

สายอากาศรื่องแบบโพลาริซเซิ่งวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก

นายวรากรณ์ สาริษา

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ปีการศึกษา 2551

**CIRCULARLY POLARIZED SLOT ANTENNA  
ON SECTORAL CYLINDRICAL CAVITY**

**Warakorn Sarikha**

**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the  
Degree of Master of Engineering in Telecommunication Engineering**

**Suranaree University of Technology**

**Academic Year 2008**

## สายอากาศรื่องแบบโพลาริซเซิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา  
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(ผศ. ดร.รังสรรค์ ทองทา)

ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร.รังสรรค์ วงศ์สวรรค์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(อ. ดร.มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล)

กรรมการ

(ศ. ดร.ไพโรจน์ สัตยธรรม)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

(รศ. น.อ. ดร.วรพจน์ ขำพิศ)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

วารกรรม์ สาริษา : สายอากาศร่อบแบบ โพลาริซเซิงวงกลมบนเชกเตอร์โพรงทรงกระบอก  
(CIRCULARLY POLARIZED SLOT ANTENNA ON SECTORAL CYLINDRICAL  
CAVITY) อาจารย์ที่ปริกษา : ผศ. ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์, 79 หน้า

ในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย สายอากาศเป็นองค์ประกอบหนึ่งที่มีความจำเป็นและสำคัญมาก โดยเฉพาะสายอากาศที่ใช้สำหรับสถานีฐานในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่หรือสถานีแพร่สัญญาณโทรทัศน์จะต้องมีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น (radiation pattern) ที่สามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการหรือเชื่อมต่อกับผู้ใช้บริการได้อย่างมีประสิทธิภาพตลอดเวลา คุณสมบัติที่สำคัญประการหนึ่งของสายอากาศที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อระหว่างผู้ใช้บริการกับสถานีใด ๆ นั้น ได้แก่การโพลาไรซ์ของสายอากาศ (antenna polarization) ซึ่งมีอยู่หลายแบบด้วยกัน สำหรับการโพลาไรซ์เชิงวงกลม (circular polarization) จะทำให้แบบโพลาไรซ์ของสายอากาศภาครับและภาคส่งเพิ่มโอกาสวางตัวในแนวเดียวกันได้มากขึ้น ส่งผลให้ประสิทธิภาพการเชื่อมต่อมีความต่อเนื่องและสม่ำเสมอตลอดเวลา สำหรับงานวิจัยนี้ได้ออกแบบสายอากาศร่อบแบบ โพลาริซเซิงวงกลมบนเชกเตอร์โพรงทรงกระบอกที่สามารถให้การโพลาไรซ์เชิงวงกลม ซึ่งโครงสร้างของสายอากาศจะมีลักษณะเป็นร่องคู่วางตัวตั้งฉากซึ่งกันและกันเจาะในแนวเฉียงบนผิวตัวนำบนเชกเตอร์โพรงทรงกระบอก และมีการป้อนสัญญาณด้วยโพรบไฟฟ้าเส้นตรง ซึ่งติดตั้งอยู่บริเวณกึ่งกลางของผิวด้านในของโพรงทรงกระบอก ซึ่งข้อดีของรวมเอาตัวแบ่งกำลังงานและระบบป้อนสัญญาณให้อยู่ภายในโพรงทรงกระบอกซึ่งเป็นโครงสร้างเดียวกันนั้น ทำให้สายอากาศชนิดนี้มีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน สามารถรองรับกำลังงานได้สูง และง่ายในการติดตั้งใช้งาน สำหรับกระบวนการวิเคราะห์ได้นำระเบียบวิธีโมเมนต์ (Method of Moment : MoM) มาประยุกต์ใช้เพื่อหาคุนลักษณะของสายอากาศ ได้แก่ แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น และอิมพีแดนซ์ด้านเข้า (input impedance) เป็นต้น ตลอดจนสร้างสายอากาศต้นแบบและวัดทดสอบค่าคุนลักษณะต่าง ๆ เพื่อเปรียบเทียบกับผลการคำนวณดังกล่าว และปรับปรุงแก้ไขให้เหมาะสมสำหรับการใช้งานต่อไป

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
ปีการศึกษา 2551

ลายมือชื่อนักศึกษา.....  
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปริกษา.....

WARAKORN SARIKHA : CIRCULARLY POLARIZED SLOT ANTENNA  
ON SECTORAL CYLINDRICAL CAVITY. THESIS ADVISOR :  
ASST. PROF. RANGSAN WONGSAN, D. Eng., 79 PP.

CIRCULARLY POLARIZED/SLOT ANTENNA/SECTORAL CYLINDRICAL  
CAVITY

In the wireless communication applications, antenna is the important component. Especially, the antenna applied for the broadcasting station requires the radiation pattern cover a service area. This thesis presents the circularly polarized slot antenna on a sectoral cylindrical cavity. The antenna structure is the inclined slot fed by the concentric cylindrical cavity. The advantage of this antenna is a simple structure and not complicated since the power divider and feeding structure are integrated into single structure. The Method of Moment is used to solve the integral equations. The antenna properties such as the radiation pattern, the probe impedance and the return loss are obtained by using the dyadic Green's function. The proposed antenna is aimed to use for base station of the mobile communication and broadcasting TV stations. The antenna measurement is done to confirm the calculated results. It is obvious that the designed antenna provides the agreement with the calculated result. The results from the investigation can be applied for designing the antenna for the future applications.

School of Telecommunication Engineering Student's Signature \_\_\_\_\_

Academic Year 2008

Advisor's Signature \_\_\_\_\_

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สามารถดำเนินการสำเร็จลุล่วงด้วยดี ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ บุคคล และกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษา แนะนำ ช่วยเหลือ อย่างดียิ่ง ทั้งในด้านวิชาการ และการดำเนินงานวิจัย รวมถึงหน่วยงานต่าง ๆ ที่ช่วยอำนวยความสะดวกในการทำงานวิจัย ได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ให้โอกาสทางการศึกษาที่ให้คำปรึกษา แนะนำ และชี้แนะแนวทางอันเป็นประโยชน์ยิ่งต่อวิทยานิพนธ์ รวมทั้งเป็นกำลังใจ และเป็นแบบอย่างที่ดีในระหว่างการดำเนินการวิจัยให้กับผู้วิจัยเสมอมา อีกทั้งช่วยตรวจทานวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสิ้น

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ ทองทา หัวหน้าสาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม และอาจารย์ ดร. มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล ที่สละเวลามาเป็นกรรมการวิทยานิพนธ์ รวมทั้งคอยแนะนำช่วยเหลือให้คำปรึกษา และเป็นกำลังใจอย่างดีมาโดยตลอด

อาจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ กระจงนอก คุณประพล จารตะคุ และคุณวันวิสาข์ ไทยวิโจจน์ ที่คอยให้คำปรึกษาและช่วยเหลือทั้งในด้านวิชาการและด้านเทคนิค รวมทั้งการชี้แนะเกี่ยวกับอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่สนับสนุนต่อการทำวิทยานิพนธ์ อย่างสม่ำเสมอมาโดยตลอด

ขอขอบคุณน้อง ๆ บัณฑิตศึกษาทุกคน ที่เปรียบเสมือนน้องชายและน้องสาว ที่คอยให้ความช่วยเหลือและเป็นกำลังใจมาโดยตลอด อาทิ เช่น คุณศรันย์ คัมภีร์ภัทร และคุณเกวณัทรา คำพิกุล ที่คอยช่วยเหลือเรื่องการวัดผลการทดลองและการจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์เสมอมา อีกทั้งคุณสุนิสา จบศรี คุณวาทีณี สุมาลัย คุณไพรัตน์ ทศดี และนักศึกษาบัณฑิตศึกษาสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมทุก ๆ คน ที่คอยให้กำลังใจตลอดมา

ท้ายที่สุดนี้ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่าน ที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ทางด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อแสงทอง คุณแม่วันดี รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่านที่ได้ให้ความรัก ความห่วงใย และให้การสนับสนุนทางการศึกษาอย่างดีมาโดยตลอด รวมทั้งเป็นกำลังใจที่ดียิ่งสำหรับผู้วิจัยให้สามารถเผชิญกับปัญหาและอุปสรรคต่าง ๆ จนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตและพร้อมจะพัฒนาตนเองให้ดียิ่ง ๆ ขึ้นไป

วราภรณ์ สาริษา

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ(ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ(ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญรูป.....	ซ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ.....	ญ
<b>บทที่</b>	
<b>1 บทนำ.....</b>	<b>1</b>
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 สมมุติฐานของการวิจัย.....	3
1.4 ข้อยกเว้นเบื้องต้น.....	3
1.5 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
1.7 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์.....	4
<b>2 สายอากาศร่องแบบโพลาริซเซิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก.....</b>	<b>5</b>
2.1 บทนำ.....	5
2.2 ปรีทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.2.1 ลักษณะของสายอากาศที่มีโครงสร้างต่างกับงานวิจัยแต่ให้ การโพลาริซเซิงวงกลม.....	6
2.2.2 ลักษณะของสายอากาศที่มีโครงสร้างคล้ายกับงานวิจัย แต่ให้การโพลาริซเซิงที่แตกต่างกัน.....	7

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3 โครงสร้างของสายอากาศ.....	9
2.4 วิธีการแบ่งโครงสร้างเพื่อใช้ในการวิเคราะห์.....	10
2.5 การเขียนสมการเชิงอินทิกรัล.....	11
2.6 สรุป.....	15
<b>3 ฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนสำหรับสายอากาศร่องแบบโพลาริซ์เชิงวงกลม</b>	
<b>บนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก.....</b>	<b>16</b>
3.1 บทนำ.....	16
3.2 ฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนบริเวณภายในของเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก.....	17
3.3 ฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนบริเวณภายนอกของเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก.....	27
3.4 สรุป.....	29
<b>4 คุณลักษณะของร่องเฉียงบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอกโดยใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์.....</b>	<b>30</b>
4.1 บทนำ.....	30
4.2 ระเบียบวิธีโมเมนต์.....	30
4.3 ฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก.....	33
4.4 ผลเฉลยเชิงเมตริกซ์สำหรับกระแสไม่ทราบค่า.....	38
4.5 อิมพีแดนซ์ด้านเข้า และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น.....	41
4.5.1 อิมพีแดนซ์ด้านเข้า.....	41
4.5.2 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น.....	43
4.6 ผลการคำนวณอิมพีแดนซ์ด้านเข้า.....	45
4.6.1 ขนาดโพรง.....	47
4.6.2 ตำแหน่งร่อง.....	48
4.6.3 ระยะห่างระหว่างร่อง.....	50
4.6.4 รัศมีภายในทรงกระบอก.....	52
4.6.5 อัตราส่วนรัศมีภายนอกและรัศมีภายในของทรงกระบอก.....	54
4.7 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น.....	56
4.8 การออกแบบสายอากาศด้วยเงื่อนไขที่เหมาะสม.....	58



## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.9 สรุป.....	60
<b>5 การวิเคราะห์ผลการคำนวณและผลการทดสอบสายอากาศ.....</b>	<b>61</b>
5.1 บทนำ.....	61
5.2 ผลการทดสอบสายอากาศ.....	61
5.2.1 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ และอิมพีแดนซ์ด้านเข้า.....	61
5.2.2 การวัดความกว้างแถบของสายอากาศ.....	66
5.2.3 การวัดอัตราขยายของสายอากาศ.....	67
5.2.4 การวัดโพลาไรซ์ของสายอากาศ.....	69
5.2.5 สรุป.....	72
<b>6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....</b>	<b>73</b>
รายงานอ้างอิง.....	75
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	77
ประวัติผู้เขียน.....	79

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 แสดงขนาดพารามิเตอร์อ้างอิงของสายอากาศ.....	46
4.2 แสดงขนาดพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดของสายอากาศ.....	59
5.1 แสดงความกว้างแถบความถี่ของสายอากาศ.....	66
5.2 แสดงค่ากำลังงานสูงสุดของสายอากาศต้นแบบตามชนิดของโพลาริซัซเชิงวงกลม.....	70

## สารบัญรูป

รูป	หน้า
2.1 แสดงตัวอย่างสายอากาศที่มีโครงสร้างแตกต่างกับงานวิจัยนี้แต่ให้แบบโพลาริซ์เชิงวงกลมเหมือนกัน.....	6
2.2 แสดงตัวอย่างสายอากาศที่มีโครงสร้างคล้ายกับงานวิจัยนี้แต่ให้แบบโพลาริซ์ที่แตกต่างกัน.....	8
2.3 (ก) แสดงโครงสร้างสายอากาศร่องโพลาริซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก และ (ข) ภาพตัดขวางของสายอากาศ .....	9
2.4 แสดงแบบจำลองการวิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศร่องแบบโพลาริซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก.....	10
3.1 โครงสร้างของโพรงเซกเตอร์ทรงกระบอก.....	16
3.2 แสดงโครงสร้างสายอากาศร่องโพลาริซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก.....	17
3.3 แสดงโครงสร้างของทรงกระบอกคว้านยาวอนันต์ซึ่งมีรัศมี $R_0$ .....	27
4.1 แสดงฟังก์ชันฐานที่แบ่งส่วนเป็นขอบเขตย่อยเป็นค่าคงที่.....	27
4.2 แสดงรูปแบบการกระจายของกระแสแม่เหล็กเนื่องจากฟังก์ชันฐาน $\bar{m}_s(\bar{R}')$ .....	35
4.3 แสดงรูปแบบการกระจายของกระแสไฟฟ้าเนื่องจากฟังก์ชันฐาน $\bar{j}_f(\bar{R}')$ .....	36
4.4 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศ .....	46
4.5 แสดงคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ด้านเข้า เมื่อ $z_d = 3.5, 3.7, 3.9$ และ $4.1$ ซม. ....	47
4.6 แสดงคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ด้านเข้า เมื่อ $z_s = 2.0, 2.5, 3.0$ และ $3.5$ ซม. ....	49
4.7 แสดงคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ด้านเข้า เมื่อ $a = 2.5, 3.0, 3.5$ และ $4.0$ ซม. ....	51
4.8 แสดงคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ด้านเข้า เมื่อ $b/a = 1.8, 2.0$ และ $2.5$ .....	53
4.9 แสดงคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ด้านเข้า เมื่อ $h = 0.7, 1.4, 2.1$ และ $2.8$ ซม. ....	55
4.10 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศร่องคู่วางตัวตั้งฉากซึ่งกัน .....	57
4.11 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นด้วยพารามิเตอร์ที่ให้เงื่อนไขที่เหมาะสมที่สุด.....	59
4.12 แสดงความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้วยพารามิเตอร์ที่ให้เงื่อนไขที่เหมาะสมที่สุด.....	60

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูป	หน้า
5.1 แสดงภาพถ่ายสายอากาศในการทดสอบ .....	62
5.2 แสดงแบบจำลองการวางอุปกรณ์ในการวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น .....	63
5.3 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศร่องเฉียงคู่ วางตัวตั้งฉากซึ่งกันและกัน .....	64
5.4 แสดงความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเปรียบเทียบระหว่างผลการคำนวณ และการทดสอบ .....	64
5.5 แสดงค่าอิมพอดแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศต้นแบบ .....	65
5.6 แสดงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) ของสายอากาศต้นแบบ .....	65
5.7 แสดงการจัดตั้งอุปกรณ์เพื่อวัดอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบ .....	67
5.8 แสดงกำลังงานที่รับได้จากสายอากาศร่องแบบโพลาริซ์เชิงวงกลม บนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก .....	68
5.9 แสดงการจัดตั้งอุปกรณ์เพื่อวัดโพลาริซ์ของสายอากาศต้นแบบ .....	69
5.10 แสดงแบบรูปการโพลาริซ์ของสายอากาศร่องแบบโพลาริซ์เชิงวงกลม บนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก .....	70
5.11 แสดงการจัดอุปกรณ์เพื่อทดสอบชนิดของแบบโพลาริซ์เชิงวงกลม ของสายอากาศต้นแบบ (ก) ภาคส่งเป็น LHCP (ข) ภาคส่งเป็น RHCP .....	71

## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

MoM	=	Method of Moments
FEM	=	Finite Element Method:
HPBW	=	Half-Power Bandwidth
EFIE	=	Electric Field Integral Equation
MFIE	=	Magnetic Field Integral Equation
LHCP	=	Left Hand Circularly Polarization
RHCP	=	Right Hand Circularly Polarization
$\delta$	=	delta gap
$\epsilon_r$	=	relative permittivity
$\epsilon_0$	=	permittivity of free space
$\mu_0$	=	permeability of free space
$\bar{E}$	=	electric field vector
$\bar{H}$	=	magnetic field vector
$\bar{D}$	=	electric flux density
$\bar{B}$	=	magnetic flux density
$\bar{j}$	=	electric current densities
$\sigma$	=	electrical conductivity
$\sigma^*$	=	magnetic conductivity
$C$	=	velocity of light
$\psi$	=	any component of the field
$W$	=	width of the patch
$L$	=	linear operator
$g$	=	excitation function or source
$f$	=	response (unknown function)
$BW$	=	bandwidth
$SWR$	=	standing wave ratio
$f_c$	=	operating frequency

### คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

$h$	=	distance between slots
$\rho_b$	=	outer radius of cavity
$\rho_a$	=	inner radius of cavity
$\phi$	=	azimuth direction of electric field
$S_{11}$	=	input reflection coefficient
$I_0$	=	maximum current
$k$	=	phase constant
$r$	=	distance from any point
$Z_{in}$	=	antenna input impedance
$Z_0$	=	characteristic impedance
$\Gamma$	=	reflection coefficient
$Z_{out}$	=	output impedance
$\beta$	=	propagation constant
$\eta$	=	intrinsic impedance
$\lambda$	=	wavelength of electromagnetic wave
$V_p$	=	phase velocity
$G$	=	absolute gain
$\lambda_0$	=	wavelength of electromagnetic wave in free space
$\omega$	=	angular frequency

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในระบบสื่อสารแบบไร้สาย สายอากาศนับเป็นองค์ประกอบหนึ่งที่มีความจำเป็นและสำคัญมาก โดยเฉพาะสายอากาศที่ใช้สำหรับสถานีฐาน ในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่หรือสถานีแพร์สัญญาณโทรทัศน์ สายอากาศจะต้องมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไป สามารถประกอบได้ง่าย มีน้ำหนักเบา และรองรับกำลังงานที่สูงได้ สายอากาศที่ได้รับความนิยมเพื่อนำมาใช้สำหรับสถานีฐานในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่หรือสถานีแพร์สัญญาณโทรทัศน์ซึ่งมีคุณสมบัติตรงกับความต้องการดังกล่าวได้แก่ สายอากาศร่องบนผิวโลหะ ซึ่งได้มีการศึกษาและพัฒนาขึ้นอย่างแพร่หลายบนหลาย ๆ โครงสร้างได้แก่ สายอากาศร่องบนท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม จากนั้นได้พัฒนาต่อเพื่อให้สามารถเป็นสายอากาศร่องบนท่อนำคลื่นที่มีการโพลาไรซ์เชิงวงกลม (circular polarization) แต่เมื่อนำมาทำแถวลำดับเพื่อให้สามารถแผ่สัญญาณได้รอบทิศทางจะเกิดจุดอับของสัญญาณในบางตำแหน่ง อันเนื่องมาจากโครงสร้างของตัวสายอากาศที่เป็นสี่เหลี่ยม ต่อมาได้มีการพัฒนามาเป็นสายอากาศแถวลำดับแบบร่องบนเซกเตอร์ของโพรงทรงกระบอกซึ่งสามารถลดปัญหาดังกล่าวลงได้ สำหรับงานวิจัยนี้ได้ศึกษาและพัฒนาสายอากาศร่องแบบโพลาไรซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์ของโพรงทรงกระบอก ที่สามารถลดปัญหาจุดอับของสัญญาณและการโพลาไรซ์ที่ไม่ตรงกันของสายอากาศภาครับและภาคส่ง เนื่องจากโครงสร้างที่เป็นเซกเตอร์ทรงกระบอกทำให้ง่ายต่อการนำมาทำแถวลำดับในแนวเส้นรอบวง และการมีการโพลาไรซ์เชิงวงกลมจะทำให้สามารถเพิ่มโอกาสการตรงกันของการโพลาไรซ์ของสายอากาศทั้งภาครับและภาคส่งให้มากขึ้น ส่งผลให้ประสิทธิภาพของการเชื่อมต่อสัญญาณสูงขึ้น

การวางตัวของร่องบนผิวโลหะสำหรับโครงสร้างใด ๆ ก็ตาม จะมีผลโดยตรงกับการโพลาไรซ์ของสายอากาศ ทำให้ประสิทธิภาพในการรับ-ส่งสัญญาณมีความต่อเนื่องอย่างสม่ำเสมอ ถ้าการโพลาไรซ์วางตัวในแนวเดียวกันตลอดเวลา เนื่องจากการโพลาไรซ์เชิงวงกลมสามารถเพิ่มโอกาสการตรงกันของการโพลาไรซ์ได้มากกว่าการโพลาไรซ์แบบอื่น และลักษณะการวางตัวของร่องเพื่อให้ได้การโพลาไรซ์เชิงวงกลมบนผิวโลหะตัวนำมีอยู่ 2 แบบหลัก ๆ ได้แก่ เจาะร่องคู่บนผิวตัวนำในทิศทางเฉียง (inclined slot) ให้ตั้งฉากซึ่งกันและกัน และการเจาะร่องบนผิวตัวนำเป็นรูปกากบาท (cross slot) ซึ่งทั้ง 2 แบบนี้ให้การโพลาไรซ์เชิงวงกลมทั้งคู่ งานวิจัยนี้จึงได้เลือกการ

เจาะร่องในลักษณะเฉียงคู่ที่วางตัวตั้งฉากซึ่งกันและกัน เนื่องจากความเหมาะสมของระเบียบวิธีโมเมนต์ (Method of Momen : MoM) ที่นำมาประยุกต์ใช้กับงานวิจัยนี้ทำได้ง่ายกว่าลักษณะร่องที่วางตัวเป็นรูปกากบาท เพื่อให้ได้มาซึ่งการโพลาไรซ์เชิงวงกลมเหมือนกัน

สำหรับการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศร่องแบบโพลาไรซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์ของโพรงทรงกระบอก ได้เลือกใช้วิธีการป้อนสัญญาณด้วยโพรบ เนื่องจากมีโครงสร้างที่ง่าย ไม่ซับซ้อน และสามารถทนทานกำลังงานได้สูง

จะเห็นได้ว่าจากที่กล่าวมาข้างต้นในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งต้องการสายอากาศประจำสถานีฐานที่ให้อัตราขยาย (gain) ก่อนข้างสูง มีแบบรูปการแผ่พลังงาน (radiation pattern) เป็นแบบเจาะจงทิศทาง (directional) หรือรอบทิศทาง (omni-directional) ขึ้นอยู่กับการใช้งาน และความกว้างแถบความถี่ (bandwidth) ที่กว้างเพียงพอ รวมไปถึงประสิทธิภาพความต่อเนื่องของการรับ-ส่งสัญญาณระหว่างผู้ใช้บริการกับสถานีฐาน ทำให้สายอากาศที่ใช้อยู่หลาย ๆ แบบมีข้อจำกัดในคุณสมบัติบางประการ ดังนั้นจึงมีความจำเป็นต้องพัฒนาสายอากาศให้สอดคล้องกับความต้องการดังกล่าว นอกจากนี้สายอากาศจะต้องมีคุณสมบัติทางกลที่แข็งแรง ทนกำลังได้สูง ประกอบง่าย และมีต้นทุนต่ำ โครงสร้างสายอากาศร่องแบบโพลาไรซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์ของโพรงทรงกระบอกสำหรับงานวิจัยนี้สามารถตอบสนองความต้องการดังกล่าวได้อย่างเหมาะสม โดยมีจุดเด่นในเรื่องของการโพลาไรซ์เชิงวงกลม ทำให้สามารถเพิ่มประสิทธิภาพการเชื่อมต่อสัญญาณระหว่างผู้ใช้บริการกับสถานีฐานให้มีความต่อเนื่องตลอดการใช้งาน

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 ศึกษาลักษณะและตำแหน่งการวางตัวของร่องบนผิวตัวนำของสายอากาศเซกเตอร์โพรงทรงกระบอกที่ทำให้เกิดการโพลาไรซ์เชิงวงกลม

1.2.2 ศึกษาระเบียบวิธีเพื่อนำมาวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะพื้นฐานของสายอากาศ โดยการสร้างสมการเชิงอินทิกรัลที่เกิดจากการประยุกต์ใช้หลักการสนามสมมูล เงื่อนไขขอบเขตที่บริเวณร่อง และโพรบด้วยฟังก์ชันไดโอดิกของกรีน เพื่อหากระแสแม่เหล็กและกระแสไฟฟ้าที่กระจายบริเวณร่องและโพรบตามลำดับ

1.2.3 สร้างสายอากาศต้นแบบและทดสอบคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศเพื่อเปรียบเทียบและยืนยันผลการคำนวณ และปรับปรุงให้สามารถใช้งานได้ในระบบการสื่อสารไร้สาย



### 1.3 สมมุติฐานของการวิจัย

1.3.1 การวางตัวของร่องคู่ในลักษณะเฉียงที่ตั้งฉากซึ่งกันและกันจะทำให้การโพลาริซ์เชิงวงกลม

1.3.2 ระเบียบวิธีโมเมนต์มีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้วิเคราะห์หาคุณลักษณะพื้นฐานของสายอากาศเนื่องจากสายอากาศมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน

1.3.3 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณกับผลการวัดจากสายอากาศต้นแบบจะมีความสอดคล้องและให้ค่าที่ใกล้เคียงกัน

### 1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.4.1 โครงสร้างของสายอากาศเป็นแบบร่องซึ่งเจาะอยู่บนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก

1.4.2 วัสดุตัวนำที่ใช้ทำสายอากาศมีคุณสมบัติความเป็นไอโซทรอปิก (isotropic) และความเป็นเนื้อเดียวกัน (homogeneous)

### 1.5 ขอบเขตของการวิจัย

1.5.1 ใช้โปรแกรม MATLAB™ เพื่อพัฒนาโปรแกรมหากระแสไฟฟ้า กระแสแม่เหล็ก และค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ

1.5.2 สร้างสายอากาศต้นแบบจากค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ที่ได้รับการพัฒนาด้วยโปรแกรม และวัดค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศด้วยเครื่องมือวัด

1.5.3 เปรียบเทียบผลการคำนวณกับผลการวัดด้วยเครื่องมือ และปรับปรุงแก้ไขให้ดีขึ้น

### 1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.6.1 ได้ลักษณะพื้นฐานของการวางตัวของร่องที่ทำให้เกิดการโพลาริซ์เชิงวงกลม และเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป

1.6.2 ได้สายอากาศร่องแบบโพลาริซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์ของโพรงทรงกระบอก ที่สามารถเป็นแนวทางการพัฒนาเพื่อนำไปใช้งานได้สำหรับสถานีฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่หรือสถานีแพร่สัญญาณโทรทัศน์

## 1.7 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

สำหรับเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการศึกษาค้นคว้า รวบรวมข้อมูล วิเคราะห์และสรุปผลต่าง ๆ สำหรับสายอากาศร่องแบบโพลาริซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก โดยมีเนื้อหาทั้งหมด 6 บทด้วยกัน

บทที่ 1 จะกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของงานวิจัยสำหรับระบบการสื่อสารไร้สาย หรือระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ และได้กล่าวถึงการเลือกสายอากาศที่ความเหมาะสมกับระบบดังกล่าว โดยเฉพาะสายอากาศร่องแบบโพลาริซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอกที่สามารถตอบสนองความต้องการด้านคุณสมบัติขั้นต้นได้เป็นอย่างดี เช่น โครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน น้ำหนักเบา แข็งแรงคงทน สามารถติดตั้งได้โดยง่าย เป็นต้น

บทที่ 2 จะแสดงโครงสร้างของสายอากาศร่องแบบโพลาริซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์ของโพรงรูปทรงกระบอกที่ป้อนสัญญาณด้วยโพรบอย่างละเอียด จากนั้นจะอธิบายวิธีการสร้างสมการเชิงอินทิกรัลสำหรับโครงสร้างที่พิจารณา ซึ่งเป็นสมการหลักที่จะนำไปสู่การวิเคราะห์คุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศ

บทที่ 3 จะอธิบายความหมายและการวิเคราะห์ฟังก์ชันไดแอดิกของกรีน ซึ่งจะพิจารณาฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนสำหรับโครงสร้างเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก โดยแบ่งเป็นฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนในทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้า เป็นฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนสำหรับขอบเขตภายในและขอบเขตภายนอกของโพรงทรงกระบอก เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในบทต่อไป

บทที่ 4 ศึกษาระเบียบวิธีโมเมนต์ซึ่งเป็นกระบวนการสำคัญในการวิเคราะห์เชิงตัวเลข เพื่อให้ได้มาซึ่งผลเฉลยของปัญหาที่กำลังศึกษา โดยการแปลงระบบสมการเชิงอินทิกรัลให้อยู่ในรูปของสมการเมตริกซ์ซึ่งเป็นรูปแบบที่พร้อมจะนำไปวิเคราะห์โดยคอมพิวเตอร์ สุดท้ายจะได้ผลเฉลยเชิงตัวเลขของปัญหา ซึ่งได้แก่กระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กของสายอากาศร่องแบบโพลาริซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอกแจนร่วมที่ป้อนสัญญาณด้วยโพรบ และแสดงผลการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศจากการออกแบบและคำนวณ อันได้แก่แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น และอิมพีแดนซ์ด้านเข้า เป็นต้น

บทที่ 5 จะแสดงผลทดสอบคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ ด้วยเครื่องมือวัด และทำการเปรียบเทียบกับผลจากการออกแบบและคำนวณที่ใช้กระบวนการและระเบียบวิธีที่กล่าวมาข้างต้นของสายอากาศร่องแบบโพลาริซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอกและปรับปรุงเพื่อให้ได้คุณลักษณะที่เหมาะสมที่สุด

