

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

สายอากาศโพรบภายในวงแหวนป้อนตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดสำหรับแพร่คลื่นทิศทางเดียว

A Probe inside Ring Excite Pyramidal Reflector Radiating Unidirectional Beam



โดย
นายภาณุวัฒน์ พุกาธร
นางสาวศรีัญญา สุขมานพ

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 62355
วันเดือนปี 16 ส.ค. 2549

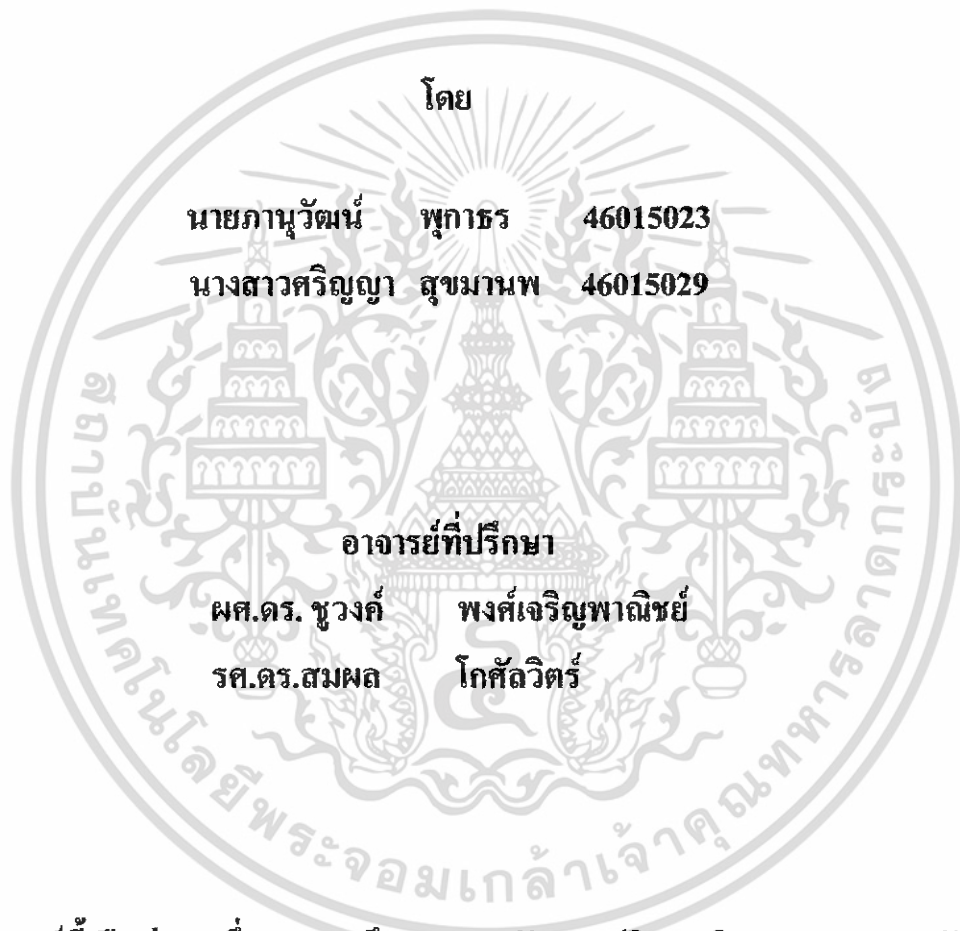
b. 148.1.1.1.1
i.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางอื่น
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการเผยแพร่
ผ่านการตรวจชิ้นงานแล้ว
(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ
ผ่านการตรวจรูปเล่มแล้ว
(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

สายอากาศโพรบภายในวงแหวนป้อนตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดสำหรับแพร์คลื่น
ทิศทางเดียว

A Probe inside Ring Excite Pyramidal Reflector Radiating Unidirectional Beam



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2548

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง สายอากาศโพรบภายในวงแหวนป้อนตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดสำหรับแพร่คลื่นทิศทางเดียว

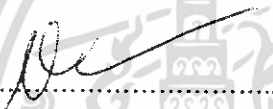
A Probe inside Ring Excite Pyramidal Reflector Radiating Unidirectional Beam

ผู้จัดทำ

1. นายภาณุวัฒน์ พุกาธร 46015023

2. นางสาวศรีธัญญา สุขมานพ 46015029


..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ.ดร. พงศ์พงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์)


..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร.สมพล โกศลวิตร)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศโพรบภายในวงแหวนป้อนตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดสำหรับแพร่คลื่นทิศทางเดียว

A Probe inside Ring Excite Pyramidal Reflector Radiating Unidirectional Beam

โดย นายภาณุวัฒน์ พุกาธร 46015023

นางสาวศรีัญญา สุขมานพ 46015029

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์

รศ.ดร.สมผล โกศลวิตร

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการนำเสนอการศึกษาและวิเคราะห์ สายอากาศทิศทางเดียวที่ใช้วงแหวนวงกลม ล้อมรอบ โพรบไฟฟ้าเชิงเส้นวางใกล้ตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด โดยจะทำการวิเคราะห์คุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่น การโพลาไรซ์ของคลื่น การแมตซ์อิมพีแดนซ์และประสิทธิภาพ ซึ่งผลจากการวิเคราะห์ ที่ได้สามารถนำไปใช้ออกแบบสายอากาศและทำการสร้างสายอากาศเพื่อทดสอบคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นเพื่อเปรียบเทียบกับผลจากการวิเคราะห์ ซึ่งผลที่ได้จากการวิเคราะห์มีประโยชน์ในการประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศสำหรับสื่อสารแบบจุดต่อจุดระยะไกล

Abstract

This project presents the study and analysis of unidirectional antenna using pyramidal reflector antenna fed by using probe inside circular ring. The analysis of analyze the radiation characteristics polarization will be carried out, impedance matching and efficiency of the antenna. From the results of analysis, the antenna is designed and implemented to measure its radiation characteristics to compare with the theoretical results. This antenna is very useful for applying in the point to point communications for the far distance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ความเป็นมา	1
1.2 เนื้อหาปริญญานิพนธ์	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	
2.1 ประเภทและลักษณะของสายอากาศสะท้อนคลื่น	3
2.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	5
2.3 ล้าคลื่นแบบรูปของการแพร่กระจายคลื่น	6
2.4 การโพลาริซ	7
2.5 ท่อนำคลื่นแบบกลม	10
2.6 ความกว้างล้าคลื่น	15
2.7 ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น	16
2.8 ประสิทธิภาพของสายอากาศ	17
2.9 ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง	17
2.10 อัตราการขยาย	18
2.11 แถบความถี่	19
2.12 การแบ่งชนิดของตัวสะท้อนคลื่นตามวัสดุที่ใช้	20
2.13 โครงสร้างของสายอากาศวงแหวน	21
2.14 สมการของสนามที่แพร่กระจายจากตัวสายอากาศ	24
บทที่ 3 ผลการวิเคราะห์และการออกแบบ	
3.1 การวิเคราะห์รูปแบบของสายอากาศที่จะนำไปใช้ในการออกแบบ	37
3.1.1 การพิจารณาค่ารัศมีและความยาวของตัวสายอากาศวงแหวนแบบวงกลม	37
3.1.2 การพิจารณาค่าความยาวโพรบ	38
3.1.3 การพิจารณาค่าขนาดของของตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด	38
3.2 การวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ	40
3.2.1 ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก	42
3.2.2 ค่าความกว้างของล้าคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง	43
3.2.3 ค่าความกว้างของล้าคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก	45
3.2.4 ค่าอัตราส่วนล้าคลื่นหลักต่อล้าคลื่นย่อยด้านหลัง	46
3.2.5 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ	47
บทที่ 4 การสร้าง ทดสอบและผลการทดสอบ	
4.1 การสร้างสายอากาศ	48
4.2 ทดสอบและผลการทดสอบ	51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.2.1 การทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของสายอากาศ	51
4.2.2 การทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return loss) ของสายอากาศ	53
4.2.3 การทดสอบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) ของสายอากาศ	54
4.3 การทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	55
4.3.1 การทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ	57
4.4 การทดสอบหาอัตราขยายของสายอากาศ (Gain)	60
4.5 การทดสอบโพลาไรเซชัน (Polarization)	60
4.6 การทดสอบการใช้งานจริง	62
บทที่ 5 วิจัยและสรุป	64



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นแผ่นระนาบ	3
รูปที่ 2.2 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม	3
รูปที่ 2.3 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นพารา โบลา	4
รูปที่ 2.4 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นพารา โบลอยด์	4
รูปที่ 2.5 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม	5
รูปที่ 2.6 แสดงระบบ โคออดิเนตสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ	6
รูปที่ 2.7 โลบต่างๆและบีบวิตซ์ของแบบรูปสายอากาศ	6
รูปที่ 2.8 การหมุนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าระนาบ และวงรีโพลาริเซชันที่เป็นฟังก์ชันของเวลา ในระนาบ $Z = 0$	8
รูปที่ 2.9 ความหมายของ m และ n ในท่อนำคลื่นแบบกลม	11
รูปที่ 2.10 แสดงโหมด TE และ TM ของท่อนำคลื่น	11
รูปที่ 2.11 ท่อนำคลื่นแบบกลมและแบบรูป	13
รูปที่ 2.12 แสดงความสัมพันธ์ของ v และ v_g ในท่อนำคลื่น	14
รูปที่ 2.13 ประเภทของลำคลื่นและวิธีการวัดความกว้างของลำคลื่นประเภทต่าง ๆ	16
รูปที่ 2.14 สายอากาศ โพรบกระตุ้นวงแหวนวงกลม	21
รูปที่ 2.15 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ $z = 0$	28
รูปที่ 2.16 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่มีช่องเปิดแบบวงกลมบนระนาบ $z = 0$	30
รูปที่ 2.17 การแพร่กระจายของสนามเมื่อทำการสังเกตที่สนามระยะไกล	35
รูปที่ 3.1 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศโพรบกระตุ้นแบบวงกลมรัศมี 0.347λ	37
รูปที่ 3.2 ตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม โดยมีขนาดของความยาวเท่ากับสองเท่าของระยะห่างระหว่าง ตัวป้อนสัญญาณกับตัวสะท้อนแบบคลื่นมุมที่มีมุมเท่ากับ 90 องศา	39
รูปที่ 3.3 ตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด	40
รูปที่ 3.4 ตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนล้อมรอบ โพรบที่วางในแนวสัน ของตัวสะท้อน (แบบ ก.)	41
รูปที่ 3.5 ตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนล้อมรอบ โพรบที่วางในแนว ตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อน (แบบ ข.)	41
รูปที่ 3.6 ค่ามุมที่สนามสูงสุดของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมที่วางแบบ ก. และแบบ ข.	
(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า	42
(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก	43
รูปที่ 3.7 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบ พีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมที่วางแบบ ก. และแบบ ข.	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

	หน้า
(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า	44
(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก	44
รูปที่ 3.8 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก ของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมที่วางแบบ ก. และแบบ ข.	
(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า	45
(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก	45
รูปที่ 3.9 ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านหลังของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมที่วางแบบ ก. และแบบ ข.	
(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า	46
(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก	46
รูปที่ 3.10 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมที่วางแบบ ก. และแบบ ข.	47
รูปที่ 4.1 ตัวป้อนวงแหวนวงกลมที่มีค่ารีซีมี 0.347λ	44
รูปที่ 4.2 ตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด	45
รูปที่ 4.3 ตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนล้อมรอบ โพรบที่วางในแนวสันของตัวสะท้อน	45
รูปที่ 4.4 ตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนล้อมรอบ โพรบที่วางในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อน	46
รูปที่ 4.5 ค่าอิมพีแดนซ์ ของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมที่มีขนาดความยาว 0.3λ (3.6 ซม.) วางวงแหวนวงกลมในแนวสันของตัวสะท้อนคลื่น	51
รูปที่ 4.6 ค่าอิมพีแดนซ์ ของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมที่มีขนาดความยาว 0.3λ (3.6 ซม.) วางวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อนคลื่น	51
รูปที่ 4.7 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ของสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมวางในแนวสันที่มีขนาดความยาว 0.3λ (3.6 ซม.)	53
รูปที่ 4.8 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ของสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมวางในแนวตั้งฉากกับระนาบที่มีขนาดความยาว 0.3λ (3.6 ซม.)	53
รูปที่ 4.9 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ของสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมวางในแนวสันที่มีขนาดความยาว 0.3λ (3.6 ซม.)	54

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.10 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ของสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมวางในแนวตั้งฉากกับระนาบที่มีขนาดความยาว 0.3λ (3.6 ซม.)	54
รูปที่ 4.11 การจัดวางสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวสันของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด ภายในห้องทดลองเพื่อทดสอบการแพร่กระจายคลื่น	56
รูปที่ 4.12 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวสันของ ตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด	57
รูปที่ 4.13 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด	58
รูปที่ 4.14 แสดงการโพลาริซสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวสันของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด	61
รูปที่ 4.15 แสดงการโพลาริซสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวสันของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด	61
รูปที่ 4.16 แสดงการจัดวางการวัดสายอากาศในการทดสอบจริง	62
รูปที่ 4.17 กราฟแสดงอัตราการส่งข้อมูลของสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวสันของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด	63
รูปที่ 4.18 กราฟแสดงอัตราการส่งข้อมูลของสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด	63
รูปที่ 4.19 กราฟแสดงอัตราการส่งข้อมูลของสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวสัน ของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิดเทียบกับสายอากาศไดโพล	64
รูปที่ 4.20 กราฟแสดงอัตราการส่งข้อมูลของสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิดเทียบกับสายอากาศไดโพล	64
รูปที่ 4.21 กราฟแสดงอัตราการส่งข้อมูลของสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวสันของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิดเทียบกับสายอากาศวงแหวน	65
รูปที่ 4.22 กราฟแสดงอัตราการส่งข้อมูลของสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิดเทียบกับสายอากาศวงแหวน	65

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ค่ารากของเบสเซล	12
ตารางที่ 2.2 ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนในแต่ละโหมดคลื่น (TE _{nm})	22
ตารางที่ 4.1 ผลการทดสอบแบนด์วิธ (Bandwidth) ของสายอากาศ	52
ตารางที่ 4.2 แสดงค่า HPBW ที่ได้จากการทดสอบแบบรูปกรแพร์กระจายคลื่น ของสายอากาศชนิดต่างๆ	59



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1ความเป็นมา

ระบบสายอากาศสะท้อนคลื่นเป็นที่นิยมอย่างกว้างขวางในการสื่อสารโทรคมนาคมในรูปแบบต่าง ๆ เพื่อวัตถุประสงค์ที่ต่าง ๆ กัน เนื่องจากระบบสายอากาศดังกล่าวมีกำลังขยายสูง สามารถออกแบบตัวสะท้อนคลื่น แบบใดแบบหนึ่ง เพื่อให้ได้รูปแบบการแผ่พลังงานที่เหมาะสมกับวัตถุประสงค์ของการใช้งานตามที่ต้องการได้ ตัวอย่างของการใช้งานของสายอากาศสะท้อนคลื่น ได้แก่ การติดต่อสื่อสารที่มีระยะทางไกลมาก ๆ บนภาคพื้นดินได้โดยไม่ต้องใช้สถานีทวนสัญญาณ ซึ่งเป็นการลดค่าใช้จ่ายลงอย่างมาก และการสื่อสารแบบจุดต่อจุด (point to point) มีความสำคัญอย่างแพร่หลายเนื่องจากการสื่อสารนี้มีความแม่นยำสูง ด้วยคุณสมบัติของการสื่อสารในระบบที่ตรงทิศทางไปยังเป้าหมายที่ต้องการนี้ สายอากาศที่นำมาประยุกต์ใช้จึงจำเป็นต้องมีคุณลักษณะของสายอากาศจะต้องเป็นแบบมีทิศทางที่มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูง สายอากาศแบบทิศทางเดียว จึงมีประโยชน์อย่างมากในการนำมาประยุกต์ใช้ในระบบการสื่อสารแบบจุดต่อจุด สายอากาศชนิดนี้ได้มีการพัฒนาอย่างแพร่หลายซึ่งสายอากาศแบบทิศทางเดียวสามารถสังเคราะห์ได้จากสายอากาศหลายชนิด เช่น สายอากาศไมโครสตริปที่ทำงานในโหมดพื้นฐาน (Fundamental Mode Microstrip Antenna) สายอากาศปากแตร (Horn Antenna) สายอากาศแบบสะท้อนคลื่น (Reflector Antenna) ฯลฯ นอกจากนี้สามารถทำได้โดยการนำสายอากาศวงใกล้ตัวสะท้อนหรือแผ่นตัวนำ อย่างไรก็ตามสายอากาศแต่ละประเภทมีข้อดีข้อเสียเฉพาะตัว

ซึ่งในปริิญญาณินพนธ์นี้ได้ทำการวิเคราะห์สมรรถนะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ตัวสะท้อนคลื่นแบบนี้มีโครงสร้างเป็นตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมเป็นรูปทรงพีรามิดที่มีมุมภายใน 90 องศา ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมล้อมรอบ โพรบไฟฟ้าเชิงเส้นที่มีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว (Unidirectional Pattern Antenna) โดยโครงสร้างของสายอากาศไม่ซับซ้อนและสามารถสร้างได้ง่าย โดยพิจารณาเมื่อเปลี่ยนระยะห่างระหว่างสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบพีรามิดและตัวป้อนสัญญาณเป็นค่าต่าง ๆ โดยคุณลักษณะที่พิจารณาได้แก่ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ค่ามุมยกและค่ามุมกวาดที่สนามสูงสุดทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก ค่าความกว้างลำคลื่น ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง และค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดของสายอากาศ

ผลที่ได้จากการวิเคราะห์จะเป็นประโยชน์อย่างมากในการนำไปใช้เป็นแนวทางในการออกแบบสายอากาศแบบทิศทางเดียวที่มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูง นอกจากนี้ยังได้ทำการทดสอบสายอากาศ ซึ่งพบว่าผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการวิเคราะห์และผลการทดสอบมีความสอดคล้องกัน

1.2 เนื้อหาของปฏิญานิพนธ์

บทที่1 จะกล่าวถึงความเป็นมาและวัตถุประสงค์ ขอบเขตของปฏิญานิพนธ์นี้ ซึ่งเป็นเนื้อหาโดยรวมที่ได้รวบรวมไว้ในปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่2 อธิบายทฤษฎีและหลักการของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นสะท้อนคลื่นรูปทรงพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมล้อมรอบ โพรบไฟฟ้าเชิงเส้น ซึ่งได้อธิบายถึงโครงสร้างของสายอากาศ โครงสร้างของตัวป้อนสัญญาณ ตลอดจนวิธีการหาสนามการแพร่กระจายคลื่นอีกด้วย

บทที่3 แสดงผลที่ได้จากการ การคำนวณ และการออกแบบและขั้นตอนการวิเคราะห์ แสดงผลที่ได้จากการวิเคราะห์ตัวสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนด้วยวงแหวนวงกลมล้อมรอบ โพรบไฟฟ้าเชิงเส้น ซึ่งอาศัยทฤษฎีที่ได้จากบทที่ 2 เป็นการแสดงกระบวนการที่สำคัญในออกแบบสายอากาศ ให้ได้ตามความต้องการ โดยได้ทำการหาขนาดของวงแหวนวงกลมและขนาดตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด โดยพิจารณาร่วมกับระยะห่างระหว่างสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นกับตัวป้อนสัญญาณแบบวงแหวน

บทที่4 เป็นขั้นตอนการสร้าง ทดสอบและผลการทดสอบ

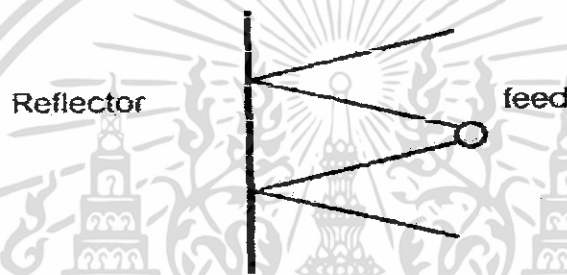
บทที่5 เป็นการสรุปผลทั้งหมด ตลอดจนการวิจารณ์ และเสนอแนะแนวทางสำหรับการพัฒนาสายอากาศต่อไป

บทที่ 2
ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ประเภทและลักษณะของสายอากาศสะท้อนคลื่น

1. ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบแผ่นระนาบ

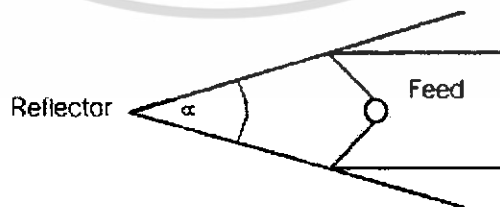
สายอากาศสะท้อนคลื่นแบบแผ่นระนาบนั้น ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนกับสายอากาศนั้น จะเป็นตัวกำหนดอัตราขยายในการกระจายคลื่นทางด้านหน้าของสายอากาศ นอกจากนี้ยังสามารถที่จะลดขนาดของตัวสะท้อนลงจนกระทั่งกลายเป็นตัวสะท้อนคลื่นขนาดบาง (thin reflector) ซึ่งตัวสะท้อนคลื่นขนาดบางนี้ ความไวต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นมากกว่าตัวสะท้อนคลื่นแบบแผ่นระนาบขนาดใหญ่



รูปที่ 2.1 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นแผ่นระนาบ
(Plane Reflector)

2. ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม

สายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมเกิดจากการนำสายอากาศสะท้อนคลื่นแผ่นระนาบ 2 แผ่น มาต่อกันเป็นมุม (180 องศา) แล้วทำให้มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่แคบกว่าตัวสะท้อนคลื่นแบบแผ่นระนาบ

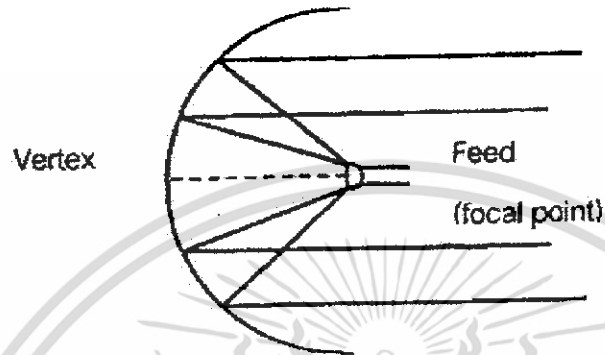


รูปที่ 2.2 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม
(Corner Reflector)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นพาราโบลา

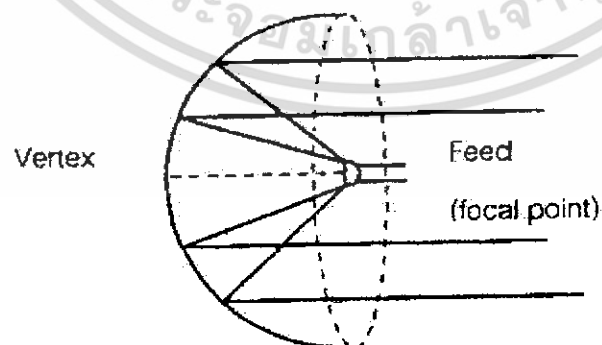
สำหรับตัวสะท้อนคลื่นรูปพาราโบลา (Parabolic reflector) นั้นสามารถให้ค่าสหภาพเจาะจงทิศทางที่ดีกว่าแบบอื่น โดยแผ่นสะท้อนคลื่นรูปพาราโบลาจะเป็นตัวสะท้อนคลื่นจากแหล่งกำเนิดที่จุดโฟกัสของมันให้เป็นลำคลื่นพุ่งขนานกันไป



รูปที่ 2.3 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นพาราโบลา
(Parabolic reflector)

4. ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นพาราโบลอยด์

สำหรับตัวสะท้อนคลื่นพาราโบลอยด์ (Paraboloid reflector) จะมีคุณสมบัติคล้ายกับสายอากาศสะท้อนคลื่นพาราโบลาแต่จะแตกต่างกันตรงที่ตัวสะท้อนคลื่นพาราโบลอยด์จะมีความสมมาตรทั้งในแนวตั้ง ทำให้สายอากาศสะท้อนคลื่นพาราโบลอยด์สามารถแปลงคลื่นทรงกลม (Spherical Wave) ให้เป็นคลื่นระนาบได้ (Plane Wave)

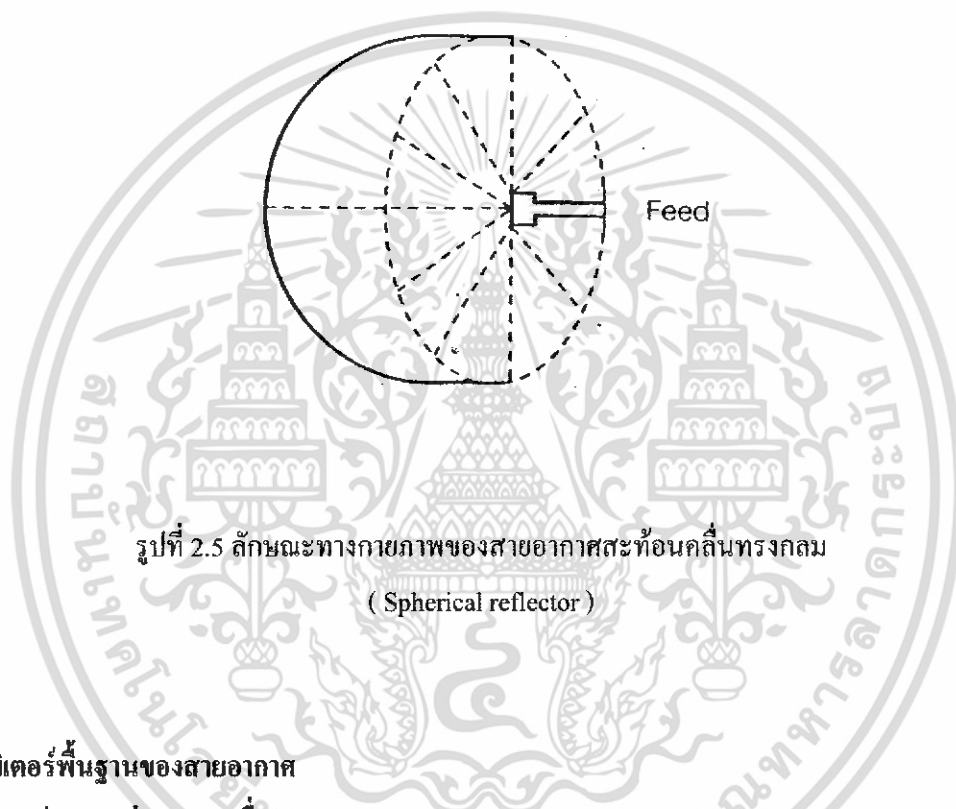


รูปที่ 2.4 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นพาราโบลอยด์
(Paraboloid reflector)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม

สำหรับตัวสะท้อนคลื่นทรงกลม (Spherical reflector) จะมีคุณสมบัติที่ดีกว่าสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบพาราโบลอยด์ คือ นอกจากสามารถแปลงคลื่นทรงกลมให้เป็นคลื่นระนาบไว้ ยังมีความผิดพลาดจากการแปลง Spherical aberration ต่ำสุดและเนื่องจากความสมมาตรอย่างสมบูรณ์ในทุกระนาบ จึงนิยมใช้ในการสะท้อนคลื่นของสายอากาศ แบบปรับเฟส และยังสามารถตรวจสอบในมุมกว้าง ซึ่งทั้ง 2 อย่างคือ ลักษณะเฉพาะของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม

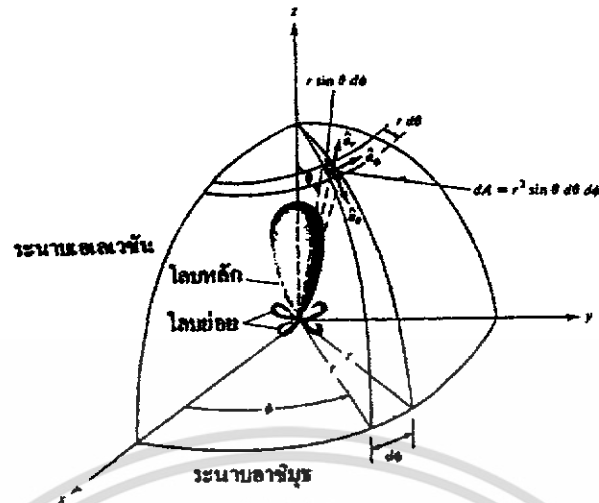


รูปที่ 2.5 ลักษณะทางกายภาพของสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม
(Spherical reflector)

พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ

2.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern)

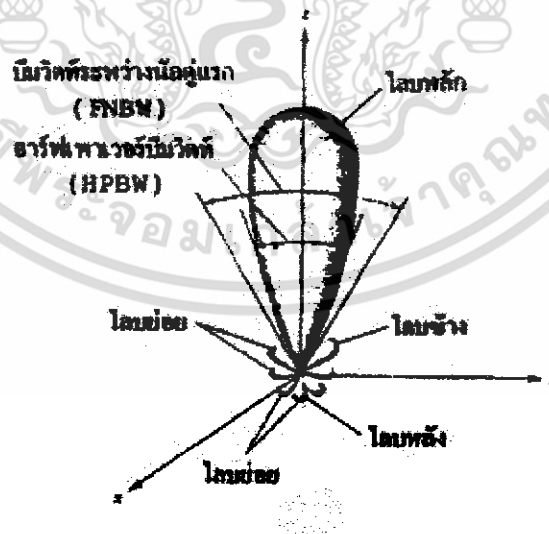
แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น คือ รูปภาพที่ใช้เพื่อแสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งสามารถแสดงถึงค่าของความหนาแน่นของการแพร่กระจายคลื่น ความเข้มของสายอากาศเฟส หรือ การโพลาไรเซชัน ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ มีการกระจายค่าแบบ 3 มิติ สามารถแสดงได้ด้วย ระบบพิกัด (coordinate) แบบ 3 มิติ และโดยทั่วไปรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นนี้ มักจะคิดในบริเวณที่เป็นสนามระยะไกล (Far Field)



รูปที่ 2.6 แสดงระบบ โคออดิเนตสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ

2.3 ลักษณะแบบรูปของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Lobe)

ลักษณะของการแพร่กระจายคลื่นเป็นส่วนหนึ่งของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เกิดขึ้นบริเวณ โดยการปิดล้อมของส่วนที่มีความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นต่ำ ดังแสดงในรูป ซึ่งแสดงในแกน โพลาไรซ์ 3 มิติ มีลักษณะต่าง ๆ ดังนี้ คือ



รูปที่ 2.7 โหนดต่างๆและเบีมวิทของแบบรูปสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- **ลำคลื่นหลัก** (Major lobe หรือ Main lobe) หมายถึง ลำคลื่นของสายอากาศที่มีความแรงมากกว่าลำคลื่นอื่น

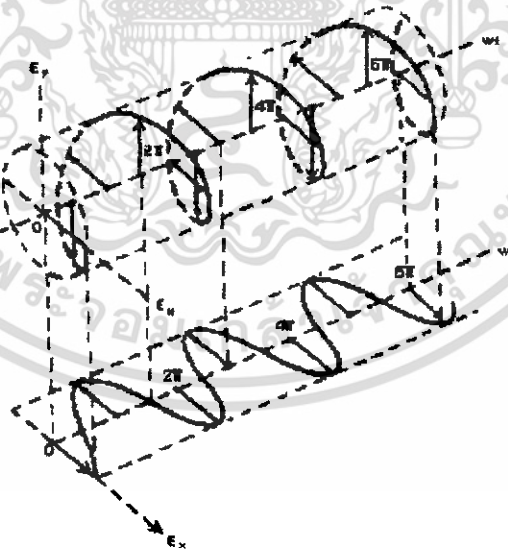
- **ลำคลื่นย่อย** (Minor lobe) หมายถึง ลำคลื่นอื่นในนอกเหนือจากลำคลื่นหลัก ซึ่งปกติแล้วจะความแรงน้อยกว่าลำคลื่นหลัก ซึ่งลำคลื่นย่อยสามารถแบ่งออกได้เป็น

1. ลำคลื่นย่อยด้านข้าง (Side lobe) หมายถึง ลำคลื่นย่อยที่มีทิศทางเดียวกับลำคลื่นหลัก
2. ลำคลื่นย่อยด้านหลัง (Back lobe) หมายถึง ลำคลื่นย่อยที่มีทิศทางตรงข้ามกับลำคลื่นหลัก

- **ลำคลื่นในทิศทางที่ไม่ต้องการ** (Grating lobe) หมายถึง ลำคลื่นย่อยที่มีขนาดใกล้เคียงกับลำคลื่นหลักแต่เกิดในทิศทางที่ไม่ต้องการ

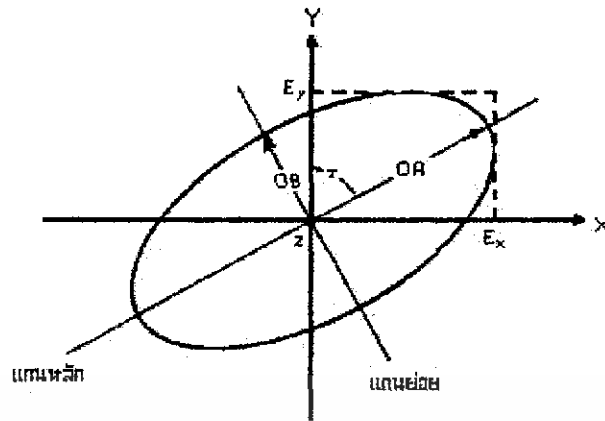
ดังนั้นสำหรับสายอากาศที่จะต้องกำจัดโลบเหล่านี้ให้น้อยที่สุด ระดับของโลบย่อยมักแสดงเป็นอัตราส่วนของความหนาแน่นของพลังงานในโลบที่กำลังคิดต่อความหนาแน่นของพลังงานในโลบหลัก ซึ่งเรียกว่า อัตราส่วนของไซด์โลบ (Side Lobe Ratio) หรือระดับของไซด์โลบ (Side Lobe Level : SLL) ในทางปฏิบัติโดยทั่วไปนั้นมักจะต้องการให้ระดับของไซด์โลบน้อยกว่า -20 dB

2.4 การโพลาไรซ์ (Polarization) คือ ค่าพารามิเตอร์ที่เป็นตัวบอกว่าเมื่อคลื่นเดินทางออกจากสายอากาศ สนามไฟฟ้าจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างไร ซึ่งปรากฏการณ์โพลาไรซ์จะมีทิศทางตั้งฉากกับทิศทางของสนามแม่เหล็ก และทิศทางของสนามไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 2.8 โดยปรากฏการณ์โพลาไรซ์จะแบ่งเป็น 3 ประเภท คือ



(ก) การหมุนของคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) วงรีโพลาไรเซชัน

รูปที่ 2.8 การหมุนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าระนาบ และวงรีโพลาไรเซชันที่เป็นฟังก์ชันของเวลา
ในระนาบ $Z = 0$

โพลาไรเซชันของคลื่นที่แพร่กระจายนั้น เป็นรูปแสดงคุณสมบัติของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกไป ที่อธิบายทิศทางและขนาดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าซึ่งแปรผันตามเวลา รูปแสดงการโพลาไรเซชันจะแสดงการกวาดของยอดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าที่เวลาต่างๆ ณ ตำแหน่งที่ทำการสังเกต ซึ่งคงที่ และการสังเกตนี้จะทำโดยมองตามหลังคลื่นที่เดินทางไป แสดงในรูป 2.8 (ก).

สำหรับ โพลาไรเซชันของสายอากาศในทิศทางหนึ่งทิศทางใด จะเป็นโพลาไรเซชันของคลื่นที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศนั้น (เมื่อเป็นสายอากาศส่ง) หรือเป็นโพลาไรเซชันของคลื่นที่มาตกกระทบสายอากาศนั้น จากทิศทางที่กำหนดให้ ซึ่งเมื่อสายอากาศรับคลื่นแล้วจะมีกำลังงานที่เข้าของสายอากาศมากที่สุด ถ้าไม่ได้กำหนดทิศทางมาให้จะหมายถึงทิศทางที่สายอากาศมีเกนมากที่สุด ดังนั้นโพลาไรเซชันของสายอากาศในทิศทางที่ต่างกัน จะแตกต่างกัน

การแบ่งชนิดของโพลาไรเซชัน อาจแบ่งเป็นแบบลิเนียร์โพลาไรเซชัน (Linearly Polarization) โพลาไรเซชันแบบวงกลม (Circularly Polarization) และ โพลาไรเซชันแบบวงรี (Elliptically Polarization) ขึ้นอยู่กับลักษณะของการหมุนของยอดของเวกเตอร์ของสนามไฟฟ้า ถ้าเวกเตอร์ที่แสดงสนามไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลา ณ จุดใดๆ ในสเปซขึ้นเป็นเส้นตรงเสมอ จะเรียกว่าเป็นโพลาไรเซชันแบบเส้นตรง หรือลิเนียร์โพลาไรเซชัน แต่ถ้าสนามไฟฟ้ามีการหมุนรูปวงรี จะเรียกว่าสนามแบบนั้นว่าเป็นโพลาไรเซชันแบบวงรี ทั้งลิเนียร์โพลาไรเซชันและโพลาไรเซชันแบบวงกลมต่างก็เป็นกรณีพิเศษของโพลาไรเซชันแบบวงรี

ถ้าสนามไฟฟ้าหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา (คือเมื่อมองตามหลังคลื่นแล้วจะเห็นมีการหมุนตามเข็มนาฬิกา) จะเรียกว่าเป็นโพลาไรเซชันมือขวา ในขณะที่หากสนามไฟฟ้าหมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกาจะเป็นโพลาไรเซชันมือซ้าย

3.1 การโพลาไรซ์เชิงเส้น (Linear polarization) คือเมื่อคลื่นเดินทาง สนามไฟฟ้าจะมีลักษณะเป็นเส้นตรงตลอด แบ่งเป็น การโพลาไรซ์ทางแนวดิ่ง (vertical polarization) และการโพลาไรซ์ทางแนวนอน (horizontal polarization) การโพลาไรซ์แนวเอียง (slant polarization)

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = n\pi \quad ; \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (2.1)$$

3.2 การโพลาไรซ์เชิงวงกลม (Circular polarization) คือเมื่อคลื่นเดินทางสนามไฟฟ้าจะมีการเปลี่ยนแปลงในลักษณะวงกลมตลอดการเคลื่อนที่ของคลื่น แบ่งเป็น วงกลมหมุนขวา (right hand circular) และวงกลมหมุนซ้าย (left hand circular)

$$|\dot{E}_x| = |\dot{E}_y| \Rightarrow E_x = E_y \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} \Delta\phi &= \phi_y - \phi_x \\ &= +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0, 1, 2, \dots \quad \text{for CW} \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$\text{กับ} \quad = -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0, 1, 2, \dots \quad \text{for CCW} \quad (2.4)$$

3.3 การโพลาไรซ์เชิงวงรี (Elliptical polarization) คือ เมื่อคลื่นเดินทางสนามไฟฟ้าจะมีการเปลี่ยนแปลงทั้งทิศทางและขนาดตลอดเวลา โพลาไรเซชันแบบวงรีจะเกิดขึ้นเมื่อ ความต่างเฟสเป็นจำนวนคี่ของ $\pi/2$ แต่ขนาดของสนามไฟฟ้าไม่เท่ากัน หรือความต่างเฟสไม่เป็นจำนวนคี่ของ $\pi/2$ นั่นก็คือ

$$|\dot{E}_x| \neq |\dot{E}_y| \Rightarrow E_x \neq E_y$$

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ} \quad \Delta\phi &= \phi_y - \phi_x \\ &= +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0, 1, 2, \dots \quad \text{for CW} \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$\text{กับ} \quad = -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0, 1, 2, \dots \quad \text{for CCW} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} \text{หรือ} \quad \Delta\phi &= \phi_y - \phi_x \neq \pm \frac{n}{2}\pi \\ &\Rightarrow 0, n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad \text{for CW} \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\text{กับ} \quad = < 0, n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad \text{for CCW} \quad (2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของ โพลาริเซชันแบบวงรี รูปแสดงการกวาดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าที่ตำแหน่งใดๆ จะเป็นวงรีเอียง ดังแสดงในรูป 2.8 (ข). อัตราส่วนของแกนหลักต่อแกนย่อย จะเรียกว่าเป็นอัตราส่วนของแกน (Axial Ratio : AR) ซึ่งมีค่าดังต่อไปนี้

$$AR = \frac{\text{major axis}}{\text{minor axis}} = \frac{OA}{OB} \quad , 1 \leq AR \leq \infty \quad (2.9)$$

$$OA = \left[\frac{1}{2} \{ E_x^2 + E_y^2 + [E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(2\Delta\phi)]^{1/2} \} \right]^{1/2} \quad (2.10)$$

$$OB = \left[\frac{1}{2} \{ E_x^2 + E_y^2 - [E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(2\Delta\phi)]^{1/2} \} \right]^{1/2} \quad (2.11)$$

การเอียงของวงรีเทียบกับแกน y สามารถแสดงด้วยมุมเอียง ดังนี้ คือ

$$\tau = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} \tan^{-1} \left[\frac{2E_x E_y \cos(\Delta\phi)}{E_x^2 - E_y^2} \right] \quad (2.12)$$

เมื่อวงรีวางตามแนวแกนหลัก $[\tau = n\pi/2, n = 0, 1, 2, \dots]$ แกนหลัก (ย่อย) เท่ากับ $E_x(E_y)$ หรือ $E_y(E_x)$ และอัตราส่วนของแกนมีค่าเท่ากับ E_x/E_y หรือ E_y/E_x

2.5 ท่อนำคลื่นแบบกลม (Circular Waveguide)

ท่อนำคลื่นแบบกลมเป็นท่อนำคลื่นอีกชนิดหนึ่งที่นิยมใช้กัน ท่อนำคลื่นนั้นจะใช้เป็นรูปทรงลักษณะใดก็ได้ แต่ที่เลือกใช้เป็นทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้าหรือกลม เพราะการคำนวณวิเคราะห์ห้เกี่ยวกับโหมดการส่งคลื่นและรูปแบบของสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กทำได้ง่ายกว่า ท่อนำคลื่นรูปทรงอื่นจึงไม่ใคร่เป็นที่นิยมกัน

2.5.1 รูปแบบของคลื่นที่ส่งในท่อนำคลื่นแบบกลม

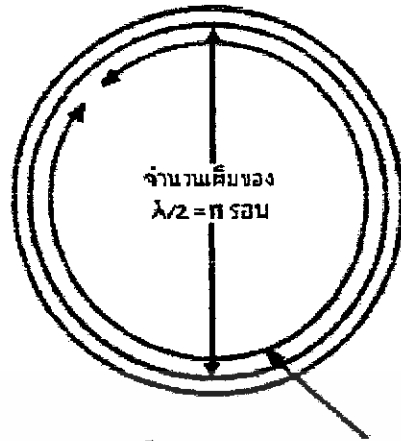
เนื่องจากท่อนำคลื่นเป็นรูปแบบทรงกลม จึงทำให้มีความสลับซับซ้อนมากยิ่งขึ้นในการวิเคราะห์คำนวณ แก้ไขปัญหาต่างๆ จึงต้องใช้เบสเซลฟังก์ชัน (Bessel Function) มาช่วยคำนวณแทนที่จะใช้ฟังก์ชันตรีโกณมิติธรรมดาที่ใช้กัน การคำนวณทางคณิตศาสตร์ในการหาสูตรหารูปแบบสนาม E และ H ในท่อนำคลื่นต่างๆ เหล่านี้เป็นเรื่องยุ่งยากอยู่ จะนำสูตรหรือผลจากการวิเคราะห์มาใช้งานเลย

โหมดการส่งคลื่นในท่อนำคลื่นแบบวงกลม จะเหมือนกับโหมดของท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า เงื่อนไขขอบเขตที่รอยต่อก็เหมือนกันสามารถนำมาใช้ได้ โหมดการส่งคลื่นที่ใช้ก็มีโหมด TE_{mn} และ TM_{mn} โดยที่ m จะแสดงถึงจำนวนเต็มของความยาวคลื่นวนรอบท่อนำคลื่นแบบกลม (เวกเตอร์ย่อยในแนวรัศมีของสนามไฟฟ้า) n จะแสดงถึง จำนวนเท่าของครึ่งความยาว คลื่นที่เส้ผ่านศูนย์กลางของท่อนำคลื่นแบบกลม

m = จำนวนเต็มของความยาวคลื่นวนรอบด้านในของท่อนำคลื่นแบบกลม

n = จำนวนเต็มของครึ่งความยาวคลื่นบนเส้นผ่านศูนย์กลางของท่อนำคลื่นแบบกลม

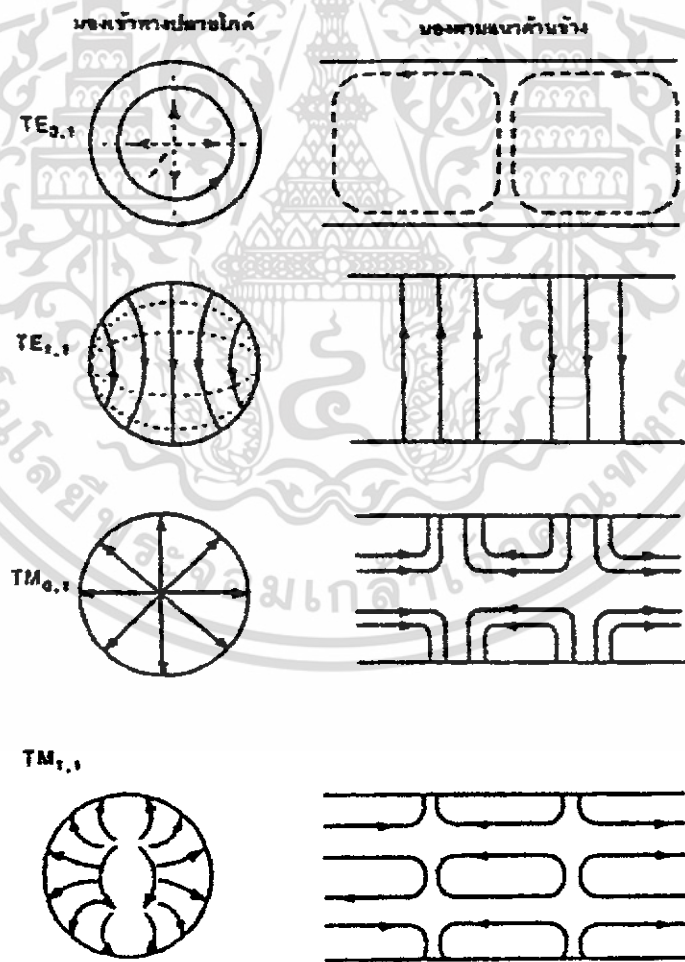
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



จำนวนเต็มของ $\lambda = m$ รอบ

รูปที่ 2.9 ความหมายของ m และ n ในท่อนำคลื่นแบบกลม

ความสัมพันธ์ของ m และ n แสดงไว้ในภาคตัดขวางของท่อนำคลื่นแบบกลมดังรูปที่ 2.9 รูปแบบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก (Electric and Magnetic Pattern) ที่ใช้งานกันในโหมด TE_{mn} และ TM_{mn} ของท่อนำคลื่นแบบกลมแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงโหมด TE และ TM ของท่อนำคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 ความยาวคลื่นคัทออฟ สำหรับท่อนำคลื่นแบบกลม

ในท่อนำคลื่นแบบกลม ความถี่ต่ำสุดที่สามารถส่งผ่านท่อนำคลื่นได้ คือ โหมด TE_{11} ซึ่งถือว่าเป็นโหมดหลักในการส่งคลื่น (Principle Mode) โหมดหลัก TE_{11} ของท่อนำคลื่นแบบวงกลมเทียบได้กับโหมด TE_{01} ของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมผืนผ้า ถ้าเปรียบเทียบรูปแบบของสนาม (Field Pattern) จากโหมด TE_{01} กับโหมด TE_{11} ในรูปที่ 2.10 จะเห็นว่าไม่มีความคล้ายคลึงกันเลย แต่เมื่อท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกส่งด้วยคลื่นในโหมด และท่อนำคลื่นนี้นำไปต่อเข้ากับท่อนำคลื่นแบบกลมด้วยการเชื่อมต่อที่ดีไม่เกิดการมีสแตทซ์คลื่นที่ผ่านเข้าไปในท่อนำคลื่นแบบกลมจะ ได้เป็น mode TE_{11} เนื่องจากทั้งคู่เป็นโหมดหลักนั่นเอง

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

$$\lambda_{cutoff} = \frac{2\pi r}{u'_{mn}} \quad (2.13)$$

โดยที่ λ_{cutoff} = ค่าความยาวคลื่นที่ยาวที่สุดในท่อนำคลื่นในโหมดที่กำหนด (cm)
 r = รัศมีด้านในของท่อนำคลื่นแบบกลม
 u'_{mn} = ค่ารากของสมการเบสเซล (มาจากตารางที่ 2.1 (ก.))

ส่วนความยาวคลื่นคัทออฟของ โหมด TM_{mn} มีค่าเท่ากับ

$$\lambda_{cutoff} = \frac{2\pi r}{u_{mn}} \quad (2.14)$$

โดยที่ λ_{cutoff} = ค่าความยาวคลื่นที่ยาวที่สุดในท่อนำคลื่นในโหมดที่กำหนด (cm)
 r = รัศมีด้านในของท่อนำคลื่นแบบกลม
 u_{mn} = ค่ารากของสมการเบสเซล (มาจากตารางที่ 2.1 (ข.))

ตารางที่ 2.1 ค่ารากของเบสเซล

ค่ารากเบสเซลสำหรับโหมด TE	
$u'_{01} = 3.8821$	$u'_{02} = 7.016$
$u'_{11} = 1.841$	$u'_{12} = 5.332$
$u'_{21} = 3.054$	$u'_{22} = 6.706$
$u'_{31} = 4.201$	$u'_{32} = 8.031$

(ก)

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

(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 2.1 (ก.) จะพบว่า n'_{mm} มีค่าน้อยที่สุดซึ่งนำไปแทนลงในสมการที่ 2.13 และทราบค่า r มากกว่าใช้ค่า n'_{mm} หมายความว่าต้องใช้ท่อนำคลื่นแบบกลมขนาดใหญ่ขึ้น ด้วยเหตุนี้โหมด TE_{11} จึงถือว่าเป็นโหมดหลัก และเช่นเดียวกันในตารางที่ 2.1 (ข.) โหมด TM_{01} จะเป็นโหมดหลักสำหรับคลื่น TM เนื่องจากท่อนำคลื่นแบบกลมนั้นจะมีความสมมาตรในทุกด้านทุกมุม การหมุนท่อนำคลื่นไปในลักษณะใดจึงไม่มีผลต่อการส่งคลื่น ผิดกับท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า ซึ่งเมื่อทำการหมุนจะเกิดเสียความสมมาตรและส่งผลกระทบต่อคลื่นที่ส่งผ่านท่อนำคลื่นด้วย

2.5.3 สนามของท่อนำคลื่นแบบกลม

จากรูปที่ 2.11 โหมดหลักทำงานในรูปแบบ TE_{11} mode ซึ่งสนามไฟฟ้าจะกระจายทั่วพื้นที่หน้าตัด

$$E_\rho = \frac{2 \sin \phi}{\rho} J_1 \left(1.84 \frac{\rho}{a} \right) \quad (2.15)$$

$$E_\phi = \frac{2a \cos \phi}{1.84} \frac{dJ_1 \left(1.84 \frac{\rho}{a} \right)}{d\rho} \quad (2.16)$$

เมื่อ a = รัศมี

J_1 = เบสเซลฟังก์ชันแบบที่ 1 Order

ρ = รัศมีของไดออดีเนตตรงกระบอก

ดังรูปที่ 2.11 ในไดออดีเนตทรงสี่เหลี่ยม แสดงการกระจายของสนามดังนี้

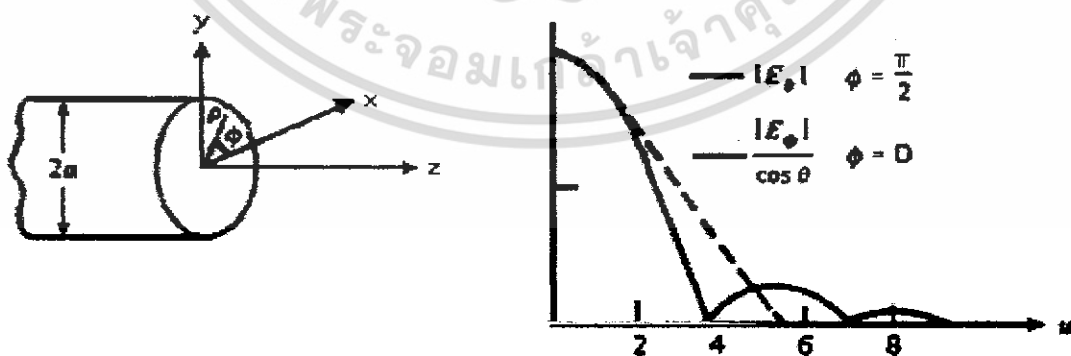
$$E_x = E_\rho \cos \phi - E_\phi \sin \phi \quad (2.17)$$

$$E_y = E_\rho \sin \phi + E_\phi \cos \phi \quad (2.18)$$

สำหรับ E_ρ, E_ϕ สามารถใช้ความสัมพันธ์ของรีเคอร์เรนซ์ (Recurrence Relations) ดังนี้

$$\frac{dJ_1(u)}{du} = \frac{1}{2} [J_{m-1}(u) - J_{m+1}(u)] \quad (2.19)$$

$$\frac{m}{u} J_m(u) = \frac{1}{2} [J_{m-1}(u) + J_{m+1}(u)] \quad (2.20)$$



รูปที่ 2.11 ท่อนำคลื่นแบบกลมและแบบรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_x = J_2 \left(1.84 \frac{\rho}{a} \right) \sin 2\phi \quad (2.21)$$

$$E_y = J_0 \left(1.84 \frac{\rho}{a} \right) - J_2 \left(1.84 \frac{\rho}{a} \right) \cos 2\phi \quad (2.22)$$

ถ้าเราสมมุติว่าสนามที่ปากเปิดก็สามารถหาค่าสนามที่แพร่กระจายได้ ในส่วนของการหา f_x และ f_y โดยการอินทิเกรตตลอดปากเปิด

$$\begin{aligned} k_x x' + k_y y' &= k_0 \rho \sin \phi (\cos \phi \cos \phi' + \sin \phi \sin \phi') \\ &= k_0 \rho \sin \phi \cos(\theta - \phi) \end{aligned} \quad (2.23)$$

$$\int u J_n(\alpha u) J_n(\beta u) = \frac{u}{\alpha^2 + \beta^2} \left[J_n(\alpha u) \frac{dJ_n(\beta u)}{du} - J_n(\beta u) \frac{dJ_n(\alpha u)}{du} \right] \quad (2.24)$$

