

การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศร่องแฉกลำดับบนคาวิตีสี่เหลี่ยมมุมฉาก

Analysis of Characteristic of a Slot Array on Rectangular Cavity



โดย

นายนลินเทพ นวลศรี

นายประกาศ โทวรโชติ

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน... 42339
วัน, เดือน, ปี... 7 พ.ค. 2545

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศร่องแฉกดำดับบนภาววิถีสี่เหลี่ยมมุมฉาก

Analysis of Characteristic of a Slot Array on Rectangular Cavity

โดย

นายนลินเทพ นวลศรี 40010374

นายประกาศ โทวรโชติ 40010426

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. สมผล โกศลวิตร

อ. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2543

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศร่องแถวลำดับบนคาวิตีสี่เหลี่ยมมุมฉาก

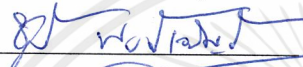
Analysis of Characteristics of Slot Array on Rectangular Cavity

ผู้จัดทำ

1. นายณนินเทพ นวลศรี 40010374

2. นายประกาศ โทวรโชติ 40010426


อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ. สมพล โกศลวิตร)


อาจารย์ที่ปรึกษา
(นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศร่องแฉกลำดับบนภาวิตส์สี่เหลี่ยมมุมฉาก
Analysis of Characteristics of a Slot Array on Rectangular Cavity

โดย นาย นลินเทพ นवलศรี 40010374
นาย ประภาส โทวรโชติ 40010426

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.สมผล โกศลวิตร

นาย ชวงค์ พงศ์เจริญพานิชย์

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษาและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศชนิดร่องแฉกลำดับบนภาวิตส์สี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโพรบไฟฟ้าเชิงเส้น ซึ่งสายอากาศชนิดนี้มีข้อดีคือ มีโครงสร้างที่รวมกันของตัวแบ่งกำลังงานและตัวป้อนกำลังงานจะเป็นอันเดียวกัน จากนั้นจะนำผลการวิเคราะห์ไปสร้างตัวสายอากาศและทดสอบเพื่อนำไปประยุกต์และใช้งานต่อไป

Abstract

This project is the study and analysis of the characteristics of a slot array on the rectangular cavity at which is excited by the linear electric probe. The advantage of this antenna is that the power divider and the feeding structure are integrated into the single one. The result of analysis will be used to fabricate and measure to apply in practical application.

สารบัญ

	หน้า
บทที่1 บทนำ	1
บทที่2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ	3
2.1.1 แพทเทิร์นการกระจายคลื่น	3
2.1.2 ฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิทซ์	5
2.1.3 ความเข้มการแพร่กระจายคลื่น	6
2.1.4 ไคเรคตีวิตี	6
2.1.5 เกน	9
2.1.6 ประสิทธิภาพของสายอากาศ	9
2.1.7 ประสิทธิภาพของบีม	10
2.1.8 โพลาริเซชัน	11
2.1.9 อินพุทอิมพีแดนซ์	15
2.1.10 แบนด์วิทซ์	18
2.2 หลักของร่องที่แพร่กระจายคลื่น	18
2.3 ร่องบนแผ่นตัวนำขนาดอนันต์	19
2.4 การป้อนสัญญาณด้วยโพรบ	22
2.5 แบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง	26
2.6 ทฤษฎีสายอากาศร่องแถวลำดับตามแนวรัศมี	30
2.7 การออกแบบผิวร่อง	30
2.8 ทฤษฎีการแพร่กระจายคลื่น	31
2.9 วิธีการปรับบีมให้ต่ำลง	32
บทที่3 การคำนวณออกแบบและการสร้าง	37
บทที่4 การทดลองและผลการทดลอง	40
บทที่5 สรุปและวิจารณ์	57
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

สารบัญญภาพ

	หน้า
ภาพที่ 2.1 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	3
ภาพที่ 2.2 แพทเทอรันของสายอากาศชี้ทิศทาง	5
ภาพที่ 2.3 แสดงฮาฟเพาเวอร์บีมิวิตซ์	5
ภาพที่ 2.4 แสดงแพทเทอรันของสายอากาศแบบสมมาตร และแบบไม่สมมาตร	8
ภาพที่ 2.5 แสดงบีมของสายอากาศ	11
ภาพที่ 2.6 การหมุนของคลื่น	12
ภาพที่ 2.7 แสดงวงรีโพลาริเซชันของสายอากาศ	12
ภาพที่ 2.8 แสดงลักษณะการเกิดโพลาริซ	14
ภาพที่ 2.9 แสดงวงจรสมมูลย์อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศในโหมดของการส่ง	16
ภาพที่ 2.10 แสดงวงจรสมมูลย์อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศในโหมดการรับ	18
ภาพที่ 2.11 ก)แสดงการกระจายสนามไฟฟ้าและประจุ ข)การกระจายสนามแม่เหล็ก ค)การกระจายความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าในท่อนำคลื่น	19
ภาพที่ 2.12 แสดงร่องบนระนาบกราวด์ขนาดอนันต์ที่ป้อนสัญญาณกลางปากร่องด้วยสายส่งคู่ขนาน	20
ภาพที่ 2.13 แสดงการป้อนท่อนำคลื่นแบบโคแอกเซียล (coaxial-waveguide)	22
ภาพที่ 2.14 แสดงแหล่งกำเนิดกระแสในควิตี (ความยาวไม่จำกัด)	23
ภาพที่ 2.15 แสดงโพรบและส่วนจินตภาพ	25
ภาพที่ 2.16 แสดงระบบพิกัดมุมฉากและเวกเตอร์หน่วย	27
ภาพที่ 2.17 ควิตีสี่เหลี่ยมมุมฉาก	29
ภาพที่ 2.18 แสดงการออกแบบโพลาริเซชันของร่อง	30
ภาพที่ 2.19 แสดงทิศทางสนามไฟฟ้าตามทฤษฎี	32
ภาพที่ 2.20 แสดงการปรับมุมตามวิธีการ squinting beam	33
ภาพที่ 2.21 แสดงพลังงานที่แพร่กระจายออกจากร่อง	33
ภาพที่ 2.22 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวร่องกับ coupling factor	34
ภาพที่ 2.23 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวร่องกับมุมเฟสการแพร่กระจายคลื่น	34
ภาพที่ 2.24 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยก	35

สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
ภาพที่ 2.25 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาด	35
ภาพที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศร่องแถวลำดับเชิงรัศมีบนควาวิตี สี่เหลี่ยมมุมฉากแบบหลายวง	37
ภาพที่ 4.1 แสดงลักษณะของสายอากาศร่องแถวลำดับบนควาวิตีสี่เหลี่ยมมุมฉาก	41
ภาพที่ 4.2 แสดงค่า SWR ที่วัดได้จากตัวสายอากาศ	43
ภาพที่ 4.3 แสดงค่า Return Loss ที่วัดได้จากสายอากาศ	44
ภาพที่ 4.4 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ	45
ภาพที่ 4.5 แสดงการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	46
ภาพที่ 4.6 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 3 GHz	48
ภาพที่ 4.7 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 3 GHz ในระนาบ X และ Y	49
ภาพที่ 4.8 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 2.94 GHz	49
ภาพที่ 4.9 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาด	50
ภาพที่ 4.10 แสดงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศอ้างอิง	52

บทที่ 1

บทนำ

1. กล่าวนำ

ในปัจจุบันการสื่อสารผ่านดาวเทียมเป็นรูปแบบของการสื่อสารที่กำลังได้รับความนิยมเป็นอย่างมากและมีแนวโน้มที่จะเพิ่มบทบาทขึ้นเรื่อยๆ เนื่องจากข้อได้เปรียบที่เป็นระบบการสื่อสารที่มีสถานีทวนสัญญาณ (ดาวเทียม) ที่อยู่ระดับสูงมากจนแทบจะไม่มีสิ่งที่เป็นอุปสรรคมาบังหรือขัดขวางเส้นทางการสื่อสารรูปแบบการสื่อสารผ่านดาวเทียมที่มีใช้กันมากในขณะนี้คือการแพร่กระจายภาพและเสียงในความถี่ย่านซี (C-Band: 4.0-8.0 GHz) และย่านเคยู (Ku-Band: 12.4 - 18.0 GHz) ซึ่งจะนิยมใช้สายอากาศสะท้อนคลื่นแบบพาราโบลาอยด์ในการรับสัญญาณเนื่องจากมีแถบความถี่ (Bandwidth) ใช้งานได้กว้าง (Gain) สูง โครงสร้างไม่ซับซ้อนและในเชิงอุตสาหกรรมก็ผลิตได้ง่าย แต่สายอากาศแบบนี้เหมาะที่จะติดตั้งในสถานที่เท่านั้นเพราะ โครงสร้างของสายอากาศมีขนาดใหญ่หากต้องการสายอากาศที่จะติดตั้งบนยานพาหนะเพื่อรับใช้สัญญาณดาวเทียม ในขณะที่เดินทางไปด้วยแล้วตัดสายอากาศจะต้องมีคุณสมบัติแบนราบ (Low Profile) ไม่ต้านลม แข็งแรงพุงตัวเองได้ (Self Support) และมีประสิทธิภาพสูง จากความต้องการที่กล่าวมานั้นมีสายอากาศ 2 ชนิดที่สามารถตอบสนองได้คือ

1) สายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Antenna)

จุดเด่น

- มีโครงสร้างบางมาก
- สร้าง (Fabricate) ง่าย
- ออกแบบได้ทั้งโพลาริเซชันเชิงเส้น และโพลาริเซชันวงกลม

จุดด้อย

- ประสิทธิภาพต่ำ
 - มีการสูญเสียระบบป้อนสัญญาณค่อนข้างมาก
 - มีการสูญเสียในสารไดอิเล็กตริกซึ่งเป็นฐาน (Substrate) ของสายอากาศ
- มีระดับโพลาริเซชันไขว้ (Cross Polarization) สูง
- มีแถบความถี่ใช้งาน (Bandwidth) แคบ
- มีความสามารถในการรองรับกำลังงานได้ (power Handling Capacity) ต่ำ
- สายอากาศมีโครงสร้างเปิด (Opened boundary) ทำให้การคำนวณให้ถูกต้องแม่นยำทำได้ยาก
- วัสดุมีราคาสูงเพราะไม่สามารถผลิตได้เองในประเทศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) สายอากาศแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น (Slotted -Waveguide Antenna)

จุดเด่น

- มีโครงสร้างบาง
- ประสิทธิภาพสูง
 - ไม่มีการสูญเสียในระบบป้อนสัญญาณ
 - การสูญเสียต่ำเพราะโครงสร้างเป็นตัวนำคลื่น
- ออกแบบได้ทั้งโพลาริเซชัน เชิงเส้น และโพลาริเซชันวงกลม
- มีระดับโพลาริเซชันไขว้ต่ำ
- มีความสามารถในการรองรับกำลังงานได้สูง
- สามารถออกแบบให้มีรูปแบบการแพร่กระจายที่มีระดับของพูข้าง (Side Lobe Level) ต่ำมาก
- สายอากาศมีโครงสร้างปิด (Closed Boundary) สามารถทำการคำนวณออกแบบได้อย่างถูกต้อง
- สามารถหาวัตถุดิบ (ท่อนำคลื่น) ได้ไม่ยาก และมีราคาไม่สูงมาก

จุดด้อย

- น้ำหนักค่อนข้างมาก
- สร้างยากและปรับแต่งยาก
- มีแถบความถี่ใช้งาน (Bandwidth) แคบ

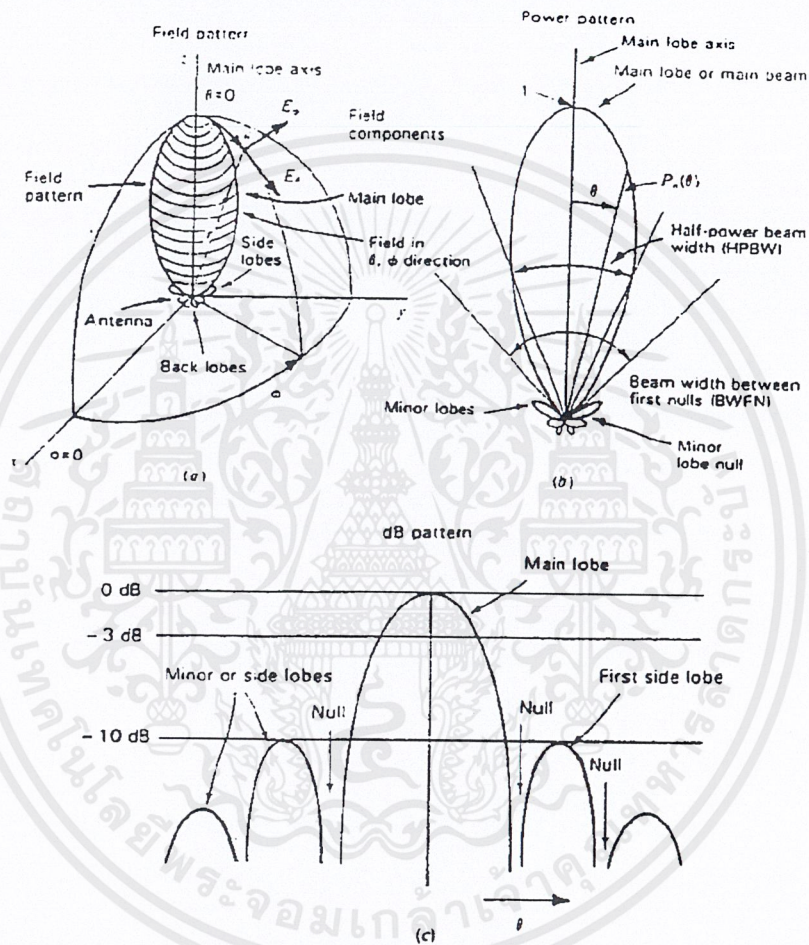
จากการพิจารณาจุดเด่นและจุดด้อยของสายอากาศทั้งสองแบบ ความสามารถในการหาวัตถุดิบรวมทั้งศักยภาพของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล. ในการให้บริการใช้เครื่องมือในการสร้างและทดสอบสายอากาศ ดังนั้นผู้วิจัยเลือกศึกษาสายอากาศแถวลำดับแบบร่องบนควาวิตตี้สี่เหลี่ยมมุมฉาก

สายอากาศแบบร่องบนควาวิตตี้สี่เหลี่ยมมุมฉากนั้นเริ่มมีการพัฒนาเพื่อใช้งานทางด้านการทหารในช่วงหลังสงครามโลกครั้งที่ 2 ตั้งแต่ พ.ศ.1940 โดยในช่วงแรกมักจะออกแบบเป็นแถวลำดับเชิงเส้น (Linear Array) ในแนวนอนเพื่อใช้เป็นสายอากาศเรดาร์ในการลาดตระเวนทางทะเล (Marine Surveillance Radar) เพราะต้องการความกว้างของลำคลื่น (Beamwidth) ในแนวตั้งค่อนข้างมากเพื่อให้สามารถครอบคลุมพื้นที่ตั้งผิวจนถึงท้องฟ้าได้ แต่ให้ลำคลื่นแคบในแนวนอนเพื่อที่จะสามารถจำแนกทิศทางของเป้าหมายได้แม่นยำ

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

2.1 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ

2.1.1 แพทเทิร์นการกระจายคลื่น



ภาพที่ 2.1 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

ซึ่งจะได้ สนามไฟฟ้าในโคออดิเนตทรงกลม คือ

$$E(r, \theta, \phi) = (e^{jkr}/r)D(\theta, \phi) \quad (2.1)$$

โดยที่ $D(\theta, \phi)$ นี้จะไม่แปรตามระยะทาง r แต่จะขึ้นอยู่กับ (θ, ϕ) เท่านั้น

การอธิบายคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น จะอาศัยคุณสมบัติต่าง ๆ ดังต่อไปนี้ คือความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Intensity) ความเข้มของสนาม (Field Strength)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟส (Phase) หรือโพลาไรเซชัน (Polarization) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ใช้เพื่อแสดงการแจกแจงของพลังงานเป็นฟังก์ชันของตำแหน่งสามมิติที่รัศมีคงที่

แพทเทิร์นของการกระจายคลื่นโดยทั่วไปจะมี 2 แบบ คือ

ถ้าเขียนจากสนามไฟฟ้า $[D(\theta, \phi)]$ ในสมการ 2.1 จะเรียกว่า “ฟิลด์แพทเทิร์น (Field pattern)” ดังภาพ 2.1 (b)

ถ้าเป็นแพทเทิร์นที่เขียนจาก กำลังคลื่น $[D(\theta, \phi)^2]$ จะเรียกว่า “เพาเวอร์แพทเทิร์น (Power pattern)” ดังภาพ 2.1 (b) โดยปกติจะหารไว้ด้วยค่าสูงสุดซึ่งจะทำให้แพทเทิร์นมีค่าสูงสุดเท่ากับ 1 หรือ ถ้ากำกับหน่วยเป็น dB ค่าสูงสุดก็จะเป็น 0 dB แพทเทิร์นของการกระจายโดยทั่วไป จะมีรูปร่างทำนองเดียวกับภาพ 2.1 ซึ่งเรียกลักษณะสำคัญๆ แพทเทิร์นนี้มีดังนี้

เมนบีม (Main beam) หรือ โลปหลัก (Major Lobe) คือบีมส่วนที่มีกำลังคลื่นกระจายออกไปมากที่สุด และโดยทั่วไปจุดสูงสุดของแพทเทิร์นจะอยู่ในเมนบีมนี้ สำหรับสายอากาศบางชนิด อาจมีโอบหลักนี้มากกว่าหนึ่งโอบ เช่น สายอากาศแยกบีม (Split-Beam Antenna)

โอบย่อย (Minor Lobe) ได้แก่โอบอื่น ๆ นอกเหนือไปจากโอบหลัก

โอบข้าง (Side Lobe) เป็น โอบย่อยที่ติดอยู่กับหลักจะอยู่ที่ทิศทางบนครึ่งวงกลมซีกเดียวกับโอบหลัก

โอบหลัง (Back Lobe) โอบย่อยที่อยู่ในครึ่งวงกลมตรงข้ามกับโอบหลัก ปกติแล้วโอบย่อยจะเกิดการแพร่กระจายคลื่น ในทิศทางที่ไม่ต้องการ ดังนั้นสำหรับสายอากาศที่ดีต้องจำกัดโอบหลักนี้ให้น้อยที่สุดระดับของโอบย่อย มักจะแสดงเป็นอัตราส่วนของ ความหนาแน่นของพลังงานในโอบที่กำลังติดต่อความหนาแน่นของพลังงานในโอบหลัก ซึ่งเรียกว่า อัตราส่วนของ “ไซด์โอบ” (side lobe Ratio) หรือระดับไซด์โอบ (Side lobe level:SLL) ในทางปฏิบัติมักจะต้องการระดับโอบน้อยกว่า -20 dB

แพทเทิร์นของการกระจายคลื่นนั้นในบางกรณี จะมีรูปร่างพิเศษ คือ

แพทเทิร์นแบบไอโซโทรปิก (Isotropic pattern) คือสายอากาศที่ถูกสมมุติขึ้น โดยมีคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นเท่ากันในทุกทิศทาง เช่นพอยท์ซอร์ส (point source) ซึ่งแพทเทิร์นเป็นรูปทรงกลม เป็นสายอากาศที่ไม่สามารถสร้างจริงได้แต่มักใช้เป็นตัวแทนเปรียบเทียบกับอากาศจริงเกี่ยวกับคุณสมบัติการแสดงทิศทางสายอากาศ

สายอากาศชี้ทิศทาง (Directional Antenna) เป็นสายอากาศซึ่งมีคุณสมบัติการส่งหรือรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดีในเฉพาทิศทางที่กำหนดเท่านั้น สายอากาศที่มีคุณสมบัติดังกล่าวคือ สายอากาศแบบออมนิไดเรกชันแนล (Omnidirection) ดังภาพที่ 2.2

2.1.3 ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น : (Radiation Intensity)

ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (U) ในทิศทางที่กำหนดให้คือ กำลังงานที่แผ่กระจายจากสายอากาศต่อหน่วยมุมตันความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญอย่างหนึ่งในการแสดงคุณสมบัติของสายอากาศเกี่ยวกับสนามระยะไกล

$$U = r^2 W_{\text{rad}} \quad [\text{W/หน่วยมุมตัน}] \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} U(\theta, \phi) &= \frac{r^2}{2\eta} |E(r, \theta, \phi)|^2 \\ &= \frac{r^2}{2\eta} [|E(r, \theta, \phi)|^2 + |E(r, \theta, \phi)|^2] \\ &= \frac{1}{2\eta} [|E(\theta, \phi)|^2 + |E(\theta, \phi)|^2] \end{aligned} \quad (2.3)$$

เมื่อ U = ความเข้มของสนามไฟฟ้า ของสายอากาศในระยะไกล
 E_θ, E_ϕ = ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล
 η = อินทริเนติกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ของตัวกลาง
 และสามารถหาลำดับงานทั้งหมดของการแผ่กระจายคลื่น โดยอินทิเกรตความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ตลอดมุมตัน 4π Srad รอบทรงกลม

$$\text{Prad} = \iiint U \sin\theta d\theta d\phi \quad (\text{W}) \quad (2.4)$$

2.1.4 ไคเรคตีวิตี้ : (Directivity)

ไคเรคตีวิตี้ คือ ค่าของไคเรคทีฟเกน (Directive Gain) ในทิศทางที่มีค่ามากที่สุด หรือค่าไคเรคตีวิตี้ของต้นกำเนิด (สายอากาศ) ที่ไม่เป็นไอโซโทรปิก (Isotropic) คืออัตราส่วนของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นที่มากที่สุด ต่อความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส

$$D_o = \frac{U_{\text{max}}}{U_o} \quad (2.5)$$

เมื่อ ไคเรคทีฟเกน (Directive Gain) ในทิศทางที่กำหนดคือ อัตราส่วนของการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งใช้สำหรับอ้างอิง ซึ่งปกติสายอากาศ สำหรับอ้างอิงนี้จะใช้ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส (Isotropic Point source)

$$D_g = \frac{U}{U_o} \quad (2.6)$$

เมื่อ D_o = ไคเรคตีวิตี้ (ไม่มีหน่วย)
 D_g = ไคเรคทีฟเกน (ไม่มีหน่วย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- U = ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)
 U_{\max} = ค่าสูงสุดของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)
 U_0 = ความเข้มของการกระจายคลื่นของไอโซทรอปิก
 $Prad$ = กำลังงานที่แผ่กระจายทั้งหมด

เมื่อความเข้มของการแผ่กระจายของพอยท์ซอร์ส (U_0) คือ

$$U_0 = \frac{Prad}{4\pi} \quad (\text{W/หน่วยมุมตัน}) \quad (2.7)$$

ดังนั้น

$$D_g = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{Prad} \quad (2.8)$$

$$D_0 = \frac{U_{\max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{\max}}{Prad} \quad (2.9)$$

