สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม

CORNER REFLECTOR ANTENNA EXCITED BY A PROBE INSIDE CIRCULAR RING

ศุภชัย เกรียงธนสาร

SUPACHAI KRIENGTANASAN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2548

ISBN 974-15-2035-2

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม

CORNER REFLECTOR ANTENNA EXCITED BY A PROBE INSIDE CIRCULAR RING

T 061187

ศุภชัย เกรียงธนสาร
SUPACHAI KRIENGTANASAN

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 61187
วัน,เดือน,ปี 17 ก.ค. 2549
b 11542123
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2548
ISBN 947-15-2035-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CORNER REFLECTOR ANTENNA EXCITED BY A PROBE INSIDE CIRCULAR RING

SUPACHAI KRIENGTANASAN

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF
THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATION ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2005

ISBN 974-15-2035-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม
นักศึกษา	นาย ศุภชัย เกรียงธนสาร
รหัสนักศึกษา	45060505
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2548
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. ชูวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการวิเคราะห์ และการทดสอบสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม โดยสายอากาศชนิดนี้เกิดจากการนำสายอากาศวงแหวนวงกลมที่มีการแพร่กระจายคลื่นแบบสองทิศทางมาประกอบรวมกับตัวสะท้อนแบบมุม ซึ่งจะทำให้แพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว สภาพเจาะจงทิศทางที่สูง และมีแถบความถี่ที่กว้าง โดยที่โครงสร้างของสายอากาศไม่ซับซ้อน ทั้งยังมีความสะดวกในการสร้าง ในการคำนวณได้นำเอาวิธีฟังก์ชันกรีนไดแอดิกมาใช้วิเคราะห์สายอากาศวงแหวนวงกลมเนื่องจากเป็นวิธีที่ให้ความแม่นยำ และเมื่อนำสายอากาศวงแหวนวงกลมมาประกอบกับตัวสะท้อนแบบมุม จะนำวิธีการคำนวณการเลี้ยวเบนของคลื่นมาร่วมด้วย โดยใช้ทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอแบบ 3 มิติ ในส่วนการวิเคราะห์ได้ทำการพิจารณาคุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศ ได้แก่ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ค่าความกว้างลำคลื่น ค่าอัตราส่วนลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างและค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ เพื่อยืนยันผลจากการคำนวณ ได้ทำการสร้างสายอากาศขึ้นมาเพื่อทำการทดสอบและเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณ และยังได้ทำการประเมินสมรรถนะของสายอากาศ พบว่าผลที่ได้มีความสอดคล้องกัน ซึ่งผลจากการวิเคราะห์มีประโยชน์ในการประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศสำหรับการสื่อสารแบบจุดต่อจุดในระบบการสื่อสารไร้สาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Corner Reflector Antenna Excited by a Probe inside Circular Ring
Student	Mr. Supachai Kriengtanasan
Student ID	45060505
Degree	Master of Engineering
Programme	Telecommunication Engineering
Year	2005
Thesis Advisor	Asst.Prof.Dr. Chuwong Phongcharoenpanich

ABSTRACT

This thesis presents the analysis and design of a corner reflector antenna excited by a probe inside circular ring. This antenna provides a unidirectional beam pattern with high directivity. This unidirectional antenna can be made up by placing the circular ring antenna near the corner reflector. The antenna structure is simple and easy to fabricate. The analysis of the circular ring antenna excited by a probe can be carried out by using the dyadic Green function approach. The analysis of a corner reflector antenna can be achieved by taken into account the diffraction effect. The radiation characteristics such as radiation pattern, beamwidth, side lobe ratio and maximum directivity of the antenna are analyzed. In order to verify the theoretical calculation, the prototype of the antenna is fabricated and tested to compare with the theoretical calculations. The experimental results validate the theoretical calculations. The analysis result is useful for applying in the point to point communications. The performance of the antenna is assessed in wireless LAN communication.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดีเนื่องจากความกรุณาเป็นอันมากจาก ผศ.ดร. ชูวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาของข้าพเจ้าโดยเป็นผู้ให้ความช่วยเหลือและแนะนำแนวทางในการศึกษาเสมอมา ตลอดจนอบรมสั่งสอน ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.สมผล โกศัลวิตร์ ผู้ซึ่งให้คำแนะนำที่นำไปสู่การแก้ไขปัญหา และขอขอบพระคุณ ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์ หัวหน้าห้องปฏิบัติการสื่อสารไร้สายสำหรับคำแนะนำที่เป็นประโยชน์ในการวิจัยและกรุณาให้ข้าพเจ้าได้เสนอความก้าวหน้าของวิทยานิพนธ์ตลอดช่วงเวลาที่ศึกษา

ขอขอบคุณ คุณไพโรจน์ วุ่นชุ่ม คุณสุธาสินี ละมุลตรี และขอบคุณสมาชิกห้องปฏิบัติการสื่อสารไร้สายทุกท่านสำหรับคำแนะนำ การดูแลและข้อคิดดีๆ ระหว่างการอภิปรายตลอดช่วงเวลาที่ผ่านมา

ขอขอบคุณท่านผู้อำนวยการศูนย์วิจัย PTEC คุณเอนก มีมูซอ และทีมงานทุกคน ที่ให้ความอนุเราะห์ในการทดสอบสายอากาศ

สุดท้ายขอกราบพระคุณบิดา มารดา สมาชิกในครอบครัว และนางสาวดุษณีย์ ม่วงปั้น ที่ให้ความรักความห่วงใย ตลอดจนให้การสนับสนุนทางด้านการศึกษาด้วยดีตลอดมา ขอขอบพระคุณครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า

ศุภชัย เกรียงธนสาร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....I

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....II

กิตติกรรมประกาศ.....III

สารบัญ.....IV

สารบัญตาราง.....VIII

สารบัญรูป.....IX

บทที่ 1 บทนำ.....1

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของวิทยานิพนธ์.....1

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....3

1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....3

1.4 ขอบเขตการวิจัย.....4

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....4

เนื้อหาของวิทยานิพนธ์.....5

บทที่ 2 การวิเคราะห์คุณลักษณะสายอากาศวงแหวนวงกลม.....6

2.1 บทนำ.....6

2.2 โครงสร้างสายอากาศ.....6

2.3 การวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่นโดยอาศัยฟังก์ชันกรีนไดแอดิก.....8

2.3.1 การสร้างสมการคลื่นสำหรับระบบพิกัดทรงกระบอก.....9

2.3.1.1 สมการเวกเตอร์ของคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลา.....9

2.3.1.2 สมการคลื่นแบบเวกเตอร์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า
ที่แปรผันกับเวลาแบบฮาร์โมนิกส์.....11

2.3.1.3 การหาคำตอบจากสมการเวกเตอร์ของคลื่น
สำหรับระบบพิกัดทรงกระบอก.....12

2.3.2 ฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์ในพิกัดทรงกระบอก.....16

2.3.3 ฟังก์ชันกรีนไดแอดิกบริเวณภายในท่อนำคลื่นทรงกระบอก.....18

2.3.4 การกระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบริเวณช่องเปิดของวงแหวน.....20

2.3.5 สมการสนามไฟฟ้าระยะไกล.....22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.4. ผลเฉลยเชิงวิเคราะห์.....24

2.4.1 การกระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบริเวณช่องเปิดของวงแหวน.....25

2.4.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ.....27

2.4.3 ค่ามุมที่สนามสูงสุด.....29

2.4.4 ค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลัง.....29

2.4.5 ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง.....30

2.5 สรุป.....32

บทที่ 3 สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม.....35

3.1 บทนำ.....35

3.2 โครงสร้างของสายอากาศ.....35

3.3 ทฤษฎีการเลี้ยวเบนของคลื่น.....37

3.4 สมการการวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่น.....42

3.4.1 ทฤษฎีเงา.....43

3.4.2 ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงาในระนาบสนามไฟฟ้า.....45

3.4.3 ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงาในระนาบสนามแม่เหล็ก.....45

3.4.4 การหาค่าพารามิเตอร์ระยะทางสำหรับการเลี้ยวเบน 3 มิติ และตัวประกอบการกระจาย.....47

3.4.5 สมการการแพร่กระจายคลื่นระนาบสนามไฟฟ้า.....48

3.4.6 สมการการแพร่กระจายคลื่นระนาบสนามแม่เหล็ก.....50

3.5. ผลเฉลยเชิงวิเคราะห์.....53

3.5.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ.....53

3.5.2 ค่ามุมที่สนามสูงสุด.....55

3.5.3 ค่าระดับของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นรอง.....56

3.5.4 ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลัง.....56

3.5.5 ค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลัง.....57

3.6 สรุป.....58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 4 การสร้าง ทดสอบ และผลการทดลอง....60

4.1 บทนำ....60

4.2 การสร้าง และการทดสอบสายอากาศวงแหวนวงกลม....60

4.2.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น....61

4.2.2 คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ....62

4.2.3 การสร้าง และการทดสอบสายอากาศวงแหวนวงกลม....63

4.3 การสร้าง และการทดสอบสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม....63

4.3.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น....64

4.3.2 คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ....65

4.4 สรุป....66

บทที่ 5 การประเมินประสิทธิภาพโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย IEEE 802.11....68

5.1 บทนำ....68

5.2 พื้นฐานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11....68

5.2.1 โทโปโลยี (Topology)....69

5.2.2 การควบคุมการเข้าถึงสื่อ (Medium Access Control)....69

5.2.3 รูปแบบเฟรม....70

5.2.4 ชั้นสื่อสารกายภาพ....70

5.2.5 ค่าวิสัยสามารถอุดมคติสูงสุด....70

5.3 ระยะบริการสูงสุด....71

5.4 การทดสอบประสิทธิภาพ....71

5.5 สรุป....73

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ....74

6.1 สรุปเนื้อหาโดยรวม....74

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา....75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

เอกสารอ้างอิง.....76

ประวัติผู้เขียน.....77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

5.1 ค่าพารามิเตอร์ในการทดสอบ....72

5.2 ระยะบริการสูงสุด....73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

1.1 ระบบการสื่อสารแบบจุดต่อจุด (Point-to-Point Communication)....1

1.2 โครงสร้างของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดย
วงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบ....2

2.1 สายอากาศแบบสองทิศทางโดยใช้โพรบกระตุ้นวงแหวนวงกลม....7

2.2 ไดอะแกรมการหาคำตอบของสนามจากแหล่งกำเนิด....7

2.3 ไดอะแกรมการหาคำตอบของสนามจากแหล่งกำเนิด....9

2.4 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ $z_1 = 0$ 16

2.5 ท่อนำคลื่นทรงกระบอก....17

2.6 การพิจารณาความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กสมมูลและกระแสไฟฟ้าสมมูล....24

2.7 ช่องเปิดแบบวงกลมที่วางอยู่บนช่องว่างอิสระ....25

2.8 ขนาดสูงสุดของสนามไฟฟ้าในโหมดคลื่นไฟฟ้าตามขวาง
ที่ทำการนอร์แมลไลซ์เทียบกับ $|E_\rho, TE_{11}|$ 27

2.9 ขนาดสูงสุดของสนามไฟฟ้าในโหมดคลื่นแม่เหล็กตามขวาง
ที่ทำการนอร์แมลไลซ์เทียบกับ $|E_\rho, TE_{11}|$ 28

2.10 ขนาดสูงสุดของสนามแม่เหล็กในโหมดคลื่นไฟฟ้าตามขวาง
ที่ทำการนอร์แมลไลซ์เทียบกับ $|E_\rho, TE_{11}|$ 28

2.11 ขนาดสูงสุดของสนามแม่เหล็กในโหมดคลื่นแม่เหล็กตามขวาง
ที่ทำการนอร์แมลไลซ์เทียบกับ $|E_\rho, TE_{11}|$ 29

2.12 จำนวนโหมดคลื่นที่รวมกันที่น้อยที่สุดที่ทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น
ของสายอากาศไม่เปลี่ยนแปลง....30

2.13 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า
เมื่อความหนาของวงแหวนมีขนาดต่าง ๆ 30

2.14. ค่ามุมที่สนามสูงสุดเมื่อความหนาของวงแหวนมีขนาดต่าง ๆ....31

2.15 ค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังเมื่อความหนาของวงแหวนมีขนาดต่าง ๆ....33

2.16 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเมื่อความหนาของวงแหวนมีขนาดต่าง ๆ....34

3.1 โครงสร้างของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณ
โดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม....36

3.2 โครงสร้างของตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม....36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

3.3 การแบ่งขอบเขตบริเวณของสนาม....38

3.4 ระบบพิกัดคงค่าที่ขอบ....39

3.5 พิจารณาโครงสร้างในระนาบสนามไฟฟ้า....42

3.6 พิจารณาโครงสร้างในระนาบสนามแม่เหล็ก....43

3.7 ลักษณะของการเกิดแหล่งกำเนิดเสมือนในระนาบสนามไฟฟ้า....44

3.8 ลักษณะของการเกิดแหล่งกำเนิดเสมือนในระนาบสนามแม่เหล็ก....44

3.9 ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงาในระนาบสนามไฟฟ้า....45

3.10 ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงาในระนาบสนามแม่เหล็ก....46

3.11 การพิจารณาโครงสร้างของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้า....48

3.12 พิจารณาโครงสร้างในระนาบสนามแม่เหล็ก....50

3.13 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก
เมื่อระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนมีขนาดต่าง ๆ....53

3.14 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า
เมื่อความสูงของตัวสะท้อนมีขนาดต่าง ๆ....54

3.15 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก
เมื่อความกว้างของตัวสะท้อนมีขนาดต่าง ๆ....55

3.16 ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบสนามไฟฟ้า....56

3.17 ค่าระดับของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นรองในระนาบสนามไฟฟ้า....56

3.18 ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลัง....57

3.18 ค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลัง....58

4.1 รูปถ่ายของสายอากาศที่ได้สร้างขึ้นจริง....60

4.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก....61

4.3 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า....62

4.3 ค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ....63

4.4 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ....63

4.5 รูปถ่ายของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบ
ภายในวงแหวนวงกลมที่ได้สร้างขึ้นจริง....64

4.6 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบไฟฟ้า....65

4.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า....65

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า
4.8 ค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุม
ที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม....66
4.9 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุม
ที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม....66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

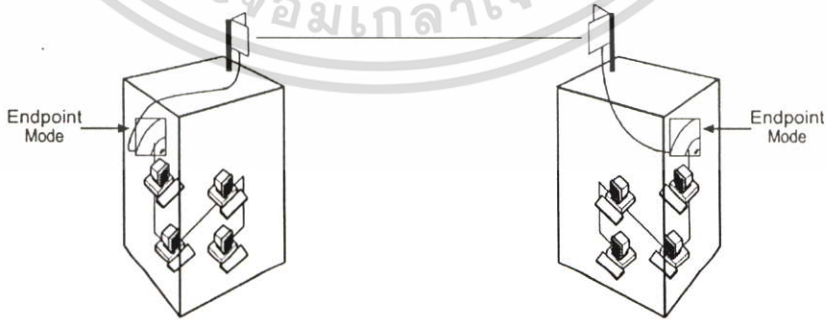
บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของวิทยานิพนธ์

เป็นที่ทราบกันโดยทั่วไปว่า ความต้องการที่จะเพิ่มประสิทธิภาพในการสื่อสารของมนุษย์นั้นมีมาตั้งแต่อดีต จนถึงยุคของการสื่อสารแบบไร้สายซึ่งเป็นที่นิยมและใช้กันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน สำหรับปัจจัยในการเพิ่มประสิทธิภาพของการสื่อสารแบบไร้สายนั้นมีหลายส่วนที่เข้ามาเกี่ยวข้อง เช่น ส่วนของการรับสัญญาณ สามารถเพิ่มประสิทธิภาพได้โดยใช้การทำไดเวอร์ซิตี้ หรือการเข้ารหัส เป็นต้น

ในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึง การเพิ่มประสิทธิภาพในส่วนที่จะขาดเสียมิได้ในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย คือ สายอากาศที่ทำหน้าที่แปลงข้อมูลจากสัญญาณทางไฟฟ้าไปเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าส่งออกอากาศ และยังทำหน้าที่ในการแปลงคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าไปเป็นข้อมูลที่เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า โดยทั่วไป การเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศจะต้องคำนึงถึงระบบที่จะนำสายอากาศนั้นไปใช้งานเป็นสำคัญ เนื่องจากระบบที่ต่างกันจะมีความต้องการคุณลักษณะของสายอากาศที่แตกต่างกันด้วย ซึ่งสายอากาศที่นำเสนอนี้จะมีการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว ซึ่งมักจะถูกใช้เป็นสายอากาศของสถานีฐานสำหรับพื้นที่ ที่มีลักษณะเป็นทางตรง เช่น อุโมงค์ทางเดิน และสามารถนำไปใช้ในระบบการสื่อสารแบบจุดต่อจุด (Point-to-Point Communication) แสดงดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 ระบบการสื่อสารแบบจุดต่อจุด (Point-to-Point Communication)

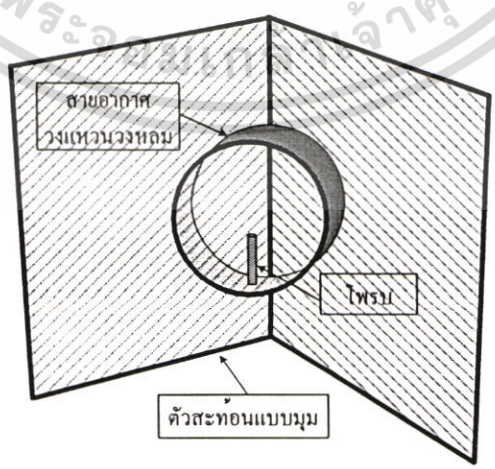
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะของสายอากาศที่มีการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว สามารถสังเคราะห์ได้จากสายอากาศหลายชนิดเช่น สายอากาศไมโครสตริปที่ทำงานในโหมดพื้นฐาน (Fundamental Mode Microstrip Antenna) [1] สายอากาศปากแตร (Horn Antenna) [2] สายอากาศแบบสะท้อนคลื่น (Reflector Antenna) [3] ฯลฯ รวมทั้งสายอากาศที่นำเสนอ ซึ่งสายอากาศแต่ละชนิดมีข้อดีข้อสียแตกต่างกัน 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 ซึ่งสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบมุมส่วนใหญ่นิยมใช้สายอากาศไดโพลเป็นตัวป้อนสัญญาณ ซึ่งหากต้องการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศแบบมุม วิธีการคือทำการเปลี่ยนตัวป้อนสัญญาณ และหาขนาดของตัวสะท้อนที่เหมาะสม

สิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงเป็นอันดับแรกในการสื่อสารแบบจุดต่อจุดคือระยะทางสูงสุดระหว่างจุดส่งสัญญาณกับจุดรับสัญญาณที่สามารถติดต่อกันได้ ซึ่งตัวแปรที่สำคัญคือค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ หากมีค่ามากจะทำให้ระยะทางในการสื่อสารเพิ่มขึ้น

วิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบ จากโครงสร้างดังกล่าวจึงถูกเรียกว่าสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม(Corner Reflector Antenna Excited by a Probe inside Circular Ring)



รูปที่ 1.2 โครงสร้างของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอสายอากาศชนิดใหม่ที่มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูง เพื่อเพิ่มระยะทางในการสื่อสาร ในกรณีที่กำลังงานในการรับส่งเท่าเดิม หรือลดกำลังงานที่ใช้ในการรับส่งลงในกรณีที่ระยะทางเท่าเดิม ซึ่งสายอากาศชนิดนี้เกิดจากการนำสายอากาศวงแหวนวงกลมมาประกอบรวมกับตัวสะท้อนแบบมุม แสดงดังรูปที่ 1.2 ข้อดีของสายอากาศชนิดนี้คือ โครงสร้างของสายอากาศมีลักษณะไม่ซับซ้อน สร้างง่าย มีราคาถูก และมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงกว่าสายอากาศแบบสะท้อนคลื่นที่ป้อนสัญญาณโดยสายอากาศไดโพล และยังเป็นงานวิจัยที่ยังไม่มีผู้ใดนำเสนอมาก่อน

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบ สร้าง ทดสอบ และประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยสายอากาศวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการสื่อสารไร้สายที่ความถี่ 2.45 GHz ในระบบที่ต้องการการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว สายอากาศที่ต้องการจะต้องมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูง และมีขนาดที่กะทัดรัด ซึ่งการประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศจะพิจารณาจากผลการทดสอบค่าระยะบริการว่าได้มากน้อยเพียงใด ในส่วนของการวิเคราะห์จะใช้วิธีฟังก์ชันกรีนไดแอดิกร่วมกับทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอที่มีความถูกต้องสูง เพื่อนำไปหาค่าขนาดของวงแหวนและตัวสะท้อนที่เหมาะสม

1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

สายอากาศที่นำเสนอทำได้โดยการนำสายอากาศวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบวางใกล้ตัวสะท้อนแบบมุม ทฤษฎีที่ถูกใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จึงประกอบไปด้วย 2 ส่วนหลักคือ

สายอากาศวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบเป็นสายอากาศชนิดสองทิศทางโดยใช้วงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบ [4] โดยโครงสร้างของสายอากาศชนิดนี้มีลักษณะไม่ซับซ้อนและมีขนาดกะทัดรัด แต่เนื่องจากสมมติฐานของการกระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบริเวณช่องเปิดของวงแหวนเพื่อนำไปหาสนามระยะไกลนั้นยังไม่ละเอียด เช่นจะพิจารณาเพียงแหล่งกำเนิดความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กสมมูลที่เกิดจากสนามไฟฟ้าในโหมดพื้นฐาน ดังนั้นเมื่อความหนาของวงแหวนมีค่าน้อย ๆ จะไม่สามารถคำนวณได้ เนื่องจากบริเวณใกล้ ๆ โพรบจะเกิดโหมดคลื่นหลายโหมด วิธีการวิเคราะห์สายอากาศสองทิศทางที่ใช้วงแหวนวงกลมล้อมรอบด้วยโพรบโดยใช้วิธีฟังก์ชันกรีนชนิดไดแอดิก [5] ซึ่งเป็นวิธีการวิเคราะห์ที่ให้ความแม่นยำ จะนำมาใช้เพื่อคำนวณหาแหล่งกำเนิดความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กสมมูลและกระแสไฟฟ้าสมมูลที่เกิดจากสนามไฟฟ้าและ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สนามแม่เหล็กในโหมดรวมตามลำดับ และนำผลที่ได้นี้ไปคำนวณหาสนามไฟฟ้าระยะไกล โดยในการวิเคราะห์นี้ จะทำให้ทราบความหนาของวงแหวนเพื่อให้ได้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุด

ในการคำนวณการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมจะใช้ตัวประกอบแถวลำดับ ซึ่งมีข้อจำกัดคือขนาดของตัวสะท้อนต้องมีขนาดอนันต์ ซึ่งในทางปฏิบัติตัวสะท้อนจะมีขนาดที่จำกัด เนื่องจากขนาดที่จำกัดนี้ทำให้เกิดการเลี้ยวเบนของคลื่นที่บริเวณด้านข้างและด้านหลัง สามารถคำนวณผลที่เกิดจากการเลี้ยวเบนนี้โดยทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอ [6] ซึ่งผลจากการวิเคราะห์สายอากาศวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบวางใกล้ตัวสะท้อนแบบมุมโดยทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอนี้ จะทำให้ทราบถึงขนาดของตัวสะท้อนแบบมุมที่เหมาะสมกับความต้องการ

1.4 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้จะทำการประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยสายอากาศวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบ ในมาตรฐานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย IEEE 802.11 ที่ความถี่ 2.45 GHz โดยทำการหาระยะทางสูงสุดที่เครื่องรับสามารถติดต่อกับเครื่องส่ง ซึ่งถูกเรียกว่าระยะบริการสูงสุด โดยใช้สายอากาศที่ออกแบบทำหน้าที่เป็นตัวส่งและรับ

สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยสายอากาศวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบที่ออกแบบจะกำหนดให้มุมของตัวสะท้อนเท่ากับ 90 องศา

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

เนื่องจากสายอากาศที่นำเสนอเกิดจากการนำสายอากาศวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบวางใกล้ตัวสะท้อนแบบมุม วิทยานิพนธ์นี้จึงเริ่มจากวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบ การพิสูจน์หาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะใช้วิธีฟังก์ชันกรีนชนิดไดแอดิก โดยเริ่มจากการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบริเวณช่องเปิดของวงแหวนซึ่งจะรวมผลของโพรบร่วมด้วย จากนั้นจะเปลี่ยนให้อยู่ในรูปความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กสมมูลและกระแสไฟฟ้าสมมูลเพื่อนำไปหาสนามระยะไกล โดยจะทำการเลือกขนาดของรัศมีและความหนาของวงแหวนอย่างเหมาะสมเพื่อให้มีคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นที่ดีที่สุด นำค่าที่เลือกไปทำการสร้างและทดสอบ นำผลที่ได้มาเปรียบเทียบเพื่อยืนยันผลกับทางทฤษฎี

ขั้นตอนต่อไปคือการคำนวณหาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยสายอากาศวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบ การพิสูจน์หาสมการสนามไฟฟ้าระยะไกลจะใช้ทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอ ขนาดความสูงและความกว้างของตัวสะท้อนแบบมุม และระหว่างสายอากาศวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบกับตัวสะท้อนแบบมุม จะถูกเลือกอย่างเหมาะสมเพื่อให้มีคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นที่ดีที่สุด แล้วจึงทำการสร้างและ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทดสอบสายอากาศ นำผลที่ได้มาเปรียบเทียบเพื่อยืนยันผลกับทางทฤษฎี ในขั้นตอนสุดท้ายจะทำการประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศ โดยหาระยะบริการสูงสุด

เนื้อหาของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ตลอดจนปัญหาที่น่าสนใจของวิทยานิพนธ์รวมทั้งแนวความคิดที่ใช้ในการทำวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงสายอากาศวงแหวนวงกลมที่ป้อนสัญญาณด้วยโพรบ โครงสร้างของสายอากาศ การวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่นโดยอาศัยฟังก์ชันกรีนชนิดไดแอดิก

บทที่ 3 กล่าวถึงการวิเคราะห์สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลมโดยทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอ

บทที่ 4 กล่าวถึงการทดสอบและผลการทดสอบสายอากาศวงแหวนวงกลมและสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม

บทที่ 5 กล่าวถึงการประเมินสมรรถนะของสายอากาศโดยค่าระยะบริการสูงสุดของระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายโดยใช้สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลมเป็นสายอากาศของสถานีฐาน

บทที่ 6 กล่าวถึง สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

การวิเคราะห์คุณลักษณะสายอากาศวงแหวนวงกลม

2.1 บทนำ

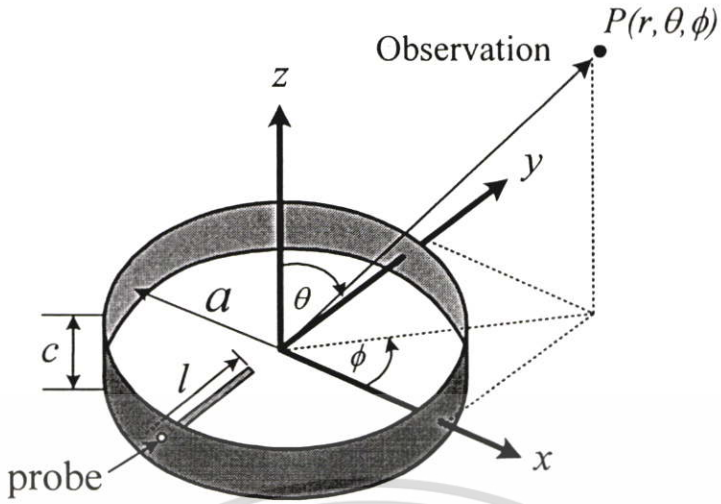
ฟังก์ชันกรีนไดแอดิกเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบที่มีแหล่งกำเนิดเป็นฟังก์ชันอิมพัลส์ กล่าวคือฟังก์ชันกรีนไดแอดิกคือสนามแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งเกิดจากไดโพลจิ๋ว ซึ่งฟังก์ชันกรีนไดแอดิกในปัญหาที่แตกต่างกันจะมีเงื่อนไขขอบเขตที่ต่างกัน การหาผลเฉลยของปัญหา จะรู้จากฟังก์ชันกรีนไดแอดิกของปัญหานั้นๆ ซึ่งมีแหล่งกำเนิดเป็นฟังก์ชันอิมพัลส์ อินทิเกรตตลอดปริมาตรของแหล่งกำเนิดของผลคูณระหว่างฟังก์ชันกรีนไดแอดิกกับการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แหล่งกำเนิดนั้นๆ

การวิเคราะห์สายอากาศวงแหวนวงกลมล้อมรอบด้วยโพรบโดยใช้วิธีฟังก์ชันกรีนชนิดไดแอดิกนี้เป็นวิธีการวิเคราะห์ที่ให้ความแม่นยำ จะนำมาใช้เพื่อคำนวณหาแหล่งกำเนิดความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กสมมูลและกระแสไฟฟ้าสมมูลที่เกิดจากสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในโหมดรวมตามลำดับ ในบทความนี้ได้แสดงการพิสูจน์หาสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่รวมผลของโพรบในโหมดคลื่นไฟฟ้าตามขวางและโหมดคลื่นแม่เหล็กตามขวาง เพื่อนำไปหาความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าสมมูลและกระแสแม่เหล็กสมมูล และนำไปคำนวณหาสนามไฟฟ้าระยะไกลต่อไป ทำให้เพิ่มความแม่นยำในการหาความหนาของวงแหวนเพื่อให้ได้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุด

2.2 โครงสร้างสายอากาศ

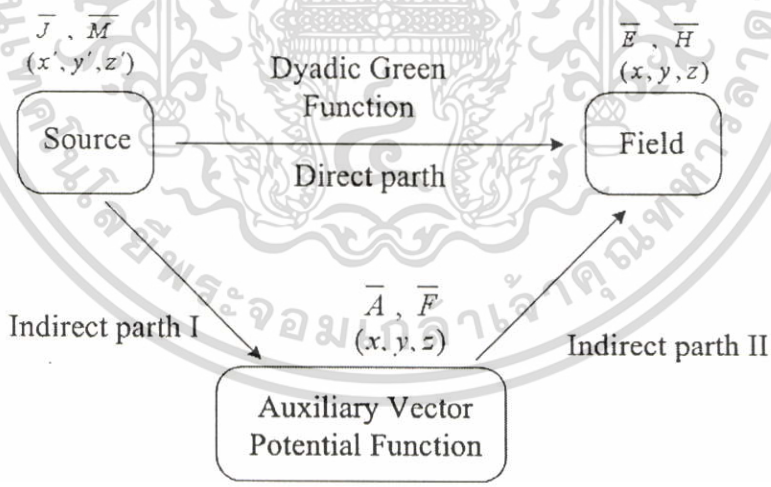
โครงสร้างของสายอากาศประกอบไปด้วยโพรบไฟฟ้าเชิงเส้นยาว l ยื่นออกมาจากสายนำสัญญาณแกนร่วม (Transmission Line) วางในแนวแกน y ที่ตำแหน่ง z เท่ากับศูนย์ โดยโพรบถูกล้อมรอบด้วยวงแหวนที่มีรัศมีและความหนาเป็น a และ c ตามลำดับ การพิจารณาจะให้วงแหวนเป็นส่วนหนึ่งของท่อนำคลื่นรูปทรงกระบอกกลมที่วางตามแนวแกน z ดังนั้นการพิสูจน์การสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบริเวณช่องเปิดของวงแหวนจะอยู่ในรูปของพิกัดทรงกระบอก สำหรับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายคลื่นออกทางช่องเปิดของวงแหวนคือในทิศทาง z และ $-z$ ดังแสดงในรูปที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 สายอากาศแบบสองทิศทางโดยใช้โพรบกระตุ้นวงแหวนวงกลม

การแพร่กระจายคลื่นเป็นปัญหาที่พิจารณารวมแหล่งกำเนิดสนามซึ่งได้แก่สายอากาศ ทำให้สมการคลื่นเป็นสมการไม่เอกพันธ์ การแก้ปัญหาที่จะกล่าวต่อไปนี้จึงแบ่งเป็นสองวิธี กล่าวคือ การหาคำตอบของสนามจากวิธีฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์ (Vector Potential Functions) และวิธีฟังก์ชันกรีนไดแอดิก (Dyadic Green Function) ซึ่งเป็นวิธีการหาคำตอบของสนามโดยทางอ้อมและทางตรงตามลำดับ แสดงดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 ไดอะแกรมการหาคำตอบของสนามจากแหล่งกำเนิด

จากโครงสร้างของสายอากาศเมื่อเราทำการป้อนสัญญาณที่โพรบไฟฟ้า สนามแม่เหล็กไฟฟ้าประกอบด้วยโหมดคลื่นต่าง ๆ มากมายที่อยู่ภายในท่อนำคลื่นทรงกระบอกโดยโหมดคลื่นหลัก (Dominant Mode: TE_{11}) การพิสูจน์หาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศวงแหวนวงกลมจากวิธีฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์ [4] นั้น มีข้อจำกัดหลายประการ เช่น ไม่สามารถหาผลกระทบที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกิดจากโหมดอันดับสูง (Higher Order Mode) และ ความยาวของโพรบไฟฟ้าเชิงเส้น ซึ่งถูกแก้ไขโดยวิธีฟังก์ชันกรีนไดแอดิก

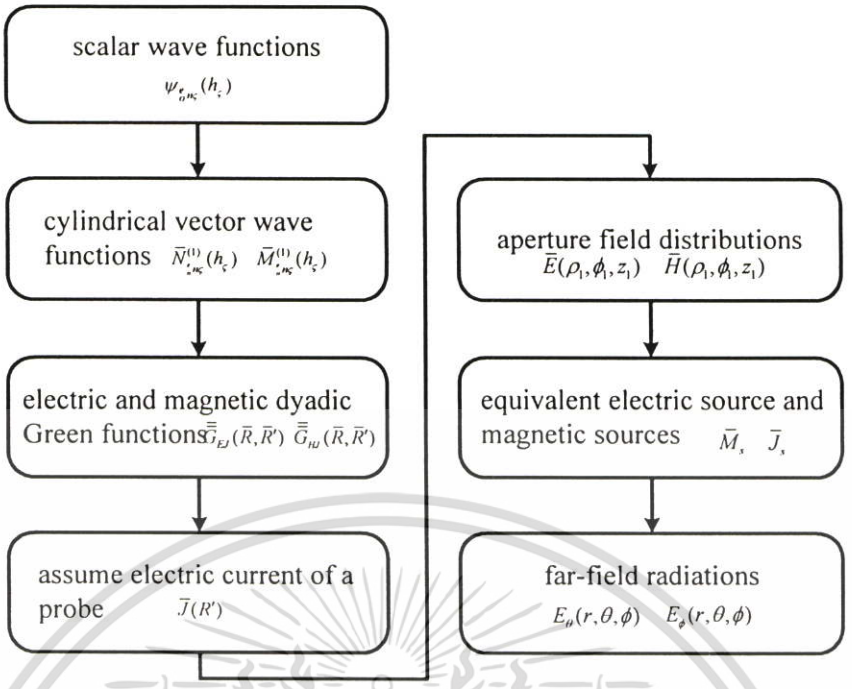
2.3 การวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่นโดยอาศัยฟังก์ชันกรีนไดแอดิก

ฟังก์ชันของกรีนไดแอดิกแบบไฟฟ้าสามารถจำแนกตามเงื่อนไขขอบเขตที่สอดคล้องกับฟังก์ชันได้สองชนิด คือ ฟังก์ชันกรีนไดแอดิกแบบไฟฟ้าชนิดที่หนึ่ง $\overline{\overline{G}}_{e1}$ ซึ่งจะสอดคล้องกับเงื่อนไขขอบเขตดิริเคท์ (Dirichlet Boundary Condition) พบว่าองค์ประกอบของฟังก์ชันกรีนไดแอดิกชนิดที่หนึ่งในแนวสัมผัสกับผิวของปัญหามีค่าเป็นศูนย์ และฟังก์ชันไดแอดิกแบบไฟฟ้าชนิดที่สอง $\overline{\overline{G}}_{e2}$ จะต้องรองรับเงื่อนไขขอบเขตของนอยมานน์ (Neumann Boundary Condition) พบว่าองค์ประกอบของฟังก์ชันกรีนไดแอดิกชนิดนี้ในแนวตั้งฉากกับผิวของปัญหามีค่าเป็นศูนย์ ในส่วนของฟังก์ชันกรีนไดแอดิกแบบแม่เหล็กใช้เงื่อนไขขอบเขตแบบดิริเคท์และเงื่อนไขขอบเขตนอยมานน์สามารถแบ่งฟังก์ชันเป็นสองชนิดเช่นเดียวกับฟังก์ชันกรีนไดแอดิกแบบไฟฟ้า

ในปัญหาที่แตกต่างกันจะมีเงื่อนไขขอบเขตที่ต่างกันทำให้ฟังก์ชันกรีนแตกต่างกันตามเงื่อนไขขอบเขตนั้นๆ ดังนั้นหากรู้ฟังก์ชันกรีนไดแอดิกของปัญหานั้นๆ ซึ่งมีแหล่งกำเนิดเป็นฟังก์ชันอิมพัลส์ ดังนั้นการหาคำตอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าอันเนื่องจากการกระจายกระแสในรูปแบบใดๆ ได้โดยการอินทิเกรตตลอดปริมาตรของแหล่งกำเนิดของผลคูณระหว่างฟังก์ชันกรีนไดแอดิกและการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แหล่งกำเนิดนั้นๆ

การพิสูจน์หาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าระยะไกลนั้นจะเริ่มจาก สมการทั่วไปของสนามที่แพร่กระจายออกจากตัวสายอากาศ ซึ่งประกอบด้วย สมการคลื่นแบบเวกเตอร์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลาและแปรผันกับเวลาแบบฮาร์มอนิกส์ และการหาคำตอบของสมการคลื่นแบบเวกเตอร์สำหรับพิกัดทรงกระบอก หลังจากนั้นคำตอบที่ได้จากสมการคลื่นแบบเวกเตอร์หรือฟังก์ชันเจาะจงในรูปสเกลาร์ที่เหมาะสมมากที่สุด จะนำมาใช้เพื่อหาฟังก์ชันกรีนชนิดไดแอดิกทั้งแบบไฟฟ้าและแม่เหล็กที่เกิดจากความหนาแน่นของกระแส เพื่อนำไปหาสมการของการกระจายสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กบริเวณช่องเปิดของวงแหวน และทำการแปลงสนามดังกล่าวให้อยู่ในรูปความหนาแน่นกระแสแม่เหล็กสมมูลและความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าสมมูลเพื่อนำไปหาสนามไฟฟ้าระยะไกล แสดงลำดับการคำนวณได้ดังรูปที่ 2.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 ไดอะแกรมการหาคำตอบของสนามจากแหล่งกำเนิด

2.3.1 การสร้างสมการคลื่นสำหรับระบบพิกัดทรงกระบอก

ก่อนที่จะสร้างสมการคลื่นสิ่งที่จำเป็นต้องรู้คือสมการคลื่นแบบเวกเตอร์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลาแบบฮาร์มอนิกส์ซึ่งหาได้จากสมการเวกเตอร์ของคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลา

2.3.1.1 สมการเวกเตอร์ของคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลา

จากสมการของแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation) ในรูปของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla \times \bar{E} = -\bar{M}_i - \mu \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \tag{2.1}$$

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J}_i + \sigma \bar{E} + \varepsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \tag{2.2}$$

ทำการเคิร์ล (Curl) ทั้งสองข้างของสมการ (2.1) และ (2.2) โดยสมมติให้อยู่ในตัวกลางเดียวกันสามารถเขียนได้ใหม่ว่า

$$\begin{aligned} \nabla \times \nabla \times \bar{E} &= -\nabla \times \bar{M}_i - \mu \nabla \times \left(\frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \right) \\ &= -\nabla \times \bar{M}_i - \mu \frac{\partial \left(\nabla \times \bar{H} \right)}{\partial t} \end{aligned} \tag{2.3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\nabla\times\nabla\times\overline{H}=\nabla\times\overline{J}_i+\sigma\nabla\times\overline{E}+\varepsilon\nabla\times\left(\frac{\partial\overline{E}}{\partial t}\right)$$

$$=\nabla\times\overline{J}_i+\sigma\nabla\times\overline{E}+\varepsilon\frac{\partial\left(\nabla\times\overline{E}\right)}{\partial t} \tag{2.4}$$

แทนสมการ (2.2) ลงในด้านขวาของสมการ (2.3) และใช้คุณสมบัติลาปลาเซียนของเวกเตอร์ (Laplacian of vector) ที่แสดงได้ดังนี้

$$\nabla^2\overline{F}=\nabla(\nabla\cdot\overline{F})-\nabla\times\nabla\times\overline{F} \tag{2.5}$$

$$\therefore\nabla\times\nabla\times\overline{F}=\nabla\left(\nabla\cdot\overline{F}\right)-\nabla^2\overline{F} \tag{2.6}$$

จากนั้นแทนสมการ (2.6) ลงในด้านซ้ายของสมการ (2.3) ได้ว่า

$$\nabla\left(\nabla\cdot\overline{E}\right)-\nabla^2\overline{E}=-\nabla\times\overline{M}_i-\mu\frac{\partial}{\partial t}\left[\overline{J}_i+\sigma\overline{E}+\varepsilon\frac{\partial\overline{E}}{\partial t}\right]$$

$$\nabla\left(\nabla\cdot\overline{E}\right)-\nabla^2\overline{E}=-\nabla\times\overline{M}_i-\mu\frac{\partial\overline{J}_i}{\partial t}-\mu\sigma\frac{\partial\overline{E}}{\partial t}-\mu\varepsilon\frac{\partial^2\overline{E}}{\partial t^2} \tag{2.7}$$

จากสมการแมกซ์เวลล์ที่แสดงในรูปของความหนาแน่นของฟลักซ์ไฟฟ้า (electric flux density) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla\cdot\overline{D}=\varepsilon\nabla\cdot\overline{E}=q_{ev}\Rightarrow\nabla\cdot\overline{E}=\frac{q_{ev}}{\varepsilon} \tag{2.8}$$

นำสมการ (2.8) แทนลงในสมการ (2.7) ได้ว่า

$$\nabla^2\overline{E}=\nabla\times\overline{M}_i+\mu\frac{\partial J_i}{\partial t}+\frac{1}{\varepsilon}\nabla q_{ev}+\mu\sigma\frac{\partial\overline{E}}{\partial t}+\mu\varepsilon\frac{\partial^2\overline{E}}{\partial t^2} \tag{2.9}$$

ในทำนองเดียวกันแทนสมการ (2.1) ลงในด้านขวาของสมการ (2.4) และใช้คุณสมบัติ ลาปลาเซียนของเวกเตอร์ที่แสดงในสมการ (2.6) แทนลงในด้านซ้ายของสมการ (2.3) จะได้ว่า

$$\nabla\left(\nabla\cdot\overline{H}\right)-\nabla^2\overline{H}=\nabla\times\overline{J}_i+\sigma\left(-\overline{M}_i-\mu\frac{\partial\overline{H}}{\partial t}\right)+\varepsilon\frac{\partial}{\partial t}\left(-\overline{M}_i-\mu\frac{\partial\overline{H}}{\partial t}\right)$$

$$\nabla\left(\nabla\cdot\overline{H}\right)-\nabla^2\overline{H}=\nabla\times\overline{J}_i-\sigma\overline{M}_i-\mu\sigma\frac{\partial\overline{H}}{\partial t}-\varepsilon\frac{\partial\overline{M}_i}{\partial t}-\mu\varepsilon\frac{\partial^2\overline{H}}{\partial t^2} \tag{2.10}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการแมกซ์เวลล์ที่แสดงในรูปของความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก (Magnetic Flux Density) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla \cdot \overline{B} = \mu \nabla \cdot \overline{H} = q_{mv} \Rightarrow \nabla \cdot \overline{H} = \left(\frac{q_{mv}}{\mu} \right) \tag{2.11}$$

นำสมการ (2.11) แทนลงในสมการ (2.10) จะได้ว่า

$$\nabla^2 \overline{H} = -\nabla \times \overline{J}_i + \sigma \overline{M}_i + \frac{1}{\mu} \nabla \left(q_{mv} \right) + \mu\sigma \frac{\partial \overline{H}}{\partial t} + \varepsilon \frac{\partial \overline{M}_i}{\partial t} + \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \overline{H}}{\partial t^2} \tag{2.12}$$

จากสมการ (2.9) และ (2.12) จะถูกเรียกว่า สมการคลื่นแบบเวกเตอร์ของของคลื่นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ตามลำดับ

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

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

ดังนั้น รูปแบบของสมการคลื่นแบบเวกเตอร์สำหรับสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในสมการ (2.5) และ (2.12) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\nabla^2 \overline{E} = \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \overline{E}}{\partial t^2} \tag{2.13}$$

$$\nabla^2 \overline{H} = \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \overline{H}}{\partial t^2} \tag{2.14}$$

โดยทั่วไปแล้วสมการ (2.13) และ (2.14) จะเป็นรูปแบบที่ง่ายที่สุดสำหรับการหาสมการคลื่นแบบเวกเตอร์ของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

2.3.1.2 สมการคลื่นแบบเวกเตอร์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลาแบบฮาร์มอนิกส์ (Vector Wave Equation of Time – Harmonic Electromagnetic Field)

สำหรับสนามที่แปรผันกับเวลาแบบฮาร์มอนิกส์ หมายถึง เวลามีการแปรผันในรูปแบบของ $e^{j\omega t}$ ดังนั้น สามารถที่จะได้สมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเช่นเดียวกับกรณีของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลา โดยกำหนดให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

ดังนั้นจากสมการ (2.9) และสมการ (2.12)-(2.14) สามารถแสดงได้ว่า

$$\nabla^2 \bar{E} = \nabla \times \bar{M}_i + j\omega\mu\bar{J}_i + \frac{1}{\varepsilon}\nabla q_{ev} + j\omega\mu\sigma\bar{E} - \omega^2\mu\varepsilon\bar{E} \tag{2.15}$$

$$\nabla^2 \bar{H} = -\nabla \times \bar{J}_i + \sigma\bar{M}_i + j\omega\varepsilon\bar{M}_i + \frac{1}{\mu}\nabla q_{mv} + j\omega\mu\sigma\bar{H} - \omega^2\mu\varepsilon\bar{H} \tag{2.16}$$

$$\nabla^2 \bar{E} = -\omega^2\mu\varepsilon\bar{E} = -k^2\bar{E} \tag{2.17}$$

$$\nabla^2 \bar{H} = -\omega^2\mu\varepsilon\bar{H} = -k^2\bar{H} \tag{2.18}$$

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

2.3.1.3 การหาคำตอบจากสมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับระบบพิกัดทรงกระบอก

เมื่อพิจารณาสมการเวกเตอร์ของคลื่นสำหรับสภาวะที่เป็นอิสระจากแหล่งจ่าย (Source-free) และตัวกลางที่ไม่เกิดการสูญเสีย (Lossless Media) ของสนามไฟฟ้าในสมการ (2.9) ในระบบพิกัดทรงกระบอก สามารถแสดงได้ดังนี้

จาก $$\bar{E}(\rho_1,\phi_1,z_1) = E_\rho(\rho_1,\phi_1,z_1)\hat{\rho} + E_\phi(\rho_1,\phi_1,z_1)\hat{\phi} + E_z(\rho_1,\phi_1,z_1)\hat{z} \tag{2.19}$$

เมื่อ ρ_1,ϕ_1,z_1 คือ ค่าในระบบพิกัดทรงกระบอก

เมื่อแทนลงในสมการ (2.19) ลงในสมการ (2.13) จะได้ว่า

$$\nabla^2\left(E_\rho\hat{\rho} + E_\phi\hat{\phi} + E_z\hat{z}\right) = -k^2\left(E_\rho\hat{\rho} + E_\phi\hat{\phi} + E_z\hat{z}\right) \tag{2.20}$$

จากสมการ (2.20) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปได้ว่า

$$\nabla^2\bar{E} = -k^2\bar{E} \tag{2.21}$$

จากคุณสมบัติลาปลาเซียนของเวกเตอร์ (Laplacian of Vector) สามารถเขียนได้ว่า

$$\nabla^2\bar{E} = \nabla\left(\nabla\cdot\bar{E}\right) - \nabla\times\nabla\times\bar{E}$$

$$\nabla\left(\nabla\cdot\bar{E}\right) - \nabla\times\nabla\times\bar{E} = -k^2\bar{E} \tag{2.22}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนสนามไฟฟ้าที่อยู่ในสมการ (2.19) ลงในสมการ (2.22) จะได้คำตอบที่อยู่ในรูปแบบดังต่อไปนี้

$$\nabla^2 E_\rho + \left(-\frac{E_\rho}{\rho_1^{\,2}} - \frac{2}{\rho_1^{\,2}} \frac{\partial E_\phi}{\partial \phi_1} \right) = -k^2 E_\rho \tag{2.23}$$

$$\nabla^2 E_\phi + \left(-\frac{E_\phi}{\rho_1^{\,2}} - \frac{2}{\rho_1^{\,2}} \frac{\partial E_\rho}{\partial \phi_1} \right) = -k^2 E_\phi \tag{2.24}$$

$$\nabla^2 E_z = -k^2 E_z \tag{2.25}$$

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

$$\begin{aligned}\nabla^2\psi(\rho_1,\phi_1,z_1) &= \frac{1}{\rho_1}\frac{\partial}{\partial\rho_1}\left(\rho_1\frac{\partial\psi}{\partial\rho_1}\right)+\frac{1}{\rho_1^{\,2}}\frac{\partial^2\psi}{\partial\phi_1^{\,2}}+\frac{\partial^2\psi}{\partial z_1^{\,2}} \\ &= \frac{\partial^2\psi}{\partial\rho_1^{\,2}}+\frac{1}{\rho_1}\frac{\partial\psi}{\partial\rho_1}+\frac{1}{\rho_1^{\,2}}\frac{\partial^2\psi}{\partial\phi_1^{\,2}}+\frac{\partial^2\psi}{\partial z_1^{\,2}}\end{aligned} \tag{2.26}$$

จากสมการ (2.23) และ (2.24) จะมีส่วนประกอบของสนามไฟฟ้ามากกว่า 1 องค์ประกอบ ซึ่งยากต่อการหาคำตอบ ดังนั้น เราจะใช้สมการ (2.25) ซึ่งมีส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าเพียงองค์ประกอบเดียวในการหาคำตอบจากสมการคลื่น

จากสมการ (2.26) ดังนั้นสมาการ (2.25) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\frac{\partial^2 F}{\partial\rho_1^{\,2}}+\frac{1}{\rho_1}\frac{\partial F}{\partial\rho_1}+\frac{1}{\rho_1^{\,2}}\frac{\partial^2 F}{\partial\phi_1^{\,2}}+\frac{\partial^2 F}{\partial z_1^{\,2}} = -k^2 F \tag{2.27}$$

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

$$F(\rho_1,\phi_1,z_1) = f(\rho_1)g(\phi_1)h(z_1) \tag{2.28}$$

แทนค่าสมการ (2.28) ลงในสมการ (2.27) จะได้ว่า

$$gh\frac{\partial^2 f}{\partial\rho_1^{\,2}}+gh\frac{1}{\rho_1}\frac{\partial f}{\partial\rho_1}+fh\frac{1}{\rho_1^{\,2}}\frac{\partial^2 g}{\partial\phi_1^{\,2}}+fg\frac{\partial^2 h}{\partial z_1^{\,2}} = -k^2 fgh \tag{2.29}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หารทั้งสองข้างของสมการด้วย fgh และเปลี่ยน $\frac{\partial}{\partial x} \Rightarrow \frac{d}{dx}$ จากสมการ (2.29) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\frac{1}{f}\frac{d^2 f}{d\rho_1^{\,2}} + \frac{1}{f}\frac{1}{\rho_1}\frac{df}{d\rho_1} + \frac{1}{g}\frac{1}{\rho_1^{\,2}}\frac{d^2 g}{d\phi_1^{\,2}} + \frac{1}{h}\frac{d^2 h}{dz_1^{\,2}} = -k^2 \tag{2.30}$$

จะพบว่าในแต่ละพจน์ของสมการ (2.30) จะเป็นฟังก์ชัน ของตัวแปรอิสระเพียงตัวเดียวเท่านั้น ดังนั้นผลรวมของทุกพจน์จะมีค่าเท่ากับ $-k^2$ ก็ต่อเมื่อค่าของแต่ละพจน์จะต้องเป็นค่าคงที่ จะได้ว่า

$$\frac{1}{h}\frac{d^2 h}{dz_1^{\,2}} = -k_z^2 \quad \Rightarrow \quad \frac{d^2 h}{dz_1^{\,2}} = -k_z^2 h \tag{2.31}$$

เมื่อ k_z คือค่าคงที่

นำสมการ (2.31) แทนลงในสมการ (2.30) แล้วคูณทั้งสองข้างของสมการด้วย $\rho_1^{\,2}$ จะได้ว่า

$$\frac{\rho_1^{\,2}}{f}\frac{d^2 f}{d\rho_1^{\,2}} + \frac{\rho_1}{f}\frac{df}{d\rho_1} + \frac{1}{g}\frac{d^2 g}{d\phi_1^{\,2}} + \left(k^2 - k_z^2\right)\rho_1^{\,2} = 0 \tag{2.32}$$

เนื่องจากพจน์ที่ 3 ของสมการ (2.32) เป็นฟังก์ชันของ ϕ เพียงอย่างเดียว ดังนั้นสามารถที่จะกำหนดให้เท่ากับค่าคงที่ใด ๆ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\frac{1}{g}\frac{d^2 g}{d\phi_1^{\,2}} = -n^2 \quad \Rightarrow \quad \frac{d^2 g}{d\phi_1^{\,2}} = -n^2 g \tag{2.33}$$

และกำหนดให้ $$k^2 - k_z^2 = k_p^2 \quad \Rightarrow \quad k^2 = k_p^2 + k_z^2 \tag{2.34}$$

นำสมการ (2.33) แทนลงในสมการ (2.32) จะได้ว่า

$$\rho_1^{\,2}\frac{d^2 f}{d\rho_1^{\,2}} + \rho_1\frac{df}{d\rho_1} + \left((k_p\rho_1)^2 - m^2\right)f = 0 \tag{2.35}$$

จากสมการ (2.34) จะถูกเรียกว่าเป็น สมการการจำกัด (Constraint Equation) สำหรับคำตอบที่ได้จากสมการคลื่นในระบบพิกัดทรงกระบอก และสมการ (2.35) จะถูกเรียกว่าเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ของเบสเซล (Bessel Differential Equation)

ดังนั้น คำตอบที่ได้จากสมการ (2.27)โดยการสมมติคำตอบดังสมการ (2.28) แสดงได้ดังนี้

$$\rho_1^{\,2}\frac{d^2 f}{d\rho_1^{\,2}} + \rho_1\frac{df}{d\rho_1} + \left((k_p\rho_1)^2 - n^2\right)f = 0 \tag{2.36}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{d^2g}{d\phi_1^{\,2}} = -n^2 g \tag{2.37}$$

$$\frac{d^2h}{dz_1^{\,2}} = -k_z^{\,2} h \tag{2.38}$$

โดยที่ $k_\rho^2 + k_z^2 = k^2$

และคำตอบที่ได้จากสมการ (2.36)-(2.38) สามารถแสดงได้ดังนี้ ตามลำดับ

$$f_1(\rho_1) = A_1 J_n(k_\rho \rho_1) + B_1 Y_n(k_\rho \rho_1) \tag{2.39}$$

$$f_2(\rho_1) = C_1 H_n^{(1)}(k_\rho \rho_1) + D_1 H_n^{(2)}(k_\rho \rho_1) \tag{2.40}$$

$$g_1(\phi_1) = A_2 e^{-jn\phi_1} + B_2 e^{+jn\phi_1} \tag{2.41}$$

$$g_2(\phi_1) = C_2 \cos(n\phi_1) + D_2 \sin(n\phi_1) \tag{2.42}$$

$$h_1(z_1) = A_3 e^{-jk_z z_1} + B_3 e^{+jk_z z_1} \tag{2.43}$$

$$h_2(z_1) = C_3 \cos(k_z z_1) + D_3 \sin(k_z z_1) \tag{2.44}$$

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

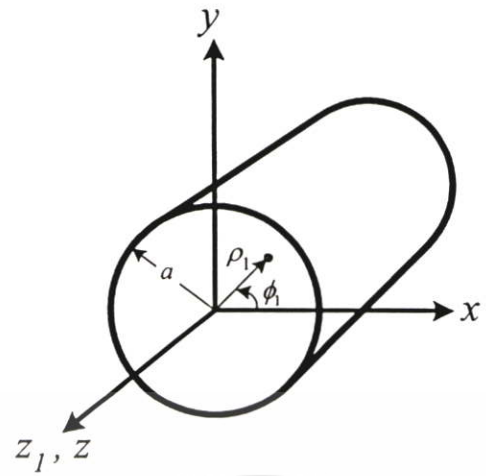
$Y_n(k_\rho \rho_1)$ คือ ฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่ 2

$H_n^{(1)}(k_\rho \rho_1)$ 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 2.4 นั้นสามารถแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 ท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกที่ระนาบ $z_1 = 0$

$$F(\rho_1,\phi_1,z_1) = f(\rho_1)g(\phi_1)h(z_1)$$
$$= \left[A_1 J_n(k_\rho \rho_1) + B_1 Y_n(k_\rho \rho_1)\right]\left[C_2\cos(n\phi_1) + D_2\sin(n\phi_1)\right]\left[A_3 e^{-jk_z z_1} + B_3 e^{+jk_z z_1}\right] \quad (2.45)$$

จากสมการ (2.45) เมื่อพิจารณา $\rho_1 = 0$ พบว่า $Y_n = \infty$ ซึ่งจะไม่เป็นจริงตามเงื่อนไขที่สนามที่แพร่กระจายคลื่นจะต้องมีค่าจำกัดดังนั้นจะให้ $B_1 = 0$ และเพื่อจะลดความยุ่งยากจะพิจารณาเฉพาะคลื่นที่เดินทางในทิศ $+z$ ดังนั้นจะให้ $B_3 = 0$ และให้ $C_2 = D_2$ ดังนั้นสมการใหม่จะเขียนได้ดังนี้

$$F(\rho_1,\phi_1,z_1) = AJ_n(k_\rho \rho_1)\left[\cos(n\phi_1) + \sin(n\phi_1)\right]e^{-jk_z z_1} \quad (2.46)$$

3.2.2 ฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์ในพิกัดทรงกระบอก

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

$$\nabla\times\nabla\times\overline{F} - \kappa^2\overline{F} = 0 \quad (2.47)$$

สมการ (2.47) เป็นสมการคลื่นเวกเตอร์เอกพันธ์ โดยที่ κ เป็นค่าใดๆ เราจะได้ฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์ในระบบคาร์ทีเซียน ดังต่อไปนี้

$$\overline{F} = \nabla\times(\psi_1\hat{c}) \quad (2.48)$$

โดยที่ ψ_1 คือ ฟังก์ชันเจาะจงซึ่งสอดคล้องกับสมการคลื่นสเกลาร์

$$\nabla^2\psi + \kappa^2\psi = 0 \quad (2.49)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

