



สายอากาศแบบสะท้อนคลื่นสำหรับการสื่อสารดาวเทียม
Reflector Antenna for Satellite Communication

10 ฟันพวงจนวนเครือ
อีก



เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 61892

วัน,เดือน,ปี... 2.4.0.0. 2549

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

26N

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2547

ภาควิชา
วิศวกรรมโทรคมนาคม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงแหล่งที่มาของเอกสารนี้ทุกครั้ง

สายอากาศแบบสะท้อนคลื่นสำหรับการสื่อสารดาวเทียม
Reflector Antenna for Satellite Communication

โดย

นายธีรชัย พฤษพรพิศาล 45015012

นายพรเวท มีพานิช 45015018

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร. ชูวงศ์

พงศ์เจริญพาณิชย์

รศ.ดร.สมผล

โกศลวิตร

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2547

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง สายอากาศแบบสะท้อนคลื่นสำหรับการสื่อสารดาวเทียม

Reflector Antenna for Satellite Communication

ผู้จัดทำ

1. นายธีรชัย พฤษพรพิศาล 45015012

2. นายพรเวท มีพานิช 45015018

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ.ดร. ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร.สมผล โกศลวิตร)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศแบบสะท้อนคลื่นสำหรับการสื่อสารดาวเทียม

Reflector Antenna for Satellite Communication

โดย นายธีรชัย พลภพพิศาล 45015012

นายพรเวท มีพานิช 45015018

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์

รศ.ดร.สมผล โกศลวิตร

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการนำเสนอการศึกษา การคำนวณ การสร้าง และการทดสอบสายอากาศแบบสะท้อนคลื่น สำหรับรับสัญญาณจากดาวเทียม โดยจะทำการวิเคราะห์คุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่น เช่น แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ความกว้างของลำคลื่น การโพลาไรซ์ของคลื่น ค่าการสูญเสีย และประสิทธิภาพ โดยสายอากาศที่ออกแบบสามารถใช้งานความถี่ย่าน Ku ข้อดีของสายอากาศที่นำเสนอคือ มีอัตราขยายและประสิทธิภาพสูง มีค่าอิมพีแดนซ์ที่แมตช์กันระหว่างสายอากาศและสายนำสัญญาณ สายอากาศที่สร้างจริงจะถูกนำไปทดสอบรับสัญญาณดาวเทียมจริง เพื่อยืนยันหลักการที่นำเสนอด้วย

ABSTRACT

This project presents the study, calculation, fabrication and experiment of the reflector antenna for receiving the signal from the satellite. We will analyze the radiation characteristics, e.g. the radiation pattern, beamwidth, polarization, loss and efficiency of the antenna. The antenna will be designed to operate in the Ku band. The benefit of this antenna type is that it provides high gain and high efficiency as well as the well-matched between the antenna and the transmission line. The antenna will be constructed to receive the signal from the satellite to confirm the principle of our study.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1	บทนำ	1
1.1	กล่าวนำ	1
1.2	ขอบเขตของโครงการ	2
1.3	วัตถุประสงค์ของโครงการ	2
บทที่ 2	ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	3
2.2	ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น	6
2.3	ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง	6
2.4	อัตราขยาย	7
2.5	ช่วงกว้างความถี่ที่ใช้งาน	7
2.6	อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ	7
2.7	โพลาไรเซชัน	8
2.8	ท่อนำคลื่นแบบกลม	12
2.9	โครงสร้างของสายอากาศวงแหวนวงกลม	17
2.10	สมการของสนามที่แพร่กระจายจากตัวสายอากาศ	20
2.11	สายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์	33
บทที่ 3	ผลการวิเคราะห์	41
3.1	การวิเคราะห์รูปแบบของสายอากาศที่จะนำไปใช้ในการออกแบบ	41
3.1.1	การพิจารณาค่ารัศมีและความยาวของตัวสายอากาศวงแหวนแบบวงกลม	41
3.1.2	การพิจารณาค่าความยาวโพรม	42
3.1.3	การพิจารณาค่าขนาดของตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม	42
3.2	การวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ	43
3.2.1	ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก	43
3.2.2	ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง	45
3.2.3	ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก	46
3.2.4	ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง	47
3.2.5	ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านหลัง	49
3.2.6	ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ	50
บทที่ 4	การออกแบบสร้าง และทดสอบ	51
4.1	การออกแบบสร้าง	51
4.2	อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.3 ขั้นตอนการทดสอบ	53
4.4 การทดสอบคุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์	54
4.5 การทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	60
4.6 การทดสอบหาอัตราขยายของสายอากาศ	66
บทที่ 5 วิจัยและสรุป	68
กิตติกรรมประกาศ	69
เอกสารอ้างอิง	70



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

หน้า

รูปที่ 1.1 ส่วนประกอบหลักของระบบการสื่อสาร โดยใช้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	1
รูปที่ 2.1 แสดงระบบ โคออดิเนตสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ	3
รูปที่ 2.2 แสดงแบบรูปหลัก ระนาบ E และ H ของสายอากาศปากแตร	4
รูปที่ 2.3 โลบต่างๆและบีบวิคท์ของแบบรูปสายอากาศ	4
รูปที่ 2.4 แบบรูปในแบบเชิงเส้น	5
รูปที่ 2.5 การหมุนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าระนาบ และวงรีโพลาริเซชันที่เป็นฟังก์ชันของเวลา ในระนาบ $Z = 0$	
(ก) การหมุนของคลื่น	8
(ข) วงรีโพลาริเซชัน	8
รูปที่ 2.6 หน่วยเวกเตอร์โพลาริเซชันของคลื่นและของสายอากาศ	11
รูปที่ 2.7 ความหมายของ m และ n ในท่อนำคลื่นแบบกลม	12
รูปที่ 2.8 แสดงโหมด TE และ TM ของท่อนำคลื่น	13
รูปที่ 2.9 ท่อนำคลื่นแบบกลมและแบบรูป	15
รูปที่ 2.10 แสดงความสัมพันธ์ของ v และ v_g ในท่อนำคลื่น	16
รูปที่ 2.11 สายอากาศโพรบกระตุ้นวงแหวนวงกลม	17
รูปที่ 2.12 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ $z = 0$	25
รูปที่ 2.13 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่มีช่องเปิดแบบวงกลมบนระนาบ $z = 0$	27
รูปที่ 2.14 การแพร่กระจายของสนามเมื่อทำการสังเกตที่สนามระยะไกลที่ระนาบ $z = \frac{d}{2}$ และ $-z = \frac{d}{2}$	32
รูปที่ 2.15 สายอากาศแบบออฟเซตรีเฟรคเตอร์	33
รูปที่ 2.16 แสดงระบบ โคออดิเนตของรีเฟรคเตอร์ออฟเซตเดียว และรูปร่างบนระนาบช่องเปิด	34
รูปที่ 2.17 แสดงปัจจัยต่างๆ ที่มีผลต่อประสิทธิภาพของช่องเปิด	36
รูปที่ 2.18 คุณลักษณะลำบีมเอียง	37
รูปที่ 2.19 เส้นโค้งดีโฟกัสซิง (Defocusing)	38
รูปที่ 2.20 คุณลักษณะการหักเหของลำคลื่น	39
รูปที่ 2.21 การหักเหของลำคลื่นต่อมุม (θ_E) กับความต่างมุมของออฟเซต (θ_0)	40
รูปที่ 3.1 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศโพรบกระตุ้นวงแหวนแบบวงกลม	41
รูปที่ 3.2 ตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมที่มีมุม 90°	43

รูปที่ 3.3 ค่ามุมที่สนามสูงสุดของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมรัศมี 0.358λ	
(ก) ระบายสนามไฟฟ้า	44
(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก	44
รูปที่ 3.4 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมรัศมี 0.358λ	
(ก) ระบายสนามไฟฟ้า	45
(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก	46
รูปที่ 3.5 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรกของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมรัศมี 0.358λ	
(ก) ระบายสนามไฟฟ้า	47
(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก	47
รูปที่ 3.6 ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมรัศมี 0.358λ	
(ก) ระบายสนามไฟฟ้า	48
(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก	48
รูปที่ 3.7 ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านหลังของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมรัศมี 0.358λ	
(ก) ระบายสนามไฟฟ้า	49
(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก	49
รูปที่ 3.8 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมรัศมี 0.358λ	50
รูปที่ 4.1 สายอากาศอ้างอิงที่ใช้ในการเปรียบเทียบกับสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบสร้าง	51
รูปที่ 4.2 สายอากาศสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมขนาดต่างๆ	
(ก) ตัวป้อนสัญญาณวงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.253λ (6 ม.ม.)	52
(ข) ตัวป้อนสัญญาณวงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.316λ (7.5 ม.ม.)	52
รูปที่ 4.3 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ของสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมที่มีขนาดความยาว 0.316λ (7.5 ม.ม.)	54
รูปที่ 4.4 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมที่มีขนาดความยาว 0.316λ (7.5 ม.ม.)	55

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.5 ค่าอิมพีแดนซ์ ของสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวน วงกลมที่มีขนาดความยาว 0.316λ (7.5 ม.ม.)	56
รูปที่ 4.6 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ที่ติดตั้งสายอากาศแบบ สะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมที่มีขนาดความยาว 0.316λ (7.5 ม.ม.)	57
รูปที่ 4.7 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ของสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศแบบ สะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมที่มีขนาดความยาว 0.316λ (7.5 ม.ม.)	58
รูปที่ 4.8 ค่าอิมพีแดนซ์ ของสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศแบบสะท้อน คลื่นที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมที่มีขนาดความยาว 0.316λ (7.5 ม.ม.)	59
รูปที่ 4.9 การจัดวางสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม ภายในห้องทดสอบโดยที่สายอากาศทำหน้าที่เป็นตัวรับสัญญาณ	
(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า	61
(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก	61
รูปที่ 4.10 การจัดวางสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวน วงกลมภายในห้องเพื่อทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	62
รูปที่ 4.11 การจัดวางสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ที่ติดตั้งสายอากาศสะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณ ด้วยวงแหวนวงกลมบริเวณด้านฟ้าตีกอริการบดเพื่อทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	
(ก) ชุดกำเนิดสัญญาณ	62
(ข) ชุดรับสัญญาณ	62
รูปที่ 4.12 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ของสายอากาศชนิดต่างๆ	
(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า	63
(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก	63
รูปที่ 4.13 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ของสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ	
(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า	64
(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก	64
รูปที่ 4.14 แสดงการวัดค่าอัตราขยาย ของสายอากาศชนิดต่างๆ	67

สารบัญตาราง

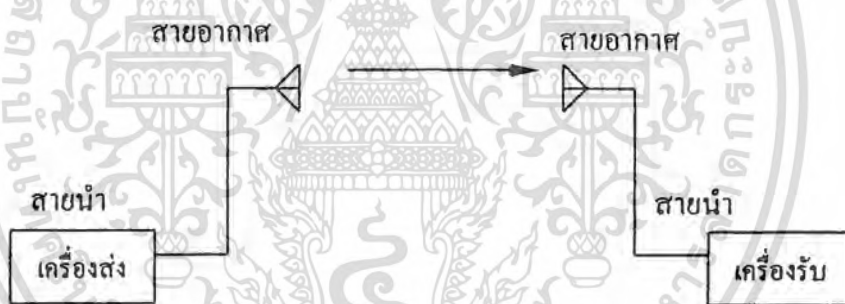
หน้า

ตารางที่ 2.1 ค่ารากของเบสเซล	14
ตารางที่ 2.2 ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนในแต่ละโหมดคลื่น (TE_{mn})	20
ตารางที่ 4.1 ผลการทดสอบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) ของสายอากาศชนิดต่างๆ	54
ตารางที่ 4.2 ผลการทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return loss) ของสายอากาศชนิดต่างๆ	55
ตารางที่ 4.3 ผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของสายอากาศชนิดต่างๆ	56
ตารางที่ 4.4 ผลการทดสอบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) ของสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ	57
ตารางที่ 4.5 ผลการทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return loss) ของสายอากาศออฟเซต รีเฟรคเตอร์ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ	58
ตารางที่ 4.6 ผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ	59
ตารางที่ 4.7 ผลการทดสอบแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ของสายอากาศชนิดต่างๆ	60
ตารางที่ 4.8 แสดง HPBW ที่ได้จากการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ของสายอากาศ ชนิดต่างๆ	65
ตารางที่ 4.9 แสดงค่าไดเรกทิวิตี จากการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ชนิดต่างๆ	66
ตารางที่ 4.10 ค่าอัตราขยายของสายอากาศชนิดต่างๆ ที่ได้จากการทดสอบ	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.1 กล่าวนำ

ในระบบสื่อสารแบบที่ใช้ในการกระจายคลื่นนั้น โดยทั่วไปจะประกอบด้วยอุปกรณ์หลัก คือ เครื่องส่ง สายนำสัญญาณ และเครื่องรับดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 1.1 สายนำสัญญาณจะทำหน้าที่ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากเครื่องส่งไปยังสายอากาศ หรือสายอากาศมายังเครื่องรับ สายอากาศนั้นอาจกล่าวได้ว่าเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แปลงกำลังงานไฟฟ้า จากเครื่องส่งให้เป็นกำลังของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าอย่างมีประสิทธิภาพ ในขณะที่เดียวกันสายอากาศรับก็จะทำหน้าที่รับกำลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า แล้วส่งเข้าสายนำสัญญาณในรูปของกำลังไฟฟ้า เพื่อส่งผ่านไปยังเครื่องรับต่อไป อันที่จริงแล้วกำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านไปตามสายนำสัญญาณนั้น ถ้าพิจารณากันอย่างลึกซึ้งแล้วจะเป็นการส่งผ่านกำลังในรูปคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเช่นเดียวกัน เพียงแต่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้านั้นถูกบังคับให้ส่งผ่านไปตามโครงสร้างของสายนำสัญญาณเท่านั้น ตัวอย่างของสายนำสัญญาณที่เห็นได้ชัดว่าส่งผ่านกำลังไฟฟ้าในรูปคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าก็คือ ท่อนำคลื่นซึ่งทำด้วยโลหะตัวนำไฟฟ้า



รูปที่ 1.1 ส่วนประกอบหลักของระบบการสื่อสารโดยใช้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

สายอากาศจัดว่าเป็นอุปกรณ์สำคัญที่สุดอันหนึ่งในระบบการสื่อสารที่ใช้คลื่น เพราะสายอากาศที่ดีและมีประสิทธิภาพสูงจะทำให้สามารถประหยัดกำลังไฟฟ้าของเครื่องส่ง และทำให้สามารถติดต่อกันได้ในระยะที่ไกลขึ้น สายอากาศจึงได้รับการคิดค้นและพัฒนาให้เหมาะสมกับการใช้งานในลักษณะต่างๆ ดังจะเห็นได้ว่าสายอากาศที่ใช้งานอยู่ในปัจจุบันมีมากมายหลายแบบด้วยกัน เมื่อพิจารณากันอย่างกว้างๆ แล้วสายอากาศอาจจะมีโครงสร้างได้มากมายหลายรูปแบบเพราะเนื่องจากถ้าเรากำหนดให้กระแสไฟฟ้าความถี่สูงไหลบนโลหะอย่างเหมาะสมแล้วก็จะมีความถี่แม่เหล็กส่งผ่านออกไปได้ อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัตินั้น สายอากาศที่ถูกนำมาใช้งานนั้นนอกจากจะต้องมีประสิทธิภาพสูง มีคุณสมบัติในการกระจายคลื่นตามต้องการแล้วยังต้องมีรูปร่างที่สะดวกต่อการสร้าง มีความแข็งแรง และมีราคาถูกด้วย ด้วยเหตุนี้สายอากาศที่ใช้งานอยู่ในปัจจุบันจึงมีจำนวนรูปแบบที่จำกัด และในจำนวนนี้จะมีสายอากาศที่เป็น

พื้นฐานที่มีโครงสร้างง่าย ๆ และมีคุณสมบัติในการกระจายคลื่นอยู่ในเกณฑ์ดี เช่น สายอากาศไดโพล เป็นต้น สายอากาศที่เป็นพื้นฐานเหล่านี้มักจะได้รับการพิจารณาในการใช้งานเสมอ

ถึงแม้สายอากาศจะได้รับการคิดค้นและพัฒนากันมาหลาย 10 ปีแล้วก็ตาม ในปัจจุบันนี้ก็ยังมีการวิจัยและพัฒนาสายอากาศรูปแบบใหม่ๆ ขึ้นเสมอ ที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะว่าความต้องการของการสื่อสารที่ใช้คลื่นนั้นได้แผ่กว้างออกไป และได้มีความต้องการในลักษณะเฉพาะต่างๆ เกิดขึ้นเสมอ ยกตัวอย่างเช่นในระบบสื่อสารดาวเทียมภายในประเทศ (Domestic Satellite Communication System) สายอากาศบนดาวเทียมจะต้องส่งคลื่นลงมาตรงบริเวณที่ต้องการเท่านั้น โดยไม่ล้ำเข้าเขตของประเทศที่ไม่ต้องการคลื่นนั้น ในลักษณะเช่นนี้สายอากาศบนดาวเทียมก็จำเป็นต้องได้รับการออกแบบพิเศษให้มีคุณสมบัติในการกระจายคลื่นตามต้องการนั้น

สายอากาศที่เป็นช่องเปิดเป็นสายอากาศที่มีใช้กันอย่างกว้างขวางในย่านความถี่ไมโครเวฟ ทั้งนี้ เพราะในย่านความถี่นี้การส่งสัญญาณโดยใช้สายนำสัญญาณจะมีการสูญเสียและความผิดเพี้ยนของสัญญาณสูง แต่การส่งผ่านสัญญาณโดยการกระจายคลื่น การสูญเสียกำลังคลื่นน้อย และมีราคาถูกกว่าสายอากาศที่เป็นช่องเปิดจะต้องมีความกว้างและความยาวของช่องเปิดอย่างน้อยหลายเท่าของความยาวคลื่นเพื่อให้มีอัตราขยายสูง

โครงการนี้ ได้ทำการทดสอบสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม ที่ใช้งานอยู่ในย่านความถี่ 12.66 GHz และทดสอบวัดผลตอบสนองต่อความถี่ วัดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น จำนวน ค่าอัตราขยาย และ ไดเรกทิวิตี เพื่อนำสายอากาศที่ได้จากการวิเคราะห์นี้ มาทำการเปรียบเทียบกับสายอากาศอ้างอิง

1.2 ขอบเขตของโครงการ

1. ทำการวิเคราะห์ สายอากาศแบบสะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม ที่ใช้งานอยู่ในย่านความถี่ 12.66 GHz และทำการทดสอบเพื่อนำผลที่ได้ไปเทียบกับ ผลจากการทดสอบสายอากาศอ้างอิง

2. ทำการทดสอบ สายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ที่ติดตั้งสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม ที่ใช้งานอยู่ในย่านความถี่ 12.66 GHz เพื่อนำผลที่ได้ไปเทียบกับ ผลจากการทดสอบสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ที่ติดตั้งสายอากาศอ้างอิง

1.3 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. สามารถสร้างสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ 12.66 GHz ได้เช่น การรับ-ส่งสัญญาณจากดาวเทียม การรับ-ส่งสัญญาณความถี่สูงต่างๆ ฯลฯ

2. สามารถวิเคราะห์สายอากาศแบบสะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม สายอากาศอ้างอิง สายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม และสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศอ้างอิงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

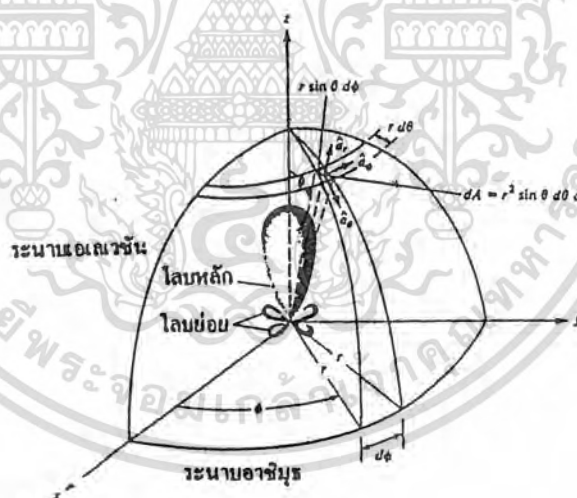
ทฤษฎี และหลักการ

2.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern)

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น คือ รูปภาพที่ใช้เพื่อแสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งเป็นฟังก์ชันของสเปซโคออดิเนต (Space Coordinate) ส่วนใหญ่แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นนี้มักจะคิดในบริเวณที่เป็นสนามระยะไกล (Far Field)

การอธิบายคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น จะอาศัยคุณสมบัติต่างๆดังต่อไปนี้ คือ ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Intensity) ความเข้มของสนาม (Field Strength) เฟส (Phase) หรือโพลาไรเซชัน (Polarization) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ใช้เพื่อแสดงการแจกแจงของพลังงานเป็นฟังก์ชันของตำแหน่งสามมิติที่สังเกตที่มีรัศมีคงที่

รูปที่ 2.1 แสดงระบบโคออดิเนตที่ใช้แสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น เพื่อแสดงกำลังงานที่สายอากาศรับได้ตามแนวรัศมีที่มีค่าคงที่ มีชื่อเรียกว่า แบบรูปกำลังงาน (Power Pattern) ของสายอากาศ และกราฟที่แสดงการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าในทิศทางต่างๆ ที่มีรัศมีคงที่ มีชื่อเรียกว่า แบบรูปสนาม (Field Pattern) ของสายอากาศนั้น



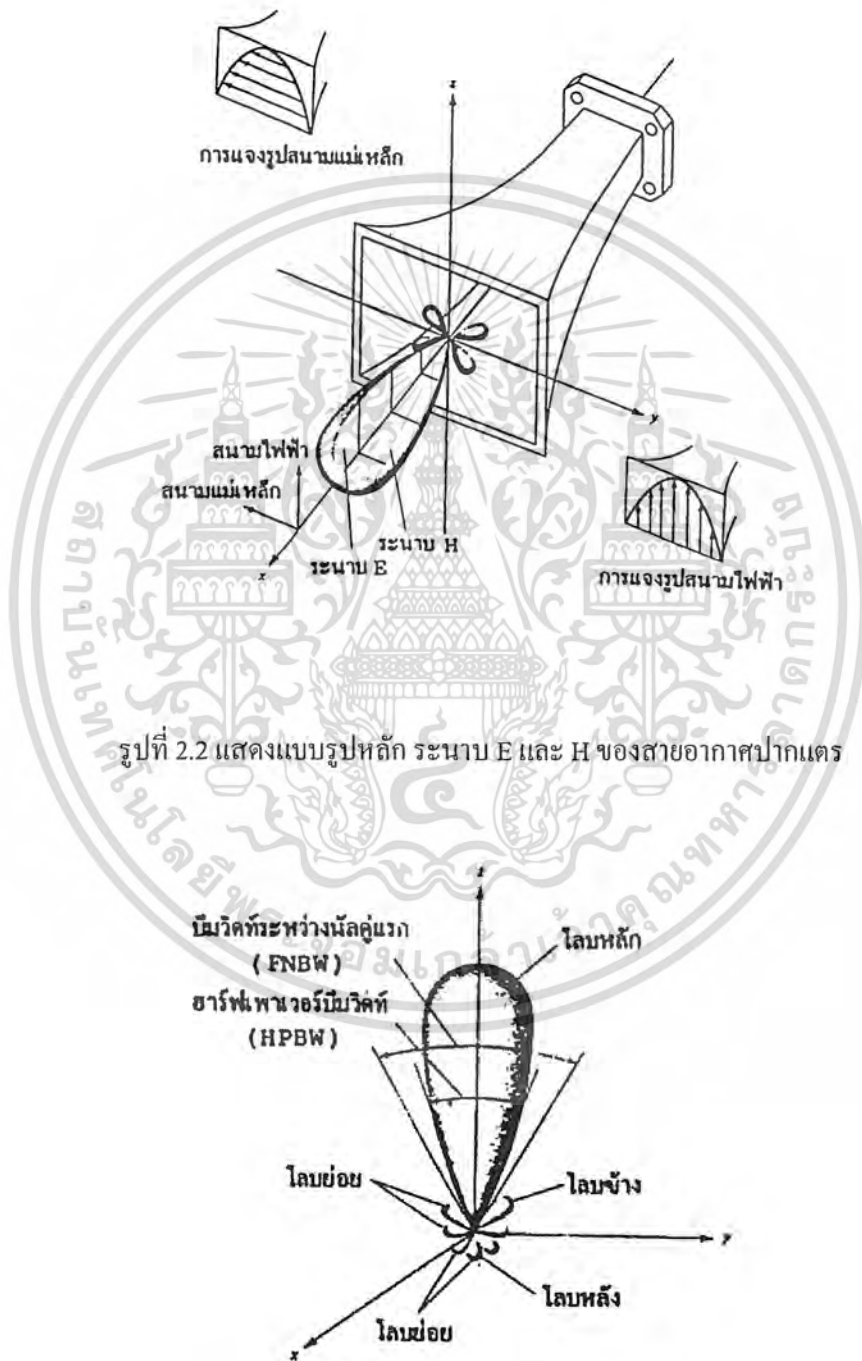
รูปที่ 2.1 แสดงระบบโคออดิเนตสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ

2.1.1 แบบรูปหลัก (Principal Pattern)

เรามักจะอธิบายคุณสมบัติของสายอากาศในเทอมของแบบรูปหลัก (Principal Pattern) ของสนามไฟฟ้า (E) และสนามแม่เหล็ก (H) สำหรับสายอากาศลิเนียร์โพลาไรเซชัน (Linearly Polarization) แบบรูปในระนาบสนามไฟฟ้า จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามไฟฟ้า และทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ส่วนแบบรูปในระนาบสนามแม่เหล็ก จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

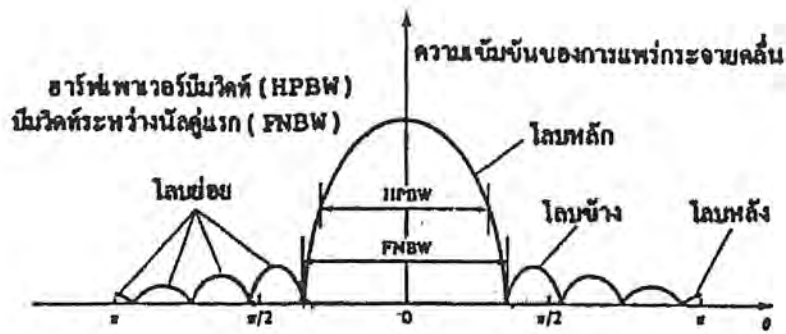
สนามแม่เหล็ก และทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ตัวอย่างการแสดงผลแบบรูปหลักมีดังแสดง
 ในรูปที่ 2.2 โดยมีระนาบ XZ (ระนาบเอเลเวชัน ; $\phi = 0$) เป็นระนาบสนามไฟฟ้าหลัก และมีระนาบ XY
 (ระนาบอาซิมุท ; $\theta = \frac{\pi}{2}$) เป็นระนาบสนามแม่เหล็กหลัก



รูปที่ 2.2 แสดงแบบรูปหลัก ระนาบ E และ H ของสายอากาศปากแตร

รูปที่ 2.3 โลบต่างๆและเบีมวิทของแบบรูปสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 แบบรูปในแบบเชิงเส้น

2.1.2 โลบของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Lobe)

โอบของการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Lobe) เป็นส่วนหนึ่งของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่เกิดขึ้นบริเวณ โดยการปิดล้อมของส่วนที่มีความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นต่ำ รูป 2.3 แสดงแบบรูปแบบโพลาร์ (Polar Pattern) แบบสามมิติ ซึ่งแบ่งเป็นโอบต่างๆ ดังนี้

โอบหลัก (Major Lobe หรือ Main Lobe) เป็นโอบของการแผ่กระจายคลื่นซึ่งอยู่ในทิศทางที่มีการแผ่กระจายคลื่นแรงที่สุด ตามรูป 2.4 มีโอบหลักอยู่ในทิศทาง $\theta = 0$ สำหรับสายอากาศบางชนิด อาจมีโอบหลักมากกว่าหนึ่งโอบ เช่น สายอากาศแยกบีม (Split Beam Antenna)

โอบย่อย (Minor Lobe) ได้แก่โอบอื่นๆนอกเหนือไปจากโอบหลัก

โอบข้างหรือไซด์โอบ (Side Lobe) เป็นโอบย่อยที่อยู่ติดกับโอบหลัก และอยู่ในทิศทางบนครึ่งวงกลมซีกเดียวกับโอบหลัก

โอบหลัง (Back Lobe) เป็นโอบย่อยที่อยู่ในครึ่งวงกลมตรงข้ามกับโอบหลัก ปกติแล้วโอบย่อยจะเกิดจากการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางที่ไม่ต้องการ

ดังนั้นสำหรับสายอากาศที่จะต้องกำจัดโอบเหล่านี้ให้น้อยที่สุด ระดับของโอบย่อยมักแสดงเป็นอัตราส่วนของความหนาแน่นของพลังงานในโอบที่กำลังคิดต่อความหนาแน่นของพลังงานในโอบหลัก ซึ่งเรียกว่า อัตราส่วนของไซด์โอบ (Side Lobe Ratio) หรือระดับของไซด์โอบ (Side Lobe Level : SLL) ในทางปฏิบัติโดยทั่วไปนั้นมักจะต้องการให้ระดับของไซด์โอบน้อยกว่า -20 dB

2.1.3 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่ค่าพลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง (Half Power Beamwidth : HPBW)

คือมุมที่วัดระหว่างจุดที่ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นในลำคลื่นหลัก มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุด โดยจะวัดในหน่วยของศา

2.1.4 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่ค่าพลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก (First Null Beamwidth : FNBW)

คือมุมที่วัดระหว่างจุดที่ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นในลำคลื่นหลัก มีค่าลดลง

เป็นศูนย์ โดยจะวัดในหน่วยขององศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.5 อัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง (Side Lobe Ratio : SLR)