ซึ่งค่าไดเรกทิฟเกน และ ไดเรกทิวิตีของไอโซทรอปิกพอยท์ซอร์ส มีค่าเป็นหนึ่งทั้งนี้ เพราะมีการแผ่กระจายคลื่นทุกทิศทางเท่ากันหมดคือ U , U_{\max} และ U_0 ต่างมีค่าเท่ากัน ไดเรกทิวิตีของไอโซทรอปิกพอยท์ซอร์สมีค่าเท่ากับหนึ่งเสมอ เพราะว่ามันแผ่กระจายกำลังออกไปในทุกทิศทางด้วยค่าที่เท่ากัน แต่สำหรับต้นกำเนิด(สายอากาศ) แบบอื่น ๆ นั้น ย่อมมีไดเรกทิวิตี มากกว่าหนึ่งเสมอ

สรุปคือ ค่าไดเรกทิฟเกนของสายอากาศ จะมากกว่า หรือเท่ากับศูนย์ และน้อยกว่า ไดเรกทิวิตีเสมอ ($0 \leq D_g \leq D_0$)

โดยทั่วไป ไดเรกทิฟเกนและไดเรกทิวิตี จะเป็นฟังก์ชันของมุม θ และ ϕ

$$U = B_0 F \quad (2.10)$$

$$U_{\max} = B_0 \max(\theta, \phi) \quad (2.11)$$

ดังนั้นกำลังงานที่แผ่กระจายทั้งหมดคือ

$$Prad = B_0(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \quad (2.12)$$

ไดเรกทิฟเกน คือ

$$D_g(\theta, \phi) = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{Prad} \quad (2.13)$$

$$D_g(\theta, \phi) = \frac{4\pi F(\theta, \phi)}{\iint_{\Omega_A} F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (2.14)$$

$$D_0(\theta, \phi) = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (2.15)$$

เมื่อ Ω_A เป็นมุมตันของบีม ซึ่งเท่ากับ

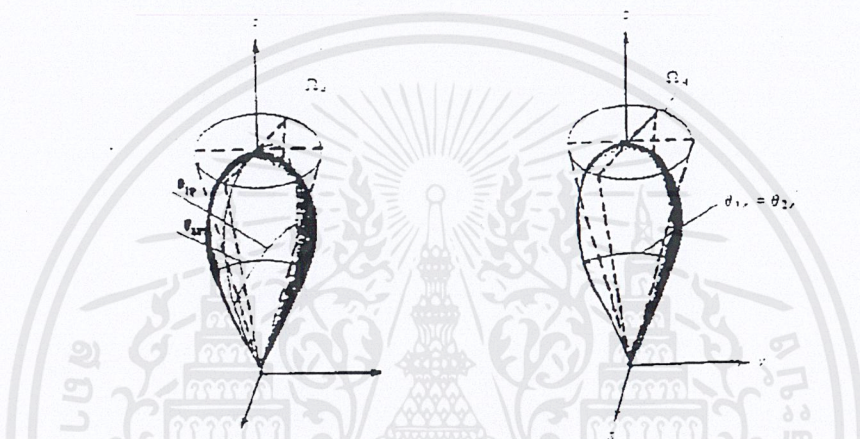
$$\Omega_A = \iint_{\Omega_A} F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi / F_{\max}(\theta, \phi)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \iint_{\Omega} F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.16)$$

$$F_n = [F(\theta, \phi)] / [F_{\max}(\theta, \phi)] \quad (2.17)$$

มุมตันของบีม $[\Omega_A]$ คือมุมตันซึ่งกำลังงานทั้งหมดของสายอากาศ จะไหลผ่าน เมื่อความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นมีค่าคงที่ (และมีค่าเท่ากับค่าสูงสุดของ U) ในมุมทุกมุมภายใน Ω_A สายอากาศซึ่งมีโอบหลักแคบ ๆ เพียง โอบเดียว และมีโอบย่อยที่มีขนาดเล็กจนสามารถตัดทิ้งได้ มุมตันของบีมจะมีค่าประมาณเท่ากับผลคูณของ HPBW ในสองระนาบซึ่งตั้งฉากกัน ดังภาพที่ 2.4



ภาพที่ 2.4 แสดงแพทเทิร์นของสายอากาศแบบสมมาตร และแบบไม่สมมาตร จากการประมาณ โดยคิดค่าโอบหลักเดียว มุมตันของ บีม Ω_A จะประมาณเท่ากับ

$$\Omega_A = H_{1r} H_{2r} \quad (2.18)$$

เมื่อ $H_{1r} = \text{HPBW}$ ในระนาบใด ๆ (เรเดียน)

$H_{2r} = \text{HPBW}$ ในระนาบตั้งฉากกับระนาบแรก (เรเดียน)

ดังนั้น

$$D_o = \frac{4\pi}{\Omega_A} = 4\pi / H_{1r} H_{2r} \quad (2.19)$$

$$D_o = \frac{4\pi(180/\pi)^2}{H_{1d} H_{2d}} \quad (2.20)$$

เมื่อ H_{1d}, H_{2d} มีหน่วยเป็นองศา

จากสมการจะใช้ได้ดี เมื่อแพทเทิร์นมีโอบหลักโอบเดียว และโอบย่อยจะต้องมีขนาดเล็กมาก ๆ เท่านั้น สำหรับแพทเทิร์นที่มีโอบย่อยที่มีระดับสูง การหาไดเรกทิวิตี้โดยวิธีนี้ ซึ่งตัดโอบย่อยทิ้งจะมีค่าสูงเกินความจริงและการประมาณนี้จะใกล้เคียงขึ้นเมื่อบีมวิดท์แคบลงยิ่งขึ้น

โดยปกติเรามักแสดงค่าไดเรกทิฟเกนและไดเรกทิวิตี้เป็นหน่วยเดซิเบล (dB)

$$D_g (\text{dB}) = 10_{\log_{10}} D_g \quad (2.11)$$

$$D_o (\text{dB}) = 10_{\log_{10}} D_o \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.5 เกน : (Gain)

เกน ของสายอากาศนั้นเป็นความสัมพันธ์ที่ได้จากไดเรกทิวิตี้ โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ซึ่งในขณะที่ไดเรกทิวิตี้ แสดงคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเหล่านั้น

เพาเวอร์เกน (Power Gain) ของสายอากาศในทิศทางที่กำหนดให้ นั้นมีค่าเท่ากับ 4π คูณอัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น ในทิศทางนั้นต่อ กำลังงานสุทธิ ที่สายอากาศรับจากขั้วต่อของเครื่องส่งเมื่อไม่ได้กำหนดทิศทางไว้ โดยทั่วไปเราจะคิดเพาเวอร์ในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด

$$Gain = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \tag{2.13}$$

โดยทั่วไปแล้ว เรามักพูดถึงเกนสัมพันธ์ซึ่งเป็นอัตราส่วนของเพาเวอร์ในทิศทางที่กำหนดให้ต่อเพาเวอร์เกนของสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบในทิศทางนั้น เมื่อกำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศทั้งสองนั้นต้องเท่ากัน สายอากาศเปรียบเทียบนั้นส่วนใหญ่ใช้แบบไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย ดังนั้น

$$Gain = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \text{ (ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย)} \tag{2.14}$$

เมื่อกำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด (P_{rad}) สัมพันธ์กับงานที่ป้อนให้สายอากาศ (P_{in}) คือ

$$P_{rad} = e_t P_{in} \tag{2.15}$$

โดย e_t : เป็นประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ ดังนั้น

$$G_y(\theta, \phi) = \frac{e_t [4\pi U(\theta, \phi)]}{P_{rad}} \tag{2.16}$$

จะได้ความสัมพันธ์คือ

$$G_y(\theta, \phi) = e_t G_t(\theta, \phi) \tag{2.17}$$

ค่าสูงสุดความสัมพันธ์กับค่าไดเรกทิวิตี้คือ

$$G_o = G_y(\theta, \phi)|_{max} = e_t G_t(\theta, \phi)|_{max} \tag{2.18}$$

$$G_o = e_t D_o \tag{2.19}$$

โดย $G_o = Gain$ ของสายอากาศในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นสูงสุด คือค่าเพาเวอร์เกนที่มีค่าสูงสุด

$$Go = 10 \log_{10} [e_t D_o] \tag{2.20}$$

2.1.6 ประสิทธิภาพของสายอากาศ : (Efficiency factor of antenna)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประสิทธิภาพของสายอากาศ (e_t) จะใช้เมื่อเรากำลังถึงการสูญเสียต่าง ๆ ที่ขั้ว และภายใน โครงสร้างของสายอากาศด้วย การสูญเสียต่าง ๆ อาจเนื่องมาจาก

- การสะท้อนกลับเนื่องจากไม่แมตช์ (Mismatch) กันระหว่างสายส่ง (Transmission Line) กับสายอากาศ

- การสูญเสียในตัวนำและฉนวน (Γ^R)

โดยทั่วไปประสิทธิภาพทั้งหมด คำนวณได้จาก

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (2.21)$$

ซึ่งโดยทั่วไป $0 \leq e_t \leq 1$

เมื่อ e_r = ประสิทธิภาพของสายอากาศ

e_r = ประสิทธิภาพเกี่ยวกับการสะท้อนกลับของคลื่น $= (1 - |\Gamma|^2)$

e_c = ประสิทธิภาพของตัวนำ

e_d = ประสิทธิภาพของฉนวน

Γ = สัมประสิทธิ์การสะท้อนของศักย์ภาพไฟฟ้าที่ขั้วสายอากาศ

$$\Gamma = (Z_{in} - Z_0) / (Z_{in} + Z_0) \quad (2.22)$$

Z_{in} = อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

Z_0 = อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายส่ง

ปกติ e_c และ e_d มักหาจากการทดลอง ดังนั้นเพื่อความสะดวกจึงรวมกัน $= e_c e_d$

e_{cd} = ประสิทธิภาพในการแพร่กระจายคลื่นของอากาศซึ่งเมื่อสายอากาศไม่มีการสูญเสีย

เสีย $e_c = 1$

$$e_t = e_r e_c e_d = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.23)$$

2.1.7 ประสิทธิภาพของบีม : (Beam efficiency)

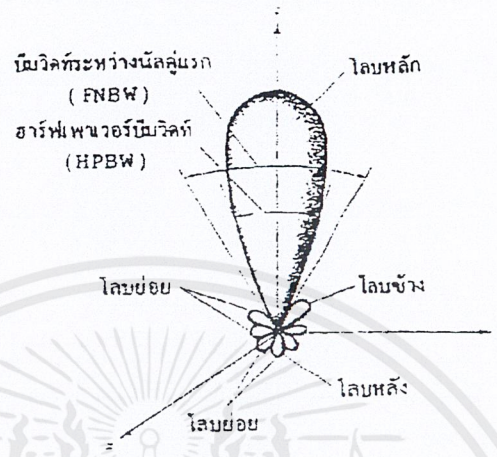
ประสิทธิภาพของบีมเป็นพารามิเตอร์อีกตัวหนึ่งที่ใช้ในการตัดสินใจว่า สายอากาศมีคุณภาพของการส่งหรือรับคลื่นดีเพียงใด สำหรับสายอากาศซึ่งมีโอบหลักอยู่ที่ทิศทางแกน z ($\theta = 0$) ประสิทธิภาพของบีม (Beam efficiency : BE) คือ

$$BE = \frac{\text{กำลังส่งหรือรับภายในมุมซึ่งที่มุม}\theta_1}{\text{กำลังส่งหรือรับทั้งหมดด้วยสายอากาศนั้น}} \quad (2.24)$$

$$BE = \frac{\int_0^{\pi/2} \int_0^{2\pi} F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi}{\int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (2.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

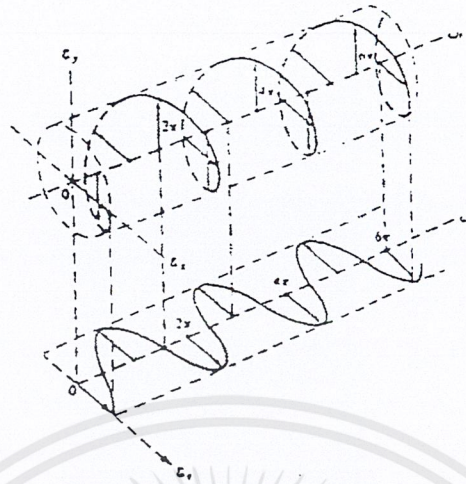
เมื่อ θ_1 เป็นมุมที่เกิดมี นัล (Null) คือจุดตำแหน่งที่มีกำลังค่าเป็นศูนย์คู่แรก ดังนั้นประสิทธิภาพของบีมจะเป็นปริมาณที่แสดงอัตราส่วนของจำนวนกำลังงานของโลบหลัก (θ_1) ต่อกำลังงานที่มีทั้งหมด



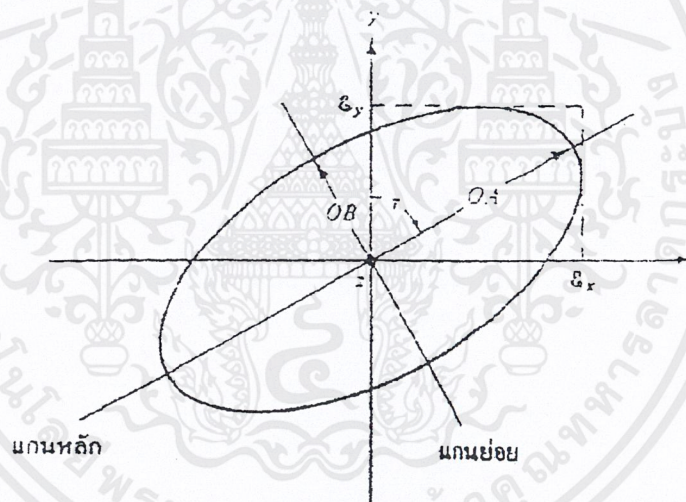
ภาพที่ 2.5 แสดงบีมของสายอากาศ

2.1.8 โพลาริเซชัน : (Polarization)

โพลาริเซชันของคลื่นที่แพร่กระจายนั้นเป็นรูปแสดงคุณสมบัติของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกไปที่อธิบายทิศทางและขนาดของเวกเตอร์ สนามไฟฟ้าซึ่งแปรผันตามเวลาโดยโพลาริเซชันจะแสดงการกวาดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าต่าง ๆ ณ ตำแหน่งที่มีการสังเกตคงที่ และการสังเกตนี้จะมองตามหลักคลื่นที่เดินทางไป ดังภาพที่ 2.6 และภาพที่ 2.7



ภาพที่ 2.6 การหมุนของคลื่น



ภาพที่ 2.7 แสดงวงรีโพลาไรเซชันของสายอากาศ

สำหรับโพลาไรเซชันของสายอากาศในทิศทางหนึ่งทิศทางใด จะเป็นโพลาไรเซชันของคลื่นที่มาตกกระทบสายอากาศนั้น จากทิศทางที่กำหนดให้ซึ่งเมื่อสายอากาศรับคลื่นแล้วจะมีกำลังงานที่เข้าของสายอากาศมากที่สุดถ้าไม่ได้กำหนดทิศทางมาให้จะหมายถึง ทิศทางที่สายอากาศมีแกนมากที่สุด ดังนั้นโพลาไรเซชันของสายอากาศในทิศทางที่ต่างกันจะต่างกัน

การแบ่งชนิดของโพลาไรเซชันอาจแบ่งเป็น

- แบบลิเนียร์โพลาไรเซชัน (Linearly Polarization)
- แบบโพลาไรเซชันวงกลม (Circularly Polarization)
- แบบโพลาไรเซชันวงรี (Elliptically Polarization)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าสนามไฟฟ้าหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา (คือเมื่อมองตามหลังคลื่นแล้วจะเห็นมีการหมุนตามเข็มนาฬิกา) จะเรียกว่าโพลาไรเซชันมือขวา ในขณะที่หากสนามไฟฟ้าหมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกาจะเป็นโพลาไรเซชันมือซ้าย ซึ่งจะเขียนสนามชั่วเวลาขณะนั้นของคลื่นระนาบที่เดินทางในทิศทาง $-z$ ได้ว่า

$$E(z,t) = a_x E_x(z,t) + a_y E_y(z,t) \quad (2.26)$$

เมื่อส่วนประกอบของสนามชั่วเวลาขณะนั้นสัมพันธ์กับค่าเชิงซ้อนของสนามนั้นดังนี้

$$E_x(z,t) = E_1 \cos(\omega t - kz) \quad (2.27)$$

$$E_y(z,t) = E_2 \cos(\omega t - kz + \theta) \quad (2.28)$$

ถ้าให้เฟสของ E_2 เร็วกว่า E_1 อยู่ในมุม θ ที่ระนาบ $z = 0$

$$E_x(z,t) = E_1 \cos(\omega t - kz) \quad (2.29)$$

$$E_y(z,t) = E_2 \cos(\omega t - kz + \theta) \quad (2.30)$$

$$E_y(z,t) = E_2 (\sin\omega t \cos\theta + \cos\omega t \sin\theta) \quad (2.31)$$

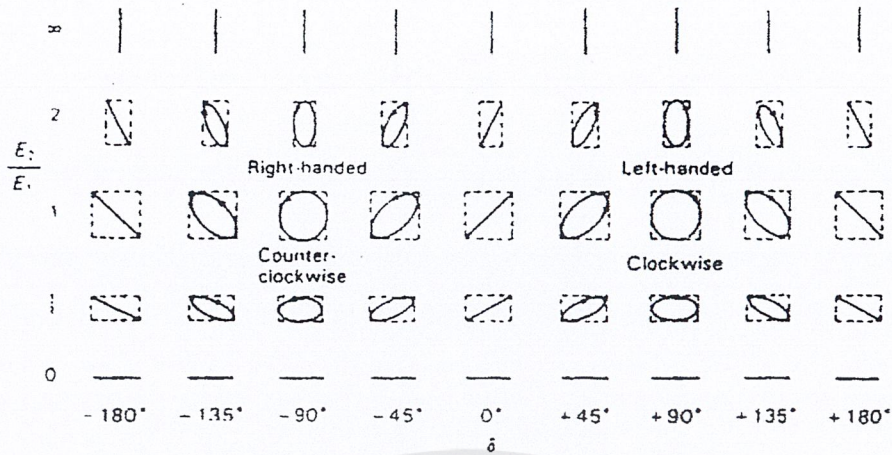
$$\cos\omega t = \frac{E_x(z,t)}{E_1}, \sin\omega t = \sqrt{1 + \left(\frac{E_x}{E_1}\right)^2} \quad (2.32)$$

แทนค่า $\cos\omega t$, $\sin\omega t$ ในสมการ $E_y(z,t)$ จะได้

$$\frac{E_x^2}{E_1^2 \sin^2 \theta} - \frac{2 \cos \theta E_x E_y}{E_1 E_2 \sin^2 \theta} - \frac{E_y^2}{E_1^2 \sin^2 \theta} = 1 \quad (2.33)$$

$$\frac{E_x^2}{E_1^2} - \frac{2 \cos \theta E_x E_y}{E_1 E_2} + \frac{E_x^2}{E_2^2} \sin^2 \theta \quad (2.34)$$

ถ้าให้เฟสของ E_1 และ E_2 ต่างกัน $n\pi$: $n = 1, 2, 3, \dots$ จะได้สมการเส้นตรงและยังเป็นลิเนียร์โพลาไรเซชันได้อีกหลายเงื่อนไขดังภาพที่ 2.8



ภาพที่ 2.8 แสดงลักษณะการเกิดโพลาไรซ์

โพลาไรเซชันแบบวงกลม

จะเกิดโพลาไรเซชันแบบวงกลมได้ก็ต่อเมื่อขนาดของส่วนประกอบของสนามทั้งสองมีค่าเท่ากัน ($E_1 = E_2$) และความต่างเฟสระหว่างส่วนประกอบเป็นจำนวนที่เท่าของ $\pi/2$ ดังภาพที่ 2.8

$$|E_1| = |E_2|$$

$$\text{เมื่อ } \theta = +((1/2 - 2n)\pi) : n = 0, 2, 3, \dots \text{ CW} \quad (2.35)$$

$$= -((1/2 + 2n)\pi) : n = 0, 1, 2, 3, \dots \text{ CCW} \quad (2.36)$$

CW (Clockwise) คือสนามหมุนตามเข็มนาฬิกา

CCW (Counter Clockwise) คือสนามหมุนทวนเข็มนาฬิกา

ถ้าแทนค่าในสมการ (2.23) จะได้ $E_1^2 + E_2^2 = |E_1|^2$ คือสมการวงกลม

โพลาไรเซชันแบบวงรี

โพลาไรเซชันวงรีจะเกิดขึ้นเมื่อความต่างเฟสเป็นจำนวนคี่ของ $\pi/2$ แต่ขนาดของสนามไฟฟ้าไม่เท่ากันหรือความแตกต่างเฟสไม่เป็นจำนวนคี่ของ $\pi/2$ ดังภาพที่ 2.8

$$|E_1| \neq |E_2|$$

$$\text{เมื่อ } \theta = +((1/2 + 2n)\pi) : n = 0, 1, 2, 3, \dots \text{ CW} \quad (2.37)$$

$$= -((1/2 + 2n)\pi) : n = 0, 1, 2, 3, \dots \text{ CCW} \quad (2.38)$$

หรือ

$$\theta \neq \pm\pi/2; n = 0, 1, 2, \dots$$

ถ้าแทนค่าสมการ(2.23) จะได้สมการวงรี

กรณีของโพลาริเซชันวงรี นั้นอัตราของแกนหลักต่อแกนย่อยจะเรียกว่าเป็นอัตราส่วนของแกน (Axial Ratio : AR) คือ

$$AR = \text{แกนหลัก/แกนย่อย} = \frac{OA}{OB} \quad (2.39)$$

เมื่อ $1 \leq AR \leq \infty$

โพลาริเซชันลอสเฟกเตอร์ (Polarization Loss Factor)