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 (2.49) จะได้ (2.48) เป็นผลเฉลยสำหรับสมการ (2.47) ด้วยเช่นกัน ซึ่งเราจะให้ $\bar{M}$ เป็นฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์ นั่นคือ

$$\bar{M}_1 = \nabla \times (\psi_1 \hat{c}) \tag{2.50}$$

ส่วนฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์อีกชุดหนึ่งซึ่งแทนด้วย $\bar{N}$ จะได้ว่า

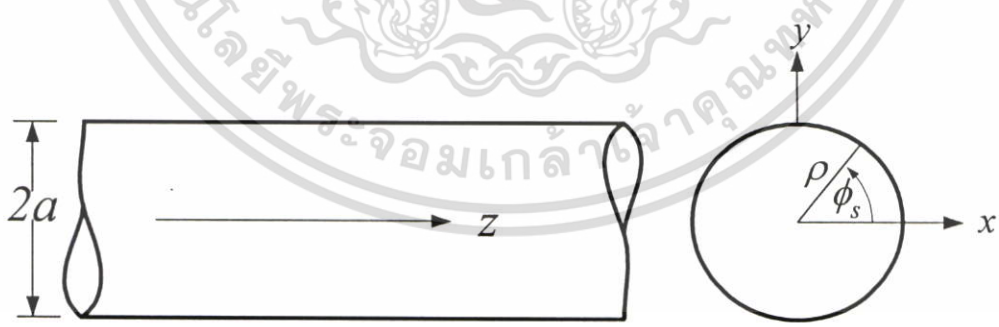
$$\bar{N}_2 = \frac{1}{\kappa} \nabla \times \nabla \times (\psi_2 \hat{c}) \tag{2.51}$$

โดยที่ ψ_2 คือฟังก์ชันเจาะจงที่สอดคล้องกับสมการ (2.49) และ $\bar{N}_2$ คือผลเฉลยสำหรับสมการ (2.47) ในกรณีที่ใช้ ฟังก์ชันกำเนิด ψ เหมือนกันทั้ง $\bar{M}$ และ $\bar{N}$ เราจะได้ความสัมพันธ์ที่สมมาตรกันระหว่างฟังก์ชันสองชนิดนี้

$$\bar{N} = \frac{1}{\kappa} \nabla \times \bar{M} \tag{2.52}$$

$$\bar{M} = \frac{1}{\kappa} \nabla \times \bar{N} \tag{2.53}$$

ในการวิเคราะห์ปัญหาที่มีลักษณะเป็นท่อนำคลื่นทรงกระบอก (Cylindrical Waveguide) มีความยาวในแนวแกน (ทิศ z) มีโครงสร้างเป็นท่อตัวนำสมบูรณ์ทรงกระบอกปลายเปิดทั้งสองข้าง แสดงดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ท่อนำคลื่นทรงกระบอก

การพิสูจน์ฟังก์ชันกรีนชนิดไดแอดิกของโครงสร้างที่เป็นท่อนำคลื่นทรงกระบอก จะเริ่มพิจารณาจากฟังก์ชันเจาะจงในรูปสเกลาร์ ψ (Scalar Eigenfunction) โดยใช้วิธีการแยกตัวแปร (Method of Separation of Variable) โดยพิจารณาจากสมการ (2.45) ดังนั้นจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

61187

$$\psi_{\substack{e\\o}nc}(h_c) = J_n(c\rho_1)\begin{Bmatrix}\cos\\ \sin\end{Bmatrix}(n\phi_1)e^{-jh_c z_1} \tag{2.54}$$

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

จากสมการ (2.50) และ (2.51) ฟังก์ชันคลื่นของท่อนำคลื่นทรงกระบอกสามารถแสดงในรูปของฟังก์ชันเจาะจงในรูปสเกลาร์ได้ดังนี้

$$\bar{M}^{(1)}_{\substack{e\\o}nc}(h_c) = \nabla\times[\psi_{\substack{e\\o}nc}(h_c)\hat{z}] \tag{2.55}$$

$$\bar{N}^{(1)}_{\substack{e\\o}nc}(h_c) = \frac{1}{\kappa_c}\nabla\times\nabla\times[\psi_{\substack{e\\o}nc}(h_c)\hat{z}] \tag{2.56}$$

เมื่อ $\kappa_c = \sqrt{\zeta^2 + h_c^2}$

แทนค่าสมการ (2.46) ลงในสมการ (2.45) และ (2.56) จะได้สมการฟังก์ชันคลื่นดังต่อไปนี้

$$\bar{M}^{(1)}_{\substack{e\\o}nc}(h_c) = \left[\mp\frac{nJ_n(c\rho_1)}{\rho_1}\begin{matrix}\sin\\ \cos\end{matrix}(n\phi_1)\hat{\rho} - \frac{\partial J_n(c\rho_1)}{\partial\rho_1}\begin{matrix}\cos\\ \sin\end{matrix}(n\phi_1)\hat{\phi}\right]e^{-jh_c z_1} \tag{2.57}$$

$$\bar{N}^{(1)}_{\substack{e\\o}nc}(h_c) = \frac{1}{\kappa_c}\left[-jh_c\frac{\partial J_n(c\rho_1)}{\partial\rho_1}\begin{matrix}\cos\\ \sin\end{matrix}(n\phi_1)\hat{\rho} \pm \frac{jh_c nJ_n(c\rho_1)}{\rho_1}\begin{matrix}\sin\\ \cos\end{matrix}(n\phi_1)\hat{\phi} + c^2 J_n(c\rho_1)\begin{matrix}\cos\\ \sin\end{matrix}(n\phi_1)\hat{z}\right]e^{-jh_c z_1} \tag{2.58}$$

2.3.3 ฟังก์ชันกรีนไดแอดิกบริเวณภายในท่อนำคลื่นทรงกระบอก

ก่อนอื่นเราจะหา $\bar{\bar{G}}_{m2}(\bar{R},\bar{R}')$ เนื่องจากเป็นฟังก์ชันไดแอดิกโซลีนอยด์ (Solenoidal Dyadic Function) นั่นคือ องค์ประกอบของฟังก์ชันกรีนไดแอดิกชนิดนี้ในแนวตั้งฉากกับผิวของปัญหามีค่าเป็นศูนย์

$$\nabla\cdot\bar{\bar{G}}_{m2}(\bar{R},\bar{R}') = 0$$

จากนั้นใช้ความสัมพันธ์ระหว่างฟังก์ชันกรีนไดแอดิกเพื่อหาฟังก์ชันที่เหลือ นั่นคือ $\bar{\bar{G}}_{e1}$, $\bar{\bar{G}}_{e2}$ และ $\bar{\bar{G}}_{m1}$

เราจะประยุกต์ใช้วิธีการ Ohm-Rayleigh [7] เพื่อหาฟังก์ชันกรีนไดแอดิกแบบแม่เหล็กชนิดที่สอง ($\bar{\bar{G}}_{m2}$) สำหรับท่อนำคลื่นเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมซึ่งจะสอดคล้องกับสมการ

$$\nabla\times\nabla\times\bar{\bar{G}}_{m2}(\bar{R},\bar{R}') - k^2\bar{\bar{G}}_{m2}(\bar{R},\bar{R}') = \nabla\times[\bar{\bar{I}}\delta(\bar{R}-\bar{R}')] \tag{2.59}$$

โดยที่ $\rho = a$; $\phi = \phi_s$; $-c/2 \le z \le c/2$ และเงื่อนไขขอบเขตนอยมานน์

$$\hat{n}\times\nabla\times\bar{\bar{G}}_{m2}(\bar{R},\bar{R}') = 0 \tag{2.60}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

จากสมการ (2.59) ก่อนอื่นเราจะต้องหาฟังก์ชันเจาะจงสำหรับแหล่งกำเนิด $\nabla\times[\bar{\bar{I}}\delta(\bar{R}-\bar{R}')]$ โดยใช้ฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์โซลีนอยด์ (Solenoidal Vector Wave Function) ที่กล่าวถึงในหัวข้อก่อนหน้านี้ ฟังก์ชันที่เหมาะสมคือ $\bar{M}_{\substack{e\\o\\n\zeta}}(h)$ และ $\bar{N}_{\substack{e\\o\\n\chi}}(h)$ เนื่องจากเป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขตในสมการ (2.60) ดังนั้นเราจะได้

$$\nabla\times[\bar{\bar{I}}\delta(\bar{R}-\bar{R}')] = \int_{-\infty}^{\infty} dh_\zeta \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}[\bar{N}^{(1)}_{\substack{e\\o\\n\zeta}}(h_\zeta)\bar{A}_{\substack{e\\o\\n\zeta}}(h_\zeta) + \bar{M}^{(1)}_{\substack{e\\o\\n\zeta}}(h_\xi)\bar{B}_{\substack{e\\o\\n\xi}}(h_\xi)] \tag{2.61}$$

เมื่อ $\bar{A}_{\substack{e\\o\\n\zeta}}(h_\zeta)$ และ $\bar{B}_{\substack{e\\o\\n\xi}}(h_\xi)$ เป็นสัมประสิทธิ์เวกเตอร์ (Vector Coefficient) ซึ่งหาได้โดยการอินทิเกรตตลอดปริมาตรในสมการที่ (3.59) หลังจากที่คูณเชิงสเกลาร์ข้างหน้าด้วย $\bar{N}'_{\substack{e\\o\\n\xi}}(-h_\xi)$ และ $\bar{M}'_{\substack{e\\o\\n\zeta}}(-h_\zeta)$ และใช้ทฤษฎีเกาส์ไดแอดิก (Dyadic Gauss Theorem) ร่วมกับความสัมพันธ์ออร์โธโกนัล (Orthogonal Relation) ระหว่างฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์ ดังนั้น

$$\bar{A}_{\substack{e\\o\\n\zeta}}(h_\zeta) = \frac{(2-\delta_0)\kappa_\zeta}{4\pi^2\zeta^2 I_\zeta}\bar{M}'_{\substack{e\\o\\n\zeta}}(-h_\zeta) \tag{2.62}$$

$$\bar{B}_{\substack{e\\o\\n\xi}}(h_\xi) = \frac{(2-\delta_0)\kappa_\xi}{4\pi^2\xi^2 I_\xi}\bar{N}'_{\substack{e\\o\\n\xi}}(-h_\xi) \tag{2.63}$$

ดังนั้นเมื่อแทนสัมประสิทธิ์ในสมการ (2.62) และ (2.63) ลงในสมการ (2.61) จะได้

$$\bar{\bar{G}}_{HJ}(\bar{R},\bar{R}') = \int_{-\infty}^{\infty} dh_\zeta \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\frac{2-\delta_0}{4\pi^2}\left[\frac{\kappa_\zeta}{\zeta^2 I_\zeta(\kappa_\zeta^2-k^2)}\bar{N}^{(1)}_{\substack{e\\o\\n\zeta}}(h_\zeta)\bar{M}'_{\substack{e\\o\\n\zeta}}(h_\zeta) + \frac{\kappa_\xi}{\xi^2 I_\psi(\kappa_\xi^2-k^2)}\bar{M}^{(1)}_{\substack{e\\o\\n\xi}}(h_\xi)\bar{N}'_{\substack{e\\o\\n\xi}}(h_\xi)\right] \tag{2.64}$$

เมื่อ (1) คือจุดสังเกตใด ๆ ของสนามบริเวณภายในทรงกระบอก และ เครื่องหมาย " ′ " แสดงตำแหน่งของแหล่งกำเนิด ซึ่งพิจารณาในระบบพิกัดทรงกระบอก

การอินทิเกรตในสมการ (2.64) จะใช้วิธีการอินทิเกรตคอนทัวร์ เมื่อตำแหน่งขั้ว(pole) $h_\zeta = \pm k_\zeta = \pm\sqrt{k^2-\varsigma^2}$ ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันกรีนชนิดไดแอดิกแบบแม่เหล็กที่มีแหล่งกำเนิดเป็นความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าสำหรับโครงสร้างท่อนำคลื่นทรงกระบอก ($\bar{\bar{G}}_{HJ}(\bar{R},\bar{R}')$) จะแสดงในรูปของฟังก์ชันคลื่นได้ดังนี้คือ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$c_\zeta = \frac{-j(2-\delta_0)}{4\pi^2\zeta^2 I_\zeta k_\zeta} \tag{2.66}$$

$$c_\xi = \frac{-j(2-\delta_0)}{4\pi^2\xi^2 I_\xi k_\xi} \tag{2.67}$$

และ

$$I_\zeta = \frac{a^2}{2\zeta^2}(\zeta^2 - \frac{n^2}{a^2})J_n^2(\zeta a) \tag{2.68}$$

$$I_\xi = \frac{a^2}{2\xi^2}\left[\frac{\partial J_n(\xi\rho_1)}{\partial\rho_1}\right]^2\Bigg|_{\rho_1=a} \tag{2.69}$$

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

$$G_{HJ}^{\rho\rho}(\bar{R},\bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty} k\left[\begin{array}{l} \dfrac{c_\zeta jnk_\zeta}{\kappa_\zeta}\dfrac{\partial J_n(\zeta\rho_1)}{\partial\rho_1}\dfrac{J_n(\zeta\rho')}{\rho'}\sin\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{cases}-e^{-jk_\zeta(z_1-z')}\\+e^{-jk_\zeta(z'-z_1)}\end{cases}, & z_1>z' \\ +\dfrac{jnk_\xi c_\xi}{\kappa_\xi}\dfrac{J_n(\xi\rho_1)}{\rho_1}\dfrac{\partial J_n(\xi\rho')}{\partial\rho'}\sin\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{cases}-e^{-jk_\xi(z_1-z')}\\+e^{-jk_\xi(z'-z_1)}\end{cases}, & z_1<z' \end{array}\right. \tag{2.70}$$

$$G_{HJ}^{\rho\phi}(\bar{R},\bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty} k\left[\begin{array}{l} \dfrac{jc_\zeta k_\zeta}{\kappa_\zeta}\dfrac{\partial J_n(\zeta\rho_1)}{\partial\rho_1}\dfrac{\partial J_n(\zeta\rho')}{\partial\rho'}\cos\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{cases}+e^{-jk_\zeta(z_1-z')}\\-e^{-jk_\zeta(z'-z_1)}\end{cases}, & z_1>z' \\ +\dfrac{jn^2c_\xi k_\xi}{\kappa_\xi}\dfrac{J_n(\xi\rho_1)}{\rho_1}\dfrac{J_n(\xi\rho')}{\rho'}\cos\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{cases}+e^{-jk_\xi(z_1-z')}\\-e^{-jk_\xi(z'-z_1)}\end{cases}, & z_1<z' \end{array}\right. \tag{2.71}$$

$$G_{HJ}^{\rho z}(\bar{R},\bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty} k\left[-\frac{n\xi^2 c_\xi}{\kappa_\xi}\frac{J_n(\xi\rho_1)}{\rho_1}J_n(\xi\rho')\sin\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{cases}e^{-jk_\xi(z_1-z')}\\e^{-jk_\xi(z'-z_1)}\end{cases}\right., \quad \begin{array}{l} z_1>z' \\ z_1<z' \end{array} \tag{2.72}$$

$$G_{HJ}^{\phi\rho}(\bar{R},\bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty} k\left[\begin{array}{l} \dfrac{jn^2c_\zeta k_\zeta}{\kappa_\zeta}\dfrac{J_n(\zeta\rho_1)}{\rho_1}\dfrac{J_n(\zeta\rho')}{\rho'}\cos\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{cases}-e^{-jk_\zeta(z_1-z')}\\+e^{-jk_\zeta(z'-z_1)}\end{cases}, & z_1>z' \\ +\dfrac{jc_\xi k_\xi}{\kappa_\xi}\dfrac{\partial J_n(\xi\rho_1)}{\partial\rho_1}\dfrac{\partial J_n(\xi\rho')}{\partial\rho'}\cos\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{cases}-e^{-jk_\xi(z_1-z')}\\+e^{-jk_\xi(z'-z_1)}\end{cases}, & z_1<z' \end{array}\right. \tag{2.73}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{HJ}^{\phi\phi}(\bar{R},\bar{R}')=\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}k\left[\begin{array}{l}\dfrac{jnc_\zeta k_\zeta}{\kappa_\zeta}\dfrac{J_n(\zeta\rho_1)}{\rho_1}\dfrac{\partial J_n(\zeta\rho')}{\partial\rho'}\sin\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{Bmatrix}-e^{-jk_\zeta(z_1-z')}\\+e^{-jk_\zeta(z'-z_1)}\end{Bmatrix}\\+\dfrac{jnc_\xi k_\xi}{\kappa_\xi}\dfrac{\partial J_n(\xi\rho_1)}{\partial\rho_1}\dfrac{J_n(\xi\rho')}{\rho'}\sin\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{Bmatrix}-e^{-jk_\xi(z_1-z')}\\+e^{-jk_\xi(z'-z_1)}\end{Bmatrix}\end{array}\right],\begin{array}{l}z_1>z'\\z_1<z'\end{array}\quad(2.74)$$

$$G_{HJ}^{\phi z}(\bar{R},\bar{R}')=\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}k\left[-\frac{\xi^2c_\xi}{\kappa_\xi}\frac{\partial J_n(\xi\rho_1)}{\partial\rho_1}J_n(\xi\rho')\cos\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{Bmatrix}e^{-jk_\xi(z_1-z')}\\e^{-jk_\xi(z'-z_1)}\end{Bmatrix}\right],\begin{array}{l}z_1>z'\\z_1<z'\end{array}\quad(2.75)$$

$$G_{HJ}^{z\rho}(\bar{R},\bar{R}')=\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}k\left[\frac{nc_\zeta\zeta^2}{\kappa_\zeta}J_n(\zeta\rho_1)\frac{nJ_n(\zeta\rho')}{\rho'}\sin\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{Bmatrix}e^{-jk_\zeta(z_1-z')}\\e^{-jk_\zeta(z'-z_1)}\end{Bmatrix}\right],\begin{array}{l}z_1>z'\\z_1<z'\end{array}\quad(2.76)$$

$$G_{HJ}^{z\phi}(\bar{R},\bar{R}')=\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}k\left[-\frac{c_\zeta\zeta^2}{\kappa_\zeta}J_n(\zeta\rho_1)\frac{\partial J_n(\zeta\rho')}{\partial\rho'}\cos\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{Bmatrix}e^{-jk_\zeta(z_1-z')}\\e^{-jk_\zeta(z'-z_1)}\end{Bmatrix}\right],\begin{array}{l}z_1>z'\\z_1<z'\end{array}\quad(2.77)$$

สำหรับฟังก์ชันกรีนชนิดไดแอดิกแบบไฟฟ้าที่มีแหล่งกำเนิดเป็นความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าสำหรับโครงสร้างท่อนำคลื่นทรงกระบอกเมื่ออาศัยความสัมพันธ์ระหว่าง $\bar{\bar{G}}_{EJ}$ และ $\bar{\bar{G}}_{HJ}$ จะได้

$$\bar{\bar{G}}_{EJ}(\bar{R},\bar{R}')=\frac{1}{k^2}\left[-\hat{z}\hat{z}\delta(\bar{R}-\bar{R}')+(\nabla\times\bar{\bar{G}}_{HJ}^{+})U(z_1-z')+(\nabla\times\bar{\bar{G}}_{HJ}^{-})U(z'-z_1)\right]\quad(2.78)$$

ดังนั้นจะได้

$$\bar{\bar{G}}_{EJ}(\bar{R},\bar{R}')=-\frac{1}{k^2}\hat{z}\hat{z}(\bar{R}-\bar{R}')+\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left[c_\zeta\bar{M}_{e_{o}n\zeta}(\pm k_\zeta)\bar{M}'_{e_{o}n\zeta}(\mp k_\zeta)+c_\xi\bar{N}_{e_{o}n\xi}(\pm k_\xi)\bar{N}'_{e_{o}n\xi}(\mp k_\xi)\right],\begin{array}{l}z_1>z'\\z_1<z'\end{array}\quad(2.79)$$

จากสมการทฤษฎีดังกล่าวข้างต้นเราสามารถแตกองค์ประกอบของไดแอดิกได้ทั้งหมด 9 องค์ประกอบด้วยกันแสดงได้ดังนี้

$$G_{EJ}^{\rho\rho}(\bar{R},\bar{R}')=\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left[\begin{array}{l}n^2c_\zeta\dfrac{J_n(\zeta\rho_1)}{\rho_1}\dfrac{J_n(\zeta\rho')}{\rho'}\cos\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{Bmatrix}e^{-jk_\zeta(z_1-z')}\\e^{-jk_\zeta(z'-z_1)}\end{Bmatrix}\\+\dfrac{c_\xi k_\xi^2}{\kappa_\xi^2}\dfrac{\partial J_n(\xi\rho_1)}{\partial\rho_1}\dfrac{\partial J_n(\xi\rho')}{\partial\rho'}\cos\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{Bmatrix}e^{-jk_\xi(z_1-z')}\\e^{-jk_\xi(z'-z_1)}\end{Bmatrix}\end{array}\right],\begin{array}{l}z_1>z'\\z_1<z'\end{array}\quad(2.80)$$

$$G_{EJ}^{\rho\phi}(\bar{R},\bar{R}')=\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left[\begin{array}{l}nc_\zeta\dfrac{J_n(\zeta\rho_1)}{\rho_1}\dfrac{\partial J_n(\zeta\rho')}{\partial\rho'}\sin\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{Bmatrix}e^{-jk_\zeta(z_1-z')}\\e^{-jk_\zeta(z'-z_1)}\end{Bmatrix}\\+\dfrac{nc_\xi k_\xi^2}{\kappa_\xi^2}\dfrac{\partial J_n(\xi\rho_1)}{\partial\rho_1}\dfrac{J_n(\xi\rho')}{\rho'}\sin\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{Bmatrix}e^{-jk_\xi(z_1-z')}\\e^{-jk_\xi(z'-z_1)}\end{Bmatrix}\end{array}\right],\begin{array}{l}z_1>z'\\z_1<z'\end{array}\quad(2.81)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{EJ}^{\rho z}(\bar{R},\bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left[\frac{j\xi^2 c_\xi k_\xi}{\kappa_\xi^2}\frac{\partial J_n(\xi\rho_1)}{\partial\rho_1}J_n(\xi\rho')\cos\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{cases}-e^{-jk_\xi(z_1-z')}\\+e^{-jk_\xi(z'-z_1)}\end{cases}\right],\ \begin{matrix}z_1>z'\\z_1<z'\end{matrix} \tag{2.82}$$

$$G_{EJ}^{\phi\rho}(\bar{R},\bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left[\begin{matrix}-nc_\zeta\dfrac{\partial J_n(\zeta\rho_1)}{\partial\rho_1}\dfrac{J_n(\zeta\rho')}{\rho'}\sin\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{cases}e^{-jk_\zeta(z_1-z')}\\e^{-jk_\zeta(z'-z_1)}\end{cases}\\-\dfrac{nc_\xi k_\xi^2}{\kappa_\xi^2}\dfrac{J_n(\xi\rho_1)}{\rho_1}\dfrac{\partial J_n(\xi\rho')}{\partial\rho'}\sin\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{cases}e^{-jk_\xi(z_1-z')}\\e^{-jk_\xi(z'-z_1)}\end{cases}\end{matrix}\right],\ \begin{matrix}z_1>z'\\z_1<z'\end{matrix} \tag{2.83}$$

$$G_{EJ}^{\phi\phi}(\bar{R},\bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left[\begin{matrix}c_\zeta\dfrac{\partial J_n(\zeta\rho_1)}{\partial\rho_1}\dfrac{\partial J_n(\zeta\rho')}{\partial\rho'}\cos\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{cases}e^{-jk_\zeta(z_1-z')}\\e^{-jk_\zeta(z'-z_1)}\end{cases}\\+\dfrac{n^2c_\xi k_\xi^2}{\kappa_\xi^2}\dfrac{J_n(\xi\rho_1)}{\rho_1}\dfrac{J_n(\xi\rho')}{\rho'}\cos\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{cases}e^{-jk_\xi(z_1-z')}\\e^{-jk_\xi(z'-z_1)}\end{cases}\end{matrix}\right],\ \begin{matrix}z_1>z'\\z_1<z'\end{matrix} \tag{2.84}$$

$$G_{EJ}^{\phi z}(\bar{R},\bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left[\frac{jn\xi^2 c_\xi k_\xi}{\kappa_\xi^2}\frac{J_n(\xi\rho_1)}{\rho_1}J_n(\xi\rho')\sin\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{cases}+e^{-jk_\zeta(z_1-z')}\\-e^{-jk_\zeta(z'-z_1)}\end{cases}\right],\ \begin{matrix}z_1>z'\\z_1<z'\end{matrix} \tag{2.85}$$

$$G_{EJ}^{z\rho}(\bar{R},\bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left[\frac{j\xi^2 c_\xi k_\xi}{\kappa_\xi^2}J_n(\xi\rho_1)\frac{\partial J_n(\xi\rho')}{\partial\rho'}\cos\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{cases}+e^{-jk_\xi(z_1-z')}\\-e^{-jk_\xi(z'-z_1)}\end{cases}\right],\ \begin{matrix}z_1>z'\\z_1<z'\end{matrix} \tag{2.86}$$

$$G_{EJ}^{z\phi}(\bar{R},\bar{R}') = \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left[\frac{jn\xi^2 c_\xi k_\xi}{\kappa_\xi^2}J_n(\xi\rho_1)\frac{J_n(\xi\rho')}{\rho'}\sin\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{cases}+e^{-jk_\xi(z_1-z')}\\-e^{-jk_\xi(z'-z_1)}\end{cases}\right],\ \begin{matrix}z_1>z'\\z_1<z'\end{matrix} \tag{2.87}$$

$$G_{EJ}^{zz}(\bar{R},\bar{R}') = -\frac{1}{k^2}\hat{z}\hat{z}(\bar{R}-\bar{R}') + \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}\left[\frac{\xi^4 c_\xi}{\kappa_\xi^2}J_n(\xi\rho_1)J_n(\xi\rho')\cos\left[n(\phi_1-\phi')\right]\begin{cases}e^{-jk_\xi(z_1-z')}\\e^{-jk_\xi(z'-z_1)}\end{cases}\right],\ \begin{matrix}z_1>z'\\z_1<z'\end{matrix} \tag{2.88}$$

2.3.4 การกระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบริเวณช่องเปิดของวงแหวน

สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กภายในโครงสร้างรูปทรงกระบอกที่ยาวอนันต์ที่เกิดจากแหล่งกำเนิดเป็นความหนาแน่นของกระแส แสดงได้ดังนี้คือ

$$\bar{E}(\rho_1,\phi_1,z_1) = -j\omega\mu_0\int_{a-l}^{a}\bar{\bar{G}}_{EJ}(\rho_1,\phi_1,z_1;\rho',\phi_a',z')\cdot J_\rho(\rho',\phi',z')\hat{\rho}\,d\rho_1 \tag{2.89}$$

$$\bar{H}(\rho_1,\phi_1,z_1) = \int_{a-l}^{a}\bar{\bar{G}}_{HJ}(\rho_1,\phi_1,z_1;\rho',\phi',z')\cdot J_\rho(\rho',\phi',z')\hat{\rho}\,d\rho_1 \tag{2.90}$$

เมื่อพิจารณาเส้นผ่านศูนย์กลางของโพรบมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น ดังนั้นจะสมมติการกระจายกระแสตามความยาวโพรบในรูปของฟังก์ชันไซน์ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\bar{J}(R') = J_m \sin\left[k(\rho' - a + l)\right]\hat{\rho}\ ;\ a - l \le \rho' \le a, \phi' = \pi/2, z' = 0 \tag{2.91}$$

เมื่อ J_m คือค่าสูงสุดของกระแส

ดังนั้นองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในแนวสัมผัสกับระนาบ z_1 ที่ตำแหน่งใด ๆ จะได้ดังต่อไปนี้

$$E_\rho(\rho_1,\phi_1,z_1) = -j\omega\mu_0 \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty} \left[c_\zeta n^2 \frac{J_n(\zeta\rho_1)}{\rho_1} \cos[n(\phi_1-\phi')] E_{a,TE} \begin{cases} e^{-jk_\zeta(z_1-z')} \\ e^{-jk_\zeta(z'-z_1)} \end{cases} + c_\xi \frac{k_\xi^2}{\kappa_\xi^2} \frac{\partial J_n(\xi\rho_1)}{\partial\rho_1} \cos[n(\phi_1-\phi')] E_{a,TM} \begin{cases} e^{-jk_\zeta(z_1-z')} \\ e^{-jk_\zeta(z'-z_1)} \end{cases} \right] \begin{matrix} , & z_1 > z' \\ , & z_1 < z' \end{matrix} \tag{2.92}$$

$$E_\phi(\rho_1,\phi_1,z_1) = -j\omega\mu_0 \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty} \left[c_\zeta n \frac{\partial J_n(\zeta\rho_1)}{\partial\rho_1} \sin[n(\phi_1-\phi')] E_{a,TE} \begin{cases} e^{-jk_\zeta(z_1-z')} \\ e^{-jk_\zeta(z'-z_1)} \end{cases} + c_\xi n \frac{k_\xi^2}{\kappa_\xi^2} \frac{J_n(\xi\rho_1)}{\rho_1} \sin[n(\phi_1-\phi')] E_{a,TM} \begin{cases} e^{-jk_\zeta(z_1-z')} \\ e^{-jk_\zeta(z'-z_1)} \end{cases} \right] \begin{matrix} , & z_1 > z' \\ , & z_1 < z' \end{matrix} \tag{2.93}$$

$$H_\rho(\rho_1,\phi_1,z_1) = \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty} \left[c_\zeta \frac{k_\zeta}{\kappa_\zeta}(jnk) \frac{\partial J_n(\zeta\rho_1)}{\partial\rho_1} \sin[n(\phi_1-\phi')] H_{a,TE} \begin{cases} -e^{-jk_\zeta(z_1-z')} \\ +e^{-jk_\zeta(z'-z_1)} \end{cases} + c_\xi \frac{k_\xi}{\kappa_\xi}(jnk) \frac{J_n(\xi\rho_1)}{\rho_1} \sin[n(\phi_1-\phi')] H_{a,TM} \begin{cases} -e^{-jk_\zeta(z_1-z')} \\ +e^{-jk_\zeta(z'-z_1)} \end{cases} \right] \begin{matrix} , & z_1 > z' \\ , & z_1 < z' \end{matrix} \tag{2.94}$$

$$H_\phi(\rho_1,\phi_1,z_1) = \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty} \left[c_\zeta \frac{k_\zeta}{\kappa_\zeta}(jn^2k) \frac{J_n(\zeta\rho_1)}{\rho_1} \cos[n(\phi_1-\phi')] H_{a,TE} \begin{cases} -e^{-jk_\zeta(z_1-z')} \\ +e^{-jk_\zeta(z'-z_1)} \end{cases} + c_\xi \frac{k_\xi}{\kappa_\xi}(jk) \frac{\partial J_n(\xi\rho_1)}{\partial\rho_1} \cos[n(\phi_1-\phi')] H_{a,TM} \begin{cases} -e^{-jk_\zeta(z_1-z')} \\ +e^{-jk_\zeta(z'-z_1)} \end{cases} \right] \begin{matrix} , & z_1 > z' \\ , & z_1 < z' \end{matrix} \tag{2.95}$$

