

การออกแบบเสาอากาศชนิดมีช่องสี่เหลี่ยมภายในบนแผ่นวงจรพิมพ์  
ในเครื่องรับวิทยุสื่อสาร

DESIGN OF SLOT ANTENNA FOR MULTI-FREQUENCY  
IN WLAN APPLICATIONS

รศ.ดร.เจษฎาพร ฐิตินันท์

ROBINTHOP JEABARADITIKUL

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของหลักสูตรวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปี พ.ศ. 2552

KRUTHEL-2052-527-52-222-013

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบสายอากาศช่องเปิดสำหรับการใช้งานหลายย่านความถี่  
ในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย

DESIGN OF SLOT ANTENNA FOR MULTI - FREQUENCY  
IN WLAN APPLICATIONS



พรเทพ เจียรประดิษฐกุล

PORNTHAP JEIARAPRADITKUL

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 95052  
วัน,เดือน,ปี. 20 พ.ค. 2552



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL-2009-EN-M-230-013

**DESIGN OF SLOT ANTENNA FOR MULTI - FREQUENCY  
IN WLAN APPLICATIONS**

**PORNTEP JEARAPRADITKUL**

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN INFORMATION ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
2009  
KMITL-2009-EN-M-230-013**

**COPYRIGHT 2009**

**FACULTY OF ENGINEERING**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบสายอากาศช่องเปิดสำหรับการใช้งานหลายย่านความถี่ในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย  
Thesis Title Design of Slot Antenna for Multi-Frequency in WLAN Applications  
นักศึกษา นายพรเทพ เจียรประดิษฐ์กุล  
รหัสประจำตัว 50061001  
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชา วิศวกรรมสารสนเทศ  
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.อรลภ แสงอรุณ  
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2009-EN-M-230-013

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.ชวลิต	เบญจางคประเสริฐ	
รศ.ดร.กนก	เจนจิระพงศ์เวช	
รศ.นภพินท์	อนันตรศิริชัย	
รศ.ดร.ประยูทธ	อักรเอกฉมาลิน	
รศ.อรลภ	แสงอรุณ	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพฤหัสบดีที่ 26 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2552 เวลา 13.30-15.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 2

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 26 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2552

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบสายอากาศช่องเปิดสำหรับการใช้งานหลายย่านความถี่ในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย
ชื่อนักศึกษา	นาย พรเทพ เกียรติประดิษฐกุล
รหัสประจำตัว	50061001
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ	2552
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. อรลภก แสงอรุณ
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม	รศ. นภพินทุ์ อนันตรศิริชัย

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ เป็นการนำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยใช้สายป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ (Microstrip Line) จากนั้นนำไปปรับปรุงเป็นสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่แบบสี่เหลี่ยมผืนผ้าเพื่อให้ได้แบนด์วิดท์ที่กว้างขึ้น โดยสายอากาศจะถูกออกแบบบนวัสดุฐานรอง 2 ชนิด คือ RT/Duroid 5880 และ FR4 โดยใช้โปรแกรมจำลอง IE3D ที่ใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์ (Moment Method: MoM) มาช่วยในการวิเคราะห์สายอากาศ และจะทำการสร้างจริงบนวัสดุฐานรองที่ทำจากแผ่นวงจรพิมพ์ (PCB) ชนิด FR4 ซึ่งสามารถสร้างได้ง่าย และต้นทุนต่ำ โดยมีวัตถุประสงค์ในการออกแบบเพื่อให้ได้สายอากาศที่สามารถใช้งานได้หลายความถี่ในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย WLAN และ WiMAX สายอากาศที่ทำการสร้างนี้มีผลการวัดที่ใกล้เคียงกับการจำลอง ซึ่งทำให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในระบบเครือข่ายไร้สาย (Wireless Local Area Network: WLAN) ที่อยู่ภายใต้มาตรฐานของ IEEE 802.11 b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.11j (4.9-5.0 GHz), IEEE 802.11a (5.150-5.350 GHz), IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) และในระบบ WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) ในมาตรฐาน IEEE 802.16 (3.4-3.6 GHz, 5.7-5.9 GHz)

<b>Thesis Title</b>	Design of Slot Antenna for Multi - Frequency in WLAN Applications
<b>Student</b>	Mr. Pornthep Jearapraditkul
<b>Student ID.</b>	50061001
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Information Engineering
<b>Year</b>	2009
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Ornlarp Sangaroon
<b>Thesis Co-Advisor</b>	Assoc. Prof. Noppin Anantrasirichai

### **ABSTRACT**

This thesis presents the analysis and design of a rectangular slot loop antenna fed by microstrip line, and modifies to be a dual rectangular slot loop antenna for achieving wide bandwidth. The antennas are designed on RT/Duroid 5880 substrate and FR4 substrate using MoM from IE3D Zeland simulation software. The proposed antenna was fabricated on the FR4 substrate only because of ease to manufacture and low cost. The objective is to design antenna for multi-frequency in Wireless Local Area Network (WLAN) and WiMAX applications. Measurement results show good agreement with simulation results that suitable for applications in WLAN system coverage standard of IEEE 802.11 b/g (2.4-2.485 GHz), IEEE 802.11j (4.9-5.0 GHz), IEEE 802.11a (5.15-5.35 GHz), and WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) system coverage standard of IEEE802.16 (3.4-3.6 GHz , 5.7-5.9 GHz).

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความรู้จากท่านอาจารย์ที่ปรึกษา รศ. อรลภก แสงอรุณ และ รศ. นกพินท์ อนันตรศิริชัย ที่คอยให้ความช่วยเหลือและคำชี้แนะในการแก้ปัญหาต่าง ๆ ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ มูลนิธิเพื่อการศึกษาคอมพิวเตอร์และการสื่อสาร ที่ได้มอบทุนการศึกษา ทำให้ข้าพเจ้าสำเร็จการศึกษาตามหลักสูตรของ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ขอขอบคุณ รศ. ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช รศ. ดร. ชวลิต เบญจางคประเสริฐ และอาจารย์ทุกท่านที่ได้กรุณาให้คำแนะนำ และความช่วยเหลือข้าพเจ้า ตลอดจนข้อชี้แนะจนในที่สุด วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงลงได้

ขอขอบคุณ นาย วีรเทพ เกื้อทวีกุล และรุ่นพี่ทุกคนในห้องทดลองที่คอยให้คำปรึกษา และข้อชี้แนะต่าง ๆ แก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ให้ความอนุเคราะห์โปรแกรม IE3D และการทดสอบสายอากาศ

สำหรับคุณงามความดีใด ๆ อันเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดาและมารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพ ตลอดจนครูอาจารย์ทุกท่านที่ช่วยประสิทธิ์ประสาทความรู้ และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า

พรเทพ เจียรประดิษฐกุล

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	IX
สารบัญรูป.....	XI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตการศึกษา.....	3
1.5 ขั้นตอนการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสายอากาศ.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 การแพร่กระจายสัญญาณของสายอากาศ.....	4
2.3 การเกิดฮาร์โมนิกส์.....	7
2.4 ชนิดของสายอากาศ.....	7
2.4.2 สายอากาศแบบช่องเปิด (Aperture Antenna).....	8
2.4.3 สายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Antenna).....	8
2.4.4 สายอากาศแบบแถวลำดับ (Array Antenna).....	9
2.4.5 สายอากาศแบบสะท้อนคลื่น (Reflector Antenna).....	10
2.4.6 สายอากาศแบบเลนส์ (Lens Antenna).....	10
2.5 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ.....	11
2.5.1 แบบรูป แบบไอโซโทรปิก ไดรเรชันแนล และออมนิไดเรชันแนล.....	12
2.5.2 แบบรูปหลัก (Principle Pattern).....	13
2.5.3 ลำคลื่น (Lobe) ของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น.....	13
2.5.3.1 ลำคลื่นหลัก (Major Lobe หรือ Main Lobe).....	14
2.5.3.2 ลำคลื่นย่อย (Minor Lobe).....	14

2.5.3.3 ลำคลื่นข้าง (Side Lobe).....	14
2.5.3.4 ลำคลื่นหลัง (Back Lobe).....	14
2.5.4 บริเวณต่าง ๆ ของสนามจากสายอากาศ.....	15
2.6 ฮาโลฟพาวเวอร์บีมิวคัท.....	17
2.7 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency).....	17
2.8 เกน (Gain).....	19
2.9 อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance).....	20
2.10 แบนด์วิดท์ (Bandwidth).....	22
2.11 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป.....	23
2.11.1 แผ่นตัวนำสายอากาศ.....	23
2.11.2 ชั้นวัสดุฐานรอง.....	23
2.11.3 ระนาบกราวด์ (Ground Plane).....	24
2.12.4 สายนำสัญญาณ (Transmission Line).....	25
2.13 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด.....	26
2.13.1 การแพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศช่องเปิด.....	26
2.13.2 รูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด.....	26
2.14 โครงสร้างพื้นฐานของสายนำสัญญาณไมโครสตริป.....	27
2.15 ลักษณะคลื่นบนสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	28
2.15.1 คลื่นจร (Traveling Wave).....	28
2.15.2 การสะท้อนของคลื่น.....	29
2.15.3 คลื่นนิ่ง (Standing Wave).....	31
2.15.4 การสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss).....	32
2.15.5 โหมดการแพร่กระจายคลื่น.....	33
2.16 สายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยสายไมโครสตริป.....	35
2.16.1 การส่งผ่านคลื่นในสายไมโครสตริป.....	37
2.17 การออกแบบสายไมโครสตริป.....	37

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 3 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	
3.1 บทนำ.....	37
3.2 ทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้าพื้นฐาน.....	37
3.2.1 สมการแมกซ์เวลล์ในรูปดิฟเฟอเรนเชียล.....	37
3.2.2 สมการแมกซ์เวลล์ในรูปอินทิกรัล.....	39
3.3 วิธีโมเมนต์.....	40
3.3.1 ฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก.....	42
3.4 ทฤษฎีพื้นฐานและการนำไปใช้ในการจำลองสายอากาศของโปรแกรม IE3D.....	43
บทที่ 4 การออกแบบและวิเคราะห์ผล.....	47
4.1 การออกแบบสายอากาศโดยใช้วัสดุฐานรองชนิด RT/duroid 5880.....	48
4.1.1 คุณลักษณะของวัสดุฐานรองชนิด RT/duroid 5880.....	48
4.1.2 การคำนวณหาความกว้างของไมโครสตริปไลน์บน RT/duroid 5880.....	49
4.1.3 การคำนวณหาความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880.....	50
4.1.4 รูปแบบและขั้นตอนการออกแบบสายอากาศบน วัสดุฐานรอง RT/duroid 5880.....	51
4.1.5 การออกแบบสายอากาศช่องเปิดวงรอบเดี่ยว รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบน RT/duroid 5880.....	51
4.1.5.1 การปรับระยะห่างระหว่างปลายขอบไมโครสตริปไลน์ กับขอบนอกช่องเปิดล่าง ( $L_m$ ).....	55
4.1.5.2 การปรับความกว้างของช่องเปิดแนวนอนด้านบน ( $S_{S1}$ ).....	56
4.1.5.3 การศึกษาการปรับความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้ง ( $S_y$ ).....	57
4.1.5.4 การปรับความกว้างของช่องเปิดแนวนอนด้านล่าง ( $S_{S2}$ ).....	58
4.1.5.5 สรุปผลการปรับขนาดของสายอากาศช่องเปิด วงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	60
4.1.6 การออกแบบสายอากาศช่องเปิด วงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบน RT/duroid 5880.....	62
4.1.6.1 การปรับความกว้างของช่องเปิดแนวนอนส่วนกลาง ( $S_{S3}$ ).....	63

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.1.6.2	สรุปผลการปรับความกว้างช่องเปิด ( $S_{S3}$ ).....	64
4.2	การออกแบบสายอากาศโดยใช้วัสดุฐานรองชนิด FR4.....	67
4.2.1	คุณลักษณะของวัสดุฐานรองชนิด FR4.....	68
4.2.2	การคำนวณหาความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) บนวัสดุฐานรอง FR4.....	68
4.2.3	การคำนวณหาค่าของสายนำสัญญาณไมโครสตริปไลน์ บนวัสดุฐานรอง FR4.....	68
4.2.4	ลำดับการออกแบบสายอากาศบนวัสดุฐานรอง FR4.....	68
4.2.5	การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยว รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบน FR4.....	70
4.2.5.1	การปรับความกว้างของช่องเปิดแนวนอน ( $S_{S1}$ ).....	71
4.2.5.2	การปรับความกว้างของช่องเปิดแนวตั้ง ( $S_V$ ).....	72
4.2.5.3	การปรับความกว้างของช่องเปิดแนวนอน ( $S_{S2}$ ).....	73
4.2.5.4	สรุปผลการวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยว รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบน FR4.....	74
4.2.6	การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบนวัสดุฐานรอง FR4.....	75
4.2.6.1	การปรับความกว้างของช่องเปิดแนวนอน ( $S_{S3}$ ).....	75
4.2.6.2	การปรับความกว้างของช่องเปิดแนวตั้งส่วนบน ( $S_{V2}$ ).....	76
4.2.6.3	สรุปผลการวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบน FR4.....	77
4.2.7	การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อตัวนำ ที่อยู่ภายในวงรอบสายอากาศ บนวัสดุฐานรอง FR4.....	80
4.2.7.1	การปรับความกว้างของแผ่นตัวนำเชื่อมต่อ ( $C_W$ ).....	80
4.2.7.2	สรุปผลการจำลอง สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อ ตัวนำในวงรอบสายอากาศ บนวัสดุฐานรอง FR4.....	82
4.2.8	การออกแบบสายอากาศแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้งานสามย่านความถี่ บนวัสดุฐานรอง FR4.....	85
4.2.8.1	การปรับพารามิเตอร์ $H_{X1}$ .....	85

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.2.8.2 การปรับพารามิเตอร์.....	86
4.2.8.3 การปรับพารามิเตอร์ $H_{Y_2}$ .....	87
4.2.8.4 การปรับพารามิเตอร์ $H_{X_2}$ .....	88
4.2.8.5 สรุปผลการจำลองสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่ ใช้งานสามย่านความถี่.....	89
4.3 สรุป.....	92
บทที่ 5 การทดสอบ และวัดผล.....	94
5.1 ผลการทดสอบสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่แบบใช้งานสองย่านความถี่.....	94
5.1.1 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศวงรอบคู่.....	94
5.1.2 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศวงรอบคู่.....	96
5.2 ผลการทดสอบสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่ แบบใช้งานสามย่านความถี่.....	97
5.1.1 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศวงรอบคู่ แบบใช้งานสามย่านความถี่.....	97
5.1.2 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศวงรอบคู่ แบบใช้งานสามย่านความถี่.....	98
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ.....	100
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	100
6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนาต่อไป.....	101
บรรณานุกรม.....	103
ภาคผนวก.....	105
ประวัติผู้เขียน.....	122

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 คุณลักษณะของวัสดุฐานรองที่นิยมใช้ในการสร้างสายอากาศ.....	48
4.2 ขนาดของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสและสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีวงรอบเป็น 99.2 มม.....	48
4.3 คุณลักษณะเฉพาะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสและสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้งและแนวนอน.....	54
4.4 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีเปลี่ยน $L_m$ .....	55
4.5 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีปรับเปลี่ยนความกว้างของช่องเปิดแนวนอน $S_{S1}$ .....	57
4.6 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดแนวนอน $S_v$ .....	58
4.7 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดแนวนอนด้านล่าง $S_{S2}$ .....	59
4.8 สรุปค่าพารามิเตอร์ทางขนาดของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	60
4.9 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ผ่านการวิเคราะห์.....	61
4.10 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดแนวนอน $S_{S3}$ .....	64
4.11 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	66
4.12 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีปรับระยะ $L_m$ .....	70
4.13 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวกรณีปรับความกว้าง $S_{S1}$ .....	71
4.14 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยว กรณีปรับความกว้าง $S_v$ .....	72
4.15 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่กรณีปรับความกว้าง $S_{S2}$ .....	74
4.16 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่กรณีปรับความกว้าง $S_{S3}$ .....	76
4.17 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยว และวงรอบคู่ บน FR4.....	78
4.18 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่กรณีปรับความกว้างตัวนำ $C_w$ .....	81

## สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
4.19 ขนาดของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อดำนำ $C_W$ .....	82
4.20 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีปรับ $H_{x2}$ .....	89
4.21 ขนาดช่องเปิดของสายอากาศแบบวงรอบคู่ใช้งานสามย่านความถี่.....	90
5.1 ผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองและวัดจริง.....	95
5.2 ผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองและวัดจริง.....	98

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศ.....	5
2.2 วงจรเสมือนเทวินินของสายอากาศในโหมดการส่ง.....	6
2.3 สายอากาศแบบเส้นลวด.....	7
2.4 สายอากาศแบบช่องเปิด.....	8
2.5 สายอากาศแบบไมโครสตริป.....	9
2.6 สายอากาศแบบแถวลำดับ.....	9
2.7 สายอากาศแบบสะท้อนคลื่น.....	10
2.8 สายอากาศแบบเลนส์.....	11
2.9 ระบบ โคออดิเนทสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ.....	12
2.10 แบบรูปของสายอากาศแบบออมนิไดเรกชันแนล (Omni-directional).....	12
2.11 แบบรูปหลักสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตร (Horn Antenna).....	13
2.12 ลำคลื่น (Lobe) ของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น.....	15
2.13 การแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ.....	16
2.14 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น.....	17
2.15 ขั้วต่ออ้างอิงและการสูญเสียของสายอากาศ.....	18
2.16 สายอากาศส่งและลักษณะวงจรเสมือน.....	21
2.17 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริป.....	23
2.18 สายอากาศไมโครสตริปชนิดต่าง ๆ.....	25
2.19 การแพร่กระจายคลื่นจากไมโครสตริปแบบช่องเปิด.....	26
2.20 รูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด.....	27
2.21 โครงสร้างทางกายภาพของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	28
2.22 สายส่งที่มีความยาวเป็นอนันต์.....	28
2.23 วงจรสมมูล.....	29
2.24 สายส่งที่ต่อโหลดไว้ที่ปลายสาย.....	30
2.25 คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวาง.....	33
2.26 คลื่นที่มีแนวสนามไฟฟ้าวางตามขวาง.....	33
2.27 คลื่นที่มีแนวสนามแม่เหล็กวางตามขวาง.....	34
2.28 สายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยสายไมโครสตริป.....	36

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.29 เส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าในระบบตามขวางของสายไมโครสตริป.....	37
3.1 สนามคกระทบที่ถูกป้อนให้กับ โครงสร้างโลหะ.....	43
4.1 โครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปไลน์.....	49
4.2 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิด ที่ออกแบบบนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880.....	51
4.3 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	52
4.4 ผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสและผืนผ้า.....	53
4.5 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวสี่เหลี่ยมผืนผ้า แนวนอนที่มีความยาววงรอบเท่ากับ 99.2 มม. และความกว้าง ช่องเปิดเท่ากันทุกด้าน 0.5 มม.....	54
4.6 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีปรับเปลี่ยนความยาวไมโครสตริปไลน์ ( $L_m$ ).....	55
4.7 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีปรับความกว้างช่องเปิดแนวนอนด้านบน ( $S_{S1}$ ).....	56
4.8 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีปรับความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง ( $S_v$ ).....	57
4.9 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีปรับความกว้างช่องเปิดแนวนอน ( $S_{S2}$ ).....	59
4.10 ความกว้างของช่องเปิดวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ได้จากการศึกษาวิเคราะห์.....	60
4.11 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยว สี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ผ่านการวิเคราะห์.....	61
4.12 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบน RT/Duroid 5880.....	62
4.13 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่สี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีปรับความกว้างช่องเปิดแนวนอน ( $S_{S3}$ ).....	63
4.14 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่สี่เหลี่ยมผืนผ้า เมื่อขนาดของช่องเปิด $S_{S3} = 2.0$ มิลลิเมตร.....	64
4.15 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่สี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	65
4.16 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่สี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	65

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.17 การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบ วงรอบเดี่ยว และวงรอบคู่โดยใช้สายส่งสัญญาณแบบ ไมโครสตริป ที่ระยะ $L_m$ เดียวกัน.....	66
4.18 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดบนระนาบ YZ.....	67
4.19 ลำดับการออกแบบ โครงร่างสายอากาศช่องเปิดบนวัสดุฐานรอง FR4.....	69
4.20 เปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศช่องเปิดแบบ วงรอบเดี่ยวกรณีปรับระยะ $L_m$ .....	70
4.21 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบ วงรอบเดี่ยวในกรณีปรับความกว้างช่องเปิดแนวนอน ( $S_{S1}$ ).....	71
4.22 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยว กรณีปรับความกว้างช่องเปิดแนวตั้ง ( $S_V$ ).....	72
4.23 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีปรับความกว้างช่องเปิดแนวนอน ( $S_{S2}$ ).....	73
4.24 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	75
4.25 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีปรับเปลี่ยนความกว้างช่องเปิดแนวตั้ง ( $S_{S3}$ ).....	76
4.26 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีปรับความกว้างช่องเปิดแนวตั้ง ( $S_{V2}$ ).....	77
4.27 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยว และวงรอบคู่ กรณีออกแบบบน FR4.....	78
4.28 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่สี่เหลี่ยมผืนผ้าบน FR4.....	79
4.29 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่สี่เหลี่ยมผืนผ้าบน FR4.....	79
4.30 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อแผ่นตัวนำภายใน.....	80
4.31 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อแผ่นตัวนำ ภายในวงรอบ กรณีออกแบบบนวัสดุฐานรอง FR4.....	81
4.32 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีตัวนำ $C_W$ .....	82
4.33 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีตัวนำ $C_W$ .....	83
4.34 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีตัวนำ $C_W$ .....	83

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.35 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดวงรอบคู่ที่มีตัวนำ $C_w$ ...	84
4.36 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่ แบบใช้งานสามย่านความถี่.....	85
4.37 โครงร่างแรกของช่องเปิดที่เจาะอยู่บนแผ่นตัวนำล่าง.....	85
4.38 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่ กรณีปรับค่า $H_{x1}$ .....	86
4.39 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่กรณีปรับค่า $H_{y1}$ .....	87
4.40 โครงร่างที่พัฒนาใหม่ของช่องเปิดที่เจาะอยู่บนแผ่นตัวนำล่าง.....	87
4.41 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่กรณีปรับค่า $H_{y2}$ .....	89
4.42 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่กรณีปรับขนาด $H_{x2}$ .....	89
4.43 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่ แบบใช้งานสามย่านความถี่ กรณีออกแบบบนวัสดุฐานรอง FR4.....	90
4.44 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศช่องเปิดแบบ วงรอบคู่แบบใช้งานสามย่านความถี่.....	91
4.45 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดแบบ วงรอบคู่แบบใช้งานสามย่านความถี่.....	91
4.46 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิด.....	92
5.1 (ก) โครงสร้างสายอากาศที่ทำการจำลอง (ข) โครงสร้างสายอากาศที่สร้างจริงระนาบสายอากาศและระนาบไมโครสตริปไลน์.....	94
5.2 การเปรียบเทียบความสูญเสียย้อนกลับระหว่างสายอากาศที่จำลอง ด้วยโปรแกรม IE3D และสายอากาศที่สร้างจริง.....	95
5.3 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศวงรอบคู่ที่ ความถี่ 2.45 GHz .....	96
5.2 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศวงรอบคู่ที่ ความถี่ 5.80 GHz .....	96
5.4 (ก) โครงสร้างสายอากาศที่ได้จากการจำลอง (ข) สายอากาศที่สร้างจริง.....	97
5.5 การเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับระหว่างสายอากาศที่จำลอง ด้วยโปรแกรม IE3D และสายอากาศที่สร้างจริง.....	98
5.6 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศวงรอบคู่ ความถี่ 2.45 GHz .....	99
5.7 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศวงรอบคู่ ความถี่ 3.50 GHz.....	99
5.8 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศวงรอบคู่ ความถี่ 5.80 GHz.....	99
6.1 ผลจากการจำลองของสายอากาศ บนวัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880.....	100

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.2 ผลจากการจำลองและสร้างจริงของสายอากาศ บนวัสดุฐานรอง FR4.....	101
6.3 ผลจากการจำลองและสร้างจริงของสายอากาศ บนวัสดุฐานรอง FR4.....	101

(Matching Impedance) และสามารถออกแบบช่องเปิดได้หลากหลายรูปแบบที่ง่ายต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์ โดยที่สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดมีการแพร่กระจายสนามแบบสองทิศทาง (Bi-directional)

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายเป็นการสื่อสารหนึ่งทีนิยมใช้กันอย่างแพร่หลายมากขึ้น โดยเฉพาะโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ซึ่งการสื่อสารนี้จะเห็นได้ชัดว่ามีผู้ใช้งานกันเป็นจำนวนมาก เช่น สำนักงาน บ้านพักอาศัย เนื่องจากโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายนี้ได้นำมาใช้ร่วมกับระบบอินเทอร์เน็ตจึงทำให้การสื่อสารนี้เป็นส่วนหนึ่งของการดำรงชีวิต เพื่อติดต่อธุรกิจ และส่งข้อมูลข่าวสารต่าง ๆ การสื่อสารข้อมูลในโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายนี้มีการกำหนดเป็นมาตรฐานภายใต้มาตรฐาน IEEE โดยมาตรฐานนี้จะจำแนกย่อยออกเป็นหลาย ๆ มาตรฐาน ซึ่งจะแบ่งตามความถี่ใช้งานดังนี้ IEEE 802.11a (5.150-5.350 GHz), IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.11j (4.9-5.091 GHz) และในปัจจุบันนี้ยังมีเทคโนโลยี WMAN หรือ WiMAX เป็นการสื่อสารไร้สายระยะไกลซึ่งสามารถใช้งานในระยะไกลได้ถึง 16 กิโลเมตร เทคโนโลยีนี้อยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE 802.16

ในบทความต่าง ๆ ที่ได้มีผู้วิจัยหลาย ๆ คน ได้นำเสนอผ่านมานั้น จะเห็นได้ว่ามีผู้สนใจออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปสำหรับการสื่อสารไร้สายในหลากหลายรูปแบบ ซึ่งประกอบด้วยรูปร่างสายอากาศและรูปแบบการป้อนสัญญาณที่แตกต่างกัน เช่น สายอากาศช่องเปิดแบบวงแหวน [5] สายอากาศช่องเปิดรูปตัวอักษร F [6] รูปอักษร L [7] และรูปอักษร c [8] เป็นต้น ซึ่งสายอากาศส่วนใหญ่ที่ผ่านมาก่อนข้างจะมีข้อจำกัด กล่าวคือ แบนด์วิดท์แคบ มีขนาดใหญ่ และรูปแบบที่ซับซ้อน

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการออกแบบ และวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริป ที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน และง่ายต่อการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์เพื่อให้สามารถรองรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย WLAN และ WiMAX ซึ่งมีการกำหนดย่านความถี่ใช้งานอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g/j และ IEEE 802.16 (3.5 GHz)

## 1.3 ทฤษฎีและแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเอาทฤษฎีสายอากาศดังกล่าวในบทที่ 2 มาทำการออกแบบ และวิเคราะห์สายอากาศ และทำการจำลองสายอากาศโดยใช้วิธี Moment of Method (MoM) ด้วยโปรแกรม IE3D Zeland เพื่อศึกษาคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ

#### 1.4 ขอบเขตของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยม เพื่อให้สามารถรองรับกับการสื่อสารไร้สายของ WLAN และ WiMAX โดยรูปแบบของสายอากาศที่ทำการออกแบบคือ สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดวงรอบเดี่ยว จากนั้นจะทำการพัฒนาต่อ โดยออกแบบเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบวงรอบคู่ เพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ทางด้านความถี่สูง โดยเริ่มต้นการออกแบบด้วยการคำนวณความกว้าง และความยาวของช่องเปิดให้เหมาะสมกับความถี่ด้านต่ำที่ต้องการออกแบบ และจะทำการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อศึกษาถึงผลกระทบต่อคุณลักษณะของสายอากาศ ซึ่งประกอบด้วยค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss:  $S_{11}$ ) อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input impedance:  $Z_{in}$ ) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) แบบรูปการแผ่พลังงานของสนามระยะไกล (Far-field Radiation Pattern) และอัตราขยาย (Gain) เป็นต้น นอกจากนี้ยังศึกษาถึงการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของสายอากาศเพื่อให้สายอากาศที่ออกแบบนั้นสามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่ต้องการ และสุดท้ายคือนำเอาสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบและได้ผลที่เหมาะสมที่ทำให้เกิดความถี่ตรงตามมาตรฐานของ IEEE 802.11 a/b/g/j และ 802.16 มาทำการทดสอบ และเปรียบเทียบผลระหว่างการจำลองกับการสร้างจริง

#### 1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการแบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท ซึ่งประกอบด้วย

บทที่ 1 กล่าวถึง ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎี และแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย และขอบเขตของการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึง ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสายอากาศ ซึ่งประกอบด้วย การแพร่กระจายสัญญาณจากสายอากาศ ชนิดต่าง ๆ ของสายอากาศ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ค่าการขยาย และรายละเอียดต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริป

บทที่ 3 กล่าวถึง ทฤษฎี Moment of Method และสมการแมกซ์เวลล์

บทที่ 4 กล่าวถึง การออกแบบ และวิเคราะห์สายอากาศรูปแบบต่าง ๆ ที่ได้ทำการจำลอง ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยว สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่พร้อมเชื่อมโลหะตรงกลาง สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่แบบใช้งานสามย่านความถี่ ซึ่งรูปแบบสายอากาศเหล่านี้จะต้องทำการปรับพารามิเตอร์ที่สำคัญเพื่อวิเคราะห์ค่าคุณลักษณะของสายอากาศ

บทที่ 5 กล่าวถึง ผลการทดสอบและการวัดผล

บทที่ 6 กล่าวถึง บทสรุป พร้อมทั้งข้อเสนอแนะ

## บทที่ 2

# ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสายอากาศ

### 2.1 บทนำ

ระบบสื่อสารในปัจจุบันมีการใช้คลื่นวิทยุในการรับ-ส่งข้อมูล โดยคลื่นวิทยุดังกล่าวจะได้อมาจากการป้อนสัญญาณจากเครื่องส่งผ่านมายังสายส่งสัญญาณ (Transmission Line) และส่งต่อไปยังสายอากาศ และจากนั้นสายอากาศจะทำการแผ่พลังงานออกไปในอากาศ ส่วนทางด้านรับก็จะใช้สายอากาศทำการรับสัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากสายอากาศด้านส่งผ่านมาในอากาศ ซึ่งสัญญาณที่รับได้นี้จะผ่านสายส่งไปยังเครื่องรับ

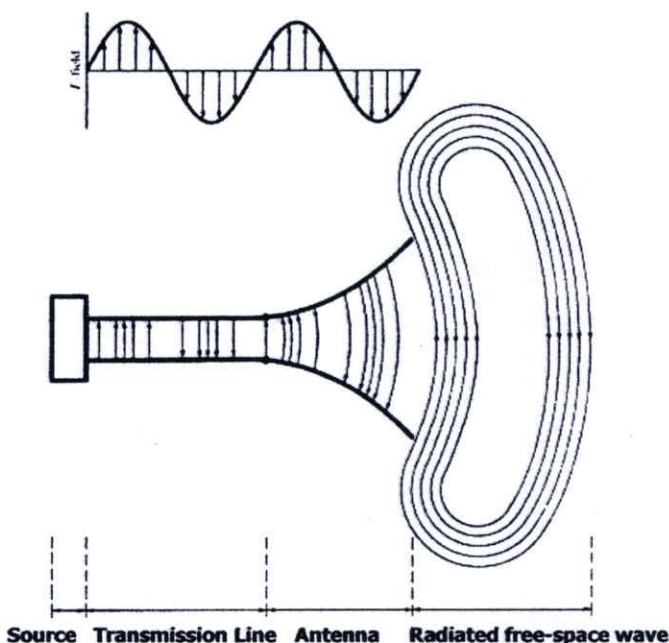
สายอากาศเป็นส่วนสำคัญของทั้งเครื่องส่งและเครื่องรับ สายอากาศในปัจจุบันมักถูกสร้างจากวัสดุต่าง ๆ ที่เป็นตัวนำได้หลายชนิด ดังนั้นการออกแบบสายอากาศจะต้องคำนึงถึง รูปร่าง และขนาดของสายอากาศ เพราะจะสามารถทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพสูงที่สุดในการใช้งาน

ในบทนี้จะกล่าวถึงความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสายอากาศ [1]-[5] และเพื่อให้สอดคล้องกับรูปแบบสายอากาศที่ออกแบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังนั้นจะเน้นความสำคัญที่ทฤษฎีสายอากาศ ไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมทั้งการออกแบบสายส่งสัญญาณ ไมโครสตริป ซึ่งจะเสนอตามลำดับ

### 2.2 การแพร่กระจายสัญญาณของสายอากาศ

เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวนำ จะเกิดสนามแม่เหล็กรอบตัวนำนั้น ซึ่งจะมีทิศทางตามทิศทางของกระแส ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงของกระแสเกิดขึ้น สนามแม่เหล็กก็จะเปลี่ยนตามไปด้วย และจากการทดลองจะพบว่า สนามแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลงจะสร้างสนามไฟฟ้าเกิดขึ้น (ซึ่งถ้าไม่มีการเปลี่ยนแปลงในสนามแม่เหล็ก สนามไฟฟ้าก็จะไม่เกิดขึ้น)

ทิศทางของสนามไฟฟ้าพิจารณาได้จากกฎของเลนส์ (Len's Law) หรือกฎมือขวานั้นเอง ทำนองเดียวกันกับการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กทำให้เกิดสนามไฟฟ้าขึ้น ทำให้พิจารณาได้ว่าการป้อนกำลังผ่านตัวนำจะทำให้ทั้งสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าเกิดขึ้น โดยที่สนามทั้งสองจะแพร่ออกจากตัวนำหรือสายอากาศด้วยความเร็วประมาณเท่ากับความเร็วแสงในอากาศ (ประมาณ  $3 \times 10^8$  เมตร/วินาที) ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 การแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศ

พลังงานที่แพร่กระจายจากสายอากาศเรียกได้อีกชื่อหนึ่งว่า สนามพลังงานที่แพร่กระจาย ซึ่งจะอยู่ในรูปของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า เมื่อวิเคราะห์แล้วพบว่าสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจะตั้งฉากกัน รวมทั้งยังทำมุมฉากกับการแพร่กระจายคลื่นอีกด้วย

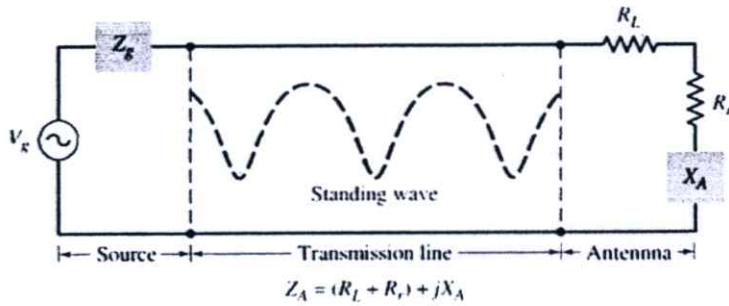
จากการวิเคราะห์จะพบว่า สายอากาศมีพลังงาน 2 พลังงานเกิดขึ้นดังนี้

- สนามพลังงานเหนี่ยวนำ คือพลังงานที่ไหลอยู่ภายในสายอากาศ และไม่แผ่กระจายออกไป
- สนามพลังงานแผ่กระจาย คือพลังงานส่วนที่แผ่ออกจากสายอากาศที่เป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่ของคลื่น และเป็นสัดส่วนตรงข้ามกับระยะทางที่ออกจากสายอากาศ

ในระยะทางที่ใกล้กับสายอากาศ จะมีปริมาณสนามพลังงานเหนี่ยวนำเกิดขึ้นมาก แต่เมื่อระยะทางที่ไกลกว่า  $\lambda/2$  จากสายอากาศ สนามพลังงานแผ่กระจายจะมีมากกว่า

จากรูปที่ 2.1 สามารถที่จะเขียนเป็นวงจรเสมือนเทวินิน (Thevenin Equivalent Circuit) ได้ ดังรูปที่ 2.2 ซึ่งแหล่งกำเนิดแทนด้วยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าในอุดมคติ (Ideal Generator) และสายส่งแทนด้วยเส้นซิก โดยมีอิมพีแดนซ์ลักษณะ (Characteristic Impedance) เป็น  $Z_0$  และสายอากาศแทนด้วย Load  $Z_A [Z_A = (R_L + R_r) + jX_A]$  ต่ออยู่กับสายส่ง สำหรับความต้านทานของโหลด (Load Resistance:  $R_L$ ) ใช้แทนการสูญเสียเนื่องจากตัวนำและฉนวนที่สัมผัสกับโครงสร้างของสายอากาศ ขณะที่  $R_r$  คือความต้านทานในการแผ่กระจาย (Radiation Resistance) ใช้แทนการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ รีแอกแตนซ์ (Reactance:  $X_A$ ) ใช้แทนค่าอิมพีแดนซ์ในทาง

จินตภาพที่สัมพันธ์กับการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศภายใต้กรณีที่เป็นอุดมคติ พลังงานที่ออกมาจากแหล่งกำเนิดควรจะเป็นพลังงานที่ส่งผ่านไปยังความต้านทานในการแผ่กระจาย ( $R_r$ ) อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติจะมีการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของคลื่นบางส่วนที่เกิดขึ้นระหว่างสายส่งกับสายอากาศ ซึ่งเป็นผลมาจากค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งกับสายอากาศไม่สอดคล้องกัน (Mismatch Impedance)



รูปที่ 2.2 วงจรเสมือนเทวินินของสายอากาศในโหมดการส่ง

คลื่นสะท้อน (Reflected Waves) ที่เกิดขึ้นจะวิ่งไปตามทางพร้อม ๆ กับคลื่นเดินทาง (Traveling Wave) ที่มาจากแหล่งกำเนิดตรงไปยังสายอากาศ ผลลัพธ์ที่ได้จะเป็นคลื่นนิ่ง (Standing Wave) และภายในสายส่งจะมีพลังงานสะสมอยู่ ซึ่งถือว่าสายส่งเป็นอุปกรณ์เรโซแนนซ์ ซึ่งคลื่นนิ่งจะแสดงด้วยเส้นประ ดังรูปที่ 2.2 และถ้าระบบสายอากาศไม่เป็นไปตามที่ออกแบบไว้ นั่นคือสายส่งจะมีการเก็บพลังงานไว้เป็นจำนวนมากแทนที่จะเป็นการนำคลื่น (Wave Guiding) ก็ จะกลายเป็นอุปกรณ์ในการส่งพลังงานออกไป ถ้าค่าสูงสุดของความเข้มสนามของคลื่นนิ่งถูกทำให้มีค่ามาก ก็จะสามารถเป็นเหตุให้เกิดคลื่นนิ่ง (Standing Wave) ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการในการส่งสัญญาณ

การสูญเสียอันเนื่องมาจาก สายส่ง สายอากาศ และการเกิดคลื่นนิ่ง เป็นสิ่งที่ไม่ต้องการ การสูญเสียในสายส่งสามารถทำให้ลดน้อยลงได้ โดยการเลือกใช้สายส่งที่มีการสูญเสียต่ำ ขณะที่สายอากาศสามารถลดการสูญเสียลงได้โดยการลดค่าความต้านทานการสูญเสีย ซึ่งแทนด้วย  $R_r$  ดังแสดงในรูปที่ 2.2 สำหรับคลื่นนิ่ง (Standing Wave) สามารถลดลงได้และพลังงานที่สะสมอยู่ในสายส่งก็ทำให้ต่ำสุดได้ โดยการปรับค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ (Load) ให้มีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance) ของสายส่ง

## 2.3 การเกิดฮาร์โมนิกส์

กรณีเกิดการสะท้อนกลับของคลื่นที่ปลายลวดตัวนำ จะพบว่าจำนวนของคลื่นนิ่งเท่ากับจำนวนเท่าของความยาวลวดตัวนำในหน่วยครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น

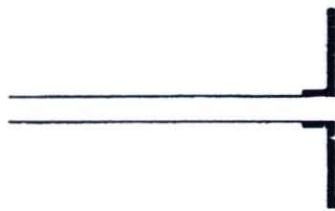
ตัวอย่างเช่น ถ้าลวดตัวนำมีความยาวขนาด 2 เท่าของครึ่งความยาวคลื่น  $2 \times (\frac{\lambda}{2})$  จะมีคลื่นนิ่งเท่ากับ 2 หรือกรณีที่ลวดตัวนำมีความยาวเป็น 3 เท่าของครึ่งความยาวคลื่น  $3 \times (\frac{\lambda}{2})$  จะมีจำนวนคลื่นนิ่งเท่ากับ 3

ในขณะที่ลวดตัวนำมีความยาวมากขึ้น (เป็นจำนวนเท่าของ  $\lambda/2$ ) พบว่าจะเกิดเรโซแนนซ์ที่ความถี่เดียวกับลวดตัวนำที่ยาว  $\lambda/2$  และจะเกิดเรโซแนนซ์ในขณะที่ลวดตัวนำยาวเป็นสองเท่าหรือมากกว่าครึ่งความยาวคลื่น ซึ่งเรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นนี้จะเรียกว่า ฮาร์โมนิกส์เรโซแนนซ์ (Harmonically resonance) ขณะเดียวกันจำนวนฮาร์โมนิกส์จะเท่ากับจำนวนคลื่นนิ่ง เช่น ลวดตัวนำยาว 2 เท่าของครึ่งความยาวคลื่นจะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ลำดับที่สอง (Second harmonic) เป็นต้น

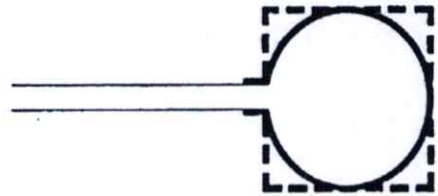
## 2.4 ชนิดของสายอากาศ

### 2.4.1 สายอากาศแบบเส้นลวด (Wire Antenna)

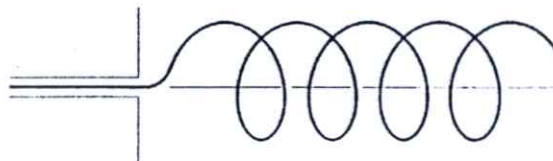
สายอากาศชนิดนี้เป็นสายอากาศที่นิยมใช้กันมาก สามารถสังเกตได้หลายแห่ง เช่น รถยนต์ เรือ เครื่องบิน และอื่น ๆ อีกมากมาย ซึ่งจะมีรูปร่างลักษณะหลากหลาย เช่น แบบไดโพล แบบวงรอบ (Loop) และแบบขดชนิดเกลียว แสดงดังรูปที่ 2.3 โดยที่รูปแบบวงรอบไม่จำเป็นต้องเป็นวงกลมอย่างเดียว อาจเป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้า สี่เหลี่ยมจัตุรัส หรือรูปทรงอื่น ๆ ก็ได้ สำหรับสายอากาศแบบวงรอบกลมจะเป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายเพราะเป็นรูปร่างพื้นฐาน



(ก) สายอากาศไดโพล (Dipole)



(ข) สายอากาศวงรอบ (Loop)

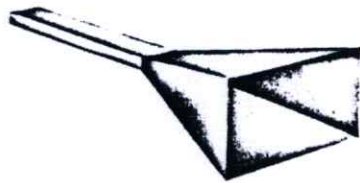


(ค) สายอากาศขดเกลียว (Helix)

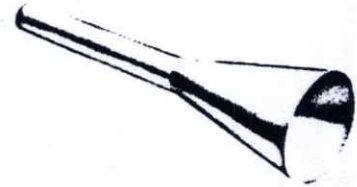
รูปที่ 2.3 สายอากาศแบบเส้นลวด

### 2.4.2 สายอากาศแบบช่องเปิด (Aperture Antenna)

สายอากาศแบบช่องเปิดเป็นที่นิยมใช้กันมากขึ้นกว่าในอดีต เพราะมีรูปร่างที่ทันสมัยและสามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านความถี่สูงได้ดี รูปแบบสายอากาศแบบช่องเปิดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.4 สายอากาศชนิดนี้มีประโยชน์สำหรับการนำไปใช้ในเครื่องบิน และยานอวกาศ เพราะสามารถติดตั้งกับตัวถังของเครื่องบินได้ดี โดยจะต้องเคลือบสายอากาศด้วยสารที่เป็นฉนวน (Dielectric) เพื่อป้องกันสายอากาศจากกรณีที่อาจเกิดอันตรายจากสิ่งแวดลอม



(ก) ฮอรั่นทรงปิระมิด (Pyramidal horn)



(ข) ฮอรั่นทรงกรวย (Conical horn)

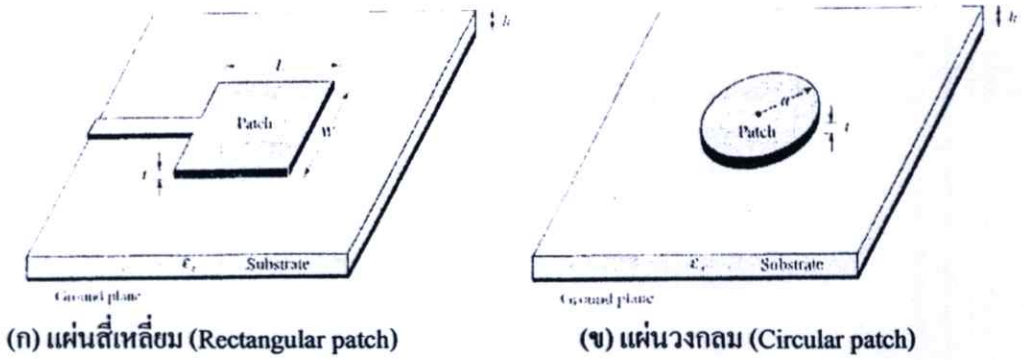


(ค) ท่อนำคลื่น (Waveguide)

รูปที่ 2.4 สายอากาศแบบช่องเปิด

### 2.4.3 สายอากาศไมโครสตริบ (Microstrip Antenna)

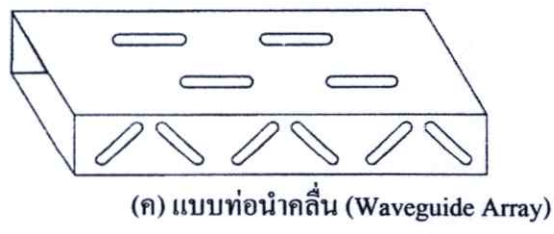
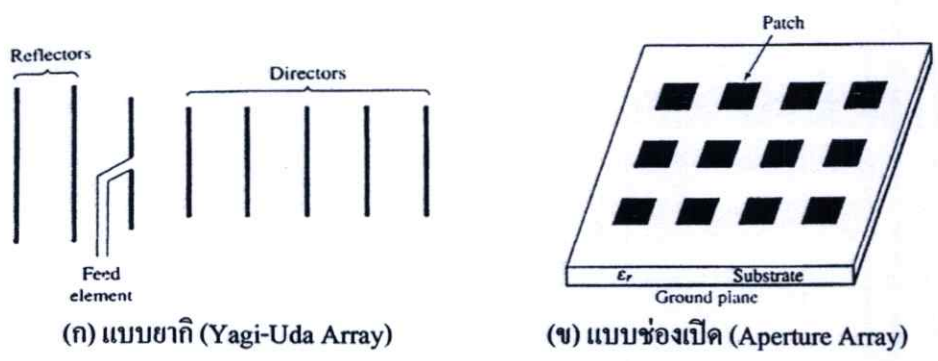
ปัจจุบันนี้สายอากาศไมโครสตริบได้รับความนิยมมาก สายอากาศชนิดนี้ถูกนำมาใช้ประโยชน์ทั้งภาครัฐและบุคคลทั่วไป โดยสามารถพบได้จาก โทรศัพท์เคลื่อนที่ คอมพิวเตอร์ รวมไปถึงอุปกรณ์ที่ใช้งานระบบ WiFi สายอากาศไมโครสตริบประกอบด้วย ชิ้นตัวนำ (Patch) วางอยู่บนวัสดุฐานรองที่เรียกว่าซับสเตรท (Substrate) รูปทรงของชิ้นตัวนำนั้นสามารถออกแบบได้หลากหลายรูปแบบ แสดงได้ดังรูปที่ 2.5 ซึ่งเป็นรูปร่างที่ได้รับความนิยมที่สุด เพราะสร้างและวิเคราะห์ได้ง่าย มีคุณสมบัติในการแพร่กระจายคลื่นที่ดี มีโพลาไรซ์ไขว้ต่ำ (Low-cross-polarized) มีรูปร่างไม่ซับซ้อน (Low-profile) เหมาะกับผิวที่เป็นแผ่นระนาบ (Planar) และไม่ระนาบ (Non-planar) สามารถสร้างได้ง่าย และราคาไม่แพงมาก สามารถสร้างได้ด้วยแผ่นวงจรพิมพ์ที่ทันสมัย สายอากาศชนิดนี้สามารถนำไปรวมกับอุปกรณ์อื่น ๆ ได้ง่ายเนื่องจากมีพื้นผิวราบ เช่น เครื่องบิน ยานอวกาศ ดาวเทียม จรวด รถยนต์ โทรศัพท์เคลื่อนที่ เป็นต้น



