มีค่ามากกว่า 1.52 และ $Z_o \sqrt{\epsilon_r}$ มีค่ามากกว่า 89.91

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W = h \frac{8e^A}{e^{(2A)-2}}$$

เมื่อ A มีค่าน้อยกว่า 1.52 และ $Z_o \sqrt{\epsilon_{re}}$ มีค่าน้อยกว่า 89.91

$$W = \frac{2h}{\pi} \left(B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right)$$

ซึ่งเมื่อนำค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ทั้ง 2 ค่าแล้วเราจะได้ค่าความกว้างของตัวป้อนกลับดังนี้

ความกว้างช่วงที่ 1 $W_1 = 1.4616838306 \cdot 10^{-3}$ เมตร

ความกว้างช่วงที่ 2 $W_2 = 1.4100137037 \cdot 10^{-4}$ เมตร

เมื่อทำการปฏิบัติจริงพบว่าความกว้างของตัวป้อนสัญญาณ(Feed) ช่วงที่ 2 มีค่าน้อยมากๆ ซึ่งทำให้สร้างออกมาจริงได้ลำบากมากและยังทำให้ความยาวโดยรวมของสายอากาศไมโครสตริป 1 องค์ประกอบมีค่ามากขึ้น เมื่อนำมาต่อกันเป็นอาร์เรย์ ความยาวโดยรวมของทั้งอาร์เรย์จะมีค่ามากขึ้น จึงได้ทำการตัดความยาวที่ $\lambda_g/4$ นี้ทิ้งไปที่สามารถตัดทิ้งได้เพราะที่ความยาว $\lambda_g/4$ นี้ทำหน้าที่เป็นเพียงควอเตอร์เวฟทรานส์ฟอร์มเมอร์(Quarterwave Transformer) และนอกจากนั้นยังได้ทำการเปลี่ยนความสูงของสารซับสเตรต(Substrate) และทำการเลือกใช้ค่าไดอิเล็กตริกใหม่ โดยเลือกสารซับสเตรตให้มีความสูงเป็น $1.6 \cdot 10^{-3}$ m และค่าไดอิเล็กตริกเปลี่ยนเป็น 4.45 ซึ่งทำให้ความกว้างของตัวป้อนสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 3.2728×10^{-4} m ซึ่งพอที่จะสามารถสร้างจริงได้ แต่ปัญหาที่จะตามมาก็คือ ความไม่แม่นยำระหว่างสายส่งสัญญาณกับสายอากาศ ซึ่งเราสามารถใช้วิธีแมชสายอากาศโดยใช้ สดับ เพื่อทำให้แมชได้ซึ่งจะช่วยให้สามารถแก้ไขปัญหานี้ทั้ง 2 กรณีข้างต้นได้เป็นอย่างดี

หลังจากนั้นก็ออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบอาร์เรย์ โดยการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบ 1 องค์ประกอบตามขั้นตอนในรูปที่ 3.2 ซึ่งใช้ค่าไดอิเล็กตริก ($\epsilon_r = 4.45$) ค่าความสูงของสารซับสเตรต ($h = 1.6 \times 10^{-3}$ m) จะทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้คือ

$$\epsilon_{re} = 4.30619379407878$$

$$\Delta L = 7.43772251693183 \times 10^{-4}$$

ความยาวของตัวแพร่กระจายคลื่น(Patch)

$$L = 7.88284357458591 \text{ cm}$$

ความกว้างของตัวแผ่กระจายคลื่น(Patch)

$$W = 10.096375546923 \text{ cm}$$

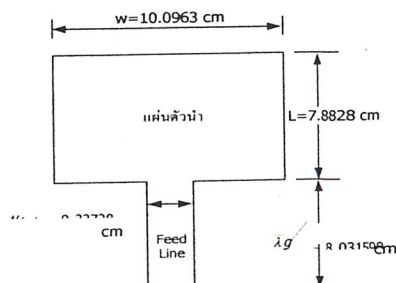
ความยาวของตัวป้อนสัญญาณ(Feed = $\lambda_g/2$)

$$L_{feed} = 8.03159802492455 \text{ cm}$$

ความกว้างของตัวป้อนสัญญาณ(Feed = $\lambda_g/2$)

$$W_{feed} = 0.327281623675689 \text{ cm}$$

นำมาสร้างเป็นไมโครสตริป 1 องค์ประกอบดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 แสดงขนาดส่วนต่างๆ ของไมโครสตริป 1 องค์ประกอบ

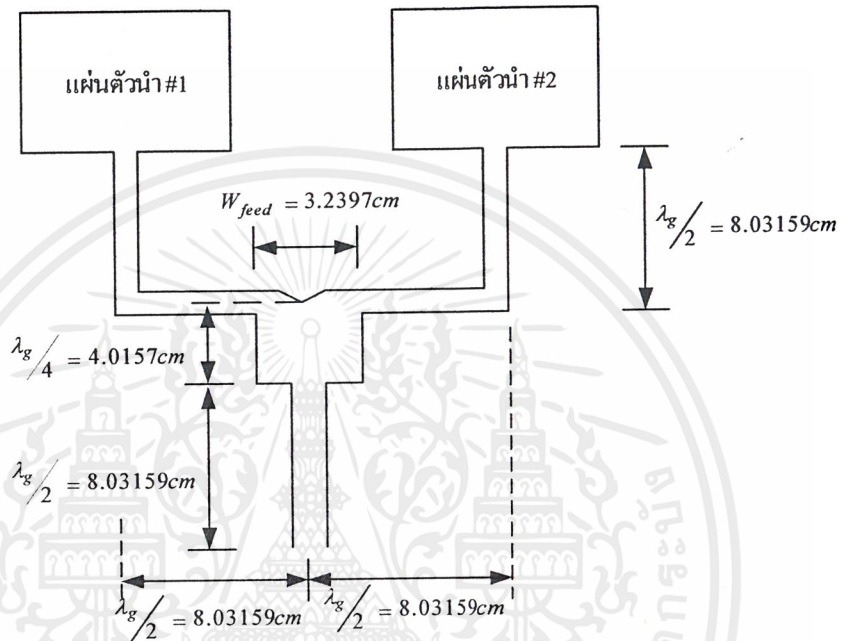
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อต้องการออกแบบเป็นไมโครสตริปอาร์เรย์ ก็ให้ออกแบบตัวแบ่งกำลังแบบ T-Junction แล้ว
จึงนำมาต่อกับไมโครสตริป 1 องค์ประกอบที่คำนวณไว้ตอนต้น การออกแบบ T-Junctionสามารถทำได้
โดยอาศัยสมการที่ 145 จะทำให้ได้

