

สายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม

**SPHERICAL REFLECTOR ANTENNA**



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2545

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 50105

วัน,เดือน,ปี. 2. 1. ๒๕.ย. 2547

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม  
SPHERICAL REFLECTOR ANTENNA

โดย

นายธรรธร กรำธาดา 42010143

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

รศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2545

ภาควิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

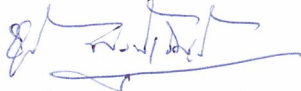
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง สายอากาศสะท้อนคลื่นชนิดทรงกลม

**Spherical Reflector Antenna**

ผู้จัดทำ

นาย ชราธร กร้าธาดา 42010143



(ดร. ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์)

อาจารย์ที่ปรึกษา



(รศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์)

อาจารย์ที่ปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม

Spherical Reflector Antenna

ผู้จัดทำ 1: นายธรรธร กรำชาดา 42010143

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร.ชวรงค์ พงศ์เจริญพานิชย์

รศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

### บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นงานนำการศึกษา คำนวณ วิเคราะห์ ออกแบบ สร้างและทดสอบสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม ซึ่งสายอากาศชนิดนี้จะใช้ตัวสะท้อนคลื่นรูปทรงกลม โดยจะศึกษาการปรับคุณสมบัติของตัวป้อนสัญญาณแบบต่างๆ เพื่อหาตัวป้อนสัญญาณที่เหมาะสมสำหรับตัวสะท้อนคลื่นแบบทรงกลม และวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศอันเนื่องมาจากพารามิเตอร์ของทรงกลม สายอากาศที่นำเสนอมีประโยชน์ในการใช้เป็นสายอากาศปรับลำคลื่นสำหรับการสื่อสารดาวเทียม

### Abstract

This project is concerned about the study, calculation, analysis, design, fabrication and measurement of spherical reflector antenna. The influences from various structures of feeding system are studied to obtain the most suitable feeding configuration. The analysis of spherical parameters to the antenna characteristics is also carried out. The proposed antenna is very useful for the applications as the steerable beam antenna for satellite communications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม	3
2.1 ความสำคัญและความเป็นมาของสายอากาศสะท้อนคลื่น	3
2.2 ประเภทและลักษณะของสายอากาศสะท้อนคลื่น	5
2.3 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ	8
2.4 บริเวณต่างๆ ของสนามจากสายอากาศ	15
2.4 ระบบพิกัดทรงกลม	16
2.6 ระนาบ	16
2.7 สมการการส่งคลื่นของฟรีส	17
2.8 การสร้างสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม	18
2.9 การแบ่งชนิดของตัวสะท้อนคลื่น ตามวัสดุที่ใช้	19
2.10 ทฤษฎีและหลักการของตัวป้อนสัญญาณ	20
2.11 หลักการของสายอากาศฮอร์นทรงกลม	20
2.12 หลักการของสายอากาศแบบฮอร์น	26
2.13 สายอากาศแบบโมนิโพล	46
2.14 ทฤษฎีและหลักการของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ	48
2.15 ทฤษฎีและหลักการของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม	70
บทที่ 3 การวิเคราะห์ ออกแบบ และคำนวณ	
3.1 การวิเคราะห์รูปแบบของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม	76
3.2 การสรุปการวิเคราะห์ผลทางทฤษฎี	85
3.3 การออกแบบและคำนวณ	86
3.4 การคำนวณหาระยะจุดป้อนสัญญาณที่เหมาะสม	89
บทที่ 4 การสร้าง ทดสอบ และผลการทดสอบ	
4.1 การสร้างสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม	91
4.2 การทดสอบตัวป้อนสัญญาณ	93
4.3 ผลการทดสอบของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ	95
4.4 ผลการทดสอบของสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม	97
4.5 ผลการทดสอบสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้ สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ	99
4.6 ผลการทดสอบสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้ สายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวยกลมเป็นตัวป้อนสัญญาณ	101

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.8 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศวงแหวนล้อมรอบ โพรบ	105
4.9 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศฮอร์นชนิดกรวยกลม	107
4.10 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม เมื่อใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบ โพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ	109
4.11 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม เมื่อใช้สายอากาศฮอร์นชนิดกรวยกลมเป็นตัวป้อนสัญญาณ	111
4.12 การคำนวณค่าอัตราขยายของสายอากาศ	113
บทที่ 5 บทสรุป	118
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 ระบบสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม	2
รูปที่ 2.1 ระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียม	3
รูปที่ 2.2 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นแผ่นระนาบ	5
รูปที่ 2.3 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม	5
รูปที่ 2.4 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นพาราโบลา	6
รูปที่ 2.5 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นพาราโบลอยด์	6
รูปที่ 2.6 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม	7
รูปที่ 2.7 ระบบพิกัด (Coordinate) สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ	8
รูปที่ 2.8 ลำคลื่น (Lobe) และความกว้างของลำคลื่น (Beamwidth) แบบ 3 มิติของสายอากาศ	9
รูปที่ 2.9 โพลาริเซชันของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	10
รูปที่ 2.10 ประเภทของลำคลื่น และ วิธีการวัดความกว้างของลำคลื่นประเภทต่างๆ	10
รูปที่ 2.11 อัตราส่วนโวลเทจหน้าต่อโวลเทจหลัง (Front to Back Ratio) ของสายอากาศ	14
รูปที่ 2.12 สายอากาศในโหมดการส่ง	14
รูปที่ 2.13 การแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ	15
รูปที่ 2.14 พิกัดทรงกลมในโพลาไรซ์ 3 มิติ	16
รูปที่ 2.15 กระบวนการส่งถ่ายพลังงานของสมการการส่งคลื่นของฟรีส	17
รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะทางกายภาพของตัวสะท้อนคลื่นทรงกลม	18
รูปที่ 2.17 ความหมายของ $m$ และ $n$	20
รูปที่ 2.18 โหมด TE และ TM ของท่อนำคลื่น	21
รูปที่ 2.19 ท่อนำคลื่นแบบกลม และแพทเทิร์น	24
รูปที่ 2.20 การเดินทางในท่อนำคลื่น	25
รูปที่ 2.21 แสดงสายอากาศแบบฮอร์นชนิดสี่เหลี่ยม	26
รูปที่ 2.22 สายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม	26
รูปที่ 2.23 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของฮอร์นแบบกรวยกลมที่เสี้ยนผ่านศูนย์กลางต่างๆ	28
รูปที่ 2.24 ค่าอัตราการขยายที่เหมาะสม สำหรับฮอร์นแบบกรวย	30
รูปที่ 2.25 ช่องเปิดในระนาบ $Z = 0$	32
รูปที่ 2.26a) ช่องเปิดวงกลมที่มีขนาดสม่ำเสมอ	37
รูปที่ 2.26b) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศฮอร์น	37
รูปที่ 2.27 รูปของช่องเปิดขนาดเล็กและแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจาก สมการสนามในตารางที่ 2.4	42
รูปที่ 2.28 แสดงรูปของช่องเปิดกลมและแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจาก	44

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.29	สายอากาศแบบโมโนโพล และสายอากาศภาพเสมือน	46
รูปที่ 2.30	สายอากาศที่มีวงแหวนล้อมรอบโพรบไฟฟ้าเชิงเส้นภายใน	48
รูปที่ 2.31	ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ $z = 0$	57
รูปที่ 2.32	ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่มีช่องเปิดแบบวงกลมบนระนาบ $z = 0$	60
รูปที่ 2.33	การแพร่กระจายของสนามเมื่อทำการสังเกตที่สนามระยะไกล	67
	ที่ระนาบ $Z = \frac{d}{2}$ และ $-Z = \frac{d}{2}$	
รูปที่ 2.34	พิกัดที่ใช้ในการคำนวณการแตกกระจายสนาม	71
รูปที่ 2.35	คำนวณแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของตัวสะท้อนทรงกลมโดยใช้ ตัวป้อนสัญญาณเชิงเส้นเมื่อมุมตกกระทบเท่ากับ 30 องศา	75
รูปที่ 3.1	ค่าความกว้างของลำคลื่นขณะกำลังลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบสนามไฟฟ้า เมื่อความถี่ 1.9065 GHz	77
รูปที่ 3.2	ค่าความกว้างของลำคลื่นขณะกำลังลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบสนามแม่เหล็ก เมื่อความถี่ 1.9065 GHz	77
รูปที่ 3.3	ค่าความกว้างลำคลื่นของจุดอับสัญญาณคู่แรกในระนาบสนามไฟฟ้า เมื่อความถี่ 1.9065 GHz	78
รูปที่ 3.4	ค่าความกว้างลำคลื่นของจุดอับสัญญาณคู่แรกในระนาบสนามแม่เหล็ก เมื่อความถี่ 1.9065 GHz	78
รูปที่ 3.5	ระดับของลำคลื่นย่อยแรกในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อความถี่ 1.9065 GHz	79
รูปที่ 3.6	ระดับของลำคลื่นย่อยแรกในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อความถี่ 1.9065 GHz	79
รูปที่ 3.7	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อความถี่ 1.9065 GHz	80
รูปที่ 3.8	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อความถี่ 1.9065 GHz	80
รูปที่ 3.9	ค่าความกว้างของลำคลื่นขณะกำลังลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบสนามไฟฟ้า เมื่อความถี่ 12.6575 GHz	81
รูปที่ 3.10	ค่าความกว้างของลำคลื่นขณะกำลังลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบสนามแม่เหล็ก เมื่อความถี่ 12.6575 GHz	81
รูปที่ 3.11	ค่าความกว้างลำคลื่นของจุดอับสัญญาณคู่แรกในระนาบสนามไฟฟ้า เมื่อความถี่ 12.6575 GHz	82
รูปที่ 3.12	ค่าความกว้างลำคลื่นของจุดอับสัญญาณคู่แรกในระนาบสนามแม่เหล็ก เมื่อความถี่ 12.6575 GHz	82
รูปที่ 3.13	ระดับของลำคลื่นย่อยแรกในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อความถี่ 12.6575 GHz	83
รูปที่ 3.14	ระดับของลำคลื่นย่อยแรกในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อความถี่ 12.6575 GHz	83
รูปที่ 3.15	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อความถี่ 12.6575 GHz	84

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.16	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อความถี่ 12.6575 GHz	84
รูปที่ 3.17	ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง เมื่อความถี่ 1.9065 GHz	85
รูปที่ 3.18	ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง เมื่อความถี่ 12.6575 GHz	85
รูปที่ 3.19	ความแตกต่างระหว่างตัวสะท้อนทรงกลมแบบดึ้นกับแบบลึก	86
รูปที่ 3.20	แสดงลักษณะเรขาคณิตของตัวสะท้อนทรงกลม	87
รูปที่ 3.21	แสดงความผิดพลาดเฟสบนระนาบช่องเปิดของตัวสะท้อนคลื่นทรงกลม	88
รูปที่ 4.1	ตัวป้อนสัญญาณที่ใช้ในการสร้างสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม	91
รูปที่ 4.2	สายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมที่มีตัวป้อนสัญญาณเป็นสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ	92
รูปที่ 4.3	สายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมที่มีตัวป้อนสัญญาณเป็นสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม	92
รูปที่ 4.4	การต่อสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบกับเครื่อง Network Analyzer	94
รูปที่ 4.5	การต่อสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลมกับเครื่อง Network Analyzer	94
รูปที่ 4.6	ค่าความต้านทานด้านขาเข้าที่วัดได้ของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ	95
รูปที่ 4.7	ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่วัดได้ของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ	95
รูปที่ 4.8	การสูญเสียสะท้อนกลับของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ	96
รูปที่ 4.9	ค่าความต้านทานด้านขาเข้าที่วัดได้ของสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม	97
รูปที่ 4.10	ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่วัดได้ของสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม	97
รูปที่ 4.11	การสูญเสียสะท้อนกลับของสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม	98
รูปที่ 4.12	ค่าความต้านทานด้านขาเข้าที่วัดได้ของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศวงแหวน ล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ	99
รูปที่ 4.13	ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ	99
รูปที่ 4.14	การสูญเสียสะท้อนกลับของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ	100
รูปที่ 4.15	ค่าความต้านทานด้านขาเข้าที่วัดได้ของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศฮอร์นชนิดกรวยกลมเป็นตัวป้อนสัญญาณ	101
รูปที่ 4.16	ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่วัดได้ของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศฮอร์นชนิดกรวยกลมเป็นตัวป้อนสัญญาณ	101
รูปที่ 4.17	ค่าการสูญเสียสะท้อนกลับที่วัดได้ของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศฮอร์นชนิดกรวยกลมเป็นตัวป้อนสัญญาณ	102
รูปที่ 4.18	แสดงการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	103
รูปที่ 4.19	วิธีการจัดวางสายอากาศเพื่อวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ	104

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.20	วิธีการจัดวางสายอากาศเพื่อวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ สายอากาศวงฮอร์นชนิดกรวยกลม	104
รูปที่ 4.21	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าทางทฤษฎี ของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ	105
รูปที่ 4.22	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าทางปฏิบัติของ สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ	105
รูปที่ 4.23	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กทางทฤษฎีของ สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ	106
รูปที่ 4.24	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กทางปฏิบัติของ สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ	106
รูปที่ 4.25	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าทางทฤษฎีของ สายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม	107
รูปที่ 4.26	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าทางปฏิบัติของ สายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม	107
รูปที่ 4.27	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กทางทฤษฎีของ สายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม	108
รูปที่ 4.28	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กทางปฏิบัติ ของสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม	108
รูปที่ 4.29	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าทางทฤษฎี ของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ	109
รูปที่ 4.30	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าทางปฏิบัติ ของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ	109
รูปที่ 4.31	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กทางทฤษฎี ของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ	110
รูปที่ 4.32	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กทางปฏิบัติ ของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ	110
รูปที่ 4.33	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าทางทฤษฎี ของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลมเป็นตัวป้อนสัญญาณ	111
รูปที่ 4.34	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าทางปฏิบัติ ของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลมเป็นตัวป้อนสัญญาณ	111
รูปที่ 4.35	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กทางทฤษฎี ของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลมเป็นตัวป้อนสัญญาณ	112
รูปที่ 4.36	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กทางปฏิบัติ ของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลมเป็นตัวป้อนสัญญาณ	112

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการเผยแพร่งานวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 กระบวนการเพิ่มอัตราการขยายของสายอากาศ	4
ตารางที่ 2.2 ประเภทของตัวสะท้อนคลื่น	4
ตารางที่ 2.3 ค่าราคของเบสเซล	23
ตารางที่ 2.4 คุณสมบัติของคลื่นที่แพร่กระจาย เนื่องจากสนามที่ช่องเปิดขนาดเล็ก	43
ตารางที่ 2.5 คุณสมบัติของคลื่นที่แพร่กระจาย เนื่องจากสนามที่ช่องเปิดกลม	45
ตารางที่ 2.6 ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนในแต่ละโหมคคลื่น	50
ตารางที่ 5.1 สรุปผลการวัดพารามิเตอร์ในแต่ละสายอากาศ	113



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 ความเป็นมา

ระบบสายอากาศสะท้อนคลื่นเป็นที่นิยมอย่างกว้างขวางในการสื่อสารโทรคมนาคมในรูปแบบต่างๆ รวมทั้งการใช้งานในระบบเรดาร์เพื่อวัตถุประสงค์ต่างๆกัน เนื่องจากระบบสายอากาศดังกล่าวมีกำลังขยายสูง สามารถออกแบบตัวสะท้อนคลื่น ( Reflector ) แบบใดแบบหนึ่ง เพื่อให้ได้รูปแบบการแผ่พลังงานที่เหมาะสมกับวัตถุประสงค์ของการใช้งานตามที่ต้องการได้ ตัวอย่างของการใช้งานของสายอากาศสะท้อนคลื่น ได้แก่ การติดต่อสื่อสารที่มีระยะทางไกลมากๆ บนภาคพื้นดินได้โดยไม่ต้องใช้สถานีทวนสัญญาณ ( Repeater Station ) ซึ่งเป็นการลดค่าใช้จ่ายลงอย่างมาก

หนึ่งในปัจจุบันการสื่อสารผ่านดาวเทียมซึ่งมีระยะทางไกลมากกำลังเข้ามามีบทบาทในการส่งข้อมูลในรูปแบบต่างๆ เช่น การถ่ายทอดสัญญาณโทรทัศน์จากสถานีถ่ายทอดไปยังบ้านเรือนต่างๆ โดยตรง หรือการถ่ายทอดไปยังต่างประเทศที่อยู่ในซีกโลกหนึ่ง ตลอดจนใช้ในการสำรวจทรัพยากรต่างๆก็ได้ส่งสัญญาณภาพถ่ายต่างๆลงมาเพื่อใช้ในการวิเคราะห์บนภาคพื้นดิน เป็นต้น ในการรับส่งสัญญาณดาวเทียมที่กล่าวมาก็จำเป็นต้องใช้ในระบบสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นที่มีกำลังขยายสูงทั้งสิ้น

อีกตัวอย่างหนึ่ง ได้แก่ ระบบเรดาร์ที่นำไปใช้ในการค้นหาเป้าหมาย เพื่อวัตถุประสงค์ต่างๆ ก็มักจะใช้สายอากาศสะท้อนคลื่น เนื่องมาจากสายอากาศแบบนี้จะมีขนาดของช่องเปิด ( Aperture ) ที่มีขนาดใหญ่ เมื่อเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นทำให้ลำคลื่นที่แผ่ออกไปมีความกว้างที่แคบ ( Narrow Beamwidth ) และมีกำลังการขยายสูง สามารถใช้กวาด ( Scanned ) ค้นหาเป้าหมายและแยกแยะเป้าหมายที่อยู่ใกล้ๆกันได้

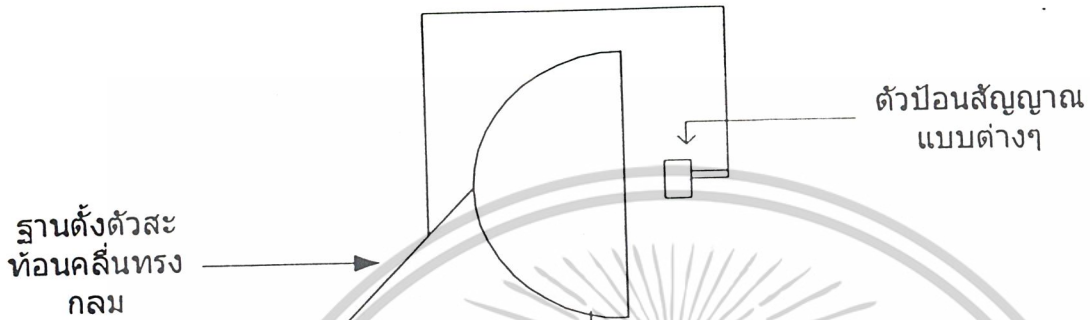
จากที่กล่าวมาข้างต้นก็จะเห็นว่า สายอากาศสะท้อนคลื่นได้เข้ามามีบทบาทในการพัฒนาการสื่อสารเป็นอย่างมาก โดยเฉพาะการติดต่อสื่อสารที่มีระยะทางไกลมากๆ และในระบบเรดาร์ที่จะต้องใช้ลักษณะของลำคลื่นที่แคบมากก็ได้อาศัยคุณสมบัติของสายอากาศสะท้อนคลื่น ซึ่งก็ได้มีผู้ที่ทำการค้นคว้าวิจัยเกี่ยวกับสายอากาศดังกล่าวเป็นจำนวนมาก เพื่อศึกษาคุณลักษณะเฉพาะบางอย่าง หรือในด้านการพัฒนาให้ระบบสายอากาศดังกล่าวให้มีประสิทธิภาพในการใช้งานสูงสุด สำหรับการขยายของสายอากาศสะท้อนคลื่นนั้นจะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของตัวสะท้อนคลื่นและคุณสมบัติของตัวป้อนสัญญาณ สำหรับตัวสะท้อนคลื่นจะมีคุณสมบัติที่ขึ้นอยู่กับชนิดและขนาด ซึ่งจะแตกต่างกันไปสำหรับตัวสะท้อนคลื่นแบบหนึ่ง ส่วนตัวป้อนสัญญาณก็จะพิจารณาถึงชนิดของตัวป้อนสัญญาณ และการออกแบบให้เหมาะสมกับตัวสะท้อนคลื่น ในรายงานปริญาวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะขอเสนอการพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของระบบสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมที่ใช้ตัวป้อนสัญญาณ 2 ประเภท คือ

1. สายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวย
2. สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.2 ระบบสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม

ระบบสายอากาศที่จะพิจารณาในปริิฎณานิพนธ์นี้ จะประกอบด้วย ตัวสะท้อนคลื่นทรงกลม (Spherical Reflector) ที่เปลี่ยนตัวป้อนสัญญาณทั้ง 2 ประเภท ดังที่กล่าวไปแล้วข้างต้น



รูปที่ 1.1 ระบบสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม

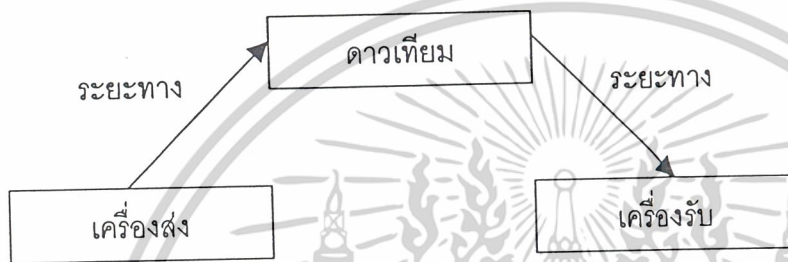
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม

#### 2.1 ความสำคัญและความเป็นมาของสายอากาศสะท้อนคลื่น

ในปัจจุบันการสื่อสารผ่านดาวเทียมมีความสำคัญอย่างยิ่งในแง่ของข่าวสาร ความบันเทิง และ การกีฬา อาทิ การถ่ายทอดกีฬาฟุตบอลโลก เป็นต้น ซึ่งการสื่อสารผ่านดาวเทียมเป็นการสื่อสารที่มีระยะทางไกลมาก โดยทั่วไปจะประกอบด้วยอุปกรณ์หลักๆ คือ เครื่องส่ง (Transmitter) ดาวเทียม (Satellite) และ เครื่องรับ (Receiver) ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียม

ทำให้เราต้องออกแบบให้สายอากาศมีความสามารถที่จะส่งสัญญาณดาวเทียม ซึ่งก็หมายความว่าต้องสามารถชดเชยการสูญเสียเนื่องจากการเดินทางของคลื่น (Propagation Loss) ซึ่งแสดงไว้ดังสมการ (2.1) และการสูญเสียนอกจากนี้ ซึ่งโดยปกติต้องการค่าสภาพเจาะจงทิศทางมากกว่า 30 dBi สำหรับความถี่ไมโครเวฟ

$$L = 20 \log \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (2.1)$$

โดยที่	L	คือ	ค่าการสูญเสียเนื่องจากการเดินทางของคลื่น (dB)
	d	คือ	ระยะทางในการส่งคลื่น (m)
	$\lambda$	คือ	ความยาวคลื่นที่ความถี่ที่ใช้งาน (operating frequency)

ซึ่งการชดเชยการสูญเสียดังกล่าวทำได้โดยการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ (Gain) โดยอาศัยความสัมพันธ์ ดังสมการ (2.2)

$$G = \eta \times D \quad (2.2)$$

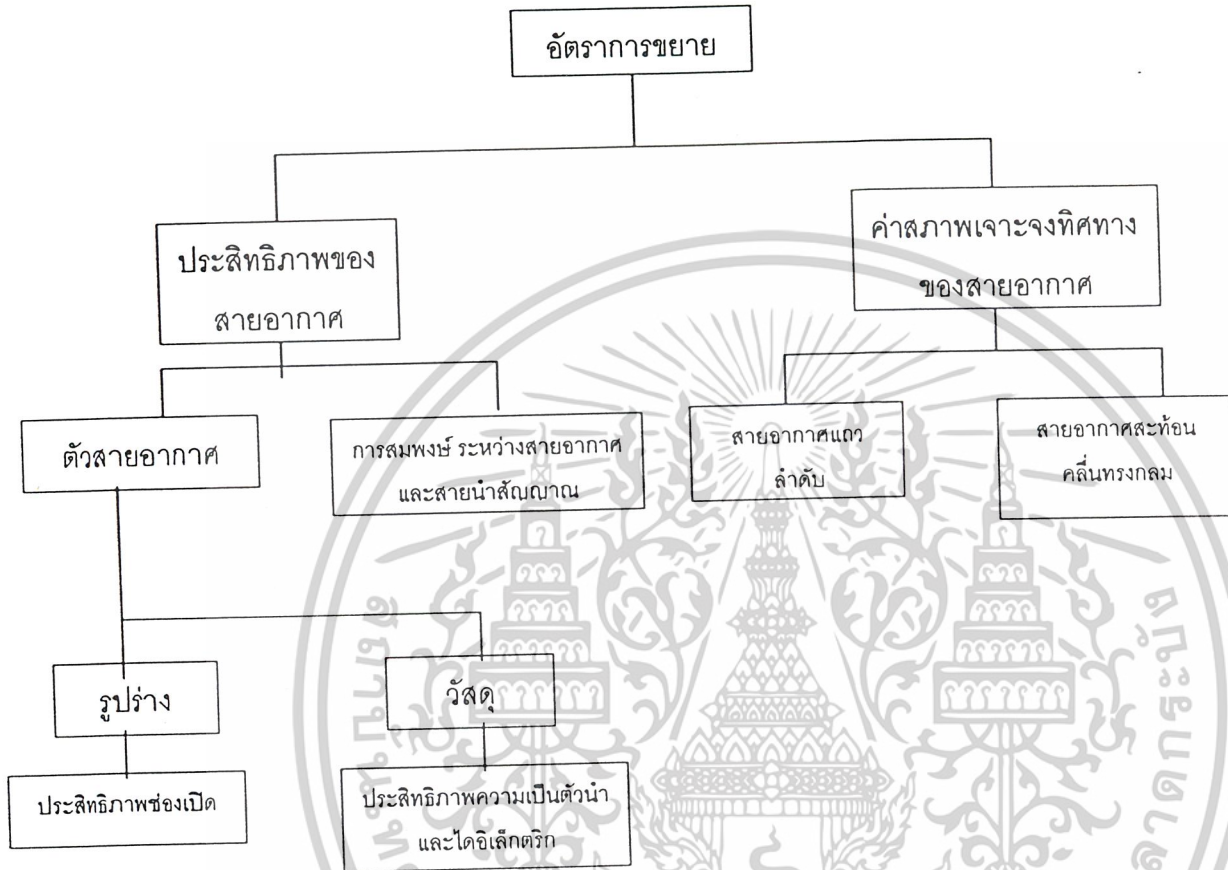
โดยที่	G	คือ	อัตราขยายของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย)
	$\eta$	คือ	ประสิทธิภาพของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย)

D คือ ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

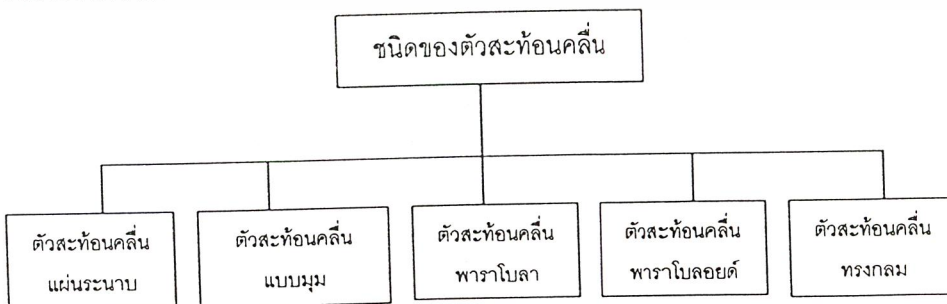
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าการเพิ่มอัตราการขยายของสายอากาศสามารถทำได้ 2 วิธี คือ การเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ หรือ การเพิ่มค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ ซึ่งสามารถแสดงกระบวนการอย่างพอสังเขป ดังตารางที่ 2.1



ตารางที่ 2.1 กระบวนการเพิ่มอัตราการขยายของสายอากาศ

จะเห็นได้ว่าการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศจะมีความยุ่งยากและมีความซับซ้อนมากกว่าการเพิ่มค่าสภาพเจาะจงทิศทางซึ่งจะแบ่งเป็น 2 วิธี คือ การสร้างสายอากาศแถวลำดับ (Array) และการสะท้อนคลื่น (Reflector) แต่การสร้างสายอากาศแถวลำดับจะต้องมีระบบการป้อนสัญญาณที่ยุ่งยาก ซึ่งแตกต่างกับสายอากาศสะท้อนคลื่นที่อาจจะมียุขขนาดที่ใหญ่แต่เราก็สามารถจะติดตั้งตามอาคารสถานที่ที่จะทำให้ไม่เกิดการรบกวนต่อการขนส่ง ดังนั้น การเพิ่มอัตราการขยายของสายอากาศโดยการใช้ตัวสะท้อนคลื่นจะทำให้เหมาะสมมากที่สุด ซึ่งสายอากาศสะท้อนคลื่นแบ่งออกเป็นหลายประเภท ตามตารางที่ 2.2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ **ตารางที่ 2.2 ประเภทของตัวสะท้อนคลื่น** ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 2.2 สามารถแสดงรูปภาพประกอบและอธิบายคุณสมบัติของตัวสะท้อนคลื่นชนิดต่างๆ อย่างพอสังเขป ดังนี้

## 2.2 ประเภทและลักษณะของสายอากาศสะท้อนคลื่น



รูปที่ 2.2 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นแผ่นระนาบ  
(Plane Reflector)

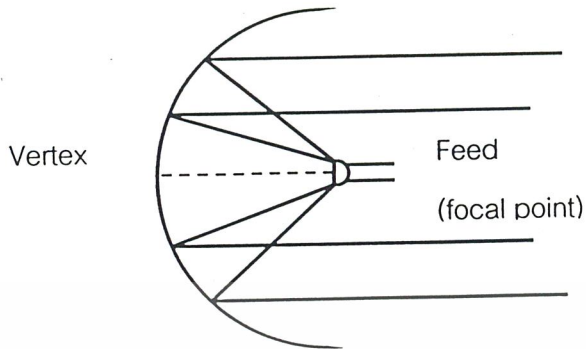
โดยที่สายอากาศสะท้อนคลื่นแผ่นระนาบนั้น ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นกับสายอากาศนั้น จะเป็นตัวกำหนดอัตราการขยายในการกระจายคลื่นทางด้านหน้าของสายอากาศ นอกจากนี้ยังสามารถที่จะลดขนาดของตัวสะท้อนลงจนกระทั่งกลายเป็นตัวสะท้อนคลื่นขนาดบาง (thin reflector) ซึ่งตัวสะท้อนคลื่นขนาดบางนี้ ความไวต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นมากกว่าตัวสะท้อนคลื่นแบบแผ่นระนาบขนาดใหญ่



รูปที่ 2.3 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม  
(Corner Reflector)

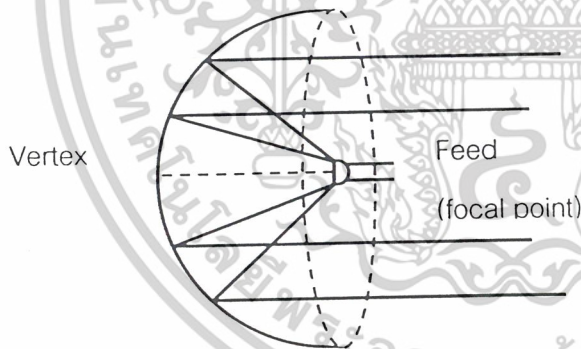
โดยที่สายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมเกิดจากการนำสายอากาศสะท้อนคลื่นแผ่นระนาบ 2 แผ่น มาต่อกันเป็นมุม  $\alpha$  ( $< 180$  องศา) แล้วจะทำให้มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่คมกว่าตัวสะท้อนคลื่นแบบแผ่นระนาบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นพาราโบลา  
(Parabolic reflector)

สำหรับตัวสะท้อนคลื่นรูปพาราโบลา (Parabolic reflector) นั้นสามารถให้ค่าสภาวะเจาะจงทิศทางที่ดีกว่าแบบอื่น โดยแผ่นสะท้อนคลื่นรูปพาราโบลาจะเป็นตัวสะท้อนคลื่นจากแหล่งกำเนิดที่จุดโฟกัสของมันให้เป็นลำคลื่นพุ่งขนานกันไป



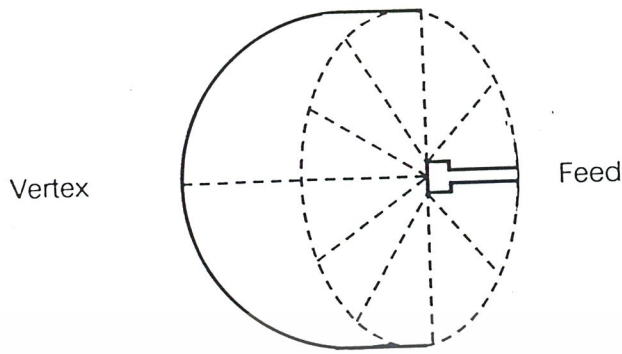
รูปที่ 2.5 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นพาราโบลอยด์  
(Paraboloid reflector)

สำหรับตัวสะท้อนคลื่นรูปพาราโบลอยด์ (Paraboloid reflector) จะมีคุณสมบัติคล้ายกับสายอากาศสะท้อนคลื่นพาราโบลาแตกต่างกันตรงที่ตัวสะท้อนคลื่นพาราโบลอยด์จะมีความสมมาตรทั้งในแนวตั้งและแนวนอน แต่ตัวสะท้อนคลื่นพาราโบลาจะมีความสมมาตรเฉพาะในแนวตั้ง ทำให้สายอากาศสะท้อนคลื่นพาราโบลอยด์สามารถแปลงคลื่นทรงกลม (Spherical Wave) ให้เป็นคลื่นระนาบ

(plane wave) ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



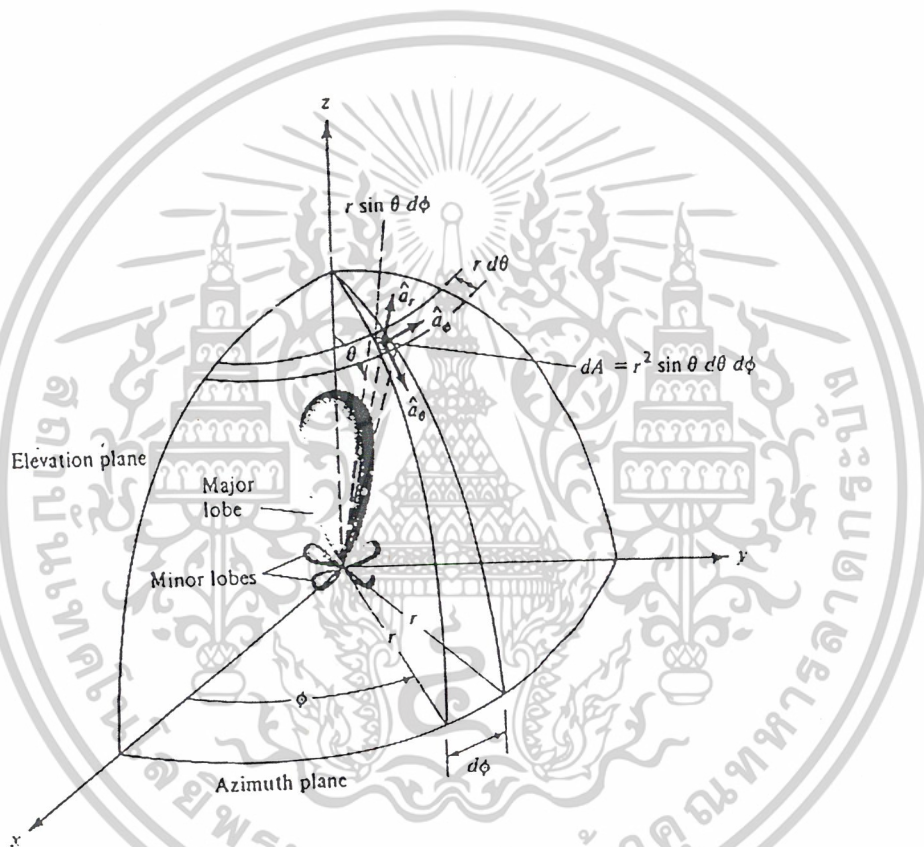
รูปที่ 2.6 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม  
( Spherical Reflector )

สำหรับตัวสะท้อนคลื่นทรงกลม ( Spherical reflector ) จะมีคุณสมบัติที่ดีกว่าสายอากาศสะท้อนคลื่นพาราโบลอยด์ คือ นอกจากสามารถแปลงคลื่นทรงกลมให้เป็นคลื่นระนาบไว้ ยังมีความผิดพลาดจากการแปลง “ Spherical abberation “ ต่ำสุดและเนื่องจากความสมมาตรอย่างสมบูรณ์ในทุกระนาบ จึงนิยมใช้ในการสะท้อนคลื่นของสายอากาศ แบบปรับเฟส และยังสามารถตรวจสอบในมุมกว้าง ( wide angle scanning ) ซึ่งทั้ง 2 อย่าง คือ ลักษณะเฉพาะของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม โดยจะกล่าวอย่างละเอียดในหัวข้อที่ 2.15 ทฤษฎีและหลักการของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม

## 2.3 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ (Parameter of Antenna)

### 2.3.1 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Pattern)

แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น คือ รูปภาพที่ใช้เพื่อแสดงคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่น ซึ่งสามารถแสดงถึงค่าของความหนาแน่นของการแผ่กระจายคลื่น ความเข้มของสนาม เฟส หรือ โพลาริเซชัน ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ มีการกระจายค่าแบบ 3 มิติ สามารถแสดงได้ด้วย ระบบพิกัด (coordinate) แบบ 3 มิติ ดังแสดงในรูปที่ 2.7 และโดยทั่วไปรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นนี้ มักจะคิดในบริเวณที่เป็นสนามระยะไกล (Far Field)

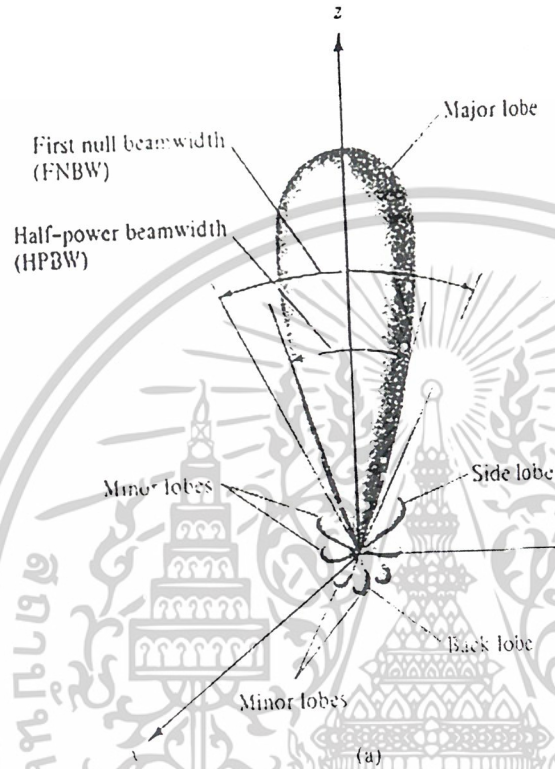


รูปที่ 2.7 ระบบพิกัด (Coordinate) สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.2 ล้อคลื่นเบบรูปของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Lobe)

ล้อคลื่นของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Lobe) เป็นส่วนหนึ่งของเบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เกิดเป็นบริเวณ โดยการปิดล้อมของส่วนที่มีความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นต่ำ ดังแสดงในรูปที่ 2.8 ซึ่งแสดงในแกนโพลาร์ 3 มิติ มีล้อคลื่นต่าง ๆ ดังนี้ คือ



รูปที่ 2.8 ล้อคลื่น (Lobe) และความกว้างของล้อคลื่น (Beamwidth) แบบ 3 มิติของสายอากาศ

2.3.2.1 ล้อคลื่นหลัก (Major Lobe) หมายถึง ล้อคลื่นของสายอากาศที่มีความแรงมากกว่า ล้อคลื่นอื่น

2.3.2.2 ล้อคลื่นย่อย (Minor Lobe) หมายถึง ล้อคลื่นอื่นใดที่นอกจกจากล้อคลื่นหลัก ซึ่งปกติ แล้วจะมีความแรงน้อยกว่าล้อคลื่นหลัก ซึ่งล้อคลื่นย่อยสามารถแบ่งออกได้เป็น

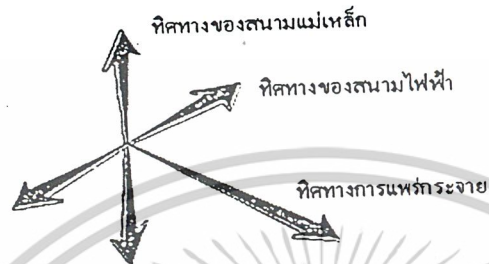
2.3.2.2.1 ล้อคลื่นย่อยด้านข้าง (Side Lobe) หมายถึง ล้อคลื่นย่อยที่มีทิศทางเดียวกับล้อคลื่นหลัก

2.3.2.2.2 ล้อคลื่นย่อยด้านหลัง (Back Lobe) หมายถึง ล้อคลื่นย่อยที่มีทิศทางตรงข้ามกับล้อคลื่นหลัก

2.3.2.3 ล้อคลื่นหลักในทิศทางที่ไม่ต้องการ (Grating Lobe) หมายถึง ล้อคลื่นย่อยที่มีขนาดใกล้เคียงกับล้อคลื่นหลักแต่เกิดขึ้นในทิศทางที่ไม่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.3 การโพลาไรซ์ (Polarization) คือ ค่าพารามิเตอร์ที่เป็นตัวบอกว่าเมื่อคลื่นเดินทางออกจากสายอากาศ สนามไฟฟ้า จะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างไร ซึ่งปรากฏการณ์โพลาไรซ์จะมีทิศทางตั้งฉากกับทิศทางของสนามแม่เหล็กและทิศทางของสนามไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 2.9 โดยปรากฏการณ์โพลาไรซ์จะแบ่งเป็น 3 ประเภท คือ



รูปที่ 2.9 โพลาไรเซชันของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

2.3.3.1 การโพลาไรซ์เชิงเส้น (Linear polarization) คือ เมื่อคลื่นเดินทาง สนามไฟฟ้าจะมีลักษณะเป็นเส้นตรงตลอด แบ่งเป็น การโพลาไรซ์แนวตั้ง (vertical polarization) และการโพลาไรซ์แนวนอน (horizontal polarization) การโพลาไรซ์แนวเอียง (slant polarization)

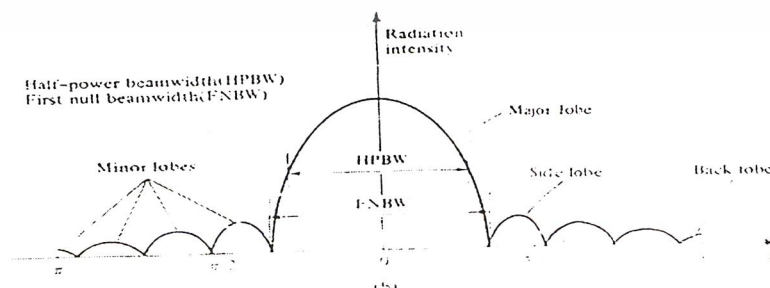
2.3.3.2 การโพลาไรซ์เชิงวงกลม (circular polarization) คือ เมื่อคลื่นเดินทางสนามไฟฟ้าจะมีการเปลี่ยนแปลงในลักษณะวงกลมตลอดการเคลื่อนที่ของคลื่น แบ่งเป็น วงกลมหมุนขวา (right hand circular) และวงกลมหมุนซ้าย (left hand circular)

2.3.3.3 การโพลาไรซ์เชิงวงรี (Elliptical polarization) คือ เมื่อคลื่นเดินทางสนามไฟฟ้าจะมีการเปลี่ยนแปลงทั้งทิศทางและขนาดตลอดเวลา

2.3.4 ความกว้างลำคลื่น (Beam width) คือ ความกว้างของมุมเอียงที่รองรับลำคลื่น ที่จุดที่พิจารณา แบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือ

2.3.4.1 ความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง (Half Power Beamwidth : HPBW) หมายถึง ความกว้างของลำคลื่นที่จุด  $-3$  dB ลงมาจากค่าสูงสุด

2.3.4.2 ความกว้างของลำคลื่นที่จุดศูนย์คู่แรก (First Null Beamwidth : FNBW) หมายถึง ความกว้างของลำคลื่นที่จุดศูนย์คู่แรก



รูปที่ 2.10 ประเภทของลำคลื่น และ วิธีการวัดความกว้างของลำคลื่นประเภทต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.5 ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ( Radiation Intensity )

ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น หมายถึง กำลังงานที่แผ่กระจายออกจากสายอากาศต่อหน่วยมุมตัน เป็นพารามิเตอร์ในการแสดงคุณสมบัติของสายอากาศเกี่ยวกับสนามระยะไกล ซึ่งสามารถหาได้จากผลคูณของความหนาแน่นของการแผ่กระจายคลื่น กับระยะทางกำลังสอง สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$U = r^2 W_{av} \quad (W / Sr) \quad (2.3)$$

เมื่อ  $U$  = ความเข้มชั้นของการแผ่กระจายคลื่น ( W ) / หน่วยมุมตัน  
 $W_{av}$  = ความหนาแน่นของการแผ่กระจายคลื่น ( W/m<sup>2</sup> )  
 $r$  = ระยะทาง ( เมตร )

ซึ่ง  $\overline{W_{av}} = \frac{1}{2\eta} |E|^2$  เราพบว่าที่สนามระยะไกล  $E_r$  จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ  $E_\theta, E_\phi$  ซึ่งสามารถตัดได้ นอกจากนี้ยังพบว่าค่า  $E_\theta, E_\phi$  จะเป็นสัดส่วนผกผันกับกำลังสองของระยะทางที่สนามระยะไกล

$$E_\theta(r, \theta, \phi) = \frac{E_\theta(\theta, \phi)}{r} \quad (2.4)$$

$$E_\phi(r, \theta, \phi) = \frac{E_\phi(\theta, \phi)}{r} \quad (2.5)$$

ดังนั้น 
$$U = \frac{r^2}{2\eta} [ |E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2 ] \quad (2.6)$$

เมื่อ  $E_\theta, E_\phi$  คือ ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าในสนามระยะไกล  
 $\eta$  คือ อินทรินสิคิมพีแดนซ์ ( Intrinsic Impedance )

### 2.3.6 ประสิทธิภาพของสายอากาศ ( Antenna Efficiency )

ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ ( $e_t$ ) จะใช้เมื่อเรากำลังพิจารณาถึงการสูญเสียต่างๆ ขั้วและภายในโครงสร้างของสายอากาศ อันเนื่องมาจากการสะท้อนกลับเนื่องจากความไม่สมพงค์ (Mismatch) กันระหว่างสายส่งกับสายอากาศ และจากการสูญเสียในตัวนำและฉนวน โดยทั่วไปแล้ว ประสิทธิภาพทั้งหมดคำนวณได้จาก

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (2.7)$$

เมื่อ  $e_t$  = ประสิทธิภาพทั้งหมด ( ไม่มีหน่วย )  
 $e_r$  = ประสิทธิภาพเกี่ยวกับการสะท้อนกลับ  $(1 - |\Gamma|^2)$  ( ไม่มีหน่วย )  
 $e_c$  = ประสิทธิภาพของตัวนำ ( ไม่มีหน่วย )  
 $e_d$  = ประสิทธิภาพของฉนวน ( ไม่มีหน่วย )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ศึกษาวิจัยเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.7 ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง ( Directivity )

ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง คือ อัตราส่วนของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นที่มากที่สุด ต่อความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นของตัวแผ่กระจายคลื่นไอโซทรอปิก เขียนเป็นสมการได้ว่า

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

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

- เมื่อ  $D_g$  = อัตราการขยายค่าสภาพเจาะจงทิศทาง ( ไม่มีหน่วย )  
 $D_0$  = ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง ( ไม่มีหน่วย )  
 $U$  = ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ( W/หน่วยมุมตัน )  
 $U_{max}$  = ค่าสูงสุดของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ( W/หน่วยมุมตัน )  
 $U_0$  = ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นของไอโซทรอปิกพอยท์ซอร์ส ( W/หน่วยมุมตัน )  
 $P_{rad}$  = กำลังงานที่แผ่กระจายทั้งหมด ( W )

ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง ของไอโซทรอปิกพอยท์ จะมีค่าเท่ากับหนึ่งเสมอ เพราะว่า มันแผ่กระจายกำลังงานออกไปในทุกทิศทางด้วยค่าที่เท่า ๆ กัน แต่สำหรับสายอากาศโดยทั่วไปแล้วย่อมมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางมากกว่าหนึ่งเสมอ

แต่สำหรับสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม เนื่องจากมีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่มีลำคลื่นหลักทิศทางเดียว ( Unidirectional Pattern ) และ ทราบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นทั้ง 2 ระนาบ คือ ระนาบสนามไฟฟ้า และ ระนาบสนามแม่เหล็ก ดังนั้น ในการคำนวณจะใช้สูตรต่อไปนี้

$$D_0 = \frac{41253}{\theta_{1d} \cdot \theta_{2d}} \quad (2.10)$$

- เมื่อ  $\theta_{1d}$  คือ ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งของสายอากาศในระนาบหนึ่ง ( degree )  
 $\theta_{2d}$  คือ ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งของสายอากาศในระนาบหนึ่งที่ตั้งฉากกัน ( degree )

2.3.8 อัตราการขยาย ( Gain ) คือ ความสัมพันธ์ที่ได้มาจากค่าการชี้ทิศทาง โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ประสิทธิภาพของสายอากาศ ( $e_t$ ) จะประกอบด้วยประสิทธิภาพของการสะท้อนกลับ ( $e_r$ ) ประสิทธิภาพของตัวนำ ( $e_c$ ) และ ประสิทธิภาพของไดอิเล็กทริก ( $e_d$ )

$$G = e_t \cdot D \quad (2.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.9 แบนด์ความถี่ ( Bandwidth )

แบนด์ความถี่ของสายอากาศถูกกำหนดให้เป็นช่วงของความถี่ ที่สายอากาศมีคุณสมบัติอยู่ในมาตรฐานที่กำหนดให้อาจคิดว่าเป็นช่วงของความถี่ที่สายอากาศมีคุณสมบัติต่างๆ ได้แก่ ความต้านทานด้านเข้า ( Input Impedance), แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น, ความกว้างลำคลื่น, โพลาริเซชัน, ระดับของลำคลื่นข้างเคียง, อัตราการขยาย, ประสิทธิภาพของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ฯลฯ อยู่ในค่าที่ใช้งานได้คือ ไม่ต่างจากคุณสมบัติที่วัดที่ความถี่ตรงกลางที่ออกแบบจนทำให้คุณสมบัติเหล่านี้เสียไปจากข้อกำหนดหรือมาตรฐานปกติซึ่งคุณสมบัติแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นกับความต้านทานด้านเข้าและความกว้างลำคลื่นมักถูกใช้เป็นตัวกำหนดแบนด์ความถี่ของสายอากาศ ซึ่งแสดงได้ดังนี้

2.3.9.1 ช่วงความถี่ที่กำหนดโดยแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ( Pattern Bandwidth ) หมายถึง ช่วงความถี่ที่แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นมีลักษณะเหมาะสมกับการใช้งาน

2.3.9.2 ช่วงความถี่ที่กำหนดโดยค่าความต้านทาน ( Impedance Bandwidth ) หมายถึง ช่วงความถี่ที่มีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งมีค่าไม่เกิน 2

การแสดงช่วงกว้างของความถี่ของสายอากาศ แบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือ

2.3.9.3 สายอากาศตอบสนองความถี่ช่วงแคบ ( Narrowband Antenna ) หมายถึง สายอากาศที่มีการใช้งานในช่วงความถี่ไม่มากนัก ซึ่งการแสดง  $\Delta f$  จะแสดงเป็นเปอร์เซ็นต์เทียบกับความถี่กลาง

$$\Delta f(\%) = \frac{f_H - f_L}{f_c} \times 100 \quad (2.12)$$

2.3.9.4 สายอากาศตอบสนองความถี่ช่วงกว้าง ( Broadband Antenna ) หมายถึง สายอากาศที่มีการใช้งานในช่วงความถี่กว้างซึ่งโดยทั่วไป  $f_H$  จะมากกว่า  $f_L$  40 เท่า ซึ่งการแสดงเป็นอัตราส่วนของ  $f_H : f_L$  จะได้

$$\Delta f = f_H : f_L \quad (2.13)$$

2.3.9.5 สายอากาศที่เป็นอิสระเชิงความถี่ ( Frequency Independent Antenna ) หมายถึง สายอากาศที่มีการใช้งานในช่วงความถี่กว้างมากซึ่งโดยทั่วไป  $f_H$  จะมากกว่า  $f_L$  80 เท่า

โดยที่  $f_H$  คือ ความถี่ที่สูงกว่า (Hz)

$f_L$  คือ ความถี่ที่ต่ำกว่า (Hz)

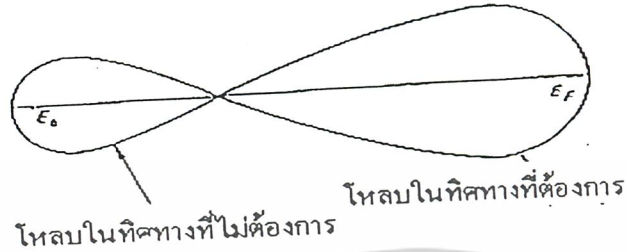
$f_c$  คือ ความถี่กลางระหว่าง  $f_H$  และ  $f_L$

ซึ่งโดยปกติสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม จะใช้ในการสื่อสารผ่านดาวเทียม ซึ่งใช้ความถี่ในย่านความถี่ไมโครเวฟ หรือความถี่ที่สูงกว่า ดังนั้น สายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมที่ดีต้องสามารถตอบสนองความถี่ได้มาก หรือเป็นอิสระเชิงความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

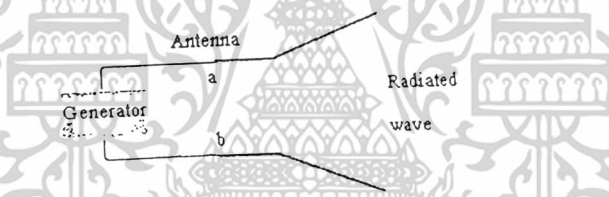
### 2.3.10 อัตราส่วนโพลหน้าต่อโพลหลัง (Front to Back Ratio)

เป็นอัตราส่วนของความเข้มสนามไฟฟ้าที่เกิดจากสายอากาศ โดยคิดจากทิศที่ต้องการกับทิศที่ไม่ต้องการ (ตรงกันข้าม) ดังแสดงในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 อัตราส่วนโพลหน้าต่อโพลหลัง (Front to Back Ratio) ของสายอากาศ

2.3.11 การเข้ากันได้ระหว่างสายอากาศกับสายนำสัญญาณ (Matching Impedance) จะเป็นตัวบอกว่าคลื่นที่ออกมาจากแหล่งกำเนิดนั้นสามารถจะถูกส่งผ่านสายอากาศออกไปได้หมดหรือไม่โดยพิจารณาถึงองค์ประกอบที่สำคัญสองอย่าง คือ ค่าต้านทานด้านเข้าของสายอากาศ และ ค่าความต้านทานคุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ซึ่งพิจารณาจาก



รูปที่ 2.12 สายอากาศในโหมดการส่ง

#### 2.3.11.1 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากความต้านทานด้านเข้า (Input Impedance)

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.14)$$

#### 2.3.11.2 การสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (Return Loss หรือ Reflection Loss)

$$RL(dB) = 20 \log(\Gamma) \quad (2.15)$$

#### 2.3.11.3 อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave)

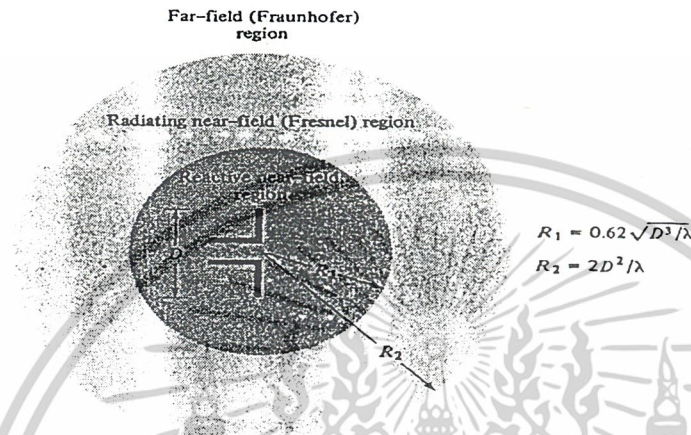
$$SWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.16)$$

โดยที่	$\Gamma$ คือ	สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Reflection Coefficient)
	$Z_A$ คือ	ความต้านทานด้านเข้า (Input Impedance of Antenna)
	$Z_0$ คือ	ความต้านทานคุณลักษณะ (Characteristic Impedance of Antenna)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.4 บริเวณต่างๆ ของสนามจากสายอากาศ ( Field Region )