รูปที่ 2.5 สายอากาศแบบไมโครสตริป

2.4.4 สายอากาศแบบแถวลำดับ (Array Antenna)

เนื่องจากการนำสายอากาศแบบองค์ประกอบเดี่ยว ไปใช้งานจะไม่สามารถให้คุณสมบัติในการแผ่กระจายคลื่นได้ตามความต้องการ ดังนั้นสิ่งที่เป็นไปได้ก็คือ การรวมองค์ประกอบจำนวน N องค์ประกอบ เพื่อให้สายอากาศสามารถแผ่กระจายคลื่นออกไปได้ดีกว่า โดยการจัดวางองค์ประกอบนี้ต้องเป็นการจัดวางเชิงไฟฟ้าและเชิงเรขาคณิต ซึ่งจะได้ผลลัพธ์ออกมาตามคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่นที่ต้องการ การจัดวางเรียงลำดับกันก็เพื่อให้การแผ่กระจายคลื่นจากองค์ประกอบที่นำมารวมเพิ่มขึ้น ซึ่งสามารถทำให้เกิดการแผ่กระจายคลื่นสูงสุดในทิศทางเฉพาะหรือในทิศทางของการแผ่กระจายคลื่นนั้น โดยปกติความหมายของแถวลำดับ (Array) จะใช้กับการจัดวางการแผ่กระจายคลื่นแยกตามชนิดของสายอากาศ ดังรูปที่ 2.6

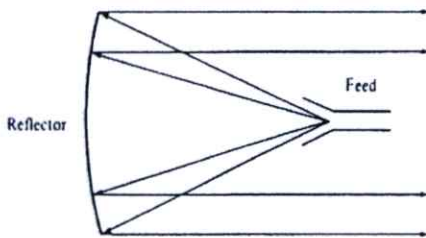


รูปที่ 2.6 สายอากาศแบบแถวลำดับ

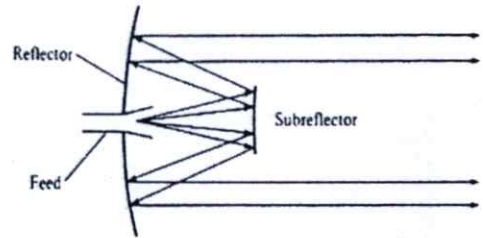
### 2.4.5 สายอากาศแบบสะท้อนคลื่น (Reflector Antenna)

เนื่องจากความต้องการในการสื่อสารในที่ห่างไกลกันมาก ๆ บางครั้งไม่สามารถทำได้เมื่อใช้สายอากาศชนิดที่กล่าวมาแล้ว ดังนั้นจึงมีความต้องการในการออกแบบเพื่อให้ได้สายอากาศที่จะสามารถส่ง และรับสัญญาณได้ โดยมีระยะทางในการใช้งานเป็นล้านไมล์

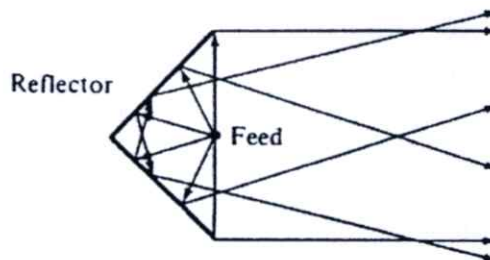
สายอากาศแบบสะท้อนคลื่น มีรูปร่างเป็นแบบพาราโบลิก (Parabolic Reflector) แสดงดังรูปที่ 2.7 (ก), 2.7 (ข) และ 2.7 (ค) สายอากาศชนิดนี้จะถูกออกแบบให้มีเส้นผ่านศูนย์กลางที่ใหญ่มาก ๆ เส้นผ่านศูนย์กลางใหญ่จะทำให้ได้รับอัตราขยายสูง ซึ่งก็ตรงตามความต้องการของการส่งและรับสัญญาณในระยะที่ไกลมาก ๆ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องออกแบบสายอากาศให้มีรูปร่างเป็นแบบที่ให้สัญญาณสามารถสะท้อนกลับไปได้ โดยที่ไม่มีการแผ่กระจายออกไปทางด้านหลังของสายอากาศ



(ก) พาราโบลิกแบบป้อนด้านหน้า (Front Feed)



(ข) พาราโบลิกแบบ Casarion Feed



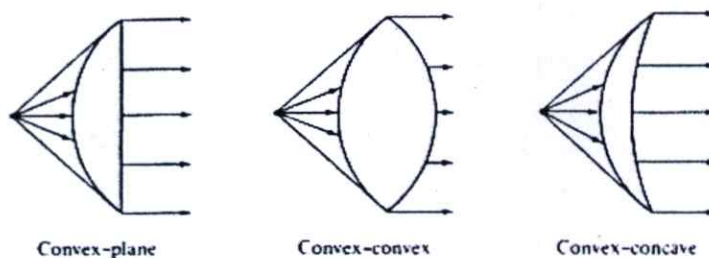
(ค) แบบ Corner Reflector

รูปที่ 2.7 สายอากาศแบบสะท้อนคลื่น

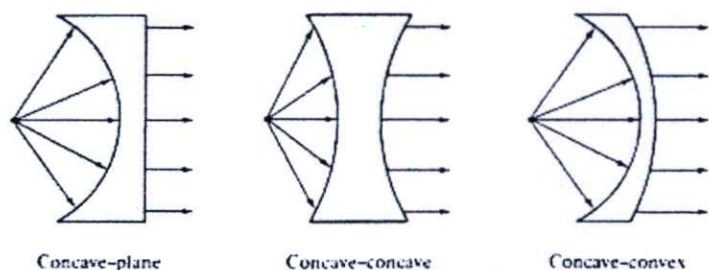
### 2.4.6 สายอากาศแบบเลนส์ (Lens Antenna)

สายอากาศแบบเลนส์เป็นสายอากาศที่ไม่ทำให้สัญญาณแตกกระจายไปในทิศทางที่ไม่ต้องการ สายอากาศชนิดนี้มีการใช้งานน้อยกว่าสายอากาศชนิดอื่น ๆ เนื่องจากคุณสมบัติของรูปทรงเรขาคณิต รวมทั้งการใช้วัสดุที่จะนำมาทำเป็นเลนส์ให้เหมาะสม การที่ใช้รูปร่างแบบเลนส์ก็เพื่อสามารถแปรรูปทรงต่าง ๆ ของพลังงานที่อยู่บริเวณใกล้เคียงสายอากาศให้หักเหเข้ามาเป็นคลื่นระนาบ (Plane wave) สายอากาศชนิดนี้มีการใช้งานเหมือนกับสายอากาศแบบสะท้อนคลื่น

ซึ่งใช้ได้ดีในย่านความถี่สูง ๆ ขึ้นไป แต่เนื่องจากขนาดความกว้างและน้ำหนักที่มากเกินไป จึงไม่เป็นที่นิยมใช้งาน



(ก) สายอากาศแบบเลนส์ที่มีดัชนีหักเห  $n > 1$



(ข) สายอากาศแบบเลนส์ที่มีดัชนีหักเห  $n < 1$

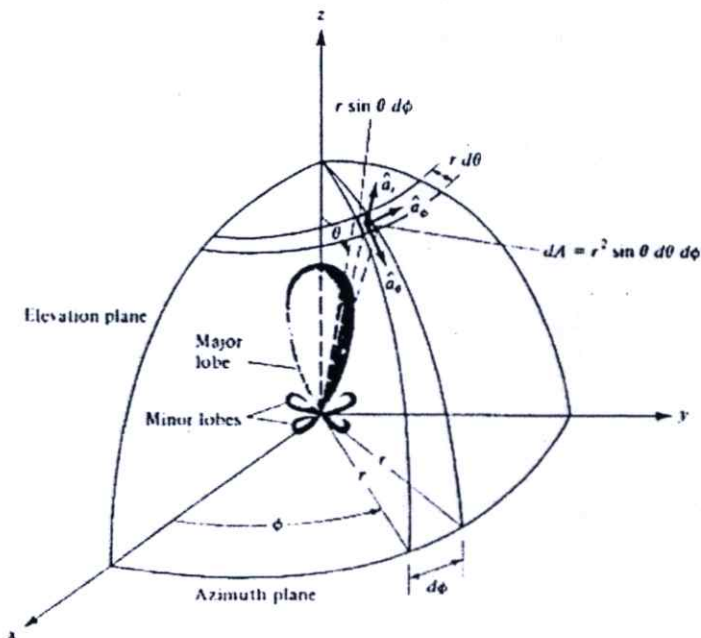
รูปที่ 2.8 สายอากาศแบบเลนส์

## 2.5 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ

แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) คือรูปภาพที่ใช้เพื่อแสดงคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งเป็นฟังก์ชันของพิกัดในอากาศ (Space Coordinate) โดยส่วนใหญ่แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นนี้มักจะพิจารณาในบริเวณสนามระยะไกล (Far Field)

การอธิบายคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่น จะอาศัยคุณสมบัติต่าง ๆ ดังต่อไปนี้ คือ ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Intensity) ความเข้มของสนาม (Field Strength) เฟส (Phase) หรือ โพลาริเซชัน (Polarization) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ใช้เพื่อแสดงรูปแบบของพลังงานที่เป็นฟังก์ชันของตำแหน่งสามมิติที่มีรัศมีคงที่

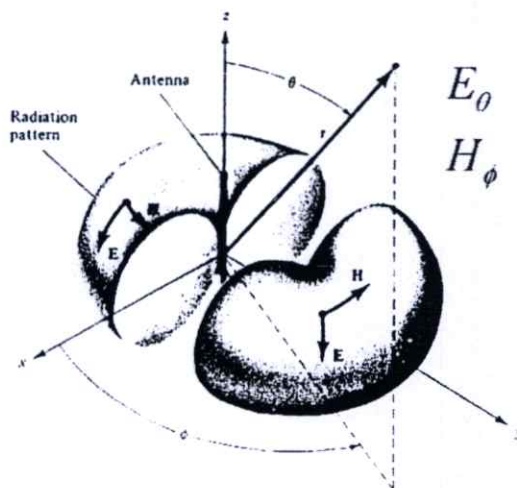
รูปที่ 2.9 แสดงระบบโคออดิเนตที่ใช้แสดงคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่น สำหรับการใช้เส้นเพื่อแสดงกำลังงานที่สายอากาศรับได้ตามแนวรัศมีที่มีค่าคงที่มีชื่อเรียกว่า แบบรูปกำลังงาน (Power Pattern) ของสายอากาศ และกราฟที่แสดงการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าในทิศทางต่าง ๆ ที่มีรัศมีคงที่ เรียกว่าแบบรูปสนาม (Field Pattern) ของสายอากาศนั้น



รูปที่ 2.9 ระบบ โคออดิเนตสำหรับกราวเคราะห์สายอากาศ

2.5.1 แบบรูปแบบ ไอโซโทรปิก ไคเรชันแนล และออมนิไคเรชันแนล

ตัวแผ่กระจายคลื่นไอโซโทรปิก (Isotropic Radiator) คือสายอากาศที่ถูกสมมุติขึ้น โดยมีคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่นเท่ากันในทุกทิศทางด้วยความเข้มสนามเท่ากัน โดยจะเป็นสายอากาศแบบหนึ่งที่ไม่สามารถสร้างจริงได้ แต่มักจะใช้เพื่อเป็นตัวเปรียบเทียบกับสายอากาศจริงเกี่ยวกับการแสดงคุณสมบัติ แสดงทิศทางของสายอากาศ



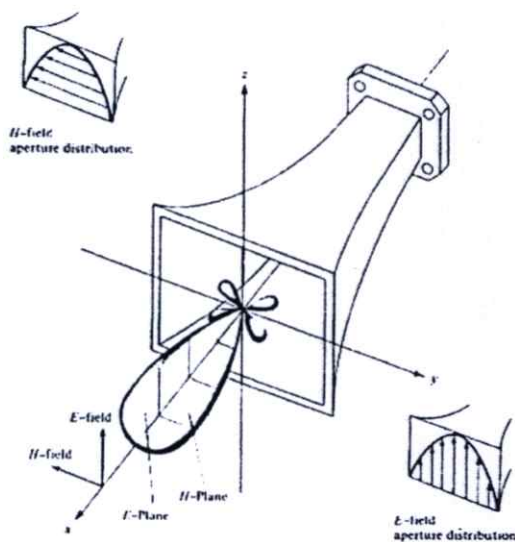
รูปที่ 2.10 แบบรูปของสายอากาศแบบออมนิไคเรชันแนล (Omni-directional)

สายอากาศแบบรอบทิศทาง (Omni-directional Antenna) นี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.10 ส่วนสายอากาศแบบชี้ทิศทาง (Directional Antenna) คือสายอากาศซึ่งมีคุณสมบัติของการส่งหรือการรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดี โดยเฉพาะทิศทางที่กำหนดเท่านั้น

จากรูปที่ 2.10 จะเห็นได้ว่าแบบรูป แบบนี้ไม่มีทิศทางในระนาบมุมกวาด (Azimuth Plane) [ $f(\phi), \theta = \text{ค่าคงที่}$ ] แต่เป็นแบบชี้ทิศทางในระนาบมุมยก (Elevation Plane) [ $g(\theta), \phi = \text{ค่าคงที่}$ ]

### 2.5.2 แบบรูปหลัก (Principle Pattern)

โดยส่วนใหญ่แล้วมักจะอธิบายคุณสมบัติของสายอากาศในเทอมของแบบรูปหลัก (Principle Pattern) ของสนามไฟฟ้า (Electric Field) และสนามแม่เหล็ก (Magnetic Field) สำหรับสายอากาศแบบโพลาไรซ์เชิงเส้น (Linearly Polarization) แบบรูปในระนาบ E เป็นระนาบที่ประกอบด้วยเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและทิศทางของการแผ่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ส่วนแบบรูปในระนาบ H จะเป็นระนาบที่ประกอบด้วยเวกเตอร์สนามแม่เหล็กและทิศทางของการแผ่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ตัวอย่างการแสดงผลแบบรูปของการแผ่กระจายคลื่นแสดงดังรูปที่ 2.11 โดยมีระนาบ xz (ระนาบมุมกวาด,  $\phi = 0$ ) เป็นระนาบ E และมีระนาบ xy (ระนาบมุมยก,  $\theta = \pi/2$ ) เป็นระนาบ H



รูปที่ 2.11 แบบรูปหลักสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตร (Horn Antenna)

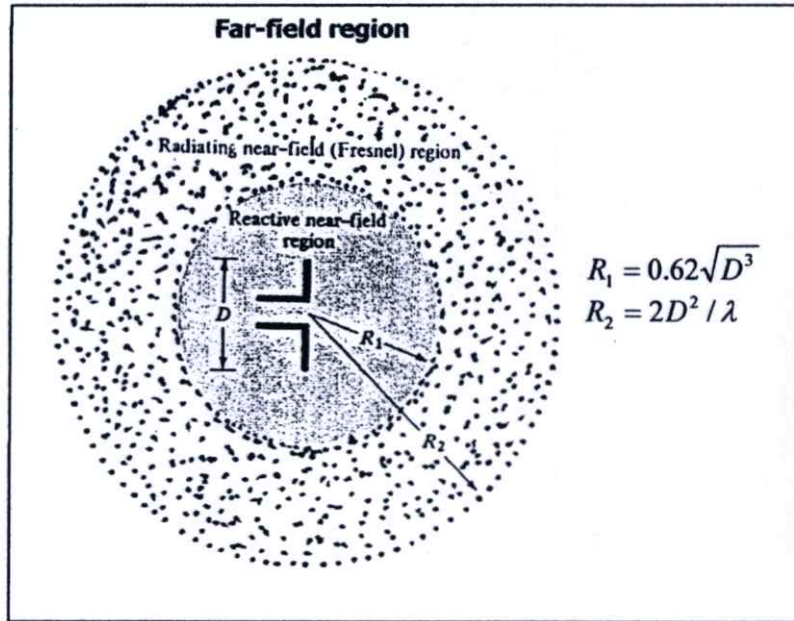
### 2.5.3 บริเวณต่าง ๆ ของสนามจากสายอากาศ

โดยทั่วไปแล้วมักจะแบ่งบริเวณที่ล้อมรอบสายอากาศออกเป็น 3 ส่วน คือ สนามรีแอกทีฟระยะใกล้ (reactive-Near Field) สนามกระจายระยะใกล้ (Radiating-Near Field) และสนามระยะไกล (Far Field) ดังแสดงในรูปที่ 2.12

บริเวณสนามรีแอกทีฟระยะใกล้ เป็นบริเวณสนามที่ล้อมรอบใกล้สายอากาศมากที่สุด และเป็นสนามชนิดรีแอกทีฟเป็นส่วนใหญ่ บริเวณนี้จะมีระยะทาง  $R < 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$  จากผิวของสายอากาศ เมื่อ  $\lambda$  เป็นความยาวคลื่น และ  $D$  เป็นมิติที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศ

บริเวณสนามกระจายระยะใกล้ เป็นบริเวณสนามของสายอากาศที่อยู่ระหว่างบริเวณของสนามรีแอกทีฟระยะใกล้กับบริเวณสนามระยะไกล โดยสนามที่กระจายอยู่เป็นส่วนใหญ่เป็นการกระจายของสนามตามมุมต่าง ๆ ที่ขึ้นอยู่กับระยะห่างจากสายอากาศ ถ้าขนาดที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศมีขนาดเล็กกว่าความยาวคลื่นเมื่อเปรียบเทียบกับ สนามในบริเวณนี้อาจจะไม่เกิดขึ้น ดังนั้นบริเวณขอบภายในของสนามนี้จะอยู่ที่ระยะทาง  $R \geq 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$  และขอบนอกอยู่ที่ระยะ  $R < \frac{2D^2}{\lambda}$  โดยที่  $D$  เป็นขนาดที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศ นั่นคือ  $0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \leq R < \frac{2D^2}{\lambda}$

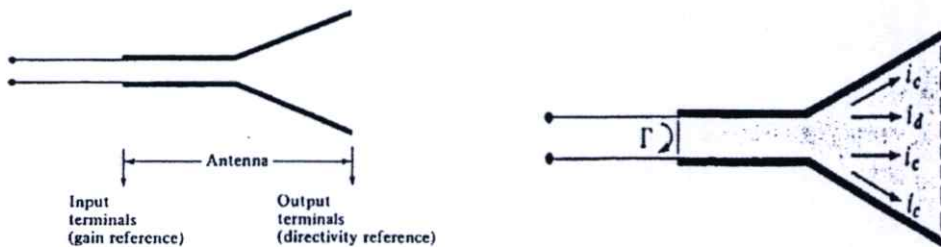
บริเวณสนามระยะไกล เป็นบริเวณสนามของสายอากาศ ซึ่งการแผ่กระจายของสนามของสายอากาศตามมุมต่าง ๆ ไม่ขึ้นกับระยะห่างจากสายอากาศ ถ้าสายอากาศมีมิติใหญ่ที่สุดเท่ากับ  $D$  บริเวณสนามระยะไกลจะเกิดขึ้นที่ระยะทาง  $R \geq \frac{2D^2}{\lambda}$  ห่างจากสายอากาศ ในบริเวณนี้ ส่วนประกอบสนามโดยพื้นฐานจะมีลักษณะเป็นสนามตัดขวาง (Transverse Field) และการแผ่กระจายของสนามตามมุมต่าง ๆ จะไม่ขึ้นอยู่กับระยะรัศมีที่วัดได้ ขอบในของบริเวณดังกล่าวจะกลายเป็นระยะรัศมี คือ  $R = \frac{2D^2}{\lambda}$  และขอบนอกมีค่าเป็นอนันต์ ซึ่งบริเวณต่าง ๆ ของสนามจากสายอากาศสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 การแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ

## 2.6 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency)

ประสิทธิภาพของสายอากาศมีความสัมพันธ์ต่อเกนหรือก็คืออัตราขยายของสายอากาศ ถ้าสายอากาศมีค่าประสิทธิภาพสูงก็จะทำให้มีค่าเกนสูงเช่นกัน ในที่นี้จะขอกำหนดให้ผลรวมประสิทธิภาพแทนด้วย  $e_0$  ซึ่งผลรวมประสิทธิภาพนี้จะใช้แทนค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นที่จุดเชื่อมต่อสายอากาศ หรือก็คือขั้วขาเข้าของสายอากาศ ดังแสดงในรูปที่ 2.13



(ก) ขั้วต่ออ้างอิงของสายอากาศ

(ข) ค่าการสูญเสีย

รูปที่ 2.13 ขั้วต่ออ้างอิงและการสูญเสียของสายอากาศ

สมการของประสิทธิภาพรวมของสายอากาศสามารถเขียนได้ดังนี้

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (2.1)$$

ขณะที่

$e_0$  = ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ

$e_r$  = ประสิทธิภาพจากการสะท้อนกลับเนื่องจากมีความไม่เหมาะสมกันระหว่างสายส่งกับสายอากาศ ซึ่ง  $e_r = (1 - |\Gamma|^2)$

$e_c$  = ประสิทธิภาพของการเป็นตัวนำ

$e_d$  = ประสิทธิภาพของการเป็นฉนวน

$\Gamma$  = สัมประสิทธิ์ของแรงดันสะท้อนกลับที่ขั้วขาเข้าของสายอากาศ  
 $[\Gamma = (Z_{in} - Z_0) / (Z_{in} + Z_0)$  ขณะที่  $Z_{in}$  คือ อิมพีแดนซ์ขาเข้า  $Z_0$  คือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่ง]

$$VSWR = \text{อัตราแรงดันคลื่นนิ่ง} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

โดยทั่วไปแล้วจะคำนวณหาค่า  $e_c$  และ  $e_d$  ได้ยากมาก แต่จะสามารถหาค่าได้จากการทดลอง แม้แต่การวัดก็ยังไม่สามารถทำการแยกค่าประสิทธิภาพทั้งสองออกจากกันได้ ดังนั้นเพื่อความสะดวกจะเขียนสมการที่ (2.1) ใหม่เป็นดังนี้

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.2)$$

โดยที่  $e_{cd} = e_c e_d$  = ประสิทธิภาพในการแพร่กระจายของสายอากาศ ซึ่งจะสัมพันธ์กับอัตราขยายและการชี้ทิศทาง

## 2.7 อัตราขยาย (Gain)

อัตราขยายของสายอากาศ (เกน) เป็นสิ่งที่บ่งบอกถึงสมรรถนะหรือความสามารถของสายอากาศโดยที่เกนของสายอากาศจะมีความสัมพันธ์อย่างใกล้ชิดกับไดเรกทิวิตี (การชี้ทิศทาง) เกนจะเป็นการบอกถึงประสิทธิภาพของสายอากาศว่าจะดีพอ ๆ กับความสามารถในการชี้ทิศทางหรือไม่ ซึ่งไดเรกทิวิตีหรือการชี้ทิศทางนั้นเป็นเพียงการวัดที่อธิบายถึงคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศ ดังนั้นไดเรกทิวิตีจึงถูกควบคุมด้วยแบบรูปที่แผ่กระจายเท่านั้น อัตราขยายของสายอากาศในทิศทางที่กำหนดจึงเป็นอัตราส่วนความเข้มในการแผ่กระจายในทิศทางที่กำหนดที่มีต่อความเข้มในการแผ่กระจายที่หากจากกำลังงานที่สายอากาศรับได้ที่เป็นการแผ่กระจายแบบไอโซโทรปิก โดยที่ความเข้มในการแผ่กระจายจะมีลักษณะเช่นเดียวกันกับกำลังงานที่แผ่กระจายแบบ

ไอโซโทรปิกและมีค่าเท่ากับกำลังงานที่สายอากาศรับได้ที่ชี้เข้าหาอาหารด้วย  $4\pi$  ซึ่งจะแสดงในรูปแบบสมการ ดังนี้

$$Gain = 4\pi \frac{\text{radiation intensity}}{\text{total input (accepted) power}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.3)$$

ในทุกกรณีที่ได้กล่าวมานี้จะมีการควบคุมด้วยเกนสัมพัทธ์ (Relative gain) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกำลังอัตราขยาย (Power Gain) ในทิศทางที่กำหนดที่มีต่อเพาเวอร์เกนของสายอากาศอ้างอิงในทิศทางที่อ้างอิงนั้น โดยที่ กำลังงานขาเข้าของสายอากาศทั้งสองจะต้องเท่ากัน และปกติสายอากาศที่ใช้ในการอ้างอิงมักจะเป็นสายอากาศแบบไดโพล (Dipole Antenna) สายอากาศปากแตร (Horn Antenna) หรือสายอากาศอื่น ๆ ที่สามารถคำนวณหาค่าเกนได้หรือรู้ค่าเกน อย่างไรก็ตามสายอากาศอ้างอิงที่กล่าวมานี้ คือ แหล่งกำเนิดไอโซโทรปิกที่ปราศจากการสูญเสียใด ๆ ฉะนั้น

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}(\text{lossless isotropic source})} \quad (2.3a)$$

เมื่อไม่กำหนดทิศทางไว้ โดยทั่วไปแล้วจะคิดกำลังอัตราขยายในทิศทางที่มีการแผ่กระจายคลื่นแรงที่สุด

อ้างอิงจากรูปที่ 2.15(ก) จะสามารถเขียนได้ว่า ผลรวมของกำลังงานที่แผ่ออกไป ( $P_{rad}$ ) จะสัมพันธ์กับผลรวมของกำลังงานขาเข้า ( $P_{in}$ ) ที่ป้อนให้สายอากาศ ดังนี้

$$P_{rad} = e_{cd} P_{in} \quad (2.4)$$

จากมาตรฐาน IEEE ได้กำหนดว่า เกนจะไม่รวมการสูญเสียที่เกิดจาก อิมพีแดนซ์มิสมแมทซ์ (การสูญเสียจากการสะท้อนกลับที่ชี้เข้าของสายอากาศ ที่เกิดจากอิมพีแดนซ์ระหว่างสายอากาศและสายส่งสัญญาณไม่เท่ากัน) และโพลาริซั่มไม่เหมาะสม (การสูญเสียอันเนื่องมาจากโพลาริซั่มระหว่างสายอากาศด้านส่งและรับมีโพลาริซั่มไม่เหมือนกัน) ดังนั้นในที่นี้จะขอ กำหนดเกนไว้สองแบบ คือ เกน ( $G$ ) และ เกนสมบูรณ์ (Absolute Gain:  $G_{abs}$ ) ซึ่งมักจะได้นำเอาการสูญเสียจากการสะท้อนกลับหรือการมิสมแมทซ์กันที่แสดงในสมการที่ (2.1) และ (2.2) เข้ามามีส่วนในการคิดคำนวณด้วย

โดยการใช้สมการ (2.4) จะลดสมการที่ (2.3a) เป็นดังนี้

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} \left[ 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] \quad (2.5)$$

ซึ่งจะสัมพันธ์กับไดเรคทิวิตีดังนี้

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} D(\theta, \phi) \quad (2.6)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าสูงสุดของเกนก็จะสัมพันธ์กับค่าสูงสุดของโคเรคทีวิตีด้วย ดังนั้นจะได้ว่า

$$G_0 = G(\theta, \phi)|_{\max} = e_{cd} D(\theta, \phi)|_{\max} = e_{cd} D_0 \quad (2.7)$$

ส่วนเกนสมบูรณ์  $G_{abs}$  จะสามารถหาได้จากการสูญเสียจากการสะท้อนกลับหรือความไม่เหมาะสมกัน (อันเนื่องมาจากการต่อสายอากาศเข้ากับสายส่งสัญญาณ) ซึ่งหาได้จาก

$$\begin{aligned} G_{abs}(\theta, \phi) &= e_r G(\theta, \phi) = (1 - |\Gamma|^2) G(\theta, \phi) \\ &= e_r e_{cd} D(\theta, \phi) = e_0 D(\theta, \phi) \end{aligned} \quad (2-7a)$$

ในลักษณะเดียวกัน ค่าสูงสุดของเกนสมบูรณ์  $G_{abs}$  ก็จะสัมพันธ์กับค่าสูงสุดของโคเรคทีวิตี  $D_0$  ดังนี้

$$\begin{aligned} G_{0abs} &= G_{abs}(\theta, \phi)|_{\max} = e_r G(\theta, \phi)|_{\max} = (1 - |\Gamma|^2) G(\theta, \phi)|_{\max} \\ &= e_r e_{cd} D(\theta, \phi)|_{\max} = e_0 D(\theta, \phi)|_{\max} = e_0 D_0 \end{aligned} \quad (2-7b)$$

ถ้าสายอากาศแมทซ์กับสายส่งสัญญาณ นั่นคืออิมพีแดนซ์ขาเข้าของสายอากาศ  $Z_{in}$  จะมีค่าเท่ากับคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์  $Z_c$  ของสายส่งสัญญาณ ( $|\Gamma| = 0$ ) ดังนั้นจะทำให้เกนทั้งสองเท่ากัน ( $G_{abs} = G$ )

โดยปกติเกนจะไม่มีหน่วย แต่มักจะนิยมใช้เกนในเทอมของเดซิเบลแทน ดังนั้นจะสามารถแทนเกนสูงสุดในเทอมของเดซิเบล ได้ดังนี้

$$G_0 (dB) = 10 \log_{10} [e_{cd} D_0] \quad (2.8)$$

## 2.8 อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance)

อิมพีแดนซ์ขาเข้า คือ อิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่เกิดขึ้นบริเวณขั้วต่อของสายอากาศ หรือก็คืออัตราส่วนระหว่างแรงดันต่อกระแสของบริเวณขั้วต่อ หรืออีกนัยหนึ่งคืออัตราส่วนของส่วนประกอบที่เหมาะสมของสนามไฟฟ้าต่อสนามแม่เหล็กที่จุดนั้น ในที่นี้จะกำหนดให้อิมพีแดนซ์ขาเข้าที่ขั้วต่อสายอากาศเป็น  $a - b$  ตามที่แสดงในรูปที่ 2.14 และให้อัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าต่อกระแสไฟฟ้าที่ขั้วนี้ไม่มีการต่อโหลดใด ๆ ดังนั้นจะหาค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศได้ ดังนี้

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.9)$$

โดยที่

$$Z_A = \text{อิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่บริเวณขั้วต่อ } a - b \text{ (ohms)}$$

$R_A$  = ความต้านทานของสายอากาศบริเวณขั้วต่อ  $a-b$  (ohms)

$X_A$  = ค่าความต้านทานเชิงจินตภาพบริเวณขั้วต่อ  $a-b$  (ohms)

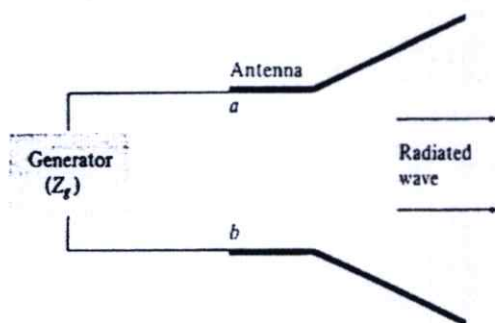
โดยทั่วไปค่าความต้านทานจาก (2.9) จะประกอบด้วย 2 องค์ประกอบดังนี้

$$R_A = R_r + R_L \quad (2.10)$$

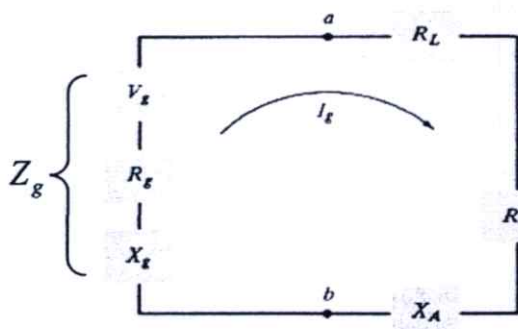
ขณะที่

$R_r$  คือ ค่าความต้านทานในการแผ่คลื่นออกไปของสายอากาศ

$R_L$  คือ ค่าความต้านทานจากการสูญเสียของสายอากาศ



(ก) สายอากาศในรูปแบบการส่ง



(ข) วงจรสมมูลย์เทวินินของสายอากาศในรูปแบบการส่ง

รูปที่ 2.14 สายอากาศส่งและลักษณะวงจรเสมือน

## 2.9 แบนด์วิทช์ (Bandwidth)

แบนด์วิทช์ของสายอากาศ คือ ช่วงของความถี่ภายในขอบเขตที่ยอมรับได้ที่เป็นการแสดงสมรรถนะของสายอากาศ ที่เป็นการพิจารณาถึงคุณลักษณะบางอย่างที่เป็นไปตามมาตรฐานเฉพาะ ซึ่งแบนด์วิทช์สามารถจะพิจารณาว่าเป็นช่วงของความถี่บนด้านทั้งสองข้างของความถี่กึ่งกลาง (โดยทั่วไปความถี่กึ่งกลางคือ ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศใดโพล) โดยที่คุณลักษณะของ

สายอากาศ เช่น อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input impedance), แบบรูปการแผ่คลื่น (Pattern), ความกว้างลำคลื่น (Beamwidth), โพลาริซเซชัน (Polarization), ระดับลำคลื่นข้าง (Side lobe level), เกน (Gain), ลำคลื่นทิศทาง (Beam direction), ประสิทธิภาพในการแผ่คลื่น (Radiation efficiency) เป็นต้น อยู่ในค่าที่ยอมรับได้ของที่ความถี่กึ่งกลางนั้น สำหรับแบนด์วิธของสายอากาศแบบบรอดแบนด์จะแทนได้ด้วยอัตราส่วนของความถี่ด้านสูงต่อความถี่ด้านที่ต่ำกว่าของการใช้งานที่ยอมรับได้ ตัวอย่างเช่น แบนด์วิธ 10:1 หมายความว่า ความถี่ด้านสูงเป็นสิบเท่าของความถี่ด้านที่ต่ำกว่า สำหรับสายอากาศแบบแถบแคบ จะมีแบนด์วิธที่แทนด้วยเปอร์เซ็นต์ของความถี่ที่แตกต่างกัน (ความถี่ด้านสูงลบความถี่ด้านต่ำ) ที่เทียบกับความถี่กึ่งกลางของแบนด์วิธนั้น เช่น แบนด์วิธ 5% หมายความว่า ความแตกต่างของความถี่ใช้งานที่ยอมรับได้เป็น 5% ของความถี่กึ่งกลางของแบนด์วิธนั้น สมการที่สามารถแสดงถึงแบนด์วิธของสายอากาศแบบแถบความถี่แคบ (Narrowband) แสดงดังสมการ (2.11) สำหรับแบนด์วิธของสายอากาศที่เป็นแถบกว้าง (Wideband) จะเป็นอัตราส่วนขอบเขตความถี่สูงต่อขอบเขตความถี่ต่ำของย่านความถี่ดังสมการ (2.12)

$$BW_{\text{narrowband}} (\%) = \frac{f_u - f_l}{f_c} \times 100 \quad (2.11)$$

ขณะที่

$$f_c = \frac{f_u + f_l}{2}$$

$$BW_{\text{broadband}} = \frac{f_u}{f_l} \quad (2.12)$$

เมื่อ  $BW$  คือ ค่าแบนด์วิธของสายอากาศ

$f_u$  คือ ขอบเขตความถี่สูงของย่านความถี่

$f_l$  คือ ขอบเขตความถี่ต่ำของย่านความถี่

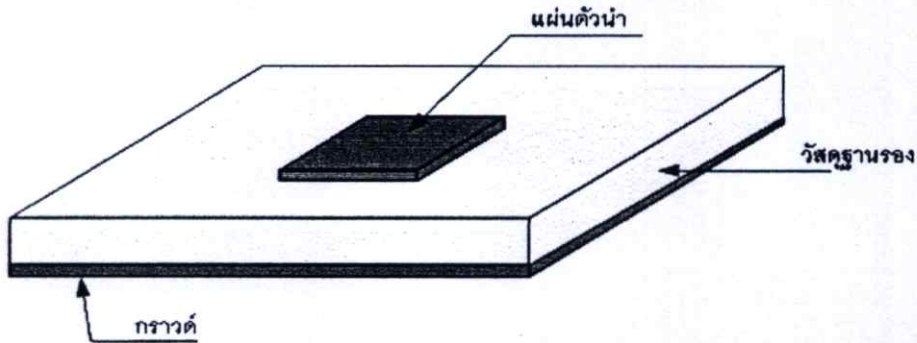
$f_c$  คือ ความถี่กลางของย่านความถี่

การกำหนดแบนด์วิธของสายอากาศที่ยังคงค่าคุณสมบัติอยู่ในมาตรฐาน จะถูกกำหนดโดย  $VSWR \leq 2$  ( $S_{11} \leq -9.54$  dB) ปกติใช้  $S_{11} \leq -10$  dB โดยที่  $S_{11}$  คือ การสูญเสียย้อนกลับที่เข้าต่อสายอากาศ (Return Loss)

## 2.10 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป

คุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริป คือ ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก สามารถผลิตด้วยเทคโนโลยีวงจรมินิเจอร์ ซึ่งสามารถนำไปใช้งานร่วมกับวงจรมินิเจอร์อิเล็กทรอนิกส์ได้ และสายอากาศไมโครสตริปสามารถใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟได้ดี ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศ

ไมโครสตริปประกอบด้วยองค์ประกอบพื้นฐาน คือ แผ่นตัวนำสายอากาศ ชั้นวัสดุฐานรอง ระบายความร้อน และสายนำสัญญาณ โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริป

#### 2.10.1 แผ่นตัวนำสายอากาศ

แผ่นตัวนำที่ใช้ทำสายอากาศ เป็นแผ่นโลหะแบบบาง สามารถใช้ทำหน้าที่เป็นตัวแผ่พลังงาน และมีค่าความต้านทานต่ำ ทนต่อสภาวะแวดล้อม สามารถยึดติดกับผิวของชั้นวัสดุฐานรองได้เป็นอย่างดี โดยทั่วไปทำจากทองแดง ทองคำ หรือ อลูมิเนียม แผ่นตัวนำสามารถนำไปใช้ในการออกแบบสายอากาศให้มีรูปร่างต่าง ๆ เช่น สี่เหลี่ยมผืนผ้า สี่เหลี่ยมจัตุรัส วงกลม วงรี ฯลฯ วัสดุที่ใช้ทำแผ่นตัวนำสายอากาศนี้จะส่งผลต่อประสิทธิภาพของสายอากาศ และความซับซ้อนในการผลิต นอกจากนี้แล้วขนาดและรูปร่างของสายอากาศแบบแผ่นตัวนำยังเป็นปัจจัยต่อการกำหนดความถี่ใช้งาน รูปแบบการแผ่พลังงาน และอิมพีแดนซ์ขาเข้า ปัจจุบันสายอากาศแบบแผ่นตัวนำที่ใช้ส่วนใหญ่เป็นแผ่นตัวนำรูปสี่เหลี่ยม และวงกลม เนื่องจากการออกแบบ และการสร้างสามารถทำได้ง่าย

#### 2.10.2 ชั้นวัสดุฐานรอง

ชนิดและขนาดของชั้นวัสดุฐานรองเป็นปัจจัยสำคัญในการออกแบบสายอากาศ และเป็นองค์ประกอบสำคัญที่กำหนดคุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริป การแผ่พลังงานของสายอากาศจะลดลงเมื่อค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรองเพิ่มมากขึ้น โดยที่ความหนาของชั้นวัสดุฐานรองมีค่าคงที่ การแผ่พลังงานของสายอากาศจะเพิ่มขึ้นเมื่อความหนาของชั้นวัสดุฐานรองเพิ่มขึ้น จนกว่าความหนาของชั้นวัสดุฐานรองต่อความยาวคลื่นมีค่าประมาณ 0.05 (1 ต่อ 20) การแผ่พลังงานจะมีปริมาณลดลง

การเลือกวัสดุเพื่อใช้เป็นวัสดุฐานรองนอกจากจะต้องคำนึงถึงสมบัติทางกล สมบัติทางเคมี ความคงทนต่อสภาวะแวดล้อม เช่น ความชื้น อุณหภูมิที่มีการเปลี่ยนแปลง ความสามารถในการยึดติดกับผิวโลหะได้ดี ความเรียบของผิวซึ่งเพิ่มประสิทธิภาพในการยึดติดติดกับโลหะ และสามารถผลิตเป็นชั้นวัสดุฐานรองสำหรับสายอากาศได้ นอกจากนี้สมบัติทางไฟฟ้ายังเป็นตัวแปรสำคัญในการเลือกวัสดุ โดยมีค่าปัจจัยที่ต้องคำนึงดังต่อไปนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (Dielectric Constants:  $\epsilon_r$ ) วัสดุที่ใช้ควรเป็นวัสดุเนื้อเดียว เพื่อให้ค่าสภาพยอมของสารไดอิเล็กตริกมีค่าคงที่ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกจะบ่งบอกคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริก โดยเทียบกับอากาศว่าง ซึ่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ควรจะมีค่าต่ำ เนื่องจากค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ต่ำจะทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพที่ดี และทำให้การผลิตมีความผิดพลาดน้อย

- ค่า Loss tangent ( $\tan\delta$ ) คือ ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสแอสติสเพลซเมนต์ โดยเมื่อนำสารไดอิเล็กตริกไปคั่นกลางระหว่างแผ่นโลหะคู่หนึ่งซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวเก็บประจุ ซึ่งค่านี้จะแสดงให้รู้ว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสมากน้อยเพียงใด โดยค่านี้ควรจะมีค่าที่ต่ำ เพื่อลดพลังงานการสูญเสียเนื่องจากการสูญเสียของไดอิเล็กตริกทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศสูงขึ้น

- ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้น จะมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใดซึ่งค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี

### 2.10.3 ระนาบกราวด์ (Ground Plane)

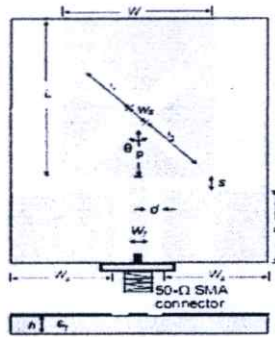
เป็นแผ่นโลหะขนาดใหญ่เมื่อเทียบกับแผ่นตัวนำสายอากาศ ซึ่งส่วนใหญ่จะทำจากโลหะชนิดเดียวกันกับสายอากาศ โดยขนาดของระนาบกราวด์นี้จะส่งผลกระทบต่อแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น เนื่องจากคลื่นเลี้ยวเบนที่บริเวณขอบของระนาบกราวด์ นอกจากนี้ยังส่งผลต่อการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศอีกด้วย เนื่องจากการวิเคราะห์สายอากาศส่วนใหญ่มีข้อสมมุติว่าแผ่นระนาบกราวด์มีขนาดใหญ่กว่าแผ่นตัวนำสายอากาศมากจนสามารถประมาณได้ว่าเป็นอนันต์ ขนาดที่จำกัดของระนาบกราวด์จะมีผลต่อลำคลื่นหลัก (Main Lobe) น้อยมาก แต่จะทำให้เกิดลำคลื่นด้านหลังของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

### 2.10.4 สายส่งสัญญาณ (Transmission Line)

สายส่งสัญญาณที่ใช้กับสายอากาศแบบไมโครสตริปจะมีหลายรูปแบบ เช่น ท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW), สายนำสัญญาณระนาบร่วม (Coplanar Strip Line: CPS), สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป (Microstrip Line) เป็นต้น ในการออกแบบสายอากาศในวิทยานพินธ์นี้จะใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป [1]-[6] หรือเรียกสั้น ๆ ว่า สายไมโครส

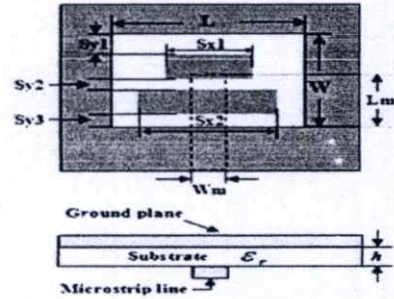
คริปหรือไมโครสตริปไลน์ ซึ่งเป็นสายที่ได้รับความนิยมนำมาใช้กับความถี่ในย่านไมโครเวฟ ซึ่งรายละเอียดจะอธิบายอยู่ในหัวข้อย่อยถัดไป

สำหรับสายอากาศไมโครสตริปนั้นมียู่อุปกรณ์หลากหลายชนิด โดยในแต่ละชนิดก็จะมีรูปแบบ และคุณสมบัติแตกต่างกันออกไป ดังนั้นในการออกแบบหรือเลือกใช้สายอากาศชนิดไหน จะต้องคำนึงถึงความเหมาะสมในการนำไปใช้งาน ซึ่งรูปแบบสายอากาศไมโครสตริปสแสดงได้ดังรูปที่ 2.16



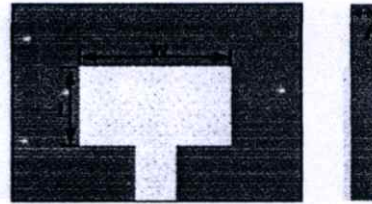
(ก) สายอากาศแบบโมโนโพล

(Monopole Antenna) [9]



(ข) สายอากาศช่องเปิด

(Slot Antenna) [10]



(ค) สายอากาศแบบแผ่นปะ (Patch Antenna) [11]

รูปที่ 2.16 สายอากาศไมโครสตริปชนิดต่าง ๆ

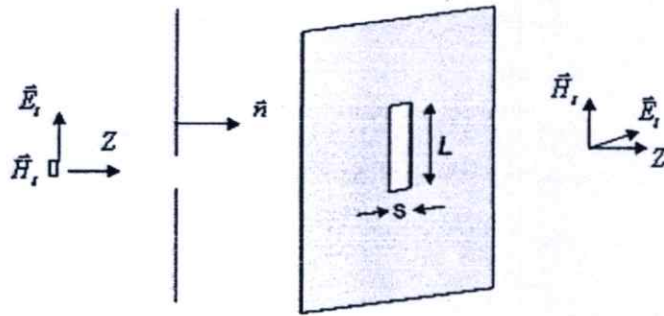
## 2.11 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

### 2.11.1 การแพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศช่องเปิด

การแพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศช่องเปิด เกิดขึ้นเมื่อคลื่นเคลื่อนที่เข้าปะทะแผ่นตัวนำสมบูรณ์แบบช่องเปิดแคบ ๆ โดยที่สนามไฟฟ้ามีทิศตั้งฉากกับแนวของช่องเปิด ที่ตรงช่องเปิดจะมีสนามไฟฟ้าความเข้มสูงมากเกิดขึ้น ทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นออกไปยังบริเวณที่อยู่อีกด้านหนึ่ง ในกรณีที่ช่องเปิดแคบมาก ๆ กระแสไฟฟ้าสมมูลคือ  $\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}'$  จะมีขนาดจำกัด

และเมื่อคิดว่าความกว้างของช่องเปิดซึ่งอ้างอิงจากรูปคือ  $S$  เข้าหาศูนย์ กระแสไฟฟ้าสมดุลส่วนนี้จะตัดทิ้งได้เพราะมีขนาดเล็ก แต่ส่วนที่เป็นกระแสแม่เหล็กสมดุลคือ  $\vec{M} = \vec{E}' \times \vec{n}$  นั้นไม่สามารถตัดทิ้งได้ เพราะเมื่อ  $S$  เข้าหาศูนย์สนามแม่เหล็กที่ช่องเปิดก็จะเข้าหอนันต์จึงไม่สามารถตัดทิ้งได้

ถ้าให้  $E_z$  เป็นสนามไฟฟ้าที่ช่องเปิด และช่องเปิดยาว  $L$  เนื่องจากปลายทั้งสองของช่องเปิดสนามไฟฟ้าจะต้องเป็นศูนย์ เพราะฉะนั้นการกระจายของสนามไฟฟ้าบนช่องเปิดจะเขียนได้ดังรูปที่ 2.17

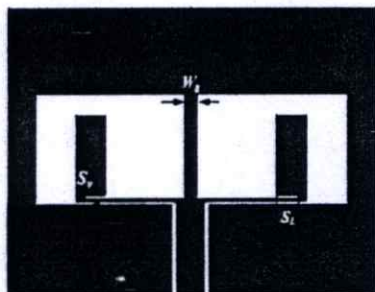


รูปที่ 2.17 การแพร่กระจายคลื่นจากไมโครสตริบแบบช่องเปิด

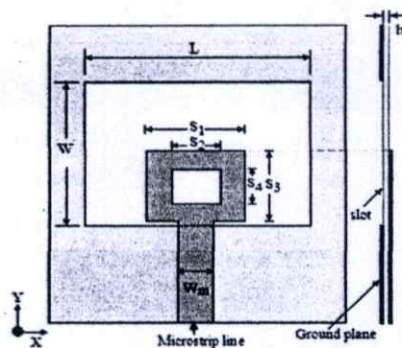
### 2.11.2 รูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิด

สายนำสัญญาณทำหน้าที่ในการจ่ายกำลังงานความถี่วิทยุ (RF Power) ให้แก่สายอากาศไมโครสตริบ สายนำสัญญาณเป็นปัจจัยสำคัญที่ส่งผลกระทบต่อคุณสมบัติของสายอากาศ โดยเฉพาะสายอากาศไมโครสตริบ อันเนื่องมาจาก การจี้ควางสายนำสัญญาณ พลังงานที่สูญเสียไปในสายนำสัญญาณ การผิดเพี้ยนของกระแสจากภาคส่ง และการสูญเสียร่วมระหว่างสายนำสัญญาณกับแผ่นตัวนำ สาเหตุเหล่านี้จะส่งผลกระทบต่อค่าคุณสมบัติของสายอากาศไม่ว่าจะเป็นแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น โพลาริเซชัน และประสิทธิภาพของสายอากาศ

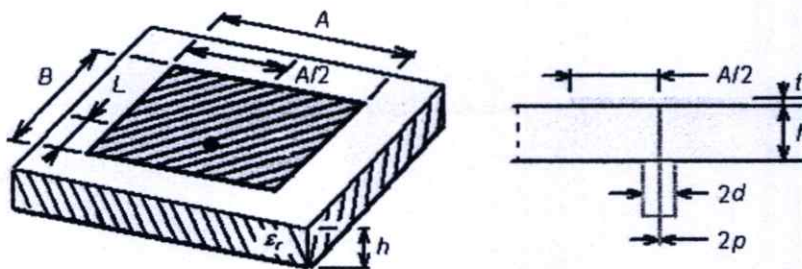
สายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิด เป็นสายอากาศที่สามารถใช้รูปแบบสายป้อนสัญญาณได้หลากหลายรูปแบบ [1], [5], [6], [8], [16] ไม่ว่าจะเป็นสายแบบไมโครสตริบ (Microstrip Line) สายแบบโคแอกเซียล (Coaxial) หรือแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) โดยช่องเปิดของสายอากาศอาจมีลักษณะเป็น สี่เหลี่ยม วงกลม วงแหวน ซึ่งสายอากาศรูปแบบนี้สามารถทำให้มี แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นได้ทั้งแบบทิศทางเดียว (Unidirectional) หรือสองทิศทาง (Bidirectional) ก็ได้ สำหรับตัวอย่างสายอากาศที่ใช้รูปแบบการป้อนสัญญาณแบบต่าง ๆ แสดงไว้ดังรูปที่ 2.18



(ก) สายนำสัญญาณแบบ CPW



(ข) สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

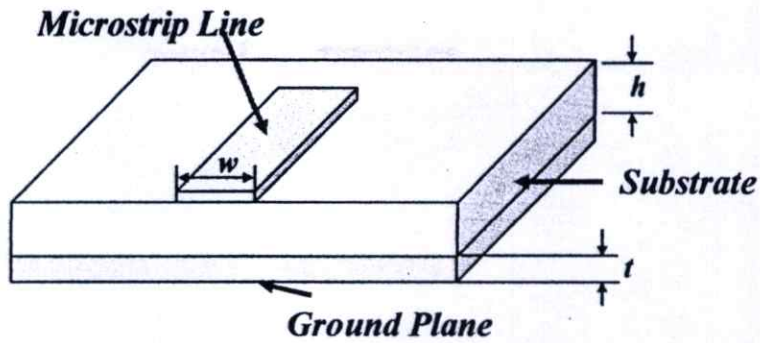


(ค) สายนำสัญญาณแบบโคแอกเชิบลโพรบ

รูปที่ 2.18 รูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

### 2.12 โครงสร้างพื้นฐานของสายนำสัญญาณไมโครสตริป

สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป หรือเรียกสั้น ๆ ว่า สายไมโครสตริป ได้รับความนิยมนำมาใช้กับความถี่ย่านไมโครเวฟ เพราะมีข้อดี คือ ง่ายต่อการเชื่อมต่อ มีขนาดเล็ก รูปที่ 2.19 แสดงโครงสร้างของสายไมโครสตริป โดยจะมีรูปร่างเป็นแถบตัวนำแคบ ๆ วางอยู่บนชั้นวัสดุฐานรอง (Substrate) ซึ่งเป็นสาร ไดอิเล็กตริก และด้านล่างของวัสดุฐานรองจะเป็นระนาบกราวด์ (Ground plane) ซึ่งมีลักษณะเป็นโลหะ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในวัสดุฐานรองในบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบตัวนำแคบ ๆ กับผิวโลหะของระนาบกราวด์ด้านล่าง การที่แถบตัวนำของสายนำสัญญาณไมโครสตริปมีด้านบนสัมผัสกับอากาศ และด้านล่างสัมผัสกับสาร ไดอิเล็กตริก ทำให้การแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าถูกแยกไปในอากาศส่วนหนึ่ง และส่วนที่เหลือจะผ่านไปนสารไดอิเล็กตริก แถบตัวนำมีความกว้าง  $w$  ความหนา  $t$  ถูกวางบนวัสดุฐานรอง (Substrate) โดยที่ความกว้างของสตริปนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่ต้องการ สำหรับความหนาของตัวสตริปที่นำมาใช้ออกแบบสายอากาศโดยทั่วไปนั้นจะมีค่าประมาณ 0.017 มิลลิเมตร



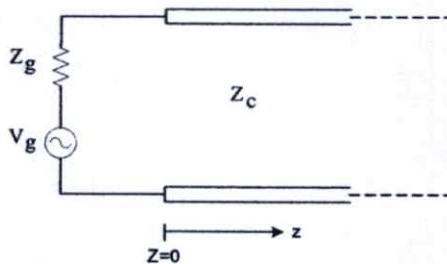
รูปที่ 2.19 โครงสร้างทางกายภาพของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

### 2.13 ลักษณะคลื่นบนสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการส่งผ่านของคลื่นจากแหล่งกำเนิดสัญญาณคั่นทางไปตามสายส่งในกรณีสายยาวเป็นอนันต์ กรณีที่สายมีความยาวจำกัดและมีโหลดต่ออยู่ ซึ่งเป็นกรณีที่มีคลื่นสะท้อนเกิดขึ้น รวมทั้งการเกิดคลื่นนิ่งบนสายส่ง

#### 2.13.1 คลื่นจร (Traveling Wave)

กรณีที่สายส่งหรือสายนำสัญญาณมีความยาวเป็นอนันต์และถูกป้อนด้วยแหล่งกำเนิดสัญญาณ  $V_g$  ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ภายในเป็น  $Z_g$  ดังในรูปที่ 2.20 กรณีที่สายยาวอนันต์หมายถึง  $Z = \infty$  การส่งผ่านของคลื่นไปด้าน  $+z$  ถือว่าเป็นทิศทางปกติหรือมีการส่งผ่านไปด้านหน้า คลื่นที่ส่งผ่านไปในทิศ  $-z$  จะถือว่าเป็นคลื่นสะท้อน ในกรณีที่สายยาวอนันต์และคลื่นที่ถูกป้อนจากคั่นทางจะสามารถส่งผ่านไปในทิศ  $+z$  ตามโครงสร้างของสายนำสัญญาณ โดยไม่มีการสะท้อนหรือสะท้อนกลับ คลื่นที่ส่งผ่านในสภาพที่กล่าวนี้เรียกว่าคลื่นจร

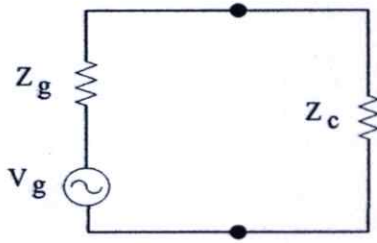


รูปที่ 2.20 สายส่งที่มีความยาวเป็นอนันต์

ลำดับต่อไปพิจารณาการหาค่าขนาดของคลื่นจรนี้โดยใช้วงจรสมมูลในรูปที่ 2.21 ประกอบและคิดในรูปของเฟสเซอร์ของสัญญาณ ความรู้เนื่องจากที่ตำแหน่ง  $Z = 0$  อิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไปทางสายนำสัญญาณเท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งคือ  $Z_c$  ดังนั้นจึงเปรียบเสมือนมี

อิมพีแดนซ์  $Z_c$  มาต่ออยู่ดังวงจรสมมูลตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.21 จากวงจรสมมูลนี้สามารถหาค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม  $Z_c$  ได้ดังนี้

$$V_i = \frac{Z_c}{Z_g + Z_c} V_g \tag{2.13}$$



รูปที่ 2.21 วงจรสมมูลของรูปที่ 2.20

ผลที่ได้ตามสมการจะเป็นขนาดของคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่ตำแหน่ง  $Z = 0$  ซึ่งจะส่งผ่านไปตามสายส่ง เนื่องจากตามหลักการของการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสูงสุด ค่า  $Z_g$  และ  $Z_c$  จะต้องมีความสัมพันธ์กัน ในรูป  $Z_g = Z_c$  แต่เนื่องจาก  $Z_c$  จะเป็นค่าจริง ดังนั้น  $Z_g$  จะเป็นค่าจริงและมีค่าเท่ากับ  $Z_c$  ซึ่งในภาคปฏิบัติต้องสร้างเครื่องกำเนิดสัญญาณหรือเครื่องส่งให้มีอิมพีแดนซ์ภายในเท่ากับค่า  $Z_c$  ยกตัวอย่างเช่น ถ้านำไปใช้กับสายโคแอกเซียลแบบ 50 โอห์ม อิมพีแดนซ์ภายในของเครื่องกำเนิดสัญญาณก็ต้องเท่ากับ 50 โอห์ม ด้วยเป็นต้น ในกรณีเช่นนี้เรียกว่ามีการแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่สมบูรณ์ที่ต้นทาง และขนาดของแรงดันต้นทางก็จะมีค่าเป็นดังนี้

$$V_i = \frac{V_g}{2} \tag{2.14}$$

### 2.13.2 การสะท้อนของคลื่น

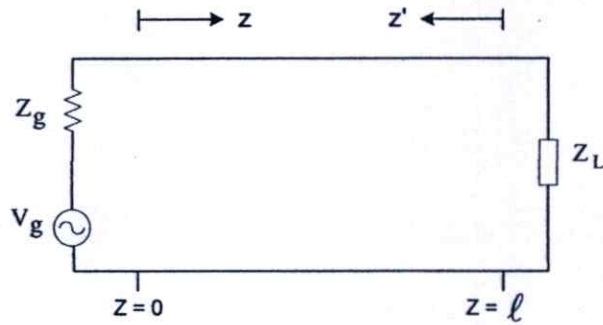
กรณีที่สายส่งไม่ได้ยาวอนันต์ หรือมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะไม่สม่ำเสมอตามแกน  $Z$  คลื่นจรที่ส่งผ่านไปจะได้รับผลกระทบจากสภาพนั้น ๆ ตัวอย่างเช่น ถ้าสายมีความยาวจำกัดโดยที่ปลายสายต่อไว้ด้วยโหลดที่มีค่าเป็น  $Z_L$  ดังแสดงในรูปที่ 2.22 ผลที่ได้คือกำลังงานจะถูกแบ่งเป็นสองส่วน ส่วนหนึ่งจะสะท้อนกลับมาตามสาย อีกส่วนหนึ่งจะสูญเสียที่โหลดกลายเป็นความร้อน ในส่วนกำลังงานจะมีปริมาณมากน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับสัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับ (Voltage reflection coefficient)

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} \quad (2.15)$$

เมื่อ  $\Gamma$  คือ สัมประสิทธิ์แรงคืนสะท้อนกลับ

$V_r$  คือ แรงคืนสะท้อนกลับ

$V_i$  คือ แรงคั่นตกกระทบ



รูปที่ 2.22 สายส่งที่ต่อโหลดไว้ที่ปลายสาย

จากสมการที่ (2.15) ถ้าสัมประสิทธิ์แรงคืนสะท้อนกลับมีค่าเป็นบวก แสดงว่าแรงคืนสะท้อนกลับมีเฟสตรงกัน (in phase) แต่ถ้าเครื่องหมายเป็นลบแสดงว่าแรงคืนสะท้อนกลับมีเฟสตรงกันข้าม (out of phase) การหาค่าเปอร์เซ็นต์ของคลื่นแรงคืนสะท้อนกลับหาได้ ดังนี้

$$\% \text{ แรงคืนสะท้อนกลับ} = \Gamma \times 100 \quad (2.16)$$

กำลังงานหาได้จากแรงคั่นยกกำลังสองหารด้วยอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ  $Z_c$

$$P = \frac{V^2}{Z_c} \quad (2.17)$$

ฉะนั้น สัมประสิทธิ์กำลังงานสะท้อนกลับ (Power reflection coefficient) จะมีค่าเท่ากับกำลังสองของค่าสัมประสิทธิ์แรงคืนสะท้อนกลับ

$$\Gamma^2 = \frac{P_r}{P_i} \quad (2.18)$$

เมื่อ  $\Gamma$  คือ สัมประสิทธิ์แรงคืนสะท้อนกลับ

$P_r$  คือ กำลังงานสะท้อนกลับ

$P_i$  คือ กำลังงานตกกระทบ  
เทียบเป็นเปอร์เซ็นต์ได้โดย

$$\% \text{ แรงคืนสะท้อนกลับ} = \Gamma^2 \times 100 \quad (2.19)$$

นอกจากนี้สัมประสิทธิ์แรงคืนสะท้อนกลับยังสามารถหาได้จากอัตราส่วนของผลต่างและผลรวมระหว่างโวลต์กับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} \quad (2.20)$$

### 2.13.3 คลื่นนิ่ง (Standing Wave)

ในกรณีที่ปลายสายส่งต่อไว้ด้วยโหลดทั่วไปที่ไม่ใช่แมทซ์จึงโหลด สัญญาณคลื่นส่วนหนึ่งจะถูกดูดกลืนหรือสิ้นเปลืองที่โหลดคือตัวต้านทาน อีกส่วนหนึ่งที่เหลือจะสะท้อนกลับไปตามสาย และเนื่องจากค่าแอมพลิจูดของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับแปรเปลี่ยนตามเวลา คลื่นรวมหรือคลื่นผลลัพธ์จะได้มาจากการรวมแอมพลิจูดของคลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อนกลับ ซึ่งมีชื่อเรียกว่า คลื่นนิ่ง (Standing wave)

คลื่นนิ่งเกิดจากการรวมหรือบวกกันของคลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อนกลับ โดยมีจุดโหนดอยู่กับที่ระหว่างจุดโหนดทั้งหลาย ถูกคลื่นจะเปลี่ยนขึ้นไปถึงจุดสูงสุด และลดลงจนถึงจุดต่ำสุด และคลื่นนิ่งจะเกิดขึ้นได้ในกรณีที่ความถี่ของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับมีค่าเท่ากันเท่านั้น

ค่าแรงดันสูงสุด  $V_{\max}$  ของคลื่นนิ่ง ได้มาจากการบวกกันของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับที่มีเฟสตรงกัน

$$V_{\max}(V) = V_i + V_r \quad (2.21)$$

ค่าแรงดันต่ำสุด  $V_{\min}$  ของคลื่นนิ่ง ได้มาจากการบวกกันของคลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อนที่มีเฟสตรงข้ามกัน

$$V_{\min}(V) = V_i - V_r \quad (2.22)$$

อัตราส่วนของแรงดันสูงสุดต่อแรงดันต่ำ เรียกว่า อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR)

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \quad (2.23)$$

อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง หรือ VSWR แสดงในหน่วย dB จะมีชื่อเรียกว่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio: SWR)

$$SWR (dB) = 20 \log VSWR \quad (2.24)$$

การคำนวณความสัมพันธ์ระหว่าง VSWR และสัมประสิทธิ์แรงคืนสะท้อนกลับของแรงคืน โดยจะเริ่มคำนวณจากสมการที่ (2.23) แทนค่าด้วยสมการที่ (2.21) และ (2.22) ตามลำดับ

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{V_i + V_r}{V_i - V_r} \quad (2.25)$$

ทำการหารเศษและส่วนด้วย  $V_i$  และแทนค่าด้วยสมการที่ (2.15) จะได้เป็น

$$VSWR = \frac{1 + V_r/V_i}{1 - V_r/V_i} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.26)$$

ดังนั้นจะได้ค่า  $\Gamma$  เป็น

$$\Gamma = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (2.27)$$

#### 2.13.4 การสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss)

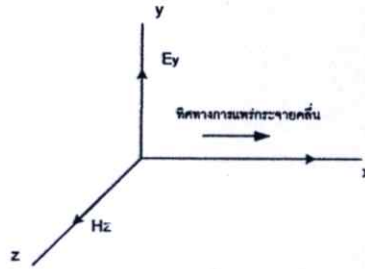
การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศจะแสดงค่ากำลังที่สูญเสียที่โหลด เมื่ออิมพีแดนซ์ของสายส่งและสายอากาศไม่แมทช์กัน ค่าการสูญเสียย้อนกลับจะเป็นการแสดงผลการแมทช์กันระหว่างสายส่งกับสายอากาศ โดยค่าการสูญเสียย้อนกลับสามารถหาได้จากสมการที่ 2.28

$$S_{11} = -20 \log_{10} |\Gamma| \quad (dB) \quad (2.28)$$

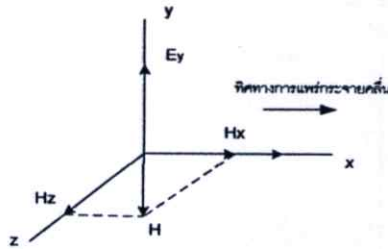
สำหรับการแมทซ์กันที่สมบูรณ์ระหว่างสายส่งและสายอากาศ เมื่อ  $\Gamma = 0$  ค่าการสูญเสียย้อนกลับจะเป็นค่าอนันต์ ซึ่งแสดงว่าไม่มีกำลังงานที่สะท้อนกลับ ในทำนองเดียวกันเมื่อ  $\Gamma = 1$  ค่าการสูญเสียย้อนกลับจะเป็น 0 dB แสดงว่ากำลังงานสะท้อนกลับหมด สำหรับการนำไปใช้งานที่แสดงถึงประสิทธิภาพอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้นั้น VSWR ไม่ควรมีค่าเกิน 2 ซึ่งที่ตำแหน่งนี้ ค่าของการสูญเสียย้อนกลับ  $S_{11}$  จะเป็นมีค่า -9.54 dB โดยประมาณ

### 2.13.5 โหมดการแพร่กระจายคลื่น

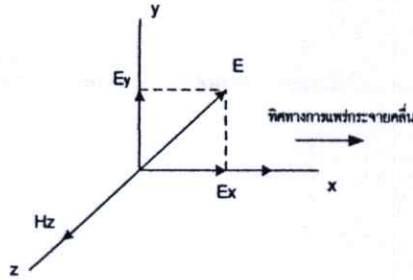
ในสภาวะอากาศว่าง (Free space) คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะแพร่กระจายออกไปเป็นลักษณะรูปทรงกลม (Spherical configuration) คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเกิดการแพร่กระจายออกสู่อากาศว่างในลักษณะสนามไฟฟ้าแปรเปลี่ยนตามเวลา ทำให้มีการเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่แปรเปลี่ยนตามเวลา และสนามแม่เหล็กแปรเปลี่ยนตามเวลาก็จะไปเหนี่ยวนำสร้างสนามไฟฟ้าต่อไปเช่นกัน ทำให้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามีการแพร่กระจายออกไปเรื่อย ๆ และค่อย ๆ ถูกกลทอนด้วยตัวกลางจนหมดไป (ซึ่งในอุดมคติคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะต้องแพร่กระจายออกไปในอากาศว่างได้เรื่อย ๆ ไม่มีที่สิ้นสุด โดยไม่ถูกกลทอนด้วยตัวกลางเลย)



รูปที่ 2.23 คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวาง



รูปที่ 2.24 คลื่นที่มีแนวสนามไฟฟ้าวางตามขวาง



รูปที่ 2.25 คลื่นที่มีแนวสนามแม่เหล็กวางตามขวาง

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกจากแหล่งกำเนิดจะมีลักษณะการแพร่ออกไปเป็นรูปทรงกลม (Spherical wave) เมื่อพิจารณาบนพื้นผิวทรงกลมที่ระยะห่างไกลจากแหล่งกำเนิดคลื่นมาก ๆ จะกำหนดให้พื้นที่เล็ก ๆ บนพื้นผิวทรงกลมสมมติเป็นพื้นที่ระนาบแบนสี่เหลี่ยมที่มีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยจะพิจารณาสนามไฟฟ้า  $E$  และสนามแม่เหล็ก  $H$  บนพื้นผิวระนาบนี้ที่ทำมุมฉากซึ่งกันและกัน ฉะนั้นคลื่นที่ระยะห่างออกไปจากแหล่งกำเนิดมาก ๆ จะกลายเป็นคลื่นระนาบ (Plane wave) และคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ระนาบนี้จะเป็นสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กที่ทำมุมฉากซึ่งกันและกัน โดยที่ระนาบของสนามทั้งสองจะตั้งฉากกับทิศทางการแพร่กระจายของคลื่นด้วย

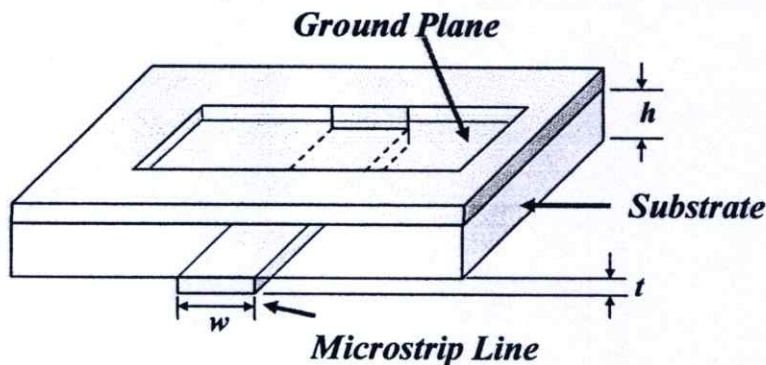
ขณะที่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแพร่กระจายไปตามสายนำสัญญาณนั้น กลุ่มประจุและกระแสไฟฟ้าบนพื้นผิวของตัวนำของสายนำสัญญาณจะมีรูปแบบเป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขต (Bound condition) สำหรับโหมดในการแพร่กระจายคลื่นบนสายนำสัญญาณที่เป็นโหมดหลัก (Principal mode) ก็คือ คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวาง (Transverse electromagnetic wave: TEM) โดยที่โหมด (Mode) เป็นการบอกลักษณะการเดินทางหรือการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งคลื่น TEM นี้จะเป็นคลื่นที่มีระนาบของคลื่นสนามแม่เหล็ก และคลื่นสนามไฟฟ้ารูปไซน์วางอยู่ในลักษณะตามขวางกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่น ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.23 กรณีที่ขนาดความยาวคลื่นของสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้งานมีค่าใกล้เคียงกับขนาด (Dimension) ของสายหรือโถง จะทำให้เกิดโหมดการแพร่กระจายคลื่นที่แตกต่างกันมากขึ้น ซึ่งรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นต่าง ๆ กันนี้รวมเรียกว่าโหมดที่สูงกว่า (Higher mode) ของรูปแบบการแพร่กระจายของคลื่น ซึ่งมีความถี่สูงกว่าค่าความถี่เฉพาะที่มีชื่อเรียกว่าความถี่คัทออฟ (Cutoff frequency) ของสายส่งหรือเวฟไกด์ที่ใช้งาน สำหรับความถี่ต่ำสุด (Lowest frequency) ซึ่งมีความยาวคลื่นสูงสุดหรือยาวที่สุด (Longest wavelength) ที่สามารถแพร่กระจายไปตามขนาดของสายนำสัญญาณหนึ่ง ๆ จะเป็นความถี่คัทออฟ (Cutoff frequency) และความยาวคลื่นคัทออฟ (Cutoff wavelength) ของสายนำสัญญาณนั้น จะมีรูปแบบการส่งคลื่นในลักษณะดังกล่าว เป็นโหมดต่ำสุด (Lowest mode) ในการส่ง โดยมีชื่อเรียกโหมดนี้ว่า โหมดหลักของการแพร่กระจาย (Principal

propagation mode) ส่วนโหมดที่สูงกว่า (Higher mode) จะเป็นรูปแบบการส่ง (เทียบกับใน โหมดหลัก) โดยคลื่นที่แพร่กระจายในเวฟไกด์จะมี 2 โหมด คือ คลื่นที่มีแนวสนามไฟฟ้าวางตามขวาง (Transverse Electric Wave: TE) หมายถึง สนาม H มีส่วนประกอบหรือเวกเตอร์ย่อยอยู่ในแกน  $x$  และ  $z$  ของสนาม E แสดงไว้ตามรูป 2.24 และคลื่นที่มีแนวสนามแม่เหล็กตามขวาง (Transverse magnetic wave: TM) หมายถึง สนาม E มีส่วนประกอบหรือเวกเตอร์ย่อยอยู่ในแกน  $x$  และ  $y$  ของสนาม H แสดงไว้ตามรูปที่ 2.25

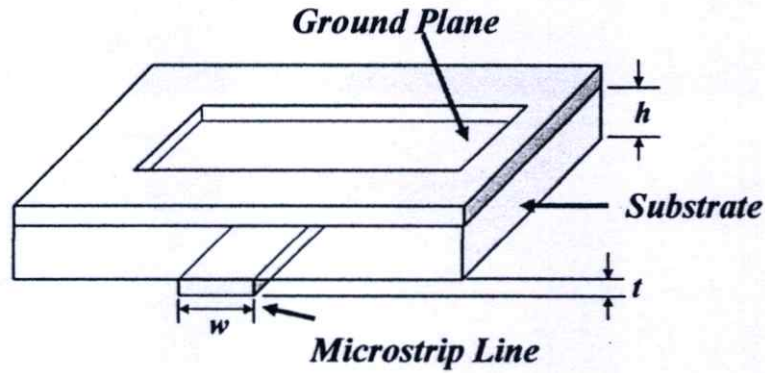
คลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปนั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มากแต่จะไม่ใช่โหมด TEM เสียทีเดียว เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ด้วย จึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่าโหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM) การที่มีสนามในแนวแกนอยู่บ้างนั้นเป็นเพราะ โครงสร้างประกอบด้วยสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในระบบเดียวกัน

#### 2.14 สายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยสายไมโครสตริป

โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ที่ป้อนสัญญาณด้วยสายไมโครสตริป จะประกอบไปด้วยสายอากาศแบบช่องเปิดที่อยู่บนแผ่นตัวนำที่ทำหน้าที่เป็นระนาบกราวด์และสายไมโครสตริปที่อยู่บนระนาบตรงกันข้าม สำหรับลักษณะการส่งผ่านคลื่นสัญญาณนี้จะมีหลักการรูปแบบพื้นฐานอยู่ 2 รูปแบบ คือ การต่อแบบปิดวงจร (Microstrip Terminated Short Circuit) ซึ่งการต่อแบบปิดวงจรนี้จะไม่นิยมนำมาออกแบบเนื่องจากมีรูปแบบที่ยากต่อการนำไปสร้างในเทคโนโลยีวงจรพิมพ์ ดังรูปที่ 2.26 (ก) และการต่อแบบเปิดวงจร (Microstrip Terminated Open Circuit) แสดงดังรูปที่ 2.26 (ข) ซึ่งความยาวที่เหมาะสมของสายไมโครสตริปในกรณีนี้จะมีความยาวประมาณเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่น



(ก) กรณีต่อแบบปิดวงจร



(ข) กรณีคือแบบเปิดวงจร

รูปที่ 2.26 สายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยสายไมโครสตริป

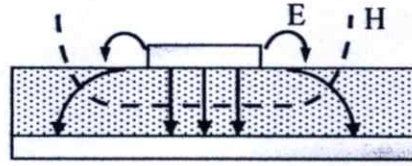
สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยสายไมโครสตริป (Microstrip Fed Slot Antenna) ตามรูปที่ 2.26(ข) นั้น จะมีการจัดวางสายอากาศช่องเปิดให้อยู่ตรงกลางระหว่างด้านซ้ายและขวาบนระนาบกราวด์ และวางตำแหน่งของสายไมโครสตริปไว้บนระนาบตรงข้ามบริเวณกึ่งกลางกับช่องเปิด โดยมีการป้อนสัญญาณเข้าที่ปลายของสายไมโครสตริป การจัดวางในลักษณะแบบนี้จะทำให้เกิดความต้านทานในการแพร่กระจายสูง ดังนั้นจึงได้มีการทำวิจัยเพื่อให้มีการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดี โดยวิธีพื้นฐานที่สำคัญในการทำแมตช์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศมีอยู่หลายวิธีดังนี้

1. วิธีการปรับความยาวของสายไมโครสตริป ความยาวของสายไมโครสตริปนั้นมีผลโดยตรงกับการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ใช้งาน ดังนั้นในการออกแบบควรให้ความยาวของสายไมโครสตริปยาวประมาณเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่นสัมพันธ์ โดยอาจจะมากหรือน้อยกว่าเล็กน้อยก็ได้ ซึ่งความยาวของสายไมโครสตริปนี้จะขึ้นอยู่กับโครงสร้างของสายอากาศด้วย
2. วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายไมโครสตริป

#### 2.14.1 การส่งผ่านคลื่นในสายไมโครสตริป

การส่งผ่านคลื่นในสายไมโครสตริปนั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM แต่จะไม่ใช่โหมด TEM เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ด้วย จึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวว่า โหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) รูปที่ 2.27 แสดงเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้า ในระนาบตามขวางของสายไมโครสตริป การที่มีสนามในแนวแกนอยู่นั้นเป็นเพราะโครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กตริก และอากาศอยู่ในระนาบเดียวกัน และในสภาพที่มีสนามในแนวแกนเกิดขึ้นนี้ โหมดที่ส่งผ่านอยู่นั้นก็จะเป็นไฮบริดโหมด

การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดคิง TEM ซึ่งพออนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้ ทำให้สามารถใช้หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาคุณสมบัติของไมโครสตริปได้ โดยวิธีการหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant:  $\epsilon_{eff}$ ) ของระบบ ซึ่งจะรวมผลของสาร ไดอิเล็กตริก และอากาศเข้าด้วยกัน



รูปที่ 2.27 เส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าในระบบตามขวางของสายไมโครสตริป

## 2.15 การออกแบบสายไมโครสตริป

สายไมโครสตริปที่จะนำมาใช้จะอยู่ในรูปแบบแบบเปิดวงจร ดังที่แสดงอยู่ในรูปที่ 2.26(ข) โดยจะมีลักษณะเป็นแถบโลหะแคบ (ผืนโลหะขาว) ความกว้างของแถบโลหะจะเป็นตัวกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ของสายไมโครสตริปที่ต้องการออกแบบเพื่อให้แมทซ์กับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งที่จะนำมาต่อเข้าที่ปลายสายไมโครสตริป ส่วนความยาวจะเป็นตัวช่วยในการปรับแต่งให้มีค่าการสูญเสียย้อนกลับเกิดน้อยที่สุด

ถ้ากำหนดให้  $W$  เป็นความกว้างของสายไมโครสตริป  $h$  เป็นความสูงของวัสดุฐานรอง (Substrate) ที่มีความหนาของชั้นโลหะน้อยมาก และ  $Z_C$  เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่ง สัญญาณแบบโคแอกเซียล สมการในการคำนวณหาค่าความกว้าง  $W$  มีดังนี้

$$\text{กรณี } \frac{w}{h} \leq 1$$

$$Z_C = 60 \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right) / (\epsilon_{eff})^{1/2} \quad (2.29)$$

เมื่อ

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right) + 0.5(\epsilon_r - 1)\left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{1/2} \quad (2.30)$$

$$\text{กรณี } \frac{w}{h} \geq 1$$

$$Z_C = \frac{120\pi / (\epsilon_{eff})^{1/2}}{w/h + 1.393 + 0.667 \ln(w/h + 1.44)} \quad (2.31)$$

$$\text{กรณี } \frac{w}{h} \leq 2$$

$$\frac{w}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (2.32)$$

กรณี  $\frac{w}{h} \geq 2$

$$\frac{W_m}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} [\ln(B - 1)] + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \quad (2.33)$$

เมื่อ

$$A = \frac{Z_C}{60} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{2} \right)^{1/2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.34)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\epsilon_r^{1/2}} \quad (2.35)$$

โดยธรรมชาติ สายไมโครสตริปมีคุณสมบัติในการทำให้คลื่นกระจัดกระจาย (Dispersive) นั่นคือ การที่  $\epsilon_{eff}$  แปรตามค่าความถี่ และโครงสร้างของสายไมโครสตริปเป็นลักษณะกึ่ง TEM ดังนั้นสมการพื้นฐานเกี่ยวกับความยาวคลื่นในสายไมโครสตริป คือ

$$\lambda_g = \frac{c}{f(\epsilon_{eff})^{1/2}} \quad (2.36)$$

เมื่อ

$\lambda_g$  คือ ความยาวคลื่นสัมพัทธ์

$c$  คือ ความเร็วแสง ( $3 \times 10^8$  m/s)

$\epsilon_{eff}$  คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective dielectric constant)

$f$  คือ ความถี่หลักที่ต้องการออกแบบของสายอากาศ

# บทที่ 3

## ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

### 3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานและสมการคณิตศาสตร์ที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์สายอากาศ ซึ่งการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้โปรแกรม IE3D ซึ่งเป็นโปรแกรมจำลองทางแม่เหล็กไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นที่อาศัยหลักการวิเคราะห์เชิงตัวเลขด้วยวิธีโมเมนต์ ในการแก้ปัญหาการกระจายกระแสบนโครงสร้างรูปร่างทั่วไปแบบหลายชั้นหรือแบบสามมิติ และแก้ปัญหасมการแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านชุดสมการของแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation)

### 3.2 ทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้าพื้นฐาน

ด้วยสาเหตุที่สายอากาศเป็นอุปกรณ์ซึ่งทำหน้าที่ในการแปลงรูปพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าหรือคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้าจึงเป็นสิ่งสำคัญพื้นฐานสำหรับทำความเข้าใจเกี่ยวกับสายอากาศ และการวิเคราะห์ปัญหาต่าง ๆ ทางวิศวกรรมสายอากาศ

โดยทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้าได้รับการรวบรวมโดยเจมส์ คลาร์ก แมกซ์เวลล์ โดยที่แมกซ์เวลล์ได้เสนอแนวคิดเรื่องกระแสแอสติสเพลซเมนต์และถูกยอมรับในเวลาต่อมาว่า อำนาจแม่เหล็กและอำนาจไฟฟ้าไม่ใช่สิ่งที่แยกจากกันได้ จึงสร้างชุดสมการแมกซ์เวลล์ขึ้นมา โดยปกติจะนำเสนอในลักษณะสมการดิฟเฟอเรนเชียลดังต่อไปนี้

#### 3.2.1 สมการแมกซ์เวลล์ในรูปดิฟเฟอเรนเชียล

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (3.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (3.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.4)$$

สมการ (3.1) มาจากกฎของฟาราเดย์ ซึ่งเป็นกฎการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้าที่กล่าวไว้ว่า ถ้าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่ผ่านบ่วงเส้นลวดมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่มีค่าเท่ากับอัตราการลดลงตามเวลาของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กนั้น

สมการ (3.2) มาจากกฎของแอมแปร์ แมกซ์เวลล์ได้เสนอให้รวมกระแสดิสเพลซเมนต์ ซึ่งเป็นกระแสที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าเข้าเป็นส่วนหนึ่งของแหล่งกำเนิดสนามแม่เหล็กด้วย

สมการ (3.3) และ (3.4) มาจากกฎของเกาส์ เป็นการอธิบายว่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้ามีต้นกำเนิดมาจากประจุไฟฟ้า ซึ่งมีได้จริงในทางกายภาพ และประจุแม่เหล็กนั้น ไม่มีอยู่ในธรรมชาติและไม่สามารถสร้างขึ้นได้ด้วย เพราะฉะนั้น ไคเวอร์เจนซ์ ของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กจะต้องเป็นศูนย์เสมอ

ในการวิเคราะห์โดยทั่วไปมักนำเสนอชุดสมการแมกซ์เวลล์เชิงความถี่ในลักษณะต่อไปนี้

$$\nabla \times \vec{E} = -\vec{M} - j\omega\mu\vec{H} \quad (3.5)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + j\omega\vec{D} \quad (3.6)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_e \quad (3.7)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = \rho_m \quad (3.8)$$

เมื่อ	$\vec{E}$ คือ ความเข้มสนามไฟฟ้า (volts/meter)
	$\vec{H}$ คือ ความเข้มสนามแม่เหล็ก (amperes/meter)
	$\vec{D}$ คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้า (coulombs/square meter)
	$\vec{B}$ คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (webers/square meter)
	$\vec{J}$ คือ ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า (amperes/square meter)
	$\vec{M}$ คือ ความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก (volts/square meter)
	$\rho_e$ คือ ความหนาแน่นประจุไฟฟ้า (coulombs/cubic meter)
	$\rho_m$ คือ ความหนาแน่นประจุแม่เหล็ก ( webers/cubic meter )

### 3.2.2 สมการแมกซ์เวลล์ในรูปอินทิกรัล

$$\int \vec{E} \cdot d\vec{L} = - \int_s \frac{d\vec{B}}{dt} \cdot d\vec{S} \quad (3.9)$$

$$\int \vec{H} \cdot d\vec{L} = I + \int_s \frac{d\vec{D}}{dt} \cdot d\vec{S} \quad (3.10)$$

$$\int_s \vec{D} \cdot d\vec{S} = \int_{vol.} \rho \cdot dv \quad (3.11)$$

$$\int_s \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (3.12)$$

สมการ (3.9) มาจากกฎของฟาราเดย์ที่เกี่ยวกับการเหนี่ยวนำไฟฟ้า โดยเทอมซ้ายมือคือแรงเคลื่อนไฟฟ้า มีค่าเท่ากับค่าลบของการอินทิกรัลพื้นที่ผิวของสนามแม่เหล็ก  $\vec{B}$  ที่เปลี่ยนค่าตามเวลา คูณด้วยพื้นที่หน้าตัดที่สนามแม่เหล็ก  $\vec{B}$  ผ่าน

สมการ (3.10) มาจากกฎของแอมป์ที่เกี่ยวกับกระแสไฟฟ้า โดยเทอมซ้ายมือคือแรงเคลื่อนไฟฟ้า มีค่าเท่ากับผลรวมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านวงจรแบบปิด

สมการ (3.11) มาจากกฎของเกาส์ กล่าวคือ เส้นสนามไฟฟ้าที่พุ่งออกจากพื้นที่ผิวปิดใด ๆ จะ มีค่าเท่ากับประจุไฟฟ้าที่ถูกล้อมอย่างมิดชิด โดยพื้นที่ผิวปิดนั้น

สมการ (3.12) คือ การอินทิกรัลพื้นที่ผิวของสนามแม่เหล็ก  $\vec{B}$  คูณด้วยพื้นที่หน้าตัดที่สนามแม่เหล็ก  $\vec{B}$  ไหลผ่านมีค่าเท่ากับศูนย์

และยังมีสมการที่บอกถึงลักษณะทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวกลางคือ

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (3.13)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (3.14)$$

โดย  $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$

$$\mu = \mu_0 \mu_r$$

เมื่อ  $\epsilon_r$  คือ สภาพยอมทางไฟฟ้า (relative permittivity)

$\mu_r$  คือ ความซาบซึมได้ทางแม่เหล็ก (permeability)

$\epsilon_0$  คือ สภาพยอมทางไฟฟ้าในอากาศว่าง (free space permittivity) มีค่า

$8.854 \times 10^{-12}$  หรือ ประมาณ  $10^{-9} / 36\pi$  (farads per meter)

$\mu_0$  คือ ความซาบซึมได้ทางแม่เหล็กในอากาศว่าง (free space permeability) มีค่าเท่ากับ  $4\pi \times 10^{-7}$  (henries per meter)

### 3.3 ระเบียบวิธีโมเมนต์

ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่ใช้แก้ปัญหาที่มีการจำลองด้วยสมการอินทิกรัลเรียกว่าระเบียบวิธีโมเมนต์ ในปัจจุบันระเบียบวิธีโมเมนต์ได้รับการเลือกใช้ในการแก้ปัญหาและวิเคราะห์เชิงตัวเลขทางสายอากาศมากขึ้น เนื่องจากความก้าวหน้าทางคอมพิวเตอร์ทำให้ลดเวลาที่ใช้คำนวณ ขั้นตอนในการแก้ปัญหาด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์แบ่งเป็นขั้นตอนคือ

1. เลือกฟังก์ชันฐานที่ใช้ประมาณตัวแปร ไม่รู้ค่าที่จะพิจารณา
2. เลือกฟังก์ชันทดสอบหรือฟังก์ชันถ่วงน้ำหนักสำหรับช่วยประมาณคำตอบและแปลงรูปสมการ
3. แก่ระบบสมการเชิงเส้นเพื่อหาคำตอบ

สมการระเบียบวิธีโมเมนต์โดยทั่วไปแล้วมีรูปสมการที่แทนปัญหาแสดงได้ดังนี้

$$Lf = g \quad (3.15)$$

เมื่อ  $L$  คือ ตัวดำเนินการเชิงเส้น (Linear Operator), (Integral Operator)

$f$  คือ ฟังก์ชันไม่รู้ค่าที่จะพิจารณา (Unknown Function)

$g$  คือ ฟังก์ชันกระตุ้นที่ทราบค่า (Excited Function)

ฟังก์ชัน  $f$  ในที่นี้สามารถขยายเป็น  $\{f_1, f_2, f_3, \dots\}$  ซึ่งอยู่ในโดเมนของตัวดำเนินการ  $L$  และค่าประมาณของ  $f$  แสดงได้ดังนี้

$$f = \sum_{n=1}^N \alpha_n f_n \quad ; n=1,2,3,\dots,N \quad (3.16)$$

เมื่อ  $\alpha_n$  คือ สัมประสิทธิ์ที่จะพิจารณาของ  $f_n$

$f_n$  คือ ฟังก์ชันแผ่ขยาย (Expansion Function) หรือ ฟังก์ชันฐาน (Basic Function)

ในสมการ (3.16) สำหรับผลเฉลยที่แม่นยำ (Exact Solution) จะได้จากผลรวมของอนุกรมจำนวนอนันต์เทอม โดยทั่วไปจำนวนเทอมของอนุกรมจะเป็นจำนวนจำกัดค่าหนึ่งเท่านั้นและผลรวมที่ได้ จะเรียกผลเฉลยประมาณ (Approximate Solution) โดยการแทนสมการ (3.16) ลงในสมการ (3.15) และใช้ความเป็นเชิงเส้นของ  $L$  จะได้ว่า

$$\sum_n \alpha_n L(f_n) = g \quad (3.17)$$

โดยที่ผลคูณภายใน (Inner Product) ที่เหมาะสมกับเงื่อนไขของปัญหา  $\langle f, g \rangle$  มีค่าจริง นิยามฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก (Weighting Function) หรือฟังก์ชันทดสอบ (Testing Function)  $w_1, w_2, w_3, \dots, w_m$  ซึ่งอยู่ในช่วงของ  $L$  แล้วก็หาผลคูณภายในของสมการ (3.17) กับ  $w_m$  ซึ่งได้ผลดังนี้

$$\sum_n \alpha_n \langle w_m, Lf_n \rangle = \langle w_m, g \rangle \quad (3.18)$$

เมื่อ  $m = 1, 2, 3, \dots$

สมการ (3.18) สามารถเขียนในรูปเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$[l_{mn}][\alpha_n] = [g_m] \quad (3.19)$$

โดยที่

$$[l_{mn}] = \begin{bmatrix} \langle w_1, Lf_1 \rangle \langle w_1, Lf_2 \rangle \dots \\ \langle w_2, Lf_1 \rangle \langle w_2, Lf_2 \rangle \dots \\ \dots \end{bmatrix}$$

$$\alpha_n = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \dots \\ \alpha_M \end{bmatrix}$$

$$[g_m] = \begin{bmatrix} \langle w_1, g \rangle \\ \langle w_2, g \rangle \\ \dots \\ \langle w_M, g \rangle \end{bmatrix}$$

ดังนั้นจะหาค่า  $[\alpha_n]$  ได้ดังนี้

$$[\alpha_n] = [l_{nm}^{-1}][g] \quad (3.20)$$

และผลเฉลยสำหรับ  $f_n$  จะมีค่าตามสมการ (3.16) ซึ่งสามารถแสดงให้อยู่ในรูปแบบที่กะทัดรัดเข้าใจง่าย โดยจะนิยามเมตริกซ์ของฟังก์ชัน

$$[f_n] = [f_1 \ f_2 \ f_3 \ \dots \ f_N] \quad (3.21)$$

และจะได้ว่า

$$f = [f_n'] [\alpha_n] = [f_n'] [I_m]^{-1} [g_m] \quad (3.22)$$

วิธีการลดรูปสมการเชิงเส้นที่ซับซ้อนมาเป็นสมการเมตริกซ์และการทำเมตริกซ์ผกผันเพื่อหาผลเฉลยจะเหมาะสมอย่างยิ่งกับการคำนวณโดยใช้คอมพิวเตอร์เป็นเครื่องมือ และยิ่งกว่านั้นเมตริกซ์ผกผันนี้ยังสามารถใช้เป็นตัวแทนของระบบได้อีกด้วย นั่นคือสามารถหาทุก ๆ ผลตอบสนองที่เกิดจากการกระตุ้นแบบใด ๆ ได้ โดยใช้เมตริกซ์ผกผันเดิมซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวแทนของระบบนั้น ถ้าเมตริกซ์  $[I]$  มีขนาดอนันต์ ดังนั้นเมตริกซ์ผกผัน  $[I]^{-1}$  จะมีค่าได้ในบางกรณีเท่านั้น เช่น เมตริกซ์นั้นเป็นเมตริกซ์ทแยง (Diagonal matrix) ในกรณีทั่วไปที่ชุดของ  $f_n$  และ  $w_m$  มีค่าจำกัดจะทำให้เมตริกซ์  $[I]$  มีขนาดจำกัดด้วย ดังนั้นสามารถหาเมตริกซ์ผกผัน  $[I]^{-1}$  ได้ด้วยรูปแบบเชิงตัวเลขทั่วไปได้ ผลเฉลยที่ได้นี้จะมีความถูกต้องแม่นยำอย่างไรนั้น ปัจจัยหนึ่งขึ้นอยู่กับทางเลือก  $f_n$  และ  $w_m$  ให้เหมาะสม

### 3.3.1 ฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก

ขั้นตอนสำคัญของวิธีโมเมนต์ คือ การเลือก  $f_n$  และ  $w_m$  ให้เหมาะสมกับปัญหาซึ่ง  $f_n$  ควรจะเป็นเชิงเส้น และจำนวนเทอมที่ใช้ในการประมาณสมการ (3.16) ควรเป็นไปอย่างสมเหตุสมผล ส่วน  $w_m$  ก็ควรเป็นฟังก์ชันอิสระเชิงเส้นด้วยเช่นกัน และการคูณภายใน  $\langle w, g \rangle$  ต้องสัมพันธ์อย่างอิสระกับฟังก์ชัน  $g$  นอกจากนี้ยังมีบางปัจจัยที่ส่งผลต่อการเลือก  $f_n$  และ  $w_m$  ได้แก่

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

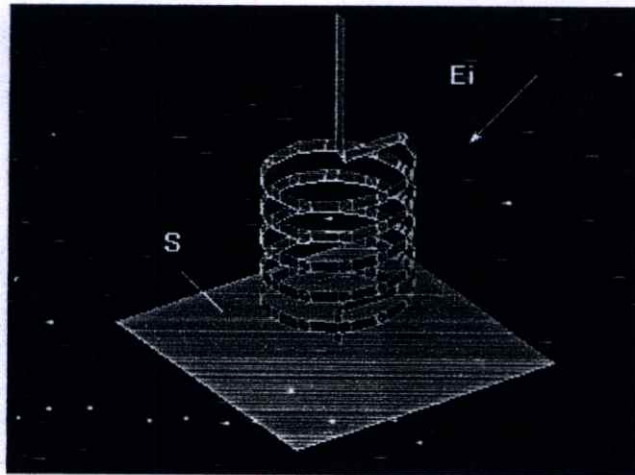
ในการเลือกฟังก์ชันฐานโดยทั่วไปแล้วจะต้องคำนึงว่าฟังก์ชันฐานนั้นจะต้องสามารถไปใช้เป็นตัวแทนของฟังก์ชันคาดหวังที่ยังไม่ทราบค่าและให้ความแม่นยำและความง่ายในการคำนวณที่อยู่ในเกณฑ์ที่ต้องการ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับจำนวนเทอมของฟังก์ชันฐานที่ใช้ในสมการ (3.16)

ฟังก์ชันฐานที่เป็นจำนวนจำกัดเท่านั้นที่จะสามารถเป็นจริงได้ในทางปฏิบัติ โดยทั่วไปแบ่งออกเป็นสองแบบ คือแบบแรกจะประกอบด้วยฟังก์ชันที่แบ่งเป็นขอบเขตย่อย ๆ (Sub-domain functions) ซึ่งจะมีค่าเฉพาะบริเวณของส่วนย่อยนั้น ๆ ที่พิจารณา และฟังก์ชันแบบนี้จะพิจารณาบนผิวของโครงสร้างเท่านั้น

### 3.4 ทฤษฎีพื้นฐานและการนำไปใช้ในการจำลองสายอากาศของโปรแกรม IE3D

การจำลองทางแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นเทคโนโลยีใหม่ที่ทำให้ความแม่นยำสูงในการวิเคราะห์และออกแบบสิ่งที่ยุ่งยากซับซ้อน เช่น วงจรไมโครเวฟและวงจรพิมพ์ทางความถี่วิทยุ สายอากาศ วงจรดิจิทัลความเร็วสูง และส่วนประกอบทางอิเล็กทรอนิกส์อื่น ๆ เป็นต้น โปรแกรม IE3D [15] เป็นโปรแกรมจำลองคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นสมบูรณ์ที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศไมโครสตริปและวงจรความถี่สูงที่ใช้แผ่นพิมพ์วงจรและวงจรดิจิทัลในรูปแบบสามมิติ เช่น วงจรรวมไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟ (MMICs) เป็นต้น โปรแกรม IE3D ได้ถูกนำมาใช้เหมือนเป็นมาตรฐานอุตสาหกรรมในการจำลองคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบสามมิติ ซึ่งงานส่วนใหญ่ที่จะต้องการปรับปรุงให้ดีขึ้นจะใช้ IE3D มาช่วย ดังนั้น IE3D จึงกลายเป็นเครื่องมือจำลองคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่สามารถทำได้หลายอย่างและใช้ง่าย มีประสิทธิภาพและความถูกต้องแม่นยำ

ทฤษฎีพื้นฐานและการนำไปใช้งานของโปรแกรม IE3D นั้น จะใช้สมการเบื้องต้นคือ สมการอินทิกรัลที่หาได้จากฟังก์ชันของกรีน ใน IE3D สามารถสร้างแบบรูปร่างได้ทั้งกระแสไฟฟ้าบนโครงสร้างโลหะและกระแสแม่เหล็กที่แทนด้วยสนามที่แพร่กระจายบนช่องโลหะ โดยทั่วไปแล้ว ปัญหาที่เกิดจากการกระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า จะถูกสมมุติจากโครงสร้างตัวนำในสิ่งแวดล้อมที่เป็นฉนวนที่เกิดขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 สนามตกกระทบที่ถูกป้อนให้กับโครงสร้างโลหะ

จากรูปที่ 3.1 แสดงถึงสนามตกกระทบที่ถูกส่งไปยังโครงสร้างที่โลหะ ตัวอย่างทำให้เกิดการเหนี่ยวนำกระแสให้กระจายไปบนโครงสร้างนี้ กระแสที่เหนี่ยวนำจะไปสร้างสนามที่สองให้

เป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขตบนโครงสร้างโลหะ สำหรับโครงสร้างค้ำนำที่ใช้เป็นค้ำอย่างนี้จะมี กระแสเหนี่ยวนำถูกกระจายไปในผิวค้ำนำและทำให้เกิดเงื่อนไขขอบเขต ดังนี้

$$E(\mathbf{r}) = Z_S(\mathbf{r}) J(\mathbf{r}), \mathbf{r} \in S \quad (3.23)$$

ขณะที่

$S$  เป็นพื้นผิวค้ำนำ

$E(\mathbf{r})$  เป็นสนามสัมผัสทั้งหมดบนพื้นผิว

$J(\mathbf{r})$  คือ กระแสไฟฟ้าที่กระจายอยู่บนพื้นผิว

$Z_S(\mathbf{r})$  คือ อิมพีแดนซ์บนพื้นผิวค้ำนำ

เมื่อโครงสร้างอยู่ในสิ่งแวดล้อมที่เป็นชั้นฉนวน จะสามารถเขียนสนามรวม ได้ดังนี้

$$E(\mathbf{r}) = E_i(\mathbf{r}) + \int_S G(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \cdot J(\mathbf{r}') ds' \quad (3.24)$$

สำหรับสิ่งแวดล้อมที่เป็นฉนวน  $G(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$  จะเป็นผลรวมเลขคู่ที่เป็นฟังก์ชันของกรีน (Green's function) ซึ่ง  $E_i(\mathbf{r})$  คือ สนามที่ตกกระทบบนพื้นผิวค้ำนำ โดยที่  $G(\mathbf{r}|\mathbf{r}')$  เป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขตของฉนวนยกเว้นเงื่อนไขขอบเขตบนพื้นผิวค้ำนำ  $S$

แทนสมการ (3.24) ลงใน สมการ (3.23) จะได้ผลลัพธ์ในรูปของอินทิกรัลดังนี้

$$Z_S(\mathbf{r}) J(\mathbf{r}) = E_i(\mathbf{r}) + \int_S G(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \cdot J(\mathbf{r}') ds' \quad (3.25)$$

เมื่อรู้สนามที่ตกกระทบและค่าอิมพีแดนซ์บนพื้นผิว ทำให้สามารถหาค่าฟังก์ชันของกรีนได้ แต่สิ่งที่ยังไม่รู้คือค่าของกระแสที่กระจาย  $J(\mathbf{r})$ .

