

สายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด 90° บิ่ดงสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม
สำหรับการแผ่รังสีทิศทางเดียว

A CIRCULAR RING FED 90° PYRAMIDAL REFLECTOR ANTENNA
FOR UNIDIRECTIONAL BEAM RADIATION

อวยพร เครือแก้ว
AUYPORN KRUEKAEW

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาทางหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2821-3

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

สายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด 90° ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม
สำหรับการแพร่คลื่นทิศทางเดียว

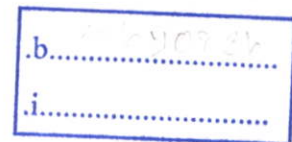
A CIRCULAR RING FED 90° PYRAMIDAL REFLECTOR ANTENNA
FOR UNIDIRECTIONAL BEAM RADIATION



อวยพร เครือแก้ว

AUYPORN KRUEKAEW

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 67418
วัน,เดือน,ปี... 15 S.A. 2549



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2549

ISBN 974-15-2821-3

**A CIRCULAR RING FED 90° PYRAMIDAL REFLECTOR ANTENNA
FOR UNIDIRECTIONAL BEAM RADIATION**

AUYPORN KRUEKAEW

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2006

ISBN 974-15-2821-3

COPYRIGHT 2006

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ สายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด 90° ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม
สำหรับการแพร่คลื่นทิศทางเดียว
A Circular Ring Fed 90° Pyramidal Reflector Antenna for Unidirectional
Beam Radiation

นักศึกษา นายอวยพร เครือแก้ว

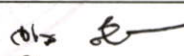


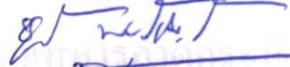

รหัสประจำตัว 47061031

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.สมผล โกศลวิตร

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม ผศ.ดร.ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.จเร	สุรวัฒน์ปัญญา	
ศ.ดร.โมไนย	ไกรฤกษ์	
ผศ.ดร.พิเชฐ	ม่วงนวล	
ผศ.ดร.ชวงค์	พงศ์เจริญพาณิชย์	
รศ.ดร.สมผล	โกศลวิตร	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 9 ตุลาคม 2549 เวลา 11.30-13.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น 4 (ห้อง E12-404)


บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว
(ผศ.ดร.จารูวัตร เจริญสุข)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่...31...เดือน...ตุลาคม...พ.ศ. 2549

หัวข้อวิทยานิพนธ์	สายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด 90° ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมสำหรับการแพร่คลื่นทิศทางเดียว
นักศึกษา	นาย อวยพร เครือแก้ว
รหัสนักศึกษา	47061031
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2549
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. สมผล โกศลวิตร
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม	ผศ.ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม โดยสายอากาศชนิดนี้เกิดจากการนำสายอากาศวงแหวนวงกลมที่มีการแพร่กระจายคลื่นแบบสองทิศทาง มาประกอบรวมกับตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด ซึ่งจะทำให้ได้การแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว และมีอัตราขยายสูง โดยที่โครงสร้างของสายอากาศไม่ซับซ้อนทั้งยังมีความสะดวกในการสร้าง ในการคำนวณได้นำเอาวิธีฟังก์ชันกรีนไดแอดิกมาใช้คำนวณสายอากาศวงแหวนวงกลม เนื่องจากให้ความแม่นยำกว่าและเมื่อนำสายอากาศวงแหวนวงกลมที่ได้จากการใช้วิธีดังกล่าวมาประกอบกับตัวสะท้อนแบบพีระมิด จะนำวิธีการคำนวณการเลี้ยวเบนของคลื่นมาร่วมด้วยเพื่อความถูกต้องแม่นยำมากขึ้น โดยในการวิเคราะห์ได้ทำการพิจารณาคูณลักษณะต่างๆของสายอากาศได้แก่ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ค่าความกว้างลำคลื่น ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง และค่าสภาพเจาะจงทิศทางสายอากาศ เพื่อยืนยันผลการคำนวณได้ทำการสร้างสายอากาศขึ้นมาเพื่อทดสอบและเปรียบเทียบผลที่ได้ และยังได้ทำการประเมินสมรรถนะของสายอากาศ ซึ่งผลจากการวิเคราะห์มีประโยชน์ในการประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศสำหรับการสื่อสารแบบจุดต่อจุด ในระบบการสื่อสารไร้สาย

Thesis Title	A Circular Ring Fed 90° Pyramidal Reflector Antenna for Unidirectional Beam Radiation
Student	Mr. Auyporn Kruekaew
Student ID.	47061031
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2006
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr. Sompol Kosulvit
Thesis Co-Advisor	Asst.Prof.Dr. Chuwong Phongcharoenpanich

ABSTRACT

This thesis presents the analysis and design of a circular ring fed 90° pyramidal reflector antenna for unidirectional beam radiation. This antenna provides a unidirectional beam pattern with high gain. This unidirectional antenna combines a circular ring antenna with a pyramidal reflector. The antenna structure is easy to fabricate. The radiated field of circular ring antenna is calculated by dyadic Green's function and the Uniform Theory of Diffraction (UTD). The radiation characteristics such as radiation pattern, beamwidth, side lobe ratio and maximum directivity of the antenna were calculated. In order to verify the theoretical calculation, the prototype of the antenna is fabricated and measured to compare between experimental results and theoretical calculations. This antenna is very useful for applying in the point to point communications.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จไปได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความกรุณาและสนับสนุนของ รศ.ดร.สมผล โกศลวิตร และ ผศ.ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพามาณิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาที่คอยให้ความช่วยเหลือ ชี้แนะ ให้แนวความคิดและให้คำปรึกษาที่มีประโยชน์อย่างยิ่งในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ และขอขอบพระคุณ ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์ สำหรับคำแนะนำต่างๆ ทั้งทางด้านทฤษฎีและทางเทคนิคที่ใช้ในงานวิจัยของข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ ห้องปฏิบัติการสื่อสารไร้สาย สำนักวิจัยการสื่อสาร และเทคโนโลยีสารสนเทศ สำหรับความเอื้อเฟื้อสถานที่และเครื่องมือในการทำวิจัย

ขอขอบคุณ คุณกฤตยา ชวานนท์พิทักษ์ คุณศุภชัย เกரியงนสาร คุณกฤษฎา เกตวัลท์ คุณไพโรจน์ วุ่นชุม ที่คอยให้คำปรึกษาทางด้านทฤษฎี เกี่ยวกับสายอากาศ สนามแม่เหล็กไฟฟ้า และ UTD เป็นอย่างดี

ขอขอบคุณ คุณสุธาสินี ละมุลตรี คุณชวาลธวัช หมั่นทรัพย์ คุณศัญชัย เอียดปราบและสมาชิกห้องปฏิบัติการสื่อสารไร้สายทุกท่าน ที่ช่วยเหลือให้คำปรึกษาทางปฏิบัติในการทดสอบสายอากาศตลอดการศึกษา

สุดท้ายขอกราบพระคุณบิดา มารดา สมาชิกในครอบครัว และค.ญ. กัลยรัตน์ เครือแก้ว ที่คอยห่วงใยและเป็นกำลังใจให้ที่ติดตลอดมา

อวยพร เครือแก้ว

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของวิทยานิพนธ์.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	4
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	4
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	5
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	5
1.6 งานวิจัยที่มีมาก่อน.....	6
1.6.1 สายอากาศวงแหวนวงกลมเหนือระนาบสะท้อน.....	6
1.6.2 สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม ล้อมรอบโพรบ.....	6
1.6.3 สายอากาศตัวสะท้อนแบบกรวยป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม.....	8
1.6.4 สายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบปากแตร.....	8
1.6.5 เปรียบเทียบค่าสภาพเจาะจงทิศทางระหว่างสายอากาศแบบพีระมิด กับสายอากาศแบบปากแตร.....	9
1.7 เนื้อหาของวิทยานิพนธ์.....	10
บทที่ 2 การวิเคราะห์คุณลักษณะสายอากาศวงแหวนวงกลม.....	11
2.1 บทนำ.....	11
2.2 โครงสร้างสายอากาศที่ใช้วงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบ.....	11
2.3 การวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่น โดยอาศัยฟังก์ชันกรีนไดแอดิก.....	13
2.3.1 การหาคำตอบจากสมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับระบบพิกัดทรงกระบอก....	14
2.3.2 ฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์ในพิกัดทรงกระบอก.....	18
2.3.3 ฟังก์ชันกรีนไดแอดิกบริเวณภายในท่อนำคลื่นทรงกระบอก.....	20

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.4 การกระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบริเวณช่องเปิดของวงแหวน.....	24
2.3.5 สมการสนามไฟฟ้าระยะไกล.....	25
2.4 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ.....	27
2.5 ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง.....	28
2.6 สรุป.....	31
บทที่ 3 สายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณ โดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม.....	32
3.1 บทนำ.....	32
3.2 โครงสร้างของสายอากาศ.....	32
3.3 ทฤษฎีการเลี้ยวเบนของคลื่น.....	34
3.4 การวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่น.....	39
3.5 การวิเคราะห์สายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิด ถูกป้อนสัญญาณด้วยวงแหวน วงกลมโดยใช้ทฤษฎีการเลี้ยวเบนเชิงเรขาคณิตในระนาบสนามไฟฟ้า.....	41
3.5.1 สมการการแพร่กระจายคลื่นระนาบสนามไฟฟ้า.....	42
3.6 การวิเคราะห์สายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิด ถูกป้อนสัญญาณด้วยวงแหวน วงกลมโดยใช้ทฤษฎีการเลี้ยวเบนเชิงเรขาคณิตในระนาบสนามแม่เหล็ก.....	45
3.6.1 สมการการแพร่กระจายคลื่นระนาบสนามแม่เหล็ก.....	47
3.7 ผลเฉลยเชิงวิเคราะห์.....	50
3.7.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ.....	50
3.7.2 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสายอากาศ.....	55
3.8 สรุป.....	58
บทที่ 4 การสร้างการทดสอบและผลการทดสอบ.....	59
4.1 บทนำ.....	59
4.2 การสร้างและการทดสอบสายอากาศวงแหวนวงกลม.....	59
4.3 การสร้างและการทดสอบคุณลักษณะสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิด ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม.....	60
4.4 คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ.....	61
4.5 ผลการทดลองสายอากาศ.....	63

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.6 สรุป.....	66
บทที่ 5 การประเมินประสิทธิภาพโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย IEEE802.11.....	67
5.1 บทนำ.....	67
5.2 ระเบียบบริการสูงสุด.....	67
5.3 การทดสอบสมรรถนะสายอากาศ.....	68
5.3.1 อัตราขยาย.....	68
5.3.2 ความกว้างแถบความถี่ (Bandwidth).....	68
5.3.3 บริเวณสนามระยะไกล.....	69
5.3.4 ประสิทธิภาพของสายอากาศ(Antenna Efficiency).....	69
5.4 การประเมินสมรรถนะในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย IEEE802.11b/g.....	71
5.5 สรุป.....	72
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	73
6.1 สรุปเนื้อหาโดยรวม.....	73
6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา.....	74
เอกสารอ้างอิง.....	75
ภาคผนวก.....	76
ประวัติผู้เขียน.....	81

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ที่ทำการทดสอบ.....	70
5.2 อัตรายายเมื่อทำการเปลี่ยนระยะจุดป้อนสัญญาณ.....	71
5.3 ค่าการทดสอบคุณลักษณะสายอากาศ.....	71
5.4 ระยะจุดป้อนสัญญาณที่ทำการทดสอบ.....	71
5.5 แสดงค่าพารามิเตอร์และอุปกรณ์ที่ทำการทดสอบ.....	72

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 ระบบการสื่อสารแบบจุดต่อจุด (Point-to-Point Communication).....	1
1.2 โครงสร้างสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม.....	2
1.3 โครงสร้างสายอากาศวงแหวนวงกลมเหนือระนาบสะท้อน.....	6
1.4 โครงสร้างสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณ โดย โพรบภายในวงแหวนวงกลม.....	7
1.5 โครงสร้างสายอากาศตัวสะท้อนแบบกรวยป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม.....	8
1.6 สายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบปากแตร.....	9
1.7 ค่าสภาพเจาะงทศทางระหว่างสายอากาศแบบพีระมิดกับสายอากาศแบบปากแตร	9
2.1 สายอากาศแบบสองทิศทาง โดยใช้โพรบกระตุ้นวงแหวนวงกลม.....	12
2.2 ไดอะแกรมการหาคำตอบของสนามจากแหล่งกำเนิด.....	13
2.3 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ $Z_1=0$	17
2.4 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอก.....	19
2.5 การพิจารณาความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กสมมูลและกระแสไฟฟ้าสมมูล.....	25
2.6 ช่องเปิดแบบวงกลมที่วางอยู่บนช่องว่างอิสระ.....	26
2.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าเมื่อความหนา ของวงแหวนมีขนาดต่างๆ.....	28
2.8 ค่าสภาพเจาะงทศทางของสายอากาศเมื่อความหนาของวงแหวนมีขนาดต่างๆ.....	29
2.9 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าเมื่อความหนา และขนาดของวงแหวนและความยาวโพรบมีขนาดต่างๆ.....	30
3.1 โครงสร้างของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณ โดย โพรบภายใน วงแหวนวงกลม.....	33
3.2 โครงสร้างของตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด.....	33
3.3 การแบ่งขอบเขตบริเวณของสนาม.....	35
3.4 ระบบพิกัดคงค่าที่ขอบ.....	36
3.5 พิจารณาโครงสร้างในระนาบสนามไฟฟ้า.....	40
3.6 พิจารณาโครงสร้างในระนาบสนามแม่เหล็ก.....	40
3.7 ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงาในระนาบสนามไฟฟ้า.....	41
3.8 การพิจารณาโครงสร้างของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้า.....	42
3.9 ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงาในระนาบสนามแม่เหล็ก.....	46
3.10 การพิจารณาโครงสร้างของสายอากาศในระนาบสนามแม่เหล็ก.....	47

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.11 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อตัวสะท้อนมีขนาดต่างๆ.....	50
3.12 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อตัวสะท้อนมีขนาดต่างๆ.....	51
3.13 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อ $S = 0.5\lambda$	52
3.14 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อ $S = 0.5\lambda$	52
3.15 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อ $S = 0.7\lambda$	53
3.16 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อ $S = 0.7\lambda$	53
3.17 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อ $S = \lambda$	54
3.18 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อ $S = \lambda$	54
3.19 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเมื่อปากตัวสะท้อนมีขนาดต่างๆ.....	55
3.20 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเมื่อระยะห่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อน มีขนาดต่างๆ.....	56
3.21 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเมื่อป้อนสัญญาณแบบต่างๆ.....	57
4.1 รูปถ่ายของสายอากาศวงแหวนวงกลมที่ได้สร้างขึ้นจริง.....	59
4.2 รูปถ่ายของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิด.....	60
4.3 รูปถ่ายของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม.....	60
4.4 ค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดสอบสายอากาศ.....	61
4.5 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดสอบสายอากาศ.....	62
4.6 ค่าการสะท้อนกลับที่ได้จากการทดสอบสายอากาศ	62
4.7 ผลการทดลองสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อ $S = 0.5\lambda$	63
4.8 ผลการทดลองสายอากาศในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อ $S = 0.5\lambda$	63
4.9 ผลการทดลองสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อ $S = 0.7\lambda$	64
4.10 ผลการทดลองสายอากาศในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อ $S = 0.7\lambda$	64
4.11 ผลการทดลองสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อ $S = \lambda$	65
4.12 ผลการทดลองสายอากาศในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อ $S = \lambda$	65
5.1 การทดสอบสายอากาศในย่านสนามระยะไกล.....	70
5.2 การประเมินสมรรถนะสายอากาศในย่านสนามระยะไกล.....	71

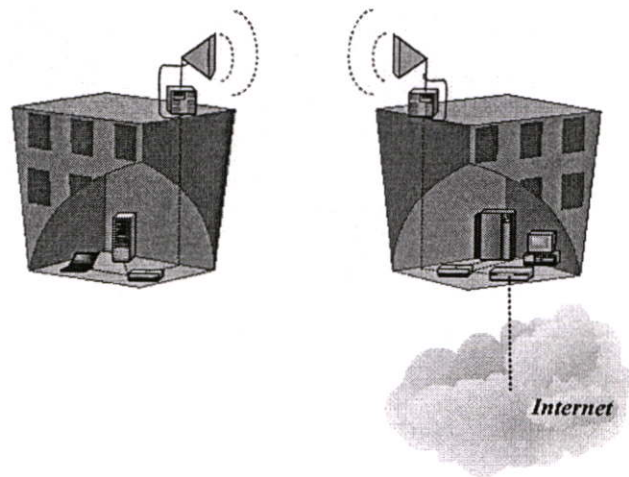
บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของวิทยานิพนธ์

นับตั้งแต่อดีต ความต้องการการติดต่อสื่อสารของมนุษย์นั้นมีการพัฒนาขึ้นเรื่อยๆ นับตั้งแต่การใช้โทรศัพท์โดยใช้วิธีการเชื่อมโยงสายเคเบิลระหว่างหมู่บ้านหรือชุมชน ซึ่งทำให้สิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายในการลงทุนมาก อีกทั้งปัญหาและอุปสรรคในการสร้างข่ายสายก็มีมาก ดังนั้นจึงได้คิดค้นการสื่อสารแบบไร้สายขึ้น เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว และเพิ่มประสิทธิภาพในการสื่อสารให้มากขึ้น โดยเฉพาะการส่งข้อมูลข่าวสาร ภาพและเสียงในเวลาเดียวกัน ดังนั้นจึงต้องคิดค้นสายอากาศเพื่อให้สามารถรองรับกับความต้องการเหล่านี้ได้ และความต้องการการสื่อสารในแต่ละพื้นที่หรือสภาพภูมิประเทศที่แตกต่างกัน เช่น อุโมงค์ ชุมชน สถานีรถไฟ เป็นต้น ในลักษณะพื้นที่ที่แตกต่างกันเช่นนี้ ย่อมต้องการสายอากาศที่มีคุณสมบัติที่แตกต่างกัน

ในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึง การเพิ่มประสิทธิภาพในส่วนที่จะขาดเสียมิได้ในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย โดยทั่วไป การเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศจะต้องคำนึงถึงระบบที่จะนำสายอากาศนั้นไปใช้งานเป็นสำคัญ เนื่องจากระบบที่ต่างกันจะมีความต้องการคุณลักษณะของสายอากาศที่แตกต่างกันด้วย ซึ่งสายอากาศที่นำเสนอนี้จะมีการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียวซึ่งมักจะถูกใช้เป็นสายอากาศของสถานีฐานสำหรับพื้นที่ ที่มีลักษณะเป็นทางตรง เช่น อุโมงค์ทางเดิน และสามารถนำไปใช้ในระบบการสื่อสารแบบจุดต่อจุด (Point-to-Point Communication) แสดงดังรูปที่ 1.1



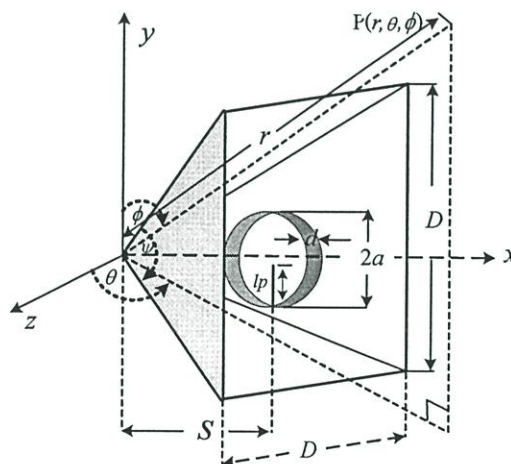
รูปที่ 1.1 ระบบการสื่อสารแบบจุดต่อจุด (Point-to-Point Communication)

ลักษณะของสายอากาศที่มีการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว สามารถสังเคราะห์ได้จากสายอากาศหลายชนิดเช่น สายอากาศไมโครสตริป ที่ทำงานในโหมดพื้นฐาน (Fundamental Mode Microstrip Antenna) [1] สายอากาศปากแตร (Horn Antenna) [2] สายอากาศแบบสะท้อนคลื่น (Reflector Antenna) [3] ฯลฯ รวมทั้งสายอากาศที่นำเสนอ ซึ่งสายอากาศแต่ละชนิดมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับการเลือกใช้

สายอากาศแบบสะท้อนคลื่นมักถูกเลือกใช้เพราะมีคุณลักษณะที่น่าสนใจกล่าวคือ มีอัตราขยายที่สูง และ โครงสร้างที่มีลักษณะไม่ซับซ้อน ตัวสะท้อนคลื่นที่ใช้จะมีหลายแบบ เช่น ตัวสะท้อนคลื่นแบบระนาบตัวนำ ตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม ฯลฯ ตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมนั้น จะมีทั้งมุม 90 60 45 และ 30 องศา ส่วนใหญ่จะใช้มุมของตัวสะท้อนเท่ากับ 90 องศา เนื่องจากขนาดของตัวสะท้อนจะเล็กกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับมุมอื่นๆ ซึ่งโครงสร้างโดยทั่วไปของสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมนั้น ประกอบไปด้วยตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม กับ สายอากาศที่นำมาเป็นตัวป้อนสัญญาณ ซึ่งสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมส่วนใหญ่นิยมใช้สายอากาศโคโพลเป็นตัวป้อนสัญญาณ ซึ่งหากต้องการเพิ่มสมรรถนะของสายอากาศแบบมุม วิธีการคือทำการเปลี่ยนตัวป้อนสัญญาณ และหาขนาดของตัวสะท้อนที่เหมาะสม

สิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงเป็นอันดับแรกในการสื่อสารแบบจุดต่อจุดคือระยะทางสูงสุดระหว่างจุดส่งสัญญาณกับจุดรับสัญญาณที่สามารถติดต่อกันได้ ซึ่งตัวแปรที่สำคัญคือค่าสภาวะเงาเงททิศทางของสายอากาศ หากมีค่ามากจะทำให้ระยะทางในการสื่อสารเพิ่มขึ้น

วิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณโดยวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบ จากโครงสร้างดังกล่าวจึงถูกเรียกว่าสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณ โดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม แสดงดังรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 โครงสร้างของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณ โดยวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบ

ในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอสายอากาศชนิดใหม่ที่มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูง เพื่อเพิ่มระยะทางในการสื่อสาร ในกรณีที่กำลังงานในการรับส่งเท่าเดิม หรือลดกำลังงานที่ใช้ในการรับส่งลง ในกรณีที่ระยะทางเท่าเดิม ซึ่งสายอากาศชนิดนี้เกิดจากการนำสายอากาศวงกลมมาประกอบรวมกับตัวสะท้อนแบบพีระมิด แสดงดังรูปที่ 1.2 ข้อดีของสายอากาศชนิดนี้คือ โครงสร้างของสายอากาศมีลักษณะไม่ซับซ้อน สร้างง่าย มีราคาถูก และมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงกว่าสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณโดยสายอากาศไดโพล และยังเป็นงานวิจัยที่ยังไม่มีผู้ใดนำเสนอมาก่อน

หลังจากที่ได้ออกแบบสายอากาศแล้ว ย่อมต้องมีการตรวจสอบคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้ออกแบบ ว่าเป็นไปตามข้อกำหนดคุณลักษณะเฉพาะที่ระบุไว้ในตอนแรกหรือไม่ การดำเนินการดังกล่าวนี้สามารถทำได้ในสองลักษณะ

1. การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์
2. การวัดและทดสอบจริงในย่านทดสอบ

โดยทั่วไปแล้วสมควรดำเนินการทั้งข้อ 1 และข้อ 2 แน่ใจว่าวิธีการตามข้อ 2 จะต้องสิ้นเปลืองมากกว่า แต่ก็สามารถให้ข้อมูลเกี่ยวกับสมรรถนะขณะปฏิบัติงานได้ใกล้เคียงความจริงมากที่สุด อย่างไรก็ตามการทดสอบโดยจำลองสภาพปัญหาที่อาจเกิดขึ้นในการปฏิบัติงานจริงสามารถส่งผลในทางทำลายต่อตัวสายอากาศได้ในกรณีที่ดำเนินการตามกรรมวิธีในข้อ 2 ดังนั้นการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์จึงเป็นทางออกที่ดี โดยเฉพาะอย่างยิ่งในสถานะที่สามารถจัดหาเครื่องคำนวณสมรรถนะสูงได้ การศึกษาโดยวิธีจำลองสถานการณ์จะยังประโยชน์มหาศาล เนื่องจากสามารถสมมติสถานการณ์ที่อาจเป็นไปได้โดยมิต้องกังวลเกี่ยวกับค่าใช้จ่ายในการดำเนินการเพื่อสร้างสถานการณ์ขึ้นจริง ๆ ในทางปฏิบัติ หลังจากการออกแบบแล้วก็จะวิเคราะห์และศึกษาปัญหา โดยการจำลองสถานการณ์ หลังจากนั้นจึงสร้างและทดสอบจริงในย่านทดสอบโดยให้เกิดผลเสียหายต่อสายอากาศที่สร้างขึ้นน้อยที่สุด และมีค่าใช้จ่ายในการดำเนินการต่ำที่สุด

การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์มีวิธีการเฉพาะต่างๆ อยู่มากมาย สำหรับสายอากาศที่ใช้งานในย่านความถี่ต่ำหรือสายอากาศที่มีขนาดทางไฟฟ้าเล็กนั้นมักวิเคราะห์โดยอาศัยระเบียบวิธีโมเมนต์ นอกจากนี้ก็มีการใช้ระเบียบวิธีองค์ประกอบจำกัด (FEM: Finite Element Method) ระเบียบวิธีผลต่างจำกัดเชิงเวลา (FDTD: Finite Difference Time Domain) ในปัญหาบางกรณีเช่นกัน

ดังนั้นระเบียบวิธีสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศที่ปฏิบัติงานในย่านความถี่สูง หรือสายอากาศที่มีขนาดทางไฟฟ้าใหญ่ และการประยุกต์ใช้ระเบียบวิธีที่นิยมใช้ได้แก่ ระเบียบวิธีที่อิงกับทัศนศาสตร์เรขาคณิตร่วมกับทฤษฎีเลี้ยวเบนเชิงเรขาคณิต และทัศนศาสตร์กายภาพร่วมกับทฤษฎีการเลี้ยวเบนเชิงกายภาพ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบ สร้าง ทดสอบ และประเมินสมรรถนะของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมเพื่อเพิ่มสมรรถนะในการสื่อสารไร้สายที่ความถี่ 2.45 GHz ในระบบที่ต้องการการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว สายอากาศที่ต้องการจะต้องมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูง และมีขนาดที่กะทัดรัด ซึ่งการประเมินสมรรถนะของสายอากาศจะพิจารณาจากผลการทดสอบค่าระยะบริการว่าได้มากน้อยเพียงใด ในส่วนของการวิเคราะห์จะใช้วิธีฟังก์ชันกรีนไดโอดิกร่วมกับทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอที่มีความถูกต้องสูง เพื่อนำไปหาค่าขนาดของวงแหวนและตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่เหมาะสม

1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

สายอากาศที่นำเสนอทำได้โดยการนำสายอากาศวงแหวนวงกลมวางใกล้ตัวสะท้อนแบบพีระมิด ทฤษฎีที่ถูกใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จึงประกอบไปด้วย 2 ส่วนหลักคือ

สายอากาศวงแหวนวงกลมเป็นสายอากาศชนิดสองทิศทาง [4] โดยโครงสร้างของสายอากาศชนิดนี้มีลักษณะไม่ซับซ้อนและมีขนาดกะทัดรัด แต่เนื่องจากสมมติฐานของการกระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบริเวณช่องเปิดของวงแหวนเพื่อนำไปหาสนามระยะไกลนั้นยังไม่ละเอียด เช่นจะพิจารณาเพียงแหล่งกำเนิดความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กสมมูลที่เกิดจากสนามไฟฟ้าในโหมคพื้นฐาน ดังนั้นเมื่อความหนาของวงแหวนมีค่าน้อย ๆ จะไม่สามารถคำนวณได้ เนื่องจากบริเวณใกล้ ๆ โพรบจะเกิดโหมคคลื่นหลายโหมค วิธีการวิเคราะห์สายอากาศสองทิศทางที่ใช้วงแหวนวงกลม โดยใช้วิธีฟังก์ชันกรีนชนิดไดโอดิกร [5] ซึ่งเป็นวิธีการวิเคราะห์ที่ให้ความแม่นยำ จะนำมาใช้เพื่อคำนวณหาแหล่งกำเนิดความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กสมมูลและกระแสไฟฟ้าสมมูลที่เกิดจากสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในโหมครวมตามลำดับ และนำผลที่ได้นี้ไปคำนวณหาสนามไฟฟ้าระยะไกล โดยในการวิเคราะห์นี้ จะทำให้ทราบความหนาของวงแหวนเพื่อให้ได้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุด

ในการคำนวณการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดจะใช้ตัวประกอบแอมป์ลาตซึ่งมีข้อจำกัดคือขนาดของตัวสะท้อนต้องมีขนาดอนันต์ ซึ่งในทางปฏิบัติตัวสะท้อนจะมีขนาดที่จำกัด เนื่องจากขนาดที่จำกัดนี้ทำให้เกิดการเลี้ยวเบนของคลื่นที่บริเวณด้านข้างและด้านหลัง สามารถคำนวณผลที่เกิดจากการเลี้ยวเบนนี้โดยทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอ [6] ซึ่งผลจากการวิเคราะห์สายอากาศวงแหวนวงกลมวางใกล้ตัวสะท้อนแบบพีระมิดโดยทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอนี้ จะทำให้ทราบถึงขนาดของตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่เหมาะสมกับความต้องการ

จากนั้นเพื่อความถูกต้องและแม่นยำมากขึ้นจึงได้จำลองแบบสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมในโปรแกรม Numerical Electromagnetic Code (NEC) ซึ่งจะได้ผลแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่แม่นยำและออกแบบโครงสร้างได้ตรงตามลักษณะความต้องการใช้งาน เพื่อนำผลที่ได้จากโปรแกรมมาเปรียบเทียบกับผลจากการคำนวณและการทดลอง

1.4 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้จะทำการประเมินสมรรถนะของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม ในมาตรฐานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย IEEE 802.11 b/g ที่ความถี่ 2.45 GHz โดยทำการหาระยะทางสูงสุดที่เครื่องรับสามารถติดต่อกับเครื่องส่ง ซึ่งถูกเรียกว่าระยะบริการสูงสุด โดยใช้สายอากาศที่ออกแบบทำหน้าที่เป็นตัวส่งและรับ

สายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมที่ออกแบบจะกำหนดให้มุมของตัวสะท้อนแบบพีระมิดเท่ากับ 90 องศา

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

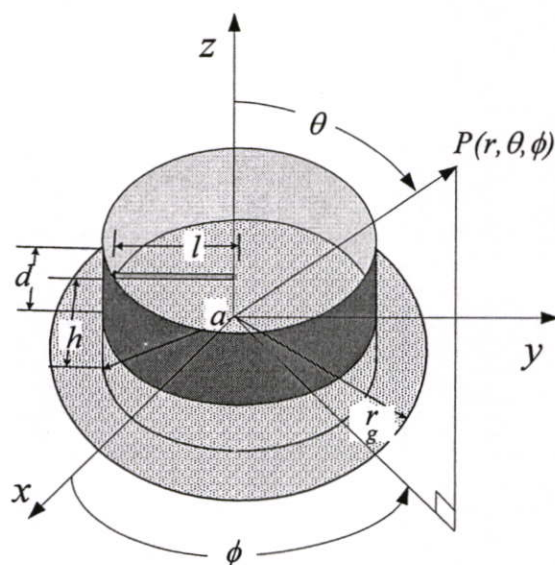
เนื่องจากสายอากาศที่นำเสนอเกิดจากการนำสายอากาศวงแหวนวงกลมวางใกล้ตัวสะท้อนแบบพีระมิด วิทยานิพนธ์นี้จึงเริ่มจากวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศวงแหวนวงกลม การพิสูจน์หาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะใช้วิธีฟังก์ชันกรีนชนิดไดแอดิก โดยเริ่มจากการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบริเวณช่องเปิดของวงแหวนซึ่งจะรวมผลของโพรบร่วมด้วย จากนั้นจะเปลี่ยนให้อยู่ในรูปความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กสมมูลและกระแสไฟฟ้าสมมูลเพื่อนำไปหาสนามระยะไกล โดยจะทำการเลือกขนาดของรัศมีและความหนาของวงแหวนอย่างเหมาะสมเพื่อให้มีคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นที่ดีที่สุด นำค่าที่เลือกไปทำการสร้างและทดสอบ นำผลที่ได้มาเปรียบเทียบเพื่อยืนยันผลกับทางทฤษฎี

ขั้นตอนต่อไปคือการคำนวณหาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบ การพิสูจน์หาสมการสนามไฟฟ้าระยะไกลจะใช้ทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอ ขนาดความสูงและความกว้างของตัวสะท้อนแบบพีระมิด และระยะห่างระหว่างสายอากาศวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนแบบพีระมิด จะถูกเลือกอย่างเหมาะสมเพื่อให้มีคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นที่ดีที่สุด แล้วจึงทำการสร้างและทดสอบสายอากาศ นำผลที่ได้มาเปรียบเทียบเพื่อยืนยันผลกับทางทฤษฎี ในขั้นตอนสุดท้ายจะทำการประเมินสมรรถนะของสายอากาศ โดยหาระยะบริการสูงสุด

1.6 งานวิจัยที่มีมาก่อน

1.6.1 สายอากาศวงแหวนวงกลมเหนือระนาบสะท้อน [12]

สายอากาศวงแหวนวงกลมเหนือระนาบสะท้อนมีโครงสร้างดังรูปที่ 1.3 ซึ่งประกอบด้วย โพรบป้อนสัญญาณมีความยาวเท่ากับ l ถูกล้อมรอบด้วยโลหะรูปวงแหวนวงกลมที่มีรัศมีเท่ากับ a และหนาเท่ากับ d โดยสายอากาศวางอยู่เหนือระนาบสะท้อนวงกลมที่มีรัศมีเท่ากับ r_g และมีระยะห่างเท่ากับ h