โดยทั่วไปมักจะแบ่งบริเวณที่ล้อมรอบสายอากาศออกเป็น 3 ส่วน คือ สนามรีแอกทีฟระยะใกล้ ( Reactive Near Field ) สนามกระจายระยะใกล้ ( Radiating Near Field ) และสนามระยะไกล ( Far Field ) ดังแสดงในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 การแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ

2.4.1 บริเวณสนามระยะใกล้รีแอกทีฟ ( Reactitive near field ) หมายถึง ระยะที่วัดจากตัวสายอากาศออกมาไม่เกิน  $R < 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$  จากผิวของสายอากาศ ซึ่งพบว่าบริเวณนี้สายอากาศจะไม่เกิดการแพร่กระจายคลื่นแต่จะเก็บสะสม ( Storage ) พลังงานอยู่ในรูปของรีแอกทีฟ

$$0 < R < 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (2.17)$$

2.4.2 บริเวณสนามระยะใกล้ที่แพร่กระจายคลื่น ( Radiating near field ) หมายถึง ระยะที่วัดจาก  $0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$  ถึงระยะ  $\frac{2D^2}{\lambda}$  ซึ่งพบว่าบริเวณนี้สายอากาศเริ่มมีการแพร่กระจายคลื่นแต่พบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่มุมต่างๆจะเปลี่ยนไปเมื่อระยะทางในการทดสอบเปลี่ยนไป

$$0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \leq R \leq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.18)$$

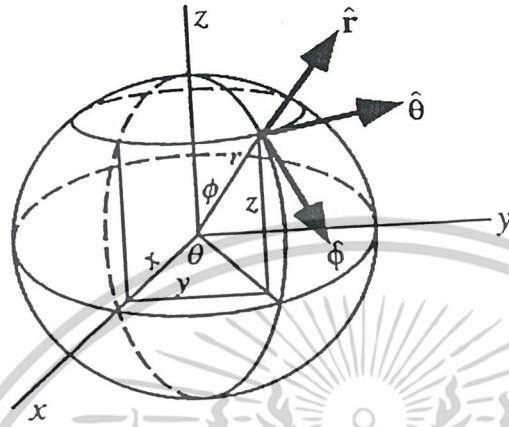
2.4.3 บริเวณสนามระยะไกล ( Far – field ) หมายถึง บริเวณที่วัดจาก  $\frac{2D^2}{\lambda}$  เป็นต้นไป ซึ่งพบว่าที่บริเวณนี้สายอากาศจะมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่คงที่ แม้ว่าระยะทางที่ใช้ทดสอบจะเปลี่ยนแปลงก็ตาม

$$\frac{2D^2}{\lambda} \leq R \leq \infty \quad (2.19)$$

โดยที่  $D$  คือ มิติที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 **ระบบพิกัดทรงกลม (Spherical Coordinates)** เนื่องจากการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ จะมีลักษณะออกไปทุกทิศทุกทาง ประกอบกับตัวสะท้อนคลื่นที่ใช้เป็นประเภทรังกลม ดังนั้น เราจะทำการศึกษาระบบพิกัดทรงกลม  $(r, \theta, \phi)$  พอสังเขปดังนี้



รูปที่ 2.14 พิกัดทรงกลมในโพลาไร 3 มิติ

ระบบพิกัดทรงกลม มีการกำหนดตำแหน่งด้วยพิกัด 3 พิกัด ดังแสดงในรูปที่ 2.8 คือ พิกัด  $r$  เป็นค่าคงที่ซึ่งเป็นรัศมีจากจุดกำเนิด โดยมีค่าในช่วง  $r \in [0, \infty)$  พิกัด  $\theta$  เป็นมุมวัดจากแกน  $z$  ไปยังเส้นตรงที่ลากจากจุดกำเนิดไปยังจุดที่ต้องการทราบค่าพิกัด โดยมีค่าในช่วง  $\theta \in [0, \pi]$  และพิกัด  $\phi$  เป็นมุมที่วัดจากแกน  $x$  ในระนาบ  $xy$  โดยมีค่าในช่วง  $\phi \in [0, 2\pi]$

2.6 **ระนาบ (Plane)** ในทางวิศวกรรมสายอากาศใช้ในการแสดงลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น 2 มิติ โดยแบ่งเป็น 2 ประเภท คือ

2.6.1 **การแบ่งระนาบตามทิศทางของมุม  $\theta, \phi$**

2.6.1.1 **ระนาบมุมกวาด (azimuth plane)** หรือระนาบแนวนอน โดยการคงที่มุม  $\theta = 90 \text{ deg}$  หรือระนาบ  $xy$  และเปลี่ยนแปลงค่ามุม  $\phi$  โดยมีค่าในช่วง  $\phi \in [0, 2\pi]$

2.6.1.2 **ระนาบมุมตั้ง (elevation plane)** หรือระนาบแนวตั้ง โดยการคงที่มุม  $\phi = 0 \text{ deg}$  หรือ แกน  $x$  และเปลี่ยนแปลงค่ามุม  $\theta$  หรือการคงที่มุม  $\phi = 90 \text{ deg}$  หรือแกน  $y$  และเปลี่ยนแปลง ค่ามุม  $\theta$  โดยมีค่าในช่วง  $\theta \in [0, \pi]$

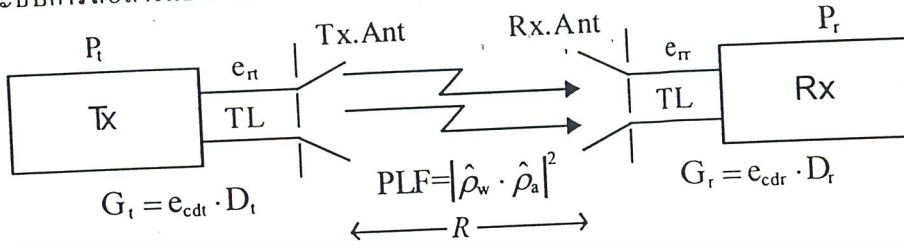
2.6.2 **การแบ่งระนาบตามทิศทางของสนาม**

2.6.2.1 **ระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane)** เป็นระนาบที่มีการเปลี่ยนแปลงเฉพาะสนามไฟฟ้าเท่านั้น สนามแม่เหล็กไม่เปลี่ยนแปลง

2.6.2.2 **ระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane)** เป็นระนาบที่มีการเปลี่ยนแปลงเฉพาะสนามแม่เหล็กเท่านั้น สนามไฟฟ้าไม่เปลี่ยนแปลง โดยที่ระนาบมุมกวาดจะตั้งฉากกับระนาบมุมยก และ ระนาบสนามไฟฟ้าจะตั้งฉากกับระนาบสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 สมการการส่งคลื่นของฟรีส (Fris Transmission Equation) เป็นสมการที่แสดงถึงการใช้งานสายอากาศในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย



รูปที่ 2.15 กระบวนการส่งถ่ายพลังงานของสมการการส่งคลื่นของฟรีส

จะได้ 
$$P_r = P_t \cdot e_{\pi} \cdot G_t \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \cdot PLF \cdot G_r \cdot e_{rr} \quad (2.20)$$

หรือ 
$$\frac{P_r}{P_t} = e_{\pi} \cdot G_t \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \cdot PLF \cdot G_r \cdot e_{rr} \quad (2.21)$$

ในกรณีที่ เป็นสายอากาศที่โพลาไรซ์แมตซ์ และหันสายอากาศให้ส่งและรับได้แรงที่สุด (2.21) จะลดลงเป็นดังนี้

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \cdot G_t \cdot G_r \quad (2.22)$$

เรียก (2.21) และ (2.22) ว่าสมการการส่งคลื่นของฟรีส และเทอม  $\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2$  เป็นแฟกเตอร์แสดงการสูญเสียของอากาศ

ซึ่งเมื่อคูณด้วย  $10\log$  แล้วทำการจัดรูปจะได้

$$(G_t)_{dB} + (G_r)_{dB} = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + 10\log\left(\frac{P_r}{P_t}\right) \quad (2.23)$$

ถ้าทั้งสายอากาศส่งและรับมีลักษณะเหมือนกันทุกประการ ( $G_t = G_r$ ) จะสามารถลดได้เป็น

$$(G_t)_{dB} = (G_r)_{dB} = \frac{1}{2} \left( 20\log_{10}\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + 10\log\left(\frac{P_r}{P_t}\right) \right) \quad (2.24)$$

แต่ถ้าสายอากาศส่งและรับไม่เหมือนกันทุกประการ โดยจำแนกเป็น (a,b,c) ต้องใช้วิธีการจัดกลุ่มโดยแบ่งเป็น 3 สมการดังนี้

$$(G_a)_{dB} + (G_b)_{dB} = \left( 20\log_{10}\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + 10\log\left(\frac{P_{rb}}{P_{ta}}\right) \right) \quad (2.25)$$

$$(G_a)_{dB} + (G_c)_{dB} = \left( 20\log_{10}\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + 10\log\left(\frac{P_{rc}}{P_{ta}}\right) \right) \quad (2.26)$$

$$(G_b)_{dB} + (G_c)_{dB} = \left( 20\log_{10}\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + 10\log\left(\frac{P_{rc}}{P_{tb}}\right) \right) \quad (2.27)$$

จากนั้นจึงทำการแก้สมการเพื่อหาอัตราการขยายของสายอากาศตามความต้องการ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.8 การสร้างสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม จะประกอบด้วยอุปกรณ์สองส่วน คือ

1. ตัวสะท้อนคลื่นทรงกลม ซึ่งในการทดลองจะใช้ตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.5 เมตร ซึ่งมีลักษณะดังรูปข้างล่าง สำหรับการแบ่งชนิดของตัวสะท้อนคลื่นจะกล่าวในหัวข้อถัดไป
2. ตัวป้อนสัญญาณในโครงการนี้จะใช้ สายอากาศฮอร์นชนิดกรวยกลม และ สายอากาศวงแหวนที่ล้อมรอบโพรบ ซึ่งจะอธิบายทฤษฎีและหลักการตามลำดับในหัวข้อตัวป้อนสัญญาณ



( ข )

รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะทางกายภาพของตัวสะท้อนคลื่นทรงกลม

( ก ) ด้านบนของตัวสะท้อนคลื่นทรงกลม ( ข ) ด้านข้างของตัวสะท้อนคลื่นทรงกลม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.9 การแบ่งชนิดของตัวสะท้อนคลื่น ตามวัสดุที่ใช้

ไม่ว่าจะเป็นตัวสะท้อนคลื่นแบบใดๆ ก็จะมีหลักการเดียวกัน คือ รับสัญญาณจากดาวเทียมลงมาแล้ว สะท้อนคลื่นกลับไปยังจุดเดียวกันซึ่ง เรียกว่า จุดโฟกัส (Focus point) สัญญาณที่มีกำลังอ่อนๆ เมื่อพุ่งลงมากระทบพื้นของจาน แล้วสะท้อนไปยังจุดเดียวกัน จะมีผลทำให้สัญญาณแรงขึ้นมาได้ ไม่ว่าจะผลิตมาจากอลูมิเนียม ไฟเบอร์กลาส หรือแบบตาข่าย ก็ตาม สิ่งแรกที่ต้องสนใจก็คือ ต้องมีส่วนโค้งที่ถูกต้องและมีลักษณะเป็นตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมเท่านั้น ก็สามารถรับสัญญาณได้แล้ว

1. ตัวสะท้อนคลื่นอลูมิเนียมแบบทึบ จะได้ประสิทธิภาพดีกว่าแบบไฟเบอร์กลาสหรือแบบตาข่าย ตัวสะท้อนคลื่นอลูมิเนียมแบบทึบมักจะเคลือบด้วยสีที่มีคุณสมบัติไม่สะท้อนแสง เพราะถ้าหากสะท้อนแสงแล้วจะทำให้เกิดการรวมแสงเช่นเดียวกับคลื่น ส่วนเนื้ออลูมิเนียมมักจะทำจากอลูมิเนียมเกรดดี สามารถป้องกันการสุกหรือจากสนิมออกไซด์ของอลูมิเนียมได้ดี

2. ตัวสะท้อนคลื่นแบบตาข่าย ซึ่งเป็นที่นิยมมากในขณะนี้เพราะไม่ทำให้เสียทัศนียภาพมากนัก เนื่องจากสามารถมองเห็นทะลุผ่านออกไปเห็นทัศนียภาพข้างหลังได้ แต่ตัวสะท้อนคลื่นแบบตาข่ายค่อนข้างจะทำให้เกิดการเสียหายหรือผิกรูปได้ง่าย เนื่องจากเป็นโลหะมีรูพรุนจึงบอบบาง ดังนั้นในการติดตั้งใช้งานในแต่ละส่วนจึงควรเป็นไปตามคำแนะนำของผู้ผลิต ที่เน้นมากคือ ความเป็นส่วนโค้งของทรงกลมได้รูปตลอด วิธีเช็คง่ายๆ โดยการใช้มือลูบที่ผิวของตัวสะท้อนก็สามารถรู้ได้ทันทีว่า โค้งตลอดทั้งแผ่นหรือไม่ หากผิวของส่วนโค้งของแต่ละแผ่นไม่เป็นไปตามทรงกลมแล้ว จะทำให้คลื่นที่มาตกกระทบบางส่วนไม่พุ่งไปรวมที่จุดโฟกัส สัญญาณก็จะที่ความแรงลดลง

3. ตัวสะท้อนคลื่นแบบไฟเบอร์ ลักษณะทางโครงสร้างก็เหมือนกับตัวสะท้อนแบบทึบ และค่อนข้างใช้กันมาก ตัวสะท้อนคลื่นแบบไฟเบอร์ที่เป็นมาตรฐานนั้น ภายในโครงสร้างของมันจะมีการฝังลวดตาข่ายไว้เพื่อใช้เป็นตัวสะท้อนคลื่นสัญญาณจากดาวเทียม เพราะหากไม่มีลวดตาข่ายฝังเอาไว้ภายใน สัญญาณจะทะลุผ่านจานออกไปหมด ลักษณะของการผลิตจะใช้วิธีพ่นไฟเบอร์กลาสลง โมลด์ (mold) แล้ววางขดลวดตาข่ายที่ทอหรือถักลงไป จากนั้นจึงฉีดไฟเบอร์กลาสลงไปอีกครั้งหนึ่ง

การจัดสร้างตัวสะท้อนคลื่นชิ้นมานั้น อาจจะทำให้เป็นชิ้นเดียวหรือหลายชิ้นแล้วนำมาประกอบเข้าด้วยกันก็ได้ แต่ความแน่นอนของประสิทธิภาพการสะท้อนของสัญญาณแล้ว ตัวสะท้อนคลื่นแบบชิ้นเดียวจะดีกว่า ส่วนตัวสะท้อนที่แบ่งมาเป็นเสี้ยวแล้วมาประกอบกันจะมีข้อเสียตรงส่วนนี้ แต่จะมีความแข็งแรงมากกว่า เพราะช่วงรอยต่อที่นำมาที่นำมาประกบกันจะกลายเป็นกระดุก หรือเป็นส่วนที่เสริมความแข็งแรงให้กับจาน อีกทั้งยังสะดวกต่อการขนส่งอีกทั้งยังสะดวกต่อการขนส่ง และถอดเปลี่ยนได้ง่ายในกรณีที่ยื่นใดชิ้นหนึ่งเสีย ส่วนเรื่องรอยต่อแต่ละชิ้นที่เป็นปัญหาในการสะท้อนของคลื่นนั้น ถือว่ามีน้อยมากเมื่อเทียบกับพื้นที่ของจานทั้งหมด

สำหรับในโครงการนี้เราใช้ตัวสะท้อนคลื่นอลูมิเนียมแบบทึบที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.5 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.10 ทฤษฎีและหลักการของตัวป้อนสัญญาณ

### 2.10.1 ทฤษฎีและหลักการของสายอากาศแบบฮอร์นทรงกลม

#### 2.10.1.1 ทฤษฎีของสายอากาศแบบฮอร์นทรงกลม

สายอากาศฮอร์นจัดเป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างพื้นฐานที่สุดและค่อนข้างจะได้รับความนิยมในการนำไปใช้เป็นสายอากาศในย่านไมโครเวฟ และเนื่องจากมีโครงสร้างที่ง่ายต่อการสร้าง การกระตุ้นที่ง่าย มีความสามารถนำไปใช้เป็นสายอากาศในย่านไมโครเวฟ และเนื่องจากมีโครงสร้างที่ง่ายต่อการสร้าง การกระตุ้นที่ง่าย มีความสามารถรอบตัว มีอัตราขยายสูง มีประสิทธิภาพการใช้งานที่ดี ทำให้เกิดการใช้งานที่กว้างขวาง

#### 2.10.1.2 หลักการของสายอากาศแบบฮอร์นทรงกลม

ในการพิจารณาสายอากาศแบบฮอร์นทรงกลม จะทำการพิจารณา 2 ส่วน คือ ส่วนของท่อนำคลื่น และ ส่วนที่แพร่กระจายคลื่น โดยจะทำการพิจารณาตามลำดับดังนี้

### 2.11 หลักการของท่อนำคลื่นแบบวงกลม

#### 2.11.1 ท่อนำคลื่นแบบวงกลม (Circular waveguide)

ท่อนำคลื่นแบบกลมเป็นท่อนำคลื่นอีกชนิดหนึ่งที่นิยมใช้กัน ท่อนำคลื่นนั้นจำใช้เป็นรูปทรงลักษณะใดก็ได้ แต่ที่เลือกใช้เป็นทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้าหรือกลม เพราะการคำนวณวิเคราะห์เกี่ยวกับโหมดการส่งคลื่นและรูปแบบของสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กทำได้ง่ายกว่า ท่อนำคลื่นรูปทรงอื่นจึงไม่มีใครเป็นที่นิยมกัน

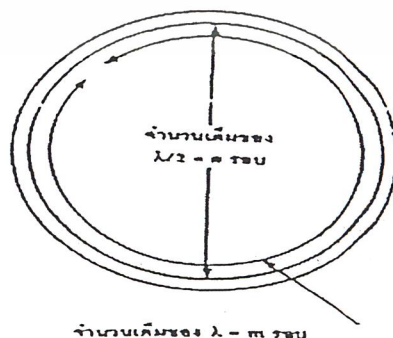
#### 2.11.1.2 รูปแบบของคลื่นที่ส่งในท่อนำคลื่นแบบกลม

เนื่องจากท่อนำคลื่นเป็นรูปแบบทรงกลม จึงทำให้มีความสลับซับซ้อนมากยิ่งขึ้นในการวิเคราะห์คำนวณ แก้ปัญหาต่างๆ จึงต้องใช้เบสเซลฟังก์ชัน (Bessel Function) มาช่วยคำนวณแทนที่จะใช้ฟังก์ชันตรีโกณมิติธรรมดาที่ใช้กัน การคำนวณทางคณิตศาสตร์ในการหาสูตรหารูปแบบสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็ก ในท่อนำคลื่นต่างๆ เหล่านี้เป็นเรื่องยุ่งยากอยู่ จะนำสูตรหรือผลการวิเคราะห์มาใช้งานเลย

โหมดการส่งคลื่นในท่อนำคลื่นแบบกลมจะเหมือนกับโหมดของท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า เงื่อนไขขอบเขตที่รอยต่อก็เหมือนกันสามารถนำมาใช้ได้โหมดการส่งคลื่นที่ใช้ก็มีโหมด  $TE_{nm}$  และ  $TM_{nm}$  โดยที่  $m$  จะแสดงถึงจำนวนเต็มของความยาวคลื่นวนรอบท่อนำคลื่นแบบกลม (เวกเตอร์ย่อยในแนวรัศมีของสนามไฟฟ้า)  $n$  จะแสดงถึงจำนวนเต็มของครึ่งความยาวคลื่นที่เส้นผ่านศูนย์กลางของท่อนำคลื่นแบบกลม

$m$  = จำนวนเต็มของความยาวคลื่นวนรอบด้าน ในของท่อนำคลื่นแบบกลม

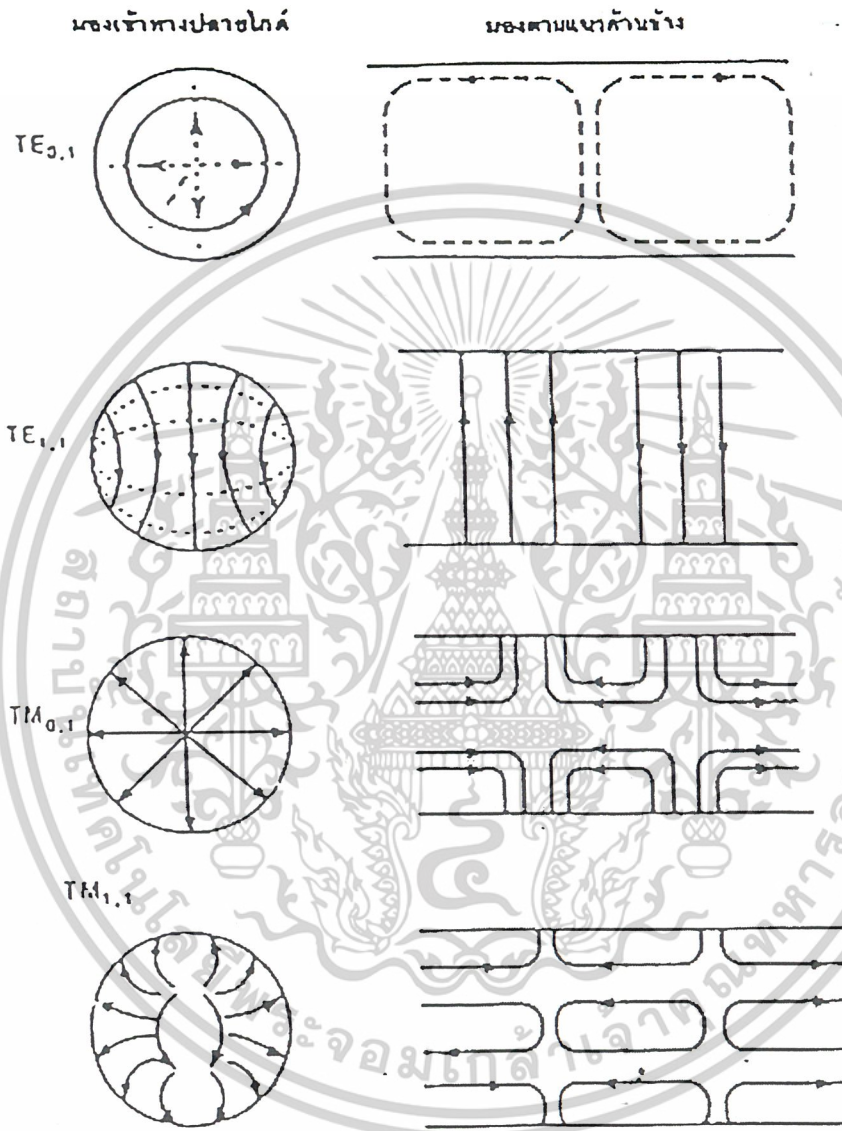
$n$  = จำนวนเต็มของครึ่งความยาวคลื่นบนเส้นผ่านศูนย์กลางของท่อนำคลื่นแบบกลม



รูปที่ 2.17 ความหมายของ  $m$  และ  $n$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์ของ  $m$  และ  $n$  แสดงไว้ในภาคตัดขวางของท่อนำคลื่นแบบกลม ดังรูปที่ 2.17 รูปแบบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก (Electric and Magnetic pattern) ที่ใช้งานกันในโหมด  $TE_{nm}$  และ  $TM_{nm}$  ของท่อนำคลื่นแบบกลมแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 โหมด TE และ TM ของท่อนำคลื่น

2.11.1.3 ความยาวคลื่นตัดออฟสำหรับท่อนำคลื่นแบบกลม

ในท่อนำคลื่นแบบกลม ความถี่ต่ำสุดที่สามารถส่งผ่านท่อนำคลื่นได้คือ โหมด  $TE_{11}$  ซึ่งถือเป็นโหมดหลักในการส่งคลื่น (Principal mode) โหมดหลัก  $TE_{11}$  ของท่อนำคลื่นแบบกลมเทียบได้กับโหมด  $TE_{10}$  ของท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า ถ้าเปรียบเทียบรูปแบบของสนาม (Field pattern) จากโหมด  $TE_{10}$  กับโหมด  $TE_{11}$  ในรูปที่ 3.2 จะเห็นว่าไม่มีความคล้ายคลึงกันเลย แต่เมื่อท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกส่งด้วยคลื่นในโหมด

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$TE_{10}$  และท่อนำคลื่นนี้นำไปต่อเข้ากับท่อนำคลื่นแบบกลมด้วยการเชื่อมต่อที่ดีไม่เกิดการมีสแมทซ์คลื่นที่ผ่านเข้าไปในท่อนำคลื่นแบบกลมจะได้เป็น mode  $TE_{11}$  เนื่องจากทั้งคู่เป็นโหมดหลักนั่นเอง

การหาความยาวคลื่นคัทออฟของท่อนำคลื่นแบบกลม โดยต้องใช้ค่ารากของเบสเซลฟังก์ชัน (Roots of Bessel functions) ซึ่งที่ความยาวคลื่นคัทออฟของโหมด  $TE_{mn}$  มีค่าเท่ากับ

$$\lambda_{cutoff} = \frac{2\pi r}{\mu'_{mn}} \quad (2.28)$$

โดยที่  $\lambda_{cutoff}$  = ค่าความยาวคลื่นที่ยาวที่สุดในท่อนำคลื่นสำหรับโหมดที่กำหนด cm.

$r$  = รัศมีด้านในของท่อนำคลื่นแบบกลม

$\mu'_{mn}$  = ค่ารากของสมการเบสเซล (มาจากตารางที่ 2.3 (ก.))

ส่วนความยาวคลื่นคัทออฟของโหมด  $TE_{mn}$  มีค่าเท่ากับ

$$\lambda_{cutoff} = \frac{2\pi r}{\mu'_{mn}} \quad (2.29)$$

โดยที่  $\lambda_{cutoff}$  = ค่าความยาวคลื่นที่ยาวที่สุดในท่อนำคลื่นสำหรับโหมดที่กำหนด cm.

$r$  = รัศมีด้านในของท่อนำคลื่นแบบกลม

$\mu'_{mn}$  = ค่ารากของสมการเบสเซล (มาจากตารางที่ 2.3 (ข.))

ค่ารากเบสเซลสำหรับโหมด TE

$\mu'_{01} = 3.8821$	$\mu'_{02} = 7.016$
$\mu'_{11} = 1.841$	$\mu'_{12} = 5.332$
$\mu'_{21} = 3.054$	$\mu'_{22} = 6.706$
$\mu'_{31} = 4.201$	$\mu'_{32} = 8.302$

(ก)

ค่ารากเบสเซลสำหรับโหมด TM

$\mu_{01} = 2.405$	$\mu_{02} = 5.520$	$\mu_{03} = 8.65$
$\mu_{11} = 3.832$	$\mu_{12} = 7.016$	
$\mu_{22} = 5.136$		

(ข)

ตารางที่ 2.3 ค่ารากของเบสเซล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 2.3 (ก.) จะพบว่า  $u_{11}$  มีค่าน้อยที่สุด ซึ่งถ้านำไปแทนลงในสมการที่ 2.28 และทราบค่า  $r$  มากกว่าใช้ค่า  $u_{11}$  หมายความว่าต้องใช้ท่อนำคลื่นแบบกลมขนาดใหญ่ขึ้น ด้วยเหตุนี้โหมด  $TE_{11}$  จึงถือว่าเป็น

โหมดหลัก และเช่นเดียวกันในตารางที่ 2.3 (ข.) โหมด  $TM_{01}$  จะเป็นโหมดหลักสำหรับคลื่น  $TM$  เนื่องจากท่อนำคลื่นแบบกลมนั้นจะมีความสมมาตรในทุกด้านทุกมุม การหมุนท่อนำคลื่นไปในลักษณะใดจึงไม่มีผลต่อการส่งคลื่น ผิดกับท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า ซึ่งเมื่อทำการหมุนจะเกิดเสียความสมมาตรและส่งผลกระทบต่อคลื่นที่ส่งผ่านท่อนำคลื่นด้วย

#### 2.11.1.4 การใช้งานท่อนำคลื่นแบบกลม

การประยุกต์ใช้งานที่มีความสำคัญและเหมาะสมมากที่สุดงานหนึ่ง ก็คือใช้เป็นโรตารีจอยท์ (Rotary joint) โรตารีจอยท์ซึ่งเราอาจเรียกง่าย ๆ ว่า ข้อต่อหมุน เป็นคอนเนคเตอร์หรือข้อต่อที่อยู่ระหว่างท่อนำคลื่น ทำให้สามารถหมุนท่อนำคลื่นด้านหนึ่งไปรอบตัวได้ โดยท่อนำคลื่นอีกด้านหนึ่งหยุดนิ่งอยู่กับที่ ตัวอย่างการใช้งานที่เราพบเห็นกันได้บ่อย ก็คือ ใช้ในสายอากาศเรดาร์แบบหมุนได้รอบตัว (Rotating radar antenna) ซึ่งเราไม่สามารถใช้ท่อนำคลื่นชนิดอื่นๆ เช่น ท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมผืนผ้า เป็นต้น แทนที่โดยไม่เกิดการสะท้อนของสัญญาณ ท่อนำคลื่นแบบกลมนี้มีความสมมาตรรอบตัวอยู่แล้ว การหมุนรอบตัวของท่อนำคลื่นแบบกลมนี้จึงไม่ส่งผลกระทบต่อรูปแบบของสนามไม่ว่าจะเป็นสนามไฟฟ้า หรือ สนามแม่เหล็กก็ตาม ดังนั้นงานที่ต้องการหลีกเลี่ยงการเกิดสัญญาณสะท้อนกลับ จึงนิยมใช้ลักษณะความสมมาตรของท่อนำคลื่นแบบกลมให้เป็นประโยชน์ เช่น ใช้เป็นข้อต่อหมุน เป็นต้น

#### 2.11.1.5 สนามของท่อนำคลื่นแบบกลม

จากรูปที่ 2.19 โหมดหลัก ทำงานในรูปแบบ  $TE_{11}$  mode ซึ่งสนามไฟฟ้าจะกระจายทั่วพื้นที่หน้าตัดดังในสมการ 2.43 และ 2.44

$$E_\rho = \frac{2 \sin \phi}{\rho} J_1 \left( 1.84 \frac{\rho}{a} \right) \quad (2.30)$$

$$E_\theta = \frac{2a \cos \phi}{1.84} \frac{dJ_1 \left( 1.84 \frac{\rho}{a} \right)}{d\rho} \quad (2.31)$$

เมื่อ  $a$  คือรัศมี และ  $J_1$  คือเบสเซลฟังก์ชัน แบบที่ 1 Order ที่ 1 และ  $\rho$  คือรัศมีของโคออดิเนตทรงกระบอก ดังรูปที่ 2.19 ในโคออดิเนตทรงสี่เหลี่ยม แสดงการกระจายของสนามดังนี้

$$E_x = E_\rho \cos \phi - E_\theta \sin \phi \quad (2.32)$$

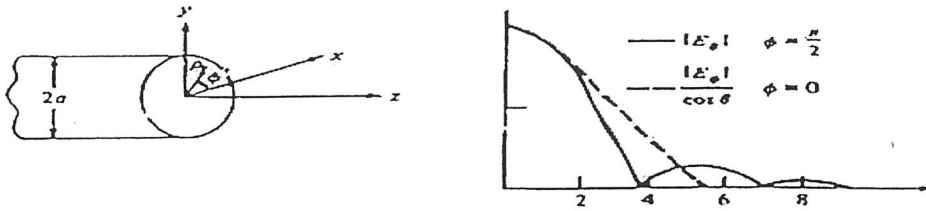
$$E_y = E_\rho \sin \phi - E_\theta \cos \phi \quad (2.33)$$

สำหรับ  $E_\theta, E_\phi$  สามารถใช้ความสัมพันธ์ของรีเคอร์เรนซ์ (Recurrence relations) ดังนี้

$$\frac{dJ_1(u)}{du} = \frac{1}{2} [J_{m-1}(u) - J_{m+1}(u)] \quad (2.34)$$

$$\frac{m}{u} J_m(u) = \frac{1}{2} [J_{m-1}(u) + J_{m+1}(u)] \quad (2.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 ท่อนำคลื่นแบบกลม และแพทเทอรัน

เราจะได้อีกดังนี้ 
$$E_x = J_2 \left( 1.84 \frac{\rho}{a} \right) \sin 2\phi \tag{2.36}$$

$$E_y = J_0 \left( 1.84 \frac{\rho}{a} \right) - J_2 \left( 1.84 \frac{\rho}{a} \right) \cos 2\phi \tag{2.37}$$

ถ้าเราสมมุติว่าสนามที่ปากเปิด ก็สามารถหาค่าสนามที่แพร่กระจายได้ ในส่วนของการหา  $f_x$  และ  $f_y$  โดยการอินทิเกรตตลอดปากเปิด

$$\begin{aligned} k_x x' + k_y y' &= k_0 \rho \sin \phi (\cos \phi \cos \phi' + \sin \phi \sin \phi') \\ &= k_0 \rho \sin \phi \cos(\theta - \phi) \end{aligned} \tag{2.38}$$

$$\int u J_n(\alpha u) J_n(\beta u) = \frac{u}{\alpha^2 + \beta^2} \left[ J_n(\alpha u) \frac{dJ_n(\beta u)}{du} - J_n(\beta u) \frac{dJ_n(\alpha u)}{du} \right] \tag{2.39}$$

โดยใช้การกระจายฟังก์ชัน  $\exp(jk_0 \rho \sin \theta \cos(\phi - \phi'))$  แล้วใช้สูตร Lommel Integral ดังนี้

$$E_\theta = \frac{jk_0}{r} e^{jk_0 r} 2a^2 \sin \phi \frac{J_1(1.84) J_1(u)}{1.84} \tag{2.40}$$

$$E_\phi = \frac{jk_0}{r} e^{jk_0 r} 2a^2 \cos \phi \cos \theta \left[ \frac{1.84 J_1(1.84) dJ_1(u)}{1.84^2 - u^2} \right] \tag{2.41}$$

เมื่อ  $u = k_0 a \sin \theta$

ในระนาบ  $\phi = \pi/2$  เป็นระนาบของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของระนาบสนามไฟฟ้า และในระนาบ  $\phi = 0$  เป็นแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของระนาบของสนามแม่เหล็ก

เราจะหาค่าสภาพเจาะจงทิศทางได้โดย

$$D = \frac{66 \pi a^2}{\beta \lambda_0 \lambda_0^2} \tag{2.42}$$

เมื่อ  $\beta = \left[ k_0^2 - \left( \frac{1.84}{a} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$  ซึ่งเป็นค่าคงที่การแพร่กระจายคลื่น (Propagation - Constant)

สำหรับคลื่น  $TE_{11}$  โหมด

2.11.1.6 การเดินทางของคลื่นในท่อนำคลื่น

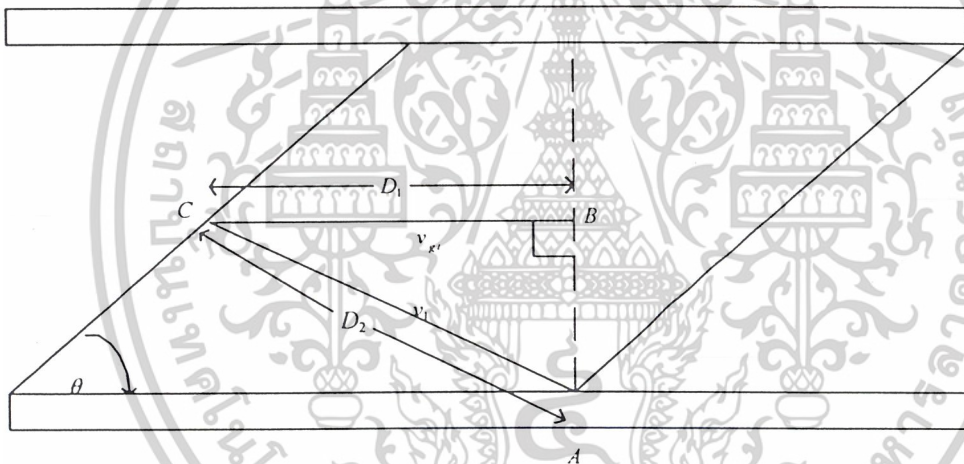
คลื่น 2 ชุด เดินทางไปตามท่อนำคลื่นแบบซิกแซกเป็นรูปฟันปลาด้วยความเร็วเท่ากับความเร็วของแสงเมื่อคิดคลื่นลัพธ์ (Resultant) ออกมาจะมีทิศทางของเวกเตอร์ซึ่งไปตามแนวกึ่งกลางของท่อนำคลื่น ความเร็วของคลื่นลัพธ์นี้เดินทางไปในแนวกึ่งกลางของท่อนำคลื่นนี้ขึ้นอยู่กับระยะทางรูปฟันปลาที่จะมีค่าน้อยกว่าความเร็วแสงเสมอ และความเร็วคลื่นกลุ่ม  $v_g$  (Group velocity) ความสัมพันธ์ของความเร็วคลื่นตกกระทบ และความเร็วคลื่นกลุ่ม  $v_g$  ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ซึ่งจะเห็นว่าหน้าคลื่นของคลื่นตกกระทบชันผนังด้านข้างของหน้าคลื่นด้วยมุม  $\theta$  และสะท้อนออกไปด้วยมุมที่เท่ากัน ระยะทางของคลื่นลัพธ์ที่เดินทางไปตามกึ่งกลางของท่อนำคลื่น ในเวลาที่กำหนด  $t$  มีค่าเป็น

$$\text{ระยะทาง} = \text{ความเร็ว} \cdot \text{เวลา}$$

จากรูปที่ 2.20 คลื่นลัพธ์ซึ่งเดินทางไปตามแนวกึ่งกลางของท่อนำคลื่นได้ระยะทาง  $D_1$  ในเวลา  $t$  และ  $D_2$  จะมีค่าเท่ากับ

$$D_1 = v_g t = D_2 = vt \tag{2.43}$$

$$\sin \theta = \frac{v_g t}{vt} \tag{2.44}$$



รูปที่ 2.20 การเดินทางในท่อนำคลื่น

จากเวกเตอร์ลัพธ์ของความเร็วคลื่นนี้ คลื่นจะมีความเร็วลดลง เพราะมุมตกกระทบของคลื่นจะน้อยกว่า 90 องศาเสมอ

$$\cos \theta = \frac{\lambda}{2a} \tag{2.45}$$

$$\sin \theta = \sqrt{1 - \cos^2 \theta} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \tag{2.46}$$

$$\therefore v_g = v \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \tag{2.47}$$

$$\sin \theta = \frac{\lambda/2}{\lambda_g/2} = \frac{\lambda}{\lambda_g} \therefore \lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \tag{2.48}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.12 หลักการของสายอากาศแบบฮอร์น

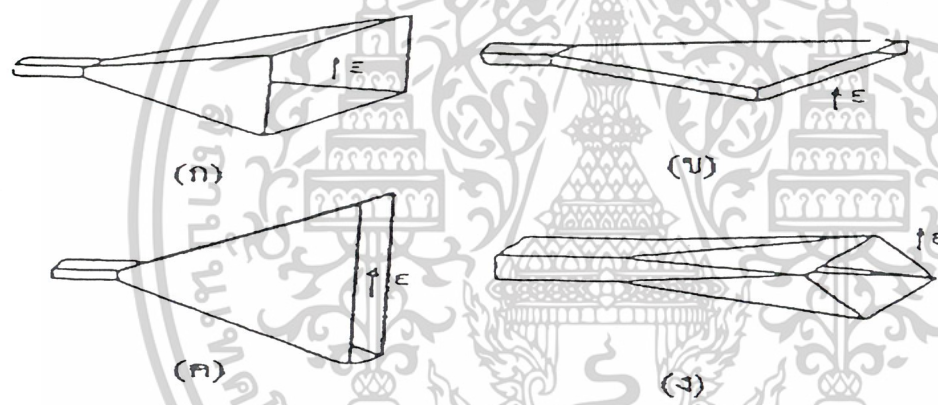
2.12.1 ชนิดและการใช้งานสายอากาศแบบฮอร์น

โดยทั่วไปสายอากาศแบบฮอร์น เป็นอุปกรณ์ที่มีผลในการส่งผ่านระหว่างการแพร่กระจายคลื่นในสายอากาศกับท่อนำคลื่นและการแพร่กระจายของคลื่นผ่านตัวกลางไปจนถึงสูญญากาศ (Free Space)

โครงสร้างโดยทั่วไปของสายอากาศแบบฮอร์น จะขึ้นอยู่กับขนาดของรูปร่าง เพื่อให้เป็นไปตามวัตถุประสงค์และคุณสมบัติของสายอากาศ เช่น อัตราการขยาย (Gain) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) และความต้านทาน (Impedance) จากรูปที่ 2.21 แสดงสายอากาศแบบฮอร์นชนิดสี่เหลี่ยม

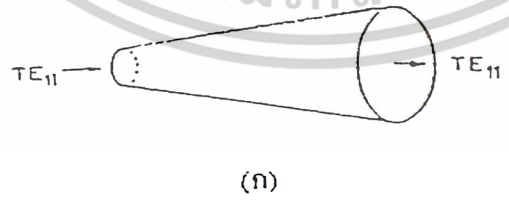
รูปที่ 2.21 ก. แสดงสายอากาศฮอร์นแบบปริมาตร ซึ่งสามารถกำหนดมาตรฐานเบื้องต้น โดยจะคำนวณแกนเริ่มตั้งแต่ 0.1 dB เมื่อเรารู้ขนาดของฮอร์นและส่วนที่สำคัญในการควบคุมลำคลื่นของฮอร์นคือเราสามารถเปลี่ยนแปลงขนาดพื้นที่ของการรับคลื่นที่ปากของฮอร์น

รูปที่ 2.21 ข. และ ค. แสดงสายอากาศแบบเซกเตอร์ฮอร์น (Sectoral Horn) มีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นไปในทิศทางเดียว โดยมันจะแพร่กระจายคลื่นออกไปในลักษณะลำคลื่นแบบพัด (Fan Shape) ซึ่งลำคลื่นจะกว้าง

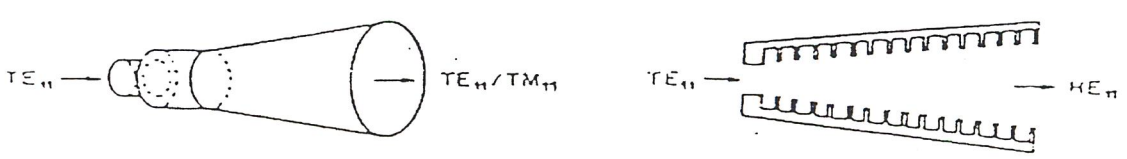


รูปที่ 2.21 สายอากาศแบบฮอร์นชนิดสี่เหลี่ยม

รูปที่ 2.21 ง. แสดงสายอากาศแบบ Diagonal Horn จะมีลักษณะพิเศษกว่าสายอากาศที่กล่าวมาแล้ว พื้นที่ที่ปากฮอร์นมีลักษณะเป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส สนามไฟฟ้าจะแพร่กระจายออกไปขนานกับปากของฮอร์นแพทเทิร์นในการแพร่กระจายคลื่นจะอยู่ในระดับสูงในลักษณะสมมาตรกันทั้งสองด้าน



(ก)



รูปที่ 2.22 สายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม (Conical Horn)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.22 แสดงสายอากาศฮอร์นแบบกรวย (Conical Horn) ซึ่งมีข้อคิดนี้คือ จะมีรูปทรงที่สมมาตรกันและสามารถที่จะทำให้อยู่ในโหมดหลัก (Dominant Mode,  $TE_{11}$ ) ในทางปฏิบัติจะเหมาะสมกับโพลาไรซ์แบบวงกลม (Circular Polarization) แม้ว่ารูปทรงจะสมมาตรกัน ลำคลื่นที่อยู่ในระนาบโดยทั่วไปจะไม่เท่ากันเหมือนสายอากาศฮอร์นแบบปิรามิด

สองโหมด (Dual Mode) และฮอร์นแบบลูกฟูก (Corrugate Horn) จากรูปที่ 2.22 ข. และ ค. การแพร่กระจายคลื่นไม่สามารถกัน Dual Mode จะแพร่กระจายคลื่นจะมี 2 ลักษณะ คือในช่วงแรกจะเป็น แต่ตรงปากฮอร์นจะมีการแพร่กระจายแบบ  $TE_{11}$  ในรูปที่ 2.22 ค. การแพร่กระจายคลื่นมีลักษณะผสมกันระหว่าง  $TE_{11}$  กับ  $TM_{11}$  เรียกว่า  $HE_{11}$

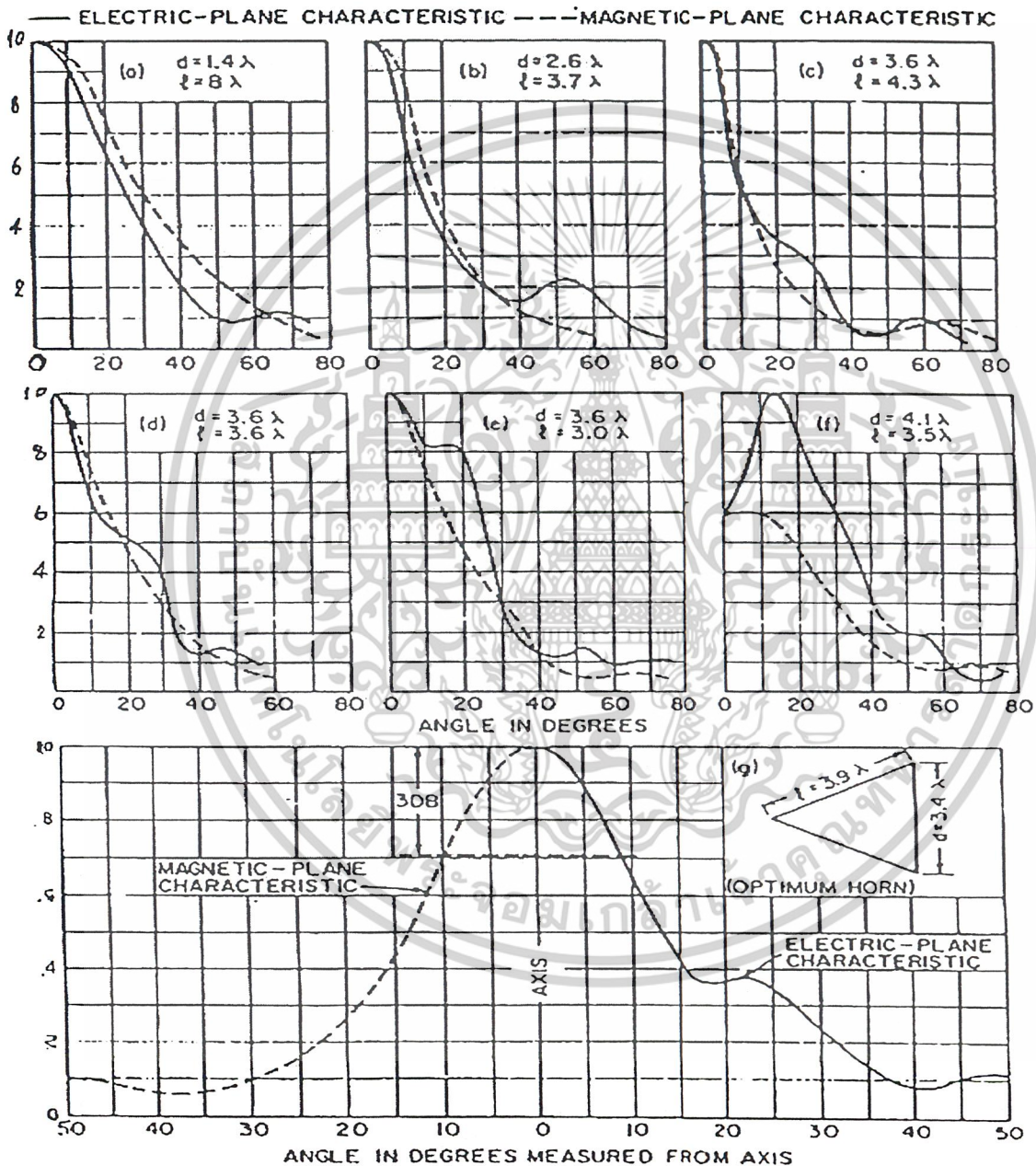


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.12.2 โหมดหลักของฮอร์นแบบกรวยกลม (Dominate Mode Conical Horn)

2.12.2.1 แบบรูปในการแพร่กระจายคลื่น

สายอากาศฮอร์นกรวยกลม (Conical Horn) ป้อนคลื่นด้วยท่อนำคลื่นแบบกลมในโหมด  $TE_{11}$  ซึ่งจะคล้ายกับสายอากาศฮอร์นแบบพีระมิด (Pyramidal Horn) จะถูกกระตุ้นโดยท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมในโหมด  $TE_{10}$  และมีคุณสมบัติบางประการที่คล้ายคลึงกับ สายอากาศฮอร์นกรวยกลม



รูปที่ 2.23 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของฮอร์นแบบกรวยกลมที่เดินผ่านศูนย์กลางต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลจากการทดลองหาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสานอากาศฮอร์นแบบทรงกลมของ King ที่แสดงในรูปที่ 2.23 นั้น ได้มาจากการทดลองเมื่อ 40 ปีที่แล้ว แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ของสายอากาศฮอร์นแบบทรงกลมได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.23 ซึ่งมีเส้นผ่านศูนย์กลางของปากเปิดของกรวยกลมในช่วง  $1.4 < \frac{d}{\lambda} < 4.3$  มีค่าเฟสแฟกเตอร์ (Phase factor)  $s = d^2 / 8l\lambda$  ซึ่ง  $l$  คือค่าความยาวลาดเอียงของฮอร์น และ  $L$  คือค่าความยาวของฮอร์น มุมขยายออกของฮอร์น สามารถหาได้จากสมการที่ 2.49

$$\tan \theta_f = \frac{d}{2L} \quad \text{or} \quad \sin \theta_f = \frac{d}{2l} \quad (2.49)$$

ฮอร์นในรูปที่ 2.23a และ b มีเส้นผ่านศูนย์กลางของปากเปิดน้อยกว่าที่ดีที่สุด (Optimum) ฮอร์นในรูปที่ 2.23c มีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ดีที่สุด ในส่วนของรูปที่ 2.23g แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ดีที่สุดโดยขนาดของฮอร์นในรูปที่ 2.23g นี้เป็นตัวอ้างอิง ซึ่งให้ค่าอัตราการขยายสูงที่สุด แม้ว่าจะมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของฮอร์นที่มีขนาดแตกต่างกันเพียง 6 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น แต่สามารถใช้ในการประมาณแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของฮอร์น ที่มีขนาดต่างๆ ได้ โดยใช้ค่าเฟสแฟกเตอร์ ที่ใกล้เคียงกัน ตัวอย่างเช่น ปากเปิดที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง  $d = 6\lambda$  ซึ่งไม่มีในรูปที่ 2.23 และถ้าฮอร์นยาว  $l = 10\lambda$  คำนึงจะได้  $s = 0.45$  ซึ่งในรูปที่ 2.23d มีค่า  $s$  ที่ใกล้เคียงกับ 0.45 เพราะฉะนั้นแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นฮอร์นนี้จึงใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในรูปที่ 2.23d นี้

2.12.2.2 อัตราการขยายของฮอร์นแบบกรวยกลม (Gain)

กราฟในรูปที่ 2.24 แสดงค่าอัตราการขยาย (dB) ของสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม ที่ขนาดต่างกัน มีค่าพารามิเตอร์  $\frac{L}{\lambda}$  ที่เป็นความยาวแกนของฮอร์น การหาอัตราการขยายของฮอร์นแบบกรวยสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการได้ ดังสมการที่ 2.50 และ 2.51

$$G = \left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)^2 R \tag{2.50}$$

$$\text{Gain (dB)} = 20 \log\left(\frac{\pi d}{\lambda}\right) - L \tag{2.51}$$

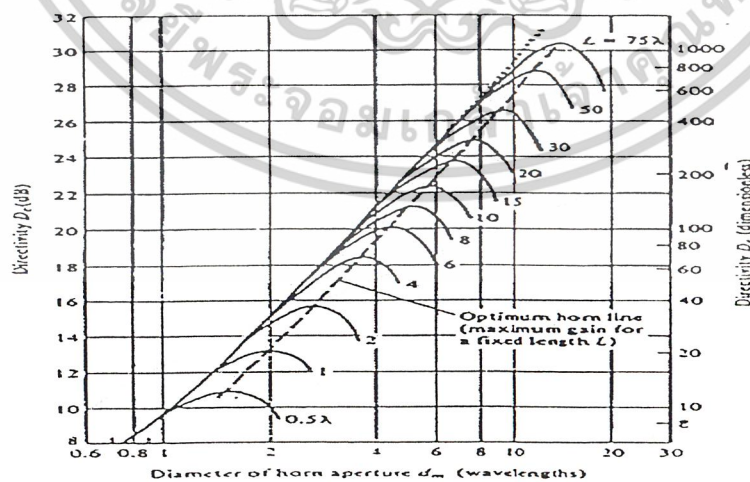
เมื่อ R และ L มีค่าใกล้เคียงกับของเซกเตอร์ฮอร์น ค่าการสูญเสีย L แสดงในรูปที่ 2.24 L คือ ค่าสูญเสียที่เกิดขึ้นมีหน่วยเป็นเดซิเบล และค่า  $S = d^2 / 8l\lambda$  เมื่อ l คือความยาวลาดเอียงกรณี  $S = 0$  ซึ่งก็คือท่อนำคลื่นแบบกลม โดยแพร่กระจายคลื่นในโหมด  $TE_{11}$  สามารถคำนวณหาแกนได้โดยสมการที่ 2.52

$$G = \left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)^2 \frac{\left| \sqrt{\frac{\lambda}{\lambda_g}} + \Gamma \left( \sqrt{\frac{\lambda}{\lambda_g}} - \sqrt{\frac{\lambda}{\lambda_g}} \right) \right|^2}{2(\rho_{11}^2 - 1)(1 - |\Gamma|^2)} \tag{2.52}$$

เมื่อ  $\rho_{11} = 1.841$  คือค่ารากที่หนึ่งของ  $J_1'(\rho) = 0$  และ  $\Gamma$  คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ปากฮอร์น สำหรับกรณีที่ปากฮอร์น มีขนาดใหญ่่มากๆ อัตราการขยายสามารถคำนวณได้โดยสมการที่ 2.53

$$G = 0.83 \left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)^2 \tag{2.53}$$

จากสมการที่ 2.53 ค่า  $R = 0.837$  สำหรับฮอร์นที่มีขนาดยาว และค่า  $S = 0$  สำหรับค่า  $L = 0.773$  dB ดูจากรูปที่ 2.23 ค่าของ R ในของฮอร์นแบบกรวยกลม มีค่าน้อยกว่าหนึ่ง



รูปที่ 2.24 ค่าอัตราการขยายที่เหมาะสม สำหรับฮอร์นแบบกรวย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.12.2.3 อัตราการขยายของฮอร์นแบบกรวยกลมที่สูงสุด

จากรูปที่ 2.24 เส้นประในรูปแสดงค่าอัตราการขยายสูงสุด และขนาดของฮอร์นในรูปของ  $(d / \lambda)$ ,  $(L / \lambda)$  ที่อัตราการขยายสูงสุด จากการทดลองได้สมการที่คำนวณหาอัตราการขยายได้จากสมการที่ 2.54

$$Gain(dB) = 7.0 + 20.6 \log \frac{d}{\lambda} \quad (2.54)$$

เมื่อความมากน้อยของขนาด  $d^2 / 8L\lambda$ ,  $L$  คือ ความยาวของแกน การหาค่าอัตราการขยายสูงสุดจากรูปที่ 2.24 มีการเปลี่ยนแปลงค่า  $L = 0.5\lambda$  ถึง  $L = 75\lambda$  สำหรับค่าความลาดเอียง สามารถหาได้โดย เมื่อเรารู้ค่าของ  $l$  และ  $d$  โดยใช้สูตรจากสมการที่ 2.55

$$l = L^2 + \frac{d^2}{4} \quad (2.55)$$

ถ้าคำนวณหาค่า  $s$  ได้ระหว่าง 0.30 – 0.375 ขนาดที่เหมาะสมของฮอร์นแบบกรวย (Optimum Conical Horn) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.30

$$d = \sqrt{n\lambda!} \quad \text{เมื่อ } n \text{ มีค่าอยู่ระหว่าง 2.4 และ 3.0} \quad (2.56)$$

### 2.12.2.4 ความต้านทานของสายอากาศแบบฮอร์น (Impedance)

คุณสมบัติของความต้านทานของฮอร์นจะเกิดขึ้นระหว่างปากฮอร์นกับ Free Space ความยาวของรัศมีของท่อนำคลื่นระหว่างปากฮอร์น และบริเวณช่วงคอและการแมทซ์ที่รอยต่อของท่อนำคลื่นและช่วงคอของฮอร์น อัตราส่วนคลื่นนิ่งของระนาบสนามไฟฟ้าของฮอร์นโดยทั่วไปจะอยู่ระหว่าง 1.05 และ 1.5 ค่าของความยาวลาดเอียงของฮอร์นจะไม่คงที่ ความยาวในท่อนำคลื่นของระนาบสนามไฟฟ้า ในฮอร์นจะเท่ากับความยาวของท่อนำคลื่นแบบวงกลม