โดยการสมมุติว่ากระแสที่กระจายถูกแทนด้วยกลุ่มของฟังก์ชันพื้นฐานที่สมบูรณ์ คือ

$$J(\mathbf{r}) = \sum_n I_n B_n(\mathbf{r}), n = 1, 2, \dots \quad (3.26)$$

เมื่อแทน สมการ (3.26) ลงในสมการ (3.25) จะได้ว่า

$$Z_S(\mathbf{r}) \sum_n I_n B_n(\mathbf{r}) = E_i(\mathbf{r}) + \sum_n I_n \int_S G(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \cdot B_n(\mathbf{r}') ds' \quad (3.27)$$

โดยการใช้ ลำดับขั้นตอนของ Galerkin ก็จะสามารถแปลงสมการที่ (3.27) ให้อยู่ในรูปของสมการเมตริกซ์ ดังนี้

$$\int_S ds E_i(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{B}_n(\mathbf{r}) = S_n I_n \left\{ \int_S ds Z_s(\mathbf{r}) \mathbf{B}_m(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{B}_n(\mathbf{r}) - \int_S ds \int_S ds' \mathbf{B}_m(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{G}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \cdot \mathbf{B}_n(\mathbf{r}') \right\} \quad (3.28)$$

ขั้นตอนข้างต้นที่กล่าวมานี้ จะทำให้สมการที่ (3.27) มีความน่าเชื่อถือ พร้อมกันกับทำให้กลุ่มของฟังก์ชันทดสอบมีความถูกต้องสมบูรณ์ยิ่งขึ้น และฟังก์ชันทดสอบนี้ก็เหมือนกันกับฟังก์ชันพื้นฐาน ซึ่งกลุ่มของฟังก์ชันพื้นฐานที่สมบูรณ์แบบจะประกอบด้วยจำนวนของเทอมที่มีมากไม่สิ้นสุด (infinite: เป็นอนันต์) ฉะนั้นสมการที่ (3.28) จึงเป็นปัญหาทางมิติที่เป็นอนันต์ และสามารถจะใช้เพียงคำตอบที่เป็นตัวเลขโดยประมาณได้ การประมาณก็คือการทำให้อนุกรมที่ค่อนข้างเป็นอนันต์ หดสั้นลงให้อยู่ในเทอมที่จำกัด ในทางคณิตศาสตร์การทำให้หดสั้นลงเป็นกระบวนการที่แสดงให้เห็นค่าโดยประมาณได้ โดยจะพุ่งประเด็นการแก้ปัญหาที่แท้จริงในมิติที่เป็นอนันต์ไปเป็นมิติจำกัด ถ้าเลือกมิติจำกัดก็เพื่อให้ส่วนประกอบหลักของคำตอบที่แท้จริงอยู่ในมิติจำกัดทั้งหมด ดังนั้นจึงควรที่จะสามารถหาค่าประมาณที่ดีมากออกมา หลังจากที่ได้อัลกอริทึมที่กล่าวมาแล้วนี้ สมการที่ (3.28) ก็จะกลายเป็นสมการเมทริกซ์ ดังนี้

$$[Z_{mn}] [I_m] = [V_m] \quad (3.29)$$

ซึ่ง

$$Z_{mn} = \int_S ds Z_s(\mathbf{r}) \mathbf{B}_m(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{B}_n(\mathbf{r}) - \int_S ds \int_S ds' \mathbf{B}_m(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{G}(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \cdot \mathbf{B}_n(\mathbf{r}') \quad (3.30)$$

$$V_m = \int_S ds E_i(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{B}_n(\mathbf{r}) \quad (3.31)$$

วิธีการของสมการที่ (3.29) ถึง (3.31) เป็นสัมประสิทธิ์การกระจายกระแส หลังจากแก้สมการการกระจายกระแสได้ ก็จะสามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ S แบบรูปการแผ่พลังงาน วงจรสมมูล RLC ของโครงสร้าง และค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ อะไรก็ได้ที่ต้องการ

สูตรทั้งหมดที่เป็นวิธีโมเมนต์ (MoM) ที่ใช้รูปแบบของสมการที่ (3.29) ถึง (3.31) ไม่ใช่สิ่งที่ย่างยากหรือก็คือมีความซับซ้อน ซึ่งความแตกต่างที่เกิดขึ้นอยู่ที่การเลือกใช้ฟังก์ชันพื้นฐานและฟังก์ชันของกรีน

ยังมีทางเลือกอีกมากมายสำหรับนำมาใช้กับฟังก์ชันพื้นฐานและฟังก์ชันของกรินที่เป็นผลรวมเลขคู่ การพิจารณาบนฟังก์ชันพื้นฐานและบนฟังก์ชันของกรินที่เป็นผลรวมของเลขคู่จะเกี่ยวข้องโดยตรงกับการประเมินประสิทธิภาพและความถูกต้องแม่นยำของการอินทิกรัลสองชั้นของพื้นผิวดังที่แสดงในสมการที่ (3.30)

## บทที่ 4

### การออกแบบและวิเคราะห์ผล

ในบทนี้จะนำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า จากนั้นจะนำไปขยายผลเป็นสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่แบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า เพื่อให้ได้แบบคircuitที่กว้างขึ้น สายอากาศทั้งสองรูปแบบนี้ใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ (Microstrip Line) สายอากาศจะถูกออกแบบบนวัสดุฐานรอง (substrate) 2 ชนิด คือ RT/Duroid 5880 และ FR4 และใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ของ IE3D ที่ใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์ (Moment Method: MoM) จากบทที่กล่าวมาแล้วมาช่วยในการวิเคราะห์สายอากาศ และจากงานวิจัยต่าง ๆ ที่ผ่านมาพบว่า การเลือกวัสดุฐานรองที่นำมาออกแบบสายอากาศนั้นเป็นสิ่งสำคัญอย่างยิ่ง ซึ่งวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 จะมีคุณภาพดี ราคาสูงและหาซื้อได้ยาก เมื่อนำวัสดุชนิดนี้มาใช้สร้างสายอากาศจะทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพสูง สำหรับวัสดุฐานรองชนิด FR4 นั้น เป็นวัสดุฐานรองที่มีคุณภาพด้อยกว่า RT/Duroid 5880 แต่มีราคาถูกกว่ามากทั้งยังหาซื้อได้ง่าย ซึ่งการใช้ FR4 ก็มีความเหมาะสมเพียงพอกับการนำไปใช้ในการสร้างสายอากาศ เพราะปัจจุบันการสื่อสารไร้สายที่เรียกว่า WLAN นั้นมีการใช้อุปกรณ์ที่มีกำลังงานในการส่งต่ำ มีอุณหภูมิไม่สูง และใช้ในระยะทางใกล้ ๆ ที่ไม่จำเป็นต้องเน้นเรื่องประสิทธิภาพของสายอากาศมากนัก อย่างไรก็ตามในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการออกแบบสายอากาศและจำลองผลบนวัสดุฐานรองทั้งสองชนิด คือ RT/duroid 5880 และ FR4 เพื่อแสดงให้เห็นว่าสามารถใช้วัสดุฐานรองชนิดใด ๆ มาทำการออกแบบเพื่อให้ได้ความถี่ใช้งานตามที่ต้องการได้ แต่จะต้องปรับเปลี่ยนขนาดและพารามิเตอร์ของสายอากาศตามค่าคงตัวไดอิเล็กตริกและความหนาของวัสดุฐานรองของแต่ละชนิด และในขั้นตอนสุดท้ายก็จะนำรูปแบบสายอากาศที่ได้ไปทำการสร้างจริงและวัดผลโดยใช้เฉพาะวัสดุฐานรองชนิด FR4 เท่านั้น เนื่องจากไม่มีปัญหาในการจัดซื้อและราคาถูกมาก โดยมีวัตถุประสงค์ของการออกแบบสายอากาศ เพื่อให้สามารถนำไปใช้งานในระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐานของ IEEE 802.11 b/g (2.4 -2.4835 GHz), IEEE 802.11 j (4.9-5.091 GHz), IEEE 802.11 a (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz) และในระบบ WiMAX ตามมาตรฐานของ IEEE 802.16 (3.4-3.6 GHz , 5.7-5.9 GHz) รายละเอียดที่จะนำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ จะเป็นการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศในกรณีต่าง ๆ ตามลำดับ

#### 4.1 การออกแบบสายอากาศโดยใช้วัสดุฐานรองชนิด RT/duroid 5880

ในหัวข้อนี้จะเป็นการออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดที่ใช้รูปแบบการป้อนสัญญาณด้วยสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ โดยทำการจำลองบนวัสดุฐานรองชนิด RT/duroid 5880 ซึ่งเป็นวัสดุฐานรองที่ให้ประสิทธิภาพสูง ทนอุณหภูมิได้สูงประมาณ  $225^{\circ}C$  และเป็นที่ยอมรับใช้กันอย่างแพร่หลาย คุณลักษณะเฉพาะของวัสดุฐานรองสองชนิดที่ได้รับความนิยมสูงในการนำมาใช้ในการออกแบบสายอากาศแสดงในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 คุณลักษณะของวัสดุฐานรองที่นิยมใช้ในการสร้างสายอากาศ

Substrate	Dielectric Constant	Dielectric Thickness	Loss tangent	Temperature
RT/Duroid 5880	2.20	0.8 mm, 1.57 mm.	0.0009	$225^{\circ}C$
FR4	4.20 - 4.70	0.8 mm, 1.6mm	0.0200	$130^{\circ}C$

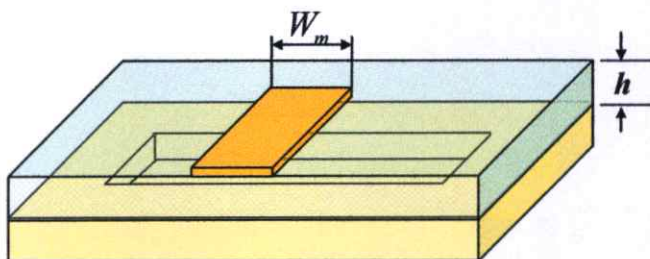
งานวิจัยนี้ไม่ได้นำสายอากาศที่ทำการจำลองออกแบบบนวัสดุฐานรองชนิด RT/duroid 5880 ไปสร้างจริง เนื่องจากการสั่งซื้อที่ยากและราคาสูง ดังนั้นในที่นี้จึงเป็นเพียงการศึกษาออกแบบและวิเคราะห์ผลการจำลองเท่านั้น เพื่อเป็นการแสดงให้เห็นว่า การเลือกวัสดุฐานรองเป็นสิ่งสำคัญมาก และก่อนที่จะนำวัสดุฐานรองที่ใช้ไปทำการออกแบบสายอากาศด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ IE3D จะต้องนำคุณลักษณะเฉพาะของวัสดุฐานรองนั้นมาทำการคำนวณหาค่าความกว้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปไลน์และความยาวคลื่นสัมพันธ์ที่จะนำไปสู่การกำหนดขนาดโดยประมาณของสายอากาศที่ความถี่ใช้งานตามที่ต้องการ โดยมีลำดับขั้นตอนในการออกแบบดังต่อไปนี้

##### 4.1.1 คุณลักษณะของวัสดุฐานรองชนิด RT/duroid 5880

คุณลักษณะเฉพาะของวัสดุฐานรอง (Substrate) ชนิด RT/duroid 5880 ที่จะนำมาใช้ในการออกแบบและจำลองผลด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ IE3D มีดังนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) เท่ากับ 2.2
- ความหนาของวัสดุฐานรอง ( $h$ ) เท่ากับ 1.575 มิลลิเมตร
- ค่าความนำของตัวนำทองแดง ( $\sigma$ ) เท่ากับ  $5.8 \times 10^7$  S/m
- ค่าความหนาของตัวนำทองแดง ( $t$ ) เท่ากับ 0.017 มิลลิเมตร
- ค่า Loss tangent ( $\tan \delta$ ) เท่ากับ 0.0009

#### 4.1.2 การคำนวณหาความกว้างของไมโครสตริปไลน์บน RT/duroid 5880



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปไลน์

เพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียที่จุดต่อระหว่างสายอากาศกับไมโครสตริปไลน์ ก็จะต้องออกแบบให้อิมพีแดนซ์ของไมโครสตริปไลน์เท่ากับอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณ โคแอกเชียล ซึ่งโดยทั่วไปคือ 50 โอห์ม โดยที่อิมพีแดนซ์ของไมโครสตริปไลน์จะขึ้นอยู่กับความกว้างของไมโครสตริปไลน์เท่านั้น ดังนั้นในที่นี้จึงต้องทำการคำนวณหาความกว้างของไมโครสตริปไลน์ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) ความหนาหรือความสูงของวัสดุฐานรอง ( $h$ ) และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ โคแอกเชียล (Characteristics Impedance) โดยใช้สมการที่ (4.1)

$$\frac{W_m}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} [\ln(B - 1)] + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \quad (4.1)$$

โดยที่

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.2)$$

เมื่อ  $W_m$  คือ ความกว้างของไมโครสตริปไลน์

$h$  คือ ความหนาของวัสดุฐานรอง

$\epsilon_r$  คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง

$Z_0$  คือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ โคแอกเชียล คือ 50 โอห์ม

เมื่อนำค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ของวัสดุฐานรองตามหัวข้อ 4.1.1 แทนลงไปในสมการที่ (4.1) จะได้ความกว้างของไมโครสตริปไลน์ ( $W_m$ ) ประมาณ 4.8 มิลลิเมตร

#### 4.1.3 การคำนวณหาความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880

การออกแบบสายอากาศแบบวงรอบ (Loop) จะมีพารามิเตอร์สำคัญที่เป็นตัวกำหนดขนาดของสายอากาศ ซึ่งจะอ้างอิงกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) พารามิเตอร์นี้คือ ความยาวรวมที่ขอบนอกของวงรอบช่องเปิดที่เป็นสายอากาศ ในการออกแบบเบื้องต้นจะต้องกำหนดความถี่ใช้งานของสายอากาศที่ต้องการออกแบบ ซึ่งในที่นี้จะทำการออกแบบที่ความถี่ 2.45 GHz สำหรับสมการในการหาค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์แสดงดังสมการที่ (4.3) ถึง (4.5)

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.3)$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (4.4)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W_m} \right]^{-1/2} \quad (4.5)$$

- เมื่อ
- $\lambda_g$  คือ ความยาวคลื่นสัมพันธ์
  - $c$  คือ ความเร็วของแสงในอากาศ ( $\approx 3 \times 10^8$  เมตรต่อวินาที)
  - $f$  คือ ความถี่ที่ต้องการออกแบบ
  - $\epsilon_r$  คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง
  - $\epsilon_{eff}$  คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์ประสิทธิผลของวัสดุฐานรอง

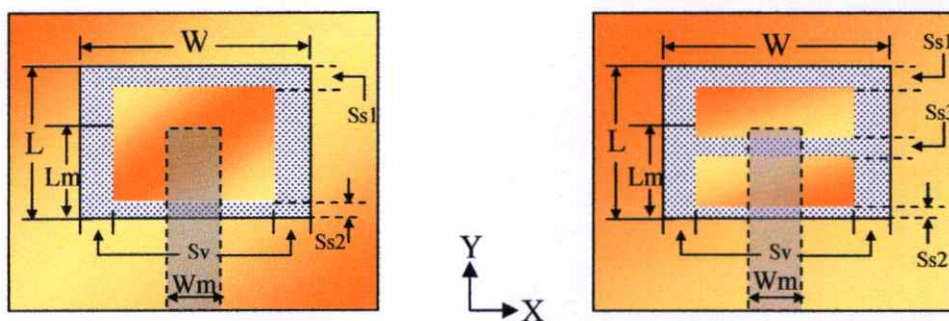
เมื่อทำการแทนค่าความถี่ที่ต้องการออกแบบคือ 2.45 GHz และแทนค่าคุณสมบัติของวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880 ลงในสมการที่ (4.2) ถึง (4.3) จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

- ค่าความยาวคลื่นในอากาศ ( $\lambda_0$ ) ประมาณ 123 มิลลิเมตร
- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์ประสิทธิผล ( $\epsilon_{eff}$ ) ประมาณ 1.87
- ค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) ประมาณ 89.5 มิลลิเมตร

ซึ่งค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์และความกว้างของไมโครสตริปไลน์ที่คำนวณได้จะถูกนำไปใช้ในการออกแบบสายอากาศที่ใช้วัสดุฐานรองชนิด RT/duroid 5880 ต่อไป

#### 4.1.4 รูปแบบและขั้นตอนการออกแบบสายอากาศบนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880

วัสดุฐานรองชนิด RT/duroid 5880 จะถูกนำมาใช้ในการออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมที่ป้อนด้วยไมโครสตริปไลน์จำนวนสองรูปแบบตามที่แสดงในรูปที่ 4.2 โดยรูปที่ 4.2 (ก) เป็นโครงสร้างสายอากาศช่องเปิดวงรอบเดี่ยวซึ่งเป็นโครงสร้างพื้นฐาน ส่วนรูปที่ 4.2 (ข) เป็นโครงสร้างสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ โดยมีขั้นตอนในการออกแบบ ดังนี้



(ก) แบบวงรอบเดี่ยว

(ข) แบบวงรอบคู่

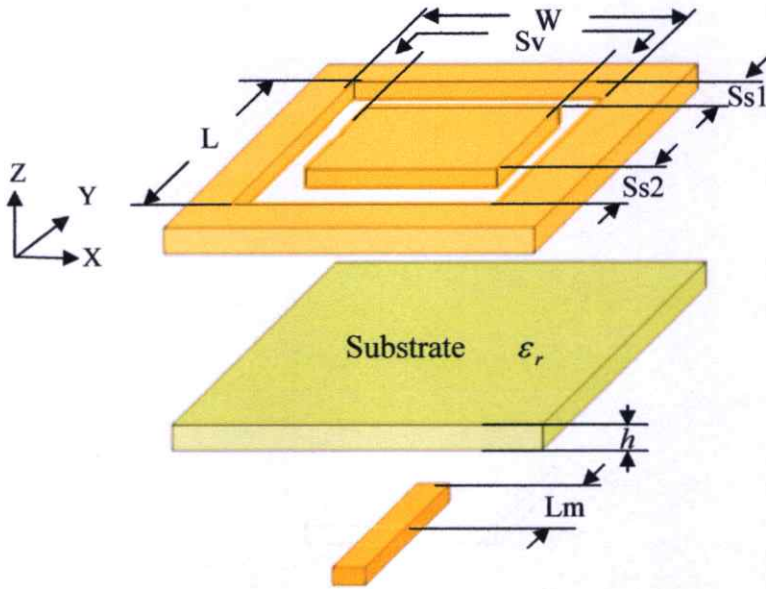
รูปที่ 4.2 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิด ที่ออกแบบบนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880

ขั้นตอนที่ 1 เป็นการออกแบบช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวที่กำหนดให้ความยาวรอบรูปช่องเปิดประมาณ  $\lambda_g$  จากนั้นทำการศึกษาผลกระทบของการปรับขนาดของสายอากาศช่องเปิดจากสี่เหลี่ยมจัตุรัสเป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้า ศึกษาผลกระทบของการปรับความกว้างของช่องเปิดทั้งแนวตั้งและแนวนอน จนกระทั่งได้สายอากาศที่ให้ผลการจำลองที่ดีที่สุดที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz

ขั้นตอนที่ 2 เป็นการนำช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวที่ได้ออกแบบมาแล้วมาทำการพัฒนาเป็นช่องเปิดวงรอบคู่ และศึกษาผลกระทบของการปรับพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อให้ได้ความถี่ใช้งานในย่าน WLAN และย่าน WiMAX จากนั้นทำการเปรียบเทียบผลการจำลองที่ได้จากช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวและช่องเปิดวงรอบคู่ เพื่อชี้ให้เห็นว่า รูปแบบใดให้ผลลัพธ์ดีกว่า ทั้งนี้สายอากาศที่ทำการจำลองทั้งสองรูปแบบนี้จะไม่ถูกนำไปสร้างจริงตามเหตุผลที่ได้กล่าวมาแล้ว แต่จะนำรูปแบบทั้งสองไปทำการออกแบบและวิเคราะห์ผลอีกครั้งบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 เพื่อนำไปสร้างจริง

#### 4.1.5 การออกแบบสายอากาศช่องเปิดวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบน RT/duroid 5880

สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดวงรอบเดี่ยวจะถูกเจาะอยู่บนระนาบกราวด์ และมีส่วนป้อนสัญญาณที่เรียกว่าไมโครสตริปไลน์อยู่บนอีกระนาบหนึ่งของวัสดุฐานรอง แสดงดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศในรูปที่ 4.3 ประกอบด้วยพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้ คือ

$W$  คือ ความกว้างของวงรอบช่องเปิด

$L$  คือ ความยาวของวงรอบช่องเปิด

$W_m$  คือ ความกว้างของไมโครสตริปไลน์

$L_m$  คือ ระยะห่างระหว่างขอบปลายไมโครสตริปไลน์กับขอบนอกช่องเปิดล่าง (ดูรูปที่ 4.2)

$S_v$  คือ ความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้ง

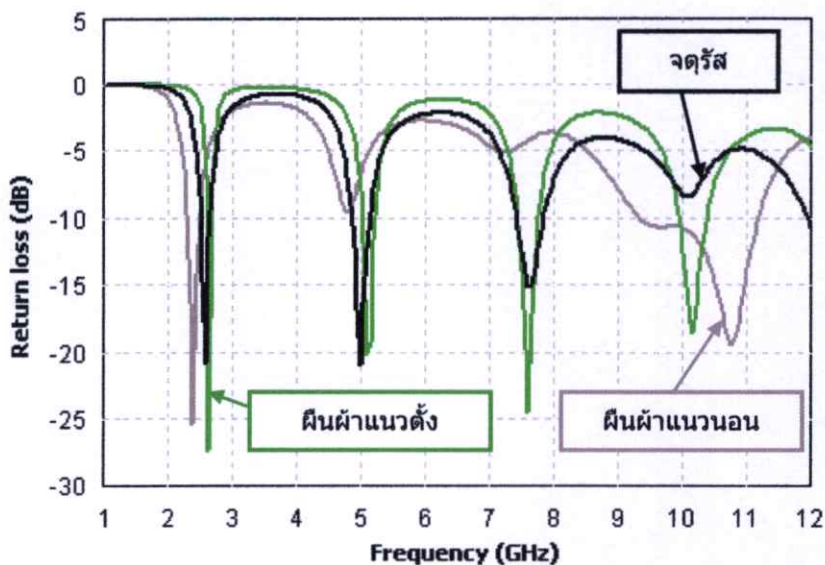
$S_{s1}$  คือ ความกว้างของช่องเปิดแนวนอนด้านบน

$S_{s2}$  คือ ความกว้างของช่องเปิดแนวนอนด้านล่าง

$h$  คือ ความหนาของวัสดุฐานรอง

ปกติแล้วขนาดของสายอากาศมักจะถูกกำหนดให้มีความยาวประมาณ  $0.5 \lambda_g$  ซึ่งถ้าเป็นสายอากาศช่องเปิดก็มักจะยาวกว่า  $0.5 \lambda_g$  เล็กน้อย และเมื่อเป็นช่องเปิดที่มีความยาวและความกว้างก็มักจะกำหนดให้เส้นรอบรูปสายอากาศยาวกว่า  $\lambda_g$  ดังนั้นในการออกแบบสายอากาศช่องเปิดวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 2.45 GHz จะขอกำหนดความยาวรอบรูป  $(2L + 2W)$  ประมาณ  $1.11 \lambda_g$  ของความถี่ที่ออกแบบ หรือประมาณ 99.2 มิลลิเมตร ในส่วนของไมโครสตริปไลน์นั้นถูกออกแบบเพื่อให้แมทช์กับอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณแบบโคแอกเซียลที่ 50 โอห์ม ซึ่งสามารถคำนวณความ

กว้างของไมโครสตริปไลน์ ( $W_m$ ) ได้ตั้งที่ค่ามาแล้วในหัวข้อที่ 4.1.2 ซึ่งจะเท่ากับ 4.8 มิลลิเมตร จากนั้นจะทำการศึกษาผลกระทบของการปรับขนาดความกว้างและความยาวของวงรอบช่องเปิด ด้วยการปรับให้เป็นวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัส สี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้งและแนวนอน รวมสามรูปแบบ โดยใช้ความยาวเส้นรอบรูปเท่ากัน คือ 99.2 มิลลิเมตร และให้ความกว้างของช่องเปิดในแนวตั้งและแนวนอนที่ประกอบด้วยพารามิเตอร์  $S_v$ ,  $S_{S1}$  และ  $S_{S2}$  เท่ากัน คือ 0.5 มิลลิเมตร ซึ่งสายอากาศทั้งสามรูปแบบนี้จะต้องปรับระยะ  $L_m$  ให้ได้ผลการจำลองของการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของแต่ละรูปแบบที่น้อยที่สุด เพื่อให้การเปรียบเทียบถูกต้อง ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 ผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสและผืนผ้า

ค่าพารามิเตอร์ทางขนาดของสายอากาศทั้งสามรูปแบบ แสดงดังตารางที่ 4.2 และผลของการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) และความถี่เรโซแนนซ์จะแสดงในตารางที่ 4.3

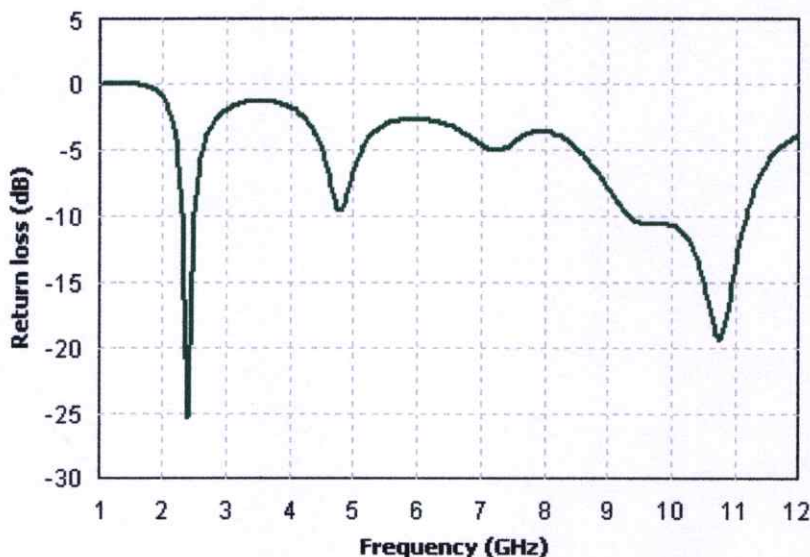
ตารางที่ 4.2 ขนาดของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสและสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีวงรอบเป็น 99.2 มม. และกำหนดให้  $S_v = S_{S1} = S_{S2} = 0.5$  มม. และ  $W_m = 4.8$  มม.

พารามิเตอร์	รูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส	รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง	รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน
W (มม)	24.8	17.4	32.2
L (มม)	24.8	32.2	17.4
$L_m$ (มม)	4.9	2.9	6.9

ตารางที่ 4.3 คุณลักษณะเฉพาะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสและสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้งและแนวนอน

คุณลักษณะของสายอากาศ	วงรอบจัตุรัส	วงรอบผืนผ้าตั้ง	วงรอบผืนผ้านอน
ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	2.60	2.65	2.40
การสูญเสียย้อนกลับ (dB)	-20.78	-27.37	-25.45
อิมพีแดนซ์ขาเข้า ( $\Omega$ )	43.21+j5.16	50.29-j4.28	45.84+j2.99

ผลการเปรียบเทียบผลกระทบจากการเปลี่ยนรูปร่างสายอากาศเป็น 3 แบบ โดยใช้ความยาวรอบรูปเท่ากันพบว่า สายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้งจะทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์สูงที่สุด รองลงมา เป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส และสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอนจะทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ต่ำที่สุด ซึ่งแสดงให้เห็นได้ว่ารูปร่างสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอนจะเหมาะสมที่สุดกับการนำไปใช้ในการออกแบบสายอากาศ เพราะเมื่อเทียบกับสี่เหลี่ยมแนวตั้งแล้วจะทำให้สายอากาศนี้มีขนาดเล็กกว่าที่ความถี่เรโซแนนซ์เดียวกัน โดยที่การปรับแต่ง  $L_m$  ของแต่ละรูปแบบก็เพื่อให้ค่า  $S_{11}$  น้อยที่สุด ดังนั้นในการออกแบบสายอากาศที่จะทำการวิเคราะห์ห่ออกแบบต่อไปจะเป็นสายอากาศช่องเปิดวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน

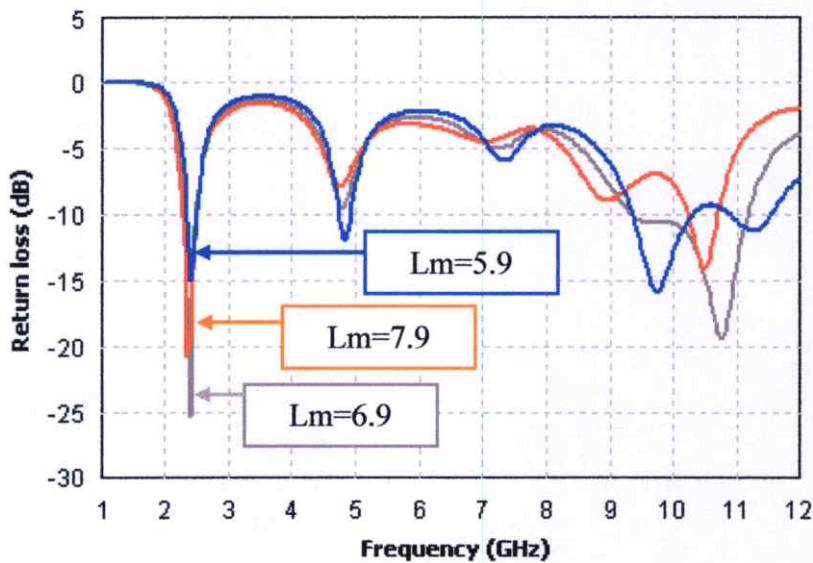


รูปที่ 4.5 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอนที่มีความยาววงรอบเท่ากับ 99.2 มม. และความกว้างช่องเปิดเท่ากันทุกด้าน 0.5 มม.

จะเห็นได้ว่าขนาดความยาวรอบรูปของสายอากาศสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอนที่ออกแบบและจำลองผลจะมีค่าเท่ากับ 99.2 มิลลิเมตร หรือ ประมาณ  $\lambda_g$  ของความถี่ที่ต้องการออกแบบ ซึ่งจะทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.4 GHz ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการออกแบบ ผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับของสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอนจะถูกแยกออกมาแสดงให้เห็นชัดเจนอีกครั้งในรูปที่ 4.5 และขนาดของสายอากาศนี้จะนำไปใช้ในการทดลองขั้นต่อไป

#### 4.1.5.1 การปรับระยะห่างระหว่างปลายขอบไมโครสตริปไลน์กับขอบนอกช่องเปิดล่าง ( $L_m$ )

การศึกษาในหัวข้อนี้จะเป็นการทดลองปรับความยาวของไมโครสตริปไลน์ซึ่งเป็นระยะ  $L_m$  เพื่อดูผลกระทบที่เกิดขึ้น ในที่นี้จะทำการปรับระยะ  $L_m$  เป็น 3 ค่า คือ 5.9 มิลลิเมตร 6.9 มิลลิเมตร และ 7.9 มิลลิเมตร ตามลำดับ โดยยังคงความกว้างของช่องเปิดที่มีขนาดเท่าเดิมจากหัวข้อที่ผ่านมา ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองแสดงในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดียวสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีปรับเปลี่ยนความยาวไมโครสตริปไลน์ ( $L_m$ )

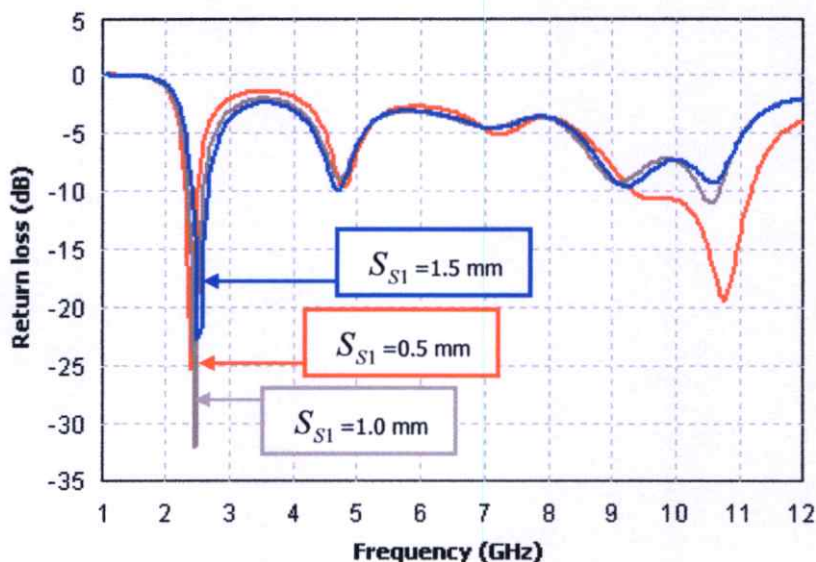
ตารางที่ 4.4 คุณสมบัติของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดียวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีเปลี่ยน  $L_m$

ระยะ $L_m$ (mm)	Resonance Frequency (GHz)	Return loss (dB)
5.9	2.42	-15.04
6.9	2.40	-25.45
7.9	2.35	-20.50

จากผลการจำลองการปรับเปลี่ยนระยะ  $L_m$  จะเห็นได้ว่า  $L_m$  นั้นมีผลกระทบโดยตรงกับการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ต่ำ ขณะเดียวกันก็พบว่าถ้าระยะ  $L_m$  น้อยลงความถี่เรโซแนนซ์ก็จะขยับสูงขึ้น และในทางกลับกันถ้าระยะ  $L_m$  มากขึ้นก็จะส่งผลให้ความถี่เรโซแนนซ์ลดต่ำลง ในการจำลองนี้ใช้ระยะ  $L_m$  เท่ากับ 6.9 มิลลิเมตร จะเป็นให้ค่า  $S_{11}$  ดีที่สุด คือการสูญเสียย้อนกลับน้อยที่สุด เนื่องจากทำให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุด ขณะที่ความถี่เรโซแนนซ์ก็ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ ดังนั้นการศึกษาและวิเคราะห์ที่จะทำต่อไปจะเลือกใช้ระยะ  $L_m = 6.9$  มิลลิเมตร

#### 4.1.5.2 การปรับความกว้างของช่องเปิดแนวนอนด้านบน ( $S_{S1}$ )

การศึกษาผลของการปรับความกว้างของช่องเปิดแนวนอนด้านบน ( $S_{S1}$ ) จะเป็นการเปรียบเทียบค่า  $S_{S1}$  จำนวน 3 ค่า คือ 0.5 มิลลิเมตร 1.0 มิลลิเมตร และ 1.5 มิลลิเมตร ตามลำดับ โดยที่ยังคงค่าความกว้างช่องเปิดอื่น คือ  $S_{S2} = S_v = 0.5$  มิลลิเมตร และ  $L_m = 6.9$  มิลลิเมตร ผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับแสดงดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีปรับความกว้างช่องเปิดแนวนอนด้านบน ( $S_{S1}$ )

การสูญเสียย้อนกลับในรูปที่ 4.7 แสดงให้เห็นว่า การปรับช่องเปิด  $S_{S1}$  จะมีผลกระทบต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ด้านต่ำ และจะมีผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำเปลี่ยนไปเล็กน้อย โดยที่ ถ้า  $S_{S1}$  กว้างมากขึ้นก็จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เลื่อนสูงขึ้น เมื่อทำการพิจารณาจะเห็นว่า  $S_{S1} = 1.0$  มิลลิเมตร จะทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.45 GHz และมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี

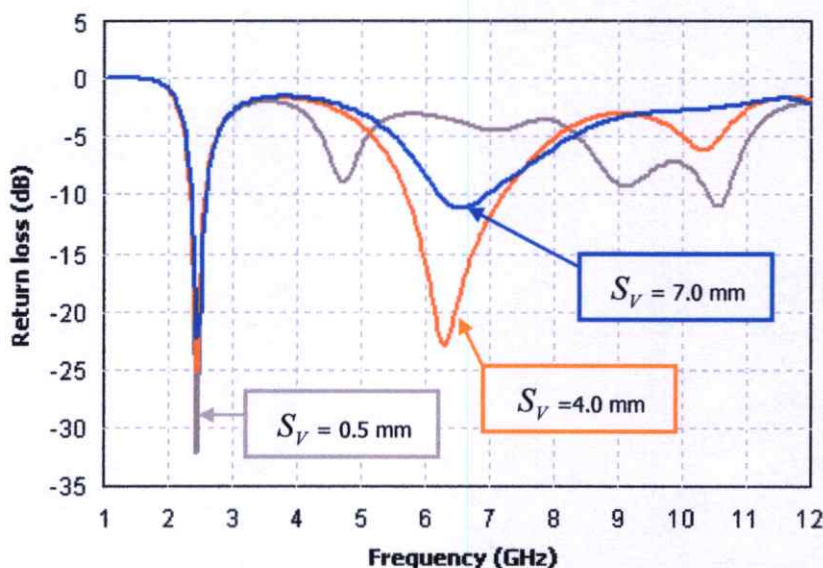
ที่สุด ดังนั้นในที่นี้จะเลือกใช้  $S_{S1} = 1.0$  มิลลิเมตร ค่าการสูญเสียย้อนกลับและความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดจากการปรับความกว้างของช่องเปิดแนวนอนนี้แสดงในตารางที่ 4.5 ซึ่งค่าของ  $S_{S1} = 1.0$  มิลลิเมตร นี้จะถูกนำไปใช้ในการวิเคราะห์ขั้นต่อไป

ตารางที่ 4.5 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีปรับเปลี่ยนความกว้างของช่องเปิดแนวนอน  $S_{S1}$

ขนาดช่องเปิด (mm) $S_{S1}$	Resonance Frequency (GHz)	Return loss (dB)
0.5	2.35	-20.54
1.0	2.45	-32.23
1.5	2.50	-22.76

#### 4.1.5.3 การศึกษาการปรับความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้ง ( $S_V$ )

กรณีปรับช่องเปิด  $S_V$  ของสายอากาศ จะกำหนดค่าของ  $S_{S1}$  เท่ากับ 1.0 มิลลิเมตร และ  $S_{S2}$  เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร ให้คงที่ไว้ จากนั้นทำการปรับค่าของ  $S_V$  ตามลำดับ โดยเริ่มจากค่าเดิม คือ 0.5 มิลลิเมตร 4.0 มิลลิเมตร และ 7.0 มิลลิเมตร ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีปรับความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง ( $S_V$ )

ผลกระทบของการปรับค่า  $S_v$  ที่แสดงดังรูปที่ 4.8 และตารางที่ 4.6 พบว่าความกว้างช่องเปิด  $S_v$  จะมีผลกระทบที่ความถี่ด้านต่ำเฉพาะการแมตซ์อิมพีแดนซ์เท่านั้น โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำยังเหมือนเดิม คือ 2.45 GHz ส่วนทางด้านความถี่สูงจะมีผลกระทบทั้งการแมตซ์อิมพีแดนซ์และความถี่แบนด์วิดท์มาก ดังนั้นเพื่อให้เกิดการใช้งานได้สองย่านความถี่ตามที่ต้องการ จึงขอเลือกใช้ค่า  $S_v$  เท่ากับ 4.0 มิลลิเมตร และค่านี้จะถูกนำไปใช้ในการทดลองและวิเคราะห์ต่อไป

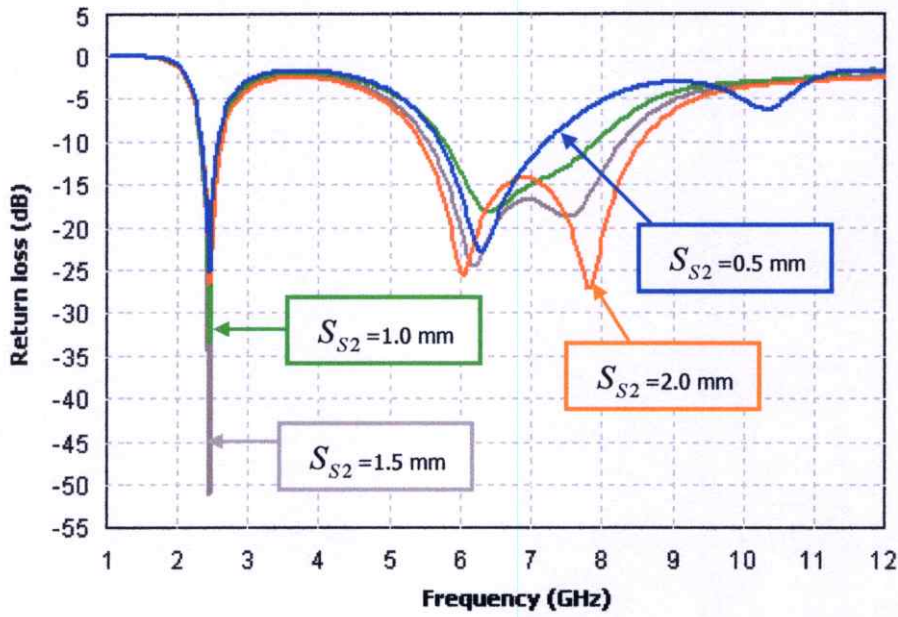
**ตารางที่ 4.6** คุณสมบัติของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดแนวนอน  $S_v$

ขนาดช่องเปิด $S_v$ (mm)		0.5	4.0	7.0
Lower Band	Range Freq (GHz)	2.35 – 2.55	2.35 – 2.55	2.35 – 2.55
	Resonance Freq (GHz)	2.45	2.45	2.45
	Return Loss (dB)	-32.23	-25.35	-21.01
	BW (%)	8.16	8.16	8.16
Higher Band	Range Freq (GHz)	-	5.70 – 7.20	6.02 – 7.15
	Resonance Freq (GHz)	-	6.30	6.50
	Return Loss (dB)	-	-22.30	-11.32
	BW (%)	-	23.26	17.16

#### 4.1.5.4 การปรับความกว้างของช่องเปิดแนวนอนด้านล่าง ( $S_{S2}$ )

การศึกษาในหัวข้อนี้จะใช้ค่า  $S_{S1}$  และ  $S_v$  ที่เหมาะสมที่สุดจากหัวข้อที่ผ่านมา คือ  $S_{S1} = 1.0$  มิลลิเมตร และ  $S_v = 4.0$  มิลลิเมตร และจะทำการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์  $S_{S2}$  เป็น 4 ขนาด คือ 0.5 มิลลิเมตร 1.0 มิลลิเมตร 1.5 มิลลิเมตร และ 2.0 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.9 และตารางที่ 4.7 จากการวิเคราะห์ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่เกิดจากการปรับช่องเปิด  $S_{S2}$  พบว่า จะมีผลกระทบโดยตรงกับการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่แถบความถี่ต่ำมาก โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์ไม่มีการเปลี่ยนแปลง และที่แถบความถี่สูงก็จะเกิดการเปลี่ยนแปลงในด้านแมตซ์อิมพีแดนซ์และแบนด์วิดท์อย่างชัดเจนด้วย โดยที่  $S_{S2}$  มีค่ามากขึ้นแบนด์วิดท์ที่ความถี่ด้านสูงจะกว้างขึ้น แต่ถ้า  $S_{S2}$  มีขนาดกว้างเกินไปก็จะทำให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ด้านต่ำลดลง ดังนั้นเมื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลทั้งหมด พบว่าค่า  $S_{S2}$  ที่สามารถจะนำไปใช้ได้ดีจะมีอยู่ 2 ค่า คือ  $S_{S2} = 2.0$  มิลลิเมตร และ  $S_{S2} = 1.5$  มิลลิเมตร เมื่อนำ  $S_{S2}$  ทั้งสองค่านี้มาทำการเปรียบเทียบกันอีกครั้ง พบว่าถ้า  $S_{S2} =$