คือ อัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง

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

2.2 ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Intensity)

คำจำกัดความของค่าความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางที่กำหนดให้คือ กำลังงานที่แผ่กระจายออกจากสายอากาศต่อหน่วยมุมตัน ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญอย่างหนึ่งในการแสดงคุณสมบัติของสายอากาศ เกี่ยวกับสนามระยะไกล ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น สามารถหาได้จากผลคูณของความหนาแน่นของการแผ่กระจายคลื่น และผลจากการกำลังสองของระยะทาง ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้ คือ

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.2)$$

เมื่อ U = ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ($W / \text{หน่วยมุมตัน}$)

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

ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ถ้าจะเขียนแสดงความสัมพันธ์กับสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกลได้คือ

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

เมื่อ E_θ, E_ϕ = ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล

N = อินทรินสิคอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ของตัวกลาง

ดังนั้นแบบรูปของกำลังงานก็ใช้เพื่อแสดงถึง ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นได้เช่นกัน กำลังงานทั้งหมดนี้ หาได้โดยอินทิเกรตความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นตาม (2.2) และ (2.3) ตลอดมุมตัน 4π ทั้งหมดซึ่งจะได้

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.4)$$

2.3 ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity)

ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง คือ อัตราส่วนระหว่างความเข้มการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศในทิศทางต่างๆ เทียบกับสายอากาศไอโซทรอปิก ซึ่งวัดในหน่วยของ dBi เขียนเป็นสมการได้ว่า

$$D_0(\text{dBi}) = 10 \cdot \log \left(\frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}} \right) \approx 10 \cdot \log \left(\frac{4\pi (180/\pi)^2}{\theta_E \theta_H} \right) = 10 \cdot \log \left(\frac{41253}{\theta_E \theta_H} \right) \quad (2.5)$$

เมื่อ $U_{\max}$ = ค่าสูงสุดของความเข้มการแผ่กระจายคลื่น

P_{rad} = กำลังงานที่แผ่กระจายทั้งหมด

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin(\theta) d\theta d\phi \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 อัตราขยาย (Gain)

คือความสัมพันธ์ที่ได้มาจากค่าสภาพเจาะจงทิศทางโดยคุณสมบัติทางประสิทธิภาพของ สายอากาศเข้ามา ด้วย ประสิทธิภาพของสายอากาศจะประกอบไปด้วย ประสิทธิภาพเกี่ยวกับการ สะท้อนกลับ ประสิทธิภาพของตัวนำและประสิทธิภาพของฉนวน

$$Gt(dB) + Gr(dB) = 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log \left(\frac{Pr}{Pt} \right) \quad (2.7)$$

$$Gt(dB) = 10 \log \left[\left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \eta \right]; \eta = 0.6 \quad (2.8)$$

2.5 ช่วงกว้างความถี่ที่ใช้งาน (Bandwidth : Δf)

คือ ช่วงความถี่ที่สายอากาศมีคุณสมบัติอยู่ในมาตรฐานที่กำหนด หรือช่วงความถี่ที่สายอากาศ ยังคงมีคุณสมบัติต่างๆ อยู่ในช่วงที่ใช้งานได้เหมือนกับที่ออกแบบไว้ที่ความถี่กลาง

$$\Delta f(Hz) = f_H(Hz) - f_L(Hz) \quad (2.9)$$

$$\Delta f(\%) = \frac{f_H - f_L}{f_c} \times 100 \quad (2.10)$$

2.6 อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

2.6.1 อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance)

อินพุตอิมพีแดนซ์ คือ อิมพีแดนซ์ที่มีนิยามเหมือนในวงจรไฟฟ้าทั่วไป คือเป็น อัตราส่วนของ โวลเตจและกระแสที่จุดป้อนของสายอากาศดังนี้ คือ

$$Z_{in} = R + jX \quad (2.11)$$

โดยปกติแล้ว Z_{in} นี้จะมีทั้งส่วนที่เป็นความต้านทานและส่วนที่เป็นรีแอกแตนซ์ (Reactance) นั่นคือ เมื่อนำสายสัญญาณซึ่งมีอิมพีแดนซ์เป็นความต้านทานอย่างเดียวนำมาต่อโดยตรงกับ สายอากาศส่วนใหญ่จะเกิดการไม่แมตช์ขึ้น คือ พลังงานของคลื่นส่งบางส่วนจะถูกสะท้อนกลับมาจาก เครื่องส่ง ในทางปฏิบัติส่วนมากจึงต้องใช้วงจรแมตชิง (Matching Circuit) มาต่อไว้ระหว่างสายส่งกับ สายอากาศเพื่อเป็นการลดพลังงานส่วนนี้ให้น้อยลง

2.6.2 อิมพีแดนซ์ของการกระจายคลื่น

อิมพีแดนซ์ของการกระจายคลื่น เป็นอิมพีแดนซ์ที่มีนิยามเหมือนกับการนิยาม อิมพีแดนซ์จากกำลังไฟฟ้าในวงจรไฟฟ้าธรรมดา กล่าวคือ ถ้ามีกระแส I [A] ไหลผ่านความต้านทาน $R[\Omega]$ จะมีการใช้กำลังไฟฟ้าที่ R เท่ากับ $R |I|^2$ [W] ในกรณีของสายอากาศเราให้นิยามของความ ต้านทานของการกระจายคลื่น ในทำนองเดียวกันว่า ถ้ากระแสที่จุดป้อนเป็น I และกำลังคลื่นที่กระจาย ออกไปจากสายอากาศ (Radiation Power) เป็น W_r [W] เราให้ความต้านทานของการกระจายคลื่นเป็นดังนี้

$$R_r = \frac{W_r}{|I|^2} \quad (2.12)$$

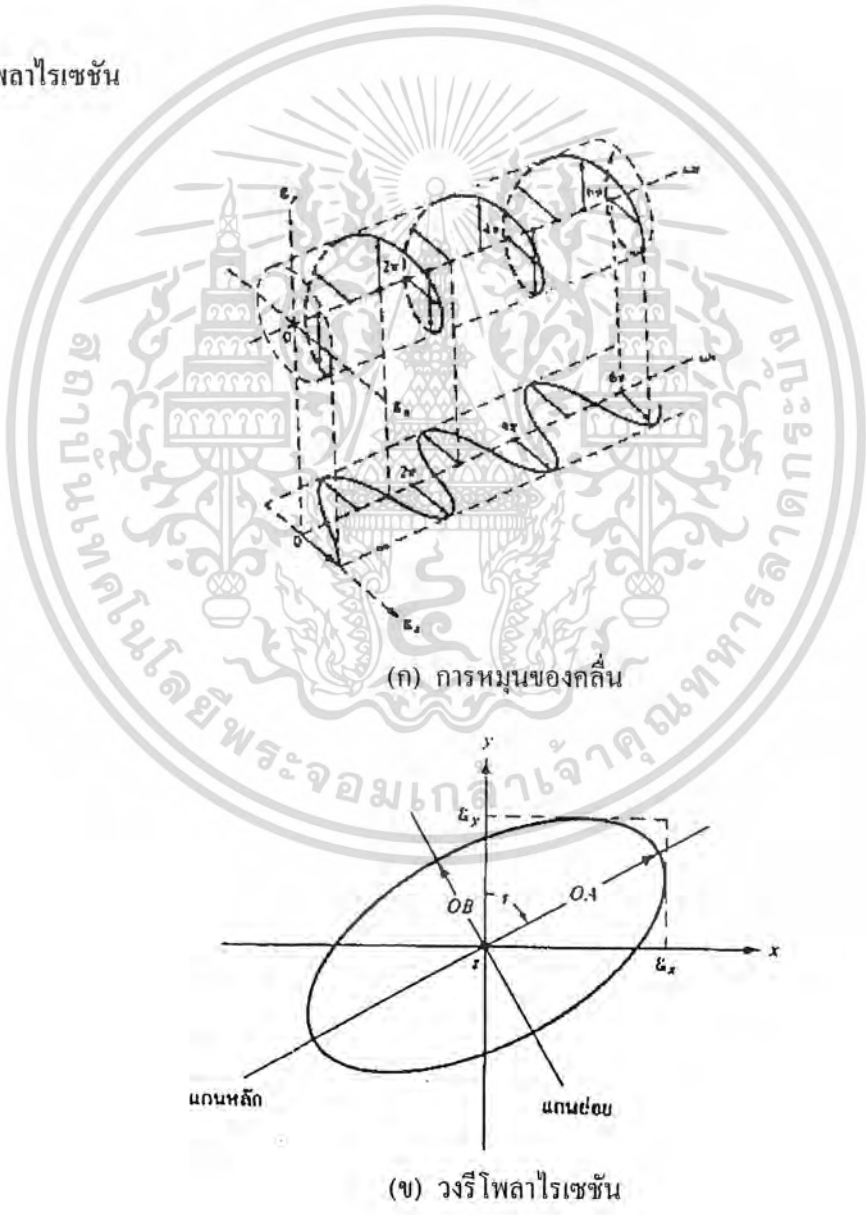
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังคลื่นที่กระจายออกไปจากสายอากาศนั้น เมื่อคิดเปรียบเทียบกับในกรณีของ วงจรไฟฟ้าธรรมดา ก็เหมือนกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไปในความต้านทาน ในความเป็นจริงแล้วกำลังคลื่นที่ ออกจากผิวของสายอากาศไม่ได้มีแต่กำลังคลื่นที่กระจายออกไปอย่างเดียว ยังมีกำลังคลื่นส่วนที่ไม่ได้ กระจายออกไปอยู่ด้วย ซึ่งกำลังคลื่นส่วนนี้จะเป็นพลังงานที่สะสมอยู่ในใกล้ๆตัวสายอากาศในลักษณะ เดียวกับพลังงาน ส่วนที่สะสมอยู่ใน L และ C ในวงจรไฟฟ้าธรรมดา นั่นคือกำลังคลื่นที่ออกจากผิวของ สายอากาศจะเป็นกำลังคลื่นเชิงซ้อน (Complex Power) ซึ่งจากอันนี้เราจะได้นิยามของอิมพีแดนซ์ของ การกระจายคลื่นเป็นดังสมการที่ 2.13 โดยที่ W_s เป็นกำลังคลื่นที่เก็บสะสมอยู่ในตัวกลางรอบๆสายอากาศ

$$Z_r = R_r + jX_r = \frac{W_r + jW_s}{|I|^2}$$

(2.13)

2.7 โพลาริเซชัน



รูปที่ 2.5 การหมุนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าระนาบ และวงรีโพลาริเซชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับที่เป็นฟังก์ชันของเวลาในระนาบ $Z=0$ ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก่อนที่จะกล่าวถึงความหมายของโพลาไรเซชัน (Polarization) ของสายอากาศ จะกล่าวถึงความหมายของ โพลาไรเซชันของคลื่นเสียก่อน

โพลาไรเซชันของคลื่นที่แพร่กระจายนั่น เป็นรูปแสดงคุณสมบัติของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกไป ที่อธิบายทิศทางและขนาดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าซึ่งแปรผันตามเวลา รูปแสดงโพลาไรเซชันจะแสดงการกวาดของยอดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าที่เวลาต่างๆ ณ ตำแหน่งที่ทำการสังเกตซึ่งคงที่ และการสังเกตนี้จะทำโดยมองตามหลังคลื่นที่เดินทางไป รูป 2.5 ประกอบ

สำหรับโพลาไรเซชันของสายอากาศในทิศทางหนึ่งทิศทางใด จะเป็นโพลาไรเซชันของคลื่นที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศนั้น (เมื่อเป็นสายอากาศส่ง) หรือเป็นโพลาไรเซชันของคลื่นที่มาตกกระทบสายอากาศนั้น จากทิศทางที่กำหนดให้ ซึ่งเมื่อสายอากาศรับคลื่นแล้วจะมีกำลังงานที่ขั้วของสายอากาศมากที่สุด ถ้าไม่ได้กำหนดทิศทางมาให้เป็นหมายถึงทิศทางที่สายอากาศมีเกนมากที่สุด ดังนั้นโพลาไรเซชันของสายอากาศในทิศทางที่ต่างกัน จะแตกต่างกัน

การแบ่งชนิดของโพลาไรเซชัน อาจแบ่งเป็นแบบลิเนียร์โพลาไรเซชัน (Linearly Polarization) โพลาไรเซชันแบบวงกลม (Circularly Polarization) และโพลาไรเซชันแบบวงรี (Elliptically Polarization) ขึ้นอยู่กับลักษณะของการหมุนของยอดของเวกเตอร์ของสนามไฟฟ้า ถ้าเวกเตอร์ที่แสดงสนามไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลา ณ จุดใดๆ ในสเปซซึ่งเป็นเส้นตรงเสมอ จะเรียกว่าเป็นโพลาไรเซชันแบบเส้นตรง หรือลิเนียร์โพลาไรเซชัน แต่ถ้าสนามไฟฟ้ามีการหมุนรูปวงรี จะเรียกว่าสนามแบบนั้นว่าเป็นโพลาไรเซชันแบบวงรี ทั้งลิเนียร์โพลาไรเซชันและโพลาไรเซชันแบบวงกลมต่างก็เป็นกรณีพิเศษของโพลาไรเซชันแบบวงรี

ถ้าสนามไฟฟ้าหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา (คือเมื่อมองตามหลังคลื่นแล้วจะเห็นมีการหมุนตามเข็มนาฬิกา) จะเรียกว่าเป็นโพลาไรเซชันมือขวา ในขณะที่หากสนามไฟฟ้าหมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกาจะเป็นโพลาไรเซชันมือซ้าย

2.7.1 ลิเนียร์โพลาไรเซชัน, โพลาไรเซชันแบบวงกลม และโพลาไรเซชันแบบวงรี

จะเขียนสนามชั่วขณะเวลานั้นของคลื่นระนาบ ที่เดินทางในทิศทาง $-Z$ ได้ว่า

$$\vec{E}(z;t) = \hat{a}_x \vec{E}_x(z;t) + \hat{a}_y \vec{E}_y(z;t) \quad (2.14)$$

จาก $\vec{E}(x,y,z;t) = \text{Re} [E(x,y,z) e^{j\omega t}]$

ส่วนประกอบของสนามชั่วขณะเวลานั้น สัมพันธ์กับค่าเชิงซ้อนของสนามนั้นดังนี้

$$\begin{aligned} \vec{E}_x(z;t) &= \text{Re} [E_x^- e^{j(\omega t + kz)}] = \text{Re} [E_x e^{j(\omega t + kz + \phi_x)}] \\ &= E_x \cos(\omega t + kz + \phi_x) \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} \vec{E}_y(z;t) &= \text{Re} [E_y^- e^{j(\omega t + kz)}] = \text{Re} [E_y e^{j(\omega t + kz + \phi_y)}] \\ &= E_y \cos(\omega t + kz + \phi_y) \end{aligned} \quad (2.16)$$

เมื่อ E_x และ E_y เป็นขนาดของสนามค่าสูงสุด ในทิศทาง x และ y ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก. ลิเนียร์โพลาริเซชัน

คลื่นซึ่งเป็นลิเนียร์โพลาริเซชัน ความต่างเฟสระหว่างส่วนประกอบทั้งสองของสนามจะมีค่าดังนี้

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = n\pi \quad ; \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (2.17)$$

ข. โพลาริเซชันแบบวงกลม

จะเกิดโพลาริเซชันแบบวงกลมได้ก็ต่อเมื่อขนาดของส่วนประกอบของสนามทั้งสองมีค่าเท่ากัน และความต่างเฟสระหว่างส่วนประกอบทั้งสองเป็นจำนวนที่เท่าของ $\pi/2$ นั่นคือ

$$|\dot{E}_x| = |\dot{E}_y| \Rightarrow E_x = E_y \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} \Delta\phi &= \phi_y - \phi_x \\ &= +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0, 1, 2, \dots \quad \text{for CW} \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$\text{กับ} \quad = -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0, 1, 2, \dots \quad \text{for CCW} \quad (2.20)$$

ถ้าคลื่นเดินทางในทิศทางตรงกันข้าม (คือทิศทาง +z) เฟสใน (2.19) และ (2.20) ที่ทำให้เกิด CW (Clockwise) และ CCW (Counter Clockwise) จะต้องสลับกัน

ค. โพลาริเซชันแบบวงรี

โพลาริเซชันแบบวงรีจะเกิดขึ้นเมื่อ ความต่างเฟสเป็นจำนวนคี่ของ $\pi/2$ แต่ขนาดของสนามไฟฟ้าไม่เท่ากัน หรือความต่างเฟสไม่เป็นจำนวนคี่ของ $\pi/2$ นั่นคือ

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

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ} \quad \Delta\phi &= \phi_y - \phi_x \\ &= +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0, 1, 2, \dots \quad \text{for CW} \end{aligned} \quad (2.21)$$

$$\text{กับ} \quad = -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0, 1, 2, \dots \quad \text{for CCW} \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} \text{หรือ} \quad \Delta\phi &= \phi_y - \phi_x \neq \pm \frac{n}{2}\pi \\ &\Rightarrow 0, n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad \text{for CW} \end{aligned} \quad (2.23)$$

$$\text{กับ} \quad = 0, n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad \text{for CCW} \quad (2.24)$$

ในกรณีของโพลาริเซชันแบบวงรี รูปแสดงการกวาดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าที่ตำแหน่งใดๆ จะเป็นวงรีเอียง ดังแสดงในรูป 2.5 (ข). อัตราส่วนของแกนหลักต่อแกนย่อย จะเรียกว่าเป็นอัตราส่วนของแกน (Axial Ratio : AR) ซึ่งมีค่าดังต่อไปนี้

$$AR = \frac{\text{major axis}}{\text{minor axis}} = \frac{OA}{OB}, \quad 1 \leq AR \leq \infty \quad (2.25)$$

$$OA = \left[\frac{1}{2} \{ E_x^2 + E_y^2 + [E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(2\Delta\phi)]^{1/2} \} \right]^{1/2} \quad (2.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$OB = \left[\frac{1}{2} \{ E_x^2 + E_y^2 - [E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(2\Delta\phi)]^{1/2} \} \right]^{1/2} \quad (2.27)$$

การเอียงของวงรีเทียบกับแกน y สามารถแสดงด้วยมุมเอียง ดังนี้ คือ

$$\tau = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} \tan^{-1} \left[\frac{2E_x E_y}{E_x^2 - E_y^2} \cos(\Delta\phi) \right] \quad (2.28)$$

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

2.7.2 โพลาริเซชันลอสแฟกเตอร์

โดยทั่วไปแล้วโพลาริเซชันของสายอากาศอาจไม่เหมือนกับโพลาริเซชันของคลื่นที่เดินทางมายังสายอากาศ ซึ่งเรียกว่าเกิดโพลาริเซชันมิสแมตช์ (Polarization Mismatch) ทำให้สายอากาศไม่สามารถดึงเอาพลังงานออกมาจากคลื่นได้สูงสุด เนื่องจากเกิดการสูญเสียจากโพลาริเซชัน (Polarization Loss) สมมติว่าสนามไฟฟ้าของคลื่นที่เดินทางเข้ามายังสายอากาศเขียนได้ดังนี้

$$\vec{E}_i = \hat{\rho}_w E_i \quad (2.29)$$

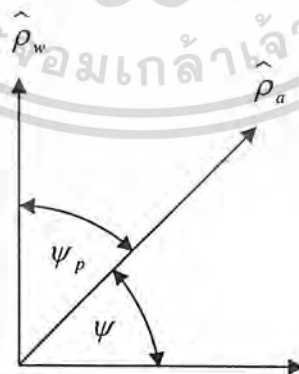
เมื่อ $\hat{\rho}_w$ เป็นหน่วยเวกเตอร์ของคลื่น และโพลาริเซชันของสนามไฟฟ้าของสายอากาศรับมีค่าดังนี้ คือ

$$\vec{E}_a = \hat{\rho}_a E_a \quad (2.30)$$

เมื่อ $\hat{\rho}_a$ เป็นหน่วยเวกเตอร์ของสายอากาศ จะกำหนดให้โพลาริเซชันลอสแฟกเตอร์ (Polarization Loss Factor : PLF) มีค่าดังนี้

$$PLF = |\hat{\rho}_w \cdot \hat{\rho}_a|^2 = |\cos \psi_p|^2 \quad (\text{ไม่มีหน่วย}) \quad (2.31)$$

เมื่อ ψ_p เป็นมุมระหว่างหน่วยเวกเตอร์ทั้งสอง ดังแสดงในรูป 2.6



รูปที่ 2.6 หน่วยเวกเตอร์โพลาริเซชันของคลื่นและของสายอากาศ

ถ้าเกิดโพลาริเซชันแมตช์ ค่า PLF จะเป็นหนึ่งและสายอากาศจะรับกำลังงานได้มากที่สุด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 ท่อนำคลื่นแบบกลม (Circular Waveguide)

ท่อนำคลื่นแบบกลมเป็นท่อนำคลื่นอีกชนิดหนึ่งที่นิยมใช้กัน ท่อนำคลื่นนั้นจะใช้เป็นรูปทรงลักษณะใดก็ได้ แต่ที่เลือกใช้เป็นทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้าหรือกลม เพราะการคำนวณวิเคราะห์เกี่ยวกับโหมดการส่งคลื่นและรูปแบบของสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กทำได้ง่ายกว่า ท่อนำคลื่นรูปทรงอื่นจึงไม่ค่อยเป็นที่นิยมกัน

2.8.1 รูปแบบของคลื่นที่ส่งในท่อนำคลื่นแบบกลม

เนื่องจากท่อนำคลื่นเป็นรูปแบบทรงกลม จึงทำให้มีความสลับซับซ้อนมากยิ่งขึ้นในการวิเคราะห์คำนวณ แก้ปัญหาต่างๆจึงต้องใช้เบสเซลฟังก์ชัน (Bessel Function) มาช่วยคำนวณแทนที่จะใช้ฟังก์ชันตรีโกณมิติธรรมดาที่ใช้กัน การคำนวณทางคณิตศาสตร์ในการหาสูตรหารูปแบบสนาม E และ H ในท่อนำคลื่นต่างๆเหล่านี้เป็นเรื่องยุ่งยากอยู่ จะนำสูตรหรือผลจากการวิเคราะห์มาใช้งานเลย

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

m = จำนวนเต็มของความยาวคลื่นวนรอบด้านในของท่อนำคลื่นแบบกลม

n = จำนวนเต็มของครึ่งความยาวคลื่นบนเส้นผ่านศูนย์กลางของท่อนำคลื่นแบบกลม



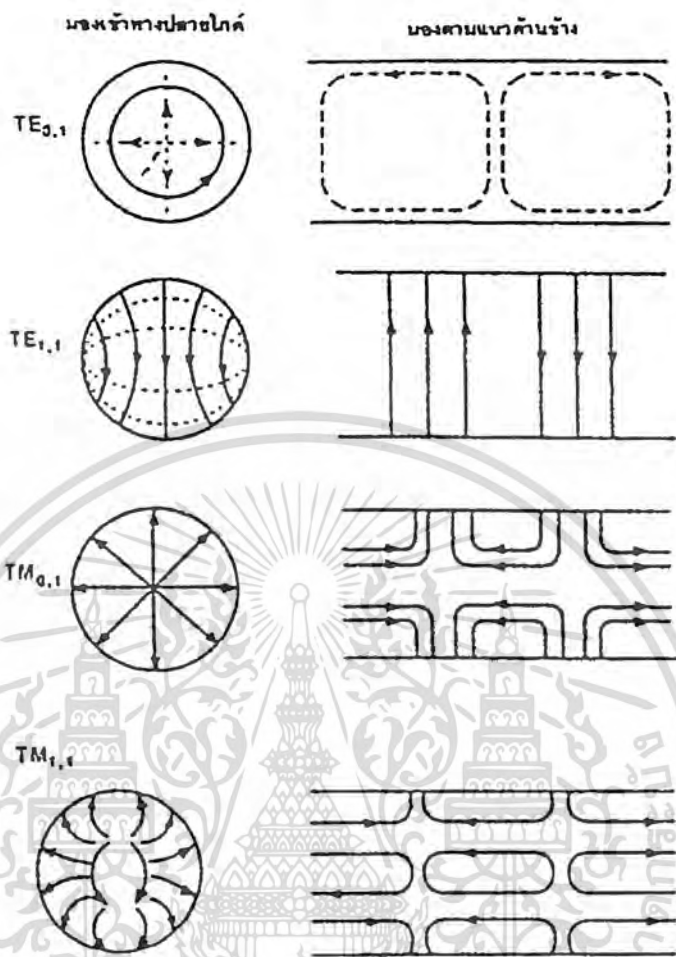
รูปที่ 2.7 ความหมายของ m และ n ในท่อนำคลื่นแบบกลม

ความสัมพันธ์ของ m และ n แสดงไว้ในภาคตัดขวางของท่อนำคลื่นแบบกลมดังรูปที่

2.7 รูปแบบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก (Electric and Magnetic Pattern) ที่ใช้งานกันในโหมด

TE_{mn} และ TM_{mn} ของท่อนำคลื่นแบบกลมแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 แสดงโหมด TE และ TM ของท่อนำคลื่น

2.8.2 ความยาวคลื่นคัตออฟ สำหรับท่อนำคลื่นแบบกลม

ในท่อนำคลื่นแบบกลม ความถี่ต่ำสุดที่สามารถส่งผ่านท่อนำคลื่นได้ คือ โหมด $TE_{1,1}$ ซึ่งถือว่าเป็นโหมดหลักในการส่งคลื่น (Principle Mode) โหมดหลัก $TE_{1,1}$ ของท่อนำคลื่นแบบวงกลมเทียบได้กับโหมด $TE_{0,1}$ ของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมผืนผ้า ถ้าเปรียบเทียบรูปแบบของสนาม (Field Pattern) จากโหมด $TE_{0,1}$ กับโหมด $TE_{1,1}$ ในรูปที่ 2.8 จะเห็นว่าไม่มีความคล้ายคลึงกันเลย แต่เมื่อท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกส่งด้วยคลื่นในโหมด และท่อนำคลื่นนี้นำไปต่อเข้ากับท่อนำคลื่นแบบกลมด้วยการเชื่อมต่อที่ดีไม่เกิดการมิสมแมทซ์คลื่นที่ผ่านเข้าไปในท่อนำคลื่นแบบกลมจะได้เป็น mode $TE_{1,1}$ เนื่องจากทั้งคู่เป็นโหมดหลักนั่นเอง

การหาความยาวคลื่นคัตออฟของท่อนำคลื่นแบบกลม โดยต้องใช้ค่ารากของเบสเซลฟังก์ชัน (Roots of Bessel Functions) ซึ่งที่ความยาวคลื่นคัตออฟของโหมด TE_{mn} มีค่าเท่ากับ

$$\lambda_{cutoff} = \frac{2\pi r}{u'_{mn}} \quad (2.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ส่วนความยาวคลื่นคัทออฟของโหมด TM_{mn} มีค่าเท่ากับ

$$\lambda_{cutoff} = \frac{2\pi r}{u_{mn}} \tag{2.33}$$

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)		

จากตารางที่ 2.1 (ก.) จะพบว่า u'_{mn} มีค่าน้อยที่สุดซึ่งถ้านำไปแทนลงในสมการที่ 2.32 และทราบ ค่า r มากกว่าใช้ค่า u'_{mn} หมายความว่าต้องใช้ท่อนำคลื่นแบบกลมขนาดใหญ่ขึ้น ด้วยเหตุนี้ โหมด TE_{11} จึงถือว่าเป็นโหมดหลัก และเช่นเดียวกันในตารางที่ 2.1 (ข.) โหมด TM_{01} จะเป็นโหมดหลัก สำหรับคลื่น TM เนื่องจากท่อนำคลื่นแบบกลมนั้นจะมีความสมมาตรในทุกด้านทุกมุม การหมุนท่อนำคลื่นไปในลักษณะใดจึงไม่มีผลต่อการส่งคลื่น ผิดกับท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า ซึ่งเมื่อทำการหมุน จะเกิดเสียความสมมาตรและส่งผลกระทบต่อคลื่นที่ส่งผ่านท่อนำคลื่นด้วย

2.8.3 สนามของท่อนำคลื่นแบบกลม

จากรูปที่ 2.9 โหมดหลักทำงานในรูปแบบ TE_{11} mode ซึ่งสนามไฟฟ้าจะกระจายตัว เอกสารนี้เป็นที่หน้าตัด สวงนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_\rho = \frac{2 \sin \phi}{\rho} J_1 \left(1.84 \frac{\rho}{a} \right) \quad (2.34)$$

$$E_\theta = \frac{2a \cos \phi}{1.84} \frac{dJ_1 \left(1.84 \frac{\rho}{a} \right)}{d\rho} \quad (2.35)$$

เมื่อ a = รัศมี
 J_1 = เบสเซลฟังก์ชันแบบที่ 1 Order
 ρ = รัศมีของโคออดิเนตทรงกระบอก

ดังรูปที่ 2.9 ในโคออดิเนตทรงสี่เหลี่ยม แสดงการกระจายของสนามดังนี้

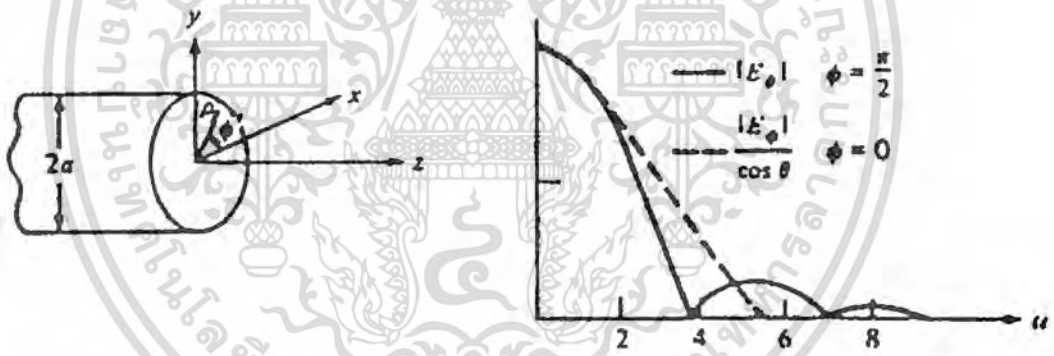
$$E_x = E_\rho \cos \phi - E_\theta \sin \phi \quad (2.36)$$

$$E_y = E_\rho \sin \phi + E_\theta \cos \phi \quad (2.37)$$

สำหรับ E_ρ, E_θ สามารถใช้ความสัมพันธ์ของรีเคอร์เรนซ์ (Recurrence Relations) ดังนี้

$$\frac{dJ_1(u)}{du} = \frac{1}{2} [J_{m-1}(u) - J_{m+1}(u)] \quad (2.38)$$

$$\frac{m}{u} J_m(u) = \frac{1}{2} [J_{m-1}(u) + J_{m+1}(u)] \quad (2.39)$$



รูปที่ 2.9 ท่อนำคลื่นแบบกลมและแบบรูป

เราจะได้นี้

$$E_x = J_2 \left(1.84 \frac{\rho}{a} \right) \sin 2\phi \quad (2.40)$$

$$E_y = J_0 \left(1.84 \frac{\rho}{a} \right) - J_2 \left(1.84 \frac{\rho}{a} \right) \cos 2\phi \quad (2.41)$$