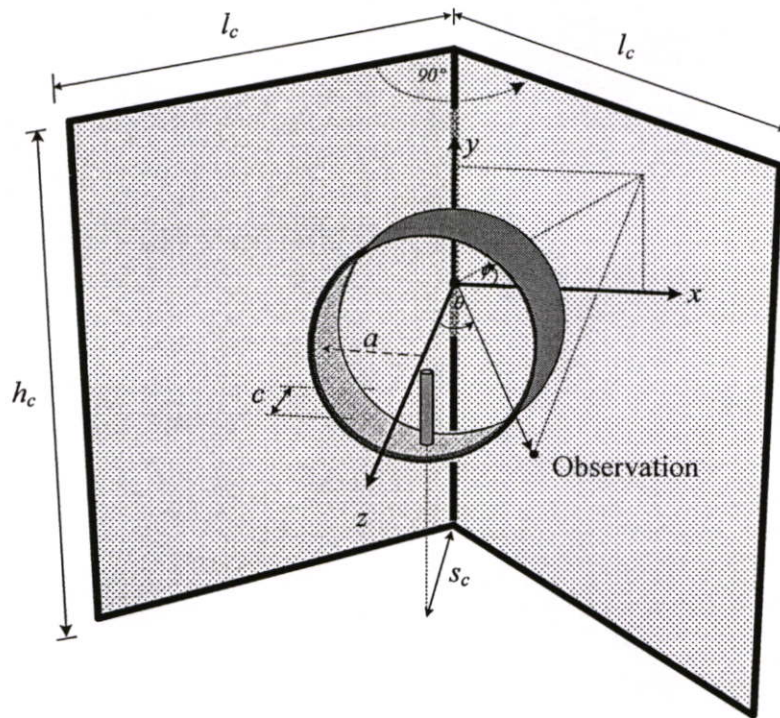
รูปที่ 1.3 โครงสร้างสายอากาศวงแหวนวงกลมเหนือระนาบสะท้อน

จากโครงสร้างสายอากาศพบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศจะเป็นลักษณะชี้ทิศทาง และจะทำให้ได้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่สูง ที่ระยะห่างของสายอากาศวงแหวนวงกลมที่วางเหนือระนาบแผ่นสะท้อนที่เหมาะสม โดยในงานวิจัยนี้ได้วางระยะห่างที่เหมาะสมเท่ากับ 0.286λ ซึ่งพบว่าได้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดเท่ากับ 9.94 dBi

1.6.2 สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบ [13]

สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณ โดยโพรบภายในวงแหวนวงกลมเป็นสายอากาศแบบทิศทางเดียว โดยใช้สายอากาศวงแหวนวงกลมวางใกล้ตัวสะท้อนแบบมุม แสดงในรูปที่ 1.4 โดยโครงสร้างของสายอากาศวงแหวนวงกลม มีลักษณะเป็นส่วนหนึ่งของท่อนำคลื่นวงกลมปลายเปิดทั้งสองด้านประกอบด้วยโพรบไฟฟ้าเชิงเส้นสำหรับกระตุ้นมีความยาว l_p วางตาม

แนวแกน y ยื่นเข้าไปด้านในวงแหวนวงกลมที่มีรัศมี a และ ความหนา c โดยค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศวงแหวนวงกลมที่ได้จากการวิเคราะห์ คือ โพรบกระตุ้นยาวเท่ากับ 0.25λ ขนาดรัศมีวงแหวนเท่ากับ 0.3019λ และความหนาเท่ากับ 0.18λ สำหรับตัวสะท้อนแบบมุมจะมีระยะห่างระหว่างจากจุดยอดมุมกับตัวป้อนสัญญาณ s_c ขนาดความสูงและความกว้างเท่ากับ h_c และ l_c ตามลำดับ

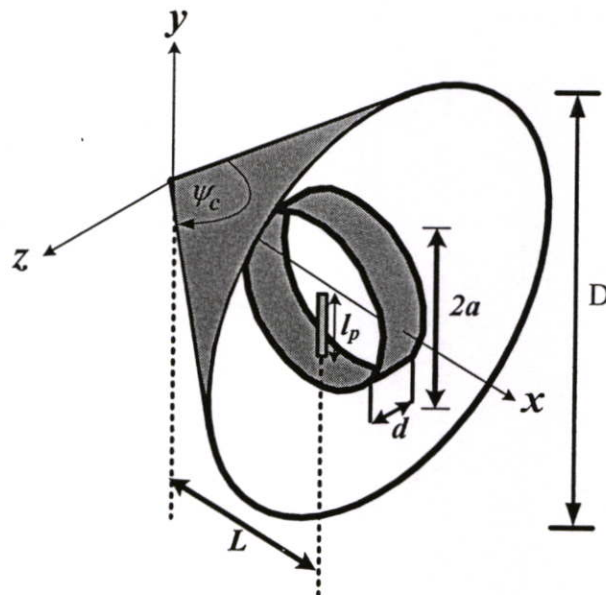


รูปที่ 1.4 โครงสร้างของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม

ระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนมีค่า $s_c = 0.4\lambda$ ถึง $s_c = 0.7\lambda$ โดยความสูงของตัวสะท้อน $h_c = 1\lambda$ และ ความกว้างของตัวสะท้อนเท่ากับ $l_c = 2\lambda$ พบว่าการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบทิศทางเดียวทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก ยกเว้นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ $s_c = 0.5\lambda$ การแพร่กระจายคลื่นจะไม่เป็นแบบทิศทางเดียว เมื่อพิจารณาในระนาบสนามไฟฟ้าพบว่าที่ระยะ $s_c = 0.4\lambda$ ลำคลื่นจะมีขนาดที่แคบที่สุดและลำคลื่นด้านหลังมีขนาดต่ำ ยังพบอีกว่าเมื่อ s_c มีค่าเพิ่มขึ้นลำคลื่นจะมีกว้างขึ้นและลำคลื่นย่อยด้านข้างเกิดขึ้น ในส่วนของการพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก พบว่าที่ $s_c = 0.4\lambda$ ลำคลื่นจะมีขนาดที่แคบที่สุดและมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางเท่ากับ 11.2 dBi

1.6.3 สายอากาศตัวสะท้อนแบบกรวยป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม [14]

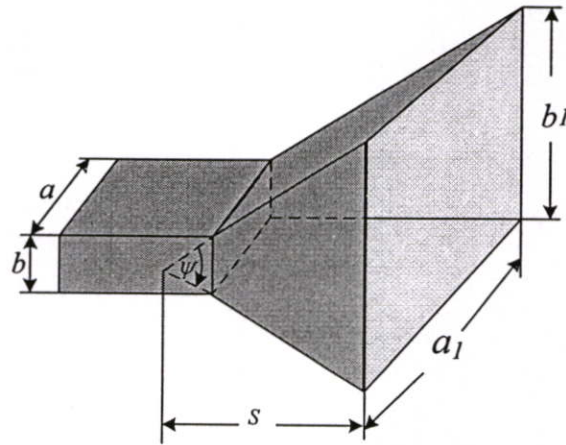
สำหรับสายอากาศวงแหวนวงกลม ใช้รัศมีของวงแหวนเท่ากับ 4.25 ซม. (0.347λ) ความหนาของวงแหวนเท่ากับ 3.55 ซม. (0.290λ) และความยาวของโพรบเท่ากับ 3.06 ซม. (0.25λ) ซึ่งพบว่าสายอากาศชนิดนี้จะให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสายอากาศเท่ากับ 5.29 dBi ความกว้างของลำคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กและระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ 70 และ 76 องศา ตามลำดับและสายอากาศตัวสะท้อนแบบกรวยที่ออกแบบมีค่ามุมตัวสะท้อนเท่ากับ 90° ระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนแบบกรวยเท่ากับ 6.12 ซม. (0.5λ) 7.347 ซม. (0.6λ) 8.57 ซม. (0.7λ) ช่องเปิด (Aperture) ของตัวสะท้อนแบบกรวยเท่ากับ 24.5 ซม. (2λ) เนื่องจากจะให้ค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังที่แคบที่สุด ซึ่งมีค่าเท่ากับ 45° ในระนาบสนามไฟฟ้าและ 30° ในระนาบสนามแม่เหล็กตามลำดับสำหรับสายอากาศตัวสะท้อนแบบกรวยแสดงดังรูปที่ 1.5



รูปที่ 1.5 สายอากาศตัวสะท้อนแบบกรวยป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม

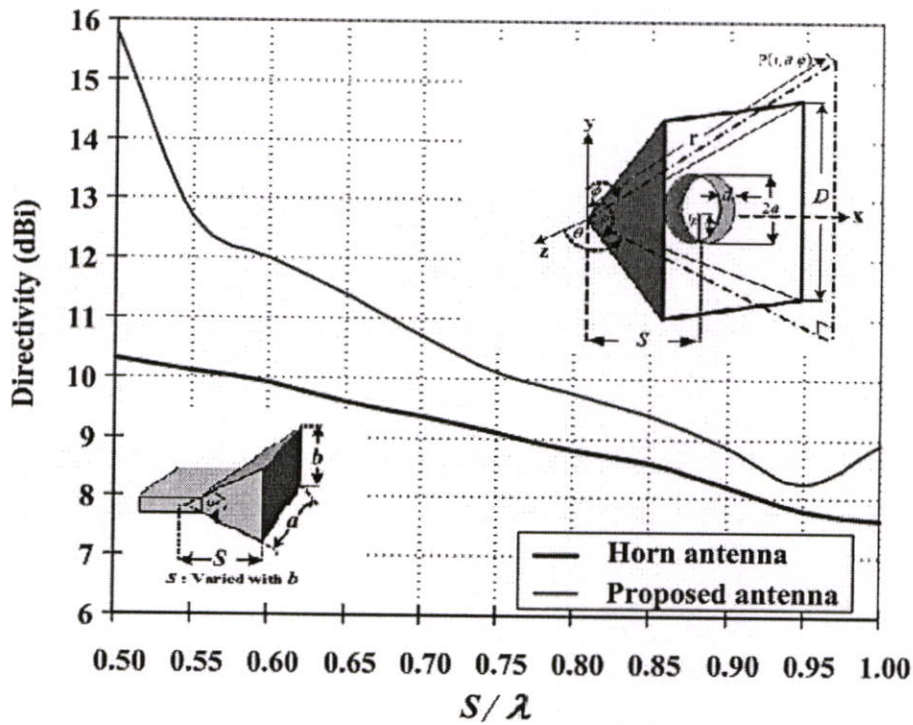
1.6.4 สายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบปากแตร [10]

สายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบปากแตรมีลักษณะของปากสายอากาศเท่ากับ a , และ b , ตามลำดับ โดยจุดยอดของตัวสายอากาศจะมีท่อนำคลื่นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ายื่นออกมาจากตัวสายอากาศเพื่อป้อนสัญญาณให้กับตัวสายอากาศโดยมีขนาด a และ b ตามลำดับ มุม ψ จะเปลี่ยนแปลงตามขนาดของ b , และ ระยะจากจุดยอดของพีระมิด ก็จะเปลี่ยนแปลงตาม b , ด้วย ดังนั้นจึงทำให้มีขนาดใหญ่มากกว่าสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด และมีโครงสร้างที่ซับซ้อนกว่า ซึ่งโครงสร้างของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 1.6



รูปที่ 1.6 สายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบปากแตร

1.6.5 เปรียบเทียบค่าสภาพเจาะจงทิศทางระหว่างสายอากาศแบบพีระมิดกับสายอากาศแบบปากแตร



รูปที่ 1.7 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางระหว่างสายอากาศแบบพีระมิดกับสายอากาศแบบปากแตร

จากกราฟที่ได้พอสรุปได้ว่า เมื่อปากของสายอากาศทั้งสองชนิดมีขนาดเท่ากันค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมจะสูงกว่าสายอากาศแบบปากแตร อีกทั้ง โครงสร้างของสายอากาศก็มีขนาดเล็กกว่า

1.7 เนื้อหาของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทดังนี้

- บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ตลอดจนปัญหาที่น่าสนใจของวิทยานิพนธ์รวมทั้งแนวความคิดที่ใช้ในการทำวิทยานิพนธ์
- บทที่ 2 กล่าวถึง การออกแบบสายอากาศวงกลม คุณลักษณะของสายอากาศวงกลม วงกลม ฟังก์ชันกรีนไดโอดิกและทฤษฎีการเลี้ยวเบน
- บทที่ 3 กล่าวถึงการวิเคราะห์ทางทฤษฎีสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมโดยทฤษฎีการเลี้ยวเบนสมำเสมอในระนาบสนามไฟฟ้าและการวิเคราะห์ทางทฤษฎีสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมโดยทฤษฎีการเลี้ยวเบนสมำเสมอในระนาบสนามแม่เหล็ก
- บทที่ 4 กล่าวถึงการทดสอบและผลการทดสอบสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม
- บทที่ 5 กล่าวถึงการประเมินสมรรถนะของสายอากาศโดยค่าระยะบริการสูงสุดของระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายโดยใช้สายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลมเป็นสายอากาศของสถานีฐาน
- บทที่ 6 กล่าวถึง สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

การวิเคราะห์คุณลักษณะสายอากาศวงแหวนวงกลม

2.1 บทนำ

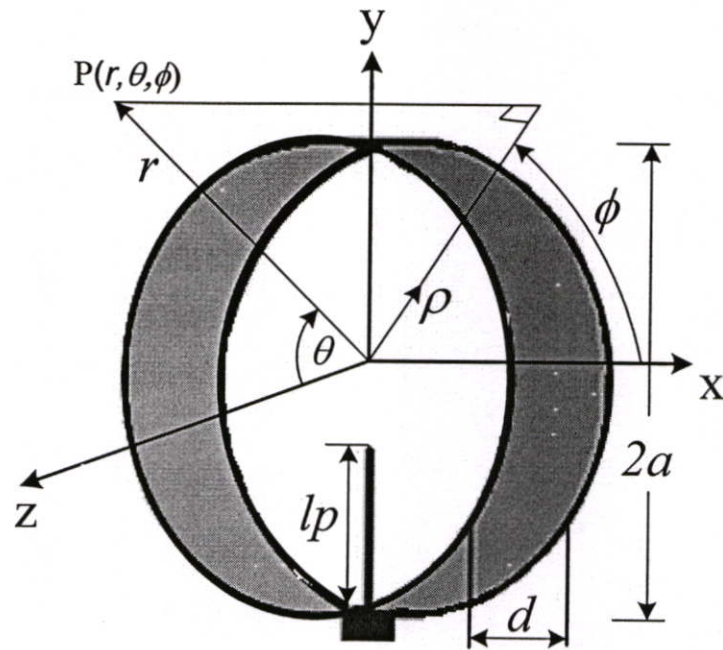
สายอากาศวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบ เป็นสายอากาศที่มีการแพร่กระจายคลื่นแบบสองทิศทาง โดยการแพร่กระจายคลื่นเป็นปัญหาที่พิจารณารวมแหล่งกำเนิดสนามซึ่งได้แก่สายอากาศ ทำให้สมการคลื่นเป็นสมการไม่เอกพันธ์ การแก้ปัญหาก็จะกล่าวต่อไปนี่จึงแบ่งเป็นสองวิธี กล่าวคือ การหาคำตอบของสนามจากวิธีฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์ (Vector Potential Functions) และวิธีฟังก์ชันกรีนไดแอดิก (Dyadic Green Function)

ฟังก์ชันกรีนไดแอดิกเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบที่มีแหล่งกำเนิดเป็นฟังก์ชันอิมพัลส์ กล่าวคือฟังก์ชันกรีนไดแอดิกคือสนามแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งเกิดจากไดโพลจั่ว ซึ่งฟังก์ชันกรีนไดแอดิกในปัญหาที่แตกต่างกันจะมีเงื่อนไขขอบเขตที่ต่างกัน การหาผลเฉลยของปัญหา จะรู้จากฟังก์ชันกรีนไดแอดิกของปัญหานั้นๆ ซึ่งมีแหล่งกำเนิดเป็นฟังก์ชันอิมพัลส์ อินทิเกรตตลอดปริมาตรของแหล่งกำเนิดของผลคูณระหว่างฟังก์ชันกรีนไดแอดิกกับการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แหล่งกำเนิดนั้นๆ

การวิเคราะห์สายอากาศวงแหวนวงกลมล้อมรอบด้วยโพรบ โดยใช้วิธีฟังก์ชันกรีนชนิดไดแอดิกนี้เป็นวิธีการวิเคราะห์ที่ให้ความแม่นยำ จะนำมาใช้เพื่อคำนวณหาแหล่งกำเนิดความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กสมมูลและกระแสไฟฟ้าสมมูลที่เกิดจากสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในโหมครวมตามลำดับ ในบทความนี้ได้แสดงการพิสูจน์หาสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่รวมผลของโพรบในโหมคคลื่นไฟฟ้าตามขวางและโหมคคลื่นแม่เหล็กตามขวาง เพื่อนำไปหาความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าสมมูลและกระแสแม่เหล็กสมมูล และนำไปคำนวณหาสนามไฟฟ้าระยะไกลต่อไป ทำให้เพิ่มความแม่นยำในการหาความหนาแน่นของวงแหวนเพื่อให้ได้ค่าสภาพจะจงทิศทางสูงสุด

2.2 โครงสร้างสายอากาศที่ใช้วงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบ

โครงสร้างของสายอากาศประกอบไปด้วยโพรบไฟฟ้าเชิงเส้นยาว l ยื่นออกมาจากสายนำสัญญาณแกนร่วม (Coaxial Line) วางในแนวแกน y ที่ตำแหน่ง z เท่ากับศูนย์ โดยโพรบถูกล้อมรอบด้วยวงแหวนที่มีรัศมีและความหนาเป็น a และ d ตามลำดับ การพิจารณาจะให้วงแหวนเป็นส่วนหนึ่งของท่อนำคลื่นรูปทรงกระบอกกลมที่วางตามแนวแกน z ดังนั้นการพิสูจน์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าบริเวณช่องเปิดของวงแหวนจะอยู่ในรูปของฟังก์ชันทรงกระบอก สำหรับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายคลื่นออกจากช่องเปิดของวงแหวนคือในทิศทาง z และ $-z$ ดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 สายอากาศแบบสองทิศทางโดยใช้โพรบกระตุ้นวงแหวนวงกลม

การพิจารณาจะให้วงแหวนเป็นส่วนหนึ่งของท่อนำคลื่นรูปทรงกระบอกกลม สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายคลื่นออกจากช่องเปิดของวงแหวนจะสอดคล้องกับ สนามแม่เหล็กไฟฟ้าประกอบด้วยโหมดคลื่นต่าง ๆ มากมายที่อยู่ภายในท่อนำคลื่นทรงกระบอก ดังนั้นรัศมีของท่อนำคลื่นจะถูกออกแบบเพื่อทำให้โหมดคลื่นอื่น ๆ ถูกตัดออกไปให้เหลือเพียง โหมดคลื่นหลัก (Dominant Mode : TE_{11}) เพียงโหมดเดียว โดยเฉพาะโหมดคลื่นอื่น ๆ ที่อยู่ติดกับ โหมดคลื่นหลักคือ TE_{21} ดังนั้นการเลือกค่ารัศมีจะต้องให้อยู่ใกล้ความถี่ตัด (Frequency Cut Off) ของท่อนำคลื่นมากที่สุดสามารถแสดงได้ดังนี้

$$0.293\lambda < a < 0.486\lambda \quad (2.1)$$

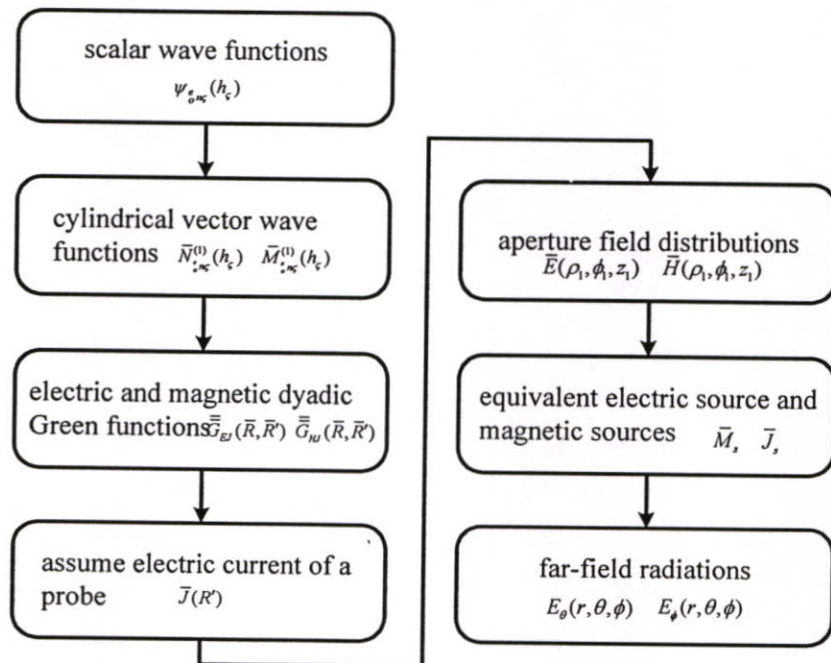
เมื่อ λ คือ ความยาวคลื่นที่ความถี่ปฏิบัติการ (Operating Frequency) โดยใช้ความถี่ 2.45 GHz

ในการวิเคราะห์จะเลือกใช้รัศมีของวงแหวนที่รัศมีเท่ากับ 0.35λ ทั้งนี้เนื่องจากเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นและวัสดุที่ใช้สามารถหาซื้อได้ง่าย นอกจากนี้ขนาดความหนาของวงแหวนจะต้องเลือกให้เหมาะสมด้วย เพราะที่บริเวณใกล้กับโพรบจะมีโหมดคลื่นอยู่มากมาย เมื่อระยะทางที่คลื่นเดินทางออกจากโพรบมีค่ามากขึ้น โหมดคลื่นอื่น ๆ ที่ไม่ใช่โหมดหลักจะเป็นรูปแบบของคลื่นเรียกว่า คลื่นจางหาย (Evanescent Wave) จะมีขนาดลดลงอย่างรวดเร็ว ด้วยเหตุนี้จะต้องเลือกความหนาของวงแหวนให้เหมาะสมโดยการพิจารณาโหมดคลื่นต่าง ๆ

2.3 การวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่นโดยอาศัยฟังก์ชันกรีนไดแอดิก

ฟังก์ชันของกรีนไดแอดิกแบบไฟฟ้าสามารถจำแนกตามเงื่อนไขขอบเขตที่สองคล้อยกับฟังก์ชันได้สองชนิด คือ ฟังก์ชันกรีนไดแอดิกแบบไฟฟ้าชนิดที่หนึ่ง \overline{G}_{e1} ซึ่งจะสอดคล้องกับเงื่อนไขขอบเขตดิริคท์ (Dirichlet Boundary Condition) พบว่าองค์ประกอบของฟังก์ชันกรีนไดแอดิกชนิดที่หนึ่งในแนวสัมผัสกับผิวของปัญหามีค่าเป็นศูนย์ และฟังก์ชันไดแอดิกแบบไฟฟ้าชนิดที่สอง \overline{G}_{e2} จะต้องรองรับเงื่อนไขขอบเขตของนอยมานน์ (Neumann Boundary Condition) พบว่าองค์ประกอบของฟังก์ชันกรีนไดแอดิกชนิดนี้ในแนวตั้งฉากกับผิวของปัญหามีค่าเป็นศูนย์ ในส่วนของฟังก์ชันกรีนไดแอดิกแบบแม่เหล็กใช้เงื่อนไขขอบเขตแบบดิริคท์และเงื่อนไขขอบเขตนอยมานน์สามารถแบ่งฟังก์ชันเป็นสองชนิดเช่นเดียวกับฟังก์ชันกรีนไดแอดิกแบบไฟฟ้า

การพิสูจน์หาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าระยะไกลนั้นจะเริ่มจาก สมการทั่วไปของสนามที่แพร่กระจายออกจากตัวสายอากาศ ซึ่งเป็นการหาคำตอบของสมการคลื่นแบบเวกเตอร์สำหรับพิกัดทรงกระบอก หลังจากนั้นคำตอบที่ได้จากสมการคลื่นแบบเวกเตอร์หรือฟังก์ชันจะจงในรูปแบบสเกลาร์ที่เหมาะสมมากที่สุด จะนำมาใช้เพื่อหาฟังก์ชันกรีน ชนิดไดแอดิกทั้งแบบไฟฟ้าและแม่เหล็กที่เกิดจากความหนาแน่นของกระแส เพื่อนำไปหาสมการของการกระจายสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กบริเวณช่องเปิดของวงแหวน และทำการแปลงสนามดังกล่าวให้อยู่ในรูปความหนาแน่นกระแสแม่เหล็กสมมูลและความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าสมมูลเพื่อนำไปหาสนามไฟฟ้าระยะไกล แสดงลำดับการคำนวณได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 โดอะแกรมการหาคำตอบของสนามจากแหล่งกำเนิด

2.3.1 การหาคำตอบจากสมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับระบบพิกัดทรงกระบอก

เมื่อพิจารณาสมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับสถานะที่เป็นอิสระจากแหล่งจ่าย (Source-free) และตัวกลางที่ไม่เกิดการสูญเสีย (Lossless Media) ของสนามไฟฟ้าในระบบพิกัดทรงกระบอก สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\text{จาก } \bar{E}(\rho_1, \phi_1, z_1) = E_\rho(\rho_1, \phi_1, z_1)\hat{\rho} + E_\phi(\rho_1, \phi_1, z_1)\hat{\phi} + E_z(\rho_1, \phi_1, z_1)\hat{z} \quad (2.2)$$

เมื่อ ρ_1, ϕ_1, z_1 คือ ค่าในระบบพิกัดทรงกระบอก

และรูปแบบที่ง่ายที่สุดสำหรับการหาสมการคลื่นแบบเวกเตอร์สำหรับสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla^2 \bar{E} = \mu\epsilon \frac{\partial^2 \bar{E}}{\partial t^2} \quad (2.3)$$

$$\nabla^2 \bar{H} = \mu\epsilon \frac{\partial^2 \bar{H}}{\partial t^2} \quad (2.4)$$

เมื่อแทนสมการ (2.2) ลงในสมการ (2.3) จะได้ว่า

$$\nabla^2 (E_\rho \hat{\rho} + E_\phi \hat{\phi} + E_z \hat{z}) = -k^2 (E_\rho \hat{\rho} + E_\phi \hat{\phi} + E_z \hat{z}) \quad (2.5)$$

จากสมการ (2.5) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปได้ว่า

$$\nabla^2 \bar{E} = -k^2 \bar{E} \quad (2.6)$$

จากคุณสมบัติลาปลาเซียนของเวกเตอร์ (Laplacian of Vector) สามารถเขียนได้ว่า

$$\begin{aligned} \nabla^2 \bar{E} &= \nabla(\nabla \cdot \bar{E}) - \nabla \times \nabla \times \bar{E} \\ \nabla(\nabla \cdot \bar{E}) - \nabla \times \nabla \times \bar{E} &= -k^2 \bar{E} \end{aligned} \quad (2.7)$$

เมื่อแทนสนามไฟฟ้าที่อยู่ในสมการ (2.2) ลงในสมการ (2.7) จะได้คำตอบที่อยู่ในรูปแบบดังต่อไปนี้

$$\nabla^2 E_\rho + \left(-\frac{E_\rho}{\rho_1^2} - \frac{2}{\rho_1^2} \frac{\partial E_\phi}{\partial \phi_1} \right) = -k^2 E_\rho \quad (2.8)$$

$$\nabla^2 E_\phi + \left(-\frac{E_\phi}{\rho_1^2} - \frac{2}{\rho_1^2} \frac{\partial E_\rho}{\partial \phi_1} \right) = -k^2 E_\phi \quad (2.9)$$

$$\nabla^2 E_z = -k^2 E_z \quad (2.10)$$

เมื่อ $\nabla^2\psi(\rho_1, \phi_1, z_1)$ คือ ลاپลาเซียนของสเกลาร์ (Laplacian of Scalar) ซึ่งมีค่าในระบบพิกัดทรงกระบอกดังนี้

$$\begin{aligned}\nabla^2\psi(\rho_1, \phi_1, z_1) &= \frac{1}{\rho_1} \frac{\partial}{\partial \rho_1} \left(\rho_1 \frac{\partial \psi}{\partial \rho_1} \right) + \frac{1}{\rho_1^2} \frac{\partial^2 \psi}{\partial \phi_1^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial z_1^2} \\ &= \frac{\partial^2 \psi}{\partial \rho_1^2} + \frac{1}{\rho_1} \frac{\partial \psi}{\partial \rho_1} + \frac{1}{\rho_1^2} \frac{\partial^2 \psi}{\partial \phi_1^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial z_1^2}\end{aligned}\quad (2.11)$$

จากสมการ (2.8) และ (2.9) จะมีส่วนประกอบของสนามไฟฟ้ามากกว่า 1 องค์ประกอบ ซึ่งยากต่อการหาคำตอบ ดังนั้น เราจะใช้สมการ (2.10) ซึ่งมีส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าเพียงองค์ประกอบเดียวในการหาคำตอบจากสมการคลื่น

จากสมการ (2.11) ดังนั้นสมการ (2.10) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\frac{\partial^2 F}{\partial \rho_1^2} + \frac{1}{\rho_1} \frac{\partial F}{\partial \rho_1} + \frac{1}{\rho_1^2} \frac{\partial^2 F}{\partial \phi_1^2} + \frac{\partial^2 F}{\partial z_1^2} = -k^2 F \quad (2.12)$$

เมื่อ $F(\rho_1, \phi_1, z_1)$ คือ ฟังก์ชันของสเกลาร์ (Scalar Function) ที่แสดงถึงศักย์เวกเตอร์ไฟฟ้า (Electric Vector Potential) และสมมติให้ศักย์เวกเตอร์ไฟฟ้านี้มีคำตอบที่อยู่ในรูปแบบดังนี้

$$F(\rho_1, \phi_1, z_1) = f(\rho_1)g(\phi_1)h(z_1) \quad (2.13)$$

แทนค่าสมการ (2.13) ลงในสมการ (2.12) จะได้ว่า

$$gh \frac{\partial^2 f}{\partial \rho_1^2} + gh \frac{1}{\rho_1} \frac{\partial f}{\partial \rho_1} + fh \frac{1}{\rho_1^2} \frac{\partial^2 g}{\partial \phi_1^2} + fg \frac{\partial^2 h}{\partial z_1^2} = -k^2 fgh \quad (2.14)$$

หารทั้งสองข้างของสมการด้วย fgh และเปลี่ยน $\frac{\partial}{\partial x} \Rightarrow \frac{d}{dx}$ จากสมการ (2.14) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\frac{1}{f} \frac{d^2 f}{d \rho_1^2} + \frac{1}{f} \frac{1}{\rho_1} \frac{df}{d \rho_1} + \frac{1}{g} \frac{1}{\rho_1^2} \frac{d^2 g}{d \phi_1^2} + \frac{1}{h} \frac{d^2 h}{d z_1^2} = -k^2 \quad (2.15)$$

จะพบว่าในแต่ละพจน์ของสมการ (2.15) จะเป็นฟังก์ชัน ของตัวแปรอิสระเพียงตัวเดียวเท่านั้น ดังนั้นผลรวมของทุกพจน์จะมีค่าเท่ากับ $-k^2$ ก็ต่อเมื่อค่าของแต่ละพจน์จะต้องเป็นค่าคงที่ จะได้ว่า

$$\frac{1}{h} \frac{d^2 h}{dz_1^2} = -k_z^2 \Rightarrow \frac{d^2 h}{dz_1^2} = -k_z^2 h \quad (2.16)$$

เมื่อ k_z คือค่าคงที่

นำสมการ (2.16) แทนลงในสมการ (2.15) แล้วคูณทั้งสองข้างของสมการด้วย ρ_1^2 จะได้ว่า

$$\frac{\rho_1^2}{f} \frac{d^2 f}{d\rho_1^2} + \frac{\rho_1}{f} \frac{df}{d\rho_1} + \frac{1}{g} \frac{d^2 g}{d\phi^2} + (k^2 - k_z^2) \rho_1^2 = 0 \quad (2.17)$$

เนื่องจากพจน์ที่ 3 ของสมการ (2.17) เป็นฟังก์ชันของ ϕ เพียงอย่างเดียว ดังนั้นสามารถที่จะกำหนดให้เท่ากับค่าคงที่ใด ๆ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\frac{1}{g} \frac{d^2 g}{d\phi^2} = -n^2 \Rightarrow \frac{d^2 g}{d\phi^2} = -n^2 g \quad (2.18)$$

และกำหนดให้

$$k^2 - k_z^2 = k_p^2 \Rightarrow k^2 = k_p^2 + k_z^2 \quad (2.19)$$

นำสมการ (2.18) แทนลงในสมการ (2.17) จะได้ว่า

$$\rho_1^2 \frac{d^2 f}{d\rho_1^2} + \rho_1 \frac{df}{d\rho_1} + ((k_p \rho_1)^2 - n^2) f = 0 \quad (2.20)$$

จากสมการ (2.19) จะถูกเรียกว่าเป็น สมการการจำกัด (Constraint Equation) สำหรับคำตอบที่ได้จากสมการคลื่นในระบบพิกัดทรงกระบอก และสมการ (2.20) จะถูกเรียกว่าเป็น สมการเชิงอนุพันธ์ของเบสเซล (Bessel Differential Equation)

ดังนั้น คำตอบที่ได้จากสมการ (2.12) โดยการสมมติคำตอบดังสมการ (2.13) แสดงได้ดังนี้

$$\rho_1^2 \frac{d^2 f}{d\rho_1^2} + \rho_1 \frac{df}{d\rho_1} + ((k_p \rho_1)^2 - n^2) f = 0 \quad (2.21)$$

$$\frac{d^2 g}{d\phi^2} = -n^2 g \quad (2.22)$$

$$\frac{d^2 h}{dz_1^2} = -k_z^2 h \quad (2.23)$$

โดยที่ $k_p^2 + k_z^2 = k^2$

และคำตอบที่ได้จากสมการ (2.21)-(2.23) สามารถแสดงได้ดังนี้ ตามลำดับ

$$f_1(\rho_1) = A_1 J_n(k_p \rho_1) + B_1 Y_n(k_p \rho_1) \quad (2.24)$$

$$f_2(\rho_1) = C_1 H_n^{(1)}(k_p \rho_1) + D_1 H_n^{(2)}(k_p \rho_1) \quad (2.25)$$

$$g_1(\phi) = A_2 e^{-jn\phi} + B_2 e^{jn\phi} \tag{2.26}$$

$$g_2(\phi) = C_2 \cos(n\phi) + D_2 \sin(n\phi) \tag{2.27}$$

$$h_1(z_1) = A_3 e^{-jk_z z_1} + B_3 e^{+jk_z z_1} \tag{2.28}$$

$$h_2(z_1) = C_3 \cos(k_z z_1) + D_3 \sin(k_z z_1) \tag{2.29}$$

โดยที่

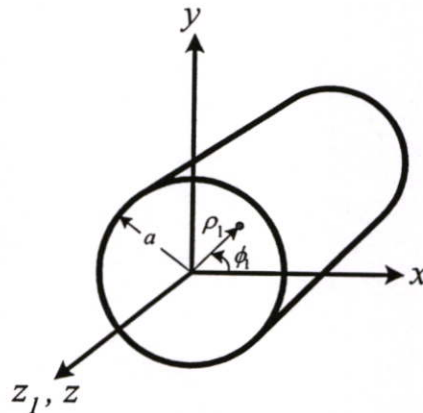
$J_n(k_\rho \rho_1)$ คือ ฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่ 1