เมื่อ

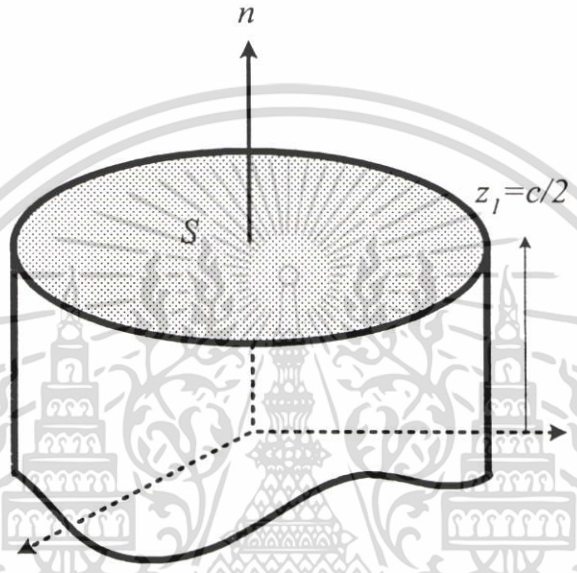
$$E_{a,TE} = H_{a,TE} = \int_{a-l}^{a} \frac{J_n(\zeta\rho')}{\rho'} \sin[k(\rho'-a+l)]d\rho' \tag{2.96}$$

$$E_{a,TM} = H_{a,TM} = \int_{a-l}^{a} \frac{\partial J_n(\xi\rho')}{\partial\rho'} \sin[k(\rho'-a+l)]d\rho' \tag{2.97}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.5 สมการสนามไฟฟ้าระยะไกล

การหาสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกจากช่องเปิดจะเริ่มจากการพิจารณาคลื่นที่เดินทาง $+z$ เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.6 โดยที่ $\hat{n}$ คือเวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่มีทิศทางตั้งฉากกับระนาบช่องเปิด S (ระนาบ $z_1 = c/2$) และช่องเปิดวางอยู่บนช่องว่างอิสระ ดังนั้นเมื่อทราบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในแนวสัมผัสผิวของระนาบช่องเปิด S ที่ได้จากหัวข้อที่แล้ว ความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กสมมูลและกระแสไฟฟ้าสมมูลก็จะสามารถหาได้ดังสมการ (2.81) และ (2.82)



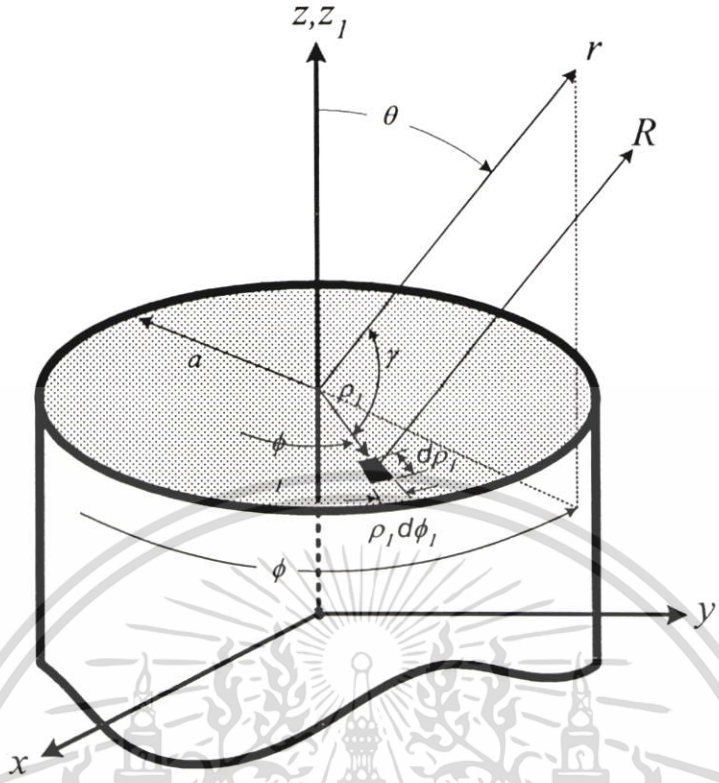
รูปที่ 2.6 การพิจารณาความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กสมมูลและกระแสไฟฟ้าสมมูล

$$\bar{M}_s(\rho_1,\phi_1,z_1) = \bar{E}(\rho_1,\phi_1,z_1)\big|_{z_1=c/2} \times \hat{n} = \bar{E}(\rho_1,\phi_1,z_1)\big|_{z_1=c/2} \times \hat{z} \tag{2.98}$$

$$\bar{J}_s(\rho_1,\phi_1,z_1) = \bar{H}(\rho_1,\phi_1,z_1)\big|_{z_1=c/2} \times (-\hat{n}) = \bar{H}(\rho_1,\phi_1,z_1)\big|_{z_1=c/2} (-\hat{z}) \tag{2.99}$$

รูปที่ 2.7 แสดงรูปโครงสร้างเชิงเรขาคณิตของช่องเปิดแบบวงกลมที่วางอยู่บนช่องว่างอิสระ ดังนั้นสนามไฟฟ้าระยะไกลที่หาได้เวกเตอร์ของการแพร่กระจายคลื่น แสดงได้ดังสมการ (2.82) และ (2.83)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 ช่องเปิดแบบวงกลมที่วางอยู่บนช่องว่างอิสระ

$$E_{\theta,+z}(r,\theta,\phi) \approx -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r}\left\{L_{\phi}(\theta,\phi)+\eta N_{\theta}(\theta,\phi)\right\} \tag{2.100}$$

$$E_{\phi,+z}(r,\theta,\phi) \approx -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r}\left\{L_{\theta}(\theta,\phi)-\eta N_{\phi}(\theta,\phi)\right\} \tag{2.101}$$

จากรูปที่ 2.7 เป็นกรณีที่พิจารณาช่องเปิดวางอยู่บนระนาบ $z_1 = 0$ และเมื่อ $z_1 = c/2$ จะเขียนได้ใหม่เป็น

$$E_{\theta,+z}(r,\theta,\phi) \approx -\frac{jke^{-jk\left(r-\frac{c}{2}\cos\theta\right)}}{4\pi r}\left\{L_{\phi}(\theta,\phi)+\eta N_{\theta}(\theta,\phi)\right\} \tag{2.102}$$

$$E_{\phi,+z}(r,\theta,\phi) \approx -\frac{jke^{-jk\left(r-\frac{c}{2}\cos\theta\right)}}{4\pi r}\left\{L_{\theta}(\theta,\phi)-\eta N_{\phi}(\theta,\phi)\right\} \tag{2.103}$$

โดยที่องค์ประกอบของตัวแพร่กระจายคลื่นคือ

$$N_{\theta} = \int_0^{2\pi}\int_0^{a}\left[J_{\rho}\cos(\theta)\cos(\phi-\phi_1)+J_{\phi}\cos(\theta)\sin(\phi-\phi_1)\right]e^{jk\rho_1\sin\theta\cos(\phi-\phi_1)}\rho_1 d\rho_1 d\phi_1 \tag{2.104}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N_\phi = \int_0^{2\pi}\int_0^{a}\left[-J_\rho \sin(\phi-\phi_1)+J_\phi\cos(\phi-\phi_1)\right]e^{jk\rho_1\sin\theta\cos(\phi-\phi_1)}\rho_1 d\rho_1 d\phi_1 \quad (2.105)$$

$$L_\theta = \int_0^{2\pi}\int_0^{a}\left[M_\rho \cos(\theta)\cos(\phi-\phi_1)+M_\phi\cos(\theta)\sin(\phi-\phi_1)\right]e^{jk\rho_1\sin\theta\cos(\phi-\phi_1)}\rho_1 d\rho_1 d\phi_1 \quad (2.106)$$

$$L_\phi = \int_0^{2\pi}\int_0^{a}\left[-M_\rho \sin(\phi-\phi_1)+M_\phi\cos(\phi-\phi_1)\right]e^{jk\rho_1\sin\theta\cos(\phi-\phi_1)}\rho_1 d\rho_1 d\phi_1 \quad (2.107)$$

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

$$E_\theta(r,\theta,\phi)\approx -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r}\left\{\begin{array}{l} e^{jk\frac{c}{2}\cos(\theta)}\left[L_\phi(\theta,\phi)+\eta N_\theta(\theta,\phi)\right] \\ +e^{jk\frac{c}{2}\cos(\theta+\pi)}\left[L_\phi(\theta+\pi,\phi+\pi)+\eta N_\theta(\theta+\pi,\phi+\pi)\right]\end{array}\right\} \quad (2.108)$$

$$E_\phi(r,\theta,\phi)\approx -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r}\left\{\begin{array}{l} e^{-jk\frac{c}{2}\cos(\theta)}\left[L_{\theta,1}(\theta,\phi)-\eta N_{\phi,2}(\theta,\phi)\right] \\ +e^{jk\frac{c}{2}\cos(\theta+\pi)}\left[L_{\theta,2}(\theta+\pi,\phi)-\eta N_{\phi,2}(\theta+\pi,\phi)\right]\end{array}\right\} \quad (2.109)$$

2.4 . ผลเฉลยเชิงวิเคราะห์

การพิจารณาจะให้วงแหวนเป็นส่วนหนึ่งของท่อนำคลื่นรูปทรงกระบอกกลม สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายคลื่นออกจากช่องเปิดของวงแหวนจะสอดคล้องกับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าประกอบด้วยโหมดคลื่นต่าง ๆ มากมายที่อยู่ภายในท่อนำคลื่นทรงกระบอก ดังนั้นรัศมีของท่อนำคลื่นจะถูกออกแบบเพื่อทำให้โหมดคลื่นอื่น ๆ ถูกตัดออกไปให้เหลือเพียงโหมดคลื่นหลัก (Dominant Mode : TE_{11}) เพียงโหมดเดียว โดยโหมดคลื่นอื่น ๆ ที่อยู่ติดกับโหมดคลื่นหลักคือ TE_{21} ดังนั้นการเลือกค่ารัศมีจะต้องให้อยู่ใกล้ความถี่ตัด (Frequency Cut Off) ของท่อนำคลื่นมากที่สุดสามารถแสดงได้ดังนี้

$$0.293\lambda < a < 0.486\lambda \quad (2.110)$$

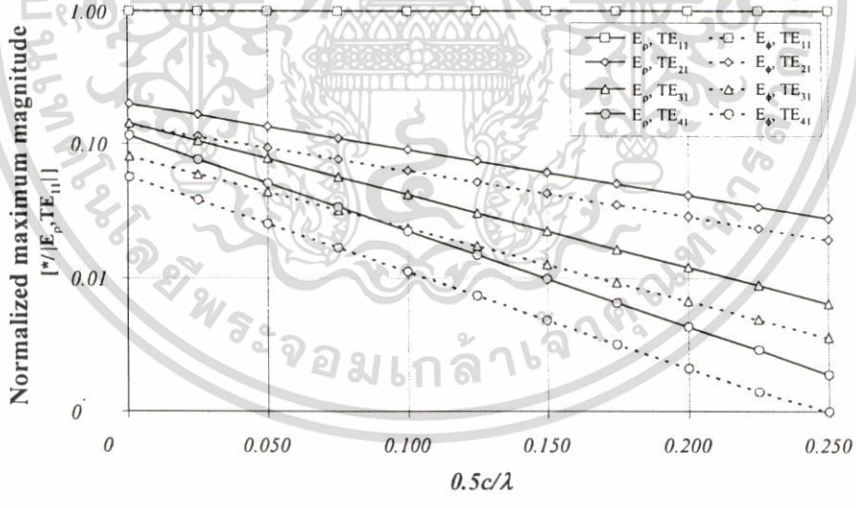
เมื่อ λ คือ ความยาวคลื่นที่ความถี่ปฏิบัติการ (Operating Frequency) โดยใช้ความถี่ 2.45 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการวิเคราะห์จะเลือกใช้รัศมีของวงแหวนที่รัศมีเท่ากับ 0.3019λ ทั้งนี้เนื่องจากเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นและวัสดุที่ใช้สามารถหาซื้อได้ง่าย นอกจากนี้ขนาดความหนาของวงแหวนจะต้องเลือกให้เหมาะสมด้วย เพราะที่บริเวณใกล้กับโพรบจะมีโหมดคลื่นอยู่มากมาย เมื่อระยะทางที่คลื่นเดินทางออกจากโพรบมีค่ามากขึ้นโหมดคลื่นอื่น ๆ ที่ไม่ใช่โหมดหลักจะเป็นรูปแบบของคลื่นเรียกว่า คลื่นจางหาย (Evanescent Wave) จะมีขนาดลดลงอย่างรวดเร็ว ด้วยเหตุนี้จะต้องเลือกความหนาของวงแหวนให้เหมาะสมโดยการพิจารณาโหมดคลื่นต่าง ๆ ในหัวข้อถัดไป

2.4.1 การกระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบริเวณช่องเปิดของวงแหวน

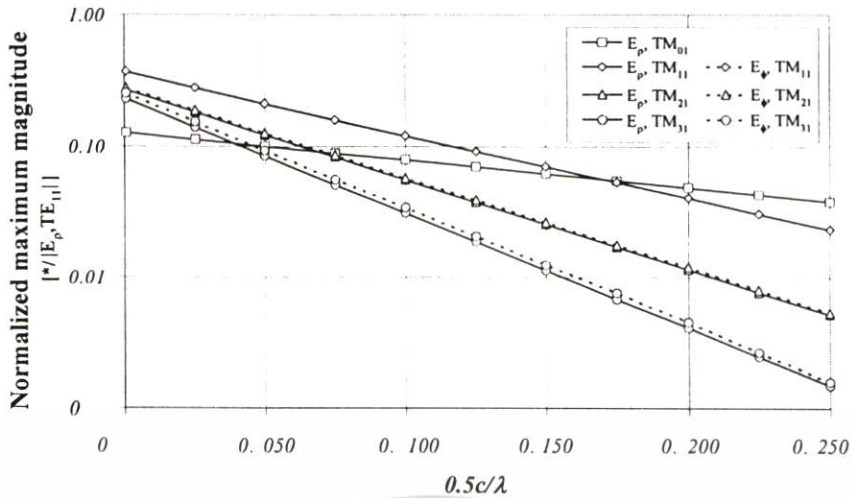
ในการคำนวณหาการกระจายสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าภายในโครงสร้างของทรงกระบอกที่ระนาบ z_1 ที่ตำแหน่งใด ๆ (พิจารณาคลื่นที่เดินทางออกจากช่องเปิดในทิศทาง $+z$) โดยใช้ความยาวของโพรบเท่ากับ 0.25λ และ ระนาบ z_1 อยู่ห่างจากโพรบเท่ากับ $c/2$ ในรูปที่ 2.8 แสดงขนาดสูงสุดของสนามไฟฟ้าในโหมดคลื่นไฟฟ้าตามขวางที่ทำการนอร์แมลไลซ์ เทียบกับ $|E_{\rho,TE11}|$ พบว่าขนาดของ E_ρ,TE_{11} และ E_ϕ,TE_{11} มีขนาดสูงสุดและการเปลี่ยนความหนาของวงแหวนจะมีผลน้อยมากต่อขนาดสนามไฟฟ้าในโหมดนี้ เมื่อพิจารณาในกรณีที่เป็นโหมดสูงลำดับถัดไปพบว่าขนาดของสนามไฟฟ้าจะมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับโหมดพื้นฐานและเมื่อความหนาของวงแหวนเพิ่มขึ้นขนาดของสนามไฟฟ้าจะมีค่าลดลง



รูปที่ 2.8 ขนาดสูงสุดของสนามไฟฟ้าในโหมดคลื่นไฟฟ้าตามขวางที่ทำการนอร์แมลไลซ์เทียบกับ $|E_\rho,TE_{11}|$

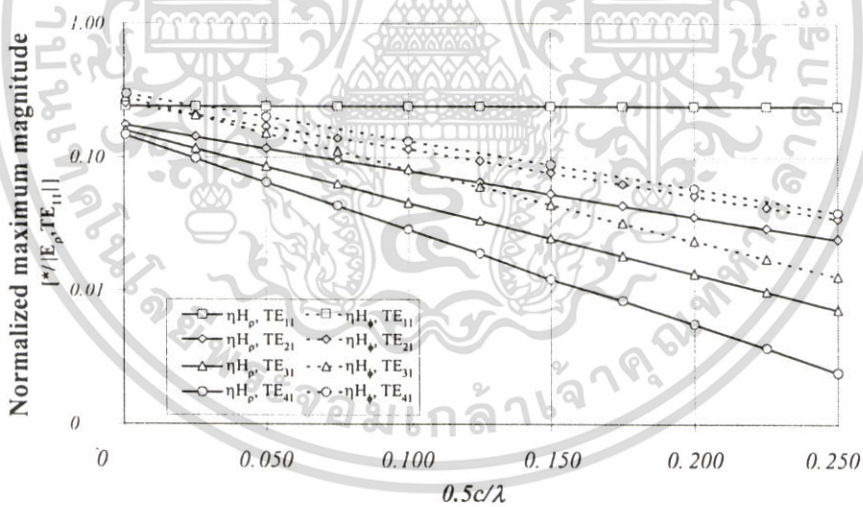
รูปที่ 2.9 แสดงขนาดสูงสุดของสนามไฟฟ้าในโหมดคลื่นแม่เหล็กตามขวางที่ทำการนอร์แมลไลซ์ เทียบกับ $|E_{\rho,TE11}|$ พบว่าขนาดของ E_ρ,TM_{01} จะมีค่า 0.4 เท่าของ E_ρ,TE_{11} และเมื่อความหนาของวงแหวนเพิ่มขึ้นขนาดของสนามไฟฟ้าจะมีค่าลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 ขนาดสูงสุดของสนามไฟฟ้าในโหมดคลื่นแม่เหล็กตามขวางที่ทำการนอร์แมลไลซ์เทียบกับ $|E_\rho, TE_{11}|$

รูปที่ 2.10 แสดงขนาดสูงสุดของสนามแม่เหล็กในโหมดคลื่นไฟฟ้าตามขวางที่ทำการนอร์แมลไลซ์ เทียบกับ $|E_{\rho,TE11}|$ พบว่าขนาดของ $\eta H_\rho, TE_{11}$ จะมีค่าสูงสุดและมีขนาดคงที่เมื่อเพิ่มความหนาของวงแหวนแต่ก็ยังมีขนาดน้อยกว่า E_ρ, TE_{11}



รูปที่ 2.10 ขนาดสูงสุดของสนามแม่เหล็กในโหมดคลื่นไฟฟ้าตามขวางที่ทำการนอร์แมลไลซ์เทียบกับ $|E_\rho, TE_{11}|$

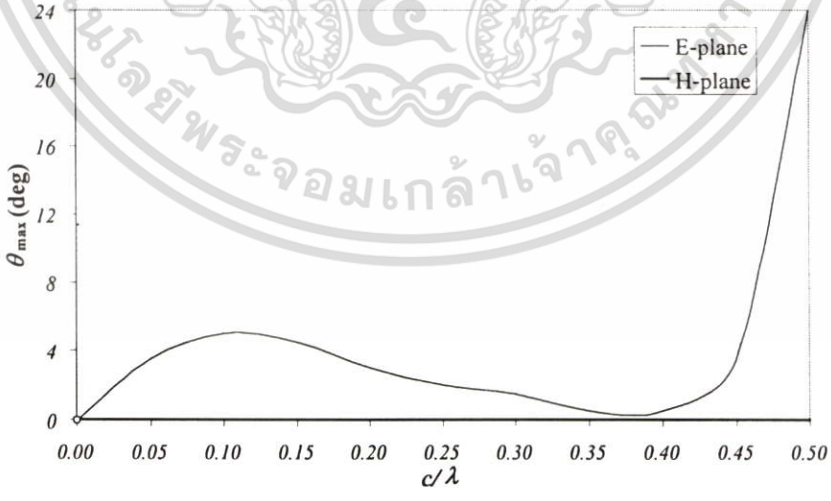
รูปที่ 2.11 แสดงขนาดสูงสุดของสนามแม่เหล็กในโหมดคลื่นแม่เหล็กตามขวางที่ทำการนอร์แมลไลซ์ เทียบกับ $|E_{\rho,TE11}|$ พบว่าขนาดของ $\eta H_\phi, TM_{01}$ จะมีค่าสูงสุดและจะมีขนาดลดลงเมื่อเพิ่มความหนาของวงแหวนแต่ก็ยังมีขนาดน้อยกว่า E_ρ, TE_{11}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

2.4.3 ค่ามุมที่สนามสูงสุด

ในการออกแบบสายอากาศให้มีคุณลักษณะตามที่ต้องการนั้น จำเป็นต้องพิจารณาคุณลักษณะของสายอากาศหลายๆ อย่างร่วมกัน สิ่งที่สำคัญสิ่งหนึ่งที่ต้องพิจารณาคือ ทิศทางการแพร่กระจายสนามที่แรงที่สุดของสายอากาศ โดยทิศทางที่จะพิจารณานี้คือ ทิศทางในระนาบมุมต่างๆ (θ,ϕ) ซึ่งพบว่าค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบสนามไฟฟ้าเพิ่มขึ้นเมื่อความหนาของวงแหวนเพิ่มขึ้นและจะลดลงเมื่อความหนาของวงแหวนมากกว่า 0.15λ และจะกลับมาเพิ่มอีกเมื่อความหนาของวงแหวนเท่ากับ 0.4λ ในระนาบสนามแม่เหล็กค่ามุมที่สนามสูงสุดจะคงที่เท่ากับ 0° ในช่วงของความหนาวงแหวน



รูปที่ 2.14. ค่ามุมที่สนามสูงสุดเมื่อความหนาของวงแหวนมีขนาดต่าง ๆ

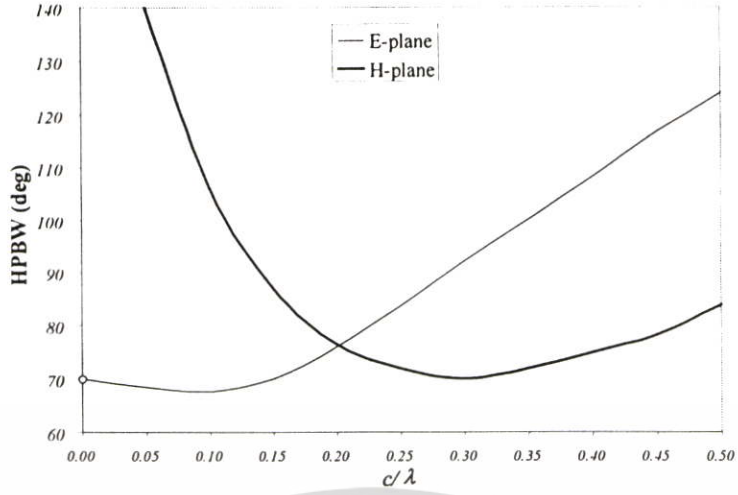
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.4 ค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลัง

ค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งคือมุมที่วัดระหว่างจุดที่ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในลำคลื่นหลัก มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุด โดยจะวัดในหน่วยองศา ซึ่งเป็นคุณลักษณะหนึ่งที่สำคัญของสายอากาศ ทั้งนี้เพราะเป็นสิ่งที่ใช้บ่งชี้ถึงคุณสมบัติของสายอากาศ โดยค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งที่ต้องการคือมีความกว้างแคบๆ ทั้งนี้เพื่อให้สายอากาศแพร่กระจายคลื่นไปยังทิศทางที่ต้องการแม่นยำขึ้นและมีการสูญเสียกำลังงานน้อย ซึ่งความกว้างของลำคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าจะแคบที่สุดเมื่อความหนาของวงแหวนเท่ากับ 0.1λ และเท่ากับ 0.275λ ในระนาบสนามแม่เหล็ก สำหรับแนวโน้มของการเปลี่ยนแปลงค่าของความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังเมื่อเปรียบเทียบกับความหนาของวงแหวนนั้น พบว่าในระนาบสนามไฟฟ้าในช่วง $c < 0.15\lambda$ ความกว้างของลำคลื่นจะมีแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงน้อยมาก เนื่องจากสายอากาศชนิดนี้ โพรบจะเป็นตัวที่แพร่กระจายคลื่นส่วนวงแหวนจะเป็นตัวบังคับทิศทางคลื่น คลื่นที่แพร่กระจายออกจากโพรบนั้นจะมีลักษณะเช่นเดียวกับสายอากาศแบบไดโพลคือสนามที่แพร่กระจายจะมีขนาดสูงสุดในทิศทางตั้งฉากกับตัวโพรบ ($\theta = 0$ และ $\theta = \pi$) และจะมีค่าเป็นศูนย์ในทิศทางที่เป็นด้านปลายของโพรบ ($\theta = \pi/2$) ดังนั้นเมื่อสนามที่แพร่กระจายออกจากโพรบมีค่าเป็นศูนย์บริเวณ $\theta = \pi/2$ ขนาดของความหนาของวงแหวนที่มีค่าน้อย ๆ ก็จะไม่มีผลเพราะสนามที่ตกกระทบบริเวณขอบของช่องเปิดของวงแหวนมีค่าน้อยมาก และเมื่อ $c > 0.15\lambda$ ความกว้างของลำคลื่นก็จะมีแนวโน้มเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วเนื่องจากมุมของสนามที่ตกกระทบบริเวณขอบของช่องเปิดของวงแหวนมีค่ามากขึ้น ดังนั้นสนามที่ตกกระทบก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามลำดับ

ในระนาบสนามแม่เหล็กจะมีแนวโน้มของการเปลี่ยนแปลงค่าของความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังเมื่อเปรียบเทียบกับความหนาของวงแหวนนั้น ในช่วงที่ความหนาของวงแหวนมีขนาดน้อย ๆ ความกว้างของลำคลื่นจะมีแนวโน้มที่เปลี่ยนแปลงอย่างมากซึ่งจะตรงกันข้ามกันกับกรณีของระนาบสนามไฟฟ้า เนื่องจากบริเวณ ($\theta = 0$ และ $\theta = \pi$) สนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกจากโพรบจะมีขนาดสูงสุดซึ่งจะทำให้สนามที่แพร่กระจายนี้ไปตกกระทบที่ขอบของช่องเปิดของวงแหวนมีค่ามากเป็นผลให้สนามที่บริเวณนี้เปลี่ยนแปลงอย่างมาก และเมื่อความหนาของวงแหวนเพิ่มขึ้นการเปลี่ยนความกว้างของลำคลื่นจะลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 ค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังเมื่อความหนาของวงแหวนมีขนาดต่าง ๆ

2.4.5 ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง

ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ เป็นค่าที่แสดงว่าสายอากาศมีความแรงที่ทิศทางต่าง ๆ มากน้อยเพียงใดเทียบกับตัวแพร่กระจายคลื่นไอโซทรอปิกมีหน่วยเป็น dBi ซึ่งในการพิจารณาจะใช้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่มากที่สุด โดยได้จากความสัมพันธ์

$$D_0(\theta,\phi) = 10\log\left(\frac{4\pi U_{\max}(\theta,\phi)}{P_{rad}}\right) \tag{2.111}$$

เมื่อ $U(\theta,\phi)$ คือกำลังงานที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศต่อหน่วยมุมตัน (ตลอดพื้นผิวทรงกลม) แสดงความสัมพันธ์ของความเข้มการแพร่กระจายคลื่นกับสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกลได้ดังนี้

$$U(\theta,\phi) = \frac{r^2}{2\cdot\eta}\cdot\left[\left|E_\theta(\theta,\phi)\right|^2 + \left|E_\phi(\theta,\phi)\right|^2\right] \tag{2.112}$$

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

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} U(\theta,\phi)\sin\theta\, d\theta\, d\phi \tag{2.113}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ความหนาของวงแหวนมีขนาดน้อย ๆ ค่าสภาพเจาะจงทิศทางจะมีค่าน้อย และจะมีค่าสูงสุดเมื่อวงแหวนมีความหนาประมาณ 0.2λ และจะลดลงอีกเมื่อความหนาของวงแหวนเพิ่มขึ้น ซึ่งเปรียบเทียบได้จากความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังในรูปที่ 2.16 คือ ถ้าลำคลื่นมีความกว้างมาก ๆ ค่าสภาพเจาะจงทิศทางก็จะมีค่าน้อย และเมื่อลำคลื่นมีความกว้างน้อย ๆ ค่าสภาพเจาะจงทิศทางก็จะมีค่าที่สูง ดังนั้นบริเวณที่ให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงที่สุดคือบริเวณที่วงแหวนมีความหนาเท่ากับ 0.2λ

รูปที่ 2.16 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเมื่อความหนาของวงแหวนมีขนาดต่าง ๆ

