

**สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง**

สายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม  
**Corner Reflector Antenna**



ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา ๒๕๕๐

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม  
Corner Reflector Antenna

โดย

นายนิพิฐพนธ์ เลิศวณิชย์กิจกุล 48015014  
นายปิยวัฒน์ เพชรประดับสุข 48015020

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.สมผล โกศลวิตร

ผศ.ดร.ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2550

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง สายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม

**Corner Reflector Antenna**

ผู้จัดทำ

1. นายนิพิฐพนธ์ เตศวณิชยกิจกุล 48015014

2. นายปิยวัฒน์ เพชรประดับสุข 48015020

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร.สมผล โกศลวิตร)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.ดร.ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม

Corner Reflector Antenna

โดย นายนิพัทธ์พนธ์ เลิศวณิชย์กิจกุล 48015014

นายปิยวัฒน์ เพชรประดับสุข 48015020

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.สมผล โกศลวิตร

ผศ.ดร.ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

### บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการทำการศึกษา คำนวณ วิเคราะห์ ออกแบบสร้างและทดสอบสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม ซึ่งสายอากาศชนิดนี้จะใช้ตัวสะท้อนคลื่นแบบแผ่น 2 แผ่นทำมุมกัน โดยจะศึกษาคุณสมบัติของตัวป้อนสัญญาณแบบวงแหวนวงกลม 2 วงเพื่อหาตำแหน่งในการป้อนสัญญาณที่เหมาะสมสำหรับตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศ อันเนื่องมาจากพารามิเตอร์ต่างๆ สายอากาศที่นำเสนอมีประโยชน์ในการใช้เป็นสายอากาศที่สถานีฐานของระบบการสื่อสารไร้สาย

### ABSTRACT

This project is concerned about the study, calculation, analysis, design, fabrication and measurement of corner reflector antenna. The antenna is made up from two metal plates with the certain angle. The influences from various structures of feeding system using two rings are studied to obtain the most suitable feeding configuration. The analysis of corner parameters to the antenna characteristics is also carried out. The proposed antenna is very useful at base station of wireless communication system.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เนื่องจาก รศ.ดร.สมผล โกศลวิจิตรและผศ.ดร.ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาผู้ให้ความช่วยเหลือคำแนะนำแนวทางการศึกษา แนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้น และดูแลเอาใจใส่เป็นอย่างดี ตลอดจนคอยอบรมสั่งสอนให้คำแนะนำเทคนิคต่างๆ ในการทดลอง ขอขอบคุณกิตติศักดิ์ แพบัว ที่ให้คำแนะนำในส่วนของโปรแกรมและการใช้เครื่องมือและอุปกรณ์ในห้องทดสอบสายอากาศ และพี่ๆทุกคนในห้อง โปรเจกต์ ตลอดจนเพื่อนๆ ทุกคนที่ได้แลกเปลี่ยนความรู้ความคิดเห็น ตลอดระยะเวลาที่ผ่านมา

ท้ายสุดนี้ขอขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่ให้ความรัก ความห่วงใย กำลังใจที่ดี รวมทั้งกำลังทรัพย์ และให้ทุกสิ่งทุกอย่างกับผู้จัดทำ

คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

เรื่อง	หน้า
สารบัญ	I
สารบัญรูป	III
สารบัญตาราง	VI
<b>บทที่ 1 บทนำ</b>	<b>1</b>
<b>บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ</b>	<b>2</b>
2.1 พารามิเตอร์ที่สำคัญในการใช้งานสายอากาศ	2
2.2 โครงสร้างสายอากาศวงแหวนวงกลม	4
2.3 สายอากาศแบบทิศทางเดียว	7
2.4 สมการเวกเตอร์ของคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลา	7
2.5 ตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม	25
2.6 สายนำสัญญาณ	28
<b>บทที่ 3 การออกแบบ</b>	<b>46</b>
3.1 การวิเคราะห์รูปแบบของสายอากาศที่จะนำมาออกแบบ	46
3.1.1 การพิจารณาค่ารัศมีสายอากาศวงแหวนวงกลม	47
3.1.2 การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม	48
3.1.3 การพิจารณาค่าขนาดของตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม	58
3.2 คุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม	58
3.2.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม	58
3.2.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม โดยใช้วงแหวน 2 วง	65
3.3 สรุป	71
<b>บทที่ 4 การสร้าง ทดสอบ และผลการทดสอบ</b>	<b>72</b>
4.1 การสร้างและการทดสอบสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม	72
4.1.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	72
4.1.2 คุณสมบัติเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม	73
4.2 การสร้างและการทดสอบสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม โดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง	75
4.2.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	76
4.2.2 คุณสมบัติเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ	77
4.3 การประเมินประสิทธิภาพ โครงข่ายท้องถิ่น ไร้สาย IEEE 802.11	78
4.4 พื้นฐาน โครงข่ายท้องถิ่น ไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11	78

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในแบบลิเนียร์	2
2.2 สายอากาศวงแหวนวงกลม	4
2.3 แสดงความหมายของ $m$ และ $n$	5
2.4 แสดงโหมด $TE$ และ $TM$ ของท่อนำคลื่นแบบกลม	5
2.5 โครงสร้างของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม	7
2.6 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ $z_1 = 0$	14
2.7 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่มีช่องเปิดแบบวงกลมระนาบ $z = 0$	17
2.8 การแพร่กระจายของสนามเมื่อที่สนามระยะไกลที่ระนาบ $z = d/2$ และ $-z = d/2$	23
2.9 โครงสร้างของตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม	26
2.10 ตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม $90^\circ$	27
2.11 แสดงโครงสร้างของสายนำสัญญาณ	28
2.12 แสดงภาพอธิบายเกี่ยวกับลักษณะสมบัติทางอิมพีแดนซ์ของสาย	29
2.13 แสดงค่า $Z_0$ ในวงจรทางไฟฟ้าของสาย	29
2.14 แสดงโหลดที่ต่อกับสายนำสัญญาณที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $Z_0$	32
2.15 แสดงกรณีไม่แมทซ์กับสายนำสัญญาณ	33
2.16 แสดงเวกเตอร์ของแรงดันไฟฟ้าและกระแสของสายที่ลัดวงจร	34
2.17 แสดงเวกเตอร์ของแรงดันไฟฟ้าและกระแสของสายที่เปิดวงจร	35
2.18 แสดงเวกเตอร์ของแรงดันไฟฟ้าและกระแสในกรณีที่มีโหลดต่ออยู่	36
2.19 แสดงเวกเตอร์ของส่วนประกอบต่าง ๆ บนสายนำสัญญาณในกรณีที่มีค่า $R$ น้อยกว่า $Z_0$	37
2.20 แสดงคลื่นนิ่งที่เกิดจากแรงดันไฟฟ้าและกระแสบนสายนำสัญญาณ	39
2.21 แสดงโมโนกราฟของการหา VSWR	40
2.22 แสดงโครงสร้างสายตัวนำวางขนานกันแบบเฟล็กซิเบิล	41
2.23 แสดงโครงสร้างสายโคแอกเชียลแบบเฟล็กซิเบิล	43
3.1 แสดงโครงสร้างสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมเพื่อใช้สำหรับโปรแกรม CST	46
3.2 แสดงความสัมพันธ์ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง สำหรับความยาวต่าง ๆ ของวงแหวนวงกลม โดยใช้ความยาวโพรบที่ขนาดต่างกัน ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างจากตัวสะท้อนคลื่น	49
3.3 แสดงความสัมพันธ์ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า สำหรับความยาวต่าง ๆ ของวงแหวนวงกลม โดยใช้ความยาวโพรบที่ขนาดต่างกัน ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างจากตัวสะท้อนคลื่น	53
3.4 แสดงความสัมพันธ์ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ สำหรับช่วงความยาวต่าง ๆ ของ วงแหวนวงกลม โดยใช้ความยาวโพรบที่ขนาดต่างกัน ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างจาก ตัวสะท้อนคลื่น	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.5 แสดงความสัมพันธ์ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง สำหรับช่วงความยาวต่าง ๆ ของวงแหวนวงกลม โดยใช้ความยาวโพรบที่ขนาดต่างกัน ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างจากตัวสะท้อนคลื่น	57
3.6 ตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม โดยมีขนาดของความยาวเท่ากับสองเท่าของระยะห่างระหว่างตัวป้อนสัญญาณของตัวสะท้อนแบบคลื่นที่มีมุมเท่ากับ 90 องศา	58
3.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า	59
3.8 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งและ ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างในระนาบสนามไฟฟ้า	59
3.9 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรกและ ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลังในระนาบสนามไฟฟ้า	60
3.10 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก	61
3.11 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งและ ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างในระนาบสนามแม่เหล็ก	62
3.12 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรกและ ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลังในระนาบสนามแม่เหล็ก	63
3.13 แสดงอัตราขยายของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม	64
3.14 แสดงสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม โดยวงแหวนวงกลม 2 วงเพื่อใช้สำหรับโปรแกรม CST	64
3.15 แสดงการเปรียบเทียบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า เมื่อระยะห่างระหว่างวงแหวนเพิ่มมากขึ้น	65
3.16 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งและ ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างในระนาบสนามไฟฟ้า	66
3.17 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรกและ ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลังในระนาบสนามไฟฟ้า	67
3.18 แสดงการเปรียบเทียบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก เมื่อระยะห่างระหว่างวงแหวนเพิ่มมากขึ้น	68
3.19 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งและ ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างในระนาบสนามแม่เหล็ก	68
3.20 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรกและ ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลังในระนาบสนามแม่เหล็ก	69
3.21 แสดงอัตราขยายของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม โดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง	70
4.1 รูปถ่ายของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมที่สร้างขึ้น	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า	73
4.3 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบแม่เหล็ก	73
4.4 ค่าอิมพีแดนซ์จากการทดสอบของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม	74
4.5 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งจากการทดสอบของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม	74
4.6 รูปถ่ายสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม โดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วงที่สร้างขึ้น	75
4.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าโดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง	76
4.8 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กโดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง	76
4.9 ค่าอิมพีแดนซ์จากการทดสอบสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุม โดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง	77
4.10 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งจากทดสอบสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุม โดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง	77
4.11 มาตรฐาน IEEE 802.11 ในมาตรฐาน IEEE 802	78
4.12 เฟรมชั้นการควบคุมการเข้าถึงสื่อ	79
4.13 กลุ่มบริการพื้นฐาน(BSS) กลุ่มบริการขยาย(ESS) และระบบกระจาย(DS)	79
4.14 ปรัชญาการแผ่กระจายของตัวโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย	80
4.15 พลีแอมเบิ้ล PLCP ส่วนหัว PLCP และ MPDU	81
4.16 แสดงค่าพิสัยสมรรถนะที่ได้จากการทดสอบ	81

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ค่ารากหรือกรณีของเบสเซลสำหรับโหมด $TE$	6
2.2 ค่ารากหรือกรณีของเบสเซลสำหรับโหมด $TM$	6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

การสื่อสารแบบจุดต่อจุด มีความสำคัญอย่างแพร่หลายตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน เนื่องจากการสื่อสารในระบบนี้มีความแม่นยำสูง ด้วยคุณสมบัติของการสื่อสารในระบบที่ต้องการชี้ทิศทาง ไปยังเป้าหมายที่ต้องการนี้ สายอากาศที่นำมาประยุกต์ใช้จึงจำเป็นต้องมีคุณลักษณะของสายอากาศจะต้องเป็นแบบมีทิศทางที่มีค่าสภาพเงาเชิงทิศทางสูง สายอากาศแบบทิศทางเดียวจึงมีประโยชน์อย่างมากในการนำมาประยุกต์ใช้ในระบบสื่อสารแบบจุดต่อจุด สายอากาศชนิดนี้ได้มีการพัฒนาอย่างแพร่หลาย ซึ่งสายอากาศแบบทิศทางเดียวสามารถสังเคราะห์ได้จากสายอากาศหลายชนิด เช่นสายอากาศไมโครสตริปที่ทำงานในโหมดพื้นฐาน สายอากาศปากแตร สายอากาศแบบสะท้อนคลื่น นอกจากนี้สามารถทำได้โดยการนำสายอากาศวางใกล้ตัวสะท้อนหรือแผ่นตัวนำ อย่างไรก็ตามสายอากาศแต่ละประเภทมีข้อดีข้อเสียเฉพาะตัว สำหรับในโครงการนี้เป็นการนำเสนอสายอากาศที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียวที่มีโครงสร้างเป็นตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม โดยโครงสร้างของสายอากาศไม่ซับซ้อนและสามารถสร้างได้ง่าย

สายอากาศแบบสะท้อนคลื่นมักถูกเลือกใช้ เพราะมีคุณลักษณะที่น่าสนใจกล่าวคือ มีอัตราขยายที่สูงและโครงสร้างที่มีลักษณะไม่ซับซ้อน ตัวสะท้อนคลื่นที่ใช้จะมีหลายแบบ เช่น ตัวสะท้อนคลื่นแบบระนาบตัวนำ ตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม ตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมนั้น จะมีทั้งมุม 90 60 45 และ 30 องศา ส่วนใหญ่จะใช้มุมของตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมเท่ากับ 90 องศา เนื่องจากขนาดของตัวสายอากาศมีขนาดเล็กกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับมุมอื่น ๆ ซึ่งโครงสร้างโดยทั่วไปของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมนั้น ประกอบไปด้วยตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมกับสายสายอากาศที่นำมาเป็นตัวป้อนสัญญาณ ซึ่งสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม ส่วนใหญ่นิยมใช้สายอากาศโคโพลเป็นตัวป้อนสัญญาณ ซึ่งหากต้องการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศแบบมุม วิธีการคือทำการเปลี่ยนตัวป้อนสัญญาณและหาขนาดของตัวสะท้อนที่เหมาะสม

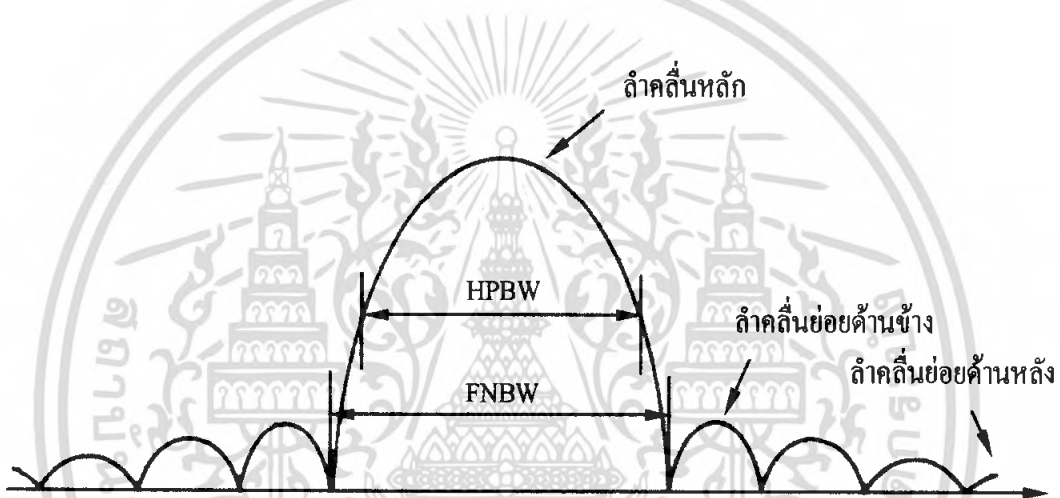
ปัญหานี้มีจุดประสงค์ในการศึกษาพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศเพื่อหาค่าที่เหมาะสมสำหรับการออกแบบเพื่อสร้างสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศ อันเนื่องมาจากพารามิเตอร์ข้างต้น

## บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

### 2.1 พารามิเตอร์ที่สำคัญในการใช้งานสายอากาศ

#### 2.1.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น(Radiation Pattern)

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



รูปที่ 2.1 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในแบบลิเนียร์

#### 2.1.2 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กึ่งกำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง(Half Power Beamwidth :HPBW)

คือ มุมที่วัดระหว่างจุดที่ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในลำคลื่นหลัก มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุด โดยจะวัดในหน่วยองศา

#### 2.1.3 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กึ่งกำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก(First Null Beamwidth:FNBW)

คือ มุมที่วัดระหว่างจุดที่ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในลำคลื่นหลัก มีค่าลดลงเป็นศูนย์ โดยจะวัดในหน่วยองศา

#### 2.1.4 อัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง(Side Lobe Ratio:SLR)

คือ อัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.5 อัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านหลัง(Back Lobe Ratio:BLR)

คือ อัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านหลัง

$$BLR = \text{Main lobe level (dB)} - \text{Back lobe level (dB)} \quad (2.2)$$

### 2.1.6 ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น(Radiation Intensity)

คือ กำลังงานที่แผ่กระจายออกจากสายอากาศต่อหน่วยมุมตัน (ตลอดพื้นผิวทรงกลม) แสดงความสัมพันธ์ของความเข้มการแผ่กระจายคลื่นกับสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล ได้ดังนี้

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

เมื่อ  $E_\theta, E_\phi$  คือ ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าในระยะไกล

$\eta$  คือ อินทริเนสิกอิมพีแดนซ์(Intrinsic Impedance) ของตัวกลาง มีค่าประมาณ  $120\pi \Omega$

### 2.1.7 ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง(Directivity)

ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง คือ อัตราส่วนระหว่างความเข้มการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศในทิศทางต่าง ๆ เทียบกับสายอากาศไอโซทรอปิก ซึ่งวัดในหน่วยของ dBi เขียนเป็นสมการได้ว่า

$$D_o(dBi) = 10 \log \left( \frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{rad}}} \right) \quad (2.4)$$

เมื่อ  $U_{\max}$  คือค่าสูงสุดของความเข้มการแผ่กระจายคลื่น

$P_{\text{rad}}$  คือกำลังงานที่แผ่กระจายทั้งหมด

$$P_{\text{rad}} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin(\theta) d\theta d\phi \quad (2.5)$$

### 2.1.8 อัตราขยาย(Gain)

คือ ความสัมพันธ์ที่ได้มาจากค่าสภาพเจาะจงทิศทาง โดยคูณประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามา ด้วย ประสิทธิภาพสายอากาศจะประกอบไปด้วย ประสิทธิภาพเกี่ยวกับการสะท้อนกลับ ประสิทธิภาพของตัวนำและประสิทธิภาพของฉนวน

$$\text{Gain} = \text{Efficiency of antenna} \times \text{Directivity} \quad (\text{ไม่มีหน่วย}) \quad (2.6)$$

$$\text{Gain(dBi)} = \text{Efficient(dB)} + \text{Directivity(dBi)} \quad (2.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.9 ช่วงกว้างความถี่ที่ใช้งาน(Bandwidth: $\Delta f$ )

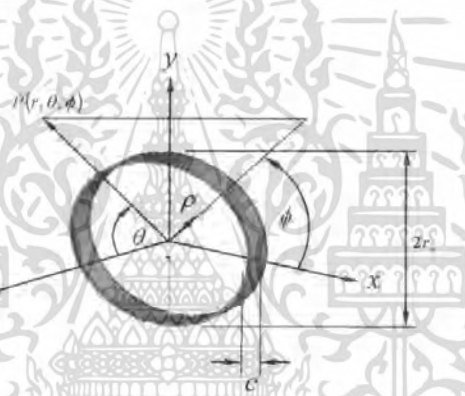
คือช่วงความถี่สายอากาศมีคุณสมบัติอยู่ในมาตรฐานที่กำหนด หรือช่วงความถี่ที่สายอากาศยังคงมีคุณสมบัติต่าง ๆ อยู่ในช่วงที่ใช้งาน ได้เหมือนกับที่ออกแบบไว้ที่ความถี่กลาง

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

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

### 2.2 โครงสร้างสายอากาศวงแหวนวงกลม

สายอากาศที่วิเคราะห์ประกอบด้วยโพรบไฟฟ้าเชิงเส้นความยาว  $l_p$  และถูกล้อมรอบด้วยวงแหวนที่มีโครงสร้างคล้ายรูปทรงกระบอก โดยมีรัศมีและความยาวของวงแหวนเป็น  $r_a$  และ  $c$  ตามลำดับซึ่งโพรบจะวางตัวตามแนวแกน  $y$  ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 สายอากาศวงแหวนวงกลม

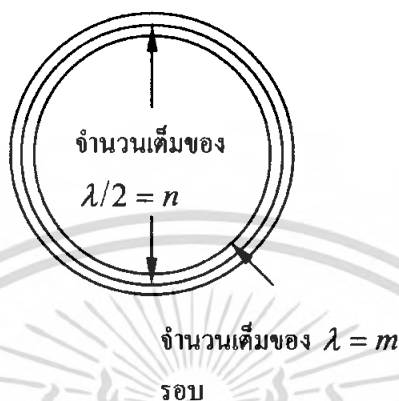
ให้พิจารณาว่า วงแหวนเป็นส่วนหนึ่งของท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอก ซึ่งมีสนามแม่เหล็กไฟฟ้ากระจายในทิศทาง  $z$  และ  $-z$  โดยจะแพร่กระจายออกจากขอบของวงแหวนที่ช่องเปิดทั้ง 2 ด้าน สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ออกมาจากช่องเปิดทั้ง 2 ด้านนี้จะสอดคล้องกับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ประกอบไปด้วยโหมดคลื่นต่าง ๆ มากมายที่อยู่ภายในท่อนำคลื่นทรงกระบอก ดังนั้น ความยาวของวงแหวนและรัศมีจึงออกแบบให้มีขนาดเล็กที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เพื่อที่จะทำให้อื่น ๆ ถูกคัดออกไปให้เหลือเพียงโหมดคลื่นหลัก(Dominant Mode :  $TE_{11}$ ) เพียงโหมดเดียว แต่อย่างไรก็ตามบริเวณที่ใกล้โพรบก็ยังคงมีโหมดคลื่นอื่นรวมอยู่ด้วย

เนื่องจากท่อนำคลื่นเป็นรูปแบบกลม จึงทำให้มีความสลับซับซ้อนมากยิ่งขึ้นในการวิเคราะห์คำนวณ แก้ปัญหาต่าง ๆ จึงต้องใช้เบสเซลฟังก์ชัน(Bessel function) มาช่วยคำนวณแทนที่จะใช้ฟังก์ชันตรีโกณมิติธรรมดาที่ใช้กัน การคำนวณทางคณิตศาสตร์ในการหาสูตร หารูปแบบสนาม  $E$  และ  $H$  ในท่อนำคลื่นต่าง ๆ เหล่านี้เป็นเรื่องยุ่งยากอยู่ ดังนั้นจะนำสูตรหรือผลจากการวิเคราะห์มาใช้งานเลย โหมดการส่งคลื่นที่ใช้ก็มี โหมด  $TE_{m1}$  และ  $TM_{m1}$  โดยที่  $m$  จะแสดงถึงจำนวนเต็มของความยาวคลื่นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงรอบท่อนำคลื่นแบบกลม(เวกเตอร์ย่อยในแนวรัศมีของสนามไฟฟ้า)  $n$  จะแสดงถึงจำนวนเท่าของครึ่งความยาวคลื่นที่เส้นผ่านศูนย์กลางของท่อนำคลื่นแบบกลม

$m$  = จำนวนเต็มของความยาวคลื่นวนด้านในของท่อนำคลื่นแบบกลม

$n$  = จำนวนเต็มของครึ่งความยาวคลื่นบนเส้นผ่านศูนย์กลางของท่อนำคลื่นแบบกลม

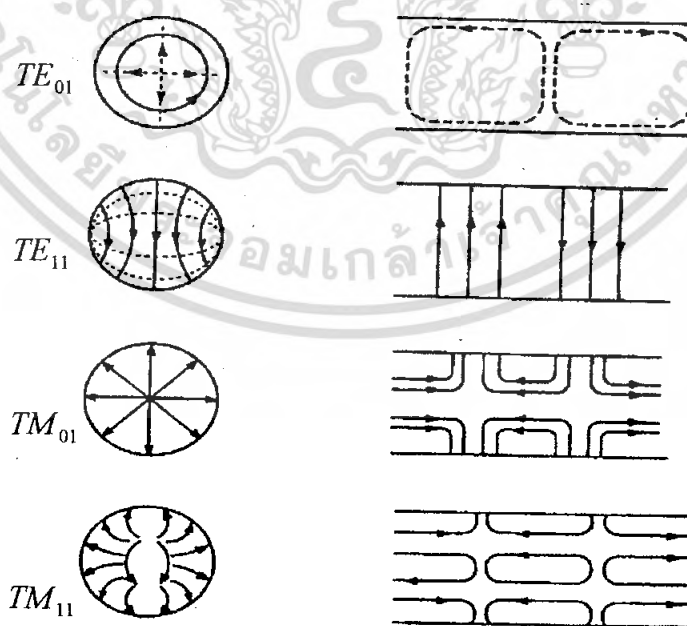


รูปที่ 2.3 แสดงความหมายของ  $m$  และ  $n$

ความสัมพันธ์ของ  $m$  และ  $n$  แสดงไว้ในภาคตัดขวางของท่อนำคลื่นแบบกลม ดังรูปที่รูปแบบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก(Electric and Magnetic pattern) ที่ใช้งานกันในโหมด  $TE_{mn}$  และ  $TM_{mn}$  ของท่อนำคลื่นแบบกลมที่แสดงในรูปที่ 2.4

มองเข้าทางปลายของท่อนำคลื่น

มองตามแนวด้านข้าง



รูปที่ 2.4 แสดงโหมด  $TE$  และ  $TM$  ของท่อนำคลื่นแบบกลม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

โดยที่

$\lambda_{cutoff}$  = ค่าความยาวคลื่นที่ยาวที่สุดในท่อนำคลื่นสำหรับโหมดที่กำหนด, *cm*

$r_a$  = รัศมีด้านในของท่อนำคลื่นแบบกลม

$\mu'_{mn}$  = ค่ารากหรือกรณีของสมการเบสเซล

ส่วนความยาวคลื่นคัตออฟของโหมด  $TM_{mn}$  มีค่าเท่ากับ

$$\lambda_{cutoff} = \frac{2\pi r_a}{\mu_{mn}} \quad (2.11)$$

โดยที่

$\lambda_{cutoff}$  = ค่าความยาวคลื่นที่ยาวที่สุดในท่อนำคลื่นสำหรับโหมดที่กำหนด, *cm*

$r_a$  = รัศมีด้านในของท่อนำคลื่นแบบกลม

$\mu_{mn}$  = ค่ารากหรือกรณีของสมการเบสเซล

ตารางที่ 2.1 ค่ารากหรือกรณีของเบสเซลสำหรับโหมด  $TE$

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

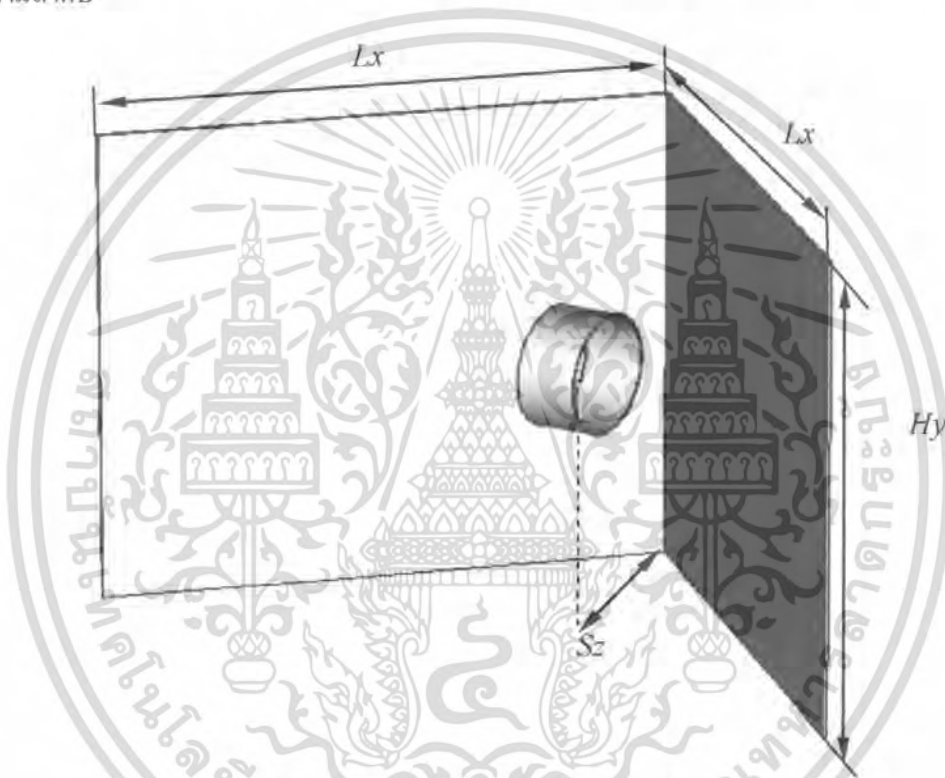
ตารางที่ 2.2 ค่ารากหรือกรณีของเบสเซลสำหรับโหมด  $TM$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3 สายอากาศแบบทิศทางเดียว(Unidirectional Antenna)

สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุม เป็นสายอากาศแบบทิศทางเดียว โดยใช้สายอากาศวงแหวนวงกลม วางใกล้ตัวสะท้อนแบบมุม แสดงในรูปที่ 2.5 โดยโครงสร้างของสายอากาศวงแหวนวงกลม มีลักษณะเป็นส่วนหนึ่งของท่อนำคลื่นวงกลมปลายเปิดทั้งสองด้านประกอบด้วยโพรบไฟฟ้าเชิงเส้นสำหรับกระตุ้น มีความยาว  $l_p$  วางตามแนวแกน  $y$  ขึ้นเข้าไปด้านในวงแหวนวงกลมที่มีรัศมี  $r_d$  และ ความยาววงแหวน  $c$  โดยค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศวงแหวนวงกลมที่ได้จากการวิเคราะห์ในบทที่แล้ว คือ โพรบกระตุ้นยาวเท่ากับ หนาครึ่งมีวงแหวนเท่ากับ และความหนาเท่ากับ สำหรับตัวสะท้อนแบบมุมจะมีระยะห่างระหว่างจากจุดยอดมุมกับตัวป้อนสัญญาณ  $S_z$  ขนาดความสูงและความกว้างเท่ากับ  $H_y$  และ  $L_x$  ตามลำดับ



รูปที่ 2.5 โครงสร้างของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม

โครงสร้างของตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมจะประกอบด้วยแผ่นสะท้อน 2 แผ่น ทำมุมกัน  $\alpha$  ซึ่งโครงสร้างของตัวสะท้อนแบบมุมจะทำได้ง่ายโดยในทางปฏิบัติตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมที่นิยมใช้ คือ แผ่นสะท้อน 2 แผ่นทำมุมกัน 90 องศา

### 2.4 สมการเวกเตอร์ของคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลา

จากสมการของแมกเวลล์(Maxwell's Equation) ในรูปของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla \times \bar{E} = -\bar{M}_t - \mu \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J}_i + \sigma \bar{E} + \epsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \quad (2.13)$$

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

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

$$\begin{aligned} \nabla \times \nabla \times \bar{H} &= \nabla \times \bar{J}_i + \sigma \nabla \times \bar{E} + \epsilon \nabla \times \left( \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \right) \\ &= \nabla \times \bar{J}_i + \sigma \nabla \times \bar{E} + \epsilon \frac{\partial (\nabla \times \bar{E})}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.15)$$

แทนสมการ(2.13) ลงในด้านขวาของสมการ(2.14) และใช้คุณสมบัติลาปลาเซียนของเวกเตอร์ (Laplacian vector) ที่แสดงได้ดังนี้

$$\nabla^2 \bar{F} = \nabla (\nabla \cdot \bar{F}) - \nabla \times \nabla \times \bar{F} \quad (2.16)$$

$$\therefore \nabla \times \nabla \times \bar{F} = \nabla (\nabla \cdot \bar{F}) - \nabla^2 \bar{F} \quad (2.17)$$

จากนั้นแทนสมการ(2.17) ลงในด้านซ้ายของสมการ(2.14) ได้ว่า

$$\begin{aligned} \nabla (\nabla \cdot \bar{E}) - \nabla^2 \bar{E} &= -\nabla \times \bar{M}_i - \mu \frac{\partial}{\partial t} \left[ \bar{J}_i + \sigma \bar{E} + \epsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \right] \\ \nabla (\nabla \cdot \bar{E}) - \nabla^2 \bar{E} &= -\nabla \times \bar{M}_i - \mu \frac{\partial \bar{J}_i}{\partial t} - \mu \sigma \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} - \mu \epsilon \frac{\partial^2 \bar{E}}{\partial t^2} \end{aligned} \quad (2.18)$$

จากสมการแมกเวลล์ที่แสดงในรูปของความหนาแน่นของฟลักซ์ไฟฟ้า(electric flux density) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla \cdot \bar{D} = \epsilon \nabla \cdot \bar{E} = q_{ev} \Rightarrow \nabla \cdot \bar{E} = \frac{q_{ev}}{\epsilon} \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการ(2.19) แทนลงในสมการ(2.18) ได้ว่า

$$\nabla^2 \bar{E} = \nabla \times \bar{M}_i + \mu \frac{\partial \bar{J}_i}{\partial t} + \frac{1}{\epsilon} \nabla q_{ev} + \mu \sigma \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} + \mu \epsilon \frac{\partial^2 \bar{E}}{\partial t^2} \quad (2.20)$$

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

$$\begin{aligned} \nabla(\nabla \cdot \bar{H}) - \nabla^2 \bar{H} &= \nabla \times \bar{J}_i + \sigma \left( -\bar{M}_i - \mu \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \right) + \epsilon \frac{\partial}{\partial t} \left( -\bar{M}_i - \mu \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \right) \\ \nabla(\nabla \cdot \bar{H}) - \nabla^2 \bar{H} &= \nabla \times \bar{J}_i + \sigma \bar{M}_i - \mu \sigma \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} - \epsilon \frac{\partial \bar{M}_i}{\partial t} - \mu \epsilon \frac{\partial^2 \bar{H}}{\partial t^2} \end{aligned} \quad (2.21)$$

จากสมการแมกเวลล์ที่แสดงในรูปของความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก(Magnetic Flux Density) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla \cdot \bar{B} = \mu \nabla \cdot \bar{H} = q_{mv} \Rightarrow \nabla \cdot \bar{H} = \left( \frac{q_{mv}}{\mu} \right) \quad (2.22)$$

