

การออกแบบเพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศช่องเปิด  
โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

DESIGN OF A CPW-FED RECTANGULAR SLOT ANTENNA  
FOR BANDWIDTH ENHANCEMENT

พิเชษฐ์ เซ็งแซ่  
PICHET SEANGSAE

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-230-196

**สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง**

**การออกแบบเพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศช่องเปิด  
โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม**

**DESIGN OF A CPW-FED RECTANGULAR SLOT ANTENNA  
FOR BANDWIDTH ENHANCEMENT**



**พิเชษฐ์ เชียงแซ่**

**PICHET SEANGSAE**

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... **87100**  
วัน,เดือน,ปี..... **30 ส.ค. 2552**

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ. 2551  
KMITL-2008-EN-M-230-196

**COPYRIGHT 2008**

**FACULTY OF ENGINEERING**

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

**คณะวิศวกรรมศาสตร์**  
**สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**  
**ใบรับรองวิทยานิพนธ์**

---

**หัวข้อวิทยานิพนธ์** การออกแบบเพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

**Thesis Title** Design of A CPW-FED Rectangular Slot Antenna for Bandwidth Enhancement

**นักศึกษา** นายพิเชษฐ เชิ่งแซ่

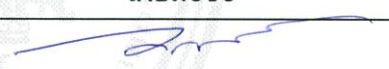




**รหัสประจำตัว** 47061126

**ปริญญา** วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

**สาขาวิชา** วิศวกรรมสารสนเทศ

**อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์** รศ.นภพินท์ อนันตรศิริชัย

**หมายเลขวิทยานิพนธ์** KMITL-2008-EN-M-230-196

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.กนก	เจนจิระพงศ์เวช	
รศ.ดร.ชวลิต	เบญจางคประเสริฐ	
รศ.ดร.ประยูทธ	อักรเอกฉालิน	
รศ.อรลาภ	แสงอรุณ	
รศ.นภพินท์	อนันตรศิริชัย	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพุธที่ 24 กันยายน พ.ศ. 2551 เวลา 14.00-16.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 3

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 24 กันยายน พ.ศ. 2551

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบเพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศช่องเปิด โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม
นักศึกษา	นายพิเชษฐ แข็งแข็ง
รหัสประจำตัว	47061126
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2551
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. นภพินทุ์ อนันตรศิริชัย

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้า โดยใช้สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) เพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ให้ครอบคลุมการใช้งานในระบบสื่อสารไร้สาย ซึ่งสายอากาศแบบช่องเปิดที่นำเสนอจะถูกรอกแบบบนวัสดุฐานรอง (substrate) ที่ทำจากแผ่นวงจรพิมพ์ (PCB) ชนิด FR4 โดยให้แมตซ์อิมพีแดนซ์กับความต้านทาน 50 โอห์ม ของสายส่งแบบโคแอกเซียล โดยที่สายอากาศแบบช่องเปิดและสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมจะอยู่บน แผ่นตัวนำด้านเดียวกันของวัสดุฐานรอง ในการออกแบบเพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์นั้น ได้ใช้การเปลี่ยนแปลงขนาดและรูปร่างของจูนนิ่งสแต็บทำให้ได้แถบความถี่วางตั้งตั้งแต่ 1.5 GHz ถึง 6.35 GHz (123.56%) โดยครอบคลุมแถบความถี่มาตรฐานของระบบ GSM1800, GSM1900, WLAN คือ IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.11a (5.15-5.25 GHz, 5.725-5.825 GHz) และโครงข่าย WiMAX (2-6 GHz) ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศแบบช่องเปิดนี้จะถูกวิเคราะห์และจำลองด้วยวิธีโมเมนต์จากโปรแกรม IE3D จากนั้นจะนำรูปแบบที่ให้ผลดีที่สุดมาทำการสร้างจริงและวัดผลเปรียบเทียบกับผลการจำลอง คุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์ ได้แก่ การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) แบนด์วิดท์ อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) และลักษณะการแผ่กระจายคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสนามระยะไกล

<b>Thesis Title</b>	Design of A CPW-FED Rectangular Slot Antenna for Bandwidth Enhancement
<b>Student</b>	Mr. Pichet Seangsae
<b>Student ID.</b>	47061126
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Information Engineering
<b>Year</b>	2008
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Noppin Anantrasirichai

## **ABSTRACT**

This thesis presents the design and analysis of rectangular slot antenna fed by coplanar waveguide (CPW) to improve characteristics of slot antenna for wideband which uses in wireless communications systems. The proposed slot antennas are design to match an impedance of 50 ohms of transmission line on PCB-FR4 substrate. The slot antennas and CPW are designed and etched on the same side of a single conductor layer. The size and structure of tuning stubs have been modified to improve characteristics of slot antenna for wideband which impedance bandwidth can be achieved from 1.5 GHz to 6.35 GHz (123.56%) coverage the standards of GSM1800, GSM1900, WLAN standards of IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.11a (5.15-5.25 GHz, 5.725-5.825 GHz) and WiMAX (2-6 GHz). The characteristics of slot antenna are simulated and analyzed by using IE3D software based on Method of Moment (MOM). Finally, the proposed antenna is fabricated and measured for confirm to the simulation results. In this case, the characteristics of slot antenna are return loss, bandwidth, input impedance, VSWR and far field radiation patterns.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาจากท่านอาจารย์ที่ปรึกษา รศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย ที่คอยให้ความช่วยเหลือและคำชี้แนะในการแก้ปัญหา ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณเพื่อนทุกคนในห้องทดลองที่คอยให้ความช่วยเหลือ ตลอดจนคำแนะนำและข้อชี้แนะจนในที่สุดวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงลงได้

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ให้ความอนุเคราะห์โปรแกรม IE3D ซึ่งนำมาใช้ในการจำลองสายอากาศในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

สำหรับคุณงามความดีใดอันเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดาและมารดา ตลอดจนครูอาจารย์ทุกท่านที่ช่วยประสิทธิ์ประสาทความรู้แก่ข้าพเจ้า

พิเชษฐ์ เช็งแซ่

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
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 ทฤษฎีพื้นฐานสายอากาศ.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 ค่าคุณลักษณะและค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ.....	4
2.2.1 คลื่นนิ่ง (Standing wave).....	4
2.2.2 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss).....	5
2.2.3 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency).....	5
2.2.4 สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity).....	6
2.2.5 อัตราขยายของสายอากาศ (Gain).....	6
2.2.6 อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance).....	8
2.2.7 แบนด์วิดท์ (Bandwidth).....	8
2.3 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป.....	9
2.3.1 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น.....	9
2.3.2 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด.....	10
2.3.2.1 ทฤษฎีการเหนี่ยวนำ (Induction Theorem).....	10
2.3.2.2 การแพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศช่องเปิด.....	12

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.4	สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide).....	13
2.4.1	สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง.....	15
2.4.2	สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง.....	17
2.5	ลักษณะของคลื่นบนสายส่งสัญญาณ.....	18
2.5.1	คลื่นจร.....	18
2.5.2	การสะท้อนของคลื่น.....	19
2.5.3	คลื่นนิ่ง.....	20
2.5.4	โหมดการแพร่กระจายคลื่น.....	22
2.6	สายอากาศแบบช่องเปิดจตุรัส โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม และใช้สตรีปเป็นโหลด.....	24
2.7	สายอากาศแบบช่องเปิดจตุรัส โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ที่มีสตาบจูนส์เหลี่ยม.....	25
2.8	สายอากาศแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้า โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ใช้จูนนิ่งสตาบ.....	26
2.9	สรุป.....	27
บทที่ 3	ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	28
3.1	บทนำ.....	28
3.2	ทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้าพื้นฐาน.....	28
3.2.1	สมการแมกซ์เวลล์ในรูปดิฟเฟอเรนเชียล.....	28
3.2.2	สมการแมกซ์เวลล์ในรูปอินทิกรัล.....	30
3.3	วิธีโมเมนต์.....	31
3.3.1	ฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก.....	33
3.4	การจำลองแบบสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D.....	34
3.4.1	ฟังก์ชันฐานแบบ Roof-top (Roof-top basis function).....	35
3.4.2	ฟังก์ชัน Roof-top บนเซลล์สี่เหลี่ยม (Roof-top Function on Rectangular Cells).....	36
3.4.3	ฟังก์ชัน Roof-top บนเซลล์สามเหลี่ยม (Roof-top Function on Triangular Cells).....	37
3.5	สรุป.....	39

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การออกแบบและวิเคราะห์ผล.....	40
4.1 บทนำ.....	40
4.2 การออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า โดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	40
4.2.1 การออกแบบสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม(CPW).....	42
4.2.1.1 การคำนวณหาค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์.....	42
4.2.1.2 การออกแบบสายส่งสัญญาณ โครงสร้างระนาบร่วม ชนิดที่ไม่มีกราวด์ด้านล่าง.....	43
4.3 สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยม โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	43
4.4 สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมที่มีสัดแบบแท่งสี่เหลี่ยม.....	45
4.4.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_f$ .....	46
4.4.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $X$ .....	47
4.4.3 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $Y$ .....	48
4.5 สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสัดรูปสี่เหลี่ยม.....	49
4.5.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_x$ .....	49
4.5.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_y$ .....	51
4.5.3 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $W_x$ .....	51
4.5.4 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $W_y$ .....	52
4.5.5 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $G$ .....	53
4.6 สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot สี่เหลี่ยมแนวตั้ง.....	57
4.6.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_h$ .....	58
4.6.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_w$ .....	59
4.6.3 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_s$ .....	59
4.7 สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ.....	61
4.7.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_m$ .....	63
4.7.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_v$ .....	63
4.7.3 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $G_1$ .....	64

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.8 ผลจำลองสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยใช้สายส่งสัญญาณระนาบร่วม ที่มีประสิทธิภาพดีที่สุด.....	66
4.8.1 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศ.....	66
4.8.2 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศ.....	67
4.8.3 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ (Input Impedance) .....	68
4.8.4 ค่าอัตราขยาย (Gain) ต่อความถี่ของสายอากาศ .....	68
4.8.5 ค่าประสิทธิภาพ (Efficiency) ต่อค่าความถี่ของสายอากาศ .....	69
4.9 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและแบบรูปการแผ่พลังงาน.....	69
4.9.1 ผลการจำลองการทำงานค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า (Electric Current Density).....	69
4.9.2 ผลการจำลองการทำงานแบบรูปการแผ่พลังงาน.....	71
4.10 ผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองการทำงาน กับการวัดชิ้นงานที่สร้างจริง.....	75
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	77
5.1 บทสรุปผลการวิจัย.....	77
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนาต่อไป.....	79
บรรณานุกรม.....	80
ภาคผนวก.....	83
ประวัติผู้เขียน.....	90

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_x$ .....	50
4.2 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_y$ .....	51
4.3 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $W_x$ .....	52
4.4 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $W_y$ .....	53
4.5 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $G$ .....	54
4.6 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_h$ .....	58
4.7 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_w$ .....	59
4.8 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_s$ .....	60
4.9 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_m$ .....	63
4.10 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_v$ .....	63
4.11 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $G_1$ .....	64
4.12 พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่น ระนาบร่วมที่มีสตัปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ.....	66
4.13 ผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองและการวัดจริง.....	75

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น.....	9
2.2 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น.....	11
2.3 การแพร่กระจายคลื่นจากไมโครสตริปแบบช่องเปิด.....	12
2.4 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide).....	13
2.5 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	14
2.6 โครงสร้างสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง.....	15
2.7 โครงสร้างสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง.....	17
2.8 สายส่งสัญญาณที่มีความยาวเป็นอนันต์.....	18
2.9 วงจรสมมูลของรูปที่ 2.8.....	18
2.10 สายส่งสัญญาณที่ต่อโหลดไว้ที่ปลายสาย.....	19
2.11 คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวาง.....	22
2.12 คลื่นที่มีแนวสนามไฟฟ้าวางตามขวาง.....	22
2.13 คลื่นที่มีแนวสนามแม่เหล็กวางตามขวาง.....	22
2.14 โครงสร้างสายอากาศแบบช่องเปิดจตุรัสโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมและใช้สตริปเป็นโหลด.....	24
2.15 ผลการจำลองโดยปรับค่า $\epsilon$ ของสายอากาศแบบช่องเปิดจตุรัสโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมและใช้สตริปเป็นโหลด.....	24
2.16 สายอากาศแบบช่องเปิดจตุรัสโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสตัดจูนสี่เหลี่ยม.....	25
2.17 ผลการวัดและจำลองโดยปรับค่า $w$ ของสายอากาศแบบช่องเปิดจตุรัสโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสตัดจูนสี่เหลี่ยม.....	25
2.18 โครงสร้างสายอากาศแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่ใช้จูนนิ่งสตัด.....	26
2.19 ผลการจำลองโดยปรับค่า $W_{S2}$ สายอากาศแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่ใช้จูนนิ่งสตัด.....	26
3.1 แผ่นตัวนำและโครงสร้างบนแผ่นระนาบ S.....	35
3.2 ฟังก์ชัน Roof-top บนเซลล์สี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยม.....	36

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.3 การไหลของกระแสในเส้นตาย.....	38
3.4 กระแสที่ขอบสำหรับเซลล์ที่อยู่ติดกัน.....	39
4.1 แสดงขั้นตอนการออกแบบสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	41
4.2 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	44
4.3 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อปรับขนาดวงรอบช่องเปิดสายอากาศ.....	44
4.4 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสลับแบบแท่งสี่เหลี่ยม.....	45
4.5 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_f$ .....	47
4.6 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $X$ .....	47
4.7 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $Y$ .....	48
4.8 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสลับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	49
4.9 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_x$ .....	50
4.10 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_y$ .....	51
4.11 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $W_x$ .....	52
4.12 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $W_y$ .....	53
4.13 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $G$ .....	54
4.14 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสลับสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	55
4.15 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสลับสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	55
4.16 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสลับสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	56
4.17 การกระจายของเวกเตอร์กระแสนสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสลับสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	56
4.18 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสลับสี่เหลี่ยมผืนผ้าและจูนนิ่งแบบช่องเปิด (Tuning Slot) รูปสี่เหลี่ยมแนวตั้ง.....	57
4.19 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_h$ .....	58
4.20 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_w$ .....	59

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.21 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_s$ .....	60
4.22 การกระจายของเวกเตอร์กระแสบนสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปสี่เหลี่ยมแนวตั้ง.....	61
4.23 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้า และ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ.....	62
4.24 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_m$ .....	62
4.25 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_v$ .....	63
4.26 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $G_1$ .....	64
4.27 การกระจายของเวกเตอร์กระแสบนสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ.....	65
4.28 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ.....	67
4.29 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสล็อตสี่เหลี่ยม ผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ.....	67
4.30 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้า และ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ.....	68
4.31 ค่าอัตราขยาย (Gain) ต่อความถี่ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสล็อต สี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ.....	69
4.32 ค่าประสิทธิภาพ (Efficiency) ต่อค่าความถี่ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ.....	69
4.33 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในรูป 3 มิติ ที่ความถี่ 2.4 GHz.....	70
4.34 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในรูป 3 มิติ ที่ความถี่ 4.9 GHz.....	70
4.35 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในรูป 3 มิติ ที่ความถี่ 5.8 GHz.....	70
4.36 การแผ่พลังงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้า และ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำที่ความถี่ 1.9 GHz.....	71
4.37 การแผ่พลังงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้า และ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำที่ความถี่ 2.4 GHz.....	72
4.38 การแผ่พลังงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้า และ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำที่ความถี่ 5.2 GHz.....	73

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.39 การแผ่พลังงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้า และ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำที่ความถี่ 5.8 GHz.....	74
4.40 สายอากาศที่ทำการสร้างขึ้นจริง.....	75
4.41 เปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองการทำงานกับการวัด ชิ้นงานที่สร้างขึ้นจริง.....	75
5.1 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้า ตามรูปที่ 4.1 (ค).....	78
5.2 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปสี่เหลี่ยมแนวตั้ง ตามรูปที่ 4.1 (ง).....	78
5.3 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ ตามรูปที่ 4.1 (จ).....	78
5.4 เปรียบเทียบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ระหว่างสายอากาศที่จำลอง การทำงานกับสายอากาศที่สร้างขึ้นจริง.....	79

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันเทคโนโลยีด้านการสื่อสารไร้สายได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องและเติบโตขึ้นอย่างรวดเร็วเพื่อรองรับปริมาณข้อมูลและข่าวสารที่มีจำนวนมากขึ้น จากเดิมระบบสื่อสารที่ใช้สายถูกเปลี่ยนมาเป็นระบบสื่อสารไร้สาย โดยเฉพาะอย่างยิ่งการติดต่อสื่อสารไร้สายในย่านความถี่ไมโครเวฟ เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ โครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ที่มีย่านความถี่โดยถูกกำหนดภายใต้มาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.15-5.25 GHz, 5.725-5.825 GHz) และเทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สายความเร็วสูง (WiMAX 2-6 GHz) เป็นต้น โดยการสื่อสารเหล่านี้ล้วนต้องใช้สายอากาศในการแพร่กระจายคลื่นสัญญาณข้อมูลทั้งสิ้น ดังนั้นความต้องการในการใช้งานสายอากาศในปัจจุบันจึงได้รับความสนใจ [1] - [2] จึงมีนักวิจัยหลายท่านได้ทำการศึกษาพัฒนาสายอากาศชนิดหนึ่งขึ้นมา โดยได้รับความสนใจและนิยมใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟ คือ สายอากาศแบบไมโครสตริป [3] - [5] เนื่องจากมีคุณสมบัติที่ดีหลายประการคือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา มีรูปร่างไม่ซับซ้อน ออกแบบและสร้างได้ง่าย ราคาไม่สูงมากนัก สามารถใช้กับการป้อนสัญญาณหลายรูปแบบ เช่น แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) และแบบไมโครสตริปไลน์ (Microstrip line) เป็นต้น โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปที่นิยมใช้งานทั่วไป ได้แก่ สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น (Microstrip Patch Antenna) สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด (Microstrip Slot Antenna) และสายอากาศไมโครสตริปไดโพล (Microstrip Dipole Antenna)

ในอดีตที่ผ่านมา การออกแบบสายอากาศเพื่อใช้งานมักจะออกแบบให้มีแบนด์วิธรองรับความถี่ใดความถี่หนึ่ง แต่ในปัจจุบันนิยมที่จะออกแบบให้สายอากาศสามารถใช้งานได้มากกว่าหนึ่งความถี่หรือออกแบบให้มีแบนด์วิธที่สามารถรองรับความถี่ได้ช่วงกว้าง ทั้งนี้เพื่อให้สามารถเลือกใช้งานได้หลากหลายความถี่ในสายอากาศตัวเดียว ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงให้ความสนใจในการศึกษาและออกแบบสายอากาศที่มีแบนด์วิธที่กว้างให้ครอบคลุมย่านความถี่ใช้งานของระบบสื่อสารไร้สายที่นิยมใช้ เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM1800, GSM1900, ระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g, IEEE 802.11a และโครงข่ายเทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สายความเร็วสูง Wimax (2-6 GHz)

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยใช้สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) เนื่องจากสายอากาศแบบช่องเปิดนี้มีคุณลักษณะแบนด์วิดท์กว้างกว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบพื้นฐานทั่วไป ซึ่งสามารถทำเป็นแถบกว้าง (Wideband) และทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ได้ง่าย และในส่วนของตัวป้อนสัญญาณจะใช้แบบ CPW ซึ่งเป็นรูปแบบหนึ่งที่ได้รับคามนิยม เนื่องจากมีข้อดีในเรื่องของการแผ่กระจายคลื่นจากส่วนป้อนสัญญาณน้อยและง่ายต่อการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ จึงทำให้สามารถออกแบบให้สายอากาศมีแบนด์วิดท์ที่กว้างได้ [6] - [7] ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงมีจุดมุ่งหมายเพื่อทำการศึกษาผลกระทบอันเนื่องจากการปรับเปลี่ยนรูปร่างของจูนนิ่งสตัปของสายอากาศแบบช่องเปิด เพื่อให้สายอากาศมีคุณลักษณะแบนด์วิดท์เป็นแถบกว้าง (Wideband) สามารถรองรับ GSM1800, GSM1900, เครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐานของ IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.15-5.25 GHz, 5.725-5.825 GHz) และโครงข่ายเทคโนโลยี บรอดแบนด์ไร้สายความเร็วสูง (WiMAX, 2-6 GHz)

## 1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

จากคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ป้อนด้วยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม พบว่ามีข้อดีคือ มีแบนด์วิดท์ที่กว้าง ง่ายในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ โดยมีงานวิจัยที่ทำการพัฒนาออกแบบสายอากาศช่องเปิดและใช้จูนนิ่งสตัปแบบต่าง ๆ เพื่อใช้งานแบบหลายความถี่หรือเป็นแบบแถบกว้าง [8] – [12] ที่ครอบคลุมมาตรฐานการใช้งานย่านความถี่ไร้สาย และมีงานวิจัยที่ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศที่เป็นแบบแถบกว้างมาก ๆ ซึ่งได้นำเทคนิคต่าง ๆ มาใช้ โดยส่วนใหญ่ มักจะใช้เทคนิคที่ซับซ้อน หรือออกแบบรูปร่างสายอากาศที่มีความยุ่งยาก [13] – [14] ดังนั้นแนวคิดในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ทำการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศเพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) และพัฒนาให้เป็นแถบกว้าง (Wideband) จากผลของงานวิจัยที่ได้ดำเนินการมาแล้ว [15] จะเห็นได้ว่าเป็นรูปแบบที่ไม่ซับซ้อน โดยจะใช้หลักการในการออกแบบขั้นแรกๆ ที่เริ่มจากสายอากาศช่องเปิดรูปพื้นฐานรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและใช้สตัปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าในการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์และแบนด์วิดท์ จากนั้นจะทำการเจาะที่สตัปสี่เหลี่ยมผืนผ้าให้เป็นจูนนิ่งแบบช่องเปิด (Tuning Slot) และทำการปรับแต่งพารามิเตอร์ของจูนนิ่งแบบช่องเปิด เพื่อช่วยปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์และเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศให้เป็นแถบกว้าง (Wideband) ยิ่งขึ้นให้สามารถรองรับระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) และโครงข่ายเทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สายความเร็วสูง (WiMAX) โดยการออกแบบและ

วิเคราะห์ผลจะใช้วิธีการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland ซึ่งใช้หลักการระเบียบวิธีโมเมนต์ [16]

#### 1.4 ขอบเขตการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาและออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยใช้สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) โดยจะทำการการศึกษาและวิเคราะห์ถึงผลกระทบของการปรับเปลี่ยนรูปร่างของจูนนิ่งสแต็บของสายอากาศที่มีผลต่อคุณลักษณะของสายอากาศ ซึ่งประกอบด้วย ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return loss:  $S_{11}$ ) อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input impedance) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) รูปแบบการแผ่พลังงานของสนามระยะไกล (Far-field radiation pattern) และอัตราขยาย (Gain) เป็นต้น โดยเริ่มต้นการออกแบบจากโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าอย่างง่าย แล้วใช้การเปลี่ยนรูปร่างและการปรับจูนนิ่งสแต็บภายในโครงสร้างของสายอากาศ รูปแบบจูนนิ่งที่ใช้ เช่น แบบแท่งสี่เหลี่ยม แบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า และช่องเปิดบนสแต็บสี่เหลี่ยมผืนผ้า (Tuning Slot) เพื่อให้ได้สายอากาศที่มีคุณลักษณะเป็นแถบความถี่กว้าง (Wideband) ที่สามารถนำไปใช้งานได้กับระบบ GSM1800, GSM1900, เครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) และ WiMAX และท้ายที่สุดนำโครงสร้างที่ออกแบบไปสร้างจริงและวัดผลเพื่อเป็นการยืนยันกับผลการจำลอง ซึ่งจะทำให้เกิดความมั่นใจในการนำไปใช้งานจริง

#### 1.5 ขั้นตอนการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการแบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท ซึ่งประกอบด้วย

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย และขอบเขตของการศึกษาวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงความรู้พื้นฐานและทฤษฎีทั่วไปเกี่ยวกับสายอากาศ ซึ่งประกอบด้วยคุณลักษณะพื้นฐานของสายอากาศ โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศ

บทที่ 3 กล่าวถึงสมการคณิตศาสตร์พื้นฐานแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation) และวิธีโมเมนต์ซึ่งใช้ในโปรแกรม IE3D

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศ โดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D

บทที่ 5 กล่าวถึงบทสรุป พร้อมทั้งข้อเสนอแนะแนวทางในการศึกษาและการพัฒนา งานวิจัยต่อไป

## บทที่ 2

# ทฤษฎีพื้นฐานสายอากาศ

### 2.1 บทนำ

ระบบสื่อสารใช้คลื่นในการรับส่งสัญญาณข้อมูล คลื่นดังกล่าวได้จากการป้อนกำลังงานจากเครื่องส่งผ่านสายส่งสัญญาณหรือสายนำสัญญาณไปยังสายอากาศ และสายอากาศจะแผ่รังสีพลังงานออกไปในอากาศด้วยความเร็วประมาณเท่ากับความเร็วของคลื่นแสง ส่วนทางด้านรับก็จะรับพลังงานผ่านสายอากาศ ผ่านสายส่งไปยังเครื่องรับ ดังนั้นสายอากาศจึงเป็นส่วนสำคัญของทั้งเครื่องส่งและเครื่องรับ โดยถูกออกแบบเพื่อให้มีรูปร่างและขนาดที่จะแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ สายอากาศส่วนใหญ่ทำจากลวดตัวนำเป็นทอกลวงหรือตัน โครงสร้างเป็นเส้นตรงหรือโค้งงอ แล้วแต่ชนิดของสายอากาศ ซึ่งสายอากาศมักจะมีขนาดใกล้เคียงกับความยาวคลื่น ส่วนสายส่งสัญญาณที่ถูกนำมาใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟมีอยู่หลายชนิด เช่น สายโคแอกเซียล ท่อนำคลื่น (Waveguide) ไมโครสตริปไลน์ และสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) เป็นต้น ซึ่งไมโครสตริปไลน์กับสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) เป็นต้น ซึ่งไมโครสตริปไลน์กับสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ได้ถูกนำมาใช้กับสายอากาศแบบ ไมโครสตริปกันอย่างแพร่หลาย เนื่องจากเป็นโครงสร้างที่ง่ายต่อการออกแบบและการสร้าง รวมทั้งยังสามารถพัฒนาไปเป็นวงจรรวมไมโครเวฟได้

ในบทนี้จะกล่าวถึงความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสายอากาศ คุณลักษณะและค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศที่เกี่ยวข้อง โดยสอดคล้องกับการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

### 2.2 ค่าคุณลักษณะและค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ

สายอากาศชนิดต่าง ๆ ที่มีการใช้งานอยู่ทั่วไปมีค่าคุณลักษณะและค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่จำเป็นต้องพิจารณาประกอบการประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศเพื่อช่วยในการตัดสินใจและประยุกต์ใช้ให้เหมาะสมกับงานต่าง ๆ มากมาย โดยมีส่วนที่สำคัญและน่าสนใจ ดังนี้

#### 2.2.1 คลื่นนิ่ง (Standing wave)

อัตราส่วนระหว่างแรงดันค่าสูงสุดและค่าต่ำสุดในคลื่นนิ่งเรียกว่า อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) โดยมีสมการในการคำนวณ ดังนี้

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.1)$$

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.2)$$

$\Gamma$  ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดัน  
สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดันยังสามารถหาได้จากอัตราส่วนผลต่างและผลรวมระหว่างโหนดกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ดังสมการ (2.2)

$V_r$  แรงดันสะท้อนกลับ

$V_i$  แรงคันทกกระทบ

$Z_L$  โหลด อิมพีแดนซ์

$Z_0$  อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

ในกรณีที่ต่อไว้ด้วยแมตซ์ชิงโหนดนั้นค่า VSWR จะเป็น 1 ซึ่งจัดว่าเป็นค่าที่ดีที่สุด

### 2.2.2 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss)

ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศจะแสดงค่ากำลังที่สูญเสียที่โหนด เมื่ออิมพีแดนซ์ของสายส่งและสายอากาศไม่แมตซ์กัน ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับมีความสัมพันธ์กับค่า VSWR ซึ่งเป็นการแสดงค่าแมตซ์ระหว่างสายส่งกับสายอากาศตามสมการ โดยค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสามารถหาได้จากสมการ

$$S_{11} = -20 \log_{10} |\Gamma| \quad (\text{dB}) \quad (2.3)$$

สำหรับการแมตซ์กันที่สมบูรณ์ระหว่างสายส่งและสายอากาศ และเมื่อ  $\Gamma = 0$  ค่าความสูญเสียย้อนกลับจะเป็นค่าอนันต์ ซึ่งแสดงว่าไม่มีกำลังงานที่สะท้อนกลับ ในทำนองเดียวกันเมื่อ  $\Gamma = 1$  ค่าความสูญเสียย้อนกลับจะเป็น 0 dB ซึ่งแสดงว่ากำลังงานสะท้อนกลับหมด สำหรับการใช้งานเมื่อ VSWR เป็น 2 ค่าของ  $S_{11}$  จะเป็น -9.54 dB

### 2.2.3 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency)

ประสิทธิภาพของสายอากาศเป็นพารามิเตอร์ที่รวมประสิทธิภาพการสูญเสียที่สายอากาศและในโครงสร้างของสายอากาศ ค่าการสูญเสียเหล่านี้หาได้จาก

- การสะท้อนกลับเนื่องจากการไม่แมตซ์กันระหว่างสายส่งกับสายอากาศ
- การสูญเสียจากคว้านาและฉนวน

ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (2.4)$$

$e_r$  ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ

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

$e_c$  ประสิทธิภาพของตัวนำ

$e_d$  ประสิทธิภาพของฉนวน (dielectric)

โดยทั่วไป  $e_c$  และ  $e_d$  จะรวมเป็นตัวเดียวกัน เป็นไปตามสมการ

$$e_{cd} = e_c e_d = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (2.5)$$

$R_r$  ความต้านทานจากการแผ่พลังงานคลื่นออกไป

$R_L$  ความต้านทานที่โหลด

### 2.2.4 สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity)

ไดเรกติวิตีเป็นค่าที่บอกความสามารถเชิงทิศทางของสายอากาศ เป็นอัตราส่วนระหว่างความเข้มของการแผ่พลังงานในทิศทางที่สนใจกับความเข้มของการแผ่พลังงานโดยเฉลี่ย เมื่อสมมติว่ามีการแผ่พลังงานออกไปรอบทิศทางอย่างเท่าเทียมกัน โดยเฉลี่ยกำลังงานส่วนที่สูญเสียไป

$$D = \frac{U}{U_i} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.6)$$

$D$  คือ สภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ

$U$  คือ ความเข้มของการแผ่พลังงาน

$U_i$  คือ ความเข้มของการแผ่พลังงานเฉลี่ย

$P_{rad}$  คือ กำลังงานที่สายอากาศแผ่ออกไป

โดยทั่วไปถ้าไม่กำหนดทิศทางจะใช้สภาพเจาะจงทิศทางในทิศทางที่สายอากาศแผ่พลังงานได้ดีที่สุด

$$D_0 = \frac{U_{max}}{U_i} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.7)$$

### 2.2.5 อัตราขยายของสายอากาศ (Gain)

อัตราขยายของสายอากาศเป็นความสัมพันธ์ที่ได้จากไดเรกติวิตี โดยจะรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ในขณะที่ไดเรกติวิตีแสดงคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้น การคิดค่าอัตราขยายของสายอากาศจะวัดเทียบกับสายอากาศอ้างอิง โดยอัตราขยายของสายอากาศส่งคือกำลังสองของอัตราส่วนระหว่างความเข้มสนามตามทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุดเมื่อเทียบกับความเข้มสนามที่จุดเดียวกันของสายอากาศอ้างอิง หรืออาจจะแสดงในรูปของอัตราส่วนของค่า

พลังงานที่ต้องใช้ในการส่งของสายอากาศทั้งสอง เพื่อให้เกิดความเข้มสนามขนาดเท่ากัน (ณ จุดเดียวกัน) ในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุด หรืออัตราขยายของสายอากาศรับ คือ อัตราส่วนระหว่างค่าความเข้มของสายอากาศทดสอบกับสายอากาศอ้างอิง ณ จุดตั้งสายอากาศที่เดียวกัน

การใช้สายอากาศอ้างอิงมักเป็นแบบไดโพลขนาด  $\lambda/2$  หรือแบบไอโซโทรปิก (Isotropic) ซึ่งมีลักษณะพิเศษ คือ กระจายคลื่นได้รอบตัวทุกทิศในปริมาณที่เท่ากัน

อัตราขยายกำลัง (Power Gain) ของสายอากาศ ในทิศทางที่กำหนดให้ นั้นมีค่าเท่ากับ  $4\pi$  คูณอัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางนั้น ต่อ (หาร) กำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับจากขั้วต่อของเครื่องส่งเมื่อไม่กำหนดทิศทางไว้ โดยทั่วไปแล้วจะคิดอัตราขยายกำลังในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด

$$Gain = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.8)$$

โดยทั่วไปแล้วมักพูดถึงอัตราขยายสัมพัทธ์ ซึ่งเป็นอัตราส่วนของอัตราขยายกำลังในทิศทางที่กำหนดให้ต่ออัตราขยายกำลังของสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบในทิศทางนั้น โดยที่กำลังงานที่ป้อนเข้าสายอากาศทั้งสองนั้นต้องเท่ากัน สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบอาจจะเป็นสายอากาศไดโพล สายอากาศปากแตร หรือสายอากาศอื่น ๆ ซึ่งคำนวณอัตราขยายได้ง่าย หรือรู้ค่าอยู่แล้ว แต่อย่างไรก็ตามโดยส่วนใหญ่สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบจะเป็นไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย ดังนั้นจะได้เป็นสมการ ดังนี้

$$G_g = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.9)$$

เมื่อ  $P_{in}$  คือ กำลังงานที่ป้อนให้กับไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด ( $P_{rad}$ ) สัมพันธ์กับกำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศ ( $P_{in}$ ) ดังสมการที่ (2.10)

$$P_{rad} = e_r P_{in} \quad (2.10)$$

เมื่อ  $e_r$  คือประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย) ทำให้สมการที่ (2.9) และ (2.10) มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$G_g(\theta, \phi) = \frac{[4\pi U(\theta, \phi)]}{P_{rad}} \quad (2.11)$$