ความต้านทานด้านขาเข้าของระนาบสนามแม่เหล็กของฮอร์น จะแตกต่างจากระนาบสนามไฟฟ้า การแมทซ์ที่รอยต่อของฮอร์นกับท่อนำคลื่นที่มีขนาดเล็กกว่าพื้นที่รับคลื่นที่ปากฮอร์นผลที่ได้ก็คืออินพุท อัตราส่วนคลื่นนิ่งของระนาบสนามแม่เหล็ก ฮอร์นจะมีขนาดคงที่ และจะมีการเปลี่ยนแปลงของเฟสกับความยาวของฮอร์นที่เปลี่ยนไป

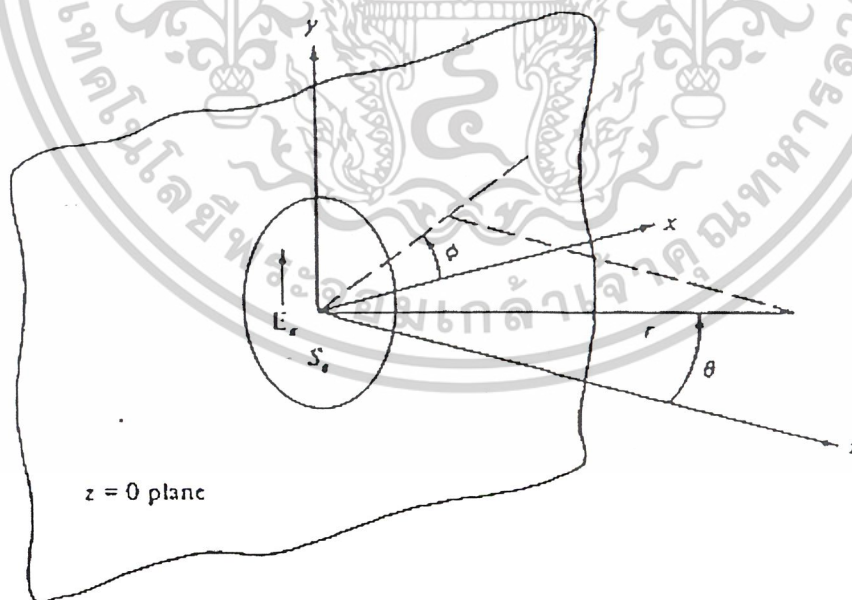
### 2.12.3 สายอากาศแบบช่องเปิด ( Aperture Antenna )

สายอากาศแบบเส้นลวด สามารถวิเคราะห์ได้ในเทอมของกระแสที่แรงรูอยู่บนสายอากาศนั้น มีสายอากาศอีกชนิดหนึ่งเรียกว่าสายอากาศแบบช่องเปิด (Aperture Antennas) ซึ่งการแพร่กระจายคลื่นที่เกิดจากโครงสร้างซึ่งมีลักษณะเป็นช่องเปิด สายอากาศแบบนี้ที่พบบ่อยๆ ได้แก่ สายอากาศสะท้อนคลื่นรูปทรงพาราโบลา (Paraboloidal Reflector Antenna) และสายอากาศปากแตร (Horn-Antenna) สายอากาศแบบช่องเปิดจะต้องมีความกว้างและความยาวของช่องเปิดอย่างน้อยหลายๆ เท่า ของความยาวคลื่นเพื่อให้มีอัตราการขยายสูงจึงมักจะพบว่ามีการใช้สายอากาศแบบนี้มากในย่านความถี่ไมโครเวฟซึ่งมีความยาวคลื่นเพียงไม่กี่เซนติเมตร

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่จำเป็นสำหรับการคำนวณสนามที่แพร่กระจาย จากสายอากาศช่องเปิด ในเทอมของสนามที่แรงรูอยู่บนช่องเปิด ซึ่งสมมุติว่าเราทราบค่าอยู่แล้ว ทฤษฎีนี้คล้ายกับทฤษฎีที่ใช้ในการคำนวณสนามที่เกิดจากการแรงรูกระแสบนเส้นลวดที่เราเรารู้ค่าอยู่แล้ว

#### 2.12.3.1 การแพร่กระจายคลื่นของระนาบช่องเปิด : วิธีฟูเรียร์ทรานซฟอร์ม

วิธีแรกที่จะใช้ในการหาสนามที่แพร่กระจายจาก ช่องเปิด จะใช้ระนาบช่องเปิด ฟูเรียร์ทรานซฟอร์ม (Fourier Transform) สิ่งสำคัญของวิธีนี้อยู่ที่มันแสดงให้เห็นว่า แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสนามที่แพร่กระจาย เป็นฟูเรียร์ทรานซฟอร์มของสนามที่อยู่บนช่องเปิด ทำให้เราสามารถใส่คุณสมบัติต่างๆ ของคู่ฟูเรียร์ทรานซฟอร์มในการทำนายคุณสมบัติของสายอากาศแบบช่องเปิด ได้



รูปที่ 2.25 ช่องเปิดในระนาบ  $Z = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูป 2.25 มี ช่องเปิด อยู่ในระนาบ  $Z = 0$  สมมุติว่าเรารู้ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่สัมผัสกับผิวของช่องเปิด และให้มันเป็น  $\overline{E}_a$  เราต้องการหาสนามที่แพร่กระจายในบริเวณ  $Z > 0$  จะสามารถคิดได้ว่าสนามที่ช่องเปิด เกิดจากค่านำเน็ดตัวหนึ่งในบริเวณ  $Z < 0$  แต่เราไม่จำเป็นต้องรู้รายละเอียดของค่านำเน็ดนี้ เพราะสนาม  $\overline{E}_a$  บนช่องเปิด จะเป็นตัวกำหนดสนามในครึ่งสเปส  $Z > 0$  แต่เพียงผู้เดียว

ถ้ามีฟังก์ชันของ  $x$  เป็น  $w(x)$  ฟังก์ชันฟูรีเยร์ทรานซฟอร์มของฟังก์ชันนี้จะมีค่าดังนี้คือ

$$w(k_x) = \int_{-\infty}^{\infty} w(x) e^{jk_x x} dx \quad (2.57)$$

และค่าอินเวิร์ซ (Inverse) ฟังก์ชันฟูรีเยร์ทรานซฟอร์มของมันจะเป็นดังนี้

$$w(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W(k_x) e^{-jk_x x} dk_x \quad (2.58)$$

ตัวแปร  $k_x$  และ  $x$  เทียบเคียงได้กับเวลา  $t$  และความถี่เชิงมุม  $\omega$  ในการวิเคราะห์ฟูรีเยร์ของสัญญาณทำนองเดียวกันถ้าเรามีฟังก์ชันของทั้ง  $x$  และ  $y$  คือ  $u(x,y)$  เราสามารถใช้ฟูรีเยร์ทรานซฟอร์ม กับทั้งสองตัวแปรได้ดังนี้

$$U(k_x, k_y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} u(x, y) e^{jk_x x + jk_y y} dx dy \quad (2.59)$$

ซึ่งค่าอินเวิร์ซฟูรีเยร์ทรานซฟอร์มจะมีค่าเป็นดังนี้คือ

$$u(x, y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U(k_x, k_y) e^{-jk_x x - jk_y y} dk_x dk_y \quad (2.60)$$

สองสมการนี้เป็นสมการพื้นฐานที่จะใช้ต่อไป

จากสมการแมกซ์เวลล์ สามารถแสดงได้ว่าสนามไฟฟ้าเป็นไปตามสมการต่อไปนี้

$$\nabla_x \nabla_x \overline{E} - k^2 \overline{E} = -j\omega \mu_0 \overline{J}_0 \quad (2.61)$$

ในที่นี้  $\nabla_x \nabla_x \overline{E} - k^2 \overline{E} = \nabla \nabla \cdot \overline{E} - \nabla^2 \overline{E}$  ในบริเวณ  $Z > 0$  ทั้ง  $J$  และ  $p$  จะเป็นศูนย์ ดังนั้น  $\nabla \cdot \overline{E} = 0$  และสมการที่สนามไฟฟ้า  $\overline{E}$  สอดคล้องด้วยจะเป็นกลายเป็นดังนี้คือ

$$\nabla^2 \overline{E} + k_0^2 \overline{E} = 0 \quad (2.62a)$$

$$\nabla^2 \cdot \overline{E} = 0 \quad (2.62b)$$

ในฟูรีเยร์ทรานซฟอร์มมีคุณสมบัติว่า

$$\frac{\mathfrak{T}_t ds(t)}{dt} = j\omega \mathfrak{T}_t s(t) \quad (2.63)$$

นั่นคือฟูรีเยร์ทรานซฟอร์มของอนุพันธ์ ของฟังก์ชันเทียบกับเวลามีค่าเท่ากับของฟูรีเยร์ทรานซฟอร์มของฟังก์ชันนั้น ในลักษณะเดียวกันจะได้ว่า

$$\mathfrak{T}_x \frac{\partial^2 u(x, y)}{\partial x^2} = (-jk_x)^2 \mathfrak{T}_x u(x, y) \quad (2.64a)$$

$$\mathfrak{T}_{yx} \frac{\partial u(x, y)}{\partial x} = k_x^2 \mathfrak{T}_{yx} u(x, y) \quad (2.64b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อักษรห้อยท้ายในสมการข้างบน แสดงว่าทำฟูรีเยร์ทรานซฟอร์มเทียบกับอักษรห้อยท้ายนั้นมีเครื่องหมายลบใน ( 2.64a ) แต่ไม่มีใน ( 2.63 ) เพราะ  $x$  เทียบได้กับ  $\omega$  และ  $k_x$  เทียบได้กับ  $t$  ในสมการพื้นฐาน (2.57)

เมื่อกระจาย (2.62a) และ (2.62b) จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$\left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_0^2 \right) E(x, y, z) = 0 \quad (2.65a)$$

$$\frac{\partial E_x(x, y, z)}{\partial x} + \frac{\partial E_y(x, y, z)}{\partial y} + \frac{\partial E_z(x, y, z)}{\partial z} = 0 \quad (2.65b)$$

ถ้าทำฟูรีเยร์ทรานซฟอร์มทั้งสองสมการนี้เทียบกับ  $x$  และ  $y$  จะได้

$$\left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + k_0^2 + k_x^2 + k_y^2 \right) E(k_x, k_y, z) = 0 \quad (2.66a)$$

$$k_x E_x(k_x, k_y, k_z) + k_y E_y(k_x, k_y, k_z) + j \frac{\partial E_z}{\partial z}(k_x, k_y, k_z) = 0 \quad (2.66b)$$

โดยที่  $E(k_x, k_y, z)$  เป็นฟูรีเยร์ทรานซฟอร์มของสนามไฟฟ้าเทียบกับ  $x$  และ  $y$  เราใช้สัญลักษณ์  $\bar{E}$  เหมือนกัน แต่อาร์กิวเมนต์ (Argument) ต่างกัน เพื่อแสดงว่า  $E(k_x, k_y, z)$  เป็นฟังก์ชันที่ต่างจาก  $E(x, y, z)$  ถ้ากำหนดให้

$$k_z^2 = k_0^2 - k_x^2 - k_y^2 \quad (2.67)$$

(2.66a) จะกลายเป็นดังนี้คือ

$$\frac{\partial^2 \bar{E}(k_x, k_y, k_z)}{\partial z^2} + k_z^2 \bar{E}(k_x, k_y, z) = 0 \quad (2.68)$$

ซึ่งมีคำตอบอยู่ในลักษณะของ  $e^{\pm jk_z z}$  แต่เนื่องจากสนามควรประกอบด้วยคลื่นที่เดินทางจากอะเพอร์เจอร์ตามทิศทาง  $z$  เพราะฉะนั้นจะมีเฉพาะ  $e^{-jk_z z}$  เท่านั้น ซึ่งจะได้คำตอบทั่วไปของ (2.68) เป็นดังนี้

$$\bar{E}(k_x, k_y, z) = \bar{f}(k_x, k_y) e^{-jk_z z} \quad (2.69)$$

เมื่อ  $\bar{f}(k_x, k_y)$  เป็นฟังก์ชันที่เราจะต้องหา

หลังจากที่แทน (2.69) ลงใน (2.66b) จะพบว่า

$$k_z f_x + k_y f_y + k_z f_z = 0 \quad (2.70a)$$

หรือ

$$\bar{k} \cdot \bar{f} = 0 \quad (2.70b)$$

เมื่อ  $\bar{k}$  เป็นเวกเตอร์ที่มีส่วนประกอบเป็น  $k_x, k_y, k_z$  (2.70) บอกให้เราทราบว่า มีเฉพาะสองส่วนประกอบของเวกเตอร์  $\bar{f}$  เท่านั้นที่เป็นอิสระต่อกัน ซึ่งผลอันนี้จะส่งผลบังคับให้สนามไฟฟ้าถูกกำหนดโดยการที่ไดเวอร์เจนซ์ที่เป็นศูนย์ ดังแสดงใน ( 2.62b ) และ (2.65b)

เมื่อทำอินเวอร์ซฟูรีเยร์ทรานซฟอร์ม จะเขียนสมการไฟฟ้าได้เป็นดังนี้

$$E(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} \bar{f}(k_x, k_y) e^{-jk_z z} dk_x dk_y \quad (2.71)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $\vec{k} \cdot \vec{r} = k_x x + k_y y + k_z z$  สมการนี้มีความหมายว่าสนามไฟฟ้าใดๆ ในครึ่งสเปซ  $z > 0$  สามารถแสดงได้ว่าเป็นสเปกตรัม (Spectrum) ของคลื่นระนาบที่เกิดจาก  $\vec{F}(k_x, k_y) e^{-j\vec{k} \cdot \vec{r}}$  ซึ่งเป็นคลื่นระนาบที่มีขนาด  $\vec{F}$  เดินทางในทิศทางของเวกเตอร์ของการเคลื่อนที่  $\vec{k}$  จะเห็นว่า  $|\vec{k}| = k_0$  ถ้า  $k_x^2 + k_y^2 > k_0^2$  ค่าคงที่ของการเคลื่อนที่  $k_z$  จะเป็นค่าจินตนาการ และคลื่นระนาบในส่วนของสเปกตรัมจะมีค่าลดลงอย่างเอกซ์โปเนนเชียล (Exponential) ในทิศทาง  $z$  คลื่นที่มีขนาดลดลงไปนี้จะเป็สนามระยะไกลอะเพอร์เจอร์เฉพาะคลื่นระนาบที่มาจากส่วนของสเปกตรัมที่มีค่า  $k_x^2 + k_y^2$  อยู่ในวงกลมรัศมี  $k_0$  ในระนาบ  $k_x - k_y$  เท่านั้นที่จะทำให้เกิดคลื่นที่แพร่กระจาย ทั้งนี้เนื่องจากคลื่นเหล่านี้เป็นคลื่นที่เดินทางออกไป

เมื่อ  $Z = 0$  ค่าส่วนประกอบ  $x$  และ  $y$  ของสนามไฟฟ้าต้องมีค่าเท่ากับสนามไฟฟ้าที่สัมผัสกับอะเพอร์เจอร์ซึ่งเรารู้ค่า ดังนั้นถ้าให้  $\vec{F}_i$  แทนส่วนประกอบ  $x$  และ  $y$  ของ  $\vec{F}_i$  จะต้องได้ว่า

$$\begin{aligned} \bar{E}_a(x, y) &= \bar{E}_{\text{tan}}(x, y, 0) \\ &= \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{\infty} \bar{f}(k_x, k_y) e^{-jk_x x - jk_y y} dk_x dk_y \end{aligned} \quad (2.72)$$

เราสามารถคิดได้ว่าสมการข้างบนนี้เป็นฟูรีเยร์ทรานซฟอร์ม 2 มิติ เพราะฉะนั้นจาก (2.59) จะหาได้ว่า

$$\bar{f}_i(k_x, k_y) = \iint_{S_0} \bar{E}_a(xy) e^{jk_x x + jk_y y} dk_x dk_y \quad (2.73)$$

จะเห็นว่า  $\bar{f}_i$  มีค่าอยู่ในเทอมของฟูรีเยร์ทรานซฟอร์มของสนามบนช่องเปิด จาก (2.70b) สามารถหา  $f_z$  ได้ว่ามีค่าดังนี้คือ

$$f_z = \frac{-k_z a \cdot \bar{f}_i}{k_z} = \frac{-k_x f_x - k_y f_y}{\sqrt{k_0^2 - k_x^2 - k_y^2}} \quad (2.74)$$

ถึงตอนนี้เราได้คำตอบของสนามไฟฟ้า ณ. ทุกๆ แห่งในบริเวณ  $Z > 0$  แล้ว ถ้าสามารถหาอินทิกรัลใน (2.69) ได้ โดยทั่วไปการคำนวณทำได้ยาก นอกจากจะคำนวณในบริเวณที่  $r$  มีค่ามาก เมื่อเทียบกับ  $\lambda_0$  นั่นคือ  $k_0 r$  มีค่ามาก เนื่องจากเราสนใจสนามที่แพร่กระจายออกไป ดังนั้นสิ่งที่เราต้องการทราบคือค่าประมาณของ (2.71) เมื่อ  $r$  มีค่าเข้าสู่อินฟินิตี้ ซึ่งประมาณได้ว่ามีค่า

$$\bar{E}(\vec{r}) = \frac{jk_0 \cos \theta}{2\pi r} e^{-jk_0 r} \bar{f}(k_0 \sin \theta \cos \phi, k_0 \sin \theta \sin \phi) \quad (2.75)$$

เมื่อ  $\theta$  และ  $\phi$  เป็นมุมในระบบโคออดิเนตทรงกลม ดังแสดงในรูป 2.24

สมการนี้แสดงว่าสนามที่แพร่กระจายในระยะไกล ซึ่งเป็นดิฟแฟรคชันแพทเทิร์น (Diffraction Pattern) ของสนามที่ช่องเปิดสัมพันธ์กับฟูรีเยร์ทรานซฟอร์มของสนามที่อะเพอร์เจอร์ที่ทำให้ค่า  $k_x = k_0 \sin \theta \cos \phi$  และ  $k_y = k_0 \sin \theta \sin \phi$  อันนี้เป็นส่วนประกอบสำคัญของเวกเตอร์ของการเคลื่อนที่ สำหรับคลื่นที่เดินทางออกตามแนวรัศมี  $r$  ในทิศทางที่ถูกกำหนดโดยมุม  $\theta$  และ  $\phi$  ในการคำนวณหา ค่า  $\bar{f}_i$  จะทำการอินทิเกรตตลอดแกน  $x$  และ  $y$  ในระนาบ  $Z = 0$  ซึ่งสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสมีค่าไม่เป็นศูนย์ ถ้า  $S_0$  เป็นรอบเปิดหรือช่องเปิดในฉากตัวนำสมบูรณ์ ดังนั้นทุกๆ แห่งนอก  $S_0$  จะมีสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัส

เป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับช่องเปิดที่มีขนาดใหญ่ เมื่อเทียบกับความยาวคลื่น  $\vec{f}_z$  จะมีค่าสูงสุดอยู่ในทิศทางแนวแกน z และในทิศทางนี้  $f_z$  จะน้อยมาก และ  $\cos \theta \approx 1$  ดังนั้นสนามที่แพร่กระจายจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า  $\vec{f}_z$  มาก ในบริเวณนี้ และมีความสัมพันธ์โดยตรงกับฟูรีเยร์ทรานซฟอร์มของสนามที่อยู่บนอะเพอร์เจอร์

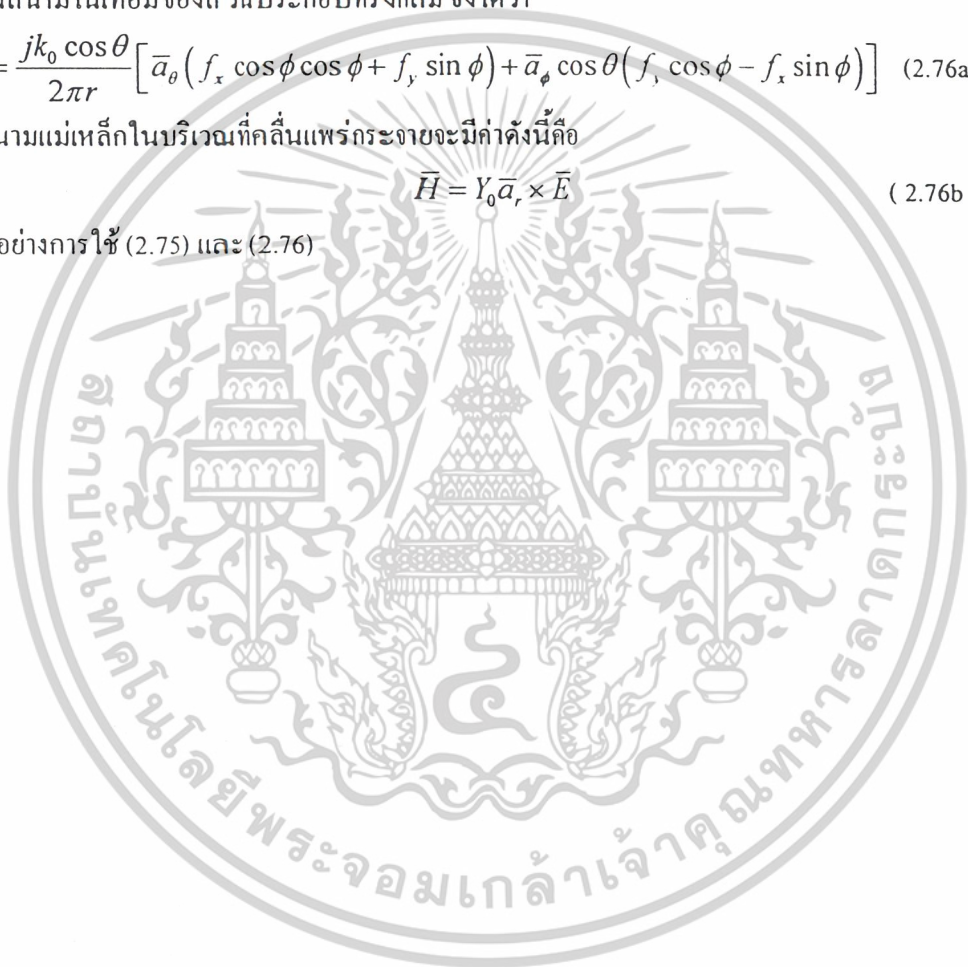
เนื่องจาก  $\nabla \cdot \vec{E} = 0$  ดังนั้น  $\vec{k} \cdot \vec{f} = 0$  จะไม่มีส่วนประกอบในทิศทางของการสังเกต ซึ่งเป็นทิศทางของเวกเตอร์การเคลื่อนที่  $\vec{k}$  สนามจึงเป็นแบบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าตัดขวาง ( TEM Wave ) ในบริเวณที่คลื่นกระจายตามแกน  $z \cos \theta = 1$  และ  $\vec{E}(\vec{r})$  มีเฉพาะส่วนประกอบตามทิศทาง x และ y ซึ่งแปรผันตาม  $f_x$  และ  $f_y$  ซึ่งเป็นฟูรีเยร์ทรานซฟอร์มของสนามๆ ไฟฟ้าที่ช่องเปิด สำหรับในทิศทางของการสังเกตอื่นๆ จะสะดวกที่จะเขียนสนามในเทอมของส่วนประกอบทรงกลม จึงได้ว่า

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{jk_0 \cos \theta}{2\pi r} \left[ \vec{a}_\theta (f_x \cos \phi \cos \phi + f_y \sin \phi) + \vec{a}_\phi \cos \theta (f_y \cos \phi - f_x \sin \phi) \right] \quad (2.76a)$$

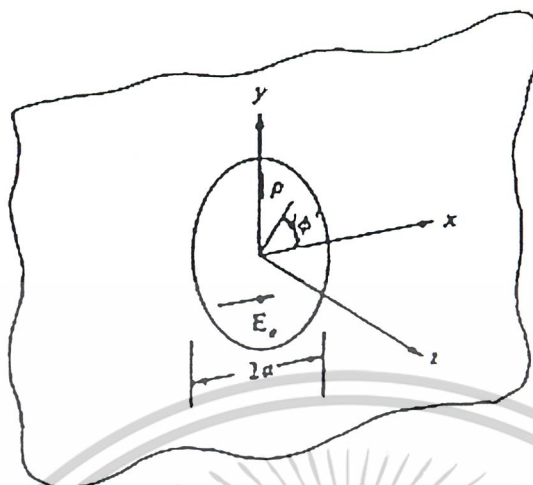
ส่วนสนามแม่เหล็กในบริเวณที่คลื่นแพร่กระจายจะมีค่าดังนี้คือ

$$\vec{H} = Y_0 \vec{a}_r \times \vec{E} \quad (2.76b)$$

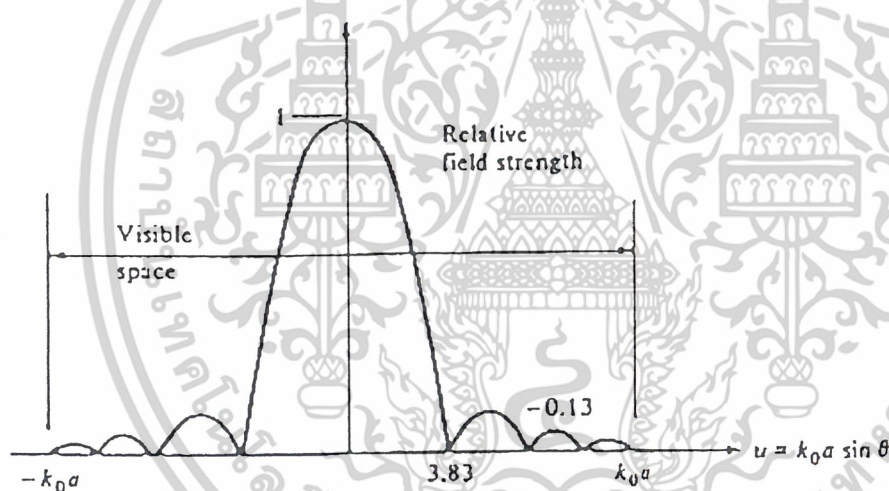
ต่อไปจะมาคูตัวอย่างการใช้ (2.75) และ (2.76)



2.12.3.2 การแพร่กระจายคลื่นจากช่องเปิดวงกลม



รูปที่ 2.26a) ช่องเปิดวงกลมที่มีขนาดสม่ำเสมอ



รูปที่ 2.26b) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

ในรูป 2.26a เป็นช่องเปิดวงกลมที่มีรัศมี a วางอยู่ในระนาบ  $Z = 0$  สมมุติว่ามีสนามที่เป็นแบบลิเนียร์ลิโพไลไรเซชันมีขนาดสม่ำเสมอมีค่า

$$\begin{aligned} E_a &= E_0 \bar{a}_x & x^2 + y^2 &\leq a^2 \\ &= 0 & \text{anywhere} \end{aligned} \tag{2.77}$$

อยู่บนช่องเปิด เราจะได้

$$\bar{f}_i = E_0 \bar{a}_x \iint_{S_0} \bar{E}_a(xy) e^{jk_x x + jk_y y} dx dy \tag{2.78}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการอินทิเกรตจะใช้โคออดิเนททรงกระบอก  $\rho, \phi'$  เมื่อ  $\rho = \sqrt{x^2 + y^2}$  ดังนั้น  $x = \rho \cos \phi', y = \rho \sin \phi'$  และจะได้  $k_x = k_0 \sin \theta \cos \phi, k_y = k_0 \sin \theta \sin \phi$  ซึ่ง  $\bar{f}_t$  จะมีค่าดังนี้คือ

$$\bar{f}_t = E_0 \bar{a}_x \int_0^a \int_0^{2\pi} e^{jk_0 \rho \sin \theta \cos(\phi - \phi')} \quad (2.79)$$

ตอนนี้จะเห็นว่า

$$\begin{aligned} e^{j\omega \cos(\phi - \phi')} &= J_0(w) - 2[J_2(w) \cos 2(\phi - \phi') - J_4(w) \cos 4(\phi - \phi') + \dots] \\ &= 2j[J_1(w) \cos 2(\phi - \phi') - J_3(w) \cos 3(\phi - \phi') + \dots] \end{aligned} \quad (2.80)$$

เมื่อ  $J_n(w)$  เป็นเบสเซิลฟังก์ชัน (Bessel's Function) ชนิดที่หนึ่งอันดับที่  $n$  ทุกๆ เทอม เมื่ออินทิเกรตแล้วจะมีค่าเป็นศูนย์ ยกเว้นเทอม  $J_0$  เสร็จแล้วอินทิเกรตตลอดค่า  $\rho$  โดยใช้สูตรต่อไปนี้คือ

$$\int_0^z u^n J_{n-1}(u) du = z^n J_n(z) \quad (2.81)$$

จะหาค่า  $f_t$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \bar{f}_t &= E_0 \bar{a}_x \int_0^a 2\pi J_0(k_0 a \sin \theta) \rho d\rho \\ &= 2\pi a^2 E_0 \bar{a}_x \frac{J_1(k_0 a \sin \theta)}{k_0 a \sin \theta} \end{aligned} \quad (2.82)$$

เบสเซิลฟังก์ชัน  $J_1(x)$  เหมือนกับแอมพลิจูดของสัญญาณซายด์ (Damped Sinusoidal) และที่ค่า  $x$  มากๆ จะมีค่า  $(2/\pi x)^2 \sin(x - \pi/4)$  ในระนาบ  $\phi = 0$  สนามที่แพร่กระจายมีค่าเป็นสัดส่วนกับ  $f_x$  ดังแสดงใน

(2.65a) คิฟแฟรคชันแพทเทิร์นหรือแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น จาก (2.82) ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.26b ซึ่งคล้ายกับ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของช่องเปิดสี่เหลี่ยมต่างกันตรงทำารลดลงของ  $J_1$  ทำให้ลำคลื่นข้างเคียงต่ำกว่าลำคลื่นหลักและมีค่าเป็นศูนย์เมื่อ  $k_0 a \sin \theta = 3.832$  ซึ่งเป็นค่าศูนย์ ค่าแรกของเบสเซิลฟังก์ชัน  $J_1$  ความกว้างของลำคลื่นหลักจะมีค่า

$$BW = \Delta\theta = 2 \sin^{-1} \frac{3.832}{k_0 a} \approx \frac{3.832}{\pi} \frac{\lambda_0}{a} \quad (2.83)$$

และลำคลื่นข้างเคียงที่หนึ่งมีขนาด 0.13(-17.6 dB) เทียบกับลำคลื่นหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.12.3.3 สนามบนช่องเปิดเป็นแบบเทเปอร์ (Tapered Aperture Field)

ในทางปฏิบัติบางครั้งต้องการให้สายอากาศมีระดับลำคลื่นข้างเคียงต่ำมากๆ เพื่อลดการรบกวนจากทิศทางอื่นๆ ที่ไม่ต้องการ มักจะลดลำคลื่นข้างเคียงให้ต่ำกว่า 30 dB หรือมากกว่าจากลำคลื่นหลัก ในช่องเปิดสี่เหลี่ยมที่มีความสม่ำเสมอ ลำคลื่นข้างเคียงแรกลดลงไปเพียง 13 dB ส่วนในช่องเปิดพบว่าสามารถลดระดับของลำคลื่นข้างเคียงได้โดย เทเปอร์ (Taper) การป้อนกระแสให้กับตัวประกอบ (elements) เทคนิคนี้ก็ใช้กับช่องเปิดได้เช่นกัน สนามบนช่องเปิดที่ถูกเทเปอร์ จะส่งผลให้ระดับลำคลื่นข้างเคียงลดลงได้ การลดระดับลงของลำคลื่นข้างเคียงจะทำให้ลำคลื่นกว้างขึ้น และจะลดค่าสภาพเงาเงงทิศทางอื่นจะเป็นผลให้ประสิทธิภาพลดลงไป

ในการแสดงผลของการเทเปอร์สนามบนช่องเปิด เราจะพิจารณาช่องเปิดสี่เหลี่ยมที่มีการแจกแจงรูปสนามบนช่องเปิด เป็นรูปสามเหลี่ยมซึ่งอยู่ในลักษณะต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
 \bar{f}_i &= E_0 \bar{a}_x \int_{-a}^a \int_{-b}^b \left(1 - \frac{|x|}{a}\right) e^{jk_x x + jk_y y} dy dx \\
 &= 4bE_0 \bar{a}_x \frac{\sin k_y b}{k_y b} \int_0^a \left(1 - \frac{x}{a}\right) \cos k_x x dx \\
 \text{พบว่า} \quad &= 4bE_0 \bar{a}_x \frac{\sin k_y b}{k_y b} \frac{1 - \cos k_x a}{k_x^2 a} \\
 &= 2bE_0 \bar{a}_x \frac{\sin k_y b}{k_y b} \left[ \frac{\sin k_x (a/2)}{k_x (a/2)} \right]
 \end{aligned} \tag{2.84}$$

สนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายเป็นดังนี้คือ

$$\bar{E}(\bar{r}) = \frac{jk_0 ab E_0}{\pi r} e^{-jk_0 r} \frac{\sin v}{v} \left( \frac{\sin u/2}{u/2} \right)^2 \cdot (\bar{a}_\theta \cos \phi - \bar{a}_\phi \sin \phi \cos \theta) \tag{2.85}$$

จะเห็นว่าความเข้มสนามมีค่าสูงสุดที่  $u = v = 0$  มีค่าเป็น  $abE_0 k_0 / r\pi$  แทนที่จะเป็น  $2abE_0 k_0 / r\pi$  เช่นในกรณีช่องเปิดที่มีสนามสม่ำเสมอ การลดลงนี้เกิดจากใช้สนามช่องเปิดมีการแจกแจงเป็นรูปสามเหลี่ยม แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นฟังก์ชันตามแกน  $u$  ตอนนี้รวมกำลังสองของ  $(\sin u) / (u/2)$  แทนที่จะเป็น  $(\sin u) / u$  ซึ่งแสดงความกว้างของลำคลื่นระหว่างจุดอับสัญญาณคู่แรก ถูกเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่า แต่ในสนามบนช่องเปิดจะมีผลต่อระดับของลำคลื่นข้างเคียงมาก แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นตามแกน มีค่าศูนย์ 2 ค่าเหมือนกับในกรณีของอาร์เรย์ที่ป้อนกระแสให้มีการแจกแจงเป็นแบบสามเหลี่ยม

แม้ว่าทฤษฎีฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม จะเป็นสูตรที่สะดวกในการคำนวณหาค่าสนามที่แพร่กระจายจากอะพอร์เจอร์ที่เป็นระนาบ แต่เราไม่สามารถนำมาใช้โดยตรงกับช่องเปิดที่มีผิวโค้ง เช่นทรงกระบอกหรือทรงกลม ดังนั้นจำเป็นที่จะต้องพัฒนาวิธีการที่ทั่วไปกว่านี้ซึ่งจะอยู่ในสองหัวข้อถัดไป

### 2.12.3.4 การประยุกต์หลักการสนามสมมูลกับการแพร่กระจายคลื่นจากช่องเปิด

กลับมาดูช่องเปิดในรูปของตัวนำ ดังแสดงในรูปที่ 2.24 อีกที เมื่อให้  $\vec{E}_a, \vec{H}_a$  เป็นสนามที่สัมผัสกับช่องเปิดในระนาบ  $Z=0$  ซึ่งสมมุติว่าเรารู้ค่าอยู่แล้ว พบว่า  $\vec{E}_a = 0$  ภายนอกของช่องเปิด แต่  $\vec{H}_a$  โดยทั่วไปแล้วไม่เป็นศูนย์  $\vec{J}_{es} = \vec{n} \times \vec{H}_a, \vec{J}_{ms} = -\vec{n} \times \vec{E}_a$

เราสามารถแทนระนาบ  $Z = 0$  ด้วยตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์และสามารถหาสนามจากกระแสแม่เหล็ก  $\vec{J}_{ms} = -\vec{a}_z \times \vec{E}_a$  แต่เพียงอย่างเดียว ถ้าใช้ทฤษฎีเงา (Image Theory) จะสามารถเอาจากตัวนำออกไปได้ และหาสนามรวมจากต้นกำเนิดกระแส  $2\vec{J}_{ms} = -2\vec{a}_z \times \vec{E}_a$  บนระนาบ  $Z = 0$  ได้ และคิดว่าแพร่กระจายคลื่นไปสู่ฟรีสเปส หรืออีกวิธีหนึ่งเราสามารถแทนระนาบ  $Z = 0$  ด้วยตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์ และหาสนามในบริเวณ  $Z > 0$  จาก  $\vec{J}_{es} = \vec{n} \times \vec{H}_a$  แต่เพียงอย่างเดียวหรือใช้ทฤษฎีเงาและหาสนามจากต้นกำเนิดกระแส  $2\vec{J}_{es} = 2\vec{n} \times \vec{H}_a$  บนระนาบ  $Z = 0$  โดยคิดว่ากระจายคลื่นไปสู่ฟรีสเปส

เราจะแสดงวิธีหาผลลัพท์โดยละเอียดเฉพาะกรณีซึ่งใช้ต้นกำเนิดสมมูล  $2\vec{J}_{es} = 2\vec{n} \times \vec{H}_a$  ที่กระจายคลื่นไปสู่ฟรีสเปสเท่านั้น  $\vec{A}_m$  จะมีค่าเป็นดังนี้

$$\vec{A}_m(\vec{r}) = -\epsilon_0 e^{-jk_0 r} \vec{a}_z \times \iint_{S_a} \vec{E}_a(x', y') e^{jk_0 \vec{a}_z \cdot (\vec{a}_x x' + \vec{a}_y y')} dx' dy' \quad (2.86)$$

ตอนนี้  $\vec{a}_r \cdot \vec{a}_x = \sin \theta \cos \phi, \vec{a}_r \cdot \vec{a}_y = \sin \theta \sin \phi$

และคิดว่าอินทิกรัลเป็น  $\vec{f}_i(k_0 \sin \theta \cos \phi, k_0 \sin \theta \sin \phi)$  โดยเปรียบเทียบกับค่าจำกัดความของ  $\vec{f}_i$  ใน (2.73) และอาศัยความสัมพันธ์ต่อไปนี้คือ

$$\vec{a}_z \times \vec{a}_x = \vec{a}_y = \vec{a}_r \sin \theta \sin \phi + \vec{a}_\theta \cos \theta \sin \phi + \vec{a}_\phi \cos \phi \quad (2.87)$$

และ

$$\vec{a}_z \times \vec{a}_y = -\vec{a}_x = -\vec{a}_r \sin \theta \sin \phi + \vec{a}_\theta \cos \theta \sin \phi + \vec{a}_\phi \sin \phi \quad (2.88)$$

พบว่า

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{jk_0}{2\pi r} e^{-jk_0 r} [\vec{a}_\theta (f_x \cos \phi + f_y \sin \phi) + \vec{a}_\phi (f_y \cos \phi - f_x \sin \phi) \cos \theta] \quad (2.89)$$

ซึ่งได้กำหนดให้  $\omega \epsilon_0 Z_0 = k_0$  คำตอบนี้เหมือนกับคำตอบที่ได้จากฟูรีเยร์ทรานซฟอร์ม ดังแสดงใน (3.47a)

คำตอบที่หาได้จากต้นกำเนิดสมมูลแบบอื่นๆ คือ  $2\vec{J}_{ms}$  หรือ  $\vec{J}_{es}$  และ  $\vec{J}_{ms}$  สามารถหาได้ด้วยวิธีเดียวกัน ซึ่งได้รวมผลลัพท์ไว้ข้างล่างนี้ เมื่อฟังก์ชัน  $\vec{g}_i$  ถูกกำหนดให้เป็นฟูรีเยร์ทรานซฟอร์มของสนามแม่เหล็กที่สัมผัสกับระนาบของอะเพอร์เจอร์ มีค่าดังนี้คือ

$$\vec{g}_i(k_x, k_y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{H}_a(x', y') e^{jk_x x' + jk_y y'} dx' dy' \quad (2.90)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะหาสนามไฟฟ้าในเทอมของดันทำเกิดสมมูลย์  $\vec{J}_{es}, \vec{J}_{ms}$  หรือ  $2\vec{J}_{es}, 2\vec{J}_{ms}$  ได้ดังนี้  
 $\vec{J}_{es}, \vec{J}_{ms}$

$$E_\theta = \frac{jk_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \left[ f_x \cos \phi + f_y \sin \phi + z_0 (g_y \cos \phi - g_x \sin \phi) \right] \quad (2.91)$$

$$E_\theta = \frac{jk_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \left[ \cos \theta (f_y \cos \phi + f_x \sin \phi) - z_0 (g_y \sin \phi + g_x \cos \phi) \right]$$

$2\vec{J}_{es}, 2\vec{J}_{ms}$

$$E_\theta = \frac{jk_0 Z_0 \cos \theta}{2\pi r} e^{-jk_0 r} \left[ g_x \cos \phi - g_y \sin \phi \right] \quad (2.92)$$

$$E_\theta = \frac{jk_0 Z_0}{2\pi r} e^{-jk_0 r} \left[ g_y \sin \phi + g_x \cos \phi \right]$$

$$E_\theta = \frac{jk_0}{2\pi r} e^{-jk_0 r} \left[ f_x \cos \phi + f_y \sin \phi \right] \quad (2.93)$$

$$E_\theta = \frac{-jk_0 \cos \theta}{2\pi r} e^{-jk_0 r} \left[ f_y \cos \phi + f_x \sin \phi \right]$$

จะเห็นว่า (2.93) สอดคล้องกับผลลัพธ์ที่ได้จากการใช้ฟูเรียร์ทรานซฟอร์ม นอกจากนี้ยังพบว่าคำตอบใน (2.91) เป็นค่าเฉลี่ยของ (2.92) และ (2.93) ถ้ารู้สนามในช่องเปิดอย่างถูกต้องแล้วทั้งสามวิธีที่กล่าวมา จะให้คำตอบที่เหมือนกัน อย่างไรก็ตามเมื่อค่าสนามของช่องเปิด  $\vec{E}_a, \vec{H}_a$  เป็นค่าโดยประมาณแล้ว สมการทั้งสาม จะให้ผลลัพธ์ไม่เหมือนกัน การใช้ (2.92) หรือ (2.93) เดี่ยวๆ มีข้อดีคือจะกำหนด  $\vec{E}_a, \vec{H}_a$  อย่างใดอย่างหนึ่งเพียงอย่างเดียว สำหรับบนผิวโค้งจะใช้ทฤษฎีเงาไม่ได้

ในความเป็นจริงไม่มีดันทำเกิดแม่เหล็ก อย่างไรก็ตามก็อาจคิดว่าดันทำเกิดแม่เหล็กนี้เป็นส่วนของระบบของดันทำเกิดสมมูลย์ ที่ใช้ในการสร้างสนามเดียวกัน ในบริเวณที่จำกัดว่าเป็นดันทำเกิดจริงๆ และจะใช้ดันทำเกิดแม่เหล็กนี้เพื่อความสะดวกในการคำนวณสนามที่กระจายจากการแจกแจงสนามในอะพอร์เจอร์

ขั้นตอนในการหาผลลัพธ์ของ (2.93) ซึ่งให้ผลลัพธ์เหมือนกับ (2.79a) ที่สามารถหาได้โดยใช้ฟูเรียร์ทรานซฟอร์ม ไม่เหมือนกับการหาค่าอินทิกรัลใน (2.74) เพื่อหาสนามทั้งหมดเมื่อ  $k_0 r$  มีค่ามาก

จะพบว่าส่วนประกอบของพื้นที่  $ds$  ที่มีหน่วยเวกเตอร์ที่ตั้งฉาก  $\vec{n}$  และสนามในแนวสัมผัสเป็น  $\vec{E}_a(\vec{r}'), \vec{H}_a(\vec{r}')$  จะมีส่วนช่วยหาศักดาเวกเตอร์อันนี้

$$d\vec{A}_e(\vec{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \vec{n} \times \vec{H}_a(\vec{r}') e^{jk_0 \vec{a}_r \cdot \vec{r}'} d\vec{s} \quad (2.94)$$

$$d\vec{A}_m(\vec{r}) = \frac{-\epsilon_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \vec{n} \times \vec{E}_a(\vec{r}') e^{jk_0 \vec{a}_r \cdot \vec{r}'} d\vec{s} \quad (2.95)$$

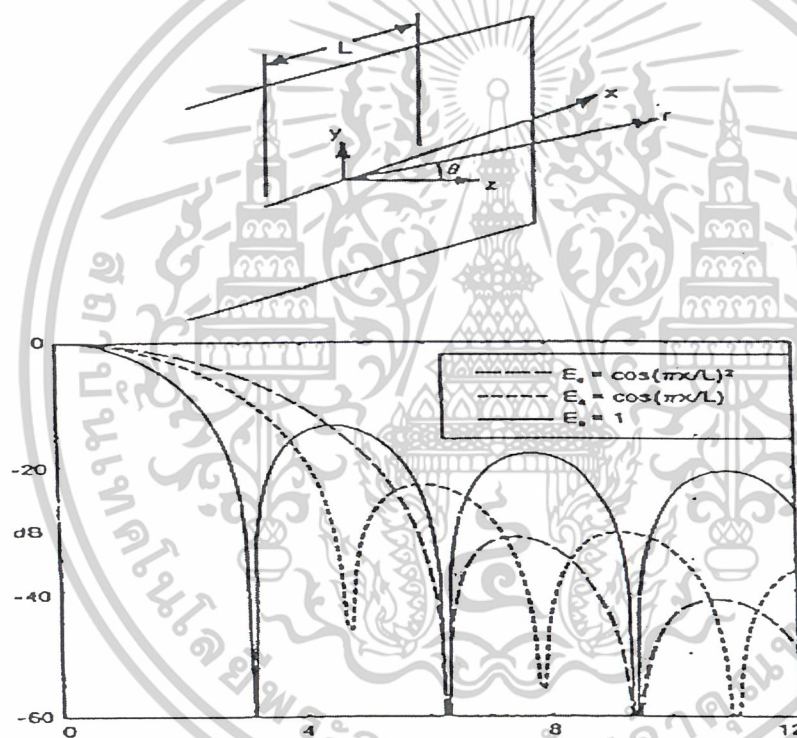
การคำนวณหาการแพร่กระจายคลื่นจากช่องเปิด ในผิวตัวนำทรงอื่น เช่น ทรงกระบอก, ทรงกลม จะยุ่งยากกว่าการคำนวณในระนาบตัวนำมาก เพราะสูตรที่มักใช้จะปิดปากเปิดด้วยตัวนำสมบูรณ์แล้วงานแผ่น  
 อนุกรมนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนที่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้ผู้อื่นใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 กระแสแม่เหล็ก  $\vec{J}_{ms} = -\vec{n} \times \vec{E}_a$  อยู่ข้างหน้า ช่องเปิดอาจหาสนามที่กระจายได้จากดันทำเกิดกระแสแม่  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหล็กนี้แต่จะต้องคิดให้  $-\vec{n} \times \vec{E}_a$  เป็นศูนย์กลางผิวดำนา เราไม่สามารถคิดว่ากระแสแม่เหล็กกระจายคลื่นในฟรีสเปส ถ้าหากไม่สามารถประมาณค่า  $\vec{J}_{ms}$  ได้ดีแล้ว จะต้องคิดว่า  $\vec{J}_{ms}$  เป็นตัวไม่รู้ค่า ในปัญหาเกี่ยวกับค่าที่บริเวณขอบเขต ต้องการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งหมด ทั้งภายในและภายนอกผิวปิดที่ทำให้สนามในแนวสัมผัสเป็นค่าต่อเนื่องตามช่องเปิดที่เปิด สมการ (2.95) ใช้ได้เฉพาะถ้าเรารู้ทั้ง  $\vec{n} \times \vec{H}_a$  และ  $\vec{n} \times \vec{E}_a$  ตลอดผิวทั้งหมดที่เราสนใจ

### 2.12.3.5 คุณสมบัติของสนามที่แพร่กระจายจากช่องเปิด (Radiation characteristics from apertures)

#### 2.12.3.5.1 ช่องเปิดขนาดเล็ก (Line source aperture)

ช่องเปิดขนาดเล็กดังแสดงในรูปที่ 2.27 เมื่อ  $L$  เป็นความยาวของช่องเปิด ตามแนวแกน  $x$  หาฟูเรียร์ทรานซฟอร์มของสนามที่ช่องเปิดได้ดังนี้



รูปที่ 2.27 รูปของช่องเปิดขนาดเล็กและแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากสมการสนามในตารางที่ 2.4

ถ้าให้สนามที่ช่องเปิด  $E_a(x') = 1; (|x'| < L/2)$  ซึ่งเป็นสนามแบบยูนิฟอร์ม (Uniform) ดังนั้นสนามที่แพร่กระจายออกมามีค่าดังนี้






$$f_x = \int_{-L/2}^{L/2} E_a(x') e^{jk' \sin\theta \cos\phi} dx' \quad (2.96)$$

เมื่อ  $u = (kL/2)/\sin\theta$  และ  $k = 2\pi/\lambda$  นำสมการ (2.96) ไปปริวรรตกราฟได้ดังรูปที่ 2.27 และตารางที่ 2.4 แสดงคุณสมบัติของคลื่นที่แพร่กระจาย เนื่องจากสนามที่ช่องเปิด ( $E_a(x')$ ) ในรูปแบบต่างๆ จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เห็นว่าเมื่อสนามที่ช่องเปิดมีการกระจายในรูป  $\cos \pi x' / L$  แล้วจะทำให้ระดับของไซด์โลบต่ำกว่าสนามยูนิฟอร์ม

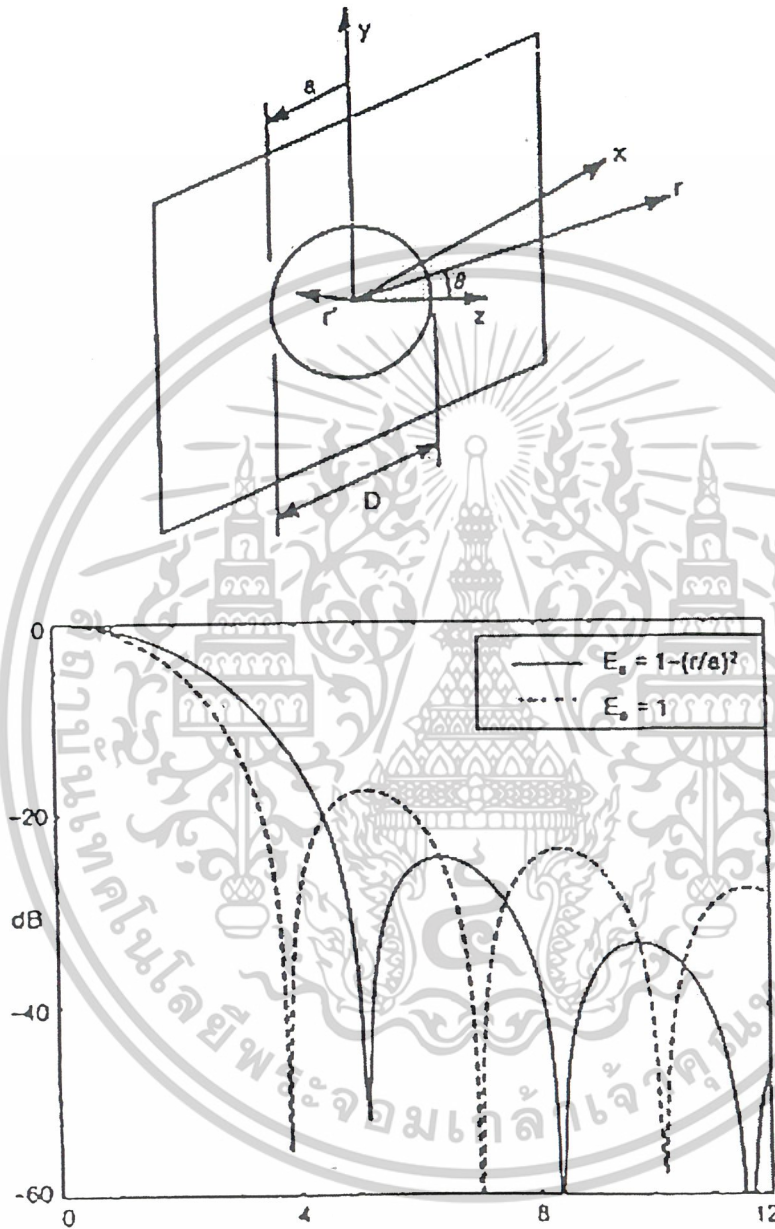
ตารางที่ 2.4 แสดงคุณสมบัติของคลื่นที่แพร่กระจาย เนื่องจากสนามที่ช่องเปิดขนาดเล็ก

Distribution	Aperture field	Normalised pattern $f(u)$	-3dB full beamwidth	-10dB full beamwidth	First side lobe level (dB)
uniform		$\frac{\sin u}{u}$	$0.88 \lambda / L$	$1.48 \lambda / L$	-13.2
$\cos\left(\frac{\pi x'}{L}\right)$		$\frac{\cos u}{1 - \left(\frac{2u}{\pi}\right)^2}$	$1.2 \lambda / L$	$2.04 \lambda / L$	-23.1
$\cos^2\left(\frac{\pi x'}{L}\right)$		$\frac{1}{1 - \left(\frac{u}{\pi}\right)^2} \frac{\sin u}{u}$	$1.44 \lambda / L$	$2.51 \lambda / L$	-31.5
$\sin\left(\frac{\pi x'}{L}\right)$		$\frac{u \cos u}{1 - \left(\frac{2u}{\pi}\right)^2}$	-	-	-
$C + (1+C)\cos\left(\frac{\pi x'}{L}\right)$		$\frac{C \frac{\sin u}{u} + (1-C) \frac{2 \cos u}{\pi \left(1 - \left(\frac{2u}{\pi}\right)^2\right)}}{C + (1-C) \frac{2}{\pi}}$	$1.03 \lambda / L$ ( $C = -10dB$ )	$1.75 \lambda / L$	-20.0
			$1.09 \lambda / L$ ( $C = -15dB$ )	$1.86 \lambda / L$	-21.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.11.2 ช่องเปิดกลม (Circular Aperture)

ช่องเปิดกลมแสดงในรูปที่ 2.28 สมการสนามของช่องเปิดกลมแสดงได้ดังสมการ (2.97)



รูปที่ 2.28 รูปของช่องเปิดกลมและแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากสมการสนามในตารางที่ 2.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก

$$f = \int_0^{2\pi} \int_0^a E_a(r', \phi') e^{jkr' \sin \theta \cos(\phi - \phi')} r' dr' d\phi' \quad (2.97)$$

เมื่อทำการอินทิเกรตแล้วจะได้

$$f = \int_0^a E_a(r') J_0(kr' \sin \theta) r' dr' \quad (2.98)$$

ถ้าให้สนามที่ปากเปิดเป็นสนามแบบยูนิฟอร์ม  $E_a(r') = 1$  แล้วสมการที่ (2.98) จะได้

$$f = 2 \frac{J_1(u)}{u} \quad (2.99)$$

เมื่อ  $u = ka \sin \theta$  ตารางที่ 2.4 แสดงคุณสมบัติของคลื่นที่แพร่กระจาย เนื่องจากสนามที่ช่องเปิด ( $E_a(r')$ ) ในรูปแบบต่างๆ แสดงลาค์ลินที่ระดับ  $-3$  dB และ  $-10$  dB และระดับของลาค์ลินข้างเคียงลูกแรก จะเห็นว่าระดับของลาค์ลินข้างเคียงต่ำลง เมื่อสนามที่ช่องเปิดมีการกระจายในรูปแบบ  $1 - (r/a)^2$

ตารางที่ 2.5 แสดงคุณสมบัติของคลื่นที่แพร่กระจาย เนื่องจากสนามที่ช่องเปิดกลม

Distribution	Normalised pattern	-3dB full beamwidth	-10dB full beamwidth	First side lobe level (dB)
$\left\{1 - \left(\frac{r}{a}\right)^2\right\}^n$	$f(\theta, n) = \frac{2^{n+1}(n+1)! J_{n+1}(u)}{u^{n+1}}$			
$n=0$ (uniform)	$2 \frac{J_1(u)}{u}$	$1.03 \lambda/D$	$1.74 \lambda/D$	$-17.6$
$n=1$	$8 \frac{J_2(u)}{u^2}$	$1.27 \lambda/D$	$2.19 \lambda/D$	$-24.6$
$C + (1+C) \cos \left\{1 - \left(\frac{r}{a}\right)^2\right\}^n$	$f(\theta, n, C) = \frac{Cf(\theta, n=0) + \frac{1-C}{n+1} f(\theta, n)}{C + \left(\frac{1-C}{n+1}\right)}$			
$n=1, C = -10dB$		$1.14 \lambda/D$	$1.95 \lambda/D$	$-22.3$
$n=1, C = -15dB$		$1.18 \lambda/D$	$2.03 \lambda/D$	$-23.7$

