สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

สายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม

Corner Reflector Antenna

เลขหมู่...
เลขทะเบี...
วัน,เดือน
57001
.....
.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550

สายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม

Corner Reflector Antenna

โดย

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2550

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง **สายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม**

Corner Reflector Antenna

ผู้จัดทำ

1. นายนิพิฐพนธ์ เลิศวณิชย์กิจกุล 48015014

2. นายปิยวัฒน์ เพชรประดับสุข 48015020

.....

(รศ

.....

(ผศ

สายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม

Corner Reflector Antenna

โดย นายนิพิฐพนธ์ เลิศวณิชย์กิจกุล 48015014
นายปิยวัฒน์ เพชรประดับสุข 48015020

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.สมผล โกศัลวิตร์
ผศ.ดร.ชูวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

บทคัดย่อ

โคร ายอากาศสะท้อน
คลื่นแบบมุม ะศึกษาคุณสมบัติ
ของตัวป้อนส์ าะสมสำหรับตัว
สะท้อนคลื่นแ ต่างๆ สายอากาศ
ที่นำเสนอมีป

ABSTRACT

This fabrication and
measurement with the certain
angle. The ir studied to obtain
the most suita ıa characteristics
is also carrie communication
system.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เนื่องจาก รศ.ดร.สมผล โกศัลวิตร์และผศ.ดร.ชูวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาผู้ให้ความช่วยเหลือคำแนะนำแนวทางการศึกษา แนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้น และดูแลเอาใจใส่เป็นอย่างดี ตลอดจนคอยอบรมสั่งสอนให้คำแนะนำเทคนิคต่างๆ ในการทดลอง ขอขอบคุณกิตติศักดิ์ แพบัว ที่ให้คำแนะนำในส่วนของโปรแกรมและการใช้เครื่องมือและอุปกรณ์ในห้องทดสอบสายอากาศ และพี่ ๆทุกคนในห้องโปรเจค ตลอดจนเพื่อนๆ ทุกคนที่ได้แลกเปลี่ยนความรู้ความคิดเห็น ตลอดระยะเวลาที่ผ่านมา

ท้ายสุดนี้ขอขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่ให้ความรัก ความห่วงใย กำลังใจที่ดี รวมทั้งกำลังทรัพย์ และให้ทุกสิ่งทุกอย่างกับผู้จัดทำ

ทำ

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
สารบัญ	I
สารบัญรูป	III
สารบัญตาราง	VI
บทที่1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	2
2.1 พารามิเตอร์ที่สำคัญในการใช้งานสายอากาศ	2
2.2โครงสร้างสายอากาศวงแหวนวงกลม	4
2.3 สายอากาศแบบทิศทางเดียว	7
2.4 สมกา	7
2.5 ตัวสะ	25
2.6 สายน	28
บทที่ 3 การออกแ	46
3.1 การวิ	46
3.1.1	47
3.1.2	48
3.1.3	58
3.2 คุณลั	58
3.2.1	58
3.2.2	65
3.3 สรุป	71
บทที่ 4 การสร้าง	72
4.1 การสร้างและการทดสอบสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม	72
4.1.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	72
4.1.2 คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม	73
4.2 การสร้างและการทดสอบสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม โดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง	75
4.2.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	76
4.2.2 คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ	77
4.3 การประเมินประสิทธิภาพโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย IEEE 802.11	78
4.4 พื้นฐานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11	78

ศูนย์วิทยทรัพยากร จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
4.4.1 โทโปโลยี(Topology)	79
4.4.2 การควบคุมการเข้าถึงสื่อ(Medium Access Control)	79
4.4.3 รูปแบบเฟรม	80
4.4.4 ชั้นสื่อสารกายภาพ	80
4.5 การทดสอบประสิทธิภาพ	81
4.6 สรุป	82
บทที่ 5 บทสรุปและบทวิจารณ์	83
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในแบบลิเนียร์	2
2.2 สายอากาศวงแหวนวงกลม	4
2.3 แสดงความหมายของ m และ n	5
2.4 แสดงโหมด TE และ TM ของท่อนำคลื่นแบบกลม	5
2.5 โครงสร้างของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม	7
2.6 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ $z_1 = 0$	14
2.7 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่มีช่องเปิดแบบวงกลมระนาบ $z = 0$	17
2.8 การแพร่กระจายของสนามเมื่อที่สนามระยะไกลที่ระนาบ $z = d/2$ และ $-z = d/2$	23
2.9 โครงสร้างของ	26
2.10 ตัวสะท้อนค	27
2.11 แสดงโครงส	28
2.12 แสดงภาพอธิ	29
2.13 แสดงค่า Z_0	29
2.14 แสดงโหลดที่	32
2.15 แสดงกรณีไ	33
2.16 แสดงเวกเตอ	34
2.17 แสดงเวกเตอ	35
2.18 แสดงเวกเตอ	36
2.19 แสดงเวกเตอ	37
2.20 แสดงคลื่นนิ่ง	39
2.21 แสดงโมโนก	40
2.22 แสดงโครงส	41
2.23 แสดงโครงสร้างสายไดแอกเซียลแบบเฟล็กซิเบิล	43
3.1 แสดงโครงสร้างสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมเพื่อใช้สำหรับโปรแกรม CST	46
3.2 แสดงความสัมพันธ์ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง สำหรับความยาวต่าง ๆ ของวงแหวนวงกลม โดยใช้ความยาวโพรบที่ขนาดต่างกัน ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างจากตัวสะท้อนคลื่น	49
3.3 แสดงความสัมพันธ์ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า สำหรับความยาวต่าง ๆ ของวงแหวนวงกลม โดยใช้ความยาวโพรบที่ขนาดต่างกัน ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างจากตัวสะท้อนคลื่น	53
3.4 แสดงความสัมพันธ์ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ สำหรับช่วงความยาวต่าง ๆ ของวงแหวนวงกลมโดยใช้ความยาวโพรบที่ขนาดต่างกัน ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างจากตัวสะท้อนคลื่น	55

ธนานนทโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ **หน้า**

3.5 แสดงความสัมพันธ์ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง สำหรับช่วงความยาวต่าง ๆ ของวงแหวนวงกลม
โดยใช้ความยาวโพรบที่ขนาดต่างกัน ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างจากตัวสะท้อนคลื่น 57
3.6 ตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมโดยมีขนาดของความยาวเท่ากับสองเท่าของระยะห่างระหว่าง
ตัวป้อนสัญญาณของตัวสะท้อนแบบคลื่นที่มีมุมเท่ากับ 90 องศา 58
3.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า 59
3.8 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งและ
ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างในระนาบสนามไฟฟ้า 59
3.9 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรกและ
ค่าอัตราส่วนล 60
3.10 แบบรูปการแ 61
3.11 แสดงค่าความ
ค่าอัตราส่วน 62
3.12 แสดงค่าความ
ค่าอัตราส่วน 63
3.13 แสดงอัตราข 64
3.14 แสดงสายอาก CST 64
3.15 แสดงการเปรี
เมื่อระยะห่า 65
3.16 แสดงค่าความ
ค่าอัตราส่วน 66
3.17 แสดงค่าความ
ค่าอัตราส่วน 67
3.18 แสดงการเปรียบเทียบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก
เมื่อระยะห่างระหว่างวงแหวนเพิ่มมากขึ้น 68
3.19 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งและ
ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างในระนาบสนามแม่เหล็ก 68
3.20 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรกและ
ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลังในระนาบสนามแม่เหล็ก 69
3.21 แสดงอัตราขยายของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมโดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง 70
4.1 รูปถ่ายของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมที่สร้างขึ้น 72

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า	73
4.3 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบแม่เหล็ก	73
4.4 ค่าอิมพีแดนซ์จากการทดสอบของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม	74
4.5 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งจากการทดสอบของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม	74
4.6 รูปถ่ายสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมโดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วงที่สร้างขึ้น	75
4.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าโดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง	76
4.8 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กโดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง	76
4.9 ค่าอิมพีแดนซ์จากการทดสอบสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมโดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง	77
4.10 ค่าอัตราส่วน	77
4.11 มาตรฐาน IE	78
4.12 เฟรมชั้นการ	79
4.13 กลุ่มบริการพื้	79
4.14 ปรากฏการณ์	80
4.15 พลีแอมเบิล I	81
4.16 แสดงค่าพิสัย	81

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ค่ารากหรือกรณ์ของเบสเซลสำหรับโหมด *TE*	6
2.2 ค่ารากหรือกรณ์ของเบสเซลสำหรับโหมด *TM*	6

บทที่1
บทนำ

การสื่อสารแบบจุดต่อจุด มีความสำคัญอย่างแพร่หลายตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน เนื่องจากการสื่อสารในระบบนี้มีความแม่นยำสูง ด้วยคุณสมบัติของการสื่อสารในระบบที่ต้องการชี้ทิศทางไปยังเป้าหมายที่ต้องการนี้ สายอากาศที่นำมาประยุกต์ใช้จึงจำเป็นอย่างยิ่งที่คุณลักษณะของสายอากาศจะต้องเป็นแบบมีทิศทางที่มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูง สายอากาศแบบทิศทางเดียวจึงมีประโยชน์อย่างมากในการนำมาประยุกต์ใช้ในระบบสื่อสารแบบจุดต่อจุด สายอากาศชนิดนี้ได้มีการพัฒนาอย่างแพร่หลาย ซึ่งสายอากาศแบบทิศทางเดียวสามารถสังเคราะห์ได้จากสายอากาศหลายชนิด เช่นสายอากาศไมโครสตริปที่ทำงานในโหมดพื้นฐาน สายอากาศปากแตร สายอากาศแบบสะท้อนคลื่น นอกจากนี้สามารถทำได้โดยการนำสายอา ภทมีข้อดีข้อเสียเฉพาะตัว สำ คลื่นแบบทิศทางเดียวที่มีโคร ้อนและสามารถสร้างได้ง่าย

สาย จือ มีอัตราขยายที่สูงและโครงส ะท้อนคลื่นแบบระนาบตัวนำ ละ 30 องศา ส่วนใหญ่จะใช้มุม ากาศมีขนาดเล็กกว่าเมื่อเปรียบ มุมนั้น ประกอบไปด้วยตัวสะ าศสะท้อนคลื่นแบบมุม ส่วน ระสิทธิภาพของสายอากาศแบ ที่เหมาะสม

ปริญ ากาศเพื่อหาค่าที่เหมาะสมสำ าะห์คุณลักษณะของสายอากา

บทที่ 2
ทฤษฎีและหลักการ

2.1 พารามิเตอร์ที่สำคัญในการใช้งานสายอากาศ

2.1.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น(Radiation Pattern)

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น คือ รูปกราฟหรือฟังก์ชั่นทางคณิตศาสตร์ที่ใช้แสดงความเข้มของสัญญาณที่เป็นฟังก์ชั่นของทิศทางหรือมุม โดยรูปกราฟนี้แบ่งเป็น กราฟเชิงเส้นมุมฉาก(Linear Plot) และกราฟวงกลม(Polar Plot) ซึ่งจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง แอมพลิจูด(Amplitude) ของกำลังงาน(Power) หรือสนาม(Field) กับทิศทาง(Direction)ของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งแสดงอยู่ในรูปของมุมในหน่วยองศา(degree) หรือเรเดียน(radian)

ข้าง
ในย่อยด้านหลัง

2.1.2 **lth :HPBW)**

คือ **เป็นครึ่งหนึ่งของ**

ค่าสูงสุด โดย

2.1.3 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก(First Null Beamwidth:FNBW)

คือ มุมที่วัดระหว่างจุดที่ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในลำคลื่นหลัก มีค่าลดลงเป็นศูนย์ โดยจะวัดในหน่วยขององศา

2.1.4 อัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง(Side Lobe Ratio:SLR)

คือ อัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง

$$SLR=\text{Main lobe level (dB)}-\text{Side lobe level(dB)} \qquad (2.1)$$

2.1.5อัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านหลัง(Back Lobe Ratio:BLR)

คือ อัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านหลัง

BLR=Main lobe level (dB)-Back lobe level(dB) (2.2)

2.1.6 ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น(Radiation Intensity)

คือ กำลังงานที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศต่อหน่วยมุมตัน (ตลอดพื้นผิวทรงกลม) แสดงความสัมพันธ์ของความเข้มการแพร่กระจายคลื่นกับสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล ได้ดังนี้

$$U(\theta,\phi)=\frac{r^2}{2\eta}\left[\,|E_\theta(\theta,\phi)|^2+|E_\phi(\theta,\phi)|^2\,\right] \tag{2.3}$$

เมื่อ E_θ, E_ϕ

η แ $120\pi\ \Omega$

2.1.7

ค่าส เงสาย อากาศใน

ทิศทางต่าง ๆ ได้ว่า

(2.4)

เมื่อ U_{ma}

P_{rad}

$$P_{rad}=\int_0^{}\int_0^{} \sin(\theta)\,d\theta\,d\phi \tag{2.5}$$

2.1.8 อัตราขยาย(Gain)

คือ ความสัมพันธ์ที่ได้มาจากค่าสภาพเจาะจงทิศทาง โดยคูณประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ประสิทธิภาพสายอากาศจะประกอบไปด้วย ประสิทธิภาพเกี่ยวกับการสะท้อนกลับ ประสิทธิภาพของตัวนำและประสิทธิภาพของฉนวน

Gain = Efficiency of antenna × Directivity (ไม่มีหน่วย) (2.6)

Gain(dBi) = Efficient(dB)+Directivity(dBi) (2.7)

2.1.9 ช่วงกว้างความถี่ที่ใช้งาน(Bandwidth: Δf)

คือช่วงความถี่สายอากาศมีคุณสมบัติอยู่ในมาตรฐานที่กำหนด หรือช่วงความถี่ที่สายอากาศยังคงมีคุณสมบัติต่าง ๆ อยู่ในช่วงที่ใช้งานได้เหมือนกับที่ออกแบบไว้ที่ความถี่กลาง

$$\Delta f(Hz) = f_H(Hz) - f_L(Hz) \tag{2.8}$$

$$\Delta f(\%) = \frac{f_H - f_L}{f_c} \times 100 \tag{2.9}$$

2.2โครงสร้างสายอากาศวงแหวนวงกลม

สายอากาศที่วิเคราะห์ประกอบด้วยโพรบไฟฟ้าเชิงเส้นความยาว l_p และถูกล้อมรอบด้วยวงแหวนที่มีโค เป็น r_a และ c ตามลำดับซึ่ง

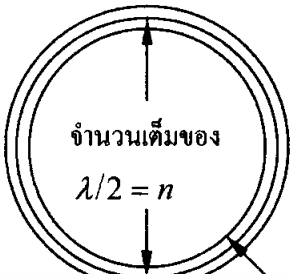
ให้พิ เมแม่เหล็กไฟฟ้า กระจายในทิ งเปิดทั้ง 2 ด้าน สนามแม่เหล็ ฟ้าที่ประกอบไปด้วยโหมดคลื่นต่าง ๆ มากมายที่อยู่ภายในท่อนำคลื่นทรงกระบอก ดังนั้น ความยาวของวงแหวนและรัศมีจึงออกแบบให้มีขนาดเล็กที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เพื่อที่จะทำให้โหมดอื่น ๆ ถูกตัดออกไปให้เหลือเพียงโหมดคลื่นหลัก(Dominant Mode :TE_{11}) เพียงโหมดเดียว แต่อย่างไรก็ตามบริเวณที่ใกล้โพรบก็ยังคงมีโหมดคลื่นอื่นรวมอยู่ด้วย

เนื่องจากท่อนำคลื่นเป็นรูปแบบกลม จึงทำให้มีความสลับซับซ้อนมากยิ่งขึ้นในการวิเคราะห์คำนวณ แก้ปัญหาต่าง ๆ จึงต้องใช้เบสเซลฟังก์ชั่น(Bessel function) มาช่วยคำนวณแทนที่จะใช้ฟังก์ชั่นตรีโกณมิติธรรมดาที่ใช้กัน การคำนวณทางคณิตศาสตร์ในการหาสูตร หารูปแบบสนาม E และ H ในท่อนำคลื่นต่าง ๆ เหล่านี้เป็นเรื่องยุ่งยากอยู่ ดังนั้นจะนำสูตรหรือผลจากการวิเคราะห์มาใช้งานเลย โหมดการส่งคลื่นที่ใช้ก็มี โหมด TE_{mn} และ TM_{mn} โดยที่ m จะแสดงถึงจำนวนเต็มของความยาวคลื่น

วนรอบท่อนำคลื่นแบบกลม(เวคเตอร์ย่อยในแนวรัศมีของสนามไฟฟ้า) n จะแสดงถึงจำนวนเท่าของครึ่งความยาวคลื่นที่เส้นผ่านศูนย์กลางของท่อนำคลื่นแบบกลม

m = จำนวนเต็มของความยาวคลื่นวนด้านในของท่อนำคลื่นแบบกลม

n = จำนวนเต็มของครึ่งความยาวคลื่นบนเส้นผ่านศูนย์กลางของท่อนำคลื่นแบบกลม



ความ เบกลม ดังรูปที่

รูปแบบของส ในโหมด TE_{mn}

และ TM_{mn} '

รูปที่ 2.4 แสดงโหมด TE และ TM ของท่อนำคลื่นแบบกลม

ในท่อนำคลื่นแบบกลม ความถี่ต่ำสุดที่สามารถส่งผ่านท่อนำคลื่นได้ คือ โหมด TE_{11} ซึ่งถือว่าเป็นโหมดหลักในการส่งคลื่น(Principal mode) การหาความยาวคลื่นคัตออฟของท่อนำคลื่นแบบกลม ต้องใช้ค่ารากหรือกรณฑ์ของเบสเซลฟังก์ชั่น(Root of Bessel functions) โดยที่ความยาวคลื่นคัตออฟของโหมด TE_{mn} มีค่าเท่ากับ

$$\lambda_{cutoff} = \frac{2\pi r_a}{\mu'_{mn}} \tag{2.10}$$

โดยที่

λ_{cutoff} = ค่าความยาวคลื่นที่ยาวที่สุดในท่อนำคลื่นสำหรับโหมดที่กำหนด, cm

r_a = รัศมีด้านในของท่อนำคลื่นแบบกลม

μ'_m

ส่วนความยาว

(2.11)

โดยที่

λ_{cut} m

r_a

μ_{mn}

$\mu'_{21} = 3.054$ $\mu'_{31} = 4.201$	$\mu'_{22} = 6.706$ $\mu'_{32} = 8.031$

ตารางที่ 2.2 ค่ารากหรือกรณ์ของเบสเซลสำหรับโหมด TM

ค่ารากเบสเซลสำหรับโหมด TM		
$\mu_{01} = 2.405$ $\mu_{11} = 3.832$ $\mu_{22} = 5.136$	$\mu_{02} = 5.520$ $\mu_{12} = 7.016$	$\mu_{03} = 8.654$

2.3 สายอากาศแบบทิศทางเดียว(Unidirectional Antenna)

สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุม เป็นสายอากาศแบบทิศทางเดียว โดยใช้สายอากาศวงแหวนวงกลมวางใกล้ตัวสะท้อนแบบมุม แสดงในรูปที่ 2.5 โดยโครงสร้างของสายอากาศวงแหวนวงกลม มีลักษณะเป็นส่วนหนึ่งของท่อนำคลื่นวงกลมปลายเปิดทั้งสองด้านประกอบด้วยโพรบไฟฟ้าเชิงเส้นสำหรับกระตุ้น มีความยาว l_p วางตามแนวแกน y ยื่นเข้าไปด้านในวงแหวนวงกลมที่มีรัศมี r_a และ ความยาววงแหวน c โดยค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศวงแหวนวงกลมที่ได้จากการวิเคราะห์ในบทที่แล้ว คือ โพรบกระตุ้นยาวเท่ากับ ขนาดรัศมีวงแหวนเท่ากับ และความหนาเท่ากับ สำหรับตัวสะท้อนแบบมุมจะมีระยะห่างระหว่างจากจุดยอดมุมกับตัวป้อนสัญญาณ Sz ขนาดความสูงและความกว้างเท่ากับ Hy และ Lx ตามลำดับ

โครงสร้างของตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมจะประกอบด้วยแผ่นสะท้อน 2 แผ่น ทำมุมกัน α ซึ่งโครงสร้างของตัวสะท้อนแบบมุมจะทำได้ง่ายโดยในทางปฏิบัติตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมที่นิยมใช้ คือ แผ่นสะท้อน 2 แผ่นทำมุมกัน 90 องศา

2.4 สมการเวกเตอร์ของคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลา

จากสมการของแมกเวลล์(Maxwell's Equation) ในรูปของสนามแม่เหล็กละสนามไฟฟ้าสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla \times \overline{E} = -\overline{M_i} - \mu \frac{\partial \overline{H}}{\partial t} \tag{2.12}$$

$$\nabla \times \overline{H} = \overline{J}_i + \sigma \overline{E} + \varepsilon \frac{\partial \overline{E}}{\partial t} \tag{2.13}$$

ทำการเคิร์ล(Curl) ทั้งสองข้างของสมการ(2.12)และ(2.13) โดยสมมติให้อยู่ในตัวกลางเดียวกัน สามารถเขียนได้ใหม่ว่า

$$\begin{aligned} \nabla \times \nabla \times \overline{E} &= -\nabla \times \overline{M}_i - \mu \nabla \times \left(\frac{\partial \overline{H}}{\partial t} \right) \\ &= -\nabla \times \overline{M}_i - \mu \frac{\partial \left(\nabla \times \overline{H} \right)}{\partial t} \end{aligned} \tag{2.14}$$

(2.15)

แทน ซียนของเวกเตอร์

(Laplacian ve

(2.16)

(2.17)

จาก

$$\partial t \left[\qquad \partial t \right]$$

$$\nabla \left(\nabla \cdot \overline{E} \right) - \nabla^2 \overline{E} = -\nabla \times \overline{M}_i - \mu \frac{\partial \overline{J}_i}{\partial t} - \mu\sigma \frac{\partial \overline{E}}{\partial t} - \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \overline{E}}{\partial t^2} \tag{2.18}$$

จากสมการแมกเวลล์ที่แสดงในรูปของความหนาแน่นของฟลักซ์ไฟฟ้า(electric flux density) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla \cdot \overline{D} = \varepsilon \nabla \cdot \overline{E} = q_{ev} \Rightarrow \nabla \cdot \overline{E} = \frac{q_{ev}}{\varepsilon} \tag{2.19}$$

นำสมการ(2.19) แทนลงในสมการ(2.18) ได้ว่า

$$\nabla^2\overline{E} = \nabla\times\overline{M_i} + \mu\frac{\partial\overline{J_i}}{\partial t} + \frac{1}{\varepsilon}\nabla q_{ev} + \mu\sigma\frac{\partial\overline{E}}{\partial t} + \mu\varepsilon\frac{\partial^2\overline{E}}{\partial t^2} \tag{2.20}$$

ในทำนองเดียวกันแทนสมการ(2.12) ลงในด้านขวาของสมการ(2.15) และใช้คุณสมบัติ ลาปลาเซียนของเวกเตอร์ที่แสดงในสมการ(2.17) แทนลงในด้านซ้ายของสมการ(2.15) จะได้ว่า

$$\nabla\left(\nabla\cdot\overline{H}\right) - \nabla^2\overline{H} = \nabla\times\overline{J}_i + \sigma\left(-\overline{M_i} - \mu\frac{\partial\overline{H}}{\partial t}\right) + \varepsilon\frac{\partial}{\partial t}\left(-\overline{M_i} - \mu\frac{\partial\overline{H}}{\partial t}\right)$$

$$\frac{\partial^2\overline{H}}{\partial t^2} \tag{2.21}$$

จาก n(Magnetic Flux Density) สา

(2.22)

นำส

∇^2 (2.23)

จาก สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ตามลำดับ

สำหรับสภาวะที่เป็นอิสระจากแหล่งจ่าย(Source-free) และตัวกลางที่ไม่เกิดการสูญเสีย(Lossless Media) จะได้ว่า

$$\overline{J_i} = q_{ev} = \overline{M_i} = q_{mv} = 0, \sigma = 0$$

ดังนั้นรูปแบบของสมการคลื่นแบบเวกเตอร์ สำหรับสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในสมการ (2.17)และ(2.23) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla^2\overline{E} = \mu\varepsilon\frac{\partial^2\overline{E}}{\partial t^2} \tag{2.24}$$

$$\nabla^2 \overline{H} = \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \overline{H}}{\partial t^2} \tag{2.25}$$

โดยทั่วไปแล้วสมการ(2.24)และ(2.25) จะเป็นรูปแบบที่ง่ายที่สุดสำหรับการหาสมการคลื่นแบบเวกเตอร์ของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

2.4.1สมการคลื่นแบบเวกเตอร์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลาแบบฮาร์มอนิกส์

(Vector Wave of Time-Harmonic Electromagnetic Field)

สำหรับสนามที่แปรผันกับเวลาแบบฮาร์มอนิกส์ หมายถึง เวลามีการแปรผันในรูปแบบของ $e^{j\omega t}$ ดังนั้น สามารถที่จะได้สมการเวกเตอร์ของคลื่น สำหรับสนามไฟฟ้าละสนามแม่เหล็ก เช่นเดียวกับกรณีของสนามแม่

ดังนั้น

$$\nabla \tag{2.26}$$

$$\nabla \tag{2.27}$$

$$\nabla \tag{2.28}$$

$$\nabla^2 \overline{H} = -\omega^2 \mu\varepsilon \overline{H} = -k^2 \overline{H} \tag{2.29}$$

เมื่อ $k^2 = \omega^2 \mu\varepsilon$ และ k คือค่าคงที่เฟส(Phase Constant)

2.4.2 การหาคำตอบจากสมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับระบบพิกัดทรงกระบอก

เมื่อพิจารณาสมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับสภาวะที่เป็นอิสระจากแหล่งจ่าย(Source-free) และตัวกลางที่ไม่เกิดการสูญเสีย(Loss Media) ของสนามไฟฟ้าในสมการ(2.20) ในระบบพิกัดทรงกระบอกสามารถแสดงได้ดังนี้

จาก $\overline{E}(\rho_1,\phi_1,z_1)=E_\rho(\rho_1,\phi_1,z_1)\hat{\rho}+E_\phi(\rho_1,\phi_1,z_1)\hat{\phi}+E_z(\rho_1,\phi_1,z_1)\hat{z}$ (2.30)

เมื่อ ρ_1,ϕ_1,z_1 คือค่าในระบบพิกัดทรงกระบอก

เมื่อแทนลงในสมการ(2.30)ลงในสมการ(2.24) จะได้ว่า

$$\nabla^2\left(E_\rho\hat{\rho}+E_\phi\hat{\phi}+E_z\hat{z}\right)=-k^2\left(E_\rho\hat{\rho}+E_\phi\hat{\phi}+E_z\hat{z}\right) \quad (2.31)$$

จากสมการ(2.31) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปได้ว่า

$$\nabla^2\overline{E}=-k^2\overline{E} \quad (2.32)$$

จาก ๅ (2.33)

เมื่อแทนสนา งดังต่อไปนี้ (2.34)

(2.35)

$$\nabla^2E_z=-k^2E_z \quad (2.36)$$

เมื่อ $$\nabla^2\psi(\rho_1,\phi_1,z_1)=\frac{1}{\rho_1}\frac{\partial}{\partial\rho_1}\left(\rho_1\frac{\partial\psi}{\partial\rho_1}\right)+\frac{1}{\rho_1^{\,2}}\frac{\partial^2\psi}{\partial\phi_1^{\,2}}+\frac{\partial\psi}{\partial z_1^{\,2}}$$

$$=\frac{\partial^2\psi}{\partial\rho_1^{\,2}}+\frac{1}{\rho_1}\frac{\partial\psi}{\partial\rho_1}+\frac{1}{\rho_1^{\,2}}\frac{\partial^2\psi}{\partial\phi_1^{\,2}}+\frac{\partial^2\psi}{\partial z_1^{\,2}} \quad (2.37)$$

จากสมการ(2.34)และ(2.35) จะมีส่วนประกอบของสนามไฟฟ้ามากกว่า 1 องค์ประกอบซึ่งยากต่อการหาคำตอบ ดังนั้น เราจะใช้สมการ(2.36) ซึ่งมีส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าเพียงองค์ประกอบเดียวในการหาคำตอบจากสมการคลื่น

จากสมการ(2.36) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\frac{\partial^2 F}{\partial \rho_1^{\,2}}+\frac{1}{\rho_1}\frac{\partial F}{\partial \rho_1}+\frac{1}{\rho_1^{\,2}}\frac{\partial^2 F}{\partial \phi_1^{\,2}}+\frac{\partial^2 F}{\partial z_1^{\,2}}=-k^2F \tag{2.38}$$

เมื่อ $F(\rho_1,\phi_1,z_1)$ คือฟังก์ชั่นของสเกลาร์(Scalar Function) ที่แสดงถึงศักย์เวกเตอร์ไฟฟ้า(Electric Vector Poten

(2.39)

แทน

(2.40)

หารทั้งสองข้

เขียนใหม่ดังนี้

(2.41)

จะพ

ยงตัวเดียวเท่านั้น

ดังนั้นผลรวมของทุกพจน์จะมีค่าเท่ากับ $-k^2$ ก็ต่อเมื่อค่าของแต่ละพจน์จะต้องเป็นค่าคงที่จะได้ว่า

$$\frac{1}{h}\frac{d^2h}{dz_1^{\,2}}=-k_z^{\,2}\Rightarrow\frac{d^2h}{dz_1^{\,2}}=-k_z^{\,2}h \tag{2.42}$$

เมื่อ k_z คือค่าคงที่

นำสมการ(2.40) แทนลงในสมการ(2.39) แล้วคูณทั้งสองข้างของสมการด้วย $\rho_1^{\,2}$ จะได้ว่า

$$\frac{\rho_1^{\,2}}{f}\frac{d^2 f}{d\rho_1^{\,2}}+\frac{\rho_1}{f}\frac{df}{d\rho_1}+\frac{1}{g}\frac{d^2 g}{d\phi_1^{\,2}}+\left(k^2-k_z^{\,2}\right)\rho_1^{\,2}=0 \qquad (2.43)$$

เนื่องจากพจน์ที่ 3 ของสมการ(2.43) เป็นฟังก์ชั่นของ ϕ เพียงอย่างเดียว ดังนั้นสามารถที่จะกำหนดให้เท่ากับค่าคงที่ใด ๆ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\frac{1}{g}\frac{d^2 g}{d\phi_i^{\,2}}=-n^2 \Rightarrow \frac{d^2 g}{d\phi_1^{\,2}}=-n^2 g \qquad (2.44)$$

และกำหนดให้ $k^2-k_z^{\,2}=k_p^{\,2} \Rightarrow k^2=k_p^{\,2}+k_z^{\,2}$ (2.45)

นำสมการ(2.