และมีความสัมพันธ์กับอัตราขยายไดเรกทิฟ คือ

$$G_g(\theta, \phi) = e_r D_g(\theta, \phi) \quad (2.12)$$

ในการทำงานเดียวกัน ค่าสูงสุดของอัตราขยายจะสัมพันธ์กับไดเรกทิวิตี คือ

$$\begin{aligned} G_0 &= G_g(\theta, \phi) \Big|_{\max} \\ &= e_i D_g(\theta, \phi) \Big|_{\max} \\ &= e_i D_0 \end{aligned} \quad (2.13)$$

ในทางปฏิบัติ เมื่อก้าวถึงอัตราขยายจะหมายถึงอัตราขยายกำลังที่มีค่าสูงสุด แสดงได้ดังนี้

$$G_0(\text{dB}) = 10 \log_{10} [e_i D_0] \quad (2.14)$$

### 2.2.6 อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance)

พิจารณาสายอากาศเสมือนเป็นชิ้นส่วนหนึ่งในวงจรไฟฟ้า เมื่อต่อแหล่งกำเนิดสัญญาณเพื่อป้อนพลังงานให้กับสายอากาศ พลังงานจะไหลเข้าสู่สายอากาศที่ละน้อยเนื่องจากการต้านการไหลของพลังงานที่เรียกว่าอิมพีแดนซ์หรือความต้านทานเชิงซ้อนเกิดขึ้น อิมพีแดนซ์ดังกล่าวจะปรากฏที่ขั้วของสายอากาศ เรียกว่าอิมพีแดนซ์ขาเข้า ( $Z_m$ )

$$Z_m = R_m + jX_m \quad (2.15)$$

$X_m$  คือความต้านทานเชิงจินตภาพที่ทำให้เกิดการสะสมของพลังงานในบริเวณสนามใกล้สายอากาศโดยไม่แผ่กระจายออกไป และ  $R_m$  ประกอบด้วยสองส่วนคือ  $R_r$  หมายถึงความต้านทานพลังงานคลื่นที่แผ่ออกไปโดยสายอากาศ และ  $R_L$  หมายถึงความต้านทานที่โหลด ซึ่งรวมถึงความต้านทานจากการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากความร้อน สารไดอิเล็กตริก และตัวนำ

### 2.2.7 แบนด์วิดท์ (Bandwidth)

แบนด์วิดท์ของสายอากาศเป็นช่วงของความถี่ที่สามารถนำไปใช้งานได้ดีของสายอากาศ ซึ่งช่วงของความถี่ถูกกำหนดโดย  $\text{VSWR} \leq 2$  ( $S_{11} \geq -9.5 \text{ dB}$ ) ปกติใช้  $S_{11} \geq -10 \text{ dB}$

$$BW_{\text{narrowband}} (\%) = \frac{f_u - f_l}{f_c} \times 100 \quad (2.16)$$

$$BW_{\text{broadband}} (\%) = \frac{f_u}{f_l} \times 100 \quad (2.17)$$

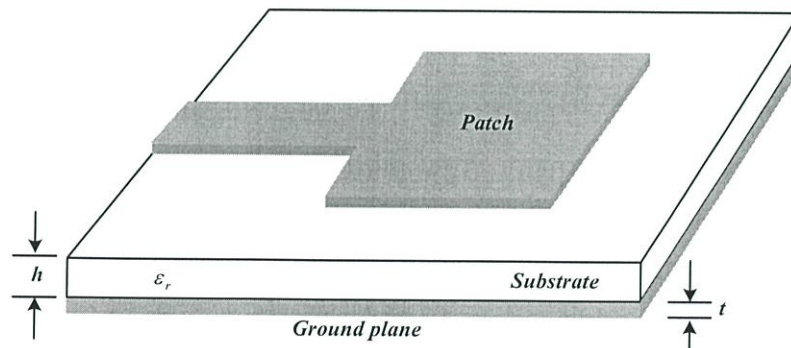
- เมื่อ  $BW$  คือ ค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศ  
 $f_u$  คือ ขอบความถี่สูงของย่านความถี่  
 $f_l$  คือ ขอบความถี่ต่ำของย่านความถี่  
 $f_c$  คือ ความถี่กลางของย่านความถี่

## 2.3 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป

สายอากาศไมโครสตริปเริ่มได้รับความสนใจเป็นพิเศษในปี ค.ศ. 1970 โดยมีแนวคิดเริ่มมาจากปี ค.ศ. 1953 สายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่ได้มีการทำวิจัยและพัฒนาอย่างต่อเนื่อง โดยทั่วไปแล้วรูปร่างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปประกอบด้วย โลหะแผ่น (Patch) วางอยู่บนฐานที่เรียกว่า Ground Substrate รูปทรงของ Patch สามารถมีความแตกต่างกันไปได้หลายรูปแบบ โดยสายอากาศชนิดนี้ที่นิยมนำมาใช้งานโดยหลัก ๆ ได้แก่ สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น (Patch) และสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ซึ่งได้รับความนิยมมากเนื่องจากสร้างและวิเคราะห์ได้ง่าย และมีคุณสมบัติในด้านการแพร่กระจายคลื่นที่ดี มีข้อได้เปรียบทางโครงสร้าง คือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา เป็น low-profile สามารถสร้างโดยใช้เทคโนโลยีแผ่นวงจรพิมพ์ ราคาถูกและตัวสายอากาศมีความแข็งแรงทนทาน นอกจากนี้สายอากาศชนิดนี้ยังเหมาะสำหรับการนำไปใช้งานในโครงสร้างวงจรรวมไมโครเวฟ (Monolithic Microwave Integrated Circuit: MMIC) ด้วยคุณสมบัติของสายอากาศทำให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสารต่าง ๆ ได้หลากหลาย เช่น การสื่อสารในระบบเครือข่ายไร้สาย ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ และการสื่อสารผ่านดาวเทียม เป็นต้น

### 2.3.1 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น

สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นแสดงดังรูป 2.1 ซึ่งประกอบด้วยแผ่นโลหะที่บางมาก ๆ ( $t \ll \lambda_0$  ซึ่ง  $\lambda_0$  เป็นความยาวคลื่นใน free space) โดยความหนา ( $t$ ) ของส่วนโลหะจะมีขนาดน้อยกว่าความยาวคลื่นของอากาศมาก ๆ ซึ่งแผ่นโลหะนี้จะเป็นตัวแผ่กระจายคลื่นเรียกว่า แผ่นสายอากาศ (Patch) โดยวางอยู่บนวัสดุฐานรอง (Substrate) โดยที่ความหนาของวัสดุฐานรองคือ  $h \ll \lambda_0$  (ปกติอยู่ในช่วง  $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$ ) และอีกด้านของวัสดุฐานรองเป็นระนาบกราวด์ (Ground plane) ซึ่งจะเห็นได้ว่าวัสดุฐานรองจะเป็นตัวแยกแหว่งแผ่นสายอากาศและระนาบกราวด์



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น

ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปมีวัสดุฐานรองเป็นองค์ประกอบหนึ่งที่มีความสำคัญ และมีหลากหลายให้เลือกใช้ โดยพิจารณาจากความหนา ( $h$ ) และค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (Dielectric Constant:  $\epsilon_r$ ) โดยทั่วไปค่าคงตัวไดอิเล็กตริกจะอยู่ในช่วง  $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$  ซึ่งการใช้วัสดุฐานรองที่มีความหนามาก และมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกต่ำ จะได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพสูง มีแบนด์วิดท์ที่กว้างและมีขอบเขตสนามที่แพร่กระจายออกไปในอากาศไม่อัดแน่นมากนัก แต่ข้อเสียคือตัวสายอากาศมีขนาดใหญ่ ส่วนการใช้วัสดุฐานรองที่บาง และมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสูงนั้น มักจะนิยมนำมาใช้ร่วมกับวงจรทางไมโครเวฟ เนื่องจากวงจรทางไมโครเวฟต้องการขอบเขตสนามที่อัดแน่นเพื่อลดการแผ่กระจายคลื่นและการเชื่อมร่วม (Coupling) สัญญาณที่ไม่ต้องการให้น้อยที่สุด และยังทำให้วงจรมีขนาดเล็กลงด้วย แต่เนื่องจากการสูญเสียในวงจรมากทำให้ประสิทธิภาพและแบนด์วิดท์ของสายอากาศลดลง ดังนั้นในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นจึงต้องคำนึงถึงความเหมาะสมทั้งในด้านประสิทธิภาพของสายอากาศ และการออกแบบวงจร

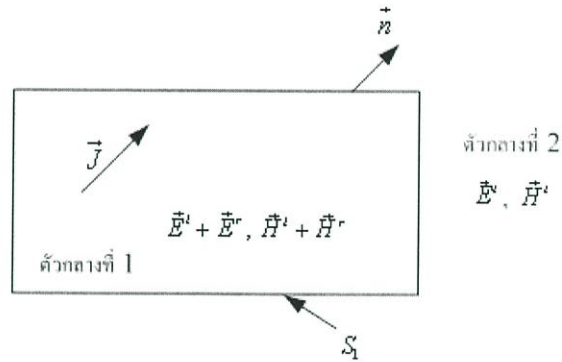
โดยทั่วไปสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นมักจะออกแบบให้แผ่นสายอากาศและสายส่งสัญญาณอยู่บนตัววัสดุฐานรองเดียวกัน ซึ่งตัวแผ่นสายอากาศนั้นสามารถมีรูปร่างที่หลากหลายตามวัตถุประสงค์ของการนำไปใช้งาน ได้แก่ รูปแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส (Square) สี่เหลี่ยมผืนผ้า (Rectangular) ไดโพล (Dipole) แถบแคบบาง ๆ (Thin strip) วงกลม (Circular) วงรี (Ellipse) สามเหลี่ยม (Triangular) ห้าเหลี่ยม (Pentagon) หรือรูปร่างอื่น ๆ โดยรูปร่างสี่เหลี่ยมจัตุรัส สี่เหลี่ยมผืนผ้าและไดโพล จัดว่าเป็นรูปร่างที่ได้รับความนิยมมาก เนื่องจากสามารถสร้างวิเคราะห์คุณลักษณะได้ง่ายและมีคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นดี นอกจากนี้ยังเป็นสายอากาศที่มีแบนด์วิดท์กว้าง และใช้พื้นที่ในการสร้างน้อยอีกด้วย

## 2.3.2 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

### 2.3.2.1 ทฤษฎีการเหนี่ยวนำ (Induction Theorem)

โดยทั่วไป ปัญหาของสายอากาศแบบช่องเปิดนั้นจะเป็นลักษณะที่ว่าแหล่งกำเนิดคลื่นจะอยู่ในอาณาบริเวณหนึ่ง และคลื่นที่กระจายออกจากสายอากาศจะกระจายไปในอีกอาณาบริเวณหนึ่ง ซึ่งมีตัวกลางไม่เหมือนกัน ซึ่งรูปที่ 2.2 แสดงให้เห็นปัญหานี้ กล่าวคือ แหล่งกำเนิดคลื่น  $J$  อยู่ในตัวกลางที่ 1 ซึ่งอาณาบริเวณถูกล้อมรอบไว้ด้วยผิวปิด  $S_1$  และตัวกลางที่ 2 ที่อยู่ชิดกับอาณาบริเวณของตัวกลางที่ 1 เป็นบริเวณที่ต้องการรู้ว่าการกระจายคลื่นจะเป็นไปในลักษณะใด ในปัญหาเช่นนี้ ถ้าตัวกลางที่ 1 และตัวกลางที่ 2 มีค่าคงตัวของตัวกลางไม่เหมือนกันหรือมีค่าอินทริกติกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ไม่เหมือนกัน คลื่นเคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดคลื่นเมื่อปะทะกับผิวขอบเขตจะเกิดการสะท้อนของคลื่นกลับเข้าสู่ตัวกลางที่ 1 และส่งผ่านคลื่นเข้าไปในตัวกลางที่ 2 ด้วย เพราะฉะนั้น ถ้าให้  $\vec{E}'$ ,  $\vec{H}'$  เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากแหล่งกำเนิดคลื่นตกกระทบ

$\vec{E}^r, \vec{H}^r$  เป็นคลื่นที่เกิดจากการสะท้อนที่ผิวขอบเขต  $\vec{E}^i, \vec{H}^i$  เป็นคลื่นที่ส่งผ่านเข้าไปในตัวกลางที่ 2 ดังนั้นในตัวกลางที่ 1 คลื่นที่ปรากฏอยู่ก็จะเป็นผลบวกของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนคือเป็น  $\vec{E}^i + \vec{E}^r, \vec{H}^i + \vec{H}^r$  ส่วนในตัวกลางที่ 2 ก็จะมีเพียงคลื่นที่ส่งผ่าน คือ  $\vec{E}^t, \vec{H}^t$  เท่านั้น และ  $\vec{E}^t, \vec{H}^t$  นี้ ก็คือคลื่นที่กระจายไปในตัวกลางที่ 2 ที่ต้องการรู้อยู่กันเอง



รูปที่ 2.2 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น

ในการคำนวณหาคลื่น  $\vec{E}^t, \vec{H}^t$  นั้น ผิวขอบเขตสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะต้องมีความสัมพันธ์กันในรูปแบบต่อไปนี้

$$\vec{E}_t^i + \vec{E}_t^r = \vec{E}_t^t \quad (2.18)$$

$$\vec{H}_t^i + \vec{H}_t^r = \vec{H}_t^t \quad (2.19)$$

โดยที่ตัวพ่วง  $t$  หมายถึงส่วนประกอบของสนามในแนวขนานกับผิวขอบเขต

คลื่นสะท้อน  $\vec{E}^r, \vec{H}^r$  และคลื่นส่งผ่าน  $\vec{E}^t, \vec{H}^t$  จะได้ผลว่าคลื่นทั้งสองชุดนี้จะถูกต้องตามสมการแมกซ์เวลล์ที่ทุก ๆ ตำแหน่ง ยกเว้นที่ผิวขอบเขตซึ่งมีความไม่ต่อเนื่องเกิดอยู่ในรูปต่อไปนี้

$$\vec{E}_t^i - \vec{E}_t^r = \vec{E}_t^t \quad (2.20)$$

$$\vec{H}_t^i - \vec{H}_t^r = \vec{H}_t^t \quad (2.21)$$

เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต่อเนื่องที่เกิดขึ้นตรงผิวขอบเขตนั้น สามารถคิดได้ว่าเกิดขึ้นจากกระแสไฟฟ้าสมมูลและกระแสแม่เหล็กสมมูลที่กระจายอยู่บนผิวขอบเขตในรูปแบบการต่อไปนี้

$$\vec{J} = \vec{n} \times (\vec{H}_t^i - \vec{H}_t^r) \quad (2.22)$$

$$\vec{M} = -\vec{n} \times (\vec{E}_t^i - \vec{E}_t^r) \quad (2.23)$$

โดยที่  $\vec{J}$  และ  $\vec{M}$  เป็นกระแสไฟฟ้าสมมูล และกระแสแม่เหล็กสมมูลตามลำดับ นั่นคือ ในการหาคลื่น สะท้อน  $\vec{E}'$ ,  $\vec{H}'$  และคลื่นที่ส่งผ่านเข้าตัวกลางที่ 2

$\vec{E}'$ ,  $\vec{H}'$  นั้น แทนที่จะแก้ปัญหาจากแหล่งกำเนิดคลื่นโดยตรง อาจคิดได้ว่าคลื่นทั้งสองชุดนี้ เกิดจากกระแสไฟฟ้าสมมูลและกระแสแม่เหล็กสมมูลดังกล่าวนี้ และเนื่องจาก  $\vec{n}$  เป็นเวกเตอร์ หน่วยที่ผิวขอบเขต เพราะฉะนั้นสมการ (2.22) และสมการ (2.23) จะเขียนได้โดยใช้  $\vec{E}'$ ,  $\vec{H}'$  ดังนี้

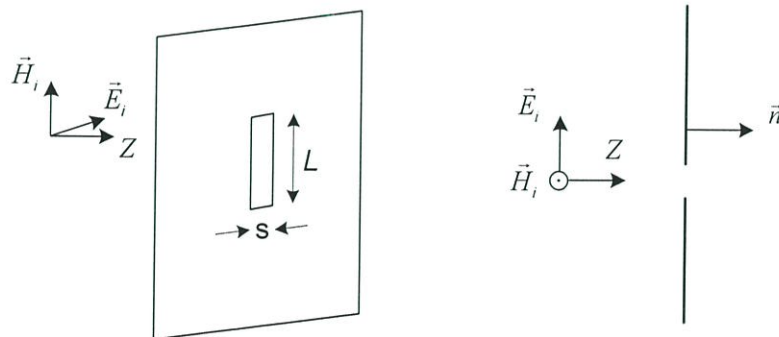
$$\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}' \quad (2.25)$$

$$\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}' \quad (2.26)$$

### 2.3.2.2 การแพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศช่องเปิด

ถ้าคลื่นเคลื่อนที่เข้าปะทะแผ่นตัวนำสมบูรณ์ แบบช่องเปิดแคบ ๆ โดยที่สนามไฟฟ้ามี ทิศตั้งฉากกับแนวของช่องเปิดที่ตรงช่องเปิดจะมีสนามไฟฟ้าความเข้มสูงมากเกิดขึ้น ทำให้เกิดการ แพร่กระจายคลื่นออกไปยังบริเวณที่อยู่อีกด้านหนึ่งในกรณีที่ช่องเปิดแคบมาก ๆ กระแสไฟฟ้า สมมูล คือ  $\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}'$  จะมีขนาดจำกัด และเมื่อคิดว่าความกว้างของช่องเปิดซึ่งอ้างอิงจากรูปที่ 2.3 คือ  $S$  เข้าหาศูนย์ กระแสไฟฟ้าสมมูลส่วนนี้จะตัดทิ้งได้เพราะมีขนาดเล็ก แต่ส่วนที่เป็นกระแส แม่เหล็กสมมูลคือ  $\vec{M} = \vec{E}' \times \vec{n}$  นั้นไม่สามารถตัดทิ้งได้ เพราะเมื่อ  $S$  เข้าหาศูนย์ สนามแม่เหล็กที่ ช่องเปิดก็จะเข้าหาอนันต์ จึงไม่สามารถตัดทิ้งได้

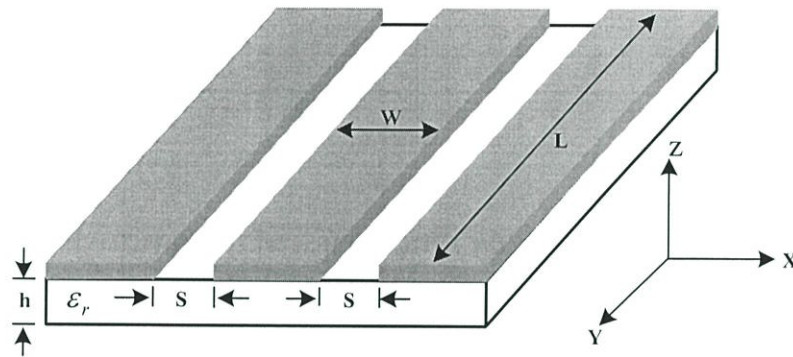
ถ้าให้  $E_s$  เป็นสนามไฟฟ้าที่ช่องเปิด และช่องเปิดยาว  $L$  เนื่องจากปลายทั้งสองของช่อง เปิดสนามไฟฟ้าจะต้องเป็นศูนย์ เพราะฉะนั้นการกระจายของสนามไฟฟ้าบนช่องเปิดจะเขียนได้ดัง รูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 การแพร่กระจายคลื่นจากไมโครสตริปแบบช่องเปิด

## 2.4 สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide)

สายส่งสัญญาณที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟนั้น สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ประเภท คือ สายส่งสัญญาณที่รองรับการแพร่กระจายคลื่นในโหมด TEM หรือ กึ่ง TEM (quasi-TEM) และสายส่งสัญญาณที่ไม่รองรับการแพร่กระจายคลื่นในโหมดดังกล่าว เรียกว่า NON-TEM โดยสายส่งสัญญาณในประเภทแรกมีหลายชนิดด้วยกัน ได้แก่ สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ และสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เป็นต้น ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide) ซึ่งการแพร่กระจายคลื่นของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม จะเป็นแบบกึ่ง TEM (quasi-TEM)



รูปที่ 2.4 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide)

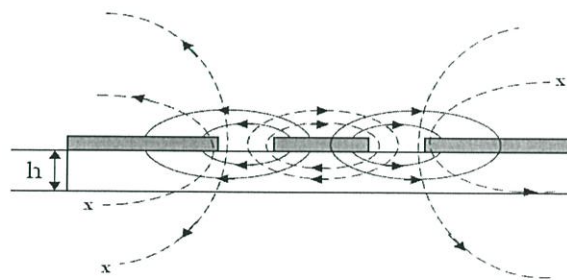
สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมถูกคิดค้นขึ้นโดย Wen ในปี ค.ศ.1969 ที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.4 โดยมีรูปร่างเป็นแถบโลหะวางอยู่บนวัสดุฐานรอง (วัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริก) ที่ถูกกั้นด้วยช่องเปิดสองช่อง ในที่นี้จะกล่าวถึงสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม 2 ชนิด คือ สายส่งสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง (Coplanar Waveguide) แสดงในรูปที่ 2.6 และชนิดมีกราวด์ด้านล่าง (Conductor-backed Coplanar Waveguide) แสดงในรูปที่ 2.7 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง ซึ่งประกอบไปด้วย สตริป (Strip) อยู่ตรงกลางด้านบนของฐานรองไดอิเล็กตริก (Substrate) โดยมีความกว้างของสตริป คือ  $w$  ด้านข้างทั้งสองด้านของสตริปมีลักษณะเป็นร่อง (Slot) และระนาบกราวด์ตามลำดับ มีความกว้างระหว่างสตริปถึงระนาบกราวด์ คือ  $g$  และมีความหนาของฐานรองไดอิเล็กตริก คือ  $h$  ส่วนสายส่งสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง ซึ่งต่างกับชนิดแรกตรงที่จะมีระนาบกราวด์ทางด้านล่างของฐานรองไดอิเล็กตริกเพิ่มขึ้นมา ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าบนสายส่งสัญญาณแบบระนาบร่วมจะเป็นแบบ Quasi TEM ข้อดีของสายส่งสัญญาณแบบระนาบร่วม คือ สามารถเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่าง ๆ เช่น ทรานซิสเตอร์ ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุได้ง่าย เนื่องจากไม่ต้องการเจาะรูผ่านฐานรองไดอิเล็กตริกเพื่อเชื่อมต่อกราวด์ให้กับอุปกรณ์เหล่านั้น และสามารถนำมาต่อรวมในวงจร

เดียวกันกับไมโครสตริปได้ง่าย ซึ่งทำให้เกิดการบิดเบี้ยวของสัญญาณและค่าความสูญเสียที่ต่ำกว่าการใช้ไมโครสตริป จากข้อดีที่กล่าวมาข้างต้นทำให้โครงสร้างสายส่งสัญญาณแบบระนาบร่วมเหมาะกับการทำเป็นวงจรรวมไมโครเวฟได้เป็นอย่างดี

การเลือกชนิดของวัสดุฐานรองเป็นส่วนสำคัญในการพิจารณาลักษณะทางอิมพีแดนซ์และคุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้ มีดังต่อไปนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ( $\epsilon_r$ ) เป็นค่าแสดงคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริกโดยเทียบกับอากาศ
- ค่า Loss tangent ( $\tan \delta$ ) ที่ความถี่ 10 GHz คือ ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิสเพลเมนต์ ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด โดยที่ยิ่งต่ำยิ่งดี
- ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) จะแสดงความสามารถในการระบายความร้อนของสารไดอิเล็กตริก ซึ่งค่านี้ยิ่งสูงยิ่งดี
- ความขรุขระของผิว จัดว่าเป็นคุณสมบัติที่มีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะจะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริป เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า
- ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric Strength) สำหรับค่านี้จะบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ

การแพร่กระจายของสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าในสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมนั้น จะมีลักษณะที่ตั้งฉากกันโดยสนามไฟฟ้าจะเคลื่อนที่ระหว่างแถบโลหะที่ถูกคั่นด้วยช่องเปิดส่วนสนามแม่เหล็กนั้น จะเคลื่อนที่ล้อมรอบแผ่นโลหะในทิศทางตามความหนาของวัสดุฐานรองแสดงดังรูปที่ 2.5



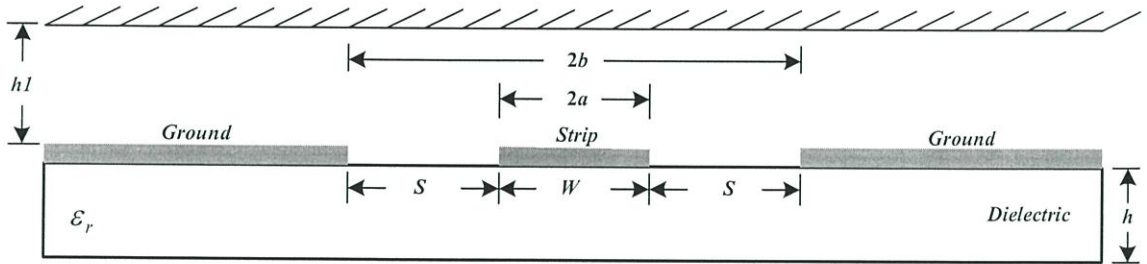
รูปที่ 2.5 ลักษณะการแผ่สนามแม่เหล็กไฟฟ้าใน

— Electric Field Lines  
 - - - - - Magnetic Field Lines

กระจายของสายส่งสัญญาณ

แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

### 2.4.1 สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง



รูปที่ 2.6 โครงสร้างสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายส่งสัญญาณแบบระนาบร่วมจะใช้วิเคราะห์แบบ Quasi Static ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของวิธีการส่งคงรูป (Conformal Mapping) โดยอาศัยเทคนิคที่ใช้การหาค่าความจุไฟฟ้าและค่าความเหนี่ยวนำที่กระจายอยู่บนสายส่งสัญญาณ การวิเคราะห์แบบนี้สามารถหาค่าคุณลักษณะพื้นฐานต่าง ๆ ของสายส่งสัญญาณแบบระนาบร่วมได้ ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายส่งสัญญาณสามารถหาได้จากผลรวมของค่าความจุไฟฟ้าของครึ่งระนาบด้านบน ซึ่งอยู่ในอากาศกับครึ่งระนาบด้านล่างซึ่งอยู่ในชั้นของไดอิเล็กตริก (Dielectric Layer) โดยใช้การวิเคราะห์ด้วยวิธีการส่งคงรูป เพื่อหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant) และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance) จะอยู่ในเทอมอัตราส่วนของการอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ขั้นแรก (Complete Elliptic Integral of the First Kind) โดยกำหนดให้

$C$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายส่งสัญญาณ

$C^a$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าในลักษณะเดียวกับ  $C$  แต่จะแทนไดอิเล็กตริกทั้งหมดด้วยอากาศโดยจะได้ว่า

$$\epsilon_{re} = \frac{C}{C^a} \quad (2.27)$$

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.28)$$

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.29)$$

$$Z_0 = \frac{1}{Cv_p} = \frac{1}{c\sqrt{\epsilon_{re}}C^a} \quad (2.30)$$

- เมื่อ
- $\epsilon_{re}$  หมายถึง ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของฐานรอง
  - $v_p$  หมายถึง ความเร็วเฟสของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายส่งสัญญาณ
  - $\lambda_g$  หมายถึง ความยาวคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายส่งสัญญาณ
  - $c$  หมายถึง ความเร็วของสนามไฟฟ้าในอวกาศว่าง (เทียบเท่าความเร็วแสง)

$Z_0$  หมายถึง อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ

ในการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายส่งสัญญาณจะใช้วิธีการส่งคงรูป ซึ่งในที่นี้จะไม่ขอกล่าวถึงวิธีการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายส่งสัญญาณ แต่จะพิจารณาเฉพาะการหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณหาได้จากสมการ

$$Z_0 = \frac{30\pi K'(k_1)}{\sqrt{\epsilon_{re}} K(k_1)} \quad (2.31)$$

ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลหาได้จาก

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (2.32)$$

โดยที่

$$q = \frac{1}{2} \left[ \frac{K(k_2)K'(k_1)}{K'(k_2)K(k_1)} \right] \quad (2.33)$$

เมื่อ  $q$  หมายถึง ตัวประกอบการคูณ (Filling Factor) และ

$$k_1 = \frac{a}{b} \quad (2.34)$$

$$k_2 = \frac{\sinh(\pi/2h)}{\sinh(\pi/2h)} \quad (2.35)$$

$$k_3 = \frac{\tanh(\pi/2h_1)}{\tanh(\pi/2h_1)} \quad (2.36)$$

เมื่อ

$$a = \frac{W}{2} \quad (2.37)$$

$$b = \frac{(2s + W)}{2} \quad (2.38)$$

โดยที่  $h$  หมายถึง ความสูงของฐานรองไดอิเล็กตริก

$W$  หมายถึง ความกว้างของสายส่งสัญญาณ

$s$  หมายถึง ความกว้างของร่อง

การอินทิเกรตวงรีแบบสมบูรณ์ชั้นแรกสามารถหาได้โดย

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 \theta}} \quad (2.39)$$

เมื่อ  $\theta$  หมายถึง ตัวแปรเชิงซ้อน โดย

$$K'(k_1) = K(k_1') \quad (2.40)$$

$$k_1' = \sqrt{1-k_1^2} \quad (2.41)$$

และอัตราส่วนของ  $K(k)/K'(k)$  สามารถหาได้โดยการประมาณคือ

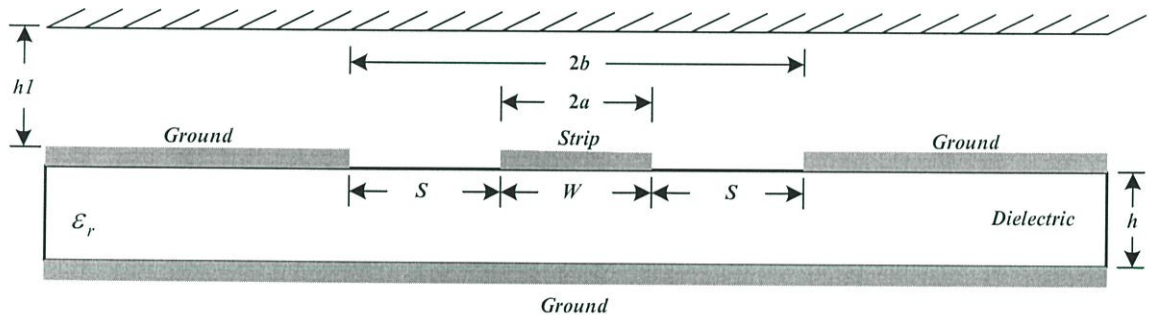
กรณี  $0 \leq k \leq 0.707$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln \left[ \frac{2(1+\sqrt{k'})}{1-\sqrt{k'}} \right]} \quad (2.42)$$

กรณี  $0.707 \leq k \leq 1$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[ \frac{2(1+\sqrt{k})}{1-\sqrt{k}} \right] \quad (2.43)$$

### 2.4.2 สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง



รูปที่ 2.7 โครงสร้างสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่างหาได้เช่นเดียวกันกับที่ใช้ในสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง ดังสมการต่อไปนี้

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{1}{K(k_1)/K'(k_1) + K(k_3)/K'(k_3)} \quad (2.44)$$

โดยที่

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (2.45)$$

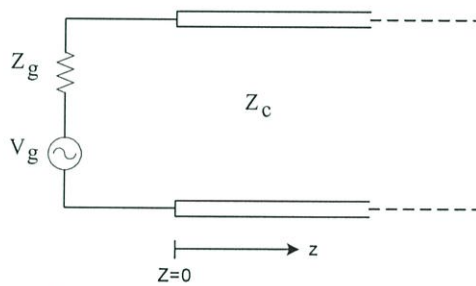
$$q = \frac{K(k_3)/K'(k_3)}{K(k_1)/K'(k_1) + K(k_3)/K'(k_3)} \quad (2.46)$$

ในการคำนวณหาค่าคุณลักษณะของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมทั้งชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่างและชนิดที่มีกราวด์ด้านล่าง สามารถใช้โปรแกรมสำเร็จรูปคำนวณออกมาได้ เช่น โปรแกรม IE3D ในส่วน Line Gauge Professional เป็นต้น

## 2.5 ลักษณะของคลื่นบนสายส่งสัญญาณ

### 2.5.1 คลื่นจร

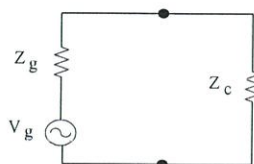
กรณีที่สายส่งสัญญาณมีความยาวเป็นอนันต์และถูกป้อนด้วยแหล่งกำเนิดสัญญาณ  $V_g$  ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ภายในเป็น  $Z_g$  ดังในรูป 2.8 การที่สายยาวอนันต์หมายถึง  $Z = \infty$  การส่งผ่านของคลื่นไปด้าน  $+z$  ถือว่าเป็นทิศทางปกติหรือมีการส่งผ่านไปด้านหน้า คลื่นที่ส่งผ่านไปในทิศ  $-z$  จะถือว่าเป็นคลื่นสะท้อน ในกรณีที่สายยาวอนันต์และคลื่นที่ถูกป้อนจากต้นทางจะสามารถส่งผ่านไปในทิศ  $+z$  ตามโครงสร้างของสายส่งสัญญาณโดยไม่มีการสะท้อนหรือสะท้อนกลับ คลื่นที่ส่งผ่านในสภาพที่กล่าวนี้เรียกว่า คลื่นจร (Traveling wave)