ถ้าเราสมมติว่าสนามที่ปากเปิดก็สามารถหาค่าสนามที่แพร่กระจายได้ ในส่วนของการหา f_x และ f_y โดยการอินทิเกรตตลอดปากเปิด

$$k_x x' + k_y y' = k_0 \rho \sin \phi (\cos \phi \cos \phi' + \sin \phi \sin \phi')$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ $= k_0 \rho \sin \phi \cos(\theta - \phi)$ มอนูญาดให้นำไปใช้ประโยชน์ด้าน (2.42)

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\int u J_n(\alpha u) J_n(\beta u) = \frac{u}{\alpha^2 + \beta^2} \left[J_n(\alpha u) \frac{dJ_n(\beta u)}{du} - J_n(\beta u) \frac{dJ_n(\alpha u)}{du} \right] \quad (2.43)$$

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

$$E_\theta = \frac{jk_0}{r} e^{-jk_0 r} 2a^2 \sin \phi \frac{J_1(1.84) J_1(u)}{1.84} \quad (2.44)$$

$$E_\phi = \frac{jk_0}{r} e^{-jk_0 r} 2a^2 \cos \phi \cos \theta \left[\frac{1.84 J_1(1.84) dJ_1(u)}{1.84^2 - u^2 du} \right] \quad (2.45)$$

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

$$D = \frac{66}{\beta \lambda_0} \frac{\pi a^2}{\lambda_0^2} \quad (2.46)$$

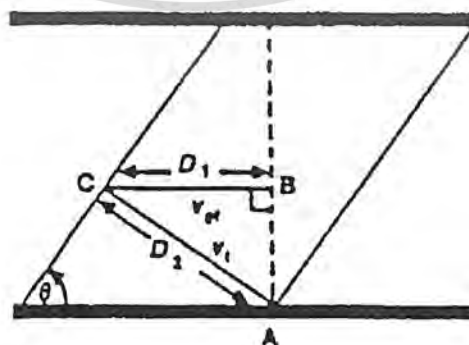
เมื่อ $\beta = \left[k_0^2 - \left(\frac{1.84}{a} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$ ซึ่งเป็นค่าคงที่การแพร่กระจายคลื่น (Propagation -

Constant) สำหรับคลื่น TE_{11} โหมด

2.8.4 การเดินทางของคลื่นในท่อนำคลื่น

คลื่น 2 ชุดเดินทางไปตามท่อนำคลื่น แบบซิกแซกเป็นรูปฟันปลา ด้วยความเร็วเท่ากับความเร็วของแสงเมื่อคิดคลื่นลัพธ์ (Resultant) ออกมาจะมีทิศทางของเวกเตอร์ชี้ไปตามแนวกึ่งกลางของท่อนำคลื่น ความเร็วของคลื่นลัพธ์ นี้ที่เดินทางไปในแนวกึ่งกลางของท่อนำคลื่นนี้ ขึ้นอยู่กับระยะทางรูปฟันปลาลัพธ์ จะมีค่าน้อยกว่าความเร็วแสงเสมอ และเรียกว่า ความเร็วคลื่นกลุ่ม v_g (Group Velocity) ความสัมพันธ์ของความเร็วคลื่นตกกระทบ และความเร็วคลื่นกลุ่ม v_g ดังแสดงในรูปที่ 2.10 ซึ่งจะเห็นว่าหน้าคลื่นของคลื่นตกกระทบขนานด้านข้าง ของหน้าคลื่นด้วยมุม θ และสะท้อนออกไปด้วยมุมที่เท่ากันระยะทางของคลื่นลัพธ์ที่เดินทางไปตามกึ่งกลางของท่อนำคลื่นในเวลาที่กำหนด t มีค่าเป็น

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



รูปที่ 2.10 แสดงความสัมพันธ์ของ v และ v_g ในท่อนำคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.10 คลื่นลัฟร์ซึ่งเดินทางไปตามแนวกึ่งกลางของท่อนำคลื่น ได้ระยะทาง D_1 ในเวลา t และ D_2 จะมีค่าเท่ากับ

$$D_1 = v_g \cdot t = D_2 = v \cdot t \quad (2.47)$$

$$\sin \theta = \frac{v_g \cdot t}{v \cdot t} \quad (2.48)$$

จากเวกเตอร์ลัฟร์ของความเร็วคลื่นนี้ คลื่นจะมีความเร็วลดลง เพราะมุมตกกระทบของคลื่นจะน้อยกว่า 90 องศาเสมอ

$$\cos \theta = \frac{\lambda}{2a} \quad (2.49)$$

$$\sin \theta = \sqrt{1 - \cos^2 \theta} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \quad (2.50)$$

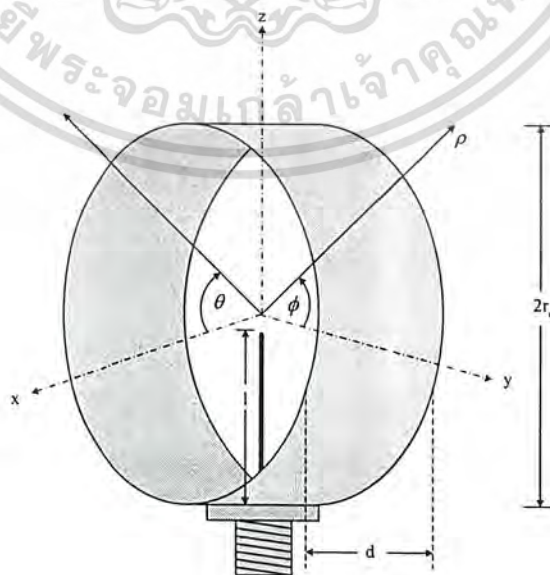
$$\therefore v_g = v \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \quad (2.51)$$

$$\sin \theta = \frac{\lambda/2}{\lambda_g/2} = \frac{\lambda}{\lambda_g} \quad (2.52)$$

$$\therefore \lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (2.53)$$

2.9 โครงสร้างของสายอากาศวงแหวนวงกลม

สายอากาศที่จะนำมาทดสอบประกอบด้วยโพรบความยาว l ที่ต่อกับสายนำสัญญาณแบบแกนร่วมโดยผ่านตัวต่อแบบ SMA และถูกล้อมรอบด้วยวงแหวนที่มีโครงสร้างคล้ายรูปทรงกระบอกโดยมีรัศมีและความยาวของวงแหวนเป็น r_d และ d ตามลำดับซึ่งโพรบจะวางตัวตามแนวแกน z ดังรูปที่ 2.11



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.11 สายอากาศโพรบกระตุ้นวงแหวนวงกลมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

ดังนั้นค่ารัศมีของวงแหวนแบบวงกลมที่เหมาะสมสามารถแสดงได้ดังนี้

$$0.293\lambda < r_a < 0.486\lambda \quad (2.54)$$

เมื่อ λ = ความยาวคลื่นที่ความถี่ที่ใช้งาน

ให้พิจารณารูปที่ 2.11 โพรบไฟฟ้าเชิงเส้นภายในวงแหวน จะขนานกับรัศมีของวงแหวน เป็นผลให้คลื่นที่ประกอบไปด้วยโหมดคลื่นต่างๆ (TE_{mn}) ถูกปล่อยออกมาในบริเวณใกล้เคียงกับโพรบ โดยคลื่นที่ออกมาแล้วนั้นจะมีความซับซ้อนมาก นั้นหมายความว่า ความถี่ใช้งานค่าหนึ่งเป็นไปได้ว่าคลื่นจะประกอบไปด้วยโหมดคลื่นต่างๆมากมาย แต่ที่มีความสำคัญต่อการเดินทางของคลื่นสำหรับสายอากาศที่ได้ออกแบบ คือ โหมดคลื่นของ TE_{11} , TE_{21} และ TE_{01}

ขณะที่คลื่นเดินทางออกจากช่องเปิดทั้ง 2 ด้านของวงแหวนแบบวงกลม คลื่นจะเกิดการ ลดทอน ซึ่งค่าคงที่ของการลดทอนสำหรับโหมดคลื่นหลัก แสดงได้ดังนี้

$$\alpha_{11} = \frac{R_s}{r_a \eta} \frac{8.686}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{c11}}\right)^2}} \left[\left(\frac{\lambda}{\lambda_{c11}}\right)^2 + 0.420 \right] \quad (\text{dB/m}) \quad (2.55)$$

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

r_a = ค่ารัศมีของวงแหวน

η = ค่าอินทรีนสิกอิมพีแดนซ์ ของตัวกลาง

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \quad ; \mu = \mu_0\mu_r \quad (2.56)$

- 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 = ค่าความนำไฟฟ้าของวัสดุ (conductivity) (S/m)

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

ซึ่งค่าคงที่ของการลดทอนสำหรับโหมดคลื่นของ TE_{21} แสดงได้ดังนี้

$$\alpha_{21} = \frac{17.372\pi}{\lambda_{c21}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{c21}}{\lambda}\right)^2} \quad (\text{dB/m}) \quad (2.57)$$

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

สำหรับรูปแบบคลื่น TE_{01} แสดงได้ดังนี้

$$\alpha_{01} = \frac{17.372\pi}{\lambda_{c01}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{c01}}{\lambda}\right)^2} \quad (\text{dB/m}) \quad (2.58)$$

- เมื่อ λ_{c01} = ค่าความยาวคลื่นคัตออฟ (cut off wavelength) ของโหมดคลื่น TE_{01} ซึ่งมีค่าเท่ากับ $1.6396r_a$

กำลังงานที่แพร่กระจาย (power flow) ในแต่ละ โหมดคลื่น (TE_{mn}) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$P = |A|^2 \omega \mu \beta r_a^4 A_{mn} \quad (2.59)$$

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

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

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

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

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนในแต่ละโหมดคลื่น (TE_{mn})

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

2.10 สมการของสนามที่แพร่กระจายจากตัวสายอากาศ

2.10.1 สมการเวกเตอร์ของคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลา

(Vector Wave Equations of Time-Varying Electromagnetic field)

จากสมการของแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation) ในรูปของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla \times \vec{E} = -\vec{M}i - \mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (2.60)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}i + \sigma \vec{E} + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2.61)$$

ทำการเคิร์ล (curl) ทั้งสองข้างของสมการที่ 2.60 และ 2.61 โดยสมมติให้อยู่ในตัวกลางเดียวกันสามารถเขียนได้ใหม่ว่า

$$\begin{aligned} \nabla \times \nabla \times \vec{E} &= -\nabla \times \vec{M}i - \mu \nabla \times \left(\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \right) \\ &= -\nabla \times \vec{M}i - \mu \frac{\partial (\nabla \times \vec{H})}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.62)$$

$$\begin{aligned} \nabla \times \nabla \times \vec{H} &= \nabla \times \vec{J}i + \sigma \nabla \times \vec{E} + \epsilon \nabla \times \left(\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right) \\ &= \nabla \times \vec{J}i + \sigma \nabla \times \vec{E} + \epsilon \frac{\partial (\nabla \times \vec{E})}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.63)$$

แทนสมการที่ 2.61 ลงในด้านขวาของสมการที่ 2.62 และใช้คุณสมบัติลาปลาเซียนของเวกเตอร์ (Laplacian of vector) ที่แสดงได้ดังนี้

$$\nabla^2 \vec{F} = \nabla (\nabla \cdot \vec{F}) - \nabla \times \nabla \times \vec{F} \quad (2.64)$$

$$\therefore \nabla \times \nabla \times \vec{F} = \nabla (\nabla \cdot \vec{F}) - \nabla^2 \vec{F} \quad (2.65)$$

แล้วแทนสมการที่ 2.65 ลงในด้านซ้ายของสมการที่ 2.62 ได้ว่า

$$\begin{aligned} \nabla (\nabla \cdot \vec{E}) - \nabla^2 \vec{E} &= -\nabla \times \vec{M}i - \mu \frac{\partial}{\partial t} \left[\vec{J}i + \sigma \vec{E} + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right] \\ &= -\nabla \times \vec{M}i - \mu \frac{\partial \vec{J}i}{\partial t} - \mu \sigma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} - \mu \epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \end{aligned} \quad (2.66)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่นใดโดยไม่ผ่านการอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการแมกซ์เวลล์ที่แสดงในรูปของความหนาแน่นของฟลักซ์ไฟฟ้า (electric flux density) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla \cdot \bar{D} = \epsilon \nabla \cdot \bar{E} = q_{ev} \Rightarrow \nabla \cdot \bar{E} = \frac{q_{ev}}{\epsilon} \quad (2.67)$$

นำสมการที่ 2.67 แทนลงในสมการที่ 2.66 ได้ว่า

$$\nabla^2 \bar{E} = \nabla \times \bar{M}i + \mu \frac{\partial \bar{J}i}{\partial t} + \frac{1}{\epsilon} \nabla q_{ev} + \mu \sigma \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} + \mu \epsilon \frac{\partial^2 \bar{E}}{\partial t^2} \quad (2.68)$$

ในทำนองเดียวกันแทนสมการที่ 2.60 ลงในด้านขวาของสมการที่ 2.63 และใช้คุณสมบัติ ลาปลาเซียนของเวกเตอร์ที่แสดงในสมการที่ 2.65 แทนลงในด้านซ้ายของสมการที่ 2.63 จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \nabla(\nabla \cdot \bar{H}) - \nabla^2 \bar{H} &= \nabla \times \bar{J}i + \sigma \left(-\bar{M}i - \mu \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \right) + \epsilon \frac{\partial}{\partial t} \left(-\bar{M}i - \mu \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \right) \\ &= \nabla \times \bar{J}i - \sigma \bar{M}i - \mu \sigma \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} - \epsilon \frac{\partial \bar{M}i}{\partial t} - \mu \epsilon \frac{\partial^2 \bar{H}}{\partial t^2} \end{aligned} \quad (2.69)$$

จากสมการแมกซ์เวลล์ที่แสดงในรูปของความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก (magnetic flux density) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla \cdot \bar{B} = \mu \nabla \cdot \bar{H} = q_{mv} \Rightarrow \nabla \cdot \bar{H} = \left(\frac{q_{mv}}{\mu} \right) \quad (2.70)$$

นำสมการที่ 2.70 แทนลงในสมการที่ 2.69 จะได้ว่า

$$\nabla^2 \bar{H} = -\nabla \times \bar{J}i + \sigma \bar{M}i + \frac{1}{\mu} \nabla(q_{mv}) + \mu \sigma \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} + \epsilon \frac{\partial \bar{M}i}{\partial t} + \mu \epsilon \frac{\partial^2 \bar{H}}{\partial t^2} \quad (2.71)$$

จากสมการที่ 2.68 และ 2.71 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 2.65 และ 2.71 สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla^2 \bar{E} = \mu \epsilon \frac{\partial^2 \bar{E}}{\partial t^2} \quad (2.72)$$

$$\nabla^2 \bar{H} = \mu \epsilon \frac{\partial^2 \bar{H}}{\partial t^2} \quad (2.73)$$

โดยทั่วไปแล้วสมการที่ 2.72 และ 2.73 จะเป็นรูปแบบที่ง่ายที่สุดสำหรับการหาเวกเตอร์ของคลื่นของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

2.10.2 สมการสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของวงแหวนวงกลม

2.10.2.1 สมการเวกเตอร์ของคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลาแบบฮาร์โมนิก

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

ดังนั้นจากสมการที่ 2.68, 2.71, 2.72 และ 2.73 สามารถแสดงได้ว่า

$$\nabla^2 E = \nabla \times M_i + j\omega\mu J_i + \frac{1}{\epsilon} \nabla q_{ev} + j\omega\mu\sigma E - \omega^2\mu\epsilon E \quad (2.74)$$

$$\nabla^2 H = -\nabla \times J_i + \sigma M_i + j\omega\epsilon M_i + \frac{1}{\mu} \nabla q_{mv} + j\omega\mu\sigma H - \omega^2\mu\epsilon H \quad (2.75)$$

$$\nabla^2 E = -\omega^2\mu\epsilon E = -k^2 E \quad (2.76)$$

$$\nabla^2 H = -\omega^2\mu\epsilon H = -k^2 H \quad (2.77)$$

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

2.10.2.2 การหาคำตอบจากสมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับระบบพิกัดทรงกระบอก

เมื่อพิจารณาสมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับสภาวะที่เป็นอิสระจากแหล่งจ่าย (source-free) และตัวกลางที่ไม่เกิดการสูญเสีย (lossless media) ของสนามไฟฟ้าในสมการที่ 2.68 ในระบบพิกัดทรงกระบอก สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\text{จาก } E(\rho, \phi, z) = E_\rho(\rho, \phi, z)\hat{a}_\rho + E_\phi(\rho, \phi, z)\hat{a}_\phi + E_z(\rho, \phi, z)\hat{a}_z \quad (2.78)$$

เมื่อ ρ, ϕ, z = ค่าในระบบพิกัดทรงกระบอก

เมื่อแทนลงในสมการที่ 2.78 ลงในสมการที่ 2.72 จะได้ว่า

$$\nabla^2 (E_\rho\hat{a}_\rho + E_\phi\hat{a}_\phi + E_z\hat{a}_z) = -k^2 (E_\rho\hat{a}_\rho + E_\phi\hat{a}_\phi + E_z\hat{a}_z) \quad (2.79)$$

จากสมการที่ 2.79 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปได้ว่า

$$\nabla^2 E = -k^2 E \quad (2.80)$$

จากคุณสมบัติลาปลาเซียนของเวกเตอร์ (Laplacian of vector) สามารถเขียนได้ว่า

$$\nabla^2 E = \nabla(\nabla \cdot E) - \nabla \times \nabla \times E$$

$$\nabla(\nabla \cdot E) - \nabla \times \nabla \times E = -k^2 E \quad (2.81)$$

เมื่อแทนสนามไฟฟ้าที่อยู่ในสมการที่ 2.78 ลงในสมการที่ 2.81 จะได้คำตอบที่อยู่ในรูปแบบดังต่อไปนี้

$$\nabla^2 E_\rho + \left(-\frac{E_\rho}{\rho^2} - \frac{2}{\rho^2} \frac{\partial E_\phi}{\partial \phi} \right) = -k^2 E_\rho \quad (2.82)$$

$$\nabla^2 E_\phi + \left(-\frac{E_\phi}{\rho^2} - \frac{2}{\rho^2} \frac{\partial E_\rho}{\partial \phi} \right) = -k^2 E_\phi \quad (2.83)$$

$$\nabla^2 E_z = -k^2 E_z \quad (2.84)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$\begin{aligned}\nabla^2 \phi(\rho, \phi, z) &= \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial \phi}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \phi}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial z^2} \\ &= \frac{\partial^2 \phi}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial \phi}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \phi}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial z^2}\end{aligned}\quad (2.85)$$

จากสมการที่ 2.82 และ 2.83 จะมีส่วนประกอบของสนามไฟฟ้ามากกว่า 1 องค์ประกอบ ซึ่งยากต่อการหาคำตอบ ดังนั้น เราจะใช้สมการที่ 2.84 ซึ่งมีส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าเพียงองค์ประกอบเดียวในการหาคำตอบจากสมการคลื่น จากสมการที่ 2.84 สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\frac{\partial^2 F}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial F}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 F}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 F}{\partial z^2} = -k^2 F \quad (2.86)$$

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

$$F(\rho, \phi, z) = f(\rho)g(\phi)h(z) \quad (2.87)$$

แทนค่าสมการที่ 2.87 ลงในสมการที่ 2.86 จะได้ว่า

$$gh \frac{\partial^2 f}{\partial \rho^2} + gh \frac{1}{\rho} \frac{\partial f}{\partial \rho} + fh \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 g}{\partial \phi^2} + fg \frac{\partial^2 h}{\partial z^2} = -k^2 fgh \quad (2.88)$$

หารทั้งสองข้างของสมการด้วย fgh และเปลี่ยน $\frac{\partial}{\partial x} \Rightarrow \frac{d}{dx}$ จากสมการที่ 2.88 สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\frac{1}{f} \frac{d^2 f}{d\rho^2} + \frac{1}{f} \frac{1}{\rho} \frac{df}{d\rho} + \frac{1}{g} \frac{1}{\rho^2} \frac{d^2 g}{d\phi^2} + \frac{1}{h} \frac{d^2 h}{dz^2} = -k^2 \quad (2.89)$$

จะพบว่าในแต่ละพจน์ของสมการที่ 2.89 จะเป็นฟังก์ชัน ของตัวแปรอิสระเพียงตัวเดียวเท่านั้น ดังนั้นผลรวมของทุกพจน์จะมีค่าเท่ากับ $-k^2$ ก็ต่อเมื่อค่าของแต่ละพจน์จะต้องเป็นค่าคงที่ (constant) จะได้ว่า

$$\frac{1}{h} \frac{d^2 h}{dz^2} = -k_z^2 \Rightarrow \frac{d^2 h}{dz^2} = -k_z^2 h \quad (2.90)$$

เมื่อ $k_z =$ ค่าคงที่ (constant)

นำสมการที่ 2.90 แทนลงในสมการที่ 2.89 แล้วคูณทั้งสองข้างของสมการด้วย ρ^2 จะได้ว่า

$$\frac{\rho^2}{f} \frac{d^2 f}{d\rho^2} + \frac{\rho}{f} \frac{df}{d\rho} + \frac{1}{g} \frac{d^2 g}{d\phi^2} + (k^2 - k_z^2) \rho^2 = 0 \quad (2.91)$$

เนื่องจากพจน์ที่ 3 ของสมการที่ 2.91 เป็นฟังก์ชันของ ϕ เพียงอย่างเดียว ดังนั้นสามารถที่จะกำหนดให้เท่ากับค่าคงที่ใดๆ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\frac{1}{g} \frac{d^2 g}{d\phi^2} = -m^2 \Rightarrow \frac{d^2 g}{d\phi^2} = -m^2 g \quad (2.92)$$

และกำหนดให้

$$k^2 - k_z^2 = k_p^2 \Rightarrow k^2 = k_p^2 + k_z^2 \quad (2.93)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ 2.92 แทนลงในสมการที่ 2.91 จะได้ว่า

$$\rho^2 \frac{d^2 f}{d\rho^2} + \rho \frac{df}{d\rho} + ((k_\rho \rho)^2 - m^2) f = 0 \quad (2.94)$$

จากสมการที่ 2.93 จะถูกเรียกว่าเป็น สมการการจำกัด (constraint equation) สำหรับคำตอบที่ได้จากสมการคลื่นในระบบพิกัดทรงกระบอก และสมการที่ 2.94 จะถูกเรียกว่าเป็น สมการเชิงอนุพันธ์ของเบสเซล (Bessel differential equation)

ดังนั้น คำตอบที่ได้จากสมการที่ 2.86 โดยการสมมติคำตอบดังสมการที่ 2.87 แสดงได้ดังนี้

$$\rho^2 \frac{d^2 f}{d\rho^2} + \rho \frac{df}{d\rho} + ((k_\rho \rho)^2 - m^2) f = 0 \quad (2.95)$$

$$\frac{d^2 g}{d\phi^2} = -m^2 g \quad (2.96)$$

$$\frac{d^2 h}{dz^2} = -k_z^2 h \quad (2.97)$$

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

และคำตอบที่ได้จากสมการที่ 2.95, 2.96 และ 2.97 สามารถแสดงได้ดังนี้ ตามลำดับ

$$f_1(\rho) = A_1 J_m(k_\rho \rho) + B_1 Y_m(k_\rho \rho) \quad (2.98)$$

$$f_2(\rho) = C_1 H_m^{(1)}(k_\rho \rho) + D_1 H_m^{(2)}(k_\rho \rho) \quad (2.99)$$

$$g_1(\phi) = A_2 e^{-jm\phi} + B_2 e^{+jm\phi} \quad (2.100)$$

$$g_2(\phi) = C_2 \cos(m\phi) + D_2 \sin(m\phi) \quad (2.101)$$

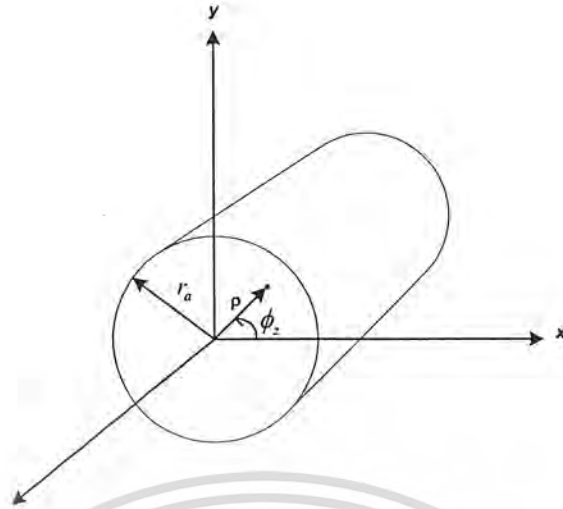
$$h_1(z) = A_3 e^{-jk_z z} + B_3 e^{+jk_z z} \quad (2.102)$$

$$h_2(z) = C_3 \cos(k_z z) + D_3 \sin(k_z z) \quad (2.103)$$

$$\begin{aligned} \text{โดยที่ } J_m(k_\rho \rho) &= \text{ฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่ 1} \\ Y_m(k_\rho \rho) &= \text{ฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่ 2} \\ H_m^{(1)}(k_\rho \rho) &= \text{ฟังก์ชันแองเกิล (Hankel function) ชนิดที่ 1} \\ H_m^{(2)}(k_\rho \rho) &= \text{ฟังก์ชันแองเกิล (Hankel function) ชนิดที่ 2} \end{aligned}$$

โดยทั่วไปแล้ว สำหรับท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอก (cylindrical waveguide) ดังรูปที่ 2.12 นั้น คำตอบที่ได้จากสมการเวกเตอร์ของคลื่นที่เหมาะสมมากที่สุดสำหรับท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอก ที่แสดงในรูปที่ 2.12 นั้นสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} F(\rho, \phi, z) &= f(\rho)g(\phi)h(z) \\ &= [A_1 J_m(k_\rho \rho) + B_1 Y_m(k_\rho \rho)] [C_2 \cos(m\phi_s) + D_2 \sin(m\phi_s)] \\ &\quad \times [A_3 e^{-jk_z z} + B_3 e^{+jk_z z}] \end{aligned} \quad (2.104)$$



รูปที่ 2.12 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ $z = 0$

2.10.2.3 สนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวน (Aperture Field)

จากคำตอบที่ได้จากสมการเวกเตอร์ของคลื่นในสมการที่ 2.104 สามารถที่จะนำมาใช้หาสนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวนในตัวสายอากาศได้ โดยกำหนดค่าคงที่ต่างๆที่อยู่ในสมการที่ 2.104 ให้เป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขต (boundary condition) ระหว่างตัวนำไฟฟ้ากับสุญญากาศสามารถแสดงได้ดังนี้

1. สนามทั้งหมดที่แพร่กระจายออกจากตัวนำไฟฟ้าจะต้องมีค่าจำกัด ดังนั้น $B_z = 0$ เพราะว่า $Y_m(\rho=0) = \infty$ ซึ่งไม่เป็นจริงตามเงื่อนไข
2. สนามทั้งหมดที่แพร่กระจายออกจากตัวนำไฟฟ้าจะต้องมีค่าเหมือนเดิมทุกค่าของมุม ϕ_z ที่มีค่าเท่ากับ 2π ดังนั้น m จะต้องเป็นค่าจำนวนเต็มเพื่อให้ค่าของสนามมีค่าคงเดิมเมื่อมุม ϕ_z มีค่าเปลี่ยนไปทุกๆ 2π ได้ว่า $m = 0, 1, 2, 3, \dots$
3. ค่า C และ D เป็นค่าคงที่ใดๆที่อาจจะให้ C หรือ D มีค่าเท่ากับศูนย์ก็ได้แต่ C และ D จะมีค่าเป็นศูนย์ทั้งสองตัวไม่ได้ เพราะจะทำให้สนามทั้งหมดมีค่าเป็นศูนย์นั่นหมายความว่าไม่มีสนามแพร่กระจายออกมาจากท่อนำคลื่นเลย ซึ่งไม่เป็นจริงดังนั้นเพื่อให้สนามมีค่าเป็นศูนย์เมื่อ m มีค่าเท่ากับศูนย์จะกำหนดให้ $C \neq 0, D = 0$
4. เนื่องจากสนามที่แพร่กระจายออกมาจากท่อนำคลื่น จะเดินทางในทิศทางแนวแกน $+z$ ดังนั้น จะสนใจในพจน์ของ $e^{-jk_z z}$ เท่านั้น และเมื่อคิดสนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของท่อนำคลื่นที่ระนาบ $z=0$ จะได้ว่า $B_z = 0, e^{-jk_z z}|_{z=0} = 1$
5. ค่าของ k_ρ สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

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

โดยที่ x'_{mn} = ค่าที่ทำให้อนุพันธ์ของฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่ 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 2.78 จะได้ว่า

$$F_z^+(\rho, \phi_s, z) = A_1 J_m(k_\rho \rho) \cdot C_2 \cos(\phi_s) \cdot A_3 \quad (2.105)$$