บทที่ 6 จะกล่าวสรุปผลการวิจัยทั้งหมดและแสดงข้อเสนอแนะแนวทางสำหรับการพัฒนาสายอากาศร่องแบบโพลาริซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอกต่อไปในอนาคต

## บทที่ 2

### สายอากาศร็องแบบโพลาริซเซิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก

#### 2.1 บทนำ

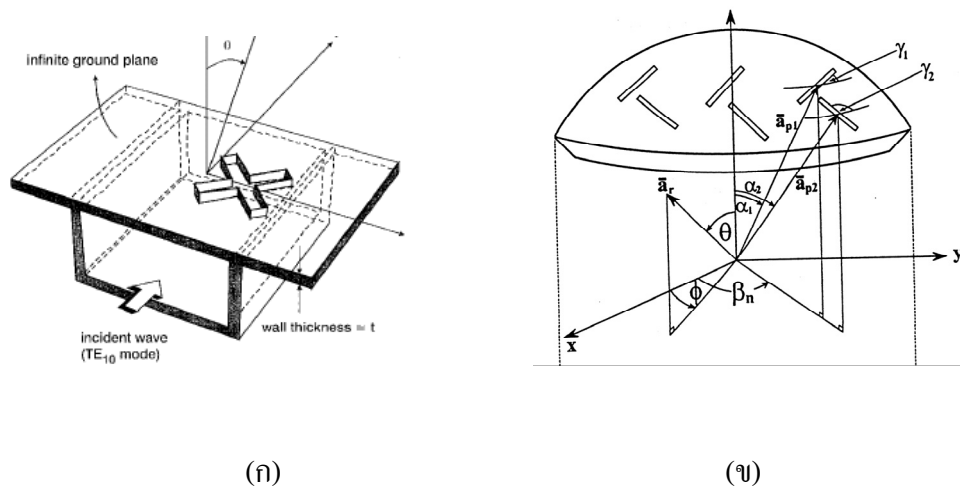
สำหรับระบบการสื่อสารนั้น แต่ละองค์ประกอบในระบบทำหน้าที่แตกต่างกันออกไปและต่างก็มีความสำคัญกันคนละแบบ ถ้ากล่าวถึงระบบการสื่อสารไร้สาย หนึ่งในหลาย ๆ องค์ประกอบที่ต้องให้ความสำคัญก็คือ อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่รับและส่งสัญญาณ หรือสายอากาศ ที่จะเลือกมาใช้เพื่อให้เหมาะสมและตอบสนองความต้องการของระบบอย่างลงตัวที่สุด ตลอดเวลาที่ผ่านมาสายอากาศที่นำมาใช้สำหรับสถานีฐานหรือระบบแพร่สัญญาณโทรทัศนัมีอยู่หลายแบบหลายชนิด โดยมีโครงสร้างที่แตกต่างกันออกไป และได้มีการพัฒนาและปรับปรุงมาโดยตลอดเพื่อให้ประสิทธิภาพในการเชื่อมต่อนมากที่สุด ประเด็นหลักที่น่าสนใจในการเพิ่มประสิทธิภาพและความต่อเนื่องตลอดการใช้งานของระบบการสื่อสารไร้สาย ได้แก่ การโพลาริซเซิงของสายอากาศ ซึ่งสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาสายอากาศร็องแบบโพลาริซเซิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก ซึ่งสามารถให้แบบโพลาริซเซิงวงกลมที่สามารถตอบสนองความต้องการของประสิทธิภาพการรับและส่งสัญญาณในระบบดังกล่าวได้อย่างเหมาะสม ซึ่งในบทนี้จะกล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง โดยแบ่งออกเป็น 2 ส่วนหลักได้แก่ โครงสร้างต่างกับกับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แต่ให้แบบโพลาริซเซิงวงกลมเช่นเดียวกัน กับโครงสร้างเดียวกันกับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แต่ให้แบบโพลาริซเซิงที่ต่างกัน และจะกล่าวถึงโครงสร้างทางกายภาพของสายอากาศร็องแบบโพลาริซเซิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก วิธีการแบ่งโครงสร้างเพื่อใช้ในการวิเคราะห์ และสุดท้ายจะแสดงสมการอินทิกรัลที่พิจารณาจากโครงสร้างดังกล่าวเพื่อไปประยุกต์ใช้กับฟังก์ชันไอแคติกของกรีนในบทต่อไป

#### 2.2 ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

สำหรับสายอากาศที่ใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สายนั้นมีอยู่หลายแบบหลายประเภท เมื่อพิจารณาให้ลึกกลงมาในระดับที่เราสนใจเพื่อให้สอดคล้องกับงานวิจัยฉบับนี้แล้ว สายอากาศที่ได้ทำการศึกษาครั้งนี้สามารถแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะตามโครงสร้างของสายอากาศและคุณลักษณะที่เราสนใจได้ดังนี้

### 2.2.1 ลักษณะของสายอากาศที่มีโครงสร้างต่างกับงานวิจัยแต่ให้การโพลาไรซ์เชิงวงกลม

ในช่วงเวลาที่ผ่านมานั้นงานวิจัยต่าง ๆ เกี่ยวกับการโพลาไรซ์เชิงวงกลมนั้นได้ทำการศึกษากันอย่างแพร่หลายบนหลาย ๆ โครงสร้าง ได้แก่ สายอากาศร่องคู่โพลาไรซ์เชิงวงกลม ขดในแนวรัศมีวางตัวบนผิวโลหะเรียบ (Takada, Ando, and Goto, 1989) ซึ่งได้ศึกษาการเหนี่ยวนำระหว่างร่องคู่ที่วางตัวตั้งฉากกันขดเป็นวงกลมโดยป้อนสัญญาณด้วยโพรบ ต่อมาได้มีการเปลี่ยนวิธีการวางตัวของร่องคู่ที่ตั้งฉากกันเป็นรูปของร่องไขว้ (cross slot) บนผิวโลหะของสายอากาศไมโครสตริป (patch antenna) ที่ให้การโพลาไรซ์เชิงวงกลมเช่นเดียวกัน (Huang, Wu, and Wong, 1999)



รูปที่ 2.1 แสดงตัวอย่างสายอากาศที่มีโครงสร้างแตกต่างกับงานวิจัยนี้แต่ให้แบบโพลาไรซ์เชิงวงกลมเหมือนกัน

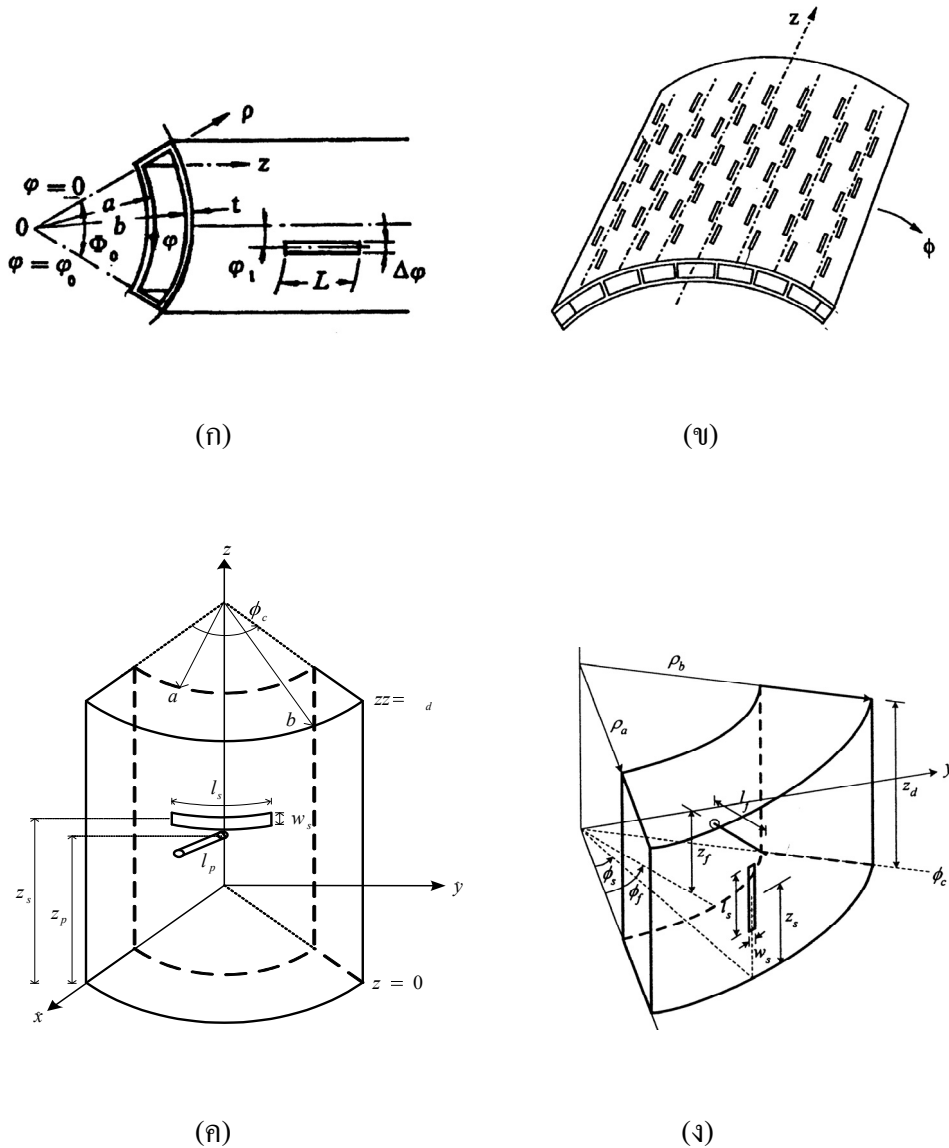
ในปีเดียวกันนั้น ได้มีการนำวิธีการวางตัวของร่องบนผิวโลหะแบบร่องไขว้หรือร่องกากบาทไปประยุกต์ใช้บนโครงสร้างของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม (Hirano, Hirokawa, and Ando, 1999) ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.1(ก) โดยใช้ระเบียบวิธีไฟไนต์เอลิเมนต์ (Finite Element Method : FEM) และระเบียบวิธีโมเมนต์เข้าด้วยกัน (Method of Moment : MoM) เพื่อหาฟังก์ชันฐานของร่องบนท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม เนื่องด้วยรูปร่างของร่องที่เป็นรูปกากบาทดังกล่าวนี้ ระเบียบวิธีโมเมนต์เพียงอย่างเดียวไม่สามารถหาผลเฉลยได้โดยง่าย เหมาะสมที่จะใช้สำหรับร่องที่แยกกันอย่างอิสระ ตัวอย่างเช่น ร่องที่วางตัวตั้งฉากซึ่งกันและกันด้วยระยะห่างที่กำหนดดังงานวิจัยที่กล่าวมาข้างต้น เมื่อรูปร่างของร่องที่วางตัวทับกับเป็นรูปกากบาทจึงไม่สามารถใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์เพียงอย่างเดียวในการวิเคราะห์แบบเดิม ๆ ที่เคยทำมาได้ จึงได้มีการนำระเบียบวิธีไฟไนต์เอลิเมนต์มา

ประยุกต์ใช้ โดยมองเป็นร่องกาบาทเพียงชิ้นเดียวแทนร่องที่ทับกับเพื่อลดปัญหาการเสื่อมล้ำของทั้ง 2 ร่องดังกล่าว จากนั้นได้มีการศึกษาและพัฒนาในโครงสร้างที่ต่างกันโดยการเจาะร่องคู่ที่วางตัวตั้งฉากซึ่งกันและกันบนผิวโลหะของสายอากาศร่องแถวลำดับแบบทรงกลม (Phongcharoenpanich C., 2001) ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.1(ข)

## 2.2.2 ลักษณะของสายอากาศที่มีโครงสร้างคล้ายกับงานวิจัยแต่ให้การโพลาไรซ์ที่แตกต่างกัน

จากการได้ศึกษาค้นคว้างานวิจัยที่เกี่ยวข้องต่าง ๆ จากหัวข้อที่ผ่านมาได้นำเสนองานวิจัยที่เกี่ยวข้องในลักษณะของโครงสร้างที่แตกต่างจากงานวิจัยนี้แต่ให้การโพลาไรซ์เชิงวงกลมเช่นเดียวกัน ต่อไปจะนำเสนอในส่วนของงานวิจัยที่มีโครงสร้างคล้ายกันแต่ให้การโพลาไรซ์ที่ต่างจากงานวิจัยนี้ นั่นก็คือสายอากาศเซกเตอร์ทั้งที่เป็นท่อนำคลื่นและโพลทรวงกระบอก ซึ่งความสำคัญของโครงสร้างที่คล้ายกันหรือโครงสร้างเดียวกันนั้นจะเกี่ยวข้องกันในเรื่องของฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนที่จะกล่าวในบทต่อไป

สำหรับงานวิจัยที่ผ่านมา สายอากาศเซกเตอร์ทรงกระบอก ได้มีการศึกษาและพัฒนากันอย่างแพร่หลาย โดยการเจาะร่องบนผิวโลหะด้านนอกของสายอากาศในลักษณะที่แตกต่างกันออกไปเพื่อให้ได้การโพลาไรซ์ที่ต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับปัญหาที่สนใจในขณะนั้น และส่วนใหญ่จะป้อนสัญญาณด้วยโพรบจากผนังโลหะด้านในของสายอากาศ สายอากาศร่องแนวตั้งบนผิวโลหะของท่อนำคลื่นแบบเซกเตอร์ (Lue, Zhuang, and Cao, 1994) ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.2(ก) ได้ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อศึกษาค่าตัวแปรสมมูลสำหรับการกระจายคลื่นจากปากร่อง และต่อมาในงานวิจัยที่ได้ศึกษาการกระเจิงของคลื่นจากการทำแถวลำดับของร่องแนวตั้งของสายอากาศบนผิวโลหะด้านนอกของท่อนำคลื่นแบบเซกเตอร์ (Fan, and Jin, 1997) ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.2(ข) และต่อมาได้มีการพัฒนาและปรับปรุงการวางตัวของร่องในทิศทางอื่นบนโครงสร้างอื่นด้วย ได้มีงานวิจัยที่ทำการศึกษาค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศร่องวางตัวในแนวเส้นรอบวงบนโพรงเซกเตอร์ทรงกระบอกที่ป้อนสัญญาณด้วยโพรบ (Pasri N., Wongsan R., Phongcharoenpanich C., and Krairiksh M., 2001) ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.2(ค) ซึ่งเป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างเดียวกันกับงานวิจัยนี้แต่ให้แบบโพลาไรซ์ที่เป็นเชิงเส้น ต่อมาได้มีการพัฒนาต่อโดยศึกษาค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศร่องซึ่งวางตัวในแนวแกนหรือแนวตั้งบนโพรงเซกเตอร์ทรงกระบอก โดยทำการป้อนสัญญาณด้วยโพรบและใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์ในการวิเคราะห์ (Wongsan R., Phongcharoenpanich C., Krairiksh M., and Takada, 2003) ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.2(ง) ซึ่งงานวิจัยดังกล่าวก็มีโครงสร้างเช่นเดียวกันกับงานวิจัยฉบับนี้ แต่ให้แบบโพลาไรซ์เป็นเชิงเส้นซึ่งเป็นส่วนที่แตกต่างกัน



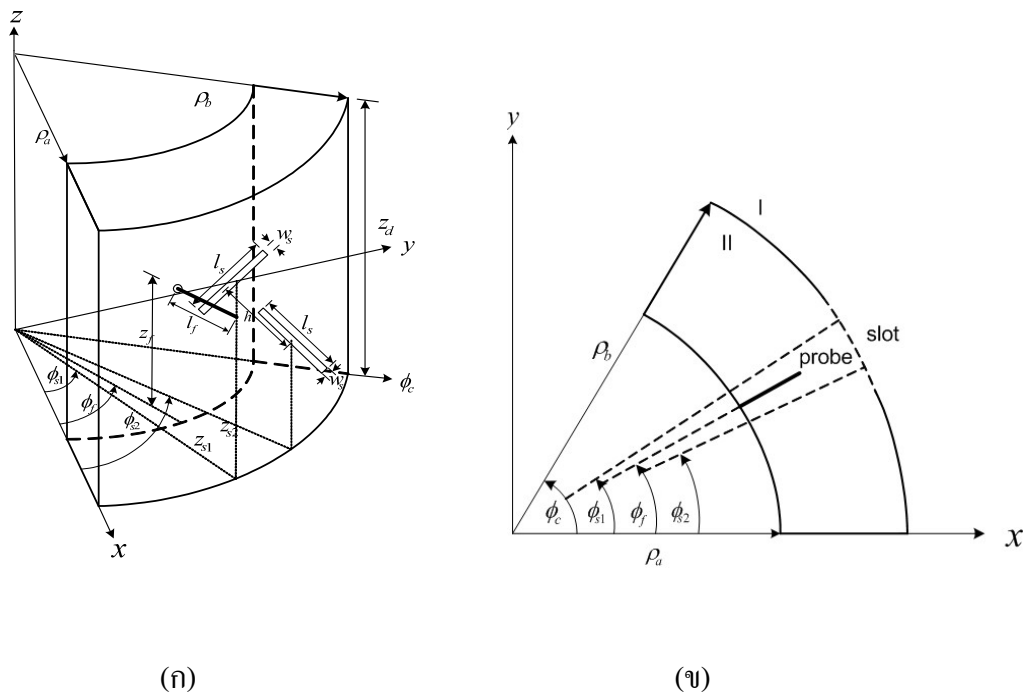
รูปที่ 2.2 แสดงตัวอย่างสายอากาศที่มีโครงสร้างคล้ายกับงานวิจัยนี้แต่ให้แบบโพลาริซซ์ที่แตกต่างกัน

จากการนำเสนองานวิจัยที่เกี่ยวข้องดังกล่าวมานั้นเมื่อพิจารณาระเบียบวิธีที่นำมาใช้วิเคราะห์ จะเห็นได้ว่าเกือบทั้งหมดได้นำระเบียบวิธีโมเมนต์มาใช้ในการวิเคราะห์ทั้งสิ้น มีเพียงบางงานวิจัยที่นำระเบียบวิธีไฟไนต์เอลิเมนต์มาร่วมวิเคราะห์ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับการวางตัวของร่องบนโครงสร้างที่สนใจหรือปัญหาที่กำลังวิเคราะห์ สำหรับงานวิจัยนี้ได้เลือกระเบียบวิธีโมเมนต์มาวิเคราะห์เช่นเดียวกัน อันเนื่องมาจากการวางตัวของร่องที่ตั้งฉากซึ่งกันและกันเมื่อนำระเบียบวิธี

โมเมนต์มาช่วยวิเคราะห์หาค่ากระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กเพื่อนำไปหาค่าคุณลักษณะต่างๆของสายอากาศนั้นมีความสะดวกกว่าระเบียบวิธีไฟไนต์เอลิเมนต์ที่เหมาะสมกับการวิเคราะห์ร่องที่วางตัวเป็นรูปกากบาท

## 2.3 โครงสร้างของสายอากาศ

โครงสร้างของสายอากาศร่องแบบโพลาริซเซิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอกเป็นการเจาะร่อง 2 ร่องบนผิวโลหะด้านนอกของโพรงทรงกระบอกที่วางตัวตั้งฉากซึ่งกันและกันดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.3(ก)



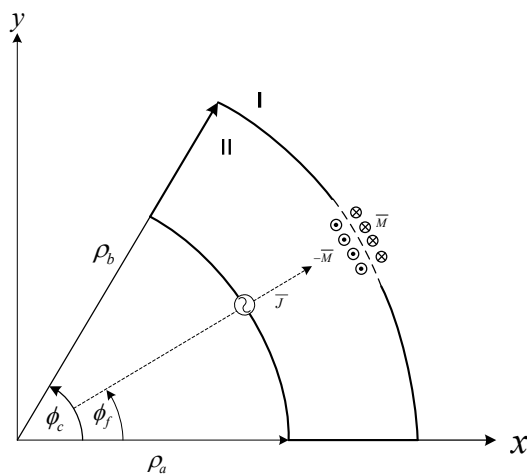
รูปที่ 2.3 (ก) แสดงโครงสร้างสายอากาศร่องโพลาริซเซิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก และ (ข) ภาพตัดขวางของสายอากาศ

จะเห็นว่าบนผิวโลหะตัวนำด้านนอกของโพรงถูกเจาะเป็นร่องแคบๆ มีขนาดกว้าง  $w_s$  และยาว  $l_s$  ห่างกันเป็นระยะ  $h$  ทำมุมกัน  $45^\circ$  ซึ่ง  $\phi_{s1}$  และ  $\phi_{s2}$  คือตำแหน่งในแนว  $\phi$  ของร่องตัวที่ 1 กับร่องตัวที่ 2 โดยเทียบจากแกน  $x$  ไปยังจุดกึ่งกลางของร่องนั้นๆ ตามลำดับ และตัวโพรงเป็นโลหะตัวนำที่มีลักษณะเป็นเซกเตอร์ของทรงกระบอกที่มีแกน  $z$  เป็นแกนร่วม และมีความยาวเป็น  $z_d$  โดยที่  $\rho_a$  และ  $\rho_b$  คือรัศมีภายในและรัศมีภายนอกของโพรงทรงกระบอกตามลำดับ และ

$\phi_c$  คือขนาดมุมของเซกเตอร์เมื่อเทียบกับแกน  $x$  สำหรับวิธีการป้อนสัญญาณนั้น ใช้วิธีการป้อนสัญญาณด้วยโพรบให้กับโพรงที่มีจุดกระตุ้นอยู่บนผิวตัวนำภายในรัศมี  $\rho_a$  วางในแนวรัศมี และยาว  $l_f$  ที่ตำแหน่ง  $(\rho_a, \phi_f, z_f)$  ตามภาพตัดขวางของสายอากาศ ดังแสดงในรูปที่ 2.3(ข)

## 2.4 วิธีการแบ่งโครงสร้างเพื่อใช้ในการวิเคราะห์

การเหนี่ยวนำของพลังงานที่ถูกกระตุ้นด้วยโพรบและการแผ่กระจายของคลื่นที่ออกจากปากทรง สามารถแสดงสูตรการคำนวณได้ด้วยเงื่อนไขขอบเขตบริเวณปากทรงและตลอดความยาวโพรบ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.3(ข) ซึ่งได้การแบ่งโครงสร้างออกเป็น 2 ขอบเขต คือ ขอบเขต I และ II เป็นขอบเขตด้านนอกและด้านในของโพรงเซกเตอร์ทรงกระบอก ตามลำดับ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.4 จากหลักการสนามสมมูล (field equivalent principle) สนามทั้งสองขอบเขตสามารถหักล้างกันได้ด้วยเงื่อนไขของผิวโลหะจะต้องเป็นตัวนำแบบยิ่งยวด และการเหนี่ยวนำของกระแสแม่เหล็กสมมูลด้านนอกและด้านในตัวนำที่สมมูลกัน โดยที่กระแสแม่เหล็กสมมูลภายนอกและภายในโพรงทรงกระบอกคือ  $\bar{M}$  และ  $-\bar{M}$  ตามลำดับ สำหรับการกระตุ้นด้วยโพรบ กระแสไฟฟ้าสมมูลถูกแทนด้วย  $\bar{J}$  ดังนั้นสนามในขอบเขตที่ I จะเกิดขึ้นอันเนื่องมาจากกระแส  $\bar{M}$  และสนามในขอบเขตที่ II จะเกิดขึ้นอันเนื่องมาจากกระแส  $-\bar{M}$  และ  $\bar{J}$  จากร่องและโพรบตามลำดับ



รูปที่ 2.4 แสดงแบบจำลองการวิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศร่องแบบโพลาริซิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก



## 2.5 การเขียนสมการเชิงอินทิกรัล

จากแบบจำลองการวิเคราะห์ห้ดังแสดงในรูปที่ 2.4 พลังงานที่เหนี่ยวนำซึ่งทำให้เกิดการแผ่กระจายคลื่นบริเวณร่องสามารถแสดงสูตรการคำนวณด้วยเงื่อนไขขอบเขตของสนามแม่เหล็กบริเวณแนวสัมผัสกับด้านบนและด้านล่างของปากร่อง และสนามไฟฟ้าบริเวณแนวสัมผัสกับโพรงด้วยเงื่อนไขนี้เป็นการนำเสนอโดยใช้หลักการเหนี่ยวนำของสมการอินทิกรัลสนามแม่เหล็ก (Magnetic-Field Integral Equation : MFIE) และสมการอินทิกรัลสนามไฟฟ้า (Electric-Field Integral Equation : EFIE) จากสมการอินทิกรัลทั้ง 2 แบบรวมกันเป็นสมการอินทิกรัลแบบผสม (EFIE-MFIE : HEM) ซึ่งเป็นเทอมของกระแสและสนามไฟฟ้าบริเวณร่องและบริเวณโพรงตามลำดับ

$$\bar{H}_{tan}^{ext} = \bar{H}_{tan}^{int} \quad (2.1ก)$$

และ

$$\bar{H}_{tan}^{ext} = \bar{H}_s^{ext} \times \hat{p} \quad (2.1ข)$$

$$\bar{H}_{tan}^{int} = (\bar{H}_s^{int} + \bar{H}_p^{int}) \times \hat{p} \quad (2.1ค)$$

จะได้

$$\bar{H}_s^{ext} = \bar{H}_s^{int} + \bar{H}_p^{int} \quad (2.1ง)$$

ซึ่ง  $\bar{H}_{tan}^{ext}$  และ  $\bar{H}_{tan}^{int}$  คือสนามแม่เหล็กในแนวสัมผัสบริเวณภายนอกและบริเวณภายในตามลำดับ  $\bar{H}_p^{int}$  และ  $\bar{H}_s^{int}$  คือสนามแม่เหล็กบริเวณภายใน โดยมีกระแสไฟฟ้าที่โพรงและกระแสแม่เหล็กที่ร่องเป็นแหล่งกำเนิดตามลำดับ  $\bar{H}_s^{ext}$  คือสนามแม่เหล็กภายนอกที่แผ่กระจายคลื่นออกมาจากปากร่อง และ  $\hat{p}$  คือ เวกเตอร์หนึ่งหน่วยตั้งฉากกับผิวทรงกระบอก

สำหรับลำดับการหาสนามแม่เหล็กนั้น อ้างอิงจากฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนสำหรับโครงสร้างโพรงทรงกระบอกแบบเซกเตอร์ (Wongsan, Phongcharoenpanich, and Krairiksh, 2000) ในกรณีนี้ฟังก์ชันของกรีนเชิงสเกลาร์ไม่สามารถนำมาประยุกต์ใช้ได้ ด้วยเหตุผลที่ว่าสนามและ

แหล่งกำเนิดนั้นเป็นเวกเตอร์ และฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนเป็นการแปลงรูประหว่างสนามกับแหล่งกำเนิดจึงต้องเป็นฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนที่เกิดจากการกระทำกันระหว่างเวกเตอร์กับเวกเตอร์กลายเป็นฟังก์ชันไดโอดิกสำหรับสนามแม่เหล็ก ดังนี้

$$\begin{aligned}\bar{H}_s^{ext}(\bar{R}) &= j\omega\epsilon_0 \iint_{S_s} \bar{G}_{HM}^{out}(\bar{R}, \bar{R}') \cdot (\bar{E}(\bar{R}') \times \hat{\rho}) dS' \\ &= j\omega\epsilon_0 \iint_{S_s} \bar{G}_{HM}^{out}(\bar{R}, \bar{R}') \cdot \bar{M}(\bar{R}') dS'\end{aligned}\quad (2.2)$$

และ

$$\begin{aligned}\bar{H}_s^{int}(\bar{R}) &= j\omega\epsilon_0 \iint_{S_s} \bar{G}_{HM}^{int}(\bar{R}, \bar{R}') \cdot (\bar{E}(\bar{R}') \times (-\hat{\rho})) dS' \\ &= -j\omega\epsilon_0 \iint_{S_s} \bar{G}_{HM}^{int}(\bar{R}, \bar{R}') \cdot \bar{M}(\bar{R}') dS'\end{aligned}\quad (2.3)$$

$$\bar{H}_p^{int}(\bar{R}) = \iint_{L_f} \bar{G}_{HJ}^{ext}(\bar{R}, \bar{R}') \cdot \bar{J}(\bar{R}') dS' \quad (2.4)$$

โดยที่  $\bar{G}_{HM}^{ext,int}(\bar{R}, \bar{R}')$ ,  $\bar{G}_{HJ}^{int}(\bar{R}, \bar{R}')$  คือฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนชนิดแม่เหล็กที่เกิดจากความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กและกระแสไฟฟ้าตามลำดับ  $S_s$  และ  $L_f$  คือขอบเขตการอินทิกรัลบริเวณผิวของปากร่องและตลอดความยาวของโพรบตามลำดับ ซึ่งพิกัดตำแหน่ง  $\bar{R}$  และ  $\bar{R}'$  คือตำแหน่งของสนามและแหล่งกำเนิดตามลำดับ แทนสนามแม่เหล็กจากสมการ (2.2), (2.3) และ (2.4) ลงในสมการ (2.1) จะได้

$$j\omega\epsilon_0 \iint_{S_s} \left\{ \bar{G}_{HM}^{int}(\bar{R}, \bar{R}') + \bar{G}_{HM}^{out}(\bar{R}, \bar{R}') \right\} \cdot \bar{M}(\bar{R}') dS' + \int_{L_f} \bar{G}_{HJ}^{int}(\bar{R}, \bar{R}') \cdot \bar{J}(\bar{R}') dL' = 0 \quad (2.5)$$

ในการเลือกเงื่อนไขขอบเขตนั้น ไม่ใช่เฉพาะเงื่อนไขขอบเขตบริเวณสนามไฟฟ้าแนวสัมผัสตลอดความยาวโพรบที่ต้องพิจารณา แต่จะต้องพิจารณาสถาปัตยกรรมไฟฟ้าบริเวณด้านล่างของโพรบซึ่งเป็นส่วนที่ทำหน้าที่กระตุ้นสัญญาณเช่นกัน ดังนั้น

$$E_{tan}^{int} = 0 \quad (2.6ก)$$

สำหรับการกระตุ้นด้วยโพรบที่วางตัวในทิศทาง  $\rho$  ซึ่ง  $E_{tan}^{int}$  สามารถเขียนใหม่ได้ว่า

$$E_{tan}^{int} = (\bar{E}_{tan}^{int} \cdot \hat{\rho}) + E_a \quad (2.6ข)$$

โดยที่  $E_a$  คือ สนามที่ประยุกต์ขึ้น ซึ่งถูกกำหนดโดยแบบจำลองช่องว่างเคลด้า (delta gab model) จะได้ว่า

$$E_a = \delta(\bar{R} - \bar{R}') \quad (2.6ค)$$

และ  $E^{int}$  คือสนามกระเจิงภายใน จะได้ว่า

$$\bar{E}^{int} = \bar{E}_s^{int} + \bar{E}_p^{int} \quad (2.6ง)$$

จากสมการ (2.6ก) และ (2.6ข) สามารถเขียนใหม่ได้ว่า

$$\bar{E}^{int} \cdot \hat{\rho} = -E_a \quad (2.7)$$

จากเงื่อนไขทั้งหมดเปลี่ยนรูปสมการ โดยใช้แบบจำลองช่องว่างเคลด้าจากสมการ (2.6ค)

$$\bar{E}_s^{int} + \bar{E}_p^{int} \cdot \hat{\rho} = -\delta(\bar{R}') \quad (2.8)$$

โดยที่  $\bar{E}_s^{int}$  และ  $\bar{E}_p^{int}$  คือสนามไฟฟ้าภายในที่แผ่กระจายจากช่องเปิดและโพรบตามลำดับ ซึ่งกำหนดให้  $-\delta(\bar{R}')$  แหล่งจ่ายแรงดันจากแบบจำลองช่องว่างเคลด้า

$$\begin{aligned}\bar{E}_s^{int}(\bar{R}) &= \iint_{S_s} \bar{G}_{EM}^{int}(\bar{R}, \bar{R}') \cdot (\bar{E}(\bar{R}') \times -\hat{\rho}) dS' \\ &= -\iint_{L_f} \bar{G}_{EM}^{int}(\bar{R}, \bar{R}') \cdot \bar{M}(\bar{R}') dS'\end{aligned}\quad (2.9)$$

และ

$$\bar{E}_p^{int}(\bar{R}) = -j\omega\mu_0 \iint_{L_f} \bar{G}_{EJ}^{int}(\bar{R}, \bar{R}') \cdot \bar{J}(\bar{R}') dS' \quad (2.10)$$

โดยที่  $\bar{G}_{EM}^{int}(\bar{R}, \bar{R}')$  และ  $\bar{G}_{EJ}^{int}(\bar{R}, \bar{R}')$  คือฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนชนิดไฟฟ้าที่เกิดจากความหนาแน่นกระแสแม่เหล็กบริเวณช่องและความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าตลอดความยาวโพรบตามลำดับ เมื่อแทนสนามไฟฟ้าที่ได้จาก สมการ (2.9) และ (2.10) ลงในสมการ (2.8) จะได้

$$\iint_{S_s} \bar{G}_{EM}^{int}(\bar{R}, \bar{R}') \cdot \bar{M}(\bar{R}') dS' + \iint_{L_f} \bar{G}_{EJ}^{int}(\bar{R}, \bar{R}') \cdot \bar{J}(\bar{R}') dS' = -\delta(\bar{R}') \quad (2.11)$$

เราจะได้ระบบสมการเชิงอินทิกรัลของโครงสร้างสายอากาศร่องแบบโพลาริซเซิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก ดังสมการ (2.5) และ (2.11)

ซึ่งเมื่อนำมาพิจารณาเป็นร่องคู่วางตั้งฉากกันนั้น สมการ (2.5) และ (2.11) จะไม่ได้เปลี่ยนแปลงไปจากเดิมแต่ พจน์ของฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนแต่ละแบบแต่ละชนิดจะถูกแตกออก อันเนื่องจากการกระทำของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างโพรบกับช่องเปิดแต่ละตัว ซึ่งจะแสดงรายละเอียดในบทต่อไป

## 2.6 สรุป

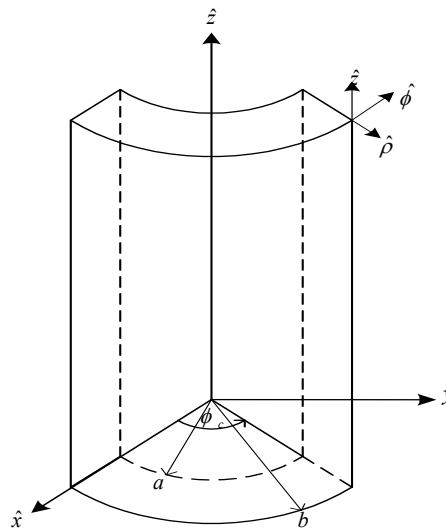
ในบทนี้ได้แสดงลักษณะกายภาพของสายอากาศอย่างละเอียด จากนั้นประยุกต์ใช้หลักการสนามสมมูลเพื่อให้ได้รูปแบบจำลองสมมูลของสายอากาศซึ่งจะเป็นประโยชน์ในการสร้างสมการเชิงอินทิกรัลของโครงสร้างสายอากาศนั้น ๆ และอาศัยเงื่อนไขความต่อเนื่องสำหรับสนามแม่เหล็กในแนวสัมผัสบริเวณร่องและเงื่อนไขขอบเขตสนามไฟฟ้ารวมในแนวสัมผัสพื้นผิวโพรบเท่ากับศูนย์ และประยุกต์กับแบบจำลองช่องว่างเคลดด้านข้างของโพรบ เราสามารถสร้างสมการเชิงอินทิกรัลซึ่งเป็นวิธีที่ใช้หาผลเฉลยของความหนาแน่นของกระแสที่ไม่ทราบค่า โดยจะใช้ร่วมกับวิธีโมเมนต์ซึ่งจะกล่าวในบทต่อไป

### บทที่ 3

## ฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนสำหรับสายอากาศร่องแบบโพลาริซ์เชิงวงกลม บนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก

### 3.1 บทนำ

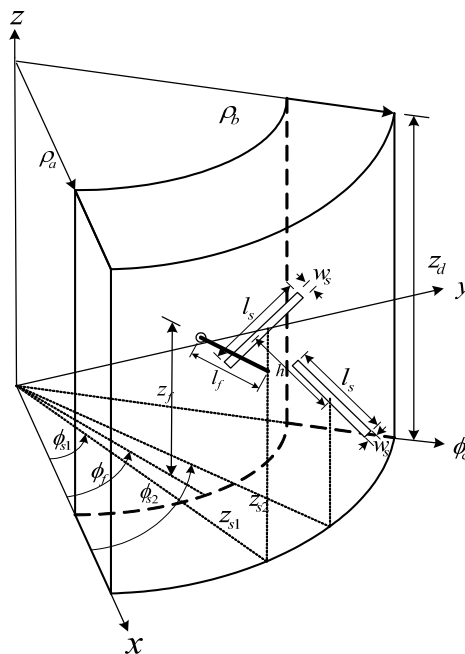
ฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนถือว่าเป็นฟังก์ชันตอบสนองอิมพัลส์หรือฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบที่มีแหล่งกำเนิดเป็นฟังก์ชันอิมพัลส์ กล่าวได้ว่าฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนคือสนามแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งเกิดจากไดโพลจิ๋วๆ ในปัญหาที่แตกต่างกันจะมีเงื่อนไขขอบเขตที่ต่างกันทำให้ได้ฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนที่ต่างกันตามขอบเขตเงื่อนไขนั้น ๆ ดังนั้นหากรู้ฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนของปัญหานั้น ๆ ซึ่งมีแหล่งกำเนิดเป็นฟังก์ชันอิมพัลส์ เราสามารถที่จะหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าอันเนื่องจากการกระจายกระแสรูปแบบใด ๆ ได้ โดยการอินทิเกรตตลอดปริมาตรของแหล่งกำเนิดของผลคูณระหว่างฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนและการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แหล่งกำเนิดนั้น ๆ



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของโพรงเซกเตอร์ทรงกระบอก

จากโครงสร้างทั่วไปของ โพรงเซกเตอร์ทรงกระบอกดังรูปที่ 3.1 ฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนสำหรับโครงสร้างนี้ได้ถูกคิดค้นโดย (Wongsan, Phongcharenpanich, and Krairiksh, 2000) ซึ่งได้แบ่งฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนเป็น 4 ชนิดด้วยกัน ได้แก่ ฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนชนิดไฟฟ้าที่เกิดจากความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าบริเวณ โพรบ ( $\bar{G}_{EJ}^{in}$ ) ฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนชนิดไฟฟ้าที่เกิดจากความหนาแน่นกระแสแม่เหล็กบริเวณภายในโพรงทรงกระบอก ( $\bar{G}_{EM}^{in}$ ) ฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนชนิดแม่เหล็กที่เกิดจากความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าบริเวณ โพรบ ( $\bar{G}_{HJ}^{in}$ ) และฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนชนิดแม่เหล็กที่เกิดจากความหนาแน่นกระแสแม่เหล็กบริเวณภายในโพรงทรงกระบอก ( $\bar{G}_{HM}^{in}$ )

### 3.2 ฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนบริเวณภายในของเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก



รูปที่ 3.2 แสดง โครงสร้างสายอากาศร่องแบบ โพลาริไรซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก

จากฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนดังกล่าวเมื่อนำมาพิจารณาด้วยโครงสร้างและการวางตัวของร่อง ดังรูปที่ 3.2 จะได้ฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนที่สอดคล้องตามโครงสร้างของโพรงเซกเตอร์ทรงกระบอกและการวางตัวของร่องเฉียง 2 ร่องที่วางตั้งฉากซึ่งกันและกัน ซึ่งแบ่งเป็น ฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนบริเวณภายในของโพรงเซกเตอร์ทรงกระบอก และฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนบริเวณภายนอกของโพรงเซกเตอร์ทรงกระบอก

จากโครงสร้างดังรูปที่ 3.2 ฟังก์ชันไอแอดิกของกรีนบริเวณภายในโพรงเซกเตอร์ทรงกระบอกทั้ง 4 ชนิดได้ถูกพิจารณาความสัมพันธ์จากการความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าและความหนาแน่นกระแสแม่เหล็กบริเวณโพรบและบริเวณร่องแต่ละร่อง ตามลำดับ เหนี่ยวนำให้เกิดสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กบริเวณโพรบและบริเวณร่องแต่ละร่อง ซึ่งจะได้ว่า

ฟังก์ชันไอแอดิกของกรีนชนิดไฟฟ้าบริเวณโพรบซึ่งเกิดจากการเหนี่ยวนำของกระแสไฟฟ้าบริเวณโพรบ สามารถเขียนได้ว่า

$$\begin{aligned} \overline{\overline{G}}_{EJ}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') = & -\frac{1}{k^2} \hat{z} \hat{z}' \delta(\overline{R} - \overline{R}') + \sum_{n,m} \frac{(2 - \delta_0)}{\phi_c} \\ & \left\{ \frac{1}{k_h^2 I_h k_{gh} \sin(k_{gh} z_d)} \left[ \overline{M}_{h,odd}(z_d - z) \overline{M}'_{h,odd}(z) \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{1}{k_e^2 I_e k_{ge} \sin(k_{ge} z_d)} \left[ \overline{N}_{e,even}(z_d - z) \overline{N}'_{e,even}(z) \right] \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.1)$$

โดยที่ฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์ (vector wave functions) ภายในฟังก์ชันไอแอดิกของกรีนชนิดนี้สามารถเขียนได้ว่า

$$\overline{M}_{h,odd}(z_d - z) \overline{M}'_{h,odd}(z) = \left[ \begin{array}{c} \frac{v^2}{\rho \rho'} B_\nu(k_h \rho) B_\nu(k_h \rho') \sin(\nu \phi) \\ \sin(\nu \phi') \sin k_{gh}(z_d - z) \sin(k_{gh} z') \end{array} \right] \quad (3.2ก)$$

$$\overline{M}_{h,odd}(z) \overline{M}'_{h,odd}(z_d - z) = \left[ \begin{array}{c} \frac{v^2}{\rho \rho'} B_\nu(k_h \rho) B_\nu(k_h \rho') \sin(\nu \phi) \\ \sin(\nu \phi') \sin(k_{gh} z) \sin k_{gh}(z_d - z') \end{array} \right] \quad (3.2ข)$$

$$\begin{aligned} \overline{N}_{e,even}(z_d - z) \overline{N}'_{e,even}(z) = & -\frac{1}{K^2} \left\{ k_{ge} \frac{\partial}{\partial z} \left[ \frac{\partial B_\nu(k_e \rho)}{\partial \rho} \sin(\nu \phi) \cos k_{ge}(z_d - z') \right] \right. \\ & \left. \left[ \frac{\partial B_\nu(k_e \rho')}{\partial \rho'} \sin(\nu \phi') \sin(k_{ge} z') \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.2ค)$$



และ

$$\begin{aligned} \bar{N}_{e,even}(z)\bar{N}'_{e,even}(z_d - z) = & -\frac{1}{K^2} \left\{ \left[ k_{ge} \frac{\partial B_\nu(k_e \rho)}{\partial \rho} \sin(\nu\phi) \sin(k_{ge}z) \right] \right. \\ & \left. \frac{\partial}{\partial z'} \left[ \frac{\partial B_\nu(k_e \rho')}{\partial \rho'} \sin(\nu\phi') \cos k_{ge}(z_d - z') \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.2ก)$$

ฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนชนิดไฟฟ้าบริเวณโพรบซึ่งเกิดจากการเหนี่ยวนวของกระแสแม่เหล็กบริเวณร่องทั้ง 2 ที่วางตัวตั้งฉากกัน สามารถเขียนได้ว่า

$$\bar{\bar{G}}_{EM}^{in}(\bar{R}, \bar{R}') = \bar{\bar{G}}_{EM_1}^{in}(\bar{R}, \bar{R}') + \bar{\bar{G}}_{EM_2}^{in}(\bar{R}, \bar{R}') \quad (3.3)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} \bar{\bar{G}}_{EM_1}^{in}(\bar{R}, \bar{R}') = & \sum_{n,m} \frac{(2-\delta_0)k}{\phi_c} \left\{ \frac{1}{k_h^2 I_h k_{gh} \sin(k_{gh}z_d)} \left[ \bar{N}_{h,odd}(z_d - z) \bar{M}'_{h,odd}(z) \right] \right. \\ & \left. - \frac{1}{k_e^2 I_e k_{ge} \sin(k_{ge}z_d)} \left[ \bar{M}_{e,even}(z_d - z) \bar{N}'_{e,even}(z) \right] \right\} \\ & \left[ \bar{N}_{h,odd}(z) \bar{M}'_{h,odd}(z_d - z) \right] \end{aligned} \quad (3.4ก)$$

และ

$$\begin{aligned} \bar{\bar{G}}_{EM_2}^{in}(\bar{R}, \bar{R}') = & \sum_{n,m} \frac{(2-\delta_0)k}{\phi_c} \left\{ \frac{1}{k_h^2 I_h k_{gh} \sin(k_{gh}z_d)} \left[ \bar{N}_{h,odd}(z_d - z) \bar{M}'_{h,odd}(z) \right] \right. \\ & \left. - \frac{1}{k_e^2 I_e k_{ge} \sin(k_{ge}z_d)} \left[ \bar{M}_{e,even}(z_d - z) \bar{N}'_{e,even}(z) \right] \right\} \\ & \left[ \bar{M}_{e,even}(z) \bar{N}'_{e,even}(z_d - z) \right] \end{aligned} \quad (3.4ข)$$

ซึ่งสามารถเขียนฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์สำหรับฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนชนิดนี้ได้ว่า

$$\begin{aligned}
& \overline{M}_{h,odd}(z_d - z) \overline{N}'_{h,odd}(z) = \\
& \frac{1}{K} \left\{ - \left[ \frac{k_{gh} \nu^2}{\rho \rho'} B \nu(k_h \rho) \sin(\nu \phi) \cos k_{gh}(z_d - z) \right. \right. \\
& \left. \left. B_\nu(k_h \rho') \sin(\nu \phi') \cos(k_{gh} z') \right] \right. \\
& \left. + \left\{ \left[ \frac{\nu}{\rho \rho'} B_\nu(k_h \rho) \sin(\nu \phi) \cos k_{gh}(z_d - z) \right] \right. \right. \\
& \left. \left[ \frac{\partial}{\partial \rho'} \left( \rho' \frac{\partial B_\nu(k_h \rho')}{\partial \rho'} \cos(\nu \phi') \sin(k_{gh} z') \right) \right. \right. \\
& \left. \left. + \left( \frac{\nu^2}{\rho'} B_\nu(k_h \rho') \cos(\nu \phi') \sin(k_{gh} z') \right) \right] \right\} \left. \right\} \quad (3.5ก)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \overline{M}_{h,odd}(z) \overline{N}'_{h,odd}(z_d - z) = \\
& \frac{1}{K} \left\{ \left[ \frac{\nu^2}{\rho \rho'} B \nu(k_h \rho) \sin(\nu \phi) \cos(k_{gh} z) \right. \right. \\
& \left. \left. \frac{\partial}{\partial z'} \left( B_\nu(k_h \rho') \sin(\nu \phi') \sin k_{gh}(z_d - z') \right) \right] \right. \\
& \left. + \left\{ \left[ \frac{\nu}{\rho \rho'} B_\nu(k_h \rho) \sin(\nu \phi) \cos(k_{gh} z) \right] \right. \right. \\
& \left. \left[ \frac{\partial}{\partial \rho'} \left( \rho' \frac{\partial B_\nu(k_h \rho')}{\partial \rho'} \cos(\nu \phi') \sin k_{gh}(z_d - z') \right) \right. \right. \\
& \left. \left. - \left( \frac{\nu^2}{\rho'} B_\nu(k_h \rho') \cos(\nu \phi') \sin k_{gh}(z_d - z') \right) \right] \right\} \left. \right\} \quad (3.5ข)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \overline{N}_{e,even}(z_d - z) \overline{M}'_{e,even}(z) = \\
& - \frac{1}{K} \left\{ \frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{\partial B_\nu(k_e \rho)}{\partial \rho} \sin(\nu \phi) \sin k_{ge}(z_d - z) \right) \right. \\
& \left. \left( \frac{\partial B_\nu(k_e \rho')}{\partial \rho'} \sin(\nu \phi') \cos(k_{ge} z') \right) \right\} \quad (3.5ค)
\end{aligned}$$

และ

$$\begin{aligned} \overline{N}_{e,even}(z) \overline{M}'_{e,even}(z_d - z) = \\ -\frac{1}{K} \left\{ k_{ge} \frac{\partial B_\nu(k_e \rho)}{\partial \rho} \sin(\nu \phi) \cos(k_{ge} z) \right. \\ \left. \left[ \frac{\partial B_\nu(k_e \rho')}{\partial \rho'} \sin(\nu \phi') \cos k_{ge} (z_d - z') \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.5\text{ง})$$

ฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนชนิดแม่เหล็กบริเวณร่องทั้ง 2 ร่องที่วางตัวตั้งฉากกัน ซึ่งเกิดจากการเหนี่ยวนำของกระแสไฟฟ้าบริเวณโพรบ สามารถเขียนได้ว่า

$$\overline{\overline{G}}_{HJ}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') = \overline{\overline{G}}_{H_1J}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') + \overline{\overline{G}}_{H_2J}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') \quad (3.6)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} \overline{\overline{G}}_{H_1J}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') = \sum_{n,m} \frac{(2 - \delta_0)k}{\phi_c} \cdot \left\{ \frac{1}{k_h^2 I_h k_{gh} \sin(k_{gh} z_d)} \left[ \overline{M}_{h,odd}(z_d - z) \overline{N}'_{h,odd}(z) \right] \right. \\ \left. - \frac{1}{k_e^2 I_e k_{ge} \sin(k_{ge} z_d)} \left[ \overline{N}_{e,even}(z_d - z) \overline{M}'_{e,even}(z) \right] \right\} \\ \left[ \overline{M}_{h,odd}(z) \overline{N}'_{h,odd}(z_d - z) \right] \end{aligned} \quad (3.7\text{ก})$$

และ

$$\begin{aligned} \overline{\overline{G}}_{H_2J}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') = \sum_{n,m} \frac{(2 - \delta_0)k}{\phi_c} \cdot \left\{ \frac{1}{k_h^2 I_h k_{gh} \sin(k_{gh} z_d)} \left[ \overline{M}_{h,odd}(z_d - z) \overline{N}'_{h,odd}(z) \right] \right. \\ \left. - \frac{1}{k_e^2 I_e k_{ge} \sin(k_{ge} z_d)} \left[ \overline{N}_{e,even}(z_d - z) \overline{M}'_{e,even}(z) \right] \right\} \\ \left[ \overline{N}_{e,even}(z) \overline{M}'_{e,even}(z_d - z) \right] \end{aligned} \quad (3.7\text{ข})$$

ซึ่งสามารถเขียนฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์สำหรับฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนชนิดนี้ได้ว่า

$$\begin{aligned}
& \bar{N}_{h,odd}(z_d - z) \bar{M}'_{h,odd}(z) = \\
& \frac{1}{K} \left\{ \left[ \frac{\nu^2}{\rho \rho'} \frac{\partial}{\partial z} (B\nu(k_h \rho) \sin(\nu\phi) \sin k_{gh}(z_d - z)) \right. \right. \\
& \left. \left. B_\nu(k_h \rho') \sin(\nu\phi') \cos(k_{gh} z') \right] \right. \\
& \left. + \left\{ \frac{\nu}{\rho \rho'} \left[ \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{\partial B_\nu(k_h \rho)}{\partial \rho} \cos(\nu\phi) \sin k_{gh}(z_d - z) \right) \right. \right. \right. \\
& \left. \left. - \frac{\nu}{\rho} (B_\nu(k_h \rho) \cos(\nu\phi) \sin k_{gh}(z_d - z)) \right] \right. \\
& \left. \left. \left[ B_\nu(k_h \rho') \sin(\nu\phi') \cos(k_{gh} z') \right] \right\} \right\} \quad (3.8\text{ก})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \bar{N}_{h,odd}(z) \bar{M}'_{h,odd}(z_d - z) = \\
& \frac{1}{K} \left\{ \left[ -k_{gh} \frac{\nu^2}{\rho \rho'} (B\nu(k_h \rho) \sin(\nu\phi) \cos(k_{gh} z)) \right. \right. \\
& \left. \left. B_\nu(k_h \rho') \sin(\nu\phi') \cos k_{gh}(z_d - z') \right] \right. \\
& \left. + \left\{ \frac{\nu}{\rho \rho'} \left[ \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{\partial B_\nu(k_h \rho)}{\partial \rho} \cos(\nu\phi) \sin(k_{gh} z) \right) \right. \right. \right. \\
& \left. \left. - \frac{\nu}{\rho} (B_\nu(k_h \rho) \cos(\nu\phi) \sin(k_{gh} z)) \right] \right. \\
& \left. \left. \left[ B_\nu(k_h \rho') \sin(\nu\phi') \cos k_{gh}(z_d - z') \right] \right\} \right\} \quad (3.8\text{ข})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \bar{M}'_{e,even}(z_d - z) \bar{N}'_{e,even}(z) = -\frac{1}{K} \left\{ k_{ge} \left( \frac{\partial B_\nu(k_e \rho)}{\partial \rho} \sin(\nu\phi) \cos k_{ge}(z_d - z') \right) \right. \\
& \left. \frac{\partial B_\nu(k_e \rho')}{\partial \rho'} \sin(\nu\phi') \cos(k_{ge} z') \right\} \quad (3.8\text{ค})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \overline{M}_{e,even}(z)\overline{N}'_{e,even}(z_d - z) = & -\frac{1}{K} \left\{ \left( \frac{\partial B_\nu(k_e \rho)}{\partial \rho} \sin(\nu\phi) \cos(k_{ge} z') \right) \right. \\ & \left. \frac{\partial}{\partial z'} \left( \frac{\partial B_\nu(k_e \rho')}{\partial \rho'} \sin(\nu\phi') \cos k_{ge}(z_d - z') \right) \right\} \end{aligned} \quad (3.8g)$$

และฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนชนิดแม่เหล็กบริเวณร่องทั้ง 2 ร่อง ที่วางตัวตั้งฉากกัน ซึ่งเกิดจากการเหนี่ยวนำของกระแสแม่เหล็กบริเวณร่องทั้ง 2 ร่อง สามารถเขียนได้ว่า

$$\begin{aligned} \overline{G}_{HM}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') = & \overline{G}_{H_1M_1}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') + \overline{G}_{H_1M_2}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') \\ & + \overline{G}_{H_2M_1}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') + \overline{G}_{H_2M_2}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') \end{aligned} \quad (3.9)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} \overline{G}_{H_1M_1}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') = & -\frac{1}{k^2} \hat{z}\hat{z}\delta(\overline{R} - \overline{R}') + \sum_{n,m} \frac{(2 - \delta_0)}{\phi_c} \\ & \left\{ \frac{1}{k_h^2 I_h k_{gh} \sin(k_{gh} z_d)} \left[ \frac{\overline{N}_{h,odd}(z_d - z)\overline{N}'_{h,odd}(z)}{\overline{N}_{h,odd}(z)\overline{N}'_{h,odd}(z_d - z)} \right] \right. \\ & \left. - \frac{1}{k_e^2 I_e k_{ge} \sin(k_{ge} z_d)} \left[ \frac{\overline{M}_{e,even}(z_d - z)\overline{M}'_{e,even}(z)}{\overline{M}_{e,even}(z)\overline{M}'_{e,even}(z_d - z)} \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.10g)$$

$$\begin{aligned} \overline{G}_{H_1M_2}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') = & -\frac{1}{k^2} \hat{z}\hat{z}\delta(\overline{R} - \overline{R}') + \sum_{n,m} \frac{(2 - \delta_0)}{\phi_c} \\ & \left\{ \frac{1}{k_h^2 I_h k_{gh} \sin(k_{gh} z_d)} \left[ \frac{\overline{N}_{h,odd}(z_d - z)\overline{N}'_{h,odd}(z)}{\overline{N}_{h,odd}(z)\overline{N}'_{h,odd}(z_d - z)} \right] \right. \\ & \left. - \frac{1}{k_e^2 I_e k_{ge} \sin(k_{ge} z_d)} \left[ \frac{\overline{M}_{e,even}(z_d - z)\overline{M}'_{e,even}(z)}{\overline{M}_{e,even}(z)\overline{M}'_{e,even}(z_d - z)} \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.10h)$$

$$\begin{aligned} \overline{\overline{G}}_{H_2M_1}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') &= -\frac{1}{k^2} \hat{z} \hat{z} \delta(\overline{R} - \overline{R}') + \sum_{n,m} \frac{(2 - \delta_0)}{\phi_c} \\ &\left\{ \frac{1}{k_h^2 I_h k_{gh} \sin(k_{gh} z_d)} \left[ \overline{N}_{h,odd}(z_d - z) \overline{N}'_{h,odd}(z) \right] \right. \\ &\left. - \frac{1}{k_e^2 I_e k_{ge} \sin(k_{ge} z_d)} \left[ \overline{M}_{e,even}(z_d - z) \overline{M}'_{e,even}(z) \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.10ก)$$

$$\begin{aligned} \overline{\overline{G}}_{H_2M_2}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') &= -\frac{1}{k^2} \hat{z} \hat{z} \delta(\overline{R} - \overline{R}') + \sum_{n,m} \frac{(2 - \delta_0)}{\phi_c} \\ &\left\{ \frac{1}{k_h^2 I_h k_{gh} \sin(k_{gh} z_d)} \left[ \overline{N}_{h,odd}(z_d - z) \overline{N}'_{h,odd}(z) \right] \right. \\ &\left. - \frac{1}{k_e^2 I_e k_{ge} \sin(k_{ge} z_d)} \left[ \overline{M}_{e,even}(z_d - z) \overline{M}'_{e,even}(z) \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.10ข)$$

ซึ่งสามารถเขียนฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์สำหรับฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนชนิดนี้ได้ว่า

$$\begin{aligned} \overline{M}_{e,even}(z_d - z) \overline{M}'_{e,even}(z) &= \left\{ \left( \frac{\partial B_\nu(k_e \rho)}{\partial \rho} \sin(\nu \phi) \sin k_{ge} (z_d - z) \right) \right. \\ &\left. \left( \frac{\partial B_\nu(k_e \rho')}{\partial \rho'} \sin(\nu \phi') \sin(k_{ge} z') \right) \right\} \end{aligned} \quad (3.11ก)$$

$$\begin{aligned} \overline{M}_{e,even}(z) \overline{M}'_{e,even}(z_d - z) &= \left\{ \left( \frac{\partial B_\nu(k_e \rho)}{\partial \rho} \sin(\nu \phi) \sin(k_{ge} z) \right) \right. \\ &\left. \left( \frac{\partial B_\nu(k_e \rho')}{\partial \rho'} \sin(\nu \phi') \sin k_{ge} (z_d - z') \right) \right\} \end{aligned} \quad (3.11ข)$$

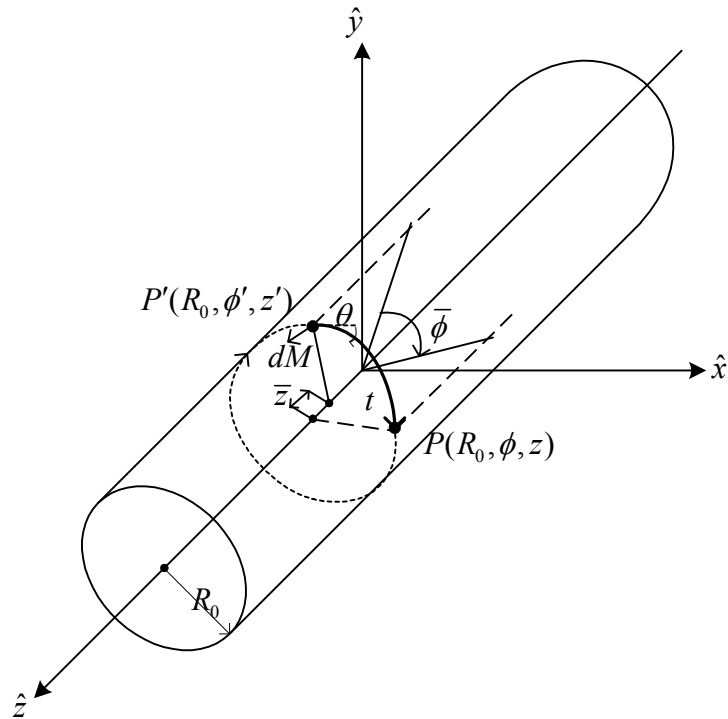
$$\begin{aligned}
& \overline{N}_{h,odd}(z_d - z) \overline{N}'_{h,odd}(z) \\
&= \frac{1}{K^2} \left\{ - \left[ \begin{aligned} & k_{gh} \frac{v^2}{\rho \rho'} \frac{\partial}{\partial z} (B_v(k_h \rho) \sin(v\phi) \cos k_{gh}(zd - z)) \\ & (B_v(k_h \rho') \sin(v\phi') \sin(k_{gh} z')) \end{aligned} \right] \right. \\
& \quad + \left\{ \begin{aligned} & \frac{v}{\rho \rho'} \left[ \frac{\partial}{\partial z} (B_v(k_h \rho) \sin(v\phi) \cos k_{gh}(zd - z)) \right] \\ & \left[ \frac{\partial}{\partial \rho'} \left( \rho' \frac{\partial B_v(k_h \rho')}{\partial \rho'} \cos(v\phi') \cos(k_{gh} z') \right) \right. \\ & \left. \left. - \frac{v^2}{\rho'} B_v(k_h \rho') \cos(v\phi') \cos(k_{gh} z') \right] \right\} \\
& \quad - k_{gh} \frac{v}{\rho \rho'} \left[ \left[ \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \frac{\partial B_v(k_h \rho)}{\partial \rho} \cos(v\phi) \cos k_{gh}(zd - z) \right) \right. \right. \\
& \quad \left. \left. - \frac{v^2}{\rho} B_v(k_h \rho) \cos(v\phi) \cos k_{gh}(zd - z) \right] \right. \\
& \quad \left. \left[ B_v(k_h \rho') \sin(v\phi') \sin(k_{gh} z') \right] \right] \\
& \quad + \frac{1}{\rho \rho'} \left[ \begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{\partial B_v(k_h \rho)}{\partial \rho} \cos(v\phi) \cos k_{gh}(zd - z) \right) \\ & - \frac{v^2}{\rho} B_v(k_h \rho) \cos(v\phi) \cos k_{gh}(zd - z) \end{aligned} \right] \\
& \quad \left. \left[ \begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial \rho'} \left( \rho' \frac{\partial B_v(k_h \rho')}{\partial \rho'} \cos(v\phi') \cos(k_{gh} z') \right) \right] \right\} \\
& \quad \left. \left[ \begin{aligned} & - \frac{v^2}{\rho} B_v(k_h \rho') \cos(v\phi') \cos(k_{gh} z') \end{aligned} \right] \right\} \\
& \quad \left. \right\} \tag{3.11ก}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \overline{N}_{h,odd}(z) \overline{N}'_{h,odd}(z_d - z) \\
&= \frac{1}{K^2} \left\{ \left[ \begin{aligned} & k_{gh} \frac{\nu^2}{\rho \rho'} B_\nu(k_h \rho) \sin(\nu \phi) \sin(k_{gh} z) \\ & \frac{\partial}{\partial z'} (B_\nu(k_h \rho') \sin(\nu \phi') \sin k_{gh} (zd - z')) \end{aligned} \right] \right. \\
& \quad \left. - \left[ \begin{aligned} & k_{gh} \frac{\nu}{\rho \rho'} B_\nu(k_h \rho) \sin(\nu \phi) \cos(k_{gh} z) \\ & \frac{\partial}{\partial \rho'} \left( \rho' \frac{\partial B_\nu(k_h \rho')}{\partial \rho'} \cos(\nu \phi') \cos k_{gh} (zd - z') \right) \right. \right. \\
& \quad \left. \left. - \frac{\nu^2}{\rho'} B_\nu(k_h \rho') \cos(\nu \phi') \cos k_{gh} (zd - z') \right] \right\} \\
& \quad + \frac{\nu}{\rho \rho'} \left[ \left[ \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \frac{\partial B_\nu(k_h \rho)}{\partial \rho} \cos(\nu \phi) \cos(k_{gh} z) \right) \right. \right. \\
& \quad \left. \left. - \frac{\nu^2}{\rho} B_\nu(k_h \rho) \cos(\nu \phi) \cos(k_{gh} z) \right] \right. \\
& \quad \left. \left[ B_\nu(k_h \rho') \sin(\nu \phi') \cos k_{gh} (zd - z') \right] \right] \\
& \quad + \frac{1}{\rho \rho'} \left[ \left[ \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{\partial B_\nu(k_h \rho)}{\partial \rho} \cos(\nu \phi) \cos(k_{gh} z) \right) \right. \right. \\
& \quad \left. \left. - \frac{\nu^2}{\rho} B_\nu(k_h \rho) \cos(\nu \phi) \cos(k_{gh} z) \right] \right. \\
& \quad \left. \left[ \frac{\partial}{\partial \rho'} \left( \rho' \frac{\partial B_\nu(k_h \rho')}{\partial \rho'} \cos(\nu \phi') \cos k_{gh} (zd - z') \right) \right. \right. \\
& \quad \left. \left. - \frac{\nu^2}{\rho} B_\nu(k_h \rho') \cos(\nu \phi') \cos k_{gh} (zd - z') \right] \right\}
\end{aligned} \tag{3.114}$$



### 3.3 ฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนบริเวณภายนอกของเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก

พิจารณาสนามบนพื้นผิวทรงกระบอกตัวนำยาวอนันต์ซึ่งมีรัศมี  $R_0$  ที่จุด  $P$  อันเนื่องมาจากแหล่งกำเนิดที่เป็นไดโพลแม่เหล็กที่จุด  $P'$  เส้นทาง  $t$  และ มุม  $\theta$  แสดงวิถีการเดินทางของสนามจากแหล่งกำเนิด ดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงโครงสร้างของทรงกระบอกตัวนำยาวอนันต์ซึ่งมีรัศมี  $R_0$

จากวิธีของ (Silver, Saunders) สามารถแสดงสนามแม่เหล็กในแนวสัมผัสบนผิวตัวนำทรงกระบอกที่พิกัด  $(R_0, \phi, z)$  ได้ดังนี้

$$dH_s(\phi, z | \phi', z') = \bar{T}(\phi, z | \phi', z') \cdot dM \quad (3.12)$$

โดยที่  $H_s$  คือ สนามแม่เหล็กในแนวสัมผัสบนผิวตัวนำทรงกระบอก

$\bar{T}$  คือ ฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนสำหรับสนามแม่เหล็กที่มีแหล่งกำเนิดเป็นกระแสแม่เหล็ก

$M$  คือ กระแสแม่เหล็กบนผิวตัวนำทรงกระบอก

สัญลักษณ์ของฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนสำหรับสนามแม่เหล็กบนผิวตัวนำด้านบนนอกของทรงกระบอกที่เกิดจากกระแสแม่เหล็ก  $\bar{G}_{HM}^{out}(\phi, z | \phi', z')$  สามารถเขียนใหม่เพื่อให้สื่อความหมายของชนิดสนามและชนิดแหล่งกำเนิด ได้เป็น

$$\begin{aligned} \bar{T}(\phi, z | \phi', z') &= \bar{G}_{HM}^{out}(\phi, z | \phi', z') \\ &= \left[ \hat{\phi}\hat{\phi}G_{HM,\phi\phi}^{out} + \hat{\phi}\hat{z}G_{HM,\phi z}^{out} + \hat{z}\hat{\phi}G_{HM,z\phi}^{out} + \hat{z}\hat{z}G_{HM,zz}^{out} \right] \end{aligned} \quad (3.13)$$

ซึ่งเราจะได้แต่ละองค์ประกอบ ดังนี้

$$\begin{aligned} G_{HM,\phi\phi}^{out}(\phi, z | \phi', z') \\ = -c_h \int_{-\infty}^{\infty} d\xi \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j(n\bar{\phi}-\xi\bar{z})} \frac{k_0}{h} \left[ \frac{H_n^{(2)'}(hR_0)}{H_n^{(2)}(hR_0)} - \left( \frac{n\xi}{k_0 h R_0} \right)^2 \cdot \frac{H_n^{(2)}(hR_0)}{H_n^{(2)'}(hR_0)} \right] \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$G_{HM,\phi z}^{out}(\phi, z | \phi', z') = c_h \int_{-\infty}^{\infty} d\xi \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j(n\bar{\phi}-\xi\bar{z})} \cdot \frac{n\xi}{k_0 h R_0} \frac{H_n^{(2)}(hR_0)}{H_n^{(2)'}(hR_0)} \quad (3.15)$$

$$G_{HM,z\phi}^{out}(\phi, z | \phi', z') = G_{HM,\phi z}^{out}(\phi, z | \phi', z') \quad (3.16)$$

$$G_{HM,zz}^{out}(\phi, z | \phi', z') = c_h \int_{-\infty}^{\infty} d\xi \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j(n\bar{\phi}-\xi\bar{z})} \cdot \frac{h}{k_0} \frac{H_n^{(2)}(hR_0)}{H_n^{(2)'}(hR_0)} \quad (3.17)$$

โดยที่

$$h = \begin{cases} |h| & ; |\xi| < k_0 \\ -j|h| & ; |\xi| > k_0 \end{cases}$$

$$|h| = \sqrt{|k_0^2 - \xi^2|} \quad c_h = \frac{jY_0}{(2\pi)^2 R_0}$$

$$\bar{\phi} = \phi - \phi' \quad ; \quad \bar{z} = z - z' \quad \text{และ} \quad k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

$H_n^{(2)}$  คือฟังก์ชันแอสกิลชนิดที่สองลำดับที่  $n$  และ  $'$  แสดงถึงอนุพันธ์อันดับหนึ่ง  $\lambda_0$  และ  $Y_0$  คือความยาวคลื่นและค่าแอดมิตแตนซ์ของคลื่นในอากาศอิสระตามลำดับ

### 3.4 สรุป

ในบทนี้ได้อธิบายถึงหลักการที่สำคัญๆ ของการวิเคราะห์ไดแอดิกของกรีน และการประยุกต์ฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนสำหรับโพรงเซกเตอร์ทรงกระบอกที่ทำการเจาะร่องในแนวเฉียงตั้งฉากซึ่งกันและกัน โดยได้แบ่งฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนเป็นสองแบบ คือแบบไฟฟ้าและแบบแม่เหล็กซึ่งสอดคล้องกับสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามลำดับ ฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนทั้งสองแบบยังจำแนกย่อยเป็นฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนแบบไฟฟ้าชนิดที่หนึ่งกับที่สอง และฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนแบบแม่เหล็กชนิดที่หนึ่งกับชนิดที่สอง ซึ่งจะสอดคล้องกับเงื่อนไขขอบเขตที่เรากำหนดตามโครงสร้างนั้นๆ

ซึ่งจะพิจารณาโครงสร้างของปัญหาเป็นสองส่วนคือบริเวณขอบเขตภายนอกและขอบเขตภายในของโพรงเซกเตอร์ทรงกระบอก สำหรับบริเวณขอบเขตภายในนั้นเราสามารถหาฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนได้จากฟังก์ชันคลื่นเวกเตอร์ซึ่งเป็นผลเฉลยของสมการคลื่นเวกเตอร์เอกพันธ์และมีความสอดคล้องกับเงื่อนไขขอบเขตและพิกัดการวางตำแหน่งของร่อง และสำหรับบริเวณขอบเขตภายนอกได้พิจารณาร่วมกับโครงสร้างทรงกระบอกตัวนำยาวอนันต์ ซึ่งจะทำได้ฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนแบบสนามแม่เหล็กอันเนื่องมาจากกระแสแม่เหล็กตามพิกัดการวางตัวของร่องที่กำหนด ซึ่งฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนทั้งหมดที่กล่าวมานั้นจะนำไปพิจารณาร่วมกับระเบียบวิธีโมเมนต์เพื่อใช้หาผลเฉลยของความหนาแน่นของกระแสไม่ทราบค่า นำไปสู่การหาค่าคุณลักษณะของสายอากาศต่อไป

## บทที่ 4

### คุณลักษณะของร่องเสียงบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก โดยใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์

#### 4.1 บทนำ

ในอดีตต้องใช้ความพยายามอย่างมากในการที่จะลดรูปของระบบสมการที่มีความยุ่งยากให้อยู่ในรูปแบบที่ง่ายที่สุดเพื่อความสะดวกและรวดเร็วในการหาคำตอบของสมการนั้น ๆ ในปัจจุบันเพื่อแบ่งเบาภาระของกระบวนการวิเคราะห์เชิงตัวเลขได้มีการนำคอมพิวเตอร์ที่มีความเร็วในการประมวลผลสูงมาใช้ในขั้นตอนการวิเคราะห์ ทำให้สามารถคำนวณระบบที่มีความซับซ้อนได้มากขึ้น นอกจากนี้ยังช่วยลดความซ้ำซ้อนที่เกิดขึ้นในการวิเคราะห์เชิงตัวเลขด้วยมืออีกด้วย

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงกระบวนการสำหรับการแก้ปัญหาสนามที่เป็นเชิงเส้นซึ่งนำมาประยุกต์ใช้หาสัมประสิทธิ์ไม่ทราบค่าในสมการเชิงอินทิกรัลในบทที่ 2 ร่วมกับฟังก์ชันไดแอคของกรีนที่กล่าวในบทที่ 3 โดยเรียกกระบวนการนี้ว่าวิธีเมตริกซ์ (matrix method) เนื่องจากวิธีนี้จะลดรูปของระบบสมการดั้งเดิมให้อยู่ในรูปของระบบสมการเมตริกซ์ และเราเรียกวิธีทางคณิตศาสตร์เพื่อให้ได้มาซึ่งระบบสมการเมตริกซ์นี้ว่า ระเบียบวิธีโมเมนต์ (Method of Moments : MoM)

#### 4.2 ระเบียบวิธีโมเมนต์

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงวิธีการวิเคราะห์ปัญหาเพื่อแก้สมการเชิงเส้นโดยใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์ พิจารณาสมการต่อไปนี้

$$L(f) = g \tag{4.1}$$

เมื่อ  $L$  คือ ตัวดำเนินการเชิงเส้น (linear operator)

$g$  คือ ฟังก์ชันกระตุ้นหรือแหล่งกำเนิด (excitation function or source) ซึ่งเป็นฟังก์ชันที่รู้ค่า

$f$  คือ ผลตอบสนอง (response) หรือ สนาม (field) ซึ่งเป็นฟังก์ชันไม่รู้ค่าที่ต้องการหา

ให้  $f$  ซึ่งแสดงด้วยอนุกรมของฟังก์ชัน  $f_1, f_2, f_3, \dots, f_n$  ในโดเมนของ  $L$  นั่นคือ

$$f = \sum_n \alpha_n f_n \quad ; n=1,2,3,\dots \quad (4.2)$$

โดยที่  $\alpha_n$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ไม่ทราบค่า (unknown coefficient)

$f_n$  คือ ฟังก์ชันการแผ่ขยาย (expansion function) หรือ ฟังก์ชันฐาน (basis function)

ในสมการ (4.2) สำหรับผลเฉลยที่เที่ยงตรง (exact solution) จะได้จากผลรวมของอนุกรมจำนวนอนันต์เทอม โดยทั่วไปจำนวนเทอมของอนุกรมจะเป็นจำนวนจำกัดค่าหนึ่งเท่านั้นและผลรวมที่ได้เราจะเรียกว่าผลเฉลยประมาณ (approximated solution) โดยการแทนสมการ (4.2) ลงในสมการ (4.1) และใช้ความเป็นเชิงเส้นของ  $L$  จะได้ว่า

$$\sum_n \alpha_n L(f_n) = g \quad (4.3)$$

โดยที่การคูณภายใน (inner product) ที่เหมาะสมกับเงื่อนไขของปัญหา  $\langle f, g \rangle$  มีค่าจริง เรานิยามฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก (weighting function) หรือ ฟังก์ชันทดสอบ (testing function)  $w_1, w_2, w_3, \dots, w_m$  ซึ่งอยู่ในช่วงของ  $L$  และคูณภายในของสมการ (4.3) ด้วยแต่ละ  $w_m$  แสดงได้ดังนี้

$$\sum_n \alpha_n \langle w_m, Lf_n \rangle = \langle w_m, g \rangle \quad (4.4)$$

ซึ่ง  $m = 1, 2, 3, \dots$  และชุดของสมการเหล่านี้สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์ได้เป็น

$$[l_{mn}][\alpha_n] = [g_m] \quad (4.5)$$

โดยที่

$$[l_{mn}] = \begin{bmatrix} \langle w_1, Lf_1 \rangle & \langle w_1, Lf_2 \rangle & \cdots \\ \langle w_2, Lf_1 \rangle & \langle w_2, Lf_2 \rangle & \cdots \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$[\alpha_n] = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \end{bmatrix} \quad [g_m] = \begin{bmatrix} \langle w_1, g \rangle \\ \langle w_2, g \rangle \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

ถ้าเมตริกซ์  $[l_{mn}]$  ไม่เป็นเมตริกซ์เอกฐาน จะได้เมตริกซ์ผกผัน  $[l_{mn}]^{-1}$  ดังนี้

$$[\alpha_n] = [l_{mn}]^{-1} [g_m] \quad (4.8)$$

และผลเฉลยสำหรับ  $f$  จะมีค่าตามสมการ (4.2) ซึ่งสามารถแสดงให้อยู่ในรูปแบบที่กระชับรัด  
เข้าใจง่าย โดยจะนิยามเมตริกซ์ของฟังก์ชัน

$$[f'] = [f_1 \quad f_2 \quad f_3 \quad \cdots] \quad (4.9)$$

และจะได้ว่า

$$f = [f'_n][\alpha_n] = [f'_n][l_{mn}]^{-1} [g_m] \quad (4.10)$$

วิธีการลดรูปสมการเชิงเส้นที่ซับซ้อนมาเป็นสมการเมตริกซ์และการทำเมตริกซ์ผกผันเพื่อ  
หาผลเฉลยจะเหมาะสมอย่างยิ่งกับการคำนวณโดยใช้คอมพิวเตอร์เป็นเครื่องมือ และยิ่งกว่านั้น  
เมตริกซ์ผกผันนี้ยังสามารถใช้เป็นตัวแทนของระบบได้อีกด้วย นั่นคือเราสามารถหาทุก ๆ  
ผลตอบสนองที่เกิดจากการกระตุ้นแบบใด ๆ ได้ โดยใช้เมตริกซ์ผกผันเดิมซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวแทน  
ของระบบนั้น

ถ้าเมตริกซ์  $[I]$  มีขนาดคอนันต์ ดังนั้นเมตริกซ์ผกผัน  $[I]^{-1}$  จะมีค่าได้ในบางกรณีเท่านั้น เช่น เมตริกซ์นั้นเป็นเมตริกซ์ทแยง (diagonal matrix) ในกรณีทั่วไปที่ชุดของ  $f_n$  และ  $w_m$  มีค่าจำกัดทำให้เมตริกซ์  $[I]$  มีขนาดจำกัดด้วย ดังนั้นสามารถหาเมตริกซ์ผกผัน  $[I]^{-1}$  ได้ด้วยรูปแบบเชิงตัวเลขทั่ว ๆ ไปได้ ผลเฉลยที่ได้นี้จะมีความถูกต้องแม่นยำอย่างไรนั้น ปัจจัยหนึ่งขึ้นอยู่กับทางเลือก  $f_n$  และ  $w_m$  ให้เหมาะสม

### 4.3 ฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก

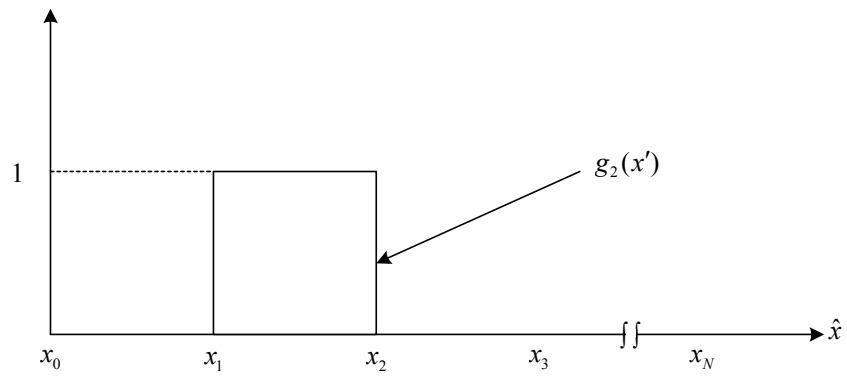
ขั้นตอนสำคัญของระเบียบวิธีโมเมนต์นั้นก็คือการเลือก  $f_n$  และ  $w_m$  ให้เหมาะสมกับปัญหา ซึ่ง  $f_n$  ควรจะเป็นอิสระเชิงเส้น (linearly independent) และจำนวนเทอมที่ใช้ในการประมาณสมการ (4.2) ควรเป็นไปอย่างสมเหตุสมผล ส่วน  $w_m$  ก็ควรเป็นฟังก์ชันอิสระเชิงเส้นด้วยเช่นกัน และการคูณภายใน  $\langle w_m, g \rangle$  ต้องสัมพันธ์อย่างอิสระกับฟังก์ชัน  $g$

นอกจากนี้ยังมีบางปัจจัยที่ส่งผลต่อการเลือก  $f_n$  และ  $w_m$  ได้แก่

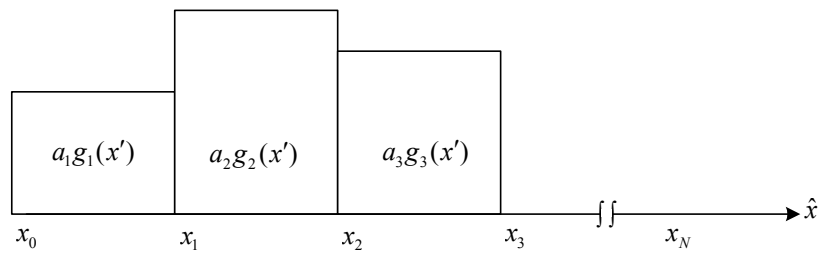
- ก) ระดับความแม่นยำของผลเฉลยที่ต้องการ
- ข) ความง่ายของการประเมินค่า (evaluation) ขององค์ประกอบในเมตริกซ์
- ค) ขนาดของเมตริกซ์ที่สามารถหาเมตริกซ์ผกผัน
- ง) การพิจารณาเงื่อนไขที่เหมาะสม (well-condition) ของเมตริกซ์  $[I]$

ในการเลือกฟังก์ชันฐานโดยทั่วไปแล้วจะต้องคำนึงว่าฟังก์ชันฐานนั้นจะต้องสามารถใช้เป็นตัวแทนของฟังก์ชันคาดหวังที่เรายังไม่ทราบค่า และให้ความแม่นยำและความง่ายในการคำนวณที่อยู่ในเกณฑ์ที่ต้องการซึ่งมีความสัมพันธ์กับจำนวนเทอมของฟังก์ชันฐานที่ใช้ในสมการที่ (4.2)

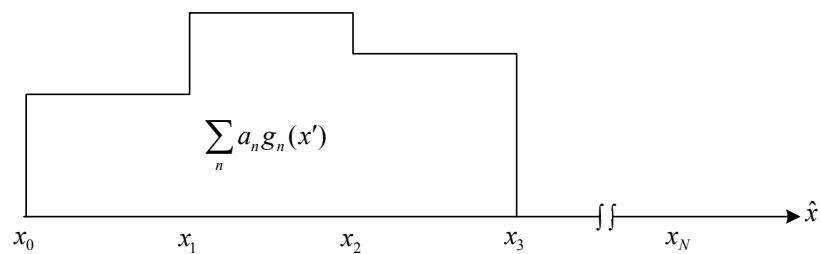
ฟังก์ชันฐานที่เป็นจำนวนจำกัดเท่านั้นที่จะสามารถเป็นจริงได้ในทางปฏิบัติ โดยทั่วไปแบ่งออกเป็นสองแบบ คือแบบแรกจะประกอบด้วยฟังก์ชันที่แบ่งเป็นขอบเขตย่อย ๆ (subdomain functions) ซึ่งจะมีค่าเฉพาะบริเวณของส่วนย่อยนั้น ๆ ที่พิจารณา และฟังก์ชันแบบนี้จะพิจารณาบนผิวของโครงสร้างเท่านั้น ในรูปที่ 4.1 จะแสดงตัวอย่างของฟังก์ชันฐานที่แบ่งส่วนของขอบเขตย่อยเป็นค่าคงที่ ส่วนอีกแบบหนึ่งจะเป็นฟังก์ชันแบบกระจายตลอดทั้งหมดของบริเวณที่พิจารณา (entire-domain functions) ซึ่งจะคล้ายกับการกระจายอนุกรมฟูรีเยร์ (fourier series expansion)



(f)



(g)

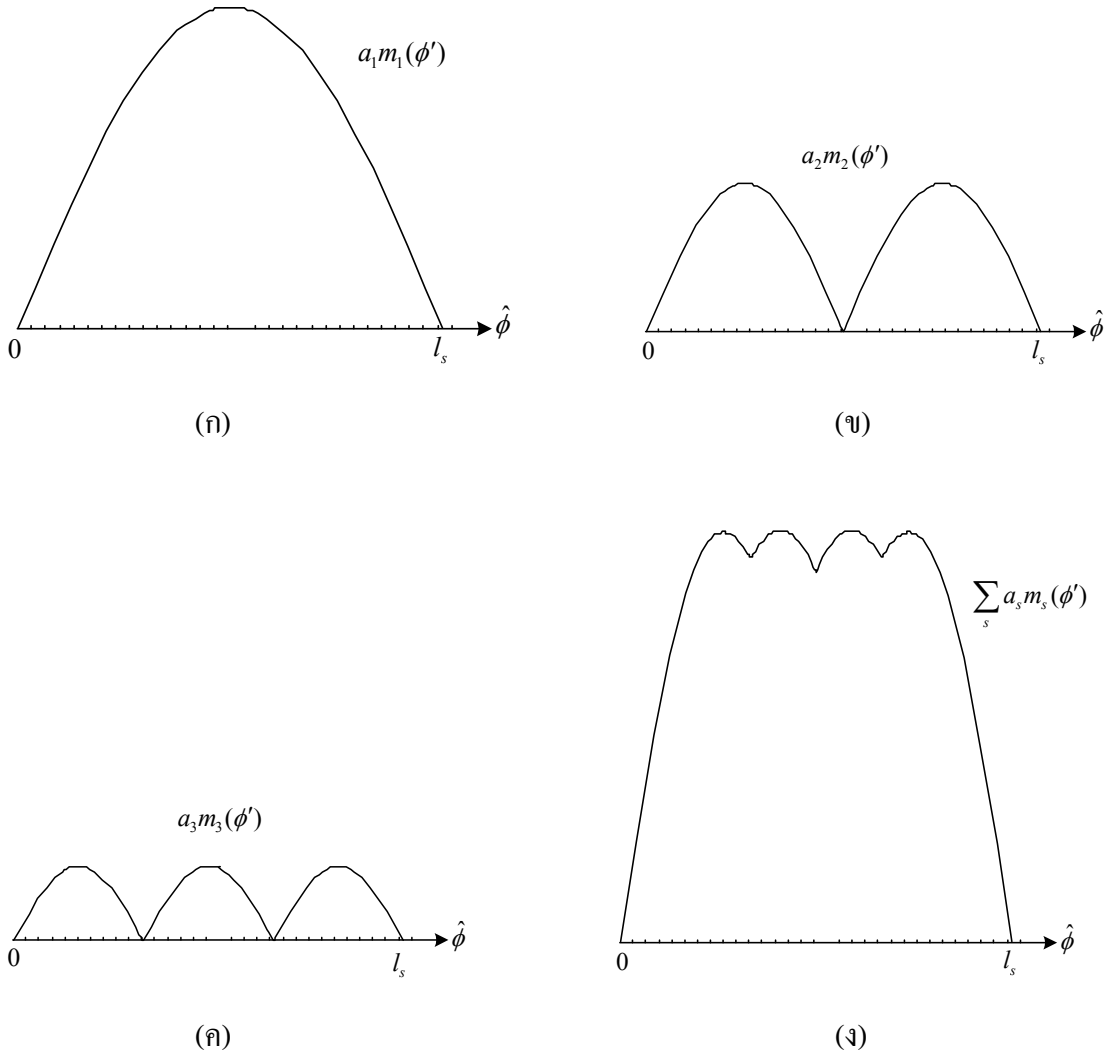


(h)

รูปที่ 4.1 แสดงฟังก์ชันฐานที่แบ่งส่วนเป็นขอบเขตย่อยเป็นค่าคงที่  
 (ก) ส่วนเดียว (ข) หลายส่วน (ค) ผลรวมทั้งหมดของฟังก์ชัน



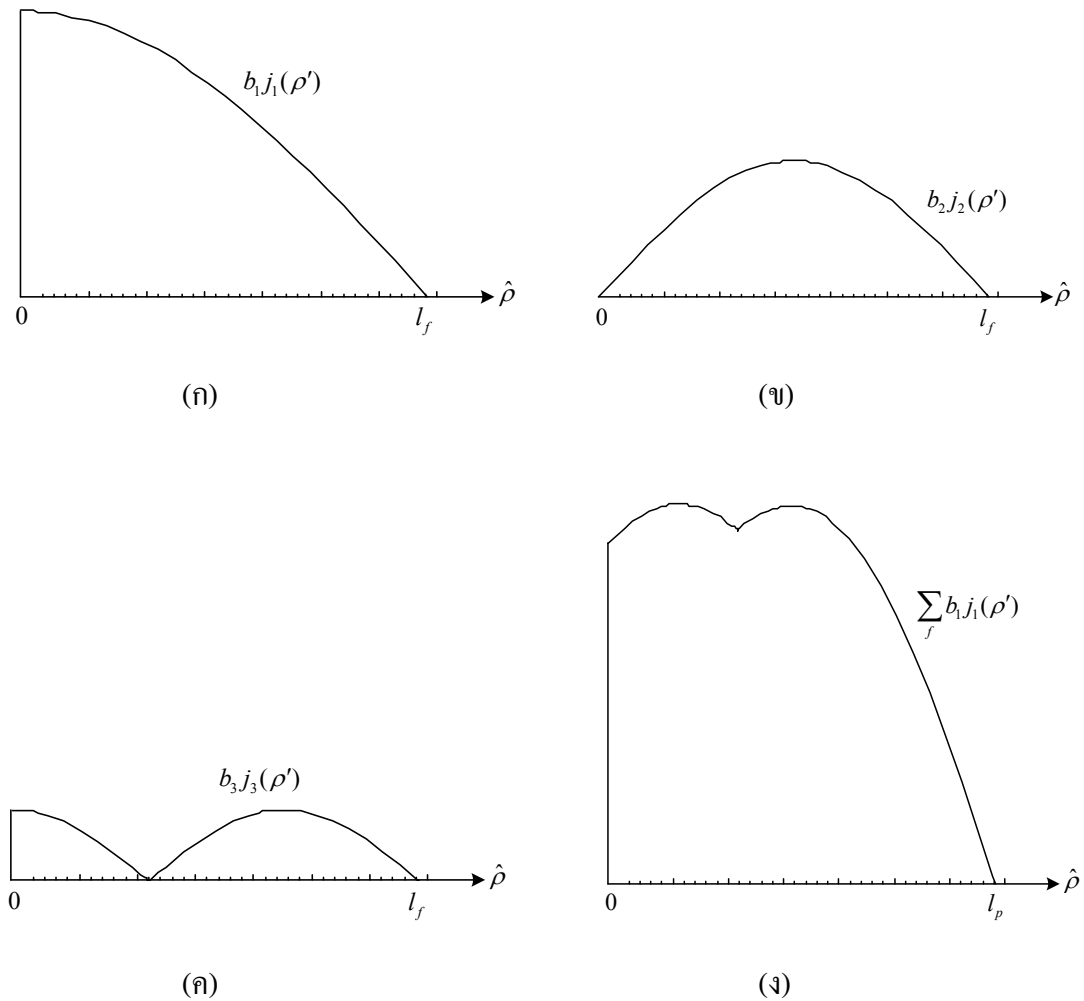
$$\bar{m}_s(\bar{R}') = \hat{R}(\phi, z) \frac{1}{w_s} \sin \frac{\pi}{l_s} \left( R'(\phi', z') - \frac{l_s}{2} \right) ; s = 1, 2, 3, \dots \quad (4.11)$$



รูปที่ 4.2 แสดงรูปแบบการกระจายของกระแสแม่เหล็กเนื่องจากฟังก์ชันฐาน  $\bar{m}_s(\bar{R}')$  เมื่อ  
 (ก)  $s = 1$     (ข)  $s = 2$     (ค)  $s = 3$     (ง) ผลรวมฟังก์ชันทั้งหมด

สำหรับ โครงสร้างของสายอากาศที่ศึกษาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะแบ่งเป็นสองส่วน นั่นคือ กระแสแม่เหล็กบริเวณร่องและกระแสไฟฟ้าบริเวณโพรบ ในส่วนบริเวณบนร่องแคบที่ซึ่งมีลักษณะการกระจายของสนามไฟฟ้าตลอดความยาวร่องเป็นฟังก์ชันโคไซน์ และมีค่าคงที่ตามความกว้างของร่อง ดังนั้นเราจะเลือกรูปแบบของฟังก์ชันฐานชนิดกระจายตลอดทั้งหมดของบริเวณที่พิจารณาสำหรับกระแสแม่เหล็กได้ ดังรูปที่ 4.2

จากสมการ (4.11) จะเห็นว่าฟังก์ชันฐานที่เลือกมีความสอดคล้องกับการกระจายสนามไฟฟ้าและเป็นฟังก์ชันที่มีความต่อเนื่องตลอดบริเวณร่อง ดังรูปที่ 4.2 นอกจากนี้เพียงจำนวนเทอมน้อย ๆ ของฟังก์ชันฐานสามารถให้ผลเฉลยของฟังก์ชันที่ไม่ทราบค่า (กระแสแม่เหล็ก) ที่แม่นยำในระดับที่ต้องการได้อีกด้วย



รูปที่ 4.3 แสดงรูปแบบการกระจายของกระแสไฟฟ้าเนื่องจากฟังก์ชันฐาน  $\bar{j}_f(\bar{R}')$  เมื่อ  
(ก)  $f=1$  (ข)  $f=2$  (ค)  $f=3$  (ง) ผลรวมฟังก์ชันทั้งหมด

ต่อมาพิจารณาฟังก์ชันฐานสำหรับกระแสไฟฟ้าบนโพรบเชิงเส้นที่พอมซึ่งรูปแบบการกระจายฟังก์ชันดังแสดงในรูปที่ 4.3 เราให้ ณ จุดกระตุ้นสัญญาณฟังก์ชันจะมีค่าสูงสุดและจะมีค่าลดลงในลักษณะไซนูซอยด์ตามความยาวโพรบ จนถึงจุดปลายสุดของโพรบ ฟังก์ชันจะมีค่าเป็นศูนย์ สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\bar{j}_f(\bar{R}') = \sin \frac{f\pi}{2l_f} (\rho' - \rho_a + l_f) \hat{\rho} \quad ; f = 1, 2, 3, \dots \quad (4.12)$$

จากสมการ (4.2) (4.11) และ (4.12) เราสามารถสร้างสมการของกระแสแม่เหล็กตลอดบริเวณร่อง  $\bar{M}(\bar{R}')$  และกระแสไฟฟ้าบนโพรบ  $\bar{J}(\bar{R}')$  ได้ คือ

$$\begin{aligned} \bar{M}(\bar{R}') &= \sum_{s=1}^{N_s} a_s \bar{m}_s(\bar{R}') \\ &= \sum_{s=1}^{N_s} a_s \frac{1}{w_s} \sin \frac{\pi}{l_s} \left( R'(\phi', z') - \frac{l_s}{2} \right) \hat{R}(\phi, z) \end{aligned} \quad (4.13)$$

และ

$$\begin{aligned} \bar{J}(\bar{R}') &= \sum_{f=1}^{N_f} b_f \bar{j}_f(\bar{R}') \\ &= \sum_{f=1}^{N_f} b_f \sin \frac{f\pi}{2l_f} (\rho' - \rho_a + l_f) \hat{\rho} \end{aligned} \quad (4.14)$$

ในวิธานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกใช้ฟังก์ชันถ่วงน้ำหนักตามแบบวิธีของกาเลอกิน (Galerkin's method) นั่นคือให้ฟังก์ชันถ่วงน้ำหนักเท่ากับฟังก์ชันฐาน ดังนั้นจากสมการ (4.11) และ (4.12) เราจะได้ฟังก์ชันถ่วงน้ำหนักสำหรับร่อง และ โพรบดังนี้

$$\bar{m}_s(\bar{R}') = \frac{1}{w_s} \sin \frac{\pi}{l_s} \left( R'(\phi', z') - \frac{l_s}{2} \right) \hat{R}(\phi, z) \quad ; s = 1, 2, 3, \dots \quad (4.15)$$

และ

$$\bar{j}_f = \sin \frac{q\pi}{2l_f} (\rho' - \rho_a + l_f) \hat{\rho} \quad ; f = 1, 2, 3, \dots \quad (4.16)$$

ตามลำดับ

#### 4.4 ผลเฉลยเชิงเมตริกซ์สำหรับกระแสไม่ทราบค่า

หลังจากได้ทำการประยุกต์ระเบียบวิธีโมเมนต์ตามแบบวิธีของกาลูอิกินแล้วนั้น ต่อมาเพื่อหาสัมประสิทธิ์ไม่ทราบค่า  $a_s$  และ  $b_f$  ดังสมการ (4.15) และ (4.16) (Takada, 1999)

$$\begin{aligned} j\omega\epsilon_0 \left\{ \sum_{s=1}^{N_s} a_s \iint_S \iint_S \bar{m}_s \cdot \left[ \bar{G}_{HM}^{out}(\bar{R}, \bar{R}') + \bar{G}_{HM}^{in}(\bar{R}, \bar{R}') \right] \cdot \bar{m}_s dS_s dS_s \right\} \\ + \sum_{f=1}^{N_f} b_f \iint_f \iint_f \bar{m}_s \cdot \bar{G}_{HJ}^{in}(\bar{R}, \bar{R}') \cdot \bar{j}_f dL_f dS_s \Big] = 0 \end{aligned} \quad (4.17)$$

และ

$$\begin{aligned} \sum_{s=1}^{N_s} a_s \iint_f \iint_s \bar{j}_f \cdot \bar{G}_{EM}^{in}(\bar{R}, \bar{R}') dS_s dL_f \\ + j\omega\mu_0 \sum_{f=1}^{N_f} b_f \iint_f \iint_f \bar{j}_f \cdot \bar{G}_{EM}^{in}(\bar{R}, \bar{R}') \bar{j}_f dL_f dL_f = 1 \end{aligned} \quad (4.18)$$

โดยที่ฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนในสมการ (4.15) และ (4.16) นั้นได้ถูกนิยามและพิจารณา ร่วมกับโครงสร้างของโพรงเซกเตอร์ทรงกระบอกในบทที่ 3 ดังสมการ (3.1) (3.3) (3.6) และ (3.9) และสามารถเขียนอยู่ในรูปเชิงพีคิตตามตำแหน่งของโพรงและร่อง ได้ว่า

$$\bar{G}_{EJ}^{in}(\bar{R}, \bar{R}') = \hat{\rho} \hat{\rho} \bar{G}_{EJ, \rho\rho}^{in}(\bar{R}, \bar{R}') \quad (4.19)$$

$$\overline{\overline{G}}_{EM}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') = \hat{\rho} \hat{r}(\phi, z) \overline{\overline{G}}_{EM, \rho\phi, \rho z}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') \quad (4.20)$$

$$\overline{\overline{G}}_{HJ}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') = \hat{r}(\phi, z) \hat{\rho} \overline{\overline{G}}_{EM, \phi\rho, \phi z}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') \quad (4.21)$$

$$\overline{\overline{G}}_{HM}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') = \hat{r}(\phi, z) \hat{r}(\phi, z) \overline{\overline{G}}_{EM, \phi\phi, \phi z, z\phi, zz}^{in}(\overline{R}, \overline{R}') \quad (4.22)$$

และฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนบริเวณภายนอกของโพรงเซกเตอร์ทรงกระบอกสามารถเขียนใหม่ได้ว่า

$$G_{HM}^{out} = G_{HM, \phi z}^{out}(\phi, z | \phi', z') = c_h \int_{-\infty}^{\infty} d\xi \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j(n\bar{\phi} - \xi\bar{z})} \cdot \frac{n\xi}{k_0 h R_0} \frac{H_n^{(2)}(hR_0)}{H_n^{(2)'}(hR_0)} \quad (4.23)$$

จากสมการอินทิกรัลโดยใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์เพื่อหาฟังก์ชันฐานด้วยวิธีการของกาเลอกินในสมการ (4.15) และ (4.16) นั้น ซึ่งเราสามารถแปลงไปอยู่ในรูปของสมการเมตริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} \left( Y_{s_1 s_1}^{in} + Y_{s_1 s_2}^{in} + Y_{s_2 s_1}^{in} + Y_{s_2 s_2}^{in} + \right) \\ \left( Y_{s_1 s_1}^{out} + Y_{s_1 s_2}^{out} + Y_{s_2 s_1}^{out} + Y_{s_2 s_2}^{out} \right) \\ \left( \beta_{fs_1}^{in} + \beta_{fs_2}^{in} \right) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_{s_1 f}^{in} + \alpha_{s_2 f}^{in} \\ Z_{ff}^{in} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} a_s \\ b_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

โดยที่  $Y$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$  และ  $Z$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์การตอบสนอง (reaction coefficients) จะได้ว่า

$$Y_{s_1 s_1}^{in} = j\omega\varepsilon_0 \iint_{s_1} \iint_{s_1} \hat{m}_{s_1} \cdot \overline{\overline{G}}_{HM}^{in} \cdot \hat{m}_{s_1} dS_{s_1} dS_{s_1} \quad (4.25)$$

$$Y_{s_1 s_2}^{in} = j\omega\varepsilon_0 \iint_{s_1} \iint_{s_2} \hat{m}_{s_1} \cdot \overline{\overline{G}}_{HM}^{in} \cdot \hat{m}_{s_2} dS_{s_2} dS_{s_1} \quad (4.26)$$

$$Y_{s_2 s_1}^{in} = j\omega\varepsilon_0 \iint_{s_2} \iint_{s_1} \hat{\mathbf{m}}_{s_1} \cdot \overline{\overline{\mathbf{G}}}_{HM}^{in} \cdot \hat{\mathbf{m}}_{s_1} dS_{s_1} dS_{s_2} \quad (4.27)$$

$$Y_{s_2 s_2}^{in} = j\omega\varepsilon_0 \iint_{s_2} \iint_{s_2} \hat{\mathbf{m}}_{s_2} \cdot \overline{\overline{\mathbf{G}}}_{HM}^{in} \cdot \hat{\mathbf{m}}_{s_2} dS_{s_2} dS_{s_2} \quad (4.28)$$

$$Y_{s_1 s_1}^{out} = j\omega\varepsilon_0 \iint_{s_1} \iint_{s_1} \hat{\mathbf{m}}_{s_1} \cdot \overline{\overline{\mathbf{G}}}_{HM}^{out} \cdot \hat{\mathbf{m}}_{s_1} dS_{s_1} dS_{s_1} \quad (4.29)$$

$$Y_{s_1 s_2}^{out} = j\omega\varepsilon_0 \iint_{s_1} \iint_{s_2} \hat{\mathbf{m}}_{s_1} \cdot \overline{\overline{\mathbf{G}}}_{HM}^{out} \cdot \hat{\mathbf{m}}_{s_2} dS_{s_1} dS_{s_2} \quad (4.30)$$

$$Y_{s_2 s_1}^{out} = j\omega\varepsilon_0 \iint_{s_2} \iint_{s_1} \hat{\mathbf{m}}_{s_2} \cdot \overline{\overline{\mathbf{G}}}_{HM}^{out} \cdot \hat{\mathbf{m}}_{s_1} dS_{s_1} dS_{s_2} \quad (4.31)$$

$$Y_{s_2 s_2}^{out} = j\omega\varepsilon_0 \iint_{s_2} \iint_{s_2} \hat{\mathbf{m}}_{s_2} \cdot \overline{\overline{\mathbf{G}}}_{HM}^{out} \cdot \hat{\mathbf{m}}_{s_2} dS_{s_2} dS_{s_2} \quad (4.32)$$

$$\alpha_{s_1 f}^{in} = \iint_{s_2} \int_f \hat{\mathbf{m}}_{s_1} \cdot \overline{\overline{\mathbf{G}}}_{HJ}^{in} \cdot \hat{\mathbf{j}}_f dL_f dS_{s_1} \quad (4.33)$$

$$\alpha_{s_2 f}^{in} = \iint_{s_2} \int_f \hat{\mathbf{m}}_{s_2} \cdot \overline{\overline{\mathbf{G}}}_{HJ}^{in} \cdot \hat{\mathbf{j}}_f dL_f dS_{s_2} \quad (4.34)$$

$$\beta_{f s_1}^{in} = \int_f \iint_{s_1} \hat{\mathbf{j}}_f \cdot \overline{\overline{\mathbf{G}}}_{EM}^{in} \cdot \hat{\mathbf{m}}_{s_1} dS_{s_1} dL_f \quad (4.35)$$

$$\beta_{f s_2}^{in} = \int_f \iint_{s_2} \hat{\mathbf{j}}_f \cdot \overline{\overline{\mathbf{G}}}_{EM}^{in} \cdot \hat{\mathbf{m}}_{s_2} dS_{s_2} dL_f \quad (4.36)$$

$$Z_{ff}^{in} = j\omega\mu_0 \int_f \int_f \hat{\mathbf{j}}_f \cdot \overline{\overline{\mathbf{G}}}_{EJ}^{in} \cdot \hat{\mathbf{j}}_f dL_f dL_f \quad (4.37)$$

โดยการทำเมตริกซ์ผกผันในสมการ (4.18) จะได้สัมประสิทธิ์ไม่ทราบค่า  $a_s$  และ  $b_f$  และนำไปหากระแสไม่ทราบค่าจากสมการ (4.13) และ (4.14) จะได้กระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กเพื่อนำไปคำนวณหาค่าคุณลักษณะของสายอากาศต่อไป

## 4.5 อิมพีแดนซ์ด้านเข้า และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

### 4.5.1 อิมพีแดนซ์ด้านเข้า

อิมพีแดนซ์ด้านเข้าซึ่งนิยามไว้ว่าเป็นอัตราส่วนระหว่างแรงดันไฟฟ้าต่อกระแส ณ จุดที่ป้อนสัญญาณของสายอากาศ สำหรับโครงสร้างของสายอากาศรูปแบบโพลาไรซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์ทรงกระบอก เราจะหาอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศ  $Z_{in}$  ได้จาก

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \quad (4.38)$$

โดยที่  $V_{in}$  และ  $I_{in}$  คือแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านเข้าของสายอากาศ ตามลำดับ จากบทที่ 3 เรากำหนดให้แหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้า ณ จุดป้อนสัญญาณเป็นแบบช่องว่างเคลด้า ดังนั้นขนาดของแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าจะมีค่าเท่ากับหนึ่ง นั่นคือ

$$V_{in} = 1 \quad (4.39)$$

จากฟังก์ชันการกระจายกระแสไฟฟ้าบนโพรบเชิงเส้น  $\bar{J}(\bar{R}')$  ในบทที่ 4 ซึ่งแสดงได้ ดังนี้

$$\begin{aligned} \bar{J}(\bar{R}') &= \sum_{f=1}^{N_f} b_f \bar{j}_f(\bar{R}') \\ &= \sum_{f=1}^{N_f} b_f \sin \frac{q\pi}{2l_f} (\rho' - \rho_a + l_f) \hat{\rho} \end{aligned} \quad (4.40)$$

โดยที่  $b_f$  คือสัมประสิทธิ์คงที่ และ  $\bar{j}_f(\bar{R}')$  คือฟังก์ชันฐานสำหรับกระแสไฟฟ้า และโดยระเบียบวิธีโมเมนต์ทำให้เราสามารถที่จะรู้ค่าการกระจายของกระแสไฟฟ้าบนแท่งโพรบได้ ดังแสดงรายละเอียดในบทที่ 4 พิจารณาที่จุดป้อนสัญญาณ ( $\rho' = \rho_a$ ) เราจะเขียนฟังก์ชันฐานใหม่เป็น

$$\begin{aligned}\bar{j}_f(\bar{R}') &= j_f(\rho') = \sin \frac{f\pi}{2l_f} (\rho' - \rho_a + l_f) \Big|_{\rho'=\rho_a} \\ &= \sin \frac{f\pi}{2}\end{aligned}\tag{4.41}$$

และจะได้กระแสไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับ

$$I_{in} = J_f = \sum_{f=1}^{N_f} B_f \sin \frac{f\pi}{2}\tag{4.42}$$

ดังนั้น จากสมการ (4.38) เราจะแสดงอิมพีแดนซ์ด้านเข้า ได้ดังนี้

$$Z_{in} = \frac{1}{I_{in}} = \frac{1}{\sum_{f=1}^{N_f} b_f \sin \frac{f\pi}{2}}\tag{4.43}$$

นอกจากอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศแล้วคุณสมบัติที่จำเป็นสำหรับการออกแบบสายอากาศให้ใช้งานได้ดีในระบบที่ต้องการ นั่นก็คือสัมประสิทธิ์การสะท้อนและอัตราส่วนคลื่นนิ่งในช่วงความถี่ที่พิจารณา ซึ่งเราสามารถหาได้จาก

$$\Gamma = \left| \frac{Z_0 - Z_{in}}{Z_0 + Z_{in}} \right|\tag{4.44}$$

และ

$$SWR = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}\tag{4.45}$$



โดยที่

- $\Gamma$  คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อน  
 $Z_0$  คือ อิมพีแดนซ์ของคลื่นคุณลักษณะ  
 $Z_{in}$  คือ อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศ  
 $SWR$  คือ อัตราส่วนคลื่นนิ่ง

#### 4.5.2 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

เราสามารถวิเคราะห์วิธีโมเมนต์เพื่อแก้สมการอินทิกรัล และหาค่าสัมประสิทธิ์ไม่ทราบค่าโดยทดสอบได้ด้วยการกระจายของกระแสแม่เหล็กและสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบริเวณภายนอกสายอากาศร่อนแบบโพลาริซเซชันเชิงวงกลมบนโพรงเซกเตอร์ทรงกระบอก ถูกกำหนดไว้ด้วยฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนบริเวณภายนอกของโพรงจากสมการ (3.12) ในบทที่ 2 และกระแสแม่เหล็กตลอดความยาวรอบในสมการ (4.13) ดังนั้นสนามไฟฟ้าที่แท้จริงซึ่งเกิดจากแหล่งกำเนิดบริเวณร่อนสามารถหาได้จากสมการด้านล่าง (Tai, 1993)

$$\bar{E}(\bar{R}) = -\iint_{S_a} [\nabla \times \bar{G}_{HM}^{out}(\bar{R}, \bar{R}') \cdot \hat{n} \times \bar{E}(\bar{R}')] dS' \quad (4.46)$$

หรือ

$$\bar{E}(\bar{R}) = \iint_{S_a} \bar{G}_{EM}^{out}(\bar{R}, \bar{R}') \cdot \bar{M}(\bar{R}') dS' \quad (4.47)$$

ในงานวิจัยนี้การแสดงผลสนามระยะไกล (far field) สำหรับสนามไฟฟ้าที่แท้จริงถูกแสดงออกมาโดยใช้สมการที่ (4.47) และสามารถใช้ฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนบริเวณภายนอกแบบแม่เหล็กชนิดที่ 1 ( $\bar{G}_{EM}^{out}$ ) (Wongsan, 2003) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \bar{G}_{EM}^{out}(\bar{R}, \bar{R}') = & \frac{e^{-jkR}}{4\pi R \sin \theta} \sum_{n=0}^{\infty} (2 - \delta_0) (j)^{n+1} \begin{pmatrix} \cos n\phi \\ \sin n\phi \end{pmatrix} \\ & \left\{ \hat{\phi} \left[ \bar{N}'_{e_{ns}}(-k \cos \theta) + a_{e_{ns}} \bar{N}'_{e_{ns}}^{(1)}(-k \cos \theta) \right] \right. \\ & \left. + j\theta \left[ \bar{M}'_{e_{ns}}(-k \cos \theta) + b_{e_{ns}} \bar{M}'_{e_{ns}}^{(1)}(-k \cos \theta) \right] \right\} \end{aligned} \quad (4.48)$$

ซึ่งเป็นที่เข้าใจกันดีว่า  $kR$  เปรียบได้กับกลุ่มที่มีขนาดใหญ่ฟังก์ชันเฮงเกลในเทอมของ  $\bar{M}^{(1)}$  และ  $\bar{N}^{(1)}$  สามารถทำการประมาณค่าวิธีอะซิมโทติก จะได้ว่า

$$H_n^{(1)}(kR) \approx \left(\frac{2}{\pi kR}\right)^{1/2} (j)^{n+\frac{1}{2}} e^{-jkR} \quad (4.49)$$

องค์ประกอบของฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนที่เกิดจากแหล่งกำเนิดเป็นแม่เหล็กและให้สนามไฟฟ้าออกมาสำหรับโพรงทรงกระบอกนั้น ซึ่งจะเจาะร่องบนบริเวณผิวด้านนอก ซึ่งเป็นองค์ประกอบในพิกัด  $\hat{\phi}\hat{z}$  และ  $\hat{\theta}\hat{z}$  สามารถเขียนฟังก์ชันไดโอดิกของกรีนได้ในรูปของอนุกรมอนันต์ได้ว่า

$$\begin{aligned} \hat{\phi}\hat{z}G_{EM,\phi z} &= \hat{\phi}\hat{z} \frac{ke^{-jk(R-\cos\theta R'\cos\theta')}}{4\pi R} \sum_{n=1}^{\infty} (2-\delta_0)(j^{n+1})[\cos(n\phi) + \sin(n\phi)] \\ &\times \left[ j \frac{\cos\theta}{2} (\cos\theta + \sin\theta)(J_{n-1}(k \sin\theta R' \sin\theta') \right. \\ &- (J_{n+1}(k \sin\theta R' \sin\theta') + a_{\sigma_n} (H_{n-1}^{(1)}(k \sin\theta R' \sin\theta') \\ &- H_{n+1}^{(1)}(k \sin\theta R' \sin\theta')) + [\cos(n\phi) + \sin(n\phi)](\cos\theta + \sin\theta) \left. \right] \\ &\left[ (J_n(k \sin\theta R' \sin\theta') - a_{\sigma_n} H_n^{(1)}(k \sin\theta R' \sin\theta')) \right] \end{aligned} \quad (4.50)$$

และ

$$\begin{aligned} \hat{\theta}\hat{z}G_{EM,\theta z} &= \hat{\theta}\hat{z} \frac{e^{-jk(R-\cos\theta R'\cos\theta')}}{4\pi R \sin\theta R' \sin\theta'} \sum_{n=1}^{\infty} n(2-\delta_0)(j)^{n+1} (\cos n\phi + \sin n\phi) \\ &\times (\cos n\phi' - \sin n\phi') (\cos n\phi + \sin n\phi) \\ &\left[ (J_n(k \sin\theta R' \sin\theta') + b_{\sigma_n} (H_n^{(1)}(k \sin\theta R' \sin\theta')) \right] \end{aligned} \quad (4.51)$$

ดังนั้นจะได้ว่าสนามไฟฟ้าที่กระจายออกจากร่องบนโพรงเซกเตอร์ทรงกระบอกที่แสดงด้วยสมการ (4.47) นั้น สามารถเขียนใหม่ได้ว่า

$$\bar{E}(\bar{R}) = \iint_{S_a} [G_{EM,\theta\phi'} \hat{\theta} + G_{EM,\phi\phi'} \hat{\phi}] \cdot [M_{\phi'} \hat{\phi}] [\sin \theta' (R')^2] d\theta' d\phi' \quad (4.52)$$

ซึ่งจะได้ว่า

$$\bar{E}(\bar{R}) = \bar{E}(\theta, \phi) = E_\theta \hat{\theta} + E_\phi \hat{\phi} \quad (4.53)$$

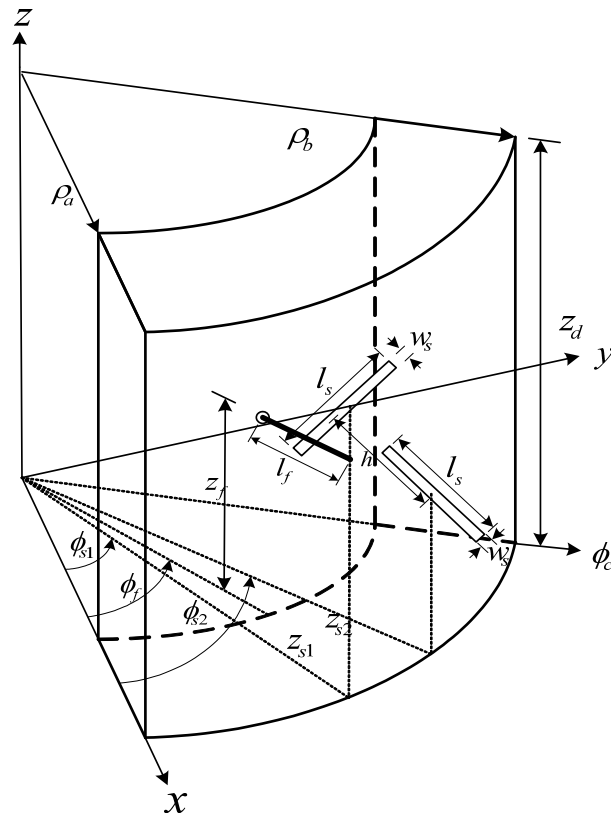
สำหรับการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กนั้นแทนด้วย  $\bar{H}(\theta, \phi)$  ซึ่งสามารถหาได้จาก การอ้างอิงจากสมการการแผ่กระจายคลื่นของสนามไฟฟ้า  $\bar{E}(\theta, \phi)$  โดยมีพื้นฐานมาจากสมการ (4.47) จะได้ว่า

$$\bar{H}(\theta, \phi) = \frac{1}{\eta} \bar{E}(\theta, \phi) \quad (4.54)$$

จากสมการ (4.53) และ (4.54) เราสามารถนำไปหาแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น สำหรับสายอากาศร่องแบบโพลาไรซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอกต่อไป

#### 4.6 ผลการคำนวณอิมพีแดนซ์ด้านเข้า

ก่อนอื่นเราจะวิเคราะห์คุณลักษณะอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศ ซึ่งจะนำไปสู่การ ออกแบบสายอากาศที่อยู่ในภาวะสมดุลกับเครื่องรับส่งสัญญาณ เพื่อให้การถ่ายโอนกำลังงานมี ประสิทธิภาพสูงสุด เราจะพิจารณาพารามิเตอร์ที่มีอิทธิพลต่ออิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศซึ่ง แสดงในรูปที่ 4.4 ได้แก่ ขนาดโพรง ( $z_d$ ) ตำแหน่งร่อง ( $z_s$ ) รัศมีภายในทรงกระบอก ( $a$ ) อัตราส่วนรัศมีภายนอกและรัศมีภายในของทรงกระบอกแกนร่วม ( $b/a$ ) โดยที่ขนาดอ้างอิงที่ใช้ ในการวิเคราะห์แสดงได้ในตารางที่ 4.4 และความถี่ที่พิจารณาคือช่วงความถี่ 9 ถึง 11 GHz



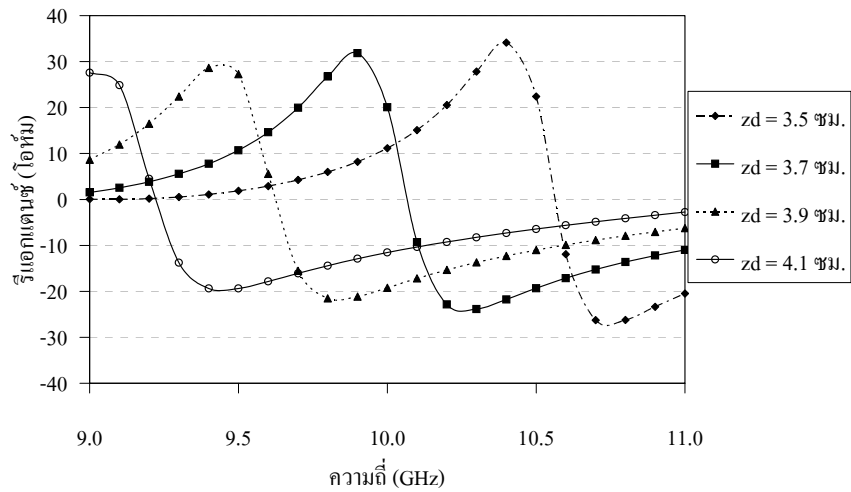
รูปที่ 4.4 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศ

ตารางที่ 4.1 แสดงขนาดพารามิเตอร์อ้างอิงของสายอากาศ

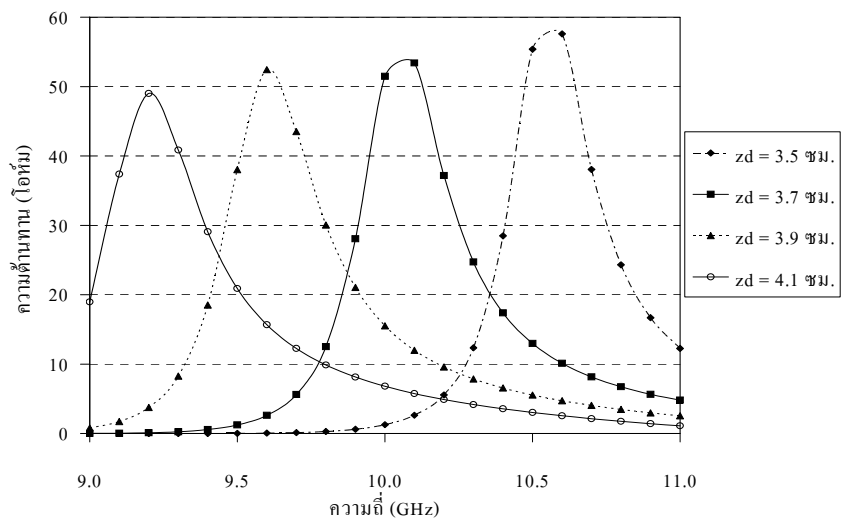
พารามิเตอร์	ขนาด (ที่ความถี่ 10 GHz)
ขนาดโพรง ( $z_d$ )	$1.35 \lambda$
ตำแหน่งร่อง ( $\phi_s, z_s$ )	$(30^\circ, 0.675 \lambda)(z_d/2)$
ความยาวร่อง ( $l_s$ )	$0.5 \lambda$
รัศมีภายในทรงกระบอก ( $a$ )	$1.05 \lambda$
อัตราส่วนรัศมีภายนอกและภายใน ( $b/a$ )	2
มุมเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วม ( $\phi_c$ )	$60^\circ$
ความกว้างร่อง ( $w_s$ )	$0.03 \lambda$
ความยาวโพรง ( $l_f$ )	$0.25 \lambda$
ตำแหน่งโพรง ( $\phi_f, z_f$ )	$(30^\circ, 0.675 \lambda)$

#### 4.6.1 ขนาดโพรง

จากขนาดอ้างอิงในตารางที่ 4.1 เราจะศึกษาการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า เมื่อ  $z_d = 3.5(1.17 \lambda)$ ,  $3.7(1.23 \lambda)$ ,  $3.9(1.3 \lambda)$  และ  $4.1(1.36 \lambda)$  เซนติเมตร ซึ่งจะแสดงอิมพีแดนซ์ด้านเข้าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับได้ในรูปที่ 5.2

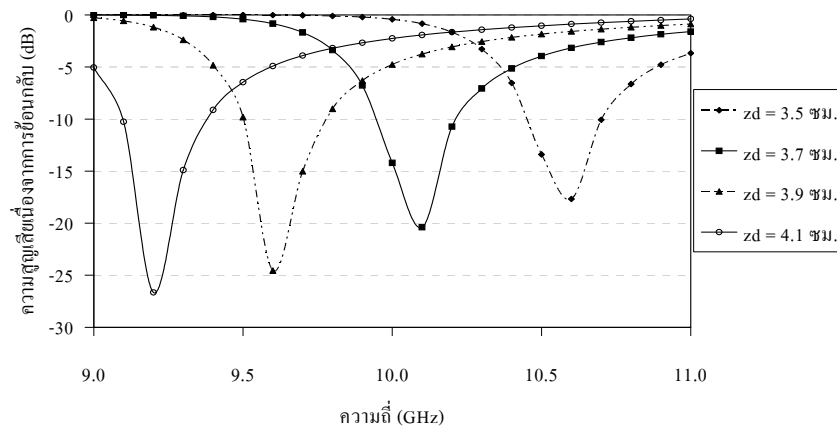


(ก)



(ข)

รูปที่ 4.5 แสดงคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ด้านเข้า เมื่อ  $z_d = 3.5(1.17 \lambda)$ ,  $3.7(1.23 \lambda)$ ,  $3.9(1.3 \lambda)$  และ  $4.1(1.36 \lambda)$  ซม. (ก) ความต้านทาน (ข) รีแอกแตนซ์ (ค) ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ



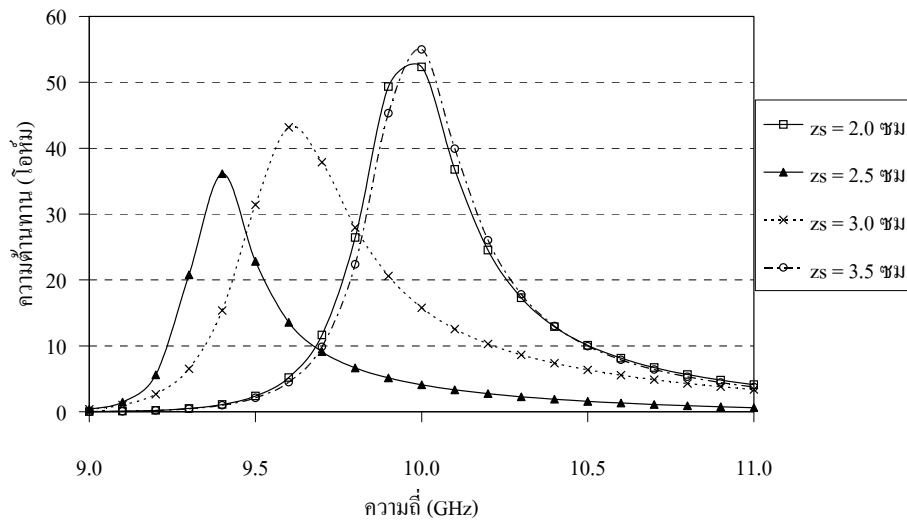
(ก)

รูปที่ 4.5 แสดงคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ด้านเข้า เมื่อ  $z_d = 3.5(1.17 \lambda)$ ,  $3.7(1.23 \lambda)$ ,  $3.9(1.3 \lambda)$  และ  $4.1(1.36 \lambda)$  ซม. (ก) ความต้านทาน (ข) รีแอกแตนซ์ (ค) ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (ต่อ)

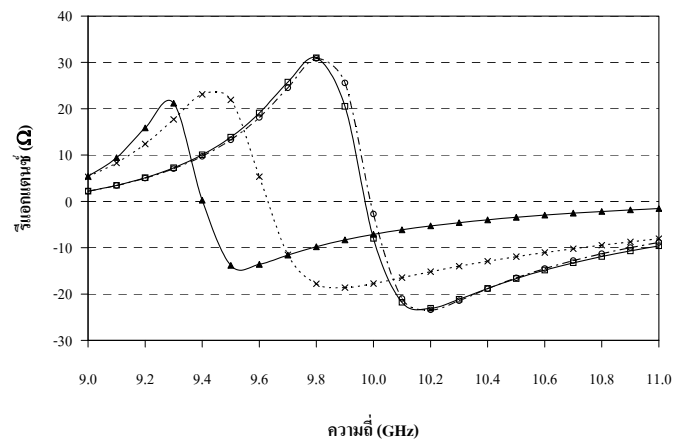
จากรูปที่ 4.5 (ก) จะพบว่าความถี่ที่เกิดค่าสูงสุดของความต้านทานจะแปรผกผันกับขนาดโพรง นั่นคือเมื่อโพรงมีความยาวเพิ่มขึ้น ความถี่ที่เกิดค่าสูงสุดของความต้านทานจะลดลง นอกจากนั้นค่าสูงสุด ณ ความถี่นั้น ๆ จะลดลงด้วย ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานนี้จะสอดคล้องกับการเปลี่ยนแปลงของค่ารีแอกแตนซ์ในลักษณะเดียวกัน ดังแสดงในรูปที่ 4.5 (ข) เมื่อขนาดของโพรงยาวขึ้น ความถี่ที่เกิดการเรโซแนนซ์ (ค่ารีแอกแตนซ์เท่ากับศูนย์) จะลดลงและค่าสูงสุดของรีแอกแตนซ์จะลดลงด้วยเช่นกัน ดังนั้นเราสามารถเพิ่มหรือลดความถี่ที่เกิดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ต่ำที่สุด โดยการลดหรือเพิ่มขนาดโพรงได้ตามลำดับ ซึ่งกล่าวอีกนัยหนึ่งว่าปริมาณของโพรงที่ลดลงหรือเพิ่มขึ้นจะมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ที่เพิ่มขึ้นหรือลดลงตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 4.5 (ค)

#### 4.6.2 ตำแหน่งร่อง

โดยการอ้างอิงขนาดของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ตามตารางที่ 4.1 เราจะพิจารณาค่าแห่งของการเจาะร่องบนผิวทรงกระบอกตัวนอก ( $z_s$ ) จากรูปที่ 4.6 เมื่อตำแหน่งกึ่งกลางของโพรงอยู่ที่  $z = 2.205$  เซนติเมตร จะเห็นว่าที่  $z_s = 2.0, 2.5, 3.0$  และ  $3.5$  GHz ความถี่ที่เกิดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำสุดอยู่ที่ 10.0, 9.4, 9.6 และ 10.0 GHz ตามลำดับ จะเห็นว่าความถี่ที่เกิดการเรโซแนนซ์จะลดลงเมื่อ  $z_s$  ขยับสูงขึ้น (จาก  $z_s = 2.0$  ไป 2.5 เซนติเมตร) และความถี่จะวกกลับไปทิศทางตรงกันข้าม เมื่อตำแหน่งร่องสูงขึ้นต่อไป (จาก  $z_s = 3.0$  ไป 3.5 เซนติเมตร)



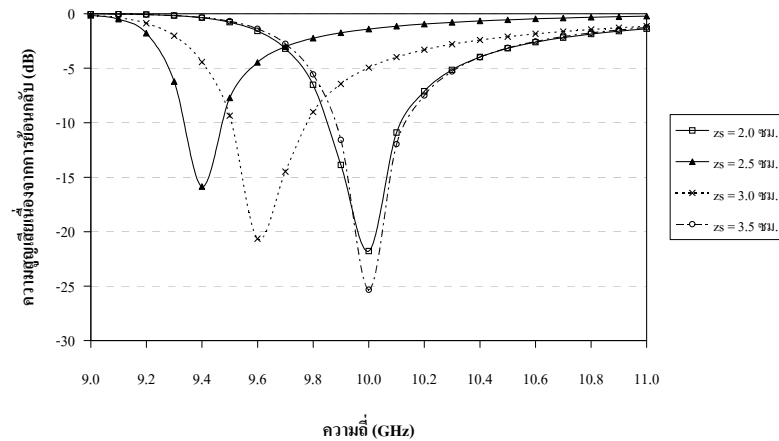
(ก)



(ข)

รูปที่ 4.6 แสดงคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ด้านเข้า เมื่อ  $z_s = 2.0, 2.5, 3.0$  และ  $3.5$  ซม.

(ก) ความต้านทาน (ข) รีแอกแตนซ์ (ค) ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ



(ก)

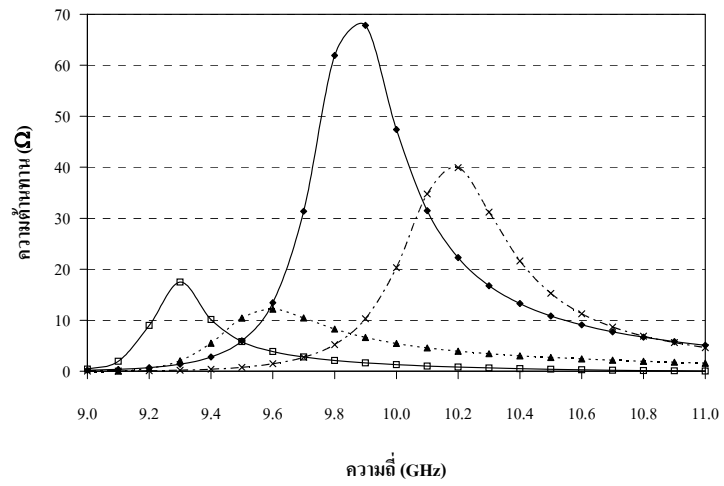
รูปที่ 4.6 แสดงคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ด้านเข้า เมื่อ  $z_s = 2.0, 2.5, 3.0$  และ  $3.5$  ซม.

(ก) ความต้านทาน (ข) รีแอกแตนซ์ (ค) ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ

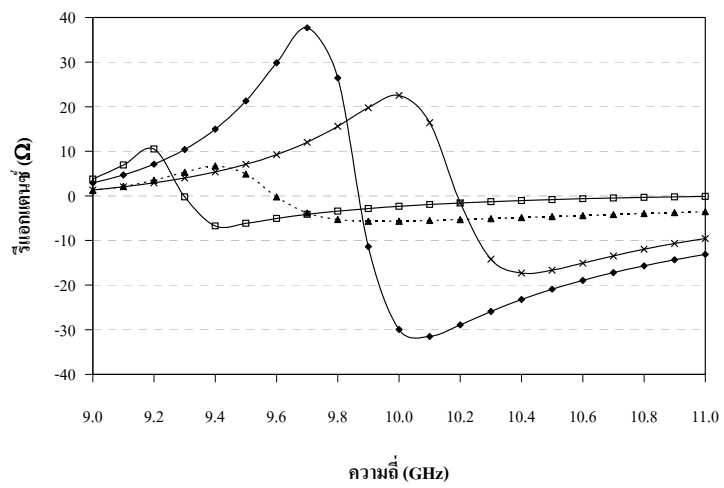
#### 4.6.3 ระยะห่างระหว่างร่อง

ในกรณีของร่องแถวลำดับบนผิวตัวนำเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วม พารามิเตอร์หนึ่งที่ต้องพิจารณาคือ ระยะห่างระหว่างร่อง ในรูปที่ 4.7 จะพิจารณาร่องจำนวนหนึ่งคู่ ซึ่งมีระยะห่าง  $h = 0.7, 1.4, 2.1$  และ  $2.8$  เซนติเมตร เมื่อขนาดอื่น ๆ มีค่าตามตารางที่ 4.1 จะเห็นว่าเมื่อระยะห่างระหว่างร่องเพิ่มขึ้น ความถี่เรโซแนนซ์จะลดลง จนกระทั่งระยะห่างนั้นเกินครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น ความถี่เรโซแนนซ์จะเลื่อนกลับไปในทิศทางตรงกันข้าม นั่นคือจะมีค่าสูงขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 4.7 (ข) และจากรูปที่ 4.7 (ค) จะได้ว่าระยะห่างระหว่างร่องที่เหมาะสมจะให้เงื่อนไขของความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับได้ดีที่สุด

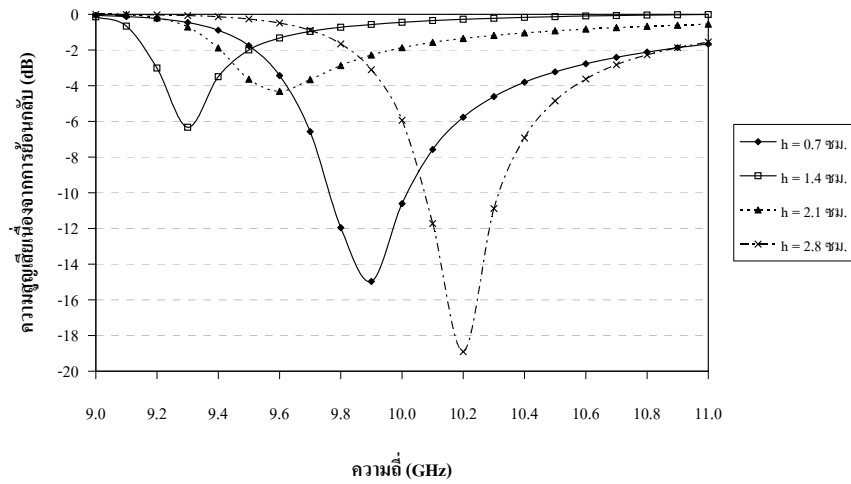




(ก)



(ข)



(ค)

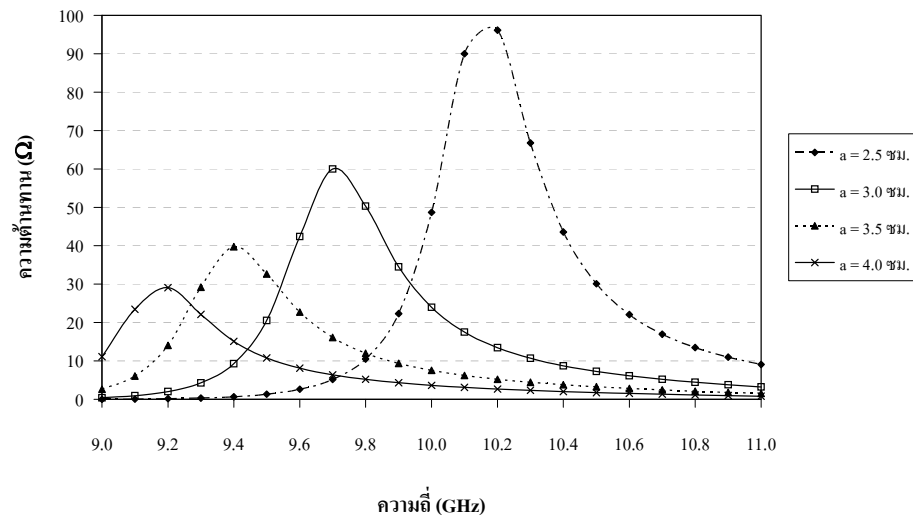
รูปที่ 4.7 แสดงคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ด้านเข้า เมื่อ  $h = 0.7, 1.4, 2.1$  และ  $2.8$  ซม

(ก) ความต้านทาน (ข) รีแอกแตนซ์ (ค) ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ

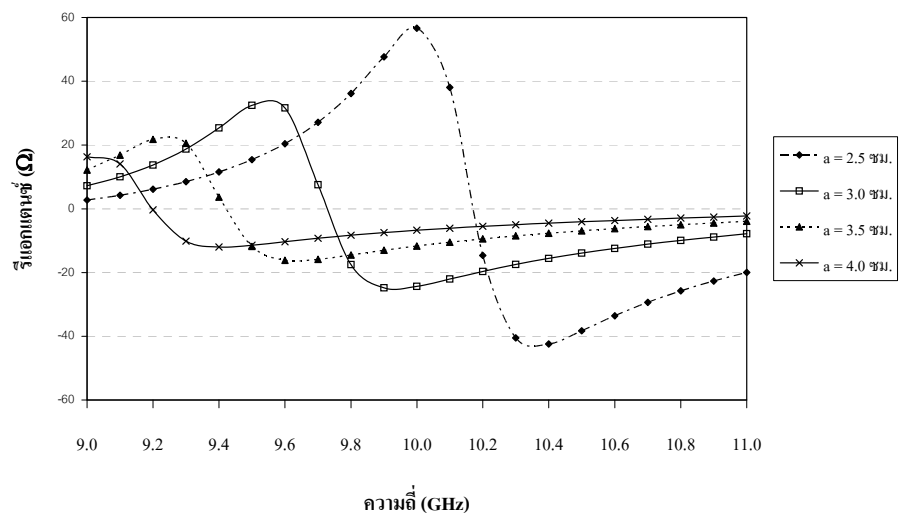
#### 4.6.4 รัศมีภายในทรงกระบอก

ในรูปที่ 4.8 เราจะเปลี่ยนแปลงค่ารัศมีภายในของทรงกระบอกแกนร่วม โดยที่รัศมีภายนอกของทรงกระบอกจะมีค่าเป็นสองเท่าของรัศมีภายใน ตามตารางที่ 4.1 นั่นคือเมื่อรัศมีภายในเพิ่มขึ้น พื้นที่หน้าตัดของเซกเตอร์ทรงกระบอกจะขยายใหญ่เป็นฟังก์ชันของผลต่างของรัศมีภายนอกและภายในกำลังสอง จากรูปที่ 4.8 จะเห็นว่าหากรัศมีภายในของทรงกระบอกใหญ่ขึ้น ความถี่ที่เกิดค่าความต้านทานสูงสุดจะลดลง ซึ่งความถี่นี้จะสอดคล้องกันกับความถี่ที่เกิดเรโซแนนซ์ด้วย นอกจากนี้จะพบว่าค่าของอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศจะมีขนาดสูงสุดที่ลดต่ำลง เมื่อรัศมีภายในของทรงกระบอกเพิ่มขึ้น

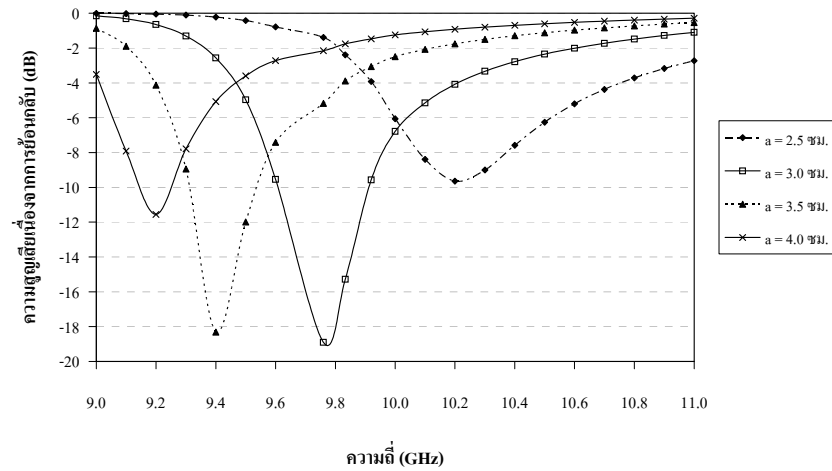
ดังนั้นจะกล่าวได้ว่ารัศมีของทรงกระบอกจะมีผลต่อการเพิ่มขึ้นหรือลดลงของความถี่เรโซแนนซ์ได้โดยการลดหรือเพิ่มขนาดรัศมีตามลำดับ แต่ขนาดรัศมีของทรงกระบอกที่เหมาะสมเท่านั้นที่จะเกิดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ต่ำเพียงพอ ดังแสดงในรูปที่ 4.8 (ค)



(ก)



(ข)



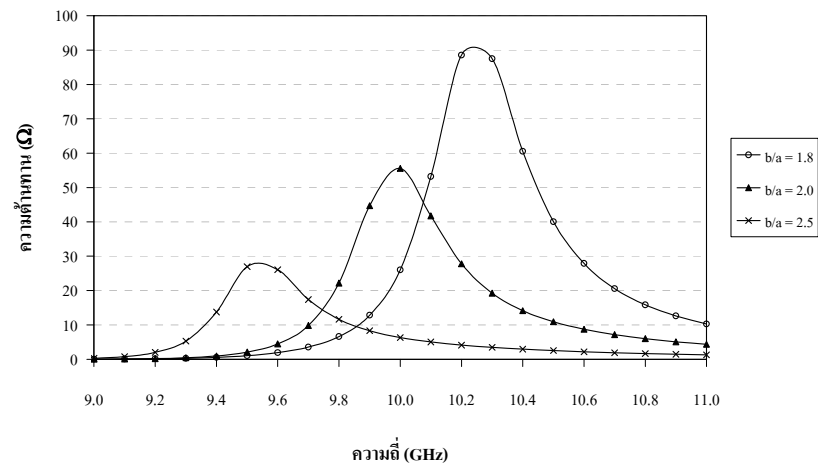
(ค)

รูปที่ 4.8 แสดงคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ด้านเข้า เมื่อ  $a = 2.5, 3.0, 3.5$  และ  $4.0$  ซม. (ต่อ)

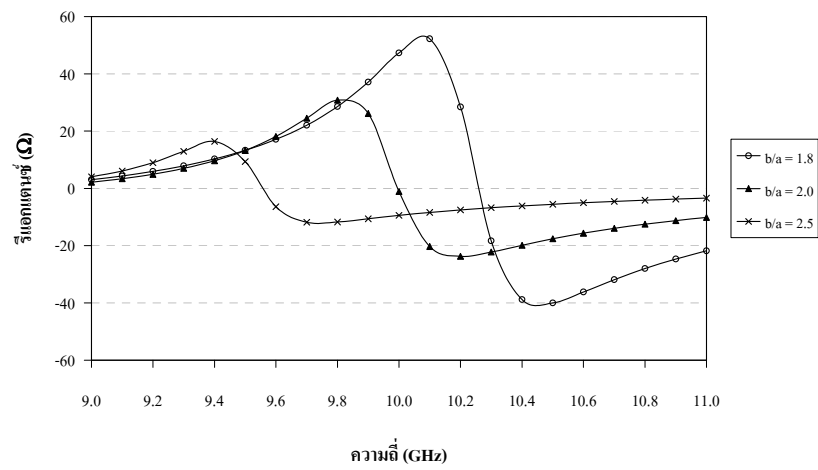
(ก) ความต้านทาน (ข) รีแอกแตนซ์ (ค) ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ

#### 4.6.5 อัตราส่วนรัศมีภายนอกและรัศมีภายในของทรงกระบอก

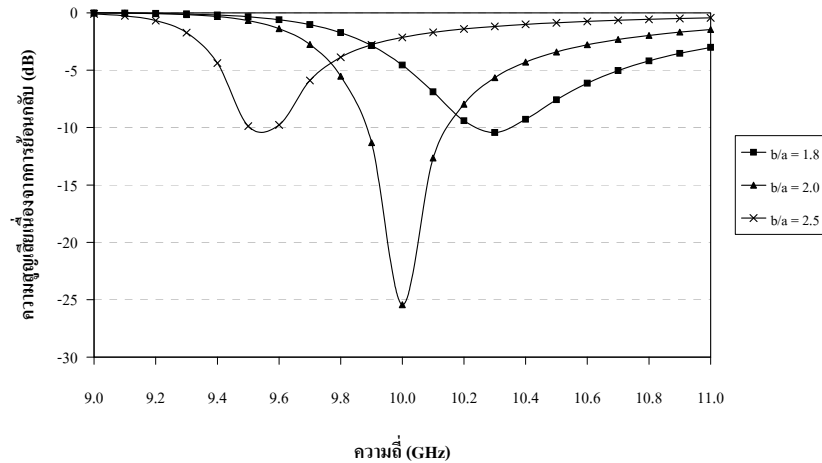
ต่อจากหัวข้อก่อนหน้านี้ซึ่งได้ทำการวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงของพื้นที่หน้าตัดเซกเตอร์เนื่องจากการเพิ่มหรือลดรัศมีภายในของทรงกระบอก ในหัวข้อนี้จะพิจารณาอิทธิพลของพื้นที่หน้าตัดของเซกเตอร์ทรงกระบอกโดยรวมที่เปลี่ยนแปลงอันเนื่องมาจากอัตราส่วนรัศมีภายนอกและรัศมีภายใน ( $b/a$ ) โดยที่กำหนดให้รัศมีภายในคงที่ตามตารางที่ 4.1 จากรูปที่ 4.9 (ก) และ 4.9 (ข) จะเห็นว่าเมื่ออัตราส่วน  $b/a$  เพิ่มขึ้น นั่นคือพื้นที่หน้าตัดของเซกเตอร์เพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่ที่เกิดความต้านทานสูงสุด ความถี่ที่เกิดการเรโซแนนซ์ลดต่ำลง และขนาดสูงสุดของอิมพีแดนซ์ก็ลดต่ำลงด้วยเช่นกัน นอกจากนี้ความถี่ที่เกิดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับก็ลดลงเมื่ออัตราส่วน  $b/a$  เพิ่มขึ้น แต่ความสูญเสียนี้จะลดต่ำสุดเมื่ออัตราส่วน  $b/a$  ที่เหมาะสมเท่านั้น ดังรูปที่ 4.9 (ค) จะเห็นว่าอัตราส่วน  $b/a$  ที่ให้เงื่อนไขที่ดีที่สุดคือ 2.0



(f)



(g)



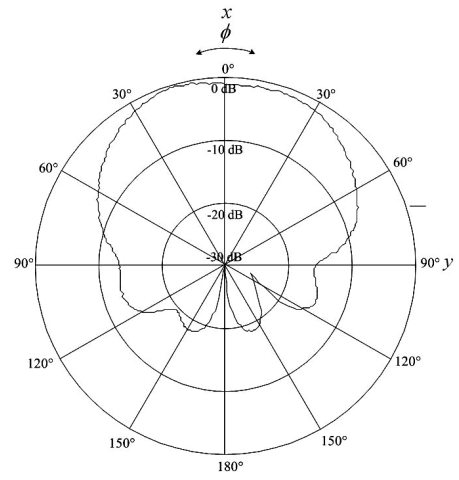
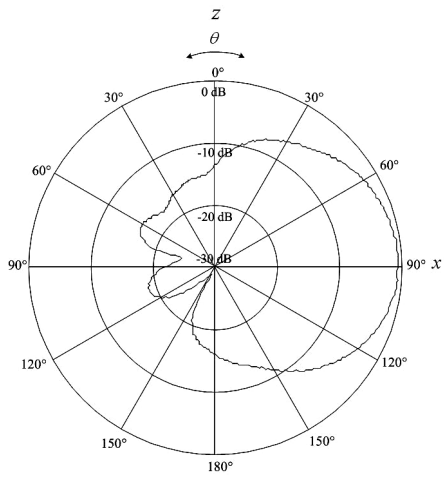
(ก)

รูปที่ 4.9 แสดงคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ด้านเข้า เมื่อ  $b/a = 1.8, 2.0$  และ  $2.5$

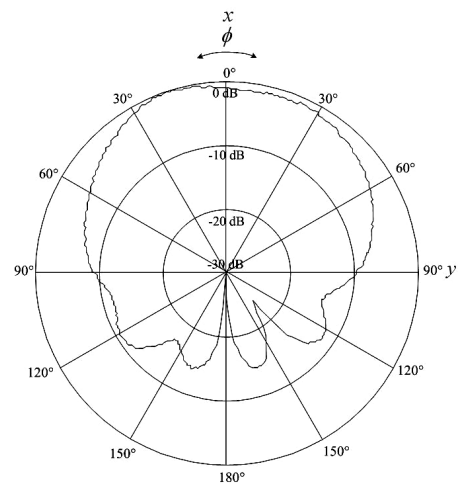
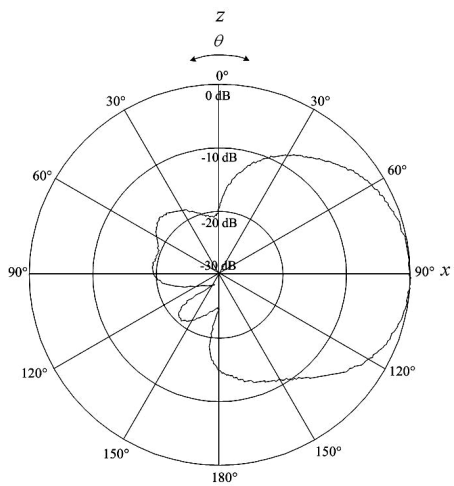
(ก) ความต้านทาน (ข) รีแอกแตนซ์ (ค) ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ

#### 4.7 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

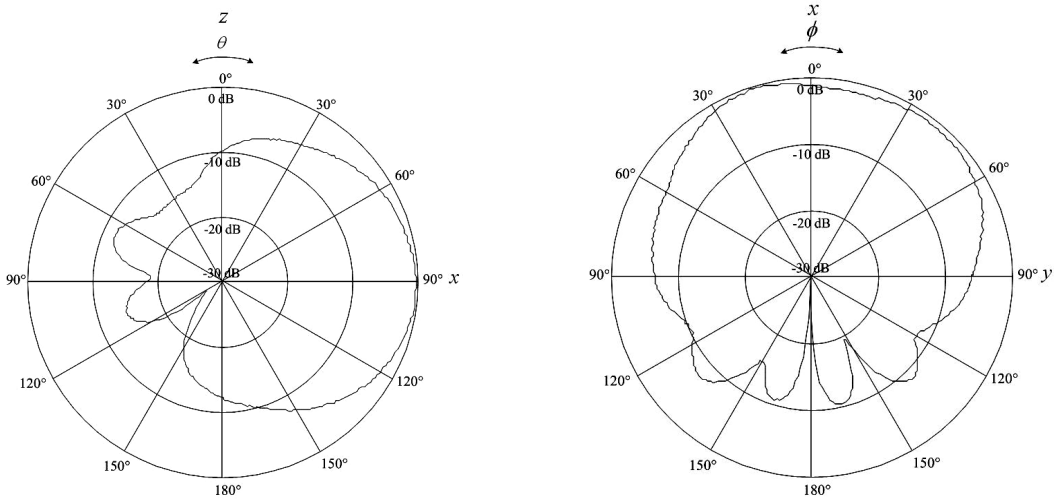
แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นเป็นคุณสมบัติที่สำคัญในการออกแบบสายอากาศร่องแบบโพลาไรซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก ดังนั้นในหัวข้อนี้จะแสดงถึงคุณลักษณะของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของร่องบนผิวตัวนำทรงกระบอกด้านนอก จะพิจารณาแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของร่องคู่วางตัวตั้งฉากซึ่งกันและกันบนผิวตัวนำทรงกระบอก โดยที่จะเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างร่องเพื่อเป็นแนวทางในการหาระยะที่เหมาะสมเพื่อออกแบบสายอากาศร่องแบบโพลาไรซ์เชิงวงกลมที่มีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นตามความต้องการได้ต่อไป พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศอ้างตามตารางที่ 4.1 ในรูปที่ 4.10 จะเป็นการแสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศร่องคู่วางตัวตั้งฉากซึ่งกันและกัน เมื่อ  $kb = 5, 9$  และ  $15$  โดยที่  $k = 2\pi/\lambda$  และ  $b$  คือรัศมีภายนอกของทรงกระบอกแกนร่วม



(f)



(g)



(ก)

ระนาบ XZ ( $\phi = 0^\circ$ )

ระนาบ XY ( $\theta = 90^\circ$ )

รูปที่ 4.10 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศร่องคู่วางตัวตั้งฉากซึ่งกันและกัน  
เมื่อ (ก)  $kb = 5$  (ข)  $kb = 9$  (ค)  $kb = 15$

#### 4.8 การออกแบบสายอากาศด้วยเงื่อนไขที่เหมาะสม

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพิจารณาถึงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศร่องแบบโพลาริซเซชันวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก และความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ณ จุดป้อนสัญญาณที่โพรบซึ่งถือว่าเป็นองค์ประกอบสำคัญที่ใช้เป็นเงื่อนไขในการออกแบบให้สายอากาศมีความเหมาะสมที่สุดสำหรับการประยุกต์ใช้งานกับระบบการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ ดังนั้นสิ่งที่เราต้องการคือแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่มีค่าคลื่นหลักที่กระจายออกในทิศทางด้านหน้าด้านเดียวในขณะที่เดียวกันก็มีความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่อยู่ในเกณฑ์ที่ต้องการด้วย

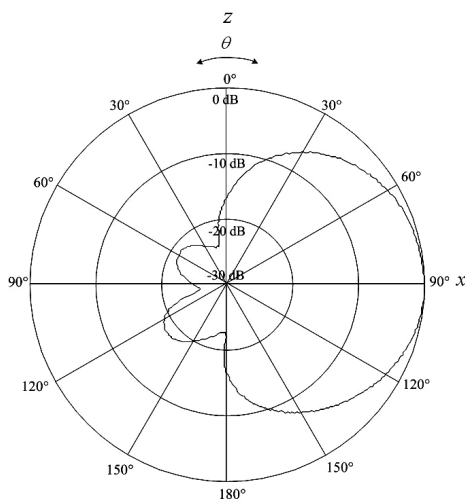
ในการหาเงื่อนไขที่เหมาะสมที่สุดของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ เริ่มแรกโดยการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งและระยะห่างระหว่างร่องเพื่อหาแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ดีที่สุด จากนั้นพิจารณาความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของตำแหน่งของร่อง เพื่อให้ได้เงื่อนไขที่เหมาะสมที่สุดทั้งแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นและความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ สุดท้ายจะได้ขนาดของพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดซึ่งแสดงในตารางที่ 4.2 และรูปที่ 4.11 และ 4.12 จะแสดง



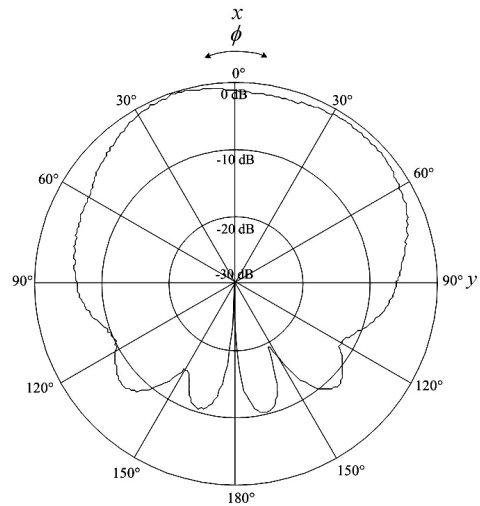
แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นและความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของเงื่อนไขที่เหมาะสมที่สุดใน การออกแบบสายอากาศร่องแบบโพลาริซเซิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก

ตารางที่ 4.2 แสดงขนาดพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดของสายอากาศ

พารามิเตอร์	ขนาด (ที่ความถี่ 10 GHz)
ขนาดโพรง ( $z_d$ )	$1.47 \lambda$
ตำแหน่งร่อง ( $\phi_s, z_s$ )	$(30^\circ, 0.735 \lambda)(z_d / 2)$
ความยาวร่อง ( $l_s$ )	$0.5 \lambda$
รัศมีภายในทรงกระบอก ( $a$ )	$1.05 \lambda$
อัตราส่วนรัศมีภายนอกและภายใน ( $b/a$ )	2
มุมเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วม ( $\phi_c$ )	$60^\circ$
ความกว้างร่อง ( $w_s$ )	$0.03 \lambda$
ความยาวโพรบ ( $l_f$ )	$0.25 \lambda$
ตำแหน่งโพรบ ( $\phi_f, z_f$ )	$(30^\circ, 0.735 \lambda)$

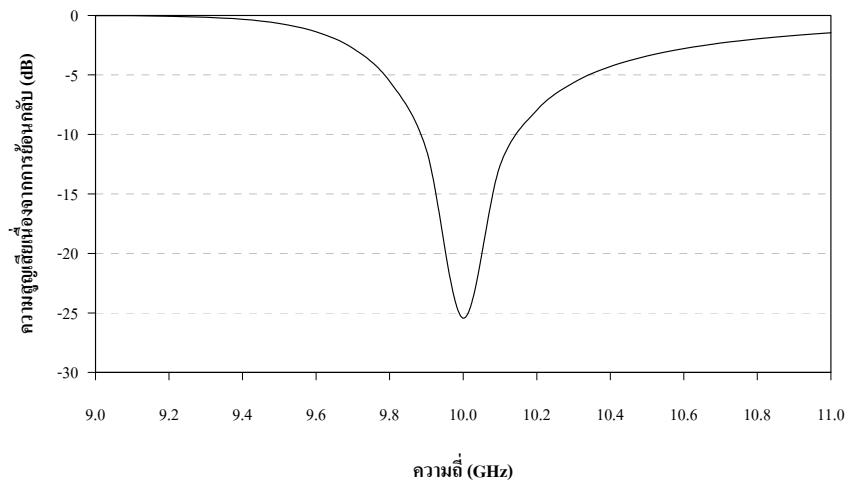


(ก) ระนาบ XZ ( $\phi = 0^\circ$ )



(ข) ระนาบ XY ( $\theta = 90^\circ$ )

รูปที่ 4.11 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นด้วยพารามิเตอร์ที่ให้เงื่อนไขที่เหมาะสมที่สุด



รูปที่ 4.12 แสดงความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้วยพารามิเตอร์ที่ให้เงื่อนไขที่เหมาะสมที่สุด

## 4.9 สรุป

โดยระเบียบวิธีโมเมนต์และเทคนิคของกาเลอกินเราสามารถแปลงระบบสมการเชิงเส้นเป็นระบบเมตริกซ์ เพื่อแก้สมการเชิงอินทิกรัลหาผลเฉลยของกระแสไม่ทราบค่าที่กล่าวมาข้างต้น นั่นคือ เราจะแทนค่าความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กไฟฟ้าที่ยังไม่ทราบค่าด้วยอนุกรมของฟังก์ชันซึ่งประกอบด้วยค่าสัมประสิทธิ์ไม่ทราบค่าและฟังก์ชันฐาน ทำให้ลดรูประบบสมการเชิงเส้นที่มีความซับซ้อนให้อยู่ในรูปของระบบสมการเมตริกซ์ ด้วยวิธีการทางเมตริกซ์ทำให้เราสามารถทราบค่ากระแสแม่เหล็กและกระแสไฟฟ้าที่เป็นผลเฉลยของสมการเชิงอินทิกรัลสำหรับโครงสร้างสายอากาศที่ศึกษาได้ จากนั้นจะนำไปวิเคราะห์คุณลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานและอิมพีแดนซ์ด้วยกระบวนการที่กล่าวมาแล้วข้างต้น

จากพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของโครงสร้างสายอากาศที่มีต่อคุณลักษณะของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นและอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศร่องแบบโพลาไรซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์ของโพรงรูปทรงกระบอกที่ป้อนสัญญาณด้วยโพรบ ซึ่งพารามิเตอร์ที่เราได้พิจารณามีดังนี้ คือ ขนาดโพรง ตำแหน่งร่อง รัศมีภายในทรงกระบอก อัตราส่วนรัศมีภายนอกและรัศมีภายใน และระยะห่างระหว่างร่อง จากการศึกษาที่ได้กล่าวไปแล้วทำให้เราได้รู้แนวทางในการออกแบบสายอากาศเพื่อให้มีคุณสมบัติอยู่ในเงื่อนไขที่เหมาะสมที่สุดในการนำไปใช้งาน โดยการปรับพารามิเตอร์ของสายอากาศต่าง ๆ เพื่อการทำให้ได้แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นและอิมพีแดนซ์ด้านเข้าที่เหมาะสมที่สุด ซึ่งจะแสดงผลการคำนวณดังกล่าวเพื่อเปรียบเทียบกับผลการวัดในบทที่ 5 ต่อไป

## บทที่ 5

### การวิเคราะห์ผลการคำนวณและผลการทดสอบสายอากาศ

#### 5.1 บทนำ

ในบทนี้จะแสดงการวิเคราะห์ผลการคำนวณและผลการทดสอบค่าคุณลักษณะของสายอากาศได้แก่ อิมพีแดนซ์ด้านเข้า แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น ความกว้างแถบ อัตราขยาย และการโพลาไรซ์ของสายอากาศ เพื่อให้เกิดความรู้และความเข้าใจในธรรมชาติของสายอากาศร่องแบบโพลาไรซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก ที่ป้อนสัญญาณด้วยโพรบในแนวรัศมี ซึ่งจะนำไปสู่การออกแบบและสร้างสายอากาศเพื่อให้ได้ค่าคุณลักษณะของสายอากาศดังกล่าวตรงตามจุดประสงค์การใช้งาน

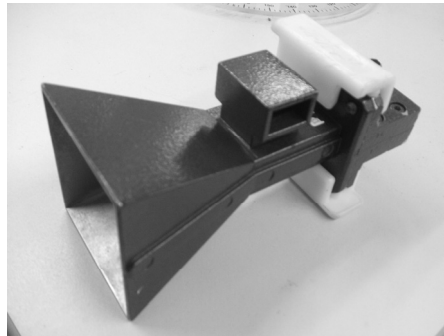
#### 5.2 ผลการทดสอบสายอากาศ

##### 5.2.1 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ และอิมพีแดนซ์ด้านเข้า

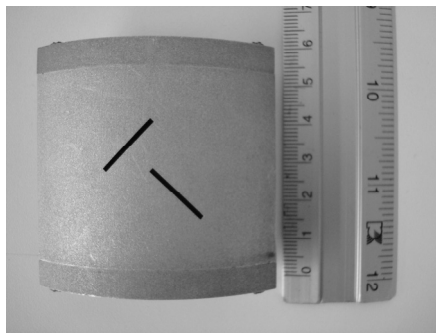
ในหัวข้อนี้จะเป็นการเปรียบเทียบผลจากการคำนวณและผลการทดสอบสายอากาศซึ่งสร้างตามเงื่อนไขในตารางที่ 4.2 และรูปที่ 5.1 แสดงภาพถ่ายสายอากาศที่สร้างเพื่อการทดสอบ โดยมีขั้นตอน ดังนี้

##### ขั้นตอนการวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

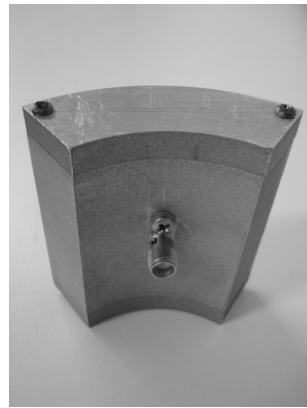
1. วัดที่ความถี่ 10 GHz
2. สายอากาศปากแตรเป็นสายอากาศส่ง ดังรูปที่ 5.1(ก)
3. สายอากาศร่องแบบโพลาไรซ์เชิงวงกลม ดังรูปที่ 5.1(ข) และ 5.1(ค)
4. ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 เมตร ตามรูปที่ 5.2
5. วัดค่า  $S_{21}$  โดยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย HP 8722D



(ก) สายอากาศปากแตร

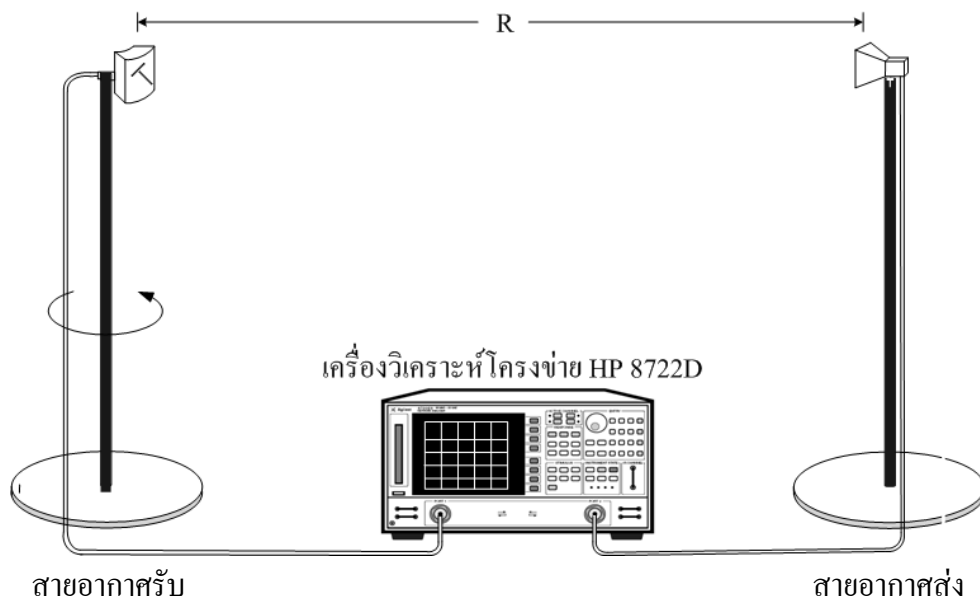


(ข) ด้านหน้าสายอากาศ



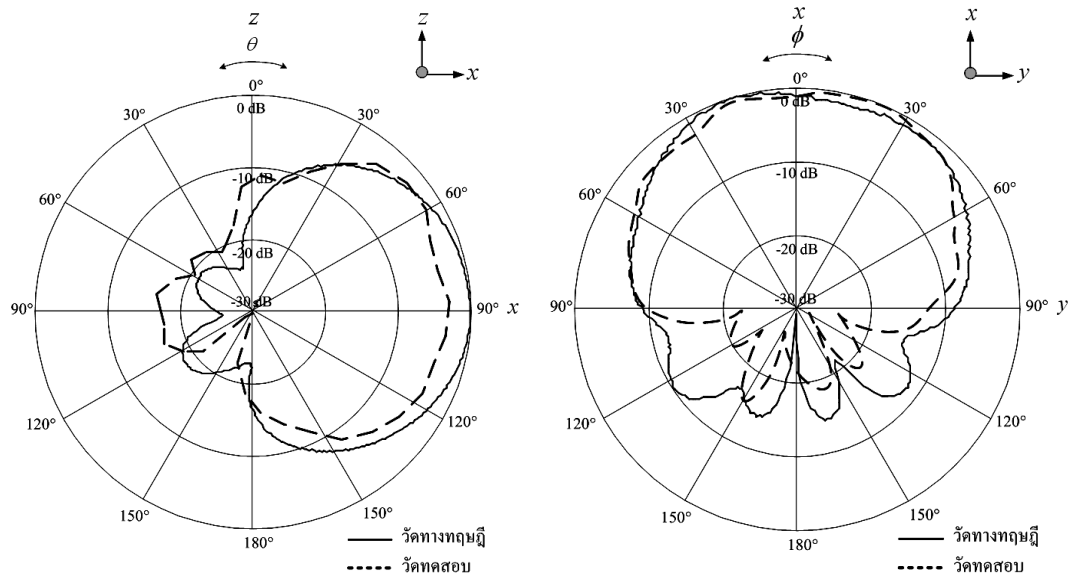
(ค) ด้านหลังสายอากาศ

รูปที่ 5.1 แสดงภาพถ่ายสายอากาศในการทดสอบ



รูปที่ 5.2 แสดงแบบจำลองการวางอุปกรณ์ในการวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

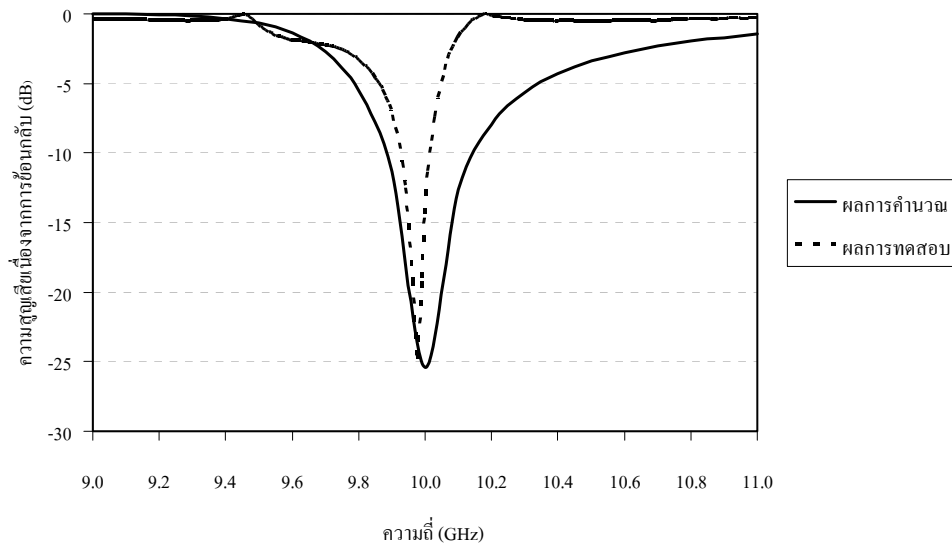
จากรูปที่ 5.3 จะแสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศร่อนแบบโพลาริซเซชันเชิงวงกลมบนเซกเตอร์ของโพรงทรงกระบอกแแกนร่วมที่ป้อนสัญญาณด้วยโพรบ และรูปที่ 5.4 จะเป็นผลการเปรียบเทียบผลการคำนวณและผลการทดสอบของความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศร่อนเชิงวางตัวตั้งฉากซึ่งกันและกัน พิจารณาแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นจากการทดลองในรูปที่ 5.3 จะพบว่าในระนาบ XY และ XZ มีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (half-power beamwidth) ประมาณ 120 องศา และ 60 องศา ตามลำดับ ซึ่งจะแคบกว่าผลการคำนวณแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น ส่วนค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ได้จากการทดลองแสดงดังรูปที่ 5.4 จะเห็นได้ว่าความถี่ที่เกิดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ต่ำอยู่ที่ความถี่ 9.96 GHz และถือว่าใกล้เคียงกับความถี่ 10 GHz ที่ได้เลือกออกแบบจากตอนต้น



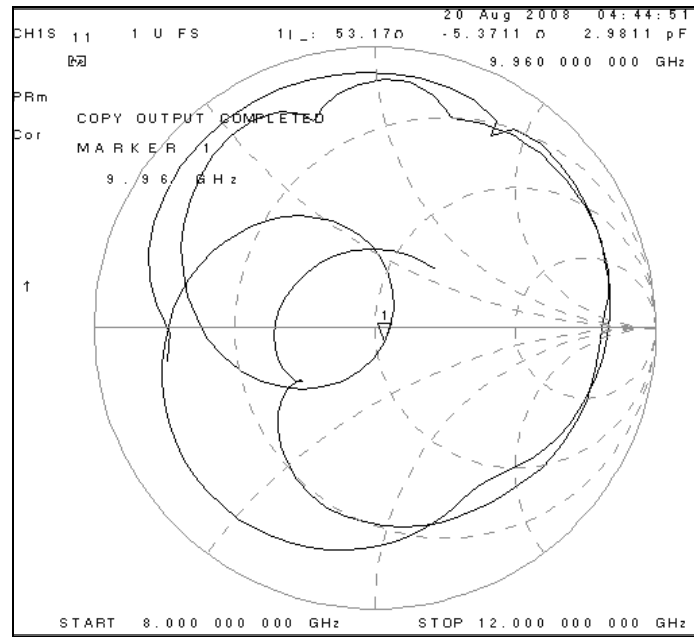
(ก) ระนาบ XZ ( $\phi = 0^\circ$ )

(ข) ระนาบ XY ( $\theta = 90^\circ$ )

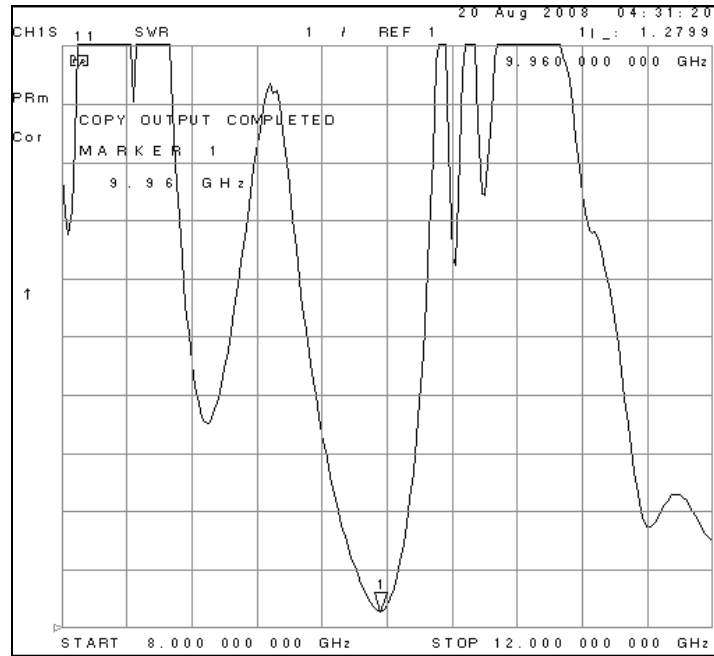
รูปที่ 5.3 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศร่องเฉียงคู่วางตัวตั้งฉากซึ่งกันและกัน  
เมื่อ  $z_d = 3.73$  ซม.,  $h = 1.5$  ซม.,  $l_s = 1.5$  ซม.,  $z_s = 2.205$  ซม.,  $b/a = 2.0$ ,  $a =$  ซม.