ความยาวของ T-Junction ($L_{T-Junction} = \lambda_g/4$) $L_{T-Junction} = 4.01579901246227 \text{ cm}$

ความกว้างของ T-Junction $W_{T-Junction} = 3.23971022659631 \text{ cm}$

เมื่อได้ค่าขนาดกว้าง และยาวของส่วนต่างๆแล้ว จึงนำไปสร้างและวัดผลการทดลองต่อไป



รูปที่ 3.9 แสดงขนาดส่วนต่างๆของไมโครสตริปอาร์เรย์

บทที่ 4

การทดสอบและผลการทดลอง

เมื่อได้ศึกษาทฤษฎีในบทที่ 2 และได้นำทฤษฎีต่างๆมาออกแบบ และสร้างเป็นสายอากาศ

ไมโครสตริปแบบองค์ประกอบเดี่ยว และสายอากาศไมโครสตริปแบบอาร์เรย์ในบทที่ 3 แล้ว ในบทนี้จะเป็นการแสดงค่าพารามิเตอร์(Parameter) ต่างๆที่เกี่ยวข้องกับคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปที่ได้สร้างขึ้นมาและเพื่อเปรียบเทียบผลว่า สายอากาศไมโครสตริปที่เป็นแบบองค์ประกอบเดี่ยว กับสายอากาศไมโครสตริปที่เป็นแบบอาร์เรย์นั้นมีคุณสมบัติแตกต่างกันอย่างไรบ้าง ซึ่งคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศที่จะหามีดังต่อไปนี้คือ ความถี่เรโซแนนซ์(Resonance Frequency) อิมพีแดนซ์(Impedance) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง(Standing Wave Ratio:SWR) การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ(Return Loss) รูปแบบการแผ่กระจายคลื่น(Radiation Pattern) ซึ่งคุณสมบัติต่างๆเหล่านี้เป็นคุณสมบัติหลักๆที่ใช้เลือก หรือตัดสินใจว่า สายอากาศนี้เหมาะกับงานของเราหรือไม่ การวัดคุณสมบัติต่างๆ นั้นจะถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วนหลักๆ คือ

1. การวัดหาอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนคลื่นนิ่ง การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ และดูความถี่เรโซแนนซ์
2. การวัดหาสนามไฟฟ้า และการวัดหาสนามแม่เหล็ก

เหตุที่ต้องแบ่งการวัดต่างๆ ออกเป็น 2 ส่วนก็เพราะว่า การวัดหาค่าคุณสมบัติต่างๆในข้อ 1 นั้นเราไม่ต้องเตรียมอุปกรณ์ในการวัดมากเหมือน วิธีที่ 2 ซึ่งจะกล่าวในรายละเอียดในหัวข้อต่อไป และที่สำคัญคือ ระบบปฏิบัติการ(ของเครื่องNetwork Analyser)ที่จะใช้วัดหาค่าคุณสมบัติของสายอากาศในข้อ 1 และข้อ 2 เป็นคนละระบบกัน เราจะต้องทำการเปลี่ยนเสียก่อนทำการวัด ซึ่งเมื่อเปลี่ยนระบบปฏิบัติการในบางครั้ง จำเป็นต้องCalibrate เครื่องใหม่ มิเช่นนั้นผลที่ได้ออกมาอาจจะผิดพลาดได้ ซึ่งจะทำให้เสียเวลาไปส่วนหนึ่ง เพราะฉะนั้นจึงควรวัดในส่วนที่ 1 ให้หมดทุกค่าก่อน เมื่อแน่ใจว่าครบแล้วจึงค่อยเปลี่ยนมาวัดในส่วนที่ 2 ต่อไป

4.1 การวัดหาค่า Impedance,Return Loss,SWR

อุปกรณ์ที่ใช้ในการวัด คือ

- เครื่อง Network Analyzer
- 3.5 SMA Calibrate Kit หรือ N-Type Calibrate Kit (ขึ้นอยู่กับคอนเนคเตอร์Connector ของสายอากาศที่จะใช้ทดสอบคุณสมบัติ)
- สายอากาศที่ต้องการทดสอบ

ก่อนทำการทดลอง จำเป็นที่จะต้องCalibrate เครื่อง Network Analyser เสียก่อน โดยมีขั้นตอนดังนี้คือ

1. ตั้งย่านความถี่ที่ต้องการดูผลที่สายอากาศตอบสนอง ว่าอยู่ที่ความถี่ใดบ้าง เนื่องจากสายอากาศที่ออกแบบไว้ให้Resonanceที่ความถี่ 900 MHz เพราะฉะนั้นจึงตั้งที่700MHz-1.2

GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ตั้งค่าMarker เพื่อให้เห็นค่าต่างๆที่ความถี่ที่ต้องการ ในปริญญานิพนธ์นี้คือ 900 MHz
3. กดที่ปุ่ม CAL (Calibrate) เพื่อตั้งเครื่องให้เที่ยงตรงพร้อมที่จะใช้งาน
4. เลือกว่า Connector ที่ใช้เป็น 3.5 SMA หรือ N-Type ในปริญญานิพนธ์นี้คือ 3.5 SMA
หมายเหตุ ถ้าConnector เป็นแบบ N-Type แล้วที่เครื่อง Network Analyzer ไม่มี ให้ใส่แผ่นดิสก์(Disk) ที่มากับกล่องCalibrate ใส่เข้าไปในเครื่อง Network Analyzer แล้วกดที่ปุ่ม DISK
 หลังจากนั้น เลือกที่ Load และ Cal Kit ตามลำดับ เพื่อโหลด(Load) ซอร์ฟแวร์(SoftWare) ที่ใช้ในการ Calibrate คอนเนคเตอร์ที่เป็นแบบ N-Type
5. หลังจากนั้นจะมี 3 คำสั่งขึ้นที่หน้าจอค่านขวามือ คือ Short Open และ Load ก็ให้นำตัว Calibrate ใส่เข้าไปทีละตัว หลังจากนั้นจึงกดที่ปุ่มข้างคำสั่งนั้นๆ เช่นเมื่อเราใส่ตัว Calibrate Short เข้าไปแล้ว ก็กดที่ปุ่ม Short คำสั่งที่หน้าจอก็จะเปลี่ยนเป็น Short ทำจนครบทั้ง 3 ตัว แล้วกดที่ปุ่มDone หมายเหตุ สำหรับ N-Type ต้องเลือกว่าเป็นคอนเนคเตอร์ตัวผู้หรือตัวเมียด้วย
6. หลังจากที Calibrate เรียบร้อยแล้ว จำเป็นที่จะต้องปรับค่า Electrical Delay ด้วยเนื่องจากว่าเครื่อง Network Analyzer เหมาะสมที่จะใช้งาน 2 พอร์ต(port) พร้อมกัน แต่ถ้าใช้งานเพียง 1 พอร์ต จำเป็นต้องปรับค่า Electrical Delay เสียก่อน เพื่อปรับให้ค่าศูนย์อยู่ที่ ศูนย์จริงๆ โดยก่อนอื่นต้องเปลี่ยนหน้าจอให้แสดงเป็นสมิทชาร์ท(Smith Chart) เสียก่อน โดยการกดที่ปุ่ม Format และ Electrical Delay ตามลำดับ หลังจากนั้นใส่ตัว Calibrate Short เข้าไป จากที่ทราบว่ เมื่อ Short Circuit จะมีอิมพีแดนซ์เท่ากับศูนย์ ตำแหน่งที่อิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับศูนย์บนสมิทชาร์ท คือที่ตำแหน่งซ้ายสุด แต่ตอนนี้จะพบว่าไม่ได้อยู่ที่ตำแหน่งที่ควรอยู่ เพราะฉะนั้นเราจำเป็นต้องปรับให้ถูกต้อง ในปริญญานิพนธ์นี้ใช้ 3.5 SMA เป็นคอนเนคเตอร์ ซึ่งค่า Electrical Delay ที่เหมาะสมคือ 63.882 nsec
7. หลังจากนั้นจึงนำสายอากาศไมโครสตริปใส่เข้าไป แล้วกดที่ ปุ่ม Format แล้วกดที่ปุ่มต่างๆ ที่ต้องการดูค่า เช่น SWR , LOG MAG(Return Loss),Smith Chart(Impedance) ซึ่งค่าต่างๆที่ได้มีดังนี้คือ

ไมโครสตริปแบบ 1 องค์กรประกอบ (พิจารณารูป 4.1,4.2 และ 4.3 ประกอบ)

$$\text{อิมพีแดนซ์} \quad Z_{in} = 50.238 - j 2.2578 \, \Omega$$

$$\text{อัตราส่วนคลื่นนิ่ง} \quad SWR = 1.0446$$

$$\text{การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ Log Mag} = -34.174 \, \text{dB}$$

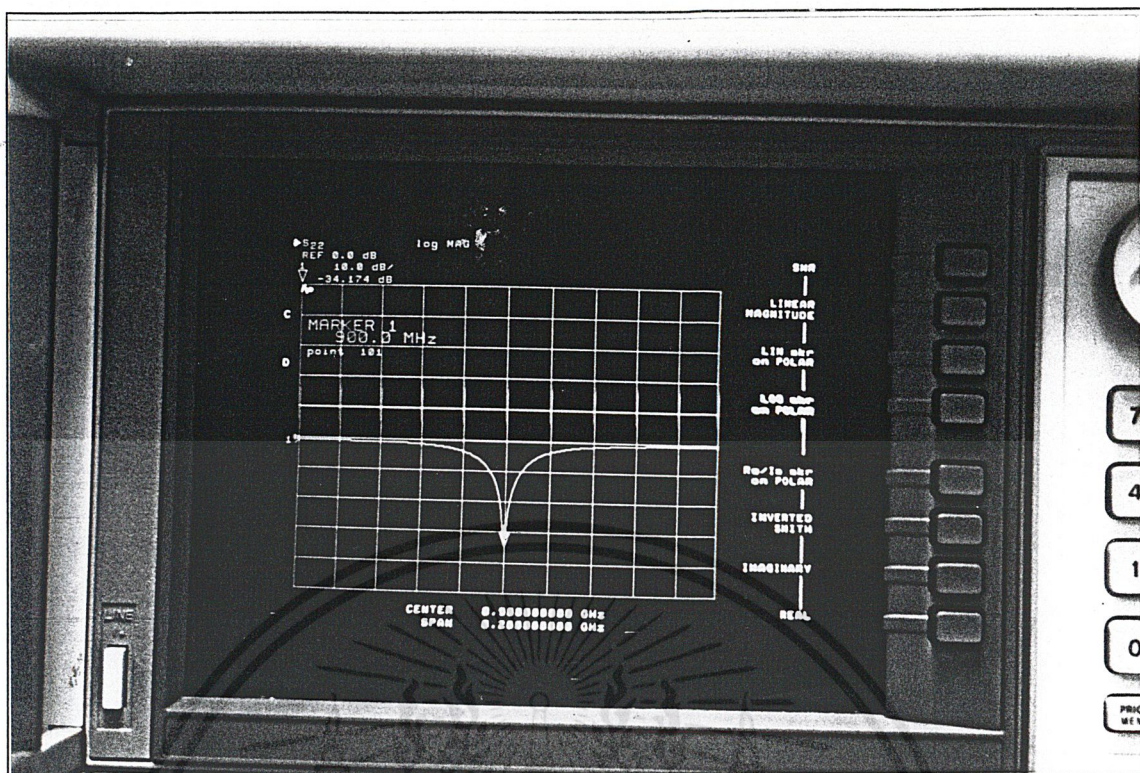
ไมโครสตริปแบบอาร์เรย์ (พิจารณารูป 4.4,4.5 และ 4.6 ประกอบ)