รูปที่ 2.8 สายส่งสัญญาณที่มีความยาวเป็นอนันต์

ลำดับต่อไปพิจารณาการหาค่าขนาดของคลื่นจรรนี้โดยใช้วงจรสมมูลในรูปที่ 2.8 ประกอบและคิดในรูปของเฟสเซอร์ของสัญญาณ ตามรูปเนื่องจากที่ตำแหน่ง  $Z = 0$  อิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไปทางสายนำสัญญาณเท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งคือ  $Z_c$  ดังนั้นจึงเปรียบเหมือนมีอิมพีแดนซ์  $Z_c$  มาต่ออยู่ ดังวงจรสมมูลที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.9 จากวงจรสมมูลนี้เราสามารถหาค่าแรงดันไฟฟ้าที่ ตกคร่อม  $Z_c$  ได้ดังนี้

$$V_i = \frac{Z_c}{Z_g + Z_c} V_g \quad (2.47)$$



รูปที่ 2.9 วงจรสมมูลของรูปที่ 2.8

ผลที่ได้ตามสมการจะเป็นขนาดของคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่ตำแหน่ง  $Z = 0$  ซึ่งจะส่งผ่านไป ตามสายส่ง เนื่องจากตามหลักการของการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสูงสุด ค่า  $Z_g$  และ  $Z_c$  จะต้องมีความสัมพันธ์กัน ในรูป  $Z_g = Z_c$  แต่เนื่องจาก  $Z_c$  จะเป็นค่าจริง ดังนั้น  $Z_g$  จะเป็นค่าจริงและมีค่าเท่ากับ  $Z_c$  ดังนั้นในภาคปฏิบัติจึงต้องสร้างเครื่องกำเนิดสัญญาณหรือเครื่องส่งให้มีอิมพีแดนซ์ภายในเท่ากับค่า  $Z_c$  ยกตัวอย่างเช่น ถ้านำไปใช้กับสายโคแอกเชียลแบบ 50 โอห์ม อิมพีแดนซ์ภายในของเครื่องกำเนิดสัญญาณก็ต้องเท่ากับ 50 โอห์ม ด้วยเป็นต้น ในกรณีเช่นนี้เราเรียกว่ามีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่สมบูรณ์ที่ต้นทาง และขนาดของแรงดันต้นทางก็จะมีค่าเป็นดังนี้

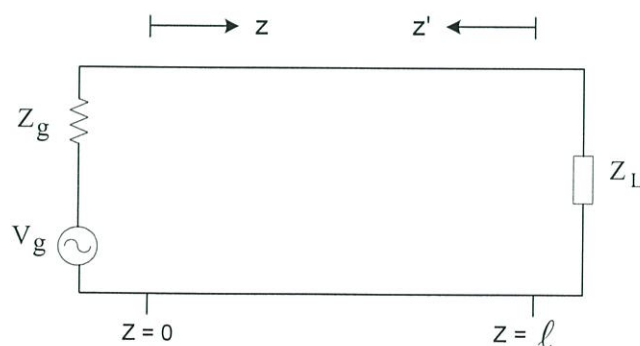
$$V_i = \frac{V_g}{2} \quad (2.48)$$

### 2.5.2 การสะท้อนของคลื่น

กรณีที่สายส่งไม่ได้ยาวอนันต์ หรือมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะไม่สม่ำเสมอตามแกน  $Z$  คลื่นจรที่ส่งผ่านไปจะได้รับผลกระทบจากสภาพนั้น ๆ ยกตัวอย่างเช่น ถ้าสายมีความยาวจำกัดแล้วปลายสายต่อไว้ด้วยโหลดที่มีค่าเป็น  $Z_L$  ดังแสดงในรูปที่ 2.10 ผลที่ได้คือกำลังงานจะถูกแบ่งเป็นสองส่วน ส่วนหนึ่งจะสะท้อนกลับมาตามสาย อีกส่วนหนึ่งจะสูญเสียที่โหลดเป็นความร้อน ในส่วนกำลังงานจะมีปริมาณเล็กน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดัน (Voltage reflection coefficient)

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} \quad (2.49)$$

- เมื่อ  $\Gamma$  คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดัน  
 $V_r$  คือ แรงดันสะท้อนกลับ  
 $V_i$  คือ แรงดันตกกระทบ



รูปที่ 2.10 สายส่งสัญญาณที่ต่อโหลดไว้ที่ปลายสาย

จากสมการที่ (2.49) ถ้าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันมีค่าเป็นบวก แสดงว่าแรงดันสะท้อนกลับมีเฟสตรงกัน (In phase) แต่ถ้าเครื่องหมายเป็นลบแรงดันสะท้อนกลับจะกลับเฟสตรงกันข้าม (Out of phase) การหาค่าเปอร์เซ็นต์ของคลื่นแรงดันสะท้อนกลับได้เท่ากับ

$$\% \text{ แรงดันสะท้อนกลับ} = \Gamma \times 100 \quad (2.50)$$

กำลังงานหาได้จากแรงดันยกกำลังสองหารด้วยอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ  $Z_c$

$$P = \frac{V^2}{Z_c} \quad (2.51)$$

ฉะนั้น สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับกำลังงาน (Power reflection coefficient) จะมีค่าเท่ากับกำลังสองของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดัน

$$\Gamma^2 = \frac{P_r}{P_i} \quad (2.52)$$

เมื่อ  $\Gamma^2$  คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับกำลังงาน

$P_r$  คือ กำลังงานสะท้อนกลับ

$P_i$  คือ กำลังงานตกกระทบ

เทียบเป็นเปอร์เซ็นต์ได้โดย

$$\% \text{ แรงดันสะท้อนกลับ} = \Gamma^2 \times 100 \quad (2.53)$$

สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันยังสามารถหาได้จากอัตราส่วนของผลต่างและผลรวมระหว่างโหลดกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสาย

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} \quad (2.54)$$

### 2.5.3 คลื่นนิ่ง

ในกรณีที่ปลายสายส่งต่อไว้ด้วยโหลดทั่ว ๆ ไปที่ไม่ใช่แมตซ์ซึ่งโหลด สัญญาณคลื่นส่วนหนึ่งจะถูกดูดกลืนหรือสั้นเปลืองที่โหลดตัวด้านทาน อีกส่วนหนึ่งที่เหลือจะสะท้อนกลับไปตามสาย และเนื่องจากค่าแอมพลิจูดของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับจะแปรเปลี่ยนตามเวลา คลื่นรวมหรือคลื่นผลลัพธ์จะได้อมาจากการรวมแอมพลิจูดของคลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อนกลับ ซึ่งมีชื่อเรียกว่า คลื่นนิ่ง (Standing wave)

คลื่นนิ่งเกิดจากการรวมหรือบวกกันของคลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อนกลับ โดยมีจุดโหนดอยู่กับที่ระหว่างจุดโหนดทั้งหลาย ลูกคลื่นจะเปลี่ยนขึ้นไปถึงจุดสูงสุด และลดลงจนถึงจุดต่ำสุดและคลื่นนิ่งจะเกิดขึ้นได้ในกรณีที่ความถี่ของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับมีค่าเท่ากันเท่านั้น

ค่าแรงดันสูงสุด  $V_{\max}$  ของคลื่นนิ่ง ได้มาจากการบวกกันของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับที่มีเฟสตรงกัน

$$V_{\max}(V) = V_i + V_r \quad (2.55)$$

ค่าแรงดันต่ำสุด  $V_{\min}$  ของคลื่นนิ่ง ได้มาจากการบวกกันของคลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อนที่มีเฟสตรงข้ามกัน

$$V_{\min}(V) = V_i - V_r \quad (2.56)$$

อัตราส่วนของแรงดันสูงสุดต่อแรงดันต่ำ เรียกว่า อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio : VSWR)

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \quad (2.57)$$

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

$$SWR (dB) = 20 \log VSWR \quad (2.58)$$

ความสัมพันธ์ระหว่าง VSWR และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดันคำนวณโดยเริ่มจากสมการที่ (2.57) แทนค่าด้วยสมการที่ (2.55) และ (2.56) ตามลำดับ

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{V_i + V_r}{V_i - V_r} \quad (2.59)$$

ทำการหารเศษและส่วนด้วย  $V_i$  และแทนค่าด้วยสมการที่ (2.49)

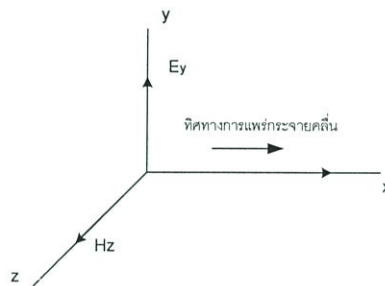
$$VSWR = \frac{1 + V_r/V_i}{1 - V_r/V_i} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.60)$$

จะได้ค่า  $\Gamma$  เป็น

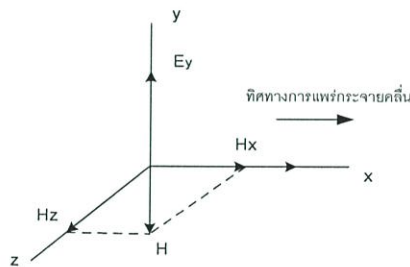
$$\Gamma = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (2.61)$$

### 2.5.4 โหมดการแพร่กระจายคลื่น

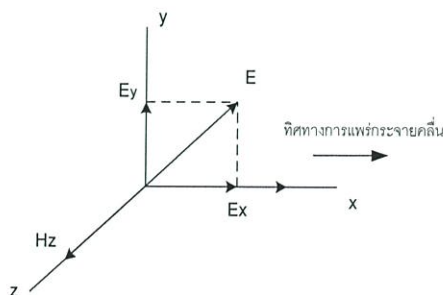
ในสถานะอากาศว่าง (Free space) คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะแพร่กระจายออกไป เป็นลักษณะรูปทรงกลม (Spherical configuration) คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเกิดการแพร่กระจายออกสู่อากาศว่าง ในลักษณะสนามไฟฟ้าแปรเปลี่ยนตามเวลา ก็เหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่แปรเปลี่ยนตามเวลา และสนามแม่เหล็กแปรเปลี่ยนตามเวลา ก็เหนี่ยวนำสร้างสนามไฟฟ้าต่อไปเช่นกัน ทำให้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามีการแพร่กระจายออกไปเรื่อย ๆ และค่อย ๆ ถูกดูดทอนด้วยตัวกลางจนหมดไป (ซึ่งในอุดมคติคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะต้องแพร่กระจายออกไปในอากาศว่างได้เรื่อย ๆ ไม่มีที่สิ้นสุด โดยไม่ถูกดูดทอนด้วยตัวกลางเลย)



รูปที่ 2.11 คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวาง



รูปที่ 2.12 คลื่นที่มีแนวสนามไฟฟ้าวางตามขวาง



รูปที่ 2.13 คลื่นที่มีแนวสนามแม่เหล็กวางตามขวาง

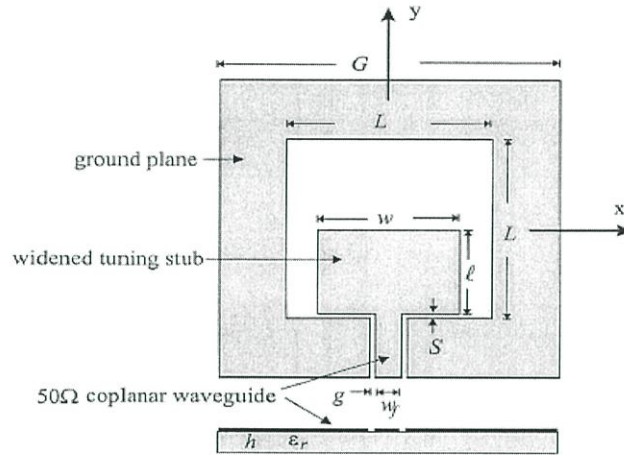
คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกไปเป็นรูปทรงกลม (Spherical wave) เมื่อพิจารณาที่ระยะห่างไกลจากแหล่งกำเนิดคลื่นมาก ๆ พื้นที่เล็ก ๆ บนพื้นผิวทรงกลมสมมติของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะกลายเป็นพื้นที่ระนาบแบน การพิจารณาสนามไฟฟ้า  $E$  และสนามแม่เหล็ก  $H$  บนพื้นผิวระนาบนี้จะทำมุมฉากซึ่งกันและกัน ฉะนั้น คลื่นรูปทรงกลมที่ระยะห่างออกไปจากแหล่งกำเนิดมาก ๆ จะกลายเป็นคลื่นระนาบ (Plane wave) และคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เป็นรูปทรงระนาบแบบนี้จะได้สนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กทำมุมฉากซึ่งกันและกัน โดยที่ระนาบของสนามทั้งสองจะตั้งฉากกับทิศทางการแพร่กระจายของคลื่นเองด้วย

ขณะที่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแพร่กระจายไปตามสายนำสัญญาณนั้น กลุ่มประจุและกระแสไฟฟ้าบนพื้นผิวของตัวนำของสายนำสัญญาณจะมีรูปแบบเป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขต (Bound condition) สำหรับโหมดในการแพร่กระจายคลื่นบนสายนำสัญญาณที่เป็นโหมดหลัก (Principal mode) ก็คือ คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวาง (Transverse electromagnetic wave: TEM) โดยที่โหมด (Mode) เป็นการบอกลักษณะ การเดินทางหรือการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งคลื่น TEM นี้จะเป็นคลื่นที่มีระนาบของคลื่นสนามแม่เหล็ก และคลื่นสนามไฟฟ้ารูปไปชนว่างอยู่ในลักษณะตามขวางกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่น ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.11 กรณีที่ขนาดความยาวคลื่นของสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้งานมีค่าใกล้เคียงกับขนาด (Dimension) ของสายหรือโถง จะทำให้เกิดโหมดการแพร่กระจายคลื่นที่แตกต่างกันมากขึ้น ซึ่งรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นต่าง ๆ กันนี้รวมเรียกว่า โหมดที่สูงกว่า (Higher mode) เป็นรูปแบบการแพร่กระจายของคลื่น ซึ่งมีความถี่สูงกว่าค่าความถี่เฉพาะที่มีชื่อเรียกว่าความถี่คัทออฟ (Cutoff frequency) ของสายส่งหรือเวฟไกด์ที่ใช้งานสำหรับความถี่ต่ำสุด (Lowest frequency) และความยาวคลื่นสูงสุดหรือยาวที่สุด (Longest wavelength) ที่สามารถแพร่กระจายไปได้ในขนาดของสายนำสัญญาณหนึ่ง ๆ จะเป็นความถี่คัทออฟ (Cutoff frequency) และความยาวคลื่นคัทออฟ (Cutoff wavelength) ของสายนำสัญญาณนั้น รูปแบบการส่งคลื่นในลักษณะดังกล่าว จะเป็นโหมดต่ำสุด (Lowest mode) ในการส่ง โดยมีชื่อเรียกโหมดนี้ว่า โหมดหลักของการแพร่กระจาย (Principal propagation mode) ส่วนโหมดที่สูงกว่า (Higher mode) จะเป็นรูปแบบการส่ง (เทียบกับในโหมดหลัก) คลื่นที่แพร่กระจายในเวฟไกด์จะมี 2 โหมด คือ จะเป็นคลื่นที่มีแนวสนามไฟฟ้าวางตามขวาง (Transverse electric wave: TE) หมายถึง สนาม  $H$  มีส่วนประกอบหรือเวกเตอร์ย่อยอยู่ในแกน  $x$  และ  $z$  ของสนาม  $E$  แสดงไว้ตามรูป 2.12 และคลื่นที่มีแนวสนามแม่เหล็กตามขวาง (Transverse magnetic wave: TM) หมายถึง สนาม  $E$  มีส่วนประกอบหรือเวกเตอร์ย่อยอยู่ในแกน  $x$  และ  $y$  ของสนาม  $H$  แสดงไว้ตามรูปที่ 2.13

คลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปนั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มากแต่จะไม่ใช้โหมด TEM เสียทีเดียว เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ด้วย จึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่า โหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM) การที่มีสนามในแนวแกนอยู่บ้างนั้นเป็นเพราะ โครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในระบบเดียวกัน

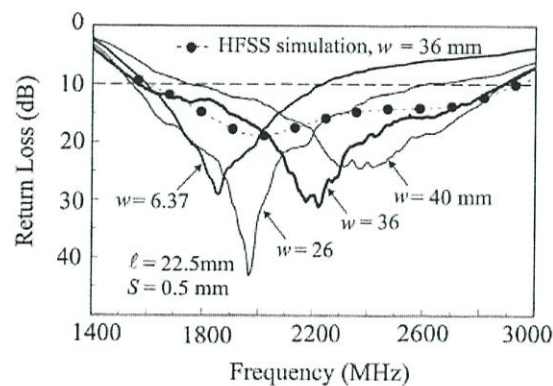


## 2.7 สายอากาศแบบช่องเปิดจตุรัสโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มี สดับจูนสี่เหลี่ยม [9]



รูปที่ 2.16 โครงสร้างสายอากาศแบบช่องเปิดจตุรัสโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสดับจูนสี่เหลี่ยม

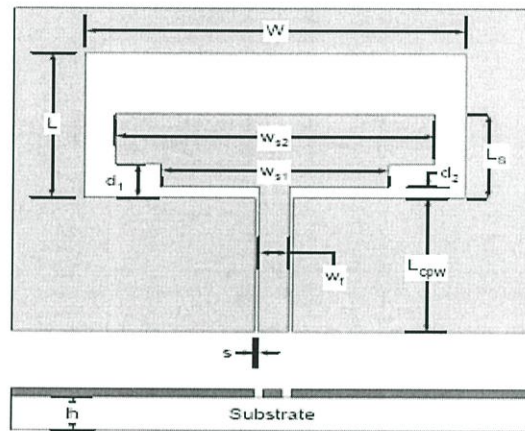
การออกแบบในงานวิจัยนี้ใช้การป้อนด้วยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW-fed) และจูนนิ่งสดับ (Widened Tuning Stub) รวมกันได้สายอากาศช่องเปิดจตุรัสโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW-fed Square Slot Antenna) สำหรับให้ทำงานในย่านความถี่กว้าง (Broadband) ดังแสดงในรูปที่ 2.16 สายอากาศมีขนาด ( $L$ ) 72 มิลลิเมตร x 72 มิลลิเมตร โดยการแมตซ์อิมพีแดนซ์ (Impedance Matching) ของสายอากาศขึ้นอยู่กับตำแหน่งค่า  $S$  ของจูนนิ่งสดับหรือช่องห่างระหว่างจูนนิ่งสดับกับระนาบกราวด์ในช่องสี่เหลี่ยมและค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศขึ้นอยู่กับขนาด  $w$  และ  $\ell$  ของการจูนนิ่งสดับ ผลจากการวิจัยพบว่าสายอากาศจะมีประสิทธิภาพที่สุด เมื่อค่า  $\ell = 0.5L$  และ  $w = 0.81L$  ซึ่งทำให้ได้สายอากาศที่สามารถทำงานในย่านความถี่ประมาณ 1.6 GHz – 2.8 GHz ซึ่งจะได้ค่าแบนด์วิดท์ประมาณ 60% ดังแสดงในรูปที่ 2.17



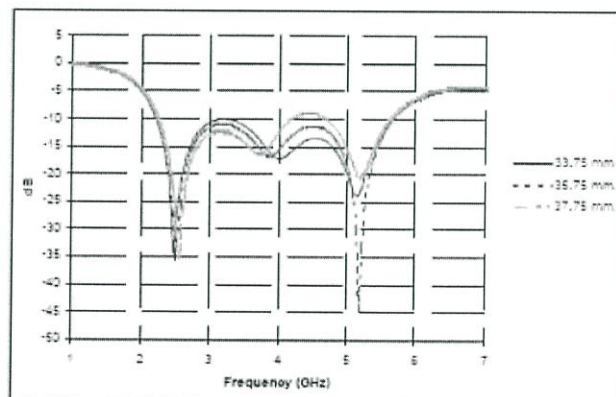
รูปที่ 2.17 ผลการวัดและจำลองโดยปรับค่า  $w$  ของสายอากาศแบบช่องเปิดจตุรัสโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสดับจูนสี่เหลี่ยม

## 2.8 สายอากาศแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมใช้จูนนิ่งสลับ [10]

งานวิจัยนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมโดยใช้จูนนิ่งสลับ มีโครงสร้างตามรูปที่ 2.18 ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญในการออกแบบ ได้แก่ ความกว้างและความยาวของสายอากาศ ซึ่งเป็นตัวปรับความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ และใช้สลับสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการตัดเป็นลักษณะขั้นบันไดที่มุมด้านล่างทำให้เกิดการแมตช์อิมพีแดนซ์ (Impedance Matching) หลังจากปรับขนาดพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อให้ได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพสูงสุด ก็จะได้สายอากาศที่สามารถทำงานที่ความถี่ 2.24 GHz – 5.66 GHz โดยมีค่าแบนด์วิดท์กว้างประมาณ 86% ดังแสดงในรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.18 โครงสร้างสายอากาศแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่ใช้จูนนิ่งสลับ



รูปที่ 2.19 ผลการจำลองโดยปรับค่า  $W_{s2}$  สายอากาศแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่ใช้จูนนิ่งสลับ

## 2.9 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงลักษณะ โครงสร้างทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป ชนิดของสายส่งที่ใช้กับสายอากาศไมโครสตริป คุณลักษณะและค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ ความหมายและวิธีการคำนวณพารามิเตอร์เบื้องต้นที่ใช้ในการพิจารณาคุณสมบัติที่สำคัญของสายอากาศ เช่น คลื่นนิ่ง (Standing wave) การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss) ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency) สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) อัตราขยายของสายอากาศ (Gain) อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance) และแบนด์วิธ (Bandwidth) เป็นต้น

## บทที่ 3

# ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

### 3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานและสมการคณิตศาสตร์ที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์สายอากาศ ซึ่งการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้โปรแกรม IE3D ซึ่งเป็นโปรแกรมจำลองทางเหล็กไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นที่อาศัยหลักการวิเคราะห์เชิงตัวเลขด้วยวิธีโมเมนต์ในการแก้ปัญหาคณิตศาสตร์กระจายกระแสบนโครงสร้างรูปร่างทั่วไปแบบหลายชั้นหรือแบบสามมิติ และแก้ปัญหาคณิตศาสตร์แม่เหล็กไฟฟ้าผ่านชุดสมการของแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation)

### 3.2 ทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้าพื้นฐาน

ด้วยสาเหตุที่สายอากาศเป็นอุปกรณ์ซึ่งทำหน้าที่ในการแปลงรูปพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าหรือคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้าจึงเป็นสิ่งสำคัญพื้นฐานสำหรับทำความเข้าใจเกี่ยวกับสายอากาศ และการวิเคราะห์ปัญหาต่างๆ ทางวิศวกรรมสายอากาศ

โดยทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้าได้รับการรวบรวมโดยเจมส์ คลาร์ก แมกซ์เวลล์ โดยที่แมกซ์เวลล์ได้เสนอแนวคิดเรื่องกระแสดิสเพลซเมนต์และถูกยอมรับในเวลาต่อมา ว่าอำนาจแม่เหล็กและอำนาจไฟฟ้าไม่ใช่สิ่งที่แยกจากกันได้ 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 แมกซ์เวลล์ได้เสนอให้รวมกระแสดิสเพลซเมนต์ซึ่งเป็นกระแสที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของความหนาแน่นเส้นแรงไฟฟ้าเข้าเป็นส่วนหนึ่งของแหล่งกำเนิดสนามแม่เหล็กด้วย

สมการ (3.3) และ (3.4) มาจากกฎของเกาส์ เป็นการอธิบายว่าความหนาแน่นเส้นแรงไฟฟ้ามีต้นกำเนิดมาจากประจุไฟฟ้าซึ่งมีได้จริงในทางกายภาพ และประจุแม่เหล็กนั้นไม่มีอยู่ในธรรมชาติและไม่สามารถสร้างขึ้นได้ด้วย เพราะฉะนั้นไดเวอร์เจนซ์ของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กจะต้องเป็นศูนย์เสมอ

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 ความหนาแน่นเส้นแรงไฟฟ้า (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 คำนิยามคือ เทอมซ้ายมือคือ แรงเคลื่อนไฟฟ้า มีค่าเท่ากับค่าลบของการอินทิกรัลพื้นที่ผิวของสนามแม่เหล็ก  $\vec{B}$  ที่เปลี่ยนแปลงค่าตามเวลาคูณด้วยพื้นที่หน้าตัดที่สนามแม่เหล็ก  $\vec{B}$  ผ่าน

สมการ (3.10) มาจากกฎของแอมแปร์ที่เกี่ยวกับกระแสไฟฟ้า คำนิยามคือ เทอมซ้ายมือคือ แรงเคลื่อนไฟฟ้า มีค่าเท่ากับผลรวมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านวงจรแบบปิด

สมการ (3.11) มาจากกฎของเกาส์ คำนิยามคือ เส้นสนามไฟฟ้าที่พุ่งออกจากพื้นที่ผิวปิดใด ๆ จะมีค่าเท่ากับประจุไฟฟ้าที่ถูกล้อมอย่างมิดชิด โดยพื้นที่ผิวปิดนั้น

สมการ (3.12) คำนิยามคือ 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  $\epsilon = \epsilon_o \epsilon_r$

$$\mu = \mu_o \mu_r$$

เมื่อ  $\epsilon_r$  คือ สภาพยอมทางไฟฟ้า (relative permittivity)

$\mu_r$  คือ ความซาบซึมได้ทางแม่เหล็ก (permeability)

$\epsilon_o$  คือ สภาพยอมทางไฟฟ้าในอากาศว่าง (free space permittivity)

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

$\mu_o$  คือ ความซาบซึมได้ทางแม่เหล็กในอากาศว่าง (free space permeability)

มีค่า  $4\pi \times 10^{-7}$  (henries per meter)

### 3.3 ระเบียบวิธีโมเมนต์

ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่ใช้แก้ปัญหาที่มีการจำลองด้วยสมการอินทิกรัลเรียกว่าระเบียบวิธีโมเมนต์ ในปัจจุบันระเบียบวิธีโมเมนต์ได้รับการเลือกใช้ในการแก้ปัญหาและวิเคราะห์เชิงตัวเลขทางสายอากาศมากขึ้น เนื่องจากความก้าวหน้าทางคอมพิวเตอร์ทำให้ลดเวลาที่ใช้คำนวณ ขั้นตอนในการแก้ปัญหาคือระเบียบวิธีโมเมนต์แบ่งเป็นขั้นตอนคือ

1. เลือกฟังก์ชันฐานที่ใช้ประมาณตัวแปรไม่รู้ค่าที่จะพิจารณา
2. เลือกฟังก์ชันทดสอบหรือฟังก์ชันถ่วงน้ำหนักสำหรับช่วยประมาณคำตอบและแปลงรูปสมการ
3. แก่ระบบสมการเชิงเส้นเพื่อหาคำตอบ

สมการระเบียบวิธีโมเมนต์โดยทั่วไปแล้วรูปสมการที่แทนปัญหาแสดงได้ดังนี้

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

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 โดยทั่วไปจำนวนเทอมของอนุกรมจะเป็นจำนวนจำกัดค่าหนึ่งเท่านั้น และผลรวมที่ได้ 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

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

$$\alpha_n = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \end{bmatrix}$$

$$g_m = \begin{bmatrix} \langle w_1, g \rangle \\ \langle w_2, g \rangle \\ \vdots \end{bmatrix}$$

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

$$f = [f'_n][\alpha_n] = [f'_n][l_{nm}^{-1}][g_m] \quad (3.22)$$

วิธีการลดรูปสมการเชิงเส้นที่ซับซ้อนมาเป็นสมการเมตริกซ์และการทำเมตริกซ์ผกผันเพื่อหาผลเฉลยจะเหมาะสมอย่างยิ่งกับการคำนวณโดยใช้คอมพิวเตอร์เป็นเครื่องมือ และยิ่งกว่านั้นเมตริกซ์ผกผันนี้ยังสามารถใช้เป็นตัวแทนของระบบได้อีกด้วย นั่นคือสามารถหาทุก ๆ ผลตอบสนองที่เกิดจากการกระตุ้นแบบใด ๆ ได้ โดยใช้เมตริกซ์ผกผันเดิมซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวแทนของระบบนั้น ถ้าเมตริกซ์  $[Z]$  มีขนาดคอนันต์ ดังนั้นเมตริกซ์ผกผัน  $[Z]^{-1}$  จะมีค่าได้ในบางกรณีเท่านั้น เช่น เมตริกซ์นั้นเป็นเมตริกซ์ทแยง (Diagonal matrix) ในกรณีทั่วไปที่จุดของ  $f_n$  และ  $w_m$  มีค่าจำกัด ทำให้เมตริกซ์  $[Z]$  มีขนาดจำกัดด้วย ดังนั้นสามารถหาเมตริกซ์ผกผัน  $[Z]^{-1}$  ได้ด้วยรูปแบบเชิงตัวเลขทั่ว ๆ ไปได้ ผลเฉลยที่ได้นี้จะมีความถูกต้องแม่นยำอย่างไรนั้น ปัจจัยหนึ่งขึ้นอยู่กับ การเลือก  $f_n$  และ  $w_m$  ให้เหมาะสม

### 3.3.1 ฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก

ขั้นตอนสำคัญของวิธีโมเมนต์นั้นก็คือการเลือก  $f_n$  และ  $w_m$  ให้เหมาะสมกับปัญหาซึ่ง  $f_n$  ควรจะเป็นเชิงเส้น (Linearly independent) 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  $[Z]$

ในการเลือกฟังก์ชันฐานโดยทั่วไปแล้วจะต้องคำนึงว่าฟังก์ชันฐานนั้นจะต้องสามารถไปใช้เป็นตัวแทนของฟังก์ชันคาดหวังที่ยังไม่ทราบค่าและให้ความแม่นยำและความง่ายในการคำนวณที่อยู่ในเกณฑ์ที่ต้องการ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับจำนวนเทอมของฟังก์ชันฐานที่ใช้ในสมการ (3.16)

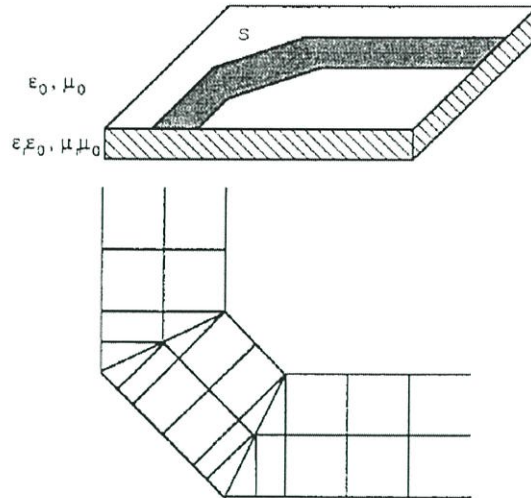
ฟังก์ชันฐานที่เป็นจำนวนจำกัดเท่านั้นที่จะสามารถเป็นจริงได้ในทางปฏิบัติ โดยทั่วไปแบ่งออกเป็นสองแบบ คือแบบแรกจะประกอบด้วยฟังก์ชันที่แบ่งเป็นขอบเขตย่อย ๆ (Sub-domain functions) ซึ่งจะมีค่าเฉพาะบริเวณของส่วนย่อยนั้น ๆ ที่พิจารณา และฟังก์ชันแบบนี้จะพิจารณาบนผิวของโครงสร้างเท่านั้น

### 3.4 การจำลองแบบสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D

สำหรับ โปรแกรม IE3D เป็นโปรแกรมที่มีวิวัฒนาการมาจากวิธีการ MPIE (Mixed-Potential Integral Equation) ซึ่งใช้วิเคราะห์โครงสร้างไมโครสตริปที่ไม่สม่ำเสมอ และสายอากาศหลากหลายรูปทรง โดยอยู่บนพื้นฐานของทฤษฎี Roof-top Basis Function บนรูปทรงของสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมที่ถูกนำมาประกอบกันเป็นสายอากาศ วิธีการนี้มีความแม่นยำ มีประสิทธิภาพ และตอบสนองกับโปรแกรมคอมพิวเตอร์ รวมทั้งผลลัพธ์เชิงตัวเลขของการวัดที่ได้มีความถูกต้อง วิธีนี้ไม่เพียงแต่มีประสิทธิภาพในการคำนวณเท่านั้นแต่ช่วยในการตีความหมายสนามทางกายภาพกับรูปทรงทางกายภาพที่เหมือนกัน เพื่อที่จะให้รู้ว่ากระแสจะปฏิบัติตัวอย่างไรบนโครงสร้างที่ได้ออกแบบไว้ โดยเฉพาะกระแสที่ไหลบริเวณขอบเขตรอยต่อ อัลกอริทึมนี้ได้พัฒนาและเรียกว่า P(pseudo)-mesh หรือ P-mesh ซึ่งได้มาจากการประยุกต์ของวิธีโมเมนต์ คือ MIPE ที่ใช้สำหรับการหาการกระจายของกระแสและประจุบนผิวของโครงสร้าง สำหรับโครงสร้างในรูปที่ 3.1 สามารถเขียนสมการของ MPIE ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} & \frac{j\omega\mu_0}{4\pi} \int_s ds' \int_s ds'' \left[ G_m(\vec{r}, \vec{r}') \bar{T}(\vec{r}) \cdot \bar{J}(\vec{r}') - \frac{1}{k_0^2} G_e(\vec{r}, \vec{r}') \nabla \cdot \bar{T}(\vec{r}) \nabla' \cdot \bar{J}(\vec{r}') \right] \\ & = \int_s ds \bar{E}_i(\vec{r}) \cdot \bar{T}(\vec{r}) \end{aligned} \quad (3.23)$$

ซึ่ง  $G_e$  และ  $G_m$  เป็นฟังก์ชันกรีนไดโอดิกชนิดไฟฟ้าและชนิดแม่เหล็ก  $\bar{J}(\vec{r}')$  และ  $\bar{T}(\vec{r})$  เป็นฟังก์ชันการกระจายกระแสและฟังก์ชันทดสอบตามลำดับ ซึ่งตรงตามเงื่อนไขขอบเขต  $k_0$  และ  $\mu_0$  เป็นคลื่นจำนวนและค่าความซึมซาบได้ในอากาศว่างตามลำดับ  $\omega$  คือ ความถี่เชิงมุม และ  $\bar{E}_i$  คือ สนามไฟฟ้าที่กระทบบนโครงสร้าง เมื่อจุดแหล่งกำเนิดเป็น  $(x', y', z')$  และจุดสนามคือ  $(x, y, z)$  อยู่ในระนาบเดียวกัน