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

$$E_\theta = \frac{jk_0}{r} e^{jk_0 r} 2a^2 \sin \phi \frac{J_1(1.84) J_1(u)}{1.84} \quad (2.25)$$

$$E_\phi = \frac{jk_0}{r} e^{-jk_0 r} 2a^2 \cos \phi \cos \theta \left[\frac{1.84 J_1(1.84) dJ_1(u)}{1.84^2 - u^2 du} \right] \quad (2.26)$$

เมื่อ $u = k_0 a \sin \theta$ ในระนาบ $\phi = \pi/2$ เป็นระนาบของแบบรูปสนามไฟฟ้า E ในระนาบ $\phi = 0$ เป็นระนาบของแพทเทอร์นสนามแม่เหล็ก H เราจะหาค่าโคเรคทีวิตีได้โดย

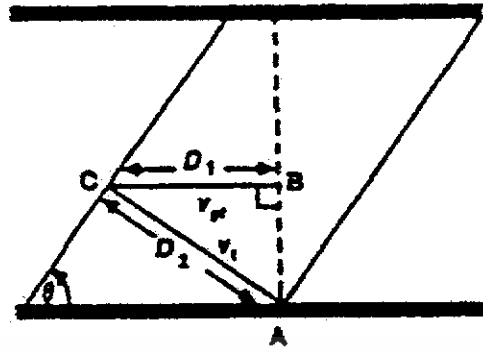
$$D = \frac{66 \pi a^2}{\beta \lambda_0^2} \quad (2.27)$$

$$\text{เมื่อ } \beta = \left[k_0^2 - \left(\frac{1.84}{a} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \text{ ซึ่งเป็นค่าคงที่การแพร่กระจายคลื่น (Propagation Constant) สำหรับคลื่น } TE_{11} \text{ โหมด}$$

2.5.4 การเดินทางของคลื่นในท่อนำคลื่น

คลื่น 2 ชุดเดินทางไปตามท่อนำคลื่น แบบซิกแซกเป็นรูปพื้นปลา ด้วยความเร็วเท่ากับความเร็วของแสงเมื่อคิดคลื่นลัพธ์ (Resultant) ออกมาจะมีทิศทางของเวกเตอร์ชี้ไปตามแนวกึ่งกลางของท่อนำคลื่น ความเร็วของคลื่นลัพธ์ นี้ที่เดินทางไปในแนวกึ่งกลางของท่อนำคลื่นนี้ ขึ้นอยู่กับระยะทางรูปพื้นปลาลัพธ์ จะมีค่าน้อยกว่าความเร็วแสงเสมอ และเรียกว่า ความเร็วคลื่นกลุ่ม v_g (Group Velocity) ความสัมพันธ์ของความเร็วคลื่นตกกระทบ และความเร็วคลื่นกลุ่ม v_g ดังแสดงในรูปที่ 2.12 ซึ่งจะเห็นว่าหน้าคลื่นของคลื่นตกกระทบขนานกันข้างของหน้าคลื่นด้วยมุม θ และสะท้อนออกไปด้วยมุมที่เท่ากันระยะทางของคลื่นลัพธ์ที่เดินทางไปตามกึ่งกลางของท่อนำคลื่น ในเวลาที่กำหนด t มีค่าเป็น

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



รูปที่ 2.12 แสดงความสัมพันธ์ของ v และ v_g ในท่อนำคลื่น

จากรูปที่ 2.12 คลื่นลัพท์ซึ่งเดินทางไปตามแนวกึ่งกลางของท่อนำคลื่น ได้ระยะทาง D_1 ในเวลา t และ D_2 จะมีค่าเท่ากับ

$$D_1 = v_g \cdot t = D_2 = v \cdot t \quad (2.28)$$

$$\sin \theta = \frac{v_g \cdot t}{v \cdot t} \quad (2.29)$$

จากเวกเตอร์ลัพท์ของความเร็วคลื่นนี้ คลื่นจะมีความเร็วลดลง เพราะมุมตกกระทบของคลื่นจะน้อยกว่า 90° องศาเสมอ

$$\cos \theta = \frac{\lambda}{2a} \quad (2.30)$$

$$\sin \theta = \sqrt{1 - \cos^2 \theta} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \quad (2.31)$$

$$\therefore v_g = v \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \quad (2.32)$$

$$\sin \theta = \frac{\lambda/2}{\lambda_g/2} = \frac{\lambda}{\lambda_g} \quad (2.33)$$

$$\therefore \lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (2.34)$$

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

2.6.1 ความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง (half power beamwidth: HPBW) หมายถึง ความกว้างของลำคลื่นที่จุด -3 dB ลงมาจากค่าสูงสุด

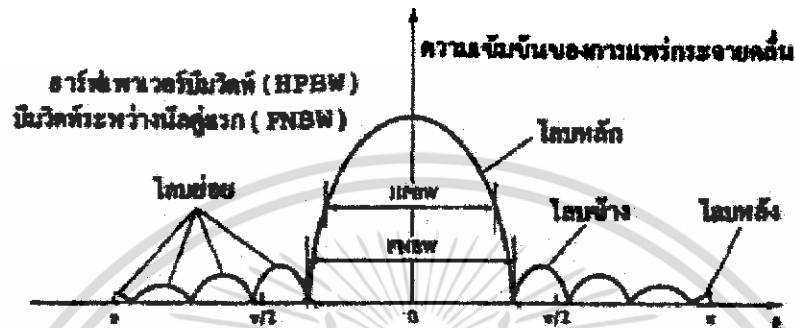
2.6.2 ความกว้างของลำคลื่นที่จุดศูนย์คู่แรก (First Null Beamwidth : FNBW) หมายถึง ความกว้างของลำคลื่นที่จุดศูนย์คู่แรก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.3 อัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง (Side Lobe Ratio : SLR)

คือ อัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง

$$SLR = \text{Main lobe level (dB)} - \text{Side lobe level (dB)} \quad (2.35)$$



รูปที่ 2.13 ประเภทของลำคลื่นและวิธีการวัดความกว้างของลำคลื่นประเภทต่าง ๆ

2.7 ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Intensity)

ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น หมายถึง กำลังงานที่แผ่กระจายออกจากสายอากาศต่อหน่วยมุมตัน เป็นพารามิเตอร์ในการแสดงคุณสมบัติของสายอากาศเกี่ยวกับสนามระยะไกล ซึ่งสามารถหาได้จากผลคูณของความหนาแน่นของการแผ่กระจายคลื่น กับระยะทางกำลังสอง สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$U = r^2 W_{av} \quad (\text{W/Sr}) \quad (2.36)$$

เมื่อ U = ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)

W_{av} = ความหนาแน่นของการแผ่กระจายคลื่น (W/m^2)

R = ระยะทาง (เมตร)

ซึ่งเราพบว่าที่สนามระยะไกล E_r จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ E_θ , E_ϕ ซึ่งสามารถตัดได้นอกจากนี้ยังพบว่าค่า E_θ , E_ϕ จะเป็นสัดส่วนผกผันกับกำลังสองของระยะทางที่สนามระยะไกล

$$E_\theta (r, \theta, \phi) = E_\theta (\theta, \phi) / r \quad (2.37)$$

$$E_\phi (r, \theta, \phi) = E_\phi (\theta, \phi) / r \quad (2.38)$$

ดังนั้นความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ถ้าจะเขียนแสดงความสัมพันธ์กับสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกลได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{2 \cdot \eta} \cdot \left[|E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2 \right] \quad (2.39)$$

เมื่อ E_θ, E_ϕ = ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล
 N = อินทริเนติกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ของตัวกลาง
 ดังนั้นแบบรูปของกำลังงานก็ใช้เพื่อแสดงถึง ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นได้เช่นกัน กำลังงานทั้งหมดนี้ หาได้โดยอินทิเกรตความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นตาม (2.2) และ (2.3) ตลอดมุมตัน 4π ทั้งหมดซึ่งจะได้

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin\theta d\theta d\phi \quad (2.40)$$

2.8 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency)

ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ (e_t) จะใช้เมื่อเราคำนึงถึงการสูญเสียต่าง ๆ ขั้วและภายในโครงสร้างของสายอากาศ อันเนื่องมาจากการสะท้อนกลับเนื่องจากความไม่สมพงค์ (Mismatch) กันระหว่างสายส่งกับสายอากาศ และจากการสูญเสียในตัวนำและฉนวน โดยทั่วไปแล้ว ประสิทธิภาพทั้งหมดคำนวณได้จาก

$$e_t = e_r \cdot e_c \cdot e_d \quad (2.41)$$

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

2.9 ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity)

ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง คือ อัตราส่วนของความเข้มข้นของการแผ่กระจายคลื่นที่มากที่สุด ต่อความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นของตัวแผ่กระจายคลื่นไอโซทรอปิก เขียนเป็นสมการได้ว่า

$$D_0(\text{dBi}) = 10 \cdot \log \left(\frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}} \right) \approx 10 \cdot \log \left(\frac{4\pi (180/\pi)^2}{\theta_E \theta_H} \right) = 10 \cdot \log \left(\frac{41253}{\theta_E \theta_H} \right) \quad (2.42)$$

เมื่อ	D_g	=	อัตราขยายค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (ไม่มีหน่วย)
	D_0	=	ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (ไม่มีหน่วย)
	U	=	ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)
	U_{max}	=	ค่าสูงสุดของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)
	UO	=	ความเข้มการแพร่กระจายคลื่นของไอโซทรอปิกพอยท์ซอร์ส (W/หน่วยมุมตัน)
	P_{rad}	=	กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด (W)

ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง ของไอโซทรอปิกพอยท์ จะมีค่าเท่ากับหนึ่งเสมอ เพราะว่า มันแพร่กระจายกำลังงานออกไปในทิศทางด้วยค่าที่เท่า ๆ กัน แต่สำหรับสายอากาศโดยทั่วไปแล้วย่อมมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางมากกว่าหนึ่งเสมอ

แต่สำหรับสายอากาศสะท้อนคลื่นทรงกลม เนื่องจากมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่มีลำคลื่นหลักทิศทางเดียว (Unidirectional Pattern) และทราบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นทั้ง 2 ระนาบ คือ ระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็ก ดังนั้น ในการคำนวณจะใช้สูตรดังต่อไปนี้

$$D_0 = \frac{41253}{\theta_{1d} \cdot \theta_{2d}} \quad (2.43)$$

เมื่อ	θ_{1d}	=	ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งของสายอากาศในระนาบหนึ่ง (degree)
	θ_{2d}	=	ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งของสายอากาศในระนาบหนึ่งที่ตั้งฉากกัน (degree)

2.10 อัตราการขยาย (Gain)

คือ ความสัมพันธ์ที่ได้มาจากค่าการชี้ทิศทาง โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ประสิทธิภาพของสายอากาศ (e_r) จะประกอบด้วยประสิทธิภาพของการสะท้อนกลับ (e_r) ประสิทธิภาพของตัวนำ (e_c) และประสิทธิภาพของไดอิเล็กทริก (e_d)

$$Gt(dB) + Gr(dB) = 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log \left(\frac{Pr}{Pt} \right) \quad (2.44)$$

$$Gt(dB) = 10 \log \left[\left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \eta \right]; \eta \approx 0.6 \quad (2.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.11 แบนความถี่ (Bandwidth)

แบนความถี่ของสายอากาศถูกกำหนดให้เป็นช่วงของความถี่ ที่สายอากาศมีคุณสมบัติอยู่ในมาตรฐานที่กำหนดให้อาจคิดว่าเป็นช่วงของความถี่ที่สายอากาศคุณสมบัติต่าง ๆ ได้แก่ ความต้านทานด้านเข้า (Input Impedance), แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น, ความกว้างของลำคลื่น, การโพลาไรเซชัน, ระดับของลำคลื่นข้างเคียง, อัตราการขยาย, ประสิทธิภาพของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ฯลฯ อยู่ในค่าที่ใช้ทำงานได้คือ ไม่ต่างจากคุณสมบัติที่วัดที่ความถี่ตรงกลางที่ออกแบบจนทำให้คุณสมบัติเหล่านี้เสียไปจากข้อกำหนดหรือมาตรฐานปกติซึ่งคุณสมบัติแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นกับความต้านทานด้านเข้าและความกว้างลำคลื่นมักถูกใช้เป็นตัวกำหนดแบนความถี่ของสายอากาศ ซึ่งแสดงได้ดังนี้

- ช่วงความถี่ที่กำหนดโดยแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Pattern Bandwidth) หมายถึง ช่วงความถี่ที่แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นมีลักษณะเหมาะสมกับการใช้งาน
- ช่วงความถี่ที่กำหนดโดยค่าความต้านทาน (Impedance Bandwidth) หมายถึง ช่วงความถี่ที่มีอัตราส่วนคลื่นนิ่งมีค่าไม่เกิน 2
- สายอากาศตอบสนองความถี่ช่วงแคบ (Narrowband Antenna) หมายถึง สายอากาศที่มีการใช้งานในช่วงความถี่ไม่มากนัก ซึ่งการแสดง Δf จะแสดงเป็นเปอร์เซ็นต์เทียบกับความถี่กลาง

$$\Delta f(\%) = \frac{f_H - f_L}{f_c} \times 100 \quad (2.46)$$

- สายอากาศตอบสนองความถี่ช่วงกว้าง (Broadband Antenna) หมายถึง สายอากาศมีการใช้งานในช่วงความถี่กว้างซึ่งโดยทั่วไป f_H จะมากกว่า f_L 40 เท่า ซึ่งการแสดงเป็นอัตราส่วนของ $f_H : f_L$

$$\Delta f(\text{Hz}) = f_H(\text{Hz}) - f_L(\text{Hz}) \quad (2.47)$$

- สายอากาศที่เป็นอิสระเชิงความถี่ (Frequency Independent Antenna) หมายถึง สายอากาศมีการใช้งานในช่วงความถี่กว้างมากซึ่งโดยทั่วไป f_H จะมากกว่า f_L 80 เท่า

โดยที่ f_H คือ ความถี่ที่สูงกว่า (Hz)

f_L คือ ความถี่ที่ต่ำกว่า (Hz)

f_c คือ ความถี่กลางระหว่าง f_H ระหว่าง f_L

2.12 การแข่งขันของตัวสะท้อนคลื่นตามวัสดุที่ใช้

ไม่ว่าจะเป็นตัวสะท้อนคลื่นแบบใด ๆ ก็จะมีหลักการเดียวกันคือ รับสัญญาณจากดาวเทียมลงมาแล้วสะท้อนคลื่นกลับไปยังจุดเดียวกันซึ่ง เรียกว่า จุดโฟกัส (Focus point) สัญญาณที่มีกำลังอ่อน ๆ เมื่อพุ่งลงมากระทบพื้นผิวของจานแล้วสะท้อนกลับไปยังจุดเดียวกัน จะมีผลทำให้สัญญาณแรงขึ้นมาได้ ไม่ว่าจะผลิตมาจาก อลูมิเนียม ไฟเบอร์กลาส หรือแบบดาข่ายก็ตาม สิ่งแรกที่ต้องสนใจก็คือ ต้องมีส่วนโค้งที่ถูกต้องและมีลักษณะเป็นตัวสะท้อนคลื่นทรงกลมเท่านั้น ก็สามารถรับสัญญาณได้แล้ว

1. ตัวสะท้อนคลื่นอลูมิเนียมแบบทึบ จะได้ประสิทธิภาพดีกว่าแบบ ไฟเบอร์กลาสหรือแบบดาข่าย ตัวสะท้อนคลื่นอลูมิเนียมแบบทึบมักจะเคลือบด้วยสีที่มีคุณสมบัติไม่สะท้อนแสง เพราะถ้าหากสะท้อนแสงแล้วจะทำให้เกิดการรวมแสงเช่นเดียวกับคลื่น ส่วนเนื้ออลูมิเนียมมักจะทำจากอลูมิเนียมเกรดดี สามารถป้องกันการผุกร่อนจากสนิมออกไซด์ของอลูมิเนียมได้ดี

2. ตัวสะท้อนคลื่นแบบดาข่าย ซึ่งเป็นที่นิยมมาก ในขณะนี้เพราะ ไม่ทำให้เสียดสีนียภาพมากนัก เนื่องจากสามารถมองเห็นทะลุผ่านออกไปเห็นทัศนียภาพข้างหลัง ได้ แต่ตัวสะท้อนคลื่นแบบดาข่ายค่อนข้างจะทำให้เกิดการเสียหายหรือผิครุ่ยได้ง่าย เนื่องจากเป็นโลหะมีรูพรุนจึงบอบบาง ดังนั้นในการติดตั้งใช้งานในแต่ละส่วนจึงควรเป็นไปตามคำแนะนำของผู้ผลิต ที่เน้นมากคือ ความเป็นส่วนโค้งทรงกลมได้รูปตลอด วิธีเช็คร่าง ๆ โดยการ ใช้มือลูบที่ผิวของตัวสะท้อนก็สามารถรู้ได้ทันทีว่า โค้งตลอดทั้งแผ่นหรือไม่ หากผิวของส่วนโค้งของแต่ละแผ่นไม่เป็นไปตามทรงกลมแล้ว จะทำให้คลื่นที่มาดกระทบบางส่วนไม่พุ่งไปรวมที่จุดโฟกัส สัญญาณก็จะมีความแรงลดลง

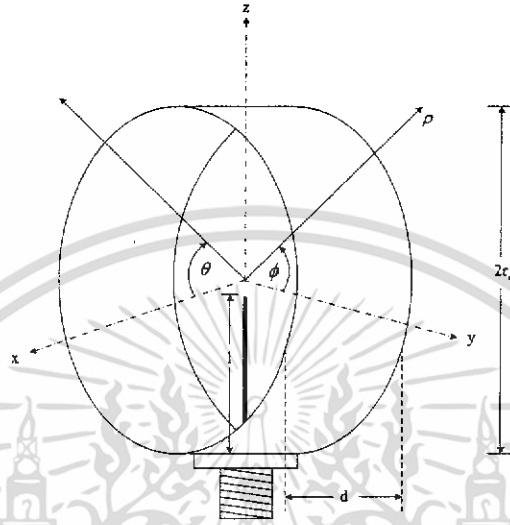
3. ตัวสะท้อนคลื่นแบบไฟเบอร์ ลักษณะทางโครงสร้างก็เหมือนกับตัวสะท้อนแบบทึบ และค่อนข้างใช้กันมาก ตัวสะท้อนคลื่นแบบไฟเบอร์ที่เป็นมาตรฐานนั้น ภายในโครงสร้างของมันจะมีการฝังลวดดาข่ายไว้เพื่อใช้เป็นตัวสะท้อนสัญญาณดาวเทียม เพราะหากไม่มีลวดดาข่ายถักฝังเอาไว้ภายในสัญญาณจะทะลุผ่านจานออกไปหมด ลักษณะของการผลิตจะใช้วิธีปั่นไฟเบอร์กลาสลงโมด (mold) แล้ววางลวดดาข่ายที่ทอหรือถักลงไป จากนั้นจึงฉีดไฟเบอร์กลาสลงไปอีกครั้งหนึ่ง

การจัดสร้างตัวสะท้อนคลื่นขึ้นมานั้น อาจจะทำให้เป็นชิ้นเดียวหรือหลายชิ้นแล้วนำมาประกอบเข้าด้วยกันก็ได้ แต่ความแน่นอนของประสิทธิภาพการสะท้อนของสัญญาณแล้ว ตัวสะท้อนคลื่นแบบชิ้นเดียวจะดีกว่า ส่วนตัวสะท้อนที่แบ่งมาเป็นเสี้ยวแล้วมาประกอบกันจะมีข้อเสียตรงส่วนนี้ แต่จะมีความแข็งแรงมากกว่า เพราะช่วงรอยต่อที่นำมาประกอบกันจะกลายเป็นกระดูก หรือเป็นส่วนที่เสริมความแข็งแรงให้กับจาน อีกทั้งยังสะดวกต่อการขนส่งอีกทั้งยังสะดวกต่อการขนส่ง และถอดเปลี่ยนได้ง่ายในกรณีที่ชิ้นใดชิ้นหนึ่งเสีย ส่วนเรื่องรอยต่อแต่ละชิ้นที่เป็นปัญหาในการสะท้อนของคลื่นนั้น ถือว่ามีน้อยมากเมื่อเทียบกับพื้นที่ของจานทั้งหมด

สำหรับใน โครงงานนี้เราใช้ตัวสะท้อนคลื่นแบบทึบที่ทำจากสแตนเลส

2.13 โครงสร้างของสายอากาศวงแหวนวงกลม

สายอากาศที่นำมาใช้จะประกอบด้วยโพรบไฟฟ้าเชิงเส้นด้วยความยาว l ที่ต่อกับสายนำสัญญาณแบบแกนร่วมโดยผ่านตัวต่อแบบ N - Type และถูกล้อมรอบด้วยวงแหวนที่มีโครงสร้างคล้ายรูปทรงกระบอกโดยมีรัศมีและความยาวของวงแหวนเป็น r_0 และ d ตามลำดับซึ่งโพรบจะวางตัวตามแนวแกน z ดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 สายอากาศโพรบกระตุ้นวงแหวนวงกลม

ให้พิจารณาว่า วงแหวนเป็นส่วนหนึ่งของท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกซึ่งมีสนามแม่เหล็กไฟฟ้ากระจายในทิศทาง x และ $-x$ และจะแพร่กระจายออกจากขอบของวงแหวนที่ช่องเปิดทั้ง 2 ด้าน สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ออกมาจากช่องเปิดทั้ง 2 ด้านนี้จะสอดคล้องกับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ประกอบไปด้วยโหมดคลื่นต่างๆมากมายที่อยู่ในท่อนำคลื่นทรงกระบอก ดังนั้น ความยาวของวงแหวนและรัศมีจึงถูกออกแบบให้มีขนาดเล็กที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เพื่อที่จะทำให้โหมดอื่นๆถูกตัดออกไปให้เหลือเพียงโหมดคลื่นหลัก (dominant mode : TE_{11}) เพียงโหมดเดียว แต่อย่างไรก็ตามบริเวณที่ใกล้กับโพรบก็ยังคงมีโหมดคลื่นอื่นรวมอยู่ด้วย

โดยทั่วไปแล้ว โหมดคลื่นอื่นๆที่ไม่ใช่โหมดคลื่นหลักจะเป็นรูปแบบของคลื่นที่เรียกว่า คลื่นจางหายและโหมดคลื่นเหล่านี้จะมีขนาดลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อระยะทางที่คลื่นเดินทางออกจากโพรบมีค่ามากขึ้น ด้วยเหตุนี้จะต้องเลือกระยะทางที่ห่างจากโพรบที่ทำให้ขนาดของโหมดคลื่นอื่นๆมีค่าน้อยมากจึงสามารถเพิกเฉยได้ เพื่อที่ว่าบริเวณขอบของวงแหวนที่ช่องเปิดทั้งสองด้านซึ่งเป็นจุดที่คลื่นจะเดินทางออกไปนั้นจะมีแค่รูปแบบเพียงรูปแบบเดียว ซึ่งก็คือการกำหนดค่าความยาวของวงแหวนนั่นเอง ส่วนการกำหนดค่ารัศมีจะต้องทำให้มีค่าความถี่ตัดออฟที่ต่ำที่สุด เพื่อให้มีเพียงโหมดคลื่นหลักแพร่กระจายออกจากช่องเปิดทั้ง 2 ด้านของวงแหวน และโหมดคลื่นอื่นๆ ที่อยู่ติดกับโหมดคลื่นหลัก คือ TE_{21} จะต้องถูกตัดออกไป

ดังนั้นค่ารัศมีของวงแหวนแบบวงกลมที่เหมาะสมสามารถแสดงได้ดังนี้

$$0.293\lambda < r_0 < 0.486\lambda \quad (2.48)$$

เมื่อ λ = ความยาวคลื่นที่ความถี่ที่ใช้งาน

ให้พิจารณารูปที่ 2.14 โพรบไฟฟ้าเชิงเส้นภายในวงแหวน จะขนานกับรัศมีของวงแหวน เป็นผลให้คลื่นที่ประกอบไปด้วยโหมดคลื่นต่างๆ (TE_{mn}) ถูกปล่อยออกมาในบริเวณใกล้เคียงกับโพรบ โดยคลื่นที่ออกมานั้นจะมีความซับซ้อนมาก นั่นหมายความว่า ความถี่ใช้งานค่าหนึ่งเป็นไปได้ว่าคลื่นจะประกอบไปด้วยโหมดคลื่นต่างๆมากมาย แต่ที่มีความสำคัญต่อการเดินทางของคลื่นสำหรับสายอากาศที่ได้ออกแบบ คือ โหมดคลื่นของ TE_{11} TE_{21} และ TE_{01}

ขณะที่คลื่นเดินทางออกจากช่องเปิดทั้ง 2 ด้านของวงแหวนแบบวงกลม คลื่นจะเกิดการ ลดทอน ซึ่งค่าคงที่ของการลดทอนสำหรับโหมดคลื่นหลัก แสดงได้ดังนี้

$$\alpha_{11} = \frac{R_s}{r_a \eta} \frac{8.686}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{c11}}\right)^2}} \left[\left(\frac{\lambda}{\lambda_{c11}}\right)^2 + 0.420 \right] \quad (\text{dB/m}) \quad (2.49)$$

เมื่อ λ_{c11} = ความยาวคลื่นตัดออฟ (cut off wavelength) ของโหมดคลื่นหลัก
ซึ่งมีค่าเท่ากับ $3.412r_a$

r_a = รัศมีของวงแหวน

η = ค่าอินทรีนสิคิมพีแดนซ์ ของตัวกลาง

R_s = ค่าความต้านทานคุณลักษณะอิสระไม่ขึ้นกับความถี่ของผนังโลหะ
(frequency – dependent characteristic resistance of metal walls)

โดยที่ $R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}} \quad ; \mu = \mu_0 \mu_r \quad (2.50)$

เมื่อ ω = ความถี่เชิงมุม (rad/sec) และ $\omega = 2\pi f$

μ = ค่าความซึมซาบสภาพแม่เหล็ก (permeability) ของวัสดุ (H/m)

μ_0 = ค่าความซึมซาบสภาพแม่เหล็กของสุญญากาศมีค่าเท่ากับ
 $4\pi \times 10^{-7}$ (H/m)

μ_r = ค่าความซึมซาบสภาพแม่เหล็กสัมพัทธ์ของวัสดุ

σ = ค่าความนำจำเพาะของวัสดุ (conductivity) (S/m)

ในส่วนของคลื่นจางหายนั้น จะมีค่าความยาวคลื่นในอากาศ (free space) มีค่ามากกว่า ค่าความยาวคลื่นตัดออฟของตัวเอง ซึ่งโหมดของคลื่นจางหายที่มีความสำคัญต่อการเดินทางของคลื่นสำหรับสายอากาศที่ได้ออกแบบไว้ ได้แก่ TE_{21} และ TE_{01} โดยค่าการลดทอนของคลื่นจางหายอันเนื่องมาจากระยะทางนั้นจะสอดคล้องกับปัจจัย (factor) ของ $e^{-\alpha x}$

ซึ่งค่าคงที่ของการลดทอนสำหรับโหมดคลื่นของ TE_{21} แสดงได้ดังนี้

$$\alpha_{21} = \frac{17.372\pi}{\lambda_{c21}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{c21}}{\lambda}\right)^2} \quad (\text{dB/m}) \quad (2.51)$$

เมื่อ λ_{c21} = ค่าความยาวคลื่นตัดออฟ (cut off wavelength) ของโหมดคลื่น
 TE_{21} ซึ่งมีค่าเท่ากับ $2.057r_a$