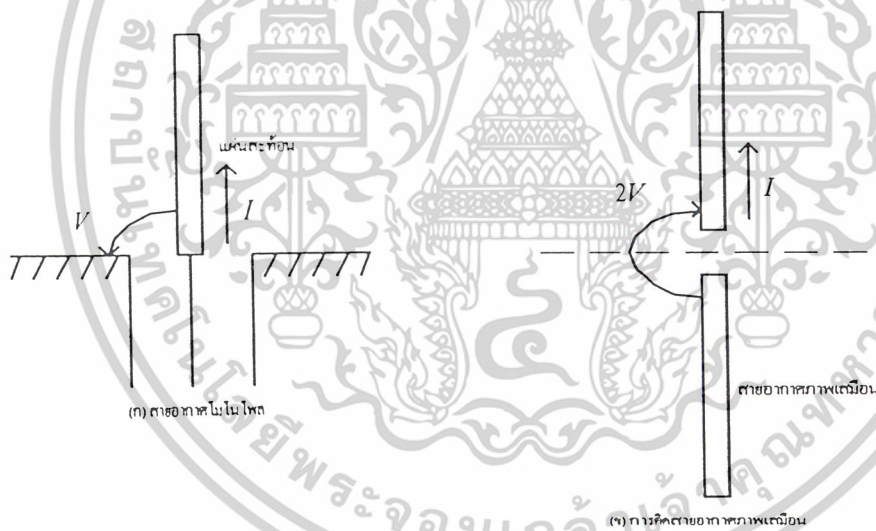
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.13 สายอากาศแบบโมโนโพล

สายอากาศแบบโมโนโพลมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.29 (ก) คือจะมีการป้อนกำลังจากทางส่วนล่างที่ติดกับแผ่นสะท้อน ถ้าแรงดันที่ขั้วเป็น  $V$  จากทฤษฎีภาพเสมือนเราจะได้เหมือนกับว่ามีสายอากาศภาพเสมือนอยู่ทางด้านล่างอีกหนึ่งส่วน ซึ่งมีทิศทางของกระแสเหมือนกับสายอากาศจริง ในสภาพดังกล่าวนี้ สนามไฟฟ้าบนผิวสัมผัสของแผ่นสะท้อนจะเป็นศูนย์ จากรูปที่ 2.29 (ข) จะเห็นได้ว่าเมื่อนำสายอากาศภาพเสมือนมาคร่อมด้วยจะได้เป็นสายอากาศไดโพลที่ถูกป้อนด้วยแรงดัน  $2V$  [V] ดังนั้น เมื่อทำการคิดค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศนี้จะได้เป็นดังนี้คือ

$$Z_m = \frac{V}{I} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2V}{I} \quad \Omega \quad (2.100)$$

และเนื่องจากตามรูปที่ 2.29 (ข) ค่า  $2V/I$  คือค่าความต้านทานของสายอากาศไดโพล ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าความต้านทานด้านขาเข้าของสายอากาศแบบโมโนโพลจะเป็น  $1/2$  ของสายอากาศแบบไดโพลซึ่งมีความยาวด้านหนึ่งเท่ากับในกรณีที่ความยาวของสายอากาศโมโนโพลเป็น  $\lambda/4$  ความต้านทานด้านขาเข้าที่ได้ก็จะเป็น  $(74 + j42)/2 = 37 + j21 \quad [\Omega]$



รูปที่ 2.29 สายอากาศแบบโมโนโพล และสายอากาศภาพเสมือน

สำหรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและอัตราการขยายจะหาได้ โดยพิจารณาจากรูปที่ 2.29 (ข) ดังนี้ คือ เนื่องจากสนามอากาศโมโนโพลที่มีแผ่นสะท้อนทำหน้าที่เหมือนสายอากาศไดโพล ดังนั้นแพทเทิร์นของการกระจายคลื่นก็เหมือนกับสายอากาศไดโพล โดยที่ความเข้มของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ได้ จะเหมือนกับที่ออกจากสายอากาศไดโพลที่ป้อนด้วยแรงดัน  $2V$  [V] ดังนั้น เราจะสามารถคำนวณค่าอัตราการขยายของสายอากาศโมโนโพล โดยใช้สูตรต่อไปนี้คือ

$$G = \frac{|E(r, 90^\circ, \phi) / Z_0|}{\text{Re}[V \cdot I^*] / 4\pi r^2} \quad (2.101)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศไดโพล ซึ่งต้องป้อนแรงดัน 2V[V] จึงจะได้สนามไฟฟ้าขนาดเท่ากัน และอัตราขยายของสายอากาศโมนโพลก็จะสูงขึ้น 2 เท่าตัว หรือสูงขึ้น 3 dB อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัตินั้น เนื่องจากแผ่นสะท้อนที่ขนาดจำกัด จึงมักจะได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นต่างไปจากที่กล่าวมาข้างและอัตราขยายก็จะลดลงตามส่วนด้วย

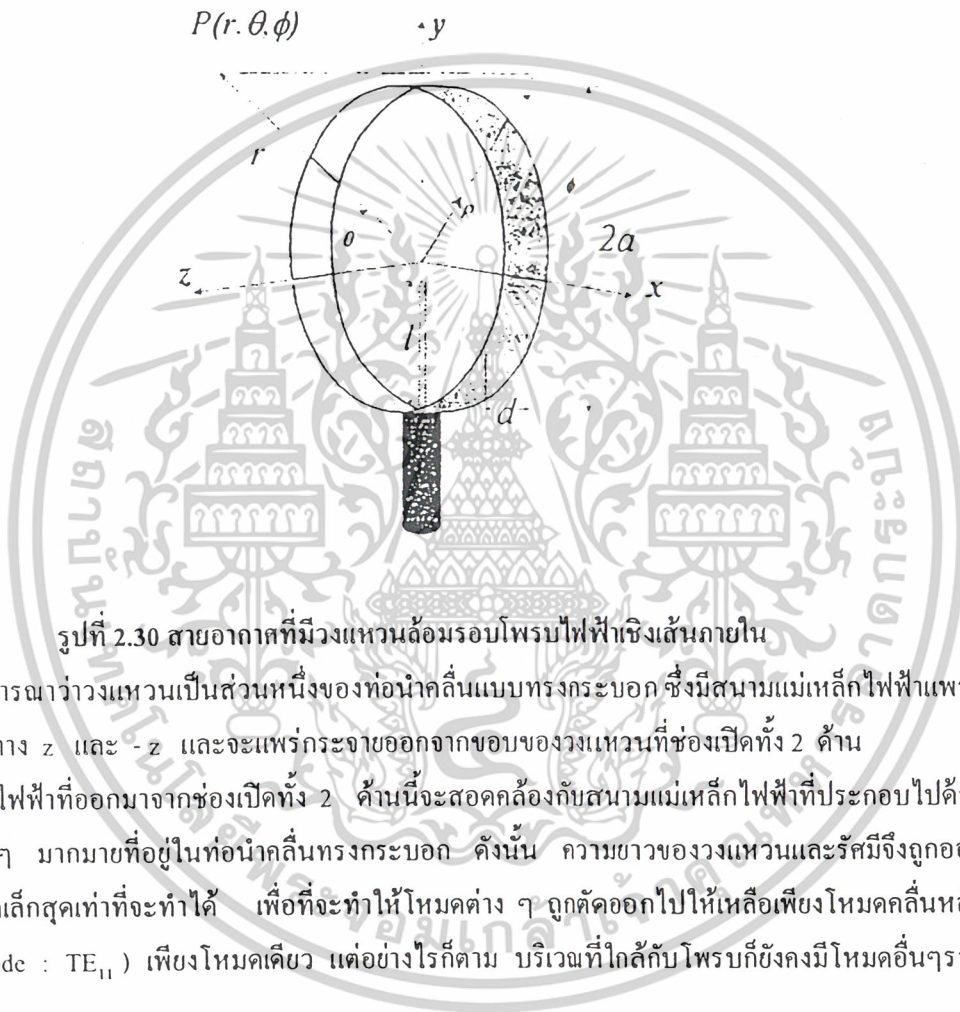


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.14 ทฤษฎีและหลักการของสายอากาศชนิดวงแหวนล้อมรอบโพรบ

### 2.14.1 ทฤษฎีของสายอากาศชนิดวงแหวนล้อมรอบโพรบ

สายอากาศชนิดวงแหวนล้อมรอบโพรบด้วยความยาว  $l$  ที่ต่อกับสายนำสัญญาณแบบ โคแอกเซียล (coaxial) โดยผ่านตัวต่อ (connector) แบบ N-type และถูกล้อมรอบด้วยวงแหวนที่มีโครงสร้างคล้ายรูปทรงกระบอกโดยมีรัศมีและความยาวของวงแหวนเป็น  $a$  และ  $d$  ตามลำดับ ซึ่งโพรบจะวางตัวตามแนวแกน  $y$  ดังรูป



รูปที่ 2.30 สายอากาศที่มีวงแหวนล้อมรอบโพรบไฟฟ้าเชิงเส้นภายใน

ให้พิจารณาว่าวงแหวนเป็นส่วนหนึ่งของท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอก ซึ่งมีสนามแม่เหล็กไฟฟ้าแพร่กระจายในทิศทาง  $z$  และ  $-z$  และจะแพร่กระจายออกจากขอบของวงแหวนที่ช่องเปิดทั้ง 2 ด้าน สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ออกมาจากช่องเปิดทั้ง 2 ด้านนี้จะสอดคล้องกับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ประกอบไปด้วยโหมดคลื่นต่างๆ มากมายที่อยู่ในท่อนำคลื่นทรงกระบอก ดังนั้น ความยาวของวงแหวนและรัศมีจึงถูกออกแบบให้มีขนาดเล็กสุดเท่าที่จะทำได้ เพื่อที่จะทำให้โหมดต่าง ๆ ถูกตัดออกไปให้เหลือเพียงโหมดคลื่นหลัก (dominant mode :  $TE_{11}$ ) เพียงโหมดเดียว แต่อย่างไรก็ตาม บริเวณที่ใกล้กับโพรบก็ยังคงมีโหมดอื่นๆ รวมอยู่ด้วย

โดยทั่วไปแล้วโหมดคลื่นอื่นๆ ที่ไม่ใช่โหมดคลื่นหลักจะเป็นรูปแบบของคลื่นที่เรียกว่า คลื่นจางหาย (evanescent wave) และโหมดคลื่นเหล่านี้จะมีขนาดลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อระยะทางที่คลื่นออกเดินทางจากโพรบมากขึ้น ด้วยเหตุนี้จะต้องเลือกระยะทางที่ห่างจากโพรบที่ทำให้ขนาดของโหมดคลื่นมีค่าน้อยมากจนสามารถเพิกเฉยได้ เพื่อที่ว่าบริเวณขอบของวงแหวนที่ช่องเปิดทั้ง 2 ด้านซึ่งเป็นจุดที่คลื่นจะออกเดินทางไปนั้น จะมีแต่รูปแบบหลักเพียงรูปแบบเดียว ซึ่งก็คือ การกำหนดค่าความยาวของวงแหวนนั่นเอง ส่วนการกำหนดค่ารัศมี จะต้องทำให้มีค่าความถี่ตัดออฟ (cut off frequency) ที่ต่ำสุด เพื่อให้มีเพียงโหมดคลื่นหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพียงโหมดเดียว ที่แพร่กระจายออกจากช่องเปิดทั้ง 2 ด้านของวงแหวนและโหมดคลื่นอื่นๆที่อยู่ติดกับโหมดคลื่นหลัก คือ  $TE_{2,1}$  จะต้องถูกตัดทิ้งออกไป ดังนั้น ค่ารัศมีของวงแหวนที่เหมาะสมสามารถแสดงได้ดังนี้

$$0.293\lambda < a < 0.486\lambda \quad (2.102)$$

เมื่อ  $\lambda$  คือ ความยาวคลื่นที่ความถี่ที่ใช้งาน (operating frequency) โดยค่าความถี่ที่ใช้งาน คือ  $f = 1.9065 \text{ GHz}$

ให้พิจารณารูปที่ 2.30 โพรบไฟฟ้าเชิงเส้นภายในวงแหวนจะขนานกับรัศมีของวงแหวนเป็นผลให้คลื่นที่ประกอบไปด้วยโหมดคลื่นต่างๆ ( $TE_{mn}$ ) ถูกปล่อยออกมาในบริเวณใกล้เคียงกับโพรบ โดยคลื่นที่ออกมาจะมีความซับซ้อนมาก นั้นหมายความว่า ความถี่ใช้งานค่าหนึ่งเป็นไปได้ว่าคลื่นจะประกอบไปด้วยโหมดคลื่นต่างๆ มากมาย แต่ที่มีความสำคัญต่อการเดินทางของคลื่นสำหรับสายอากาศที่ได้ออกแบบไว้ คือ โหมดคลื่นของ  $TE_{2,1}$  และ  $TE_{0,1}$

ขณะที่คลื่นเดินทางออกจากช่องเปิดทั้ง 2 ด้านของวงแหวน คลื่นจะเกิดการลดทอน ซึ่งค่าคงที่ของการลดทอนสำหรับโหมดคลื่นหลัก แสดงได้ดังนี้

$$\alpha_{11} = \frac{R_s}{a\eta} \frac{8.686}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{c11}}\right)^2}} \left[ \left(\frac{\lambda}{\lambda_{c11}}\right)^2 + 0.420 \right] \quad (\text{dB/m}) \quad (2.103)$$

เมื่อ  $\lambda_{c11}$  คือ ความยาวคลื่นตัดออฟ (cut off wavelength) ของคลื่นโหมดหลัก ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $3.412 a$  โดยที่  $a$  คือ ค่ารัศมีของวงแหวน

$\eta$  คือ ค่าอินทรินสิคอิมพีแดนซ์ (intrinsic impedance) ของตัวกลาง

$R_s$  คือ ค่าความต้านทานคุณลักษณะอิสระที่ไม่ขึ้นกับความถี่ของผนังโลหะ  
( frequency – dependent characteristic resistance of metal walls )

$$\text{โดยที่} \quad R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \quad (2.104)$$

เมื่อ  $\omega$  คือ ความถี่เชิงมุม (rad/sec) ;  $\omega = 2\pi f$

$\mu$  คือ ค่าความซึมซาบสภาพแม่เหล็ก ( permeability ) ของวัสดุ (H/m)

$\mu_0$  คือ ค่าความซึมซาบสภาพแม่เหล็กของสุญญากาศ มีค่าเท่ากับ  $4\pi \cdot 10^{-7}$  (H/m)

$\mu_r$  คือ ค่าความซึมซาบสภาพแม่เหล็กสัมพัทธ์ของวัสดุ

$\sigma$  คือ ค่าความนำจำเพาะของวัสดุ ( conductivity ) (s/m)

ในส่วนของคุณลักษณะของคลื่นจากหายนั้น จะมีค่าความยาวคลื่นในอากาศ ( free space ) มีค่ามากกว่าค่าความยาวคลื่นตัดออฟ ( cut off wavelength ) ของตัวมันเอง ซึ่งโหมดของคลื่นจากหายนี่มีความสำคัญต่อการเลือกสรรเป็นเอกลักษณ์ที่ส่งคลื่นให้แพร่กระจายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออยู่ภายใต้เงื่อนไขของการคำนวณการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้นทางของคลื่นสำหรับสายอากาศที่ได้ออกแบบไว้ ได้แก่  $TE_{21}$  และ  $TE_{01}$  โดยค่าการลดทอนของคลื่นจางหายอันเนื่องมาจากระยะทางนั้น จะสอดคล้องกับปัจจัย ( factor ) ของ  $e^{-\alpha z}$  ซึ่งค่าคงที่ของการลดทอนสำหรับโหมดคลื่นของ  $TE_{21}$  แสดงได้ดังนี้

$$\alpha_{21} = \frac{17.372\pi}{\lambda_{c21}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{c21}}{\lambda}\right)^2} \quad (\text{dB/m}) \quad (2.105)$$

เมื่อ  $\lambda_{c21}$  คือ ความยาวคลื่นกัตออฟ ( cut off wavelength ) ของโหมดคลื่น  $TE_{01}$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ 2.057 a โดยที่ a คือ ค่ารัศมีของวงแหวน และสำหรับรูปแบบคลื่น  $TE_{01}$  แสดงได้ดังนี้

$$\alpha_{01} = \frac{17.372\pi}{\lambda_{c01}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{c01}}{\lambda}\right)^2} \quad (\text{dB/m}) \quad (2.106)$$

เมื่อ  $\lambda_{c01}$  คือ ความยาวคลื่นกัตออฟ ( cut off wavelength ) ของโหมดคลื่น  $TE_{21}$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1.640 a โดยที่ a คือ ค่ารัศมีของวงแหวน

กำลังงานที่แพร่กระจาย ( power flow ) ในแต่ละโหมดคลื่น (  $TE_{mn}$  ) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$P = |A|^2 \omega \mu \beta a^4 A_{mn} \quad (2.107)$$

เมื่อ  $A_{mn}$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของการลดทอนในแต่ละโหมดคลื่น (  $TE_{mn}$  )

$\beta$  คือ ค่าคงที่ทางเฟส ( phase constant ) ( rad / m ) ;  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$

a คือ ค่ารัศมีของวงแหวน ( m )

$\omega$  คือ ความถี่เชิงมุม ( rad / sec ) ;  $\omega = 2\pi f$

$\mu$  คือ ค่าความซึมซาบสภาพแม่เหล็ก ( permeability ) ของวัสดุ ( H/m )

$\mu_0$  คือ ค่าความซึมซาบสภาพแม่เหล็กของสุญญากาศ มีค่าเท่ากับ  $4\pi \times 10^{-7}$  ( H/m )

A คือ ค่าขนาดของสัญญาณ โดยทั่วไปจะนอร์มอลไรซ์ ให้เป็น 1

		$A_{mn} \times 10^{-3}$		
		0	1	2
n \ m	1	17.40	55.30	11.40
	2	2.87	3.19	1.56
	3	0.349	0.794	0.492

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอน ไม่สามารถให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.14.2 หลักการของสายอากาศชนิดวงแหวนล้อมรอบโพรม

### 2.14.2.1 สมการของสนามที่แพร่กระจายจากตัวป้อนสัญญาณ

#### 2.4.1.1 สมการเวกเตอร์ของคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลา

(Vector Wave Equation of Time-Varying Electromagnetic field)

จากสมการของแมกซ์เวลล์ ในรูปของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla \times E = -M_i - \mu \frac{\partial H}{\partial t} \quad (2.108)$$

$$\nabla \times H = J_i + \sigma \epsilon + \epsilon \frac{\partial E}{\partial t} \quad (2.109)$$

ทำการเคิร์ล (curl) ทั้ง สองข้างของสมการ 2.110 และ 2.111 โดยสมมติให้อยู่ในตัวกลางเดียวกัน

สามารถเขียนได้ว่า

$$\begin{aligned} \nabla \times \nabla \times E &= -\nabla \times M_i - \mu \nabla \left( \frac{\partial H}{\partial t} \right) \\ &= -\nabla \times M_i - \mu \frac{\partial (\nabla \times H)}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.110)$$

$$\begin{aligned} \nabla \times \nabla \times H &= \nabla \times J_i + \sigma \nabla \times E + \epsilon \nabla \times \left( \frac{\partial E}{\partial t} \right) \\ &= \nabla \times J_i + \sigma \nabla \times E + \epsilon \frac{\partial (\nabla \times E)}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.111)$$

แทนสมการที่ 2.109 มาในด้านขวาของสมการที่ 2.110 ละใช้คุณสมบัติลาปลาเชียนของเวกเตอร์ (Laplacian of vector) ที่แสดงได้ดังนี้

$$\nabla^2 F = \nabla(\nabla \cdot F) - \nabla \times \nabla \times F \quad (2.112)$$

$$\therefore \nabla \times \nabla \times F = \nabla(\nabla \cdot F) - \nabla^2 F \quad (2.113)$$

แล้วแทนสมการที่ 2.113 ในด้านซ้ายของสมการที่ 2.110

$$\begin{aligned} \nabla(\nabla \cdot E) - \nabla^2 E &= -\nabla \times M_i - \mu \frac{\partial}{\partial t} \left[ J_i + \sigma E + \epsilon \frac{\partial E}{\partial t} \right] \\ \nabla(\nabla \cdot E) - \nabla^2 E &= -\nabla \times M_i - \mu \frac{\partial J_i}{\partial t} - \mu \sigma \frac{\partial E}{\partial t} - \mu \epsilon \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} \end{aligned} \quad (2.114)$$

จากสมการแมกซ์เวลล์ที่แสดงในรูปของความหนาแน่นของฟลักซ์ไฟฟ้า (electric flux density) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla \cdot D = \epsilon \nabla \cdot E = q_{ev} \Rightarrow \nabla \cdot E = \frac{q_{ev}}{\epsilon} \quad (2.115)$$

นำสมการที่ 2.115 แทนลงในสมการที่ 2.114 ได้ว่า

$$\nabla^2 E = \nabla \times M_i + \mu \frac{\partial J_i}{\partial t} + \frac{1}{\epsilon} \nabla q_{ev} + \mu \sigma \frac{\partial E}{\partial t} + \mu \epsilon \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} \quad (2.116)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทำนองเดียวกัน แทนสมการที่ 2.108 ลงในด้านขวาของสมการที่ 2.111 และใช้คุณสมบัติลาปลาเชียนของเวกเตอร์ที่แสดงในสมการที่ 2.113 แทนลงในด้านซ้ายของสมการที่ 2.111 จะได้ว่า

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

$$\nabla(\nabla \cdot H) - \nabla^2 H = \nabla \times J_i - \sigma M_i - \mu \sigma \frac{\partial H}{\partial t} - \varepsilon \frac{\partial M_i}{\partial t} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 H}{\partial t^2} \quad (2.117)$$

จากสมการแมกซ์เวลล์ที่แสดงในรูปของความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก (magnetic flux density) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla \cdot B = \mu \nabla \cdot H = q_{ev} \Rightarrow \nabla \cdot H = \frac{q_{ev}}{\mu} \quad (2.118)$$

นำสมการที่ 2.118 แทนลงในสมการที่ 2.117 ได้ว่า

$$\nabla^2 H = -\nabla \times J_i + \sigma M_i + \frac{1}{\mu} \nabla(q_{mv}) + \varepsilon \frac{\partial M_i}{\partial t} + \mu \sigma \frac{\partial H}{\partial t} + \mu \varepsilon \frac{\partial^2 H}{\partial t^2} \quad (2.119)$$

จากสมการที่ 2.116 และ 2.119 จะถูกเรียกว่า สมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ตามลำดับ

สำหรับสภาวะที่เป็นอิสระจากแหล่งจ่าย (source-free) และตัวกลางที่ไม่เกิดการสูญเสีย (lossless media) จะได้ว่า

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

ดังนั้น รูปแบบของสมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับสนามไฟฟ้า และ สนามแม่เหล็กในสมการที่ 2.116 และ 2.119 สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla^2 E = \mu \varepsilon \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} \quad (2.120)$$

$$\nabla^2 H = \mu \varepsilon \frac{\partial^2 H}{\partial t^2} \quad (2.121)$$

โดยทั่วไปแล้วสมการที่ 2.120 และ 2.121 จะเป็นรูปแบบที่ง่ายที่สุดสำหรับสมการเวกเตอร์ของคลื่นของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

### 2.14.2.2 สมการเวกเตอร์ของคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลาแบบฮาร์โมนิกส์

( Vector Wave Equation of Time – Harmonic Electromagnetic field )

สำหรับสนามที่แปรผันกับเวลาแบบฮาร์โมนิกส์ หมายถึง เวลาที่มีการผันแปรในรูปแบบของ  $e^{j\omega t}$  ดังนั้น สามารถที่จะได้สมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับสนามไฟฟ้า และ สนามแม่เหล็ก เช่นเดียวกับกรณีของสนามแม่เหล็กที่แปรผันกับเวลา โดยกำหนดให้

$$\frac{\partial}{\partial t} \Leftrightarrow j\omega$$

$$\frac{\partial^2}{\partial t^2} \Leftrightarrow (j\omega)^2 = -\omega^2$$

ดังนั้น จากสมการที่ 2.116 , 2.119 , 2.120 และ 2.121 สามารถแสดงได้ว่า

$$\nabla^2 E = \nabla \times M_i \omega \mu J_i + \frac{1}{\epsilon} \nabla q_{ev} + j\omega \mu \sigma E - \omega^2 \mu \epsilon E \quad (2.122)$$

$$\nabla^2 H = -\nabla \times J_i + \sigma M_i + j\omega \epsilon M_i + \frac{1}{\mu} \nabla q_{ev} + j\omega \mu \sigma E - \omega^2 \mu \epsilon H \quad (2.123)$$

$$\nabla^2 E = -\omega^2 \mu \epsilon E = -k^2 E \quad (2.124)$$

$$\nabla^2 H = -\omega^2 \mu \epsilon H = -k^2 H \quad (2.125)$$

เมื่อ  $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$  และ  $k$  คือ ค่าคงที่ทางเฟส (phase constant)

### 2.14.2.3 การหาคำตอบจากสมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับระบบพิกัดทรงกระบอก

เมื่อพิจารณาสมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับสภาวะที่เป็นอิสระที่เป็นอิสระจากแหล่งจ่าย (source free) และตัวกลางที่ไม่เกิดการสูญเสีย (lossless media) ของสมการสนามไฟฟ้าในสมการที่ 2.106 ในระบบพิกัดทรงกระบอก สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E(\rho, \phi, z) = \hat{\rho} E_\rho(\rho, \phi, z) + \hat{\phi} E_\phi(\rho, \phi, z) + \hat{z} E_z(\rho, \phi, z) \quad (2.126)$$

เมื่อ  $\rho, \phi, z$  คือ ค่าในระบบพิกัดทรงกระบอก

เมื่อแทนสมการที่ 2.126 ลงในสมการที่ 2.120 จะได้ว่า

$$\nabla^2(\hat{\rho} E_\rho + \hat{\phi} E_\phi + \hat{z} E_z) = -k^2(\hat{\rho} E_\rho + \hat{\phi} E_\phi + \hat{z} E_z) \quad (2.127)$$

จากสมการที่ 2.117 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปได้ว่า

$$\nabla^2 E = -k^2 E \quad (2.128)$$

จากคุณสมบัติลาปลาเซียนเวกเตอร์ (Laplacian of vector) สามารถเขียนได้ว่า

$$\begin{aligned} \nabla^2 E &= \nabla(\nabla \cdot E) - \nabla \times \nabla \times E \\ \therefore \nabla(\nabla \cdot E) - \nabla \times \nabla \times E &= -k^2 E \end{aligned} \quad (2.129)$$

เมื่อแทนสนามไฟฟ้าที่อยู่ในสมการที่ 2.126 ลงในสมการที่ 2.129 จะได้คำตอบที่อยู่ในรูปแบบดังต่อไปนี้

$$\nabla^2 E_\rho + \left( -\frac{E_\rho}{\rho^2} - \frac{2}{\rho} \frac{\partial E_\phi}{\partial \phi} \right) = -k^2 E_\rho \quad (2.130)$$

$$\nabla^2 E_\phi + \left( -\frac{E_\phi}{\rho^2} - \frac{2}{\rho} \frac{\partial E_\rho}{\partial \phi} \right) = -k^2 E_\phi \quad (2.131)$$

$$\nabla^2 E_z = -k^2 E_z \quad (2.132)$$

เมื่อ  $\nabla^2 \varphi(\rho, \phi, z)$  คือ ลาปลาเซียนสเกลาร์ (Laplacian of scalar) ซึ่งมีค่าในระบบพิกัดทรงกระบอกดังนี้

$$\begin{aligned} \nabla^2 \varphi(\rho, \phi, z) &= \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{\partial \varphi}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} \\ &= \frac{\partial^2 \varphi}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial \varphi}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} \end{aligned} \quad (2.133)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีสืบค้นงานทางวิชาการเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 2.130 และ 2.131 จะมีส่วนประกอบของสนามไฟฟ้ามากกว่า 1 องค์ประกอบ ซึ่งยากต่อการหาคำตอบ ดังนั้นเราจะใช้สมการที่ 2.132 ซึ่งมีส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าเพียงหนึ่งองค์ประกอบในการหาสมการคลื่น

จากสมการที่ 2.132 สามารถเขียนได้ใหม่แสดงได้ดังนี้

$$\frac{\partial^2 F}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial F}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 F}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 F}{\partial z^2} = -k^2 F \quad (2.134)$$

เมื่อ  $F(\rho, \phi, z)$  คือ ฟังก์ชันของสเกลาร์ (scalar function) ที่แสดงถึงศักย์เวกเตอร์ไฟฟ้า (electric vector potential) และสมมุติให้ศักย์เวกเตอร์ไฟฟ้านี้มีคำตอบที่อยู่ในรูปแบบดังนี้

$$F(\rho, \phi, z) = f(\rho)g(\phi)h(z) \quad (2.135)$$

แทนค่าสมการที่ 2.135 ลงในสมการที่ 2.134 จะได้ว่า

$$gh \frac{\partial^2 f}{\partial \rho^2} + gh \frac{1}{\rho} \frac{df}{d\rho} + fh \frac{1}{\rho^2} \frac{d^2 g}{d\phi^2} + fg \frac{d^2 h}{dz^2} = -k^2 fgh \quad (2.136)$$

หารทั้ง 2 ข้างของสมการด้วย  $fgh$  และเปลี่ยน  $\frac{\partial}{\partial x} \Rightarrow \frac{d}{dx}$  จากสมการที่ 2.136 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{1}{f} \frac{d^2 f}{d\rho^2} + \frac{1}{f} \frac{1}{\rho} \frac{df}{d\rho} + \frac{1}{g} \frac{1}{\rho^2} \frac{d^2 g}{d\phi^2} + \frac{1}{h} \frac{d^2 h}{dz^2} = -k^2 \quad (2.137)$$

จะพบว่าในแต่ละพจน์ของสมการที่ 2.137 จะเป็นฟังก์ชันของตัวแปรอิสระเพียงตัวเดียวเท่านั้น ดังนั้น ผลรวมของทุกพจน์จะมีค่าเท่ากับ  $-k^2$  ก็ต่อเมื่อค่าของแต่ละพจน์จะต้องเป็นค่าคงที่ (constant) จะได้ว่า

$$\frac{1}{h} \frac{d^2 h}{dz^2} = -k_z^2 \Rightarrow \frac{d^2 h}{dz^2} = -k_z^2 h \quad (2.138)$$

เมื่อ  $k_z$  คือ ค่าคงที่ (constant)

นำสมการที่ 2.138 แทนลงในสมการที่ 2.137 แล้วคูณทั้ง 2 ข้างของสมการด้วย  $\rho^2$  จะได้ว่า

$$\frac{\rho^2}{f} \frac{d^2 f}{d\rho^2} + \frac{\rho}{f} \frac{df}{d\rho} + \frac{1}{g} \frac{d^2 g}{d\phi^2} + (k^2 - k_z^2) \rho^2 = 0 \quad (2.139)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากพจน์ที่ 3 ของสมการที่ 2.139 เป็นฟังก์ชันของ  $\phi$  เพียงอย่างเดียว ดังนั้น สามารถที่จะกำหนดให้เท่ากับค่าคงที่ใดๆ ได้ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\frac{1}{g} \frac{d^2 g}{d\phi^2} = -m^2 \Rightarrow \frac{d^2 g}{d\phi^2} = -m^2 g \quad (2.140)$$

และกำหนดให้

$$k^2 - k_z^2 = k_\rho^2 \Rightarrow k_\rho^2 + k_z^2 = k^2 \quad (2.141)$$

นำสมการที่ 2.140 แทนลงในสมการที่ 2.139 จะได้ว่า

$$\rho^2 \frac{d^2 f}{d\rho^2} + \rho \frac{df}{d\rho} + \frac{1}{g} \frac{d^2 g}{d\phi^2} + [(k_\rho \rho)^2 - m^2] f = 0 \quad (2.142)$$

จากสมการที่ 2.141 จะถูกเรียกว่า เป็น สมการการจำกัด (constraint equation) สำหรับคำตอบที่ได้ จากสมการคลื่นในระบบพิกัดทรงกระบอก และสมการที่ 2.142 จะถูกเรียกว่า เป็น สมการเชิงอนุพันธ์ของเบสเซล (Bessel differential equation)

ดังนั้น คำตอบที่ได้จากสมการที่ 2.134 โดยการสมมุติคำตอบตั้งสมการที่ 2.135 สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\rho^2 \frac{d^2 f}{d\rho^2} + \rho \frac{df}{d\rho} + \frac{1}{g} \frac{d^2 g}{d\phi^2} + [(k_\rho \rho)^2 - m^2] f = 0 \quad (2.143)$$

$$\frac{d^2 g}{d\phi^2} = -m^2 g \quad (2.144)$$

$$\frac{d^2 h}{dz^2} = -k_z^2 h \quad (2.145)$$

โดยที่

$$k_\rho^2 + k_z^2 = k^2 \quad (2.146)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และคำตอบที่ได้จากสมการที่ 2.143 2.144 และ 2.145 สามารถแสดงได้ดังนี้ ตามลำดับ

$$f_1(\rho) = A_1 J_m(k_\rho \rho) + B_1 Y_m(k_\rho \rho) \quad (2.147)$$

หรือ  $f_2(\rho) = C_1 H_m^{(1)}(k_\rho \rho) + D_1 H_m^{(2)}(k_\rho \rho) \quad (2.148)$

และ  $g_1(\phi) = A_2 e^{-jm\phi} + B_2 e^{+jm\phi} \quad (2.149)$

หรือ  $g_2(\phi) = C_2 \cos(m\phi) + D_2 \sin(m\phi) \quad (2.150)$

และ  $h_1(z) = A_3 e^{-jk_z z} + B_3 e^{+jk_z z} \quad (2.151)$

หรือ  $h_2(z) = C_3 \cos(k_z z) + D_3 \sin(k_z z) \quad (2.152)$

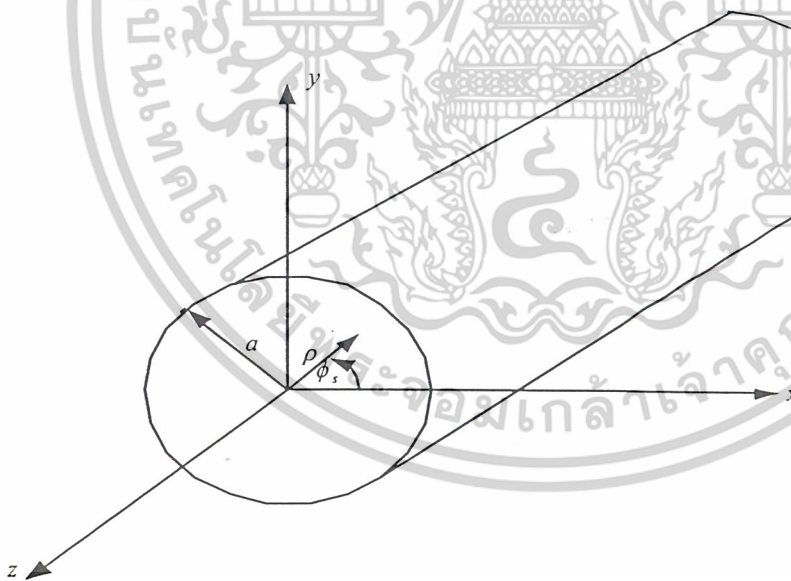
โดยที่  $J_m(k_\rho \rho)$  คือ ฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่ 1

$Y_m(k_\rho \rho)$  คือ ฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่ 2

$H_m^{(1)}(k_\rho \rho)$  คือ ฟังก์ชันแองเกลชนิดที่ 1

$H_m^{(2)}(k_\rho \rho)$  คือ ฟังก์ชันแองเกลชนิดที่ 2

โดยทั่วไปแล้ว สำหรับท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอก (cylindrical waveguide) ดังรูปที่ 2.31 นั้นคำตอบที่ได้จากสมการเวกเตอร์ของคลื่นที่เหมาะสมที่สุดสำหรับท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่แสดงในรูปที่ 2.31 สามารถแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 2.31 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ  $z = 0$

$$\begin{aligned} F(\rho, \phi, z) &= f(\rho)g(\phi)h(z) \\ &= [A_1 J_m(k_\rho \rho) + B_1 Y_m(k_\rho \rho)] \\ &\quad \times [C_2 \cos(m\phi_s) + D_2 \sin(m\phi_s)] [A_3 e^{-jk_z z} + B_3 e^{+jk_z z}] \quad (2.153) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 2.14.2.4 สนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของแหวน (Aperture Field)

จากคำตอบที่ได้จากสมการเวกเตอร์ของคลื่นในสมการที่ 2.69 นั้นสามารถที่จะนำมาใช้หาสมการที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวนในตัวสายอากาศได้ โดยกำหนดค่าคงที่ต่างๆ ที่อยู่ในสมการที่ 2.69 ให้เป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขต (boundary condition) ระหว่างตัวนำไฟฟ้ากับสูญญากาศ สามารถแสดงได้ดังนี้

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

2. สนามทั้งหมดที่แพร่กระจายออกจากตัวนำไฟฟ้าจะต้องมีค่าเหมือนเดิมทุกค่าของมุม  $\phi_s$  ที่มีค่าเท่ากับ  $2\pi$  ดังนั้น  $m$  จะต้องเป็นค่าจำนวนเต็มเพื่อให้ค่าของสนามมีค่าคงเดิมเมื่อมุม  $\phi_s$  มีค่าเปลี่ยนไปทุกๆ  $2\pi$  ได้ว่า

$$m = 0, 1, 2, 3, \dots$$

3. ค่า C และ D เป็นค่าคงที่ใดๆ ที่อาจจะทำให้ C หรือ D มีค่าเท่ากับศูนย์ก็ได้ แต่ C และ D จะมีค่าเป็นศูนย์สองตัวไม่ได้ เพราะจะทำให้สนามทั้งหมดมีค่าเป็นศูนย์ นั่นหมายความว่าไม่มีสนามแพร่กระจายออกมาจากท่อนำคลื่นเลย ซึ่งไม่เป็นจริง ดังนั้น สนามมีค่าเป็นศูนย์เมื่อ  $m$  มีค่าเป็นศูนย์ จะกำหนดให้

$$C \neq 0, D = 0$$

4. เนื่องจากสนามที่แพร่กระจายออกมาจากท่อนำคลื่น จะเดินทางในทิศทางแนวแกน +z ดังนั้น จะสนใจในพจน์ของ  $e^{-jk_z z}$  เท่านั้น และเมื่อคิดสนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของท่อนำคลื่นที่ระนาบ  $z = 0$  จะได้ว่า

$$B_3 = 0, e^{-jk_z z} \Big|_{z=0} = 1$$

5. ค่าของ  $k_\rho$  แสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$k_\rho = \frac{X'_{mn}}{a}$$

โดยที่  $X'_{mn}$  คือ ค่าที่ทำให้ อนุพันธ์ของฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่ 1 ( $J_m$ ) ลำดับที่  $m$  ( $m = 0, 1, 2, 3, \dots$ ) มีค่าเท่ากับศูนย์เป็นครั้งที่  $n$  ( $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ )

จะได้ว่ากรณีของโหมดคลื่นหลัก  $TE_{11}$  คือ  $m = 1, n = 1$  จะได้ค่าของ  $X'_{mn}$  มีค่าเท่ากับ 1.8412

$$\therefore k_\rho \Big|_{TE_{11}} = \frac{1.8412}{a}$$

เมื่อนำเงื่อนไขทั้งหมดข้างต้นแทนลงในสมการที่ 2.69 จะได้ว่า

$$F_z^+(\rho, \phi_s, z) = A_1 J_m(k_\rho \rho) C_2 \cos(m\phi_s) A_3 \quad (2.154)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของรูปแบบคลื่นหลัก  $TE_{11}$  จะได้ว่า

$$F_z^+(\rho, \phi_s, z) = A_1 J_1\left(\frac{1.8412}{a}\rho\right) C_2 \cos(\phi_s) A_3 \quad (2.155)$$

กำหนดให้

$$A_{mn} = A_1 \cdot A_3 \\ C_2 = 1$$

โดยที่  $A_{mn}$  คือ ค่าที่ถูกกำหนดจากกำลังคลื่นที่ส่งผ่านเข้าไปในท่อนำคลื่นของแต่ละโหมดคลื่น  
จะได้ว่า

$$F_z^+(\rho, \phi_s, z) = A_{11} J_1\left(\frac{1.8412\rho}{a}\right) C_2 \cos(\phi_s) \quad (2.156)$$

จากส่วนประกอบของสนามที่เกิดขึ้น โดยมีโหมดคลื่นเป็นโหมด  $TE_{11}$  ( Transverse Electric mode ) ซึ่ง  
มีการเคลื่อนที่ของคลื่นทิศทางแนวแกน  $z$  สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_\rho = -\frac{1}{\epsilon\rho} \frac{\partial F_z}{\partial \phi} \quad H_\rho = -j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \frac{\partial^2 F_z}{\partial \rho \partial z} \quad (2.158)$$

$$E_\phi = -\frac{1}{\epsilon} \frac{\partial F_z}{\partial \rho} \quad H_\phi = -j \frac{1}{\omega\mu\epsilon\rho} \frac{\partial^2 F_z}{\partial \rho \partial z} \quad (2.159)$$

$$E_z = 0 \quad H_z = -j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) F_z \quad (2.160)$$

เนื่องจากแหล่งกำเนิดที่ใช้ในการแพร่กระจายคลื่นนั้นเป็นโพรบเชิงเส้นไฟฟ้า ดังนั้น ส่วนประกอบ  
ของสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้น จะสนใจเฉพาะส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าเท่านั้น เมื่อนำสมการที่ 2.156 แทนลง  
ในส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่แสดงไว้ข้างต้นจะได้ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายคลื่น  
บริเวณพื้นที่หน้าตัดของท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.31 โดยคิดที่มุม  $\phi_s$  จะได้ว่า



### 2.14.2.5 สนามที่แพร่กระจายออกจากตัวสายอากาศ (Radiation Field)

จากสนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวน เราสามารถหาสนามที่แพร่กระจายออกจากตัวสายอากาศได้ โดยการพิจารณาที่สนามระยะไกลของสนามที่แพร่กระจายจากท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ  $Z = 0$

จากส่วนประกอบของสนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวน จะพบว่า ส่วนประกอบของสนามในแนวแกน  $Z$  จะมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้น จะพิจารณาเฉพาะส่วนประกอบของสนามที่เหลืออยู่สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_\rho = \frac{1}{\epsilon\rho} \left[ A_{11} J_1 \left( \frac{1.8412\rho}{a} \right) \sin(\phi_s) \right] \quad (2.169)$$

$$E_\phi = \frac{1.8412}{a\epsilon} \left[ A_{11} J_1 \left( \frac{1.8412\rho}{a} \right) \cos(\phi_s) \right] \quad (2.170)$$

ทำการแปลงส่วนประกอบของสนามที่ได้ในสมการที่ 2.169 และ 2.170 ให้อยู่ในระบบพิกัดมุมฉาก โดยใช้คุณสมบัติดังนี้

$$E_x = E_\rho \cos(\phi_s) - E_\phi \sin(\phi_s) \quad (2.171)$$

$$E_y = E_\rho \sin(\phi_s) + E_\phi \cos(\phi_s) \quad (2.172)$$

จะได้ว่า

$$E_x = \frac{A_{11}}{\epsilon\rho} \sin(\phi_s) \cos(\phi_s) \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{\rho} J_1 \left( \frac{1.8412\rho}{a} \right) - \\ \frac{1.8412}{a} J_1 \left( \frac{1.8412\rho}{a} \right) \end{array} \right\} \quad (2.173)$$

จากคุณสมบัติของฟังก์ชันเบสเซลที่แสดงได้ดังนี้

$$\frac{m}{u} J_m(u) = \frac{1}{2} [J_{m-1}(u) + J_{m+1}(u)] \quad (2.174)$$

$$\frac{m}{u} \frac{dJ_m(u)}{du} = \frac{1}{2} [J_{m-1}(u) - J_{m+1}(u)] \quad (2.175)$$

จะได้ว่า

$$\therefore E_x = \frac{A_{11}}{\epsilon} \frac{1.8412}{2a} J_2 \left( \frac{1.8412\rho}{a} \right) \sin(2\phi_s) \quad (2.176)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทำนองเดียวกันสำหรับ  $E_y$  จะได้ว่า

$$\begin{aligned} E_y &= \frac{A_{11}}{\varepsilon} \frac{1.8412}{2a} \left[ \left\{ J_0\left(\frac{1.8412}{a}\right) + J_2\left(\frac{1.8412}{a}\right) \right\} \sin^2(\phi_s) \right. \\ &\quad \left. + \left\{ J_0\left(\frac{1.8412}{a}\right) - J_2\left(\frac{1.8412}{a}\right) \right\} \cos^2(\phi_s) \right] \\ \therefore E_y &= \frac{A_{11}}{\varepsilon} \frac{1.8412}{2a} \left\{ J_0\left(\frac{1.8412\rho}{a}\right) - J_2\left(\frac{1.8412\rho}{a}\right) \cos(2\phi_s) \right\} \end{aligned} \quad (2.177)$$

จากคุณสมบัติการแปลงฟูเรียร์ 2 มิติ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$f_t(k_x, k_y) = \iint_{S_a} E_a(x, y) e^{jk_x x + jk_y y} dx dy \quad (2.178)$$

เนื่องจากพื้นที่ที่ใช้ในการปฏิยานุพัทธ์นั้นเป็นพื้นที่หน้าตัดของท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ  $Z = 0$  จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \rho &= \sqrt{x^2 + y^2} \\ x &= \rho \cos(\phi_s) \\ y &= \rho \sin(\phi_s) \\ dx dy &= \rho d\rho d\phi_s \end{aligned} \quad (2.179)$$

และจากการสังเกตที่สนามระยะไกล จะกำหนดให้

$$\begin{aligned} k_x &= k_0 \sin(\theta) \cos(\phi) \\ k_y &= k_0 \sin(\theta) \sin(\phi) \end{aligned} \quad (2.180)$$

นำสมการที่ 2.176, 2.177, 2.178 และ 2.179 แทนลงในสมการที่ 2.180 โดยที่

$$E_a(x, y) = E_x \hat{a}_x + E_y \hat{a}_y \quad (2.181)$$

และกำหนดให้

$$M = \frac{A_{11}}{\varepsilon} \frac{1.8412}{2a} \quad (2.182)$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned} f_t(x, y) &= M \left[ \int_0^a \int_0^{2\pi} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{a}\right) \sin(2\phi_s) e^{jk_0 \sin\theta \cos(\phi - \phi_s)} \rho d\phi_s d\rho \hat{a}_x \right. \\ &\quad \left. + \int_0^a \int_0^{2\pi} J_0\left(\frac{1.8412\rho}{a}\right) e^{jk_0 \rho \sin\theta \cos(\phi - \phi_s)} \rho d\phi_s d\rho \hat{a}_y \right. \\ &\quad \left. - \int_0^a \int_0^{2\pi} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{a}\right) \cos(2\phi_s) e^{jk_0 \rho \sin\theta \cos(\phi - \phi_s)} \rho d\phi_s d\rho \hat{a}_y \right] \end{aligned} \quad (2.183)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากคุณสมบัติที่แสดงได้ดังนี้

$$e^{jw \cos(\phi - \phi')} = J_0(w) - 2[J_2(w) \cos 2(\phi - \phi') - J_4(w) \cos 4(\phi - \phi') + \dots] \\ + 2j[J_1(w) \cos 2(\phi - \phi') - J_3(w) \cos 4(\phi - \phi') + \dots] \quad (2.184)$$

เมื่อพิจารณาการปฏิยานุพันธ์เทียบกับมุม  $\phi_s$  เมื่อแทนสมการที่ 2.184 ลงในสมการที่ 2.183 จะได้ว่า

$$f_x(x, y) = M[-2\pi \sin(2\phi) \int_0^a \left(\frac{1.8412\rho}{a}\right) J_2(k_0\rho \sin(\theta)) \rho d\rho \hat{a}_x \\ + 2\pi \int_0^a \left(\frac{1.8412\rho}{a}\right) J_0(k_0\rho \sin(\theta)) \rho d\rho \hat{a}_y \\ + 2\pi \cos(2\phi) \int_0^a \left(\frac{1.8412\rho}{a}\right) J_2(k_0\rho \sin(\theta)) \rho d\rho \hat{a}_y] \quad (2.185)$$

จากรูปแบบของสนามทั้งหมดที่แพร่กระจายโดยการสังเกตที่สนามระยะไกล สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_r = jk_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{2\pi r} [\hat{a}_\theta \{f_x \cos(\phi) + f_y \sin(\phi)\} + \hat{a}_\phi \cos(\theta) \{f_y \cos(\phi) \\ - f_x \sin(\phi)\}] \quad (2.186)$$

จากสมการที่ 2.185 และ 2.186 จะกำหนดให้  $f_x$  เป็นค่าที่อยู่ในพจน์ของ  $\hat{a}_x$  และ  $f_y$  เป็นค่าที่อยู่ในพจน์ของ  $\hat{a}_y$  และให้  $E_\theta$  เป็นค่าที่อยู่ในพจน์ของ  $\hat{a}_\theta$  และ  $E_\phi$  เป็นค่าที่อยู่ในพจน์ของ  $\hat{a}_\phi$

เมื่อพิจารณาในพจน์ของ  $E_\theta$  จะได้ว่า

$$E_\theta = jk_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{2\pi r} M[-2\pi \sin(2\phi) \cos(\phi) \int_0^a \left(\frac{1.8412\rho}{a}\right) J_2(k_0\rho \sin(\theta)) \rho d\rho \\ + 2\pi \sin(\phi) \int_0^a \left(\frac{1.8412\rho}{a}\right) J_0(k_0\rho \sin(\theta)) \rho d\rho \\ + 2\pi \cos(2\phi) \sin(\phi) \int_0^a \left(\frac{1.8412\rho}{a}\right) J_2(k_0\rho \sin(\theta)) \rho d\rho] \quad (2.187)$$

ถ้ากำหนดให้

$$N = jk_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{2\pi r} \quad (2.188)$$

และใช้คุณสมบัติที่แสดงได้ดังนี้

$$\sin(x - y) = \sin(x) \cos(y) - \cos(x) \sin(y) \quad (2.189)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำสมการ 2.188 และ 2.189 แทนลงในสมการที่ 2.187 จะได้ว่า

$$E_\theta = 2NM\pi \sin(\phi) \left[ \int_0^a J_0\left(\frac{1.8412\rho}{a}\right) J_0(k_0\rho \sin(\theta)) \rho d\rho \right. \\ \left. - \int_0^a J_2\left(\frac{1.8412\rho}{a}\right) J_2(k_0\rho \sin(\theta)) \rho d\rho \right] \quad (2.190)$$

จากรูปแบบการทำปฏิยานุพันธ์ของเบสเซลฟังก์ชัน ที่แสดงได้ดังนี้

$$\int_0^a J_n(k_1 r) J_n(k_2 r) r dr = \frac{a}{k_1^2 - k_2^2} [k_2 J_n(k_1 a) J_{n-1}(k_2 a) - k_1 J_{n-1}(k_1 a) J_n(k_2 a)] \quad (2.191)$$

และ

$$J_{-n} = (-1)^n J_n(n) \quad (2.192)$$

จะได้ว่า

$$E_\theta = 2NM\pi \sin(\phi) \frac{a^3}{(1.8412)^2 - (k_0 a \sin(\theta))^2} \left[ \{-k_0 \sin(\theta) J_0(1.8412) \right. \\ \left. J_1(k_0 a \sin(\theta)) + \frac{1.8412}{a} + J_1(1.8412) J_0(k_0 a \sin(\theta))\} \right. \\ \left. - \{k_0 \sin(\theta) J_2(1.8412) J_1(k_0 a \sin(\theta)) - \frac{1.8412}{a} J_1(1.8412) \right. \\ \left. J_2(k_0 a \sin(\theta))\} \right] \quad (2.193)$$

จากสมการที่ 2.174 สามารถเขียนสมการที่ 2.193 ได้ใหม่ ดังนี้

$$E_\theta = 2NM\pi \sin(\phi) \frac{a^3}{(1.8412)^2 - (k_0 a \sin(\theta))^2} \left[ -k_0 \sin(\theta) J_1(k_0 a \sin(\theta)) \right. \\ \left. \frac{2}{1.8412} J_1(1.8412) + \frac{1.8412}{a} J_1(1.8412) \frac{2}{k_0 a \sin(\theta)} \right. \\ \left. J_1(k_0 a \sin(\theta)) \right] \quad (2.194) \\ = 2NM\pi \sin(\phi) \frac{2a^2}{(1.8412)(k_0 \sin(\theta))} J_1(1.8412) J_1(k_0 a \sin(\theta))$$

เมื่อแทนค่า  $N$  และ  $M$  ลงในสมการที่ 2.194 จะได้ว่า

$$E_\theta = jk_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{\epsilon r} A_1 a \sin(\phi) J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 a \sin(\theta))}{k_0 a \sin(\theta)} \quad (2.195)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นเดียวกัน สำหรับ  $E_\phi$  สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 E_\phi = jk_0 \frac{e^{jk_0 r}}{2\pi r} M [ & 2\pi \cos(\phi) \cos(\theta) \int_0^a J_0\left(\frac{1.8412\rho}{a}\right) J_0(k_0\rho \sin(\theta)) \rho d\rho \\
 & + 2\pi \cos(\phi) \cos(2\phi) \cos(\theta) \int_0^a J_2\left(\frac{1.8412\rho}{a}\right) J_2(k_0\rho \sin(\theta)) \rho d\rho \\
 & + 2\pi \sin(2\phi) \sin(\phi) \cos(\theta) \int_0^a J_2\left(\frac{1.8412\rho}{a}\right) J_2(k_0\rho \sin(\theta)) \rho d\rho ] \quad (2.196)
 \end{aligned}$$

จากสมการที่ 2.196 และความสัมพันธ์ที่สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\cos(x - y) = \cos(x) \cos(y) + \sin(x) \sin(y) \quad (2.197)$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 E_\phi = 2N M \pi \cos(\phi) \cos(\theta) [ & \int_0^a J_0\left(\frac{1.8412\rho}{a}\right) J_0(k_0\rho \sin(\theta)) \rho d\rho \\
 & + \int_0^a J_2\left(\frac{1.8412\rho}{a}\right) J_2(k_0\rho \sin(\theta)) \rho d\rho ] \quad (2.198)
 \end{aligned}$$

จากสมการที่ 2.191 และ 2.192 จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 E_\phi = 2NM\pi \cos(\theta) \cos(\phi) \frac{a^3}{(1.8412)^2 - (k_0 a \sin(\theta))^2} [ & \{-k_0 \sin(\theta) J_0(1.8412) \\
 \times J_1(k_0 a \sin(\theta)) + \frac{1.8412}{a} J_1(1.8412) J_0(k_0 a \sin(\theta))\} & + k_0 \sin(\theta) \\
 \times J_2(1.8412) J_1(k_0 a \sin(\theta)) - \frac{1.8412}{a} J_1(1.8412) J_2(k_0 a \sin(\theta)) & ] \quad (2.199)
 \end{aligned}$$

จากสมการที่ 2.195 และ ใช้คุณสมบัติที่แสดงได้ดังนี้

$$\left. \frac{dJ_n(k_c r)}{dr} \right|_{r=a} = 0 \quad (2.200)$$

โดยที่

$$k_c = \frac{k'_{mn}}{a} \quad (2.201)$$

ซึ่งกรณีของโหมดคลื่นหลัก  $TE_{11}$  ค่าของ  $k'_{mn}$  จะมีค่าเท่ากับ 1.8412

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น สมการที่ 2.199 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$E_\phi = 2N M\pi \cos(\phi) \cos(\theta) \frac{2a^2}{(1.8412)^2 - (k_0 a \sin(\theta))^2} (1.8412) J_1(1.8412) \times \frac{dJ_1(k_0 a \sin(\theta))}{d(k_0 a \sin(\theta))} \quad (2.202)$$

เมื่อแทนค่า  $N$  และ  $M$  ลงในสมการที่ 2.202 จะได้ว่า

$$E_\phi = jk_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{\epsilon r} A_1 a \cos(\theta) \cos(\phi) \frac{(1.8412)^2 J_1(k_0 a \sin(\theta))}{(1.8412)^2 - (k_0 a \sin(\theta))^2} \times \frac{dJ_1(k_0 a \sin(\theta))}{d(k_0 a \sin(\theta))} \quad (2.203)$$

ดังนั้น สนามที่แพร่กระจายออกจากท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ  $Z = 0$  สามารถแสดงได้ดังนี้

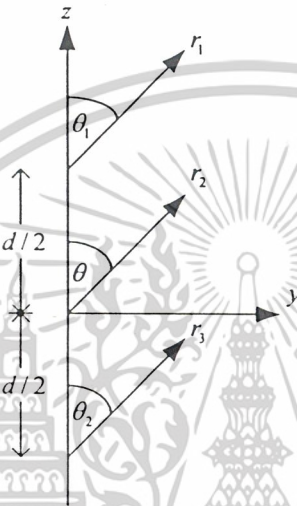
$$E_\theta = jk_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{\epsilon r} A_1 a \sin(\theta) J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 a \sin(\theta))}{k_0 a \sin(\theta)} \quad (2.204)$$

$$E_\phi = jk_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{\epsilon r} A_1 a \cos(\theta) \cos(\phi) \frac{(1.8412)^2 J_1(k_0 a \sin(\theta))}{(1.8412)^2 - (k_0 a \sin(\theta))^2} \times \frac{dJ_1(k_0 a \sin(\theta))}{d(k_0 a \sin(\theta))} \quad (2.205)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.14.2.6 สนามที่แพร่กระจายจากช่องเปิดทั้งสองด้านของวงแหวน ( Radiation Field )