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

ในกรณีของรูปแบบคลื่นหลัก (TE_{11}) จะได้ว่า

$$F_z^+(\rho, \phi_s, z) = A_1 J_1\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) \cdot C_2 \cos(\phi_s) \cdot A_3 \quad (2.106)$$

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

โดยที่ A_{mn} = ค่าที่ถูกกำหนดจากกำลังคลื่นที่ส่งผ่านเข้าไปในท่อนำคลื่นของแต่ละโหมดคลื่น จะได้ว่า

$$F_z^+(\rho, \phi_s, z) = A_{11} J_1\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) \cdot \cos(\phi_s) \quad (2.107)$$

จากส่วนประกอบของสนามที่เกิดขึ้นโดยมีโหมดคลื่นเป็นโหมด TE_{11} (Transverse Electric mode) ซึ่งมีการเคลื่อนที่ของคลื่นในทิศทางแนวแกน z สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} E_\rho &= -\frac{1}{\epsilon\rho} \frac{\partial F_z}{\partial \phi} & H_\rho &= -j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \frac{\partial^2 F_z}{\partial \rho \partial z} \\ E_\phi &= \frac{1}{\epsilon} \frac{\partial F_z}{\partial \rho} & H_\phi &= -j \frac{1}{\omega\mu\epsilon\rho} \frac{\partial^2 F_z}{\partial \phi \partial z} \\ E_z &= 0 & H_z &= -j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) F_z \end{aligned}$$

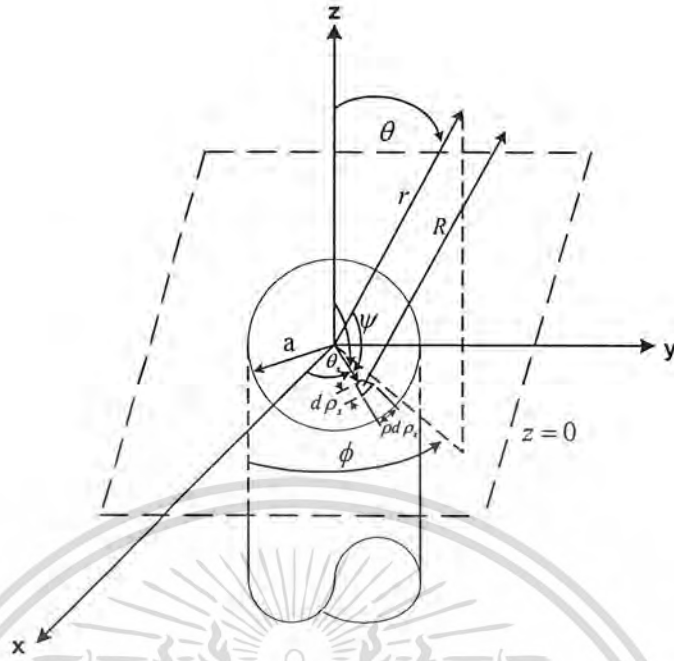
เนื่องจากแหล่งกำเนิด (source) ที่ใช้ในการแพร่กระจายคลื่นนั้น เป็นโพรบไฟฟ้าเชิงเส้น ดังนั้นส่วนประกอบของสนามที่เกิดขึ้น จะสนใจเฉพาะส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าเท่านั้นเมื่อนำสมการที่ 2.105 แทนลงไปในส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่แสดงไว้ข้างต้นจะได้ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายบริเวณพื้นที่หน้าตัดของท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่แสดงได้ดังรูปที่ 2.13 โดยคิดที่มุม ϕ_s จะได้ว่า

$$E_\rho = -\frac{1}{\epsilon\rho} \frac{\partial}{\partial \phi_s} \left[A_{11} J_1\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) \cos(\phi_s) \right] \quad (2.108)$$

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

$$E_z = 0 \quad (2.110)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่มีช่องเปิดแบบวงกลมบนระนาบ $z=0$

ดังนั้นจะได้ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายบริเวณพื้นที่หน้าตัดของท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอก ซึ่งเปรียบเสมือนกับสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวนของตัวสายอากาศได้ดังนี้

$$\therefore E_\rho = \frac{1}{\epsilon \rho} A_{11} J_1 \left(\frac{1.8412 \rho}{r_a} \right) \sin(\phi_s) \quad (2.111)$$

$$\therefore E_\phi = \frac{1}{\epsilon} \frac{1.8412}{r_a} A_{11} J_1' \left(\frac{1.8412 \rho}{r_a} \right) \cos(\phi_s) \quad (2.112)$$

$$\therefore E_z = 0 \quad (2.113)$$

2.10.2.4 สนามที่แพร่กระจายออกจากตัวสายอากาศ

จากสนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวน เราสามารถหาสนามที่แพร่กระจายออกจากตัวสายอากาศได้ โดยการพิจารณาที่สนามระยะไกลของสนามที่แพร่กระจายจากท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ $z=0$

จากส่วนประกอบของสนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวน จะพบว่า ส่วนประกอบของสนามในแนวแกน z จะมีค่าเท่ากับ 0 ดังนั้น จะพิจารณาเฉพาะส่วนประกอบของสนามที่เหลือยู่ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_\rho = \frac{1}{\epsilon \rho} A_{11} J_1 \left(\frac{1.8412 \rho}{r_a} \right) \sin(\phi_s) \quad (2.114)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_\phi = \frac{1}{\varepsilon} \frac{1.8412}{r_a} A_{11} J_1' \left(\frac{1.8412 \rho}{r_a} \right) \cos(\phi_s) \quad (2.115)$$

ทำการแปลง ส่วนประกอบของสนามที่ได้ ในสมการที่ 2.114 และ 2.115 ให้อยู่ในระนาบพิกัดมุมฉาก (Rectangular coordinate) โดยใช้คุณสมบัติดังนี้

$$E_x = E_\rho \cos(\phi_s) - E_\phi \sin(\phi_s) \quad (2.116)$$

$$E_y = E_\rho \sin(\phi_s) + E_\phi \cos(\phi_s) \quad (2.117)$$

จะได้ว่า

$$E_x = \frac{A_{11}}{\varepsilon \rho} \sin(\phi_s) \cos(\phi_s) \left[\frac{1}{\rho} J_1 \left(\frac{1.8412 \rho}{r_a} \right) - \frac{1.8412}{r_a} J_1' \left(\frac{1.8412 \rho}{r_a} \right) \right] \quad (2.118)$$

จากคุณสมบัติของฟังก์ชันเบสเซลที่แสดงได้ดังนี้

$$\frac{m}{u} J_m(u) = \frac{1}{2} [J_{m-1}(u) + J_{m+1}(u)] \quad (2.119)$$

$$\frac{m}{u} \frac{dJ_m(u)}{du} = \frac{1}{2} [J_{m-1}(u) - J_{m+1}(u)] \quad (2.120)$$

จะได้ว่า $\therefore E_x = \frac{A_{11}}{\varepsilon} \frac{1.8412}{2r_a} J_2 \left(\frac{1.8412 \rho}{r_a} \right) \sin(2\phi_s)$ (2.121)

ในการทำนองเดียวกันสำหรับ E_y จะได้ว่า

$$E_y = \frac{A_{11}}{\varepsilon} \frac{1.8412}{2r_a} \left[\left\{ J_0 \left(\frac{1.8412}{r_a} \right) + J_2 \left(\frac{1.8412}{r_a} \right) \right\} \sin^2(\phi_s) + \left\{ J_0 \left(\frac{1.8412}{r_a} \right) - J_2 \left(\frac{1.8412}{r_a} \right) \right\} \cos^2(\phi_s) \right] \\ E_y = \frac{A_{11}}{\varepsilon} \frac{1.8412}{2r_a} \left\{ J_0 \left(\frac{1.8412 \rho}{r_a} \right) - J_2 \left(\frac{1.8412 \rho}{r_a} \right) \cos(2\phi_s) \right\} \quad (2.122)$$

จากคุณสมบัติการแปลงฟูเรียร์ (Fourier Transform) 2 มิติ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$f_i(k_x, k_y) = \iint_{S_a} E_a(x, y) e^{jk_x x + jk_y y} dx dy \quad (2.123)$$

เนื่องจากพื้นที่ที่ใช้ในการปฏิยานุพัทธ์นั้นเป็นพื้นที่หน้าตัดของท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ $z=0$ จะได้ว่า

$$\rho = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (2.124)$$

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

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

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

และจากการสังเกตที่สนามระยะไกล จะกำหนดให้

$$k_x = k_0 \sin \theta \cos \phi, k_y = k_0 \sin \theta \sin \phi \quad (2.125)$$

นำสมการที่ 2.121, 2.122, 2.123 และ 2.124 แทนลงในสมการที่ 2.125 โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_a(x, y) = E_x \hat{a}_x + E_y \hat{a}_y \quad (2.126)$$

และกำหนดให้

$$M = \frac{A_{11}}{\varepsilon} \frac{1.8412}{2r_a} \quad (2.127)$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned} f_r(x, y) = M & \left[\int_0^{r_a} \int_0^{2\pi} J_2 \left(\frac{1.8412\rho}{r_a} \right) \sin(2\phi_s) e^{jk_0\rho \sin\theta \cos(\phi-\phi_s)} \rho d\phi_s d\rho \hat{a}_x \right. \\ & + \int_0^{r_a} \int_0^{2\pi} J_0 \left(\frac{1.8412\rho}{r_a} \right) e^{jk_0\rho \sin\theta \cos(\phi-\phi_s)} \rho d\phi_s d\rho \hat{a}_y \\ & \left. - \int_0^{r_a} \int_0^{2\pi} J_2 \left(\frac{1.8412\rho}{r_a} \right) \cos(2\phi_s) e^{jk_0\rho \sin\theta \cos(\phi-\phi_s)} \rho d\phi_s d\rho \hat{a}_y \right] \end{aligned} \quad (2.128)$$

จากคุณสมบัติแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} e^{j\omega \cos(\phi-\phi')} &= J_0(\omega) - 2[J_2(\omega) \cos 2(\phi-\phi') - J_4(\omega) \cos 4(\phi-\phi') + \dots] \\ &+ 2j[J_1(\omega) \cos 2(\phi-\phi') - J_3(\omega) \cos 4(\phi-\phi') + \dots] \end{aligned} \quad (2.129)$$

เมื่อพิจารณาการปฏิยานุพัทธ์เทียบกับมุม ϕ เมื่อแทนสมการที่ 2.129 ลงในสมการที่ 2.128 จะได้ว่า

$$\begin{aligned} f_r(x, y) = M & \left[-2\pi \sin(2\phi) \int_0^{r_a} J_2 \left(\frac{1.8412\rho}{r_a} \right) J_2(k_0\rho \sin\theta) \rho d\rho \hat{a}_x \right. \\ & + 2\pi \int_0^{r_a} J_0 \left(\frac{1.8412\rho}{r_a} \right) J_0(k_0\rho \sin\theta) \rho d\rho \hat{a}_y \\ & \left. + 2\pi \cos(2\phi) \int_0^{r_a} J_2 \left(\frac{1.8412\rho}{r_a} \right) J_2(k_0\rho \sin\theta) \rho d\rho \hat{a}_y \right] \end{aligned} \quad (2.130)$$

จากรูปของสนามทั้งหมดที่แพร่กระจายโดยการสังเกตที่สนามระยะใกล้ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_r = jk_0 \frac{e^{jk_0 r}}{2\pi r} [\hat{a}_\theta \{f_x \cos \phi + f_y \sin \phi\} + \hat{a}_\phi \cos \theta \{f_y \cos \phi - f_x \sin \phi\}] \quad (2.131)$$

จากสมการที่ 2.130 และ 2.131 จะกำหนดให้ f_x เป็นค่าที่อยู่ในพจน์ของ $\hat{a}_x$ และ f_y เป็นค่าที่อยู่ในพจน์ของ $\hat{a}_y$ และให้ E_θ เป็นค่าที่อยู่ในพจน์ของ $\hat{a}_\theta$ และ E_ϕ เป็นค่าที่อยู่ในพจน์ของ $\hat{a}_\phi$

เมื่อพิจารณาในพจน์ของ E_θ จะได้ว่า

$$\begin{aligned} E_\theta = jk_0 \frac{e^{jk_0 r}}{2\pi r} M & \left[-2\pi \sin(2\phi) \cos \phi \int_0^{r_a} J_2 \left(\frac{1.8412\rho}{r_a} \right) J_2(k_0\rho \sin\theta) \rho d\rho \right. \\ & + 2\pi \sin \phi \int_0^{r_a} J_0 \left(\frac{1.8412\rho}{r_a} \right) J_0(k_0\rho \sin\theta) \rho d\rho \\ & \left. + 2\pi \cos(2\phi) \sin \phi \int_0^{r_a} J_2 \left(\frac{1.8412\rho}{r_a} \right) J_2(k_0\rho \sin\theta) \rho d\rho \right] \end{aligned} \quad (2.132)$$

ถ้ากำหนดให้

$$N = jk_0 \frac{e^{jk_0 r}}{2\pi r} \quad (2.133)$$

และใช้คุณสมบัติจาก

$$\sin(x-y) = \sin x \cos y - \sin y \cos x \quad (2.134)$$

เมื่อนำสมการ 2.133 และ 2.134 แทนลงในสมการที่ 2.132 จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_\theta = 2NM\pi \sin\phi \left[\int_0^{r_a} J_0\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_0(k_0\rho \sin\theta) \rho d\rho - \int_0^{r_a} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_2(k_0\rho \sin\theta) \rho d\rho \right] \quad (2.135)$$

จากรูปแบบการทำปฏิกิริยาพันธะของเบสเซลฟังก์ชัน ที่แสดงได้ดังนี้

$$\int_0^{r_a} J_n(k_1 r) J_n(k_2 r) r dr = \frac{r_a}{k_1^2 - k_2^2} [k_2 J_n(k_1 r_a) J_{n-1}(k_2 r_a) - k_1 J_{n-1}(k_1 r_a) J_n(k_2 r_a)] \quad (2.136)$$

$$\text{และ} \quad J_{-n} = (-1)^n J_n(n) \quad (2.137)$$

จะได้ว่า

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

จากสมการที่ 2.119 สามารถเขียนสมการที่ 2.138 ได้ใหม่ดังนี้

$$E_\theta = 2NM\pi \sin\phi \frac{r_a^3}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin\theta)^2} \times \left[-k_0 \sin\theta \frac{2}{1.8412} J_1(1.8412) J_1(k_0 r_a \sin\theta) + \frac{1.8412}{r_a} J_1(1.8412) \frac{2}{k_0 r_a \sin\theta} J_1(k_0 r_a \sin\theta) \right] \\ \therefore E_\theta = 2NM\pi \sin\phi \frac{2a^2}{(1.8412)(k_0 r_a \sin\theta)} J_1(1.8412) J_1(k_0 r_a \sin\theta) \quad (2.139)$$

เมื่อแทนค่า N และ M ลงในสมการที่ 2.139 จะได้ว่า

$$E_\theta = jk_0 \frac{e^{jk_0 r}}{\epsilon r} A_1 r_a \sin\phi J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 r_a \sin\theta)}{k_0 r_a \sin\theta} \quad (2.140)$$

เช่นเดียวกัน สำหรับ E_ϕ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_\phi = jk_0 \frac{e^{jk_0 r}}{\epsilon r} M \left[2\pi \cos\phi \cos\theta \int_0^{r_a} J_0\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_0(k_0\rho \sin\theta) \rho d\rho + 2\pi \cos\phi \cos(2\phi) \cos\theta \int_0^{r_a} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_2(k_0\rho \sin\theta) \rho d\rho + 2\pi \sin\phi \sin(2\phi) \cos\theta \int_0^{r_a} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_2(k_0\rho \sin\theta) \rho d\rho \right] \quad (2.141)$$

จากสมการที่ 2.133 และความสัมพันธ์ที่สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\cos(x-y) = \cos x \cos y + \sin x \sin y \quad (2.142)$$

จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_\phi = 2NM\pi \cos\phi \cos\theta \left[\int_0^{r_a} J_0\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_0(k_0\rho \sin\theta) \rho d\rho + \int_0^{r_a} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_2(k_0\rho \sin\theta) \rho d\rho \right] \quad (2.143)$$

จากสมการที่ 2.136 และ 2.137 จะได้ว่า

$$E_\phi = 2NM\pi \cos\theta \cos\phi \frac{r_a^3}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin\theta)^2} \times \left[\left\{ -k_0 \sin\theta J_0(1.8412) J_1(k_0 a \sin\theta) + \frac{1.8412}{r_a} J_1(1.8412) J_0(k_0 r_a \sin\theta) \right\} - \left\{ k_0 \sin\theta J_2(1.8412) J_1(k_0 r_a \sin\theta) - \frac{1.8412}{r_a} J_1(1.8412) J_2(k_0 r_a \sin\theta) \right\} \right] \quad (2.144)$$

จากสมการที่ 2.120 และใช้คุณสมบัติที่แสดงได้ดังนี้

$$\left. \frac{dJ_n(k_c r)}{dr} \right|_{r=r_a} = 0 \quad (2.145)$$

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

ซึ่งกรณีของโหมดคลื่นหลัก TE_{11} ค่าของ k'_{mn} จะมีค่าเท่ากับ 1.8412 ดังนั้น สมการที่ 2.144 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$E_\phi = 2NM\pi \cos\theta \cos\phi \frac{2r_a^3}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin\theta)^2} (1.8412) J_1(1.8412) \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin\theta)}{d(k_0 r_a \sin\theta)} \quad (2.146)$$

เมื่อแทนค่า M และ N ลงในสมการที่ 2.146 จะได้ว่า

$$E_\phi = jk_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{\epsilon r} A_{11} r_a \cos\theta \cos\phi \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin\theta)^2} \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin\theta)}{d(k_0 r_a \sin\theta)} \quad (2.147)$$

ดังนั้น สนามที่แพร่กระจายออกจากท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ $z=0$ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_\theta = jk_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{\epsilon r} A_{11} r_a \sin\phi J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 r_a \sin\theta)}{k_0 r_a \sin\theta} \quad (2.148)$$

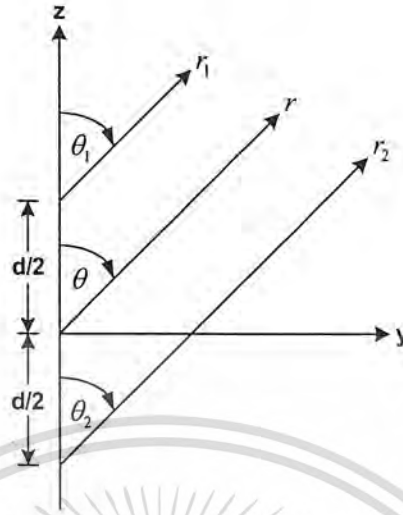
$$E_\phi = jk_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{\epsilon r} A_{11} r_a \cos\theta \cos\phi \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin\theta)^2} \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin\theta)}{d(k_0 r_a \sin\theta)} \quad (2.149)$$

2.10.2.5 สนามที่แพร่กระจายจากช่องเปิดทั้งสองด้านของวงแหวน

เนื่องจากช่องเปิดของวงแหวนทั้ง 2 ด้าน จะมีระนาบอยู่ที่ $z = \frac{d}{2}$ และ $-z = \frac{d}{2}$ ดังนั้น เมื่อทำการสังเกตที่สนามระยะไกลดังรูปที่ 2.14 สนามทั้งหมดที่แพร่กระจายออกจากช่องเปิดทั้ง 2 ด้านของวงแหวน จะมีค่าเท่ากับสนามที่แพร่กระจายออกไปจากระนาบ $z = \frac{d}{2}$ รวมกับสนามที่แพร่กระจาย

ออกไปจากระนาบ $-z = \frac{d}{2}$ สามารถแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 การแพร่กระจายของสนามเมื่อทำการสังเกตที่สนามระยะไกลที่ระนาบ $z = \frac{d}{2}$ และ $-z = \frac{d}{2}$

จากการสังเกตที่สนามระยะไกล จะได้ว่า

$$\theta_1 = \theta_2 = \theta \quad (2.150)$$

$$r_1 = r - \frac{d}{2} \cos(\theta) \quad (2.151)$$

$$r_2 = r + \frac{d}{2} \cos(\theta) \quad (2.152)$$

$$r_1 \approx r_2 \approx r \quad (2.153)$$

โดยสมการที่ 2.151 และ 2.152 จะมีผลในส่วนของเฟส และสมการที่ 2.153 จะมีผลในส่วนของขนาด ดังนั้น เมื่อพิจารณาสนามที่แพร่กระจายออกจากระนาบ $z = \frac{d}{2}$ จะได้ว่า

$$E_{\theta 1} = \frac{jk_0}{r} \frac{A_{11}}{\epsilon} r_a \sin \phi J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 r_a \sin \theta)}{(k_0 r_a \sin \theta)} e^{-jk_0 r} e^{jk_0 \frac{d}{2} \cos \theta} \hat{a}_\theta \quad (2.154)$$

$$E_{\phi 1} = \frac{jk_0}{r} \frac{A_{11}}{\epsilon} r_a \cos \theta \cos \phi \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin \theta)^2} \times \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin \theta)}{d(k_0 r_a \sin \theta)} e^{-jk_0 r} e^{jk_0 \frac{d}{2} \cos \theta} \hat{a}_\phi \quad (2.155)$$

และเมื่อพิจารณาสนามที่แพร่กระจายออกจากระนาบ $-z = \frac{d}{2}$ จะพบว่า ทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นจะตรงข้ามกับระนาบ $z = \frac{d}{2}$ ได้ว่า

$$E_{\theta 2} = \frac{jk_0}{r} \frac{A_{11}}{\epsilon} r_a \sin \phi J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 r_a \sin \theta)}{(k_0 r_a \sin \theta)} e^{-jk_0 r} e^{jk_0 \frac{d}{2} \cos \theta} (-\hat{a}_\theta) \quad (2.156)$$

$$E_{\phi 2} = \frac{jk_0}{r} \frac{A_{11}}{\epsilon} r_a \cos \theta \cos \phi \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin \theta)^2} \times \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin \theta)}{d(k_0 r_a \sin \theta)} e^{-jk_0 r} e^{jk_0 \frac{d}{2} \cos \theta} (-\hat{a}_\phi) \quad (2.157)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น สนามที่แพร่กระจายจากช่องเปิดของวงแหวนทั้งสองด้านของตัวสายอากาศสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 E_\theta &= \bar{E}_{\theta 1} + \bar{E}_{\theta 2} \\
 &= E_{\theta 1}(\hat{a}_\theta) + E_{\theta 2}(-\hat{a}_\theta) \\
 E_\theta &= \frac{j^2 k_0}{r\epsilon} e^{-jk_0 r} A_{11} 2r_a \sin\phi J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 r_a \sin\theta)}{(k_0 r_a \sin\theta)} \sin\left(k_0 \frac{d}{2} \cos\theta\right) \quad (2.158)
 \end{aligned}$$

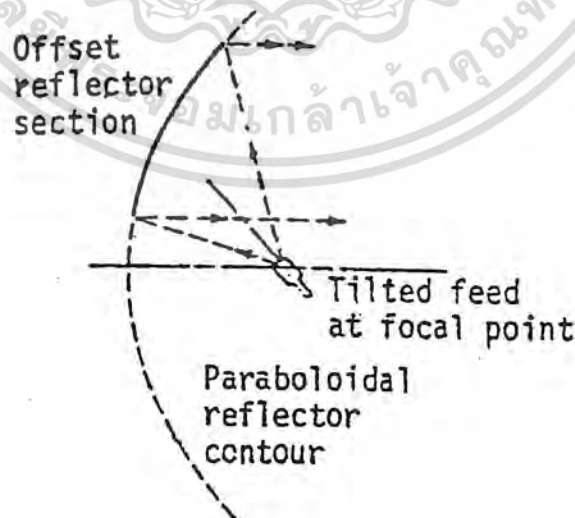
$$\begin{aligned}
 E_\phi &= \bar{E}_{\phi 1} + \bar{E}_{\phi 2} \\
 &= E_{\phi 1}(\hat{a}_\phi) + E_{\phi 2}(-\hat{a}_\phi) \\
 E_\phi &= \frac{j^2 k_0}{r\epsilon} e^{-jk_0 r} A_{11} 2r_a \cos\theta \cos\phi \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin\theta)^2} \\
 &\quad \times \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin\theta)}{d(k_0 r_a \sin\theta)} \sin\left(k_0 \frac{d}{2} \cos\theta\right) \quad (2.159)
 \end{aligned}$$

ดังนั้น ส่วนประกอบของสนามที่แพร่กระจายออกจากช่องเปิดของวงแหวนทั้ง 2 ด้านของตัวสายอากาศเมื่อพิจารณาที่สนามระยะไกล สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_\theta = \frac{j^2 k_0}{r\epsilon} e^{-jk_0 r} A_{11} 2r_a \sin\phi J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 r_a \sin\theta)}{(k_0 r_a \sin\theta)} \sin\left(k_0 \frac{d}{2} \cos\theta\right) \quad (2.160)$$

$$\begin{aligned}
 E_\phi &= \frac{j^2 k_0}{r\epsilon} e^{-jk_0 r} A_{11} 2r_a \cos\theta \cos\phi \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin\theta)^2} \\
 &\quad \times \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin\theta)}{d(k_0 r_a \sin\theta)} \sin\left(k_0 \frac{d}{2} \cos\theta\right) \quad (2.161)
 \end{aligned}$$

2.11 สายอากาศออฟเซตรีเฟลกเตอร์

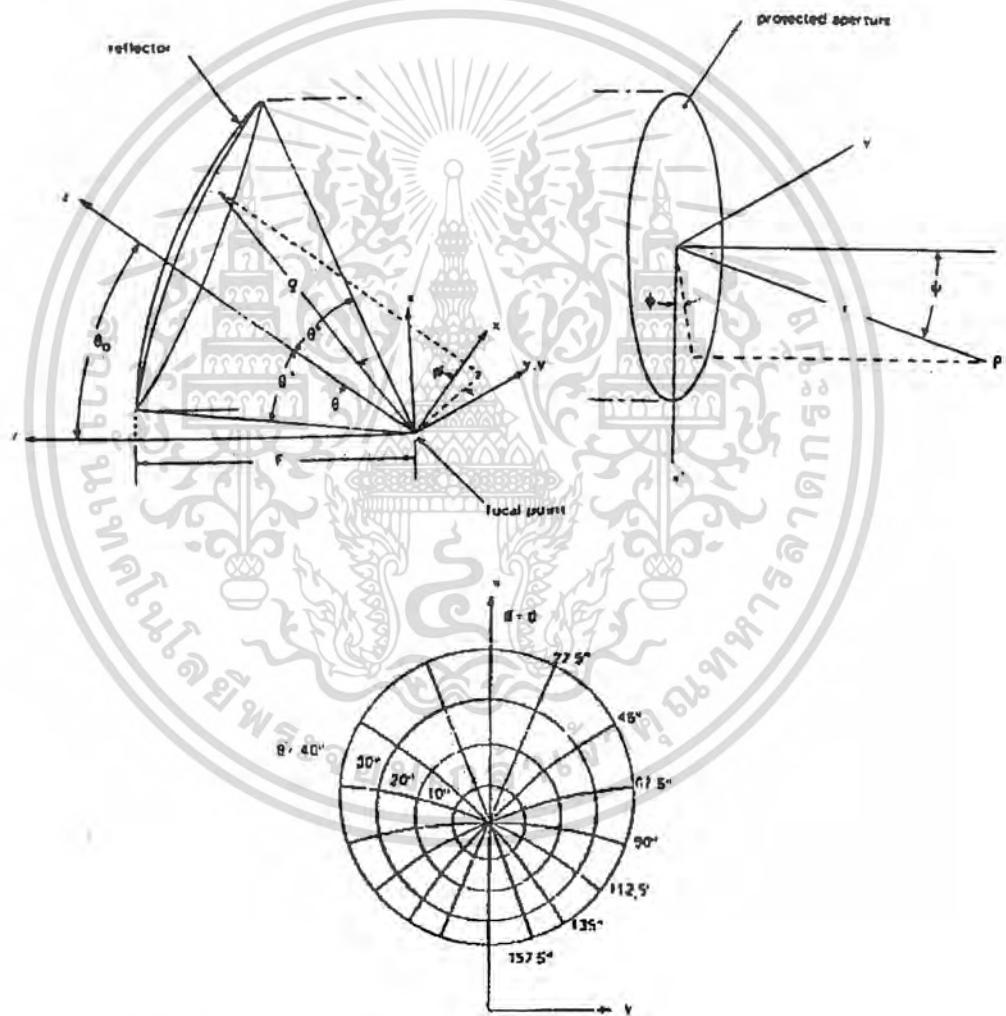


รูปที่ 2.15 สายอากาศแบบออฟเซตรีเฟลกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศแบบออฟเซตรีเฟลคเตอร์ มีโครงสร้างดังรูปที่ 2.15 กล่าวคือ ตัวจานสะท้อนคลื่นจะมีลักษณะของพาราโบลา และตัวกระจายคลื่นขั้นต้น (Primary feed) จะวางอยู่บริเวณจุดโฟกัสของพาราโบลา ลักษณะเฉพาะของสายอากาศแบบนี้ คือ ตัวกระจายคลื่นขั้นต้นจะไม่อยู่ตรงกลางของตัวจานสะท้อน และส่วนใหญ่จะอยู่นอกบริเวณทางผ่านของคลื่นจากจานสะท้อน ลักษณะดังกล่าวนี้ทำให้มีชื่อเรียกว่า สายอากาศแบบออฟเซตรีเฟลคเตอร์ โครงสร้างของสายอากาศแบบนี้คลื่นทรงกลมจากตัวกระจายคลื่นขั้นต้น เมื่อสะท้อนจากจานสะท้อนจะเปลี่ยนเป็นคลื่นระนาบในระนาบตั้งฉากกับแกนสมมาตร (แกน x)

2.11.1 รูปทรงเรขาคณิต (Offset Reflector Geometry)