รูปที่ 5.4 แสดงความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเปรียบเทียบระหว่างผลการคำนวณ  
และการทดสอบ



รูปที่ 5.5 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศต้นแบบ



รูปที่ 5.6 แสดงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) ของสายอากาศต้นแบบ

จะเห็นได้จากค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศต้นแบบในรูปที่ 5.5 นั้น ค่าความต้านทานเท่ากับ 53.17 โอห์ม ซึ่งใกล้เคียงกับค่าความต้านทานของโหลดซึ่งเรากำหนดไว้ที่ 50 โอห์ม และค่ารีแอกแตนซ์เท่ากับ -5.37 โอห์ม ซึ่งใกล้เคียงกับ 0 ซึ่งจะทำให้สามารถเรโซแนนซ์ ที่ความถี่ 9.96 GHz และค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) จะอยู่ที่ 1:1.27 ดังรูปที่ 5.6

### 5.2.2 การวัดความกว้างแถบของสายอากาศ

การพิจารณาความกว้างแถบความถี่ของสายอากาศ สามารถหาได้จาก

$$\% \text{ ความกว้างแถบ} = \frac{f_{high} - f_{low}}{f_c} \times 100 \quad (5.1)$$

โดยที่  $f_{high}$  คือความถี่สูงสุดของสายอากาศที่สามารถทำงานได้

$f_{low}$  คือความถี่ต่ำสุดของสายอากาศที่สามารถทำงานได้

$f_c$  คือความถี่ใช้งานที่เรากำหนด

ซึ่งเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 5.4 จะสามารถหาความกว้างแถบของสายอากาศจากการ คำนวณและการทดสอบตามตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 แสดงความกว้างแถบความถี่ของสายอากาศ

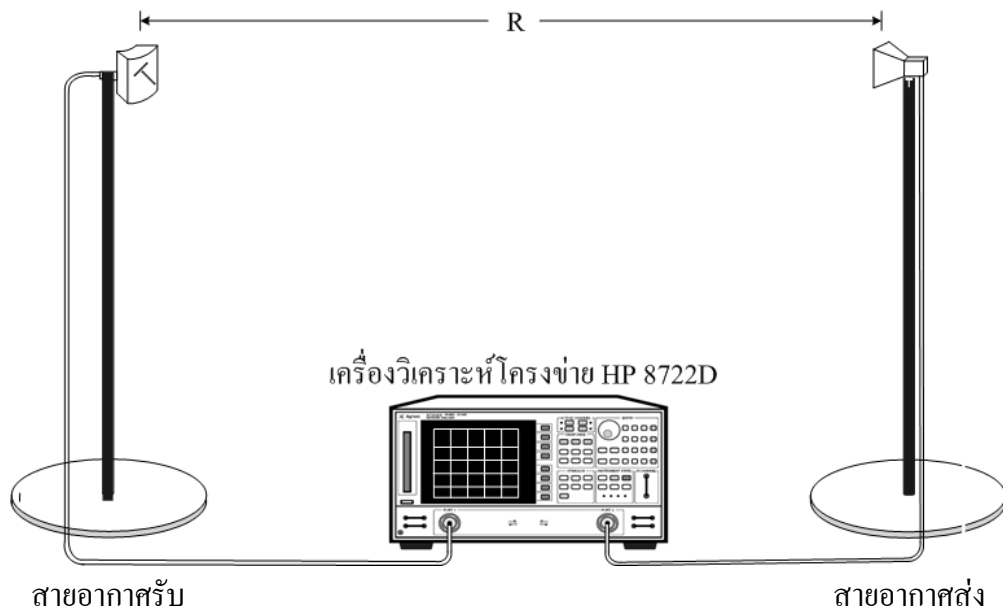
$f_c$ (GHz)	$f_{high}$ (GHz)	$f_{low}$ (GHz)	BW (%)	BW (MHz)
10 (ค่าจากการคำนวณ)	10.135	9.875	2.6	260
9.96 (ค่าจากการทดสอบ)	10.025	9.925	1.0	100

ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลการคำนวณค่าความกว้างแถบความถี่จากค่าการคำนวณ ให้ความ กว้างแถบที่สูงกว่าความกว้างแถบความถี่จากการทดสอบด้วยสายอากาศต้นแบบ โดยความกว้าง แถบความถี่จากการคำนวณและการวัดทดสอบมีค่าเท่ากับ 2.6% หรือ ประมาณ 260 MHz และ 1.0% ซึ่งประมาณ 100 MHz ตามลำดับ



### 5.2.3 การวัดอัตราขยายของสายอากาศ

การวัดอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบนั้น ได้เลือกใช้สายอากาศปากแตรที่ทราบอัตราขยายที่แน่นอนเป็นสายอากาศอ้างอิงสำหรับภาคส่ง และสายอากาศร่องแบบโพลาริซเซิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอกสำหรับภาครับ ซึ่งแสดงการจัดวางอุปกรณ์ดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 แสดงการจัดตั้งอุปกรณ์เพื่อวัดอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบ

โดยการนำสมการพื้นฐาน (Friis transmission equation) มาใช้ในการคำนวณอัตราขยายคือ

$$\frac{P_r}{P_t} = \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t G_r \quad (5.2)$$

โดยที่  $P_t$  คือกำลังงานที่ป้อนให้กับสายอากาศภาคส่ง

$P_r$  คือกำลังงานที่รับได้จากสายอากาศภาครับ

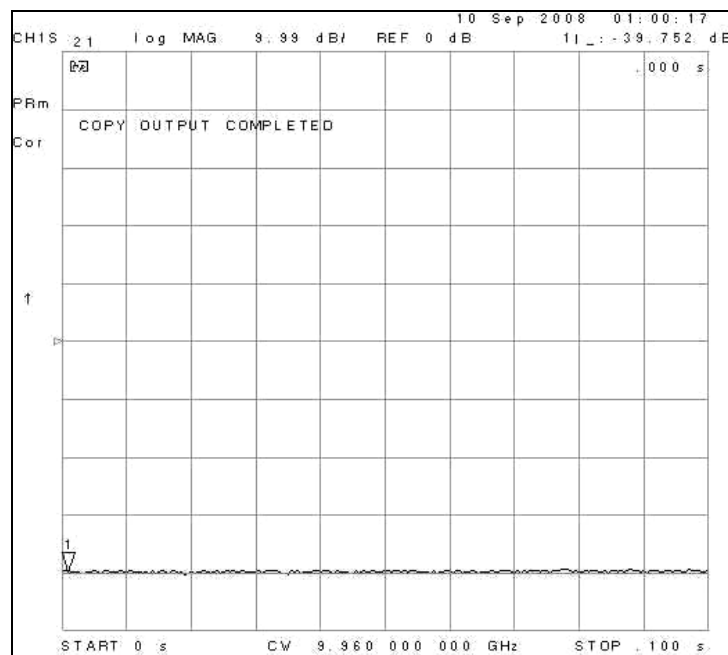
$G_t$  คืออัตราขยายของสายอากาศภาคส่ง

$G_r$  คืออัตราขยายของสายอากาศภาครับ

$R$  คือระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ (1 เมตร)

จากสมการ (5.2) สามารถคำนวณอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบได้ และเขียนอยู่ในรูปหน่วยเป็น dB ได้ว่า

$$G_r = P_r - P_t + 20 \log \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) - G_t \quad (5.3)$$

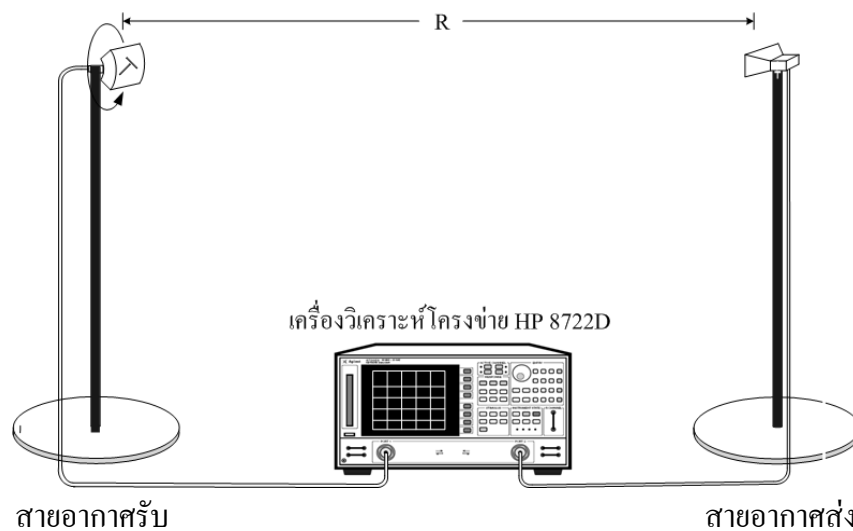


รูปที่ 5.8 แสดงกำลังงานที่รับได้จากสายอากาศร่องแบบโพลาริซิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก

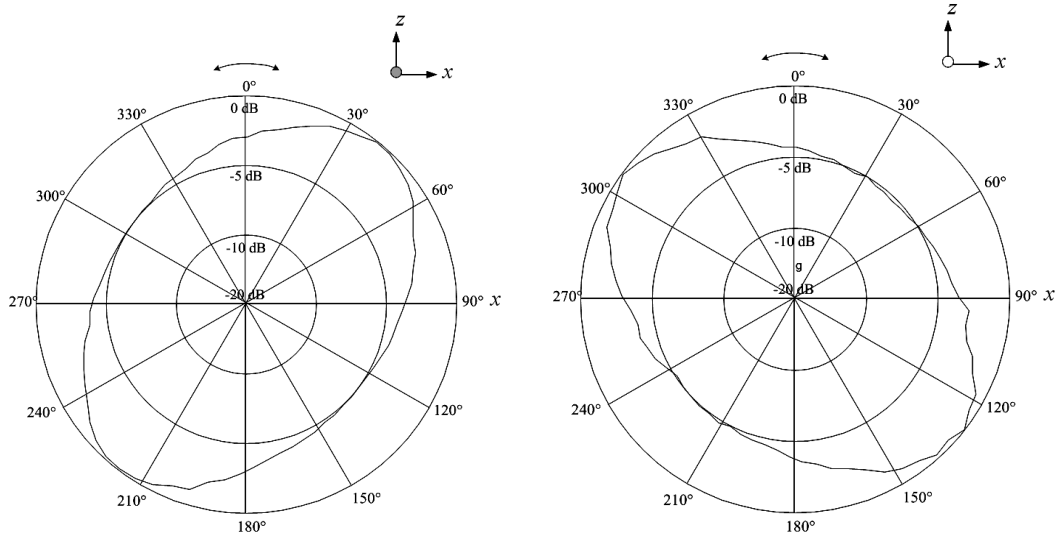
ในการวัดทดสอบได้ทำการวัดที่ความถี่ 9.96 GHz ระยะห่างระหว่างสายอากาศอยู่ที่ 1 เมตร โดยป้อนกำลังงานสำหรับสายอากาศภาคส่งเท่ากับ -10 dB ซึ่งอัตราขยายของสายอากาศภาคส่งเท่ากับ 14.8 dB สามารถวัดกำลังงานจากสายอากาศภาครับได้เท่ากับ -39.75 dB ดังรูปที่ 5.8 เมื่อนำไปคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศภาครับตามสมการ (5.3) จะได้อัตราขยายเท่ากับ 7.89 dB ซึ่งเป็นอัตราขยายที่สูงเมื่อเทียบกับงานวิจัยที่โครงสร้างใกล้เคียงกันที่ให้อัตราขยายเท่ากับ 5.83 dB และ 8.31 dB สำหรับร่องเดี่ยวและร่องคู่ที่แฉกลำดับกันโดยวางตัวในแนวแกนหรือแนวตั้งตามลำดับ (Wongsan, 2003)

#### 5.2.4 การวัดโพลาไรซ์ของสายอากาศ

โพลาไรซ์ของสายอากาศจะแสดงถึงคุณสมบัติของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกไป และเกิดจากขนาดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าซึ่งแปรผันตามเวลา สำหรับการตรวจความเป็นโพลาไรซ์ของสายอากาศร่องแบบโพลาไรซ์เชิงวงกลม ได้ทำการวัดโดยวัดแบบรูปการโพลาไรซ์ของสายอากาศ โดยใช้ตัวส่งที่เป็นสายอากาศปากแตรซึ่งมีโพลาไรซ์เป็นแบบเชิงเส้น (linear polarized) และจัดการวางอุปกรณ์ตามรูปที่ 5.9 โดยหมุนสายอากาศภาครับในแนวขวางเพื่อดูแนวโน้มของแบบรูปการโพลาไรซ์ของสายอากาศ ซึ่งได้แสดงแบบรูปการโพลาไรซ์ดังรูปที่ 5.10 ซึ่งจะเห็นได้ว่าโพลาไรซ์ที่เกิดขึ้นนั้นจะเริ่มเป็นโพลาไรซ์เชิงวงกลมที่ -5 dB ซึ่งได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.10(ก) และรูปที่ 5.10(ข)



รูปที่ 5.9 แสดงการจัดตั้งอุปกรณ์เพื่อวัดโพลาไรซ์ของสายอากาศต้นแบบ



(ก) ภาคส่งเป็น E-plane

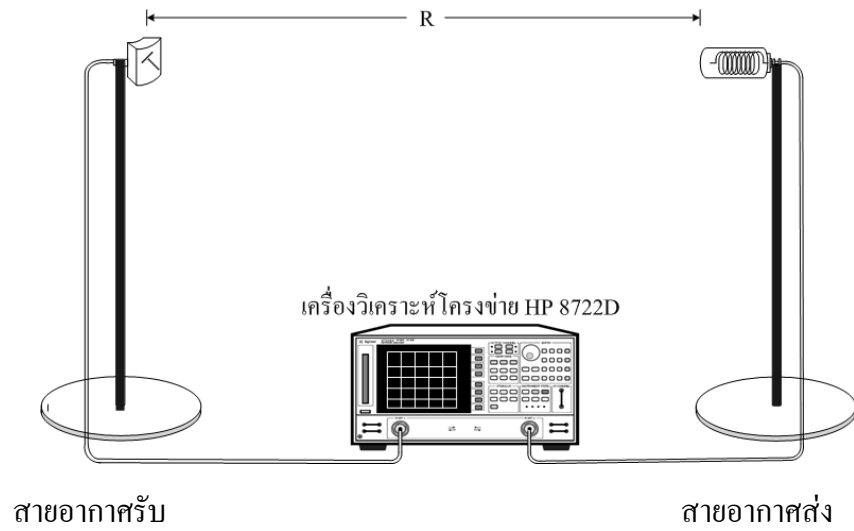
(ข) ภาคส่งเป็น H-plane

รูปที่ 5.10 แสดงแบบรูปการโพลาไรซ์ของสายอากาศร่องแบบโพลาไรซ์เชิงวงกลมบน  
เซกเตอร์โพรงทรงกระบอก

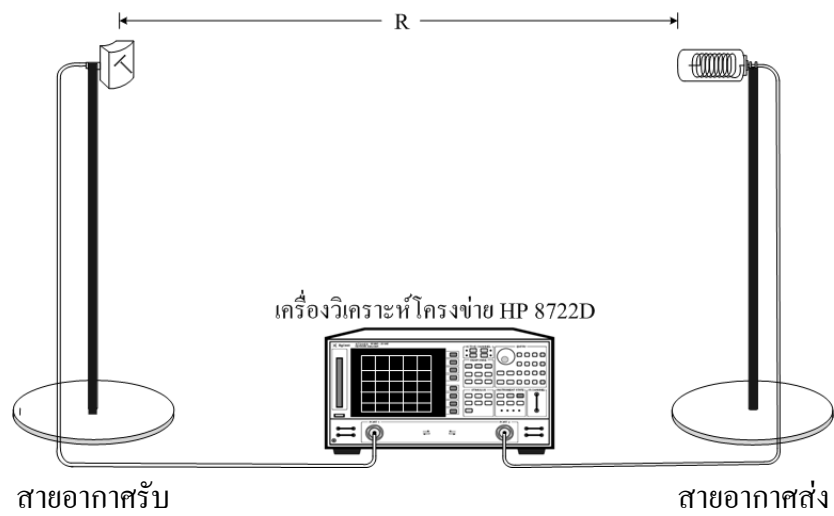
จากนั้นทำการตรวจสอบโพลาไรซ์เชิงวงกลมของสายอากาศ เพื่อระบุชนิดของโพลาไรซ์เชิงวงกลมว่าเป็นโพลาไรซ์เชิงวงกลมชนิดหมุนซ้าย (left hand circularly polarization : LHCP) หรือโพลาไรซ์เชิงวงกลมชนิดหมุนขวา (right hand circularly polarization : RHCP) โดยการใช้สายอากาศแบบเกลียว (helix antenna) เป็นสายอากาศภาคส่ง เพื่อเปรียบเทียบกำลังงานที่รับได้สูงสุดจากการส่งด้วยสายอากาศแบบเกลียวชนิด LHCP และ RHCP ตามรูปการจัดวางอุปกรณ์ดังรูปที่ 5.11 และได้ผลการวัดทดสอบดังตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 แสดงค่ากำลังงานสูงสุดของสายอากาศต้นแบบตามชนิดของโพลาไรซ์เชิงวงกลม

ชนิดของสายอากาศภาคส่ง	กำลังงานที่รับได้สูงสุดจากสายอากาศภาครับ (dB)	
	สายอากาศวางตัวในแนวตั้ง	สายอากาศวางตัวในแนวนอน
LHCP	-38.6	-37.5
RHCP	-45.3	-44.6



(ก)



(ข)

รูปที่ 5.11 แสดงการจัดอุปกรณ์เพื่อทดสอบชนิดของแบบโพลาไรซ์เชิงวงกลมของสายอากาศต้นแบบ (ก) ภาคส่งเป็น LHCP (ข) ภาคส่งเป็น RHCP

จากตารางที่ 5.2 จะเห็นได้ว่าค่าพลังงานสูงสุดของสายอากาศต้นแบบที่ภาคส่งเป็นสายอากาศแบบเกลียวชนิด LHCP และ RHCP มีความแตกต่างกันอย่างชัดเจนทั้งการวางตัวในแนวตั้งและแนวนอนของสายอากาศภาครับ โดยที่เมื่อสายอากาศภาคส่งเป็นชนิด LHCP จะสามารถรับค่าพลังงานสูงสุดได้มากกว่าชนิด RHCP จึงสามารถกล่าวได้ว่าสายอากาศร่องแบบโพลาริซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอกสำหรับงานวิจัยนี้เป็นสายอากาศที่ให้การโพลาริซ์เชิงวงกลม ชนิด LHCP

### 5.3 สรุป

จากผลการทดสอบสายอากาศต้นแบบข้างต้น โดยการพิจารณาเปรียบเทียบกับผลการคำนวณในบทที่ 4 จะเห็นได้ว่าสายอากาศร่องแบบโพลาริซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอกให้แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ใกล้เคียงกันทั้งผลการคำนวณและการวัดทดสอบ และมีอัตราขยายเท่ากับ 7.89 dB ซึ่งสูงกว่าสายอากาศร่องในลักษณะการวางตัวที่แตกต่างกันบนโครงสร้างที่คล้ายกัน อันเนื่องมาจากการวางตัวของร่องคู่วางนียงตั้งฉากซึ่งกันและกัน และจากการทดสอบแบบการโพลาริซ์ของสายอากาศสามารถระบุได้ว่าสายอากาศสำหรับงานวิจัยนี้เป็นสายอากาศที่ให้การโพลาริซ์เชิงวงกลมชนิด LHCP ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศสำหรับสถานีฐานหรือในระบบการสื่อสารไร้สายเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของการเชื่อมต่อให้มีประสิทธิภาพต่อไป

## บทที่ 6

### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอสายอากาศร่องแบบโพลาริซเซชันเชิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก สายอากาศแบบนี้มีลักษณะเด่นด้วยโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน มีความแข็งแรงรองรับกำลังงานสูงได้ และสามารถที่จะนำเซกเตอร์ของทรงกระบอกมาประกอบเป็นทรงกระบอกเต็มใบ โดยใช้ตัวแบ่งกำลังงานส่งผ่านสัญญาณด้านเข้าให้โพรบในแต่ละจุดป้อนสัญญาณซึ่งสามารถทำได้อย่างสะดวกและง่าย สายอากาศที่นำเสนอจะสร้างด้วยเซกเตอร์ของโพรงรูปทรงกระบอกแกนร่วมซึ่งจะถูกเจาะเป็นร่องแคบ ๆ ในแนวเฉียง 45 องศา 2 ร่องที่วางตัวในแนวตั้งฉากซึ่งกันและกันบนผิวตัวนำชั้นนอกที่ทำหน้าที่เป็นช่องเปิดเชื่อมต่อสัญญาณภายในและภายนอกโพรง ส่วนการเชื่อมต่อสัญญาณระหว่างโพรงและเครื่องรับส่งจะส่งผ่านโพรบเส้นผ่าศูนย์กลางน้อย ๆ วางตัวในแนวรัศมีจากตัวนำชั้นใน

โดยการประยุกต์ใช้หลักการสนามสมมูลและเงื่อนไขขอบเขตกับโครงสร้างสายอากาศเพื่อสร้างสมการเชิงอินทิกรัลซึ่งจะมีตัวแปรที่ไม่ทราบค่าแสดงอยู่ในสมการนี้ นั่นคือกระแสแม่เหล็กและกระแสไฟฟ้าที่ร่องและโพรบตามลำดับ ซึ่งเป็นกุญแจสำคัญที่จะใช้หาค่าคุณลักษณะพื้นฐานของสายอากาศ ในขั้นตอนการหาค่าของกระแสแม่เหล็กไฟฟ้านี้จะสำเร็จได้ต้องอาศัยฟังก์ชันไดเอดิกของกรีนที่เป็นผลการตอบสนองอิมพัลส์สำหรับโครงสร้างสายอากาศ และระเบียบวิธีโมเมนต์ร่วมกับเทคนิคการเลอกินซึ่งเป็นวิธีการวิเคราะห์เชิงตัวเลขที่จะแปลงระบบสมการเชิงเส้นเป็นระบบเมตริกซ์เพื่อแก้หาผลเฉลยของสมการเชิงอินทิกรัล จากนั้นจะนำกระแสแม่เหล็กและกระแสไฟฟ้าที่ได้ไปวิเคราะห์ต่อไป

การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเริ่มจากอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศร่องบนเซกเตอร์ของโพรงรูปทรงกระบอกแกนร่วมที่ป้อนสัญญาณด้วยโพรบ ซึ่งทำให้เรามีความรู้และเข้าใจในพื้นฐานของอิทธิพลจากขนาดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศที่มีต่อแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นและอิมพีแดนซ์ด้านเข้า จากนั้นได้เจาะร่องเฉียงคู่บนผิวตัวนำทรงกระบอกเพื่อศึกษาแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นและอิมพีแดนซ์ด้านเข้า โดยการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ที่เราสนใจและมีผลต่อโครงสร้างและสนามที่เกิดขึ้นสำหรับการออกแบบเพื่อจะนำสายอากาศไปใช้งานสิ่งสำคัญนั้นคือจะต้องทำให้สายอากาศมีความเหมาะสมที่สุดสำหรับระบบนั้น ๆ และเงื่อนไขที่ได้นำมาพิจารณาในการออกแบบสายอากาศ

นั่นก็คือแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นและความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ การวิเคราะห์เชิงทฤษฎีทั้งหมดทำโดยโปรแกรมคำนวณเชิงเลขชั้นสูง (MATLAB)

จากบทที่ 3 ได้มีการพัฒนาฟังก์ชันโคแอดิกของกรีนสำหรับโครงสร้างโพรงเซกเตอร์ทรงกระบอกที่มีการเจาะร่องในลักษณะร่องเฉียงคู่ ซึ่งวางตัวตั้งฉากซึ่งกันและกันเพื่อให้ได้การโพลาไรซ์เชิงวงกลมนั้น เมื่อนำมาประยุกต์ร่วมกับระเบียบวิธีโมเมนต์ในบทที่ 4 จะได้ค่ากระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบริเวณปากร่องดังกล่าว เพื่อนำไปคำนวณหาค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ เช่น อิมพีแดนซ์ค้ำหน้า แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น เป็นต้น ซึ่งจะวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด ดังตารางที่ 4.2

จากบทที่ 5 ได้แสดงผลการทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นและความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศที่ได้ออกแบบและสร้างสายอากาศต้นแบบตามพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดในตารางที่ 4.2 จะพบว่าผลการทดสอบมีความสอดคล้องและใกล้เคียงกับผลการคำนวณไม่ว่าจะเป็นแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ให้ความกว้างลำคลื่นในระนาบ XY (azimuth plane) ประมาณ 120 องศา และความกว้างลำคลื่นในระนาบ XZ (elevation plane) ประมาณ 60 องศา ซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับ 7.89 dB และมีความกว้างแถบประมาณ 100 MHz ณ ความถี่ 9.96 GHz และเมื่อทำการวัดการโพลาไรซ์ของสายอากาศ สามารถยืนยันได้ว่าสายอากาศที่ออกแบบสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้การโพลาไรซ์เชิงวงกลมชนิดหมุนซ้าย (LHCP) ด้วยผลการวัดดังตารางที่ 5.2

สำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ สายอากาศร่องแบบโพลาไรซ์เชิงวงกลมบนเซกเตอร์โพรงทรงกระบอก สามารถพัฒนาต่อได้ในเรื่องของทิศทางการแผ่กระจายคลื่นและสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ โดยการทำแฉวลำดับของร่องอยู่บนผิวตัวนำทรงกระบอก เพื่อให้สายอากาศมีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่เจาะจงทิศทางมากขึ้นและโดยการทำแฉวลำดับตัวสายอากาศในแนวเส้นรอบวงเพื่อให้ได้การแผ่กระจายคลื่นที่รอบทิศทางมากขึ้น ซึ่งสามารถพัฒนาต่อได้ขึ้นอยู่กับความสนใจและการประยุกต์ใช้งานในอนาคต



## รายการอ้างอิง

- Balanis, C. A. (1989). **Advanced Engineering Electromagnetics**. John Wiley & Sons. New York.
- Balanis, C. A. (1997). **Antenna Theory Analysis and Design**. John Wiley & Sons. New York.
- Fan, G.X., and Jin, J.M. (1997). **IEEE Transactions**. Scattering from Cylindrical Conformal Slotted Waveguide Array Antenna.
- Hirano, T., Hirokawa, J., and Ando, M., (2000). **IEEE Transactions on Energy Conversion**. Method of Moment Analysis of a Waveguide Crossed Slot by using the Eigenmode Basis Functions Derived by the Edge-Based Finite-Element Method: 349-353.
- Hirano, T., Hirokawa, J., and Ando, M., (2003). **IEEE Transactions on Energy Conversion**. Design of a Waveguide Cross-Slot Array with Matching Elements Using the Method of Moments with Numerical-Eigenmode Basis Functions: 1046-1048.
- Hirokawa, J., (1993). **A Study of Slotted Waveguide Array Antenna** Department of Electrical and Electric Engineering, Doctoral Dissertation, Tokyo Institute of Technology.
- Hongyu L., Zhenghe F., and Qiji Y., (1998). **IEEE Transactions on Energy Conversion**. Analysis of an offset cross slot in the broad wall of a rectangular waveguide using the Galerkin method: 1702-1705.
- Lue, S.W., Zhuang., Y., and Cao., S.M.(1994). The Equivalent Parameters for the Radiating Slot on a Sectoral Waveguide.
- Min, K.S., Ko, J.W., Arai, H., and Kim, D.I., (2001). **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Circularly Polarized Array Antenna with Electromagnetically Coupled Cross Slot Radiators: 1147-1150.
- Pasri., N. Wongsan, R., Phongcharoenpanich, C., and Krairiksh, M. (2001) Input Impedance of the Circumferential Slot Antenna on a Sectoral Cylindrical Cavity Excited by a Probe.
- Phongcharoenpanich, C., Krairiksh, M., Takada, J., (2001). **International Cooperation Center for Science and Technology of Tokyo**, Impedance Characteristic of a Circularly Polarized Conical Beam Spherical Slot Array Antenna, Japan.

- Seki, H., **Doctoral Dissertation**, Moment and Variation Analysis Slotted Waveguide Antennas and Its Applications, Department of Electrical and Electronic Engineering, Tokyo Institute of Technology.
- Takada, J., Ando H., and Goto, N. (1989). A Slot Coupling Control in Circularly-Polarized Radial Line Slot Antennas.
- Tai, C.T., (1993). **IEEE PRESS**, Dyadic Green Function in Electromagnetic Theory (2nd ed.), New York.
- Wongsan, R., (2003). **Doctoral Dissertation**, A Sectoral Cylindrical Cavity-Backed Slot Array Antenna, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang.
- Wongsan, R., Phongcharoenpanich. C., Krairiksh, M., and Takada, J. (2003) Impedance Characteristic Analysis of an Axial Slot Antenna on a Sectoral Cylindrical Cavity Excited by a Probe using Method of Moments.
- Wongsan, R., Phongcharoenpanich C., Krairiksh M., (2000). **Proceeding of the International Forum cum conference on Information Technology and communication at the Dawn of the New Millennium**. Electromagnetic Dyadic Green's Function of a Sectoral Cylindrical Cavity, Bangkok, Vol.2: 477-486.

ภาคผนวก ก

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

**บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่**

Sarikha, W., Wongsan, R. (2007). **Impedance Characteristics of a Circularly Polarized Slot Antenna on a Sectoral Cylindrical Cavity**. Joint International Conference on Information Communication Technology (JICT). : 131-135.

Sarikha, W., Thavivrot, V., Krachodnok, P., and Wongsan, R. (2008). **Design of a Perpendicular Slots Antenna on a Sectoral Cylindrical Cavity Excited by a Probe**. ECTI International Conference. : 305-308.

## ประวัติผู้เขียน

นายวรากรณ์ สาริษา เกิดเมื่อวันที่ 3 มกราคม พ.ศ. 2523 เริ่มศึกษาชั้นประถมศึกษาปีที่ 1-6 โรงเรียนบ้านควนสามัคคี ชั้นมัธยมศึกษาปีที่ 1-6 ที่โรงเรียนพรุพิพิทยาคม จังหวัดสุราษฎร์ธานี และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี (วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต) สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อปี พ.ศ.2546 ระหว่างศึกษาในระดับปริญญาตรีได้ร่วมกิจกรรมของมหาวิทยาลัยดังนี้ (1) ทำหน้าที่เป็นประธานสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม รุ่นที่7 (2) เป็นสมาชิกองค์การบริหารการศึกษาศึกษาปีการศึกษา 2543 (3) เป็นสมาชิกชมรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์

ปี พ.ศ.2547 ได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ในขณะศึกษาระดับปริญญาโท ได้เสนอบทความวิชาการ 2 เรื่อง ได้แก่

(1) Impedance Characteristics of a Circularly Polarized Slot Antenna on a Sectoral Cylindrical Cavity ในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ Joint International Conference on Information Communication Technology (JICT) พ.ศ.2550 ณ กรุงเทพมหานคร ประเทศสาธารณรัฐประชาชนลาว

(2) Design of a Perpendicular Slots Antenna on a Sectoral Cylindrical Cavity Excited by a Probe ในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) International Conference พ.ศ. 2551 ณ จังหวัดกระบี่ ประเทศไทย