

การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด  
โดยวิธี FDTD

ANALYSIS CHARACTERISTICS OF MICROSTRIP SLOT ANTENNA  
BY THE FDTD METHOD

ไพฑูรย์ รักเหลือ  
PAITOON RAKLUEA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-515-4

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด  
โดยวิธี FDTD

ANALYSIS CHARACTERISTICS OF MICROSTRIP SLOT ANTENNA  
BY THE FDTD METHOD



ไพฑูรย์ รักเหลือ

PAITON RAKLUEA

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน... 49543/  
วัน, เดือน, ปี 24 ก.พ. 2547

.b.....
.i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-515-4

1-2-26

**ANALYSIS CHARACTERISTICS OF MICROSTRIP SLOT ANTENNA  
BY THE FDTD METHOD**

**PAITON RAKLUEA**

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

**2003**

**ISBN 974-324-515-4**

**COPYRIGHT 2003**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

---

หัวข้อวิทยานิพนธ์      การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดโดยวิธี FDTD  
ANALYSIS CHARACTERISTICS OF MICROSTRIP SLOT ANTENNA BY  
THE FDTD METHOD

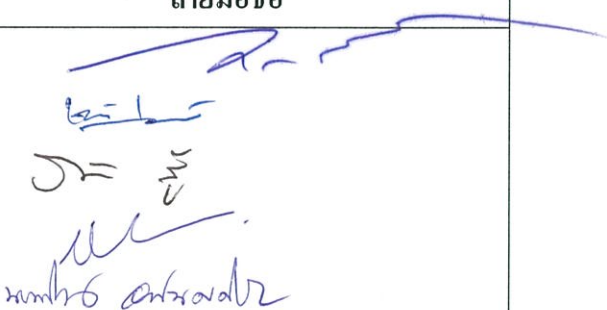
ชื่อนักศึกษา            นายไพฑูรย์      รักเหลือ

รหัสประจำตัว            44061815

ปริญญา                    วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา                วิศวกรรมสารสนเทศ

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์      ผศ.นภพินท์      อนันตรศิริชัย

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.กนก	เจนจิระพงศ์เวช	
รศ.ชวลิต	เบญจางคประเสริฐ	
ผศ.ดร.ปิติเขต	สุรัรักษา	
ผศ.ดร.สมผล	โกศลวิตร	
ผศ.นภพินท์	อนันตรศิริชัย	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ    20 พฤษภาคม 2546 เวลา 14.00-16.00 น.

สถานที่สอบ    ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-403)



วันที่.....30.....เดือน.....พฤษภาคม.....พ.ศ. 2546.....



<b>Thesis Title</b>	ANALYSIS CHARACTERISTICS OF MICROSTRIP SLOT ANTENNA BY THE FDTD METHOD
<b>Student</b>	Mr. Paitoon Raklua
<b>Student ID.</b>	44061815
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Information Engineering
<b>Year</b>	2003
<b>Thesis Advisor</b>	Asst. Prof. Noppin Anantrasirichai

### ABSTRACT

This thesis presents analysis characteristics of microstrip slot antenna fed by microstrip line. In order to analyze the behavior of microstrip slot antenna, a numerical method known as the finite difference time domain (herein after called FDTD) are used for computation and analyze. The FDTD method can be used to analyze any shape of antenna with high accuracy. The slot antennas characteristics have been analyzed in order to obtain good matching impedance at any desired resonance frequency. Herein, various slot antenna characteristics are analyzed for example : Return loss ( $S_{11}$  parameter), Input impedance, VSWR, propagation of electromagnetic wave and far field radiation patterns. Firstly, we analyzed microstrip slot line antenna with L-shaped slot antenna and Step-slot antenna, respectively. It is shown that L-shaped slot antenna and Step-slot antenna have dual resonance frequencies while slot line antenna gives one resonance frequency. Hence, the resonance frequency is depended on the shape of microstrip slot antenna. It can give a single or dual frequencies as well.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้ดี เนื่องจากได้รับความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ นภพินท์ อนันตรศิริชัย ที่ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ ชี้แนะแนวทาง และให้คำแนะนำในการแก้ไขปัญหา รวมทั้งยังให้กำลังใจแก่ข้าพเจ้าในด้านต่าง ๆ เสมอมา ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณความดีงามของท่านเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ Prof. Dr.Toshio Wakabayashi ที่ให้แนวคิดต่าง ๆ ในการทำวิจัย

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ และน้อง ๆ ในห้อง FDTD LAB ทุกคนที่ได้ให้ความช่วยเหลือในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จนสำเร็จ และสร้างรอยยิ้มให้แก่ข้าพเจ้าอย่างสม่ำเสมอ

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคนที่คอยเป็นกำลังใจให้เสมอมา

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่และอุปกรณ์ในการทำวิจัยฉบับนี้จนสำเร็จลุล่วง

คุณค่าและคุณประโยชน์อันพึงเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ข้าพเจ้าขอมอบให้แก่บิดาและมารดาซึ่งมีพระคุณที่สุดในชีวิต

ไพฑูรย์ รักเหลือ

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	II
กิตติกรรมประกาศ .....	III
สารบัญ .....	IV
สารบัญตาราง .....	VII
สารบัญรูป .....	VIII
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา .....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา .....	2
1.3 ขอบเขตของการศึกษา .....	2
1.4 ขั้นตอนในการศึกษา .....	3
บทที่ 2 สายอากาศไมโครสตริป .....	4
2.1 บทนำ .....	4
2.2 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป .....	4
2.2.1 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป .....	5
2.2.1.1 คลื่นถูกนำทาง (Guided Wave) .....	5
2.2.1.2 คลื่นแผ่พลังงาน (Radiated Wave) .....	5
2.2.1.3 คลื่นรั่ว (Leaky Wave) .....	6
2.2.1.4 คลื่นผิว (Surface Wave) .....	6
2.2.1.5 ความต้องการคลื่นในสายส่งสัญญาณและสายอากาศ .....	6
2.3 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป .....	6
2.3.1 การส่งผ่านคลื่นในสายส่งไมโครสตริป .....	7
2.4 สายอากาศแบบช่องเปิด .....	12
2.4.1 ทฤษฎีการเหนี่ยวนำ (Induction Theorem) .....	12
2.4.2 การกระจายคลื่นออกจากสายอากาศแบบช่องเปิด .....	14
2.4.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด .....	15
2.5 สรุป .....	18

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD Method).....	19
3.1 บทนำ .....	19
3.2 สมการแมกซ์เวลล์และยี่อัลกอริทึม .....	19
3.2.1 โครงสร้างของยี่อัลกอริทึม .....	20
3.3 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข .....	25
3.4 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน .....	26
3.5 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน .....	27
3.6 การวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD สำหรับสายอากาศ .....	34
3.6.1 พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย .....	34
3.6.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง .....	36
3.6.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ .....	36
3.7 สรุป .....	41
บทที่ 4 การออกแบบและการวิเคราะห์ .....	42
4.1 บทนำ .....	42
4.2 หลักการออกแบบสายอากาศ .....	42
4.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง .....	45
4.4 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล .....	51
4.4.1 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล.....	51
4.4.2 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน.....	57
4.4.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน..	61
4.4.4 สมการหาความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ.....	65
4.5 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันได .....	66
4.5.1 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านซ้าย .....	66
4.5.2 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านขวา .....	72
4.5.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดรวมด้านซ้ายและด้านขวา..	76
4.5.4 สมการหาความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ.....	81

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ .....	82
5.1 สรุปผลการออกแบบและการวิเคราะห์.....	82
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา .....	84
เอกสารอ้างอิง .....	85
ภาคผนวก .....	88
ภาคผนวก ก คุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่ความถี่ 10 GHz .....	89
ภาคผนวก ข บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ .....	90
ประวัติผู้เขียน .....	96

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงและระยะการปรับLm..	46
4.2 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง.....	48
4.3 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลและระยะการปรับLm...	52
4.4 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล.....	54
4.5 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน.....	57
4.6 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้านและระยะการปรับLm.....	61
4.7 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน.....	63
4.8 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านซ้ายและระยะการปรับLm.....	67
4.9 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านซ้าย.....	69
4.10 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านขวาและระยะการปรับLm.....	72
4.11 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านขวา.....	73
4.12 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดรวมด้านซ้ายและด้านขวาและระยะการปรับLm.....	77
4.13 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดรวมด้านซ้ายและด้านขวา.....	77
5.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ความถี่เรโซแนนซ์พร้อมค่าS <sub>11</sub> พารามิเตอร์ และความยาวLm.....	83

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างของไมโครสตริป .....	4
2.2 ลักษณะของคลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป .....	5
2.3 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป .....	6
2.4 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป .....	8
2.5 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$ .....	10
2.6 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \ll 1$ .....	10
2.7 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล .....	12
2.8 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น .....	13
2.9 การกระจายคลื่นจากช่องเปิด .....	15
2.10 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ต่อแบบปิดวงจร .....	15
2.11 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ต่อแบบเปิดวงจร .....	16
2.12 วิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์แบบวิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจาก จุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ .....	16
2.13 วิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์แบบวิธีการปรับช่องเปิดเอียง .....	17
3.1 โครงสร้างส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ (Yee cell).....	21
3.2 แผนภูมิแสดงช่วง เวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยี่อัลกอริทึม .....	22
3.3 โครงสร้างสามมิติสำหรับกริดเซลล์ของ FDTD (FDTD grid) .....	23
3.4 สนามไฟฟ้าที่ผิวในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่ง $(1, j, k)$ ซึ่งเป็นกริดต่ำสุดของ โครงสร้าง FDTD .....	28
3.5 วงจรความถี่สูงทั่วไป โดยมีลักษณะการต่อแบบ 2 พอร์ต .....	35
3.6 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการ แปลงสนามระยะไกลเป็นสนามระยะไกล .....	37
3.7 กล้องเสมือนสำหรับการ แปลงสนามระยะไกลเป็นสนามระยะไกล .....	37
4.1 บล็อกไดอะแกรมสำหรับ FDTD อัลกอริทึม.....	44
4.2 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปร่างเส้นตรง.....	45
4.3 รูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปร่างเส้นตรง .....	46
4.4 $S_{11}$ พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปร่างเส้นตรง .....	47

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.5 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง .....	47
4.6 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง .....	48
4.7 สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง .....	48
4.8 สนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง .....	49
4.9 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง.....	49
4.10 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง.....	50
4.11 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง.....	50
4.12 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล.....	51
4.13 รูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล .....	52
4.14 $S_{11}$ พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล.....	53
4.15 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล.....	53
4.16 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล.....	53
4.17 สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล.....	54
4.18 สนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล.....	55
4.19 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล.....	55
4.20 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล.....	56
4.21 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล.....	56
4.22 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน.....	57
4.23 $S_{11}$ พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน.....	58
4.24 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล กลับด้าน.....	58
4.25 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลดกกลับด้าน .....	58
4.26 สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน.....	59

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.27 สนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน .....	59
4.28 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน.....	59
4.29 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน.....	60
4.30 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน.....	60
4.31 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน.....	61
4.32 $S_{11}$ พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน.....	62
4.33 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน.....	62
4.34 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน .....	62
4.35 สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน.....	63
4.36 สนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน.....	64
4.37 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน.....	64
4.38 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน.....	64
4.39 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน.....	65
4.40 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านซ้าย .....	66
4.41 รูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันได.....	67
4.42 $S_{11}$ พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านซ้าย .....	68

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.43 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดด้านซ้าย ...	68
4.44 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดด้านซ้าย.....	68
4.45 สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดด้านซ้าย .....	69
4.46 สนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดจันบันไดด้านซ้าย .....	70
4.47 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดด้านซ้าย .....	70
4.48 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดด้านซ้าย .....	71
4.49 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดจันบันไดด้านซ้าย.....	71
4.50 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดด้านขวา .....	72
4.51 $S_{11}$ พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดด้านขวา .....	73
4.52 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดด้านขวา ...	73
4.53 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดด้านขวา.....	74
4.54 สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดด้านขวา .....	74
4.55 สนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดจันบันไดด้านขวา .....	74
4.56 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดด้านขวา .....	75
4.57 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดด้านขวา .....	75
4.58 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดจันบันไดด้านขวา.....	75
4.59 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดรวมด้านซ้ายและด้านขวา .....	76
4.60 $S_{11}$ พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดรวมด้านซ้ายและด้านขวา .....	78
4.61 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดรวมด้านซ้ายและด้านขวา .....	78

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.62 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันได รวมด้านซ้ายและด้านขวา.....	78
4.63 สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันได รวมด้านซ้ายและด้านขวา .....	79
4.64 สนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันได รวมด้านซ้ายและด้านขวา.....	79
4.65 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูป จันบันไดรวมด้านซ้ายและด้านขวา.....	79
4.66 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ $xy$ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดรวมด้านซ้ายและด้านขวา.....	80
4.67 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ $xz$ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดรวมด้านซ้ายและด้านขวา.....	80

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันการสื่อสารข้อมูลข่าวสารและโทรคมนาคมได้มีการพัฒนาและเติบโตขึ้นอย่างรวดเร็ว การติดต่อสื่อสารจากสถานที่หนึ่งไปอีกสถานที่หนึ่ง จะมีการใช้เทคโนโลยีที่สูง ตัวอย่างของการสื่อสารดังกล่าวได้แก่ การสื่อสารผ่านดาวเทียม การสื่อสารไร้สาย และโทรศัพท์เคลื่อนที่ เป็นต้น การสื่อสารเหล่านี้ล้วนแต่ใช้คลื่นความถี่ไมโครเวฟ [1-2] ในการส่งข้อมูลข่าวสารทั้งสิ้น ในระบบสื่อสารที่มีการรับและส่งข้อมูลข่าวสารมักจะต้องมีการใช้สายอากาศเป็นตัวทำหน้าที่ในการรับและส่งคลื่นสัญญาณในอากาศ สายอากาศที่นิยมใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟมีหลากหลายรูปแบบ สำหรับสายอากาศแบบไมโครสตริป [3-4] เป็นสายอากาศแบบหนึ่งที่นิยมใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งมีคุณสมบัติที่ดีหลายประการ คือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก รวมทั้งยังออกแบบและสร้างได้ง่ายอีกด้วย ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปจะมีโครงสร้างพื้นฐานที่ได้รับความนิยมอยู่ 3 รูปแบบ คือ สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น (Microstrip Patch Antenna) สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด (Microstrip Slot Antenna) และสายอากาศไมโครสตริปไดโพล (Microstrip Dipole Antenna) จะเห็นได้ว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดเป็นสายอากาศหนึ่งที่ได้รับความนิยม โดยโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศแบบช่องเปิดชนิดหนึ่งที่มีการทำวิจัยกันอย่างกว้างขวางก็คือ สายอากาศที่ถูกเชื่อมต่อโดยใช้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป (Microstrip Line) [5-13] เนื่องจากว่าลักษณะโครงสร้างแบบนี้จะมีหลักในการออกแบบและวิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ (Matching Impedance) ที่ง่าย แต่จุดด้อยของสายอากาศแบบช่องเปิดอย่างหนึ่ง คือ เมื่อเทียบรูปร่างในการออกแบบสายอากาศแบบแผ่นกับแบบช่องเปิดแล้วจะเห็นว่า รูปร่างของสายอากาศแบบแผ่นสามารถออกแบบได้หลากหลายรูปแบบมากกว่าสายอากาศแบบช่องเปิด

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยทำการออกแบบรูปร่างของช่องเปิดให้มีรูปร่างต่าง ๆ กัน โดยในแต่ละรูปแบบจะศึกษาถึงวิธีการออกแบบสายอากาศให้ได้มาซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ (Resonance Frequency) ที่ต้องการ และวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ที่สำคัญของสายอากาศ แต่ในการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศแบบช่องเปิดในรูปร่างต่าง ๆ นั้นจะเป็นการยากถ้าใช้การวิเคราะห์โดยใช้สมการแมกซ์เวลล์โดยตรง จึงได้มีการนำระเบียบวิธีเชิงตัวเลข (Numerical Method) [14] มาช่วยซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีที่นิยมมากเนื่องจากสามารถนำคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์สายอากาศได้รวดเร็วและง่ายต่อความ

เข้าใจยิ่งขึ้น สำหรับระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่นำมาใช้ส่วนมาก ได้แก่ ระเบียบวิธีโมเมนต์ (Moment Method) ระเบียบวิธีขึ้นประกอบจำกัด (Finite Element Method) และวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Defferential Time Domain, FDTD) เป็นต้น ในการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศส่วนใหญ่จะเกี่ยวข้องกับสมการเชิงอนุพันธ์ย่อย (Partial Differential Equation) หรือ สมการเชิงอินทิกรัล (Integral Equation) สมการเชิงอนุพันธ์ย่อยโดยปกติจะถูกแก้สมการโดยใช้วิธี FDTD ส่วนสมการเชิงอินทิกรัลจะถูกแก้สมการโดยใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์จะสะดวกกว่า

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ทำการออกแบบให้มีรูปร่างของช่องเปิดที่แตกต่างกัน ในการวิเคราะห์ให้ได้มาซึ่งคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศนั้นจะทำการศึกษาระเบียบวิธีเชิงตัวเลขมาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่นำมาช่วยนี้จะใช้วิธี FDTD ซึ่งเป็นวิธีการหนึ่งในการแก้ปัญหาเชิงอนุพันธ์ในสมการแมกซ์เวลล์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า [15-17] โดยในวิธีนี้จะมีหลักการง่าย ๆ คือเปลี่ยนสมการเชิงอนุพันธ์ของแมกซ์เวลล์ให้อยู่ในรูปของสมการไฟไนท์-ดิฟเฟอเรนซ์ (Finite Differential Equation) และจะคำนวณอยู่ในโดเมนเวลา การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดในงานวิจัยนี้ก็เพื่อที่จะวิเคราะห์ถึงหลักการออกแบบเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการวิเคราะห์ถึงการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ วิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ที่สำคัญของสายอากาศ ซึ่งการวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแต่ละรูปแบบในวิทยานิพนธ์นี้ จะเป็นแนวทางพื้นฐานในการวิจัยสำหรับสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดในรูปร่างต่าง ๆ เพื่อที่จะนำไปประยุกต์ใช้ให้เหมาะสมกับลักษณะของงานที่ต้องการต่อไป รวมทั้งในวิทยานิพนธ์นี้ยังเป็นแนวทางในการศึกษาวิธี FDTD เพื่อที่จะนำมาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์รูปร่างของสายอากาศไมโครสตริปในลักษณะ โครงสร้างต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นแบบแผ่น แบบช่องเปิด หรือแบบไดโพล เป็นต้น

## 1.3 ขอบเขตของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดซึ่งจะทำการศึกษาและวิเคราะห์สายอากาศด้วยรูปแบบจำลอง โครงสร้างทางระเบียบวิธีเชิงตัวเลขในเชิงทฤษฎีโดยไม่มีการทดลองสร้างอุปกรณ์จริง ในระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่ได้ทำการศึกษานั้นจะเลือกใช้วิธี FDTD ในการคำนวณเพื่อให้ได้คุณลักษณะที่สำคัญ ๆ ของสายอากาศและเพื่อที่จะนำไปใช้สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ โดยโครงสร้างของสายอากาศที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้จะประกอบด้วย สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง สายอากาศไมโคร

สตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล และสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันได ซึ่งสายอากาศทั้ง 3 แบบ ที่กล่าวนี้จะเชื่อมต่อโดยใช้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป ขั้นตอนในการวิเคราะห์นั้นจะทำการวิเคราะห์ถึงหลักการออกแบบเพื่อให้ได้มาซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ วิเคราะห์วิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และวิเคราะห์คุณลักษณะบางตัวที่สำคัญของสายอากาศ คือ  $S_{11}$  พารามิเตอร์ (Return Loss) หรือเรียกว่าค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ แรงดัน อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio) การแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศ และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far Field Radiation Pattern)

## 1.4 ขั้นตอนในการศึกษา

จากจุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ สามารถสรุปขั้นตอนในการศึกษาเป็น 5 บท ดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงวัตถุประสงค์และขอบเขตการศึกษาของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศไมโครสตริป ที่ประกอบด้วย โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป ทฤษฎีสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป และสุดท้ายจะเป็นทฤษฎีของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

บทที่ 3 กล่าวถึงการศึกษาและวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD และการนำ FDTD ไปประยุกต์ใช้กับสายอากาศ ในทฤษฎีของ FDTD นั้นจะประกอบด้วยสมการแมกซ์เวลล์และอัลกอริทึม (Yee Algorithm) เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข (Numerical Stability) การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน (Source Excitation) เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorb Boundary Conditions) ส่วนทฤษฎีในการวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD นั้นประกอบด้วย พารามิเตอร์การกระจาย (S parameter) อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ

บทที่ 4 เป็นการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด โดยผลที่ถูกลำมาวิเคราะห์นั้น จะได้มาจากการคำนวณโดยใช้การจำลองโครงสร้างจากวิธี FDTD ผลที่นำมาวิเคราะห์ประกอบไปด้วย คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ คือ  $S_{11}$  พารามิเตอร์ อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง และวิเคราะห์ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้ากับแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลการวิเคราะห์ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนาต่อไปของงานวิจัยที่ได้จัดทำในวิทยานิพนธ์นี้

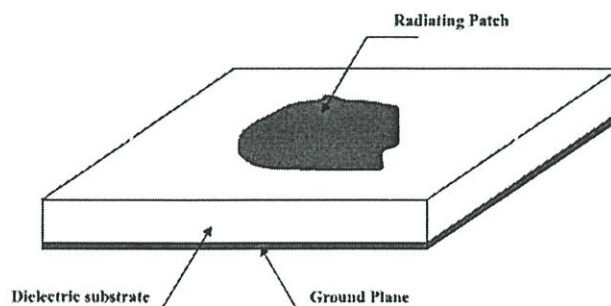
## บทที่ 2

# สายอากาศไมโครสตริป

### 2.1 บทนำ

สายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก ดังนั้นจึงได้มีการทำวิจัยและพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปอย่างต่อเนื่อง โดยโครงสร้างที่สำคัญของสายอากาศไมโครสตริปก็คือ วัสดุฐานรอง (Substrate) และสายส่งสัญญาณ (Transmission Line) สำหรับโครงสร้างของสายอากาศนั้นสามารถออกแบบรูปร่างได้หลายรูปแบบ แต่รูปร่างพื้นฐานที่สำคัญของสายอากาศไมโครสตริปนั้นมี 3 รูปแบบก็คือ สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น สายอากาศไมโครสตริปโคโพล และสุดท้ายเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ซึ่งแบบสุดท้ายนี้ใช้สำหรับวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ในแต่ละรูปร่างพื้นฐานที่กล่าวมาของสายอากาศนั้นสามารถเปลี่ยนแปลงรูปร่างให้ได้มาซึ่งคุณสมบัติของสายอากาศตามที่ต้องการ อย่างเช่น การออกแบบที่ทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์สองความถี่ การออกแบบเพื่อให้สามารถควบคุมแบบรูปการแผ่พลังงาน และการควบคุมการจัดขั้วของคลื่น (Polarization) เป็นต้น จากคุณสมบัติต่าง ๆ เหล่านี้จะเห็นได้ว่าสายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่นิยมนำมาใช้ศึกษาและวิจัยกันอย่างแพร่หลาย โดยในการนำไปใช้งานของสายอากาศไมโครสตริปนั้นสามารถนำไปใช้ได้หลายรูปแบบ เช่น การสื่อสารในระบบมือถือ การสื่อสารไร้สาย และการสื่อสารผ่านดาวเทียม เป็นต้น

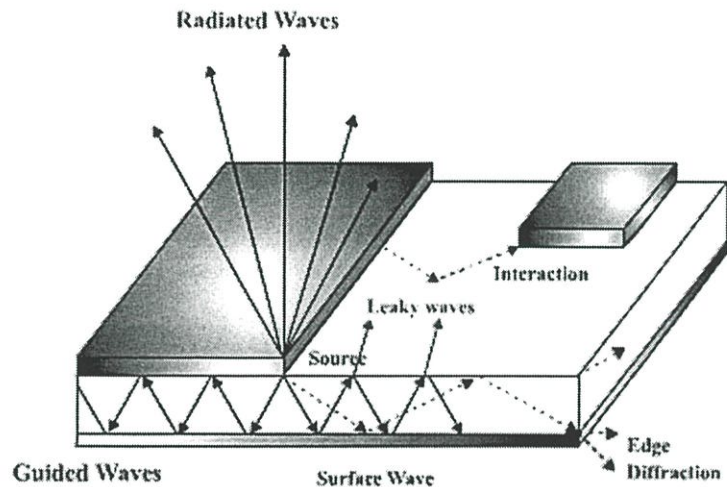
### 2.2 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของไมโครสตริป

ไมโครสตริปเป็นแผ่นวงจรที่ใช้กันอย่างมากในย่านความถี่ไมโครเวฟ [18] โดยที่ลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริปจะประกอบไปด้วยแผ่นตัวนำบาง ๆ ที่มีความสูญเสียพลังงานต่ำวางอยู่บนวัสดุที่เรียกว่าวัสดุฐานรอง และอีกด้านหนึ่งของวัสดุฐานรองจะเป็นระนาบกราวด์ (Ground Plane) โดยโครงสร้างของไมโครสตริปนั้นสามารถจะนำไปเป็นวงจรที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ และสามารถนำไปเป็นสายอากาศสำหรับคลื่นความถี่ไมโครเวฟได้อีกด้วย

### 2.2.1 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป



รูปที่ 2.2 ลักษณะของคลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป

#### 2.2.1.1 คลื่นถูกนำทาง (Guided Wave)

สำหรับทิศทางการแพร่กระจายคลื่นของคลื่นถูกนำทางนั้นจะมีลักษณะมุมของการแพร่กระจายทำมุมอยู่ระหว่างช่วง 6 ถึง 9 นาฬิกา (ทิศตามเข็มนาฬิกา) โดยลักษณะการแพร่กระจายคลื่นนั้นจะแพร่กระจายอยู่เฉพาะในวัสดุฐานรอง และคลื่นจะสะท้อนไปมาระหว่างตัวนำสองตัว คลื่นถูกนำทางนี้จะนำไปใช้อย่างมากกับสายส่งสัญญาณ สำหรับคลื่นแบบนี้มีส่วนในการสะสมพลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต้องการในสายอากาศแบบแผ่น เมื่อเลือกใช้วัสดุฐานรองที่บางและมีสภาพยอมทางไฟฟ้า (permittivity) สูงจะทำให้คลื่นแบบนี้มีอิทธิพลสูง

#### 2.2.1.2 คลื่นแผ่พลังงาน (Radiated Wave)

คลื่นแบบนี้จะมีทิศทางการแพร่กระจายคลื่นเป็นมุมที่อยู่ระหว่างช่วง 9 ถึง 3 นาฬิกาโดยจะมีทิศทางที่แพร่ขึ้นไปบนอากาศที่ไม่มีการปิดกั้นของขอบเขตใด ๆ ลักษณะของคลื่นแบบนี้จะใช้มากในงานเกี่ยวกับสายอากาศ คลื่นแบบนี้จะมีอิทธิพลสูงเมื่อใช้วัสดุฐานรองที่หนา (เปรียบเทียบกับความยาวคลื่น) และค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าต่ำ

### 2.2.1.3 คลื่นรั่ว (Leaky Wave)

ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นจะอยู่ในช่วง 3 ถึง 6 นาฬิกา โดยคลื่นรั่วนั้นจะแพร่กระจายมาจากคลื่นที่สะท้อนมาจากกระจกและไปยังจุดเชื่อมต่อระหว่างอากาศกับไดอิเล็กตริก เมื่อคลื่นที่สะท้อนมาถึงตำแหน่งนี้จะทำให้เกิดคลื่นที่ถูกส่งไปในอากาศนั้น คือ คลื่นรั่วออกจากคลื่นที่สะท้อนกลับลงไปในตัวกลางรอง (Surface Wave) ลักษณะของคลื่นรั่วที่เกิดขึ้นนี้จะนำไปช่วยในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งจะอยู่ในเงื่อนไขของความเหมาะสมที่จะนำไปใช้ในแต่ละสายอากาศ เช่น ทำให้มีสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) ที่สูง [19]

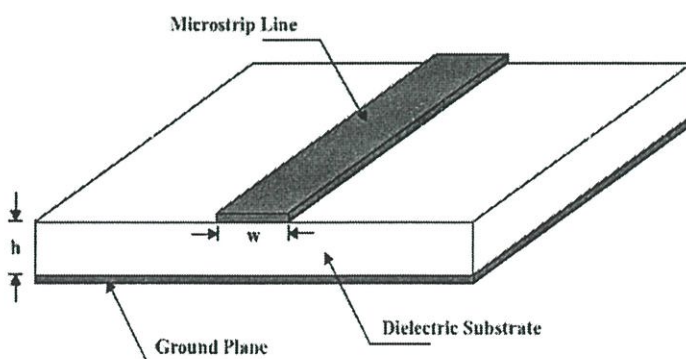
### 2.2.1.4 คลื่นผิว (Surface Wave)

มุมในการแพร่กระจายที่เกิดขึ้นมีค่ามากกว่าของคลื่นรั่ว จึงทำให้เกิดคลื่นที่สะท้อนกลับมายังตัวกลางรองจึงเรียกคลื่นแบบนี้ว่าคลื่นผิว เมื่อคลื่นผิวถูกส่งมาที่ขอบของโครงสร้างค้ำรูป จะทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นออกมาจากโครงสร้าง คลื่นที่แพร่กระจายออกมานี้ทำให้เกิดผลเสียต่อแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ คือ ทำให้พลังงานในการส่งหรือรับน้อยลง ลักษณะของคลื่นแบบนี้จะมีความสำคัญ เมื่อใช้ตัวกลางรองที่หนาและสภาพยอมทางไฟฟ้ามีค่าสูง

### 2.2.1.5 ความต้องการคลื่นในสายส่งสัญญาณและสายอากาศ

ในการแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายส่งสัญญาณนั้น คลื่นถูกนำทางจะถูกกระตุ้มมากที่สุด ขณะที่จะต้องหลีกเลี่ยงคลื่นแผ่พลังงาน คลื่นรั่ว และคลื่นผิว ในทางตรงกันข้ามถ้าเป็นสายอากาศนั้นต้องการให้เกิดคลื่นแผ่พลังงานมากที่สุด และจะต้องป้องกันการเกิดคลื่นนำทางในแผ่นตัวนำ และคลื่นผิว

## 2.3 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริบ



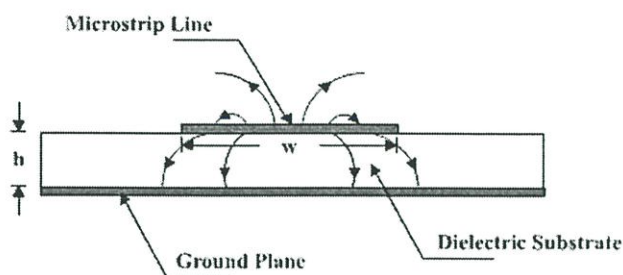
รูปที่ 2.3 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริบ

สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป (Microstrip Line) [20] ที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างคั้งที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.3 กล่าวคือ จะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบ ๆ อยู่บนวัสดุฐานรอง ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของวัสดุฐานรองจะเป็นระนาบกราวด์ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในวัสดุฐานรองบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบ ๆ กับระนาบกราวด์ ความหนาของวัสดุฐานรองและความกว้างของสตริปนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance) ที่ต้องการ สำหรับวัสดุฐานรองที่ใช้งานทั่วไปจะมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน และคุณสมบัติที่สำคัญของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้ คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ( $\epsilon_{eff}$ ) ค่า Loss tangent ( $\tan\delta$ ) ที่ความถี่ 10 GHz ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) ความขรุขระของผิว และความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric Strength) ความหมายของคุณสมบัติที่กล่าวมาจะเป็นดังนี้ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ บ่งบอกคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริก โดยเทียบกับอวกาศว่าง ค่านี้จะส่งผลทำให้คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริปเปลี่ยนแปลง ค่า  $\tan\delta$  คือ ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิฟเฟอเรนเชียล ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใดโดยที่ยิ่งต่ำก็ยิ่งดี ค่าคงตัวของการนำความร้อนจะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี ความขรุขระของผิวนั้นจัดว่ามีความสำคัญมากเช่นเดียวกันเพราะจะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริป เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า สำหรับความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้านั้นจะบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ

### 2.3.1 การส่งผ่านคลื่นในสายส่งไมโครสตริป

ถึงแม้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปจะมีโครงสร้างง่าย ๆ แต่การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายส่งไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้เป็นเพราะเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่น อย่างไรก็ตามได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีและพบว่าคลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปนั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มากแต่จะไม่ใช่โหมด TEM เสียทีเดียว จึงเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่าโหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.4 โดยแสดงถึงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ซึ่งพออนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้สามารถใช้หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาคุณลักษณะของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปได้ กล่าวคือ ถ้าเราสามารถหาค่าอินดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ ก็จะนำค่าทั้งสองนี้ไปคำนวณค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ได้ อย่างไรก็ตามการหาค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปจะยุ่งยากกว่าของสายคู่ขนานหรือสายโคแอกเซียล เพราะสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปมีทั้งสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่

ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกระทบจากการมีสารไดอิเล็กตริก



รูปที่ 2.4 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

ถึงแม้การหาค่าคาปาซิแตนซ์จะยุ่งยากกว่าปกติ แต่ก็มีวิธีที่ทำให้ง่ายขึ้นโดยใช้วิธีหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant ย่อว่า  $\epsilon_{eff}$ ) ของระบบซึ่งจะรวมผลของสารไดอิเล็กตริกและอากาศเข้าด้วยกัน และเนื่องจากสารไดอิเล็กตริกทั้งหลายมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ ดังนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่หาได้ก็จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่ไปด้วย อย่างไรก็ตามจากการศึกษาทางทฤษฎีและการทดลองของผู้เชี่ยวชาญพบว่า ในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 2 GHz ลงมา ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะเปลี่ยนแปลงไปอันเนื่องมาจากกรณีของไฟฟ้าสถิตน้อยมาก จึงสามารถอนุโลมให้ใช้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของไฟฟ้าสถิตได้ สำหรับในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 GHz ก็ต้องคำนึงถึงการปรับแต่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล ให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งาน

ในการหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของกรณีไฟฟ้าสถิตนั้น จะใช้แนวคิดของวงจรกระจายดังต่อไปนี้ คือเมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปไมโครสตริปเป็นโหมด TEM คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ ( $Z_c$ ) ของสายส่งสัญญาณ จะเขียนในรูปของค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว (L) และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหน่วยความยาว (C) ได้ในรูปต่อไปนี้

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.1)$$

ในขณะที่เดียวกันความเร็วเฟส  $v_p$  จะเขียนได้เป็น

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.2)$$

จากสมการ (2.2) นี้ทำให้เขียน  $Z_c$  ในรูปของ  $v_p$  กับ L หรือ C ได้ดังนี้

$$Z_c = v_p L \quad (2.3)$$

ในขั้นต่อไปเราจะพิจารณากรณีที่วัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริกถูกดึงออกไปเหลือแต่อากาศเพียงอย่างเดียวที่โอบล้อมสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปอยู่ ในสภาพเช่นนี้ค่าความเร็วเฟสของคลื่น TEM ที่ส่งผ่านจะเท่ากับความเร็วแสง และค่าคาบไซเคิลต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะเปลี่ยนไป โดยที่ค่าอินดักแตนซ์ไม่ถูกรบกวน ถ้าให้ค่าคาบไซเคิลที่เปลี่ยนไปนี้มีค่าเป็น  $C_o$  จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $C_o$  กับความเร็วเฟสในรูปต่อไปนี้

$$c = \frac{1}{\sqrt{LC_o}} \quad (2.4)$$

ในขณะเดียวกันค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ ( $Z_o$ ) ก็เขียนได้ดังนี้

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C_o}} \quad (2.5)$$

เมื่อนำสมการ (2.4) หาค่าด้วยสมการ (2.2) จะได้ผลดังนี้

$$\frac{C}{C_o} = \left(\frac{c}{v_p}\right)^2 \quad (2.6)$$

ตามนิยามทั่วไปค่าของ  $C/C_o$  คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพของสารไดอิเล็กตริกที่โอบล้อมระบบเก็บประจุอยู่ ค่านี้จะเปรียบเหมือนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีวัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริกและด้านบนเป็นอากาศอยู่ นั่นคือ

$$\varepsilon_{eff} = \left(\frac{c}{v_p}\right)^2 \quad (2.7)$$

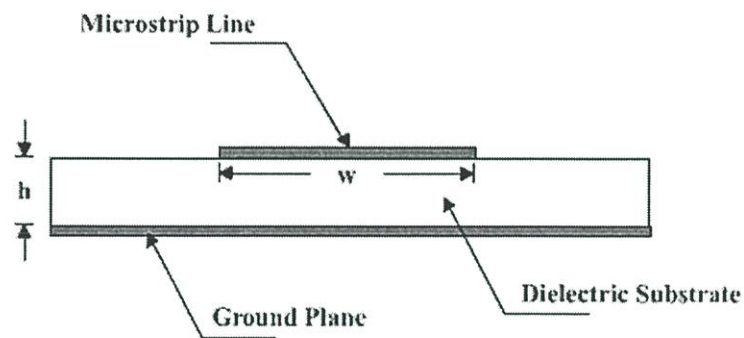
จากสมการ (2.3) ถึงสมการ (2.7) จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง  $Z_c$ ,  $Z_o$  และ  $\varepsilon_{eff}$  ได้ดังนี้

$$Z_c = \frac{Z_o}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (2.8)$$

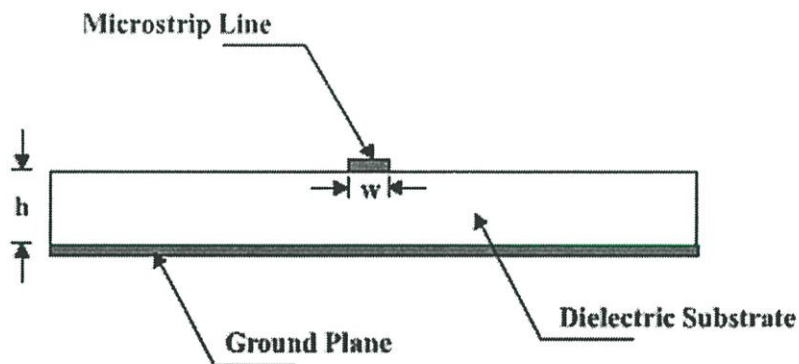
$$Z_0 = Z_c \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (2.9)$$

$$\epsilon_{eff} = \left( \frac{Z_0}{Z_c} \right)^2 \quad (2.10)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการ (2.8) ถึง (2.10) จะนำมาใช้ประโยชน์ในการออกแบบในภายหลัง



รูปที่ 2.5 สายส่งไมโครสตริปที่มี  $w/h \gg 1$



รูปที่ 2.6 สายส่งไมโครสตริปที่มี  $w/h \ll 1$

จากสมการที่กล่าวมาข้างต้น ถ้าเราสามารถรู้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลได้ก็ จะทำให้สามารถคำนวณคุณสมบัติอื่นตามมาได้ อย่างไรก็ตามค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประ สทธิผลจะเปลี่ยนแปลงตามความกว้างของไมโครสตริปเมื่อเปรียบเทียบกับความหนาของวัสดุฐาน รอง ซึ่งพิจารณาได้ 2 กรณี ดังต่อไปนี้ กรณีแรกคือกรณีที่  $w/h \gg 1$  แสดงไว้ดังรูปที่ 2.5 ในกรณีนี้ เส้นแรงไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ระหว่างบริเวณที่มีแถบสตริปกับระนาบกราวด์ สภาพดังกล่าว

จะส่งผลให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ค่า  $\epsilon_r$  ของวัสดุฐานรอง สำหรับกรณีที่สองคือกรณีที่  $w/h \ll 1$  แสดงดังรูปที่ 2.6 ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าจะผ่านวัสดุฐานรองครึ่งหนึ่งและผ่านอากาศครึ่งหนึ่ง ซึ่งจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้  $(\epsilon_r + 1)/2$  จากที่อธิบายมานี้จะเห็นได้ว่า ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะเปลี่ยนแปลงตามค่า  $w/h$  ดังนั้นจึงได้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่สามารถออกแบบได้ดังสมการที่ (2.11)

$$\frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) \leq \epsilon_{eff} \leq \epsilon_r \quad (2.11)$$

และเพื่อความสะดวกในการคำนวณและการออกแบบต่อไป ได้มีการเขียนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลในรูปต่อไปนี้

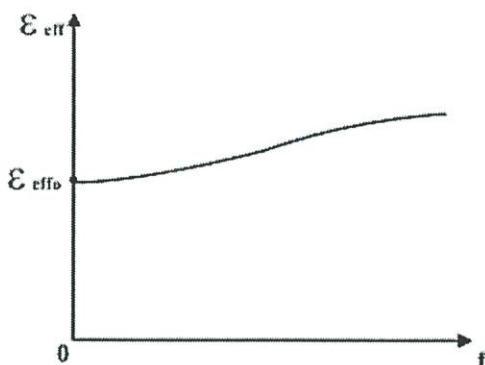
$$\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1), \quad \frac{1}{2} \leq q \leq 1 \quad (2.12)$$

ค่า  $q$  ในสมการ (2.12) นี้ถูกเรียกว่าฟิลลิงแฟกเตอร์ (Filling Factor) ซึ่งหมายถึงตัวประกอบที่แสดงให้รู้ว่าวัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริกจะมีผลต่อโครงสร้างไมโครสตรักเจอร์นั้นมากน้อยแค่ไหน เมื่อเขียนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลตามสมการ (2.12) ค่า  $q$  ก็จะเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่า  $w/h$

ในกรณีที่ความถี่ใช้งานสูงขึ้นไปกว่า 2 GHz จะได้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่เปลี่ยนไปความเร็วเฟสก็จะเปลี่ยนไปด้วย ซึ่งทำให้ได้ดังสมการ

$$\epsilon_{eff}(f) = \left( \frac{c}{v_p(f)} \right)^2 \quad (2.13)$$

เมื่อพิจารณาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลตามสมการที่ (2.13) นี้จะพบว่าในช่วงความถี่ต่ำนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะลู่เข้าหากรณีของไฟฟ้าสถิตและเมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้นเข้าหาความถี่สูง จะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลลู่เข้าสู่  $\epsilon_r$  ของวัสดุฐานรอง เพราะความเร็วเฟสจะลู่เข้าสู่ความเร็วของแสงในสารไดอิเล็กตริกที่เป็นวัสดุฐานรอง ดังนั้นโดยทั่วไปการเปลี่ยนแปลงค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลตามความถี่จะเป็นไปดังรูปที่ 2.7 ซึ่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลนั้นจะสูงขึ้นตามความถี่

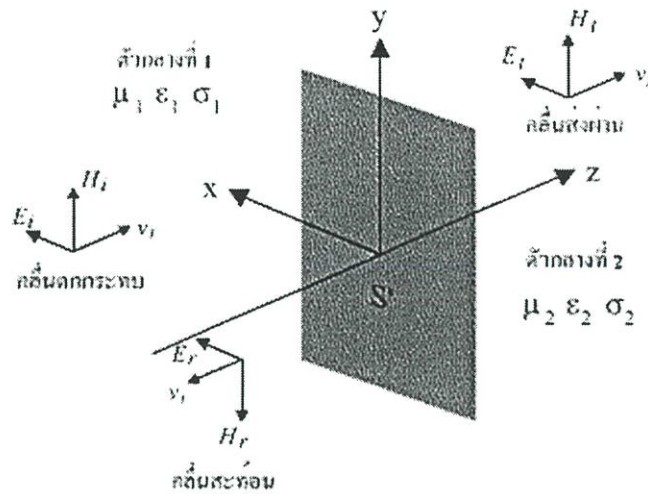


รูปที่ 2.7 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล

## 2.4 สายอากาศแบบช่องเปิด

### 2.4.1 ทฤษฎีการเหนี่ยวนำ (Induction Theorem) [21]

สายอากาศแบบช่องเปิดนั้น โดยทั่วไปปัญหาจะอยู่ในลักษณะที่ว่าแหล่งกำเนิดคลื่นจะอยู่ในอาณาบริเวณหนึ่ง และคลื่นที่กระจายออกจากสายอากาศจะกระจายไปในอีกอาณาบริเวณหนึ่งซึ่งมีตัวกลางไม่เหมือนกัน รูปที่ 2.8 แสดงรูปทั่วไปของปัญหาดังกล่าวนี้ คือ แหล่งกำเนิดคลื่นอยู่ในตัวกลางที่ 1 ซึ่งอาณาบริเวณถูกล้อมรอบไว้ด้วยผิวปิด  $S'$  และตัวกลางที่ 2 ที่อยู่ชิดกับอาณาบริเวณของตัวกลางที่ 1 เป็นบริเวณที่เราต้องการรู้ว่าการกระจายคลื่นจะเป็นไปในลักษณะใดในปัญหาเช่นนี้ถ้าตัวกลางที่ 1 และตัวกลางที่ 2 มีค่าคงที่ของตัวกลางไม่เหมือนกันหรือมีค่าอินทริคสิคอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ไม่เหมือนกัน คลื่นเคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดคลื่นเมื่อปะทะกับผิวขอบเขตจะเกิดการสะท้อนของคลื่นกลับเข้าสู่ตัวกลางที่ 1 และส่งผ่านคลื่นเข้าไปในตัวกลางที่ 2 ด้วย เพราะฉะนั้น ถ้าให้  $\vec{E}^i$  และ  $\vec{H}^i$  เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากแหล่งกำเนิดคลื่นตกกระทบ  $\vec{E}^r$  และ  $\vec{H}^r$  เป็นคลื่นที่เกิดจากการสะท้อนที่ผิวขอบเขต  $\vec{E}^t$  และ  $\vec{H}^t$  เป็นคลื่นที่ส่งผ่านเข้าไปในตัวกลางที่ 2 ดังนั้นในตัวกลางที่ 1 คลื่นที่ปรากฏอยู่ก็จะเป็นผลบวกของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนรวมกัน คือ  $\vec{E}^i + \vec{E}^r$  และ  $\vec{H}^i + \vec{H}^r$  ส่วนในตัวกลางที่ 2 ก็จะมีเพียงคลื่นที่ส่งผ่าน คือ  $\vec{E}^t$  และ  $\vec{H}^t$  ซึ่งก็คือคลื่นที่กระจายไปในตัวกลางที่ 2 ที่เราต้องการรู้ค่านั่นเอง



รูปที่ 2.8 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น

ในการคำนวณหาคลื่น  $\vec{E}^t$  และ  $\vec{H}^t$  นี้ทำได้โดยวิธีการต่อไปนี้ ก่อนอื่นที่ผิวขอบเขตสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะต้องมีความสัมพันธ์กันในรูปต่อไปนี้

$$\vec{E}_t^i + \vec{E}_t^r = \vec{E}_t^t \quad (2.14)$$

$$\vec{H}_t^i + \vec{H}_t^r = \vec{H}_t^t \quad (2.15)$$

โดยที่ตัวพ่วง  $t$  หมายถึงส่วนประกอบของสนามในแนวขนานกับผิวขอบเขต

คลื่นสะท้อน  $\vec{E}^r$  และ  $\vec{H}^r$  และคลื่นส่งผ่าน  $\vec{E}^t$  และ  $\vec{H}^t$  เราจะได้ผลว่าคลื่นทั้งสองชุดนี้จะถูกต้องตามสมการแมกซ์เวลล์ที่ทุก ๆ ตำแหน่งยกเว้นที่ผิวขอบเขตซึ่งมีความไม่ต่อเนื่องเกิดอยู่ในรูปต่อไปนี้

$$\vec{E}_t^t - \vec{E}_t^r = \vec{E}_t^i \quad (2.16)$$

$$\vec{H}_t^t - \vec{H}_t^r = \vec{H}_t^i \quad (2.17)$$

เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต่อเนื่องที่เกิดขึ้นตรงผิวขอบเขตนั้น เราสามารถคิดได้ว่าเกิดขึ้นจากกระแสไฟฟ้าสมมูลและกระแสแม่เหล็กสมมูลที่กระจายอยู่บนผิวขอบเขตในรูป สมการต่อไปนี้คือ

$$\vec{J} = \vec{n} \times (\vec{H}_t^i - \vec{H}_t^r) \quad (2.18)$$

$$\vec{M} = -\vec{n} \times (\vec{E}_t^i - \vec{E}_t^r) \quad (2.19)$$

โดยที่  $\vec{J}$  และ  $\vec{M}$  เป็นกระแสไฟฟ้าสมมูล และกระแสแม่เหล็กสมมูลตามลำดับ

นั่นคือในการหาค้นสะท้อน  $\vec{E}^r$  และ  $\vec{H}^r$  และคลื่นที่ส่งผ่านเข้าตัวกลางที่ 2  $\vec{E}^i$  และ  $\vec{H}^i$  นั้นแทนที่จะแก้ปัญหาจากแหล่งกำเนิดคลื่นโดยตรง เราอาจคิดได้ว่าคลื่นทั้งสองชุดนี้เกิดจากกระแสไฟฟ้าสมมูลและกระแสแม่เหล็กสมมูลดังกล่าวนี้ และเนื่องจาก  $\vec{n}$  เป็นเวกเตอร์หน่วยที่ผิวขอบเขต เพราะฉะนั้นสมการ (2.18) และสมการ (2.19) จะเขียนได้โดยใช้  $\vec{E}^i, \vec{H}^i$  ดังนี้

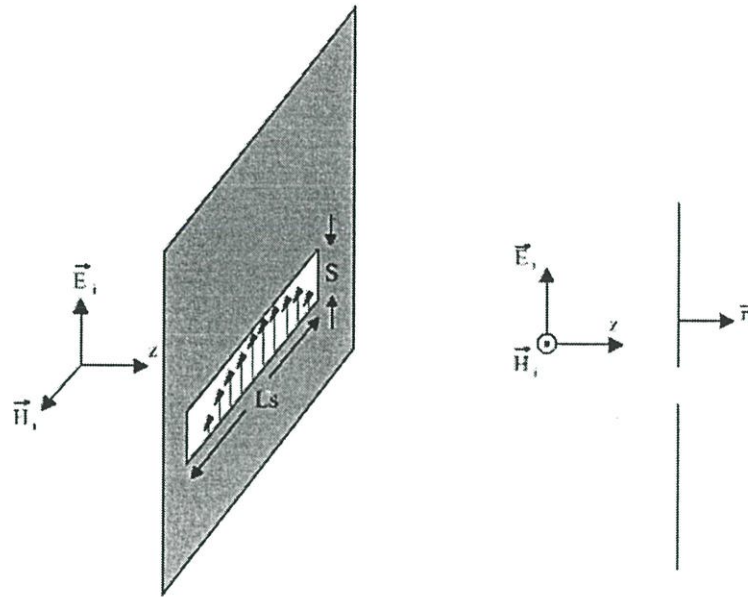
$$\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}^i \quad (2.20)$$

$$\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}^i \quad (2.21)$$

#### 2.4.2 การกระจายคลื่นออกจากสายอากาศแบบช่องเปิด

ถ้ามีคลื่นเคลื่อนที่เข้าปะทะแผ่นตัวนำสมบูรณ์แบบที่มีช่องเปิดแคบ ๆ ดังรูปที่ 2.9 โดยที่สนามไฟฟ้ามีทิศตั้งฉากกับแนวของช่องเปิด ดังจะเห็นได้ว่าที่ตรงช่องเปิดจะมีสนามไฟฟ้าความเข้มสูงมากเกิดขึ้นทำให้เกิดการแผ่กระจายคลื่นออกไปยังอาณาบริเวณที่อยู่อีกด้านหนึ่ง ในกรณีที่ช่องเปิดแคบมาก ๆ กระแสไฟฟ้าสมมูล คือ  $\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}^i$  จะมีขนาดจำกัดและเมื่อคิดว่าความกว้างของช่องเปิด คือ  $S$  เข้าหาศูนย์กระแสไฟฟ้าสมมูลส่วนนี้อาจจะตัดทิ้งได้เพราะมีขนาดเล็ก แต่ส่วนที่เป็นกระแสแม่เหล็กสมมูล คือ  $\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}^i$  นั้น ไม่สามารถตัดทิ้งได้ เพราะเมื่อ  $S$  เข้าหาศูนย์สนามไฟฟ้าที่ช่องเปิดก็จะเข้าหาอนันต์ จึงไม่สามารถตัดทิ้งได้

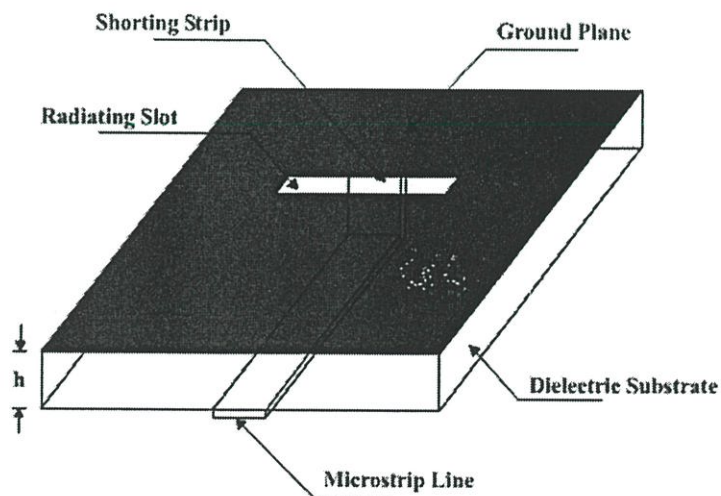
ถ้าให้  $E_s$  เป็นสนามไฟฟ้าที่ช่องเปิด และช่องเปิดยาว  $L_s$  เนื่องจากที่ปลายทั้งสองของช่องเปิดสนามไฟฟ้าจะต้องเป็นศูนย์ เพราะฉะนั้นการกระจายของสนามไฟฟ้าบนช่องเปิดจะเขียนได้ดังรูป



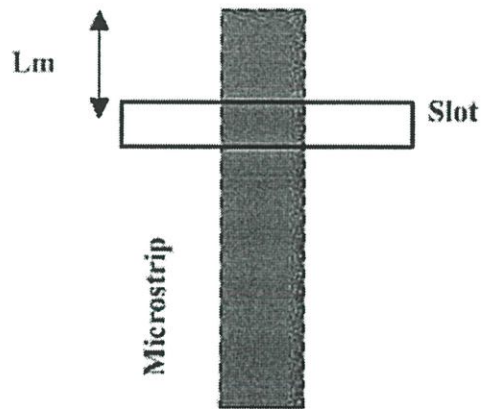
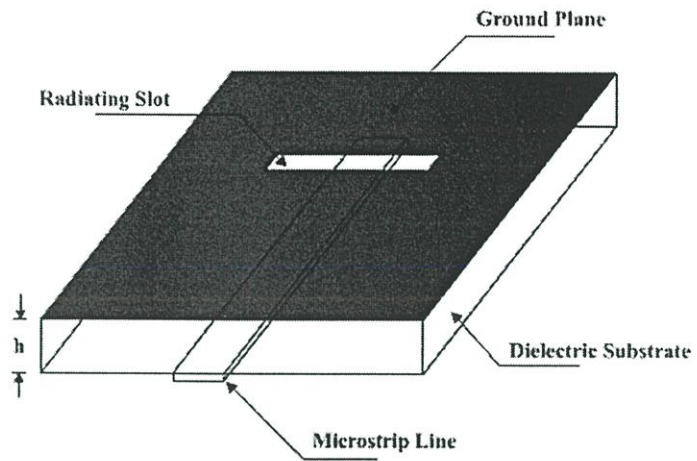
รูปที่ 2.9 การกระจายคลื่นจากช่องเปิด

กระแสแม่เหล็กสมมูลที่เกิดขึ้นนี้เนื่องจากแผ่นตัวนำมีความหนาจำกัด จะเกิดขึ้นที่ทางด้านหน้าและด้านหลังโดยมีขนาดเท่ากัน

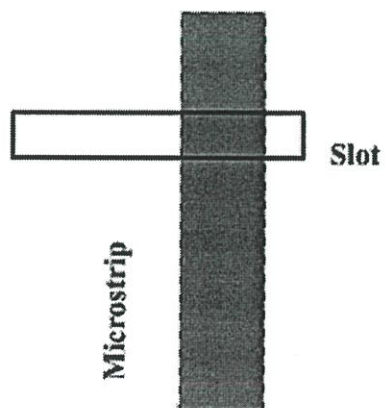
### 2.4.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด



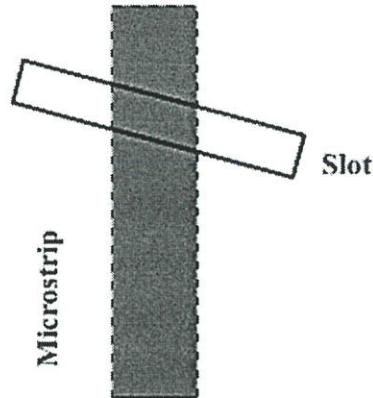
รูปที่ 2.10 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ต่อแบบปิดวงจร



รูปที่ 2.11 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ต่อแบบเปิดวงจร



รูปที่ 2.12 วิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์แบบวิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ



รูปที่ 2.13 วิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์แบบวิธีการปรับช่องเปิดเฉียง

สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด สามารถทำให้มีแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลทั้งในแบบทิศทางเดียว (Unidirectional) กับสองทิศทาง (Bidirectional) โดยลักษณะของโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด จะประกอบไปด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป และช่องเปิดที่ถูกเจาะอยู่บนระนาบกราวด์ โดยลักษณะของการส่งผ่านสัญญาณของคลื่นนั้นจะมีการส่งผ่านคลื่นจากสายส่งสัญญาณกระตุ้นไปยังช่องเปิดที่อยู่บนระนาบกราวด์ โดยลักษณะการส่งผ่านสัญญาณคลื่นในสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดจะมีลักษณะพื้นฐานอยู่สองอย่าง คือ การต่อตัวนำจากสายส่งสัญญาณผ่านวัสดุฐานรองไปปิดวงจรที่ขอบของช่องเปิด (Microstrip Terminated in a Short Circuit) ดังรูปที่ 2.10 และอีกวิธีหนึ่งจะเป็นแบบการเปิดวงจร (Microstrip Terminated in an Open Circuited Stub) ดังรูป 2.11 ซึ่งลักษณะการต่อวงจรแบบนี้จุดที่สำคัญก็คือ สายท่อนสั้น (stub) ซึ่งความยาวของสายท่อนสั้นนี้มีค่าประมาณเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่นหรือมากกว่า จากรูปที่ 2.10 และ 2.11 ลักษณะการวางของสายส่งสัญญาณและช่องเปิดที่อยู่บนระนาบกราวด์นั้น จะเห็นได้ว่าจุดกึ่งกลางความยาวของช่องเปิดจะวางอยู่ที่จุดแกนกลางของสายส่งสัญญาณ ลักษณะการวางช่องเปิดแบบนี้จะเรียกว่า สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งคลื่นตรงกลาง (Center-fed Microstrip Slot Antenna) ลักษณะการวางสายอากาศแบบนี้จะทำให้มีความต้านทานในการแพร่กระจายคลื่นสูง ดังนั้นจึงได้มีการทำวิจัยขึ้นมาเพื่อที่จะให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยพื้นฐานสำคัญในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดนั้น จะมีวิธีการทำอยู่ 3 วิธี [22] คือ วิธีที่ 1 แสดงดังรูปที่ 2.12 เป็นวิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ (Offset Microstrip Feeding) [23] วิธีที่ 2 คือ การปรับความยาวของท่อนสั้น (Stub-Turning) [24] ดังรูปที่ 2.11 ซึ่งความยาว  $L_m$  คือความยาวของ stub มีความยาวประมาณเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่นหรือมากกว่า การปรับความยาวของ

stub นี้เป็นวิธีการหนึ่งของการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์และมีผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์อีกด้วย  
 วิธีที่ 3 เป็นการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่มีการจัดวางให้สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดส่งคลื่น  
 ตรงกลางแต่ปรับช่องเปิดให้เอียง (Center - Fed but Inclined Microstrip Feed) แสดงดังรูปที่ 2.13

## 2.5 สรุป

ในบทนี้เป็นทฤษฎีที่จะนำมาช่วยในการวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป  
 แบบช่องเปิด ซึ่งจะประกอบไปด้วย

1. ทฤษฎีโครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริปจะเป็นการอธิบายถึงคลื่นที่แพร่  
 กระจายในไมโครสตริป โดยจะมี 4 แบบ คือ คลื่นถูกนำทาง คลื่นแผ่พลังงาน คลื่นรั่ว คลื่นผิว
2. ทฤษฎีสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป จะอธิบายถึงคลื่นที่แพร่กระจายในสายส่ง  
 สัญญาณที่เป็นคลื่นโหมดกึ่ง TEM (quasi – TEM mode) และ อธิบายถึงการหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริก  
 สัมพันธ์ประสิทธิผล
3. ทฤษฎีสายอากาศแบบช่องเปิด จะอธิบายเกี่ยวกับทฤษฎีการเหนี่ยวนำ (Induction  
 Theorm) การกระจายคลื่นของสายอากาศแบบช่องเปิด และสุดท้ายจะเป็นทฤษฎีเกี่ยวกับการ  
 ออกแบบและการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

### บทที่ 3

## วิธีผลต่างสลับเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา

### 3.1 บทนำ

วิธีผลต่างสลับเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference Time Domain, FDTD) นำเสนอโดยเค เอส ยี (K. S. Yee) ในปี ค.ศ. 1966 [25] ซึ่งเป็นวิธีหนึ่งที่ยืดหยุ่นและสะดวกในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และเป็นวิธีหนึ่งที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายมาจนถึงปัจจุบัน โดยเขาเสนอแนวคิดการใช้วิธีวิเคราะห์เชิงตัวเลขแบบผลต่างสลับเนื่องสำหรับการแก้ปัญหามาตรการแมกซ์เวลล์ขึ้นมาใหม่ โดยจะทำการวิเคราะห์ในโดเมนเวลา (Time domain) และโดเมนสเปซ (Space domain) และได้ทำการกำหนดการกระทำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจำนวนหกสนามให้อยู่บนเซลล์สี่เหลี่ยมลูกบาศก์หนึ่งเซลล์ การปรับปรุงลักษณะการกระทำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโดเมนต่าง ๆ นี้จะใช้แบบแผนลีฟรอก (Leap-Frog) โดยจะทำการปรับปรุงสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสลับกันในโดเมนเวลา ด้วยวิธีการ FDTD ทำให้สามารถสังเกตพฤติกรรมของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าได้ทั้งโดเมนของเวลาและโดเมนของสเปซ กล่าวคือ เมื่อสังเกตพฤติกรรม ณ ตำแหน่งหนึ่ง ๆ ของโครงสร้างจะสามารถเลือกสังเกตพฤติกรรมสนามที่เวลาใดก็ได้ ในทางกลับกันถ้าสังเกตพฤติกรรม ณ เวลาหนึ่ง ๆ จะสามารถสังเกตพฤติกรรมของสนามที่ตำแหน่งต่าง ๆ ได้

ในบทนี้จะกล่าวถึงสมการแมกซ์เวลล์ อัลกอริทึม (Yee Algorithm) ซึ่งเป็นหลักการพื้นฐานของวิธี FDTD จากนั้นจะกล่าวถึงเงื่อนไขเสถียรภาพเชิงตัวเลข การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน และขอบเขตการดูดกลืน โดยในวิทยานิพนธ์ได้ทำการเสนอขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์ [26] (Mur's Absorbing Boundary Condition, Mur's ABC)

### 3.2 สมการแมกซ์เวลล์และอัลกอริทึม

โครงสร้างของอัลกอริทึมจะเริ่มจากสมการแมกซ์เวลล์ที่อยู่ในรูปแบบเชิงอนุพันธ์สองสมการที่เปลี่ยนแปลง

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} - \rho^* \vec{H} \quad (3.1a)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} \quad (3.1b)$$

โดยที่  $\vec{E}$  คือ เวกเตอร์สนามไฟฟ้า (electric field vector: V/m)  $\vec{H}$  คือ เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก (magnetic field vector: A/m) เมื่อ  $\epsilon$  คือ สภาพยอมทางสนามไฟฟ้า (electric permittivity : F/m)  $\sigma$  คือ สภาพนำ (conductivity : S/m)  $\mu$  คือ สภาพซาบซึมได้ทางสนามแม่เหล็ก (magnetic permeability : H/m) และ  $\rho^*$  คือ สภาพต้านทานแม่เหล็กสมบูรณ์ (resistivity :  $\Omega/m$ )

จากสมการที่ (3.1a) และ (3.1b) จะได้สมการสเกลาร์ 6 สมการ ในระบบพิกัดมุมฉากสามมิติดังสมการข้างล่าง

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \rho^* H_x \right) \quad (3.2a)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \rho^* H_y \right) \quad (3.2b)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \rho^* H_z \right) \quad (3.2c)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (3.2d)$$

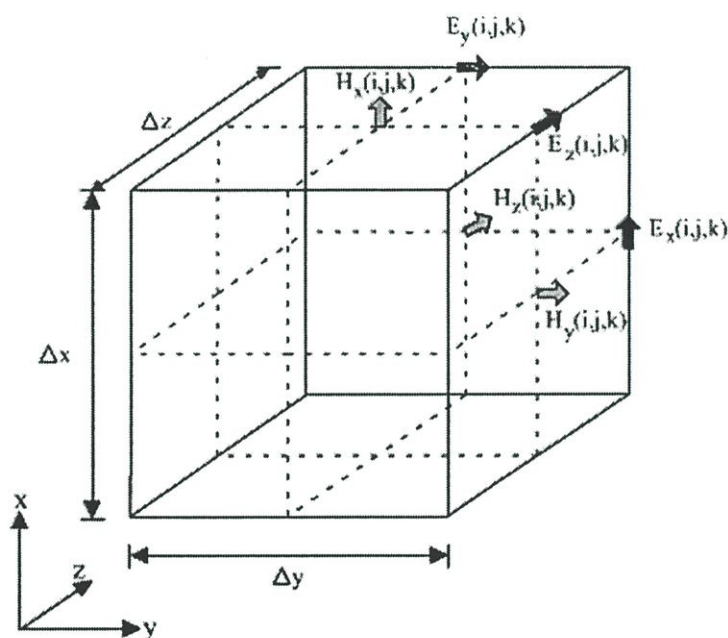
$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (3.2e)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (3.2f)$$