$Y_n(k_\rho \rho_1)$ 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) นั้นคำตอบที่ได้จากสมการเวกเตอร์ของคลื่นที่เหมาะสมมากที่สุดสำหรับท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอก ที่แสดงในรูปที่ 2.3 นั้นสามารถแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 2.3 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ $z_1 = 0$

$$F(\rho_1, \phi, z_1) = f(\rho_1)g(\phi)h(z_1) \\ = [A_1 J_n(k_\rho \rho_1) + B_1 Y_n(k_\rho \rho_1)] [C_2 \cos(n\phi) + D_2 \sin(n\phi)] [A_3 e^{-jk_z z_1} + B_3 e^{+jk_z z_1}] \tag{2.30}$$

จากสมการ (2.30) เมื่อพิจารณา $\rho_1 = 0$ พบว่า $Y_n = \infty$ ซึ่งจะไม่เป็นจริงตามเงื่อนไขที่สนามที่แพร่กระจายคลื่นจะต้องมีค่าจำกัดดังนั้นจะให้ $B_1 = 0$ และเพื่อจะลดความยุ่งยากจะพิจารณาเฉพาะคลื่นที่เดินทางในทิศ $+z$ ดังนั้นจะให้ $B_3 = 0$ และให้ $C_2 = D_2$ ดังนั้นสมการใหม่จะเขียนได้ดังนี้

$$F(\rho_1, \phi, z_1) = A J_n(k_\rho \rho_1) [\cos(n\phi) + \sin(n\phi)] e^{-jk_z z_1} \tag{2.31}$$

2.3.2 ฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์ในพิกัดทรงกระบอก

ฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์ (Vector Wave Function) คือฟังก์ชันเจาะจง (Eigen Function) หรือฟังก์ชันคุณลักษณะ (Characteristic Function) ที่เป็นผลเฉลยของสมการคลื่นเวกเตอร์เอกพันธ์ (Homogeneous Vector Wave Equation)

$$\nabla \times \nabla \times \bar{F} - \kappa^2 \bar{F} = 0 \quad (2.32)$$

สมการ (2.32) เป็นสมการคลื่นเวกเตอร์เอกพันธ์ โดยที่ κ เป็นค่าใดๆ เราจะได้ฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์ในระบบคาร์ทีเซียน ดังต่อไปนี้

$$\bar{F} = \nabla \times (\psi_1 \hat{c}) \quad (2.33)$$

โดยที่ ψ_1 คือ ฟังก์ชันเจาะจงซึ่งสอดคล้องกับสมการคลื่นสเกลาร์

$$\nabla^2 \psi + \kappa^2 \psi = 0 \quad (2.34)$$

และ \hat{c} เป็นค่าคงที่เวกเตอร์ (Constant Vector) ได้แก่ \hat{x}, \hat{y} หรือ \hat{z} เพื่อความสะดวกเราจะเรียก \hat{c} ว่าเวกเตอร์นำร่อง (Piloting Vector) และ ψ ว่าเป็นฟังก์ชันกำเนิด (Generating Function) หาก ψ_1 เป็นผลเฉลยสำหรับสมการ (2.34) จะได้ (2.33) เป็นผลเฉลยสำหรับสมการ (2.32) ด้วยเช่นกัน ซึ่งเราจะให้ \bar{M} เป็นฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์ นั่นคือ

$$\bar{M}_1 = \nabla \times (\psi_1 \hat{c}) \quad (2.35)$$

ส่วนฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์อีกชุดหนึ่งซึ่งแทนด้วย \bar{N} จะได้ว่า

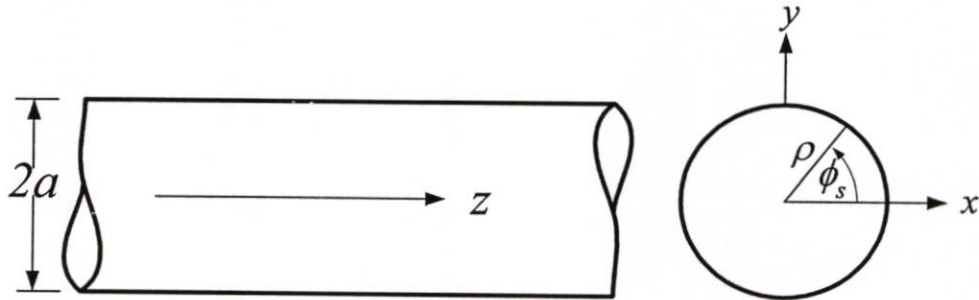
$$\bar{N}_2 = \frac{1}{\kappa} \nabla \times \nabla \times (\psi_2 \hat{c}) \quad (2.36)$$

โดยที่ ψ_2 คือฟังก์ชันเจาะจงที่สอดคล้องกับสมการ (2.34) และ \bar{N}_2 คือผลเฉลยสำหรับสมการ (2.32) ในกรณีที่ใช้ฟังก์ชันกำเนิด ψ เหมือนกันทั้ง \bar{M} และ \bar{N} เราจะได้ความสัมพันธ์ที่สมมาตรกันระหว่างฟังก์ชันสองชนิดนี้

$$\bar{N} = \frac{1}{\kappa} \nabla \times \bar{M} \quad (2.37)$$

$$\bar{M} = \frac{1}{\kappa} \nabla \times \bar{N} \quad (2.38)$$

ในการวิเคราะห์ปัญหาที่มีลักษณะเป็นท่อนำคลื่นทรงกระบอก (Cylindrical Waveguide) มีความยาวในแนวแกน (ทิศ z) มีโครงสร้างเป็นท่อนำคลื่นทรงกระบอกปลายเปิดทั้งสองข้าง แสดงดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 ท่อนำคลื่นทรงกระบอก

การพิสูจน์ฟังก์ชันกรีนชนิดไดแอดิกของโครงสร้างที่เป็นท่อนำคลื่นทรงกระบอก จะเริ่มพิจารณาจากฟังก์ชันเจาะจงในรูปสเกลาร์ ψ (Scalar Eigenfunction) โดยใช้วิธีการแยกตัวแปร (Method of Separation of Variable) โดยพิจารณาจากสมการ (2.30) ดังนั้นจะได้

$$\psi_{\zeta n \zeta} (h_{\zeta}) = J_n(\zeta \rho_1) \begin{cases} \cos \\ \sin \end{cases} (n\phi_1) \left\{ \begin{matrix} \cos \\ \sin \end{matrix} \right\} e^{-jh_{\zeta} z_1} \quad (2.39)$$

โดยที่ ζ เป็นตัวแทนของ ζ หรือ ξ ที่สัมพันธ์กับโหมดคลื่นไฟฟ้าตามขวาง (TE) หรือโหมดคลื่นแม่เหล็กตามขวาง (TM) ตามลำดับ และค่าเจาะจง (Eigenvalues) $\zeta = q_{nm}/a$ และ $\xi = p_{nm}/a$

จากสมการ (2.35) และ (2.36) ฟังก์ชันคลื่นของท่อนำคลื่นทรงกระบอกสามารถแสดงในรูปของฟังก์ชันเจาะจงในรูปสเกลาร์ได้ดังนี้

$$\bar{M}_{\zeta n \zeta}^{(1)} (h_{\zeta}) = \nabla \times [\psi_{\zeta n \zeta} (h_{\zeta}) \hat{z}] \quad (2.40)$$

$$\bar{N}_{\zeta n \zeta}^{(1)} (h_{\zeta}) = \frac{1}{\kappa_{\zeta}} \nabla \times \nabla \times [\psi_{\zeta n \zeta} (h_{\zeta}) \hat{z}] \quad (2.41)$$

เมื่อ $\kappa_{\zeta} = \sqrt{\zeta^2 + h_{\zeta}^2}$

แทนค่าสมการ (2.31) ลงในสมการ (2.30) และ (2.41) จะได้สมการฟังก์ชันคลื่นดังต่อไปนี้

$$\bar{M}_{\zeta n \zeta}^{(1)} (h_{\zeta}) = \left[\mp \frac{n J_n(\zeta \rho_1)}{\rho_1} \frac{\sin(n\phi_1)}{\cos(n\phi_1)} \hat{\rho} - \frac{\partial J_n(\zeta \rho_1)}{\partial \rho_1} \frac{\cos(n\phi_1)}{\sin(n\phi_1)} \hat{\phi} \right] e^{-jh_{\zeta} z_1} \quad (2.42)$$

$$\bar{N}_{\zeta n \zeta}^{(1)} (h_{\zeta}) = \frac{1}{\kappa_{\zeta}} \left[-jh_{\zeta} \frac{\partial J_n(\zeta \rho_1)}{\partial \rho_1} \frac{\cos(n\phi_1)}{\sin(n\phi_1)} \hat{\rho} \pm \frac{j h_{\zeta} n J_n(\zeta \rho_1)}{\rho_1} \frac{\sin(n\phi_1)}{\cos(n\phi_1)} \hat{\phi} + \zeta^2 J_n(\zeta \rho_1) \frac{\cos(n\phi_1)}{\sin(n\phi_1)} \hat{z} \right] e^{-jh_{\zeta} z_1} \quad (2.43)$$

2.3.3 ฟังก์ชันกรีนไดแอดิกบริเวณภายในท่อนำคลื่นทรงกระบอก

ก่อนอื่นเราจะหา $\bar{\bar{G}}_{m_2}(\bar{R}, \bar{R}')$ เนื่องจากเป็นฟังก์ชันไดแอดิกโซลินอยด์ (Solenoidal Dyadic Function) นั่นคือ องค์ประกอบของฟังก์ชันกรีนไดแอดิกชนิดนี้ในแนวตั้งฉากกับผิวของปัญหามีค่าเป็นศูนย์

$$\nabla \cdot \bar{\bar{G}}_{m_2}(\bar{R}, \bar{R}') = 0 \quad (2.44)$$

จากนั้นใช้ความสัมพันธ์ระหว่างฟังก์ชันกรีนไดแอดิกเพื่อหาฟังก์ชันที่เหลือ นั่นคือ $\bar{\bar{G}}_{e_1}$, $\bar{\bar{G}}_{e_2}$ และ $\bar{\bar{G}}_{m_1}$

เราจะประยุกต์ใช้วิธีการ Ohm-Rayleigh [7] เพื่อหาฟังก์ชันกรีนไดแอดิกแบบแม่เหล็กชนิดที่สอง ($\bar{\bar{G}}_{m_2}$) สำหรับท่อนำคลื่นเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมซึ่งจะสอดคล้องกับสมการ

$$\nabla \times \nabla \times \bar{\bar{G}}_{m_2}(\bar{R}, \bar{R}') - k^2 \bar{\bar{G}}_{m_2}(\bar{R}, \bar{R}') = \nabla \times [\bar{I} \delta(\bar{R} - \bar{R}')] \quad (2.45)$$

โดยที่ $\rho = a$; $\phi = \phi_s$; $-c/2 \leq z \leq c/2$ และเงื่อนไขขอบเขตนอymanน์

$$\hat{n} \times \nabla \times \bar{\bar{G}}_{m_2}(\bar{R}, \bar{R}') = 0 \quad (2.46)$$

ที่ $\rho = a$ และ $\phi = 0, \phi_s$ ซึ่ง $k = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$

จากสมการ (2.45) ก่อนอื่นเราจะต้องหาฟังก์ชันเจาะจงสำหรับแหล่งกำเนิด $\nabla \times [\bar{I} \delta(\bar{R} - \bar{R}')]$ โดยใช้ฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์โซลินอยด์ (Solenoidal Vector Wave Function) ที่กล่าวถึงในหัวข้อก่อนหน้า ฟังก์ชันที่เหมาะสมคือ $\bar{M}_{\phi_{n\zeta}}(h)$ และ $\bar{N}_{\phi_{n\zeta}}(h)$ เนื่องจากเป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขตในสมการ (2.46) ดังนั้นเราจะได้

$$\nabla \times [\bar{I} \delta(\bar{R} - \bar{R}')] = \int_{-\infty}^{\infty} dh_{\zeta} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} [\bar{N}_{\phi_{n\zeta}}^{(1)}(h_{\zeta}) \bar{A}_{\phi_{n\zeta}}(h_{\zeta}) + \bar{M}_{\phi_{n\zeta}}^{(1)}(h_{\zeta}) \bar{B}_{\phi_{n\zeta}}(h_{\zeta})] \quad (2.47)$$

เมื่อ $\bar{A}_{\phi_{n\zeta}}(h_{\zeta})$ และ $\bar{B}_{\phi_{n\zeta}}(h_{\zeta})$ เป็นสัมประสิทธิ์เวกเตอร์ (Vector Coefficient) ซึ่งหาได้โดยการอินทิเกรตตลอดปริมาตรในสมการที่ (3.45) หลังจากที่ถูกเชิงสเกลาร์ข้างหน้าด้วย $\bar{N}'_{\phi_{n\zeta}}(-h_{\zeta})$ และ $\bar{M}'_{\phi_{n\zeta}}(-h_{\zeta})$ และใช้ทฤษฎีเกาส์ไดแอดิก (Dyadic Gauss Theorem) ร่วมกับความสัมพันธ์ออร์โธโกนัล (Orthogonal Relation) ระหว่างฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์ ดังนั้น

$$\bar{A}_{\phi_{n\zeta}}(h_{\zeta}) = \frac{(2 - \delta_0) \kappa_{\zeta}}{4\pi^2 \zeta^2 I_{\zeta}} \bar{M}'_{\phi_{n\zeta}}(-h_{\zeta}) \quad (2.48)$$

$$\bar{B}_{\phi_{n\zeta}}(h_{\zeta}) = \frac{(2 - \delta_0) \kappa_{\zeta}}{4\pi^2 \xi^2 I_{\xi}} \bar{N}'_{\phi_{n\zeta}}(-h_{\zeta}) \quad (2.49)$$

ดังนั้นเมื่อแทนสัมประสิทธิ์ในสมการ (2.48) และ (2.49) ลงในสมการ (2.47) จะได้

$$\begin{aligned} \bar{G}_{HJ}(\bar{R}, \bar{R}') = \int_{-\infty}^{\infty} dh_{\zeta} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2-\delta_0}{4\pi^2} \left[\frac{\kappa_{\zeta}}{\zeta^2 I_{\zeta}(\kappa_{\zeta}^2 - k^2)} \bar{N}_{\zeta n \zeta}^{(1)}(h_{\zeta}) \bar{M}'_{\zeta n \zeta}(h_{\zeta}) \right. \\ \left. + \frac{\kappa_{\xi}}{\xi^2 I_{\xi}(\kappa_{\xi}^2 - k^2)} \bar{M}_{\xi n \xi}^{(1)}(h_{\xi}) \bar{N}'_{\xi n \xi}(h_{\xi}) \right] \end{aligned} \quad (2.50)$$

เมื่อ (1) คือจุดสังเกตใด ๆ ของสนามบริเวณภายในทรงกระบอก และ เครื่องหมาย “ไพร์ม” แสดงตำแหน่งของแหล่งกำเนิด ซึ่งพิจารณาในระบบพิกัดทรงกระบอก

การอินทิเกรตในสมการ (2.50) จะใช้วิธีการอินทิเกรตคอนทัวร์ เมื่อตำแหน่งขั้ว (pole) $h_{\zeta} = \pm k_{\zeta} = \pm \sqrt{k^2 - \zeta^2}$ ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันกรีนชนิดไดแอดิกแบบแม่เหล็กที่มีแหล่งกำเนิดเป็นความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าสำหรับ โครงสร้างท่อนำคลื่นทรงกระบอก ($\bar{G}_{HJ}(\bar{R}, \bar{R}')$) จะแสดงในรูปของฟังก์ชันคลื่นได้ดังนี้คือ

$$\bar{G}_{HJ}(\bar{R}, \bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} k \left[c_{\zeta} \bar{N}_{\zeta n \zeta}^{(1)}(\pm k_{\zeta}) \bar{M}'_{\zeta n \zeta}(\mp k_{\zeta}) + c_{\xi} \bar{M}_{\xi n \xi}^{(1)}(\pm k_{\xi}) \bar{N}'_{\xi n \xi}(\mp k_{\xi}) \right], \quad \begin{matrix} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{matrix} \quad (2.51)$$

เมื่อ

$$c_{\zeta} = \frac{-j(2-\delta_0)}{4\pi^2 \zeta^2 I_{\zeta} k_{\zeta}} \quad (2.52)$$

$$c_{\xi} = \frac{-j(2-\delta_0)}{4\pi^2 \xi^2 I_{\xi} k_{\xi}} \quad (2.53)$$

และ

$$I_{\zeta} = \frac{a^2}{2\zeta^2} \left(\zeta^2 - \frac{n^2}{a^2} \right) J_n^2(\zeta a) \quad (2.54)$$

$$I_{\xi} = \frac{a^2}{2\xi^2} \left[\frac{\partial J_n(\xi \rho_1)}{\partial \rho_1} \right]_{\rho_1=a}^2 \quad (2.55)$$

จากสมการทฤษฎีดังกล่าวข้างต้นเราสามารถแตกองค์ประกอบของไดแอดิกได้ทั้งหมด 9 องค์ประกอบด้วยกันยกตัวอย่างเช่น $\bar{G}_{HJ}^{pp}(\bar{R}, \bar{R}')$ หมายถึงฟังก์ชันกรีนไดแอดิกในทิศทาง ρ ที่สังเกตที่ตำแหน่ง (ρ, ϕ, z) เกิดจากแหล่งกำเนิดที่อยู่ในทิศทางแกน ρ อยู่ที่ตำแหน่ง (ρ', ϕ', z') แสดงได้ดังนี้

$$G_{HJ}^{\rho\rho}(\bar{R}, \bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} k \left[\begin{array}{l} \frac{c_{\zeta} j n k_{\zeta}}{\kappa_{\zeta}} \frac{\partial J_n(\zeta\rho_1)}{\partial \rho_1} \frac{J_n(\zeta\rho')}{\rho'} \sin[n(\phi_1 - \phi')] \left\{ \begin{array}{l} -e^{-jk_{\zeta}(z_1 - z')} \\ +e^{-jk_{\zeta}(z' - z_1)} \end{array} \right\} \\ + \frac{j n k_{\zeta} c_{\xi}}{\kappa_{\xi}} \frac{J_n(\xi\rho_1)}{\rho_1} \frac{\partial J_n(\xi\rho')}{\partial \rho'} \sin[n(\phi_1 - \phi')] \left\{ \begin{array}{l} -e^{-jk_{\zeta}(z_1 - z')} \\ +e^{-jk_{\zeta}(z' - z_1)} \end{array} \right\} \end{array} \right], \quad \begin{array}{l} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{array} \quad (2.56)$$

$$G_{HJ}^{\rho\phi}(\bar{R}, \bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} k \left[\begin{array}{l} \frac{j c_{\zeta} k_{\zeta}}{\kappa_{\zeta}} \frac{\partial J_n(\zeta\rho_1)}{\partial \rho_1} \frac{\partial J_n(\zeta\rho')}{\partial \rho'} \cos[n(\phi_1 - \phi')] \left\{ \begin{array}{l} +e^{-jk_{\zeta}(z_1 - z')} \\ -e^{-jk_{\zeta}(z' - z_1)} \end{array} \right\} \\ + \frac{j n^2 c_{\xi} k_{\xi}}{\kappa_{\xi}} \frac{J_n(\xi\rho_1)}{\rho_1} \frac{J_n(\xi\rho')}{\rho'} \cos[n(\phi_1 - \phi')] \left\{ \begin{array}{l} +e^{-jk_{\zeta}(z_1 - z')} \\ -e^{-jk_{\zeta}(z' - z_1)} \end{array} \right\} \end{array} \right], \quad \begin{array}{l} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{array} \quad (2.57)$$

$$G_{HJ}^{\rho z}(\bar{R}, \bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} k \left[-\frac{n \xi^2 c_{\xi}}{\kappa_{\xi}} \frac{J_n(\xi\rho_1)}{\rho_1} J_n(\xi\rho') \sin[n(\phi_1 - \phi')] \left\{ \begin{array}{l} e^{-jk_{\zeta}(z_1 - z')} \\ e^{-jk_{\zeta}(z' - z_1)} \end{array} \right\} \right], \quad \begin{array}{l} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{array} \quad (2.58)$$

$$G_{HJ}^{\phi\phi}(\bar{R}, \bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} k \left[\begin{array}{l} \frac{j n^2 c_{\zeta} k_{\zeta}}{\kappa_{\zeta}} \frac{J_n(\zeta\rho_1)}{\rho_1} \frac{J_n(\zeta\rho')}{\rho'} \cos[n(\phi_1 - \phi')] \left\{ \begin{array}{l} -e^{-jk_{\zeta}(z_1 - z')} \\ +e^{-jk_{\zeta}(z' - z_1)} \end{array} \right\} \\ + \frac{j c_{\xi} k_{\xi}}{\kappa_{\xi}} \frac{\partial J_n(\xi\rho_1)}{\partial \rho_1} \frac{\partial J_n(\xi\rho')}{\partial \rho'} \cos[n(\phi_1 - \phi')] \left\{ \begin{array}{l} -e^{-jk_{\zeta}(z_1 - z')} \\ +e^{-jk_{\zeta}(z' - z_1)} \end{array} \right\} \end{array} \right], \quad \begin{array}{l} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{array} \quad (2.59)$$

$$G_{HJ}^{\phi z}(\bar{R}, \bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} k \left[\begin{array}{l} \frac{j n c_{\zeta} k_{\zeta}}{\kappa_{\zeta}} \frac{J_n(\zeta\rho_1)}{\rho_1} \frac{\partial J_n(\zeta\rho')}{\partial \rho'} \sin[n(\phi_1 - \phi')] \left\{ \begin{array}{l} -e^{-jk_{\zeta}(z_1 - z')} \\ +e^{-jk_{\zeta}(z' - z_1)} \end{array} \right\} \\ + \frac{j n c_{\xi} k_{\xi}}{\kappa_{\xi}} \frac{\partial J_n(\xi\rho_1)}{\partial \rho_1} \frac{J_n(\xi\rho')}{\rho'} \sin[n(\phi_1 - \phi')] \left\{ \begin{array}{l} -e^{-jk_{\zeta}(z_1 - z')} \\ +e^{-jk_{\zeta}(z' - z_1)} \end{array} \right\} \end{array} \right], \quad \begin{array}{l} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{array} \quad (2.60)$$

$$G_{HJ}^{\phi z}(\bar{R}, \bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} k \left[-\frac{\xi^2 c_{\xi}}{\kappa_{\xi}} \frac{\partial J_n(\xi\rho_1)}{\partial \rho_1} J_n(\xi\rho') \cos[n(\phi_1 - \phi')] \left\{ \begin{array}{l} e^{-jk_{\zeta}(z_1 - z')} \\ e^{-jk_{\zeta}(z' - z_1)} \end{array} \right\} \right], \quad \begin{array}{l} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{array} \quad (2.61)$$

$$G_{HJ}^{z\rho}(\bar{R}, \bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} k \left[\frac{n c_{\zeta} \zeta^2}{\kappa_{\zeta}} J_n(\zeta\rho_1) \frac{n J_n(\zeta\rho')}{\rho'} \sin[n(\phi_1 - \phi')] \left\{ \begin{array}{l} e^{-jk_{\zeta}(z_1 - z')} \\ e^{-jk_{\zeta}(z' - z_1)} \end{array} \right\} \right], \quad \begin{array}{l} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{array} \quad (2.62)$$

$$G_{HJ}^{z\phi}(\bar{R}, \bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} k \left[-\frac{c_{\zeta} \zeta^2}{\kappa_{\zeta}} J_n(\zeta\rho_1) \frac{\partial J_n(\zeta\rho')}{\partial \rho'} \cos[n(\phi_1 - \phi')] \left\{ \begin{array}{l} e^{-jk_{\zeta}(z_1 - z')} \\ e^{-jk_{\zeta}(z' - z_1)} \end{array} \right\} \right], \quad \begin{array}{l} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{array} \quad (2.63)$$

สำหรับฟังก์ชันกรีนชนิดไดโอดิกแบบไฟฟ้าที่มีแหล่งกำเนิดเป็นความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าสำหรับโครงสร้างท่อนำคลื่นทรงกระบอกเมื่ออาศัยความสัมพันธ์ระหว่าง \bar{G}_{EJ} และ \bar{G}_{HJ} จะได้

$$\bar{G}_{EJ}(\bar{R}, \bar{R}') = \frac{1}{k^2} \left[-\hat{z}\hat{z}\delta(\bar{R} - \bar{R}') + (\nabla \times \bar{G}_{HJ}^+) U(z_1 - z') + (\nabla \times \bar{G}_{HJ}^-) U(z' - z_1) \right] \quad (2.64)$$

ดังนั้นจะได้

$$\bar{G}_{EJ}(\bar{R}, \bar{R}') = -\frac{1}{k^2} \bar{z} \bar{z}' (\bar{R} - \bar{R}') + \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left[c_{\zeta} \bar{M}'_{e, n\zeta}(\pm k_{\zeta}) \bar{M}'_{e, n\zeta}(\mp k_{\zeta}) + c_{\xi} \bar{N}'_{e, n\xi}(\pm k_{\xi}) \bar{N}'_{e, n\xi}(\mp k_{\xi}) \right], \quad \begin{matrix} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{matrix} \quad (2.65)$$

จากสมการทฤษฎีดังกล่าวข้างต้นเราสามารถแยกองค์ประกอบของไดแอดิกได้ทั้งหมด 9 องค์ประกอบด้วยกันแสดงได้ดังนี้

$$G_{EJ}^{pp}(\bar{R}, \bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left[n^2 c_{\zeta} \frac{J_n(\zeta\rho_1)}{\rho_1} \frac{J_n(\zeta\rho')}{\rho'} \cos[n(\phi_1 - \phi')] \begin{cases} e^{-jk_{\zeta}(z_1 - z')} \\ e^{-jk_{\zeta}(z' - z_1)} \end{cases} \right] \begin{matrix} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{matrix} \\ + \frac{c_{\xi} k_{\xi}^2}{\kappa_{\xi}^2} \frac{\partial J_n(\xi\rho_1)}{\partial \rho_1} \frac{\partial J_n(\xi\rho')}{\partial \rho'} \cos[n(\phi_1 - \phi')] \begin{cases} e^{-jk_{\xi}(z_1 - z')} \\ e^{-jk_{\xi}(z' - z_1)} \end{cases}, \quad (2.66)$$

$$G_{EJ}^{p\phi}(\bar{R}, \bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left[nc_{\zeta} \frac{J_n(\zeta\rho_1)}{\rho_1} \frac{\partial J_n(\zeta\rho')}{\partial \rho'} \sin[n(\phi_1 - \phi')] \begin{cases} e^{-jk_{\zeta}(z_1 - z')} \\ e^{-jk_{\zeta}(z' - z_1)} \end{cases} \right] \begin{matrix} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{matrix} \\ + \frac{nc_{\xi} k_{\xi}^2}{\kappa_{\xi}^2} \frac{\partial J_n(\xi\rho_1)}{\partial \rho_1} \frac{J_n(\xi\rho')}{\rho'} \sin[n(\phi_1 - \phi')] \begin{cases} e^{-jk_{\xi}(z_1 - z')} \\ e^{-jk_{\xi}(z' - z_1)} \end{cases}, \quad (2.67)$$

$$G_{EJ}^{pz}(\bar{R}, \bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left[\frac{j\xi^2 c_{\xi} k_{\xi}}{\kappa_{\xi}^2} \frac{\partial J_n(\xi\rho_1)}{\partial \rho_1} J_n(\xi\rho') \cos[n(\phi_1 - \phi')] \begin{cases} -e^{-jk_{\xi}(z_1 - z')} \\ +e^{-jk_{\xi}(z' - z_1)} \end{cases} \right] \begin{matrix} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{matrix} \quad (2.68)$$

$$G_{EJ}^{\phi p}(\bar{R}, \bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left[-nc_{\zeta} \frac{\partial J_n(\zeta\rho_1)}{\partial \rho_1} \frac{J_n(\zeta\rho')}{\rho'} \sin[n(\phi_1 - \phi')] \begin{cases} e^{-jk_{\zeta}(z_1 - z')} \\ e^{-jk_{\zeta}(z' - z_1)} \end{cases} \right] \begin{matrix} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{matrix} \\ - \frac{nc_{\xi} k_{\xi}^2}{\kappa_{\xi}^2} \frac{J_n(\xi\rho_1)}{\rho_1} \frac{\partial J_n(\xi\rho')}{\partial \rho'} \sin[n(\phi_1 - \phi')] \begin{cases} e^{-jk_{\xi}(z_1 - z')} \\ e^{-jk_{\xi}(z' - z_1)} \end{cases}, \quad (2.69)$$

$$G_{EJ}^{\phi z}(\bar{R}, \bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left[c_{\zeta} \frac{\partial J_n(\zeta\rho_1)}{\partial \rho_1} \frac{\partial J_n(\zeta\rho')}{\partial \rho'} \cos[n(\phi_1 - \phi')] \begin{cases} e^{-jk_{\zeta}(z_1 - z')} \\ e^{-jk_{\zeta}(z' - z_1)} \end{cases} \right] \begin{matrix} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{matrix} \\ + \frac{n^2 c_{\xi} k_{\xi}^2}{\kappa_{\xi}^2} \frac{J_n(\xi\rho_1)}{\rho_1} \frac{J_n(\xi\rho')}{\rho'} \cos[n(\phi_1 - \phi')] \begin{cases} e^{-jk_{\xi}(z_1 - z')} \\ e^{-jk_{\xi}(z' - z_1)} \end{cases}, \quad (2.70)$$

$$G_{EJ}^{z\phi}(\bar{R}, \bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left[\frac{j\xi^2 c_{\xi} k_{\xi}}{\kappa_{\xi}^2} \frac{J_n(\xi\rho_1)}{\rho_1} J_n(\xi\rho') \sin[n(\phi_1 - \phi')] \begin{cases} +e^{-jk_{\xi}(z_1 - z')} \\ -e^{-jk_{\xi}(z' - z_1)} \end{cases} \right] \begin{matrix} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{matrix} \quad (2.71)$$

$$G_{EJ}^{zp}(\bar{R}, \bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left[\frac{j\xi^2 c_{\xi} k_{\xi}}{\kappa_{\xi}^2} J_n(\xi\rho_1) \frac{\partial J_n(\xi\rho')}{\partial \rho'} \cos[n(\phi_1 - \phi')] \begin{cases} +e^{-jk_{\xi}(z_1 - z')} \\ -e^{-jk_{\xi}(z' - z_1)} \end{cases} \right] \begin{matrix} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{matrix} \quad (2.72)$$

$$G_{EJ}^{z\phi}(\bar{R}, \bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left[\frac{jn\xi^2 c_{\xi} k_{\xi}}{\kappa_{\xi}^2} J_n(\xi\rho_1) \frac{J_n(\xi\rho')}{\rho'} \sin[n(\phi_1 - \phi')] \right] \begin{cases} +e^{-jk_{\xi}(z_1-z')} \\ -e^{-jk_{\xi}(z'-z_1)} \end{cases}, \begin{matrix} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{matrix} \quad (2.73)$$

$$G_{EJ}^z(\bar{R}, \bar{R}') = -\frac{1}{k^2} \hat{z}\hat{z}(\bar{R} - \bar{R}') + \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left[\frac{\xi^4 c_{\xi}}{\kappa_{\xi}^2} J_n(\xi\rho_1) J_n(\xi\rho') \cos[n(\phi_1 - \phi')] \right] \begin{cases} e^{-jk_{\xi}(z_1-z')} \\ e^{-jk_{\xi}(z'-z_1)} \end{cases}, \begin{matrix} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{matrix} \quad (2.74)$$

2.3.4 การกระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบริเวณช่องเปิดของวงแหวน

สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กภายในโครงสร้างรูปทรงกระบอกที่ยาวอนันต์ที่เกิดจากแหล่งกำเนิดเป็นความหนาแน่นของกระแส แสดงได้ดังนี้คือ

$$\bar{E}(\rho_1, \phi_1, z_1) = -j\omega\mu_0 \int_{a-l}^a \bar{G}_{EJ}(\rho_1, \phi_1, z_1; \rho', \phi', z') \cdot J_{\rho}(\rho', \phi', z') \hat{\rho} d\rho_1 \quad (2.75)$$

$$\bar{H}(\rho_1, \phi_1, z_1) = \int_{a-l}^a \bar{G}_{HJ}(\rho_1, \phi_1, z_1; \rho', \phi', z') \cdot J_{\rho}(\rho', \phi', z') \hat{\rho} d\rho_1 \quad (2.76)$$

เมื่อพิจารณาเส้นผ่านศูนย์กลางของโพรบมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น ดังนั้นจะสมมติการกระจายกระแสตามความยาวโพรบในรูปของฟังก์ชันไซน์ได้ดังนี้

$$\bar{J}(R') = J_m \sin[k(\rho' - a + l)] \hat{\rho}; \quad a-l \leq \rho' \leq a, \phi' = \pi/2, z' = 0 \quad (2.77)$$