(2.46)

จาก เหรับคำตอบที่ได้

จากสมการค รเชิงอนุพันธ์ของ

เบสเซล(Bess

ดังนี้ เงได้ดังนี้

(2.47)

$$\frac{d^2 g}{d\phi_1^{\,2}}=-n^2 g \qquad (2.48)$$

$$\frac{d^2 h}{dz_1^{\,2}}=-k_z^{\,2} h \qquad (2.49)$$

โดยที่ $k_\rho^{\,2}+k_z^{\,2}=k^2$

และคำตอบที่ได้จากสมการ 2.47, 2.48 และ 2.49 สามารถแสดงได้ดังนี้ ตามลำดับ

$$f_1(\rho_1) = A_1 J_n(k_\rho \rho_1) + B_1 Y_n(k_\rho \rho_1) \tag{2.50}$$

$$f_2(\rho_1) = C_1 H_n^{(1)}(k_\rho \rho_1) + D_1 H_n^{(2)}(k_\rho \rho_1) \tag{2.51}$$

$$g_1(\phi_1) = A_2 e^{-jn\phi_1} + B_2 e^{+jn\phi_1} \tag{2.52}$$

$$g_2(\phi_1) = C_2 \cos(n\phi_1) + D_2 \sin(n\phi_1) \tag{2.53}$$

$$h_1(z_1) = A_3 e^{-jk_z z_1} + B_3 e^{+jk_z z_1} \tag{2.54}$$

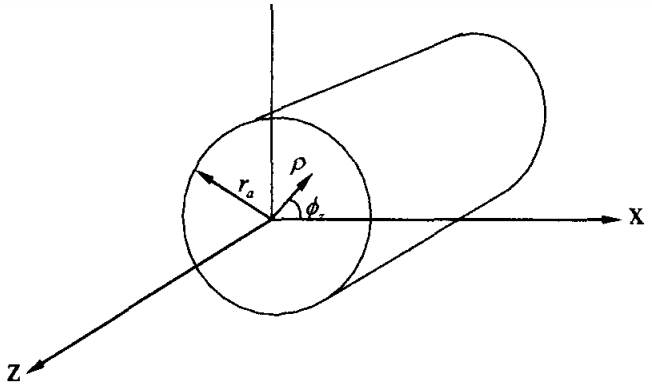
$$h_2(z_1) = C_3 \cos(k_z z_1) + D_3 \sin(k_z z_1) \tag{2.55}$$

โดยที่

โด) นั้นคำตอบที่ได้

จากสมการเ ที่แสดงในรูปที่

2.6 นั้นสามา



รูปที่ 2.6 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ $z_1 = 0$

$$F(\rho_1,\phi_1,z_1) = f(\rho_1)g(\phi_1)h(z_1)$$
$$= \left[A_1 J_n(k_\rho \rho_1) + B_1 Y_n(k_\rho \rho_1)\right]\left[C_2 \cos(n\phi_1) + D_2 \sin(n\phi_1)\right]$$
$$\times\left[A_3 e^{-jk_z z} + B_3 e^{+jk_z z}\right] \qquad (2.56)$$

2.4.3 สนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวนวงกลม(Aperture Field)

จากคำตอบที่ได้จากสมการเวคเตอร์ของคลื่นในสมการที่ 2.56 สามารถที่จะนำมาใช้หาสนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวนในตัวสายอากาศ โดยกำหนดค่าคงที่ต่างๆ ที่อยู่ในสมการที่ 2.56 ให้เป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขต(boundary condition) ระหว่างตัวนำไฟฟ้ากับสุญญากาศสามารถแสดงได้ดังนี้

1.สนามทั้งหมดที่แพร่กระจายออกจากตัวนำไฟฟ้าจะต้องมีค่าจำกัด ดังนั้น $B_1 = 0$ เพราะว่า $Y_m(\rho$

2. สน ค่าของมุม ϕ_s ที่

มีค่าเ ิมเมื่อมุม ϕ_s มี

ค่าเปลี่

3. ค่า แต่ C และ D

จะมีค่าเป็นศูนย์ ามว่าไม่มีสนาม

แพร่กระจายออ m มีค่าเท่ากับ

ศูนย์จะกำหนด

4. เนื่อ เกน $+z$ ดังนั้น

จะสนใจในพจ องท่อนำคลื่นที่

ระนาบ $z = 0$

5. ค่า

r_a

โดยที่ x'_{mn} คือค่าที่ทำให้อนุพันธ์ของฟังก์ชั่นเบสเซลชนิดที่ 1 (J_m) ลำดับที่ m ($m = 0,1,2,3,...$) โดยมีค่าเท่ากับศูนย์เป็นครั้งที่ n ($n = 1,2,3,...$)

ดังนั้นจะได้ว่าในกรณีของโหมดคลื่นหลัก (TE_{11}) คือ $m = 1, n = 1$ จะได้ค่าของ x'_{mn} มีค่าเท่ากับ 1.8412

$$\therefore k_\rho\big|_{TE_{11}} = \frac{1.8412}{r_a}$$

เมื่อนำเงื่อนไขทั้งหมดข้างต้นแทนลงในสมการที่ 2.28 จะได้ว่า

$$F_z^+(\rho,\phi,z) = A_1 J_m(k_\rho \rho)\cdot C_2 \cos(\phi_s)\cdot A_3 \tag{2.57}$$

เมื่อ $F_z^+(\rho,\phi_s,z)$ คือเวกเตอร์ไฟฟ้าของสนามที่แพร่กระจายออกมาในแนวแกน $+z$ ของระบบพิกัดทรงกระบอก

ในกรณีของรูปแบบคลื่นหลัก(TE_{11}) จะได้ว่า

$$F^+(\rho,\phi,z) = A_1 J_1\left(\frac{1.8412\rho}{a}\right)\cdot C_2 \cos(\phi_s)\cdot A_3 \tag{2.58}$$

กำหน

โดยที่ เต่ละโหมดคลื่น

จะได้ว่า

(2.59)

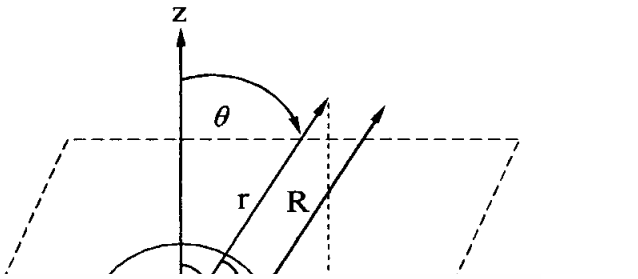
จากส่ verse Electric

Mode) ซึ่งมีการ

$$E_\phi = -\frac{1}{\varepsilon}\frac{\partial F_z}{\partial \rho} \qquad H_\phi = -j\frac{1}{\omega\mu\varepsilon\rho}\frac{\partial^2 F_z}{\partial\phi\partial z}$$

$$E_z = 0 \qquad H_z = -j\frac{1}{\omega\mu\varepsilon}\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2}+k^2\right)F_z$$

เนื่องจากแหล่งกำเนิด(Source) ที่ใช้ในการแพร่กระจายคลื่นนั้น เป็นโพรบไฟฟ้าเชิงเส้น ดังนั้น ส่วนประกอบของสนามที่เกิดขึ้น จะสนใจเฉพาะส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าเท่านั้น เมื่อนำสมการที่ 2.57 แทนลงไปในส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่แสดงไว้ข้างต้นจะได้ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายกระจายบริเวณพื้นที่หน้าตัดของท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่แสดงได้ดังรูปที่ 2.7 โดยคิดที่มุม ϕ_s จะได้ว่า



สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

(2.60)

(2.61)

(2.62)

ดังนั้นจะได้ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายบริเวณพื้นที่หน้าตัดของท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอก ซึ่งเปรียบเสมือนกับสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวนของตัวสายอากาศได้ดังนี้

$$\therefore E_\rho = -\frac{1}{\varepsilon\rho} A_{11} J_1\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right)\sin(\phi_s) \tag{2.63}$$

$$\therefore E_\phi = \frac{1}{\varepsilon}\frac{1.8412}{r_a} A_{11} J_1\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right)\cos(\phi_s) \tag{2.64}$$

$$\therefore E_z = 0 \tag{2.65}$$

82913

2.4.4 สนามที่แพร่กระจายออกจากตัววงแหวนวงกลม

จากสนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวน เราสามารถหาสนามที่แพร่กระจายออกจากตัวสายอากาศได้ โดยพิจารณาที่สนามระยะไกลของสนามที่แพร่กระจายจากท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ $z = 0$

จากส่วนประกอบของสนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวน จะพบว่าส่วนประกอบของสนามในแนวแกน z จะมีค่าเท่ากับ 0 ดังนั้น จะพิจารณาเฉพาะส่วนประกอบของสนามที่เหลืออยู่สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_\rho = \frac{1}{} A_{11} J_1\left(\frac{1.8412\rho}{}\right)\sin(\phi_s) \tag{2.66}$$

(2.67)

ทำก ในระนาบพิกัดมุม

ฉาก(Rectang

(2.68)

(2.69)

จะได้ว่า

$$\frac{2\rho}{}\right)\Big] \tag{2.70}$$

จากคุณสมบัติของฟังก์ชั่นเบสเซลที่แสดงได้ดังนี้

$$\frac{m}{u} J_m(u) = \frac{1}{2}\left[J_{m-1}(u) + J_{m+1}(u)\right] \tag{2.71}$$

$$\frac{m}{u}\frac{dJ_m(u)}{du} = \frac{1}{2}\left[J_{m-1}(u) - J_{m+1}(u)\right] \tag{2.72}$$

จะได้ว่า $$\therefore E_x = \frac{A_{11}}{\varepsilon}\frac{1.8412}{2r_a} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right)\sin(2\phi_s) \tag{2.73}$$

ในทำนองเดียวกันสำหรับ E_y จะได้ว่า

$$E_y = \frac{A_{11}}{\varepsilon}\frac{1.8412}{2r_a}\left[\left\{J_0\left(\frac{1.8412}{r_a}\right)+J_2\left(\frac{1.8412}{r_a}\right)\right\}\sin^2(\phi_s)\right.$$
$$\left.+\left\{J_0\left(\frac{1.8412}{r_a}\right)-J_2\left(\frac{1.8412}{r_a}\right)\right\}\cos^2(\phi_s)\right]$$
$$E_y = \frac{A_{11}}{\varepsilon}\frac{1.8412}{2r_a}\left\{J_0\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right)-J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right)\cos(2\phi_s)\right\} \quad (2.74)$$

จากคุณสมบัติการแปลงฟูเรียร์(Fourier Transform) 2 มิติ สามารถแสดงได้ดังนี้

(2.75)

เนื่องจากพื้น ที่ระนาบ $z=0$
จะได้ว่า

(2.76)

และจากการ

(2.77)

นำสมการที่

$$E_a(x,y) = E_x\hat{a}_x + E_y\hat{a}_y \quad (2.78)$$

และกำหนดให้ $M = \frac{A_{11}}{\varepsilon}\frac{1.8412}{2r_a}$ (2.79)

จะได้ว่า

$$f_t(x,y) = M\left[\int_0^{r_a}\int_0^{2\pi} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right)\sin(2\phi_s)e^{jk_0\rho\sin\theta\cos(\phi-\phi_s)}\rho d\phi_s d\rho\hat{a}_x\right.$$
$$+\int_0^{r_a}\int_0^{2\pi} J_0\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right)e^{jk_0\rho\sin\theta\cos(\phi-\phi_s)}\rho d\phi_s d\rho\hat{a}_y$$
$$\left.-\int_0^{r_a}\int_0^{2\pi} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right)\cos(2\phi_s)e^{jk_0\rho\sin\theta\cos(\phi-\phi_s)}\rho d\phi_s d\rho\hat{a}_y\right] \quad (2.80)$$

จากคุณสมบัติแสดงได้ดังนี้

$$e^{j\omega\cos(\phi-\phi')} = J_0(\omega) - 2\left[J_2(\omega)\cos 2(\phi-\phi') - J_4(\omega)\cos 4(\phi-\phi') + \ldots\right] + 2j\left[J_1(\omega)\cos 2(\phi-\phi') - J_3(\omega)\cos 4(\phi-\phi') + \ldots\right] \quad (2.81)$$

เมื่อพิจารณาการปฏิยานุพันธ์เทียบกับมุม ϕ_s เมื่อแทนสมการ(2.81) ลงในสมการ(2.80) จะได้ว่า

$$f_1(x,y) = M\left[-2\pi\sin(2\phi)\int_0^{r_a} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right)J_2(k_0\rho\sin\theta)\rho d\rho\hat{a}_x + 2\pi\int_0^{r_a} J_0\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right)J_0(k_0\rho\sin\theta)\rho d\rho\hat{a}_{..}\right. \quad (2.82)$$

จาก ณแสดงได้ดังนี้

E_r = $\phi\}]$ (2.83)

จาก f_y เป็นค่าที่อยู่

ในพจน์ของ $\hat{a}_\phi$

เมื่อพิจารณาใ

$\rho\sin\theta)\rho d\rho$

$$+ 2\pi\sin\phi\int_0^{r_a} J_0\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right)J_0(k_0\rho\sin\theta)\rho d\rho + 2\pi\cos(2\phi)\sin\phi\int_0^{r_a} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right)J_2(k_0\rho\sin\theta)\rho d\rho\ \Big] \quad (2.84)$$

ถ้ากำหนดให้ $$N = jk_0\frac{e^{jk_0 r}}{2\pi r} \quad (2.85)$$

และใช้คุณสมบัติจาก $$\sin(x-y) = \sin x\cos y - \sin y\cos x \quad (2.86)$$

เมื่อนำสมการ 2.85 และ 2.86 แทนลงในสมการที่ 2.84 จะได้ว่า

$$E_\theta = 2NM\pi \sin\phi \left[\int_0^{r_a} J_0\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_0(k_0 \rho \sin\theta)\rho d\rho \right.$$

$$\left. - \int_0^{r_a} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_2(k_0 \rho \sin\theta)\rho d\rho \right] \qquad (2.87)$$

จากรูปแบบการทำปฏิยาพันธ์ของเบสเซลฟังก์ชั่น ที่แสดงได้ดังนี้

$$\int_0^{r_a} J_n(k_1 r) J_n(k_2 r) r dr = \frac{r_a}{k_1^{\,2} - k_2^{\,2}} [k_2 J_n(k_1 r_a) J_{n-1}(k_2 r_a)$$

(2.88)

และ (2.89)

จะได้ว่า E_θ

$\times \left[\cdot$ $, \sin\theta) \right\}$

$- \left\{ k$ $\theta) \right\} \Big]$ (2.90)

จากสมการที่

$$+ \frac{1.8412}{r_a} J_1(1.8412) \frac{2}{k_0 r_a \sin\theta} J_1(k_0 r_a \sin\theta) \Big]$$

$$\therefore E_\theta = 2NM\pi \sin\phi \frac{2a^2}{(1.8412)(k_0 r_a \sin\theta)} J_1(1.8412) J_1(k_0 r_a \sin\theta) \qquad (2.91)$$

เมื่อแทนค่า N และ M ลงในสมการที่ 2.91 จะได้ว่า

$$E_\theta = jk_0 \frac{e^{jk_0 r}}{\varepsilon r} A_{11} \sin\phi J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 r_a \sin\theta)}{k_0 r_a \sin\theta} \qquad (2.92)$$

เช่นเดียวกัน สำหรับ E_ϕ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_\theta = jk_0 \frac{e^{jk_0 r}}{2\pi r} M \Bigg[-2\pi \cos\phi \cos\theta \int_0^{r_a} J_0\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_0(k_0 \rho \sin\theta)\rho d\rho + 2\pi \cos\phi \cos(2\phi) \cos\theta \int_0^{r_a} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_2(k_0 \rho \sin\theta)\rho d\rho \Bigg] + 2\pi \sin\phi \sin(2\phi) \cos\theta \int_0^{r_a} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_2(k_0 \rho \sin\theta)\rho d\rho \Bigg] \quad (2.93)$$

จากสมการที่ 2.85 และความสัมพันธ์ที่สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\cos(\quad) \quad (2.94)$$

จะได้ว่า

$$E_\phi \quad (2.95)$$

จากสมการที่

$$E_\theta = 2NM \quad \times \Big[\qquad \sin\theta) \Big\} \quad -\Big\{ \qquad \theta) \Big\} \Big] \quad (2.96)$$

จากสมการที่ 2.72 และใช้คุณสมบัติที่แสดงได้ดังนี้

$$\left.\frac{dJ_n(k_{c0} r)}{dr}\right|_{r = r_a} = 0 \quad (2.97)$$

โดยที่ $k_c = \frac{k'_{mn}}{r_a}$

ซึ่งในกรณีของโหมดคลื่นหลัก TE_{11} ค่าของ k'_{mn} จะมีค่าเท่ากับ 1.8412 ดังนั้น สมการที่ 2.96 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$E_\theta = 2NM\pi \cos\theta \cos\phi \frac{2r_a^{\,3}}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin\theta)^2} \times (1.8412) J_1(1.8412) \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin\theta)}{d(k_0 r_a \sin\theta)} \tag{2.98}$$

เมื่อแทนค่า M และ N ลงในสมการที่ 2.98 จะได้ว่า

$$E_\theta = jk_0 \frac{e^{jk_0 r}}{\varepsilon r} A_{11} r_a \cos\theta \cos\phi \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin\theta)^2} \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin\theta)}{d(k_0 r_a \sin\theta)} \tag{2.99}$$

ดังนี้

0 สามารถแสดง

ได้ดังนี้

$E_\theta =$ (2.100)

$E_\phi =$ $\frac{\mathrm{n}\theta)}{\theta)}$ (2.101)

2.4.

เนื่อ

$-z = d/2$

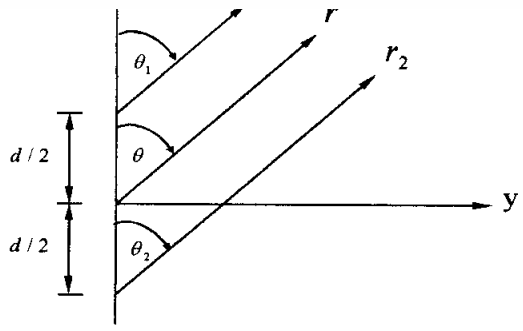
ดังนั้น เมื่อทำ

ากช่องเปิดทั้ง 2

ด้านของวงแ

รวมกับสนามที่

แพร่กระจายอ



รูปที่ 2.8 การแพร่กระจายของสนามเมื่อทำการสังเกตที่สนามระยะไกล ที่ระนาบ $z = d/2$ และ $-z = d/2$

จากการสังเกตที่สนามระยะไกล จะได้ว่า

$$\theta_1 = \theta_2 = \theta \tag{2.102}$$

$$r_1 = r - \frac{d}{2}\cos(\theta) \tag{2.103}$$

$$r_2 = r + \frac{d}{2}\cos(\theta) \tag{2.104}$$

$$r_1 \approx r_2 \approx r \tag{2.105}$$

โดยที่สมการที่ 2.103 และ 2.104 จะมีผลในส่วนของเฟส และสมการที่ 2.105 จะมีผลในส่วนของขนาด

ดังนั้น

$E_{\theta 1}$ = (2.106)

$E_{\phi 1}$ = (2.107)

และ ทิศทางของการแพร่กระจายค

$$E_{\theta 2} = \frac{jk_0}{r}\frac{A_{11}}{\varepsilon} r_a \sin\phi J_1(1.8412)\frac{J_1(k_0 r_a \sin\theta)}{(k_0 r_a \sin\theta)} e^{-jk_0} e^{jk_0\frac{d}{2}\cos}(-\hat{a}_\theta) \tag{2.108}$$

$$E_{\phi 2} = \frac{jk_0}{r}\frac{A_{11}}{\varepsilon} r_a \cos\theta\cos\phi \frac{(1.8412)^2 J_i(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_o r_a \sin\theta)^2} \times \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin\theta)}{d(k_0 r_a \sin\theta)} e^{-jk_0 r} e^{jk_0\frac{d}{2}\cos\theta}(-\hat{a}_\phi) \tag{2.109}$$

ดังนั้น สนามที่แพร่กระจายจากช่องเปิดของวงแหวนทั้งสองด้านของตัวสายอากาศสามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_\theta = \overline{E}_{\theta 1} + \overline{E}_{\theta 2}$$

$$= E_{\theta 1}(\hat{a}_\theta) + E_{\theta 2}(-\hat{a}_\theta)$$

$$E_\theta = \frac{j^2 k_0}{r\varepsilon} e^{-jk_0 r} A_{11} 2r_a \sin\phi J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 r_a \sin\theta)}{k_0 r_a \sin\theta} \sin\left(k_0 \frac{d}{2}\cos\theta\right) \qquad (2.110)$$

E_ϕ $\overline{\quad}$ $\overline{\quad}$

E_ϕ (2.111)

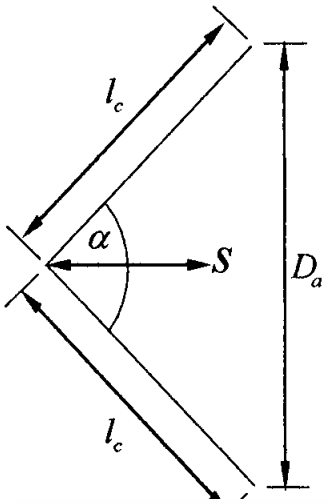
ดังนั้น 2 ด้านของตัวสายอากาศเมื่อ

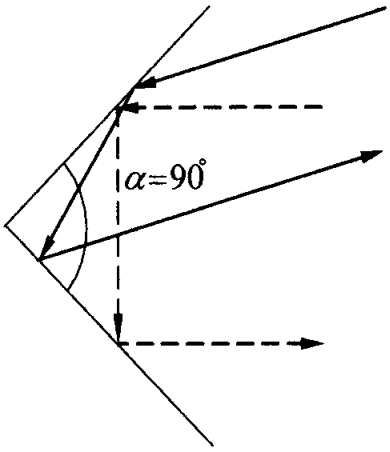
$E_\theta =$) (2.112)

$$E_\phi = \frac{jk_0}{r\varepsilon} e^{-jk_0 r} A_{11} 2r_a \cos\theta\cos\phi \frac{(1.8412)^2 J_i(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_o r_a \sin\theta)^2}$$
$$\times \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin\theta)}{d(k_0 r_a \sin\theta)} \sin\left(k_0 \frac{d}{2}\cos\theta\right) \qquad (2.113)$$

2.5 ตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม(Corner Reflector)

โครงสร้างของตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมจะประกอบด้วยแผ่นสะท้อน 2 แผ่น ทำมุมกันดังรูปที่ 2.9(ก) ซึ่งโครงสร้างของตัวสะท้อนแบบมุมจะทำได้ง่าย ซึ่งสัญญาณจะย้อนกลับในทิศทางเดิมที่รับเข้ามา ดังแสดงได้ในรูปที่ 2.9(ข) คือมุม 90°

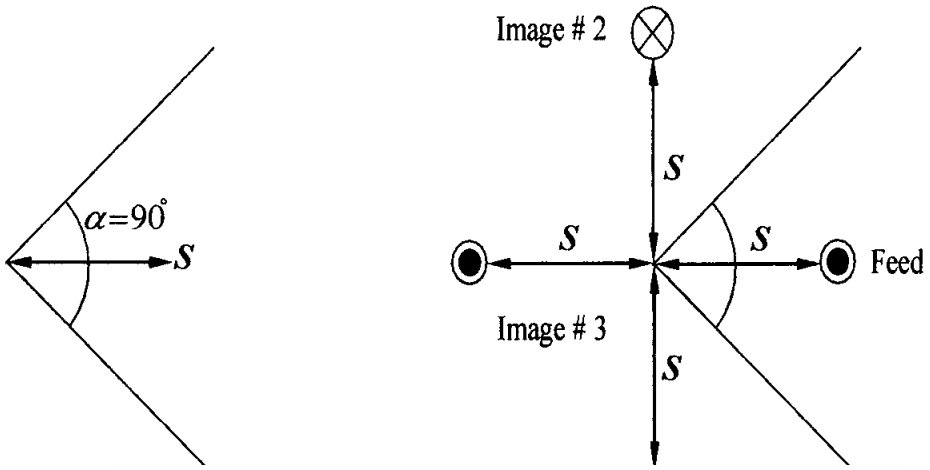




โดย ามมกัน 90° แต่
ก็ยังมีบางงาน ว่างจุดยอดมุมกับ
ตัวป้อนสัญญ นที่มีขนาดอนันต์
อัตราขยาย(g นจริง หากขนาด
ของแผ่นเพล e) มีขนาดอนันต์
($l_c = \infty$) แต่