$$\text{อิมพีแดนซ์} \quad Z_{in} = 49.914 + j 8.2949 \, \Omega$$

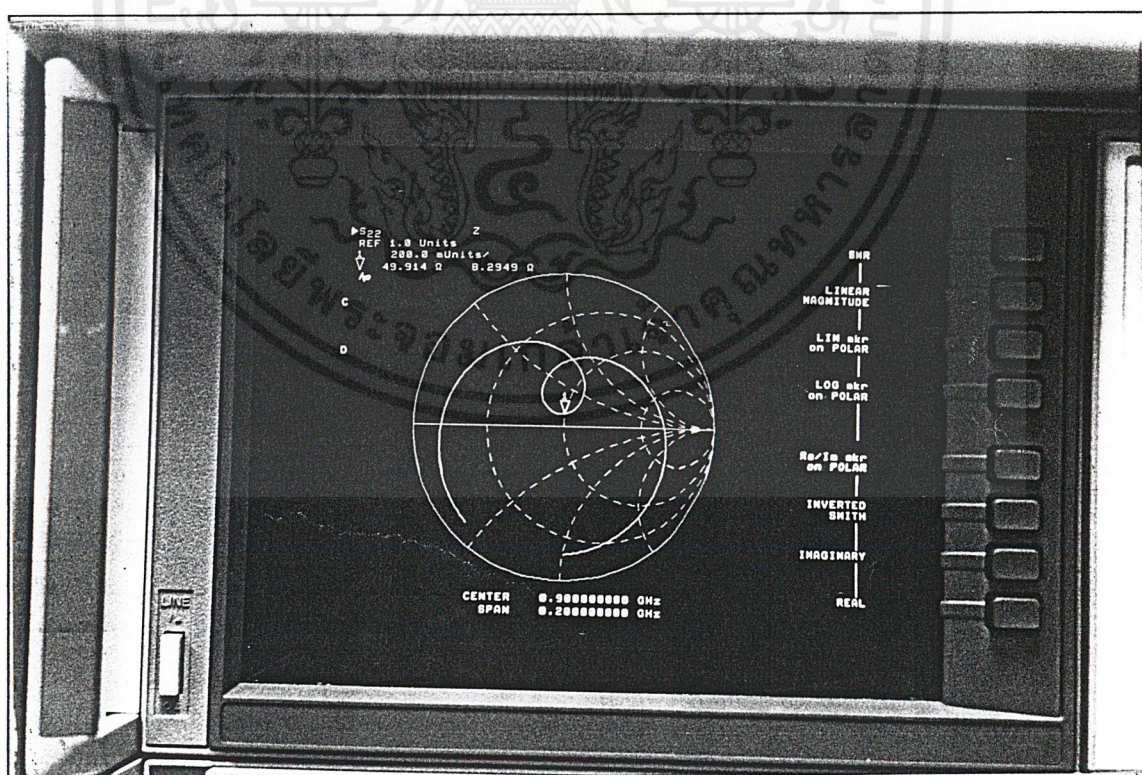
$$\text{อัตราส่วนคลื่นนิ่ง} \quad SWR = 1.1784$$

$$\text{การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ Log Mag} = -22.278 \, \text{dB}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