โดยทั่วไปแล้วโพลาริเซชันของสายอากาศไม่เหมือนกับ โพลาริเซชันของคลื่นที่เดินทางมายังสายอากาศซึ่งเรียกว่าโพลาริเซชันมิสมัทช์ (Polarization Mismatch) ทำให้สายอากาศไม่สามารถถึงเอากำลังงานภายนอกจากคลื่นได้สูงสุดเนื่องจากการสูญเสียจากโพลาริเซชัน (Polarization loss) สมมติว่าสนามไฟฟ้าของคลื่นที่เดินทางมายังสายอากาศ (\vec{E}_i) เขียนได้ดังนี้

$$\vec{E}_i = \vec{P}_i \cdot \vec{E}_i \quad (2.40)$$

ให้ \vec{P}_i เป็นหน่วยเวกเตอร์ของคลื่น

โพลาริเซชันของสนามไฟฟ้าของสายอากาศรับ (\vec{E}_r) มีค่าดังนี้

$$\vec{E}_r = \vec{P}_r \cdot \vec{E}_i \quad (2.41)$$

เมื่อ ϕ_p เป็นมุมระหว่างหน่วยเวกเตอร์ทั้งสอง ถ้าเกิดโพลาริเซชันเมทซ์ ค่า PLF จะเป็นหนึ่งและสายอากาศจะรับกำลังงานได้มากที่สุด ดังนั้นถ้าสายอากาศกับคลื่นที่มาตกกระทบสายอากาศตั้งฉากกันและกัน แล้วสายอากาศนั้นจะรับคลื่นไม่ได้เลย

2.1.9 อินพุทอิมพีแดนซ์ : (input Impedance)

อินพุทอิมพีแดนซ์ ของสายอากาศจะเป็นค่าอิมพีแดนซ์ที่ขั้วของสายอากาศนั้น ๆ อาจเป็นอัตราส่วนระหว่างศักดาไฟฟ้าต่อขั้วกระแสไฟฟ้า ที่ขั้วสายอากาศนั้น คือ อัตราส่วนของสนามไฟฟ้าต่อสนามแม่เหล็กที่จุดใด ๆ อิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะเป็น

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (\Omega) \quad (2.42)$$

เมื่อ R_A = ความต้านทานที่ขั้วสายอากาศ

X_A = รีแอกแตนซ์ที่ขั้วสายอากาศ

โดยทั่วไปความต้านทานที่ขั้วสายอากาศ (R_A) จะถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ

$$R_A = R_r + R_L \quad (\Omega) \quad (2.43)$$

เมื่อ R_r = ความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ

R_L = ความต้านทานการสูญเสียของสายอากาศ

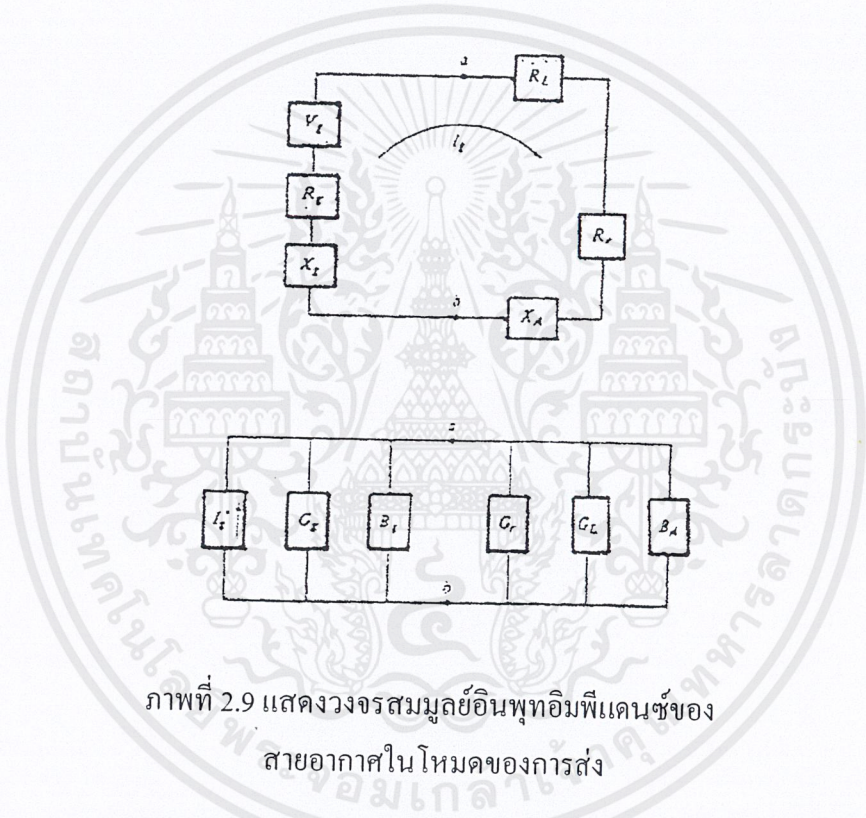
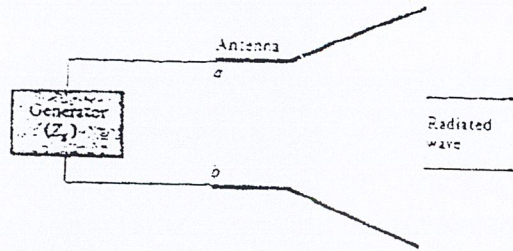
ถ้าให้สายอากาศต่ออยู่กับเครื่องกำเนิดสัญญาณที่มี อินพีแดนซ์ภายในเป็นดังนี้

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (2.44)$$

เมื่อ R_g = ความต้านทานของเครื่องกำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

X_g = รีแอกแตนซ์ของเครื่องกำเนิดสัญญาณ



ภาพที่ 2.9 แสดงวงจรสมมูลอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศในโหมดของการส่ง

จากภาพที่ 2.9 หากกระแสที่ไหลภายในลูปได้คือ

$$I_g = \frac{V_g}{Z_g} = \frac{V_g}{Z_A + Z_g} \tag{2.45}$$

$$I_g = \frac{V_g}{(R_g + R_A + R_L) + j(X_g + X_A)} \tag{2.46}$$

ขนาดของกระแสมีค่าดังนี้

$$|I_g| = \frac{|V_g|}{\sqrt{(R_g + R_A + R_L)^2 + (X_g + X_A)^2}} \tag{2.47}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงานที่ถูกนำมายังสายอากาศเพื่อการแพร่กระจายคลื่นจะมีค่าดังนี้

$$P_r = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_r \tag{2.48}$$

$$= \frac{|V_g|^2}{2} = \frac{R_r}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \tag{2.49}$$

กำลังงานที่สูญเสียกลายเป็นความร้อนมีค่าดังนี้

$$P_r = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_L \tag{2.50}$$

$$= \frac{|V_g|^2}{2} = \frac{R_L}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \tag{2.51}$$

จะเห็นว่ากำลังที่ถูกนำมายังสายอากาศ จะมีค่ามากที่สุด เมื่อเกิดการคอนจูเกตแมทซ์ (Conjugate Match) นั่นคือจะเกิดเมื่อ

$$R_g = R_r + R_L \tag{2.52}$$

และ

$$X_A = -X_g \tag{2.53}$$

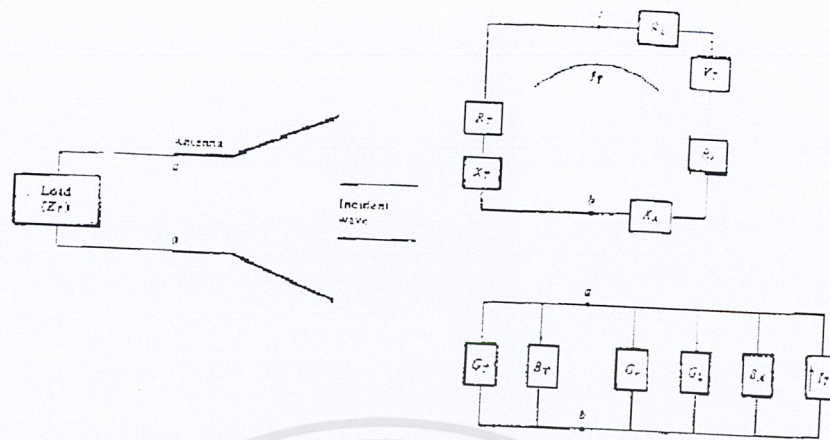
ซึ่งจะทำให้

$$P_g = P_r + P_L = \frac{|V_g|^2}{8} \cdot \frac{R_g}{(R_r + R_L)^2} \tag{2.54}$$

ดังนั้นกำลังงานที่เครื่องกำเนิดสัญญาณต้องจ่ายเมื่อเป็นคอนจูเกตแมทซ์ จะมีค่าดังนี้

$$P_r = (1/2) V_g I_G^* \tag{2.55}$$

จำนวนกำลังที่เครื่องกำเนิดสัญญาณจ่ายทั้งหมด P_g ครั้งหนึ่งจะสูญเสียความร้อนภายในความต้านทานภายใน (R_g) ของเครื่องกำเนิดสัญญาณและอีกครั้งหนึ่งจะถูกนำมายังสายอากาศซึ่งจะเกิดขึ้นถ้าเป็นคอนจูเกตแมทซ์เท่านั้น ในส่วนของกำลังงานที่มายังสายอากาศส่วนหนึ่งจะแพร่กระจายออกไปโดยผ่านกลไกที่เกิดจากความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น P_r อีกส่วนหนึ่งจะสูญเสียเป็นความร้อน ซึ่งมีผลต่อประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศไม่มีการสูญเสีย ($e_{cd} = 1$) ครั้งหนึ่งของงานที่เครื่องกำเนิดสัญญาณจ่าย และแพร่กระจายออกเมื่อคอนจูเกตแมทซ์ สมมติว่าเป็นการแมทซ์ที่สมบูรณ์ระหว่างสายอากาศกับ สายส่ง ($e_r = 1$) ถ้ามีการให้สายอากาศเป็นสายอากาศตั้งรับ ดังภาพที่ 2.10 ถ้ามีคลื่นตกกระทบเข้ามายังสายอากาศจะเหนี่ยวนำให้เกิดศักดาไฟฟ้า V_r ซึ่งเทียบได้กับ V_g ในโหมดของการส่ง



ภาพที่ 2.10 แสดงวงจรสมมูลย์อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศในโหมดการรับ

โดยปกติอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะเป็นฟังก์ชันความถี่ และจะเหมาะสมกับสายส่งเฉพาะในช่วงความถี่ช่วงหนึ่ง ๆ เท่านั้น นอกจากนี้อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศยังขึ้นกับแฟคเตอร์ต่าง ๆ อีกได้แก่รูปทรง วิธีการป้อนสัญญาณ และสิ่งแวดล้อมข้างเคียง เนื่องจากการคำนวณได้ยากจึงมักหาค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ได้จากการทดลองวัด

2.1.10 แบนด์วิดท์ : (Band Width)

แบนด์วิดท์ของสายอากาศถูกกำหนดให้เป็นความถี่ที่สายอากาศมีคุณสมบัติอยู่ในมาตรฐานที่กำหนดให้อาจเทียบความถี่ที่สายอากาศมีคุณสมบัติต่าง ๆ เช่น อินพุทอิมพีแดนซ์ แพทเทอรัน บีมวิดท์, โพลาริเซชัน, ระดับของไซด์โลบ, เกน, ประสิทธิภาพของการแพร่กระจายคลื่นให้อยู่ในค่าที่ใช้งานได้คือไม่ต่างจากคุณสมบัติที่วัดที่ความถี่ตรงกลางที่ออกแบบจนทำให้คุณสมบัติเหล่านี้เสียไปจากข้อกำหนดหรือมาตรฐาน

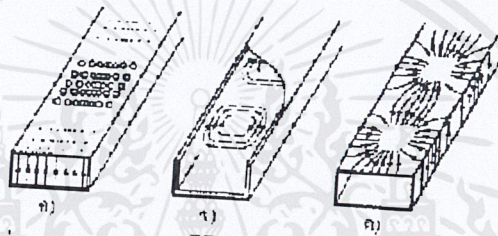
เนื่องจากคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศที่กล่าวมาจะไม่เปลี่ยนแปลง ตามความถี่ในลักษณะเดียวกันทั้งหมด ดังนั้นจึงไม่สามารถกำหนดแบนด์วิดท์ตามคุณสมบัติอย่างใดอย่างหนึ่งจึงต้องมีการกำหนดข้อบังคับให้เป็นไปตามการประยุกต์ใช้งานแต่ละอย่าง ปกติแล้วคุณสมบัติของแพทเทอรัน กับอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ จึงมักถูกใช้เป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของสายอากาศ

2.2 หลักการของร่องที่แพร่กระจายคลื่น

โดยทั่วไปรูปแบบขององค์ประกอบของสายอากาศจะใช้วิเคราะห์ในเบื้องต้นคือ สายอากาศไดโพล (Dipole Antenna) ซึ่งเป็นสายอากาศที่มีใช้กันแพร่หลายที่สุด และได้มีการพัฒนาสายอากาศเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบต่าง ๆ ขึ้นโดยใช้พื้นฐานจากสายอากาศไดโพล เช่น สายอากาศโมโนโพล (Monopole Antenna) สายอากาศยาคิ-อูดา (Yagi-Uda Antenna) สายอากาศจานกรวย (Discone Antenna) และอื่น ๆ เพื่อจุดมุ่งหมายในการใช้งานที่ต่างกัน

ในการวิเคราะห์สายอากาศแบบร่อง (Slot Antenna) สามารถจะกระทำได้ในลักษณะเดียวกับสายอากาศไดโพลเพราะสายอากาศทั้งสองชนิดนี้เป็นสายอากาศคู่เติมเต็ม (Complementary Antenna) ของกันและกัน หรืออาจจะกล่าวอีกอย่างหนึ่งได้ว่าถ้าเราทราบลักษณะสมบัติของสายอากาศที่เป็นคู่เติมเต็มมันจะมีค่าเท่ากับค่าคงที่ค่าหนึ่ง และสิ่งนี้จะประโยชน์มากในกรณีที่ต้องการหาหิวขวลคัปปลิงของร่อง ซึ่งสะดวกกว่าถ้าเราจะหาหิวขวลคัปปลิงของไดโพลที่เป็นคู่เติมเต็มของร่องก่อนแล้วค่อยใช้ความสัมพันธ์ของ Booker แปลงกับเป็นหิวขวลคัปปลิงของร่อง



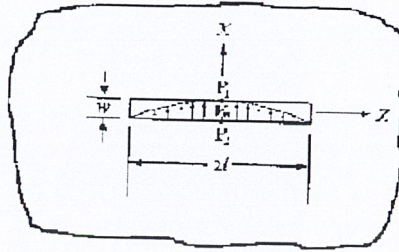
ภาพที่ 2.11 ก)แสดงการกระจายสนามไฟฟ้าและประจุ
 ข)การกระจายสนามแม่เหล็ก และ
 ค)การกระจายความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าในท่อนำคลื่น

- ความสัมพันธ์ของ Booker (Booker's Relation) เป็นทฤษฎีที่ขยายเพิ่มเติมมาจากหลักการของ Babinet (Babinet's Principle) ซึ่งในทางด้านแสง (Optics) กล่าวว่า “ในกรณีที่มีแหล่งกำเนิดแสงด้านหน้าของฉาก (Screen) หากนำค่าสนามที่ตกกระทบด้านหลัง ของฉากที่เป็นช่องที่เปิดรวมกับค่าสนามที่ได้จะมีค่าเท่ากับสนามขณะที่ไม่มีฉากกัน แต่หลักการของ Babinet ไม่ได้พิจารณาโพลาไรเซชัน (Polarization) ซึ่งเป็นสิ่งสำคัญมาก ในการวิเคราะห์สายอากาศสำหรับ Booker ได้นำเสนอการรวมผลของโพลาไรเซชัน เข้าร่วมกันของ Babinet

2.3 ร่องบนแผ่นตัวนำขนาดอนันต์ (Slot in Infinite conducting Plate)

องค์ประกอบพื้นฐานของสายอากาศที่มีความสำคัญมากอีกอย่างหนึ่งนอกจากไดโพลก็คือร่อง (slot) ในการวิเคราะห์เบื้องต้นจะพิจารณาระนาบกราวด์ขนาดอนันต์ที่มีการเจาะร่องแคบๆบน

ระนาบนั้น โดยที่ร่องมีความยาว $2l$ กว้าง w (เมื่อ $2 \gg w$) และป้อนสัญญาณด้วยสายส่งคู่ขนานตรงกลางปากร่องที่จุด P_1 และ P_2 ดังภาพที่ 2.12



ภาพที่ 2.12 แสดงร่องบนระนาบกราวด์ขนาดอนันต์
ที่ป้อนสัญญาณกลางปากร่องด้วยสายส่งคู่ขนาน

เมื่อความกว้างของร่องน้อยกว่า กว่ความยาวคลื่นมาก ($w \ll \lambda_0$) เราสามารถพิจารณาได้ว่าร่องเกิดจากสายส่งคู่ขนาน โดยที่สายส่งแต่ละเส้น มีขนาดเป็นครึ่งระนาบกราวด์ขนาดอนันต์ (Semi-Infinite Ground Plane) มีขอบกว้างใกล้กันที่ตำแหน่ง $x = \pm w/2$ และตัดวงจรที่ $z = \pm l$ ดังนั้นก็จะเกิดคลื่นนิ่ง (Standing Wave) บนปากร่องนี้ การกระจายของสนามไฟฟ้า (E) บนปากร่องสามารถประมาณได้โดย

$$E(x, y, z) = \hat{x} E_x(x, 0, z) = \hat{x} \frac{V_m}{w} \sin[k(l - |z|)] \quad (2.56)$$

เมื่อ V_m คือแรงดันสูงสุดบนปากร่อง และ $k = 2\pi/\lambda_0$ เป็นค่าคงที่ของเฟส เราสามารถหาแทนกระแสแม่เหล็กสมมูล (Equivalent magnetic current Sheet : M) ที่กำเนิดสนามเหมือนกับที่กำเนิดจากสนามไฟฟ้าบนปากร่องจาก

$$M(x, y, z) = \hat{n} \times E(x, 0, z) \quad (2.57)$$

เมื่อใช้หลักการของภาพเงา (Image Principle) บนระนาบกราวด์ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ขนาดอนันต์จะได้ว่า

$$M(x, y, z) = 2 \hat{n} \times E(x, 0, z) \quad (2.58)$$

และเมื่อแทน (2.56) ใน (2.57) โดยที่ $\hat{n} = \hat{y}$ จะได้

$$\begin{aligned} M(x, y, z) &= -2 \hat{y} \hat{x} \frac{V_m}{w} \sin[k(l - |z|)] \\ &= 2 \hat{z} \frac{V_m}{w} \sin[k(l - |z|)] \end{aligned} \quad (2.59)$$

จากนั้นจะหาค่าเวกเตอร์ไฟฟ้า (Electric Vector Potential : F) เชิงสเกลาร์จาก

$$F_{\theta}(\theta, \phi) = \iiint_V [\cos\theta \cos\phi M_x(x, y, z) + \cos\theta \sin\phi M_y(x, y, z) - \sin\theta M_z(x, y, z)] e^{jkr} dx dy dz \quad (2.60)$$

$$F_{\theta}(\theta, \phi) = -\sin\theta M_x(x, y, z) + \cos\phi M_y(x, y, z) e^{jkr} dx dy dz$$

$$r = x \sin\theta \cos\phi + y \sin\theta \sin\phi + z \cos\theta \quad (2.61)$$

ในกรณีที่แหล่งกำเนิดวางในแนวแกน z ชุดสมการ 2.4 จะลดรูปลงเป็น

$$F_{\theta}(\theta, \phi) = - \iiint_V \sin\theta M_z(x, y, z) e^{jkr} dx dy dz \quad (2.62)$$

$$F_{\theta}(\theta, \phi) = 0 \quad (2.63)$$

$$r = z \cos\theta \quad (2.64)$$

เมื่อแทน (2.59) ลงใน (2.62) โดยใช้ (2.64) และสมมติให้ร่องมีความกว้าง (w) น้อยมากอินทิเกรตเชิงปริมาตรจะลดรูปลงเป็นอินทิเกรตเชิงเส้นดังนี้

$$F_{\theta}(\theta) = - \int_{-l}^l \sin\theta \frac{V_m}{W} \sin[k(l-|z|)] e^{jkz} \cos\theta dx \quad (2.65)$$

รูปแบบการกระจายของแรงดันปากร่องจะสมมาตรกับแกน $x = 0$ เนื่องจากกำหนดให้ความกว้างของร่องน้อยมากจึงมีผลทำให้ส่วนที่เป็นฟังก์ชันคี่ (odd Function) ของเทอม $\exp(jkz \cos\theta)$ เมื่ออินทิเกรต แล้วจะมาเป็นศูนย์ ดังนั้น (2.65) จะลดรูปเป็น

$$F_{\theta}(\theta) = -4V_m \sin\theta \sin[kl-|z|] \cos[kz \cos\theta] dz \quad (2.66)$$

เมื่อทำการอินทิเกรตจะได้เป็น

$$F_{\theta}(\theta) = - \frac{4V_m [\pi/2] \cos\theta}{k \sin\theta} \quad (2.67)$$

ซึ่ง $F_{\theta}(\theta)$ เป็นฟังก์ชันของทิศทางเพียงอย่างเดียว ดังนั้นถ้าจะแสดงให้เห็นฟังก์ชันของตำแหน่ง (r) และเวลา (t) จะต้องคูณด้วยเทอม $e^{j(\alpha x - kr) - 4\pi t}$ ซึ่งหมายความว่า เป็นคลื่นทรงกลมที่เดินทางออกจากจุดกำเนิด

$$F_{\theta}(r, \theta, \phi; t) = - \frac{V_m e^{j(\alpha x - kr)} \cos[\pi/2] \cos\theta}{\pi k r \sin\theta} \quad (2.68)$$

โดยที่ $\omega = 2\pi f$ คือความเร็วเชิงมุมของคลื่น

จากนี้ก็จะทำการหาสนามไฟฟ้า (E) และสนามแม่เหล็ก (H) ที่แพร่กระจายออกจากร่อง โดยใช้ความสัมพันธ์ของศักดาเวกเตอร์ไฟฟ้า (Electric Vector Potential : F) และศักดาเวกเตอร์แม่เหล็ก (Magnetic Vector Potential : A)

$$E = j\omega A + jk(\vec{r} \times F) \quad (2.69)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