### 3.2.1 โครงสร้างของยี่อรรถกริทม

ยี่อรรถกริทมที่จะนำเสนอต่อไปนี้มีมีความสำคัญอย่างยิ่ง เพราะเป็นแนวความคิดพื้นฐานในการนำไปประยุกต์ใช้ต่อไป ซึ่งยี่ได้นำสมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดมาประยุกต์ใช้กับสมการเคิร์ดของแมกซ์เวลล์ที่ขึ้นกับเวลาสำหรับ โครงสร้างของตัวกลางที่ไม่มีการสูญเสียพลังงานคือค่าของ  $\rho^* = 0$  และ  $\sigma = 0$

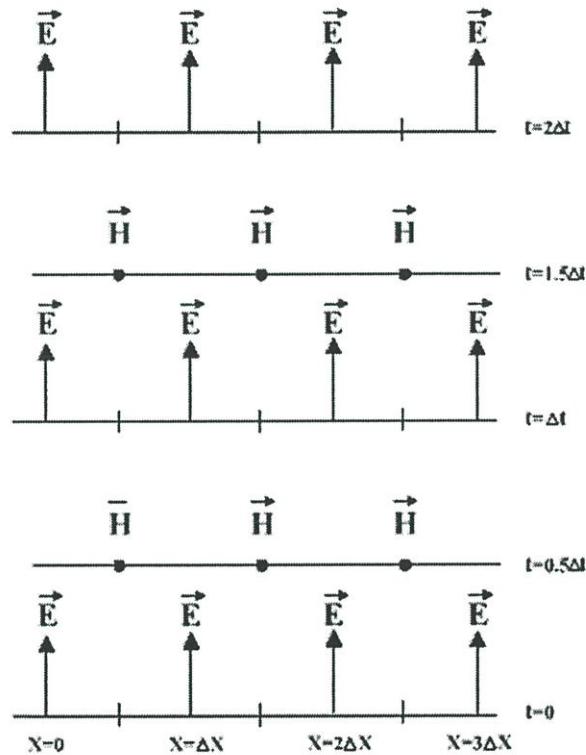
ยี่อัคริทธิม ใช้แก้ปัญหสมการของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กพร้อมกันในโดเมนเวลาและโดเมนสเปซโดยใช้สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ แทนที่จะแก้ปัญหสนามแม่เหล็กอย่างเดียว หรือสนามไฟฟ้าอย่างเดียวโดยใช้สมการคลื่น ซึ่งเปรียบเสมือนการแปลงสนามรวมของสมการอิลทิกรัลในวิธีโมเมนต์ โดยเงื่อนไขขอบเขตของทั้ง  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  ถูกกำหนดให้อยู่บนขอบเขตของตัวกลางนั้น การใช้ข้อมูลของทั้ง  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  ด้วยกันจะได้ผลลัพธ์ที่แน่นอนกว่าใช้สนามอย่างหนึ่งเพียงอย่างเดียว (เช่น จะมีความเที่ยงตรงสำหรับโครงสร้างที่มีขนาดใหญ่) โดยคุณสมบัติของตัวกลางที่ใช้คำนวณหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสามารถจำลองได้โดยตรง สำหรับบริเวณที่สามารถมีสนามได้เพียงสนามเดียว เช่น  $\vec{H}$  ที่สัมผัสบริเวณขอบ มุม หรือรอบ ๆ แกนเส้นลวดบาง และ  $\vec{E}$  ในแนวรัศมีที่อยู่บริเวณจุด ขอบ และเส้นลวดบางนั้น สามารถจำลองแยกออกมาได้ ถ้าสนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าในบริเวณนั้นสามารถจะหาได้



รูปที่ 3.1 โครงสร้างส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ (Yee cell)

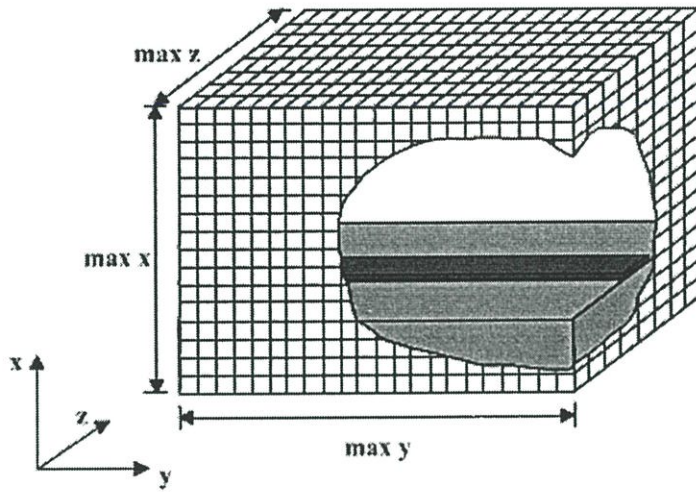
จากรูปที่ 3.1 เป็นแบบจำลองที่สร้างขึ้นเพื่ออธิบายยี่อัคริทธิม ซึ่งจะมีส่วนประกอบของ  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  ถูกจัดวางไว้ระหว่างกลางของกันและกันในสเปซแบบสามมิติ ดังนั้นทุกส่วนประกอบของ  $\vec{E}$  ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบ  $\vec{H}$  และส่วนประกอบของ  $\vec{H}$  ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบ  $\vec{E}$  ใด ๆ เช่นเดียวกัน จึงทำให้ได้รูปแบบจำลองอย่างง่ายในโครงสร้างสเปซสามมิติที่เป็นไปตามกฎฟาราเดย์และแอมแปร์ ยกตัวอย่างเช่น จะมีส่วนประกอบของ  $\vec{E}$  ที่มีความสัมพันธ์กับ  $\vec{H}$  ที่เป็นวงรอบที่เกิดจากกระแสไฟฟ้า และในทำนองเดียวกันจะได้ส่วนประกอบของ  $\vec{H}$  ที่สัมพันธ์กับ  $\vec{E}$  ที่เป็นวงรอบโดยที่  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  ที่มีความสัมพันธ์กันนี้จะแปรผันตามเวลาซึ่งเป็นไปตามกฎของฟาราเดย์

ผลลัพธ์ของสมการผลต่างสี่เหลี่ยมที่ได้มาโดยการใช้สมการเคิร์ลนั้น จะเป็นแบบผลต่างสี่เหลี่ยมจำกัดแบบตรงกลางในกรณีที่มีความต่อเนื่องของ  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  ในแนวสัมผัสระหว่างรอยต่อของสองตัวกลางที่ไม่เหมือนกันสามารถกระทำได้อย่างเหมือนจริงตามธรรมชาติโดยที่ไม่ต้องทำการแมตช์เงื่อนไขขอบเขตสนามที่รอยต่อ ถ้ารอยต่อนั้นทับกับกริดในตำแหน่งของแกนพอดี้ จะได้สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่นำไปใช้งานได้เลย โดยเพียงทำการกำหนดสภาพยอมทางสนามไฟฟ้าและสภาพซึมได้ทางสนามแม่เหล็กไว้ ณ ตำแหน่งที่สมมุติเป็นเนื้อของตัวกลางนั้น ๆ



รูปที่ 3.2 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยี่อัสกริตึม

ดังแสดงในรูปที่ 3.2 แผนภูมินี้เรียกว่ากระบวนการขึ้นเวลาแบบลิฟฟรอก (Leap-Frog) โดยจะเป็นการคำนวณสลับกันระหว่าง  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  กับช่วงห่างของเวลาของยี่อัสกริตึมโดยหลักการจะทำการคำนวณ  $\vec{E}$  ทุกตำแหน่งในแบบจำลองสเปซแบบสามมิติแล้วเก็บค่าทั้งหมดไว้ในหน่วยความจำ ในช่วงเวลาต่อมา  $\vec{H}$  ก็ถูกคำนวณทุกตำแหน่งในแบบจำลองสเปซ และเก็บไว้ในหน่วยความจำ โดยการคำนวณนั้นจะเอาข้อมูลของ  $\vec{E}$  ที่เก็บไว้ในหน่วยความจำในช่วงเวลาที่แล้วมาใช้ในการคำนวณ และในช่วงเวลาต่อมา  $\vec{E}$  ก็จะคำนวณมาจาก  $\vec{H}$  ที่คำนวณมาจากครั้งที่ผ่านมาเหมือนกัน ซึ่งในการคำนวณนี้จะกระทำวนรอบไปเรื่อย ๆ จนกว่าจะถึงขั้นเวลาที่กำหนดเอาไว้



รูปที่ 3.3 โครงสร้างสามมิติสำหรับกริดเซลล์ของ FDTD (FDTD grid)

ในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์โดยใช้วิธี FDTD อย่างแรกที่จะต้องคำนึงก็คือหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ซึ่งอยู่ในโดเมนสเปซ และอีกอันหนึ่งก็คือการคิดคำนวณในเชิงเวลา ดังนั้นในการกำหนดสัญลักษณ์ของยี่อัลกอริทึมนี้ จะกำหนดเป็นฟังก์ชันของโดเมนสเปซและโดเมนเวลาในระบบพิกัดสามมิติเอาไว้ดังนี้

$$F^n(i, j, k) = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (3.3)$$

โดยที่  $\Delta x$   $\Delta y$   $\Delta z$  คือ ขนาดของช่วงความยาวในหนึ่งหน่วยเซลล์ และ  $\Delta t$  คือ ขนาดของช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้นในแต่ละขั้นในโดเมนเวลา โดยที่จะมีค่า  $i$   $j$  และ  $k$  เป็นเลขจำนวนเต็มที่จะบอกตำแหน่งในพิกัดมุมฉากในโดเมนสเปซ และ  $n$  เป็นเลขจำนวนเต็มที่จะบอกช่วงเวลาในโดเมนเวลา

จากรูปที่ 3.3 จะเห็นลักษณะโครงสร้างสามมิติที่แสดงถึงโครงสร้างทั้งหมดที่นำมาใช้ในการจำลองเหตุการณ์ในการคำนวณของ FDTD ซึ่งจะเป็นการนำหนึ่งหน่วยเซลล์มาต่อกันจนถึงขอบเขตที่ต้องการที่ใช้ในการจำลอง โดยโครงสร้างแบบนี้จะเรียกว่า กริดเซลล์ของ FDTD และจากกริดเซลล์ของ FDTD จะเห็นได้ว่าขอบเขตสูงสุดนั้นจะประกอบไปด้วย  $\max x \times \max y \times \max z$

ยี่ได้นำเสนอการใช้รูปแบบของสมการผลต่างสี่แบบตรงกลาง (Central Difference Scheme) โดยใช้กับฟังก์ชัน  $F$  ทั้งในโดเมนสเปซของระบบพิกัดฉาก และในโดเมนเวลา คือ

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial x} = \frac{F^n(i+1/2, j, k) - F^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \quad (3.4a)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial y} = \frac{F^n(i, j+1/2, k) - F^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \quad (3.4b)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial z} = \frac{F^n(i, j, k+1/2) - F^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \quad (3.4c)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial t} = \frac{F^{n+1/2}(i, j, k) - F^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} \quad (3.4d)$$

ในการปรับปรุงสมการ (3.2a)-(3.2f) โดยใช้วิธีอัลกอริทึมจะสามารถปรับปรุงสมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้า 6 สมการ ดังนี้

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_x^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[ \frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j-1, k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j, k-1)}{\Delta z} \right] \quad (3.5a)$$

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_y^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[ \frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j, k-1)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i-1, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (3.5b)$$

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_z^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[ \frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i-1, j, k)}{\Delta x} - \frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j-1, k)}{\Delta y} \right] \quad (3.5c)$$

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[ \begin{array}{c} \frac{H_z^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} \\ - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \end{array} \right] \quad (3.5d)$$

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_y^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[ \begin{array}{c} \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \\ - \frac{H_z^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} \end{array} \right] \quad (3.5e)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[ \begin{array}{c} \frac{H_y^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} \\ - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} \end{array} \right] \quad (3.5f)$$

โดยจะมีค่าของ

$$H_x^n(i, j, k) = \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k) + H_x^{n-1/2}(i, j, k)}{2} \quad (3.6)$$

### 3.3 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข

สิ่งสำคัญในการคำนวณเชิงตัวเลขของวิธี FDTD คือ เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข ซึ่งในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมในการคำนวณจะเป็นสิ่งที่สำคัญอย่างยิ่ง ได้แก่ การกำหนดขนาดของช่วงเวลา  $\Delta t$  ขนาดของช่วงระยะทางคือ  $\Delta x$   $\Delta y$   $\Delta z$  และจำนวนช่วงระยะทางที่สามารถครอบคลุมพื้นที่ของอุปกรณ์ได้ทั้งหมด และจำนวนช่วงเวลาเพียงพอให้คลื่นสามารถเดินทางผ่านเส้นทางที่ต้องการได้จนเสร็จสิ้น อย่างไรก็ตามวิธีที่ได้รับความนิยมก็คือนำขนาดของช่วงระยะทางซึ่ง

ควรจะมีขนาดต่ำกว่าหนึ่งในสิบถึงหนึ่งในยี่สิบของความยาวคลื่นที่ใช้งาน และตัวแปรที่สำคัญที่สุดที่ส่งผลกระทบต่อการคำนวณมากอีกตัวหนึ่งก็คือขนาดของช่วงเวลา เนื่องจากการกำหนดช่วงเวลาที่ไม่เหมาะสมหรือมากเกินไปจะทำให้การคำนวณขาดเสถียรภาพไม่สามารถหาคำตอบได้ กล่าวคือการคำนวณจะเกิดการลู่ออกทุกครั้งที่ทำซ้ำในแต่ละช่วงเวลา ซึ่งอาจจะแก้ปัญหาได้โดยการกำหนดค่าช่วงเวลาไว้ต่ำ แต่อย่างไรก็ดีการใช้ช่วงเวลาต่ำมาก ๆ จะทำให้ต้องใช้จำนวนช่วงเวลาที่มากจนเกินความจำเป็น ทำให้การคำนวณเกิดความล่าช้า ดังนั้นจึงต้องมีข้อกำหนดในการเลือกค่าช่วงเวลาที่เหมาะสม โดยยึดกำหนดเงื่อนไขของเสถียรภาพทางเวลาไว้ดังนี้

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\max} \sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}} \quad (3.7)$$

โดยที่  $v_{\max}$  คือ ความเร็วในการแพร่กระจายคลื่นในขอบเขตสเปซ โดยสามารถใช้ค่าเหมือนกับความเร็วแสงได้คือ  $c = 2.996925 \times 10^8$  m/s

### 3.4 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน

การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันในกริดเซลล์ของ FDTD แบบสามมิตินั้นจะใช้การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันที่เป็นพัลส์แบบเกาส์ (Gaussian Pulse) หรือพัลส์แบบเกาส์มอดูเลต (Modulated Gaussian Pulse) ซึ่งการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันของพัลส์แบบเกาส์แสดงได้ดังสมการ

$$g(t) = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{T}} \quad (3.8)$$

โดยที่  $T$  คือความกว้างของพัลส์ และ  $t_0$  คือ กึ่งกลางของพัลส์ ( $t_0 = 3T$ ) ในขณะที่สมการการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันของพัลส์แบบเกาส์มอดูเลตนั้นจะแสดงได้ดังสมการ

$$g(t) = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{T}} \sin 2\pi f_0(t-t_0) \quad (3.9)$$

เมื่อ  $f_0$  คือความถี่ที่เข้ามามอดูเลต

ดังนั้นจากสมการของการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันทั้งสองสมการจากที่กล่าวมาสามารถที่จะนำไปแปลงโดยใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) ซึ่งเป็นการแปลงสัญญาณของแหล่งกำเนิดแรงดันที่อยู่ในโดเมนของเวลาให้อยู่ในโดเมนความถี่ ทำให้ได้รูปแบบของสมการที่คล้ายกันคือ

$$G(f) \propto e^{-(\pi T f)^2} \quad (3.10)$$

### 3.5 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน

ในการจำลองโครงสร้างกริดเซลล์ของ FDTD ที่ใช้ขอบเขตเปิด (Open-Boundary) ดังเช่น สายอากาศนั้น ปัญหาที่เกิดขึ้นในการวิเคราะห์ก็คือ ปัญหาของขอบเขตในการแพร่กระจายคลื่นที่ออกจากสายอากาศ ซึ่งมีลักษณะการแพร่กระจายจะเหมือนคลื่นเข้าสู่ระยะอนันต์ ดังนั้นในการจำลองโครงสร้างของขอบเขตเปิดนี้จะเรียกว่า เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary Condition : ABC) โดยจะเห็นได้ว่าการจำลองโครงสร้างกริดเซลล์นั้น ไม่มีคอมพิวเตอร์ที่สามารถรองรับขนาดของกริดเซลล์ที่เป็นขอบเขตที่ใหญ่มากได้ ดังนั้นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน จึงได้ถูกนำมาวิเคราะห์และพัฒนาเพื่อช่วยลดขนาดของกริดเซลล์ให้มีขนาดลดลง

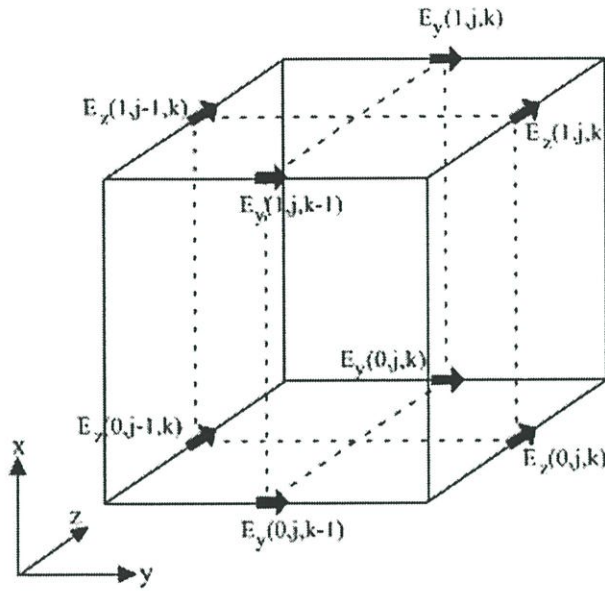
การกระทำในเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนั้น สิ่งสำคัญที่สุดในการวิเคราะห์ก็คือประสิทธิภาพและความเที่ยงตรงในการคำนวณ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนได้มีการพัฒนาต่อเนื่องมาในช่วงสามสิบกว่าปีที่ผ่านมา หลักในการวิเคราะห์ขอบเขตการดูดกลืนในระบบสามมิตินั้นสามารถที่จะแบ่งได้ 2 กลุ่มหลัก ๆ คือ กลุ่มแรกจะมีการใช้คุณสมบัติของคลื่นเดินทางเดียว (One-Way Wave Characteristics) โดยจะใช้แฟลตเตอร์เชิงอนุพันธ์ของสมการคลื่นในการคำนวณ การคิดคำนวณแบบนี้จะใช้เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบหนึ่งที่เป็นที่นิยมกันมากก็คือ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์ (Mur's ABC) ซึ่งแบบนี้จะถูกนำมาวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ด้วย และในกลุ่มที่สองจะใช้หลักการพื้นฐานของการให้วัสดุดูดกลืน (Absorbing Materials) โดยเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่นิยมใช้สำหรับการวิเคราะห์แบบนี้ก็คือ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของชั้นแมตช์สมบูรณ์ (Perfectly Matched Layer ABC : PML) [27] ในการวิเคราะห์เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่ดีนั้น จะมีหลักที่สำคัญ ๆ ก็คือ

1. จะต้องมีความเที่ยงตรงอย่างมากในการแก้ปัญหาในทางวิศวกรรม
2. ในโครงสร้างต่าง ๆ ไม่ว่าจะ เป็นโครงสร้างทั่วไป หรือโครงสร้างที่ซับซ้อนสามารถที่จะวิเคราะห์คุณสมบัติของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าแต่ละโครงสร้างได้
3. ควรจะมีความเสถียรเชิงตัวเลขในการใช้งาน

จะเห็นได้จากหลักการสามข้อที่กล่าวมานั้น เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์นั้น เป็นชนิดหนึ่งที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์ในกริดเซลล์ของ FDTD ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์จะมีลักษณะของสมการอยู่สองแบบ คือ แบบอันดับหนึ่ง (Mur's first order) และ แบบอันดับสอง (Mur's second order) ซึ่งทั้งสองแบบนี้จะได้สมการพื้นฐานมาจากสมการคลื่นทางเดียว (One Way Wave Equation) ซึ่งแบบนี้กลุ่มนักวิจัยกลุ่มแรกที่คิดคือ Engquist and Majda เงื่อนไขขอบเขตของสมการคลื่นแสดงดังสมการที่ 3.11

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} - v^{-2} \frac{\partial^2}{\partial t^2}\right)E_i = 0 \quad (3.11)$$

เมื่อ  $i = x, y$  หรือ  $z$  และ  $v$  คือ ความเร็วเฟส



รูปที่ 3.4 สนามไฟฟ้าที่ผิวในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่ง  $(1, j, k)$  ซึ่งเป็นกริดต่ำสุดของโครงสร้าง FDTD

ในระนาบของคลื่นที่แพร่กระจายจากพื้นที่  $x > 0$  มาถึงขอบเขตที่  $x = 0$  จะเห็นได้ว่าไม่มีคลื่นสะท้อนจากขอบเขตการดูดกลืนเลย ดังนั้นจะได้สมการคลื่นเป็น

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} (1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2}\right) E_i|_{x=0} = 0 \quad (3.12)$$

เมื่อ  $i = y$  หรือ  $z$  และ  $s_x^2 + s_y^2 + s_z^2 = v^{-2}$  อย่างไรก็ตามจะต้องหาค่าที่แน่นอนของ  $(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2}$  ในสมการ (3.12) ซึ่งสามารถหาได้โดยใช้อนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor Series Expansions) ดังนั้นเมอริจึงได้เสนอสมการของเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรก จะได้สมการเป็น

$$(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} = 1 + O((vs_y)^2 + (vs_z)^2) \quad (3.13)$$

ซึ่งสมการที่ (3.13) จะให้การดูดกลืนของคลื่นใกล้เคียงกับคลื่นที่ส่งมา (Incident Waves) และเมอริจึงได้นำเสนอสมการสำหรับอันดับที่สองดังสมการ

$$(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} = 1 - \frac{1}{2}((vs_y)^2 + (vs_z)^2) + O(((vs_y)^2 + (vs_z)^2)^2) \quad (3.14)$$

ดังนั้นจึงทำให้คลื่นมาตกกระทบระนาบ  $x = 0$  จะได้สมการคลื่นทางเดียวสำหรับเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรกดังสมการ

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t}\right) E_i|_{x=0} = 0 \quad (3.15)$$

และอันดับสองดังสมการ

$$\left(\frac{1}{v} \frac{\partial^2}{\partial x \partial t} - \left(\frac{1}{v}\right)^2 \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right)\right) E_i|_{x=0} = 0 \quad (3.16)$$

จากรูปที่ 3.4 แสดงตำแหน่งในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ซึ่งเป็นกริดต่ำสุดของ FDTD ตำแหน่งที่ กริด ( $i = 1$ ) ทำให้มีสนามไฟฟ้าที่ผิวบนระนาบกริด  $x = 0$  คือ  $E_y(0, j, k-1)$ ,  $E_y(0, j, k)$ ,  $E_z(0, j-1, k)$  และ  $E_z(0, j, k)$  ดังนั้นจึงได้สมการของยี่อัลกอริทึมสำหรับเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์อันดับแรกดังสมการ

$$E_y^{n+1}(0, j, k) = E_y^n(1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot \left[ E_y^{n+1}(1, j, k) - E_y^n(0, j, k) \right] \quad (3.17)$$

$$E_z^{n+1}(0, j, k) = E_z^n(1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot \left[ E_z^{n+1}(1, j, k) - E_z^n(0, j, k) \right] \quad (3.18)$$

สมการที่แสดงในสมการข้างบนนั้นบ่งบอกถึงการกระทำของสนามไฟฟ้าที่ผิวของหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ ( $E_y(0, j, k)$ ) ในขอบเขตนอกสุดในกริดของ FDTD โดยสมการที่ได้มานั้นจะใช้ข้อมูลของการกระทำสนามไฟฟ้าที่ขอบเขตในกริดของ FDTD ( $E_y(1, j, k)$ ) โดยสมการหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่งขอบเขตบนสุดของกริดนั้น ( $i = maxx$ ) จะมีสมการคือ

$$E_t^{n+1}(maxx, j, k) = E_t^n(maxx - 1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot \left[ E_t^{n+1}(maxx - 1, j, k) - E_t^n(maxx, j, k) \right] \quad (3.19)$$

เมื่อ  $t = y$  หรือ  $z$

ในเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรกของเมอร์จะได้สมการในขอบเขตต่าง ๆ  $y = 0$ ,  $y = \max y$ ,  $z = 0$  และ  $z = \max z$  จะมีสมการเป็น

1. ขอบเขตที่  $y = 0$

$$E_t^{n+1}(i, 0, k) = E_t^n(i, 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot \left[ E_t^{n+1}(i, 1, k) - E_t^n(i, 0, k) \right] \quad (3.20a)$$

2. ขอบเขตที่  $y = \max y$

$$E_t^{n+1}(i, \max y, k) = E_t^n(i, \max y - 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot \left[ E_t^{n+1}(i, \max y - 1, k) - E_t^n(i, \max y, k) \right] \quad (3.20b)$$

3. ขอบเขตที่  $z = 0$

$$E_t^{n+1}(i, j, 0) = E_t^n(i, j, 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot \left[ E_t^{n+1}(i, j, 1) - E_t^n(i, j, 0) \right] \quad (3.20c)$$

4. ขอบเขตที่  $z = \max z$

$$E_t^{n+1}(i, j, \max z) = E_t^n(i, j, \max z - 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot \left[ E_t^{n+1}(i, j, \max z - 1) - E_t^n(i, j, \max z) \right] \quad (3.20e)$$

เมื่อ  $t$  ก็คือการกระทำของสนามไฟฟ้าที่ผิวในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ โดยที่ขอบเขตของ  $y = 0$  และ  $y = \max y$  จะมีค่า  $t = x$ ,  $z$  ถ้า  $z = 0$  และ  $z = \max z$  จะได้  $t = x$ ,  $y$

สมการที่กล่าวมาเป็นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์อันดับหนึ่ง แต่ถ้าเป็นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์อันดับสองจะแสดงดังสมการข้างล่าง

1. ขอบเขตที่  $x = 0$

$$\begin{aligned}
E_t^{n+1}(0, j, k) &= -E_t^{n-1}(1, j, k) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(1, j, k) + E_t^n(0, j, k)] \\
&+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_t^{n+1}(0, j, k) + E_t^n(1, j, k)] \\
&+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
&\quad \left[ \begin{aligned} &E_t^n(0, j+1, k) - 2E_t^n(0, j, k) + E_t^n(0, j-1, k) + \\ &E_t^n(1, j+1, k) - 2E_t^n(1, j, k) + E_t^n(1, j-1, k) \end{aligned} \right] \\
&+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \quad (3.21a) \\
&\quad \left[ \begin{aligned} &E_t^n(0, j, k+1) - 2E_t^n(0, j, k) + E_t^n(0, j, k-1) + \\ &E_t^n(1, j, k+1) - 2E_t^n(1, j, k) + E_t^n(1, j, k-1) \end{aligned} \right]
\end{aligned}$$

2. ขอบเขตที่  $x = \text{maxx}$

$$\begin{aligned}
E_t^{n+1}(\text{maxx}, j, k) &= -E_t^{n-1}(\text{maxx}-1, j, k) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_t^{n+1}(\text{maxx}-1, j, k) - E_t^{n-1}(\text{maxx}, j, k)] \\
&+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_t^n(\text{maxx}, j, k) - E_t^n(\text{maxx}, j, k)] \\
&+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
&\quad \left[ \begin{aligned} &E_t^n(\text{maxx}, j+1, k) + E_t^n(\text{maxx}, j-1, k) - \\ &2E_t^n(\text{maxx}, j, k) + E_t^n(\text{maxx}-1, j+1, k) + \\ &E_t^n(\text{maxx}-1, j-1, k) - 2E_t^n(\text{maxx}-1, j, k) \end{aligned} \right] \\
&+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \quad (3.21b) \\
&\quad \left[ \begin{aligned} &E_t^n(\text{maxx}, j, k+1) + E_t^n(\text{maxx}, j, k-1) - \\ &2E_t^n(\text{maxx}, j, k) + E_t^n(\text{maxx}-1, j, k+1) + \\ &E_t^n(\text{maxx}-1, j, k-1) - 2E_t^n(\text{maxx}-1, j, k) \end{aligned} \right]
\end{aligned}$$

3. ขอบเขตที่  $y = 0$

$$\begin{aligned}
E_t^{n+1}(i,0,k) &= -E_t^{n-1}(i,1,k) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(i,1,k) + E_t^{n-1}(i,0,k)] \\
&+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^n(i,0,k) + E_t^n(i,1,k)] \\
&+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
&\quad \left[ \begin{aligned} &E_t^n(i+1,0,k) - 2E_t^n(i,0,k) + E_t^n(i-1,0,k) + \\ &E_t^n(i+1,1,k) - 2E_t^n(i,1,k) + E_t^n(i-1,1,k) \end{aligned} \right] \\
&+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \quad (3.21c) \\
&\quad \left[ \begin{aligned} &E_t^n(i,0,k+1) - 2E_t^n(i,0,k) + E_t^n(i,0,k-1) + \\ &E_t^n(i,1,k+1) - 2E_t^n(i,1,k) + E_t^n(i,1,k-1) \end{aligned} \right]
\end{aligned}$$

4. ขอบเขตที่  $y = \max y$

$$\begin{aligned}
E_t^{n+1}(i, \max y, k) &= -E_t^{n-1}(i, \max y - 1, k) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(i, \max y - 1, k) + E_t^{n-1}(i, \max y, k)] \\
&+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^n(i, \max y, k) + E_t^n(i, \max y - 1, k)] \\
&+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
&\quad \left[ \begin{aligned} &E_t^n(i+1, \max y, k) + E_t^n(i-1, \max y, k) - \\ &2E_t^n(i, \max y, k) + E_t^n(i+1, \max y - 1, k) + \\ &E_t^n(i-1, \max y - 1, k) - 2E_t^n(i, \max y - 1, k) \end{aligned} \right] \\
&+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \quad (3.21d) \\
&\quad \left[ \begin{aligned} &E_t^n(i, \max y, k+1) + E_t^n(i, \max y, k-1) - \\ &2E_t^n(i, \max y, k) + E_t^n(i, \max y - 1, k+1) + \\ &E_t^n(i, \max y - 1, k-1) - 2E_t^n(i, \max y - 1, k) \end{aligned} \right]
\end{aligned}$$

5. ขอบเขตที่  $z = 0$

$$\begin{aligned}
E_t^{n+1}(i, j, 0) &= -E_t^{n-1}(i, j, 1) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, 1) + E_t^{n-1}(i, j, 0)] \\
&+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i, j, 1)] \\
&+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
&\quad \left[ E_t^n(i+1, j, 0) - 2E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i-1, j, 0) + \right. \\
&\quad \left. E_t^n(i+1, j, 1) - 2E_t^n(i, j, 1) + E_t^n(i-1, j, 1) \right] \\
&+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \quad (3.21e) \\
&\quad \left[ E_t^n(i, j+1, 0) - 2E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i, j-1, 0) + \right. \\
&\quad \left. E_t^n(i, j+1, 1) - 2E_t^n(i, j, 1) + E_t^n(i, j-1, 1) \right]
\end{aligned}$$

6. ขอบเขตที่  $z = \max z$

$$\begin{aligned}
E_t^{n+1}(i, j, \max z) &= -E_t^{n-1}(i, j, \max z - 1) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, \max z - 1) + E_t^{n-1}(i, j, \max z)] \\
&+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^n(i, j, \max z) + E_t^n(i, j, \max z - 1)] \\
&+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
&\quad \left[ E_t^n(i+1, j, \max z) + E_t^n(i-1, j, \max z) - \right. \\
&\quad \left. 2E_t^n(i, j, \max z) + E_t^n(i+1, j, \max z - 1) + \right. \\
&\quad \left. E_t^n(i-1, j, \max z - 1) - 2E_t^n(i, j, \max z - 1) \right] \\
&+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \quad (3.21f) \\
&\quad \left[ E_t^n(i, j+1, \max z) + E_t^n(i, j-1, \max z) - \right. \\
&\quad \left. 2E_t^n(i, j, \max z) + E_t^n(i, j+1, \max z - 1) + \right. \\
&\quad \left. E_t^n(i, j-1, \max z - 1) - 2E_t^n(i, j, \max z - 1) \right]
\end{aligned}$$