รูปที่ 2.16 แสดงระบบโคออดิเนตของรีเฟลคเตอร์ออฟเซตเดี่ยว และรูปร่างบนระนาบช่องเปิด

จากรูปเป็นการแสดงรูปร่างทางเรขาคณิตของสายอากาศออฟเซตรีเฟลคเตอร์ซึ่งจะเห็นว่าตัวสะท้อนจะเป็นส่วนหนึ่งของพาราโบลา และจะเปลี่ยนคลื่นแบบทรงกลม (Spherical) จากตัวกระจายคลื่นขั้นต้น เป็นแบบระนาบ (Plane Wave) ที่ปากของช่องเปิด (projected aperture) ซึ่งเรายังคงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วางตัวกระจายคลื่นบริเวณจุดโฟกัสของจานสะท้อนคลื่น แต่จะหันตัวกระจายสู่กึ่งกลางของจานสะท้อนแบบออฟเซตรีเฟรคเตอร์ เพื่อไม่ให้เกิดปัญหาล้นจาน (Spillover)

ซึ่งจากการคำนวณทางคณิตศาสตร์ เราจะได้ความสัมพันธ์ ดังนี้

$$f/D = (\cos \theta_0 + \cos \theta^*) / (4 \sin \theta^*) \quad (2.162)$$

ซึ่งความสัมพันธ์ที่ได้จากสมการที่ 2.162 จะช่วยในการออกแบบสายอากาศ เนื่องจากเมื่อเราใช้ตัวกระจาย แบบเชิงเส้น (Linear Polarization) นั้นจะทำให้เกิด ครอสโพลาไรเซชัน (Cross Polarization) ขึ้น ส่วนตัวกระจายแบบวงกลม (Circular Polarization) จะไม่ทำให้เกิดครอสโพลาไรเซชัน แต่จะทำให้เกิดการเอียงของลำคลื่น ซึ่งปัญหาเหล่านี้สามารถแก้ไขได้ โดยการเพิ่มค่า (f/D) ของสายอากาศ แต่หาก f/D มากเกินไปจะทำให้เกิดปัญหาล้นจานขึ้น ดังนั้นจึงจำเป็นต้องหาค่าที่เหมาะสมของ f/D

2.11.2 ประสิทธิภาพของช่องเปิด (Aperture Efficiency)

เนื่องจากอัตราขยาย (Gain) ของสายอากาศนั้นจะขึ้นอยู่กับประสิทธิภาพของช่องเปิด และโดยทั่วไปประสิทธิภาพของช่องเปิดจะมาจากสาเหตุต่อไปนี้

1. ผลจากความไม่สม่ำเสมอของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบนช่องเปิด ถ้าให้ผลจากส่วนนี้เป็น n_r และสนามไฟฟ้าบนช่องเปิดเป็น $F(x, y)$ จะสามารถเขียนได้เป็น

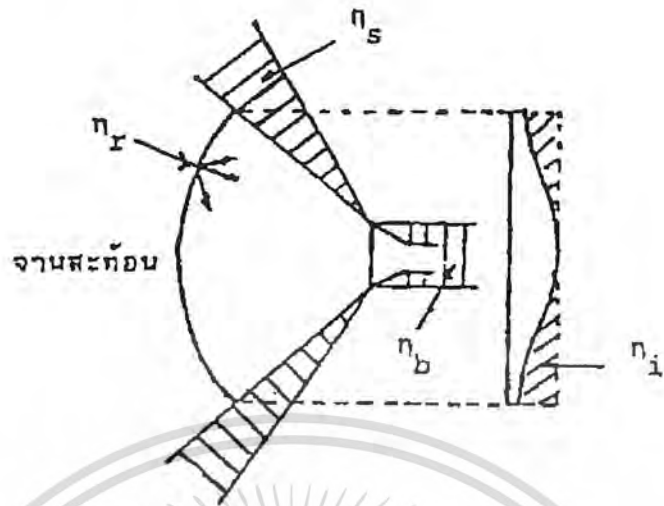
$$n_r = \frac{\left| \int_m F(x, y) ds \right|}{S \int_m |F(x, y)|^2 ds} \quad (2.163)$$

2. ผลจากการล้นจาน (Spill over) คือการที่พลังงานบางส่วนไม่ได้ถูกสะท้อนด้วยการสะท้อน ซึ่งขึ้นอยู่กับแบบรูปของตัวกระจายคลื่น และมุมเงยของช่องเปิดส่วนนี้ให้เป็น n_m

3. ผลจากการบังคลื่น (Blocking) เกิดจากการที่มีตัวกระจายคลื่น หรือจานสะท้อนรอง (Subreflector) อยู่ด้านหน้าของจานสะท้อนหลัก ซึ่งบังเส้นทางเดินของคลื่น ผลส่วนนี้ให้เป็น n_b

4. ผลจากการกระจาย (Scattering) ของคลื่น ซึ่งเกิดจากโครงยึดตัวกระจายคลื่น หรือโครงยึดของจานสะท้อนรอง ส่วนนี้ให้เป็น n_{mi} นอกจากนี้ คลื่นยังอาจระจัดกระจายได้ เนื่องจากความไม่เรียบของผิวสะท้อน ส่วนนี้ให้เป็น n_r ดังนั้น

$$n = n_r \cdot n_m \cdot n_b \cdot n_{mi} \cdot n_r \quad (2.164)$$



รูปที่ 2.17 แสดงปัจจัยต่างๆ ที่มีผลต่อประสิทธิภาพของช่องเปิด

2.11.3 ลักษณะขอบเขตโฟกัสของออฟเซตรีเฟลคเตอร์ (Focus Region Characteristics of Offset Fed Reflector)

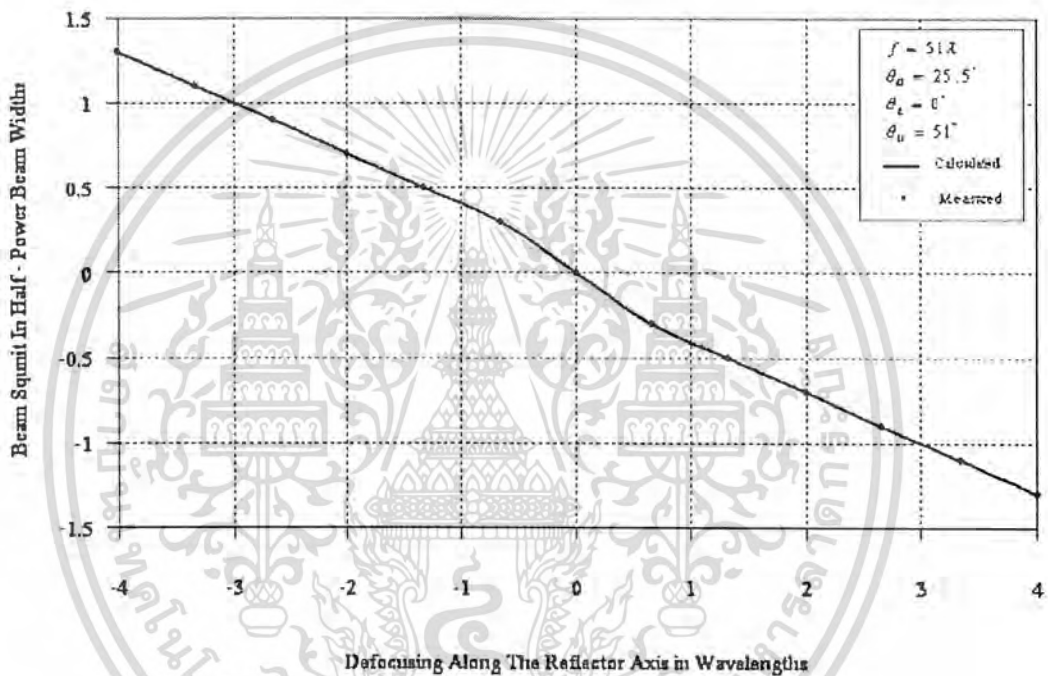
สายอากาศแบบออฟเซตรีเฟลคเตอร์ได้รับความสนใจเป็นอย่างมากในการสื่อสารผ่านดาวเทียม ซึ่งต้องการแบบรูปที่มีระดับไซด์โลบ (Sidelobe Level) ต่ำๆ เพื่อสามารถแยกแยะลำบีมความถี่เดียวกันที่อยู่ใกล้ๆ กันได้ ทั้งนี้เพราะการใช้สายอากาศแบบออฟเซตรีเฟลคเตอร์สามารถกำจัดปัญหาเกี่ยวกับไซด์โลบที่เกิดจากอาพอบล็อกเกจ (Aperture Blockage) ได้ ดังนั้นเรื่องเกี่ยวกับพฤติกรรมขอบเขตโฟกัสของออฟเซตรีเฟลคเตอร์ จึงเป็นที่น่าสนใจมากสำหรับสายอากาศแบบมัลติบีมและสแกนนิ่งบีม (ซึ่งต้องการบีมเล็กและแหลมคม) ที่ประกอบด้วยกลุ่มของตัวกระจายคลื่น

2.11.4 แกนของออฟเซต และระนาบของออฟเซตโฟกัส (Offset Axis and Offset Focal Plane)

ในสายอากาศรีเฟลคเตอร์ที่มีการพีดด้านหน้า (Front Fed Reflector) สามารถสร้างกราฟของแอกเซียลดีโฟกัสซิง (Axial Defocusing Curve) ได้ โดยวิธีเคลื่อนย้ายตัวกระจายคลื่นไปในแนวแกนของตัวสะท้อนคลื่น ซึ่งบีมของคลื่นที่สะท้อนออกจากรีเฟลคเตอร์นั้นจะยังคงสมมาตรกับแกนของตัวสะท้อนคลื่น ไม่เปลี่ยนแปลงไปตามการเคลื่อนย้ายของตัวกระจายคลื่น แต่สำหรับสายอากาศแบบออฟเซตพีดแล้ว ทิศทางของแกนของคลื่นที่สะท้อนออกมาจากตัวสะท้อน จะขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงของ แอกเซียลดีโฟกัสซิง (Axial Defocusing Curve) ดังแสดงในรูปที่ 2.18 ทั้งนี้เพราะแอกเซียลดีโฟกัสซิง (โดย ΔZ ในสายอากาศแบบออฟเซตรีเฟลคเตอร์) จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของเฟสในระนาบ XZ จาก $\Delta Z \cos \theta_L$ ไปจนถึง $\Delta Z \cos \theta_U$ เมื่อ θ_L และ θ_U เป็นมุมที่กระทำจากจุดโฟกัสถึงขอบบน และขอบล่างของตัวสะท้อนคลื่นในระนาบ XZ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อเป็นการรับประกันว่า ทิศทางของแกนของบีมที่สะท้อนออกมา จากตัวสะท้อนคลื่น จะอยู่ในแนวของแกนของตัวสะท้อนคลื่นเสมอ ตลอดการเคลื่อนย้ายตัวกระจายคลื่นเราจะต้องทำการเคลื่อนย้ายตัวกระจายคลื่นในแนว θ_0 ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของเฟสบนปากช่องเปิดในระนาบ XZ จะสมมาตร โดยที่สามารถหาระยะทางระหว่างจุดศูนย์กลางเฟสของตัวกระจายคลื่นกับระนาบของโพกัสของไทพิคอลลเรย์ (Typical Ray) ได้ดังนี้ $2f - \Delta Z' \cos(\theta - \theta_0)$ เมื่อ f เป็นความยาวโพกัสของตัวสะท้อนคลื่น, $\Delta Z'$ เป็นระยะทางที่ตัวกระจายคลื่นเคลื่อนที่ไปตามแนวของ θ_0 และ θ เป็นมุมระหว่างไทพิคอลลเรย์ กับแกนของตัวสะท้อนคลื่น

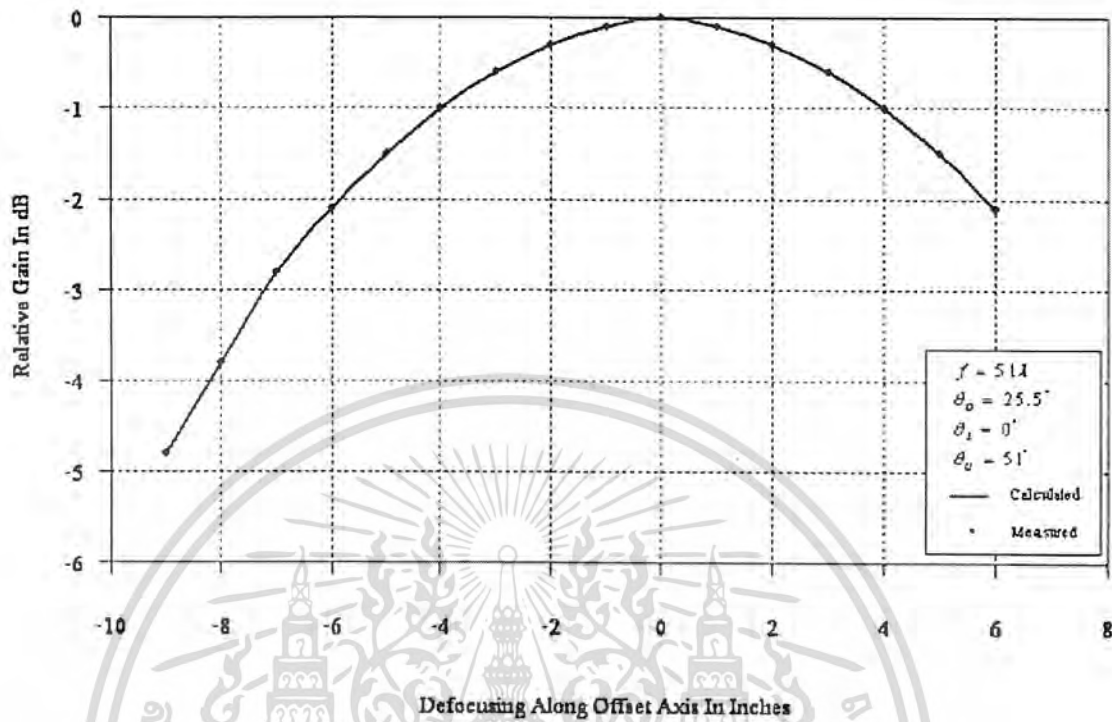


รูปที่ 2.18 คุณลักษณะลำบีมเอียง

โดยที่ไทพิคอลลเรย์จะเป็นฟังก์ชันของ θ เทียบกับ θ_0 เมื่อ $\theta_L < \theta < \theta_U$ และ

$$\theta_0 = \frac{1}{2}(\theta_U + \theta_L) \quad (2.165)$$

ซึ่งต่อไป เราจะนิยามออฟแกนเซต (Offset Axis) ว่าเป็นแกนที่อยู่ในทิศทางของมุม θ_0 ซึ่ง $\Delta Z'$ จะทำให้เกิดการดีโฟกัสตลอดแนวแกนออฟเซต ดังแสดงในรูปที่ 2.19 ซึ่งเป็นกราฟที่แสดง Offset Axis Defocusing Curve ที่ได้จากการคำนวณและวัดในบางจุด



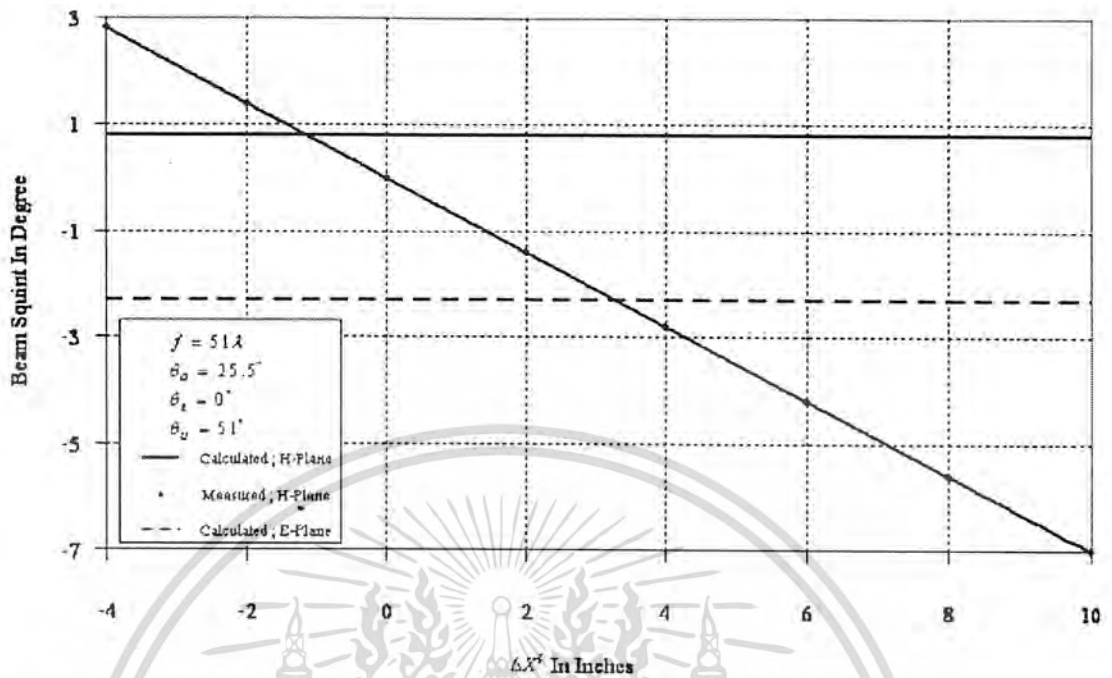
รูปที่ 2.19 เส้นโค้งดีโฟกัสซิง (Defocusing)

จากรูปที่ 2.19 ค่าที่ได้จากการคำนวณ และการวัดจะมีค่าใกล้เคียงกัน เมื่อการเคลื่อนที่ของตัวกระจายคลื่นอยู่ในทิศทางของ θ_0 โดยสมมาตร

ถ้า Offset Axial Defocusing เกิดจากการเคลื่อนย้ายตัวกระจายคลื่นไปตามแนวแกนของออฟเซต แล้วพื้นที่ที่มีเฟสเท่ากัน (ระนาบของออฟเซตโฟกัส) จะเป็นระนาบที่ประกอบด้วยจุดโฟกัสและตั้งฉากกับแกนของออฟเซต

2.11.5 ส่วนประกอบในการหักเหของลำบีม (Beam Deviation Factor)

จากรูปที่ 2.20 แสดงให้เห็นถึงการโอนเอียงของบีม (Beam Squint) ในระนาบหลัก ที่ขึ้นอยู่กับเคลื่อนย้ายตัวกระจายคลื่นไปในระนาบของออฟเซตโฟกัส และเป็นที่น่าสังเกตว่าการเอียงของลำบีมจะเป็นลักษณะเดียวกันในระนาบหลัก ที่มีการเคลื่อนย้ายในระนาบทั้งสองเท่ากัน ซึ่งแสดงว่าส่วนประกอบของการหักเหของบีม (Beam Deviation Factor , BDF) จะไม่ขึ้นอยู่กับตำแหน่งของตัวกระจายคลื่นในแนว อาซิมูท (Azimuth)



รูปที่ 2.20 คุณลักษณะการหักเหของลำคลื่น

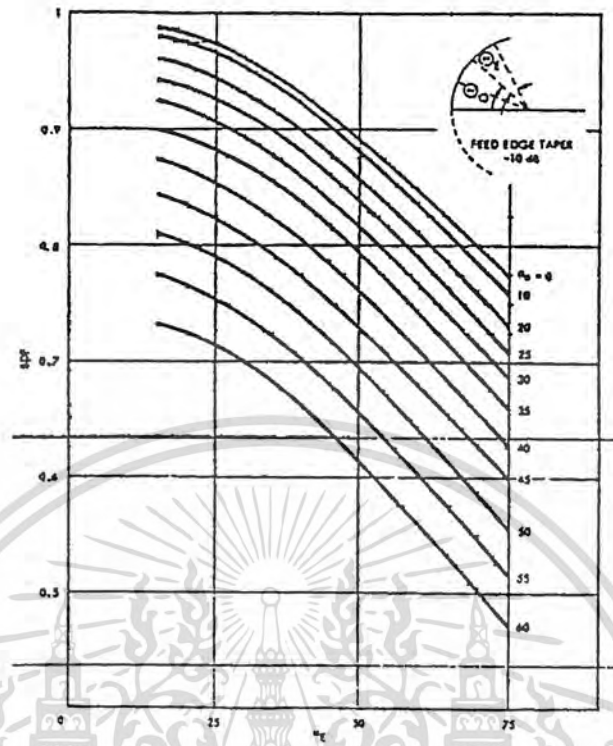
จากรูปที่ 2.21 แสดงให้เห็นถึงการคำนวณค่า BDF โดยที่มีมุมของขอบ (θ_0) เป็นตัวแปร (วัดเทียบกับแกนออฟเซต, θ_0) ที่มีมุม θ_0 ต่างๆกัน โดยที่สมมติให้ ตัวกระจายคลื่นมีรูปแบบเป็น $\cos^n$ Type voltage pattern โดยที่ n จะถูกปรับให้มี edge taper เป็น -10 dB

ซึ่งจะเห็นได้ว่าหากมีการเพิ่มค่า θ_0 (หรือ θ_E) เมื่อ θ_0 คงที่ จะทำให้ค่า BDF ลดลง ทั้งนี้เพราะการเพิ่มค่า θ_E เมื่อ θ_0 คงที่ หรือเพิ่มค่า θ_0 เมื่อ θ_E คงที่ จะทำให้ค่า f/D ลดลงตามสมการต่อไปนี้

$$f/D = (\cos \theta_E + \cos \theta_0) / (4 \sin \theta_E) \quad (2.166)$$

ดังนั้นจะทำให้ค่า BDF ลดลงด้วยนอกจากนั้นที่ θ_E และ θ_0 ค่าหนึ่งๆอัตราส่วนระหว่างค่า BDF (จากรูปที่ 2.21) กับค่า f/D (จากสมการที่ 2.166) จะคงที่ ซึ่งหมายความว่าเราสามารถคำนวณหาค่า BDF ของออฟเซตรีเฟลคเตอร์ ได้จากสายอากาศที่มีการแผ่จากด้านหน้า (Front Fed Reflector) ที่มีมุมของขอบจางเท่ากัน ได้จากสมการดังนี้

$$(BDF)_{\text{offset}} \cdot (f/D)_{\text{frontfed}} = (BDF)_{\text{frontfed}} \cdot (f/D)_{\text{offset}} \quad (2.167)$$



รูปที่ 2.21 การหักเหของลำคลื่นต่อมุม (θ_e) กับความต่างมุมของออฟเซต (θ_0)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ผลการวิเคราะห์

3.1 การวิเคราะห์รูปแบบของสายอากาศที่จะนำไปใช้ในการออกแบบ

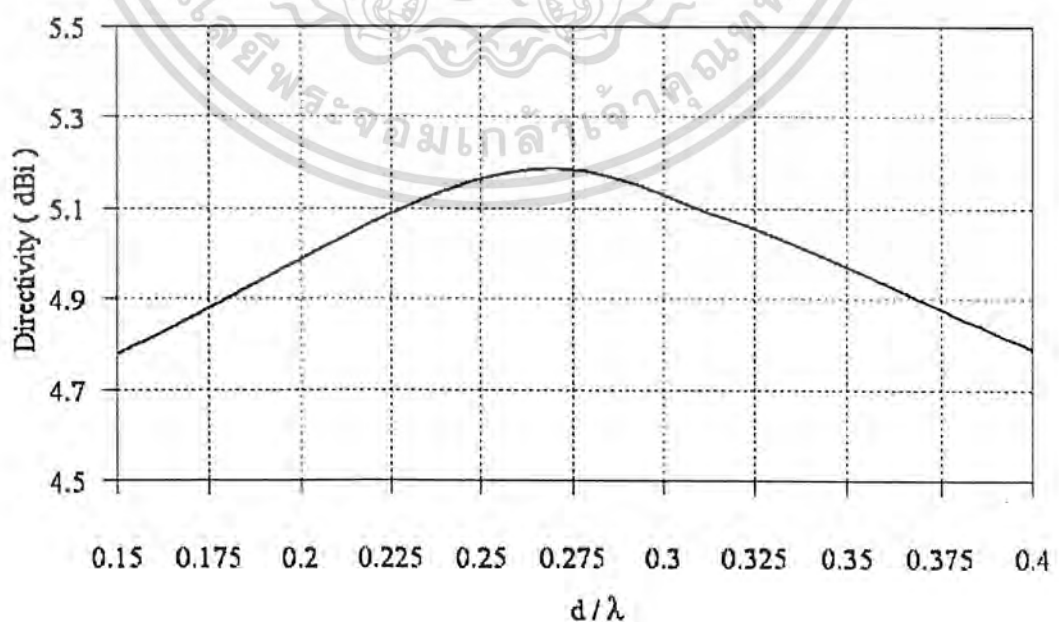
ในการวิเคราะห์รูปแบบ ของสายอากาศนั้นจะสนใจในส่วนของ ค่าขนาดของตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม ค่ารีซี และความยาวของตัวป้อนสัญญาณวงแหวนแบบวงกลม โดยค่าดังกล่าวจะเป็นตัวกำหนดรูปแบบของคลื่นที่ออกมาจากสายอากาศ และค่าสภาพเจาะจงทิศทางของตัวสายอากาศ ซึ่งถือเป็นพารามิเตอร์ที่มีความสำคัญมากที่จะต้องพิจารณาก่อนเป็นอันดับแรกดังต่อไปนี้ที่จะต้องพิจารณาคือ ความยาวของโพรบที่ใช้กับตัวสายอากาศ โดยจะเป็นตัวกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ของตัวสายอากาศ (Impedance) ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio) ค่าการสูญเสียเนื่องมาจากการย้อนกลับ (Return loss) และค่าความกว้างของความถี่ที่ใช้งาน (Bandwidth) ของสายอากาศ

3.1.1 การพิจารณาค่ารีซีและความยาวของตัวสายอากาศวงแหวนแบบวงกลม

ในการพิจารณาถึงค่ารีซีของสายอากาศวงแหวนแบบวงกลมนั้น จะพิจารณาถึงค่ารีซีของตัวสายอากาศที่ทำให้คลื่นที่ออกมาจากตัวสายอากาศมีเพียงรูปแบบของคลื่นหลักเท่านั้น ในกรณีของสายอากาศวงแหวนแบบวงกลมมีรูปแบบของคลื่นหลักคือ TE_{11} จากบทที่ 2 จะได้ว่าค่ารีซีที่เหมาะสมควรมีค่าอยู่ระหว่าง

$$0.293\lambda < r_s < 0.486\lambda$$

ซึ่งค่ารีซีเหล่านี้ ก็จะเหมาะสมกับความยาวของวงแหวนที่ไม่เหมือนกันโดยแต่ละค่ารีซี จะมีค่าที่เหมาะสมกับค่าความยาวเพียงค่าเดียวเท่านั้น ที่จะทำให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางมีค่าสูงสุด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.1 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศโพรบกระตุ้นวงแหวนแบบวงกลมรีซี 0.358λ
ไม่ว่ากรณีใดๆ หักส่ง อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากมีการนำไปใช้

จากการสุ่มวิเคราะห์หาค่ารัศมี และค่าความยาวของวงแหวน ที่เหมาะสมด้วยโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2 (Numerical Electromagnetic Code : NEC2) จะได้ค่ารัศมีที่มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุด และทำให้คลื่นที่ออกจากสายอากาศเป็นรูปแบบคลื่นหลัก TE_{11} ที่รัศมี (r_a) เท่ากับ 0.358λ ดังรูปที่ 3.1 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมกับการออกแบบ จะอยู่ที่ความยาวของวงแหวนเท่ากับ 0.253λ และ 0.316λ โดยค่าพารามิเตอร์จะพิจารณาจากค่าอัตรา ส่วนคลื่นนิ่ง ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ค่าอิมพีแดนซ์ และค่าแกน

จะเห็นได้ว่า เมื่อเรารู้ค่ารัศมีก็จะหาค่าความยาวที่เหมาะสมที่สุด และค่าสภาพเจาะ จง ทิศทางมีค่าสูงสุดได้ ส่วนการออกแบบที่ค่าอื่นๆนอกเหนือจากนี้ก็สามารถทำได้เช่นเดียวกัน เช่น ถ้าเรารู้ค่ารัศมีและค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่ต้องการก็สามารถหาค่าความยาวที่เหมาะสมได้

3.1.2 การพิจารณาค่าความยาวโพรบ

ค่าความยาวของโพรบที่รัศมี (r_a) เท่ากับ 0.358λ ที่ได้ทำการวิเคราะห์กับเครื่องวิเคราะห์ระบบโครงข่าย (Network Analyzer) จะพบว่าในกรณีที่ ความยาวของวงแหวนเท่ากับ 0.253λ จะมีค่าความยาวโพรบประมาณ 0.316λ และที่ความยาวของวงแหวนเท่ากับ 0.316λ จะมีค่าความยาวโพรบประมาณ 0.379λ ซึ่งการพิจารณาค่าความยาวโพรบนั้น จะต้องทำให้เข้าใกล้การเกิดรีโซแนนซ์ (resonance) ให้มากที่สุดเพื่อให้คลื่นที่ส่งออกไปมีพลังงานมากที่สุดก็จะทำให้สามารถส่งไปได้ไกลโดยค่าอิมพีแดนซ์ที่ต้องการสำหรับการออกแบบสายอากาศนั้นมีค่าเท่ากับ 50Ω เพื่อให้คลื่นที่ออกมาจากสายนำสัญญาณซึ่งมีอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50Ω สามารถส่งผ่านสายอากาศออกไปได้อย่างสมบูรณ์จากนั้นก็จะต้องทำให้สายอากาศมีค่า VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) ไม่ควรมีค่ามากกว่า 2 และค่าการสูญเสียย้อนกลับ (return loss) จะต้องมีค่าน้อยกว่า -9.54 dB ขึ้นไป ดังนั้นค่าความยาวโพรบที่ได้มานั้นก็ได้มาจากข้อกำหนดที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น