เมื่อ J_m คือค่าสูงสุดของกระแส

ดังนั้นองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในแนวสัมผัสกับระนาบ z_1 ที่ตำแหน่งใด ๆ จะได้ดังต่อไปนี้

$$E_{\rho}(\rho_1, \phi_1, z_1) = -j\omega\mu_0 \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left[\begin{array}{l} c_{\xi} n^2 \frac{J_n(\xi\rho_1)}{\rho_1} \cos[n(\phi_1 - \phi')] E_{a,TE} \begin{cases} e^{-jk_{\xi}(z_1-z')} \\ e^{-jk_{\xi}(z'-z_1)} \end{cases} \\ + c_{\xi} \frac{k_{\xi}^2}{\kappa_{\xi}^2} \frac{\partial J_n(\xi\rho_1)}{\partial \rho_1} \cos[n(\phi_1 - \phi')] E_{a,TM} \begin{cases} e^{-jk_{\xi}(z_1-z')} \\ e^{-jk_{\xi}(z'-z_1)} \end{cases} \end{array} \right], \begin{matrix} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{matrix} \quad (2.78)$$

$$E_{\phi}(\rho_1, \phi_1, z_1) = -j\omega\mu_0 \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left[\begin{array}{l} c_{\xi} n \frac{\partial J_n(\xi\rho_1)}{\partial \rho_1} \sin[n(\phi_1 - \phi')] E_{a,TE} \begin{cases} e^{-jk_{\xi}(z_1-z')} \\ e^{-jk_{\xi}(z'-z_1)} \end{cases} \\ + c_{\xi} n \frac{k_{\xi}^2}{\kappa_{\xi}^2} \frac{J_n(\xi\rho_1)}{\rho_1} \sin[n(\phi_1 - \phi')] E_{a,TM} \begin{cases} e^{-jk_{\xi}(z_1-z')} \\ e^{-jk_{\xi}(z'-z_1)} \end{cases} \end{array} \right], \begin{matrix} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{matrix} \quad (2.79)$$

$$H_\rho(\rho_1, \phi_1, z_1) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left[c_\zeta \frac{k_\zeta}{\kappa_\zeta} (jnk) \frac{\partial J_n(\zeta\rho_1)}{\partial \rho_1} \sin[n(\phi_1 - \phi')] H_{a,TE} \begin{cases} -e^{-jk_\zeta(z_1-z')} \\ +e^{-jk_\zeta(z'-z_1)} \end{cases} \right. \\ \left. + c_\xi \frac{k_\xi}{\kappa_\xi} (jnk) \frac{J_n(\xi\rho_1)}{\rho_1} \sin[n(\phi_1 - \phi')] H_{a,TM} \begin{cases} -e^{-jk_\zeta(z_1-z')} \\ +e^{-jk_\zeta(z'-z_1)} \end{cases} \right] \begin{cases} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{cases} \quad (2.80)$$

$$H_\phi(\rho_1, \phi_1, z_1) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left[c_\zeta \frac{k_\zeta}{\kappa_\zeta} (jn^2k) \frac{J_n(\zeta\rho_1)}{\rho_1} \cos[n(\phi_1 - \phi')] H_{a,TE} \begin{cases} -e^{-jk_\zeta(z_1-z')} \\ +e^{-jk_\zeta(z'-z_1)} \end{cases} \right. \\ \left. + c_\xi \frac{k_\xi}{\kappa_\xi} (jk) \frac{\partial J_n(\xi\rho_1)}{\partial \rho_1} \cos[n(\phi_1 - \phi')] H_{a,TM} \begin{cases} -e^{-jk_\zeta(z_1-z')} \\ +e^{-jk_\zeta(z'-z_1)} \end{cases} \right] \begin{cases} z_1 > z' \\ z_1 < z' \end{cases} \quad (2.81)$$

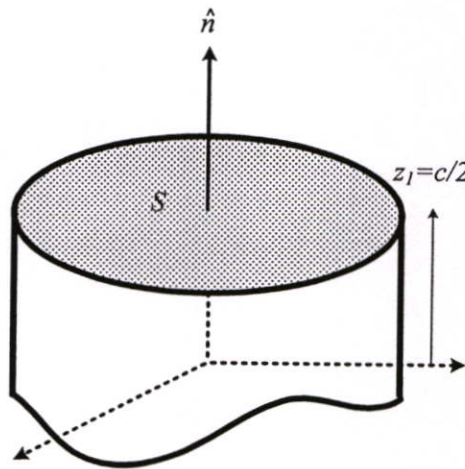
เมื่อ

$$E_{a,TE} = H_{a,TE} = \int_{a-l}^a \frac{J_n(\zeta\rho')}{\rho'} \sin[k(\rho' - a + l)] d\rho' \quad (2.82)$$

$$E_{a,TM} = H_{a,TM} = \int_{a-l}^a \frac{\partial J_n(\xi\rho')}{\partial \rho'} \sin[k(\rho' - a + l)] d\rho' \quad (2.83)$$

2.3.5 สมการสนามไฟฟ้าระยะไกล

การหาสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกจากช่องเปิดจะเริ่มจากการพิจารณาคลื่นที่เดินทาง +z เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.5 โดยที่ \hat{n} คือเวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่มีทิศทางตั้งฉากกับระนาบช่องเปิด S (ระนาบ $z_1 = c/2$) และช่องเปิดวางอยู่บนช่องว่างอิสระ ดังนั้นเมื่อทราบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในแนวสัมผัสผิวของระนาบช่องเปิด S ที่ได้จากหัวข้อที่แล้ว ความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กสมมูลและกระแสไฟฟ้าสมมูลก็จะสามารถหาได้ดังสมการ (2.67) และ (2.68)

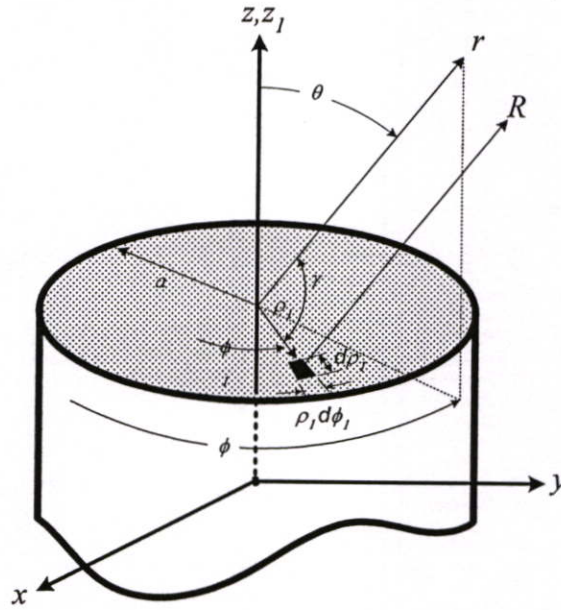


รูปที่ 2.5 การพิจารณาความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กสมมูลและกระแสไฟฟ้าสมมูล

$$\bar{M}_s(\rho_1, \phi_1, z_1) = \bar{E}(\rho_1, \phi_1, z_1) \Big|_{z_1=c/2} \times \hat{n} = \bar{E}(\rho_1, \phi_1, z_1) \Big|_{z_1=c/2} \times \hat{z} \quad (2.84)$$

$$\bar{J}_s(\rho_1, \phi_1, z_1) = \bar{H}(\rho_1, \phi_1, z_1) \Big|_{z_1=c/2} \times (-\hat{n}) = \bar{H}(\rho_1, \phi_1, z_1) \Big|_{z_1=c/2} (-\hat{z}) \quad (2.85)$$

รูปที่ 2.6 แสดงรูปโครงสร้างเชิงเรขาคณิตของช่องเปิดแบบวงกลมที่วางอยู่บนช่องว่างอิสระ ดังนั้นสนามไฟฟ้าระยะไกลที่หาได้เวกเตอร์ของการแพร่กระจายคลื่น แสดงได้ดังสมการ (2.68) และ (2.69)



รูปที่ 2.6 ช่องเปิดแบบวงกลมที่วางอยู่บนช่องว่างอิสระ

$$E_{\theta,+z}(r, \theta, \phi) \approx -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} \{L_\phi(\theta, \phi) + \eta N_\theta(\theta, \phi)\} \quad (2.86)$$

$$E_{\phi,+z}(r, \theta, \phi) \approx -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} \{L_\theta(\theta, \phi) - \eta N_\phi(\theta, \phi)\} \quad (2.87)$$

จากรูปที่ 2.6 เป็นกรณีที่พิจารณาช่องเปิดวางอยู่บนระนาบ $z_1 = 0$ และเมื่อ $z_1 = c/2$ จะเขียนได้ใหม่เป็น

$$E_{\theta,+z}(r, \theta, \phi) \approx -\frac{jke^{-jk(r-\frac{c}{2}\cos\theta)}}{4\pi r} \{L_\phi(\theta, \phi) + \eta N_\theta(\theta, \phi)\} \quad (2.88)$$

$$E_{\phi,+z}(r, \theta, \phi) \approx -\frac{jke^{-jk(r-\frac{c}{2}\cos\theta)}}{4\pi r} \{L_\theta(\theta, \phi) - \eta N_\phi(\theta, \phi)\} \quad (2.89)$$

โดยที่องค์ประกอบของฟังก์ชันการแพร่กระจายคลื่นคือ

$$N_\theta = \int_0^{2\pi} \int_0^a [J_\rho \cos(\theta) \cos(\phi - \phi_1) + J_\phi \cos(\theta) \sin(\phi - \phi_1)] e^{jk\rho_1 \sin\theta \cos(\phi - \phi_1)} \rho_1 d\rho_1 d\phi_1 \quad (2.90)$$

$$N_\phi = \int_0^{2\pi} \int_0^a [-J_\rho \sin(\phi - \phi_1) + J_\phi \cos(\phi - \phi_1)] e^{jk\rho_1 \sin\theta \cos(\phi - \phi_1)} \rho_1 d\rho_1 d\phi_1 \quad (2.91)$$

$$L_\theta = \int_0^{2\pi} \int_0^a [M_\rho \cos(\theta) \cos(\phi - \phi_1) + M_\phi \cos(\theta) \sin(\phi - \phi_1)] e^{jk\rho_1 \sin\theta \cos(\phi - \phi_1)} \rho_1 d\rho_1 d\phi_1 \quad (2.92)$$

$$L_\phi = \int_0^{2\pi} \int_0^a [-M_\rho \sin(\phi - \phi_1) + M_\phi \cos(\phi - \phi_1)] e^{jk\rho_1 \sin\theta \cos(\phi - \phi_1)} \rho_1 d\rho_1 d\phi_1 \quad (2.93)$$

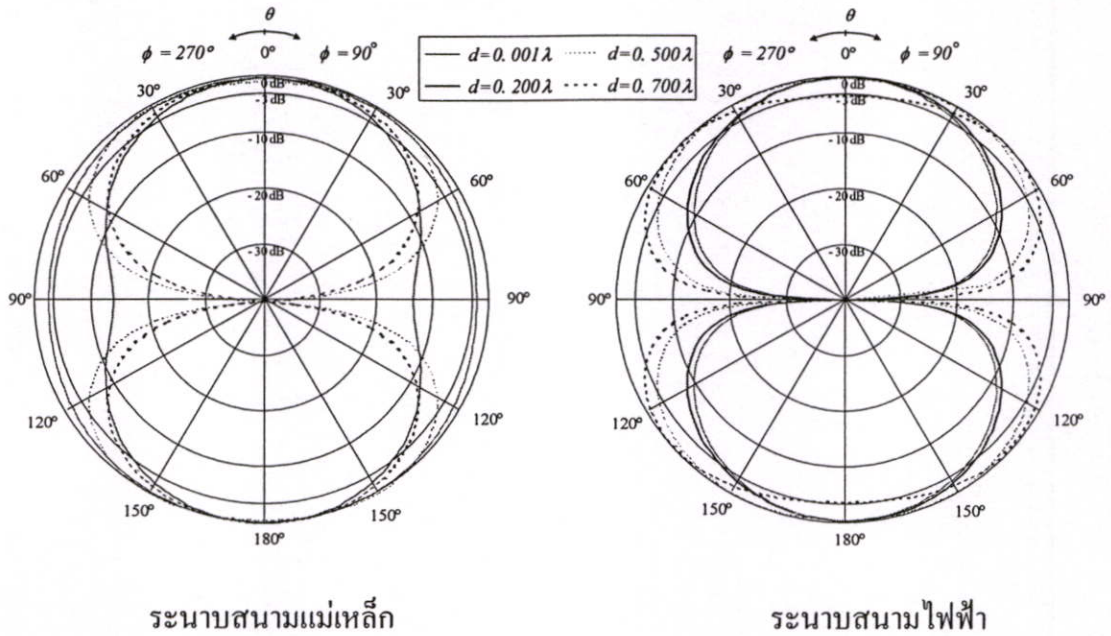
สนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกจากช่องเปิดจะเริ่มจากการพิจารณาคลื่นที่เดินทาง $-z$ หาได้จากทฤษฎีของการเปลี่ยนแกน (Coordinate Transformations) เนื่องจากโพรบวางอยู่ที่ตำแหน่งกึ่งกลางของความหนาวงแหวน ($z' = 0$) โดยที่โพรบวางอยู่ในทิศทาง y และช่องเปิดทั้ง 2 อยู่ห่างจากตำแหน่งการวางของโพรบเป็นระยะทางที่เท่ากันคือ $c/2$ ดังนั้นสนามไฟฟ้ารวมที่เกิดจากผลรวมของการแพร่กระจายคลื่นออกจากช่องเปิดในทิศทาง $+z$ กับทิศทาง $-z$ จะได้ดังต่อไปนี้

$$E_\theta(r, \theta, \phi) \approx -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} \left\{ \begin{array}{l} e^{jk\frac{c}{2}\cos(\theta)} [L_\phi(\theta, \phi) + \eta N_\theta(\theta, \phi)] \\ + e^{jk\frac{c}{2}\cos(\theta+\pi)} [L_\phi(\theta + \pi, \phi + \pi) + \eta N_\theta(\theta + \pi, \phi + \pi)] \end{array} \right\} \quad (2.94)$$

$$E_\phi(r, \theta, \phi) \approx -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} \left\{ \begin{array}{l} e^{-jk\frac{c}{2}\cos(\theta)} [L_{\theta,1}(\theta, \phi) - \eta N_{\phi,2}(\theta, \phi)] \\ + e^{jk\frac{c}{2}\cos(\theta+\pi)} [L_{\theta,2}(\theta + \pi, \phi) - \eta N_{\phi,2}(\theta + \pi, \phi)] \end{array} \right\} \quad (2.95)$$

2.4 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น คือ รูปกราฟหรือฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ที่ใช้แสดงความเข้มของสัญญาณที่เป็นฟังก์ชันของทิศทางหรือมุม โดยรูปกราฟนี้แบ่งเป็น กราฟเชิงเส้นมุมฉาก (Linear Plot) และกราฟวงกลม (Polar Plot) ซึ่งจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง แอมพลิจูด (Amplitude) ของกำลังงาน (Power) หรือ สนาม (Field) กับทิศทาง (Direction) ของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งแสดงอยู่ในรูปของมุมในหน่วยองศา (Degree) หรือเรเดียน (Radian) แสดงดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าเมื่อความหนาของวงแหวนมีขนาดต่าง ๆ

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก พบว่าเมื่อความหนาของวงแหวนมีขนาดน้อย ๆ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจะมีแนวโน้มใกล้เคียงกับสายอากาศไดโพลกล่าวคือจะมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นออกรอบตัว เมื่อความหนาของวงแหวนเพิ่มขึ้น สนามที่บริเวณด้านข้างจะเริ่มลดลง และความกว้างของลำคลื่นจะแคบลงด้วย แต่เมื่อความหนาของวงแหวนมากกว่า 0.20λ ความกว้างของลำคลื่นจะกลับกว้างขึ้นอีก ในส่วนของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า พบว่าเมื่อความหนาของวงแหวนเพิ่มขึ้นความกว้างของลำคลื่นจะกว้างขึ้น และลำคลื่นจะเอียงไปจากมุม 0° และมุม 180° ไปเล็กน้อยเนื่องจากผลของโพรบ แต่อย่างไรก็ตามเมื่อความหนาของวงแหวนมีค่ามากกว่า 0.5λ ลักษณะของลำคลื่นที่ได้จะแตกออกเป็นสองลำคลื่น ซึ่งเป็นลักษณะที่ไม่ต้องการ เพราะฉะนั้นในการวิเคราะห์จะพิจารณาขนาดของวงแหวนที่มากที่สุดที่ 0.5λ ก็เพียงพอ

2.5 ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง

ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ เป็นค่าที่แสดงว่าสายอากาศมีความแรงที่ทิศทางต่าง ๆ มากน้อยเพียงใดเทียบกับตัวแพร่กระจายคลื่นไอโซทรอปิกมีหน่วยเป็น dBi ซึ่งในการพิจารณาจะใช้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่มากที่สุด โดยได้จากความสัมพันธ์

$$D_0(\theta, \phi) = 10 \log \left(\frac{4\pi U_{\max}(\theta, \phi)}{P_{\text{rad}}} \right) \tag{2.96}$$

เมื่อ $U(\theta, \phi)$ คือกำลังงานที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศต่อหน่วยมุมตัน (ตลอดพื้นผิวทรงกลม) แสดงความสัมพันธ์ของความเข้มการแพร่กระจายคลื่นกับสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล ได้ดังนี้

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{2 \cdot \eta} \cdot \left[|E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2 \right] \quad (2.97)$$

โดย E_θ, E_ϕ คือ ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าในระยะไกล

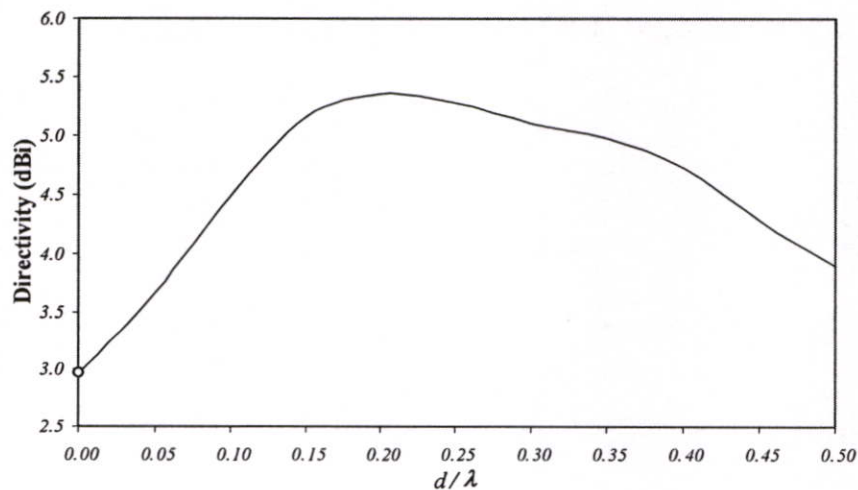
η คือ อิมพีแดนซ์อินทรินสิค (Intrinsic Impedance) ของตัวกลาง มีค่าประมาณ $120\pi \Omega$

และ U_{\max} คือ ค่าสูงสุดของความเข้มการแพร่กระจายคลื่น

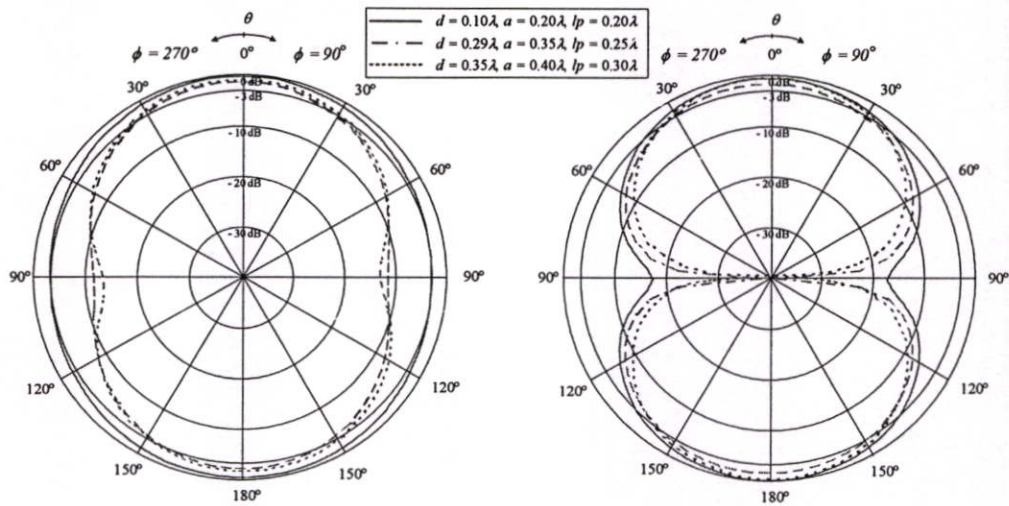
P_{rad} คือ กำลังงานที่แพร่กระจายคลื่นทั้งหมดที่หาได้จาก

$$P_{\text{rad}} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \quad (2.98)$$

ที่ความหนาของวงแหวนมีขนาดน้อย ๆ ค่าสภาพเจาะจงทิศทางจะมีค่าน้อย และจะมีค่าสูงสุดเมื่อวงแหวนมีความหนาประมาณ 0.2λ และจะลดลงอีกเมื่อความหนาของวงแหวนเพิ่มขึ้น ซึ่งเปรียบเทียบได้จากความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังในรูปที่ 2.8 คือ ถ้าลำคลื่นมีความกว้างมาก ๆ ค่าสภาพเจาะจงทิศทางก็จะมีค่าน้อย และเมื่อลำคลื่นมีความกว้างน้อย ๆ ค่าสภาพเจาะจงทิศทางก็จะมีค่าที่สูง ดังนั้นบริเวณที่ให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงที่สุดคือบริเวณที่วงแหวนมีความหนาเท่ากับ 0.2λ



รูปที่ 2.8 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเมื่อความหนาของวงแหวนมีขนาดต่าง ๆ



ระนาบสนามแม่เหล็ก

ระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 2.9 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าเมื่อความหนาและขนาดของวงแหวนและความยาวโพรมีขนาดต่าง ๆ

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าเมื่อพิจารณาทั้งความหนา ขนาด และความยาวของโพรมพบว่าเมื่อความหนา ขนาด และความยาวของโพรมมีขนาดน้อย ๆ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจะมีลักษณะใกล้เคียงกับสายอากาศไดโพล กล่าวคือจะมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นออกรอบตัว แต่เมื่อความหนา ขนาด และความยาวของโพรมของวงแหวนเพิ่มขึ้น สนามที่บริเวณด้านข้างจะเริ่มลดลง และความกว้างของลำคลื่นจะแคบลงด้วย และเมื่อเพิ่มความหนาของวงแหวนเท่ากับ 0.35λ เพิ่มขนาดของวงแหวนวงกลมเท่ากับ 0.40λ เพิ่มความยาวของโพรมเท่ากับ 0.30λ พบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงไปเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ซึ่งอาจเป็นเพราะว่าขนาดของวงแหวนมีค่าน้อยกว่า 0.486λ และ การวิเคราะห์หาค่าขนาดของวงแหวน ควรมีค่าอยู่ระหว่าง $0.293\lambda < a < 0.486\lambda$ เพื่อให้โหมดคลื่นอื่น ๆ ถูกตัดออกไปให้เหลือเพียงโหมดคลื่นหลัก (Dominant Mode : TE_{11}) เพียงโหมดเดียว โดยโหมดคลื่นอื่น ๆ ที่อยู่ติดกับโหมดคลื่นหลักคือ TE_{21} อย่างไรก็ตามถึงแม้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศจะไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก แต่ก็จะมีลักษณะที่แตกออกเป็นสองลำคลื่นซึ่งเป็นลักษณะที่ไม่ต้องการ เพราะฉะนั้นในการวิเคราะห์จะพิจารณาความหนาของวงแหวนที่มากที่สุดที่ 0.29λ ขนาดของวงแหวนที่มากที่สุดที่ 0.35λ และ ความยาวของโพรมที่มากที่สุดที่ 0.25λ ก็เพียงพอ

2.6 สรุป

ในบทนี้ได้อธิบายเกี่ยวกับหลักการและทฤษฎีที่สำคัญสำหรับสายอากาศโพรบกระดุนวงแหวนวงกลม โดยได้วิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศ และพารามิเตอร์ต่างๆที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของสายอากาศ เช่น รัศมีและความหนาของวงแหวนวงกลมเพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่จะทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพมากที่สุด มีการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทางที่มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูง อีกทั้งได้นำวิธีฟังก์ชันกรีนไดแอดิกมาวิเคราะห์ร่วมด้วยเพื่อให้มีความแม่นยำมากยิ่งขึ้น โดยได้ขนาดของความหนาของวงแหวนวงกลมเท่ากับ 0.29λ หรือ 3.5 ซม. รัศมีของสายอากาศเท่ากับ 0.35λ หรือ 4.28 ซม. และความยาวโพรบเท่ากับ 0.25λ หรือ 3.06 ซม. จากนั้นก็จะนำสายอากาศวงแหวนวงกลมที่ได้ออกแบบนี้ไปวิเคราะห์ร่วมกับตัวสะท้อนคลื่นซึ่งจะกล่าวถึงในบทต่อไป

บทที่ 3

สายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณ

โดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม

3.1 บทนำ

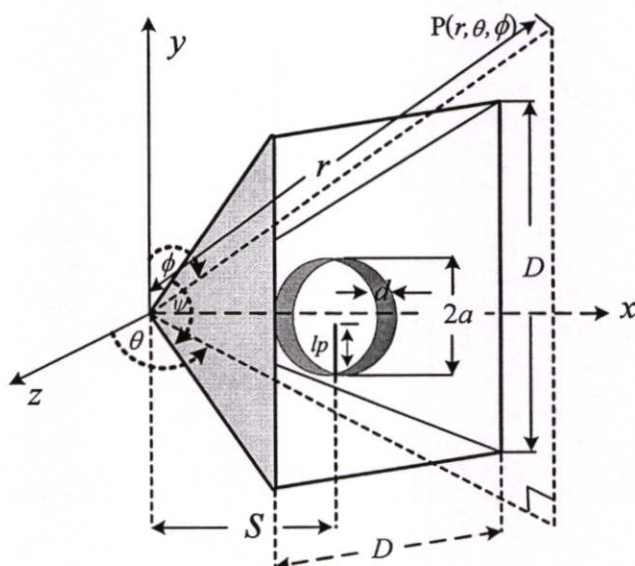
ในบทที่ผ่านมาได้กล่าวถึงสายอากาศวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบ รวมถึงการวิเคราะห์ถึงคุณลักษณะและพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศ เพื่อให้ได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพมากที่สุด และเป็นสายอากาศ ที่มีแบบรูปการกระจายคลื่นแบบสองทิศทาง มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่สูง แต่การสื่อสารในระบบ Wireless lan ซึ่งเป็นการสื่อสารแบบจุดต่อจุดนั้นต้องการสายอากาศที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว จึงได้นำสายอากาศวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบมาประกอบร่วมกับตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดเพื่อให้ได้สายอากาศที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว และมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่สูงเพื่อเพิ่มระยะทางในการสื่อสาร

ในบทนี้จึงได้นำเสนอการวิเคราะห์แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่มีความยาวจำกัด ซึ่งโดยทั่วไปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดจะคำนวณโดยใช้วิธีของตัวประกอบแถวลำดับ ซึ่งมีข้อจำกัดคือขนาดของตัวสะท้อนต้องมีขนาดอนันต์ จึงไม่สามารถคำนวณผลกระทบที่เกิดจากการเลี้ยวเบนของคลื่น Ohba [7] จึงเสนอการคำนวณ หาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดโดยใช้ทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอ (Uniform Theory of Diffraction หรือ UTD) แบบ 3 มิติ ซึ่งจะมีความต่อเนื่องบริเวณรอยต่อเงา ในการวิเคราะห์จะทำการเปลี่ยนระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนคลื่นและเปลี่ยนแปลงความกว้างของปากตัวสะท้อน เพื่อหาค่าที่เหมาะสม

3.2 โครงสร้างของสายอากาศ

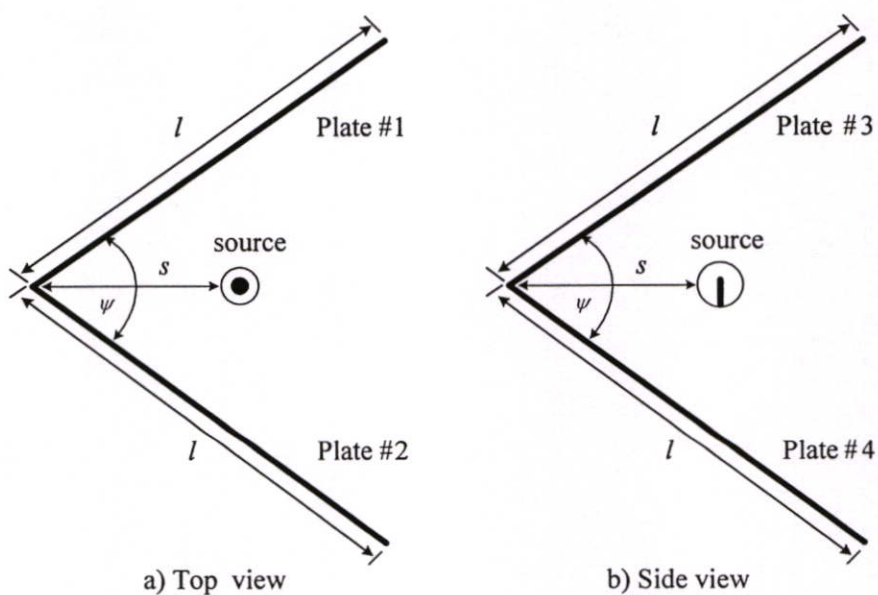
สายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณ โดยโพรบภายในวงแหวนวงกลมเป็นสายอากาศแบบทิศทางเดียวโดยใช้สายอากาศวงแหวนวงกลมวางใกล้ตัวสะท้อนแบบพีระมิด แสดงในรูปที่ 3.1 โดยโครงสร้างของสายอากาศวงแหวนวงกลม มีลักษณะเป็นส่วนหนึ่งของท่อนำคลื่นวงกลมปลายเปิดทั้งสองด้านประกอบด้วยโพรบไฟฟ้าเชิงเส้นสำหรับกระตุ้นมีความยาว L_p วางตามแนวแกน y ยื่นเข้าไปด้านในวงแหวนวงกลมที่มีรัศมี a และ ความหนา d โดยค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศวงแหวนวงกลมที่ได้จากการวิเคราะห์ในบทที่แล้วคือ โพรบกระตุ้นยาวเท่ากับ 0.25λ ขนาดรัศมีวงแหวนเท่ากับ 0.35λ และความหนาเท่ากับ 0.29λ สำหรับตัวสะท้อน

แบบพีระมิดจะมีระยะห่างระหว่างจากจุดยอดมุมกับตัวป้อนสัญญาณ S ขนาดความกว้างของปากตัวสะท้อนเท่ากับ D



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณ โดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม

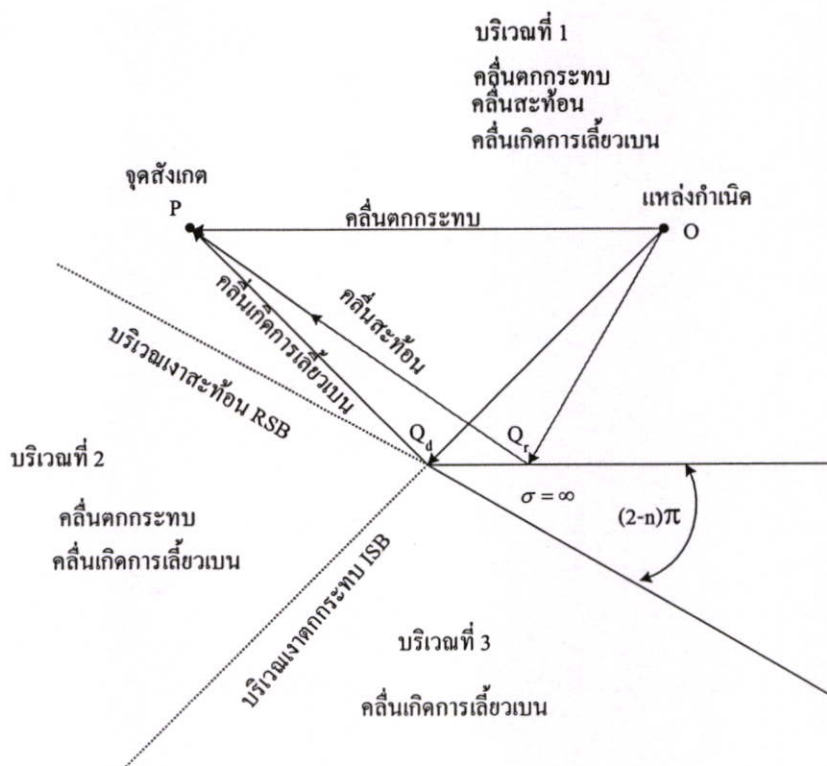
โครงสร้างของตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดจะประกอบด้วยแผ่นสะท้อน 4 แผ่น ทำมุมกัน ψ ซึ่งโครงสร้างของตัวสะท้อนแบบพีระมิดจะทำได้ง่าย ดังรูปที่ 3.2 โดยในทางปฏิบัติตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดที่นิยมเลือกใช้คือ แผ่นสะท้อน 4 แผ่นทำมุมกัน 90° แต่ก็ยังมีบางงานที่ใช้มุมอื่นๆ



รูปที่ 3.2 โครงสร้างของตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิด

3.3 ทฤษฎีการเลี้ยวเบนของคลื่น

ในกรณีที่โครงสร้างของปัญหามีขนาดใหญ่เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นนั้นจะใช้วิธีการทางด้านความถี่สูงเข้ามาช่วยในการแก้ปัญหา ในปี 1844 ทศนศาสตร์เชิงเรขาคณิต (Geometrical Optics หรือ GO) หรือเรียกว่า ทศนศาสตร์เชิงลำคลื่น (Ray Optics) ได้ถูกนำมาใช้ครั้งแรกสำหรับการวิเคราะห์เกี่ยวกับการกระจายของคลื่นแสง แต่ไม่กล่าวถึงเกี่ยวกับ เฟส การโพลาไรซ์ และการเลี้ยวเบน โดยจะนำมาใช้เฉพาะในกรณีที่มันเป็นลักษณะเรขาคณิตรูปทรงผิวโค้ง หลังจากนั้นแสงได้ถูกแสดงโดยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าโดยสมการของแมกซ์เวลล์ และปัญหาของการเลี้ยวเบนก็ได้ศึกษาอย่างต่อเนื่อง โดย Lord Rayleigh, Lord Kelvin, Sir George Stokes, Kirchoff, Helmholtz, Mei, Sommerfeld และนักฟิสิกส์ที่มีชื่อเสียง ซึ่งสามารถที่จะหาเฟส การโพลาไรซ์และปริมาณของสนามวิธีทศนศาสตร์เชิงเรขาคณิตได้ถูกพัฒนามาเพื่อใช้งานกับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งวิธีนี้เป็นการประมาณค่าของวิธีการทางด้านความถี่สูง จะเป็นการหาสนามที่เกิดจาก คลื่นที่ตกกระทบ คลื่นที่เกิดจากการสะท้อน และคลื่นที่เกิดจากหักเห แต่ข้อบกพร่องสำหรับวิธีนี้คือจะไม่สามารถทำนายคลื่นบริเวณเงาได้อย่างถูกต้องเนื่องจากผลที่เกิดจากบริเวณขอบ การคิดผลของการเลี้ยวเบนบริเวณนี้ถูกขยายผลจากวิธีทศนศาสตร์เชิงเรขาคณิตโดย Joseph Keller ในปี 1953 และทฤษฎีของ Keller เป็นที่รู้จักในนามของทฤษฎีของการเลี้ยวเบนเชิงเรขาคณิต (Geometrical Theory of Diffraction หรือ GTD) สามารถทำนายสนามที่เลี้ยวเบนบริเวณเงาได้แต่จะมีข้อเสียคือ บริเวณรอยต่อเงาไม่มีความต่อเนื่อง ในปี 1974 Kouyomajian และ Pathak [8] ได้นำเสนอทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอ (Uniform Theory of Diffraction หรือ UTD) ถึงแม้ว่าจะมีข้อบกพร่องอยู่แต่ก็สามารถชดเชยได้ อย่างเช่น กระแสสมมูล (Equivalent Current) ใช้ในการคำนวณหาสนามที่จุดตะรังสี (Caustic) การเลี้ยวเบนแบบชัน (Slope Diffraction) ใช้เมื่อสนามตกกระทบมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว หรือมีค่าเป็นศูนย์ และคิดรวมผลเนื่องการเลี้ยวเบนลำดับสูงเพื่อให้บริเวณรอยต่อเงามีความต่อเนื่อง