### 3.6 การวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD สำหรับสายอากาศ

#### 3.6.1 พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย

การวิเคราะห์พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (S Parameters) จะใช้วิธีการวิเคราะห์สองครั้ง คือการวิเคราะห์ครั้งแรกจะสร้างแบบจำลองของโครงสร้างให้มีความยาวเป็นอนันต์แล้วทำการวิเคราะห์หาสนามที่เข้าไปในโครงสร้างนั้นโดยตรง ส่วนครั้งที่สองจะสร้างแบบจำลองของโครงสร้างจริงที่ทำการวิเคราะห์แล้วทำการวิเคราะห์หาสนามจากโครงสร้างดังกล่าว ซึ่งสนามที่วิเคราะห์ได้มาในครั้งนี้จะป็นสนามรวมที่ประกอบไปด้วยสนามที่เข้าไปในโครงสร้าง และสนามที่สะท้อนออกมาจากโครงสร้าง จากนั้นก็นำสนามในส่วนที่เข้าไปในโครงสร้างและสนามในส่วนที่สะท้อนออกมาในแต่ละพอร์ตที่อยู่ในโดเมนเวลาทำการแปลงโดยใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ก็จะได้สนามอยู่ในโดเมนความถี่ แล้วนำค่าสนามที่อยู่ในโดเมนความถี่เหล่านั้นมาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจายต่อไป โดยสมการของพารามิเตอร์การกระจัดกระจายจะเป็นไปดังสมการ

$$S_{mn} = \frac{F[V_m(t)]}{F[V_n(t)]} \sqrt{\frac{Z_{0n}}{Z_{0m}}} \quad (3.22)$$

เมื่อ  $F$  คือ การกระทำผลการแปลงฟูริเยร์โดยที่  $m, n = 1, 2, \dots, N$  และ  $V_m(t)$  กับ  $V_n(t)$  เป็นแรงดันในโดเมนเวลาที่พอร์ต  $m$  และ  $n$  ค่าของ  $Z_{0m}$  และ  $Z_{0n}$  เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งซึ่งต่ออยู่ที่พอร์ต  $m$  และ  $n$  ตามลำดับ โดยคุณลักษณะของสายส่งจะมีค่า 50 โอห์ม และพารามิเตอร์การกระจัดกระจายจะแสดงดังสมการ

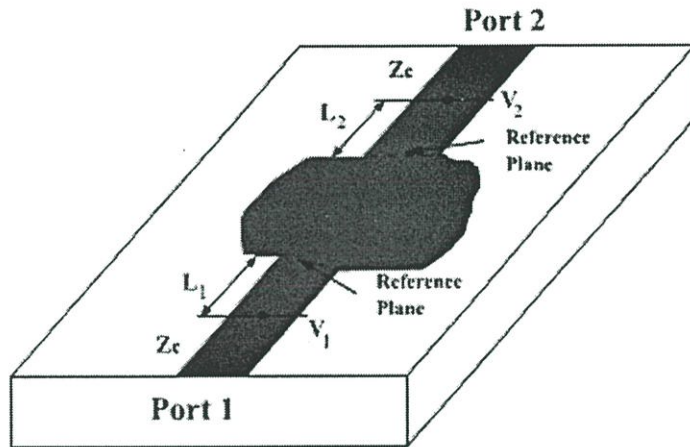
$$S_{11} = \frac{F[V_{1ref}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \quad (3.23a)$$

$$S_{12} = \frac{F[V_{1trans}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \quad (3.23b)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2trans}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \quad (3.23c)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2ref}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \quad (3.23d)$$

เมื่อ  $V_{i \text{ inc}}(t)$  และ  $V_{i \text{ ref}}(t)$  ( $i = 1, 2$ ) เป็นแรงดันในส่วนที่ส่งเข้าไปในโครงสร้างและแรงดันที่สะท้อนกลับตามลำดับของแต่ละพอร์ต และ  $V_{i \text{ trans}}(t)$  คือแรงดันที่ส่งมาที่พอร์ต  $i$  ซึ่งเป็นผลตอบสนองของสัญญาณมาจากพอร์ตอื่น



รูปที่ 3.5 วงจรความถี่สูงทั่วไปที่มีลักษณะการต่อแบบ 2 พอร์ต

ในรูปทั่วไปของพารามิเตอร์การกระจายจะอยู่ในรูปของคอมเพล็กซ์ซึ่งจะประกอบไปด้วยค่าของขนาดกัมกับเฟส ดังนั้นพารามิเตอร์การกระจายจะได้มาซึ่งสมการที่มีทั้งขนาดและเฟส

$$S_{11} = \frac{F[V_{1 \text{ ref}}(t)]}{F[V_{1 \text{ inc}}(t)]} \cdot e^{2\gamma_1 L_1} \quad (3.24a)$$

$$S_{12} = \frac{F[V_{1 \text{ trans}}(t)]}{F[V_{2 \text{ inc}}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.24b)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2 \text{ trans}}(t)]}{F[V_{1 \text{ inc}}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.24c)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2 \text{ ref}}(t)]}{F[V_{2 \text{ inc}}(t)]} \cdot e^{2\gamma_2 L_2} \quad (3.24d)$$

โดยที่  $L_1$  และ  $L_2$  เป็นระยะห่างระหว่างจุดสมมุติ (Observation Point) และระนาบเฟสอ้างอิง (Phase Reference Plane) โดยจะมีค่าของ  $\gamma_1$  และ  $\gamma_2$  ( $\gamma = \alpha + j\beta$ ) เป็นค่าคงที่ของการแพร่กระจายคลื่นของสายส่งที่ตั้งอยู่ที่ พอร์ต 1 และ พอร์ต 2

S พารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศนั้นก็คือ  $S_{11}$  พารามิเตอร์ ซึ่งเป็นการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับแรงดัน (return loss) ของสายอากาศ

### 3.6.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง

พารามิเตอร์สองตัวที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศก็คือ อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) และ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio, VSWR) ซึ่งจะเห็นว่า FDTD เป็นวิธีการหนึ่งที่มี ประสิทธิภาพในการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศ และในการคำนวณอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะใช้สมการคือ

$$Z_{in} = Z_c \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (3.25)$$

$Z_c$  เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ โดยทั่วไปแล้วค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จะเป็นค่าแบบคอมเพล็กซ์ ที่ซึ่งจะมีทั้งค่าจริงและค่าจินตภาพ

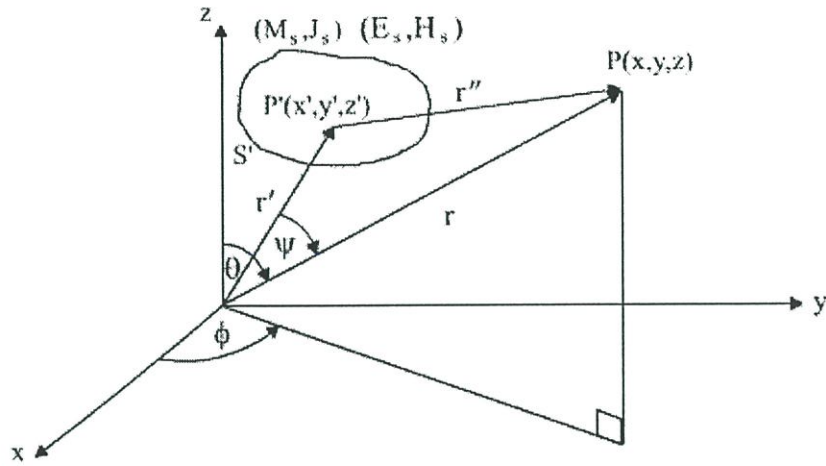
ในสมการหาอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งนั้น สามารถหาได้ดังสมการ

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (3.26)$$

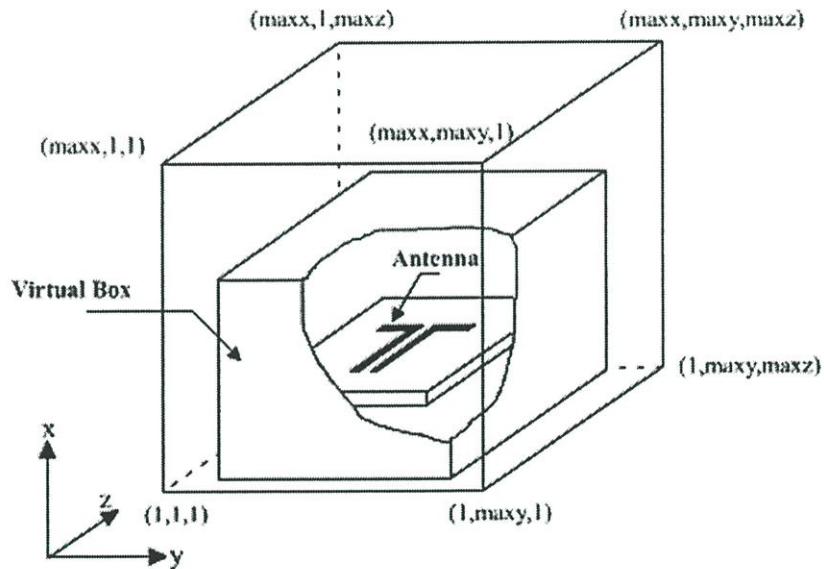
### 3.6.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ

การให้ได้มาซึ่งผลลัพธ์ของแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-Field Radiation Pattern) ในการวิเคราะห์ในแบบวิธี FDTD นั้นไม่สามารถหาได้โดยตรง เพราะว่าโดยปกติแล้ว กริดของ FDTD นั้นจะคำนวณเฉพาะพื้นที่ของสนามระยะใกล้ (Near-Field) เท่านั้น โดยจะไม่สามารถคำนวณในขอบเขตของสนามระยะไกลได้ (Far Field) ดังนั้นในวิธี FDTD จึงต้องนำผลการคำนวณของสนามระยะใกล้แปลงไปเป็นสนามระยะไกล (Near-Field to Far-Field)

เงื่อนไขของการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากพื้นที่ผิวปิด  $S'$  ของแหล่งกำเนิด แสดงดังรูปที่ 3.6 โดยอ้างอิงถึงหลักการของทฤษฎีสมมูลทางผิวเพื่อหาค่าของความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า  $\vec{J}_s$  และความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็ก  $\vec{M}_s$  บนพื้นที่  $S'$  เพื่อที่จะหาผลลัพธ์ของสนามระยะไกล



รูปที่ 3.6 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล



รูปที่ 3.7 กล่องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

พื้นที่ผิว  $S'$  ที่แสดงในรูปที่ 3.6 เป็นแหล่งกำเนิดสมมูลที่แปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล โดยแหล่งกำเนิดสมมูลนี้ถ้าเป็นการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD นั้นจะให้นิยามเป็นกล่องเสมือน (Virtual Box) ในกริดของ FDTD แสดงดังรูปที่ 3.7 ตำแหน่งที่กำหนดให้เป็นกล่องเสมือนนั้นจะกำหนดให้เข้ามาในขอบเขตกริดของ FDTD ประมาณ 3-5 เซลล์จากขอบเขตนอกสุดซึ่งจะทำให้ได้สมการความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ( $\vec{J}_s$ ) และ กระแสแม่เหล็ก ( $\vec{M}_s$ )

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H} \quad (3.27a)$$

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E} \quad (3.27b)$$

การได้มาซึ่งความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กดังสมการที่ (3.2a) และ (3.2b) จะได้จากสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่ผิวของกล่องเสมือนทุกด้าน โดยในระบบพิกัดมุมฉากนั้นจะได้สมการของความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กในแกน x y และแกน z ตามสมการ

$$\vec{J}_s = J_x \hat{x} + J_y \hat{y} + J_z \hat{z} \quad (3.28a)$$

$$\vec{M}_s = M_x \hat{x} + M_y \hat{y} + M_z \hat{z} \quad (3.28b)$$

ในการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสนามระยะไกลที่จุด P ดังรูปที่ 3.6 นั้นจะใช้ศักดาเวกเตอร์มาช่วยในการหา ซึ่งศักดาเวกเตอร์จะได้ดังสมการ

$$\vec{A} = \mu \iint_{S'} \frac{\vec{J}_s e^{-jkr''}}{4\pi r''} dS' \quad (3.29a)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \iint_{S'} \frac{\vec{M}_s e^{-jkr''}}{4\pi r''} dS' \quad (3.29b)$$

ดังนั้นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่สนามระยะไกลจะได้สมการเป็น

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{F} \quad (3.30a)$$

$$\vec{H} = -j\omega \vec{F} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{F}) + \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (3.30b)$$

เมื่อค่า  $r' \ll r$  ที่จุด P ของสนามระยะไกล

$$\begin{aligned} r'' &= \sqrt{r^2 - 2rr' \cos\psi + r'^2} \\ &\cong r \left(1 + \left(\frac{r'}{r}\right)^2 - 2\frac{r'}{r} \cos\psi\right)^{\frac{1}{2}} \\ &\cong r \left(1 - 2\frac{r'}{r} \cos\psi\right)^{\frac{1}{2}} \\ &\cong r - r' \cos\psi \end{aligned} \quad (3.31)$$

และจากสมการที่ (3.29a) และ (3.29b) สามารถเขียนศักดาเวกเตอร์ใหม่ได้เป็น

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{J}_s e^{-jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.32a)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{M}_s e^{-jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.32b)$$

เมื่อ

$$r' \cos \psi = r' \cdot \hat{r} = x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi + z' \cos \theta \quad (3.33)$$

จากสมการ (3.32a) และ (3.32b) ที่อยู่ในเทอมของอินทิกรัลนั้นจะให้นิยามใหม่เป็นค่าของ  $\vec{N}$  และ  $\vec{L}$  ดังสมการ

$$\vec{N} = \iint_{S'} \vec{J}_s e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.34a)$$

$$\vec{L} = \iint_{S'} \vec{M}_s e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.34b)$$

และจะได้ความสัมพันธ์ของศักดาเวกเตอร์  $\vec{A}$  และ  $\vec{F}$

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{N} \quad (3.35a)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{L} \quad (3.35b)$$

นำสมการที่ (3.35) ไปใส่ไว้ในสมการ (3.30) จะได้ซึ่งสมการในการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ดังนี้

$$E_\theta = \eta H_\phi = -j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (\eta N_\theta + L_\phi) \quad (3.36a)$$

$$E_\phi = \eta H_\theta = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (-\eta N_\theta + L_\theta) \quad (3.36b)$$

โดยจะมีค่าของ

$$N_\theta = \iint_{S'} (J_x \cos \theta \cos \phi + J_y \cos \theta \sin \phi - J_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.37a)$$

$$N_\phi = \iint_{S'} (-J_x \sin \phi + J_y \cos \phi) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.37b)$$

$$L_\theta = \iint_{S'} (M_x \cos \theta \cos \phi + M_y \cos \theta \sin \phi - M_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.37c)$$

$$L_\phi = \iint_{S'} (-M_x \sin \phi + M_y \cos \phi) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.37d)$$

ในการวิเคราะห์สนามระยะไกลในกล่องเสมือน ดังสมการที่ได้กล่าวมานั้นจะวิเคราะห์อยู่ในโดเมนเวลา ดังนั้นสามารถใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform : DFT) ซึ่งมีสมการทั่วไปเป็น

$$E(\omega) = \int_0^{+\infty} E(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.38a)$$

$$H(\omega) = \int_0^{+\infty} H(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.38b)$$

เมื่อ  $\omega = 2\pi f$  และ  $f$  คือความถี่ที่ซึ่งจะใช้คำนวณหาการแผ่พลังงานระยะไกลโดยสมการหาการแผ่พลังงานระยะไกลในโดเมนความถี่ของ FDTD มีสมการดังนี้

$$E(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} E(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \Delta t \quad (3.39a)$$

$$H(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} H(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \Delta t \quad (3.39b)$$

### 3.7 สรุป

ในบทนี้จะเป็นทฤษฎีวิธี FDTD ที่นำมาช่วยในการคำนวณ และวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดในรูปร่างต่าง ๆ ซึ่งจะประกอบไปด้วยหัวข้อดังนี้

1. สมการแมกซ์เวลล์และยี่อัครอิทิม จะเป็นการอธิบายเกี่ยวกับการประยุกต์ใช้สมการแมกซ์เวลล์กับวิธี FDTD และ โครงสร้างของยี่อัครอิทิม
2. เงื่อนไขความเสถียรเชิงเวลาจะอธิบายถึง วิธีการเลือกค่าช่วงเวลาที่เหมาะสมและมีความเสถียรภาพในการคำนวณ
3. การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน จะอธิบายถึง แหล่งกำเนิดแรงดันที่เป็นพัลส์แบบเกาส์กับพัลส์แบบเกาส์มอดูเลต
4. เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนในวิทยานิพนธ์ได้เลือกใช้ขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์มาช่วยในการคำนวณ
5. การวิเคราะห์วิธี FDTD สำหรับสายอากาศจะอธิบายถึง ทฤษฎีพารามิเตอร์การกระจาย กระจาย อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง และแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกล

## บทที่ 4

### การออกแบบและการวิเคราะห์

#### 4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการออกแบบและการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยนำทฤษฎีต่าง ๆ จากบทที่ผ่านมา มาช่วยในการออกแบบและวิเคราะห์ สำหรับผลที่นำมาวิเคราะห์จะได้มาจากแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศ ซึ่งคำนวณโดยใช้วิธี FDTD โครงสร้างของสายอากาศที่นำมาทำแบบจำลองนั้นจะประกอบไปด้วย สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน และส่วนสุดท้ายจะเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านซ้ายและด้านขวา โดยสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่กล่าวมาทั้งหมดนี้จะเชื่อมต่อโดยใช้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป ในส่วนแรกจะกล่าวถึงวิธีการออกแบบสายอากาศ และในส่วนต่อ ๆ ไป จะเป็นส่วนของการวิเคราะห์ผล

#### 4.2 หลักการออกแบบสายอากาศ

ในลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดในรูปร่างต่าง ๆ นั้นจะมีช่องเปิดวางอยู่บนระนาบกราวด์ และเชื่อมต่อด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ต่อแบบเปิดวงจร (open-circuited stub) ลักษณะของการเชื่อมต่อแบบนี้ทำให้มีวิธีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ง่าย โดยวิธีการหลัก คือ ปรับความยาว  $L_m$

สำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปนั้น วัตถุประสงค์หลักที่สำคัญก็คือ การออกแบบสายส่งสัญญาณให้มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม ( $Z_c$ ) [3] โดยการคำนวณหาความกว้างของสายส่งสัญญาณ ( $W_m$ ) จากสมการที่ (4.1) ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) และความหนา (สูง) ของวัสดุฐานรอง ( $h$ )

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

เมื่อ

$$A = \frac{Z_c}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{1/2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\} \quad (4.2)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_o \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.3)$$

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ PTFE-glass, woven web เป็นวัสดุฐานรอง ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) เท่ากับ 2.17 และมีค่า loss tangent ( $\tan\delta$ ) = 0.0009 ที่ความถี่ 10 GHz

ความถี่เรโซแนนซ์ที่ทำการออกแบบและวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ คือ 10 GHz จากความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้กำหนดไว้ ทำให้ได้โครงสร้างของสายส่งสัญญาณที่ทำการออกแบบตามสมการที่ (4.1) คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณมีค่าประมาณ 4.8 มิลลิเมตร และความหนาของวัสดุฐานรองมีค่าประมาณ 1.52 มิลลิเมตร โดยโครงสร้างของสายส่งที่ออกแบบได้ จะนำมาใช้ในการออกแบบสายอากาศช่องเปิดทุกรูปปร่างที่ทำการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้

ในการออกแบบสายอากาศช่องเปิดนั้น พารามิเตอร์ที่ใช้เป็นตัวกำหนดให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ คือ ความยาวของช่องเปิด โดยที่ความยาวของช่องเปิดของสายอากาศแต่ละแบบในวิทยานิพนธ์นี้ จะนำไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาความยาวที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ ดังนั้นสมการพื้นฐานในการหา  $\lambda_g$  ในวิทยานิพนธ์นี้แสดงดังสมการที่ (4.4)

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.4)$$

โดยมีค่า

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (4.5)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (4.6)$$

$c$  คือ ความเร็วของแสง

$f$  คือ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ

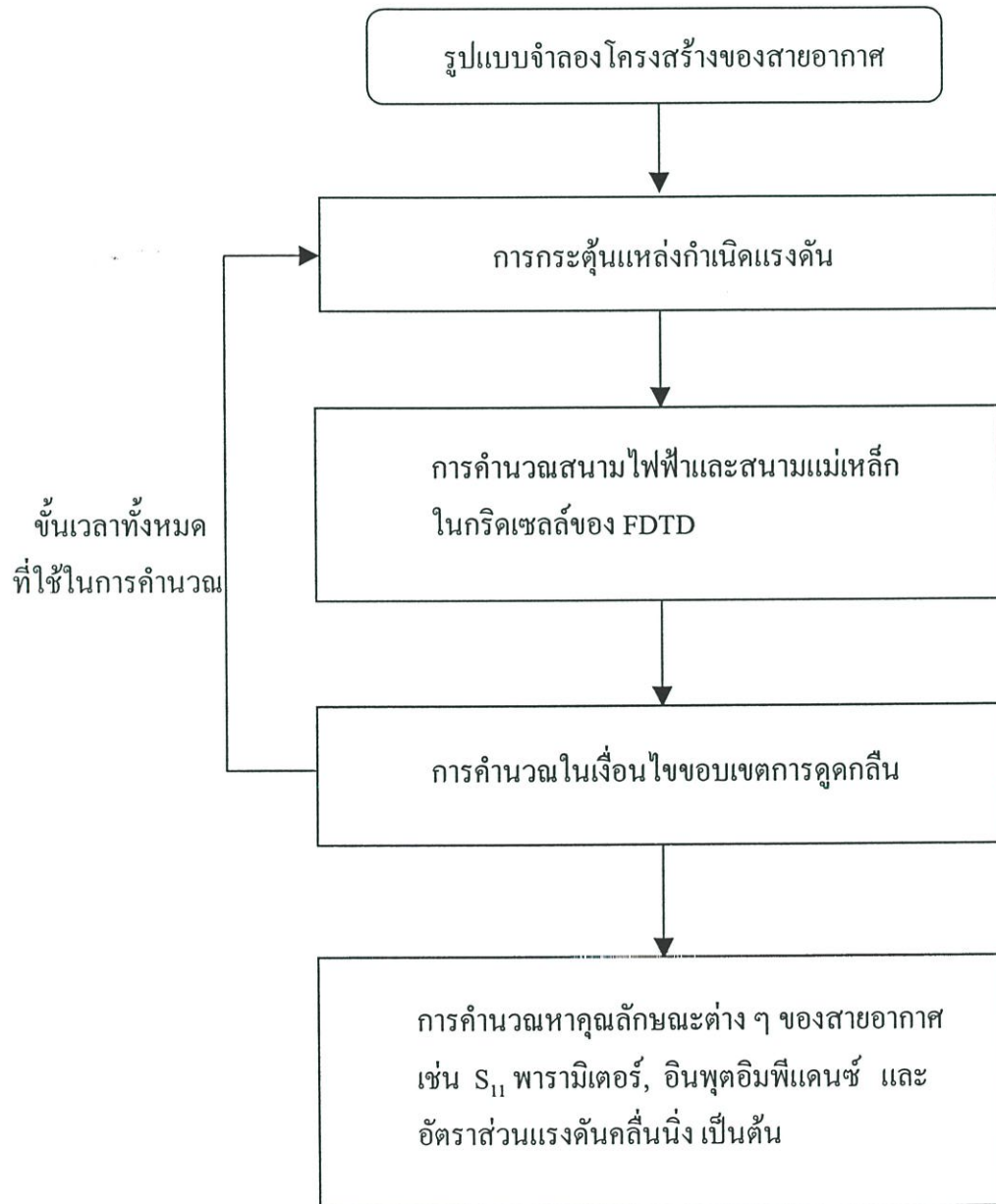
$\epsilon_{eff}$  คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์

$\epsilon_r$  คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองที่ใช้

จากสมการที่ (4.4) เมื่อทำการออกแบบให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการและใช้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกที่กำหนดไว้ จะได้  $\lambda_g$  มีค่าประมาณ 23 มิลลิเมตร

สำหรับสายอากาศช่องเปิดที่ทำการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ จะทำการออกแบบโดยให้มีความกว้างของช่องเปิด (S) มีค่าเท่ากันหมดโดยจะมีค่าประมาณ 0.15 มิลลิเมตร โดยความกว้างของสายอากาศที่ออกแบบนี้เป็นค่าที่เหมาะสมสำหรับสายอากาศช่องเปิดทุกรูปปร่างที่จะทำการวิเคราะห์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้วิเคราะห์สายอากาศในเชิงทฤษฎีจากรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศ (Simulate) โดยอาศัยโปรแกรมคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ โปรแกรมที่นำมาใช้ คือ โปรแกรม FDTD ANALYSIS AND DESIGN OF MICROWAVE CIRCUITS AND ANTENNAS [28] โปรแกรมนี้จะ เป็นโปรแกรมที่นำวิธี FDTD มาใช้ในการคำนวณและวิเคราะห์สายอากาศได้ดีและมีความเที่ยงตรงสูง โดยที่บล็อกไดอะแกรม (Block Diagram) [29] สำหรับ FDTD อัลกอริทึม ดังแสดงในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมสำหรับ FDTD อัลกอริทึม

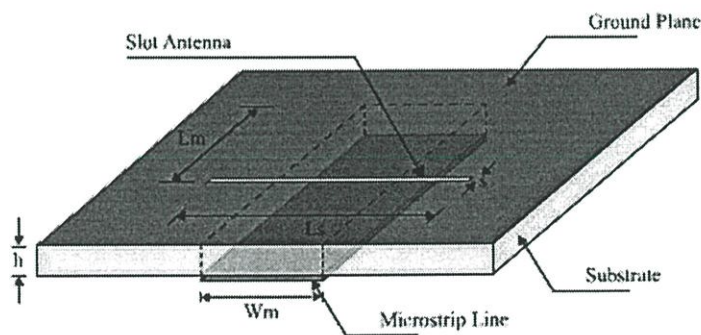
ในการออกแบบรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศด้วยวิธี FDTD ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้กำหนดขนาดในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ให้มีขนาดต่ำกว่าหนึ่งส่วนยี่สิบของความยาวคลื่นที่ใช้ งาน รวมทั้งยังสามารถครอบคลุมพื้นที่ของสายอากาศที่จะทำการคำนวณได้ทั้งหมด เพื่อให้เกิดการผิดพลาดในการคำนวณในรูปแบบจำลองน้อยที่สุด ดังนั้นขนาดในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ในทิศทาง x คือ  $\Delta x = 0.152$  มิลลิเมตร และกำหนดขนาดในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ในทิศทาง y และ z คือ  $\Delta y = \Delta z = 0.15$  มิลลิเมตร อย่างไรก็ตามก็ยังมีตัวแปรที่มีความสำคัญต่อการคำนวณ คือ ขนาดของช่วงเวลา  $\Delta t$  โดยยี่ได้กำหนดเงื่อนไขความเสถียรภาพเชิงตัวเลขดังสมการที่ (3.7) ดังนั้นจากขนาดในหนึ่งหน่วยเซลล์ที่กำหนดสามารถคำนวณหาขนาดของช่วงเวลาที่เหมาะสมได้ คือ

$$\Delta t \leq \frac{1}{3 \times 10^8 \sqrt{\left(\frac{1}{0.152 \times 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{0.15 \times 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{0.15 \times 10^{-3}}\right)^2}} \quad (4.7a)$$

$$\Delta t \leq 0.289 \quad ps \quad (4.7b)$$

ค่า  $\Delta t$  ที่ได้จากสมการที่ (4.7b) จะเป็นขนาดของช่วงเวลาที่เหมาะสมสำหรับการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

### 4.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง



รูปที่ 4.2 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง โดยโครงสร้างของสายอากาศจะแสดงดังรูปที่ 4.2 และได้นิยามพารามิเตอร์ของสายอากาศที่ใช้ คือ

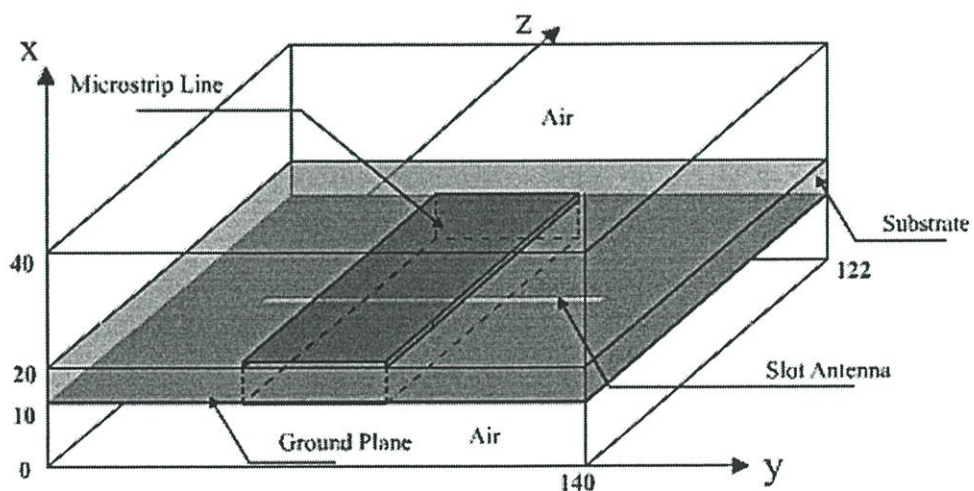
ความยาวของช่องเปิด คือ  $L_s$

ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่วัดจากขอบของช่องเปิดไปถึงขอบปลายของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป คือ  $L_m$

ตารางที่ 4.1 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงและระยะการปรับ  $L_m$

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
$L_s$	14.25
$L_m$	8.55

ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแสดงดังตารางที่ 4.1 โดยหลักในการออกแบบนั้น ความยาวของช่องเปิดจะเป็นตัวกำหนดเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ โดยในสายอากาศแบบนี้จะต้องออกแบบให้มีความยาวของช่องเปิด ( $L_s$ ) ประมาณ  $0.6 \lambda_g$  ที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ และลักษณะในการวางช่องเปิดจะใช้ลักษณะการวางให้กึ่งกลางของช่องเปิดอยู่กึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ (Center-fed Microstrip Slot Antenna) แล้วจึงทำการปรับเพื่อแมตซ์อิมพีแดนซ์ โดยการปรับระยะ  $L_m$  เพื่อให้ได้คุณลักษณะของสายอากาศที่ดีที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ ซึ่งระยะ  $L_m$  ที่ปรับจะมีความยาวประมาณเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่นหรือมากกว่า

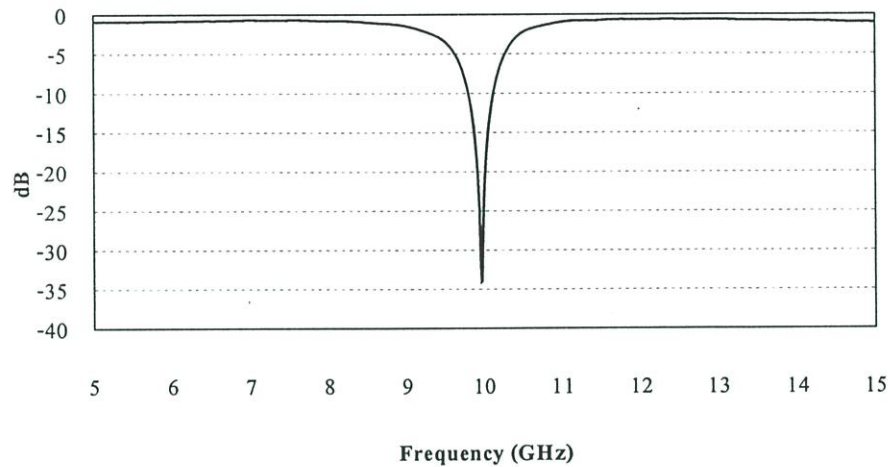


รูปที่ 4.3 รูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง

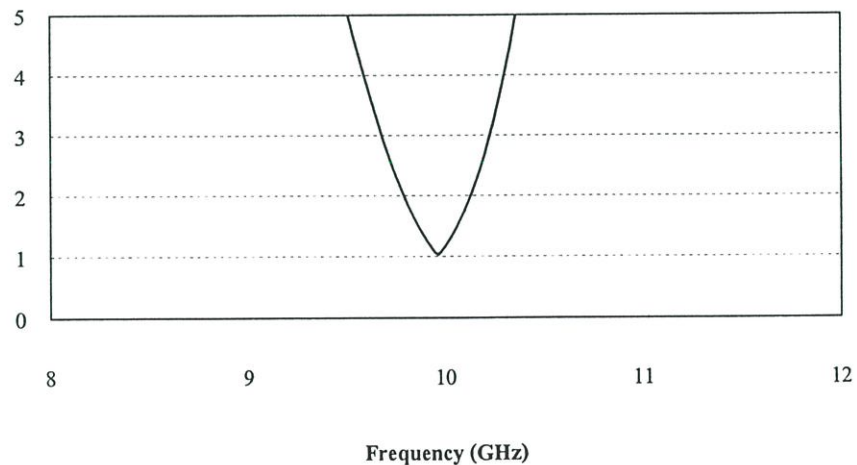
รูปที่ 4.3 แสดงรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศด้วยวิธี FDTD โดยกำหนดขอบเขตกริดเซลล์ทั้งหมดที่ใช้สำหรับการคำนวณคือ  $40 \times 140 \times 122$  เซลล์ จากรูปจะเห็นได้ว่าในกริดเซลล์