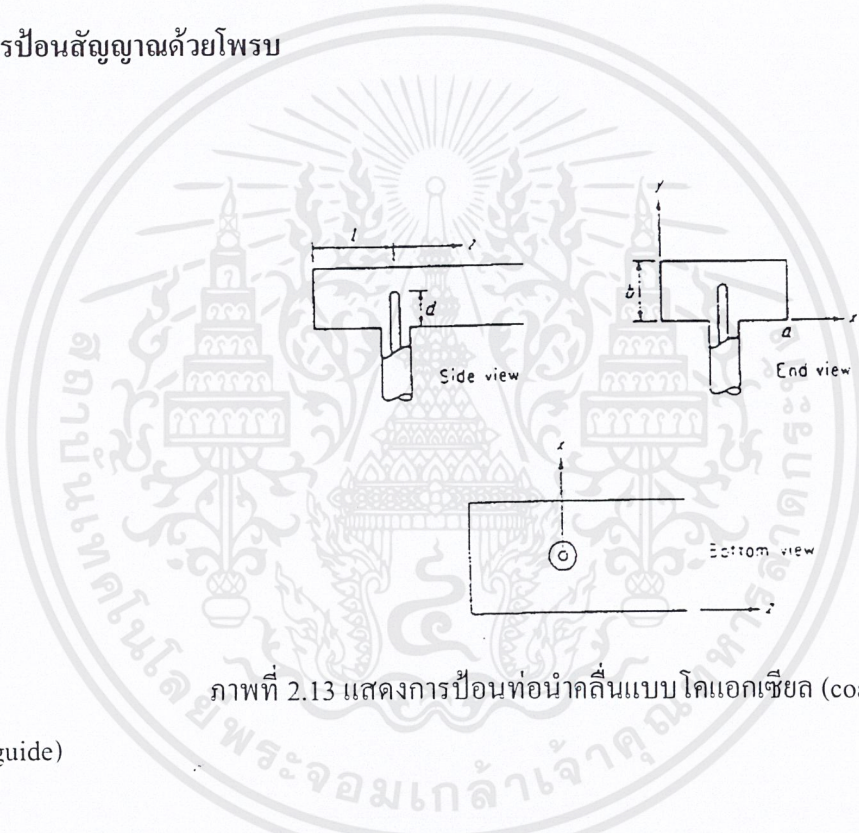
$$H = \frac{B}{\mu_0} = -\frac{1}{\eta_0} (\hat{r} \times A) - j\omega_0 F = \frac{1}{\eta} (\hat{r} \times E) \quad (2.70)$$

โดยที่ $\eta = 120\pi$ คือ อินทริกรินติกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ของอากาศ
เมื่อแทน (2.68) ลงใน (2.69) และ (2.70) โดยที่ศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ ($A=0$)

$$E_\phi = -j \frac{V_m}{\pi} \frac{e^{j(\alpha t - kr)}}{r} \frac{\cos[\pi/2] \cos \theta}{\sin \theta} \quad (2.71)$$

$$H_\theta = -j \frac{V_m}{\pi \eta} \frac{e^{j(\alpha t - kr)}}{r} \frac{\cos[\pi/2] \cos \theta}{\sin \theta} \quad (2.72)$$

2.4 การป้อนสัญญาณด้วยโพรบ



ภาพที่ 2.13 แสดงการป้อนท่อนำคลื่นแบบ โคแอกเซียล (coaxial-waveguide)

จากภาพที่ 2.13 แสดงการป้อนท่อนำคลื่นแบบโคแอกเซียล(coaxial-waveguide) ลัดวงจรที่
นำคลื่นที่ตำแหน่ง l และโอบยาว d ซึ่งเป็นระยะที่จะทำให้ส่งผ่านพลังงานได้สูงสุดที่แพร่กระจาย
จากสายโคแอกเซียลเข้าไปในท่อนำคลื่นที่จุดกึ่งกลางของตัวนำใน (inner) ของสายโคแอกเซียลจะ
ยื่นเข้าไปในควาวิตี้ นั้น จะแสดงเป็นโพรบที่แพร่กระจายสนามไฟฟ้าคลื่นในโหมดต่าง ๆ ที่ไม่เป็น
ศูนย์เมื่อเดินทางตามโพรบก็จะสามารถทำให้เกิดกระแสไฟฟ้า ถ้าคลื่น TEM มีโหมดตรงกับท่อนำ
คลื่นในโหมดโดมิแนนท์ (TE_{10}) เพื่อให้ได้พลังงานสูงสุดในควาวิตี้ที่เล็ก โพรบจะต้องอยู่ที่
ตำแหน่งกึ่งกลางผนัง เมื่อมองด้านตัดขวางของควาวิตี้ ซึ่งเป็นตำแหน่งที่มีสนามไฟฟ้ามากที่สุด
สำหรับคลื่น TE_{10} โดยคลื่นแต่ละโหมดจะมีตำแหน่งที่กระตุ้นให้พลังงานสูงสุดต่างกันไป

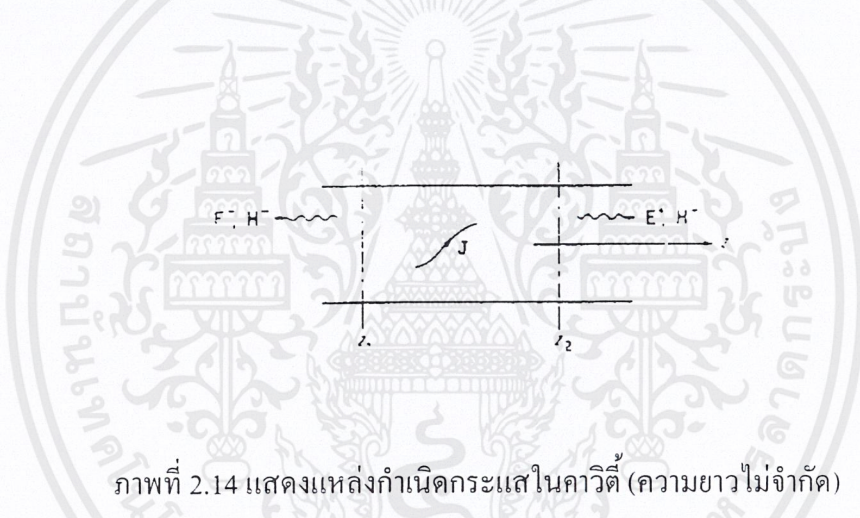
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับส่วนของควาวิตี้ที่ตัดวงจรมัน จะให้ค่ารีแอกแตนซ์ซึ่งบางที อาจจะใช้ช่วยในการปรับค่ารีแอกแตนซ์ของโพรบด้วย ค่ารีแอกแตนซ์ของโพรบสามารถคำนวณจากการคำนวณแอมพลิจูดของโหมดอีแวนเนสเซนท์ (Evanescent mode) ที่ถูกกระตุ้น และคำนวณค่าพลังงานรีแอกทีฟสุทธิที่ถูกเก็บไว้ในกรณีคลื่นที่ไม่สามารถเดินทางได้ ส่วนการหาค่าความยาว l นั้นหาได้จากค่าแอมพลิจูดของการแพร่กระจายคลื่นในโหมด TE_{10}

กระแสน โพรบที่สุคปลายต้องมีค่าเป็นศูนย์ สำหรับโพรบผอม (thin probe) กระแสรูปชายน์ที่แพร่กระจายคือ ค่าประมาณของกระแสที่โพรบ ถ้าพิจารณากระแสที่โพรบเป็นส่วนของกระแสที่เล็กมาก ๆ จะได้ว่า

$$l = 10 \sin k_0 (d - y) \quad 0 \leq y \leq d, \quad x = a/2, \quad z = 0 \quad (2.73)$$

เราสามารถคำนวณค่าแอมพลิจูดของ TE_{10} ที่ถูกกระตุ้นโดยกระแสนี้ สำหรับวิธีอื่นๆที่ใช้ได้ดี คือการคำนวณทางคณิตศาสตร์ ซึ่งแสดงได้ดังนี้



ภาพที่ 2.14 แสดงแหล่งกำเนิดกระแสในควาวิตี้ (ความยาวไม่จำกัด)

จากภาพที่ 2.14 แสดงควาวิตี้(ความยาวไม่จำกัด) โดยแหล่งกำเนิดกระแส J อยู่ในบริเวณ z_1 และ z_2 สนามไฟฟ้าจะแพร่กระจายโดยแหล่งกำเนิดนี้เป็นผลรวมที่ไม่จำกัดของโหมดของควาวิตี้

$$E^- = \sum_n C_n^- (e_n^- \div e_{zn}^-) e^{-j\beta_n z} \quad ; \quad z < z_2 \quad (2.74)$$

$$H^- = \sum_n C_n^- (h_n^- \div h_{zn}^-) e^{-j\beta_n z} \quad ; \quad z < z_2 \quad (2.75)$$

$$E^- = \sum_n C_n^- (e_n^- - e_{zn}^-) e^{-j\beta_n z} \quad ; \quad z < z_1 \quad (2.76)$$

$$H^- = \sum_n C_n^- (-h_n^- + e_{zn}^-) e^{-j\beta_n z} \quad ; \quad z < z_1 \quad (2.77)$$

ค่า n คือ ดัชนีผลรวมทั่วไปและผลรวมโดยนัยของโหมด TE และ TM ที่เป็นไปได้ทุกค่า สำหรับค่าแอมพลิจูด C ที่ไม่ทราบค่า อาจหาได้จากการประยุกต์สูตรของโลเรนซ์

(Lorentz) คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\int_V \nabla \cdot (E_1 \times H_2 - E_2 \times H_1) dV = \oint_S (E_1 \times H_2 - E_2 \times H_1) \cdot n dS \quad (2.78)$$

$$= \int_V (E_2 \cdot J_1 - E_1 \cdot J_2) dV \quad (2.79)$$

สำหรับปริมาตร V ในที่นี้ใช้ขอบเขตของควาวิตีและระนาบตัดขวางของ z_1 และ z_2 ดังภาพที่ 2.14 เราให้ E_1 และ H_1 เป็นค่าสนามที่แพร่กระจายจากแหล่งกำเนิดกระแสไฟฟ้า โดยใช้สมการ (2.79) ส่วน E_2 และ H_2 นั้นเราใช้โหมดที่ n ของท่อนำคลื่น คือ E_n^-, H_n^- โดยแสดงได้ดังนี้

$$E_2 = E_n^- = (e_n + e_{zn}) e^{j\beta_n z} \quad (2.80)$$

$$H_2 = H_n^- = (-h_n + h_{zn}) e^{j\beta_n z} \quad (2.81)$$

จากสูตรของโลเรนซ์จะได้

$$\oint_S (E_1 \times H_n^- - E_n^- \times H_1) \cdot n dS - E \int_V E_n^- \cdot J dV \quad (2.82)$$

เพราะค่าของ E_2, H_2 เป็นค่าของแหล่งกำเนิดอิสระ ($J=0$) ภายในปริมาตร V นั้นค่า $E \cdot H$ บนพื้นผิวโดยรวมของผนังควาวิตีมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งเป็นข้อดีของการกำหนดขอบเขต $n^* E_1 = n \cdot E_n^- = 0$ เนื่องจากโหมดเหล่านี้ตั้งฉากกัน ตัวอย่างเช่น

$$\int_{S_0} E_m^\pm \times H_n^\pm \cdot n dS = 0 \quad n \neq m \quad (2.83)$$

โหมดเหล่านี้ (ยกเว้นลำดับที่ n) ใน E_1, H_1 จะมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อมีการอินทิเกรตบนท่อนำคลื่นภาคตัดขวาง S_0 ดังนั้นจะได้ว่า

$$\begin{aligned} & \int_{z_2} C_n^- [(e_n + e_{zn}) \times (-h_n + h_{zn}) - (e_n - e_{zn}) \times (h_n + h_{zn})] \cdot a_z dS \\ & - \int_{z_1} C_n^- [(e_n - e_{zn}) \times (-h_n - h_{zn}) - (e_n + e_{zn}) \times (-h_n + h_{zn})] \cdot a_z dS \\ & = -2C_n^- \int_{z_2} e_n \times h_n \cdot a_z dS = \int_V E_n^- \cdot J dV \end{aligned} \quad (2.84)$$

เนื่องจากการอินทิเกรตบริเวณภาคตัดขวางที่ z_1 มีค่าเป็นศูนย์เช่นเดียวกัน ดังนั้น C_n^- มีค่าดัง

$$C_n^- = -\frac{1}{P_n} \int_V E_n^- \cdot J dV = -\frac{1}{P_n} \int_V (e_n - e_{zn}) \cdot J e^{j\beta_n z} dV \quad (2.85)$$

ให้ E_n^-, H_n^- แทนใน E_2, H_2 จะได้

$$C_n^- = -\frac{1}{P_n} \int_V E_n^+ \cdot J dV = \frac{1}{P_n} \int_V (e_n + e_{zn}) \cdot J e^{-j\beta_n z} dV \quad (2.86)$$

โดย

$$P_n = 2 \int e_n \times h_n \cdot a_z dS \quad (2.87)$$

และ S_0 คือ พื้นผิวภาคตัดขวางของควาวิตี P_n คือค่าของการนอร์มัลไลซ์ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าของ e_n และ h_n เป็นค่าที่กำหนดขึ้นมาเอง

ผลที่ได้ดังกล่าวสามารถประยุกต์ใช้ในการแก้ปัญหาเรื่อง โรบ ในโหมด TE_{10} ได้ว่า

$$E_y = e_y e^{-j\beta z} = \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (2.88)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

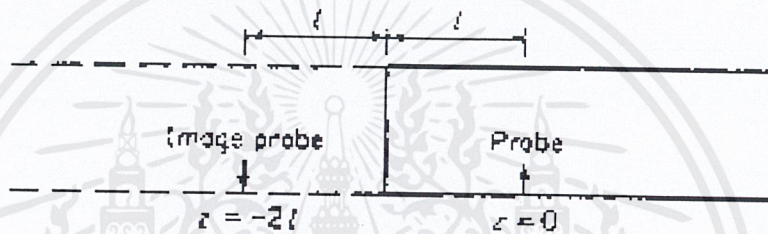
$$H_x = h_x e^{-\beta z} = -Y_\omega \sin \frac{\pi x}{a} e^{-\beta z} \quad (2.89)$$

จะได้

$$P_{10} = 2 \int_0^a \int_0^b Y_\omega \sin^2 \frac{\pi x}{a} dx dy = ab Y_\omega \quad (2.90)$$

โดย y_ω คือค่าแอดมิตแตนซ์ของคลื่นโหมด TE_{10} และ β คือค่าคงที่ของการเดินทางของคลื่น สำหรับโพรบในวงจรสมมูลย์แบบลัดวงจรนั้นเป็นโพรบทั่วไปที่เพิ่มค่าจินตภาพ $z = -2l$ แทนค่าลงในควาติดังภาพที่ 2.15 ถ้าเราให้สนามไฟฟ้าแพร่กระจายไปยังบริเวณ $z > 0$ จะได้

$$E_y^+ = C^- \sin \frac{\pi x}{a} e^{-\beta z} \quad (2.91)$$



ภาพที่ 2.15 แสดงโพรบและส่วนจินตภาพ

ดังนั้นการประยุกต์ของสมการ (2.91) จะได้

$$C^+ = -\frac{1}{ab Y_\omega} \left[\int_0^l I_{10} \sin k_{10} (d-y) dy - \int_0^l I_{10} \sin k_{10} (d-y) e^{-\beta 2l} dy \right] \\ = \frac{I_{10} Z_\omega}{ab k_{10}} (e^{-2\beta l} - 1) (1 - \cos k_{10} d) \quad (2.92)$$

โดย

$$E_{10}^+ = \begin{cases} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-\beta z} = 1 & \text{at } z=0, x = \frac{a}{2} \\ e^{-\beta 2l} & \text{at } x = \frac{a}{2}, z = -2l \end{cases} \quad (2.93)$$

เราสันนิษฐานว่า กระแสบนโพรบถูกแทนที่โดยกระแสตามลายน์ของแกนโพรบด้วยความหนาแน่นดังสมการที่ (2.91) ดังนั้น การอินทิกรัลปริมาตร (2.92) จึงแทนค่าได้โดยใช้การอินทิกรัลตามลายน์ของแกนโพรบของกระแสในโพรบ ส่วนจินตภาพจะมีลักษณะตรงข้ามกัน ดังนั้นการแพร่กระจายของสนามของโพรบ และส่วนจินตภาพจึงมีค่าสนามไฟฟ้าเป็นศูนย์ ณ จุดที่ทำการลัดวงจร

ผลรวมของสนามตามขวางของโหมด TE_{10} ซึ่งการแพร่กระจายโดยโพรบ เมื่อ $z > 0$ จะได้

$$E_y = \frac{I_{10} Z_\omega}{ab k_{10}} (e^{-2\beta l} - 1) (1 - \cos k_{10} d) \sin \frac{\pi x}{a} e^{-\beta z} \quad (2.94)$$

$$H_x = -Y_\omega E_y \quad (2.95)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลรวมของพลังงานที่แพร่กระจาย คือ

$$P = \frac{Y}{2} \int_a^b \int_0^h E_x^2 dx dy \tag{2.96}$$

สำหรับสายอากาศแบบโพรบนั้น $y = 0$ จะได้ผลรวมของกระแสบนสายโคแอกเซียลดังนี้

$$I \equiv I_0 \sin k_0 d$$

ให้มองอินพุทอิมพีแดนซ์จากสายโคแอกเซียล ได้ $Z_{in} = R_0 + jX$ จากทฤษฎีของพอยดิงเวกเตอร์เชิงซ้อน (complex poyniting vector) จะได้

$$Z_{in} = R_0 + jX = \frac{P + 2j\omega(w_m - w_e)}{\frac{1}{2} I I^*} \tag{2.97}$$

โดย P คือ พลังงานที่แพร่กระจายไปยังควิตี้ และ $w_m - w_e$ คือพลังงานปฏิกิริยาที่อยู่บริเวณใกล้ๆ กับโพรบ ซึ่งเกิดจากการกระตุ้นของโหมดที่ไม่มีการเดินทาง (non-propagete) เราสามารถคำนวณหาค่าความต้านทานดังนี้

$$R_0 = \frac{2P}{I_0^2 \sin^2 k_0 d} = \frac{Z_0}{2abk_0^2} |1 - e^{-2j\beta l}|^2 \tan^2 \frac{k_0 d}{2} \tag{2.98}$$

โดย $1 - \cos 2\theta = 2\sin^2 \theta$ และ $\sin 2\theta = 2\sin \theta \cos \theta$ ค่าความต้านทานอินพุทนี้เรียกว่าค่าความต้านทานการแพร่กระจายของโพรบ สังเกตได้ว่าค่าที่ได้นั้นจะเปลี่ยนแปลงไปตามพารามิเตอร์ l และ d ซึ่งก็คือตำแหน่งที่ติดตั้งและความยาวของโพรบนั่นเอง

จากการที่เราสามารถปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ได้นั้น จึงทำให้เราหาปริมาณเพาเวอร์ที่เหมาะสมเพื่อทำการเปลี่ยนให้ได้ค่าที่ต้องการ โดยการปรับ R_0 ให้มีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์คาเรเตอร์สติกของสายโคแอกเซียลและจะทำให้ได้คาร์เรแอกเตนซ์ jX ที่เหมาะสมด้วย

2.5 แบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง (Transverse electric (TE) mode)

ในพิกัดมุมฉาก รูปทั่วไปของสนามไฟฟ้าสามารถเขียนได้ดังนี้

$$E(x,y,z) = a_x E_x(x,y,z) + a_y E_y(x,y,z) + a_z E_z(x,y,z) \tag{2.99}$$

ซึ่ง x, y, z เป็นพิกัดเรกแทนกูลาร์ ดังแสดงในรูป 2.7 และเมื่อนำสมการที่ (2.100) ไปแทนในสมการคลื่นจะได้ดังนี้

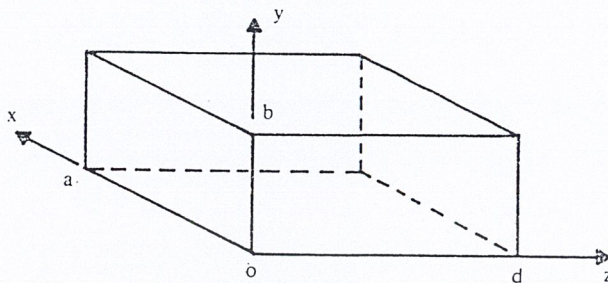
$$\nabla^2 E + \beta^2 E = \nabla^2 (a_x E_x + a_y E_y + a_z E_z) + \beta^2 (a_x E_x + a_y E_y + a_z E_z) = 0 \tag{2.100}$$

ซึ่งเมื่อเรลดรูปได้เป็นสมการคลื่น 3 สมการดังนี้

$$\nabla^2 E_x(x,y,z) + \beta^2 E_x(x,y,z) = 0 \tag{2.101ก}$$

$$\nabla^2 E_y(x,y,z) + \beta^2 E_y(x,y,z) = 0 \tag{2.101ข}$$

$$\nabla^2 E_z(x,y,z) + \beta^2 E_z(x,y,z) = 0 \quad (2.101ค)$$



ภาพที่ 2.16 แสดงระบบพิกัดมุมฉากและเวกเตอร์หน่วย

จะเห็นได้ว่าสมการที่ (2.101ก) . (2.101ข) และ (2.101ค) นั้นเป็นสมการที่มีรูปแบบที่เหมือนกันแต่เราจะเลือกเฉพาะสมการที่ (2.101ก) ซึ่งอยู่ในเทอมของ E_x มาพิจารณาเนื่องจากว่าในทวิติสี่เหลี่ยมผืนผ้าของเราจะกำหนดให้คลื่นเดินทางไปในทิศทางของแกน x

$$\nabla^2 (a_x E_x + a_y E_y + a_z E_z) = a_x \nabla^2 E_x + a_y \nabla^2 E_y + a_z \nabla^2 E_z \quad (2.102ก)$$

และใช้วิธีการแยกตัวแปร (speperating of variables method) สมมติให้ $E_x(x,y,z)$ ให้อยู่ในรูปดังนี้

$$\nabla^2 E_x + \beta^2 E_x = \frac{\partial^2 E_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_x}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} + \beta^2 E_x = 0 \quad (2.102ข)$$

เมื่อ x, y, z คือความแปรของ E_x ซึ่งจะแก้สมการโดยใช้วิธีดิฟเฟอเรนเชียลเชิงเส้น (differential equation) ได้ดังนี้

$$E_x(x,y,z) = F(x)g(y)h(z) \quad (2.103)$$

เมื่อ $f(x), g(y)$ และ $h(z)$ เป็นฟังก์ชันของตัวแปรแต่ละตัว เมื่อนำไปแทนในสมการที่ (2.102) แล้วทำการหารตลอดสมการด้วยเทอมของ fgh จะได้สมการที่ (2.104)

$$gh \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} + fh \frac{\partial^2 g}{\partial y^2} + fg \frac{\partial^2 h}{\partial z^2} + \beta^2 fgh = 0 \quad (2.104ก)$$

$$\beta^2 = 0 \quad (2.104ข)$$

ในแต่ละเทอมของสมการที่ (2.104ก) เป็นฟังก์ชันที่ขึ้นอยู่กับตัวแปรในเทอมของค่าคงที่เท่ากับ $-\beta^2$ เมื่อทำการแยกแต่ละเทอมของสมการที่ (2.104) จะได้สมการที่ (2.105ก), (2.105ข) และ (2.105ค)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{1}{f} \frac{d^2 f}{dx^2} = -\beta_x^2 \Rightarrow \frac{d^2 f}{dx^2} = -\beta_x^2 f \quad (2.105ก)$$

$$\frac{1}{g} \frac{d^2 g}{dy^2} = -\beta_y^2 \Rightarrow \frac{d^2 g}{dy^2} = -\beta_y^2 g \quad (2.105ข)$$

$$\frac{1}{h} \frac{d^2 h}{dz^2} = -\beta_z^2 \Rightarrow \frac{d^2 h}{dz^2} = -\beta_z^2 h \quad (2.105ค)$$