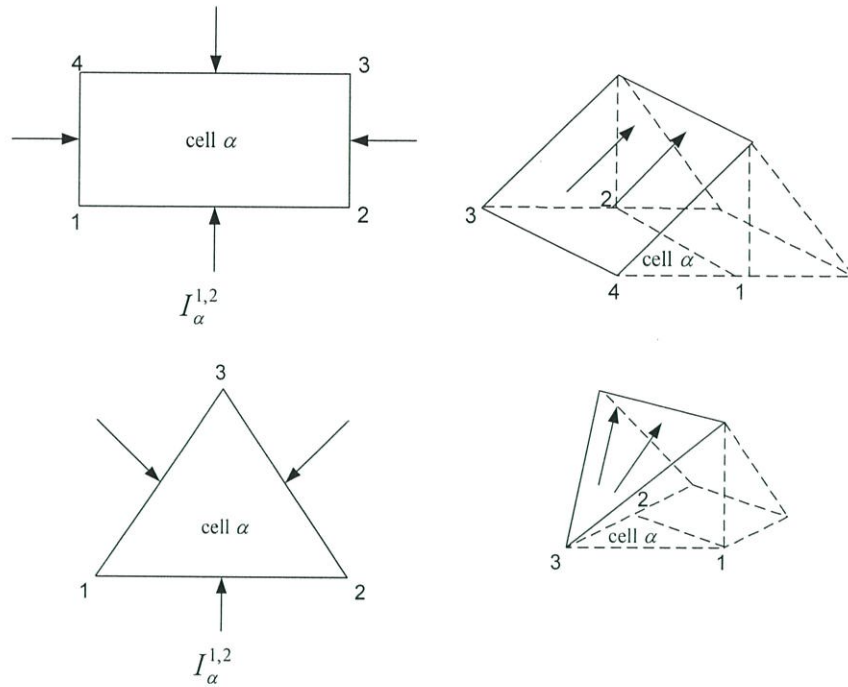


รูปที่ 3.1 แผ่นตัวนำและโครงสร้างบนแผ่นระนาบ S

จากงานวิจัยของ Mosig [17] ได้ใช้ Roof-top basis function เพื่อที่จะประมาณการกระจายตัวของกระแส โดยใช้กลุ่มของเซลล์สี่เหลี่ยม ซึ่งจะใช้ได้ในบางโครงสร้างเท่านั้น เพราะในความเป็นจริงแล้วโครงสร้างต่าง ๆ นั้นจะไม่สามารถแบ่งออกเป็นเป็นเซลล์สี่เหลี่ยมได้พอดีกับโครงสร้าง ดังนั้นจึงมีการนำเสนอเซลล์ที่เป็นสามเหลี่ยมขึ้นมา การกระจายกระแสในเซลล์ที่กำหนดถูกอธิบายในเทอมของโหนดกระแสที่จุดต่าง ๆ ของเซลล์ แต่ถ้าพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตของโครงสร้างไมโครสตริป จะเป็นการยากที่จะใช้วิธีนี้ โดยเฉพาะเมื่อมุมที่ไม่เป็นมุมฉากประกบกัน ด้วยเหตุนี้ อัลกอริทึมแบบที่รวมเอาทั้งเซลล์สามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมเข้าด้วยกันจึงได้รับการนำเสนอ

#### 3.4.1 ฟังก์ชันฐานแบบ Roof-top (Roof-top basis function)

รูปแบบโครงสร้างที่แสดงในรูปที่ 3.1 นั้น ได้มาโดยการปฏิบัติเพื่อต้องการที่จะหลีกเลี่ยงความไม่เป็นกายภาพของความหนาแน่นประจุในการประมวลผลเชิงตัวเลขของเคลตาฟังก์ชัน เฉพาะส่วนประกอบของความหนาแน่นกระแสปกติ แต่ไม่ใช่ความหนาแน่นกระแสของตัวมันเองที่ต้องการความต่อเนื่องบริเวณรอยต่อของเซลล์ ดังนั้นจึงแสดงการกระจายกระแสในพจน์ของเวกเตอร์โหนดกระแสที่จุดทั้งสามของเซลล์สามเหลี่ยม ทำให้สามารถกำหนดพจน์ส่วนประกอบของกระแสนบนแต่ละด้านของสามเหลี่ยมได้ ในการแก้ปัญหาสำหรับกระแสที่มีลักษณะเฉพาะ ได้ทำการกำหนดให้ส่วนประกอบเหล่านั้นเป็นค่าคงที่ตลอดโครงสร้าง



รูปที่ 3.2 ฟังก์ชัน Roof-top บนเซลล์สี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยม

### 3.4.2 ฟังก์ชัน Roof-top บนเซลล์สี่เหลี่ยม (Roof-top Function on Rectangular Cells)

ในที่นี้จะแสดงด้านของสี่เหลี่ยมแต่ละด้านด้วยโหนด  $i$  และ  $j$  เป็นด้าน  $(i, j)$  ซึ่งสามารถแทนความหนาแน่นของการกระจายกระแส  $\bar{J}_\alpha(x, y)$  ในสี่เหลี่ยมผืนผ้า  $\alpha$  ในเทอมของส่วนประกอบมุมฉากของ  $I_\alpha^{i, j}$  บนด้านของสี่เหลี่ยม ตัวห้อย  $\alpha$  และด้วย  $(i, j)$  หมายถึงด้าน  $(i, j)$  ของเซลล์  $\alpha$  ตามสมการดังนี้

$$\bar{J}_\alpha(x, y) = \sum_{i=1}^4 I_\alpha^{i, i+1} \bar{D}_\alpha^{i, i+1}(x, y) \quad (3.24)$$

โดยที่  $\bar{D}_\alpha^{i, i+1}$  เป็นนิพจน์ที่สอดคล้องกับ ฟังก์ชัน Roof-top ที่ไปยังด้าน  $(i, i+1)$  ของเซลล์  $\alpha$  (ดูรูปที่ 2.2) เนื่องจากเซลล์สี่เหลี่ยมผืนผ้ามี 4 ขอบหรือ 4 โหนดด้วยกัน ซึ่งสามารถพิจารณา  $i$  ว่าเป็นเสมือนตัวเลขวงรอบ ดังนั้นจึงทำให้  $i = i - 4$  เมื่อ  $i > 4$  และ  $i = i + 4$  เมื่อ  $i < 1$  สำหรับ  $\bar{D}_\alpha^{i, i+1}$  จะมีขนาดเป็น 1 บนด้าน  $(i, i+1)$  และจะใช้ได้กับด้านที่อยู่ตรงข้าม ตัวอย่างเช่น ด้าน  $(i+2, i+3)$  ที่แสดงในรูปที่ 3.2 แสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$\bar{D}_\alpha^{i, i+1}(x, y) = \frac{[(y_{i+1} - y_i)(x - x_{i-1}) - (x_{i+1} - x_i)(y - y_{i-1})]}{\Delta_{i-1, i, i+1}} \cdot \frac{(x_{i-1} - x_i)\hat{x} + (y_{i-1} - y_i)\hat{y}}{d_{i-1, i}} ; (x, y) \in \text{สี่เหลี่ยม } \alpha \quad (3.25)$$

$$d_{i,j} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2} \quad (3.26)$$

$$\Delta_{i-1, i, i+1} = \begin{vmatrix} 1 & x_{i-1} & y_{i-1} \\ 1 & x_i & y_i \\ 1 & x_{i+1} & y_{i+1} \end{vmatrix} \quad (3.27)$$

และ  $\hat{x}, \hat{y}$  คือ เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง  $x$  และ  $y$  ตามลำดับ สำหรับไดเวอร์เจนซ์ของความหนาแน่นการกระจายกระแสในเซลล์สามเหลี่ยมสามารถเขียนได้ว่า

$$\nabla \bar{J}_\alpha(x, y) = \sum_{i=1}^4 I_\alpha^{i, i+1} Q'_\alpha; \quad (x, y) \in \text{สี่เหลี่ยม } \alpha \quad (3.28)$$

โดยที่

$$Q'_\alpha = -\frac{1}{d_{i-1, i}} \quad (3.29)$$

### 3.4.3 ฟังก์ชัน Roof-top บนเซลล์สามเหลี่ยม (Roof-top Function on Triangular Cells)

เหมือนกับกรณีของเซลล์สี่เหลี่ยม ความหนาแน่นของกระแสบนเซลล์สามเหลี่ยมสามารถเขียนได้ว่า

$$\bar{J}_\alpha(x, y) = \sum_{i=1}^3 I_\alpha^{i, i+1} \bar{D}_\alpha^{i, i+1}(x, y); \quad (x, y) \in \text{สามเหลี่ยม } \alpha \quad (3.30)$$

$$\nabla \bar{J}_\alpha(x, y) = \sum_{i=1}^3 I_\alpha^{i, i+1} Q'_\alpha; \quad (x, y) \in \text{สามเหลี่ยม } \alpha \quad (3.31)$$

โดยที่ฟังก์ชัน Roof-top  $\bar{D}_\alpha^{i, i+1}$  เป็นดังนี้

$$\bar{D}_\alpha^{i, i+1}(x, y) = -\frac{d_{i, i+1}}{|\Delta_{i-1, i, i+1}|} \cdot [(x - x_{i-1})\hat{x} + (y - y_{i-1})\hat{y}] \quad (3.32)$$

$$Q'_\alpha = -\frac{2d_{i, i+1}}{|\Delta_{i-1, i, i+1}|} \quad (3.33)$$

และ  $i = i-3$  สำหรับ  $i > 3$  หรือ  $i = i+3$  สำหรับ  $i < 1$

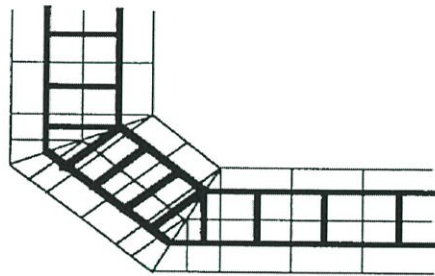
สิ่งที่ไม่เหมือนกับเซลล์สี่เหลี่ยมก็คือ ฟังก์ชันฐาน Roof-top สำหรับเซลล์สามเหลี่ยมจะเปลี่ยนทิศทางที่ตำแหน่งแตกต่างกัน สำหรับสามเหลี่ยม  $\alpha$  ที่แสดงในรูปที่ 3.4 ฟังก์ชัน Roof-top สำหรับด้าน  $(i, i+1)$  คือเวกเตอร์ที่ขนานกับด้าน  $(i-1, i)$  ที่โหนด  $i$  ขนานกับด้าน

$(i-1, i+1)$  ที่โหนด  $(i+1)$  และจะหายไปทีโหนด  $(i-1)$  ส่วนประกอบในแนวตั้งฉากถูกกำหนดเท่ากับ 1 บนด้าน  $(i, i+1)$

### การแทนการกระจายกระแสแบบ Pseudo-Mesh

#### (Pseudo-Mesh Current Distribution Representation)

ด้วยเหตุที่ทั้งเซลล์สี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมสามารถอธิบายถึงความหนาแน่นกระแสที่ผ่านขอบเขตของเซลล์ และความหนาแน่นเหล่านี้ถูกกำหนดเป็นค่าคงที่ตลอดขอบเขต ทำให้สามารถอธิบายลักษณะการไหลของกระแสทั้งหมดในแต่ละเซลล์ได้ รูปแบบนี้เป็นการแทนที่โครงสร้างไมโครสตริปด้วยโครงสร้างตาข่ายสมมูล (Equivalent Meshes) และแทนการกระจายกระแสบนผิวของเซลล์ด้วยการไหลของกระแสไปตามตาข่ายดังกล่าว ดังแสดงในรูปที่ 3.3 ผลรวมของกระแสที่ไหลในเส้นตาข่าย มีการไหลเข้าออกที่จุดเชื่อมต่อ ไม่ได้เป็นไปตามกฎของ Kirchhoff ในความเป็นจริงความแตกต่างระหว่างกระแสที่เข้ามาและออกไปจะส่งผลให้เกิดการกระจายของประจุบนเซลล์จากเงื่อนงำที่ว่า กระแสที่ขอบของโครงสร้างจะหายไป ทำให้ง่ายที่จะเชื่อมต่อตาข่ายกับขอบโดยใช้เซลล์สามเหลี่ยมเชื่อมต่อตรงมุม ดังนั้นประโยชน์ที่สำคัญของ P-mesh สามารถสร้างแบบตาข่ายได้สอดคล้องกับรูปแบบทางกายภาพจริง ๆ ตามที่ผู้ออกแบบต้องการ และยังทำให้สามารถประมวลผลด้วยการคำนวณทางคอมพิวเตอร์ได้เร็วขึ้น



รูปที่ 3.3 การไหลของกระแสในเส้นตาข่าย

#### ภาพรวมสำหรับการกระจายกระแส (The Global Expression for Current Distribution)

จากหัวข้อที่ผ่านมา ได้พิจารณาฟังก์ชัน Roof-top ในแต่ละเซลล์ และเพื่อให้โครงสร้างของ P-mesh สมบูรณ์จะต้องทำการอินทิเกรตค่ากระแสที่ไม่ทราบค่าของแต่ละเซลล์เช่น  $I_{\alpha}^{i,i+1}$  ของเซลล์  $\alpha$  ลงในตาข่ายเชื่อมต่อทั้งหมดของกระแส  $I_m, m = 1, 2, \dots, M$  โดยที่  $M$  คือจำนวน ทั้งหมดของโครงข่ายที่เชื่อมต่อกัน ตาข่ายต่าง ๆ ที่ขอบของโครงสร้างไมโครสตริปจะไม่เชื่อมต่อกัน เนื่องจากกระแสที่ขอบนั้นจะเท่ากับศูนย์ สำหรับเซลล์ซึ่งอยู่ติดกันคือ  $\alpha$  และ  $\alpha'$  ดังรูปที่ 3.4 นั้นเป็นโครงสร้างธรรมดาที่อธิบายด้วย  $(\alpha; i, i+1)$  หรือ  $(\alpha'; i', i'+1)$  ค่ากระแสที่ไม่ทราบค่าตลอดโครงสร้างจะถูกอธิบายด้วยพจน์ของตาข่ายกระแสในรูปของ  $I_m$  ดังต่อไปนี้

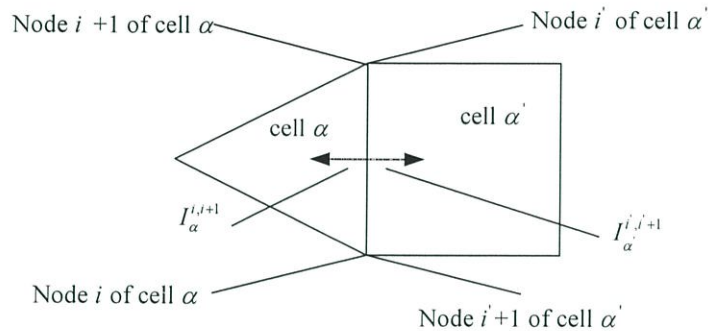
$$I_m = I_\alpha^{i, i+1} = -I_{\alpha'}^{i, i+1} \quad (3.34)$$

ฟังก์ชันพื้นฐานของ Roof-top ที่สอดคล้องกับกระแสที่ไม่ทราบค่า คือ

$$\overline{H}_m = \overline{D}_\alpha^{i, i+1} - \overline{D}_{\alpha'}^{i, i+1} \quad (3.35)$$

โดยที่  $\overline{D}_\alpha^{i, i+1}$  ถูกจำกัดอยู่ในเซลล์  $\alpha$

ขณะที่  $\overline{D}_{\alpha'}^{i, i+1}$  ถูกจำกัดอยู่ในเซลล์  $\alpha'$



รูปที่ 3.4 กระแสที่ขอบสำหรับเซลล์ที่อยู่ติดกัน

สำหรับไดเวอร์เจนซ์ของฟังก์ชันพื้นฐาน Roof-top คือ

$$P_m = Q_{\alpha'}^i - Q_\alpha^i \quad (3.36)$$

ดังนั้นการกระจายของกระแสโครงข่าย P-mesh บนโครงสร้างสามารถเขียนได้เป็น

$$\overline{J}(x, y) = \sum_{m=1}^M I_m \overline{H}_m(x, y) \quad (3.37)$$

### 3.5 สรุป

การศึกษาเกี่ยวกับการจำลองและการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริป มีความจำเป็นจะต้องศึกษาทฤษฎีพื้นฐานทางแม่เหล็กไฟฟ้า และสมการแมกซ์เวลล์ซึ่งจัดว่าเป็นทฤษฎีพื้นฐานที่สุดของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่สามารถอธิบายปรากฏการณ์ทางแม่เหล็กไฟฟ้าได้ แต่การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก แต่ด้วยความก้าวหน้าทางวิทยาการคอมพิวเตอร์ในปัจจุบันทำให้ลดเวลาที่ใช้คำนวณลงได้อย่างมาก โดยอาศัยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ เช่น โปรแกรม IE3D ที่ได้นำวิธีโมเมนต์มาประยุกต์ใช้แก้ปัญหาสมการแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านชุดสมการของแมกซ์เวลล์ โดยการหาการกระจายของกระแส และประจุบนผิวของโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริป

## บทที่ 4

### การออกแบบและวิเคราะห์ผล

#### 4.1 บทนำ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยใช้สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) และใช้จูนนิ่งสตัปในโครงสร้างของสายอากาศเพื่อปรับปรุงคุณลักษณะของสายอากาศให้สามารถใช้งานตอบสนองในช่วงความถี่ที่ต้องการ ด้วยการใช้หลักการเปลี่ยนรูปร่างของจูนนิ่งสตัป โดยที่โครงสร้างพื้นฐานของตัวสายอากาศยังคงเป็นช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการออกแบบวิเคราะห์และจำลองสายอากาศ เพื่อให้สามารถใช้งานครอบคลุมย่านความถี่ใช้งานของระบบสื่อสารไร้สาย เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM1800, GSM1900 และระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย(WLAN) คือ IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.15-5.25 GHz, 5.725-5.825 GHz) และโครงข่ายเทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สายความเร็วสูง (WiMAX, 2-6 GHz) รวมถึงศึกษาการใช้จูนนิ่งสตัปรูปแบบต่าง ๆ ที่มีผลต่อคุณลักษณะของสายอากาศ เช่น แบบดัดโค้ง การแมตซ์อิมพีแดนซ์ เป็นต้น โดยครอบคลุมตั้งแต่ช่วงความถี่ 1.5 GHz – 6 GHz ซึ่งการออกแบบและการจำลองจะใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ IE3D โดยจะกล่าวในส่วนต่อไป

#### 4.2 การออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

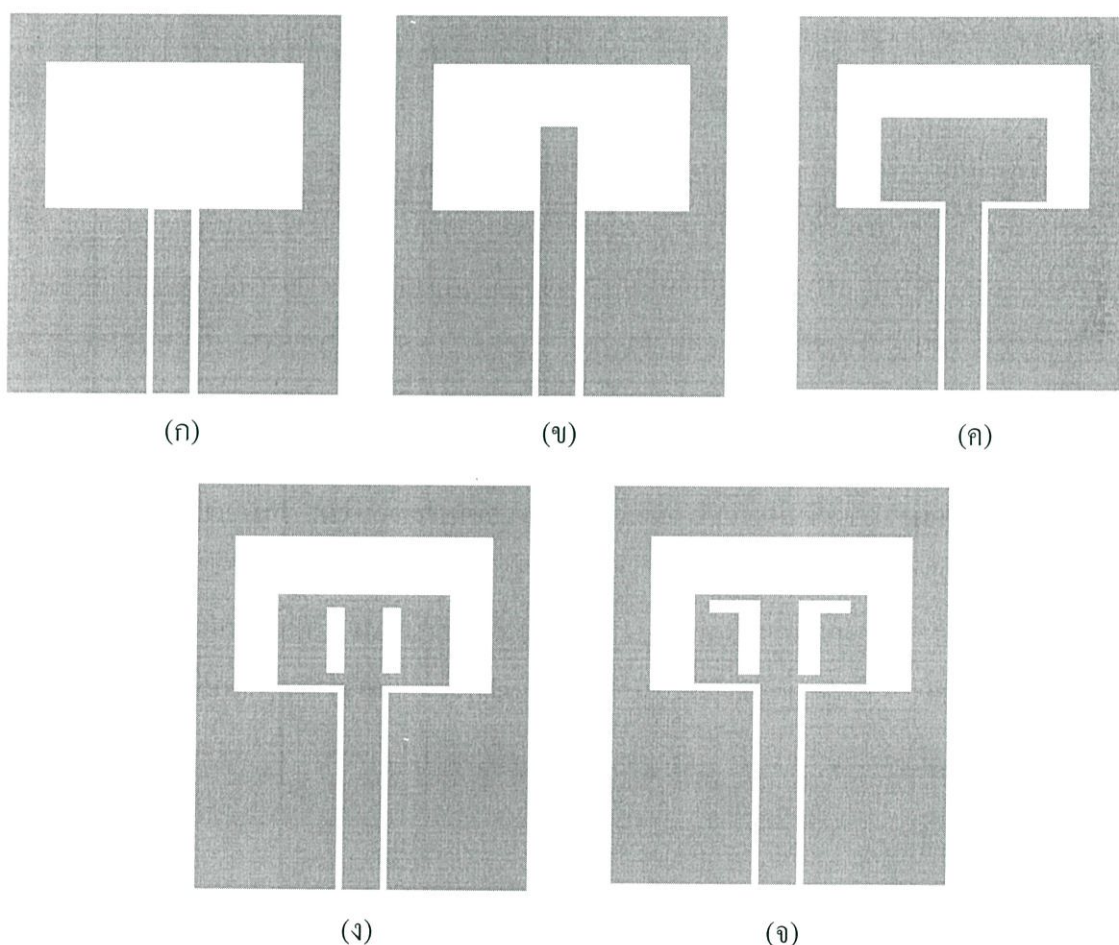
งานวิจัยที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยใช้สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) เพื่อให้ได้แบนด์วิดท์เป็นแถบกว้าง (Wideband) โดยใช้วัสดุฐานรอง FR4 และทำการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D ซึ่งเป็นโปรแกรมที่ใช้หลักวิธีโมเมนต์ในการวิเคราะห์ ขั้นตอนในการทำวิจัย มีดังนี้

1. ออกแบบสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) ให้มีอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม โดยใช้โปรแกรม IE3D ช่วยในการคำนวณ
2. ออกแบบสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยม ตามรูปที่ 4.1(ก) และจำลองโดยทำการปรับขนาดของช่องเปิดสี่เหลี่ยมทั้ง 2 ด้าน เพื่อคูนแวนว้อมความถี่เรโซแนนซ์ที่ใกล้เคียงความถี่ที่ต้องการ โดยที่ความยาวรวมของเส้นรอบรูปสายอากาศยังคงที่เท่ากับ  $\lambda_g$
3. ใช้สตัปพื้นฐานแบบแท่งสี่เหลี่ยมในแนวตั้งที่มีขนาดเท่ากับความกว้างของตัวนำระหว่างท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) ตามรูปที่ 4.1(ข) โดยใช้ขนาดสายอากาศตามข้อ 2 ทำการ

จำลองผลและปรับความยาว (ความสูง) ของสตัป เพื่อให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี และทำการปรับขนาดของสายอากาศเพื่อศึกษาถึงผลกระทบของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่มีต่อสายอากาศที่ใช้สตัปพื้นฐานแบบแท่งสี่เหลี่ยม

4. นำสายอากาศที่ได้จากข้อ 3 มาทำการปรับเปลี่ยนสตัปให้เป็นสตัปรูปแบบต่าง ๆ ในลักษณะสมมาตรกันทั้งสองข้างของสายอากาศ คือ สตัปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ตามรูปที่ 4.1(ก) สตัปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเจาะช่องเปิด (Tuning Slot) รูปสี่เหลี่ยมแนวตั้ง ตามรูปที่ 4.1(ง) และสตัปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเจาะช่องเปิด (Tuning Slot) รูปตัวแอลคว่ำ ตามรูปที่ 4.1(จ) จากนั้นทำการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของ Tuning Slot เพื่อให้ได้แบนด์วิดท์กว้างตามต้องการ

หลังจากการจำลองรูปแบบการทำงานของสายอากาศตามขั้นตอนข้างต้นแล้ว จะนำค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดในรูปแบบของสายอากาศที่ดีที่สุดไปสร้างชิ้นงานจริง โดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์สำหรับงานทางด้านไมโครเวฟชนิด FR4 ที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) เท่ากับ 4.5 ความหนาของชั้นไดอิเล็กตริก ( $h$ ) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ความหนาของชั้นตัวนำ ( $t$ ) เท่ากับ 0.035 มิลลิเมตร และมีค่าการสูญเสียแทนเจนท์ ( $\tan \delta$ ) เท่ากับ 0.025



รูปที่ 4.1 แสดงขั้นตอนการออกแบบสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้า โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

#### 4.2.1 การออกแบบสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW)

การออกแบบสายอากาศช่องเปิดที่ใช้รูปแบบการป้อนสัญญาณโดยใช้สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) ซึ่งในการออกแบบนั้นต้องทำการเลือกและกำหนดคุณสมบัติพื้นฐานของวัสดุที่จะนำมาใช้ เช่น ชนิดของวัสดุฐานรอง (Substrate) เพื่อนำเอาค่าคุณสมบัติต่าง ๆ มาใช้ในการคำนวณหาความกว้างของสายส่งสัญญาณ CPW ค่า ความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) เป็นต้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ทำการออกแบบสายส่งสัญญาณ โครงสร้างระนาบร่วมชนิดที่ไม่มีกราวด์ด้านล่าง เพื่อที่จะให้ได้สายส่งสัญญาณมีค่าอิมพีแดนซ์ 50 โอห์มที่แมตซ์กับสายส่งสัญญาณแบบโคแอกเซียล โดยเลือกใช้วัสดุฐานรอง (Substrate) แบบ FR4 ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) เท่ากับ 4.5
- ค่า Loss tangent ( $\tan \delta$ ) เท่ากับ 0.025
- ความหนาของวัสดุฐานรอง ( $h$ ) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร
- ค่าความนำของวัสดุตัวนำ (ทองแดง)  $\sigma$  เท่ากับ  $5.8 \times 10^7$  s/m
- ค่าความหนาของวัสดุตัวนำ ( $t$ ) เท่ากับ 0.035 มิลลิเมตร

##### 4.2.1.1 การคำนวณหาความยาวคลื่นสัมพันธ์

การออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม มีพารามิเตอร์สำคัญที่เป็นตัวกำหนดความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ คือความยาวรวมของวงรอบช่องเปิด ซึ่งการออกแบบสายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการศึกษาที่ความถี่ตั้งแต่ 1.5-6 GHz เพื่อให้ครอบคลุมย่านความถี่ที่มีการใช้งานตามต้องการ โดยค่าความยาวรวมของวงรอบช่องเปิดที่ทำการคำนวณนั้นจะมีการอ้างอิงกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) ของความถี่แรกคือที่ความถี่ 1.5 GHz เพียงอย่างเดียวเท่านั้น สำหรับสมการในการหาความยาวคลื่นสัมพันธ์แสดงดังสมการ

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.1)$$

$$\epsilon_{eff} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (4.2)$$

เมื่อ  $\lambda_0$  หมายถึงความยาวคลื่นในอากาศที่ความถี่ออกแบบ

$\lambda_g$  หมายถึงความยาวคลื่นที่ในวัสดุฐานรอง (ความยาวคลื่นสัมพันธ์)

$\epsilon_r$  หมายถึงค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง

$\epsilon_{eff}$  หมายถึงค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์ประสิทธิผล (Effective dielectric constant)

เมื่อแทนค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการออกแบบ คือ 1.5 GHz และ แทนค่าคุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่เลือกใช้ลงในสมการจะได้ดังนี้

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล ( $\epsilon_{eff}$ ) ประมาณ 2.75

ค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) ประมาณ 120.6 มิลลิเมตร

#### 4.2.1.2 การออกแบบสายส่งสัญญาณโครงสร้างระนาบร่วมชนิดที่ไม่มีกราวด์ด้านล่าง

ในการออกแบบสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) ได้ออกแบบโครงสร้างชนิดที่ไม่มีกราวด์ด้านล่าง โดยใช้โปรแกรม IE3D ช่วยในการคำนวณออกแบบ เพื่อที่จะให้สายส่งสัญญาณมีค่าอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

- ค่าความกว้างของร่องท่อนำคลื่น ( $S$ ) เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร (เพื่อง่ายต่อการสร้างสายอากาศ)
- ความถี่ (GHz) = 1.5 GHz (ความถี่ต่ำสุดในการออกแบบ)
- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) = 4.5
- ความหนาหรือความสูงของวัสดุฐานรอง ( $h$ ) = 1.6 มิลลิเมตร
- ความหนาของวัสดุตัวนำ (Metal Thickness:  $t$ ) = 0.035 มิลลิเมตร
- ความยาวของสายส่งสัญญาณ ( $L_c$ ) = 30 มิลลิเมตร (ได้จากค่าประมาณ  $\lambda_g/4$  โดย  $\lambda_g \approx 120.6$  มิลลิเมตร หาได้จากการคำนวณในข้อที่ 4.2.1.1)

เมื่อใช้โปรแกรม IE3D คำนวณ จะได้ความกว้างของตัวนำระหว่างท่อนำคลื่นของสายส่งสัญญาณ ( $W_c$ ) ประมาณ 5.4 มิลลิเมตร โดยที่สายส่งสัญญาณมีค่าอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม

### 4.3 สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

ในหัวข้อนี้ทำการจำลองสายอากาศ โดยเริ่มต้นกำหนดโครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมมีความยาวรวมของวงรอบช่องเปิดประมาณ 120 มิลลิเมตร ( $2L_x + 2L_y$ ) หรือประมาณ  $\lambda_g$  ความยาวของสายส่งสัญญาณ CPW ( $L_c$ ) เท่ากับ 30 มิลลิเมตร (ประมาณ  $\lambda_g/4$ ) ความกว้างของโลหะระหว่างท่อนำคลื่นของสายส่งสัญญาณ ( $W_c$ ) เท่ากับ 5.4 มิลลิเมตร ความกว้างของร่องท่อนำคลื่น ( $S$ ) เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร และระนาบกราวด์มีขนาด 60 มิลลิเมตร  $\times$  70 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.2

โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยม โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม จะมีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

$L_x$  คือ ความกว้างของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยม

$L_y$  คือ ความยาวของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยม

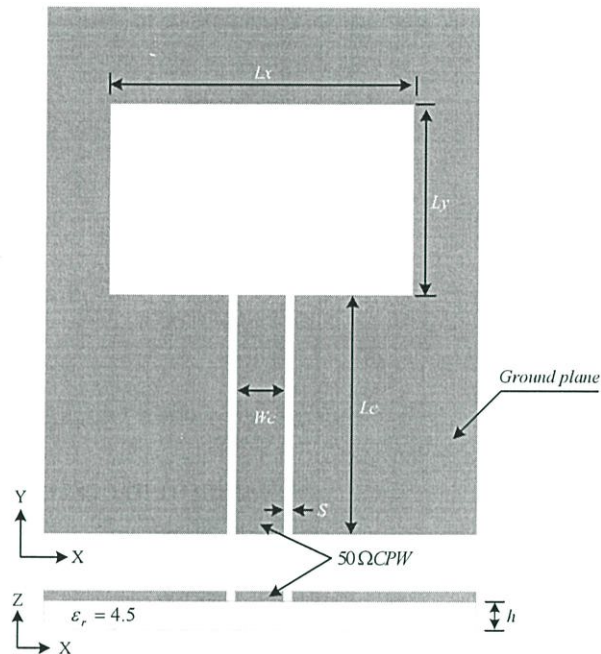
$W_c$  คือ ความกว้างของตัวนำระหว่างท่อนำคลื่นของสายส่งสัญญาณ

$S$  คือ ความกว้างของร่องท่อนำคลื่น

$L_c$  คือ ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

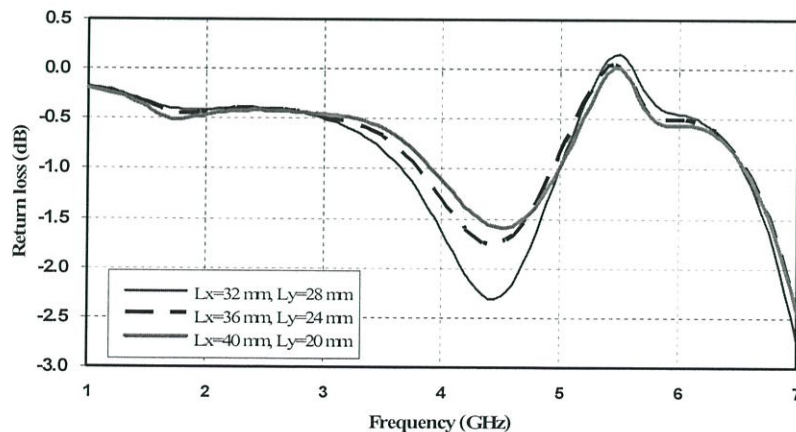
$\epsilon_r$  คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง

$h$  คือ ความสูงของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก



รูปที่ 4.2 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

ในการจำลอง ทำการปรับขนาด  $L_x$  และ  $L_y$  โดยที่ความยาวรวมของวงรอบช่องเปิด ( $2L_x + 2L_y$ ) ยังมีค่าคงที่เท่ากับ  $\lambda_g$  โดยปรับเพื่อให้ทราบแนวโน้มของการเกิดความถี่เรโซแนนซ์ ซึ่งได้เลือกขนาดสายอากาศ ดังนี้ ขนาดที่ 1:  $L_x = 32$  มิลลิเมตร,  $L_y = 28$  มิลลิเมตร ขนาดที่ 2:  $L_x = 36$  มิลลิเมตร,  $L_y = 24$  มิลลิเมตร และ ขนาดที่ 3:  $L_x = 40$  มิลลิเมตร,  $L_y = 20$  มิลลิเมตร ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.3