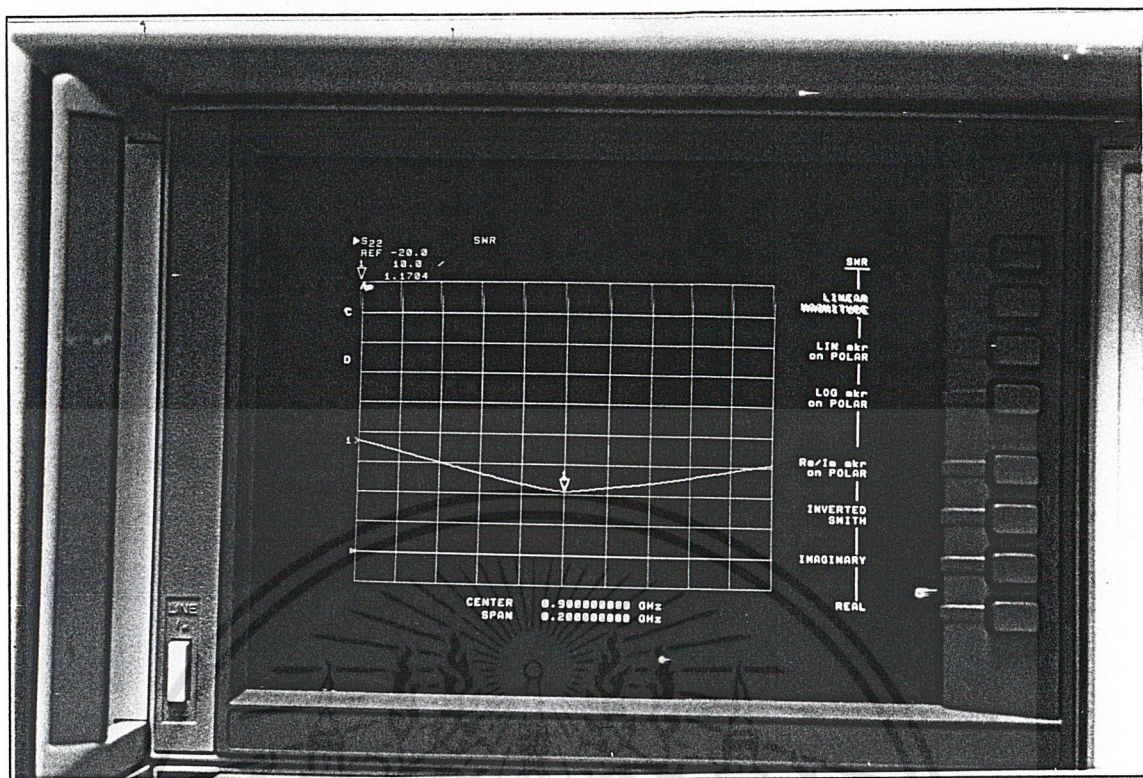


รูปที่ 4.3 รูปแสดงการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่ได้จากการทดลอง

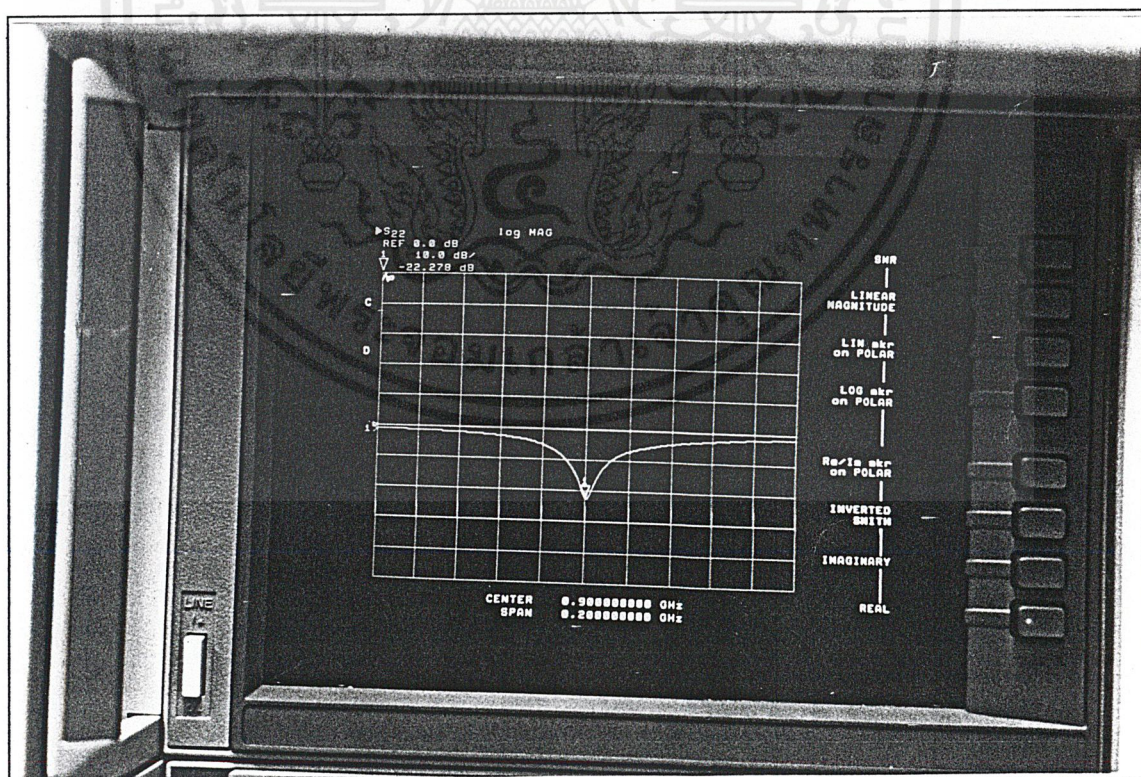


รูปที่ 4.4 รูปสมิธชาร์ทของสายอากาศไมโครสตริปลาร์เรย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 รูปแสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดลอง



รูปที่ 4.6 รูปแสดงการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่ได้จากการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น

รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศคือ การวัดหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กโดยส่วนใหญ่รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น มักคิดในบริเวณที่เป็นสนามระยะไกล(Far Field) ซึ่งสามารถคำนวณหาระยะทางของสนามระยะไกลได้จาก

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda}$$

เมื่อ

D คือ ด้านที่ยาวที่สุดในสายอากาศ ซึ่งในปริญญานิพนธ์นี้เป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า เพราะฉะนั้นด้านที่ยาวที่สุดคือเส้นทะแยงมุมของสายอากาศซึ่งมีค่าเท่ากับ

12.80 cm สำหรับสายอากาศไมโครสตริป 1 องค์ประกอบ

38.9 cm สำหรับสายอากาศไมโครสตริปอาร์เรย์

λ คือ ความยาวคลื่นมีค่าเท่ากับ 0.33333333 m

$$\therefore R \geq \frac{2(12.8)^2}{0.333333 \times 100} = 9.830 \text{ cm} \text{ สำหรับสายอากาศไมโครสตริป 1 องค์ประกอบ}$$

$$\therefore R \geq \frac{2(38.9)^2}{0.333333 \times 100} = 90.792 \text{ cm} \text{ สำหรับสายอากาศไมโครสตริปอาร์เรย์}$$