ที่ซึ่ง

$$\beta_x^2 + \beta_y^2 + \beta_z^2 = \beta^2 \quad (2.106)$$

จากสมการที่ (2.105) เมื่อเรากำหนดให้ $\beta_x, \beta_y, \beta_z$ เป็นค่าคงที่ในแต่ละทิศทางของพิกัด x, y, z เมื่อทำการพิจารณาแก้สมการที่ (2.105ก), (2.105ข) และ (2.105ค) จะได้สมการที่ (2.107ก), (2.107ข), (2.108ก), (2.108ข), (2.109)

$$f_1(x) = A_1 e^{-i\beta_x x} + B_1 e^{+i\beta_x x} \quad (2.107ก)$$

$$f_2(x) = C_1 \cos(\beta_x x) + D_1 \sin(\beta_x x) \quad (2.107ข)$$

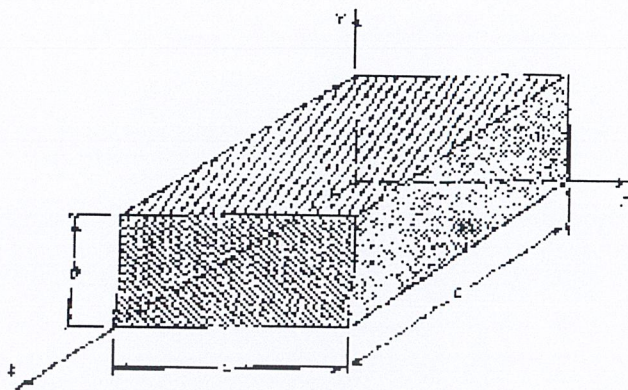
$$g_1(y) = A_2 e^{-i\beta_y y} + B_2 e^{+i\beta_y y} \quad (2.108ก)$$

$$g_2(y) = C_2 \cos(\beta_y y) + D_2 \sin(\beta_y y) \quad (2.108ข)$$

$$h_1(z) = A_3 e^{-i\beta_z z} + B_3 e^{+i\beta_z z} \quad (2.109)$$

เมื่อพิจารณาภาพที่ 2.17 จะประกอบด้วยสนามดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.17 คลาวิตี้สี่เหลี่ยมมุมฉาก

$$\begin{aligned} E_x &= -\frac{1}{\epsilon} \frac{\partial F_z}{\partial y} \\ E_y &= \frac{1}{\epsilon} \frac{\partial F_z}{\partial x} \\ E_z &= 0 \end{aligned} \tag{2.110}$$

เมื่อแทน

$$F_z(x, y, z) = f(x)g(y)h(z) \tag{2.111}$$

และเมื่อนำสมการที่ (2.111) ไปแทนในสมการของสนามไฟฟ้า E ทั้ง 3 สมการ และทำการแก้สมการหาขอบเขตที่สนามไฟฟ้าเป็นศูนย์ที่ผิวสัมผัสของคลาวิตี้สี่เหลี่ยมผืนผ้าจะได้ดังสมการที่ (2.112)

$$F_z(x, y, z) = A_{mnp} \cos(\beta_x x) \cos(\beta_y y) \sin(\beta_z z) \tag{2.112ก}$$

ที่ซึ่ง

$$\begin{aligned} \beta_x &= \frac{m\pi}{a} & m &= 0, 1, 2, \dots \\ \beta_y &= \frac{n\pi}{b} & n &= 0, 1, 2, \dots \\ \beta_z &= \frac{p\pi}{c} & p &= 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \tag{2.112ข}$$

เมื่อ $m = n \neq 0$

$$\beta_x^2 + \beta_y^2 + \beta_z^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{c}\right)^2 = \beta_r^2 = \omega_r^2 \mu \epsilon = (2\pi f_r)^2 \mu \epsilon \tag{2.113ก}$$

จะได้สมการ

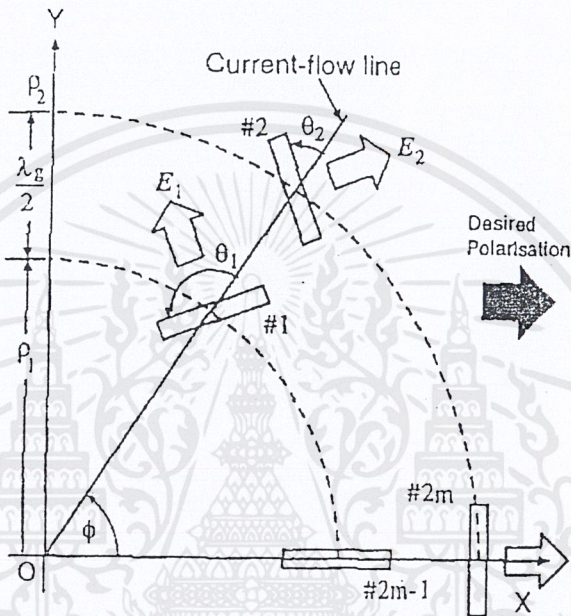
$$(f_r)_{mnp}^{TE} = c \sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2 + \left(\frac{p}{2c}\right)^2} \tag{2.114}$$

(f)_{mnp} คือ ความถี่เรโซแนนซ์ของคลื่น โหมด TE_{mnp}^z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 ทฤษฎีของสายอากาศร่องแฉกตามแนวรัศมีRLSA

จากภาพที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศร่องตามแนวรัศมีบนคาวิตีสี่เหลี่ยมมุมฉาก ประกอบด้วยด้านกว้าง, ด้านยาว โดยด้านบนจะเป็นแผ่นซึ่งมีร่องเป็นตัวแพร่กระจายคลื่น ด้านล่างเป็นCavityซึ่งแผ่นนี้จะเป็นสารไดอิเล็กทริกซึ่งมี relative permittivity $\epsilon_r > 1$ เพื่อหลีกเลี่ยงโลบที่ไม่ต้องการ(Grating Lobe)ในรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น



ภาพที่ 2.18 แสดงการออกแบบโพลาไลเซชันแบบเส้นตรงของร่อง

การป้อนสายโคแอกเซียลทำให้เริ่มโดยคลื่นสมมาตรด้านนอกของการเดินทางในคาวิตี โดยคู่ของร่องจะปล่อยพลังงานสู่อากาศ การยอมให้การเดินทางของคลื่นสมมาตรขึ้นอยู่กับว่า การกำหนดทิศทางหรือตำแหน่งชนิดของความแตกต่างของ การโพลาไลซ์ ของคลื่นสามารถ ถูกแพร่กระจายการปรับปรุงค่าคุณลักษณะ(Characteristic) สามารถถูกปรับปรุงโดยลำคลื่นที่ต่ำลงโดยมุมที่เล็กลงของทิศทางแพร่กระจาย

2.7 การออกแบบผิวร่อง

คลื่นที่เดินทางที่ถูกกระตุ้นในGuide การแพร่กระจายถูกให้คำจำกัดความที่คู่ของร่องที่ใกล้เคียงกัน(#1,#2)ตามทิศทางของค่าคงที่ ϕ โดยที่ความสูง($d < \lambda_g/2$)ถูกปิดเพื่อว่าคลื่นTEMที่สำคัญกำลังเดินทางเข้าไปในคาวิตีการกระตุ้นถูกทำขึ้น โดยร่องที่จุด(ρ, ϕ)สามารถเขียนได้เป็น

$$G_p = \sqrt{\frac{r}{\rho}} \sin \theta_m e^{-(jk_c - \alpha)\rho} \tag{2.115}$$

โดยที่ $k_c =$ จำนวนคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

α_p = การลดทอนท่ามกลางทิศทางการแพร่กระจายคลื่น

θ_m = มุมร่องที่สัมพันธ์ถูกทำขึ้น โดยเส้น Current-Flow

สมการ (2.115) ที่สมมติว่าไม่มีการสะท้อนจากตัวตัวเองหรือด้านกว้างของควาวิตี การสะท้อนจากด้านผนังควาวิตีสามารถถูกรวมเข้าด้วยกันโดยคลื่นวงกลม (radial wave) แต่การเดินทางสมการป้อนมันจะถูกเขียนในสมการที่ (2.115) โดยสมการที่ 1 จะไม่ถูกแสดงสำหรับโหมด TEM ในท่อนำคลื่นวงกลมการเลือกความเหมาะสมของฟังก์ชันของคู่อรงท่ามกลางทิศทางของวงกลม สิ่งหนึ่งของความช่วยเหลือเพื่อที่จะได้รับภาพที่คงรูปเพื่อที่จะได้รับเกณฑ์สูงในกรณีนี้ค่า magitudeของฟังก์ชันการกระตุ้นในสมการที่ (2.115) ควรจะถูกทำให้คงที่ท่ามกลางทิศทาง รัศมีนี้เป็นสิ่งที่แสดงของการแสดงเพื่อสนามใน lossless radial guide สิ่งซึ่งต้องทำให้เป็น $1/\sqrt{\rho}$ เพื่อที่จะทำให้ค่าคงที่ของพลังงาน flux ทั้งหมดข้ามค่าพารามิเตอร์สำหรับค่าผลลัพธ์การแพร่กระจายสำหรับแต่ละร่องเพื่อที่จะรวมกันที่ boresight เพื่อกระบวนการ โพลาลิซ์เส้นตรงการกระตุ้นเฟสร่องถูกต้องการเพื่อที่จะแตกต่างโดย 0 องศา หรือ 180 องศา

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2} - \frac{\phi}{2} \quad (2.116)$$

$$\theta_2 = \frac{\phi}{2} \quad (2.117)$$

จากรูปที่ 2.18 ถ้าสายอากาศมีโพลาริเซชันแบบวนซ้ายจะใช้ค่า θ_1 ถ้าสายอากาศมีโพลาริเซชันแบบวนขวาจะใช้ค่า θ_2 โดยที่ค่า $\phi = 0$ จะเป็นเฟสที่ต้องการโดยระยะของรัศมีเขียนได้เป็นสำหรับร่อง $2m-1$

$$\rho_{2m-1} = \rho_1 \pm n\lambda_g \quad (2.118ก)$$

สำหรับร่อง $2m$

$$\rho_{2m} = \rho_2 \pm n\lambda_g \quad (2.118ข)$$

เมื่อค่าของ n และ m มีค่าเป็นจำนวนเต็มบวก โดยถูกแสดงในลำดับของวงและจำนวนคู่ของร่องและค่าอื่นถูกแสดงในรูปที่ 2.18 จากสมการที่ (2.118ก) และ (2.118ข) มันสามารถถูกเห็นว่าร่องในทิศทางวงกลมบนผิวหน้าสายอากาศถูกแบ่งแยกโดยระยะทางของ $\lambda_g/2$

2.8 ทฤษฎีการแพร่กระจายคลื่น

เนื่องจากยังไม่มีการทฤษฎีหรือสมการอย่างสมบูรณ์ในการแสดงและทำนายรูปแบบแพทเทิร์นของการแพร่กระจายคลื่นแต่สมการพื้นฐานที่ใช้แสดงจะใช้รูปแบบ magnetic-dipole ถูกใช้เพื่อแทน 1 องค์ประกอบของการแพร่กระจาย(ร่อง#1,#2) โดยมีสมการของสนามไฟฟ้าเป็น

$$E_\theta(\theta, \phi) = j \frac{V_m}{\pi} \cos \phi \frac{\cos(kl \sin \theta \sin \phi) - \cos(kl)}{(1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi)} \frac{\sin x}{x} \frac{e^{j(\omega t - kr)}}{r} \quad (2.119)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_{\theta}(\theta, \phi) = -j \frac{V_m}{\pi} \cos \phi \sin \phi \frac{\cos(kl \sin \theta \sin \phi) - \cos(kl)}{(1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi)} \frac{\sin x}{x} \frac{e^{j(\omega t - kr)}}{r}$$

เมื่อ $X = \frac{kw \sin \theta \cos \phi}{2}$

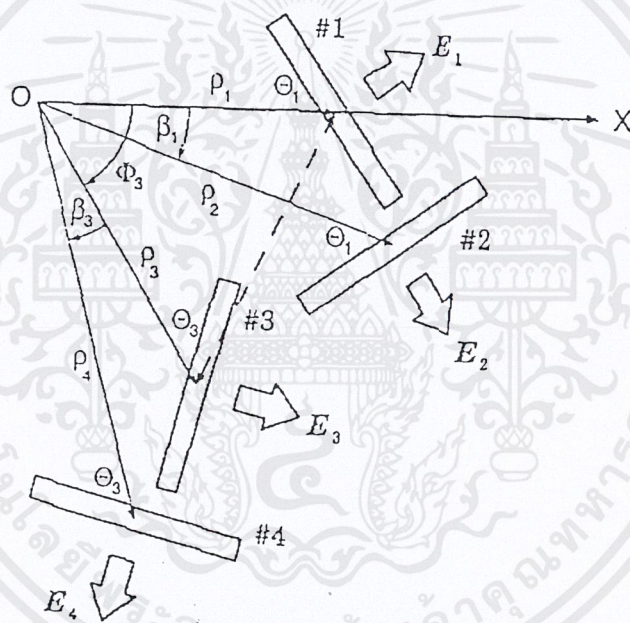
เมื่อ $V_m =$ พลังงานการกระตุ้นที่ร่อง

$w =$ ความกว้างของร่อง

$l =$ ความยาวร่อง

$k =$ จำนวนคลื่น free-space

และ (θ, ϕ) เป็นมุมที่มีพิกัดในพื้นที่ far-field

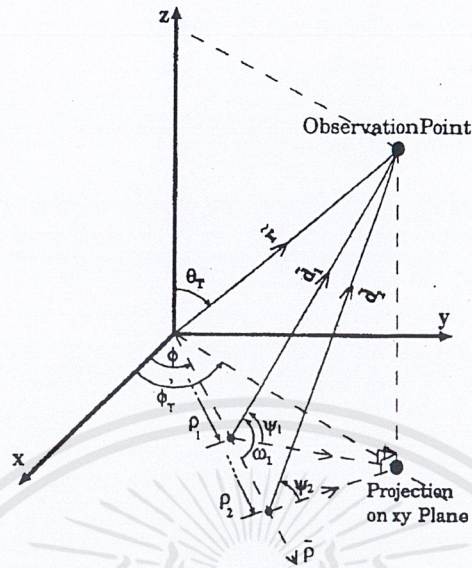


ภาพที่ 2.19 แสดงทิศทางการแผ่รังสีของเสาอากาศตามทฤษฎี

การใช้รูปแบบสำหรับองค์ประกอบของร่อง การแพร่กระจายคลื่นจากองค์ประกอบอื่น ๆ นำนามาคิดโดยใช้พื้นฐานของ Superposition ในการหาค่าตำแหน่งของร่องเพื่อที่จะนำมาแทนนั้นในการออกแบบของผิวหน้าจะไม่คิดถึงผลกระทบของ Mutual ระหว่างร่องที่อยู่ใกล้กัน

2.9 วิธีการปรับบีบให้ต่ำลง (squinting beam method)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.20 แสดงการปรับมุมตามวิธีการ squinting beam

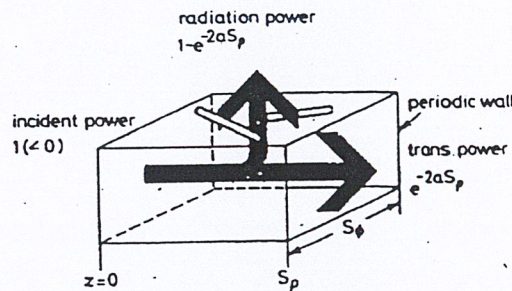
วิธีนี้ถูกแสดงในภาพที่ 2.19 เป็นการปรับมุมจากทิศทาง boresight เพื่อให้ค่าคุณลักษณะดีขึ้น โดยใช้รูปเรขาคณิตในการอธิบายโดยมุมที่เอียงไปคือ ϕ_T , θ_T และ ρ_1, ρ_2 คือรัศมีวงในและวงนอก ψ คือการแพร่กระจายเฟส โดยผลลัพธ์ของมุมถูกปรับมุมใหม่ถูกแสดงได้ดังสมการ (2.119ก) . (2.119ข)

$$\theta_1 = -\frac{\pi}{4} + \frac{1}{2} \left\{ \tan^{-1} \left(\frac{\cos \theta_T}{\tan \phi_T} \right) - (\phi - \phi_T) \right\} \tag{2.120ก}$$

$$\theta_2 = \frac{\pi}{4} + \frac{1}{2} \left\{ \tan^{-1} \left(\frac{\cos \theta_T}{\tan \phi_T} \right) - (\phi - \phi_T) \right\} \tag{2.120ข}$$

ทำให้ระยะห่างคู่ของร่องมีค่าเป็น

$$S_p = \frac{\lambda_z}{1 - \sqrt{\epsilon_r} \sin \theta_T \cos(\phi - \phi_T)} \tag{2.121}$$



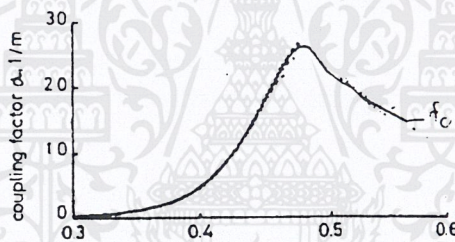
ภาพที่ 2.21 แสดงพลังงานที่แพร่กระจายออกจากร่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

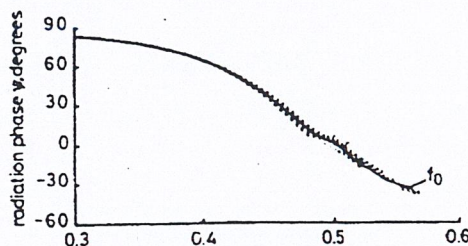
จากภาพที่ 2.20 พลังงานที่แพร่กระจายออกจากร่องบนผิวตัวนำมีค่า $1 - e^{-2\alpha\rho}$ แล้วพลังงานก็จะส่งผ่านไปยังร่องอื่นๆ $e^{-2\alpha\rho}$ โดยที่ S_0 คือระยะห่างระหว่างร่องคู่จากรูปพลังงานที่เข้ามามีค่า 1 ระยะห่างระหว่างร่องมีค่า s_0 และระยะห่างระหว่างร่องมีค่าเท่ากับ s_0 ในการออกแบบร่องของสายอากาศ Radial Line Slot Array ที่สำคัญมากในการออกแบบองค์ประกอบจะต้องพิจารณาถึงค่า α (องค์ประกอบของร่องคู่) ซึ่งจะอยู่ในฟังก์ชันของรัศมี (ρ) และมุมของการแพร่กระจายพลังงาน โดยที่

$$\alpha(\rho) = \frac{\rho}{k - \rho^2} = k = \frac{\rho_{\max}^2 - \rho_{\min}^2}{1 - t} \quad (2.122)$$

เมื่อ $t < 1$ เป็นพลังงานที่แพร่กระจายในสายอากาศ องค์ประกอบของค่า α จะเพิ่มขึ้นตาม ρ และมีค่าสูงสุดที่ $\rho = \rho_{\max}$ นำค่า α_p มา plot กราฟจะได้ดังรูปข้างล่าง



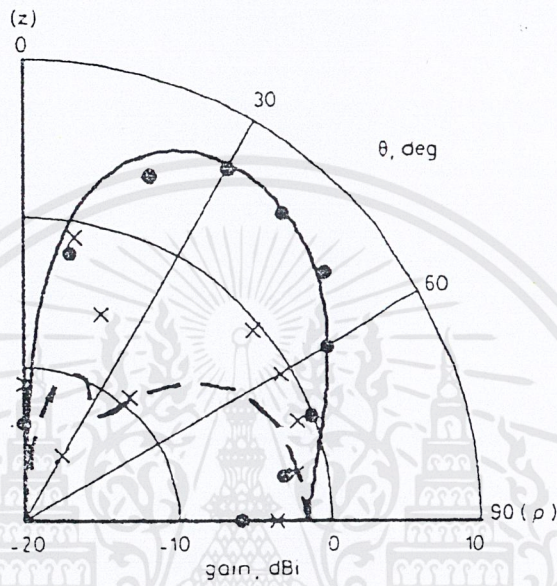
ภาพที่ 2.22 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวร่องกับ coupling factor จากรูปค่าระยะความยาวร่องยิ่งมากขึ้นจะทำให้ coupling factor มีค่าสูงขึ้นจนถึงประมาณหนึ่งค่าจะค่อยลดต่ำลง



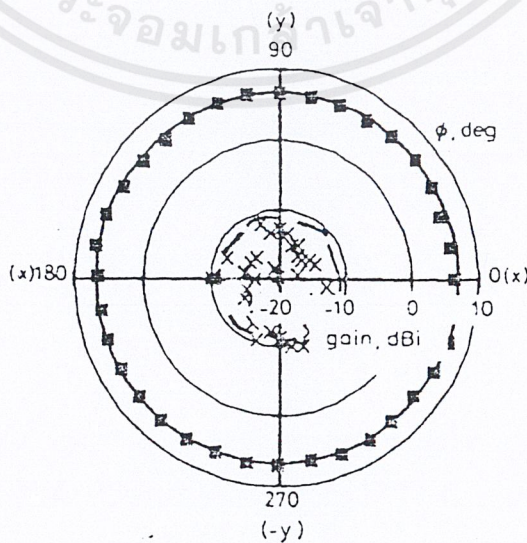
ภาพที่ 2.23 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวร่องกับมุมเฟสการแพร่กระจายคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 2.23 มุมเฟสการแพร่กระจายคลื่น 0° จะมีค่าอยู่ที่ประมาณ 0.5 ส่วนในรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยกจะมีลักษณะดังรูปข้างล่าง



ภาพที่ 2.24 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยก จากภาพจะเห็นได้ว่ามี Amplitude มีค่าสูงสุดที่มุม 30 องศา โดยเส้นทึบแสดงโพลาริไชน์ร่วมและเส้นประแสดงโพลาริไชน์ไขว้



ภาพที่ 2.25 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระนาบมุมกวาดจะมีการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบรอบตัว(omnidirectional) โดยเส้นที่บจะแสดงเป็นแบบโพลลาไรซ์ร่วมและเส้นอ่อนจะแสดงโพลลาไรซ์ไขว้โดยจะสังเกตว่าในโพลลาไรซ์ไขว้ จะมีการแพร่กระจายคลื่นที่น้อยกว่าเนื่องจากการส่งและรับถ้าโพลลาไรซ์ไม่เหมือนกัน จึงทำให้รับคลื่นได้น้อยกว่า