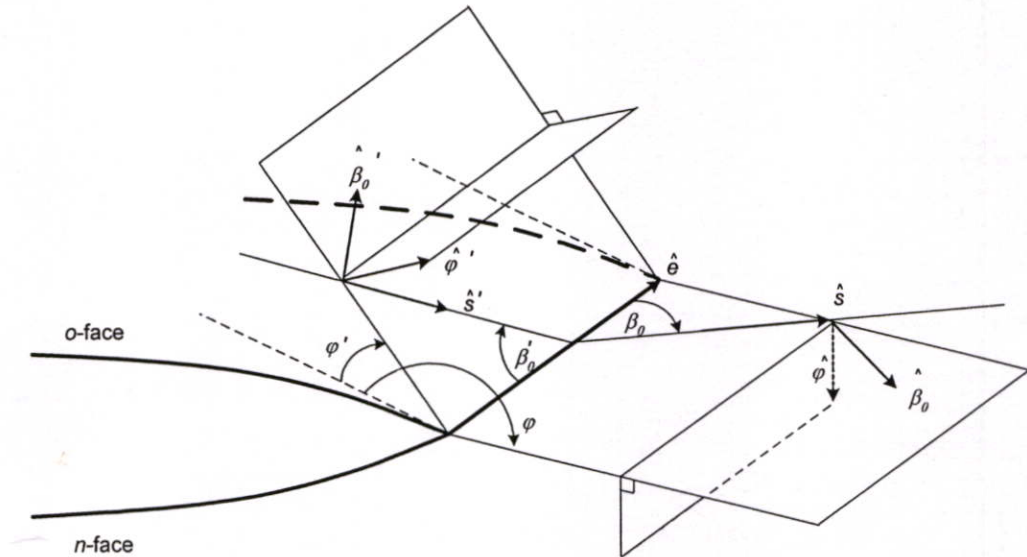
รูปที่ 3.3 การแบ่งขอบเขตบริเวณของสนาม

ลักษณะ โดยทั่วไปการแบ่งบริเวณของสนามสามารถแบ่งได้เป็นสองส่วนใหญ่ ๆ ด้วยกัน คือ บริเวณแสงและบริเวณเงา และสามารถแบ่งย่อยออกเป็นสามบริเวณด้วยกันดังแสดงในรูปที่ 3.3 คือบริเวณแรกและบริเวณที่สองถูกแบ่งโดยบริเวณที่เรียกว่าบริเวณเงาสะท้อน (Reflected Shadow Boundary: RSB) ซึ่งบริเวณแรกจะมีผลที่เกิดจากสนามตกกระทบหรือสนามแนวตรง (Incident หรือ Direct Field) สนามที่เกิดจากการสะท้อน (Reflected Field) และสนามที่เกิดจากการเลี้ยวเบนคลื่น (Diffracted Field) บริเวณที่สองนั้นสนามตกกระทบและสนามที่เกิดจากการเลี้ยวเบนคลื่นจะมีผลต่อบริเวณนี้ ส่วนบริเวณที่สองและบริเวณที่สามถูกแบ่งโดยบริเวณที่เรียกว่าบริเวณเงาตกกระทบ (Incident Shadow Boundary: ISB) ซึ่งบริเวณที่สามนี้จะมีผลของสนามที่เกิดจากการเลี้ยวเบนคลื่นเท่านั้นในบริเวณนี้ การหาสนามไฟฟ้าที่จุดสังเกตต่างๆ ก็จะมีค่าแตกต่างกันเนื่องจากขอบเขตที่เกิดขึ้น ซึ่งสนามไฟฟ้ารวมแสดงได้ดังนี้คือ

$$\bar{E}_T(r, \theta, \phi) = \bar{E}'_T(r, \theta, \phi) + \bar{E}^r_T(r, \theta, \phi) + \bar{E}^d_T(r, \theta, \phi) \tag{3.1}$$

- โดยที่ \bar{E}'_T คือสนามไฟฟ้ารวมที่ตกกระทบ
- \bar{E}^r_T คือสนามไฟฟ้ารวมที่เกิดจากการสะท้อน
- \bar{E}^d_T คือสนามไฟฟ้ารวมที่เกิดจากการเลี้ยวเบน

การคำนวณสนามไฟฟ้ารวมที่เกิดจากการเลี้ยวเบน ต้องเริ่มจากการพิจารณาคลื่นที่มาตกกระทบบนที่ขอบ ซึ่งการพิจารณาในกรณีนี้ที่คลื่นที่มาตกกระทบบนทำมุมใด ๆ กับขอบของพื้นผิวจะใช้ระบบพิกัดคงค่าที่ขอบ (Edge fixed coordinate system) เป็นตัวอย่างอิง แสดงดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 ระบบพิกัดคงค่าที่ขอบ

กำหนดให้ตำแหน่งของแหล่งกำเนิดคลื่นตกกระทบบนเป็น (s', φ', β_0') และตำแหน่งของจุดสังเกตสนามเป็น (s, φ, β_0) ระยะเวลาของคลื่นตกกระทบบนสำหรับการเลี้ยวเบนที่ขอบ จะอ้างอิงจากเวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่สัมผัสกับขอบที่จุด $Q_d(\hat{e})$ มุม φ' และ φ เป็นมุมที่วัดจากระนาบ o ไปยังระนาบการตกกระทบบน และการเลี้ยวเบนตามลำดับ เวกเตอร์หนึ่งหน่วย $\hat{\beta}'_0$ และ $\hat{\varphi}'$ เป็นทิศทางขนานและตั้งฉากกับระนาบของการตกกระทบบนตามลำดับ และเวกเตอร์หนึ่งหน่วย $\hat{\beta}_0$ และ $\hat{\varphi}$ เป็นทิศทางขนานและตั้งฉากกับระนาบของการเลี้ยวเบนตามลำดับ ในขณะที่มุม β'_0 จะเท่ากับมุม β_0 โดยจะวัดจากขอบไปยังลำคลื่นตกกระทบบนและลำคลื่นสะท้อนตามลำดับ สามารถแสดงความสัมพันธ์ดังนี้

$$\hat{\varphi}' = \frac{\hat{e} \times \hat{s}'}{|\hat{e} \times \hat{s}'|} \quad (3.2)$$

$$\hat{\beta}'_0 = \hat{s}' \times \hat{\varphi}' \quad (3.3)$$

$$\hat{\varphi} = \frac{-\hat{e} \times \hat{s}}{|\hat{e} \times \hat{s}|} \quad (3.4)$$

$$\hat{\beta}_0 = \hat{s} \times \hat{\varphi} \quad (3.5)$$

เมื่อ \hat{e} คือ เวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่สัมผัสกับขอบของระนาบกราวด์

สนามที่เลี้ยวเบนอันดับหนึ่งโดยใช้ทฤษฎีการเลี้ยวเบนสมำเสมอแสดงได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} E_{\beta_0}^d \\ E_{\varphi}^d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -D_s & 0 \\ 0 & -D_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{\beta_0}^i(Q_d) \\ E_{\varphi}^i(Q_d) \end{bmatrix} \sqrt{\frac{\rho_c}{s(s+\rho_c)}} e^{-jks} \quad (3.6)$$

เมื่อ $D_{s,h}$ คือสัมประสิทธิ์การเลี้ยวเบนแบบอ่อน (soft) และ แข็ง (hard) ตามลำดับ ρ_c คือ ระยะจุดแตะขอบ (edge caustic distance) และ s คือ ระยะจากจุดการเลี้ยวเบนที่ขอบ Q_d ไปยังจุดสังเกต องค์ประกอบของสนามที่ตกกระทบและสนามที่เลี้ยวเบนเขียนได้ดังนี้

$$\bar{E}^i = E_{\beta_0}^i \hat{\beta}'_0 + E_{\varphi}^i \hat{\varphi}' \quad (3.7)$$

$$\bar{E}^d = E_{\beta_0}^d \hat{\beta}'_0 + E_{\varphi}^d \hat{\varphi}' \quad (3.8)$$

สนามตกกระทบที่มีการโพลาไรซ์ใด ๆ เมื่อเทียบอ้างอิงเทียบกับองค์ประกอบของคงค่าที่ขอบ (edge-fixed complements) ได้ดังนี้

$$E_{\beta_0}^i = \bar{E}^i \cdot \hat{\beta}'_0 \quad (3.9)$$

$$E_{\varphi}^i = \bar{E}^i \cdot \hat{\varphi}' \quad (3.10)$$

จากสมการ (3.6) แสดงใหม่ในรูปไดแอดิกได้ดังนี้

$$\bar{E}^d = \bar{E}^i \cdot \bar{D} \sqrt{\frac{\rho_c}{s(s+\rho_c)}} e^{-jks} \quad (3.11)$$

เมื่อ

$$\bar{D} = -\hat{\beta}'_0 \hat{\beta}'_0 D_s + \hat{\varphi}' \hat{\varphi}' D_h \quad (3.12)$$

สัมประสิทธิ์การเลี้ยวเบน 3 มิติ กำหนดให้เป็น

$$D_{s,h}(L^i, L^o, L^m, \varphi, \varphi', \beta_0, n) = D_1 + D_2 \mp (D_3 + D_4) \quad (3.13)$$

เมื่อ \mp คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนแบบอ่อนและแข็งของผิวตัวนำสมบูรณ์ของลิมที่ขอบตามลำดับ องค์ประกอบของสัมประสิทธิ์แสดงได้ดังนี้

$$D_1 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \sin \beta_0} \cot \left[\frac{\pi + (\varphi - \varphi')}{2n} \right] F[kL^i a^*(\varphi - \varphi')] \quad (3.14)$$

$$D_2 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k \sin \beta_0}} \cot \left[\frac{\pi - (\varphi - \varphi')}{2n} \right] F[kL^l a^-(\varphi - \varphi')] \quad (3.15)$$

$$D_3 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k \sin \beta_0}} \cot \left[\frac{\pi + (\varphi + \varphi')}{2n} \right] F[kL^m a^+(\varphi + \varphi')] \quad (3.16)$$

$$D_4 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k \sin \beta_0}} \cot \left[\frac{\pi - (\varphi + \varphi')}{2n} \right] F[kL^o a^-(\varphi + \varphi')] \quad (3.17)$$

เมื่อ $F(x) = 2j\sqrt{x}e^{jx} \int_x^\infty e^{-ju^2} du$

โดยที่อาร์กิวเมนต์ของฟังก์ชันจะเป็น

$$a^\pm(\varphi - \varphi') = 2 \cos^2 \left(\frac{2n\pi N - (\beta)}{2} \right) \quad (3.18)$$

ซึ่ง N^\pm เป็นเลขจำนวนเต็มที่ส่วนใหญ่เกือบจะเป็นไปตามสมการ

$$2n\pi N^+ - (\varphi \pm \varphi') = \pi \quad (3.19ก)$$

และ

$$2n\pi N^- - (\varphi \pm \varphi') = -\pi \quad (3.19ข)$$

จะเห็นได้ว่า N^+ และ N^- จะมีค่าแตกต่างกันในแต่ละปัญหา สำหรับการเลี้ยวเบนภายนอกมุม $1 < n \leq 2$ เมื่อ $N^+ = 0$ หรือ 1 แต่ $N^- = -1$ หรือ 0 หรือ 1 อาจตีความหมายทางกายภาพของตัวประกอบ $a^\pm(\varphi - \varphi')$ ว่าเป็นการวัดมุมที่แยกระหว่างจุดการหาสนามกับขอบเขตเงาหรือขอบเขตสะท้อน

พารามิเตอร์ระยะทาง (L) สำหรับการเลี้ยวเบน 3 มิติ ประกอบด้วย L' ซึ่งสนับสนุนในบริเวณเงาดกกระทบ (incident shadow boundary) คือ

$$L' = \frac{s(\rho'_e + s)\rho'_1\rho'_2}{\rho'_e(\rho'_1 + s)(\rho'_2 + s)} \sin^2 \beta_0 \quad (3.20)$$

เมื่อ ρ'_i คือ รัศมีรองรับ (principal radius) ของความโค้งของหน้าคลื่นที่ตกกระทบบนจุด Q_d ในระนาบของคลื่นตกกระทบ และ ρ'_e คือ รัศมีรองรับ (principal radius) ของความโค้งของหน้าคลื่นที่ตกกระทบบนจุด Q_d ในระนาบที่ตรงข้ามกับระนาบคลื่นตกกระทบ รัศมีของความโค้งของหน้าคลื่นตกกระทบในระนาบคงค่าที่ขอบของคลื่นตกกระทบคือ ρ'_e ในกรณีที่หน้าคลื่นที่ตกกระทบเป็นแบบทรงกลม $\rho'_{1,2} = \rho'_e = s'$ เมื่อ s' คือ รัศมีของความโค้งของหน้าคลื่นทรงกลม ดังนั้น L' ลดรูปได้เป็น

$$L' = \frac{ss'}{(s+s')} \sin^2 \beta_0 \quad (3.21)$$

และ $L^{ro,n}$ ซึ่งสนับสนุนในบริเวณเงาสะท้อน (Reflection Shadow Boundary) กำหนดโดย

$$L^{ro,n} = \frac{s(\rho_e^{ro,n} + s)\rho_1^{ro,n}\rho_2^{ro,n}}{\rho_e^{ro,n}(\rho_1^{ro,n} + s)(\rho_2^{ro,n} + s)} \sin^2 \beta_0 \quad (3.22)$$

เมื่อ $\rho_1^{ro,n}$ และ $\rho_2^{ro,n}$ คือรัศมีรองรับของความโค้งของหน้าคลื่นสะท้อนจากด้านหน้าของ o และ n ตามลำดับ ในกรณีที่แผ่นตัวนำมีลักษณะแบบราบทั้ง 2 ด้าน ดังนั้น $L^{ro,n} = L'$

ระยะจุดแตะที่ขอบ (Edge Caustic) ซึ่งแสดงในตัวประกอบการกระจาย (Spreading Factor) ในสมการ (3.11) หาได้ดังนี้

$$\frac{1}{\rho_c} = \frac{1}{\rho_e} - \frac{\hat{n}_e \cdot (\hat{s}' - \hat{s})}{|a_e| \sin^2 \beta_0} \quad (3.23)$$

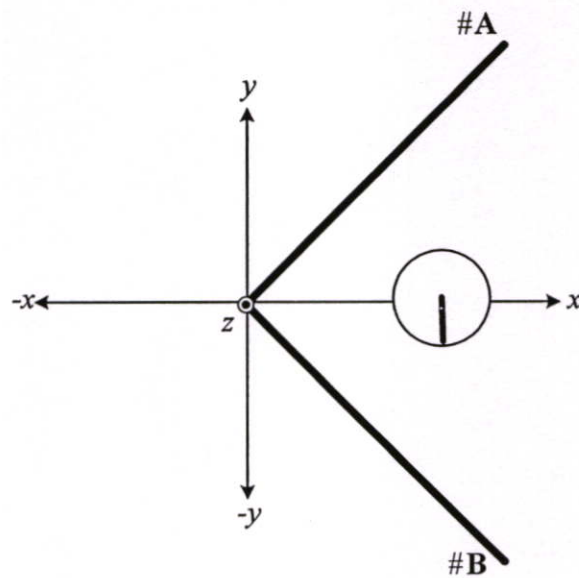
เมื่อ a_e คือรัศมีของความโค้งของขอบที่จุด Q_d โดยวัดจากตำแหน่งกึ่งกลางของผิวโค้ง และ ρ_e คือรัศมีความโค้งของหน้าคลื่นตกกระทบบนที่จุด Q_d ในระนาบคงค่าขอบของคลื่นตกกระทบบน สำหรับในกรณีของหน้าคลื่นแบบทรงกลม $\rho_c = s'$

ในกรณีที่ $s \gg \rho_c$ ดังนั้นตัวประกอบการกระจายแสดงใหม่ได้เป็น

$$A(\rho_c, s) = \sqrt{\frac{\rho_c}{s(\rho_c + s)}}_{s \gg \rho_c} \approx \frac{1}{s} \sqrt{\rho_c} \quad (3.24)$$

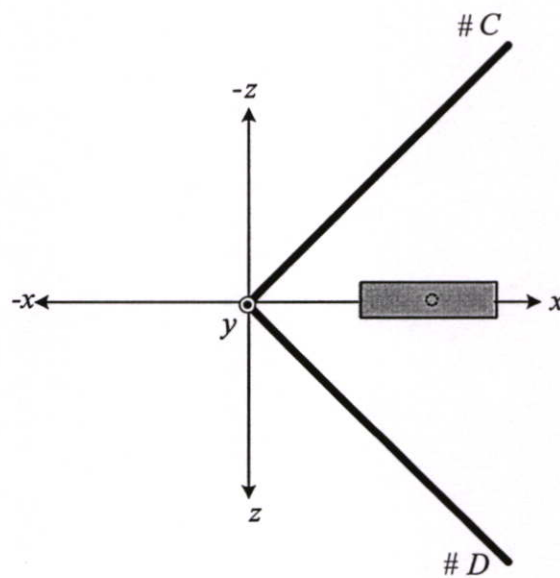
3.4 การวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่น

การวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่นของตัวสะท้อนแบบพีระมิดนั้นจะพิจารณาสนามไฟฟ้าใน 2 ระนาบคือ ระนาบสนามไฟฟ้า (ระนาบ yz) และระนาบสนามแม่เหล็ก (ระนาบ xz) แสดงดังรูปที่ 3.5 และ 3.6 ตามลำดับ



รูปที่ 3.5 พิจารณาโครงสร้างในระนาบสนามไฟฟ้า

เมื่อพิจารณาในระนาบสนามไฟฟ้า จะพิจารณาโครงสร้างของตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่มุม 90 องศา ซึ่งจะมีลักษณะเหมือนกับการนำสายอากาศวงกลมวางอยู่กลางแผ่นสะท้อน

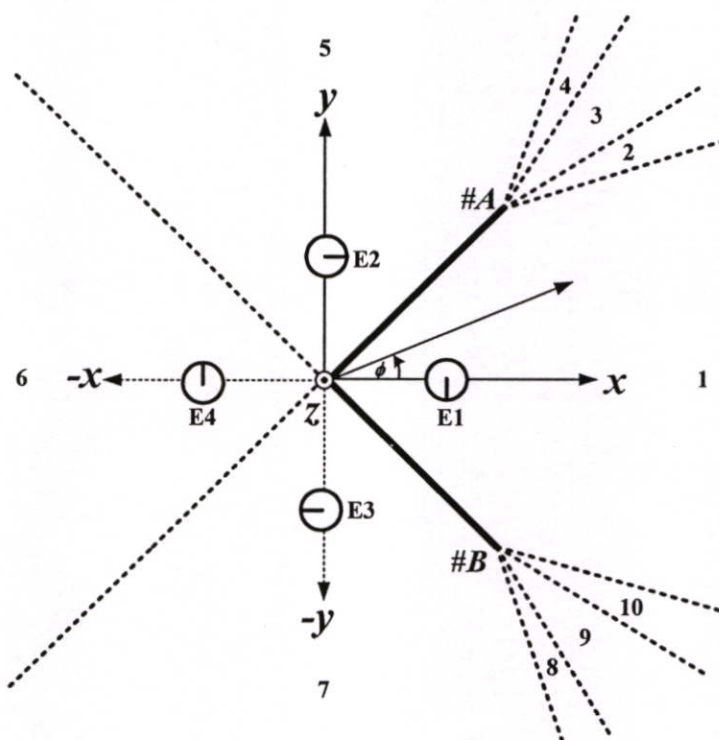


รูปที่ 3.6 พิจารณาโครงสร้างในระนาบสนามแม่เหล็ก

การพิจารณาในระนาบสนามแม่เหล็ก จะพิจารณาโครงสร้างของตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่มุม 90 องศา สายอากาศวงกลมที่เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณถูกแทนในตำแหน่งที่ 1 ส่วนแหล่งกำเนิดสัญญาณอื่นๆจะเกิดจากผลของการสะท้อนตัวสะท้อนแบบพีระมิดโดยใช้ทฤษฎีเงา (Image Theory) มาคำนวณร่วมด้วย ซึ่งจะกล่าวโดยละเอียดในหัวข้อต่อไป

3.5 การวิเคราะห์สายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดถูกป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม โดยใช้ทฤษฎีการเลี้ยวเบนเชิงเรขาคณิตในระนาบสนามไฟฟ้า

การวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดถูกป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมนั้นจะพิจารณาสนามไฟฟ้าในระนาบ xy โดยสามารถแบ่งขอบเขตได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.7 ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงาในระนาบสนามไฟฟ้า

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงาในระนาบสนามไฟฟ้าแสดงได้ดังนี้

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงา 1 ($0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{4} - \varphi_{A,1}$)

$$\therefore \vec{E}_T = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 + \vec{E}_3 + \vec{E}_4 + \vec{E}_{A,1}^d + \vec{E}_{B,1}^d + \vec{E}_{A,3}^d + \vec{E}_{B,2}^d \quad (3.25)$$

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงา 2 ($\frac{\pi}{4} - \varphi_{A,1} \leq \phi \leq \frac{\pi}{4} - \varphi_{A,3}$)

$$\therefore \vec{E}_T = \vec{E}_1 + \vec{E}_3 + \vec{E}_4 + \vec{E}_{A,1}^d + \vec{E}_{B,1}^d + \vec{E}_{A,3}^d + \vec{E}_{B,2}^d \quad (3.26)$$

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงา 3 ($\frac{\pi}{4} - \varphi_{A,3} \leq \phi \leq \frac{\pi}{4} + \varphi_{A,3}$)

$$\therefore \vec{E}_T = \vec{E}_1 + \vec{E}_3 + \vec{E}_{A,1}^d + \vec{E}_{B,1}^d + \vec{E}_{A,3}^d + \vec{E}_{B,2}^d \quad (3.27)$$

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงา 4 ($\frac{\pi}{4} + \varphi_{A,3} \leq \phi \leq \frac{\pi}{4} + \varphi_{A,1}$)

$$\therefore \bar{E}_T = \bar{E}_1 + \bar{E}_{A,1}^d + \bar{E}_{B,1}^d + \bar{E}_{A,3}^d + \bar{E}_{B,2}^d \quad (3.28)$$

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงา 5 ($\frac{\pi}{4} + \varphi_{A,1} \leq \phi \leq \frac{3\pi}{4}$)

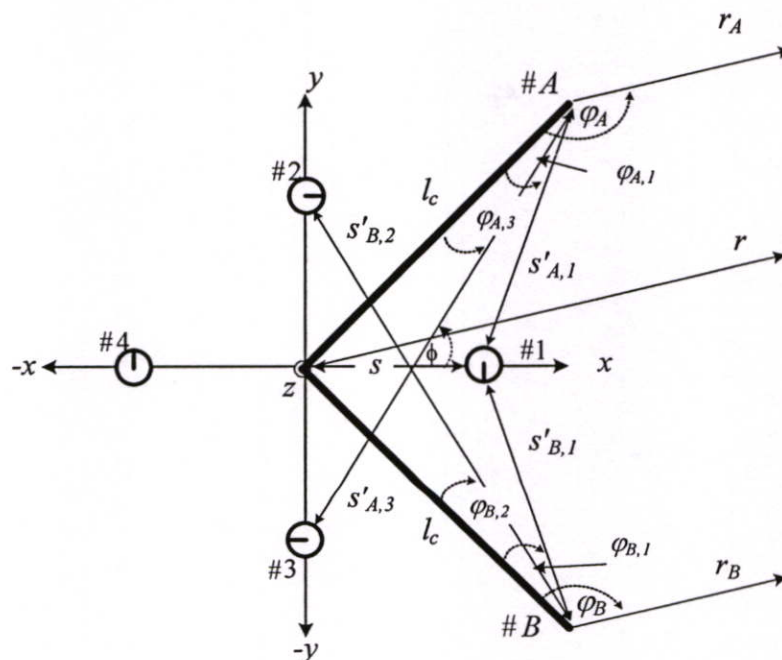
$$\therefore \bar{E}_T = \bar{E}_{A,1}^d + \bar{E}_{A,3}^d \quad (3.29)$$

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงา 6 ($\frac{3\pi}{4} \leq \phi \leq \pi$)

$$\therefore \bar{E}_T = \bar{E}_{A,1}^d + \bar{E}_{B,1}^d + \bar{E}_{A,3}^d + \bar{E}_{B,2}^d \quad (3.30)$$

3.5.1 สมการการแพร่กระจายคลื่นระนาบสนามไฟฟ้า

การพิจารณาโครงสร้างของสายอากาศเพื่อหาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามแม่เหล็กแสดงในรูปที่ 3.8 ในการพิจารณาจะพิจารณาที่ขอบของตัวสะท้อนเป็นหลักซึ่งประกอบไปด้วยขอบ A และขอบ B และต้องพิจารณาสนามไฟฟ้าจากแหล่งกำเนิดที่มากระทบที่ขอบ ซึ่งแหล่งกำเนิดที่ไม่ใช่แหล่งกำเนิดหลัก (#1) จะเกิดจากการสะท้อนของแหล่งกำเนิดหลักกับตัวสะท้อน โดยลักษณะของโครงสร้างในระนาบสนามแม่เหล็ก สนามไฟฟ้าจะเกิดการเลี้ยวเบนที่ขอบ A และ B โดยแหล่งกำเนิด 1 3 และ 1 2 ตามลำดับ โดยมีระยะห่างระหว่างแหล่งกำเนิดทุกตัวกับจุดยอดมุมของตัวสะท้อน S



รูปที่ 3.8 การพิจารณาโครงสร้างของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้า

พิจารณาที่ขอบ A โดยมีแหล่งกำเนิด 1 เป็นแหล่งกำเนิดสนาม ($\theta = \frac{\pi}{4} + \phi'_{A,1}, \phi = 0$) แสดงค่าค่า
เวกเตอร์ที่นำไปคำนวณหาค่าเวกเตอร์ในระบบพิกัดคงค่าที่ขอบได้ดังนี้

$$\hat{e} = \hat{z} \quad (3.31)$$

$$\hat{s} = \hat{x} \cos(\theta) + \hat{y} \sin(\theta) \quad (3.32)$$

$$\hat{s}'_{A,1} = \hat{y} \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{A,1}\right) + \hat{x} \cos\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{A,1}\right) \quad (3.33)$$

พิจารณาที่ขอบ A โดยมีแหล่งกำเนิด 3 เป็นแหล่งกำเนิดสนาม ($\theta = \frac{\pi}{4} + \phi'_{A,3}, \phi = 0$) แสดงค่าค่า
เวกเตอร์ที่นำไปคำนวณหาค่าเวกเตอร์ในระบบพิกัดคงค่าที่ขอบได้ดังนี้

$$\hat{e} = \hat{z} \quad (3.34)$$

$$\hat{s} = \hat{x} \cos(\theta) + \hat{y} \sin(\theta) \quad (3.35)$$

$$\hat{s}'_{A,3} = \hat{y} \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{A,3}\right) + \hat{x} \cos\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{A,3}\right) \quad (3.36)$$

พิจารณาที่ขอบ B โดยมีแหล่งกำเนิด 1 เป็นแหล่งกำเนิดสนาม ($\theta = -\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{B,1}\right), \phi = 0$) แสดง
ค่าเวกเตอร์ที่นำไปคำนวณหาค่าเวกเตอร์ในระบบพิกัดคงค่าที่ขอบได้ดังนี้

$$\hat{e} = \hat{z} \quad (3.37)$$

$$\hat{s} = \hat{x} \cos(\theta) + \hat{y} \sin(\theta) \quad (3.38)$$

$$\hat{s}'_{B,1} = -\left[\hat{y} \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{B,1}\right) + \hat{x} \cos\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{B,1}\right)\right] \quad (3.39)$$

พิจารณาที่ขอบ B โดยมีแหล่งกำเนิด 2 เป็นแหล่งกำเนิดสนาม ($\theta = -\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{B,2}\right), \phi = 0$) แสดง
ค่าเวกเตอร์ที่นำไปคำนวณหาค่าเวกเตอร์ในระบบพิกัดคงค่าที่ขอบได้ดังนี้

$$\hat{e} = \hat{z} \quad (3.40)$$

$$\hat{s} = \hat{x} \cos(\theta) + \hat{y} \sin(\theta) \quad (3.41)$$

$$\hat{s}'_{B,2} = -\left[\hat{y} \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{B,2}\right) + \hat{x} \cos\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{B,2}\right)\right] \quad (3.42)$$

จากสมการที่ (3.31) ถึง (3.42) สามารถคำนวณหาค่าเวกเตอร์ในระบบพิกัดคงค่าที่ขอบ ซึ่งพบว่า
เวกเตอร์ในระบบพิกัดคงค่าที่ขอบเท่ากันทุกกรณี แสดงค่าเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\hat{\varphi}' = -\hat{\theta} \quad (3.43)$$

$$\hat{\beta}'_0 = \hat{\phi} \quad (3.44)$$

$$\hat{\phi} = \hat{\theta} \quad (3.45)$$

$$\hat{\beta}'_0 = -\hat{\phi} \quad (3.46)$$

จากสมการ (3.6) องค์ประกอบของสนามที่ตกกระทบโดยแหล่งกำเนิดต่างๆ แสดงได้ดังสมการ

$$E'_{\beta'_0} = \bar{E}^i \cdot \hat{\beta}'_0 = \frac{E_\phi(\phi = \pi/4 + \varphi', \theta = 0)}{s'} e^{-jks'} \quad (3.47)$$

$$E'_{\varphi'} = \bar{E}^i \cdot \hat{\varphi}' = -\frac{E_\theta(\phi = \pi/4 + \varphi', \theta = 0)}{s'} e^{-jks'} \quad (3.48)$$

จากสมการ (3.47) และ (3.48) สนามไฟฟ้ารวมที่ตกกระทบ

$$\bar{E}'_1(r, \theta, \phi) = [E'_\theta(\phi, \theta = 0)\hat{\theta} + E'_\phi(\phi, \theta = 0)\hat{\phi}] \frac{e^{-jk\tau_1}}{r} \quad (3.49)$$

$$\bar{E}'_2(r, \theta, \phi) = -[E'_\theta(\phi, \theta = 0)\hat{\theta} + E'_\phi(\phi, \theta = 0)\hat{\phi}] \frac{e^{-jk\tau_2}}{r} \quad (3.50)$$

$$\bar{E}'_3(r, \theta, \phi) = -[E'_\theta(\phi, \theta = 0)\hat{\theta} + E'_\phi(\phi, \theta = 0)\hat{\phi}] \frac{e^{-jk\tau_3}}{r} \quad (3.51)$$

$$\bar{E}'_4(r, \theta, \phi) = [E'_\theta(\phi, \theta = 0)\hat{\theta} + E'_\phi(\phi, \theta = 0)\hat{\phi}] \frac{e^{-jk\tau_4}}{r} \quad (3.52)$$

สนามไฟฟ้ารวมที่เกิดจากการเลี้ยวเบนที่บริเวณขอบที่ A และ B แสดงได้ดังนี้

$$\bar{E}^d_{A,1}(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-iks'_{A,1}}}{s'_{A,1}} \left\{ \begin{array}{l} E'_{1,\theta}(\phi = \pi/4 + \varphi'_{A,1}, \theta = 0) D_h(L' = s'_{A,1}, \varphi_A, \varphi'_{A,1}, n = 2)\hat{\theta} \\ E'_{1,\phi}(\phi = \pi/4 + \varphi'_{A,1}, \theta = 0) D_s(L' = s'_{A,1}, \varphi_A, \varphi'_{A,1}, n = 2)\hat{\phi} \end{array} \right\} \sqrt{s'_{A,1}} \frac{e^{-ikr_A}}{r} \quad (3.53)$$

$$\bar{E}^d_{A,3}(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-iks'_{A,3}}}{s'_{A,3}} \left\{ \begin{array}{l} E'_{3,\theta}(\phi = \pi/4 + \varphi'_{A,3}, \theta = 0) D_h(L' = s'_{A,3}, \varphi_A, \varphi'_{A,3}, n = 2)\hat{\theta} \\ E'_{3,\phi}(\phi = \pi/4 + \varphi'_{A,3}, \theta = 0) D_s(L' = s'_{A,3}, \varphi_A, \varphi'_{A,3}, n = 2)\hat{\phi} \end{array} \right\} \sqrt{s'_{A,3}} \frac{e^{-ikr_A}}{r} \quad (3.54)$$

$$\bar{E}_{B,1}(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-iks'_{B,1}}}{s'_{B,1}} \left\{ \begin{array}{l} E'_{1,\theta}(\phi = -(\pi/4 + \varphi'_{B,1}), \theta = 0) D_h(L' = s'_{B,1}, \varphi_B, \varphi'_{B,1}, n = 2)\hat{\theta} \\ E'_{1,\phi}(\phi = -(\pi/4 + \varphi'_{B,1}), \theta = 0) D_s(L' = s'_{B,1}, \varphi_B, \varphi'_{B,1}, n = 2)\hat{\phi} \end{array} \right\} \sqrt{s'_{B,1}} \frac{e^{-ikr_B}}{r} \quad (3.55)$$

$$\bar{E}^d_{B,2}(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-iks'_{B,2}}}{s'_{B,2}} \left\{ \begin{array}{l} E'_{2,\theta}(\phi = -(\pi/4 + \varphi'_{B,2}), \theta = 0) D_h(L' = s'_{B,2}, \varphi_B, \varphi'_{B,2}, n = 2)\hat{\theta} \\ E'_{2,\phi}(\phi = -(\pi/4 + \varphi'_{B,2}), \theta = 0) D_s(L' = s'_{B,2}, \varphi_B, \varphi'_{B,2}, n = 2)\hat{\phi} \end{array} \right\} \sqrt{s'_{B,2}} \frac{e^{-ikr_B}}{r} \quad (3.56)$$

เมื่อ

$$\varphi_A = \frac{3\pi}{4} + \phi$$

$$\varphi_B = \frac{3\pi}{4} - \phi$$

และ

$$r_1 = r - S \cos \phi$$

$$r_2 = r - S \sin \phi$$

$$r_3 = r + S \sin \phi$$

$$r_4 = r + S \cos \phi$$

$$r_A = r - l_c \cos\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)$$

$$r_B = r - l_c \cos\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)$$

$$\varphi'_{A,3} = \frac{\pi}{4} - \tan^{-1}\left(\frac{l_c}{l_c + \sqrt{2}S}\right)$$

$$\varphi'_{B,2} = \frac{\pi}{4} - \tan^{-1}\left(\frac{l_c}{l_c + \sqrt{2}S}\right)$$

$$s'_{A,1} = \sqrt{\left(\frac{l_c}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{l_c}{\sqrt{2}} - S\right)^2}$$