เนื่องจากช่องเปิดของวงแหวนทั้ง 2 ด้าน จะมีระยะนาบอยู่ที่  $Z = \frac{d}{2}$  และ  $-Z = \frac{d}{2}$  ดังนั้นเมื่อทำการสังเกตที่สนามระยะไกลดังรูปที่ 2.32 สนามทั้งหมดที่แพร่กระจายออกจากช่องเปิดทั้ง 2 ด้านของวงแหวน จะมีค่าเท่ากับ สนามที่แพร่กระจายออกไปจากระนาบ  $Z = \frac{d}{2}$  รวมกับสนามที่กระจายออกไปจากระนาบ  $-Z = \frac{d}{2}$  สามารถแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 2.33 การแพร่กระจายของสนามเมื่อทำการสังเกตที่สนามระยะไกล

ที่ระนาบ  $Z = \frac{d}{2}$  และ  $-Z = \frac{d}{2}$

จากการสังเกตที่สนามระยะไกล จะได้ว่า

$$\theta_1 = \theta \quad (2.206)$$

$$r_1 = r - \frac{d}{2} \cos(\theta) \quad (2.207)$$

$$r_2 = r + \frac{d}{2} \cos(\theta) \quad (2.208)$$

$$r_1 \approx r_2 \approx r \quad (2.209)$$

โดยสมการที่ 2.207 และ 2.208 จะมีผลในส่วนของเฟสและสมการที่ 2.209 จะมีผลในส่วนของขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น เมื่อพิจารณาสนามที่แพร่กระจายออกจากกระนาบ  $Z = \frac{d}{2}$  จะได้ว่า

$$E_{\theta 1} = \frac{jk_0}{r} \frac{A_{11}}{\epsilon} a \sin(\phi) J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 a \sin(\theta))}{(k_0 a \sin(\theta))} e^{-jk_0 r} e^{jk_0 \frac{d}{2} \cos(\theta)} \hat{a}_\theta \quad (2.210)$$

$$E_{\phi 1} = \frac{jk_0}{r} \frac{A_{11}}{\epsilon} a \cos(\theta) \cos(\phi) \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 a \sin(\theta))^2} \\ \times \frac{dJ_1(k_0 a \sin(\theta))}{d(k_0 a \sin(\theta))} e^{-jk_0 r} e^{jk_0 \frac{d}{2} \cos(\theta)} \hat{a}_\phi \quad (2.211)$$

และเมื่อพิจารณาสนามที่แพร่กระจายออกจากกระนาบ  $-Z = \frac{d}{2}$  จะพบว่า ทิศทางของการแพร่

กระจายคลื่นจะตรงข้ามกับกระนาบ  $Z = \frac{d}{2}$  ได้ว่า

$$E_{\theta 2} = \frac{jk_0}{r} \frac{A_{11}}{\epsilon} a \sin(\phi) J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 a \sin(\theta))}{(k_0 a \sin(\theta))} e^{-jk_0 r} e^{-jk_0 \frac{d}{2} \cos(\theta)} (-\hat{a}_\theta) \quad (2.212)$$

$$E_{\phi 2} = \frac{jk_0}{r} \frac{A_{11}}{\epsilon} a \cos(\theta) \cos(\phi) \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 a \sin(\theta))^2} \\ \times \frac{dJ_1(k_0 a \sin(\theta))}{d(k_0 a \sin(\theta))} e^{-jk_0 r} e^{-jk_0 \frac{d}{2} \cos(\theta)} (-\hat{a}_\phi) \quad (2.213)$$

ดังนั้น สนามที่แพร่กระจายจากช่องเปิดของวงแหวนทั้ง 2 ด้านของตัวสายอากาศ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} E_\theta &= \bar{E}_{\theta 1} + \bar{E}_{\theta 2} \\ &= E_{\theta 1}(\hat{a}_\theta) + E_{\theta 2}(-\hat{a}_\theta) \\ \therefore E_\theta &= \frac{j^2 k_0}{\epsilon r} e^{-jk_0 r} A_{11} 2a \sin(\phi) J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 a \sin(\theta))}{(k_0 a \sin(\theta))} \sin\left(k_0 \frac{d}{2} \cos(\theta)\right) \end{aligned} \quad (2.214)$$

$$\begin{aligned} E_\phi &= \bar{E}_{\phi 1} + \bar{E}_{\phi 2} \\ &= E_{\phi 1}(\hat{a}_\phi) + E_{\phi 2}(-\hat{a}_\phi) \\ \therefore E_\phi &= \frac{j^2 k_0}{\epsilon r} e^{-jk_0 r} A_{11} 2a \cos(\theta) \cos(\phi) \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 a \sin(\theta))^2} \\ &\quad \times \frac{dJ_1(k_0 a \sin(\theta))}{d(k_0 a \sin(\theta))} \sin\left(k_0 \frac{d}{2} \cos(\theta)\right) \end{aligned} \quad (2.215)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น ส่วนประกอบของสนามที่แพร่กระจายออกจากช่องเปิดของวงแหวนทั้ง 2 ด้านของตัวสายอากาศเมื่อพิจารณาที่สนามระยะไกล สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_\theta = \frac{j^2 k_0}{\epsilon r} e^{-jk_0 r} A_{11} 2a \sin(\phi) J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 a \sin(\theta))}{(k_0 a \sin(\theta))} \sin\left(k_0 \frac{d}{2} \cos(\theta)\right) \quad (2.216)$$

$$E_\phi = \frac{j^2 k_0}{\epsilon r} e^{-jk_0 r} A_{11} 2a \cos(\theta) \cos(\phi) \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 a \sin(\theta))^2} \times \frac{dJ_1(k_0 a \sin(\theta))}{d(k_0 a \sin(\theta))} \sin\left(k_0 \frac{d}{2} \cos(\theta)\right) \quad (2.217)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.15 ทฤษฎีและหลักการของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม

### 2.15.1 ทฤษฎีของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม

ระบบสายอากาศสะท้อนคลื่นเป็นที่นิยมอย่างกว้างขวางในการสื่อสารโทรคมนาคมในรูปแบบต่างๆ รวมทั้งการใช้งานในระบบเรดาร์เพื่อวัตถุประสงค์ต่างๆกัน เนื่องจากระบบสายอากาศดังกล่าวมีกำลังขยายสูงสามารถออกแบบตัวสะท้อนคลื่น ( Reflector ) แบบใดแบบหนึ่ง เพื่อให้ได้รูปแบบการแผ่พลังงานที่เหมาะสมกับวัตถุประสงค์ของการทำงานตามที่ต้องการได้ ตัวอย่างของการทำงานของสายอากาศสะท้อนคลื่น ได้แก่ การติดต่อสื่อสารที่มีระยะทางไกลมากๆ บนภาคพื้นดินได้โดยไม่ต้องใช้สถานีทวนสัญญาณ ( Repeater Station ) ซึ่งเป็นการลดค่าใช้จ่ายลงอย่างมาก

อนึ่งในปัจจุบันการสื่อสารผ่านดาวเทียมซึ่งมีระยะทางไกลมากกำลังเข้ามามีบทบาทในการส่งข้อมูลในรูปแบบต่างๆ เช่น การถ่ายทอดสัญญาณโทรทัศน์จากสถานีถ่ายทอดไปยังบ้านเรือนต่างๆโดยตรง หรือการถ่ายทอดไปยังต่างประเทศที่อยู่ในซีกโลกหนึ่ง ตลอดจนใช้ในการสำรวจทรัพยากรต่างๆก็ได้ส่งสัญญาณภาพถ่ายต่างๆลงมาเพื่อใช้ในการวิเคราะห์บนภาคพื้นดิน เป็นต้น ในการรับส่งสัญญาณดาวเทียมที่กล่าวมาก็จำเป็นที่จะต้องใช้ในระบบสายอากาศแบบจานสะท้อนคลื่นที่มีกำลังขยายสูงทั้งสิ้น

อีกตัวอย่างหนึ่ง ได้แก่ ระบบเรดาร์ที่นำไปใช้ในการค้นหาเป้าหมาย เพื่อวัตถุประสงค์ต่างๆ ก็มักจะใช้สายอากาศสะท้อนคลื่น เนื่องมาจากสายอากาศแบบนี้จะมีขนาดของช่องเปิด ( Aperture ) ที่มีขนาดใหญ่เมื่อเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นทำให้ลำคลื่นที่แผ่ออกไปมีความกว้างที่แคบ ( Narrow Beamwidth ) และมีกำลังการขยายสูง สามารถใช้กวาด ( Scanned ) ค้นหาเป้าหมายและแยกแยะเป้าหมายที่อยู่ใกล้ๆกันได้

จากที่กล่าวมาข้างต้นก็จะเห็นว่า สายอากาศสะท้อนคลื่นได้เข้ามามีบทบาทในการพัฒนาการสื่อสารเป็นอย่างมาก โดยเฉพาะการติดต่อสื่อสารที่มีระยะทางไกลมากๆ และในระบบเรดาร์ที่จะต้องใช้ลักษณะของลำคลื่นที่แคบมากก็ได้อาศัยคุณสมบัติของสายอากาศสะท้อนคลื่น

## 2.15.2 หลักการของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม

สายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม เป็นสายอากาศที่มีความสมมาตรอย่างสมบูรณ์ในทุกระนาบจึงนิยมใช้ในการสะท้อนคลื่นของสายอากาศแบบปรับเฟสและด้วยคุณสมบัติของสายอากาศแบบตัวสะท้อนคลื่นที่มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงจึงเหมาะแก่การสื่อสารผ่านดาวเทียม โดยหลักการที่สำคัญของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมจะพิจารณา 4 อย่าง คือ ปฏิกิริยาโพลาไรซ์ ความหนาแน่นกระแสพื้นผิว สมการการกระจายคลื่นบนระนาบสนามไฟฟ้า และ สมการการกระจายคลื่นบนระนาบสนามแม่เหล็ก ดังที่จะกล่าวต่อไป

### 2.15.2.1 ปฏิกิริยาโพลาไรซ์ (Polarization Effect)

โดยทั่วไปจะกล่าวถึงโพลาไรซ์แบบกากบาท (Cross Polarize) ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในการสะท้อนคลื่นของโพลาไรซ์เชิงเส้น และเนื่องจากความสมมาตรของทรง ทำให้สามารถเลือกได้โดยไม่มีข้อกำหนด ซึ่งจะเป็นตัวอ้างอิงในการตกกระทบของคลื่นระนาบ

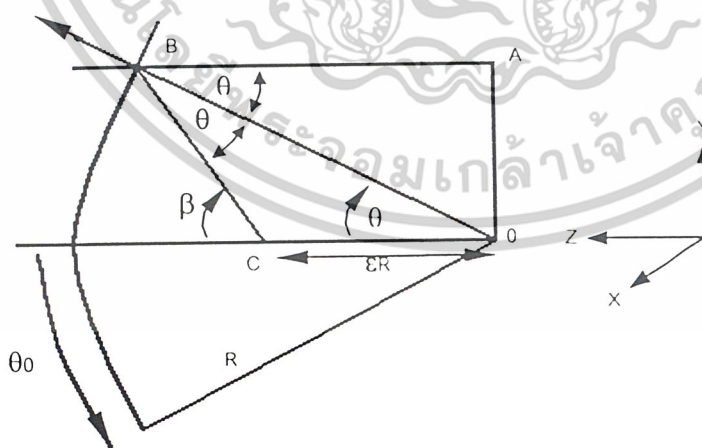
โดยในที่นี้ เลือก  $E_i = E_0 e^{-jk_0 y}$

จาก  $E_{reflected} = (\hat{n} \cdot E_i) \hat{n} - (\hat{n} \times E_i) \times \hat{n} = 2(\hat{n} \cdot E_i) \hat{n} - E_i$  (2.218)

โดยที่  $\hat{n} = x_0 \hat{x} + y_0 \hat{y} + z_0 \hat{z}$  (2.219)

และ  $x_0 = \sin \theta \cos \phi$   $y_0 = \sin \theta \sin \phi$   $z_0 = \cos \theta$  (2.220)

ดังนั้น  $\hat{E}_r = \sin^2 \theta \sin 2\phi \hat{x} + (2 \sin^2 \theta \sin^2 \phi - 1) \hat{y} + \sin \phi \sin 2\theta \hat{z}$  (2.221)



รูปที่ 2.34 พิกัดที่ใช้ในการคำนวณการแตกกระจายสนาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.6.2 ความหนาแน่นกระแสพื้นผิว (Surface current density)

ค่าความหนาแน่นกระแสพื้นผิวของตัวสะท้อนคลื่นทรงกลม คือ

$$J_s = -2(\hat{n} \times H_i) \quad (2.222)$$

ซึ่งสามารถแยกเป็น 2 องค์ประกอบได้

$$J_{sx} = -2H_i \cos \theta \quad J_{sz} = 2H_i \sin \theta \cos \phi \quad (2.223)$$

ซึ่งจะเห็นได้ชัดว่าทิศทางในแนว Z กระแสจะไม่ถูกผลิตบนแนวแกนของตัวสะท้อนคลื่น เพราะ ความเท่ากันและทิศทางตรงกันข้ามในส่วนประกอบของกระแส

ดังนั้น จะพิจารณาเฉพาะแนวแกน X โดยใช้เพียงการแพร่กระจายสนามของไดโพลไฟฟ้า (electric dipole) .  $K_0 BC \gg 1$

$$E_x(\xi) = A \int_0^\pi \int_0^{2\pi} e^{-jk_0 R \cos \theta} \cos \theta \frac{\exp(-jk_0 BC)}{BC} S(\beta, \phi) R^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.224)$$

เมื่อ  $A \propto 2H_i$  และ  $S(\beta, \phi)$  คือ ค่าแฟกเตอร์ความเอน มีค่าตามสมการด้านล่าง

$$S(\beta, \phi) = \frac{1}{J_s} \left[ (\overline{BC} \times J_s) \times \overline{BC} \right]_x = 1 - \sin^2 \beta \cos^2 \phi \quad (2.225)$$

เมื่ออินทิเกรตสนาม  $\phi$  จะได้

$$\int_0^{2\pi} (1 - \sin^2 \beta \cos^2 \phi) d\phi = 2\pi(1 - \frac{1}{2} \sin^2 \beta) \quad (2.226)$$

และระยะทาง BC หาได้จากกฎของโคไซน์ ดังนี้

$$BC = R\sqrt{1 + \xi^2 - 2\xi \cos \theta} = tR \quad (2.227)$$

จากการอินทิเกรตหาค่า จะได้ว่า

$$E_x(\xi) = 2\pi RA \int_0^\pi \frac{\exp[-jk_0 R(\cos \theta + \sqrt{1 + \xi^2 - 2\xi \cos \theta})]}{\sqrt{1 + \xi^2 - 2\xi \cos \theta}} \sin \theta \cos \theta d\theta \quad (2.228)$$

และค่าคงที่ A จะทำการเลือกหลังจากเราทำการเลือกตัวนอร์มอลไลซ์ (normalize) โดยจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าต่อไปนี้

$$\sqrt{1 + \xi^2 - 2\xi \cos \theta} = t \quad (2.229)$$

กำหนดให้

$$E_x(\xi) = 2\pi RA \int_0^1 \exp[-jkR_0(\frac{1+\xi^2}{2\xi} + t - \frac{t^2}{2\xi})](\frac{1+\xi^2-t^2}{2\xi^2}) dt \quad (2.230)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และกำหนดให้

$$u = \sqrt{\frac{k_0 R}{\pi \xi}} (t - \xi) \quad (2.231)$$

จะได้ว่า

$$E_x(\xi) = \frac{\pi R A}{\xi^2} \exp[-jk_0 R (\frac{1+\xi^2}{2\xi})] \sqrt{\frac{\pi \xi}{k_0 R}} \int_{u_0}^{u_1} e^{j(\pi/2)u^2} (1 - 2\sqrt{\frac{\pi \xi}{k_0 R}} u - \frac{\pi \xi}{k_0 R} u^2) du \quad (2.232)$$

แทนที่ค่าการอินทิเกรตโดยใช้

$$C = \int \cos(\frac{\pi}{2} u^2) du \quad S = \int \sin(\frac{\pi}{2} u^2) du \quad (2.233)$$

ผลคือ

$$E_x(\xi) = A \sqrt{\frac{\pi^3 R}{\xi^3 k_0}} \exp(-jk_0 R \frac{1+2\xi^2}{2\xi}) \times \{ (1 + \frac{j\xi}{k_0 R}) [C(u_1) - C(u_0) + jS(u_1) - jS(u_0)] + 2j \sqrt{\frac{\xi^3}{\pi k_0 R}} (e^{j(\pi/2)u_0^2} - \frac{j\xi u_1}{k_0 R} e^{j(\pi/2)u_0^2}) + \frac{j\xi u_1}{k_0 R} e^{j(\pi/2)u_1^2} - j \frac{\xi u_0}{k_0 R} e^{j(\pi/2)u_0^2} \} \quad (2.234)$$

เมื่อขอบเขต คือ

$$u_1 = \sqrt{\frac{k_0 R}{\pi \xi^2}} (\sqrt{1 + \xi^2 - 2\xi \cos \theta} - \xi) \quad u_2 = \sqrt{\frac{k_0 R}{\pi \xi^2}} (1 - 2\xi) \quad (2.235)$$

จากการแสดงนี้ สามารถหาค่าสำหรับสนามที่  $\xi$  ค่าต่างๆ ตามแนวแกนโดยขอบเขตของ  $u_1$  และ  $u_0$  คือ ฟังก์ชันเรียบ (smooth function) ของ  $\xi$  และค่า  $u_0$  จะมีค่าเป็นศูนย์ที่จุดโฟกัสแนวแกนพาราโบลา (paraxial focus) ที่  $\xi$  เท่ากับ  $\frac{1}{2}$  และ  $u_1$  จะมีค่าเป็นศูนย์ที่จุดตัดของรังสีแนวขอบ (marginal ray) กำหนดโดย  $\cos \theta_0 = \frac{1}{2\xi}$

ถ้าส่วนประกอบของกระแสถูกเก็บสะสมโดยท่อส่งคลื่น (waveguide) ในแต่ละเฟสของสนาม เหล่านี้ จะบวกกับเฟสที่แนวโฟกัสพาราโบลา ค่าสนามทั้งหมดที่จุดนั้นจะได้ว่า

$$\begin{aligned} E_t &= 2\pi R A \int_0^1 (\frac{1+\xi^2}{2\xi^2} - \frac{t^2}{2\xi^2}) dt \\ &= 4\pi R A [(\frac{5}{6} + \frac{\cos \theta_0}{3}) \sqrt{\frac{5}{4} - \cos \theta_0} - \frac{7}{2}] \\ &= \pi R A F(\theta_0) \end{aligned} \quad (2.236)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอร์มอลไลซ์สมการโดยให้คุณภาพสำหรับ  $k_0R \gg 1/2$  และ  $z \rightarrow 1/2$  (กรณีใกล้จุดโฟกัสแนวพารา

โบลา)

$$E_n(\xi) = \left[ \frac{1}{F(\theta)} \right] \left[ \sqrt{\frac{\pi}{k_0 R}} \right] \left\{ \frac{1}{\xi^{3/2}} [\exp - jk_0 R \left( \frac{1+2\xi^2}{2\xi} )] \right\} \times \{ [C(u_1) - C(u_0) + jS(u_1) - jS(u_0)] \right. \\ \left. + j \sqrt{\frac{\xi}{\pi k_0 R}} \times (\sqrt{1 + \xi^2 - 2\xi \cos \theta_0} + \xi) e^{j(\pi/2)u_1^2} - j \sqrt{\frac{\xi}{\pi k_0 R}} e^{j(\pi/2)u_0^2} \right\} \quad (2.237)$$

เราสามารถหาแบบรูปของสนามระยะไกล โดยการคอนจูเกตการแพร่กระจายสนามของ(2.237)เมื่อ  
ไม่คิดครีสมี่  $R \sin \theta$  และความกว้าง  $R \cos \theta d\theta$  ในระนาบแบบทะแยง (transverse plane) คือ

$$R^2 \sin \theta \cos \theta d\theta \int_0^\pi e^{jk_0 R \sin \theta \sin \alpha \cos(\psi - \phi)} S(\beta, \phi) d\phi \quad (2.238)$$

เมื่อ  $\alpha$  คือ มุมโพลาไรระหว่างทิศทางที่สังเกตกับแนวแกนของตัวสะท้อน

$\psi$  คือ มุมอะซิมุทในทิศทางที่สังเกตได้

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากกระแสน้ำทั้งหมดของตัวสะท้อนทรงกลมที่ถูกกระตุ้นตลอดแนวแกน

คือ

$$f(\alpha, \psi) = \text{const} \tan t \iint E_r'(\xi) \frac{e^{-jk_0(R - R \cos \theta)}}{rR} R^2 \sin \theta \cos \theta \times \int_0^\pi e^{jk_0 R \sin \theta \sin \alpha \cos(\psi - \phi)} s(\beta, \phi) d\phi d\theta d\xi \quad (2.239)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.15.2.3 สมการการกระจายคลื่นบนระนาบสนามไฟฟ้า E-plane ( $\psi = 0$ )

$$f(\alpha, 0) \approx \text{constant} \left\{ \Lambda_1(k_0 a \sin \alpha_x) - 4 \sin^2 \theta_0 \times [\Lambda_1(k_0 a \sin \alpha_x) - \frac{3}{4} \Lambda_2(k_0 a \sin \alpha_x)] \right. \\ \left. + 4 \sin^2 \theta_0 [\Lambda_1(k_0 a \sin \alpha_x) - \frac{5}{4} \Lambda_2(k_0 a \sin \alpha_x) + \frac{5}{12} \Lambda_3(k_0 a \sin \alpha_x)] \right\} \quad (2.240)$$

### 2.15.2.4 สมการการกระจายคลื่นบนระนาบสนามแม่เหล็ก H-plane ( $\psi = \pi/2$ )

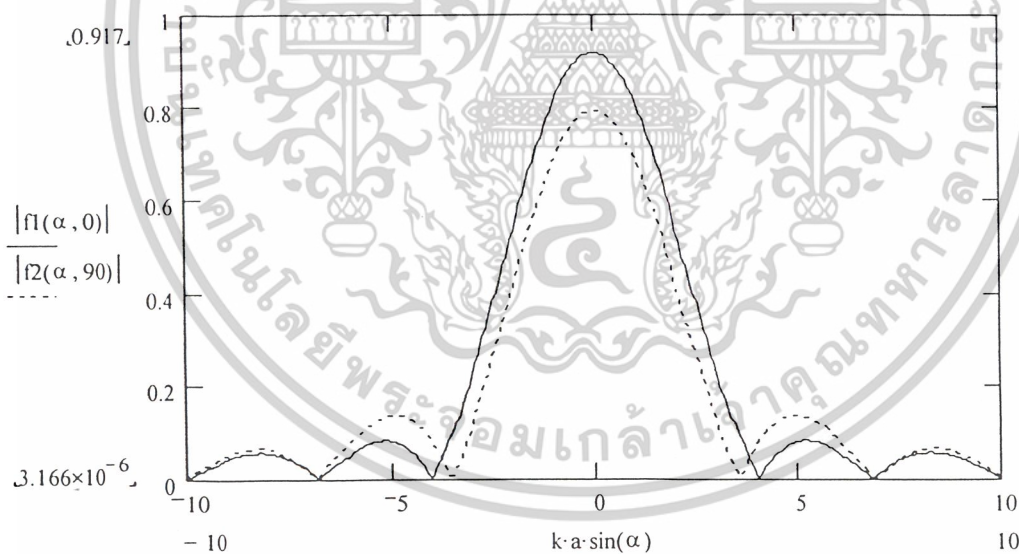
$$f(\alpha, \frac{\pi}{2}) \approx \text{constant} \left\{ \Lambda_1(k_0 a \sin \alpha_y) - \sin^2 \theta_0 \Lambda_2(k_0 a \sin \alpha_y) + \sin^4 \theta_0 [\Lambda_2(k_0 a \sin \alpha_y) \right. \\ \left. - \frac{1}{3} \Lambda_3(k_0 a \sin \alpha_x)] \right\} \quad (2.241)$$

เมื่อ  $a = R \sin \theta$  (2.242)

$$\Lambda_p(x) = p!(2/x)^p J_p(x) \quad (2.243)$$

โดยที่  $R$  = รัศมีของตัวสะท้อนทรงกลม (radius of spherical reflector)

$a$  = รัศมีของช่องเปิดที่ใช้ได้ (radius of utilized aperture)



รูปที่ 2.35 กำหนดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของตัวสะท้อนทรงกลมโดยใช้ตัวป้อนสัญญาณเชิงเส้นเมื่อมุมตกกระทบเท่ากับ 30 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### การวิเคราะห์ ออกแบบ และคำนวณ

##### 3.1 การวิเคราะห์รูปแบบของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม

ในการวิเคราะห์รูปแบบของสายอากาศ สะท้อนคลื่นทรงกลมนั้น จะสนใจในส่วนของระยะห่างของจุดป้อนสัญญาณเป็นอันดับแรก โดยจะกล่าวในหัวข้อถัดไป โดยต้องพิจารณาจากรัศมีของตัวสะท้อนคลื่น และขนาดของช่องเปิดสูงสุด โดยค่าดังกล่าวจะเป็นตัวกำหนดรูปแบบของคลื่นที่ออกมาจากสายอากาศ ซึ่งถือว่าเป็นพารามิเตอร์ที่มีความสำคัญมากที่จะต้องพิจารณาเป็นอันดับแรกโดยในส่วนแรกเราจะทำการศึกษาลักษณะของสายอากาศอันเนื่องมาจากพารามิเตอร์ของตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมก่อนเพื่อทำนายผลและเปรียบเทียบผลจากการทดสอบ

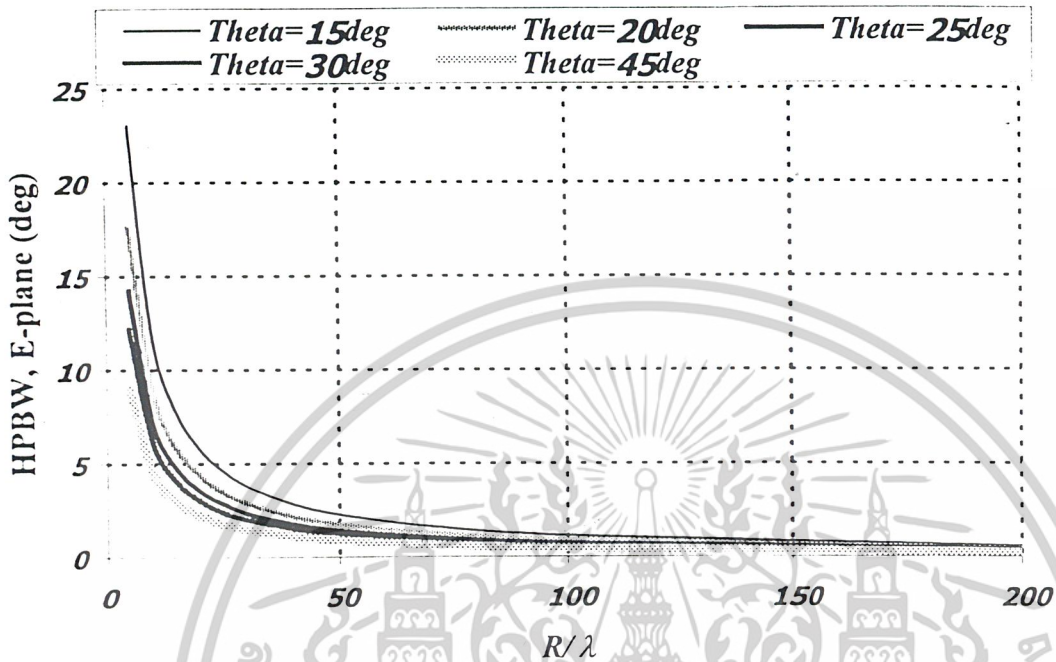
**ผลการทดลองทางทฤษฎีจะพิจารณาอยู่ 5 พารามิเตอร์ คือ**

1. การพิจารณาค่าความกว้างของลำคลื่นขณะกำลังลดลงครึ่งหนึ่ง ( Half Power Beamwidth )
2. การพิจารณาค่าความกว้างของลำคลื่นของจุดอับสัญญาณคู่แรก ( First Null Beamwidth )
3. การพิจารณาค่าระดับของลำคลื่นย่อยแรก ( First Side Lobe Level Ratio )
4. แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ( Radiation Pattern )
5. การพิจารณาค่าสภาพเจาะจงทิศทาง ( Directivity )

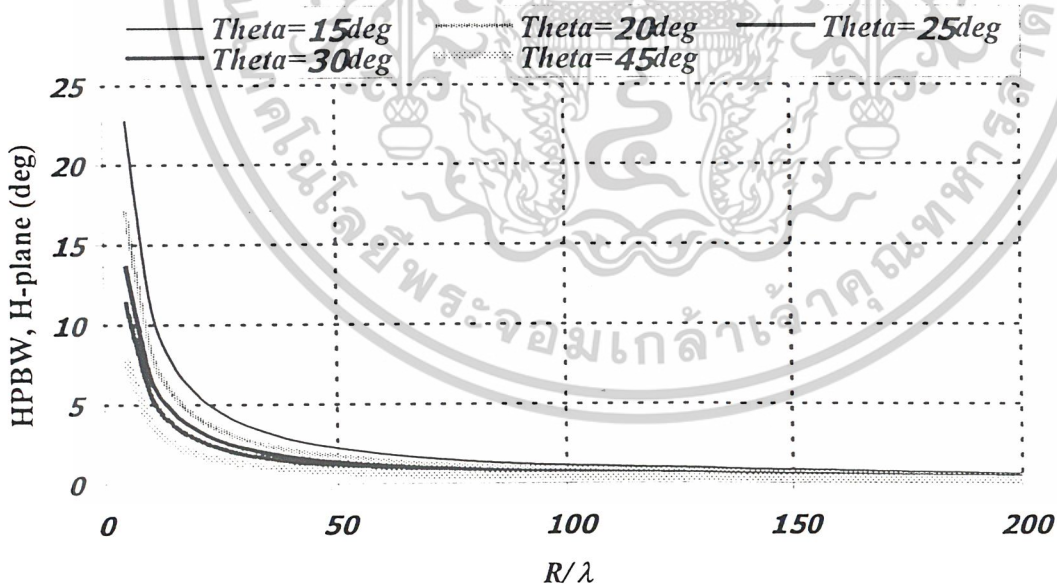
โดยทั้ง 5 พารามิเตอร์ จะทำการพิจารณาทั้ง ระบายสนามไฟฟ้า และ ระบายสนามแม่เหล็ก และทำการแบ่งย่อยเป็น 2 ความถี่ คือ ความถี่ 1.9065 GHz และความถี่ 12.6575 GHz โดยความถี่แรกจะใช้ในการวิเคราะห์ในส่วนของโพรบไฟฟ้าเชิงเส้น ส่วนความถี่ที่สองเป็นการวิเคราะห์ในส่วนของสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม

### 3.1.1 การวิเคราะห์ทางทฤษฎีของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เมื่อความถี่ 1.9065 GHz

#### 3.1.1.1 การพิจารณาความกว้างของลำคลื่นขณะกำลังลดลงครึ่งหนึ่ง (Half Power Beamwidth)



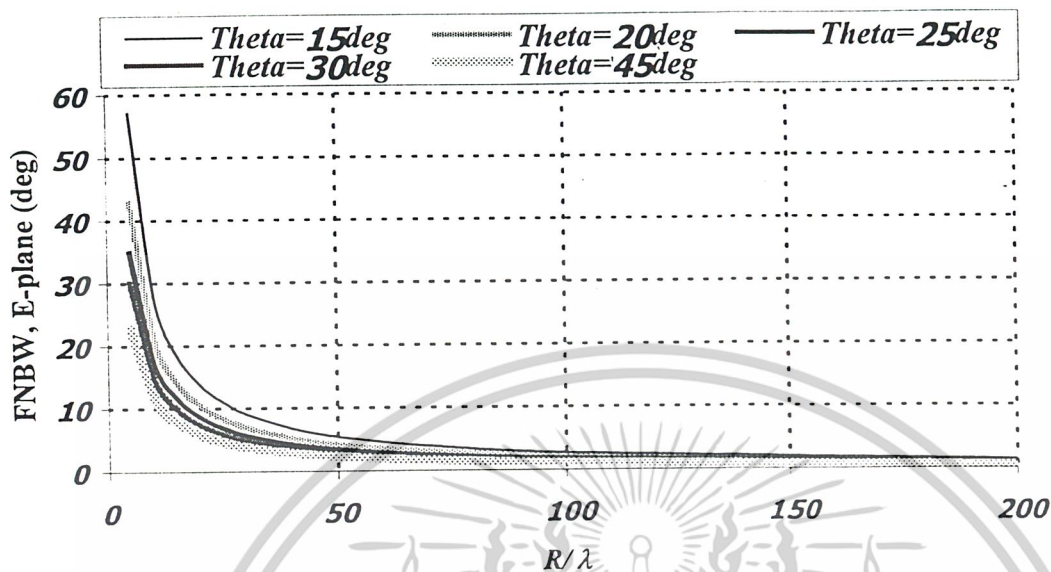
รูปที่ 3.1 ค่าความกว้างของลำคลื่นขณะกำลังลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อความถี่ 1.9065 GHz



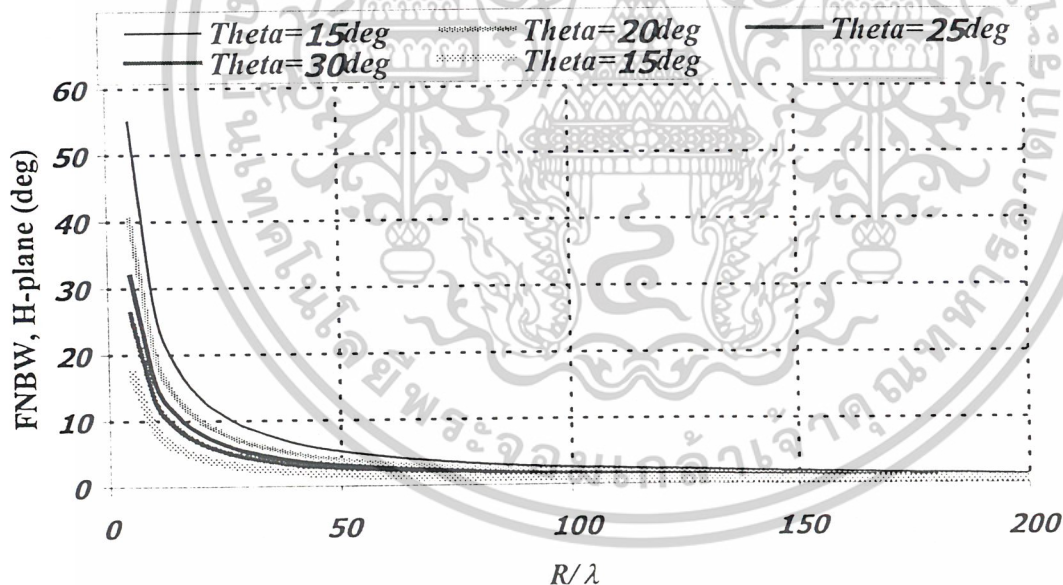
รูปที่ 3.2 ค่าความกว้างของลำคลื่นขณะกำลังลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อความถี่ 1.9065 GHz

จะพบว่า เมื่อขนาดของตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมมีขนาดเพิ่มมากขึ้นตามลำดับ โดยกำหนดให้มุมเงยคงที่ จะทำให้ค่าความกว้างของลำคลื่นขณะกำลังลดลงครึ่งหนึ่ง มีขนาดเล็กลงเรื่อยๆ ทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.1.2 การพิจารณาค่าความกว้างลำคลื่นของจุดอับสัญญาณคู่แรก (First Null Beamwidth)



รูปที่ 3.3 ค่าความกว้างลำคลื่นของจุดอับสัญญาณคู่แรกในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อความถี่ 1.9065 GHz

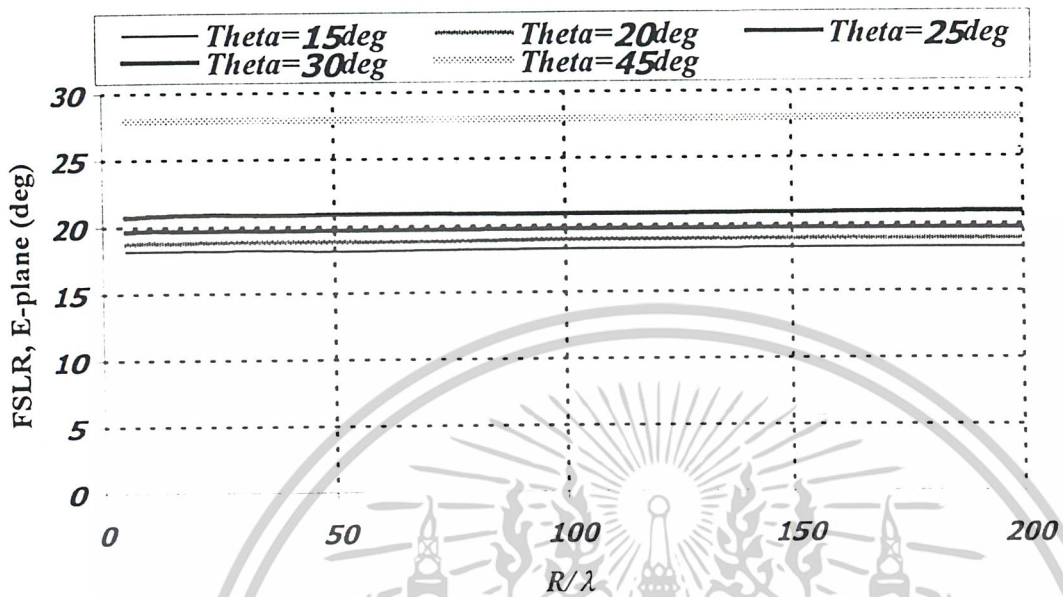


รูปที่ 3.4 ค่าความกว้างลำคลื่นของจุดอับสัญญาณคู่แรกในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อความถี่ 1.9065 GHz

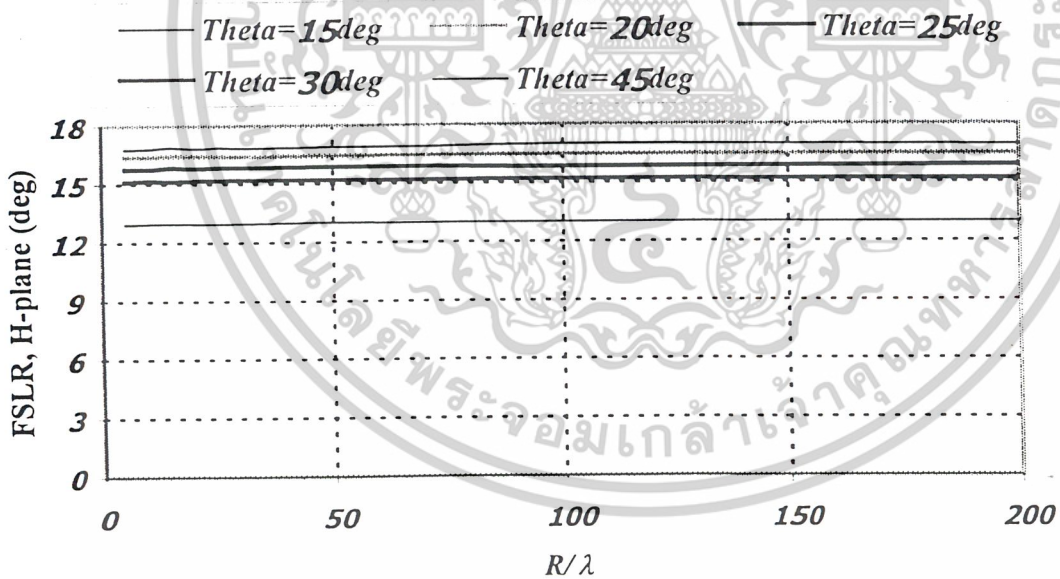
จะพบว่า เมื่อขนาดของตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมมีขนาดเพิ่มมากขึ้นตามลำดับ โดยกำหนดให้มุมเงยคงที่ จะทำให้ค่าความกว้างลำคลื่นของจุดอับสัญญาณคู่แรก มีขนาดเล็กลงเรื่อยๆ ทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.1.3 การพิจารณาค่าระดับของลำคลื่นย่อยแรก (First Sidelobe level Ratio)



รูปที่ 3.5 ระดับของลำคลื่นย่อยแรกในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อความถี่ 1.9065 GHz

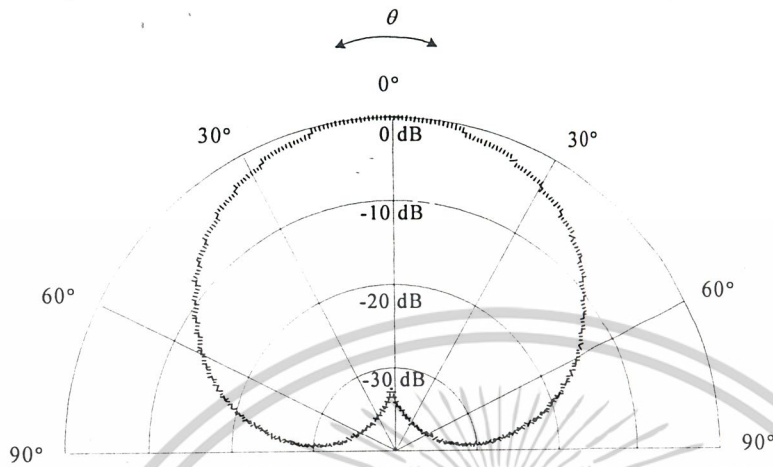


รูปที่ 3.6 ระดับของลำคลื่นย่อยแรกในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อความถี่ 1.9065 GHz

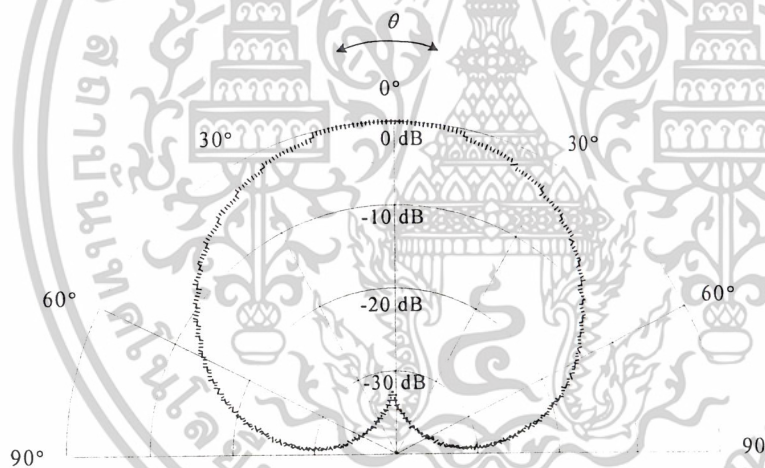
จะพบว่า เมื่อขนาดของตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมมีขนาดเพิ่มมากขึ้นตามลำดับ โดยกำหนดให้มุมเงยคงที่ จะทำให้ค่าระดับของลำคลื่นย่อยแรก มีขนาดคงที่ทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.1.4 การพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern)



รูปที่ 3.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อความถี่ 1.9065 GHz



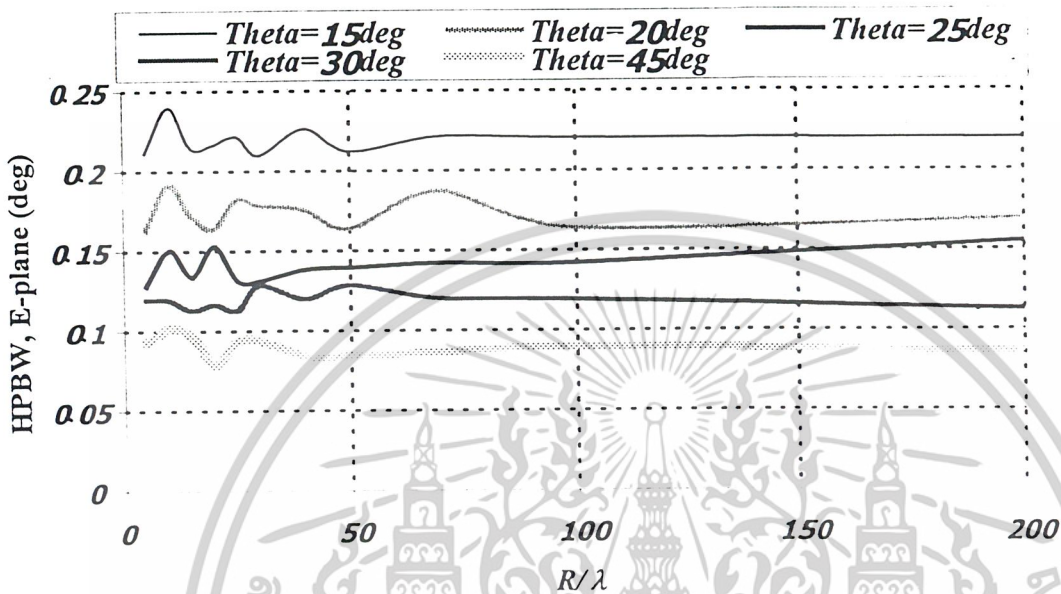
รูปที่ 3.8 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อความถี่ 1.9065 GHz

จะพบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมมีการแพร่กระจายในทิศทางเดียว (Unidirectional beam) และมีความกว้างของลำคลื่นที่แคบมาก และลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก มีลักษณะที่คล้ายกันมากอันเนื่องมาจากความสมมาตรของตัวสะท้อนคลื่นทรงกลม

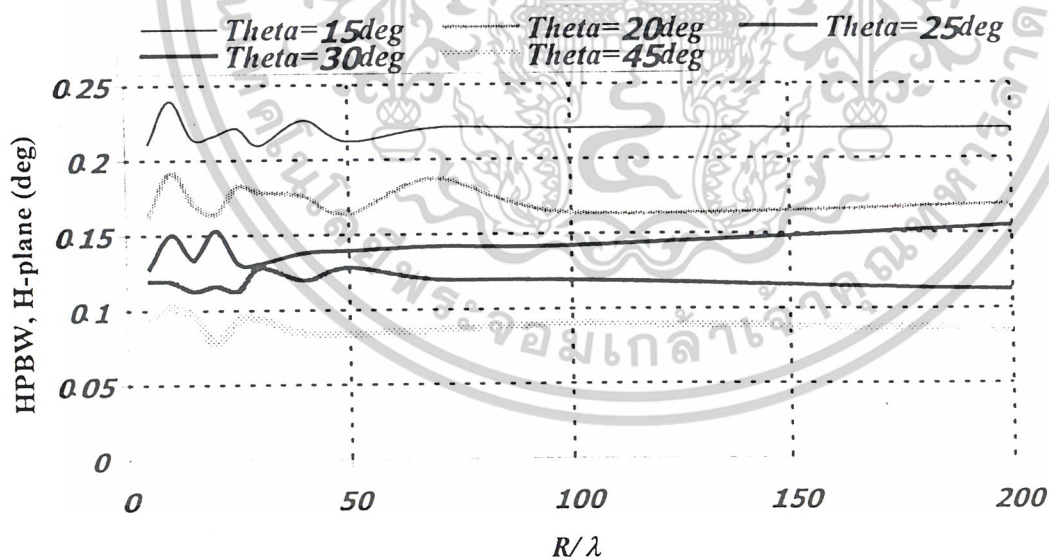
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.2 การวิเคราะห์ทางทฤษฎีของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เมื่อความถี่ 12.6575 GHz

#### 3.1.2.1 การพิจารณาค่าความกว้างของลำคลื่นขณะกำลังลดลงครึ่งหนึ่ง (Half Power Beamwidth)



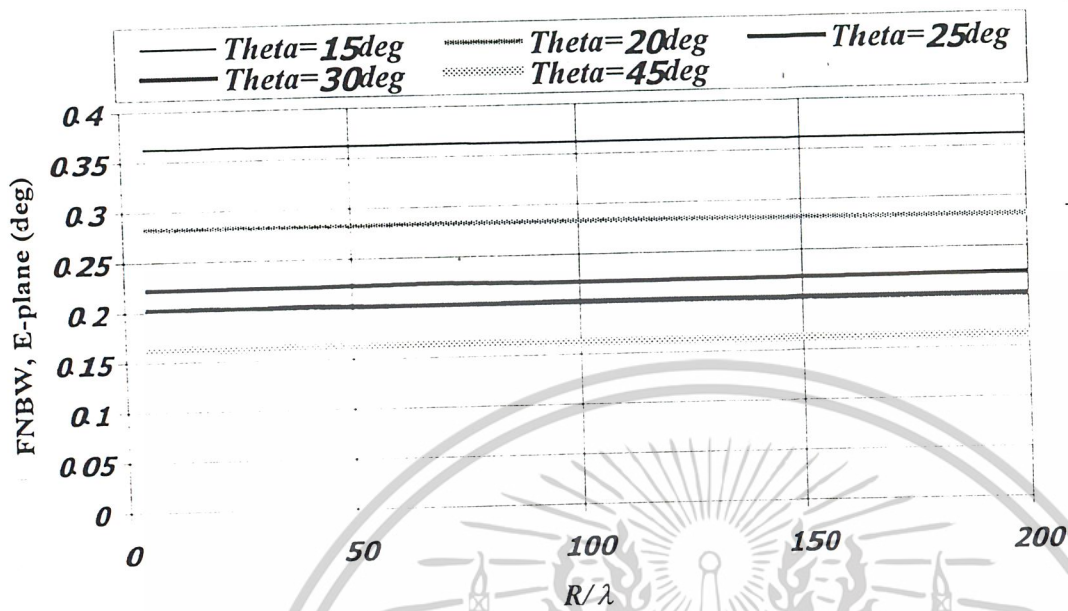
รูปที่ 3.9 ค่าความกว้างของลำคลื่นขณะกำลังลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อความถี่ 12.6575 GHz



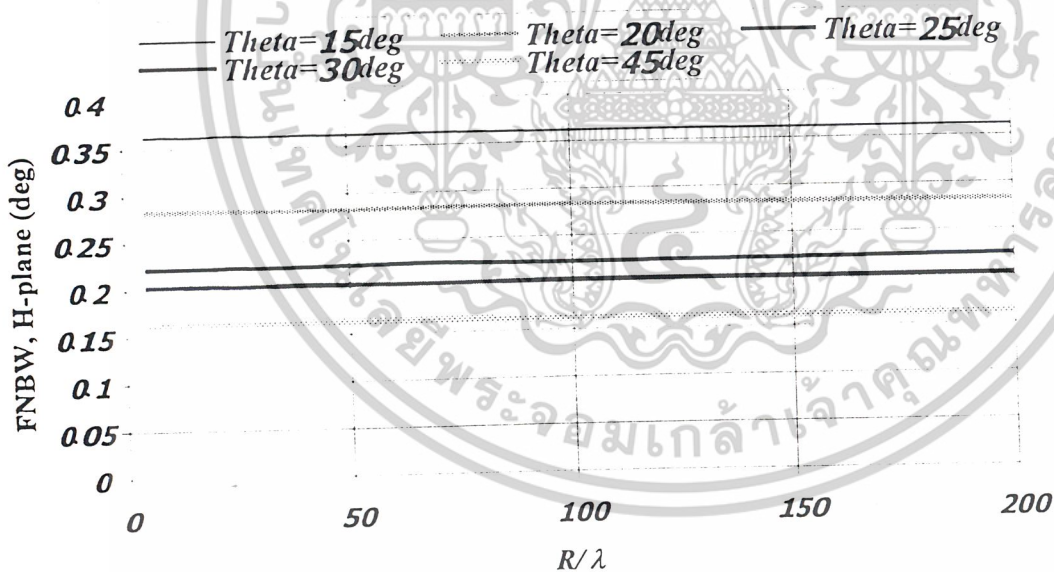
รูปที่ 3.10 ค่าความกว้างของลำคลื่นขณะกำลังลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อความถี่ 12.6575 GHz

จะพบว่า เมื่อขนาดของตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมมีขนาดเพิ่มมากขึ้นตามลำดับ โดยกำหนดให้มุมเบี่ยงที่ จะทำให้ค่าความกว้างของลำคลื่นขณะกำลังลดลงครึ่งหนึ่ง มีขนาดที่ค่อนข้างคงที่ทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.2.2 การพิจารณาค่าความกว้างลำคลื่นของจุดอับสัญญาณคู่แรก (First Null Beamwidth)



รูปที่ 3.11 ค่าความกว้างลำคลื่นของจุดอับสัญญาณคู่แรกในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อความถี่ 12.6575 GHz

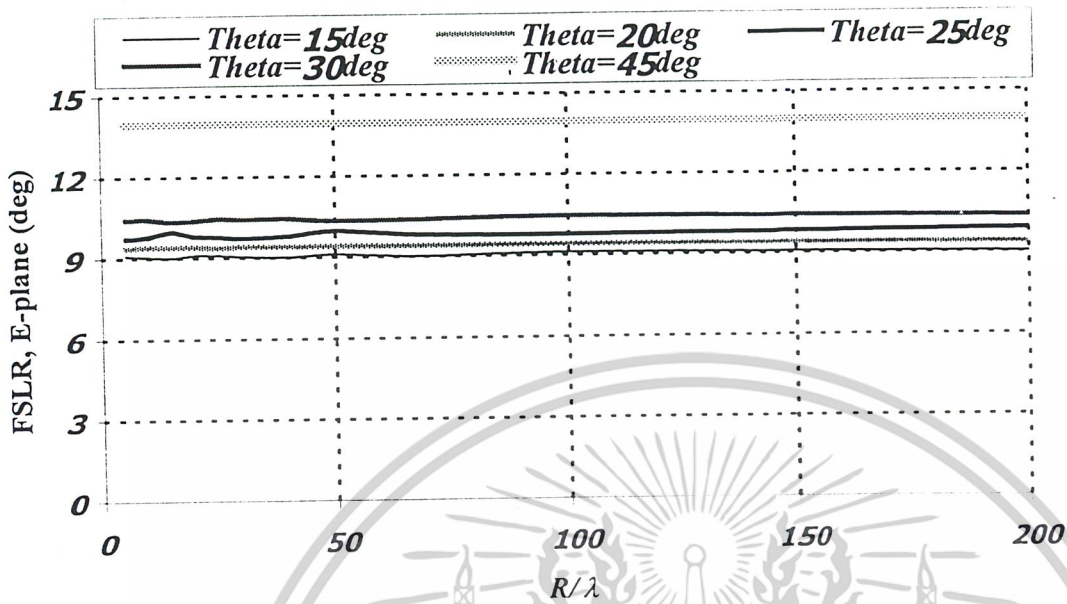


รูปที่ 3.12 ค่าความกว้างลำคลื่นของจุดอับสัญญาณคู่แรกในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อความถี่ 12.6575 GHz

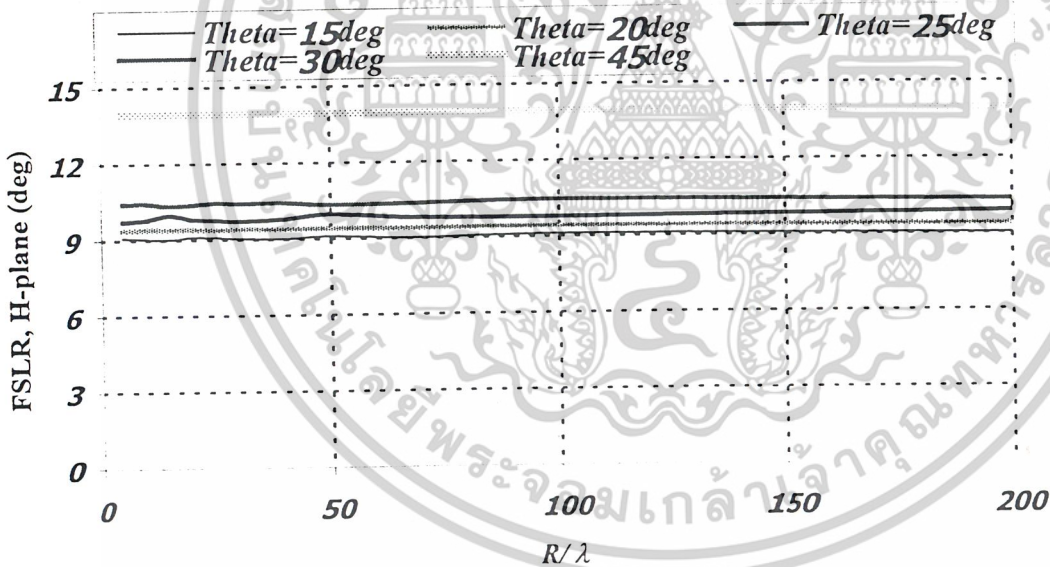
จะพบว่า เมื่อขนาดของตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมมีขนาดเพิ่มมากขึ้นตามลำดับ โดยกำหนดให้มุมเงยคงที่ จะทำให้ค่าความกว้างลำคลื่นของจุดอับสัญญาณคู่แรก มีขนาดค่อนข้างคงที่ทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.2.3 การพิจารณาค่าระดับของลำคลื่นย่อยแรก (First Sidelobe level Ratio)