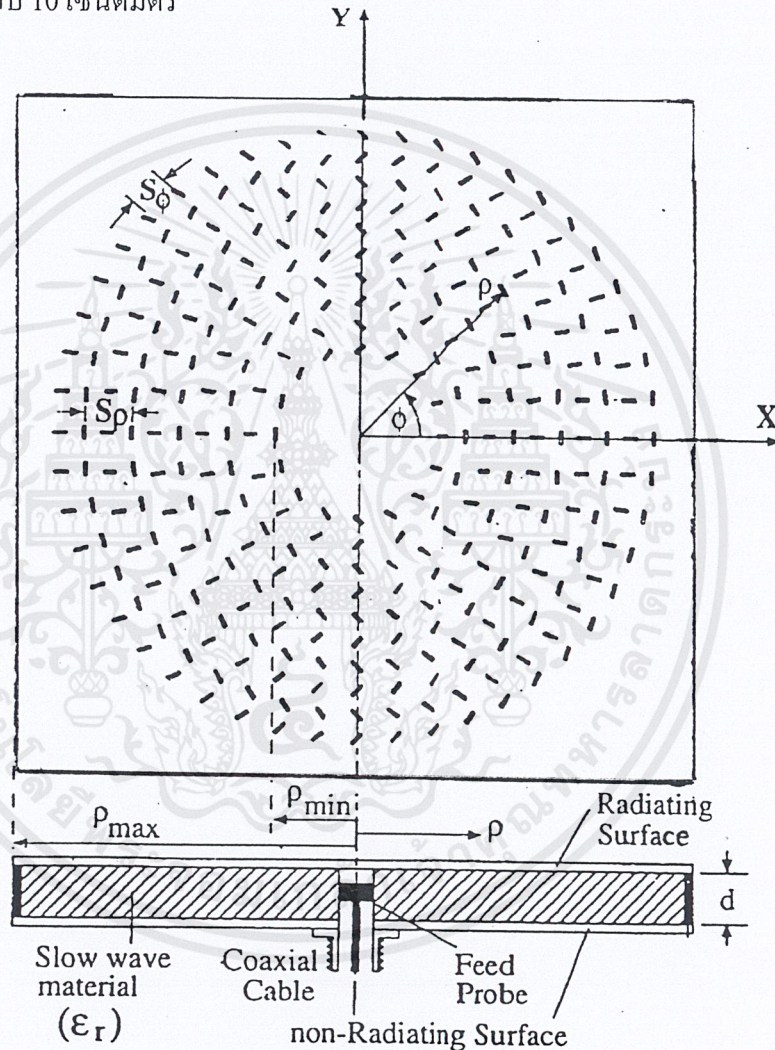


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การคำนวณออกแบบและการสร้าง

จากพารามิเตอร์ในบทที่ 2 จะนำมาใช้ในการออกแบบโดยความถี่ที่ใช้มีค่าเท่ากับ 3 GHz ซึ่งเราสามารถคำนวณหาค่าได้ $\lambda = \frac{c}{f}$ โดยที่ $c = 3 \times 10^8$ และความถี่มีค่าเท่ากับ 3×10^9 GHz โดยจะได้ค่าความยาวคลื่นเท่ากับ 10 เซนติเมตร



ภาพที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศร่องแถวลำดับเชิงรัศมีบนควาวิตี้ที่เหล็ยมุมฉากแบบหลายวง

1) รัศมีของ RLSA (ρ)

ดังนั้น เส้นผ่าศูนย์กลางเท่ากับ $2\rho = 8.5$ เซนติเมตร

2) เราเลือกใช้โพลาริเซชันแบบวนซ้าย เราจะเลือกใช้ θ_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\theta_2 = \frac{\pi}{2} + \frac{1}{2} \left\{ \tan^{-1} \left(\frac{\cos \theta_T}{\tan \phi_T} \right) - (\phi - \phi_T) \right\} \quad (3.1)$$

$$\text{โดยที่ } \phi = \frac{\pi}{3}; \phi_T = \frac{\pi}{18}; \theta_T = \frac{\pi}{2}$$

$$\text{ดังนั้นเราจะได้ } \theta_2 = \frac{\pi}{4}$$

นำค่า θ_2 ไปออกแบบ โดยเอียงทำมุมกับเส้นกระแสไหล(current flow) 45° และระยะห่างระหว่างร่อง(s_p) หาได้จากสูตร

$$s_p = \frac{2\pi\rho_n}{n} \quad (3.2)$$

โดยที่ n คือ จำนวนร่องในแต่ละวง
ดังนั้น

$$S\phi_1 = 4.45 \text{ เซนติเมตร}$$

$$S\phi_2 = 7.2 \text{ เซนติเมตร}$$

และหาค่าระยะระหว่างร่องคู่(s_p) จากสมการที่ (3.3)

$$s_p = \frac{\lambda_g}{1 - \sqrt{\epsilon_r} \sin \theta_T \cos(\phi - \phi_T)} \quad (3.3)$$

เมื่อแทนค่า $\epsilon_r, \theta_T, \phi, \phi_T$ ลงในสมการ(3.3)

$$\text{จะได้ } s_p = 0.948 \text{ เมตร}$$

3) ความยาวร่อง(L)

$$L = \frac{\lambda}{2} \quad (3.4)$$

โดยที่ ความยาวคลื่น(λ) มีค่าเท่ากับ 10เซนติเมตร จะได้ความยาวร่องเท่ากับ 5 เซนติเมตร

4) ขนาดของควาวิตี้

หาได้จากสมการ (2.114)

$$(f_r)_{mnp}^{TE} = c \sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2 + \left(\frac{p}{2c}\right)^2}$$

โดย $(f_r)_{mnp}^{TE}$ คือ ความถี่ที่ออกแบบ เท่ากับ 3 GHz

a และ b คือ ความยาวและความกว้างของควาวิตี้ เท่ากับ 24 เซนติเมตร

c คือ ความสูงของควาวิตี้ เท่ากับ 2.6 เซนติเมตร

จะได้โหมด $TE_{mnp} = TE_{304}$

ดังนั้นสามารถสร้างสายอากาศได้ตามพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความยาวร่อง	$0.5\lambda_0 = 5$ เซนติเมตร
ระยะห่างของรัศมีร่อง	$0.214\lambda_0 = 2.14$ เซนติเมตร
รัศมีวงที่1	$0.474\lambda_0 = 4.74$ เซนติเมตร
รัศมีวงที่2	$0.688\lambda_0 = 6.88$ เซนติเมตร
ความกว้างร่อง	0.4 เซนติเมตร
ความกว้างของควาวิตี้	24 เซนติเมตร
ความยาวของควาวิตี้	24 เซนติเมตร
ความสูงของควาวิตี้	2.5 เซนติเมตร
ความสูงของโพรง	2 เซนติเมตร
จำนวนร่องทั้งหมด	12 ร่อง

เมื่อคำนวณขนาดและสัดส่วนได้แล้ว ขั้นตอนต่อไปคือการลงมือสร้างโดยเตรียมอุปกรณ์ ดังนี้

-แผ่นทองเหลือง

-คอนเนคเตอร์แบบ N-Type

-น็อต สกรู

-อุปกรณ์อื่นๆ เช่น หัวแร้ง, ตะกั่วบัดกรี, สว่าน, ไขควง, และเครื่องเจาะ CNC

ขั้นตอนการสร้าง

1. นำแผ่นทองเหลืองมาตัดตามขนาดที่ได้ออกแบบไว้ตามความยาว, กว้าง, สูงของควาวิตี้และใช้เครื่องตัดและเครื่องพับเหล็กพับให้เป็นรูปควาวิตี้สี่เหลี่ยมมุมฉาก
2. ทำการเชื่อมมุมของควาวิตี้โดยใช้แท่งเหล็กที่มีความร้อนนำไปหลอมตะกั่วให้ละลายแล้วเชื่อมที่ชิ้นงาน
3. การเจาะร่องที่ผิวด้านบนของชิ้นงานใช้เครื่องซีเอ็นซีทำการเจาะ โดยนำค่าระยะและมุมต่างๆ ป้อนลงในโปรแกรมเพื่อให้เครื่องซีเอ็นซีเจาะร่องตามที่ได้ออกแบบไว้
4. นำตัวคอนเนคเตอร์แบบ N-Type มาบัดกรีตะกั่วกับทองแดงเพื่อสร้างโพรงสำหรับแพร่กระจายคลื่น
5. นำส่วนล่างของสายอากาศที่ได้จากข้อ 2. มาใส่ตัวคอนเนคเตอร์ที่ด้านล่างโดยใช้ตะปูตอกนำร่อง ก่อนที่จะใช้สว่านเจาะรูยึดน็อต เพื่อป้องกันไม่ให้ชิ้นงานเสียรูปเนื่องจากจะมีผลกระทบเกิดขึ้น
6. นำชิ้นงานที่ได้จากข้อ 3. และข้อ 5. มาเชื่อมติดกัน โดยใช้วิธีการเชื่อมตามข้อ 2.
7. หลังจากสร้างสายอากาศเสร็จ ขั้นตอนต่อไปนำไปวัดผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

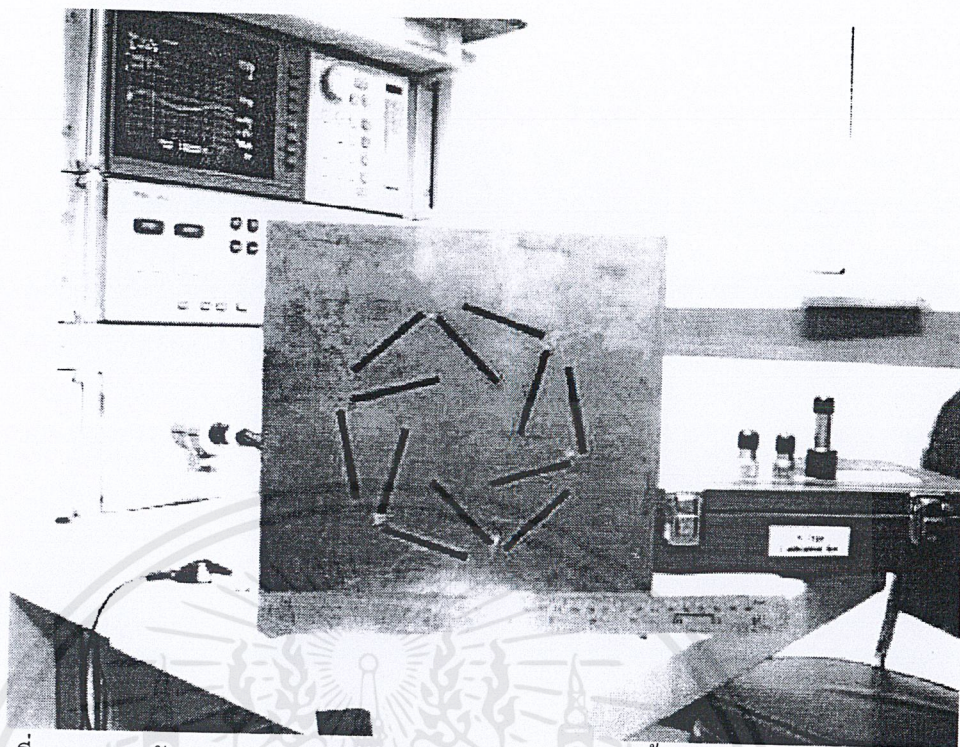
การทดลองและผลการทดลอง

1) กล่าวนำ

หลังจากที่สร้างสายอากาศ Radial Line Slot Antenna (RLSA) ตามที่ออกแบบในบทการคำนวณและออกแบบเสร็จเรียบร้อยแล้ว ในบทนี้ก็จะนำสายอากาศไปทดสอบคุณสมบัติและวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศ โดยพารามิเตอร์ที่จะทำการวัดมีดังนี้

- ค่า SWR
- ค่า Impedance
- ค่า Return Loss
- แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น
- ค่าทวิกำลัง

ซึ่งที่กล่าวมาทั้งหมดเป็นคุณสมบัติที่สำคัญของสายอากาศที่จะช่วยในการตัดสินใจของผู้ที่จะเลือกสายอากาศไปใช้งาน ซึ่งการวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จะใช้เครื่อง Network Analyser ทำการวัดผลการทดลอง



ภาพที่ 4.1 แสดงลักษณะของสายอากาศร่องแฉก ลำดับบนควิตีตี้ที่สี่เหลี่ยมมุมฉาก

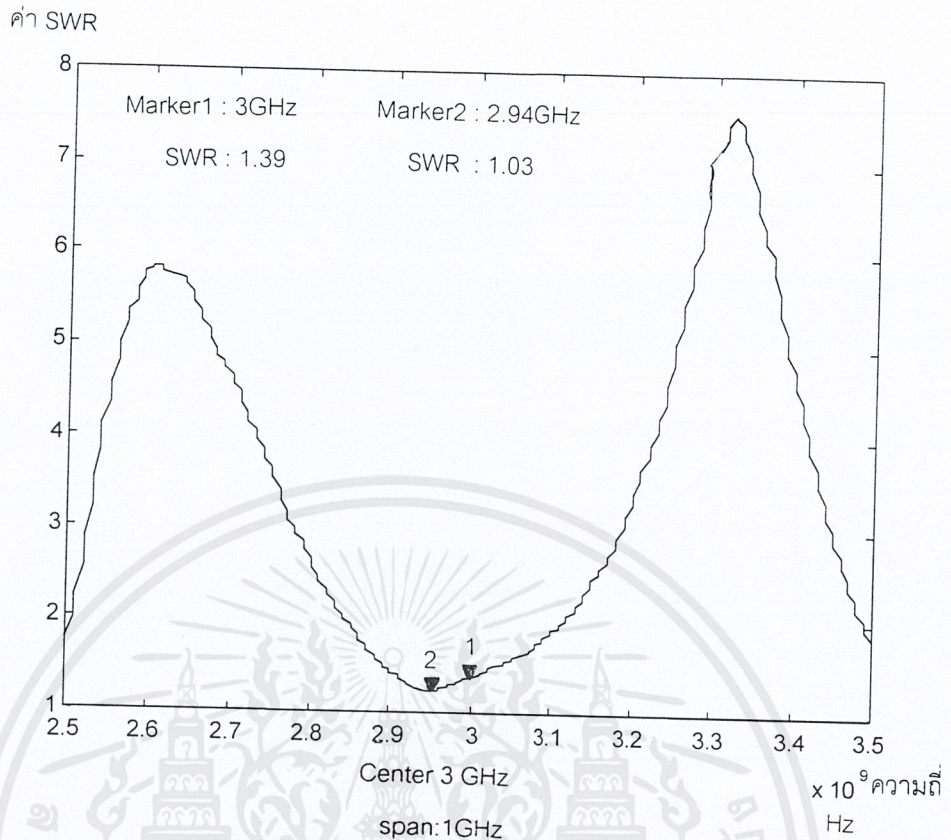
2) การทดสอบความถี่เรโซแนนท์ (Resonant Frequency Respose)

การจัดวางเครื่องมือวัดสายอากาศเพื่อวัดความถี่เรโซแนนท์ แสดงในภาพที่ 4.1 โดยสายอากาศทดสอบต่อด้วยตัวแปลงที่นำคลื่นเป็น โคอแอกเซียล แล้วต่อด้วยสายทดสอบย้อนกลับ (Test Port Return Cable) รุ่น HP85131F แล้วจึงต่อกับเครื่องวิเคราะห์ห้โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น HP8720C

ในการทดสอบความถี่เรโซแนนท์ของสายอากาศนี้สามารถแสดงผลในรูปของค่าความสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio :SWR) หรืออิมพีแดนซ์ของสายอากาศได้อย่างใดอย่างหนึ่งก็ได้ แต่ค่าทั้ง 3 ค่านี้ก็มีข้อเด่นในการแสดงผลที่ต่างกัน กล่าวคือค่าความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนย้อนกลับ จะสามารถแสดงผลได้ทุกค่าตลอดย่านความถี่ อัตราส่วนคลื่นนิ่งเป็นค่าที่โดยทั่วไปรู้จักกันมากที่สุดและในการหาแถบความถี่ (Bandwidth) ของสายอากาศก็มักจะหาจากอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (เช่นระบุว่าสายอากาศมี

ความถี่กว้างเท่าไรที่ให้อัตราส่วนคลื่นนิ่งไม่เกิน 2:1) แต่ข้อด้อยของอัตราส่วนคลื่นนิ่งคือในบางแถบความถี่จะมีค่าสูงมากจนไม่สามารถแสดงผลได้ครบถ้วน ส่วนค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศก็จะแสดงทั้งค่าความต้านทานและค่ารีแอกแตนซ์ ซึ่งจะใช้ในการเปรียบเทียบกับค่าทางทฤษฎีและใช้ในการคำนวณเพื่อปรับจูนสายอากาศ ในกรณีที่ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศต่างจากที่ออกแบบไว้ โดยมีขั้นตอนการวัดดังนี้

- 1) กำหนดความถี่ศูนย์กลาง(center)และช่วงความถี่(span)ที่ต้องการวัด ในที่นี้กำหนดความถี่ศูนย์กลางเท่ากับ 3 GHz. และช่วงความถี่เท่ากับ 1GHz.
- 2) ทำการคาลิเบรท(calibrate) เครื่อง Network Analyser โดยใช้ชุดคาลิเบรทแบบ N-Type และใช้ Port S₂₂ ซึ่งมีขั้นตอนดังนี้
 - 2.1) ทำการคาลิเบรทโดยใช้ Load แบบ Open
 - 2.2) ทำการคาลิเบรทโดยใช้ Load แบบ Short
 - 2.3) ทำการคาลิเบรทโดยใช้ Load แบบ Broadband
 - 2.4) ทำการปรับค่า Electrical Delay โดยใช้ Load แบบ Short
- 3) นำสายอากาศมาต่อเข้ากับเครื่อง Network Analyser เพื่อวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ
- 4) วัดค่า SWR แล้วมาพล็อตกราฟ ได้ผลดังรูป

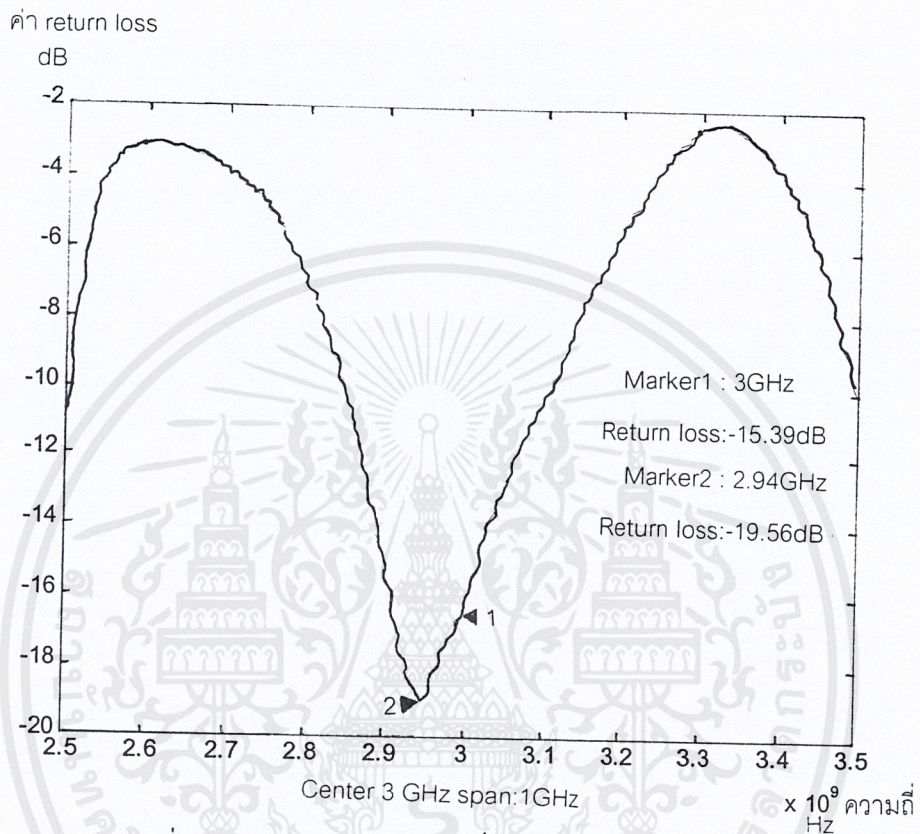


ภาพที่ 4.2 แสดงค่า SWR ที่วัดได้จากตัวสายอากาศ

จากรูปค่า SWR ที่ Marker 1 มีค่าเท่ากับ 1.39 ที่ความถี่ 3 GHz ส่วนความถี่ที่ทำให้ค่า SWR มีค่าดีที่สุดอยู่ที่ Marker 2 ที่ความถี่ 2.94 GHz มีค่า 1.03 ที่ช่วง SPAN 1GHz การที่ SPAN เท่านี้เพราะต้องการทราบคุณสมบัติของ SWR ที่ช่วงความถี่ 2.5 GHz ถึง 3.5 GHz แต่ที่ความถี่สูงกวานี้ หรือต่ำกว่านี้ค่า SWR ก็ยังมีบางช่วงที่ค่ายังอยู่ในช่วงที่ใช้ได้ (คือช่วงน้อยกว่าหรือเท่ากับ 1.5) ตรงจุดนี้ค่า SWR คือ ค่าตัวสายอากาศรับกำลังงานเข้ามาจากตัวส่งได้มากน้อยเท่าไร แต่การที่ค่า SWR มีค่าอยู่ช่วงใช้งานได้คือต่ำกว่า 1.5 ไม่จำเป็นว่าจะใช้งานได้ดี เพราะพลังงานในตัวสายอากาศอาจแพร่กระจายคลื่นน้อยคือพลังงานจะวนเวียนและสะสมอยู่ในควาวิตี้ ทำให้คุณสมบัติของสายอากาศนั้นไม่ดีพอ ดังนั้นการที่จะดูว่าสายอากาศชนิดนั้นมีคุณสมบัติดีหรือไม่ ยังต้องดู ค่าการวัดจากอื่นๆด้วย

จากภาพที่ 4.2 จะเห็นได้ว่าค่า SWR ที่ต่ำกว่า 1.5 จะครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 2.86 GHz ถึง 3.07 GHz หรือมีความกว้าง 0.21GHz ซึ่งจะเห็นว่ามีความถี่(bandwidth)ไม่กว้างนัก