โดย $\lambda < D_a < 2\lambda$
และความยา มีความยาวเท่ากับ
$l_c = 2s$ ระยะห่างระหว่างตัวป้อนสัญญาณกับจุดยอดของมุม (s) ปกติจะเซตระหว่าง $\frac{\lambda}{3} < s < \frac{2\lambda}{3}$
และความสูงของตัวสะท้อนปกติจะใช้ประมาณ 1.2-1.5 เท่าของความยาวทั้งหมดของตัวป้อนสัญญาณ ซึ่งจะช่วยลดการแพร่กระจายจากด้านหลัง

ตัวสะท้อนคลื่นทำมุมกัน 90° ($\alpha = 90^\circ$)



จาก งภาพเสมือนของ
ตัวป้อนสัญญ มการของตัวป้อน
สัญญาณ และ

$E($

ที่สนามระยะ

$E($ $\frac{e^{-jkr_4}}{r_4}$

$$E(r,\theta,\phi) = \left[e^{+jks\cos\psi_1} - e^{+jks\cos\psi_2} + e^{+jks\cos\psi_3} - e^{jks\cos\psi_4}\right] f(\theta,\phi)\frac{e^{-jkr}}{r} \qquad (2.114)$$

เมื่อ $\hat{a}_r = \hat{a}_x \sin\theta\cos\phi + \hat{a}_y \sin\theta\sin\phi + \hat{a}_z \cos\theta$

โดย $\cos\psi_1 = \hat{a}_x \cdot \hat{a}_r = \sin\theta\cos\phi$

$\cos\psi_2 = \hat{a}_y \cdot \hat{a}_r = \sin\theta\sin\phi$

$\cos\psi_3 = -\hat{a}_x \cdot \hat{a}_r = -\sin\theta\cos\phi$

$\cos\psi_4 = -\hat{a}_y \cdot \hat{a}_r = -\sin\theta\sin\phi$

แทนค่าทั้งหมดลงในสมการที่ 2.114 จะได้

$$E(r,\theta,\phi) = 2[\cos(ks\sin\theta\cos\phi) - \cos(ks\sin\theta\sin\phi)]f(\theta,\phi)\frac{e^{-jkr}}{r}$$

โดยที่ในสนามอิสระมีการแพร่กระจายคลื่น คือ

$$E_0 = f(\theta,\phi)\frac{e^{-jkr}}{r}$$

เพราะฉะนั้นจะได้ดังนี้

$$\frac{E}{} = AF(\theta,\phi) = 2[\cos(ks\sin\theta\cos\phi) - \cos(ks\sin\theta\sin\phi)] \qquad (2.115)$$

2.6 สายนำสั

2.6

จุด

ได้ โดยควา

แล้วแต่กรณี

เมตร

โค

ประเภทหลัก

ลักษณะของ

ล

เ

ง่ไปยังอีกจุดหนึ่ง

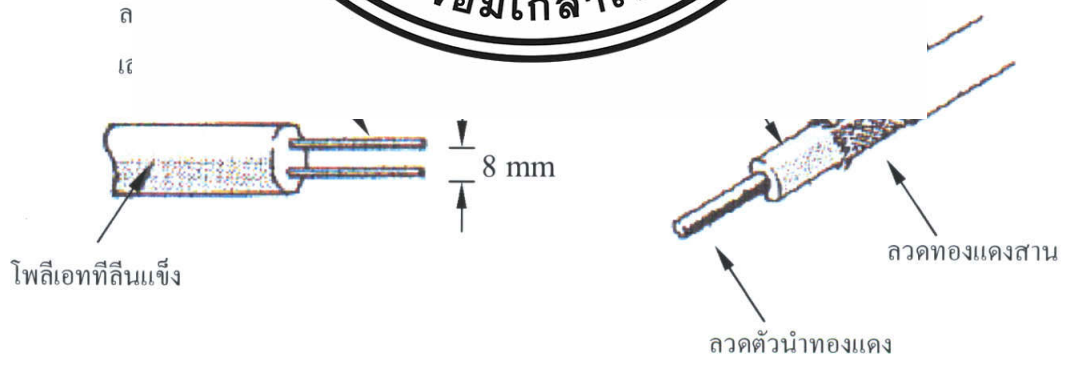
ส่วนของเมตรได้

นาดเศษส่วนของ

โดยมีฉนวนกั้นไว้

แอกเชียล ดังแสดง

ธนานนท์โนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



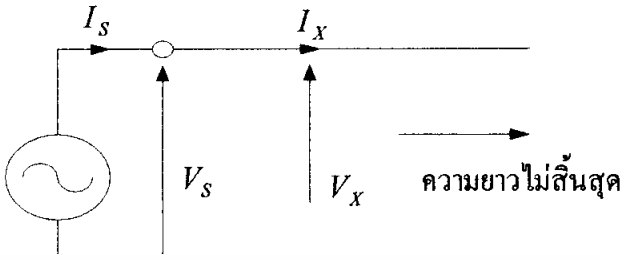
(ก)สายนำสัญญาณแบบเส้นคู่ (ข)สายนำสัญญาณแบบโคแอกเชียล

รูปที่ 2.11 แสดงโครงสร้างของสายนำสัญญาณ

คุณสมบัติต่าง ๆ ของสายนำสัญญาณ เมื่อมีการป้อนสัญญาณเข้ามา จะพิจารณาจากสัมประสิทธิ์ทั้ง 4 ค่า ดังนี้

2.6.1.1 ลักษณะสมบัติทางอิมพีแดนซ์ของสาย(Impedant Coefficient)

แทนด้วยสัญลักษณ์ Z_0 เป็นค่าอิมพุทอิมพีแดนซ์ของสายที่มีความยาวไม่สิ้นสุด พิจารณาจากรูปที่ 2.12



งสาย

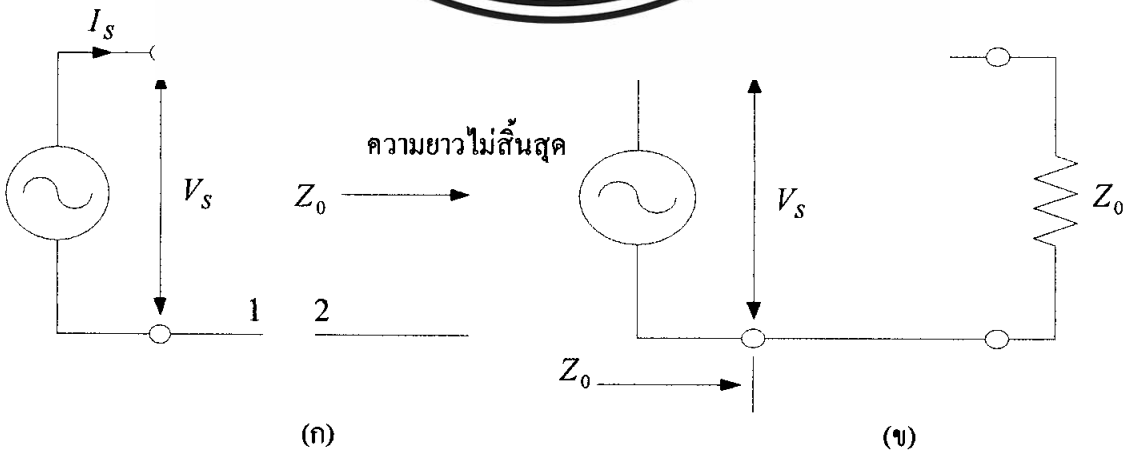
จาก V_S) กับกระแส

ที่ไหลบนสาย

(2.116)

หรือ มติทำการตัดสาย

ให้มีความยาว



รูปที่ 2.13 แสดงค่า Z_0 ในวงจรทางไฟฟ้าของสาย

ส่วนที่เหลือของสายยังมีความยาวไม่สิ้นสุดอยู่ ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดจุด 2-2 มีขนาดเท่ากับค่าลักษณะสมบัติทางอิมพีแดนซ์ของสาย ทำให้คิดได้ว่าก่อนตัดสายที่จุด 1-1 ก็มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ Z_0 ก็จะไม่ทำให้คุณสมบัติของสายเปลี่ยนไป เรียกสายที่ถูกต่อด้วยโหลดขนาด Z_0 ว่ามีการต่อปลายสายที่ถูกต้อง

ทำให้วงจรสมมูลของสายที่ไม่คิดค่าการลดทอน จากรูปที่ 2.13(ก)และ (ข)ทำให้สามารถย่อให้เล็กลงโดยการต่อโหลดขนาด Z_0

ค่าลักษณะสมบัติทางอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณที่ใช้งานในความถี่วิทยุคิดค่าได้จาก

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad \text{โอห์ม} \tag{2.117}$$

โดย

2.6.1

เมื่อ อนหรือลดลงไป

เรื่อย ๆ เนื่องจ ยได้ 3 แบบ คือ

การสูญเสียเน เลื่น

สำห ทำให้สามารถละ

ทิ้ง ไม่คิดค่าก ว้วย I_S และ V_S

ตามลำดับ

ดังนั้

(2.118)

เมื่อค่า e แทนล็อกการิธึมฐานธรรมชาติ(2.7183)

และค่า α แทนสัมประสิทธิ์การลดทอนของสาย มีหน่วยเป็นเนเปอร์ต่อเมตร(neper/m)

ดังนั้นในส่วนเมตรถัดไปของความยาวสาย พบว่าสัมประสิทธิ์การลดทอนเท่าเดิม ทำให้คิดค่า I_2 ได้ว่า

$$I_2 = I_1 e^{-\alpha} = I_S e^{-\alpha} e^{-\alpha} = I_S e^{-\alpha} \tag{2.119}$$

ทำนองเดียวกัน กรณีค่า $V_2 = V_S e^{-2\alpha}$

ถ้ากำหนดให้ความยาวของสายเท่ากับ 1 เมตร ค่ากระแสหรือแรงดันไฟฟ้าที่จุดปลายของสายเท่ากับ

$$I = I_S e^{-\alpha 1} \tag{2.120}$$

$$V = V_S e^{-\alpha 1} \tag{2.121}$$

ซึ่งสมการทั้งสองนี้ แสดงถึงค่ากระแสและแรงดันไฟฟ้าลดลงตามระยะของสายที่เพิ่มขึ้นที่ความถี่วิทยุ สามารถคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนของสายได้ดังนี้

$$\alpha = R/2Z_0 + GZ_0/2 \text{ เนเปอร์/เมตร} \tag{2.122}$$

โดย

ค่าสั เปรที่มีผล คือ
การสูญเสียเ ากฉนวน จะเป็น
สัดส่วนโดยต

โดย ฉนวน อยู่หลาย
เท่ามาก ทำให้
ดังนั้ สำหรับลการใช้
งานย่าน VHF ยนำสัญญาณใน
ย่านความถี่นี้

2.6.1

เมื่อ ทำให้เกิดเฟสที่ตามหลัง(Lag) กับเฟสเริ่มต้น ณ จุดส่ง ค่าสัมประสิทธิ์การเปลี่ยนเฟส(β)ของสายนำสัญญาณมีหน่วยเป็นเรเดียน หรือองศาต่อระยะทาง 1 เมตร คำนวณค่าสัมประสิทธิ์การเปลี่ยนเฟสได้จากสูตร

$$\beta = \omega\sqrt{(LC)} \qquad \text{เรเดียน/เมตร} \tag{2.123}$$

ซึ่งค่า β เป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่ โดยถ้าความถี่มากขึ้น มักจะมีความยาวทางไฟฟ้าเข้ามาใช้ และใช้ค่า βl คิดคำนวณช่วย (l = ความยาวจริงของสาย)

2.6.1.4 ความเร็วเฟส(Phase Velocity)

ค่าความเร็วเฟส(V_p)ของสายนำสัญญาณเป็นความเร็วที่กระแสหรือแรงดันที่กระแสหรือแรงดันไฟฟ้าเดินทางไปบนสาย โดยที่คลื่นรูปไซน์เดินทางด้วยความเร็วหนึ่งความยาวคลื่นต่อรอบและจากที่มี f รอบต่อวินาที(ความถี่) ทำให้หาความเร็วได้เป็น λf เมตรต่อวินาที

ดังนั้นเขียนได้ว่า

$$V_p = \lambda f \qquad \text{เมตร/วินาที} \tag{2.124}$$

เมื่อ λ แทนความยาวคลื่น

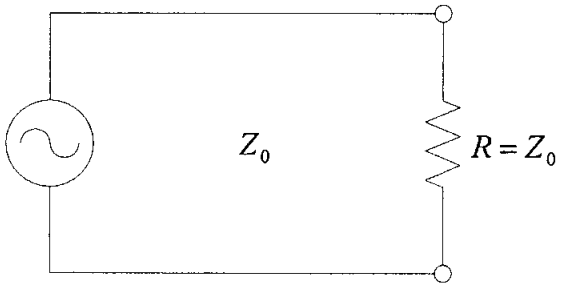
f แทนความถี่ของคลื่นไซน์ และในระยะหนึ่งความยาวคลื่นมีการเปลี่ยนเฟสไป 2π เรเดียน เกิดขึ้

ดังนั้

ที่คว กันในทุกความถี่
ความเร็วเฟส มอโดยทั่วไปมี
ค่าประมาณ (

2.6.2

กรณี วามต้านทานใน
ตัวนำและไม่มี ค่าคาปาซิแตนซ์
ค่า L จะลดล ่างระหว่างตัวนำ
ทั้งสองเพิ่มขึ้น ต่ำ หรือสายที่มี
ตัวนำขนาดเล็ องเส้นวางขนาน
กัน มีค่าระห ห้ม ถ้าต่อโหลด
ขนาดเท่ากับ Z_0 เข้ากับสายนำสัญญาณที่มีค่าลักษณะคุณสมบัติทางสาย เท่ากับ Z_0 ซึ่งต่อกับแหล่งกำเนิดพลังงาน



รูปที่ 2.14 แสดงโหลดที่ต่อกับสายนำสัญญาณที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ Z_0

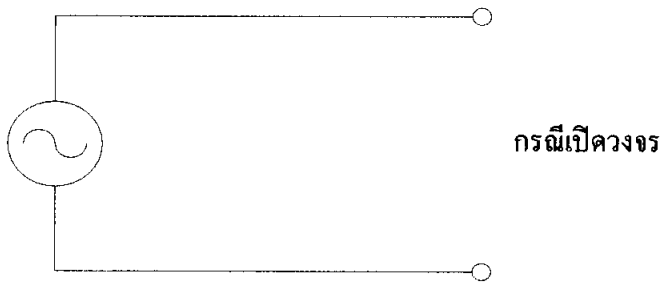
อธิบายจากรูป แยกเป็นกรณี ดังนี้

2.6.2.1 กรณีที่แมทช์กับสาย

การต่อความต้านทานขนาดเท่ากับอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสาย เรียกการต่อลักษณะนี้ว่าแมทช์ (match) ในสายนำสัญญาณที่แมทช์ ค่าพลังงานที่ส่งจากแหล่งกำเนิดไปยังโหลดจะถูกดูดกลืนหายไปที่โหลดหมด ไม่มีการสะท้อนของพลังงานกลับไป ทำให้ไม่เกิดการสูญเสียพลังงานบนสาย เรียกได้ว่าการถ่ายทอดพลังงานอย่างสมบูรณ์ ถ้ากำหนดให้แรงดันไฟฟ้าของแหล่งกำเนิดเท่ากับ E จะหาค่ากระแสและพลังงานบนสายเท่ากับ E^2 / Z_0 และ I^2 / Z_0 ตามลำดับ

2.6.2.2 กรณีที่ไม่แมทช์กับสาย

ถ้าต่อความต้านทานที่ขนาดไม่เท่ากับ Z_0 เรียกลักษณะเช่นนี้ว่า ไม่แมทช์(mismatch)



(ค) เปิดวงจร(open-circuited line)

รูปที่ 2.15 แสดงกรณีไม่แมทช์กับสายนำสัญญาณ

พลังงานที่มาถึงโหลด R จะไม่ถูกดูดกลืนจนหมด ทำให้พลังงานบางส่วนสะท้อนกลับไปยังแหล่งกำเนิด เหมือนกับการปาลูกบอลไปกระทบกำแพง ซึ่งถ้าเกิดสภาวะ ไม่แมทช์ ระหว่างสายนำสัญญาณกับโหลดมากขึ้น ค่าพลังงานที่สะท้อนกลับจะมากตามไปด้วย

โดยทั่วไป ถ้าแหล่งกำเนิดเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ ค่าแรงดันไฟฟ้า ณ จุดใด ๆ บนสายนำสัญญาณเป็นผลรวมทางพีชคณิตระหว่างแรงดันไฟฟ้าส่วนที่เดินทางไปหาโหลดกับส่วนที่สะท้อนกลับจากโหลด แยกอธิบายแต่ละกรณีดังนี้

2.6.2.2.1 กรณีลัดวงจร กำหนดไว้ว่า แรงดันไฟฟ้าที่โหลดต้องเท่ากับศูนย์ นั่นคือแรงดันไฟฟ้าสะท้อนกลับขนาดเท่ากัน แต่มีเฟสตรงข้ามจะทำให้ผลรวมเท่ากับศูนย์ได้

พิจารณาเวกเตอร์ในรูปที่ 2.16

(ค) ผลรวมของ(ก)และ(ข) ที่ให้กระแสสูงขึ้นและแรงดันไฟฟ้าเท่ากับศูนย์

รูปที่ 2.16 แสดงเวกเตอร์ของแรงดันไฟฟ้าและกระแสของสายที่ลัดวงจร

จากรูปเป็นการแสดงทั้งขนาดและทิศทาง สำหรับกระแสในกรณีลัดวงจร จะไม่หายไปในโหลด ในทางกลับกันกระแสส่วนใหญ่ที่สะท้อนกลับจะไปเสริมค่ากระแสที่เดินทางมาโหลด โดยมีขนาดและเฟสเหมือนกัน

2.6.2.2.2 กรณีเปิดวงจร กำหนดไว้กระแสที่โหลดต้องเท่ากับศูนย์ แสดงว่ากระแสที่สะท้อนกลับต้องมีเฟสต่างกับกระแสที่เดินทางมาโหลดอยู่ 180° และมีขนาดเท่ากัน ในทำนองเดียวกับกรณีลัดวงจร ค่าแรงดันไฟฟ้าส่วนที่สะท้อนกลับต้องมีเฟสเหมือนกับส่วนที่เดินทางมาโหลด ทำให้เกิดการเสริมของแรงดันไฟฟ้าให้มากขึ้น

พิจารณาเวกเตอร์ในรูปที่ 2.17

(ค) ผลรวมของ(ก)และ(ข) ที่ให้แรงดันไฟฟ้าสูงขึ้นและกระแสเท่ากับศูนย์

รูปที่ 2.17 แสดงเวกเตอร์ของแรงดันไฟฟ้าและกระแสของสายที่เปิดวงจร

สำหรับกรณีที่มีโหลดต่ออยู่ และขนาดไม่เท่ากับ Z_0 พบว่าจะมีพลังงานบางส่วนสะท้อนกลับจากโหลด และมีขนาดน้อยกว่าด้วย

สามารถแยกพิจารณาได้ 2 กรณี

กรณี R น้อยกว่า Z_0 แรงดันไฟฟ้าส่วนที่สะท้อนกลับมีเฟสต่างกับที่เดินทางมาโหลดอยู่ 180° แต่มีขนาดไม่เท่ากันเนื่องจากแรงดันไฟฟ้าทั้งหมดไม่ได้หายไปที่โหลด

กรณี R มากกว่า Z_0 กระแสไฟฟ้าส่วนที่สะท้อนกลับมีเฟสต่างกับที่เดินทางมาโหลด 180° แต่มีขนาดไม่เท่ากัน เนื่องจากกระแสทั้งหมดไม่ได้หายไปที่โหลด

(ข) กรณี R มากกว่า Z_0

รูปที่ 2.18 แสดงเวกเตอร์ของแรงดันไฟฟ้าและกระแสในกรณีที่มีโหลดต่ออยู่

2.6.3 สัมประสิทธิ์การสะท้อน(Reflection Coefficient).

อัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าที่สะท้อนกลับจากโหลดกับส่วนที่เดินทางมาโหลด สามารถแทนค่านี้ว่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน เขียนเป็นสูตรดังนี้

$$\rho = \frac{E_r}{E_f} \tag{2.125}$$

โดยที่ ρ แทนสัมประสิทธิ์การสะท้อน

E_r แทนแรงดันไฟฟ้าสะท้อนกลับที่โหลด

E_f แทนแรงดันไฟฟ้าเดินทางมาโหลด

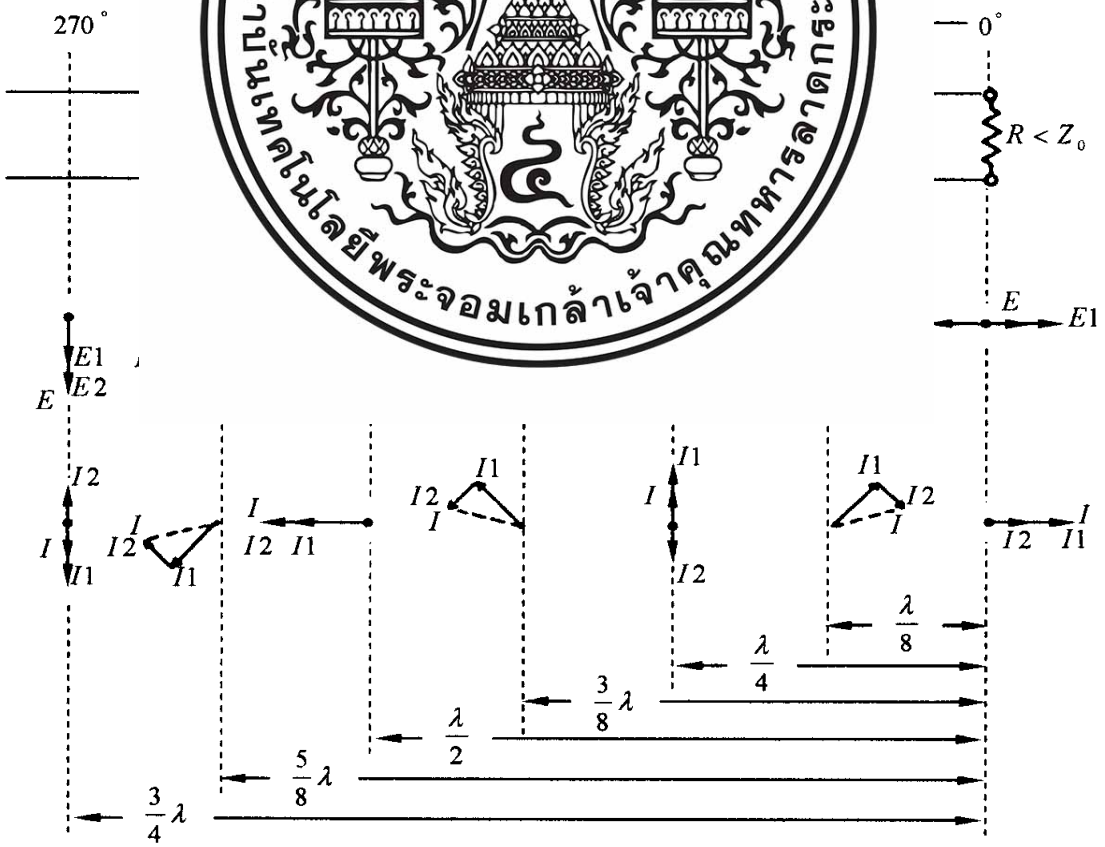
ค่า ρ จะเกี่ยวข้องกับตัวแปร 2 ค่าเสมอ คือ ค่า Z_0 และค่าโหลดที่ต่ออยู่ นอกจากค่า ρ จะต้องมีค่าน้อยกว่าหนึ่งและมากกว่าศูนย์เสมอ ถ้าโหลดที่ต่อเป็นค่าความต้านทานอย่างเดียว ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนหาได้จาก

$$\rho = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \tag{2.126}$$

R เป็นความต้านทานที่นำมาต่อกับสายนำสัญญาณ ค่า ρ มีเครื่องหมายบวกต่อเมื่อค่า R มากกว่า Z_0 [illegible] ρ แสดงถึงการเปลี่ยนเฟสข[illegible]

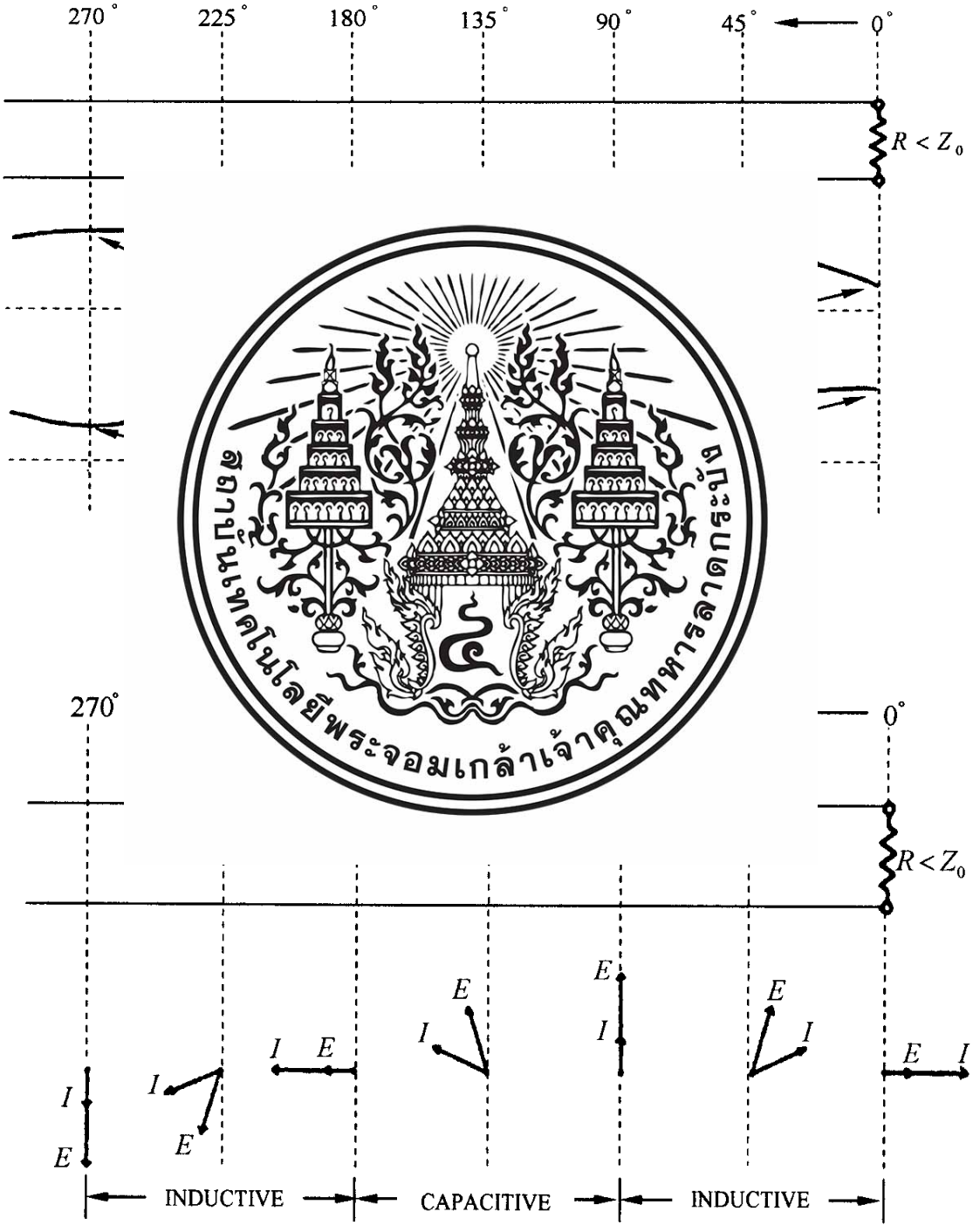
2.6.[illegible]