สำหรับรูปแบบคลื่น TE_{01} แสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha_{01} = \frac{17.372\pi}{\lambda_{c01}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{c01}}{\lambda}\right)^2} \quad (\text{dB/m}) \quad (2.52)$$

เมื่อ λ_{c01} = ค่าความยาวคลื่นคัตออฟ (cut off wavelength) ของโหมดคลื่น TE₀₁ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $1.6396r_a$

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

$$P = |A|^2 \omega \mu \beta r_a^4 A_{mn} \quad (2.53)$$

เมื่อ A_{mn} = ค่าสัมประสิทธิ์ของการลดทอนในแต่ละโหมดคลื่น (TE_{mn}) ดังตารางที่ 2.2

$$\beta = \text{ค่าคงที่เฟส (phase constant) (rad/m)} \quad ; \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$r_a = \text{ค่ารัศมีของวงแหวน (m)}$$

$$\omega = \text{ความถี่เชิงมุม (rad/sec)} \quad ; \quad \omega = 2\pi f$$

$$\mu = \text{ค่าความซึมซาบสภาพแม่เหล็กของวัสดุ (H/m)} \quad ; \quad \mu = \mu_0 \mu_r$$

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

$$\mu_r = \text{ค่าความซึมซาบสภาพแม่เหล็กสัมพัทธ์ของวัสดุ}$$

$$A = \text{ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ โดยปกติจะนอร์มอลไรซ์ ให้เท่ากับ 1}$$

ตารางที่ 2.2 ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนในแต่ละโหมดคลื่น (TE_{mn})

		$A_{mn} \times 10^{-3}$		
		0	1	2
n \ m	m			
1	0	17.4	55.3	11.4
2	0	2.87	3.19	1.56
3	0	0.349	0.794	0.492

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.14 สมการของสนามที่แปรกระจายจากตัวสายอากาศ

2.14.1 สมการเวกเตอร์ของคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลา

(Vector Wave Equations of Time-Varying Electromagnetic field)

จากสมการของแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation) ในรูปของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla \times \bar{E} = -\bar{M}i - \mu \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \quad (2.54)$$

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J}i + \sigma \bar{E} + \epsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \quad (2.55)$$

ทำการเคิร์ล (curl) ทั้งสองข้างของสมการที่ 2.54 และ 2.55 โดยสมมติให้อยู่ในตัวกลางเดียวกันสามารถเขียนได้ใหม่ว่า

$$\begin{aligned} \nabla \times \nabla \times \bar{E} &= -\nabla \times \bar{M}i - \mu \nabla \times \left(\frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \right) \\ &= -\nabla \times \bar{M}i - \mu \frac{\partial (\nabla \times \bar{H})}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.56)$$

$$\begin{aligned} \nabla \times \nabla \times \bar{H} &= \nabla \times \bar{J}i + \sigma \nabla \times \bar{E} + \epsilon \nabla \times \left(\frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \right) \\ &= \nabla \times \bar{J}i + \sigma \nabla \times \bar{E} + \epsilon \frac{\partial (\nabla \times \bar{E})}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.57)$$

แทนสมการที่ 2.55 ลงในด้านขวาของสมการที่ 2.56 และใช้คุณสมบัติลาปลาเซียนของเวกเตอร์ (Laplacian of vector) ที่แสดงได้ดังนี้

$$\nabla^2 \bar{F} = \nabla (\nabla \cdot \bar{F}) - \nabla \times \nabla \times \bar{F} \quad (2.58)$$

$$\therefore \nabla \times \nabla \times \bar{F} = \nabla (\nabla \cdot \bar{F}) - \nabla^2 \bar{F} \quad (2.59)$$

แล้วแทนสมการที่ 2.59 ลงในด้านซ้ายของสมการที่ 2.56 ได้ว่า

$$\begin{aligned} \nabla (\nabla \cdot \bar{E}) - \nabla^2 \bar{E} &= -\nabla \times \bar{M}i - \mu \frac{\partial}{\partial t} \left[\bar{J}i + \sigma \bar{E} + \epsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \right] \\ &= -\nabla \times \bar{M}i - \mu \frac{\partial \bar{J}i}{\partial t} - \mu \sigma \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} - \mu \epsilon \frac{\partial^2 \bar{E}}{\partial t^2} \end{aligned} \quad (2.60)$$

จากสมการแมกซ์เวลล์ที่แสดงในรูปของความหนาแน่นของฟลักซ์ไฟฟ้า (electric flux density) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla \cdot \bar{D} = \epsilon \nabla \cdot \bar{E} = q_{ev} \Rightarrow \nabla \cdot \bar{E} = \frac{q_{ev}}{\epsilon} \quad (2.61)$$

นำสมการที่ 2.61 แทนลงในสมการที่ 2.60 ได้ว่า

$$\nabla^2 \bar{E} = \nabla \times \bar{M}i + \mu \frac{\partial \bar{J}i}{\partial t} + \frac{1}{\epsilon} \nabla q_{ev} + \mu \sigma \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} + \mu \epsilon \frac{\partial^2 \bar{E}}{\partial t^2} \quad (2.62)$$

ในทำนองเดียวกันถ้าแทนสมการที่ 2.54 ลงในด้านขวาของสมการที่ 2.57 และใช้คุณสมบัติของลาปลาเซียนของเวกเตอร์ที่แสดงในสมการที่ 2.59 แทนลงในด้านซ้ายของสมการที่ 2.57 จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\nabla(\nabla \cdot \bar{H}) - \nabla^2 \bar{H} &= \nabla \times \bar{J}_i + \sigma \left(-\bar{M}_i - \mu \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \right) + \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} \left(-\bar{M}_i - \mu \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \right) \\ &= \nabla \times \bar{J}_i - \sigma \bar{M}_i - \mu \sigma \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} - \varepsilon \frac{\partial \bar{M}_i}{\partial t} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \bar{H}}{\partial t^2}\end{aligned}\quad (2.63)$$

จากสมการแมกซ์เวลล์ที่แสดงในรูปของความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก (magnetic flux density) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla \cdot \bar{B} = \mu \nabla \cdot \bar{H} = q_{mv} \Rightarrow \nabla \cdot \bar{H} = \left(\frac{q_{mv}}{\mu} \right) \quad (2.64)$$

นำสมการที่ 2.64 แทนลงในสมการที่ 2.63 จะได้ว่า

$$\nabla^2 \bar{H} = -\nabla \times \bar{J}_i + \sigma \bar{M}_i + \frac{1}{\mu} \nabla(q_{mv}) + \mu \sigma \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} + \varepsilon \frac{\partial \bar{M}_i}{\partial t} + \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \bar{H}}{\partial t^2} \quad (2.65)$$

จากสมการที่ 2.62 และ 2.65 จะถูกเรียกว่า สมการเวกเตอร์ของคลื่นของคลื่นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ตามลำดับ

สำหรับสภาวะที่เป็นอิสระจากแหล่งจ่าย (source-free) และตัวกลางที่ไม่เกิดการสูญเสีย (lossless media) จะได้ว่า $\bar{J}_i = q_{ev} = \bar{M}_i = q_{mv} = 0, \sigma = 0$ ดังนั้น รูปแบบของสมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กใน สมการที่ 2.59 และ 2.65 สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla^2 \bar{E} = \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \bar{E}}{\partial t^2} \quad (2.66)$$

$$\nabla^2 \bar{H} = \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \bar{H}}{\partial t^2} \quad (2.67)$$

โดยทั่วไปแล้วสมการที่ 2.66 และ 2.67 จะเป็นรูปแบบที่ง่ายที่สุดสำหรับการหาเวกเตอร์ของคลื่นของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

2.14.2 สมการสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของวงแหวนวงกลม

2.14.2.1 สมการเวกเตอร์ของคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลาแบบฮาร์โมนิก

โมนิกส์ (Vector Wave Equation of Time – Harmonic Electromagnetic Field)

สำหรับสนามที่แปรผันกับเวลาแบบฮาร์โมนิก โมนิกส์ หมายถึง เวลาที่มีการแปรผันในรูปแบบของ $e^{j\omega t}$ ดังนั้น สามารถที่จะได้สมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเช่นเดียวกับกรณีของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลา โดยกำหนดให้

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

ดังนั้นจากสมการที่ 2.62, 2.65, 2.66 และ 2.67 สามารถแสดงได้ว่า

$$\nabla^2 \bar{E} = \nabla \times \bar{M}_i + j\omega \mu \bar{J}_i + \frac{1}{\varepsilon} \nabla q_{ev} + j\omega \mu \sigma \bar{E} - \omega^2 \mu \varepsilon \bar{E} \quad (2.68)$$

$$\nabla^2 \bar{H} = -\nabla \times \bar{J}_i + \sigma \bar{M}_i + j\omega \varepsilon \bar{M}_i + \frac{1}{\mu} \nabla q_{mv} + j\omega \mu \sigma \bar{H} - \omega^2 \mu \varepsilon \bar{H} \quad (2.69)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\nabla^2 E = -\omega^2 \mu \epsilon E = -k^2 E \quad (2.70)$$

$$\nabla^2 H = -\omega^2 \mu \epsilon H = -k^2 H \quad (2.71)$$

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

2.14.2.2 การหาคำตอบจากสมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับระบบพิกัดทรงกระบอก

เมื่อพิจารณาสมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับสภาวะที่เป็นอิสระจากแหล่งจ่าย (source-free) และตัวกลางที่ไม่เกิดการสูญเสีย (lossless media) ของสนามไฟฟ้าในสมการที่ 2.62 ในระบบพิกัดทรงกระบอก สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\text{จาก } E(\rho, \phi, z) = E_\rho(\rho, \phi, z)\hat{a}_\rho + E_\phi(\rho, \phi, z)\hat{a}_\phi + E_z(\rho, \phi, z)\hat{a}_z \quad (2.72)$$

เมื่อ ρ, ϕ, z = ค่าในระบบพิกัดทรงกระบอก

เมื่อแทนลงในสมการที่ 2.72 ลงในสมการที่ 2.66 จะได้ว่า

$$\nabla^2 (E_\rho \hat{a}_\rho + E_\phi \hat{a}_\phi + E_z \hat{a}_z) = -k^2 (E_\rho \hat{a}_\rho + E_\phi \hat{a}_\phi + E_z \hat{a}_z) \quad (2.73)$$

จากสมการที่ 2.72 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปได้ว่า

$$\nabla^2 E = -k^2 E \quad (2.74)$$

จากคุณสมบัติลาปลาเซียนของเวกเตอร์ (Laplacian of vector) สามารถเขียนได้ว่า

$$\begin{aligned} \nabla^2 E &= \nabla(\nabla \cdot E) - \nabla \times \nabla \times E \\ \nabla(\nabla \cdot E) - \nabla \times \nabla \times E &= -k^2 E \end{aligned} \quad (2.75)$$

เมื่อแทนสนามไฟฟ้าที่อยู่ในสมการที่ 2.72 ลงในสมการที่ 2.75 จะได้คำตอบที่อยู่ในรูปแบบดังต่อไปนี้

$$\nabla^2 E_\rho + \left(-\frac{E_\rho}{\rho^2} - \frac{2}{\rho^2} \frac{\partial E_\phi}{\partial \phi} \right) = -k^2 E_\rho \quad (2.76)$$

$$\nabla^2 E_\phi + \left(-\frac{E_\phi}{\rho^2} - \frac{2}{\rho^2} \frac{\partial E_\rho}{\partial \phi} \right) = -k^2 E_\phi \quad (2.77)$$

$$\nabla^2 E_z = -k^2 E_z \quad (2.78)$$

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

$$\begin{aligned} \nabla^2 \varphi(\rho, \phi, z) &= \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial \varphi}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} \\ &= \frac{\partial^2 \varphi}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial \varphi}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} \end{aligned} \quad (2.79)$$

จากสมการที่ 2.76 และ 2.77 จะมีส่วนประกอบของสนามไฟฟ้ามากกว่า 1 องค์ประกอบ ซึ่งยากต่อการหาคำตอบ ดังนั้น เราจะใช้สมการที่ 2.78 ซึ่งมีส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าเพียงองค์ประกอบเดียวในการหาคำตอบจากสมการคลื่น จากสมการที่ 2.78 สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\frac{\partial^2 F}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial F}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 F}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 F}{\partial z^2} = -k^2 F \quad (2.80)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$F(\rho, \phi, z) = f(\rho)g(\phi)h(z) \quad (2.81)$$

แทนค่าสมการที่ 2.81 ลงในสมการที่ 2.80 จะได้ว่า

$$gh \frac{\partial^2 f}{\partial \rho^2} + gh \frac{1}{\rho} \frac{\partial f}{\partial \rho} + fh \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 g}{\partial \phi^2} + fg \frac{\partial^2 h}{\partial z^2} = -k^2 fgh \quad (2.82)$$

หารทั้งสองข้างของสมการด้วย fgh และเปลี่ยน $\frac{\partial}{\partial x} \Rightarrow \frac{d}{dx}$ จากสมการที่ 2.82 สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\frac{1}{f} \frac{d^2 f}{d\rho^2} + \frac{1}{f\rho} \frac{df}{d\rho} + \frac{1}{g\rho^2} \frac{d^2 g}{d\phi^2} + \frac{1}{h} \frac{d^2 h}{dz^2} = -k^2 \quad (2.83)$$

จะพบว่าในแต่ละพจน์ของสมการที่ 2.83 จะเป็นฟังก์ชันของตัวแปรอิสระเพียงตัวเดียวเท่านั้น ดังนั้นผลรวมของทุกพจน์จะมีค่าเท่ากับ $-k^2$ ก็ต่อเมื่อค่าของแต่ละพจน์จะต้องเป็นค่าคงที่ (constant) จะได้ว่า

$$\frac{1}{h} \frac{d^2 h}{dz^2} = -k_z^2 \Rightarrow \frac{d^2 h}{dz^2} = -k_z^2 h \quad (2.84)$$

เมื่อ $k_z =$ ค่าคงที่ (constant)

นำสมการที่ 2.84 แทนลงในสมการที่ 2.83 แล้วคูณทั้งสองข้างของสมการด้วย ρ^2 จะได้ว่า

$$\rho^2 \frac{d^2 f}{d\rho^2} + \rho \frac{df}{d\rho} + \frac{1}{g} \frac{d^2 g}{d\phi^2} + (k^2 - k_z^2) \rho^2 = 0 \quad (2.85)$$

เนื่องจากพจน์ที่ 3 ของสมการที่ 2.85 เป็นฟังก์ชันของ ϕ เพียงอย่างเดียว ดังนั้นสามารถที่จะกำหนดให้เท่ากับค่าคงที่ใดๆ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\frac{1}{g} \frac{d^2 g}{d\phi^2} = -m^2 \Rightarrow \frac{d^2 g}{d\phi^2} = -m^2 g \quad (2.86)$$

และกำหนดให้

$$k^2 - k_z^2 = k_p^2 \Rightarrow k^2 = k_p^2 + k_z^2 \quad (2.87)$$

นำสมการที่ 2.86 แทนลงในสมการที่ 2.85 จะได้ว่า

$$\rho^2 \frac{d^2 f}{d\rho^2} + \rho \frac{df}{d\rho} + ((k_p \rho)^2 - m^2) f = 0 \quad (2.88)$$

จากสมการที่ 2.87 จะถูกเรียกว่าเป็น สมการการจำกัด (constraint equation) สำหรับคำตอบที่ได้ จากสมการคลื่นในระบบพิกัดทรงกระบอก และสมการที่ 2.88 จะถูกเรียกว่าเป็น สมการเชิงอนุพันธ์ของเบสเซล (Bessel differential equation)

ดังนั้น คำตอบที่ได้จากสมการที่ 2.80 โดยการสมมุติคำตอบดังสมการที่ 2.81 แสดงได้ดังนี้

$$\rho^2 \frac{d^2 f}{d\rho^2} + \rho \frac{df}{d\rho} + ((k_p \rho)^2 - m^2) f = 0 \quad (2.89)$$

$$\frac{d^2 g}{d\phi^2} = -m^2 g \quad (2.90)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{d^2 h}{dz^2} = -k_z^2 h \quad (2.91)$$

$$\text{โดยที่ } k_\rho^2 + k_z^2 = k^2$$

และคำตอบที่ได้จากสมการที่ 2.89, 2.90 และ 2.91 สามารถแสดงได้ดังนี้ ตามลำดับ

$$f_1(\rho) = A_1 J_m(k_\rho \rho) + B_1 Y_m(k_\rho \rho) \quad (2.92)$$

$$f_2(\rho) = C_1 H_m^{(1)}(k_\rho \rho) + D_1 H_m^{(2)}(k_\rho \rho) \quad (2.93)$$

$$g_1(\phi) = A_2 e^{-jm\phi} + B_2 e^{+jm\phi} \quad (2.94)$$

$$g_2(\phi) = C_2 \cos(m\phi) + D_2 \sin(m\phi) \quad (2.95)$$

$$h_1(z) = A_3 e^{-jk_z z} + B_3 e^{+jk_z z} \quad (2.96)$$

$$h_2(z) = C_3 \cos(k_z z) + D_3 \sin(k_z z) \quad (2.97)$$

$$\text{โดยที่ } J_m(k_\rho \rho) = \text{ฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่ 1}$$

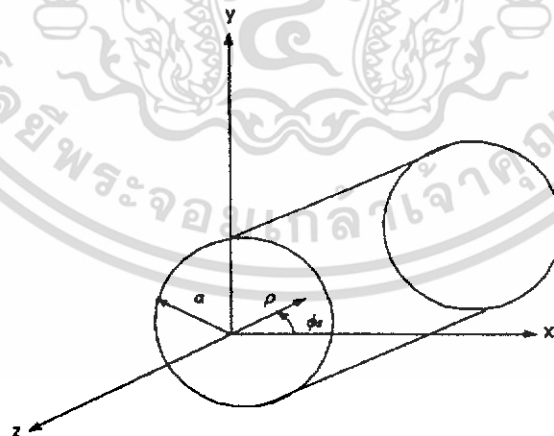
$$Y_m(k_\rho \rho) = \text{ฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่ 2}$$

$$H_m^{(1)}(k_\rho \rho) = \text{ฟังก์ชันแฮงเกิล (Hankel function) ชนิดที่ 1}$$

$$H_m^{(2)}(k_\rho \rho) = \text{ฟังก์ชันแฮงเกิล (Hankel function) ชนิดที่ 2}$$

โดยทั่วไปแล้ว สำหรับท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอก (cylindrical waveguide) ดังรูปที่ 2.15 นั้น คำตอบที่ได้จากสมการเวกเตอร์ของคลื่นที่เหมาะสมมากที่สุดสำหรับท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอก ที่แสดงในรูปที่ 2.15 นั้นสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} F(\rho, \phi, z) &= f(\rho)g(\phi)h(z) \\ &= [A_1 J_m(k_\rho \rho) + B_1 Y_m(k_\rho \rho)] [C_2 \cos(m\phi_s) + D_2 \sin(m\phi_s)] \\ &\quad \times [A_3 e^{-jk_z z} + B_3 e^{+jk_z z}] \end{aligned} \quad (2.98)$$



รูปที่ 2.15 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ $z = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากคำตอบที่ได้จากสมการเวกเตอร์ของคลื่นในสมการที่ 2.98 สามารถที่จะนำมาใช้หาสนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวนในตัวสายอากาศได้ โดยกำหนดค่าคงที่ต่างๆที่อยู่ในสมการที่ 2.98 ให้เป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขต (boundary condition) ระหว่างตัวนำไฟฟ้ากับสูญญากาศสามารถแสดงได้ดังนี้

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

2. สนามทั้งหมดที่แพร่กระจายออกจากตัวนำไฟฟ้าจะต้องมีค่าเหมือนเดิมทุกๆค่าของมุม ϕ , ที่มีค่าเท่ากับ 2π ดังนั้น m จะต้องเป็นค่าจำนวนเต็มเพื่อให้ค่าของสนามมีค่าคงเดิมเมื่อมุม ϕ , มีค่าเปลี่ยนไปทุกๆ 2π ได้ว่า $m = 0, 1, 2, 3, \dots$

3. ค่า C และ D เป็นค่าคงที่ใดๆที่อาจจะให้ C หรือ D มีค่าเท่ากับศูนย์ก็ได้แต่ C และ D จะมีค่าเป็นศูนย์ทั้งสองตัวไม่ได้ เพราะจะทำให้สนามทั้งหมดมีค่าเป็นศูนย์นั้นหมายความว่าไม่มีสนามแพร่กระจายออกมาจากท่อนำคลื่นเลย ซึ่งไม่เป็นจริงดังนั้นเพื่อให้สนามมีค่าเป็นศูนย์เมื่อ m มีค่าเท่ากับศูนย์จะกำหนดให้ $C \neq 0, D = 0$

4. เนื่องจากสนามที่แพร่กระจายออกมาจากท่อนำคลื่น จะเดินทางในทิศทางแนวแกน $+z$ ดังนั้น จะสนใจในพจน์ของ $e^{-jk_z z}$ เท่านั้น และเมื่อคิดสนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของท่อนำคลื่นที่ระนาบ $z=0$ จะได้ว่า $B_3 = 0, e^{-jk_z z} |_{z=0} = 1$

5. ค่าของ k_ρ สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$k_\rho = \frac{x'_{mn}}{r_a}$$

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

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

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

เมื่อนำเงื่อนไขทั้งหมดข้างต้นแทนลงในสมการที่ 2.72 จะได้ว่า

$$F_z^+(\rho, \phi, z) = A_1 J_m(k_\rho \rho) \cdot C_2 \cos(\phi) \cdot A_3 \quad (2.99)$$

เมื่อ $F_z^+(\rho, \phi, z)$ = ศักย์เวกเตอร์ไฟฟ้าของสนามที่แพร่กระจายออกมาในแนวแกน $+z$ ของระบบพิกัดทรงกระบอก

ในกรณีของรูปแบบคลื่นหลัก (TE_{11}) จะได้ว่า

$$F_z^+(\rho, \phi, z) = A_1 J_1\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) \cdot C_2 \cos(\phi) \cdot A_3 \quad (2.100)$$

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

โดยที่ A_{mn} = ค่าที่ถูกกำหนดจากกำลังคลื่นที่ส่งผ่านเข้าไปในท่อนำคลื่นของแต่ละโหมดคลื่น จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ A_{mn} = ค่าที่ถูกระบุจากกำลังคลื่นที่ส่งผ่านเข้าไปในท่อนำคลื่นของแต่ละโหมดคลื่น จะได้ว่า

$$F_z^+(\rho, \phi, z) = A_{11} J_1\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) \cdot \cos(\phi_s) \quad (2.101)$$

จากส่วนประกอบของสนามที่เกิดขึ้นโดยมีโหมดคลื่นเป็นโหมด TE₁₁ (Transverse Electric mode) ซึ่งมีการเคลื่อนที่ของคลื่นในทิศทางแนวแกน z สามารถแสดงได้ดังนี้

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

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

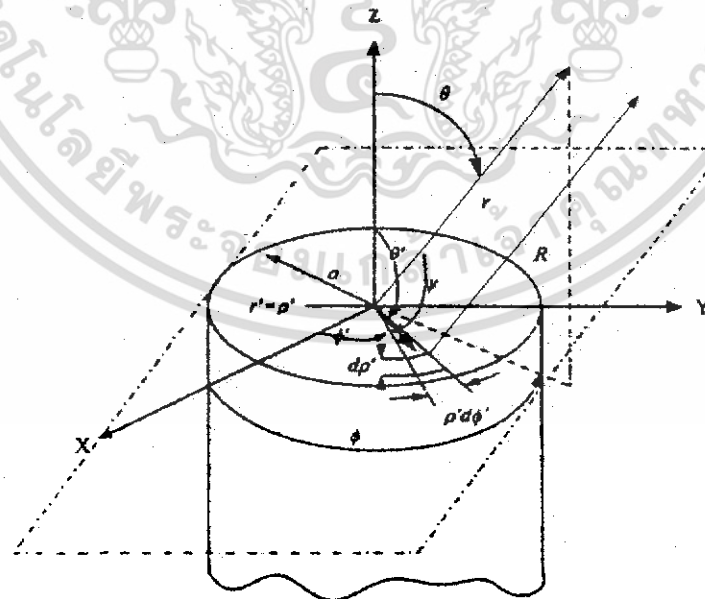
$$E_z = 0 \quad H_z = -j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) F_z$$

เนื่องจากแหล่งกำเนิด (source) ที่ใช้ในการแพร่กระจายคลื่นนั้น เป็นโพรบไฟฟ้าเชิงเส้น ดังนั้น ส่วนประกอบของสนามที่เกิดขึ้น จะสนใจเฉพาะส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าเท่านั้นเมื่อนำสมการที่ 2.99 แทนลงไปในส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่แสดงไว้ข้างต้นจะได้ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายบริเวณพื้นที่หน้าตัดของท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่แสดงได้ดังรูปที่ 2.13 โดยคิดที่มุม ϕ_s จะได้ว่า

$$E_\rho = -\frac{1}{\epsilon\rho} \frac{\partial}{\partial \phi_s} \left[A_{11} J_1\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) \cos(\phi_s) \right] \quad (2.102)$$

$$E_\phi = \frac{1}{\epsilon} \frac{\partial}{\partial \rho} \left[A_{11} J_1\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) \cos(\phi_s) \right] \quad (2.103)$$

$$E_z = 0 \quad (2.104)$$



รูปที่ 2.16 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่มีช่องเปิดแบบวงกลมบนระนาบ $z = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะได้ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายบริเวณพื้นที่หน้าตัดของท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอก ซึ่งเปรียบเสมือนกับสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวนของตัวสายอากาศได้ดังนี้

$$\therefore E_\rho = \frac{1}{\epsilon\rho} A_{11} J_1 \left(\frac{1.8412\rho}{r_a} \right) \sin(\phi_s) \quad (2.105)$$

$$\therefore E_\phi = \frac{1}{\epsilon} \frac{1.8412}{r_a} A_{11} J_1' \left(\frac{1.8412\rho}{r_a} \right) \cos(\phi_s) \quad (2.106)$$

$$\therefore E_z = 0 \quad (2.107)$$

2.14.2.4 สนามที่แพร่กระจายออกจากตัวสายอากาศ

จากสนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวน เราสามารถหาสนามที่แพร่กระจายออกจากตัวสายอากาศได้ โดยการพิจารณาที่สนามระยะไกลของสนามที่แพร่กระจายจากท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ $z=0$

จากส่วนประกอบของสนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวน จะพบว่า ส่วนประกอบของสนามในแนวแกน z จะมีค่าเท่ากับ 0 ดังนั้น จะพิจารณาเฉพาะส่วนประกอบของสนามที่เหลือนอยู่ สามารถแสดง ได้ดังนี้

$$E_\rho = \frac{1}{\epsilon\rho} A_{11} J_1 \left(\frac{1.8412\rho}{r_a} \right) \sin(\phi_s) \quad (2.108)$$

$$E_\phi = \frac{1}{\epsilon} \frac{1.8412}{r_a} A_{11} J_1' \left(\frac{1.8412\rho}{r_a} \right) \cos(\phi_s) \quad (2.109)$$

ทำการแปลง ส่วนประกอบของสนามที่ได้ ในสมการที่ 2.108 และ 2.109 ให้อยู่ในระนาบพิกัดมุมฉาก (Rectangular coordinate) โดยใช้คุณสมบัติดังนี้

$$E_x = E_\rho \cos(\phi_s) - E_\phi \sin(\phi_s) \quad (2.110)$$

$$E_y = E_\rho \sin(\phi_s) + E_\phi \cos(\phi_s) \quad (2.111)$$

จะได้ว่า

$$E_x = \frac{A_{11}}{\epsilon\rho} \sin(\phi_s) \cos(\phi_s) \left[\frac{1}{\rho} J_1 \left(\frac{1.8412\rho}{r_a} \right) - \frac{1.8412}{r_a} J_1' \left(\frac{1.8412\rho}{r_a} \right) \right] \quad (2.112)$$