ส่วนการคำนวณหาค่าความกว้างของช่วงความถี่ที่ใช้งานนั้น ทำได้โดยการหาความถี่ที่สูงกว่าและต่ำกว่าความถี่กลางที่มีค่า VSWR เท่ากับ 2 จากนั้นนำค่าที่ได้มาคำนวณหาช่วงกว้างความถี่ที่ใช้งานได้จากสูตร

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

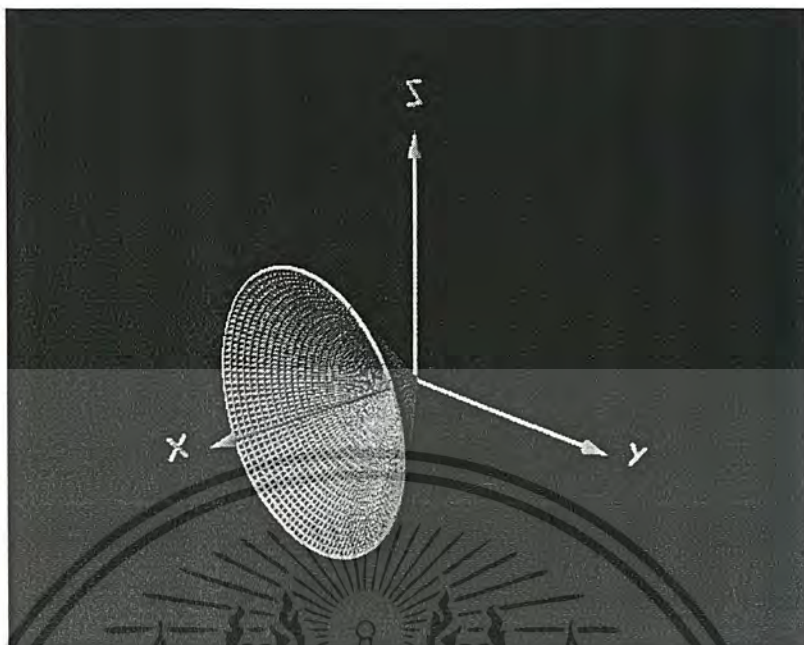
ซึ่งค่าความกว้างของช่วงความถี่ที่ใช้งานควรจะมีค่ามากกว่า 10% ขึ้นไป

3.1.3 การพิจารณาค่าขนาดของตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม

ในการออกแบบตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม จะพิจารณาจากตำแหน่งที่คลื่นออกจากตัวสายอากาศไปตกกระทบกับตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมแล้วทำให้คลื่นที่สะท้อนขนานกับแกน ซึ่งจะพิจารณาตัวสะท้อนคลื่นที่มุม 90°

โดยรัศมีของตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม ได้อ้างอิงมาจากรัศมีของสายอากาศที่ใช้ในการรับสัญญาณ จากสายอากาศฮอพอเรเตอร์ในย่านความถี่ 12.66 GHz ซึ่งมีรัศมีเท่ากับ 1.182λ (28 มม.) นำมาใช้ในการออกแบบ แสดงดังรูปที่ 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



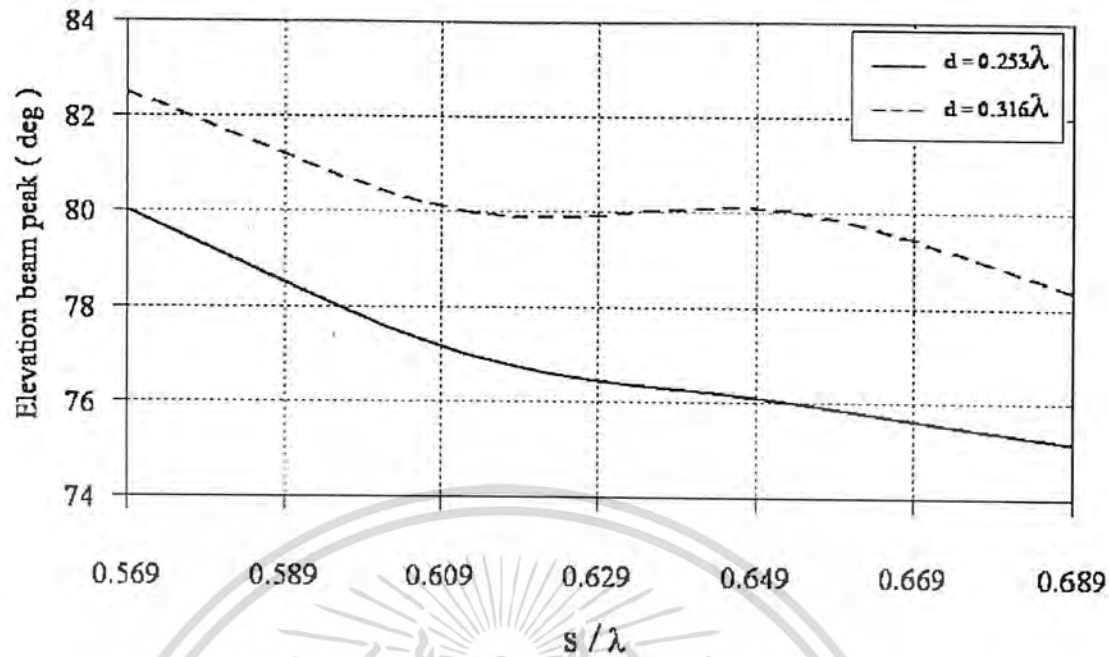
รูปที่ 3.2 ตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมที่มีมุม 90°

3.2 การวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

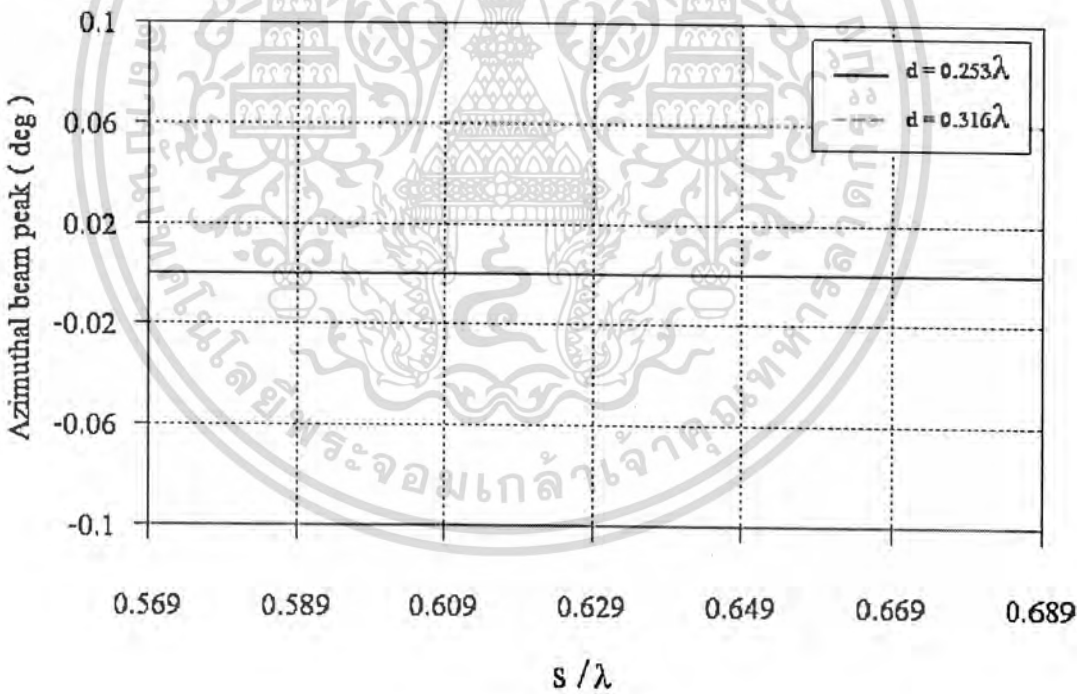
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึง การวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็กได้แก่ ค่ามุมที่สนามสูงสุด ค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง ค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก ค่าอัตราส่วนระหว่างลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง ค่าอัตราส่วนระหว่างลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านหลัง และค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดของสายอากาศ เมื่อเปลี่ยนระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม กับโพรบกระตุ้นวงแหวน ซึ่งในการพิจารณาคุณลักษณะทั้งหมดนี้ระยะห่างระหว่างโพรบกระตุ้นวงแหวนกับตัวสะท้อนนั้นจะมีค่าไม่เท่ากัน โดยจะขึ้นอยู่กับค่าความยาวของวงแหวน และระยะห่างระหว่างโพรบกระตุ้นวงแหวน

3.2.1 ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก

ในการออกแบบสายอากาศแบบทิศทางเดียวนี้ ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบมุมยก และระนาบมุมกวาด เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญอย่างหนึ่ง ที่จำเป็นต้องพิจารณาตัวอย่าง เช่น หากต้องการให้การแพร่กระจายสนามแรงไปทางด้านหน้าของสายอากาศ ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบสนามไฟฟ้าต้องมีค่าเท่ากับ 90° ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบสนามแม่เหล็กต้องเท่ากับ 0° และเงื่อนไขนี้ต้องเกิดขึ้นพร้อมกันทั้งสองระนาบด้วย



(ก) ระบายสนามไฟฟ้า



(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 3.3 ค่ามุมที่สนามสูงสุดของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90°
ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมรัศมี 0.358λ

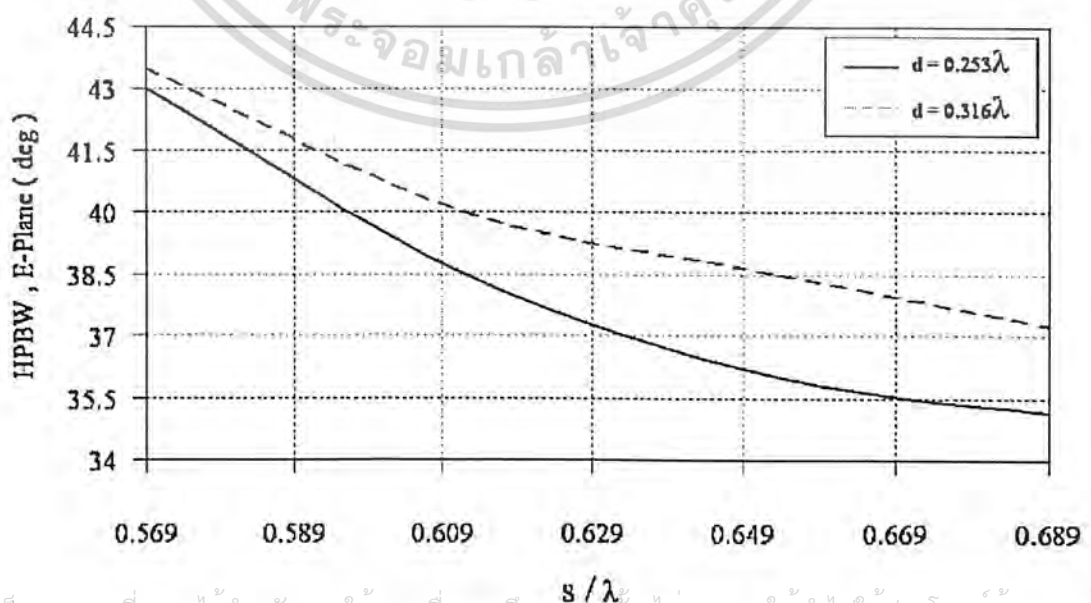
จากรูปที่ 3.3 (ก) และ (ข) แสดงค่ามุมที่สนามสูงสุดในระบายสนามไฟฟ้า และค่ามุมที่
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
สนามสูงสุดในระบายสนามแม่เหล็กของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยวงแหวนแบบวงกลมรัศมี 0.358λ พบว่าในกรณีค่าความยาวของตัวป้อนสัญญาณมีค่าเท่ากับ 0.253λ และ 0.316λ โดยในระนาบสนามไฟฟ้าจะเกิดการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียวที่เหมาะสมกับการออกแบบ ที่ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.612λ จะมีค่าเท่ากับ 77° และที่ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.654λ จะมีค่าเท่ากับ 80° ตามลำดับ ส่วนในระนาบสนามแม่เหล็กจะมีค่า 0° ทุกช่วงระยะห่าง

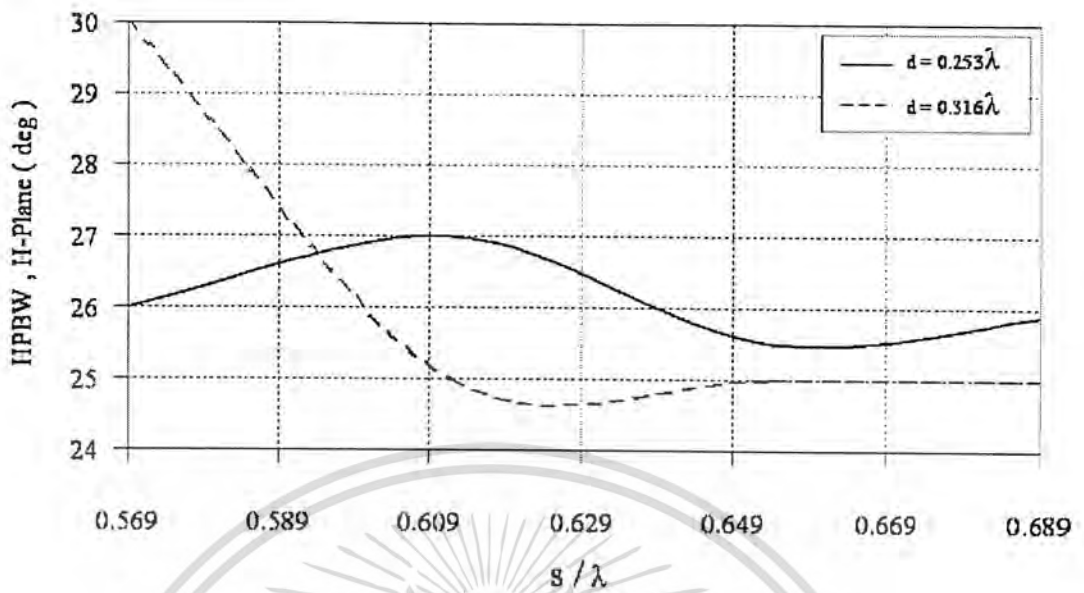
3.2.2 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง

ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งเป็นคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศ โดยค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งที่ต้องการคือ มีลักษณะแคบๆ ทั้งนี้เพื่อให้สายอากาศสามารถแพร่กระจายคลื่นไปยังทิศทางที่ต้องการได้แม่นยำยิ่งขึ้นและมีการสูญเสียกำลังงานในทิศทางอื่นน้อยๆ ด้วย

จากรูปที่ 3.4 (ก) และ(ข) แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง ในระนาบสนามไฟฟ้า และค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง ในระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมรัศมี 0.358λ พบว่าในกรณีค่าความยาวของตัวป้อนสัญญาณมีค่าเท่ากับ 0.253λ และ 0.316λ โดยในระนาบสนามไฟฟ้าจะมีค่าความกว้างของลำคลื่นที่แคบ เหมาะสมกับการออกแบบ ที่ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.612λ จะมีค่าเท่ากับ 38.5° และที่ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.654λ จะมีค่าเท่ากับ 38.2° ส่วนในระนาบสนามแม่เหล็กจะมีค่าความกว้างของลำคลื่นที่แคบเหมาะสมกับการออกแบบ ที่ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.612λ จะมีค่าเท่ากับ 25° และที่ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.654λ จะมีค่าเท่ากับ 25.5° ตามลำดับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก

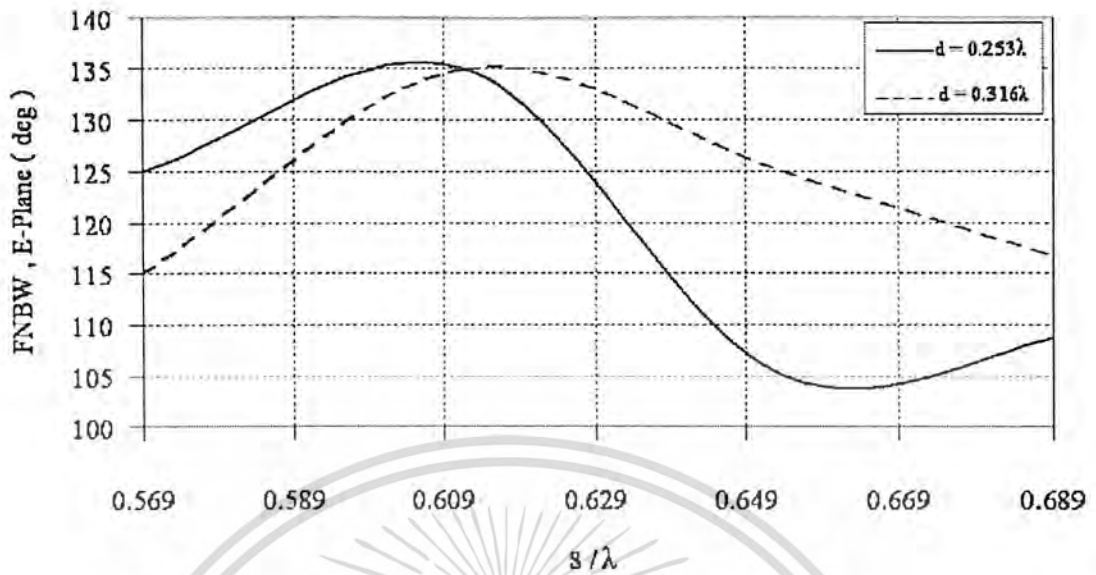
รูปที่ 3.4 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่น

แบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมรัศมี 0.358λ

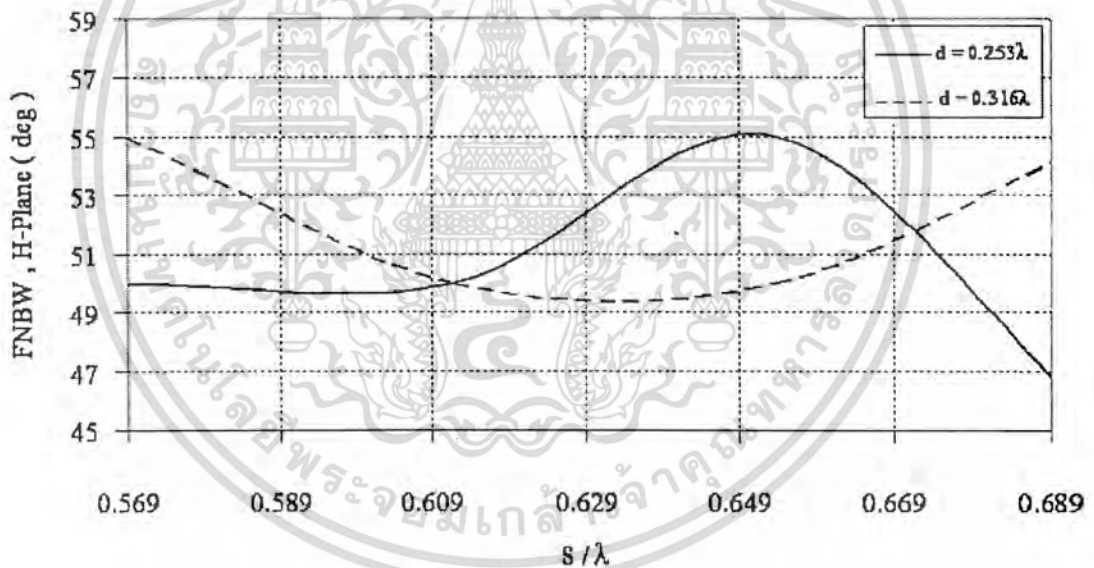
3.2.3 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก

จากรูปที่ 3.5 (ก) และ(ข) แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรกในระนาบสนามไฟฟ้า และค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรกในระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมรัศมี 0.358λ พบว่าในกรณีค่าความยาวของตัวป้อนสัญญาณมีค่าเท่ากับ 0.253λ และ 0.316λ

โดยในระนาบสนามไฟฟ้าที่กว้างที่สุด ซึ่งเหมาะสมกับการออกแบบ ที่ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.612λ จะมีค่าเท่ากับ 135° และที่ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.654λ จะมีค่าเท่ากับ 125° ส่วนในระนาบสนามแม่เหล็กกว้างที่สุด ซึ่งเหมาะสมกับการออกแบบ ที่ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.612λ จะมีค่าเท่ากับ 50° และที่ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.654λ จะมีค่าเท่ากับ 50° เช่นเดียวกัน ตามลำดับ



(ก) ระบายสนามไฟฟ้า



(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก

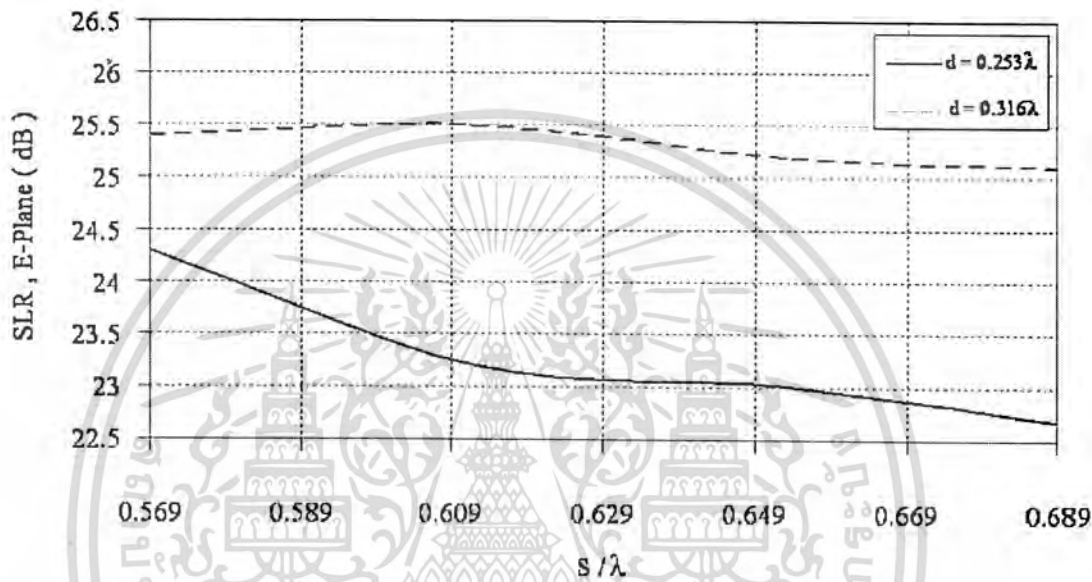
รูปที่ 3.5 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรกของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมรัศมี 0.358λ

3.2.4 ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง

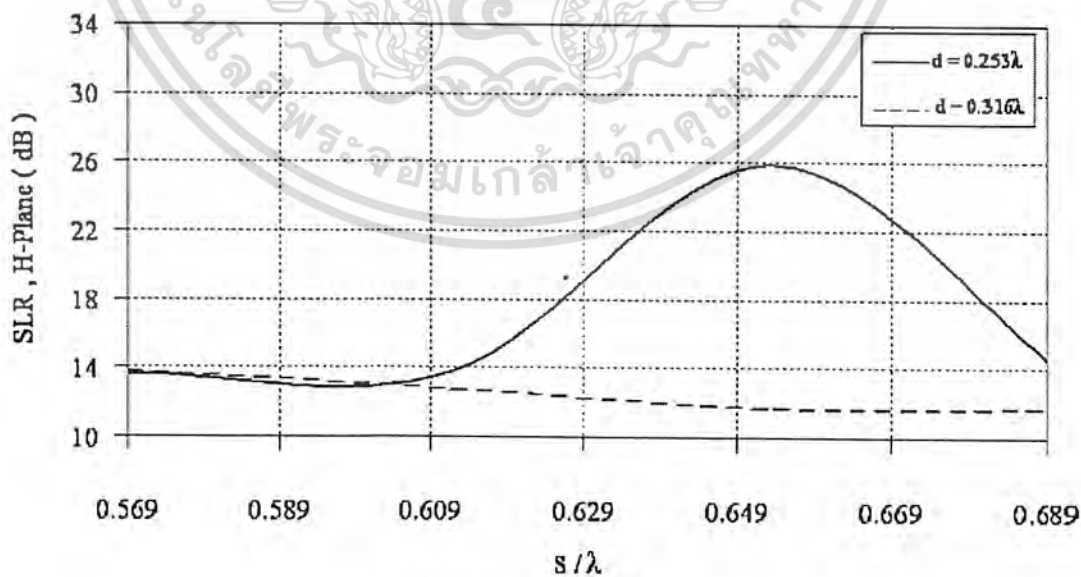
จากรูปที่ 3.6 (ก) และ(ข) แสดงค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างในระนาบสนามไฟฟ้า และค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างในระนาบสนามแม่เหล็กของ

สายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมรัศมี 0.358λ พบว่าในกรณีค่าความยาวของตัวป้อนสัญญาณมีค่าเท่ากับ 0.253λ และ 0.316λ โดยในระนาบสนามไฟฟ้าไม่พบกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำใบ

ฟ้า ค่าน้อยที่สุดที่เหมาะสมกับการออกแบบ ที่ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.612λ จะมีค่าเท่ากับ 23.25dB และที่ระยะ ห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.654λ จะมีค่าเท่ากับ 25.25dB ส่วนในระนาบสนามแม่เหล็กค่าน้อยที่สุดที่เหมาะสมกับการออกแบบ ที่ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.612λ จะมีค่าเท่ากับ 14dB และที่ระยะ ห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.654λ จะมีค่าเท่ากับ 13dB ตามลำดับ



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

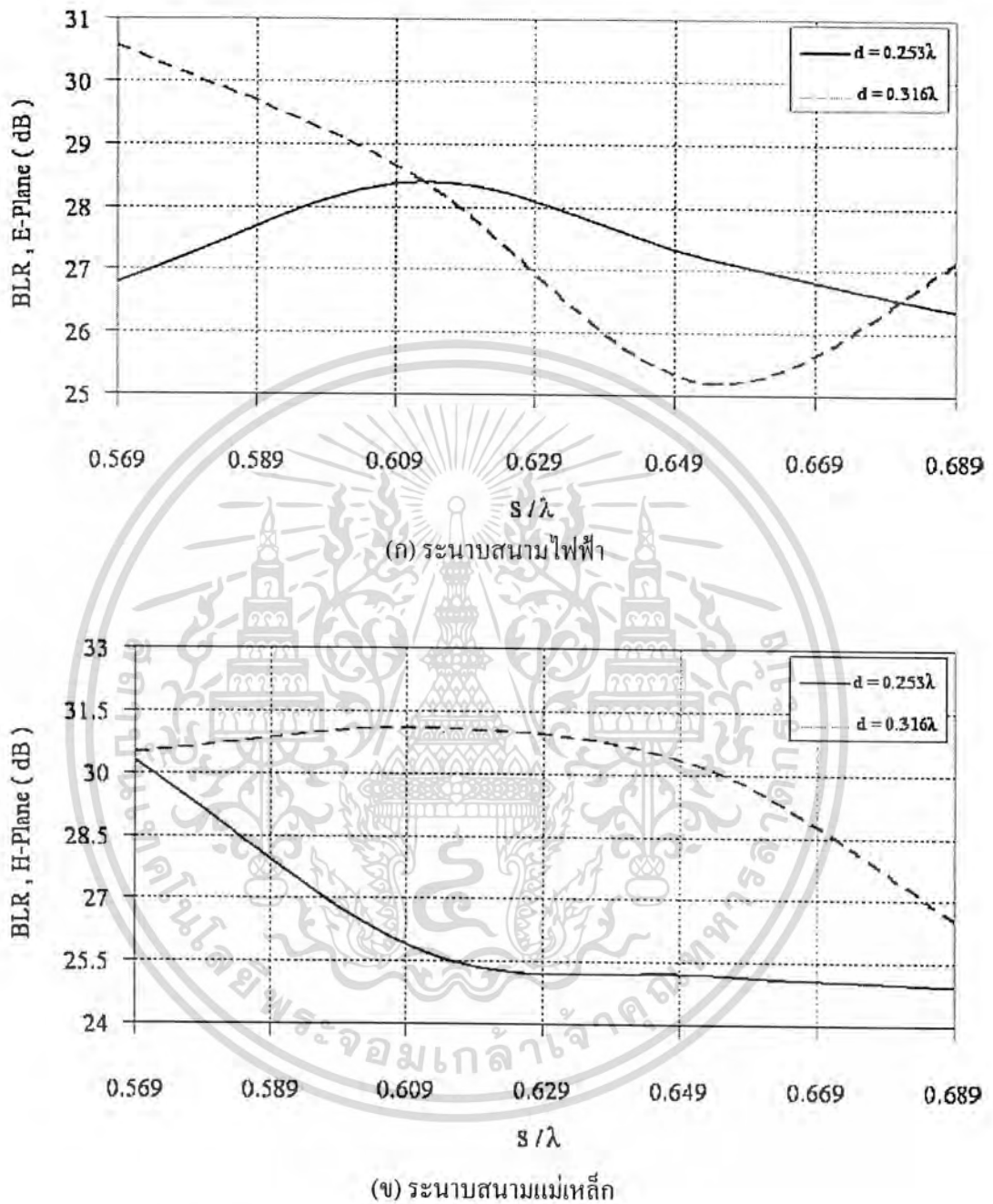


(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 3.6 ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมรัศมี 0.358λ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือใช้ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงแหล่งที่มาของเอกสารทุกครั้งหากนำไปใช้