รูปที่ 3.13 ระดับของลำคลื่นย่อยแรกในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อความถี่ 12.6575 GHz

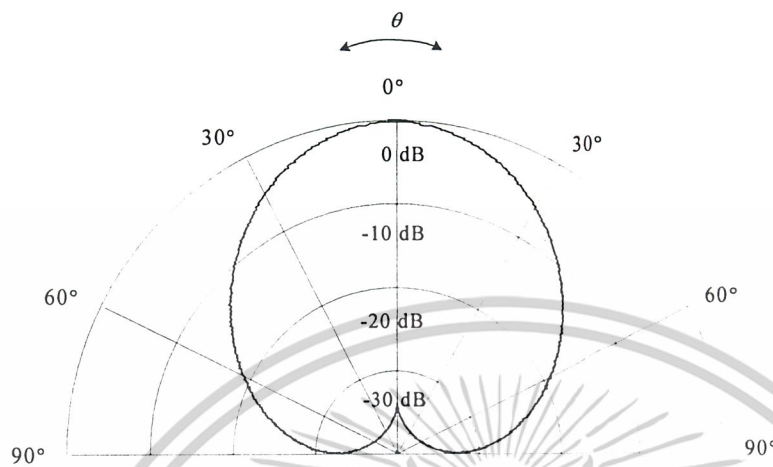


รูปที่ 3.14 ระดับของลำคลื่นย่อยแรกในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อความถี่ 12.6575 GHz

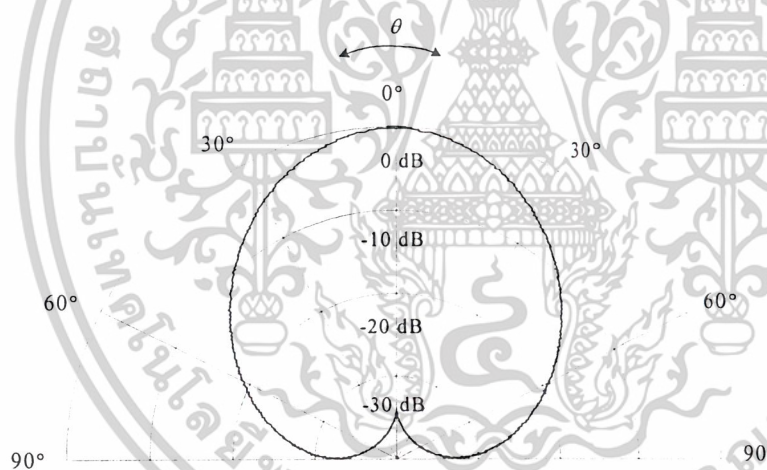
จะพบว่า เมื่อขนาดของตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมมีขนาดเพิ่มมากขึ้นตามลำดับ โดยกำหนดให้มุมเงยคงที่ จะทำให้ค่าระดับของลำคลื่นย่อยแรก มีขนาดค่อนข้างคงที่ทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.2.4 การพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern)



รูปที่ 3.15 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อความถี่ 12.6575 GHz

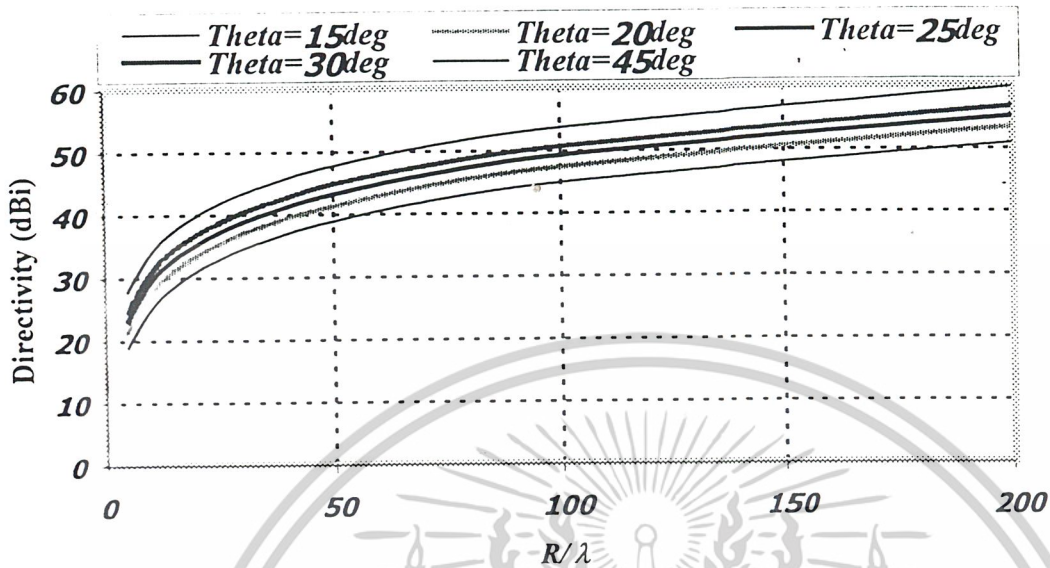


รูปที่ 3.16 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อความถี่ 12.6575 GHz

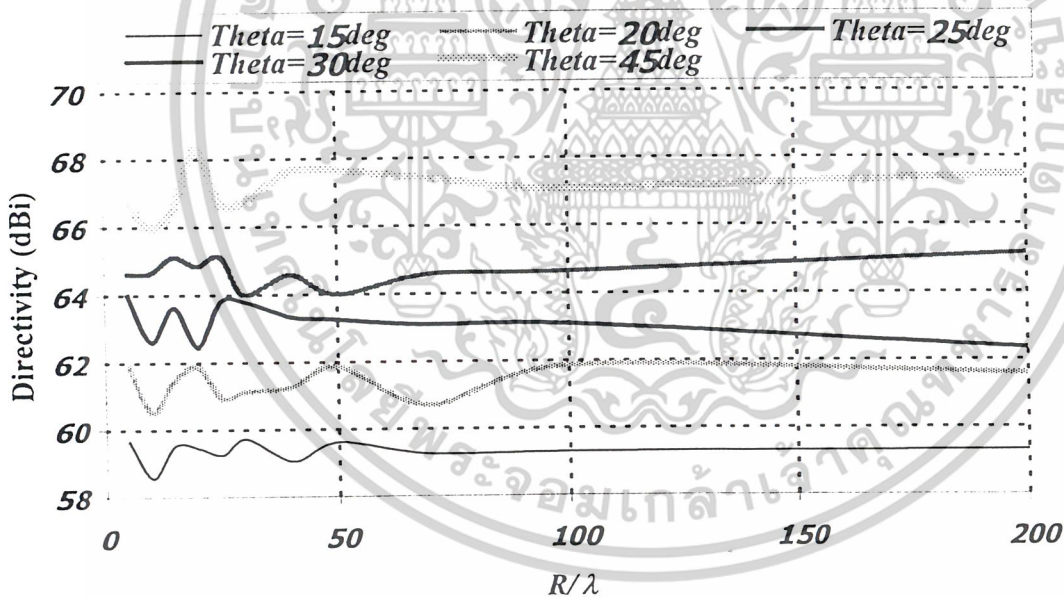
จะพบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมมีการแพร่กระจายในทิศทางเดียว (Unidirectional beam) และมีความกว้างของลำคลื่นที่แคบมาก และลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก มีลักษณะที่คล้ายกันมากอันเนื่องมาจากความสมมาตรของตัวสะท้อนคลื่นทรงกลม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.2.5 การพิจารณาค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity)



รูปที่ 3.17 ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง เมื่อความถี่ 1.9065 GHz



รูปที่ 3.18 ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง เมื่อความถี่ 12.6575 GHz

จะพบว่าค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อความถี่ 1.9065 GHz จะมีค่าสูงขึ้นตามขนาดของตัวสะท้อนคลื่นทรงกลม และจึงจะเริ่มคงที่ แต่ในกรณีความถี่ 12.6575 GHz จะเริ่มที่ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่สูงกว่ามาก แต่จะค่อนข้างคงที่เมื่อขนาดของตัวสะท้อนคลื่นมากขึ้น

### 3.2 การสรุปการวิเคราะห์ผลทางทฤษฎี

สายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมจะค่าพารามิเตอร์ที่คล้ายกันเสมอ ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก อันเนื่องมาจากความสัมพันธ์อย่างสมบูรณ์ของตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 การออกแบบและคำนวณ

#### 3.3.1 การออกแบบสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม

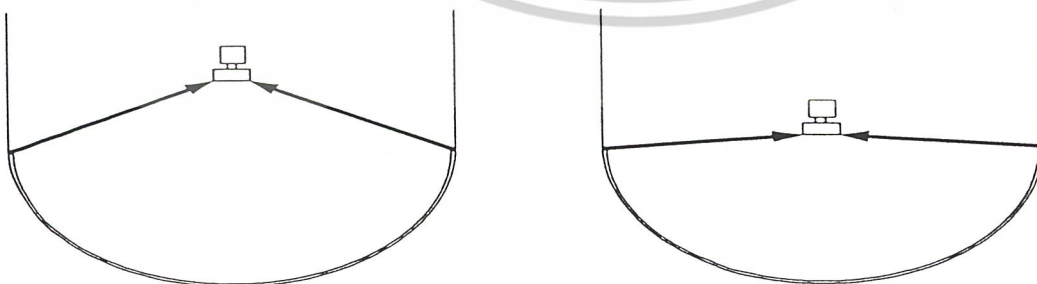
การออกแบบสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม หลังจากจัดเตรียมอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว คือ ต้องหาระยะห่างของตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมกับตัวป้อนสัญญาณที่เหมาะสม โดยที่เราจะทำการเสนอข้อเปรียบเทียบระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบลึกกับแบบตื้น ดังนี้

##### 3.3.1.1 ข้อเปรียบเทียบระหว่างตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมแบบลึกกับแบบตื้น

ตัวสะท้อนคลื่นที่มีความตื้นกว่า จะมีระยะของจุดโฟกัสยาวมาก ทำให้ต้องติดตั้งตัวป้อนสัญญาณห่างออกไปจากจุดศูนย์กลางของตัวสะท้อนมากด้วย แต่ตัวสะท้อนคลื่นที่มีความตื้นนั้นจะให้อัตราการขยายสูงกว่าตัวสะท้อนคลื่นแบบลึก เนื่องจากตัวป้อนสัญญาณสามารถรับคลื่นสะท้อนจากพื้นที่ของตัวสะท้อนมาสู่ตัวมันได้ทั้งหมด แต่อย่างไรก็ตามข้อเสียที่เห็นได้จากการออกแบบให้ตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมมีความตื้น คือ สามารถรับเอาสัญญาณรบกวนที่เกิดจากพื้นผิวโลกซึ่งอยู่ในย่านความถี่เดียวกันกับที่ใช้ในการสื่อสารดาวเทียมเข้ามาด้วย สัญญาณที่ได้รับจากดาวเทียมจะถูกรวมกับสัญญาณรบกวน ทำให้ความแรงของสัญญาณที่เราต้องการรับจริงจากดาวเทียมลดลงไปอีก ซึ่งตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมแบบตื้นนี้จะป้องกันหรือลดบังสัญญาณรบกวนได้ดีก็ต่อเมื่อถูกนำมาติดตั้งในที่ที่มีมุมเงย (Elevation Angle) ต่ำๆ และการที่มีระยะของจุดโฟกัสยาวมากๆ นั้นจึงมีตำแหน่งการติดตั้งของตัวป้อนสัญญาณห่างออกมาจากตัวสะท้อนคลื่นของจุดโฟกัสด้วย

สถานที่ใช้ตัวสะท้อนคลื่นที่มีความตื้นมากๆ นั้น จะต้องอยู่ในบริเวณที่มีการแทรกสอดของสัญญาณ (Interference) จากสถานีไมโครเวฟอื่นๆ ต่ำมาก อาจเป็นบริเวณที่เป็นชานเมือง เพราะในเมืองที่มีการแทรกสอดของสัญญาณของสัญญาณจากสถานีภาคพื้นดินอื่นๆ ก่อนข้างสูง

เมื่อพิจารณาตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมที่มีความลึกมาก จะพบว่าตัวป้อนสัญญาณที่ถูกติดตั้งไว้เกือบจะอยู่ในระดับเดียวกับตัวสะท้อนคลื่นทรงกลม ตัวสะท้อนคลื่นแบบนี้สามารถป้องกันสัญญาณรบกวนจากพื้นโลก หรือสัญญาณแทรกสอดจากสถานีอื่นที่จะเข้าไปสู่ตัวป้อนสัญญาณได้ดีกว่าตัวสะท้อนคลื่นแบบตื้น แต่ข้อเสียก็คือ เมื่อตัวป้อนสัญญาณอยู่กับกับผิวของตัวสะท้อนมากเกินไป ทำให้ตัวป้อนสัญญาณไม่สามารถรับสัญญาณที่สะท้อนมาจากผิวของตัวสะท้อนได้ทั้งหมด ผลที่ตามมาก็คือ อัตราการขยายของตัวสะท้อนทรงกลมที่มีลักษณะแบบนี้มีค่าต่ำกว่าตัวสะท้อนคลื่นแบบตื้น



รูปที่ 3.19 ความแตกต่างระหว่างตัวสะท้อนทรงกลมแบบตื้นกับแบบลึก

ซึ่งจะเห็นว่าการติดตั้งตัวป้อนสัญญาณที่ลึกหรือตื้นเกินไปล้วนแต่มีข้อเสีย ดังนั้น จึงต้องทำการ

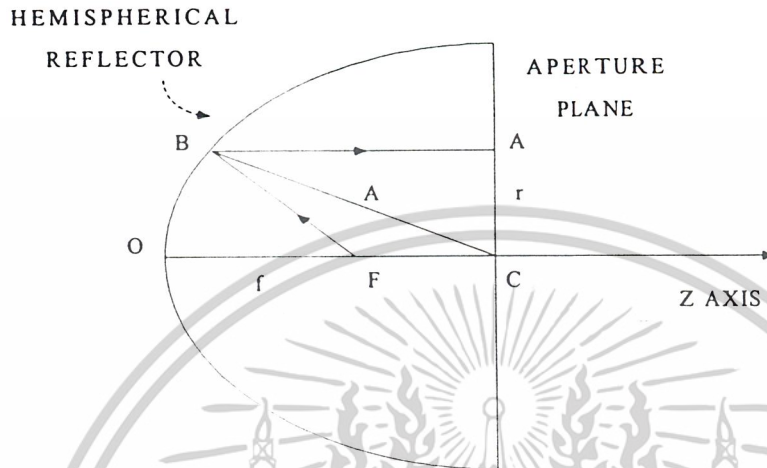
ศึกษาทฤษฎีและทำการคำนวณเพื่อที่จะทำให้สายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมมีประสิทธิภาพมากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.1.2 ทฤษฎีการออกแบบสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม

ให้แหล่งกำเนิดอยู่ที่จุดโฟกัสของตัวสะท้อนทรงกลม ( focus of spherical reflector )  
คลื่นสะท้อนจะไม่มีในคลื่นระนาบส่วนหน้า(planewave-front)เป็นปรากฏการณ์ที่ เรียก spherical aberration



รูปที่ 3.20 ลักษณะเรขาคณิตของตัวสะท้อนทรงกลม

รูปที่ 3.21 แสดงลักษณะเรขาคณิตของตัวสะท้อนทรงกลมโดยแหล่งกำเนิด ให้อยู่ที่จุดโฟกัส F และ FB และ BA เป็นมุมตกกระทบและมุมสะท้อน ดังนั้น

ระยะทางทั้งหมดจากจุดโฟกัส F ถึงระนาบช่องเปิด ( aperture plane ) ที่ A คือ

$$FB + BA = d = \sqrt{R^2 - r^2} + \sqrt{r^2 + [\sqrt{R^2 - r^2} - (R - f)]^2} \quad (3.1)$$

เมื่อ R : รัศมีทรงกลม

r : ระยะทางจากแกน Z และ f = OF = focal length

เราสามารถประมาณค่าที่ดี ให้อยู่ในช่วงต่อไปนี้

$$0 \leq r/R \leq 0.6 \quad \text{และ} \quad 0.45 \leq f/R \leq 0.50 \quad (3.2)$$

โดยผลต่างระหว่างคลื่น FOC และ FBA คือ

$$\Delta = R + f - d \quad (3.3)$$

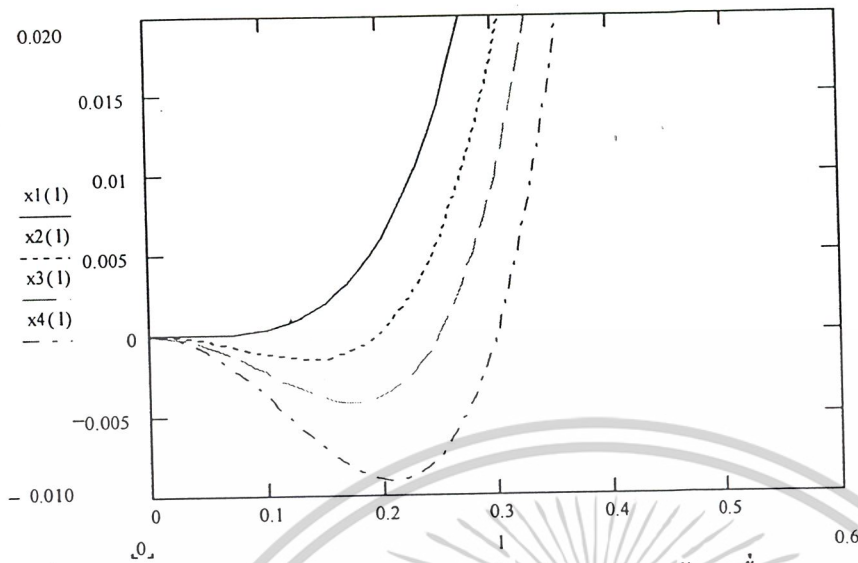
ค่าความผิดพลาดเฟส ( phase error ) ในความยาวคลื่น คือ

$$(\Delta / \lambda) = (R / \lambda)(2 - m - s - \sqrt{1 + m^2 - 2ms}) \quad (3.4)$$

$$\text{เมื่อ } m = 1 - f/R \text{ และ } s = \sqrt{1 - (r/R)^2}$$

ตระกูลของเส้นโค้งสำหรับ  $(\Delta / \lambda) / (R / \lambda)$  แสดงในรูปที่ 3.21. เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น. เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.21 แสดงความผิดพลาดเฟสบนระนาบช่องเปิดของตัวสะท้อนคลื่นทรงกลม

- หมายเหตุ
- X1(l) คือ ระยะของจุดป้อนสัญญาณ (l) โดยที่  $f = 0.5R$  เมื่อ  $R = 0.50$  เมตร
  - X2(l) คือ ระยะของจุดป้อนสัญญาณ (l) โดยที่  $f = 0.48R$  เมื่อ  $R = 0.50$  เมตร
  - X3(l) คือ ระยะของจุดป้อนสัญญาณ (l) โดยที่  $f = 0.4665R$  เมื่อ  $R = 0.50$  เมตร
  - X4(l) คือ ระยะของจุดป้อนสัญญาณ (l) โดยที่  $f = 0.45R$  เมื่อ  $R = 0.50$  เมตร
  - l แทนค่า  $r/R$

ผลของค่าสัมบูรณ์ (absolute) ของค่าบวกและลบของความผิดพลาดเฟส โดยผลบวกนี้จะอ้างถึงค่าความผิดพลาดเฟสรวม (total phase error) เป็นฟังก์ชันของความยาวจุดโฟกัส  $f$  (focal length  $f$ ) สำหรับ ช่องเปิดรัศมีต่าง ๆ

มีข้อสังเกตเกี่ยวกับความผิดพลาดเฟสรวม เมื่อความผิดพลาดเฟส ที่ขอบของช่องเปิดเป็นศูนย์ ดังนั้นให้สมการ (3.4) เท่ากับ ศูนย์ แก้หาค่า  $f$ ; หาค่าระยะจุดโฟกัสที่ดีที่สุด (optimum focal length) สำหรับ ช่องเปิดรัศมี  $a$  หาได้โดย

$$f_{op} = \frac{1}{4} (R + \sqrt{R^2 - a^2}) \quad (3.5)$$

เมื่อให้ช่องเปิดขนาดต่าง ๆ ก็ยังคงความผิดพลาดเฟสรวม ต่ำสุดแสดงว่า ค่าความผิดพลาดเฟส ถูกกำหนดอยู่ในขอบเขตของขนาดช่องเปิด (aperture size) โดยความสัมพันธ์ระหว่างขนาดช่องเปิดสูงสุด

(maximum permissible aperture) กับค่าความผิดพลาดรวมที่ยอมรับได้ (total allowance error) คือ

$$(a / R)^4 \max = 14.7 \frac{(\Delta / \lambda)_{total}}{(R / \lambda)} \quad (3.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 การคำนวณหาระยะจุดป้อนสัญญาณที่เหมาะสม (optimal focal length)

#### 3.4.1 การคำนวณหาระยะจุดป้อนสัญญาณที่เหมาะสมของโพรบไฟฟ้าเชิงเส้น

โดยในการโครงการนี้จะใช้ตัวสะท้อนทรงกลมที่มีเส้นผ่าศูนย์กลาง  $\phi$  0.5 เมตร ที่ความถี่ (f) 1.9065 GHz ขอมให้ค่าผิดพลาดทางเฟสที่ขอมรับได้ ( $\Delta$ ) คือ  $\lambda/16$  สามารถคำนวณหาขนาดที่ใหญ่ที่สุดของขอมของขนาดช่องเปิด (maximum permissible aperture)

วิธีทำ ที่  $f = 1.9065$  GHz

$$\begin{aligned} \text{จะได้ } \lambda &= c/f = 3 \cdot 10^8 / 1.9065 \cdot 10^9 \\ &= 0.157 \text{ เมตร} \end{aligned}$$

เราสามารถคำนวณขนาดช่องเปิดสูงสุด (maximum permissible aperture)

$$(a / R)^4 \text{ max} = 14.7 \frac{(\Delta / \lambda)_{total}}{(R / \lambda)}$$

เมื่อแทนค่าต่างๆ แก้สมการหาค่า a ได้

$$a = 0.218 \text{ เมตร}$$

จากนั้นเราสามารถคำนวณหาระยะจุดป้อนสัญญาณที่ดีที่สุด (optimal focal length) ได้จาก

$$f_{op} = \frac{1}{4} (R + \sqrt{R^2 - a^2})$$

แทนค่า R และ a ได้

$$f_{op} = 0.093 \text{ เมตร}$$

### 3.4.2 การกำหนดหาระยะจุดป้อนสัญญาณที่เหมาะสมของสายอากาศฮอร์นทรงกลม

โดยในการโครงการนี้จะใช้ตัวสะท้อนทรงกลมที่มีเส้นผ่าศูนย์กลาง @ 0.5 เมตร ที่ความถี่ (f) 12.6575 GHz ขอมให้ค่าผิดพลาดทางเฟสที่ยอมรับได้ ( $\Delta$ ) คือ  $\lambda/16$  สามารถคำนวณหาขนาดที่ใหญ่ที่สุดของอินชอมของขนาดช่องเปิด (maximum permissible aperture)

วิธีทำ

$$\text{ที่ } f = 12.6575 \text{ GHz}$$

$$\begin{aligned} \text{จะได้ } \lambda &= c/f = 3 \cdot 10^8 / 12.6575 \cdot 10^9 \\ &= 0.25 \text{ เมตร} \end{aligned}$$

เราสามารถคำนวณขนาดช่องเปิดสูงสุด (maximum permissible aperture)

$$(a / R)^4 \text{ max} = 14.7 \frac{(\Delta / \lambda) \text{ total}}{(R / \lambda)}$$

เมื่อแทนค่าต่างๆ แก้สมการหาค่า a ได้

$$a = 0.136 \text{ เมตร}$$

จากนั้นเราสามารถคำนวณหาระยะจุดป้อนสัญญาณที่ดีที่สุด (optical focal length) ได้จาก

$$f_{op} = \frac{1}{4} (R + \sqrt{R^2 - a^2})$$

แทนค่า R และ a ได้

$$f_{op} = 0.115 \text{ เมตร}$$

หลังจากได้รับอุปกรณ์ทั้งตัวสะท้อนทรงกลม ตัวป้อนสัญญาณแบบต่างๆ และได้ทำการคำนวณระยะจุดป้อนสัญญาณที่เหมาะสมแล้ว ก็สามารถที่จะสร้างสายอากาศสะท้อนทรงกลม ดังจะกล่าวใน บทที่ 4 การสร้าง การทดสอบ และ ผลการทดสอบ

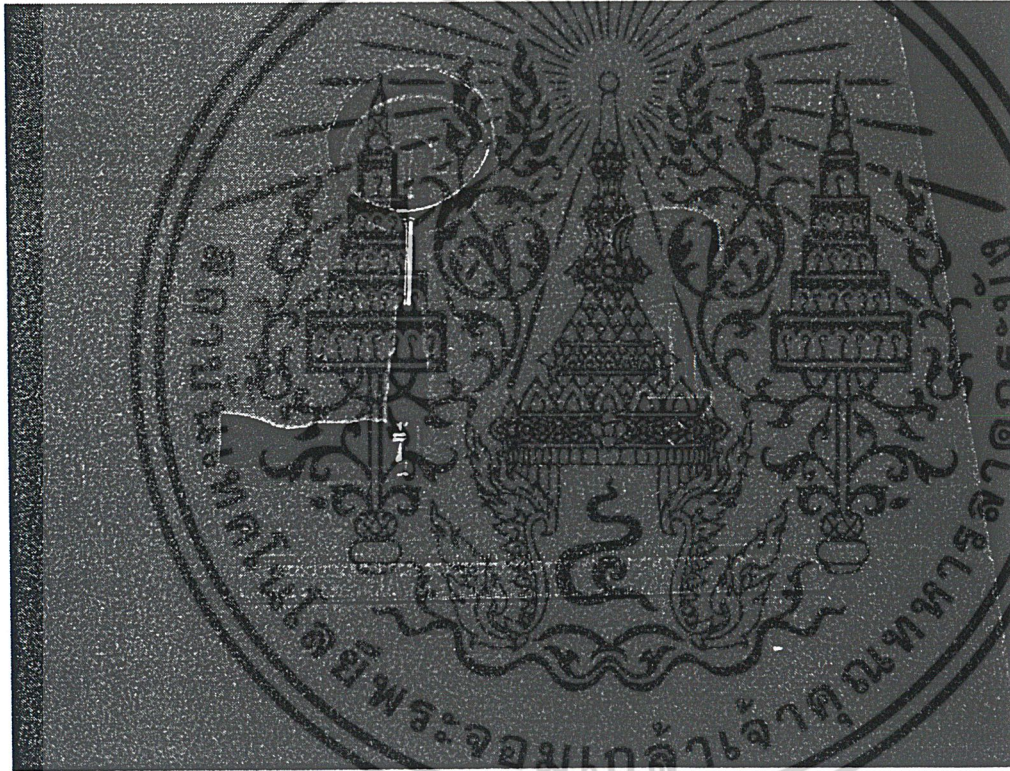
## บทที่ 4

### การสร้าง ทดสอบ และผลการทดสอบ

#### 4.1 การสร้างสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม

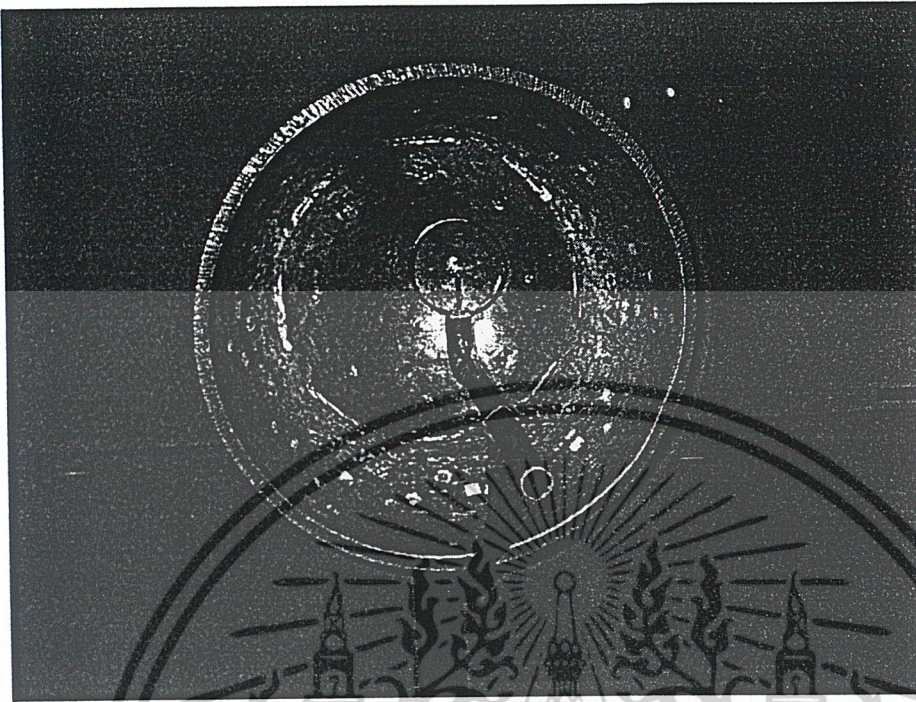
การสร้างสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมนั้นสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ

1. ตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.5 เมตร
2. ตัวป้อนสัญญาณแบบต่างๆ
  - 2.1 สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบที่ความถี่ 1.9065 GHz
  - 2.2 สายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลมที่ความถี่ 12.6575 GHz

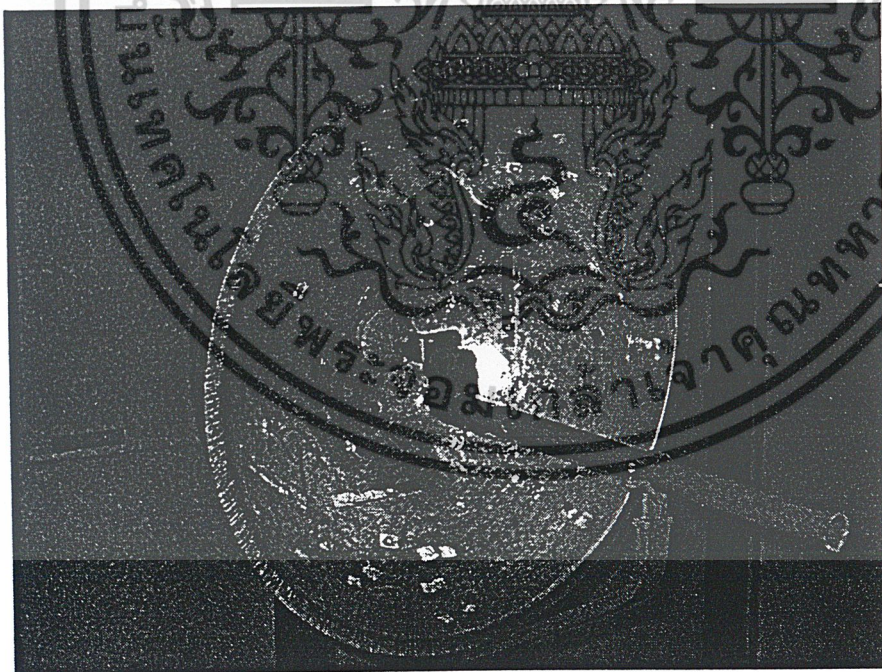


รูปที่ 4.1 ตัวป้อนสัญญาณที่ใช้ในการสร้างสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 สายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมที่มีตัวป้อนสัญญาณเป็นสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ



รูปที่ 4.3 สายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมที่มีตัวป้อนสัญญาณเป็นสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม

การทดสอบนั้นในขั้นแรกจะทำการทดสอบคุณสมบัติของตัวป้อนสัญญาณที่ใช้เพื่อเป็นข้อมูลเบื้องต้นในการ  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
วิเคราะห์สายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมต่อไป  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2 การทดสอบตัวป้อนสัญญาณ

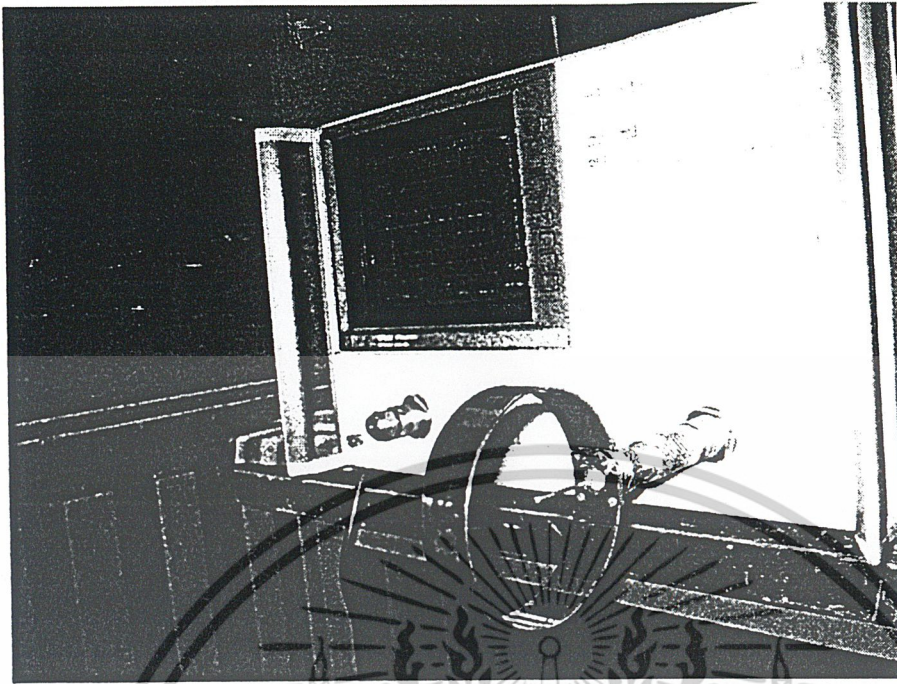
### 4.2.1 วิธีการทดสอบสายอากาศ

#### 4.2.1.1 การวัดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ค่าความต้านทานด้านขาเข้า และ ค่าการสูญเสียย้อนกลับ มีขั้นตอนดังต่อไปนี้

ตามการทดลองทำการวัดโดยใช้เครื่อง Network Analyzer มีขั้นตอนดังนี้

- 1) ต่อสายนำสัญญาณด้านหนึ่งกับเครื่อง Network Analyzer
- 2) ตั้งค่าความถี่กึ่งกลาง ( center of frequency ) และ ตั้งค่าความกว้างของความถี่ (span of frequency )
- 3) ต่อปลายด้านหนึ่งเข้ากับข้อต่อ ( connector )
- 4) จากนั้นจึง ปรับแต่ง ( Calibrate ) สายเคเบิล ดังนี้
  - 4.1) กดปุ่ม CAL
  - 4.2) เลือกรายการปรับแต่ง โดยการกดปุ่ม CAL MENU
  - 4.3) เลือกพอร์ท S22 และจะมีข้อความว่า OPEN , SHORT , LOAD
  - 4.4) ทำการ Open Load โดยต่อตัว OPEN ที่มีขนาดเข้ากับข้อต่อ
  - 4.5) กดปุ่มที่มีข้อความว่า OPEN และจะมีการขีดเส้นใต้ที่ข้อความนั้น คือ OPEN
  - 4.6) ถอด Open Load ออกแล้วทำการต่อ Short Load
  - 4.7) กดปุ่มที่มีข้อความว่า SHORT และจะมีการขีดเส้นใต้ที่ข้อความนั้น คือ SHORT
  - 4.8) ถอด Short Load ออกแล้วทำการต่อ Dummy Load
  - 4.9) กดปุ่มที่มีข้อความว่า LOAD และจะมีการขีดเส้นใต้ที่ข้อความนั้น คือ LOAD
  - 4.10) จากนั้นจะมีข้อความว่า BROADBAND , SLIDBAND , LOWBAND ขึ้นมาที่หน้าจอแสดงผล
    - 4.11) เลือก BROADBAND
    - 4.12) กดปุ่ม DONE ที่อยู่ด้านล่างของจอแสดงผล
    - 4.13) กดปุ่ม DONE อีกครั้งจะมีข้อความ cor แสดงขึ้นที่จอด้านซ้ายบนของจอแสดงผล
- 5) ถอด Dummy Load ออก
- 6) สายอากาศ ต่อเข้ากับข้อต่อของสายจากเครื่อง Network Analyzer แล้วกดปุ่ม Format
- 7) เครื่องจะแสดงค่าต่างๆ ที่ต้องการวัด เช่น LOGMAG , VSWR , SMITHCHART
- 8) ถ้าต้องการวัดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ค่าความต้านทานด้านขาเข้า และค่าการสูญเสียย้อนกลับให้กดปุ่ม VSWR SMITHCHART และ LOGMAG ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 การต่อสายอากาศวงแหวนล้อมรอบกับเครื่อง Network Analyzer

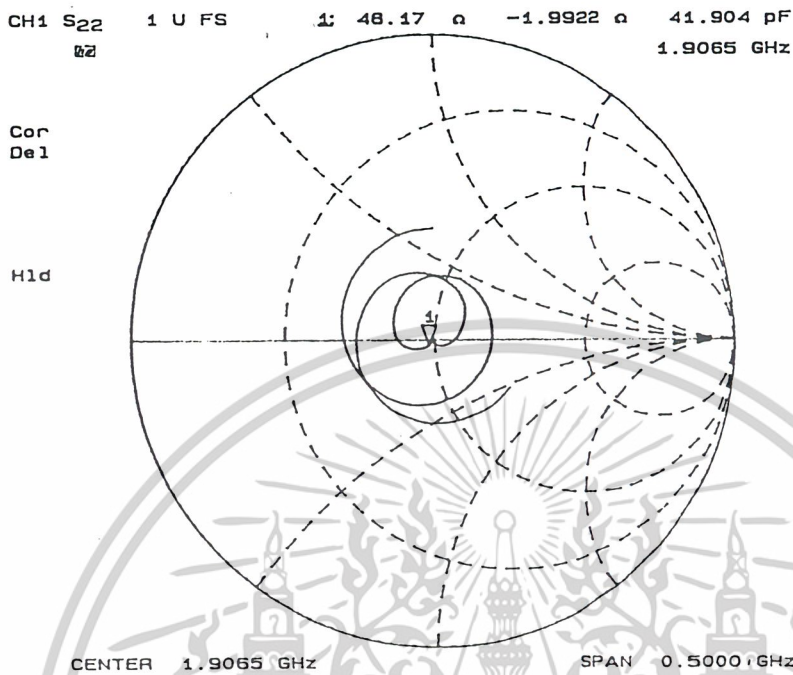


รูปที่ 4.5 การต่อสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลมกับเครื่อง Network Analyzer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

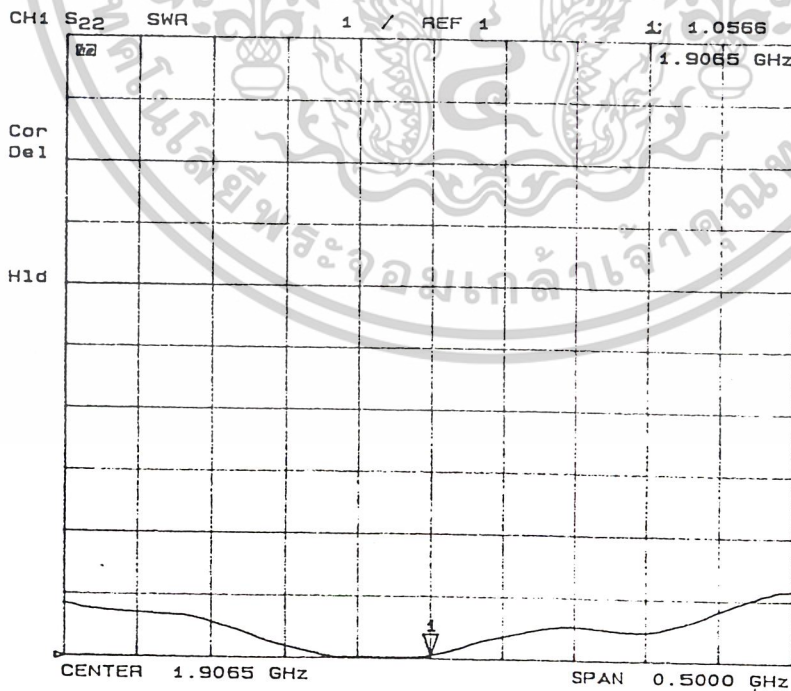
4.3 ผลการทดสอบของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ

4.3.1 การวัดค่าความต้านทานด้านเข้า (Input Impedance)



รูปที่ 4.6 ค่าความต้านทานด้านเข้าที่วัดได้ของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ

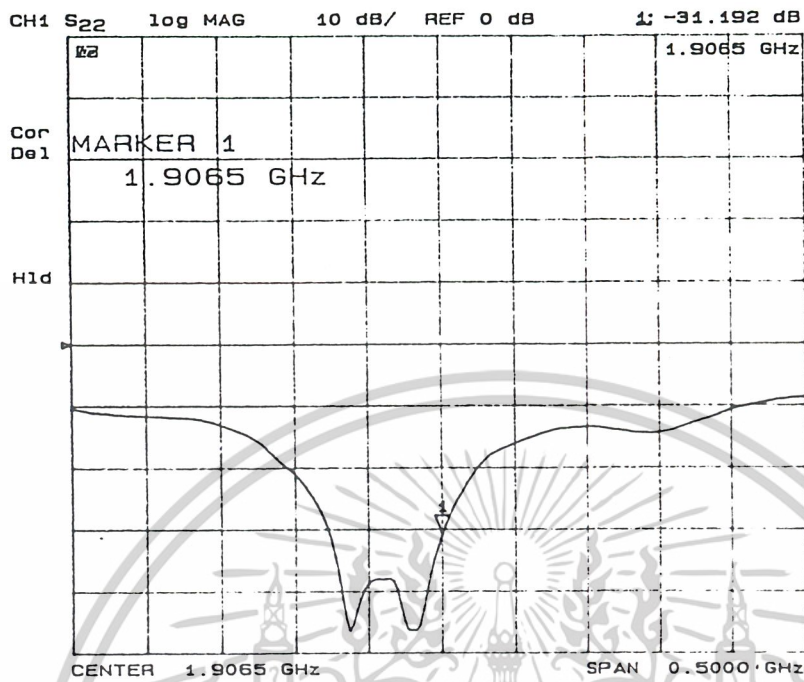
4.3.2 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio : SWR)



รูปที่ 4.7 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่วัดได้ของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3.3 ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (Return Loss)

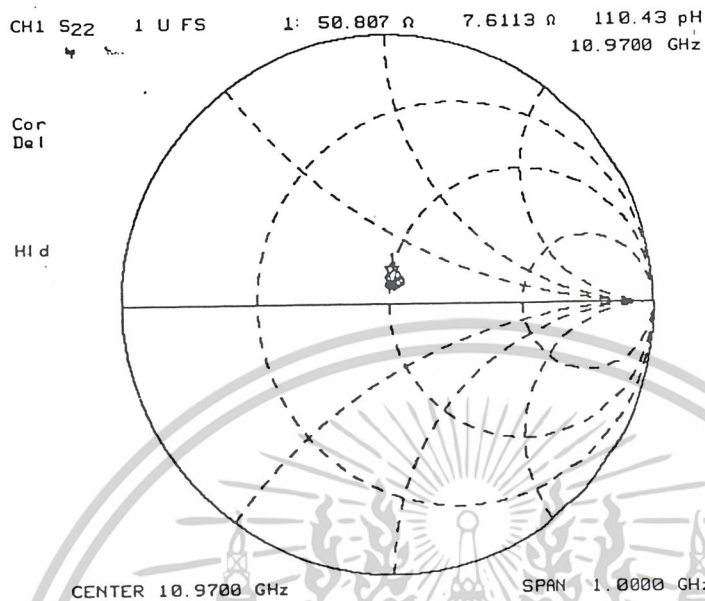


รูปที่ 4.8 การสูญเสียสะท้อนกลับของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

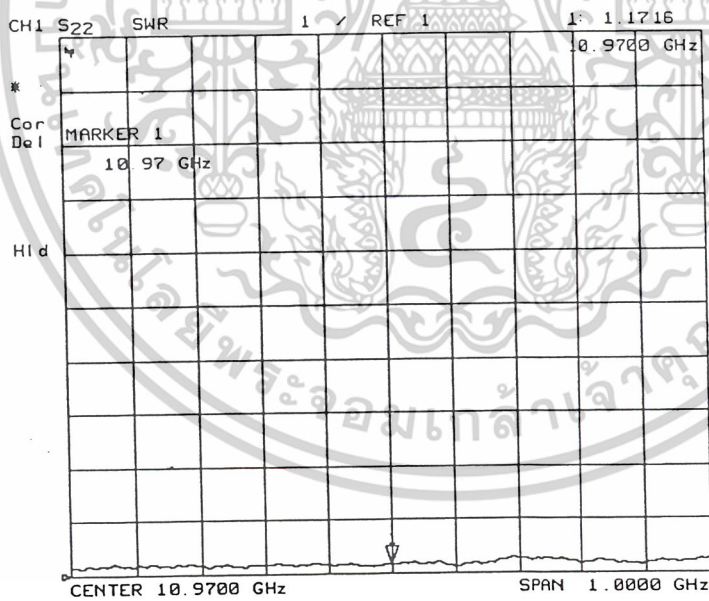
#### 4.4 ผลการทดสอบของสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม

##### 4.4.1 การวัดค่าความต้านทานด้านเข้า (Input Impedance)



รูปที่ 4.9 ค่าความต้านทานด้านเข้าที่วัดได้ของสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม

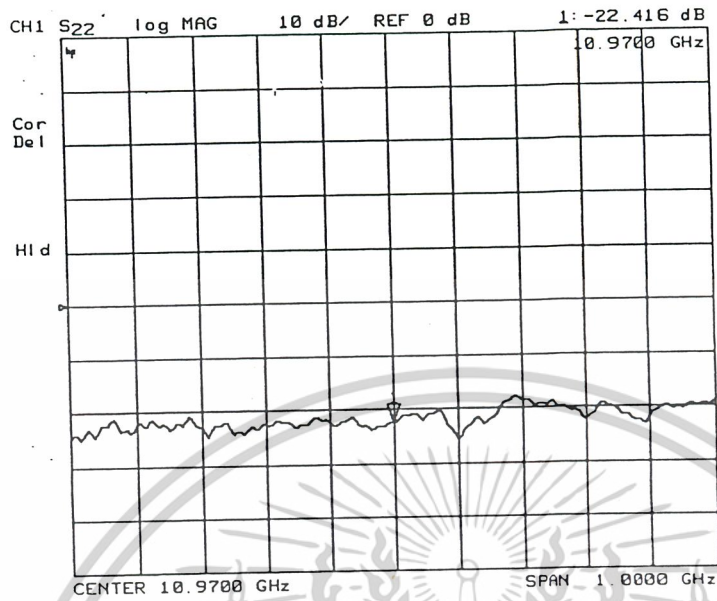
##### 4.4.2 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio : SWR)



รูปที่ 4.10 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่วัดได้ของสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4.3 ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (Return Loss)

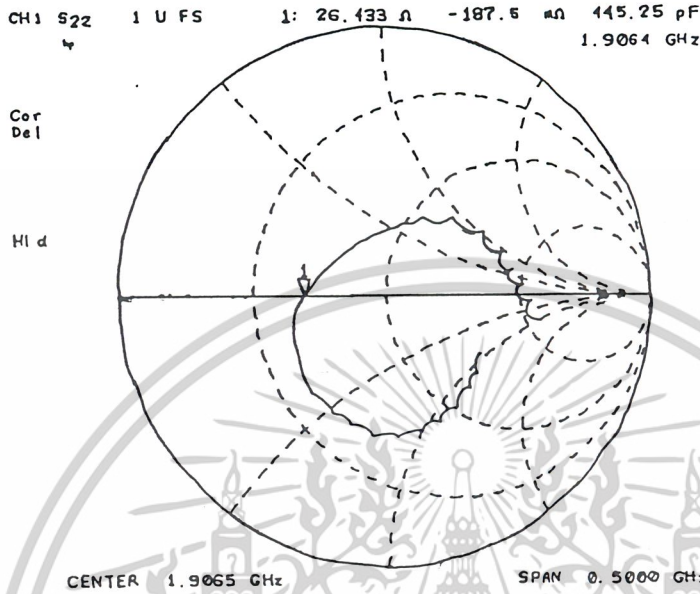


รูปที่ 4.11 การสูญเสียสะท้อนกลับของสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

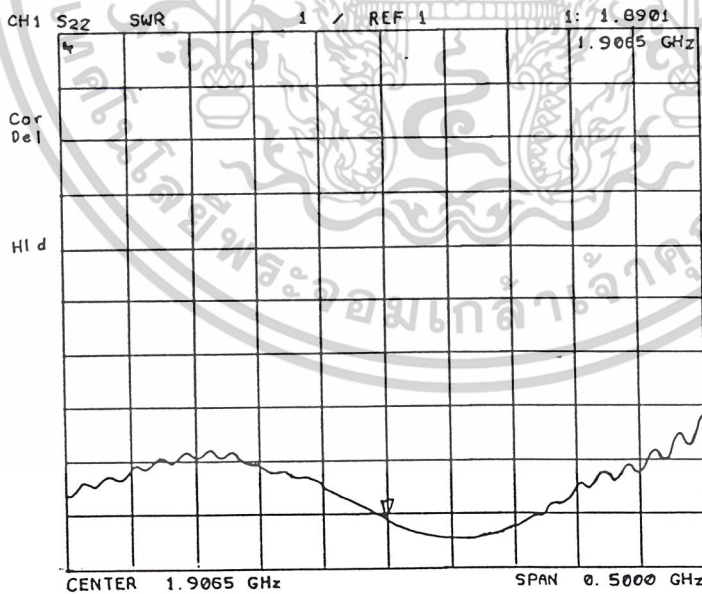
4.5 ผลการทดสอบของสายอากาศสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ  
เป็นตัวป้อนสัญญาณ

4.5.1 การวัดค่าความต้านทานด้านเข้า (Input Impedance)



รูปที่ 4.12 ค่าความต้านทานด้านเข้าที่วัดได้ของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ

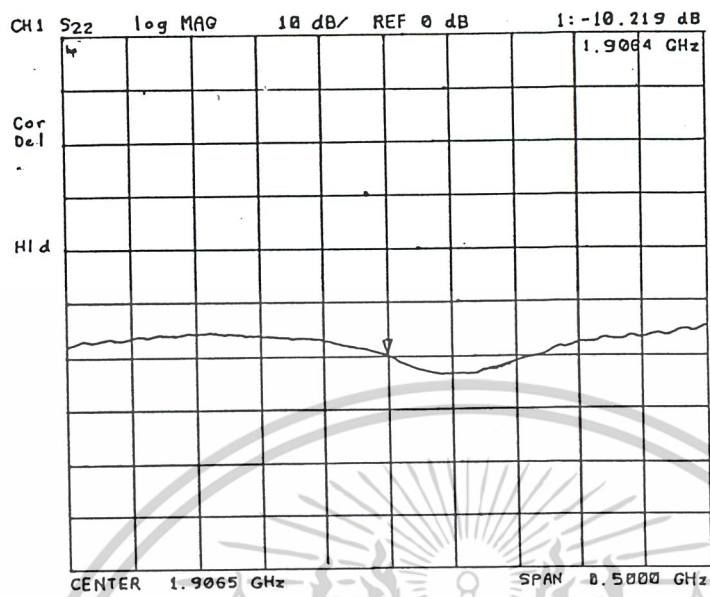
4.5.2 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio : SWR)



รูปที่ 4.13 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ  
เป็นตัวป้อนสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.5.3 ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (Return Loss)

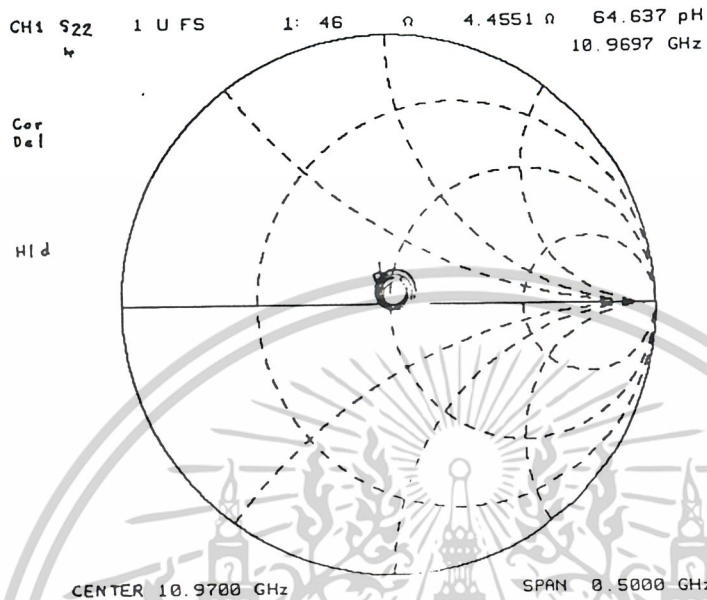


รูปที่ 4.14 การสูญเสียสะท้อนกลับของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบ  
โพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

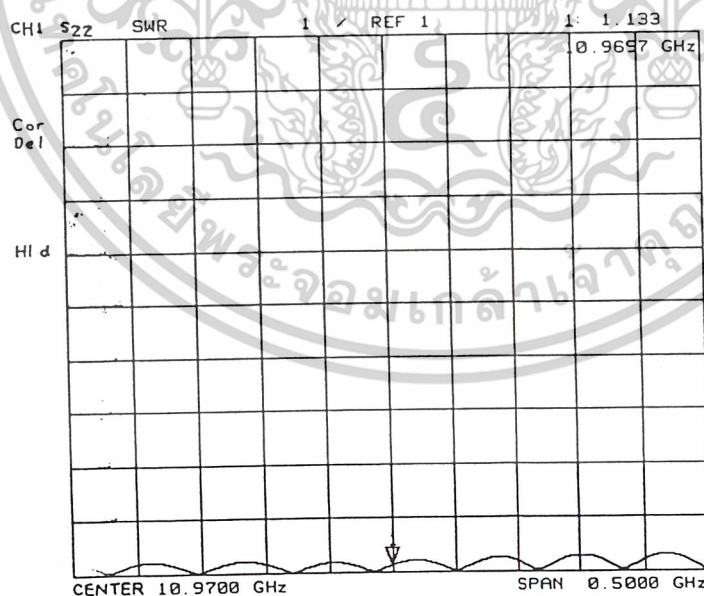
#### 4.6 ผลการทดสอบขอสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศฮอร์นชนิดกรวยกลมเป็นตัวป้อนสัญญาณ

##### 4.6.1 การวัดค่าความต้านทานด้านเข้า (Input Impedance)



รูปที่ 4.15 ค่าความต้านทานด้านเข้าที่วัดได้ของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศฮอร์นชนิดกรวยกลมเป็นตัวป้อนสัญญาณ

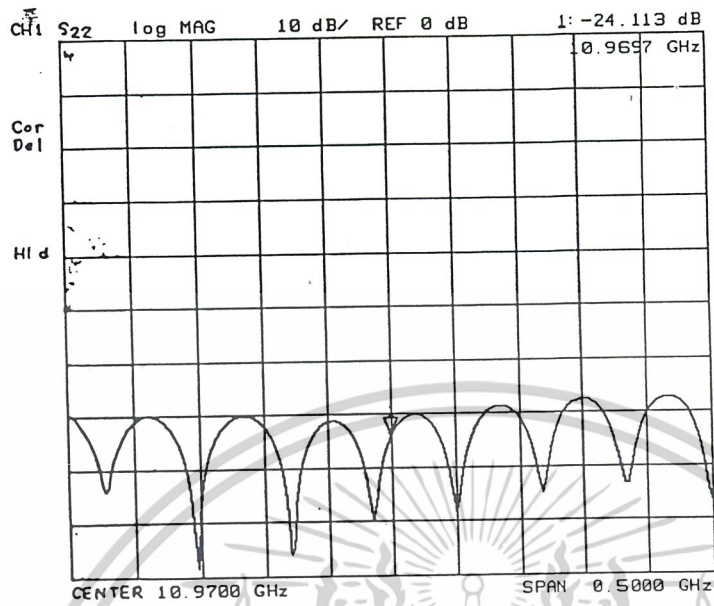
##### 4.5.3 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio : SWR)



รูปที่ 4.16 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่วัดได้ของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศฮอร์นชนิดกรวยกลมเป็นตัวป้อนสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.6.2 ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (Return Loss)



รูปที่ 4.17 ค่าการสูญเสียสะท้อนกลับที่วัดได้ของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศฮอร์นชนิด  
 ครอบกลมเป็นตัวป้อนสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