นำสมการ(2.22) แทนลงในสมการ(2.21) จะได้ว่า

$$\nabla^2 \bar{H} = -\nabla \times \bar{J}_i + \sigma \bar{M}_i + \frac{1}{\mu} \nabla(q_{mv}) + \mu \sigma \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} + \epsilon \frac{\partial \bar{M}_i}{\partial t} + \mu \epsilon \frac{\partial^2 \bar{H}}{\partial t^2} \quad (2.23)$$

จากสมการ(2.20)และ(2.23) จะถูกเรียกว่า สมการคลื่นแบบเวกเตอร์ของคลื่นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ตามลำดับ

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

$$\bar{J}_i = q_{ev} = \bar{M}_i = q_{mv} = 0, \sigma = 0$$

ดังนั้นรูปแบบของสมการคลื่นแบบเวกเตอร์ สำหรับสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในสมการ(2.17)และ(2.23) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla^2 \bar{E} = \mu \epsilon \frac{\partial^2 \bar{E}}{\partial t^2} \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\nabla^2 \bar{H} = \mu\epsilon \frac{\partial^2 \bar{H}}{\partial t^2} \quad (2.25)$$

โดยทั่วไปแล้วสมการ(2.24)และ(2.25) จะเป็นรูปแบบที่ง่ายที่สุดสำหรับการหาสมการคลื่นแบบเวกเตอร์ของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

### 2.4.1 สมการคลื่นแบบเวกเตอร์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลาแบบฮาร์มอนิกส์

(Vector Wave of Time-Harmonic Electromagnetic Field)

สำหรับสนามที่แปรผันกับเวลาแบบฮาร์มอนิกส์ หมายถึง เวลามีการแปรผันในรูปแบบของ  $e^{j\omega t}$  ดังนั้น สามารถที่จะได้สมการเวกเตอร์ของคลื่น สำหรับสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก เช่นเดียวกับกรณีของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลา โดยกำหนดให้

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

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

ดังนั้นจากสมการที่ 2.20, 2.23, 2.24 และสมการ 2.25 สามารถแสดงได้ว่า

$$\nabla^2 \bar{E} = \nabla \times \bar{M}_i + j\omega\mu \bar{j}_i + \frac{1}{\epsilon} \nabla q_{ev} + j\omega\mu\sigma \bar{E} - \omega^2 \mu\epsilon \bar{E} \quad (2.26)$$

$$\nabla^2 \bar{H} = -\nabla \times \bar{j}_i + \sigma \bar{M}_i + \frac{1}{\mu} \nabla q_{mv} + j\omega\mu\sigma \bar{H} - \omega^2 \mu\epsilon \bar{H} \quad (2.27)$$

$$\nabla^2 \bar{E} = -\omega^2 \mu\epsilon \bar{H} = -k^2 \bar{H} \quad (2.28)$$

$$\nabla^2 \bar{H} = -\omega^2 \mu\epsilon \bar{H} = -k^2 \bar{H} \quad (2.29)$$

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

### 2.4.2 การหาคำตอบจากสมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับระบบพิกัดทรงกระบอก

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

เมื่อ  $\rho_1, \phi_1, z_1$  คือค่าในระบบพิกัดทรงกระบอก

เมื่อแทนลงในสมการ(2.30)ลงในสมการ(2.24) จะได้ว่า

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

จากสมการ(2.31) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปได้ว่า

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

จากคุณสมบัติลาปลาเซียนของเวกเตอร์(Laplacian of Vector) สามารถเขียนได้ว่า

$$\begin{aligned} \nabla^2\bar{E} &= \nabla(\nabla \cdot \bar{E}) - \nabla \times \nabla \times \bar{E} \\ \nabla(\nabla \cdot \bar{E}) - \nabla \times \nabla \times \bar{E} &= -k^2\bar{E} \end{aligned} \quad (2.33)$$

เมื่อแทนสนามไฟฟ้าที่อยู่ในสมการ(2.30)ลงในสมการ(2.33) จะได้คำตอบที่อยู่ในรูปแบบดังต่อไปนี้

$$\nabla^2 E_\rho + \left( -\frac{E_\rho}{\rho_1^2} - \frac{2}{\rho_1^2} \frac{\partial E_\phi}{\partial \phi_1} \right) = -k^2 E_\rho \quad (2.34)$$

$$\nabla^2 E_\phi + \left( -\frac{E_\phi}{\rho_1^2} - \frac{2}{\rho_1^2} \frac{\partial E_\rho}{\partial \phi_1} \right) = -k^2 E_\phi \quad (2.35)$$

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

จากสมการ(2.36) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\frac{\partial^2 F}{\partial \rho_1^2} + \frac{1}{\rho_1} \frac{\partial F}{\partial \rho_1} + \frac{1}{\rho_1^2} \frac{\partial^2 F}{\partial \phi_1^2} + \frac{\partial^2 F}{\partial z_1^2} = -k^2 F \quad (2.38)$$

เมื่อ  $F(\rho_1, \phi_1, z_1)$  คือฟังก์ชันของสเกลาร์(Scalar Function) ที่แสดงถึงศักย์เวกเตอร์ไฟฟ้า(Electric Vector Potential) และสมมติให้ศักย์เวกเตอร์ไฟฟ้านี้มีคำตอบอยู่ในรูปแบบดังนี้

$$F(\rho_1, \phi_1, z_1) = f(\rho_1)g(\phi_1)h(z_1) \quad (2.39)$$

แทนค่าสมการ(2.39)ลงในสมการ(2.38) จะได้ว่า

$$gh \frac{\partial^2 f}{\partial \rho_1^2} + gh \frac{1}{\rho_1} \frac{\partial f}{\partial \rho_1} + fh \frac{1}{\rho_1^2} \frac{\partial^2 g}{\partial \phi_1^2} + fg \frac{\partial^2 h}{\partial z_1^2} = -k^2 fgh \quad (2.40)$$

หารทั้งสองข้างของสมการด้วย  $fgh$  และเปลี่ยน  $\frac{\partial}{\partial x} \Rightarrow \frac{d}{dx}$  จากสมการ(2.40) สามารถเขียนใหม่ดังนี้

$$\frac{1}{f} \frac{d^2 f}{d\rho_1^2} + \frac{1}{f} \frac{1}{\rho_1} \frac{df}{d\rho_1} + \frac{1}{g} \frac{1}{\rho_1^2} \frac{d^2 g}{d\phi_1^2} + \frac{1}{h} \frac{d^2 h}{dz_1^2} = -k^2 \quad (2.41)$$

จะพบว่าในแต่ละพจน์ของสมการ(2.41) จะเป็นฟังก์ชัน ของตัวแปรอิสระเพียงตัวเดียวเท่านั้น ดังนั้นผลรวมของทุกพจน์จะมีค่าเท่ากับ  $-k^2$  ก็ต่อเมื่อค่าของแต่ละพจน์จะต้องเป็นค่าคงที่ซึ่งจะได้ว่า

$$\frac{1}{h} \frac{d^2 h}{dz_1^2} = -k_z^2 \Rightarrow \frac{d^2 h}{dz_1^2} = -k_z^2 h \quad (2.42)$$

เมื่อ  $k_z$  คือค่าคงที่

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

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

เนื่องจากพจน์ที่ 3 ของสมการ(2.43) เป็นฟังก์ชันของ  $\phi$  เพียงอย่างเดียว ดังนั้นสามารถที่จะกำหนดให้เท่ากับค่าคงที่ใด ๆ สามารถแสดงได้ดังนี้

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

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

นำสมการ(2.44) แทนลงในสมการ(2.43) จะได้ว่า

$$\rho_1^2 \frac{d^2 f}{d\rho_1^2} + \rho_1 \frac{df}{d\rho_1} + ((k_p \rho_1)^2 - m^2) f = 0 \quad (2.46)$$

จากสมการ(2.45) จะถูกเรียกว่าเป็น สมการการจำกัด(Constraint Equation) สำหรับคำตอบที่ได้จากสมการคลื่นในระบบพิกัดทรงกระบอก และสมการ(2.46) จะถูกเรียกว่าเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ของเบสเซล(Bessel Differential Equation)

ดังนั้น คำตอบที่ได้จากสมการ(2.38) โดยการสมมติคำตอบดังสมการ(2.39) แสดงได้ดังนี้

$$\rho_1^2 \frac{d^2 f}{d\rho_1^2} + \rho_1 \frac{df}{d\rho_1} + ((k_p \rho_1)^2 - n^2) f = 0 \quad (2.47)$$

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

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

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

และคำตอบที่ได้จากสมการ 2.47, 2.48 และ 2.49 สามารถแสดงได้ดังนี้ ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_1(\rho_1) = A_1 J_n(k_\rho \rho_1) + B_1 Y_n(k_\rho \rho_1) \quad (2.50)$$

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

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

$$g_2(\phi_1) = C_2 \cos(n\phi_1) + D_2 \sin(n\phi_1) \quad (2.53)$$

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

$$h_2(z_1) = C_3 \cos(k_z z_1) + D_3 \sin(k_z z_1) \quad (2.55)$$

โดยที่

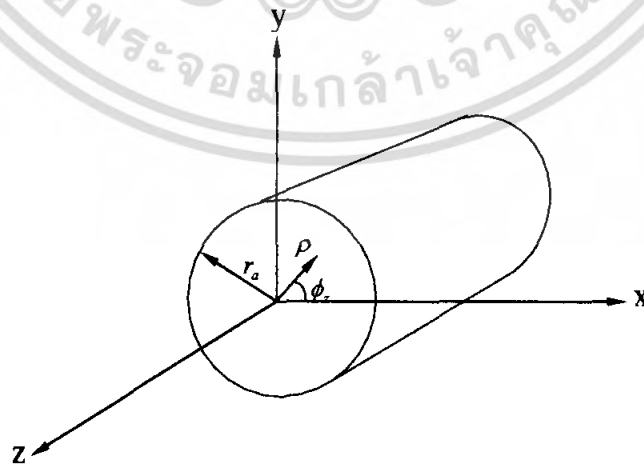
$J_n(k_\rho \rho_1)$  คือ ฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่ 1

$Y_n(k_\rho \rho_1)$  คือ ฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่ 2

$H_n^{(1)}(k_\rho \rho_1)$  คือ ฟังก์ชันแฮงเกิล (Hankel function) ชนิดที่ 1

$H_n^{(2)}(k_\rho \rho_1)$  คือ ฟังก์ชันแฮงเกิล (Hankel function) ชนิดที่ 2

โดยทั่วไปแล้ว สำหรับท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอก (Cylindrical Waveguide) นั้นคำตอบที่ได้จากสมการเวกเตอร์ของคลื่นที่เหมาะสมมากที่สุด สำหรับท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอก ที่แสดงในรูปที่ 2.6 นั้นสามารถแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 2.6 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ  $z_1 = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

### 2.4.3 สนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวนวงกลม (Aperture Field)

จากคำตอบที่ได้จากสมการเวกเตอร์ของคลื่นในสมการที่ 2.56 สามารถที่จะนำมาใช้หาสนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวนในตัวสายอากาศ โดยกำหนดค่าคงที่ต่างๆ ที่อยู่ในสมการที่ 2.56 ให้เป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขต (boundary condition) ระหว่างตัวนำไฟฟ้ากับสูญญากาศสามารถแสดงได้ดังนี้

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

2. สนามทั้งหมดที่แพร่กระจายออกจากตัวนำไฟฟ้าจะต้องมีค่าเหมือนเดิมทุก ๆ ค่าของมุม  $\phi$  ที่มีค่าเท่ากับ  $2\pi$  ดังนั้น  $m$  จะต้องเป็นค่าจำนวนเต็ม เพื่อให้ค่าของสนามมีค่าคงเดิมเมื่อมุม  $\phi$  มีค่าเปลี่ยนไปทุก ๆ  $2\pi$  ได้ว่า  $m = 0, 1, 2, 3, \dots$

3. ค่า  $C$  และ  $D$  เป็นค่าคงที่ใด ๆ ที่อาจจะให้  $C$  หรือ  $D$  มีค่าเท่ากับศูนย์ก็ได้ แต่  $C$  และ  $D$  จะมีค่าเป็นศูนย์ทั้งสองตัวไม่ได้ เพราะจะทำให้สนามทั้งหมดมีค่าเป็นศูนย์ นั่นหมายความว่าไม่มีสนามแพร่กระจายออกจากท่อนำคลื่นเลย ซึ่งไม่เป็นจริงดังนั้นเพื่อให้สนามมีค่าเป็นศูนย์เมื่อ  $m$  มีค่าเท่ากับศูนย์จะกำหนดให้  $C \neq 0, D = 0$

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

5. ค่าของ  $k_\rho$  สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

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

โดยที่  $x'_{mn}$  คือค่าที่ทำให้อนุพันธ์ของฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่ 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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำเงื่อนไขทั้งหมดข้างต้นแทนลงในสมการที่ 2.28 จะได้ว่า

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

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

ในกรณีของรูปแบบคลื่นหลัก ( $TE_{11}$ ) จะได้ว่า

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

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

โดยที่  $A_{mn}$  คือ ค่าที่ถูกกำหนดจากค่าตั้งคลื่นที่ส่งผ่านเข้าไปในท่อนำคลื่นของแต่ละโหมดคลื่น จะได้ว่า

$$F_z^+(\rho, \phi, z) = A_{11} J_1\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) \cdot \cos(\phi_s) \quad (2.59)$$

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

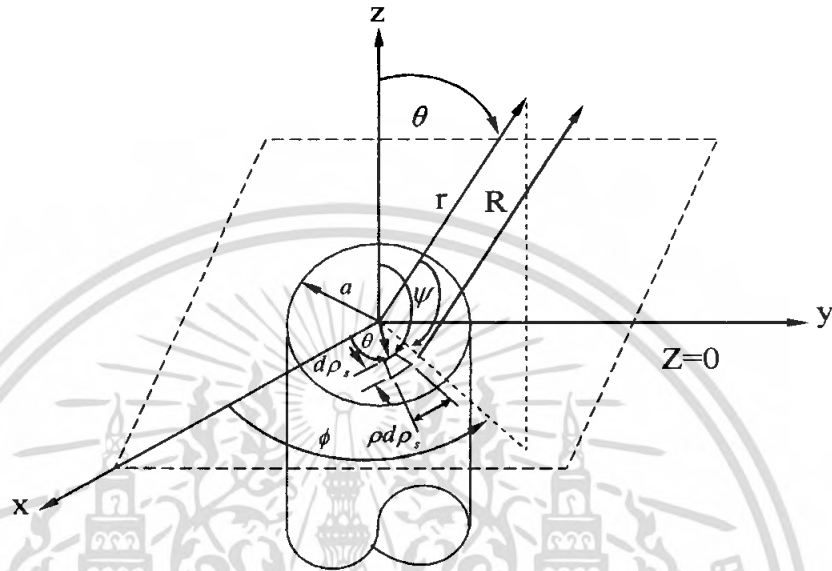
$$E_\rho = -\frac{1}{\epsilon\rho} \frac{\partial F_z}{\partial \phi} \quad H_\rho = -j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \frac{\partial^2 F_z}{\partial \rho \partial z}$$

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากแหล่งกำเนิด(Source) ที่ใช้ในการแพร่กระจายคลื่นนั้น เป็นโพรบไฟฟ้าเชิงเส้น ดังนั้น ส่วนประกอบของสนามที่เกิดขึ้น จะสนใจเฉพาะส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าเท่านั้น เมื่อนำสมการที่ 2.57 แทนลงไปในส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่แสดงไว้ข้างต้นจะได้ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายกระจายบริเวณพื้นที่หน้าตัดของท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่แสดงได้ดังรูปที่ 2.7 โดยคิดที่มุม  $\phi_s$  จะได้ว่า



รูปที่ 2.7 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่มีช่องเปิดแบบวงกลมระนาบ  $z = 0$

$$E_\rho = -\frac{1}{\epsilon\rho} \frac{\partial}{\partial \phi_s} \left[ A_{11} J_1 \left( \frac{1.8412\rho}{r_a} \right) \cos(\phi_s) \right] \quad (2.60)$$

$$E_\phi = -\frac{1}{\epsilon} \frac{\partial}{\partial \rho} \left[ A_{11} J_1 \left( \frac{1.8412\rho}{r_a} \right) \cos(\phi_s) \right] \quad (2.61)$$

$$E_z = 0 \quad (2.62)$$

ดังนั้นจะได้ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายบริเวณพื้นที่หน้าตัดของท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอก ซึ่งเปรียบเสมือนกับสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวนของตัวสายอากาศได้ดังนี้

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

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

$$\therefore E_z = 0 \quad (2.65)$$

#### 2.4.4 สนามที่แพร่กระจายออกจากตัววงแหวนวงกลม

จากสนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวน เราสามารถหาสนามที่แพร่กระจายออกจากตัวสายอากาศได้ โดยพิจารณาที่สนามระยะไกลของสนามที่แพร่กระจายจากท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ  $z = 0$

จากส่วนประกอบของสนามที่แพร่กระจายบริเวณช่องเปิดของวงแหวน จะพบว่าส่วนประกอบของสนามในแนวแกน  $z$  จะมีค่าเท่ากับ 0 ดังนั้น จะพิจารณาเฉพาะส่วนประกอบของสนามที่เหลืออยู่สามารถแสดงได้ดังนี้

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

$$E_\phi = \frac{1}{\varepsilon} \frac{1.8412}{r_a} A_{11} J_1 \left( \frac{1.8412\rho}{r_a} \right) \cos(\phi_s) \quad (2.67)$$

ทำการแปลงส่วนประกอบของสนามที่ได้ในสมการที่ 2.66 และ 2.67 ให้อยู่ในระนาบพิกัดมุมฉาก (Rectangular Coordinate) โดยใช้คุณสมบัติดังนี้

$$E_x = E_\rho \cos(\phi_s) - E_\phi \sin(\phi_s) \quad (2.68)$$

$$E_y = E_\rho \sin(\phi_s) + E_\phi \cos(\phi_s) \quad (2.69)$$

จะได้ว่า

$$E_x = \frac{A_{11}}{\varepsilon\rho} \sin(\phi_s) \cos(\phi_s) \left[ \frac{1}{\rho} J_1 \left( \frac{1.8412\rho}{r_a} \right) - \frac{1.8412}{r_a} J_1 \left( \frac{1.8412\rho}{r_a} \right) \right] \quad (2.70)$$

จากคุณสมบัติของฟังก์ชันเบสเซิลที่แสดงได้ดังนี้

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทำนองเดียวกันสำหรับ  $E_y$  จะได้ว่า

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

จากคุณสมบัติการแปลงฟูเรียร์ (Fourier Transform) 2 มิติ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$f_1(k_x, k_y) = \iint_{S_a} E_a(x, y) e^{jk_x x + jk_y y} dx dy \quad (2.75)$$

เนื่องจากพื้นที่ที่ใช้ในการปฏิยานุพันธ์ เป็นพื้นที่หน้าตัดของท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ  $z = 0$  จะได้ว่า

$$\rho = \sqrt{x^2 + y^2} \\ x = \rho \cos(\phi_s) \\ y = \rho \sin(\phi_s) \\ dx dy = \rho d\rho d\phi_s \quad (2.76)$$

และจากการสังเกตที่สนามระยะไกล จะกำหนดให้  $k_x = k_0 \sin \theta \cos \phi$

$$k_y = k_0 \sin \theta \sin \phi \quad (2.77)$$

นำสมการที่ 2.71 - 2.74 แทนลงในสมการที่ 2.75 โดยที่

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

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

จะได้ว่า

$$f_1(x, y) = M \left[ \int_0^{r_a} \int_0^{2\pi} J_2 \left( \frac{1.8412\rho}{r_a} \right) \sin(2\phi_s) e^{jk_0 \rho \sin \theta \cos(\phi - \phi_s)} \rho d\phi_s d\rho \hat{a}_x \right. \\ \left. + \int_0^{r_a} \int_0^{2\pi} J_0 \left( \frac{1.8412\rho}{r_a} \right) e^{jk_0 \rho \sin \theta \cos(\phi - \phi_s)} \rho d\phi_s d\rho \hat{a}_y \right. \\ \left. - \int_0^{r_a} \int_0^{2\pi} J_2 \left( \frac{1.8412\rho}{r_a} \right) \cos(2\phi_s) e^{jk_0 \rho \sin \theta \cos(\phi - \phi_s)} \rho d\phi_s d\rho \hat{a}_y \right] \quad (2.80)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากคุณสมบัติแสดงได้ดังนี้

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

เมื่อพิจารณาการปฏิยานุพันธ์เทียบกับมุม  $\phi_s$  เมื่อแทนสมการ(2.81) ลงในสมการ(2.80) จะได้ว่า

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

จากรูปของสนามทั้งหมดที่แพร่กระจายโดยการสังเกตที่สนามระยะไกล สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_r = jk_0 \frac{e^{jk_0 r}}{2\pi r} \left[ \hat{a}_\theta \{f_x \cos \phi + f_y \sin \phi\} + \hat{a}_\phi \cos \theta \{f_y \cos \phi - f_x \sin \phi\} \right] \quad (2.83)$$

จากสมการที่ 2.82 และ 2.83 จะกำหนดให้  $f_x$  เป็นค่าที่อยู่ในพจน์ของ  $\hat{a}_x$  และ  $f_y$  เป็นค่าที่อยู่ในพจน์ของ  $\hat{a}_y$  และให้  $E_\theta$  เป็นค่าที่อยู่ในพจน์ของ  $\hat{a}_\theta$  และ  $E_\phi$  เป็นค่าที่อยู่ในพจน์ของ  $\hat{a}_\phi$  เมื่อพิจารณาในพจน์ของ  $E_\theta$  จะได้ว่า

$$E_\theta = jk_0 \frac{e^{jk_0 r}}{2\pi r} M \left[ -2\pi \sin(2\phi) \cos \phi \int_0^{r_a} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_2(k_0\rho \sin \theta) \rho d\rho \right. \\ \left. + 2\pi \sin \phi \int_0^{r_a} J_0\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_0(k_0\rho \sin \theta) \rho d\rho \right. \\ \left. + 2\pi \cos(2\phi) \sin \phi \int_0^{r_a} J_2\left(\frac{1.8412\rho}{r_a}\right) J_2(k_0\rho \sin \theta) \rho d\rho \right] \quad (2.84)$$

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำสมการ 2.85 และ 2.86 แทนลงในสมการที่ 2.84 จะได้ว่า

$$E_\theta = 2NM\pi \sin \phi \left[ \int_0^{r_a} J_0 \left( \frac{1.8412\rho}{r_a} \right) J_0(k_0\rho \sin \theta) \rho d\rho - \int_0^{r_a} J_2 \left( \frac{1.8412\rho}{r_a} \right) J_2(k_0\rho \sin \theta) \rho d\rho \right] \quad (2.87)$$

จากรูปแบบการทำปฏิกิริยาพันธะของเบสเซลฟังก์ชัน ที่แสดงได้ดังนี้

$$\int_0^{r_a} J_n(k_1 r) J_n(k_2 r) r dr = \frac{r_a}{k_1^2 - k_2^2} [k_2 J_n(k_1 r_a) J_{n-1}(k_2 r_a) - k_1 J_{n-1}(k_1 r_a) J_n(k_2 r_a)] \quad (2.88)$$

และ  $J_{-n} = (-1)^n J_n(n)$  (2.89)

จะได้ว่า  $E_\theta = 2NM\pi \sin \phi \frac{r_a^3}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin \theta)^2} \times \left[ \left\{ -k_0 \sin \theta J_0(1.8412) J_1(k_0 r_a \sin \theta) + \frac{1.8412}{r_a} J_1(1.8412) J_0(k_0 r_a \sin \theta) \right\} - \left\{ k_0 \sin \theta J_2(1.8412) J_1(k_0 r_a \sin \theta) - \frac{1.8412}{r_a} J_1(1.8412) J_2(k_0 r_a \sin \theta) \right\} \right]$  (2.90)

จากสมการที่ 2.71 สามารถเขียนสมการที่ 2.90 ได้ใหม่ดังนี้

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

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

เมื่อแทนค่า N และ M ลงในสมการที่ 2.91 จะได้ว่า

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นเดียวกัน สำหรับ  $E_\phi$  สามารถแสดงได้ดังนี้

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

จากสมการที่ 2.85 และความสัมพันธ์ที่สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\cos(x - y) = \cos x \cos y + \sin x \sin y \quad (2.94)$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 E_\phi = 2NM\pi \cos \phi \cos \theta \left[ \int_0^{r_a} J_0 \left( \frac{1.8412 \rho}{r_a} \right) J_0(k_0 \rho \sin \theta) \rho d\rho \right. \\
 \left. + \int_0^{r_a} J_2 \left( \frac{1.8412 \rho}{r_a} \right) J_2(k_0 \rho \sin \theta) \rho d\rho \right] \quad (2.95)
 \end{aligned}$$

จากสมการที่ 2.88 และ 2.89 จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 E_\theta = 2NM\pi \cos \theta \cos \phi \frac{r_a^3}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin \theta)^2} \\
 \times \left[ -k_0 \sin \theta J_0(1.8412) J_1(k_0 r_a \sin \theta) + \frac{1.8412}{r_a} J_1(1.8412) J_0(k_0 r_a \sin \theta) \right] \\
 - \left[ k_0 \sin \theta J_2(1.8412) J_1(k_0 r_a \sin \theta) - \frac{1.8412}{r_a} J_1(1.8412) J_2(k_0 r_a \sin \theta) \right] \quad (2.96)
 \end{aligned}$$

จากสมการที่ 2.72 และใช้คุณสมบัติที่แสดงได้ดังนี้

$$\left. \frac{dJ_n(k_0 r)}{dr} \right|_{r=r_a} = 0 \quad (2.97)$$

โดยที่  $k_c = \frac{k'_{mn}}{r_a}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

เมื่อแทนค่า M และ N ลงในสมการที่ 2.98 จะได้ว่า

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

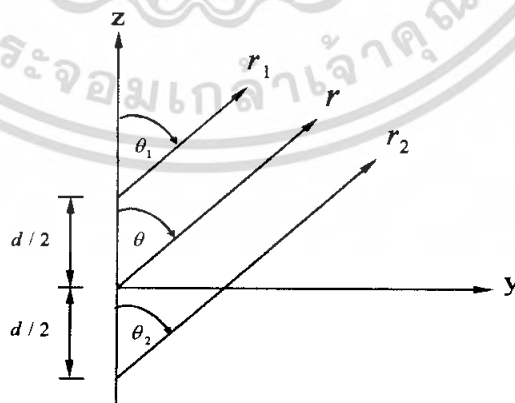
ดังนั้น สนามที่แพร่กระจายออกจากท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ  $z=0$  สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_\theta = jk_0 \frac{e^{jk_0 r}}{\epsilon r} A_{11} r_a \sin\phi J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 r_a \sin\theta)}{k_0 r_a \sin\theta} \quad (2.100)$$

$$E_\phi = jk_0 \frac{e^{jk_0 r}}{\epsilon r} A_{11} r_a \cos\theta \cos\phi \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin\theta)^2} \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin\theta)}{d(k_0 r_a \sin\theta)} \quad (2.101)$$

#### 2.4.5 สนามที่แพร่กระจายจากช่องเปิดทั้งสองด้านของวงแหวนวงกลม

เนื่องจากช่องเปิดของวงแหวนวงกลมทั้ง 2 ด้าน จะมีระนาบอยู่ที่  $z = d/2$  และ  $-z = d/2$  ดังนั้น เมื่อทำการสังเกตที่สนามระยะไกลดังรูปที่ 2.8 สนามทั้งหมดที่แพร่กระจายออกจากช่องเปิดทั้ง 2 ด้านของวงแหวน จะมีค่าเท่ากับสนามที่แพร่กระจายออกไปจากระนาบ  $z = d/2$  รวมกับสนามที่แพร่กระจายออกไปจากระนาบ  $-z = d/2$  สามารถแสดงได้ดังนี้



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการสังเกตที่สนามระยะไกล จะได้ว่า

$$\theta_1 = \theta_2 = \theta \quad (2.102)$$

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

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

$$r_1 \approx r_2 \approx r \quad (2.105)$$

โดยที่สมการที่ 2.103 และ 2.104 จะมีผลในส่วนของเฟส และสมการที่ 2.105 จะมีผลในส่วนอง  
ขนาด

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

$$E_{\theta 1} = \frac{jk_0}{r} \frac{A_{11}}{\epsilon} r_a \sin \phi J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 r_a \sin \theta)}{(k_0 r_a \sin \theta)} e^{-jk_0 r} e^{jk_0 \frac{d}{2} \cos \theta} \hat{a}_\theta \quad (2.106)$$

$$E_{\phi 1} = \frac{jk_0}{r} \frac{A_{11}}{\epsilon} r_a \cos \theta \cos \phi \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin \theta)^2} \times \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin \theta)}{d(k_0 r_a \sin \theta)} e^{-jk_0 r} e^{jk_0 \frac{d}{2} \cos \theta} \hat{a}_\phi \quad (2.107)$$

และเมื่อ พิจารณาสนามที่แพร่กระจายออกจากกระนาบ  $-z = \frac{d}{2}$  จะพบว่า ทิศทางการ  
แพร่กระจายคลื่นจะตรงข้ามกับกระนาบ  $z = \frac{d}{2}$  ได้ว่า

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

$$E_{\phi 2} = \frac{jk_0}{r} \frac{A_{11}}{\epsilon} r_a \cos \theta \cos \phi \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin \theta)^2} \times \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin \theta)}{d(k_0 r_a \sin \theta)} e^{-jk_0 r} e^{jk_0 \frac{d}{2} \cos \theta} (-\hat{a}_\phi) \quad (2.109)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น สนามที่แพร่กระจายจากช่องเปิดของวงแหวนทั้งสองด้านของตัวสายอากาศสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 E_\theta &= \bar{E}_{\theta 1} + \bar{E}_{\theta 2} \\
 &= E_{\theta 1}(\hat{a}_\theta) + E_{\theta 2}(-\hat{a}_\theta) \\
 E_\theta &= \frac{j^2 k_0}{r\epsilon} e^{-jk_0 r} A_{11} 2r_a \sin \phi J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 r_a \sin \theta)}{k_0 r_a \sin \theta} \sin\left(k_0 \frac{d}{2} \cos \theta\right) \quad (2.110)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_\phi &= \bar{E}_{\phi 1} + \bar{E}_{\phi 2} \\
 &= E_{\phi 1}(\hat{a}_\phi) + E_{\phi 2}(-\hat{a}_\phi) \\
 E_\phi &= \frac{jk_0}{r\epsilon} e^{-jk_0 r} A_{11} 2r_a \cos \theta \cos \phi \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin \theta)^2} \\
 &\quad \times \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin \theta)}{d(k_0 r_a \sin \theta)} \sin\left(k_0 \frac{d}{2} \cos \theta\right) \quad (2.111)
 \end{aligned}$$

ดังนั้น ส่วนประกอบของสนามที่แพร่กระจายออกจากช่องเปิดของวงแหวนทั้ง 2 ด้านของตัวสายอากาศเมื่อพิจารณาที่สนามระยะไกล สามารถแสดงได้ดังนี้

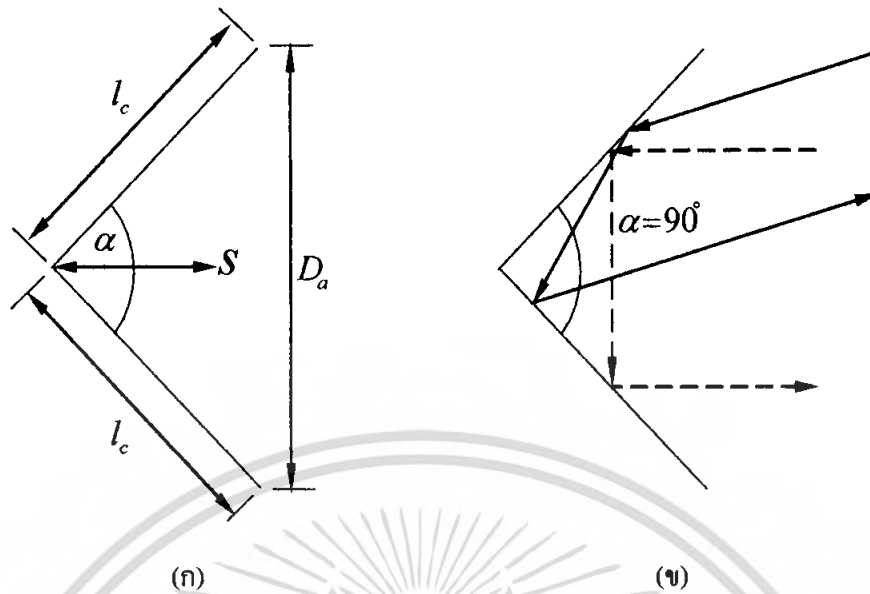
$$E_\theta = \frac{j^2 k_0}{r\epsilon} e^{-jk_0 r} A_{11} 2r_a \sin \phi J_1(1.8412) \frac{J_1(k_0 r_a \sin \theta)}{k_0 r_a \sin \theta} \sin\left(k_0 \frac{d}{2} \cos \theta\right) \quad (2.112)$$

$$\begin{aligned}
 E_\phi &= \frac{jk_0}{r\epsilon} e^{-jk_0 r} A_{11} 2r_a \cos \theta \cos \phi \frac{(1.8412)^2 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (k_0 r_a \sin \theta)^2} \\
 &\quad \times \frac{dJ_1(k_0 r_a \sin \theta)}{d(k_0 r_a \sin \theta)} \sin\left(k_0 \frac{d}{2} \cos \theta\right) \quad (2.113)
 \end{aligned}$$

## 2.5 ตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม(Corner Reflector)

โครงสร้างของตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมจะประกอบด้วยแผ่นสะท้อน 2 แผ่น ทำมุมกันดังรูปที่ 2.9(ก) ซึ่งโครงสร้างของตัวสะท้อนแบบมุมจะทำได้ง่าย ซึ่งสัญญาณจะย้อนกลับในทิศทางเดิมที่รับเข้ามา ดังแสดงได้ในรูปที่ 2.9(ข) คือมุม  $90^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