3.2.5 ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านหลัง



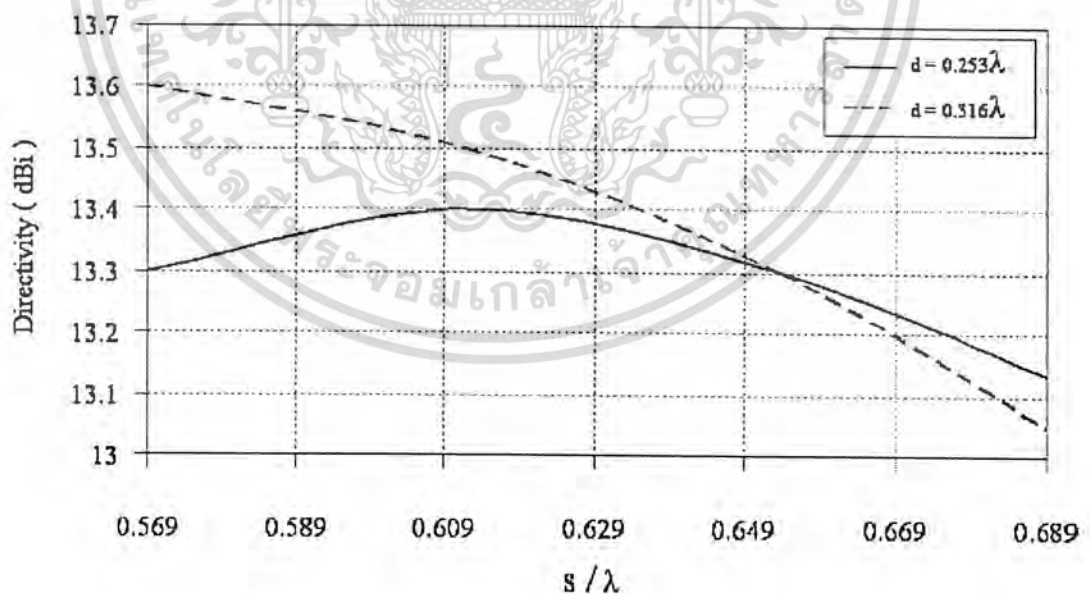
รูปที่ 3.7 ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านหลังของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมรัศมี 0.358λ

จากรูป 3.7 (ก) และ(ข) แสดงการแพร่กระจายคลื่นค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านหลังในระนาบสนามไฟฟ้า และการแพร่กระจายคลื่นค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านหลังในระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นต้นการคำนวณวงแหวนแบบวงกลมรัศมี 0.358λ พบว่าในกรณีค่าความยาวของตัวป้อนสัญญาณมีค่าเท่ากับ 0.253λ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากมีการนำไปใช้

และ 0.316λ โดยในระนาบสนามไฟฟ้า ค่าน้อยที่สุดที่เหมาะสมกับการออกแบบ ที่ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.612λ จะมีค่าเท่ากับ 28.5dB และที่ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.654λ จะมีค่าเท่ากับ 25.25dB ส่วนในระนาบสนามแม่เหล็กค่าน้อยที่สุดที่เหมาะสมกับการออกแบบ ที่ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.612λ จะมีค่าเท่ากับ 25.6dB และที่ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.654λ จะมีค่าเท่ากับ 30dB ตามลำดับ

3.2.6 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ

ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมรัศมี 0.358λ ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 3.8 เมื่อทำการพิจารณาจะสังเกตเห็นว่าในกรณีค่าความยาวของตัวป้อนสัญญาณมีค่าเท่ากับ 0.253λ จะมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เหมาะสมกับการออกแบบของสายอากาศสูงสุด ที่ระยะระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.612λ ซึ่งมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางเท่ากับ 13.4 dBi และที่ความยาวของตัวป้อนสัญญาณมีค่าเท่ากับ 0.316λ จะมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เหมาะสมกับการออกแบบของสายอากาศสูงสุด ที่ระยะระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมกับตัวป้อนสัญญาณ 0.654λ ซึ่งมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางเท่ากับ 13.3 dBi ซึ่งผลที่ได้จากการวิเคราะห์ทั้งหมดที่ผ่านมานี้จะนำไปสู่การออกแบบและการสร้างต่อไป



รูปที่ 3.8 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนแบบวงกลมรัศมี 0.358λ

บทที่ 4

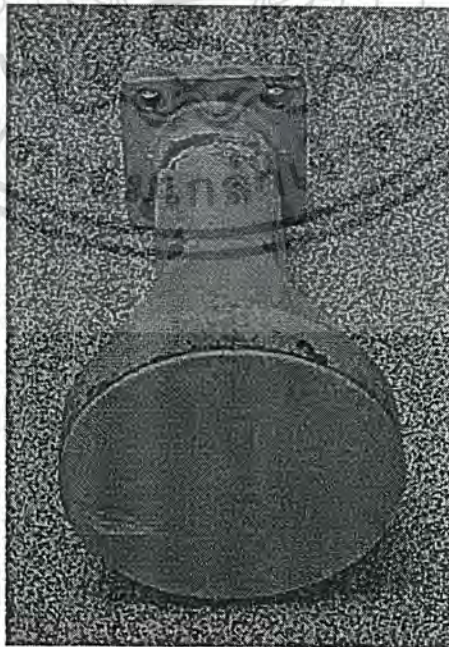
การออกแบบสร้าง และทดสอบ

4.1 การออกแบบสร้าง

จากการวิเคราะห์ในบทที่ 3 ทำให้ทราบถึงขนาด และส่วนประกอบต่างๆ ที่เหมาะสมสำหรับที่จะใช้ในการออกแบบสร้างสายอากาศ โดยให้ทำงานที่ความถี่ 12.66 GHz ซึ่งมีขนาดของตัวป้อนสัญญาณดังนี้

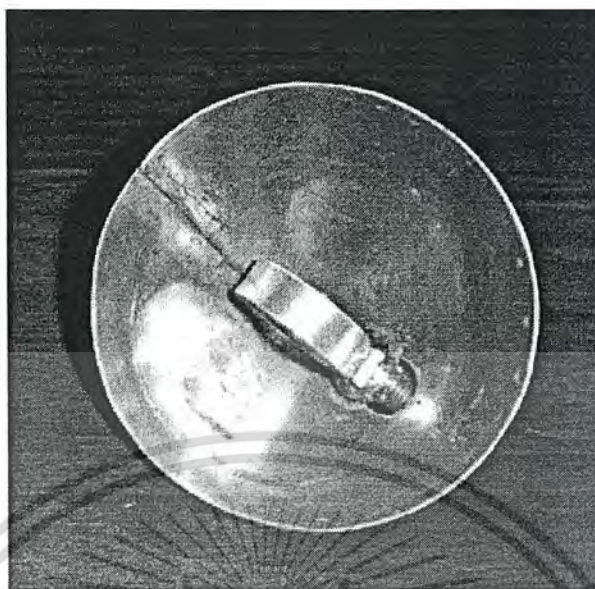
ตัวป้อนสัญญาณวงแหวนวงกลม ล้อมรอบโพรบเชิงเส้นไฟฟ้า มีค่ารัศมีของวงแหวน เท่ากับ 0.358λ (8.5 ม.ม.) มีค่าความยาวโพรบ $\approx 0.316\lambda$ (7.5 ม.ม.) สำหรับค่าความยาวของวงแหวน 0.253λ (6 ม.ม.) และมีค่าความยาวโพรบ $\approx 0.379\lambda$ (9 ม.ม.) สำหรับค่าความยาวของวงแหวน 0.316λ (7.5 ม.ม.)

เมื่อทำการพิจารณาจาก ระยะห่างระหว่างตัวป้อนสัญญาณ และตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม ที่ทำให้มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว โดยใช้ตัวสะท้อนแบบกรวยกลมมุม 90° ที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 2.363λ (56 ม.ม.) และมีความยาวแนวเอียง 1.671λ (40 ม.ม.) มีดังนี้ ที่รัศมีของวงแหวน 0.358λ (8.5 ม.ม.) ในกรณีที่ค่าความยาวของวงแหวน 0.253λ (6 ม.ม.) จะมีระยะห่างระหว่างตัวป้อนสัญญาณ และตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมเท่ากับ 0.612λ (14.5 ม.ม.) ได้แสดงดังรูปที่ 4.2 (ก) และที่รัศมีของวงแหวน 0.358λ (8.5 ม.ม.) ในกรณีที่ค่าความยาวของวงแหวน 0.316λ (7.5 ม.ม.) จะมีระยะห่างระหว่างตัวป้อนสัญญาณ และตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมเท่ากับ 0.654λ (15.5 ม.ม.) ได้แสดงดังรูปที่ 4.2 (ข) เพื่อให้เป็นการยืนยันผลของสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบสร้าง เราจึงได้นำสายอากาศที่มีขายอยู่ตามท้องตลาดมาทำการทดสอบเพื่อให้เป็นการเปรียบเทียบกันของสายอากาศ ได้แสดงดังรูปที่ 4.1

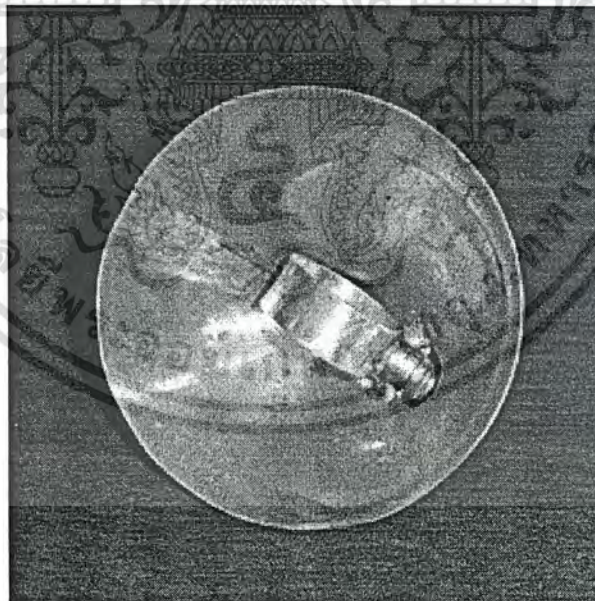


รูปที่ 4.1 สายอากาศอ้างอิงที่ใช้ในการเปรียบเทียบกับสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบสร้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ตัวป้อนสัญญาณวงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.253λ (6 ม.ม.)



(ข) ตัวป้อนสัญญาณวงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.316λ (7.5 ม.ม.)

รูปที่ 4.2 สายอากาศสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมขนาดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

1. เครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal Generator) ย่านความถี่ 12.66 GHz
2. เครื่องสเปกตรัม (Spectrum Analyzer)
3. เครื่อง 8150C (Network Analyzer)
4. เครื่องกำเนิดสัญญาณ DC 15 V.
5. ชุดคาลิเบรท 85052B 3.5 mm.
6. สายนำสัญญาณ (Coaxial Cable) และตัวต่อ (Connector) ชนิดความสูญเสียต่ำ (Low Loss)
7. สายอากาศออปติคัลเฟรคเตอร์พาราโบลอยด์ ย่านความถี่ 12.66 GHz
8. สายอากาศอ้างอิงที่รับสัญญาณ ย่านความถี่ 12.66 GHz
9. สายอากาศสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม ที่มีความยาวของวงแหวน 0.253λ (6 ม.ม.)
10. สายอากาศสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม 90° ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม ที่มีความยาวของวงแหวน 0.316λ (7.5 ม.ม.)
11. Low Noise Block Amplifier (LNB) อินพุตย่านความถี่ 10.7-12.75 GHz
12. อุปกรณ์หมุนสายอากาศ

4.3 ขั้นตอนการทดสอบ

1. ทดสอบวัดหาค่า VSWR จากสายอากาศชนิดต่างๆ และสายอากาศออปติคัลเฟรคเตอร์ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ ด้วยเครื่องเนทเวิร์คอะนาไลเซอร์ (Network Analyzer)
2. ทดสอบวัดหาค่ารีเทิร์นลอส (Return Loss) จากสายอากาศชนิดต่างๆ และสายอากาศออปติคัลเฟรคเตอร์ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ ด้วยเครื่องเนทเวิร์คอะนาไลเซอร์ (Network Analyzer)
3. ทดสอบวัดหาค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ จากสายอากาศชนิดต่างๆ และสายอากาศออปติคัลเฟรคเตอร์ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ ด้วยเครื่องเนทเวิร์คอะนาไลเซอร์ (Network Analyzer)
4. หาค่าแบนวิดท์ ที่ได้จากการทดสอบ
5. วัดค่ากำลังของสนามที่ตำแหน่งองศาต่างๆ ในระนาบของ E-Plane กับ H-Plane เพื่อหาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศชนิดต่างๆ และสายอากาศออปติคัลเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ โดยให้ระยะห่างระหว่างสายอากาศตัวส่ง และตัวรับ มีค่ามากกว่าระยะ far field โดยใช้สูตร

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

6. หาค่า HPBW จากแบบรูปที่ได้ในข้อ 5. ทั้งแบบรูปในระนาบ E-Plane และ H-Plane
7. หาค่าไดเรกทิวิตี้ที่ได้จากสมการข้างล่าง โดยใช้ค่าแบนวิดท์ที่ได้จากข้อ 6.

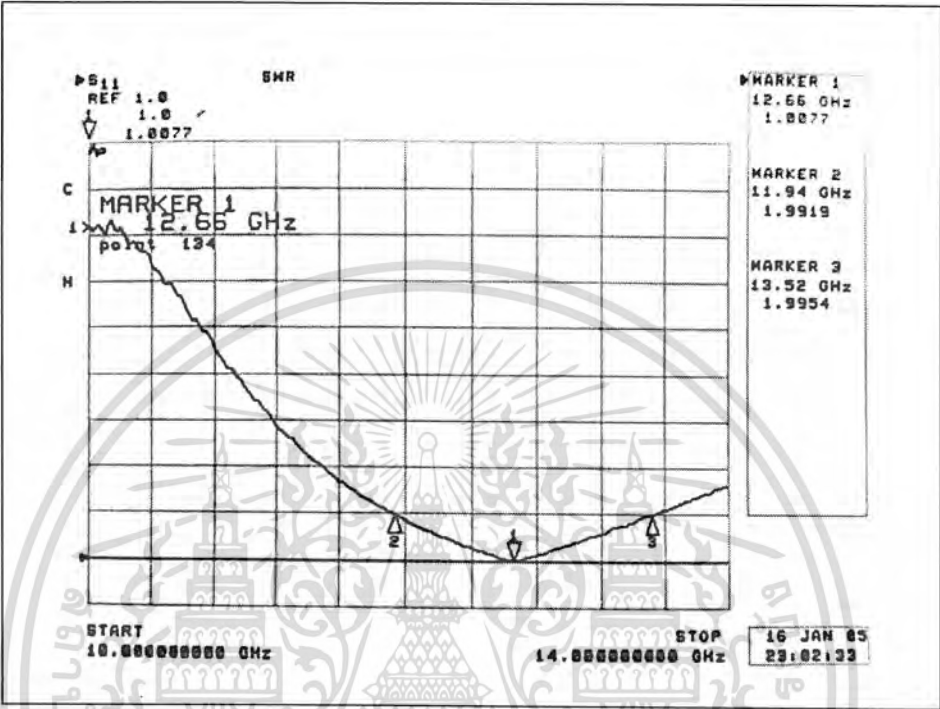
$$D_0(\text{dBi}) \approx 10 \cdot \log \left(\frac{4\pi(180/\pi)^2}{\theta_E \theta_H} \right) = 10 \cdot \log \left(\frac{41253}{\theta_E \theta_H} \right)$$

8. หาค่าเกนของสายอากาศที่ได้จากการทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การทดสอบคุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์

4.4.1 การทดสอบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) ของสายอากาศชนิดต่างๆ



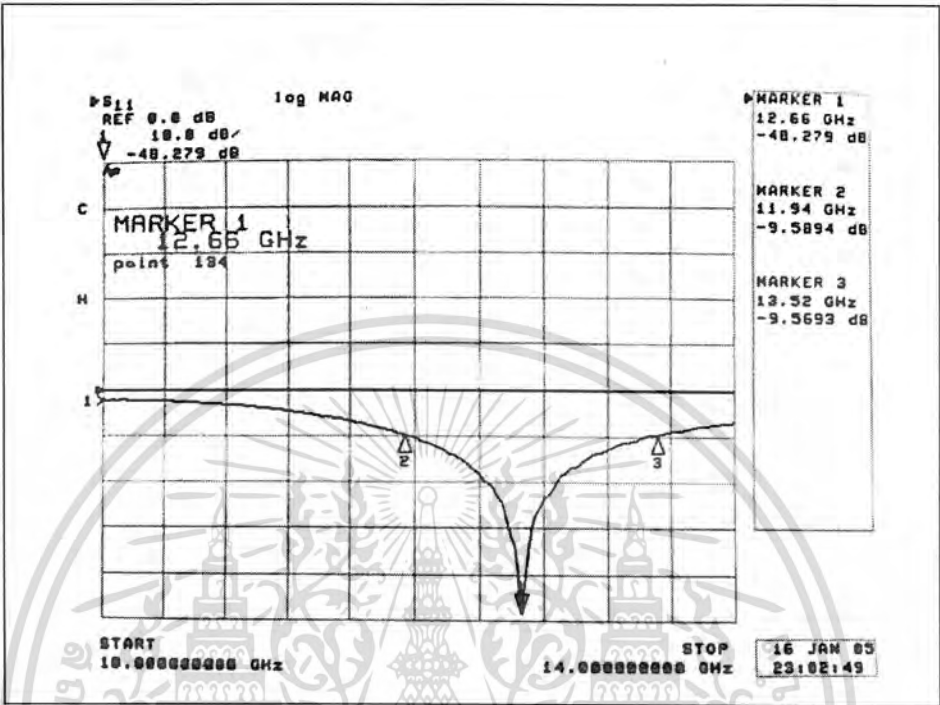
รูปที่ 4.3 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ของสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณ ด้วยวงแหวนวงกลมที่มีขนาดความยาว 0.316λ (7.5 ม.ม.)

ตารางที่ 4.1 ผลการทดสอบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) ของสายอากาศชนิดต่างๆ

ชนิดของสายอากาศ	ค่า SWR ที่ความถี่ 12.66 GHz
สายอากาศอ้างอิง	1.6645
วงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.253λ (6 ม.ม.)	1.4399
วงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.316λ (7.5 ม.ม.)	1.0077

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.2 การทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return loss) ของสายอากาศชนิดต่างๆ



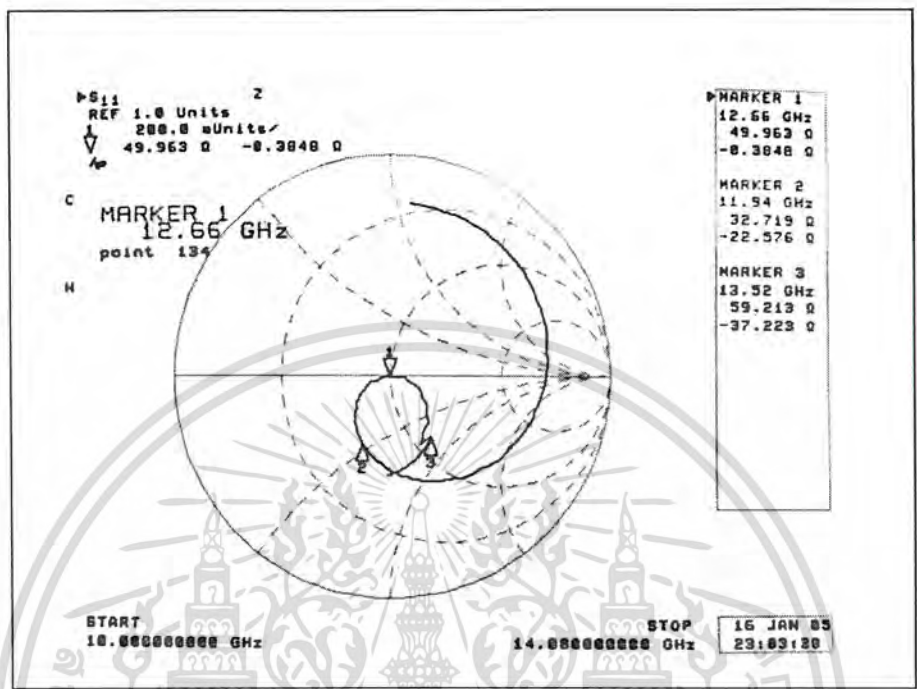
รูปที่ 4.4 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ของสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณ ด้วยวงแหวนวงกลมที่มีขนาดความยาว 0.316 λ (7.5 ม.ม.)

ตารางที่ 4.2 ผลการทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return loss) ของสายอากาศชนิดต่างๆ

ชนิดของสายอากาศ	ค่า Return loss (dB) ที่ความถี่ 12.66 GHz
สายอากาศอ้างอิง	-12.063
วงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.253 λ (6 ม.ม.)	-14.881
วงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.316 λ (7.5 ม.ม.)	-48.279

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.3 การทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของสายอากาศชนิดต่างๆ

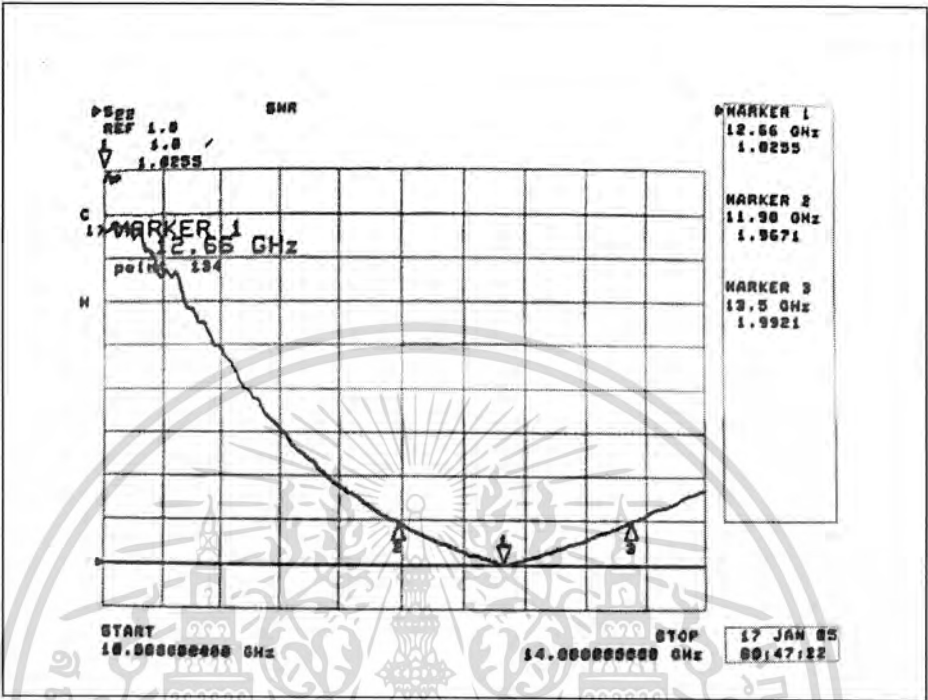


รูปที่ 4.5 ค่าอิมพีแดนซ์ ของสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณ ด้วยวงแหวนวงกลมที่มีขนาดความยาว 0.316 λ (7.5 ม.ม.)

ตารางที่ 4.3 ผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของสายอากาศชนิดต่างๆ

ชนิดของสายอากาศ	Impedance (Ω) ที่ความถี่ 12.66 GHz
สายอากาศอ้างอิง	60.443 – j26.318
วงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.253 λ (6 ม.ม.)	42.252 + j14.959
วงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.316 λ (7.5 ม.ม.)	49.963 – j0.3848

4.4.4 การทดสอบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) ของสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ



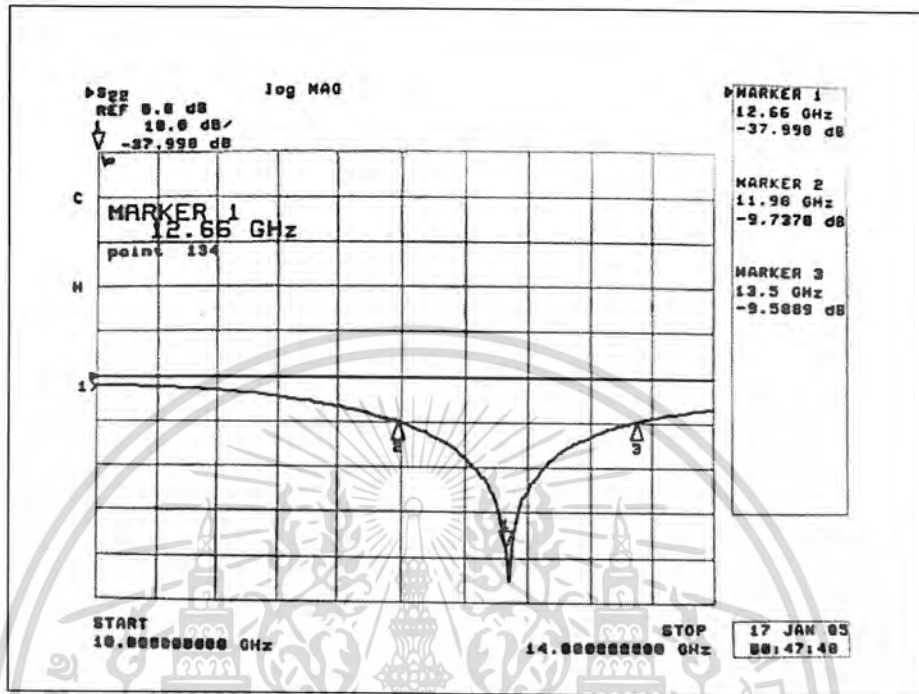
รูปที่ 4.6 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ของสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมที่มีขนาดความยาว 0.316λ (7.5 ม.ม.)

ตารางที่ 4.4 ผลการทดสอบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) ของสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ

ชนิดของสายอากาศ	ค่า SWR ที่ความถี่ 12.66 GHz
สายอากาศอ้างอิง	1.6436
วงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.253λ (6 ม.ม.)	1.4413
วงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.316λ (7.5 ม.ม.)	1.0255

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.5 การทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return loss) ของสายอากาศออปเซกตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ



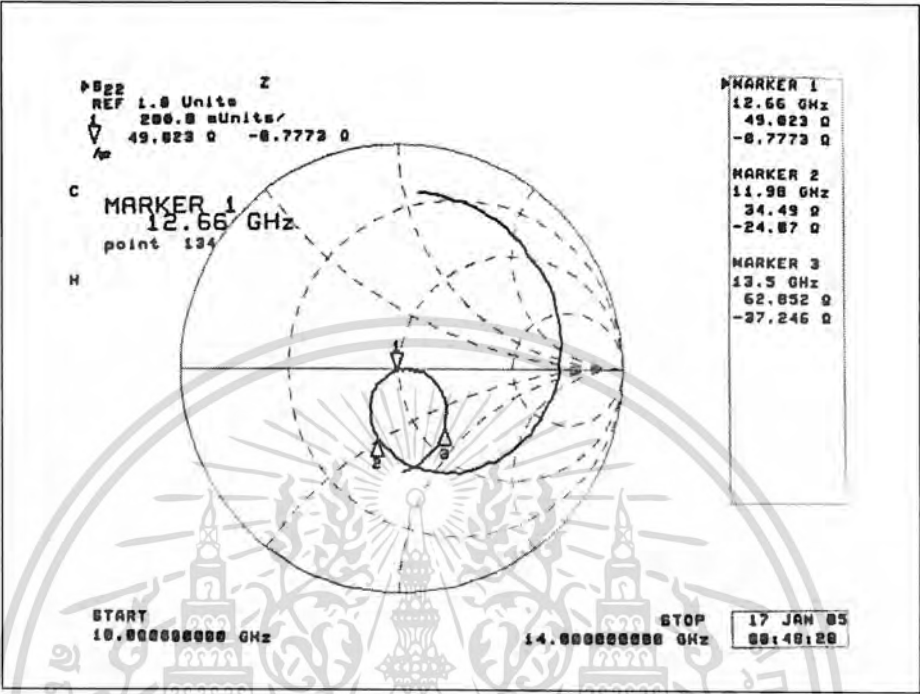
รูปที่ 4.7 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ของสายอากาศออปเซกตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมที่มีขนาดความยาว 0.316 λ (7.5 ม.ม.)

ตารางที่ 4.5 ผลการทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return loss) ของสายอากาศออปเซกตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ

ชนิดของสายอากาศ	ค่า Return loss (dB) ที่ความถี่ 12.66 GHz
สายอากาศอ้างอิง	-12.272
วงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.253 λ (6 ม.ม.)	-14.858
วงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.316 λ (7.5 ม.ม.)	-37.998

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.6 การทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ



รูปที่ 4.8 ค่าอิมพีแดนซ์ ของสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมที่มีขนาดความยาว 0.316 λ (7.5 ม.ม.)