2.5 สรุป

ในบทนี้ได้อธิบายเกี่ยวกับหลักการและทฤษฎีที่สำคัญสำหรับสายอากาศโพรบกระตุ้นวงแหวนวงกลม โดยได้แสดงโครงสร้างของสายอากาศ ตลอดจนพารามิเตอร์ที่ผลต่อการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของสายอากาศ อีกทั้งได้แสดงวิธีการหาผลเฉลยของสนามโดยวิธีฟังก์ชันกรีนไดแอดิกอย่างละเอียด และทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศโพรบกระตุ้นวงแหวนวงกลมเพื่อหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่ให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทางที่มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูง โดยได้ขนาดของความหนาของวงแหวนวงกลมเท่ากับ 0.18λ ซึ่งค่านี้จะให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบสองทิศทางและมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม

3.1 บทนำ

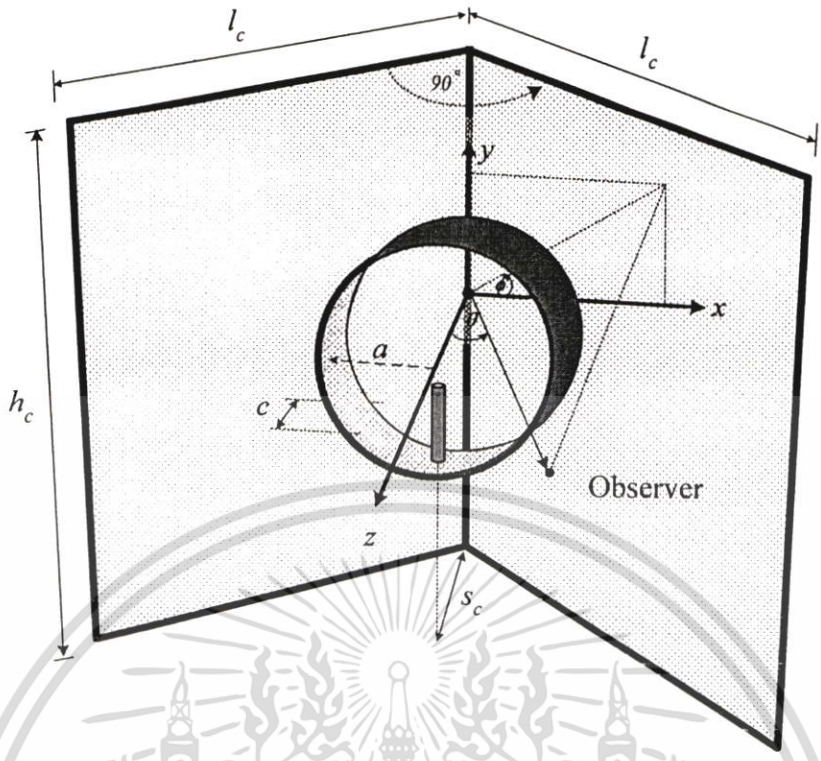
โดยทั่วไปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมจะคำนวณใช้วิธีของตัวประกอบแถวลำดับ ซึ่งมีข้อจำกัดคือขนาดของตัวสะท้อนต้องมีขนาดอนันต์ จึงไม่สามารถคำนวณผลกระทบที่เกิดจากการเลี้ยวเบนของคลื่น Ohba จึงเสนอการคำนวณหาการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมโดยวิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนเชิงเรขาคณิต (Geometrical Theory of Diffraction หรือ GTD) [8] ซึ่งมีข้อจำกัดคือ คำนวณหาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้เฉพาะระนาบสนามแม่เหล็ก แต่ไม่สามารถคำนวณหาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าเนื่องทฤษฎีการเลี้ยวเบนแบบ 2 มิติ

ในบทนี้จึงได้นำเสนอการวิเคราะห์แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่มีความยาวจำกัด โดยใช้ทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอ (Uniform Theory of Diffraction หรือ UTD) แบบ 3 มิติ ซึ่งจะมีความต่อเนื่องบริเวณรอยต่อเงา ในการวิเคราะห์จะทำการเปลี่ยนระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนและเปลี่ยนแปลงความกว้าง ความสูงของตัวสะท้อน เพื่อหาค่าที่เหมาะสม

3.2 โครงสร้างของสายอากาศ

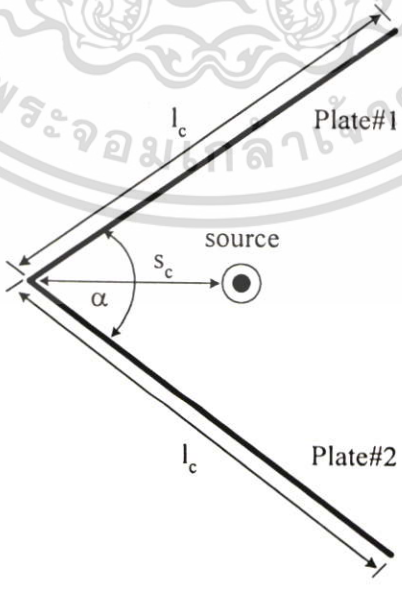
สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลมเป็นสายอากาศแบบทิศทางเดียวโดยใช้สายอากาศวงแหวนวงกลมวางใกล้ตัวสะท้อนแบบมุม แสดงในรูปที่ 3.1 โดยโครงสร้างของสายอากาศวงแหวนวงกลม มีลักษณะเป็นส่วนหนึ่งของท่อนำคลื่นวงกลมปลายเปิดทั้งสองด้านประกอบด้วยโพรบไฟฟ้าเชิงเส้นสำหรับกระตุ้นมีความยาว l_p วางตามแนวแกน y ยื่นเข้าไปด้านในวงแหวนวงกลมที่มีรัศมี a และ ความหนา c โดยค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศวงแหวนวงกลมที่ได้จากการวิเคราะห์ในบทที่แล้วคือ โพรบกระตุ้นยาวเท่ากับ 0.25λ ขนาดรัศมีวงแหวนเท่ากับ 0.3019λ และความหนาเท่ากับ 0.18λ สำหรับตัวสะท้อนแบบมุมจะมีระยะห่างระหว่างจากจุดยอดมุมกับตัวป้อนสัญญาณ s_c ขนาดความสูงและความกว้างเท่ากับ h_c และ l_c ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม

โครงสร้างของตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมจะประกอบด้วยแผ่นสะท้อน 2 แผ่น ทำมุมกัน α ซึ่งโครงสร้างของตัวสะท้อนแบบมุมจะทำได้ง่าย ดังรูปที่ 3.2 โดยในทางปฏิบัติตัวสะท้อนคลื่นแบบมุมที่นิยมเลือกใช้คือ แผ่นสะท้อน 2 แผ่นทำมุมกัน 90° แต่ก็ยังมีบางงานที่ใช้มุมอื่นๆ



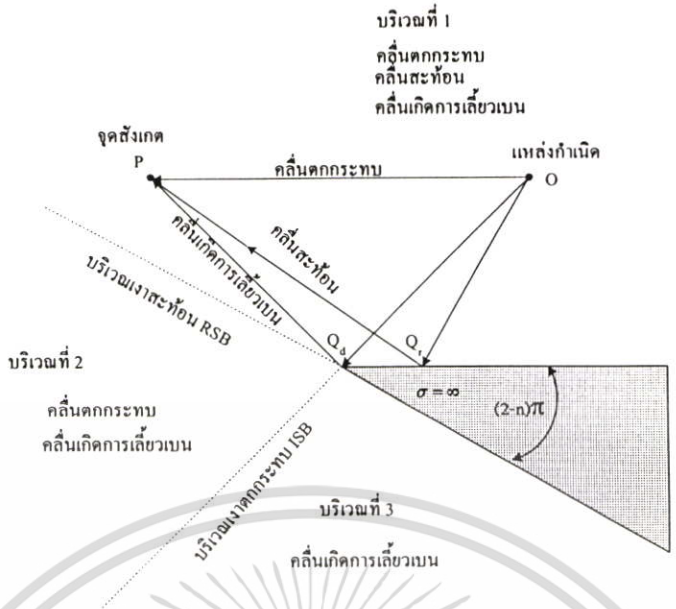
รูปที่ 3.2 โครงสร้างของตัวสะท้อนคลื่นแบบมุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 ทฤษฎีการเลี้ยวเบนของคลื่น

ในกรณีที่โครงสร้างของปัญหามีขนาดใหญ่เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นนั้นจะใช้วิธีการทางด้านความถี่สูงเข้ามาช่วยในการแก้ปัญหา ในปี 1844 ทัศนศาสตร์เชิงเรขาคณิต (Geometircal Optics หรือ GO) หรือเรียกว่า ทัศนศาสตร์เชิงลำคลื่น (Ray Optics) ได้ถูกนำมาใช้ครั้งแรกสำหรับในการวิเคราะห์เกี่ยวกับการกระจายของคลื่นแสง แต่ไม่กล่าวถึงเกี่ยวกับ เฟส การโพลาไรซ์ และการเลี้ยวเบน [9] โดยจะนำมาใช้เฉพาะในกรณีที่เป็นลักษณะเรขาคณิตรูปทรงผิวโค้ง หลังจากนั้นแสงได้ถูกแสดงโดยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าโดยสมการของแมกซ์เวลล์ และปัญหาของการเลี้ยวเบนก็ได้ศึกษาอย่างต่อเนื่อง โดย Lord Rayleigh, Lord Kelvin, Sir George Stokes, Kirchoff, Helmholtz, Mei, Sommerfeld และนักฟิสิกส์ที่มีชื่อเสียง ซึ่งสามารถที่จะหาเฟส การโพลาไรซ์และปริมาณของสนาม วิธีทัศนศาสตร์เชิงเรขาคณิตได้ถูกพัฒนามาเพื่อใช้งานกับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งวิธีนี้เป็นการประมาณค่าของวิธีการทางด้านความถี่สูง จะเป็นการหาสนามที่เกิดจาก คลื่นที่ตกกระทบ คลื่นที่เกิดจากการสะท้อน และคลื่นที่เกิดจากหักเห แต่ข้อบกพร่องสำหรับวิธีนี้คือจะไม่สามารถทำนายคลื่นบริเวณเงาได้อย่างถูกต้องเนื่องจากผลที่เกิดจากบริเวณขอบ การคิดผลของการเลี้ยวเบนบริเวณนี้ถูกขยายผลจากวิธีทัศนศาสตร์เชิงเรขาคณิตโดย Joseph Keller ในปี 1953 และทฤษฎีของ Keller เป็นที่รู้จักในนามของทฤษฎีของการเลี้ยวเบนเชิงเรขาคณิต (Geometrical Theory of Diffraction หรือ GTD) สามารถทำนายสนามที่เลี้ยวเบนบริเวณเงาได้แต่จะมีข้อเสียคือ บริเวณรอยต่อเงาไม่มีความต่อเนื่อง ในปี 1974 Kouyomajian และ Pathak [10] ได้นำเสนอทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอ (Uniform Theory of Diffraction หรือ UTD) ถึงแม้ว่าจะมีข้อบกพร่องอยู่แต่ก็สามารถชดเชยได้อย่างเช่น กระแสสมมูล (Equivalent Current) ใช้ในการคำนวณหาสนามที่จุดแตะรังสี (Caustic) การเลี้ยวเบนแบบชัน (Slope Diffraction) ใช้เมื่อสนามตกกระทบมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วหรือมีค่าเป็นศูนย์ และคิดรวมผลเนื่องการเลี้ยวเบนลำดับสูงเพื่อให้บริเวณรอยต่อเงามีความต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 การแบ่งขอบเขตบริเวณของสนาม

ลักษณะโดยทั่วไปการแบ่งบริเวณของสนามสามารถแบ่งได้เป็นสองส่วนใหญ่ 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 ก็จะมีความแตกต่างกันเนื่องจากขอบเขตที่เกิดขึ้น ซึ่งสนามไฟฟ้ารวมแสดงได้ดังนี้คือ

$$\bar{E}_T(r,\theta,\phi) = \bar{E}_T^i(r,\theta,\phi) + \bar{E}_T^r(r,\theta,\phi) + \bar{E}_T^d(r,\theta,\phi) \qquad (3.1)$$

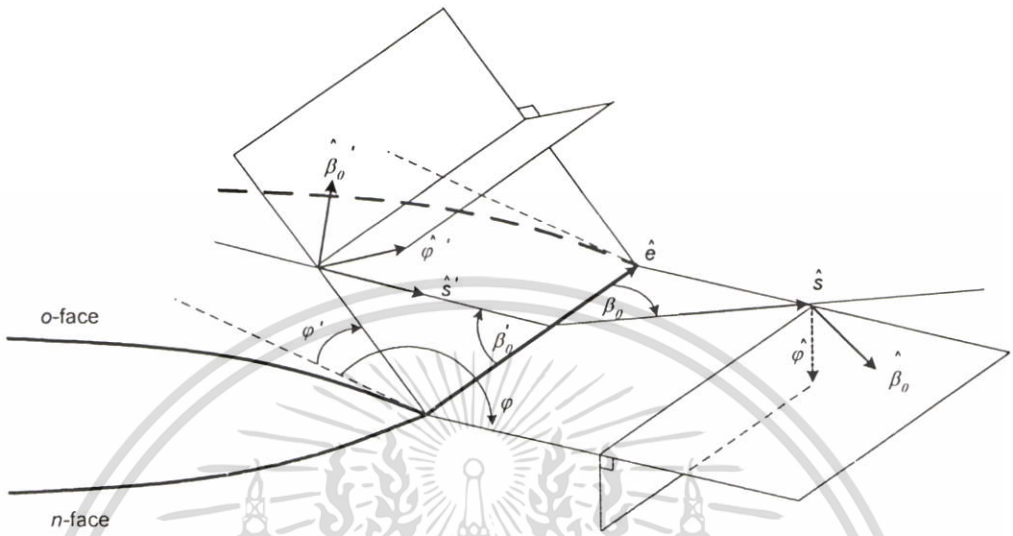
โดยที่ $\bar{E}_T^i$ คือสนามไฟฟ้ารวมที่ตกกระทบ

$\bar{E}_T^r$ คือสนามไฟฟ้ารวมที่เกิดจากการสะท้อน

$\bar{E}_T^d$ คือสนามไฟฟ้ารวมที่เกิดจากการเลี้ยวเบน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณสนามไฟฟ้ารวมที่เกิดจากการเลี้ยวเบน ต้องเริ่มจากการพิจารณาคลื่นที่มาตกกระทบที่ขอบ ซึ่งการพิจารณาในกรณีที่คลื่นที่มาตกกระทบทำมุมใด ๆ กับขอบของพื้นผิวจะใช้ระบบพิกัดคงค่าที่ขอบ (Edge fixed coordinate system) เป็นตัวอ้างอิง แสดงดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 ระบบพิกัดคงค่าที่ขอบ

กำหนดให้ตำแหน่งของแหล่งกำเนิดคลื่นตกกระทบเป็น (s',φ',β_0') และตำแหน่งของจุดสังเกตสนามเป็น (s,φ,β_0) ระนาบของคลื่นตกกระทบสำหรับการเลี้ยวเบนที่ขอบ จะอ้างอิงจากเวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่สัมผัสกับขอบที่จุด Q_d $(\hat{e})$ มุม φ' และ φ เป็นมุมที่วัดจากระนาบ o ไปยังระนาบการตกระทบ และการเลี้ยวเบนตามลำดับ เวกเตอร์หนึ่งหน่วย $\hat{\beta}_0'$ และ $\hat{\varphi}'$ เป็นทิศทางขนานและตั้งฉากกับระนาบของการตกกระทบตามลำดับ และเวกเตอร์หนึ่งหน่วย $\hat{\beta}_0$ และ $\hat{\varphi}$ เป็นทิศทางขนานและตั้งฉากกับระนาบของการเลี้ยวเบนตามลำดับ ในขณะที่มุม β_0' จะเท่ากับมุม β_0 โดยจะวัดจากขอบไปยังลำคลื่นตกกระทบและลำคลื่นสะท้อนตามลำดับ สามารถแสดงความสัมพันธ์ดังนี้

$$\hat{\varphi}' = \frac{\hat{e}\times\hat{s}'}{|\hat{e}\times\hat{s}'|} \tag{3.2}$$

$$\hat{\beta}_0' = \hat{s}'\times\hat{\varphi}' \tag{3.3}$$

$$\hat{\varphi} = \frac{-\hat{e}\times\hat{s}}{|\hat{e}\times\hat{s}|} \tag{3.4}$$

$$\hat{\beta}_0 = \hat{s}\times\hat{\varphi} \tag{3.5}$$

เมื่อ $\hat{e}$ คือ เวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่สัมผัสกับขอบของระนาบกราวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สนามที่เลี้ยวเบนอันดับหนึ่งโดยใช้ทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอแสดงได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} E^d_{\beta_0} \\ E^d_{\varphi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -D_s & 0 \\ 0 & -D_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E^i_{\beta_0'}(Q_d) \\ E^i_{\varphi'}(Q_d) \end{bmatrix} \sqrt{\frac{\rho_c}{s(s+\rho_c)}} e^{-jks} \tag{3.6}$$

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

$$\bar{E}^i = E^i_{\beta_0'}\hat{\beta}_0' + E^i_{\varphi'}\hat{\varphi}' \tag{3.7}$$

$$\bar{E}^d = E^d_{\beta_0'}\hat{\beta}_0' + E^d_{\varphi'}\hat{\varphi}' \tag{3.8}$$

สนามตกกระทบที่มีการโพลาไรซ์ใด ๆ เมื่อเทียบอ้างอิงเทียบกับองค์ประกอบของคงค่าที่ขอบ (edge-fixed complements) ได้ดังนี้

$$E^i_{\beta_0'} = \bar{E}^i \cdot \hat{\beta}_0' \tag{3.9}$$

$$E^i_{\varphi'} = \bar{E}^i \cdot \hat{\varphi}' \tag{3.10}$$

จากสมการ (3.6) แสดงใหม่ในรูปไดแอดิกได้ดังนี้

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

เมื่อ

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

สัมประสิทธิ์การเลี้ยวเบน 3 มิติ กำหนดให้เป็น

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

เมื่อ ∓ 1 คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนแบบอ่อนและแข็งของผิวตัวนำสมบูรณ์ของลิ่มที่ขอบ ตามลำดับ องค์ประกอบของสัมประสิทธิ์แสดงได้ดังนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

โดยที่อาร์กิวเมนต์ของฟังก์ชันจะเป็น

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

ซึ่ง $N^{\pm}$ เป็นเลขจำนวนเต็มที่ส่วนใหญ่เกือบจะเป็นไปตามสมการ

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

และ

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

จะเห็นได้ว่า N^{+} และ N^{-} จะมีค่าแตกต่างกันในแต่ละปัญหา สำหรับการเลี้ยวเบนภายนอกลิ่ม $1<n\le 2$ 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^i ซึ่งสนับสนุนในบริเวณเงาตกกระทบ (incident shadow boundary) คือ

$$L^i = \frac{s(\rho_e^i+s)\rho_1^i\rho_2^i}{\rho_e^i(\rho_1^i+s)(\rho_2^i+s)}\sin^2\beta_0 \tag{3.20}$$

เมื่อ ρ_1^i คือ รัศมีรองรับ (principal radius) ของความโค้งของหน้าคลื่นที่ตกกระทบที่จุด Q_d ในระนาบของคลื่นตกกระทบ และ ρ_2^i คือ รัศมีรองรับ (principal radius) ของความโค้งของหน้าคลื่นที่ตกกระทบที่จุด Q_d ในระนาบที่ตรงข้ามกับระนาบคลื่นตกกระทบ รัศมีของความโค้งของหน้าคลื่นตกกระทบในระนาบคงค่าที่ขอบของคลื่นตกกระทบคือ ρ_e^i ในกรณีที่หน้าคลื่นที่ตกกระทบเป็นแบบทรงกลม $\rho_{1,2}^i=\rho_e^i=s'$ เมื่อ s' คือ รัศมีของความโค้งของหน้าคลื่นทรงกลม ดังนั้น L^i ลดรูปได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

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

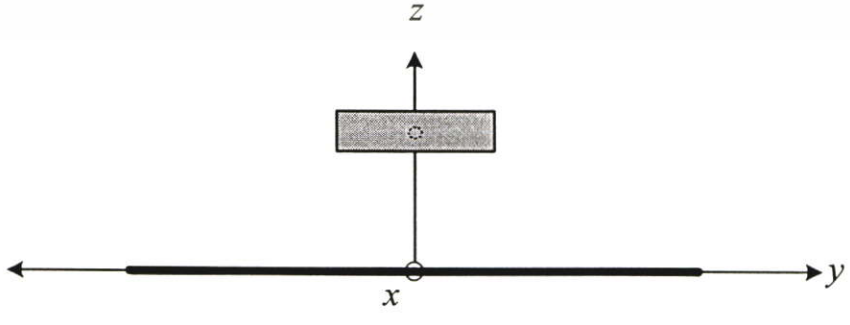
เมื่อ a_e คือรัศมีของความโค้งของขอบที่จุด Q_d โดยวัดจากตำแหน่งกึ่งกลางของผิวโค้ง และ ρ_e คือรัศมีความโค้งของหน้าคลื่นตกกระทบที่จุด Q_d ในระนาบคงค่าขอบของคลื่นตกกระทบ สำหรับในกรณีของหน้าคลื่นแบบทรงกลม $\rho_e = s'$

ในกรณีที่ $s >> \rho_c$ ดังนั้นตัวประกอบการกระจายแสดงใหม่ได้เป็น

$$A(\rho_c,s) = \sqrt{\frac{\rho_c}{s(\rho_c+s)}}_{s>>\rho_c} \simeq \frac{1}{s}\sqrt{\rho_c} \tag{3.24}$$

3.4 สมการการวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่น

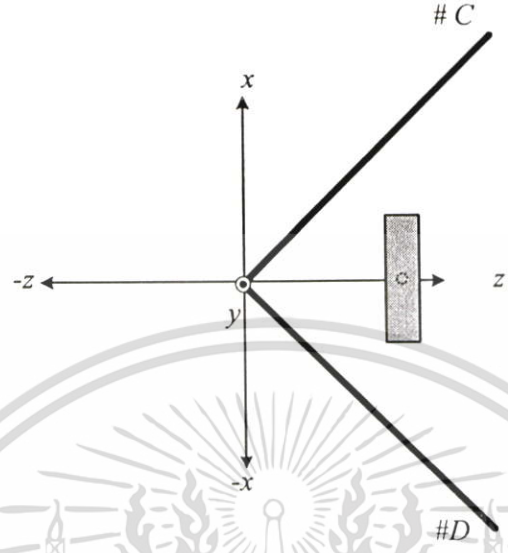
การวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่นของตัวสะท้อนแบบมุมนั้นจะพิจารณาสนามไฟฟ้าใน 2 ระนาบคือ ระนาบสนามไฟฟ้า (ระนาบ yz) และระนาบสนามแม่เหล็ก (ระนาบ yz) แสดงดังรูปที่ 3.5 และ 3.6 ตามลำดับ



รูปที่ 3.5 พิจารณาโครงสร้างในระนาบสนามไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาในระนาบสนามไฟฟ้า จะมีลักษณะเหมือนกับการนำสายอากาศวงแหวนวงกลมวางอยู่บนแผ่นสะท้อน



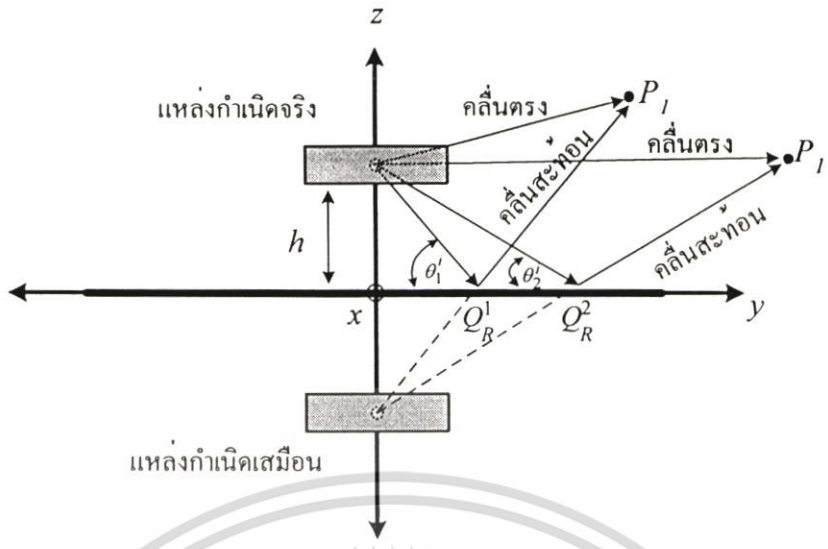
รูปที่ 3.6 พิจารณาโครงสร้างในระนาบสนามแม่เหล็ก

การพิจารณาในระนาบสนามแม่เหล็ก จะพิจารณาโครงสร้างของตัวสะท้อนแบบมุมที่มุม 90 องศา สายอากาศวงแหวนวงกลมที่เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณถูกแทนในตำแหน่งที่ 1 ส่วนแหล่งกำเนิดสัญญาณอื่นๆจะเกิดจากผลของการสะท้อนตัวสะท้อนแบบมุมโดยใช้ทฤษฎีเงา (Image Theory) มาคำนวณร่วมด้วย ซึ่งจะกล่าวโดยละเอียดในหัวข้อต่อไป

3.4.1 ทฤษฎีเงา

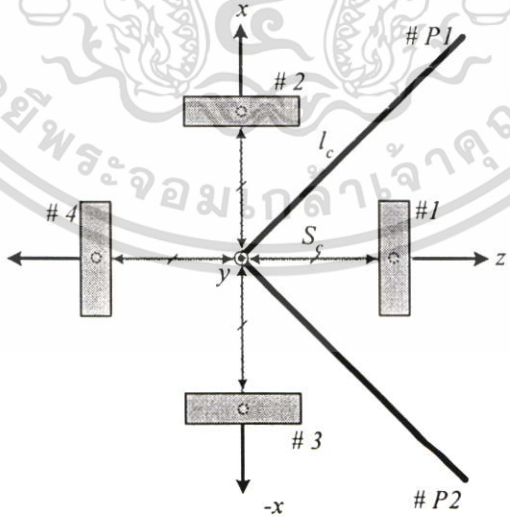
เนื่องจากลักษณะโครงสร้างของสายอากาศที่มีตัวสะท้อนเป็นส่วนประกอบ การพิจารณาจึงจำเป็นต้องอาศัยทฤษฎีเงามาใช้ในการคำนวณด้วย สายอากาศที่มีการโพลาไรซ์ตามแนวตั้งที่ความสูง h จากระนาบตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ ดังแสดงในรูปที่ 3.7 สายอากาศนี้จะกระจายคลื่นไปในทิศต่างๆ ที่จุดสังเกต P_1 จะมีคลื่นตรงจากสายอากาศนั้นรวมกับคลื่นสะท้อนที่สายอากาศส่งออกไปสะท้อนระนาบตัวนำที่จุด Q_{R1} แล้วสะท้อนไปยังจุด P_1 โดยที่มีมุมตกกระทบเท่ากับมุมสะท้อน เมื่อเราต่อเส้นทางของคลื่นสะท้อนลงไปใต้ระนาบตัวนำจนถึงจุดที่ตำแหน่ง h ใต้ตัวนำนั้น ซึ่งเป็นแหล่งกำเนิดเสมือน ถ้าเลื่อนจุดสังเกตไปที่ตำแหน่งอื่นๆ เช่นที่จุด P_2 จุดของการสะท้อนจะเลื่อนไปอยู่ที่จุด Q_{R2} ซึ่งยังคงพบว่าแหล่งกำเนิดเสมือนยังคงอยู่ที่ตำแหน่งเดิม โดยสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะมีค่าเป็น -1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 ลักษณะของการเกิดแหล่งกำเนิดเสมือนในระนาบสนามไฟฟ้า

ในการพิจารณาโครงสร้างในระนาบสนามแม่เหล็ก ลักษณะของการเกิดแหล่งกำเนิดเสมือนแสดงได้ดังรูปที่ 3.8 โดยที่แหล่งกำเนิดเสมือนที่ 2 เกิดจากสายอากาศวงแหนวงกลมสะท้อนกับแผ่นสะท้อน P1 เช่นเดียวกับแหล่งกำเนิดเสมือนที่ 3 เกิดจากสายอากาศวงแหนวงกลมสะท้อนกับแผ่นสะท้อน P2 ส่วนแหล่งกำเนิดเสมือนที่ 4 เกิดจากสายอากาศวงแหนวงกลมสะท้อนกับแผ่นสะท้อนทั้งสองแผ่น หรือกล่าวได้ว่าเกิดจากการสะท้อน 2 ครั้ง

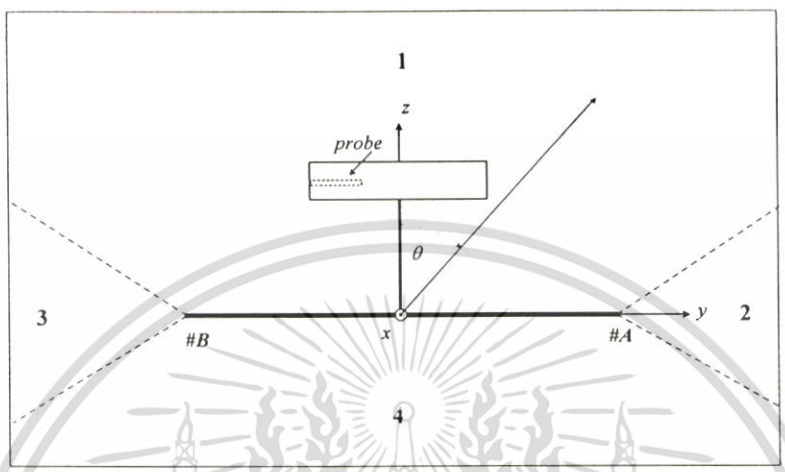


รูปที่ 3.8 ลักษณะของการเกิดแหล่งกำเนิดเสมือนในระนาบสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2 ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงาในระนาบสนามไฟฟ้า

เมื่อทำการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่มีมุมเท่ากับ 90 องศาโดยใช้สายอากาศวงแหวนวงกลม จะเกิดขอบเขตของที่เป็นแสงและเงาเกิดขึ้นซึ่งพิจารณาในระนาบสนามไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงาในระนาบสนามไฟฟ้า

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงาในระนาบสนามไฟฟ้าแสดงได้ดังนี้

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงา 1 $\left(0 \le \theta \le \frac{\pi}{2} - \varphi', \frac{3\pi}{2} + \varphi' \le \theta \le 2\pi\right)$

$$\bar{E}_T = \bar{E}^i + \bar{E}^r + \bar{E}_A{}^d + \bar{E}_B{}^d \tag{3.25}$$

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงา 2 และ 3 $\left(0 \le \theta \le \frac{\pi}{2} + \varphi', \frac{3\pi}{2} - \varphi' \le \theta \le 2\pi\right)$

$$\bar{E}_T = \bar{E}^i + \bar{E}_A{}^d + \bar{E}_B{}^d \tag{3.26}$$

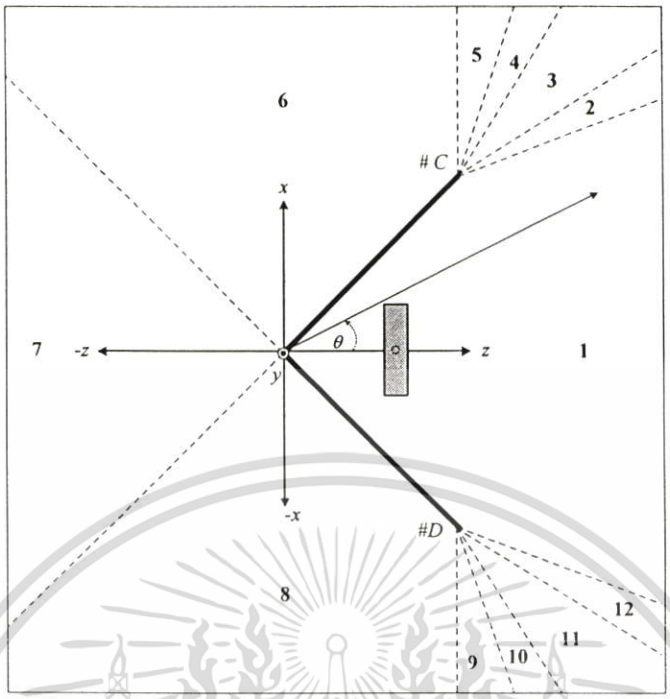
ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงา 4 $\left(\frac{\pi}{2} + \varphi' \le \theta \le \frac{3\pi}{2} - \varphi'\right)$

$$\bar{E}_T = \bar{E}_A{}^d + \bar{E}_B{}^d \tag{3.27}$$

3.4.3 ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงาในระนาบสนามแม่เหล็ก

โครงสร้างของสายอากาศในระนาบสนามแม่เหล็กมีลักษณะสมมาตร ทำให้ผลรวมของสนามไฟฟ้าที่ขอบเขตรอยต่อเงา $0 \le \theta \le \pi$ ที่ $\phi = 0$ จะเท่ากับผลรวมของสนามไฟฟ้าที่ขอบเขตรอยต่อเงา $0 \le \theta \le \pi$ ที่ $\phi = \pi$ ในการพิจารณาจะพิจารณาขอบเขตบริเวณรอยต่อเงาตั้งแต่ขอบเขตที่ 1 ถึงขอบเขตที่ 7 เท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงาในระนาบสนามแม่เหล็ก

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงาในระนาบสนามแม่เหล็กแสดงได้ดังนี้

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

$$\bar{E}_T = \bar{E}_1 + \bar{E}_2 + \bar{E}_3 + \bar{E}_4 + \bar{E}^d_{C,1} + \bar{E}^d_{D,1} + \bar{E}^d_{C,3} + \bar{E}^d_{D,2} \tag{3.28}$$

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

$$\bar{E}_T = \bar{E}_1 + \bar{E}_3 + \bar{E}_4 + \bar{E}^d_{C,1} + \bar{E}^d_{D,1} + \bar{E}^d_{C,3} + \bar{E}^d_{D,2} \tag{3.29}$$

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

$$\bar{E}_T = \bar{E}_1 + \bar{E}_3 + \bar{E}^d_{C,1} + \bar{E}^d_{D,1} + \bar{E}^d_{C,3} + \bar{E}^d_{D,2} \tag{3.30}$$

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

$$\bar{E}_T = \bar{E}_1 + \bar{E}^d_{C,1} + \bar{E}^d_{D,1} + \bar{E}^d_{C,3} + \bar{E}^d_{D,2} \tag{3.31}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงา 5 $\left(\frac{\pi}{4}+\varphi_{C,1} \le \theta \le \frac{\pi}{2}\right)$

$$\bar{E}_T = \bar{E}^d_{C,1} + \bar{E}^d_{D,1} + \bar{E}^d_{C,3} + \bar{E}^d_{D,2} \tag{3.32}$$

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงา 6 $\left(\frac{\pi}{2} \le \theta \le \frac{3\pi}{4}\right)$

$$\bar{E}_T = \bar{E}^d_{C,1} + \bar{E}^d_{C,3} \tag{3.33}$$

ขอบเขตบริเวณรอยต่อเงา 7 $\left(\frac{3\pi}{4} \le \theta \le \pi\right)$

$$\bar{E}_T = \bar{E}^d_{C,1} + \bar{E}^d_{D,1} + \bar{E}^d_{C,3} + \bar{E}^d_{D,2} \tag{3.34}$$

3.4.4 การหาค่าพารามิเตอร์ระยะทางสำหรับการเลี้ยวเบน 3 มิติและตัวประกอบการกระจาย

พารามิเตอร์ระยะทาง ในสัมประสิทธิ์การเลี้ยวเบน 3 มิติประกอบไปด้วย L', L'^o, L'^m ซึ่ง L' สนับสนุนในบริเวณเงาตกกระทบ ส่วน L'^o และ L'^m สนับสนุนในบริเวณเงาสะท้อนที่ด้าน o และ n ตามลำดับ แต่โครงสร้างของแผ่นสะท้อนด้านหน้าของ o และ n เป็นด้านเดียวกัน เพราะฉะนั้น

$L' = L'^o = L'^m$

จากสมการ (3.21) จะหาค่า L' ได้ดังสมการ

$$L' = \left.\frac{ss'}{(s+s')}\right|_{s\gg s'} = s' \tag{3.35}$$

เมื่อ $\beta_0 = \frac{\pi}{2}$

จาก (3.23) รัศมีความโค้งของหน้าคลื่นตกกระทบเท่ากับ

$$\rho_e = s' \tag{3.36}$$

เมื่อ $a_e = \infty$ เนื่องจากแผ่นสะท้อนไม่มีความโค้ง

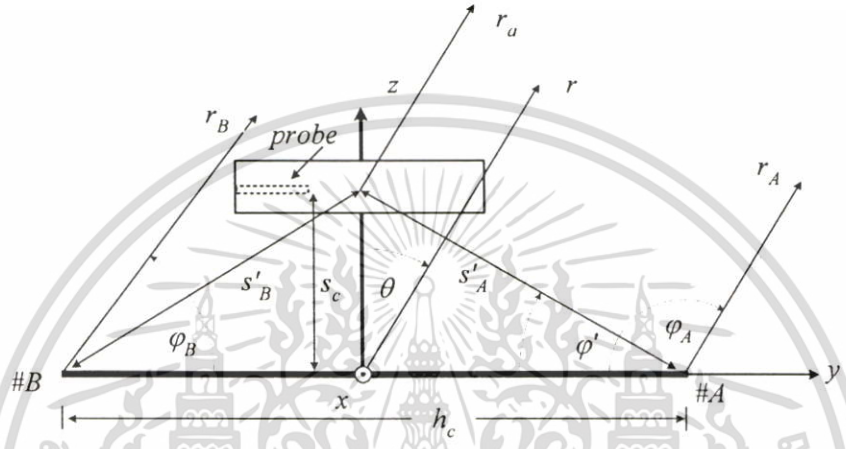
จาก (3.24) ตัวประกอบการกระจายแสดงได้ดัง

$$A(s) = \frac{\sqrt{s'}}{s} \tag{3.37}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.5 สมการการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า

การพิจารณาโครงสร้างของสายอากาศเพื่อหาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศวงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบวางเหนือระนาบตัวนำในระนาบสนามไฟฟ้าแสดงในรูปที่ 3.11 โดยสายอากาศวงแหวนวงกลมวางอยู่บนแผ่นสะท้อนในแนวแกน y ที่ระยะห่างกัน S_c โดยแผ่นสะท้อนมีจุดเลี้ยวเบนที่จุด #A และ #B ห่างกัน h_c มีระยะทางระหว่างจุดเลี้ยวเบน #A และ #B กับแหล่งกำเนิดเท่ากับ S'_A และ S'_B ตามลำดับ



รูปที่ 3.11 การพิจารณาโครงสร้างของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้า

พิจารณาที่ขอบ A ($\theta = \pi/2 + \varphi', \phi = \pi/2$) แสดงค่าค่าเวกเตอร์ที่นำไปคำนวณหาค่าเวกเตอร์ในระบบพิกัดคงค่าที่ขอบได้ดังนี้

$$\hat{e} = -\hat{x} \tag{3.38}$$

$$\hat{s}' = \cos\alpha'\hat{y} - \sin\alpha'\hat{z} \tag{3.39}$$

$$\hat{s} = \cos\theta\hat{z} - \sin\theta\hat{y} \tag{3.40}$$

พิจารณาที่ขอบ B ($\theta = \pi/2 + \varphi', \phi = 3\pi/2$) แสดงค่าค่าเวกเตอร์ที่นำไปคำนวณหาค่าเวกเตอร์ในระบบพิกัดคงค่าที่ขอบได้ดังนี้

$$\hat{e} = \hat{x} \tag{3.41}$$

$$\hat{s}' = -\cos\alpha\hat{y} - \sin\alpha\hat{z} \tag{3.42}$$

$$\hat{s} = \cos\theta\hat{y} - \sin\theta\hat{z} \tag{3.43}$$

จากสมการที่ (3.38) ถึง (3.43) สามารถคำนวณหาค่าเวกเตอร์ในระบบพิกัดคงค่าที่ขอบ ซึ่งพบว่าเวกเตอร์ในระบบพิกัดคงค่าที่ขอบเท่ากันในทั้งสองขอบ แสดงค่าเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\hat{\varphi}' = -\hat{\theta} \tag{3.44}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\hat{\beta}_0' = \hat{\phi} \tag{3.45}$$

$$\hat{\varphi} = \hat{\theta} \tag{3.46}$$

$$\hat{\beta}_0 = -\hat{\phi} \tag{3.47}$$

จากสมการ (3.7) องค์ประกอบของสนามที่ตกกระทบแสดงได้ดังสมการ

$$E'_{\beta_0'} = \bar{E}^i \cdot \hat{\beta}_0' = 0 \tag{3.48}$$

$$E'_{\varphi'} = \bar{E}^i \cdot \hat{\varphi}' = -\frac{e^{-jks'}}{s'} E_\theta(\theta = \pi/2 + \alpha, \phi = 3\pi/2) \tag{3.49}$$

จากสมการ (3.48) และ (3.49) สนามไฟฟ้ารวมที่ตกกระทบแสดงได้ดังนี้

$$\bar{E}_T^i(r,\theta,\phi) = [E_\theta^i(\theta,\phi = \pi/2)\hat{\theta}]\frac{e^{-jkr_a}}{r}\ ;\ 0 \le \theta \le \frac{\pi}{2} + \varphi', \frac{3\pi}{2} - \varphi' \le \theta \le 2\pi \tag{3.50}$$

สนามไฟฟ้ารวมที่เกิดจากการสะท้อน

$$\bar{E}_T^r(r,\theta,\phi) = -[E_\theta^r(\theta,\phi = \pi/2)\hat{\theta}]\frac{e^{-jkr_a'}}{r}\ ;\ 0 \le \theta \le \frac{\pi}{2} - \varphi', \frac{3\pi}{2} + \varphi' \le \theta \le 2\pi \tag{3.51}$$

จากสมการที่ (3.11) สามรถคำนวนหาองค์ประกอบและสนามไฟฟ้าของการเลี้ยวเบนได้ดังสมการ และ ตามลำดับ

$$\bar{E}^i \cdot \bar{\bar{D}} = -E'_{\varphi'} D_h \hat{\varphi} \tag{3.52}$$

$$\bar{E}_A^d = -E'_{\varphi'} D_h A(s) e^{-jkr_A} \hat{\theta} \tag{3.53}$$

สนามไฟฟ้ารวมที่เกิดจากการเลี้ยวเบนที่บริเวณขอบที่ A แสดงได้ดังนี้

$$\bar{E}_{T,A}^d(r,\theta,\phi) = E_\theta^i(\theta = \pi/2 + \varphi', \phi = \pi/2)\ \frac{e^{-iks_A'}}{s_A'}\sqrt{s_A'} D_s(L' = s_A', \varphi_A, \varphi', n = 2)\hat{\theta}\ \ \frac{e^{-ikr_A}}{r} \tag{3.54}$$

สนามไฟฟ้ารวมที่เกิดจากการเลี้ยวเบนที่บริเวณขอบที่ B แสดงได้ดังนี้

$$\bar{E}_{T,B}^d(r,\theta,\phi) = E_\theta^i(\theta = \pi/2 + \varphi', \phi = 3\pi/2)\ \frac{e^{-iks_B'}}{s_B'}\sqrt{s_B'} D_s(L' = s_B', \varphi_B, \varphi', n = 2)\hat{\theta}\ \ \frac{e^{-ikr_B}}{r} \tag{3.55}$$

ดังนั้นสนามไฟฟ้ารวมในระนาบสนามไฟฟ้าแสดงได้ดังนี้คือ

$$\bar{E}_T = [E_T^i + E_T^r + E_{T,A}^d + E_{T,B}^d]\hat{\theta} \tag{3.56}$$

เมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\varphi_A = \begin{cases} \pi/2+\theta, \text{ if } 0 \le \theta \le 3\pi/2 \\ \theta - 3\pi/2, \text{ if } 3\pi/2 < \theta \le 2\pi \end{cases} \qquad \varphi_B = \begin{cases} \pi/2-\theta, \text{ if } 0 \le \theta \le \pi/2 \\ 5\pi/2-\theta, \text{ if } \pi/2 < \theta \le 2\pi \end{cases}$$

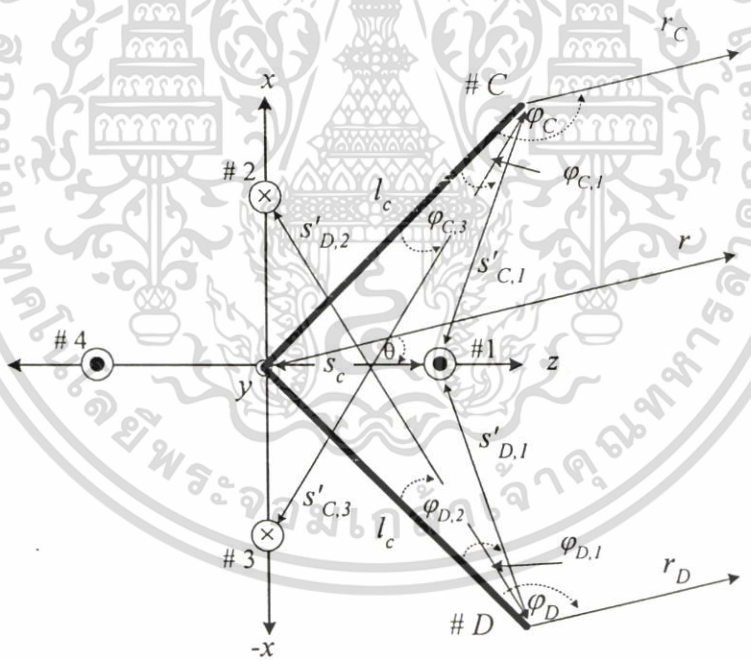
และ

$$r_a = r - h_c\cos\theta \qquad r_a' = r + h_c\cos\theta$$

$$r_A = r - (h_c/2)\sin\theta \qquad r_B = r + (h_c/2)\sin\theta$$

3.4.6 สมการการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก

การพิจารณาโครงสร้างของสายอากาศเพื่อหาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามแม่เหล็กแสดงในรูปที่ 3.12 ในการพิจารณาจะพิจารณาที่ขอบของตัวสะท้อนเป็นหลัก ซึ่งประกอบไปด้วยขอบ C และขอบ D และต้องพิจารณาสนามไฟฟ้าจากแหล่งกำเนิดที่มากระทบที่ขอบ ซึ่งแหล่งกำเนิดที่ไม่ใช่แหล่งกำเนิดหลัก (#1) จะเกิดจากการสะท้อนของแหล่งกำเนิดหลักกับตัวสะท้อน โดยลักษณะของโครงสร้างในระนาบสนามแม่เหล็ก สนามไฟฟ้าจะเกิดการเลี้ยวเบนที่ขอบ C และ D โดยแหล่งกำเนิด 1 3 และ 1 2 ตามลำดับ โดยมีระยะห่างระหว่างแหล่งกำเนิดทุกตัวกับจุดยอดมุมของตัวสะท้อน S_c



รูปที่ 3.12 พิจารณาโครงสร้างในระนาบสนามแม่เหล็ก

พิจารณาที่ขอบ C โดยมีแหล่งกำเนิด 1 เป็นแหล่งกำเนิดสนาม $(\theta = \frac{\pi}{4} + \varphi'_{C,1}, \phi = 0)$ แสดงค่าค่าเวกเตอร์ที่นำไปคำนวณหาค่าเวกเตอร์ในระบบพิกัดคงค่าที่ขอบได้ดังนี้

$$\hat{e} = \hat{y} \tag{3.57}$$

$$\hat{s} = \hat{z}\cos(\theta) + \hat{x}\sin(\theta) \tag{3.58}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\hat{s}' = \hat{x}\sin(\frac{\pi}{4} + \varphi'_{C,1}) + \hat{z}\cos(\frac{\pi}{4} + \varphi'_{C,1}) \tag{3.59}$$

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

$$\hat{e} = \hat{y} \tag{3.60}$$

$$\hat{s} = \hat{z}\cos(\theta) + \hat{x}\sin(\theta) \tag{3.61}$$

$$\hat{s}' = \hat{x}\sin\left(\frac{\pi}{4} + \varphi'_{C,3}\right) + \hat{z}\cos\left(\frac{\pi}{4} + \varphi'_{C,3}\right) \tag{3.62}$$

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

$$\hat{e} = \hat{y} \tag{3.63}$$

$$\hat{s} = \hat{z}\cos(\theta) + \hat{x}\sin(\theta) \tag{3.64}$$

$$\hat{s}' = -\hat{x}\sin(\frac{\pi}{4} + \varphi'_{D,1}) + \hat{z}\cos(\frac{\pi}{4} + \varphi'_{D,1}) \tag{3.65}$$

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

$$\hat{e} = \hat{y} \tag{3.66}$$

$$\hat{s} = \hat{z}\cos(\theta) + \hat{x}\sin(\theta) \tag{3.67}$$

$$\hat{s}' = -\hat{x}\sin\left(\frac{\pi}{4} + \varphi'_{D,2}\right) + \hat{z}\cos\left(\frac{\pi}{4} + \varphi'_{D,2}\right) \tag{3.68}$$

จากสมการที่ (3.57) ถึง (3.68) สามารถคำนวณหาค่าเวกเตอร์ในระบบพิกัดคงค่าที่ขอบ ซึ่งพบว่าเวกเตอร์ในระบบพิกัดคงค่าที่ขอบเท่ากันทุกกรณี แสดงค่าเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\hat{\varphi}' = -\hat{\theta} \tag{3.69}$$

$$\hat{\beta}'_0 = \hat{\phi} \tag{3.70}$$

$$\hat{\varphi} = \hat{\theta} \tag{3.71}$$

$$\hat{\beta}_0 = -\hat{\phi} \tag{3.72}$$

จากสมการ (3.7) องค์ประกอบของสนามที่ตกกระทบโดยแหล่งกำเนิดต่างๆ แสดงได้ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E'_{\beta'_0} = \bar{E}^i \cdot \hat{\beta}'_0 = \frac{E_\phi\left(\theta = \pi/4 + \varphi', \phi = 0\right)}{s'} e^{-jks'} \tag{3.73}$$

$$E'_{\varphi'} = \bar{E}^i \cdot \hat{\varphi}' = -\frac{E_\theta\left(\theta = \pi/4 + \varphi', \phi = 0\right)}{s'} e^{-jks'} \tag{3.74}$$

จากสมการ (3.73) และ (3.74) สนามไฟฟ้ารวมที่ตกกระทบ

$$\bar{E}'_1(r,\theta,\phi) = [E'_\theta(\theta,\phi=0)\hat{\theta} + E'_\phi(\theta,\phi=0)\hat{\phi}]\frac{e^{-jkr_1}}{r} \tag{3.75}$$

$$\bar{E}'_2(r,\theta,\phi) = -[E'_\theta(\theta,\phi=0)\hat{\theta} + E'_\phi(\theta,\phi=0)\hat{\phi}]\frac{e^{-jkr_2}}{r} \tag{3.76}$$

$$\bar{E}'_3(r,\theta,\phi) = -[E'_\theta(\theta,\phi=0)\hat{\theta} + E'_\phi(\theta,\phi=0)\hat{\phi}]\frac{e^{-jkr_3}}{r} \tag{3.77}$$

$$\bar{E}'_4(r,\theta,\phi) = [E'_\theta(\theta,\phi=0)\hat{\theta} + E'_\phi(\theta,\phi=0)\hat{\phi}]\frac{e^{-jkr_4}}{r} \tag{3.78}$$

สนามไฟฟ้ารวมที่เกิดจากการเลี้ยวเบนที่บริเวณขอบที่ C และ D แสดงได้ดังนี้

$$\bar{E}^d_{C,1}(r,\theta,\phi) = \frac{e^{-iks'_{C,1}}}{s'_{C,1}}\begin{Bmatrix} E'_{1,\theta}(\theta=\pi/4+\varphi'_{C,1},\phi=0)\ D_h(L'=s'_{C,1},\varphi_C,\varphi'_{C,1},n=2)\hat{\theta} \\ E'_{1,\phi}(\theta=\pi/4+\varphi'_{C,1},\phi=0)\ D_s(L'=s'_{C,1},\varphi_C,\varphi'_{C,1},n=2)\hat{\phi} \end{Bmatrix}\sqrt{s'_{C,1}}\ \frac{e^{-ikr_C}}{r} \tag{3.79}$$

$$\bar{E}^d_{C,3}(r,\theta,\phi) = \frac{e^{-iks'_{C,3}}}{s'_{C,3}}\begin{Bmatrix} E'_{3,\theta}(\theta=\pi/4+\varphi'_{C,3},\phi=0)\ D_h(L'=s'_{C,3},\varphi_C,\varphi'_{C,3},n=2)\hat{\theta} \\ E'_{3,\phi}(\theta=\pi/4+\varphi'_{C,3},\phi=0)\ D_s(L'=s'_{C,3},\varphi_C,\varphi'_{C,3},n=2)\hat{\phi} \end{Bmatrix}\sqrt{s'_{C,3}}\frac{e^{-ikr_C}}{r} \tag{3.80}$$

$$\bar{E}^d_{1,D}(r,\theta,\phi) = \frac{e^{-iks'_{D,1}}}{s'_{D,1}}\begin{Bmatrix} E'_{1,\theta}(\theta=-\left(\pi/4+\varphi'_{D,1}\right),\phi=0)\ D_h(L'=s'_{D,1},\varphi_D,\varphi'_{D,1},n=2)\hat{\theta} \\ E'_{1,\phi}(\theta=-\left(\pi/4+\varphi'_{D,1}\right),\phi=0)\ D_s(L'=s'_{D,1},\varphi_D,\varphi'_{D,1},n=2)\hat{\phi} \end{Bmatrix}\sqrt{s'_{D,1}}\frac{e^{-ikr_D}}{r} \tag{3.81}$$

$$\bar{E}^d_{D,2}(r,\theta,\phi) = \frac{e^{-iks'_{D,2}}}{s'_{D,2}}\begin{Bmatrix} E'_{2,\theta}(\theta=-\left(\pi/4+\varphi'_{D,2}\right),\phi=0)\ D_h(L'=s'_{D,2},\varphi_B,\varphi'_{D,2},n=2)\hat{\theta} \\ E'_{2,\phi}(\theta=-\left(\pi/4+\varphi'_{D,2}\right),\phi=0)\ D_s(L'=s'_{D,2},\varphi_B,\varphi'_{D,2},n=2)\hat{\phi} \end{Bmatrix}\sqrt{s'_{D,2}}\frac{e^{-ikr_D}}{r} \tag{3.82}$$

เมื่อ

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

และ

$$r_1 = r - S_c\cos\theta \qquad r_2 = r - S_c\sin\theta$$

$$r_3 = r + S_c\sin\theta \qquad r_4 = r + S_c\cos\theta$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

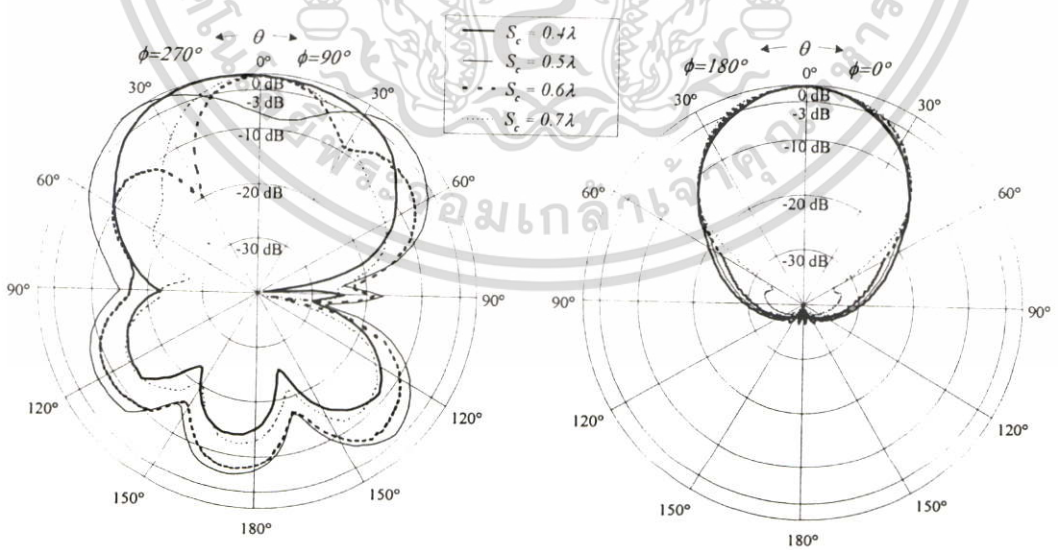
$$s'_{D,1} = \sqrt{\left(\frac{l_c}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{l_c}{\sqrt{2}} - S_c\right)^2} \qquad s'_{D,2} = \sqrt{\left(\frac{l_c}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{l_c}{\sqrt{2}} + S_c\right)^2}$$

3.5. ผลเฉลยเชิงวิเคราะห์

ผลเฉลยเชิงวิเคราะห์เป็นการแสดงคุณลักษณะของสายอากาศ โดยทำการเปลี่ยนแปลงค่าที่สำคัญซึ่งประกอบไปด้วย ระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อน ความสูงของตัวสะท้อน และความกว้างของตัวสะท้อน เพื่อที่จะหาค่าที่เหมาะสมที่ทำให้สายอากาศมีคุณลักษณะที่ตรงกับการใช้งาน

3.5.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลมแสดงในรูปที่ 3.13 ถึง 3.15 พบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าจะไม่สมมาตรส่วนในกรณีของระนาบสนามแม่เหล็กจะสมมาตร สาเหตุเนื่องจากผลของโพรบไฟฟ้าเชิงเส้นที่ทำให้โครงสร้างในระนาบสะนามไฟฟ้าไม่สมมาตร



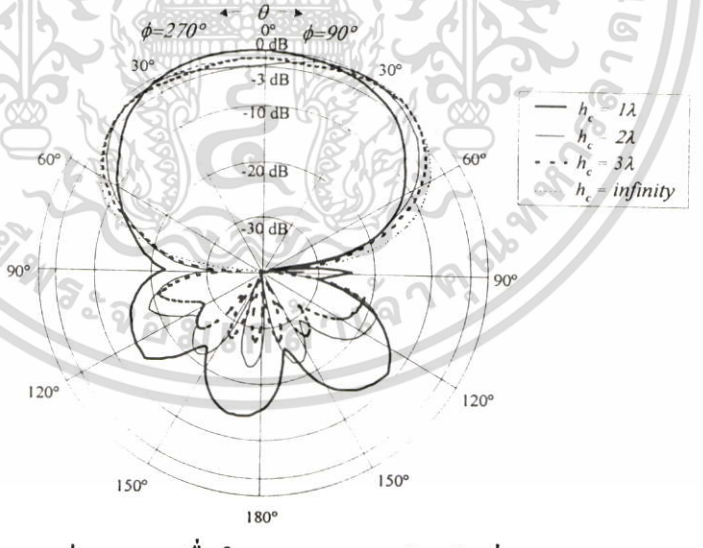
ระนาบสนามไฟฟ้า ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 3.13 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก เมื่อระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนมีขนาดต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.13 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนมีค่า $S_c = 0.4\lambda$ 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 $S_c = 0.4\lambda$ ลำคลื่นจะมีขนาดที่แคบที่สุดและลำคลื่นด้านหลังมีขนาดเล็ก ยังพบอีกว่าเมื่อ S_c มีค่าเพิ่มขึ้นลำคลื่นจะมีกว้างขึ้นและลำคลื่นย่อยด้านข้างเกิดขึ้น ในส่วนของการพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนาม พบว่าที่ $S_c = 0.4\lambda$ ลำคลื่นจะมีขนาดที่แคบที่สุดแต่ก็มีความแตกต่างกันน้อย ซึ่งจะแสดงความแตกต่างกันโดยละเอียดในหัวข้อต่อไป