2.0 มิลลิเมตร จะมีแบนด์วิดท์และการสูญเสียย้อนกลับที่ความถี่ด้านสูงดีกว่าที่  $S_{S2} = 1.5$  มิลลิเมตร แต่การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ด้านต่ำยิ่งด้อยกว่ามาก ดังนั้นในที่นี้จะขอพิจารณาที่ความถี่ด้านต่ำเป็นหลัก นั่นคือจะขอเลือกใช้  $S_{S2} = 1.5$  มิลลิเมตร เพราะว่าค่านี้จะมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุดและทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.45 GHz ซึ่งเป็นความถี่หลักที่ต้องการออกแบบไปใช้งาน และค่า  $S_{S2} = 1.5$  มิลลิเมตร ก็จะถูกนำไปใช้ในการวิเคราะห์ต่อไป



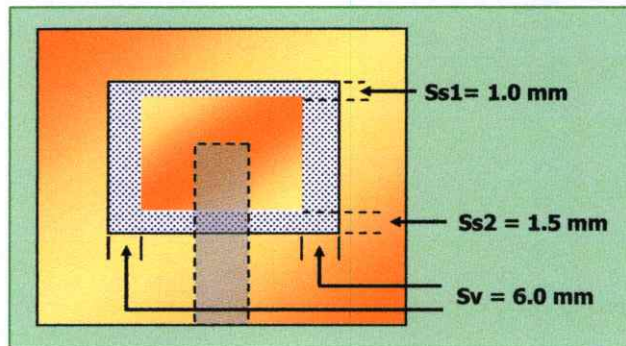
รูปที่ 4.9 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีปรับความกว้างช่องเปิดแนวนอน ( $S_{S2}$ )

ตารางที่ 4.7 คุณสมบัติของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดแนวนอนด้านล่าง  $S_{S2}$

ขนาดช่องเปิด $S_{S2}$ (mm)		0.5	1.0	1.5	2.0
Lower Frequency	Range Freq (GHz)	2.35 – 2.55	2.30 – 2.55	2.35 – 2.60	2.30 – 2.60
	Resonance Freq (GHz)	2.45	2.45	2.45	2.45
	Return Loss (dB)	-25.35	-33.50	-51.24	-26.54
	BW (%)	8.16	10.30	10.1	10.1
Higher Frequency	Range Freq (GHz)	6.02 – 7.15	5.80 – 7.90	5.55 – 8.25	5.45 – 8.55
	BW (%)	17.16	30.65	39.13	44.28

#### 4.1.5.5 สรุปผลการปรับขนาดของสายอากาศช่องเปิดวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

จากการศึกษาความกว้างของช่องเปิดแต่ละช่อง จากหัวข้อที่ 4.1.5.1 ถึง 4.1.5.4 ทำให้ได้ความกว้างของช่องเปิดที่เหมาะสมที่สุดคือ  $S_{S1} = 1.0$  มิลลิเมตร,  $S_{S2} = 1.5$  มิลลิเมตร และ  $S_v = 4.0$  มิลลิเมตร ดังแสดงในรูปที่ 4.10 และตารางที่ 4.8 ซึ่งเป็นตารางสรุปค่าพารามิเตอร์ทั้งหมดของสายอากาศวงรอบเดี่ยวที่ได้ผ่านการวิเคราะห์มาแล้ว ผลจากการวิเคราะห์สรุปได้ว่าการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้านี้สามารถนำไปใช้ได้กับงานในระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.725-5.825 GHz)

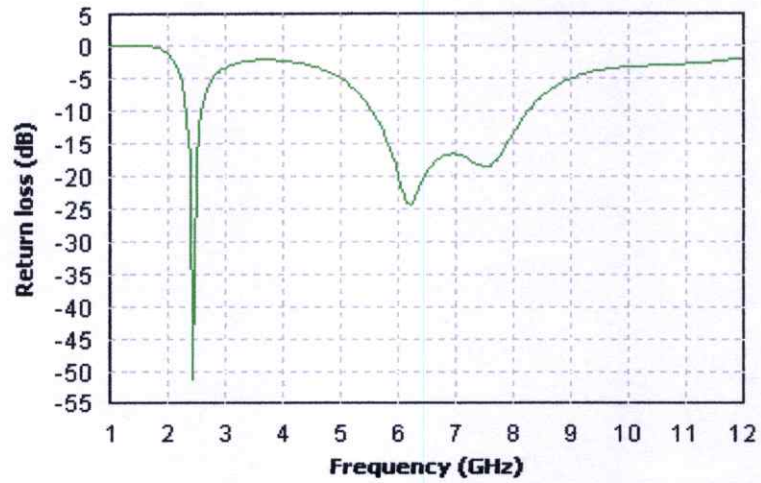


รูปที่ 4.10 แสดงความกว้างของช่องเปิดวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ได้จากการศึกษาวิเคราะห์

ตารางที่ 4.8 สรุปค่าพารามิเตอร์ทางขนาดของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

W (มม)	L (มม)	Lm (มม)	$S_{S1}$ (มม)	$S_{S2}$ (มม)	$S_v$ (มม)
32.2	17.4	6.9	1.0	1.5	4.0

ผลจากการจำลองการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ที่ดีที่สุดตามขนาดของสายอากาศที่แสดงในตารางที่ 4.8 จะถูกนำมาแสดงอีกครั้งในรูปที่ 4.11 และตารางที่ 4.9 จะแสดงค่าคุณลักษณะของสายอากาศ ดังนั้นจะสามารถสรุปได้ว่า สายอากาศช่องเปิดวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้านี้ สามารถใช้งานได้สองย่านความถี่ คือ ที่แถบความถี่ต่ำ 2.35 - 2.60 GHz และ ที่แถบความถี่สูง 5.55 - 8.25 GHz แต่ยังไม่สามารถใช้งานครอบคลุมระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11a (5.15-5.25 GHz) และ IEEE 802.11j ดังนั้นจึงต้องทำการพัฒนาต่อเพื่อให้ได้แบนด์วิดท์กว้างมากขึ้นครอบคลุมย่านความถี่ทุกมาตรฐานของ WLAN โดยการพัฒนาให้เป็นสายอากาศแบบวงรอบคู่ ซึ่งจะนำเสนอต่อไป

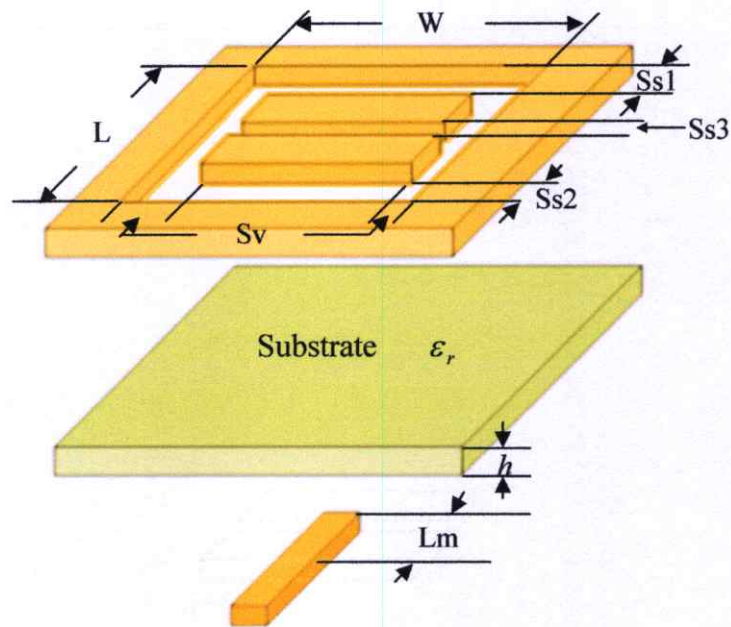


รูปที่ 4.11 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ผ่านการวิเคราะห์

ตารางที่ 4.9 คุณสมบัติของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ผ่านการวิเคราะห์

Lower Frequency	Range Freq (GHz)	2.35 – 2.60
	Resonance Freq (GHz)	2.45
	Return Loss (dB)	-51.24
	BW (%)	10.1
Higher Frequency	Range Freq (GHz)	5.55 – 8.25
	BW (%)	39.13

#### 4.1.6 การออกแบบสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบน RT/duroid 5880



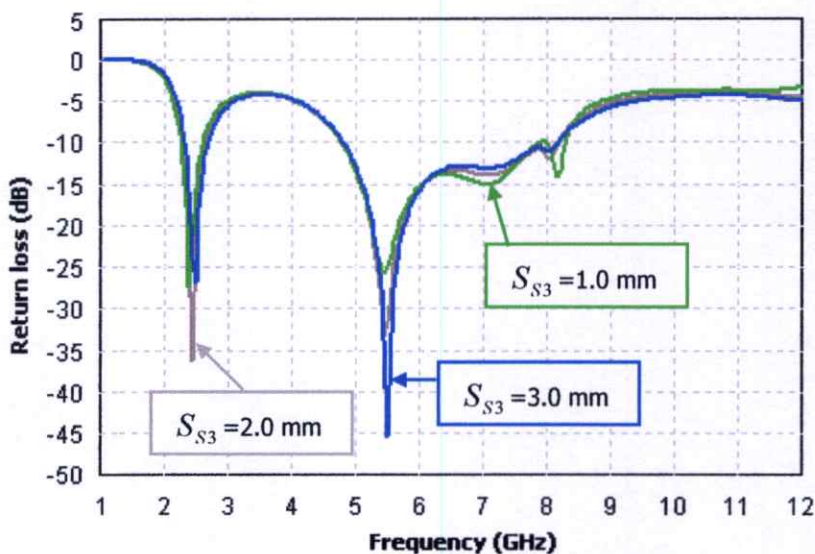
รูปที่ 4.12 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบน RT/Duroid 5880

สายอากาศแบบวงรอบเดี่ยวที่ได้ผ่านการวิเคราะห์มาแล้วตามข้อมูลในตารางที่ 4.8 จะถูกนำมาพัฒนาต่อด้วยการออกแบบเป็นสายอากาศแบบวงรอบคู่ เพื่อให้สายอากาศสามารถใช้งานได้ที่แถบความถี่สูงครอบคลุมมาตรฐานทั้งหมดของ WLAN ในมาตรฐาน IEEE 802.11a (5.15-5.25 GHz) และ IEEE 802.11j และยังคงใช้งานได้ในแถบความถี่ต่ำ 2.4-2.4835 GHz โดยสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่จะมีขนาดของสายอากาศ ( $W, L$ ) และความกว้างช่องเปิดทุกช่อง ( $S_{s1}, S_{s2}, S_v$ ) เท่ากันกับสายอากาศวงรอบเดี่ยวทุกประการ จะถูกนำมาพัฒนาใหม่ด้วยการแยกส่วนที่เป็นตัวนำตรงกลางของสายอากาศออกเป็นสองส่วนเท่า ๆ กัน หรือก็คือการเจาะช่องเปิดแนวนอนที่กึ่งกลางของสายอากาศเชื่อมต่อระหว่างช่องเปิดแนวตั้งสองข้างเข้าด้วยกัน โดยความกว้างช่องเปิดที่เจาะ คือ  $S_{s3}$  ดังแสดงในโครงสร้างรูปที่ 4.12

การวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้านี้ จะเป็นการปรับเปลี่ยนขนาดของช่องเปิด  $S_{s3}$  เพื่อวิเคราะห์ถึงผลกระทบที่เกิดขึ้น และหาขนาดที่เหมาะสมที่สุดที่จะสามารถทำให้สายอากาศวงรอบคู่นี้สามารถใช้งานได้ทั้งสองย่านความถี่ครอบคลุมทุกมาตรฐานของ WLAN และ WiMAX (5.7-5.9 GHz)

#### 4.1.6.1 การปรับความกว้างของช่องเปิดแนวนอนส่วนกลาง ( $S_{S3}$ )

กรณีปรับความกว้างช่องเปิด  $S_{S3}$  ของสายอากาศ จะดำเนินการด้วยการกำหนดค่าของ  $S_{S1}=2.0$  มิลลิเมตร,  $S_{S2}=1.5$  มิลลิเมตร และ  $S_v=4.0$  มิลลิเมตร ให้คงที่ไว้ จากนั้นทำการปรับค่าของ  $S_{S3}$  ตามลำดับ คือ 1.0 มิลลิเมตร 2.0 มิลลิเมตร และ 3.0 มิลลิเมตร ผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) แสดงดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีปรับความกว้างช่องเปิดแนวนอน ( $S_{S3}$ )

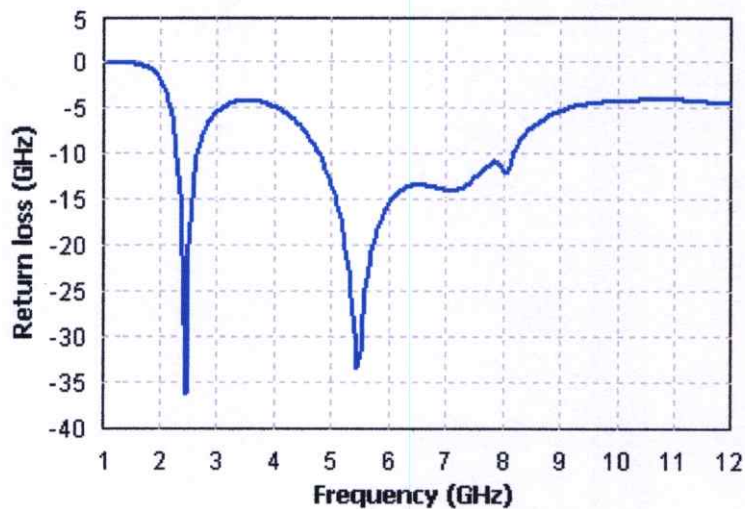
จากผลการจำลองในรูปที่ 4.13 เมื่อเทียบกับผลการจำลองของสายอากาศวงรอบเดี่ยวในรูปที่ 4.11 พบว่า การเพิ่มช่องเปิด  $S_{S3}$  จะทำให้ขอบความถี่แรกของแบนด์วิดท์ด้านสูงลดต่ำลงจาก 5.55 GHz เป็น 4.85 GHz ขณะที่ขอบความถี่สุดท้ายของแบนด์วิดท์ด้านสูงของสายอากาศทั้งสองมีค่าใกล้เคียงกัน นั่นคือการเพิ่มช่องเปิด  $S_{S3}$  จะช่วยให้แบนด์วิดท์ในช่วงความถี่สูงนั้นกว้างขึ้น และการปรับขนาดของ  $S_{S3}$  ก็จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ทั้งด้านความถี่ต่ำและความถี่สูงเกิดการเปลี่ยนแปลงในด้านการแมทซ์อิมพีแดนซ์และทำให้ความกว้างของแบนด์วิดท์ด้านความถี่สูงเปลี่ยนแปลงด้วยเช่นกัน ดังนั้นในการทดลองนี้เมื่อพิจารณาขนาดของช่องเปิดแล้วพบว่า เมื่อช่องเปิด  $S_{S3}$  มีขนาดเท่ากับ 2.0 มิลลิเมตร จะมีการแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ด้านความถี่ต่ำ (2.45 GHz) ที่ดีที่สุด พร้อมกันนั้นก็แถบความถี่ด้านสูงจะมีแบนด์วิดท์กว้างอยู่ในช่วงความถี่ 4.80 - 8.15 GHz ซึ่งกว้างที่สุด ดังนั้นในการทดลองนี้จึงถือว่าความกว้างช่องเปิด  $S_{S3}$  เท่ากับ 2.0 มิลลิเมตร เป็นค่าที่เหมาะสมที่สุดกับสายอากาศวงรอบคู่ที่พัฒนามาจากสายอากาศวงรอบเดี่ยว โดยสังเกตค่าคุณลักษณะสายอากาศได้จากตารางที่ 4.10

ตารางที่ 4.10 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า  
กรณีปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดแนวนอน  $S_{S3}$

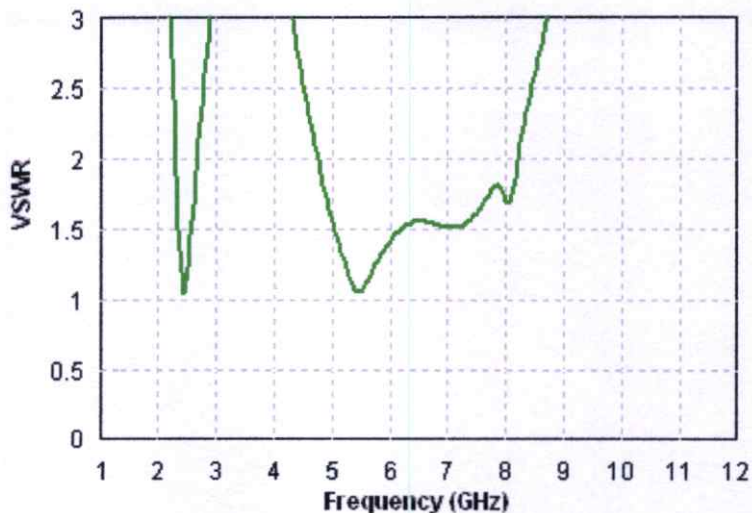
ขนาดช่องเปิด $S_{S3}$ (มม)		1.0	2.0	3.0
Lower Frequency	Range Freq (GHz)	2.25 – 2.55	2.30 – 2.65	2.35 – 2.60
	Resonance Freq (GHz)	2.40	2.45	2.50
	Return Loss (dB)	-26.12	-36.17	-26.95
	BW (%)	12.5	14.14	10.1
Higher Frequency	Range Freq (GHz)	4.85 – 7.75	4.80 – 8.15	4.85 – 8.15
	BW (%)	46.03	51.74	50.77

#### 4.1.6.2 สรุปผลการปรับความกว้างช่องเปิด ( $S_{S3}$ )

จากผลการจำลองจะเห็นได้ว่าเมื่อเจาะช่องเปิดแนวนอน  $S_{S3}$  ที่ทำให้สายอากาศวงรอบเดี่ยว กลายเป็นสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า นั้น จะทำให้สายอากาศมีแบนด์วิดท์ด้าน ความถี่สูงกว้างมากขึ้นกว่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า โดยจะ ครอบคลุมช่วงความถี่ประมาณ 4.80-8.15 GHz ดังรูปที่ 4.14

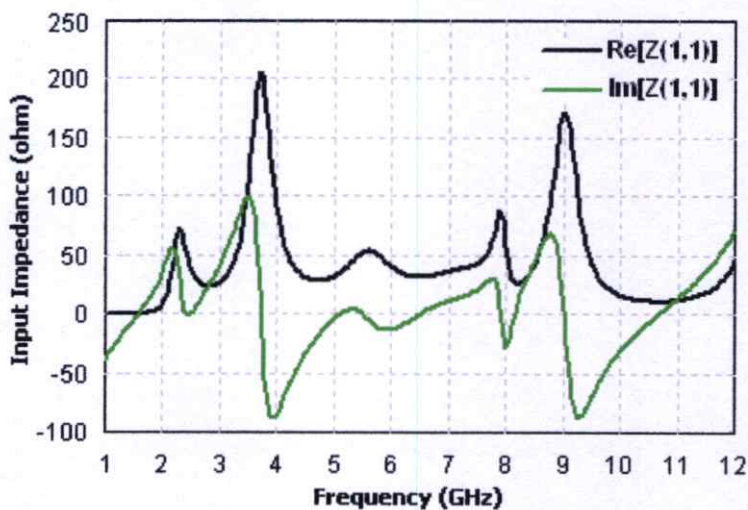


รูปที่ 4.14 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่สี่เหลี่ยมผืนผ้า เมื่อขนาดของ ช่องเปิด  $S_{S3} = 2.0$  มิลลิเมตร



รูปที่ 4.15 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่สี่เหลี่ยมผืนผ้า

คุณลักษณะของอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) แสดงถึงประสิทธิภาพของสายอากาศ ซึ่งการออกแบบสายอากาศที่มีแอมพลิจูดที่ดีที่สุด จะต้องให้อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งเท่ากับ 1 จากผลการจำลอง ค่า VSWR จะมีค่าเข้าใกล้ 1 ที่ความถี่ 2.45 GHz แสดงดังรูปที่ 4.15



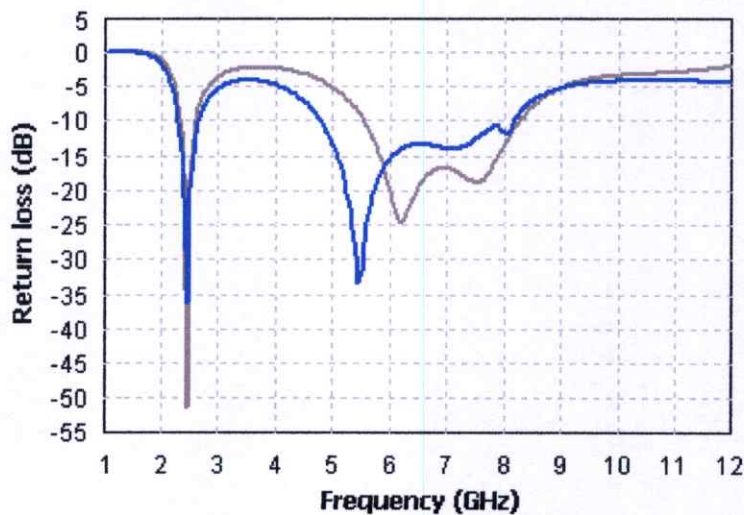
รูปที่ 4.16 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่สี่เหลี่ยมผืนผ้า

อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศวงรอบคู่แสดงดังรูปที่ 4.16 ซึ่งที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.45 GHz จะมีอินพุตอิมพีแดนซ์ใกล้เคียงกับ 50 โอห์ม

ตารางที่ 4.11 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

Lower Frequency	Range Freq (GHz)	2.30 – 2.65
	Resonance Freq (GHz)	2.45
	Return Loss (dB)	-36.17
	BW (%)	14.14
Higher Frequency	Range Freq (GHz)	4.80 – 8.15
	BW (%)	51.74

ตารางที่ 4.11 เป็นการสรุปคุณลักษณะของสายอากาศวงรอบคู่ที่ได้ผ่านการวิเคราะห์ คือที่  $S_{S3} = 2.0$  มิลลิเมตร

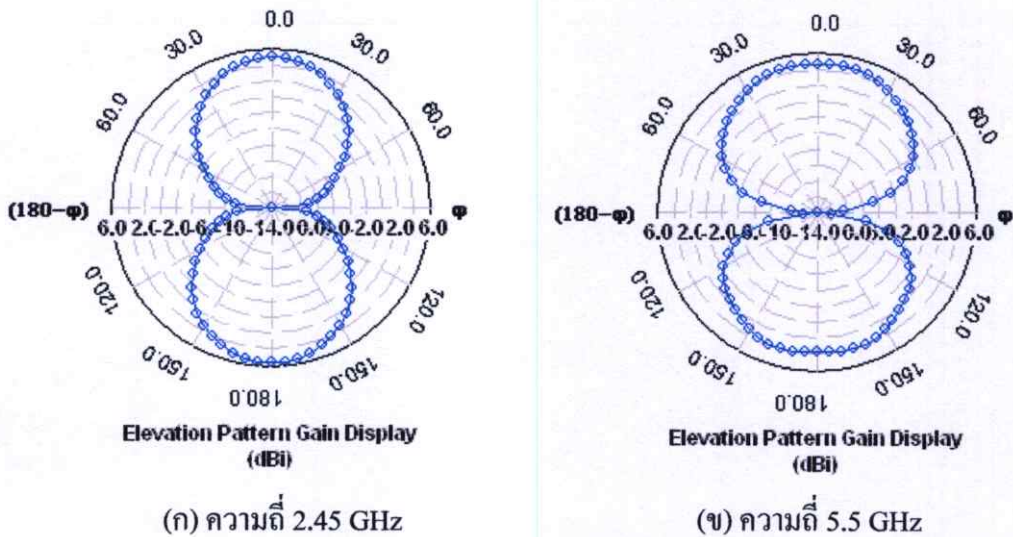


รูปที่ 4.17 การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับ (S11) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยว และวงรอบคู่โดยใช้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ระยะ  $L_m$  เดียวกัน

จากรูปที่ 4.17 ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับจากสายอากาศทั้งสองรูปแบบสามารถสรุปได้ว่า สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่จะมีแบนด์วิดท์ที่แถบความถี่ด้านสูงกว้างกว่า สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวประมาณ 12.61% โดยสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่สามารถทำให้เกิดแบนด์วิดท์อยู่ในย่านความถี่ต่ำ 2.30 - 2.65 GHz (ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz) และในย่านความถี่สูง 4.80 - 8.15 GHz ซึ่งครอบคลุม WLAN ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g/j (2.4-2.2835 GHz, 4.9-

5.0 GHz, 5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz) และ WiMAX ตามมาตรฐานของ IEEE 802.16 (5.7-5.9 GHz)

จากผลการจำลองในโปรแกรม IE3D ได้รูปแบบการแผ่กระจายสนามระยะไกลในระนาบ XZ ดังแสดงในรูปที่ 4.18 ซึ่งการแผ่กระจายสนามระยะไกลของสนามไฟฟ้าเป็นแบบสองทิศทาง



รูปที่ 4.18 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดบนระนาบ XZ

#### 4.2 การออกแบบสายอากาศโดยใช้วัสดุฐานรองชนิด FR4

ในหัวข้อนี้เป็นการออกแบบสายอากาศบนวัสดุฐานรอง FR4 โดยใช้โครงสร้างเช่นเดียวกับสายอากาศช่องเปิดที่ใช้วัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880 ในหัวข้อที่ผ่านมาแล้ว ซึ่งในการเลือกวัสดุฐานรองชนิด FR4 มาทำการออกแบบนี้ เนื่องจากมีราคาไม่แพง สามารถทนอุณหภูมิสูงสุดได้ถึง  $130^{\circ}\text{C}$  และเหมาะกับการนำไปใช้งานในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย WLAN เพราะเป็นการสื่อสารไร้สายที่ใช้กำลังงานส่งที่ไม่สูง และในงานวิจัยนี้จะนำสายอากาศที่ออกแบบจากวัสดุฐานรองชนิดนี้ไปสร้างจริง เนื่องจากสามารถจัดซื้อได้ง่าย และจากการที่ FR4 เป็นวัสดุที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) สูงกว่า RT/Duroid 5880 จึงทำให้สายอากาศที่ออกแบบมีขนาดเล็กกว่าการใช้ RT/Duroid วัสดุฐานรองชนิด FR4 นี้ จะมีคุณลักษณะที่แตกต่างไปจาก RT/Duroid 5880 ดังนั้นในการออกแบบสายอากาศจึงต้องทำการคำนวณและหาค่าพารามิเตอร์ทางขนาดทั้งหมดใหม่อีกครั้ง

#### 4.2.1 คุณสมบัติของวัสดุฐานรองชนิด FR4

วัสดุฐานรอง (Substrate) ชนิด FR4 ที่นำมาใช้ในการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศโดยการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ จะมีดังนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) เท่ากับ 4.5
- ความหนาของวัสดุฐานรอง ( $h$ ) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร
- ค่าความนำของตัวนำทองแดง ( $\sigma$ ) เท่ากับ  $5.8 \times 10^7$  S/m
- ค่าความหนาของตัวนำทองแดง ( $t$ ) เท่ากับ 0.017 มิลลิเมตร
- ค่า Loss tangent ( $\tan \delta$ ) เท่ากับ 0.02

#### 4.2.2 การคำนวณหาความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) บนวัสดุฐานรอง FR4

เช่นเดียวกันกับที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 4.1.3 การคำนวณหาความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) ที่ความถี่ออกแบบ 2.45 GHz สามารถหาได้จากสมการ (4.3) ถึง (4.5) จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

- ค่าความยาวคลื่นในอากาศ ( $\lambda_0$ ) ประมาณ 123 มิลลิเมตร
- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล ( $\epsilon_{eff}$ ) ประมาณ 3.37
- ค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) ประมาณ 66.7 มิลลิเมตร

#### 4.2.3 การคำนวณหาค่าของสายนำสัญญาณไมโครสตริปไลน์บนวัสดุฐานรอง FR4

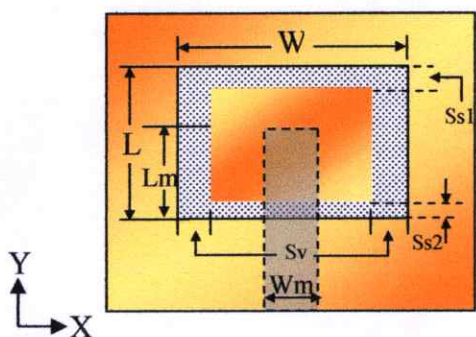
การออกแบบสายนำสัญญาณไมโครสตริปไลน์ เพื่อให้มีอิมพีแดนซ์แมทช์กับอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณชนิดโคแอกเชียล 50 โอห์ม จะใช้สมการที่ (4.1) และ (4.2) เพื่อคำนวณหาค่าความกว้างของไมโครสตริปไลน์ โดยใช้ค่าคุณสมบัติของวัสดุฐานรองตามหัวข้อ 4.2.2

เมื่อนำค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ของวัสดุฐานรองแทนค่าในสมการที่ (4.1) และ (4.2) จะได้ความกว้างของไมโครสตริปไลน์ ( $W_m$ ) ประมาณ 3.6 มิลลิเมตร ค่านี้จะถูกนำไปใช้ในการออกแบบต่อไป

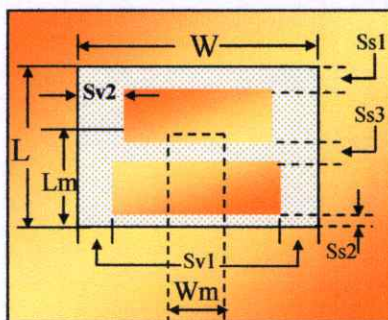
#### 4.2.4 ลำดับการออกแบบสายอากาศบนวัสดุฐานรอง FR4

การออกแบบสายอากาศบนวัสดุฐานรอง FR4 นี้ จะเป็นการออกแบบเพื่อใช้งานที่สองแถบความถี่ตามมาตรฐาน WLAN และ WiMAX (5.7-5.9 GHz) เช่นเดียวกับการออกแบบบนวัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880 หลังจากนั้นก็จะพัฒนาให้เป็นสายอากาศที่สามารถใช้งานได้สามแถบความถี่ตามมาตรฐานของ WiMAX (3.4-3.6 GHz) โดยใช้ขนาดสายอากาศเดิม ดังนั้นการออกแบบสายอากาศบน FR4 จะมีจำนวน 4 รูปแบบ คือ สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

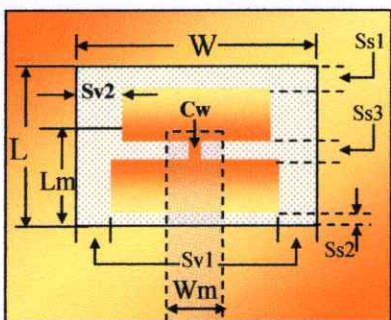
สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีโลหะเชื่อมตรงกลาง และสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีโลหะเชื่อมตรงกลางและเจาะช่องเปิดบนตัวนำในด้านล่าง ดังแสดงในรูปที่ 4.19 โดยสายอากาศทั้งหมดนี้จะต้องออกแบบให้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์แมตซ์กับสายส่งสัญญาณ โคแอกเชียลที่ 50 โอห์ม



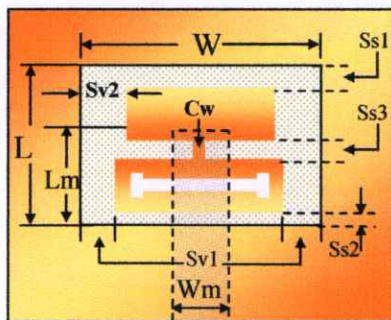
(ก) แบบวงรอบเดี่ยว



(ข) แบบวงรอบคู่



(ค) แบบวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อตัวนำภายใน



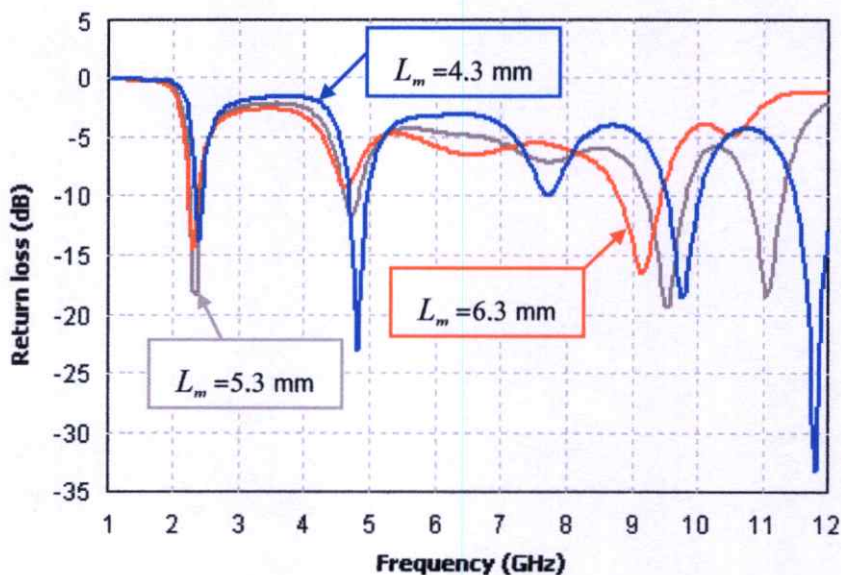
(ง) แบบวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อตัวนำภายในและเจาะช่องเปิดบนตัวนำด้านล่าง

รูปที่ 4.19 ลำดับการออกแบบโครงสร้างสายอากาศช่องเปิดบนวัสดุฐานรอง FR4

รูปแบบสายอากาศช่องเปิดที่เป็นแบบสองวงรอบที่ออกแบบบนวัสดุฐานรอง FR4 จะต่างจากที่เคยออกแบบบนวัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880 ที่ได้วิเคราะห์มาแล้ว กล่าวคือ ถ้าเป็น RT/Duroid 5880 จะประกอบด้วยความกว้างช่องเปิดแนวตั้ง  $S_v$  เพียงส่วนเดียว แต่ถ้าเป็น FR4 จะประกอบด้วยความกว้างช่องเปิดแนวตั้งส่วนล่าง  $S_{v1}$  และส่วนบน  $S_{v2}$  ที่กว้างไม่เท่ากัน ดังรูปที่ 4.19 (ข) – (ง) ในการออกแบบสายอากาศนี้ จะทำการวิเคราะห์ถึงผลกระทบของช่องเปิดทั้งหมด คือ  $S_{s1}$ ,  $S_{s2}$ ,  $S_{s3}$ ,  $S_{v1}$ ,  $S_{v2}$  และ  $C_w$  ตามลำดับ เพื่อให้ได้ขนาดที่ทำให้มีค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เหมาะสมที่สุด

#### 4.2.5 การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบน FR4

โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแสดงดังรูปที่ 4.19 (ก) ความยาวรอบรูป ( $2L + 2W$ ) จะถูกกำหนดให้มีค่า ประมาณ 74.6 มิลลิเมตร หรือ ประมาณ  $1.12 \lambda_g$  ของความถี่ที่ออกแบบคือ 2.45 GHz และเพื่อให้ความถี่เรโซแนนซ์ได้ใกล้เคียงกับความถี่ที่ออกแบบ จึงกำหนดความกว้างของสายอากาศช่องเปิด  $W = 24.0$  มิลลิเมตร และความยาว  $L = 13.3$  มิลลิเมตร โดยมี ความกว้างของไมโครสตริปไลน์ ( $W_m$ ) เท่ากับ 3.6 มิลลิเมตร ค่าเริ่มต้นของความกว้างช่องเปิดแนวตั้งและแนวนอนของสายอากาศวงรอบเดี่ยว ( $S_v$ ,  $S_{S1}$  และ  $S_{S2}$ ) จะถูกกำหนดให้เท่ากัน คือ 0.5 มิลลิเมตร เมื่อทำการเปรียบเทียบระยะของไมโครสตริปไลน์  $L_m$  ระหว่าง 3 ค่า ผลการเปรียบเทียบแสดงในรูปที่ 4.20 และตารางที่ 4.12 จะแสดงค่าที่ได้จากการจำลอง ซึ่งพบว่าระยะ  $L_m$  ที่ให้ผลการสูญเสียย้อนกลับที่น้อยที่สุด คือ 5.3 มิลลิเมตร ซึ่งค่านี้จะถูกนำไปใช้ในการวิเคราะห์ขั้นต่อไป



รูปที่ 4.20 เปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวกรณีปรับระยะ  $L_m$

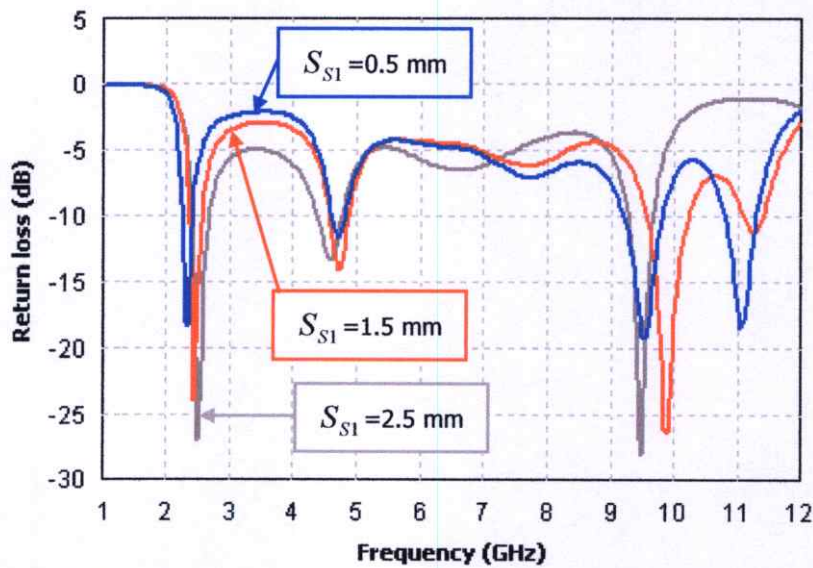
ตารางที่ 4.12 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีปรับระยะ  $L_m$

ระยะ $L_m$ (mm)	Resonance Frequency (GHz)	Return loss (dB)
4.3	2.35	-14.32
5.3	2.30	-18.45
6.3	2.25	-13.74

#### 4.2.5.1 การปรับความกว้างของช่องเปิดแนวนอน ( $S_{S1}$ )

ในการปรับความกว้างช่องเปิด  $S_{S1}$  ของสายอากาศ จะกำหนดค่าของ  $S_{S2} = 0.5$  มิลลิเมตร  $S_V = 0.5$  มิลลิเมตร ให้คงที่ จากนั้นทำการปรับค่าของ  $S_{S1}$  ตามลำดับ คือ 0.5 มิลลิเมตร 1.5 มิลลิเมตร และ 2.5 มิลลิเมตร ตามลำดับ ซึ่งผลการจำลองเป็นไปตามรูปที่ 4.21

จากผลการจำลองจะเห็นได้ว่าขนาดของช่องเปิด  $S_{S1}$  นั้นมีผลกระทบโดยตรงกับการแมทซ์อิมพีแดนซ์และความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำ ซึ่งก็เป็นไปในลักษณะเดียวกันกับที่วิเคราะห์บน RT/Duroid 5880 ที่ผ่านมา เมื่อความกว้าง  $S_{S1} = 2.5$  มิลลิเมตร จะมีค่าการสูญเสียย้อนกลับด้านความถี่ต่ำที่ดีที่สุด และมีความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ 2.45 GHz ตรงกับที่ต้องการ ฉะนั้นในหัวข้อนี้จะใช้ขนาดช่องเปิด  $S_{S1}$  ที่มีค่าเท่ากับ 2.5 มิลลิเมตร เพื่อนำไปใช้ในการวิเคราะห์ในลำดับต่อไป



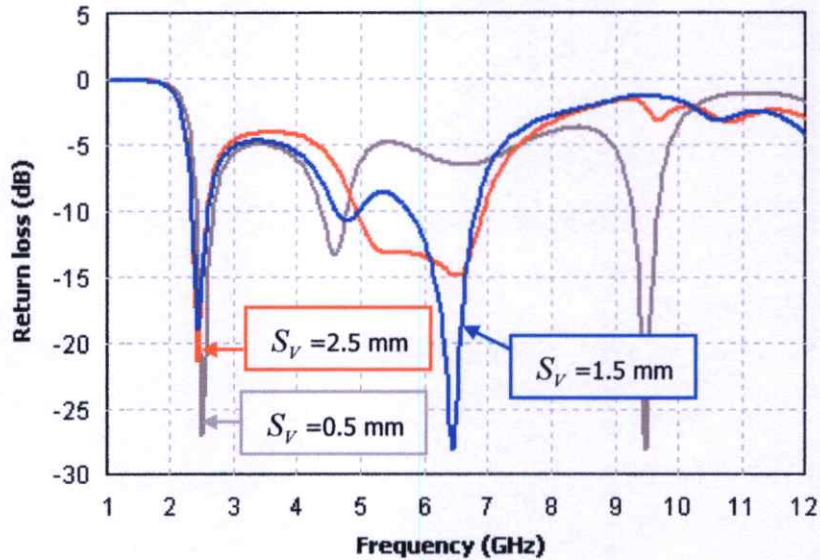
รูปที่ 4.21 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดียวในกรณีปรับความกว้างช่องเปิดแนวนอน ( $S_{S1}$ )

ตารางที่ 4.13 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดียว กรณีปรับความกว้าง  $S_{S1}$

ขนาด $S_{S1}$ (mm)	Resonance Frequency (GHz)	Return loss (dB)
0.5	2.30	-18.33
1.5	2.40	-24.24
2.5	2.50	-27.12

#### 4.2.5.2 การปรับความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้ง ( $S_V$ )

จากหัวข้อที่แล้วค่า  $S_{S1}$  เท่ากับ 2.5 มิลลิเมตร มีความเหมาะสมที่สุดที่จะนำมาใช้ในการจำลอง ร่วมกับการปรับความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้ง  $S_V$  และจะกำหนดความกว้างช่องเปิด  $S_{S2}$  เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร ให้คงที่ เมื่อมีการปรับค่า  $S_V$  เป็น 0.5 มิลลิเมตร 1.5 มิลลิเมตร และ 2.5 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของสายอากาศ  $S_{11}$  แสดงดังรูปที่ 4.22 และตารางที่ 4.14



รูปที่ 4.22 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยว กรณีปรับความกว้างช่องเปิดแนวตั้ง ( $S_V$ )

ตารางที่ 4.14 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยว กรณีปรับความกว้าง  $S_V$

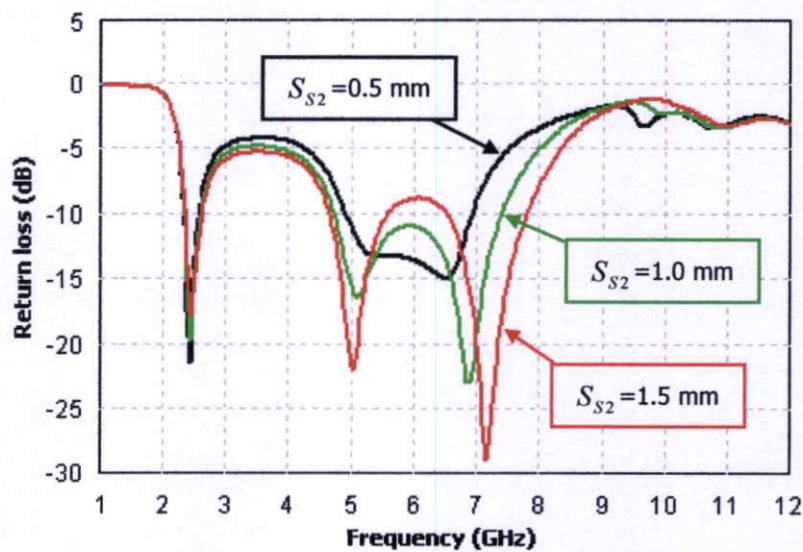
ขนาดช่องเปิด $S_V$ (mm)		0.5	1.5	2.5
Lower Band	Range Freq (GHz)	2.40 – 2.60	2.35 – 2.55	2.35 – 2.55
	Resonance Freq (GHz)	2.50	2.45	2.45
	Return Loss (dB)	-27.12	-19.02	-21.40
	BW (%)	8.00	8.16	8.16
Higher Band	Range Freq (GHz)	4.40 – 4.75	5.75 – 6.80	4.90 – 7.00
	BW (%)	7.65	16.73	35.29

จากผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับ พบว่าเมื่อทำการปรับช่องเปิด  $S_V$  จะมีการเปลี่ยนแปลงในเรื่องการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ด้านความถี่ต่ำและความถี่สูง ขณะที่แบนด์วิดท์ที่แถบความถี่ต่ำแทบจะไม่เปลี่ยนแปลง แต่ที่แถบความถี่ด้านสูงมีแบนด์วิดท์เปลี่ยนแปลงอย่างเห็นได้ชัดเจน

ดังนั้นเมื่อพิจารณาที่ความถี่สูงเป็นหลักจะเห็นได้ว่า  $S_V$  เท่ากับ 2.5 มิลลิเมตร มีแบนด์วิดท์กว้างที่สุดและการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุดและขณะเดียวกันที่ความถี่ด้านต่ำก็ให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.45 GHz พอดี โดยที่การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ด้านความถี่ต่ำยังอยู่ในเกณฑ์ที่ดีพอสมควร ดังนั้นในที่นี้จะขอเลือกใช้  $S_V$  เท่ากับ 2.5 มิลลิเมตร

#### 4.2.5.3 การปรับความกว้างของช่องเปิดแนวนอน ( $S_{S2}$ )

ในหัวข้อนี้จะทำการศึกษาผลกระทบของช่องเปิด  $S_{S2}$  โดยใช้ขนาดของช่องเปิด  $S_{S1}$  เท่ากับ 2.5 มิลลิเมตร และ  $S_V$  เท่ากับ 2.5 มิลลิเมตร ที่ได้จากหัวข้อที่ผ่านมา จากนั้นจะทำการปรับขนาดของช่องเปิด  $S_{S2}$  เป็น 3 ขนาด คือ 0.5 มิลลิเมตร 1.0 มิลลิเมตร และ 1.5 มิลลิเมตร ตามลำดับ ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.23



รูปที่ 4.23 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีปรับความกว้างช่องเปิดแนวนอน ( $S_{S2}$ )

ตารางที่ 4.15 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่กรณีปรับความกว้าง  $S_{S2}$

ขนาดช่องเปิด $S_{S2}$ (mm)		0.5	1.0	1.5
Lower Band	Range Freq (GHz)	2.35 – 2.55	2.35 – 2.55	2.35 – 2.55
	Resonance Freq (GHz)	2.45	2.45	2.45
	Return Loss (dB)	-21.40	-19.73	-17.85
	BW (%)	8.16	8.16	8.16
Higher Band	Range Freq (GHz)	4.90 – 7.00	4.75 – 7.35	4.70 – 5.55
	BW (%)	35.29	42.97	16.58