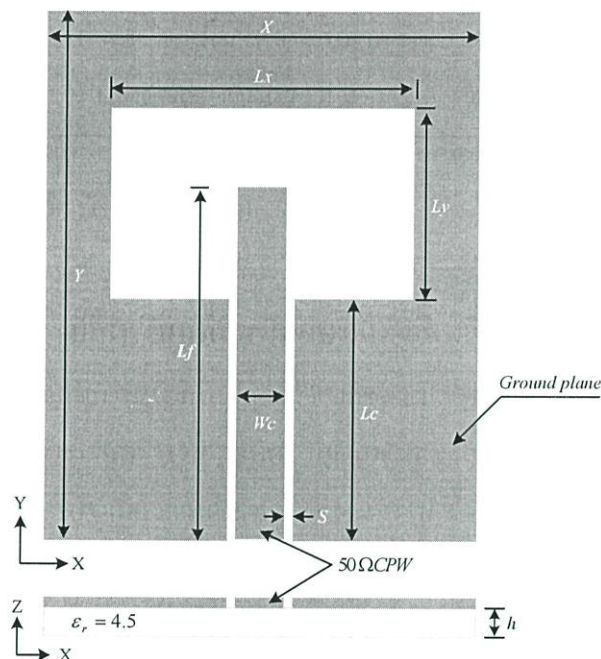


รูปที่ 4.3 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อปรับขนาดวงรอบช่องเปิดสายอากาศ

ผลการจำลองในรูปที่ 4.3 จะเห็นได้ว่า มีค่าความสูญเสียจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) อยู่ในระดับที่ไม่สามารถวิเคราะห์และตัดสินจากกราฟได้ว่า จะใช้ขนาดของสายอากาศเท่าใดจึงจะเหมาะสม ด้วยเหตุนี้จึงต้องทำการปรับเพื่อให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ดีขึ้นด้วยการใช้สลับช่วยในการปรับ ซึ่งจะทำการจำลองในหัวข้อถัดไป

#### 4.4 สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมที่มีสลับแบบแท่งสี่เหลี่ยม

จากการจำลองในข้อที่ผ่านมา พบว่าสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมที่ไม่มีสลับจะให้ผลการตอบสนองที่ไม่ดี ไม่สามารถวิเคราะห์และตัดสินจากภาพ  $S_{11}$  ที่เป็นผลการจำลองได้ ดังนั้นในขั้นตอนนี้จึงทำการใส่สลับพื้นฐานแบบแท่งรูปสี่เหลี่ยมเข้าไป ซึ่งเป็นการยื่นโลหะตรงกลางจากท่อนำคลื่นเข้าไปในส่วนของช่องเปิดที่เป็นสายอากาศ ดังโครงสร้างของสายอากาศในรูปที่ 4.4 จากนั้นจะทำการวิเคราะห์ถึงผลกระทบที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ เพื่อให้ได้ขนาดสายอากาศที่เหมาะสมในการนำไปใช้กับการออกแบบในขั้นต่อไป



รูปที่ 4.4 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมพื้นผ้าที่มีสลับแบบแท่งสี่เหลี่ยม

โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสลับแบบแท่งสี่เหลี่ยม จะมีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

$L_x$  คือ ความกว้างของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยม

$L_y$  คือ ความยาวของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยม

$W_c$  คือ ความกว้างของตัวนำระหว่างท่อนำคลื่นของสายส่งสัญญาณ

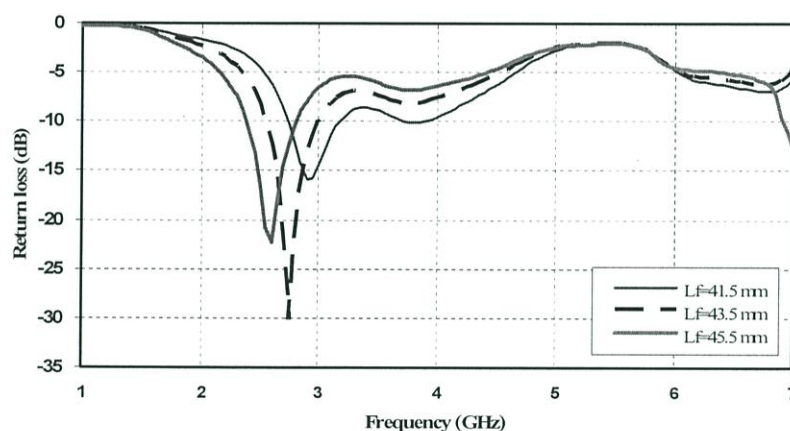
$S$  คือ ความกว้างของร่องท่อนำคลื่น

$L_c$  คือ ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

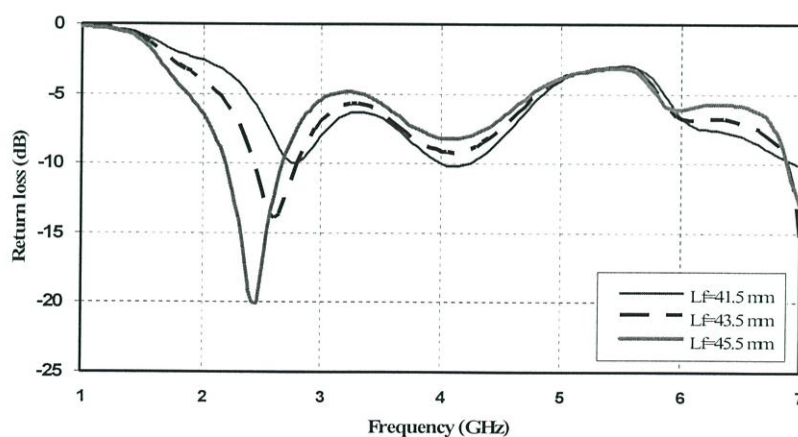
$L_f$  คือ ความยาวรวมของสายส่งสัญญาณกับความสูงของสตัป

#### 4.4.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_f$

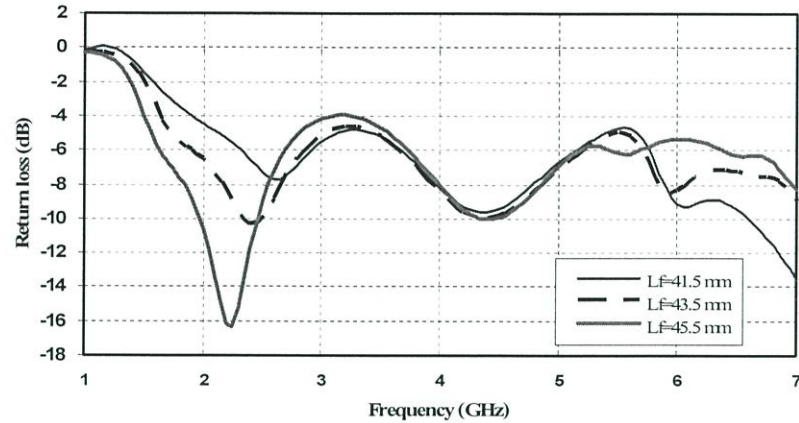
ในการออกแบบ ได้ใช้ขนาดของสายอากาศจากการจำลองข้อที่ผ่านมา คือ ขนาดที่ 1:  $L_x = 32$  มิลลิเมตร,  $L_y = 28$  มิลลิเมตร ขนาดที่ 2:  $L_x = 36$  มิลลิเมตร,  $L_y = 24$  มิลลิเมตร และ ขนาดที่ 3:  $L_x = 40$  มิลลิเมตร,  $L_y = 20$  มิลลิเมตร และใช้สตัปที่มีความกว้างเท่ากับความกว้างของโลหะระหว่างท่อนำคลื่นของสายส่งสัญญาณ ( $W_c$ ) ทำการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ โดยสายอากาศทั้งสามขนาดจะปรับขนาดของ  $L_f$  ซึ่งเป็นความยาวรวมของสายส่งสัญญาณกับความสูงของสตัป คือ 41.5 มิลลิเมตร 43.5 มิลลิเมตร และ 45.5 มิลลิเมตร ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.5



(ก) ขนาดที่ 1:  $L_x = 32$  มิลลิเมตร,  $L_y = 28$  มิลลิเมตร



(ข) ขนาดที่ 2:  $L_x = 36$  มิลลิเมตร,  $L_y = 24$  มิลลิเมตร



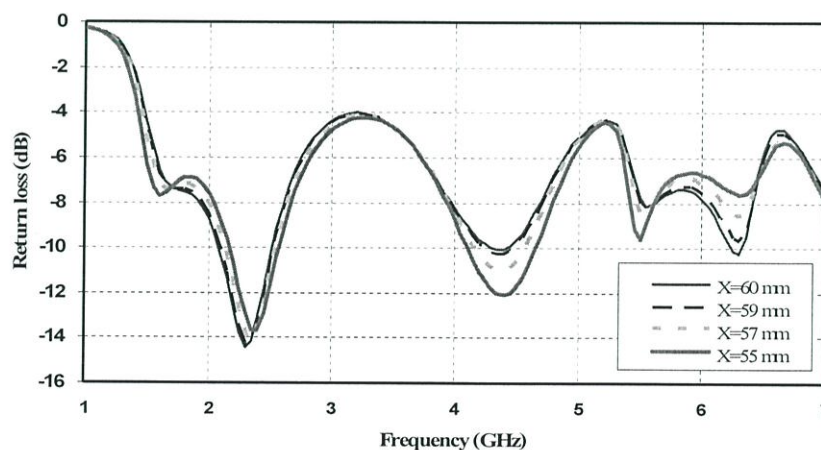
(ก) ขนาดที่ 3:  $L_x = 40$  มิลลิเมตร,  $L_y = 20$  มิลลิเมตร

รูปที่ 4.5 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อปรับ  $L_f$

จากการจำลอง แสดงผลในรูปที่ 4.5 พบว่าสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมที่มีขนาด  $L_x = 40$  มิลลิเมตร และ  $L_y = 20$  มิลลิเมตร และ  $L_f = 45.5$  มิลลิเมตร มีความเหมาะสมที่จะนำไปทำการจำลองต่อไป เพื่อให้ได้คุณลักษณะแบนด์วิดท์ที่กว้างมากที่สุด เนื่องจากมีแนวโน้มที่จะได้ความถี่ใช้งานครอบคลุมความถี่ 1.5 GHz ตามต้องการได้ โดยนำขนาดของสายอากาศดังกล่าวไปใช้ในการจำลองต่อไป

#### 4.4.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ X

ในขั้นตอนนี้เป็นการจำลองเพื่อต้องการทราบว่าเมื่อใส่สตัปแล้วขนาดของระนาบกราวด์จะมีผลอย่างไรกับสายอากาศ ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงค่า X แสดงดังในรูปที่ 4.6

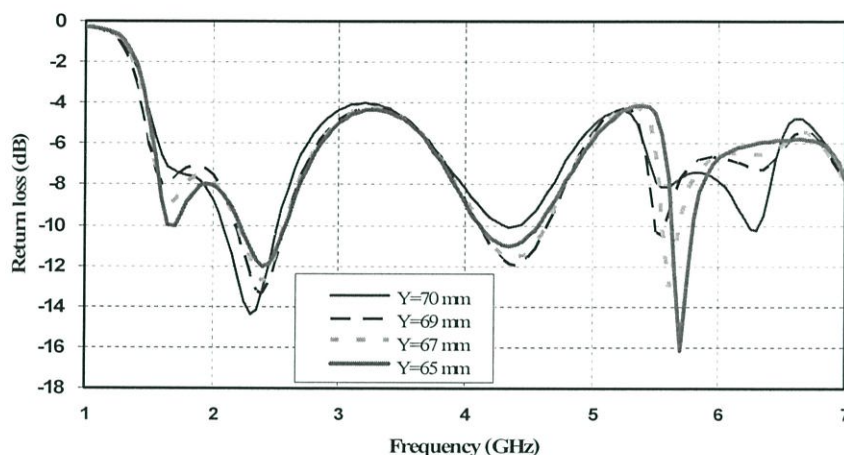


รูปที่ 4.6 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ X

ขนาดของพารามิเตอร์  $X$  ซึ่งเป็นความกว้างของระนาบกราวด์ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดมากขึ้นหรือน้อยลงจะมีผลกับแนวโน้มของค่าความถี่โรโซแนนซ์และแบนด์วิดท์ไม่มากนัก ในที่นี่จะทำการเลือก  $X = 55$  มิลลิเมตร เพื่อใช้ในการจำลองต่อไป

#### 4.4.3 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $Y$

$Y$  เป็นความยาวหรือความสูงของระนาบกราวด์ ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงค่า  $Y$  แสดงดังในรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $Y$

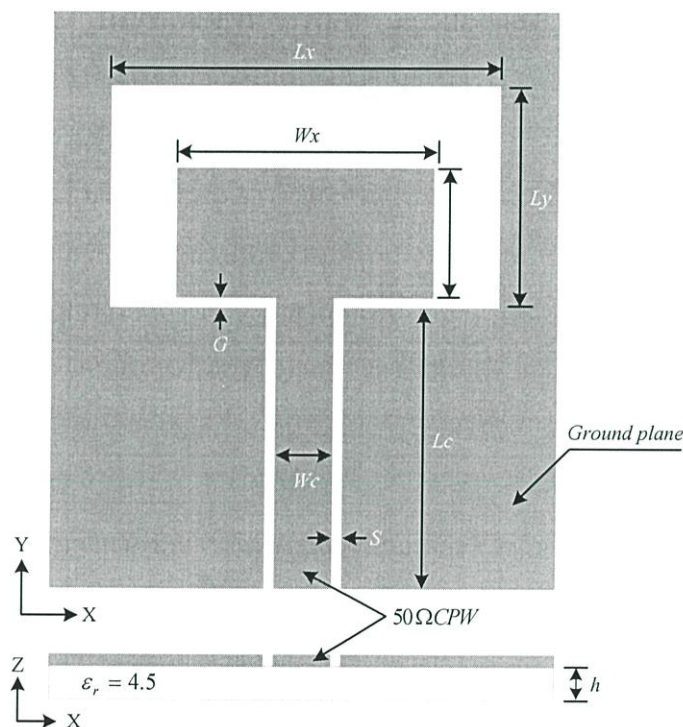
ขนาดของพารามิเตอร์  $Y$  ซึ่งเป็นความยาวของระนาบกราวด์ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดมากขึ้นหรือน้อยลงจะมีผลกับแนวโน้มของค่าความถี่โรโซแนนซ์และแบนด์วิดท์ไม่มากนัก ในที่นี่จะทำการเลือก  $Y = 65$  มิลลิเมตร เพื่อใช้ในการจำลองต่อไป

#### สรุปผลการจำลอง

การจำลองปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมที่ใช้สลับพื้นฐานแบบแท่งสี่เหลี่ยม ตั้งแต่หัวข้อที่ 4.4.1 ถึง 4.4.3 เป็นการศึกษาถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงค่าของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่มีต่อคุณสมบัติของสายอากาศและหาขนาดของสายอากาศที่เหมาะสมตามที่ได้ออกแบบไว้ ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองทำให้ได้ขนาดของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยม โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสลับแบบแท่งสี่เหลี่ยม ที่มีแนวโน้มในการเกิดความถี่โรโซแนนซ์ด้านความถี่ต่ำครอบคลุมความถี่ 1.5 GHz ตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ โดยขนาดของสายอากาศมีค่า  $L_x = 40$  มิลลิเมตร  $L_y = 20$  มิลลิเมตร  $X = 55$  มิลลิเมตร และ  $Y = 65$  มิลลิเมตร แต่เนื่องจากสายอากาศมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) มาก แสดงว่าการแมตซ์อิมพีแดนซ์ยังไม่ดีมากนัก จึงยังไม่สามารถนำไปใช้งานได้ ต้องทำการปรับสลับเพิ่มเติมเพื่อช่วยในการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ให้ดีขึ้น ซึ่งจะทำการจำลองและวิเคราะห์ในข้อต่อไป

#### 4.5 สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสตัดรูปสี่เหลี่ยม

สายอากาศที่ได้จากการจำลองในข้อที่ 4.4 นั้น ยังมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ไม่ดีนัก ดังนั้น ในขั้นตอนนี้จึงได้ทำการปรับเปลี่ยนสตัดใหม่ให้มีโครงสร้างดังรูปที่ 4.8 ซึ่งเป็นสตัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า เป็นการเพิ่มขนาดความกว้างของสตัดแบบแท่งสี่เหลี่ยมเดิม โดยที่ยังมีความสูงเท่าเดิม และทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ที่มีผลต่อคุณสมบัติของสายอากาศ ซึ่งขนาดของสายอากาศช่องเปิดมีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังต่อไปนี้ คือ  $X$  เท่ากับ 55 มิลลิเมตร  $Y$  เท่ากับ 65 มิลลิเมตร  $L_x$  เท่ากับ 40 มิลลิเมตร และ  $L_y$  เท่ากับ 20 มิลลิเมตร ซึ่งได้มาจากผลการจำลองในข้อที่ 4.4 ที่ผ่านมา ส่วนขนาดของสตัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ากำหนดให้ขนาด  $W_x$  เท่ากับ 25 มิลลิเมตร  $W_y$  เท่ากับ 14 มิลลิเมตร และ  $G$  เท่ากับ 1.5 มิลลิเมตร ตามลำดับ โดยในการจำลองในข้อนี้จะทำการปรับค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศและสตัดรูปสี่เหลี่ยม คือ  $L_x$ ,  $L_y$ ,  $W_x$ ,  $W_y$  และ  $G$  เพื่อศึกษาผลกระทบที่เกิดขึ้น โดยพิจารณาให้ได้ความถี่ใช้งานครอบคลุมความถี่ 1.5 GHz และเกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุดและมีแบนด์วิดท์กว้างที่สุด

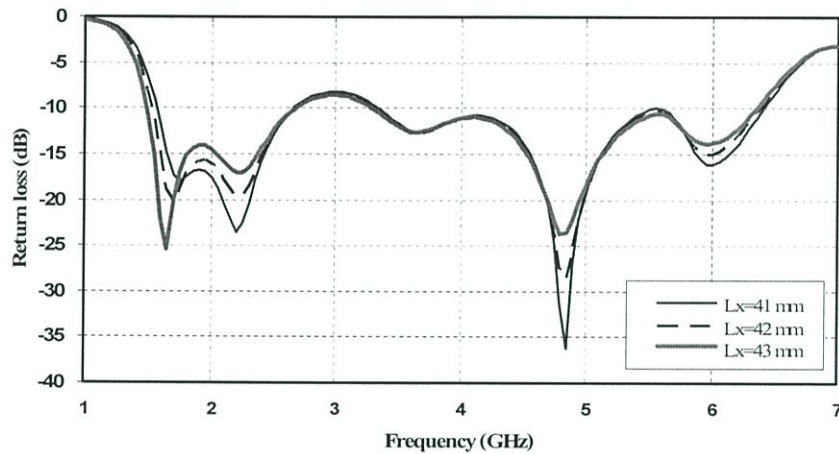


รูปที่ 4.8 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสตัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

##### 4.5.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_x$

นำขนาดของสายอากาศที่ได้จากข้อ 4.4 มาใส่สตัดเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า เพื่อให้ได้สายอากาศช่องเปิดที่มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีขึ้น และครอบคลุมความถี่ใช้งานที่ 1.5 GHz ในข้อนี้

จึงทำการจำลองโดยเปลี่ยนแปลงค่าของ  $L_x$  ซึ่งเป็นความกว้างของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยม เนื่องจากเมื่อเพิ่มขนาด  $L_x$  จะมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ โดยในการปรับขนาด  $L_x$  ในข้อนี้จะทำการปรับเล็กน้อยซึ่งจะทำให้ความยาวรวมของวงรอบช่องเปิด (Perimeter) ของสายอากาศมีค่าไม่เท่ากับ  $\lambda_g$  เพื่อให้ได้ขนาดของสายอากาศที่เหมาะสม สำหรับในการจำลองจะกำหนดให้ค่าต่าง ๆ คงเดิม คือ  $L_y = 20$  มิลลิเมตร  $W_x = 25$  มิลลิเมตร  $W_y = 14$  มิลลิเมตร และ  $G = 1.5$  มิลลิเมตร ผลการจำลองแสดงในรูปที่ 4.9 และในตารางที่ 4.1 (ในที่นี้  $f_l$  คือความถี่ด้านต่ำอ้างอิงที่  $-10$  dB,  $f_u$  คือความถี่ด้านสูงอ้างอิงที่  $-10$  dB และ  $f_c$  คือ ความถี่กลาง)



รูปที่ 4.9 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $L_x$

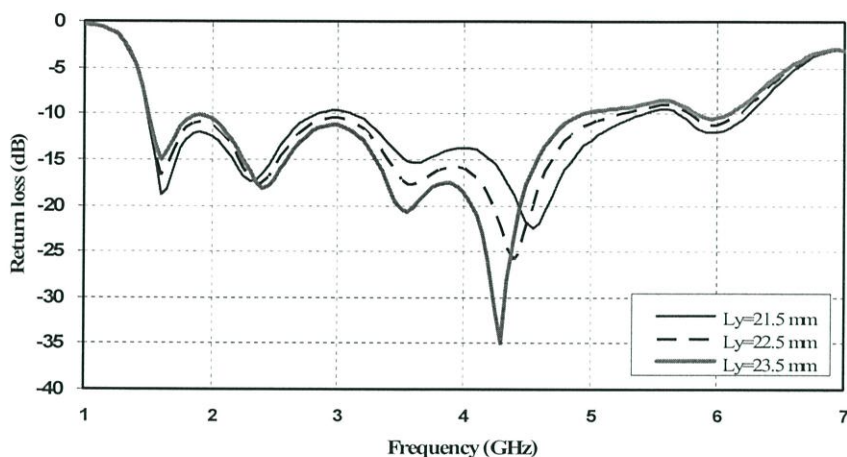
ตารางที่ 4.1 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $L_x$

$L_x$ (มิลลิเมตร)	$f_l - f_u$ (GHz)	$f_c$ (GHz)	% BW
$L_x = 41$	1.6 – 2.65	2.125	49.41
	3.35 – 6.4	4.875	62.56
$L_x = 42$	1.55 – 2.65	2.1	52.23
	3.35 – 6.35	4.85	61.85
$L_x = 43$	1.5 – 2.65	2.075	55.42
	3.3 – 6.3	4.8	62.5

จากการจำลองพบว่าเมื่อเพิ่มค่า  $L_x$  มากขึ้นมีผลทำให้ช่วงของความถี่ต่ำมีการเลื่อนไปทางด้านต่ำ จากกราฟจะเห็นว่าที่  $L_x = 43$  มิลลิเมตร ทำให้ได้ความถี่ครอบคลุม 1.5 GHz โดยพิจารณาจากค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ที่ต่ำกว่า  $-10$  dB ดังนั้นจึงเลือกขนาด  $L_x$  เท่ากับ 43 มิลลิเมตร เพื่อนำไปใช้ในการจำลองต่อไป

#### 4.5.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_y$

นำขนาดของสายอากาศในข้อที่ 4.5.1 มาทำการจำลองโดยเปลี่ยนแปลงค่าของ  $L_y$  ซึ่งเป็นด้านยาวของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยม ผลการจำลองแสดงในรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $L_y$

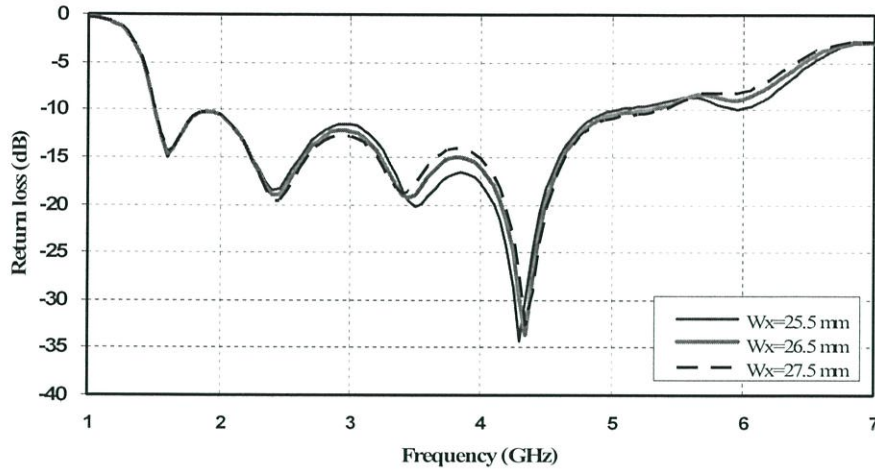
ตารางที่ 4.2 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $L_y$

$L_y$ (มิลลิเมตร)	$f_l - f_u$ (GHz)	$f_c$ (GHz)	% BW
$L_y = 21.5$	1.5 – 2.8	2.15	60.46
	3.15 – 5.4	4.275	52.63
$L_y = 22.5$	1.5 – 5.15	3.325	109.77
$L_y = 23.5$	1.5 – 5	3.25	107.69

จากการจำลองพบว่าเมื่อเพิ่มค่า  $L_y$  มากขึ้นมีผลต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์และแบนด์วิดท์โดยจะทำให้ขอบความถี่ด้านสูงเปลี่ยนแปลง ซึ่งในที่นี้จะต้องนำผลที่เกิดขึ้นทั้งหมดไปทำการตัดสินใจเพื่อเลือกใช้ค่า  $L_y$  ที่เหมาะสมที่สุด ในที่นี้จึงเลือก  $L_y = 23.5$  มิลลิเมตร นำไปใช้ในการจำลองต่อไป เนื่องจากมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีกว่า โดยที่มีแบนด์วิดท์ใกล้เคียงกันกับ  $L_y = 22.5$  มิลลิเมตร

#### 4.5.3 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $W_x$

ในข้อนี้เป็นการจำลองโดยเปลี่ยนแปลงค่า  $W_x$  ซึ่งเป็นความกว้างของสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้า เพื่อศึกษาผลกระทบที่เกิดขึ้น โดยใช้ค่า 25.5 มิลลิเมตร 26.5 มิลลิเมตร และ 27.5 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลการจำลองดังแสดงในรูปที่ 4.11 และตารางที่ 4.3



รูปที่ 4.11 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $W_x$

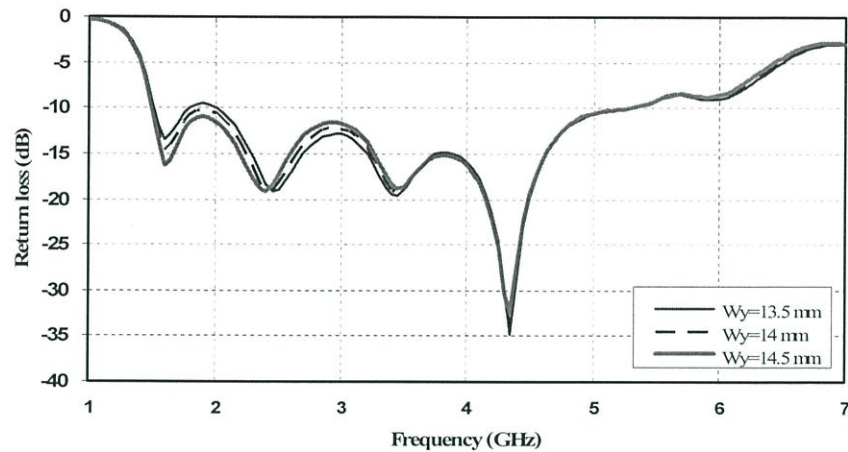
ตารางที่ 4.3 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $W_x$

$W_x$ (มิลลิเมตร)	$f_l - f_u$ (GHz)	$f_c$ (GHz)	% BW
$W_x = 25.5$	1.5 – 5	3.25	107.69
$W_x = 26.5$	1.5 – 5.3	3.4	111.76
$W_x = 27.5$	1.5 – 5.3	3.4	111.76

จากการจำลองได้ผลตามรูปที่ 4.11 ตารางที่ 4.3 แสดงให้เห็นว่าเมื่อปรับเปลี่ยนค่า  $W_x$  ความกว้างของแบนด์วิดท์ที่ได้ไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก แต่มีผลต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์ความถี่ช่วง 3-5 GHz และเมื่อเปรียบเทียบค่าจากตาราง พบว่า  $W_x$  เท่ากับ 26.5 มิลลิเมตร เป็นค่าที่ดีที่สุด ซึ่งจะนำไปใช้ในการวิเคราะห์ต่อไป

#### 4.5.4 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $W_y$

เพื่อหาค่าของ  $W_y$  ซึ่งเป็นความสูงของสตัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า โดยในการจำลองได้ปรับเปลี่ยนค่าของ  $W_y$  ซึ่งใช้ค่าเท่ากับ 13.5 มิลลิเมตร 14 มิลลิเมตร และ 14.5 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $W_y$

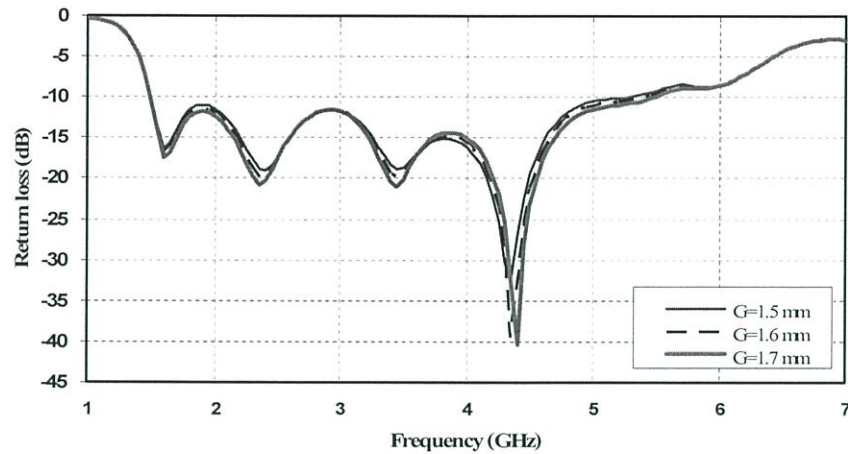
ตารางที่ 4.4 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $W_y$

$W_y$ (มิลลิเมตร)	$f_l - f_u$ (GHz)	$f_c$ (GHz)	% BW
$W_y = 13.5$	1.5 – 1.8	1.625	15.38
	2.06 – 5.25	3.65	87.67
$W_y = 14$	1.5 – 5.25	3.375	111.11
$W_y = 14.5$	1.5 – 5.25	3.375	111.11

จากการจำลองได้ผลตามรูปที่ 4.12 และตารางที่ 4.4 แสดงให้เห็นว่าเมื่อเปลี่ยนแปลงค่า  $W_y$  ความกว้างของแบนด์วิดท์ที่ได้ไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก แต่มีผลต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์ในช่วงความถี่ต่ำประมาณ 1.5 – 3.5 GHz และเมื่อเปรียบเทียบค่าจากตาราง พบว่า  $W_y$  เท่ากับ 14.5 มิลลิเมตร เป็นค่าที่ดีที่สุด ซึ่งจะนำไปใช้ในการจำลองต่อไป

#### 4.5.5 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $G$

เพื่อหาค่าของ  $G$  ซึ่งเป็นระยะห่างระหว่างขอบสตัปด้านล่างกับระนาบกราวด์ ที่ทำให้สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสตัปรูปสี่เหลี่ยมมีประสิทธิภาพที่ดีที่สุด โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จากการจำลองที่ผ่านมา และทำการปรับเปลี่ยนค่าของ  $G$  เท่ากับ 1.5 มิลลิเมตร 1.6 มิลลิเมตร และ 1.7 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $G$

ตารางที่ 4.5 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $G$

$G$ (มิลลิเมตร)	$f_l - f_u$ (GHz)	$f_c$ (GHz)	% BW
$G = 1.5$	1.5 – 5.25	3.375	111.11
$G = 1.6$	1.5 – 5.4	3.45	113.04
$G = 1.7$	1.5 – 5.45	3.475	113.66

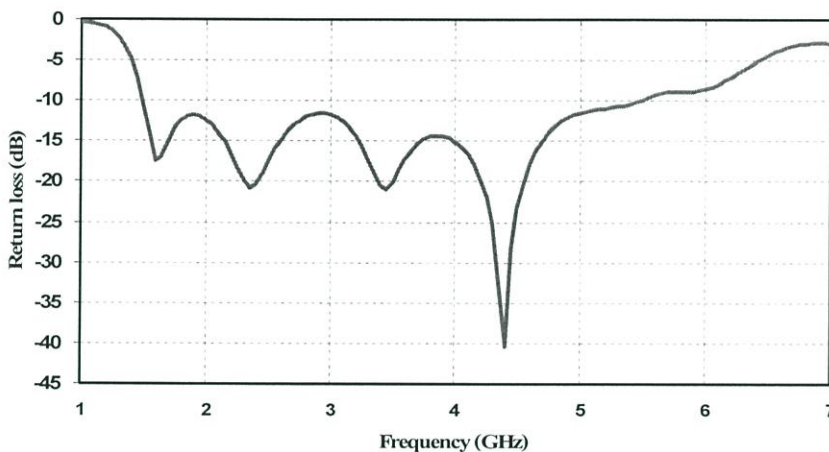
จากการจำลองได้ผลตามรูปที่ 4.13 และตารางที่ 4.5 แสดงให้เห็นว่าเมื่อปรับเปลี่ยนค่า  $G$  เพิ่มขึ้น ช่วยทำให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์ดีขึ้นที่ความถี่ประมาณ 4.4 GHz โดยมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศมีค่าเป็นลบมากที่สุดประมาณ -40 dB และแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นเล็กน้อย เมื่อเปรียบเทียบค่าจากตาราง  $G$  เท่ากับ 1.7 มิลลิเมตร จะทำให้ได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพที่สุด