ข้อสังเกตุ จากรูปที่ 3.13 พบว่าขนาดของลำคลื่นย่อยด้านหลังมีขนาดไม่เท่ากันเนื่องจาก ลำคลื่นย่อยด้านหลังเกิดจากผลการเลี้ยวเบนที่ขอบ A B C และ D แต่ในการคำนวณแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าจะรวมผลการเลี้ยวเบนที่ขอบ A และ B แต่ไม่คิดผลของการเลี้ยวเบนที่ขอบ C และ D ซึ่งจะเป็นไปในลักษณะเดียวกันกับการคำนวณแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก ซึ่งจะรวมผลการเลี้ยวเบนที่ขอบ C และ D แต่ไม่คิดผลของการเลี้ยวเบนที่ขอบ A และ B จากข้อจำกัดดังกล่าวจะทำให้ขนาดของลำคลื่นย่อยด้านหลังมีขนาดไม่เท่ากัน

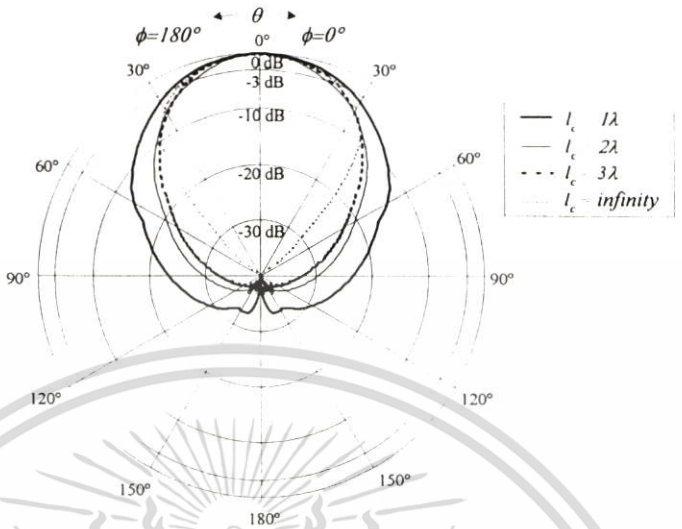


รูปที่ 3.14 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าเมื่อความสูงของตัวสะท้อนมีขนาดต่าง ๆ

ในรูปที่ 3.14 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศโดยทำการเปลี่ยนแปลงความสูงของตัวสะท้อนมีค่าต่างๆ แต่กำหนดให้ระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนมีค่า $S_c = 0.4\lambda$ และ ความกว้างของตัวสะท้อนเท่ากับ $l_c = 2\lambda$ พบว่าความสูงของตัวสะท้อนมีผลต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความกว้างของลำคลื่นและขนาดของลำคลื่นด้านหลัง โดยหากขนาดความสูงของตัวสะท้อนสูงขึ้น ขนาดของลำคลื่นด้านหลังจะลดลงและจะไม่เกิดขึ้นหากขนาดความสูงของตัวสะท้อนมีค่าอนันต์



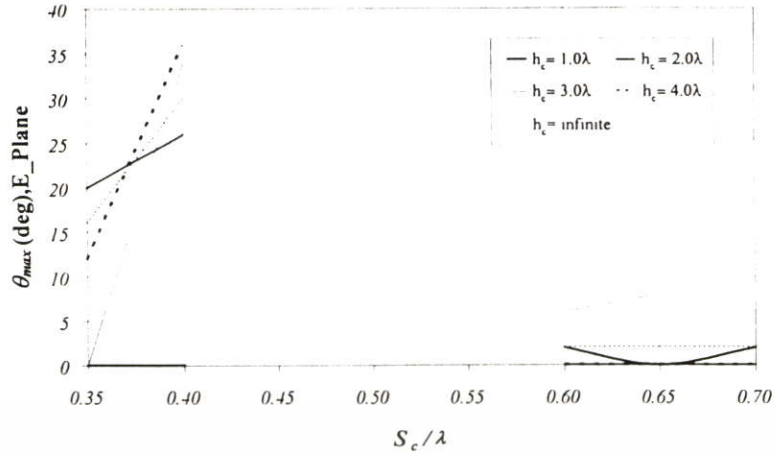
รูปที่ 3.15 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กเมื่อความกว้างของตัวสะท้อนมีขนาดต่าง ๆ

ในรูปที่ 3.15 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศโดยทำการเปลี่ยนแปลงความกว้างของตัวสะท้อนที่ค่าต่างๆ แต่กำหนดให้ระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนมีค่า $S_c = 0.4\lambda$ และ ความสูงของตัวสะท้อนเท่ากับ $h_c = 1\lambda$ พบว่าความกว้างของตัวสะท้อนมีผลต่อความกว้างของลำคลื่นและขนาดของลำคลื่นด้านหลัง โดยหากขนาดความกว้างของตัวสะท้อนมากขึ้นขนาดของลำคลื่นด้านหลังจะลดลงและจะไม่เกิดขึ้นหากขนาดความสูงของตัวสะท้อนมีค่าอนันต์

3.5.2 ค่ามุมที่สนามสูงสุด

สายอากาศชนิดนี้มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว กล่าวคือค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบมุมยกและระนาบมุมกวาดจะต้องชี้ที่ 0° พร้อมกัน ในระนาบสนามแม่เหล็กค่ามุมที่สนามสูงสุดจะอยู่ที่ 0° ทุกกรณี แต่ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบสนามไฟฟ้าจะไม่อยู่ที่ 0° ทุกกรณี แสดงในรูปที่ 3.16 พบว่าค่ามุมที่สนามสูงสุดจะเท่ากับ 0° ในกรณีที่ระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับ (0.4λ) ที่ความสูงของตัวสะท้อนเท่ากับ (λ) และกรณีที่ระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ (0.6λ) ที่ความสูงของตัวสะท้อนเท่ากับ $h_c = \lambda$ และ $h_c = 3\lambda$

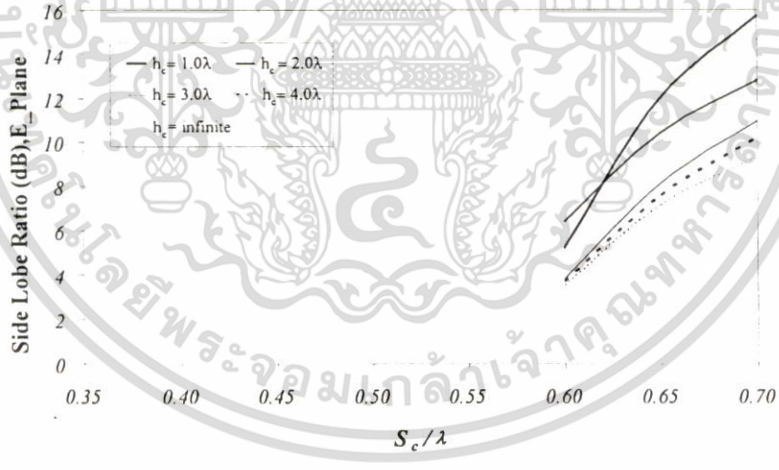
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบสนามไฟฟ้า

3.5.3 ค่าอัตราส่วนระดับของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อย

ค่าอัตราส่วนระดับของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยในระนาบสนามไฟฟ้าแสดงดังในรูปที่ 3.17 พบว่าระดับของลำคลื่นย่อยจะเกิดขึ้นเมื่อระยะห่างระหว่างวงแหวนกับตัวสะท้อนมากกว่า 0.6λ ในส่วนของค่าอัตราส่วนระดับของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยในระนาบสนามแม่เหล็กจะไม่เกิดขึ้น หรือกล่าวได้ว่าในระนาบสนามแม่เหล็กจะไม่มีลำคลื่นย่อยเกิดขึ้น



รูปที่ 3.17 ค่าอัตราส่วนระดับของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยในระนาบสนามไฟฟ้า

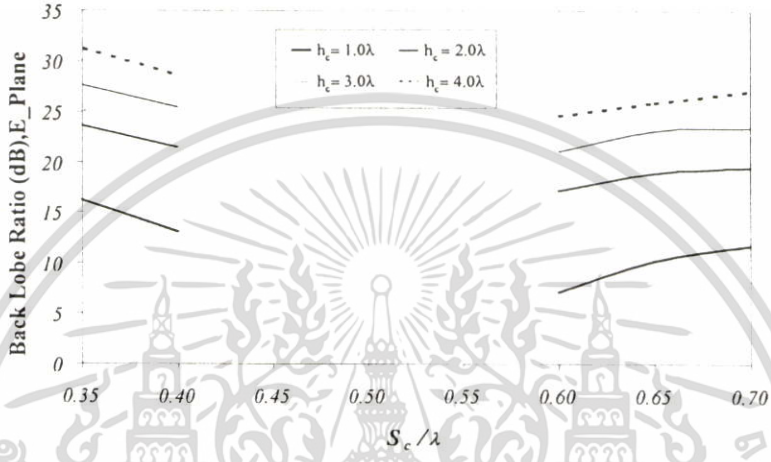
3.5.4 ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลัง

อัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลังหมายถึงการเทียบระดับของลำคลื่นด้านต่อระดับของลำคลื่นด้านหลัง ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลังดังแสดงในรูปที่ 3.18(ก) และ 3.18(ข) คือในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กตามลำดับ เมื่อพิจารณาในระนาบสนามไฟฟ้าพบว่าเมื่อว่าระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนเพิ่มขึ้นระดับของคลื่นด้านหลังจะลดลง และจะมีเพิ่มขึ้นเมื่อระยะห่างระหว่างวงแหวนกับตัวสะท้อนมากกว่า 0.6λ ที่

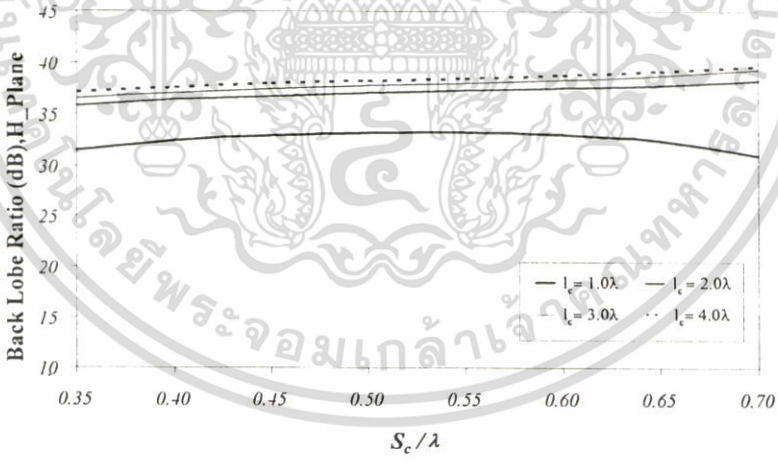
เอกสารนี้สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดความสูงของตัวสะท้อนน้อยอัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลังก็จะมีค่าน้อยและจะเพิ่มขึ้นหากเพิ่มขนาดความสูงของตัวสะท้อนเพิ่มขึ้น

เมื่อพิจารณาในระนาบสนามแม่เหล็กพบว่าเมื่อระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนเพิ่มขึ้นระดับของคลื่นด้านหลังมีการเปลี่ยนแปลงน้อยมาก ที่ขนาดความกว้างของตัวสะท้อนน้อยอัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลังก็จะมีค่าน้อยและจะเพิ่มขึ้นหากเพิ่มขนาดความสูงของตัวสะท้อนเพิ่มขึ้น



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 3.18 ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลัง

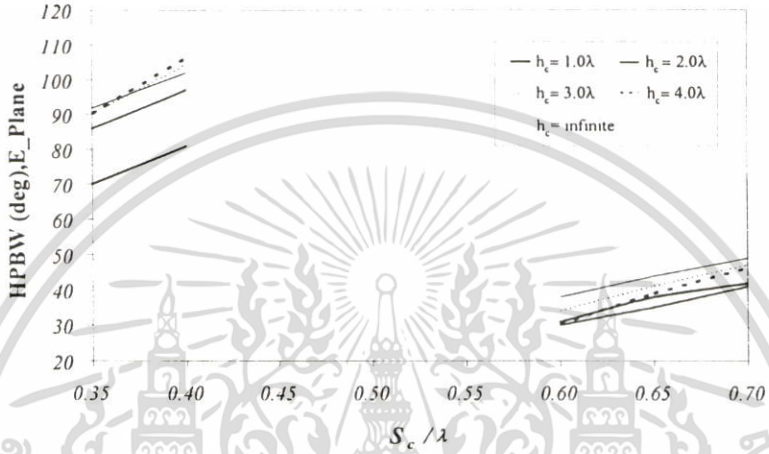
3.5.5 ค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลัง

ค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังแสดงดังรูปที่ 3.19 เมื่อพิจารณาในระนาบสนามไฟฟ้าพบว่าเมื่อระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนเพิ่มขึ้นค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังจะลดลง และจะมีเพิ่มขึ้นเมื่อระยะห่างระหว่างวงแหวนกับตัวสะท้อนมากกว่า 0.6λ ที่ขนาดความ

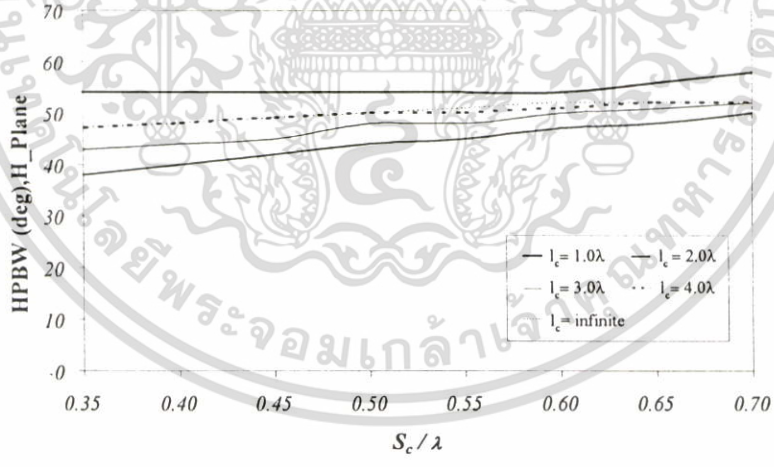
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูงของตัวสะท้อนน้อยค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังก็จะมีค่าน้อยและจะเพิ่มขึ้นหากเพิ่มขนาดความสูงของตัวสะท้อนเพิ่มขึ้น

เมื่อพิจารณาในระนาบสนามแม่เหล็กพบว่าเมื่อว่าระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนเพิ่มขึ้นค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังมีการเปลี่นแปลงน้อยมาก ค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังก็จะมีค่ามากที่สุด และน้อยที่สุดที่ขนาดความกว้างของตัวสะท้อนเท่ากับ λ และ 2λ ตามลำดับ



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 3.19 ค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลัง

3.6 สรุป

ในบทนี้ได้อธิบายเกี่ยวกับหลักการและทฤษฎีที่สำคัญสำหรับการคำนวณคุณลักษณะของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม โดยได้แสดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างของสายอากาศ ตลอดจนพารามิเตอร์ที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของสายอากาศ อีกทั้งได้แสดงวิธีการหาผลเฉลยของสนามโดยวิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมออย่างละเอียด และทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศเพื่อหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสม โดยได้ระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนเท่ากับ 0.4λ ความสูงและความกว้างของตัวสะท้อนเท่ากับ λ และ 2λ ตามลำดับ ซึ่งจะให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบทิศทางเดียวที่มีค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเท่ากับ 81 และ 40 องศา ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

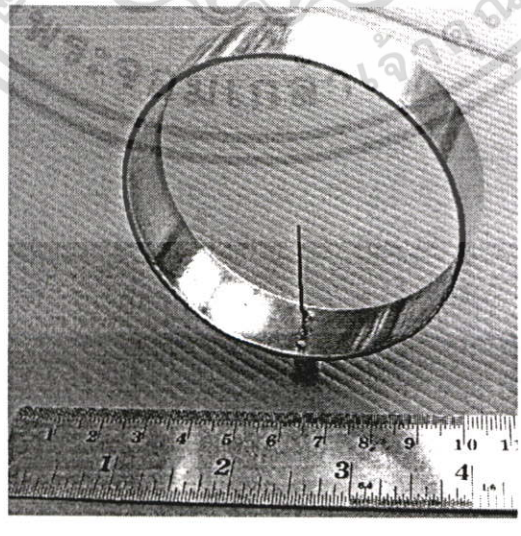
การสร้าง ทดสอบ และผลการทดสอบ

4.1 บทนำ

จากบทที่ 2 ซึ่งเป็นผลการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศวงแหวนวงกลมที่ได้จากฟังก์ชันกรีนชนิดไดแอดิก และบทที่ 3 ซึ่งเป็นการการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศเพื่อเปรียบเทียบและยืนยันผลที่ได้จากการคำนวณว่ามีความแม่นยำและถูกต้องมากน้อยเพียงใด ซึ่งการทดสอบสายอากาศได้ออกแบบสร้างที่ความถี่ 2.45 GHz ซึ่งความถี่ใช้งานของระบบการสื่อสารโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (Wireless LAN) และมีช่วงกว้างแถบความถี่เท่ากับ 4835 MHz หรือเท่ากับ 3.4% (2.4 – 2.4835 GHz)

4.2 การสร้าง และการทดสอบสายอากาศวงแหวนวงกลม

จากผลการคำนวณได้ทำการเลือกค่าพารามิเตอร์ที่ดีที่สุดคือ ใช้รัศมีของวงแหวนเท่ากับ 3.70 ซม. (0.3019λ) ความหนาของวงแหวนเท่ากับ 2.20 ซม. (0.18λ) และความยาวของโพรบเท่ากับ 3.06 ซม. (0.25λ) ซึ่งพบว่าสายอากาศชนิดนี้จะให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสายอากาศเท่ากับ 5.35 dBi ความกว้างของลำคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กและระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ 74 และ 78 องศา ตามลำดับ รูปถ่ายของสายอากาศที่ได้สร้างขึ้นจริงดังแสดงในรูปที่ 4.1



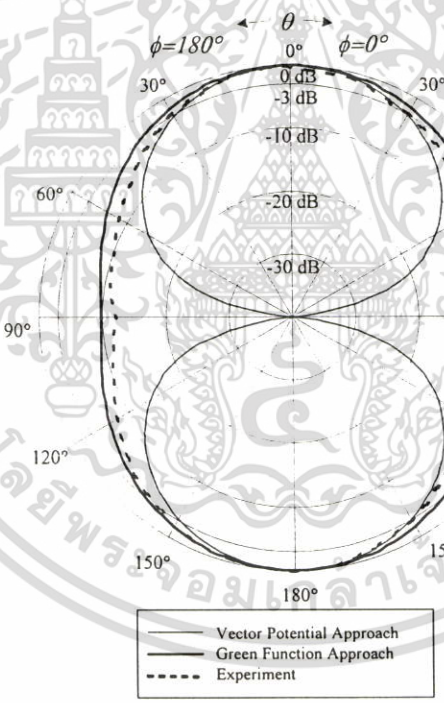
รูปที่ 4.1 รูปถ่ายของสายอากาศวงแหวนวงกลมที่ได้สร้างขึ้นจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ คือ รูปภาพที่ใช้เพื่อเป็นตัวบ่งบอกลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่เป็นฟังชันก์ของทิศทาง ซึ่งทำการทดสอบที่สนามระยะไกล หรือระยะห่างระหว่างแหล่งกำเนิด (สายอากาศส่ง) และสายอากาศรับต้องห่างกันมากกว่า $2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือขนาดที่ยาวที่สุดของสายอากาศ ซึ่งที่สนามระยะไกลนี้การเปลี่ยนแปลงของสนามจะไม่เปลี่ยนแปลงตามระยะทาง

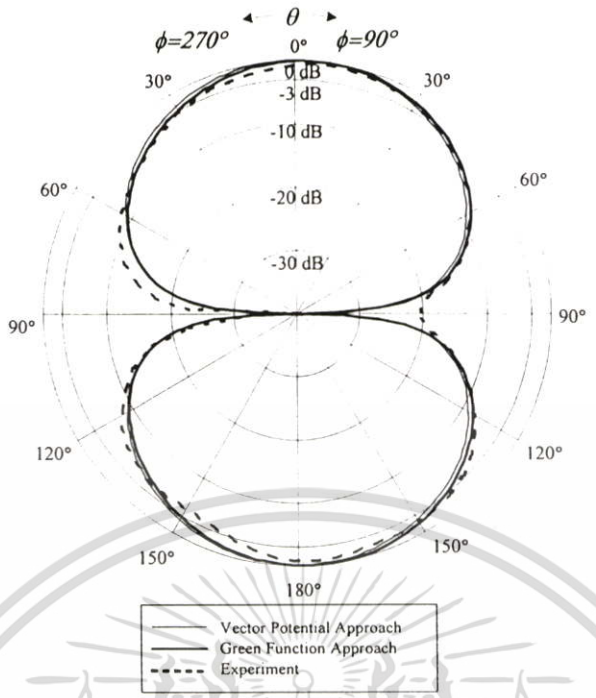
รูปที่ 4.2 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามแม่เหล็ก เมื่อเปรียบเทียบทั้ง 3 กรณี พบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่คำนวณด้วยวิธีฟังก์ชันกรีนชนิดไดแอดิกจะมีแนวโน้มที่สอดคล้องกันกับในกรณีที่ได้จากการทดสอบ ในส่วนกรณีที่คำนวณด้วยวิธีฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์นั้น ในบริเวณที่มุม $\pm 90^\circ$ จะมีความแตกต่างจากกรณีอื่น เนื่องจากพิจารณาเพียงแหล่งกำเนิดความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กสมมูลที่เกิดจากโหมด TE_{11} ไม่ได้พิจารณาผลที่เกิดจากโหมดรวมและพิจารณาความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าสมมูลเท่ากับศูนย์



รูปที่ 4.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.3 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้า เมื่อเปรียบเทียบทั้ง 3 กรณี พบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่คำนวณด้วยวิธีฟังก์ชันกรีนชนิดไดแอดิกจะมีแนวโน้มที่สอดคล้องกันกับผลที่ได้จากการทดสอบมากกว่าในกรณีที่คำนวณด้วยวิธีฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์ สังเกตได้จากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่คำนวณด้วยวิธีฟังก์ชันกรีนชนิดไดแอดิกจะบ่งบอกตำแหน่งการวางของโพรบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า

4.2.2 คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ที่ได้ทำการทดสอบคือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยทั่วไปค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะใช้ระบบ 50 โอห์ม แต่ในปฏิบัติไม่สามารถทำได้ดังนั้นจึงต้องออกแบบให้มีค่าใกล้เคียง และเมื่อพิจารณาค่าที่ใกล้เคียงนั้นในรูปของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศ (SWR) ไม่ควรเกิน 1.5:1 ซึ่งเป็นค่าที่ยอมรับได้หรือพิจารณาในรูปของกำลังงานที่สะท้อนกลับคือประมาณ 4% เท่านั้น รูปที่ 4.4 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศที่ได้จากการทดสอบสายอากาศซึ่งมีค่าเท่ากับ 46.516+j5.592 Ω และในรูปที่ 4.5 แสดงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง พบว่าความถี่ที่ออกแบบจะมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับ 1.146:1 และสายอากาศมีความกว้างแถบความถี่เท่ากับ 10.49% (พิจารณาที่ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งไม่เกิน 1.5:1) โดยการพิจารณาช่วงกว้างแถบความถี่ของสายอากาศสามารถหาได้จาก

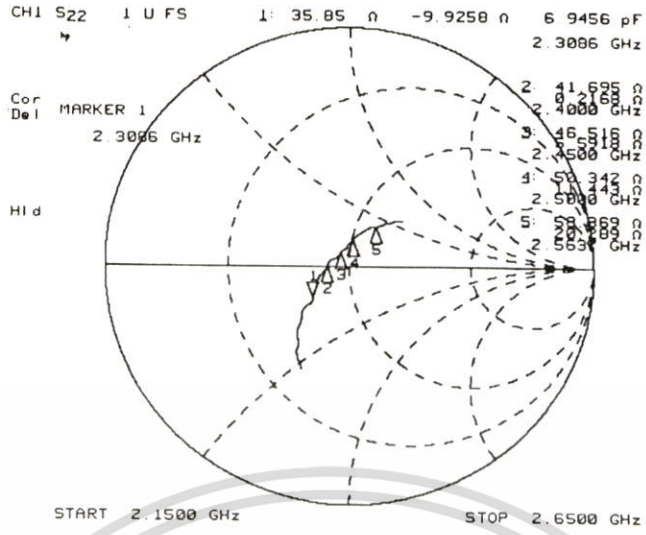
$$\Delta f(\%) = \frac{f_H - f_L}{f_c} \tag{4.1}$$

โดยที่ f_H คือค่าความถี่สูงสุดที่สามารถทำงานได้

f_L คือค่าความถี่ต่ำสุดที่สามารถทำงานได้

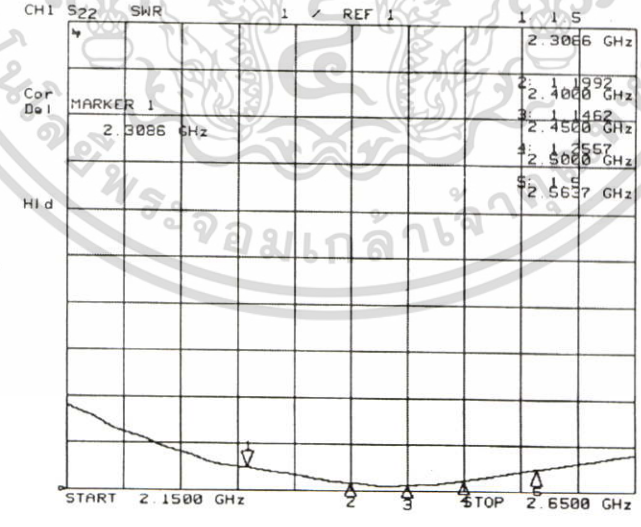
f_H คือค่าความถี่ที่ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 ค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศวงแหวนวงกลม

สำหรับการแสดงตัวชี้ต่าง ๆ (Marker) โดยตัวชี้ที่ 1 คือ ความถี่ทางต่ำที่สุดของสายอากาศที่ยังคงให้อัตราส่วนคลื่นนิ่งไม่เกิน 1.5:1 ตัวชี้ที่ 2 คือ ความถี่ทางด้านต่ำของระบบการสื่อสารท้องถิ่นไร้สาย ตัวชี้ที่ 3 คือ ความถี่กลาง (ความถี่ออกแบบ) ตัวชี้ที่ 4 คือ ความถี่ทางด้านสูงของระบบการสื่อสารท้องถิ่นไร้สาย และตัวชี้ที่ 5 คือ ความถี่ทางด้านสูงที่สุดของสายอากาศที่ยังคงให้ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งไม่เกิน 1.5:1

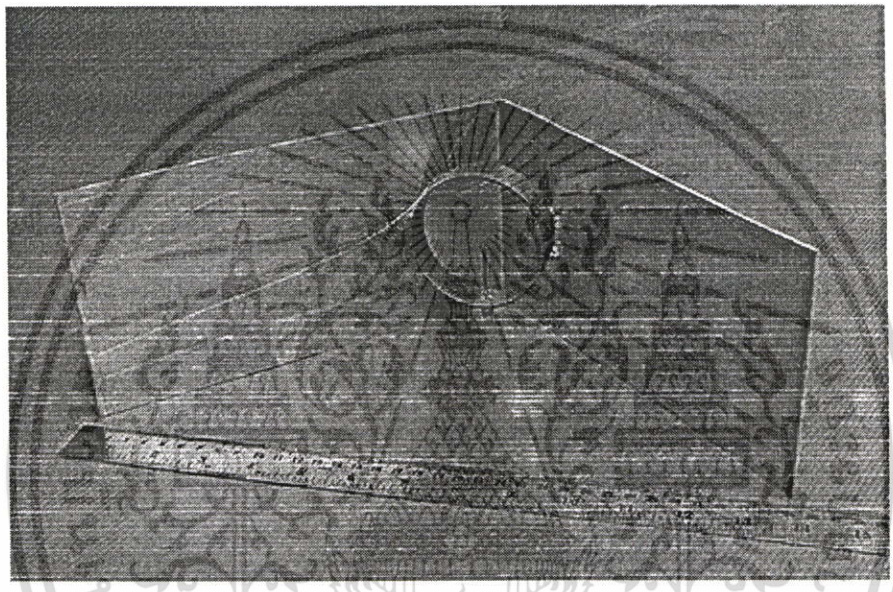


รูปที่ 4.4 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศวงแหวนวงกลม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การสร้าง และการทดสอบสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม

ในการออกแบบสายอากาศแบบทิศทางเดียว กล่าวคือค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบมุมยกและระนาบมุมกวาดจะต้องชี้ที่ 0° พร้อมกัน สายอากาศที่ออกแบบมีค่ามุมตัวสะท้อน 90° ระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนเท่ากับ 4.89 ซม. (0.4λ) ความสูงและความกว้างของตัวสะท้อนเท่ากับ 12.24 ซม. (1λ) และ 24.49 ซม. (2λ) ตามลำดับ เนื่องจากจะให้ค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังที่แคบที่สุด ซึ่งมีค่าเท่ากับ 81° ในระนาบสนามไฟฟ้าและ 40° สนามแม่เหล็ก