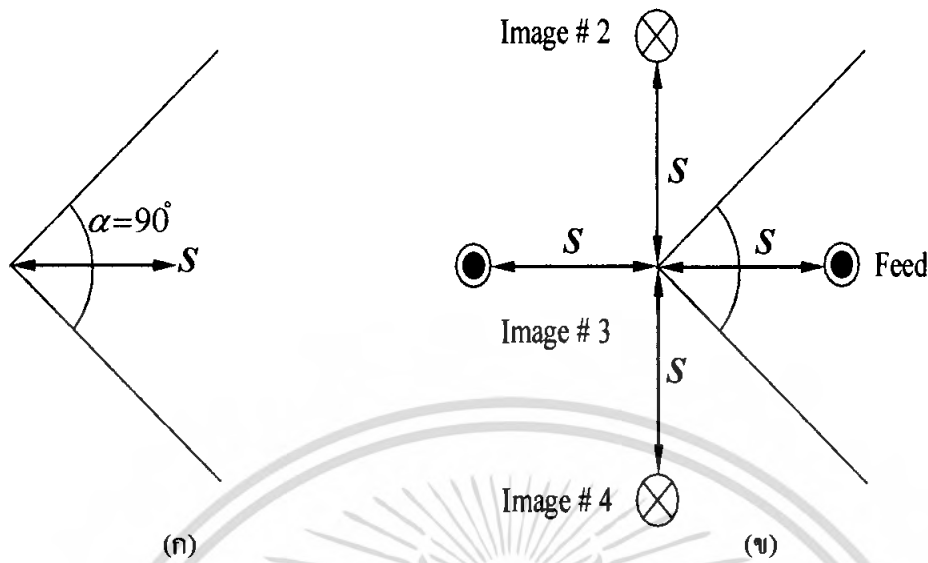


รูปที่ 2.9 โครงสร้างของตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม

โดยในทางปฏิบัติตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมนิยมเลือกใช้คือ แผ่นสะท้อน 2 แผ่นทำมุมกัน  $90^\circ$  แต่ก็มีบางงานที่ใช้มุมอื่น ๆ โดยประสิทธิภาพของระบบที่ได้จะดูได้จาก ที่ระยะห่างระหว่างจุดยอดมุมกับตัวป้อนสัญญาณ โดยที่ระยะห่างจะเพิ่มขึ้นถ้ามุมของตัวสะท้อนลดลง สำหรับตัวสะท้อนที่มีขนาดอนันต์ อัตราขยาย (gain) จะเพิ่มขึ้น เมื่อมุมระหว่างแผ่นระนาบลดลง อย่างไรก็ตามอาจไม่เป็นจริง หากขนาดของแผ่นเพลท (plate) มีขนาดจำกัด ดังนั้นเพื่อให้ง่ายในการพิจารณาจะให้แผ่นเพลท (plate) มีขนาดอนันต์ ( $l_c = \infty$ ) แต่ในทางปฏิบัติจะมีค่าจำกัด ความยาว ( $l_c$ ) และความสูง ( $h_c$ )

โดยให้ขนาดความกว้างที่ยาวที่สุดของตัวสะท้อนที่ทำมุม ( $D_a$ ) จะมีค่าเท่ากับ  $\lambda < D_a < 2\lambda$  และความยาวของตัวสะท้อนจะมีค่าที่ต่างกันขึ้นอยู่กับขนาดของมุม เช่น มุม  $90^\circ$  จะมีความยาวเท่ากับ  $l_c = 2s$  ระยะห่างระหว่างตัวป้อนสัญญาณกับจุดยอดของมุม ( $s$ ) ปกติจะใช้ค่าระหว่าง  $\frac{\lambda}{3} < s < \frac{2\lambda}{3}$  และความสูงของตัวสะท้อนปกติจะใช้ประมาณ 1.2-1.5 เท่าของความยาวทั้งหมดของตัวป้อนสัญญาณ ซึ่งจะช่วยลดการแพร่กระจายจากด้านหลัง

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



รูปที่ 2.10 ตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม  $90^\circ$

จากรูปที่ 2.10(ก) แสดงการสะท้อนไปยังที่ตัวสะท้อนและรูปที่ 2.10(ข) แสดงภาพเสมือนของตัวป้อนสัญญาณ สมการของสนามที่แพร่กระจายออกมาสามารถเขียนได้โดยการรวมสมการของตัวป้อนสัญญาณ และสมการของภาพเสมือน ได้ดังนี้คือ

$$E(r, \theta, \phi) = E_1(r_1, \theta, \phi) + E_2(r_2, \theta, \phi) + E_3(r_3, \theta, \phi) + E_4(r_4, \theta, \phi)$$

ที่สนามระยะไกลสามารถนอร์มัลไลซ์ สมการได้ดังนี้

$$E(r, \theta, \phi) = f(\theta, \phi) \frac{e^{-jkr_1}}{r_1} - f(\theta, \phi) \frac{e^{-jkr_2}}{r_2} + f(\theta, \phi) \frac{e^{-jkr_3}}{r_3} - f(\theta, \phi) \frac{e^{-jkr_4}}{r_4}$$

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

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

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าทั้งหมดลงในสมการที่ 2.114 จะได้

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

โดยที่ในสนามอิสระมีการแพร่กระจายคลื่น คือ

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

เพราะฉะนั้นจะได้ดังนี้

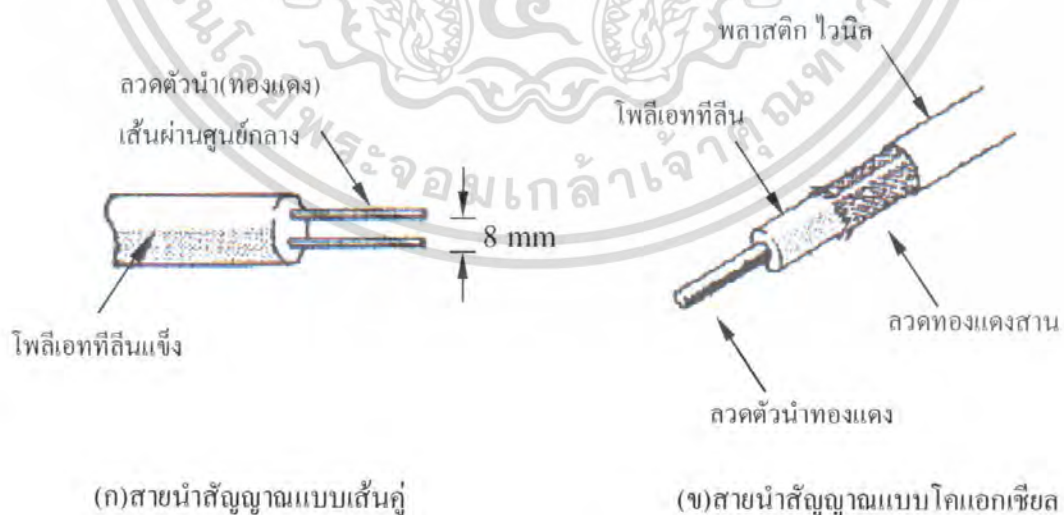
$$\frac{E}{E_0} = AF(\theta, \phi) = 2[\cos(ks \sin \theta \cos \phi) - \cos(ks \sin \theta \sin \phi)] \quad (2.115)$$

## 2.6 สายนำสัญญาณ

### 2.6.1 คุณสมบัติต่างๆ ของสายนำสัญญาณ

จุดประสงค์หลักของการใช้สายนำสัญญาณ คือ ส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าจากที่หนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่งได้ โดยความยาวของสายนำสัญญาณอาจมีได้หลายร้อยกิโลเมตรจนเหลือเพียงเศษส่วนของเมตรได้แล้วแต่กรณี เช่น ถ้าใช้เป็นส่วนหนึ่งในอุปกรณ์ด้าน UHF จะใช้สายนำสัญญาณในขนาดเศษส่วนของเมตร

โครงสร้างหลักของสายนำสัญญาณประกอบด้วยคู่ตัวนำ 2 เส้น ที่แยกจากกัน โดยมีฉนวนกันไว้ประเภทหลัก ๆ ของสายนำสัญญาณที่เราใช้มีอยู่ 2 แบบ คือ สายแบบเส้นคู่ และแบบโคแอกเชียล ดังแสดงลักษณะของสายดังรูปที่ 2.11



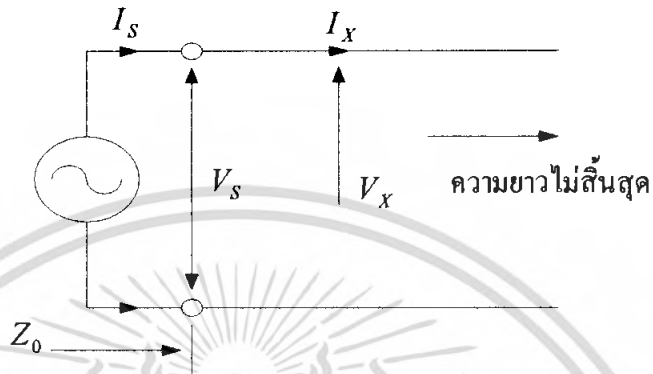
รูปที่ 2.11 แสดงโครงสร้างของสายนำสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติต่าง ๆ ของสายนำสัญญาณ เมื่อมีการป้อนสัญญาณเข้ามา จะพิจารณาจากสัมประสิทธิ์ทั้ง 4 ค่า ดังนี้

2.6.1.1 ลักษณะสมบัติทางอิมพีแดนซ์ของสาย(Impedant Coefficient)

แทนด้วยสัญลักษณ์  $Z_0$  เป็นค่าอิมพีแดนซ์ของสายที่มีความยาวไม่สิ้นสุด พิจารณาจากรูปที่ 2.12

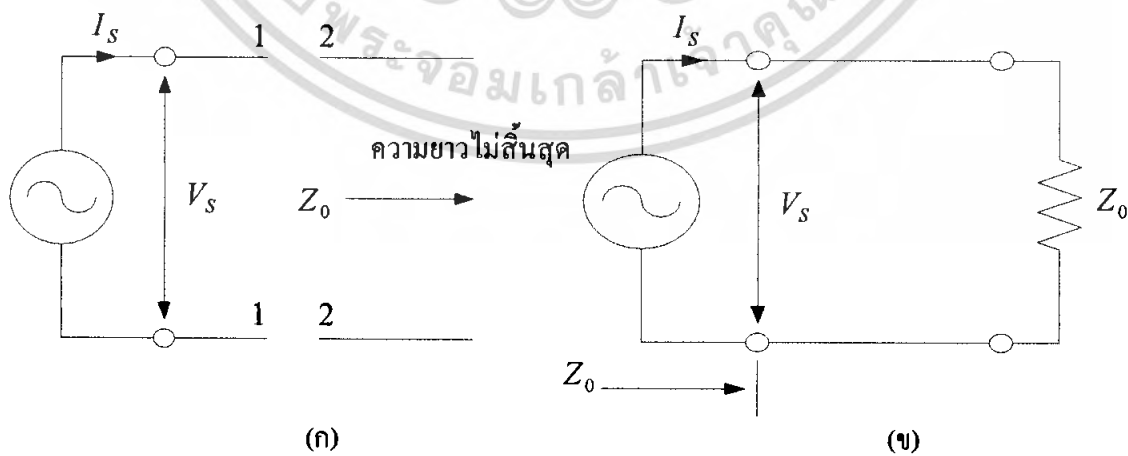


รูปที่ 2.12 แสดงภาพอธิบายเกี่ยวกับลักษณะสมบัติทางอิมพีแดนซ์ของสาย

จากรูปค่าอิมพีแดนซ์ มีค่าเท่ากับอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าคร่อมจุดส่ง ( $V_S$ ) กับกระแสที่ไหลบนสาย ( $I_S$ ) เขียนสมการได้ว่า

$$Z_0 = \frac{V_S}{I_S} \tag{2.116}$$

หรืออาจคิดค่าที่ทุกจุดใด ๆ บนสาย ค่าอัตราส่วน  $V_X/I_X$  เท่ากับ  $Z_0$  ก็ได้ สมมติทำการตัดสายให้มีความยาวจำกัดที่จุดส่ง ดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 แสดงค่า  $Z_0$  ในวงจรทางไฟฟ้าของสาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนที่เหลือของสายยังมีความยาวไม่สิ้นสุดอยู่ ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดจุด 2-2 มีขนาดเท่ากับค่าลักษณะสมบัติทางอิมพีแดนซ์ของสาย ทำให้คิดได้ว่าก่อนตัดสายที่จุด 1-1 ก็มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ  $Z_0$  ก็จะไม่ทำให้คุณสมบัติของสายเปลี่ยนแปลงไป เรียกสายที่ถูกตัดด้วยโหนดขนาด  $Z_0$  ว่ามีการต่อปลายสายที่ถูกต้อง

ทำให้วงจรสมมูลของสายที่ไม่คิดค่าการลดทอน จากรูปที่ 2.13(ก)และ (ข)ทำให้สามารถย่อให้เล็กลงโดยการต่อโหนดขนาด  $Z_0$

ค่าลักษณะสมบัติทางอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณที่ใช้งานในความถี่วิทยุคิดค่าได้จาก

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{โอห์ม} \quad (2.117)$$

โดยค่า  $L$  และ  $C$  คือ อินдукแตนซ์และคาปาซิแตนซ์ที่คิดต่อหนึ่งเมตร

### 2.6.1.2 สัมประสิทธิ์การลดทอน(Attenuation Coefficient)

เมื่อมีกระแสหรือแรงดันไฟฟ้าไหลบนสายนำสัญญาณ พบว่าขนาดจะถูกลดทอนหรือลดลงไปเรื่อย ๆ เนื่องมาจากเกิดการสูญเสียภายในสาย สามารถแบ่งชนิดของการสูญเสียภายในสายได้ 3 แบบ คือ การสูญเสียเนื่องจากตัวนำ การสูญเสียเนื่องจากฉนวนและการสูญเสียเนื่องจากการแผ่คลื่น

สำหรับการสูญเสียเนื่องจากการแผ่คลื่น จัดว่ายากในการหาค่าละมีขนาดน้อย ทำให้สามารถละทิ้ง ไม่คิดค่านี้ได้ กำหนดให้กระแสหรือแรงดันไฟฟ้าที่จุดปลายด้านส่งของสายแทนด้วย  $I_S$  และ  $V_S$  ตามลำดับ

ดังนั้น เขียนแทนค่ากระแสหรือแรงดันไฟฟ้าต่อหนึ่งเมตร

$$I_1 = I_S e^{-\alpha} \quad \text{หรือ} \quad V_1 = V_S e^{-\alpha} \quad (2.118)$$

เมื่อค่า  $e$  แทนลอการิทึมฐานธรรมชาติ(2.7183)

และค่า  $\alpha$  แทนสัมประสิทธิ์การลดทอนของสาย มีหน่วยเป็นเนเปอร์ต่อเมตร(neper/m)

ดังนั้น ในส่วนเมตรถัดไปของความยาวสาย พบว่าสัมประสิทธิ์การลดทอนเท่าเดิม ทำให้คิดค่า  $I_2$  ได้ว่า

$$I_2 = I_1 e^{-\alpha} = I_S e^{-\alpha} e^{-\alpha} = I_S e^{-2\alpha} \quad (2.119)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ากำหนดให้ความยาวของสายเท่ากับ 1 เมตร ค่ากระแสหรือแรงดันไฟฟ้าที่จุดปลายของสาย  
เท่ากับ

$$I = I_s e^{-\alpha l} \quad (2.120)$$

$$V = V_s e^{-\alpha l} \quad (2.121)$$

ซึ่งสมการทั้งสองนี้ แสดงถึงค่ากระแสและแรงดัน ไฟฟ้าลดลงตามระยะของสายที่เพิ่มขึ้นที่  
ความถี่วิทยุ สามารถคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนของสายได้ดังนี้

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

โดยที่ค่า  $R$  แทนค่าความต้านทาน(ภายใน)ของสายต่อหนึ่งเมตร

$G$  แทนค่าคอนดักแตนซ์ของสายต่อหนึ่งเมตร

ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนจะมีค่าไม่คงที่แต่จะเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่สูง มีอยู่ 2 ตัวแปรที่มีผล คือ  
การสูญเสียเนื่องจากตัวนำ จะเป็นสัดส่วนรากที่สองของความถี่และการสูญเสียเนื่องจากฉนวน จะเป็น  
สัดส่วนโดยตรงกับความถี่

โดยทั่วไปแล้วขนาดของการสูญเสียเนื่องจากตัวนำมากกว่าการสูญเสียเนื่องจากฉนวน อยู่หลาย  
เท่ามาก ทำให้ค่าการสูญเสียเนื่องจากฉนวนสามารถละทิ้งได้

ดังนั้นกล่าวได้ว่า สัมประสิทธิ์การลดทอนเป็นสัดส่วนกับรากที่สองของความถี่ สำหรับการใช้  
งานย่าน VHF หรือสูงกว่านี้ค่าการสูญเสียของสายมีขนาดน้อยจนละทิ้งไม่คิดได้ ทำให้สายนำสัญญาณใน  
ย่านความถี่นี้จึงถือว่าไม่มีการสูญเสียเลย(loss-free)

### 2.6.1.3 สัมประสิทธิ์การเปลี่ยนเฟส(Phase Change Coefficient)

เมื่อมีกระแสหรือแรงดันไฟฟ้าไหลบนสายนำสัญญาณจะมีผลต่อเฟส คือ ทำให้เกิดเฟสที่  
ตามหลัง(Lag) กับเฟสเริ่มต้น ณ จุดส่ง ค่าสัมประสิทธิ์การเปลี่ยนเฟส( $\beta$ )ของสายนำสัญญาณมีหน่วยเป็น  
เรเดียน หรือองศาต่อระยะทาง 1 เมตร คำนวณค่าสัมประสิทธิ์การเปลี่ยนเฟสได้จากสูตร

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

ซึ่งค่า  $\beta$  เป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่ โดยถ้าความถี่มากขึ้น มักจะมีความยาวทางไฟฟ้าเข้ามา  
ใช้ และใช้ค่า  $\beta l$  คำนวณช่วย ( $l$  = ความยาวจริงของสาย)

### 2.6.1.4 ความเร็วเฟส(Phase Velocity)

ค่าความเร็วเฟส( $V_p$ )ของสายนำสัญญาณเป็นความเร็วที่กระแสหรือแรงดันที่กระแสหรือแรงดันไฟฟ้าเดินทางไปบนสาย โดยที่คลื่นรูปไซน์เดินทางด้วยความเร็วหนึ่งความยาวคลื่นต่อรอบและจากที่มี  $f$  รอบต่อวินาที(ความถี่) ทำให้หาความเร็วได้เป็น  $\lambda f$  เมตรต่อวินาที

ดังนั้นเขียนได้ว่า

$$V_p = \lambda f \quad \text{เมตร/วินาที} \quad (2.124)$$

เมื่อ  $\lambda$  แทนความยาวคลื่น

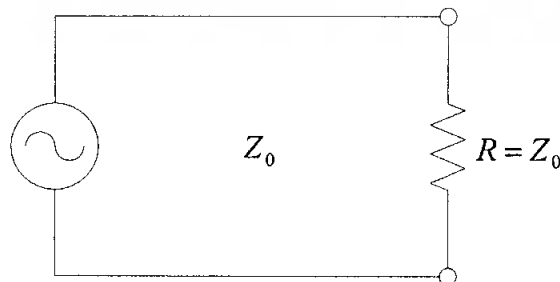
$f$  แทนความถี่ของคลื่นไซน์ และในระยะเวลาหนึ่งความยาวคลื่นมีการเปลี่ยนเฟสไป  $2\pi$  เรเดียน เกิดขึ้นจะได้  $\beta = 2\pi / \lambda$  เรเดียน

$$\text{ดังนั้น } \lambda = 2\pi / \beta \text{ และ } V_p = \frac{2\pi}{\beta} \cdot f = \omega / \beta$$

ที่ความถี่คลื่นวิทยุ  $V_p = \omega / \omega\sqrt{LC} = 1/\sqrt{LC}$  เมตร/วินาที พบมีค่าเท่ากันในทุกความถี่ ความเร็วเฟสบนสายนำสัญญาณจะน้อยกว่าความเร็วแสง( $C = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ) เสมอโดยทั่วไปมีค่าประมาณ  $0.6C$  และ  $0.9C$

### 2.6.2 การต่อโหลดเข้าสายนำสัญญาณ

กรณีที่มีค่า  $Z_0 = \sqrt{LC}$  ของสายนำสัญญาณนั้น ต้องกำหนดไว้ว่า ไม่มีค่าความต้านทานในตัวนำและไม่มีกรรไกรหรือการรั่วไหลของกระแสระหว่างกัน โดยที่  $L$  คือ อินดักแตนซ์ และ  $C$  คือ ค่าคาปาซิแตนซ์ ค่า  $L$  จะลดลงเมื่อเส้นผ่านศูนย์กลางของตัวนำมีขนาดเพิ่มขึ้น ค่า  $C$  จะลดลง เมื่อช่องว่างระหว่างตัวนำทั้งสองเพิ่มขึ้น สามารถสรุปได้ว่า ในสายตัวนำที่มีขนาดใหญ่อยู่ใกล้กันมาก จะมีค่า  $Z_0$  ต่ำ หรือสายที่มีตัวนำขนาดเล็กอยู่ห่างกันมาก จะมีค่า  $Z_0$  สูง ในการใช้งานจริงค่า  $Z_0$  ของลวดตัวนำสองเส้นวางขนานกัน มีค่าระหว่าง 200-800 โอห์ม ส่วนสายโคแอกเซียลค่า  $Z_0$  มีค่าระหว่าง 30-100 โอห์ม ถ้าต่อโหลดขนาดเท่ากับ  $Z_0$  เข้ากับสายนำสัญญาณที่มีค่าลักษณะคุณสมบัติทางสาย เท่ากับ  $Z_0$  ซึ่งต่อกับแหล่งกำเนิดพลังงาน



รูปที่ 2.14 แสดง โหลดที่ต่อกับสายนำสัญญาณที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ  $Z_0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

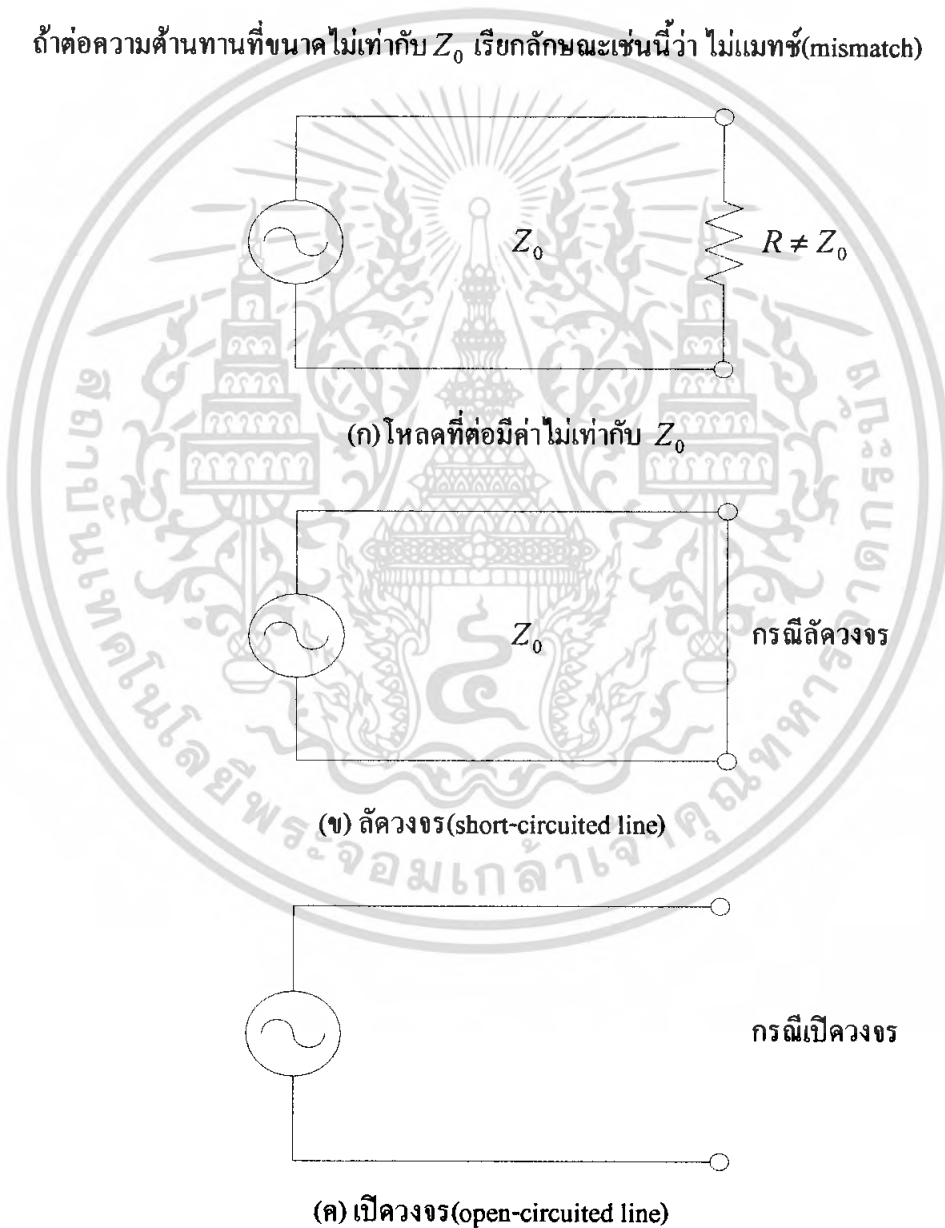
อธิบายจากรูป แยกเป็นกรณี ดังนี้

### 2.6.2.1 กรณีที่แมตช์กับสาย

การต่อความต้านทานขนาดเท่ากับอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสาย เรียกการต่อลักษณะนี้ว่าแมตช์ (match) ในสายนำสัญญาณที่แมตช์ ค่าพลังงานที่ส่งจากแหล่งกำเนิดไปยังโหลดจะถูกดูดกลืนหายไปทั้งหมด ไม่มีการสะท้อนของพลังงานกลับไป ทำให้ไม่เกิดการสูญเสียพลังงานบนสาย เรียกได้ว่าการถ่ายทอดพลังงานอย่างสมบูรณ์ ถ้ากำหนดให้แรงดันไฟฟ้าของแหล่งกำเนิดเท่ากับ  $E$  จะหาค่ากระแสและพลังงานบนสายเท่ากับ  $E^2/Z_0$  และ  $I^2/Z_0$  ตามลำดับ

### 2.6.2.2 กรณีที่ไม่แมตช์กับสาย

ถ้าต่อความต้านทานที่ขนาดไม่เท่ากับ  $Z_0$  เรียกลักษณะเช่นนี้ว่า ไม่แมตช์ (mismatch)



รูปที่ 2.15 แสดงกรณีไม่แมตช์กับสายนำสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พลังงานที่มาถึงโหลด  $R$  จะไม่ถูกดูดกลืนทั้งหมด ทำให้พลังงานบางส่วนสะท้อนกลับไปยังแหล่งกำเนิด เหมือนกับการปลุกบอลไปกระทบกำแพง ซึ่งถ้าเกิดสภาวะ ไม่แมทช์ ระหว่างสายนำสัญญาณกับโหลดมากขึ้น ค่าพลังงานที่สะท้อนกลับจะมากตามไปด้วย

โดยทั่วไป ถ้าแหล่งกำเนิดเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ ค่าแรงดันไฟฟ้า ณ จุดใด ๆ บนสายนำสัญญาณ เป็นผลรวมทางพีชคณิตระหว่างแรงดันไฟฟ้าส่วนที่เดินทางไปหาโหลดกับส่วนที่สะท้อนกลับจากโหลด แยกอธิบายแต่ละกรณีดังนี้

**2.6.2.2.1 กรณีลัดวงจร** กำหนดไว้ว่า แรงดันไฟฟ้าที่โหลดต้องเท่ากับศูนย์ นั่นคือแรงดันไฟฟ้าสะท้อนกลับขนาดเท่ากัน แต่มีเฟสตรงข้ามจะทำให้ผลรวมเท่ากับศูนย์ได้

พิจารณาเวกเตอร์ในรูปที่ 2.16

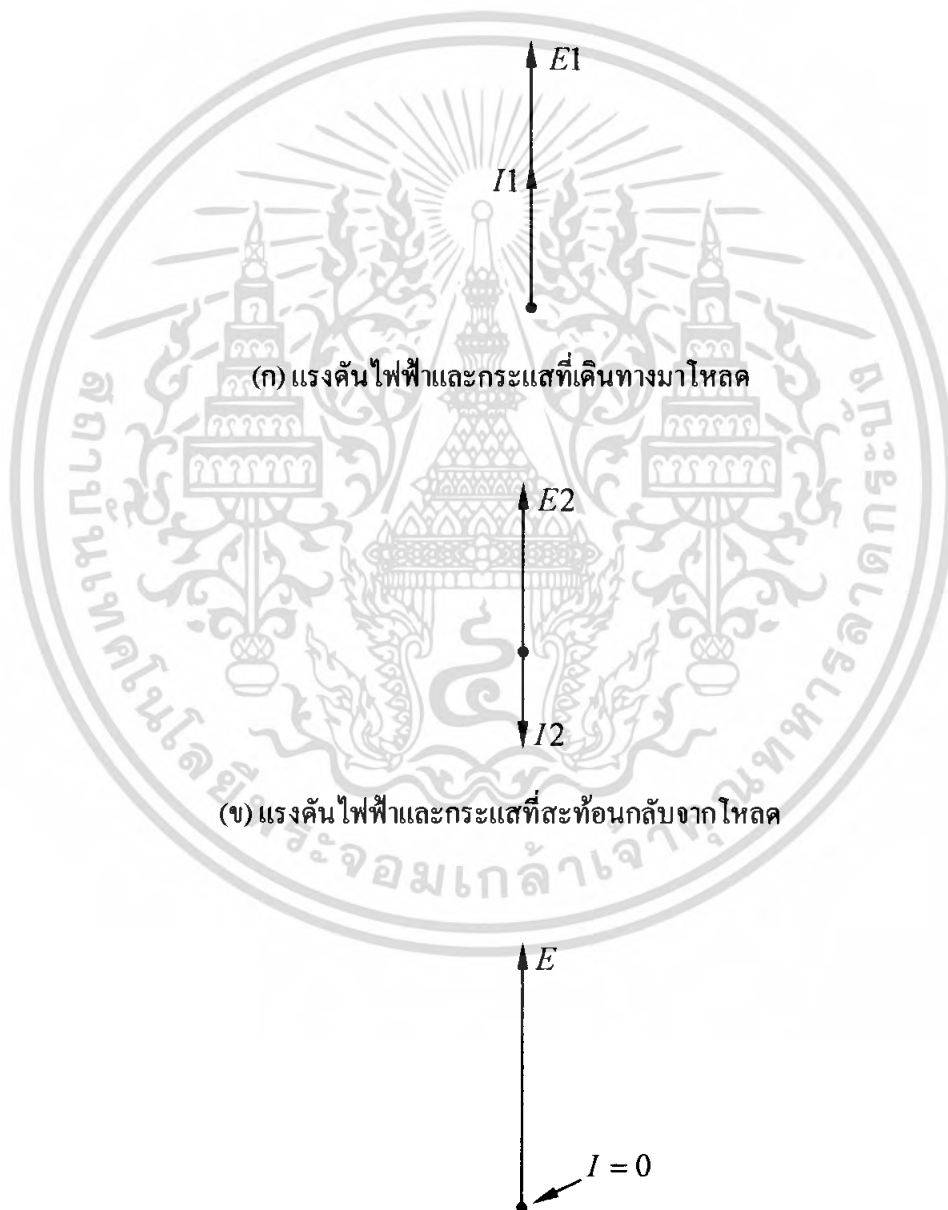


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปเป็นการแสดงทั้งขนาดและทิศทาง สำหรับกระแสในกรณีลัดวงจร จะไม่หายไปไหนไหลค  
ในทางกลับกันกระแสส่วนใหญ่ที่สะท้อนกลับจะไปเสริมค่ากระแสที่เดินทางมาไหลค โดยมีขนาดและ  
เฟสเหมือนกัน

2.6.2.2.2 กรณีเปิดวงจร กำหนดไว้กระแสที่ไหลคต้องเท่ากับศูนย์ แสดงว่ากระแสที่สะท้อนกลับ  
ต้องมีเฟสต่างกับกระแสที่เดินทางมาไหลคอยู่  $180^\circ$  และมีขนาดเท่ากัน ในทำนองเดียวกับกรณีลัดวงจร  
ค่าแรงดันไฟฟ้าส่วนที่สะท้อนกลับต้องมีเฟสเหมือนกับส่วนที่เดินทางมาไหลค ทำให้เกิดการเสริมของ  
แรงดันไฟฟ้าให้มากขึ้น

พิจารณาเวกเตอร์ในรูปที่ 2.17



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

รูปที่ 2.17 แสดงเวกเตอร์ของแรงดันไฟฟ้าและกระแสของสายที่เปิดวงจร

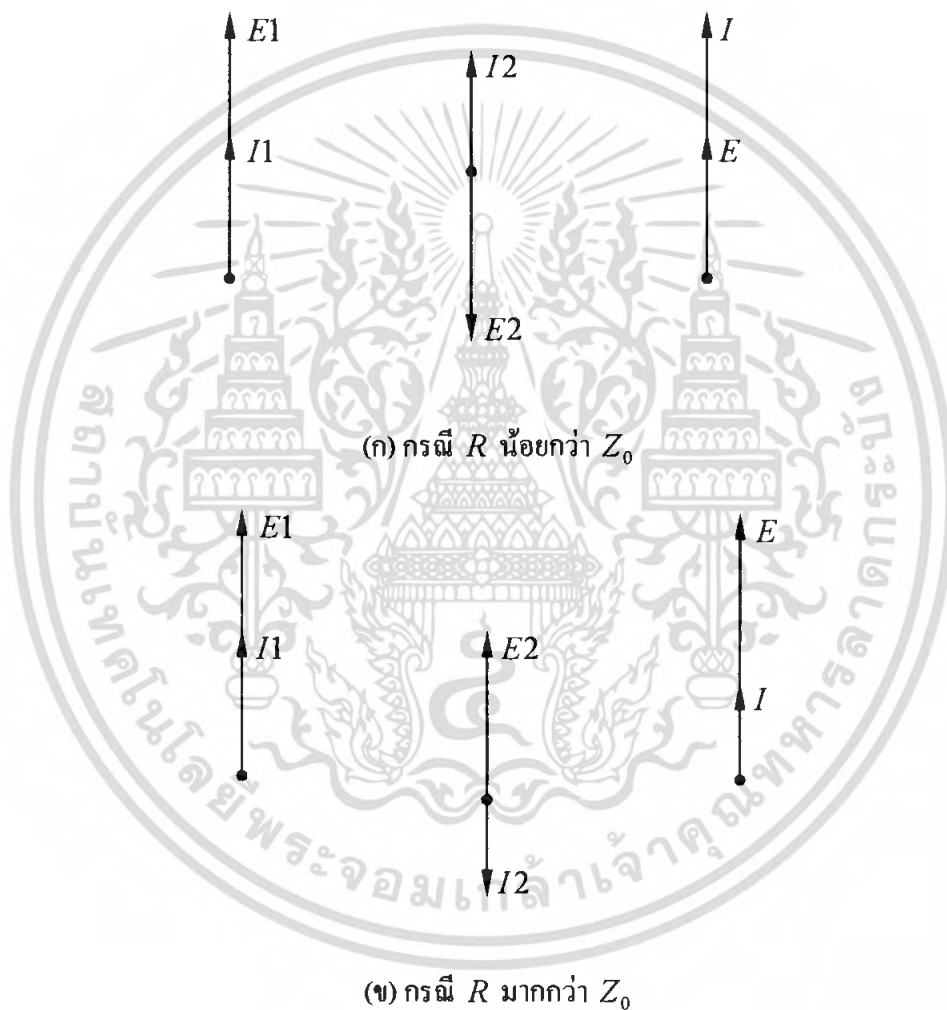
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับกรณีที่มีโหลดต่ออยู่ และขนาดไม่เท่ากับ  $Z_0$  พบว่าจะมีพลังงานบางส่วนสะท้อนกลับจากโหลด และมีขนาดน้อยกว่าด้วย