#### สรุปผลการจำลอง

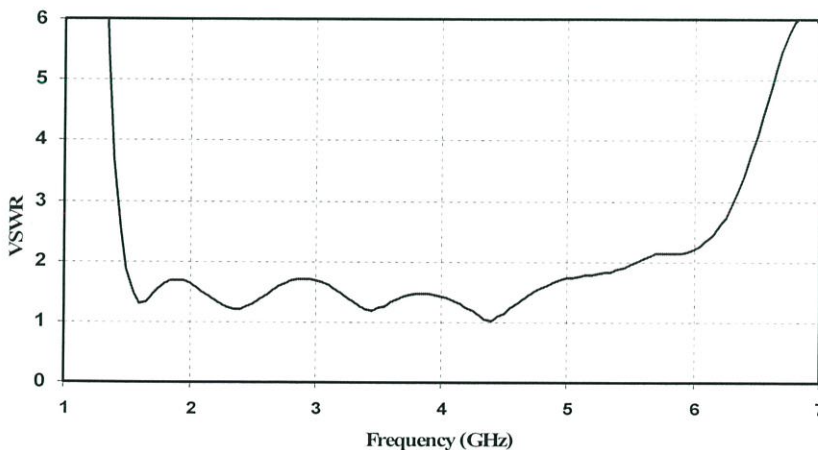
จากการจำลองจะเห็นได้ว่า สายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสตรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า มีคุณลักษณะแบนด์วิดท์เป็นแบนด์วิดท์ที่กว้าง โดยที่สายอากาศมีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์จากความถี่ด้านต่ำถึงความถี่ด้านสูงประมาณ 3.95 GHz หรือคิดเป็น 113.66 เปอร์เซ็นต์ ครอบคลุมตั้งแต่ 1.5 – 5.45 GHz และมีความถี่กลางอยู่ที่ 3.475 GHz ซึ่งครอบคลุมการใช้งานตามมาตรฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM1800, GSM1900 และระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) คือ IEEE 802.11b/g และ IEEE 802.11a ได้ ซึ่งขนาดของสายอากาศและสตรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า นั้นมีผลต่อคุณลักษณะของสายอากาศอย่างชัดเจน พารามิเตอร์ทั้งหมดที่ทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพดีที่สุด คือ

$L_x$  เท่ากับ 43 มิลลิเมตร  $L_y$  เท่ากับ 23.5 มิลลิเมตร  $W_x$  เท่ากับ 26.5 มิลลิเมตร  $W_y$  เท่ากับ 14.5 มิลลิเมตร และ  $G$  เท่ากับ 1.7 มิลลิเมตร ตามลำดับ

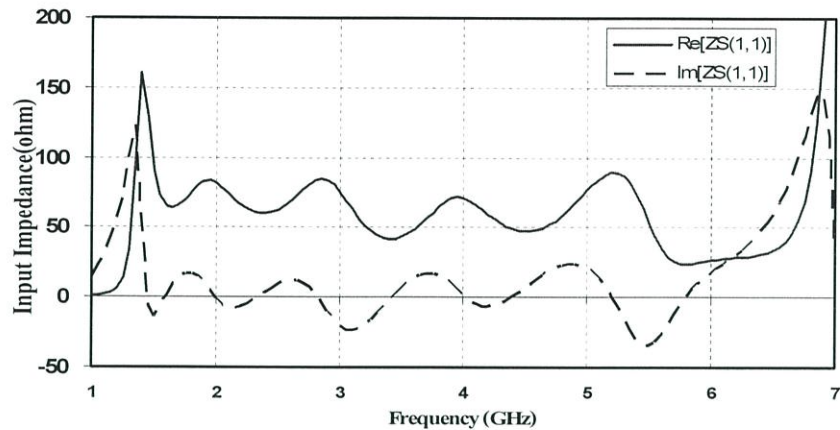
อย่างไรก็ตาม สายอากาศที่ได้ยังคงมีคุณลักษณะแบนด์วิดท์ที่ยังไม่กว้างเพียงพอตามวัตถุประสงค์ของงานวิจัยนี้ และยังไม่ครอบคลุมย่านความถี่ใช้งาน WiMAX (2-6 GHz) ดังนั้นในการจำลองต่อไปจะใช้ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้ระดับสี่เหลี่ยมผืนผ้าจากข้อนี้เป็นพารามิเตอร์พื้นฐาน โดยมีจุดมุ่งหมายเพื่อนำไปปรับปรุงออกแบบสายอากาศให้มีคุณลักษณะทางแบนด์วิดท์ที่กว้างยิ่งขึ้นไปกว่าเดิม โดยที่ยังคงขนาดของสายอากาศและรูปแบบที่เป็นช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าขนาดเท่ากับการทดลองที่ผ่านมา



รูปที่ 4.14 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีระดับสี่เหลี่ยมผืนผ้า

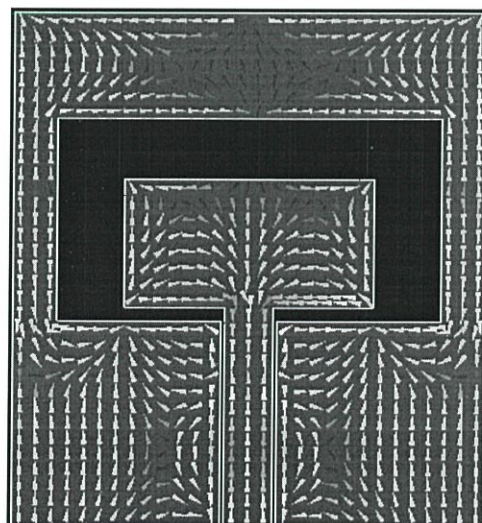


รูปที่ 4.15 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีระดับสี่เหลี่ยมผืนผ้า



รูปที่ 4.16 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่มีสตัปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

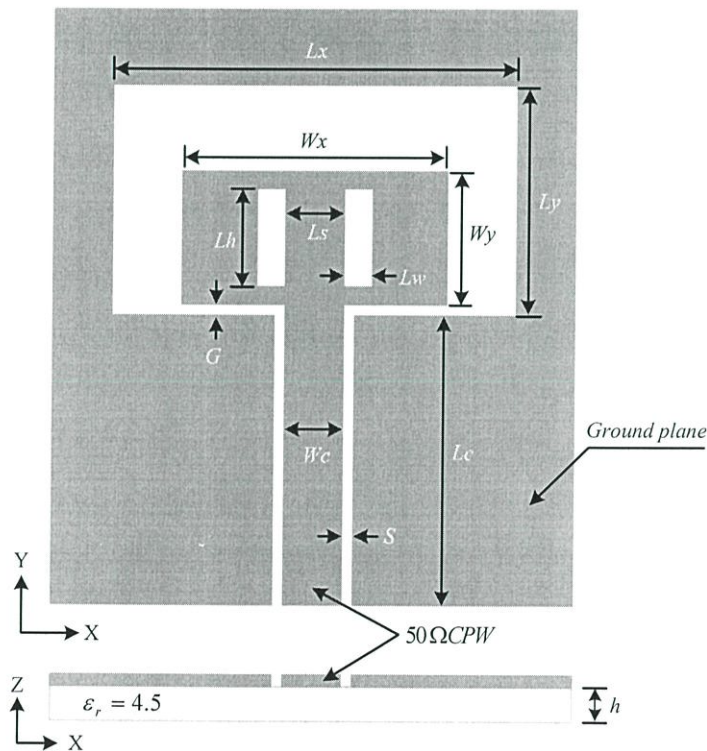
จากรูปที่ 4.14 แสดงให้เห็นถึงผลการจำลองการทำงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสตัปสี่เหลี่ยมผืนผ้า มีค่าของอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศ (VSWR) ต่ำ กว่า 2 ในย่านความถี่ประมาณ 1.5 – 5.45 GHz โดยมีค่าที่ดีที่สุดที่ความถี่ประมาณ 4.4 GHz แสดงในรูปที่ 4.15 และมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศอยู่ในช่วงประมาณ 50 โอห์ม ที่ความถี่ประมาณ 3.2 GHz, 3.6 GHz และ 4.4 GHz ตามลำดับ แสดงในรูปที่ 4.16 และในรูปที่ 4.17 แสดงการกระจายตัวของเวกเตอร์กระแสบนโครงสร้างของสายอากาศ เนื่องจากกระแสที่วางตัวในแนวตั้งจะมีอิทธิพลในการแพร่กระจายคลื่นมากกว่ากระแสที่วางตัวในแนวนอน ซึ่งจากรูปกระแสที่สตัปสี่เหลี่ยมผืนผ้า นั้นมีการวางตัวในแนวนอนด้วย จึงเป็นเหตุผลที่จะทำการเจาะช่องเปิดบน สตัปสี่เหลี่ยมผืนผ้า เพื่อให้เกิดการเปลี่ยนแปลงต่อการวางตัวของกระแส ซึ่งจะทำการจำลองและศึกษาผลกระทบที่เกิดขึ้นในข้อถัดไป



รูปที่ 4.17 การกระจายของเวกเตอร์กระแสบนสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่มีสตัปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

#### 4.6 สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสตัปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot สี่เหลี่ยมแนวตั้ง

หลังจากการจำลองในหัวข้อที่ 4.5 ซึ่งเป็นการปรับเปลี่ยนขนาดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศเพื่อหาค่าที่ทำให้สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสตัปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ามีประสิทธิภาพและมีแบนด์วิดท์ที่กว้างที่สุดแล้ว แต่ยังไม่ครอบคลุมตามวัตถุประสงค์ที่กำหนดไว้ ในหัวข้อนี้จึงได้ทำการจำลองเปลี่ยนรูปแบบของสตัป โดยทำการเจาะช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแนวตั้ง (จูนนิ่งแบบช่องเปิด: Tuning Slot) ในลักษณะสมมาตรกันทั้งสองข้างบน สตัปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า และปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของจูนนิ่งแบบช่องเปิด เพื่อดูแนวโน้มการกระจายตัวของเวกเตอร์กระแสใน โครงสร้างของสตัปสี่เหลี่ยมผืนผ้า เนื่องจากกระแสที่วางตัวในแนวตั้งจะมีอิทธิพลในการแพร่กระจายคลื่นมากกว่ากระแสที่วางตัวในแนวนอน ซึ่งจากรูปกระแสบนสตัปสี่เหลี่ยมผืนผ้า นั้นจะมีการวางตัวในแนวนอน ดังนั้นด้วยคุณสมบัติของช่องเปิด (Slot) จะมีการกระจายคลื่นที่บริเวณขอบซึ่งเป็นบริเวณที่มีความหนาแน่นของกระแส มาก ดังนั้นเมื่อเจาะช่องเปิดบนสตัปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ทิศทางของกระแสจะมีการเปลี่ยนแปลง เกิดการ Coupling ระหว่างกัน และจากสายอากาศช่องเปิดด้วย

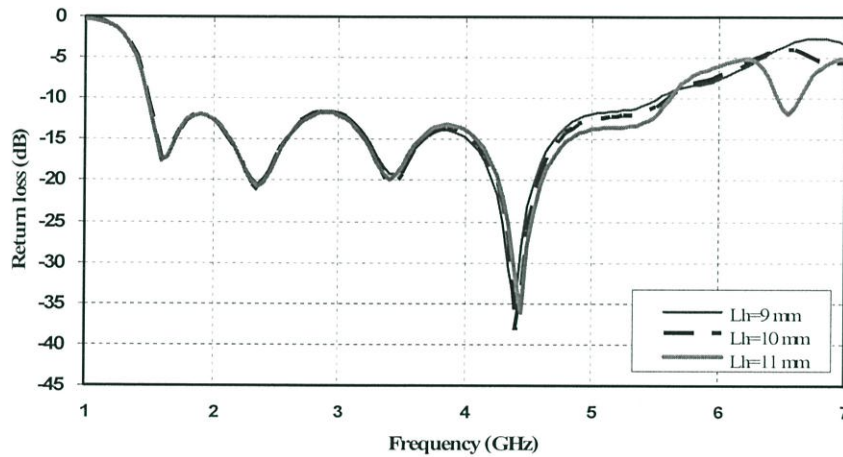


รูปที่ 4.18 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสตัปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและจูนนิ่งแบบช่องเปิด (Tuning Slot) รูปสี่เหลี่ยมแนวตั้ง

ในการจำลองได้เลือกและกำหนดขนาดสายอากาศจากการจำลองที่ผ่านมาดังนี้ คือ  $L_x = 43$  มิลลิเมตร  $L_y = 23.5$  มิลลิเมตร  $W_x = 26.5$  มิลลิเมตร  $W_y = 14.5$  มิลลิเมตร และ  $G = 1.7$  มิลลิเมตร และมีค่าพารามิเตอร์ของ Tuning Slot รูปสี่เหลี่ยมแนวตั้งเพิ่มขึ้นมา คือ  $L_h, L_w$  และ  $L_s$  ซึ่งจะทำให้การปรับขนาดในการจำลองส่วนนี้ โดยโครงสร้างของสายอากาศที่ออกแบบแสดงในรูปที่ 4.18

4.6.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $L_h$

ทำการปรับขนาดของ  $L_h$  ซึ่งเป็นความยาว (สูง) ของ Tuning Slot รูปสี่เหลี่ยมแนวตั้งโดยปรับค่าเท่ากับ 9 มิลลิเมตร 10 มิลลิเมตร และ 11 มิลลิเมตร ตามลำดับ และใช้ค่าของ  $L_w$  เท่ากับ 2 มิลลิเมตร และ  $L_s$  เท่ากับ 5.4 มิลลิเมตร ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $L_h$

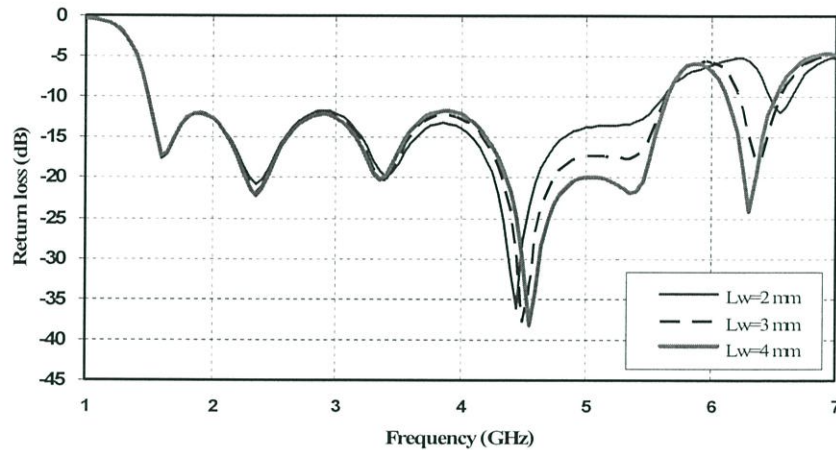
ตารางที่ 4.6 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $L_h$

$L_h$ (มิลลิเมตร)	$f_l - f_u$ (GHz)	$f_c$ (GHz)	BW (GHz, %)
$L_h = 9$	1.5 – 5.5	3.5	114.28
$L_h = 10$	1.5 – 5.55	3.525	114.89
$L_h = 11$	1.5 – 5.6	3.55	115.49

ผลการจำลองได้ผลตามรูปที่ 4.19 และตารางที่ 4.6 จะเห็นได้ว่าเมื่อปรับขนาดของ  $L_h$  มากขึ้นมีแนวโน้มที่จะเกิดความถี่เรโซแนนซ์ทางด้านความถี่สูงในช่วง 4- 6 GHz และทำให้แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นเล็กน้อย ซึ่งพิจารณาแล้วมีแนวโน้มที่จะสามารถทำให้แบนด์วิดท์กว้างขึ้นได้ และได้เลือกใช้ค่า  $L_h$  เท่ากับ 11 มิลลิเมตร ในการศึกษาวิเคราะห์ต่อไป

#### 4.6.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_w$

$L_w$  เป็นความกว้างของ Tuning Slot รูปสี่เหลี่ยมแนวตั้ง ในการจำลองทำการปรับเปลี่ยนขนาดของ  $L_w$  เท่ากับ 2 มิลลิเมตร 3 มิลลิเมตร และ 4 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.20



รูปที่ 4.20 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $L_w$

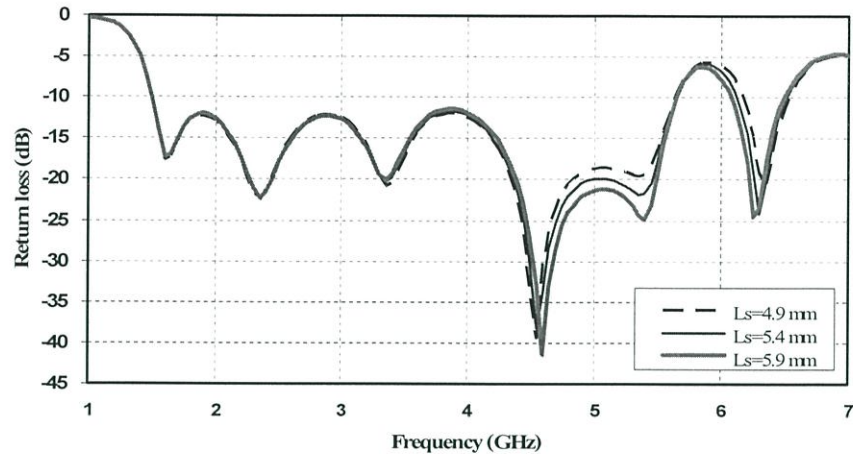
ตารางที่ 4.7 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $L_w$

$L_w$ (มิลลิเมตร)	$f_l - f_u$ (GHz)	$f_c$ (GHz)	% BW
$L_w = 2$	1.5 – 5.6	3.55	115.49
$L_w = 3$	1.5 – 5.6	3.55	115.49
$L_w = 4$	1.5 – 5.6	3.55	115.49

ผลการจำลองได้ผลตามรูปที่ 4.20 และตารางที่ 4.7 จะเห็นได้ว่า เมื่อเพิ่มขนาดของ  $L_w$  มากขึ้นทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ทางด้านความถี่สูงในช่วง 6 – 6.5 GHz และทำให้เกิดการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดีขึ้นในช่วงความถี่ 4.5 – 5.5 GHz ซึ่งมีแนวโน้มที่จะสามารถทำให้แบนด์วิดท์กว้างขึ้นได้ ในที่นี้เลือกใช้  $L_w$  เท่ากับ 4 มิลลิเมตร ในการศึกษาวิเคราะห์ต่อไป

#### 4.6.3 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_s$

ในส่วนนี้ทำการปรับเปลี่ยนขนาดของ  $L_s$  ซึ่งเป็นระยะห่างระหว่าง Tuning Slot โดยปรับ  $L_s$  เท่ากับ 4.9 มิลลิเมตร 5.4 มิลลิเมตร และ 5.9 มิลลิเมตร ตามลำดับ และใช้ค่าของ  $L_w$  เท่ากับ 11 มิลลิเมตร และ  $L_w$  เท่ากับ 4 มิลลิเมตร ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.21



รูปที่ 4.21 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $L_s$

ตารางที่ 4.8 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $L_s$

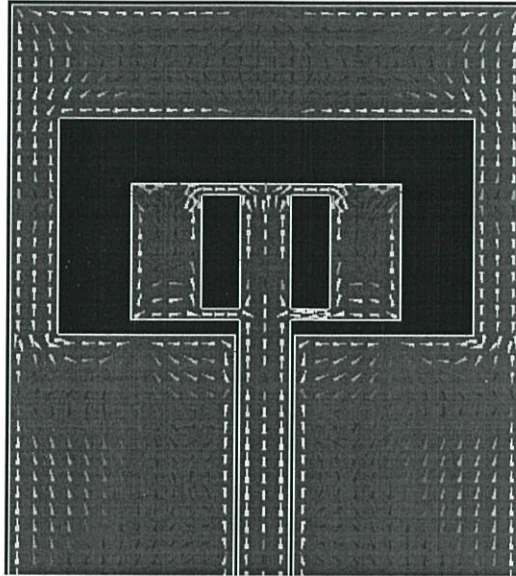
$L_s$ (มิลลิเมตร)	$f_l - f_u$ (GHz)	$f_c$ (GHz)	% BW
$L_s = 4.9$	1.5 – 5.6	3.55	115.49
$L_s = 5.4$	1.5 – 5.6	3.55	115.49
$L_s = 5.9$	1.5 – 5.6	3.55	115.49

ผลการจำลองได้ผลตามรูปที่ 4.21 และตารางที่ 4.8 จะเห็นได้ว่าเมื่อปรับขนาดของ  $L_s$  จะเกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์ดีขึ้นในช่วงความถี่สูง ซึ่งในการจำลองนี้ได้ใช้ค่า  $L_s$  เท่ากับ 5.9 มิลลิเมตร โดยมีแนวโน้มที่จะสามารถทำให้แบนด์วิดท์กว้างขึ้นได้

#### สรุปผลการจำลอง

จากผลการจำลองจะเห็นได้ว่าเมื่อเจาะช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแนวตั้งในสแต็บรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าของสายอากาศและปรับขนาดพารามิเตอร์ของช่องเปิดนั้น ทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ด้านความถี่สูงประมาณ 6 - 6.5 GHz และมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ดีขึ้นในช่วงความถี่ 4.5 - 5.5 GHz เมื่อเทียบกับโครงสร้างที่ไม่ได้ใส่ช่องเปิดในข้อ 4.5 ที่ผ่านมา และจากรูปที่ 4.22 จะเห็นได้ว่าทิศทางของการกระจายของเวกเตอร์กระแสบนสแต็บสี่เหลี่ยมบริเวณขอบของ Tuning Slot ทั้งสองข้างเกิดการวางตัวเป็นแนวตั้ง ดังนั้นทำให้สรุปได้ว่าการใส่ช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมคู่แนวตั้ง (Tuning Slot) ภายในสแต็บรูปสี่เหลี่ยมมีแนวโน้มที่ช่วยในการเพิ่มแบนด์วิดท์ได้โดยการปรับเปลี่ยนขนาดของพารามิเตอร์  $L_h$ ,  $L_w$  และ  $L_s$  ของ Tuning Slot ซึ่งการปรับขนาดของพารามิเตอร์เหล่านี้จะส่งผลกระทบต่อ การปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ทางด้านความถี่สูง แต่อย่างไรก็ตามผลที่ได้ยังไม่สามารถเพิ่มแบนด์วิดท์

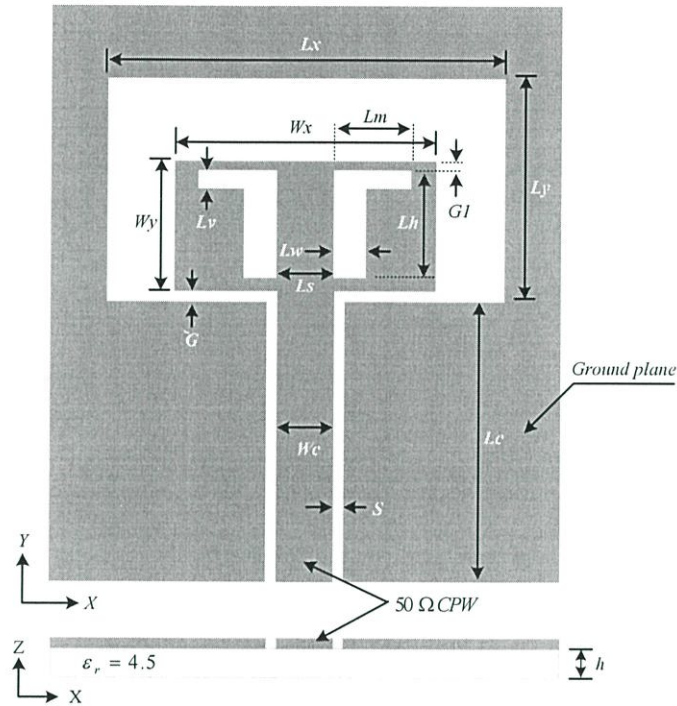
ได้ตามต้องการ ดังนั้นจึงทำการเปลี่ยนรูปแบบของ Tuning Slot แบบใหม่เป็นรูปตัวแอลคว่ำ โดยจะทำการจำลองในข้อต่อไป



รูปที่ 4.22 การกระจายของเวกเตอร์กระแสของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่มีสตับสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปสี่เหลี่ยมแนวตั้ง

#### 4.7 สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสตับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ

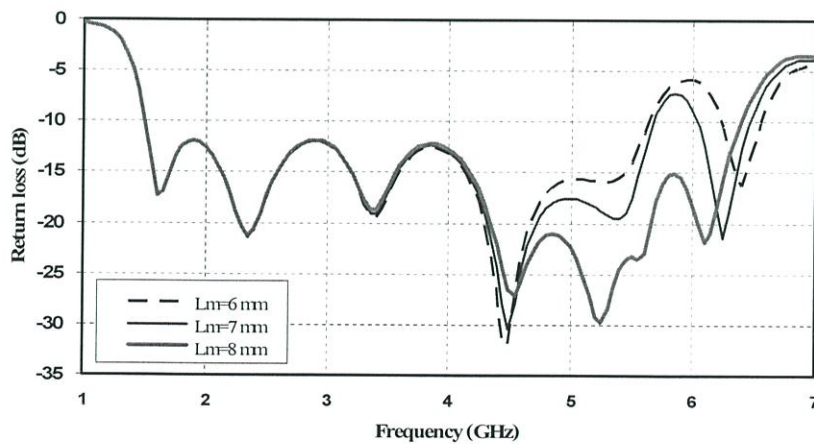
ในการจำลองต่อจากนี้ไปมีวัตถุประสงค์ในการขยายแบนด์วิดท์ให้เพิ่มขึ้น จากผลการทดลองที่ผ่านมาในข้อ 4.6 นั้น พบว่าเมื่อเจาะช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแนวตั้งในลักษณะสมมาตรกันทั้งสองข้างในสตับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า (Tuning Slot) ไปแล้วนั้น ทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ 6 - 6.5 GHz ขึ้น และมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ดีขึ้นในช่วงความถี่ 4.5 - 5.5 GHz ซึ่งมีแนวโน้มที่จะสามารถทำให้สายอากาศมีแบนด์วิดท์ที่กว้างขึ้นได้ ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงนำสายอากาศดังกล่าวมาทำการเปลี่ยนรูปแบบของช่องเปิดหรือ Tuning Slot ให้เป็นรูปสี่เหลี่ยมหักมุมหรือรูปตัวแอลคว่ำ โดยมีโครงสร้างแสดงในรูปที่ 4.23 โดยใช้ขนาดของสายอากาศและสตับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเท่าเดิม และใช้ค่าพารามิเตอร์ของ Tuning Slot คือ  $L_w$  เป็นความกว้างของ Tuning Slot  $L_h$  เป็นความสูงของ Tuning Slot และ  $L_s$  เป็นระยะห่างระหว่าง Tuning Slot ซึ่งได้จากการจำลองในหัวข้อ 4.6 ที่ผ่านมา โดยมีพารามิเตอร์ของ Tuning Slot ที่เพิ่มขึ้นมา คือ  $G_1$  เป็นระยะห่างของขอบ Tuning Slot กับขอบของสตับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าด้านบน ส่วน  $L_m$  เป็นความกว้างของ Tuning Slot ด้านบนส่วนที่หักมุม และ  $L_v$  เป็นความยาวของ Tuning Slot ส่วนที่หักมุม ในการจำลองจะทำการปรับขนาดของทั้ง 3 พารามิเตอร์นี้



รูปที่ 4.23 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสัดับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า และ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ

#### 4.7.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $L_m$

$L_m$  เป็นความกว้างส่วนที่หักมุมด้านบนของ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ ในการจำลอง ใช้ขนาด  $L_w$  เท่ากับ 4 มิลลิเมตร  $L_h$  เท่ากับ 11 มิลลิเมตร  $L_s$  เท่ากับ 5.9 มิลลิเมตร ซึ่งเป็นค่าที่ได้จากการจำลองในหัวข้อ 4.6 และกำหนดให้  $L_v$  เท่ากับ 1 มิลลิเมตร และ  $G_1$  เท่ากับ 1.75 มิลลิเมตร โดยทำการปรับเปลี่ยนขนาดของ  $L_m$  เท่ากับ 6 มิลลิเมตร 7 มิลลิเมตร และ 8 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.24



รูปที่ 4.24 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $L_m$

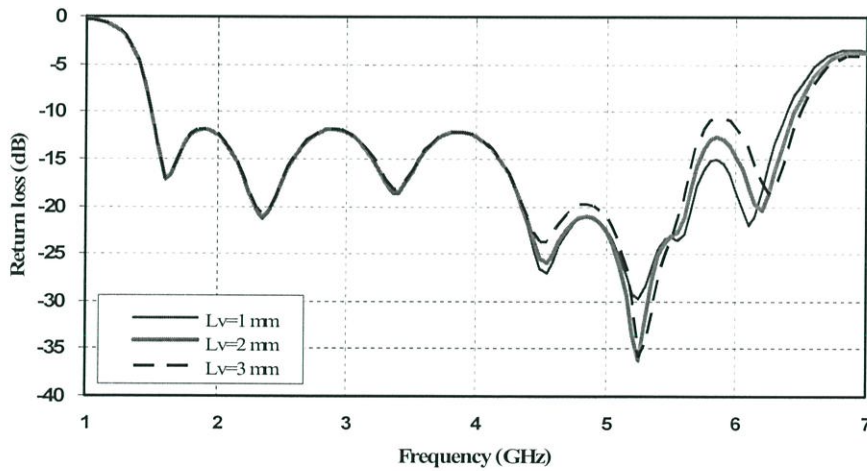
ตารางที่ 4.9 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $L_m$

$L_m$ (มิลลิเมตร)	$f_l - f_u$ (GHz)	$f_c$ (GHz)	% BW
$L_m = 6$	1.5 – 5.6	3.55	115.49
$L_m = 7$	1.5 – 5.65	3.575	116.08
$L_m = 8$	1.5 – 6.35	3.925	123.56

ผลการจำลองได้ผลตามรูปที่ 4.24 และตารางที่ 4.9 จะเห็นได้ว่าเมื่อ  $L_m$  มีขนาดเพิ่มขึ้นจะช่วยทำให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ประมาณ 4 – 6.5 GHz ดีขึ้นและทำให้ได้แบนด์วิดท์ที่กว้าง ผลจากการจำลองได้  $L_m$  มีค่าเท่ากับ 8 มิลลิเมตร เป็นค่าที่ดีที่สุด และนำไปใช้ในการจำลองต่อไป

4.7.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $L_v$

$L_v$  เป็นความยาว(สูง)ของ Tuning Slot ด้านบนส่วนที่หักมุม โดยทำการปรับเปลี่ยนขนาดของ  $L_v$  โดยเลือกใช้ค่า 1 มิลลิเมตร 2 มิลลิเมตร และ 3 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.25



รูปที่ 4.25 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $L_v$

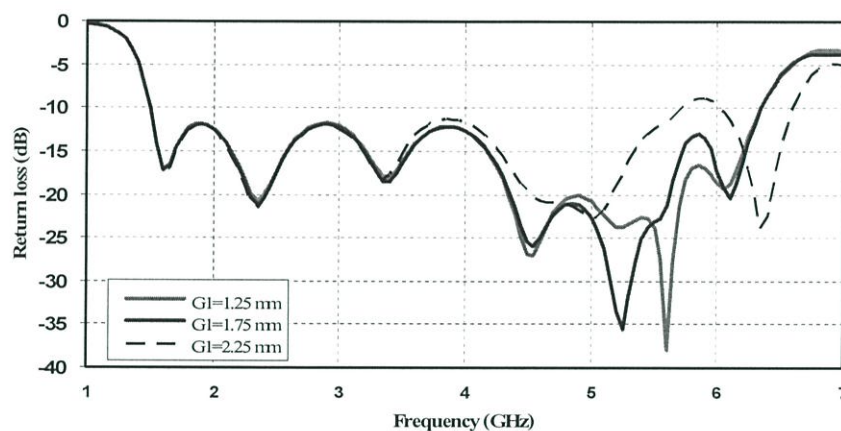
ตารางที่ 4.10 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $L_v$

$L_v$ (มิลลิเมตร)	$f_l - f_u$ (GHz)	$f_c$ (GHz)	% BW
$L_v = 1$	1.5 – 6.35	3.925	123.56
$L_v = 2$	1.5 – 6.35	3.925	123.56
$L_v = 3$	1.5 – 6.35	3.925	123.56

ผลการจำลองได้ผลตามรูปที่ 4.25 และตารางที่ 4.10 จะเห็นได้ว่าเมื่อทำการเพิ่มขนาดของ  $L_v$  ทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เลื่อนไปทางด้านความถี่สูงเล็กน้อยและเกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีขึ้นที่ความถี่ 5.2 GHz เมื่อพิจารณาแล้วได้เลือกค่า  $L_v$  เท่ากับ 2 มิลลิเมตร นำไปใช้ในการวิเคราะห์ต่อไปเพื่อให้ได้สายอากาศมีประสิทธิภาพดีที่สุด

#### 4.7.3 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ $G_1$

ในการจำลองโดยทำการปรับเปลี่ยนขนาดของ  $G_1$  เพื่อดูผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการเลื่อนตำแหน่งของ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่า โดยปรับเปลี่ยนค่า  $G_1$  ดังนี้ 1.25 มิลลิเมตร 1.75 มิลลิเมตร และ 2.25 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.26

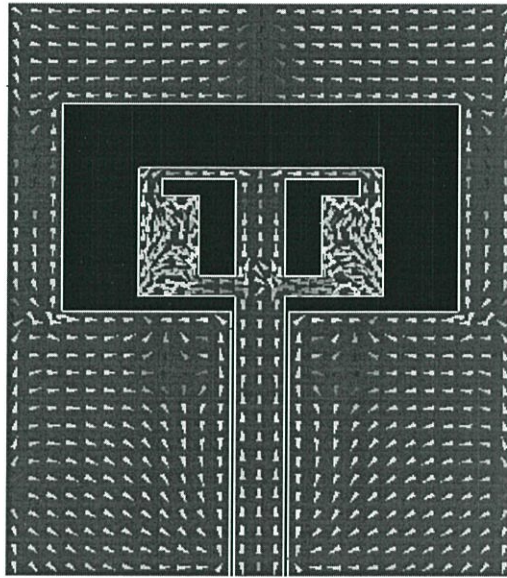


รูปที่ 4.26 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $G_1$

ตารางที่ 4.11 เปรียบเทียบผลคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $G_1$