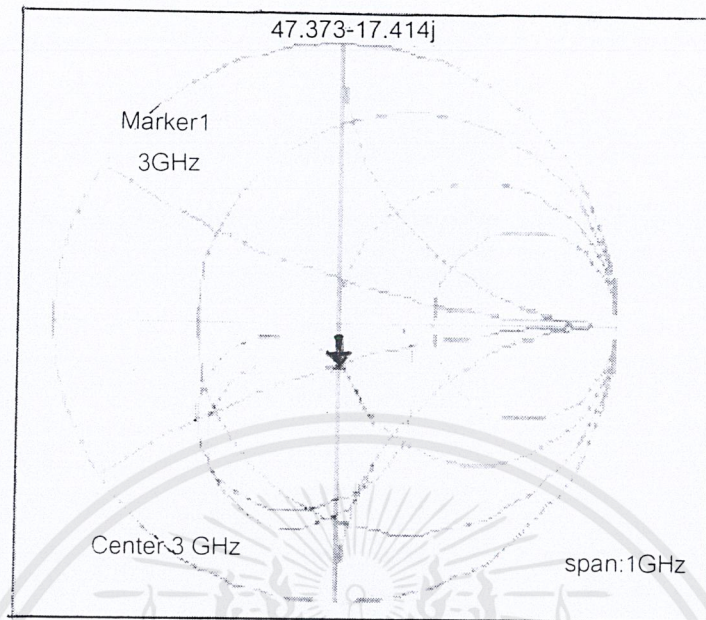
5) วัดค่า Return Loss ได้ผลดังรูป



ภาพที่ 4.3 แสดงค่า Return Loss ที่วัดได้จากสายอากาศ

จากภาพที่ 4.3 แสดงค่า Return Loss ที่ได้จากการทดลอง Marker1 แสดงค่า Return Loss ที่ความถี่ 3GHz มีค่าเท่ากับ -15.39 dB และที่ Marker2 มีค่าเท่ากับ -19.56 dB อยู่ที่ความถี่ 2.94 GHz ซึ่งค่า Return Loss เป็นค่าที่พลังงานที่ปล่อยจากเครื่องส่งแล้วสะท้อนจากตัวสายอากาศกับมายังเครื่องส่ง ซึ่งเครื่องส่งในที่นี้คือ เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ซึ่งค่า Return Loss ตามทฤษฎีไม่ควรสูงกว่า -15 dB ซึ่งค่ายิ่งน้อยยิ่งดี

6) ค่าอิมพีแดนซ์

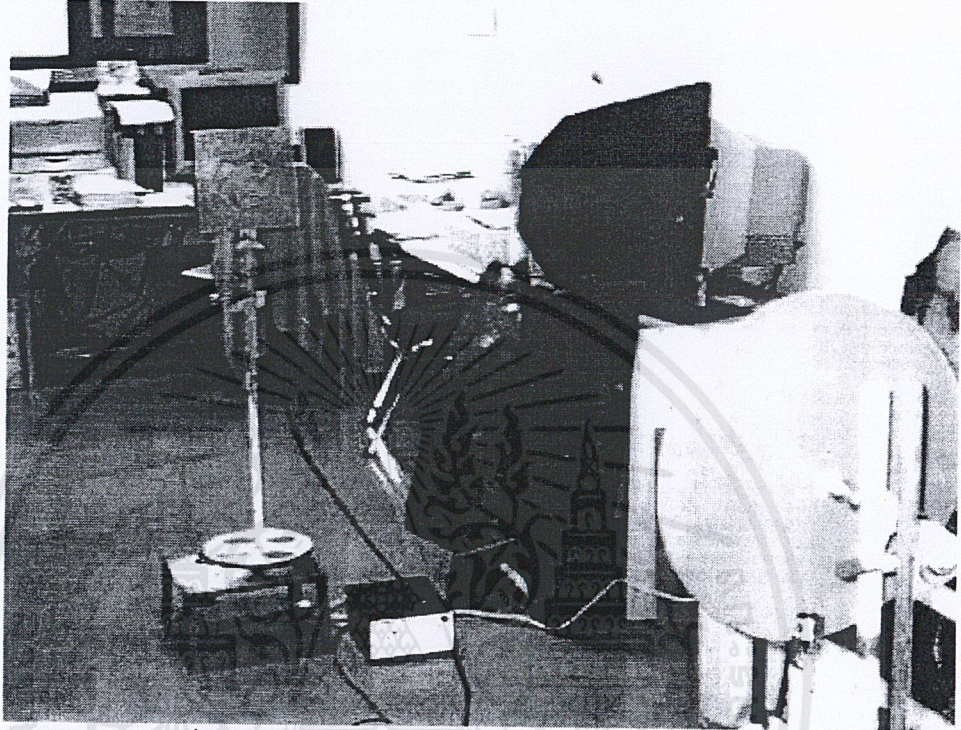


ภาพที่ 4.4 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

7) การทดสอบรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern)

การจัดวางเครื่องมือและอุปกรณ์ต่างๆ เพื่อทดสอบรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ แสดงดังภาพที่ 4.5 โดยในภาพแสดงภาคส่งซึ่งประกอบไปด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายรุ่น HP8720C ทำหน้าที่เป็นตัวกำเนิดสัญญาณไมโครเวฟ ซึ่งจะตั้งให้ทำงานที่โหมดส่งต่อเนื่อง (Continuous Wave : CW) , มีกำลังส่ง 20 dBm (10 mw) สายอากาศส่งเป็นสายอากาศ Helix ส่วนภาครับจะประกอบไปด้วยสายอากาศทดสอบซึ่งติดตั้งบนแท่นหมุน (Turn Table) ซึ่งมีตัวควบคุมการหมุนอยู่ด้านล่าง ตัวสายอากาศทดสอบจะต่อกับ LNB (Low Noise Blockdown Converter) เพื่อแปลงความถี่ไมโครเวฟที่รับได้ลงสู่ย่านแอล (L-Band : 1- 2GHz) และขยายความแรงของ สัญญาณด้วย เนื่องจากระยะทางที่ใช้ในการทดสอบไปยังเครื่องรับต้องใช้สายนำสัญญาณยาว ถึง 5 เมตร ดังนั้นถ้าส่งสัญญาณที่ความถี่ไมโครเวฟเลยจะมีการสูญเสียในสายส่งมาก จึงต้อง แปลงความถี่ลงเพื่อลดการสูญเสียใน

สายส่ง ในการที่จะทำให้ LNB ทำงานต้องมีไฟกระแสตรง 18 โวลต์ ไปเลี้ยงจึงต้องมีตัว
ป้อนไฟเลี้ยง ย้อนกลับเข้าไปในสายส่ง แต่สัญญาณที่จะเข้าที่เครื่องรับจะต้องมีเฉพาะ
สัญญาณย่านแอล(ห้ามมีไฟกระแสตรงเด็ดขาด) จึงต้องมีวงจรกันไฟกระแสตรง (D.C.
Cutter) ไม่ให้เข้าเครื่องรับซึ่งเป็นเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมรุ่น HP8566B



ภาพที่ 4.5 แสดงการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

ทำการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งมีขั้นตอนดังนี้

7.1) คำนวณระยะสนามการแพร่กระจายคลื่นระยะไกล(Far Field) ของสายอากาศ

จากสูตร
$$R = \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (4.1ก)$$

โดยที่ R คือ ระยะ Far Field ของสายอากาศ (เมตร)

D คือ มิติที่กว้างที่สุดของสายอากาศ ในที่นี้คือความยาวเส้นทแยงมุม
ของสายอากาศ เท่ากับ 0.34 เมตร

λ_0 คือ ความยาวคลื่นของสายอากาศ เท่ากับ 0.1 เมตร
แทนค่าต่างๆลงในสมการได้

$$R = \frac{2(0.34)^2}{0.1} \quad (4.1ข)$$

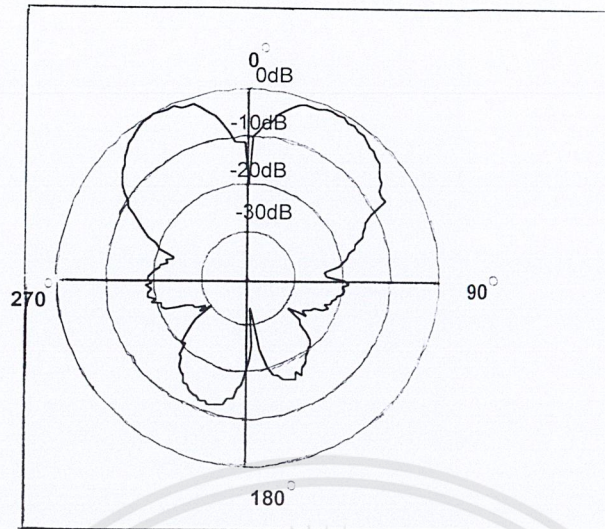
$$R = 2.3 \text{ เมตร} \quad (4.1ค)$$

ระยะทดสอบที่น้อยที่สุดที่จะสามารถทดสอบได้ Minimum Test Range = 2.3 เมตร อนึ่งในการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น สายอากาศส่งและรับต้องห่างกันไม่น้อยกว่า ระยะ Far Field ทั้งนี้เพราะที่ระยะตั้งแต่ระยะ Far Field ขึ้นไป แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศจะไม่เปลี่ยนแปลงจะมีเพียงแต่ความแตกต่างเล็กน้อยที่จุดอับสัญญาณ(ที่ระยะน้อยกว่าระดับของจุดอับสัญญาณจะมีระดับต่ำกว่าที่ระยะไกลกว่า และพบว่าระดับของจุดอับสัญญาณจะเป็น $-\infty$ dB ที่ $R = \infty$) ในการทดลองนี้เราทดสอบที่ระยะ 2.4 เมตร

7.2) กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆในการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ดังนี้

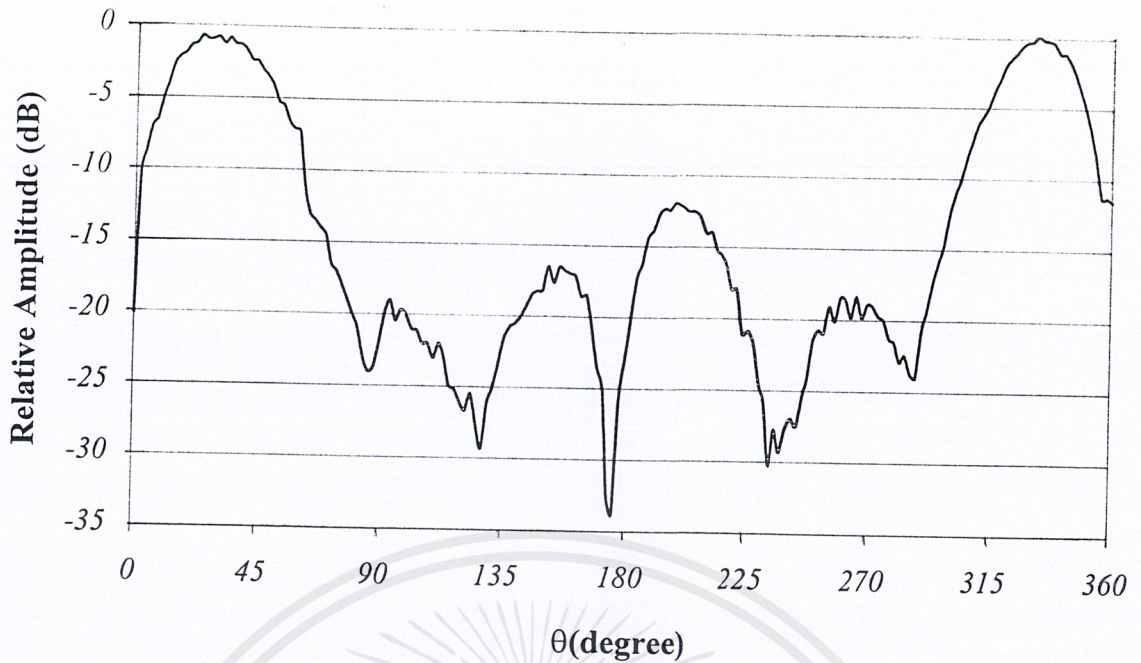
- ใช้ Port S_{21}
- มุมที่วัด ตั้งแต่ 0 องศาถึง 360 องศา โดยวัดทีละ 2 องศา นำไปพล็อตกราฟซึ่งแสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 2.94 GHz และ 3 GHz โดยความถี่ที่ออกแบบคือ 3 GHz
- Power ที่ใช้ในการส่งและรับเท่ากับ 20dB

7.3) วัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 3 GHz ได้ดังรูป

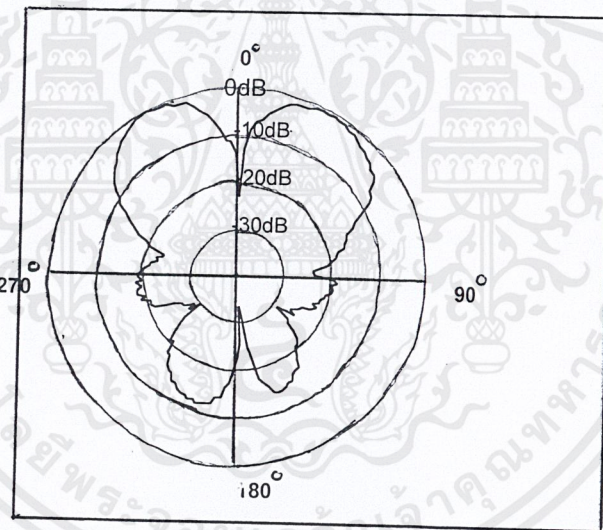


ภาพที่ 4.6 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 3 GHz

จากภาพที่ 4.6 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยก ซึ่งจะแสดงในรูปโพลาร์ ซึ่งเป็นระนาบที่มีการเปลี่ยนแปลงมุม θ ในขณะที่มุม ϕ คงที่ เมื่อพิจารณาที่ลำคลื่นหลักจะเห็นได้ว่าการแพร่กระจายคลื่น โดยมีทิศทางใดทิศทางหนึ่ง โดยค่าสูงสุดอยู่ที่มุม 30 องศา และ 330 องศาในลำคลื่นย่อยนั้นจะมีระดับต่ำกว่าลำคลื่นหลักโดยลำคลื่นย่อยจะเป็นแบบลำคลื่นย่อยทางด้านหลังหรือ (Back Lobe) ซึ่งเป็นลำคลื่นย่อยที่มีทิศทางคนละระนาบกับลำคลื่นหลัก และจากรูปจะไม่มีลำคลื่นย่อยทางด้านข้าง (Side Lobe) ในภาพที่ 4.6 จะปรากฏจุดอับสัญญาณ (null) ที่มุม 0 องศา ซึ่งตรงจุดนี้จะมีสนามแม่เหล็กไฟฟ้าแพร่กระจายออกมาน้อยกว่าปกติซึ่งจะสามารถแปลงอยู่ในภาพที่ 4.7 เพื่อใช้ในการหา Half-Power Beam width จะแสดงในระนาบแกน x และแกน Y



ภาพที่ 4.7 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 3 GHz ในระนาบ x และ y

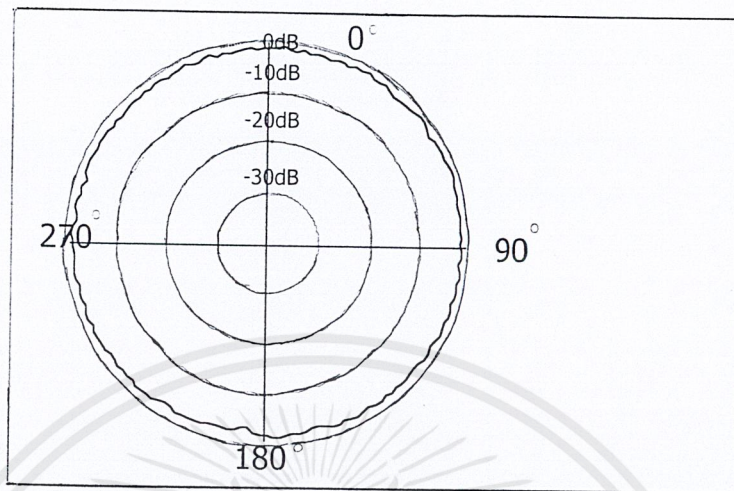


ภาพที่ 4.8 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 2.94 GHz

จากภาพที่ 4.8 เป็น ภาพแสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ที่ตอบสนองกับสายอากาศที่ออกแบบได้ดีที่สุดซึ่งจะเห็นว่า โลปหลักค่อนข้างแคบและมี โลปหลัง โดยจะมีขนาดใกล้เคียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เคียงกันดังภาพที่ 4.5 และทางด้านซ้ายและขวาค่อนข้างจะมีรูปร่างที่สมมาตรกันและมีค่าสูงสุด 0dB



ภาพที่ 4.9 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาด (Azimuth Plane)

จากภาพที่ 4.9 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาด ซึ่งเป็นระนาบที่มีการเปลี่ยนแปลงมุม ϕ ในขณะที่มุม θ คงที่ โดยในระนาบมุมกวาดจะมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัว

8. การทดสอบค่าทวีกำลัง (Gain)

ในการทดสอบค่าทวีกำลังจะต้องมีสายอากาศมาตรฐาน ที่ทราบค่าทวีกำลังที่ความถี่ทดสอบ แต่ในการทดสอบไม่สามารถหาสายอากาศมาตรฐานที่ความถี่ 3 GHz หรือใกล้เคียงได้ ในการทดลองนี้ได้ใช้สายอากาศร่องแฉวลำดับบนควาวิถี่สี่เหลี่ยมมุมฉาก 2 ตัว ที่มีคุณสมบัติและมีโพลาไรซ์เหมือนกันทั้ง 2 ตัวที่ความถี่ 3 GHz ซึ่งในการหาค่าทวีกำลังของสายอากาศ โดยจะสมมติว่าสายอากาศทั้ง 2 มีค่าทวีกำลังเท่ากันโดยหาได้จากสมการฟรีส

ขั้นตอนการทดลอง

1. ปรับสายอากาศอ้างอิง (ในที่นี้คือสายอากาศเฮลิคซ์) ให้มีอิมพีแดนซ์แมทซ์ซึ่งกันมากที่สุด
2. จัดวางอุปกรณ์โดยมสายอากาศตัวที่ 1 เป็นสายอากาศส่งต่อเข้ากับเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายที่พอร์ทที่ 1 และสายตัวที่ 2 เป็นสายอากาศรับต่อเข้ากับพอร์ทที่ 2 โดยสายอากาศตัวที่ 1 และ 2

วางห่างกันเท่ากับ 2.3 เมตร โดยระยะที่วางห่างกันนี้ก็คือระยะ Far Field ของสายอากาศ ซึ่งหาได้จากสูตรเดียวที่ใช้ในการหาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น โดยที่กำลังงานที่ระยะ Far Field จะมีค่าแรงที่สุดในระยะที่ใกล้ที่สุดและมีค่าลดลงในระยะห่างที่ไกลออกไป

3. กำหนดคุณลักษณะของเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย(8720C Hewlett Packard)ดังนี้

-เลือกใช้โหมด S_{21}

-ความถี่ศูนย์กลาง 3 GHz ช่วงความถี่ที่ Span เท่ากัน 1GHz

-กำลังที่พอร์ทส่ง 20 dBm

-เลือกสเกล Log Magnitude

4. อ่านค่าที่จากสายอากาศรับเทียบกับสายอากาศส่งค่าที่ได้อยู่ในหน่วย dB

5. นำค่าที่อ่านได้มาใส่ในสมการส่งคลื่นฟรีส

จากสมการการส่งคลื่นของฟรีส(Friis transmission equation) ในกรณีที่เป็นสายอากาศโพลาไรซ์เมทซิงและหันสายอากาศให้รับและส่งได้แรงที่สุด โดยมีสมการดังนี้

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \quad (4.5)$$

โดยที่ P_r คือ กำลังรับของสายอากาศรับ (วัตต์)

P_t คือ กำลังส่งของสายอากาศส่ง (วัตต์)

λ คือ ความยาวคลื่น (เมตร)

d คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่ง-รับ (เมตร)

G_t คือ เกนของสายอากาศรับ (เดซิเบล)

G_r คือ เกนของสายอากาศส่ง (เดซิเบล)

ทำให้อยู่ในรูปของเดซิเบลได้ คือ

$$[P_r]_{dB} - [P_t]_{dB} = 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 + [G_t]_{dB} + [G_r]_{dB} \quad (4.6)$$

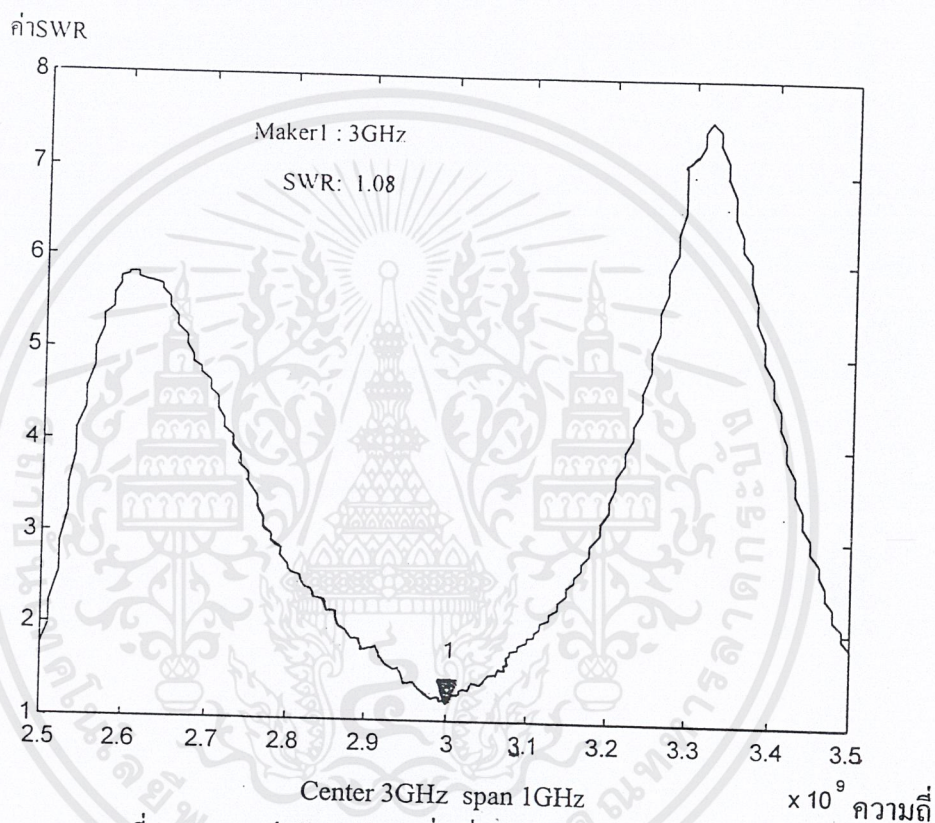
ให้สายอากาศอ้างอิงตัวที่ 1 และ 2 มีความเหมือนกันทุกประการ จะได้ว่า

$$G_t = G_r = G$$

$$2[G]_{dB} = [P_r]_{dB} - [P_t]_{dB} - 20 \log\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)$$

โดยสายอากาศทั้ง 2 วางห่างกัน 2.3 เมตร และ λ มีค่าเท่ากับ 10 เซนติเมตร
จะได้ค่าความแตกต่างระหว่างกำลังด้านส่งและด้านรับเท่ากับ -48.684 dB
ดังนั้นนิกนของสายอากาศอ้างอิงเท่ากับ 6dB