การ[illegible] ยนำสัญญาณ ซึ่งอธิบายจากภา[illegible] ูปเวกเตอร์ในรูปที่ 2.18(ก)

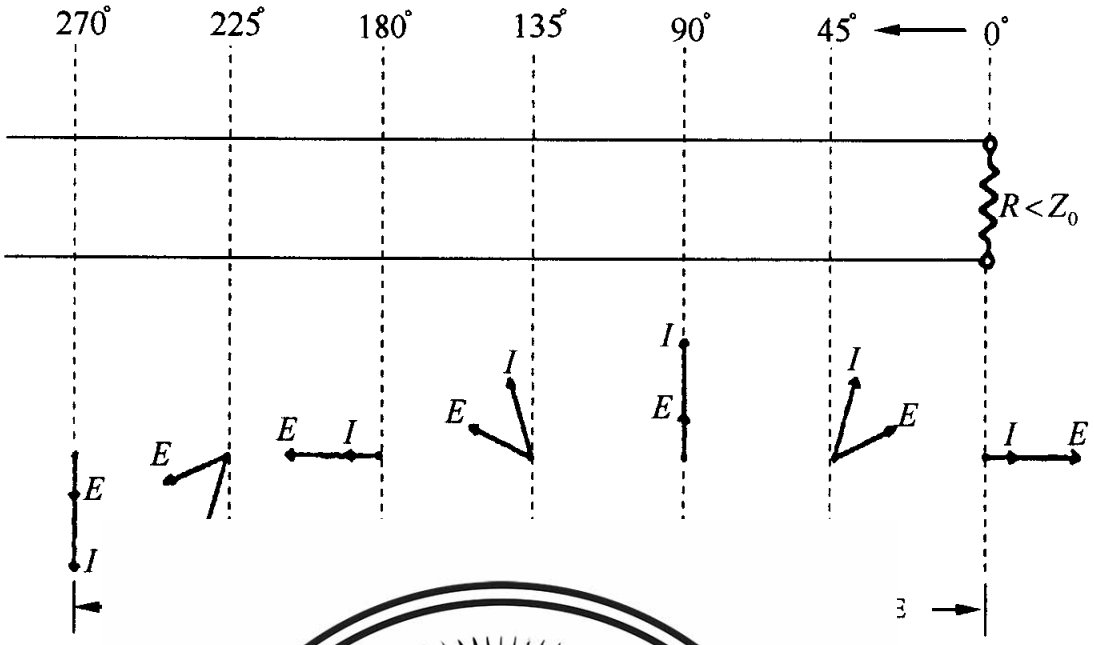


รูปที่ 2.19 แสดงเวกเตอร์ของส่วนประกอบต่าง ๆ บนสายนำสัญญาณในกรณีที่ค่า R น้อยกว่า Z_0

จากรูปพิจารณาจากโหลดไปหาแหล่งกำเนิดพลังงาน เวกเตอร์ของส่วนมาหาโหลด, $E1$ และ $I1$ จะนำหน้าเวกเตอร์ที่จุดต่อโหลดตามระยะทางของสายที่วัดในหน่วยองศา เวกเตอร์ของส่วนสะท้อนจากโหลด, $E2$ และ $I2$ จะตามหลังเวกเตอร์เดียวกันนี้ ณ จุดต่อโหลด สำหรับผลลัพธ์ของ E และ I แสดงเป็นเส้นประในแต่ละตำแหน่ง เห็นได้ว่าถึงแม้ว่าส่วนที่เดินทางมาที่โหลดกับส่วนที่สะท้อนจากโหลดจะสามารถรักษาขนาดของ E และ I ได้ก็ตาม แต่ถ้าคิดผลลัพธ์ทั้งหมดและค่า E และ I ในแต่ละตำแหน่งบนสายต่างกัน



(ข) กรณี R น้อยกว่า Z_0



ณ

สำห กจุดบนสาย แต่
กรณีเกิดไม่แ ณคล้ายคลื่นนิ่ง
เรียกว่า คลื่น ุดที่โหลด และ
ค่ากระแสจะ ุดที่โหลด และ
ค่ากระแสจะม

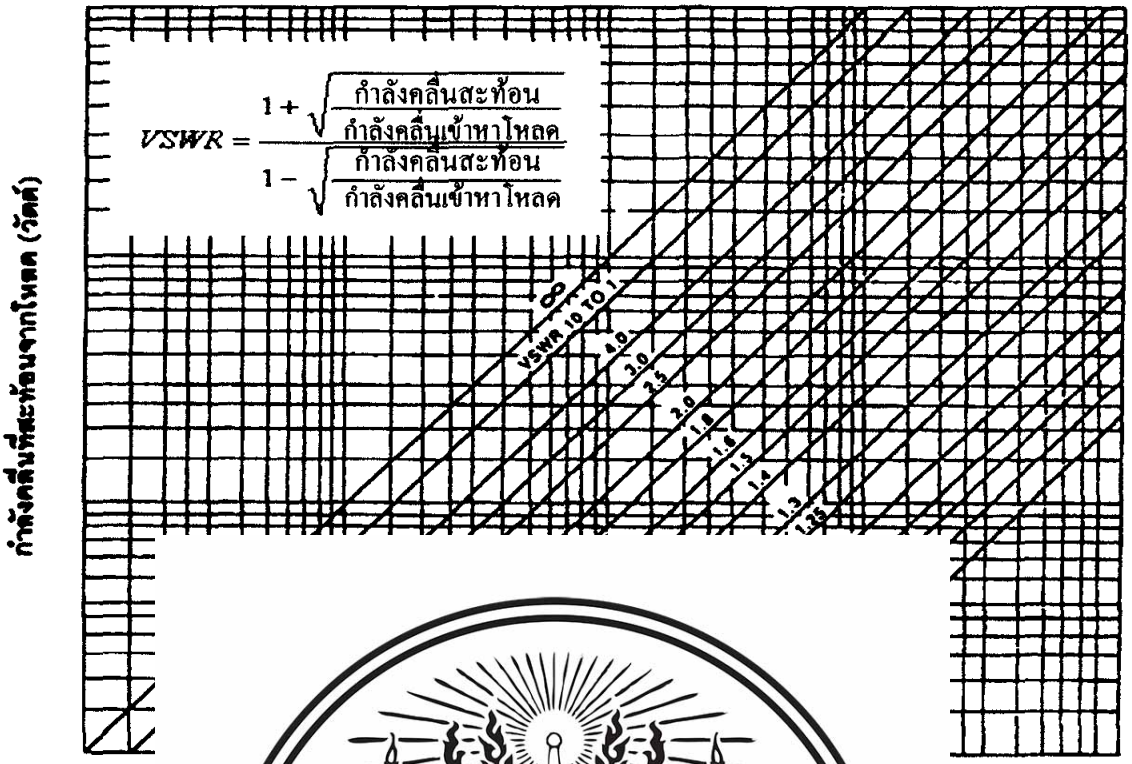
2.6.5

อัตร ญญาณหรือแทน
ด้วยอัตราส่ว max min Standing Wave
Ratio) เขียนแทนว่า VSWR หรือใช้ SWR ก็ได้ เขียนเป็นสูตรดังนี้

$$SWR = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} \tag{2.127}$$

ทำนองเดียวกัน ค่ากระแสมากที่สุดต่อค่าน้อยที่สุด($I_{\max} / I_{\min}$) ก็หาเช่นเดียวกับ VSWR พิจารณารูปที่ 2.21 แสดงโมโนกราฟของการหา VSWR โดยคิดจากกำลังคลื่นที่สะท้อนและส่วนมาหาโหลด

โมโนกราฟ ของ VSWR



นอ[illegible]หรือใช้บอกถึง
ประสิทธิภาพ[illegible]ตราส่วนระหว่าง
ความต้านทา[illegible]บบ คือ

R

สามารถสรุปได้ว่า การไม่แมทช์ของสายนำสัญญาณเกิดมากขึ้น จะมีผลให้ความแตกต่างระหว่างค่า Z_0 และ R มีมากขึ้น หรือค่า SWR มีขนาดมากขึ้น ส่วนสายที่มีการแมทช์กับโหลดอย่างสมบูรณ์จะไม่มีคลื่นนิ่งเกิดบนสาย และมีลักษณะคลื่นเป็นเส้นตรงตลอดความยาวของสาย บางกรณีค่า SWR สามารถหาจากสัมประสิทธิ์การสะท้อน(ρ) ได้จากสูตรดังนี้

$$SWR = \frac{1+|\rho|}{1-|\rho|} \qquad (2.128)$$

2.6.6 ชนิดและคุณสมบัติของสายนำสัญญาณ

สายนำสัญญาณ สามารถแบ่งได้ 2 ชนิด คือ สายแบบบาลานซ์(balance line) และสายแบบอันบาลานซ์(unbalance line) ซึ่งนอกจากทั้ง 2 ชนิดนี้ยังแบ่งย่อยได้อีก 2 ประเภทตามฉนวน คือ สายนำสัญญาณที่ใช้อากาศเป็นฉนวนและสายนำสัญญาณที่มีสารไดอิเล็กตริกแข็งเป็นฉนวน และสำหรับสายแบบเฟล็กซิเบิล(Flexible lines) มีลักษณะพิเศษ คือ สามารถโค้งงอหรือม้วนสายได้โดยง่าย ซึ่งมีสารไดอิเล็กตริกแบบอ่อนอยู่ และข้อดีกว่าแบบใช้อากาศเป็นฉนวน คือ มีน้ำหนักเบากว่า มีระยะระหว่างตัวนำทั้งสองอย่างแน่นอน และง่ายในการติดตั้ง สายแบบตัวนำวางขนานกับสายโคแอกเชียล มีแบบเฟล็กซิเบิลด้วย ข้อเสียที่เห็นชัดของสายแบบเฟล็กซิเบิล คือ ค่าการสูญเสียกำลังต่อหน่วยความยาวมีมากกว่าสายแบบฉนวนเป็นอากาศ โดยกำลังคลื่นสูญเสียไปในรูปความร้อน และถ้าร้อนจนเกินมากเกิน อาจทำให้สายเสียหายทั้งทางกายภาพและทางไฟฟ้าได้

สำห ช่น สายแบบเฮลิ

คอล(helical li ม เป็นตัวนำด้าน

นอก รายละเอี

2.6.6

(ข) สายทวินลีดขนาด 75 โอห์ม

รูปที่ 2.22 แสดงโครงสร้างสายตัวนำวางขนานกันแบบเฟล็กซิเบิล

จากรูปที่2.22(ก) สายทวินลีดขนาด 300 โอห์ม จะใช้ลวดตัวนำขนาดเบอร์ 20 และวางขนานโดยมีฉนวนโพลีเอททีลีนหุ้มคั้นห่างกันประมาณ1/2 นิ้ว สายแบบนี้มีข้อเสียอยู่บ้าง คือ ความชื้นในบรรยากาศจะมีผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ประจำสายเปลี่ยนไป ทำให้เกิดไม่แมทช์กับโหลด และสูญเสียพลังงานไปในสาย

สำหรับรูปที่ 2.22(ข) เป็นสายทวินลีดขนาด 75 โอห์ม ที่ใช้ลวดตัวนำเบอร์ 12 และมีระยะห่างระหว่างตัวนำน้อยกว่า มีข้อดี คือ ทนต่อความชื้นในบรรยากาศได้ดีกว่าแบบ 300 โอห์ม

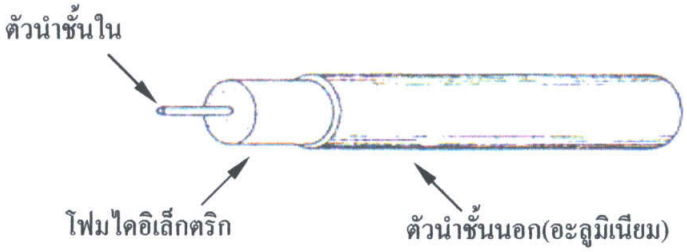
2.6.6.2 สายโคแอกเชียล

รูปแบบต่าง ๆ ของสายโคแอกเชียล ดูได้จากรูปที่ 2.23 ซึ่งจะมีหลักการเหมือนกัน กำลังไฟฟ้าที่ใช้ในสายกับขนาดของสาย เป็นสัดส่วนโดยตรงระหว่างกัน อธิบายคือ ขนาดของไดอิเล็กตริก และตัวนำหนาขึ้น จะสามารถนำไปใช้กับแรงดันไฟฟ้า และกระแสได้ปริมาณมากขึ้น กล่าวคือ การสูญเสียในสายลดลง ถ้าขนาดเส้นผ่านศูนย์ของสายเพิ่มขึ้น รูปร่างของสายโคแอกเชียลโดยทั่วไป แสดงในรูปที่ 2.23(ก) คือ แกนของสายเป็นตัวนำเส้นกลม อาจเป็นเส้นเดียวหรือเส้นเล็กหลายเส้นพันรวมกัน หุ้มด้วยสารไดอิเล็กตริก โดยถ้าใช้งานในย่านความถี่ต่ำจะใช้สาร โพลีเอททีลีน หรือ โพลีนีเอททีลีนโฟม แต่ถ้าใช้งานในความถี่สูง มักใช้สารเทฟล่อนแทน บางกรณีจะใช้ก๊าซเป็นสารไดอิเล็กตริกแทน สายโคแอกเชียลบางแบบมีการป้องกันคลื่นรบกวนจากภายนอกเข้ามาในสายอย่างเป็นพิเศษ คือ สายแบบมีชีลด์ 2 ชั้น แสดงในรูปที่ 2.23(ข) บางครั้งฉนวนที่หุ้มเป็นวัตถุแข็ง เช่น ใช้อะลูมิเนียมเป็นตัวนำชั้นนอก

ตัว)

ลวดทองแดงสาน No.2 ลวดทองแดงสาน No.1

(ข)สายโคแอกเชียลแบบชีลด์ 2 ชั้น



(ค)สายโคแอกเชียลแบบฮาร์ดไลน์

โฟมไดอิเล็กตริก ฉนวนชั้นนอก(ไวนิล)

การ ญญาณที่มีความ
เหมาะสมกับ ลจะมีมาตรฐาน
กำหนดอย่าง

2.6. ขึ้นต้นด้วยเบอร์
RG/U(RG ย่อ งมาตรฐานของ
สายนำสัญญา

มาตรฐาน MIL-C-17 เช่น เบอร์ RG-8 A/U

RG หมายถึง Radio Guide(สายนำสัญญาณวิทยุ)

8 หมายถึง เบอร์ของสายโคแอกเชียล

A หมายถึง มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มเติมอย่างใดอย่างหนึ่ง เช่น วัสดุทำจากเปลือกหุ้มเปลี่ยนไป จำนวนลวดตรงกลางต่างกัน อิมพีแดนซ์ต่างกันเล็กน้อย อัตราการสูญเสียต่างกันเล็กน้อย

U หมายถึง Utility หรือ Universal คือใช้งานทั่วไป

2.6.6.2.2 มาตรฐาน JIS C3501 เป็นของประเทศญี่ปุ่น ซึ่งอธิบายความหมายของมาตรฐานของสายนำสัญญาณชนิดนี้ ได้ดังนี้

มาตรฐาน JIS C3501 เช่น เบอร์ 3C-2V

3 หมายถึง ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางภายนอก โดยประมาณของไดอิเล็กตริก

C หมายถึง ค่าอิมพีแดนซ์

โดย C = 75 โอห์ม(เปลือกหุ้มจะมีสีดำหรือขาว)

D = 50 โอห์ม(เปลือกหุ้ม PVC เป็นสีเทาหรือขาว ถ้าเป็น PE จะมีสีดำ)

2 หมายถึง วัสดุที่ทำไดอิเล็กตริก โดยเลข 2 คือ PE(โพลีเอธีลีน) อักษร F คือ โฟม (Cellular PE)

V หมายถึง ลักษณะของชีลด์และเปลือกหุ้มสาย

รด์)

2.6.

2.6.

สาย ดีมีข้อสังเกตว่า

ถ้าใช้ไฟมได ฟมมีค่าอัตราการ

สูญเสียน้อยก บอร์ RG-58/U มี

ลวดตัวนำเป็น นฝอย 19 เส้น

2.6.

ในง ไโรเตอร์หมุนหา

ทิศทาง จึงควรใช้สายที่มีลวดตัวนำตรงกลางจำนวนหลายเส้นจะได้ไม่ขาดเร็วเกินไป อย่างเช่น เบอร์ RG-58 C/U หรือพิจารณาที่สารไดอิเล็กตริก ไม่ควรใช้แบบโฟมเพราะไดอิเล็กตริกจะนิ่มและมีรูพรุน ถ้ามีการบิดสายไปมาอาจทำให้แนวลวดตัวนำไม่อยู่ตรงกลาง ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของสายเปลี่ยนไปและค่าการสูญเสียในสายเพิ่มขึ้น สำหรับสายโฟมและสายเดี่ยว ควรใช้กับงานที่มีการติดตั้งสายในตำแหน่งแน่นอน

2.6.7.3 การชีลด์สายนำสัญญาณ

การชีลด์สายเพราะว่าต้องการป้องกันไม่ให้คลื่นวิทุยภายนอกมารบกวนคลื่นวิทยุในสายได้และกันไม่ให้คลื่นวิทยุในสายไปรบกวนอุปกรณ์ไฟฟ้าภายนอกเช่นกัน ดังนั้นสายโคแอกเชียลที่มีการชีลด์ดีจะให้คุณภาพดีขึ้น วิธีการชีลด์ที่ใช้ มีการชีลด์แบบใช้ลวดทองแดงสานเป็นตัวนำชั้นนอก โดยพิจารณาว่า

สามารถครอบคลุมพื้นที่ไดอิเล็กตริกได้มากเท่าใด เช่นอาจครอบคลุมได้ 95% หรือในที่มีการรบกวนสูง ต้องใช้ถึง 100% ก็ได้ โดยดูจากความถี่แน่นในการสานลวดทองแดง ใช้ท่ออะลูมิเนียมหรือท่อทองแดง ใช้วิธีทำเป็นชีลด์ 2 ชั้น อย่างเช่น สายเบอร์ RG-214/U ที่ใช้วิธีชิลด์เป็นลวดทองแดงชุบเงินถักทั้ง 2 ชั้น ครอบคลุมพื้นที่ได้ 100%

2.6.7.4 ความสามารถในการรับกำลังไฟฟ้า

ระดับกำลังไฟฟ้าที่ใช้ในสายสำคัญมาก เพราะถ้ามีมากเกินขีดกำหนด อาจทำให้สายเสียหาย แตกหักได้ ความสามารถในการรับกำลังไฟฟ้าขึ้นอยู่กับตัวแปร คือ อัตราทนแรงดันของสารไดอิเล็กตริก ค่าความต้านทานของลวดตัวนำ ขีดจำกัดอุณหภูมิของสารไดอิเล็กตริกและเปลือกหุ้ม ระยะเวลาใช้งาน และอัตราลดทอนที่ความถี่นั้น ๆ

2.6.7.5 อายุการใช้งาน

ขึ้นอ ย คุณสมบัติของ
สารที่ใช้ทำเป ามารถพิจารณา
ตามเนื้อสารที่

2.6.7 อิเล็กตริก ทำให้
คุณสมบัติทาง านของสารPVC
ถือเป็นเรื่องป ะเวลาที่เกิดการ
ซึมผ่านเกิดขึ้น

2.6.7 ยที่ต้องตากแดด
ตากฝนตลอด ่วนสายที่มีชีลด์
เป็นท่อโลหะ แล้ว

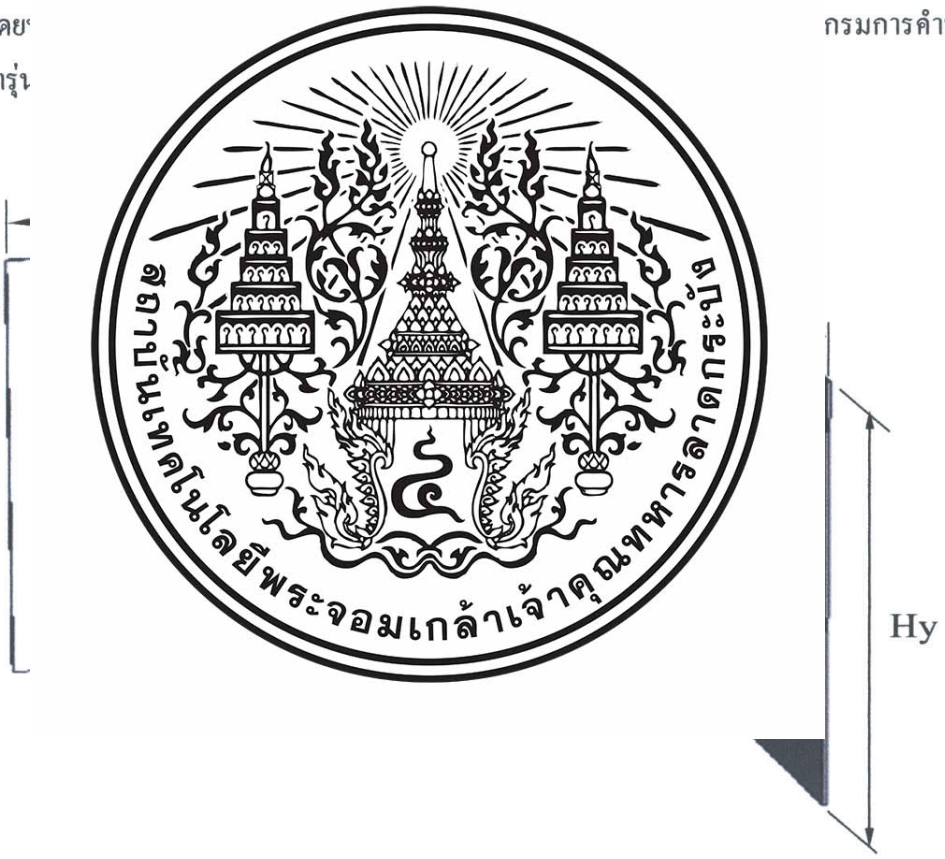
บทที่ 3
การออกแบบ

3.1 การวิเคราะห์รูปแบบของสายอากาศที่จะนำมาออกแบบ

ในการวิเคราะห์รูปแบบของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม สิ่งที่ต้องคำนึง คือ ค่าขนาดความยาวและความสูงของตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม และค่ารัศมีของสายอากาศวงแหวน โดยค่าดังกล่าวจะเป็นตัวกำหนดแบบรูปของคลื่นที่ออกมาจากสายอากาศและค่าสภาพเจาะจงทิศทางของตัวสายอากาศ ซึ่งถือเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญในการพิจารณาเป็นอันดับแรก ซึ่งความยาวโพรบที่ใช้กับตัวสายอากาศจะเป็นตัวกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ของตัวสายอากาศ ค่าอัตราคลื่นนิ่ง ค่าการสูญเสียเนื่องมาจากการย้อนกลับ และค่าความกว้างของความถี่ที่ใช้งานของสายอากาศ ซึ่งในการออกแบบสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมนี้ ได้ทำการจำลองผล) หรือ CST

โดย กรมการคำนวณ

แม่เหล็กฟ้ารุ่น



รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมเพื่อใช้สำหรับโปรแกรม CST

Lx คือ ความยาวของแผ่นสะท้อนคลื่นแบบมุม

Hy คือ ความสูงของแผ่นสะท้อนคลื่นแบบมุม

Rx คือ ความยาวของวงแหวนวงกลม

Pl คือ ความยาวของโพรบ

Sz คือ ระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับแผ่นสะท้อนคลื่นแบบมุม

3.1.1 การพิจารณาค่ารัศมีสายอากาศวงแหวนวงกลม

การพิจารณาให้วงแหวนเป็นส่วนหนึ่งของท่อนำคลื่นรูปทรงกระบอกกลม สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายคลื่นออกจากช่องเปิดของวงแหวนจะสอดคล้องกับสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ประกอบด้วยโหมดคลื่นต่างๆ มากมายที่อยู่ภายในท่อนำคลื่นทรงกระบอก ดังนั้นรัศมีของท่อนำคลื่นจะถูกออกแบบเพื่อทำให้โหมดคลื่นอื่น ๆ ถูกตัดออกไปให้เหลือเพียงโหมดคลื่นหลัก(Dominant Mode : TE_{11}) เพียงโหมดเดียว โดยโหมดคลื่นอื่น ๆ ที่อยู่ติดกับโหมดคลื่นหลักคือ TE_{21} ดังนั้นการเลือกค่ารัศมีจะต้องให้อยู่ใกล้ความถี่ตัด(Cut Off Frequency) ของท่อนำคลื่นมากที่สุดสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\lambda_{cutoff} = \frac{c}{f_{cutoff}}$$