$G_1$ (มิลลิเมตร)	$f_l - f_u$ (GHz)	$f_c$ (GHz)	% BW
$G_1 = 1.25$	1.5 – 6.35	3.925	123.56
$G_1 = 1.75$	1.5 – 6.35	3.925	123.56
$G_1 = 2.25$	1.5 – 5.25	3.375	111.11

ผลการจำลองได้ผลตามรูปที่ 4.26 และตารางที่ 4.11 จะเห็นได้ว่าเมื่อลดขนาดของ  $G_1$  จะเกิดการเปลี่ยนแปลงต่อค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศในช่วงความถี่ประมาณ 4 – 6.5 GHz โดยมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีขึ้นเมื่อระยะของ  $G_1$  ลดลง โดยที่  $G_1$  มีค่าเท่ากับ 1.25 มิลลิเมตร เป็นค่าที่ดีที่สุด ทำให้ได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพสูงสุด



รูปที่ 4.27 การกระจายของเวกเตอร์กระแสของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ

#### สรุปผลการจำลอง

การใช้สล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มี Tuning Slot รูปสี่เหลี่ยมหักมุมหรือตัวแอลคว่ำ สามารถทำให้สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ามีคุณลักษณะแบนด์วิดท์เป็นแถบกว้าง โดยที่สายอากาศมีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์จากความถี่ด้านต่ำถึงความถี่ด้านสูงประมาณ 4.85 GHz หรือคิดเป็น 123.56 เปอร์เซ็นต์ ครอบคลุมตั้งแต่ 1.5 – 6.35 GHz และมีความถี่กลางอยู่ที่ 3.925 GHz ซึ่งครอบคลุมการใช้งานตามมาตรฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM1800, GSM1900 และระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) คือ IEEE 802.11b/g, IEEE 802.11a และและโครงข่ายเทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สายความเร็วสูง (WiMAX, 2-6 GHz) ได้ตามวัตถุประสงค์ของงานวิจัยนี้ ซึ่งสล็อตรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มี Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำนั้นมีผลต่อคุณลักษณะของสายอากาศ เมื่อทำการปรับขนาดและตำแหน่งของ Tuning Slot ให้เหมาะสม ซึ่งพารามิเตอร์ทั้งหมดที่ทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพดีที่สุดคือ  $L_x$  เท่ากับ 43 มิลลิเมตร  $L_y$  เท่ากับ 23.5 มิลลิเมตร  $W_x$  เท่ากับ 26.5 มิลลิเมตร  $W_y$  เท่ากับ 14.5 มิลลิเมตร และ  $G$  เท่ากับ 1.7 มิลลิเมตร  $G_1$  เท่ากับ 1.25 มิลลิเมตร  $L_w$  เท่ากับ 4 มิลลิเมตร  $L_h$  เท่ากับ 11 มิลลิเมตร  $L_s$  เท่ากับ 5.9 มิลลิเมตร  $L_m$  เท่ากับ 8 มิลลิเมตร และ  $L_v$  เท่ากับ 2 มิลลิเมตร ตามลำดับ

#### 4.8 ผลจำลองสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยใช้สายส่งสัญญาณระนาบร่วมที่มีประสิทธิภาพดีที่สุด

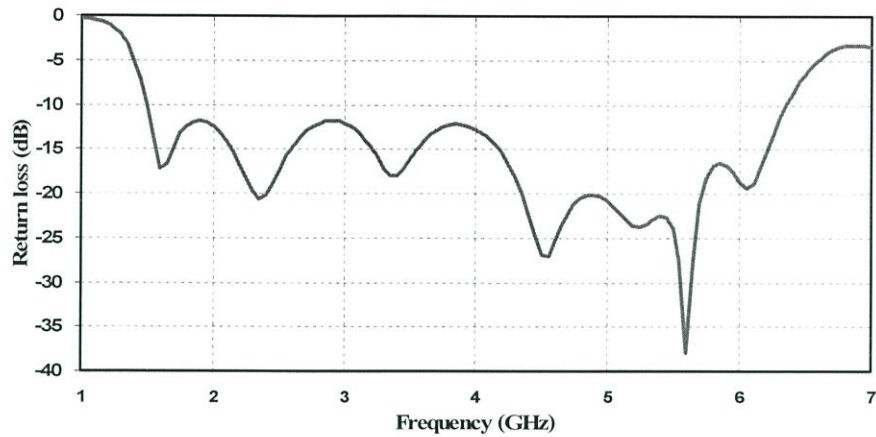
พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จากการจำลองการทำงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสัดบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่า ที่มีประสิทธิภาพดีที่สุด มีดังต่อไปนี้

ตารางที่ 4.12 พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสัดบสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่า

พารามิเตอร์	ขนาด	
	ขนาดทางกายภาพ (มม)	ขนาดทางไฟฟ้า
$W_c$	5.4	$0.04 \lambda_g$
S	0.5	$0.004 \lambda_g$
$L_c$	30	$0.25 \lambda_g$
$L_x$	43	$0.356 \lambda_g$
$L_y$	23.5	$0.195 \lambda_g$
$W_x$	26.5	$0.22 \lambda_g$
$W_y$	14.5	$0.12 \lambda_g$
$G$	1.7	$0.014 \lambda_g$
$G_1$	1.25	$0.010 \lambda_g$
$L_w$	4	$0.033 \lambda_g$
$L_h$	11	$0.091 \lambda_g$
$L_s$	5.9	$0.048 \lambda_g$
$L_m$	8	$0.066 \lambda_g$
$L_v$	2	$0.016 \lambda_g$

##### 4.8.1 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศ

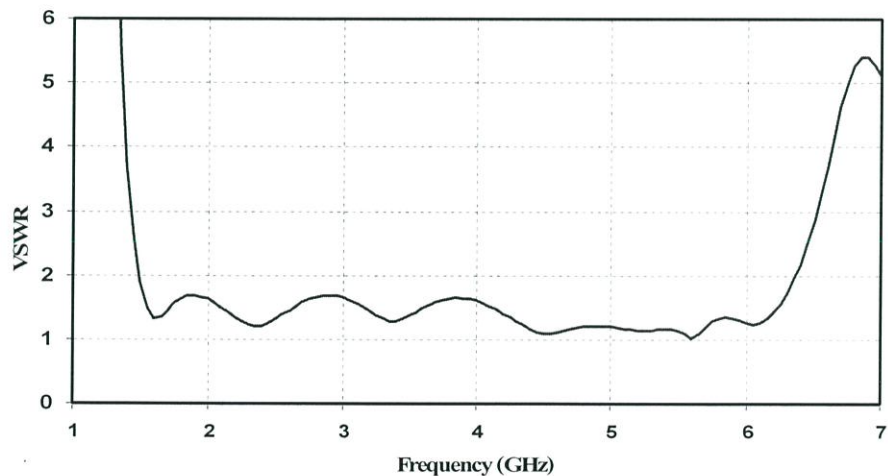
ผลการจำลองการทำงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสัดบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่า มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำสุดเท่ากับ -38 dB ที่ความถี่ประมาณ 5.6 GHz ค่าแบนด์วิดท์เท่ากับ 123.56 % (ที่ -10 dB) หรือทำงานที่ความถี่ตั้งแต่ 1.5 – 6.35 GHz แสดงในรูปที่ 4.28



รูปที่ 4.28 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ

#### 4.8.2 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศ

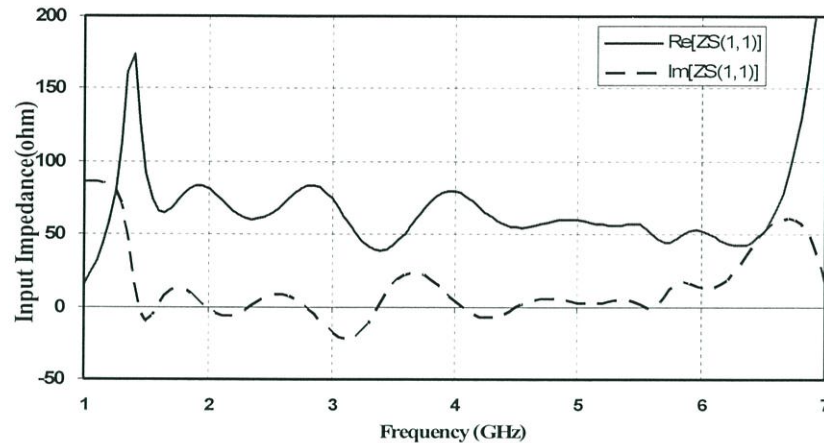
จากรูปที่ 4.29 แสดงให้เห็นถึงผลการจำลองการทำงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสล็อตรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ มีค่าของอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศ (VSWR) ต่ำกว่า 2 ในย่านความถี่ประมาณ 1.5 – 6.35 GHz



รูปที่ 4.29 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ

#### 4.8.3 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ (Input Impedance)

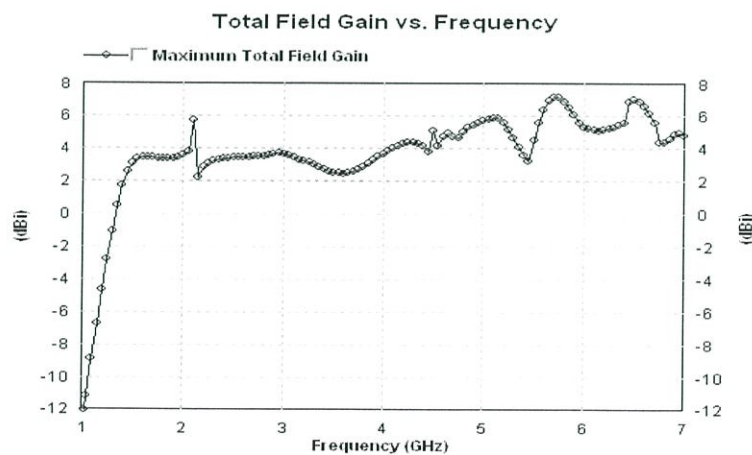
จากรูปที่ 4.30 แสดงให้เห็นถึงผลการจำลองการทำงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสแตบริปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ มีค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ อยู่ในช่วงประมาณ 50 โอห์ม ที่ความถี่ประมาณ 3.2 GHz, 3.6 GHz, 5.5 GHz และ 5.8 GHz ตามลำดับ



รูปที่ 4.30 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสแตบริปสี่เหลี่ยมผืนผ้า และ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ

#### 4.8.4 ค่าอัตราการขยาย (Gain) ต่อความถี่ของสายอากาศ

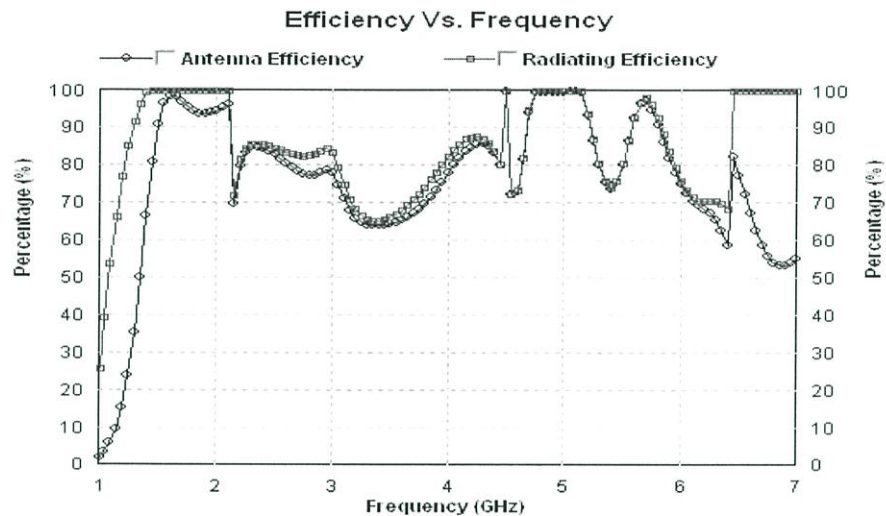
จากรูปที่ 4.31 แสดงให้เห็นถึงผลการจำลองการทำงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสแตบริปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ ที่มีค่าอัตราการขยายของสายอากาศประมาณ 2 - 8 dBi ในย่านความถี่ประมาณ 1.5 - 7 GHz โดยสายอากาศจะมีค่าอัตราการขยายสูงสุดที่ความถี่ประมาณ 5.6 GHz



รูปที่ 4.31 ค่าอัตราการขยาย (Gain) ต่อความถี่ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสแตบริปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ

#### 4.8.5 ค่าประสิทธิภาพ (Efficiency) ต่อค่าความถี่ของสายอากาศ

จากรูปที่ 4.32 แสดงให้เห็นถึงผลการจำลองการทำงานสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ มีค่าประสิทธิภาพ (Efficiency) ต่อค่าความถี่ในช่วงประมาณ 60 - 100 % ในย่านความถี่ ประมาณ 1.5 – 6.5 GHz โดยสายอากาศจะมีค่าประสิทธิภาพสูงสุดที่ความถี่ประมาณ 1.8 GHz และ 5 GHz



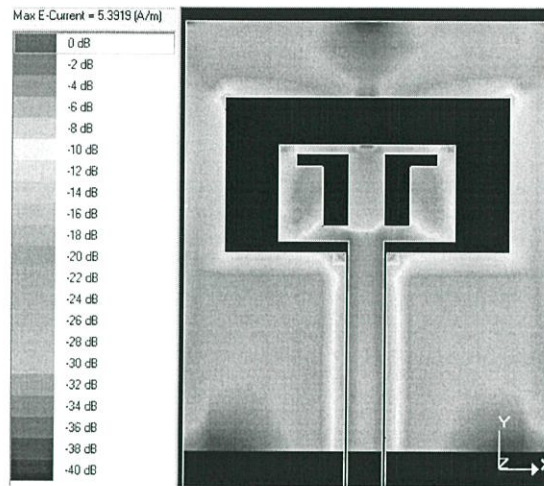
รูปที่ 4.32 ค่าประสิทธิภาพ (Efficiency) ต่อค่าความถี่ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ

#### 4.9 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและแบบรูปการแผ่พลังงาน

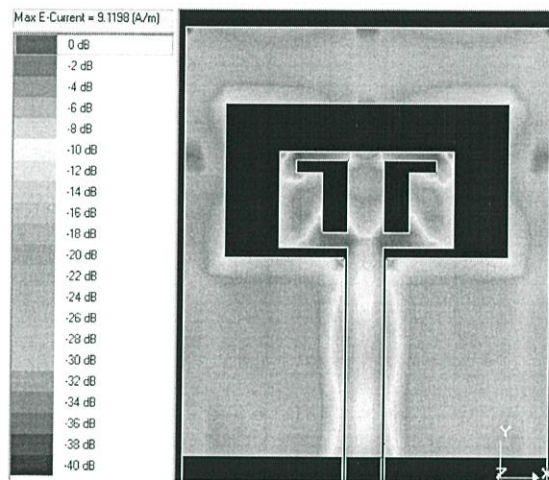
การจำลองการทำงานค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ ที่มีขนาด  $L_h$  เท่ากับ 11 มิลลิเมตร  $L_w$  เท่ากับ 4 มิลลิเมตร  $L_s$  เท่ากับ 5.9 มิลลิเมตร  $L_m$  เท่ากับ 8 มิลลิเมตร  $L_v$  เท่ากับ 2 มิลลิเมตร และ  $G_1$  เท่ากับ 1.25 มิลลิเมตร ซึ่งเป็นสายอากาศที่มีประสิทธิภาพดีที่สุด

##### 4.9.1 ผลการจำลองการทำงานค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า (Electrical Current Density)

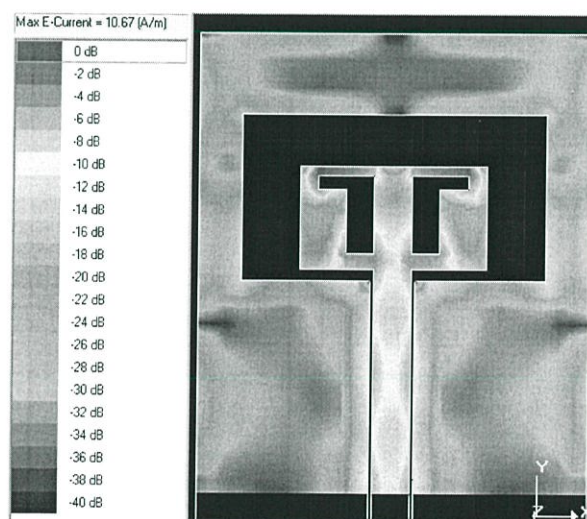
ผลการจำลองการทำงานค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ ที่ความถี่ 2.4 GHz, 5 GHz และ 5.8 GHz ดังในรูปที่ 4.33, 4.34 และ 4.35 ตามลำดับ



รูปที่ 4.33 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในรูป 3 มิติ ที่ความถี่ 2.4 GHz



รูปที่ 4.34 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในรูป 3 มิติ ที่ความถี่ 5 GHz

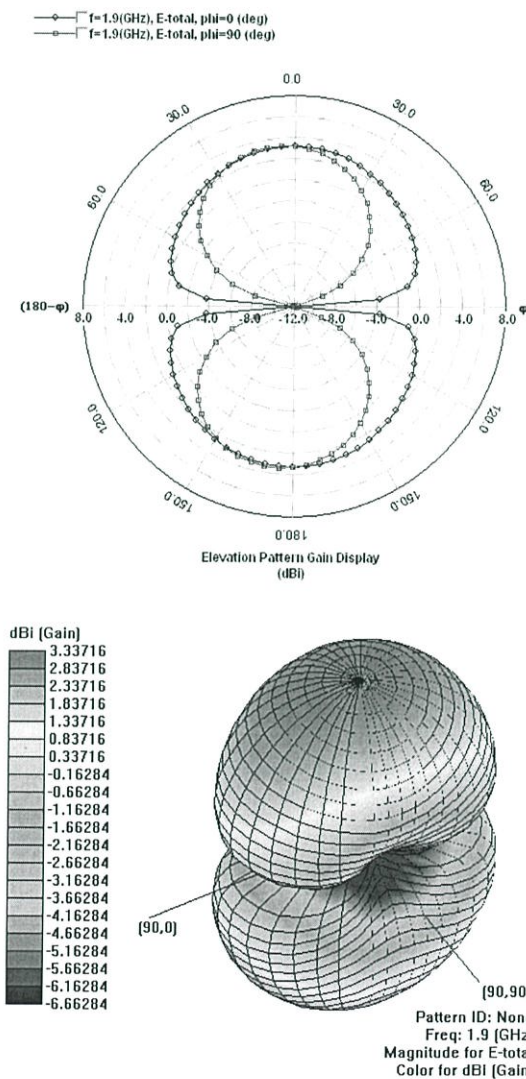


รูปที่ 4.35 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในรูป 3 มิติ ที่ความถี่ 5.8 GHz

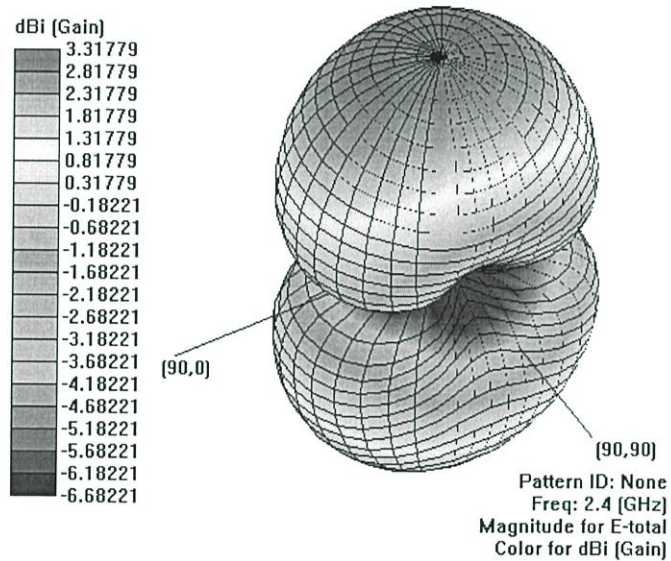
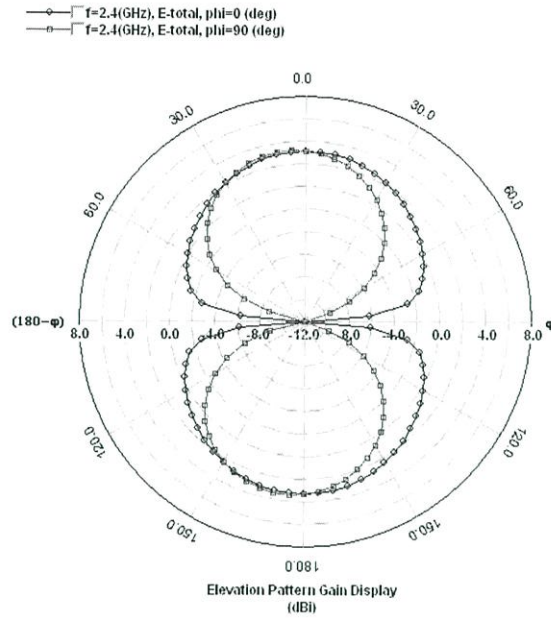
จากรูปที่ 4.33 – 4.35 แสดงให้เห็นถึงผลการจำลองการทำงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสลับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ ที่ความถี่ 2.4 GHz, 5 GHz และ 5.8 GHz มีค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าบริเวณจุดป้อนสัญญาณ บริเวณขอบของสายอากาศช่องเปิด และของตัวนำทั้งที่เป็นตัวแพร่กระจายสัญญาณและในส่วนที่เป็นระนาบกราวด์

#### 4.9.2 ผลการจำลองการทำงานแบบรูปการแผ่พลังงาน

ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสลับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ ที่ความถี่ 1.9 GHz, 2.4 GHz, 5.2 GHz และ 5.8 GHz ตามลำดับ แสดงในรูปที่ 4.36 - 4.39

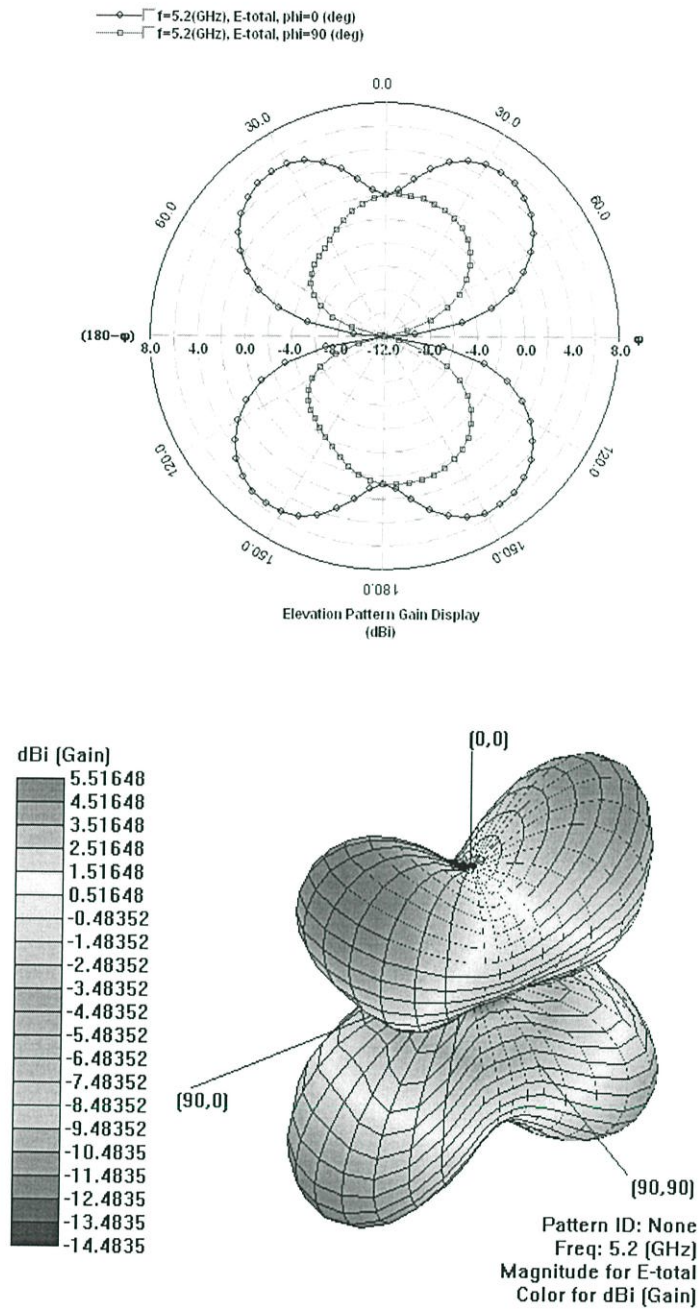


รูปที่ 4.36 การแผ่พลังงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสลับสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ ที่ความถี่ 1.9 GHz

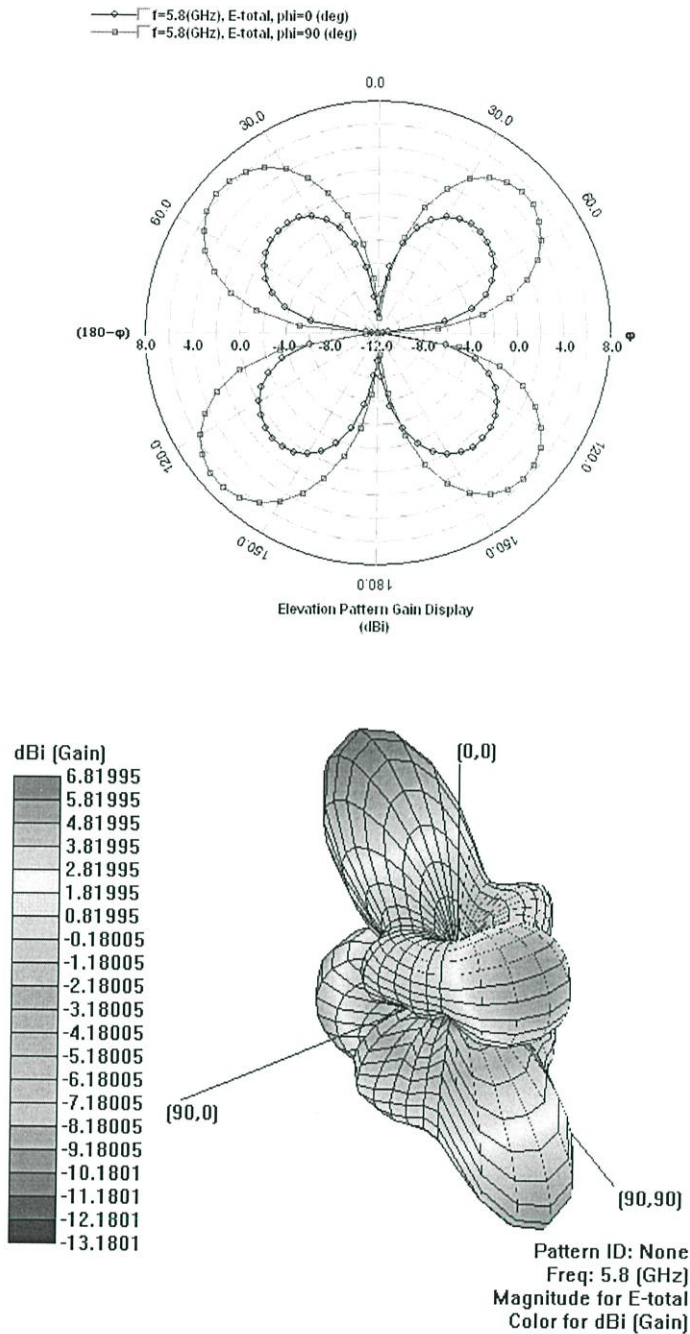


รูปที่ 4.37 การแผ่พลังงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสตัปสี่เหลี่ยมผืนผ้า และ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ ที่ความถี่ 2.4 GHz

จากรูปที่ 4.36 และ 4.37 แสดงให้เห็นถึงผลการจำลองรูปแบบการแผ่พลังงานสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบที่มีสตัปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ ที่ความถี่ 1.9 GHz และ 2.4 GHz ซึ่งมีรูปแบบการแผ่พลังงานพุ่งตรงแบบ 2 ทิศทาง และมีรูปแบบการแผ่พลังงานอย่างสมมาตร



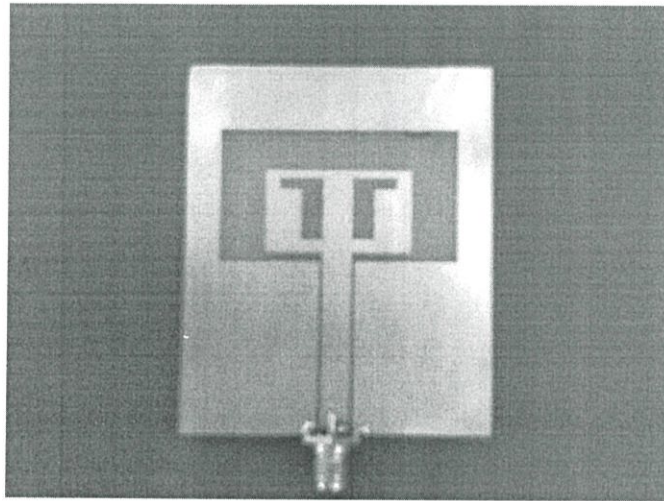
รูปที่ 4.38 การแผ่พลังงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้า  
 และ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ ที่ความถี่ 5.2 GHz



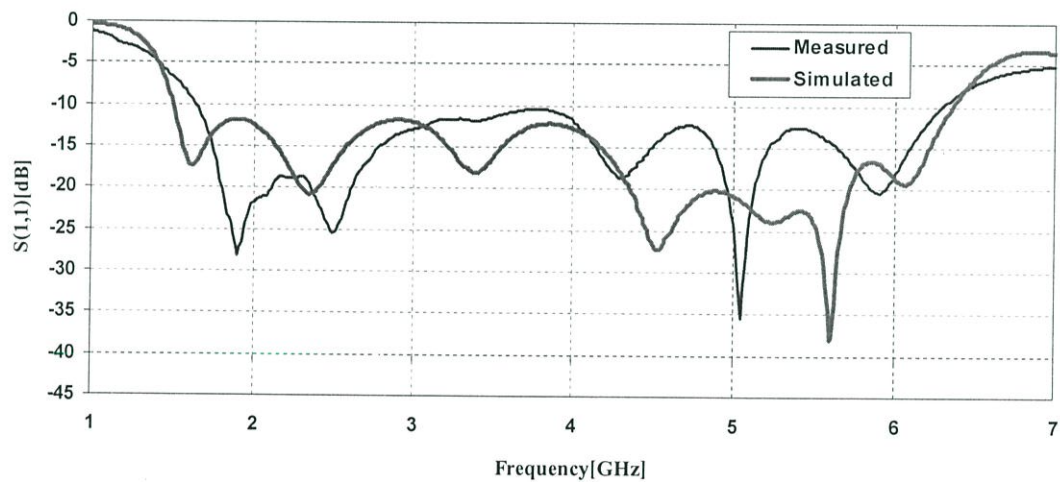
รูปที่ 4.39 การแผ่พลังงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้า และ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ ที่ความถี่ 5.8 GHz

จากรูปที่ 4.38 และ 4.39 แสดงให้เห็นถึงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสล็อตรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ ที่ความถี่ 5.2 GHz และ 5.8 GHz มีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบพุ่ง 2 ทิศทางแต่มีการแผ่กระจายที่บิดเบี้ยว เนื่องจากการแผ่พลังงานของสายอากาศเริ่มมีการผิดเพี้ยน ไปเมื่อความถี่เริ่มสูงขึ้น

#### 4.10 ผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองการทำงานกับการวัด ชิ้นงานที่สร้างจริง



รูปที่ 4.40 สายอากาศที่ทำการสร้างขึ้นจริง



รูปที่ 4.41 เปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองการทำงานกับการวัด  
ชิ้นงานที่สร้างจริง

ตารางที่ 4.13 ผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองและการวัดจริง

รูปแบบสายอากาศ	$f_l - f_u$ (GHz)	BW (GHz)	BW (%)
สายอากาศจากการจำลอง	1.5 – 6.35	4.85	123.56
สายอากาศที่สร้างจริง	1.65 – 6.3	4.65	116.98

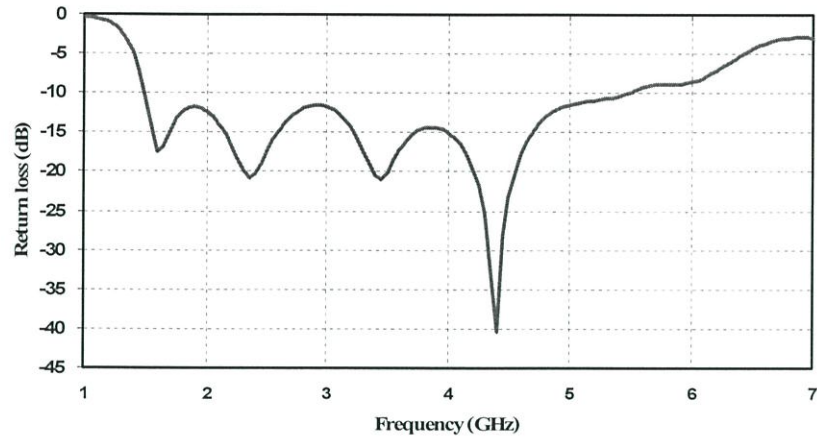
เมื่อนำผลที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลอง จะเห็นได้ว่า ผลจากการวัดชิ้นงานจริงจะมีแบนด์วิดท์ที่แคบกว่าเล็กน้อย ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) จากการวัดชิ้นงานจะเลื่อนขึ้นไปทางด้านความถี่สูงเล็กน้อยในช่วงความถี่ต่ำ และช่วงความถี่ประมาณ 4 GHz มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับไม่ดีเท่ากับผลจากการจำลอง อาจเป็นเพราะค่าคุณสมบัติของวัสดุที่นำมาสร้างที่ไม่คงที่เท่าที่ควร จึงมีผลให้ค่าจากการวัดทดสอบคลาดเคลื่อนไป แต่แถบความถี่ก็ยังอยู่ในช่วงของการใช้งานได้ โดยสายอากาศที่สร้างจริงนั้นมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 1.65 GHz ถึง 6.3 GHz ซึ่งสามารถใช้ในงานระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.11a (5.15-5.25 GHz, 5.725-5.825 GHz) และ WiMAX (2-6 GHz) ได้