ที่ 10 จะเป็นตำแหน่งของระนาบกราวน์และช่องเปิด ส่วนวัสดุฐานรองจะอยู่ระหว่างเซลล์ที่ 11-20 และสายส่งสัญญาณจะอยู่ในเซลล์ที่ 20

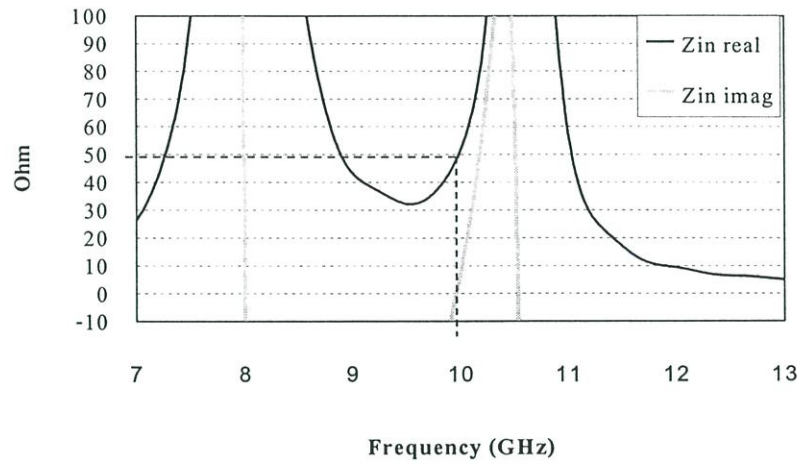
ลักษณะของการคำนวณรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศด้วยวิธี FDTD จะมีวิธีการคำนวณ 2 ครั้ง คือ ครั้งแรกจะเป็นการคำนวณรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปเพียงอย่างเดียว เพื่อที่จะสร้างแหล่งกำเนิดแรงดันพัลส์แบบเกาส์ โดยแหล่งกำเนิดแรงดันที่ได้มานำไปใช้ในการคำนวณครั้งที่สอง เพื่อให้ได้มาซึ่งคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ



รูปที่ 4.4 S<sub>11</sub> พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง



รูปที่ 4.5 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง

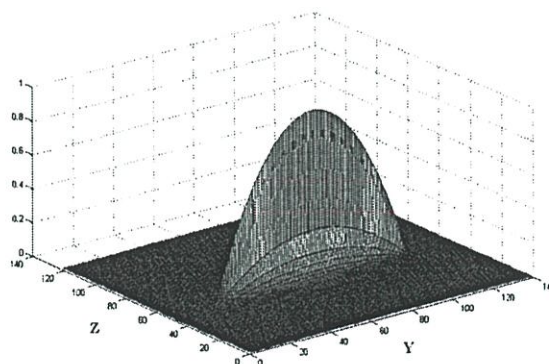


รูปที่ 4.6 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง

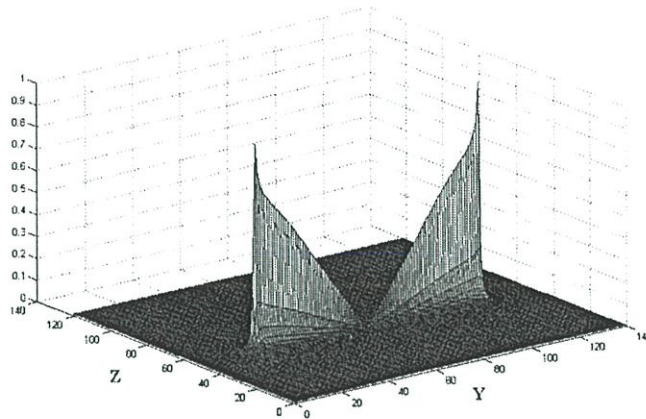
ตารางที่ 4.2 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ ที่ 9.965 GHz
$S_{11}$ พารามิเตอร์	-33.91 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.0411 : 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Zin real)	48.624 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Zin imag)	1.433 โอห์ม

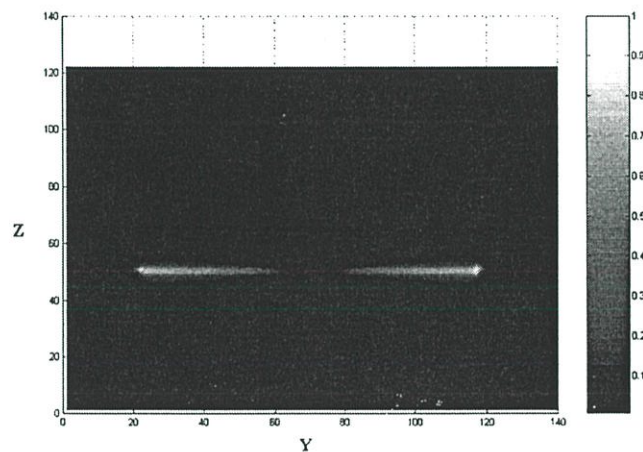
จากตารางที่ 4.2 และรูปที่ 4.4 – 4.6 แสดงคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ จะเห็นได้ว่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้มานั้นใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ รวมทั้งยังมีผลของการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีอีกด้วย



รูปที่ 4.7 สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง



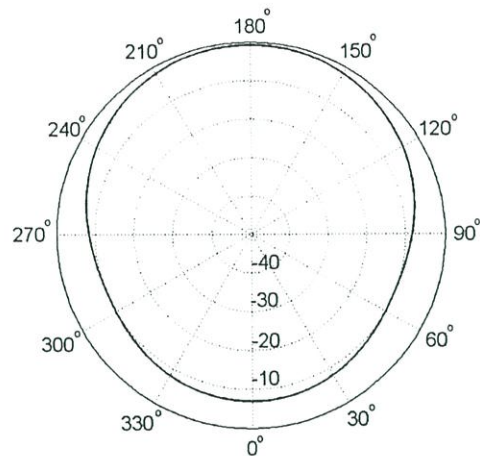
รูปที่ 4.8 สนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยม



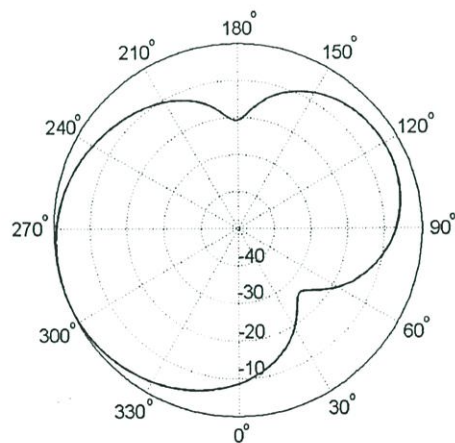
รูปที่ 4.9 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยม

รูปที่ 4.7 – 4.9 แสดงความเข้มสนามไฟฟ้า สนามแม่เหล็ก และความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า ที่ช่องเปิด จะเห็นได้ว่าจะมีความเข้มสนามไฟฟ้ามากที่สุดที่ตำแหน่งประมาณกึ่งกลางของช่องเปิด และ จะลดขนาดไปจนต่ำที่สุดที่ขอบปลายของช่องเปิดทั้งสองด้าน ในทางกลับกันความเข้มของสนามแม่เหล็กและความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าจะมากที่สุดตรงขอบปลายของช่องเปิดทั้งสองด้าน ส่วน ที่กึ่งกลางของช่องเปิดจะมีความเข้มน้อย

แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ของระนาบ  $xy$  และ ระนาบ  $xz$  จะแสดงดังรูปที่ 4.9 และ 4.10 ตามลำดับ โดยระนาบ  $xy$  นี้จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็ก ส่วนระนาบ  $xz$  นี้จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามไฟฟ้า จะเห็นได้ว่าสายอากาศแบบนี้จะมีแบบรูปเหมือนจะเป็นลักษณะในการแผ่พลังงานไปในทิศทางเดียว (Unidirectional)



รูปที่ 4.10 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง



รูปที่ 4.11 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง

จากวิธีการออกแบบสายอากาศและผลที่ได้จากการวิเคราะห์ดังที่กล่าวมาข้างต้น ในทางกลับกันสมรรถนะที่จะได้สมการในการหาค่าโดยประมาณของความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ ( $f_r$ ) ดังสมการที่ (4.8)

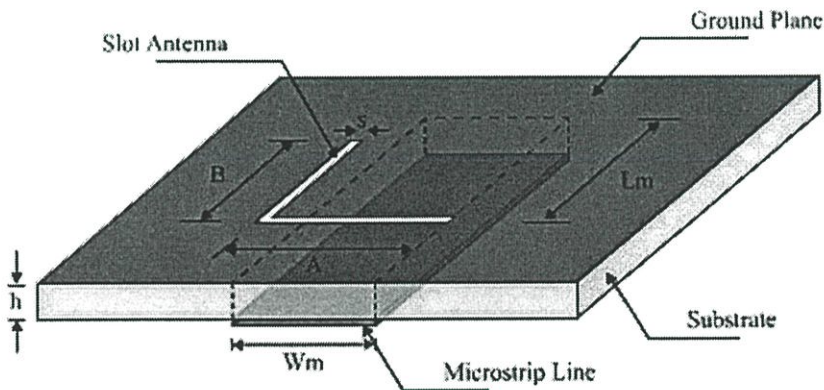
$$f_r = \frac{0.85 \lambda_o}{L_s \sqrt{\epsilon_r + 1}} \quad (4.8)$$

#### 4.4 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลที่มีลักษณะการวางช่องเปิดอยู่ 3 ลักษณะ คือ การวางช่องเปิดรูปตัวแอลไว้ด้านซ้าย ตัวแอลกลับด้านไว้ด้านขวา และการนำรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้านมารวมกัน ในการออกแบบสายอากาศทั้ง 3 แบบนี้ จะมีพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ คือ ความยาวของช่องเปิดรวมทั้งหมด ซึ่งต้องมีค่าประมาณ  $0.5\lambda_g$  ของความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ และในการออกแบบขั้นต่อมาของสายอากาศแบบนี้จะกำหนดให้มีความยาวของช่องเปิดด้านฐานมีค่าใกล้เคียงกับความยาวของช่องเปิดด้านตั้ง

สำหรับหลักในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์นั้น จะมีวิธีในการทำแมตซ์แบบวิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดให้ออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ ( Offset Microstrip Feed) เมื่อช่องเปิดถูกวางอยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสมแล้วจึงทำการปรับระยะ  $L_m$  เพื่อให้ได้ผลของการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี โดยจะมีความยาวประมาณเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่นหรือมากกว่า

##### 4.4.1 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล



รูปที่ 4.12 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล

รูปที่ 4.12 แสดงโครงสร้างของสายอากาศ และได้นิยามพารามิเตอร์ต่าง ๆ ไว้ดังนี้

ความยาวของช่องเปิดด้านฐาน คือ A

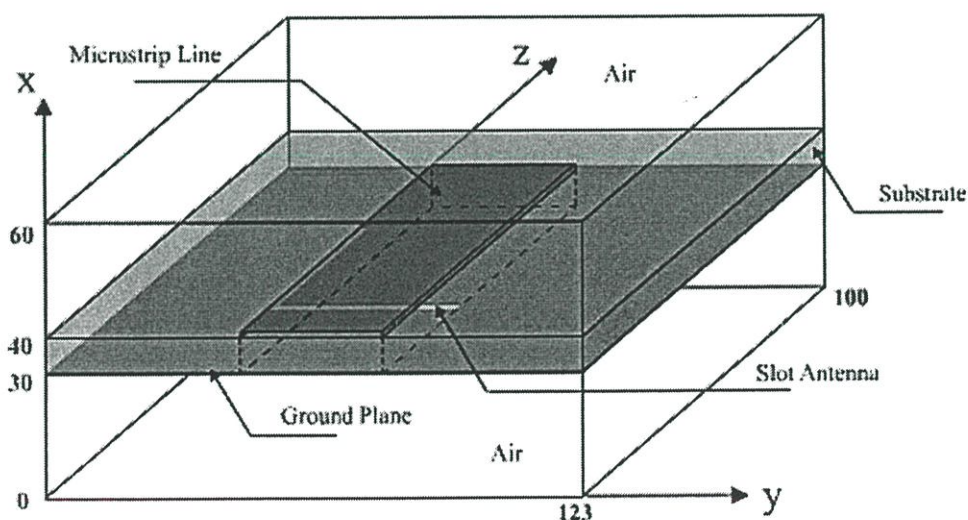
ความยาวของช่องเปิดด้านตั้ง คือ B

ความยาวของสายส่งสัญญาณที่วัดจากช่องเปิดด้านฐานไปถึงขอบปลายของสายส่งสัญญาณ คือ  $L_m$

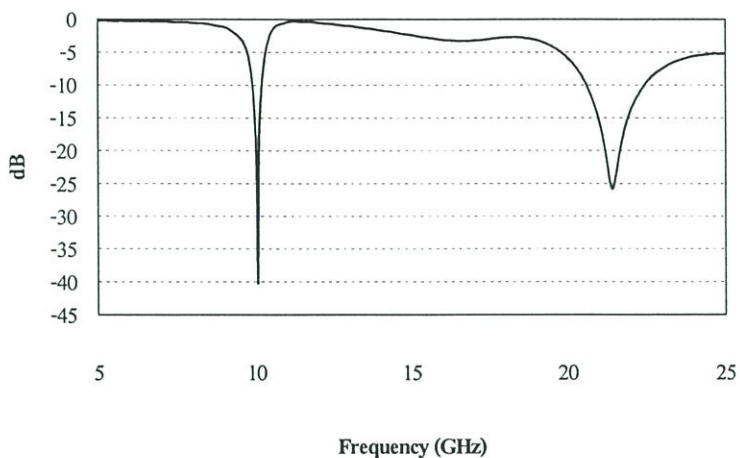
ตารางที่ 4.3 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลและระยะการปรับ Lm

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
A	6.45
B	6.45
Lm	7.65

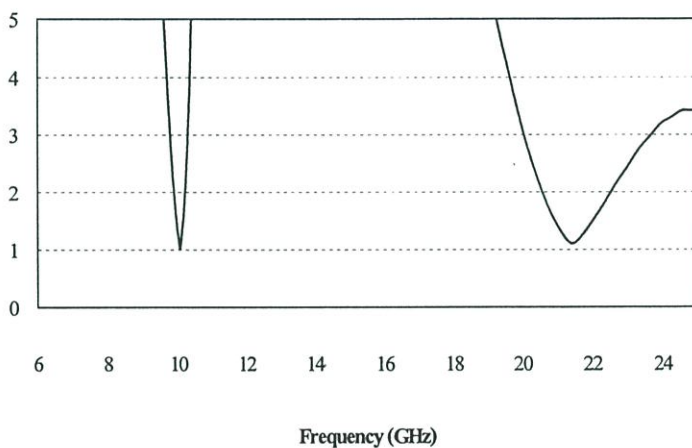
จากหลักในการออกแบบและวิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวแอลจากที่กล่าวมา ทำให้ได้ขนาดโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลดังตารางที่ 4.3 และในส่วนของการทำงานแมตซ์อิมพีแดนซ์เมื่อทำการเลื่อนช่องเปิดให้ขอบปลายของความยาวด้าน A วางตรงกับขอบด้านขวาของสายส่งสัญญาณ แล้วทำการปรับระยะ Lm ก็จะทำให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ดี ดังนั้นเมื่อได้ขนาดโครงสร้างของสายอากาศทั้งหมดแล้วก็นำไปทำรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศดังรูปที่ 4.13 จะทำให้ได้มาซึ่งคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ



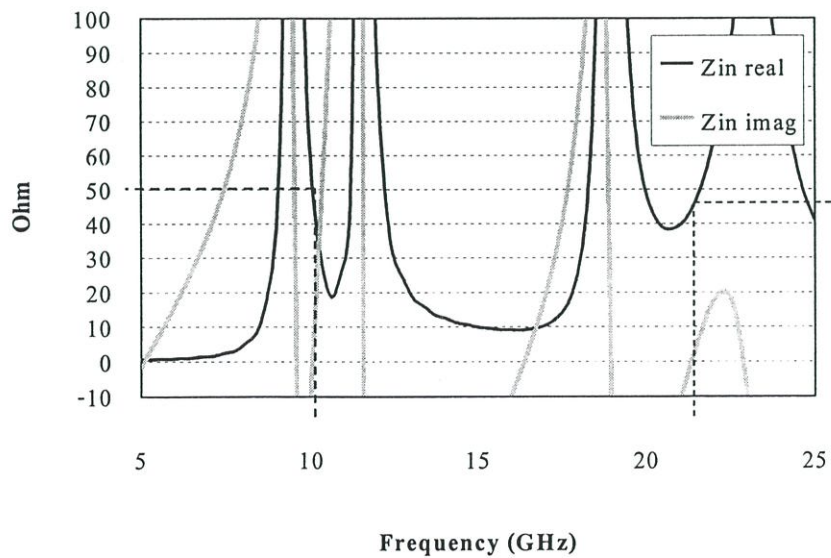
รูปที่ 4.13 รูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล



รูปที่ 4.14  $S_{11}$  พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล



รูปที่ 4.15 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล

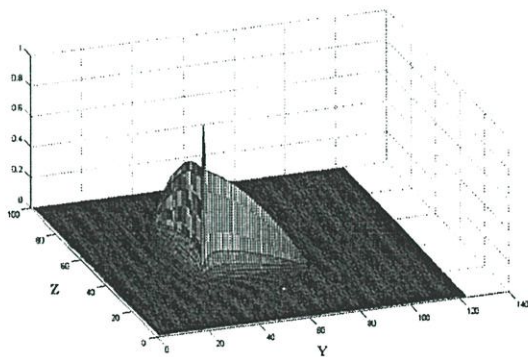


รูปที่ 4.16 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล

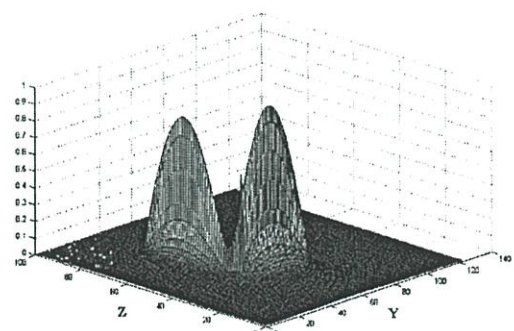
จากคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ ดังรูปที่ 4.14-4.16 และตารางที่ 4.4 จะเห็นได้ว่าในโครงสร้างของสายอากาศแบบนี้ทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ออกมาสองความถี่ คือ ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ ความถี่นี้จะเป็นความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ ส่วนอีกความถี่หนึ่ง คือ ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง จะเป็นความถี่ที่เกิดจากผลกระทบจากการทำช่องเปิดให้เป็นรูปตัวแอล และคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ที่ได้ออกมานี้ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการจะได้ผลของการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี

ตารางที่ 4.4 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ ที่ 10.04 GHz	ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง ที่ 21.43 GHz
$S_{11}$ พารามิเตอร์	-40.17 dB	-25.78 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.019 : 1	1.108 : 1
จำนวนจริงของอิมพีแดนซ์ (Zin real)	50.04 โอห์ม	46.15 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ (Zin imag)	0.97 โอห์ม	3.1 โอห์ม



(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

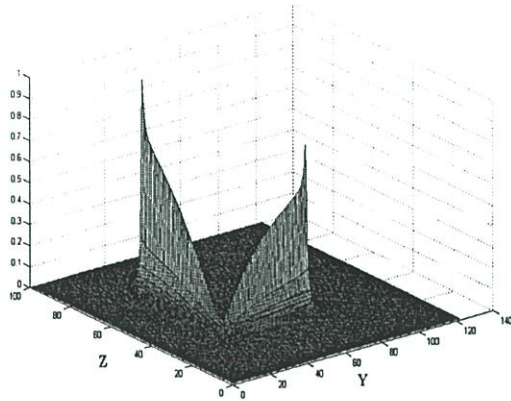


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

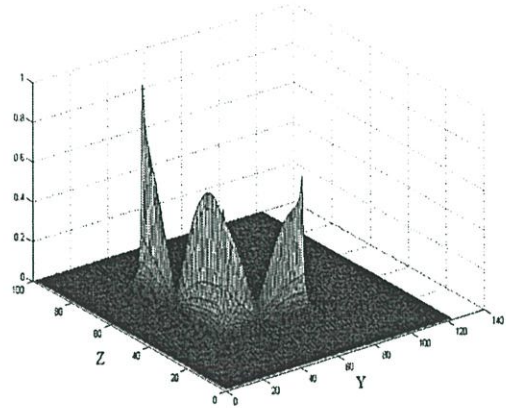
รูปที่ 4.17 สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล

จากรูปที่ 4.17 (ก) จะเป็นความเข้มสนามไฟฟ้าที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ จะเห็นได้ว่าความเข้มของสนามไฟฟ้าจะมีขนาดสูงสุดตรงมุมฉากของช่องเปิด โดย ณ ตำแหน่งที่เป็นมุมฉาก

นั้นจะเป็นตำแหน่งที่มีความยาวประมาณกึ่งกลางของความยาวรวมทั้งหมดของช่องเปิด ส่วนในรูปที่ 4.17 (ข) แสดงความเข้มของสนามไฟฟ้าที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง จะเห็นได้ว่าจะมีความเข้มของสนามไฟฟ้ามากที่สุดตรงตำแหน่งประมาณกึ่งกลางของความยาวด้าน A และ B

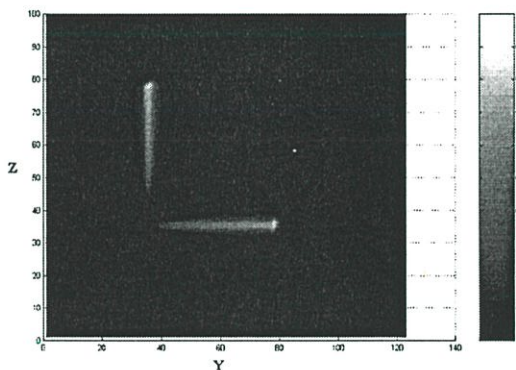


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

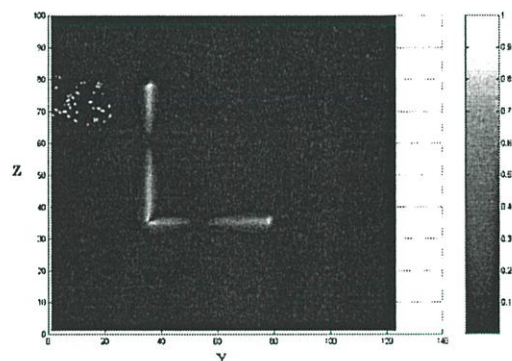


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.18 สนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล



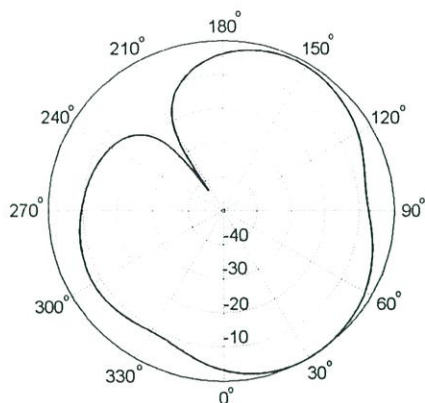
(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ



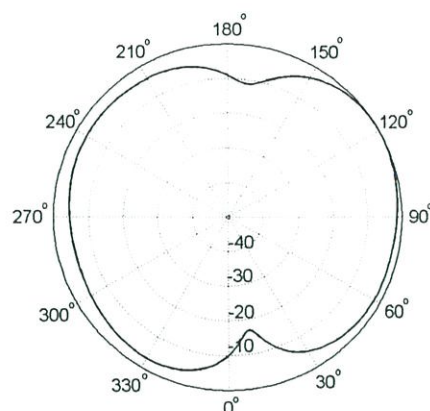
(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.19 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล

จากรูปที่ 4.18 และ 4.19 จะเห็นได้ว่าการกระจายความเข้มของสนามแม่เหล็กและความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าจะเป็นส่วนกลับกับความเข้มของสนามไฟฟ้าทั้งความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำและด้านสูง คือ ที่ความถี่ด้านต่ำจะมีความเข้มมากที่สุดขอบปลายของความยาวด้าน A และ B ส่วนความถี่ด้านสูง จะเห็นความเข้มมากที่สุดขอบปลายและที่มุมฉากของความยาวทั้งสองด้าน

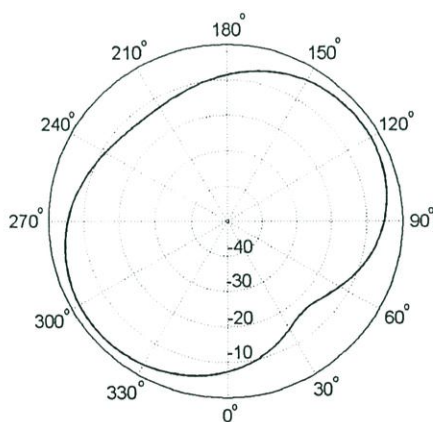


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

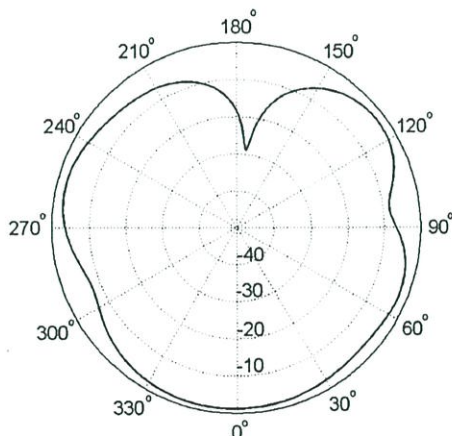


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.20 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล



(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

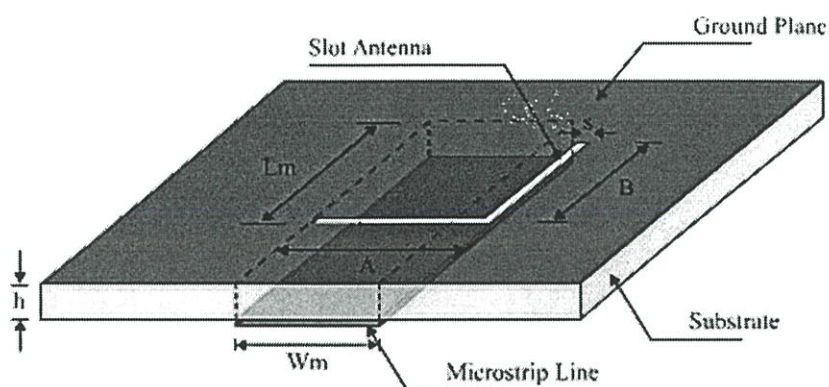


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.21 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล

รูปที่ 4.20 และ 4.21 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy และ xz ที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ และที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง ซึ่งจะเห็นได้ว่าระนาบ xy จะเป็นการวิเคราะห์ในระนาบของสนามแม่เหล็ก ระนาบ xz จะเป็นการวิเคราะห์ในระนาบของสนามไฟฟ้า

#### 4.4.2 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน

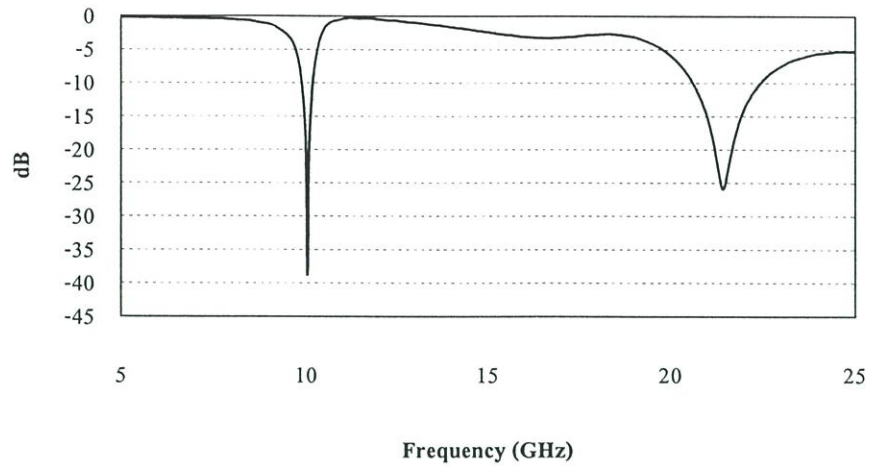


รูปที่ 4.22 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน

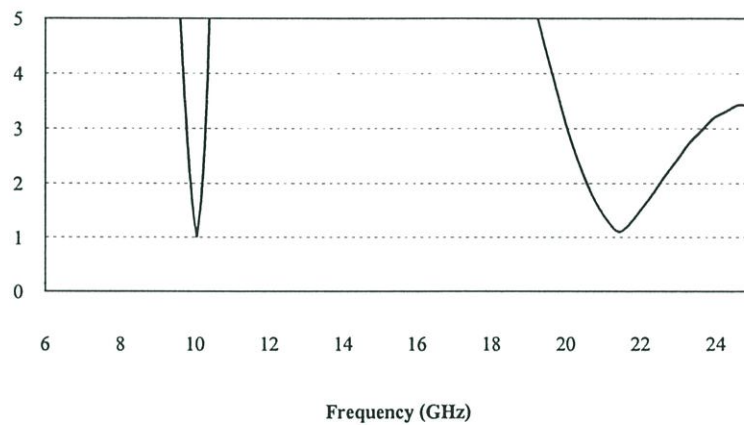
ลักษณะโครงสร้างของช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านที่แสดงดังรูป 4.22 จะมีโครงสร้างที่คล้ายกับช่องเปิดรูปตัวแอล ดังนั้นตารางแสดงขนาดโครงสร้างของสายอากาศจะใช้ตารางเดียวกันกับตารางที่ 4.3 และวิธีการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบนี้จะทำให้หลักการเดียวกันกับช่องเปิดรูปตัวแอล โดยลักษณะการในการวางช่องเปิดเพื่อให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี คือ วางช่องเปิดให้ขอบปลายของความยาวด้าน A ให้ตรงกับขอบด้านซ้ายของสายส่งสัญญาณ ดังรูปที่ 4.22 ดังนั้น โครงสร้างของรูปแบบจำลองนั้นจะคล้ายกับช่องเปิดรูปตัวแอลด้วยเช่นกัน

ตารางที่ 4.5 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน

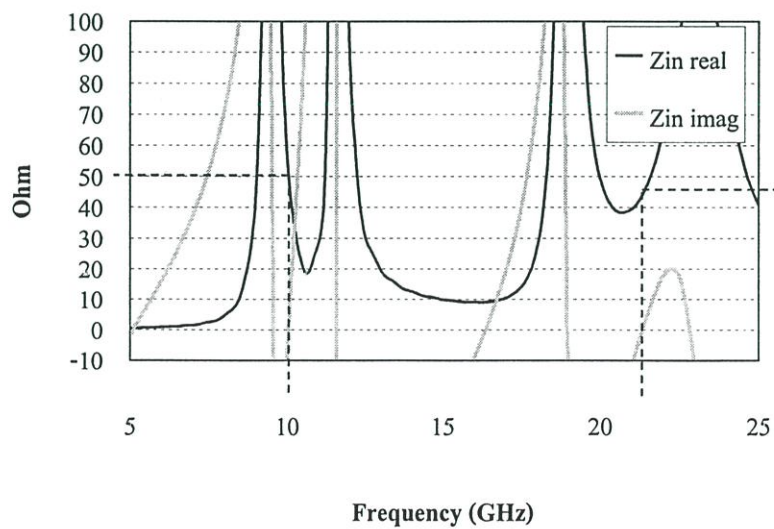
คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ ด้านต่ำ ที่ 10.04 GHz	ความถี่เรโซแนนซ์ ด้านสูง ที่ 21.43 GHz
$S_{11}$ พารามิเตอร์	-38.77 dB	-25.85 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.023 : 1	1.107 : 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ ( $Z_{in real}$ )	49.74 โอห์ม	46.191 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ ( $Z_{in imag}$ )	1.11 โอห์ม	3.09 โอห์ม



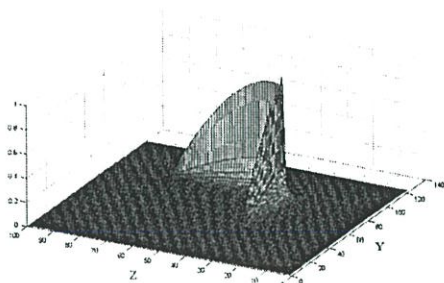
รูปที่ 4.23  $S_{11}$  พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน



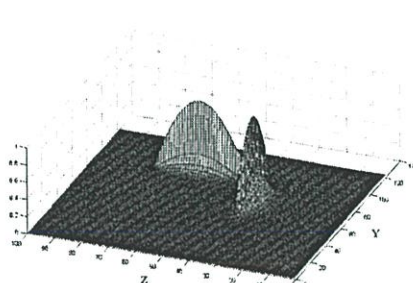
รูปที่ 4.24 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน



รูปที่ 4.25 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน

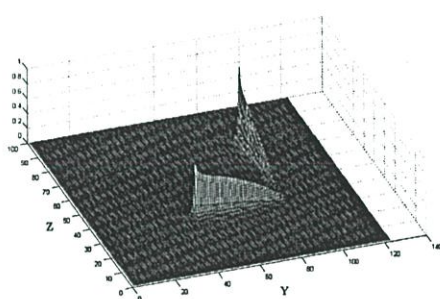


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

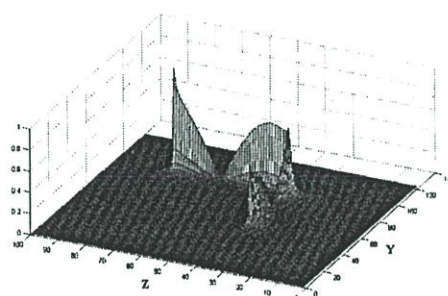


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.26 สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน

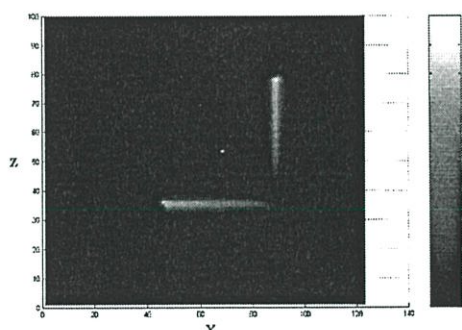


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

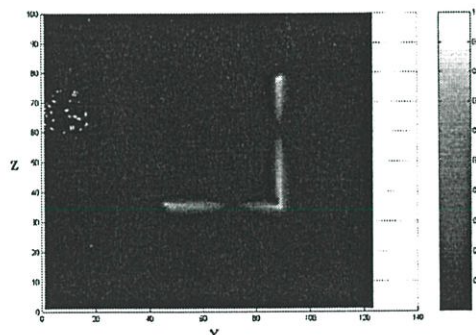


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.27 สนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน



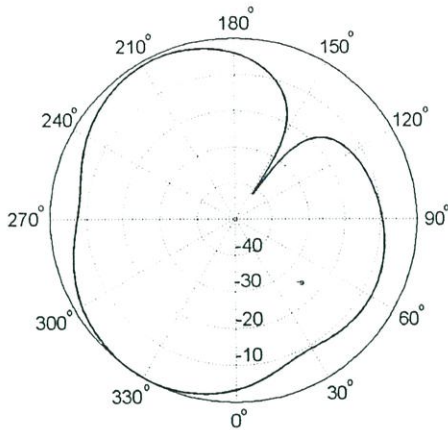
(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ



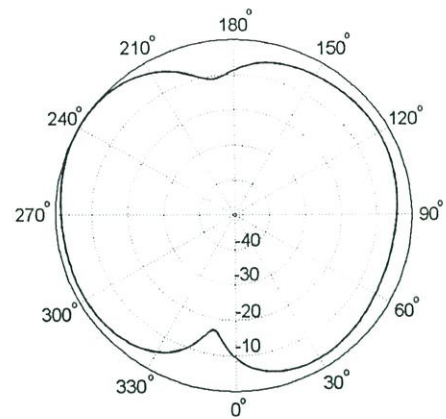
(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.28 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน

จากตารางที่ 4.5 สามารถแสดงคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศได้ดังรูปที่ 4.23 – 4.25 ซึ่งเป็นค่า  $S_{11}$ , VSWR และ อินพุตอิมพีแดนซ์ และมีคุณลักษณะในการแพร่กระจายคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า กับความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า แสดงดังรูปที่ 4.26 – 4.28 ซึ่งคุณลักษณะดังกล่าวของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านจะคล้ายกับช่องเปิดรูปตัวแอล

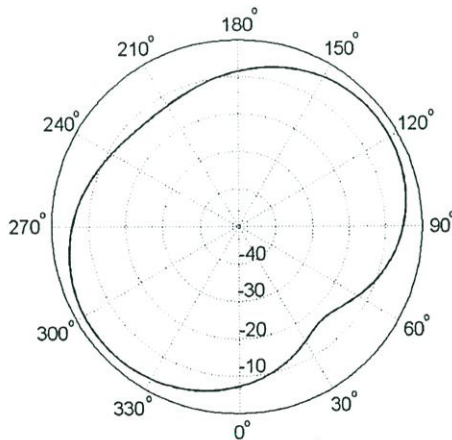


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

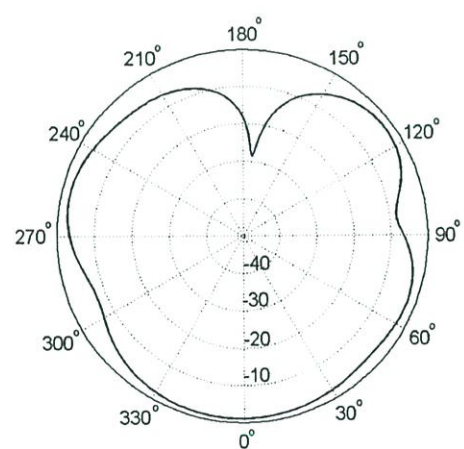


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.29 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน



(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

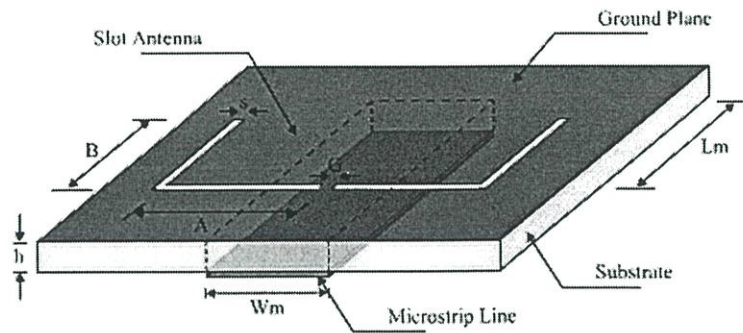


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.30 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน

แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศรูปตัวแอลกลับด้านที่แสดงดังรูปที่ 4.29 ทั้งความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำและด้านสูง จะเห็นได้ว่าคุณลักษณะของแบบรูปในการแผ่พลังงานคล้ายกับช่องเปิดรูปตัวแอลแต่มีทิศทางตรงข้ามกัน ส่วนถ้าเป็นในระนาบ xz ดังรูปที่ 4.30 จะมีแบบรูปในการแผ่พลังงานเหมือนกับรูปตัวแอล

#### 4.4.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน



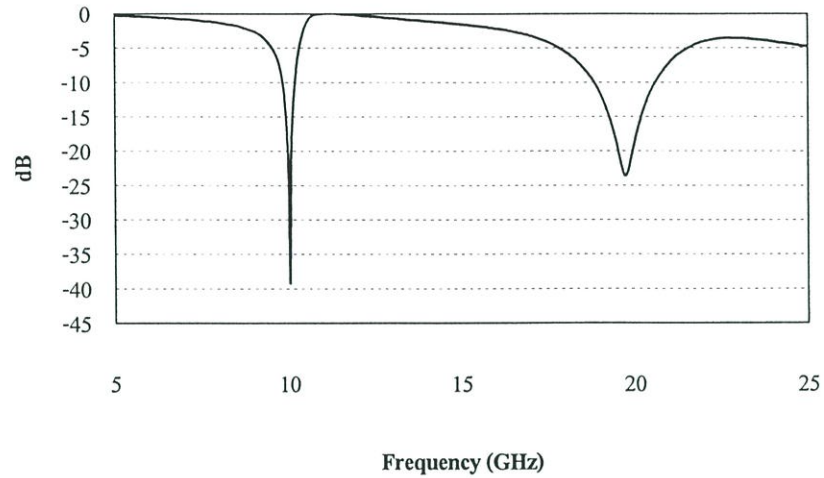
รูปที่ 4.31 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน

โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรวมสองอันแสดงดังรูปที่ 4.31 สายอากาศแบบนี้จะมีโครงสร้างที่ประกอบไปด้วยช่องเปิดรูปตัวแอลรวมกับช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน ลักษณะการวางจะวางอยู่ใกล้กัน วางเสมือนเป็นภาพสะท้อนของกันและกัน และจากลักษณะโครงสร้างแบบนี้ทำให้ได้พารามิเตอร์เพิ่มอีกหนึ่งตัว คือ ช่องว่างระหว่างฐานของช่องเปิดทั้งสอง (G) สำหรับการออกแบบสายอากาศแบบนี้จะใช้หลักการเดียวกันกับช่องเปิดรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน และในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์นั้นหลักการที่สำคัญ คือ ตำแหน่งการวางของช่องเปิด ในโครงสร้างแบบนี้จะมีลักษณะการวางช่องเปิดเพื่อให้มีการแมตซ์ที่ดีโดยจะต้องวาง G ให้อยู่ตำแหน่งประมาณกึ่งกลางของความกว้างของสายส่งสัญญาณ

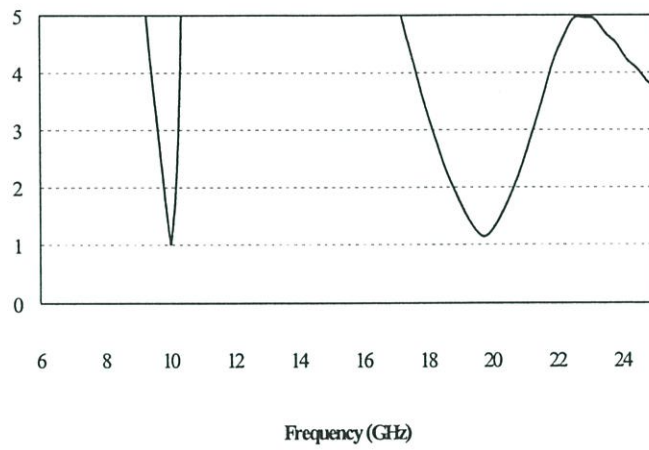
คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศตามโครงสร้างในรูปที่ 4.31 ที่ถูกนำมาวิเคราะห์นั้น ได้มาจากโครงสร้างของสายอากาศดังแสดงในตารางที่ 4.6 ซึ่งจะทำให้ได้คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ แสดงดังรูปที่ 4.32 – 4.34 และตารางที่ 4.7

ตารางที่ 4.6 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้านและระยะการปรับ  $L_m$

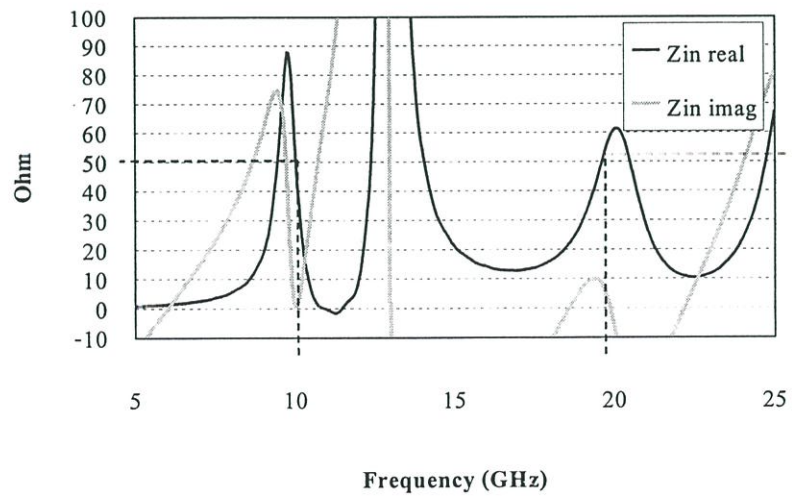
พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
A	6
B	5.85
G	0.45
$L_m$	6.6



รูปที่ 4.32  $S_{11}$  พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน



รูปที่ 4.33 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน

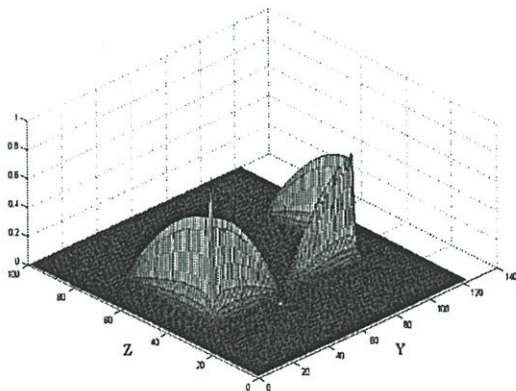


รูปที่ 4.34 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน

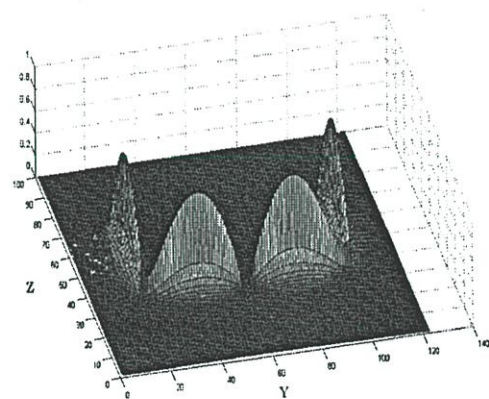
ตารางที่ 4.7 คุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอล และรูปตัวแอลกลับด้าน

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ ด้านต่ำ ที่ 10.01 GHz	ความถี่เรโซแนนซ์ ด้านสูง ที่ 19.74 GHz
$S_{11}$ พารามิเตอร์	-39.18 dB	-23.55 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.022 : 1	1.142 : 1
จำนวนจริงของอินพุต อิมพีแดนซ์ ( $Z_{in real}$ )	49.26 โอห์ม	55 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุต อิมพีแดนซ์ ( $Z_{in imag}$ )	0.8 โอห์ม	4.867 โอห์ม

จากตารางที่ 4.7 ความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นมาของสายอากาศแบบนี้จะเกิดสองความถี่เช่นเดียวกับช่องเปิดรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน และที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการจะมีผลของการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี

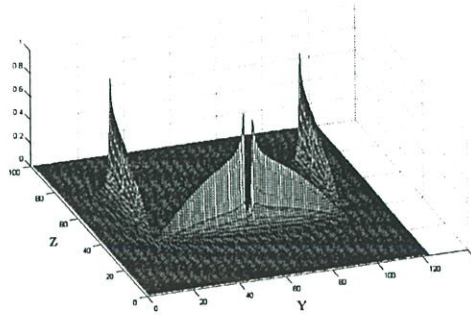


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

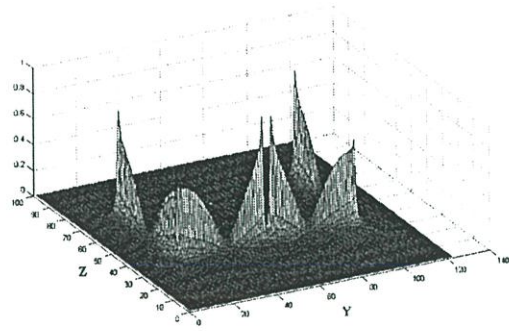


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.35 สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน

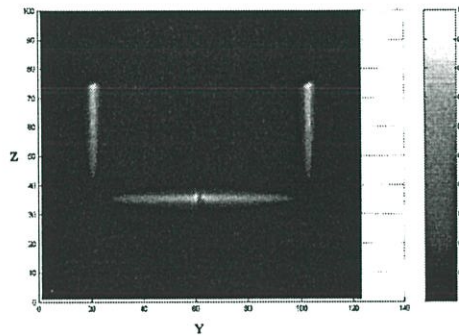


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

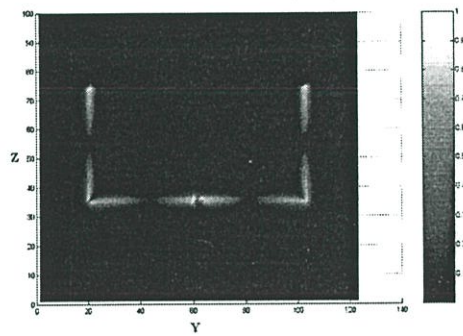


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.36 สนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน

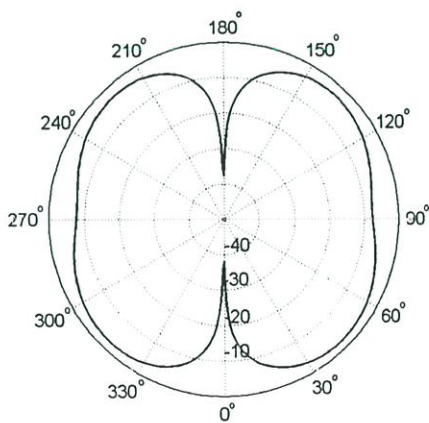


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

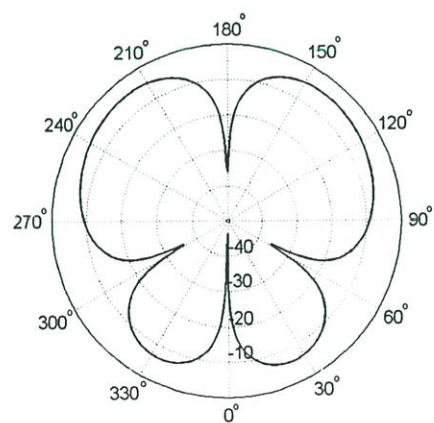


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.37 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน

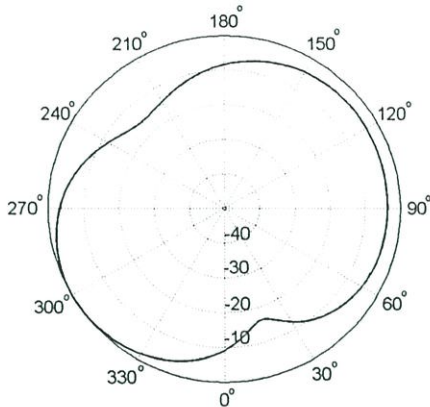


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

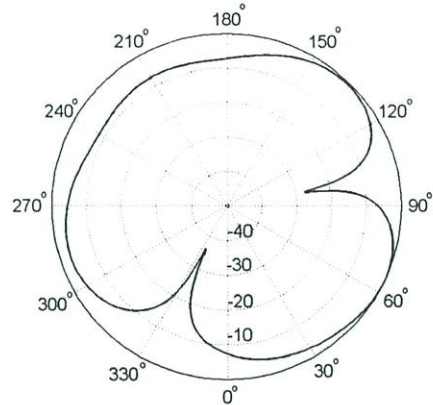


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.38 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน



(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ



(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.39 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ  $xz$  ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรวมรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน

รูปที่ 4.35 4.36 และ 4.37 แสดงลักษณะความเข้มสนามไฟฟ้า สนามแม่เหล็ก และความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า ซึ่งหลักการในการแพร่กระจายของสนามจะเหมือนกับสายอากาศช่องเปิดรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน

จากแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ  $xy$  กับ  $xz$  ตามรูปที่ 4.38 และ 4.39 แสดงให้เห็นว่าแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบนี้เป็นการรวมกันของแบบรูปในการแผ่พลังงานของสายอากาศรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้าน ทำให้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแบบนี้ออกมาเป็นแบบสองทิศทาง (Bidirectional)

#### 4.4.4 สมการหาความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ

จากการออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศรูปตัวแอลดังที่กล่าวมาข้างต้น จะได้สมการในการหาค่าโดยประมาณสำหรับความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ ( $f_r$ ) ของสายอากาศรูปตัวแอลทั้ง 3 แบบ ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (4.9)

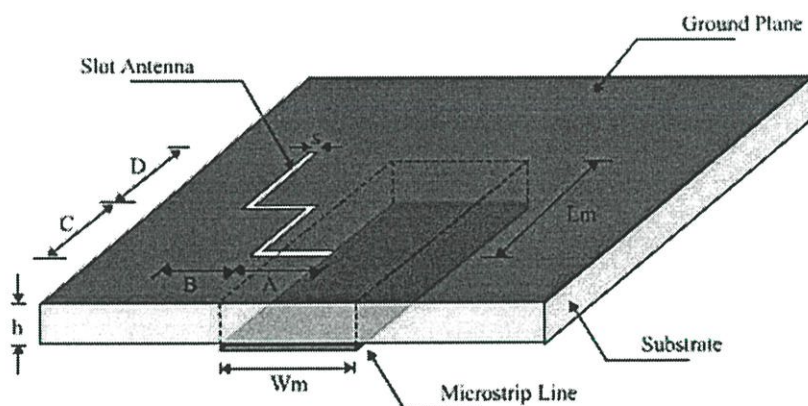
$$f_r = \frac{0.75 \lambda_o}{L_s \sqrt{\epsilon_r + 1}} \quad (4.9)$$

#### 4.5 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันได

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันได ลักษณะรูปร่างของสายอากาศที่ทำการออกแบบและวิเคราะห์จะประกอบไปด้วย ช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านซ้าย รูปขั้นบันไดด้านขวา และการนำรูปขั้นบันไดด้านซ้ายรวมกับด้านขวา ในสายอากาศแบบนี้จะมีหลักการในการออกแบบคล้ายกับช่องเปิดรูปตัวแอล ก็คือ ความยาวของช่องเปิดรวมทั้งหมดจะต้องออกแบบให้มีความยาวประมาณ  $0.5\lambda_g$  ของความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ และหลักในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์นั้น ก็จะคล้ายกับช่องเปิดรูปตัวแอลเช่นเดียวกัน โดยที่ถ้าให้สายอากาศแบบนี้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์จะต้องวางขอบปลายของความยาวด้านแนวนอน (A) อยู่ประมาณกึ่งกลางความกว้างของสายส่งสัญญาณ แล้วจึงทำการปรับระยะ  $L_m$  ให้ได้ผลของการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี

ในรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศแบบนี้ นั้น ได้กำหนดโครงสร้างกริดเซลล์ของ FDTD ขึ้นมาใช้ในการคำนวณ และความกว้างของแหล่งกำเนิดแรงดัน เหมือนกับรูปแบบจำลองของสายอากาศรูปตัวแอล

##### 4.5.1 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านซ้าย



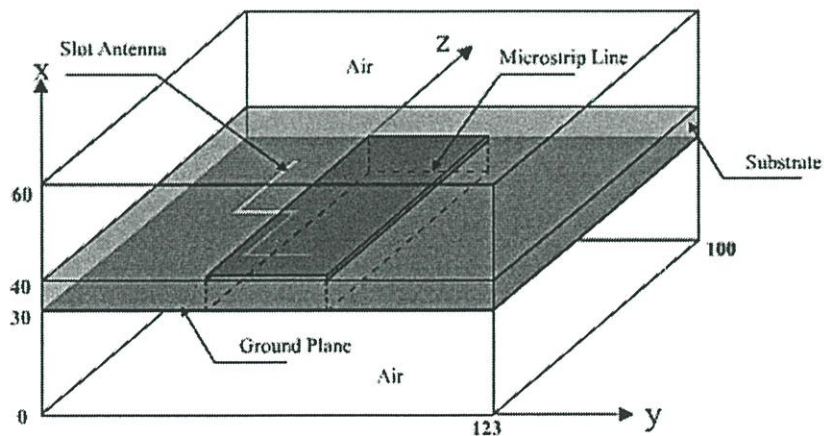
รูปที่ 4.40 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านซ้าย

โครงสร้างของสายอากาศรูปขั้นบันไดแสดงดังรูปที่ 4.40 ได้นิยามพารามิเตอร์ต่าง ๆ ไว้ดังนี้  
 ความยาวของช่องเปิดด้านแนวนอน คือ A, B  
 ความยาวของช่องเปิดด้านแนวตั้ง คือ C, D  
 ความยาวของสายส่งสัญญาณที่วัดจากช่องเปิดด้านแนวนอน A ไปถึงปลายขอบของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป คือ  $L_m$

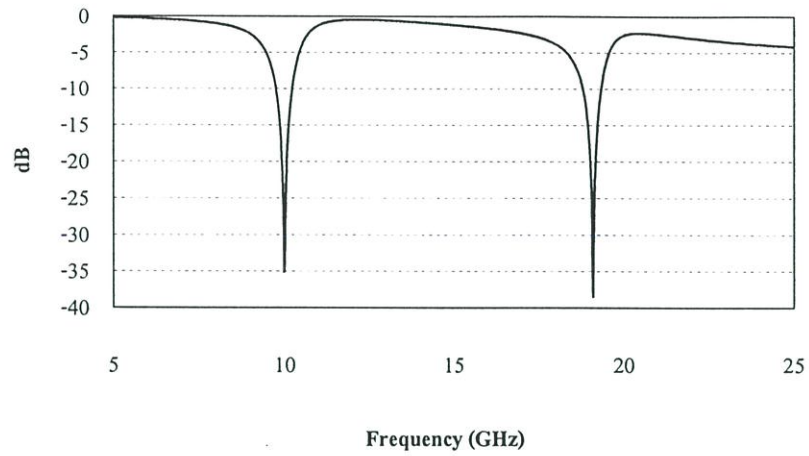
ตารางที่ 4.8 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านซ้ายและ  
ระยะการปรับ Lm

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
A	3.9
B	2.7
C	3.15
D	3
Lm	5.55

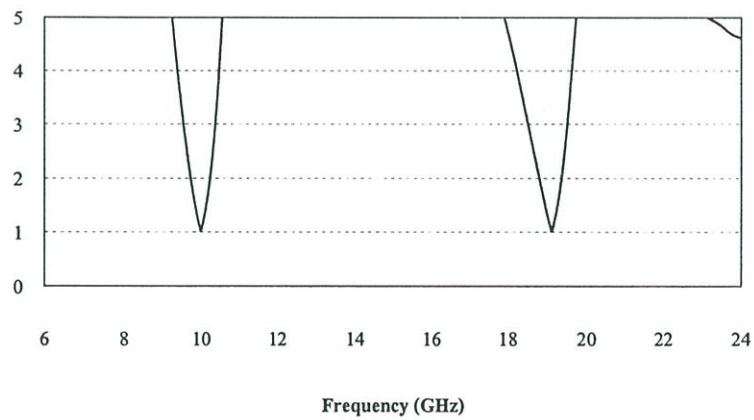
หลักการในการออกแบบสายอากาศแบบนี้ นั้น จะต้องออกแบบให้ความยาวรวมทั้งหมดของช่องเปิดยาวประมาณ  $0.5 \lambda_g$  และพอได้ความยาวรวมทั้งหมดของสายอากาศแล้ว ในขั้นต่อมาจะต้องออกแบบให้ความยาวในแต่ละด้านมีขนาดใกล้เคียงกัน แล้วทำการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ให้ได้การแมตซ์ที่ดีที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ ดังนั้นจึงได้ขนาดโครงสร้างของสายอากาศดังตารางที่ 4.8 จากขนาดโครงสร้างของสายอากาศที่ได้มานำไปทำรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศดังรูปที่ 4.41



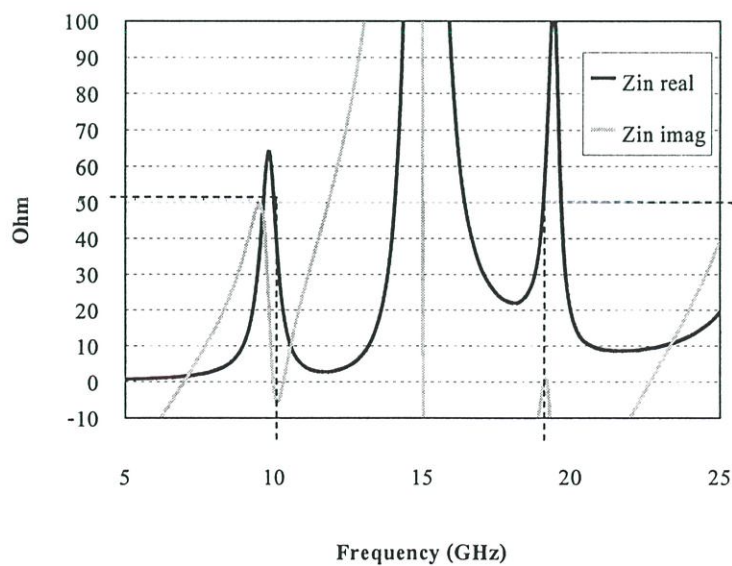
รูปที่ 4.41 รูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันได



รูปที่ 4.42  $S_{11}$  พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านซ้าย



รูปที่ 4.43 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านซ้าย

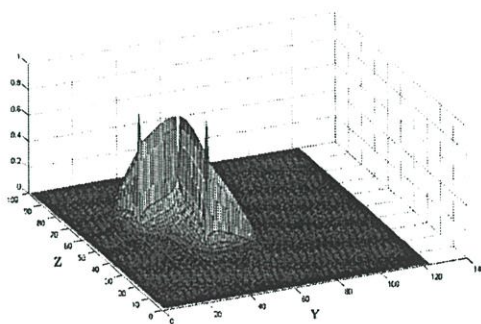


รูปที่ 4.44 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านซ้าย

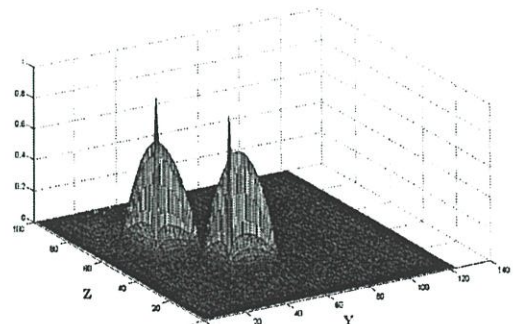
ตารางที่ 4.9 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านซ้าย

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ ด้านต่ำ ที่ 9.97 GHz	ความถี่เรโซแนนซ์ ด้านสูง ที่ 19.10 GHz
$S_{11}$ พารามิเตอร์	-35.11 dB	-38.39 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.0357 : 1	1.024 : 1
จำนวนจริงของอินพุต อิมพีแดนซ์ ( $Z_{in real}$ )	51.413 โอห์ม	50.51 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุต อิมพีแดนซ์ ( $Z_{in imag}$ )	-1.08 โอห์ม	-1.09 โอห์ม

จากรูปที่ 4.42 - 4.44 และตารางที่ 4.9 แสดงคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ ซึ่งจะเห็นได้ว่าสายอากาศแบบนี้จะมีความถี่เรโซแนนซ์เกิดขึ้นมาสองความถี่เช่นเดียวกับสายอากาศรูปตัวแอล โดยความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการจะเป็นความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ และที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูงจะเป็นความถี่ที่เกิดจากผลกระทบจากการปรับรูปร่างของช่องเปิดเป็นรูปขั้นบันได ดังจะเห็นได้ว่าที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำจะมีผลของการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีเหมือนกับรูปตัวแอล ส่วนที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูงนั้นจะเห็นได้ว่าการปรับรูปร่างของสายอากาศจากรูปตัวแอลเป็นรูปขั้นบันไดทำให้มีผลของการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศรูปตัวแอล

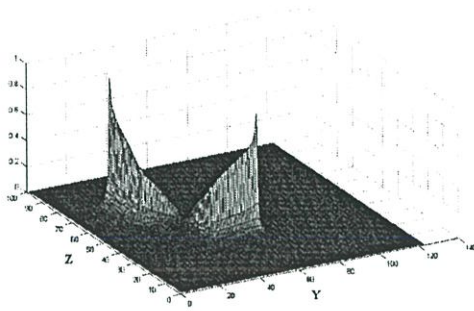


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

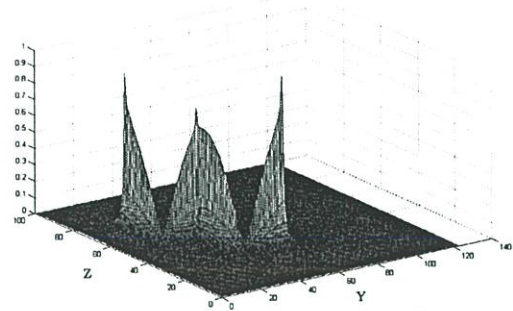


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.45 สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านซ้าย

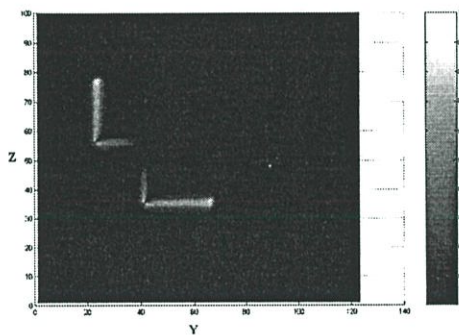


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

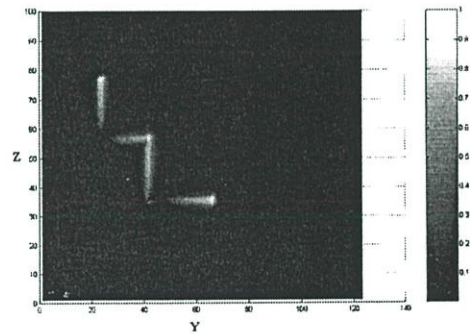


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.46 สนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านซ้าย



(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

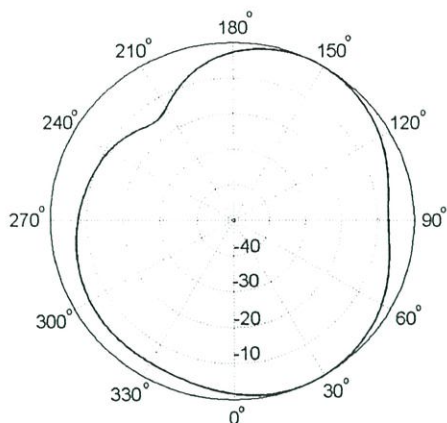


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

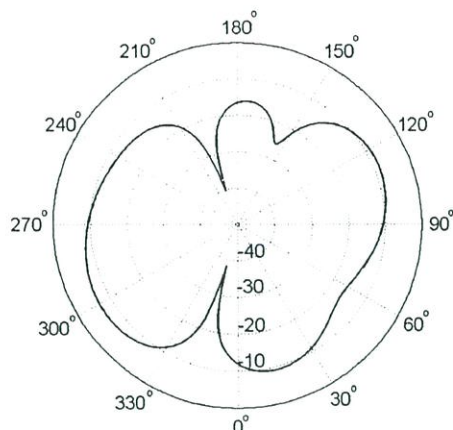
รูปที่ 4.47 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านซ้าย

จากรูปที่ 4.45 (ก) แสดงความเข้มสนามไฟฟ้าที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ จะเห็นได้ว่ามีความเข้มมากที่สุดตรงมุมของช่องเปิดที่อยู่ระหว่างความยาวด้าน B และ C ณ ที่ตำแหน่งนี้จะประมาณกึ่งกลางของความยาวรวมทั้งหมดของสายอากาศ ส่วนในรูปที่ 4.45 (ข) เป็นความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง จากรูปจะเห็นได้ว่าความเข้มสนามไฟฟ้าที่แสดงจะคล้ายกับสนามไฟฟ้ารูปตัวแอลสองตัวมาต่อกัน โดยจะมีขนาดความเข้มมากอยู่สองตำแหน่ง คือ ที่มุมของช่องเปิดที่อยู่ระหว่างความยาวด้าน A กับ C และ ความยาวด้าน B กับ D

จากรูปที่ 4.46 และ 4.47 จะเห็นได้ว่าความเข้มของสนามแม่เหล็กและความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าทั้งความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำและด้านสูงจะเป็นส่วนกลับกับความเข้มของสนามไฟฟ้า

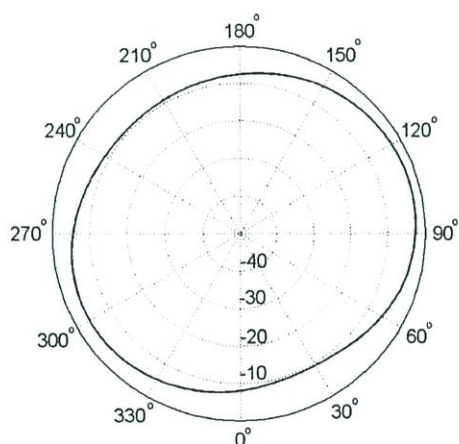


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

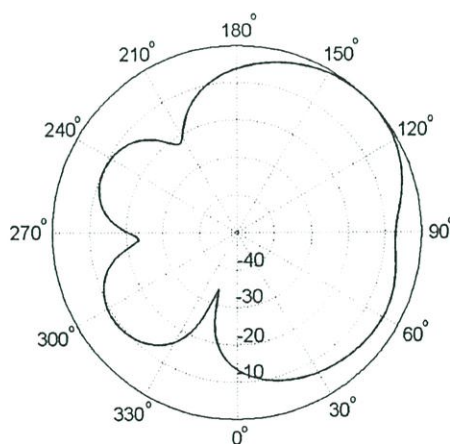


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.48 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้วบนโคคาน้ำชา



(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

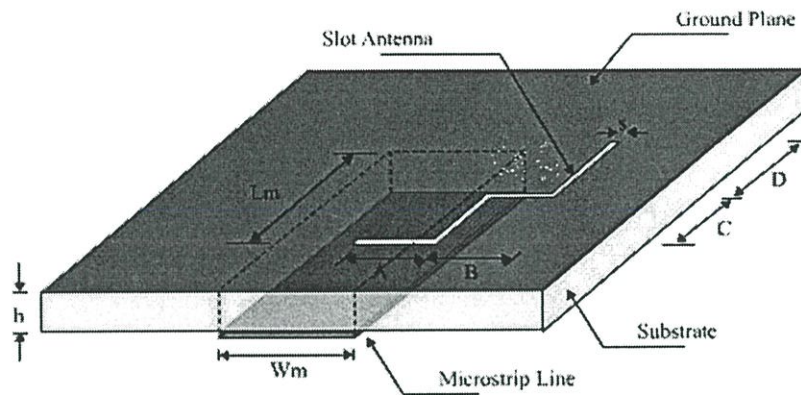


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.49 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้วบนโคคาน้ำชา

รูปที่ 4.48 และ 4.49 (ก) เป็นแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ จากรูปจะเห็นได้ว่าลักษณะของแบบรูปการแผ่พลังงานจะคล้ายกับของสายอากาศรูปตัวแอล แต่สายอากาศรูปขั้วบนโคคาน้ำชาจะมีลักษณะการแผ่พลังงานที่กว้างกว่ารูปตัวแอล รูปที่ 4.48 และ 4.49 (ข) จะเป็นของความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

#### 4.5.2 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดด้านขวา



รูปที่ 4.50 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดด้านขวา

สำหรับการออกแบบและวิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศรูปจันบันไดด้านขวานี้จะมีวิธีการเหมือนกับช่องเปิดรูปจันบันไดด้านซ้าย ดังนั้นจึงทำให้ได้ขนาดโครงสร้างของสายอากาศดังตารางที่ 4.10 และรูปที่ 4.50 แสดงโครงสร้างของสายอากาศ

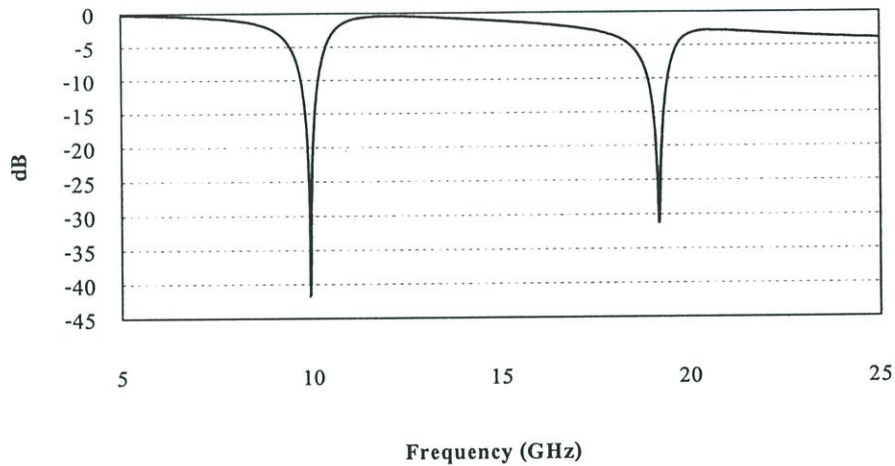
ตารางที่ 4.10 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบันไดด้านขวาและระยะการปรับ  $L_m$

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
A	3.3
B	3.3
C	3.15
D	3
$L_m$	5.7

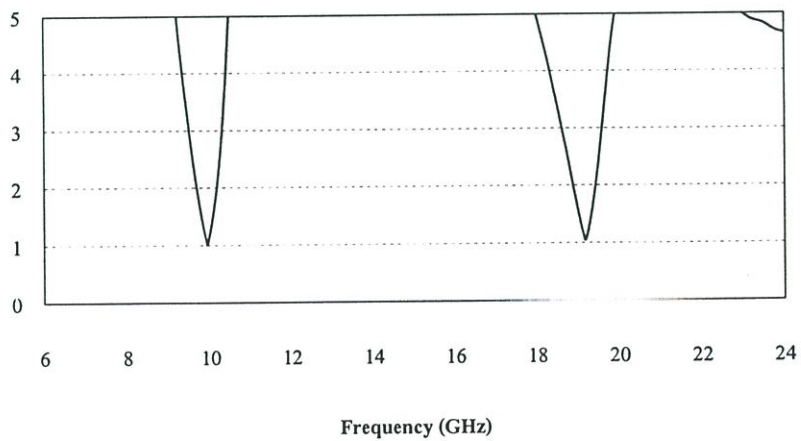
จากตารางที่ 4.10 และ 4.8 ทำให้เห็นว่าความยาวรวมทั้งหมดของช่องเปิดรูปจันบันไดด้านขวามีความยาวรวมของสายอากาศเท่ากับรูปจันบันไดด้านซ้าย แต่ความยาวในแต่ละด้านของช่องเปิดจะไม่เท่ากันเนื่องจากถ้าทำการปรับความยาวในแต่ละด้านของสายอากาศเล็กน้อยจะมีส่วนช่วยในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ให้ได้ผลที่ดีที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการของแต่ละสายอากาศ ดังนั้นจึงทำให้ความยาวในแต่ละด้านของรูปจันบันไดด้านซ้ายและด้านขวาไม่เท่ากัน โดยคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศรูปจันบันไดด้านขวาแสดงดังรูปที่ 4.51 - 4.53 และตารางที่ 4.11

ตารางที่ 4.11 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านขวา

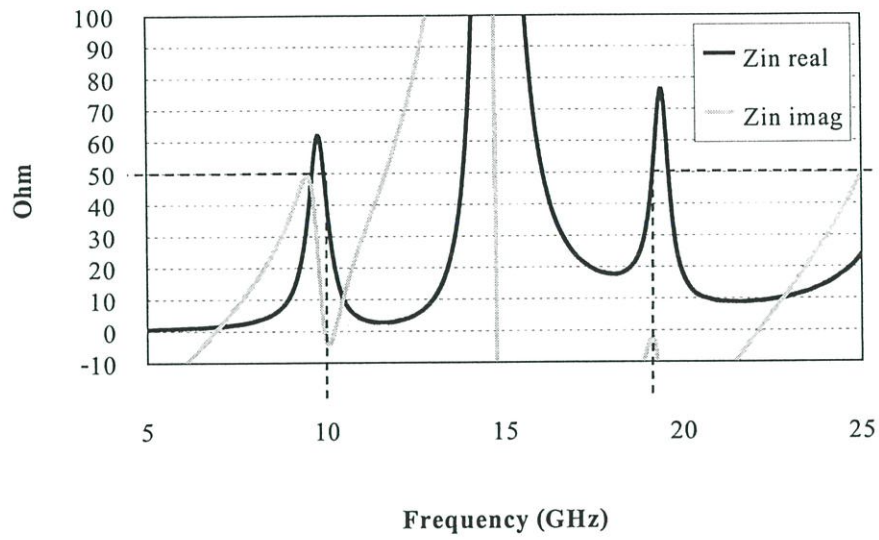
คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ ด้านต่ำ ที่ 9.92 GHz	ความถี่เรโซแนนซ์ ด้านสูง ที่ 19.16 GHz
$S_{11}$ พารามิเตอร์	-41.29 dB	-31.15 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.017 : 1	1.056 : 1
จำนวนจริงของอินพุต อิมพีแดนซ์ ( $Z_{in real}$ )	50.37 โอห์ม	50.41 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุต อิมพีแดนซ์ ( $Z_{in imag}$ )	-1.83 โอห์ม	-2.74 โอห์ม



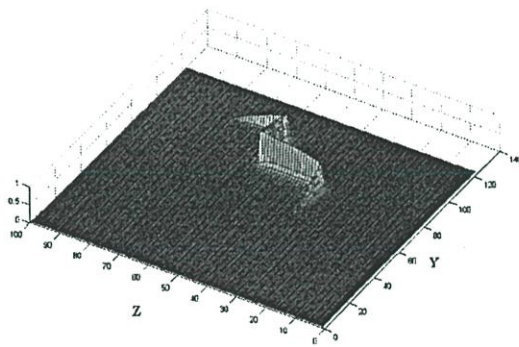
รูปที่ 4.51  $S_{11}$  พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านขวา



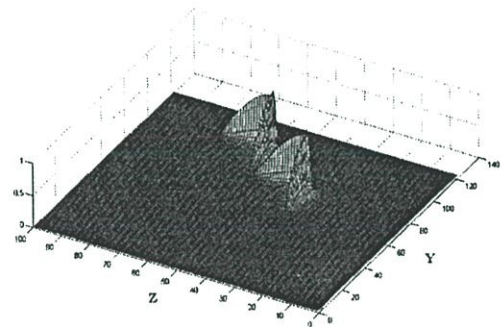
รูปที่ 4.52 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านขวา



รูปที่ 4.53 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านขวา

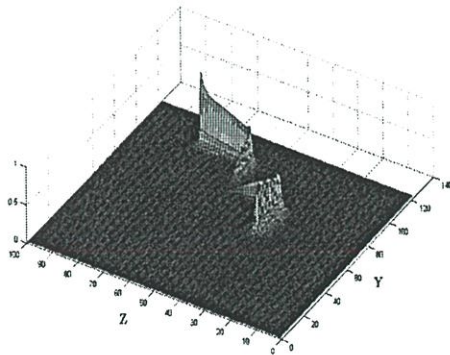


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

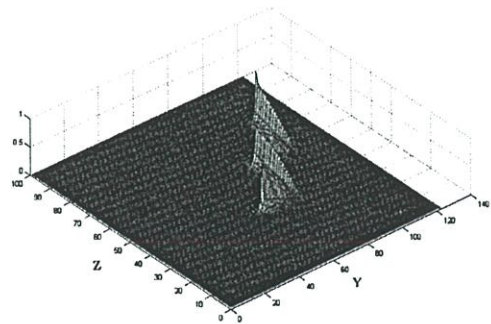


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.54 สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านขวา

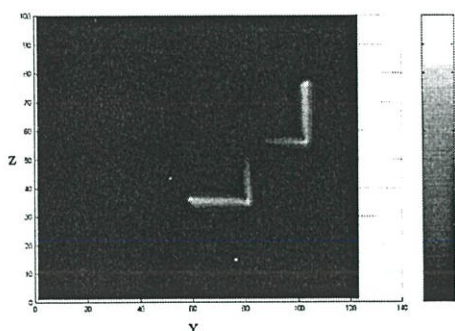


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

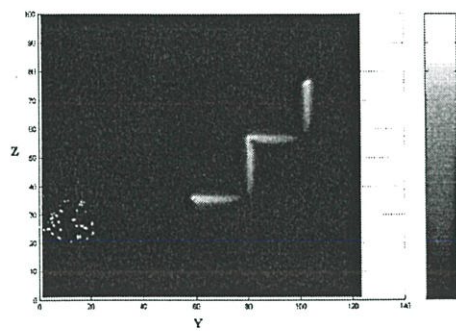


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.55 สนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านขวา

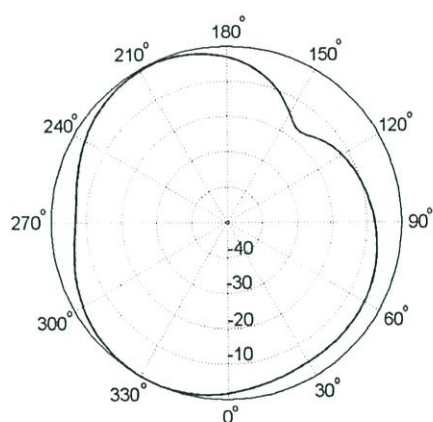


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

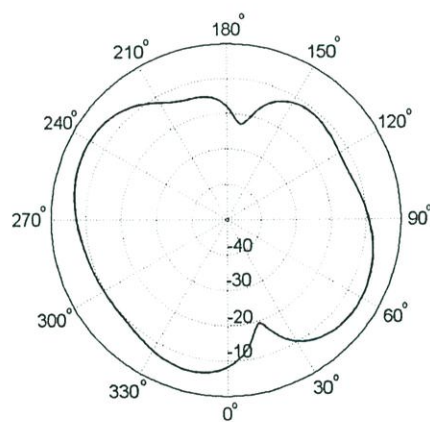


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.56 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านขวา

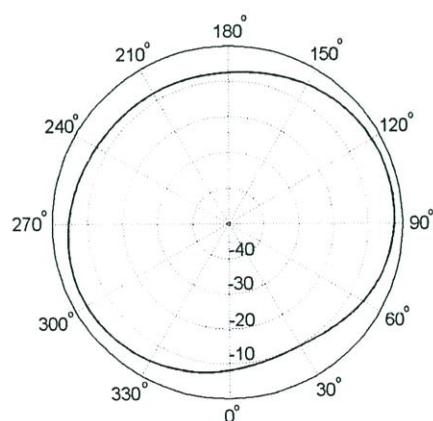


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

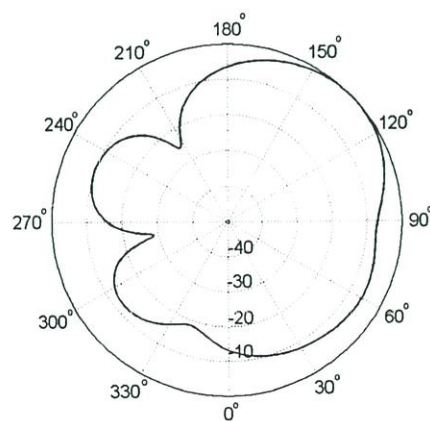


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.57 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านขวา



(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ



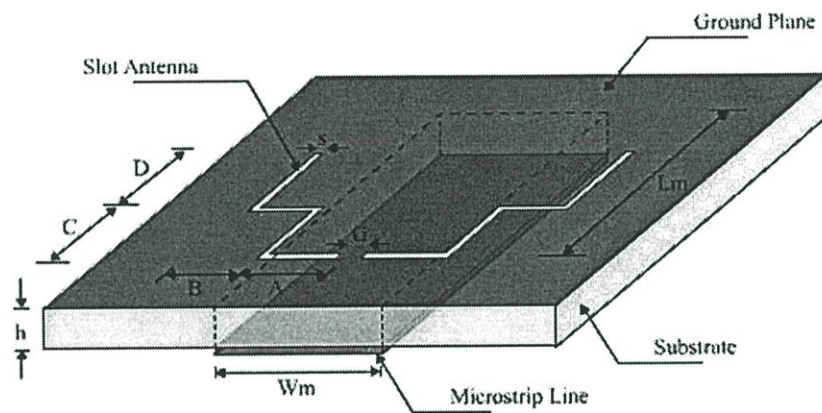
(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.58 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านขวา

จากคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่แสดงดังตารางที่ 4.11 และคุณลักษณะในการแพร่กระจายคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า กับกระแสไฟฟ้า ที่แสดงดังรูป 4.54 - 4.56 ตามลำดับ สายอากาศแบบช่องเปิดรูปชั้นบันไดด้านซ้ายจะมีคุณลักษณะคล้ายคลึงกับช่องเปิดรูปชั้นบันไดด้านซ้าย

แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในระนาบ  $xy$  จะแสดงดังรูปที่ 4.57 จะเห็นได้ว่าคุณลักษณะของแบบรูปในการแผ่พลังงานมีทิศทางตรงข้ามกับแบบรูปในการแผ่พลังงานของช่องเปิดรูปชั้นบันไดด้านซ้าย ส่วนถ้าเป็นในระนาบ  $xz$  ดังรูปที่ 4.58 จะมีคุณลักษณะในการแผ่พลังงานเสมือนกับรูปชั้นบันไดด้านซ้าย

#### 4.5.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปชั้นบันไดรวมด้านซ้ายและด้านขวา



รูปที่ 4.59 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปชั้นบันไดรวมด้านซ้ายและด้านขวา

โครงสร้างของสายอากาศชั้นบันไดรวมด้านซ้ายและด้านขวาแสดงดังรูปที่ 4.59 สายอากาศแบบนี้จะมีโครงสร้างที่ประกอบไปด้วยช่องเปิดรูปชั้นบันไดด้านซ้ายรวมกับช่องเปิดรูปชั้นบันไดด้านขวาลักษณะการวางช่องเปิดจะวางอยู่ใกล้กัน วางเสมือนเป็นภาพสะท้อนของกันและกัน และจากลักษณะโครงสร้างแบบนี้พารามิเตอร์อีกหนึ่งตัว คือ ช่องว่างระหว่างฐานของช่องเปิดรูปชั้นบันไดทั้งสองด้าน (G) สำหรับการออกแบบสายอากาศแบบนี้จะใช้หลักการเดียวกันกับช่องเปิดรูปชั้นบันไดด้านซ้ายและด้านขวา และในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์นั้นในโครงสร้างแบบนี้จะมีลักษณะการวางช่องเปิดเพื่อให้มีการแมตซ์ที่ดี โดยจะต้องวาง G ให้อยู่ตำแหน่งประมาณกึ่งกลางของความกว้างของสายส่งสัญญาณ ดังนั้นจึงได้ขนาดโครงสร้างของสายอากาศดังตารางที่ 4.12

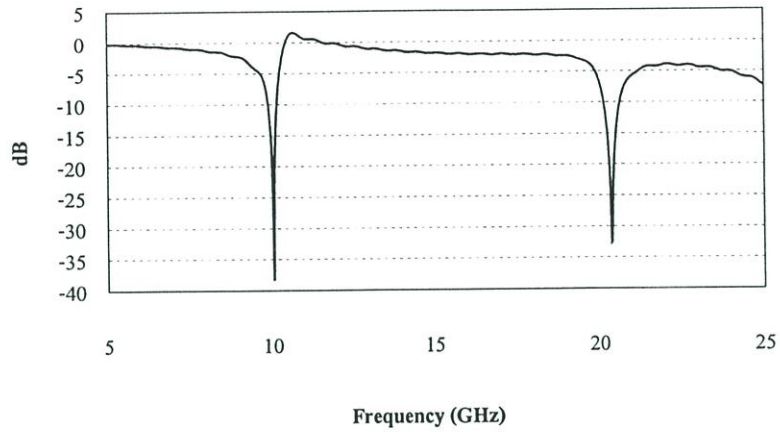
ตารางที่ 4.12 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดรวมด้านซ้าย และด้านขวาและการปรับระยะ  $L_m$

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
A	3.45
B	2.55
C	3
D	3.3
G	0.45
$L_m$	7.95

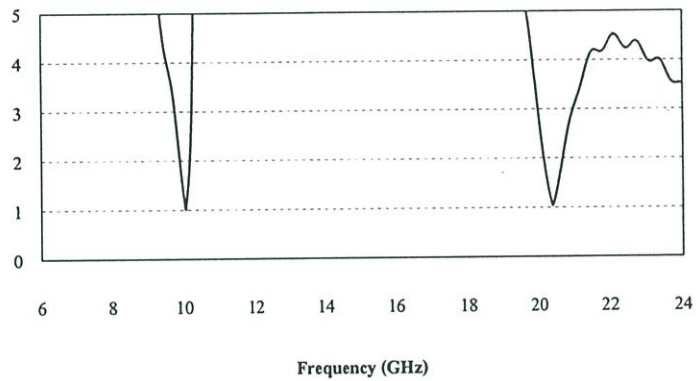
คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่ถูกนำมาวิเคราะห์นั้น ได้มาจากรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศแบบเดียวกันกับรูปขั้นบันไดด้านซ้ายและด้านขวา ความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นมาของสายอากาศแบบนี้จะเกิดสองความถี่เช่นเดียวกับช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านซ้ายและด้านขวา และที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำจะเป็นความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการซึ่งจะมีผลของการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดี โดยคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศจะแสดงดังตารางที่ 4.13 และรูปที่ 4.60-4.62

ตารางที่ 4.13 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดรวมด้านซ้ายและด้านขวา

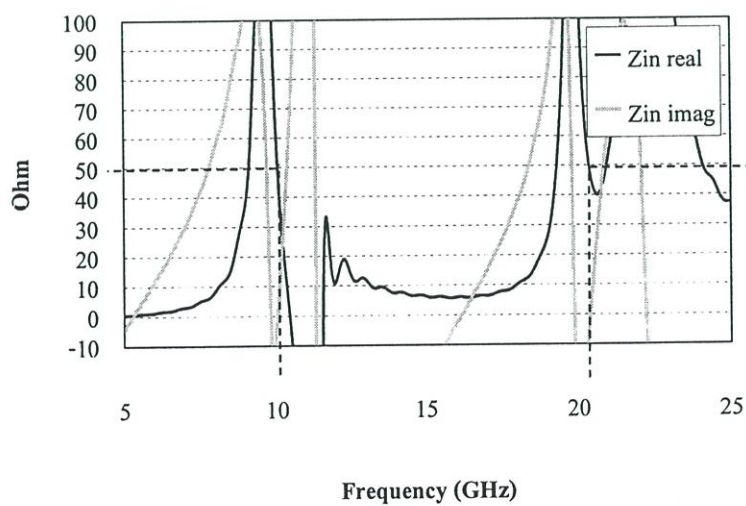
คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ ด้านต่ำ ที่ 10.04 GHz	ความถี่เรโซแนนซ์ ด้านสูง ที่ 20.39 GHz
$S_{11}$ พารามิเตอร์	-38.21 dB	-32.53 dB
อัตราส่วนแรงคั่นคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.024 : 1	1.04 : 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ ( $Z_{in real}$ )	49.42 โอห์ม	48.37 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ ( $Z_{in imag}$ )	1.07 โอห์ม	-1.66 โอห์ม



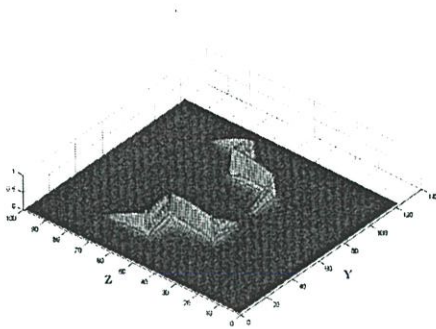
รูปที่ 4.60  $S_{11}$  พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบัน ไครวมด้านซ้ายและด้านขวา



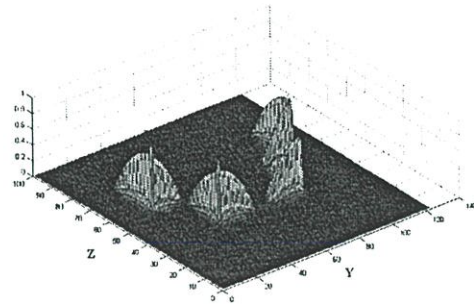
รูปที่ 4.61 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบัน ไครวมด้านซ้ายและด้านขวา



รูปที่ 4.62 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจันบัน ไครวมด้านซ้ายและด้านขวา

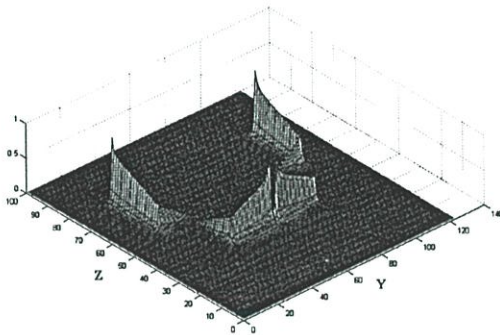


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

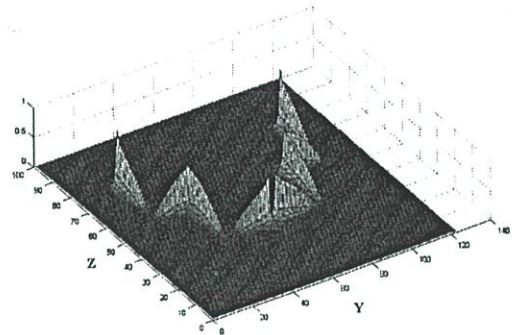


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.63 สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจั่วบนโครงรวมด้านซ้ายและด้านขวา

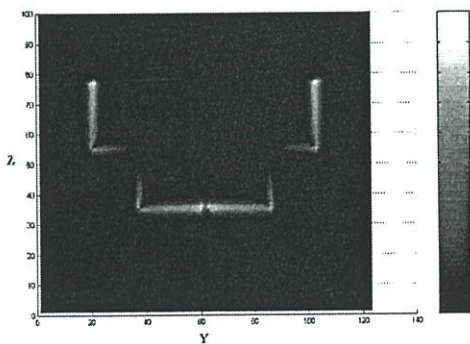


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

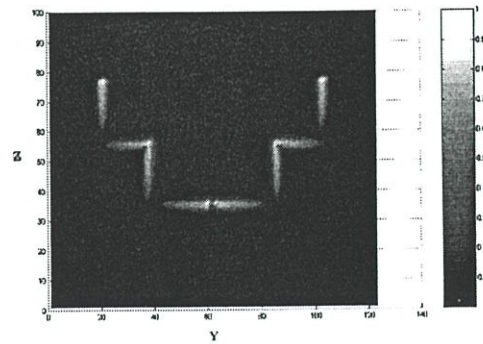


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.64 สนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจั่วบนโครงรวมด้านซ้ายและด้านขวา

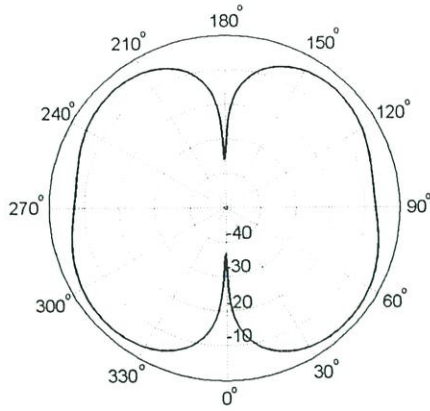


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

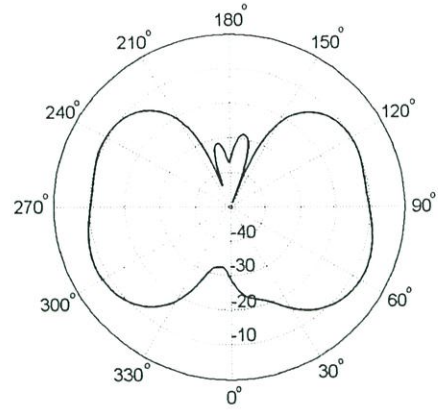


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.65 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปจั่วบนโครงรวมด้านซ้ายและด้านขวา

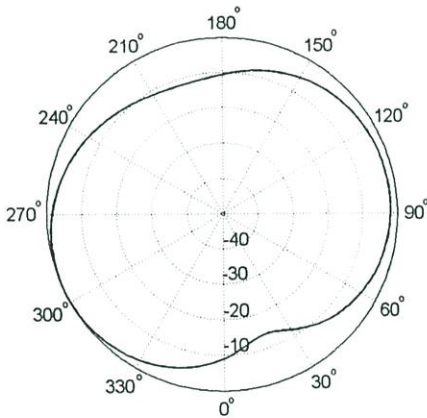


(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ

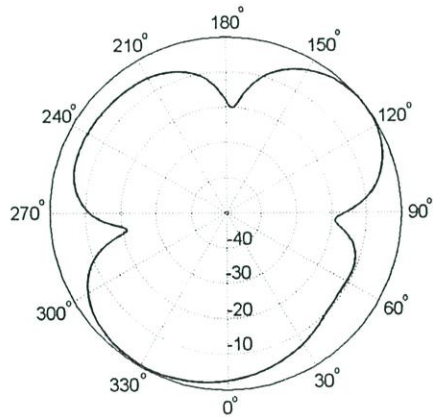


(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.66 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริป แบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดรวมด้านซ้ายและด้านขวา



(ก) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ



(ข) ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง

รูปที่ 4.67 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริป แบบช่องเปิดรูปขั้นบันไดรวมด้านซ้ายและด้านขวา

รูปที่ 4.63 4.64 และ 4.65 แสดงลักษณะความเข้มสนามไฟฟ้า สนามแม่เหล็ก และความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า ซึ่งหลักการในการแพร่กระจายของสนามจะเหมือนกับสายอากาศช่องเปิดรูปขั้นบันไดด้านซ้ายและด้านขวารวมกัน

จากแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำในระนาบ xy กับ xz ตามรูปที่ 4.66 และ 4.67 แสดงให้เห็นว่าแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบนี้เป็นการรวมกันของแบบรูปในการแผ่พลังงานของสายอากาศรูปขั้นบันไดด้านซ้ายและขวารวมกัน ทำให้แบบรูปการแผ่พลังงานมีลักษณะเป็นแบบสองทิศทาง (Bidirectional)

#### 4.5.4 สมการหาความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ

จากการออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศรูปขั้วนับนิ้ว ได้ได้สมการในการหาค่าโดยประมาณสำหรับความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ ( $f_r$ ) ของสายอากาศ โดยจะมีสมการเหมือนกันกับสายอากาศรูปตัวแอล ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (4.10)

$$f_r = \frac{0.75 \lambda_o}{L_s \sqrt{\epsilon_r + 1}} \quad (4.10)$$

## บทที่ 5

### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่มีรูปร่างของช่องเปิดที่แตกต่างกัน โดยใช้วิธี FDTD มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ ซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีหนึ่งที่ยืดหยุ่นและสะดวกในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า พร้อมทั้งยังมีความง่ายในการวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศที่มีรูปร่างซับซ้อนได้หลากหลายรูปแบบ ผลที่ได้จากการคำนวณนั้นยังได้มาซึ่งคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศหลาย ๆ อย่าง โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดที่ทำการวิเคราะห์จะมี 3 รูปแบบ ดังนี้

1. สายอากาศช่องเปิดรูปเส้นตรง
2. สายอากาศช่องเปิดรูปตัวแอล ทำการวิเคราะห์ 3 ลักษณะ คือ
  - 2.1 รูปตัวแอล
  - 2.2 รูปตัวแอลกลับด้าน
  - 2.3 รูปตัวแอลรวมกับรูปตัวแอลกลับด้าน
3. สายอากาศช่องเปิดรูปขั้นบันได ทำการวิเคราะห์ 3 ลักษณะ คือ
  - 3.1 รูปขั้นบันไดด้านซ้าย
  - 3.2 รูปขั้นบันไดด้านขวา
  - 3.3 รูปขั้นบันไดรวมด้านซ้ายและด้านขวา

สำหรับขั้นตอนในการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดในวิทยานิพนธ์นี้ จะวิเคราะห์ถึงหลักการออกแบบเพื่อให้ได้มาซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ วิเคราะห์วิธีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ วิเคราะห์ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และวิเคราะห์ถึงคุณลักษณะบางตัวที่สำคัญของสายอากาศ คือ  $S_{11}$  พารามิเตอร์ อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล

#### 5.1 สรุปผลการออกแบบและการวิเคราะห์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่ทำการศึกษาคำนวณโดยใช้วิธีการแบบ FDTD โดยทำการจำลองโครงสร้างของสายอากาศและวิเคราะห์ด้วยคอมพิวเตอร์ และได้เลือกใช้ PTFE-Glass, Woven Web เป็นวัสดุฐานรองที่มีความหนา 1.52 มิลลิเมตร มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเท่ากับ 2.17 ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ คือ 10 GHz และให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม

ตารางที่ 5.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ความถี่เรโซแนนซ์ พร้อมค่า  $S_{11}$  พารามิเตอร์ และ ความยาว  $L_m$

รูปร่าง สายอากาศ	ความถี่ เรโซแนนซ์ (GHz)	$S_{11}$ พารามิเตอร์ (dB)	ความยาวรวม ของสายอากาศ (มิลลิเมตร)	$L_m$ (มม.)
ช่องเปิดรูปเส้นตรง	9.965	-33.91	14.25 (0.6 $\lambda_g$ )	8.55 (0.37 $\lambda_g$ )
ช่องเปิดรูปตัวแอล	10.04	-40.17	12.9 (0.56 $\lambda_g$ )	7.65
	21.43	-25.43		(0.33 $\lambda_g$ )
ช่องเปิดรูปตัวแอล กลับด้าน	10.04	-38.77	12.9 (0.56 $\lambda_g$ )	7.65
	21.43	-25.85		(0.33 $\lambda_g$ )
ช่องเปิดรวมรูปตัวแอล และรูปตัวแอลกลับด้าน	10.01	-39.18	11.85 (0.51 $\lambda_g$ )	6.6
	19.74	-23.55		(0.28 $\lambda_g$ )
ช่องเปิดรูปขั้นบันได ด้านซ้าย	9.97	-35.11	12.75 (0.55 $\lambda_g$ )	5.55
	19.10	-38.39		(0.24 $\lambda_g$ )
ช่องเปิดรูปขั้นบันได ด้านขวา	9.92	-41.29	12.75 (0.55 $\lambda_g$ )	5.7
	19.16	-31.15		(0.24 $\lambda_g$ )
ช่องเปิดรูปขั้นบันได รวมด้านซ้ายและด้านขวา	10.04	-38.31	12.3 (0.53 $\lambda_g$ )	7.95
	20.39	-32.53		(0.34 $\lambda_g$ )

ตารางที่ 5.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ทำการวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งจะสามารถสรุปผลการวิจัยได้ ดังนี้

1. จากตารางจะเห็นได้ว่า สายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงจะเกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการเพียงความถี่เดียว ส่วนช่องเปิดรูปตัวแอลกับรูปขั้นบันไดจะเกิดความถี่เรโซแนนซ์สองความถี่ คือ ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ ซึ่งเป็นความถี่เรโซแนนซ์ตามที่ต้องการ และอีกความถี่หนึ่งเป็นความถี่เรโซแนนซ์ที่สูงกว่า ดังนั้นจึงพอจะสรุปได้ว่ารูปร่างของสายอากาศมีผลกระทบที่จะทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์มากกว่าหนึ่งความถี่ได้

2. ความยาวของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงจะมีความยาวกว่าความยาวของสายอากาศช่องเปิดรูปตัวแอลและรูปขั้นบันได (เป็นความยาวที่มีการยืดขยายออกเป็นเส้นตรง) เล็กน้อย

3. จากผลการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดทั้ง 3 รูปแบบทำให้สามารถหาสูตรในการหาความถี่เรโซแนนซ์ตามที่ต้องการโดยประมาณ ได้จากความยาวของสายอากาศแบบช่องเปิดทั้ง 3 รูปแบบ ดังนี้

แบบช่องเปิดรูปเส้นตรง :

$$f_r = \frac{0.85 \lambda_o}{L_s \sqrt{\epsilon_r + 1}}$$

แบบช่องเปิดรูปตัวแอลและรูปขั้นบันได :

$$f_r = \frac{0.75 \lambda_o}{L_s \sqrt{\epsilon_r + 1}}$$

4. การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์จะสามารถทำได้ง่ายโดยการปรับความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป (Lm) เพียงแต่ว่าในรูปแบบของช่องเปิดรูปตัวแอลและรูปขั้นบันไดจะต้องปรับตำแหน่งการวางไปทางด้านซ้ายหรือขวาของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปเล็กน้อยก็จะช่วยทำให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ดีขึ้นได้

5. แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของทั้ง 3 รูปแบบไม่มีความแตกต่างกันมากนัก

## 5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

จากบทสรุปที่ผ่านมามองเห็นได้ว่ารูปร่างของสายอากาศแบบช่องเปิดมีผลกระทบต่อจำนวนการเกิดคลื่นเรโซแนนซ์ จึงมีความเป็นไปได้ว่า ถ้าต้องการออกแบบสายอากาศใช้งาน 1 ตัวที่ให้ความถี่เรโซแนนซ์หลายความถี่ตามที่ต้องการ เพื่อใช้ในการรับหรือส่งสัญญาณนั้น สามารถทำได้โดยการวิเคราะห์รูปร่างลักษณะของสายอากาศ แต่สิ่งที่จะเป็นปัญหาหลักก็คือ การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ให้ผลดีกับทุก ๆ ความถี่ที่ต้องการ ซึ่งจะต้องเป็นงานวิจัยต่อไปในอนาคต โดยต้องหาวิธีการแก้ปัญหาเกี่ยวกับการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยหวังว่าข้อมูลที่ได้จากการวิเคราะห์สายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นข้อมูลพื้นฐานที่จะนำไปช่วยในการศึกษาวิจัยและพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่มีรูปร่างต่าง ๆ เพื่อที่จะเป็นแนวทางในการนำสายอากาศช่องเปิดไปประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการต่อไป

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Robert E. Collin. **Foundations for Microwave Engineering.** 2<sup>nd</sup> ed. New York : McGraw - Hill, Inc. 1992
- [2] Stephen C. Harsany. **Principles of Microwave Technology.** New Jersey : Prentice Hall, Inc. 1997
- [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] Oliner, A.A. "The Radiation Conductance of a Series in Strip Transmission Line," IRE National Conv. Rec., Vol. 2, Part 8, 1954, pp. 89-99
- [6] Sommers, D.J. "Slot Array Employing Photo - Etched Triplate Transmission Line." IRE Trans., Vol. MTT-3, Mar. 1995. pp. 157-162
- [7] Fubini, E. G., J.A. McDonough, and R. Malech. "Strip Line Radiators. "IRE Trans., Vol. MTT-3, Mar. 1995, pp. 157-162
- [8] Breithaupt, R. W. "Conductance Data for Offset Series Slots in Strip Line," IEEE Trans., on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-q6, 1968, pp. 969-970
- [9] Waterman, A. "Strip Line Strap - on Antenna Array," Proc. Array Antenna Conf., Naval Electronics Laboratory Center, San Diego, CA, Feb. 1972, Paper 10.
- [10] Proctor, D. "Some Aspects of TEM Slot Design in Strip Line," Proc. Array Antenna Conf., Naval Electronics Laboratory Center, San Diego, CA, Feb. 1972, Paper 35
- [11] Josefsson, L., L. Moeshlin. and I. Svensson, "A Strip Line Flat Plate Antenna With Sidelobes," IEEE AP-S Int. Symp. Digest, 1974, pp. 282-285
- [12] Fritz, W. A., and P. E. Mayes. " A Frequency - Scanning Strip Line - Fed Periodic Slot Array," IEEE AP-S Int. Symp. Digest, 1974, pp. 278-281
- [13] Rao, J. S., and B. N. Das. "Impedance of Off-Centered Strip Line Fed Series Slot," IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. Ap-26, 1978, pp. 893-895.
- [14] นรินทร์ คำประเสริฐ. วิศวกรรมแม่เหล็กไฟฟ้าและวิศวกรรมไมโครเวฟ เล่ม 3. กรุงเทพฯ ฯ ศูนย์สื่อเสริมกรุงเทพ. 2545

- [15] Allen Taflove. **Computational Electrodynamics The Finite – Differential Time Domain Method.** London : Artech House. Inc. 1995
- [16] Allen Taflove. **Advances in Computational Electrodynamics The Finite - Difference Time-Domain Method.** London : Artech House. Inc. 1998
- [17] Karl S. Kunz, Raymond J. Luebbers. **The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics.** United States : CRC Press, Inc. 1993.
- [18] Fred Gardiol. **Microstrip Circuits.** United States of America : John Wiley & Sons. Inc. 1994.
- [19] Jackson, D. R., and A. Oliner , “ A Leaky Wave Analysis of the High - Gain Printed Antenna Configuration, “ IEEE Trans. Antennas Propag. 36(7):, 1988, pp. 905-910
- [20] บัณฑิต โรจน์อารยานนท์. **วิศวกรรมไมโครเวฟ. พิมพ์ครั้งที่ 2.** กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2539.
- [21] บัณฑิต โรจน์อารยานนท์. **วิศวกรรมสายอากาศ. พิมพ์ครั้งที่ 2.** กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2534.
- [22] Kim, J. P., and W. S. Park, “ Network Modeling of an Inclined and Off - Center Microstrip -Fed Slot Antenna,” IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. Ap-46, 1998, pp. 1182-1188.
- [23] Yoshimura, Y., “A Microstrip Line Slot Antenna,” IEEE Trans. On Microwave Theory and Techinques, Vol. MTT-20, 1972, pp. 760-762.
- [24] Pozar, D. M., “Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antennas, ” IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. Ap-34, 1986, pp. 1439-1446.
- [25] K.S.Yee, “Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell’s equations in isotropic media,” IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-14, pp. 302 - 307, May 1966
- [26] Mur, G., “Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetics field equations,” IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, vol. 23, 1981, pp. 377-382.

- [27] Engquist, B., and A. Majda, "Absorbing boundary conditions for the numerical simulation of waves," *Mathematics of Computation*, vol. 31, 1997, pp. 629-651
- [28] Yongxi Qian, Tatsuo Itoh. **FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and antennas Software and Applications**. Tokyo : Realize Inc.1999.
- [29] Tatsuo Itoh, Bijan Houshmand. **Time – Domain Methods for Microwave Structures**. New York : The Institute of Electrical and Electronics Engineers. Inc. 1998

ภาคผนวก

## ภาคผนวก ก.

## คุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่ความถี่ 10 GHz

Laminate/Substrate	Dielectric Constant	Loss Tangent	Diemensional Stability	Chemical Resistance	Temperature Rang ( °c)	Relative Cost
<i>Ceramic substrates</i>						
Alumina	9.8	0.0004	Excellent	Excellent	To +1600	Medium to high
Sapphire	9.4, 1.6	0.0001	Excellent	Excellent	-24 to +370	Very high
<i>Semiconductor substrates</i>						
Semi-insulating GaAs (>10 <sup>3</sup> Ω-m)	13.0	0.0006	Excellent	Excellent	-55 to +260	Very high
Silicon (>10 <sup>3</sup> Ω-m)	11.9	0.0004	Excellent	Excellent	-55 to +260	High
<i>Ferrimagnetic substrates</i>						
Ferrite	9.0 to 16.0	≈0.0001	Excellent	Excellent	-24 to +370	Medium
<i>Synthetic substrates</i>						
PTFE (Teflon)	2.1	0.0004	Poor	Excellent	-27 to +260	Medium
Polypropylene	2.18 ± 0.05	0.0003	Poor	Good	-27 to +200	Medium
Polyphenylene oxide (PPO)	2.55	0.0016	Good	Poor	-27 to +193	Medium
Cross-linked polystyrene	2.54	0.0005	Good	Good	-27 to +110	Medium
Irradiated polyolefin	2.32	0.0005	Poor	Excellent	-27 to +110	Low
<i>Composite material substrates</i>						
PTFE-glass, woven web	2.17 to 2.55	0.0009 to 0.0022	Excellent	Excellent	-27 to +260	Medium
PTFE-glass, random fiber	2.17 to 2.35	0.0004 to 0.0015	Fair	Excellent	-27 to +260	Medium to high
PTFE-quartz, reinforced	2.47	0.0006	Excellent	Excellent	-27 to +260	High
PTFE-ceramic, composite	10.2	0.002	Excellent	Good	-15 to +170	High
Coss-linked polystyrene-glass, reinforced	2.62	0.001	Good	Good	-27 to +110	Low
Cross-linked polystyrene quartz	2.6	0.0005	Good	Good	-27 to +110	Medium to high
Cross-linked polystyrene quartz, woven	2.65	0.0005	Good	Good	-27 to +110	Medium to high
Cross-linked polystyrene-ceramic, powder filled	3 to 15	0.0005 to 0.0015	Fair to Good	Fair	-27 to +260	Medium to high
Teflon-glass, reinforced	2.55	0.0015	Good	Excellent	-27 to +260	Medium
Teflon-ceramic, reinforced	2.3	0.001	Fair to Good	Excellent	-27 to +260	Medium to high
Teflon-quartz, reinforced	2.47	0.0006	Good	Excellent	-27 to +260	High
Teflon-ceramic, field	10.3	0.002	Good	Excellent	-27 to +100	Low
Irradiated polyolefin-glass	2.42	0.001	Fair	Excellent	-27 to +100	Medium
Polyolefin-ceramic ,powder filled	3 to 10	0.001	Poor	Excellent	-27 to +593	High
Glass-bonded mica	7.5	0.002	Excellent	Excellent	-27 to +268	Medium to high
Silicon resin-ceramic, powder filled	3 to 25	0.0005 to 0.004	Fair to Good	Good	-27 to +205	Medium
Polyester-ceramic powder-filled glass, reinforced	6	0.017	Excellent	Excellent	-24 to +370	Medium
Polymethacrylate foam,Rohacell5	10.7	0.0009	—	—	—	—

ภาคผนวก ข.

## บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] Anantrasirichai N., **Raklua P.** , Wakabayachi T. “ Slot Antenna Coupled by Microstrip Line for Dual Frequency ” 2002 International Symposium on Nonlinear Theory and Its Applications, October 7-11, 2002, pp. 635-638

# ***ISITA/NOLTA 2002***

**2002 International Symposium on Information Theory  
and Its Applications (ISITA 2002)**

**2002 International Symposium on Nonlinear Theory  
and Its Applications (NOLTA 2002)**

- Organization of the Conference
- Message From Conference Chairs
- Advanced Program
- Invited Talks

<http://freedom.katayama.nuee.nagoya-u.ac.jp>

<http://risa.is.tokushima.u.ac.jp/nolta2002/>

<http://www.xjtu.edu.cn>

**Slot Antenna Coupled by Microstrip Line for Dual Frequency**

N. Anantrasirichai, P. Raklua and T. Wakabayashi\*

ReCCIT, Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL)  
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand  
E-mail : kanoppin@kmitl.ac.th\* School of Information Technology and Electronics, Tokai University  
Hiratsuka, Kanagawa, 259-1292, Japan  
E-mail : wakaba@et\_u-tokai.ac.jp**Abstract**

In the designing of two resonance frequency by the shape of slot antenna. It is important to obtain characteristics of slot antenna for satellite, wireless and mobile communications. In fact, it is practical to analyze slot antenna including feeding line and elements around the antenna. In this paper present an slot antenna coupled by microstrip line with FDTD method. This antenna consist of two slots on left and right side of microstrip line in the shape of ladder which one is allocated as an mirror image to each other. The characteristics of slot antenna fed by microstrip line is proposed and analyzed for instance input impedance, S parameter and far field patterns of radiation which are obtained by FDTD method. The problem space in the FDTD analysis is  $40 \times 194 \times 122$  cells with the cell dimension  $\Delta x = 0.152 \text{ mm}$ ,  $\Delta y = \Delta z = 0.15 \text{ mm}$ . Time step is set at the courant condition.

**1. Introduction**

In globalization, information and communication Technologies have been developed rapidly. In some communication system, the signals are sent through free space by antenna. Microstrip antenna or printed antenna is one type of antenna which is small size and light weight and widely used in satellite, wireless and mobile communications. Nowaday, the development of printed broad technology in the dielectric substrate material can make good printing antenna with low loss, therefore, microstrip of printed antenna have become popular because of the small size, light weight, ease of manufacture and low cost. In the future, expectancy to use the printed antenna with fiber optics for cover signal in every area which can use mobile communication such as : mobile telephone, personal handy phone, radio pagers etc.

It is practical to analyze characteristics of many types of planar antennas. There are two types of the microstrip antennas, one is the microstrip patch antenna and other is the microstrip slot antenna. However, wideband characteristics

of microstrip patch is smaller than microstrip slot antenna.

It very useful to design the antenna for use in wide band frequency and focus on a signal returning from load. To describe the performance of an antenna, some parameters are necessary. The parameters in characteristics of printed antenna for this analysis are input impedance, return loss and radiation pattern. In the antenna design, it is important to focus on reflected signal from load.

Their antennas have feeders such as microstrip-fed patch antenna, slot-fed patch antenna, slot antenna with CPW feed, microstrip-fed slot antenna etc. Furthermore, their characteristics are affected by feeders, substrates and frames. Therefore, it is practice to analyze antennas with them. However, it is difficult to analyze them.

The Finite Difference Time Domain (FDTD) method is introduced to solve the complicated problems in electromagnetic field theory. The FDTD method is useful in order to analyze characteristics of antenna, circuits and scattering and diffraction of EM waves by complex structures. Therefore, FDTD method is also useful in order to obtain characteristics of antennas and MMICs.

In this paper, we will consider slot antenna in the ground plane coupled by microstrip line which designing shape for two resonance frequency. Such an antenna is simple and easy to design and fabricate in practice. We will analyze an input impedance, far field patterns and return loss of the antenna. To have better the impedance matching at two designed resonant frequency, the real part of input impedance is approached to the characteristics impedance of the microstrip line and the imaginary part of the impedance is nearly zero ohm.

**2. Structure of Antenna**

The structure of slot antenna is shown in Figure 1. and configuration is shown in Figure 2. The slot antenna on the ground plane is fed by a microstrip line.

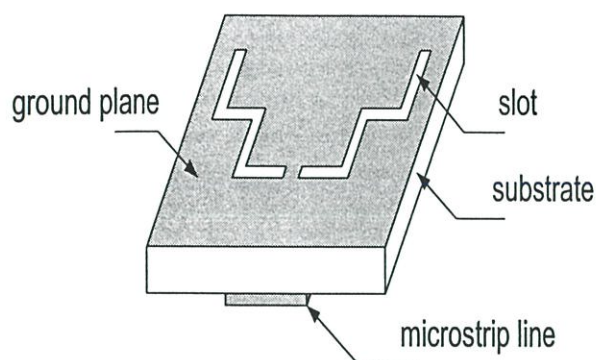


Figure. 1 A slot antenna on the ground plane

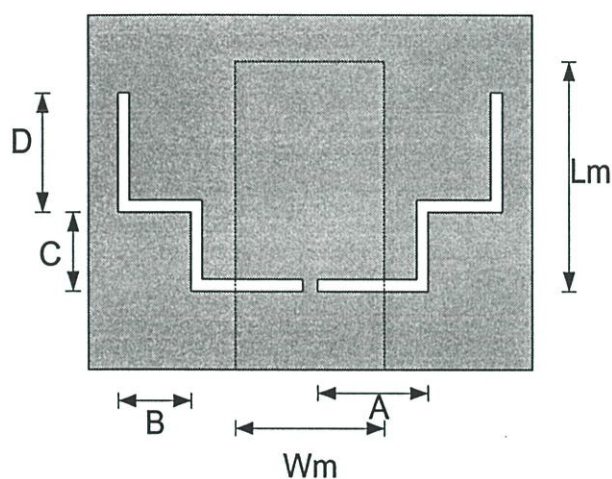


Figure. 2 Configuration of slot antenna

This antenna consist of two slots on left and right side of microstrip line in the shape of ladder which one is allocated as an mirror image to each other. The microstrip line is designed to be 50 ohms in order to match the measurement system, it has the substrate of the thickness = 1.52 mm. and the dielectric constant  $\epsilon_r = 2.17$ . The width of microstrip line is calculated by formula given in [1]. Then the dimensions of the microstrip line and slot antenna are as follows:

Width of slots = 0.15 mm.

Gap between slots = 0.45 mm.

Distance between edge of microstrip line to center of slot ( $L_m$ ) = 10.65 mm.

Length of slot in horizontal (A) = 3.75 mm.

Length of slot in horizontal (B) = 5.85 mm.

Length of slot in vertical (C) = 3.25 mm.

Length of slot in vertical (D) = 5.55 mm.

Width of microstrip line ( $W_m$ ) = 4.8 mm.

In this case it can shown the two resonant frequency at 6.19 GHz and 12.52 GHz as shown in Fig. 5 for characteristic of return loss.

### 3. FDTD Method

To simulating this antenna by using FDTD analysis. This software is a full wave electromagnetic simulation code for general three dimensional (3D) passive structures, particularly planar-oriented microwave circuits and antennas which are based on the FDTD algorithm. The algorithm of FDTD electromagnetic field analysis was introduced by Kane Yee. FDTD technique treats transients such as pulse in the time domain, and computational electromagnetic modeling which can predict and analysis of the electromagnetic responses of complex problems. Hence, FDTD method is used to analyze the antenna as shown in Fig.1

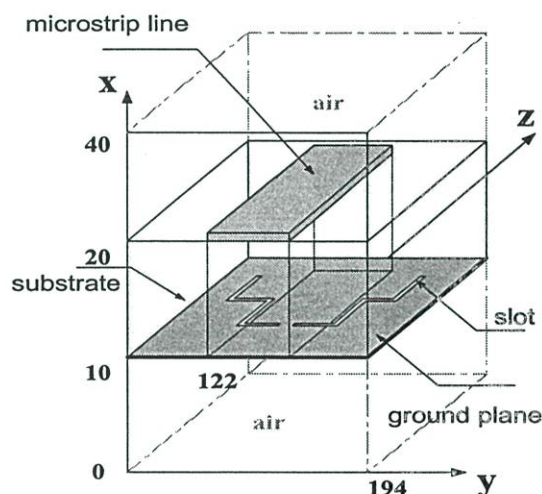


Figure. 3 FDTD model of a slot antenna

The analytical space consists of  $40 \times 194 \times 122$  cells with the cell dimension  $\Delta x = 0.152$  mm,  $\Delta y = \Delta z = 0.15$  mm.

Fig. 3 shown FDTD model of a slot antenna. For this model the upper side is microstrip line and lower side is slot antenna on the ground plane. The FDTD grids has total size of maximum cell in direction x, y and z on 40, 194 and 122 cells. The dielectric substrate is set at cell  $11^{\text{th}} - 20^{\text{th}}$  in the direction x (x-axis) of FDTD grid and loss tangent is assumed of 0.0009 at 10 GHz

For FDTD simulation of general three-dimensional microwave structures, it is more effective to use pulsed signal sources for excitation in the circuit. Gaussian pulse has been preferred source signal. The Gaussian pulse is excited at a source plane along the +z direction. The equations of Electromagnetic field in FDTD method is analyzed in the boundary condition that calculate by central difference expressions base on Maxwell's

equations and can easily derive Yee's famous "leap-frog" algorithm for updating the six electromagnetic field components with respect to a certain type of source excitation [3].

For source excitation of the antenna is input voltage  $V(t)$  base on Gaussian pulse and express as

$$V(t) = e^{-\left(\frac{t-t_0}{T}\right)^2} \quad (1)$$

Where  $t_0$  is the center of the pulse ( 75 ps ),  $T$  is the pulses width at its  $1/e$  characteristic decay point ( 25 ps ).

## 4. Simulation Results

### 4.1 Characteristic of Input impedance

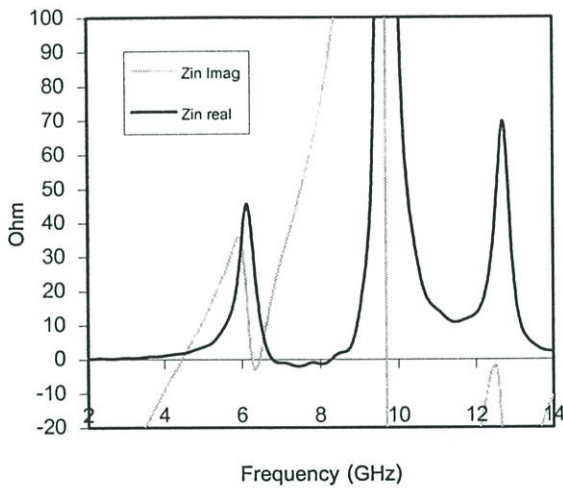


Figure. 4 Characteristic of input impedance

The input impedance is the complex number. To find out the input impedance can be done by using a parameter  $S_{11}$  and characteristic impedance  $Z_0$  of a microstrip line :

$$Z_{IN} = \left[ \frac{(1 + S_{11})}{(1 - S_{11})} \right] Z_0 \quad (2)$$

The observation point will be nearly the reference point when analysis by FDTD method. The reference plane (point) is the first edge of slot antenna.

For the good matching impedance can be done by adjusting the distance  $L_m$  for get the real part nearly 50 ohms and imaginary part nearly zero ohms. In this shape has two resonance frequency one resonant frequency is about double other resonance frequency that are 6.19 GHz and 12.52 GHz by adjust distance  $L_m$  to 10.65 mm. The results of input impedance are :

$$\begin{aligned} \text{At frequency resonance} &= 6.19 \text{ GHz} \\ Z_{in}(\text{real}) &= 42.55 \text{ GHz} \\ Z_{in}(\text{imag}) &= 6.72 \text{ GHz} \\ \text{At frequency resonance} &= 12.52 \text{ GHz} \\ Z_{in}(\text{real}) &= 48.87 \text{ GHz} \\ Z_{in}(\text{imag}) &= -2.77 \text{ GHz} \end{aligned}$$

Fig. 4 shows the characteristic of input impedance of slot antenna. The adjusting distance  $L_m$  for matching impedance is the main adjusting and it can be slightly adjust in length A or B (adjusting one and other will be changed)

### 4.2 Characteristic of Return Loss

The reflected loss or return loss  $S_{11}$  which is a parameter of antenna given as follows.

$$S_{11} = \frac{\Im[V_{ref}(t)]}{\Im[V_{inc}(t)]} e^{2\gamma L} \quad (3)$$

where  $\Im$  shows a Fourier Transform and  $L$  is the distance between an observing point and a reference point. The propagation constant  $\gamma$  can be defined by

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (4)$$

where  $\alpha$  and  $\beta$  are attenuation and phase constants, respectively.

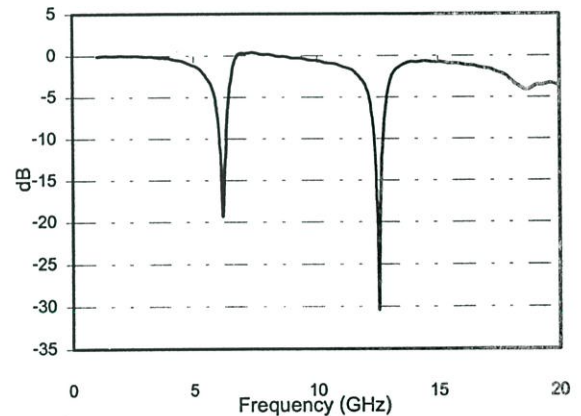


Figure. 5 Characteristic of the return loss 6.19 GHz and 12.52 GHz

A characteristic of a reflected loss  $S_{11}$  (return loss) is shown in Fig. 5 by adjust the value  $L_m$ , it will be effected in return loss and matching impedance. From the result, a minimum point of return loss shown a resonance frequency. It is clear that a good matching performance with input impedance is obtained. It is seen that two resonance frequency of slot antenna are 6.19 and 12.52 GHz

If the desire in resonance frequency change from 6.19 and 12.52 GHz, it will be done by chance the distance between end of two slot (left and right). For example : the desire frequency are 5 and 10 GHz so the distance between end of two slot will be change from 19.65 mm to 24.15 mm. By setting length A = 3.3 mm and B = 8.55 mm and the same in gap between slots. The result of return loss is shown in Fig. 6. The matching impedance can be done in the same way by adjust length A or B

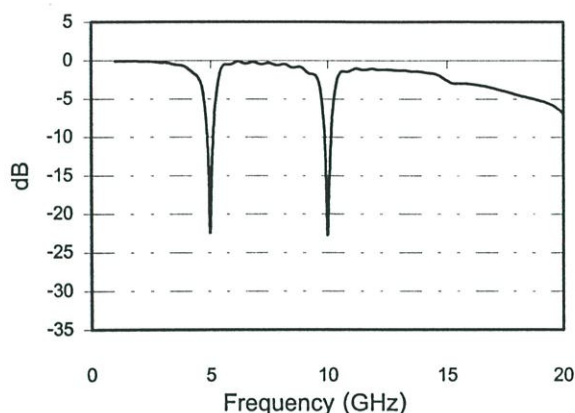


Figure. 6 Characteristic of the return loss about 5 GHz and 10 GHz

#### 4.3 Far Field Patterns

Figure. 7 and 8 presents the normalized radiation patterns for slot antenna in the xy and xz planes of dual frequency for matching impedance at 6.19 GHz and 12.52 GHz. By using FDTD method, it is possible to transform the near field to far field by discrete Fourier Transform to carry out for the equivalent electric and magnetic current densities during the FDTD iteration. Hence, far fields are obtained by converting near fields to far fields in the frequency domain. To consider the radiation pattern from the center between slots antenna, far fields patterns of the xy and xz planes.

#### 5. Conclusion

Analysis of slot antenna coupled by microstrip line for dual frequency is proposed and analyzed by using the finite difference time domain method. To description the performance of an antenna, some parameters are obtained and need to be specified for complete description of antenna performance. The characteristic of input impedance for matching is important for the antenna design. The effect of distance  $L_m$  length of slots A and B in this antenna has been presented on characteristic impedance to obtain dual frequency. From the results the proposed antenna described here is useful for communication systems.

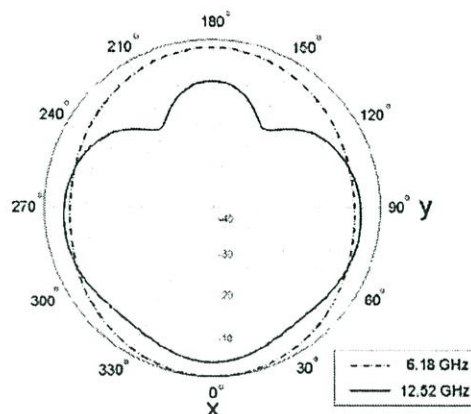


Figure. 7 Far field pattern on the xy-plane

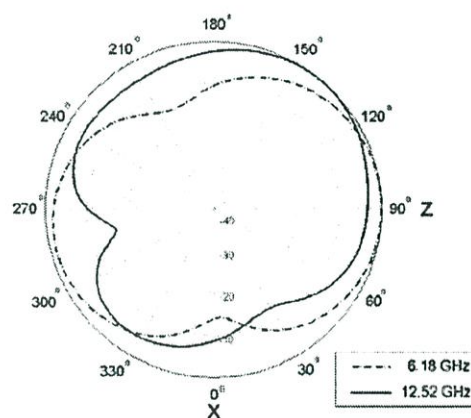


Figure. 8 Far field pattern on the xz-plane

#### References

- [1] F.A. Benson and T.M. Benson, "Fields Waves and Transmission Lines", Chaman & Hall, 1991.
- [2] Allen Taflove, "Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method", Artech House, INC., 1995.
- [3] Yongxi Qian and Tatsuo Itoh, "FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and Antennas Software and Applications", Realize Inc., 1999.
- [4] Jeong Phill Kim and Wee Sang Park, "Network Modeling of an Inclined and Off-Center Microstrip -Fed Slot Antenna", IEE Trans Antennas and Propagation, vol.46, No.8, pp. 1182-1187, August 1998.
- [5] I.J. Bahl and P. Bhartia, "Microstrip Antennas", Artech House, INC., 1982.

## ประวัติผู้เขียน

นาย ไพฑูรย์ รักเหลือ เกิดเมื่อวันที่ 7 กันยายน 2521 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ (เกียรตินิยมอันดับ 2) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2543 และประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (อิเล็กทรอนิกส์) จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตพระนครเหนือ ปีการศึกษา 2540

### ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์นอกเหนือจากวิทยานิพนธ์

1. N. Anantrasirichai, P. Ruglure, T. Kunii, H. Matsui and T. Wakabayashi. “ Characteristics of Printed Antenna fed by Microstrip Line”, APSBC’2000, December 21-23, pp 264-267
2. N. Anantrasirichai, P. Ruglure, T. Kunii, H. Matsui and T. Wakabayashi. “ Characteristics of Aperture Array Antenna Coupled by Microstrip Line”, PIERS2001, July 18-22, pp. 425
3. N. Anantrasirichai, M. Tangitjetsada, P. Raklua and T. Wakabayashi. “ Slot Array Antenna fed by Microstrip line”, 2001 International Symposium on Communication and Information Technology, November14-16, 2001, pp. 211-214