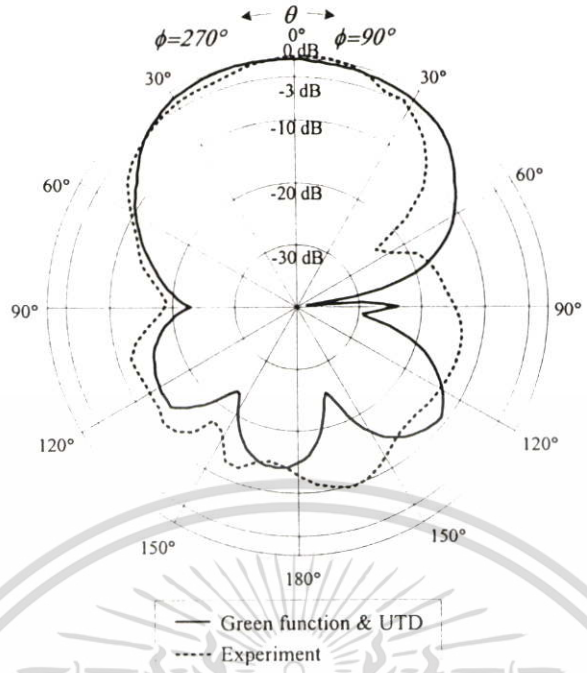


รูปที่ 4.5 รูปถ่ายของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลมที่ได้สร้างขึ้นจริง

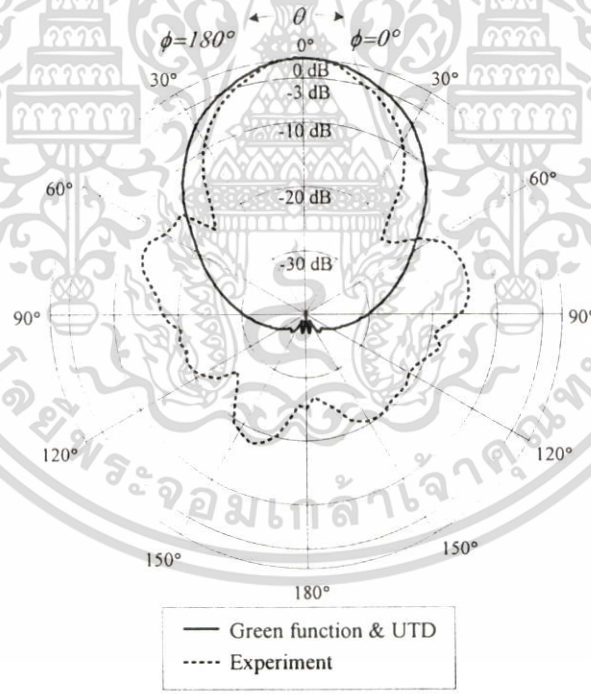
4.2.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่4.6 และ 4.7 ตามลำดับ จากผลการทดลองพบว่า เมื่อเปรียบเทียบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและการทดสอบ เมื่อเปรียบเทียบกันพบว่ามีความสอดคล้องกัน ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบไฟฟ้า



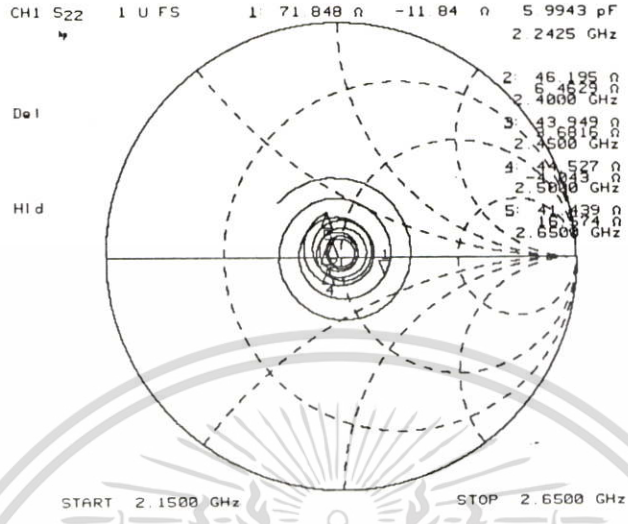
รูปที่ 4.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก

4.2.2 คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

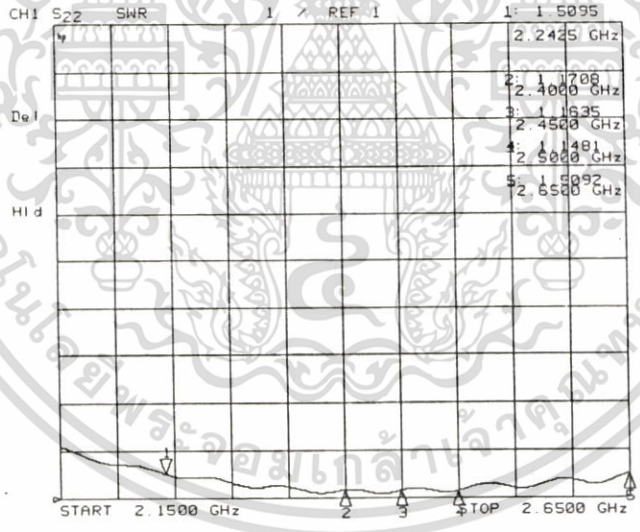
รูปที่ 4.8 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศที่ได้จากการทดสอบสายอากาศซึ่งมีค่าเท่ากับ 43.949+j3.681 Ω และในรูปที่ 4.9 แสดงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง พบว่าความถี่ที่ออกแบบจะมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับ 1.16:1 และสายอากาศมีความกว้างแถบความถี่เท่ากับ 16.63%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(พิจารณาที่ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งไม่เกิน 1.5:1) ซึ่งพบว่าแถบความถี่ที่ได้จากสายอากาศกว้างกว่าแถบความถี่ที่ได้จากสายอากาศวงแหวนวงกลม



รูปที่ 4.8 ค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม



รูปที่ 4.9 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม

4.4 สรุป

ในบทนี้เป็นการแสดงการออกแบบ การสร้าง และการทดสอบสายอากาศ ทั้งนี้เพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณและการทดสอบว่ามีความสอดคล้องกันมากน้อยเพียงใด ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศที่พิจารณาได้แก่ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ และคุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศวงแหวนวงกลมพบว่าผลที่ได้จากการทดสอบและการคำนวณนั้นมีความสอดคล้องกัน โดยแต่ละวิธีจะมีความถูกต้องมากน้อยต่างกัน ทั้งนี้เป็นเพราะข้อจำกัดและความละเอียดในการคำนวณของแต่ละวิธีนั่นเอง ซึ่งพบว่าวิธีฟังก์ชันกรีนไดแอดิกใกล้เคียงกับการทดสอบมากกว่าวิธีฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์ ส่วนคุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ที่ได้ทำการทดสอบ พบว่าค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศมีค่าเท่ากับ $46.516+j5.592\ \Omega$ และมีความกว้างแถบความถี่เท่ากับ 10.49% ซึ่งครอบคลุมช่วงความถี่ใช้งาน

ในส่วนของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม เมื่อทำการพิจารณาจากค่าพารามิเตอร์และแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการทดสอบพบว่าค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบอยู่ตรงตามข้อกำหนดของพารามิเตอร์สายอากาศ กล่าวคือ อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศมีค่าเท่ากับ $43.949+j3.681\ \Omega$ และมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับ 1.16:1 และสายอากาศมีความกว้างแถบความถี่เท่ากับ 16.63% และมีอัตราขยายเท่ากับ 8.2 dBi ซึ่งพบว่าแถบความถี่ที่ได้กว้างมาก ในส่วนลำคลื่นย่อยด้านข้างและลำคลื่นย่อยด้านหลังอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ ซึ่งพบว่าผลที่ได้จากการทดสอบนั้นมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

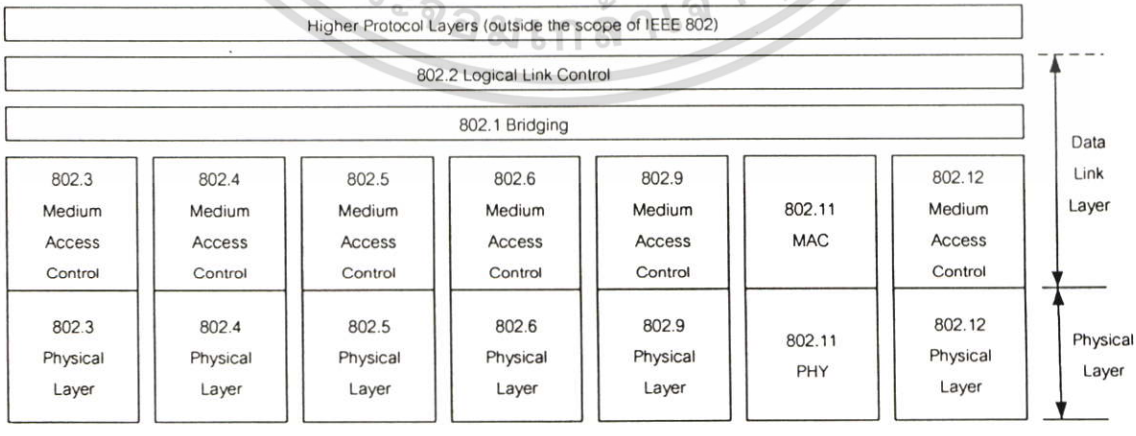
การประเมินประสิทธิภาพโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย IEEE 802.11

5.1 บทนำ

เนื้อหาบทนี้นำเสนอการประเมินประสิทธิภาพโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11 ซึ่งมีความจำเป็นต่อการออกแบบและการใช้งานโครงข่าย เริ่มจากศึกษาพื้นฐานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายซึ่งประกอบด้วย โทโปโลยี การควบคุมการเข้าถึงสื่อ รูปแบบเฟรม ชั้นสื่อสารกายภาพ และค่าวิสัยสามารถอุดมคติสูงสุด และยังกล่าวถึงวิธีการประเมินประสิทธิภาพและผลการเมินประสิทธิภาพโดยใช้สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม การประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย จะทำการประเมินจากค่าระยะบริการสูงสุด คือระยะทำงานที่ไกลสุดระหว่างจุดส่งสัญญาณกับจุดรับสัญญาณ ซึ่งค่าระยะบริการสูงสุดเป็นตัวแปรที่สำคัญที่บอกถึงความสามารถของสายอากาศ

5.2 พื้นฐานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11

มาตรฐานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11 ประกาศครั้งแรกในปี 1997 สำหรับโครงข่ายท้องถิ่นที่ใช้สายอากาศเป็นช่องสื่อสาร [11] IEEE 802.11 เป็นส่วนหนึ่งของมาตรฐานโครงข่ายท้องถิ่นและเมืองโดยแสดงดังรูปที่ 5.1 สำหรับชั้นสื่อสาร IEEE 802.11 แบ่งออกเป็นสองชั้นคือ ชั้นการควบคุมเข้าถึงสื่อ (Medium Access Control: MAC) และชั้นกายภาพ (Physical Layer: PHY)

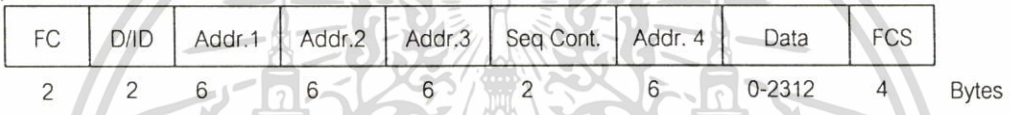


รูปที่ 5.1 มาตรฐาน IEEE 802.11 ในมาตรฐาน IEEE 802

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.1 โทโปโลยี (Topology)

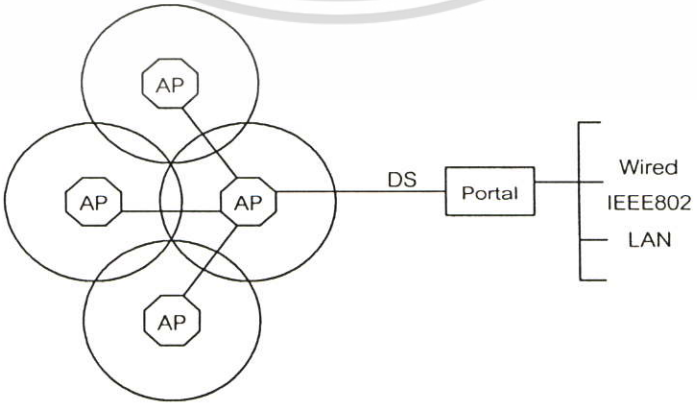
มาตรฐาน IEEE 802.11 ประกอบด้วยกลุ่มสื่อสารได้แก่ สถานีฐาน (Access Point) และลูกข่าย (Client) โดยที่กลุ่มสื่อสารนี้เรียกว่า กลุ่มบริการพื้นฐาน (Basic Service Set: BSS) โปโตคอลชั้นควบคุมการเข้าถึงสื่อแบ่งออกเป็นสองชนิดคือ การรวมตัวแบบแอดฮอก (Ad-Hoc) หมายถึงการติดต่อสื่อสารระหว่างลูกข่ายโดยไม่ต้องใช้สถานีฐาน และการรวมตัวแบบโครงสร้างพื้นฐาน (Infrastructure) คือการติดต่อสื่อสารโดยใช้สถานีฐานเป็นศูนย์กลางการควบคุม กลุ่มสถานีฐานที่สื่อสารกันโดยการส่งต่อเฟรมข้อมูลจากกลุ่มบริการพื้นฐานหนึ่งไปยังกลุ่มอื่นเพื่ออำนวยความสะดวกเมื่อลูกข่ายเคลื่อนย้ายไปยังสถานีฐานอื่นซึ่งเรียก กลุ่มบริการขยาย (Extended Service Set:ESS) ถ้าสถานีฐานหนึ่งสื่อสารกับสถานีอื่นเพื่อส่งต่อเฟรมข้อมูลให้กับสถานีฐานอื่นเพื่อให้ลูกข่ายสามารถเคลื่อนที่จากสถานีหนึ่งไปยังสถานีอื่นและแลกเปลี่ยนเฟรมข้อมูลผ่านทางเครือข่ายใช้สายซึ่งเรียกกลไกนี้ว่า ระบบกระจาย (Distribution System: DS) แสดงดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 เฟรมชั้นการควบคุมการเข้าถึงสื่อ

5.2.2 การควบคุมการเข้าถึงสื่อ (Medium Access Control)

เครือข่ายไร้สายใช้อากาศเป็นสื่อนำสัญญาณทำให้เกิดปัญหาการซ่อนตัวของลูกข่ายซึ่งปัญหานี้ไม่เกิดขึ้นกับเครือข่ายใช้สาย การซ่อนตัวเกิดจากระยะทำงานที่จำกัดทำให้ลูกข่ายไม่สามารถติดต่อสื่อสารได้อย่างทั่วถึงทั้งกลุ่ม ตัวอย่างเช่น ลูกข่าย A และ C จะไม่สามารถติดต่อกันได้เนื่องจากเกินระยะทำการแล้ว ถ้า A และ C ส่งเฟรมไปยัง B พร้อมๆกันทำให้เกิดการชนกัน การส่งเฟรมข้อมูลพร้อมๆกันของ A และ C เนื่องจาก A และ C ไม่ทราบว่ามี B ติดต่อกับสถานีอื่นๆ ด้วยแสดงดังรูปที่ 5.3 IEEE 802.11 ซึ่งสามารถแก้ปัญหานี้โดยใช้กลไก RTS/CTS



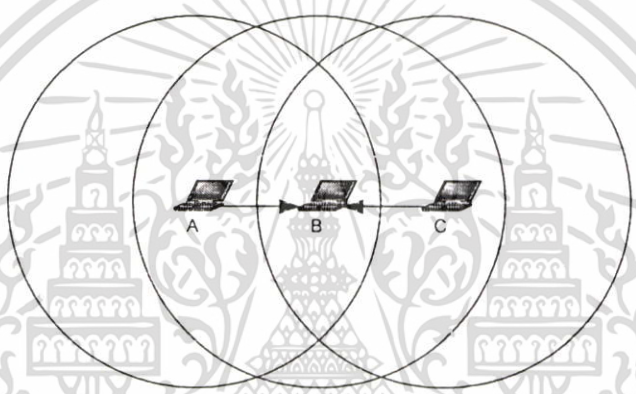
รูปที่ 5.3 กลุ่มบริการพื้นฐาน (BSS) กลุ่มบริการขยาย (ESS) และระบบกระจาย (DS)

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยพายัพ ห้ามมิให้ผู้ใดนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

5.2.3 รูปแบบเฟรม

รูปแบบเฟรมในชั้นการควบคุมการเข้าถึงสื่อ (MSDU) IEEE 802.11 แสดงดังรูปที่ 5.4 ข้อมูลเฟรมประกอบด้วย ข้อมูลที่อยู่ ข้อมูลโปรโตคอล IEEE 802.11 ข้อมูล NAV (Network Allocation Vector) และข้อมูลการจัดลำดับเพื่อตรวจสอบความถูกต้องของเฟรม



รูปที่ 5.4 ปรากฏการณ์การซ่อนตัวในโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย

5.2.4 ชั้นสื่อสารกายภาพ

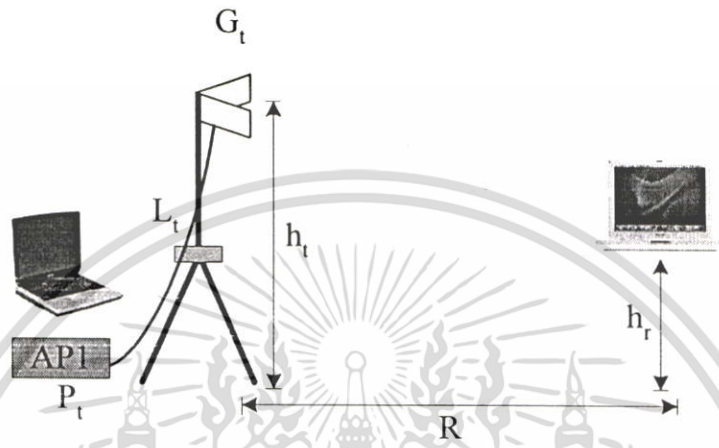
IEEE 802.11 กำหนดให้ก่อนส่งเฟรมข้อมูลจากชั้นควบคุมการเข้าถึงสื่อจะต้องเติมข้อมูลที่เรียกว่า พรีแอมเบิล-PCLP และ ส่วนหัว-PLCP ดังรูปที่ 5.5 พรีแอมเบิล-PLCP ประกอบด้วย ฟิลด์ Sync และ SFD เพื่อบรรจุข้อมูลใช้สำหรับการซิงโครนัสและบอกจุดเริ่มต้นเฟรม ตามลำดับ ส่วนหัว-PLCP ประกอบด้วยฟิลด์ Signal ซึ่งแสดงการมอดูเลตที่ใช้ ฟิลด์ Service คือฟิลด์ที่สงวนไว้ ฟิลด์ Length แสดงค่าที่ใช้คำนวณจุดสิ้นสุดของเฟรม ฟิลด์ CRC คือฟิลด์ที่บรรจุข้อมูลการตรวจสอบความถูกต้องของเฟรม

การมอดูเลตสำหรับมาตรฐาน IEEE 802.11 เป็นแบบไดเร็คซีเควนส์มีอัตราเร็วบิต 1 Mbps และ 2 Mbps ซึ่งอัตราชิพเท่ากับ 11 MHz และ ใช้การเข้ารหัสแบบเบเคอร์ (Baker) แสดงได้ดังนี้

$$B_n = [-1,+1,-1,-1,+1,-1-1-1+1+1+1] \tag{5.1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ซึ่งเป็นถนนคอนกรีตลักษณะ ด้านสถานีฐานประกอบด้วยคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลซึ่งเชื่อมต่อกับสถานีฐานด้วยโครงข่ายท้องถิ่น (LAN) สถานีฐานเชื่อมต่อกับสายอากาศทดสอบด้วยสายนำสัญญาณยาว 1 เมตร สายอากาศทดสอบติดตั้งบนขาตั้งมีความสูงจากพื้น 1.5 เมตร ด้านลูกข่ายประกอบด้วยคอมพิวเตอร์พกพาติดตั้งการ์ดโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายวางสูงจากพื้น 1 เมตร ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 การทดสอบประสิทธิภาพสายอากาศ

ค่าพารามิเตอร์ในการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 5.1 ในการทดสอบจะใช้สายอากาศที่ออกแบบและสายอากาศโมโนโพลเป็นตัวส่ง เพื่อเปรียบเทียบว่าสายอากาศที่ออกแบบมีประสิทธิภาพเพียงใดในโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย IEEE 802.11

ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ในการทดสอบ

พารามิเตอร์	ด้านสถานีฐาน	ด้านลูกข่าย
กำลังงานส่ง (P_t)	15 dBm	-
การสูญเสียเนื่องจากสายนำสัญญาณ (L_t)	3.5 dB	0 dB
อัตราการขยายสายอากาศ (G_t)	สายอากาศโมโนโพล = 2 dBi สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุม = 8.2 dBi	0 dBi
ความสูงสายอากาศ	h_t =1.5 m	h_r =1 m
เครื่องรับส่ง	D-Link DWL-2000AP+	Cisco Aironet 350 Series Client Adapter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลประเมินประสิทธิภาพสายอากาศจากระยะบริการสูงสุด พบว่าสายอากาศโมโนโพลและสายอากาศวงแหวนมีระยะบริการสูงสุดเท่ากับ 250 และ 370 เมตร ตามลำดับ หรือสายอากาศวงแหวนมีระยะบริการสูงสุดไกลกว่าสายอากาศโมโนโพล 48 %

ตารางที่ 5.2 ระยะบริการสูงสุด

	ระยะบริการสูงสุด (m)	
ชนิดของสายอากาศ	สายอากาศโมโนโพล	สายอากาศตัวสะท้อนแบบมุม
ผลการทดสอบ	250 m	370 m

5.5 สรุป

เนื้อหาบทนี้กล่าวถึง การประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม ในโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายโดยการพิจารณาจากระยะบริการสูงสุด ซึ่งเริ่มจากการศึกษาพื้นฐานระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายมาตรฐาน IEEE 802.11 โดยเปรียบเทียบกับสายอากาศโมโนโพลสายอากาศที่ออกแบบ พบว่าสายอากาศที่ออกแบบมีระยะบริการสูงสุดไกลกว่าสายอากาศโมโนโพล 48 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

บทนี้จะกล่าวถึงการสรุปเนื้อหาโดยรวม ข้อเสนอแนะต่างๆ และแนวทางในการพัฒนาต่อสำหรับวิทยานิพนธ์

6.1 สรุปเนื้อหาโดยรวม

ในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงสายอากาศชนิดใหม่ที่มีการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการสื่อสารแบบไร้สายที่ความถี่ 2.45 GHz ในพื้นที่ที่มีลักษณะเป็นทางตรง เช่น อุโมงค์ ทางเดิน และสามารถนำไปใช้ในระบบการสื่อสารแบบจุดต่อจุด ซึ่งสายอากาศที่นำเสนอนี้จะมีการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว ซึ่งมักจะถูกใช้เป็นสายอากาศของสถานีฐานสำหรับพื้นที่ ที่มีลักษณะเป็นทางตรง เช่น อุโมงค์ ทางเดิน และสามารถนำไปใช้ในระบบการสื่อสารแบบจุดต่อจุด ซึ่งโครงสร้างของสายอากาศสายอากาศเกิดจากการนำสายอากาศวงแหวนวงกลมที่มีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นแบบสองทิศทางมาไกล้กับตัวสะท้อนแบบมุมจากโครงสร้างจึงถูกเรียกว่าสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม

เนื่องจากสายอากาศที่นำเสนอเกิดขึ้นจากสายอากาศวงแหวนวงกลม ในการวิเคราะห์จึงทำการทั้งสายอากาศที่นำเสนอและสายอากาศวงแหวนวงกลม ในบทที่ 2 จึงได้อธิบายเกี่ยวกับหลักการและทฤษฎีที่สำคัญและการวิเคราะห์สายอากาศวงแหวนวงกลม ที่ใช้วิธีฟังก์ชันกรีนชนิดไดแอดิก ซึ่งเป็นวิธีที่ให้ผลการคำนวณแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นถูกต้องมากกว่าวิธีฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์ และได้ทำการเลือกค่าพารามิเตอร์ที่ดีที่สุดคือ โดยได้รัศมีของวงแหวนเท่ากับ 0.3019λ ความหนาของวงแหวนเท่ากับ 2.20 ซม.0.18λ และความยาวของโพรบเท่ากับ 0.25λ ซึ่งพบว่าสายอากาศชนิดนี้จะให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสายอากาศเท่ากับ 5.35 dBi เพื่อยืนยันผลการคำนวณจึงได้ทดสอบสายอากาศเพื่อเปรียบเทียบแสดงในบทที่ 4 พบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ทดสอบมีค่าไกล้เคียงและแม่นยำกับการคำนวณโดยวิธีฟังก์ชันกรีนชนิดไดแอดิกมากกว่าการคำนวณโดยวิธีฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์

ในส่วนของสายอากาศชนิดใหม่ที่นำเสนอหรือสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลมซึ่งในบทที่ 3 ได้แสดงทฤษฎีและหลักการที่สำคัญสำหรับการคำนวณคุณลักษณของสายอากาศ วิธีการหาผลเฉลยของสนามโดยวิธีทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมออย่างละเอียด และทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศเพื่อหาพารามิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เหมาะสม โดยได้มุมของตัวสะท้อนเท่ากับ 90 องศา ระยะห่างระหว่างวงแหวนวงกลมกับตัวสะท้อนเท่ากับ 0.4λ ความสูงและความกว้างของตัวสะท้อนเท่ากับ 1λ และ 2λ ตามลำดับ ซึ่งจะให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบทิศทางเดียวที่มีค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเท่ากับ 81 และ 40 องศา ตามลำดับ เพื่อยืนยันผลการคำนวณในส่วนนี้จึงได้ทำการทดสอบสายอากาศที่สร้างขึ้นจากพารามิเตอร์ที่ได้กล่าวข้างต้น พบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของผลการคำนวณกับผลการทดสอบ มีความสอดคล้องกัน และยังพบว่าสายอากาศมีความกว้างแถบความถี่เท่ากับ 16.63%

การทดสอบค่าระยะบริการสูงสุดและค่าวิสัยสามารถของระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายที่ใช้สายอากาศสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลมและสายอากาศไดโพลเป็นสายอากาศของสถานีฐานวิเคราะห์และเปรียบเทียบผลคำนวณกับผลการทดสอบ จากผลการทดสอบพบว่าสายอากาศวงแหวนให้ระยะบริการสูงสุดเท่ากับ 370 เมตร ซึ่งมากกว่าระยะบริการสูงสุดที่ใช้สายอากาศไดโพลถึง 48%

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

ในส่วนของสายอากาศวงแหวนวงกลม การคำนวณจะให้ผลที่ใกล้เคียงกับการทดสอบ แต่จะหาได้เฉพาะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ไม่สามารถคำนวณอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ การพิจารณาหากระแสที่โพรบโดยใช้วิธีโมเมนต์ร่วมด้วยจะทำให้สามารถอธิบายคุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศได้แม่นยำขึ้น

เนื่องจากความซับซ้อนในการคำนวณแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนแบบมุมที่ป้อนสัญญาณโดยโพรบภายในวงแหวนวงกลม จึงคำนวณเฉพาะที่มุมของตัวสะท้อนเท่ากับ 90 องศา การคำนวณแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่มุมต่างๆ จึงมีความน่าสนใจ เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงมุมของตัวสะท้อนจะทำให้คุณลักษณะของสายอากาศเปลี่ยนแปลงโดยเฉพาะค่าสภาพเจาะจงทิศทาง

ในส่วนของวิธีการคำนวณกำหนดให้ตัวสะท้อนแบบมุมเป็นตัวนำสมบูรณ์ ซึ่งให้สัมประสิทธิ์การสะท้อนของตัวสะท้อนเท่ากับ -1 ซึ่งเป็นค่าในอุดมคติ ฉะนั้นหากใช้ที่แท้จริง ผลการคำนวนที่ได้จะมีความถูกต้องมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

[1] J.R. James and P.S. Hall. **Handbook of Microstrip Antennas.** Peter Peregrinus. 1989.

[2] C.A. Balanis. **Antenna Handbook:Theory Application and Design.** New York ; (Y.T.Lo and S.W.Lee, eds.),Van Nostrand Reinhod Co. 1988.

[3] A.W. Love (ed.). **Reflector Antennas.** New York ; IEEE Press. 1978.

[4] 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.

[5] C.T. Tai. **Dyadic Green Function in Electromagnetic Theory.** New York ; IEE Press. 1993.

[6] 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.

[7] K.F. Sander and G. A. L. Reed. **Transmission and Propagation of Electromagnetic Waves.** Cambridge University Press. 1986

[8] Y. OHB. "On the Radiation Pattern of a Corner Reflector Finite in Width" **IEEE Transactions on Antennas and Propagation.** 1963. pp 127

[9] O. M. Bucci and G. Pelosi. "FromWave Theory to Ray Optics" **IEEE Antennas Propagat. Mag.** vol. 36 no 4. Aug. 1994. pp.35-42.

[10] 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

[11] IEEE 802.11, "Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, Standard," **IEEE**, Aug. 1999.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายศุภชัย เกรียงธนสาร
วัน เดือน ปีเกิด	16 พฤศจิกายน 2522 ที่เชียงใหม่
ที่อยู่	46/85 ซ.ปากเกร็ด 32 ถ.แจ้งวัฒนะ ต.บางตลาด
	อ.ปากเกร็ด จ.นนทบุรี 11120 โทร 0-2574-2584
ประวัติการศึกษา	2545 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1.) ระบบโทรคมนาคม
	2.) ระบบสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้