เมื่อทราบสนามระยะไกลแล้วต่อมา เราต้องสร้างสายอากาศที่รู้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่แน่นอนเพื่อนำสายอากาศนั้นมาทำเป็นสายอากาศส่ง และนำสายอากาศไมโครสตริปที่สร้างขึ้นมาเป็นสายอากาศรับ ซึ่งจากทฤษฎีรีซิโปรซิตีในบทที่ 2 ทำให้ทราบว่าไม่ว่าสายอากาศที่ต้องการทดสอบจะถูกใช้เป็นสายอากาศส่ง หรือเป็นสายอากาศรับรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จะเหมือนกัน ในปริญญานิพนธ์นี้จะออกแบบสายอากาศเส้นลวดเดี่ยวหรือโมโนโพล(Monopole) ซึ่งมีความยาวเท่ากับ $\frac{\lambda}{4} = 8.3333333 \text{ cm}$ ซึ่งมีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นคือ E_θ, H_ϕ เพื่อใช้เป็นสายอากาศส่ง ตอนนี้ก็จะพร้อมที่จะวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแล้ว

อุปกรณ์ที่ใช้ในการวัด คือ

- เครื่อง Network Analyzer
- ชุด Calibrate Kit
- สายอากาศที่ต้องการทดสอบ ในปริญญานิพนธ์คือ สายอากาศไมโครสตริป
- สายอากาศที่จะใช้ทำเป็นตัวส่ง ในปริญญานิพนธ์คือ สายอากาศโมโนโพล
- แท่นหมุน 360 องศา ที่ควบคุมด้วย Stepping Motor
- แท่นเพื่อใส่สายอากาศส่ง
- สาย Coaxial ยาว 5 เมตรและ 10 เมตร



รูปที่ 4.9 การต่ออุปกรณ์เพื่อหาสนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปอาร์เรย์



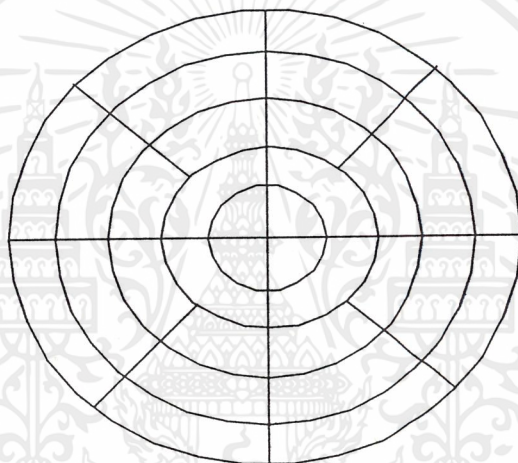
รูปที่ 4.10 การต่ออุปกรณ์เพื่อหาสนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปอาร์เรย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากนั้นต่ออุปกรณ์ต่างๆ ตามรูป 4.7-4.10 เมื่อต่ออุปกรณ์ต่างๆเสร็จเรียบร้อยแล้วหลังจากนั้นก็ทำการเปลี่ยนระบบปฏิบัติการของเครื่อง Network Analyzer มีขั้นตอนดังนี้คือ

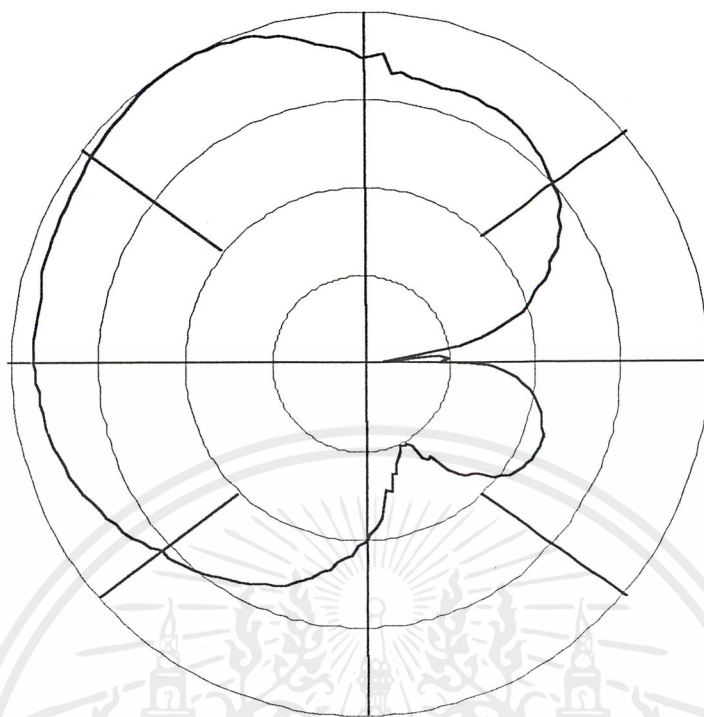
1. นำแผ่นดิสก์ 8530C ใส่เข้าไปใน เครื่อง Network Analyzer
2. กดที่ปุ่ม System
3. ที่หน้าจอจะปรากฏคำสั่งต่างๆขึ้นมา ให้กดที่คำสั่ง More หลังจากนั้นเลือกที่คำสั่ง Service Function
4. เลือกที่คำสั่ง Test Menu(คำสั่งด้านบนสุดบนหน้าจอ)
5. หน้าจอจะเปลี่ยนเป็นสีน้ำเงิน แล้วให้เลือกที่ข้อ 19 (Load Program) จากนั้นกดที่ =Maker
6. กดที่ปุ่ม Load

เมื่อเปลี่ยน OS เรียบร้อยแล้วจะพบว่าจะไม่มีสมิธชาร์ท แต่เมื่อกดที่ปุ่มสมิธชาร์ทรูปที่แสดงขึ้นมาจะเป็นดังรูปที่ 4.11