จากคุณสมบัติของฟังก์ชันเบสเซลที่แสดง ได้ดังนี้

$$\frac{m}{u} J_m(u) = \frac{1}{2} [J_{m-1}(u) + J_{m+1}(u)] \quad (2.113)$$

$$\frac{m}{u} \frac{dJ_m(u)}{du} = \frac{1}{2} [J_{m-1}(u) - J_{m+1}(u)] \quad (2.114)$$

$$\therefore E_x = \frac{A_{11}}{\epsilon} \frac{1.8412}{2r_a} J_2 \left(\frac{1.8412\rho}{r_a} \right) \sin(2\phi_s) \quad (2.115)$$

ในทำนองเดียวกันสำหรับ E_y จะได้ว่า

$$E_y = \frac{A_{11}}{\epsilon} \frac{1.8412}{2r_a} \left[\left\{ J_0 \left(\frac{1.8412}{r_a} \right) + J_2 \left(\frac{1.8412}{r_a} \right) \right\} \sin^2(\phi_s) \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_y = \frac{A_1}{\varepsilon} \frac{1.8412}{2r_a} \left\{ J_0\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) - J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) \cos(2\phi_s) \right\} + \left\{ J_0\left(\frac{1.8412}{r_a}\right) - J_2\left(\frac{1.8412}{r_a}\right) \right\} \cos^2(\phi_s) \quad (2.116)$$

จากคุณสมบัติการแปลงฟูเรียร์ (Fourier Transform) 2 มิติ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$f_i(k_x, k_y) = \iint_{S_a} E_a(x, y) e^{jk_x x + jk_y y} dx dy \quad (2.117)$$

เนื่องจากพื้นที่ที่ใช้ในการปฏิยานุพัทธ์นั้นเป็นพื้นที่หน้าตัดของท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ $z=0$ จะได้ว่า

$$\rho = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (2.118)$$

$$x = \rho \cos(\phi_s)$$

$$y = \rho \sin(\phi_s)$$

$$dx dy = \rho d\rho d\phi_s$$

และจากการสังเกตที่สนามระยะไกล จะกำหนดให้

$$k_x = k_0 \sin \theta \cos \phi, k_y = k_0 \sin \theta \sin \phi \quad (2.119)$$

นำสมการที่ 2.115, 2.116, 2.117 และ 2.118 แทนลงในสมการที่ 2.119 โดยที่

$$E_a(x, y) = E_x \hat{a}_x + E_y \hat{a}_y \quad (2.120)$$

และกำหนดให้

$$M = \frac{A_1}{\varepsilon} \frac{1.8412}{2r_a} \quad (2.121)$$

จะได้ว่า

$$f_i(x, y) = M \left[\int_0^{r_a} \int_0^{2\pi} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) \sin(2\phi_s) e^{jk_0 \rho \sin \theta \cos(\phi - \phi_s)} \rho d\phi_s d\rho \hat{a}_x + \int_0^{r_a} \int_0^{2\pi} J_0\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) e^{jk_0 \rho \sin \theta \cos(\phi - \phi_s)} \rho d\phi_s d\rho \hat{a}_y - \int_0^{r_a} \int_0^{2\pi} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) \cos(2\phi_s) e^{jk_0 \rho \sin \theta \cos(\phi - \phi_s)} \rho d\phi_s d\rho \hat{a}_y \right] \quad (2.122)$$

จากคุณสมบัติแสดงได้ดังนี้

$$e^{j\omega \cos(\phi - \phi')} = J_0(\omega) - 2[J_2(\omega) \cos 2(\phi - \phi') - J_4(\omega) \cos 4(\phi - \phi') + \dots] + 2j[J_1(\omega) \cos 2(\phi - \phi') - J_3(\omega) \cos 4(\phi - \phi') + \dots] \quad (2.123)$$

เมื่อพิจารณาการปฏิยานุพัทธ์เทียบกับมุม ϕ เมื่อแทนสมการที่ 2.123 ลงในสมการที่ 2.122 จะได้ว่า

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$+ 2\pi \cos(2\phi) \int_0^{r_a} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_2(k_0\rho \sin\theta) \rho d\rho \hat{a}_y \Big] \quad (2.124)$$

จากรูปของสนามทั้งหมดที่แพร่กระจายโดยการสังเกตที่สนามระยะไกล สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_r = jk_0 \frac{e^{jk_0 r}}{2\pi r} \left[\hat{a}_\theta \{f_x \cos\phi + f_y \sin\phi\} + \hat{a}_\phi \cos\theta \{f_y \cos\phi - f_x \sin\phi\} \right] \quad (2.125)$$

จากสมการที่ 2.124 และ 2.125 จะกำหนดให้ f_x เป็นค่าที่อยู่ในพจน์ของ \hat{a}_x และ f_y เป็นค่าที่อยู่ในพจน์ของ \hat{a}_y และให้ E_θ เป็นค่าที่อยู่ในพจน์ของ \hat{a}_θ และ E_ϕ เป็นค่าที่อยู่ในพจน์ของ \hat{a}_ϕ

เมื่อพิจารณาในพจน์ของ E_θ จะได้ว่า

$$E_\theta = jk_0 \frac{e^{jk_0 r}}{2\pi r} M \left[-2\pi \sin(2\phi) \cos\phi \int_0^{r_a} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_2(k_0\rho \sin\theta) \rho d\rho \right. \\ \left. + 2\pi \sin\phi \int_0^{r_a} J_0\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_0(k_0\rho \sin\theta) \rho d\rho \right. \\ \left. + 2\pi \cos(2\phi) \sin\phi \int_0^{r_a} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_2(k_0\rho \sin\theta) \rho d\rho \right] \quad (2.126)$$

$$\text{ถ้ากำหนดให้} \quad N = jk_0 \frac{e^{jk_0 r}}{2\pi r} \quad (2.127)$$

$$\text{และใช้คุณสมบัติจาก} \quad \sin(x-y) = \sin x \cos y - \sin y \cos x \quad (2.128)$$

เมื่อนำสมการ 2.127 และ 2.128 แทนลงในสมการที่ 2.126 จะได้ว่า

$$E_\theta = 2NM\pi \sin\phi \left[\int_0^{r_a} J_0\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_0(k_0\rho \sin\theta) \rho d\rho \right. \\ \left. - \int_0^{r_a} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_2(k_0\rho \sin\theta) \rho d\rho \right] \quad (2.129)$$

จากรูปแบบการทำปฏิกิริยาพันธะของเบสเซลฟังก์ชันที่แสดงได้ดังนี้

$$\int_0^{r_a} J_n(k_1 r) J_n(k_2 r) r dr = \frac{r_a}{k_1^2 - k_2^2} [k_2 J_n(k_1 r_a) J_{n-1}(k_2 r_a) - k_1 J_{n-1}(k_1 r_a) J_n(k_2 r_a)] \quad (2.130)$$

$$\text{และ} \quad J_{-n} = (-1)^n J_n(n) \quad (2.131)$$

จะได้ว่า

$$E_\theta = 2NM\pi \sin\phi \frac{r_a^3}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin\theta)^2} \\ \times \left[\left\{ -k_0 \sin\theta J_0(1.8412) J_1(k_0 r_a \sin\theta) + \frac{1.8412}{r_a} J_1(1.8412) J_0(k_0 r_a \sin\theta) \right\} \right. \\ \left. - \left\{ k_0 \sin\theta J_2(1.8412) J_1(k_0 r_a \sin\theta) - \frac{1.8412}{r_a} J_1(1.8412) J_2(k_0 r_a \sin\theta) \right\} \right] \quad (2.132)$$

จากสมการที่ 2.113 สามารถเขียนสมการที่ 2.132 ได้ใหม่ดังนี้

$$E_\theta = 2NM\pi \sin\phi \frac{r_a^3}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin\theta)^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} & \times \left[-k_0 \sin \theta \frac{2}{1.8412} J_1(1.8412) J_1(k_0 r_a \sin \theta) \right. \\ & \left. + \frac{1.8412}{r_a} J_1(1.8412) \frac{2}{k_0 r_a \sin \theta} J_1(k_0 r_a \sin \theta) \right] \\ \therefore E_\theta &= 2NM\pi \sin \phi \frac{2a^2}{(1.8412)(k_0 r_a \sin \theta)} J_1(1.8412) J_1(k_0 r_a \sin \theta) \end{aligned} \quad (2.133)$$

เมื่อแทนค่า N และ M ลงในสมการที่ 2.133 จะได้ว่า

$$E_\theta = jk_0 \frac{e^{jk_0 r}}{\epsilon r} A_1 r_a \sin \phi J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 r_a \sin \theta)}{k_0 r_a \sin \theta} \quad (2.134)$$

เช่นเดียวกัน สำหรับ E_ϕ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} E_\phi &= jk_0 \frac{e^{jk_0 r}}{\epsilon r} M \left[2\pi \cos \phi \cos \theta \int_0^{r_a} J_0 \left(\frac{1.8412 \rho}{r_a} \right) J_0(k_0 \rho \sin \theta) \rho d\rho \right. \\ & + 2\pi \cos \phi \cos(2\phi) \cos \theta \int_0^{r_a} J_2 \left(\frac{1.8412 \rho}{r_a} \right) J_2(k_0 \rho \sin \theta) \rho d\rho \\ & \left. + 2\pi \sin \phi \sin(2\phi) \cos \theta \int_0^{r_a} J_2 \left(\frac{1.8412 \rho}{r_a} \right) J_2(k_0 \rho \sin \theta) \rho d\rho \right] \end{aligned} \quad (2.135)$$

จากสมการที่ 2.127 และความสัมพันธ์ที่สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\cos(x-y) = \cos x \cos y + \sin x \sin y \quad (2.136)$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned} E_\phi &= 2NM\pi \cos \phi \cos \theta \left[\int_0^{r_a} J_0 \left(\frac{1.8412 \rho}{r_a} \right) J_0(k_0 \rho \sin \theta) \rho d\rho \right. \\ & \left. + \int_0^{r_a} J_2 \left(\frac{1.8412 \rho}{r_a} \right) J_2(k_0 \rho \sin \theta) \rho d\rho \right] \end{aligned} \quad (2.137)$$

จากสมการที่ 2.130 และ 2.131 จะได้ว่า

$$\begin{aligned} E_\phi &= 2NM\pi \cos \theta \cos \phi \frac{r_a^3}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin \theta)^2} \\ & \times \left[\left\{ -k_0 \sin \theta J_0(1.8412) J_1(k_0 a \sin \theta) + \frac{1.8412}{r_a} J_1(1.8412) J_0(k_0 r_a \sin \theta) \right\} \right. \\ & \left. - \left\{ k_0 \sin \theta J_2(1.8412) J_1(k_0 r_a \sin \theta) - \frac{1.8412}{r_a} J_1(1.8412) J_2(k_0 r_a \sin \theta) \right\} \right] \end{aligned} \quad (2.138)$$

จากสมการที่ 2.114 และใช้คุณสมบัติที่แสดงได้ดังนี้

$$\left. \frac{dJ_n(k_c r)}{dr} \right|_{r=r_a} = 0 \quad (2.139)$$

$$\text{โดยที่ } k_c = \frac{k'_{mn}}{r_a}$$

ซึ่งกรณีของโหมดคลื่นหลัก TE_{11} ค่าของ k'_{mn} จะมีค่าเท่ากับ 1.8412 ดังนั้น สมการที่ 2.138 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_\phi = 2NM\pi \cos\theta \cos\phi \frac{2r_a^2}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin\theta)^2} (1.8412) J_1(1.8412) \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin\theta)}{d(k_0 r_a \sin\theta)} \quad (2.140)$$

เมื่อแทนค่า M และ N ลงในสมการที่ 2.140 จะได้ว่า

$$E_\phi = jk_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{\epsilon r} A_{11} r_a \cos\theta \cos\phi \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin\theta)^2} \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin\theta)}{d(k_0 r_a \sin\theta)} \quad (2.141)$$

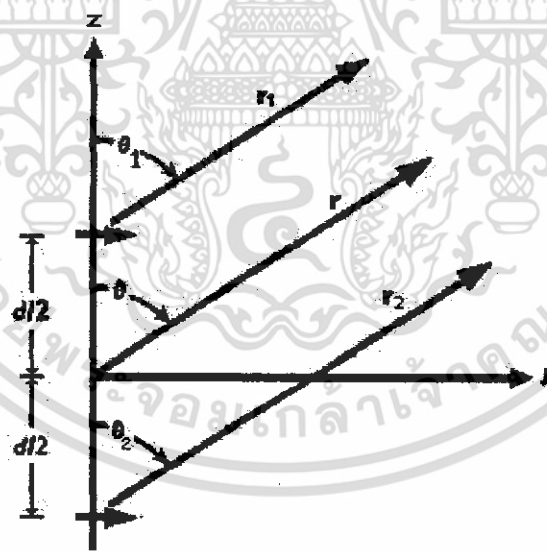
ดังนั้น สนามที่แพร่กระจายออกจากท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ $z=0$ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_\theta = jk_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{\epsilon r} A_{11} r_a \sin\phi J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 r_a \sin\theta)}{k_0 r_a \sin\theta} \quad (2.142)$$

$$E_\phi = jk_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{\epsilon r} A_{11} r_a \cos\theta \cos\phi \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin\theta)^2} \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin\theta)}{d(k_0 r_a \sin\theta)} \quad (2.143)$$

2.14.2.5 สนามที่แพร่กระจายจากช่องเปิดทั้งสองด้านของวงแหวน

เนื่องจากช่องเปิดของวงแหวนทั้ง 2 ด้าน จะมีระนาบอยู่ที่ $z = \frac{d}{2}$ และ $-z = \frac{d}{2}$ ดังนั้นเมื่อทำการสังเกตที่สนามระยะไกลดังรูปที่ 2.14 สนามทั้งหมดที่แพร่กระจายออกจากช่องเปิดทั้ง 2 ด้านของวงแหวน จะมีค่าเท่ากับสนามที่แพร่กระจายออกไปจากระนาบ $z = \frac{d}{2}$ รวมกับสนามที่แพร่กระจายออกไปจากระนาบ $-z = \frac{d}{2}$ สามารถแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 2.17 การแพร่กระจายของสนามเมื่อทำการสังเกตที่สนามระยะไกลที่ระนาบ $z = \frac{d}{2}$ และ $-z = \frac{d}{2}$

จากการสังเกตที่สนามระยะไกล จะได้ว่า

$$\theta_1 = \theta_2 = \theta \quad (2.144)$$

$$r_1 = r - \frac{d}{2} \cos(\theta) \quad (2.145)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_2 = r + \frac{d}{2} \cos(\theta) \quad (2.146)$$

$$r_1 \approx r_2 \approx r \quad (2.147)$$

โดยสมการที่ 2.145 และ 2.146 จะมีผลในส่วนของเฟส และสมการที่ 2.147 จะมีผลในส่วนของขนาด ดังนั้น เมื่อพิจารณาสนามที่แพร่กระจายออกจากกระบวน $z = \frac{d}{2}$ จะได้ว่า

$$E_{\theta 1} = \frac{jk_0}{r} \frac{A_{11}}{\epsilon} r_a \sin \phi J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 r_a \sin \theta)}{(k_0 r_a \sin \theta)} e^{-jk_0 r} e^{jk_0 \frac{d}{2} \cos \theta} \hat{a}_\theta \quad (2.148)$$

$$E_{\phi 1} = \frac{jk_0}{r} \frac{A_{11}}{\epsilon} r_a \cos \theta \cos \phi \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin \theta)^2} \times \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin \theta)}{d(k_0 r_a \sin \theta)} e^{-jk_0 r} e^{jk_0 \frac{d}{2} \cos \theta} \hat{a}_\phi \quad (2.149)$$

และเมื่อพิจารณาสนามที่แพร่กระจายออกจากกระบวน $-z = \frac{d}{2}$ จะพบว่า ทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นจะตรงข้ามกับกระบวน $z = \frac{d}{2}$ ได้ว่า

$$E_{\theta 2} = \frac{jk_0}{r} \frac{A_{11}}{\epsilon} r_a \sin \phi J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 r_a \sin \theta)}{(k_0 r_a \sin \theta)} e^{-jk_0 r} e^{jk_0 \frac{d}{2} \cos \theta} (-\hat{a}_\theta) \quad (2.150)$$

$$E_{\phi 2} = \frac{jk_0}{r} \frac{A_{11}}{\epsilon} r_a \cos \theta \cos \phi \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin \theta)^2} \times \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin \theta)}{d(k_0 r_a \sin \theta)} e^{-jk_0 r} e^{jk_0 \frac{d}{2} \cos \theta} (-\hat{a}_\phi) \quad (2.151)$$

ดังนั้น สนามที่แพร่กระจายจากช่องเปิดของวงแหวนทั้งสองด้านของตัวสายอากาศสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} E_\theta &= \bar{E}_{\theta 1} + \bar{E}_{\theta 2} \\ &= E_{\theta 1}(\hat{a}_\theta) + E_{\theta 2}(-\hat{a}_\theta) \\ E_\theta &= \frac{j^2 k_0}{r \epsilon} e^{-jk_0 r} A_{11} 2r_a \sin \phi J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 r_a \sin \theta)}{(k_0 r_a \sin \theta)} \sin\left(k_0 \frac{d}{2} \cos \theta\right) \end{aligned} \quad (2.152)$$

$$\begin{aligned} E_\phi &= \bar{E}_{\phi 1} + \bar{E}_{\phi 2} \\ &= E_{\phi 1}(\hat{a}_\phi) + E_{\phi 2}(-\hat{a}_\phi) \\ E_\phi &= \frac{j^2 k_0}{r \epsilon} e^{-jk_0 r} A_{11} 2r_a \cos \theta \cos \phi \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin \theta)^2} \\ &\quad \times \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin \theta)}{d(k_0 r_a \sin \theta)} \sin\left(k_0 \frac{d}{2} \cos \theta\right) \end{aligned} \quad (2.153)$$

ดังนั้น ส่วนประกอบของสนามที่แพร่กระจายออกจากช่องเปิดของวงแหวนทั้ง 2 ด้านของตัวสายอากาศเมื่อพิจารณาที่สนามระยะไกล สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_\theta = \frac{j^2 k_0}{r \epsilon} e^{-jk_0 r} A_{11} 2r_a \sin \phi J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 r_a \sin \theta)}{(k_0 r_a \sin \theta)} \sin\left(k_0 \frac{d}{2} \cos \theta\right) \quad (2.154)$$

$$\begin{aligned} E_\phi &= \frac{j^2 k_0}{r \epsilon} e^{-jk_0 r} A_{11} 2r_a \cos \theta \cos \phi \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin \theta)^2} \\ &\quad \times \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin \theta)}{d(k_0 r_a \sin \theta)} \sin\left(k_0 \frac{d}{2} \cos \theta\right) \end{aligned} \quad (2.155)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ผลการวิเคราะห์และการออกแบบ

3.1 การวิเคราะห์รูปแบบของสายอากาศที่จะนำไปใช้ในการออกแบบ

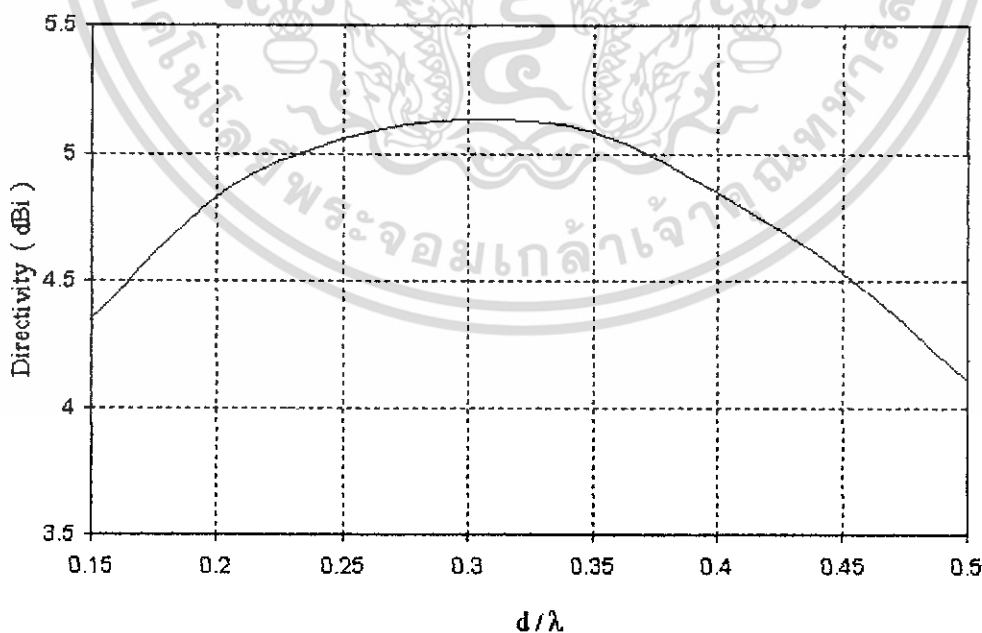
ในการวิเคราะห์รูปแบบของสายอากาศนั้นจะสนใจในส่วนของ ค่าขนาดของตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด ค่ารัศมี และความยาวของตัวป้อนสัญญาณวงแหวนแบบวงกลม โดยค่าดังกล่าวจะเป็นตัวกำหนดรูปแบบของคลื่นที่ออกมาจากสายอากาศ และค่าสภาพเจาะจงทิศทางของตัวสายอากาศ ซึ่งถือเป็นพารามิเตอร์ที่มีความสำคัญมากที่จะต้องควรพิจารณาก่อนเป็นอันดับแรกสิ่งต่อไปนี้จะต้องพิจารณา คือ ความยาวของโพรบที่ใช้กับตัวสายอากาศ โดยจะเป็นตัวกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ของตัวสายอากาศ (Impedance) ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio) ค่าการสูญเสียเนื่องมาจากการย้อนกลับ (Return loss) และค่าความกว้างของความถี่ที่ใช้งาน (Bandwidth) ของสายอากาศ

3.1.1 การพิจารณาค่ารัศมีและความยาวของตัวสายอากาศวงแหวนแบบวงกลม

ในการพิจารณาถึงค่ารัศมีของสายอากาศวงแหวนแบบวงกลมนั้น จะพิจารณาถึงค่ารัศมีของตัวสายอากาศที่ทำให้คลื่นที่ออกจากตัวสายอากาศมีเพียงรูปแบบของคลื่นหลักเท่านั้น ในกรณีของสายอากาศวงแหวนแบบวงกลมมีรูปแบบของคลื่นหลักคือ TE_{11} จากบทที่ 2 จะได้ว่าค่ารัศมีที่เหมาะสมควรมีค่าอยู่ระหว่าง

$$0.293\lambda < r_d < 0.486\lambda$$

ซึ่งค่ารัศมีเหล่านี้ ก็จะเหมาะสมกับความยาวของวงแหวนที่ไม่เหมือนกัน โดยแต่ละค่ารัศมี จะมีค่าที่เหมาะสมกับค่าความยาวเพียงค่าเดียวเท่านั้น ที่จะทำให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางมีค่าสูงสุด



รูปที่ 3.1 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศโพรบกระตุ้นแบบวงกลมรัศมี 0.347λ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการวิเคราะห์หาค่ารัศมี และค่าความยาวของวงแหวน ที่เหมาะสมด้วยโปรแกรม คำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2 (Numerical Electromagnetic Code : NEC2) จะได้ค่ารัศมีที่มีค่าสภาพ เจริญงทิตทางสูงสุด และทำให้คลื่นที่ออกจากสายอากาศเป็นรูปแบบคลื่นหลัก TE_{11} ที่รัศมี (r_0) เท่ากับ 0.347λ ดังรูปที่ 3.1 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมกับการออกแบบ จะอยู่ที่ความยาวของวงแหวนเท่ากับ 0.30λ โดยค่าพารามิเตอร์จะพิจารณาจากค่าอัตรา ส่วนคลื่นนิ่ง ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ค่าอิมพีแดนซ์ และ ค่าแกน

จะเห็นได้ว่า เมื่อเรารู้ค่ารัศมีก็จะหาค่าความยาวที่เหมาะสมที่สุด และค่าสภาพเจริญงทิตทางมีค่าสูงสุดได้ ส่วนการออกแบบที่ค่าอื่นๆนอกเหนือจากนี้ก็ยังสามารถทำได้เช่นเดียวกัน เช่น ถ้าเรารู้ ค่ารัศมีและค่าสภาพเจริญงทิตทางที่ต้องการก็สามารถหาค่าความยาวที่เหมาะสมได้

3.1.2 การพิจารณาค่าความยาวโพรบ

ค่าความยาวของโพรบที่รัศมี (r_0) เท่ากับ 0.347λ ที่ได้ทำการวิเคราะห์กับเครื่องวิเคราะห์ ระบบโครงข่าย (Network Analyzer) จะพบว่าในกรณีนี้ ความยาวของวงแหวนเท่ากับ 0.30λ จะมีค่าความ ยาวโพรบประมาณ 0.261λ ซึ่งการพิจารณาค่าความยาวโพรบนั้น จะต้องทำให้เข้าใกล้การเกิดรีโซแนนซ์ (resonance) ให้มากที่สุดเพื่อให้คลื่นที่ส่งออกไปมีพลังงานมากที่สุดก็จะทำให้สามารถส่งไปได้ไกลโดยค่า อิมพีแดนซ์ที่ต้องการสำหรับการออกแบบสายอากาศนั้นมีค่าเท่ากับ 50Ω เพื่อให้คลื่นที่ออกมาจากสาย นำสัญญาณซึ่งมีอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50Ω สามารถส่งผ่านสายอากาศออกไปได้อย่างสมบูรณ์จากนั้นก็จะต้อง ทำให้สายอากาศมีค่า VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) ไม่ควรมีค่ามากกว่า 2 และค่าการสูญเสีย ย้อนกลับ (return loss) จะต้องมีค่าน้อยกว่า -9.54 dB ขึ้นไป ดังนั้นค่าความยาวโพรบที่ได้มานั้นก็ได้มาจาก ข้อกำหนดที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น

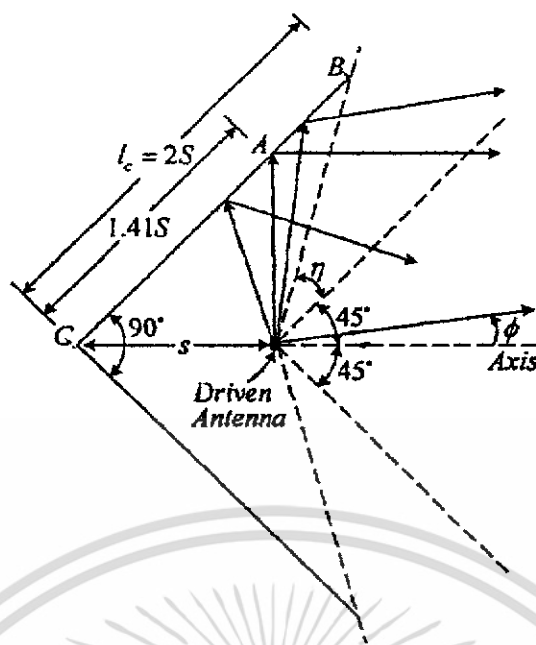
ส่วนการคำนวณหาค่าความกว้างของช่วงความถี่ที่ใช้งานนั้น ทำได้โดยการหาความถี่ที่ สูงกว่าและต่ำกว่าความถี่กลางที่มีค่า VSWR เท่ากับ 2 จากนั้นนำค่าที่ได้มาคำนวณหาช่วงกว้างความถี่ที่ ใช้งานได้จากสูตร