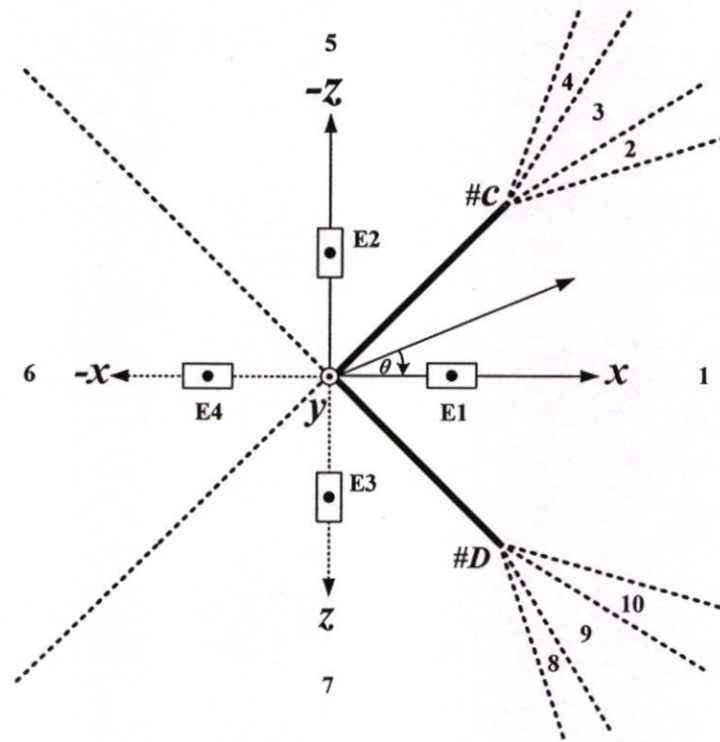
$$s'_{A,3} = \sqrt{\left(\frac{l_c}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{l_c}{\sqrt{2}} + S\right)^2}$$

$$s'_{B,1} = \sqrt{\left(\frac{l_c}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{l_c}{\sqrt{2}} - S\right)^2}$$

$$s'_{B,2} = \sqrt{\left(\frac{l_c}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{l_c}{\sqrt{2}} + S\right)^2}$$

3.6 การวิเคราะห์สายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดถูกป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมโดยใช้ทฤษฎีการเลี้ยวเบนเชิงเรขาคณิตในระนาบสนามแม่เหล็ก

การวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดถูกป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมนั้นจะพิจารณาสนามแม่เหล็กในระนาบ xz โดยสามารถแบ่งขอบเขตได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.9 ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงาในระนาบสนามแม่เหล็ก

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงาในระนาบสนามแม่เหล็กแสดงได้ดังนี้

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงา 1 ($0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{4} - \varphi_{C,1}$)

$$\therefore \bar{E}_T = \bar{E}_1 + \bar{E}_2 + \bar{E}_3 + \bar{E}_4 + \bar{E}_{C,1}^d + \bar{E}_{D,1}^d + \bar{E}_{C,3}^d + \bar{E}_{D,2}^d \quad (3.57)$$

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงา 2 ($\frac{\pi}{4} - \varphi_{C,1} \leq \theta \leq \frac{\pi}{4} - \varphi_{C,3}$)

$$\therefore \bar{E}_T = \bar{E}_1 + \bar{E}_3 + \bar{E}_4 + \bar{E}_{C,1}^d + \bar{E}_{D,1}^d + \bar{E}_{C,3}^d + \bar{E}_{D,2}^d \quad (3.58)$$

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงา 3 ($\frac{\pi}{4} - \varphi_{C,3} \leq \theta \leq \frac{\pi}{4} + \varphi_{C,3}$)

$$\therefore \bar{E}_T = \bar{E}_1 + \bar{E}_3 + \bar{E}_{C,1}^d + \bar{E}_{D,1}^d + \bar{E}_{C,3}^d + \bar{E}_{D,2}^d \quad (3.59)$$

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงา 4 ($\frac{\pi}{4} + \varphi_{C,3} \leq \theta \leq \frac{\pi}{4} + \varphi_{C,1}$)

$$\therefore \bar{E}_T = \bar{E}_1 + \bar{E}_{C,1}^d + \bar{E}_{D,1}^d + \bar{E}_{C,3}^d + \bar{E}_{D,2}^d \quad (3.60)$$

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงา 5 ($\frac{\pi}{4} + \varphi_{C,1} \leq \theta \leq \frac{3\pi}{4}$)

$$\hat{e} = \hat{z} \quad (3.63)$$

$$\hat{s} = \hat{x} \cos(\phi) + \hat{y} \sin(\phi) \quad (3.64)$$

$$\hat{s}'_{C,1} = \hat{y} \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{C,1}\right) + \hat{x} \cos\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{C,1}\right) \quad (3.65)$$

พิจารณาที่ขอบ C โดยมีแหล่งกำเนิด 3 เป็นแหล่งกำเนิดสนาม ($\phi = \frac{\pi}{4} + \phi'_{C,3}, \theta = 0$) แสดงค่าค่า
ค่าเวกเตอร์ที่นำไปคำนวณหาค่าเวกเตอร์ในระบบพิกัดคงค่าที่ขอบได้ดังนี้

$$\hat{e} = \hat{z} \quad (3.66)$$

$$\hat{s} = \hat{x} \cos(\phi) + \hat{y} \sin(\phi) \quad (3.67)$$

$$\hat{s}'_{C,3} = \hat{y} \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{C,3}\right) + \hat{x} \cos\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{C,3}\right) \quad (3.68)$$

พิจารณาที่ขอบ D โดยมีแหล่งกำเนิด 1 เป็นแหล่งกำเนิดสนาม ($\phi = -\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{D,1}\right), \theta = 0$) แสดง
ค่าเวกเตอร์ที่นำไปคำนวณหาค่าเวกเตอร์ในระบบพิกัดคงค่าที่ขอบได้ดังนี้

$$\hat{e} = \hat{z} \quad (3.69)$$

$$\hat{s} = \hat{x} \cos(\phi) + \hat{y} \sin(\phi) \quad (3.70)$$

$$\hat{s}'_{D,1} = -\left[\hat{y} \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{D,1}\right) + \hat{x} \cos\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{D,1}\right) \right] \quad (3.71)$$

พิจารณาที่ขอบ D โดยมีแหล่งกำเนิด 2 เป็นแหล่งกำเนิดสนาม ($\theta = -\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{D,2}\right), \phi = 0$) แสดง
ค่าเวกเตอร์ที่นำไปคำนวณหาค่าเวกเตอร์ในระบบพิกัดคงค่าที่ขอบได้ดังนี้

$$\hat{e} = \hat{z} \quad (3.72)$$

$$\hat{s} = \hat{x} \cos(\phi) + \hat{y} \sin(\phi) \quad (3.73)$$

$$\hat{s}'_{D,2} = -\left[\hat{y} \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{D,2}\right) + \hat{x} \cos\left(\frac{\pi}{4} + \phi'_{D,2}\right) \right] \quad (3.74)$$

จากสมการที่ (3.63) ถึง (3.74) สามารถคำนวณหาค่าเวกเตอร์ในระบบพิกัดคงค่าที่ขอบ ซึ่งพบว่า
เวกเตอร์ในระบบพิกัดคงค่าที่ขอบเท่ากันทุกกรณี แสดงค่าเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\hat{\phi}' = -\hat{\theta} \quad (3.75)$$

$$\hat{\beta}'_0 = \hat{\phi} \quad (3.76)$$

$$\hat{\phi} = \hat{\theta} \quad (3.77)$$

$$\hat{\beta}_0 = -\hat{\phi} \quad (3.78)$$

จากสมการ (3.6) องค์ประกอบของสนามที่ตกกระทบ โดยแหล่งกำเนิดต่างๆ แสดงได้ดังสมการ

$$E'_{\beta'_0} = \bar{E}' \cdot \hat{\beta}'_0 = \frac{E_\phi(\theta = \pi/4 + \varphi', \phi = 0)}{s'} e^{-jks'} \quad (3.79)$$

$$E'_{\varphi'} = \bar{E}' \cdot \hat{\varphi}' = -\frac{E_\theta(\theta = \pi/4 + \varphi', \phi = 0)}{s'} e^{-jks'} \quad (3.80)$$

จากสมการ (3.79) และ (3.80) สนามไฟฟ้ารวมที่ตกกระทบ

$$\bar{E}'_1(r, \theta, \phi) = [E'_\theta(\theta, \phi = 0)\hat{\theta} + E'_\phi(\theta, \phi = 0)\hat{\phi}] \frac{e^{-jk\eta}}{r} \quad (3.81)$$

$$\bar{E}'_2(r, \theta, \phi) = -[E'_\theta(\theta, \phi = 0)\hat{\theta} + E'_\phi(\theta, \phi = 0)\hat{\phi}] \frac{e^{-jk\eta_2}}{r} \quad (3.82)$$

$$\bar{E}'_3(r, \theta, \phi) = -[E'_\theta(\theta, \phi = 0)\hat{\theta} + E'_\phi(\theta, \phi = 0)\hat{\phi}] \frac{e^{-jk\eta_3}}{r} \quad (3.83)$$

$$\bar{E}'_4(r, \theta, \phi) = [E'_\theta(\theta, \phi = 0)\hat{\theta} + E'_\phi(\theta, \phi = 0)\hat{\phi}] \frac{e^{-jk\eta_4}}{r} \quad (3.84)$$

สนามไฟฟ้ารวมที่เกิดจากการเลี้ยวเบนที่บริเวณขอบที่ C และ D แสดงได้ดังนี้

$$\bar{E}'_{C,1}(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-iks'_{C,1}}}{s'_{C,1}} \left\{ \begin{array}{l} E'_{1,\theta}(\theta = \pi/4 + \varphi'_{C,1}, \phi = 0) D_h(L' = s'_{C,1}, \varphi_C, \varphi'_{C,1}, n = 2)\hat{\theta} \\ E'_{1,\phi}(\theta = \pi/4 + \varphi'_{C,1}, \phi = 0) D_s(L' = s'_{C,1}, \varphi_C, \varphi'_{C,1}, n = 2)\hat{\phi} \end{array} \right\} \sqrt{s'_{C,1}} \frac{e^{-ikr_C}}{r} \quad (3.85)$$

$$\bar{E}'_{C,3}(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-iks'_{C,3}}}{s'_{C,3}} \left\{ \begin{array}{l} E'_{3,\theta}(\theta = \pi/4 + \varphi'_{C,3}, \phi = 0) D_h(L' = s'_{C,3}, \varphi_C, \varphi'_{C,3}, n = 2)\hat{\theta} \\ E'_{3,\phi}(\theta = \pi/4 + \varphi'_{C,3}, \phi = 0) D_s(L' = s'_{C,3}, \varphi_C, \varphi'_{C,3}, n = 2)\hat{\phi} \end{array} \right\} \sqrt{s'_{C,3}} \frac{e^{-ikr_C}}{r} \quad (3.86)$$

$$\bar{E}'_{D,1}(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-iks'_{D,1}}}{s'_{D,1}} \left\{ \begin{array}{l} E'_{1,\theta}(\theta = -(\pi/4 + \varphi'_{D,1}), \phi = 0) D_h(L' = s'_{D,1}, \varphi_D, \varphi'_{D,1}, n = 2)\hat{\theta} \\ E'_{1,\phi}(\theta = -(\pi/4 + \varphi'_{D,1}), \phi = 0) D_s(L' = s'_{D,1}, \varphi_D, \varphi'_{D,1}, n = 2)\hat{\phi} \end{array} \right\} \sqrt{s'_{D,1}} \frac{e^{-ikr_D}}{r} \quad (3.87)$$

$$\bar{E}'_{D,2}(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-iks'_{D,2}}}{s'_{D,2}} \left\{ \begin{array}{l} E'_{2,\theta}(\theta = -(\pi/4 + \varphi'_{D,2}), \phi = 0) D_h(L' = s'_{D,2}, \varphi_D, \varphi'_{D,2}, n = 2)\hat{\theta} \\ E'_{2,\phi}(\theta = -(\pi/4 + \varphi'_{D,2}), \phi = 0) D_s(L' = s'_{D,2}, \varphi_D, \varphi'_{D,2}, n = 2)\hat{\phi} \end{array} \right\} \sqrt{s'_{D,2}} \frac{e^{-ikr_D}}{r} \quad (3.88)$$

เมื่อ

$$\varphi_C = \frac{3\pi}{4} + \theta \quad \varphi_D = \frac{3\pi}{4} - \theta$$

และ

$$r_1 = r - S \cos \theta$$

$$r_2 = r - S \sin \theta$$

$$r_3 = r + S \sin \theta$$

$$r_4 = r + S \cos \theta$$

$$r_c = r - l_c \cos\left(\frac{\pi}{4} - \theta\right) \qquad r_D = r - l_c \cos\left(\frac{\pi}{4} + \theta\right)$$

$$\varphi'_{C,3} = \frac{\pi}{4} - \tan^{-1}\left(\frac{l_c}{l_c + \sqrt{2}S}\right) \qquad \varphi'_{D,3} = \frac{\pi}{4} - \tan^{-1}\left(\frac{l_c}{l_c + \sqrt{2}S}\right)$$

$$s'_{C,1} = \sqrt{\left(\frac{l_c}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{l_c}{\sqrt{2}} - S\right)^2} \qquad s'_{C,3} = \sqrt{\left(\frac{l_c}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{l_c}{\sqrt{2}} + S\right)^2}$$

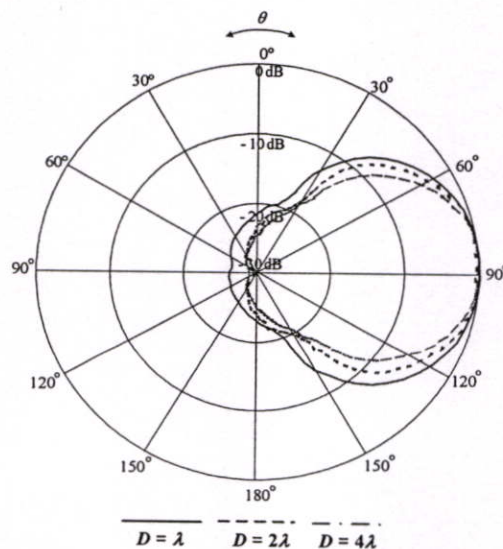
$$s'_{D,1} = \sqrt{\left(\frac{l_c}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{l_c}{\sqrt{2}} - S\right)^2} \qquad s'_{D,2} = \sqrt{\left(\frac{l_c}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{l_c}{\sqrt{2}} + S\right)^2}$$

3.7 ผลเฉลยเชิงวิเคราะห์

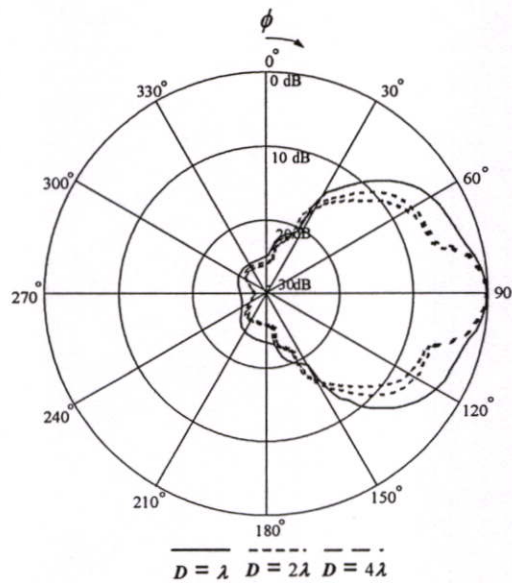
ผลเฉลยเชิงวิเคราะห์เป็นการแสดงคุณลักษณะของสายอากาศ โดยทำการเปลี่ยนแปลงค่าที่สำคัญซึ่งประกอบไปด้วย ระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อน และความกว้างของปากตัวสะท้อน เพื่อที่จะหาค่าที่เหมาะสมที่ทำให้สายอากาศมีคุณลักษณะที่ตรงกับการใช้งาน

3.7.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิด ที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลมได้จากการนำสมการที่ 3.53-3.56 มาพล็อตเป็นฟังก์ชันของมุม θ โดยที่คงค่ามุม ϕ ไว้ที่ 0° ดังแสดงในรูปที่ 3.11 และจากการนำสมการที่ 3.85-3.88 มาพล็อตเป็นฟังก์ชันของมุม ϕ โดยที่คงค่ามุม θ ไว้ที่ 0° ดังแสดงในรูป 3.12 โดยการเปลี่ยนแปลงขนาด ของปากตัวสะท้อน และระยะห่างระหว่างตัวสะท้อน กับสายอากาศวงแหวนวงกลมเพื่อหาค่าที่เหมาะสมที่ทำให้สายอากาศมีสมรรถนะมากที่สุด

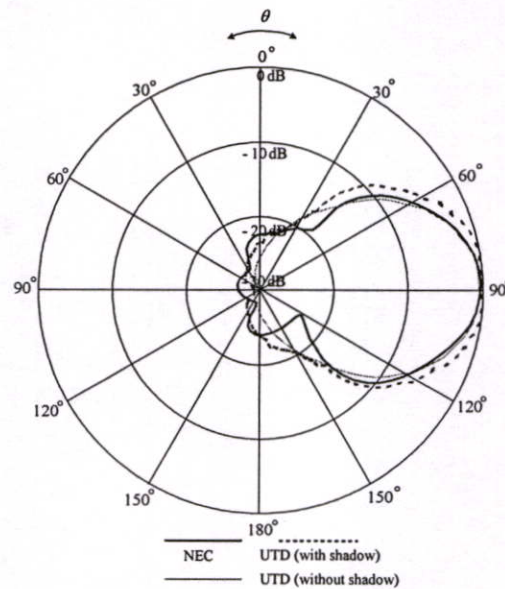


รูปที่ 3.11 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อตัวสะท้อนมีขนาดต่าง ๆ

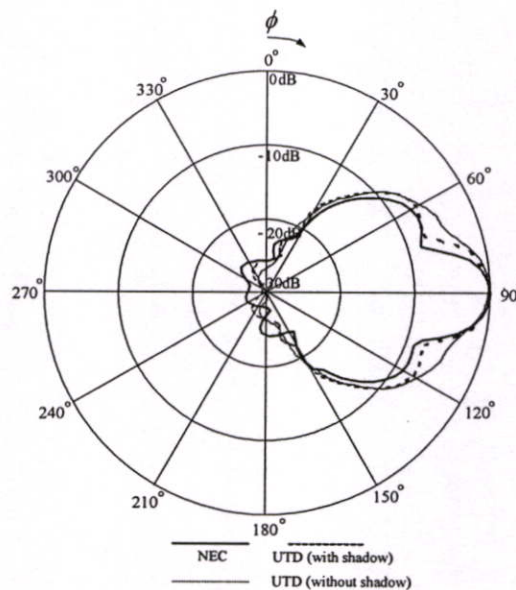


รูปที่ 3.12 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อตัวสะท้อนมีขนาดต่าง ๆ

รูปที่ 3.11 และ 3.12 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก โดยได้จากการนำสมการที่ 3.53-3.56 มาพล็อตเป็นฟังก์ชันของมุม θ โดยที่คงค่ามุม ϕ ไว้ที่ 0° ดังแสดงในรูปที่ 3.11 และจากการนำสมการที่ 3.85-3.88 มาพล็อตเป็นฟังก์ชันของมุม ϕ โดยที่คงค่ามุม θ ไว้ที่ 0° ดังแสดงในรูป 3.12 โดยกำหนดให้ขนาดของปากตัวสะท้อน $D = \lambda$, $D = 2\lambda$ และ $D = 4\lambda$ ตามลำดับ และกำหนดระยะห่างระหว่างสายอากาศวงแหวนวงกลมกับจุดยอดของตัวสะท้อนมีค่า $D = \lambda$ $S = 0.5\lambda$, $D = 2\lambda$ $S = 0.7\lambda$ และ $D = 4\lambda$ $S = \lambda$ ตามลำดับ หรือกำหนดให้ สายอากาศวงแหวนวงกลมอยู่ตรงกลาง ของตัวสะท้อนคลื่น ซึ่งพบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบทิศทางเดียวทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก และจากรูปจะเห็นว่าที่ปากตัวสะท้อนมีค่า $D = \lambda$ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจะมีลักษณะอ้วน แต่เมื่อเพิ่มขนาดของปากตัวสะท้อนให้มีขนาดใหญ่ขึ้น แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นก็จะมีลักษณะที่แคบลง ดังนั้นการเลือกขนาดของสายอากาศก็จะเลือกที่ขนาด $D = 2\lambda$ เท่านั้น เพราะว่าที่ขนาด $D = 4\lambda$ นั้นถึงแม้จะได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่แคบแต่สายอากาศก็มีขนาดใหญ่เกินไปไม่เหมาะที่จะนำไปใช้งานกับระบบการสื่อสารไร้สายเนื่องจากมีข้อจำกัดในเรื่องของสถานที่ที่จะติดตั้งสายอากาศ

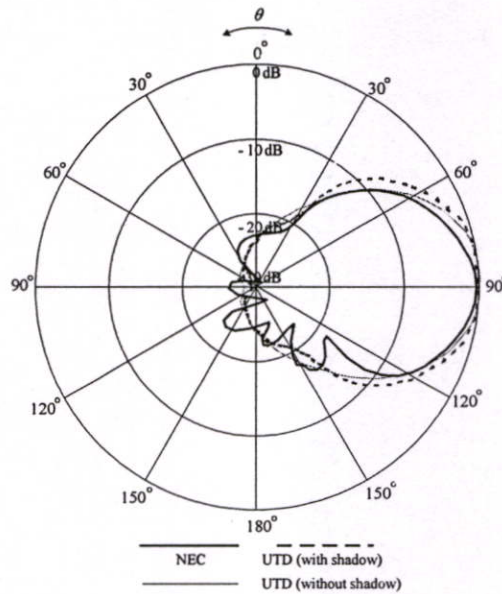


รูปที่ 3.13 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อ $S = 0.5\lambda$

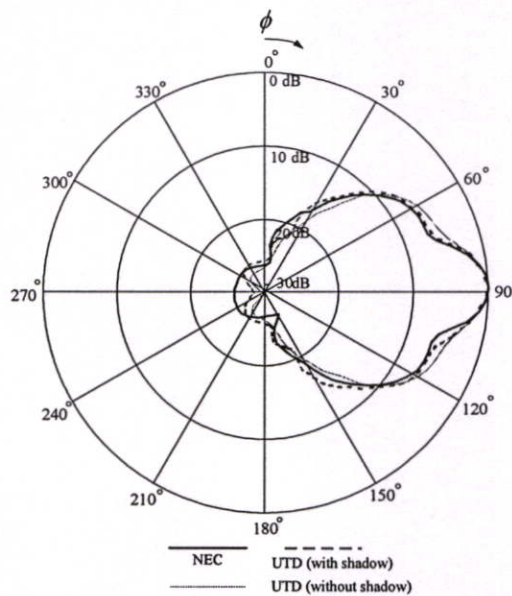


รูปที่ 3.14 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อ $S = 0.5\lambda$

รูปที่ 3.13 และ 3.14 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามลำดับ โดยกำหนดให้ ขนาดของปากตัวสะท้อน $D = 2\lambda$ และระยะห่างระหว่างสายอากาศสองแหวนวงกลมกับจุดยอดของตัวสะท้อนคลื่น $S = 0.5\lambda$ และนำกราฟที่ได้ จากการคำนวณ โดยใช้วิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณ โดยใช้โปรแกรม NEC และการคำนวณ โดยใช้วิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอ เมื่อพิจารณาเฉพาะคลื่นที่ตกกระทบกับคลื่นที่สะท้อนเท่านั้น

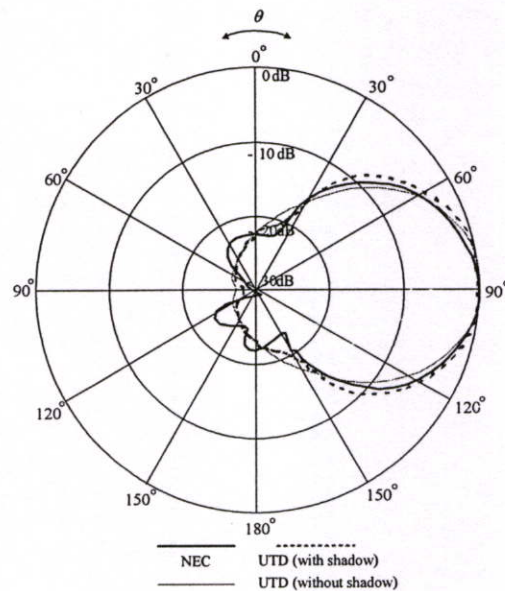


รูปที่ 3.15 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อ $S = 0.7\lambda$

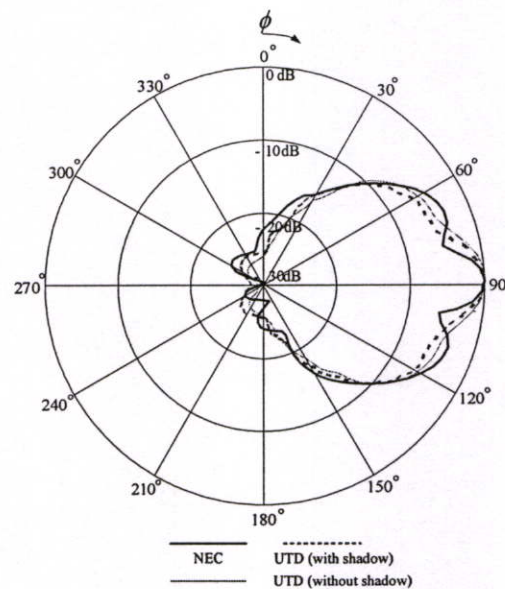


รูปที่ 3.16 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อ $S = 0.7\lambda$

รูปที่ 3.15 และ 3.16 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามลำดับ โดยกำหนดให้ ขนาดของปากตัวสะท้อน $D = 2\lambda$ และระยะห่างระหว่างสายอากาศวงกลมกับจุดยอดของตัวสะท้อนคลื่น $S = 0.7\lambda$ และนำกราฟที่ได้ จากการคำนวณ โดยใช้วิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณโดยใช้โปรแกรม NEC และการคำนวณโดยใช้วิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอ เมื่อพิจารณาเฉพาะคลื่นที่ตกกระทบบกับคลื่นที่สะท้อนเท่านั้น



รูปที่ 3.17 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อ $S = \lambda$

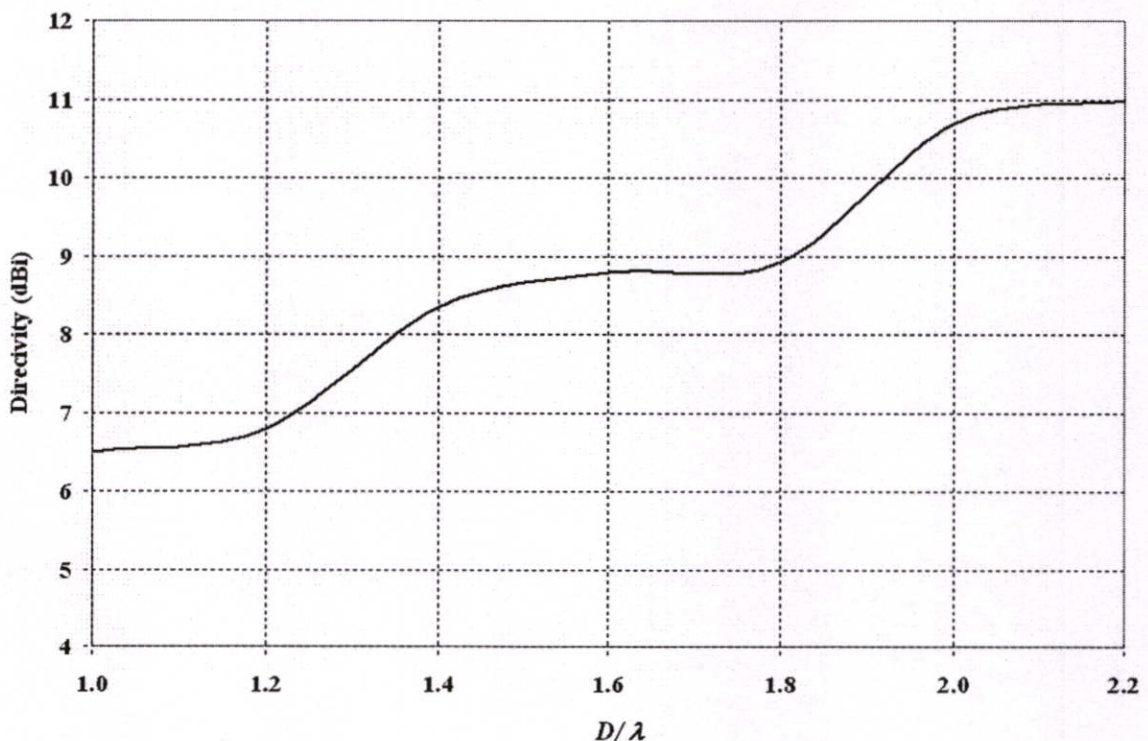


รูปที่ 3.18 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อ $S = \lambda$

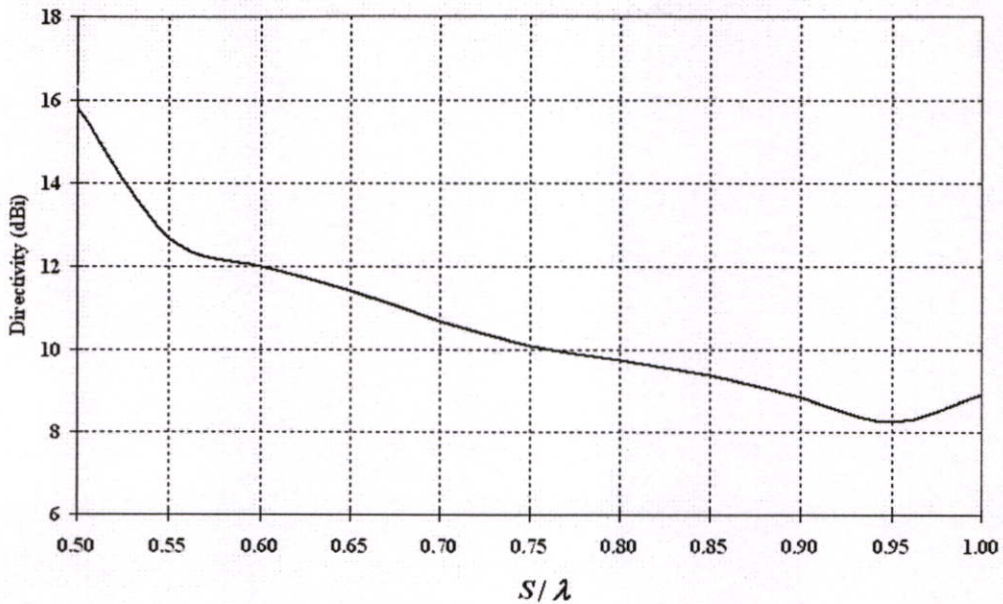
รูปที่ 3.17 และ 3.18 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามลำดับ โดยกำหนดให้ ขนาดของปากตัวสะท้อน $D = 2\lambda$ และระยะห่างระหว่างสายอากาศสองแหวนวงกลมกับจุดยอดของตัวสะท้อนคลื่น $S = \lambda$ และนำกราฟที่ได้จากการคำนวณโดยใช้วิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณโดยใช้โปรแกรม NEC และการคำนวณ โดยใช้วิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอ เมื่อพิจารณาเฉพาะ

คลื่นที่ตกกระทบกับคลื่นที่สะท้อนเท่านั้น ซึ่งจากรูปที่ 13-18 พบว่าที่ค่า S น้อยๆ หรือ $S = 0.5\lambda$ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศจะมีลักษณะแคบ และเมื่อเพิ่มระยะ S ขึ้นเป็น $S = 0.7\lambda$ กับ $S = \lambda$ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศจะมีลักษณะอ้วนขึ้น และเมื่อเปรียบเทียบกันทั้ง 3 กรณี พบว่ามีความสอดคล้องใกล้เคียงกันทั้งหมด ซึ่งผลการคำนวณโดยใช้วิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนสมำเสมอที่คิดผลรวมของคลื่นที่ตกกระทบ, คลื่นที่สะท้อน และคลื่นเกิดการเลี้ยวเบน กับผลการคำนวณโดยใช้วิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนสมำเสมอ แต่พิจารณาเฉพาะคลื่นที่ตกกระทบกับคลื่นที่สะท้อนนั้น แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไม่ต่างกันมากนัก ส่วนการคำนวณโดยใช้โปรแกรม NEC จะมีลักษณะที่แตกต่างไปจาก 2 กรณีแรกบ้างเล็กน้อย แต่ลักษณะลำคลื่นด้านหลังจะมีการบิดเบี้ยวต่างกับ 2 กรณีแรกมากพอสมควร ซึ่งจากผลการคำนวณทั้งหมดพอสรุปได้ว่าที่ระยะ $S = 0.7\lambda$ เป็นระยะที่เหมาะสมที่สุดเพราะเป็นระยะที่ลำคลื่นไม่กว้างเกินไปและเป็นระยะที่สายอากาศมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ใกล้เคียง 50Ω มากที่สุด ส่วนการคำนวณทั้ง 3 กรณีนั้น การคำนวณโดยใช้วิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนสมำเสมอเป็นวิธีที่น่าเชื่อถือมากกว่า เพราะลำคลื่นมีความเป็นเชิงเส้นและไม่บิดเบี้ยวเหมือนการคำนวณโดยใช้โปรแกรม NEC