จากวิธีที่กล่าวมา ดังนั้น สายอากาศร่องแฉกลำดับบนควิตี่สี่เหลี่ยมมุมฉากจะมีค่าทวีกำลัง 6 dB,



ภาพที่ 4.10 แสดงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศอ้างอิง

ค่าประสิทธิภาพอะเพอร์เจอร์ (Aperture Efficiency: e_{ap}) ของสายอากาศทดสอบได้ดังนี้

$$e_{ap} = \frac{A_e}{A_p}$$

โดยที่ A_p คืออะเพอร์เจอร์กายภาพ (Physical Aperture) ของสายอากาศทดสอบที่มีขนาด

$$0.23 \text{ m} \times 0.23 \text{ m} = 547.56 \times 10^{-4} \text{ m}^2$$

A_e คืออะเพอร์เจอร์ประสิทธิภาพ(Efficiency Aperture) ของสายอากาศทดสอบที่หาจาก

$$A_e = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} G_{\text{test}}$$

เมื่อแทนค่าที่กำกับในหน่วยสเกลเชิงเส้น $G_{\text{test}} = 4$ และความยาวคลื่นในอากาศที่ความถี่ 3 GHz จะได้อะเพอร์เจอร์ประสิทธิภาพ $A_e = 3.18 \times 10^{-3}$ ซึ่งเมื่อนำไปแทนในสมการ ก็จะได้ประสิทธิภาพอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศร่องแฉวลำดับบนควาวิดีสี่เหลี่ยมมุมฉากมีค่า $e_{\text{ap}} = 6\%$ ซึ่งค่าช่องเปิดประสิทธิภาพจะแสดงถึงขนาดทางการแพร่กระจายของสายอากาศที่คลื่นมองเห็น

การคำนวณค่า SWR, ค่าการสูญเสียย้อนกลับ(Return loss) และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของตัวสายอากาศ(Γ)

หลังจากวัดค่า SWR ได้ออกมาแล้ว ซึ่งจะนำมาเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณและสามารถนำมาคำนวณซึ่งสามารถหาได้จากสูตร SWR จากการคำนวณโดยใช้สูตร

$$\text{SWR} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (4.2ก)$$

โดย Γ คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นของสายอากาศโดยหาได้จากสูตร

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (4.2ข)$$

โดย Z_0 คือ ความต้านทานภายในของ Connector N-Type เท่ากับ 50 โอห์ม

Z_L คือ ความต้านทานของสายอากาศ เท่ากับ $47.373 - 17.414j$ โอห์ม

ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศ (Γ) จะมีค่าเท่ากับ

$$\Gamma = -0.17 \quad (4.2ค)$$

นำค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Γ) ไปแทนหาค่า SWR ได้เท่ากับ

$$\begin{aligned} \text{SWR} &= \frac{1 + |0.17|}{1 - |0.17|} \\ &= 1.40 \end{aligned} \quad (4.2ง)$$

ค่า Return Loss หาได้จาก $20 \log |\Gamma| = -15.39$ ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับผลที่วัดได้
การคำนวณค่าทวิกำลังของสายอากาศแบบร่อง

ค่าทวิกำลัง (Gain : G) ของสายอากาศสามารถคำนวณได้จากประสิทธิภาพรวม (Total Efficiency : e_t) คูณกับไดเรกทิวิตี (Directivity : D_0) ของสายอากาศ ดังแสดงในสมการต่อไปนี้

$$G = e_t D_0 \quad (4.3ก)$$

โดยที่

$$e_t = e_c e_d e_r \quad (4.3ข)$$

เมื่อ e_c คือ ประสิทธิภาพของความนำ (Conduction Efficiency : e_c) ของตัวนำที่นำมาสรางสายอากาศ ในกรณีของสายอากาศแบบร่องมีโครงสร้างเป็นทองเหลืองซึ่งมีค่าความนำสูง(ประมาณ 2.56×10^7 S/m) จึงประมาณว่า $e_c \cong 1$

e_d คือ ประสิทธิภาพของสารไดอิเล็กตริก (Dielectric Efficiency : e_d) ที่เป็นโครงสร้างของสายอากาศ ซึ่งในกรณีนี้สายอากาศไม่มีโครงสร้างของสารไดอิเล็กตริก ดังนั้น $e_d = 1$

โดย e_r คือค่าประสิทธิภาพการสะท้อน (Reflection efficiency) ซึ่งเป็นคุณสมบัติของการสะท้อนต่อกับTransmission Line โดยหาได้จาก

$$\begin{aligned} e_r &= 1 - |\Gamma|^2 \\ &= 0.961 \end{aligned} \quad (4.3ค)$$

จากที่กล่าวมานี้จะทำให้ได้ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ(e_t) มีค่า

$$e_t \cong 1 \quad (4.3ง)$$

ดังนั้นจะทำให้ค่าทวิกำลังมีค่าเท่ากับค่าไดเรกทิวิตี ในลำดับต่อไปก็จะแสดงการคำนวณค่าไดเรกทิวิตี

การหาค่าไดเรกทิวิตี(Directivity) ซึ่งค่าไดเรกทิวิตีใช้แสดงคุณสมบัติของสายอากาศเชิงเปรียบเทียบถึงคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในทิศทางใดๆ ซึ่งในแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นรอบตัว(omnidirectional pattern) ใช้สูตรประมาณการหาค่าการชี้ทิศทางสูงสุด ดังนี้

$$D_0 = -172.4 + 191 \sqrt{0.818 + \frac{1}{\Theta_d}} \quad (4.4)$$

โดยที่ Θ_d คือ half-power beamwidth ในระนาบมุมยก (องศา) หรือ เป็นความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งหรือ 3 dB ซึ่งจากภาพที่ 4.5 สามารถหาค่าHPBWได้โดยวัดจากจุดสูงสุดลงมา -3 dB แล้วลากไปตัดกราฟทั้งซ้ายและขวาแล้วหามุมที่ครอบคลุม โดยจะมีค่าเท่ากับ 20 องศา โดยแทนลงในสมการดังนั้นก็จะได้ ค่าการชี้ทิศทางมีค่าเท่ากับ 5.54 ซึ่งโดยทั่วไปค่าการชี้ทิศทางจะมีค่าอยู่ระหว่าง $0 \leq D \leq D_{MAX}$ ดังนั้นค่าที่วัดได้จากการคำนวณจะมีค่า 5.54dB

การหาค่าอัตราส่วน(A/R) มีค่าเท่ากับ อัตราส่วนระหว่างขนาดสนามสูงสุดทั้ง 2 ระหว่างระนาบมุมยกและระนาบมุมกวาด ดังนั้นจากรูปแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยก -1.5dB ซึ่งจะมีขนาดเท่ากับ 0.72 และที่ระนาบมุมกวาดมีค่าเท่ากับ -1.8dBซึ่งจะมีขนาดเท่ากับ 0.66 ดังนั้น $A/R = 0.72/0.66 = 1.09$

ซึ่งโดยปกติค่า A/Rทางทฤษฎีของการ โพลาริเซชันวงกลมต้องเป็น 1 แต่จากที่วัดผลได้มีค่าประมาณ 1.09ซึ่งมีค่ามากกว่า 1 ไม่มากนักจึงประมาณว่าเท่ากับ 1 เพราะอาจเป็นผลเนื่องมาจากความละเอียดในการออกแบบ และเนื่องจากออกแบบให้มีโพลาริเซชันแบบหมุนซ้ายดังนั้นสายอากาศชนิดนี้จึงเป็นสายอากาศ Left Hand Circular Polarization: LHCP

สรุป

สายอากาศร่องแฉกลำดับบนควาิตี้สี่เหลี่ยมมุมฉากที่สร้างขึ้นมาเพื่อศึกษานี้ได้นำไปทดสอบคุณสมบัติต่างๆที่สำคัญ 3 คุณสมบัติดังนี้คือ

1. ความถี่เรโซแนนซ์ซึ่งได้แสดงจากการทดลองโดยมี 3 รูปแบบคือ อัตราส่วนคลื่นนิ่ง อิมพีแดนซ์ และค่าการสูญเสียย้อนกลับจากการทดสอบที่ความถี่ 3GHz ปรากฏผลดังนี้คือค่าอิมพีแดนซ์ 47.373-17.414j อัตราส่วนคลื่นนิ่ง 1.39 และค่า Return Loss 15.39 dB และมีค่าที่ดีที่สุดอยู่ที่ความถี่ 2.94GHz

2.รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นทั้งในแนวระนาบมุมยกและระนาบมุมกวาดที่ความถี่3GHZ ซึ่งมีความกว้างของลำคลื่นหลักของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งของระนาบมุมยกมีค่า 20องศา

3.จากการทดสอบค่าทวิกำลังของสายอากาศร่องแฉวลำดับบนคาวิตีสี่เหลี่ยมมุมฉากโดยเปรียบเทียบกับสายอากาศอ้างอิงชนิดเดียวกันจะได้ค่าทวิกำลังเท่ากับ 6 dBและจากการคำนวณมีค่าเท่ากับ5.54dBและมีประสิทธิภาพอะเพอร์เจอร์เท่ากับ 6 เปอร์เซนต์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์

การออกแบบของสายอากาศถูกกำหนดโดยมีความถี่ที่ใช้ในการคำนวณและออกแบบ สายอากาศที่ออกแบบจะต้องอยู่ในมาตรฐานที่กำหนดโดยสายอากาศจะต้องมีคุณลักษณะและมีคุณสมบัติต่าง ๆ เช่น อินพุทอิมพีแดนซ์, แพทเทิร์น, บีมวิดท์, โพลาริเซชัน, ค่าแบนด์วิดท์, ค่า SWR, ระดับของไซด์โลบ, เกน, ประสิทธิภาพของการแพร่กระจายคลื่นให้อยู่ในช่วงที่ใช้งานได้ดีคือไม่ต่างจากคุณสมบัติที่วัดที่ความถี่ตรงกลางที่ออกแบบจนทำให้คุณสมบัติเหล่านี้เสียไปจากข้อกำหนดหรือมาตรฐานโดยในปริญญาโทฉบับนี้ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศร่องแถวลำดับบนควาวิถี่สี่เหลี่ยมมุมฉากซึ่งร่องจะวางตามแนวรัศมีโดยมีจำนวนร่องเท่ากับ 12 ร่องที่มีความถี่ 3 GHz มีการโพลาริเซชันแบบวงกลมวนซ้ายโดยเริ่มจากการวิเคราะห์คุณลักษณะของร่องเดี่ยวที่เจาะบนแผ่นตัวนำขนาดอนันต์ โดยการใช้ลักษณะการเดียวกับการวิเคราะห์ไดโพล ต่อจากนั้นได้แสดงการวิเคราะห์ทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบจากวิธีที่ได้วิเคราะห์มาจะนำมาใช้ในการออกแบบเพื่อคำนวณหาขนาดและตำแหน่งของร่องจากนั้นนำข้อมูลไปสร้างสายอากาศและทำการวัดผลการทดลอง

ข้อจำกัดในการสร้างสายอากาศ

หลังจากที่ได้ผลการออกแบบสายอากาศ ในขั้นตอนต่อมาซึ่งมีความสำคัญไม่น้อยไปกว่าการคำนวณออกแบบก็คือ การสร้างชิ้นงานเพราะถึงแม้จะคำนวณละเอียดเพียงใดแต่ถ้าการสร้างชิ้นงานทำไม่ได้ไม่ตีผลที่ได้ก็จะไร้ค่าไม่คุ้มค่าเหมือนที่ได้ทดลองทำมาก่อนหน้านี้ ดังนั้นจึงใช้เครื่องกัดที่ควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์ (Computer Numerically Control: CNC Milling Machine) ซึ่งเครื่องกัดชิ้นงานนี้สามารถให้ความละเอียดได้ถึง $1\mu\text{m}$ แต่ข้อจำกัดในการสร้างจริงๆจะไปอยู่ที่การตั้งจุดศูนย์ (Zero Point) ของชิ้นงานเพื่อเป็นจุดอ้างอิงจึงทำให้การเจาะรูร่องที่ได้กับที่ออกแบบในเครื่องมีความคลาดเคลื่อนและอีกปัจจัยที่มีผลคือการสึกหรอของดอกสว่านซึ่งจะค่อยๆสึกหรอไปเมื่อใช้งานไปนานๆและถึงแม้จะสามารถเจาะร่องได้แม่นยำก็ตามแต่ในการออกแบบและคำนวณก็มีการสูญเสียความละเอียดในการสร้างและประกอบกล่าวคือ

1. การเชื่อมด้วยความร้อน (Welding) ซึ่งเป็นการเชื่อมด้วยเลเซอร์และการเชื่อมด้วยลำอิเล็กตรอน ซึ่งการเชื่อมแบบหลังมักจะเหมาะกับสายอากาศที่ทำด้วยแมกนีเซียม
2. การบัดกรีด้วยตะกั่วหรือทองเหลือง (Brazing) เป็นวิธีที่ใช้โดยทั่วไป แต่วิธีนี้ก็มีข้อเสียคือมักจะมีสิ่งตกค้าง (ตัวเชื่อมประสาน) ภายในตัวสายอากาศหลังจากบัดกรี
3. การลัดกรัดโดยวิธีขันยึดน็อตให้แน่น ซึ่งเป็นวิธีที่มีข้อจำกัดในการสร้างสายอากาศไปประยุกต์ใช้งาน เป็นวิธีที่มีความแม่นยำต่ำและลดประสิทธิภาพของสายอากาศลงเมื่อเทียบกับวิธีข้างต้นแต่วิธีนี้มีข้อดีตรงที่สามารถปรับแต่งค่าต่างๆทำได้ง่ายเนื่องจากการปรับโครงสร้างโดยทั่วไปทำได้ยากเนื่องจาก

เป็นสายอากาศที่ค่อนข้างคงรูปการปรับแต่งแทบจะไม่สามารถปรับแต่งอะไรได้เลยนอกจากจะเพิ่ม

ขนาดของโพรบส่วนการปรับขนาดของร่องโดยใช้ฟรอยปิดก็มีผลบ้างแต่น้อยมากเพราะสายอากาศชนิดนี้การปรับระยะควิตีจะทำให้ผลเปลี่ยนแปลงได้มากอาจทำให้ได้คุณสมบัติค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ไม่ดีพอนัก ในการวิจัยครั้งนี้จึงเลือกใช้วิธีเชื่อมโดยใช้ตะกั่วเพราะสามารถหาได้ง่ายและราคาไม่แพงเมื่อเทียบกับทองเหลืองที่ใช้เชื่อมเพราะว่าการประกอบสายอากาศถ้ามีจุดสัมผัสบางจุดไม่แนบสนิทกันจริงๆก็จะทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศลดลงเนื่องมาจากคลื่นอาจจะเห็นว่าแผ่นปิดปลายบางส่วนไม่แนบสนิทกันจริงๆจึงทำให้เฟสของคลื่นในควิตีเปลี่ยนไปจากที่ได้ออกแบบไว้เป็นผลให้อิมพีแดนซ์ของสายอากาศไม่ตรงกันและมีความกว้างของแถบความถี่แคบลงด้วย

2.สรุปและวิจารณ์ผลการทดสอบของสายอากาศ

ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศ SWR.ค่าอิมพีแดนซ์.ค่าการสูญเสียสะท้อนกลับที่ออกแบบได้ผล อยู่ในช่วงที่ใช้ได้และยอมรับได้แต่ค่าที่ดีที่สุดที่ความถี่ต่ำกว่าคือที่2.94GHZ สาเหตุอาจเนื่องมาจากข้อจำกัดในการสร้างชิ้นงานตามที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น

การทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

ได้ผลเป็นที่น่าพอใจเนื่องจากลำคลื่นหลักมีขนาด โตและที่ด้าน โลบ์ล่างของรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ในระนาบมุมยกมีค่าต่ำเป็นผลเนื่องมาจากด้านข้างหลังของควิตีจะแพร่กระจายคลื่นได้น้อยซึ่งตามทฤษฎีคือจะมีการแพร่ น้อยมากจนไม่มีเลยแต่ที่ได้จากการวัดจะมีโลบ์หลักมีขนาดมากกว่าโลบ์หลังและมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบมุมยกและมุมกวาดมีค่า20องศาและเนื่องจากการวัดผลที่ถูกต้องวัดในห้องทดสอบที่ไม่มี การสะท้อน(Anaechoic Chamber)หรือบริเวณที่โล่งแต่ในการทดสอบครั้งนี้ได้วัดในห้องทั่วไปแต่ได้มีการใช้อุปกรณ์บังบริเวณที่จะเจอโลหะหรือบริเวณที่มีการสะท้อนคล้ายๆแผ่น โฟมเนื่องมาจากตัวที่ดูดซึบคลื่นต้องเป็นสารพวกโพลีสไตรีนจึงทำให้ผลที่ออกมาไม่เรียบนักและมีจุดอับสัญญาณในบางจุด

การทดสอบค่าการทวิกำลัง

ซึ่งค่าการทวิกำลังที่ได้นั้นจะต้องวัดเทียบมาจากสายอากาศมาตรฐานที่ทราบค่าทวิกำลังที่ตรงกับความถี่ที่ทดสอบจึงได้มีการสร้างสายอากาศอ้างอิงขึ้นมา2ตัวเพื่อที่จะหาค่าทวิกำลังโดยสร้างสายอากาศเฮลิคซ์ขึ้นมาเนื่องจากการสร้างสายอากาศขึ้นมา2ตัวเพื่อหาค่าทวิกำลังของสายอากาศทดสอบนั้น จะต้องสร้างให้สายอากาศทั้ง2 ตัวมีคุณสมบัติให้เหมือนกันแต่เป็นการยากที่จะสามารถสร้างสายอากาศที่มีค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เหมือนกันจึงทำให้ผลที่ได้จากการคำนวณและจากการวัดมีค่าไม่เท่ากัน และในการนำมาทดสอบกับสายอากาศที่จะทดสอบตรงจุดนี้เป็นจุดที่ทำให้ค่าทวิกำลังของสายอากาศที่นำมาเป็นสายอากาศทดสอบไม่ดีตรงตามมาตรฐานนักจึงมีผลทำให้การค่าทวิกำลังของสายอากาศของสายอากาศที่จะทดสอบมีค่าผิดเพี้ยน ไปด้วยและเนื่องจากสายอากาศแบบร่องแถวบนควิตีที่สี่เหลี่ยมมุมฉากนี้มีการออกแบบที่ค่อนข้างยากและได้ใช้กระบวนการสร้างมากกว่าในการศึกษาครั้งนี้จึงสร้างสายอากาศชนิดอื่นซึ่งก็คือเฮลิคซ์ที่สร้างง่ายและประหยัดกว่าแทน

ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

จากที่ได้ออกแบบไว้ซึ่งมีจำนวนช่องเพียง 12 ช่องและความถี่ที่ใช้งาน 3 GHz การที่ใช้ความถี่เท่านี้เนื่องจากการออกแบบจะทำให้ได้ง่าย และใช้ความละเอียดไม่มากนักเหมาะใช้เป็นการศึกษา และวิเคราะห์คุณลักษณะ เพราะยิ่งความถี่สูงกว่านี้ จะทำให้ขนาดเล็กลงและความสูงของควาวิตี้จะมีขนาดเล็กลงด้วยซึ่งเป็นการยากในการออกแบบและปรับแต่ง โดยเราสามารถนำไปประยุกต์โดยออกแบบให้ตรงกับความถี่ที่ใช้งาน โดยการปรับขนาดและองค์ประกอบ หรือจะทำการเพิ่มจำนวนวงเพิ่มขึ้นเพื่อเพิ่มค่าประสิทธิภาพและค่าทวิกำลังและเนื่องจากเป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างที่บางและทำจากวัสดุที่คงตัวไม่เสีรูปง่าย และมีโครงสร้างไม่ใหญ่ อาจออกแบบไปตั้งในสถานที่แคบๆหรือเนื้อที่จำกัดหรือพกพาพาหะได้ แต่เนื่องจากการที่มีขนาดเล็กก็ทำให้ต้องใช้การละเอียดในการสร้างที่สูงขึ้นเพื่อประสิทธิภาพจะได้ดีขึ้นตามที่ต้องการ จากการทดสอบความถี่ที่เรโซแนนท์จะเห็นได้ว่าสายอากาศชนิดนี้มีแถบความถี่ที่แคบ การปรับปรุงแถบความถี่ที่ใช้งานให้มากขึ้นให้กว้างขวางขึ้นซึ่งนอกจากจะทำการปรับปรุงการป้อนสัญญาณแล้วยังทำได้โดยเพิ่มขนาดความกว้างของร่องเพราะว่าการที่ร่องแคบ จะเสมือนว่าสนามไฟฟ้าบนปากร่องมีองค์ประกอบทิศทางเดียวแต่ถ้าปากร่องกว้างขึ้นสนามไฟฟ้าบนปากร่องก็จะมีองค์ประกอบเพิ่มขึ้น ซึ่งทำให้การวิเคราะห์ร่องมีความซับซ้อนขึ้น



กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จะไม่สำเร็จล่วงไปได้ หากไม่ได้รับความช่วยเหลือและคำแนะนำที่เป็นประโยชน์อย่างมากในการดำเนินงานจากบุคคลหลาย ๆ ท่าน ดังนี้

อ. ชูวงศ์	พงศ์เจริญพาณิชย์	อาจารย์ที่ปรึกษา
ผศ. สมผล	โกศลวิตร	อาจารย์ที่ปรึกษา
นายนครศักดิ์	แสงศรี	
นายประมวล	เหนียงทอง	
นายอานัติ	เหมือนชู	
นายคมศักดิ์	เมฆสมุทร	

อาจารย์และเจ้าหน้าที่ประจำห้องปฏิบัติการประจำภาควิชาเครื่องกลและไฟฟ้าและคณะฟิสิกส์ตัวฟ
ห้อง EMC/EMI ทุกคน

ผู้จัดทำ

นาย นลินเทพ นวลศรี

นายประกาศ โตวรโชติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

- 1.คมศักดิ์ เมฆสมุทร, เวช วิเวก และ โมไมย ไกรฤกษ์, "สายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 18, ม.เทคโนโลยีมหานคร, 2538.
- 2.C.A.Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design", New York:John Wiley & Sons, 1969.
- 3.Davis, P.W. and Bialkowski, M.E., "The Performance of A Linearly Polarised RLSA Antenna", IEEE Trans. Antenna Propagat., Proc. ISAP'97, 1997.
- 4.M.Ando, T.Numata, J.Takada, and N.Goto, "A Linearly Polarised Radial Line Slot Antenna", IEEE Trans. Antenna Propagat., 1988.
- 5.โมไมย ไกรฤกษ์, วิวัฒน์ กิรานนท์, "ทฤษฎีสายอากาศ", สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2540.