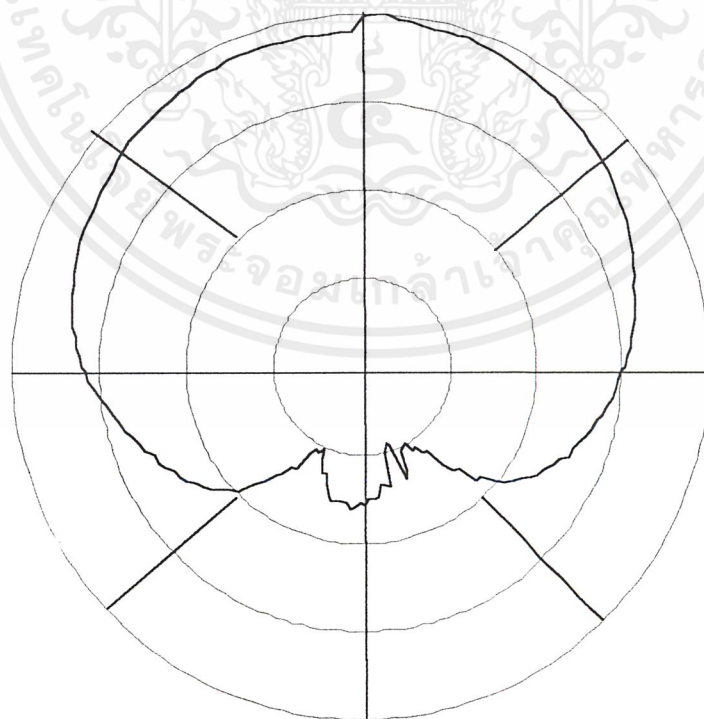


รูปที่ 4.11 หน้าจอเมื่อต้องการจะวัดแพทเทิร์น(Pattern)

หลังจากนั้นกดที่ปุ่ม Domain เพื่อเปลี่ยนจากการวัดความถี่(Frequency)เป็นมุม(Angel) ต่อมาก็ตั้งว่าต้องการวัดตั้งแต่มุมเท่าไรถึงเท่าไร ในปรีญูณานิพนธ์นี้ตั้งไว้ที่ 0° ถึง 360° ตั้งค่าความถี่ที่ต้องการวัด ในปรีญูณานิพนธ์นี้คือ 900 MHz หลังจากนั้นตั้งว่าต้องการให้มุมเพิ่มขึ้นทีละกี่องศา ในปรีญูณานิพนธ์นี้จะให้ขึ้นทีละ 2° ซึ่งการตั้งการเพิ่มองศานี้ต้องตั้งให้ตรงกัน ทั้งที่เครื่อง Network Analyzer และเครื่องหมุน Stepping Motor และเมื่อต้องการจะวัดก็ให้เปลี่ยนจาก Internal Trigger เป็น External Trigger เพื่อรับผลการหมุนของ Stepping Motor ซึ่งผลที่ได้เป็นดังนี้คือ

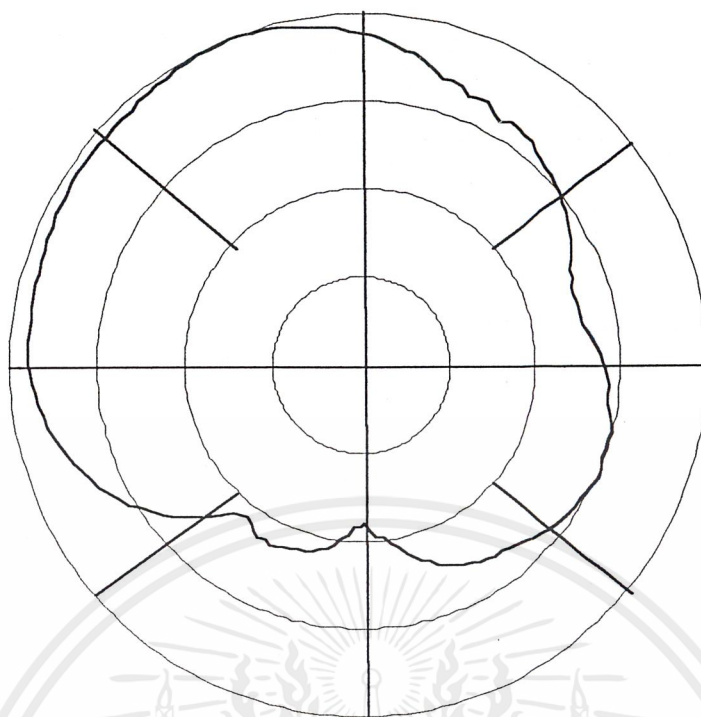


รูปที่ 4.12 สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริป 1 องค์ประกอบ



รูปที่ 4.13 สนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริป 1 องค์ประกอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