ใช้ค่า TE_{11} จากตาราง ที่ 2.1 แทนลง

และ ที่เราไม่ต้องการ สามารถหาค่ารัศมีของโหมดคลีนได้

$$r_a = \frac{\lambda_{cutoff}\mu'_{mn}}{2\pi}$$

$$= \frac{(12.24\times10^{-2})(3.054)}{2(3.14)}$$

$$= 5.95 \ cm$$

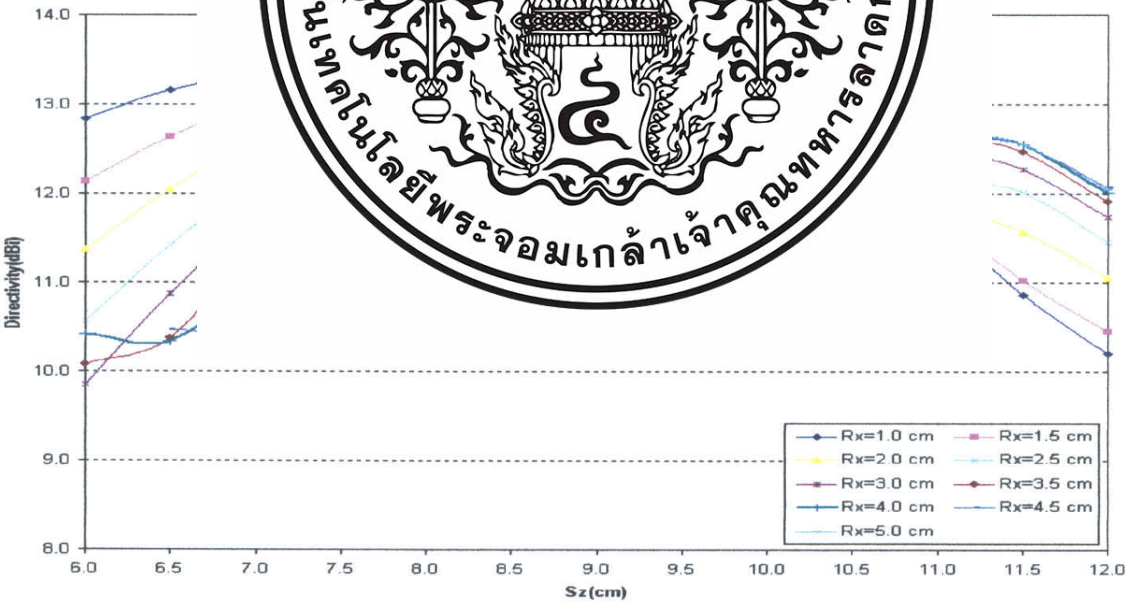
ดังนั้นในการเลือกค่ารัศมีของวงแหวนวงกลมที่เหมาะสมควรอยู่ระหว่าง

$$3.58\ cm < r_a < 5.95\ cm$$

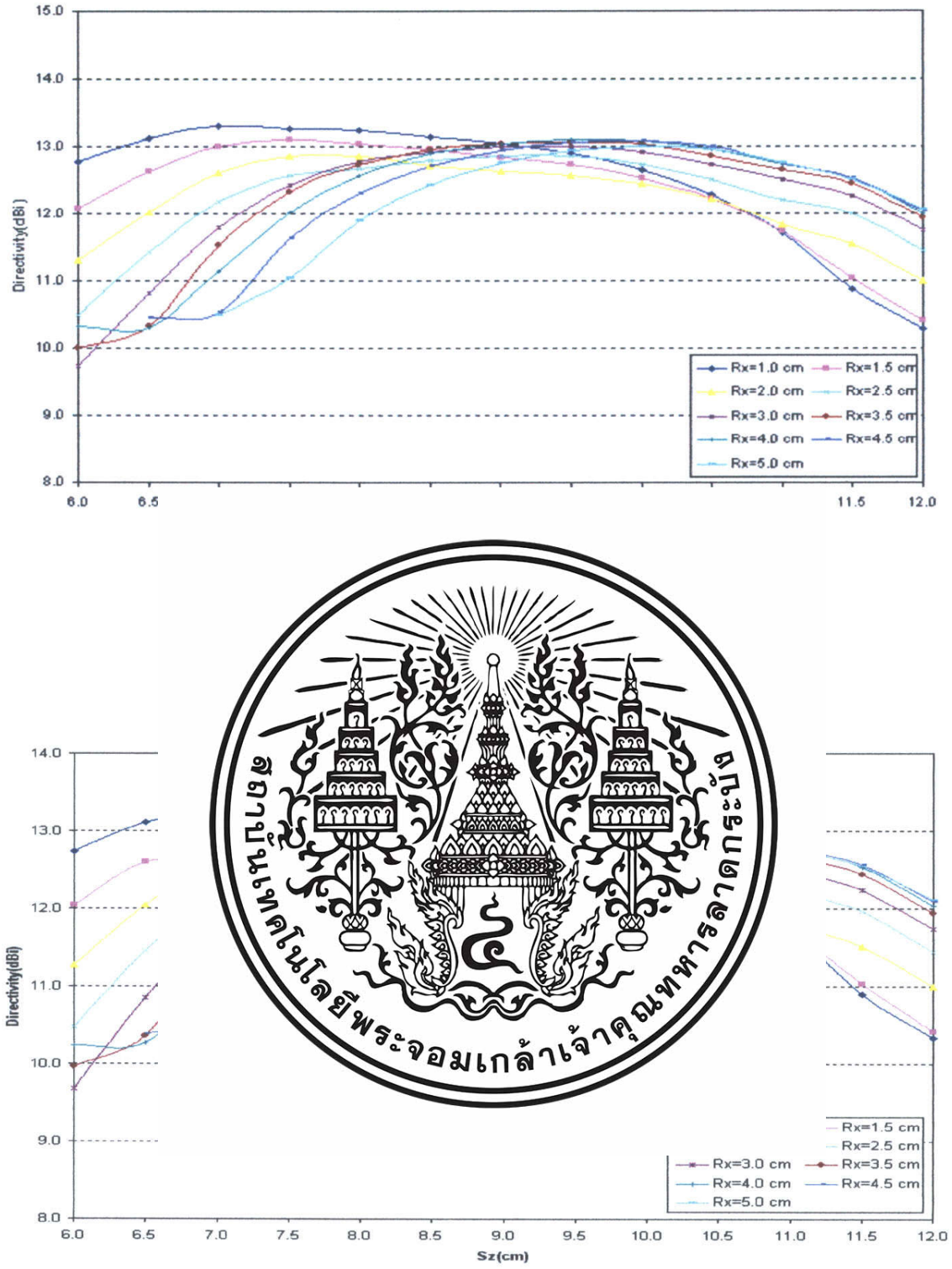
ซึ่งในการวิเคราะห์จะเลือกใช้รัศมีของวงแหวนวงกลมที่รัศมีเท่ากับ 3.71 ซม.ทั้งนี้เนื่องจากเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นและวัสดุที่ใช้สามารถหาซื้อได้ง่าย นอกจากนี้ขนาดความยาวของวงแหวนจะต้องเลือกให้เหมาะสมด้วย เพื่อนำไปพิจารณาหาค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมต่อไป

3.1.2 การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม

เนื่อง าพเจาะจงทิศทาง
สูงสุดเป็นส่ว ค่าความสูญเสีย
เนื่องจากการ แปลี่ยนแปลงค่า
ระยะห่างของ งความยาวโพรบ
(Pl) ที่มีขน เมตร โดยความ
ความถี่ใช้งาน บต่าง ๆ กัน เพื่อ
เป็นการเปรีย กแบบต่อไป



(ก) ค่าสภาพเจาะจงทิศทางโดยใช้ความยาวโพรบเท่ากับ 2.70 เซนติเมตร
สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz

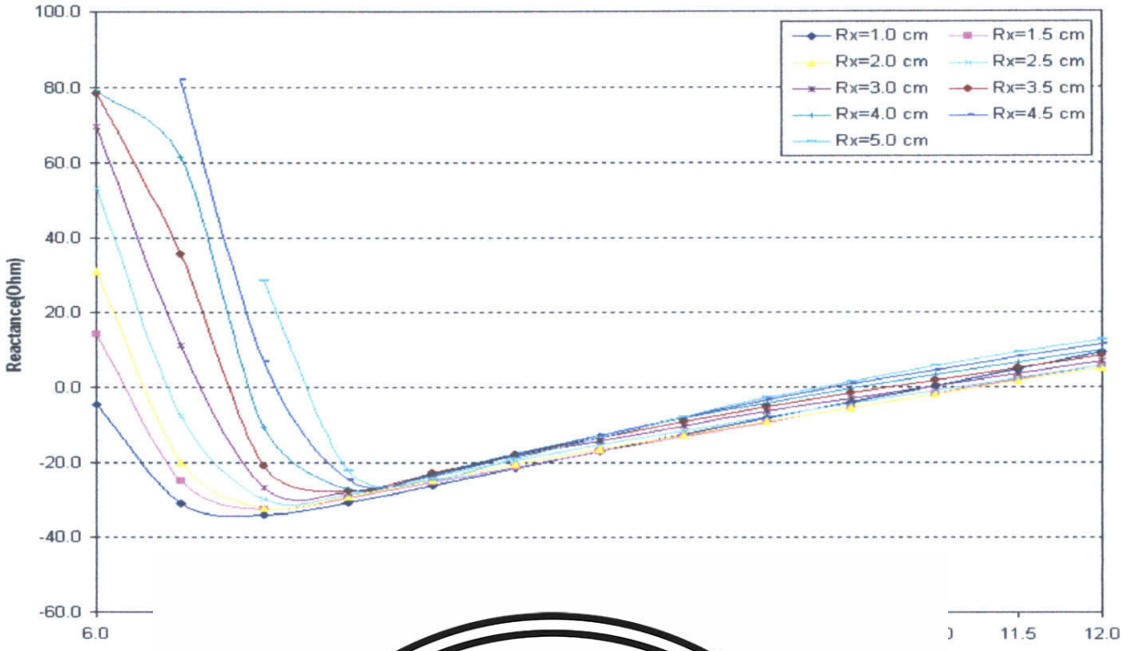


(ค) ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง ของความยาวโพรบเท่ากับ 3.10 เซนติเมตร
สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz

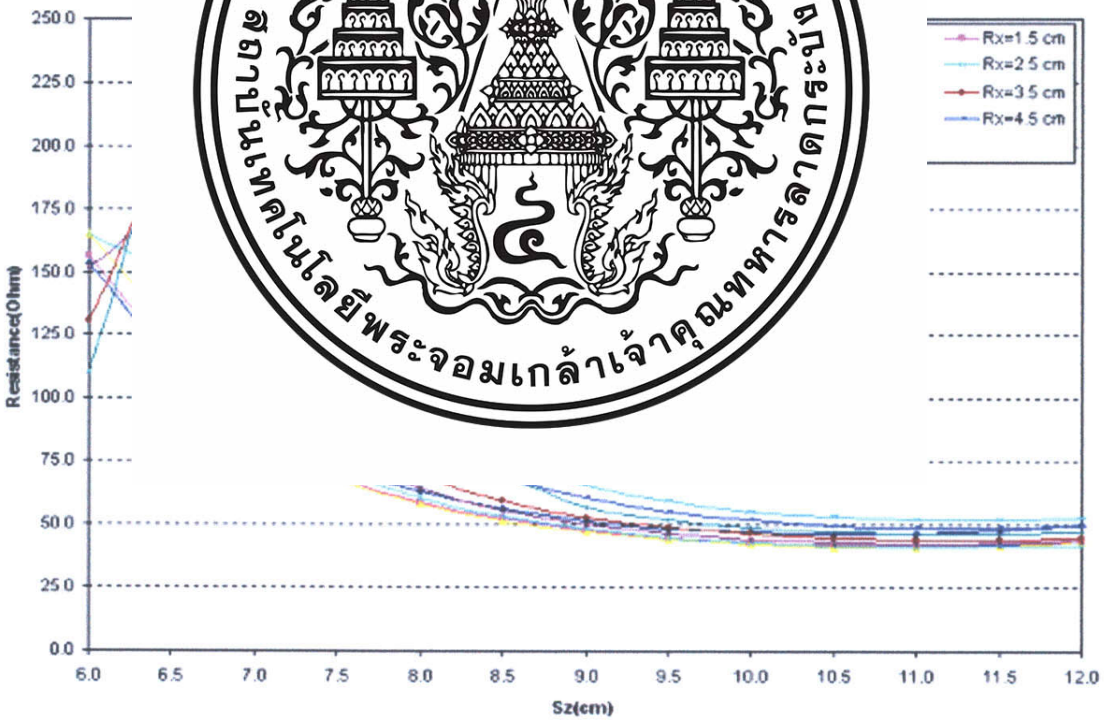
รูปที่ 3.2 แสดงความสัมพันธ์ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง สำหรับความยาวต่าง ๆ ของวงแหวนวงกลมโดยใช้ความยาวโพรบที่ขนาดต่างกัน ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างจากตัวสะท้อนคลื่น

จากรูปที่ 3.2 จะเห็นได้ว่าค่าสภาพเจาะจงทิศทางในแต่ละความยาวโพรบที่ความยาวของวงแหวนวงกลมนั้น จะสังเกตเห็นได้ว่า ค่าความยาวของวงแหวนวงกลมที่มีค่าน้อย จะมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่มาก และค่าความยาวของวงแหวนวงกลมที่มีความยาวเพิ่มมากขึ้นจะมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางเริ่มต้นน้อย ณ บริเวณที่วงแหวนวงกลมใกล้กับแผ่นสะท้อนคลื่น และค่าสภาพเจาะจงทิศทางจะเพิ่มมากขึ้น เมื่อระยะห่างวงแหวนวงกลมกับแผ่นสะท้อนคลื่นมีค่าเพิ่มมากขึ้น และสำหรับค่าความยาวของโพรบต่างๆ จะเห็นได้ว่าค่าสภาพเจาะจงทิศทางจะมีค่าเพิ่มมากขึ้นและจะลงลดเมื่อระยะห่างเพิ่มมากขึ้น ระยะห่างมากเกิน 10.00 เซนติเมตร และสำหรับพารามิเตอร์ ที่ควรนำมาพิจารณาต่อก็คือค่าอินพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศ ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้านี้จะนำไปสู่การออกแบบสายอากาศที่อยู่ในภาวะสมดุลกันกับเครื่องรับส่งสัญญาณ เพื่อให้การถ่ายโอนกำลังงานมีประสิทธิภาพสูงสุด ดังนั้นจึงได้ทำการพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าประกอบด้วยในการออกแบบ แสดงดังรูปที่ 3.3

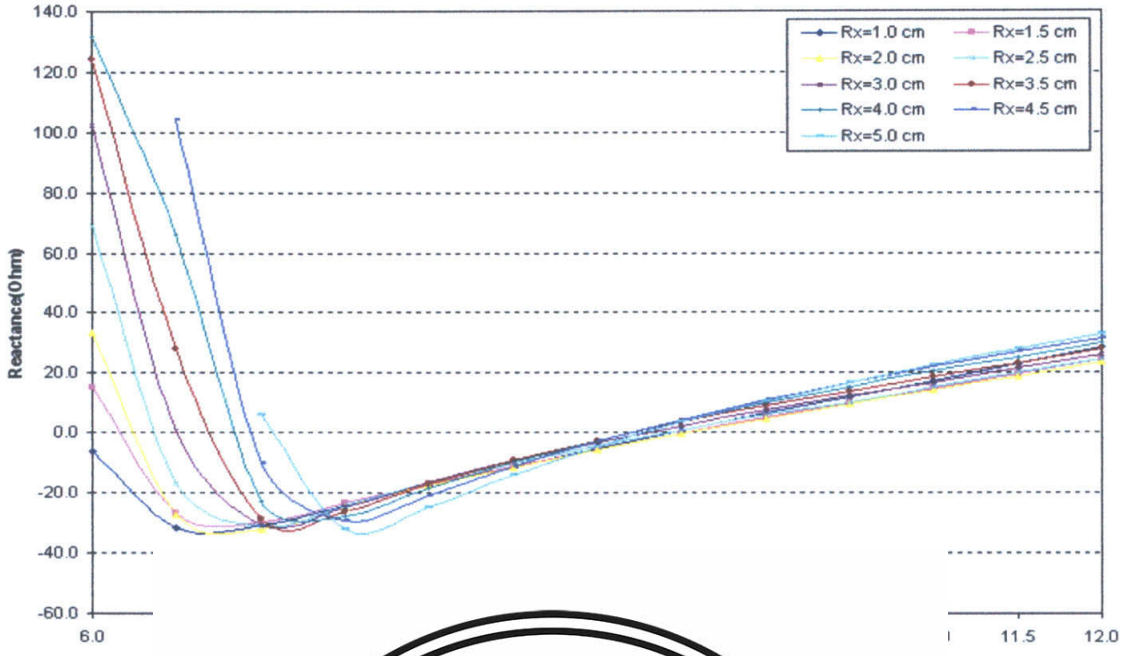
(ก) ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า(ค่าความต้านทาน) โดยใช้ความยาวโพรบเท่ากับ 2.70 เซนติเมตร สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz



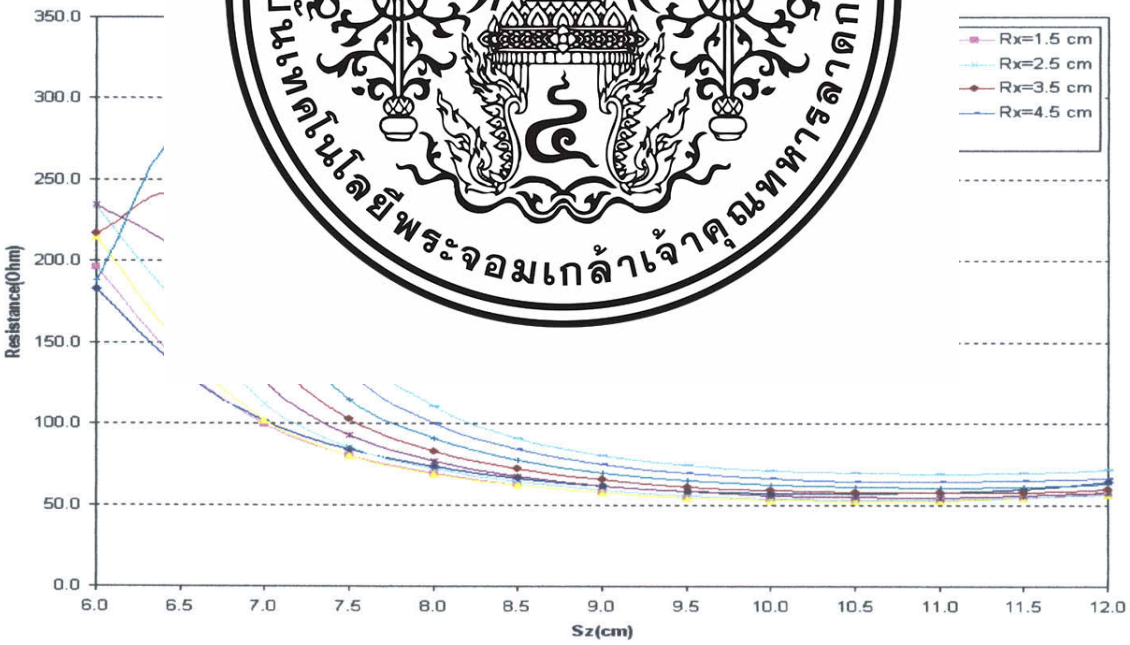
(ข ซนติเมตร



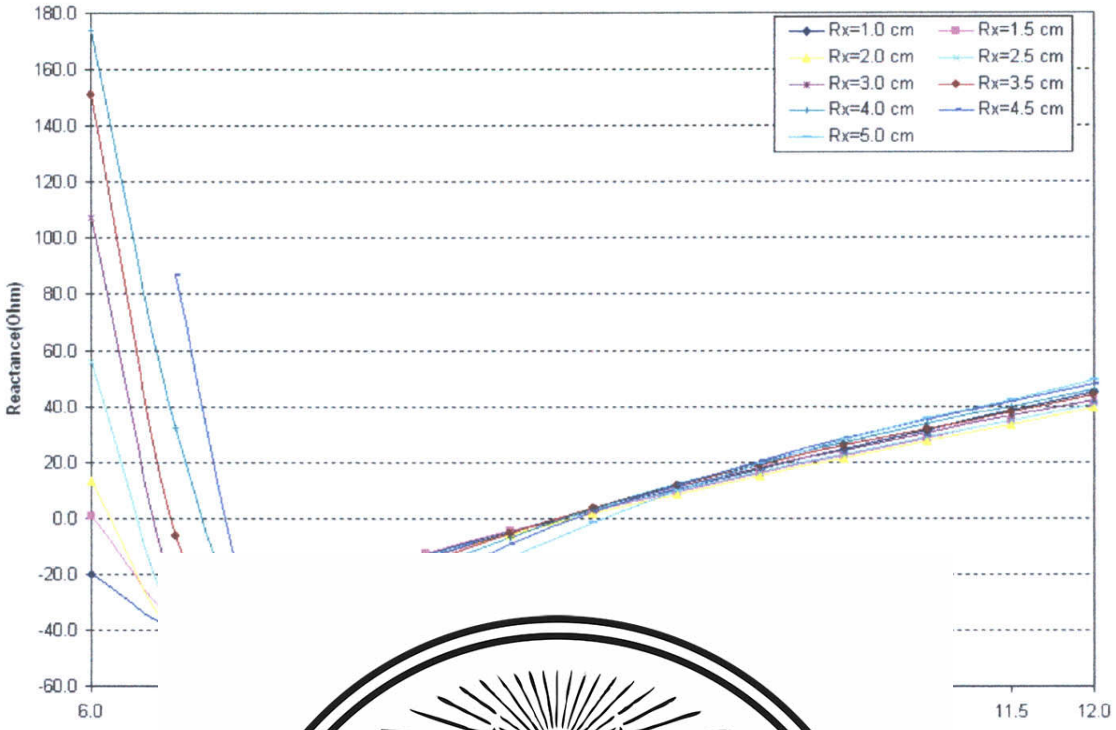
(ค) ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า(ค่าความต้านทาน) โดยใช้ความยาวโพรบเท่ากับ 2.90 เซนติเมตร สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz



(ง) ซนติเมตร



(จ) ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า(ค่าความต้านทาน) โดยใช้ความยาวโพรบเท่ากับ 3.10 เซนติเมตร สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz



(ฉ) เซนติเมตร

รูปที่ 3.3 แส วงกลมโดยใช้

ค เคลื่น

เมื่อ บต่าง ๆ ที่ขนาด

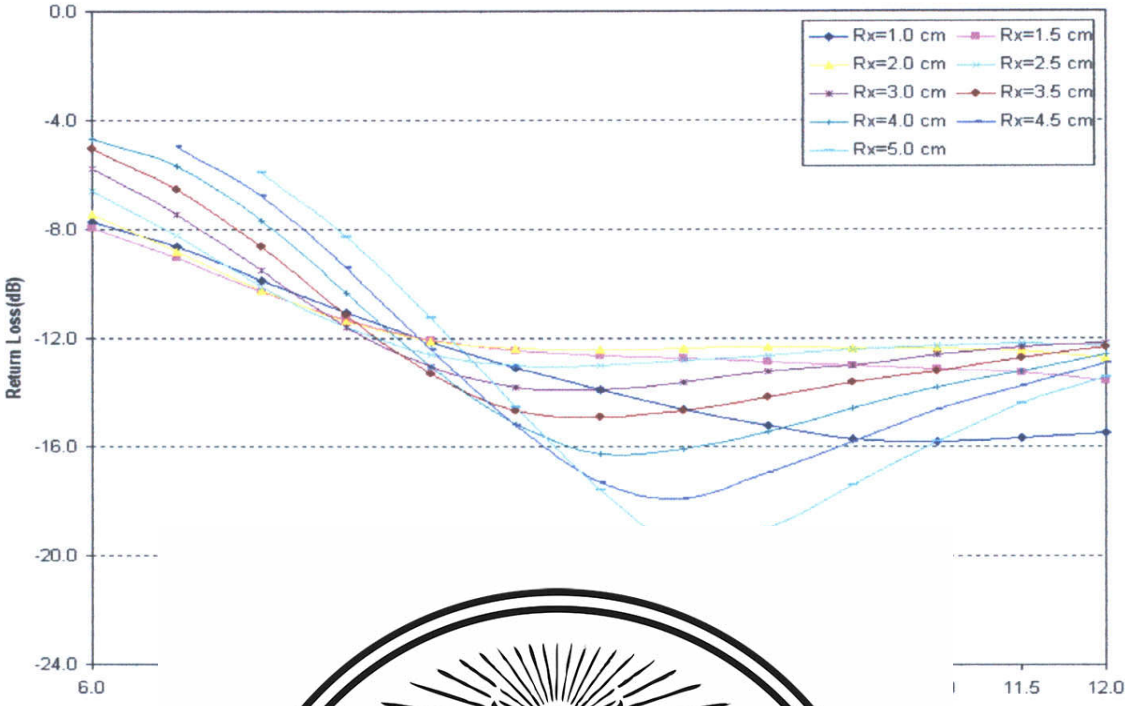
ความยาวของ น่งใกล้กับแผ่น

สะท้อนคลื่นค ลงเมื่อระยะห่าง

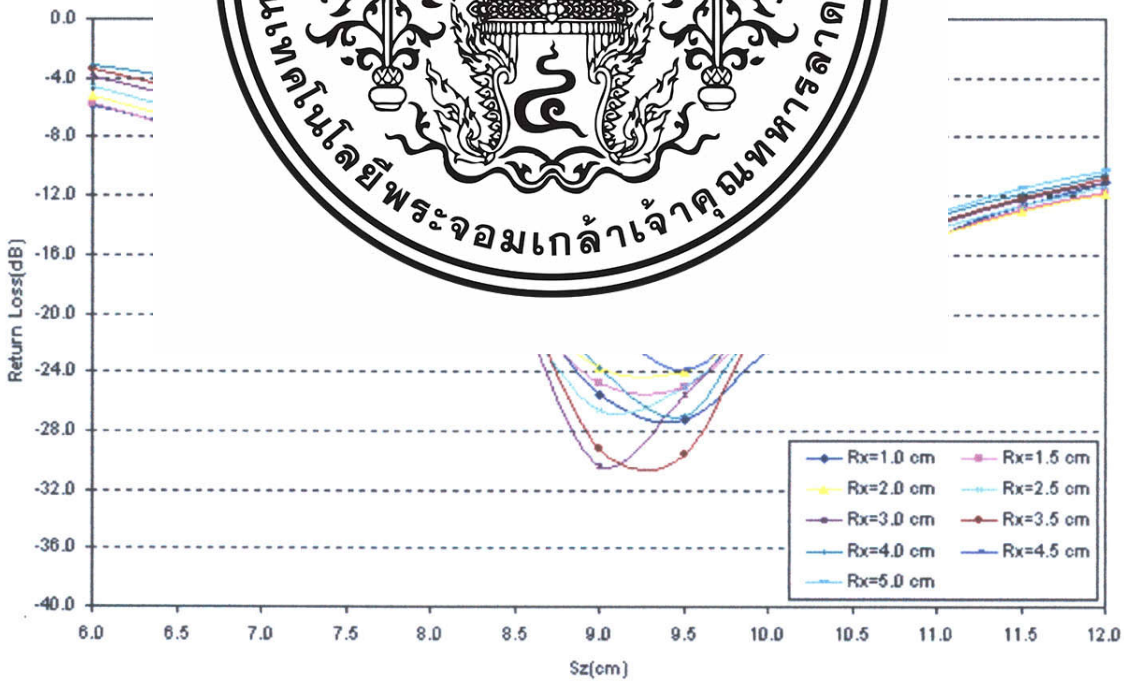
เพิ่มมากขึ้น แ สำหรับความถี่ที่

เกิดเรโซแนน แผ่นสะท้อนคลื่น

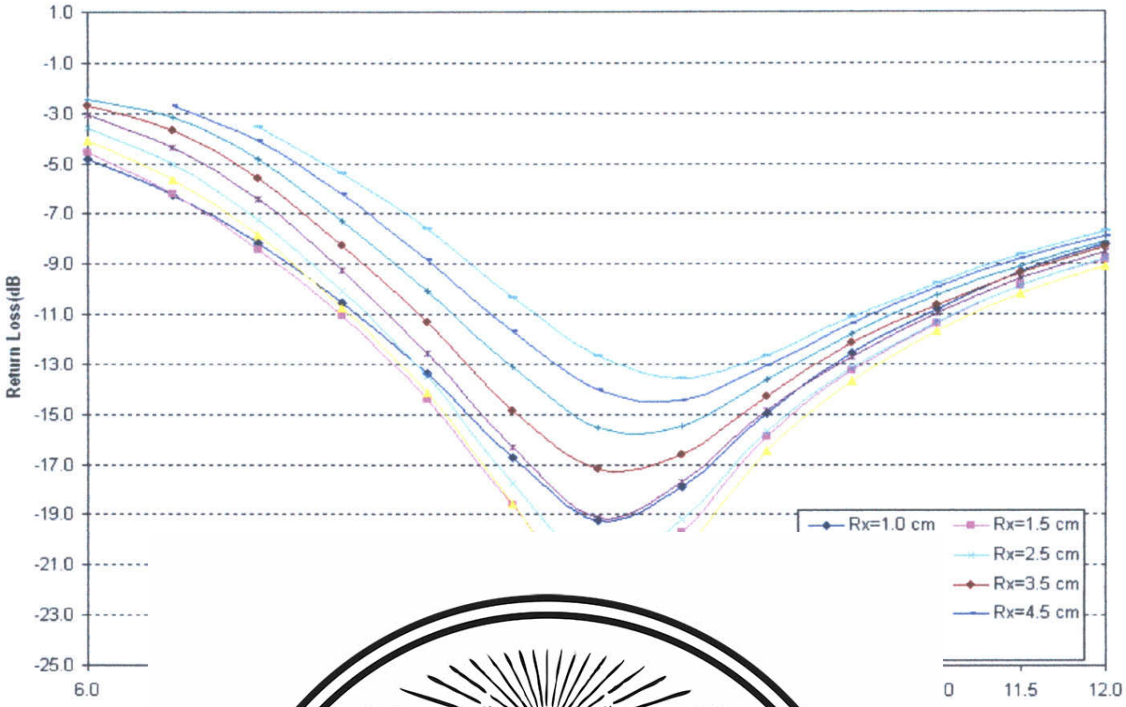
ของความยาวโพรบที่มีความยาวเท่ากับ 2.70, 2.90 และ 3.10 เซนติเมตร โดยจะเกิดขึ้นที่โดยประมาณที่ระยะ 10.50, 9.30 และ 9.00 เซนติเมตร ตามลำดับ เมื่อนำค่าความต้านทานของสายอากาศ มาร่วมพิจารณาด้วย จะทำให้ทราบได้ว่า สำหรับความยาวโพรบที่มีความยาวเท่ากับ 2.70, 2.90 และ 3.10 เซนติเมตร จะมีค่าความต้านทานประมาณ 30, 50 และ 55 โอห์ม ตามลำดับของการเกิดความถี่เรโซแนนซ์ จากนั้นทำการพิจารณาค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ดังจะแสดงดังรูปที่ 3.4