ตารางที่ 4.6 ผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ

ชนิดของสายอากาศ	ค่า Impedance (Ω) ที่ความถี่ 12.66 GHz
สายอากาศอ้างอิง	59.744 – j25.650
วงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.253 λ (6 ม.ม.)	40.891 + j14.959
วงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.316 λ (7.5 ม.ม.)	49.023 – j0.7773

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางปฏิบัตินั้นสายอากาศที่ออกแบบ จะไม่สามารถที่จะปรับให้มีค่าอิมพีแดนซ์ (ค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดได้จากขั้วของสายอากาศ) 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 4.7

ตารางที่ 4.7 ผลการทดสอบแบนด์วิธ (Bandwidth) ของสายอากาศชนิดต่างๆ

ชนิดของสายอากาศ	ค่า Bandwidth (GHz) ที่ความถี่ 12.66 GHz
สายอากาศอ้างอิง	0.16 (>1.2 %)
วงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.253λ (6 ม.ม.)	3.62 (>28 %)
วงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.316λ (7.5 ม.ม.)	1.58 (>12 %)

4.5 การทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

การทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ จะทำการวัดการแพร่กระจายคลื่นทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็ก การวัดจะพิจารณาที่ระยะไกล (Far field) ซึ่งระยะห่างระหว่างสายอากาศตัวส่งและตัวรับมีค่าเท่ากับ

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

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

เมื่อ $D_t = D_r = 56 * 10^{-3} \text{ m.}$ (กรณีทดสอบสายอากาศชนิดต่างๆ)

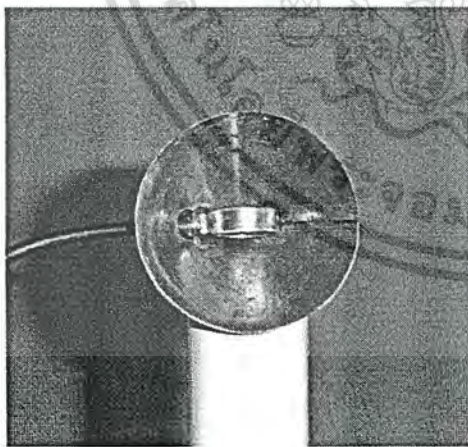
$$\text{Far Field Distance } (R) = \frac{2(56 * 10^{-3} + 56 * 10^{-3})^2}{\lambda} \approx 1.058 \text{ m.}$$

และที่ $D_t = 0.75 \text{ m.}$, $D_r = 56 * 10^{-3} \text{ m}$ (กรณีทดสอบสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ)

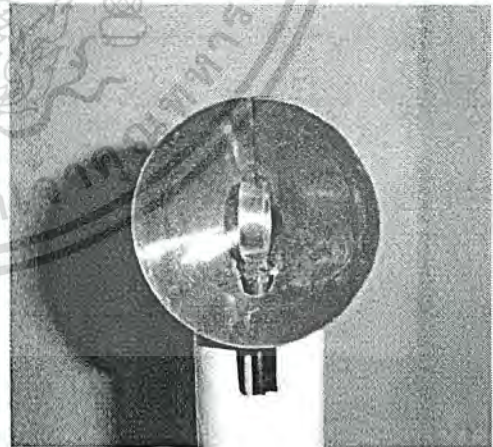
$$\text{Far Field Distance (R)} = \frac{2(0.75 + 56 * 10^{-3})^2}{0.023696} \approx 54.83 \text{ m.}$$

ในการทดสอบนี้จะใช้ระยะ far field ที่มากกว่า 1.058 m. และ 54.83 m. โดยเลือกใช้ระยะทดสอบที่ 1.1 m. และ 55 m. ซึ่งสายอากาศชนิดต่างๆ จะใช้ระยะ far field 1.1 m. เพื่อทำการวัดค่ากำลังสนาม ในระนาบ H - Plane โดยติดตั้งสายอากาศที่ใช้รับและส่ง ให้โพรบตั้งฉากกับพื้นระนาบโดยนำสายอากาศชนิดต่างๆ ไปติดตั้งที่แท่นหมุนซึ่งจะหมุนด้วยเครื่องควบคุมอัตโนมัติ ทีละ 2 องศา แล้ววัดค่ากำลังสนามที่องศาต่างๆ จนครบ 360 องศา โดยใช้เครื่องสเปกตรัม (Spectrum Analyzer) เป็นตัวส่งและรับ ส่วนการวัดค่ากำลังสนามในระนาบ E- Plane นั้น ต้องติดตั้งสายอากาศที่ใช้รับและส่ง ให้โพรบขนานกับพื้นระนาบ แล้วทำการทดลองเช่นเดียวกันกับ H - Plane ในการทดสอบนี้ได้ทำการทดสอบภายในห้องทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

ส่วนสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ จะใช้ระยะ far field 55 m. เพื่อทำการวัดค่ากำลังสนามในระนาบ H - Plane และ E- Plane ซึ่งทำการทดสอบเหมือนกับที่ระยะ 1.1 m. แต่เนื่องจากระยะที่ 55 m. นั้นมีความยาวมาก ทำให้ทดสอบภายในห้องทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นไม่ได้ จึงได้ทำการทดสอบที่บริเวณด้านฟ้าของ ดิออริกอบติแทน โดยนำสายอากาศตัวส่งต่อเข้ากับเครื่องซิกแนลเจเนอเรเตอร์ (Signal Generator) และนำเอาสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ ต่อเข้ากับเครื่องสเปกตรัม (Spectrum Analyzer) ใช้เป็นตัวรับ



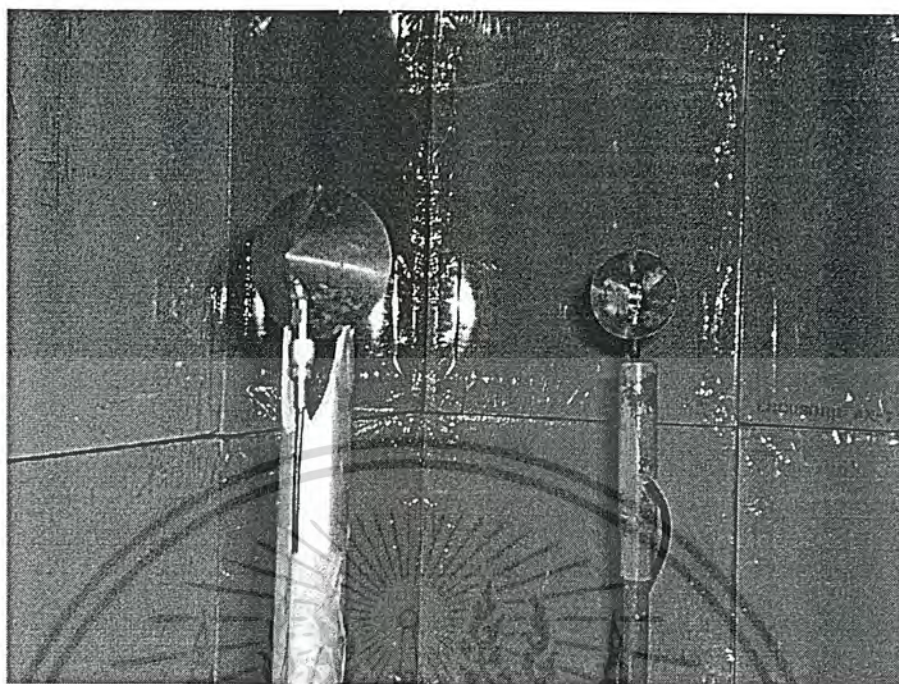
(ก) ระบายสนามไฟฟ้า



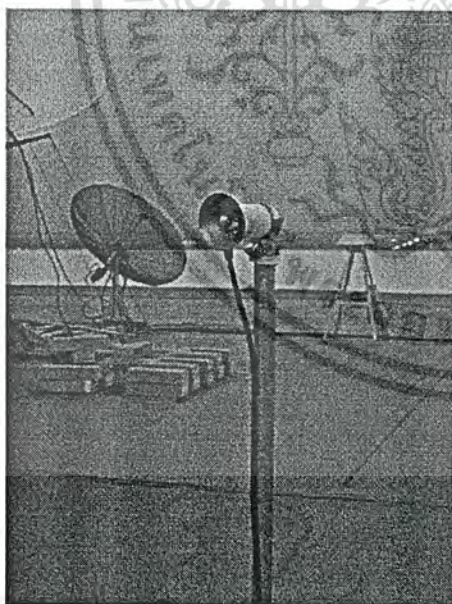
(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.9 การจัดวางสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวน วงกลมภายในห้องทดสอบโดยที่สายอากาศทำหน้าที่เป็นตัวรับสัญญาณ

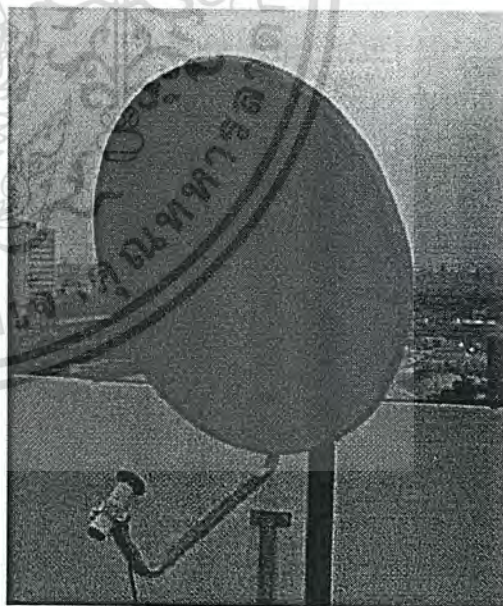
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 การจัดวางสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมภายในห้องเพื่อทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น



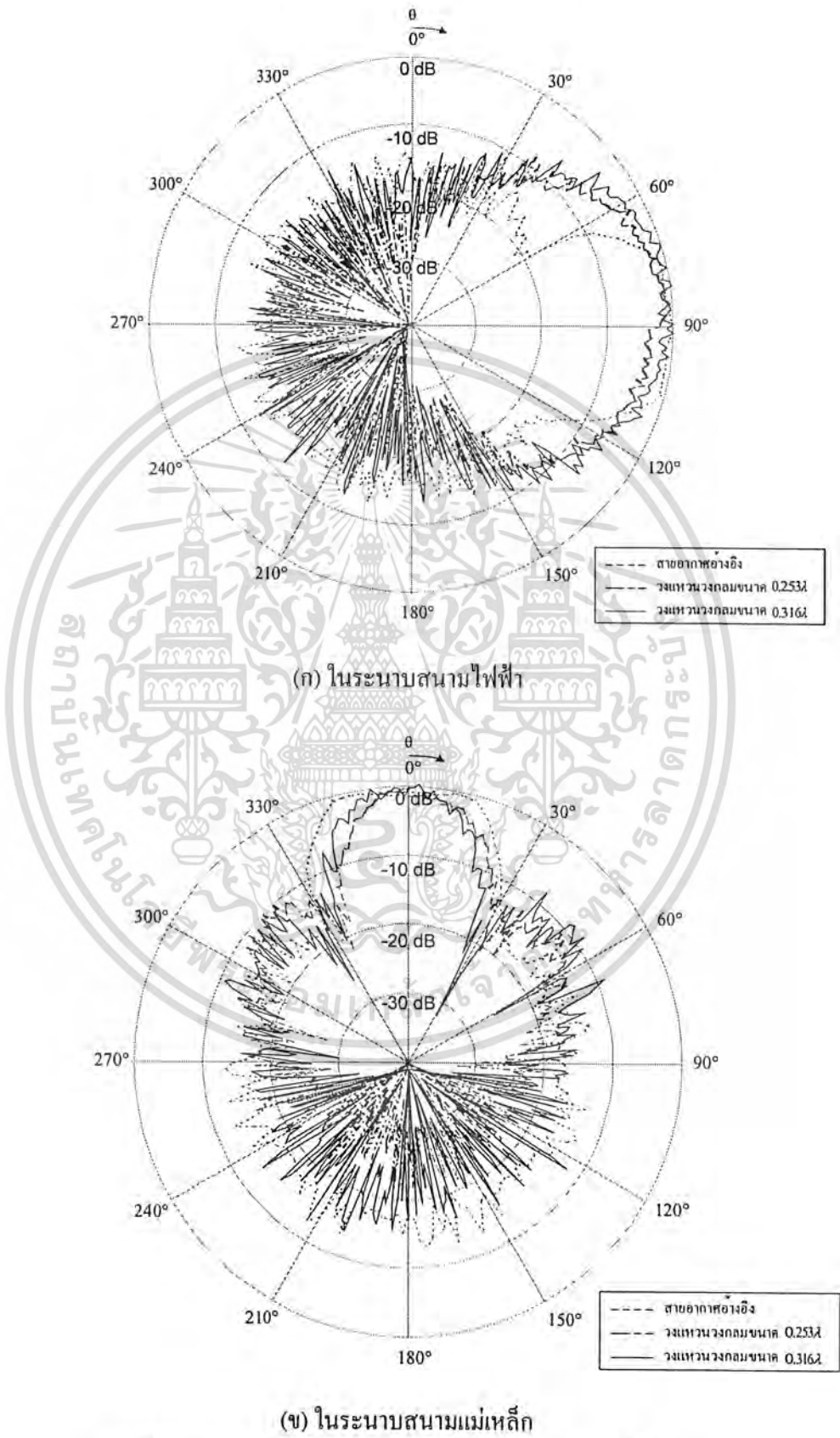
(ก) ชุดกำเนิดสัญญาณ



(ข) ชุดรับสัญญาณ

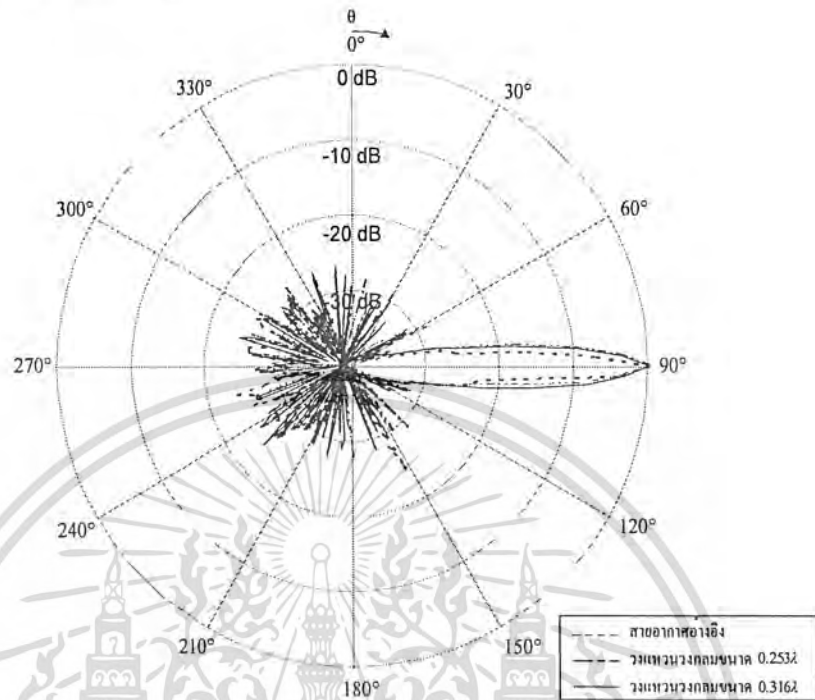
รูปที่ 4.11 การจัดวางสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ที่ติดตั้งสายอากาศสะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมบริเวณด้านฟ้าดึกอริการบติ เพื่อทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.1 การทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ของสายอากาศ ชนิดต่างๆ

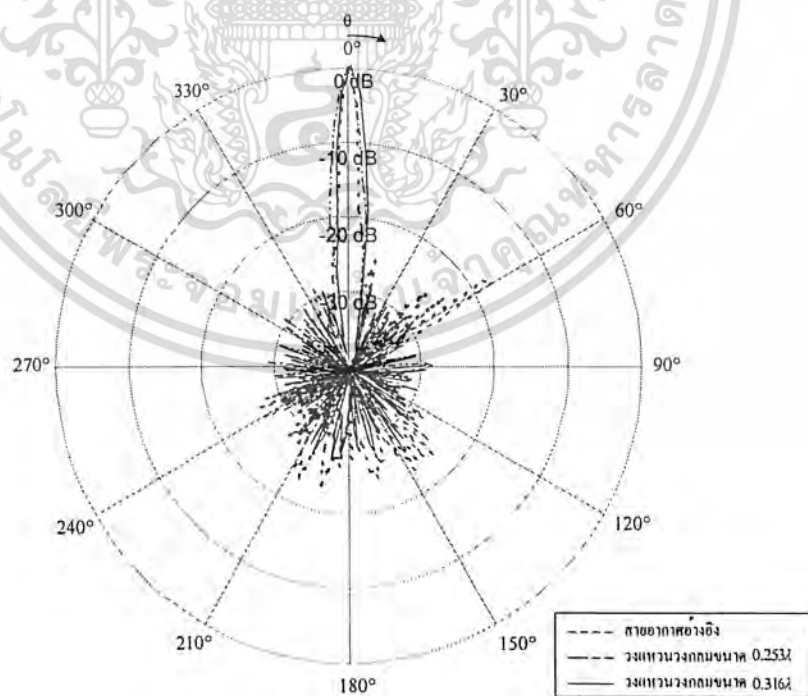


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำเอกสารนี้ไปใช้ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.2 การทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศออปติคัลเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ



(ก) ในระนาบสนามไฟฟ้า



(ข) ในระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.13 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ของสายอากาศออปติคัลเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถที่จะหาค่า HPBW และค่าไคเรตวิตีได้จากการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งแสดงดังตารางที่ 4.8 และ 4.9 ตามลำดับ

ตารางที่ 4.8 แสดง HPBW ที่ได้จากการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ของสายอากาศชนิดต่างๆ

ชนิดของสายอากาศ	มุม HPBW (องศา) ของสายอากาศในระนาบ	
	สนามไฟฟ้า	สนามแม่เหล็ก
สายอากาศอ้างอิง	38	39
วงแหวนวงกลมที่มีความยาว ของวงแหวน 0.253λ (6 ม.ม.)	24	22
วงแหวนวงกลมที่มีความยาว ของวงแหวน 0.316λ (7.5 ม.ม.)	44	21.5
สายอากาศฮอปเซตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศอ้างอิง	2.5	2
สายอากาศฮอปเซตรีเฟรคเตอร์ที่ ติดตั้งวงแหวนวงกลมที่มีความยาว ของวงแหวน 0.253λ (6 ม.ม.)	3.25	3
สายอากาศฮอปเซตรีเฟรคเตอร์ที่ ติดตั้งวงแหวนวงกลมที่มีความยาว ของวงแหวน 0.316λ (7.5 ม.ม.)	3.25	3.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.9 แสดงค่าไดเรกทิวิตี จากการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศชนิดต่างๆ

ชนิดของสายอากาศ	ค่าไดเรกทิวิตี (dBi)
สายอากาศอ้างอิง	14.42
วงแหวนวงกลมที่มีความยาว ของวงแหวน 0.253λ (6 ม.ม.)	18.92
วงแหวนวงกลมที่มีความยาว ของวงแหวน 0.316λ (7.5 ม.ม.)	16.39
สายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศอ้างอิง	39.16
สายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ที่ ติดตั้งวงแหวนวงกลมที่มีความยาว ของวงแหวน 0.253λ (6 ม.ม.)	36.26
สายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ที่ ติดตั้งวงแหวนวงกลมที่มีความยาว ของวงแหวน 0.316λ (7.5 ม.ม.)	35.595

4.6 การทดสอบหาอัตราขยายของสายอากาศ (Gain)

หลังจากที่ทำการสร้าง และทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแล้วขั้นตอนต่อมาคือ การทดสอบหาอัตราขยายของสายอากาศ ในการทดสอบนี้เราได้สร้างสายอากาศขึ้นมาอีกตัวซึ่งมีคุณลักษณะเหมือนกับ สายอากาศวงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.316λ (7.5 ม.ม.) เพื่อทำการทดสอบหาค่าแกนแสดงดังรูปที่ 4.13 โดยจะใช้เครื่องเนทเวิร์คอะนาไลเซอร์ (Network Analyzer) เป็นตัวส่งและรับ สัญญาณที่รับได้จากเครื่องเนทเวิร์คอะนาไลเซอร์จะมีค่าเท่ากับ $10 \log(P_r/P_t)$ เมื่อนำไปแทนในสมการด้านล่าง จะได้ค่าอัตราขยายของสายอากาศ

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

เมื่อ $G_t(dB)$ = เกนของสายอากาศส่ง

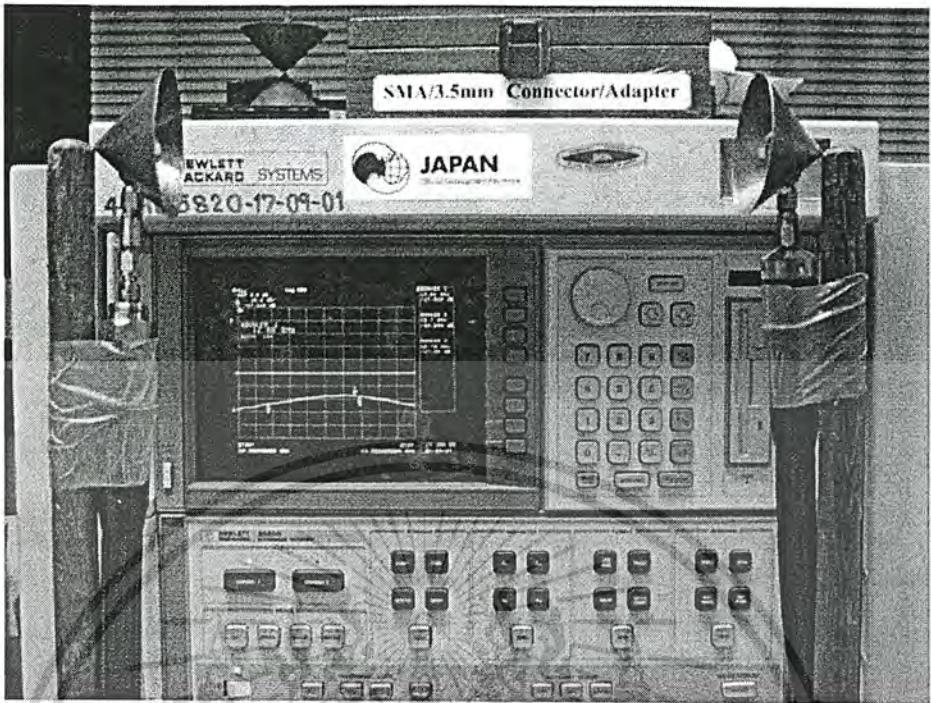
$G_r(dB)$ = เกนของสายอากาศรับ

$P_t(W)$ = กำลังงานด้านส่ง

$P_r(W)$ = กำลังงานด้านรับ

$R(m)$ = ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่ง และรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 แสดงการวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศชนิดต่างๆ

เมื่อเราทราบค่าอัตราขยายของสายอากาศตัวใดตัวหนึ่งจะสามารถหาค่าอัตราขยายของสายอากาศตัวอื่นๆ ได้ทั้งหมดซึ่งสามารถคำนวณได้จากสูตร

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

ตารางที่ 4.10 ค่าอัตราขยายของสายอากาศชนิดต่างๆ ที่ได้จากการทดสอบ

ชนิดของสายอากาศ	อัตราขยาย (dBi) ที่ 12.66 GHz
สายอากาศอ้างอิง	12.2
วงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.253λ (6 ม.ม.)	10.82
วงแหวนวงกลมที่มีความยาวของวงแหวน 0.316λ (7.5 ม.ม.)	11.919

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

วิจารณ์และสรุป

ปริญญานิพนธ์นี้ ต้องการที่จะสร้างสายอากาศ ที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นทิศทางเดียว มีสภาพเจาะจงทิศทาง และอัตราขยายที่สูงมากๆ เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ 12.66 GHz เช่น การรับ-ส่งสัญญาณจากดาวเทียม การรับ-ส่งสัญญาณความถี่สูงต่างๆ เป็นต้น จึงได้ทำการวิเคราะห์ ออกแบบ สร้าง และทดสอบ ตัวป้อนสัญญาณวงแหวนวงกลม มีค่ารัศมีของวงแหวนเท่ากับ 0.358λ (8.5 ม.ม.) และมีค่าความยาวของวงแหวน 2 ขนาด คือ 0.253λ (6 ม.ม.) ซึ่งมีค่าความยาวโพรบเท่ากับ 0.316λ (7.5 ม.ม.) กับ 0.316λ (7.5 ม.ม.) ซึ่งมีค่าความยาวโพรบเท่ากับ 0.379λ (9 ม.ม.) เมื่อทำการพิจารณาจากระยะห่างระหว่างตัวป้อนสัญญาณ และตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลม ที่ทำให้มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว โดยใช้ตัวสะท้อนแบบกรวยกลม 90° ที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 2.363λ (56 ม.ม.) และมีความยาวแนวเฉียง 1.671λ (40 ม.ม.) มีดังนี้ ที่รัศมีของวงแหวน 0.358λ (8.5 ม.ม.) และมีค่าความยาวของวงแหวน 0.253λ (6 ม.ม.) จะมีระยะห่างระหว่างตัวป้อนสัญญาณ และตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมเท่ากับ 0.569λ (1.35 ซม.) และที่รัศมีของวงแหวน 0.358λ (8.5 ม.ม.) และมีค่าความยาวของวงแหวน 0.316λ (7.5 ม.ม.) จะมีระยะห่างระหว่างตัวป้อนสัญญาณ และตัวสะท้อนคลื่นแบบกรวยกลมเท่ากับ 0.612λ (1.45 ซม.) โดยสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบสร้างจะทำงานที่ความถี่เท่ากับ 12.66 GHz

เมื่อทดสอบนำสายอากาศแบบสะท้อนคลื่น ที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม ที่มีขนาดความยาว 0.253λ (6 ม.ม.) , 0.316λ (7.5 ม.ม.) มาติดตั้งกับสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์จะเห็นว่าสายอากาศ มีค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิดท์ที่ค่อนข้างแคบ ซึ่งจะทำให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง และอัตราขยายมีค่าสูง

จากกระบวนการทดสอบนั้นจะพบว่า สายอากาศชนิดนี้เหมาะสำหรับใช้งานที่ติดต่อกันแบบจุดต่อจุดที่อยู่ห่างกันมากหรือต้องการความแม่นยำสูง เพราะสายอากาศชนิดนี้มี ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่สูง ทำให้สามารถใช้งานการติดต่อกันได้ที่ระยะไกลๆ ข้อผิดพลาดที่เกิดจากการทดสอบคือ ที่สนามระยะไกลของสายอากาศออฟเซตรีเฟรคเตอร์ ที่ติดตั้งสายอากาศชนิดต่างๆ มีค่ามากไม่สามารถทดสอบในห้องที่ใช้ทดสอบสายอากาศได้ทำให้สถานที่ที่ใช้ในการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นนั้นไม่ใช่ ฟรีสเปซอย่างแท้จริง เนื่องจากมีสิ่งกีดขวาง และสะท้อนอยู่ข้าง

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงไปได้ด้วยดีเนื่องจากได้รับคำแนะนำและดูแลเอาใจใส่เป็นอย่างดี ตลอดจนแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆที่เกิดขึ้น ทั้งหมดนี้เกิดขึ้นได้เพราะข้าพเจ้ามีอาจารย์ที่ปรึกษาประกอบด้วย

ผศ.ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์
รศ.ดร. สมพล โกศลวิตร

รวมถึงบุคคลอีก 6 ท่านที่ได้ให้คำชี้แนะ ความรู้ สถานที่ และอุปกรณ์ต่างๆ อีกทั้งยังคอยตรวจ
ตรางานของข้าพเจ้าเสมอมา โดยทั้ง 6 ท่าน คือ

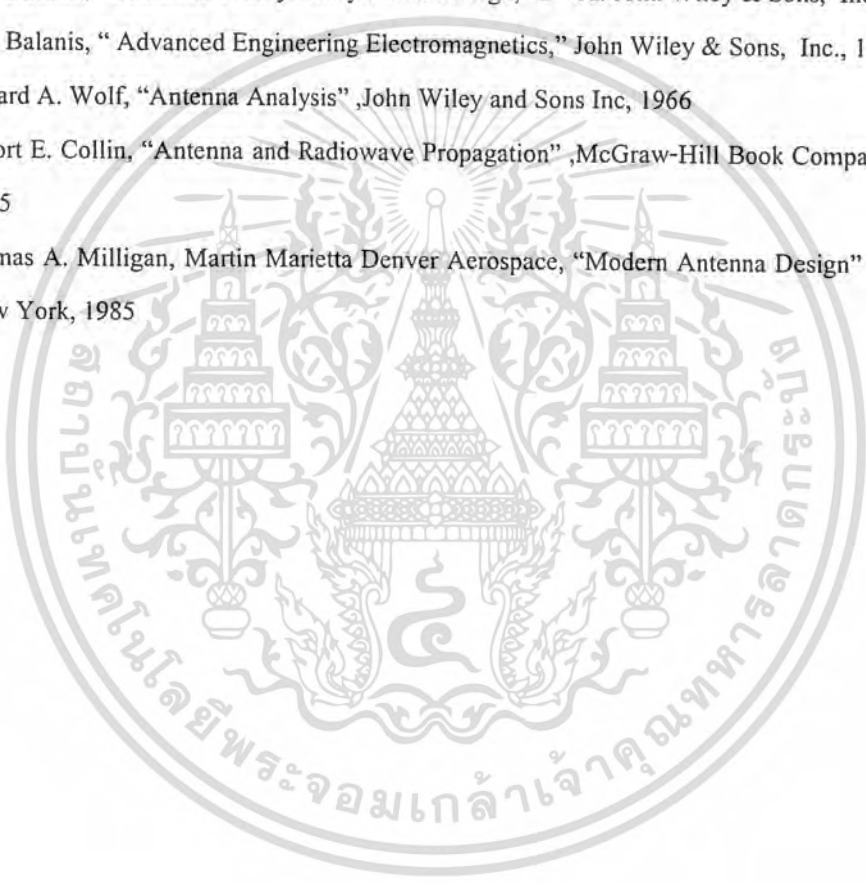
ศ.ดร.โมไนย	ไกรฤกษ์
รศ. ณรงค์	เหมกรณ
คุณ สุชาณี	ละมุลตรี
คุณ เปรม	แดงรัตนวงศ์
คุณ สุวรรณ	จันทร์อินทร์
คุณ ชนิมพร	บุญชก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. บัณฑิต ไรจน์อรยานนท์ “วิศวกรรมสายอากาศ”, สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย , พ.ศ.2536
2. พิชัย ภักดีพานิชเจริญ “ทฤษฎีและการใช้งานความถี่ย่านไมโครเวฟ”, สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์ , พ.ศ.2536
3. โมไนย ไกรฤกษ์ “ทฤษฎีสายอากาศ”, สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์ , พ.ศ.2541
4. A.W. Rudge W.Miline and A.D. Olver P.Wnight, “Handbook Of Antenna Design” ,Volume 1 Peregrinus LTD., London, UW, 1982
5. C.A. Balanis, “ Antenna Theory Analysis and Design,” 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc., 1997
6. C.A. Balanis, “ Advanced Engineering Electromagnetics,” John Wiley & Sons, Inc., 1998
7. Edward A. Wolf, “Antenna Analysis” ,John Wiley and Sons Inc, 1966
8. Robert E. Collin, “Antenna and Radiowave Propagation” ,McGraw-Hill Book Company, New York, 1985
9. Thomas A. Milligan, Martin Marietta Denver Aerospace, “Modern Antenna Design” ,McGraw-Hill, New York, 1985



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้