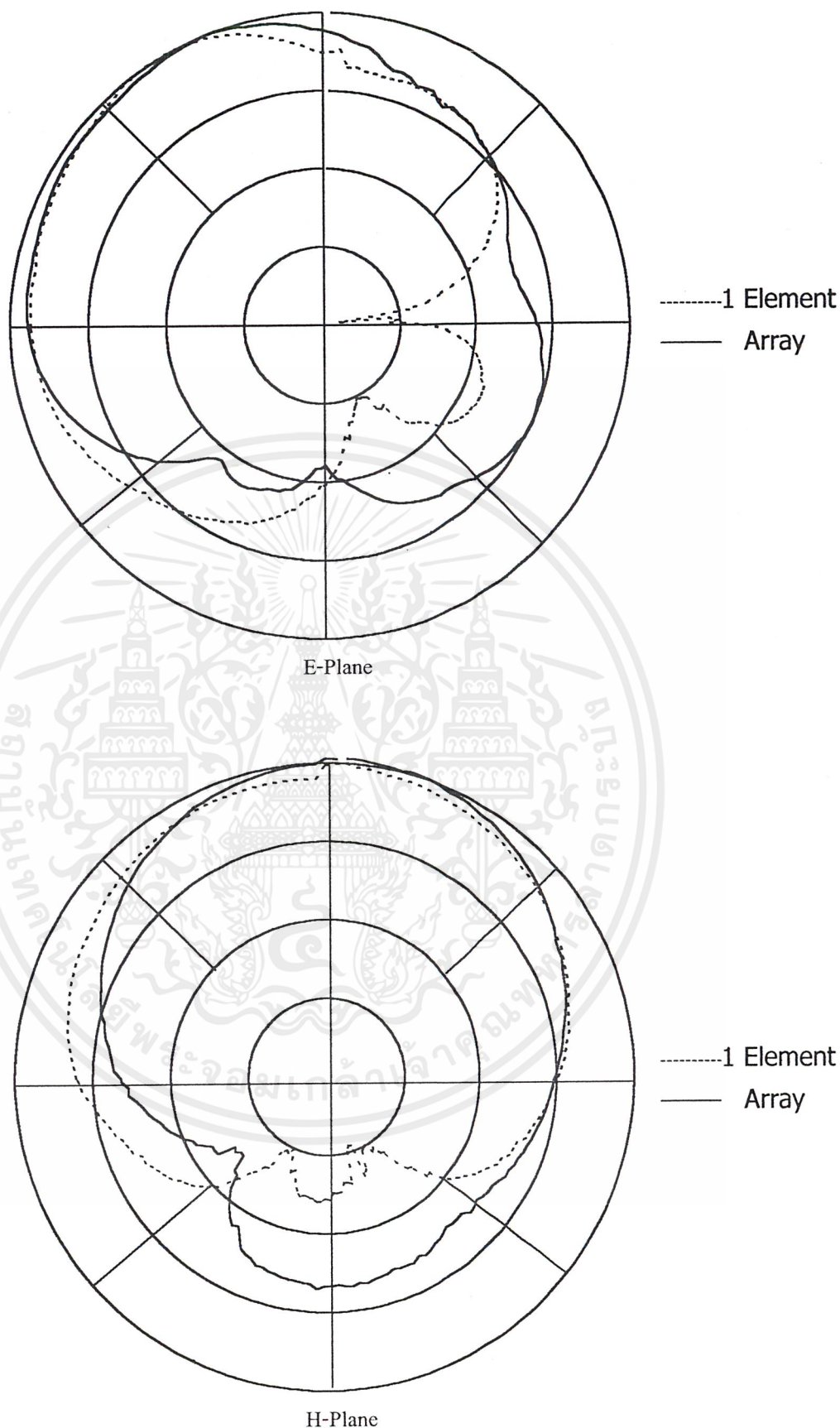


รูปที่ 4.14 สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปอาร์เรย์



รูปที่ 4.15 สนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปอาร์เรย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเปรียบเทียบกับระหสางสายอากาศไมโครสตริป
แบบ 1 องค์ประกอบและแบบอาร์เรย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] โมไนย ไกรฤกษ์ และ วิวัฒน์ กิรานนท์ "ทฤษฎีสายอากาศ" กรุงเทพฯ : คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.,2532
- [2] Constantine A. Balanis "Antenna Theory : analysis and design" John Wiley & Sons.,1982
- [3] J.R. Jame & P.S. Hall "Handbook of Microstrip Antenna Volume 2" Peter Peregrinus Ltd.,1989
- [4]Robert A. Sainati "CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications" London:Artech House Boston.,1996
- [5] Carver, K.R.J.W.Mink "Microstrip Antenna Technology" IEEE Trans.Antenna and Propagation, Vol.29, No.1 Janury 1981
- [6] K.C.Gupta ,M.D. Abouzahra"Analysis and Desighn of Planar Microwave Componennts"IEEE Microwave Theory and techniques Society,A selected reprint volume,1994



กิตติกรรมประกาศ

โครงการสายอากาศไมโครสตริปอาร์เรย์นี้ จะมีอาจเสร็จสิ้นได้เลย ถ้าไม่ได้รับการช่วยเหลือจากท่านอาจารย์ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์ ที่ได้ประสิทธิภาพวิชาความรู้ พร้อมกันนี้ยังได้ให้คำแนะนำต่างๆ ด้วยดีเสมอมาตลอดทั้งการทำงาน ข้าพเจ้าจึงขอกราบขอบพระคุณท่านอาจารย์ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์เป็นอย่างสูง และต้องขอกราบขอบพระคุณท่านอาจารย์ สมพล โกศลวิตร ท่านอาจารย์ที่ปรึกษาที่คอยให้คำแนะนำ และคำติชมต่างๆ เพื่อให้ข้าพเจ้ากลับไปศึกษาในบางจุดที่ข้าพเจ้าบกพร่องละเลยไป จึงเป็นผลให้งานมีความสมบูรณ์แบบมากยิ่งขึ้น และขอขอบคุณพี่ไพโรจน์ วุ่นชุม ที่ให้คำปรึกษาในการใช้โปรแกรม Mathcad พี่สุธาสิทธิ์ ละมุลตรี ที่กรุณาสอนการใช้โปรแกรม Mathcad รวมไปถึงรุ่นพี่อีกหลายๆ ท่านทั้งพี่ปริญญาเอก โดยเฉพาะอย่างยิ่ง คุณ ชานุชัย ทองโสภา และอาจารย์รังสรรค์ วงศ์สรรค์ ที่ได้แนะนำหลักการในการวิเคราะห์รวมถึงการมองภาพโดยรวม และพี่นักวิจัยปริญญาโทอันได้แก่ คุณศักดิ์ชัย ทองเทพ และคุณชัยวัฒน์ หลีกภัย รวมไปถึงอีกหลายท่านที่ข้าพเจ้ามิได้เอ่ยนามที่คอยชี้แนะการใช้เครื่อง Network Analyzer และให้ข้อมูลทางฮาร์ดแวร์อันเป็นประโยชน์ และที่ลืมไม่ได้คือกำลังใจจากบิดามารดา หากไม่มีพวกท่านก็ไม่มีการเข้าเรียนในวันนี้