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

ซึ่งค่าความกว้างของช่วงความถี่ที่ใช้งานควรจะมีค่ามากกว่า 10% ขึ้นไป

3.1.3 การพิจารณาค่าขนาดของของตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด

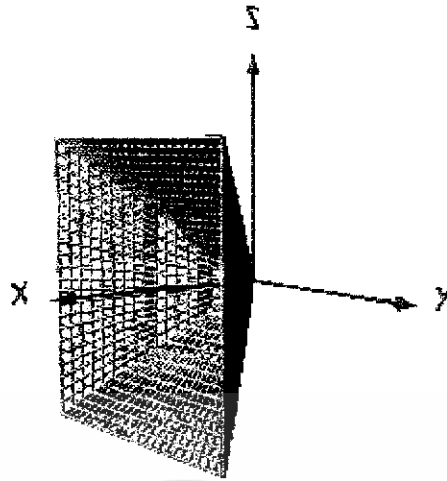
ในการออกแบบตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด จะพิจารณาจากตำแหน่งที่คลื่นออกจากตัว สายอากาศไปตกกระทบกับตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดแล้วทำให้คลื่นที่สะท้อนขนานกับแกน ซึ่งจะ พิจารณาตัวสะท้อนคลื่นที่มุม 90 องศา โดยขนาดของตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด ได้อ้างอิงมาจากตัว สะท้อนคลื่นแบบมุม



รูปที่ 3.2 ตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม โดยมีขนาดของความยาวเท่ากับสองเท่าของระยะห่างระหว่างตัวป้อนสัญญาณกับตัวสะท้อนแบบคลื่นมุมที่มีมุมเท่ากับ 90 องศา

จากรูปเนื่องจากตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมมีขนาดของตัวสะท้อนคลื่นที่มีขนาดอนันต์ ซึ่งในการสร้างไม่สามารถสร้างขนาดของตัวสะท้อนที่มีขนาดอนันต์ได้ จึงจำเป็นต้องสร้างขนาดของตัวสะท้อนที่มีขนาดจำกัด โดยต้องคำนึงถึงผลที่ได้จากการมีขนาดตัวสะท้อนที่จำกัดต้องไม่เปลี่ยนแปลงไปมาก โดยในการออกแบบความยาวตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมจะพิจารณาจาก ตำแหน่งที่คลื่นที่ออกจากตัวสายอากาศไปตกกระทบตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมแล้วทำให้คลื่นที่สะท้อนขนานกับแกน เมื่อพิจารณากรณีของตัวสะท้อนทำมุม 90 องศา ที่แสดงไว้ดังรูป จุดที่สะท้อนแล้วคลื่นสะท้อนขนานกับแกนหรือจุด A จะมีความยาวจากมุมเท่ากับ $1.41S$ โดยที่ S คือระยะห่างระหว่างตัวสายอากาศกับตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม ซึ่งเราอาจทำการเพิ่มความยาวของตัวสะท้อนเพิ่มขึ้นจากจุด A เท่ากับที่ระยะจุด B โดยมีระยะที่เพิ่มประมาณ $0.6S$ จากจุด A ทำให้มีความยาวของตัวสะท้อนเท่ากับ $l_c = 2S$ ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมในทางปฏิบัติสำหรับกรณีของตัวสะท้อนทำมุม 90 องศา และความยาวของตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมจะเพิ่มขึ้นเมื่อขนาดของมุมสะท้อนลดลง โดยที่กรณีของตัวสะท้อนทำมุม 60 องศา 45 องศา และ 30 องศา จุดที่สะท้อนแล้วคลื่นสะท้อนขนานกับแกน อยู่ที่ตำแหน่งความยาวของตัวสะท้อนเท่ากับ $1.73S$ $1.85S$ และ $1.932S$ ตามลำดับ ซึ่งความยาวของตัวสะท้อนที่จะสร้างขึ้นควรมีความยาวมากกว่าที่ระยะความยาวดังกล่าว

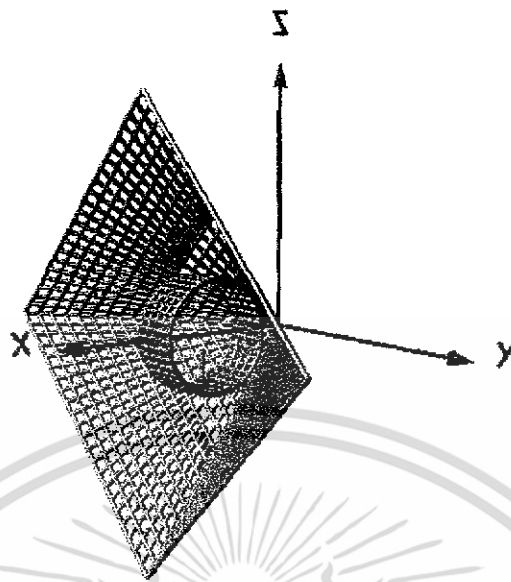
ส่วนความสูงของตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมปกติจะใช้ประมาณ 1.2 – 1.5 เท่าของความสูงทั้งหมดของตัวป้อนสัญญาณ ซึ่งกรณีตัวป้อนสัญญาณเป็นวงแหวนแบบวงกลมซึ่งรัศมีเท่ากับ 4.25 ซม. จะใช้ความสูงของตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดเท่ากับ 12.5 ซม.



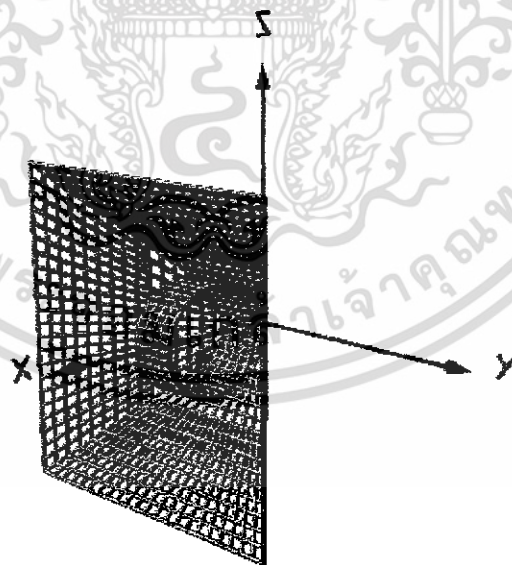
รูปที่ 3.3 ตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด

3.2 การวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึง การวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็ก ได้แก่ ค่ามุมที่สนามสูงสุด ค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง ค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก ค่าอัตราส่วนระหว่างลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง ค่าอัตราส่วนระหว่างลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านหลัง และค่าสภาพเงาเชิงทิศทางสูงสุดของสายอากาศ เมื่อเปลี่ยนระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด กับ โพรบกระตุ้นวงแหวน ซึ่งในการพิจารณาคุณลักษณะทั้งหมดนี้ระยะห่างระหว่างโพรบกระตุ้นวงแหวนกับตัวสะท้อนนั้นจะมีค่าไม่เท่ากัน โดยจะขึ้นอยู่กับค่าความยาวของวงแหวน และระยะห่างระหว่างโพรบกระตุ้นวงแหวน และเปรียบเทียบคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นเมื่อทำการวางโพรบกระตุ้นวงแหวนที่วางในแนวสั้นของตัวสะท้อน (แบบ ก.) และวางในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อน (แบบ ข.) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.4 และรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.4 ตัวสะท้อนคลื่นแบบพริระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนล้อมรอบ โพรบที่วางในแนวสั้น
ของตัวสะท้อน (แบบ ก.)



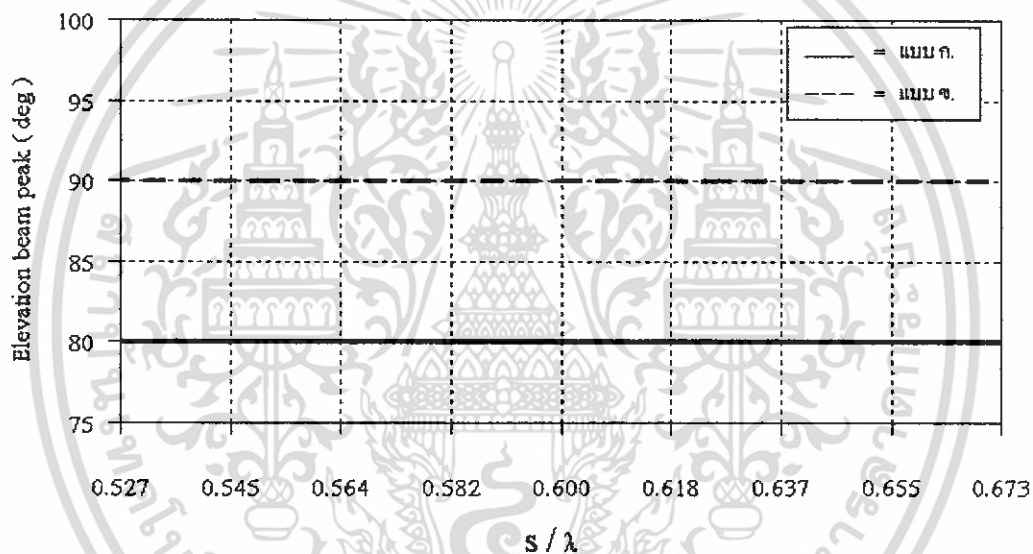
รูปที่ 3.5 ตัวสะท้อนคลื่นแบบพริระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนล้อมรอบ โพรบที่วางในแนวตั้งฉากกับ
ระนาบของตัวสะท้อน (แบบ ข.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

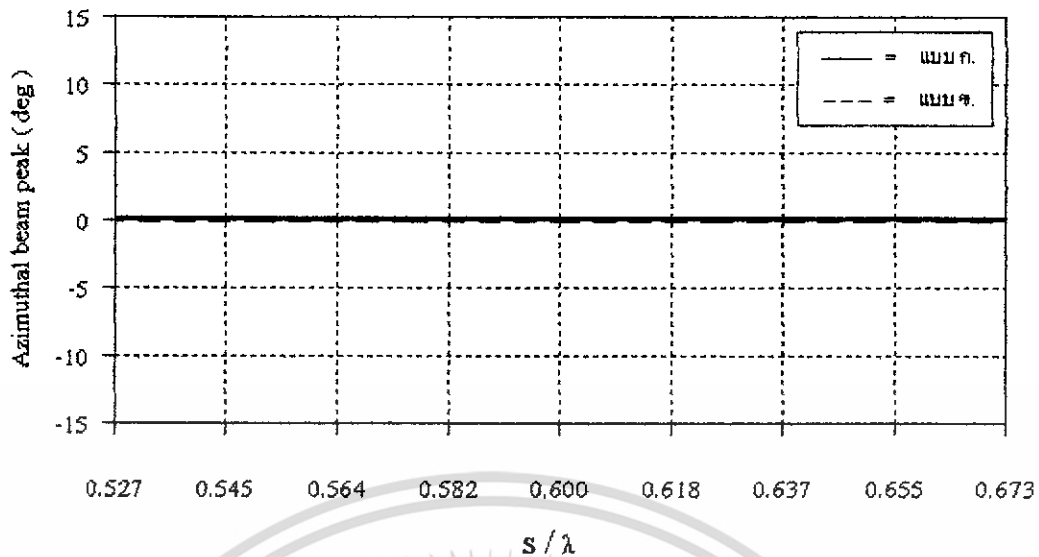
3.2.1 ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก

ในการออกแบบสายอากาศแบบทิศทางเดียวนี้ ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบมุมยกและระนาบมุมกวาด เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญอย่างหนึ่ง ที่จำเป็นต้องพิจารณาตัวอย่าง เช่น หากต้องการให้การแพร่กระจายสนามแรงไปทางด้านหน้าของสายอากาศ ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบสนามไฟฟ้าต้องมีค่าเท่ากับ 90 องศา ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบสนามแม่เหล็กต้องมีค่าเท่ากับ 0 องศา และเงื่อนไขนี้ต้องเกิดขึ้นพร้อมกันทั้งสองระนาบด้วย

ซึ่งจากกราฟจะเห็นได้ว่า ในการวางวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบแบบ ก. จะมีค่ามุมยกที่ 80 องศาและค่ามุมกวาดที่ 0 องศา และในการวางวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบแบบ ข. จะมีค่ามุมยกที่ 90 องศาและค่ามุมกวาดที่ 0 องศา เมื่อเปรียบเทียบกันแล้วจะเห็นได้ว่าแบบ ข. มีคุณสมบัติเป็นสายอากาศทิศทางเดียวที่ดีกว่าแบบ ก.



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

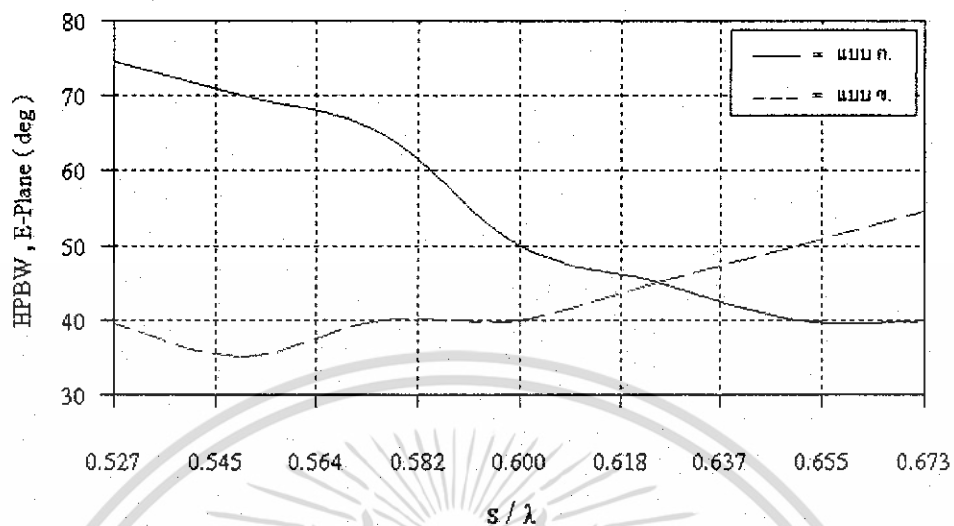
รูปที่ 3.6 ค่ามุมที่สนามสูงสุดของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด
ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมที่วางแบบ ก. และแบบ ข.

3.2.2 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง

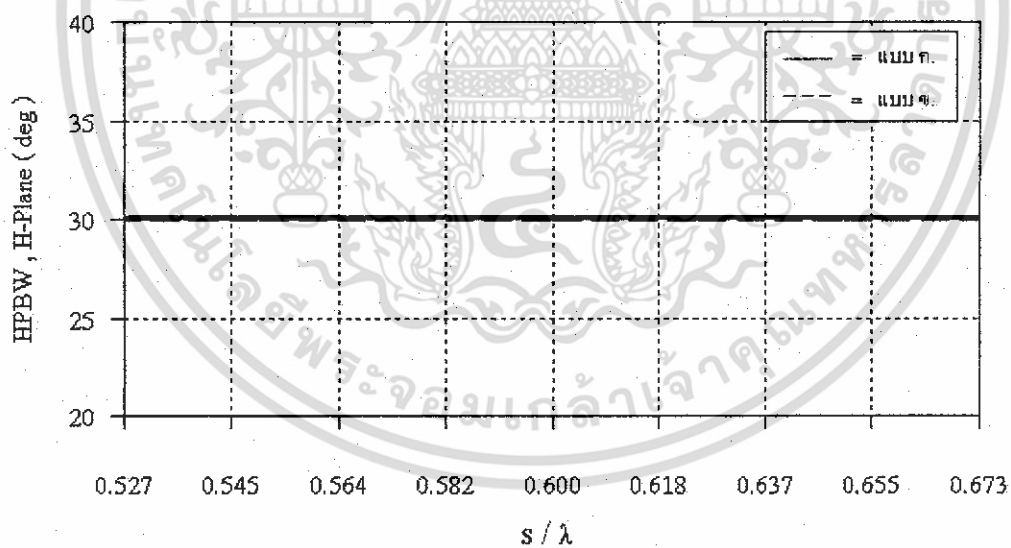
ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งเป็นคุณลักษณะที่สำคัญมากของสายอากาศ โดยค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งที่ต้องการคือ มีลักษณะแคบๆ ทั้งนี้เพื่อให้สายอากาศสามารถแพร่กระจายคลื่นไปยังทิศทางที่ต้องการ ได้แม่นยำยิ่งขึ้นและมีการสูญเสียกำลังงานในทิศทางอื่นน้อยๆ ด้วย

ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง ในระนาบสนามไฟฟ้ากรณีวางวงแหวนป้อนสัญญาณในแบบ ก. จะมีค่าความกว้างลำคลื่นลดลงเมื่อระยะห่างของวงแหวนล้อมรอบโพรบกับตัวสะท้อนคลื่นมีค่ามากขึ้น คือ ที่ 0.527λ จะมีค่าความกว้างของลำคลื่นเท่ากับ 75 องศา และจะลดลงไปจนกระทั่งมีค่าความกว้างของลำคลื่นเท่ากับ 30 องศา ที่ระยะ 0.673λ ในแบบ ข. จะมีค่าความกว้างลำคลื่นเพิ่มขึ้น เมื่อระยะห่างของวงแหวนล้อมรอบโพรบกับตัวสะท้อนคลื่นมีค่ามากขึ้น คือ ที่ 0.527λ จะมีค่าความกว้างของลำคลื่นเท่ากับ 40 องศา และจะเพิ่มขึ้น ไปจนกระทั่งมีค่าความกว้างของลำคลื่นเท่ากับ 55 องศา ที่ระยะ 0.673λ

ในระนาบสนามแม่เหล็กกรณีวางวงแหวนป้อนสัญญาณในแบบ ก. จะมีค่าความกว้างของลำคลื่นที่เท่ากันทั้งในแบบ ก. และแบบ ข.



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



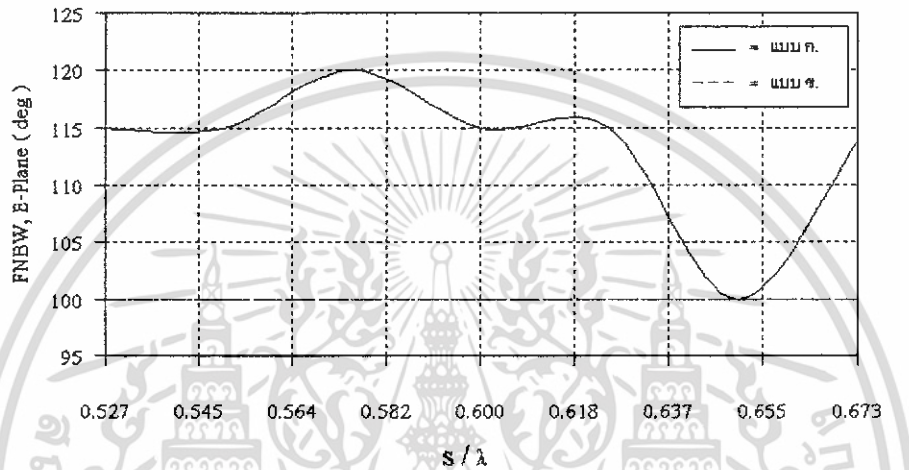
(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 3.7 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด
ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมที่วางแบบ ก. และแบบ ข.

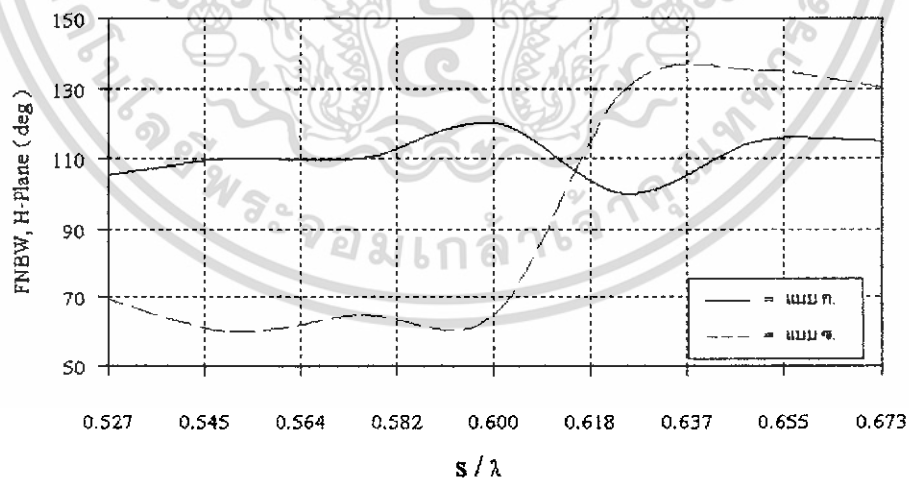
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก

ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก ในระนาบสนามไฟฟ้ากรณีวงแหวนป้อนสัญญาณในแบบ ก. จะมีค่า 115 องศา ที่ 0.527λ และมีค่าค่อนข้างที่จะคงที่ไปจนถึงที่ระยะประมาณ 0.62λ และลดลง และในแบบ ข. จะมีค่าคงที่ ในระนาบสนามแม่เหล็กกรณีวงแหวนป้อนสัญญาณในแบบ ก. จะมีค่าค่อนข้างที่จะคงที่ และในแบบ ข. จะมีค่า 70 องศา ที่ 0.527λ และมีค่าค่อนข้างที่จะคงที่ไปจนถึงที่ระยะประมาณ 0.60λ และเพิ่มขึ้นเป็น 130 องศาที่ระยะประมาณ 0.62λ และจะมีค่าคงที่ไปเรื่อย ๆ จนถึงที่ระยะ 0.673λ



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



(ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

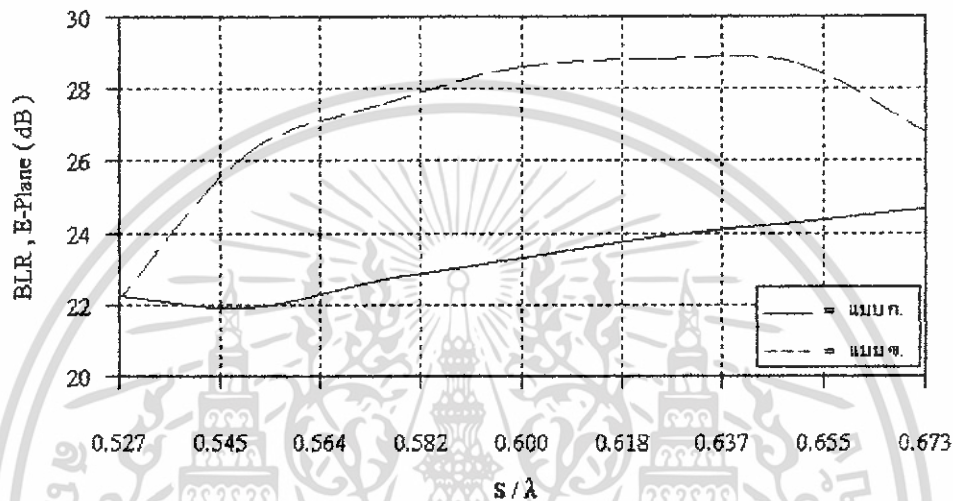
รูปที่ 3.8 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก ของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด

ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมที่วางแบบ ก. และแบบ ข.

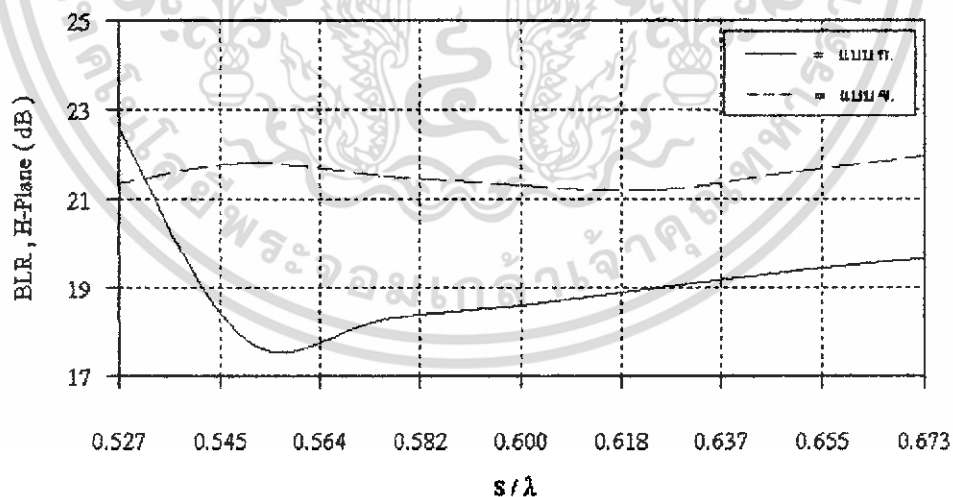
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4 ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านหลัง

ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านหลังในระนาบสนามไฟฟ้ากรณีวางวงแหวนป้อนสัญญาณในแบบ ก. จะมีค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านหลังมีค่าเพิ่มขึ้น เมื่อระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบกับตัวสะท้อนคลื่นมีค่าเพิ่มขึ้น และเมื่อวางวงแหวนป้อนสัญญาณในแบบ ข. มีค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านหลังเพิ่มขึ้นเล็กน้อย และในระนาบสนามแม่เหล็กกรณีวางวงแหวนป้อนสัญญาณในแบบ ก. และแบบ ข. มีค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านหลังที่ระดับค่อนข้างที่จะคงที่ โดยแบบ ข. จะมีค่ามากกว่า



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

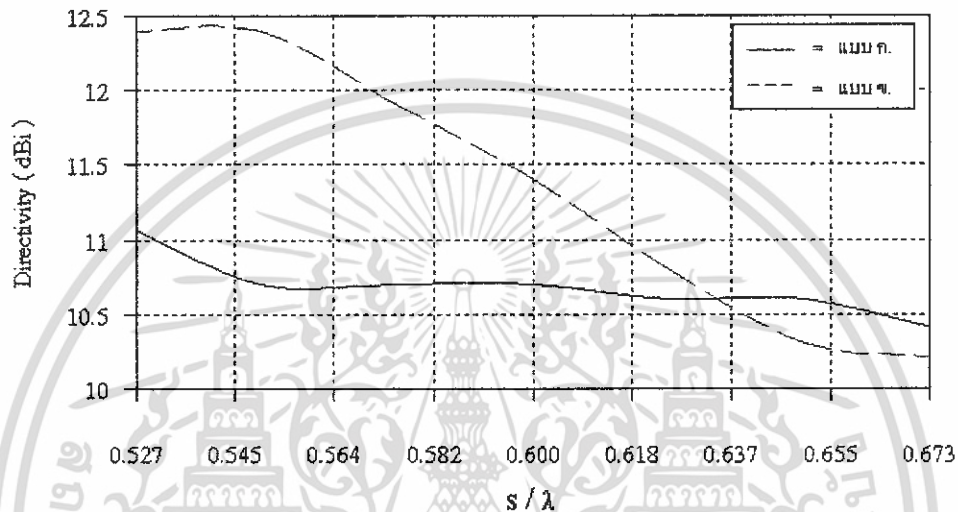
รูปที่ 3.9 ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านหลังของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด

ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมที่วางแบบ ก. และแบบ ข.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.6 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ

ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด ที่ป้อนด้วยวงแหวนแบบวงกลมรัศมี 0.3λ ซึ่งแสดงในรูปที่ 3.10 จะเห็นได้ว่าการวางวงแหวนป้อนสัญญาณในแบบ ก. มีค่าสูงสุดคือ 11.1 dBi ที่ 0.527λ และมีค่าลดลงไปเรื่อย ๆ จนถึง 0.673λ และที่การวางวงแหวนป้อนสัญญาณในแบบ ข. มีค่าสูงสุดคือ 12.4 dBi ที่ 0.527λ และมีค่าลดลงไปเรื่อย ๆ จนถึง 0.673λ ซึ่งผลที่ได้จากการวิเคราะห์ทั้งหมดที่ผ่านมานี้จะนำไปสู่การออกแบบและการสร้างต่อไป



รูปที่ 3.10 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมที่วางแบบ ก. และแบบ ข.