สามารถแยกพิจารณาได้ 2 กรณี

กรณี  $R$  น้อยกว่า  $Z_0$  แรงดันไฟฟ้าส่วนที่สะท้อนกลับมีเฟสต่างกับที่เดินทางมาโหลดอยู่  $180^\circ$  แต่มีขนาดไม่เท่ากันเนื่องจากแรงดันไฟฟ้าทั้งหมดไม่ได้หายไปทีโหลด

กรณี  $R$  มากกว่า  $Z_0$  กระแสไฟฟ้าส่วนที่สะท้อนกลับมีเฟสต่างกับที่เดินทางมาโหลด  $180^\circ$  แต่มีขนาดไม่เท่ากัน เนื่องจากกระแสทั้งหมดไม่ได้หายไปทีโหลด



รูปที่ 2.18 แสดงเวกเตอร์ของแรงดันไฟฟ้าและกระแสในกรณีที่มีโหลดต่ออยู่

### 2.6.3 สัมประสิทธิ์การสะท้อน(Reflection Coefficient).

อัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าที่สะท้อนกลับจากโหลดกับส่วนที่เดินทางมาโหลด สามารถแทนค่านี้ว่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน เขียนเป็นสูตรดังนี้

$$\rho = \frac{E_r}{E_f} \quad (2.125)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โดยที่  $\rho$  แทนสัมประสิทธิ์การสะท้อน
- $E_r$  แทนแรงดันไฟฟ้าสะท้อนกลับที่โหลด
- $E_f$  แทนแรงดันไฟฟ้าเดินทางมาโหลด

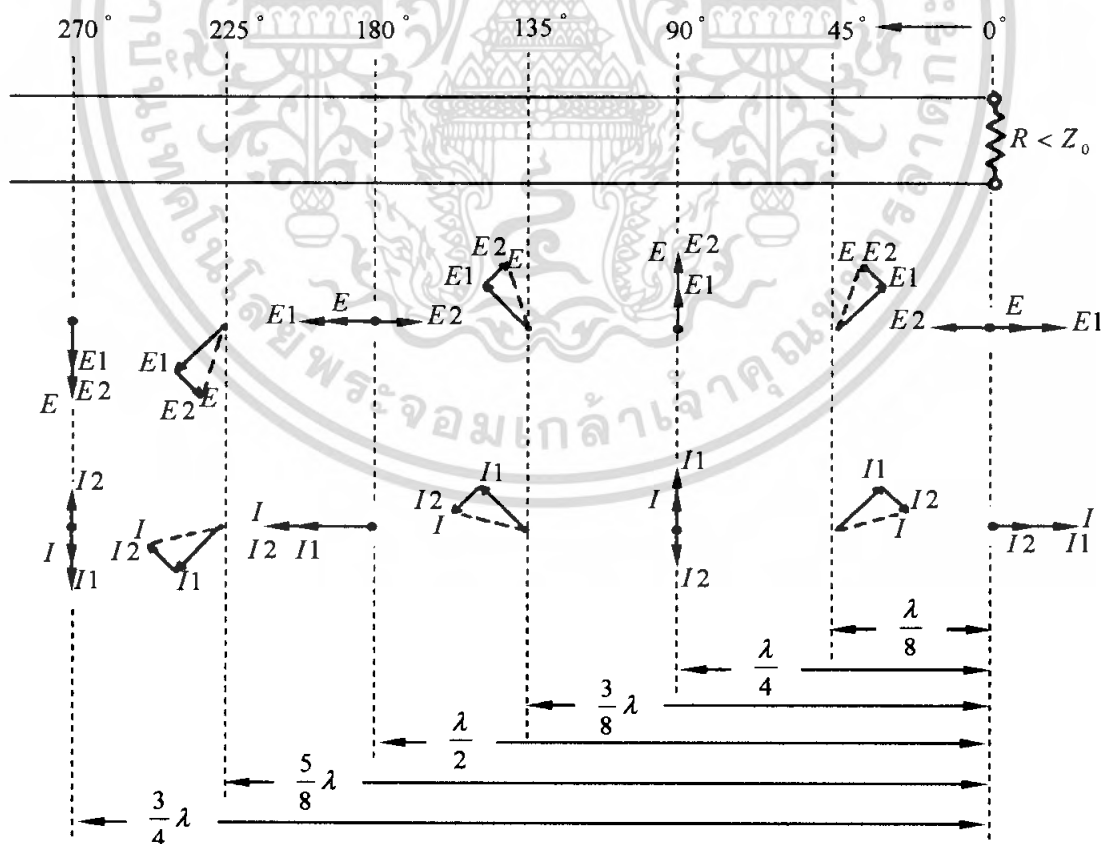
ค่า  $\rho$  จะเกี่ยวข้องกับตัวแปร 2 ค่าเสมอ คือ ค่า  $Z_0$  และค่าโหลดที่ต่ออยู่นอกจากค่า  $\rho$  จะต้องมีค่าน้อยกว่าหนึ่งและมากกว่าศูนย์เสมอ ถ้าโหลดที่ต่อเป็นค่าความต้านทานอย่างเดียว ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนหาได้จาก

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

$R$  เป็นความต้านทานที่นำมาต่อกับสายนำสัญญาณ ค่า  $\rho$  มีเครื่องหมายบวกต่อเมื่อค่า  $R$  มากกว่า  $Z_0$  และมีเครื่องหมายลบ ต่อเมื่อค่า  $R$  น้อยกว่า  $Z_0$  การเปลี่ยนเครื่องหมายของ  $\rho$  แสดงถึงการเปลี่ยนเฟสของแรงดันไฟฟ้าที่สะท้อนจากโหลด

### 2.6.4 คลื่นนิ่ง(Standing Waves)

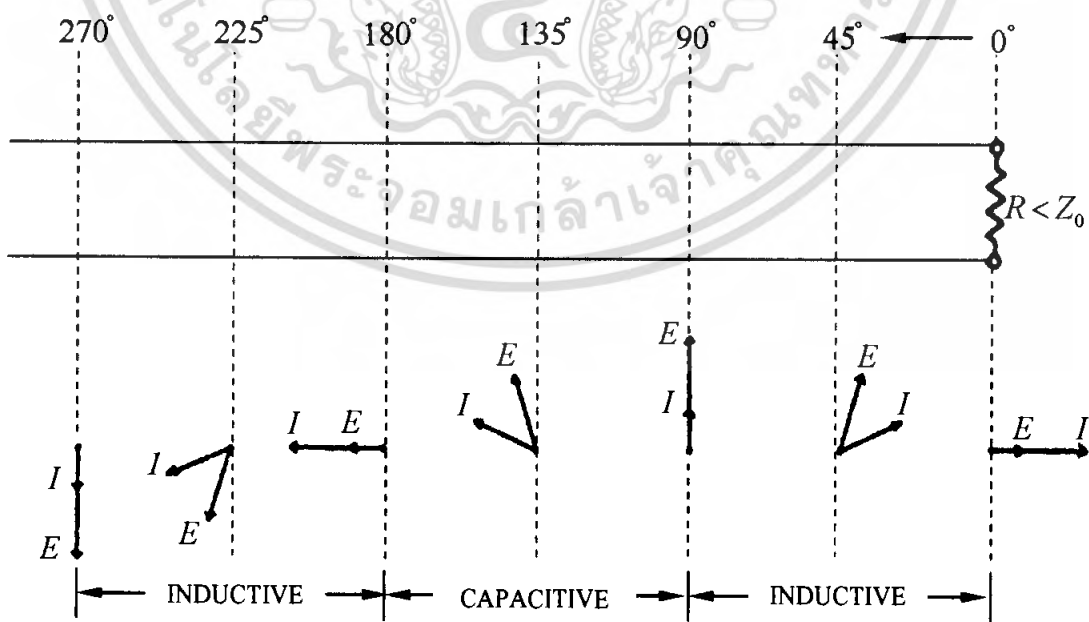
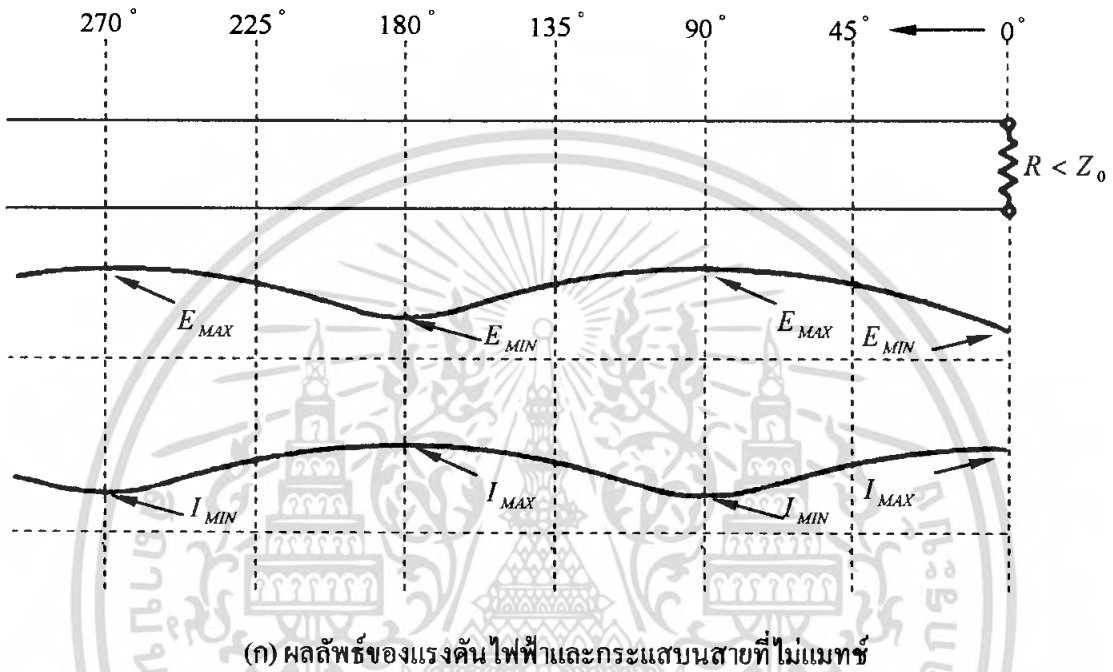
การสะท้อนของคลื่นพลังงานที่โหลดมีผลต่อแรงดันไฟฟ้าและกระแสบนสายนำสัญญาณ ซึ่งอธิบายจากภาพเวกเตอร์ในรูปที่ 2.19 แรงดันไฟฟ้าและกระแสที่ตำแหน่งโหลดเหมือนกับเวกเตอร์ในรูปที่ 2.18(ก)



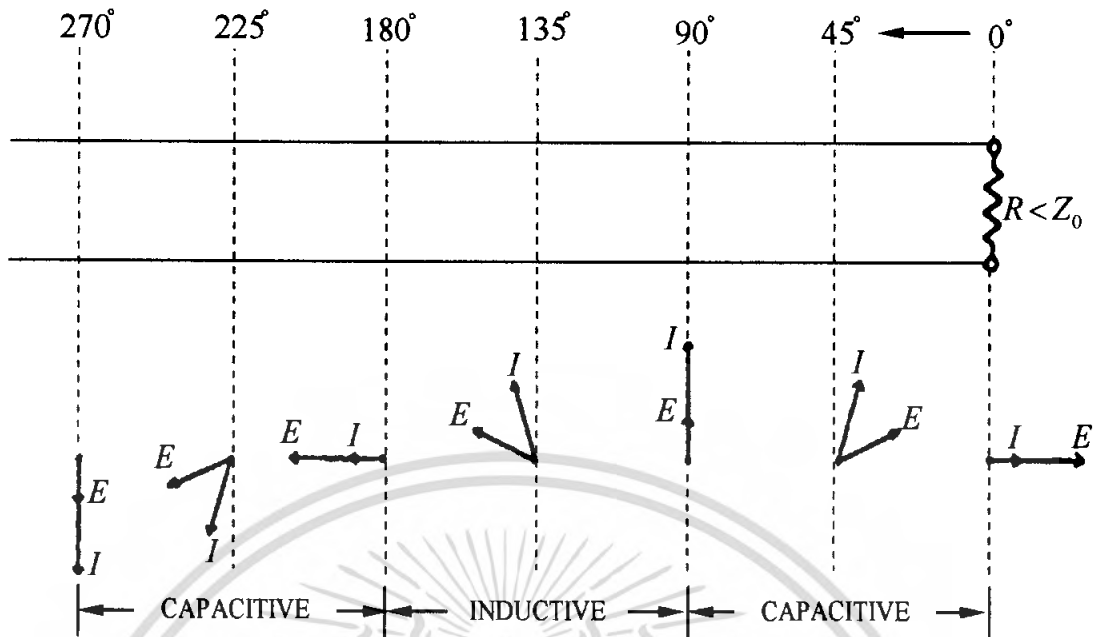
รูปที่ 2.19 แสดงเวกเตอร์ของส่วนประกอบต่าง ๆ บนสายนำสัญญาณในกรณีที่ค่า  $R$  น้อยกว่า  $Z_0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปพิจารณาจากโหนดไปหาแหล่งกำเนิดพลังงาน เวกเตอร์ของส่วนมาหาโหนด,  $E_1$  และ  $I_1$  จะนำหน้าเวกเตอร์ที่จุดต่อโหนดตามระยะทางของสายที่วัดในหน่วยของค่า เวกเตอร์ของส่วนสะท้อนจากโหนด,  $E_2$  และ  $I_2$  จะตามหลังเวกเตอร์เดียวกันนี้ ณ จุดต่อโหนด สำหรับผลลัพธ์ของ  $E$  และ  $I$  แสดงเป็นเส้นประในแต่ละตำแหน่ง เห็นได้ว่าถึงแม้ว่าส่วนที่เดินทางมาที่โหนดกับส่วนที่สะท้อนจากโหนดจะสามารถรักษารูปร่างของ  $E$  และ  $I$  ได้ก็ตาม แต่ถ้าคิดผลลัพธ์ทั้งหมดและค่า  $E$  และ  $I$  ในแต่ละตำแหน่งบนสายต่างกัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ค) กรณี  $R$  มากกว่า  $Z_0$ 

รูปที่ 2.20 แสดงคลื่นนิ่งที่เกิดจากแรงดันไฟฟ้าและกระแสบนสายนำสัญญาณ

สำหรับโหลดที่แมตช์กับสายจะวัดค่าแรงดันไฟฟ้าและกระแสได้เท่ากันตลอดทุกจุดบนสาย แต่กรณีเกิดไม่แมตช์ ทำให้ขนาดที่วัดได้เปลี่ยนแปลงตามตำแหน่งบนสายเกิดรูปสัญญาณคล้ายคลื่นนิ่ง เรียกว่า คลื่นนิ่ง (Standing wave) ในกรณีที่  $R$  มากกว่า  $Z_0$  ค่าแรงดันไฟฟ้ามากที่สุดที่โหลด และค่ากระแสจะน้อยที่สุดที่โหลด ส่วนกรณีค่า  $R$  น้อยกว่า  $Z_0$  ค่าแรงดันไฟฟ้าน้อยที่สุดที่โหลด และค่ากระแสจะมากที่สุดที่โหลด

### 2.6.5 อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing-Wave Ratio: SWR)

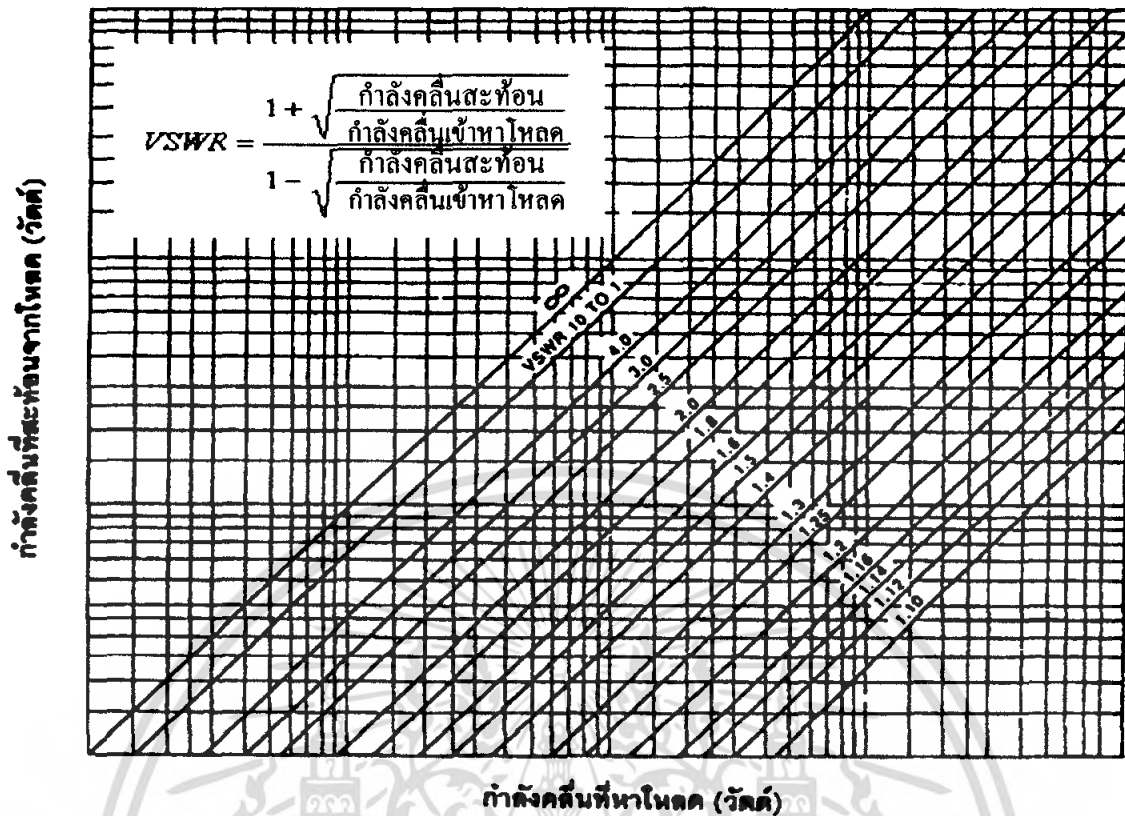
อัตราส่วนของค่าแรงดันไฟฟ้ามากที่สุดต่อค่าน้อยที่สุด ที่ปรากฏบนสายนำสัญญาณหรือแทนด้วยอัตราส่วนของ  $E_{\max}$  ต่อ  $E_{\min}$  เรียกว่า อัตราส่วนแรงดันไฟฟ้าคลื่นนิ่ง (Voltage-Standing Wave Ratio) เขียนแทนว่า VSWR หรือใช้ SWR ก็ได้เขียนเป็นสูตรดังนี้

$$SWR = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} \quad (2.127)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### โมโนกราฟ ของ VSWR



รูปที่ 2.21 แสดง โมโนกราฟของการหา VSWR

นอกจากนี้ค่า SWR ยังใช้บ่งคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายที่ไม่แมทช์ได้ด้วยหรือใช้บอกถึงประสิทธิภาพของสายได้ โดยถ้าโหลดไม่มีค่ารีแอกแตนซ์อยู่เลย ค่า SWR จึงคิดได้จากอัตราส่วนระหว่างความต้านทานของ โหลดกับอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสาย หรือแยกพิจารณาเป็นกรณี 2 แบบ คือ

$$SWR = \frac{R}{Z_0} \quad (\text{ค่า } R \text{ มากกว่า } Z_0)$$

$$\text{หรือ} = \frac{Z_0}{R} \quad (\text{ค่า } R \text{ น้อยกว่า } Z_0)$$

สามารถสรุปได้ว่า การไม่แมทช์ของสายนำสัญญาณเกิดมากขึ้น จะมีผลให้ความแตกต่างระหว่างค่า  $Z_0$  และ  $R$  มีมากขึ้น หรือค่า SWR มีขนาดมากขึ้น ส่วนสายที่มีการแมทช์กับ โหลดอย่างสมบูรณ์จะไม่มีคลื่นนิ่งเกิดบนสาย และมีลักษณะคลื่นเป็นเส้นตรงตลอดความยาวของสาย บางกรณีค่า SWR สามารถหาจากสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $\rho$ ) ได้จากสูตรดังนี้

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

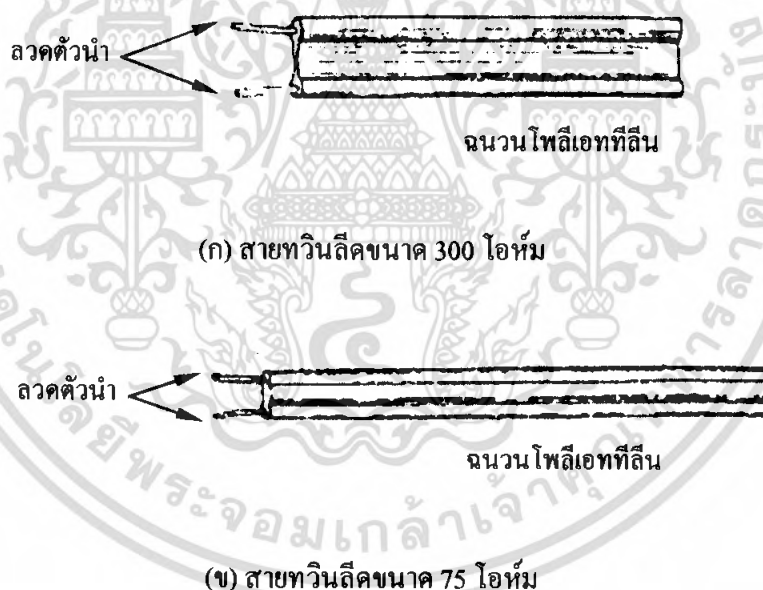
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.6.6 ชนิดและคุณสมบัติของสายนำสัญญาณ

สายนำสัญญาณ สามารถแบ่งได้ 2 ชนิด คือ สายแบบบาลานซ์(balance line) และสายแบบอับบาลานซ์(unbalance line) ซึ่งนอกจากทั้ง 2 ชนิดนี้ยังแบ่งย่อยได้อีก 2 ประเภทตามฉนวน คือ สายนำสัญญาณที่ใช้อากาศเป็นฉนวนและสายนำสัญญาณที่มีสาร ไดอิเล็กทริกแข็งเป็นฉนวน และสำหรับสายแบบเฟล็กซิเบิล(Flexible lines) มีลักษณะพิเศษ คือ สามารถโค้งงอหรือม้วนสายได้โดยง่าย ซึ่งมีสาร ไดอิเล็กทริกแบบอ่อนอยู่ และข้อดีที่กว่าแบบใช้อากาศเป็นฉนวน คือ มีน้ำหนักเบากว่า มีระยะระหว่างตัวนำทั้งสองอย่างแน่นนอน และง่ายในการติดตั้ง สายแบบตัวนำวางขนานกับสายโคแอกเซียล มีแบบเฟล็กซิเบิลด้วย ข้อเสียที่เห็นชัดของสายแบบเฟล็กซิเบิล คือ ค่าการสูญเสียกำลังต่อหน่วยความยาวมีมากกว่าสายแบบฉนวนเป็นอากาศ โดยกำลังคลื่นสูญเสียไปในรูปความร้อน และถ้าร้อนจนเกินไป อาจทำให้สายเสียหายทั้งทางกายภาพและทางไฟฟ้าได้

สำหรับสายที่มีความแข็งเพิ่มขึ้นมาอีก เรียกว่า เซมิเฟล็กซิเบิล(semi flexible) เช่น สายแบบเฮลิคอลล(helical line) และยังมีสายฮาร์ดไลน์(hard line) โดยใช้ท่อโลหะบาง ๆ เช่น อะลูมิเนียม เป็นตัวนำด้านนอก รายละเอียดของสายแบบต่าง ๆ อธิบายดังต่อไปนี้

### 2.6.6.1 สายแบบตัวนำวางขนานกัน



รูปที่ 2.22 แสดง โครงสร้างสายตัวนำวางขนานกันแบบเฟล็กซิเบิล

จากรูปที่ 2.22(ก) สายทวินลีดขนาด 300 โอห์ม จะใช้ลวดตัวนำขนาดเบอร์ 20 และวางขนานโดยมีฉนวนโพลีเอททิลีนหุ้มคั่นห่างกันประมาณ  $1/2$  นิ้ว สายแบบนี้มีข้อเสียอยู่บ้าง คือ ความชื้นในบรรยากาศจะมีผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ประจำสายเปลี่ยนไป ทำให้เกิดไม่แมตซ์กับโหลด และสูญเสียพลังงานไปในสาย

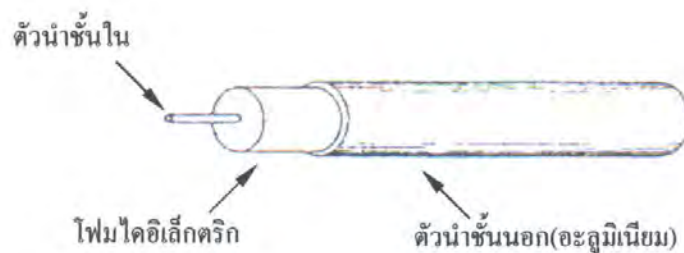
สำหรับรูปที่ 2.22(ข) เป็นสายทวินลีดขนาด 75 โอห์ม ที่ใช้ลวดตัวนำเบอร์ 12 และมีระยะห่างระหว่างตัวนำน้อยกว่า มีข้อดี คือ ทนต่อความชื้นในบรรยากาศได้ดีกว่าแบบ 300 โอห์ม

### 2.6.6.2 สายโคแอกเชียล

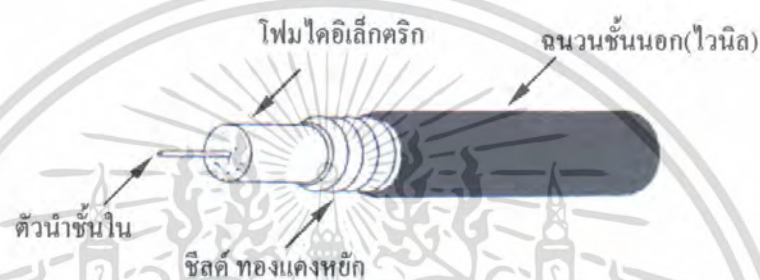
รูปแบบต่าง ๆ ของสายโคแอกเชียล ดูได้จากรูปที่ 2.23 ซึ่งจะมีหลักการเหมือนกัน กำลังไฟฟ้าที่ใช้ในสายกับขนาดของสาย เป็นสัดส่วนโดยตรงระหว่างกัน อธิบายคือ ขนาดของไดอิเล็กตริก และตัวนำหน้าชั้น จะสามารถนำไปใช้กับแรงดันไฟฟ้า และกระแสได้ปริมาณมากขึ้น กล่าวคือ การสูญเสียในสายลดลง ถ้าขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของสายเพิ่มขึ้น รูปร่างของสายโคแอกเชียลโดยทั่วไป แสดงในรูปที่ 2.23(ก) คือ แกนของสายเป็นตัวนำเส้นกลม อาจเป็นเส้นเดี่ยวหรือเส้นเล็กหลายเส้นพันรวมกัน หุ้มด้วยสารไดอิเล็กตริก โดยถ้าใช้งานในย่านความถี่ต่ำจะใช้สาร โพลีเอททีลีน หรือ โพลีนิเอททีลีน โฟม แต่ถ้าใช้งานในความถี่สูง มักใช้สารเทฟลอนแทน บางกรณีจะใช้ก๊าซเป็นสาร ไดอิเล็กตริกแทน สายโคแอกเชียลบางแบบ มีการป้องกันคลื่นรบกวนจากภายนอกเข้ามาในสายอย่างเป็นพิเศษ คือ สายแบบมีชีลด์ 2 ชั้น แสดงในรูปที่ 2.23(ข) บางครั้งฉนวนที่หุ้มเป็นวัสดุแข็ง เช่น ใช้อะลูมิเนียมเป็นตัวนำชั้นนอก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)สายโคแอกเชียลแบบสาร์คไลน์



(ง)สายโคแอกเชียลแบบเฮลิคอลล

รูปที่ 2.23 แสดง โครงสร้างสายโคแอกเชียลแบบเพิลิกซ์บีล

การพิจารณาเลือกใช้สายโคแอกเชียล ปัญหาอย่างหนึ่ง คือ การเลือกใช้สายนำสัญญาณที่มีความเหมาะสมกับสายอากาศให้ดีที่สุด เพื่อลดการสูญเสียในสายให้น้อยที่สุด สายโคแอกเชียลจะมีมาตรฐานกำหนดอย่างแน่นอน ดังนี้

2.6.6.2.1 มาตรฐาน MIL-C-17 เป็นข้อกำหนดทางทหารอเมริกัน ได้แก่สายที่ขึ้นต้นด้วยเบอร์ RG/U(RG ย่อมาจาก Radio Guide หมายถึง สายนำสัญญาณวิทยุ) ซึ่งอธิบายความหมายของมาตรฐานของสายนำสัญญาณชนิดนี้ ได้ดังนี้

มาตรฐาน MIL-C-17 เช่น เบอร์ RG-8 A/U

- RG หมายถึง Radio Guide(สายนำสัญญาณวิทยุ)
- 8 หมายถึง เบอร์ของสายโคแอกเชียล
- A หมายถึง มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มเติมอย่างใดอย่างหนึ่ง เช่น วัสดุทำจากเปลือกหุ้มเปลี่ยนไป จำนวนลวดตรงกลางต่างกัน อิมพีแดนซ์ต่างกันเล็กน้อย อัตราการสูญเสียต่างกันเล็กน้อย
- U หมายถึง Utility หรือ Universal คือใช้งานทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.6.2.2 มาตรฐาน JIS C3501 เป็นของประเทศญี่ปุ่น ซึ่งอธิบายความหมายของมาตรฐานของสายนำสัญญาณชนิดนี้ ได้ดังนี้

มาตรฐาน JIS C3501 เช่น เบอร์ 3C-2V

- 3 หมายถึง ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางภายนอก โดยประมาณของ โคอีเล็กตริก
- C หมายถึง ค่าอิมพีแดนซ์  
โดย C = 75 โอห์ม(เปลือกหุ้มจะมีสีดำหรือขาว)  
D = 50 โอห์ม(เปลือกหุ้ม PVC เป็นสีเทาหรือขาว ถ้าเป็น PE จะมีสีดำ)
- 2 หมายถึง วัสดุที่ทำโคอีเล็กตริก โดยเลข 2 คือ PE(โพลีเอธิลีน) อักษร F คือ โฟม (Cellular PE)
- V หมายถึง ลักษณะของชีลด์และเปลือกหุ้มสาย  
โดย B คือ ชีลด์ทองแดง+ชีลด์อะลูมิเนียม+PVC(โพลีไวนิลคลอไรด์)  
E คือ ชีลด์ทองแดง+PE  
L คือ ชีลด์อะลูมิเนียม+PVC  
N คือ ชีลด์ทองแดง+ไนลอนดัก  
V คือ ชีลด์ทองแดง+PVC  
W คือ ชีลด์ทองแดง 2 ชั้น+ PVC

## 2.6.7 ข้อพิจารณาการเลือกใช้สาย เส้นใยที่ใช้พิจารณามีดังนี้

### 2.6.7.1 การสูญเสียในสาย

สายที่มีอัตราการสูญเสียในสายต่ำถือว่ามีคุณภาพดี ให้กำลังส่งถึงสายอากาศได้ดีมีข้อสังเกตว่า ถ้าใช้โฟม โคอีเล็กตริกจะช่วยลดอัตราการสูญเสียลง ได้มาก เช่นสายเบอร์ RG-8/U แบบโฟมมีค่าอัตราการสูญเสียน้อยกว่า RG-8/U ธรรมดา หรือพิจารณาที่จำนวน ลวดตัวนำชั้นในก็ได้ เช่น สายเบอร์ RG-58/U มีลวดตัวนำเป็นเส้นเดี่ยว จะมีการสูญเสียน้อยกว่าสายเบอร์ RG-58/U ที่มีลวดตัวนำเป็นเส้นฝอย 19 เส้น

### 2.6.7.2 การโค้งงอของสาย

ในงานที่สายถูกใช้งานแบบบิดหรือ โค้งงอบ่อย ๆ เช่น สายอากาศทิศทางที่ต้องมีโรเตอร์หมุนหาทิศทาง จึงควรใช้สายที่มีลวดตัวนำตรงกลางจำนวนหลายเส้นจะได้ไม่ขาดเร็วเกินไป อย่างเช่น เบอร์ RG-58 C/U หรือพิจารณาที่สารโคอีเล็กตริก ไม่ควรใช้แบบ โฟมเพราะ โคอีเล็กตริกจะนิ่มและมีรูพรุน ถ้ามีการบิดสายไปมามอาจทำให้แนวลวดตัวนำไม่อยู่ตรงกลาง ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของสายเปลี่ยนไปและค่าการสูญเสียในสายเพิ่มขึ้น สำหรับสายโฟมและสายเดี่ยว ควรใช้กับงานที่มีการติดตั้งสายในตำแหน่งแน่นอน

### 2.6.7.3 การชีลด์สายนำสัญญาณ

การชีลด์สายเพราะว่าต้องการป้องกันไม่ให้คลื่นวิทยุภายนอกมารบกวนคลื่นวิทยุในสายได้และกันไม่ให้คลื่นวิทยุในสายไปรบกวนอุปกรณ์ไฟฟ้าภายนอกเช่นกัน ดังนั้นสายโคแอกเชียลที่มีการชีลด์ดีจะให้คุณภาพดีขึ้น วิธีการชีลด์ที่ใช้ มีการชีลด์แบบใช้ลวดทองแดงสานเป็นตัวนำชั้นนอก โดยพิจารณาว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถครอบคลุมพื้นที่โคอีเล็กตริกได้มากเท่าใด เช่นอาจครอบคลุมได้ 95% หรือในที่ที่มีการรบกวนสูง ต้องใช้ถึง 100% ก็ได้ โดยดูจากความถี่แน่นในการสานลวดทองแดง ใช้ท่ออะลูมิเนียมหรือท่อทองแดง ใช้วิธีทำเป็นซิปส์ 2 ชั้น อย่างเช่น สายเบอร์ RG-214/U ที่ใช้วิธีซิปส์เป็นลวดทองแดงชุบเงินถักทั้ง 2 ชั้น ครอบคลุมพื้นที่ได้ 100%

#### 2.6.7.4 ความสามารถในการรับกำลังไฟฟ้า

ระดับกำลังไฟฟ้าที่ใช้ในสายสำคัญมาก เพราะถ้ามีมากเกินไปเกินขีดกำหนด อาจทำให้สายเสียหายแตกหักได้ ความสามารถในการรับกำลังไฟฟ้าขึ้นอยู่กับตัวแปร คือ อัตราทนแรงดันของสารโคอีเล็กตริก ค่าความต้านทานของลวดตัวนำ ขีดจำกัดอุณหภูมิของสารโคอีเล็กตริกและเปลือกหุ้ม ระยะเวลาใช้งาน และอัตราลดทอนที่ความถี่นั้น ๆ

#### 2.6.7.5 อายุการใช้งาน

ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขต่อไปนี้เป็นสภาพการใช้งานทางไฟฟ้าและสภาพการติดตั้งสาย คุณสมบัติของสารที่ใช้ทำเปลือกหุ้ม เช่น PVC (โพลีไวนิลคลอไรด์) NMV(Non-Migratory PVC) ซึ่งสามารถพิจารณาตามเนื้อสารที่ใช้ทำเปลือกหุ้มดังนี้

2.6.7.5.1 สารPVC ถ้าอุณหภูมิสูงขึ้นจะทำให้สารที่ผสมในPVC ซึมผ่านสารโคอีเล็กตริก ทำให้คุณสมบัติทางไฟฟ้าเปลี่ยนไป ค่าอิมพีแดนซ์สูงขึ้นเกิดการลดทอนมากกว่าเดิม การซึมผ่านของสารPVC ถือเป็นเรื่องปกติ แต่ถ้าได้รับความร้อนจะเกิดเร็วขึ้น มีผลให้สายเสื่อมคุณภาพลง ถ้าระยะเวลาที่เกิดการซึมผ่านเกิดขึ้นถึงระดับหนึ่ง

2.6.7.5.2 สารNMV จัดเป็นสารPVC ชนิดพิเศษที่ไม่เกิดการซึมผ่านเลย ดังนั้นสายที่ต้องตากแดดตากฝนตลอดปีควรเลือกแบบ NMV แทน PVC เช่นสาย RG-58 C/U แทน RG-58 A/U ส่วนสายที่มีซิปส์เป็นท่อ โลหะหุ้มล้อมรอบจะเลือกใช้สารใดก็ได้ เพราะมีโลหะป้องกันสารโคอีเล็กตริกไว้แล้ว

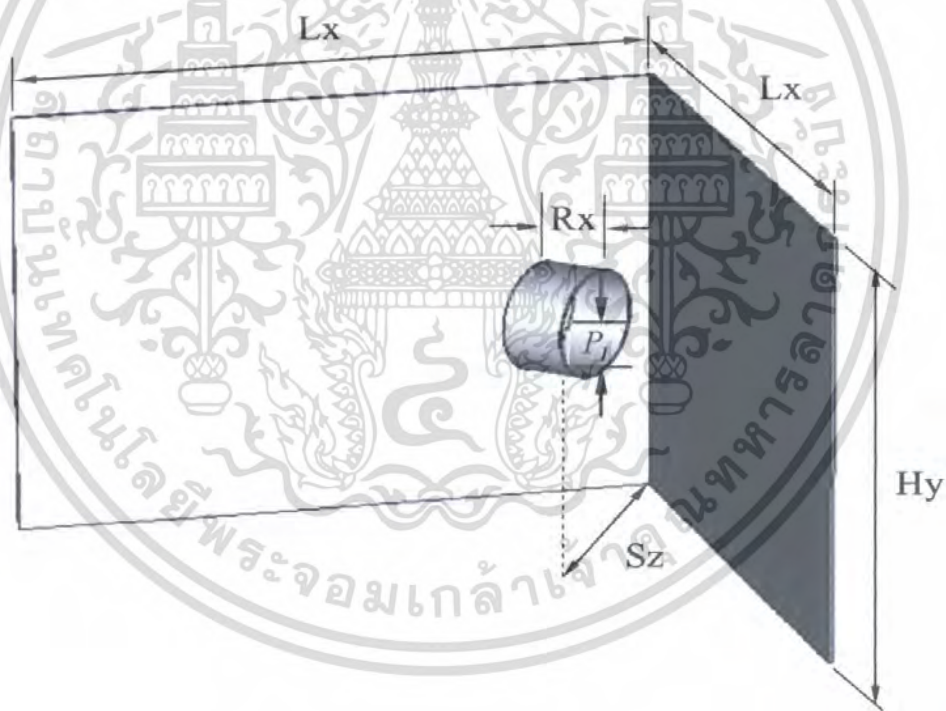
### บทที่ 3

#### การออกแบบ

##### 3.1 การวิเคราะห์รูปแบบของสายอากาศที่จะนำมาออกแบบ

ในการวิเคราะห์รูปแบบของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม สิ่งที่ต้องคำนึง คือ ค่าขนาดความยาวและความสูงของตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม และค่ารัศมีของสายอากาศวงแหวน โดยค่าดังกล่าวจะเป็นตัวกำหนดเบรกรูปของคลื่นที่ออกมาจากสายอากาศและค่าสภาพเงาเชิงทิศทางของตัวสายอากาศ ซึ่งถือเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญในการพิจารณาเป็นอันดับแรก ซึ่งความยาวโพรบที่ใช้กับตัวสายอากาศจะเป็นตัวกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ของตัวสายอากาศ ค่าอัตราคลื่นนิ่ง ค่าการสูญเสียเนื่องมาจากการย้อนกลับ และค่าความกว้างของคลื่นที่ใช้งานของสายอากาศ ซึ่งในการออกแบบสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมนี้ ได้ทำการจำลองผลด้วยโปรแกรมการคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้ารุ่นที่ 5 (Microwave Studio Version 5) หรือ CST

โดยทำการกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ สำหรับการออกแบบเพื่อใช้สำหรับ โปรแกรมการคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้ารุ่นที่ 5 ดังนี้ คือ



รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมเพื่อใช้สำหรับ โปรแกรม CST

$L_x$  คือ ความยาวของแผ่นสะท้อนคลื่นแบบมุม

$H_y$  คือ ความสูงของแผ่นสะท้อนคลื่นแบบมุม

$R_x$  คือ ความยาวของวงแหวนวงกลม

$P_l$  คือ ความยาวของโพรบ

$S_z$  คือ ระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับแผ่นสะท้อนคลื่นแบบมุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.1 การพิจารณาค่ารัศมีสายอากาศวงแหวนวงกลม

การพิจารณาให้วงแหวนเป็นส่วนหนึ่งของท่อนำคลื่นรูปทรงกระบอกกลม สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายคลื่นออกจากช่องเปิดของวงแหวนจะสอดคล้องกับสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ประกอบด้วย โหมดคลื่นต่างๆ มากมายที่อยู่ภายในท่อนำคลื่นทรงกระบอก ดังนั้นรัศมีของท่อนำคลื่นจะถูกออกแบบ เพื่อให้โหมดคลื่นอื่น ๆ ถูกตัดออกไปให้เหลือเพียงโหมดคลื่นหลัก(Dominant Mode :  $TE_{11}$ ) เพียง โหมดเดียว โดยโหมดคลื่นอื่น ๆ ที่อยู่ติดกับโหมดคลื่นหลักคือ  $TE_{21}$  ดังนั้นการเลือกค่ารัศมีจะต้องให้อยู่ ใกล้กับความถี่ตัด(Cut Off Frequency) ของท่อนำคลื่นมากที่สุดสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\lambda_{cutoff} &= \frac{c}{f_{cutoff}} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{2.45 \times 10^9} \\ &= 12.24 \text{ cm}\end{aligned}$$

ใช้ค่าความยาวตัดออฟที่ได้นี้ และค่ารากหรือกรณีของเบสเซลสำหรับโหมด  $TE_{11}$  จากตารางที่ 2.1 แทนลงในสมการที่ (2.10) ใช้ในการหารัศมี  $r_a$  ของโหมดคลื่นหลัก  $TE_{11}$  ได้เป็น

$$\begin{aligned}r_a &= \frac{\lambda_{cutoff} \mu'_{mn}}{2\pi} \\ &= \frac{(12.24 \times 10^{-2})(1.841)}{2(3.14)} \\ &= 3.58 \text{ cm}\end{aligned}$$

และสำหรับ โหมดคลื่น  $TE_{21}$  ซึ่งอยู่ติดกับโหมดคลื่นหลัก ซึ่งเป็นโหมดคลื่นที่เราไม่ต้องการสามารถหารัศมีของโหมดคลื่นได้

$$\begin{aligned}r_a &= \frac{\lambda_{cutoff} \mu'_{mn}}{2\pi} \\ &= \frac{(12.24 \times 10^{-2})(3.054)}{2(3.14)} \\ &= 5.95 \text{ cm}\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

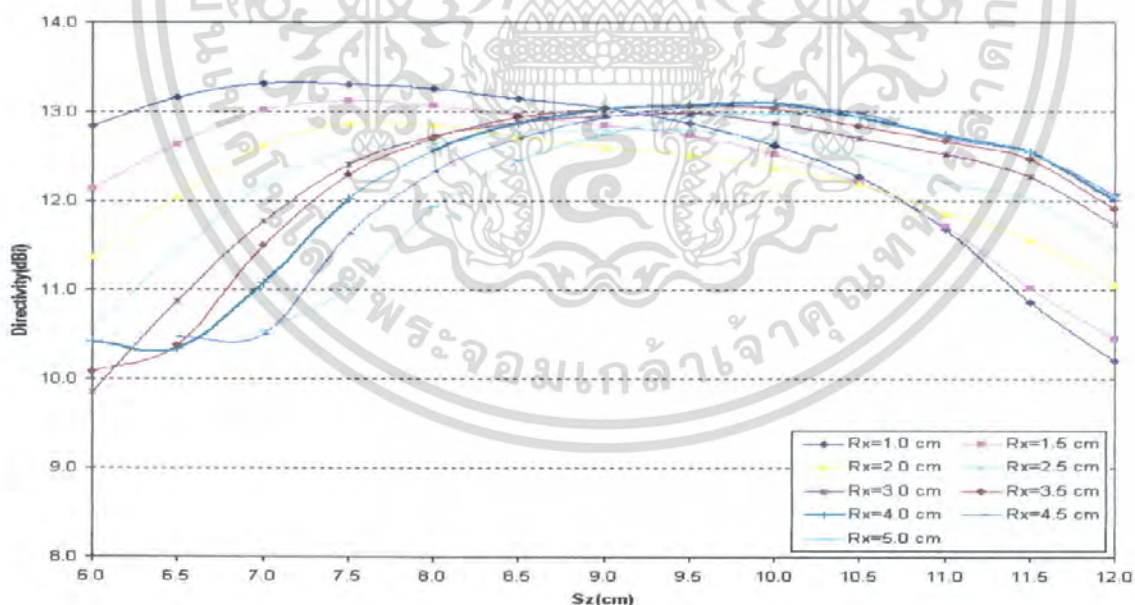
ดังนั้นในการเลือกค่ารัศมีของวงแหวนวงกลมที่เหมาะสมควรอยู่ระหว่าง

$$3.58 \text{ cm} < r_a < 5.95 \text{ cm}$$

ซึ่งในการวิเคราะห์จะเลือกใช้รัศมีของวงแหวนวงกลมที่รัศมีเท่ากับ 3.71 ซม. ทั้งนี้เนื่องจากเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นและวัสดุที่ใช้สามารถหาซื้อได้ง่าย นอกจากนี้ขนาดความยาวของวงแหวนจะต้องเลือกให้เหมาะสมด้วย เพื่อนำไปพิจารณาหาค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมค่อไป

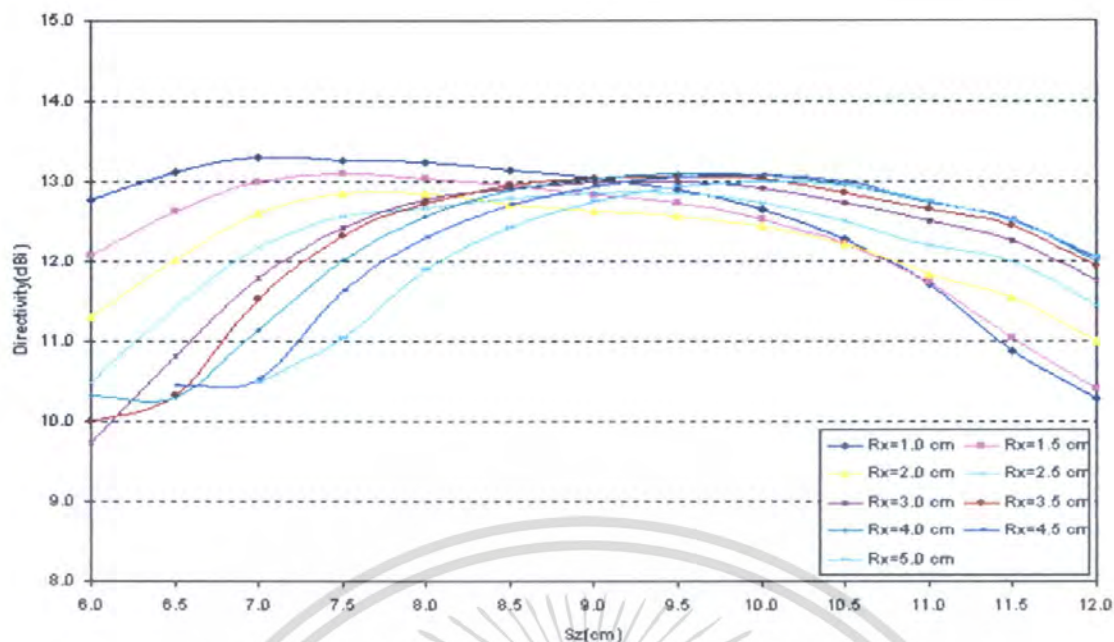
### 3.1.2 การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม

เนื่องด้วยการออกแบบสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมจะต้องพิจารณาหาค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดเป็นส่วนสำคัญ ซึ่งได้ทำการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ คือ ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ และค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง โดยการออกแบบได้ทำการพิจารณาค่าเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างของสายอากาศวงแหวนวงกลม ( $S_z$ ) กับตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม โดยใช้ขนาดของความยาวโพรบ ( $Pl$ ) ที่มีขนาดแตกต่างกันที่ขนาดความยาวโพรบเท่ากับ 2.70, 2.90, และ 3.10 เซนติเมตร โดยความถี่ใช้งาน 2.45 GHz ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.2 เป็นการพิจารณาค่าความยาวของโพรบต่าง ๆ กัน เพื่อเป็นการเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อเป็นแนวทางสำหรับการพิจารณาเพื่อการออกแบบค่อไป

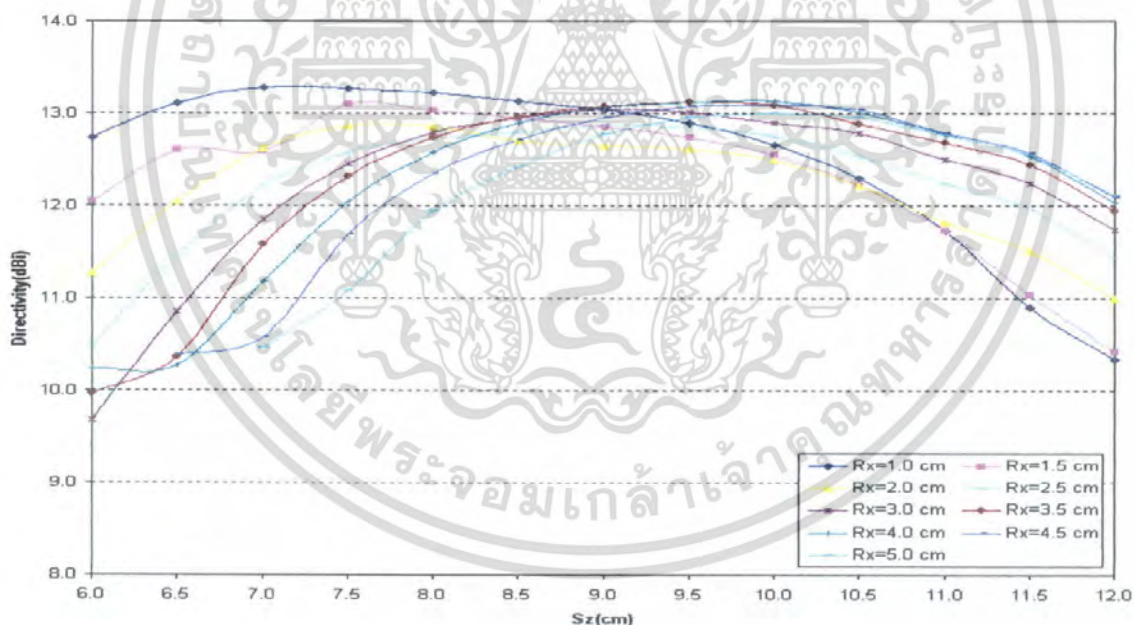


(ก) ค่าสภาพเจาะจงทิศทางโดยใช้ความยาวโพรบเท่ากับ 2.70 เซนติเมตร  
สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) ค่าสภาพเจาะจงทิศทางโดยใช้ความยาวโพรบเท่ากับ 2.90 เซนติเมตร  
สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz

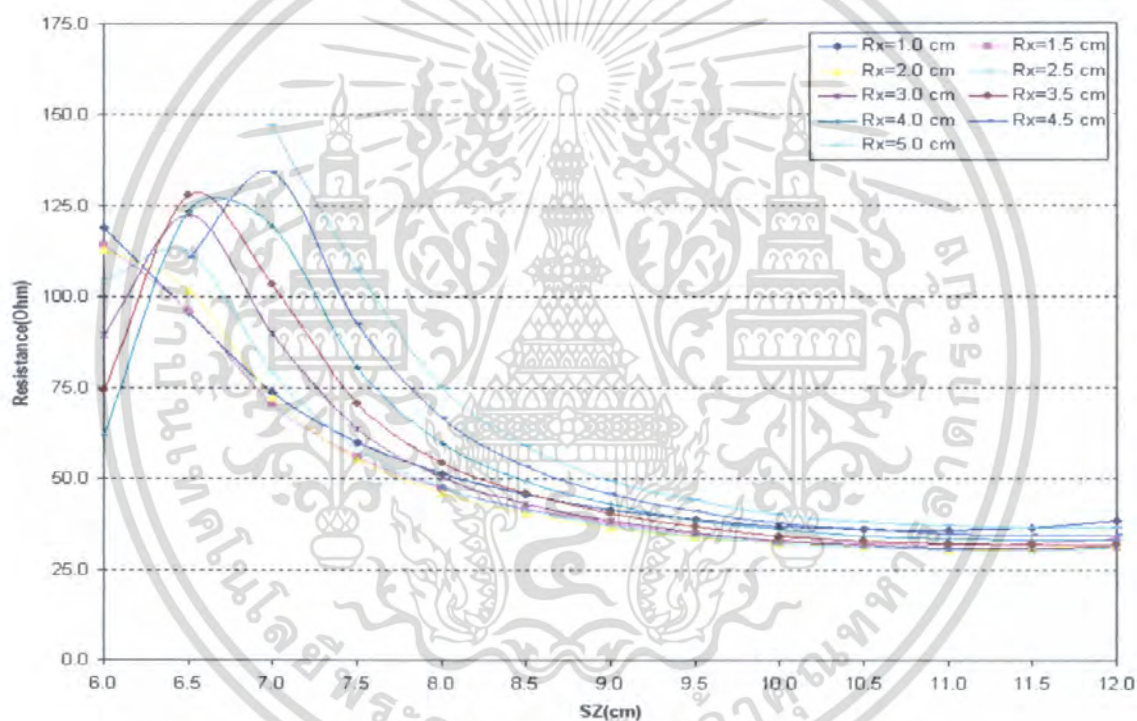


(ค) ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง ของความยาวโพรบเท่ากับ 3.10 เซนติเมตร  
สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz

รูปที่ 3.2 แสดงความสัมพันธ์ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง สำหรับความยาวต่าง ๆ ของวงแหวนวงกลมโดยใช้ความยาวโพรบที่ขนาดต่างกัน ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างจากตัวสะท้อนคลื่น

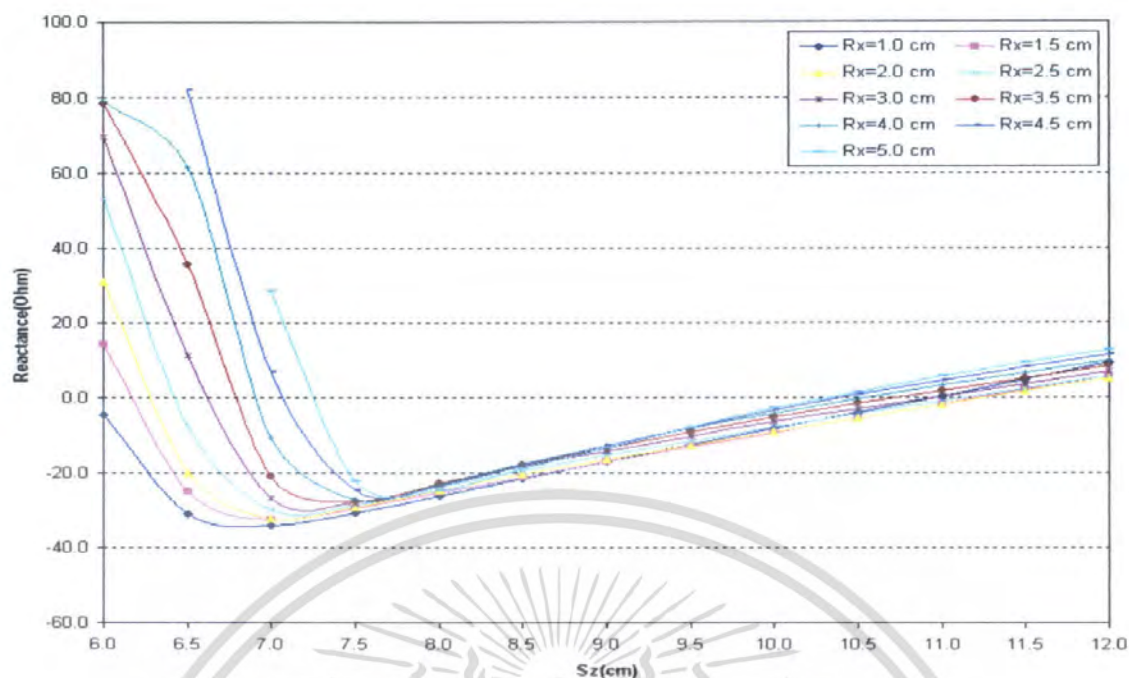
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.2 จะเห็นได้ว่าค่าสภาพเจาะจงทิศทางในแต่ละความยาวโพรบที่ความยาวของวงแหวนวงกลมนั้น จะสังเกตเห็นได้ว่า ค่าความยาวของวงแหวนวงกลมที่มีค่าน้อย จะมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่มาก และค่าความยาวของวงแหวนวงกลมที่มีความยาวเพิ่มมากขึ้นจะมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางเริ่มต้นน้อย ณ บริเวณที่วงแหวนวงกลมใกล้กับแผ่นสะท้อนคลื่น และค่าสภาพเจาะจงทิศทางจะเพิ่มมากขึ้น เมื่อระยะห่างวงแหวนวงกลมกับแผ่นสะท้อนคลื่นมีค่าเพิ่มมากขึ้น และสำหรับค่าความยาวของโพรบต่างๆ จะเห็นได้ว่าค่าสภาพเจาะจงทิศทางจะมีค่าเพิ่มมากขึ้นและจะลดลงเมื่อระยะห่างเพิ่มมากขึ้น ระยะห่างมากเกิน 10.00 เซนติเมตร และสำหรับพารามิเตอร์ ที่ควรนำมาพิจารณาคือค่าอินพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศ ซึ่งค่าอินพีแดนซ์ด้านเข้านี้จะนำไปสู่การออกแบบสายอากาศที่อยู่ในภาวะสมดุลกับเครื่องรับส่งสัญญาณ เพื่อให้การถ่ายโอนกำลังงานมีประสิทธิภาพสูงสุด ดังนั้นจึงได้ทำการพิจารณาค่าอินพีแดนซ์ด้านเข้าประกอบด้วยการออกแบบ แสดงดังรูปที่ 3.3

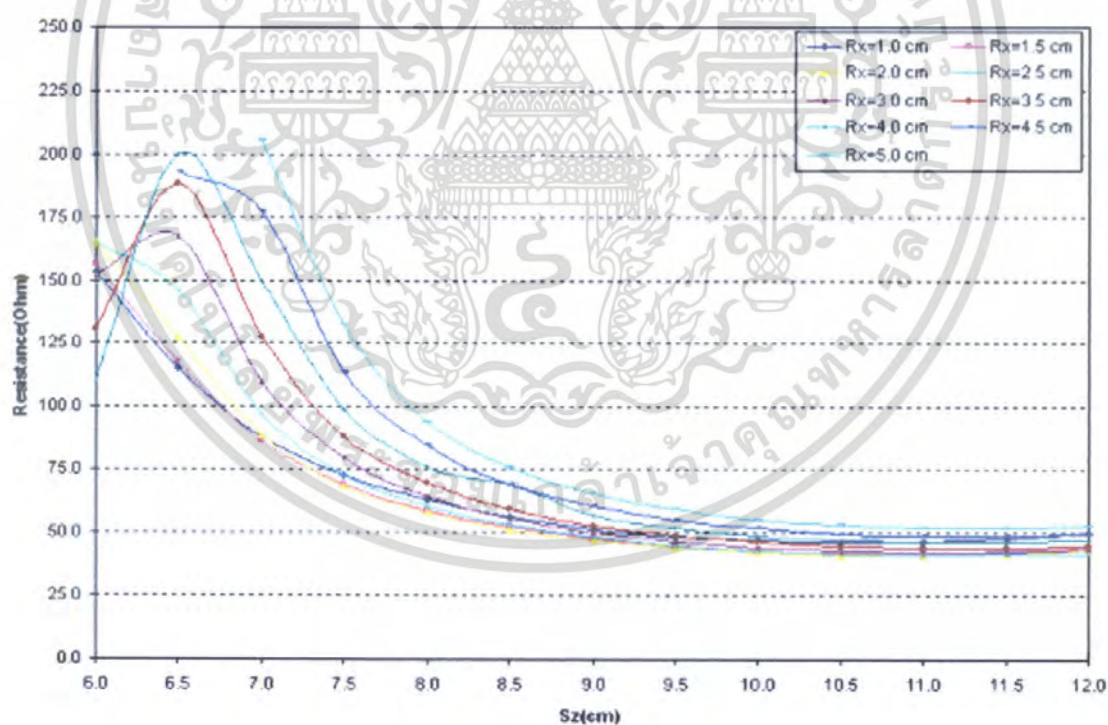


(ก) ค่าอินพีแดนซ์ด้านเข้า (ค่าความต้านทาน) โดยใช้ความยาวโพรบเท่ากับ 2.70 เซนติเมตร สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

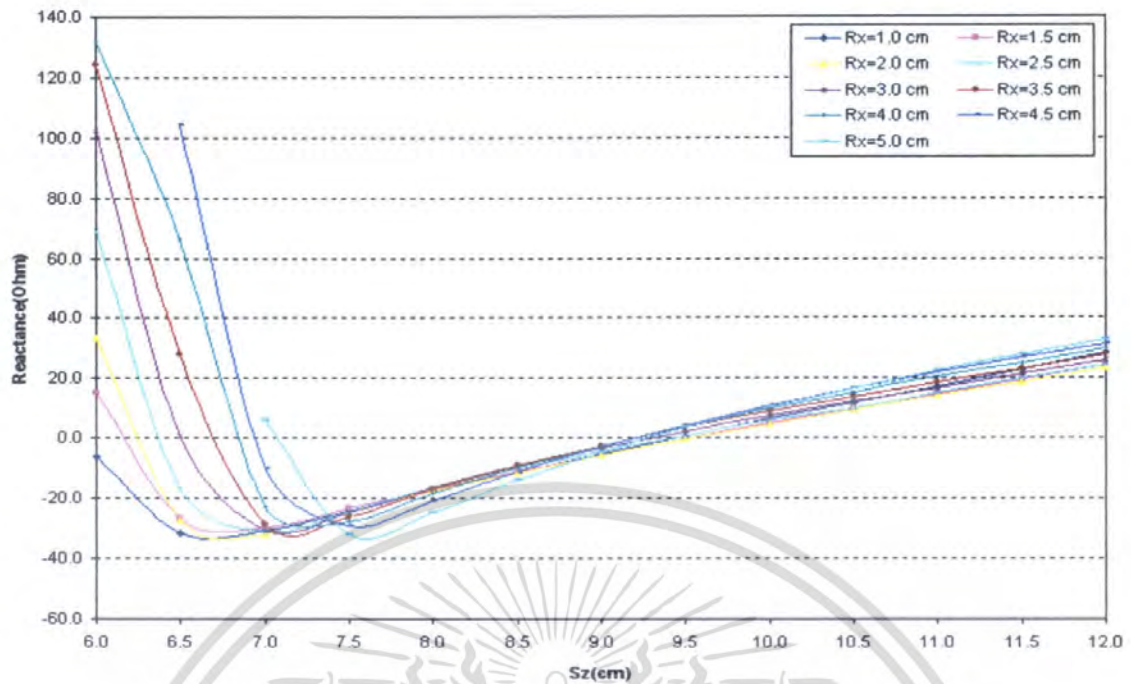


(ข) ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า (ค่ารีแอคแตนซ์) โดยใช้ความยาวโพรบเท่ากับ 2.70 เซนติเมตร  
สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz

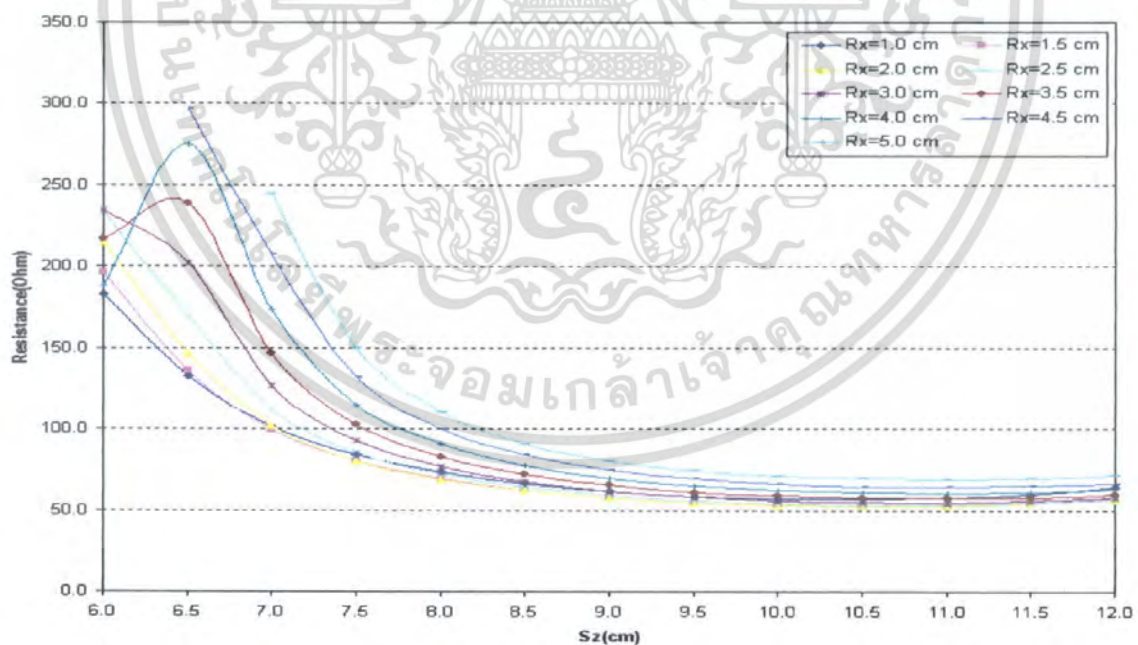


(ค) ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า (ค่าความต้านทาน) โดยใช้ความยาวโพรบเท่ากับ 2.90 เซนติเมตร  
สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

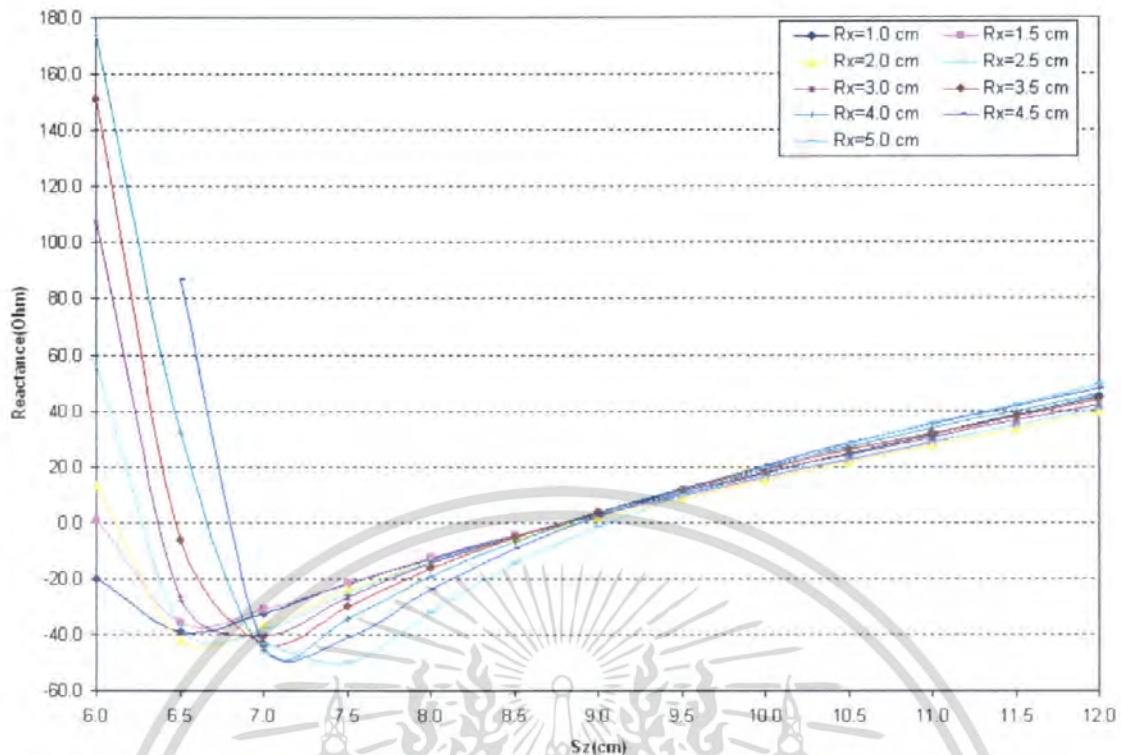


(ง) ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า(ค่ารีแอกแตนซ์) โดยใช้ความยาวโพรบเท่ากับ 2.90 เซนติเมตร  
สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

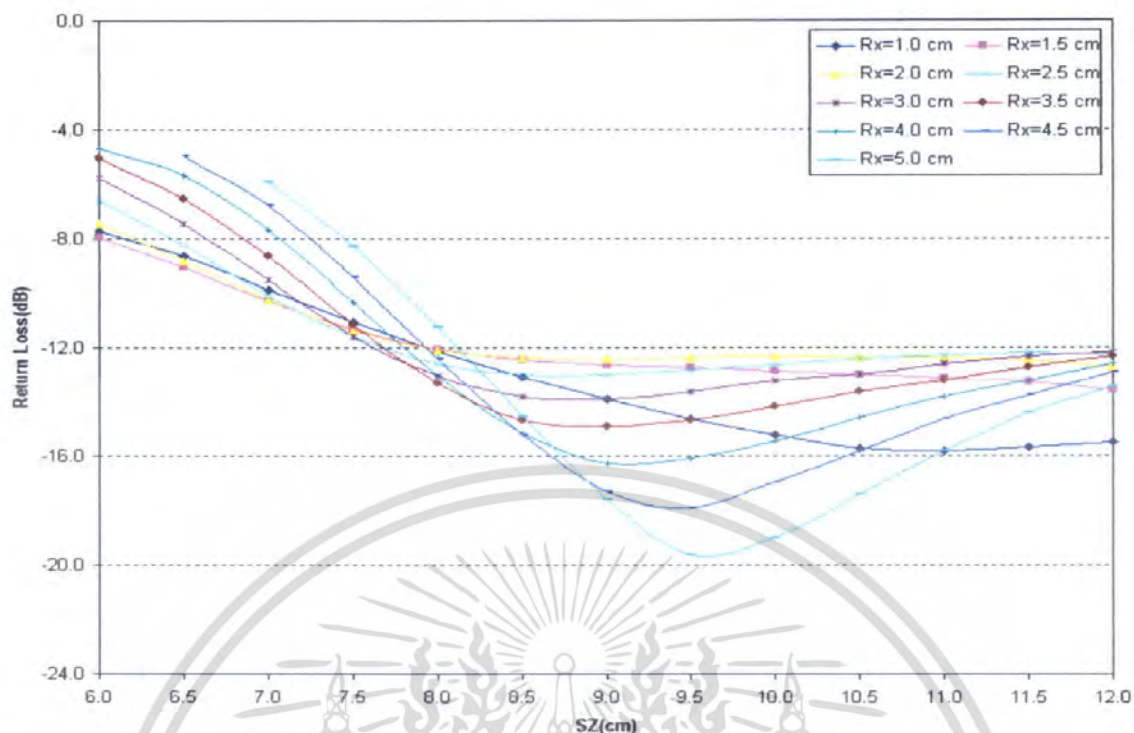


(จ) ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า(ค่ารีแอกแตนซ์) โดยใช้ความยาวโพรบเท่ากับ 3.10 เซนติเมตร  
สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz

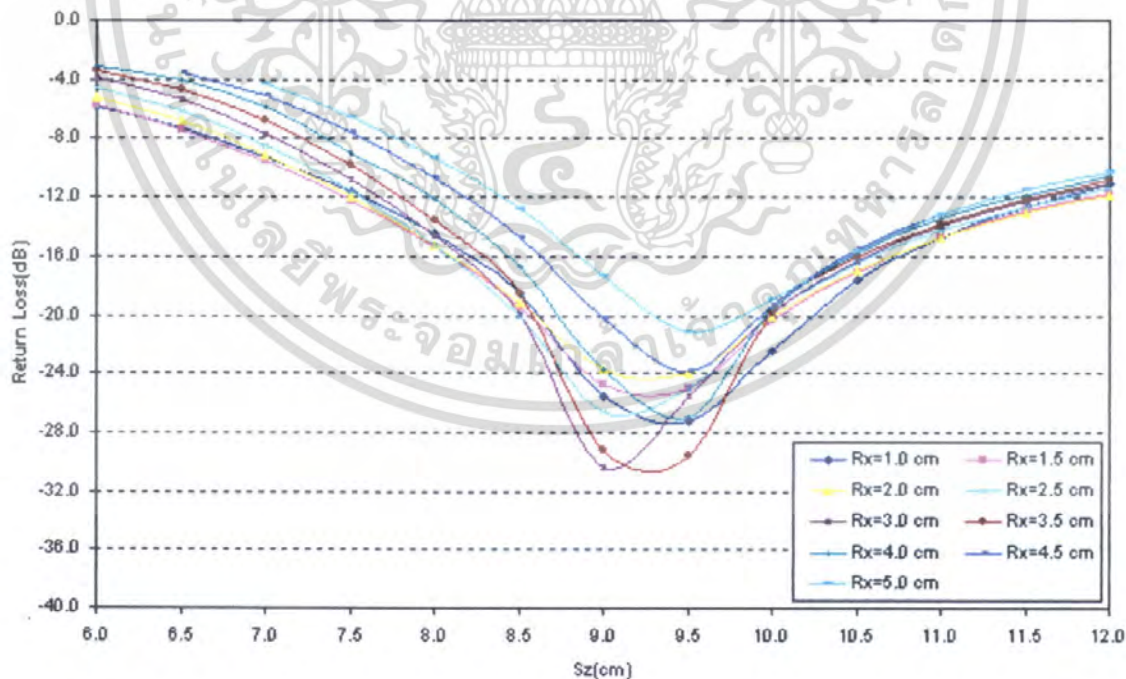
รูปที่ 3.3 แสดงความสัมพันธ์ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า สำหรับความยาวต่าง ๆ ของวงแหวนวงกลม โดยใช้ความยาวโพรบที่ขนาดต่างกัน ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างจากตัวสะท้อนคลื่น

เมื่อพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า(ค่าความต้านทาน)สำหรับค่าความยาวโพรบต่าง ๆ ที่ขนาดความยาวของวงแหวนวงกลม จะเห็นได้ว่าที่ระยะที่วงแหวนวงกลม ที่มีการวางตำแหน่งใกล้กับแผ่นสะท้อนคลื่นค่าความต้านของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมจะมีค่ามากและจะลดน้อยลงเมื่อระยะห่างเพิ่มมากขึ้น และสำหรับค่าอิมพีแดนซ์(ค่ารีแอกแตนซ์) ก็จะมีการเปลี่ยนแปลงค่าเช่นกัน สำหรับความถี่ที่เกิเดเรโซแนนซ์(ค่ารีแอกแตนซ์เท่ากับศูนย์) จะเกิดขึ้นที่ระยะห่างของวงแหวนวงกลมกับแผ่นสะท้อนคลื่นของความยาวโพรบที่มีความยาวเท่ากับ 2.70, 2.90 และ 3.10 เซนติเมตร โดยจะเกิดขึ้นที่โดยประมาณที่ระยะ 10.50, 9.30 และ 9.00 เซนติเมตร ตามลำดับ เมื่อนำค่าความต้านทานของสายอากาศมารวมพิจารณาด้วย จะทำให้ทราบได้ว่า สำหรับความยาวโพรบที่มีความยาวเท่ากับ 2.70, 2.90 และ 3.10 เซนติเมตร จะมีค่าความต้านทานประมาณ 30, 50 และ 55 โอห์ม ตามลำดับของการเกิดความถี่เรโซแนนซ์ จากนั้นทำการพิจารณาค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ดังจะแสดงดังรูปที่ 3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

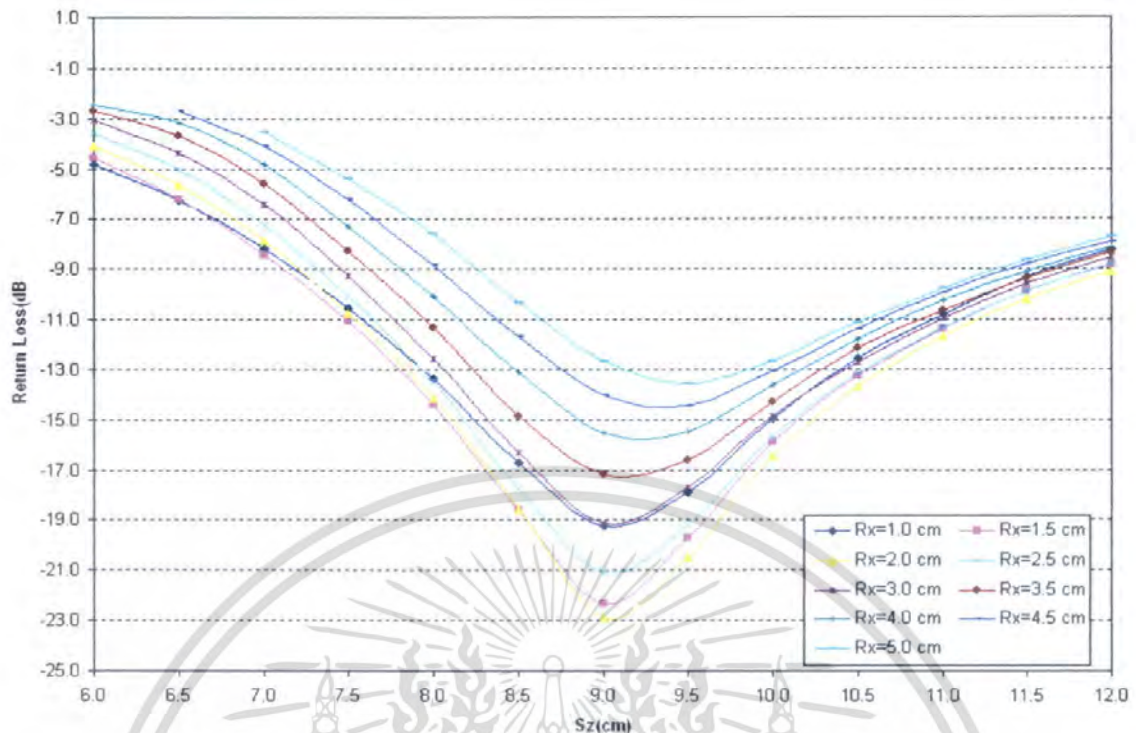


(ก) ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ของความยาวโพรบเท่ากับ 2.70 เซนติเมตร  
 สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz



(ข) ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ของความยาวโพรบเท่ากับ 2.90 เซนติเมตร  
 สำหรับความถี่ใช้งาน 2.90 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

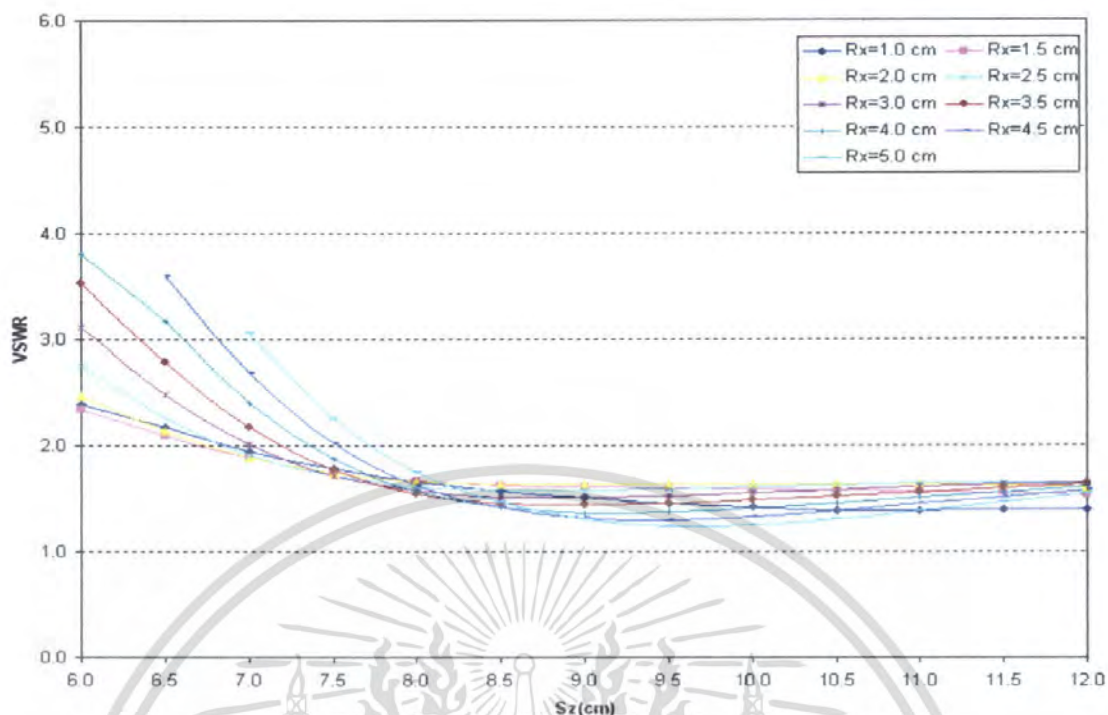


(ค) ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ของความยาวโพรบเท่ากับ 3.10 เซนติเมตร  
สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz

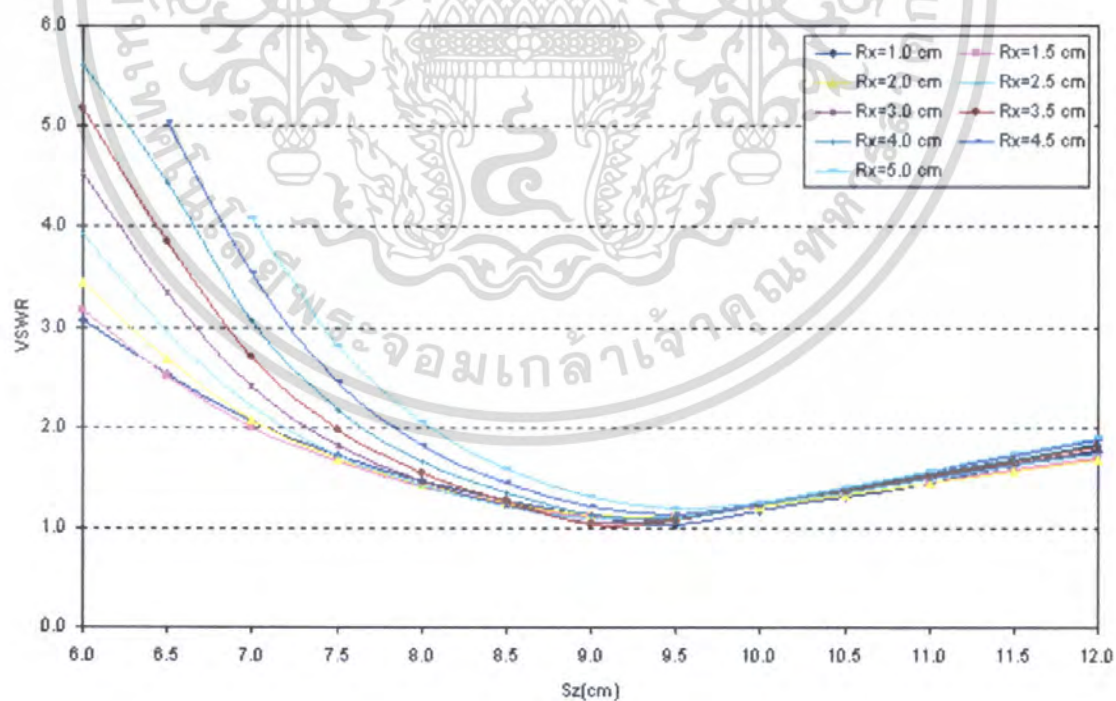
รูปที่ 3.4 แสดงความสัมพันธ์ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ สำหรับช่วงความยาวต่าง ๆ ของวงแหวนวงกลมโดยใช้ความยาวโพรบที่ขนาดต่างกัน ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างจากตัวสะท้อนคลื่น

เมื่อพิจารณาค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ สำหรับความยาวของโพรบที่มีค่าความยาวเท่ากับ 2.70 เซนติเมตร ของระยะความห่างวงแหวนวงกลมกับแผ่นสะท้อนที่ระยะ 10.50 เซนติเมตร โดยเลือกค่าความยาวของวงแหวนวงกลมที่มีความยาวเท่ากับ 5.00 เซนติเมตร จะมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ เท่ากับ -17.42 dB จากนั้นทำการพิจารณาค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ สำหรับความยาวของโพรบที่มีค่าความยาวเท่ากับ 2.90 เซนติเมตร ของระยะความห่างวงแหวนวงกลมกับแผ่นสะท้อนเท่ากับ 9.30 เซนติเมตร โดยเลือกค่าความยาวของวงแหวนวงกลมที่มีความยาวเท่ากับ 3.50 เซนติเมตร จะมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ เท่ากับ -30 dB และพิจารณาค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสำหรับความยาวของโพรบที่มีค่าความยาวเท่ากับ 3.10 เซนติเมตร ของระยะความห่างวงแหวนวงกลมกับแผ่นสะท้อนเท่ากับ 9.00 เซนติเมตร โดยเลือกค่าความยาวของวงแหวนวงกลมที่มีความยาวเท่ากับ 2.00 เซนติเมตร จะมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ เท่ากับ -22.91 dB ซึ่งต่อจากนั้นทำการพิจารณาค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ดังจะแสดงโดยรูปที่ 3.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

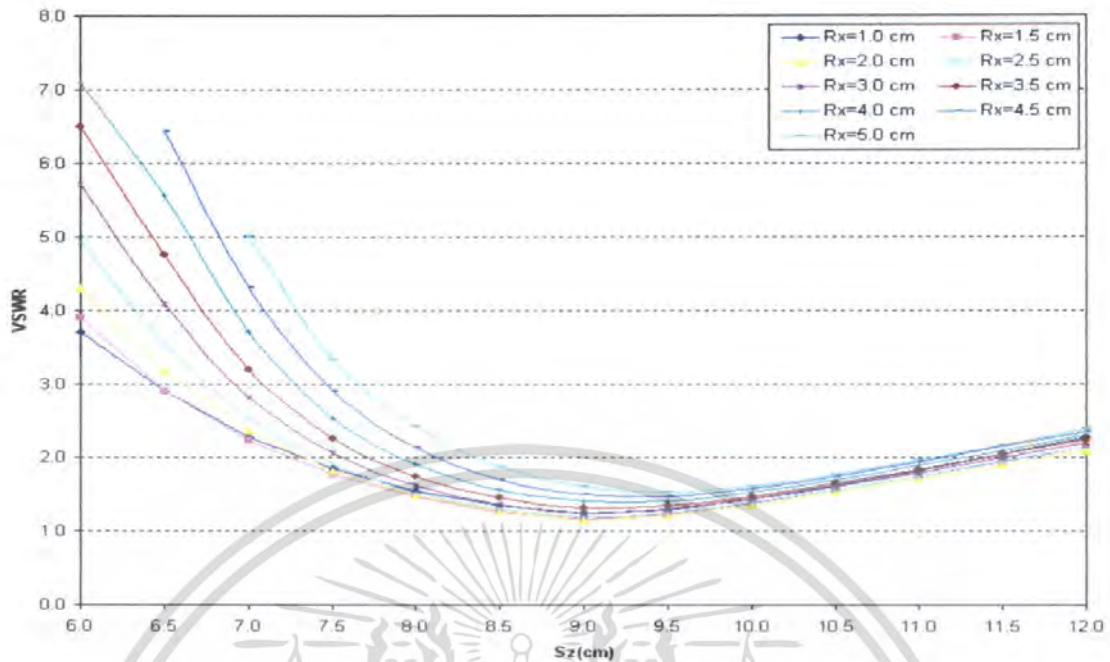


(ก) ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ของความยาวโพรบเท่ากับ 2.70 เซนติเมตร  
สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz



(ข) ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ของความยาวโพรบเท่ากับ 2.90 เซนติเมตร  
สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ของความยาว โพรบเท่ากับ 3.10 เซนติเมตร  
สำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz

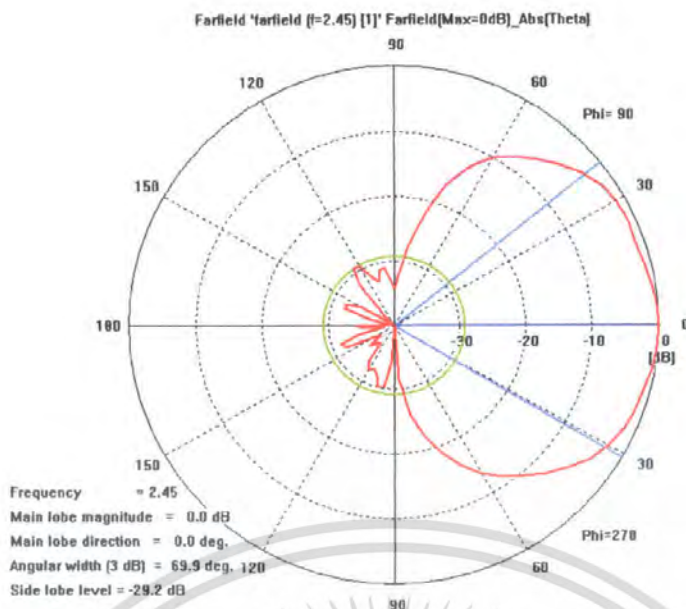
รูปที่ 3.5 แสดงความสัมพันธ์ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง สำหรับช่วงความยาวต่าง ๆ ของวงแหวนวงกลม โดยใช้ความยาวโพรบที่ขนาดต่างกัน ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างจากตัวสะท้อนคลื่น

จากรูปที่ 3.5 จะเห็นได้ว่าค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของความยาวของวงแหวนกลม 5.00 เซนติเมตรที่ป้อนสัญญาณด้วยโพรบยาว 2.70 เซนติเมตร ที่ระยะ 10.50 เซนติเมตร ของระยะระหว่างวงแหวนวงกลมกับแผ่นสะท้อนคลื่น จะมีค่าเท่ากับ 1:1.31 จากนั้นพิจารณาอัตราส่วนคลื่นนิ่งของความยาวของวงแหวนกลม 3.50 เซนติเมตรที่ป้อนสัญญาณด้วยโพรบยาว 2.90 เซนติเมตร ที่ระยะ 9.30 เซนติเมตร ของระยะระหว่างวงแหวนวงกลมกับแผ่นสะท้อนคลื่น จะมีค่าเท่ากับ 1:1.03 และค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของความยาวของวงแหวนกลม 2.0 เซนติเมตรที่ป้อนสัญญาณด้วยโพรบยาว 3.10 เซนติเมตร ที่ระยะ 9.00 เซนติเมตร ของระยะระหว่างวงแหวนวงกลมกับแผ่นสะท้อนคลื่น จะมีค่าเท่ากับ 1:1.15

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

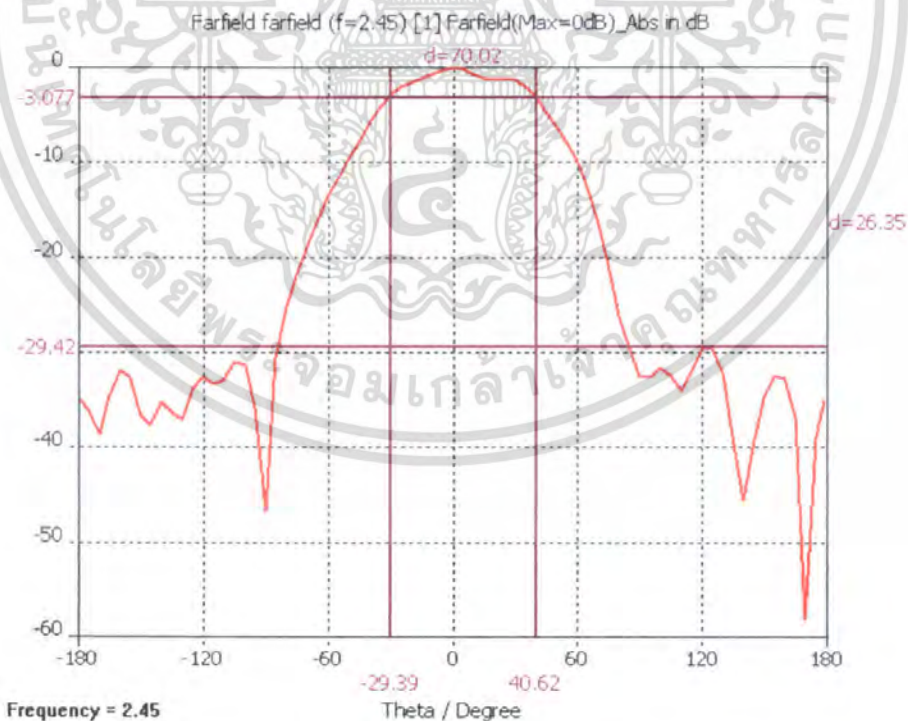
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





รูปที่ 3.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า

สามารถทำการวิเคราะห์ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง และค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลังของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า ดังนี้



รูปที่ 3.8 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งและ

ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างในระนาบสนามไฟฟ้า

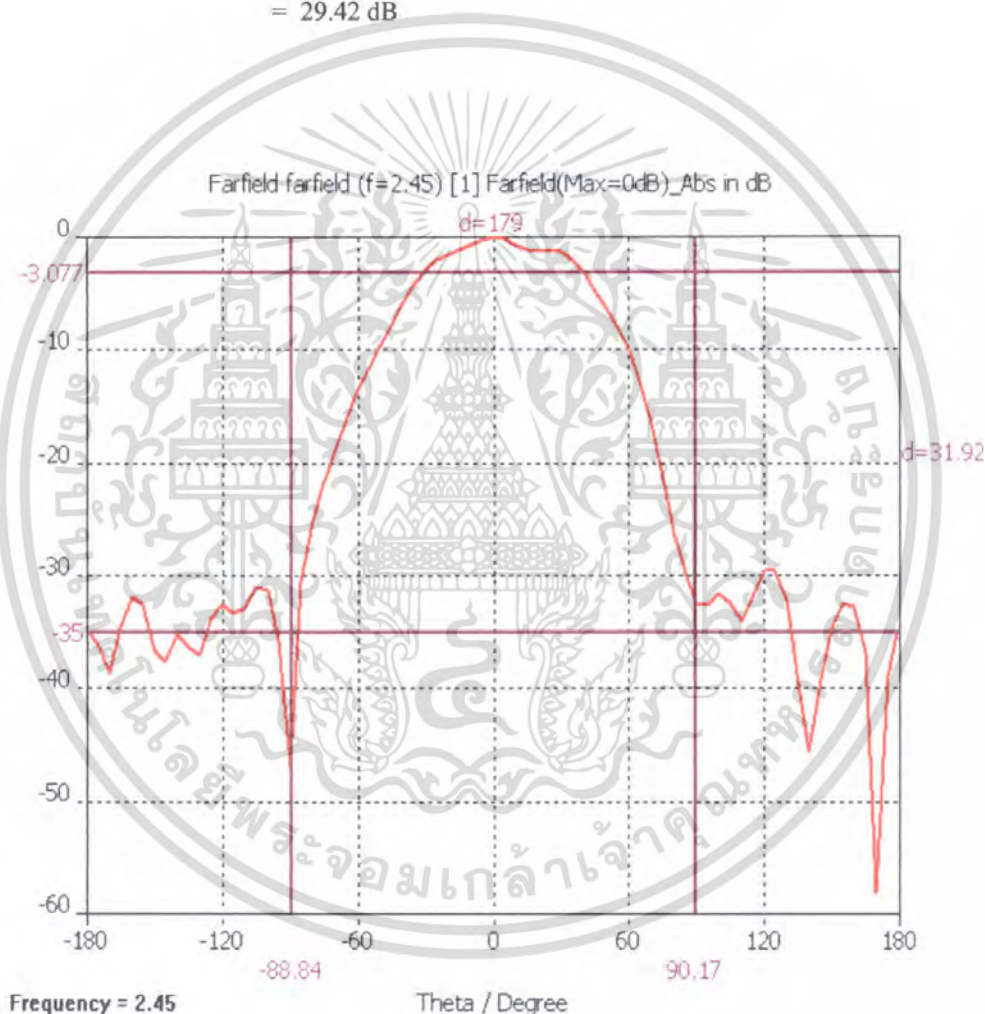
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.8 สามารถหาค่าต่างๆได้ ดังนี้

ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งแรก โดยค่าที่ได้ คือ 70.02 องศา  
ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง(SLR)

คำนวณได้จากสูตร

$$\begin{aligned} \text{SLR} &= \text{Main lobe level (dB)} - \text{Side lobe level(dB)} \\ &= 0 \text{ dB} - (-29.42 \text{ dB}) \\ &= 29.42 \text{ dB} \end{aligned}$$



รูปที่ 3.9 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครึ่งแรกและ  
ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลังในระนาบสนามไฟฟ้า

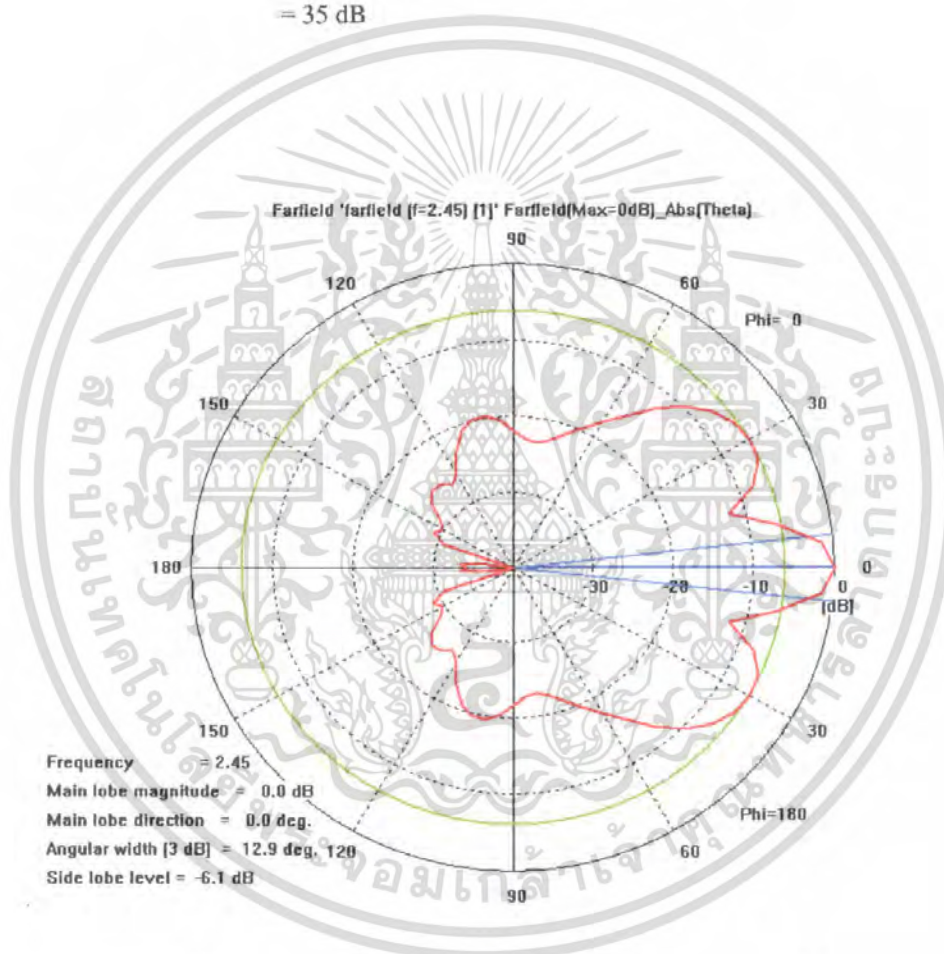
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.9 สามารถหาค่าต่าง ๆ ได้ ดังนี้

ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก โดยค่าที่ได้ คือ 179 องศา  
ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลัง(BLR)

คำนวณได้จากสูตร

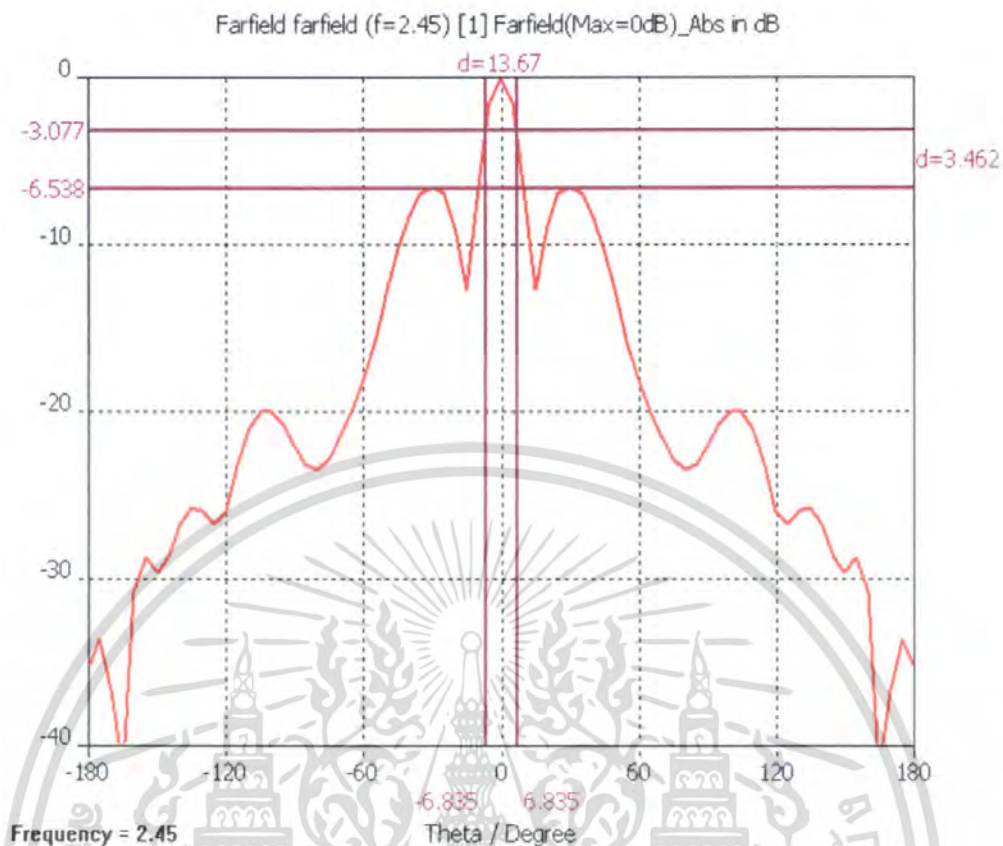
$$\begin{aligned} \text{BLR} &= \text{Main lobe level (dB)} - \text{Back lobe level (dB)} \\ &= 0 \text{ dB} - (-35 \text{ dB}) \\ &= 35 \text{ dB} \end{aligned}$$



รูปที่ 3.10 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก

สามารถทำการวิเคราะห์ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง และค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลังของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งและ  
ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างในระนาบสนามแม่เหล็ก

จากรูปที่ 3.11 สามารถหาค่าต่าง ๆ ได้ ดังนี้

ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งแรก โดยค่าที่วัดได้ คือ 13.67 องศา

ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง(SLR)

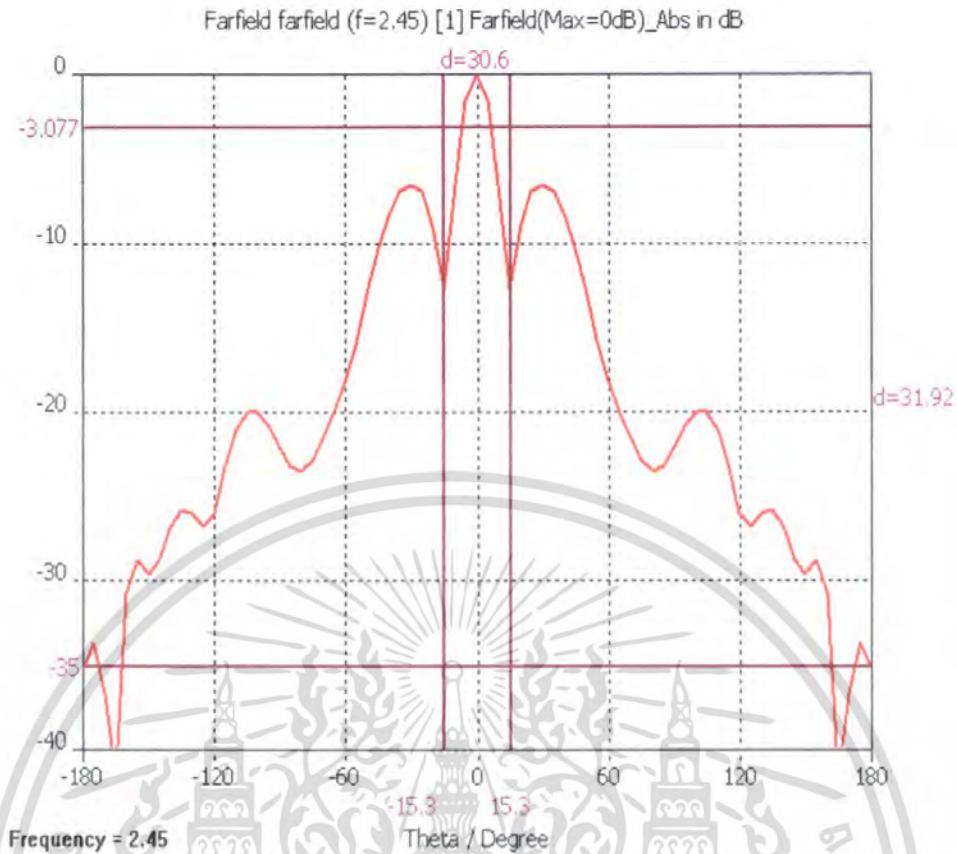
คำนวณได้จากสูตร

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

$$= 0 \text{ dB} - (-6.538 \text{ dB})$$

$$= 6.538 \text{ dB}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรกและ  
ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลัง ในระนาบสนามแม่เหล็ก

จากรูปที่ 3.12 สามารถหาค่าต่าง ๆ ได้ ดังนี้

ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก โดยค่าที่วัดได้ คือ 30.6 องศา  
ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลัง (BLR)

คำนวณได้จากสูตร

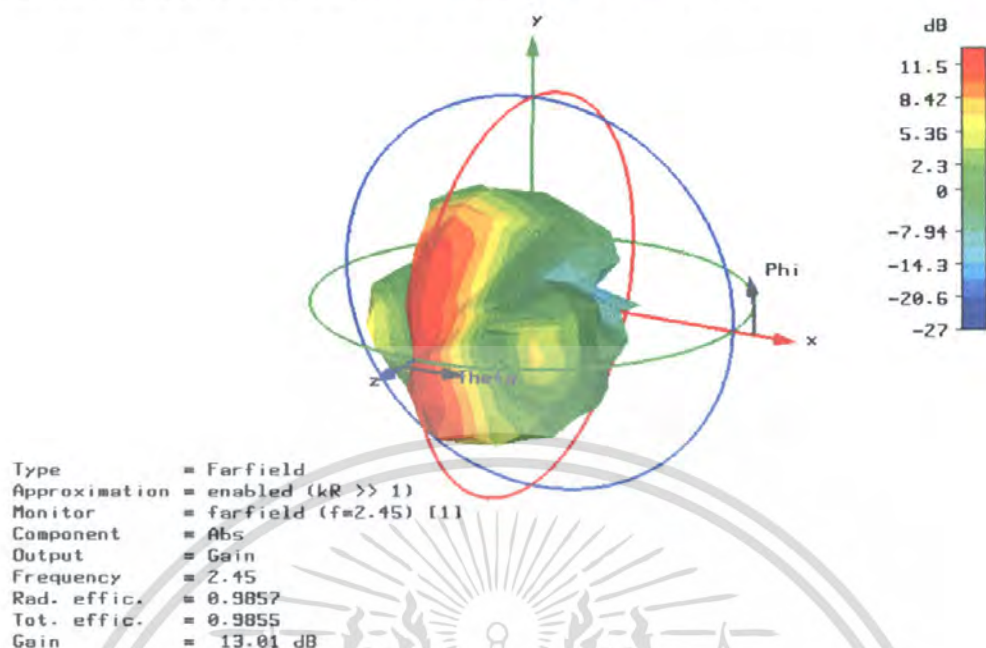
$$\text{BLR} = \text{Main lobe level (dB)} - \text{Back lobe level (dB)}$$

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

$$= 35 \text{ dB}$$

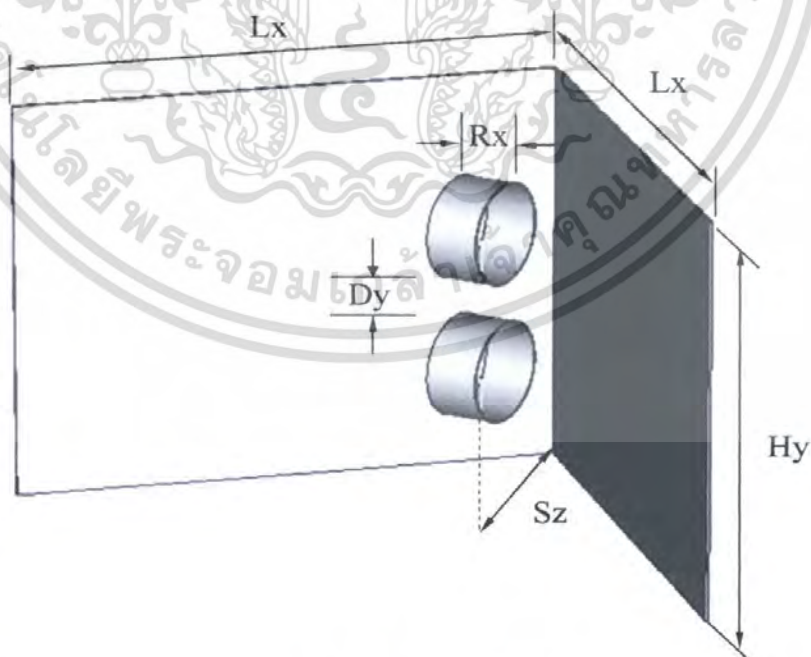
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับค่าอัตราขยายของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมชนิดนี้ มีค่าเท่ากับ 13.01dB



รูปที่ 3.13 แสดงอัตราขยายของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม

เนื่องด้วยสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมชนิดนี้ มีค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งแรกทีกว้างมาก ดังนั้นจึงได้ทำการปรับปรุงแบบรูปของการกระจายคลื่นของสนามไฟฟ้า โดยการเพิ่มจำนวนวงแหวนวงกลมเรียงลำดับเข้าไปอีกวงหนึ่ง ดังจะแสดงดังรูปที่ 3.14



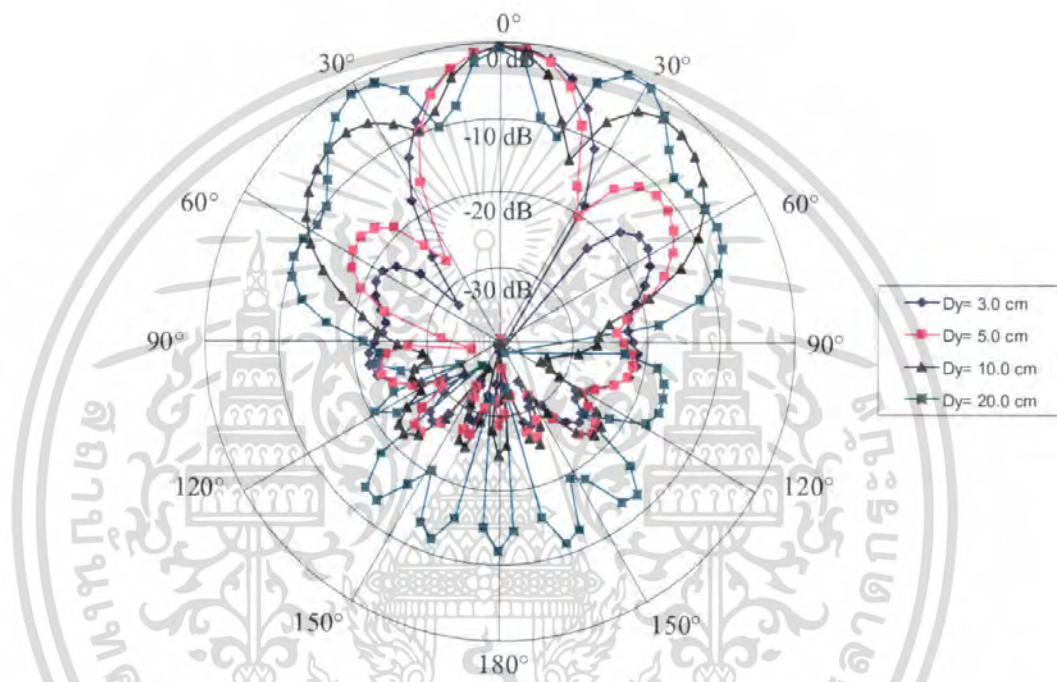
รูปที่ 3.14 แสดงสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม โดยวงแหวนวงกลม 2 วง

เพื่อใช้สำหรับโปรแกรม CST

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมโดยใช้วงแหวน 2 วง

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

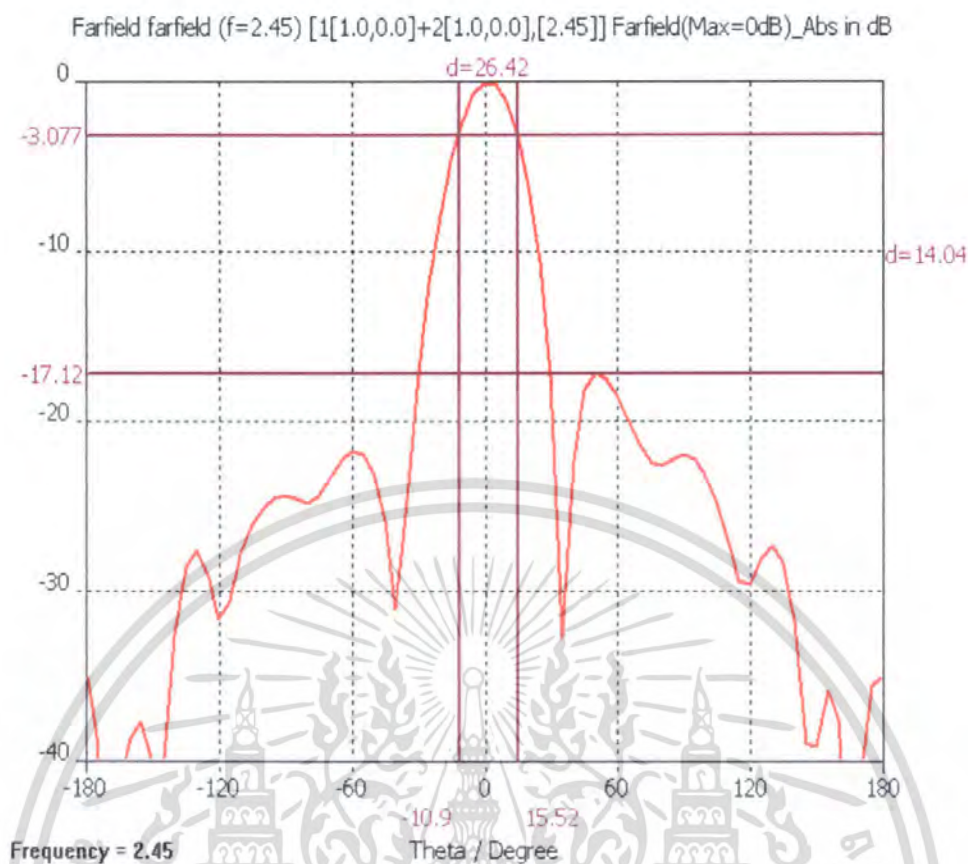


รูปที่ 3.15 แสดงการเปรียบเทียบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อระยะห่างระหว่างวงแหวนเพิ่มมากขึ้น

โดยจะเห็นว่า เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างวงแหวนเพิ่มมากขึ้น แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า จะทำให้ค่าลำคลื่นย่อยด้านข้างและลำคลื่นด้านหลังของสายอากาศมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะห่างของวงแหวนทั้งสองวงที่มีระยะห่างมากขึ้น

ดังนั้นจึงทำการวิเคราะห์ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง และค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลังของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมที่ได้ทำการปรับปรุงแบบรูปการกระจายคลื่น โดยใช้ระยะห่างระหว่างวงแหวนทั้ง 2 วง ซึ่งมีค่าเท่ากับ 3.00 เซนติเมตร ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งและค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างในระนาบสนามไฟฟ้า

จากรูปที่ 3.16 สามารถหาค่าต่าง ๆ ได้ ดังนี้

ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งแรก โดยค่าที่วัดได้ คือ 26.42 องศา  
ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง(SLR)

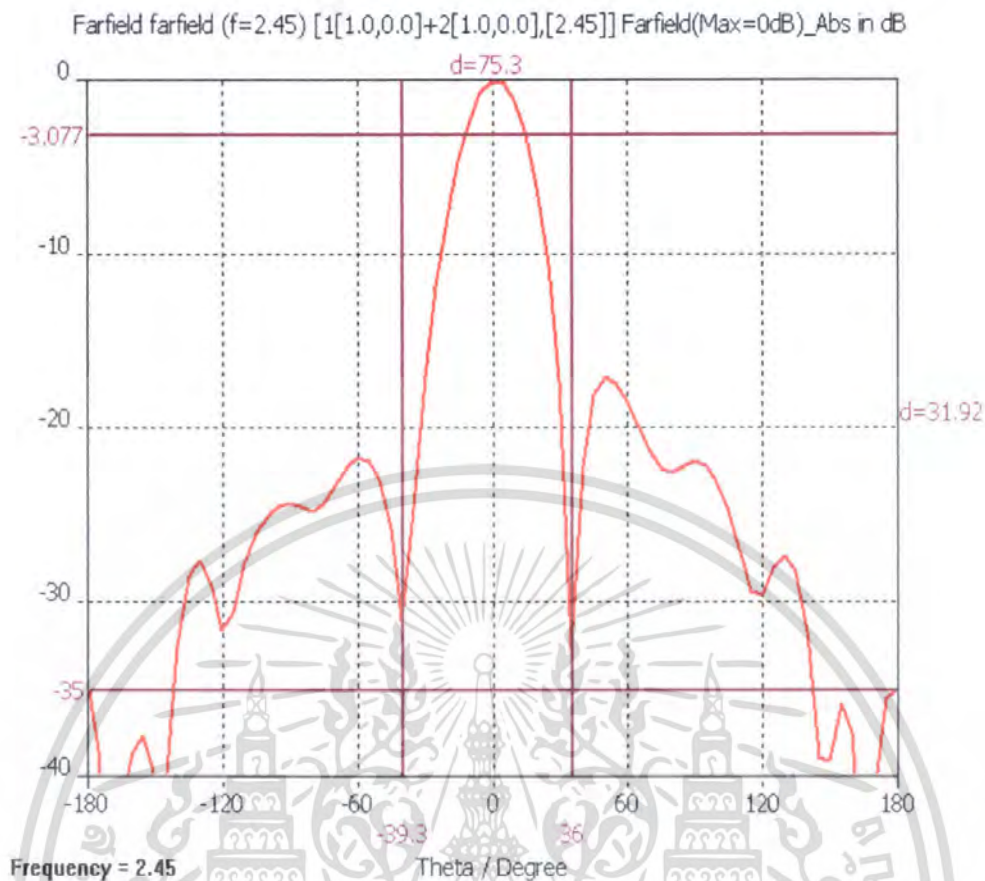
คำนวณได้จากสูตร

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

$$= 0 \text{ dB} - (-17.12 \text{ dB})$$

$$= 17.12 \text{ dB}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรกและ  
ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลังในระนาบสนามไฟฟ้า

จากรูปที่ 3.17 สามารถหาค่าต่าง ๆ ได้ ดังนี้

ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก โดยค่าที่วัดได้ คือ 75.3 องศา

ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลัง(BLR)

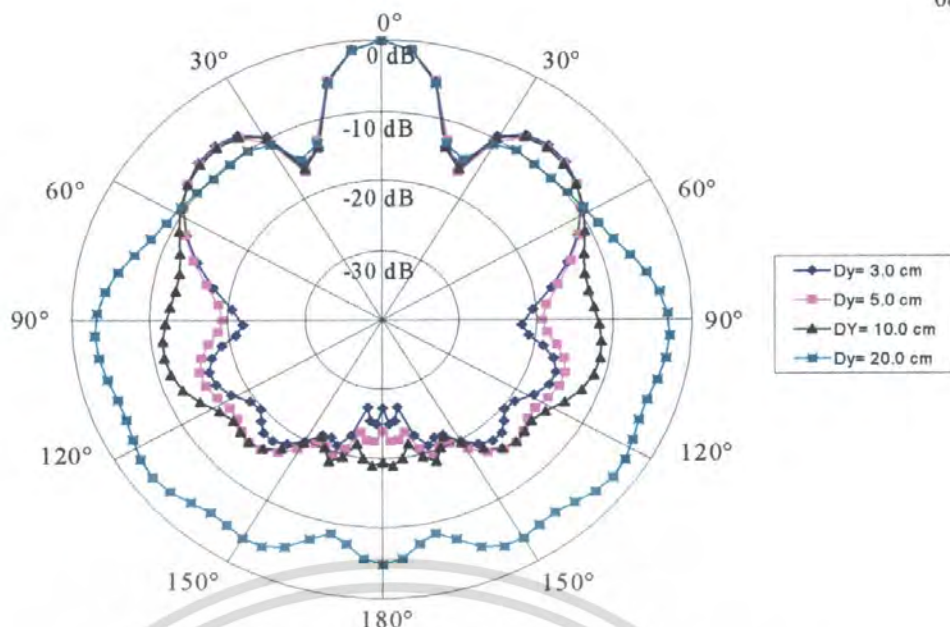
คำนวณได้จากสูตร

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

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

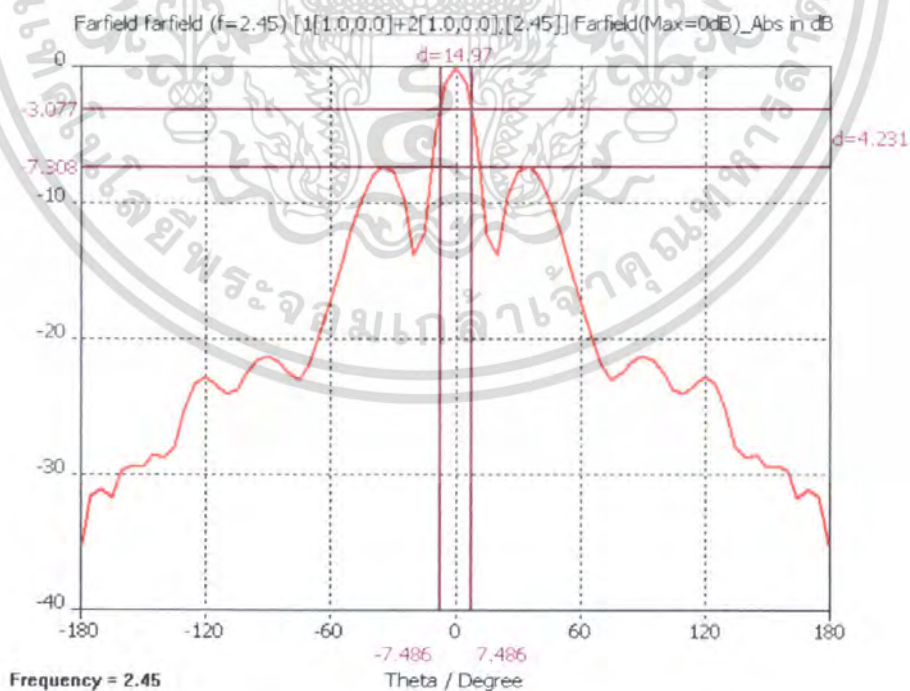
$$= 35 \text{ dB}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.18 แสดงการเปรียบเทียบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก เมื่อระยะห่างระหว่างวงแหวนเพิ่มมากขึ้น

จากรูปที่ 3.18 สำหรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของค่าสนามแม่เหล็กจะมีความสมมาตรกัน และจะมีการเปลี่ยนแปลงของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเช่นเดียวกันกับการแพร่กระจายคลื่นของค่าสนามไฟฟ้า ซึ่งจะทำให้ค่าด้านน้อยด้านข้างและด้านหลังเพิ่มขึ้น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระยะห่างของวงแหวนวงกลมทั้งสองที่มีระยะห่างที่เพิ่มมากขึ้น



รูปที่ 3.19 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งและ

ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นน้อยด้านข้างในระนาบสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.19 สามารถหาค่าต่างๆได้ ดังนี้

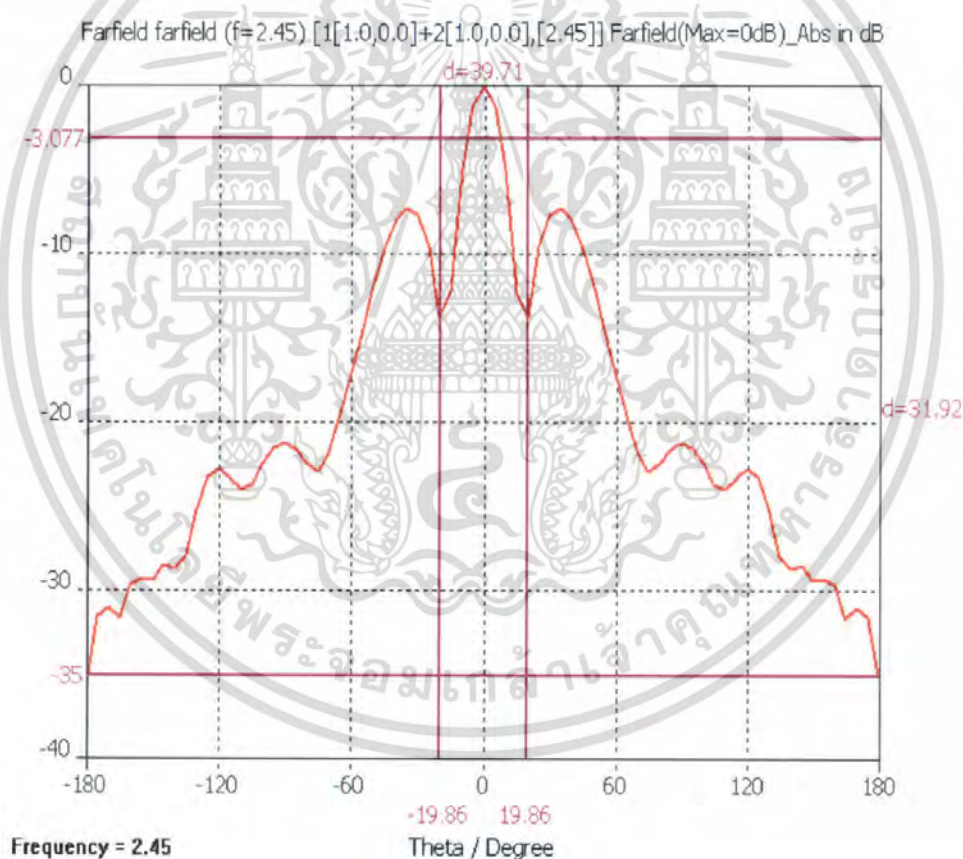
ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครั้งแรก โดยค่าที่วัดได้ คือ 13.67 องศา  
 ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง(SLR)

คำนวณได้จากสูตร

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

$$= 0 \text{ dB} - (-14.97 \text{ dB})$$

$$= 14.97 \text{ dB}$$



รูปที่ 3.20 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรกและ  
 ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลังในระนาบสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.20 สามารถหาค่าต่าง ๆ ได้ ดังนี้

ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก โดยค่าที่วัดได้ คือ 39.71 องศา  
 ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลัง(BLR)

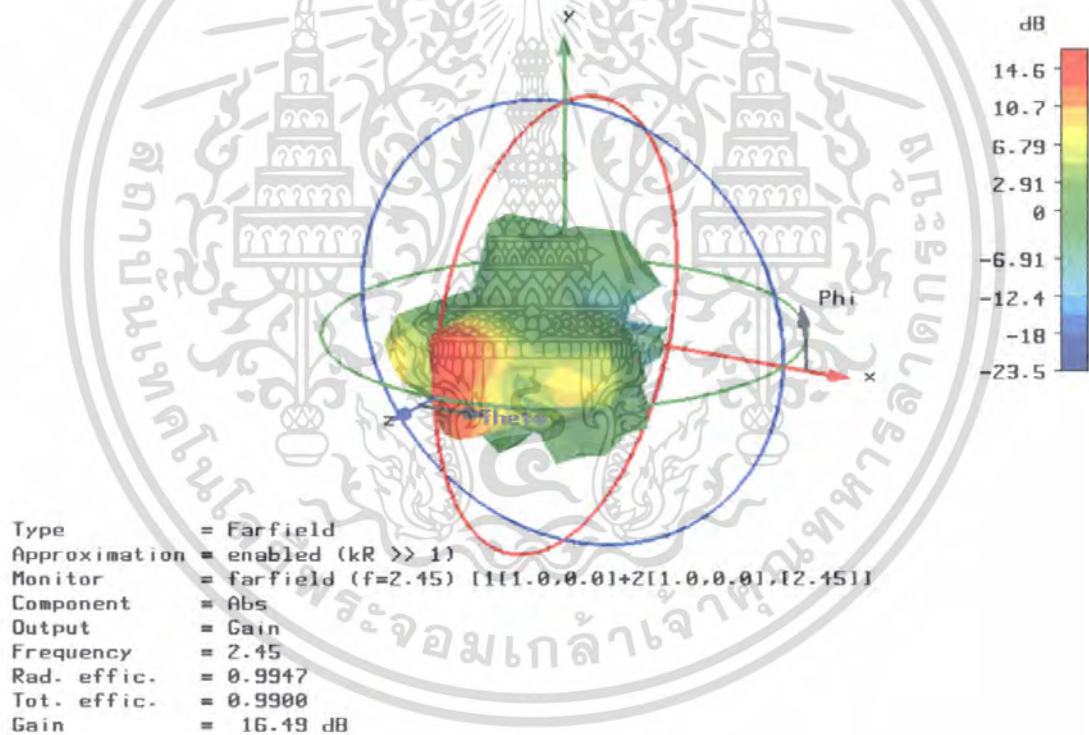
คำนวณได้จากสูตร

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

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

$$= 35 \text{ dB}$$

สำหรับค่าอัตราขยายของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมชนิดนี้ มีค่าเท่ากับ 16.49 dB



รูปที่ 3.21 แสดงอัตราขยายของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมโดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 สรุป

ในบทนี้ได้ทำการออกแบบสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมโดยใช้โปรแกรมการคำนวณแม่เหล็ก ฟาร์รุ่นที่ 5 เพื่อการศึกษาค่าพารามิเตอร์ที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของสายอากาศ อีกทั้งทำการวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายอากาศเพื่อหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสม โดยค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบไว้ คือ ค่ารัศมีของวงแหวนวงกลมที่เลือกใช้สำหรับทำเป็นตัวสายอากาศ จะพิจารณาจากโหมดคลื่นหลัก  $TE_{1,1}$  เป็นสำคัญ ซึ่งค่ารัศมี ( $r_0$ ) ของวงแหวนวงกลมที่นำมาออกแบบมีค่าเท่ากับ 3.71 เซนติเมตร สำหรับค่าความยาวโพรบ ( $Pl$ ) ที่ใช้ในการป้อนสัญญาณให้กับวงแหวนวงกลม จะพิจารณาค่าความยาว เท่ากับ 2.90 เซนติเมตร ซึ่งค่าความยาวโพรบนี้จะเหมาะสมกับค่าความยาวของวงแหวนวงกลม ( $Rx$ ) ที่ความยาว เท่ากับ 3.50 เซนติเมตร และระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับแผ่นสะท้อนคลื่น ( $Sz$ ) ที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการออกแบบสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมที่ระยะทาง เท่ากับ 9.30 เซนติเมตร โดยใช้แผ่นสะท้อนคลื่นที่มีความยาว ( $Lx$ ) มีค่าเท่ากับ 32.00 เซนติเมตร และความสูง ( $Hy$ ) ของแผ่นสะท้อนคลื่น มีค่าเท่ากับ 30.00 เซนติเมตร

สำหรับการออกแบบสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมนี้ได้มีการปรับปรุงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเนื่องด้วยแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งมีค่าลำคลื่นที่กว้างมาก ดังนั้นจึงได้ทำการวางวงแหวนวงกลมแนวลำดับ เพื่อเป็นการปรับปรุงแบบรูปของลำคลื่นให้แคบลง ซึ่งสำหรับค่าความกว้างของคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง ก่อนการปรับปรุงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น มีค่าเท่ากับ 70.02 องศา และหลังจากการปรับปรุงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแล้วจะมีค่าลำคลื่นที่แคบลง มีค่าเท่ากับ 26.42 องศา และค่าอัตราขยายของสายอากาศจะมีค่าเพิ่มขึ้นจากเดิมมีค่าเท่ากับ 13.01 dB เพิ่มขึ้นเป็น 16.49 dB

## บทที่ 4

### การสร้าง ทดสอบ และผลการทดสอบ

#### 4.1 การสร้างและการทดสอบสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม

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

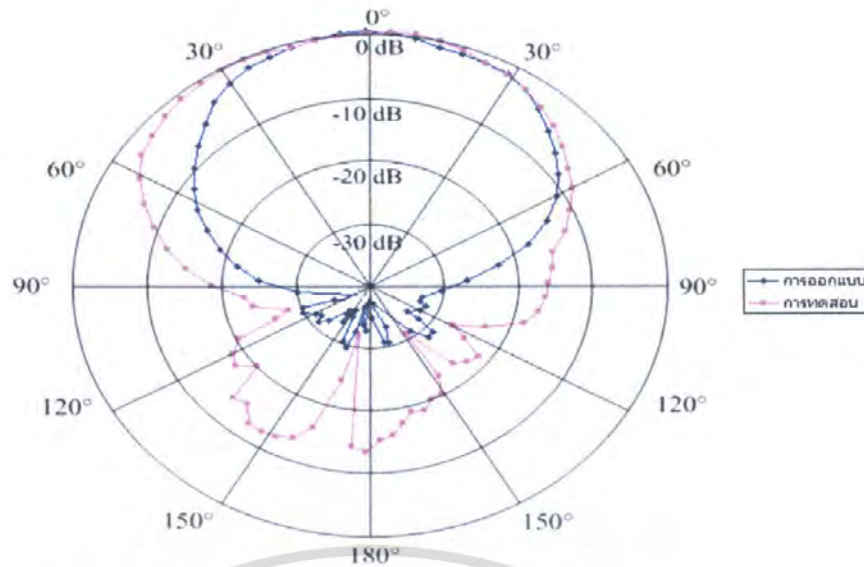


รูปที่ 4.1 รูปถ่ายของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมที่สร้างขึ้น

##### 4.1.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า



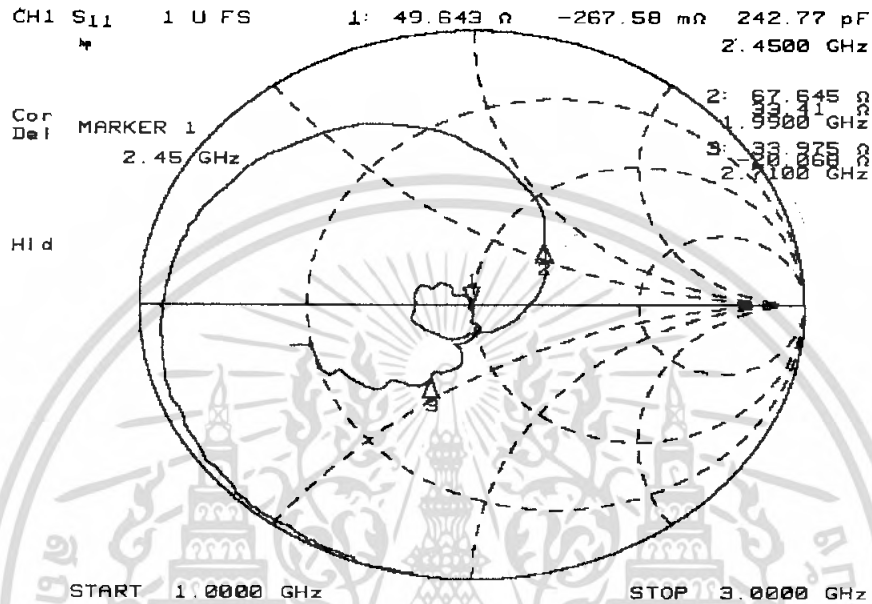
รูปที่ 4.3 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบแม่เหล็ก

#### 4.1.2 คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม

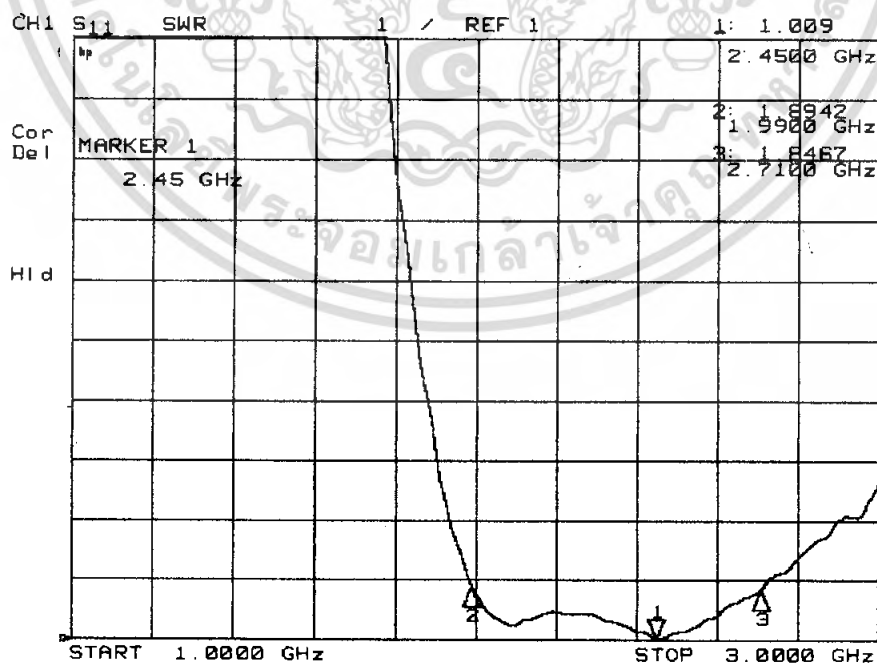
คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ที่ได้ทำการทดสอบ คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยทั่วไปค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะใช้ระบบ 50 โอห์ม แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถทำได้ดังนั้นจึงต้องออกแบบให้มีค่าใกล้เคียง และเมื่อพิจารณาค่าที่ใกล้เคียงนั้นในรูปของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศ (SWR) ไม่ควรเกิน 1:2 ซึ่งเป็นค่าที่ยอมรับได้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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\Delta f(\%) &= \frac{f_H - f_L}{f_c} \times 100 \\ &= \frac{2.71\text{GHz} - 1.99\text{GHz}}{2.45\text{GHz}} \times 100 \\ &= 29.39\%\end{aligned}$$



รูปที่ 4.4 ค่าอิมพีแดนซ์จากการทดสอบของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม



รูปที่ 4.5 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งจากการทดสอบของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ในวงกว้าง  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2 การสร้างและการทดสอบสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมโดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง

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



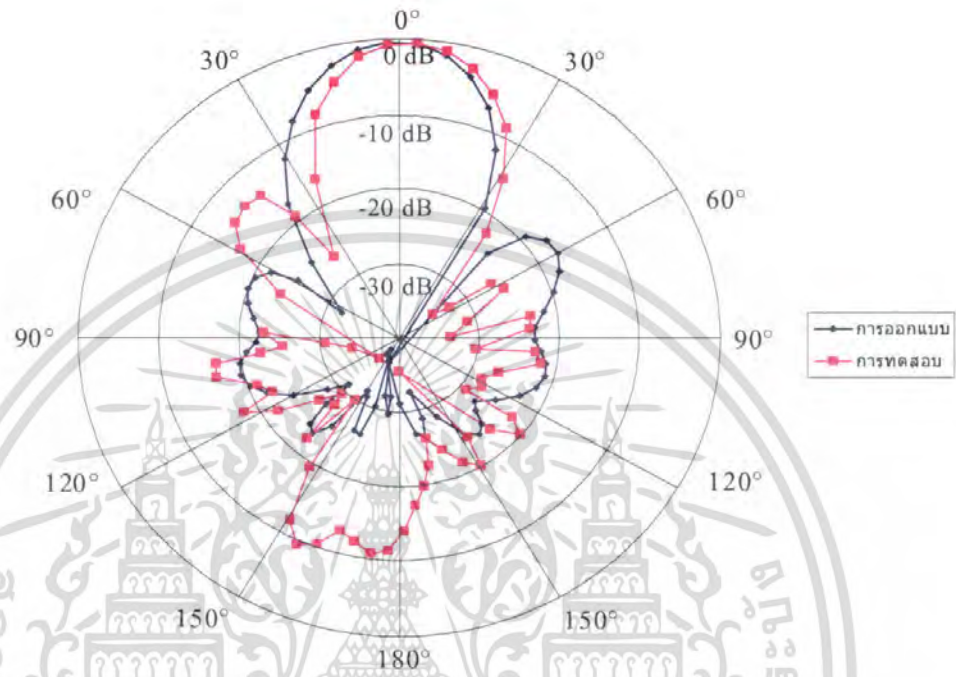
รูปที่ 4.6 รูปถ่ายสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมที่ใช้วงแหวนวงกลม 2 วงที่สร้างขึ้น

ซึ่งในการออกแบบสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมที่ใช้สายอากาศวงแหวนวงกลม 2 วง ขึ้นมานั้น เพื่อจุดประสงค์ในการปรับปรุงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ให้มีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น โดยการวางแนวลำดับของสายอากาศวงแหวนวงกลมทั้ง 2 วง ในแนวเดียวกัน มีระยะใกล้กัน ซึ่งในที่นี้ ระยะห่างระหว่างวงแหวนทั้งสองวง มีค่าเท่ากับ 3.00 เซนติเมตร ซึ่งในการที่จะทำให้สายอากาศวงแหวนทั้ง 2 วง ทำงานร่วมกันได้จะต้องทำการแมทชิงสายอากาศทั้งสองวงเข้าด้วยกัน โดยการใช้สายนำสัญญาณโคแอกเซียล ที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 75 โอห์ม เพื่อนำมาทำการแมทชิงสายอากาศทั้งสองวงเข้าด้วยกัน ซึ่งขนาดความยาวของสายนำสัญญาณนั้น จะต้องใช้ที่ขนาดความยาว  $n\lambda/4$  ของความยาวสายนำสัญญาณที่นำมาใช้โดยที่  $n$  คือ 1, 3, 5,...

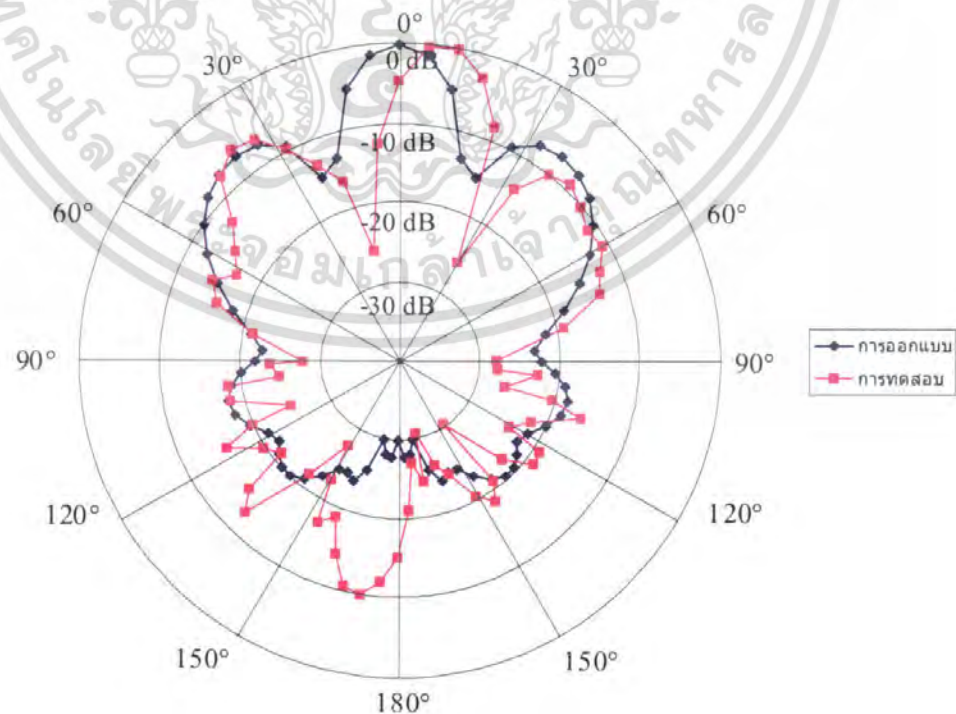
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 4.7 และ 4.8 ตามลำดับ จากผลการทดลองพบว่า เมื่อเปรียบเทียบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากทดสอบกับการออกแบบ



รูปที่ 4.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าโดยใช่วงแหวนวงกลม 2 วง

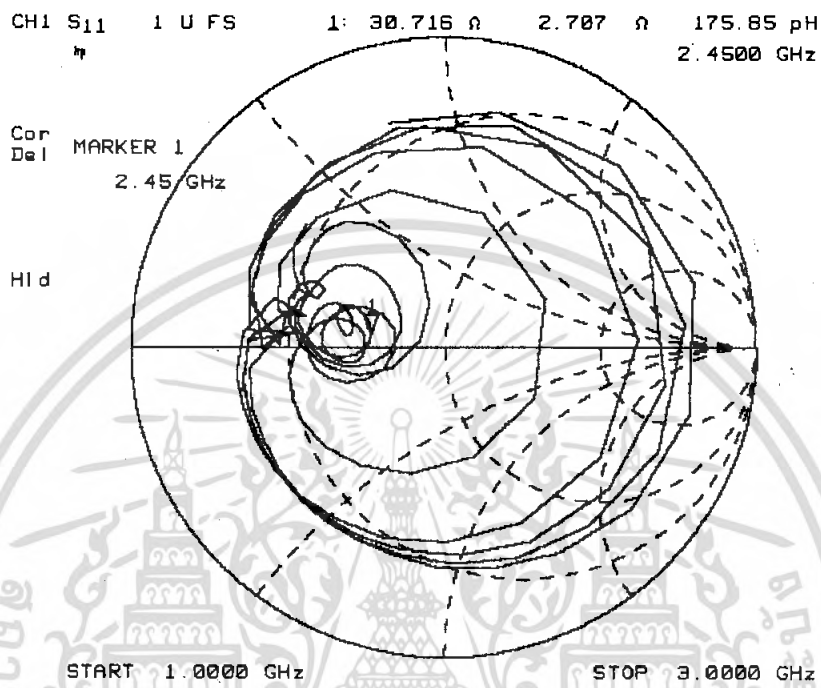


รูปที่ 4.8 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กโดยใช่วงแหวนวงกลม 2 วง

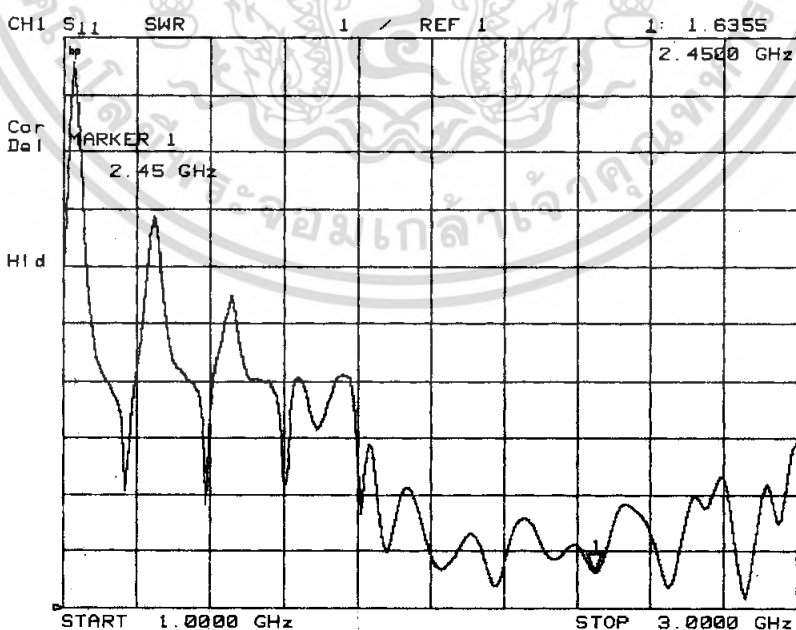
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.2 คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

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



รูปที่ 4.9 ค่าอิมพีแดนซ์จากการทดสอบสายอากาศด้วยวิธีนอนแบบมุมโดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง



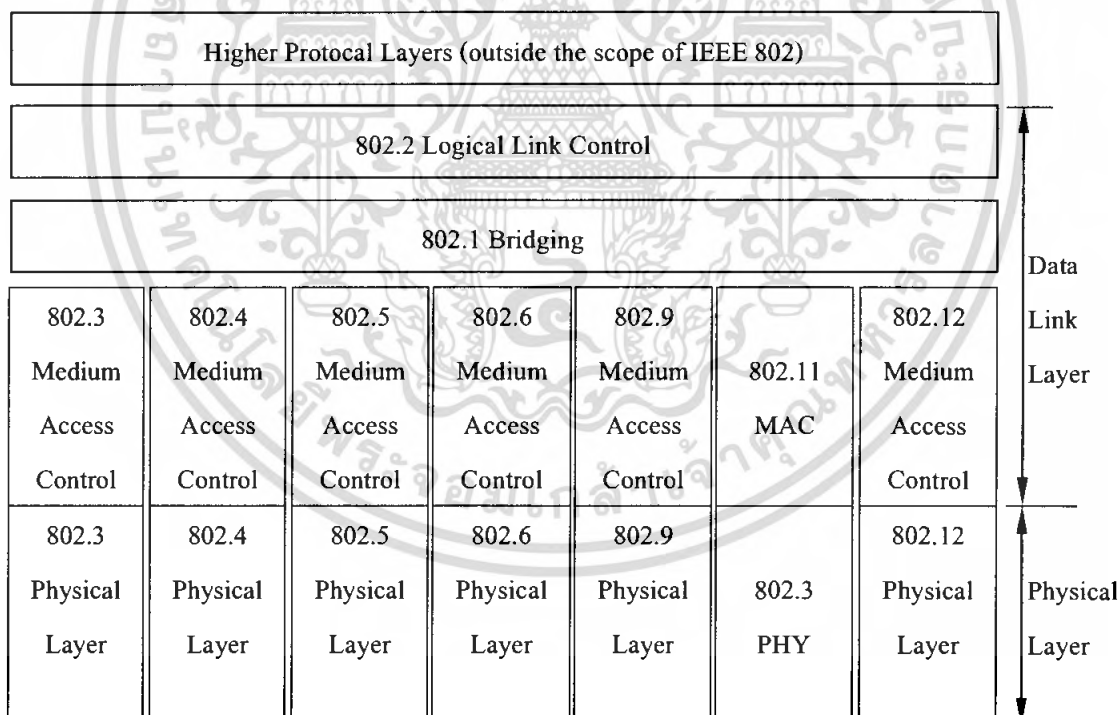
รูปที่ 4.10 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งจากการทดสอบสายอากาศด้วยวิธีนอนแบบมุมโดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 การประเมินประสิทธิภาพโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย IEEE 802.11

การประเมินประสิทธิภาพโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11 ซึ่งมีความจำเป็นต่อการออกแบบและการใช้งานโครงข่าย เริ่มศึกษาพื้นฐานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายซึ่งประกอบด้วย โทโปโลยี การควบคุมการเข้าถึงสื่อ รูปแบบเฟรม ชั้นสื่อสาร กายภาพ และค่าพิตช์สามารถอดุมคติสูงสุด และยังคงกล่าวถึงวิธีการประเมินประสิทธิภาพและผลการประเมินประสิทธิภาพ โดยใช้สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุม การประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย จะทำการประเมินค่าจากค่าระยะบริการสูงสุด คือระยะทำงานที่ไกลสุดระหว่างจุดส่งสัญญาณกับจุดรับสัญญาณ ซึ่งค่าระยะบริการสูงสุดเป็นตัวแปรที่สำคัญที่บอกถึงความสามารถของสายอากาศ

### 4.4 พื้นฐานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11

มาตรฐานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11 ประกาศครั้งแรกในปี 1997 สำหรับโครงข่ายท้องถิ่นที่ใช้สายอากาศเป็นช่องสื่อสาร IEEE 802.11 เป็นส่วนหนึ่งของมาตรฐานโครงข่ายท้องถิ่นและเมือง โดยแสดงดังรูปที่ 4.11 สำหรับชั้นสื่อสาร IEEE 802.11 แบ่งออกเป็น 2 ชั้น คือ ชั้นการควบคุมเข้าถึงสื่อ(Medium Access Control: MAC) และชั้นกายภาพ(Physical Layer: PHY)



รูปที่ 4.11 มาตรฐาน IEEE 802.11 ในมาตรฐาน IEEE 802

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4.1 โทโปโลยี(Topology)

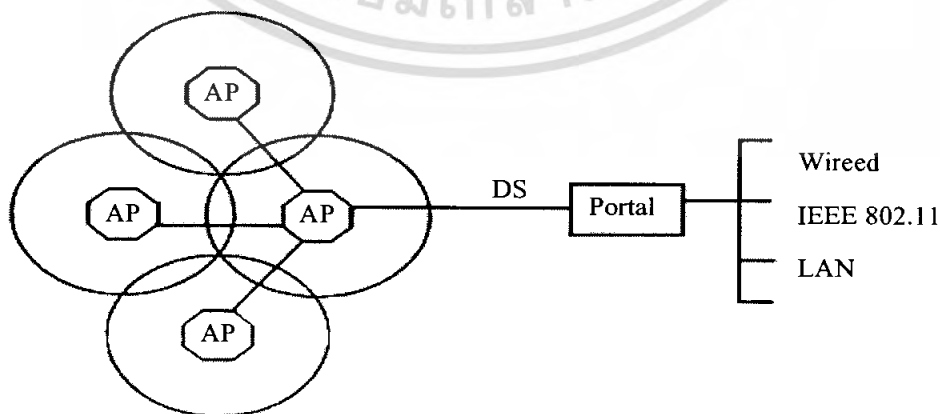
มาตรฐาน IEEE 802.11 ประกอบด้วยกลุ่มสื่อสาร ได้แก่ สถานีฐาน(Access Point) และลูกข่าย (Client) โดยที่กลุ่มสื่อสารนี้เรียกว่า กลุ่มบริการพื้นฐาน(Basic Service Set: BSS) โปโตคอลชั้นควบคุม เข้าถึงสื่อแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ การรวมตัวแบบแอดฮอค(Ad-Hoc) หมายถึงการติดต่อสื่อสารระหว่าง ลูกข่าย โดยไม่ต้องใช้สถานีฐาน และการรวมตัวแบบโครงสร้างพื้นฐาน(Infrastructure) คือการ ติดต่อสื่อสารโดยใช้สถานีฐานเป็นศูนย์กลางควบคุม กลุ่มสถานีฐานที่สื่อสารกันโดยการส่งต่อเฟรมข้อมูล จากกลุ่มบริการพื้นฐานหนึ่งไปยังกลุ่มอื่นเพื่ออำนวยความสะดวกเมื่อลูกข่ายเคลื่อนย้ายไปยังสถานีฐาน อื่นซึ่งเรียก กลุ่มบริการขยาย(Extended Service Set:ESS) ถ้าสถานีฐานหนึ่งสื่อสารกับสถานีอื่นเพื่อส่งต่อ เฟรมข้อมูลให้กับสถานีฐานอื่นเพื่อให้ลูกข่ายสามารถเคลื่อนที่จากสถานีหนึ่ง ไปยังสถานีอื่นและ แลกเปลี่ยนเฟรมข้อมูลผ่านทางเครือข่ายไร้สายซึ่งเรียกกลไกนี้ว่า ระบบกระจาย(Distribution System: DS) แสดงดังรูปที่ 4.12

FC	D/ID	Addr.1	Addr.2	Addr.3	Seq Cont.	Addr.4	Data	FCS	
2	2	6	6	6	2	6	0-2312	4	Bytes

รูปที่ 4.12 เฟรมชั้นการควบคุมการเข้าถึงสื่อ

#### 4.4.2 การควบคุมการเข้าถึงสื่อ(Medium Access Control)

เครือข่ายไร้สาย ใช้อากาศเป็นสื่อส่งสัญญาณทำให้เกิดปัญหาการชนตัวของลูกข่าย ซึ่งปัญหานี้ ไม่เกิดขึ้นกับเครือข่ายไร้สาย การชนตัวเกิดจากระยะทำงานที่จำกัดทำให้ลูกข่ายไม่สามารถติดต่อสื่อสาร ได้อย่างทั่วถึงทั้งกลุ่ม ตัวอย่างเช่น ลูกข่าย A และ C จะไม่สามารถติดต่อกันได้ เนื่องจากเกินระยะทำการ แล้ว ถ้า A และ C ส่งเฟรมไปยัง B พร้อม ๆ กันทำให้เกิดกรชนกัน การส่งเฟรมข้อมูลพร้อม ๆ กันของ A และ C เนื่องจาก A และ C ไม่ทราบว่า B ติดต่อกับสถานีอื่น ๆ ด้วยแสดงดังรูปที่ 4.13 IEEE 802.11 ซึ่ง สามารถแก้ปัญหานี้โดยใช้กลไก RTS/CTS



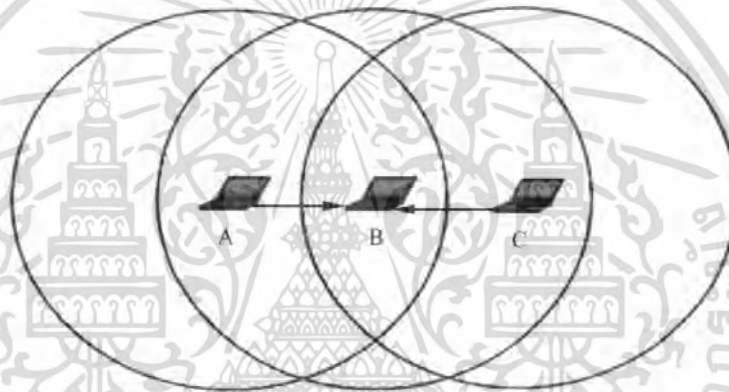
รูปที่ 4.13 กลุ่มบริการพื้นฐาน(BSS) กลุ่มบริการขยาย(ESS) และระบบกระจาย(DS)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาดให้ท่านไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

#### 4.4.3 รูปแบบเฟรม

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



รูปที่ 4.14 ปรากฏการณ์กรชนตัวโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย

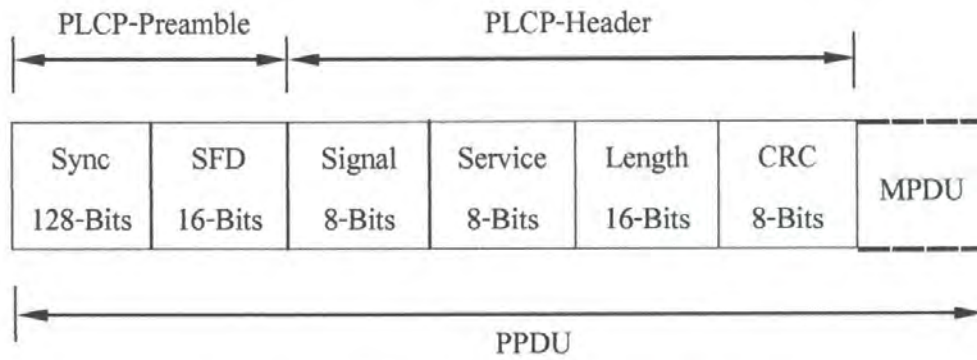
#### 4.4.4 ชั้นสื่อสารกายภาพ

IEEE 802.11 กำหนดให้ก่อนส่งเฟรมข้อมูลจากชั้นควบคุมการเข้าถึงสื่อจะต้องเติมข้อมูลที่เรียกว่า ฟรียแอมเบิล-PCLP และส่วนหัว-PLCP ดังรูปที่ 4.15 ฟรียแอมเบิล-PLCP ประกอบด้วย ฟิลด์ Sync และ SFD เพื่อบรรจุข้อมูลใช้สำหรับการซิงโครไนส์และบอกจุดเริ่มต้นเฟรม ตามลำดับ ส่วนหัว-PLCP ประกอบด้วยฟิลด์ Signal ซึ่งแสดงการมอดูเลตที่ใช้ ฟิลด์ Service คือฟิลด์ที่สงวนไว้ ฟิลด์ Length แสดงค่าที่ใช้กำหนดจุดสิ้นสุดของเฟรม ฟิลด์ CRC คือฟิลด์ที่บรรจุข้อมูลการตรวจสอบความถูกต้องของเฟรม

การมอดูเลตสำหรับมาตรฐาน IEEE 802.11 เป็นแบบโคเร็กซ์ควอนส์ มีอัตราเร็วบิต 1 Mbps และ 2 Mbps ซึ่งอัตราชีพเท่ากับ 11 MHz และใช้การเข้ารหัสแบบเบเคอร์(Baker) แสดงได้ดังนี้

$$B_{11} = [-1, +1, -1, -1, +1, -1 -1 -1 +1 +1 +1]$$

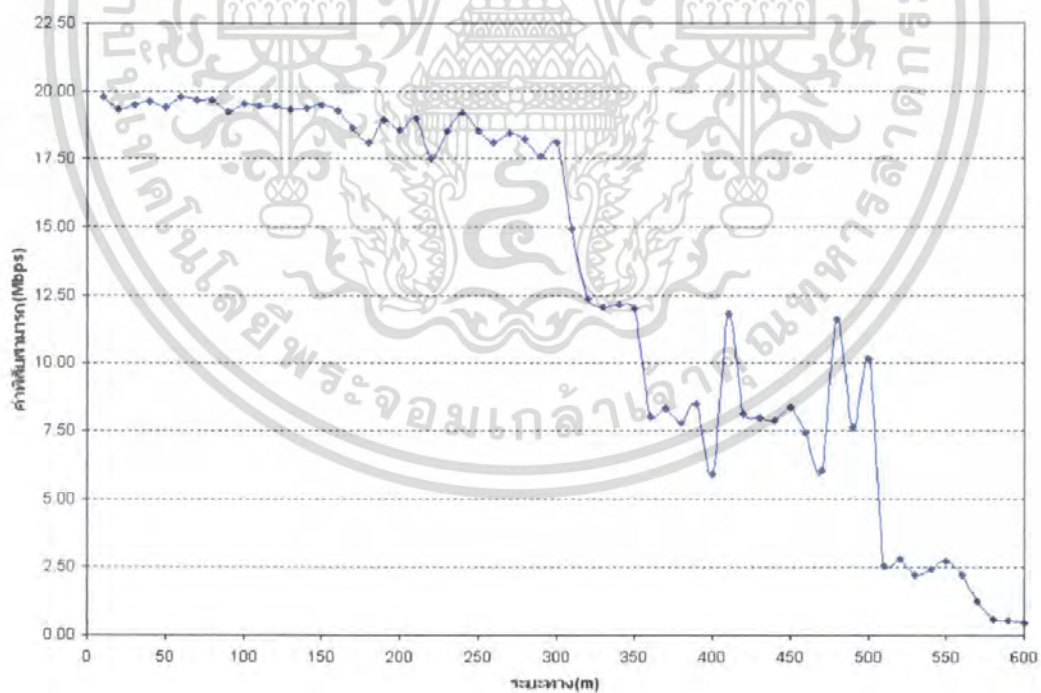
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 พลีแอมเบิ้ล PLCP ส่วนหัว PLCP และ MPDU

#### 4.5 การทดสอบประสิทธิภาพ

การสื่อสารแบบจุดต่อจุดสำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย ซึ่งโดยทั่วไปใช้เชื่อมต่อสองเครือข่ายที่อยู่ระหว่างอาคารเข้าด้วยกัน ซึ่งเป็นการเชื่อมต่อระหว่างสถานีฐานกับสถานีฐาน สำหรับการทดสอบนี้จะทำการเลือกสถานที่ในการทดสอบบริเวณหลักคึกคักอิการ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ซึ่งเป็นถนนคอนกรีตลักษณะตรงและไม่มีสิ่งกีดขวาง ซึ่งโปรแกรมที่ใช้สำหรับการทดสอบค่าวิสัยสามารถทำได้ใช้โปรแกรม Chariot สำหรับการทดสอบเป็นการทดสอบและไม่ต่อเนื่อง โดยแต่ละจุดห่างกัน 10 เมตร ซึ่งค่าวิสัยสามารถที่ได้ทำการทดสอบนั้น แสดงดังรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 แสดงค่าวิสัยสามารถที่ได้จากการทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.6 สรุป

ในบทนี้เป็นการแสดงการออกแบบ การสร้าง และการทดสอบสายอากาศ ทั้งนี้ได้ทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการออกแบบโดยโปรแกรมการคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้ารุ่นที่ 5 กับการทดสอบ ซึ่งสำหรับการทดสอบนั้น ได้ทำการวัดแบบรูปของการกระจายคลื่นของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม ทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ซึ่งแบบรูปของการกระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้น มีค่าผิดเพี้ยนไปจากการออกแบบบ้าง ซึ่งอาจเกิดจากอุปกรณ์ที่ใช้ทำสายอากาศ รวมถึงความคลาดเคลื่อนของอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัด และสำหรับสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมซึ่งใช้วงแหวนวงกลม 1 วง ในการทำงานจะมีอิมพีแดนซ์เท่ากับ  $49.643 - j267.58m\Omega$  และสายอากาศมีความกว้างแถบความถี่เท่ากับ 29.39 % ซึ่งครอบคลุมช่วงความถี่ใช้งาน และมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับ 1:1.009 สำหรับสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมโดยใช้วงแหวนวงกลม 2 วง เมื่อพิจารณาจากค่าพารามิเตอร์และแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการทดสอบพบว่า ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบ ค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ  $30.716 + j2.707\Omega$  และมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับ 1:1.6355

สำหรับการทดสอบค่าพิสัยสามารถ ทำให้ทราบได้ว่าประสิทธิภาพของสายอากาศที่ได้ทำการสร้างมีคุณภาพในการบริการของโครงข่ายมากน้อยเพียงใด ซึ่งจากผลการทดสอบ ทำให้ทราบได้ว่า ช่วงระยะทางเริ่มต้นจนถึงระยะทาง 300 เมตร สายอากาศทั้งสองจะสามารถติดต่อกันได้โดยยังคงรักษาระดับของสัญญาณข้อมูลได้ดี ซึ่งเมื่อทำการทดสอบในระยะทางที่เพิ่มมากขึ้นจากระยะทาง 300 เมตร ระดับของสัญญาณข้อมูลจะมีการจางหายไปและจะกลับมารับได้ในบางช่วงของระยะทางสำหรับการทดสอบสาเหตุอาจเกิดเนื่องมาจากระยะทางที่ทำการวัดมีระยะทางของสายอากาศทั้งสองมีระยะทางที่เพิ่มมากขึ้น โดยการรับส่งของระดับสัญญาณข้อมูลจากสายอากาศทั้งสอง อาจจะไม่ได้อยู่ในระดับแนวสายตา จึงทำให้การรับส่งข้อมูลของสายอากาศทั้งสองมีการรับส่งข้อมูลที่ขาดหายไป และเมื่อทำการทดสอบที่ระยะทางที่ไกลมากขึ้นจนระดับของสัญญาณข้อมูลที่ได้รับจะมีค่าลดน้อยลง ซึ่งจะส่งผลให้เวลาในการติดต่อรับส่งข้อมูลของสายอากาศทั้งสองมีค่าเพิ่มมากขึ้นตามไปด้วย โดยสรุปได้ว่าระดับสัญญาณของข้อมูลจะขาดหายไปเมื่อสิ้นสุดที่ระยะทางรวมเท่ากับ 600 เมตร

## บทที่ 5

### บทสรุป และบทวิจารณ์

ในปฏิญานี้พนธ์นี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบ สร้างและทดสอบสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม สายอากาศชนิดนี้ให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว ซึ่งมีประโยชน์ในการประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศ สำหรับการสื่อสารแบบจุดต่อจุด เช่น การเชื่อมโยงของระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายระหว่างตึก โดยโครงสร้างของสายอากาศไม่ซับซ้อนและสามารถสร้างได้ง่าย สายอากาศที่ออกแบบไว้จะทำงานที่ความถี่เท่ากับ 2.45 GHz โดยได้ทำการออกแบบสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุม โดยทำการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ โดยทำการพิจารณารัศมีของวงแหวนวงกลมซึ่งนำมาใช้เป็นสายอากาศเพื่อ กำหนดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งค่าความยาวโพรบจะมีผลต่อค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศ โดยสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบนั้นมีค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครั้งหนึ่งมีค่าที่กว้าง ดังนั้นจึงได้ทำการแก้ไขแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของระนาบสนามไฟฟ้าให้มีความลักษณะลำคลื่นที่แคบลง จึงทำให้สายอากาศมีค่าสภาพเงาเชิงทิศทางที่สูงขึ้นเพื่อนำไปใช้ในการส่งผ่านข้อมูลได้สำหรับระยะทางไกล ๆ การปรับปรุงแบบรูปของสายอากาศโดยการวางแนวลำดับจะทำให้สายอากาศมีค่าอัตราขยายที่เพิ่มสูงขึ้นด้วย สำหรับการออกแบบและการทดสอบ มีผลการทดสอบที่สอดคล้องกันตรงตามความต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

1. S. Kosulvit, "A Bidirectional Antenna using a Probe Excited Ring," Doctoral Thesis, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, 2001.
2. K. F. Sander and G.A.L.Read, "Transmission and Propagation of Electromagnetic Waves," Cambridge University Press, 1986
3. C. A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design," 2<sup>nd</sup> ed. John Wiley & Sons, Inc., 1997
4. C. A. Balanis, "Advanced Engineering Electromagnetics," John Wiley & Sons, Inc., 1998
5. Y. R. Sami, "Useful coordinate transformations for antenna applications." IEEE Trans. Antennas Propagat. Vol.27, Jul.1997. pp.571-574
6. A. W. Love (ed.). Reflector Antenna. New York; IEEE Press 1978.
7. พิชัย ภัคดีพานิชเจริญ, " ทฤษฎีและการใช้งานความถี่ย่านไมโครเวฟ " พิมพ์ที่ หจก.สำนักพิมพ์ฟิสิกส์ เซ็นเตอร์ , 2537
8. วิสันต์ อาชาเดโพล, " สายอากาศและเทคนิคการติดตั้ง " พิมพ์ที่ หจก.สำนักพิมพ์ฟิสิกส์ เซ็นเตอร์ , 2537

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้