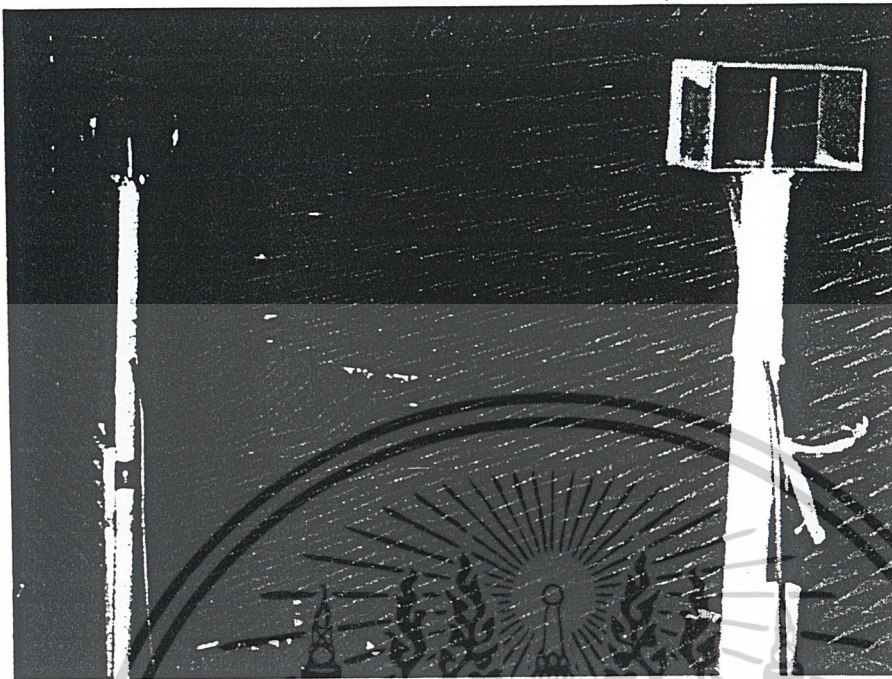
#### 4.7 วิธีการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ( Radiation Pattern )

วิธีการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นนั้นทำได้โดยใช้สมการส่งคลื่นของฟรีสในการวิเคราะห์ซึ่งใช้สายอากาศสองตัวโดยตัวหนึ่ง จะเป็นตัวส่งอยู่กับที่และอีกตัวหนึ่งจะเป็นตัวรับซึ่งจะหมุนรอบตัวเอง โดยในการวัดจะแบ่งเป็นการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า (E - plane ) และระนาบสนามแม่เหล็ก (H- plane ) โดยในระนาบสนามไฟฟ้าจะมีการวางสายอากาศให้มีโพลาริซให้ตรงกันในแนวตั้ง ส่วนในระนาบสนามแม่เหล็กจะมีการวางสายอากาศให้ตรงกันในแนวนอน โดยการวัดจะมีการวางสายอากาศให้ระยะห่างระหว่างสายอากาศทั้งสอง ต้องมากกว่าระยะสนามระยะไกล รูปที่ 4.21 แสดงการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น



รูปที่ 4.18 แสดงการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 วิธีการจัดวางสายอากาศเพื่อวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ

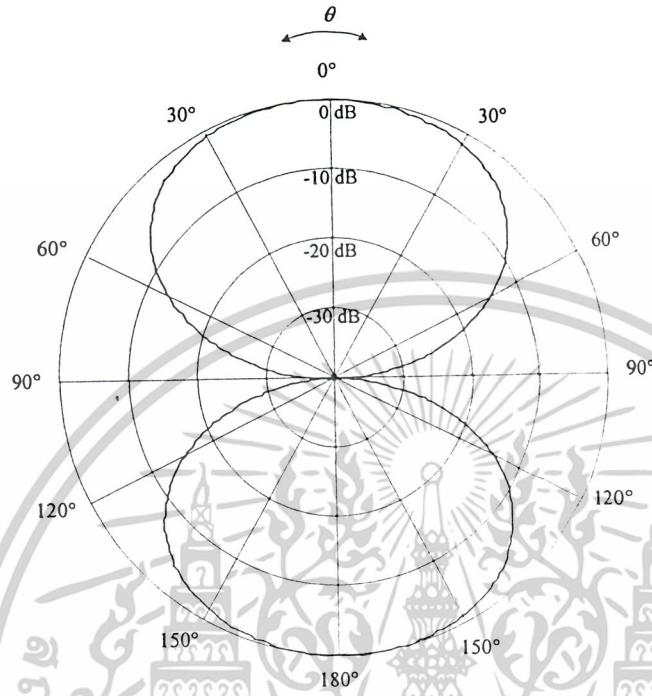


รูปที่ 4.20 วิธีการจัดวางสายอากาศเพื่อวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศวงฮอร์นชนิดกรวยกลม

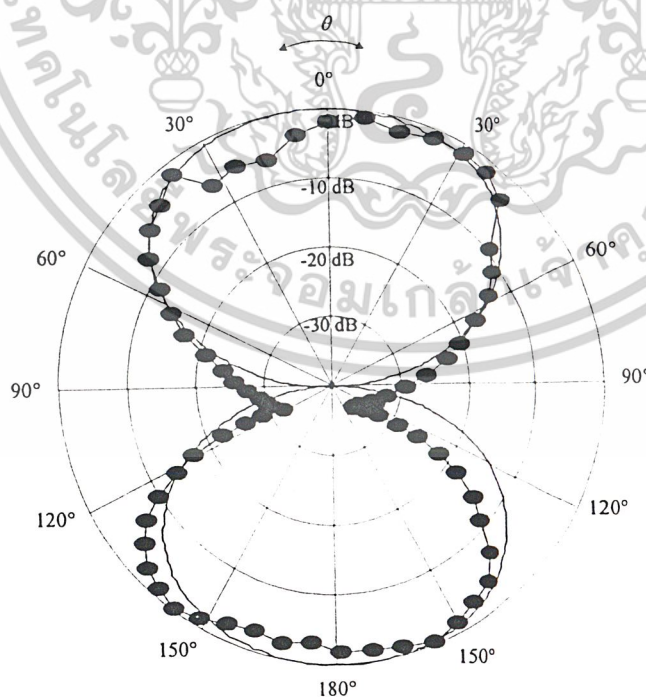
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.8 ผลการทดลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ

4.8.1 แสดงผลการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า พร้อมเปรียบเทียบผลทางทฤษฎีและผลทางปฏิบัติ ของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ



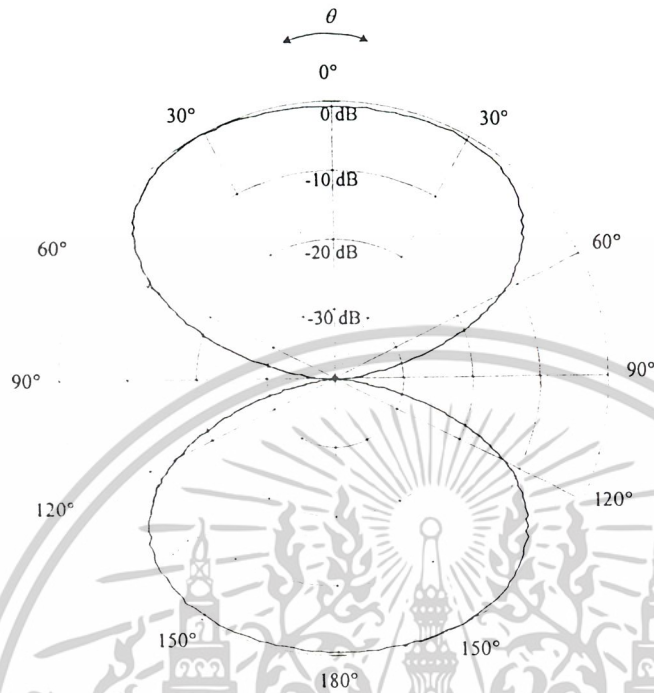
รูปที่ 4.21 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าทางทฤษฎีของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ



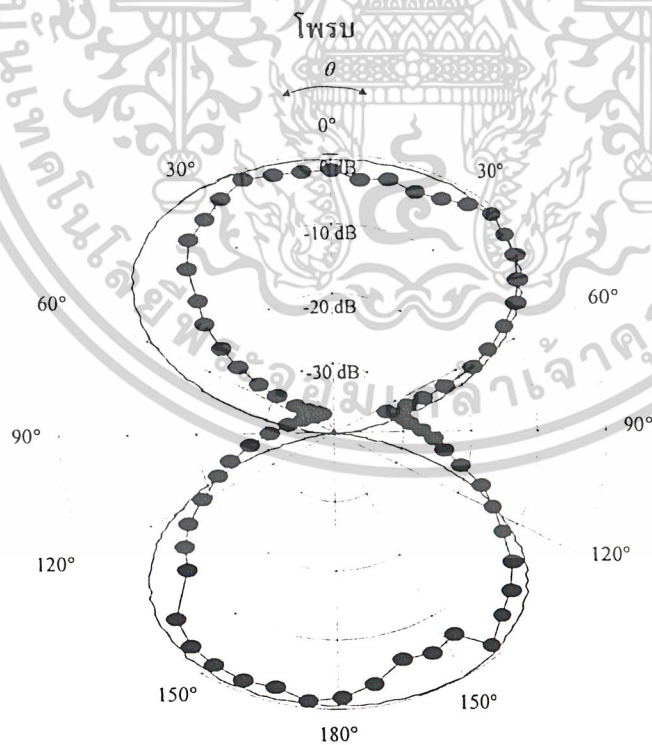
รูปที่ 4.22 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าทางปฏิบัติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.8.2 แสดงผลการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก พร้อมเปรียบเทียบผลทางทฤษฎี และผลทางปฏิบัติของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ



รูปที่ 4.23 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กทางทฤษฎีของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบ

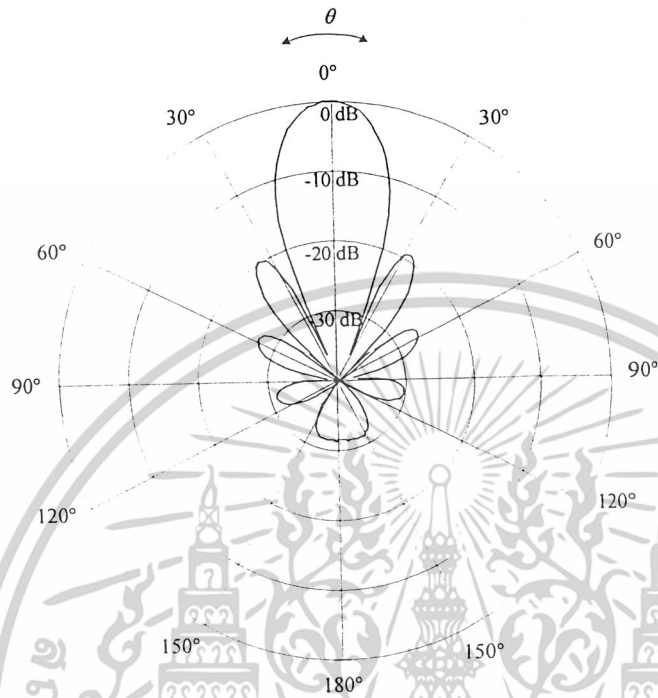


รูปที่ 4.24 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กทางปฏิบัติ

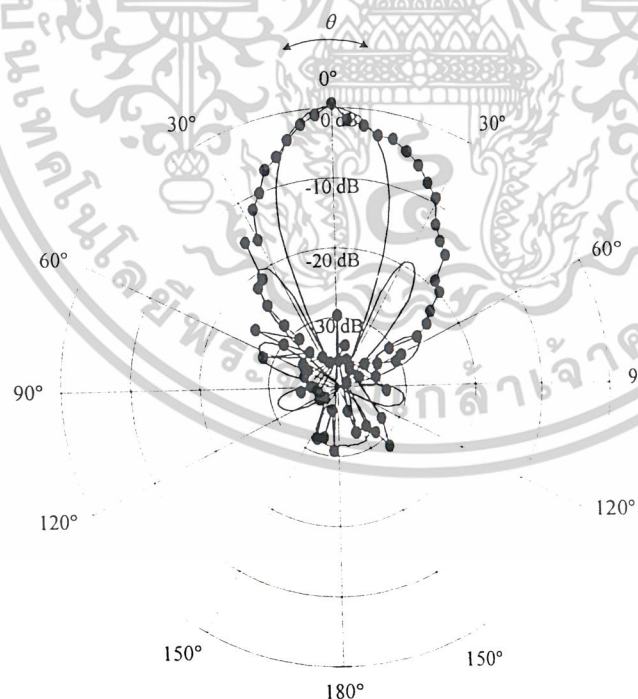
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.9 ผลการทดลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม

##### 4.9.1 แสดงผลการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า พร้อมเปรียบเทียบผลทางทฤษฎีและผลทางปฏิบัติของสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม



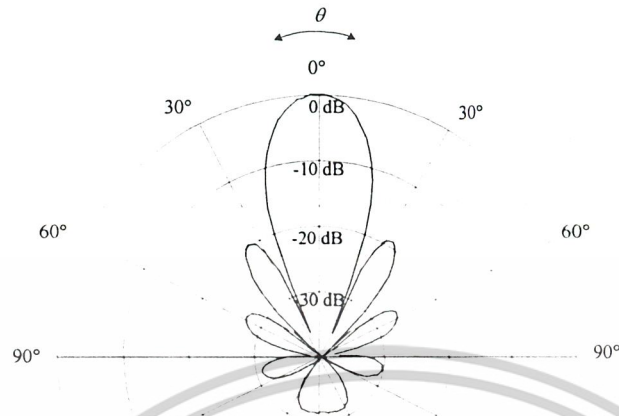
รูปที่ 4.25 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าทางทฤษฎีของสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม



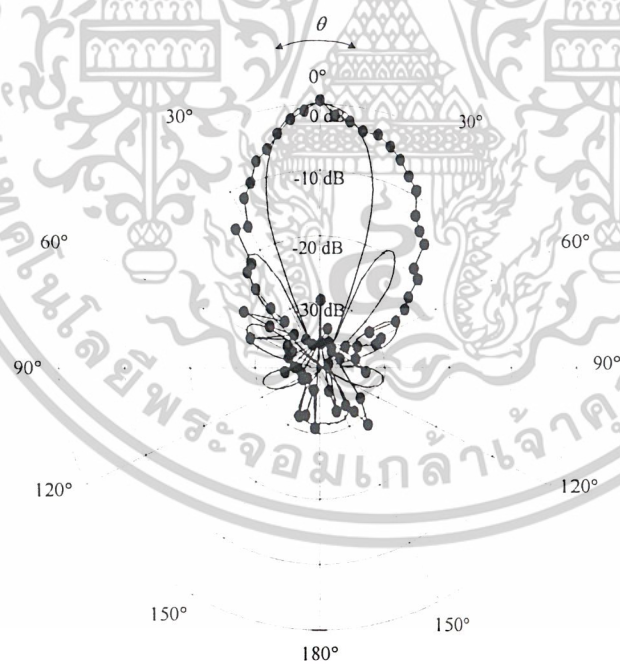
รูปที่ 4.26 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าทางปฏิบัติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.9.2 แสดงผลการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก พร้อมเปรียบเทียบผลทางทฤษฎี และผลทางปฏิบัติของสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม



รูปที่ 4.27 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กทางทฤษฎีของสายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลม

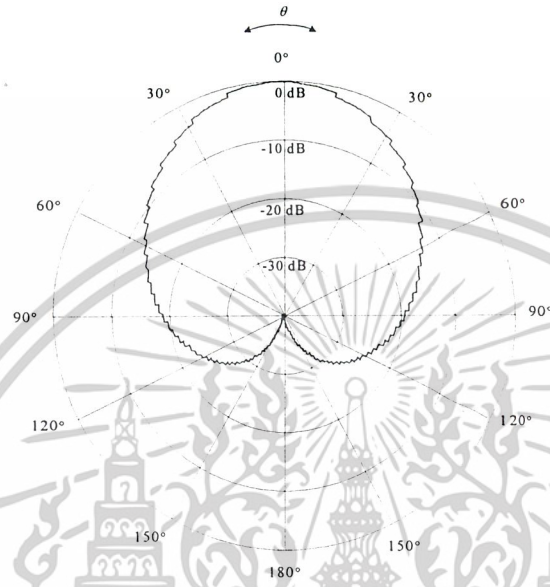


รูปที่ 4.28 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กทางปฏิบัติ

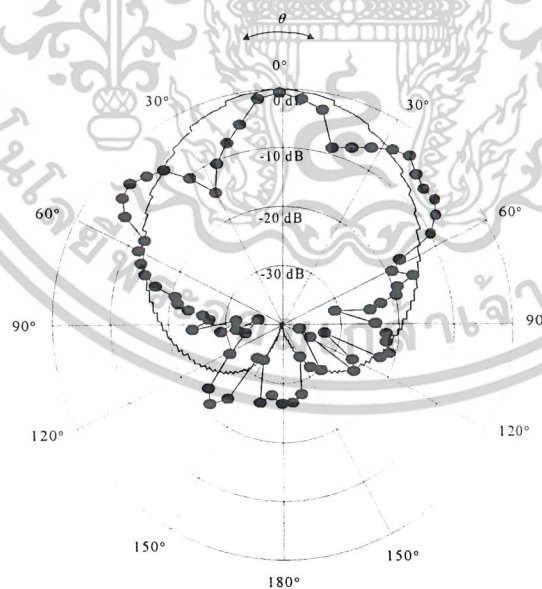
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.10 ผลการทดลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ

4.10.1 แสดงผลการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า พร้อมเปรียบเทียบผลทางทฤษฎีและผลทางปฏิบัติของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ



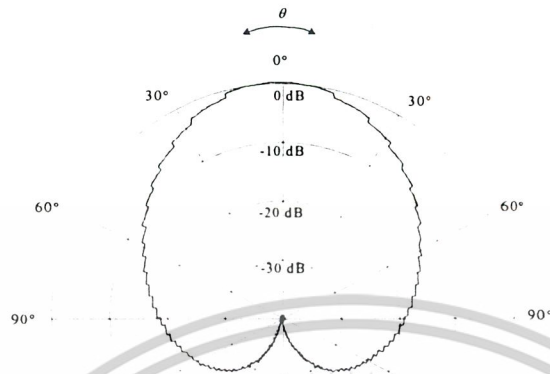
รูปที่ 4.29 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าทางทฤษฎีของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ



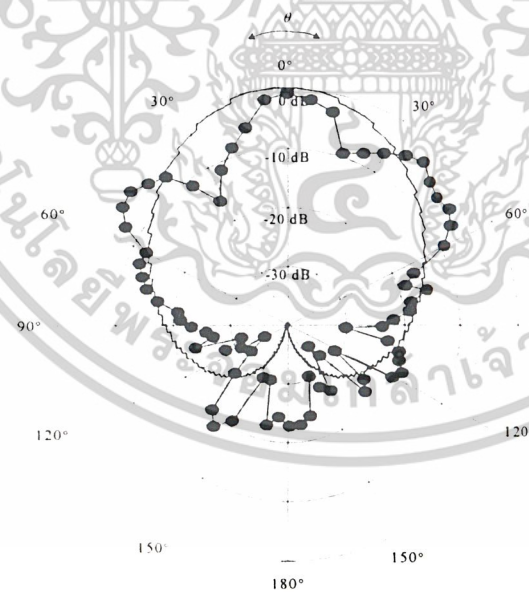
รูปที่ 4.30 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าทางปฏิบัติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.10.2 แสดงผลการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก พร้อมเปรียบเทียบผลทางทฤษฎี และผลทางปฏิบัติของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ



รูปที่ 4.31 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กทางทฤษฎีของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ

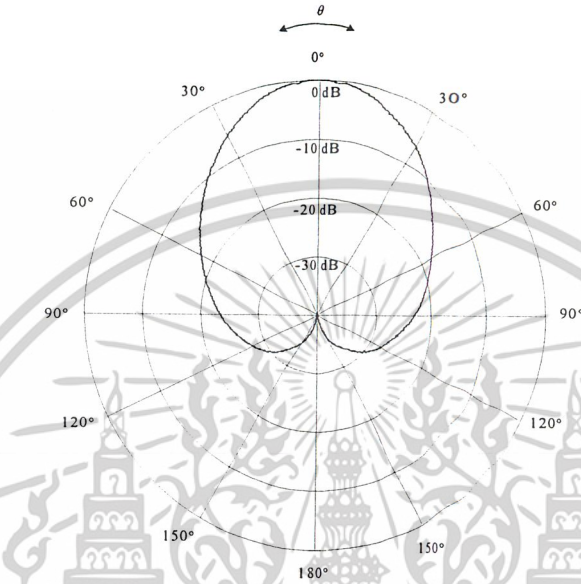


รูปที่ 4.32 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กทางปฏิบัติ

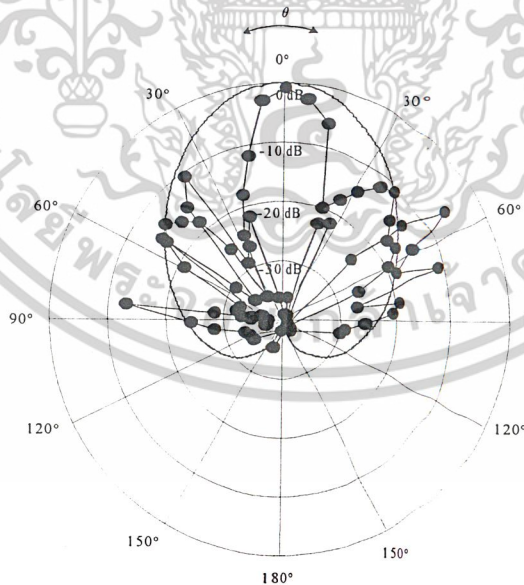
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.11 ผลการทดลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวยเป็นตัวป้อนสัญญาณ

4.11.1 แสดงผลการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า พร้อมเปรียบเทียบผลทางทฤษฎีและผลทางปฏิบัติของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวยเป็นตัวป้อนสัญญาณ



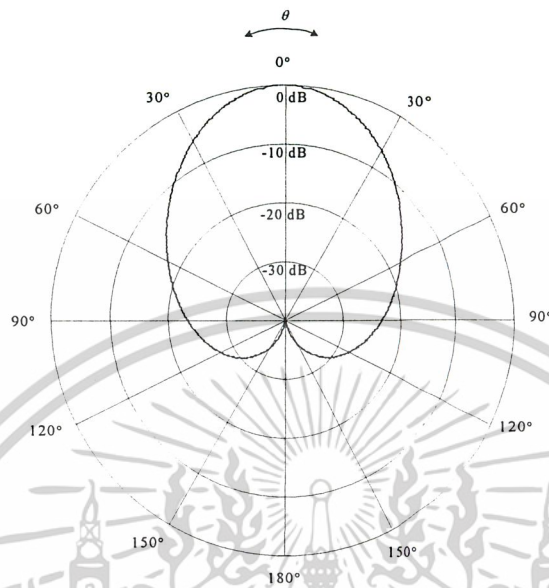
รูปที่ 4.33 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าทางทฤษฎีของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลมเป็นตัวป้อนสัญญาณ



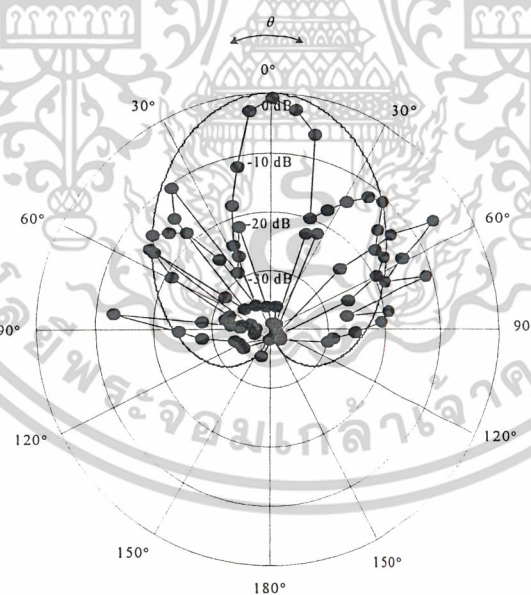
รูปที่ 4.34 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าทางปฏิบัติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.11.2 แสดงผลการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก พร้อมเปรียบเทียบผลทางทฤษฎี และผลทางปฏิบัติของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวยเป็นตัวป้อน สัญญาณ



รูปที่ 4.35 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าแม่เหล็กทางทฤษฎีของสายอากาศ สะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศฮอร์นแบบกรวยกลมเป็นตัวป้อนสัญญาณ



รูปที่ 4.36 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กทางปฏิบัติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.12 การคำนวณค่าอัตราขยายของสายอากาศ

จากรูปที่ 4.19 แสดงวิธีการจัดวางสายอากาศเพื่อวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบโดยใช้สายอากาศสี่เหลี่ยมล้อมรอบโพรบเป็นสายอากาศส่ง ดังนั้น ในการคำนวณอัตราขยายของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ จึงต้องทราบค่าอัตราขยายของสายอากาศส่งก่อน ด้วยวิธีการคิดเดียวกัน จากรูปที่ 4.20 ก็ต้องทราบค่าอัตราขยายของสายอากาศท่อนำคลื่นวงกลมก่อน จึงจะทำการคำนวณค่าอัตราขยายของสายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวยได้ เช่นเดียวกับกรณีการวัดอัตราขยายของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมที่ใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ ก็ต้องทราบอัตราขยายของสายอากาศส่ง คือ สายอากาศสี่เหลี่ยมล้อมรอบโพรบเป็นสายอากาศส่ง และ สำหรับกรณีวัดอัตราขยายของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมที่ใช้สายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวยเป็นตัวป้อนสัญญาณ ก็ต้องทราบอัตราขยายของสายอากาศส่ง คือ สายอากาศท่อนำคลื่นวงกลมก่อน ดังจะขอกล่าวเป็นกรณีต่อไป

ทำการคำนวณค่าอัตราขยายของสายอากาศ โดยใช้สมการข้างล่างดังต่อไปนี้

$$P_r = P_t + G_t + G_r - L_{fs} - L_{ft} - L_{Tr} + PLF \quad (4.1)$$

โดยที่ตัวแปรแต่ละตัว มีความหมายดังต่อไปนี้

$P_t$	คือ กำลังงานของเครื่องส่งสัญญาณ (Signal Generator) (dB <sub>m</sub> )
$P_r$	คือ กำลังงานที่อ่านได้จากเครื่องรับสัญญาณ (Spectrum Analyzer) (dB <sub>m</sub> )
$G_t$	คือ ค่าอัตราขยายของสายอากาศตัวส่ง (dB <sub>i</sub> )
$G_r$	คือ ค่าอัตราขยายของสายอากาศตัวรับ (dB <sub>i</sub> )
$L_{fs}$	คือ ค่าการสูญเสียจากการส่งออกอากาศ (dB)
$L_{Tt}$	คือ ค่าการสูญเสียที่เกิดจากสายส่งและตัวต่อของเครื่องส่ง (dB)
$L_{Tr}$	คือ ค่าการสูญเสียที่เกิดจากสายส่งและตัวต่อของเครื่องรับ (dB)
PLF	คือ Polarized Loss Factor (dB)

#### 4.12.1 การคำนวณค่าอัตราขยายของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ

จากตารางคุณสมบัติของสายอากาศสี่เหลี่ยมล้อมรอบโพรบในขนาดที่ใช้เป็นสายอากาศส่ง จะได้ว่าค่า

$$G_t = 5.961 \text{ dBi}$$

ค่ากำลังงานที่อ่านได้ของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบที่มุม  $0^\circ = -49.684 \text{ dB}_m$

สายนำสัญญาณที่ใช้เป็นสายส่ง ( $L_{Tt}$ ) มีค่าการสูญเสีย 1.52 dB

สายนำสัญญาณที่ใช้เป็นสายรับ ( $L_{Tr}$ ) มีค่าการสูญเสีย 1.48 dB

ระยะทางที่ใช้ในการทดลอง (R) ระยะ 3 เมตร

ความถี่ที่ใช้ของสายอากาศ มีค่า 1.9065 GHz ดังนั้น ความยาวคลื่น มีค่า 0.157 เมตร

จาก 
$$L_{fs} = 10 \log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right)^2 \text{ แทนค่า จะได้ } L_{fs} = 56.665 \text{ dB}$$

ค่า PLF = 0 (dB) เพราะมีการส่งและรับในรูปแบบโพลาไรซ์เดียวกัน

แทนค่าในสมการที่ 4.1 จะได้ เพื่อคำนวณค่าอัตราขยายของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ

$$G_r = P_r - P_t - G_t + L_{fs} + L_{Tt} + L_{Tr} - PLF \quad (4.2)$$

$$\begin{aligned} G_r &= -49.684(\text{dB}_m) - 0(\text{dB}_m) - 5.961(\text{dBi}) + 56.665(\text{dB}) + 1.52(\text{dB}) + 1.48(\text{dB}) - 0(\text{dB}) \\ &= 4.03 \text{ dBi} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.12.2 การคำนวณค่าอัตราขยายของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมที่ใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบ โพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ

จากตารางคุณสมบัติของสายอากาศสี่เหลี่ยมล้อมรอบโพรบในขนาดที่ใช้เป็นสายอากาศส่ง จะได้ว่าค่า

$$G_t = 5.961 \text{ dBi}$$

ค่ากำลังงานที่อ่านได้ของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมที่ใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณที่มุม  $0^\circ = -50.47 \text{ dB}_m$

สายนำสัญญาณที่ใช้เป็นสายส่ง ( $L_{Tt}$ ) มีค่าการสูญเสีย 1.52 dB

สายนำสัญญาณที่ใช้เป็นสายรับ ( $L_{Tr}$ ) มีค่าการสูญเสีย 1.48 dB

ระยะทางที่ใช้ในการทดลอง (R) ระยะ 6 เมตร

ความถี่ที่ใช้ของสายอากาศ มีค่า 1.9065 GHz ดังนั้น ความยาวคลื่น มีค่า 0.157 เมตร

จาก 
$$L_{fs} = 10 \log\left(\frac{4\pi R^2}{\lambda^2}\right) \text{ แทนค่า จะได้ } L_{fs} = 71.902 \text{ dB}$$

ค่า PLF = 0 (dB) เพราะมีการส่งและรับในรูปแบบโพลาไรซ์เดียวกัน

แทนค่าในสมการที่ 4.2 จะได้ เพื่อคำนวณค่าอัตราขยายของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมที่ใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ

$$\begin{aligned} G_r &= -50.47 \text{ (dB}_m) - 0 \text{ (dB}_m) - 5.961 \text{ (dB}_i) + 71.902 \text{ (dB)} + 1.52 \text{ (dB)} + 1.48 \text{ (dB)} - 0 \text{ (dB)} \\ &= 18.471 \text{ dB}_i \end{aligned}$$

ดังนั้นสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเมื่อใช้ตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมจะทำให้ค่าอัตราขยายเพิ่มขึ้น (A)

$$A = 18.471/4.03 = 4.583 \text{ เท่า}$$

### 4.12.3 การคำนวณค่าอัตราขยายของสายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวย

จากตารางคุณสมบัติของสายอากาศhorn นำคลื่นวงกลมในขนาดที่ใช้เป็นสายอากาศส่ง จะได้ว่าค่า

$$G_t = 5.8 \text{ dBi}$$

ค่ากำลังงานที่อ่านได้ของสายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวยที่มุม  $0^\circ = -34.8 \text{ dB}_m$

สายนำสัญญาณที่ใช้เป็นสายความสูญเสียต่ำ ดังนั้น

สายนำสัญญาณที่ใช้เป็นสายส่ง ( $L_{Tf}$ ) มีค่าการสูญเสีย 0 dB

สายนำสัญญาณที่ใช้เป็นสายรับ ( $L_{Tr}$ ) มีค่าการสูญเสีย 0 dB

ระยะทางที่ใช้ในการทดลอง (R) ระยะ 0.30 เมตร

ความถี่ที่ใช้ของสายอากาศมีค่า 12.6575 GHz ดังนั้น ความยาวคลื่น มีค่า 0.024 เมตร

จาก 
$$L_{fs} = 10 \log\left(\frac{4\pi R^2}{\lambda^2}\right) \text{ แทนค่า จะได้ } L_{fs} = 48.229 \text{ dB}$$

ค่า PLF = 0 (dB) เพราะมีการส่งและรับในรูปแบบโพลาไรซ์เดียวกัน

แทนค่าในสมการที่ 4.2 จะได้ เพื่อคำนวณค่าอัตราขยายของสายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวย

$$\begin{aligned} G_r &= -34.8 (\text{dB}_m) - 0 (\text{dB}_m) - 5.8 (\text{dBi}) + 48.229 (\text{dB}) + 0 (\text{dB}) + 0 (\text{dB}) - 0 (\text{dB}) \\ &= 7.629 \text{ dBi} \end{aligned}$$

#### 4.12.4 การคำนวณค่าอัตราขยายของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวยเป็นตัวป้อนสัญญาณ

จากตารางคุณสมบัติของสายอากาศท่อนำคลื่นวงกลมในขนาดที่ใช้เป็นสายอากาศส่ง จะได้ว่าค่า

$$G_t = 5.8 \text{ dBi}$$

ค่ากำลังงานที่อ่านได้ของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้สายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวยที่มุม  $0^\circ$

$$P_r = -25.31 \text{ dBm}$$

สายนำสัญญาณที่ใช้เป็นสายความสูญเสียต่ำ ดังนั้น

สายนำสัญญาณที่ใช้เป็นสายส่ง ( $L_{Tf}$ ) มีค่าการสูญเสีย 0 dB

สายนำสัญญาณที่ใช้เป็นสายรับ ( $L_{Tr}$ ) มีค่าการสูญเสีย 0 dB

ระยะทางที่ใช้ในการทดลอง (R) ระยะ 22 เมตร

ความถี่ที่ใช้ของสายอากาศ มีค่า 12.6575 GHz ดังนั้น ความยาวคลื่น มีค่า 0.024 เมตร

จาก 
$$L_{fs} = 10 \log\left(\frac{4\pi R^2}{\lambda^2}\right)$$
 แทนค่า จะได้  $L_{fs} = 81.228 \text{ dB}$

ค่า PLF = 0 (dB) เพราะมีการส่งและรับในรูปแบบโพลาไรซ์เดียวกัน

แทนค่าในสมการที่ 4.2 จะได้ เพื่อคำนวณค่าอัตราขยายของสายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวย

$$\begin{aligned} G_r &= -25.31 \text{ (dBm)} - 0 \text{ (dBm)} - 5.8 \text{ (dBi)} + 81.228 \text{ (dB)} + 0 \text{ (dB)} + 0 \text{ (dB)} - 0 \text{ (dB)} \\ &= 50.118 \text{ dBi} \end{aligned}$$

ดังนั้นสายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวยเมื่อใช้ตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมจะทำให้ค่าอัตราขยายเพิ่มขึ้น (A)

$$A = \sqrt{50.118/7.629} = 6.569 \text{ เท่า}$$

จะพบว่า ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของตัวป้อนสัญญาณในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็ก มีลักษณะใกล้เคียงกับรูปแบบที่ได้ทำการวิเคราะห์ นั่นหมายความว่า สายอากาศที่นำมาใช้สามารถใช้ได้จริง และผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมที่ใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ และของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมที่ใช้สายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวยมีลักษณะใกล้เคียงกับรูปแบบที่ทำการวิเคราะห์ ส่วนค่าที่ผิดเพี้ยนจากการวิเคราะห์นั้น เกิดจากต้องนำเอาสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในสภาพภูมิประเทศทำให้เกิดสัญญาณสะท้อนจำนวนมากเข้าสายอากาศสะท้อนคลื่นมากมาย ทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้มีค่าคลื่นย่อยและค่าคลื่นด้านหลังเกิดขึ้น ทำให้ผลที่ได้ผิดเพี้ยนเล็กน้อยไม่สมบูรณ์เหมือนกับผลการวิเคราะห์ สำหรับค่าอัตราการขยายของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเมื่อใส่ตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมจะขยายขึ้น 4.583 เท่า และของสายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวยเมื่อใส่ตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมจะขยายขึ้น 6.569 เท่า ซึ่งจะพบว่าอัตราการขยายของสายอากาศที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางเดียว จะมีการขยายเมื่อใส่ตัวสะท้อนคลื่นทรงกลม ตีกว่า สายอากาศที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบสองทิศทาง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### บทสรุป

ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอวิธีการออกแบบระบบสายอากาศสำหรับการสื่อสารระยะไกล ระบบสายอากาศประกอบด้วยตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมและตัวป้อนสัญญาณ 2 ประเภท คือ สายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวย และ สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ โดยวางอยู่ที่จุดโฟกัสที่เหมาะสม ตัวสะท้อนคลื่นที่ใช้พิจารณา มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.50 เมตร และสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบที่มีความถี่ 1.9065 GHz และสายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวยที่มีความถี่ 10.97 GHz โดยได้ทำการพิจารณาคูณลักษณะของตัวป้อนสัญญาณ และ คูณลักษณะของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมเมื่อใช้ตัวป้อนสัญญาณชนิดต่างๆ สรุปได้ดังนี้

ประเภทของสายอากาศ	ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง	ค่าความต้านทานด้านขาเข้า	ค่าความสูญเสียย้อนกลับ	ค่าอัตราการขยาย (dBi)
สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบ	1.056	48.17-j1.9922	-31.192	4.03
สายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวย	1.1716	50.807+j7.611	-22.416	18.471
สายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมที่มีสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ	1.8901	26.433-j0.187	-10.219	7.629
สายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมที่มีสายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวยเป็นตัวป้อนสัญญาณ	1.133	46+j4.4551	-24.113	50.118

ตารางที่ 5.1 สรุปผลการวัดพารามิเตอร์ในแต่ละสายอากาศ

สำหรับผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของตัวป้อนสัญญาณในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก มีลักษณะใกล้เคียงกับรูปแบบที่ได้ทำการวิเคราะห์ นั่นหมายความว่า สายอากาศที่นำมาใช้สามารถใช้ได้จริง และผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมที่ใช้สายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเป็นตัวป้อนสัญญาณ และสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมที่ใช้สายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวยเป็นตัวป้อนสัญญาณ มีลักษณะใกล้เคียงกับรูปแบบที่ทำการวิเคราะห์ ส่วนค่าที่ผิดเพี้ยนจากการวิเคราะห์นั้น เกิดจากต้องนำเอาสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในสภาพภูมิประเทศทำให้เกิดสัญญาณสะท้อนจำนวนมากเข้าสายอากาศสะท้อนคลื่นมากมาย ทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้มีลาคคลื่นย่อยและลาคคลื่นด้านหลังเกิดขึ้น ทำให้ผลที่ได้ผิดเพี้ยนเล็กน้อยไม่สมบูรณ์เหมือนกับผลการวิเคราะห์ แต่ผลการทดสอบโดยรวมแสดงให้เห็นว่าสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบไว้สามารถนำไปใช้งานได้ตรงตามความต้องการที่ได้ทำการออกแบบไว้สำหรับค่าอัตราการขยายของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรบเมื่อใส่ตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมจะขยายขึ้น 4.583 เท่า และของสายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวยเมื่อใส่ตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมจะขยายขึ้น 6.569 เท่า ซึ่งจะพบว่าอัตราการขยายของสายอากาศที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางเดียว จะมีกรขยายเมื่อใส่ตัวสะท้อนคลื่นทรงกลม ดีกว่า สายอากาศที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบสองทิศทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

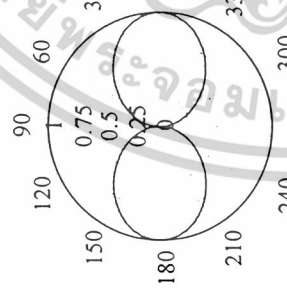
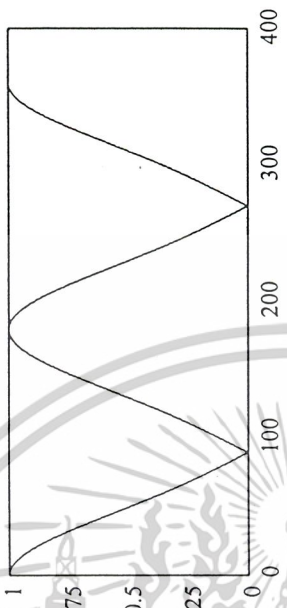


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงโปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณแบบรูปคาบเพื่อทราบกระจายคลื่นของสายอากาศแหว่งสี่เหลี่ยมรอบโพรง  
ในระบบสามเหลี่ยม

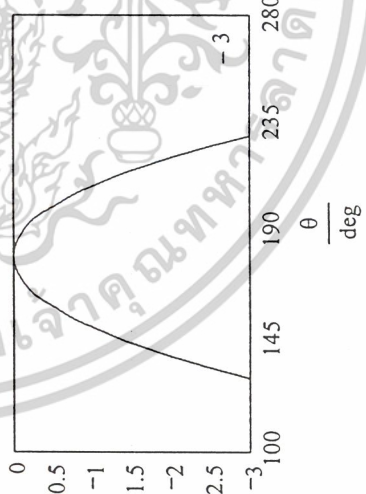
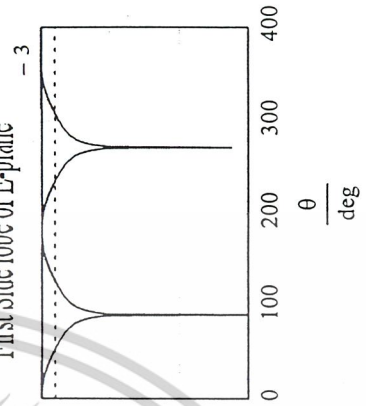
$f := 1.9065 \cdot 10^9$     $\lambda := 3 \cdot \frac{10^8}{f}$     $\theta := 10^{-6} \text{ deg}$     $1 \text{ deg} \cdot 360 \text{ deg}$     $A11 := 1$     $a := 0.3019 \lambda$     $d := 0.154 \lambda$     $k := 2 \cdot \frac{\pi}{\lambda}$     $\phi1 := 90 \text{ deg}$     $\phi2 := 0 \text{ deg}$

$$\text{Etheta}(\theta, \phi1) := A11 \cdot 2a \cdot \sin(\phi1) \cdot J1(1.8412) \cdot \frac{J1(k \cdot a \cdot \sin(\theta)) \cdot \sin\left(k \cdot d \cdot \frac{\cos(\theta)}{2}\right)}{k \cdot a \cdot \sin(\theta)}$$



$$\frac{\text{Etheta}(\theta, \phi1)}{\text{Etheta}(10^{-9} \text{ deg}, \phi1)}$$

$$\frac{\text{Etheta}(\theta, \phi1)}{\text{Etheta}(10^{-9} \text{ deg}, \phi1)}$$



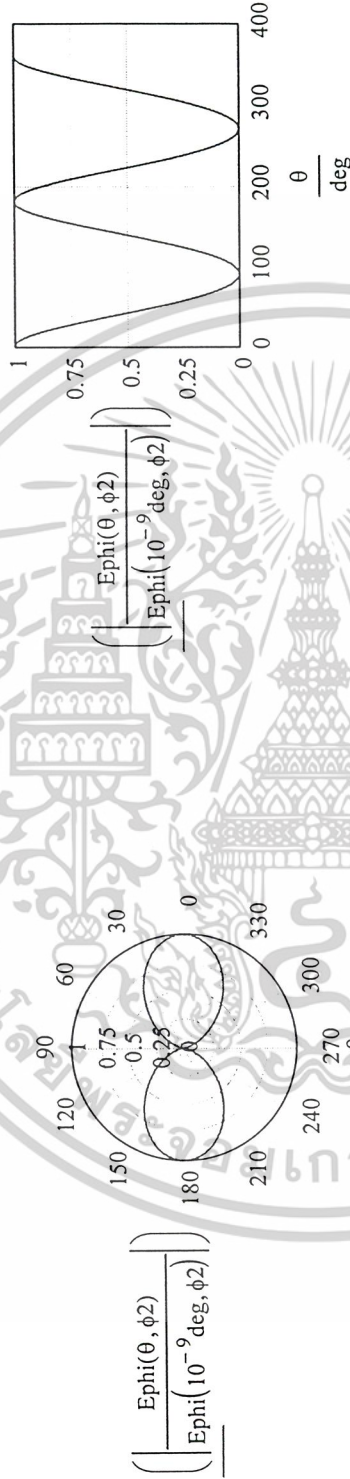
$$10 \cdot \log\left(\frac{\text{Etheta}(\theta, \phi1)}{\text{Etheta}(10^{-9} \text{ deg}, \phi1)}\right)$$

$$10 \cdot \log\left(\frac{\text{Etheta}(\theta, \phi1)}{\text{Etheta}(10^{-9} \text{ deg}, \phi1)}\right)$$

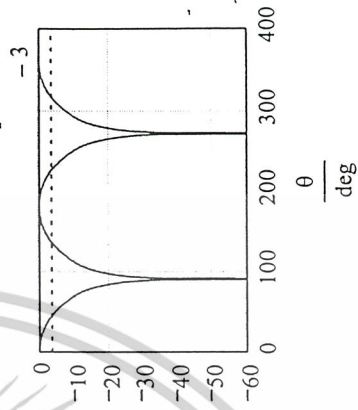
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงโปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณแบบรูปการแพร่กระจายของสนามจากวงแหวนล้อมรอบโพรม ที่ระนาบสนามแม่เหล็ก

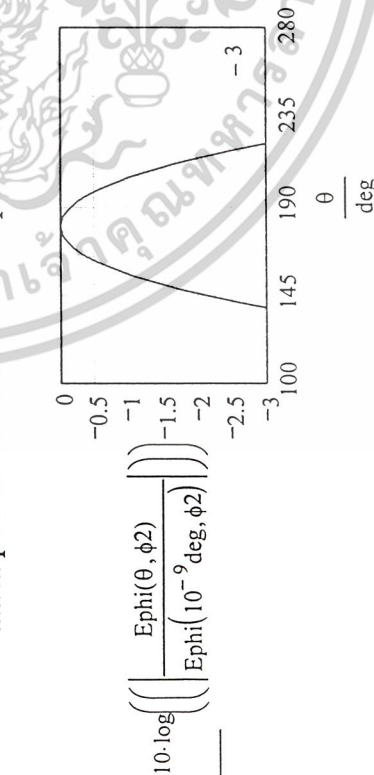
$$E_{phi}(\theta, \phi 2) := A \cdot 1.2 \cdot a \cdot \cos(\theta) \cdot \cos(\phi 2) \cdot \frac{(1.8412)^2 \cdot J_1(1.8412) \cdot \left( \frac{10(k \cdot a \cdot \sin(\theta))}{(1.8412)^2 - (k \cdot a \cdot \sin(\theta))^2} \right)}{E_{phi}(\theta, \phi 2) := E_{phi}(\theta, \phi 2) \cdot \sin\left(\frac{k \cdot d \cdot \cos(\theta)}{2}\right)}$$



First Side lobe of H-plane



Half power beamwidth of H-plane



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณค่าสภาพแรงแม่เหล็กทางของสายอากาศวงแหวนล้อมรอบโพรม ที่ความถี่ 1.9065 GHz

$$f := 1.9065 \cdot 10^9 \quad \lambda := 3 \cdot \frac{10^8}{f} \quad k := 2 \cdot \frac{\pi}{\lambda} \quad \theta_1 := 10^{-6} \text{ deg} \quad \eta := 120 \cdot \pi \quad a := 0.3019 \lambda \quad A_{11} := 1 \quad \phi_1 := 90 \text{ deg} \quad d := 0.154 \lambda \quad \phi_2 := 0 \text{ deg}$$

$$E_{\phi 1}(\theta_1, \phi_2) := A_{11} \cdot 2a \cdot \cos(\theta_1) \cdot \cos(\phi_2) \cdot \frac{(1.8412)^2 \cdot J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k \cdot a \cdot \sin(\theta_1))^2} \cdot E_{\phi 11}(\theta_1, \phi_2) \cdot \sin\left(\frac{k \cdot d \cdot \cos(\theta_1)}{2}\right) \cdot \left[\frac{J_0(k \cdot a \cdot \sin(\theta_1)) - J_n(2, k \cdot a \cdot \sin(\theta_1))}{2}\right]$$

$$E_{\theta 1}(\theta_1, \phi_1) := \left[ \left( \frac{A_{11} \cdot 2a \cdot \sin(\phi_1)}{k \cdot a \cdot \sin(\theta_1)} \right) \cdot \sin\left(\frac{k \cdot d \cdot \cos(\theta_1)}{2}\right) \cdot \frac{J_1(1.8412) \cdot J_1(k \cdot a \cdot \sin(\theta_1))}{(k \cdot a \cdot \sin(\theta_1))^2} \cdot U(\theta_1, \phi_1) \right]^2 + \left( |E_{\phi 1}(\theta_1, \phi_1)| \right)^2$$

$$\text{Prad} := 8 \cdot \int_{0+10^{-6}}^{\pi} \int_{0+10^{-6}}^{\pi} \left[ \left( |E_{\theta 1}(\theta, \phi)| \right)^2 + \left( |E_{\phi 1}(\theta, \phi)| \right)^2 \right] \cdot \sin(\theta) \, d\theta \, d\phi \quad \theta_2 := 10^{-6} \text{ deg}$$

$$E_{\phi 1}(\theta_2, \phi_2) := A_{11} \cdot 2a \cdot \cos(\theta_2) \cdot \cos(\phi_2) \cdot \frac{(1.8412)^2 \cdot J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k \cdot a \cdot \sin(\theta_2))^2} \cdot E_{\phi 11}(\theta_2, \phi_2) \cdot \sin\left(\frac{k \cdot d \cdot \cos(\theta_2)}{2}\right) \cdot \frac{J_0(k \cdot a \cdot \sin(\theta_2)) - J_n(2, k \cdot a \cdot \sin(\theta_2))}{2}$$

$$E_{\theta 2}(\theta_2, \phi_1) := \left( A_{11} \cdot \frac{a}{2} \cdot \sin(\phi_1) \right) \cdot \sin\left(\frac{k \cdot d \cdot \cos(\theta_2)}{2}\right) \cdot \frac{J_1(1.8412) \cdot J_1(k \cdot a \cdot \sin(\theta_2))}{(k \cdot a \cdot \sin(\theta_2))^2} \cdot U_{\max}(\theta_2, \phi_1) := \left[ \frac{|E_{\theta 2}(\theta_2, \phi_1)|^2 + |E_{\phi 1}(\theta_2, \phi_1)|^2}{2 \cdot \eta} \right]$$

$$D_0 := 10 \cdot \log\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot U_{\max}(\theta_2, \phi_2)}{\text{Prad}}\right) \quad D_0 = 6.816$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

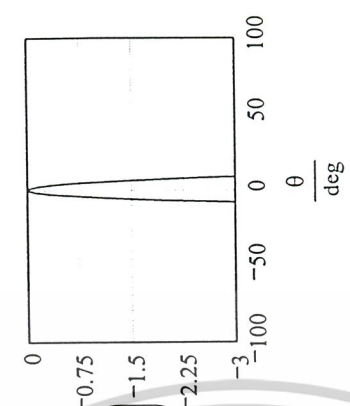
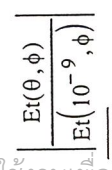
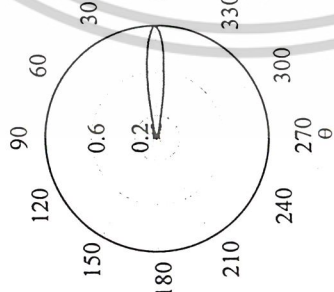
**ที่ระนาบสนามไฟฟ้า**

**แสดงโปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณแบบรูปการแพร่กระจายของสายอากาศออสโตรรูปทรงกรวย**

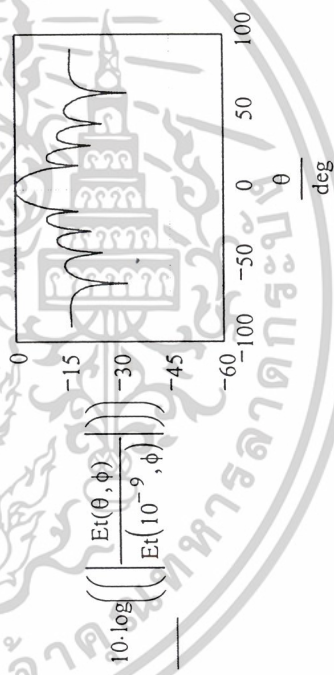
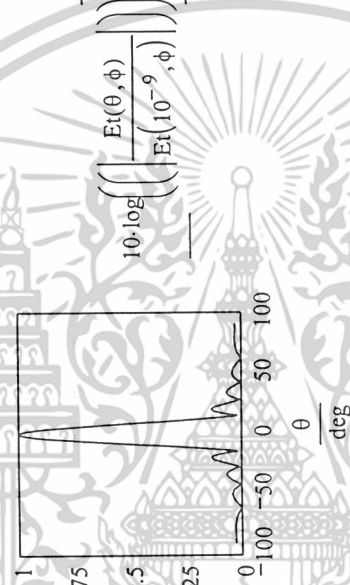
$$j := \sqrt{-1} \quad c := 3 \cdot 10^8 \quad f := 12.5675 \cdot 10^9 \quad \lambda := \frac{c}{f} \quad k := \frac{2\pi}{\lambda} \quad E0 := 1 \quad \lambda = 0.024 \quad \eta := 120 \cdot \pi \cdot a := 2.405 \cdot \lambda \quad a = 0.057 \quad \theta := -90 \text{deg}, -89 \text{deg} \dots (90 + 10^{-9}) \text{deg}$$

$$E\theta(\theta, \phi) := j \cdot k \cdot a \cdot J1(1.841) \cdot E0 \cdot \sin(\phi) \cdot \left[ \frac{J1(k \cdot a \cdot \sin(\theta))}{k \cdot a \cdot \sin(\theta)} \right] \cdot \left[ \frac{J0(k \cdot a \cdot \sin(\theta)) - \frac{J1(k \cdot a \cdot \sin(\theta))}{k \cdot a \cdot \sin(\theta)}}{1 - \left[ \frac{k \cdot a \cdot \sin(\theta)}{1.841} \right]^2} \right] \cdot E\phi(\theta, \phi) := j \cdot k \cdot a \cdot J1(1.841) \cdot E0 \cdot \cos(\theta) \cdot \cos(\phi)$$

$$Et(\theta, \phi) := \sqrt{E\theta(\theta, \phi)^2 + E\phi(\theta, \phi)^2} \quad \phi := 90 \text{deg}$$



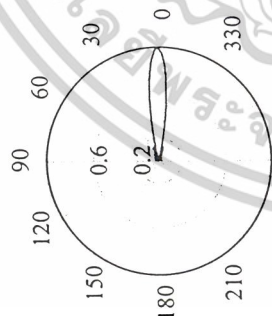
Half Power Beamwidth



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระนาบสถานะแม่เหล็ก

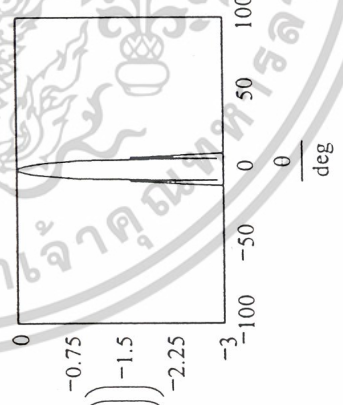
$\phi := 0 \text{ deg}$



$$\frac{|E_t(\theta, \phi)|}{|E_t(10^{-9}, \phi)|}$$

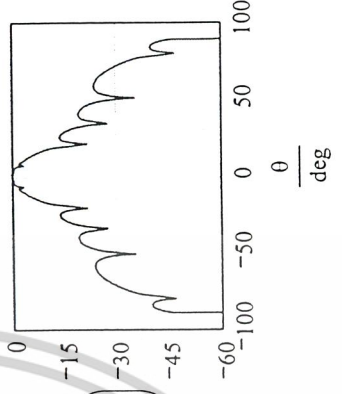


Half Power Beamwidth



$$10 \cdot \log\left(\left(\frac{|E_t(\theta, \phi)|}{|E_t(10^{-9}, \phi)|}\right)\right)$$

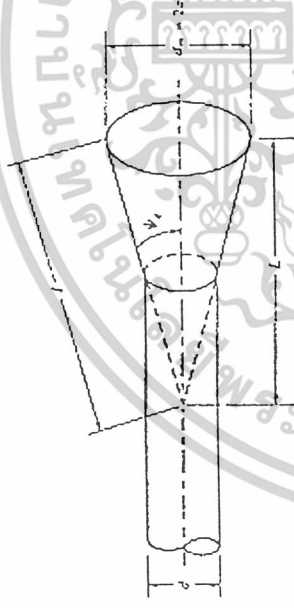
First Sidelobe level



$$10 \cdot \log\left(\left(\frac{|E_t(\theta, \phi)|}{|E_t(10^{-9}, \phi)|}\right)\right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงโปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณค่าสภาพเฉื่อยทางทิศทางของสายอากาศฮอร์นรูปทรงกรวย



$$f := 12.6575 \cdot 10^9 \quad \lambda := 3 \cdot \frac{10^8}{f} \quad \lambda = 0.024$$

$$L := 0.064 \quad dm := 0.057 \quad l := \sqrt{L^2 + \left(\frac{dm}{2}\right)^2} \quad l = 0.07$$

$$s := \frac{dm^2}{8 \cdot \lambda \cdot l} \quad s = 0.245$$

$$L_c := (0.8 - 17.1s + 26.25s^2 + 17.79s^3) \quad L_c = -1.552$$

$$Dc := 10 \cdot \log\left(\frac{\pi \cdot dm}{\lambda}\right) - L \quad Dc = 10.334$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงโปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณรูปกำลังของสายส่งกำลังในระนาบสมมาตรไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศ  
 สะท้อนคลื่นทรงกลมในสนามระยะใกล้