## บทที่ 5

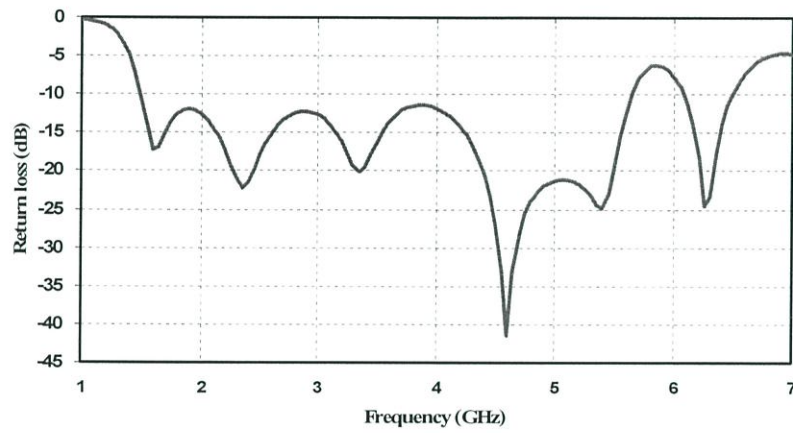
# สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

### 5.1 บทสรุปผลการวิจัย

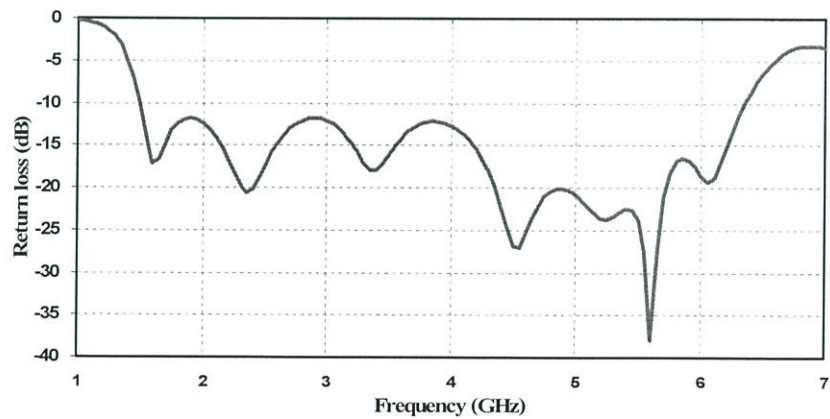
วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการศึกษาและออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยใช้สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) ที่มีคุณลักษณะอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์เป็นแถบกว้าง ครอบคลุมย่านความถี่ใช้งานของระบบสื่อสารไร้สาย เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM1800, GSM1900 และระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) คือ IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.15-5.25 GHz, 5.725-5.825 GHz) และโครงข่าย WiMAX (2-6 GHz) และเพื่อให้บรรลุวัตถุประสงค์จึงได้ใช้เทคนิคการปรับเปลี่ยนรูปร่างของจูนนิ่งสตัปเพื่อปรับปรุงคุณลักษณะของสายอากาศให้ดีขึ้น ขั้นตอนแรกของการออกแบบได้ใช้สตัปพื้นฐานแบบแท่งสี่เหลี่ยม แต่ให้ผลตอบสนองต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ไม่ดีนัก ยังไม่สามารถนำสายอากาศไปใช้งานได้ จึงปรับเปลี่ยนรูปร่างของสตัปเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ซึ่งพบว่าทำให้คุณลักษณะของสายอากาศดีขึ้นและมีแบนด์วิดท์กว้างตั้งแต่ 1.5 – 5.45 GHz ดังแสดงในรูปที่ 5.1 แต่แบนด์วิดท์ที่ได้ยังไม่ครอบคลุมย่านความถี่ตามต้องการ ดังนั้นเพื่อให้ได้แบนด์วิดท์ที่กว้างขึ้นอีก จึงทำการเจาะสตัปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเป็นช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแนวตั้ง (Tuning Slot) ในลักษณะสมมาตรกันทั้งสองข้างของสายอากาศ ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 5.2 ซึ่งผลที่ได้นั้นยังไม่สามารถทำให้เกิดแบนด์วิดท์ที่กว้างตามต้องการแต่มีแนวโน้มที่จะสามารถทำให้เกิดแบนด์วิดท์ที่กว้างได้ เนื่องจากเกิดควมถี่เรโซแนนซ์ที่ช่วงความถี่สูงขึ้น และสุดท้ายเพื่อที่จะขยายแบนด์วิดท์และปรับการแมตซ์อิมพีแดนซ์ให้ดีขึ้น จึงได้ทำการปรับเปลี่ยนรูปร่างของ Tuning Slot เป็นรูปตัวแอลคว่ำ พร้อมทั้งปรับเปลี่ยนขนาดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของ Tuning Slot ทำให้ได้สายอากาศที่มีคุณลักษณะเป็นแบนด์วิดท์กว้างตั้งแต่ 1.5 – 6.35 GHz แสดงในรูปที่ 5.3 ซึ่งการออกแบบดังกล่าวทำให้ได้สายอากาศที่ตอบสนองต่อการนำไปใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สายครอบคลุมย่านความถี่ตามวัตถุประสงค์ของงานวิจัยนี้



รูปที่ 5.1 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้า ตามรูปที่ 4.1 (ค)

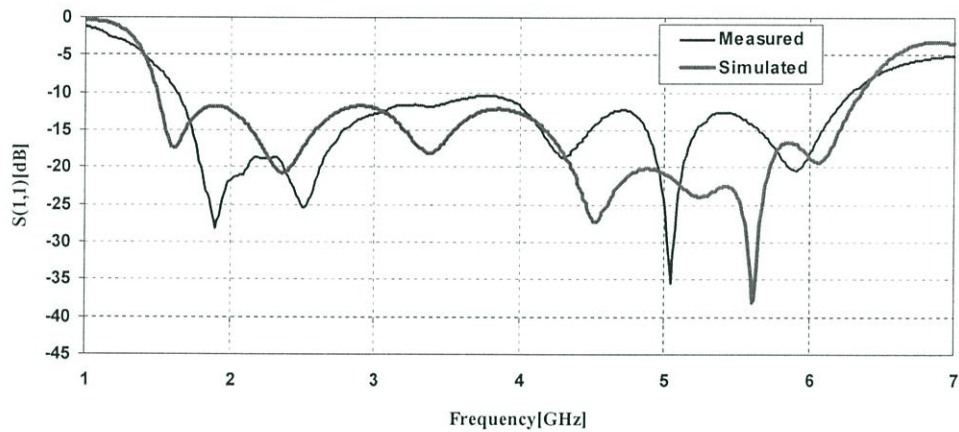


รูปที่ 5.2 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปสี่เหลี่ยมแนวตั้ง ตามรูปที่ 4.1 (ง)



รูปที่ 5.3 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่มีสล็อตสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ Tuning Slot รูปตัวแอลคว่ำ ตามรูปที่ 4.1 (จ)

การปรับปรุงคุณลักษณะของสายอากาศโดยใช้เทคนิคดังที่ได้กล่าวตามขั้นต้นนั้น สามารถทำให้ได้สายอากาศที่มีแบนด์วิดท์กว้าง โดยจะได้อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์จากความถี่ด้านต่ำถึงความถี่ด้านสูงประมาณ 123.56 % เริ่มจากความถี่ 1.5 GHz ถึง 6.35 GHz และมีความถี่กึ่งกลางอยู่ที่ 3.925 GHz ด้วยคุณสมบัติดังกล่าวจึงทำให้สายอากาศนี้สามารถที่จะนำไปใช้งานครอบคลุมย่านความถี่มาตรฐานของ ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM1800, GSM1900 และระบบเครือข่ายไร้สาย คือ IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.15-5.25 GHz, 5.725-5.825 GHz) และโครงข่าย WiMAX (2-6 GHz) ซึ่งการวัดผลจากชิ้นงานจริงให้คุณลักษณะของค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการจำลองและออกแบบ ดังแสดงในรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 เปรียบเทียบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ระหว่างสายอากาศที่จำลองการทำงานกับสายอากาศที่สร้างจริง

## 5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนาต่อไป

การพัฒนาคุณลักษณะของสายอากาศโดยเทคนิคการเปลี่ยนรูปร่างจูนนิ่งสแต็บ อาจเป็นพื้นฐานที่จะนำไปออกแบบสายอากาศให้มีการตอบสนองในช่วงความถี่อื่น ๆ ได้ เช่น Ultra wideband หรืออาจใช้ลักษณะ โครงสร้างที่นำเสนอนี้เป็นแนวทางในการพัฒนาได้ เช่นการเพิ่มสแต็บหรือการใช้วัสดุฐานรองที่มีประสิทธิภาพมากขึ้น เป็นต้น สำหรับการสร้างชิ้นงานหลังจากที่ได้ทำการออกแบบแล้ว ผลจากการวัดจริงจะได้ผลไม่ดีเท่าผลจากการจำลอง ซึ่งจะมีแบนด์วิดท์ที่แคบกว่า ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ในการวัดชิ้นงานจะเลื่อนขึ้นไปทางด้านความถี่สูงเล็กน้อยในช่วงความถี่ต่ำ และช่วงความถี่ประมาณ 4 GHz มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับไม่ดีเท่ากับผลจากการจำลอง อาจเป็นเพราะค่าคุณสมบัติของวัสดุที่นำมาสร้างไม่คงที่เท่าที่ควร จึงมีผลให้ค่าจากการวัดทดสอบคลาดเคลื่อนไป หรือจากการบัดกรีหัวต่อ (Connector: SMA Port) ที่เป็นชนิดที่ใช้กับความถี่ที่ไม่สูงมาก แต่ทั้งนี้แถบความถี่ก็ยังอยู่ในช่วงของการใช้งานได้ โดยสายอากาศที่สร้างจริงนั้นมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 1.65 GHz ถึง 6.3 GHz ซึ่งสามารถใช้งานระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.250-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz) และ WiMAX (2-6 GHz)

## บรรณานุกรม

- [1] Stenphen C. Harsany. **Principles of Microwave Technology**, New Jersey : Prentice Hall, Inc. 1997
- [2] Robert E. Collin. **Foundations for Microwave Engineering**. 2<sup>nd</sup> ed. New York : McGraw – Hill, Inc. 1992.
- [3] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl, Apisak Ittipiboon. **Microstrip Antenna Handbook**, Boston : Artech House, 2000
- [4] Kai Fong Lee., Wei Chen. **Advances in Microstrip and Printed Antennas**. New York : John Wiley & Sons, Inc. 1997
- [5] Bahl, I. J. and Bharita, P. **Microstrip Antenna**, Dedham : Artech House, 1980.
- [6] Horng-dean chen, Wen-shyang chen, “**A Broadband CPW-Fed Square Slot Antenna,**” Proceedings of APMC2001, pp.970-973, 2001.
- [7] M. Nedil, T.A. Denidni, L. Talbi “**Design of a Broadband Slot Antenna Fed by CPW for Wireless Application at 5.8 GHz,**” Vehicular Technology Conference, 2004. VTC 2004-Spring. 2004 IEEE 59<sup>th</sup>. Vol. 1, pp.18-21, May 2004.
- [8] J. Y. Chiou, J. Y. Sze and K. L. Wong, “**A broad-band CPW-fed strip-loaded square slot antenna,**” IEEE Trans. Antennas and Propagat, vol. 51, no. 4, pp. 719-721, Apr. 2003.
- [9] H. D. Chen, “**Broadband CPW-fed square slot antennas with a widened tuning stub,**” IEEE Trans. Antennas and Propagat, vol. 51, no. 8, pp. 1982-1986, Aug. 2003.
- [10] S. Kaewsupan, N. Anantrasirichai, P. Raklua and T. Wakabayashi, “**Wide-band CPW- fed rectangular slot antenna with tuning stub,**” ICEAST 2007, The Swisshotel Le Concorde, Bangkok, Thailand, pp. 403-406, Nov. 21-23, 2007.
- [11] M.C. Mukandatimana, T.A. Denidni, L. Talbi “**Design of a new dual-band CPW-fed slot antenna for ISM applications,**” Vehicular Technology Conference, 2004. VTC 2004-Spring. 2004 IEEE 59<sup>th</sup>. Vol. 1, pp.6-9, May 2004.
- [12] 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.

- [13] J. Yeo, Y. Lee and R. Mittra, “**Design of a wideband planar volcano-smoke slot antenna (PVSA) for wireless communications.**” IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol. 2, pp. 655-658, June 2003.
- [14] ไกรสร สาริชา, “**สายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง**” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2548.
- [15] P. Seangsae, N. Anantrasirichai, J. Nakasuwan and T. Wakabayashi, “**Bandwidth Enhancement of CPW- Fed Rectangular Slot Antenna,**” ECTI-CON 2007, Mae Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand, pp. 939-942, May 9-12, 2007.
- [16] IE3D User’s Manual 10, Zeland Software, Inc., U.S.A., 2002.
- [17] J.R. Mosig, “**Arbitrarily shaped microstrip structures and their analysis with a mixed potential integral equation,**” IEEE Transaction Microwave Theory Tech., vol. 36, pp. 314-323, Feb. 1988.
- [18] Rainee N. Simons. **Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems**, John Wiley & Son, 2001.
- [19] C. A. Balanis, **Antenna theory analysis and design**, Singapore: John Wiley & Son, 1997.
- [20] David C. Chang, Jian X. Zheng, “**Electromagnetic modeling of passive circuit elements in MMIC,**” IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, Issue 9, pp. 1741-1747, Sept. 1992.
- [21] บัณฑิต โรจน์อารยานนท์. **วิศวกรรมไมโครเวฟ. พิมพ์ครั้งที่ 2.** กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2539.
- [22] บัณฑิต โรจน์อารยานนท์. **วิศวกรรมสายอากาศ. พิมพ์ครั้งที่ 4.** กรุงเทพมหานคร: สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2537.
- [23] พิชัย ภัคดีพานิชเจริญ. **ทฤษฎีและการใช้งานความถี่ย่านไมโครเวฟ.** กรุงเทพฯ: สำนักพิมพ์พีสิกส์เซนเตอร์. 2536.
- [24] M. A. Saed. “**Broadband CPW-Fed Planar Slot Antennas With Various Tuning Stubs,**” Progress In Electromagnetics Research, PIER 66, 199-212, 2006.
- [25] A.U. Bhubhe, C.L. Holloway, M. Picket-May, “**CPW fed wide-band hybrid slot antenna,**” IEEE Transactions on Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. ?, pp. 636-639, 2000.

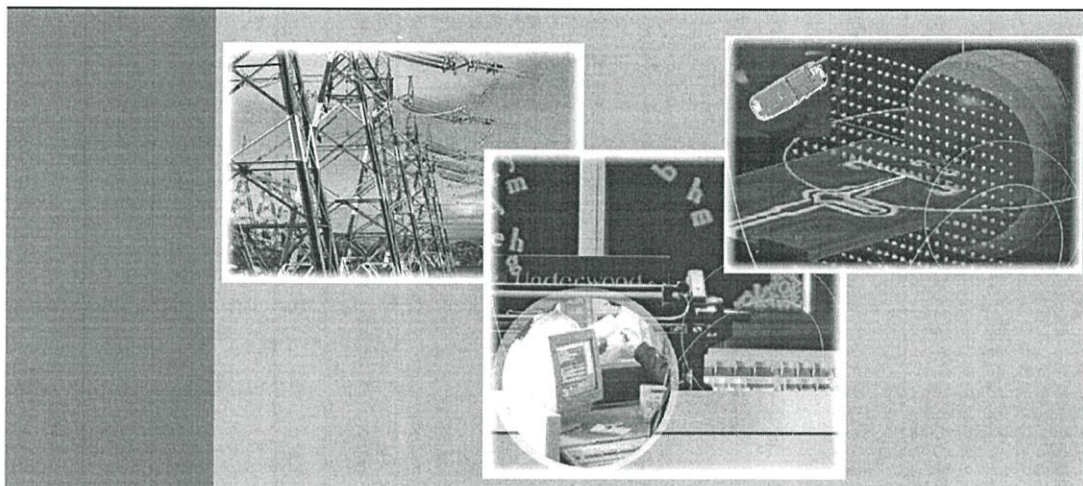
- [26] David M. Pozar, “A Review of Aperture Coupled Microstrip Antennas: History, Operation, Development, and Applications,” May 1996.
- [27] Alpesh U. Bhoje, Christopher L. Holloway, Melinda Picket-May. “Wide-band Slot Antennas With CPW-Feed Line: Hybrid and Log-Periodic Designs,” IEEE Trans. Antennas Propagat, Vol.52, No. 10, pp. 2545-2554, 2004.
- [28] สุรัชชัย แก้วสุพรรณ, “การวิเคราะห์สัณฐานที่มีต่อสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วม” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2551.

## ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

## บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] P. Seangsae, N. Anantrasirichai, J. Nakasuwan and T. Wakabayashi, “**Bandwidth Enhancement of CPW- Fed Rectangular Slot Antenna,**” ECTI-CON 2007, Mae Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand, pp. 939-942, May 9-12, 2007.



# ECTI-CON 2007

*Mae Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand  
May 9-12, 2007*

## **VOLUME 1**

- Circuits and Systems
- Control Engineering
- Electrical Power Engineering
- Other Related Fields

## **VOLUME 2**

- Communication Systems
- Signal Processing
- Computer and Information



# Bandwidth Enhancement of a CPW-Fed Rectangular Slot Antenna

P. Seangsae<sup>1</sup>, N. Anantrasirichai<sup>1</sup>, J. Nakasuwan<sup>2</sup>, T. Wakabayashi<sup>3</sup>

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

E-mail: [kanoppin@kmitl.ac.th](mailto: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, Pathumthanee, Thailand

E-mail: [jintanan@rmut.ac.th](mailto:jintanan@rmut.ac.th)

<sup>3</sup>School of Information Science and Technology, Tokai University, Hirasuka, Kanagawa, 259-1292, Japan

E-mail: [wakaba@et.u-tokai.ac.jp](mailto:wakaba@et.u-tokai.ac.jp)

**Abstract-** This paper investigated wideband coplanar waveguide (CPW) fed rectangular slot antenna with rectangular planar patch and slot tuning. A rectangular slot antenna is excited by a 50 ohm CPW with slot tuning on rectangular planar patch for wireless applications. By adjusting size of rectangular planar patch and of slot tuning on rectangular planar patch, can easily achieve a wideband. The proposed antenna is designed to operate from 1.38 to 6.04 GHz which is suitable for applications in WLAN (Wireless Local Area Network) according to IEEE 802.11 a/b/g standards and covered the WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access, IEEE 802.16e). The characteristics of antenna are proposed and analyzed for bandwidth, return loss, input impedance and VSWR. The simulation results are analyzed by IE3D Zeland software.

## I. INTRODUCTION

Recently, there is growing research activity on multi-frequency and broadband and wideband antennas for various wireless communication applications such as WLAN (Wireless Local Area Network) or WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access). In particular, a great interest in coplanar waveguide (CPW) fed slot antenna has been presented in the paper because the CPW fed slot antennas have the advantage of wide bandwidth, simplest structure and easy integration with active devices [1]. The CPW fed slot antennas have been designed for wideband applications by rectangular and square slot and enhance bandwidth by optimizing a tuning stub [2, 3, 4].

In this paper, we propose a CPW fed slot antenna for wideband application in WLAN communication and WiMAX. Owing to the slot tuning on rectangular planar patch inset around the side edge of the rectangular slot antenna, a new resonant frequencies can be excited and enhance the operating bandwidth of the wideband by adjusting parameter of slot tuning on rectangular planar patch, which simulation covers the bandwidth of 1.38 to 6.04 GHz is enough for wireless communication. Detail of the proposed CPW fed slot antenna designs are described, and simulation results for obtained wideband performance are presented by using IE3D Zeland software.

## II. ANTENNA STRUCTURE

Figure 1, shows the structure of the proposed CPW-fed rectangular slot antenna with slot tuning on rectangular planar patch at designed frequency 1.5 GHz. The slot antenna is on FR4 substrate of dielectric constant 4.5 ( $\epsilon_r$ ) and substrate of thickness 1.6 mm ( $h$ ). The dimension of dielectric substrate is 53x61.5 mm<sup>2</sup>. The proposed antenna consists of rectangular slot has a length  $L_x = 44.8$  mm and  $L_y = 25.5$  mm. A 50 ohms coplanar waveguide with gap width  $S = 0.5$  mm and centre conductor width  $W_c = 5.4$  mm and the end of CPW feed line connected to rectangular planar patch of dimensions width  $W_x = 27.8$  mm and  $W_y = 15.5$  mm. The both slot tuning etched at the middle of rectangular planar patch, the spacing between rectangular planar patch and edge of the ground plane is  $G = 1.6$  mm. The slot tuning consist of four parameters which three parameters of slot tuning:  $L_h$ ,  $L_w$  and  $L_s$ , affect to wideband operation, the other one is  $L_v$  fixed to 2 mm. The characteristics of the proposed antenna and details of designing are discussed in the following section.

The guide wavelength is given by

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

Where  $\epsilon_{eff}$  is an 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,  $\epsilon_{eff} = 2.75$  and  $\lambda_g = 120.6$  mm, and dimension of rectangular slot antenna in length and width ( $L_y$  and  $L_x$ ) is about  $0.58\lambda_g$  ( $L_x = 0.37\lambda_g$  and  $L_y = 0.21\lambda_g$ ).

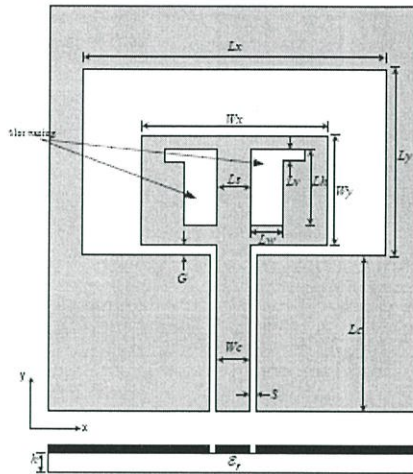


Figure 1. Structure of the proposed antenna.

### III. SIMULATION RESULTS

The proposed antenna was designed and studied for bandwidth enhancement. The theoretical analysis was performed using the IE3D simulate software package of Zeland [5]. The CPW feed line is designed with the centre conductor width  $W_c = 5.4$  mm, coplanar waveguide with gap width  $S = 0.5$  mm, and length CPW feed line of  $L_c = 26$  mm for match with 50 ohms characteristic impedance. There are three designs for show the enhancement of this antenna, the first is CPW fed rectangular slot antenna, second is rectangular planar patch inside of the slot, and third is slot tuning inside of the planar patch. The proposed design can be further enhanced by rectangular conductor patch and with slot tuning on rectangular planar patch. The main proposed of this paper is to show the effect of adjusting three parameters:  $L_h$ ,  $L_w$  and  $L_s$  of slot tuning. The result of S11 in three designs is shown in Figure 2, which fixing value of the parameters:  $L_x$ ,  $L_y$ ,  $W_x$ ,  $W_y$ ,  $G$ ,  $W_c$ ,  $S$ ,  $L_r$  and  $L_c$  as a first step. The initial value of three parameters of slot tuning of  $L_h = 11$  mm,  $L_w = 2$  mm and  $L_s = 5.4$  mm are proposed for begin adjusting. From Figure 2, the bandwidth of proposed antenna will be increased when using conductor stub tuning (rectangular planar patch) and slot tuning. For more bandwidth enhancement from Figure 2, the adjusting of three parameters will be considered in next step.

#### A. Effect of Adjusting $L_h$ of Slot Tuning

In this case, we fixed  $L_w = 2$  mm,  $L_s = 5.4$  mm and vary the length  $L_h$  of slot tuning to 11 mm, 11.3 mm, 11.5 mm and 12 mm, respectively. The effect on the resonant frequencies and bandwidth are investigated as shown in Figure 3. Its shown that the bandwidth at return loss -10 dB about 4 GHz, the lowest resonance frequency of each value of  $L_h$  is same but

highest resonance frequency is shift down when  $L_h$  is increased. From Figure 3, the best matching for wideband is at  $L_h = 12$  mm, which return loss is -50 dB at frequency 4.2GHz.

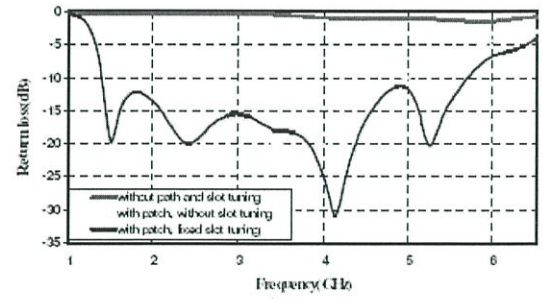
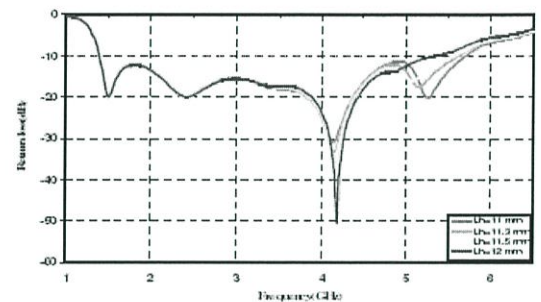
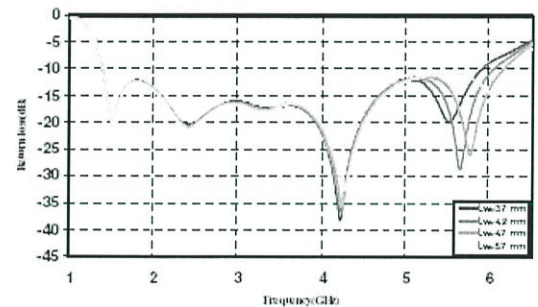


Figure 2. Comparison of return loss of three designs.

Figure 3. Simulation return loss for difference  $L_h$ .

#### B. Effect of Adjusting $L_w$ of Slot Tuning

The effect of the width  $L_w$  of slot tuning on return loss is considered. Herein, the  $L_w$  is chosen to 3.7 mm, 4.2 mm, 4.7 mm and 5.7 mm, while  $L_h = 11.5$  mm,  $L_s = 5.8$  mm are fixed.

Figure 4. Simulation return loss for difference  $L_w$ .

The typical simulation results are shown in Figure 4, when we focus to the high resonance from 4 to 6 GHz, it can be found that the resonance frequency near 4 GHz is slightly

chanced but the resonance frequency near 6 GHz is shift up when value of  $L_w$  is increased and wider bandwidth.

### C. Effect of Adjusting $L_s$ of Slot Tuning

The effect of distance between both slot tuning ( $L_s$ ) on the return loss is considered by vary values of  $L_s$ : 4.8 mm, 5.8 mm, 6.2 mm and 7 mm, respectively, while  $L_h = 11.5$  mm and  $L_w = 4.2$  mm, as shown in Figure 5. The resonance frequencies slightly changed and return loss is much changing.

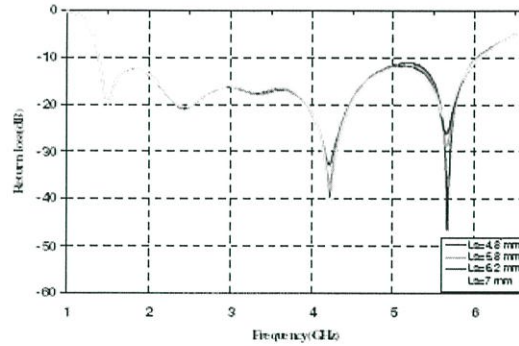


Figure 5. Simulated return loss for difference  $L_s$ .

### D. Characteristic of Return Loss

We optimized and investigated the effect of adjusting three parameters of the antenna for enhance bandwidth covers IEEE 802.11a/b/g (2.4-2.4835GHz, 5.15-5.35GHz and 5.725-5.875GHz) WLAN applications and WiMAX (2-6 GHz). Finally, the dimension of slot tuning is  $L_h = 11.5$  mm,  $L_w = 4.2$  mm and  $L_s = 4.8$  mm for sufficient choosing. Figure 6, shown the frequency band and maximum bandwidth coverage at 1.38 GHz to 6.04 GHz which all of parameters are shown in Table 1.

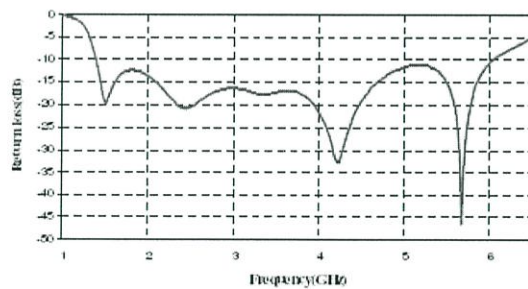


Figure 6. Simulated  $S_{11}$  of the proposed antenna.

### E. Characteristic of Input Impedance

The input impedance  $Z_{in}$  is the complex number, which fined out by using the  $S_{11}$  parameter and characteristic impedance  $Z_0$ .

of transmission line. The characteristic of input impedance for this slot antenna is shown in Figure 7.

TABLE 1  
Parameters of the proposed antenna designs.

	without patch and slot tuning (mm)	with patch, without slot tuning (mm)	with patch and slot tuning (mm)
$L_x$	44.8	44.8	44.8
$L_y$	25.5	25.5	25.5
$L_c$	26	26	26
$W_c$	5.4	5.4	5.4
$S$	0.5	0.5	0.5
$W_x$	-	27.8	27.8
$W_y$	-	15.5	15.5
$G$	-	1.6	1.6
$L_v$	-	-	2
$L_h$	-	-	11.5
$L_w$	-	-	4.2
$L_s$	-	-	4.8
	-	BW=1.38-5 GHz	BW=1.38-6.04 GHz

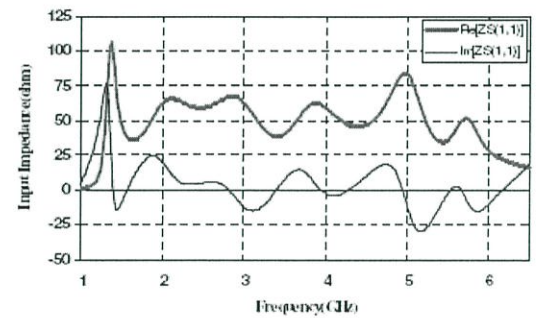


Figure 7. The simulation results of input impedance.

### F. Characteristic of VSWR

Figure 8, shown voltage standing wave ratio (VSWR) of this slot antenna. In this case, the maximum VSWR for wideband is 1.035 at frequency 5.68 GHz.

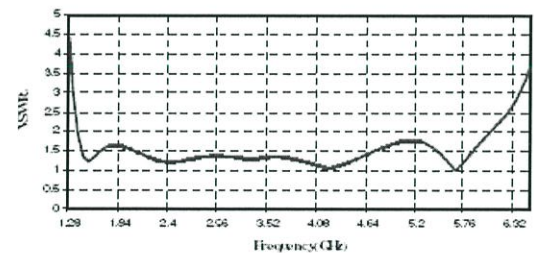


Figure 8. Simulation results of VSWR.

### G. Radiation Patterns

The radiation patterns of this antenna for five frequencies: 2.4 GHz, 3.5GHz, 4.2 GHz, 4.8GHz, 5.2GHz and 5.7 GHz are shown in Figure 9.

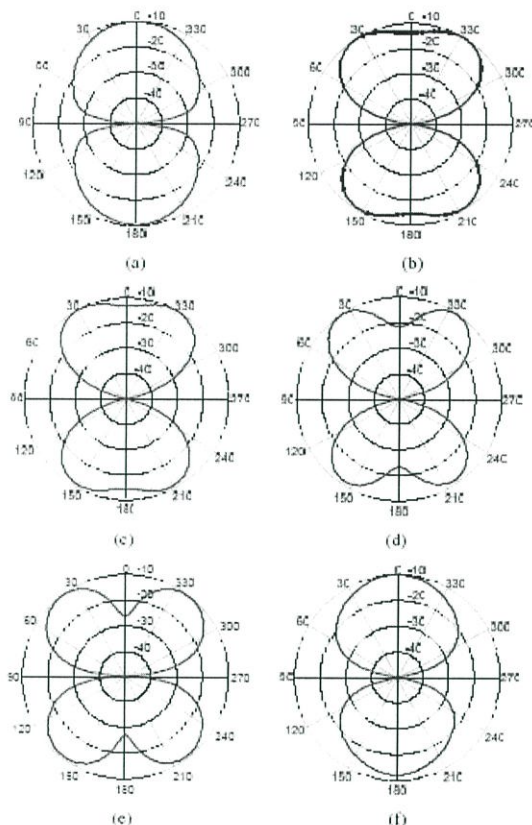


Figure 9. Simulated radiation patterns of E-plane, (a) 2.4 GHz, (b) 3.5 GHz, (c) 4.2GHz, (d) 4.8 GHz,(e) 5.2 GHz, (f) 5.7 GHz

### IV. CONCLUSION

This paper presented the bandwidth enhancement of CPW fed slot antenna by rectangular conductor patch and slot tuning on rectangular planar patch. This slot antenna easy to fabrication and can achieved the wideband from frequency range 1.38 – 6.04 GHz coverage standard of IEEE 802.11 a/b/g (2.4-2.4835 GHz, 5.15-5.35GHz and 5.725-5.875GHz) for WLAN and WiMAX (IEEE 802.16e, 2-6 GHz).

### REFERENCES

- [1] Ramaesh Garg, Prakash Bhattia, Inder Bahl and Apisak Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, Inc., 2001.
- [2] Alpesh U.Bhobe, Christopher L. Holloway, Melinda Picket-May, "Wideband Slot Antennas With CPW-Feed Line:Hybrid and Log-Periodic Designs," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol.52, No. 10, pp. 2545-2554, 2004.
- [3] Chen, H. D., "Broadband CPW-fed square slot antennas with a widened tuning stub," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, Vol. 51, No. 8, pp. 1982-1985, August 2003.
- [4] M. A. Saed, "Broadband CPW-Fed Planar Slot Antennas With Various Tuning Stubs," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 66, 199-212, 2006.
- [5] IE3D User's Manual Release 9, Zeland software, Inc.,U.S.A.,2002.