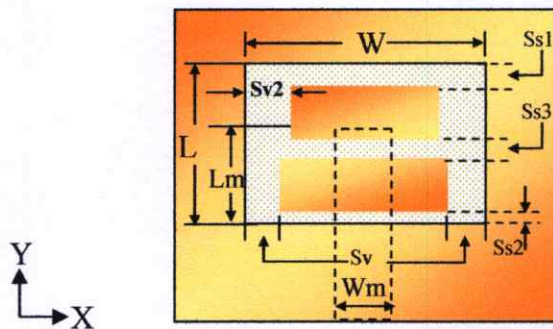
จากผลการจำลองดังรูปที่ 4.23 และตารางที่ 4.15 พบว่า การปรับขนาดช่องเปิด  $S_{S2}$  จะช่วยให้แบนด์วิดท์ในช่วงความถี่สูงนั้นกว้างขึ้น ซึ่งเมื่อพิจารณาแล้วขนาดช่องเปิด  $S_{S2}$  เท่ากับ 1.0 มิลลิเมตร จะให้แบนด์วิดท์ในช่วงความถี่สูงกว้างที่สุด ดังนั้นในการทดลองนี้จึงเลือกใช้ความกว้างช่องเปิด  $S_{S2}$  เท่ากับ 1.0 มิลลิเมตร จึงสามารถสรุปได้ว่าสายอากาศแบบวงรอบเดี่ยวที่สร้างบนวัสดุฐานรอง FR4 จะสามารถใช้งานได้ทั้งสองย่านความถี่ครอบคลุมทุกย่านความถี่ WLAN ตามมาตรฐานของ IEEE 802.11 b/g (2.4 -2.4835 GHz), IEEE 802.11 j (4.9-5.091 GHz), IEEE 802.11 a (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz) และในระบบ WiMAX ตามมาตรฐานของ IEEE 802.16 (5.7-5.9 GHz)

#### 4.2.5.4 สรุปผลการวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบน FR4

จากการศึกษาถึงผลกระทบที่มีต่อความกว้างช่องเปิดทุกช่อง ทำให้สามารถออกแบบให้สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้านี้ สามารถนำไปใช้งานได้ทั้งที่ความถี่ครอบคลุมการใช้งานของเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ซึ่งเป็นไปตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g/j แต่จากการวิเคราะห์การออกแบบสายอากาศวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบนวัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880 นั้น จะพบว่าไม่สามารถออกแบบให้มีแบนด์วิดท์ในช่วงความถี่สูงได้กว้างเท่า ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าสายอากาศแบบวงรอบเดี่ยวที่สร้างบนวัสดุฐานรอง FR4 นี้ จะสามารถนำไปใช้งานได้ครบสองย่านความถี่ตามต้องการ แต่เนื่องจากต้องการที่จะออกแบบสายอากาศตามโครงร่างที่ออกแบบด้วยวัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880 ด้วย ดังนั้นในที่นี้จึงต้องศึกษาต่อไปถึงกรณีการออกแบบสายอากาศแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบน FR4 และจะศึกษาผลการปรับแต่งโครงร่างภายในอื่น ๆ ของสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่ด้วย ซึ่งจะนำเสนอในหัวข้อต่อไป

#### 4.2.6 การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบนวัสดุฐานรอง FR4

สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ออกแบบบนวัสดุฐานรอง FR4 ที่ได้ทำการวิเคราะห์มาแล้ว ได้ถูกนำมาพัฒนาต่อด้วยการออกแบบเป็นสายอากาศแบบวงรอบคู่ เพื่อนำเสนอการเพิ่มแบนด์วิดท์ทางด้านความถี่สูงให้กว้างมากขึ้น โดยใช้วิธีการปรับความกว้างช่องเปิดแนวอนส่วนกลาง  $S_{S3}$  และความกว้างช่องเปิดแนวตั้งส่วนบน  $S_{V2}$  ซึ่งถ้าเป็นสายอากาศวงรอบเดี่ยวจะใช้ความกว้างช่องเปิดแนวตั้งเพียงส่วนเดียว คือ  $S_V$  แต่ในรูปแบบวงรอบคู่จะแบ่งความกว้างแนวตั้งเป็น 2 ส่วน โดยที่ความกว้างแนวตั้งส่วนล่าง คือ  $S_{V1}$  จะกำหนดให้กว้างเท่ากับ  $S_V$  คือ 2.5 มิลลิเมตร ดังแสดงในโครงสร้างรูปที่ 4.24

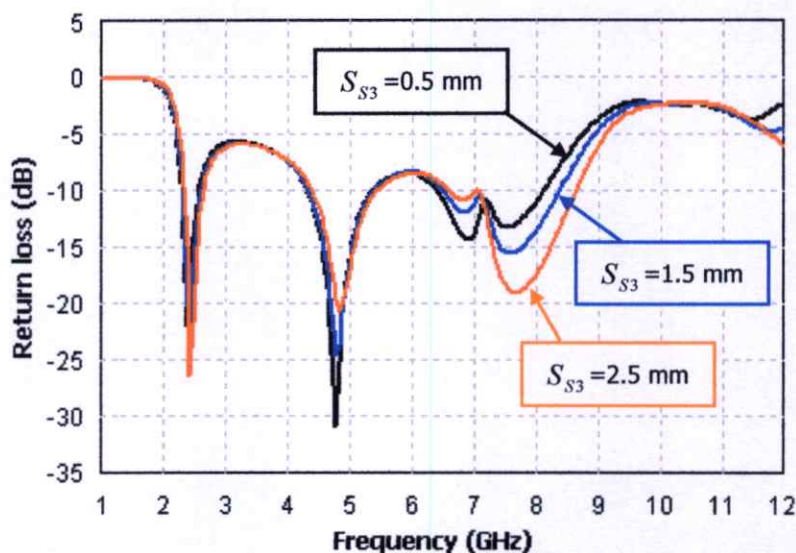


รูปที่ 4.24 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

การวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้านี้ จะใช้ขนาดช่องเปิดจากสายอากาศแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เหมาะสมที่สุดจากการวิเคราะห์ในหัวข้อที่ผ่านมา และจะทำการเพิ่มช่องเปิด โดยการเจาะช่องเปิดแนวอนบริเวณตรงกลางของตัวนำให้เป็นช่องเปิด  $S_{S3}$  เพื่อวิเคราะห์ถึงผลกระทบที่เกิดขึ้น และหาขนาดที่เหมาะสมที่สุด

##### 4.2.6.1 การปรับความกว้างของช่องเปิดแนวอน ( $S_{S3}$ )

กรณีปรับความกว้างช่องเปิด  $S_{S3}$  ของสายอากาศ โดยที่กำหนดค่าของ  $S_{S1}$  เท่ากับ 2.5 มิลลิเมตร  $S_{S2}$  เท่ากับ 1.0 มิลลิเมตร และ  $S_{V2} = S_{V1} = 2.5$  มิลลิเมตร (ตามค่าของ  $S_V$  ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ของสายอากาศวงรอบเดี่ยว) ให้คงที่ไว้ จากนั้นทำการปรับค่าของ  $S_{S3}$  ตามลำดับ คือ 0.5 มิลลิเมตร 1.5 มิลลิเมตร และ 2.5 มิลลิเมตร ตามลำดับ ซึ่งผลการจำลองเป็นไปตามรูปที่ 4.25



รูปที่ 4.25 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีปรับเปลี่ยนความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง ( $S_{S3}$ )

ตารางที่ 4.16 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่กรณีปรับความกว้าง  $S_{S3}$

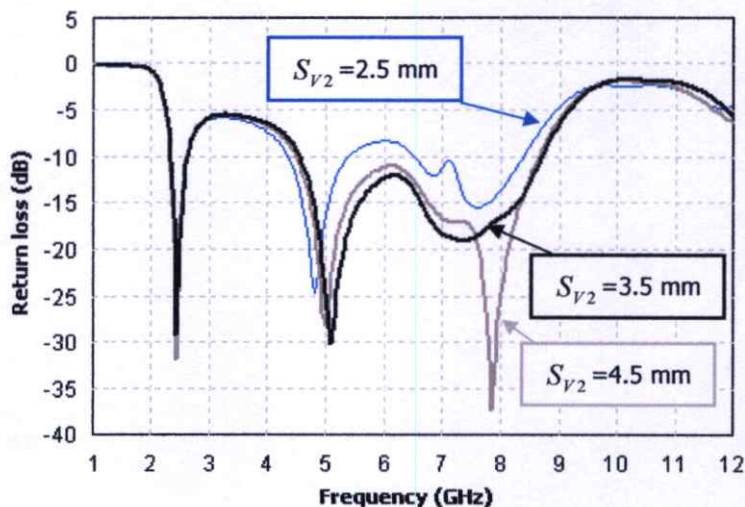
ขนาดช่องเปิด $S_{S3}$ (mm)		0.5	1.5	2.5
Lower Band	Range Freq (GHz)	2.35 – 2.55	2.35 – 2.55	2.35 – 2.55
	Resonance Freq (GHz)	2.40	2.45	2.45
	Return Loss (dB)	-19.73	-25.09	-21.91
	BW (%)	8.16	8.16	8.16
Higher Band	Range Freq (GHz)	4.40 – 5.12	4.40 – 5.15	4.50 – 5.51
	BW (%)	15.12	15.71	20.17

จากผลกระทบของการปรับค่า  $S_{S3}$  ที่แสดงในรูปที่ 4.25 พบว่าเมื่อทำการปรับช่องเปิด  $S_{S3}$  จะมีผลกระทบต่อการแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ด้านต่ำและความถี่ด้านสูง โดยไม่มีผลกระทบต่อแบนด์วิดท์ด้านต่ำ แต่จะมีผลกระทบต่อแบนด์วิดท์ด้านสูงมากกว่า ดังนั้นเพื่อความเหมาะสมจะเลือก  $S_{S3} = 1.5$  มิลลิเมตร มาใช้ในการทดลอง และวิเคราะห์ต่อไป

#### 4.2.6.2 การปรับความกว้างของช่องเปิดแนวตั้งส่วนบน ( $S_{V2}$ )

จากหัวข้อที่ผ่านมา สายอากาศวงรอบคู่ยังมีแบนด์วิดท์ที่ช่วงความถี่สูงกว้างน้อยกว่าสายอากาศแบบวงรอบเดี่ยว ดังนั้นจึงทดลองปรับความกว้างของช่องเปิดในแนวตั้งคือ  $S_{V2}$  โดยให้

$S_{V1}$  มีค่าเท่ากับ 2.5 มิลลิเมตร คงเดิม และกำหนดความกว้างของช่องเปิด  $S_{S1}$  เท่ากับ 2.5 มิลลิเมตร  $S_{S2}$  เท่ากับ 1.0 มิลลิเมตร และ  $S_{S3}$  เท่ากับ 1.5 มิลลิเมตร ซึ่งเป็นค่าที่ได้จากการจำลองในหัวข้อที่ผ่านมา และจะทำการปรับความกว้างของช่องเปิด  $S_{V2}$  เป็น 3 ค่าคือ 2.5 มิลลิเมตร 3.5 มิลลิเมตร และ 4.5 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.26

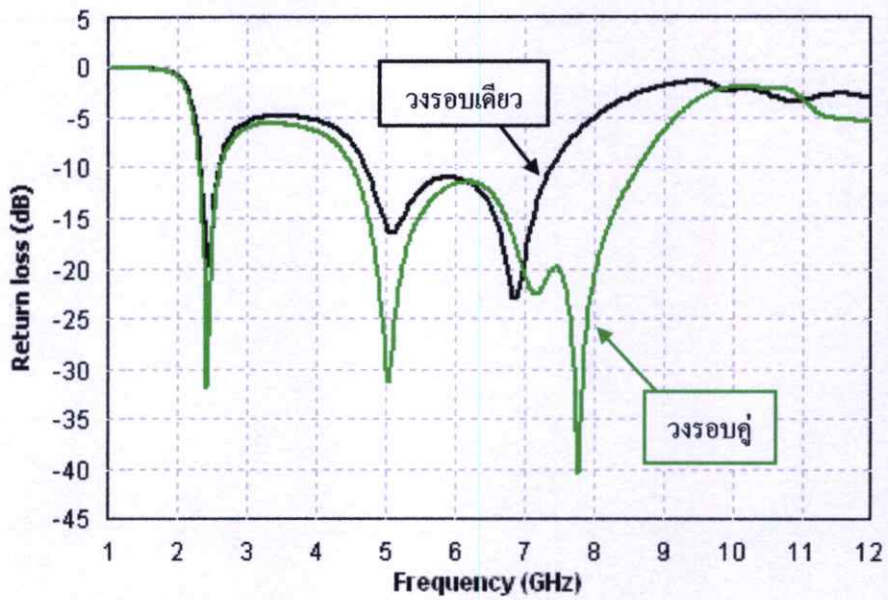


**รูปที่ 4.26** การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีปรับความกว้างช่องเปิดแนวตั้ง ( $S_{V2}$ )

จากผลการจำลอง จะเห็นได้ว่า เมื่อเพิ่มความกว้างของ  $S_{V2}$  มากขึ้นทำให้แบนด์วิดท์ทางด้านความถี่สูงกว้างมากขึ้น โดยไม่มีผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์ทางด้านความถี่ต่ำ ดังนั้นในที่นี้เลือกใช้  $S_{V2}$  เท่ากับ 4.5 มิลลิเมตร ในการศึกษาวิเคราะห์ต่อไป

#### 4.2.6.3 สรุปผลการวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบน FR4

จากผลการจำลองจะเห็นได้ว่าสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า นั้น สามารถทำให้แบนด์วิดท์ที่ด้านความถี่สูงกว้างมากกว่าสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าได้ ด้วยการปรับแต่งความกว้างช่องเปิดทั้งแนวตั้งและแนวนอนทั้งหมด จากการเปรียบเทียบแบนด์วิดท์ของสายอากาศทั้งสองรูปแบบ สามารถสังเกตได้จากภาพการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ที่แสดงอยู่ในรูปที่ 4.27 และค่าคุณลักษณะของสายอากาศทั้งสองจะแสดงอยู่ใน ตารางที่ 4.17



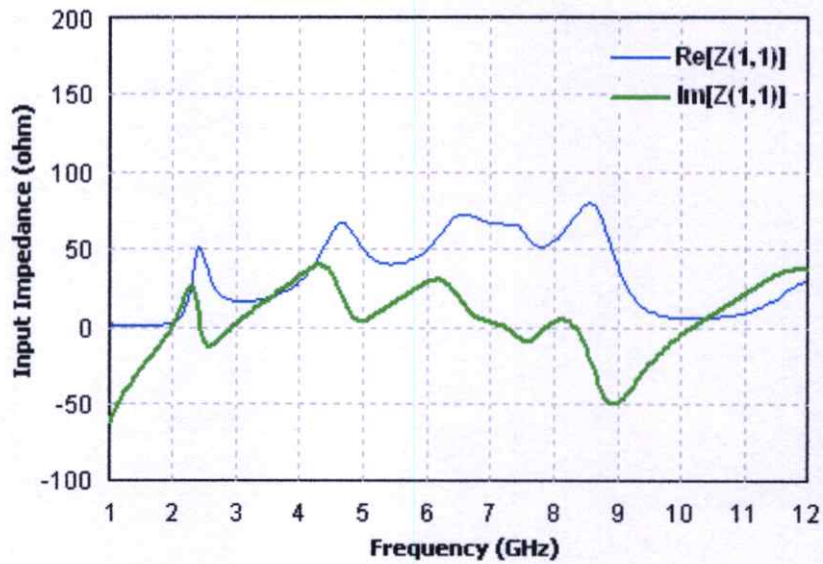
รูปที่ 4.27 การสูญเสียย้อนกลับ (S11) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยว และวงรอบคู่  
กรณีออกแบบบน FR4

ตารางที่ 4.17 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยว และวงรอบคู่ บน FR4

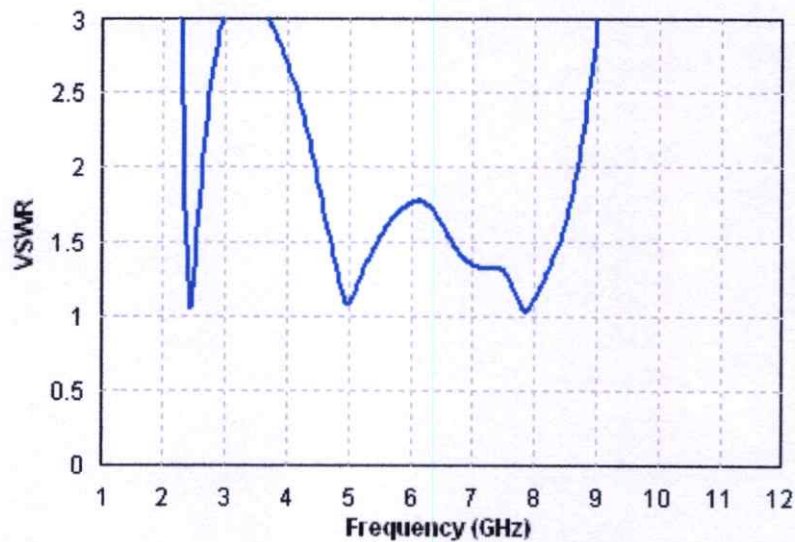
สายอากาศช่องเปิด		วงรอบเดี่ยว	วงรอบคู่
Lower Frequency	Range Freq (GHz)	2.35 – 2.50	2.35 – 2.55
	Resonance Freq (GHz)	2.45	2.45
	Return Loss (dB)	-19.73	-31.97
	BW (%)	8.16	8.16
Higher Frequency	Range Freq (GHz)	4.90 – 7.00	4.50 – 8.64
	BW (%)	35.29	63.00

คุณลักษณะทางอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 4.28 ซึ่งที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz อินพุทอิมพีแดนซ์จะใกล้เคียงกับ 50 โอห์ม

คุณลักษณะของอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ที่ได้จากการจำลอง จะมีค่าใกล้เคียง 1.0 ที่ความถี่ 2.45 GHz แสดงดังรูปที่ 4.29



รูปที่ 4.28 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่สี่เหลี่ยมผืนผ้าบน FR4



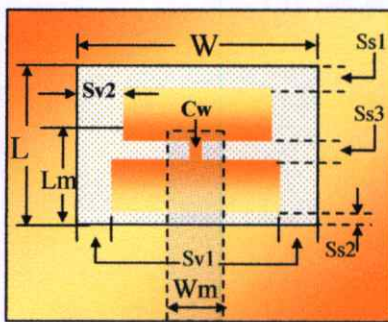
รูปที่ 4.29 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่สี่เหลี่ยมผืนผ้าบน FR4

จากตารางที่ 4.17 จะเห็นได้ว่าสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีการปรับแต่งความกว้างของช่องเปิด  $S_{V2}$  จะทำให้สายอากาศนี้มีแบนด์วิดท์ที่กว้างขึ้น หรือมีแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่าสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวประมาณ 27.71% แต่อย่างไรก็ตามจากการวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบนี้ พบว่าอาจจะเพิ่มแบนด์วิดท์ให้กว้างกว่านี้ได้ โดยใช้โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิด

แบบวงรอบคู่เป็นต้นแบบในการนำไปพัฒนาปรับปรุงใหม่ ดังนั้นจึงทำการเชื่อมต่อแผ่นตัวนำทั้งสองที่อยู่ภายในวงรอบสายอากาศเข้าด้วยกันด้วยตัวนำที่มีพารามิเตอร์ทางความกว้าง คือ  $C_w$  โดยจะทำการจำลองในข้อ 4.2.7 ต่อไป

#### 4.2.7 การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อตัวนำที่อยู่ภายในวงรอบสายอากาศ บนวัสดุฐานรอง FR4

สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ออกแบบบนวัสดุฐานรอง FR4 ตามที่ได้ทำการวิเคราะห์ในหัวข้อที่ 4.2.6 มาแล้ว จะถูกนำมาพัฒนาต่อด้วยการใช้ตัวนำที่มีความกว้างเป็น  $C_w$  ทำหน้าที่เชื่อมต่อระหว่างแผ่นตัวนำสองแผ่นที่อยู่ภายในวงรอบสายอากาศ หรือก็คือการใช้ตัวนำแทรกเข้าไปในช่องเปิด  $S_{S3}$  ในตำแหน่งกึ่งกลางสายอากาศ ดังที่แสดงในรูปที่ 4.30



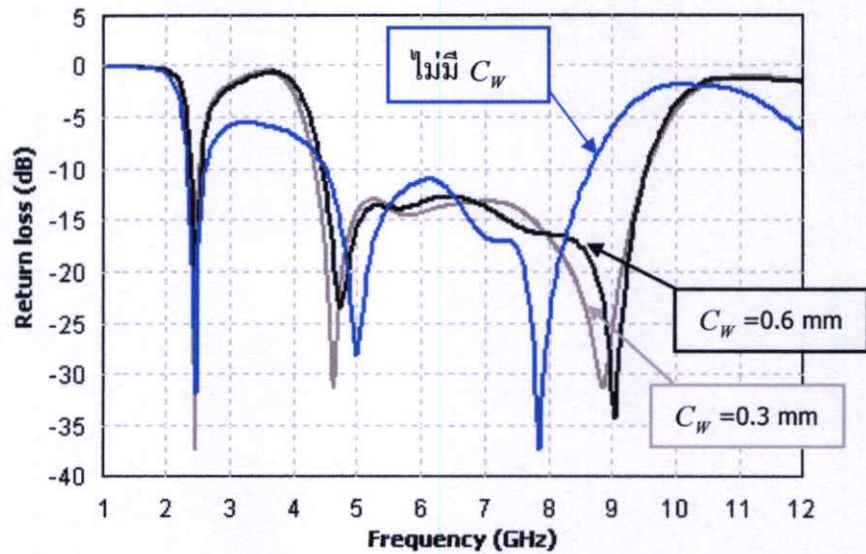
รูปที่ 4.30 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อแผ่นตัวนำภายใน

##### 4.2.7.1 การปรับความกว้างของแผ่นตัวนำเชื่อมต่อ ( $C_w$ )

หัวข้อนี้ได้นำขนาดของสายอากาศแบบวงรอบคู่ที่ได้ผ่านการวิเคราะห์มาแล้วจากข้อ 4.2.6 มาทำการเชื่อมตัวนำบริเวณตรงกลางของช่องเปิดแนวนอน  $S_{S3}$  ดังแสดงในรูป 4.30 โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อให้ได้สายอากาศช่องเปิดที่มีแบนด์วิดท์กว้างมากขึ้น ซึ่งสายอากาศรูปแบบใหม่นี้จึงมีพารามิเตอร์เพิ่มจากเดิมเพียงหนึ่งตัว คือ  $C_w$  ดังนั้นจึงทำการจำลองผลโดยเปลี่ยนแปลงค่าของ  $C_w$  ซึ่งเป็นความกว้างของตัวนำที่นำมาเชื่อมต่อ ผลจากการจำลองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.31 และตารางที่ 4.18

จากผลการจำลองพบว่าความกว้างตัวนำ  $C_w$  จะช่วยให้แบนด์วิดท์ในช่วงความถี่สูงนั้นกว้างขึ้นได้ ถ้าความกว้างของ  $C_w$  มากหรือน้อยไปก็จะทำให้แมตซ์ซึ่งที่ด้านความถี่ต่ำแย่ลง ดังนั้นในการจำลองผล จึงพิจารณาความกว้างของตัวนำ  $C_w$  ที่ให้ผลดีที่สุด พบว่า เมื่อ  $C_w$  มีขนาดเท่ากับ 0.3

มิลลิเมตร จะมีเมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ด้านความถี่ต่ำ (2.45 GHz) ที่ดีที่สุดพร้อมทั้งช่วงความถี่ด้านสูง สามารถครอบคลุมช่วงความถี่ 4.34 - 9.55 GHz ค่านี้จะถูกนำไปใช้ในการจำลองขั้นต่อไป



รูปที่ 4.31 การสูญเสียย้อนกลับ (S11) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อแผ่นตัวนำภายในวงรอบ กรณีออกแบบบนวัสดุฐานรอง FR4

ตารางที่ 4.18 คุณสมบัติของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่กรณีปรับความกว้างตัวนำ  $C_w$

ขนาดตัวนำ $C_w$ (mm)		0.0	0.3	0.6
Lower Frequency	Range Freq (GHz)	2.35 – 2.55	2.38 – 2.54	2.35 – 2.55
	Resonance Freq (GHz)	2.45	2.45	2.45
	Return Loss (dB)	-31.97	-37.28	-23.90
	BW (%)	8.16	6.50	8.16
Higher Frequency	Range Freq (GHz)	4.50 – 8.64	4.30 – 9.54	4.42 – 9.50
	BW (%)	63.00	75.72	72.90

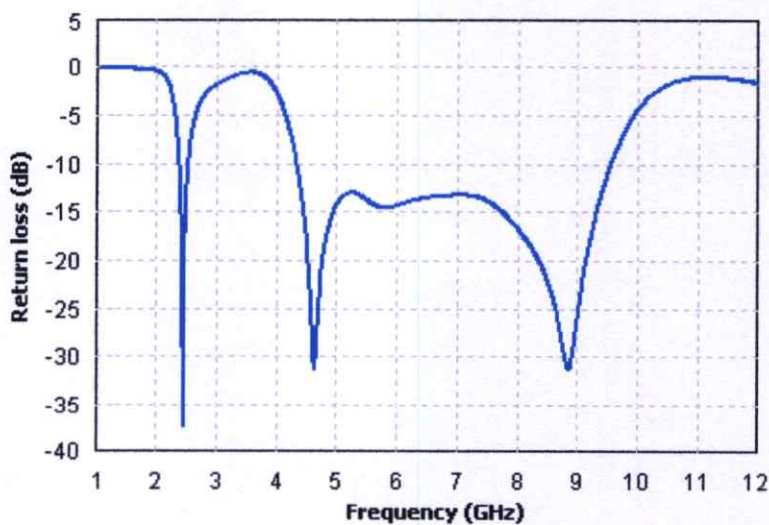
#### 4.2.7.2 สรุปผลการจำลอง สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อตัวนำในวงรอบ สายอากาศ บนวัสดุฐานรอง FR4

สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อตัวนำไว้ภายในช่องเปิดแนวนอนกลางของสายอากาศนี้ เมื่อทำการวิเคราะห์พารามิเตอร์ทั้งหมดแล้ว ในที่สุดจะได้ค่าพารามิเตอร์ทางขนาดดังที่แสดงในตารางที่ 4.19 และผลการจำลองด้านการสูญเสียย้อนกลับเมื่อ  $C_w = 0.3$  มิลลิเมตร แสดงดังรูปที่ 4.32 จะเห็นได้ว่าเมื่อเชื่อมตัวนำ  $C_w$  เข้ากับแผ่นตัวนำทั้งสองที่อยู่ภายในวงรอบสายอากาศ จะสามารถทำให้สายอากาศมีแบนด์วิดท์ด้านความถี่สูงมากขึ้นกว่าเดิมได้ประมาณ 12.72% เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ได้จากหัวข้อ 4.2.6 โดยสายอากาศนี้สามารถใช้งานได้สองย่านความถี่ คือ ความถี่ต่ำในย่าน 2.38-2.54 GHz และ ย่านความถี่สูง 4.34-9.55 GHz ซึ่งสามารถใช้งานในมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g/j/h ได้ แต่จากวัตถุประสงค์ในการออกแบบยังต้องการให้สายอากาศสามารถใช้งานในมาตรฐาน IEEE 802.16 (WiMAX) ที่ตอบสนองความถี่ที่ 3.5 GHz ซึ่งเป็นความถี่ที่จะใช้งานในประเทศไทย ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอการออกแบบสายอากาศสามย่านความถี่ในหัวข้อที่ 4.2.8 เพื่อใช้งานที่ความถี่ 3.5 GHz ได้ โดยใช้โครงสร้างเดิมที่ออกแบบไว้

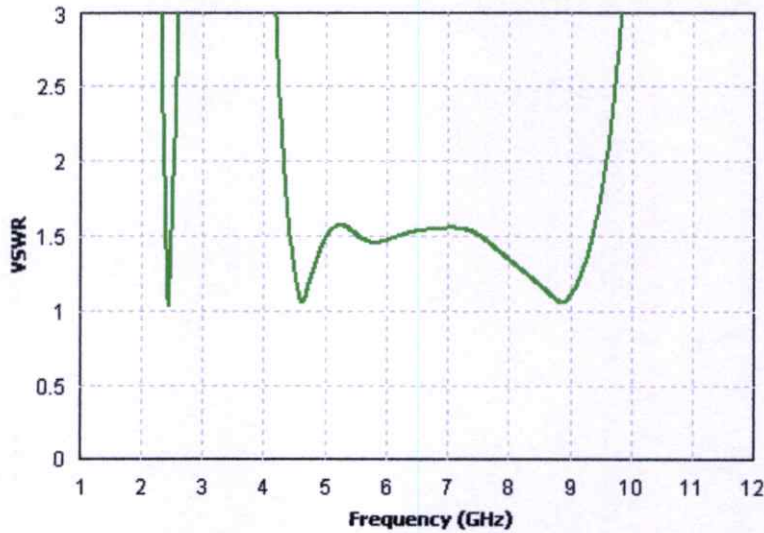
ตารางที่ 4.19 ขนาดของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อตัวนำ  $C_w$

L	W	Lm	$S_{S1}$	$S_{S2}$	$S_{S3}$	$S_{V1}$	$S_{V2}$	$C_w$
13.3	24	5.3	2.5	1.0	1.5	2.5	4.5	0.3

(หน่วย: มิลลิเมตร)

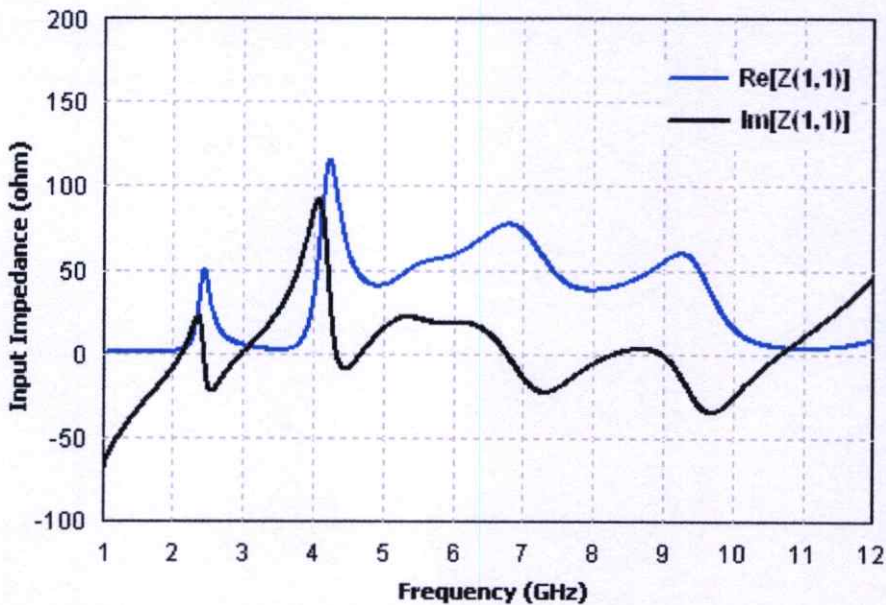


รูปที่ 4.32 การสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีตัวนำ  $C_w$

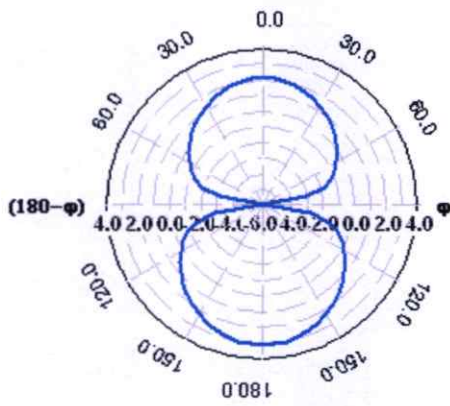


รูปที่ 4.33 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีตัวนำ  $C_w$

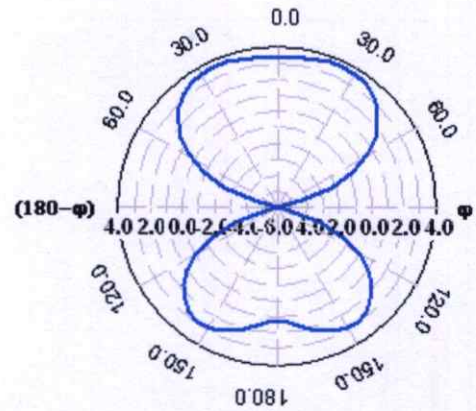
จากรูปที่ 4.33 แสดงให้เห็นถึงผลการจำลองอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีตัวนำเชื่อมต่อ  $C_w$  โดยใช้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ซึ่งมีค่าของอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศ (VSWR) ต่ำกว่า 2 ในย่านความถี่ต่ำประมาณ 2.38 - 2.54 GHz และย่านความถี่สูง 4.34 - 9.55 GHz ส่วนคุณลักษณะอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 4.34 ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz อินพุทอิมพีแดนซ์จะใกล้เคียงกับ 50 โอห์ม สำหรับรูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ 5.80 GHz จะแสดงดังรูปที่ 4.35



รูปที่ 4.34 อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีตัวนำ  $C_w$



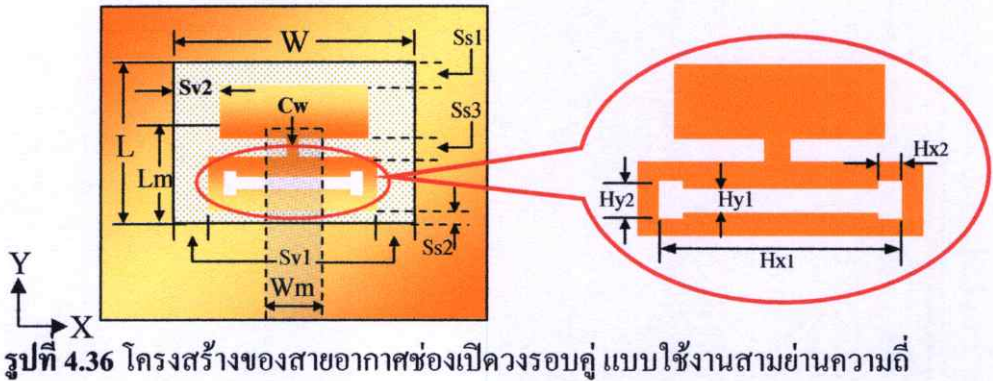
(ก) ความถี่ 2.45 GHz



(ข) ความถี่ 5.80 GHz

รูปที่ 4.35 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดวงรอบคู่ที่มีตัวนำ  $C_w$

#### 4.2.8 การออกแบบสายอากาศแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้งานสามย่านความถี่ บนวัสดุฐานรอง FR4

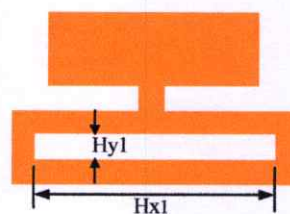


รูปที่ 4.36 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่ แบบใช้งานสามย่านความถี่

สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อด้วยตัวนำ  $C_w$  ตามที่วิเคราะห์จากหัวข้อที่ 4.2.7 เป็นสายอากาศแบบช่องเปิดที่สามารถใช้งานได้สองย่านความถี่ ดังนั้นสายอากาศรูปแบบนี้จะถูกนำมาพัฒนาปรับปรุงให้สามารถใช้งานได้สามย่านความถี่ ด้วยการเจาะช่องเปิดบนแผ่นตัวนำล่างที่อยู่ภายในวงรอบสายอากาศ ตามโครงสร้างที่แสดงในรูปที่ 4.36 โดยที่พารามิเตอร์ทางขนาดทุกตัวของสายอากาศรูปแบบนี้จะเหมือนกันกับสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่ในหัวข้อที่ 4.2.7 ทุกประการ ดังนั้นสายอากาศรูปแบบใหม่นี้จึงถูกนำมาวิเคราะห์เพียงพารามิเตอร์ของช่องเปิดที่เจาะใหม่ คือ  $H_{x1}$ ,  $H_{x2}$ ,  $H_{y1}$ , และ  $H_{y2}$  ดังต่อไปนี้

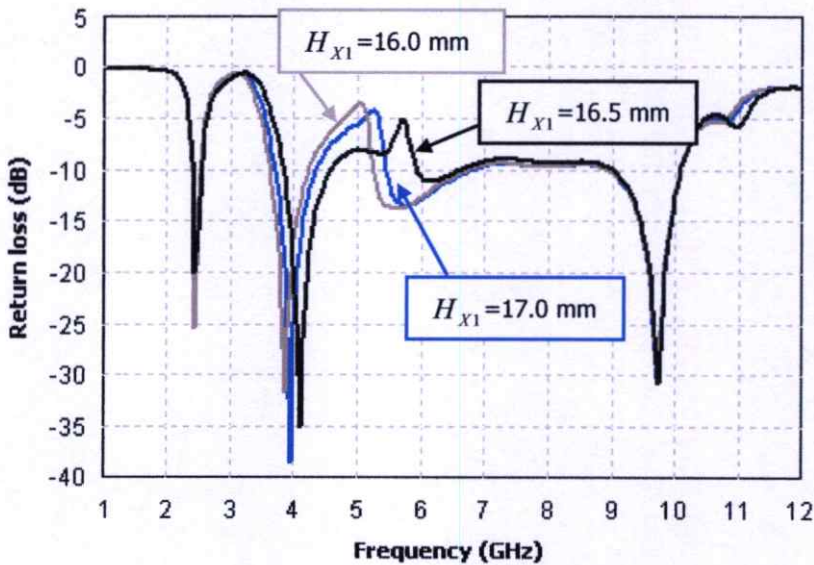
##### 4.2.8.1 การปรับพารามิเตอร์ $H_{x1}$

การออกแบบสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่ แบบใช้งาน 3 ย่านความถี่นี้ ขั้นแรกจะทำการเจาะช่องเปิดยาวบนแผ่นตัวนำล่างดังรูปที่ 4.37



รูปที่ 4.37 โครงร่างแรกของช่องเปิดที่เจาะอยู่บนแผ่นตัวนำล่าง

ในเบื้องต้นจะกำหนดให้ความยาว  $H_{X1} = 16.5$  มิลลิเมตร ความกว้าง  $H_{Y1} = 0.5$  มิลลิเมตร จากนั้นทำการจำลองผลกระทบจากการปรับค่าพารามิเตอร์  $H_{X1}$  เป็น 3 ค่า คือ 16 มิลลิเมตร 16.5 มิลลิเมตร และ 17 มิลลิเมตร ซึ่งผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับในกรณีเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $H_{X1}$  ของช่องเปิด แสดงดังรูปที่ 4.38



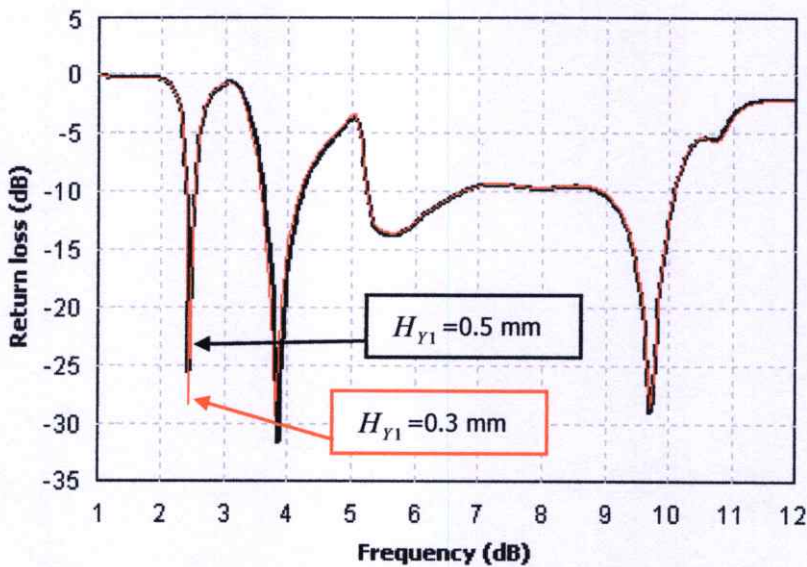
รูปที่ 4.38 การสูญเสียย้อนกลับ (S11) ของสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่ กรณีปรับค่า  $H_{X1}$

จากผลการจำลองในรูปที่ 4.38 จะเห็นได้ว่าความยาวช่องเปิด  $H_{X1}$  นั้น มีผลต่อการแมทซ์อิมพีแดนซ์เล็กน้อยทั้งสามแถบความถี่ ส่วนผลกระทบต่อความเรโซแนนซ์และตำแหน่งการเกิดแบนด์วิดท์นั้น จะเกิดขึ้นที่แถบความถี่ที่สองและสามเท่านั้น ถ้า  $H_{X1}$  มีค่ามากขึ้นก็จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เคลื่อนสูงขึ้น ในที่นี้จะขอเลือก  $H_{X1} = 16$  มิลลิเมตร เพราะแบนด์วิดท์ที่สามจะกว้างที่สุดอยู่ในช่วงความถี่ประมาณ 5.2-6.5 GHz และค่าแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุดจะเกิดขึ้นที่ความถี่ 2.45 GHz โดยมีเรโซแนนซ์ที่สองเกิดขึ้นที่ประมาณ 3.8 GHz ซึ่งค่า  $H_{X1} = 16$  มิลลิเมตร จะมีความเหมาะสมที่สุดที่จะนำไปทำการวิเคราะห์ต่อไปเพื่อให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่สองเกิดขึ้นที่ประมาณ 3.5 GHz

#### 4.2.8.2 การปรับพารามิเตอร์ $H_{Y1}$

ในการจำลองนี้จะทำการเปรียบเทียบการปรับค่า  $H_{Y1}$  รวม 2 ค่า คือ  $H_{Y1} = 0.3$  มิลลิเมตร และ 0.5 มิลลิเมตร โดยให้  $H_{X1} = 16$  มิลลิเมตร ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.39 จะเห็นได้ว่าความกว้าง

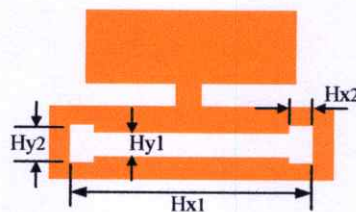
$H_{Y1}$  นั้น จะไม่มีผลกระทบต่อความถี่ที่ตำแหน่งใด ๆ เลย ดังนั้นในการวิเคราะห์นี้จึงเลือกใช้ความกว้าง  $H_{Y1}$  เท่ากับ 0.3 เนื่องจากมีแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ 2.45 GHz ดีที่สุด



รูปที่ 4.39 การสูญเสียย้อนกลับ (S11) ของสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่กรณีปรับค่า  $H_{Y1}$

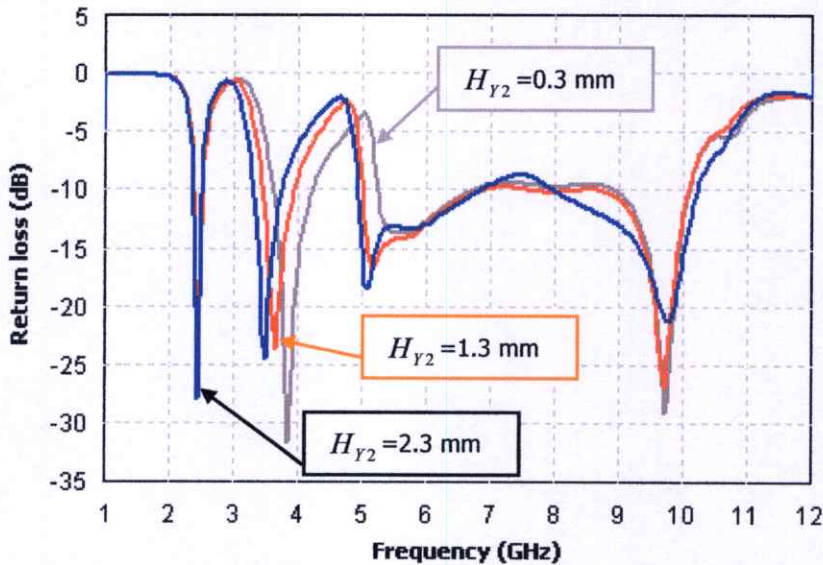
#### 4.2.8.3 การปรับพารามิเตอร์ $H_{Y2}$

จากการวิเคราะห์ด้วยการปรับค่าพารามิเตอร์  $H_{X1}$  และ  $H_{Y1}$  ของช่องเปิดตามรูปที่ 4.37 พบว่ายังไม่สามารถทำให้เกิดความถี่ใช้งานที่ 3.5 GHz ได้ ดังนั้นในหัวข้อนี้จะทำการเพิ่มความยาวรอบรูปช่องเปิดที่เจาะบนแผ่นตัวนำล่างซึ่งเป็นช่องเปิดที่ทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่สอง โดยการทำให้ปลายทั้งสองข้างของช่องเปิดมีความยาวและกว้างมากขึ้น เพื่อทำให้ความถี่ที่สองลดลงจาก 3.8 GHz เป็น 3.5 GHz นั่นคือการเพิ่มพารามิเตอร์ช่องเปิดแนวตั้งที่ประกอบด้วย  $H_{Y2}$  และ  $H_{X2}$  โครงร่างของช่องเปิดที่ปรับปรุงใหม่จะคล้ายอักษร H ดังแสดงอยู่ในรูปที่ 4.40



รูปที่ 4.40 โครงร่างที่พัฒนาใหม่ของช่องเปิดที่เจาะอยู่บนแผ่นตัวนำล่าง

โดยจะทำการศึกษาผลกระทบของความกว้าง  $H_{Y2}$  ก่อน ด้วยการกำหนดให้  $H_{X2} = 0.5$  มิลลิเมตร จากนั้นจะทำการปรับค่าของ  $H_{Y2}$  เริ่มจาก 0.3 มิลลิเมตร 1.3 มิลลิเมตร และ 2.3 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลการจำลองจากการเปลี่ยนค่า  $H_{Y2}$  แสดงดังรูปที่ 4.41



รูปที่ 4.41 การสูญเสียย้อนกลับ (S11) ของสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่กรณีปรับค่า  $H_{Y2}$

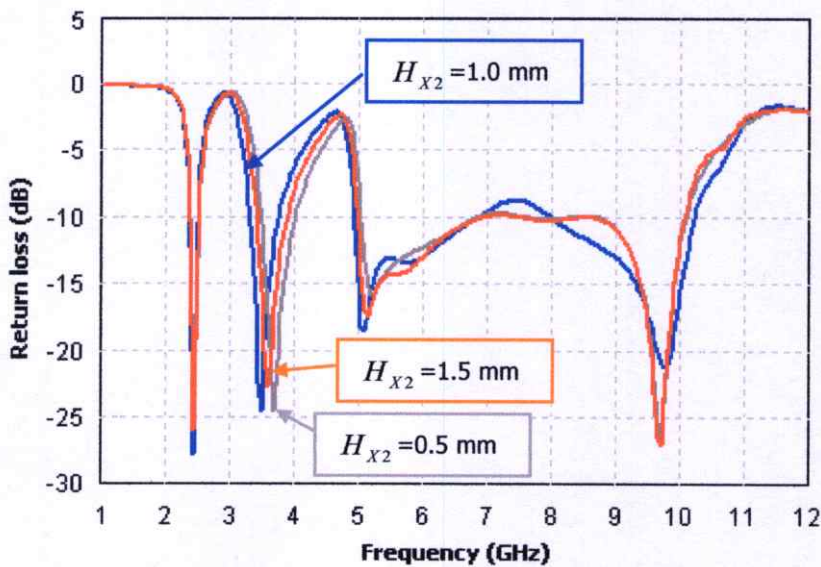
จากผลการจำลองการปรับเปลี่ยนค่า  $H_{Y2}$  พบว่าที่แถบความถี่แรกจะไม่มีผลกระทบต่อความถี่ แต่จะมีผลกระทบต่อการแมทซ์อิมพีแดนซ์บ้าง ส่วนที่แถบความถี่ที่สองและสามจะมีผลกระทบต่อทั้งความถี่และการแมทซ์อิมพีแดนซ์ จะเห็นได้ว่าเมื่อ  $H_{Y2}$  มีค่ามากขึ้น จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่สองลดลงได้ นั่นคือเมื่อ  $H_{Y2}$  มีค่าเท่ากับ 2.3 มิลลิเมตร จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่สองลดลงจากเดิมประมาณ 3.8 GHz เป็น 3.5 GHz ได้ นอกจากนี้ยังทำให้ให้แมทซ์ซึ่งที่ความถี่เรโซแนนซ์แรก 2.45 GHz ดีที่สุดที่ค่า  $H_{Y2}$  นี้ ดังนั้นค่า  $H_{Y2}$  นี้จะถูกนำไปใช้ในการวิเคราะห์ต่อไป

#### 4.2.8.4 การปรับพารามิเตอร์ $H_{X2}$

ในหัวข้อนี้จะทำการศึกษาผลกระทบของ  $H_{X2}$  ซึ่งจะทำการปรับเปลี่ยนขนาดของ  $H_{X2}$  เป็น 0.5 มิลลิเมตร 1.0 มิลลิเมตร และ 1.5 มิลลิเมตร ตามลำดับ คุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการจำลองแสดงในตารางที่ 4.20 และผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับแสดงดังรูปที่ 4.42

ตารางที่ 4.20 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีปรับ  $H_{x2}$