กรณีที่ 1 ความถี่ 1.9065 GHz

$$f := 1.9065 \cdot 10^9 \quad c := 3 \cdot 10^8 \quad \lambda := \frac{c}{f} \quad r1 := 112.65 \quad d1 := 30 \quad k := 2 \cdot \frac{\pi}{\lambda} \quad \theta := d1 \text{ deg} \quad r := r1 \lambda \quad p := 2 \quad a := r \cdot \sin(\theta) \quad x(\alpha) := k \cdot a \cdot \sin(\alpha)$$

$$\alpha := (-10 + 10^{-3}) \text{ deg}, (-9.99 + 10^{-3}) \text{ deg}, (10 + 10^{-3}) \text{ deg}$$

$$A1(x) := \left( \frac{2}{x + 10^{-20}} \right) \cdot J1(x)$$

$$A2(x) := 2! \cdot \left( \frac{2}{x + 10^{-20}} \right)^2 \cdot Jn(2, x) \quad A3(x) := 3! \cdot \left( \frac{2}{x + 10^{-20}} \right)^3 \cdot Jn(3, x)$$

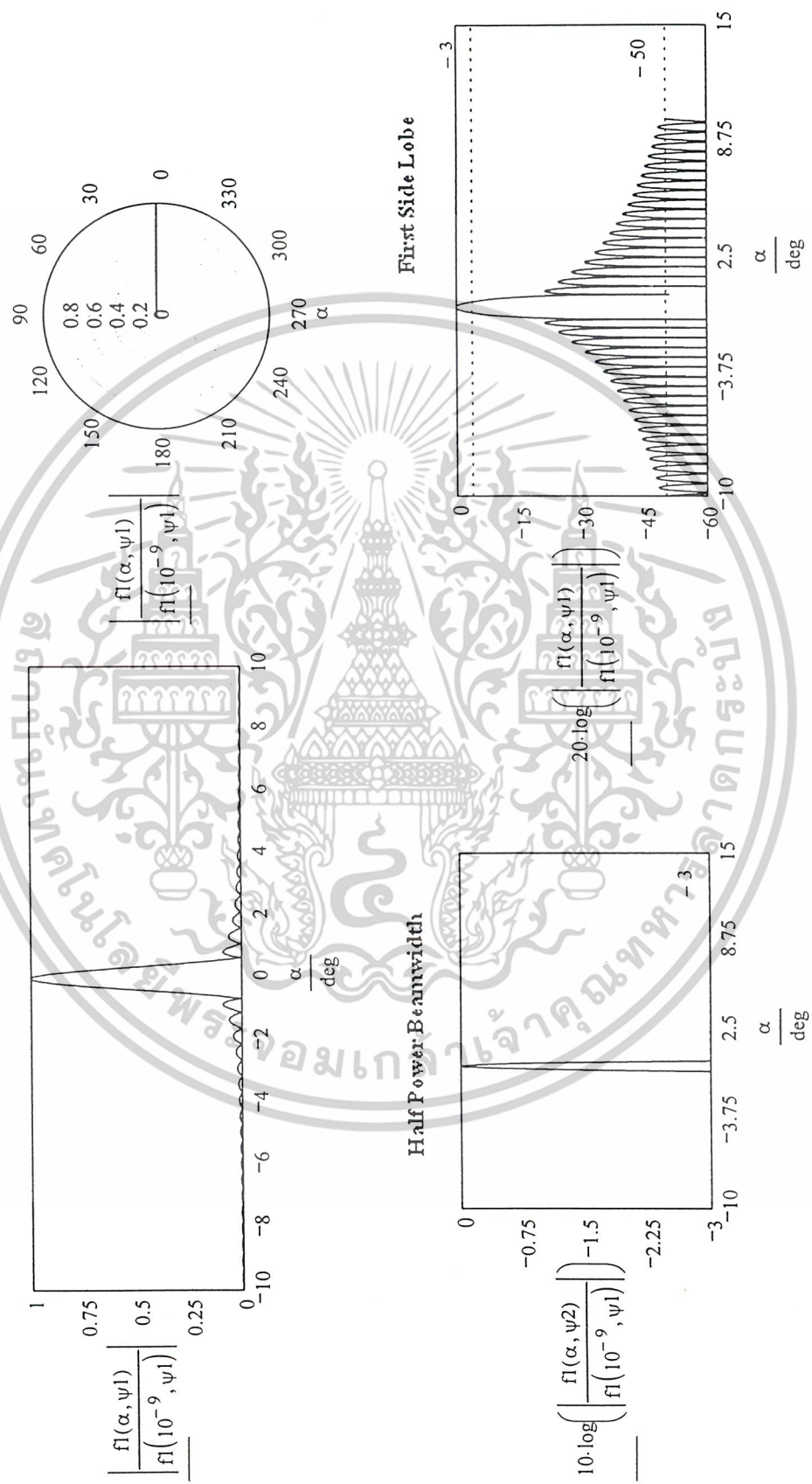
$$\psi1 := (0 + 10^{-9}) \text{ deg} \quad \psi2 := 90 \text{ deg}$$

$$F(\alpha, \psi1) := A1(k \cdot a \cdot \sin(\alpha)) - 4 \sin(\theta)^2 \cdot A1(k \cdot a \cdot \sin(\alpha))^2 - \frac{3}{4} \cdot A2(k \cdot a \cdot \sin(\alpha)) + 4 \sin(\theta)^2 \cdot A1(k \cdot a \cdot \sin(\alpha)) - \frac{5}{4} \cdot A2(k \cdot a \cdot \sin(\alpha)) + \frac{5}{12} \cdot A3(k \cdot a \cdot \sin(\alpha))$$

$$F2(\alpha, \psi2) := A1(k \cdot a \cdot \sin(\alpha)) - \sin(\theta)^2 \cdot A2(k \cdot a \cdot \sin(\alpha)) + \sin(\theta)^4 \cdot A2(k \cdot a \cdot \sin(\alpha)) - \frac{1}{3} \cdot A3(k \cdot a \cdot \sin(\alpha))$$

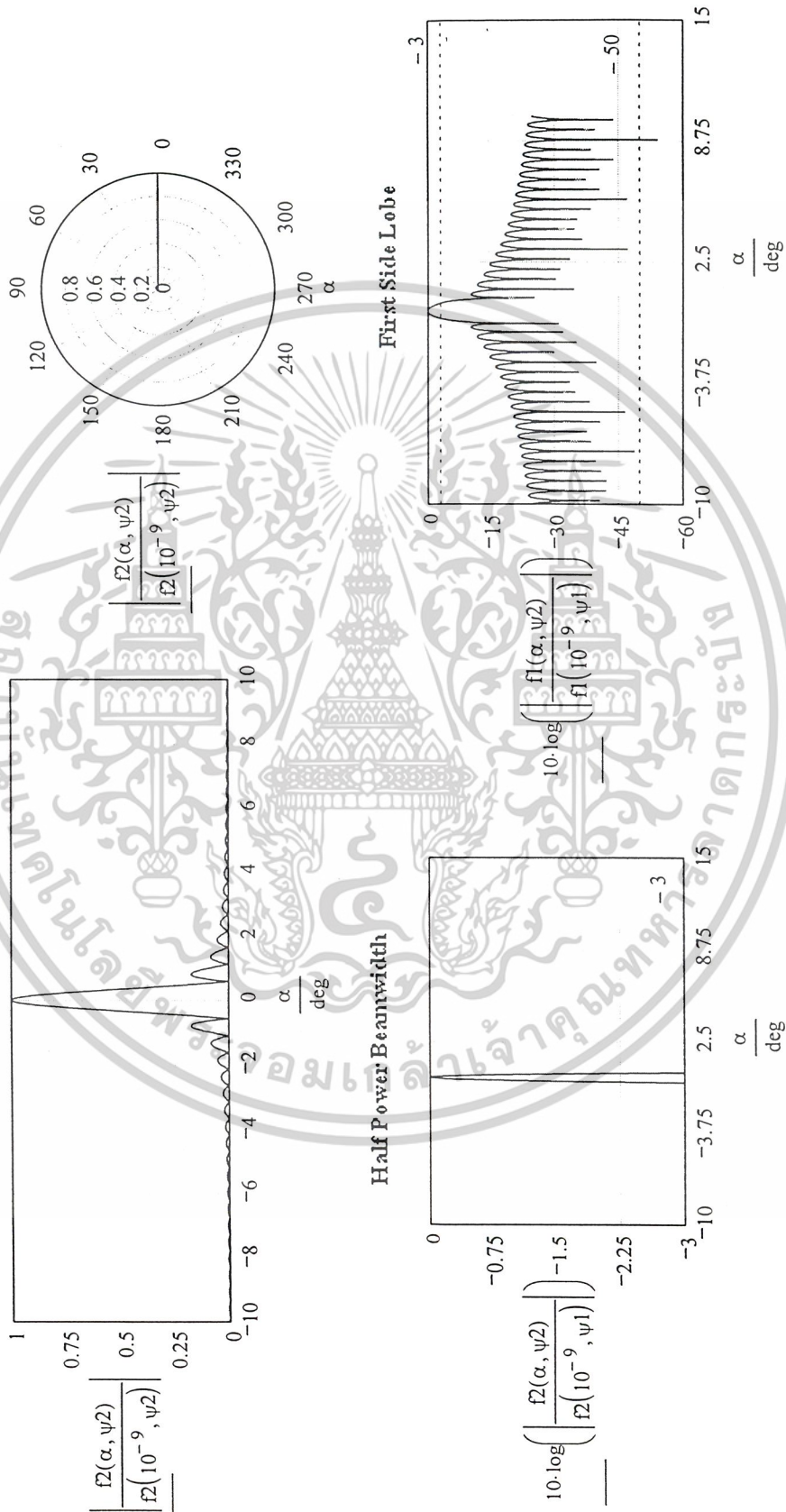
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ระนาบสนามไฟฟ้า**



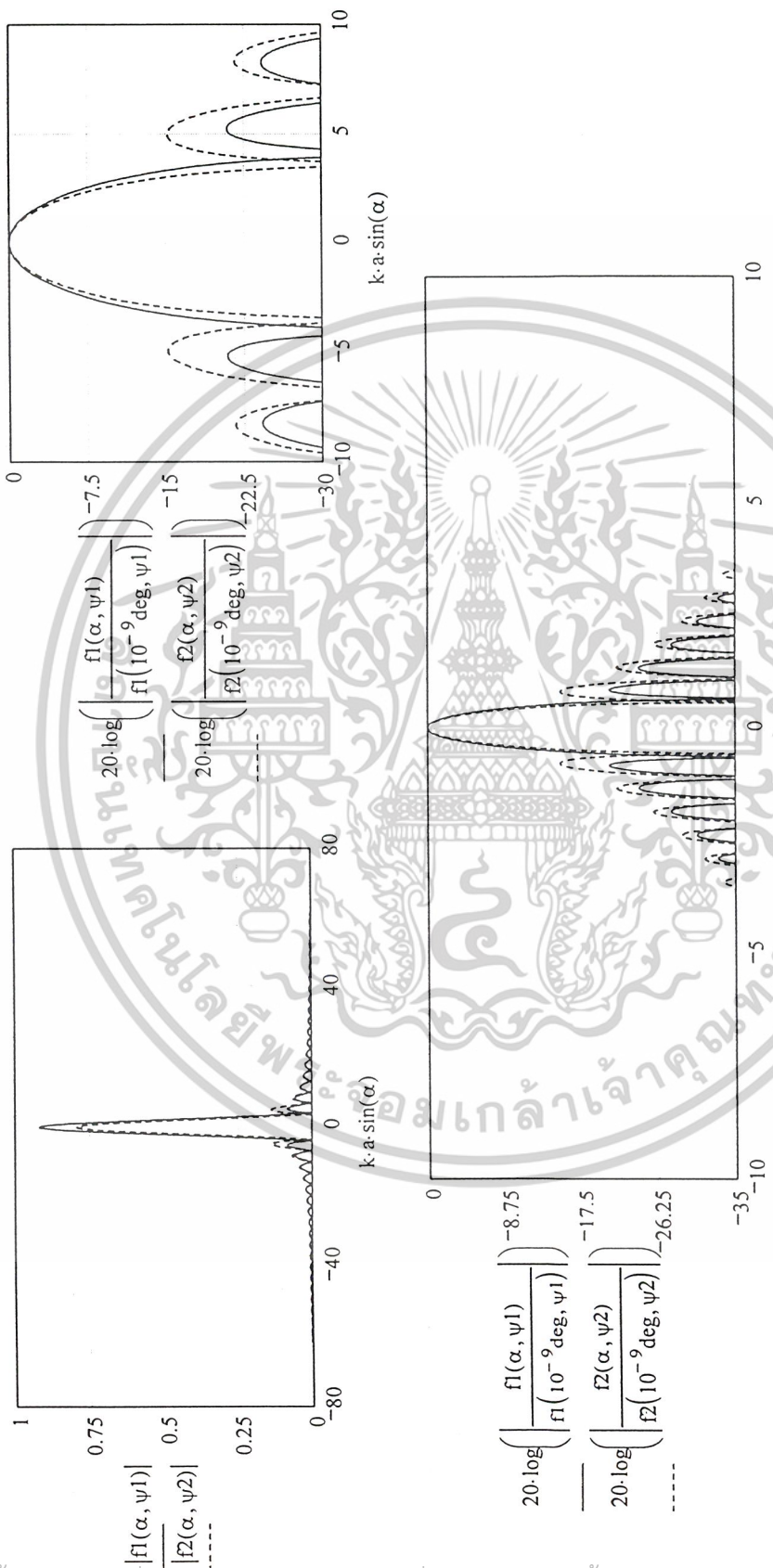
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระนาบสนามแม่เหล็ก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**เปรียบเทียบระหว่างระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงโปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศ  
 สี่เหลี่ยมคี่ในทางทฤษฎีในสนามระยะใกล้

กรณีที่ 2 เมื่อความถี่ 12.6575 GHz

$$f := 12.6575 \cdot 10^9 \quad c := 3 \cdot 10^8 \quad \lambda := \frac{c}{f}$$

$$r := r1 \lambda \quad \theta := d1 \text{ deg} \quad k := 2 \frac{\pi}{\lambda} \quad a := r \cdot \sin(\theta) \quad p := 2 \quad x(\alpha) := k \cdot a \cdot \sin(\alpha)$$

$$\alpha := (-10 + 10^{-3}) \text{ deg}, (-9.99 + 10^{-3}) \text{ deg}, (10 + 10^{-3}) \text{ deg}, r1 := 5 \quad d1 := 15$$

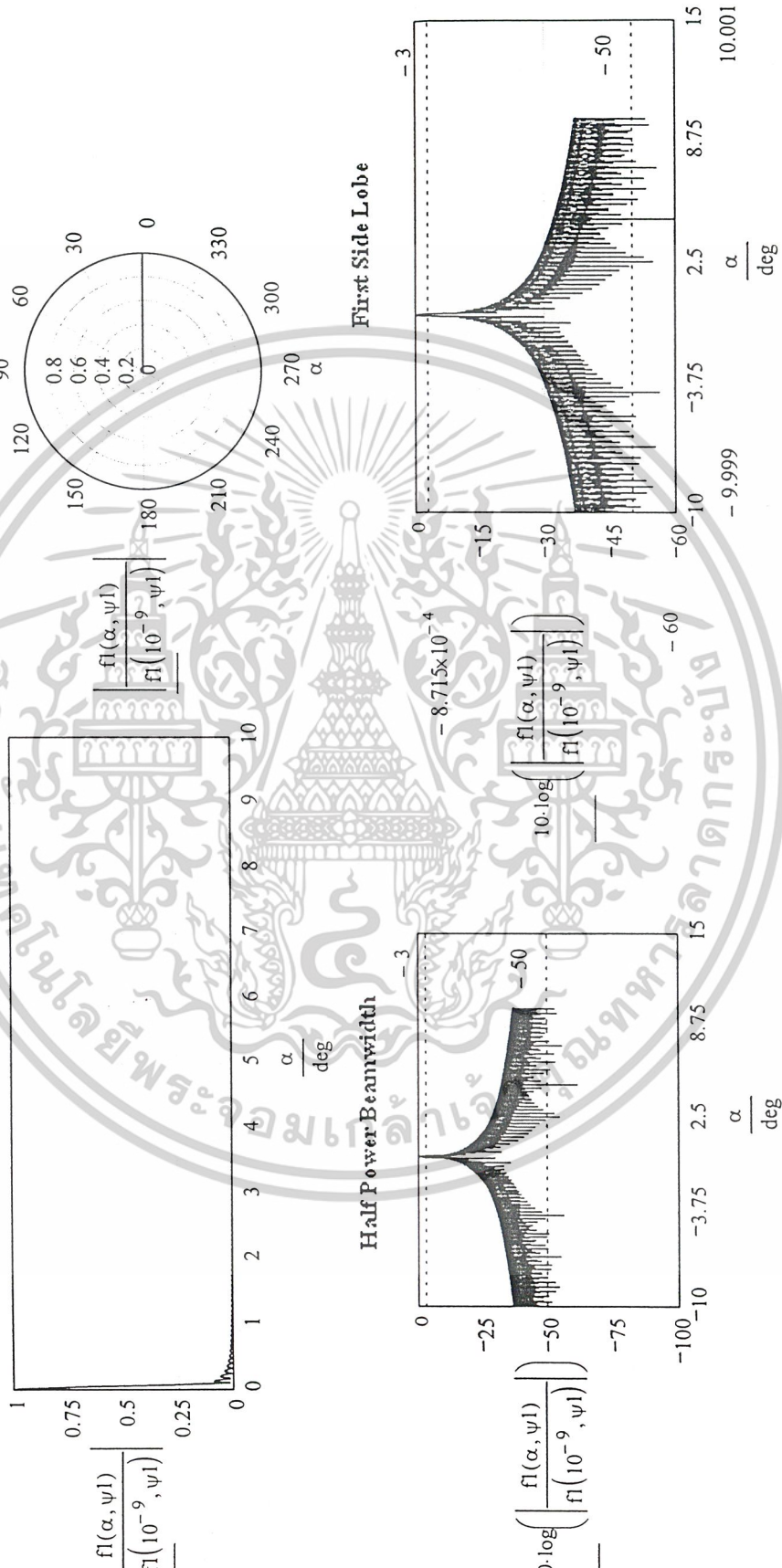
$$A1(x) := \left( \frac{2}{x + 10^{-20}} \right) \cdot J1(x) \quad A2(x) := 21 \cdot \left( \frac{2}{x + 10^{-20}} \right)^2 \cdot Jn(2, x) \quad A3(x) := 31 \cdot \left( \frac{2}{x + 10^{-20}} \right)^3 \cdot Jn(3, x)$$

$$\psi1 := (0 + 10^{-9}) \text{ deg} \quad \psi2 := 90 \text{ deg}$$

$$F1(\alpha, \psi1) := A1(k \cdot a \cdot \sin(\alpha)) - 4 \sin(\theta)^2 \cdot \left( A1(k \cdot a \cdot \sin(\alpha))^2 - \frac{3}{4} \cdot A2(k \cdot a \cdot \sin(\alpha)) \right) + 4 \sin(\theta)^2 \cdot \left( A1(k \cdot a \cdot \sin(\alpha)) - \frac{5}{4} \cdot A2(k \cdot a \cdot \sin(\alpha)) + \frac{5}{12} \cdot A3(k \cdot a \cdot \sin(\alpha)) \right)$$

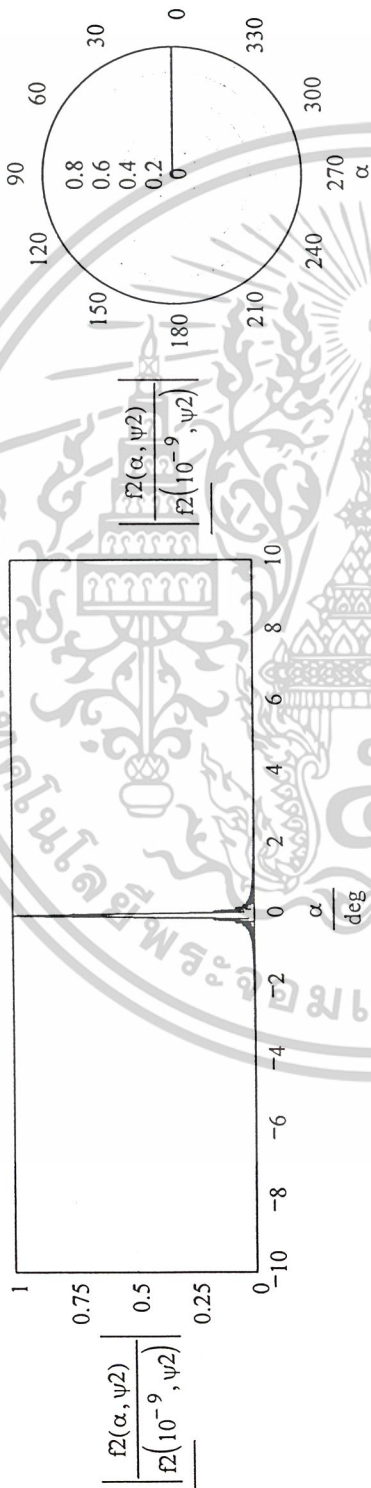
$$F2(\alpha, \psi2) := A1(k \cdot a \cdot \sin(\alpha)) - \sin(\theta)^2 \cdot A2(k \cdot a \cdot \sin(\alpha)) + \sin(\theta)^4 \cdot \left( A2(k \cdot a \cdot \sin(\alpha)) - \frac{1}{3} \cdot A3(k \cdot a \cdot \sin(\alpha)) \right)$$

**ระนาบสนามไฟฟ้า**

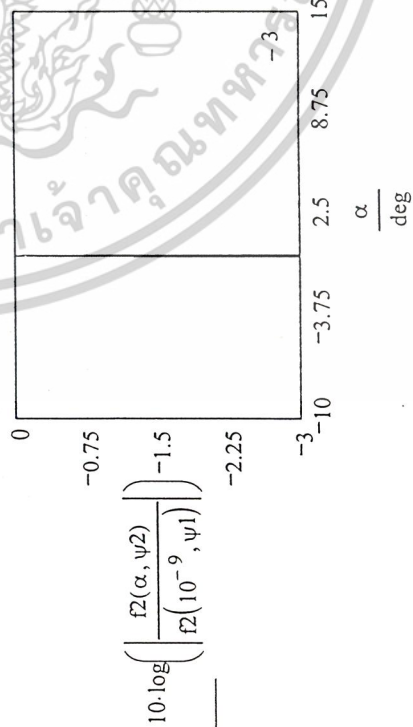


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

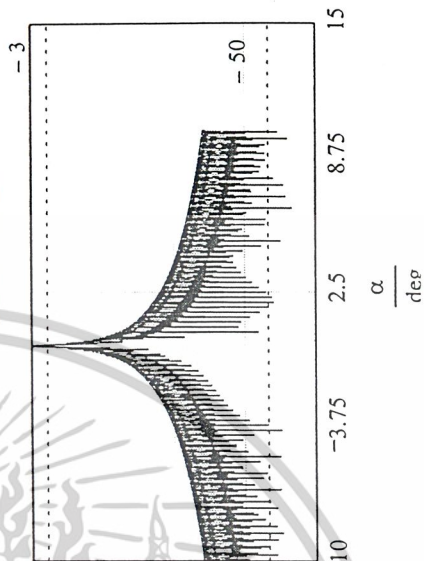
**ระนาบสนามแม่เหล็ก**



**Half Power Beamwidth**

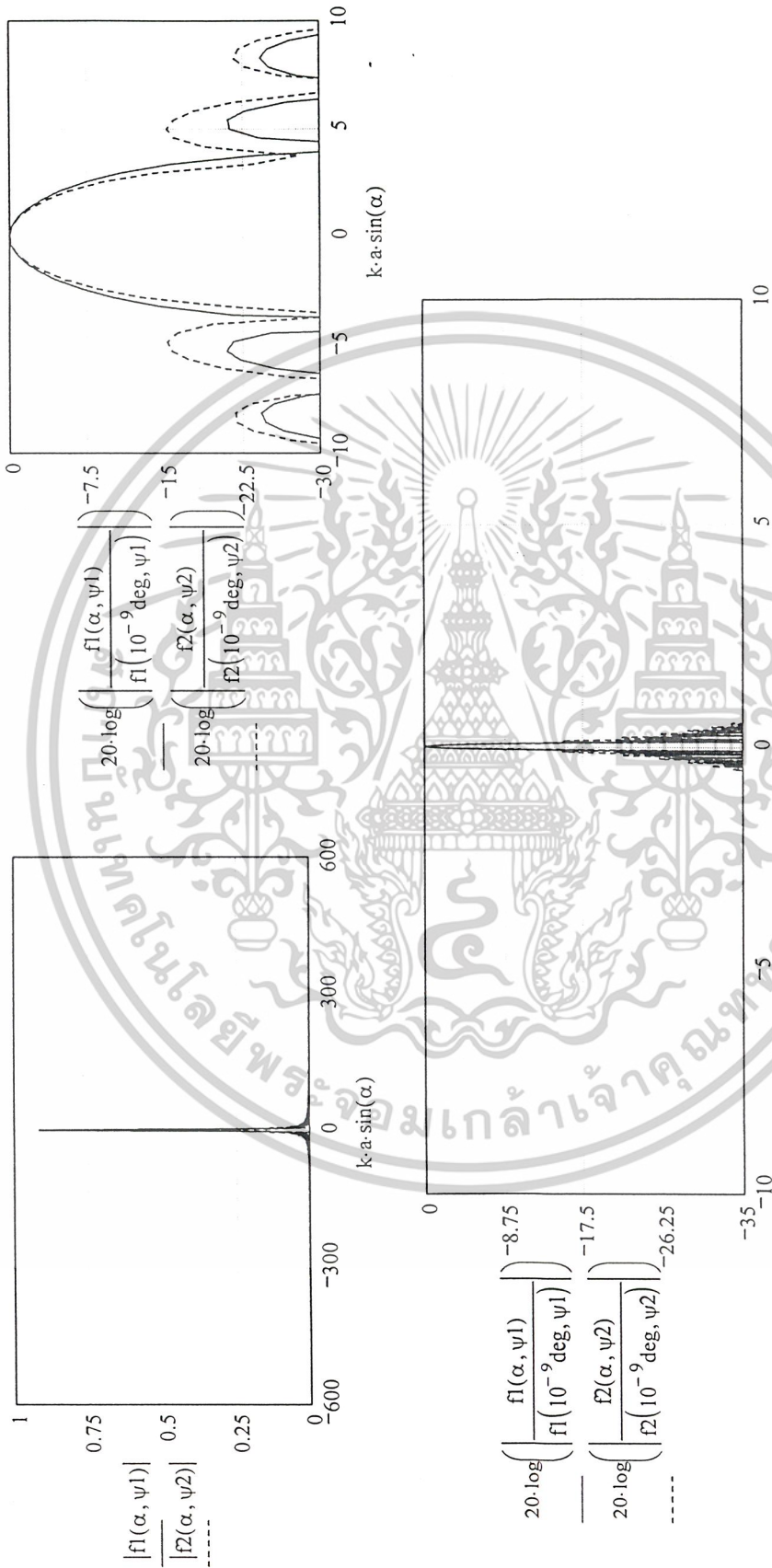


**First Side Lobe**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**เปรียบเทียบระหว่างระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงโปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณแบบรูปคาบเพื่อทราบค่าที่ขึ้นกับระยะของระนาบตามไฟฟ้าและองค์ประกอบ  
 ระนาบตามแม่เหล็กของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมในสนามระยะใกล้

กรณีที่ 1 ความถี่ 1.9065 GHz

```

j := sqrt(-1)
f := 1.9065 * 10^9
lambda := (3 * 10^8) / f
omega := 2 * pi * f
k := 1.594 * 10^3
k := sqrt(k^2 - h^2)
R0 := 100 * lambda
psi(theta) := 2 * theta
mu0 := 4 * pi * 10^(-7)
h := 1
epsilon0 := (1 * 10^(-9)) / (36 * pi)
kappa := 39.917
R0 := 100 * lambda
psi(theta) := 2 * theta
r := 12 * lambda
A := 5
B := 5
kappaR := k * R0 * sin(theta) * sin(psi)
S := k * R0 * sin(theta) * sin(theta / 2)
S = 81.31
BesselJ(n, x) := |Jn(n, x)| if n >= 0
                |(-1)^|n| * Jn(|n|, x)| if n < 0
Phi(p) := sum(1 / op, op = 1 to p) if p > 0
          0 if p = 0
    
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y(n, x) := \frac{2}{\pi} \cdot \ln\left(\frac{x}{2}\right) + 0.5772156 \cdot \text{BesselJ}(n, x) - \frac{1}{\pi} \sum_{k=0}^{n-1} (n-k-1)! \cdot (0.5 \cdot x)^{2 \cdot k - n} \cdot \frac{1}{\pi} \sum_{k=0}^{80} (-1)^k \cdot (\Phi(k) + \Phi(n+k)) \cdot \frac{(0.5 \cdot x)^{2 \cdot k + n}}{k! \cdot (n+k)!}$$

$$\text{BesselY}(n, x) := \begin{cases} \frac{2}{\pi} \left( \ln\left(\frac{x}{2}\right) + 0.5772156 \right) \cdot \text{BesselJ}(0, x) - \frac{1}{\pi} \sum_{k=0}^{80} (-1)^k \cdot (\Phi(k) + \Phi(k)) \cdot \frac{(0.5 \cdot x)^{2 \cdot k}}{k! \cdot (k)!} & \text{if } n = 0 \\ Y(n, x) & \text{if } n \geq 1 \\ (-1)^{|n|} \cdot Y(|n|, x) & \text{if } n < 0 \end{cases}$$

$Y(n, x)$  if  $n \geq 1$

$(-1)^{|n|} \cdot Y(|n|, x)$  if  $n < 0$

$H_n(n, x) := \text{BesselJ}(n, x) - i \cdot \text{BesselY}(n, x)$

$H_n(0, S) = 3.62i \times 10^{19}$

$H_n(1, S) = 1.797i \times 10^{19}$

$H_n(0, \kappa t) = -0.177 + 0.163i$

$H_n(1, \kappa t) = -0.171 - 0.17i$

$H_n(2, \kappa t) = 0.146 - 0.194i$

$$t := \frac{(\text{BesselJ}(0, \kappa t) - \text{BesselJ}(2, \kappa t))}{2} \quad t = -0.162$$

$$k := \frac{(\text{BesselY}(0, \kappa t) - \text{BesselY}(2, \kappa t))}{2} \quad k = 39.93$$

$$u := t - j \cdot k \quad u = -0.162 + 39.93i$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha := j \cdot \tan(\theta) \cdot \tan(\psi) \cdot \left( \frac{\text{Hn}(1, \text{kr})}{\text{Hn}(2, \text{kr})} \right) \quad \alpha = 0.02 + 2.729i \times 10^{-3} \quad h_0(\text{kr}) := \text{Hn}(0, \text{kr}) \cdot e^{(j \cdot \text{kr})} \cdot \left[ 1 - \frac{\alpha \cdot \text{Hn}(1, \text{kr})}{(1 + \alpha) \cdot \text{kr} \cdot \text{Hn}(0, \text{kr})} \right] \quad h_0(\text{kr}) = 0.169 + 0.172i$$

$$h_0(S) := \text{Hn}(0, S) \cdot e^{(j \cdot \text{kr})} \cdot \left[ 1 - \frac{\alpha \cdot \text{Hn}(1, S)}{(1 + \alpha) \cdot \text{kr} \cdot \text{Hn}(0, S)} \right] \quad h_0(S) = 3.615 \times 10^{19} - 1.146i \times 10^{18}$$

$$m(S) := \begin{cases} \sqrt{\frac{S}{2}} \cdot e^{\left(-j \cdot \frac{\pi}{4}\right)} \cdot \text{Hn}(0, S) \cdot e^{(j \cdot S)} & \text{if } S > 10 \\ 1 & \text{if } S > 10 \end{cases} \quad m(S) = 1$$

$$C := \frac{(-\pi \cdot R_0 \cdot e^{-j \cdot k \cdot R_0 \cdot \cos(\psi_0)})}{2 \cdot \lambda} \quad C = -26.185 - 154.882i$$

$$a_1 := \frac{A}{(2 \cdot \kappa \cdot \text{Hn}(1, \text{kr}))} \quad a_1 = -4.609 \times 10^{-3} + 4.586i \times 10^{-3}$$

$$b_1 := \frac{1 \cdot \left[ \left( j \cdot \frac{h \cdot A}{2 \cdot \kappa \cdot \Gamma} \right) - B \right]}{(2 \cdot \mu_0 \cdot \omega \cdot \kappa \cdot u)} \quad b_1 = 3.877 \times 10^{-10} - 1.042i \times 10^{-7}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้แนบไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$F_{23} := \kappa \cdot \text{Hn}(0, \kappa r) \cdot e^{(j \cdot \kappa r)} \cdot \cos(\psi) \cdot (\epsilon_0 \cdot \omega \cdot a_1 + j \cdot \kappa \cdot b_1)$$

$$e_0(\psi) := j \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot \frac{\sec(\psi)}{k} \cdot (j \cdot \kappa \cdot R_0 \cdot \cos(\psi_0)) \cdot \left[ \left( \frac{\psi + \frac{\pi}{2}}{2} \right) \left[ -2 \cdot j \cdot \kappa \cdot R_0 \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) \right] \left[ F_{23} \cdot e^{\left[ 2 \cdot j \cdot \kappa \cdot R_0 \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \psi\right) \right]} \right] \right] \cdot d\theta$$

$$e_0(\psi) = 150.812 - 1.167i \times 10^3$$

$$e_0\left(\frac{\theta}{2}\right) = 42.093 - 1.217i \times 10^3$$

$$\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) = 0.966$$

$$a_1(\theta) := e^{-j \cdot \left(3 \cdot \frac{\pi}{4}\right)} \cdot e_0\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot R_0 \cdot \frac{2 \cdot \lambda}{2 \cdot \lambda} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \left[ (j \cdot \kappa \cdot R_0) \cdot \left(2 \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - \cos(\psi_0)\right) \right]}{2 \cdot \kappa \cdot h_0(S) \cdot \sin(\theta)}$$

$$a_1(\theta) = -7.352i \times 10^{-15}$$

$$\cos(\theta) = 0.866 \quad \sin(\theta) = 0.5 \quad \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) = 0.966 \quad x := \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad x = 0.933$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$M_0(\theta) := j \cdot C \cdot \int_0^{2 \cdot \psi_0} \left[ \frac{e^{j \cdot k \cdot \left( \frac{\theta}{2} \cdot x \right)} \cdot \text{Hn}(0, kx)}{\frac{m(S)}{m(S)}} \cdot \left[ j \cdot k \cdot \left( 2 \cdot R_0 \cdot \cos \left( \frac{\theta}{2} \right) - z \cdot \cos(\theta) \right) \right] \cdot \sin(\theta) \right] d\theta$$

$$M_0(\theta) = -5.597 \times 10^4 + 6.124i \times 10^4$$

$$y := \sin(\theta) \cdot \sin(\theta) \quad y = 0.25$$

$$M_1(\theta) := C \cdot \int_0^{2 \cdot \psi_0} \left[ \frac{e^{j \cdot k \cdot \left( \frac{\theta}{2} \cdot y \right)} \cdot \text{Hn}(1, ky)}{\frac{m(S)}{m(S)}} \cdot \left[ j \cdot k \cdot \left( 2 \cdot R_0 \cdot \cos \left( \frac{\theta}{2} \right) - z \cdot \cos(\theta) \right) \right] \right] d\theta$$

$$M_1(\theta) = -1.892 \times 10^4 + 2.243i \times 10^4$$

$$o := \sin \left( \frac{\theta}{2} \right) \cdot \sin \left( \frac{\theta}{2} \right) \quad o = 0.067$$

$$M_2(\theta) := j \cdot C \cdot \int_0^{2 \cdot \psi_0} \left[ \frac{e^{j \cdot k \cdot \left( \frac{\theta}{2} \cdot o \right)} \cdot \text{Hn}(2, ko)}{\frac{m(S)}{m(S)}} \cdot \left[ j \cdot k \cdot \left( 2 \cdot R_0 \cdot \cos \left( \frac{\theta}{2} \right) - z \cdot \cos(\theta) \right) \right] \right] \cdot \sin(\theta) \right] d\theta$$

$$M_2(\theta) = 3.182 \times 10^3 - 5.094i \times 10^3$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$M20(\theta) := j \cdot C \cdot \int_0^{2\psi_0} \left[ \left[ e_0 \left( \frac{\theta}{2} \right) \cdot \frac{(o)}{m(S)} \right] \cdot \text{Hn}(2, \text{xt}) \cdot \left( 1 - j \cdot \frac{\text{Hn}(1, S)}{\text{Hn}(2, S)} \right) \cdot e^{j \cdot k \cdot \left( 2 \cdot R_0 \cdot \cos \left( \frac{\theta}{2} \right) - z \cdot \cos(\theta) \right)} \cdot \sin(\theta) \right] d\theta$$

$$M20(\theta) = -6.565 \times 10^{-3} - 1.118i \times 10^{-4}$$

$$Y_0 := \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}}$$

$$Y_0 = 2.653 \times 10^{-3}$$

$$\phi := 0 \text{ deg}, 1 \text{ deg}, \dots, 359 \text{ deg}$$

$$E_r(\phi) := \cos(\phi) \cdot (M_0(\theta) + M_2(\theta) + M_{20}(\theta))$$

$$H_r(\phi) := Y_0 \cdot \sin(\phi) \cdot (M_0(\theta) + M_2(\theta) - M_{20}(\theta))$$

$$E_\theta(\phi) := \sin(\phi) \cdot (M_0(\theta) - M_2(\theta) - M_{20}(\theta))$$

$$H_\theta(\phi) := -Y_0 \cdot \cos(\phi) \cdot (M_0(\theta) - M_2(\theta) - M_{20}(\theta))$$

$$E_z(\phi) := \cos(\phi) \cdot M_1(\theta)$$

$$H_z(\phi) := Y_0 \cdot \sin(\phi) \cdot M_1(\theta)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานในโอกาสศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงโปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่โจมตีประกอบระบบสนามไฟฟ้าและองค์ประกอบ  
 ระบบสนามแม่เหล็กของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมในสนามระยะใกล้

```

กรณิที่ 2 เมื่อความถี่ 12.6575 GHz
j := sqrt(-1)      f := 12.6575 * 10^9 λ := (3 * 10^8) / f
ψ0 := 60deg       k := sqrt(μ0 * ε0 * ω)^2
θ := 30deg        ψ := 2deg      z := 5
r := 12λ          A := 5         B := 5
kr := k * R0 * sin(θ) * sin(ψ)
S := k * R0 * sin(θ) * sin(θ/2)
BesselJ(n, x) := |Jn(n, x)| if n >= 0
                |(-1)^|n| * Jn(|n|, x)| if n < 0
φ(p) := sum(1/op, op=1 to p) if p > 0
         0 if p = 0
    
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y(n, x) := \frac{2}{\pi} \cdot \ln\left(\frac{x}{2}\right) + 0.5772156 \cdot \text{BesselJ}(n, x) - \frac{1}{\pi} \sum_{k=0}^{n-1} (n-k-1)! \cdot (0.5 \cdot x)^{2 \cdot k - n} - \frac{1}{\pi} \sum_{k=0}^{80} (-1)^k \cdot (\Phi(k) + \Phi(n+k)) \cdot \frac{(0.5 \cdot x)^{2 \cdot k + n}}{k! \cdot (n+k)!}$$

$$\text{BesselY}(n, x) := \begin{cases} \frac{2}{\pi} \cdot \ln\left(\frac{x}{2}\right) + 0.5772156 \cdot \text{BesselJ}(0, x) - \frac{1}{\pi} \sum_{k=0}^{80} (-1)^k \cdot (\Phi(k) + \Phi(k)) \cdot \frac{(0.5 \cdot x)^{2 \cdot k}}{k! \cdot (k)!} & \text{if } n = 0 \\ Y(n, x) & \text{if } n \geq 1 \\ (-1)^{|n|} \cdot Y(|n|, x) & \text{if } n < 0 \end{cases}$$

$$\text{Hn}(n, x) := \text{BesselJ}(n, x) - i \cdot \text{BesselY}(n, x)$$

$$\text{Hn}(0, S) = 3.7091 \times 10^{19}$$

$$\text{Hn}(1, S) = 1.7211 \times 10^{19}$$

$$\text{Hn}(0, \kappa r) = -0.177 + 0.163i$$

$$\text{Hn}(1, \kappa r) = -0.171 - 0.17i$$

$$\text{Hn}(2, \kappa r) = 0.146 - 0.194i$$

$$t := \frac{(\text{BesselJ}(0, \kappa r) - \text{BesselJ}(2, \kappa r))}{2} \quad t = -0.162$$

$$k := \frac{(\text{BesselY}(0, \kappa r) - \text{BesselY}(2, \kappa r))}{2} \quad k = 265.098$$

$$u := t - j \cdot k \quad u = -0.162 - 265.098i$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha := j \cdot \tan(\theta) \cdot \tan(\psi) \cdot \left( \frac{\text{Hn}(1, \kappa r)}{\text{Hn}(2, \kappa r)} \right) \quad \alpha = 0.02 + 2.729j \times 10^{-3} \quad h_0(\kappa r) := \text{Hn}(0, \kappa r) \cdot e^{(j \cdot \kappa r)} \cdot \left[ 1 - \frac{\alpha \cdot \text{Hn}(1, \kappa r)}{(1 + \alpha) \cdot \kappa r \cdot \text{Hn}(0, \kappa r)} \right] \quad h_0(\kappa r) = 0.169 + 0.172j$$

$$h_0(S) := \text{Hn}(0, S) \cdot e^{(j \cdot \kappa r)} \cdot \left[ 1 - \frac{\alpha \cdot \text{Hn}(1, S)}{(1 + \alpha) \cdot \kappa r \cdot \text{Hn}(0, S)} \right] \quad h_0(S) = 3.705 \times 10^{19} - 1.174j \times 10^{18}$$

$$m(S) := \begin{cases} \sqrt{\frac{S}{2}} \cdot e^{\left(-j \cdot \frac{\pi}{4}\right)} \cdot \text{Hn}(0, S) \cdot e^{(j \cdot S)} & \text{if } S < 10 \\ 1 & \text{if } S > 10 \end{cases} \quad m(S) = 1$$

$$C := \frac{(-\pi \cdot R_0 \cdot e^{-j \cdot k \cdot R_0 \cdot \cos(\psi_0)})}{2 \cdot \lambda} \quad C = -153.584 - 32.955j$$

$$a1 := \frac{A}{(2 \cdot \kappa \cdot \text{Hn}(1, \kappa r))} \quad a1 = -1.045 \times 10^{-4} + 1.04j \times 10^{-4}$$

$$b1 := \frac{1 \cdot \left[ \left( \frac{h \cdot A}{2 \cdot \kappa r} \right) - B \right]}{(2 \cdot \mu_0 \cdot \omega \cdot \kappa \cdot u)} \quad b1 = 1.995 \times 10^{-13} - 3.56j \times 10^{-10}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 F23 &:= \kappa \cdot \text{Hn}(0, \kappa r) \cdot e^{(j \cdot \kappa r)} \cdot \cos(\psi) \cdot (\epsilon_0 \cdot \omega \cdot a_1 + j \cdot k \cdot b_1) & F23 &= -6.613 \times 10^{-3} + 9.166i \times 10^{-5} \\
 e_0(\psi) &:= j \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot \frac{\sec(\psi)}{k} \cdot e^{(j \cdot k \cdot R_0 \cdot \cos(\psi/0))} \cdot \int_{\left(\frac{\psi}{2}\right)}^{\left(\frac{\psi+\pi}{2}\right)} \left[ F23 \cdot \left[ e^{-2 \cdot j \cdot k \cdot R_0 \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2}\right)} \right] \cdot \left[ 2 \cdot j \cdot k \cdot R_0 \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{\theta}{2} - \psi\right)\right) \right] \right] d\theta \\
 e_0(\psi) &= -5.48 \times 10^3 + 1.017i \times 10^4 & e_0\left(\frac{\theta}{2}\right) &= -5.52 \times 10^3 + 1.061i \times 10^4 \\
 \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) &= 0.966 & a_1(\theta) &:= e^{-j \cdot \left(3 \cdot \frac{\pi}{4}\right)} \cdot \frac{e_0\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot R_0 \cdot \frac{\cos\left(\frac{\theta}{2}\right)}{2 \cdot \lambda} \cdot e^{(j \cdot k \cdot R_0) \cdot \left[2 \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - \cos(\psi/0)\right]}}{2 \cdot k \cdot h_0(S) \cdot \sin(\theta)} \\
 \cos(\theta) &= 0.866 & \sin(\theta) &= 0.5 & x &:= \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) & x &= 0.933 \\
 & & & & a_1(\theta) &= 4.494 \times 10^{-14} - 5.424i \times 10^{-14}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$M0(\theta) := j \cdot C \cdot \int_0^{2 \cdot \psi 0} \left[ \frac{e^{j \cdot k \cdot \left( \frac{\theta}{2} \right) \cdot x}}{m(S)} \cdot \text{Hn}(0, kr) \cdot e^{j \cdot k \cdot \left( 2 \cdot R0 \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - z \cdot \cos(\theta) \right)} \right] \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta$$

$$M0(\theta) = -6.242 \times 10^5 + 4.545i \times 10^5$$

$$y := \sin(\theta) \cdot \sin(\theta) \quad y = 0.25$$

$$M1(\theta) := C \cdot \int_0^{2 \cdot \psi 0} \left[ \frac{e^{j \cdot k \cdot \left( \frac{\theta}{2} \right) \cdot (y)} \cdot \text{Hn}(1, kr) \cdot e^{j \cdot k \cdot \left( 2 \cdot R0 \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - z \cdot \cos(\theta) \right)} \right] \cdot d\theta$$

$$M1(\theta) = -2.276 \times 10^5 + 1.425i \times 10^5$$

$$o := \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad o = 0.067$$

$$M2(\theta) := j \cdot C \cdot \int_0^{2 \cdot \psi 0} \left[ \frac{e^{j \cdot k \cdot \left( \frac{\theta}{2} \right) \cdot (o)} \cdot \text{Hn}(2, kr) \cdot e^{j \cdot k \cdot \left( 2 \cdot R0 \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - z \cdot \cos(\theta) \right)} \right] \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta$$

$$M2(\theta) = 3.849 \times 10^4 - 4.054i \times 10^4$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานทางการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$M_{20}(\theta) := j \cdot C \cdot \int_0^{2\psi_0} \left[ \frac{e_0(\theta)}{2} \cdot \frac{(o)}{m(S)} \right] \cdot \text{Hn}(2, \kappa r) \cdot \left( 1 - j \cdot \frac{\text{Hn}(1, S)}{\text{Hn}(2, S)} \right) \cdot e^{j \cdot k \cdot \left( \frac{\theta}{2} - z \cdot \cos(\theta) \right)} \cdot \sin(\theta) \, d\theta \quad M_{20}(\theta) = -4.643 \times 10^4 - 1.212i \times 10^5$$

$$Y_0 := \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \quad Y_0 = 2.653 \times 10^{-3} \quad \phi := 0 \text{ deg}, 1 \text{ deg}.. 359 \text{ deg}$$

$$E_r(\phi) := \cos(\phi) \cdot (M_0(\theta) + M_2(\theta) + M_{20}(\theta)) \quad H_r(\phi) := Y_0 \cdot \sin(\phi) \cdot (M_0(\theta) + M_2(\theta) - M_{20}(\theta))$$

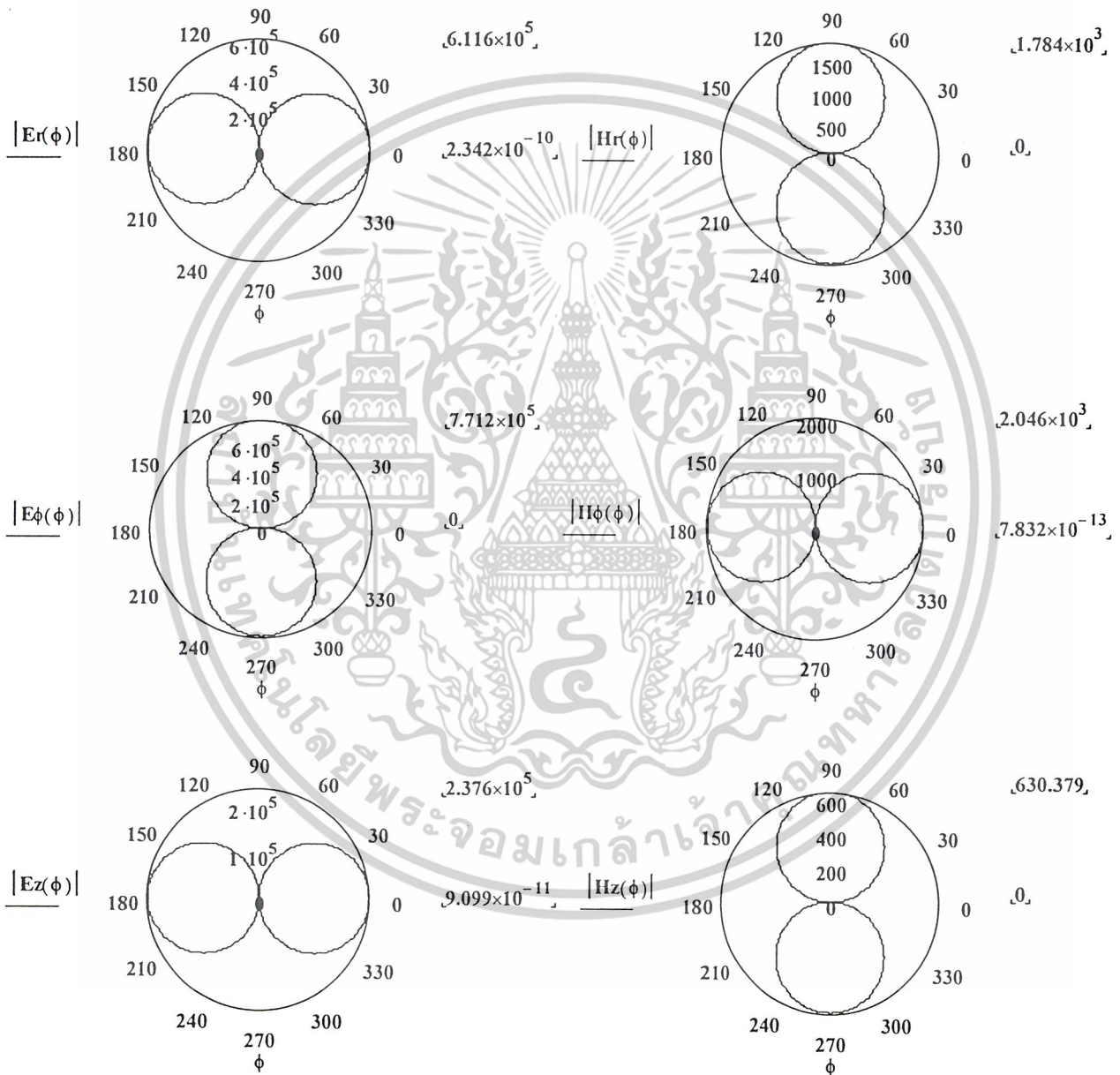
$$E_\phi(\phi) := \sin(\phi) \cdot (M_0(\theta) - M_2(\theta) - M_{20}(\theta)) \quad H_\phi(\phi) := -Y_0 \cdot \cos(\phi) \cdot (M_0(\theta) - M_2(\theta) - M_{20}(\theta))$$

$$E_z(\phi) := \cos(\phi) \cdot M_1(\theta) \quad H_z(\phi) := Y_0 \cdot \sin(\phi) \cdot M_1(\theta)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมในสนามระยะใกล้ในแต่ละองค์ประกอบ  
 ในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

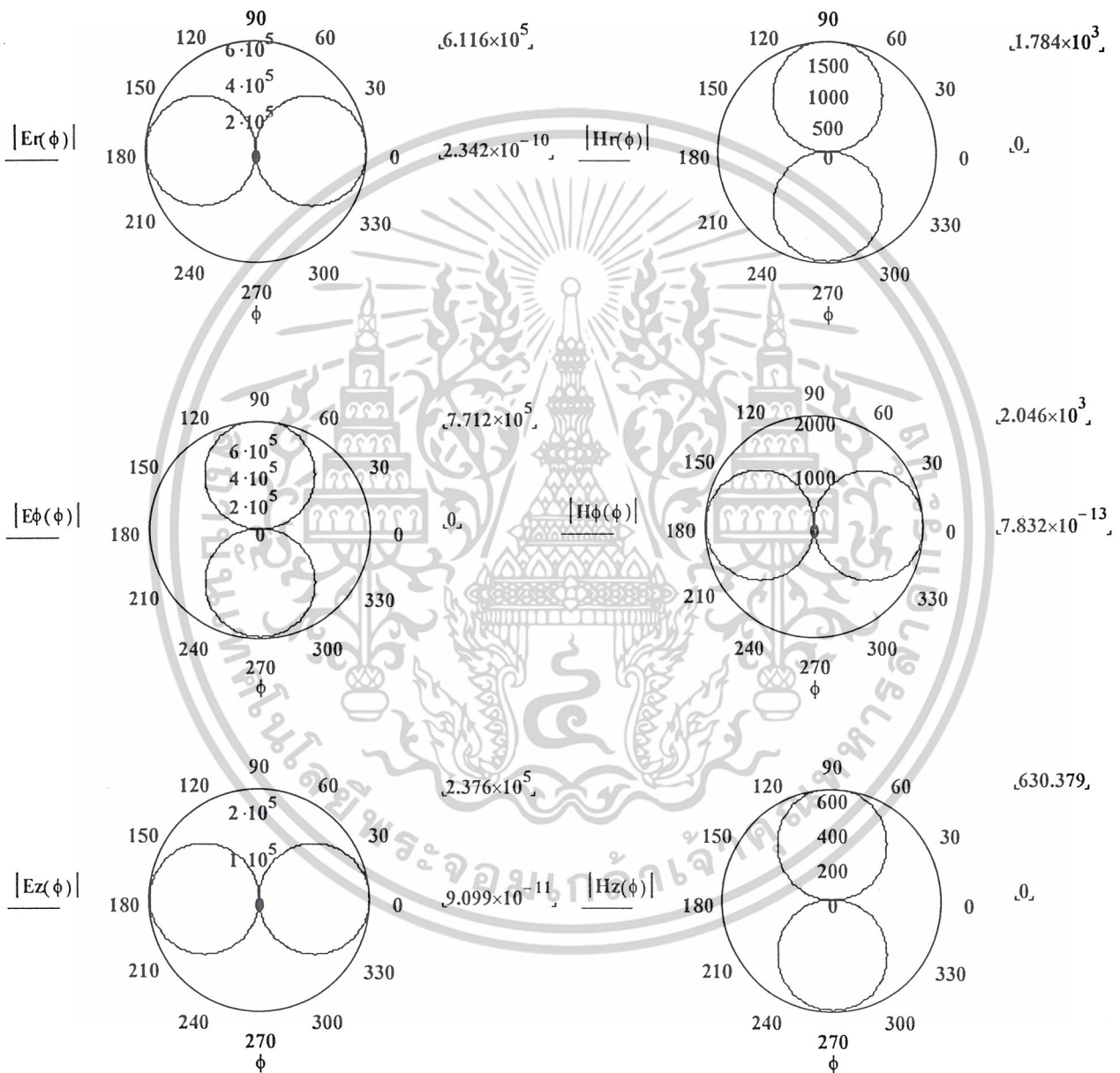
กรณีที่ 1 เมื่อความถี่ 1.9 GHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลมในสนามระยะใกล้ในแต่ละองค์ประกอบ  
 ในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

กรณีที่ 2 เมื่อความถี่ 12.6575 GHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ความคืบหน้าเกิดจากปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ขอมอบให้แก่ บิดา มารดา และผู้มีพระคุณทุกท่านของ  
ข้าพเจ้า

พร้อมกันนี้ขอขอบคุณ อาจารย์ รศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์ และ ดร.ชวงค์ พงศ์เจริญพานิชย์ ที่ช่วยเหลือ  
ให้คำแนะนำตลอดจนให้คำปรึกษาในเรื่องต่างๆ มาโดยตลอดรวมทั้งตรวจทานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณ คุณ ไพโรจน์ วุ่นชุม และ คุณ สุธาณี ละมุลศรี ที่ช่วยเหลือในการสอนการใช้เครื่องมือ  
การทดลองต่างๆ ตลอดจนให้คำแนะนำในทุกด้าน

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณ เพื่อนๆและน้องของข้าพเจ้าที่ให้ความช่วยเหลือในการจัดทำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้  
จนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ขอขอบคุณ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] C.A. Balanis, "Antennas Theory Analysis and Design," 2<sup>nd</sup> ed. John Wiley & Sond , Inc., 1997
- [2] C.A. Balanis, "Advance Engineering Electromagnetics," John Wiley & Sond , Inc., 1998
- [3] The Diffactive Theory of Large – Aperture Spherical Reflector Antenna, A.C. SCHELL,member,IEEE, 1997
- [4] A Study of Spherical Reflector as Wide – Angle Scanning Antennas , TINGYE LI,1997
- [5] โมไนย ไกรฤกษ์ "ทฤษฎีสายอากาศ" สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, พ.ศ. 2541



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้