นติเมตร



(ข) ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ของความยาวโพรบเท่ากับ 2.90 เซนติเมตร สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz



(

นติเมตร

รูปที่ 3.4 แส

วต่าง ๆ ของวง

แหวนวงกล

ตัวสะท้อนคลื่น

เมื่อ

มที่มีค่าความยาว

เท่ากับ 2.70 เ

เซนติเมตร โดย

เลือกค่าความ

สูญเสียเนื่องจาก

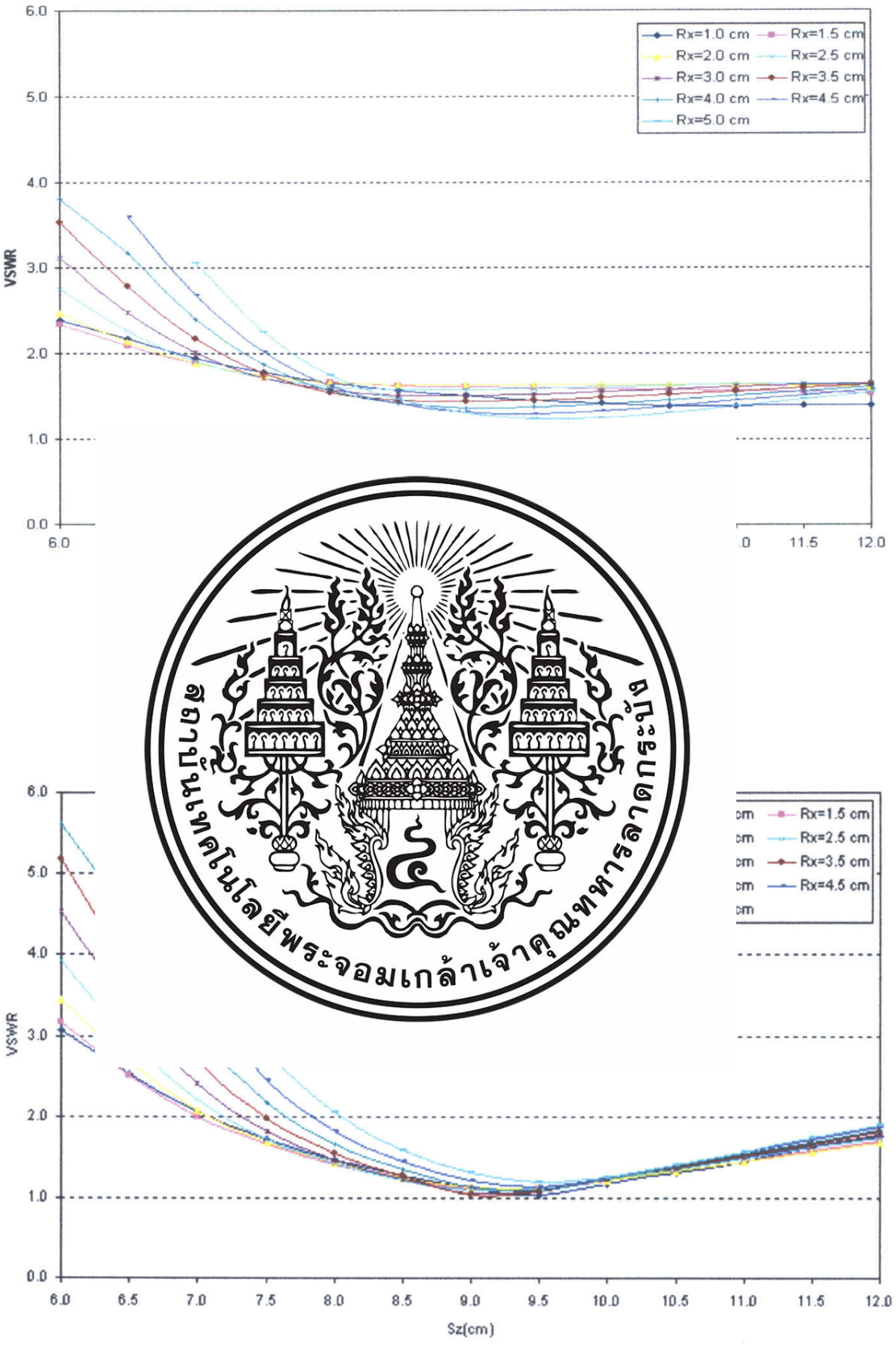
การย้อนกลับ

อนกลับ สำหรับ

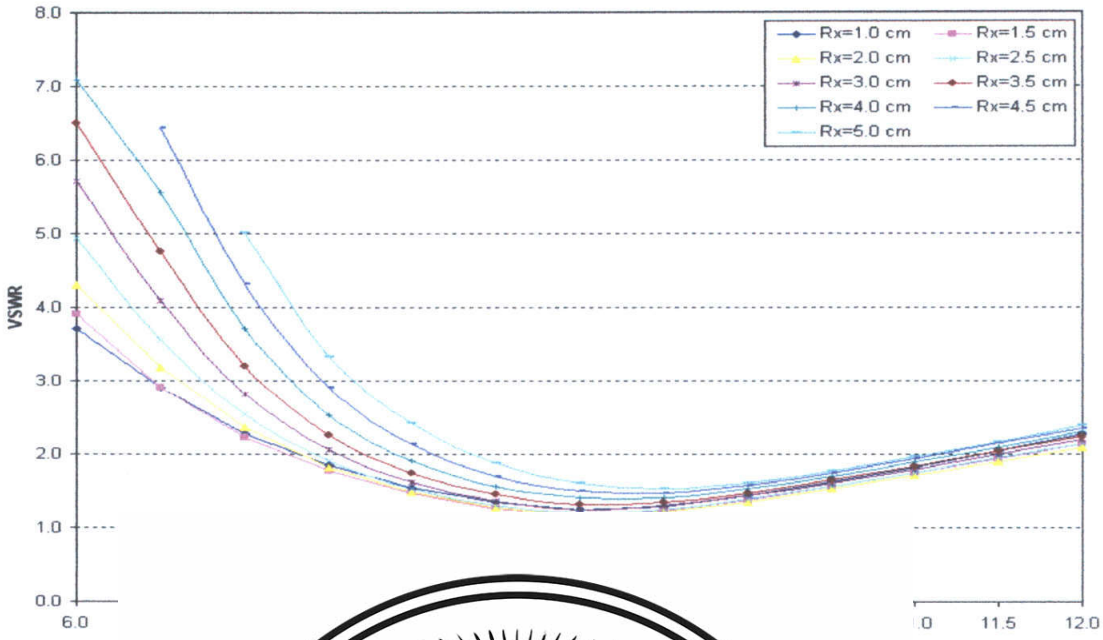
ความยาวของ

วงกลมกับแผ่น

สะท้อนเท่ากับ 9.30 เซนติเมตร โดยเลือกค่าความยาวของวงแหวนวงกลมที่มีความยาวเท่ากับ 3.50 เซนติเมตร จะมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ เท่ากับ -30 dB และพิจารณาค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสำหรับความยาวของโพรบที่มีค่าความยาวเท่ากับ 3.10 เซนติเมตร ของระยะความห่างวงแหวนวงกลมกับแผ่นสะท้อนเท่ากับ 9.00 เซนติเมตร โดยเลือกค่าความยาวของวงแหวนวงกลมที่มีความยาวเท่ากับ 2.00 เซนติเมตร จะมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ เท่ากับ -22.91 dB ซึ่งต่อจากนั้นทำการพิจารณาค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ดังจะแสดงโดยรูปที่ 3.5



(ข) ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ของความยาวโพรบเท่ากับ 2.90 เซนติเมตร
สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz

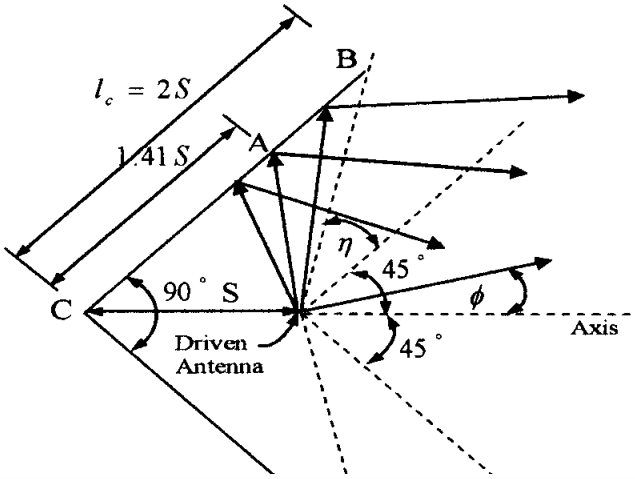


รูปที่ 3.5 แสด นวงกลมโดยใช้
ค เคลื่น

จาก .00 เซนติเมตรที่
ป้อนสัญญาณ วงแหวนวงกลม
กับแผ่นสะท้อ ความยาวของวง
แหวนกลม 3. เซนติเมตร ของ
ระยะระหว่าง ่วนคลื่นนิ่งของ
ความยาวของ ตร ที่ระยะ 9.00
เซนติเมตร ของระยะระหว่างวงแหวนวงกลมกับแผ่นสะท้อนคลื่น จะมีค่า เท่ากับ 1:1.15

ซึ่งจากการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ข้างต้นของสายอากาศ จะทำให้สามารถเลือกค่าที่เหมาะสมที่สุดในการออกแบบสายอากาศสะท้อนคลื่นมุมได้ดังนี้ โดยค่ารัศมีที่ใช้สำหรับวงแหวนวงกลม ค่าความยาวโพรบ ค่าความยาวของวงแหวนวงกลม และค่าระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับแผ่นสะท้อนคลื่น คือ 3.71, 2.90, 3.50, และ 9.30 เซนติเมตร ตามลำดับ

3.1.3 การพิจารณาค่าขนาดของตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม



รูป

ยะห่างระหว่าง

จากรู

นันต์ ซึ่งในการ

สร้างไม่สามา

องตัวสะท้อนที่

มีขนาดจำกัด

ลงไปมากโดยใน

การออกแบบ

ากตัวสายอากาศ

ไปตกกระทบ

เรณาตัวสะท้อน

คลื่นแบบมุมข

หรือจุด A จะมี

ความยาวจาก

นแบบมุม ซึ่งเรา

อาจทำการเพิ่

ะที่เพิ่มประมาณ

$0.6S$ จากจุด

ในทางปฏิบัติ

ส่วน

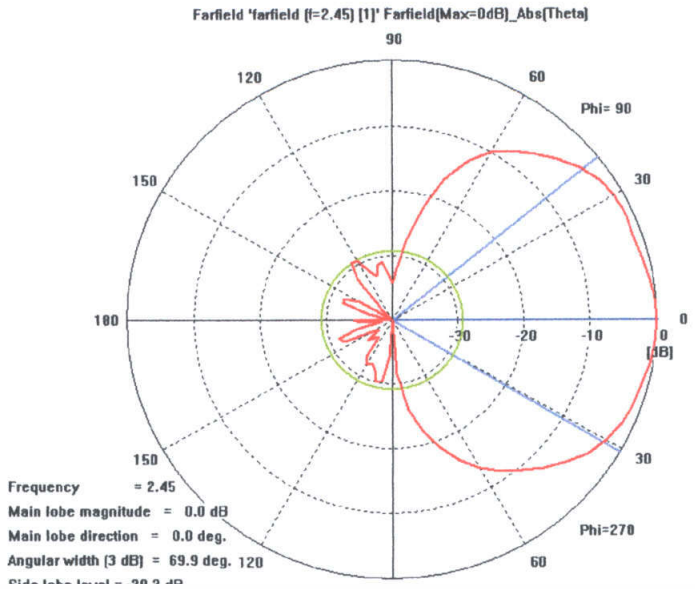
วามสูงทั้งหมด

ของตัวป้อนสัญญาณ

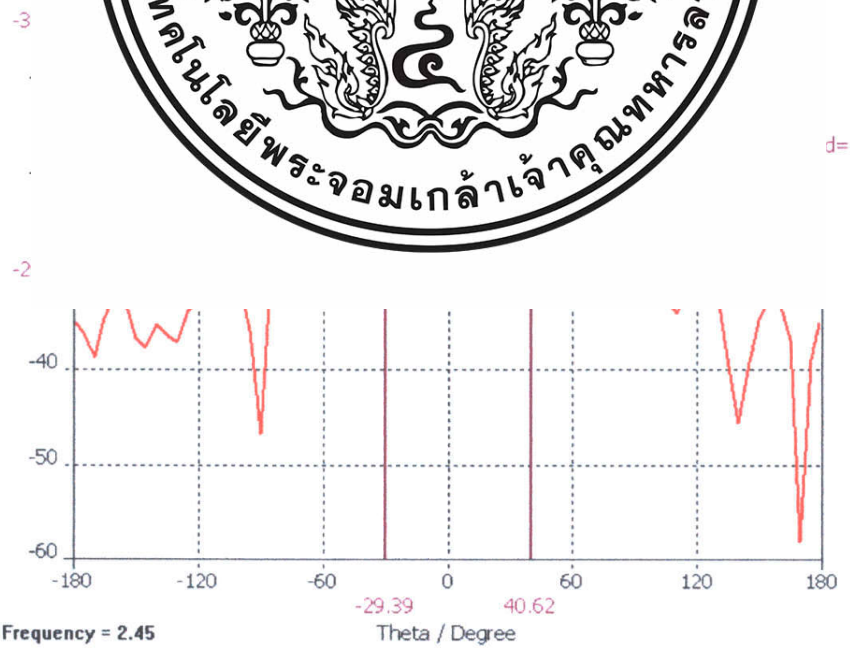
3.2 คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม

3.2.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม

ซึ่งแบบรูปในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมนั้น จะมีค่าที่ควรนำมาพิจารณาร่วมด้วยคือ ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง และค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลัง โดยจะพิจารณาทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.7 เป็นการแสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า



สาม กว้างของลำคลื่น
ที่กำลังงานเป็ ตราส่วนลำคลื่น
หลักต่อลำคลื่



รูปที่ 3.8 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งและ
ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างในระนาบสนามไฟฟ้า

จากรูปที่ 3.8 สามารถหาค่าต่าง ๆ ได้ ดังนี้

ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งแรก โดยค่าที่ได้ คือ 70.02 องศา

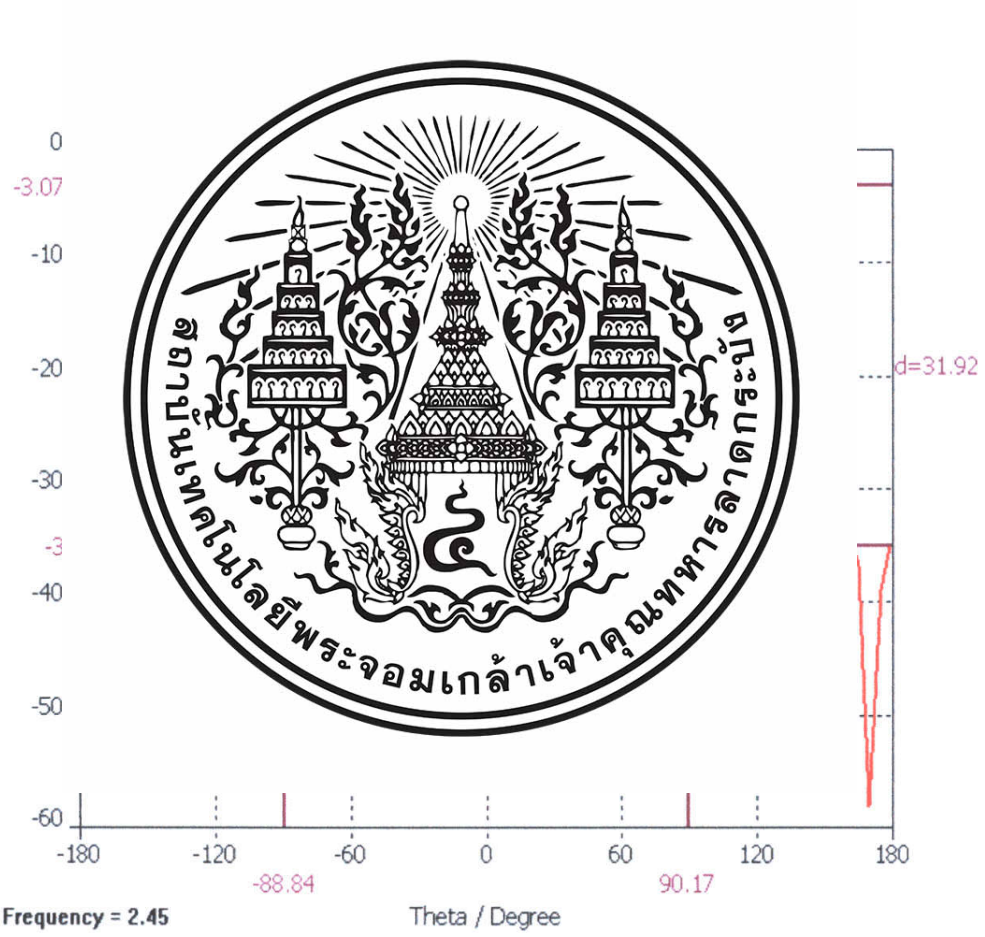
ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง(SLR)

คำนวณได้จากสูตร

SLR = Main lobe level (dB) - Side lobe level(dB)

= 0 dB - (-29.42 dB)

= 29.42 dB



รูปที่ 3.9 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรกและ
ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลังในระนาบสนามไฟฟ้า

จากรูปที่ 3.9 สามารถหาค่าต่าง ๆได้ ดังนี้

ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก โดยค่าที่ได้ คือ 179 องศา

ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลัง(BLR)

คำนวณได้จากสูตร

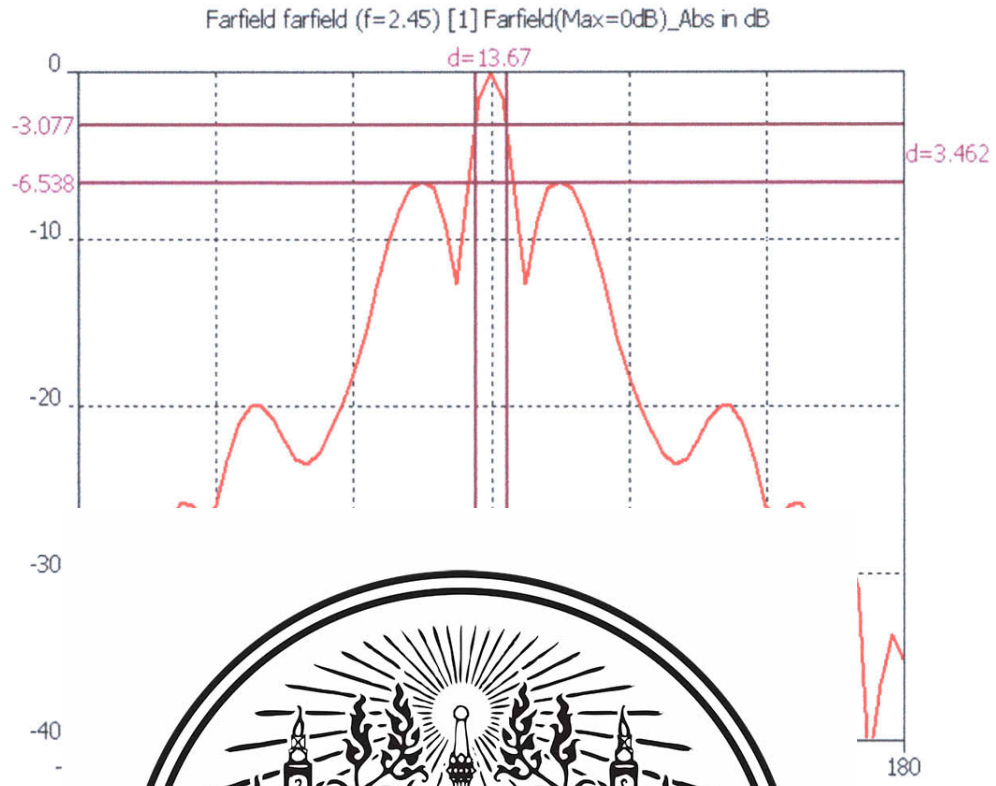
$$BLR = \text{Main lobe level (dB)} - \text{Back lobe level (dB)}$$

$$= 0 \text{ dB} - (-35 \text{ dB})$$

$$= 35 \text{ dB}$$

รูปที่ 3.10 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก

สามารถทำการวิเคราะห์ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง และค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลังของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก ดังนี้



จากรูปที่ 3.11

ค่าค ศา

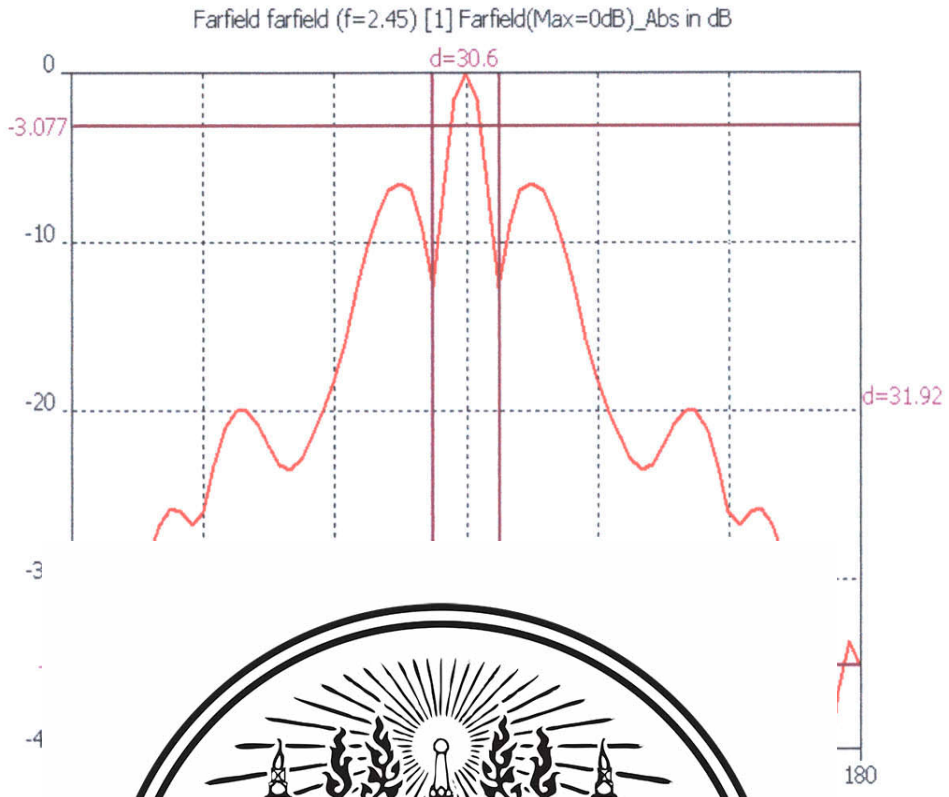
ค่าอัต

คำนวณได้จากสูตร

SLR = Main lobe level (dB) - Side lobe level(dB)

= 0 dB - (-6.538 dB)

= 6.538 dB



จากรูปที่ 3.12

ค่าค

ค่าอัต

เศา

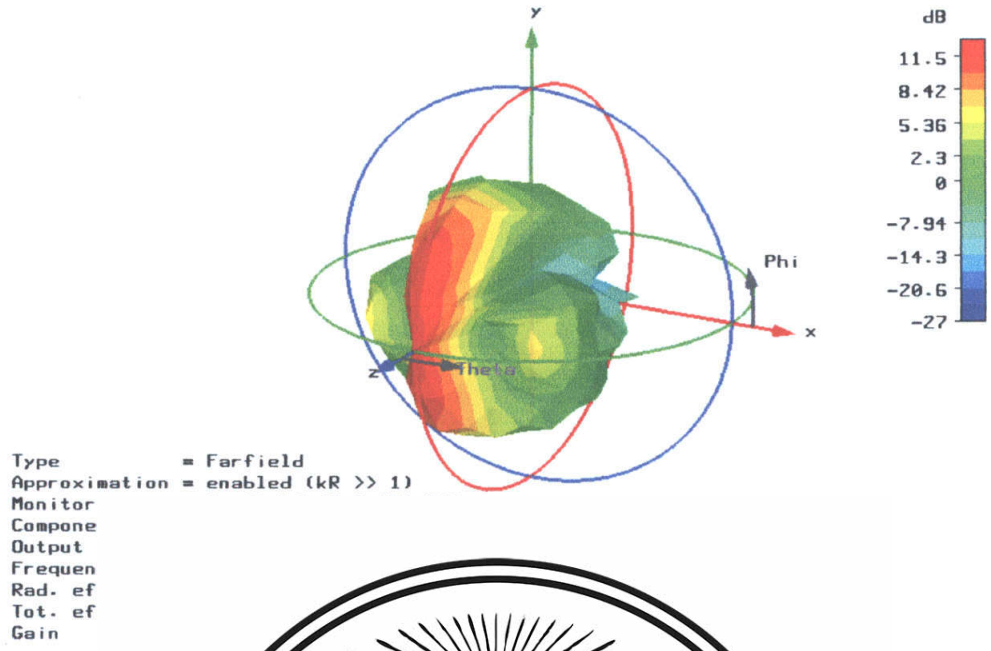
คำนวณได้จากสูตร

BLR = Main lobe level (dB) - Back lobe level (dB)

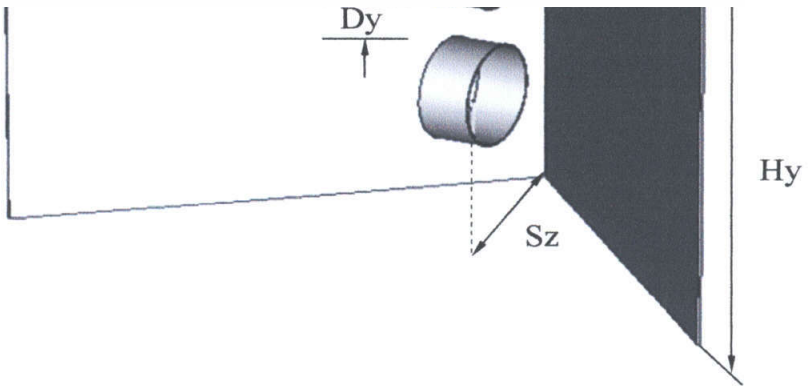
= 0 dB - (- 35 dB)

= 35 dB

สำหรับค่าอัตราขยายของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมชนิดนี้ มีค่าเท่ากับ 13.01dB



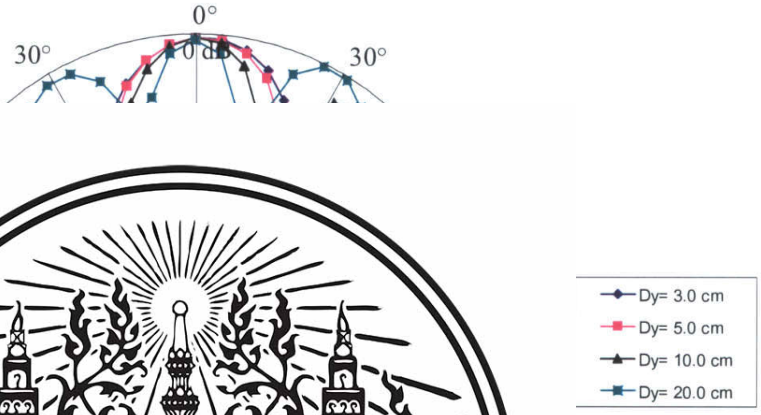
เนื่อ ลื่นที่กำลังลดลง
ครึ่งหนึ่งแรกท ขนามไฟฟ้า โดย
การเพิ่มจำนว



รูปที่ 3.14 แสดงสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมโดยวงแหวนวงกลม 2 วง
เพื่อใช้สำหรับโปรแกรม CST

3.2.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมโดยใช้วงแหวน 2 วง

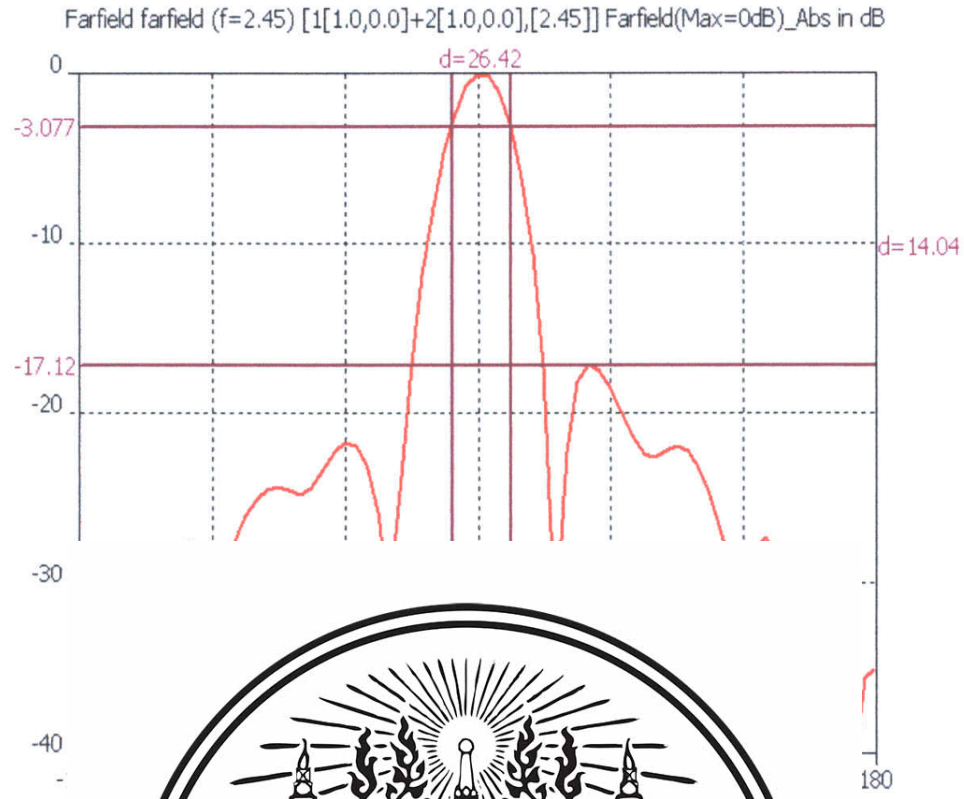
ซึ่งแบบรูปในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมนั้น จะมีค่าที่ควรนำมาพิจารณาร่วมด้วยคือ ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง และค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลัง โดยจะพิจารณาทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.15 เป็นการแสดงการเปรียบเทียบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมทั้ง 2 วง



รู ไฟฟ้า

โดยจะเห็นว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างวงแหวนเพิ่มมากขึ้น แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า จะทำให้ค่าลำคลื่นย่อยด้านข้างและลำคลื่นด้านหลังของสายอากาศมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะห่างของวงแหวนทั้งสองวงที่มีระยะห่างมากขึ้น

ดังนั้นจึงทำการวิเคราะห์ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง และค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลังของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมที่ได้ทำการปรับปรุงแบบรูปการกระจายคลื่น โดยใช้ระยะห่างระหว่างวงแหวนทั้ง 2 วง ซึ่งมีค่าเท่ากับ 3.00 เซนติเมตร ดังนี้



จากรูปที่ 3.16

ค่าค ศา

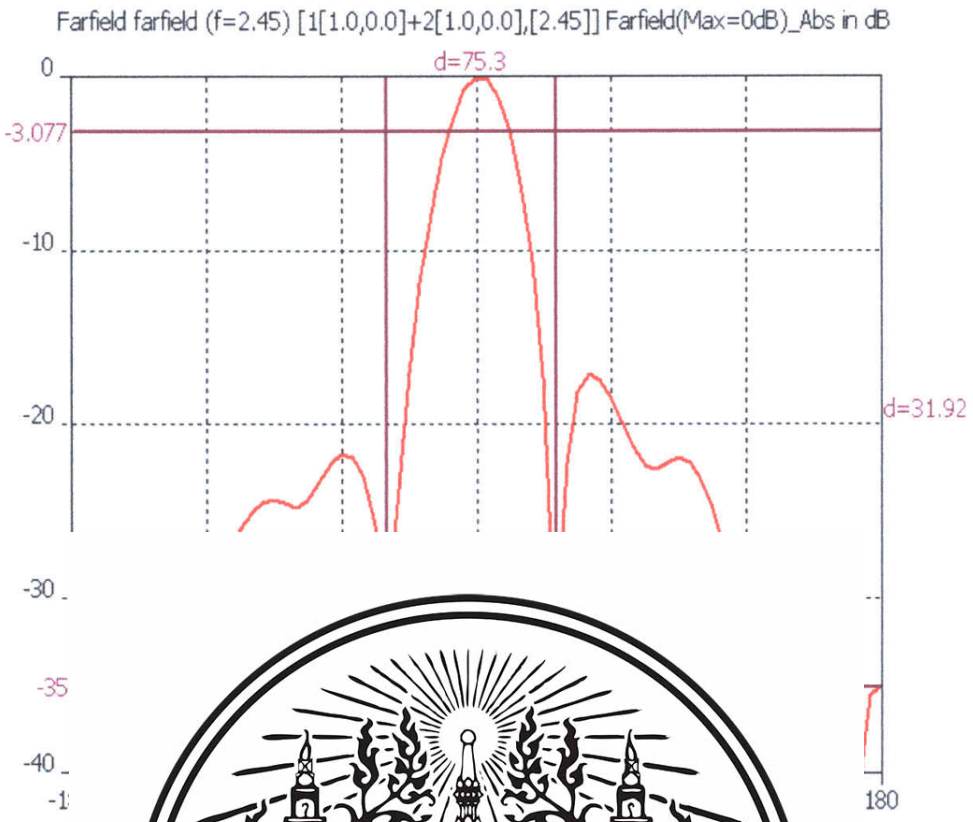
ค่าอัต

คำน

SLR = Main lobe level (dB) - Side lobe level(dB)

= 0 dB - (-17.12 dB)

= 17.12 dB



จากรูปที่ 3.17

ค่าค ศา

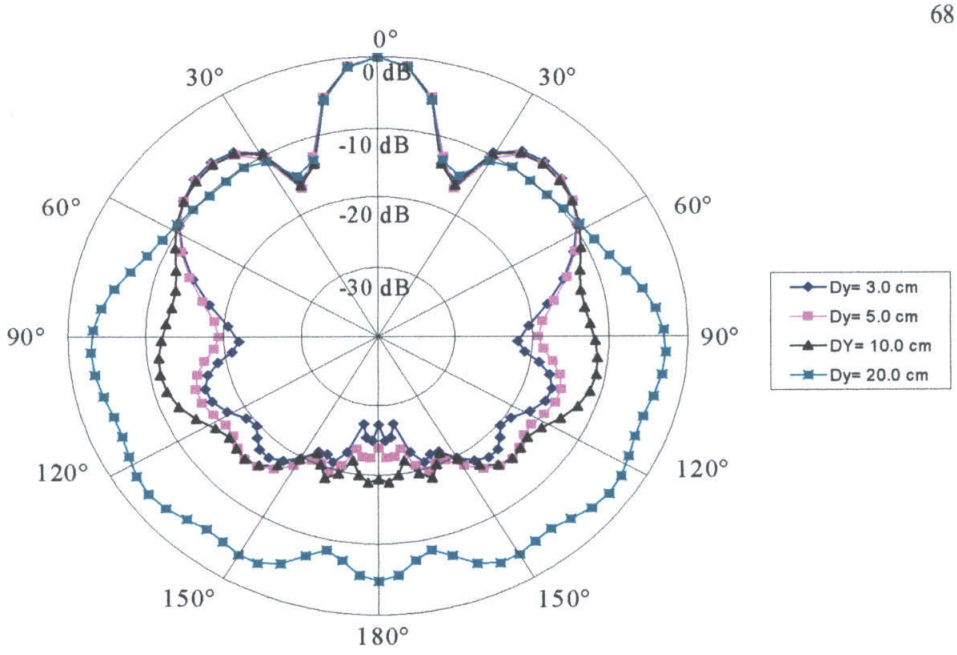
ค่าอั

คำนวณได้จากสูตร

BLR = Main lobe level (dB) - Back lobe level (dB)

= 0 dB - (- 35 dB)

= 35 dB



รูป

ม่เหล็ก

จากร

วามสมมาตรกัน

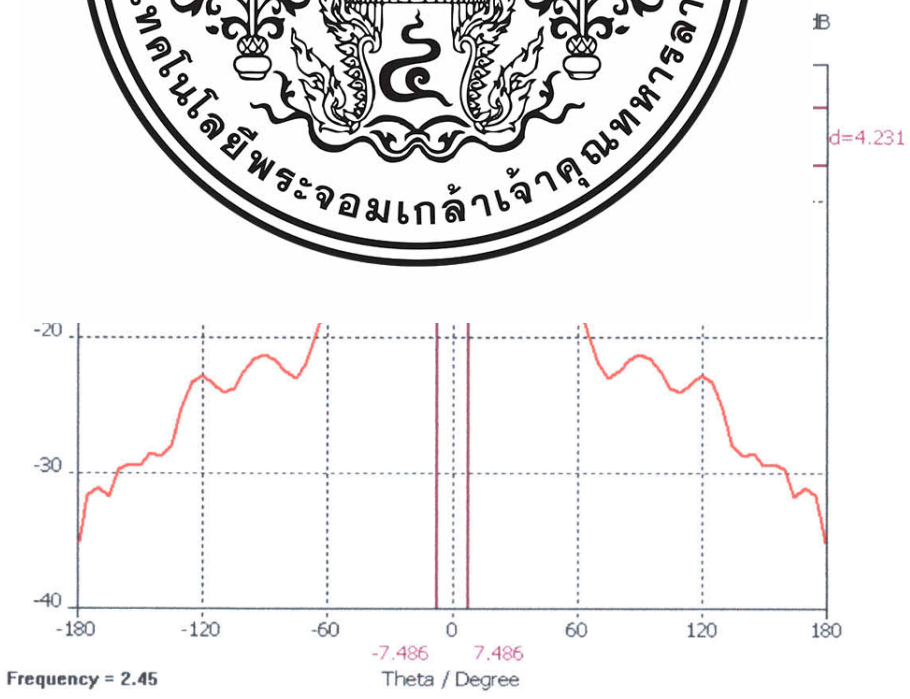
และจะมีการเ

จายคลื่นของค่า

สนามไฟฟ้า

ารเปลี่ยนแปลง

ระยะห่างของ



รูปที่ 3.19 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งและ
ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างในระนาบสนามแม่เหล็ก

จากรูปที่ 3.19 สามารถหาค่าต่าง ๆได้ ดังนี้

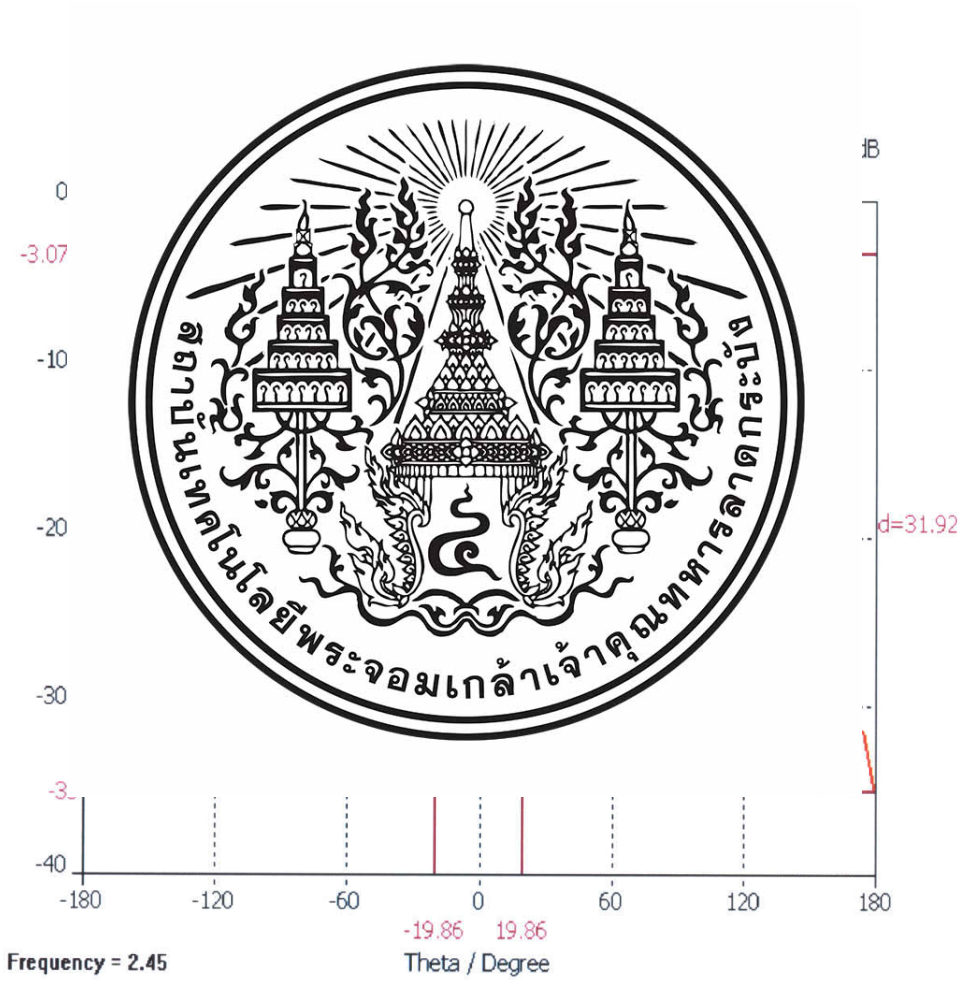
ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งแรก โดยค่าที่วัดได้ คือ 13.67 องศา
ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง(SLR)

คำนวณได้จากสูตร

SLR = Main lobe level (dB) - Side lobe level(dB)

= 0 dB - (-14.97 dB)

= 14.97 dB



รูปที่ 3.20 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรกและ
ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลังในระนาบสนามแม่เหล็ก

จากรูปที่ 3.20 สามารถหาค่าต่าง ๆได้ ดังนี้

ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก โดยค่าที่วัดได้ คือ 39.71 องศา

ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลัง(BLR)

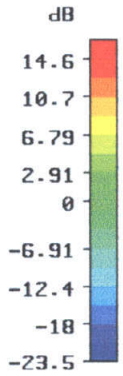
คำนวณได้จากสูตร

$$BLR = \text{Main lobe level (dB)} - \text{Back lobe level (dB)}$$

$$= 0 \text{ dB} - (-35 \text{ dB})$$

$$= 35 \text{ dB}$$

สำหรับค่าอัตร




```
Type
Approxima
Monitor
Component
Output
Frequency      = 2.45
Rad. effic.    = 0.9947
Tot. effic.    = 0.9900
Gain           =  16.49 dB
```

รูปที่ 3.21 แสดงอัตราขยายของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมโดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง

3.3 สรุป

ในบทนี้ได้ทำการออกแบบสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมโดยใช้โปรแกรมการคำนวณแม่เหล็กฟ้ารุ่นที่ 5 เพื่อการศึกษาค่าพารามิเตอร์ที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของสายอากาศ อีกทั้งทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศเพื่อหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสม โดยค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบไว้ คือ ค่ารัศมีของวงแหวนวงกลมที่เลือกใช้สำหรับทำเป็นตัวสายอากาศ จะพิจารณาจากโหมดคลื่นหลัก $TE_{1,1}$ เป็นสำคัญ ซึ่งค่ารัศมี(r_a)ของวงแหวนวงกลมที่นำมาออกแบบมีค่าเท่ากับ 3.71 เซนติเมตร สำหรับค่าความยาวโพรบ(Pl)ที่ใช้ในการป้อนสัญญาณให้กับวงแหวนวงกลม จะพิจารณาค่าความยาว เท่ากับ 2.90 เซนติเมตร ซึ่งค่าความยาวโพรบนี้จะเหมาะสมกับค่าความยาวของวงแหวนวงกลม (Rx)ที่ความยาว เท่ากับ 3.50 เซนติเมตร และระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับแผ่นสะท้อนคลื่น(Sz) ที่เหมาะสมที่ 9.30 เซนติเมตร โดยใช้แผ่นส (Hy) ของแผ่นสะท้อนคลื่น ส การแพร่กระจายคลื่นเนื่องด้วย ลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งมีค่า ปันการปรับปรุงแบบรูปของล อนการปรับปรุงแบบรูปการแ การแพร่กระจายคลื่นแล้วจะมี เศจะมีค่าเพิ่มขึ้นจากเดิมมีค่าเท่

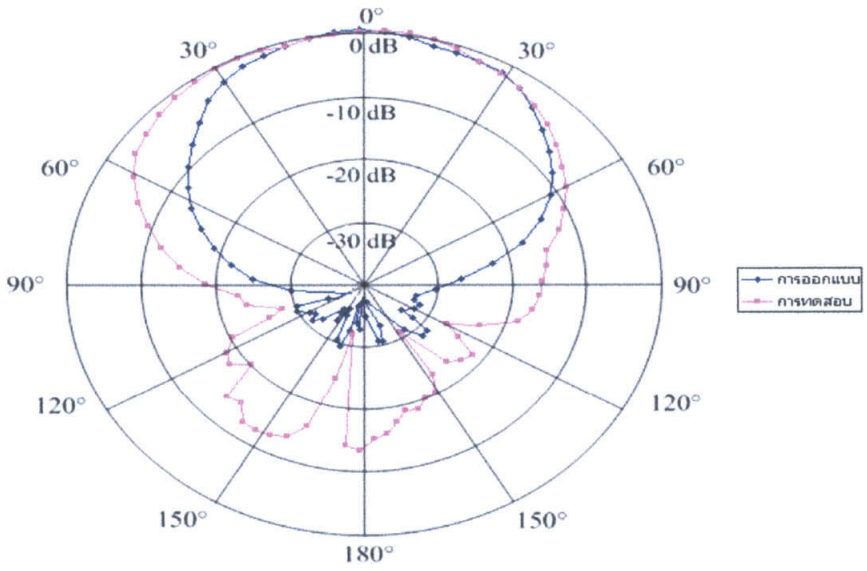
บทที่ 4
การสร้าง ทดสอบ และผลการทดสอบ

4.1 การสร้างและการทดสอบสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม

จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมการคำนวณแม่เหล็กฟ้ารุ่นที่ 5 (Microwave Studio Version 5) หรือ CST ได้ทำการเลือกค่าพารามิเตอร์ดังนี้ คือ ค่ารัศมีของสายอากาศเท่ากับ 3.71 เซนติเมตร และความยาวของสายอากาศ เท่ากับ 3.50 เซนติเมตร โดยสายอากาศวงแหวนวงกลมทำมาจากวัสดุทองเหลือง และใช้เส้นลวดตัวนำทองแดงความยาวเท่ากับ 2.90 เซนติเมตร เป็นตัวป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศวงแหวนวงกลม และสำหรับแผ่นสะท้อนคลื่นทำจากแผ่นปริ๊นส์ 2 แผ่นนำมาประกอบกันทำมุมกัน 90 องศา ซึ่งมีขนาดความยาวและความสูงของแผ่นสะท้อนคลื่น เท่ากับ 32.00 และ 30.00 เซนติเมตร ตามลำดับ

4.1.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ คือ รูปภาพที่ใช้เพื่อเป็นตัวบ่งบอกลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่เป็นฟังชั่นของทิศทาง ซึ่งทำการทดสอบที่สนามระยะไกล หรือระยะห่างระหว่างแหล่งกำเนิด(สายอากาศส่ง)และสายอากาศรับต้องห่างกันมากกว่า $2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือขนาดความยาวที่สุดของสายอากาศ ซึ่งที่สนามระยะไกลนี้การเปลี่ยนแปลงของสนามจะไม่เปลี่ยนแปลงตามระยะทาง ซึ่งการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศจะแสดงระนาบแม่เหล็กและระนาบไฟฟ้า ดังรูปที่ 4.2 และ 4.3 ตามลำดับ



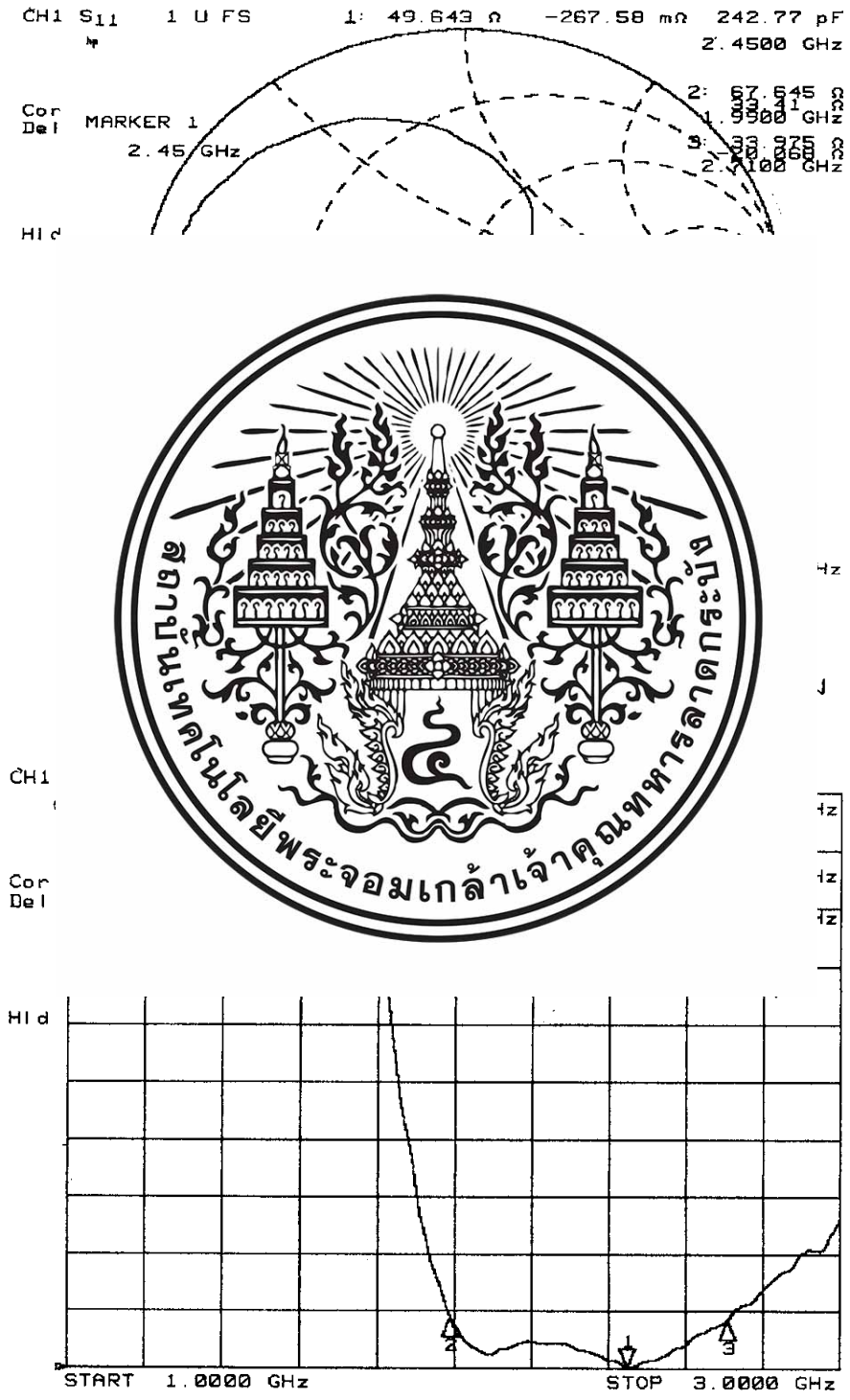
4.1.2 คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม

คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ที่ได้ทำการทดสอบ คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยทั่วไปค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะใช้ระบบ 50 โอห์ม แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถ ทำได้ดังนั้นจึงต้องออกแบบให้มีค่าใกล้เคียง และเมื่อพิจารณาค่าที่ใกล้เคียงนั้นในรูปของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศ (SWR) ไม่ควรเกิน 1:2 ซึ่งเป็นค่าที่ยอมรับได้ รูปที่ 4.4 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ด้านข้างของสายอากาศที่ได้จากการทดสอบ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $49.643 - j267.58m\Omega$ และในรูปที่ 4.5 แสดงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง พบว่าความถี่ที่ออกแบบจะมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับ 1:1.009 และสายอากาศมีความกว้างแถบความถี่เท่ากับ 29.39 % โดยพิจารณาช่วงกว้างแถบความถี่ของสายอากาศสามารถหาได้จาก

$$\Delta f(\%) = \frac{f_H - f_L}{f_c} \times 100$$

$$= \frac{2.71GHz - 1.99GHz}{2.45GHz} \times 100$$

$$= 29.39\ \%$$



รูปที่ 4.5 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งจากการทดสอบของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม

4.2 การสร้างและการทดสอบสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมโดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง

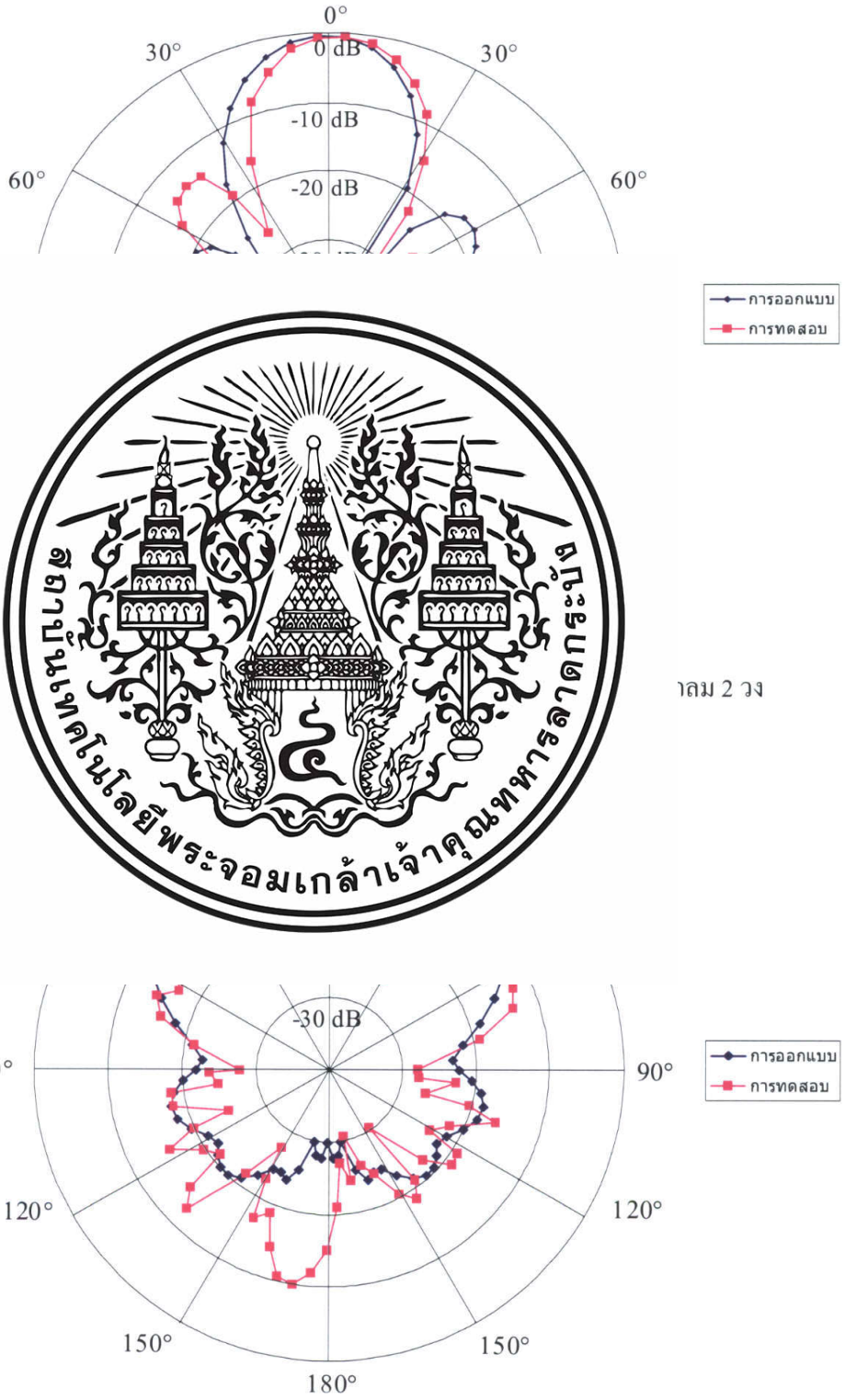
สำหรับการสร้างสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมโดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วงนี้ จะใช้พารามิเตอร์เช่นเดียวกับสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมโดยใช้วงแหวนวงกลม 1 วง ซึ่งค่ารัศมีและความยาวของสายอากาศวงแหวนวงกลม มีค่าเท่ากับ 3.71 และ 3.50 เซนติเมตร โดยความยาวของโพรบ ค่าเท่ากับ 2.90 เซนติเมตร และสำหรับขนาดความยาวและความสูงของแผ่นสะท้อนคลื่น มีค่าเท่ากับ 32.00 และ 30.00 เซนติเมตร ตามลำดับ ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.6

รูป ร้างขึ้น

ซึ่ง เกลม 2 วง ขึ้นมา
นั้นเพื่อจุดปร ะสิทธิภาพที่ดีขึ้น
โดยการวางแ กล้กัน ซึ่งในที่นี้
ระยะห่างระ เยอากาศวงแหวน
ทั้ง 2 วง ทำงานร่วมกันได้จะต้องทำการแมทชิงสายอากาศทั้งสองวงเข้าด้วยกัน โดยการใช้สายนำสัญญาณโคแอกเชียล ที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 75 โอห์ม เพื่อนำมาทำการแมทชิ่งสายอากาศทั้งสองวงเข้าด้วยกัน ซึ่งขนาดความยาวของสายนำสัญญาณนั้น จะต้องใช้ที่ขนาดความยาว $n\lambda/4$ ของความยาวสายนำสัญญาณที่นำมาใช้โดยที่ n คือ 1, 3, 5,...

4.2.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

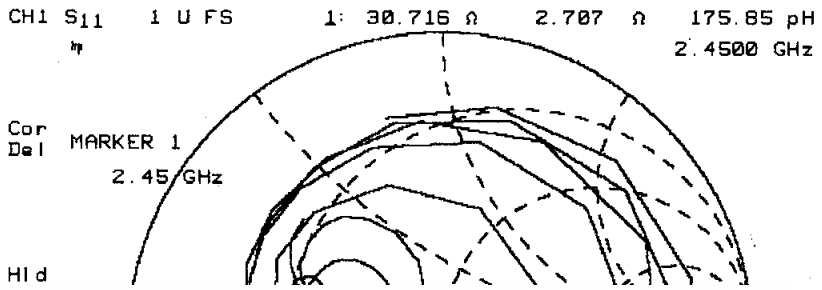
แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 4.7 และ 4.8 ตามลำดับ จากผลการทดลองพบว่า เมื่อเปรียบเทียบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากทดสอบกับการออกแบบ



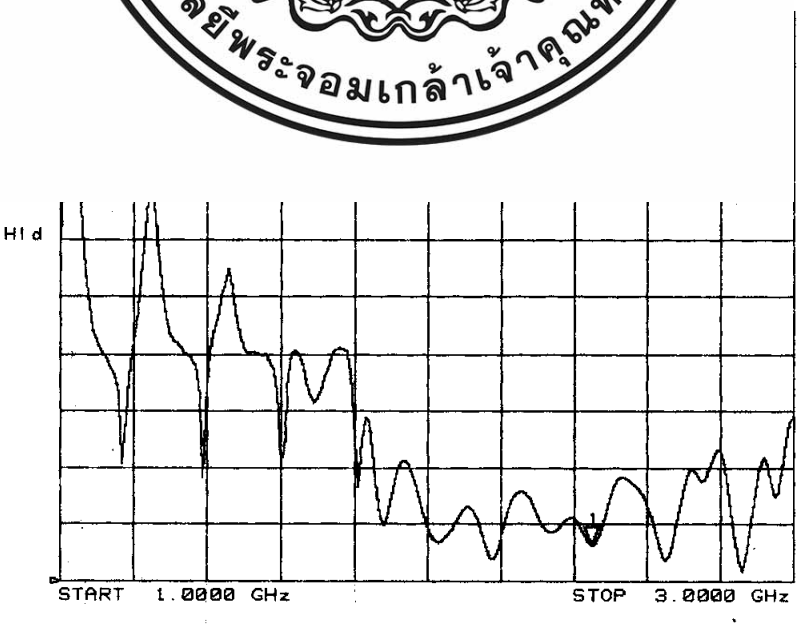
รูปที่ 4.8 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กโดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง

4.2.2 คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

รูปที่ 4.9 แสดงอิมพีแดนซ์ด้านเข้ามาสายอากาศที่ได้จากทดสอบสายอากาศ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $30.716 + j2.707\Omega$ และในรูปที่ 4.10 แสดงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง พบว่าความถี่ที่ออกแบบจะมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับ 1:1.6355



รูปที่ 4.9 งกลม 2 วง



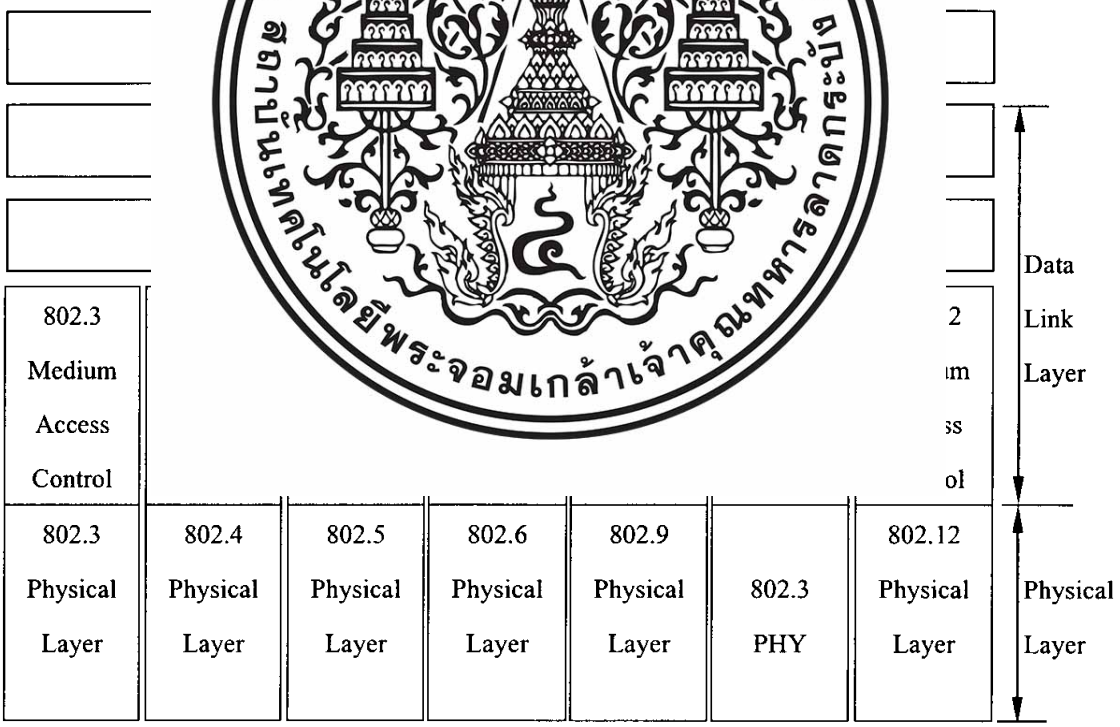
รูปที่ 4.10 ค่าอัตราส่วนคลื่นจากทดสอบสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมโดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง

4.3 การประเมินประสิทธิภาพโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย IEEE 802.11

การประเมินประสิทธิภาพโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11 ซึ่งมีความจำเป็นต่อการออกแบบและการใช้งานโครงข่าย เริ่มศึกษาพื้นฐานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายซึ่งประกอบด้วย โทโปโลยี การควบคุมการเข้าถึงสื่อ รูปแบบเฟรม ชั้นสื่อสาร กายภาพ และค่าพิสัยสามารถอุดมคติสูงสุด และยังกล่าวถึงวิธีการประเมินประสิทธิภาพและผลการประเมินประสิทธิภาพ โดยใช้สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุม การประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย จะทำการประเมินค่าจากค่าระยะบริการสูงสุด คือระยะทำงานที่ไกลสุดระหว่างจุดส่งสัญญาณกับจุดรับสัญญาณ ซึ่งค่าระยะบริการสูงสุดเป็นตัวแปรที่สำคัญที่บอกถึงความสามารถของสายอากาศ

4.4 พื้นฐานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11

มาต ...ั้งแรกในปี 1997
สำหรับโครง ...ึ่งของมาตรฐาน
โครงข่ายท้อง ...ออกเป็น 2 ชั้น
คือ ชั้นการคว ...ayer: PHY)



รูปที่ 4.11 มาตรฐาน IEEE 802.11 ในมาตรฐาน IEEE 802

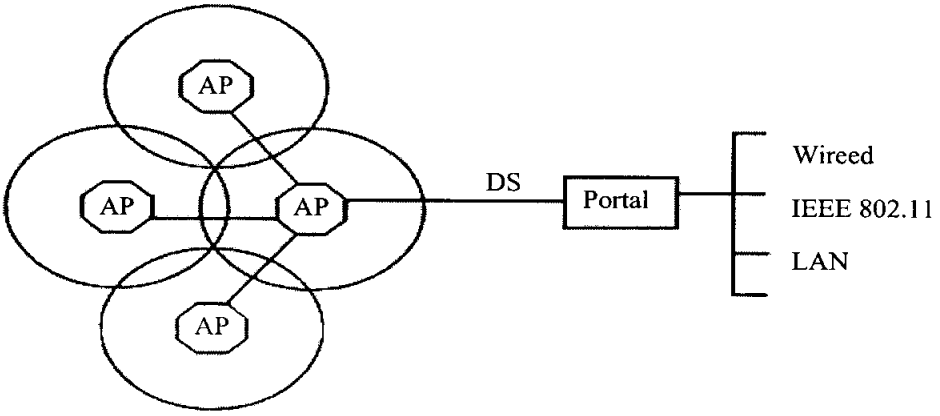
4.4.1 โทโปโลยี(Topology)

มาตรฐาน IEEE 802.11 ประกอบด้วยกลุ่มสื่อสาร ได้แก่ สถานีฐาน(Access Point) และลูกข่าย (Client) โดยที่กลุ่มสื่อสารนี้เรียกว่า กลุ่มบริการพื้นฐาน(Basic Service Set: BSS) โปโตคอลชั้นควบคุมเข้าถึงสื่อแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ การรวมตัวแบบแอดฮอก(Ad-Hoc) หมายถึงการติดต่อสื่อสารระหว่างลูกข่าย โดยไม่ต้องใช้สถานีฐาน และการรวมตัวแบบโครงสร้างพื้นฐาน(Infrastructure) คือการติดต่อสื่อสารโดยใช้สถานีฐานเป็นศูนย์กลางควบคุม กลุ่มสถานีฐานที่สื่อสารกันโดยการส่งต่อเฟรมข้อมูลจากกลุ่มบริการพื้นฐานหนึ่งไปยังกลุ่มอื่นเพื่ออำนวยความสะดวกเมื่อลูกข่ายเคลื่อนย้ายไปยังสถานีฐานอื่นซึ่งเรียก กลุ่มบริการขยาย(Extended Service Set:ESS) ถ้าสถานีฐานหนึ่งสื่อสารกับสถานีอื่นเพื่อส่งต่อเฟรมข้อมูลให้กับสถานีฐานอื่นเพื่อให้ลูกข่ายสามารถเคลื่อนที่จากสถานีหนึ่งไปยังสถานีอื่นและแลกเปลี่ยนเฟรมข้อมูลผ่านทางเครือข่ายใช้สายซึ่งเรียกกลไกนี้ว่า ระบบกระจาย(Distribution System: DS) แสดงดังรูปที่

FC	D		FCS
2			4 Bytes

4.4.2

เครือ ...ข่าย ซึ่งปัญหานี้ไม่เกิดขึ้นกับ... ...รถติดต่อสื่อสารได้อย่างทั่วถึง... ...แกินระยะทำการแล้ว ถ้า A และ... ...อม ๆ กันของ A และ C เนื่องจ... ...IEEE 802.11 ซึ่งสามารถแก้ปัญ...



รูปที่ 4.13 กลุ่มบริการพื้นฐาน(BSS) กลุ่มบริการขยาย(ESS) และระบบกระจาย(DS)

การควบคุมกรเข้าถึงสื่อใช้กลไกซึ่งเรียกว่า CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance) ใช้หลักการตรวจสอบสื่อก่อนส่งข้อมูล ถ้าสื่อว่างแล้วจะทำการส่งข้อมูล เมื่อส่งแล้วฝ่ายรับได้รับข้อมูลถูกต้องจะส่งเฟรมตอบรับกลับมา ถ้าไม่มีเฟรมตอบกลับให้ถือว่าการส่งนั้นเกิดชนกัน จากนั้นฝ่ายส่งจะทำการส่งใหม่ โดยหน่วงเวลาก่อนส่ง การหน่วงเวลาเป็นแบบสุ่มและถ้ายังมีการชนกันเวลาที่ใช้หน่วงจะเพิ่มขึ้น

4.4.3 รูปแบบเฟรม

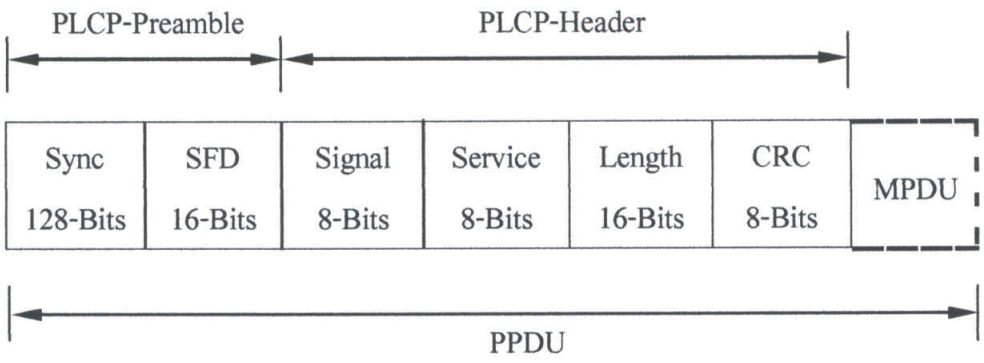
รูปแบเฟรมในชั้นการควบคุมการเข้าถึงสื่อ(MSDU)IEEE 802.11 แสดงดังรูปที่ 4.14 ข้อมูลเฟรมประกอบด้วย ข้อมูลที่อยู่ ข้อมูลโปรโตคอล IEEE 802.11 ข้อมูล NAV (Network Allocation Vector) และข้อมูลการจัดลำดับเพื่อตรวจสอบความถูกต้องของเฟรม

4.4.

IEE ต้องเติมข้อมูลที่เรียกว่า พรีแอมเบล-PCLP และสวนหว-PLCP ดงรูบท 4.15 พรแอมเบล-PLCP ประกอบด้วย ฟิลด์ Sync และ SFD เพื่อบรรจุข้อมูลใช้สำหรับการซิงโครนัสและบอกจุดเริ่มต้นเฟรม ตามลำดับ ส่วนหัว-PLCP ประกอบด้วยฟิลด์ Signal ซึ่งแสดงการมอดูเลตที่ใช้ ฟิลด์ Service คือฟิลด์ที่สงวนไว้ ฟิลด์ Length แสดงค่าที่ใช้คำนวณจุดสิ้นสุดของเฟรม ฟิลด์ CRC คือฟิลด์ที่บรรจุข้อมูลการตรวจสอบความถูกต้องของเฟรม

การมอดูเลตสำหรับมาตรฐาน IEEE 802.11 เป็นแบบไดเร็คซีเควนส์ มีอัตราเร็วบิต 1 Mbps และ 2 Mbps ซึ่งอัตราชิพเท่ากับ 11 MHz และใช้การเข้ารหัสแบบเบเคอร์(Baker) แสดงได้ดังนี้

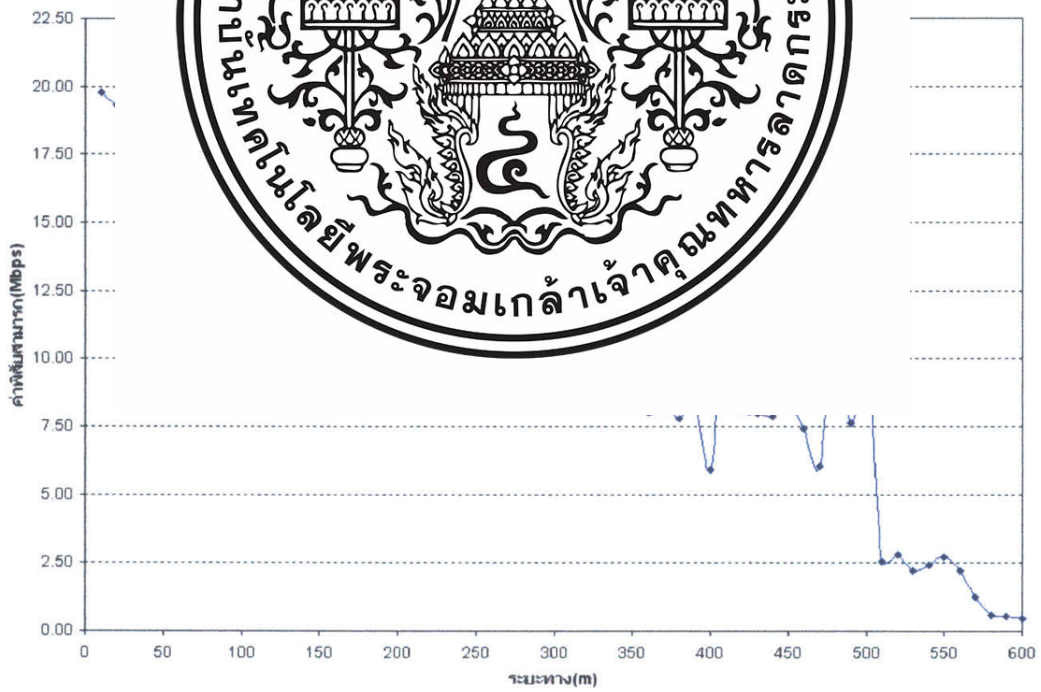
$$B_n = [-1,+1,-1,-1,+1,-1-1-1+1+1+1]$$



รูปที่ 4.15 พลีแอมเบิล PLCP ส่วนหัว PLCP และ MPDU

4.5 การทดสอบประสิทธิภาพ

การ
องสองเครือข่ายที่
อยู่ระหว่างอา
ารทดสอบนี้จะ
ทำการเลือกส
ล้าเจ้าคุณทหาร
ลาดกระบัง ซึ่
บการทดสอบค่า
วิสัยสามารถท
เนื่อง โดยแต่ละ
จุดห่างกัน 10



รูปที่ 4.16 แสดงค่าพิสัยสามารถที่ได้จากการทดสอบ

4.6 สรุป

ในบทนี้เป็นการแสดงการออกแบบ การสร้าง และการทดสอบสายอากาศ ทั้งนี้ได้ทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการออกแบบโดยโปรแกรมการคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้ารุ่นที่ 5 กับการทดสอบ ซึ่งสำหรับทำการทดสอบนั้น ได้ทำการวัดแบบรูปของการกระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ซึ่งแบบรูปของการกระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้น มีค่าผิดเพี้ยนไปจากการออกแบบบ้าง ซึ่งอาจเกิดจากอุปกรณ์ที่ใช้ทำสายอากาศ รวมถึงความคลาดเคลื่อนของอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัด และสำหรับสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมซึ่งใช้วงแหวนวงกลม 1 วง ในการทำงานจะมีอิมพีแดนซ์เท่ากับ $49.643 - j267.58m\Omega$ และสายอากาศมีความกว้างแถบความถี่เท่ากับ 29.39 % ซึ่งครอบคลุมช่วงความถี่ใช้งาน และมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับ 1:1.009 สำหรับสายอากาศสะ มิเตอร์และแบบรูปการแพร่กร บ ค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 30.71

สำห เกาศที่ได้ทำการสร้างมีคุณภา ทราบได้ว่า ช่วงระยะทางเริ่มต้ งคงรักษาระดับของสัญญาณ์ 300 เมตร ระดับของสัญญาณ์ รับการทดสอบสาเหตุอาจเกิด างที่เพิ่มมากขึ้นโดยการรับส่ง นวสายตา จึงทำให้การรับส่ง การทดสอบที่ระยะทางที่ไก ลให้เวลาในการติดต่อรับส่งข้ จับสัญญาณของข้อมูลจะขาดห

บทที่ 5
บทสรุป และบทวิจารณ์

ในปริญญานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบ สร้างและทดสอบสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม สายอากาศชนิดนี้ให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว ซึ่งมีประโยชน์ในการประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศ สำหรับการสื่อสารแบบจุดต่อจุด เช่น การเชื่อมโยงของระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายระหว่างตึก โดยโครงสร้างของสายอากาศไม่ซับซ้อนและสามารถสร้างได้ง่าย สายอากาศที่ออกแบบไว้จะทำงานที่ความถี่เท่ากับ 2.45 GHz โดยได้ทำการออกแบบสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม โดยทำการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ โดยทำการพิจารณารัศมีของวงแหวนวงกลมซึ่งนำมาใช้เป็นสายอากาศเพื่อ กำหนดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งค่าความยาวโพรบจะมีผลต่อค่าอิมพีแดนซ์ด้า ...างของลำคลื่นที่กำลังลดลงค ...ลื่นของระนาบสนามไฟฟ้าใ ...ทางที่สูงขึ้นเพื่อนำไปใช้ในกา ...กาศโดยการวางแนวลำดับจะ ...ารทดสอบ มีผลการทดสอบที่

เอกสารอ้างอิง

1. S. Kosulvit, "A Bidirecttional Antenna using a Probe Excitited Ring,"Doctoral Thesis,King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, 2001.
2. K. F. Sander and G.A.L.Read, "Transmission and Propagation of Electromagnatic Waves,"Cambridge University Press, 1986
3. C. A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design,"2nd ed.John Wiley & Sons,Inc., 1997
4. C. A. Balanis, "Advanced Engineering Electromagnetics,"John Wiley & Sons, Inc., 1998
5. Y. R. Sami, "Useful coordinate transformations for antenna applications."IEEE Trans.Antennas Propagat. Vol.27,Jul.1997.pp.571-574
6. A. W. Love(ed.)
7. พิชัย ภักดีพานิช เงพ์ฟิสิกส์ เซ็นเตอร์ , 2537
8. วิสันต์ อาชาเดโ เซ็นเตอร์ , 2537