ขนาดตัวนำ $H_{x2}$ (mm)		0.5	1.0	1.5
Lower Band	Range Freq (GHz)	2.35 – 2.55	2.38 – 2.52	2.35 – 2.50
	Resonance Freq (GHz)	2.45	2.45	2.45
	Return Loss (dB)	-24.54	-27.83	-26.11
Middle Band	Range Freq (GHz)	3.48 – 4.00	3.35 -3.75	3.40 -3.90
	Resonance Freq (GHz)	3.70	3.50	3.60
	Return Loss (dB)	-24.75	-24.54	-22.70
Higher Band	Range Freq (GHz)	5.00 – 6.80	4.83 – 6.85	5.05 – 6.95
	BW (%)	30.50	34.58	31.66



รูปที่ 4.42 การสูญเสียย้อนกลับ (S11) ของสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่กรณีปรับขนาด  $H_{x2}$

จากผลการจำลองในรูปที่ 4.42 และตารางที่ 4.20 จะเห็นได้ว่า  $H_{x2}$  นั้นมีผลกระทบต่อแถบความถี่ที่สอง คือ ความถี่ที่ 3.5 GHz จะมีการเลื่อนสูงขึ้น พิจารณาแล้วจะเลือกค่า  $H_{x2}$  เท่ากับ 1 มิลลิเมตร เนื่องจากมีค่าความถี่ตรงตามที่ออกแบบ

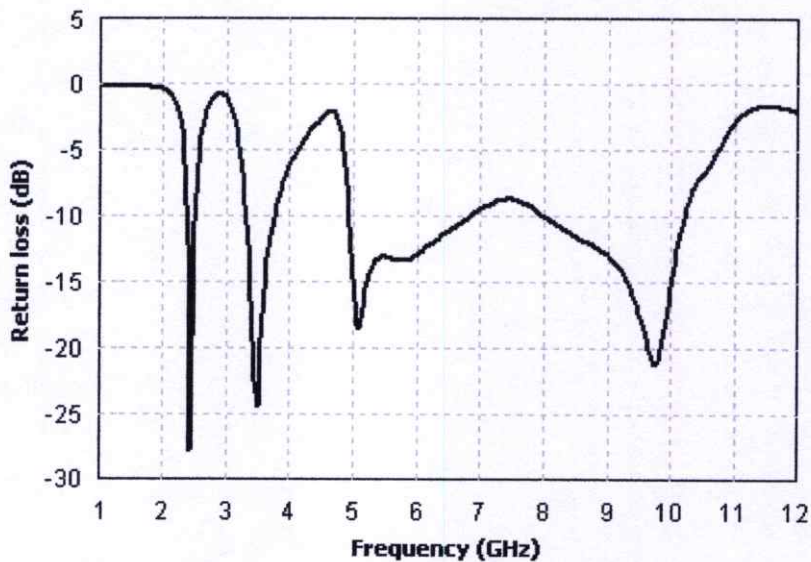
#### 4.2.8.5 สรุปผลการจำลองสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่ใช้งานสามย่านความถี่

จากผลการจำลองจะเห็นได้ว่า เมื่อทำการเจาะช่องเปิดแนวนอน ( $H_{x1}$  และ  $H_{y1}$ ) และช่องเปิดคู่แนวตั้ง ( $H_{x2}$  และ  $H_{y2}$ ) โดยใช้โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่รูป

ที่เหลื่อมพื้นผ้าแบบมีโลหะเชื่อมตรงกลาง ดังแสดงตารางที่ 4.21 ทำให้สายอากาศสามารถใช้งานได้สามย่านความถี่ ซึ่งจะมีความถี่ 3.5 GHz เพิ่มขึ้นมาสำหรับรองรับการใช้งาน WiMAX ในมาตรฐาน IEEE 802.16 แต่สายอากาศนี้จะมีแบนด์วิดท์ด้านความถี่สูงน้อยลง แต่อย่างไรก็ตามยังสามารถใช้งานได้ครอบคลุมช่วงความถี่ 4.85 – 6.90 GHz ซึ่งแสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับดังรูปที่ 4.43

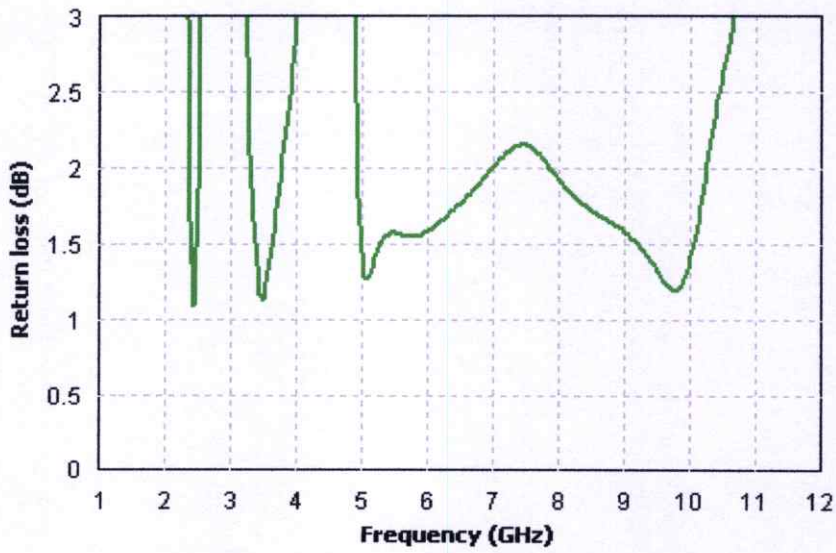
ตารางที่ 4.21 ขนาดช่องเปิดของสายอากาศแบบวงรอบคู่ใช้งานสามย่านความถี่

	ขนาดช่องเปิด (mm)
$H_{X1}$	16.0
$H_{Y1}$	0.3
$H_{X2}$	1.0
$H_{Y2}$	2.3

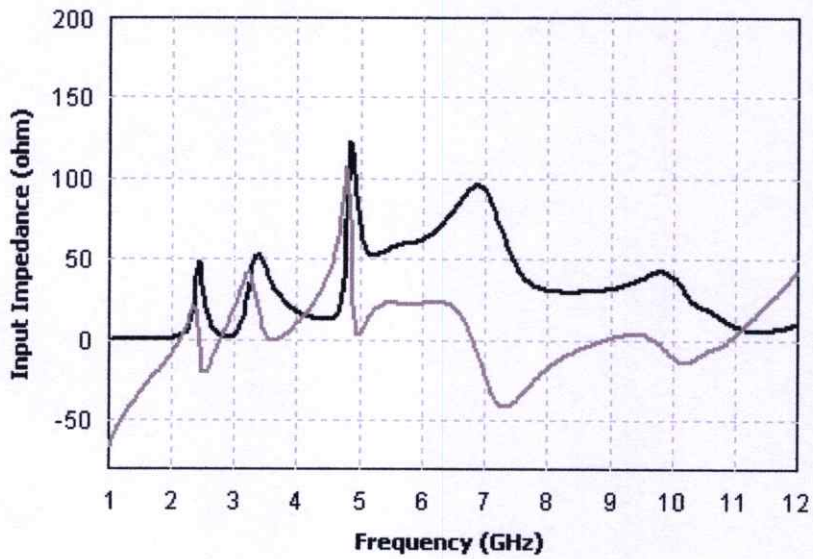


รูปที่ 4.43 การสูญเสียย้อนกลับ (S11) ของสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่แบบใช้งานสามย่านความถี่ กรณีออกแบบบนวัสดุฐานรอง FR4

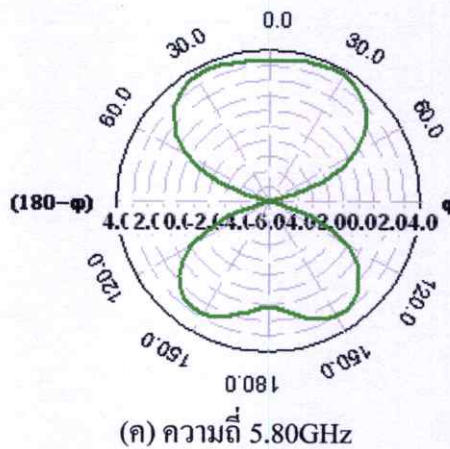
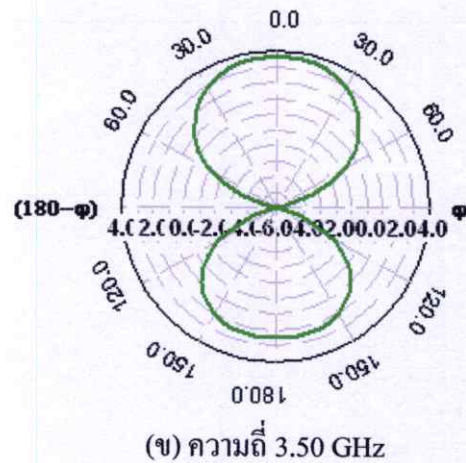
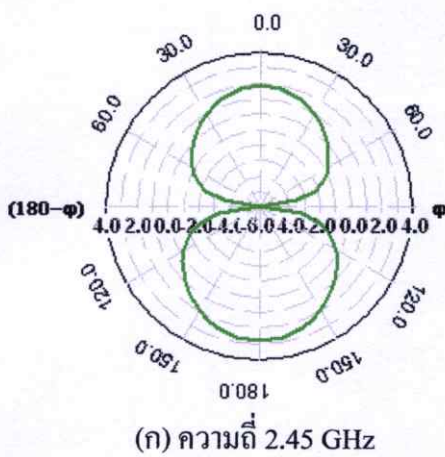
จากรูปที่ 4.43 แสดงให้เห็นถึงอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศ (VSWR) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่แบบใช้งานสามย่านความถี่ ซึ่งมีค่าของ VSWR ต่ำกว่า 2 ในสามย่านความถี่ คือที่ความถี่ประมาณ 2.38 - 2.54 GHz , 3.34-3.70 GHz และย่านความถี่สูง 4.85 – 6.90 GHz



รูปที่ 4.44 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่แบบใช้งานสามย่านความถี่



รูปที่ 4.45 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่แบบใช้งานสามย่านความถี่



รูปที่ 4.46 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิด

รูปที่ 4.46 แสดงให้เห็นถึงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโครสตริปวงรอบคู่แบบใช้งานสามย่านความถี่ ที่ความถี่ 2.45 GHz, 3.5 GHz และ 5.8 GHz โดยมีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบพุ่ง 2 ทิศทาง ซึ่งที่ความถี่สูงยังคงมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่ไม่ผิดเพี้ยนไปจากความถี่ต่ำมากนัก

### 4.3 สรุป

ในการศึกษาผลกระทบจากการออกแบบสายอากาศจากวัสดุฐานรองสองชนิด คือ RT/duroid 5880 และ FR4 เพื่อให้สามารถใช้งานระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11a/b/g/j ได้นั้น สายอากาศที่ออกแบบจากวัสดุฐานรองที่เป็น RT/duroid 5880 มีปัญหาบางประการที่ไม่เหมาะสมหากนำไปสร้างใช้งานจริง เพราะขนาดสายอากาศที่ออกแบบในรูปร่างเหมือนกันกับการใช้วัสดุฐานรอง FR4 นั้น จะมีขนาดใหญ่กว่าและวัสดุฐานรองมีราคาแพงกว่ามาก ดังนั้นจึงได้ทำ

การจำลองด้วยการใช้วัสดุฐานรอง FR4 เป็นหลักและทำการพัฒนาให้มากขึ้นกว่าการใช้วัสดุฐานรอง RT/duroid 5880 เพื่อให้ได้ผลที่ดีที่สุดซึ่งสามารถรองรับการใช้งาน WiMAX 802.16 (3.50 GHz) และสามารถนำไปสร้างจริง โดยทำการเปรียบเทียบผลที่วัดได้กับผลที่จำลองได้ ฉะนั้นการสร้างจริงจึงทำเฉพาะสายอากาศที่ออกแบบบนวัสดุฐานรองที่เป็น FR4 เท่านั้น โดยทำการสร้าง 2 รูปแบบคือรูปแบบที่สามารถใช้งาน 2 ย่านความถี่ และรูปแบบใช้งาน 3 ย่านความถี่

การออกแบบจะเริ่มค้นจากโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศแบบช่องเปิด ที่ป้อนสัญญาณด้วยสายนำสัญญาณไมโครสตริป ซึ่งความยาวรอบรูปสายอากาศจะมีความสัมพันธ์กับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) ของความถี่ที่ออกแบบ ในที่นี่จะเลือกใช้ความยาวรอบรูปของสายอากาศประมาณ  $1.12 \lambda_g$  ที่ซึ่งมีแนวโน้มจะเกิดความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ 2.45 GHz ตามที่ต้องการ และจะทำการปรับเปลี่ยนขนาดของช่องเปิดต่าง ๆ รวมถึงการเจาะช่องเปิดเพิ่มขึ้น ตามลำดับ เพื่อแสดงให้เห็นถึงผลของการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ ซึ่งปรากฏว่าการเพิ่มช่องเปิดจากวงรอบเดียวให้เป็นวงรอบคู่ นั้น ทำให้สายอากาศมีแบนด์วิดท์ที่ช่วงความถี่สูงกว้างมากขึ้นประมาณ 27.71% เพื่อให้ได้โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ที่มีผลการจำลองดีที่สุดไปพัฒนา โดยการเจาะช่องเปิดเพิ่มขึ้นทำให้สายอากาศสามารถใช้งานได้ 3 ย่านความถี่ คือ 2.35-2.45 GHz , 3.40-3.70 GHz และ 4.80-6.90 GHz ซึ่งสามารถนำไปใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สาย WLAN และ WiMAX

## บทที่ 5

### ผลการวัดคุณลักษณะของสายอากาศ

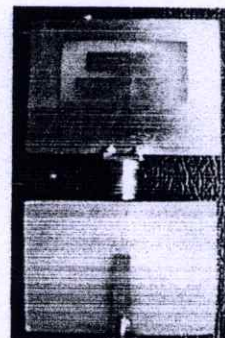
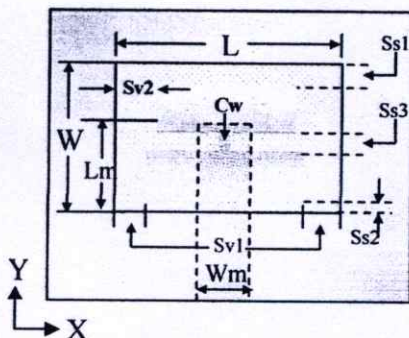
จากบทที่ 4 ซึ่งเป็นการวิเคราะห์พารามิเตอร์ของสายอากาศที่เหมาะสมที่สุดที่จะนำมาสร้างสายอากาศ ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงการผลการวัดคุณลักษณะของสายอากาศเพื่อเปรียบเทียบและยืนยันผลที่ได้จากการวัดด้วยเครื่องเน็ตเวิร์คแอนนาไลเซอร์ (Network Analyzer) และจากการจำลองในโปรแกรม IE3D โดยได้เลือกรูปแบบสายอากาศที่ให้คุณลักษณะที่ดีที่สุดจากการจำลองสายอากาศบนวัสดุฐานรอง FR4 ซึ่งมีรูปแบบที่ทำการสร้างสองรูปแบบคือสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อแผ่นตัวนำภายในสำหรับการใช้งานสองย่านความถี่ และสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่แบบใช้งานสามย่านความถี่ ซึ่งจะแสดงอยู่ในหัวข้อที่ 5.1 และ 5.2 ตามลำดับ

#### 5.1 ผลการวัดสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อแผ่นตัวนำ

ผลการวัดคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้ทำการสร้างนั้น จะแบ่งเป็นสองส่วน คือ ผลการวัดการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) และผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

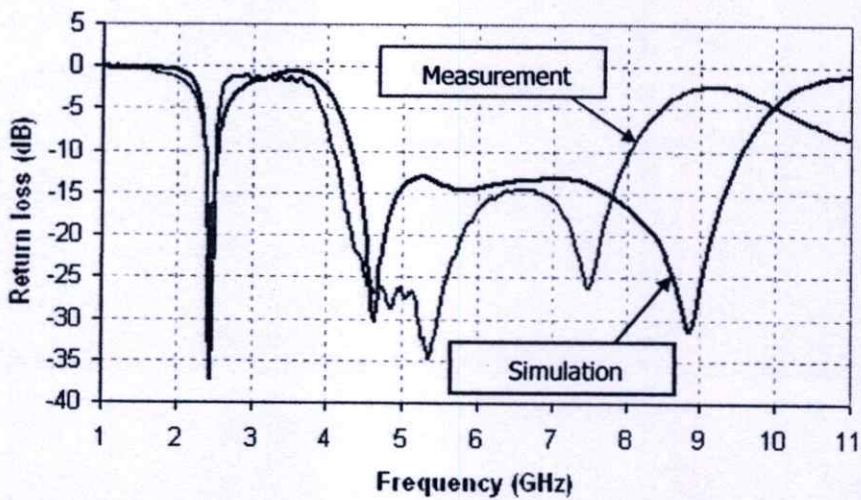
##### 5.1.1 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อแผ่นตัวนำภายใน

การวัดการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศ จะใช้เครื่อง Network Analyzer HP8510C ซึ่งค่าการสูญเสียย้อนกลับนี้เป็นค่าที่สามารถแสดงถึงคุณสมบัติของสายอากาศว่าสามารถใช้งานได้ดีตรงกับความถี่ที่ได้ออกแบบหรือไม่ นอกจากนี้ยังสามารถทราบถึงแบนด์วิดท์ของสายอากาศอีกด้วย สำหรับโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อแผ่นตัวนำภายในและสายอากาศที่สร้างจริงบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 แสดงดังรูปที่ 5.1(ก) และ (ข)



รูปที่ 5.1 (ก) โครงสร้างสายอากาศที่จำลอง (ข) สายอากาศที่สร้างจริง

สำหรับการเปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อแผ่นตัวนำภายใน ซึ่งออกแบบสำหรับการใช้งานสองย่านความถี่นี้ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับระหว่างสายอากาศที่จำลองด้วยโปรแกรม IE3D และสายอากาศที่สร้างจริง

ตารางที่ 5.1 ผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองและวัดจริง

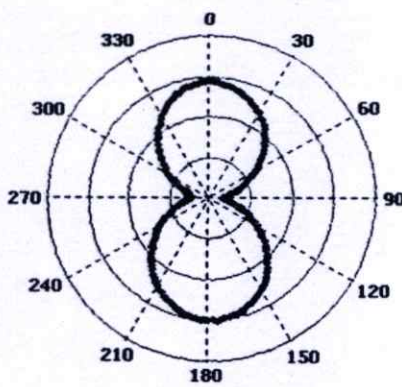
		ผลจากการจำลอง	ผลจากการสร้างจริง
Lower Frequency	Range Freq (GHz)	2.38 – 2.54	2.38 – 2.54
	Resonance Freq (GHz)	2.45	2.45
	Return Loss (dB)	-37.28	-25.58
	BW (%)	6.50	6.50
Higher Frequency	Range Freq (GHz)	4.30 – 9.54	4.10 – 8.00
	BW (%)	75.72	64.46

เมื่อนำผลที่ได้จากการวัดสายอากาศที่สร้างจริงมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D จะเห็นได้ว่ามีความสอดคล้องกัน ซึ่งการวัดชิ้นงานจริงจะมีแบนด์วิดท์ที่ช่วงความถี่สูงน้อยกว่าผลที่ได้จากการจำลอง และขณะเดียวกันในช่วงความถี่ออกแบบ 2.45 GHz นั้น ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการวัดจะ ไม่ดีเท่ากับการจำลองจากโปรแกรม IE3D แต่อย่างไรก็ตามสายอากาศที่สร้างนี้ก็ยังสามารถนำไปใช้งานจริงได้ดีและรองรับกับย่านความถี่ที่ต้องการ คือ ย่าน WLAN ตามมาตรฐานของ IEEE 802.11 b/g/j/a (2.4-2.4835 GHz, 4.9-5.091, 5.15-5.35 GHz,

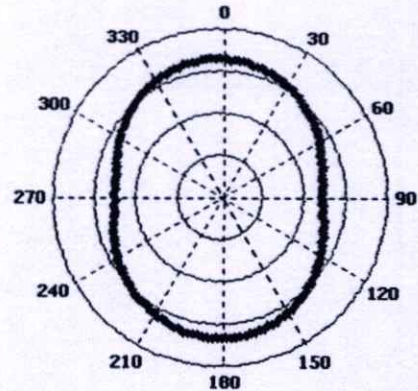
5.725-5.825 GHz) และในระบบ WiMAX ตามมาตรฐานของ IEEE 802.16 (3.4-3.6 GHz, 5.7-5.9 GHz)

### 5.1.2 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อแผ่นตัวนำภายใน

ในการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ จะใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer HP8530A) มาทำการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.8 GHz ซึ่งจะทำการวัดในระนาบ E (ระนาบ YZ) และระนาบ H (ระนาบ XZ) ซึ่งผลการวัดแสดงดังรูปที่ 5.3 และรูปที่ 5.4

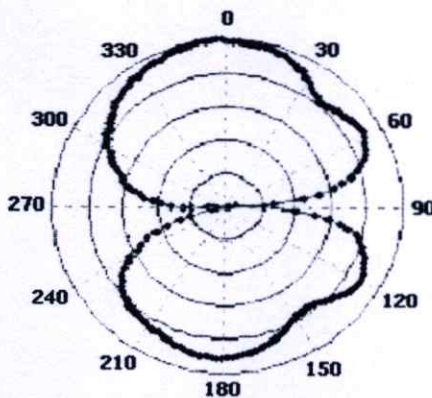


(ก) ระนาบ YZ

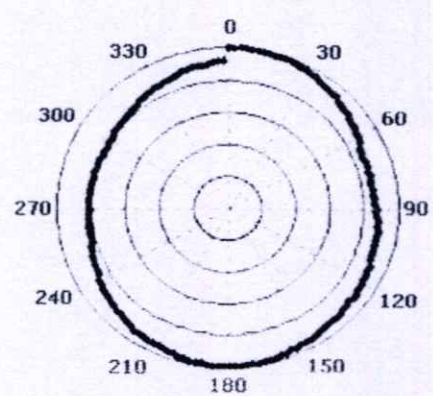


(ข) ระนาบ XZ

รูปที่ 5.3 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz



(ก) ระนาบ YZ



(ข) ระนาบ XZ

รูปที่ 5.4 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ความถี่ 5.80 GHz

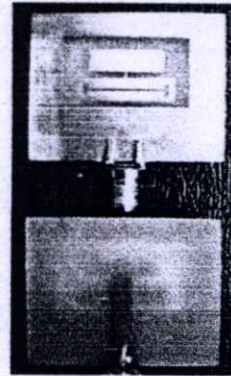
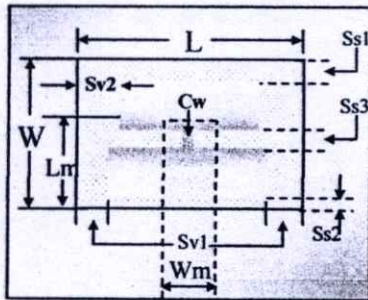
จากผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศดังที่แสดงอยู่ในรูปที่ 5.3 และรูปที่ 5.4 จะเห็นได้ว่าสายอากาศนั้นมีลักษณะการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง

## 5.2 ผลการวัดสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่ แบบใช้งานสามย่านความถี่

ในหัวข้อนี้จะทำการวัดคุณลักษณะของสายอากาศแบบสามย่านความถี่ที่ได้ทำการสร้างขึ้น และจะแบ่งผลการวัดออกเป็นสองส่วน คือ ผลการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) และผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

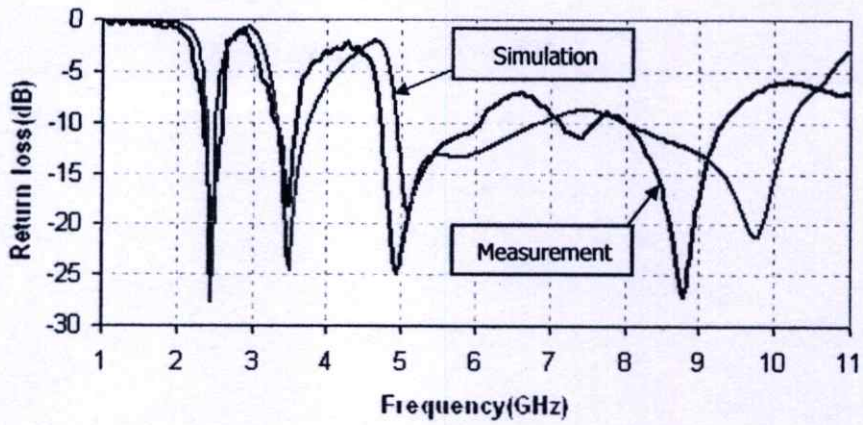
### 5.1.1 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศวงรอบคู่ แบบใช้งานสามย่านความถี่

รูปแบบของสายอากาศนี้ เป็นการนำโครงสร้างของสายอากาศในหัวข้อ 5.1 มาทำการปรับปรุง ด้วยการเจาะช่องเปิดบนตัวนำล่างที่อยู่ในช่องเปิดวงรอบคู่ โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อให้สายอากาศสามารถตอบสนองได้สามย่านความถี่ โครงสร้างสายอากาศแบบนี้แสดงดังรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 (ก) โครงสร้างสายอากาศที่ทำการจำลอง (ข) สายอากาศที่สร้างจริง

เมื่อนำสายอากาศที่สร้างจริงนี้ไปทำการวัดด้วยเครื่อง Network Analyzer HP8510C ผลการวัดการสูญเสียย้อนกลับจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D ดังที่แสดงอยู่ในรูปที่ 5.6 ซึ่งจะเห็นได้ว่าสายอากาศที่สร้างนั้นสามารถใช้งานได้ตามวัตถุประสงค์ของการออกแบบ โดยที่ความถี่ที่สามารถใช้งานได้ของสายอากาศทั้งสองนั้นเกิดขึ้นใกล้เคียงกัน เพียงแค่ที่แถบย่านความถี่ที่สามของสายอากาศที่สร้างจริงนั้นจะเลื่อนต่ำลงและก็จะให้แบนด์วิดท์ที่แคบกว่าผลที่ได้จากการจำลอง แต่อย่างไรก็ตามยังสามารถใช้งานได้ครอบคลุมช่วงความถี่ 4.9 – 5.9 GHz ซึ่งเป็นการแสดงให้เห็นได้ว่า สายอากาศที่สร้างจริงนี้ยังคงสามารถนำไปใช้งานได้ ในสามย่านความถี่ที่ต้องการ โดยมีความถี่เรโซแนนซ์ของย่านความถี่ที่สองอยู่ที่ 3.5 GHz เพิ่มขึ้นมาจากสองย่านความถี่ที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 5.1 ซึ่งย่านความถี่ที่สองนี้สำหรับรองรับการใช้งาน WiMAX ในมาตรฐาน IEEE 802.16 และค่าแสดงคุณลักษณะของสายอากาศนี้สามารถสรุปได้ ดังที่แสดงอยู่ในตารางที่ 5.2



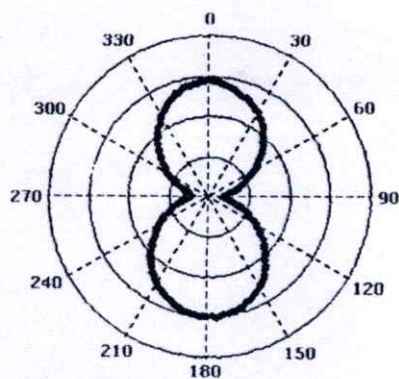
รูปที่ 5.6 การเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับระหว่างสายอากาศที่จำลองด้วยโปรแกรม IE3D และสายอากาศที่สร้างจริง

ตารางที่ 5.2 ผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองและวัดจริง

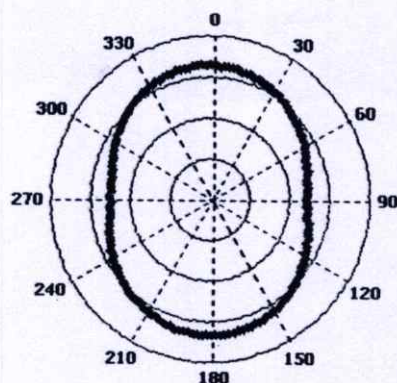
		ผลจากการจำลอง	ผลจากการสร้างจริง
Lower Frequency	Range Freq (GHz)	2.38 – 2.54	2.38 – 2.54
	Resonance Freq (GHz)	2.45	2.45
	Return Loss (dB)	-27.83	-21.47
	BW (%)	6.50	6.50
Middle Band	Range Freq (GHz)	3.30-3.75	3.30-3.60
	Resonance Freq (GHz)	3.50	3.50
	Return Loss (dB)	-24.54	-18.17
	BW (%)	12.76%	8.69%
Higher Frequency	Range Freq (GHz)	4.87 – 6.86	4.75 – 6.05
	BW (%)	33.93	24.07

### 5.1.2 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศวงรอบคู่ แบบใช้งานสามย่านความถี่

การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานในหัวข้อนี้ จะเป็นการวัดที่ความถี่ 2.45 GHz, 3.50 GHz และ 5.80 GHz ซึ่งผลการวัดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.7-5.9

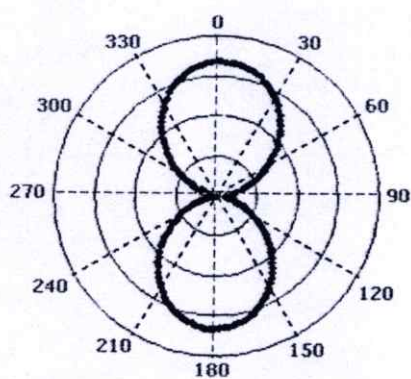


(ก) ระนาบ YZ

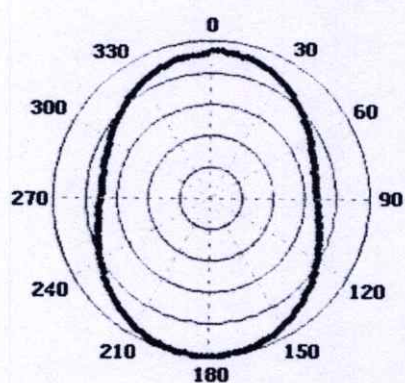


(ข) ระนาบ XZ

รูปที่ 5.7 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz

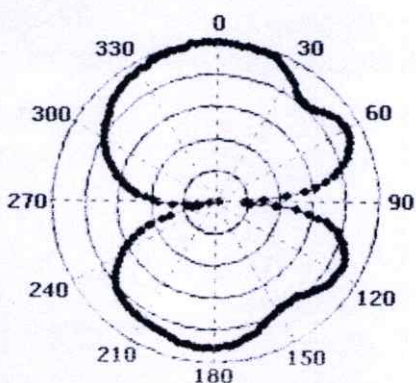


(ก) ระนาบ YZ

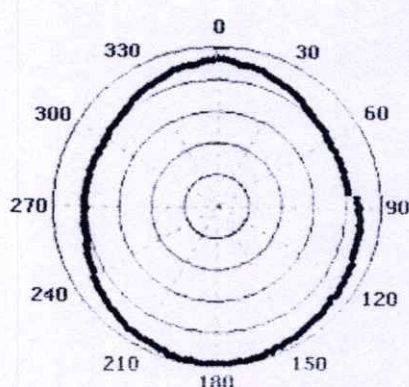


(ข) ระนาบ XZ

รูปที่ 5.8 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ความถี่ 3.50 GHz



(ก) ระนาบ YZ



(ข) ระนาบ XZ

รูปที่ 5.9 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ความถี่ 5.80 GHz

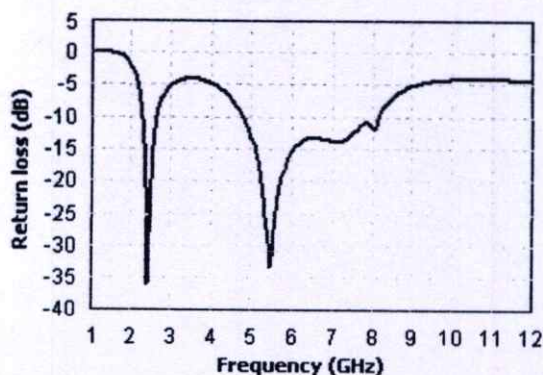
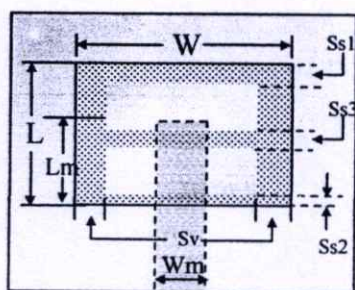
จากการวัดแบบรูปพลังงานจะเห็นได้ว่าคุณลักษณะของสายอากาศนี้มีการแผ่พลังงานสองทิศทาง (Bi-directional) ทั้งสามย่านความถี่ คือที่ ความถี่ 2.45 GHz, 3.50 GHz และ 5.80 GHz

## บทที่ 6

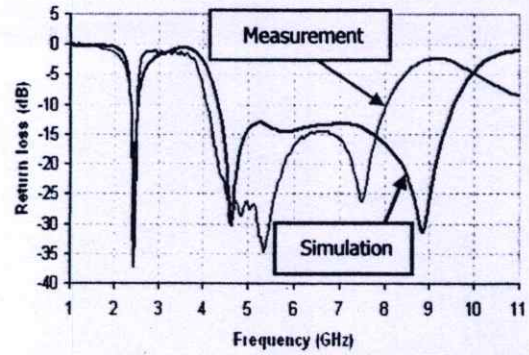
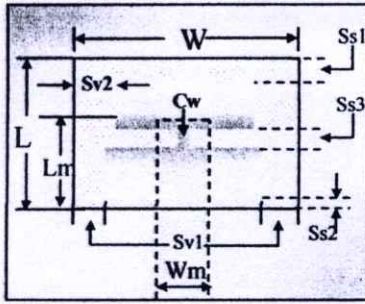
# สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

### 6.1 สรุปผลการวิจัย

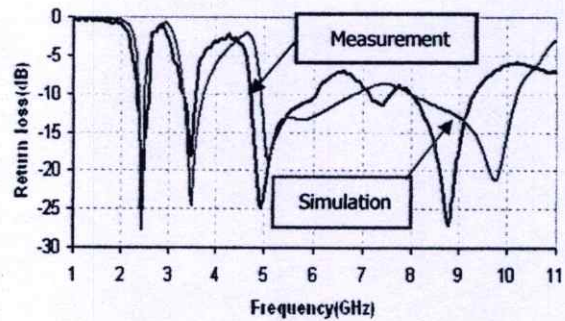
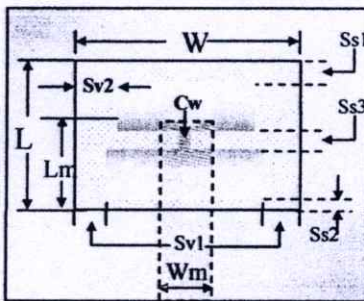
วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการศึกษาและออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบที่ป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริปไลน์ โดยออกแบบและทำการจำลองบนวัสดุฐานรองสองชนิดคือ RT/duroid 5880 และ FR4 การออกแบบจะเริ่มจากสายอากาศช่องเปิดวงรอบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า และทำการขยายผลเป็นสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบคู่ สุดท้ายจะทำการออกแบบสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่ที่มีการเชื่อมต่อแผ่นตัวนำภายในสำหรับการใช้งานสองย่านความถี่ และสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบคู่ที่มีการเพิ่มช่องเปิดที่ตัวนำในส่วนล่างสำหรับการใช้งานได้ในสามย่านความถี่ โดยออกแบบบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 เพียงอย่างเดียว ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้เฉพาะวัสดุฐานรองชนิด FR4 มาทำการสร้างจริง เนื่องจากวัสดุฐานรอง FR4 นั้นหาซื้อได้ง่ายและราคาถูก วัตถุประสงค์ของสายอากาศที่ออกแบบคือ เพื่อออกแบบสายอากาศให้มีคุณสมบัติใช้งานได้หลายย่านความถี่ เพื่อการใช้งานกับระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐานของ IEEE 802.11 b/g (2.4 -2.4835 GHz), IEEE 802.11 j (4.9-5.091 GHz), IEEE 802.11 a (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz) และในระบบ WiMAX ตามมาตรฐานของ IEEE 802.16 (3.4-3.6 GHz , 5.7-5.9 GHz) และจากการจำลองเพื่อศึกษาถึงผลกระทบต่อคุณลักษณะของสายอากาศ สามารถสรุปเฉพาะผลที่ดีที่สุดของการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่ที่สร้างบนวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 และสรุปการเปรียบเทียบผลการจำลองและผลการวัดเฉพาะสายอากาศสองรูปแบบสุดท้าย ที่ได้กล่าวมาแล้วที่สร้างบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 ตามลำดับดังนี้



รูปที่ 6.1 ผลจากการจำลองของสายอากาศ บนวัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880



รูปที่ 6.2 ผลจากการจำลองและสร้างจริงของสายอากาศสองย่านความถี่ บนวัสดุฐานรอง FR4



รูปที่ 6.3 ผลจากการจำลองและสร้างจริงของสายอากาศสามย่านความถี่บนวัสดุฐานรอง FR4

สำหรับผลของคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จากการจำลองและผลการวัดจริงที่แสดงในรูปที่ 6.2 และรูปที่ 6.3 นั้น จะเห็นได้ว่าผลที่ได้จะคลาดเคลื่อนกันไม่มากนัก จึงสามารถสรุปได้ว่าสายอากาศที่ออกแบบมานี้ สามารถใช้งานได้ครอบคลุม WLAN ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g/j และ IEEE 802.16 และครอบคลุม WiMAX โดยมีแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบสองทิศทาง

## 6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนาต่อไป

จากผลการจำลองจะเห็นได้ว่าสายอากาศมีความถี่เรโซแนนซ์เป็นไปตามมาตรฐานของระบบเครือข่ายไร้สาย WLAN และ WiMAX สำหรับการสร้างชิ้นงานหลังจากที่ได้ทำการออกแบบแล้ว ผลจากการวัดจริงจะได้ผลไม่ดีเท่าผลการจำลอง แต่จะเป็นที่ช่วงความถี่สูง ซึ่งเป็นได้จากหลายสาเหตุ เช่น การใช้หัวต่อ (Connector: SMA Port) ชนิดที่ใช้กับความถี่ที่ไม่สูงมาก

หรือประสิทธิภาพที่ไม่ดี การบัคกรีหัวต่อที่ไม่เรียบ การใช้ตะกั่วบัคกรีที่มากหรือน้อยเกินไป และวัสดุฐานรองที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกไม่สม่ำเสมอตลอดทั้งแผ่น เป็นต้น สิ่งเหล่านี้อาจเป็นสาเหตุให้ผลจากการวัดจริงไม่ดีเท่ากับการจำลอง นอกจากนี้ในการสร้างสายอากาศนั้นจำเป็นต้องใช้ผู้ที่มีความชำนาญและเครื่องมือที่มีความเที่ยงตรงสูงมาช่วยในการสร้าง แต่อย่างไรก็ตามสายอากาศที่สร้างจริงนี้ สามารถนำไปใช้งานได้ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 b/g (2.4 -2.4835 GHz), IEEE 802.11 j (4.9-5.091 GHz), IEEE 802.11 a (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz) และ IEEE 802.16 (3.4-3.6 GHz , 5.7-5.9 GHz)

## บรรณานุกรม

- [1] C. A. Balanis, **Antenna theory analysis and design**, Singapore: John Wiley & Son, 1997.
- [2] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl and Apisak Ittipiboon. **Microstrip Antenna Handbook**, Boston: Artech House, 2001.
- [3] Bahl, I. J. and Bharita, P. **Microstrip Antenna**, Dedham : Artech House, 1980
- [4] Kai Fong Lee and Wei Chen. **Advances in Microstrip and Printed Antennas**, New York John Wiley & Sons, Inc. 1997.
- [5] โมไนย ไกรฤกษ์ และ วิวัฒน์ กิรานนท์. **ทฤษฎีสายอากาศ. พิมพ์ครั้งที่ 5. กรกฎาคม 2540**
- [6] บัณฑิต โรจน์อารยานนท์. **วิศวกรรมสายอากาศ. พิมพ์ครั้งที่ 4. กรุงเทพมหานคร: สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2537.**
- [7] Hua-Ming Chen and Yi-Fang Lin, "Printed monopole antenna for 2.4/5.2 GHz Dual-band Operation", **IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium**, vol. 3, pp. 60-63, 22-27 June 2003.
- [8] P. Jearapraditkul, T. Archevapanich, N. Anantrasirichai and O. Sangaroon "Double Rectangular Slot Loop Antenna for Dual Frequency" , SICE Annual Conference 20-22 August 2008 , Chofu , Tokyo , JAPAN.
- [9] Punit S. Nakar, "**DESIGN OF A COMPACT MICROSTRIP PATCH ANTENNA FOR USE IN WIRELESS/CELLULAR DEVICES,**" A Thesis submitted to the Department of Electrical And Computer in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science. THE FLORIDA STATE UNIVERSITY COLLEGE OF ENGINEERING. 2004.
- [10] Mahajan, Madhurika Chakarvarty, T. Khah, Sunil Kumar "**Study of Return Loss and Radiation Patterns of Ring Antenna Using Extended Cavity Model**" Recent Advances in Microwave Theory and Applications, International Conference on Publication Date: pp. 157 – 158, 21-24 Nov. 2008.
- [11] Shih-Huang Yeh and Kin-Lu Wong, "Dual Band F-shaped monopole antenna for 2.4/5.2 GHz WLAN Application", **IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium**. vol. 4, pp. 72-75, 16-21 June 2002.
- [12] H.D. Chen, J.S. Chen, and Y.T. Cheng, "**Modified Inverted-L Monopole Antenna for 2.4/5.2 GHz Dual-Band Operations,**" *Electron. Letter*, Vol.39, pp. 1567-1568, 2003.

- [13] T. Archevapanich, J. Nakasuwan, N. Songthanapitak, N. Anantrasirichai and T. Wakabayashi, "e-Shaped Slot Antenna for WLAN Applications", Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS 2007), Beijing, China, March 26-30, 2007.
- [14] Horng-Dean Chen "Slot Antenna Coupled by Microstrip Line for Dual Frequency," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 51, No. 8, pp.1982-1986, August 2003.
- [15] IE3D User's Manual Release 10, Zeland software, Inc.,U.S.A., 2002.
- [16] T. Archevapanich, P. Jearapraditkul, S. Puntheeranurak, N. Anantrasirichai and O. Sangaroon "CPW-Fed Slot Antenna with Inset L-Strip Tuning Stub for Ultra-Wideband", SCIE, Chufu, Tokyo, Japan, August 20-22, 2008.
- [17] B. Purahong, P. Jearapraditkul, T. Archevapanich, N. Anantrasirichai, and O. Sangaroon, "CPW-Fed Slot Antenna with Inset U-Strip Tuning Stub for Wideband", International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2008), Seoul, Korea October 14-17, 2008.
- [18] P. Jearapraditkul, W. Kueathaweekun, N. Anantrasirichai, O. Sangaroon and T. Wakabayashi, "Bandwidth Enhancement of CPW-Fed Slot Antenna with Inset Tuning Stub", International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT 2008), Vientiane, Lao, October 21-23, 2008.
- [19] W. Kueathaweekun, P. Jearapraditkul, N. Anantrasirichai, O. Sangaroon, and T. Wakabayashi, "Wide-band CPW-fed Slot Antenna with Tuning Stub and  $\pi$ -Strip for WLAN/WiMAX Application", International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS 2008 ), 2008, Bangkok, Thailand, December 8-11.


**ภาคผนวก**

ภาคผนวก ก.

## บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์



- [1] P. Jearapraditkul, N. Anantrasirichai, O. Sangaroon and P. Rakluca **“Investigation on Folded Rectangular Slot Antenna for Wideband”**, Proceedings of ICEAST 2007, Bangkok, Thailand, 21-23 November 2007.
- [2] P. Jearapraditkul, T. Archevapanich, N. Anantrasirichai, O. Sangaroon **“Double Rectangular Slot Loop Antenna for Dual Frequency”** , SICE Annual Conference 2008, Chofu , Tokyo, JAPAN, 20-22 August 2008.
- [3] P. Jearapraditkul, W. Kueathaweekun, N. Anantrasirichai, O. Sangaroon and T. Wakabayashi **“Bandwidth Enhancement of CPW-Fed Slot Antenna with Inset Tuning Stub”** , International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT 2008) Don Chan Palace, Vientiane, Lao PDR, 21-23 October 2008.

The poster features a dark, textured background with a satellite dish in the lower-left and a circuit board in the lower-right. A central white box contains the main event information. At the top left, there are two circular logos. At the bottom left, there are two more logos, followed by the event title and date. At the bottom right, the full name of the conference is written.

**START** 

# ICEAST 2007

November 21-23, 2007  
International Conference on Engineering,  
Applied Sciences, and Technology  
The Swissôtel Le Concorde, Bangkok, Thailand

  **ICEAST  
2007** | November 21-23, 2007

International Conference on Engineering, Applied  
Sciences, and Technology

## Investigation on Folded Rectangular Slot Antenna for Wideband

P. Jearapraditkul<sup>1</sup>, N. Anantrasirichai<sup>1</sup>, O. Sangaroon<sup>1</sup>, P. Raklua<sup>2</sup>

<sup>1</sup>ReCCIT, and Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand

Email: kanoppin@kmitl.ac.th

<sup>2</sup>Dept. of Electronic and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering  
Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT) Klong 6  
Thanyaburi, Pathumthance, Thailand  
E-mail: paitoon.r@en.rmut.ac.th

**Abstract**— The concept of this paper is investigation on folded rectangular slot antenna and comparison on bandwidth to rectangular slot loop antenna. These two antennas are fed by microstrip line and have adjusted width of slot for dual band. The propose antenna is designed to operate at low frequency bandwidth from 2.35-2.65 GHz (center frequency 2.45 GHz) and high frequency bandwidth from 4.9-8.05 GHz, which is suitable for applications in WLAN (Wireless Local Area Network) coverage standard of IEEE 802.11 b/g/j/a and IEEE 802.16d. The characteristics of antenna are proposed and analyzed for bandwidth, return loss, input impedance, VSWR and radiation pattern. The simulation results are analyzed by IE3D Zeland software [1].

**Keywords**—Rectangular Slot Loop Antenna, Folded Slot Loop Antenna, Dual-Band, Wide-Band

### I. INTRODUCTION

There are various types of antennas: wire antennas, aperture antennas, reflector antennas, lens antennas, array antennas and microstrip antennas [2]. Most of these types, the microstrip antennas are very popular for space borne applications. The development of printed broad technology in the dielectric substrate material can make good printing antenna with low loss. Therefore, microstrip or printed antennas have become popular because of the small size, light weight, ease of manufacture and low cost. In the future, expectancy to use the printed antenna with fiber optics for cover signal in every area which can use mobile communication such as: mobile telephone, personal handy phone, cellular phone, pocket PC and etc.

Nowadays, the increasing in ever demand of frequency band for communications system: such as mobile, satellite communications and WLAN. The management of frequency is significant in communication system for using difference frequency in channel bandwidth. In this case, the antennas are designed to radiate and receive the radio wave or electromagnetic wave at resonance frequency. One of the most interesting is characteristics, wide bandwidth and performance of an antenna. Recently, the antenna design for one resonance frequency has been investigated. However, at the present

time, the major design base on dual frequency, multi-frequency, wideband and ultra-wideband.

In this paper, we design the folded rectangular slot antenna and rectangular slot loop antenna for dual band at low resonance frequency 2.45 GHz. The high frequency band of two slot antennas are compared for widen bandwidth. It can show that the folded rectangular slot antenna is better matching and wider bandwidth than other at high frequency.

### II. ANTENNA DESIGN

#### A. Antenna Structure

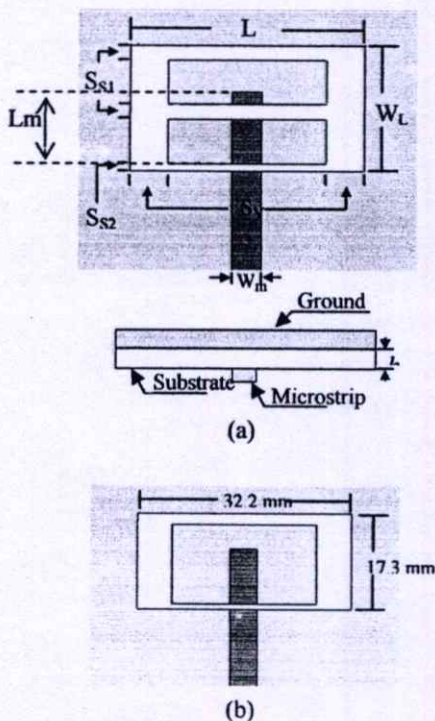


Fig. 1. Structure of slot loop antenna.  
(a) Folded rectangular slot. (b) Rectangular slot loop.

The microstrip slot antenna is design on RT/duroid 5880 substrate with dielectric constant ( $\epsilon_r$ ) 2.2 and 1.575 mm of thickness ( $h$ ). This antenna is cut in the ground plane at one side of dielectric substrate and other plane is microstrip feed line, as shown in Fig. 1. Fig. 1(a), shown the purpose antenna in the shape of folded rectangular slot antenna and Fig.1 (b) is the other shape used for comparison on bandwidth.