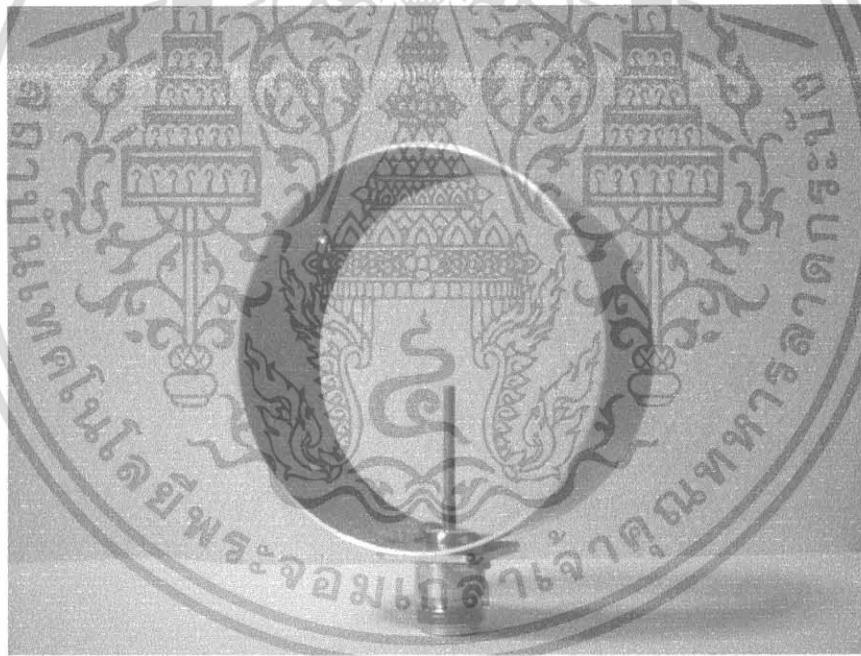
บทที่ 4

การสร้าง ทดสอบและผลการทดสอบ

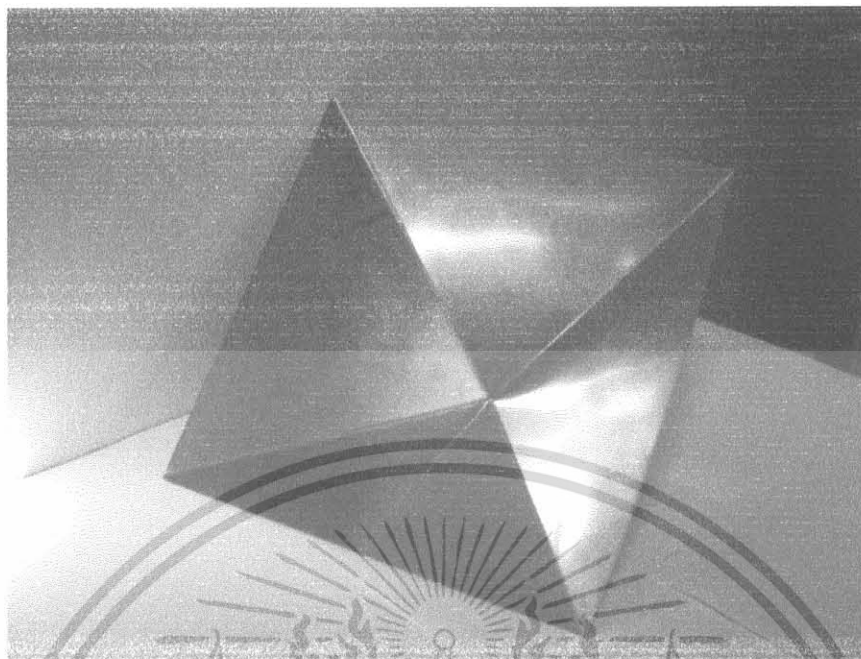
4.1 การสร้างสายอากาศ

จากการวิเคราะห์ในบทที่ 3 ทำให้ทราบถึงขนาด และส่วนประกอบต่างๆ ที่เหมาะสมสำหรับที่จะใช้ในการออกแบบสร้างสายอากาศ โดยให้ทำงานที่ความถี่ 2.45 GHz ซึ่งมีขนาดของตัวป้อนสัญญาณ และตัวสะท้อนคลื่นดังนี้

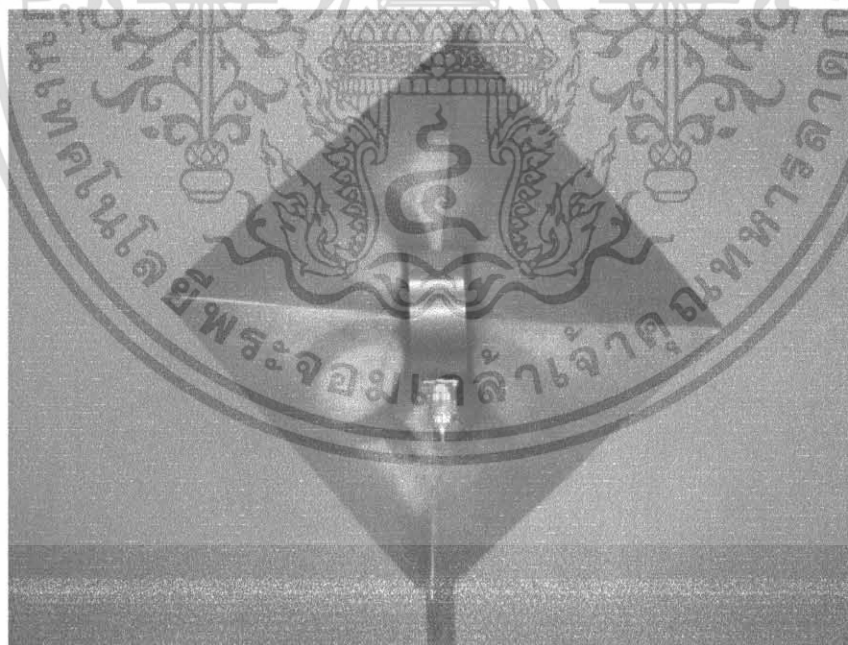
ตัวป้อนสัญญาณวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบไฟฟ้าเชิงเส้น มีค่ารัศมีของวงแหวน เท่ากับ 0.347λ (4.25ซ.ม.) มีค่าความยาวโพรบเท่ากับ 0.261λ (3.2ซ.ม.) สำหรับค่าความยาวของวงแหวนเท่ากับ 0.3λ (3.6ซ.ม.) แสดงดังรูปที่ 4.1 และตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดมีความสูงจากยอดถึงฐานพีระมิดที่ 12.5 ซ.ม. ความกว้างของฐานพีระมิดในแต่ละด้านเท่ากับ 25 ซ.ม. จะทำให้ได้แผ่นระนาบของตัวสะท้อนคลื่นที่อยู่ตรงข้ามกันมีมุมตั้งฉากกันที่ 90 องศา ดังแสดงในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.1 ตัวป้อนสัญญาณวงแหวนวงกลมที่มีค่ารัศมี 0.347λ

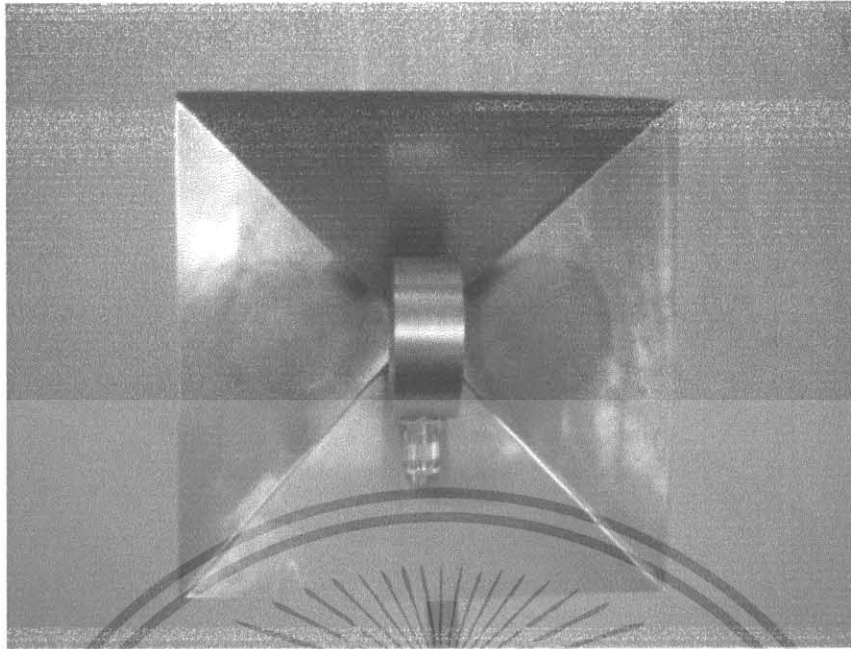


รูปที่ 4.2 ตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด



รูปที่ 4.3 ตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนล้อมรอบโพรบที่วางตามแนวสันของตัวสะท้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 ตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนล้อมรอบโพรบที่วางตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อน

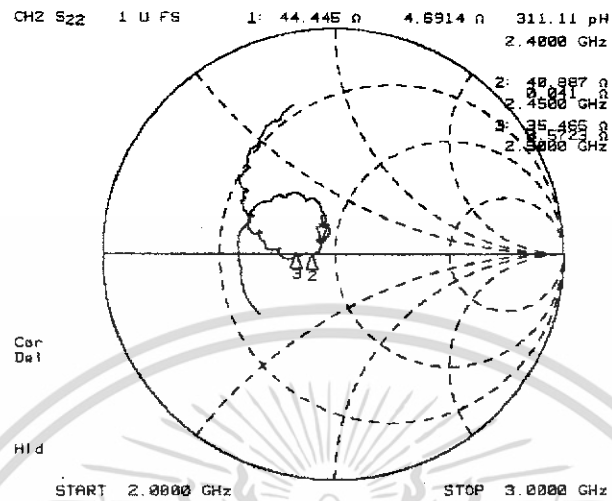


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ทดสอบและผลการทดสอบ

4.2.1 การทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของสายอากาศ

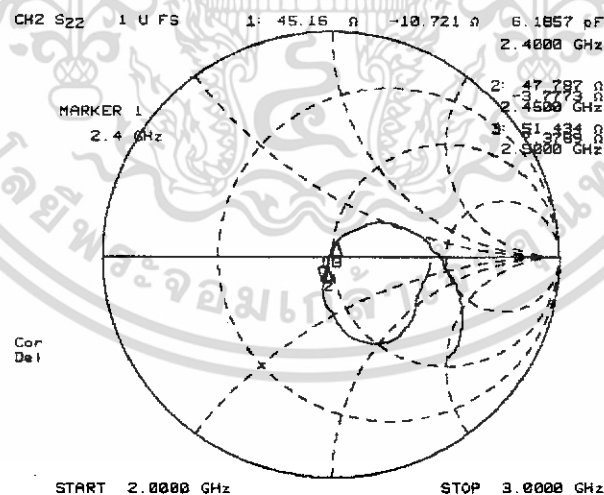
- วางวงแหวนวงกลมในแนวสันของตัวสะท้อนคลื่น



รูปที่ 4.5 ค่าอิมพีแดนซ์ ของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณ ด้วยวงแหวนวงกลมที่มีขนาดความยาว 0.3λ (3.6ซ.ม.)

จากการวัดค่าอิมพีแดนซ์ในการวางวงแหวนวงกลมในแนวสันของตัวสะท้อนคลื่นจะได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ $40.887 + j0.0141\Omega$

- วางวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อนคลื่น



รูปที่ 4.6 ค่าอิมพีแดนซ์ ของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณ ด้วยวงแหวนวงกลมที่มีขนาดความยาว 0.3λ (3.6ซ.ม.)

จากการวัดค่าอิมพีแดนซ์ในการวางวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อนคลื่นจะได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ $47.787 - j0.0141\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางปฏิบัตินั้นสายอากาศที่ออกแบบ จะไม่สามารถที่ปรับให้มีค่าอิมพีแดนซ์ (ค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดได้จากหัวของสายอากาศ) ให้มีค่าเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ ของเครื่องรับหรือ เครื่องส่งได้ ดังนั้นเมื่อมีการต่อสายอากาศเข้ากับเครื่องรับ หรือเครื่องส่ง ผลก็จะทำให้กำลังงานส่วนหนึ่งเกิดการสะท้อนกลับที่จุดอินพุตของสายอากาศ ดังนั้นเพื่อเป็นการบ่งบอกแก่ผู้นำสายอากาศไปใช้งานว่าสายอากาศตัวนี้หากนำไป ใช้งานแล้ว จะสามารถรับกำลังงานที่ส่งมาจากเครื่องส่งได้มากน้อยเพียงใดจะสามารถบอกได้ด้วยอัตรา ส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR)

โดยทั่วไปแล้วค่า VSWR ที่สามารถจะนำมาใช้งานจะต้องไม่เกิน 2:1 แต่ถ้านำไปใช้งานจริงต้องมีค่าไม่เกิน 1.5:1 ค่าการสูญเสียย้อนกลับจะต้องมีค่าต่ำมากๆ และค่าอิมพีแดนซ์ต้องมีค่าใกล้เคียง 50Ω ซึ่งการทดสอบค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ สามารถทดสอบได้โดยเครื่อง Network Analyzer จากการทดสอบข้างต้นนี้ เราสามารถที่จะทราบช่วงกว้างความถี่ที่ใช้งาน ได้ตามตารางที่ 4.1

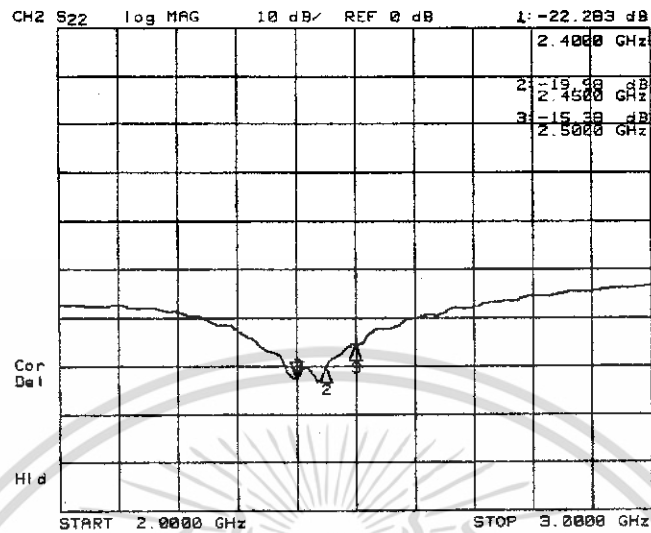
ตารางที่ 4.1 ผลการทดสอบแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ของสายอากาศ

ชนิดของสายอากาศ	ค่า Bandwidth (MHz)
สายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวสั้นของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด	200
สายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด	200

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 การทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return loss) ของสายอากาศ

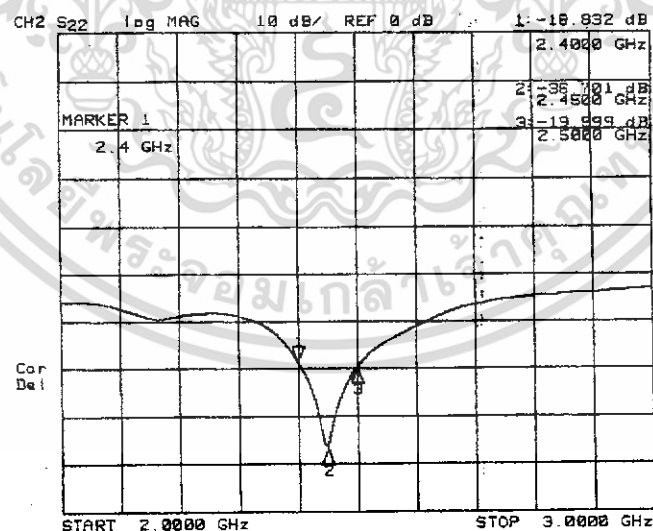
- วาดวงแหวนวงกลมในแนวเส้นของตัวสะท้อนคลื่น



รูปที่ 4.7 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ของสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมที่มีขนาดความยาว 0.3λ (3.6ซ.ม.)

จากการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ ในการวางวงแหวนวงกลมในแนวเส้นของตัวสะท้อนคลื่นจะได้ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ -19.98 dB

- วาดวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อนคลื่น



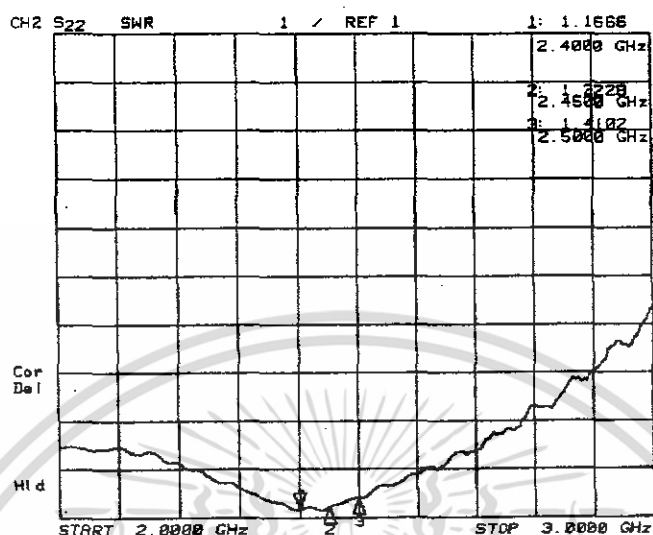
รูปที่ 4.8 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ของสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมที่มีขนาดความยาว 0.3λ (3.6ซ.ม.)

จากการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ ในการวางวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อนคลื่นจะได้ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ -36.701 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 การทดสอบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) ของสายอากาศ

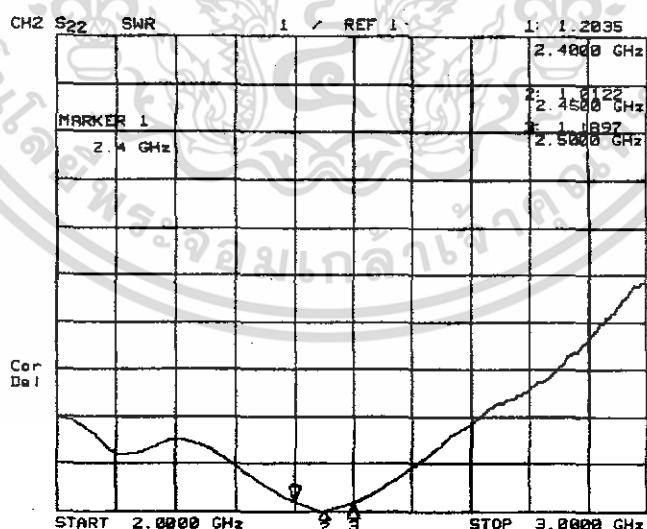
- วางวงแหวนวงกลมในแนวตั้งของตัวสะท้อนคลื่น



รูปที่ 4.9 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ของสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมที่มีขนาดความยาว 0.3λ (3.6ซ.ม.)

จากการวัดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งในการวางวงแหวนวงกลมในแนวตั้งของตัวสะท้อนคลื่นจะได้ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ 1.22 : 1

- วางวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อน



รูปที่ 4.10 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ของสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมที่มีขนาดความยาว 0.3λ (3.6ซ.ม.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

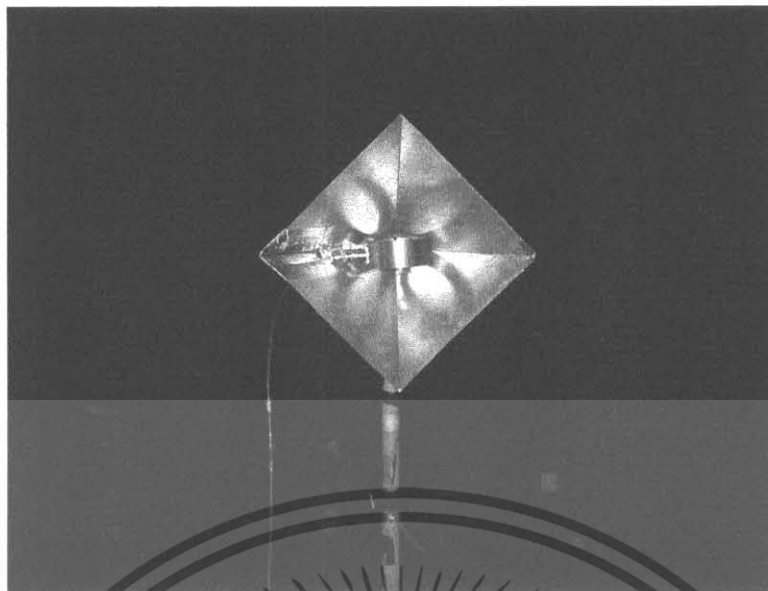
ในการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น การทดสอบทั้งหมดได้ทำการทดสอบภายในห้องทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น สามารถแสดงผลการเปรียบเทียบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ระหว่าง การทดสอบ และ โปรแกรมคำนวณคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2 (Numerical Electromagnetic Code : NEC2) จะทำการวัดการแพร่กระจายคลื่นทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก การวัดจะพิจารณาที่ระยะไกล (Far Field) ซึ่งระยะห่างระหว่างสายอากาศตัวส่งและตัวรับมีค่าเท่ากับ

$$\text{Far Field Distance}(R) = \frac{2D^2}{\lambda}$$

โดยที่ R = ระยะห่างระหว่างสายอากาศรับ กับสายอากาศส่ง (เมตร)
D = ค่าขนาดที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศ ($D_t + D_r$)

$$\text{Far Field Distance (R)} = \frac{2((0.35^2) + (0.35^2))}{0.122} = 4.016m.$$

จากการทดสอบนี้จะใช้ระยะ far field ที่มากกว่า 4.016 m. โดยเลือกใช้ระยะทดสอบที่ 4.50 m. เพื่อทำการวัดค่ากำลังสนาม ในระนาบ H - Plane โดยติดตั้งสายอากาศที่ใช้รับและส่ง ให้โพรบตั้งฉากกับพื้นระนาบโดยนำสายอากาศชนิดต่างๆ ไปติดตั้งที่ตำแหน่งซึ่งจะหมุนด้วยเครื่องควบคุมอัตโนมัติ ทีละ 5 องศา แล้ววัดค่ากำลังสนามที่องศาต่างๆ จนครบ 360 องศา โดยใช้เครื่องสเปคตรัม (Spectrum Analyzer) เป็นตัวส่งและรับ ส่วนการวัดค่ากำลังสนามในระนาบ E- Plane นั้น ต้องติดตั้งสายอากาศที่ใช้รับให้โพรบขนานกับพื้นระนาบ แล้วทำการทดลองเช่นเดียวกันในระนาบ H - Plane แต่ให้โพรบตั้งฉากกับระนาบพื้น ในการทดสอบนี้ได้ทำการทดสอบภายในห้องทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ดังแสดงในรูปที่ 4.11



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า (E-Plane)

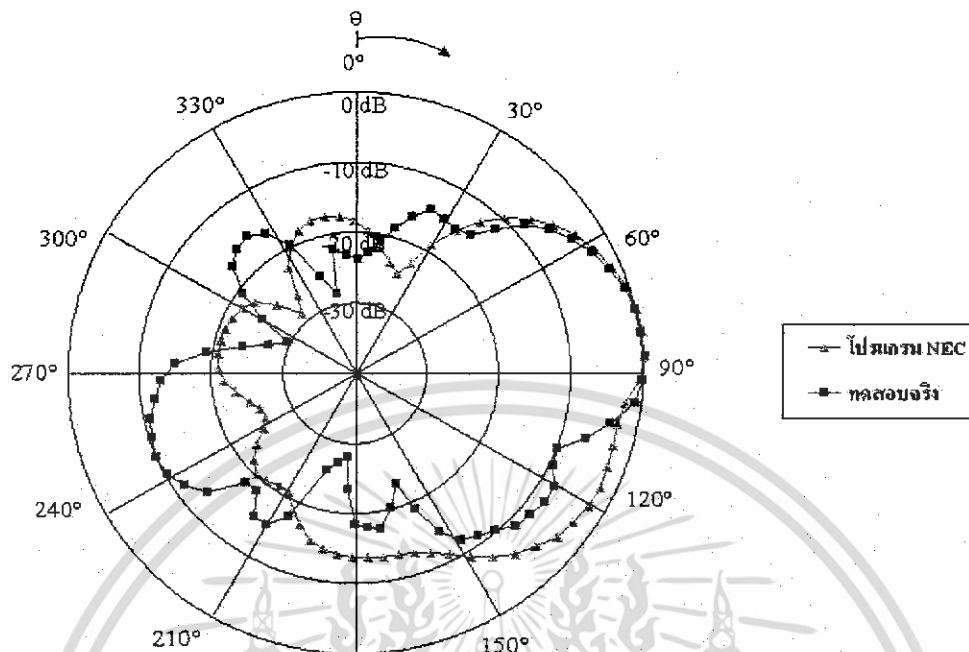


(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก (H-Plane)

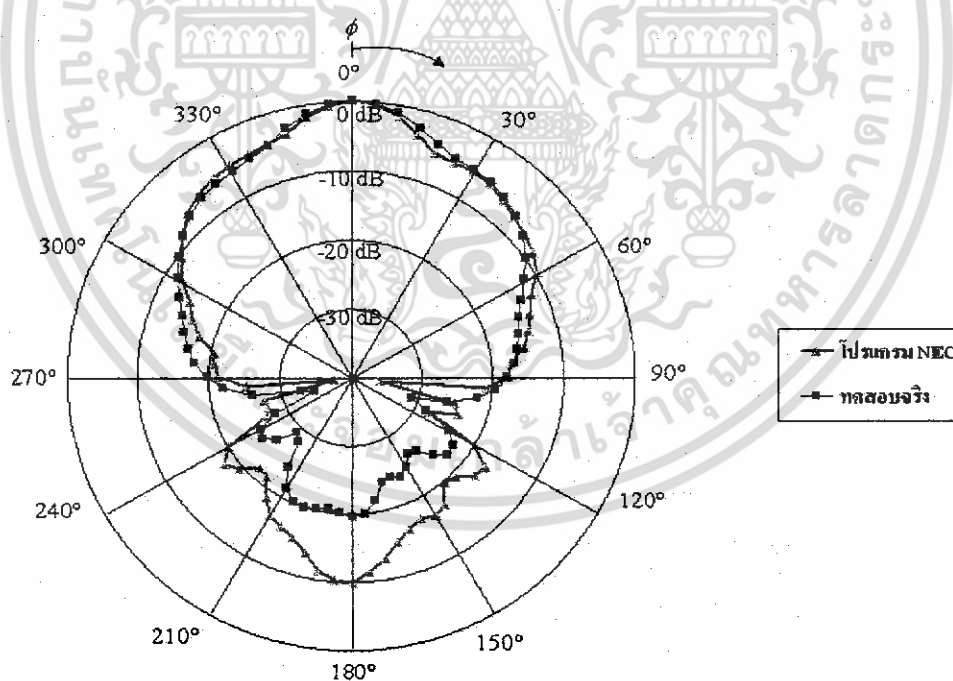
รูปที่ 4.11 การจัดวางสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวตั้งของตัวสะท้อนคลื่น
พีระมิด ภายในห้องทดลองเพื่อทดสอบการแพร่กระจายคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1 การทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ



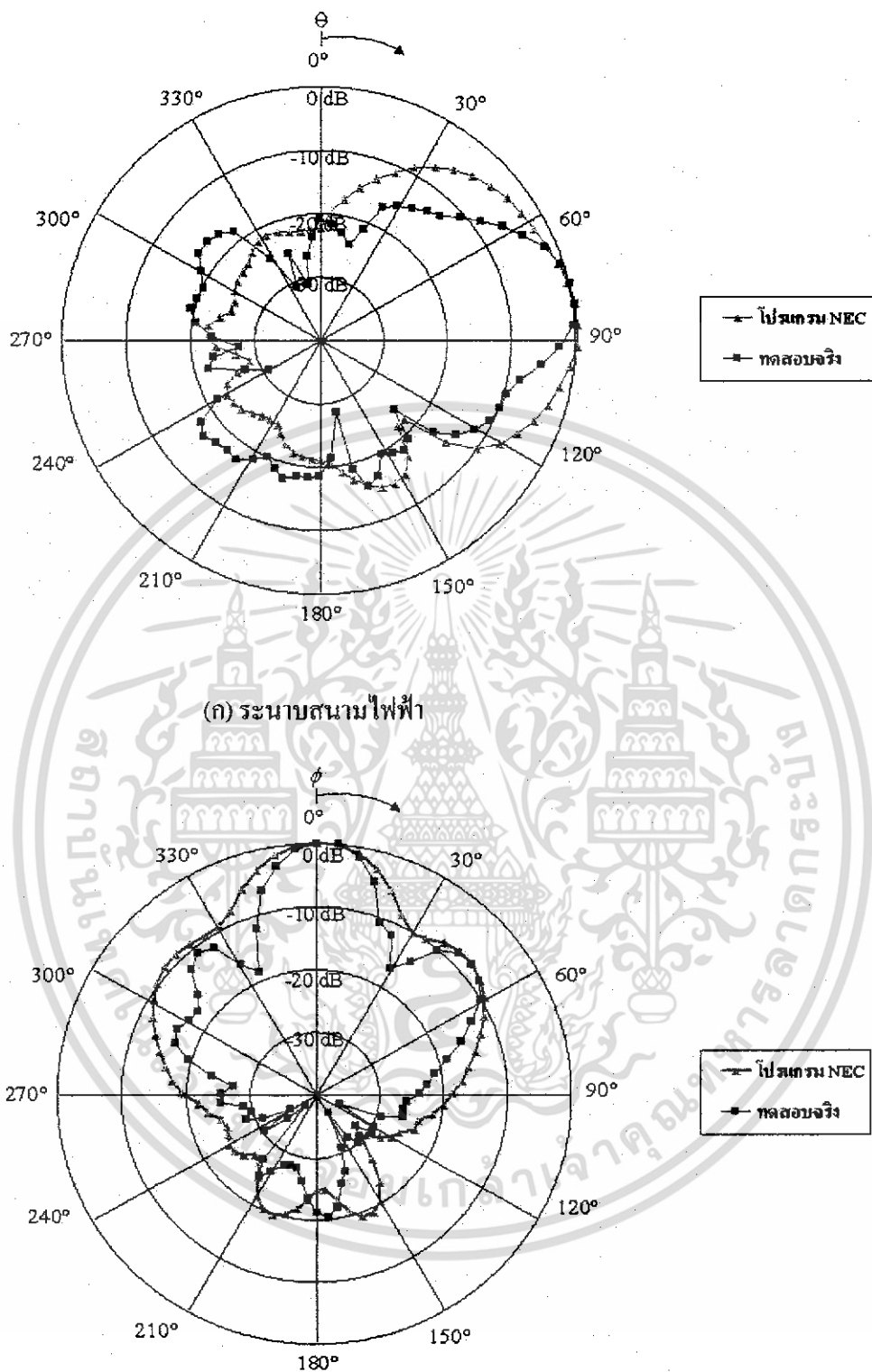
(ก) ระบายสนามไฟฟ้า



(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.12 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมใน
แนวเส้นของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉาก
กับระนาบของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถหาค่าความกว้างของลำคลื่นที่ลดลงครึ่งหนึ่ง (half power beamwidth : HPBW) ได้จากการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งแสดงในตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 แสดงค่า HPBW ที่ได้จากการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ของสายอากาศชนิดต่างๆ

ชนิดของสายอากาศ	มุม HPBW (องศา) ของสายอากาศในระนาบ	
	สนามไฟฟ้า	สนามแม่เหล็ก
สายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวสันของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด	52	60
สายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด	35	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การทดสอบหาอัตราขยายของสายอากาศ (Gain)

จากที่เราได้ทำการสร้างและทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแล้วต่อมาจะเป็นขั้นตอนการทดสอบอัตราขยายของสายอากาศ ในการทดสอบนี้เราได้ใช้สายอากาศที่สร้างขึ้นมาทั้งสองตัวที่มีคุณลักษณะเหมือนกัน ใช้ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับเท่ากับ 4.5 เมตร โดยจะใช้เครื่องเน็ตเวิร์คอะนาไลเซอร์ (Network Analyzer) เป็นตัวส่งและรับ สัญญาณที่รับได้จากเครื่องเน็ตเวิร์คอะนาไลเซอร์จะมีค่าเท่ากับ $10\log(P_r/P_t)$ ซึ่งใช้กำลังในการส่ง (P_t) เท่ากับ 0 dBm ค่า Free Space Loss (Ls) ที่ได้จากการคำนวณจะมีค่า 53.321 dBm จากการทดสอบจะได้ค่าจากการวัดได้จากเครื่องเน็ตเวิร์คอะนาไลเซอร์ ในแนวสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวสันของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิดจะได้ -43.804 dB และในแนวสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิดจะได้ -42.918 dB เมื่อนำไปแทนในสมการด้านล่าง จะได้ค่าอัตราขยายของสายอากาศ

$$G_t(\text{dB}) = G_r(\text{dB}) = \frac{1}{2} \left[20\log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + 10\log\left(\frac{P_r}{P_t}\right) \right]$$

เมื่อ $G_t(\text{dB})$ = เกนของสายอากาศส่ง

$G_r(\text{dB})$ = เกนของสายอากาศรับ

$P_t(\text{W})$ = กำลังงานด้านส่ง

$P_r(\text{W})$ = กำลังงานด้านรับ

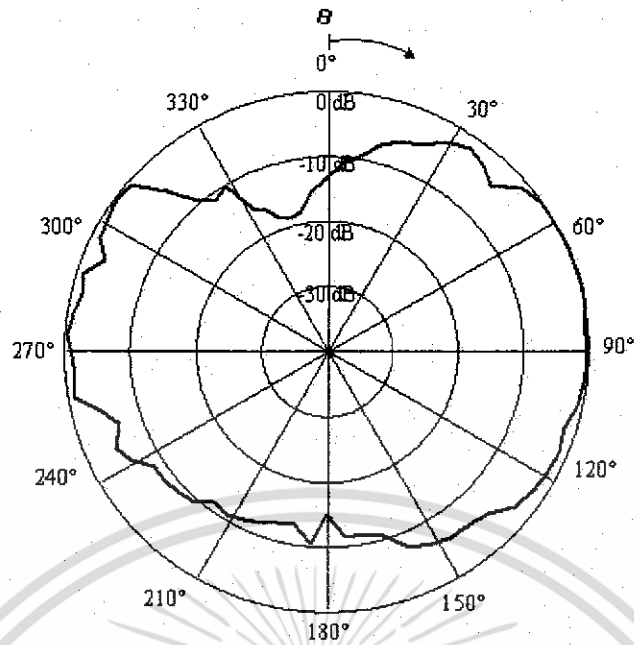
$R(\text{m})$ = ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่ง และรับ

จะได้ค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวสันของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด มีค่าเท่ากับ 9.517 dBi และค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด มีค่าเท่ากับ 10.403 dBi

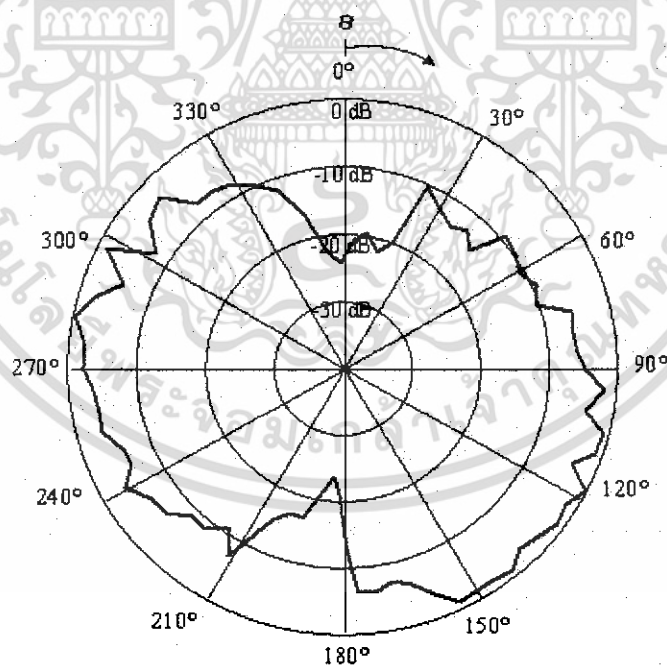
4.5 การทดสอบโพลาไรเซชัน (Polarization)

การทดสอบโพลาไรเซชันทำได้โดยนำสายอากาศแบบไดโพลเป็นตัวส่ง แล้วทำการหมุนทีละ 5 องศา แล้วใช้สายอากาศที่สร้างขึ้นมาเป็นตัวรับเพื่อเก็บค่าสนามไฟฟ้าที่วัดได้ เพื่อนำมาพล็อตกราฟแล้วคำนวณหาค่า Axial Ratio จาก

$$\text{Axial Ratio} = \frac{E_{\max}}{E_{\min}}$$



รูปที่ 4.14 แสดงการโพลาริซายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวเส้นของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด



รูปที่ 4.15 แสดงการโพลาริซายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{จากรูปที่ 14.4 จะได้ว่า Axial Ratio} = \frac{0.61}{0.545} = 1.119$$

$$\text{จากรูปที่ 14.5 จะได้ว่า Axial Ratio} = \frac{0.505}{0.28} = 1.813$$

จะเห็นได้ว่าค่า Axial Ratio ของการวางสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวตั้งของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด และสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวสันของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด มีค่ามากกว่า 1 จะเป็นการโพลาไรซ์แบบวงรี

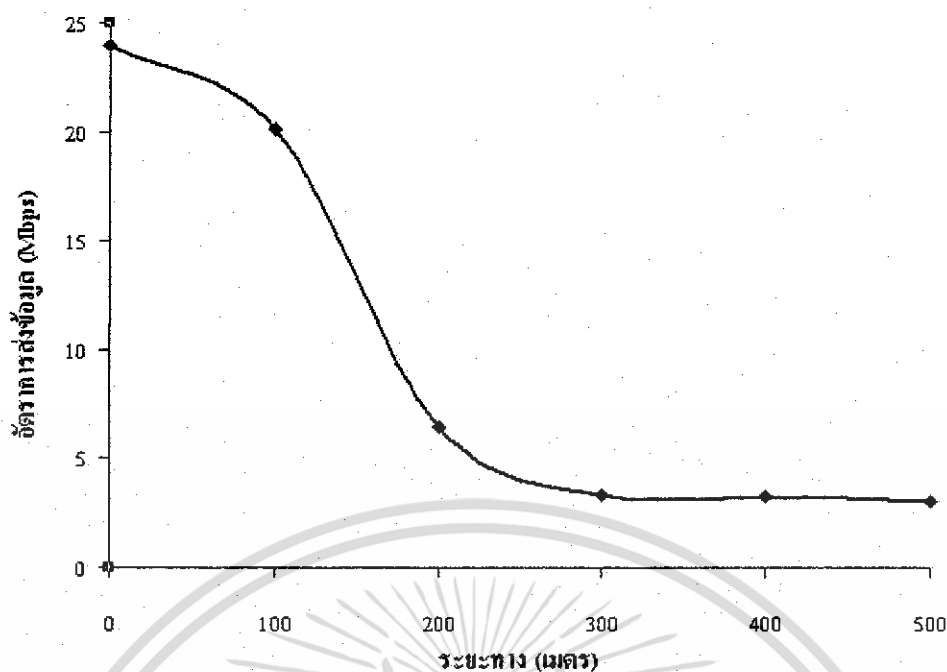
4.6 การทดสอบการใช้งานจริง



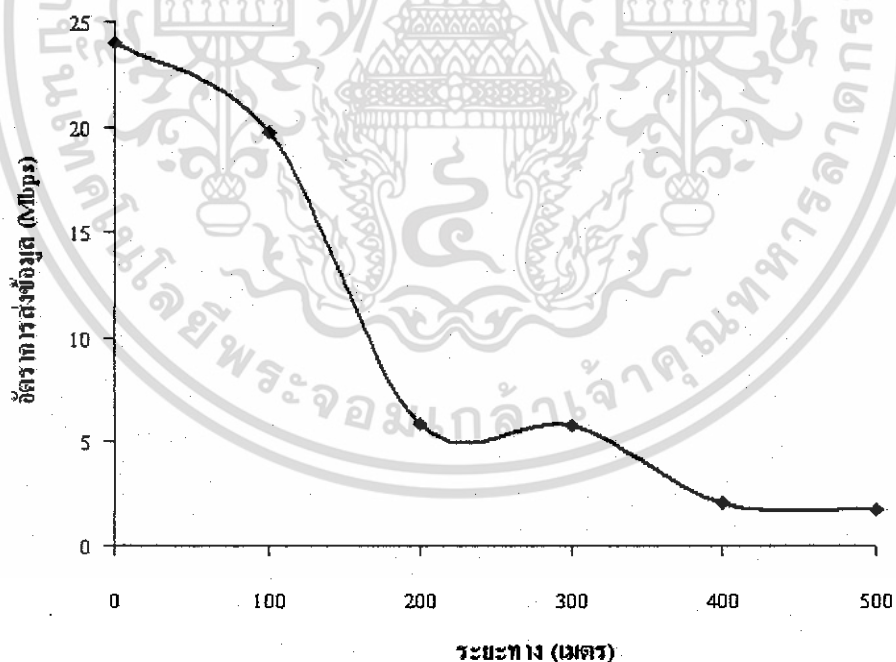
รูปที่ 4.16 แสดงการจัดวางการวัดสายอากาศในการทดสอบจริง

การทดสอบการใช้งานจริงของสายอากาศที่ทำการสร้างขึ้นมา จะทำโดยการนำสายอากาศที่สร้างขึ้นมาต่อแทนสายอากาศของ Access point โดย Access point จะทำการต่อกับเครื่องคอมพิวเตอร์เครื่องหนึ่งที่ตั้งอยู่กับที่ และใช้เครื่องคอมพิวเตอร์อีกเครื่องทดสอบรับข้อมูล โดยจะทำการวัดระยะการวัดห่างกันครั้งละ 100 เมตรและทดสอบการใช้งานจริงของสายอากาศวงแหวนและสายอากาศไดโพลเดิมของตัว Access point ในการรับ - ส่งข้อมูลนี้เราใช้โปรแกรม Chariot , by Net IQ Corporation การรับข้อมูลจะแสดงผังกราฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

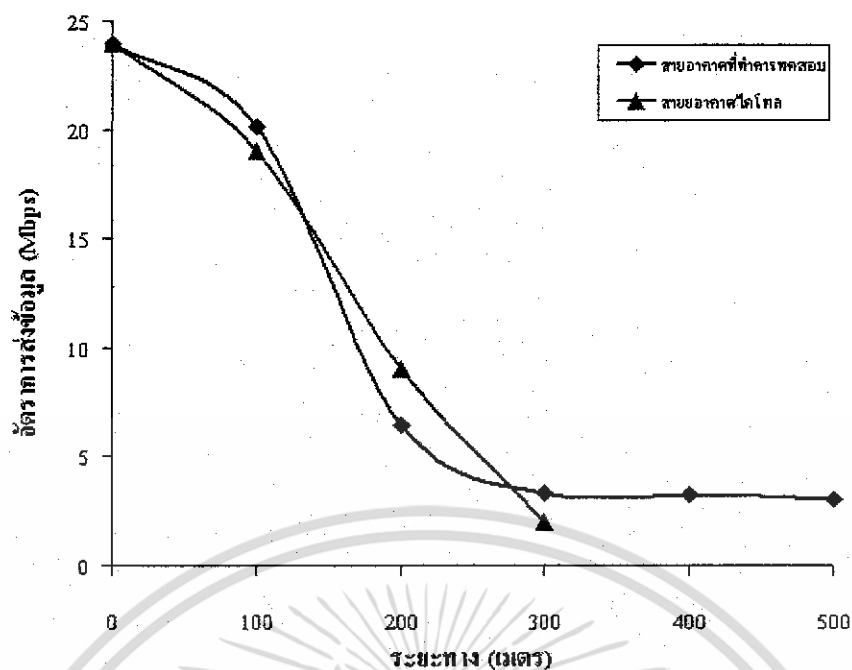


รูปที่ 4.17 กราฟแสดงอัตราการส่งข้อมูลของสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวตั้ง
ของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด

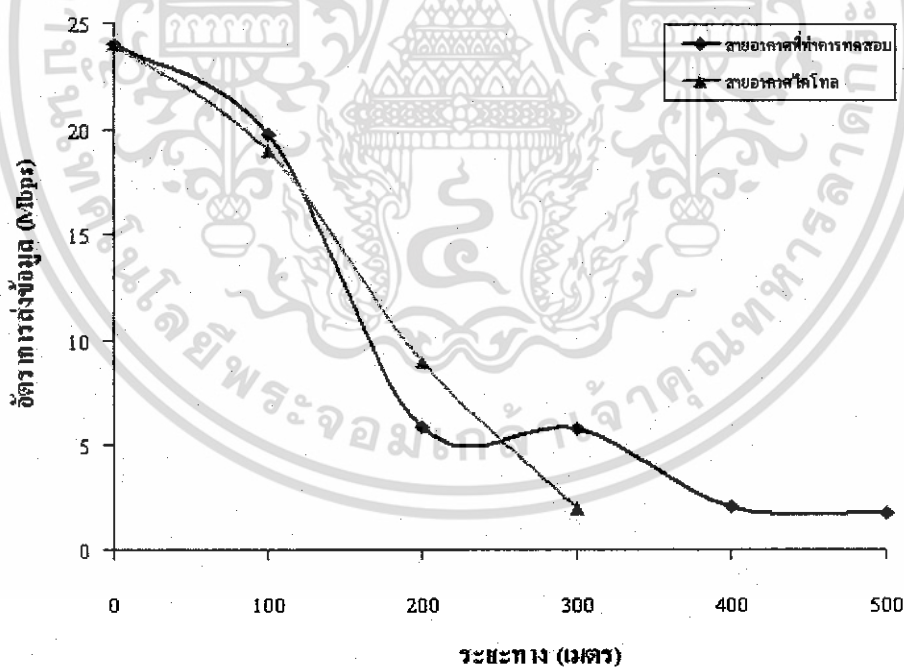


รูปที่ 4.18 กราฟแสดงอัตราการส่งข้อมูลของสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉาก
กับระนาบของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

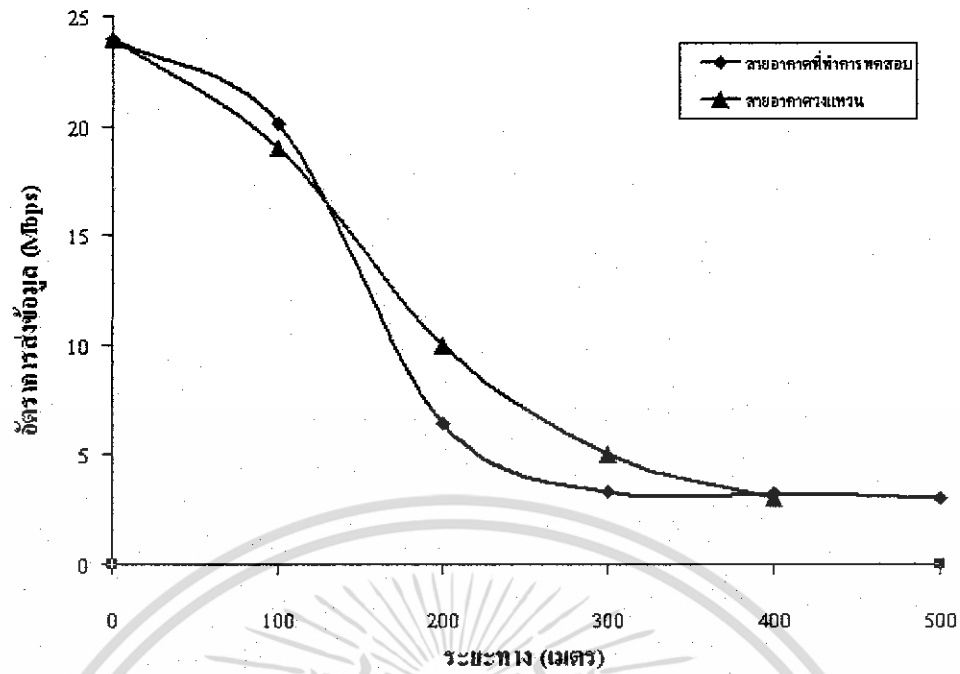


รูปที่ 4.19 กราฟแสดงอัตราการส่งข้อมูลของสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวสันของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิดเทียบกับสายอากาศไดโพล

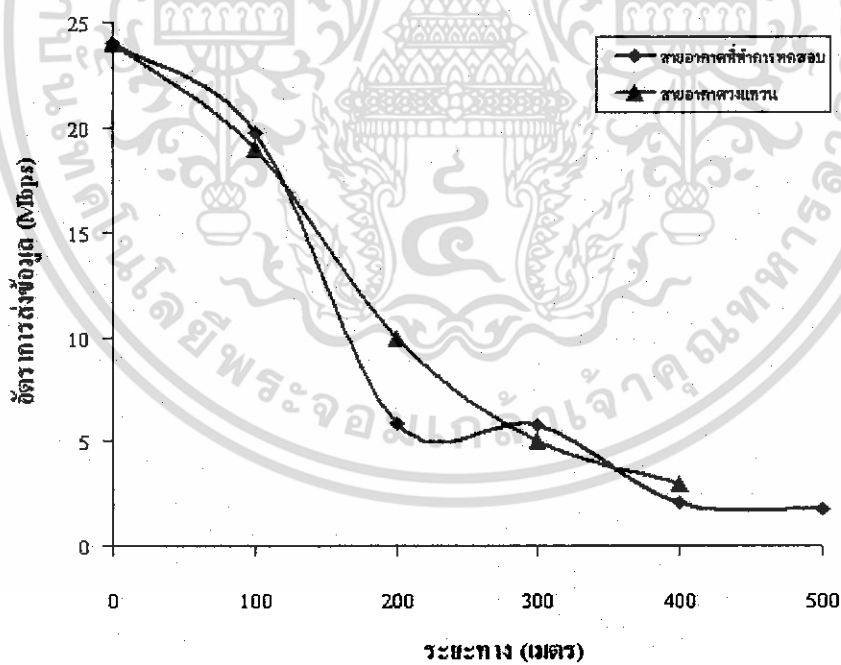


รูปที่ 4.20 กราฟแสดงอัตราการส่งข้อมูลของสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิดเทียบกับสายอากาศไดโพล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.21 กราฟแสดงอัตราการส่งข้อมูลของสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวเส้นของตัวสะท้อนคลื่นพริมาตรเทียบกับสายอากาศวงแหวน



รูปที่ 4.22 กราฟแสดงอัตราการส่งข้อมูลของสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อนคลื่นพริมาตรเทียบกับสายอากาศวงแหวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 วิจารณ์และสรุป

ปริญญานิพนธ์นี้ ได้นำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบ สร้างและทดสอบสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวน สายอากาศชนิดนี้ให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว ซึ่งมีประโยชน์ในการประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศสำหรับการสื่อสารแบบจุดต่อจุด เช่น การเชื่อมโยงของระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายระหว่างตึกเป็นต้น โดยโครงสร้างของสายอากาศไม่ซับซ้อนและสามารถสร้างได้ง่าย สายอากาศที่ออกแบบไว้จะทำงานที่ความถี่ 2.45 GHz โดยได้ทำการพิจารณาวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบไฟฟ้าเชิงเส้นที่มีรัศมีเท่ากับ 4.25 ซม. มีค่าความยาวของวงแหวนเท่ากับ 3.6 ซม. และ ตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดมีความสูงจากยอดถึงฐานพีระมิดที่ 12.5 ซม. ความกว้างของฐานพีระมิดในแต่ละด้านเท่ากับ 25 ซม. โดยจะทำการวางวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบไฟฟ้าเชิงเส้น 2 แบบ คือ วางวงแหวนวงกลมในแนวสั้นของตัวสะท้อน และวางวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อน

เมื่อทดสอบสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวสั้นของตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด และสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิดจะเห็นว่าสายอากาศทั้งสองแบบมีค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม NEC แต่ มีค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิดท์ที่แคบกว่าเล็กน้อยและมีค่าถ่วงลดน้อยลงกว่า ส่วนอัตราขยายมีค่าแตกต่างกันเล็กน้อย ค่าแบนวิดท์จะมีค่า 200 MHz

จากกระบวนการทดสอบนั้นจะพบว่า สายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวสั้นของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิดเหมาะสำหรับใช้งานที่ติดต่อกันแบบจุดต่อจุดที่อยู่ห่างกันมากหรือต้องการความแม่นยำสูง เพราะสายอากาศชนิดนี้มี ค่าสภาพเจาะงทิศทางที่สูงกว่า สายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในแนวตั้งฉากกับระนาบของตัวสะท้อนคลื่นพีระมิด ทำให้สามารถใช้งานการติดต่อกันได้ที่ระยะไกลๆ

สำหรับ ในกระบวนการทดสอบนั้นจะพบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นมีค่าผิดเพี้ยนไปเล็กน้อยเมื่อเทียบกับค่าที่ได้จากการวิเคราะห์ ซึ่งอาจจะเกิดจากอุปกรณ์ที่ใช้ในการทำสายอากาศ รวมถึงความคลาดเคลื่อนของอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัด และยังพบว่าค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ได้จากการทดสอบจะมีค่าน้อยกว่าค่าสภาพเจาะงทิศทางที่ได้จากการวิเคราะห์ และข้อผิดพลาดในการทดสอบการใช้งานจริงของสายอากาศเกิดจากสิ่งกีดขวางในขณะที่ทำการทดสอบและการสะท้อนของคลื่นจากสิ่งแวดล้อม

หนังสืออ้างอิง

1. บัณฑิต ไรจน์อารยานนท์ “วิศวกรรมสายอากาศ”, สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย , พ.ศ.2536
2. พิชัย กัดคีพานิชเจริญ “ทฤษฎีและการใช้งานความถี่ย่านไมโครเวฟ”, สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์ , พ.ศ.2536
3. โมไนย ไกรฤกษ์ “ทฤษฎีสายอากาศ”, สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์ , พ.ศ.2541
4. C.A. Balanis, “ Antenna Theory Analysis and Design,” 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc., 1997
5. C.A. Balanis, “ Advanced Engineering Electromagnetics,” John Wiley & Sons, Inc., 1998
6. Mc Graw Hill “ ANTENNAS, ” 2nd John D.KRAUS ,1988



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้