3.7.2 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ



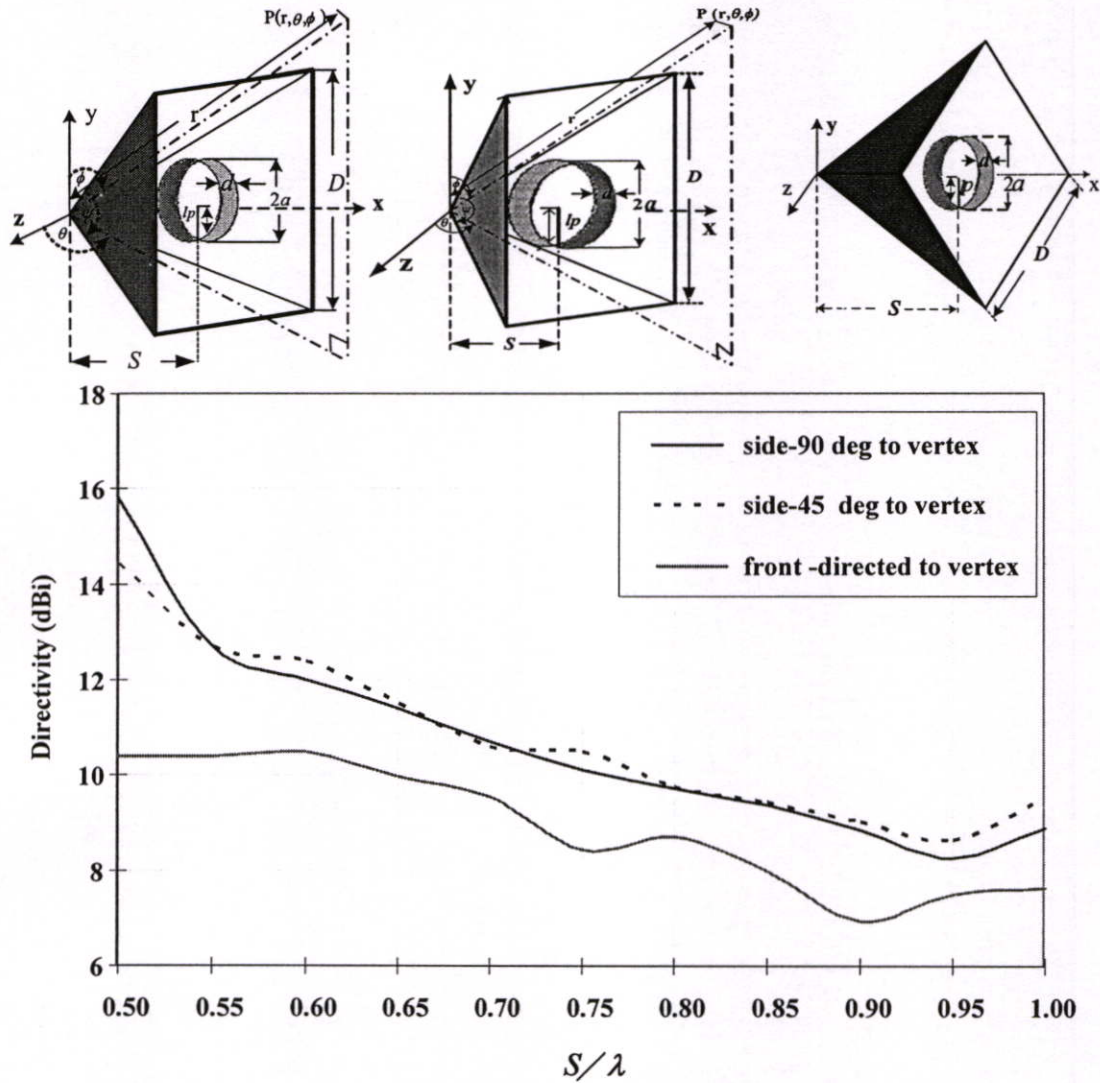
รูปที่ 3.19 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเมื่อปากตัวสะท้อนมีขนาดต่าง ๆ



รูปที่ 3.20 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเมื่อระยะห่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนมีขนาดต่าง ๆ

รูปที่ 3.19 แสดงค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเมื่อปากตัวสะท้อนมีขนาดต่าง ๆ โดยกำหนดให้ ระยะ S หรือสายอากาศวงแหวนวงกลมอยู่ตรงกลางของตัวสะท้อนที่มีขนาดต่าง ๆ ซึ่งพบว่าที่ ขนาดของตัวสะท้อน $D = 2\lambda$ เป็นขนาดที่เหมาะสมที่สุดเพราะมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่สูง และขนาดของตัวสะท้อนไม่ใหญ่เกินไป

รูปที่ 3.20 แสดงค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศที่ขนาดของปากตัวสะท้อน $D = 2\lambda$ โดยการเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างตัวสะท้อน กับสายอากาศวงแหวนวงกลม พบว่าเมื่อระยะห่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนมีค่าเพิ่มมากขึ้นค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศจะมีค่าลดลง ซึ่งที่ระยะ $S = 0.5\lambda$ จะมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่สูงที่สุด แต่การวิเคราะห์จะพิจารณาค่าที่ $S = 0.7\lambda$ เท่านั้นก็เพียงพอเพราะค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศไม่ต่ำเกินไป



รูปที่ 3.21 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเมื่อป้อนสัญญาณแบบต่างๆ

รูปที่ 3.21 แสดงค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเมื่อป้อนสัญญาณแบบต่างๆ จากการวิเคราะห์ที่ผ่านมามีพบว่าขนาดของปากตัวสะท้อนที่เหมาะสมคือ $D = 2\lambda$ และระยะห่างระหว่างสายอากาศวงกลมกับตัวสะท้อน $S = 0.7\lambda$ แต่ก็มีอีกอย่างหนึ่งที่ควรวิเคราะห์เพื่อหาค่าที่เหมาะสมที่สายอากาศทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด นั่นก็คือลักษณะการป้อนสัญญาณของสายอากาศวงกลมที่ป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิด ซึ่งได้วิเคราะห์ 3 ลักษณะด้วยกันคือ การหันด้านข้างของสายอากาศวงกลมเข้าหาตัวสะท้อนเอียง 90° กับแผ่นสะท้อน, เอียง 45° กับแผ่นสะท้อน และหันด้านหน้าสายอากาศวงกลมเข้าหาตัวสะท้อนดังแสดงในรูปที่ 3.21 ซึ่งพบว่า การหันด้านข้างสายอากาศวงกลมเข้าหาตัวสะท้อนเอียง 90° เป็นลักษณะที่เหมาะสมที่สุดเพราะมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่สูงกว่าการป้อนสัญญาณแบบอื่นๆ ทั้งสองลักษณะ

3.8 สรุป

ในบทนี้ได้อธิบายเกี่ยวกับหลักการและทฤษฎีที่สำคัญสำหรับการคำนวณคุณลักษณะของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม โดยได้แสดงโครงสร้างของสายอากาศ ตลอดจนพารามิเตอร์ที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของสายอากาศ อีกทั้งได้แสดงวิธีการหาผลเฉลยของสนามโดยวิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมออย่างละเอียด และทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศเพื่อหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสม โดยได้ระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนเท่ากับ $S = 0.7\lambda$ ความสูงและความกว้างของตัวสะท้อนเท่ากับ $D = 2\lambda$ ซึ่งจะให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบทิศทางเดียว

เมื่อวิเคราะห์ถึงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณโดยใช้โปรแกรม NEC กับวิธีการคำนวณแบบวิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอทั้งสองกรณีคือการคำนวณโดยใช้วิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอที่คิดผลรวมของคลื่นที่ตกกระทบ, คลื่นที่สะท้อน และคลื่นเกิดการเลี้ยวเบน กับผลการคำนวณโดยใช้วิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอ แต่พิจารณาเฉพาะคลื่นที่ตกกระทบกับคลื่นที่สะท้อนนั้น พบว่ามีลักษณะที่คล้ายกันทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก และเมื่อเปลี่ยนระยะห่างของตัวสะท้อนคลื่นกับสายอากาศวงแหวนวงกลมก็ไม่ทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเปลี่ยนแปลงไปมากนัก ซึ่งการเลื่อนให้ระยะของตัวสะท้อนคลื่นกับสายอากาศวงแหวนวงกลมนี้ยิ่งห่างมาก ก็จะทำให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศมีค่าลดลงและจากการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอแบบ 2 มิติ นั้นพบว่าค่าที่ได้จะมีความถูกต้องพอสมควร แต่ยังมีค่าผิดพลาดอยู่บ้างเนื่องจากขอบอื่นๆของสายอากาศก็เกิดการเลี้ยวเบนเช่นกัน

บทที่ 4

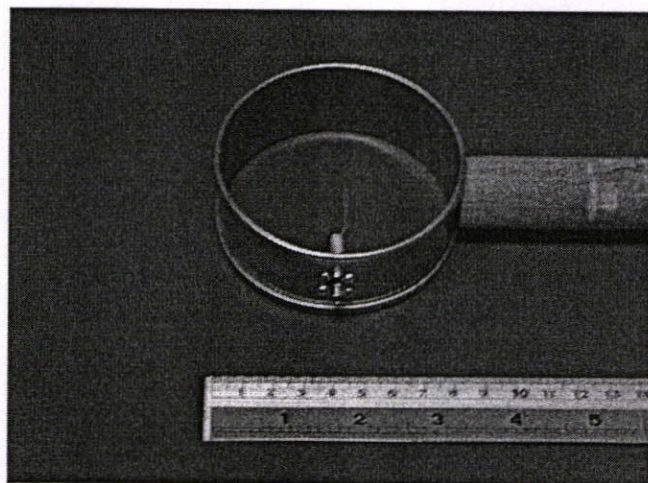
การสร้าง การทดสอบ และผลการทดสอบ

4.1 บทนำ

จากบทที่ 2 ซึ่งเป็นผลการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศวงแหวนวงกลมที่ได้จากฟังก์ชันกรีนชนิดไดแอดิก และบทที่ 3 ซึ่งเป็นการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศเพื่อเปรียบเทียบและยืนยันผลที่ได้จากการคำนวณว่ามีความแม่นยำและถูกต้องมากน้อยเพียงใด ซึ่งการทดสอบสายอากาศได้ออกแบบสร้างที่ความถี่ 2.45 GHz ซึ่งความถี่ใช้งานของระบบการสื่อสารโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (Wireless LAN) และมีช่วงกว้างแถบความถี่เท่ากับ 83.5 MHz หรือเท่ากับ 3.4% (2.4 – 2.4835 GHz) รวมทั้งทำการประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศ คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และเปรียบเทียบกับสายอากาศในลักษณะเดียวกันที่มีการวิจัยมาก่อน

4.2 การสร้าง และการทดสอบสายอากาศวงแหวนวงกลม

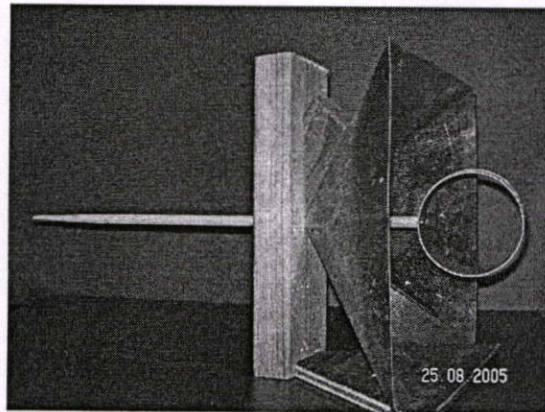
จากบทที่ 2 และบทที่ 3 ที่ผ่านมาทำให้ทราบถึงพารามิเตอร์ที่ดีที่สุดคือ ใช้อัตราส่วนของวงแหวนเท่ากับ 4.28 ซม. (0.35λ) ความหนาของวงแหวนเท่ากับ 3.5 ซม. (0.29λ) และความยาวของโพรบเท่ากับ 3.06 ซม. (0.25λ) ซึ่งพบว่าสายอากาศชนิดนี้จะให้ค่าสภาพเงาเจงทิสทางสายอากาศเท่ากับ 5.29 dBi ความกว้างของลำคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กและระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ 70 และ 76 องศา ตามลำดับ รูปถ่ายของสายอากาศที่ได้สร้างขึ้นจริงดังแสดงในรูปที่ 4.1



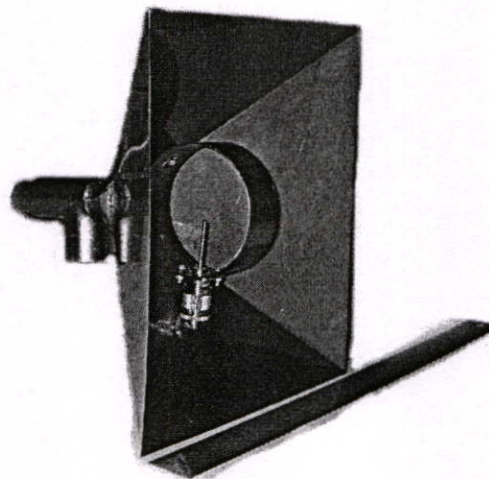
รูปที่ 4.1 รูปถ่ายของสายอากาศวงแหวนวงกลมที่สร้างขึ้นจริง

4.3 การสร้าง และการทดสอบคุณลักษณะสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดป้อน สัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม

ในการออกแบบสายอากาศแบบทิศทางเดียว สายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่ออกแบบ มีค่ามุมตัวสะท้อนเท่ากับ 90° ความสูงจากยอดถึงฐานพีระมิด 12.5 ซม. หรือ (λ) ระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับยอดตัวสะท้อนแบบพีระมิดเท่ากับ 8.57 ซม. (0.7λ) ช่องเปิด (Aperture) ของตัวสะท้อนแบบพีระมิดเท่ากับ 24.5 ซม. (2λ) เนื่องจากจะให้ค่าความกว้างของลำคลื่นครั้งกำลังที่แคบที่สุด แสดงดังรูปที่ 4.2 จากนั้นเมื่อทราบค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมทั้งสายอากาศวงแหวนวงกลม และตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดแล้วจึงนำมาประกอบเข้าด้วยกันโดยใช้ด้านข้างของสายอากาศวงแหวนวงกลมหันเข้าหายอดของตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดทำมุม 90° กับแผ่นสะท้อนคลื่นแสดงดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.2 รูปถ่ายของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิด



รูปที่ 4.3 รูปถ่ายของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม

4.4 คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

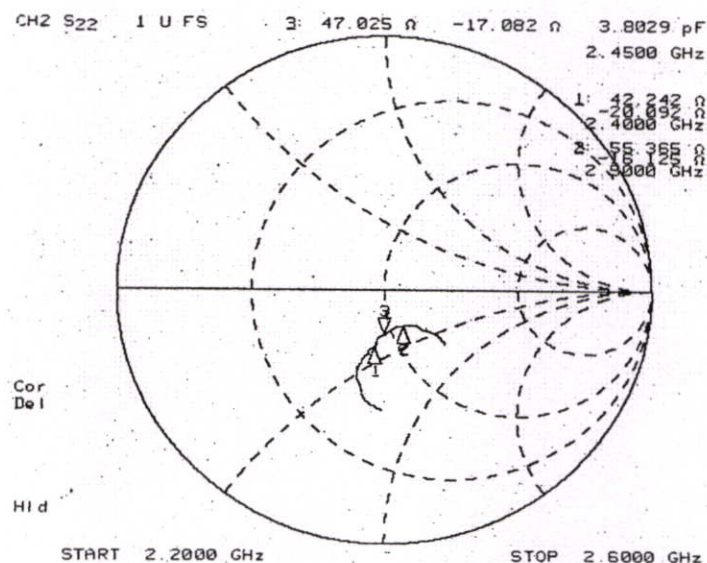
คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดสอบคือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยทั่วไป ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะใช้ระบบ 50 โอห์ม แต่ในปฏิบัติไม่สามารถทำได้ดังนั้นจึงต้อง ออกแบบให้มีค่าใกล้เคียง และเมื่อพิจารณาค่าที่ใกล้เคียงนั้นในรูปของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศ (SWR) ไม่ควรเกิน 1.5:1 ซึ่งเป็นค่าที่ยอมรับได้หรือพิจารณาในรูปของกำลังงานที่สะท้อนกลับคือประมาณ 4% เท่านั้น รูปที่ 4.4 แสดงค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ได้จากการทดสอบสายอากาศซึ่งมีค่าเท่ากับ $47 - j17.082 \Omega$ รูปที่ 4.5 แสดงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง พบว่า ความถี่ที่ออกแบบจะมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับ 1.42 :1 และในรูปที่ 4.6 แสดงค่าการสะท้อนกลับของสายอากาศ และสายอากาศมีความกว้างแถบความถี่เท่ากับ 4.4 % (พิจารณาที่ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งไม่เกิน 1.5:1) โดยการพิจารณาช่วงกว้างแถบความถี่ของสายอากาศสามารถหาได้จาก

$$\Delta f(\%) = \frac{f_H - f_L}{f_c} \quad (4.1)$$

โดยที่ f_H คือค่าความถี่สูงสุดที่สามารถทำงานได้

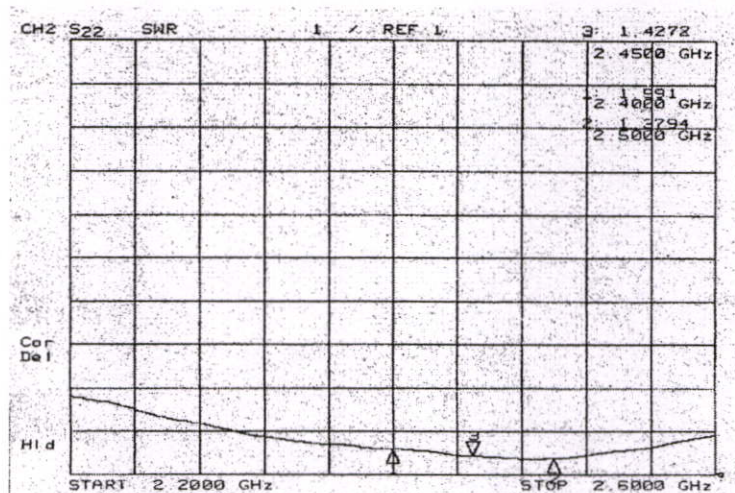
f_L คือค่าความถี่ต่ำสุดที่สามารถทำงานได้

f_c คือค่าความถี่ที่ออกแบบ



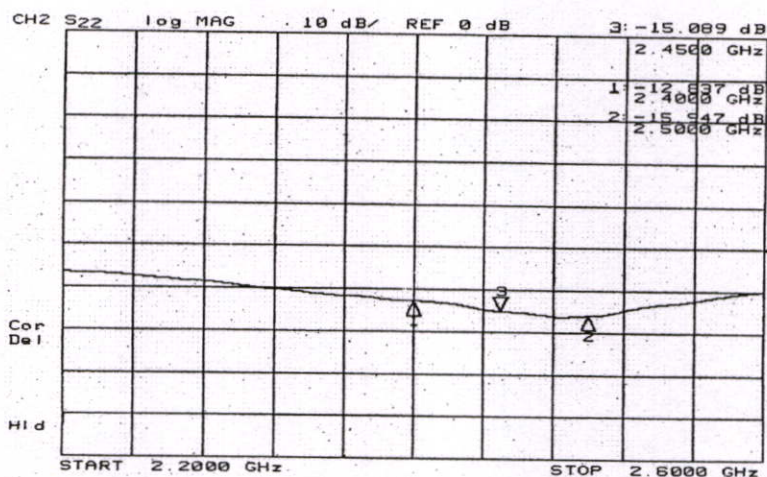
รูปที่ 4.4 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดสอบสายอากาศ

จากรูปที่ 4.4 พบว่าการทดสอบสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดสอบคือ $47 - j17.082 \Omega$ ซึ่งมีค่าใกล้เคียงที่ 50Ω ในขณะที่ความถี่อื่นๆคือความถี่ 2.4 GHz และ 2.5 GHz ก็จะมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ $42.2 - j20.09 \Omega$ และ $55.3 - j16.12 \Omega$ ตามลำดับ



รูปที่ 4.5 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ

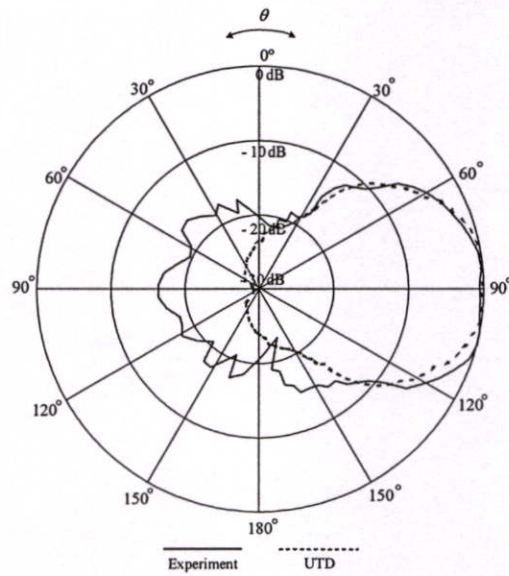
รูปที่ 4.5 แสดงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศ พบว่าความถี่ที่ออกแบบจะมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับ 1.42 : 1 โดยทั่วไปแล้วค่า VSWR ที่สามารถจะนำมาใช้งานต้องไม่เกิน 2 : 1 แต่ถ้าจะนำไปใช้งานจริงควรมีค่าไม่เกิน 1.5 : 1 ซึ่งเป็นค่ามาตรฐานที่ใช้ทั่วไปโดยค่ายิ่งน้อยยิ่งดีและจะทำให้สายอากาศมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ดีที่สุด



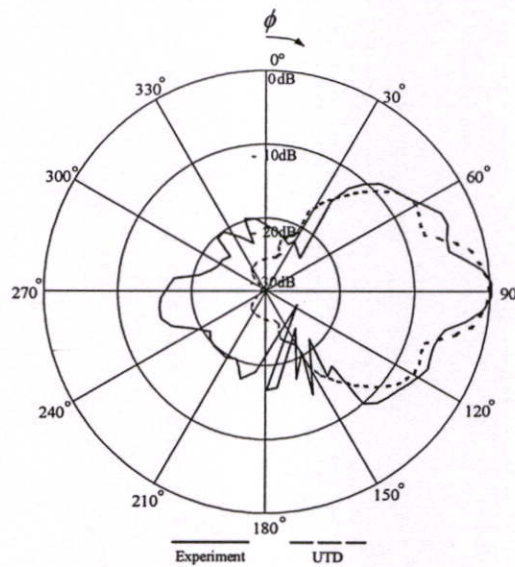
รูปที่ 4.6 ค่าการสะท้อนกลับที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ

รูปที่ 4.6 แสดงค่าการสะท้อนกลับของสายอากาศพบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz ค่าการสะท้อนกลับของสายอากาศเท่ากับ -15 dB แต่ในทางปฏิบัตินั้น สายอากาศที่ออกแบบจะไม่สามารถปรับให้มีค่าอิมพีแดนซ์ เท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ของเครื่องรับและเครื่องส่งได้ ดังนั้นเมื่อมีการต่อสายอากาศเข้ากับเครื่องรับ หรือเครื่องส่ง ก็จะทำให้กำลังงานส่วนหนึ่งเกิดการสะท้อนกลับ ที่จุดอินพุตของสายอากาศได้

4.5 ผลการทดลองสายอากาศ

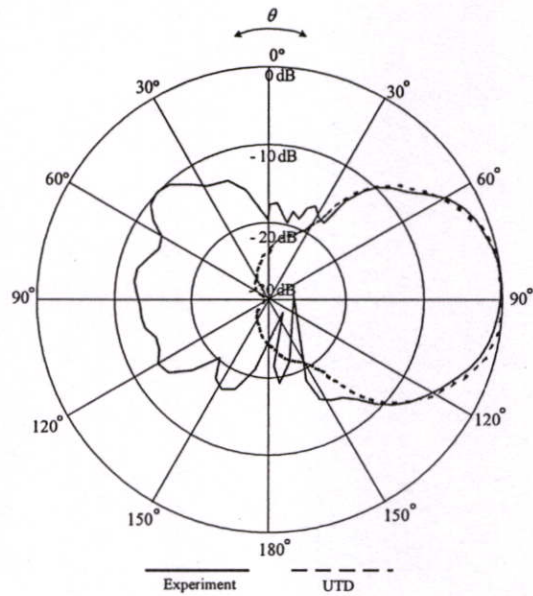


รูปที่ 4.7 ผลการทดลองสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อ $S = 0.5\lambda$

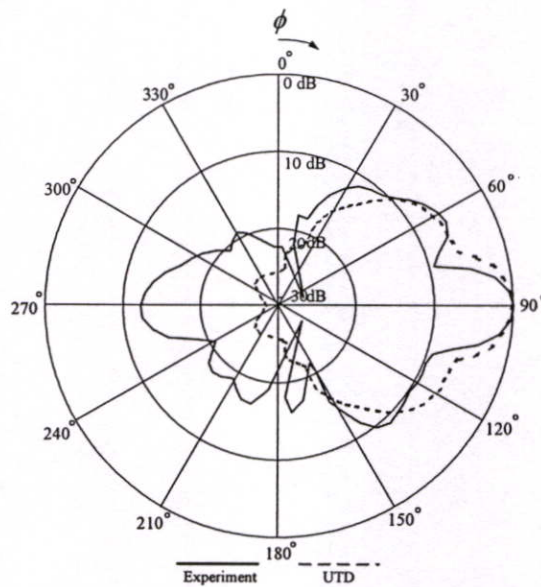


รูปที่ 4.8 ผลการทดลองสายอากาศในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อ $S = 0.5\lambda$

รูปที่ 4.7 และ 4.8 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามลำดับเมื่อ $d = 2\lambda$ โดยกราฟได้จากการวัดสายอากาศจริงและกำหนดให้ระยะห่างระหว่างสายอากาศวงแหวนวงกลมกับจุดยอดของตัวสะท้อนคลื่นเท่ากับ 0.5λ และนำกราฟที่ได้มาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณโดยใช้วิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอ ซึ่งพบว่ากราฟที่ได้จากทั้งสองกรณีนั้นมีความสอดคล้องและคล้ายคลึงกัน

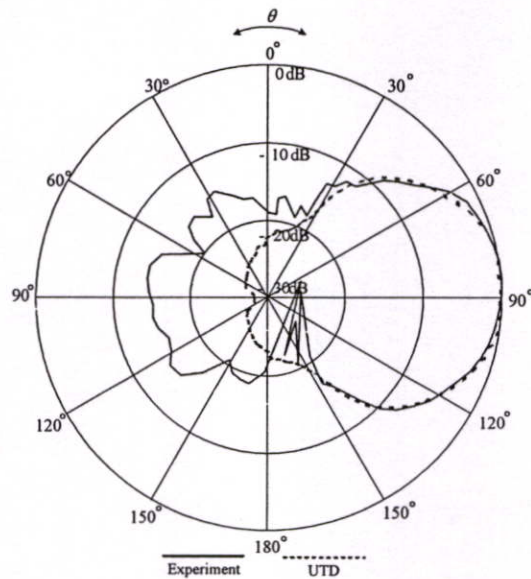


รูปที่ 4.9 ผลการทดลองสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อ $S = 0.7\lambda$

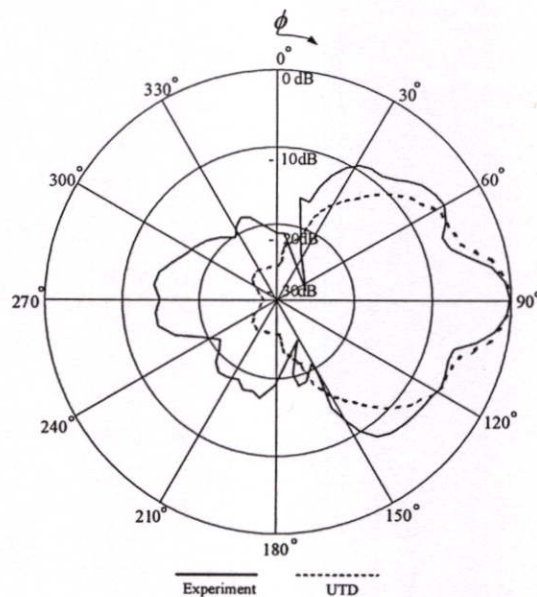


รูปที่ 4.10 ผลการทดลองสายอากาศในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อ $S = 0.7\lambda$

รูปที่ 4.9 และ 4.10 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามลำดับเมื่อ $d = 2\lambda$ โดยที่ระยะห่างระหว่างสายอากาศวงแหวนวงกลมกับจุดยอดของตัวสะท้อนคลื่นเท่ากับ 0.7λ ซึ่งกราฟที่ได้เป็นการวัดจากสายอากาศจริงเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการใช้วิธีการคำนวณแบบวิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอ ซึ่งจะเห็นว่ารูปกราฟมีลักษณะคล้ายกันทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก



รูปที่ 4.11 ผลการทดลองสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อ $S = \lambda$



รูปที่ 4.12 ผลการทดลองสายอากาศในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อ $S = \lambda$

รูปที่ 4.11 และ 4.12 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามลำดับเมื่อ $d = 2\lambda$ โดยทำการทดสอบสายอากาศจริง และกำหนดให้ระยะห่างระหว่างสายอากาศวงกลมกับจุดยอดของตัวสะท้อนคลื่นเท่ากับ λ และนำกราฟที่ได้มาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการใช้วิธีการคำนวณแบบวิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอ ซึ่งจะเห็นว่ารูปกราฟมีลักษณะคล้ายกันทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

4.6 สรุป

ในบทนี้เป็นการแสดงการออกแบบ การสร้าง และการทดสอบสายอากาศ ทั้งนี้เพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณและการทดสอบว่ามีความสอดคล้องกัน ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศที่พิจารณาได้แก่คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

ในส่วนของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลมเมื่อทำการพิจารณาจากค่าพารามิเตอร์และจากการทดสอบพบว่าค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบอยู่ตรงตามข้อกำหนดของพารามิเตอร์สายอากาศ กล่าวคืออิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศมีค่าเท่ากับ $47 - j17.082 \Omega$ ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับ 1.42:1 สายอากาศมีความกว้างแถบความถี่เท่ากับ 4.4 % และมีอัตราขยายเท่ากับ 10.7 dBi ซึ่งพบว่าผลที่ได้จากการทดสอบนั้นมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์ และเมื่อเปรียบเทียบกับค่าสภาพเจาะงทิสทางของสายอากาศที่มีการวิจัยมาก่อนจะเห็นว่า สายอากาศวงแหวนวงกลมเหนือระนาบสะท้อนมีค่าสภาพเจาะงทิสทางเท่ากับ 9.94 dBi และสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบจะมีค่าสภาพเจาะงทิสทางเท่ากับ 11.2 dBi

บทที่ 5

การประเมินสมรรถนะโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย IEEE 802.11

5.1 บทนำ

เนื้อหาของบทนี้นำเสนอหลักการและการประเมินสมรรถนะโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายตามมาตรฐาน 802.11 ทั้งมาตรฐาน 802.11b และ 802.11g ซึ่งมีความจำเป็นต่อการออกแบบและการใช้งานโครงข่าย โดยเริ่มจากศึกษาพื้นฐานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย เพื่อใช้เป็นข้อมูลเบื้องต้นในการออกแบบสายอากาศ และยังคงกล่าวถึงวิธีการประเมินประสิทธิภาพและผลการประเมินสมรรถนะโดยไร้สายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม จากนั้นก็ทำการประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลมเพื่อรองรับระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย โดยทำการประเมินจากค่าระยะบริการสูงสุด ซึ่งค่าระยะบริการสูงสุดเป็นตัวแปรที่สำคัญที่บอกลังความสามารถของสายอากาศ

5.2 ระยะบริการสูงสุด

ระยะทำงานไกลสุดของระบบเกิดขึ้นเมื่อระดับกำลังงานรับเท่ากับระดับที่ให้คุณภาพการสื่อสารตามที่กำหนดไว้ ซึ่งระดับนี้เรียกว่า ความไวเครื่องรับ (Receiver Sensitivity) อัตราการสูญเสียการแพร่กระจายที่ให้ค่ากำลังงานรับเท่ากับความไวเครื่องรับเรียกว่า ค่าอัตราสูญเสียการแพร่กระจายสูงสุดที่ยอมรับได้ (Maximum Acceptable Path Loss) แสดงเป็นหน่วยเดซิเบลได้ดังนี้

$$L_{\max} = P_t - L_t + G_t - L_r + G_r - S \quad (5.1)$$

เมื่อ P_t คือกำลังงานส่ง G_t และ G_r คืออัตรการขยายของสายอากาศส่งและรับ ตามลำดับ L_t และ L_r คืออัตราการสูญเสียจากสายนำสัญญาณด้านส่งและรับ S คือค่าความไวเครื่องรับ ซึ่งตัวแปรทั้งหมดมีหน่วยเป็น dB ซึ่งจากทฤษฎีย้อนกลับ (Reciprocity Theorem) ได้นิยามว่า ความสูญเสียการแพร่กระจายคลื่นจะไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงเมื่อเกิดการสลับหน้าที่รับส่งระหว่างสายอากาศส่งและรับ แต่อย่างไรก็ตามอัตราการสูญเสียการแพร่กระจายคลื่นสูงสุดที่ยอมรับได้ระหว่างสองทิศทางอาจมีความแตกต่างกันเนื่องจากความไวเครื่องรับด้านรับและด้านส่งต่างกัน ตัวอย่างเช่น เครื่องรับที่สถานีฐานถูกออกแบบให้มีความไวเครื่องรับมากกว่าลูกข่ายเพื่อลดกำลังงานส่งจากลูกข่าย

5.3 การทดสอบสมรรถนะของสายอากาศ

5.3.1 อัตราขยาย

อัตราขยายคือความสัมพันธ์ที่ได้มาจากค่าสภาพเจาะจงทิศทาง โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ซึ่งสมรรถนะของสายอากาศประกอบด้วยประสิทธิภาพของการสะท้อนกลับของตัวนำและ ไดอิเล็กตริก ในการทดลองครั้งนี้ได้ทำการหาค่าอัตราขยายของสายอากาศและประสิทธิภาพรวมไว้ด้วยแสดงโดยสมการของฟรีส (Friis Transmission Equation) ดังนี้

$$2G(\text{dBi}) = P_r(\text{dBm}) - P_t(\text{dBm}) + L_{t_1}(\text{dB}) + L_{t_2}(\text{dB}) + L_s(\text{dB}) \quad (5.2)$$

เมื่อ

$$L_s(\text{dB}) = 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) \quad (5.3)$$

เมื่อ G คือ อัตราขยายของสายอากาศ P_r และ P_t คือ กำลังงานรับและส่งของสายอากาศตามลำดับ L_{t_1} และ L_{t_2} คือ ค่าสูญเสียของสายส่งเส้นที่ 1 และ 2 ตามลำดับ L_s คือ ค่าสูญเสียในชั้นบรรยากาศ R คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศตัวส่งกับสายอากาศตัวรับ λ คือค่าความยาวคลื่น

5.3.2 ความกว้างแถบความถี่ (Bandwidth)

แถบความถี่ของสายอากาศคือช่วงของความถี่ที่สายอากาศมีคุณสมบัติอยู่ในมาตรฐานที่กำหนดให้ กล่าวคือช่วงของความถี่ที่คุณสมบัติต่างๆของสายอากาศ ได้แก่ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น, การโพลาไรเซชัน, อัตราการขยาย เป็นต้น อยู่ในค่าที่ใช้งานได้ คือ ไม่ต่างจากคุณสมบัติที่วัดที่ความถี่ตรงกลางที่ออกแบบจนทำให้คุณสมบัติเหล่านี้เปลี่ยนไปจากข้อกำหนด ซึ่งสายอากาศที่มีการใช้งานในช่วงความถี่ไม่มากนัก การแสดง Δf จะแสดงเป็นเปอร์เซ็นต์เทียบกับความถี่กลาง

$$\Delta f(\%) = \left(\frac{f_H - f_L}{f_c} \right) \quad (5.4)$$

เมื่อ

f_H คือค่าความถี่สูงสุดที่สามารถทำงานได้

f_L คือค่าความถี่ต่ำสุดที่สามารถทำงานได้

f_c คือค่าความถี่ที่ออกแบบ

5.3.3 บริเวณสนามระยะไกล (Far Field Distance)

บริเวณสนามระยะไกลคือบริเวณที่แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเท่ากับ $\frac{2D^2}{\lambda}$ การวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศจะวัดทั้งระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็ก โดยจะพิจารณาที่สนามระยะไกลหรือสายอากาศตัวส่งกับตัวรับเมื่อ

$$R = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (5.5)$$

R = ระยะห่างระหว่างสายอากาศตัวส่งกับสายอากาศตัวรับ

D = ขนาดที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศ

$$R = \left(\frac{2 \times (25)^2}{12.245} \right) = 1.02 \text{ m}$$

5.3.4 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency)

ประสิทธิภาพของสายอากาศคือ ค่าการสูญเสียที่รอยต่อด้านเข้า และภายในโครงสร้างของสายอากาศ เช่นการสูญเสียที่เกิดจากการสะท้อนกลับเพราะว่าการไม่แมตช์กันระหว่างสายส่งกับสายอากาศและ การสูญเสียที่เกิดจากสภาพตัวนำและไดอิเล็กตริก โดยทั่วไปประสิทธิภาพของสายอากาศสามารถเขียนได้เป็น

$$e_o = e_r e_c e_d \quad (5.6)$$

เมื่อ

e_o คือ ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ

e_r คือ ค่าประสิทธิภาพการสะท้อน = $1 - |\Gamma|^2$

e_c คือ ประสิทธิภาพของตัวนำ

e_d คือ ประสิทธิภาพของไดอิเล็กตริก

Γ คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดันที่รอยต่อด้านเข้าของสายอากาศ

$$\left(\Gamma = \frac{Z_m - Z_o}{Z_m + Z_o} \right)$$

เมื่อ

Z_m คือ อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

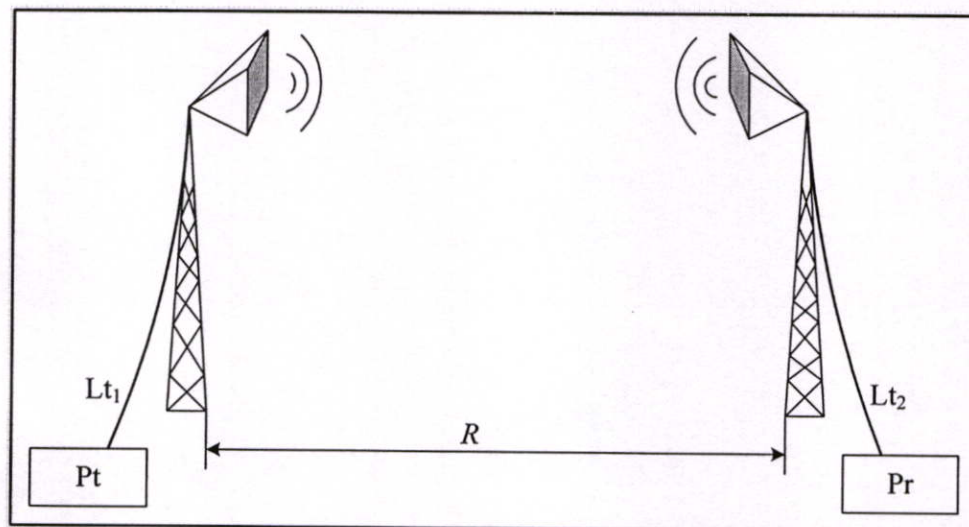
Z_o คือ อิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ

ปกติการหาค่า e_c และ e_d จะทำได้ยาก แต่ก็สามารถหาค่าได้ด้วยการทดลองดังนั้นสมการ (5.6) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd}(1 - |\Gamma|^2) \quad (5.7)$$

เมื่อ

$e_{cd} = e_c e_d =$ ประสิทธิภาพความนำและไดอิเล็กตริกของสายอากาศ



รูปที่ 5.1 การทดสอบสายอากาศในย่านสนามระยะไกล

ตารางที่ 5.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ ที่ทำการทดสอบ

ระยะจุดป้อน สัญญาณ (λ)	กำลังงานรับ Pr (dBm)	กำลังงานส่ง Pt (dBm)	ค่าสูญเสียสาย ส่งเส้นที่ 1 $Lt1$ (dB)	ค่าสูญเสียสาย ส่งเส้นที่ 2 $Lt2$ (dB)	ค่าสูญเสีย จาก ช่องว่าง อิสระ Ls (dB)
0.5	-26.02	0	0.1	0.1	52.43
0.7	-34.05	0	0.1	0.1	52.43
1.0	-35.68	0	0.1	0.1	52.43

เมื่อนำค่าต่างๆจากการทดสอบมาแทนในสมการที่ (5.2) และ (5.3) จะได้อัตราขยายและประสิทธิภาพเมื่อทำการเปลี่ยนระยะจุดป้อนสัญญาณดังต่อไปนี้

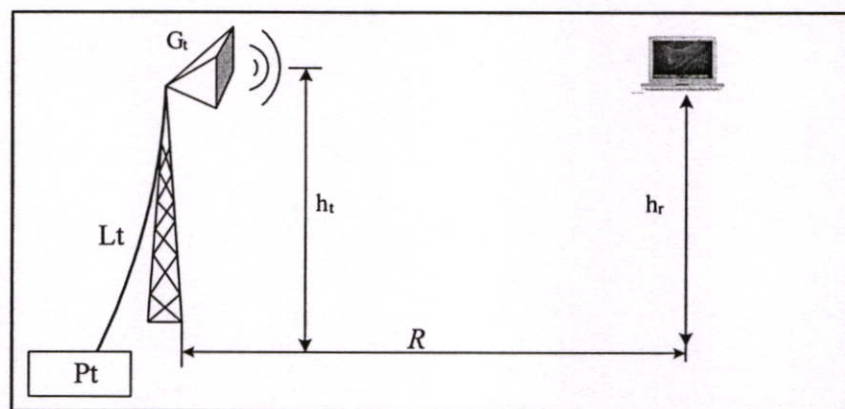
ตารางที่ 5.2 อัตราขยายเมื่อทำการเปลี่ยนระยะจุดป้อนสัญญาณ

ระยะจุดป้อนสัญญาณ (λ)	อัตราการขยาย (dBi)	ประสิทธิภาพ (%)
0.5	13.3	92.3
0.7	9.2	86.7
1.0	8.4	88.0

ตารางที่ 5.3 ค่าการทดสอบคุณลักษณะสายอากาศ

ระยะจุดป้อน สัญญาณ	Input Impedance	SWR	Return Loss (dB)
0.5λ	$28 - j9.80 \Omega$	1.90	-10.7
0.7λ	$47 - j17.08 \Omega$	1.42	-15.0
1.0λ	$42.5 - j28.90 \Omega$	1.87	-10.7

5.4 การประเมินสมรรถนะในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย IEEE 802.11b/g



รูปที่ 5.2 การประเมินสมรรถนะสายอากาศในย่านสนามระยะไกล

ตารางที่ 5.4 ระยะจุดป้อนสัญญาณที่ทำการทดสอบ

ระยะจุดป้อน สัญญาณ	Input Impedance	SWR	ระยะบริการสูงสุด (m)
0.7λ	$47 - j17.08 \Omega$	1.42	300

ตารางที่ 5.5 แสดงค่าพารามิเตอร์และอุปกรณ์ ที่ทำการทดสอบ

พารามิเตอร์	ด้านสถานีฐาน	ด้านลูกข่าย
Pt	16 dBm	-
Lt	3.5 dB	0 dB
Gt	9.2 dBi	0 dBi
ht, hr	1.1 m	1.1 m
เครื่องรับส่ง	D-Link DWL-2000AP+	INTEL(R) PRO/Wireless 2200 BG

5.5 สรุป

เนื่อหาบทนี้กล่าวถึงหลักการและการประเมินสมรรถนะ โครงข่ายท้องถิ่นไร้สายตามมาตรฐาน 802.11 ทั้งมาตรฐาน 802.11b และ 802.11g รวมทั้งทำการประเมินสมรรถนะของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณ โดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม เพื่อใช้งานในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายโดยการพิจารณาจากระยะบริการสูงสุด จากการพิจารณาที่บริเวณสนามระยะไกลจะได้ $R = 2D^2 / \lambda$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1.02 m แต่การทดลองจะใช้ที่ 2 m และแถบความถี่ของสายอากาศเท่ากับ 4.4 % และเมื่อพิจารณาถึงระยะของจุดป้อนสัญญาณ หรือระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นกับสายอากาศวงแหวนวงกลม ที่ระยะ 0.5λ ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเท่ากับ $28 - j9.80 \Omega$ ค่า SWR เท่ากับ 1.9 : 1 ค่าการสะท้อนกลับเท่ากับ -10.7 dB ที่ระยะ 0.7λ ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเท่ากับ $47 - j17.08 \Omega$ ค่า SWR เท่ากับ 1.42 : 1 ค่าการสะท้อนกลับเท่ากับ -15.0 dB และที่ระยะ 1.0λ ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเท่ากับ $42.5 - j28.9 \Omega$ ค่า SWR เท่ากับ 1.87 : 1 ค่าการสะท้อนกลับเท่ากับ -10.7 dB ซึ่งพบว่าที่ระยะ 0.7λ เป็นช่วงระยะที่เหมาะสมที่สุด เพราะว่ามีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเท่ากับ $47 - j17.082 \Omega$ ใกล้เคียงกับค่าอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ 50Ω มากที่สุด มีค่า SWR น้อยกว่า 1.5 : 1 ซึ่งเป็นค่ามาตรฐานที่เป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไป รวมทั้งได้ค่าการสะท้อนกลับเท่ากับ -15.0 dB ซึ่งมีค่าน้อยที่สุด ดังนั้นที่ระยะ 0.7λ จึงเป็นระยะที่เหมาะสมที่สุดที่สายอากาศจะสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพที่สุด

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

บทนี้จะกล่าวถึงการสรุปเนื้อหาโดยรวม ข้อเสนอแนะต่างๆ และแนวทางในการพัฒนาต่อสำหรับวิทยานิพนธ์

6.1 สรุปเนื้อหาโดยรวม

ในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงสายอากาศชนิดใหม่ที่มีการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการสื่อสารแบบไร้สายที่ความถี่ 2.45 GHz ในพื้นที่ที่มีลักษณะเป็นทางตรง เช่น อุโมงค์ ทางเดิน และสามารถนำไปใช้ในระบบการสื่อสารแบบจุดต่อจุด ซึ่งสายอากาศที่นำเสนอจะมีการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว ซึ่งมักจะถูกใช้เป็นสายอากาศของสถานีฐาน โครงสร้างของสายอากาศสายอากาศเกิดจากการนำสายอากาศวงแหวนวงกลมที่มีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นแบบสองทิศทางมาวางใกล้กับตัวสะท้อนแบบพีระมิด จากโครงสร้างดังกล่าวจึงถูกเรียกว่าสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม

ในบทที่ 1 ได้กล่าวถึงความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้รวมทั้งขอบเขตการวิจัยและขั้นตอนของการศึกษา ในบทที่ 2 ได้อธิบายเกี่ยวกับหลักการและทฤษฎีที่สำคัญและการวิเคราะห์สายอากาศวงแหวนวงกลม ที่ใช้วิธีฟังก์ชันกรีนชนิดไดโอดิก ซึ่งเป็นวิธีที่ให้ผลการคำนวณแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ถูกต้องมากกว่าวิธีฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์ และได้ทำการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ที่ดีที่สุด โดยได้รับสมิของวงแหวนเท่ากับ 0.35λ ความหนาของวงแหวนเท่ากับ 3.5 ซม. หรือ 0.29λ และความยาวของโพรบเท่ากับ 0.25λ ซึ่งพบว่าสายอากาศชนิดนี้จะให้ค่าสภาพเงาของทิศทางสายอากาศเท่ากับ 5.29 dBi เพื่อยืนยันผลการคำนวณจึงได้สร้างและทดสอบสายอากาศเพื่อเปรียบเทียบผลดังแสดงในบทที่ 2 ซึ่งพบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ทดสอบมีค่าใกล้เคียงและแม่นยำกับการคำนวณ โดยวิธีฟังก์ชันกรีน ชนิดไดโอดิกมากกว่าการคำนวณ โดยวิธีฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์ในบทที่ 3 เป็นส่วนของสายอากาศชนิดใหม่ที่น่าเสนอหรือสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลมซึ่งในบทที่ 3 นี้ได้แสดงทฤษฎีและหลักการที่สำคัญสำหรับการคำนวณคุณลักษณะของสายอากาศ วิธีการหาผลเฉลยของสนาม โดยวิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมออย่างละเอียด และทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศเพื่อหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสม โดยกำหนดมุมของตัวสะท้อนเท่ากับ 90 องศา ระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนแบบกรวยเท่ากับ 0.7λ ซึ่งจะให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบทิศทางเดียว เพื่อยืนยันผลการคำนวณในส่วนนี้ จึงได้ทำการทดสอบ

สายอากาศที่สร้างขึ้นจากพารามิเตอร์ที่ได้กล่าวข้างต้น ซึ่งพบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของผลการคำนวณกับผลการทดสอบมีความสอดคล้องกัน

ในบทที่ 4 เป็นการทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศตัวสะท้อนคลื่นแบบพีระมิดป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม โดยการพิจารณาคูณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ อัตราส่วนคลื่นนิ่งและค่าการสะท้อนกลับของสายอากาศ ซึ่งพบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz สายอากาศมีคุณสมบัติที่ใช้งานได้ดีคือ มีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์เท่ากับ $47 - j17.082 \Omega$ อัตราส่วนคลื่นนิ่ง 1.42 : 1 และค่าการสะท้อนกลับเท่ากับ -15 dB และแบนด์วิดท์ของสายอากาศเท่ากับ 4.4 % ส่วนบทที่ 5 กล่าวถึงระบบ พื้นฐาน โครงข่ายไร้สายเพื่อใช้เป็นข้อมูลเบื้องต้นในการประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศที่ออกแบบ

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

ในส่วนของสายอากาศวงแหวนวงกลม การคำนวณจะให้ผลที่ใกล้เคียงกับการทดสอบ แต่จะหาได้เฉพาะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ไม่สามารถคำนวณอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ การพิจารณาหากระแสที่โพรบ โดยใช้วิธีโมเมนต์ร่วมด้วยจะทำให้สามารถอธิบายคุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศได้แม่นยำขึ้น

เนื่องจากความซับซ้อนในการคำนวณแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพีระมิดที่ป้อนสัญญาณด้วยวงแหวนวงกลม จึงคำนวณเฉพาะที่มุมของตัวสะท้อนเท่ากับ 90 องศา เท่านั้น ดังนั้นการคำนวณแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่มุมต่างๆ จึงมีความน่าสนใจเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงมุมของตัวสะท้อนจะทำให้คุณลักษณะของสายอากาศเปลี่ยนแปลง โดยเฉพาะค่าสภาพเจาะจงทิศทาง

จากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีการเลี้ยวเบนสมำเสมอแบบ 2 มิติ พบว่าการพิจารณาจะพิจารณาบริเวณขอบที่อยู่ในระนาบที่สังเกตเท่านั้น ดังนั้นแล้วการพิจารณาอาจมีความผิดพลาดอยู่บ้างเนื่องจากในความเป็นจริงทุกๆ ขอบมีผลต่อการเลี้ยวเบนทั้งสิ้นดังนั้นแล้ว ถ้าจะพิจารณาให้ละเอียดยิ่งขึ้นควรพิจารณาในระนาบ 3 มิติ ร่วมด้วย ซึ่งจะสามารถหาผลกระทบจากทุกๆ ขอบที่เกิดขึ้นได้

เอกสารอ้างอิง

- [1] J.R. James and P.S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, Peter Peregrines. 1989.
- [2] C.A. Balanis, *Antenna Handbook: Theory Application and Design*, New York; (Y.T.Lo and S.W.Lee, eds.), Van No strand Reinhold Co. 1988.
- [3] S. Kosulvit, M. Krariksh, C. Phongcharoenpanich, and T. Wakabayashi, "A Simple and Cost-Effective Bidirectional Antenna using a Probe Excited Circular Ring" *IEICE Trans. Electronics*, vol. E84-C no.4. Apr. 2001. pp.443-450.
- [4] C.T. Tai, *Dyadic Green Function in Electromagnetic Theory*, New York ; IEE Press. 1993.
- [5] D. A. McNamara, C. W. I. Pistorius and J. A. G. Melherbe, *Introduction to the Uniform Geometrical Theory of Diffraction*, Boston London ; Artech House. 1990.
- [6] K.F. Sander and G. A. L. Reed, *Transmission and Propagation of Electromagnetic Waves*, Cambridge University Press. 1986
- [7] Y. Ohba. "On the Radiation Pattern of a Corner Reflector Finite in Width" *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, 1963. pp. 127
- [8] R. G. Kouyoumjian and P. H. Pathak, "A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface", *Proc.IEEE*. vol. 62 no. 11, Aug.1994. pp. 1448-1461
- [9] ฉัตรชัย ไวยพัฒน์กร, การวิเคราะห์สายอากาศ, กรุงเทพฯ, สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, พ.ศ.2547.
- [10] C.A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, 2nd ed., John Wiley & sons, 1997
- [11] A.P. King, "The Radiation Characteristics of Conical Horn Antennas," *Proc. IRE*, Vol. 38, pp. 249-251, March 1950.
- [12] วิเชษฐ์ อ่อนรำพรรณ, การประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศวงแหวนวงกลมเหนือระนาบสะท้อนในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ. 2547
- [13] ศุภชัย เกรียงชนสาร, สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ. 2548.
- [14] กฤษญา เกตวัลท์, คุณสมบัติและการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนแบบกรวย 90° ป้อนด้วยสายอากาศวงแหวนวงกลม, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ. 2549.

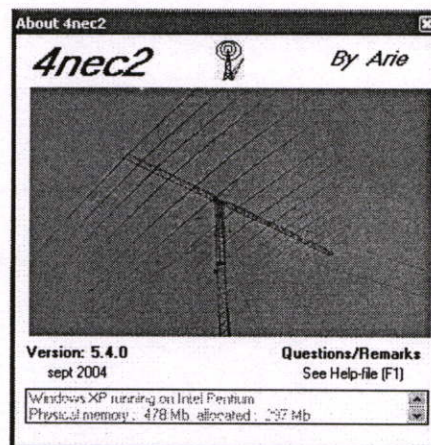
ภาคผนวก

การใช้งานโปรแกรม Numerical Electromagnetic Code

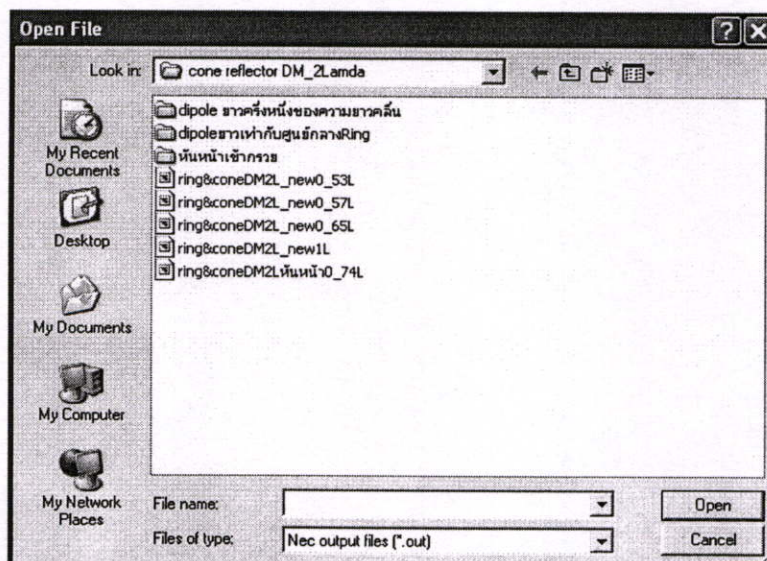
Version 5.4.2



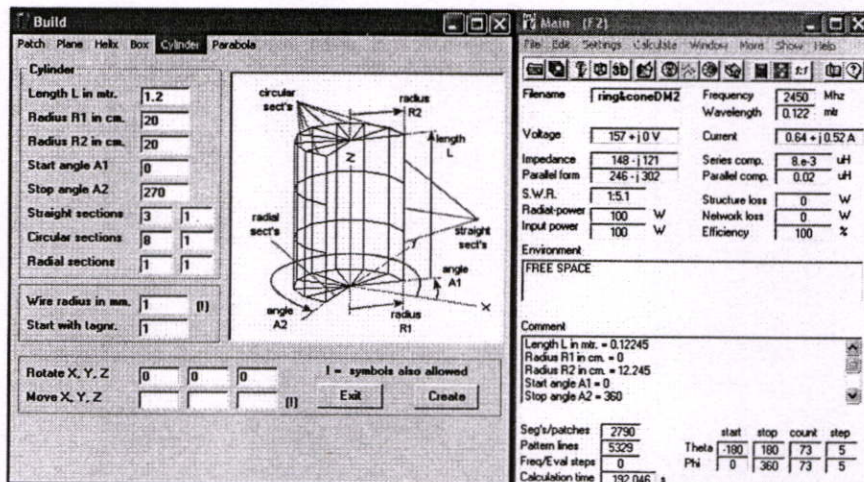
1. ทำการเปิดโปรแกรม 4nec2x เพื่อเริ่มการใช้งาน



2. เปิดไฟล์ที่เราต้องการแก้ไขหรือทำการสร้างชิ้นใหม่



3. โปรแกรมจะแสดงหน้าต่างหลักของการสร้างตัวสายอากาศ



ในโปรแกรมนี้สามารถสร้างสายอากาศได้หลายรูปแบบดังนี้ Patch , Plane, Helix, Box, Cylinder และ Parabora แต่ในกรณีนี้จะขอกว่าเฉพาะ Cylinder

โดยในส่วนของพารามิเตอร์วงแหวนวงกลมที่เรากำหนดขึ้นนั้นมีค่าดังนี้

Length L in mtr. = 0.035

Radius R1 in cm. = 4.25

Radius R2 in cm. = 4.25

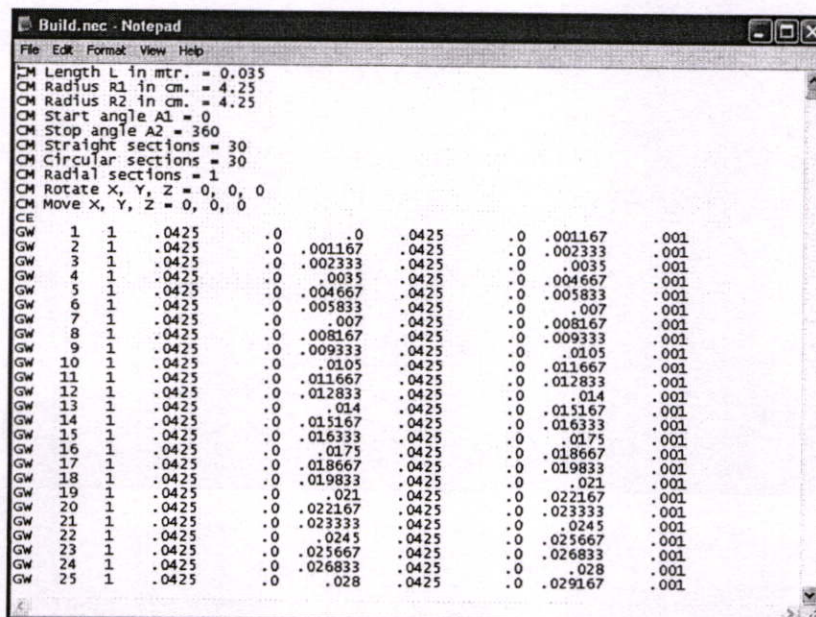
Start angle A1 = 0

Start angle A2 = 360

Straight sections = 30

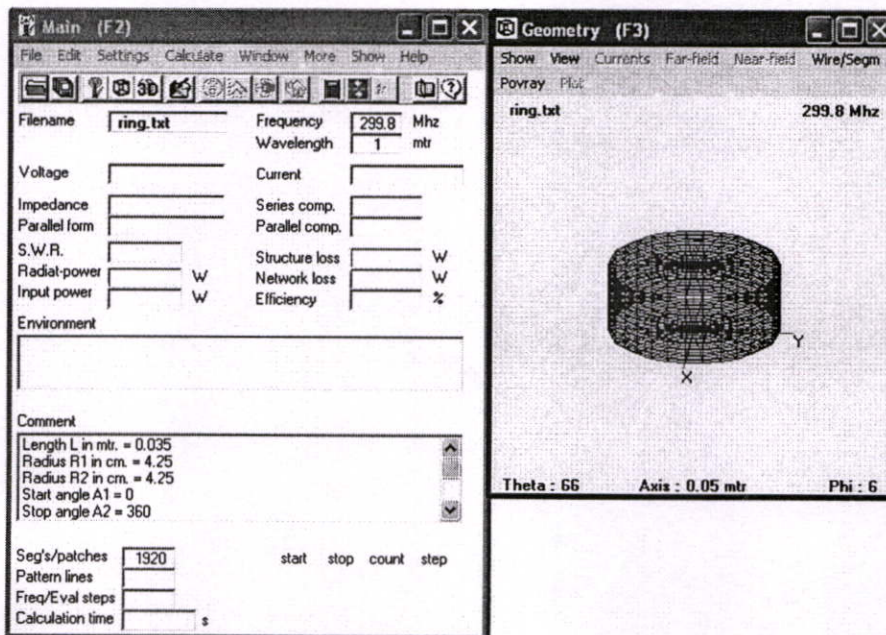
Circular sections = 30

จากนั้นกดปุ่ม Create



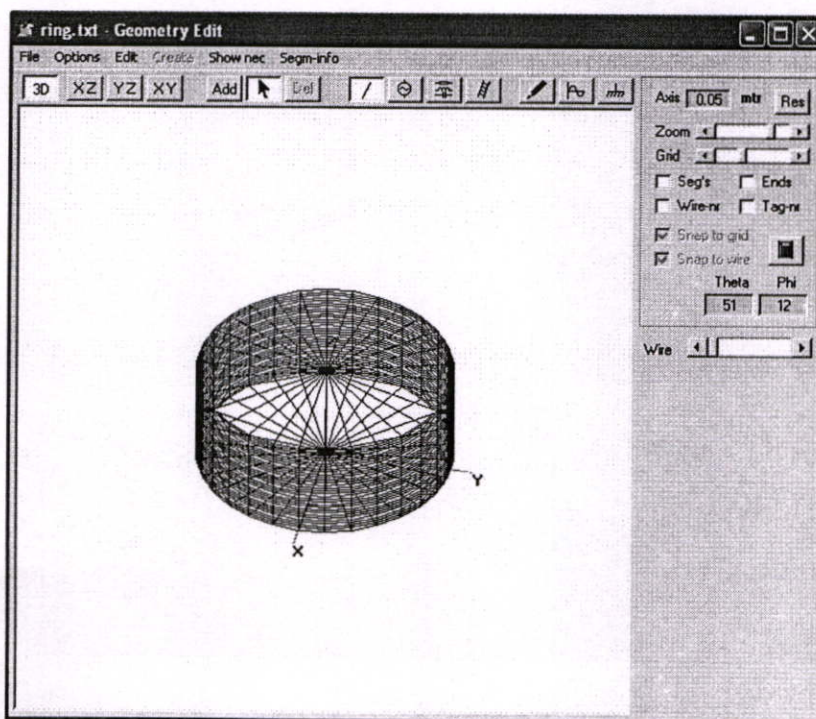
จะได้ไฟล์ที่แสดงผลในลักษณะเชิงตัวเลขจากนั้นทำการ save ชื่อไฟล์ที่เราต้องการ

4. จากนั้นทำการเปิดไฟล์ที่เราทำการ save ไว้

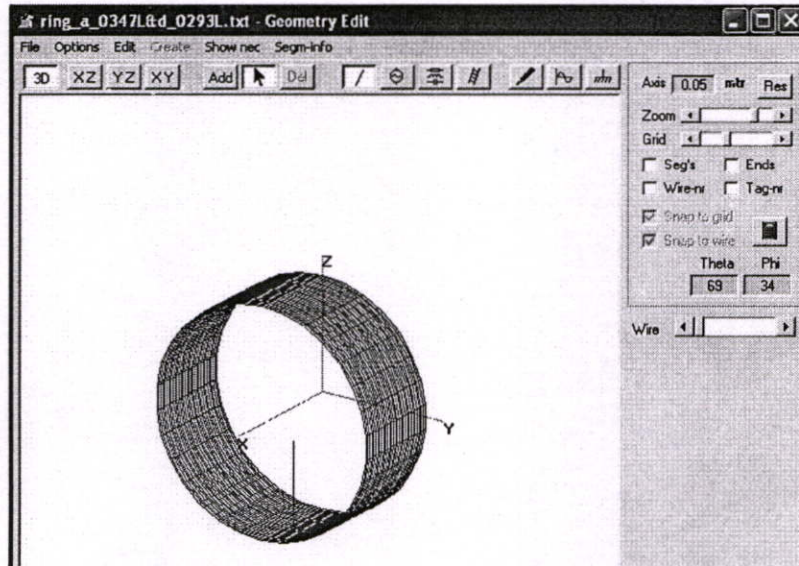


จะได้รูปทรงทางเรขาคณิตของสายอากาศวงกลม (F3) แต่ในหน้าจอนี้ไม่สามารถตัดแปลงตัวสายอากาศได้

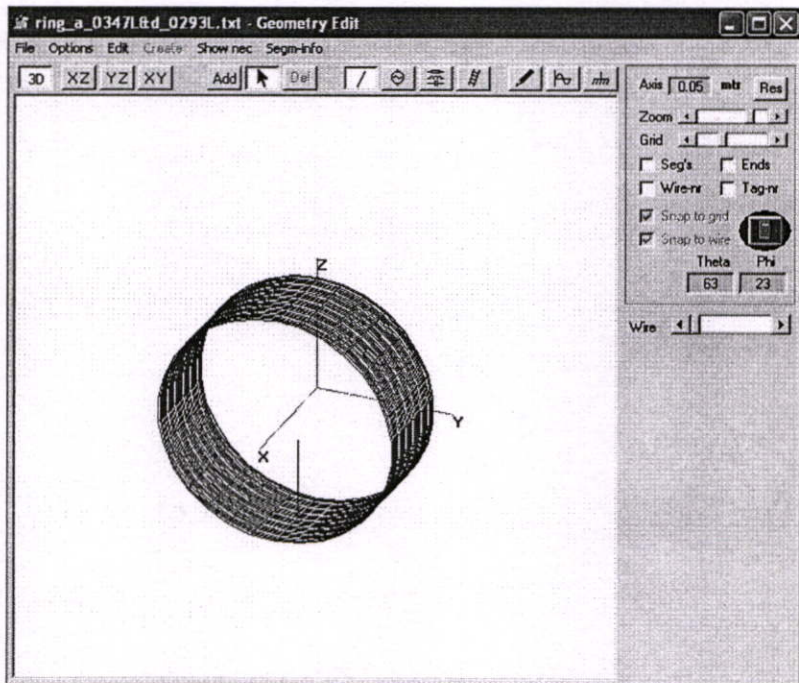
5. ทำการกด F6 เพื่อตัดแปลงตัวสายอากาศ



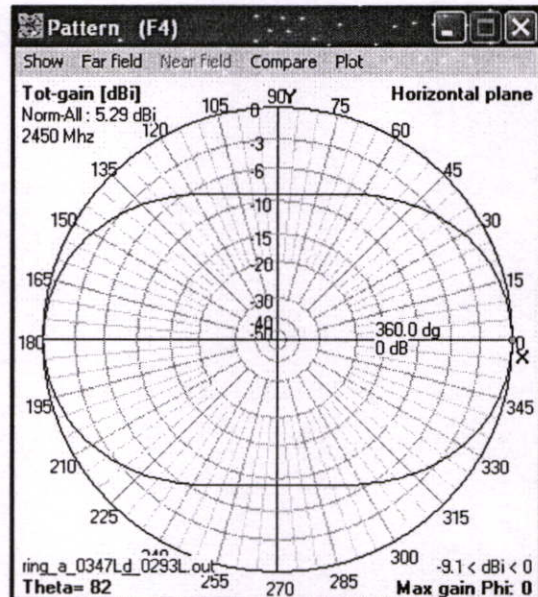
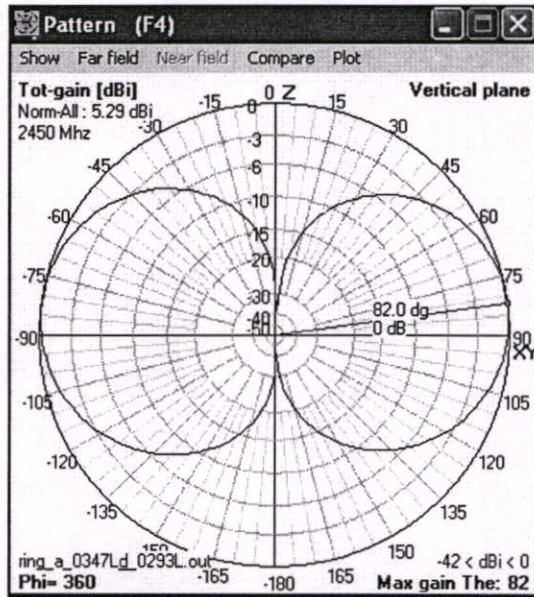
ในหน้าจอนี้สามารถดัดแปลงสายอากาศได้ โดยจะทำการเพิ่มหรือลดจำนวน segments ของสายอากาศ กำหนดความถี่ที่เหมาะสม เพิ่มโพรบที่นำมาป้อนกำลังงานให้กับสายอากาศ ดังนั้นเมื่อทำการดัดแปลงรูปทรงสายอากาศแล้วจะได้ออกมาดังนี้



6. กคปุ่นที่มีลักษณะคล้ายเครื่องคิดเลขเพื่อทำการ run โปรแกรม



7. จะได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กดังนี้



ประวัติผู้เขียน

ชื่อ - นามสกุล	นายอวยพร เครือแก้ว
วัน เดือน ปีเกิด	23 พฤษภาคม 2513 อุดรธานี
ประวัติการศึกษา	2542 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
ประวัติการทำงาน	2535 - ปัจจุบัน ปฏิบัติงาน ณ บริษัท TOT จำกัด (มหาชน) ในตำแหน่ง วิศวกร 6 สังกัด ส่วนปฏิบัติการและการให้บริการนครหลวงที่ 1 ฝ่าย ปฏิบัติการสื่อสารข้อมูล
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1.) ระบบโทรคมนาคม 2.) ระบบสื่อสารข้อมูล