The shape of this antenna is related to some parameters such as wavelength in substrate ( $\lambda_g$ ), the dielectric constant ( $\epsilon_r$ ), thickness of substrate ( $h$ ), and the width of microstrip line ( $W_m$ ).

The wavelength in substrate or guided wavelength ( $\lambda_g$ ) is determined by (1).

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \quad (1)$$

Where  $\lambda_o$  is free space wavelength and found from (2).

$$\lambda_o = \frac{c}{f} \quad (2)$$

When light velocity  $c = 2.998 \times 10^8$  m/s or  $3.00 \times 10^8$  m/s approximately, and  $f$  is the operating frequency used by the antenna in receiving and sending signals.

Effective dielectric constant ( $\epsilon_{eff}$ ) can be calculated from (3) [3].

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W_m} \right]^{-2} \quad (3)$$

$W_m$  can be calculated from equation (4).

$$\frac{W_m}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B' - 1 - \ln(2B' - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[ \ln(B' - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (4)$$

$$\text{While, } B' = \frac{120\pi^2}{2Z_o\epsilon_r^2}$$

$Z_o$  was a characteristic impedance.

$W_m$  was determined by numerical method in equation (4). The theoretical guided wavelength of the lowest order resonant frequency at 2.45 GHz was 91.4 mm, the width of a microstrip feed line was 4.85 mm.

The length of a microstrip feed line,  $L_m$ , and the width of a slot was obtained by arbitrarily adjusting for the optimum matching condition. In this research, we simulated by using  $W_m = 4.8$  mm and adjust length of microstrip line for match impedance with 50 ohms.

The dimension of folded rectangular slot antenna and rectangular slot loop antenna is set to  $36.2 \times 17.3$  mm<sup>2</sup> ( $L \times W_L$ ) and  $32.2 \times 17.3$  mm<sup>2</sup>, respectively, in order to match impedance at 2.45 GHz.

## B. Antenna Parameters

This paper investigated on folded rectangular slot antenna for widen bandwidth at high resonance frequency and compared bandwidth with rectangular slot loop antenna which has same width of slot but different dimension as shown in Fig. 1. From Fig. 1(a), the parameters of the purpose antenna are:

- L: length of outer antenna = 36.2 mm
- $W_L$ : width of outer antenna = 17.3 mm
- $S_v$ : width of vertical slot = 6 mm
- $S_{S1}$ : width of horizontal slot at upper and middle = 2 mm
- $S_{S2}$ : width of horizontal slot at lower = 1 mm
- $W_m$ : width of microstrip line = 4.8 mm
- Lm: distance from edge of microstrip line to edge of slot

To achieve wideband and dual frequency (or dual band) for coverage the standard of WLAN, the matching impedance and dimensional design is exploited. The width of slot bases on match impedance 50 ohms at resonance frequency 2.45 GHz. In this paper, we defined center of two bands at 2.45 GHz and at over 5 GHz to be the center of low frequency and of high frequency, respectively. There are four important parameters to define and adjust for match impedance at low and high frequencies, as following:

- $S_v$ : When  $S_v$  is increased it will effect on bandwidth of high frequency.
- $S_{S1}$ : The impedance matching at high frequency depends on  $S_{S1}$ .
- $S_{S2}$ : The adjusting of  $S_{S2}$  will effect on matching and bandwidth at high frequency.
- Lm: The adjustment distance for optimum matches impedance.

## III. SIMULATION RESULTS

### A. Return Loss

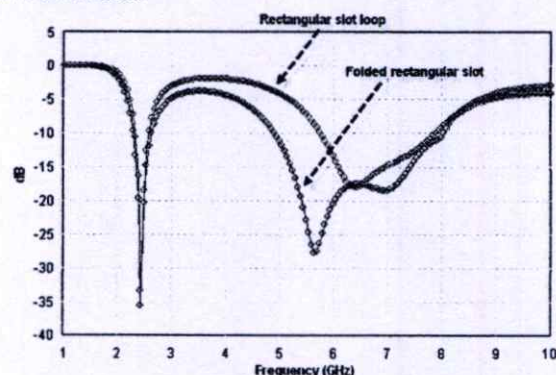


Fig. 2. Characteristic of return loss.

The four parameters in above mention is properly adjusting for widen bandwidth at high frequency. Fig. 2, shown the return loss of the purpose antenna and compared with the other at the same low resonance frequency 2.45 GHz. Its can show that the high frequency

band of purpose antenna is wider than the rectangular slot loop antenna. Therefore, this antenna can use in WLAN standard of IEEE 802.11 b/g/a and IEEE 802.16d.

**B. Input Impedance**

The input impedance of folded rectangular slot antenna is the complex number as shown in Fig. 3.

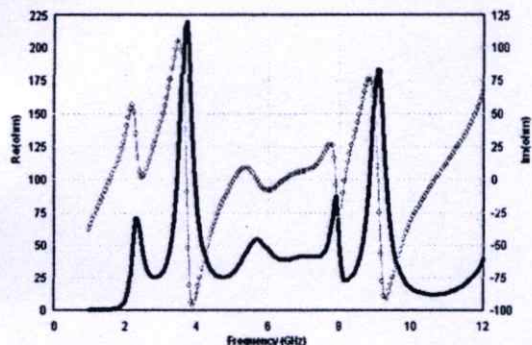


Fig. 3. Characteristic of input impedance ( $Z_{in}$ ).

The simulation results of the purpose antenna for dual band are list in TABLE I.

TABLE I  
SIMULATION RESULTS OF THE PURPOSE ANTENNA

Freq.	Center Freq. (GHz)	$S_{11}$ (dB)	$Z_{in}$ (ohm)	Bandwidth (GHz)
low	2.45	-35.6	$49.75 + j1.64$	0.33 (2.35-2.65)
high	6.475	-17.6	$38.41 - j0.87$	3.15 (4.90-8.05)

**D. Bandwidth**

The bandwidth of the purpose antenna as list in TABLE 1, the percent of bandwidth of low frequency and high frequency are 12.5% and 48.7% (at center 6.475 GHz), respectively.

In case of rectangular slot loop antenna, the percent of bandwidth of low frequency and high frequency are 8.2% and 29.5% (at center 6.88 GHz), respectively. Therefore, the bandwidth of the purpose antenna is wider than other. It can show that the bandwidth depend on shape of antenna [4].

**E. Radiation Patterns**

Fig. 5-Fig.7 are shown the radiation pattern on XZ plane and YZ plane of the purpose antenna at center frequency band on standard of IEEE 802.11 b/g/a and IEEE 802.16d.

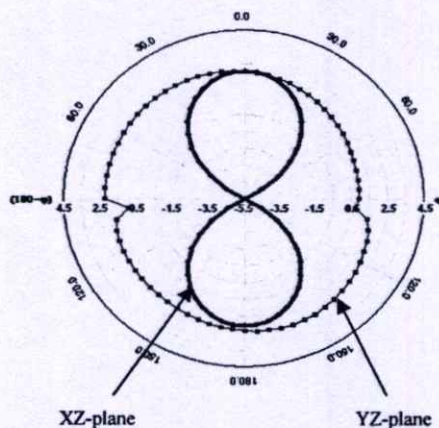


Fig. 5. Radiation pattern at frequency 2.45 GHz .

**C. VSWR**

Fig. 4, shown the simulation results of VSWR of the purpose antenna.

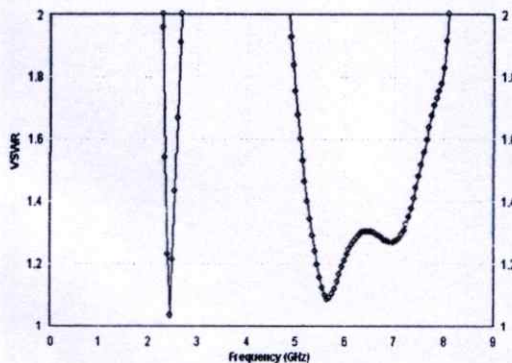


Fig. 4. VSWR of the purpose antenna in case of dual band.

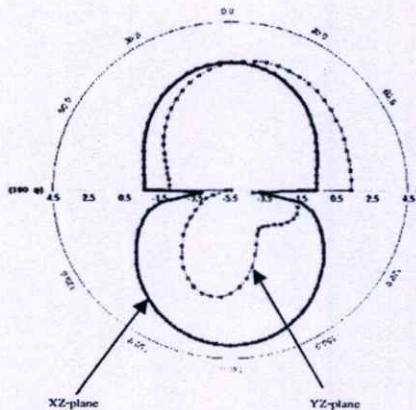


Fig. 6. Radiation pattern at frequency 5.25 GHz .

## IV. CONCLUSION

The purpose antenna in shape of folded rectangular slot antenna given wider bandwidth at low frequency about 0.33 GHz (12.5% of center 2.45 GHz) and at high frequency about 3.1 GHz ( $\approx 48.65\%$  of center 6.475 GHz). Therefore, the shape of antenna will affect to bandwidth, by compared with rectangular slot loop antenna on same resonance frequency 2.45 GHz. This purpose antenna is designed to operate at low resonance frequency 2.45 GHz and can achieved high frequency band from 4.9 to 8.05 GHz which is suitable for applications in WLAN (Wireless Local Area Network) coverage standard of IEEE 802.11 b/g/j/a and IEEE 802.16d.

## REFERENCES

- [1] IE3D User's Manual Release 9, Zeland software, Inc., U.S.A., 2002.
- [2] Constantine A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design", John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [3] F. A. Benson and T.M. Benson, "Fields Waves and Transmission Lines", Chaman & Hall, 1991.
- [4] S. Chanoodhorm, N. Anantrasirichai, T. Wakabayashi, "The Effect of Varying Dimension of Slot Loop Antenna", Proceedings, ICICS 2005, 6-9 December 2005, Bangkok, Thailand, pp. 125-128.

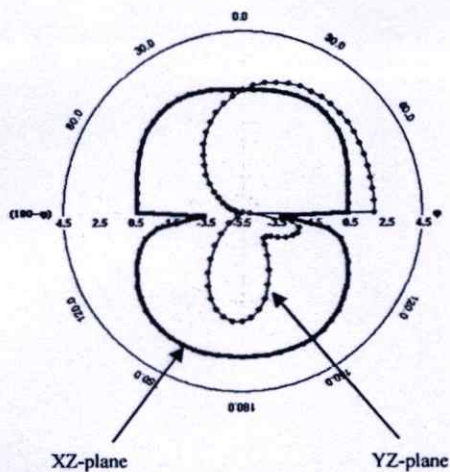


Fig.7. Radiation pattern at frequency 5.8 GHz .

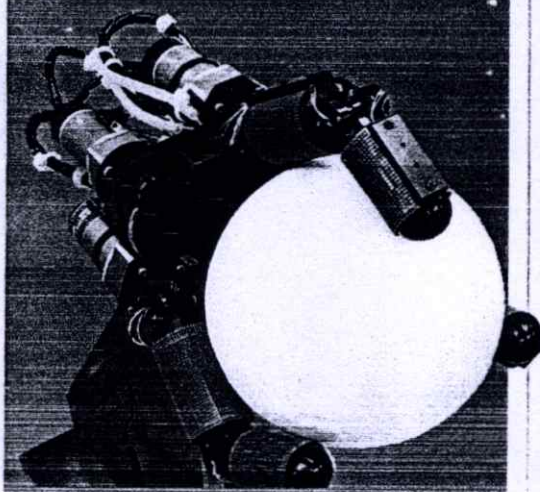
# SICE Annual Conference 2008

International Conference on Instrumentation,  
Control and Information Technology

**Final Program and Papers**

**Aug-20(Wed.)~22(Fri.)**

The University of Electro-Communications(UEC)  
Chofu, Tokyo, JAPAN



#### Organized by

The Society of Instrument and Control Engineers (SICE), Japan

#### Supported by

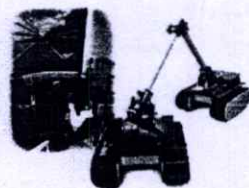
Chofu City, The Univ. of Electro-Communications, Japan

#### Technically Co-Sponsored by

IEEE/IES, IEEE/RAS, IEEE/CSS, IEEE/SMC, The Instrumentation, Systems and Automation Society (ISA), Institute of Control, Robotics and Systems(ICROS).

#### In association with

China Instrument and Control Society (CIS), Chinese Association of Automation (CAA), Chinese Automatic Control Society (CACS), International Measurement Confederation (IMEKO), IEEE Japan Council, IFAC NMO-Japan



Message

SICE2008 Committee

Plenary and Invited Talks

Program and Papers

Overview (Program at a Glance)

Session table

Presentation order

Abstracts and Final Papers

Authors Index

Interactive OS

Workshop

Special Event

Exhibition

Laboratory Tours

Welcome Reception, Banquet, Farewell Party

Information

General Information

Campus Map

SICE  UEC  IEEE  ISA  ICROS

## Double Rectangular Slot Loop Antenna for Dual Frequency

P. Jearapraditkul<sup>1</sup>, T. Archevapanich<sup>2</sup>, B. Purahong<sup>1</sup>, N. Anantrasirichai<sup>1</sup>, O. Sangaroon<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ReCCIT, and Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
 Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand  
 Email: kanoppin@kmitl.ac.th

<sup>2</sup>Department of Electronic and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering and Architecture  
 Rajamangala University of Technology Suvannabhumi, Thailand  
 (Tel: +662-969-1369; E-mail: tuanjai\_theta@yahoo.com)

**Abstract:** This paper presents the technique for reducing size of double rectangular slot loop antenna fed by microstrip line for dual frequency. The two difference configurations of double rectangular slot loop antenna are proposed for comparison on bandwidth and size of antenna. These antennas are designed for dual frequency support WLAN system coverage IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.11j (4.90-5.091), IEEE 802.11a (5.15-5.35 GHz), and IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz). The PCB-FR4 substrate with dielectric constant ( $\epsilon_r$ ) 4.5 of thickness 1.6 mm is chose for low cost. The simulation results of these slot antennas are analyzed by using Method of Moment (MoM) from IE3D Software. In this case, the result of bandwidth for low frequency and high frequency of one antenna are 11.29% and 62%, and other are 6.1% and 75.5%, respectively. The size with ground plane of double slot loop antenna can be reduced 12.9% or can be reduced size of double slot loop antenna about 21.5% when set the new inner conductor.

**Keywords:** double rectangular slot loop antenna, slot loop antenna, dual frequency, dual band.

### 1. INTRODUCTION

The slot antenna fed by microstrip line is one type of microstrip antenna which has advantages such as: low profile, lightweight and easy to fabrication [1]. The slot antenna was designed on the shape of double rectangular slot loop for two frequency bands. The IE3D software as referred in [2] was used to analyze the proposed antenna. In this paper, the two configurations of double slot loop antenna fed by microstrip line are presented for comparison on bandwidth and size. The design objective is to satisfy Wireless Local Area Network (WLAN) of IEEE 802.11 b/g/j/a and IEEE 802.16d. Method of moment was applied to evaluate the characteristics of the proposed antenna. Although many researchers have studied the other shape of antenna, but this slot antenna is simple shaped which we will purpose for reducing size of the slot antenna. In this case, the size of slot antenna can reduce 12.9% by jointing inner conductors in the slot antenna with match impedance 50 ohms of transmission line. Finally, we can use two configurations of double rectangular slot loop antenna in WLAN applications. The simulation results show that this antenna can be applied to serve WLAN applications.

### 2. ANTENNA DESIGN

#### 2.1 Antenna Structure

We denote Antenna #1 and Antenna #2 for larger and smaller of double rectangular slot loop antenna, respectively. A compact antenna area with ground plane of Antenna #1 and Antenna #2 is 40.4 x 29.7 mm<sup>2</sup> (dimension of slot antenna = 28 x 14.3 mm<sup>2</sup>) and 36.4 x 28.7 mm<sup>2</sup> (dimension of slot antenna = 24 x 13.3 mm<sup>2</sup>), respectively. These antennas are designed on

low cost FR4 substrate with dielectric constant 4.5, and thickness 1.6 mm.

The structure of Antennas #1 composed of two inner conductors in the slot antenna, while the Antenna #2 composed of single inner conductor by jointing two conductors from Antenna #1 with small line strip.

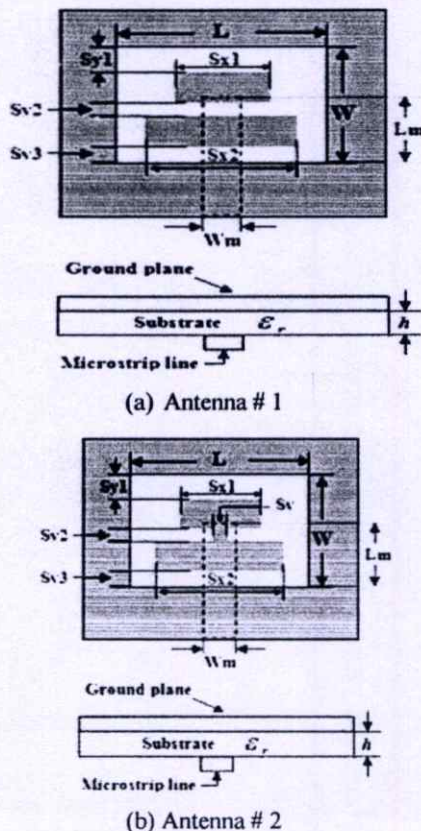


Fig. 1 Geometry of slot antenna fed by microstrip line.

The wavelength  $\lambda_g$  at design frequency 2.45 GHz is given by [3]:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (1)$$

Where

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 12 \frac{h}{W_m} \right)^{-1/2} \quad (2)$$

The width of microstrip line ( $W_m$ ) is designed for match impedance 50 ohms of transmission line [3] by using

$$\frac{W_m}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B' - 1 - \ln(2B' - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[ \ln(B' - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (3)$$

$$\text{While, } B' = \frac{120\pi^2}{2Z_o\epsilon_r^2}$$

$Z_o$  is characteristic impedance of transmission line.

In this paper, the parameter of rectangular slot antenna is defined by  $\lambda_g$  is 66.75 mm.

### 3. SIMULATION RESULTS

#### 3.1 Parametric Study

To achieve dual frequencies for coverage the standard of WLAN, the matching impedance and dimensional design is exploited. In this paper, we define dual frequency at center 2.45 GHz and over 5 GHz to be the center of low frequency band and high frequency band, respectively. The three parameters:  $S_{X1}$ ,  $S_{X2}$ , and  $L_m$  of Antenna #1 are varying which effect on low resonance frequency and high resonance frequency.

Fig. 2 is shown that the length of top conductor  $S_{X1}$  is relatively sensitive to match impedance in high frequency band. The matching impedance is optimized when  $S_{X1}$  is 18.4 mm. Fig. 3 shows that the length of lower conductor  $S_{X2}$  effect to impedance bandwidth in high frequency band. The impedance bandwidth is optimized when  $S_{X2}$  is 22.4 mm. Fig. 4 is shown that the length  $L_m$  from lower edge of slot antenna to edge of microstrip line mainly influences the impedance in both low and high bands. In this case,  $L_m$  is 8.3 mm for good matching.

We modified Antenna #1 by adding jointing conductor ( $S_V$ ) and called Antenna #2. The width of this parameter directly affects to return loss at high frequency. We can achieve the good matching at high frequency band when  $S_V$  is 0.3 mm and the size of Antenna #2 with ground plane can be reduced 12.9% smaller than Antenna #1 in the same frequency bands. The simulation result of return loss of Antenna #2 when varying  $S_V$  is shown in Fig. 5.

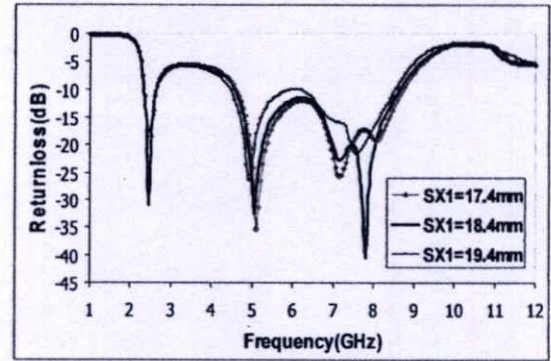


Fig. 2 Effect of varying length of top conductor  $S_{X1}$  on the return loss of the proposed slot antenna with dimensions:  $L=28\text{mm}$ ,  $W=14.3\text{mm}$ ,  $S_{X2}=23.4\text{mm}$ ,  $S_{Y1}=2.5\text{mm}$ ,  $S_{Y2}=1.25\text{mm}$ ,  $S_{Y3}=1\text{mm}$ ,  $W_m=3.6\text{mm}$ ,  $L_m=7.3\text{mm}$ .

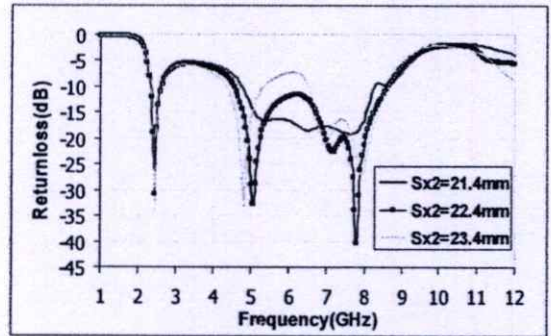


Fig. 3 Effect of varying length of lower conductor  $S_{X2}$  on the return loss of the proposed slot antenna with dimensions:  $L=28\text{mm}$ ,  $W=14.3\text{mm}$ ,  $S_{X1}=18.4\text{mm}$ ,  $S_{Y1}=2.5\text{mm}$ ,  $S_{Y2}=1.25\text{mm}$ ,  $S_{Y3}=1\text{mm}$ ,  $W_m=3.6\text{mm}$ ,  $L_m=7.3\text{mm}$ .

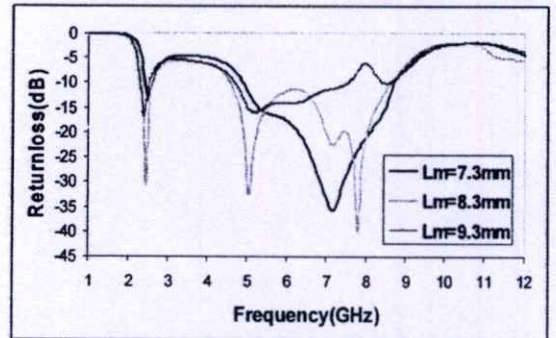


Fig. 4 Effect of varying length of microstrip line  $L_m$  on the return loss of the proposed slot antenna with dimensions:  $L=28\text{mm}$ ,  $W=14.3\text{mm}$ ,  $S_{X1}=18.4\text{mm}$ ,  $S_{X2}=22.4\text{mm}$ ,  $S_{Y1}=2.5\text{mm}$ ,  $S_{Y2}=1.25\text{mm}$ ,  $S_{Y3}=1\text{mm}$ ,  $W_m=3.6\text{mm}$ .

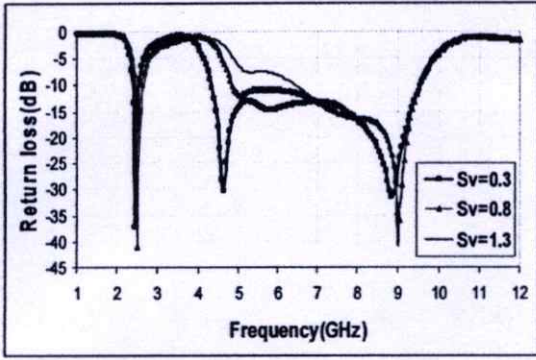


Fig. 5 Effect of varying the inner conductor  $S_V$  on the return loss of the proposed slot antenna with dimensions:  $L=24\text{mm}$ ,  $W=13.3\text{mm}$ ,  $S_{X1}=14.4\text{mm}$ ,  $S_{X2}=18.4\text{mm}$ ,  $S_{Y1}=2.5\text{mm}$ ,  $S_{Y2}=1.25\text{mm}$ ,  $S_{Y3}=1\text{mm}$ ,  $W_m=3.6\text{mm}$ ,  $L_m=8.3\text{mm}$ ,  $S_V=0.3\text{mm}$ .

The bandwidth of Antenna #1 and Antenna #2 are listed in Table 1. It shown that, Antenna #1 can achieve wider bandwidth at low frequency than Antenna #2 but smaller bandwidth at high frequency than Antenna #2.

Table 1 Simulation results of impedance bandwidth.

Double Slot Loop	Simulation Results	Low Frequency	High Frequency
Antenna #1	Resonant Freq	2.44 GHz	-
	Center band	2.48 GHz	6.58 GHz
	Bandwidth	0.28 GHz	4.08 GHz
	%Bandwidth	11.29%	62%
Antenna #2	Resonant Freq	2.45 GHz	-
	Center band	2.455 GHz	6.9 GHz
	Bandwidth	0.15 GHz	5.21 GHz
	%Bandwidth	6.1%	75.5%

Fig. 6 and Fig. 7, shown the simulation result of return loss ( $S_{11}$ ) from Antenna #1 and Antenna #2, which can use in WLAN applications.

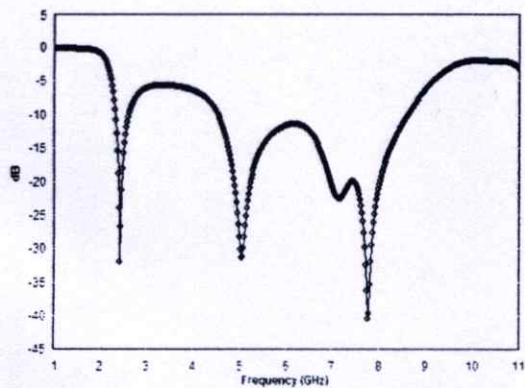


Fig. 6 Characteristic of return loss of antenna #1.

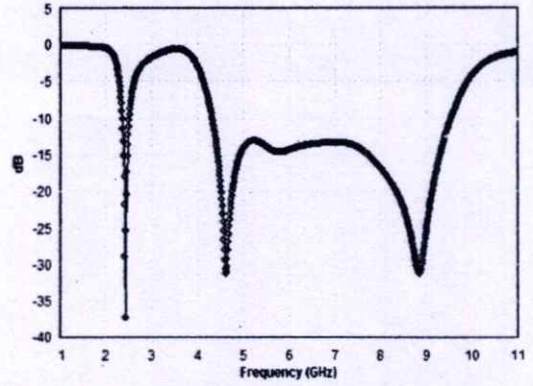


Fig. 7 Characteristics of return loss of antenna #2.

Fig. 8 - Fig. 10 are shown the simulation results of three radiation patterns on xz-plane at center frequency band of WLAN standard of IEEE 802.11 b/g (2.45 GHz), IEEE 802.11 a (5.25 GHz), and IEEE 802.16 d (5.8 GHz). The gain at center frequency band 2.45 GHz, 5.25 GHz and 5.8 GHz are 2.99 dBi, 3.71 dBi and 3.6 dBi, respectively.

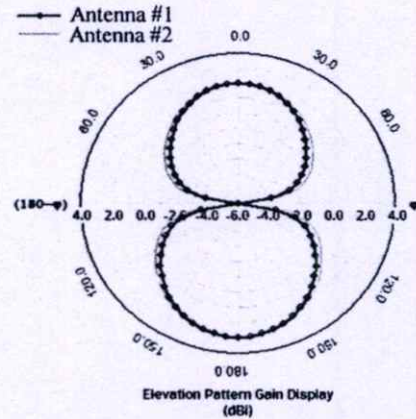


Fig. 8 Radiation pattern at frequency 2.45 GHz .

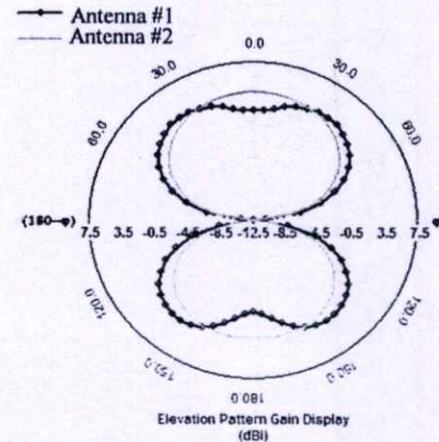


Fig. 9 Radiation pattern at frequency 5.25 GHz .

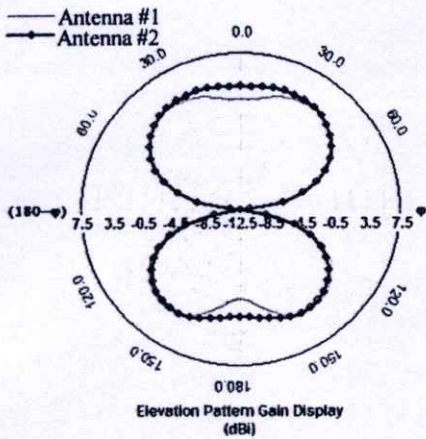


Fig. 10 Radiation pattern at frequency 5.8 GHz.

#### 4. CONCLUSION

This paper presents the technique for reducing size of double slot loop antenna fed by microstrip line for dual frequency. The two difference configurations of double rectangular slot loop antenna are proposed for comparison on bandwidth and size of antenna. These antennas are designed for dual frequency support WLAN system coverage IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.11j (4.90-5.091), IEEE 802.11a (5.15-5.35 GHz), and IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz).

The result of bandwidth for low frequency and high frequency of one antenna are 11.29% and 62%, and other are 6.1% and 75.5%, respectively. The size with ground plane of double slot loop antenna can be reduced 12.9% or can be reduced size of double slot loop antenna about 21.5% when set the new inner conductor.

#### ACKNOWLEDGEMENT

The authors would like to thank Rajamangala University of Technology Thanyaburi Pathumtanee, Thailand, for support the IE3D User Manual Release 10, Zeland Software.

#### REFERENCES

- [1] Balanis, C. A., "Antenna Theory Analysis and Design", John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [2] "IE3D User's Manual Release 9", Zeland software, Inc., U.S.A., 2002.
- [3] Benson, F. A. and T. M. Benson, "Fields Waves and Transmission Line", Chapman & Hall, 1991.
- [4] P. Jearapraditkul, N. Anantrasirichai, O. Sangaroon, P. Raklua "Investigation on Folded Rectangular Slot Antenna for Wideband", Proceedings, ICEAST 2007, 21-23 November 2007, Bangkok, Thailand.



IT  
C 2008  
IS

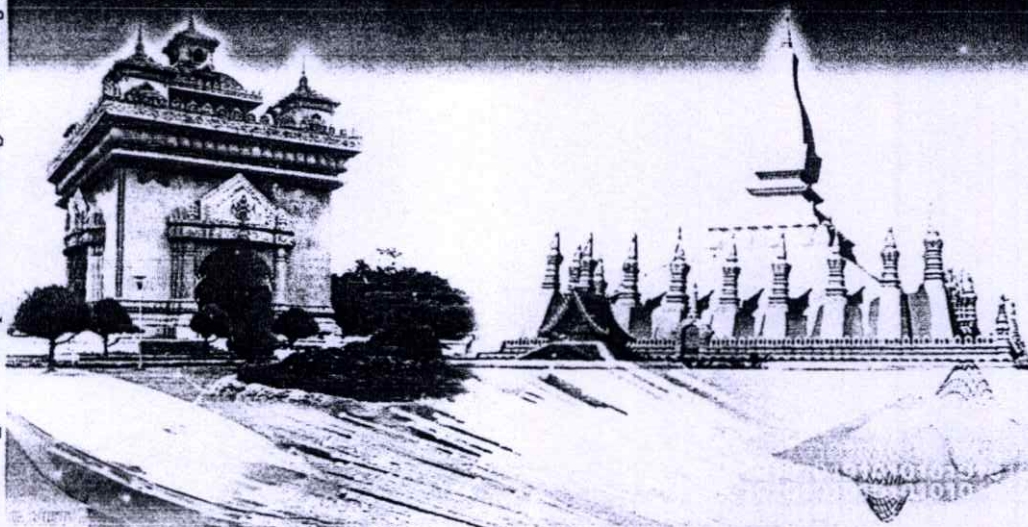
# ISCIT 2008

INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON COMMUNICATIONS AND  
INFORMATION TECHNOLOGIES 2008

October 21-23, 2008

Don Chan Palace, Vientiane, Lao PDR

ISCIT 2008 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON COMMUNICATIONS AND INFORMATION TECHNOLOGIES



## PROGRAM AND ABSTRACT BOOK



### ORGANIZED BY:

NATIONAL UNIVERSITY OF LAOS

TOKAI UNIVERSITY

Dongdok, Vientiane, Lao PDR.  
P.O Box: 7233  
Tel +856-21-770068 / +856-21-770070  
<http://www.nuol.edu.la>

1117 Kitakaname, Hiratsuka-shi,  
Kanagawa, 259-1292 Japan  
Telephone: +81-463-58-1211  
<http://www.u-tokai.ac.jp/>



IEEE CATALOG NUMBER: CFP08830

ISBN: 978-1-4244-2336-1

LIBRARY OF CONGRESS: 2008902851

# Bandwidth Enhancement of CPW-Fed Slot Antenna with Inset Tuning Stub.

P. Jearapraditkul\*, W. Kueathaweekun\*, N. Anantrasirichai\*, O. Sangaroon\* and T. Wakabayashi†

\*ReCCIT, and Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand

Email: ksornlar@kmitl.ac.th, kayit604132@hotmail.com

†School of Information Science and Technology, Tokai University, Hirasuka, Kanagawa, 259-1292, Japan

E-mail: wakaba@et.u-tokai.ac.jp

**Abstract**— The coplanar waveguide fed slot antenna with inset tuning stub is proposed for WLAN and WiMAX applications. This antenna consists of a rectangular patch element embedded with a tuning stub fed by CPW feed line. The antenna is designed for match impedance with 50 ohm of characteristic impedance of transmission line by using inset tuning stub for wideband matching. The simulation and measurement results show good agreement operation, which range of bandwidth can be achieved from 1.65 GHz - 6.35 GHz or 117%, suitable for applications to cover 2.4/5.2/5.8 GHz of WLAN bands and 2.5/3.5/5.5 GHz of WiMAX bands. The characteristics of antenna are proposed and analyzed for return loss, bandwidth, current distribution, voltage standing wave ratio and far field radiation patterns.

## I. INTRODUCTION

The broadband antennas or wideband antennas have high interested in recent years for various wireless communication applications such as WLAN (Wireless Local Area Network), WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access), and mobile, because of small size, light weight and low cost [1-2]. In particular, a great interest in coplanar waveguide (CPW) fed slot antenna has been presented in this paper because the CPW fed slot antennas [3-4] have the advantage of wider bandwidth, simple structure, low radiation loss and easy integration with active devices.

In this paper, we will propose the three configurations of tuning stub step by step for WLAN standards of 2.4 GHz (2.4-2.485 GHz)/5.2 GHz (5.15-5.35 GHz)/5.8 GHz (5.725-5.825 GHz) and WiMAX standard of 2.5 GHz (2.5-2.69 GHz)/3.5 GHz (3.4-3.69 GHz)/5.5 GHz (5.25-5.85 GHz). The three configurations of the tuning stub for show the step of enhances bandwidth are rectangular patch tuning stub, indented central strip and inset tuning stub. This research consider rectangular patch stub in slot antenna and thence modify this shape by indented central strip, as shown in Fig. 1 and Fig. 2. Finally, inset tuning stub is introduced as shown in Fig. 3 for achieved wideband and good matching. The desirable resonant frequency and enhancement bandwidth of each slot antenna by adjusting parameters of tuning stub in planar slot antenna, which the simulation results are cover bandwidth of wireless communications in WLAN and WiMAX. The measurement result in return loss of the last proposed antenna show the impedance bandwidth of 117% of

centre frequency band, determined by -10 dB return loss. The bandwidth can achieve from frequency range 1.65 to 6.35 GHz coverage WLAN and WiMAX communications.

The characteristics of the proposed antenna are analyzed by using IE3D software [5].

## II. ANTENNA STRUCTURE

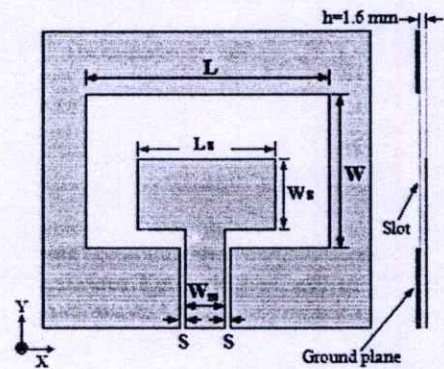


Fig. 1. CPW-fed slot antenna with rectangular patch tuning stub.

The slot antenna is design on FR4 substrate with thickness ( $h$ ) of 1.6 mm, relative permittivity ( $\epsilon_r$ ) of 4.5, and a loss  $\tan \delta$  of 0.02. The structure of slot antenna fed by coplanar waveguide with rectangular patch tuning stub is shown in Fig. 1. This antenna consists of rectangular slot and rectangular patch tuning stub on the ground plane without conductor back on the other side of the substrate. The parameters of slot antenna are as following:

- L : Length of slot antenna
- W : Width of slot antenna
- $L_s$  : Length of rectangular patch tuning stub
- $W_s$  : Width of rectangular patch tuning stub
- $W_m$  : Width of feed line
- S : Coupling slot of feed line

The guide wavelength ( $\lambda_g$ ) [2] can calculate from (1).

$$\lambda_g = \frac{c/f}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (1)$$

Where the light velocity  $c = 2.998 \times 10^8$  m/s,  $f$  is the design frequency, and  $\epsilon_{eff}$  is effective dielectric constant which can be computed by using the following equation:

$$\epsilon_{eff} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (2)$$

In this case, guide wavelength  $\lambda_g$  at design frequency 1.8 GHz is 112 mm. The dimension of rectangular slot antenna in length and width ( $L$  and  $W$ ) is  $0.37\lambda_g$  and  $0.20\lambda_g$ , respectively.

First, we design the basic structure of CPW-fed slot antenna with rectangular patch tuning stub as shown in Fig. 1. The dimension of slot antenna and rectangular patch tuning stub are:  $L = 41.8$  mm,  $W = 23.5$  mm,  $L_s = 24.3$  mm and  $W_s = 11.45$  mm. The width of feed line ( $W_m$ ) is 5.0 mm with coupling slot of feed line ( $S$ ) 0.5 mm, corresponding to the characteristic impedance of transmission line 50 ohms. The total size of CPW fed slot antenna with ground plane is  $58 \times 59.5$  mm<sup>2</sup>.

Second, we modified the feed line by indented the central strip for good matching as shown in Fig. 2, the parameters of indented central strip are  $S_1 = 2$  mm and  $S_2 = 0.50$  mm.

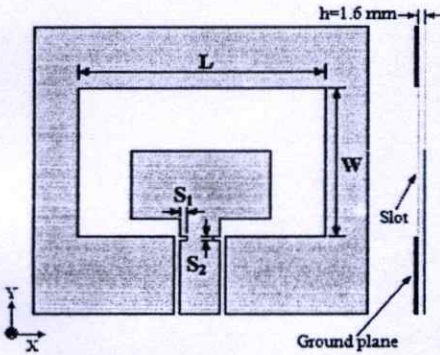


Fig. 2. CPW-fed slot antenna with indented central strip.

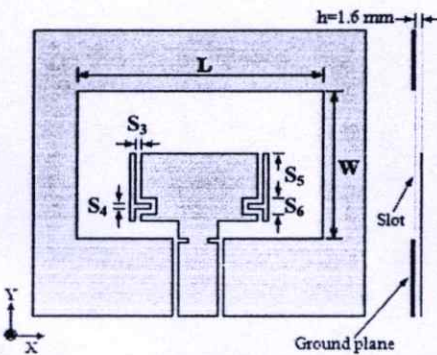


Fig. 3. CPW-fed slot antenna with inset tuning stub.

Finally, we modified the patch by inset narrow slot in vertical from edge to edge for enhance bandwidth, we defined to inset tuning stub as shown in Fig. 3, which is the last proposed antenna.

The parameters of inset tuning stub in Fig. 3 are:  $S_3 = 0.3$  mm,  $S_4 = 0.5$  mm,  $S_5 = 8.1$  mm and  $S_6 = 2$  mm. In this case, the bandwidth shown that the proposed antenna can operate in WLAN and WiMAX system.

### III. SIMULATION AND MEASUREMENT RESULTS

The simulation result of return loss of CPW-fed slot antenna with rectangular patch tuning stub from Fig.1 is shown in Fig. 4.

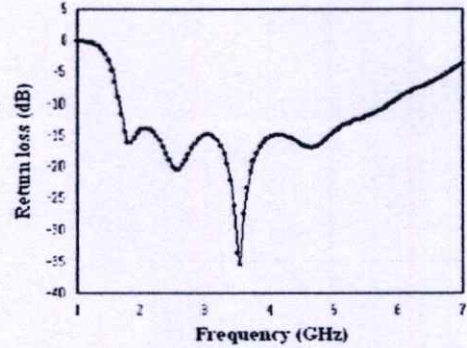


Fig. 4. Return loss of CPW-fed slot antenna with rectangular tuning stub.

The impedance bandwidth is 4.15 GHz from frequency range 1.65 - 5.8 GHz which not coverage WiMAX (2-6 GHz) applications.

Therefore, the technique for good matching in wideband is introduced by indented central strip as shown in Fig.2. The simulation result of return loss of CPW-fed slot antenna with indented central strip is shown in Fig. 5.

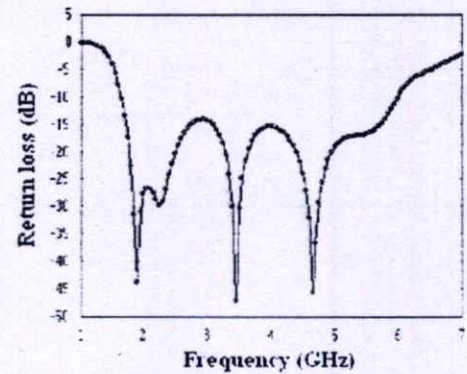


Fig. 5. Return loss of CPW-fed slot antenna with rectangular patch tuning stub and indented central strip

The simulation result of return loss in Fig. 5 is shown that the bandwidth of slot antenna with indented central strip is fit for WiMAX at 6 GHz. Therefore, we should enhance the bandwidth more than 6 GHz by using inset tuning stub as shown in Fig. 3 for widest bandwidth. The simulation return loss of CPW-fed slot antenna with inset tuning stub is shown in Fig. 6, which the optimum bandwidth is 4.7 GHz from frequency range 1.65 - 6.35 GHz. Finally, this antenna is appropriate for use in WLAN and WiMAX applications.

The measurements of return loss and radiation patterns are carried out with an HP8510C network analyzer. Figure 6, show the comparison between measurement and simulation result of the return loss of the CPW fed slot antenna with inset tuning stub. The impedance matching of the proposed antenna show the impedance bandwidth approximates 117% (1.65-6.35 GHz).

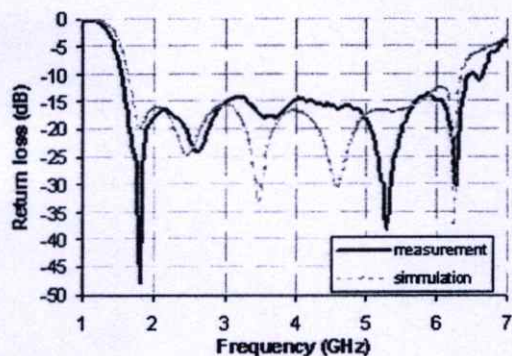


Fig. 6. Measured and simulated return loss of the antenna in Fig. 3.

The current distributions are simulated by using IE3D software. Fig. 7 is shown the current patterns at the frequency, 2.5 GHz. For the 2.5 GHz excitation, clearly, a larger surface current distribution is observed to flow along not only the patch's edges but also the edges of the inset tuning stub. This indicates that the embedded vertical narrow slot in to rectangular patch does effectively provide the electrical current for producing the frequency 2.5 GHz. However, for the 3.5 GHz and 5.5 GHz excitation, the surface currents mainly flow along the edges of tuning stub same as shown in Fig. 7.

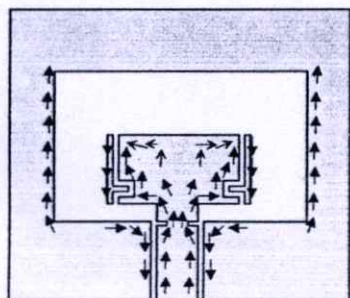


Fig.7. Simulated current distributions of the proposed antenna.

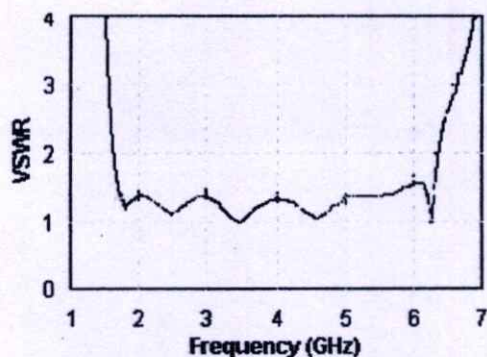
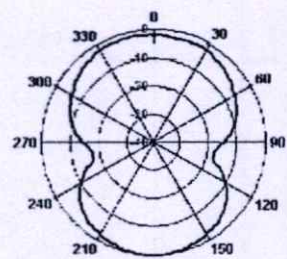
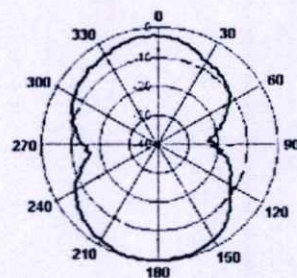


Fig. 8. Simulation result of VSWR.

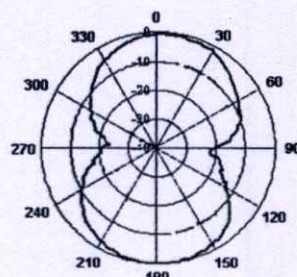
Fig. 8, shown the simulation result of voltage standing wave ratio (VSWR) of the last propose antenna. The VSWR is nearly 1.0 from frequency range 1.65-6.35 GHz.



(a) 2.5 GHz



(b) 3.5 GHz



(c) 5.5 GHz

Fig. 9. Measured radiation patterns of electric field.

The radiation patterns are simulated in a far-field at frequency 2.5 GHz, 3.5 GHz, and 5.5 GHz as shown in Fig. 9. The radiation patterns of electric field are bi-directional.

The structure of prototype slot antenna with inset tuning stub was fabricated on inexpensive FR4 substrate as shown in Fig. 10.

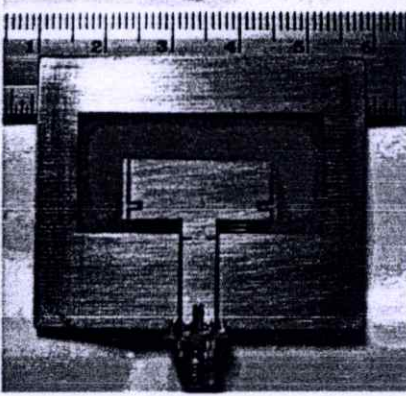


Fig. 10. Photograph of CPW-fed slot antenna with inset tuning stub.

#### IV. CONCLUSIONS

The CPW fed slot antennas is designed for wideband applications by rectangular tuning stub and enhance bandwidth by optimizing the inset tuning stub. The simulation and measurement results shown good agreement operation, with range of bandwidth can be achieved 117% (1.65 GHz - 6.35 GHz), suitable for applications to the 2.4/5.2/5.8 GHz WLAN bands and 2.5/3.5/5.5 GHz WiMAX bands.

#### ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank Rajamangala University of Technology Thanyaburi Pathumtanee, Thailand, for support the IE3D User Manual Release 10, Zeland Software. Thanks for electrical and electronic products testing center (PTEC) in PTEC building, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand, for support the measured of antennas.

#### REFERENCES

- [1] Ramaesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl and Apisak Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, Inc., 2001.
- [2] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [3] J. Y. Sze and K. L. Wong, "Bandwidth enhancement of a microstripline-fed printed wide-slot antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.* vol. 49, pp. 1020-1024, Jul. 2001.
- [4] W. Kueathaweekun, C. Benjangkprasert, N. Anantrasirichai and J. Nakasuwat, "Broadband slot antenna fed by microstrip line", *proc. International Conference on Engineering, Applied Sciences, and Technology, ICEAST 2007, Thailand, 2007.*
- [5] IE3D User Manual Release. 10, June 2003, Zeland Software

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายพรเทพ เจียรประดิษฐกุล
วัน เดือน ปีเกิด	30 สิงหาคม 2527 ที่จังหวัด กรุงเทพฯ
ที่อยู่	42/168 หมู่ 6 ตำบล ท่าทราย อำเภอ เมือง จังหวัด นนทบุรี 11000 โทร. 025881692
ประวัติการศึกษา	2547 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาวิชาเทคนิคคอมพิวเตอร์ สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตพระนครเหนือ 2550 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง