

คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากสำหรับ
การสื่อสารไร้สาย

CHARACTERISTICS OF RIGHT ANGLE MICROSTRIP SLOT ANTENNA
FOR WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

วันเฉลิม ชันวณพงษ์
WANCHALERM CHANWATTANAPONG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นผลงานหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมทหารชนบท
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2550

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

**คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากสำหรับ
การสื่อสารไร้สาย**

**CHARACTERISTICS OF RIGHT ANGLE MICROSTRIP SLOT ANTENNA
FOR WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM**

วันเฉลิม ชั้นวัฒนพงศ์

WANCHALERM CHANWATTANAPONG

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... **75128**
วัน,เดือน,ปี..... **19 ต.ค. 2550**

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

**CHARACTERISTICS OF RIGHT ANGLE MICROSTRIP SLOT
ANTENNA FOR WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM**

WANCHALERM CHANWATTANAPONG

**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**

2007

COPYRIGHT 2007

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์

คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากสำหรับการสื่อสารไร้สาย

CHARACTERISTICS OF RIGHT ANGLE MICROSTRIP SLOTT ANTENNA FOR WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

นักศึกษา

นาย วันเฉลิม ชันวัฒนพงศ์

รหัสประจำตัว

46061336

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมสารสนเทศ

พ.ศ

2550

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

รศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย

บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากสำหรับการสื่อสารไร้สาย โดยใช้วัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก 4.5 และความหนา 1.6 มิลลิเมตร สำหรับการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศนั้นจะใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference – Time Domain : FDTD) ในการวิเคราะห์และคำนวณ โดยสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์จะประกอบไปด้วยสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด และสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ซึ่งจากผลการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแถวลำดับ 4 ช่องเปิดจะมีแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบรอบทิศทางมากกว่าสายอากาศแบบ 2 ช่องเปิด และ 1 ช่องเปิด โดยผลจากการวัดทดสอบสายอากาศ 4 ช่องเปิด จะได้ความถี่เรโซแนนซ์สองความถี่ ที่ 2.45 GHz ได้แบนด์วิดท์ครอบคลุมตามมาตรฐาน IEEE 802.11 b/g และความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.07 GHz ได้แบนด์วิดท์ครอบคลุมตามมาตรฐาน IEEE 802.11 j และ public safety band โดยสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้จะถูกนำไปใช้ในการพัฒนาระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย และจากการวัดทดสอบ พิสูจน์ให้เห็นว่าคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้มีค่าที่ใกล้เคียงกับการออกแบบและค่าที่ได้จากการจำลองสายอากาศ

Thesis	CHARACTERISTICS OF RIGHT ANGLE MICROSTRIP SLOT ANTENNA FOR WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM
Student	Mr. Wanchalerm Chanwattanapong
Student ID	46061336
Degree	Master of Engineering
Program	Information Engineering
Year	2007
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Noppin Anantrasirichai

ABSTRACT

This thesis presents the analytical characteristics of right angle microstrip slot antenna for wireless communication system by using FR4 substrate (dielectric constant = 4.5) with thickness of 1.6 mm. The antenna is analyzed by using Finite Difference Time Domain (FDTD) method. Herein, the propose antenna consists of microstrip fed right-angle slot antenna, microstrip fed dual right angle slot array antenna and microstrip fed four right angle slot array antenna. From the simulation results of radiation patterns it shown that microstrip fed four right angle slot array antenna is very clear for omnidirectional patterns more than others. Furthermore, the measurement of microstrip fed four right angle slot array antenna can operate dual band at frequency 2.45 GHz for IEEE802.11b/g and 5.07 GHz for IEEE 802.11j and public safety band. Finally, these antennas are developed in order to use for wireless LAN system. The measurement results verify the simulated results.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะไม่สามารถเกิดขึ้นได้ถ้าไม่ได้รับความกรุณาจากท่านอาจารย์ที่ปรึกษา รศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย ที่คอยให้คำชี้แนะในการแก้ปัญหา ตลอดจนให้ความรู้ในด้านต่าง ๆ ที่ดีแก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณอาจารย์ ไพฑูรย์ รักเหลือ และมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ให้คำแนะนำ รวมทั้งให้ความอนุเคราะห์เกี่ยวกับอุปกรณ์ต่าง ๆ ในการสร้างและวัดค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณ เพื่อน ๆ พี่ และ น้องในห้อง FDTD LAB ทุกคน ที่ให้ความช่วยเหลือและให้กำลังใจแก่ข้าพเจ้า

สำหรับคุณประโยชน์ได้อันเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดา มารดา และครอบครัวซึ่งเป็นที่รักและเคารพของข้าพเจ้า ตลอดจนอาจารย์ทุกท่านที่ช่วยประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และคอยชี้แนะแนวทางต่าง ๆ แก่ข้าพเจ้า

วันเฉลิม ชั้นวัฒนพงศ์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
สัญลักษณ์และคำย่อ	XV
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตของการศึกษา.....	2
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสายอากาศ.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ.....	4
2.2.1 รูปแบบของการกระจายคลื่น.....	4
2.2.1.1 รูปแบบไอโซโทรปิก ไดรেকชันแนล และออมนิไดเรกชันแนล	5
2.2.1.2 โลบของแพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่น	6
2.2.1.2.1 เมเจอร์โลบ หรือ เมนโลบ (Major Lobe or Main Lobe)	6
2.2.1.2.2 โลบย่อย (Minor Lobe)	6
2.2.1.2.3 โลบข้าง หรือ ไซด์โลบ (Side Lobe)	6
2.2.1.2.4 โลบหลัง (Back Lobe)	7
2.2.1.3 บริเวณต่างๆของสนามจากสายอากาศ.....	7
2.2.1.3.1 สนามรีแอกทีฟระยะใกล้ (Reactive-Near Field)	7
2.2.1.3.2 สนามกระจายระยะใกล้ (Radiating-Near Field)	7
2.2.1.3.3 สนามระยะไกล (Far Field)	7

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.2.2 โพลาริเซชัน (Polarization)	8
2.2.3 บีมวิทท์ (Beam width)	9
2.2.4 ไดเรกตีวิตี (Directivity)	10
2.2.5 อัตราขยาย (Gain)	11
2.3 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป.....	11
2.3.1 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป.....	12
2.3.1.1 คลื่นถูกนำทาง (guided wave)	12
2.3.1.2 คลื่นแผ่พลังงาน (radiated wave)	13
2.3.1.3 คลื่นรั่ว (leaky wave)	13
2.3.1.4 คลื่นผิว (surface wave).....	14
2.3.1.5 ความต้องการคลื่นในสายส่งสัญญาณและสายอากาศ	15
2.4 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	15
2.4.1 การส่งผ่านคลื่นในสายส่งไมโครสตริป.....	16
2.4.2 การลดทอนกำลังสัญญาณของไมโครสตริป.....	20
2.4.3 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่อง.....	22
2.4.3.1 แบบช่องค่อ (series gap)	22
2.4.3.2 แบบมุมฉาก (right-angled)	24
2.4.3.3 แบบขั้น (microstrip step)	25
2.4.3.4 แบบรูปตัว T (microstrip T-junction)	26
2.5 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด.....	27
2.5.1 โครงสร้างของสายอากาศ.....	27
2.5.2 การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบช่องเปิด.....	28
2.5.3 การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิด.....	30
2.6 สรุป.....	31
บทที่ 3 วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมจํากัดในโดเมนเวลา.....	32
3.1 บทนำ.....	32
3.2 สมการแมกซ์เวลล์และอีแอดกอร์ทิม.....	32

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.3 แนวคิดของยี่อัลกอริทึมซึ่งเป็นแนวความคิดพื้นฐานของวิธี FDTD.....	34
3.4 สมการผลต่างสี่บเนื่อง.....	36
3.5 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน.....	40
3.6 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข.....	41
3.7 เงื่อนไขขอบเขตการคูณ.....	44
3.8 การวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD.....	51
3.8.1 พารามิเตอร์การกระจาย.....	51
3.8.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง.....	53
3.8.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ.....	53
3.9 การพัฒนาคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศ.....	57
3.9.1 สูตรการหาอัตราขยาย(gain) ของสายอากาศ.....	57
3.9.2 การหาค่าประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency).....	62
3.9.3 สูตรการหาค่าของแบนด์วิธ (bandwidth).....	63
3.10 การทำงานของโปรแกรม FDTD.....	63
บทที่ 4 การวิเคราะห์และทดสอบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉาก	
สำหรับการสื่อสารไร้สาย.....	66
4.1 บทนำ.....	66
4.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉาก.....	66
4.2.1การจำลองสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากด้วยวิธีผลต่างสี่บเนื่อง	
จำกัดในโดเมนเวลา	67
4.3 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด.....	68
4.4 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด.....	75
4.5 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด.....	85
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	107
5.1 สรุปผลการออกแบบและวิเคราะห์.....	107
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา.....	113
เอกสารอ้างอิง.....	114

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก.....	116
ภาคผนวก ก. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์.....	117
ประวัติผู้เขียน.....	123

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด.....	71
4.2 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด.....	72
4.3 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด.....	79
4.4 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด.....	79
4.5 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด.....	86
4.6 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิดที่ได้จากการจำลอง.....	91
4.7 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิดที่ได้จากการวัดทดสอบ.....	102
5.1 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด.....	109

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ระบบโคออดิเนตสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ.....	5
2.2 แสดงลักษณะแพทเทิร์นของสายอากาศแบบออมนิไดเรกชันแนล.....	6
2.3 แสดงโอบและบีมิวคิต์แบบ 3 มิติของสายอากาศ.....	7
2.4 แสดงการแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ.....	8
2.5 โพลาริเซชันของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า.....	9
2.6 การวัดความกว้างของลำคลื่นในรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น.....	10
2.7 โครงสร้างของไมโครสตริป.....	12
2.8 ลักษณะของคลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป.....	12
2.9 แสดงการเกิดคลื่นนำทาง.....	13
2.10 ลักษณะคลื่นที่แพร่กระจายของคลื่นแม่พลังงาน.....	13
2.11 แสดงการเกิดคลื่นรั่ว.....	14
2.12 แสดงลักษณะการเกิดคลื่นผิว.....	14
2.13 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	16
2.14 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	16
2.15 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$	19
2.16 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \ll 1$	19
2.17 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล.....	20
2.18 การส่งผ่านของคลื่น TEM แบบอุดมคติในไมโครสตริป.....	21
2.19 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบช่องต่อ.....	24
2.20 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉาก.....	24
2.21 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบขั้น.....	25
2.22 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบรูปตัว T.....	27
2.23 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด.....	27
2.24 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบปิดวงจร.....	28
2.25 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบเปิดวงจร.....	28
2.26 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น.....	29
2.27 การกระจายคลื่นจากช่องเปิด.....	30
2.28 วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ.....	31

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.29 วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น.....	31
2.30 วิธีการหมุนช่องเปิด.....	31
3.1 โครงสร้างส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ (Yee cell).....	35
3.2 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยี่อัลกอริทึม.....	35
3.3 โครงสร้างสามมิติสำหรับกริดเซลล์ของ FDTD (FDTD grid).....	37
3.4 สนามไฟฟ้าที่ผิวในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่ง (1, j, k).....	46
3.5 วงจรความถี่สูงทั่วไปที่มีลักษณะการต่อแบบ 2 พอร์ต.....	52
3.6 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล.....	53
3.7 กล้องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล.....	54
3.8 แสดงลำดับขั้นตอนการทำงานของ INPUT ครั้งที่ 1.....	64
3.9 แสดงลำดับขั้นตอนการทำงานของ INPUT ครั้งที่ 2.....	65
4.1 แหล่งกำเนิดแรงดันที่เป็นพัลส์แบบเกาส์ที่ใช้ในการวิเคราะห์.....	68
4.2 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด.....	68
4.3 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด.....	69
4.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวของด้าน กับความถี่.....	69
4.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะ r กับความถี่.....	70
4.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะ L_m กับความถี่.....	70
4.7 แสดง S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด.....	71
4.8 แบบรูปอัตราขยายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด.....	72
4.9 แบบรูปอัตราขยายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด.....	73
4.10 แบบรูปอัตราขยายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด.....	73
4.11 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด.....	74
4.12 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด.....	74
4.13 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด รูปแบบที่ 1.....	75

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.14 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด รูปแบบที่ 2.....	75
4.15 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด รูปแบบที่ 1	76
4.16 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด รูปแบบที่ 2.....	76
4.17 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด เมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ r_1	77
4.18 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด เมื่อทำการปรับ L_m	77
4.19 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด เมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ r_2	78
4.20 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด เมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ n	78
4.21 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด รูปแบบที่ 1.....	80
4.22 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด รูปแบบที่ 2.....	80
4.23 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปมุมฉากแบบ 2 ช่องเปิด รูปแบบที่ 1.....	81
4.24 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปมุมฉากแบบ 2 ช่องเปิด รูปแบบที่ 2.....	81
4.25 VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปมุมฉากแบบ 2 ช่องเปิดรูปแบบที่ 1.....	82
4.26 VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปมุมฉากแบบ 2 ช่องเปิดรูปแบบที่ 2.....	82
4.27 แบบรูปอัตราขยายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด.....	83
4.28 แบบรูปอัตราขยายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด	83

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.29 แบบรูปอัตราขยายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด.....	84
4.30 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด.....	85
4.31 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด.....	85
4.32 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด เมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ L_m	87
4.33 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด เมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ r_1	87
4.34 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด เมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ r_2	88
4.35 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด เมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ r_3	88
4.36 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด เมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ r_4	89
4.37 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด เมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ u_1	89
4.38 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด เมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ u_2	90
4.39 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด เมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ u_3	90
4.40 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด.....	91
4.41 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปมุมฉากแบบ 4 ช่องเปิด.....	92
4.42 VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปมุมฉากแบบ 4 ช่องเปิด.....	92
4.43 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xy ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 2.45 GHz.....	93
4.44 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 2.45 GHz.....	93

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.45 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 2.45 GHz.....	94
4.46 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xy ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 5.043 GHz.....	94
4.47 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 5.043 GHz.....	95
4.48 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 5.043 GHz.....	95
4.49 แบบรูปอัตราขยายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xy ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 2.45 GHz.....	96
4.50 แบบรูปอัตราขยายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 2.45 GHz.....	97
4.51 แบบรูปอัตราขยายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 2.45 GHz.....	97
4.52 แบบรูปอัตราขยายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xy ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 5.05 GHz.....	98
4.53 แบบรูปอัตราขยายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 5.05 GHz.....	98
4.54 แบบรูปอัตราขยายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 5.05 GHz.....	99
4.55 โครงสร้างจริงของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ทางด้านหน้า	99
4.56 โครงสร้างจริงของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ทางด้านหลัง.....	100
4.57 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิดที่ได้จากการวัดด้วยเครื่อง Network analyzer.....	100
4.58 การเปรียบเทียบ S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิดจากการจำลองเทียบกับการวัดทดสอบ.....	101

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.59 การวัดทดสอบอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉาก แบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด.....	101
4.60 การวัดทดสอบอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉาก แบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด.....	102
4.61 แสดงการวัดและทดสอบสายอากาศ.....	103
4.62 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xy ของสายอากาศช่อง เปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 2.45 GHz ที่ได้จากการวัด.....	103
4.63 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz ของสายอากาศช่องเปิด มุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 2.45 GHz ที่ได้จากการวัด.....	104
4.64 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz ของสายอากาศช่องเปิด มุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 2.45 GHz ที่ได้จากการวัด.....	104
4.65 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xy ของสายอากาศช่องเปิด มุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 5.043 GHz ที่ได้จากการวัด.....	105
4.66 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz ของสายอากาศช่องเปิด มุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 5.043 GHz ที่ได้จากการวัด.....	105
4.67 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz ของสายอากาศช่องเปิด มุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 5.043 GHz ที่ได้จากการวัด.....	106
5.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด.....	108
5.2 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิดรูปแบบที่.....	109
5.3 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิดรูปแบบที่ 2.....	109
5.4 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด.....	111
5.5 การเปรียบเทียบ S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ แถวลำดับ 4 ช่องเปิดจากการจำลองเทียบกับการวัดทดสอบ.....	112

สัญลักษณ์และคำย่อ

A, \hat{A}	เวกเตอร์โพเทนเชียลแม่เหล็ก (MAGNETIC VECTOR POTENTIAL)
AF	ตัวประกอบแถวลำดับ (ARRAY FACTOR)
B	SUSCEPTANCE
BW	BANDWIDTH
C, C_p	ตัวเก็บประจุ (CAPACITOR)
c	ความเร็วแสง (SPEED OF LIGHT)
D, D_{\max}	สภาพความนำทิศ (DIRECTIVITY)
d, d', d_x, d_y	ระยะห่างระหว่างสายอากาศ
E	สนามไฟฟ้า (ELECTRIC FIELD)
\hat{E}_i	เวกเตอร์สนามไฟฟ้า (ELECTRIC FIELD ARRAY)
E_x, E_y, E_z	ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้า ในระนาบพิกัดฉาก
E_r, E_θ, E_ϕ	ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้า ในระนาบพิกัดทรงกลม
F, \hat{F}	เวกเตอร์โพเทนเชียลไฟฟ้า (ELECTRIC VECTOR POTENTIAL)
F_r, F_θ, F_ϕ	ส่วนประกอบของ ในระบบพิกัดทรงกลม
f_r, f_o	ความถี่เรโซแนนซ์ (RESONANT FREQUENCY)
G	ค่าความนำ (CONDUCTANCE)
H	สนามแม่เหล็ก (MAGNETIC FIELD)
\hat{H}	เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก (MAGNETIC FIELD VECTOR)
H_x, H_y, H_z	ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้า ในระบบพิกัดฉาก
h	ความหนาของชั้นสเตรต (THICKEST OF SUBSTRATE)
t	ความหนาของตัวนำ
J, \hat{J}, J_s	ความหนาแน่นกระแส (CURRENT DENSITY)
j	$\sqrt{-1}$
k_o	WAVE NUMBER IN FREE SPACE
l	ความยาวของสายส่งไมโครสตริป
M, \hat{M}, M_s	ความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก (MAGNETIC CURRENT DENSITY)

สัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

\hat{n}	เวกเตอร์หนึ่งหน่วย (UNIT VECTOR)
Q	ตัวเลขบอกคุณภาพ (QUALITY FACTOR)
Q_t	ตัวเลขบอกคุณภาพรวม (TOTAL QUALITY FACTOR)
R_m	ความต้านทานทางอินพุต
r, r', r_1, r_2	รัศมีของระยะทาง
S	ผิวหน้า (SURFACE)
TM	สนามแม่เหล็กตามขวาง (TRANVERSE MAGNETIC)
$\tan \delta$	แทนเจนต์การสูญเสียของวัสดุ (LOSS TANGENT)
$VSWR$	อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (VOLTAGE STANDING WAVE RATIO)
W	ความกว้างสายอากาศ
W_e	ความกว้างประสิทธิภาพของสายอากาศ
X	ค่ารีแอกแตนซ์ (REACTANCE)
Y, Y_o	แอดมิตแตนซ์ (ADMITTANCE)
Y_m	แอดมิตแตนซ์ทางอินพุต (INPUT ADMITTANCE)
z	อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (CHARACTERISTIC IMPEDANCE)
Z_m	อิมพีแดนซ์ทางอินพุต (INPUT IMPEDANCE)
β	ค่าคงที่เฟส (PHASE CONSTANT)
ϵ	สภาพะยอมทางสนามไฟฟ้า (PERMITTIVITY)
ϵ_r	สภาพความยอมสัมพัทธ์ (RELATIVE PERMITTIVITY)
ϵ_{reff}	EFFECTIVE RELATIVE PERMITTIVITY
ϵ_o	สภาพะยอมในอากาศ
η	ประสิทธิภาพ
η_o	อิมพีแดนซ์ของอากาศสัญลักษณ์และคำย่อ(ต่อ)
λ	ความยาวคลื่นในวัสดุ
λ_o	ความยาวคลื่นในอากาศ
μ	ความซึมซาบทางสนามแม่เหล็ก (PERMEABILITY)
μ_r	ความซึมซาบสัมพัทธ์ (RELATIVE PERMEABILITY)
μ_o	ความซึมซาบในอากาศ

สัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

σ	ค่าความนำ (CONDUCTIVITY)
ω	ความถี่เชิงมุม (ANGULAR FREQUENCY)
θ, ϕ	PHASE CONSTANCY
$H(y)$	ความแตกต่างเอนโทรปี

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร มีส่วนที่สำคัญกับชีวิตในสังคมปัจจุบัน กล่าวคือ เทคโนโลยีสารสนเทศ เป็นเทคโนโลยีที่เกี่ยวข้องกับการจัดหา วิเคราะห์ ประมวล การจัดการและจัดเก็บ เรียกใช้หรือแลกเปลี่ยน และเผยแพร่สารสนเทศ ด้วยระบบอิเล็กทรอนิกส์ ไม่ว่าจะอยู่ในรูปแบบของรูป เสียง ตัวอักษร หรือภาพเคลื่อนไหว รวมไปถึง การนำสารสนเทศและข้อมูลไปปฏิบัติตามเนื้อหาของสารสนเทศนั้น เพื่อให้บรรลุเป้าหมายของผู้ใช้ การจัดหา วิเคราะห์ ประมวล และการจัดการกับข่าวสารข้อมูลจำนวนมาก ส่วนการแสวงหาและแลกเปลี่ยนข้อมูลข่าวสารอย่างรวดเร็ว ทันเวลา ประหยัดค่าใช้จ่าย และมีประสิทธิภาพ ก็จำเป็นต้องอาศัยเทคโนโลยีโทรคมนาคมมาช่วยในการรับส่ง ข้อมูลข่าวสารสารสนเทศต่าง ๆ ให้เกิดประโยชน์สูงสุด โดยในปัจจุบันประเทศไทยตระหนักถึงศักยภาพอันมหาศาลของเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร ดังจะเห็นได้ว่ามี การพัฒนาเครือข่ายและบริการโทรคมนาคมอย่างจริงจัง ซึ่งเปรียบเสมือนทางหลวงในการขนถ่ายแลกเปลี่ยนสารสนเทศ อันเป็นโครงสร้างพื้นฐานที่จะขาดหรือล่าช้าไม่ได้ โครงการหลายโครงการที่มีมูลค่ารวมกันเป็นแสน ๆ ล้านบาท จึงได้รับการสนับสนุนให้เกิดขึ้นในที่สุด เช่น โครงการเชื่อมต่อเครือข่ายอินเทอร์เน็ตไร้สาย (WIFI และ WiMAX) โครงการขยายเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ 3G และโครงการดาวเทียมสื่อสารไทยคม เป็นต้น จะเห็นได้ว่าทั้งหมดที่กล่าวมานั้นจะเป็นเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายแทบทั้งสิ้น โดยเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายเป็นเทคโนโลยีหนึ่งที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย และมีการพัฒนาไปอย่างรวดเร็วและต่อเนื่อง โดยจะสังเกตได้จากสถิติผู้ใช้ระบบการสื่อสารไร้สายมีจำนวนผู้ใช้เป็นอย่างมาก ซึ่งระบบการสื่อสารไร้สายเป็นระบบหนึ่งที่จะช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในการจัดความรู้ ทำให้ผู้เกี่ยวข้องสามารถเข้าถึงความรู้ได้ง่าย เมื่อมีการเข้าถึงความรู้ได้ง่าย โอกาสในการพัฒนา ปรับปรุง องค์กรความรู้ต่าง ๆ จะมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น แต่จะสังเกตได้ว่าในระบบเครือข่ายไร้สายยังมีปัญหาอยู่เช่นกัน คือ การรับส่งสัญญาณความถี่วิทยุบางจุดของระบบเครือข่ายไร้สายไม่สามารถรับสัญญาณได้ดี หรือเรียกอีกนัยหนึ่งว่าเป็นจุดอับของสัญญาณ โดยปัญหาที่เกิดขึ้นมานี้ส่วนมากจะเกิดมาจากสายอากาศที่ใช้ในระบบการสื่อสารไร้สายมีการแพร่กระจายคลื่นได้ไม่ดีเท่าที่ควร รวมทั้งวิวัฒนาการทางเทคโนโลยีระบบการสื่อสารไร้สาย ได้มีการกำหนดมาตรฐานเพื่อรองรับย่านความถี่ที่ใช้งานในหลาย ๆ ระบบของการสื่อสารไร้สาย ยกตัวอย่างเช่น WLAN กับ WiMAX เป็นต้น โดยจะมีย่านความถี่ที่ใช้งานตามมาตรฐานต่าง ๆ คือ (IEEE 802.11b/g/a/j/h/n) ที่ใช้สำหรับ WLAN และ IEEE 802.16d สำหรับระบบ WiMAX โดยในมาตรฐานต่าง ๆ ที่กล่าวมาได้กำหนดย่านความถี่ที่แตกต่างกันแล้วแต่ระบบ

ดังนั้นจึงเป็นที่มาของปัญหาในการทำวิจัยสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือ เป็นการพัฒนาคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากสำหรับการสื่อสารไร้สาย เพื่อให้สายอากาศมีการใช้งานได้ 2 ย่านความถี่ และมีการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทาง

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อที่จะวิเคราะห์ และพัฒนาคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากสำหรับใช้ในระบบการสื่อสารไร้สาย เพื่อให้สายอากาศมีการใช้งานได้ 2 ย่านความถี่ และมีการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทาง และสายอากาศที่ทำการวิจัยนั้นจะต้องมีราคาถูก น้ำหนักเบา มีอัตราขยายและประสิทธิภาพของสายอากาศที่สามารถยอมรับได้ รวมทั้งสายอากาศที่ทำการพัฒนานั้นจะมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนและออกแบบได้ง่าย สำหรับการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศนั้นจะใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบผลต่างสลับเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference – Time Domain : FDTD) ในการวิเคราะห์และคำนวณ โดยในงานวิจัยนี้ได้ทำการพัฒนาโปรแกรมการคำนวณสายอากาศด้วยระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบ FDTD เพื่อให้มีประสิทธิภาพในการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศได้ดียิ่งขึ้น ส่วนที่ทำการเพิ่มเติมนี้ ได้แก่ โปรแกรมคำนวณอัตราขยายของสายอากาศ และประสิทธิภาพของสายอากาศ

1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากเพื่อใช้ในระบบการสื่อสารไร้สาย โดยโครงสร้างของสายอากาศประกอบไปด้วยช่องเปิดแบบมุมฉากที่ถูกวางอยู่บนวัสดุฐานรองที่ทำการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริปไลน์ สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศจะเริ่มจากพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิดเป็นขั้นต้น แล้วทำการวิเคราะห์เพื่อที่จะหาวิธีการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศโดยทำการออกแบบด้วยการใช้สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด และสุดท้ายทำการวิเคราะห์สายอากาศให้มีความถี่เรโซแนนซ์สองความถี่ที่ใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สาย และมีการแผ่พลังงานระยะไกลแบบรอบทิศทาง โดยจะทำการวิเคราะห์ด้วยการใช้สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด

1.4 ขอบเขตของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้ทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากสำหรับการสื่อสารไร้สาย โดยจะทำการวิเคราะห์สายอากาศเริ่มตั้งแต่สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉาก 1 ช่องเปิด แถวลำดับ 2 ช่องเปิด และ แถวลำดับ 4 ช่องเปิด โดยใช้ระเบียบวิธี

เชิงตัวเลขแบบ FDTD มาช่วยในการวิเคราะห์และคำนวณ รวมทั้งได้ศึกษาการพัฒนาโปรแกรม FDTD ที่เขียนด้วยภาษา Fortran มาช่วยในการคำนวณ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศให้ดียิ่งขึ้นด้วยการเพิ่มการคำนวณในส่วนของการคำนวณอัตราขยายของสายอากาศ และประสิทธิภาพของสายอากาศ

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการแบ่งเนื้อหาและขั้นตอนในการศึกษาออกมาเป็น 5 บท ซึ่งประกอบไปด้วย

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตของการศึกษา และขั้นตอนของการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงโครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป สายส่งสัญญาณแบบไมโคร – สตริป และสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

บทที่ 3 กล่าวถึงวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมจัตุรัสในโดเมนเวลา การวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD การพัฒนาคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศ

บทที่ 4 กล่าวถึงการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด และสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ซึ่งแบบหลังนี้จะนำมาทำการสร้างจริงเพื่อนำมาวัดทดสอบเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองสายอากาศ

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลการวิเคราะห์ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

บทที่ 2

ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสายอากาศ

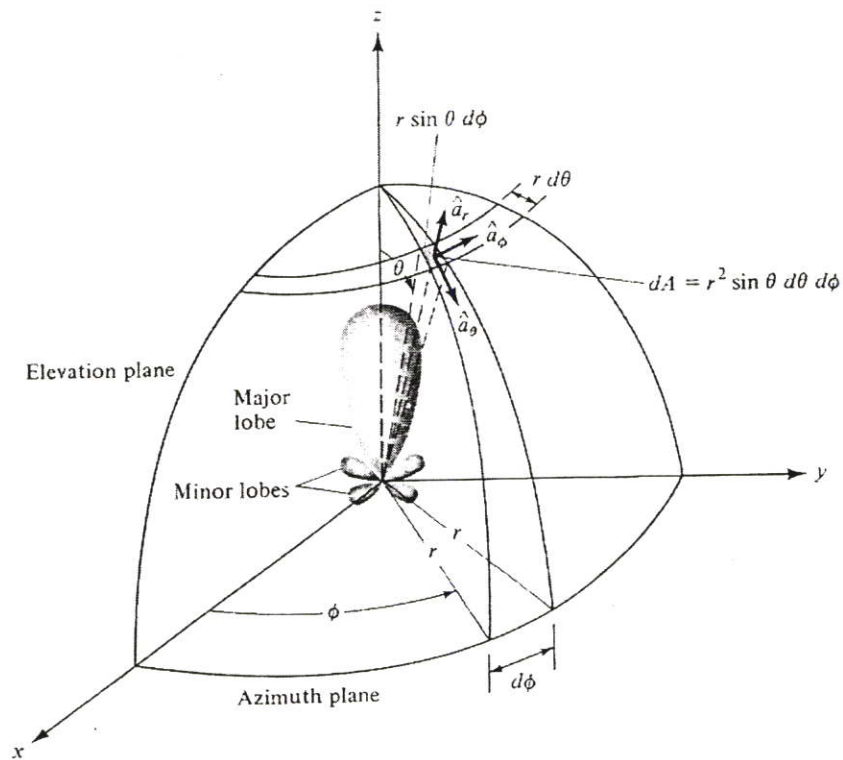
2.1 บทนำ

ในปัจจุบันสายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายโดยเฉพาะในย่านความถี่ไมโครเวฟ เนื่องจากมีคุณสมบัติเด่นบางประการ คือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และต้นทุนต่ำ ดังนั้นจึงได้มีการทำวิจัยและพัฒนารูปแบบของสายอากาศไมโครสตริปมาอย่างต่อเนื่อง ซึ่งหนึ่งในรูปแบบนั้นก็คือ สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ข้อดีของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดคือ สามารถทำให้มีแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลได้ทั้งแบบทิศทางเดียว (unidirectional) และแบบสองทิศทาง (bidirectional) อีกทั้งยังมีผลกระทบต่อ การเปลี่ยนแปลงของโพลาไรเซชัน (polarization) น้อยกว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นนอกจากนั้นครอส-โพลาไรเซชัน (cross polarization) ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดยังมีค่าต่ำเมื่อเทียบกับสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น และเนื่องจากโครงสร้างของสายอากาศ ไมโครสตริปแบบช่องเปิดนั้นมีการแยกสายอากาศที่เป็นช่องเปิดกับตัวป้อนสัญญาณ ซึ่งเป็นแบบไมโครสตริปไลน์อย่างอิสระต่อกัน ทำให้ง่ายต่อการออกแบบและง่ายต่อการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์

2.2 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ

2.2.1 รูปแบบของการกระจายคลื่น

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่กระจายออกรอบตัวสายอากาศจะมีลักษณะรูปร่างของการกระจายพลังงานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นรูปร่างต่างๆ กันเรียกว่า รูปแบบหรือแพทเทิร์น ซึ่งเป็นตัวกำหนดค่าการชี้ทิศทางหรือที่เรียกว่า ไดรেকติวิตี (Directivity) นั่นคือ การกระจายพลังงานไปในทิศทางใดทิศทางเดียวและป้องกันการรบกวนจากสถานีอื่น ๆ การหารูปร่างของแพทเทิร์นหาได้โดยใช้วิธีการทางคณิตศาสตร์ หรือการบวกเวกเตอร์ตำแหน่งต่างๆ รูปแบบของการกระจายคลื่นจะเป็นรูปทรงกลมซึ่งมีสายอากาศไดโพลอยู่ตรงจุดศูนย์กลางแพทเทิร์น การแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) คือรูปร่างที่ใช้แสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งเป็นฟังก์ชันของพิกัดในอากาศ (Space Coordinate) ส่วนใหญ่แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นนี้มักคิดในบริเวณที่เป็นสนามระยะไกล (Far Field) การอธิบายคุณสมบัติในการแพร่กระจายคลื่นจะอาศัยคุณสมบัติต่างๆ ดังต่อไปนี้ คือ ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Intensity) ความเข้มของสนาม (Field Strength) เฟส (Phase) หรือ โพลาไรเซชัน (Polarization) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ใช้เพื่อแสดงการแจกแจงรูปของพลังงานเป็นฟังก์ชันของตำแหน่งสามมิติที่สังเกตที่มีรัศมีคงที่

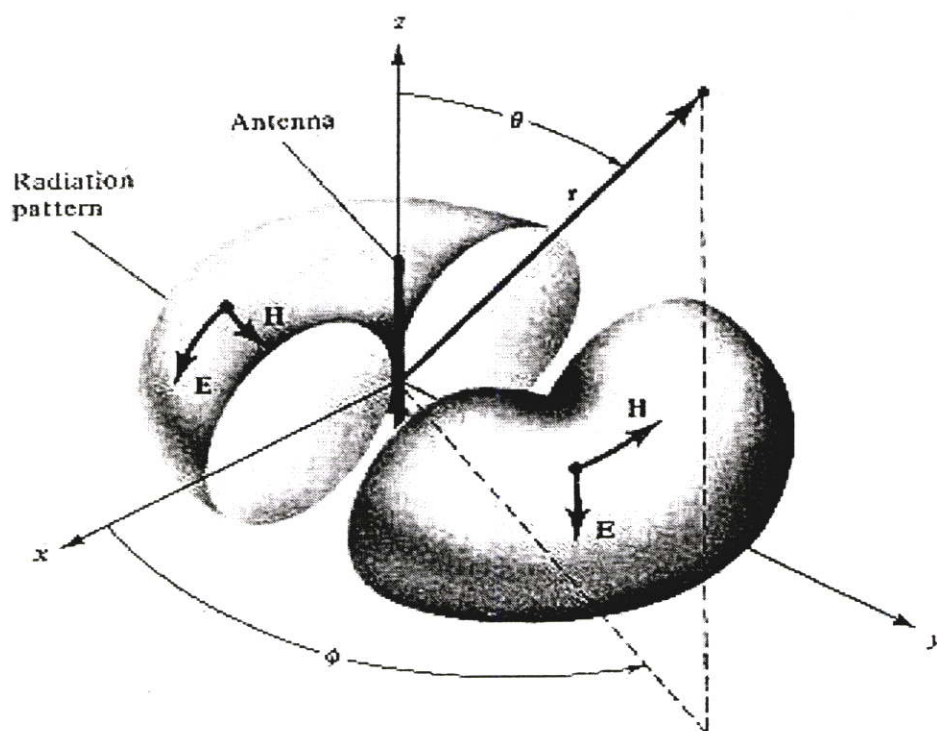


รูปที่ 2.1 ระบบพิกัดสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ

รูปที่ 2.1 แสดงระบบพิกัดที่ใช้แสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น สำหรับการ
ใช้เส้นเพื่อแสดงกำลังงานที่สายอากาศรับได้ตามแนวรัศมีที่มีค่าคงที่มีชื่อ เรียกว่า แพทเทิร์น
กำลังงาน (Power Pattern) ของสายอากาศ และกราฟที่แสดงการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็ก
หรือสนามไฟฟ้าในทิศทางต่าง ๆ ที่มีรัศมีคงที่ มีชื่อเรียกว่า แพทเทิร์นสนาม (Field Pattern)
ของสายอากาศนั้น

2.2.1.1 รูปแบบไอโซโทรปิก ไดเรกชันแนล และออมนิไดเรกชันแนล

ตัวแพร่คลื่นไอโซโทรปิก (Isotropic Radiator) คือสายอากาศในทางทฤษฎีที่ถูก
สมมติขึ้นโดยมีคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นในทุกทิศทางที่ระยะเท่ากันด้วยความเข้มสนาม
ที่เท่ากัน ซึ่งเป็นสายอากาศที่ไม่สามารถสร้างได้จริงแต่จะใช้เพื่อเป็นตัวแทนเปรียบเทียบกับสายอากาศ
ที่สร้างจริงในเรื่องเกี่ยวกับการแสดงคุณสมบัติในการแสดงทิศทางของสายอากาศ



รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะแพทเทิร์นของสายอากาศแบบอิมนิไดเรกชันแนล

จากรูปที่ 2.2 เป็นการแสดงสายอากาศที่ไม่มีการชี้ทิศทางในระนาบแนวตั้ง แต่มีไดเรกทิวิตี้ในระนาบแนวนอน เรียกรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบนี้ว่าอิมนิไดเรกชันแนล (Omnidirectional)

2.2.1.2 โลบของการแพร่กระจายคลื่น

โอบของการแพร่กระจายคลื่น เป็นส่วนหนึ่งของรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ที่เกิดเป็นบริเวณ โดยการปิดล้อมของส่วนที่มีความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นต่ำ ดังรูปที่ 2.3 แสดงโพลาไรแพทเทิร์น (Polar Pattern) แบบสามมิติ ซึ่งแบ่งเป็นโอบแบบต่าง ๆ ดังนี้

2.2.1.2.1 เมเจอร์โอบ หรือ เมนโอบ (Major Lobe or Main Lobe)

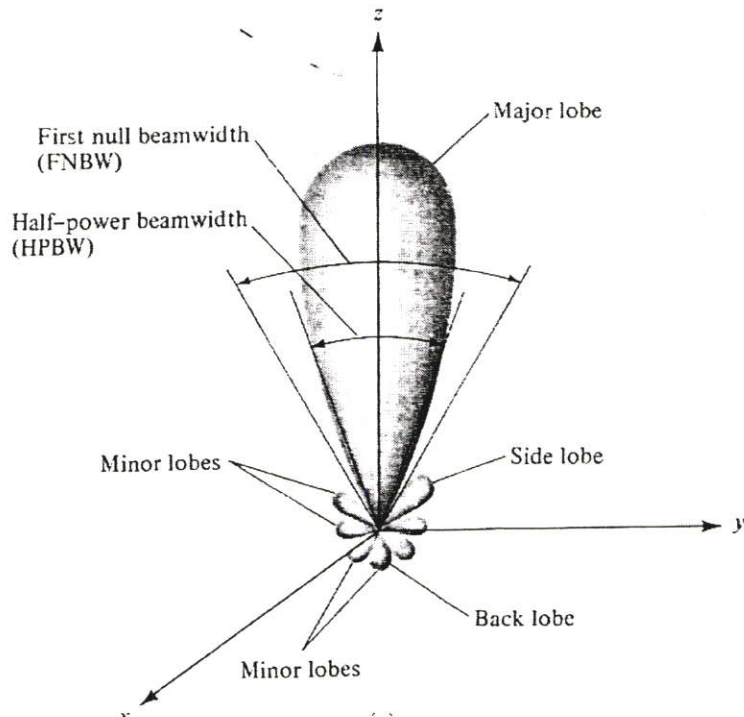
เป็นโอบของการแพร่กระจายคลื่นซึ่งอยู่ในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด ตามรูปที่ 2.3 มีโอบหลักอยู่ในทิศทาง $\theta = 0$ สำหรับสายอากาศบางชนิด อาจมีโอบหลักมากกว่าหนึ่งโอบ เช่น สายอากาศแยก빔 (Split-Beam Antenna)

2.2.1.2.2 โอบย่อย (Minor Lobe) คือ โอบอื่น ๆ นอกเหนือไปจากโอบหลัก

2.2.1.2.3 โอบข้าง หรือ ไซด์โอบ (Side Lobe) เป็นโอบย่อยที่อยู่ติดกับโอบหลักและอยู่ในทิศทางบนครึ่งวงกลมซีกเดียวกับโอบหลัก

2.2.1.2.4 โลบหลัง (Back Lobe) เป็นโบาย่อยที่อยู่ครึ่งวงกลมตรงกันข้าม

กับโlobหลัก



รูปที่ 2.3 แสดงโlobและบีมวิคท์แบบ 3 มิติของสายอากาศ

2.2.1.3 บริเวณต่าง ๆ ของสนามจากสายอากาศ

โดยทั่วไปมักแบ่งบริเวณที่ล้อมรอบสายอากาศออกเป็น 3 ส่วนคือ

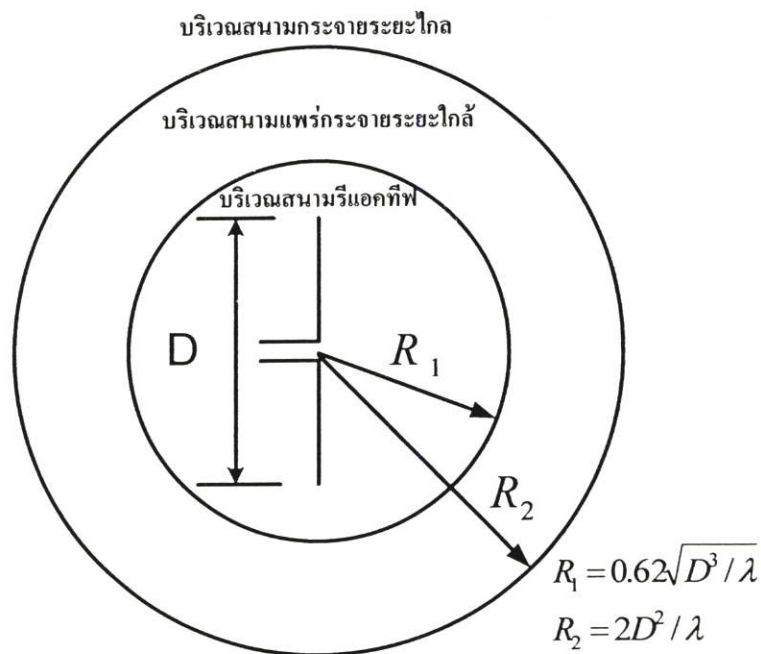
2.2.1.3.1 สนามรีแอกทีฟระยะใกล้ (Reactive-Near Field) เป็นบริเวณสนามที่ล้อมรอบใกล้สายอากาศมากที่สุด และมีสนามที่มีชนิดเป็นรีแอกทีฟเสียเป็นส่วนใหญ่ บริเวณนี้จะมีระยะทางของ $R < 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$ จากผิวของสายอากาศ

2.2.1.3.2 สนามที่แพร่กระจายระยะใกล้ (Radiating-Near Field) เป็นบริเวณสนามของสายอากาศที่อยู่ระหว่างบริเวณของสนามรีแอกทีฟระยะใกล้กับบริเวณสนามระยะไกล โดยมีสนามที่แพร่กระจายอยู่เป็นส่วนใหญ่ และการกระจายของสนามตามมุมต่าง ๆ นั้น จะผันแปรตามระยะทาง ถ้าสายอากาศมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสนามในบริเวณนี้อาจไม่เกิดขึ้น สนามในบริเวณนี้จะมีระยะทาง $0.62\sqrt{D^3/\lambda} \leq R \leq 2D^2/\lambda$ และขอบเขตเป็นอนันต์

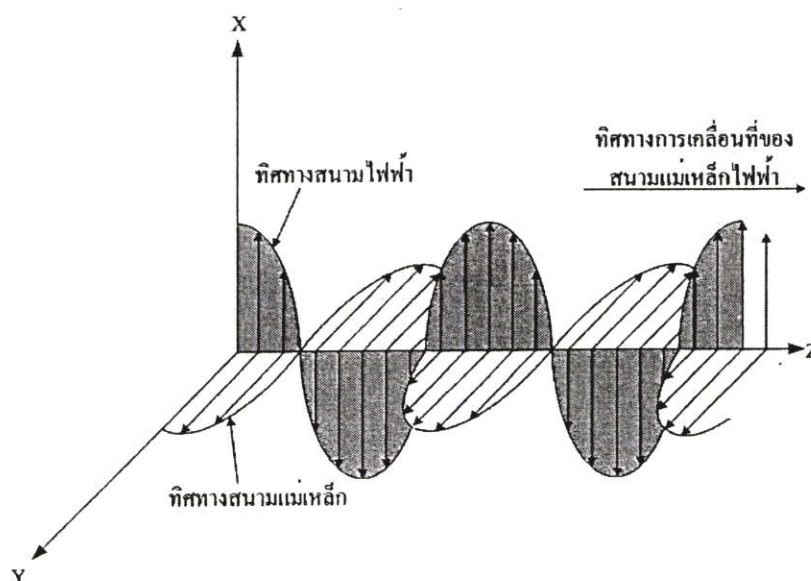
2.2.1.3.3 สนามระยะไกล (Far Field) เป็นบริเวณสนามของสายอากาศซึ่งการแพร่ของสนามของสายอากาศตามมุมต่าง ๆ ไม่ขึ้นอยู่กับระยะทางจากสายอากาศ สนามในบริเวณนี้มีลักษณะเป็นเส้นตัดขวาง (Transverse Field) ขอบในของบริเวณดังกล่าวมีค่า $R = 2D^2/\lambda$ และขอบนอกเป็นอนันต์

2.2.2 โพลาริเซชัน (Polarization)

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจาย ออกจากสายอากาศประกอบด้วยสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก สนามทั้งสองนี้จะตั้งฉากซึ่งกันและกัน และสนามทั้งคู่ก็ตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.5 ในที่นี้สนามไฟฟ้าจะอยู่ในระนาบ xz โดยที่คลื่นนี้มีโพลาไรเซชันในแนวราบ (สนามไฟฟ้าอยู่ในแนวตั้ง เรียกว่า คลื่นนี้มีโพลาไรเซชันแนวตั้ง) ทิศทางของสนามไฟฟ้าเป็นตัวกำหนดทิศทางโพลาไรเซชัน ความสำคัญของโพลาไรเซชันอยู่ตรงที่คลื่นที่ส่งมา แบบโพลาไรเซชันในแนวตั้งจะรับคลื่นด้วยสายอากาศที่วางตัวในแนวราบได้ดีกว่าสายอากาศที่วางตัวในแนวตั้ง



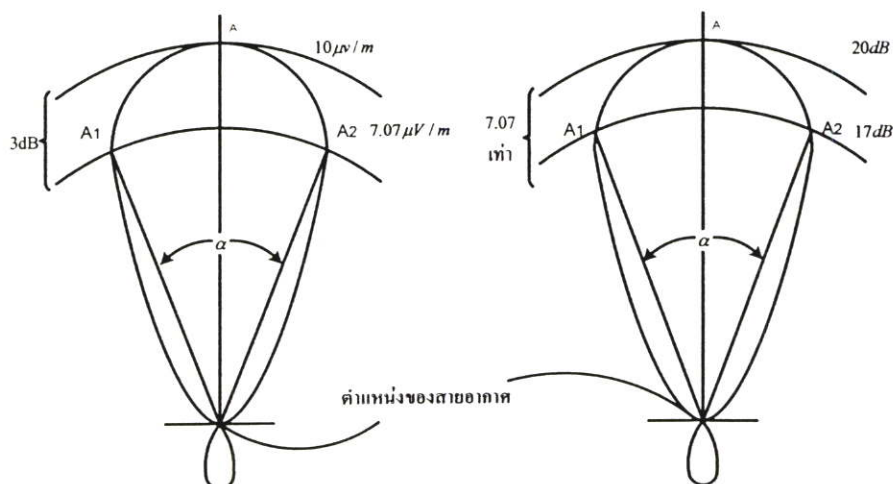
รูปที่ 2.4 แสดงการแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ



รูปที่ 2.5 โพลาริเซชันของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

2.2.3 บีมวิทท์ (Beam width)

สายอากาศชนิดต่าง ๆ นั้นก็มีรูปแบบในการแพร่กระจายคลื่นต่างกัน วิธีหนึ่งที่ใช้ในการเปรียบเทียบรูปแบบของการแพร่คลื่นก็คือ ดูจากลักษณะของรูปว่าทิศทางการแพร่คลื่นออกไปในลักษณะใดแทนที่จะเปรียบเทียบรูปแบบการแพร่คลื่นทุก ๆ จุดความกว้างของคลื่น นั่นคือ บีมวิทท์ เป็นการวัดความกว้างของลำคลื่น โดยคิดจากมุมของลำคลื่นในทิศทางที่พุ่งแรงที่สุดคือ OA และอ่านค่าความกว้างระหว่างมุม OA_1 และ OA_2 มีความยาวลดลงเหลือ 0.707 เท่าของ OA หรือ OA_1 ส่วน OA_2 ตื้นกว่า OA อยู่สามเดซิเบล นั่นคือลำคลื่นเท่ากับ ∞



รูปที่ 2.6 การวัดความกว้างของลำคลื่นในรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น

2.2.4 ไคเรคตีวิตี้ (Directivity)

ไคเรคตีวิตี้ คืออัตราส่วนของความเข้มของการกระจายคลื่นที่มากที่สุด ต่อความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นที่เขียนเป็นสมการได้ว่า

$$D_g = \frac{U}{U_o} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.1)$$

$$D_o = \frac{U_{max}}{U_o} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.2)$$

เมื่อ D_g = ไคเรคตีวิตี้

D_o = ไคเรคตีวิตี้

U = ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (W / หน่วยมุมตัน)

U_{max} = ค่าสูงสุดของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (W / หน่วยมุมตัน)

U_o = ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของไอโซโทรปิกพอยท์ซอส (W / หน่วยมุมตัน)

P_{rad} = กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด (W)

โดยค่าไคเรคตีวิตี้ของไอโซโทรปิกพอยท์ซอสจะมีค่าเท่ากับหนึ่งเสมอ เนื่องจากว่ามันแพร่กระจายกำลังงานออกไปในทุกทิศทางด้วยค่าที่เท่า ๆ กัน แต่สำหรับสายอากาศโดยทั่วไปแล้วย่อมมีไคเรคตีวิตี้มากกว่าหนึ่งเสมอ

2.2.5 อัตราขยาย (Gain)

ในเรื่องของสายอากาศนั้นจะมีความหมายไม่เหมือนกับในเรื่องของวงจรรขยาย ทั้งนี้เพราะสายอากาศเป็นอุปกรณ์พาสซีฟ (Passive Element) ไม่มีความสามารถในการขยายสัญญาณได้ อัตราการขยายในเรื่องของสายอากาศหมายถึง ความสามารถในการรับส่งคลื่นของสายอากาศนั้น เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศมาตรฐาน สายอากาศที่ใช้คือสายอากาศไดโพล ที่มีความยาวครึ่งคลื่น หรือมีแหล่งกำเนิดคลื่นแบบจุด โดยรายละเอียดแล้วอัตราขยายในระบบสายอากาศจะต้องคำนึงถึงสิ่งต่าง ๆ เช่นการสูญเสียในตัวสายอากาศ การไม่แมตซ์กันระหว่างสายนำสัญญาณกับสายอากาศ เป็นต้น

อัตราขยายเป็นความสัมพันธ์ที่ได้จากไคเรคตีวิตี้ โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ขณะที่ไคเรคตีวิตี้อธิบายคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้น อัตราขยายของสายอากาศ (Power Gain) และความสามารถในการชี้ทิศทาง (Directivity) ในทิศทางที่กำหนดให้

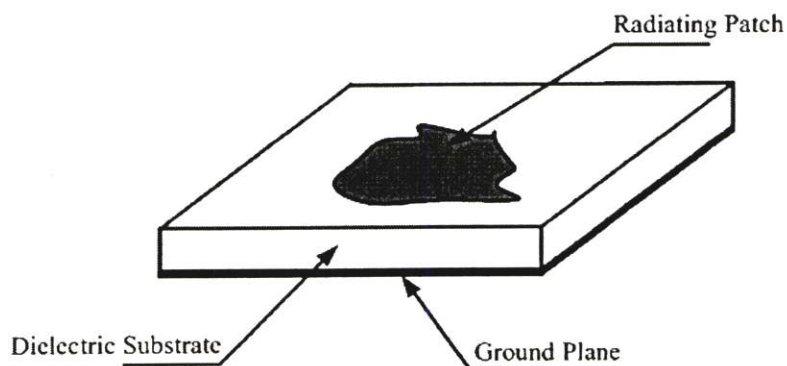
นั้นมีค่าเท่ากับ 4π คูณอัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางนั้นต่อกำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับจากหัวต่อของเครื่องส่ง ถ้าไม่มีการกำหนดทิศทางไว้โดยเฉพาะจะคิดอัตราขยายสายอากาศในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด เขียนเป็นสมการได้ดังนี้คือ

$$G_g = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.3)$$

โดยทั่วไปมักจะกล่าวถึงเกนสัมพัทธ์ ซึ่งเป็นอัตราขยายของสายอากาศในทิศทางที่กำหนดให้ต่ออัตราขยายของสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบในทิศทางนั้น เมื่อกำลังงานที่ป้อนเข้าสายอากาศทั้งสองเท่ากัน สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบอาจเป็นสายอากาศไดโพล สายอากาศปากแตรหรือสายอากาศอื่น ๆ ซึ่งคำนวณอัตราขยายได้ง่ายหรือรู้ค่าอยู่แล้ว

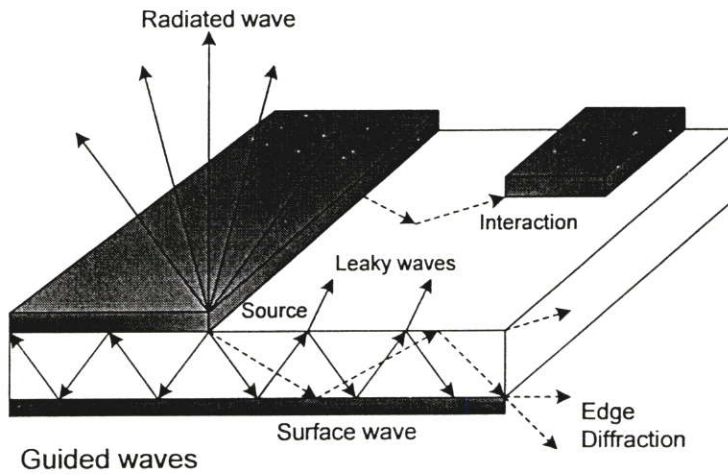
2.3 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป

ไมโครสตริปเป็นแผ่นวงจรที่ใช้กันอย่างมากในย่านความถี่ไมโครเวฟ โดยที่ลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริปจะประกอบไปด้วยแผ่นตัวนำบาง ๆ ที่มีความสูญเสียพลังงานต่ำวางอยู่บนวัสดุที่เรียกว่าวัสดุฐานรอง และอีกด้านหนึ่งของวัสดุฐานรองจะเป็นระนาบกราวด์ (ground plane) โดยโครงสร้างของไมโครสตริปนั้นสามารถจะนำไปเป็นวงจรที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ และสามารถนำไปเป็นสายอากาศสำหรับคลื่นความถี่ไมโครเวฟได้อีกด้วย



รูปที่ 2.7 โครงสร้างของไมโครสตริป

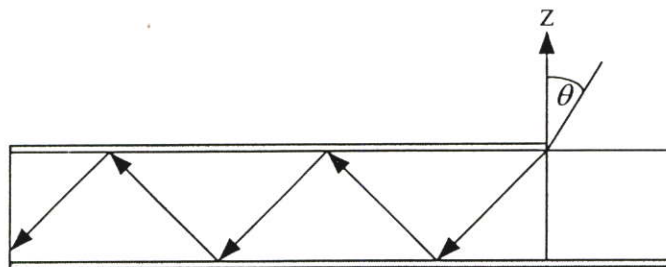
2.3.1 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป



รูปที่ 2.8 ลักษณะของคลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป

2.3.1.1 คลื่นนำทาง (guided wave)

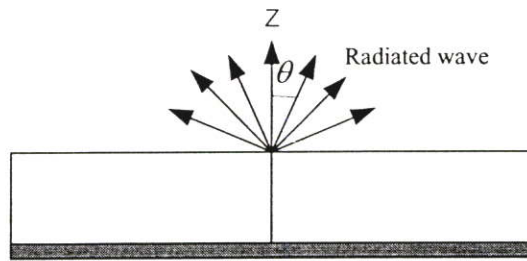
สำหรับทิศทาง การแพร่กระจายของคลื่นนำทางนั้น จะมีลักษณะมุมของการแพร่กระจายทำมุมอยู่ระหว่างช่วง 6 ถึง 9 นาฬิกา (ทิศตามเข็มนาฬิกา) โดยลักษณะการแพร่กระจายคลื่นนั้นจะแพร่กระจายอยู่เฉพาะในวัสดุฐานรอง และคลื่นจะสะท้อนไปมาระหว่างตัวนำสองตัว คลื่นนำทางนี้จะนำไปใช้อย่างมากกับสายส่งสัญญาณ สำหรับคลื่นแบบนี้มีส่วนในการสะสมพลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต้องการในสายอากาศแบบแผ่น เมื่อเลือกใช้วัสดุฐานรองที่บางและมีสภาพยอมทางไฟฟ้า (permittivity) สูง จะทำให้คลื่นแบบนี้มีอิทธิพลสูง



รูปที่ 2.9 แสดงการเกิดคลื่นนำทาง

2.3.1.2 คลื่นแผ่พลังงาน (radiated wave)

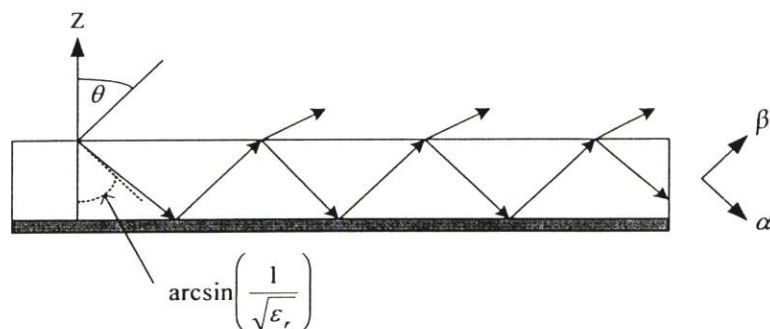
คลื่นแบบนี้จะมีทิศทางการแผ่กระจายคลื่นเป็นมุมที่อยู่ระหว่างช่วง 9 ถึง 3 นาฬิกา โดยจะมีทิศทางที่แพร่ขึ้นไปบนอากาศที่ไม่มีการปิดกั้นของขอบเขตใดๆ ลักษณะของคลื่นแบบนี้จะใช้มากในงานเกี่ยวกับสายอากาศ คลื่นแบบนี้จะมีอิทธิพลสูงเมื่อใช้วัสดุฐานรองที่หนา (เปรียบเทียบกับความยาวคลื่น) และค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าต่ำ



รูปที่ 2.9 ลักษณะคลื่นที่แผ่กระจายของคลื่นแผ่พลังงาน

2.3.1.3 คลื่นรั่ว (leaky wave)

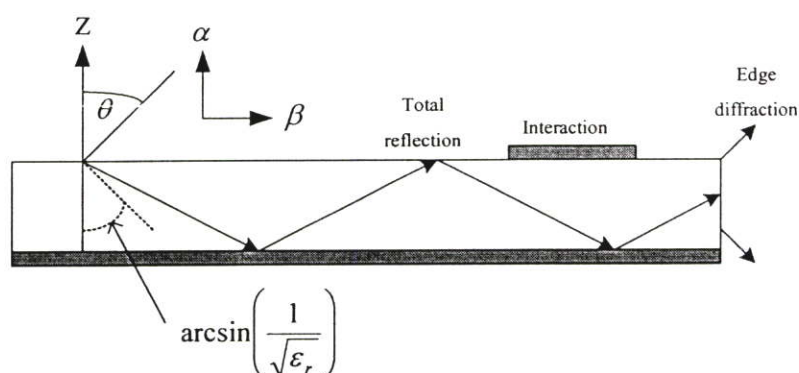
ลักษณะการแผ่กระจายคลื่นจะอยู่ในช่วง 3 ถึง 6 นาฬิกา โดยคลื่นรั่วนั้นจะแผ่กระจายมาจากคลื่นที่สะท้อนมาจากกระนาบกราวด์ และไปยังจุดเชื่อมต่อระหว่างอากาศกับฉนวน เมื่อคลื่นที่สะท้อนมาถึงตำแหน่งนี้จะทำให้เกิดคลื่นที่ถูกส่งไปในอากาศ นั่นคือ คลื่นรั่ว ออกจากคลื่นที่สะท้อนกลับลงไปบนวัสดุฐานรอง (surface wave) ลักษณะของคลื่นรั่วที่เกิดขึ้นนี้จะถูกนำไปช่วยในการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งจะอยู่ในเงื่อนไขของความเหมาะสมที่จะนำไปใช้ในแต่ละสายอากาศ เช่น ทำให้มีสภาพเจาะจงทิศทาง (directivity) ที่สูง เวกเตอร์ α จะมีทิศทางพุ่งลงข้างล่างแสดงทิศทางที่มีการลดทอนสูง และ β จะมีทิศทางที่พุ่งขึ้นออกสู่อากาศ โดยมีการลดทอนที่น้อยกว่า ซึ่งเวกเตอร์ทั้งสองจะตั้งฉากซึ่งกันและกัน



รูปที่ 2.10 แสดงการเกิดคลื่นรั่ว

2.3.1.4 คลื่นผิว (surface wave)

มุมในการแพร่กระจายที่เกิดขึ้นมีค่ามากกว่าของคลื่นร่ว จึงทำให้เกิดคลื่นที่สะท้อนกลับมายังวัสดุฐานรอง ซึ่งเรียกคลื่นแบบนี้ว่าคลื่นผิว เมื่อคลื่นผิวถูกส่งมาที่ขอบของโครงสร้างดังรูป จะทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นออกมาจากโครงสร้าง คลื่นที่แพร่กระจายออกมานี้ทำให้เกิดผลเสียต่อแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ คือ ทำให้พลังงานในการส่งหรือรับน้อยลง ลักษณะของคลื่นแบบนี้จะมีความสำคัญเมื่อใช้วัสดุฐานรองที่หนาและสภาพยอมทางไฟฟ้ามีค่าสูง



รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะการเกิดคลื่นผิว

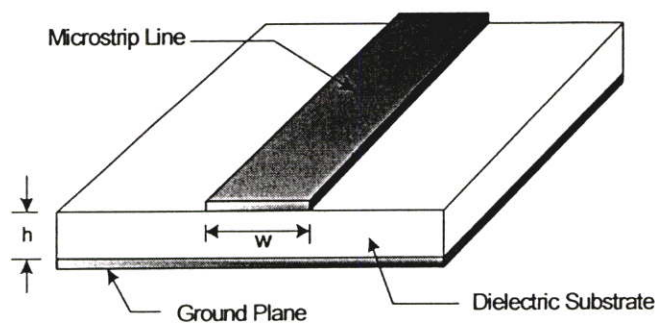
เวกเตอร์ $\vec{\alpha}$ พุ่งขึ้นข้างบนแสดงทิศทางที่มีการลดทอนสูง และตามแนวแกนนอน $\vec{\beta}$ จะชี้มาข้างในสารฉนวน ทิศทางทั้งสองจะตั้งฉากซึ่งกันและกัน คลื่นผิวจะแผ่ขยายในรูปแบบทรงกระบอกรอบจุดกำเนิด เมื่อคลื่นผิวถูกส่งมาที่ขอบของโครงสร้างดังรูป จะทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นออกมาจากโครงสร้าง คลื่นที่แพร่กระจายออกมานี้ทำให้เกิดผลเสียต่อรูปแบบการแผ่พลังงานของสายอากาศ คือ ทำให้พลังงานในการส่งหรือรับน้อยลง ลักษณะของคลื่นแบบนี้จะมีความสำคัญเมื่อใช้วัสดุฐานรองที่หนาและสภาพยอมทางไฟฟ้ามีค่าสูง คลื่นถูกนำทางจะถูกกระตุ้นมากที่สุด ขณะที่จะต้องหลีกเลี่ยงคลื่นแผ่พลังงาน คลื่นร่ว และคลื่นผิว ในทางตรงกันข้ามถ้าเป็นสายอากาศจะต้องการให้เกิดคลื่นแผ่พลังงานมากที่สุด และจะต้องป้องกันการเกิดคลื่นนำทางในแผ่นตัวนำและคลื่นผิว

2.3.1.5 ความต้องการคลื่นในสายส่งสัญญาณและสายอากาศ

ในการแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายส่งสัญญาณนั้น คลื่นถูกนำทางจะถูกกระตุ้นมากที่สุด ขณะที่จะต้องหลีกเลี่ยงคลื่นแผ่พลังงาน คลื่นร่ว และคลื่นผิว ในทางตรงกันข้ามถ้าเป็นสายอากาศจะต้องการให้เกิดคลื่นแผ่พลังงานมากที่สุด และจะต้องป้องกันการเกิดคลื่นนำทางในแผ่นตัวนำ และคลื่นผิว

2.4 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริบ

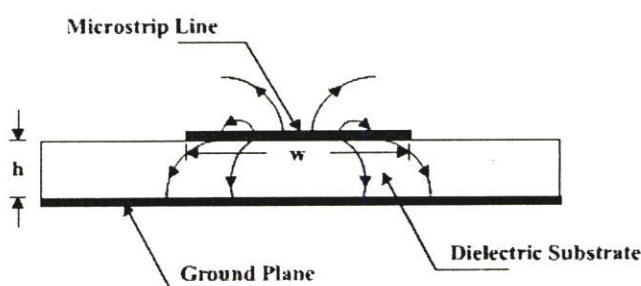
สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริบไลน์ (Microstrip Line) ที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.12 กล่าวคือ จะมีรูปร่างเป็นสตริบหรือแถบโลหะแคบ ๆ อยู่บนวัสดุฐานรอง ซึ่งเป็นสารฉนวน และด้านล่างของวัสดุฐานรองจะเป็นระนาบกราวด์ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในวัสดุฐานรองบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบ กับระนาบกราวด์ ความหนาของวัสดุฐานรองและความกว้างของสายไมโครสตริบนั้น จะขึ้นอยู่กับค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance) ที่ต้องการ สำหรับวัสดุฐานรองที่ใช้งานทั่วไปจะมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน และคุณสมบัติที่สำคัญของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้ คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_r) ซึ่งจะเป็นค่าที่บ่งบอกคุณสมบัติของการเป็นสารฉนวน โดยเทียบกับอากาศว่า ค่านี้จะส่งผลทำให้คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริบมีการเปลี่ยนแปลง ค่า Loss tangent ($\tan \delta$) ที่ความถี่ 10 GHz คือ ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิสเพลซเมนต์ ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่าสารฉนวนนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสมาก น้อยเพียงใด โดยที่ค่ายิ่งต่ำก็ยิ่งดี ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) เป็นค่าที่แสดงให้เห็นว่าสารฉนวนนั้นมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี สุดท้ายค่าความขรุขระของผิวและความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric Strength) ซึ่งความขรุขระของผิวนั้นจัดว่ามีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะจะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามสายไมโครสตริบ เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า สำหรับความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้านั้นจะบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ



รูปที่ 2.12 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริบ

2.4.1 การส่งผ่านคลื่นในสายส่งไมโครสตริป

ถึงแม้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปจะมีโครงสร้างง่าย ๆ แต่การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายส่งไมโครสตริปโดยละเอียดในทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้เป็นเพราะเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่น อย่างไรก็ตามได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีและพบว่า คลื่นที่ส่งผ่านไปตามสายไมโครสตริปนั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มาก แต่จะไม่ใช้โหมด TEM เสียทีเดียวจึงเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่า โหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.13 โดยแสดงถึงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่ง



รูปที่ 2.13 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

สัญญาณแบบไมโครสตริปที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ซึ่งพอนูโลมให้เป็นโหมด TEM นี้ สามารถใช้หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาคุณลักษณะของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปได้ กล่าวคือ ถ้าสามารถหาค่าอินดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ ก็จะนำค่าทั้งสองนี้ไปคำนวณค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ได้ อย่างไรก็ตามการหาค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปจะยุ่งยากกว่าของสายคู่ขนานหรือสายโคแอกเซียล เพราะสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปมีทั้งสารที่เป็นฉนวนและอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกรบกวนจากการมีสารฉนวน

ถึงแม้การหาค่าคาปาซิแตนซ์จะยุ่งยากกว่าปกติ แต่ก็มีวิธีที่ทำให้ง่ายขึ้น โดยใช้วิธีหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (effective dielectric constant: ϵ_{eff}) ของระบบ ซึ่งจะรวมผลของสารฉนวนและอากาศเข้าด้วยกัน และเนื่องจากสารฉนวนทั้งหลายมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ ดังนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่หาได้ก็จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่ไปด้วย อย่างไรก็ตามจากการศึกษาทางทฤษฎีและการทดลองของผู้เชี่ยวชาญพบว่า ในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 2 GHz ลงมา ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะเปลี่ยนแปลงไปอันเนื่องมาจากกรณีของไฟฟ้าสถิตน้อยมาก จึงสามารถอนุโลมให้ใช้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์

ประสิทธิภาพของไฟฟ้าสถิตได้ สำหรับในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 GHz ก็ต้องคำนึงถึงการปรับแต่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งาน

ในการหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพของกรณีไฟฟ้าสถิตนั้น จะใช้แนวคิดของวงจรกระจายดังต่อไปนี้ คือ เมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปโมโครสตริปเป็นโหมด TEM คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Z_c) ของสายส่งสัญญาณ จะเขียนในรูปของค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว (L) และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหน่วยความยาว (C) ได้ในรูปแบบต่อไปนี้

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.4)$$

ในขณะเดียวกันความเร็วเฟส V_p จะเขียนได้เป็น

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.5)$$

จากสมการ (2.5) นี้ทำให้เขียน Z_c ในรูปของ V_p กับ L หรือ C ได้ดังนี้

$$Z_c = V_p L \quad (2.6)$$

ในขั้นต่อไปจะพิจารณากรณีที่วัสดุฐานรองที่เป็นสารฉนวนถูกเอาออกไปเหลือแต่อากาศเพียงอย่างเดียวที่โอบล้อมสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปอยู่ ในสภาพเช่นนี้ค่าความเร็วเฟสของคลื่น TEM ที่ส่งผ่านจะเท่ากับความเร็วแสง และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะเปลี่ยนไป โดยที่ค่าอินดักแตนซ์ไม่ถูกกระทบ ถ้าให้ค่าคาปาซิแตนซ์ที่เปลี่ยนไปนี้มีค่าเป็น C_o จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง C_o กับความเร็วเฟสในรูปแบบต่อไปนี้

$$C = \frac{1}{\sqrt{LC_o}} \quad (2.7)$$

ในขณะเดียวกันค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Z_o) ก็เขียนได้ดังนี้

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C_o}} \quad (2.8)$$

เมื่อนำสมการ (2.7) หาค่าด้วยสมการ (2.5) จะได้ผลดังนี้

$$\frac{C}{C_o} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2 \quad (2.9)$$

ตามนิยามทั่วไปค่าของ C/C_o คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของสารฉนวนที่โอบล้อมระบบเก็บประจุอยู่ ค่านี้จะเปรียบเหมือนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีวัสดุฉนวนรองเป็นสารฉนวนและด้านบนเป็นอากาศอยู่ นั่นคือ

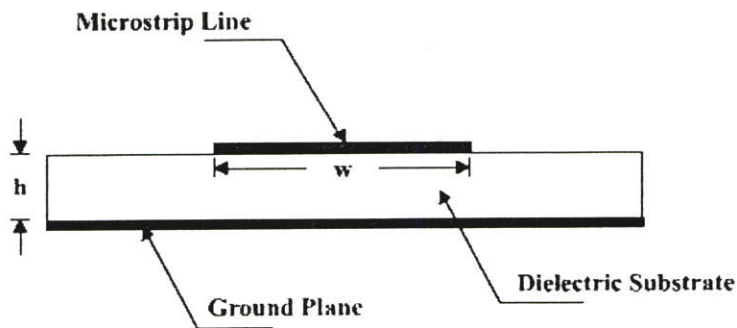
$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2 \quad (2.10)$$

จากสมการ (2.3) ถึงสมการ (2.7) จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง Z_c, Z_o และ ϵ_{eff} ได้ดังนี้

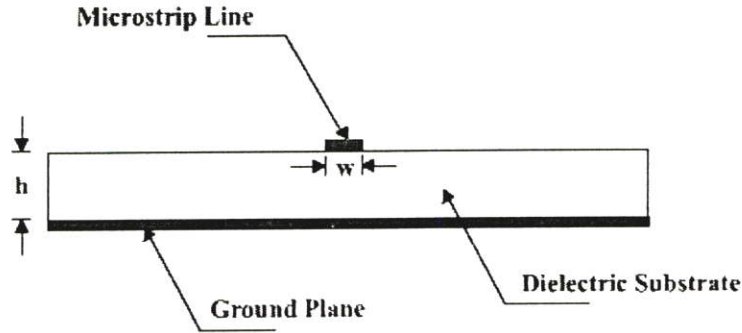
$$Z_c = \frac{Z_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.11)$$

$$Z_o = Z_c \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (2.12)$$

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{Z_o}{Z_c} \right)^2 \quad (2.13)$$



รูปที่ 2.14 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$



รูปที่ 2.15 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \ll 1$

จากสมการที่กล่าวมาข้างต้น ถ้าสามารถรู้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลได้ก็จะทำให้สามารถคำนวณคุณสมบัติอื่นตามมาได้ อย่างไรก็ตามค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะเปลี่ยนแปลงตามความกว้างของสายไมโครสตริปเมื่อเปรียบเทียบกับความหนาของวัสดุฐานรอง ซึ่งพิจารณาได้ 2 กรณี ดังต่อไปนี้ กรณีแรกคือกรณีที่ $w/h \gg 1$ แสดงได้ดังรูปที่ 2.14 ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ระหว่างบริเวณที่มีแถบสตริปกับระนาบกราวด์ ดังกล่าวจะส่งผลให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ค่า ϵ_r ของวัสดุฐานรอง สำหรับกรณีที่สองคือกรณีที่ $w/h \ll 1$ แสดงดังรูปที่ 2.15 ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าจะผ่านวัสดุฐานรองครึ่งหนึ่งและผ่านอากาศครึ่งหนึ่งซึ่งจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ $(\epsilon_r + 1)/2$ จากที่อธิบายมานี้จะเห็นได้ว่า ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะเปลี่ยนแปลงตามค่า w/h ดังนั้นจึงได้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่สามารถออกแบบได้ดังสมการที่ (2.14)

$$\frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) \leq \epsilon_{eff} \leq \epsilon_r \quad (2.14)$$

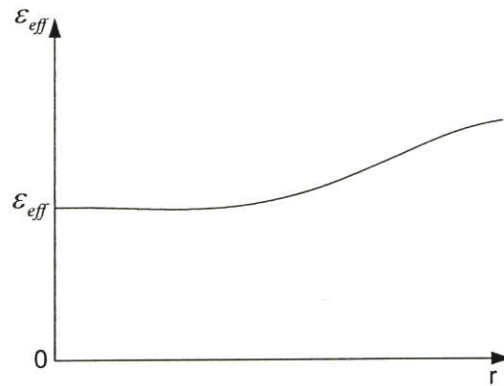
และเพื่อความสะดวกในการคำนวณและการออกแบบต่อไป ได้มีการเขียนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลในรูปต่อไปนี้

$$\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad ; \quad \frac{1}{2} \leq q \leq 1 \quad (2.15)$$

ค่า q ในสมการ (2.15) นี้ ถูกเรียกว่าฟิลลิงแฟกเตอร์ (filling factor) ซึ่งหมายถึงตัวประกอบที่แสดงให้เห็นว่าวัสดุฐานรองที่เป็นสารฉนวนจะมีผลต่อโครงสร้างไมโครสตริปมากน้อยแค่ไหน เมื่อเขียนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลตามสมการ (2.15) ค่า q ก็จะเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่า w/h

ในกรณีที่ความถี่ใช้งานสูงขึ้นกว่า 2 GHz จะใช้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่เปลี่ยนไปความเร็วเฟสก็จะเปลี่ยนไปด้วย จึงทำให้ได้ผลดังสมการ

$$\epsilon_{eff}(f) = \left(\frac{c}{v_p(f)} \right)^2 \quad (2.16)$$



รูปที่ 2.16 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล

เมื่อพิจารณาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลตามสมการที่ (2.16) นี้ จะพบว่าในช่วงความถี่ต่ำนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะลู่เข้าหากรณีของไฟฟ้าสถิตและเมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้นเข้าหาค่าอนันต์ จะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลลู่เข้าสู่ ϵ_r ของวัสดุฐานรอง เพราะความเร็วเฟสจะลู่เข้าสู่ความเร็วของแสงในสารฉนวนที่เป็นวัสดุฐานรอง ดังนั้นโดยทั่วไปการเปลี่ยนแปลงค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลตามความถี่จะเป็นไปดังรูปที่ 2.16 ซึ่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลนั้นจะสูงขึ้นตามความถี่

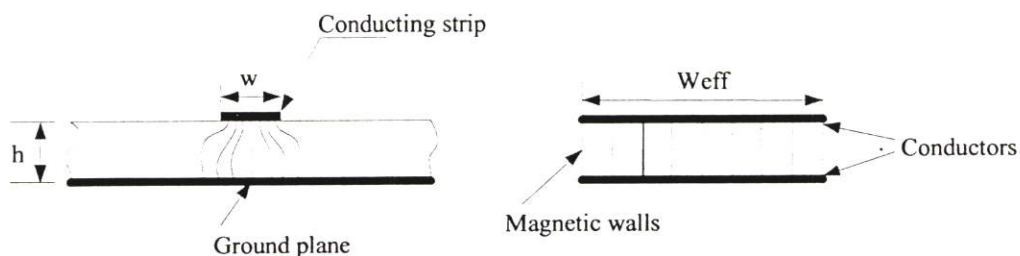
2.4.2 การลดทอนกำลังสัญญาณของไมโครสตริป

เนื่องจากไมโครสตริปทำด้วยโลหะที่ไม่สมบูรณ์แบบและมีสารฉนวนคั่นในบริเวณที่คลื่นส่งผ่าน ดังนั้นการลดทอนสัญญาณจึงเกิดจากทั้งสองสาเหตุนี้ เมื่อพิจารณาว่าไมโครสตริปส่งผ่านคลื่นในโหมด TEM จะสามารถเขียนค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณได้ในรูปต่อไปนี้

$$\alpha = \frac{R}{2Z_c} + \frac{GZ_c}{2} \equiv \alpha_m + \alpha_d \quad (2.17)$$

โดยที่ α_m และ α_d เป็นค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณที่เกิดจากโลหะและฉนวนตามลำดับ การหาค่า α_m โดยการวิเคราะห์ให้ละเอียดตามทฤษฎีจะทำได้ลำบากมากเพราะการ

กระจายของสนามแม่เหล็กบนผิวโลหะมีความสลับซับซ้อนมากเช่นเดียวกับการกระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่า w/h และความหนาของแถบสตริป t อีกด้วย ในทางปฏิบัติจึงมักใช้วิธีคิดที่ง่ายขึ้น โดยสมมติให้คลื่น TEM ส่งผ่านอยู่ภายในบริเวณข้างใต้แถบสตริปเท่านั้น ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.16 เสร็จแล้วคำนวณการสูญเสียในเนื้อโลหะในสภาพดังกล่าว แล้วจึงนำผลที่ได้นั้น ไปคูณกับค่าคงที่ค่าหนึ่งเพื่อทำการชดเชยให้มีความถูกต้องมากขึ้น เมื่อให้ค่าคงที่ดังกล่าวเป็น K จะได้ α_m ในรูปต่อไปนี้



รูปที่ 2.17 การส่งผ่านของคลื่น TEM แบบอุดมคติในไมโครสตริป

$$\alpha_m = \frac{KR}{2Z_c} = \frac{KR_s}{wZ_c} = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}} \sqrt{\frac{K}{wZ_c}} = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2 \times 5.8 \times 10^7 \sigma_r}} \cdot \frac{K}{wZ_c} \quad \text{Nep/m} \quad (2.18)$$

โดยที่ σ_r คือค่าคงตัวของการนำไฟฟ้าสัมพัทธ์ (relative conductivity) ที่เทียบกับทองแดงซึ่งมี $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m ค่า K นั้นจะขึ้นอยู่กับค่า w/h และความถี่ โดยที่ในกรณีที่ค่า w/h มีค่าใหญ่มากๆ ซึ่งหมายถึงคลื่น TEM จะเข้าใกล้แบบอุดมคติ ค่า K ก็จะ趨เข้าหา 1 ในกรณีสลับกัน คือ $w/h \ll 1$ ค่า K ก็จะ趨เข้าหา 0.5 ในทางปฏิบัตินั้นพบว่ากรณีที่ออกแบบให้หิมิอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเป็น 50Ω โดยที่ $\epsilon_r = 10$ จะได้ค่า $K = 0.63$ สำหรับการหาค่า α_d ก็จะอาศัยหลักการคิดค่า ϵ_{eff} ขึ้นมาใหม่ดังรายละเอียดต่อไปนี้

$$\alpha_d = \frac{GZ_c}{2} = \frac{Z_c}{2} (\omega C \tan \delta_{eff}) = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{2cC} (\omega C \tan \delta_{eff}) \quad (2.19)$$

$$= \frac{\pi f \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \tan \delta_{eff} \quad \text{Nep/m} \quad (2.20)$$

โดยที่ค่า $\tan \delta_{eff}$ นั้นเปรียบเหมือนค่า $\tan \delta$ ประสิทธิผล ซึ่งจะสัมพันธ์กับ $\tan \delta$ ในรูปต่อไปนี้

$$\frac{\tan \delta_{eff}}{\tan \delta} = \frac{1 - (1/\epsilon_{eff})}{1 - (1/\epsilon_r)} \quad (2.21)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการ (2.18) นี้เป็นสิ่งที่สมเหตุสมผล เพราะเมื่อแทนค่า ϵ_{eff} ด้วย 1 ซึ่งหมายถึง

ตัวกลางเป็นอากาศ ค่า $\tan \alpha_{eff}$ จะเท่ากับ 0 และเมื่อแทนค่า $\epsilon_{eff} = \epsilon_r$ ซึ่งหมายถึงตัวกลางจะเป็นสาร
ฉนวนทั้งหมด ค่า $\tan \alpha_{eff}$ จะเท่ากับ $\tan \delta$

เมื่อนำค่า α_m และ α_d ในสมการ (2.19) และสมการ (2.20) แทนกลับไปในสมการ
(2.17) ก็จะได้ค่า α ผลรวมออกมา และเนื่องจากนิยามเขียนค่า α ให้อยู่ในหน่วย dB/m เขียน
ความถี่ที่ใช้งานให้มีหน่วยเป็น GHz และเขียนความกว้างของแถบสตริปให้มีหน่วยเป็น mm ดังนั้น
 α จะเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$\alpha = \frac{72K}{wZ_c} \sqrt{\frac{f}{\sigma_r}} + 91f \sqrt{\epsilon_{eff}} \frac{1-(1/\epsilon_r)}{1-(1/\epsilon_r)} \tan \delta \quad \text{dB/m} \quad (2.22)$$

จากผลที่ได้จะเห็นได้ว่า α_m แปรตาม \sqrt{f} ในขณะที่ α_d แปรตาม f ซึ่งทำให้ดู
เหมือนว่า α_d จะมีค่าสูงกว่า α_m อย่างไรก็ตามในระยะหลังนี้ได้มีการพัฒนาวัสดุฐานรองที่มี
คุณสมบัติดีขึ้น คือ มีค่า $\tan \delta$ ต่ำมาก ทำให้ในช่วงความถี่ที่ $f < 10$ GHz ค่า α_m จะใหญ่กว่าค่า α_d
และเป็นค่าการสูญเสียหลักของไมโครสตริป

2.4.3 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่อง (discontinuities in microstrip)

2.4.3.1 แบบช่องต่อ (series gap)

คุณลักษณะของความไม่ต่อเนื่องแบบช่องต่อในสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปนั้น
ถูกมองในลักษณะของค่าคาปาซิแตนซ์ โดยที่รูป 2.18 แสดงโครงสร้างและวงจรสมมูลของสายส่ง
สัญญาณไมโครสตริปแบบช่องต่อ ในการแปลงเป็นวงจรสมมูลที่บริเวณช่องต่อจะทำการแปลง
เป็นวงจรจ่ายแบบ π ที่มีแต่ละองค์ประกอบของวงจรเป็นตัวเก็บประจุซึ่งสามารถหาค่าของแต่ละ
องค์ประกอบในวงจรสมมูลได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$C_1 = \frac{1}{2} C_e \quad (2.23)$$

$$C_2 = \frac{1}{2} C_o - \frac{1}{4} C_e \quad (2.24)$$

เมื่อ

$$C_o = w \left(\frac{\epsilon_r}{9.6} \right)^{0.8} \left(\frac{g}{w} \right)^{m_o} e^{K_o} \times 10^{-12} \quad (2.25)$$

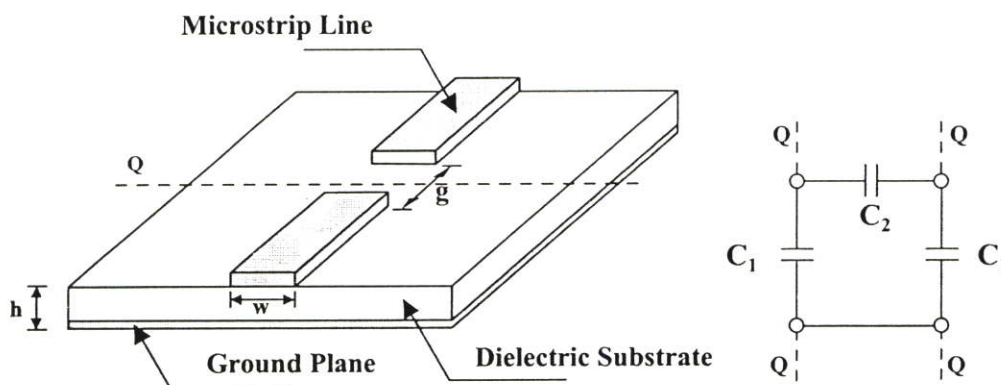
$$C_e = w \left(\frac{\epsilon_r}{9.6} \right)^{0.9} \left(\frac{g}{w} \right)^{m_e} e^{K_e} \times 10^{-12} \quad (2.26)$$

$$m_o = \frac{w}{h} \left(0.619 \log \frac{w}{h} - 0.3853 \right) \quad (2.27)$$

$$m_e = \begin{cases} 0.8675 & ; \text{for } \frac{g}{w} < 0.3 \\ \frac{1.565}{(w/h)^{0.16}} - 1 & ; \text{for } \frac{g}{w} > 0.3 \end{cases} \quad (2.28)$$

$$K_0 = 4.26 - 1.453 \log \frac{w}{h} \quad (2.29)$$

$$K_e = 2.043 \left(\frac{w}{h} \right)^{0.12} \quad (2.30)$$



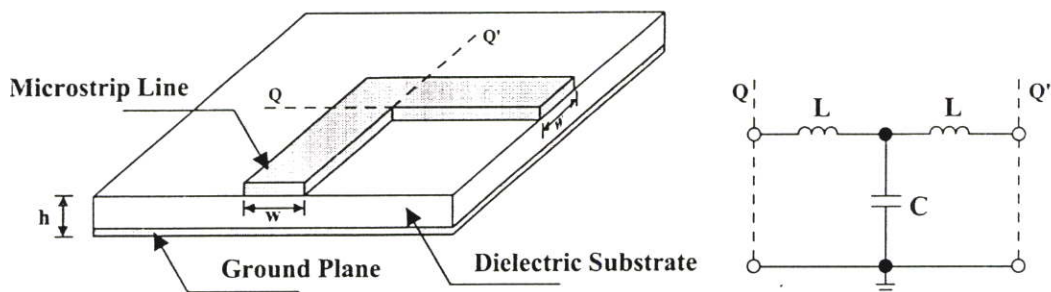
(ก) โครงสร้าง

(ข) วงจรสมมูล

รูปที่ 2.18 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบช่องต่อ

2.4.3.2 แบบมุมฉาก (right-angled)

การเปลี่ยนลักษณะของสายส่งไมโครสตริปจากเส้นตรงให้กลายเป็นมุมแบบมุมฉากนั้นทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องบนสายส่งไมโครสตริป โดยที่การเปลี่ยนรูปร่างในลักษณะนี้ส่วนใหญ่เกิดจากการส่งผ่านสัญญาณหรือการกรองสัญญาณ จากรูปที่ 2.19 แสดงโครงสร้างและวงจรสมมูลของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉาก



(ก) โครงสร้าง

(ข) วงจรสมมูล

รูปที่ 2.19 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉาก

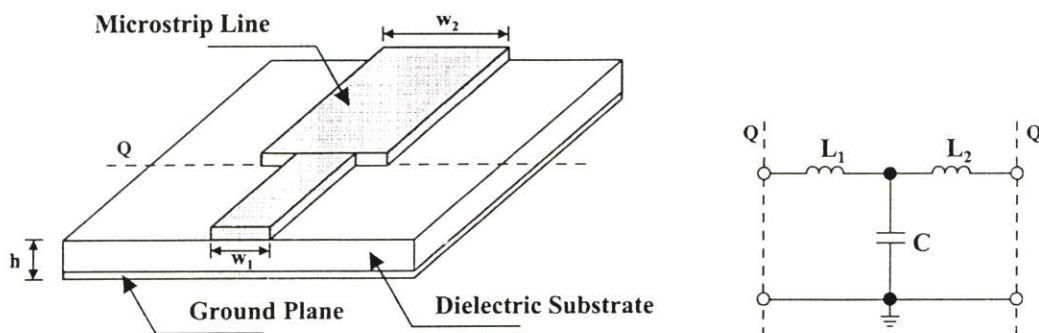
ในการแปลงวงจรสมมูลที่บริเวณมุมฉากนั้นจะทำการแปลงเป็นวงจรข่ายแบบ T โดยมีตัวเหนี่ยวนำสองตัวต่ออนุกรมกัน และมีตัวเก็บประจุต่อขนาน ซึ่งสามารถหาค่าของอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์ของแต่ละองค์ประกอบได้ดังนี้

$$C = \begin{cases} w \left[\frac{(14\epsilon_r + 1)(w/h) - (1.83\epsilon_r - 2.25)}{\sqrt{w/h}} + \frac{0.02\epsilon_r}{w/h} \right] & ; \text{for } \frac{w}{h} < 1 \\ w[(9.5\epsilon_r + 1.25)(w/h) + 5.2\epsilon_r + 7] \times 10^{-12} & ; \text{for } \frac{w}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.31)$$

$$L = 100h \left(4\sqrt{\frac{w}{h}} - 4.21 \right) \times 10^{-9} \quad (2.32)$$

2.4.3.3 แบบขั้น (microstrip step)

การที่เปลี่ยนขนาดความกว้างของแผ่นไมโครสตริปจะทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องของค่าอิมพีแดนซ์ในสายส่งสัญญาณขึ้น ซึ่งการออกแบบให้แผ่นไมโครสตริปเกิดความไม่ต่อเนื่องแบบเป็นขั้นนี้ ส่วนใหญ่จะทำเมื่อต้องการทำแมตซ์ตัวแปลงสัญญาณ ตัวเชื่อมต่อสัญญาณ ตัวกรองสัญญาณ และการส่งผ่านสัญญาณ จากรูปที่ 2.20 จะพบว่า การหาค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์สามารถพิจารณาได้จากค่าพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลในเทอมของอินดักแตนซ์กับคาปาซิแตนซ์ ซึ่งแสดงดังสมการที่ (2.33)



(ก) โครงสร้าง

(ข) วงจรสมมูล

รูปที่ 2.20 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบขั้น

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1} + L_{w2}} L \quad (2.33)$$

$$L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1} + L_{w2}} L \quad (2.34)$$

$$L = h \left[40.5 \left(\frac{w_1}{w_2} - 1 \right) - 75 \left(\frac{w_1}{w_2} \right) + 0.2 \left(\frac{w_1}{w_2} - 1 \right)^2 \right] \times 10^{-9} \quad (2.35)$$

เมื่อ L_{w_1} และ L_{w_2} เป็นตัวเหนี่ยวนำต่อหน่วยความยาวของสายไมโครสตริปที่มีความกว้างเป็น w_1 และ w_2 ตามลำดับ

$$C = \sqrt{w_1 w_2} \left[(10.1 \log \epsilon_r + 2.33) \frac{w_1}{w_2} - 12.6 \log \epsilon_r - 3.17 \right] \quad (2.36)$$

2.4.3.4 แบบรูปตัว T (microstrip T-junction)

สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบรูปตัว T มีโครงสร้างและวงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 2.21 จากโครงสร้างและวงจรสมมูลจะเห็นได้ว่าแบบรูปตัว T นั้น จะมีลักษณะคล้ายรูปมุมฉาก การออกแบบให้สายส่งสายอากาศไมโครสตริปเกิดความไม่ต่อเนื่องแบบเป็นขั้นนี้ส่วนใหญ่จะใช้ในวงจรไมโครเวฟ เช่น เพื่อต้องการเพิ่มพอร์ทในการส่งสัญญาณ ตัวเชื่อมต่อสัญญาณ ตัวกรองสัญญาณ การทำแมตซ์เพื่อเชื่อมต่อดวงจรหรือนำไปใช้ออกแบบป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริป จากวงจรสมมูลจะพบว่า การหาค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์นั้นสามารถที่จะพิจารณาในเทอมของอินตีกแดนซ์กับคาปาซิแตนซ์ โดยกำหนดให้ตัวเหนี่ยวนำที่อยู่พอร์ท Q' มีค่าเป็น L_1 ส่วนตัวเหนี่ยวนำที่อยู่ทางด้านพอร์ท Q และพอร์ท Q' มีค่า

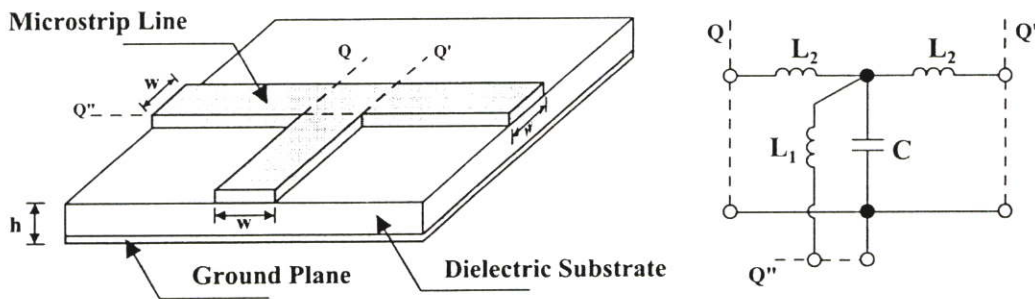
อินดักแตนซ์เป็น L_2 และมีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ซึ่งค่าของแต่ละองค์ประกอบสามารถหาได้จากสมการดังนี้

$$L_1 = hL_w \left[\left(0.12 \frac{w}{h} - 0.47 \right) \frac{w}{h} + 0.195 \frac{w}{h} - 0.357 + 0.0283 \sin \left(\pi \frac{w}{h} - 0.75\pi \right) \right] \quad (2.37)$$

$$L_2 = -wL_w \left[\frac{w}{h} \left(-0.016 \frac{w}{h} + 0.064 \right) + \frac{0.016}{w/h} \right] \quad (2.38)$$

เมื่อ L_w เป็นค่าอินดักแตนซ์ต่อหน่วยความยาวของสายส่งไมโครสตริปที่มีความกว้างเป็น w

$$C = w \left[\frac{100}{\tanh(0.0072Z_o)} + 0.64Z_o - 261 \right] \times 10^{-12} \quad (2.39)$$



(ก) โครงสร้าง

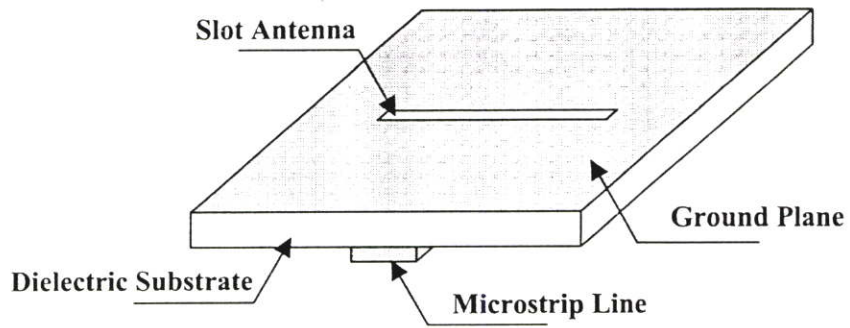
(ข) วงจรสมมูล

รูปที่ 2.21 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบรูปตัว T

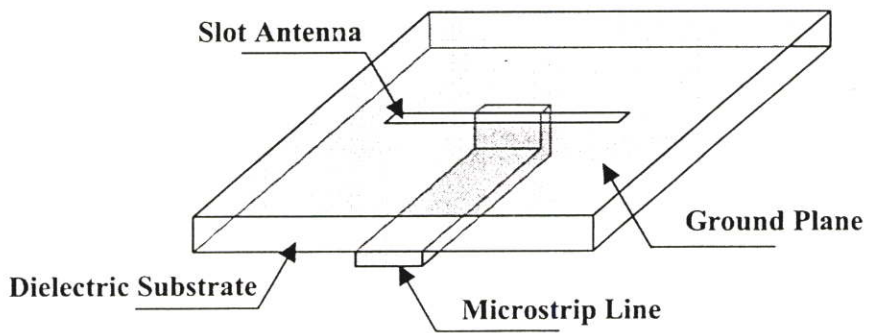
2.5 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

2.5.1 โครงสร้างของสายอากาศ

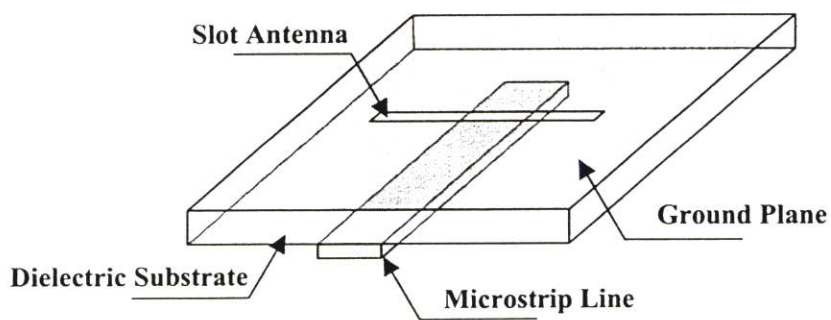
ลักษณะของโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดจะประกอบด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์และสายอากาศแบบช่องเปิดวางตั้งฉากกับไมโครสตริปไลน์อยู่บนระนาบกราวด์ โดยมีวัสดุฐานรองเป็นตัวกั้นกลางระหว่างสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปกับสายอากาศแบบช่องเปิด ดังแสดงในรูปที่ 2.17 โดยลักษณะของการส่งผ่านสัญญาณของคลื่นนั้นจะมีอยู่ 2 แบบหลัก ๆ คือ แบบปิดวงจรซึ่งจะเป็นการต่อตัวนำจากสายส่งสัญญาณผ่านวัสดุฐานรองไปปิดวงจรที่ขอบของช่องเปิด (microstrip terminated in a short circuit) ดังรูปที่ 2.23 และอีกวิธีคือ แบบเปิดวงจร (microstrip terminated in an open circuit) ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.22 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด



รูปที่ 2.23 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบปิดวงจร



รูปที่ 2.24 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบเปิดวงจร

2.5.2 การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบช่องเปิด

สายอากาศแบบช่องเปิดนั้นจะมีการกระจายคลื่นผ่านหลายตัวกลางซึ่งเกิดเนื่องจากแหล่งกำเนิดคลื่นนั้นอยู่ที่บริเวณหนึ่ง ส่วนคลื่นที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศจะกระจายไปในอีกบริเวณหนึ่งซึ่งมีตัวกลางที่ต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.25 จากรูปแสดงการเดินทางของคลื่นจากตัวกลางที่ 1 ไปยังตัวกลางที่ 2 โดยที่ตัวกลางที่ 1 ถูกปิดล้อมด้วยผิวปิด S' ถ้าตัวกลางที่ 1 และตัวกลางที่ 2 มีค่าคงที่ของตัวกลางไม่เหมือนกันหรือมีค่าอินทริกติกอิมพีแดนซ์ (intrinsic impedance) ไม่เหมือนกัน คลื่นที่เคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดคลื่นเมื่อกระทบกับผิวขอบเขตจะเกิดการสะท้อนกลับของคลื่นเข้าสู่ตัวกลางที่ 1 ส่วนหนึ่ง และส่งผ่านคลื่นเข้าไปในตัวกลางที่ 2 อีกส่วนหนึ่ง ดังนั้นถ้าให้ \vec{E}^i และ \vec{H}^i เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตกกระทบที่เกิดจากแหล่งกำเนิดคลื่น โดยที่ \vec{E}^r และ \vec{H}^r เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากการสะท้อนที่ผิวขอบเขต ส่วน \vec{E}^t และ \vec{H}^t เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ส่งผ่านเข้าไปในตัวกลางที่ 2 ดังนั้นในตัวกลางที่ 1 คลื่นที่ปรากฏอยู่ก็คือผลบวกระหว่างคลื่นตกกระทบกับคลื่นสะท้อนรวมกันส่วนในตัวกลางที่ 2 นั้นก็จะมีเพียงคลื่นที่ส่งผ่าน โดยสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\vec{E}_t^i + \vec{E}_t^r = \vec{E}_t^t \quad (2.40)$$

$$\vec{H}_t^i + \vec{H}_t^r = \vec{H}_t^t \quad (2.41)$$

โดยที่ตัวห้อย t หมายถึง ส่วนประกอบของสนามในแนวขนานกับผิวขอบเขต

เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต่อเนื่องที่เกิดขึ้นตรงผิวขอบเขตนั้น จึงสามารถคิดได้ว่าเกิดขึ้นเนื่องจากกระแสไฟฟ้าสมมูลและกระแสแม่เหล็กสมมูลที่กระจายอยู่บนขอบเขตในรูปสมการต่อไปนี้

$$\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}_t^i \quad (2.42)$$

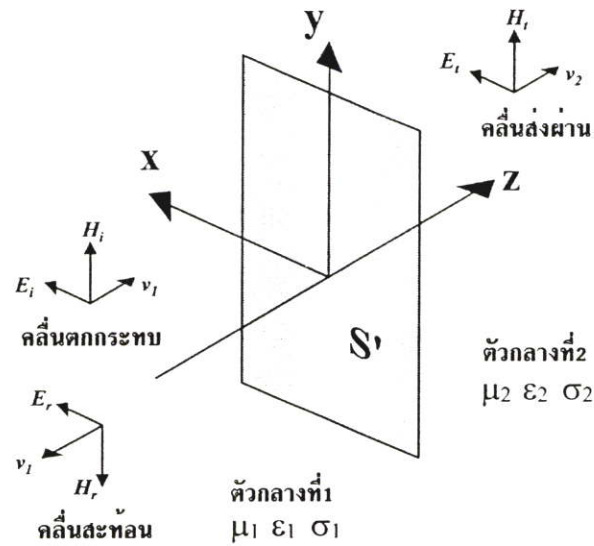
$$\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}_t^i \quad (2.43)$$

โดยที่

\vec{J} คือ กระแสไฟฟ้าสมมูล

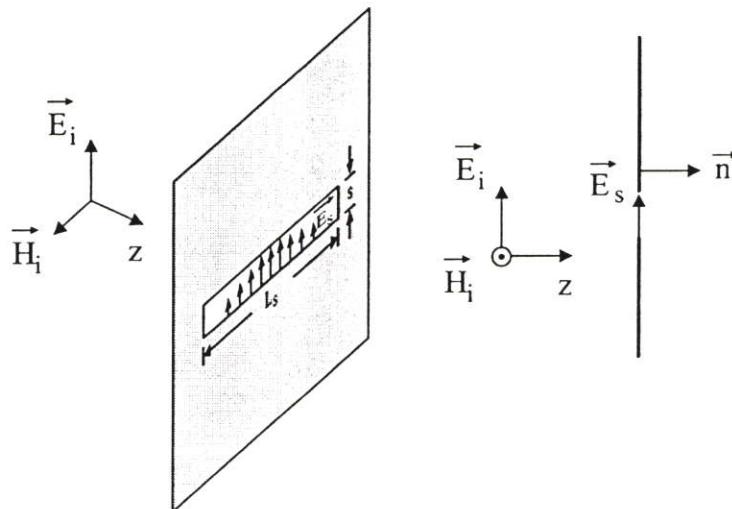
\vec{M} คือ กระแสแม่เหล็กสมมูล

\vec{n} คือ เวกเตอร์หน่วยที่ผิวขอบเขต



รูปที่ 2.25 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น

เมื่อคลื่นที่เคลื่อนที่เข้ากระทบแผ่นตัวนำสมบูรณ์แบบที่มีช่องเปิดแคบ ๆ ดังรูปที่ 2.26 โดยมีทิศของสนามไฟฟ้าตั้งฉากกับแนวของช่องเปิด และถ้าให้ความกว้างของช่องเปิด (S) มีค่าน้อย ๆ นั้น หมายความว่าช่องเปิดแคบมาก ๆ กระแสไฟฟ้าสมมูล ($\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}'$) จะมีขนาดจำกัดและเมื่อให้ S เข้าใกล้ศูนย์ กระแสไฟฟ้าสมมูลที่วุ่นวายตัดทิ้งได้เพราะเนื่องจากมีขนาดเล็กมาก แต่ส่วนที่เป็นกระแสแม่เหล็กสมมูล ($\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}'$) นั้น ไม่สามารถที่จะตัดทิ้งได้เพราะเมื่อ S เข้าใกล้ศูนย์ สนามไฟฟ้าที่ช่องเปิดจะดูเข้าหาอนันต์จึงไม่สามารถตัดทิ้งได้

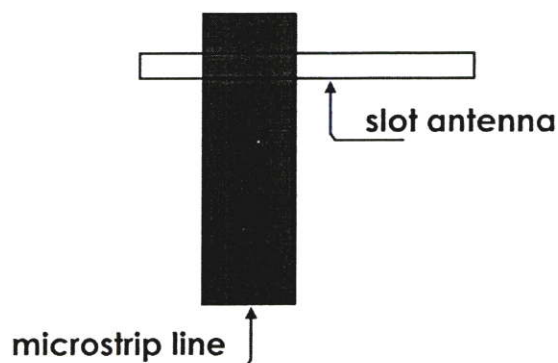


รูปที่ 2.26 การกระจายคลื่นจากช่องเปิด

2.5.3 การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิด

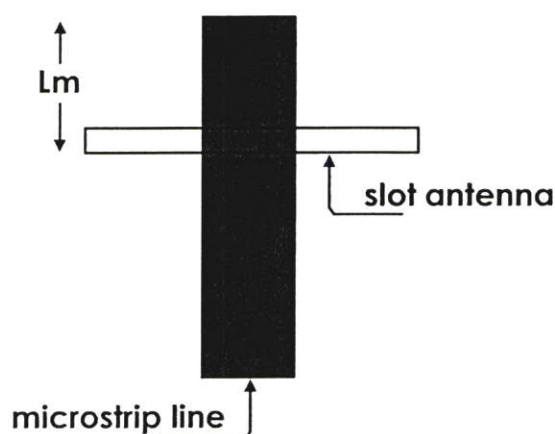
วิธีในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดนั้น โดยพื้นฐานจะมีด้วยกัน 3 วิธี คือ

1) วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ (offset microstrip feeding) เป็นวิธีเลื่อนหรือเปลี่ยนตำแหน่งของจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ โดยเลื่อนไปทางซ้ายหรือทางขวาเท่านั้นดังรูปที่ 2.27



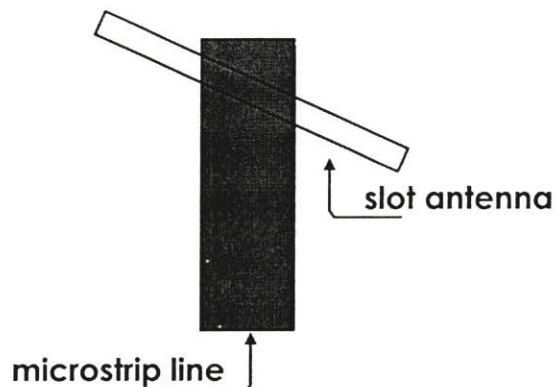
รูปที่ 2.27 วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ

2) วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น (stub-tuning) โดยวิธีนี้จะเป็นการเปลี่ยนขนาดความยาวของสายส่งสัญญาณ จากรูปที่ 2.28 กำหนดให้ L_m เป็นความยาวของท่อนสั้นวัดเทียบกับขอบของช่องเปิดจนถึงปลายสายส่งสัญญาณ การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์วิธีนี้จะมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ด้วย



รูปที่ 2.28 วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น

3) วิธีการหุ้มช่องเปิด (center-fed but inclined microstripline feed) วิธีการนี้คือการทำให้ช่องเปิดไม่ตั้งฉากกับสายส่งสัญญาณแสดงดังรูปที่ 2.29 ซึ่งการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์วิธีนี้จะมี ความยุ่งยากและไม่ค่อยได้รับความนิยม



รูปที่ 2.29 วิธีการหุ้มช่องเปิด

2.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป โดยได้อธิบายถึง โครงสร้างพื้นฐาน ลักษณะการส่งผ่านคลื่นและความไม่ต่อเนื่องบนสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป ที่มีทั้งแบบช่องต่อ แบบมุมฉาก แบบขั้นและแบบรูปตัว T นอกจากนี้ยังกล่าวถึงทฤษฎีของ สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ได้แก่คุณลักษณะทั่วไป โครงสร้างพื้นฐาน การแพร่กระจาย คลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด และอธิบายการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ ซึ่งสิ่งเหล่านี้ เป็นพื้นฐานสำคัญในการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

บทที่ 3

วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงจำกัดในโดเมนเวลา

3.1 บทนำ

วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference Time Domain, FDTD) นำเสนอโดย เค เอส ยี (K. S. Yee) ในปี ค.ศ. 1966 [18-19] ซึ่งเป็นสมการผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงในระบบสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ที่แปรผันตามเวลา และถือได้ว่าเป็นระเบียบวิธีที่สะดวกในการแก้สมการเชิงอนุพันธ์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งเป็นวิธีที่ได้รับการยอมรับและมีการใช้กันอย่างแพร่หลายมาจนถึงปัจจุบัน เค เอส ยี ได้นำเสนอระเบียบวิธีการวิเคราะห์เชิงตัวเลข (Numerical Algorithm) แบบผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงสำหรับการแก้ปัญหามหาสมการแมกซ์เวลล์ขึ้นมาใหม่ด้วยการวิเคราะห์ในโดเมนเวลา (Time Domain) ควบคู่ไปกับโดเมนสเปซ (Space Domain) ซึ่งกำหนดการกระทำของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจำนวนหกสนามให้อยู่บนเซลล์สี่เหลี่ยมลูกบาศก์หนึ่งหน่วย และใช้สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์เข้ากับสมการคลื่น แทนที่จะทำการแก้สมการเพื่อหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กอย่างใดอย่างหนึ่ง เปรียบเสมือนการแปลงสนามรวมของสมการอินทิกรัล โดยกำหนดเงื่อนไขขอบเขตของเวกเตอร์สนามทั้ง \vec{E} และ \vec{H} ด้วยการบังคับให้อยู่ในพื้นที่ผิวของโครงสร้างของตัวกลางนั้น ๆ จากการที่ใช้ข้อมูลของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} ในการคำนวณด้วยกัน จะทำให้ได้ผลเฉลยที่มีความถูกต้องแน่นอนมากกว่าการใช้สนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าอย่างใดอย่างหนึ่งเพียงอย่างเดียว สำหรับในบริเวณที่มีสนามได้เพียงสนามเดียว เช่น สนามสัมผัส \vec{H} ณ ตำแหน่งที่เป็นขอบหรือมุม หรือรอบ ๆ แกนเส้นลวด ก็สามารถที่จะทำการจำลองสนาม \vec{E} ที่อยู่ใกล้ ๆ หรือขอบของเส้นลวดได้ถ้าในบริเวณนั้นมีทั้งสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าเกิดขึ้น และสำหรับการปรับปรุงลักษณะการกระทำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโดเมนสเปซและโดเมนเวลานี้จะใช้แบบแผนลีฟรอก (Leap-Frog) ซึ่งจะใช่วิธีปรับปรุงสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสลับกันในโดเมนเวลา

โดยในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของสมการแมกซ์เวลล์และยี่อัลกอริทึม สเตียรภาพเชิงตัวเลข การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศด้วยวิธี FDTD เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน การแปลงสนามการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสำหรับวิธี FDTD ซึ่งนำเสนอได้ตามลำดับ ดังนี้

3.2 สมการแมกซ์เวลล์และยี่อัลกอริทึม

สมการแมกซ์เวลล์ประกอบด้วยสมการที่อยู่ในรูปแบบเชิงอนุพันธ์และรูปแบบอินทิกรัล สำหรับโครงสร้างของยี่อัลกอริทึมจะเริ่มจากสมการแมกซ์เวลล์ที่อยู่ในรูปแบบเชิงอนุพันธ์สอง [4] นั่นคือ

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

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

โดยที่

\bar{E} คือ เวกเตอร์สนามไฟฟ้า (Electric Field Vector: V/m)

\bar{H} คือ เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก (Magnetic Field Vector: A/m)

ε คือ สภาพยอมทางสนามไฟฟ้า (Electric Permittivity: F/m)

μ คือ สภาพซึมได้ทางสนามแม่เหล็ก (Magnetic Permeability: H/m)

σ คือ สภาพนำทางไฟฟ้า (Electric Conductivity: S/m)

ρ^* คือ สภาพต้านทานแม่เหล็กสมบูรณ์ (Magnetic Resistivity: Ω/m)

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

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

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

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

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

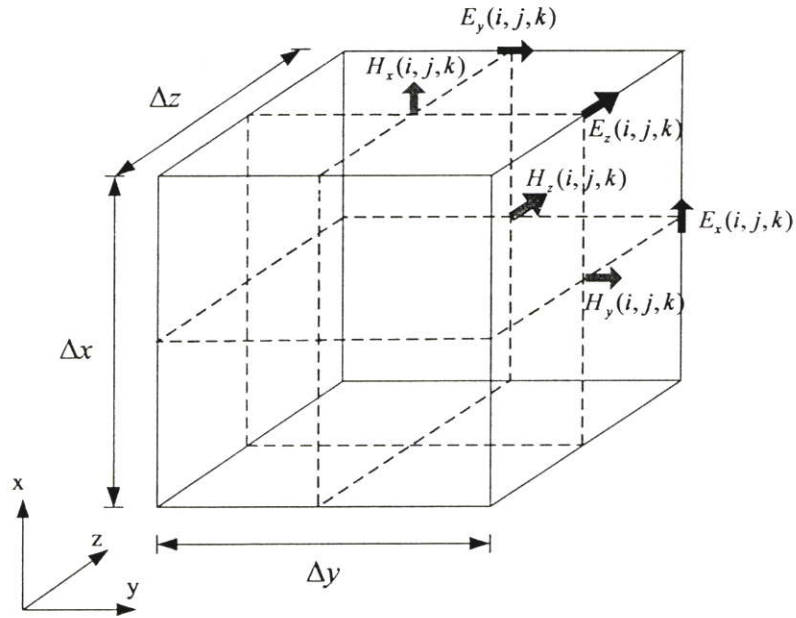
$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \varepsilon \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (3.2 ฉ)$$

จากสมการที่ (3.1 ก) และ (3.1 ข) จะเขียนตัวประกอบเวกเตอร์ของตัวดำเนินการเคิร์ล (Curl Operation) ได้เป็นสมการสเกลาร์ 6 สมการที่สมมูลกับสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ในระบบพิกัดมุมฉากสามมิติ (x, y, z) ได้ดังสมการที่ (3.2 ก) ถึง (3.2 ฉ) ซึ่งสมการเหล่านี้จะเป็นพื้นฐานของแนวคิดเชิงตัวเลขของวิธี FDTD ในการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าของวัตถุในสามมิติทั่วไป

3.3 แนวคิดของย็อลกอร์ทิมซึ่งเป็นแนวความคิดพื้นฐานของวิธี FDTD

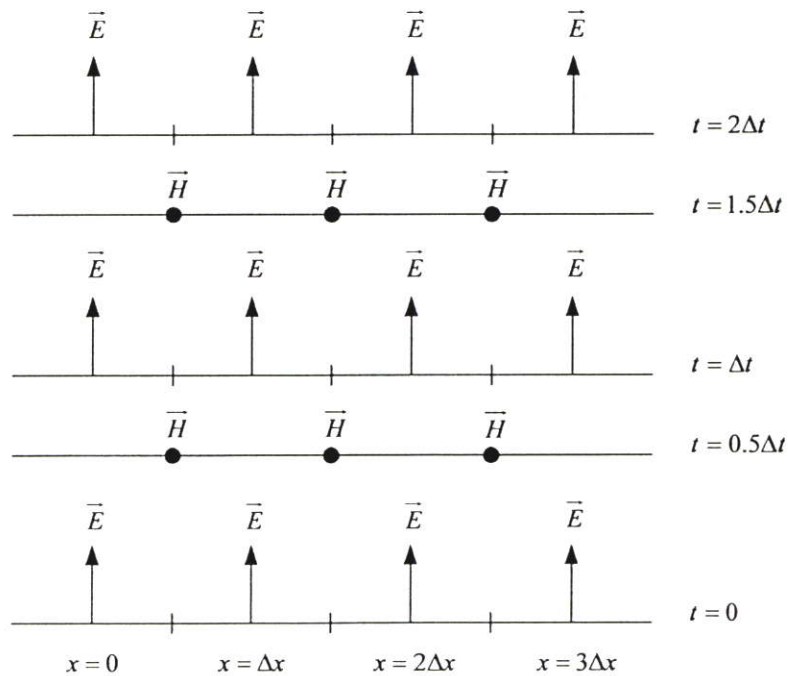
การแก้ปัญหาทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กพร้อมกันในโดเมนเวลาและโดเมนสเปซ โดยใช้สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ แทนการแก้ปัญหสนามไฟฟ้าหรือสนามแม่เหล็กเพียงอย่างเดียวด้วยสมการคลื่น ซึ่งการวิเคราะห์ทั้งสองสนามพร้อมกันนี้เปรียบเสมือนการแปลงสนามรวมของสมการอินทิกรัลในวิธีโมเมนต์ โดยเงื่อนไขขอบเขตของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} ถูกกำหนดให้อยู่บนขอบเขตของตัวกลางนั้น มีข้อดี คือ การใช้ข้อมูลของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} ด้วยกันจะได้ผลลัพธ์ที่แน่นอนกว่าการใช้สนามชนิดใดชนิดหนึ่งเพียงอย่างเดียว (เช่น จะมีความเที่ยงตรงสำหรับโครงสร้างที่มีขนาดใหญ่) โดยในการวิเคราะห์สามารถจำลองคุณสมบัติทางสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของวัสดุที่ใช้ได้ และสำหรับบริเวณที่สนามมีลักษณะเฉพาะหรือสามารถมีได้เพียงสนามเดียว เช่น \vec{H} ที่สัมผัสบริเวณขอบ มุม หรือรอบ ๆ แกนเส้นลวดบาง และ \vec{E} ในแนวรัศมีที่อยู่บริเวณจุด ขอบ และเส้นลวดบางนั้น สามารถสร้างแบบจำลองขึ้นมาได้ ถ้าในบริเวณนั้นเกิดสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กขึ้น

ส่วนประกอบของสนาม \vec{E} และ \vec{H} ในหนึ่งหน่วยเซลล์ของย็อลกอร์ทิมนั้นจะถูกจัดวางไว้ระหว่างกลางของกันและกันในสเปซแบบสามมิติ ดังนั้นทุกส่วนประกอบของสนาม \vec{E} ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนาม \vec{H} และส่วนประกอบของสนาม \vec{H} ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนาม \vec{E} ใด ๆ เช่นเดียวกัน จึงทำให้ได้รูปแบบจำลองอย่างง่ายในโครงสร้างสเปซ สามมิติที่เป็นไปตามกฎฟาราเดย์และแอมแปร์ดังแสดงในรูปที่ 2.4 ผลลัพธ์ของสมการผลต่างสี่บเนื่องที่ได้มาจากการใช้สมการเคิร์ลนั้น จะเป็นแบบผลต่างสี่บเนื่องจำกัดแบบตรงกลาง ในกรณีที่มีความต่อเนื่องของ \vec{E} และ \vec{H} ในแนวสัมผัสระหว่างรอยต่อของตัวกลางต่างชนิดกันจะสามารถกระทำได้อย่างเหมือนจริงตามธรรมชาติโดยที่ไม่ต้องทำการแมตซ์เงื่อนไขขอบเขตของสนามที่รอยต่อ ถ้ารอยต่อนั้นทับกับกริดในตำแหน่งของแกนพอดี จะได้สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่นำไปใช้งานได้เลยโดยเพียงแต่ทำการกำหนดสภาพ ขอบทางสนามไฟฟ้าและสภาพขาบซึมได้ทางสนามแม่เหล็กของวัสดุไว้ ณ ตำแหน่งที่สมมุติให้เป็นวัสดุนั้น ๆ ถ้าเป็นเม็ช (Mesh) ทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากของยี่ จะมีลักษณะการประมาณพื้นที่ผิวและรูปทรงภายในของโครงสร้างที่น่าสนใจเป็นแบบขั้นบันได โดยกำหนดความละเอียดของสเปซจากขนาดของหน่วยเซลล์แลตทิซหรือหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่



รูปที่ 3.1 โครงสร้างส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ (Yee cell)

ส่วนประกอบของสนาม \vec{E} และ \vec{H} ในเวลาจะอยู่ในเทอมของขั้นเวลาแบบลิฟฟรอก (Leap-Frog) ซึ่งจะเป็นการคำนวณสลับกันระหว่าง \vec{E} และ \vec{H} กับช่วงห่างเวลาของยี่อัลกอริทึม



รูปที่ 3.2 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยี่อัลกอริทึม

โดยหลักการจะทำการคำนวณ \vec{E} ทุกตำแหน่งในแบบจำลองสเปซแบบสามมิติแล้วเก็บค่าทั้งหมดไว้ในหน่วยความจำ ในช่วงเวลาต่อมา \vec{H} ก็ถูกคำนวณทุกตำแหน่งในแบบจำลองสเปซและเก็บไว้ในหน่วยความจำ โดยการคำนวณนั้นจะเอาข้อมูลของ \vec{E} ที่เก็บไว้ในหน่วยความจำในช่วงเวลาที่แล้วมาใช้ในการคำนวณ และในช่วงเวลาต่อมา \vec{E} ก็จะคำนวณมาจาก \vec{H} คำนวณมาจากครั้งที่ผ่านมามีเหมือนกัน ซึ่งในการคำนวณนี้จะทำการวนรอบไปเรื่อย ๆ จนกว่าจะถึงขั้นเวลาที่กำหนดเอาไว้ ดังแสดงในรูปที่ 3.2 กระบวนการทำขั้นเวลาแบบลิฟฟรอกนี่เป็นกระบวนการที่แน่นอน ดังนั้นจึงสามารถหลีกเลี่ยงการแก้สมการสองสมการพร้อมกันและการหาเมตริกซ์ผกผันได้อย่างสมบูรณ์แบบ

3.4 สมการผลต่างสี่บเนื่อง

ในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์โดยใช้วิธี FDTD อย่างแรกที่จะต้องคำนึงก็คือหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ซึ่งอยู่ในโดเมนสเปซ และอีกอันหนึ่งก็คือการคิดคำนวณในเชิงเวลา ดังนั้นในการกำหนดสัญลักษณ์ของยี่อัลกอริทึมนั้นจะกำหนดเป็นฟังก์ชันของโดเมนสเปซและโดเมนเวลาในระบบพิกัดสามมิติเอาไว้ดังนี้

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

โดยที่ Δx , Δy , Δz คือ ขนาดของช่วงความยาวในหนึ่งหน่วยเซลล์ และ Δt 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 , \max_y , \max_z

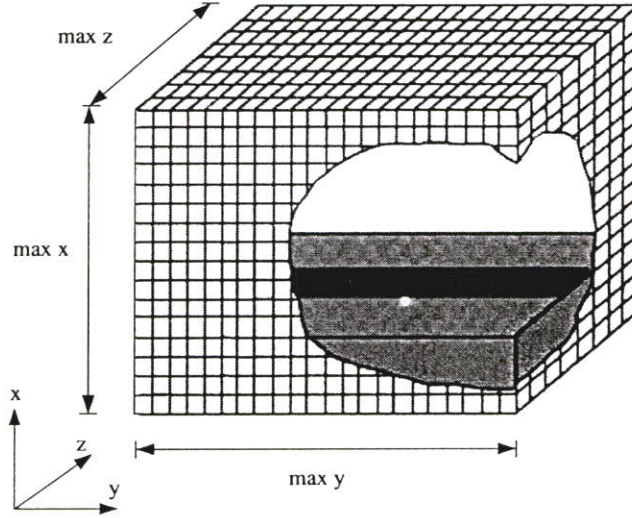
ยี่ได้นำเสนอการใช้รูปแบบของสมการผลต่างสี่บเนื่องแบบตรงกลาง (Central Difference Scheme) โดยใช้กับฟังก์ชัน F ทั้งในโดเมนสเปซของระบบพิกัดฉาก และในโดเมนเวลา คือ

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

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

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

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



รูปที่ 3.3 โครงสร้างสามมิติสำหรับกริดเซลล์ของ FDTD (FDTD grid)

ทำการแทนสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ในระบบพิกัดมุมฉากสามมิติ (3.2 ก) ถึง (3.2 ฉ) ลงในสมการ (3.4) จะได้สมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้าใหม่ 6 สมการ ดังนี้

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

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

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

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

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

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

เมื่อทำการประมาณค่าสนามแม่เหล็กในทิศทางใด ๆ ที่ขั้นเวลา n และค่าสนามไฟฟ้าในทิศทางใด ๆ ที่ขั้นเวลา $n+1/2$ จะได้ผลลัพธ์เป็น

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

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

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

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

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

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

นำสมการที่ (3.6) แทนลงในสมการที่ (3.5) จะได้เป็นสมการผลต่างสี่เหลี่ยมเนื่องจำกัดสำหรับแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้คำนวณในวิธี FDTD ดังนี้

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_x^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[\frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j-1, k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j, k-1)}{\Delta z} \right] \quad (3.7 \text{ ก})$$

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_y^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[\frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j, k-1)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i-1, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (3.7 \text{ ข})$$

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_z^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[\frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i-1, j, k)}{\Delta x} - \frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j-1, k)}{\Delta y} \right] \quad (3.7 \text{ ค})$$

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_z^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \right] \quad (3.7 \text{ ง})$$

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_y^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} - \frac{H_z^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (3.7 \text{ จ})$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_y^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} \right] \quad (3.7 \text{ ฉ})$$

3.5 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน

การเลือกแหล่งกำเนิดแรงดันที่เหมาะสมเป็นปัจจัยสำคัญประการหนึ่งในการจำลองแบบโครงสร้างแบบ FDTD ในระยะแรกเริ่มได้มีการใช้แหล่งกำเนิดแรงดันแบบ สภาวะเริ่มต้นของคลื่นระนาบ ซึ่งเหมาะสำหรับการแก้ปัญหาในโครงสร้างที่มีมิติเดียว แต่สำหรับการจำลองโครงสร้างแบบ FDTD ที่มีการแก้ปัญหาค้นไม่โครเวฟด้วยโครงสร้างสามมิตินั้น [8] จะใช้การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันที่เป็นพัลส์แบบเกาส์ (Gaussian Pulse) หรือพัลส์แบบเกาส์มอดูเลต (Modulated Gaussian Pulse) เนื่องจากหารูปคลื่นและฟูรีเยร์สเปกตรัมได้ง่ายกว่า ซึ่งการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันของพัลส์แบบเกาส์แสดงได้ดังสมการ

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

เมื่อ $g(t)$ คือ พัลส์แบบเกาส์ (Gaussian Pulse)

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

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

เมื่อ f_0 คือความถี่ที่เข้ามามอดูเลต

ดังนั้นจากสมการของการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันทั้งสองสมการ จากที่ได้กล่าวมา จึงสามารถที่จะนำไปแปลงโดยใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) ซึ่งเป็นการแปลงสัญญาณของแหล่งกำเนิดแรงดันที่อยู่ใน โดเมนของเวลาให้อยู่ใน โดเมนความถี่ ทำให้ได้รูปแบบของสมการที่คล้ายกันคือ

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

3.6 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข

สิ่งหนึ่งที่สำคัญในการคำนวณเชิงตัวเลขด้วยวิธี FDTD นั้นคือ เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข และในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมกับการคำนวณจะเป็นสิ่งที่สำคัญอย่างยิ่ง ซึ่งได้แก่ การกำหนดขนาดของช่วงเวลา Δt ขนาดของช่วงระยะทางคือ Δx , Δy , Δz และจำนวนช่วงระยะทางที่สามารถครอบคลุมพื้นที่ของอุปกรณ์ได้ทั้งหมด และจำนวนช่วงเวลาที่ต้องให้คลื่นสามารถเดินทางผ่านเส้นทางที่ต้องการได้จนเสร็จสิ้น อย่างไรก็ตามวิธีที่มีความสำคัญก็คือขนาดของช่วงระยะทางซึ่งควรมีขนาดต่ำกว่าหนึ่งในสิบถึงหนึ่งในยี่สิบของความยาวคลื่นที่ใช้ งาน และตัวแปรที่สำคัญที่สุดที่ส่งผลกระทบต่อการคำนวณมากอีกตัวหนึ่งก็คือขนาดของช่วงเวลา เนื่องจากการกำหนดช่วงเวลาที่ไม่เหมาะสมหรือมากเกินไปจะทำให้การคำนวณขาดเสถียรภาพไม่สามารถหาคำตอบได้ กล่าวคือ การคำนวณจะเกิดการลู่ออกทุกครั้งที่ทำซ้ำในแต่ละช่วงเวลา ซึ่งอาจจะแก้ปัญหาคือโดยการกำหนดค่าช่วงเวลาไว้ต่ำ แต่อย่างไรก็ดีการใช้ช่วงเวลาที่ยาวเกินไป จะทำให้ต้องใช้จำนวนช่วงเวลาที่มากจนเกินความจำเป็น ทำให้การคำนวณเกิดความล่าช้า ดังนั้นจึงต้องมีข้อกำหนดในการเลือกค่าช่วงเวลาที่เหมาะสม โดยเริ่มต้นจากการพิจารณาสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ ซึ่งจะทำการนอร์มอลไรซ์ (Normalize) ให้ $\mu=1$, $\epsilon=1$, $\sigma=0$, $\rho^*=0$ และ $c=1$ จากนั้นเอาสมการที่ (3.1 ก) บวกกับสมการที่ (3.1 ข) แล้วคูณด้วย j เมื่อ $j=\sqrt{-1}$ จะได้เป็น

$$j\nabla \times (\vec{H} + j\vec{E}) = \frac{\partial}{\partial t} (\vec{H} + j\vec{E}) \quad (3.11)$$

กำหนดให้ $\vec{V} = \vec{H} + j\vec{E}$ ดังนั้นสมการที่ (3.11) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$j\nabla \times \vec{V} = \frac{\partial \vec{V}}{\partial t} \quad (3.12)$$

พิจารณาค่าเฉพาะ (Eigenvalue) ของสมการที่ (3.12)

$$\frac{\partial \vec{V}}{\partial t} = \Lambda \vec{V} \quad (3.13 ก)$$

$$j\nabla \times \vec{V} = \Lambda \vec{V} \quad (3.13 ข)$$

ทำการหาค่าเฉพาะเวลา (Time Eigenvalue) โดยที่ตัวดำเนินการอนุพันธ์ย่อยในสมการที่ (3.13 ก) สามารถเปลี่ยนมาเป็นตัวดำเนินการผลต่างสืบเนื่องที่มีตำแหน่งขั้นเวลาแบบลิฟฟรอกซึ่งจะได้เป็น

$$\frac{V_{i,j,k}^{n+1/2} - V_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} = \Lambda V_{i,j,k}^n \quad (3.14)$$

นิยามตัวร่วมการเพิ่มขึ้น (Growth Factor) เป็น

$$q_{i,j,k} = \frac{V_{i,j,k}^{n+1/2}}{V_{i,j,k}^n} = \frac{V_{i,j,k}^n}{V_{i,j,k}^{n-1/2}} \quad (3.15)$$

ทำการแทนสมการที่ (3.15) ลงในสมการที่ (3.14) แล้วทำการจัดรูปใหม่จะได้

$$(q_{i,j,k})^2 - \Lambda \Delta t q_{i,j,k} - 1 = 0 \quad (3.16)$$

แก้สมการหาค่า $q_{i,j,k}$

$$q_{i,j,k} = \frac{\Lambda \Delta t}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\Lambda \Delta t}{2}\right)^2 + 1} \quad (3.17)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าของ $|q_{i,j,k}|$ จะมีค่าเท่ากับ 1 เสมอ อยู่ในเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข

$|q_{i,j,k}| \leq 1$) เมื่อ $\frac{\Lambda \Delta t}{2}$ มีส่วนจำนวนจริงเป็น 0 และมีส่วนจำนวนจินตภาพอยู่ในช่วง $-1j$ ถึง

แทน $1j$ ค่าของ $\frac{\Lambda \Delta t}{2}$ ลงในช่วงนี้แล้วจัดรูปใหม่ จะได้เงื่อนไขของค่าเจาะจงเวลาเป็น

$$\operatorname{Re}(\Lambda) = 0 \quad (3.18 \text{ ก})$$

$$-\frac{2}{\Delta t} \leq \operatorname{Im}(\Lambda) \leq \frac{2}{\Delta t} \quad (3.18 \text{ ข})$$

ทำการหาค่าเจาะจงสเปซ (Space Eigenvalue) โดยกำหนดให้

$$\vec{V}_{i,j,k} = \vec{V}_0 e^{j(\tilde{k}_x i \Delta x + \tilde{k}_y j \Delta y + \tilde{k}_z k \Delta z)} \quad (3.19)$$

การแสดงแบบแผนคลื่นสเปซแลตทิซใด ๆ ใช้การทำผลต่างสืบเนื่องสเปซแบบตรงกลางแทนอนุพันธ์ย่อยของตัวดำเนินการเคิร์ลในสมการที่ (3.13 ข) จะได้

$$-2 \left[\frac{\hat{x}}{\Delta x} \sin(\tilde{k}_x \Delta x / 2) + \frac{\hat{y}}{\Delta y} \sin(\tilde{k}_y \Delta y / 2) + \frac{\hat{z}}{\Delta z} \sin(\tilde{k}_z \Delta z / 2) \right] \times \vec{V}_{i,j,k} = \Lambda \vec{V}_{i,j,k} \quad (3.20)$$

เมื่อ \hat{x} , \hat{y} และ \hat{z} เป็นเวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง x , y และ z ตามลำดับ หลังจากทำผลคูณเชิงเวกเตอร์ และเขียนสมการให้อยู่ในเทอมของส่วนประกอบ x , y และ z แล้วทำการแก้สมการหาค่าของ Λ^2 จะได้

$$\Lambda^2 = -4 \left[\frac{1}{(\Delta x)^2} \sin^2(\tilde{k}_x \Delta x / 2) + \frac{1}{(\Delta y)^2} \sin^2(\tilde{k}_y \Delta y / 2) + \frac{1}{(\Delta z)^2} \sin^2(\tilde{k}_z \Delta z / 2) \right] \quad (3.21)$$

$$\operatorname{Re}(\Lambda) = 0 \quad (3.22 \text{ ก})$$

$$-2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \leq \operatorname{Im}(\Lambda) \leq 2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \quad (3.22 \text{ ข})$$

สำหรับการหาเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข [8] เงื่อนไขของค่าเจาะจงสเปซที่กำหนดโดยสมการที่ (3.22) จะต้องอยู่ในเงื่อนไขของค่าเจาะจงเวลาที่กำหนดโดยสมการที่ (3.18) อย่างสมบูรณ์แล้วยกเลิกการนอร์มอลไรซ์ค่าของ c ซึ่งจะได้เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขสำหรับสมการผลต่างสืบเนื่องจำกัดเป็น

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}} \quad (3.23)$$

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

3.7 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน

ในการแก้ปัญหาทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธี FDTD นั้นมักจะให้บริเวณที่พิจารณาเป็นบริเวณเปิด ซึ่งโดเมนการคำนวณสนามจะไม่ถูกจำกัดในทิศทางใด ๆ ดังนั้นในการจำลองโครงสร้างกริดเซลล์ของ FDTD ที่ใช้ขอบเขตเปิด (Open-Boundary) จึงเกิดปัญหาในการวิเคราะห์คือ ปัญหาของขอบเขตในการแพร่กระจายคลื่นที่มีลักษณะการแพร่กระจายเหมือนคลื่นเข้าสู่ระยะอนันต์ ซึ่งในความเป็นจริงแล้วคงไม่มีคอมพิวเตอร์ที่สามารถเก็บข้อมูลได้โดยไม่จำกัด เพื่อเป็นการแก้ปัญหาดังกล่าวนี้จึงได้มีการกำหนดเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary Condition : ABC) ขึ้น โดยเป็นการจำกัดโดเมนการคำนวณไว้ที่ขนาดใดขนาดหนึ่งซึ่งใหญ่พอที่จะครอบคลุมโครงสร้างที่พิจารณาและมีเงื่อนไขขอบเขตที่ขอบนอกของโดเมนเสมือนเป็นระยะอนันต์ และเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนี้จะกำจัดหรือลดการสะท้อนกลับของสนามที่ขอบของโดเมนการคำนวณ ทำให้เปรียบเสมือนว่าในขณะที่ทำการคำนวณ โดเมนการคำนวณมีขนาดเป็นอนันต์ ซึ่งเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนี้จะได้นำมาวิเคราะห์และพัฒนาเพื่อช่วยลดขนาดของกริดเซลล์ (grid cell) ให้มีขนาดลดลง สิ่งสำคัญที่สุดในการวิเคราะห์การกระทำในเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนั้น ก็คือประสิทธิภาพและความเที่ยงตรงในการคำนวณ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนได้มีการพัฒนาต่อเนื่องมาในช่วงสามสิบกว่าปีที่ผ่านมา หลักในการวิเคราะห์ขอบเขตการดูดกลืนในระบบสามมิตินั้นสามารถที่จะแบ่งได้ 2 กลุ่มหลัก ๆ คือ กลุ่มแรกจะมีการใช้คุณสมบัติของคลื่นเดินทางเดียว (One-Way Wave Characteristics) โดยจะใช้แฟกเตอร์ (factor) เชิงอนุพันธ์ของสมการคลื่นในการคำนวณ การคิดคำนวณแบบนี้จะใช้เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบหนึ่งที่เป็นที่นิยมกันมากก็คือ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์ (Mur's ABC) ซึ่งเงื่อนไขชนิดนี้จะได้นำมาวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ด้วย และในกลุ่มที่สองจะใช้หลักการพื้นฐานของการให้วัสดุดูดกลืน (Absorbing Materials) โดยเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่นิยมใช้สำหรับการวิเคราะห์แบบ

นี่ก็คือ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของชั้นแมตช์สมบูรณ์ (Perfectly Matched Layer ABC : PML) ในการวิเคราะห์เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่คั่นนั้นควรมีคุณสมบัติหลักที่สำคัญ ๆ คือ

1. จะต้องมีความเที่ยงตรงในการแก้ปัญหาเชิงวิศวกรรม
2. วิเคราะห์คุณสมบัติของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโครงสร้างต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็
โครงสร้างทั่วไป หรือ โครงสร้างที่ซับซ้อน ได้
3. ควรจะมีความเสถียรเชิงตัวเลขในการใช้งาน

จากคุณสมบัติสามข้อที่กล่าวมานั้น จะเห็นได้ว่าเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์เป็นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนชนิดหนึ่งที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์กริดเซลล์ของ FDTD [7] ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยที่เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์จะมีลักษณะของสมการอยู่สองแบบ คือ แบบอันดับหนึ่ง (Mur's first order) และ แบบอันดับสอง (Mur's second order) ซึ่งทั้งสองแบบนี้จะได้สมการพื้นฐานมาจากสมการคลื่นทางเดียว (One Way Wave Equation) ซึ่งแบบนี้กลุ่มนักวิจัยกลุ่มแรกที่คิดคือ Engquist and Majda เงื่อนไขขอบเขตของสมการคลื่นแสดงดังสมการที่ (3.24)

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} - v^{-2} \frac{\partial^2}{\partial t^2}\right) E_i = 0 \quad (3.24)$$

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

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

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} (1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2}\right) E_i|_{x=0} = 0 \quad (3.25)$$

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 (3.21) ซึ่งสามารถหาได้โดยใช้อนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor Series Expansions) ดังนั้นเมอร์จึงได้เสนอสมการของเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรก จะได้สมการเป็น

$$(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} = 1 + O((vs_y)^2 + (vs_z)^2) \quad (3.26)$$

ซึ่งสมการที่ (3.26) จะได้การดูดกลืนของคลื่น ใกล้เคียงกับคลื่นที่ส่งมา (Incident Waves) และเมอร์จึงได้นำเสนอสมการสำหรับอันดับที่สองดังสมการ

$$(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} = 1 - \frac{1}{2}((vs_y)^2 + (vs_z)^2) + O((vs_y)^2 + (vs_z)^2)^2 \quad (3.27)$$

ดังนั้นจึงทำให้คลื่นมาตกกระทบระนาบ $x = 0$ จะได้สมการคลื่นทางเดียวสำหรับเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรกดังสมการ

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t}\right) E_i \Big|_{x=0} = 0 \quad (3.28)$$

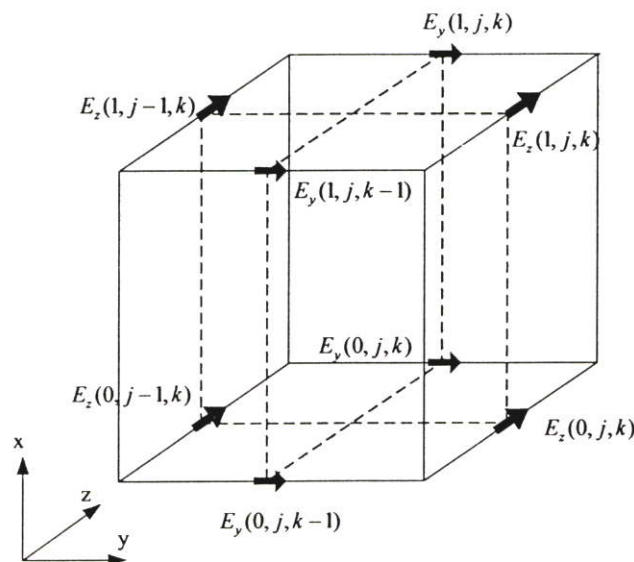
และอันดับสองดังสมการ

$$\left(\frac{1}{v} \frac{\partial^2}{\partial x \partial t} - \left(\frac{1}{v}\right)^2 \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right)\right) E_i \Big|_{x=0} = 0 \quad (3.29)$$

จากรูปที่ 3.5 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

$$E_y^{n+1}(0, j, k) = E_y^n(1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_y^{n+1}(1, j, k) - E_y^n(0, j, k)] \quad (3.30)$$

$$E_z^{n+1}(0, j, k) = E_z^n(1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_z^{n+1}(1, j, k) - E_z^n(0, j, k)] \quad (3.31)$$



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

สมการที่ (3.30) นั้นจะบ่งบอกถึงการกระทำของสนามไฟฟ้าที่ผิวของหนึ่งหน่วยเซลล์ของ ยี ($E_y(0, j, k)$) บนขอบเขตนอกสุดของกริดเซลล์ของ FDTD โดยสมการที่ได้มานั้นจะใช้ข้อมูลของการกระทำสนามไฟฟ้าบนกริดเซลล์ของ FDTD ($E_y(1, j, k)$) โดยหนึ่งหน่วยเซลล์ของยีที่ตำแหน่งขอบเขตบนสุดของกริดนั้น ($i = \max x$) จะมีสมการคือ

$$E_i^{n+1}(\max x, j, k) = E_i^n(\max x - 1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(\max x - 1, j, k) - E_i^n(\max x, j, k)] \quad (3.32)$$

เมื่อ $t = y$ หรือ z

ในเงื่อนไขขอบเขตการคูณอันดับแรกของเมอร์จะได้สมการในขอบเขตต่าง ๆ คือ $y = 0$, $y = \max y$, $z = 0$ และ $z = \max z$ ดังนี้

1. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$E_i^{n+1}(i, 0, k) = E_i^n(i, 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i, 1, k) - E_i^n(i, 0, k)] \quad (3.33 ก)$$

2. ขอบเขตที่ $y = \max y$

$$E_i^{n+1}(i, \max y, k) = E_i^n(i, \max y - 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i, \max y - 1, k) - E_i^n(i, \max y, k)] \quad (3.33 ข)$$

3. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$E_i^{n+1}(i, j, 0) = E_i^n(i, j, 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, 1) - E_i^n(i, j, 0)] \quad (3.33 ค)$$

4. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$E_i^{n+1}(i, j, \max z) = E_i^n(i, j, \max z - 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, \max z - 1) - E_i^n(i, j, \max z)] \quad (3.33 ง)$$

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

สมการที่กล่าวมาเป็นเงื่อนไขขอบเขตการคูณอันดับหนึ่งของเมอร์อันดับหนึ่ง แต่ถ้าเป็นเงื่อนไขขอบเขตการคูณอันดับสองจะแสดงดังสมการข้างล่าง

1. ขอบเขตที่ $x = 0$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(0, j, k) &= -E_i^{n-1}(1, j, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(1, j, k) + E_i^n(0, j, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(0, j, k) + E_i^n(1, j, k)] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(0, j+1, k) - 2E_i^n(0, j, k) + E_i^n(0, j-1, k) + \\ &E_i^n(1, j+1, k) - 2E_i^n(1, j, k) + E_i^n(1, j-1, k) \end{aligned} \right] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(0, j, k+1) - 2E_i^n(0, j, k) + E_i^n(0, j, k-1) + \\ &E_i^n(1, j, k+1) - 2E_i^n(1, j, k) + E_i^n(1, j, k-1) \end{aligned} \right]
 \end{aligned} \tag{3.34 ก}$$

2. ขอบเขตที่ $x = \text{maxx}$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(\text{maxx}, j, k) &= -E_i^{n-1}(\text{maxx} - 1, j, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(\text{maxx} - 1, j, k) - E_i^{n-1}(\text{maxx}, j, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^n(\text{maxx}, j, k) - E_i^n(\text{maxx}, j, k)] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(\text{maxx}, j+1, k) + E_i^n(\text{maxx}, j-1, k) - \\ &2E_i^n(\text{maxx}, j, k) + E_i^n(\text{maxx} - 1, j+1, k) + \\ &E_i^n(\text{maxx} - 1, j-1, k) - 2E_i^n(\text{maxx} - 1, j, k) \end{aligned} \right] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(\text{maxx}, j, k+1) + E_i^n(\text{maxx}, j, k-1) - \\ &2E_i^n(\text{maxx}, j, k) + E_i^n(\text{maxx} - 1, j, k+1) + \\ &E_i^n(\text{maxx} - 1, j, k-1) - 2E_i^n(\text{maxx} - 1, j, k) \end{aligned} \right]
 \end{aligned} \tag{3.34 ข}$$

3. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$\begin{aligned}
E_i^{n+1}(i, 0, k) &= -E_i^{n-1}(i, 1, k) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i, 1, k) + E_i^{n-1}(i, 0, k)] \\
&+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i, 1, k)] \\
&+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
&\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i+1, 0, k) - 2E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i-1, 0, k) + \\ &E_i^n(i+1, 1, k) - 2E_i^n(i, 1, k) + E_i^n(i-1, 1, k) \end{aligned} \right] \\
&+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
&\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i, 0, k+1) - 2E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i, 0, k-1) + \\ &E_i^n(i, 1, k+1) - 2E_i^n(i, 1, k) + E_i^n(i, 1, k-1) \end{aligned} \right]
\end{aligned} \tag{3.34 ก}$$

4. ขอบเขตที่ $y = \text{maxy}$

$$\begin{aligned}
E_i^{n+1}(i, \text{maxy}, k) &= -E_i^{n-1}(i, \text{maxy}-1, k) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i, \text{maxy}-1, k) + E_i^{n-1}(i, \text{maxy}, k)] \\
&+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^n(i, \text{maxy}, k) + E_i^n(i, \text{maxy}-1, k)] \\
&+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
&\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i+1, \text{maxy}, k) + E_i^n(i-1, \text{maxy}, k) - \\ &2E_i^n(i, \text{maxy}, k) + E_i^n(i+1, \text{maxy}-1, k) + \\ &E_i^n(i-1, \text{maxy}-1, k) - 2E_i^n(i, \text{maxy}-1, k) \end{aligned} \right] \\
&+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
&\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i, \text{maxy}, k+1) + E_i^n(i, \text{maxy}, k-1) - \\ &2E_i^n(i, \text{maxy}, k) + E_i^n(i, \text{maxy}-1, k+1) + \\ &E_i^n(i, \text{maxy}-1, k-1) - 2E_i^n(i, \text{maxy}-1, k) \end{aligned} \right]
\end{aligned} \tag{3.34 ข}$$

5. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$\begin{aligned}
E_i^{n+1}(i, j, 0) &= -E_i^{n-1}(i, j, 1) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, 1) + E_i^{n-1}(i, j, 0)] \\
&+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^n(i, j, 0) + E_i^n(i, j, 1)] \\
&+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
&\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i+1, j, 0) - 2E_i^n(i, j, 0) + E_i^n(i-1, j, 0) + \\ &E_i^n(i+1, j, 1) - 2E_i^n(i, j, 1) + E_i^n(i-1, j, 1) \end{aligned} \right] \\
&+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
&\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i, j+1, 0) - 2E_i^n(i, j, 0) + E_i^n(i, j-1, 0) + \\ &E_i^n(i, j+1, 1) - 2E_i^n(i, j, 1) + E_i^n(i, j-1, 1) \end{aligned} \right]
\end{aligned} \tag{3.34 ก}$$

6. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$\begin{aligned}
E_i^{n+1}(i, j, \max z) &= -E_i^{n-1}(i, j, \max z - 1) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, \max z - 1) + E_i^{n-1}(i, j, \max z)] \\
&+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i, j, \max z - 1)] \\
&+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
&\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i+1, j, \max z) + E_i^n(i-1, j, \max z) - \\ &2E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i+1, j, \max z - 1) + \\ &E_i^n(i-1, j, \max z - 1) - 2E_i^n(i, j, \max z - 1) \end{aligned} \right] \\
&+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
&\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i, j+1, \max z) + E_i^n(i, j-1, \max z) - \\ &2E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i, j+1, \max z - 1) + \\ &E_i^n(i, j-1, \max z - 1) - 2E_i^n(i, j, \max z - 1) \end{aligned} \right]
\end{aligned} \tag{3.34 ข}$$

3.8 การวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD

3.8.1 พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย

การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ของการกระจัดกระจาย (S- Parameters) จะใช้วิธีการวิเคราะห์สองครั้ง โดยการวิเคราะห์ครั้งแรกจะสร้างแบบจำลองของโครงสร้างให้มีความยาวเป็นอนันต์แล้วทำการวิเคราะห์หาสนามในโครงสร้างนั้นโดยตรง ส่วนครั้งที่สองจะสร้างแบบจำลองของโครงสร้างจริงที่ทำการวิเคราะห์แล้วทำการวิเคราะห์หาสนามจากโครงสร้างดังกล่าว [26] ซึ่งสนามที่วิเคราะห์ได้มาในครั้งนี้จะป็นสนามรวมที่ประกอบไปด้วยสนามในโครงสร้าง และสนามที่สะท้อนออกมาจากโครงสร้าง จากนั้นก็นำสนามในโครงสร้างและสนามที่สะท้อนออกมาในแต่ละพอร์ตที่อยู่ในโดเมนเวลาทำการแปลงโดยใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ก็จะได้สนามอยู่ในโดเมนความถี่แล้วนำค่าสนามที่อยู่ในโดเมนความถี่เหล่านั้นมาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจายต่อไป โดยสมการของพารามิเตอร์การกระจัดกระจายจะเป็นไปตามสมการ

$$S_{mn} = \frac{F[V_m(t)]}{F[V_n(t)]} \sqrt{\frac{Z_{0n}}{Z_{0m}}} \quad (3.35)$$

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

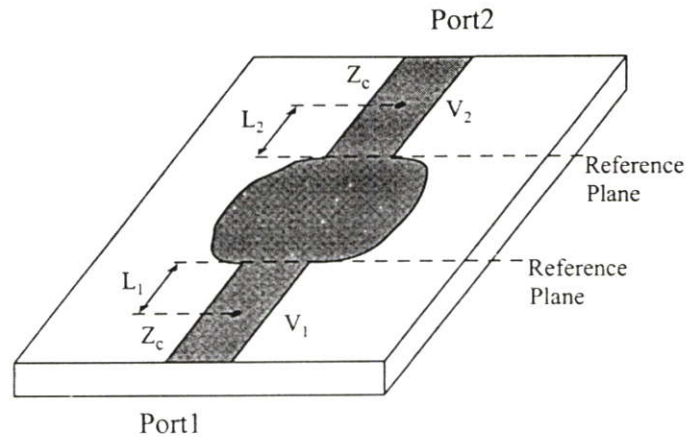
$$S_{11} = \frac{F[V_{1ref}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \quad (3.36 ก)$$

$$S_{12} = \frac{F[V_{1trans}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \quad (3.36 ข)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2trans}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \quad (3.36 ค)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2ref}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \quad (3.36 ง)$$

เมื่อ $V_{iinc}(t)$ และ $V_{iref}(t)$ ($i = 1, 2$) เป็นแรงดันในส่วนที่ส่งเข้าไปในโครงสร้างและแรงดันที่สะท้อนกลับมาตามลำดับของแต่ละพอร์ต และ $V_{itrans}(t)$ คือแรงดันที่ส่งมาที่พอร์ต i ซึ่งเป็นผลตอบสนองของสัญญาณมาจากพอร์ตอื่น



รูปที่ 3.5 วงจรความถี่สูงทั่วไปที่มีลักษณะการต่อแบบ 2 พอร์ต

ในรูปทั่วไปของพารามิเตอร์การกระจายจะอยู่ในรูปของคอมเพล็กซ์ซึ่งจะประกอบไปด้วยค่าของขนาดกัมเฟส ดังนั้นพารามิเตอร์การกระจายจะได้มาซึ่งสมการที่มีทั้งขนาดและเฟส

$$S_{11} = \frac{F[V_{1ref}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \cdot e^{2\gamma_1 L_1} \quad (3.37 ก)$$

$$S_{12} = \frac{F[V_{1trans}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.37 ข)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2trans}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.37 ค)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2ref}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \cdot e^{2\gamma_2 L_2} \quad (3.37 ง)$$

โดยที่ L_1 และ L_2 เป็นระยะห่างระหว่างจุดสมมุติ (Observation Point) และระนาบเฟสอ้างอิง (Phase Reference Plane) โดยจะมีค่าของ γ_1 และ γ_2 ($\gamma = \alpha + j\beta$) เป็นค่าคงที่ของการแพร่กระจายคลื่นของสายส่งสัญญาณที่พอร์ต 1 และ พอร์ต 2

S พารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศนั้นก็คือ S_{11} พารามิเตอร์ ซึ่งเป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันของสายอากาศ

3.8.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง

ในการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศนั้น อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio, VSWR) จัดเป็นสองพารามิเตอร์ที่มีความสำคัญ ซึ่งจะเห็นได้ว่า FDTD เป็นวิธีการหนึ่งที่มีประสิทธิภาพในการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศ และในการคำนวณอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะใช้สมการคือ

$$Z_{in} = Z_c \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (3.38)$$

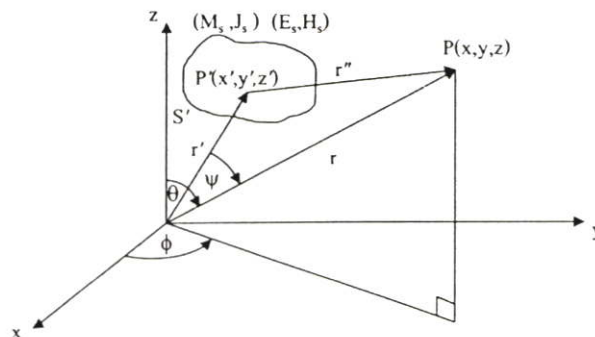
Z_c เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณโดยทั่วไป และค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จะเป็นค่าแบบคอมเพล็กซ์ ที่ซึ่งจะมีทั้งค่าจริงและค่าจินตภาพ ในส่วนของสมการหาอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งนั้น สามารถที่จะพิจารณาหาจากสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันของสายอากาศได้ดังสมการ

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (3.39)$$

3.8.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ

ในการวิเคราะห์ในแบบวิธี FDTD นั้นไม่สามารถหาผลลัพธ์ของแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-Field Radiation Pattern) ได้โดยตรง เนื่องจากกริดของ FDTD จะคำนวณเฉพาะพื้นที่ของสนามระยะใกล้ (Near-Field) เท่านั้น โดยจะไม่สามารถคำนวณในขอบเขตของสนามระยะไกลได้ (Far Field) ดังนั้นในวิธี FDTD จึงต้องทำการแปลงผลการคำนวณของสนามระยะใกล้ไปเป็นสนามระยะไกล (Near-Field to Far-Field) [6]

เงื่อนไขการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากพื้นที่ผิวปิด S' ของแหล่งกำเนิดแสดงดังรูปที่ 3.6 โดยการอ้างอิงหลักการของทฤษฎีสัมมูล์ทางผิวเพื่อหาค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า \vec{J}_s และความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็ก \vec{M}_s บนพื้นที่ S' เพื่อที่จะหาผลลัพธ์ของสนามระยะไกล

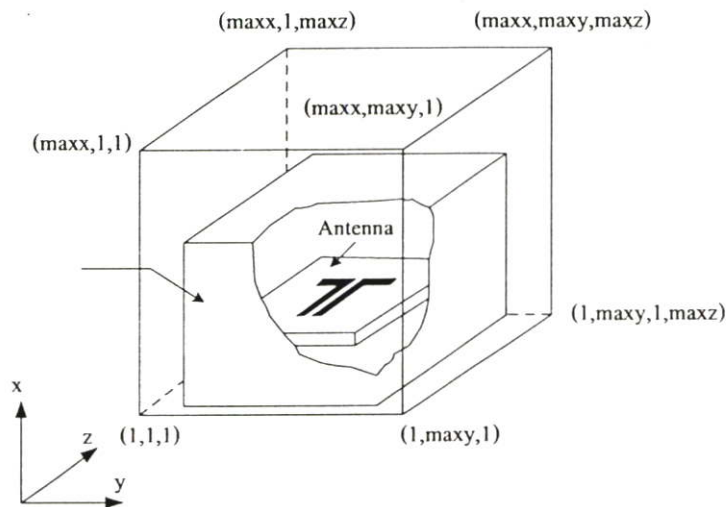


รูปที่ 3.6 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

พื้นที่ผิว S' ที่แสดงในรูปที่ 3.7 เป็นแหล่งกำเนิดสมมูลย์ที่แปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล โดยแหล่งกำเนิดสมมูลย์นี้ถ้าเป็นการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD จะให้นิยามเป็นกล่องเสมือน (Virtual Box) ในกริดของ FDTD ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.7 ตำแหน่งที่กำหนดให้เป็นกล่องเสมือนนั้นจะกำหนดให้เข้ามาในขอบเขตกริดของ FDTD ประมาณ 3-5 เซลล์จากขอบเขตนอกสุด ซึ่งจะทำให้ได้สมการความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า (\vec{J}_s) และ กระแสแม่เหล็ก (\vec{M}_s) ดังนี้

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H} \quad (3.40 \text{ ก})$$

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E} \quad (3.40 \text{ ข})$$



รูปที่ 3.7 กล่องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

ซึ่งความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กดังสมการที่ (3.40 ก) และ (3.40 ข) จะได้มาจากสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่ผิวของกล่องเสมือนทุกด้าน โดยในระบบพิกัดมุมจากนั้นจะได้สมการของความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กในแกน x, y และ z ตามสมการ

$$\vec{J}_s = J_x \hat{x} + J_y \hat{y} + J_z \hat{z} \quad (3.41 \text{ ก})$$

$$\vec{M}_s = M_x \hat{x} + M_y \hat{y} + M_z \hat{z} \quad (3.41 \text{ ข})$$

ในการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสนามระยะไกลที่จุด P ดังรูปที่ 3.4 นั้นจะใช้ศักดาเวกเตอร์มาช่วยในการหา ซึ่งศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กไฟฟ้าจะได้ดังสมการ

$$\vec{A} = \mu \iint_{S'} \frac{\vec{J}_s e^{-jkr'}}{4\pi r''} dS' \quad (3.42 \text{ ก})$$

$$\vec{F} = \varepsilon \iint_{S'} \frac{\vec{M}_s e^{-jkr'}}{4\pi r''} dS' \quad (3.42 \text{ ข})$$

ดังนั้นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่สนามระยะไกลจะได้สมการเป็น

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{F} \quad (3.43 \text{ ก})$$

$$\vec{H} = -j\omega \vec{F} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{F}) + \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (3.43 \text{ ข})$$

เมื่อค่า $r' \ll r$ ที่จุด P ของสนามระยะไกล

$$\begin{aligned} r'' &= \sqrt{r^2 - 2rr' \cos \psi + r'^2} \\ &\cong r \left(1 + \left(\frac{r'}{r}\right)^2 - 2\frac{r'}{r} \cos \psi\right)^{\frac{1}{2}} \\ &\cong r \left(1 - 2\frac{r'}{r} \cos \psi\right)^{\frac{1}{2}} \\ &\cong r - r' \cos \psi \end{aligned} \quad (3.44)$$

และจากสมการที่ (3.42 ก) และ (3.42 ข) สามารถเขียนศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กไฟฟ้าใหม่ได้เป็น

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{J}_s e^{-jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.45 \text{ ก})$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{M}_s e^{-jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.45 \text{ ข})$$

เมื่อ

$$r' \cos \psi = r' \cdot \hat{r} = x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi + z' \cos \theta \quad (3.46)$$

จากสมการ (3.45 ก) และ (3.45 ข) ที่อยู่ในเทอมของอินทิกรัลนั้นจะให้นิยามใหม่เป็นค่าของ \vec{N} และ \vec{L} ดังสมการ

$$\vec{N} = \iint_{S'} \vec{J}_s e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.47 \text{ ก})$$

$$\vec{L} = \iint_S \vec{M}_s e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.47 \text{ ข})$$

และจะได้รับความสัมพันธ์ของศักดาเวกเตอร์ \vec{A} และ \vec{F}

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{N} \quad (3.48 \text{ ก})$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{L} \quad (3.48 \text{ ข})$$

นำสมการที่ (3.48) ไปใส่ไว้ในสมการ (3.43) จะได้ซึ่งสมการในการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ดังนี้

$$E_\theta = \eta H_\phi = -j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (\eta N_\theta + L_\phi) \quad (3.49 \text{ ก})$$

$$E_\phi = \eta H_\theta = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (-\eta N_\theta + L_\theta) \quad (3.49 \text{ ข})$$

โดยจะมีค่าของ

$$N_\theta = \iint_S (J_x \cos \theta \cos \phi + J_y \cos \theta \sin \phi - J_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.50 \text{ ก})$$

$$N_\phi = \iint_S (-J_x \sin \phi + J_y \cos \phi) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.50 \text{ ข})$$

$$L_\theta = \iint_S (M_x \cos \theta \cos \phi + M_y \cos \theta \sin \phi - M_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.50 \text{ ก})$$

$$L_\phi = \iint_S (-M_x \sin \phi + M_y \cos \phi) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.50 \text{ ข})$$

ในการวิเคราะห์สนามระยะไกลในกล่องเสมือน ดังสมการที่ได้กล่าวมานั้นจะวิเคราะห์อยู่ในโดเมนเวลา ดังนั้นจึงสามารถใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform : DFT) ซึ่งมีสมการทั่วไปเป็น

$$E(\omega) = \int_0^{+\infty} E(t)e^{-j\omega t} dt \quad (3.51 \text{ ก})$$

$$H(\omega) = \int_0^{+\infty} H(t)e^{-j\omega t} dt \quad (3.52 \text{ ข})$$

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

$$E(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} E(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \Delta t \quad (3.53 \text{ ก})$$

$$H(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} H(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \Delta t \quad (3.53 \text{ ข})$$

3.9 การพัฒนาคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศ

3.9.1. สูตรการหาอัตราขยาย (gain) ของสายอากาศ

อัตราขยายเป็นสิ่งที่แสดงคุณสมบัติอย่างหนึ่งของ สิ่งที่จะวัดความสามารถของสายอากาศในเชิงประสิทธิภาพ gain ของสายอากาศจะสัมพันธ์กับไดเรกทิวิตี (directivity) นั่นคือจะเป็นการวัดที่คิดจากประสิทธิภาพของสายอากาศ เช่นเดียวกับความสามารถในการชี้ทิศทางของสายอากาศ ทั้งนี้ directivity จะเป็นการวัดรายละเอียดเพียงแก่คุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศที่ถูกควบคุมโดย pattern ของสายอากาศนั้น

Absolute gain ของสายอากาศในทิศทางที่กำหนด คือ อัตราส่วนระหว่างความเข้มในทิศทางที่กำหนด หาด้วยความเข้มในการแพร่กระจายคลื่น [5] ซึ่งจะหาได้ถ้ากำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศถูกแพร่ออกไปทุกทิศทาง ความเข้มในการแพร่กระจายคลื่นจะตรงกันกับกำลังงานที่แพร่กระจายออกไปทุกทิศทุกทาง โดยมีค่าเท่ากับกำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศหารด้วย 4π

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (3.54)$$

ในกรณีตามที่กล่าวมาทั้งหมดนี้จะเกี่ยวกับ relative gain ซึ่งถูกกำหนดว่าเป็นอัตราส่วนของ power gain ในทิศทางที่กำหนด หาด้วย power gain ของสายอากาศอ้างอิงในทิศทางที่อ้างอิง ซึ่งในที่นี้จะใช้สายอากาศอ้างอิงที่เป็น isotropic source ที่ไม่มีการสูญเสีย

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}(\text{lossless isotropic source})} \quad (3.55)$$

โดยปกติเมื่อไม่ได้กำหนดทิศทาง power gain จะคิดจากทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นสูงสุด จะเขียนผลรวมของกำลังงานที่แพร่กระจายได้ดังสมการ (3.55) สำหรับค่าของกำลังงานแพร่กระจาย P_{rad} สามารถหาได้จาก

$$P_{rad} = e_{cd} P_m \quad (3.56)$$

เมื่อ e_{cd} คือ ค่าประสิทธิภาพในการแพร่กระจายของสายอากาศ ดังนั้นสามารถเขียนสูตรอัตราขยายได้ดังนี้

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} \left[4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] \quad (3.57)$$

หรือ

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} D(\theta, \phi) \quad (3.58)$$

เมื่อ $D(\theta, \phi)$ เป็นค่าของ directivity ซึ่งหาได้จากสูตร

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (3.59)$$

ดังนั้นสามารถหาเกณฑ์ของสายอากาศในหน่วย dB ได้จากสมการ (3.60)

$$G(\text{dB}) = 10 \text{Log}_{10}(e_{cd} D(\theta, \phi)) \quad (3.60)$$

สำหรับการหาค่าของ P_{rad} นั้นเราจะใช้สูตรในสมการที่ (3.61)

$$P_{rad} = B_0 \int_0^{2\pi} \left[\int_0^{\pi} f(\theta) g(\phi) \sin \theta d\theta \right] d\phi \quad (3.61)$$

โดยค่า B_0 นี้จะเป็นค่าคงที่

สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการ (3.62)

$$P_{rad} = B_0 \int_0^{2\pi} g(\phi) \left[\int_0^{\pi} f(\theta) \sin \theta d\theta \right] d\phi \quad (3.62)$$

ซึ่งสามารถนำเอาสูตรที่อยู่ในรูปอินทิกรัลของมุม θ , มาเขียนให้อยู่ในรูปของการประมาณค่าได้ ดังสมการที่ (3.63)

$$\int_0^{\pi} f(\theta) \sin \theta d\theta = \sum_{i=1}^N [f(\theta_i) \sin \theta_i] \Delta \theta_i \quad (3.63)$$

เมื่อ

$$\Delta\theta_i = \frac{\pi}{N} \quad (3.64)$$

และ

$$\theta_i = i\left(\frac{\pi}{N}\right), \quad i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (3.65)$$

สำหรับสูตรที่อยู่ในรูปอินทิกรัลของมุม ϕ เมื่อนำมาเขียนให้อยู่ในรูปของการประมาณค่าก็จะได้
 ดังสมการที่ (3.66)

$$\int_0^{2\pi} g(\theta) d\phi = \sum_{j=1}^M g(\phi_j) \Delta\phi_j \quad (3.66)$$

$$\Delta\phi_j = \frac{\pi}{N} \quad (3.67)$$

$$\phi_j = j\left(\frac{2\pi}{N}\right), \quad 1, 2, 3, \dots, M \quad (3.68)$$

ดังนั้นจากสมการที่ได้เมื่อนำมารวมกันจะได้

$$P_{rad} = Bo\left(\frac{\pi}{N}\right)\left(\frac{2\pi}{M}\right) \sum_{j=1}^M \left\{ g(\phi_j) \left[\sum_{i=1}^N f(\theta_i) \sin \theta_i \right] \right\} \quad (3.69)$$

เมื่อ

$$U = BoF(\theta, \phi) \quad (3.70)$$

ดังนั้นจะได้สูตรของการหาค่า P_{rad} ดังนี้

$$P_{rad} = Bo\left(\frac{\pi}{N}\right)\left(\frac{2\pi}{M}\right) \sum_{j=1}^M \left[\sum_{i=1}^N F(\theta, \phi) \sin \theta_i \right] \quad (3.71)$$

$$F(\theta, \phi) = \frac{f^2}{480\pi} \left[|L\phi + \eta N\theta|^2 + |L\theta - \eta N\phi|^2 \right] \quad (3.72)$$

จากสูตรการหาค่าของ p_{rad} สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของโปรแกรมได้ โดยลักษณะการเขียนเป็นโปรแกรมนี้จะเอาค่าของสมการที่ (3.72) มาแทนในสมการที่ (3.71) แล้วเขียนเป็นลักษณะของโปรแกรมเพื่อหาค่าของ p_{rad} ในลักษณะของการหาค่าผลบวกรวมโดยค่าของ j และ i จะเริ่มเพิ่มค่าขึ้นในแต่ละรอบจาก 0 ถึง 360 จนครบก็จะได้ค่าของ p_{rad} ในแต่ละระนาบออกมา ดังนี้

```
DO j=0,360
```

```
    prad_xy111=0
```

```
    prad_xy11=0
```

```
    prad_xz111=0
```

```
    prad_xz11=0
```

```
    prad_yz111=0
```

```
    prad_yz11=0
```

```
DO i=0,360
```

```
    prad_xy11=(abs(lph(1,j)+eta*nth(1,i))**2
```

```
&          +abs(lth(1,i)-eta*nph(1,j))**2)*sin((i*pi)/360)
```

```
    prad_xz11=(abs(lph(2,j)+eta*nth(2,i))**2
```

```
&          +abs(lth(2,i)-eta*nph(2,j))**2)*sin((i*pi)/360)
```

```
    prad_yz11=(abs(lph(3,j)+eta*nth(3,i))**2
```

```
&          +abs(lth(3,i)-eta*nph(3,j))**2)*sin((i*pi)/360)
```

```
    prad_xy111=prad_xy111+prad_xy11
```

```
    prad_xz111=prad_xz111+prad_xz11
```

```
    prad_yz111=prad_yz111+prad_yz11
```

```
ENDDO
```

```
    prad_xy1=prad_xy1+prad_xy111
```

```
    prad_xz1=prad_xz1+prad_xz111
```

```
    prad_yz1=prad_yz1+prad_yz111
```

```
ENDDO
```

```
prad_xy=(Pi**2/(180*360))*((freq*1e9)**2/(480*pi*c**2))*prad_xy1
```

```
prad_xz=(Pi**2/(180*360))*((freq*1e9)**2/(480*pi*c**2))*prad_xz1
```

```
prad_yz=(Pi**2/(180*360))*((freq*1e9)**2/(480*pi*c**2))*prad_yz1
```

สำหรับค่าของ directivity ของสายอากาศ ก็คือ ค่าอัตราส่วนของความเข้มในการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศในทิศทางที่กำหนดหารด้วยความเข้มในการแผ่กระจายคลื่นเฉลี่ยตลอดทุกทิศทาง ซึ่งความเข้มในการแผ่กระจายคลื่นเฉลี่ยจะเท่ากับพลังงานทั้งหมดที่แผ่กระจายออกจากสายอากาศหารด้วย 4π ถ้าไม่ได้กำหนดทิศทางจะใช้ทิศที่มีความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นสูงสุด ดังสมการที่ (3.73)

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (3.73)$$

เมื่อ U = ค่าความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น

$$U = \frac{f^2}{480\pi c^2} |L\phi + \eta N\theta|^2 + |L\theta - \eta N\phi|^2 \quad (3.74)$$

สำหรับค่าของ directivity นี้เราจะใช้สมการที่ (3.73) มาใช้ในการคำนวณ ส่วนค่าของ P_{rad} นั้นเราจะเอาค่าที่ได้จากการหาในสมการที่ (3.71) และ (3.72) มาใช้ร่วมในการคำนวณหาค่าของ directivity ด้วย ซึ่งสามารถเขียนเป็นโปรแกรมได้ดังรูปแบบข้างล่างนี้

```
k = 2*Pi*freq*1e+9
coss=k**2/(480*pi**2)
DO i=0,360
  direc_xy(i)=(coss*(abs(lph(1,i)+eta*nth(1,i))**2
&                +abs(lth(1,i)-eta*nph(1,i))**2))/prad_xy
  direc_xz(i)=(coss*(abs(lph(2,i)+eta*nth(2,i))**2
&                +abs(lth(2,i)-eta*nph(2,i))**2))/prad_xz
  direc_yz(i)=(coss*(abs(lph(3,i)+eta*nth(3,i))**2
&                +abs(lth(3,i)-eta*nph(3,i))**2))/prad_yz
ENDDO
```

สำหรับค่าของ directivity นี้ จะใช้สมการที่ (3.73) มาใช้ในการคำนวณ ส่วนค่าของ P_{rad} นั้นจะเอาค่าที่ได้จากการหาในสมการที่ (3.71) และ (3.72) มาใช้ร่วมในการคำนวณหาค่าของ directivity เมื่อสมมติให้สายอากาศเป็นแบบ lossless จะทำให้ค่าของ $e_{cd} = 1$ ดังนั้นจากสมการที่ (3.58) จะได้สมการหาอัตราขยาย (Gain) ดังสมการที่ (3.76) เมื่อแทนค่า $e_{cd} = 1$

$$G(\theta, \phi) = D(\theta, \phi) \quad (3.75)$$

และหาเกณฑ์ของสายอากาศในหน่วย dB ได้ดังสมการที่ (3.76) เมื่อแทนค่า $e_{cd} = 1$

$$G(\theta, \phi)_{dB} = 10 \text{Log}(D(\theta, \phi)) \quad (3.76)$$

ดังนั้นจึงนำเอาสมการที่ (3.76) มาเขียนเป็นโปรแกรมโดยกำหนดให้ค่า $e_{cd} = 1$ ได้ดังนี้

$$\text{gain}_{xy} = 10 * \log_{10}(\text{direc}_{xy}(i) * e_{cd})$$

$$\text{gain}_{xz} = 10 * \log_{10}(\text{direc}_{xz}(i) * e_{cd})$$

$$\text{gain}_{yz} = 10 * \log_{10}(\text{direc}_{yz}(i) * e_{cd})$$

3.9.2 การหาค่าประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency)

ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ คือ e_o ใช้บอกถึงความสูญเสียที่ขั้วอินพุตและภายใน โครงสร้างของสายอากาศ ซึ่งการสูญเสียนี้อาจหลีกเลี่ยงไม่ได้ [9] จะเห็นได้ว่าการสูญเสียอาจเกิดขึ้นได้เนื่องจาก

1. การสะท้อนกลับเนื่องจากความไม่สมพจน์ (Mismatch) กันระหว่างสายส่ง (Transmission Line) กับสายอากาศ
 2. การสูญเสียทั้งในตัวนำและฉนวน ($I^2 R$)
- โดยทั่วไปแล้วประสิทธิภาพทั้งหมด คำนวณได้จาก

$$e_o = e_r e_c e_d \quad (3.77)$$

เมื่อ e_o = ประสิทธิภาพทั้งหมด

$$e_r = \text{ประสิทธิภาพเกี่ยวกับการสะท้อนกลับ} = (1 - |\Gamma|^2)$$

$$e_c = \text{ประสิทธิภาพของตัวนำ}$$

$$e_d = \text{ประสิทธิภาพของฉนวน}$$

$$\Gamma = \text{สัมประสิทธิ์การสะท้อนของศักดาไฟฟ้าที่ขั้วของสายอากาศ}$$

$$[\Gamma = (Z_{in} - Z_o) / (Z_{in} + Z_o)] \text{ เมื่อ } Z_{in} = \text{อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ}$$

$$Z = \text{อิมพีแดนซ์ลักษณะ (Characteristic Impedance) ของสายส่ง}$$

ปกติ e_c และ e_d คำนวณหาได้ลำบาก ส่วนมากมักหาได้จากการทดลองแต่ถึงกระนั้นก็แยก e_c จาก e_d ไม่ออก ดังนั้นเพื่อความสะดวกจึงเขียน (3.34) ใหม่เป็น

$$e_o = e_r e_{cd} = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (3.78)$$

เมื่อ $e_{cd} = e_c e_d$ = ประสิทธิภาพในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

ซึ่งนำมาเขียนเป็นโปรแกรมได้ดังนี้

$$er=(1-(abs((zi-z0)/(zi+z0))))**2)$$

$$eo=(er*ecd)*100$$

3.9.3 สูตรการหาค่าของแบนด์วิธ (bandwidth)

แบนด์วิธของสายอากาศ คือ ย่านความถี่ที่สายอากาศสามารถใช้งานได้ดี โดยจะต้องมีคุณสมบัติตรงตามมาตรฐานที่กำหนด สามารถพิจารณาแบนด์วิธว่าเป็นย่านความถี่ที่คิดจากด้านข้างของสองด้านของจุดกึ่งกลางความถี่ใช้งาน

$$Bw = f_{high} - f_{low} \quad (3.79)$$

$$\text{Fractional bandwidth} = \frac{(f_{high} - f_{low})}{f_c} \quad (3.80)$$

และสามารถนำมาเขียนเป็นโปรแกรมได้ดังนี้

$$fcc=(fH+fL)/2$$

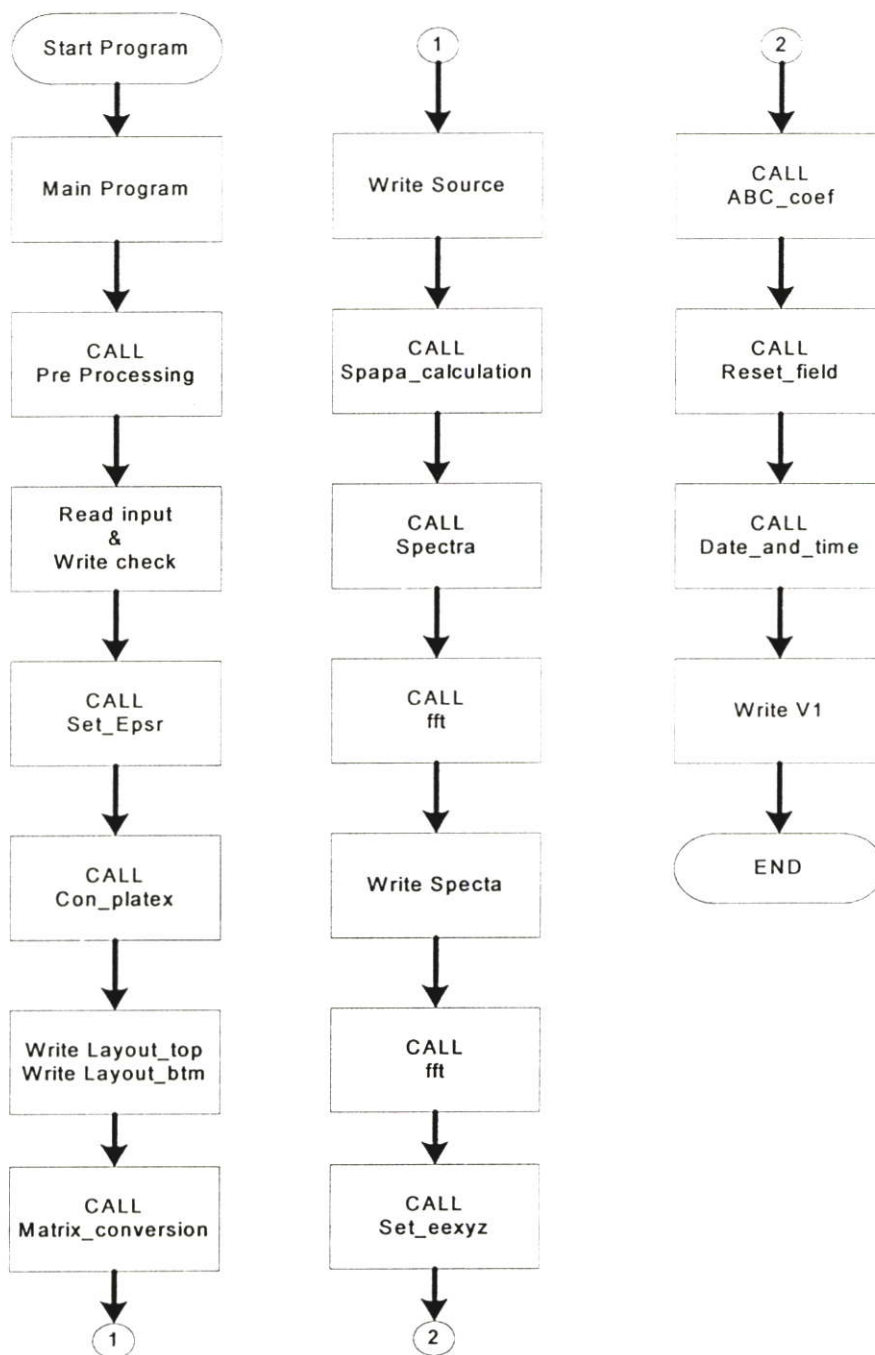
$$Bw=fH-fL$$

$$FBw=(Bw/fcc)*100$$

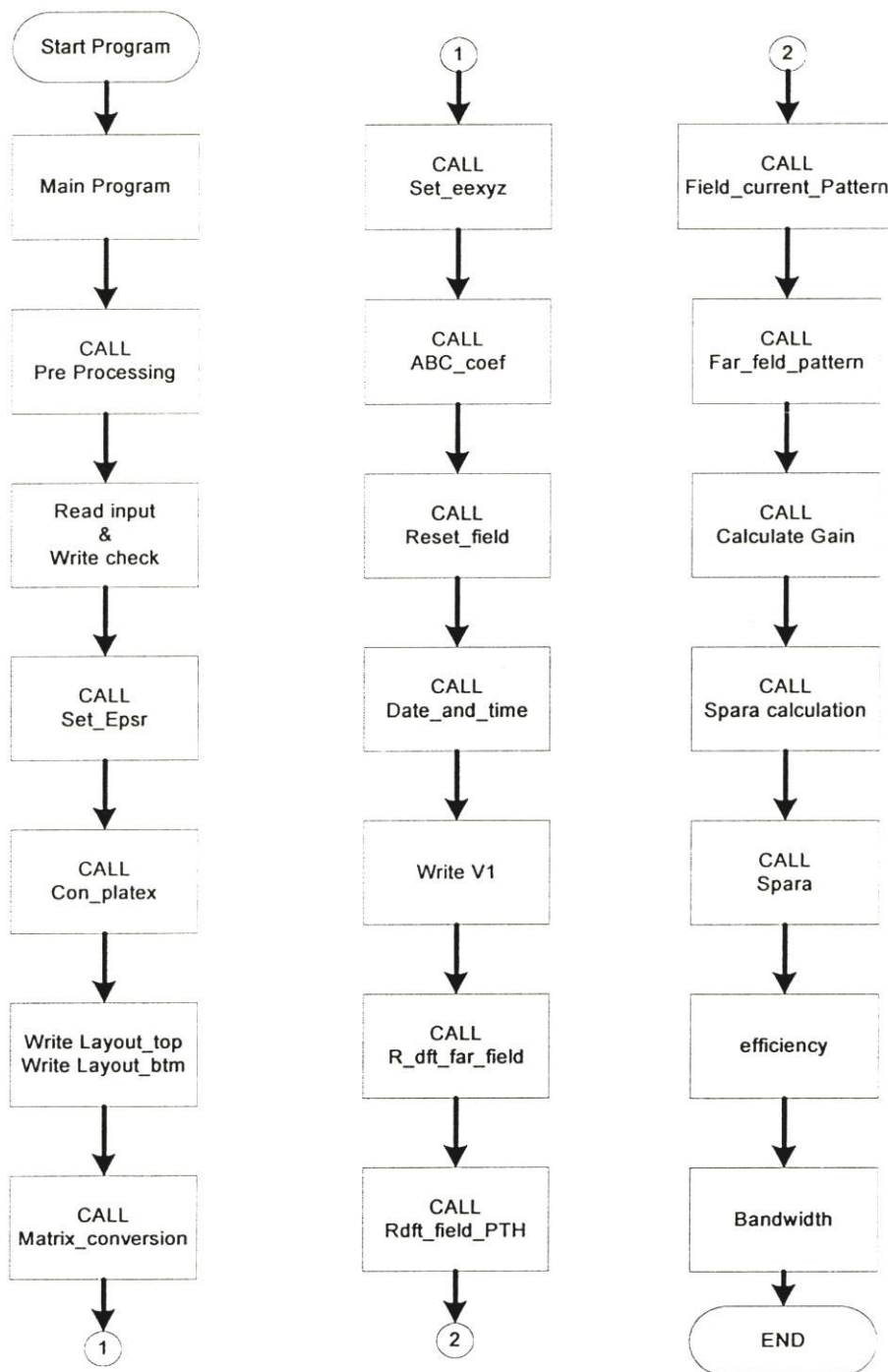
3.10 การทำงานของโปรแกรม FDTD

การทำงานของโปรแกรม FDTD จะใช้วิธีการวิเคราะห์สองครั้ง โดยการวิเคราะห์ครั้งแรกจะเป็นการสร้างแบบจำลองของโครงสร้างให้มีความยาวเป็นอนันต์ แล้วทำการวิเคราะห์หาสนามไฟฟ้า และ สนามแม่เหล็ก ในโครงสร้างนั้นโดยตรง ส่วนครั้งที่สองจะสร้างแบบจำลองของโครงสร้างจริงที่ต้องการทำการวิเคราะห์ แล้วทำการวิเคราะห์หาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจากโครงสร้างดังกล่าว โดยมีลำดับการทำงานดังนี้ การทำงานของ โปรแกรมในการวิเคราะห์ครั้งแรกเริ่มจาก main program จะทำการอ่านอินพุตจาก file “input.dat” พร้อมกำหนดตัวแปรต่าง ๆ จากนั้นจะทำการกำหนดค่าเริ่มต้นของ x, y, z และกำหนดค่าไดอิเล็กตริก จากนั้นทำการบันทึกโครงสร้างของสายอากาศและกำหนดค่าขอบเขตเป็นเมตริก จากนั้นทำการคำนวณเพื่อหาค่า V1 เพื่อใช้ในการวิเคราะห์ในขั้นตอนที่สอง การทำงานของโปรแกรมในการวิเคราะห์ครั้งที่สอง ในขั้นแรกจะทำงานเหมือนการวิเคราะห์ครั้งแรกโดยจะทำการอ่านอินพุตจาก file “input.dat” และทำการกำหนดและตรวจสอบค่าที่จำเป็นที่ใช้ในโปรแกรม จากนั้นทำการบันทึกโครงสร้างของสายอากาศและกำหนดค่าขอบเขตเป็นเมตริก จากนั้นจะทำการคำนวณค่าของสนามไฟฟ้า สนามแม่เหล็ก การ

สูญเสียจากการสะท้อนกลับ (s_{11}) อัตราขยาย และ การคำนวณหาค่าแบนด์วิดธ์ของสายอากาศ จนจบการทำงาน



รูปที่ 3.8 แสดงลำดับขั้นตอนการทำงานของ INPUT ครั้งที่ 1



รูปที่ 3.9 แสดงลำดับขั้นตอนการทำงานของ INPUT ครั้งที่ 2

บทที่ 4

การวิเคราะห์และทดสอบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉาก สำหรับการสื่อสารไร้สาย

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์และทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากสำหรับการสื่อสารไร้สาย สำหรับการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศนั้นจะใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference – Time Domain : FDTD) ในการวิเคราะห์และคำนวณ โดยในงานวิจัยนี้ได้ทำการพัฒนาโปรแกรมการคำนวณสายอากาศด้วยระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบ FDTD เพื่อให้มีประสิทธิภาพในการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศได้ดียิ่งขึ้น โดยเพิ่มการคำนวณในส่วนของอัตราขยายของสายอากาศ และประสิทธิภาพของสายอากาศ สำหรับสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์จะประกอบไปด้วยสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด และสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ซึ่งแบบหลังสุดนี้จะทำการวัดทดสอบเพื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองสายอากาศ

4.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉาก

สำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากสำหรับการสื่อสารไร้สาย จะใช้วัสดุฐานรอง FR4 ที่มีคุณสมบัติดังนี้

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก	ϵ_r	=	4.5
ความหนาวัสดุฐานรอง	h	=	1.6 mm.
ค่าความนำของวัสดุตัวนำ (ทองแดง)	σ	=	5.8×10^7 s/m
ค่าความหนาของวัสดุตัวนำ	t	=	0.035 mm.
ค่าตัวประกอบการกระจาย	$\tan \delta$	=	0.02

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากที่มีการส่งผ่านสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ที่ถูกต้องแบบเปิดวงจร (open-circuit) โดยส่วนที่สำคัญอย่างหนึ่งในการออกแบบนั้น คือ การออกแบบสายส่งสัญญาณให้มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม (Z_0) โดยคำนวณหาความกว้างของสายส่งสัญญาณ (W) จากสมการที่ (4.1) ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) และความหนาของวัสดุฐานรอง (h) จากสมการที่ 2.18 – 2.21 สามารถที่จะคำนวณหา

ค่าตัวประกอบการกระจาย ($\tan \delta$) ได้เท่ากับ 0.02 ที่ซึ่งจากสมการจะแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่าคงตัวไดอิเล็กตริกและค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์

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

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_o \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.1ข)$$

การคำนวณค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์ประสิทธิผล (ϵ_{eff})

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \sqrt{1 + \frac{12h}{W}} \quad ; \frac{W}{h} > 1 \quad (4.2)$$

คำนวณหาความยาวคลื่น (λ_0) ได้จาก

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (4.3)$$

ค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ในตัวนำ (λ_g)

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

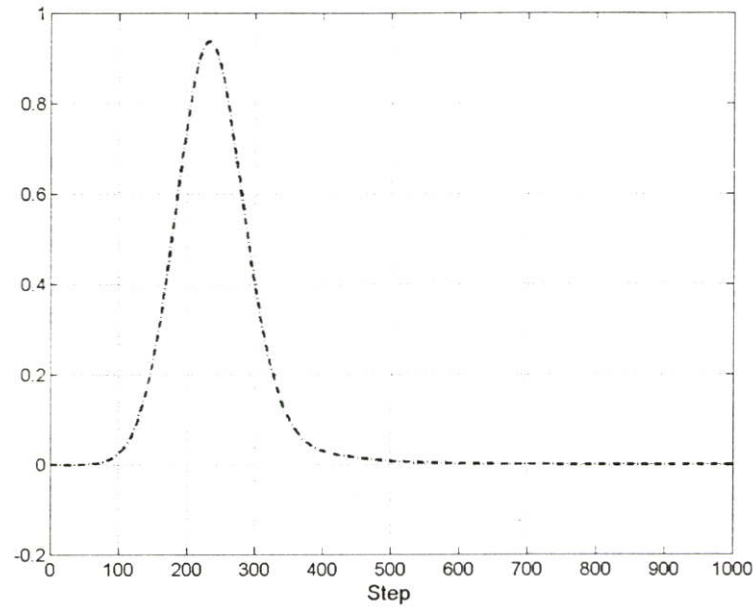
$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.5)$$

โดยที่

- c คือ ความเร็วแสง (ประมาณ 3×10^8 m/s)
- f คือ ความถี่ที่ต้องการออกแบบ
- ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์
- ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง

4.2.1 การจำลองสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากด้วยวิธีผลต่างสลับเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD)

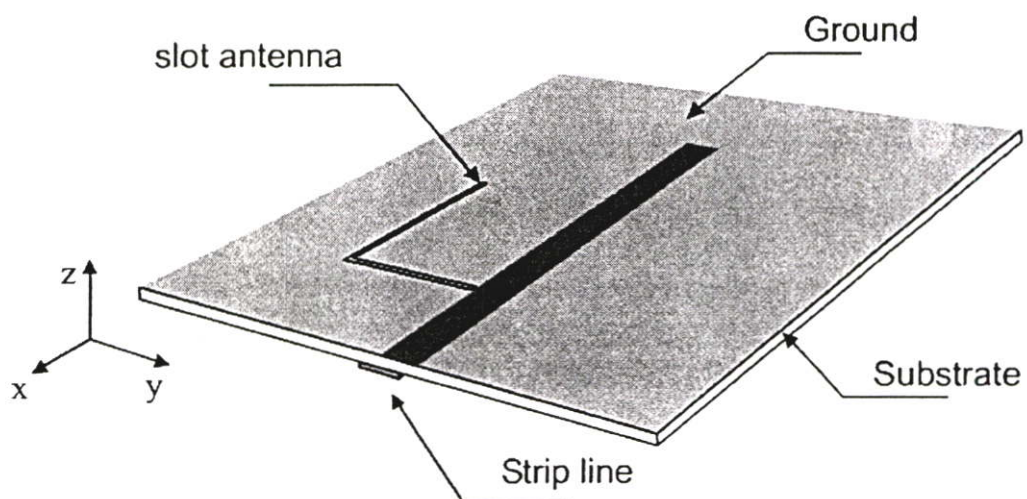
การวิเคราะห์สายอากาศในเชิงทฤษฎีด้วยวิธีแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศในบทความนี้ได้ใช้วิธีการวิเคราะห์เชิงตัวเลขแบบผลต่างสลับเนื่องในโดเมนเวลา (FDTD) โดยอาศัยโปรแกรมคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ ในการออกแบบรูปจำลองโครงสร้างของสายอากาศได้กำหนดขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง z คือ $\Delta z = 0.16$ มิลลิเมตร ขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง x และ y คือ $\Delta x = \Delta y = 0.1$ มิลลิเมตร



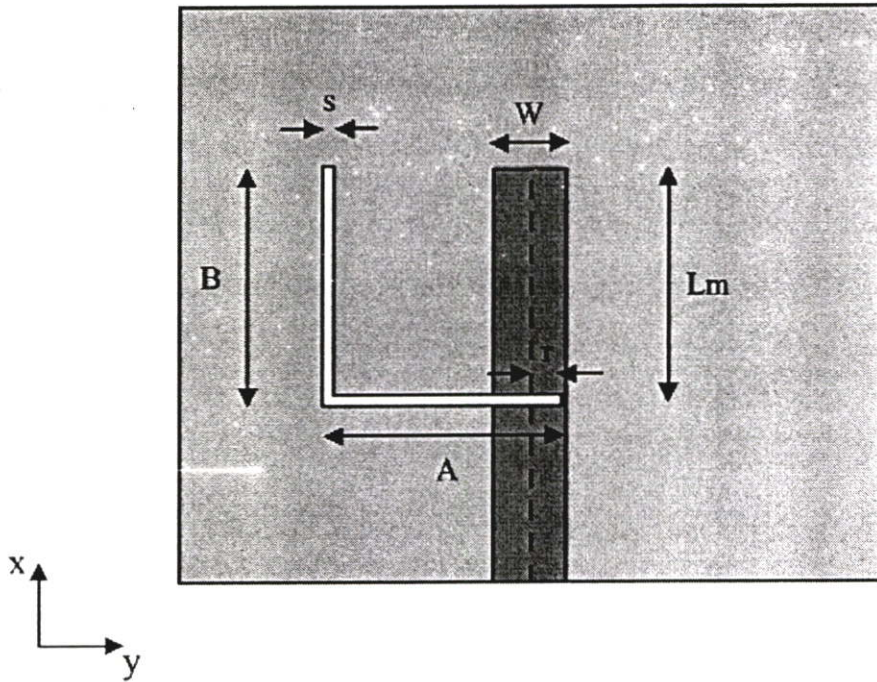
รูปที่ 4.1 แหล่งกำเนิดแรงดันที่เป็นพัลส์แบบเกาส์ที่ใช้ในการวิเคราะห์

จากรูปที่ 4.1 แสดงแหล่งกำเนิดแรงดันที่เป็นพัลส์แบบเกาส์ที่ป้อนให้กับ โครงสร้างจำลองของสายอากาศ ซึ่งเป็นแหล่งกำเนิดแรงดันที่ถูกป้อนเข้าไปในโครงสร้างของสายอากาศที่จะทำการวิเคราะห์

4.3 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด



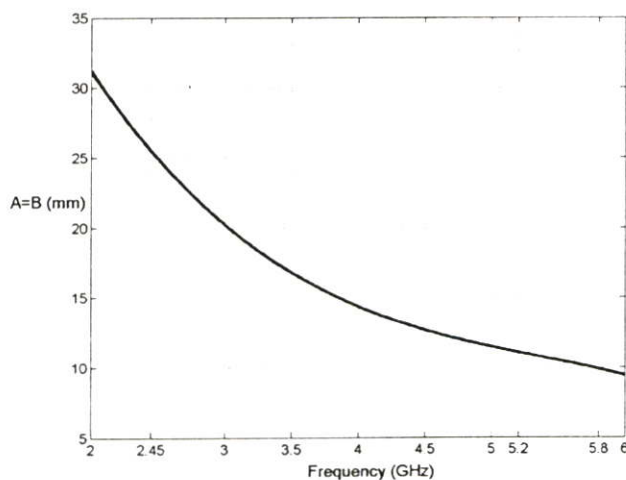
รูปที่ 4.2 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด



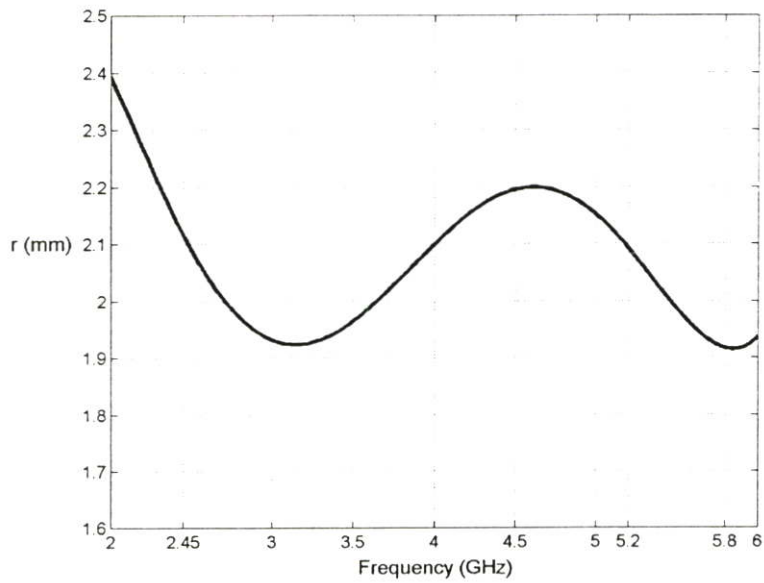
รูปที่ 4.3 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด

พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 4.3 ประกอบไปด้วย

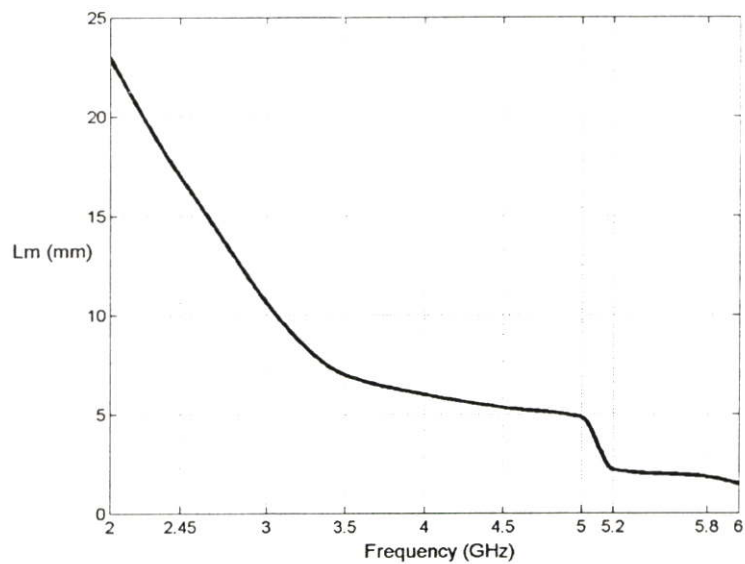
- A คือ ความยาวของช่องเปิดในแนวนอน
- B คือ ความยาวของช่องเปิดในแนวตั้ง
- S คือ ความกว้างของช่องเปิด
- W คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป
- L_m คือ ระยะห่างระหว่างขอบช่องเปิดในแนวนอนถึงขอบบนของไมโครสตริป
- r คือ ระยะห่างระหว่างจุดกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปกับขอบด้านปลายของความยาวในแนวนอน



รูปที่ 4.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวของด้านกับความถี่



รูปที่ 4.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะ r กับความถี่



รูปที่ 4.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะ L_m กับความถี่

จากรูปที่ 4.3 – 4.5 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดรูปมุมฉาก จากรูปที่ 4.2 และ 4.3 แสดงโครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด โดยโครงสร้างของสายอากาศประกอบไปด้วยช่องเปิดมุมฉากที่ถูกล้อมรอบบนระนาบกราวด์และมีวัสดุฐานรองเป็นแผ่น FR4 ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.5 และความหนาของวัสดุฐานรองเท่ากับ

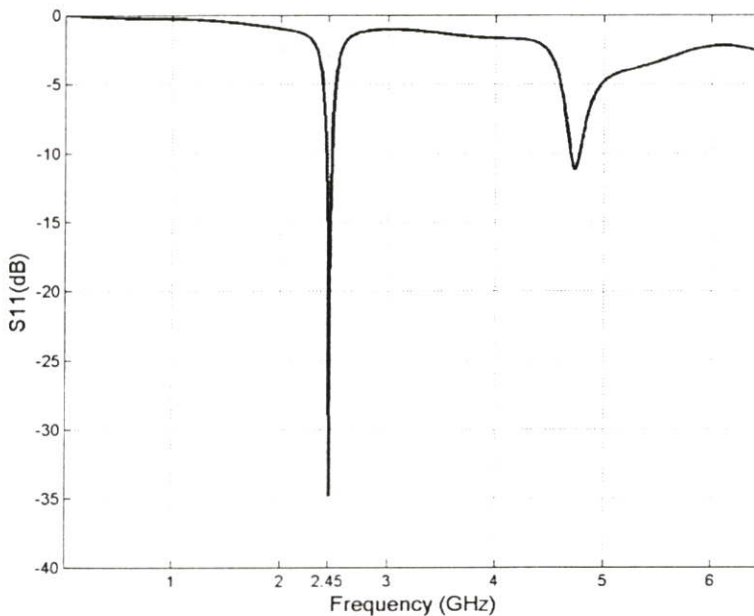
1.6 มิลลิเมตร โดยช่องเปิดจะถูกส่งสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริป และการออกแบบพารามิเตอร์ต่าง ๆ นั้นจะมีวิธีการออกแบบเพื่อให้ได้คุณลักษณะของสายอากาศที่ต้องการดังนี้

1. ออกแบบช่องเปิดให้มีความยาวด้าน $A = B$ มีค่าประมาณ $\frac{\lambda_g}{4}$
2. ออกแบบให้มีความยาวรวมของช่องเปิด $A + B \approx \frac{\lambda_g}{2}$

จากคุณสมบัติข้างต้นที่กล่าวมาจะเห็นได้ว่าพารามิเตอร์ความยาวรวมของช่องเปิดจะเป็นตัวกำหนดให้ได้รับความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ ส่วนความกว้างของช่องเปิด (S) จะเป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของสายอากาศ และสำหรับพารามิเตอร์ที่ใช้ทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศก็คือความยาว L_m กับ ระยะ r ดังนั้นจากหลักในการออกแบบทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 4.1 โดยจะออกแบบที่ความถี่ เรโซแนนซ์ 2.45 GHz เพื่อที่จะนำไปใช้ในระบบ WLAN ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 b/g ที่มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 2.4-2.4835 GHz

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด

พารามิเตอร์ของสายอากาศ	
A	20.9 mm (0.28 λ_g)
L_m	19.6 mm (0.26 λ_g)
R	1.1 mm
S	0.7 mm

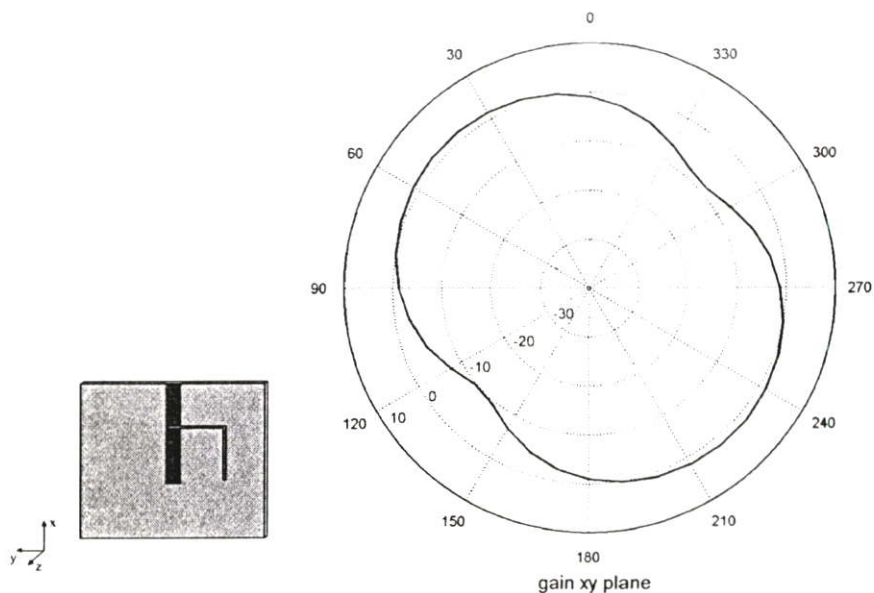


รูปที่ 4.7 แสดง S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด

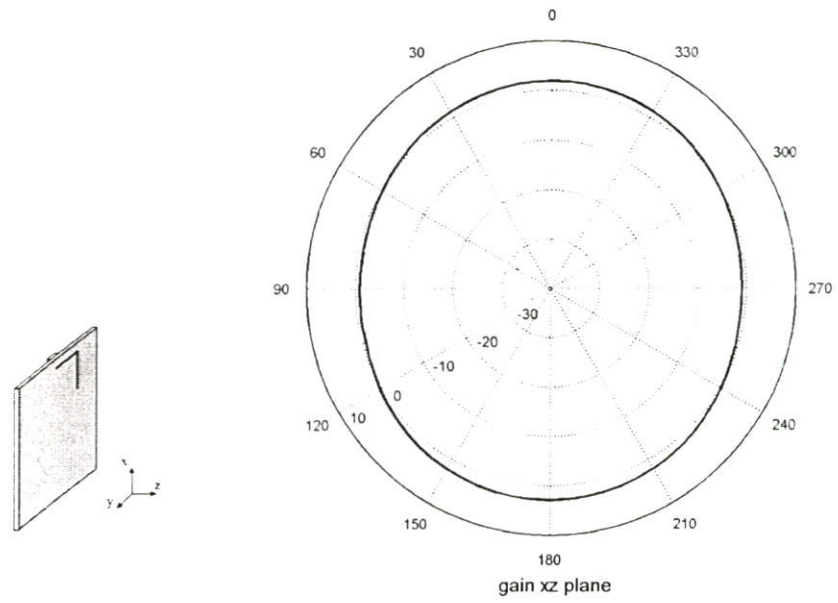
ตารางที่ 4.2 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด

ความถี่เรโซแนนซ์	2.453 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	-34.85 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	1.037 : 1
อินพุตอิมพีแดนซ์	48.5 - j0.967 โอห์ม
แบนด์วิดท์	2.4 - 2.5 GHz
ประสิทธิภาพของสายอากาศ	99.67 %
อัตราขยายของสายอากาศ	3.09 dBi

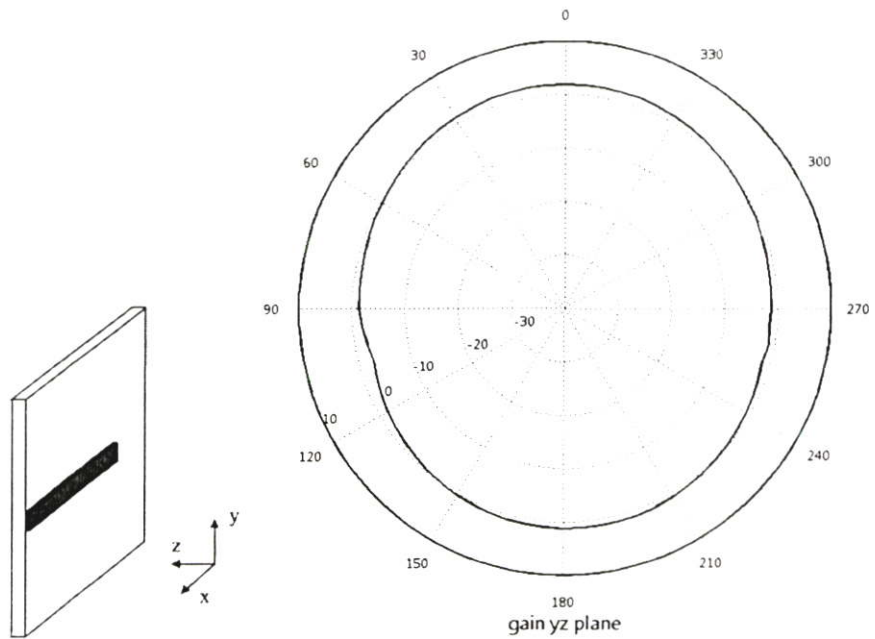
จากรูปที่ 4.7 แสดงให้เห็นว่าสายอากาศแบบช่องเปิดเดี่ยวจะทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ดีประมาณความถี่ 2.45 GHz และจะสังเกตความถี่หลังซึ่งเป็นความถี่ที่สองนั้นจะมีค่าน้อยมาก ทำให้ทราบว่าสายอากาศแบบนี้สามารถผลิตความถี่ได้ หนึ่งความถี่เท่านั้นสำหรับตารางที่ 4.2 แสดงคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ จะเห็นว่าสายอากาศแบบนี้จะมีอัตราขยายของสายอากาศสูงสุดที่ 3.09 dBi และประสิทธิภาพของสายอากาศประมาณ 99.67 %



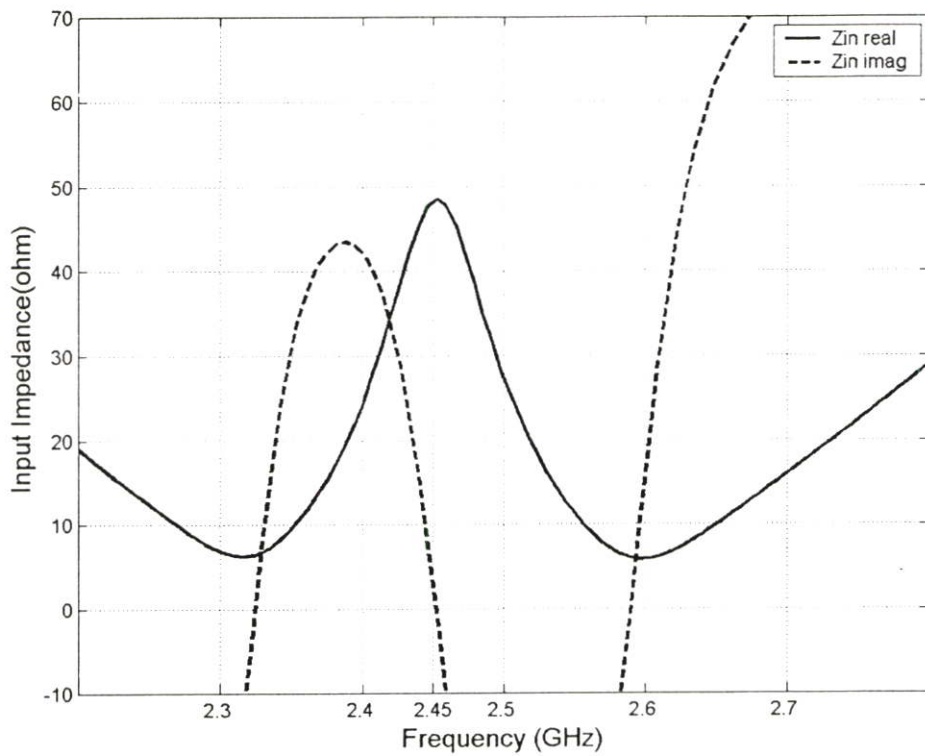
รูปที่ 4.8 แบบรูปอัตราขยายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด



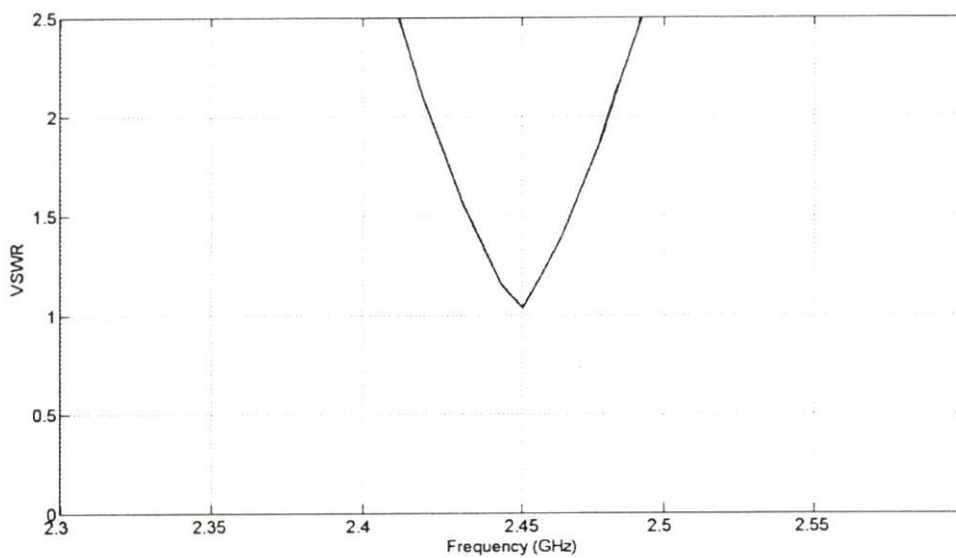
รูปที่ 4.9 แบบรูปอัตรายายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด



รูปที่ 4.10 แบบรูปอัตรายายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด



รูปที่ 4.11 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด

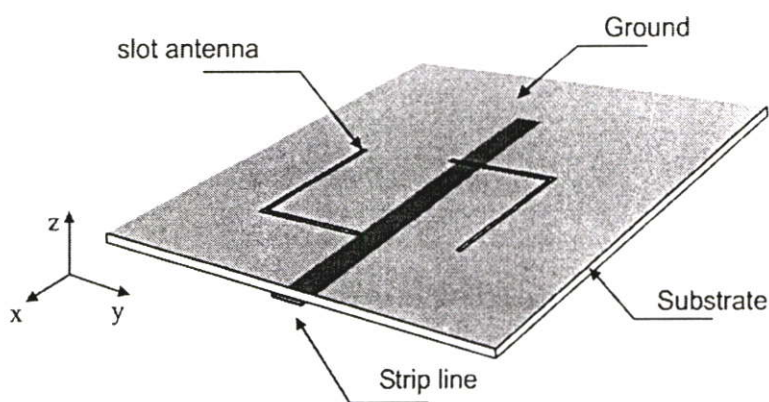


รูปที่ 4.12 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด

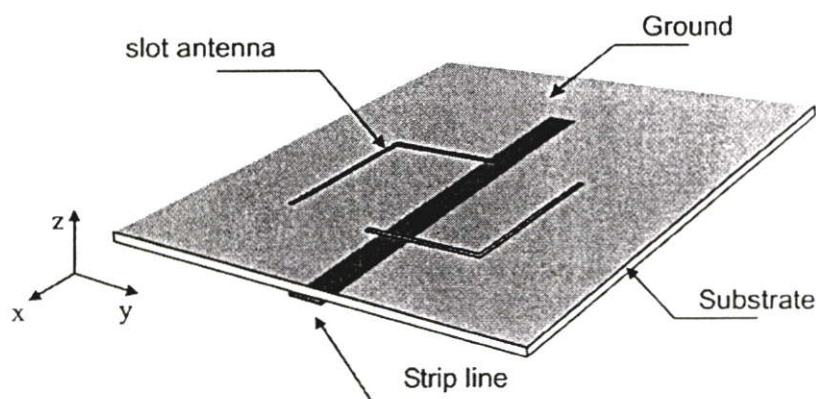
จากรูปที่ 4.9-4.10 แสดงแบบรูปอัตราขยายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศ จากรูปจะสังเกตเห็นได้ว่า ที่ระนาบ xy สายอากาศจะมีอัตราขยายสูงที่มุม 50 องศา กับ 230 องศา เนื่องจาก

ช่องเปิดเป็นแบบมุมฉากที่ซึ่งมีสนามมากที่สุดตรงมุมของช่องเปิด สำหรับระนาบ xz กับ yz นั้นจะมีอัตราขยายสูงที่มุม 0 องศา กับ มุม 180 องศา นั่นก็คือที่ด้านช่องเปิดกับด้านสายส่งไมโครสตริป ตามลำดับ รูปที่ 4.11-4.12 แสดง อินพุตอิมพีแดนซ์ และ VSWR ของสายอากาศแบบ 1 ช่องเปิด โดยค่า อินอินพุตอิมพีแดนซ์ มีค่าเท่ากับ $48.5 - j0.967$ โอห์ม VSWR เท่ากับ $1.037:1$

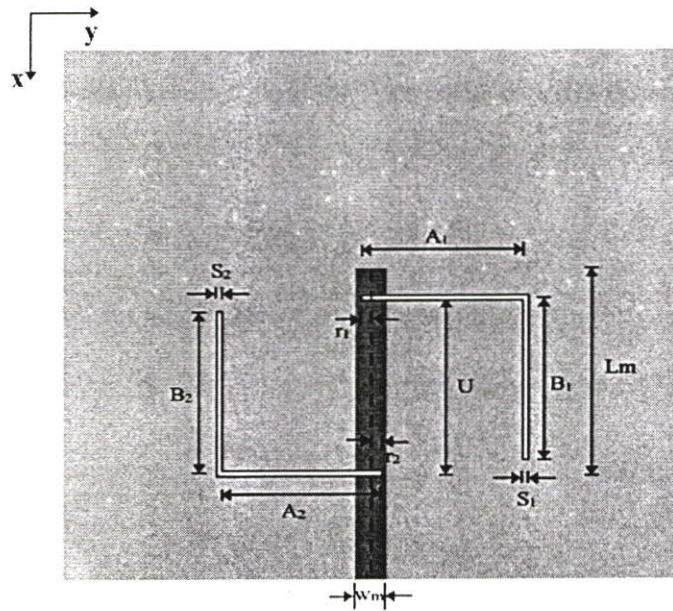
4.4 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด



รูปที่ 4.13 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด
รูปแบบที่ 1

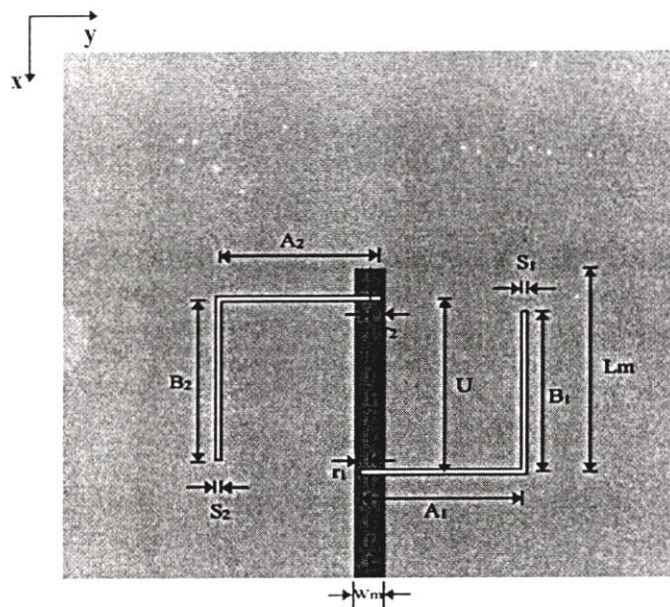


รูปที่ 4.14 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด
รูปแบบที่ 2



รูปที่ 4.15 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด

รูปแบบที่ 1

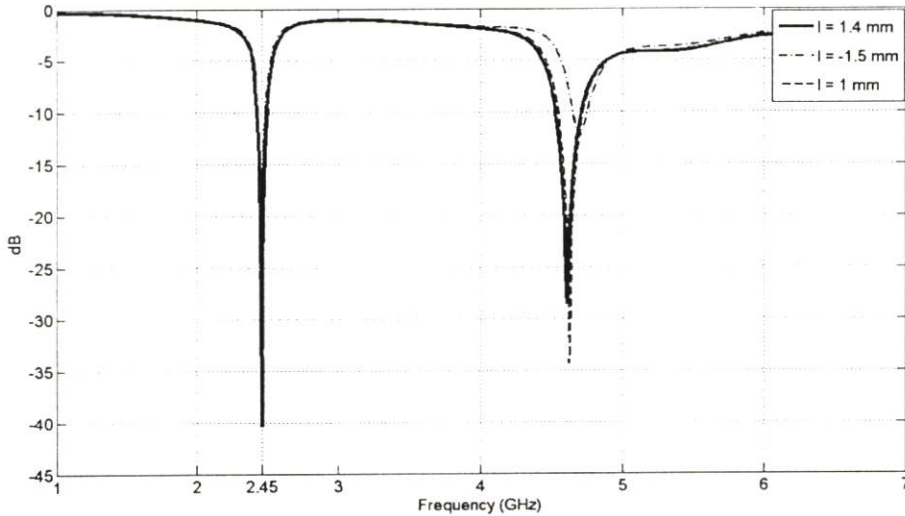


รูปที่ 4.16 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด

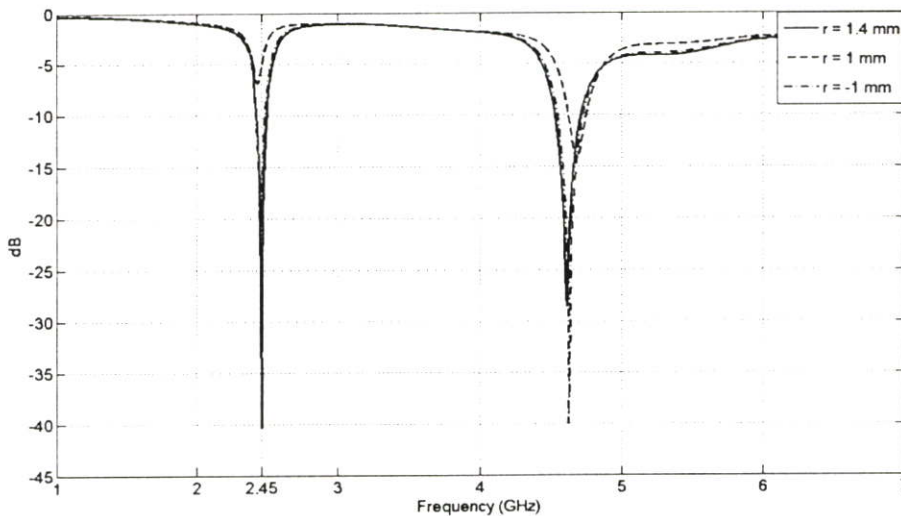
รูปแบบที่ 2

จากรูปที่ 4.13 - 4.16 แสดงโครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด รูปแบบที่ 1 และ รูปแบบที่ 2 โดยในการออกแบบจะวางช่องเปิด

มุมฉาก 2 ช่องเปิดเป็นแถวลำดับ ก็คือ มีช่องเปิดตัวที่ 1 อยู่ขอบด้านล่างของระนาบกราวด์ของสายอากาศ และช่องเปิดตัวที่ 2 อยู่ที่ขอบด้านบนของระนาบกราวด์ของสายอากาศ สำหรับพารามิเตอร์ของสายอากาศจะเหมือนกับสายอากาศแบบ 1 ช่องเปิด โดยที่พารามิเตอร์ของสายอากาศที่ความถี่



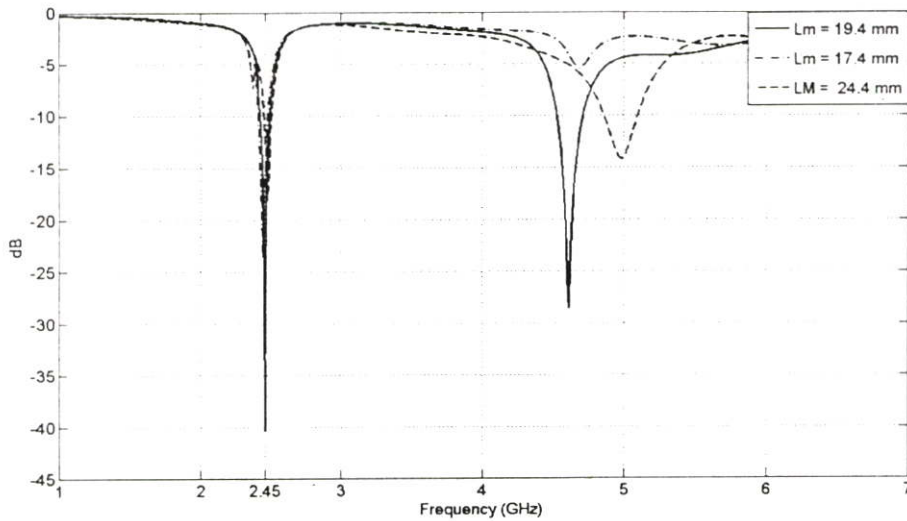
รูปที่ 4.17 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด เมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ r_1



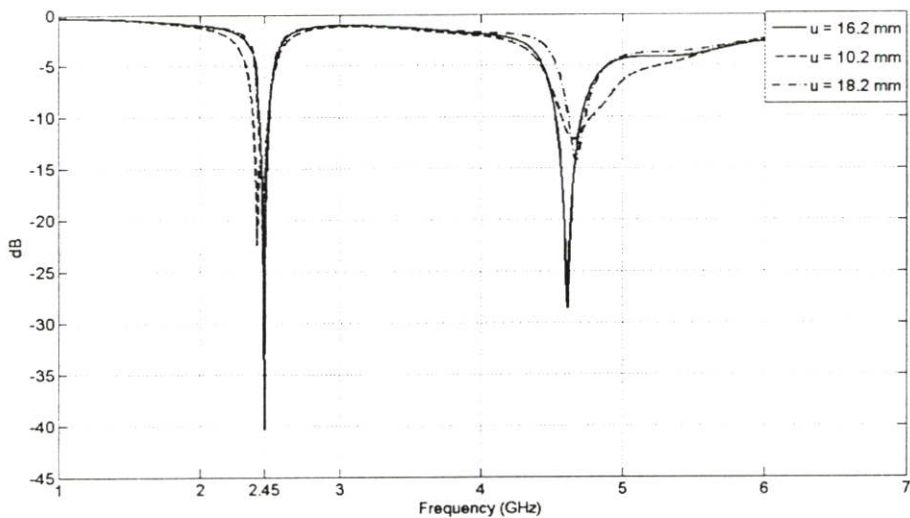
รูปที่ 4.18 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด เมื่อทำการปรับ r_2

จากรูปที่ 4.17 และ 4.18 แสดง S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดรูปมุมฉากแถวลำดับ 2 ช่องเปิดรูปแบบที่ 1 เมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ r_1 และ r_2 ตามลำดับ จากรูปจะ

เห็นได้ว่าพารามิเตอร์ r_1 และ r_2 จะมีผลต่อการเกิดเมทซิ่งในความถี่ที่สอง โดยระยะ r_2 จะมีผลมากกว่าระยะ r_1



รูปที่ 4.19 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด เมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ L_m



รูปที่ 4.20 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด เมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ u

จากรูปที่ 4.19 ถึง รูป 4.20 แสดงผลของ S_{11} เมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ L_m และ u ตามลำดับ จากรูป แสดงให้เห็นว่า การปรับพารามิเตอร์ L_m มีผลต่อการเกิดความถี่เรโซแนนซ์ ของความถี่ที่สอง ส่วนพารามิเตอร์ u จะมีผลกระทบต่อเมทซิ่งเช่นเดียวกับ r_1 และ r_2 โดยพารามิเตอร์

ค่าของสายอากาศไมโครสตริปแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิดที่ได้ทำการออกแบบไว้แสดงไว้ในตารางที่ 4.3

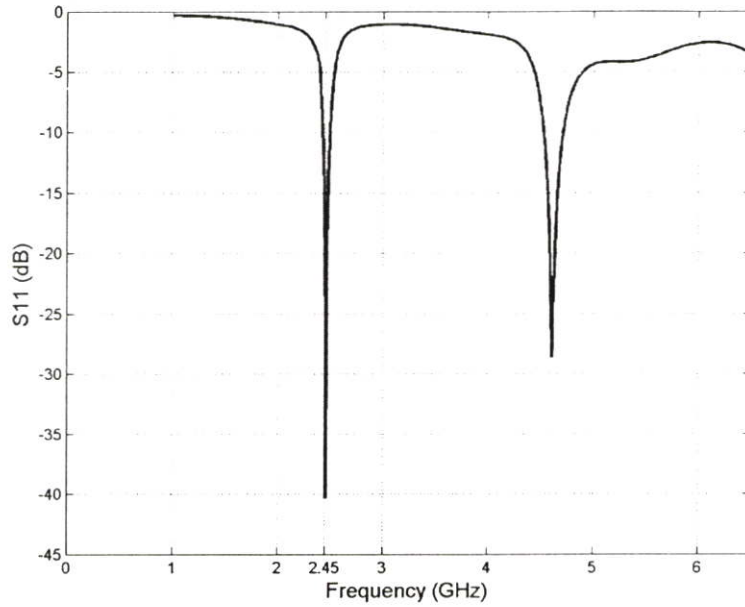
ตารางที่ 4.3 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด

พารามิเตอร์ของสายอากาศ	รูปแบบที่ 1	รูปแบบที่ 2
$A_1 = A_2$	20.9 mm (0.28 λ_g)	20.9 mm (0.28 λ_g)
$B_1 = B_2$	20.9 mm (0.28 λ_g)	20.9 mm (0.28 λ_g)
Lm	19.4 mm (0.26 λ_g)	19.4 mm (0.26 λ_g)
$r_1 = r_2$	1.4 mm	1.4 mm
$S_1 = S_2$	0.7 mm	0.7 mm
U	16.2 mm	16.2 mm

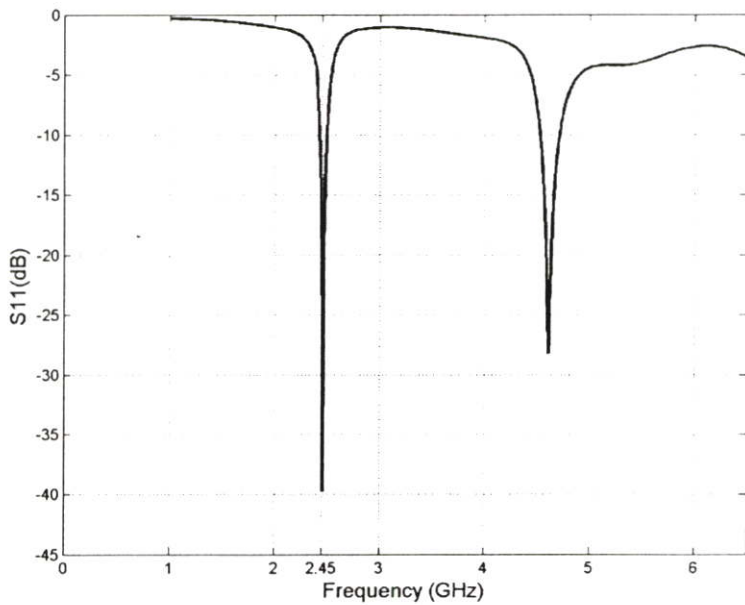
จากตารางที่ 4.3 จะเห็นว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิดของทั้งสองรูปแบบ โดยทั้งสองรูปแบบนั้นจะมีค่าพารามิเตอร์ที่เหมือนกันแต่จะกลับด้านช่องเปิดซึ่งกันและกัน โดยที่ความยาวรวมของช่องเปิดจะมีค่าประมาณ 0.56 λ_g และคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศจะแสดงดังตารางที่ 4.4 และรูปที่ 4.21 - 4.27

ตารางที่ 4.4 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด

สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด รูปมุมฉากแถวลำดับสองช่องเปิด	รูปแบบที่ 1	รูปแบบที่ 2
ความถี่เรโซแนนซ์	2.45 GHz	2.45 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	-40.35 dB	-39.75 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	1.019 : 1	1.021 : 1
อินพุตอิมพีแดนซ์	50.95 - j0.1893 โอห์ม	51.04 - j0.06 โอห์ม
แบนด์วิดท์	2.39 - 2.492 GHz	2.39 - 2.493 GHz
ประสิทธิภาพของสายอากาศ	99.98 %	99.98 %
อัตราขยายของสายอากาศ	3.88 dBi	3.88 dBi

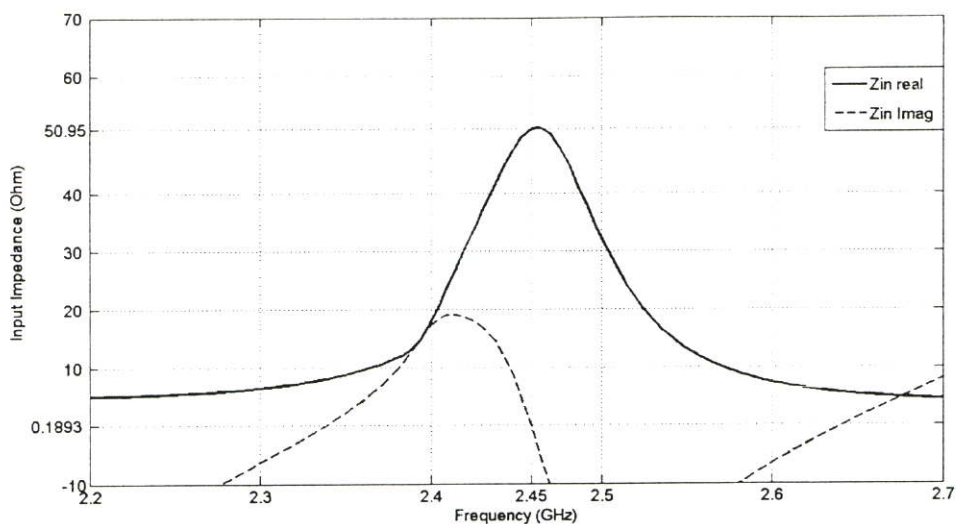


รูปที่ 4.21 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิดแบบที่ 1

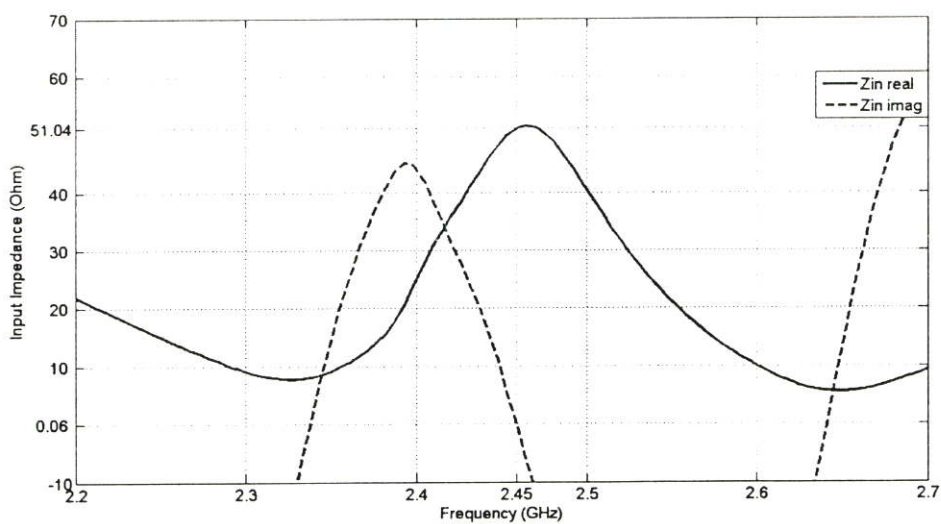


รูปที่ 4.22 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิดรูปแบบที่ 2

รูปที่ 4.22 และ 4.23 แสดง s_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศแบบ 2 ช่องเปิด ทั้งสองแบบ จะเห็นว่าสายอากาศทั้งสองแบบจะมีความถี่ตอบสนองที่ 2.45 GHz

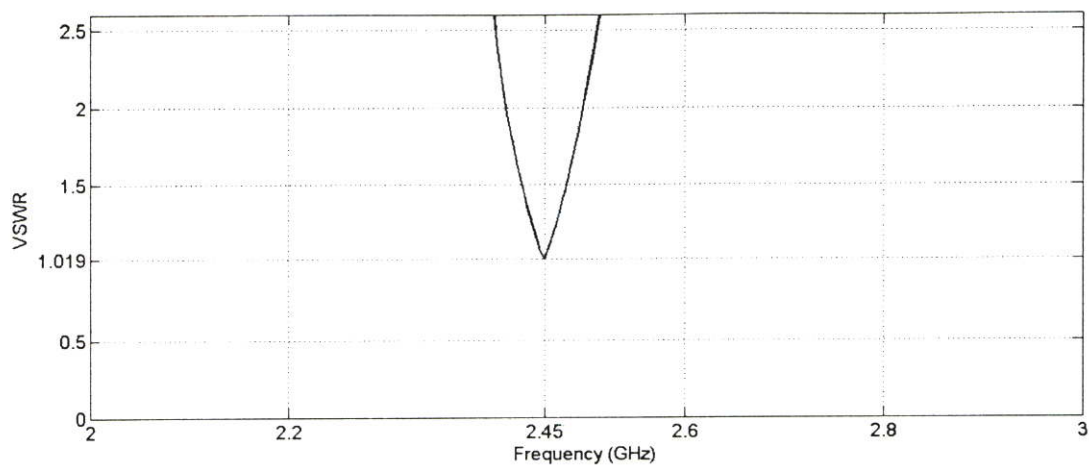


รูปที่ 4.23 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปมุมฉากแบบ 2 ช่องเปิด
รูปแบบที่ 1

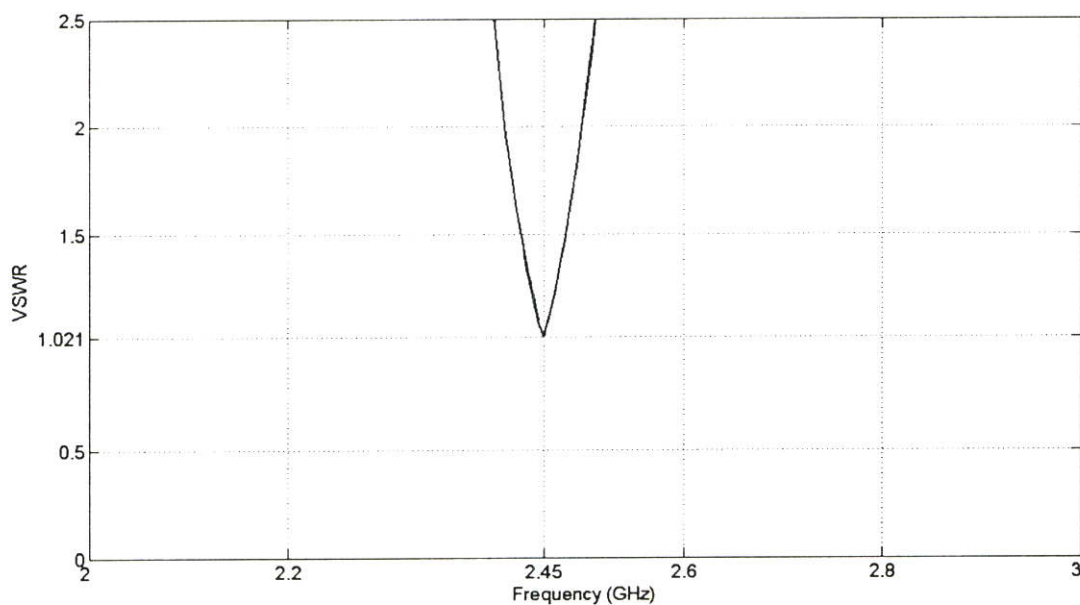


รูปที่ 4.24 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปมุมฉากแบบ 2 ช่องเปิด
รูปแบบที่ 2

รูปที่ 4.24 และ 4.25 แสดงอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบ 2 ช่องเปิดโดยสายอากาศ
รูปแบบที่ 1 มีอินพุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ $50.95 - j0.1893$ โอห์ม และสายอากาศแบบ 2 ช่องเปิด
รูปแบบที่ 2 มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ $51.04 - j0.06$ โอห์ม

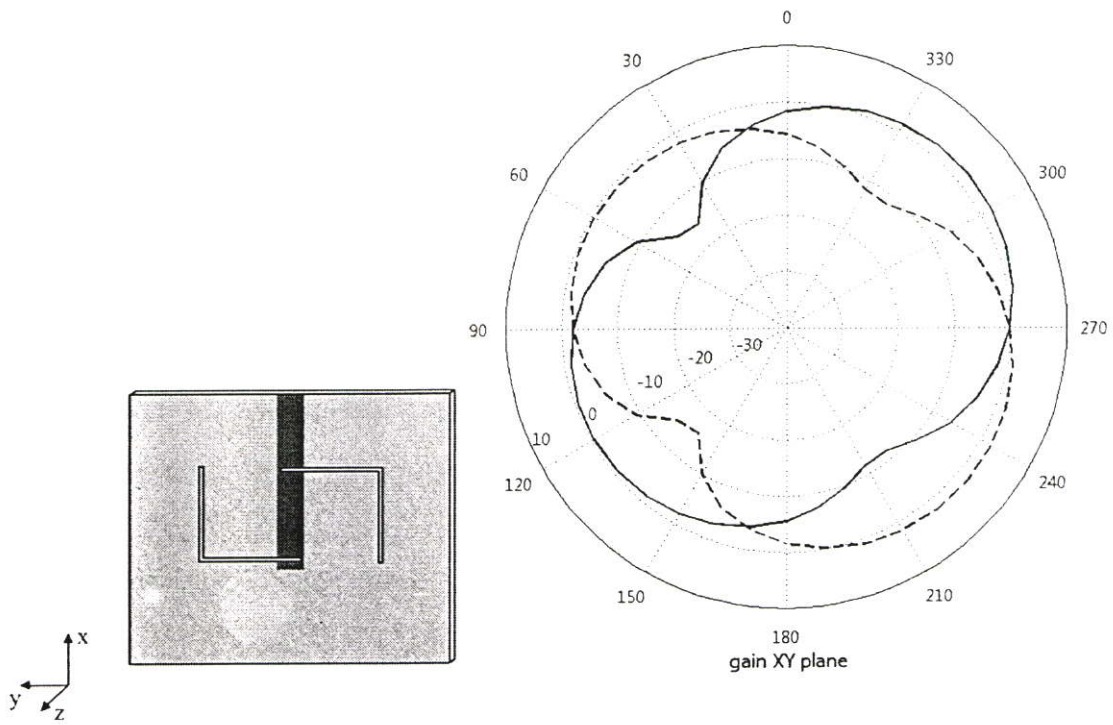


รูปที่ 4.25 VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปมุมฉากแบบ 2 ช่องเปิดรูปแบบที่ 1

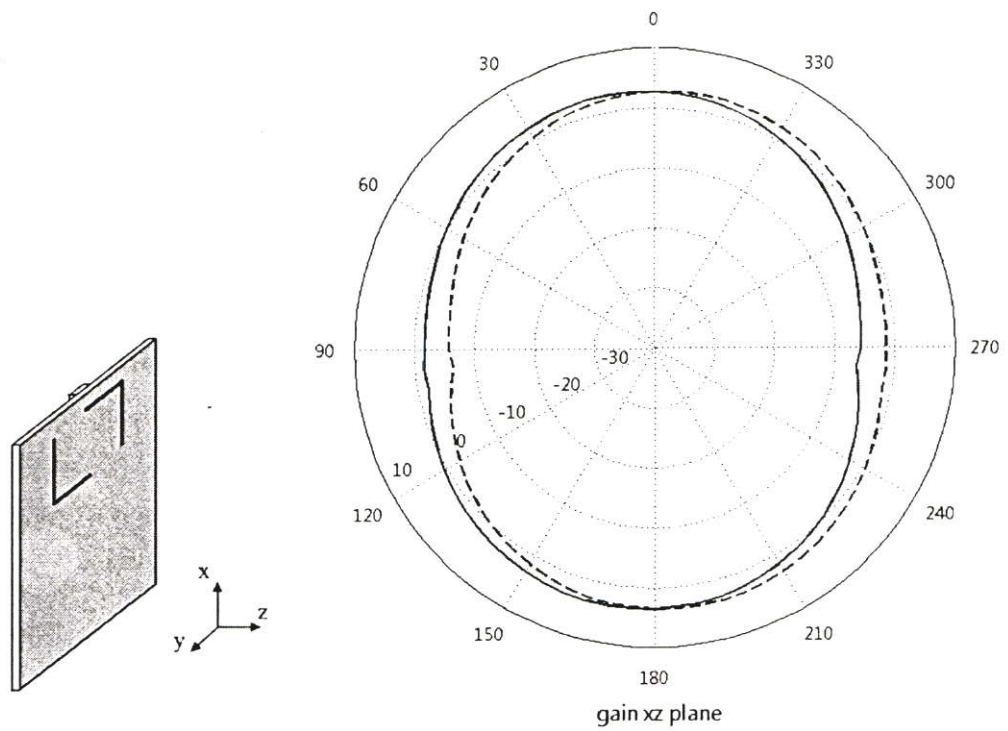


รูปที่ 4.26 VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปมุมฉากแบบ 2 ช่องเปิดรูปแบบที่ 2

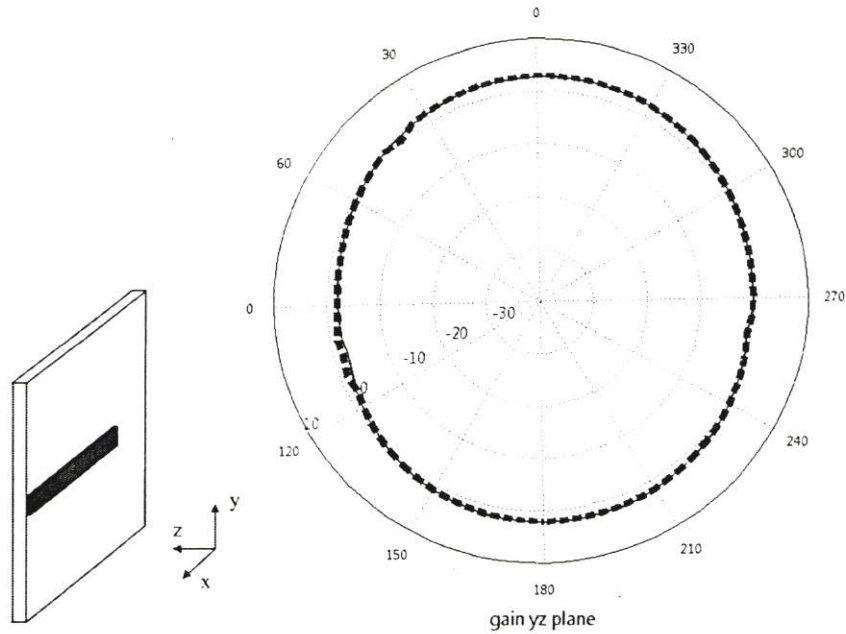
รูปที่ 4.26 และ 4.27 แสดง VSWR ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปมุมฉาก 2 ช่องเปิด โดยในรูปแบบที่ 1 มี VSWR เท่ากับ 1.019:1 และรูปแบบที่ 2 เท่ากับ 1.021:1



รูปที่ 4.27 แบบรูปอัตรายายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด



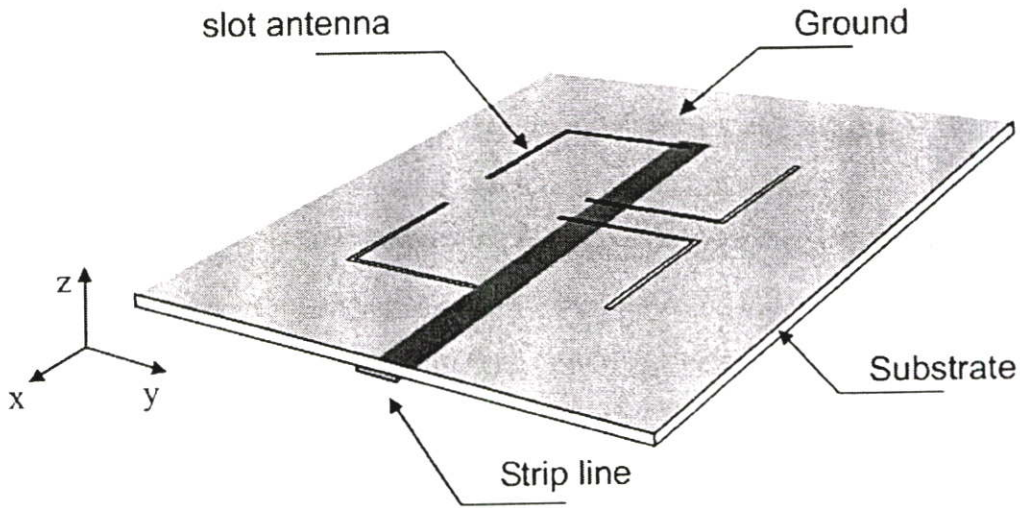
รูปที่ 4.28 แบบรูปอัตรายายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด



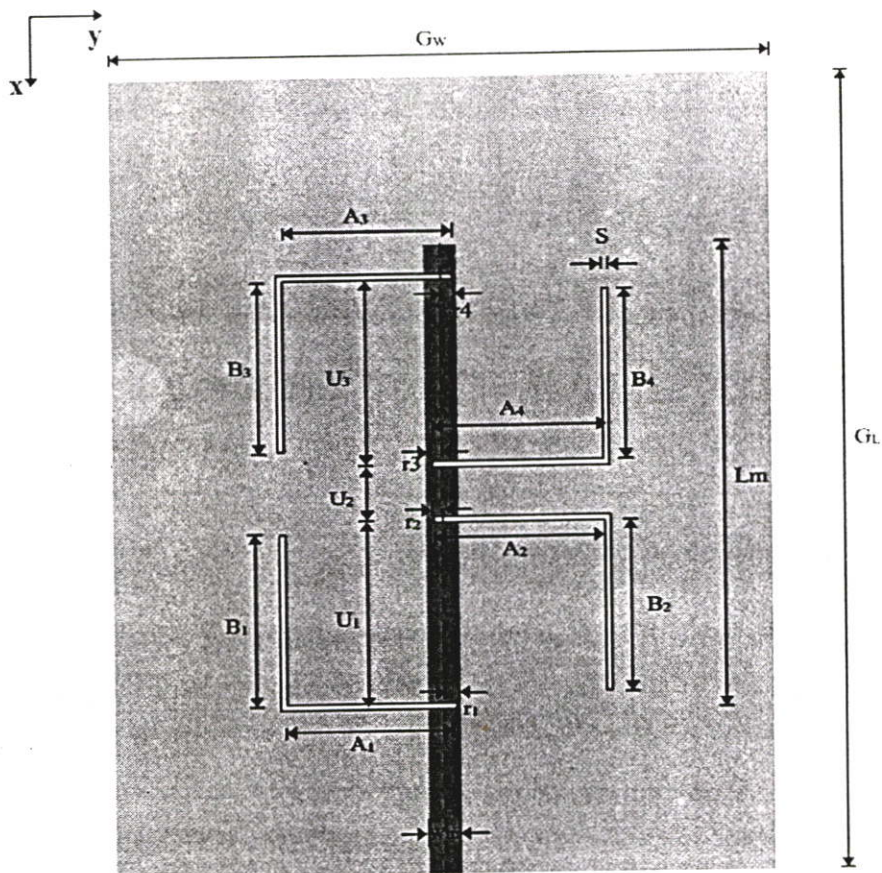
รูปที่ 4.29 แบบรูปอัตรายายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด

จากตารางที่ 4.3 จะเห็นได้ว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถว 2 ช่องเปิดนี้จะมีอัตรายายของสายอากาศมากกว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด โดยทั้ง 2 รูปแบบจะมีอัตรายายอยู่ที่ 3.88 dBi และจะมีประสิทธิภาพของสายอากาศประมาณ 99.98 % จากรูปที่ 4.22 และ 4.27 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศทั้งสองรูปแบบ จะเห็นได้ว่าสายอากาศแบบนี้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีในความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz และยังสามารถทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่สองที่ 4.61 GHz อีกด้วย แต่ในช่วงความถี่ที่สองนี้ยังไม่มีการกำหนดมาตรฐานย่านความถี่ในการที่จะนำไปใช้งานระบบการสื่อสารไร้สาย จากรูปที่ 4.29 – 4.30 แสดงการเปรียบเทียบแบบรูปอัตรายายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xy , xz และ yz ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 2 ช่องเปิด ของทั้ง 2 รูปแบบ โดยที่เส้นประนั้นจะเป็นรูปแบบที่ 1 ส่วนเส้นทึบจะเป็นรูปแบบที่ 2 จากรูปจะเห็นได้ว่าในระนาบ xy ช่องเปิดที่ถูกจัดวางในรูปแบบที่ 1 นั้นจะมีอัตรายายสูงที่มุม 60 องศา กับ 240 องศา ส่วนรูปแบบที่ 2 จะมีมุมสูงสุดที่ 120 องศา กับ 320 องศา ซึ่งทั้งสองรูปแบบจะมีมุมที่ตรงข้ามกันอันเนื่องจากการจัดวางช่องเปิดให้มีแวกเตอร์ที่ตรงข้ามกัน ส่วนระนาบ xz กับ yz ของทั้ง 2 รูปแบบจะมีลักษณะของการแผ่พลังงานที่ใกล้เคียงกัน โดยมีอัตรายายสูงที่สุดที่มุม 0 องศา และ 180 องศา

4.5 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด



รูปที่ 4.30 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด



รูปที่ 4.31 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด

รูปที่ 4.30 และ 4.31 แสดงโครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด โดยหลักในการออกแบบจะใช้จากการออกแบบสายอากาศแถวลำดับแบบ 2 ช่องเปิดทั้งสองรูปแบบมาใช้เพื่อที่จะทำให้สายอากาศมีความถี่เรโซแนนซ์ 2 ความถี่ และมีแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลเป็นแบบรอบทิศทาง ซึ่งจากการออกแบบสายอากาศแถวลำดับ 4 ช่องเปิดจะมีพารามิเตอร์เพิ่มขึ้นมา 3 พารามิเตอร์ก็คือ

U_1 คือ ระยะระหว่างช่องเปิดที่ 1 กับช่องเปิดที่ 2

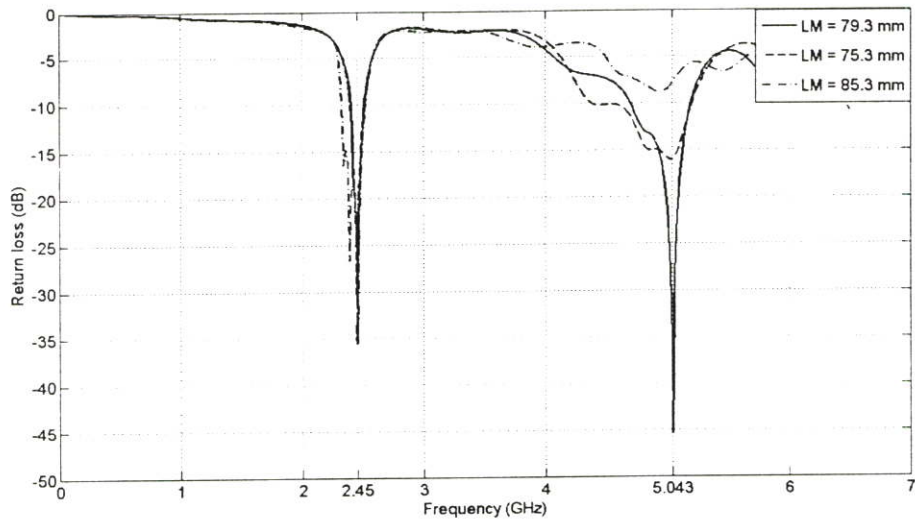
U_2 คือ ระยะระหว่างช่องเปิดที่ 2 กับช่องเปิดที่ 4

U_3 คือ ระยะระหว่างช่องเปิดที่ 3 กับช่องเปิดที่ 4

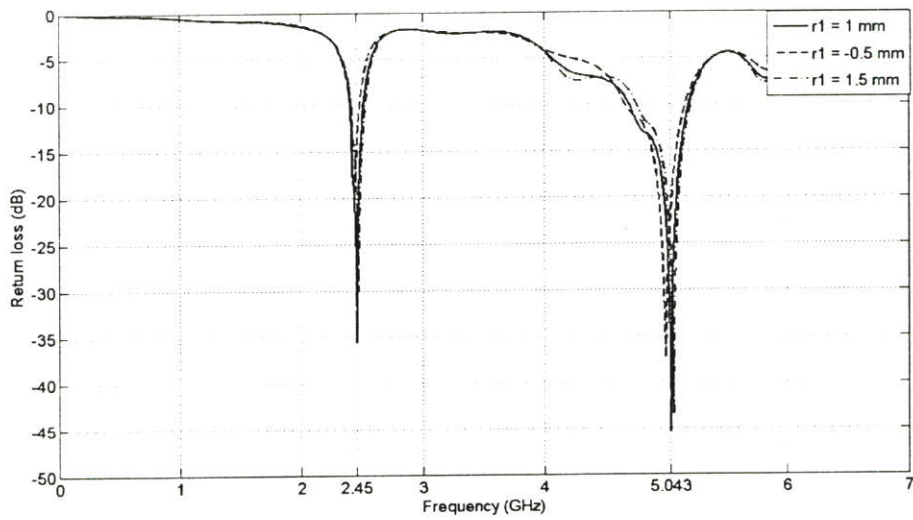
โดยที่พารามิเตอร์ของสายอากาศจะแสดงดังตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.5 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด

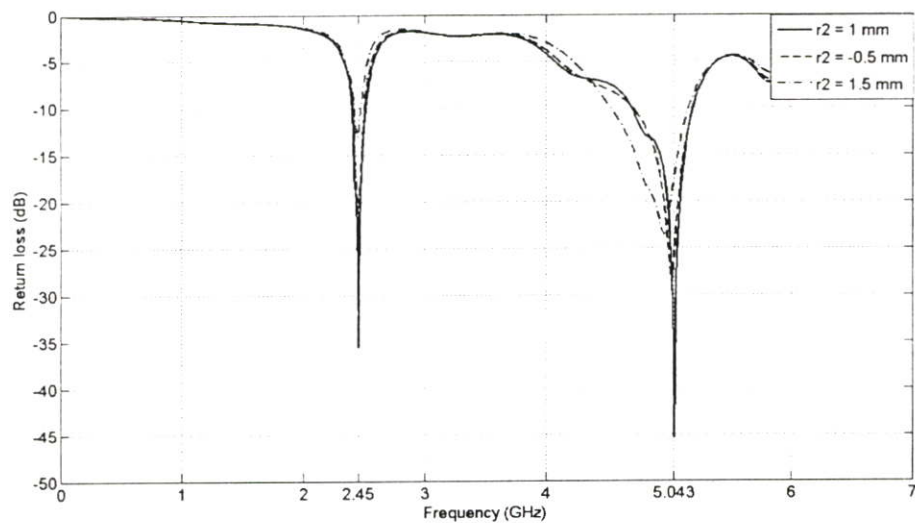
พารามิเตอร์ของสายอากาศ	
A_1	20.9 mm (0.283 λ_g)
B_1	21.4 mm (0.289 λ_g)
Lm	79.3mm (1.07 λ_g)
r_1	1 mm
U_1	13.2 mm
U_2	11.5 mm
A_2	20.9 mm (0.283 λ_g)
B_2	20.9 mm (0.283 λ_g)
r_2	1. mm
A_3	20.9 mm (0.283 λ_g)
B_3	20.9 mm (0.283 λ_g)
r_3	1 mm
U_3	25.3 mm (0.343 λ_g)
A_4	20.9 mm (0.283 λ_g)
B_4	21.4 mm (0.289 λ_g)
r_4	1 mm
$S_1 = S_2 = S_3 = S_4$	0.7 mm
W	3 mm



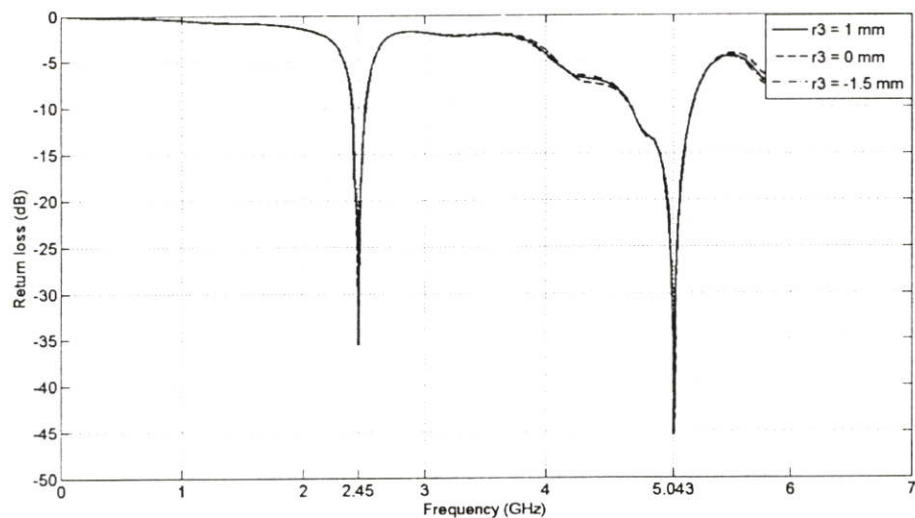
รูปที่ 4.32 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิดเมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ L_m



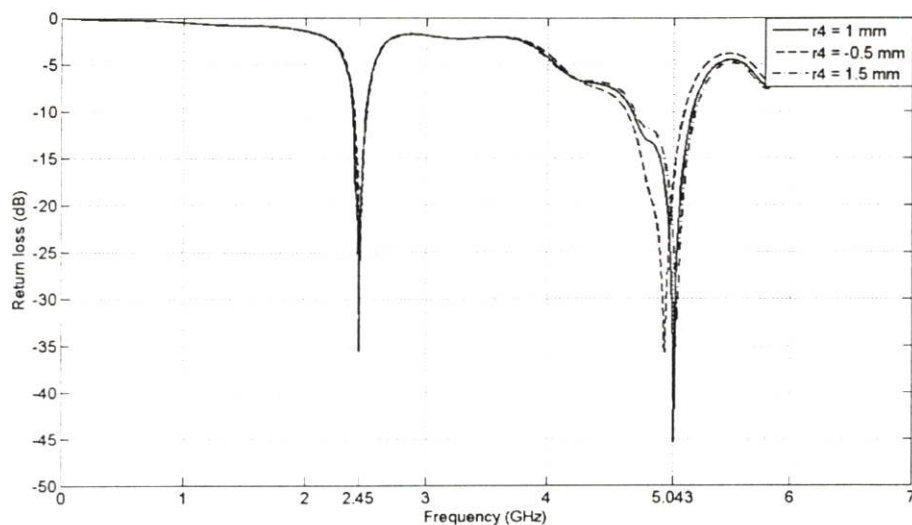
รูปที่ 4.33 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิดเมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ r_1



รูปที่ 4.34 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4
ช่องเปิดเมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ r_2

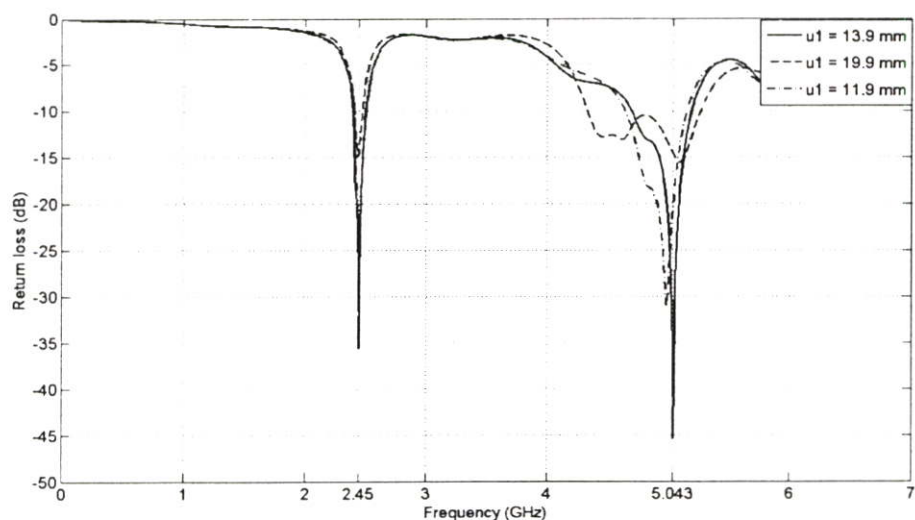


รูปที่ 4.35 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4
ช่องเปิดเมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ r_3

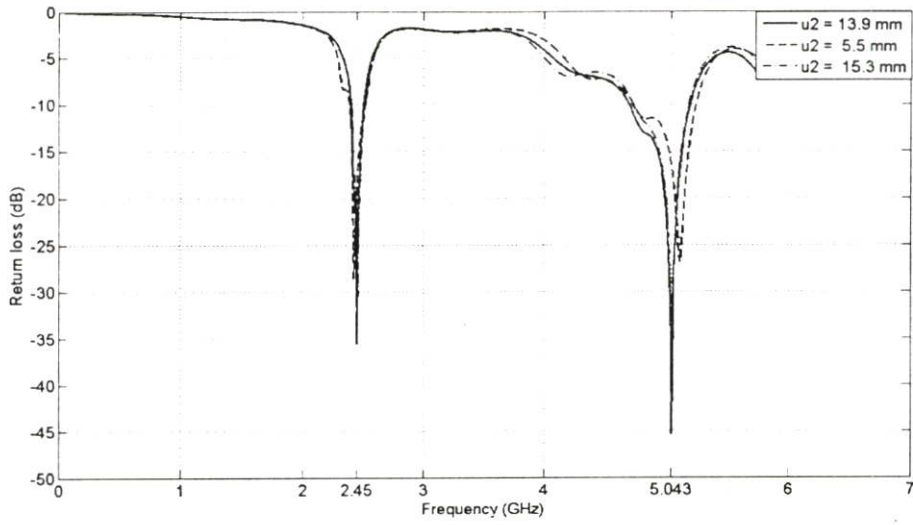


รูปที่ 4.36 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิดเมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ r_4

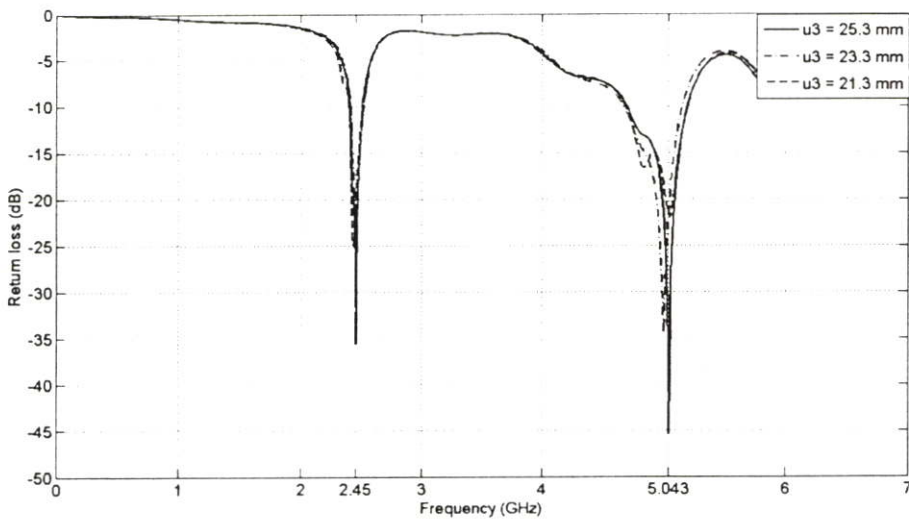
รูปที่ 4.34- 4.37 แสดงผลกระทบของการปรับค่าพารามิเตอร์ r_1 , r_2 , r_3 , r_4 ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิดโดยจะทำการปรับพารามิเตอร์ ทีละตัว เพื่อที่จะดูผลกระทบ โดยจะเห็นว่าพารามิเตอร์ r_1 , r_2 , r_3 , r_4 จะมีผลกระทบต่อแอมพลิจูดของสายอากาศเหมือนกันแต่พารามิเตอร์ r_4 และ r_2 จะมีผลต่อการแอมพลิจูดมากกว่า



รูปที่ 4.37 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิดเมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ u_1



รูปที่ 4.38 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4
ช่องเปิดเมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ u_2

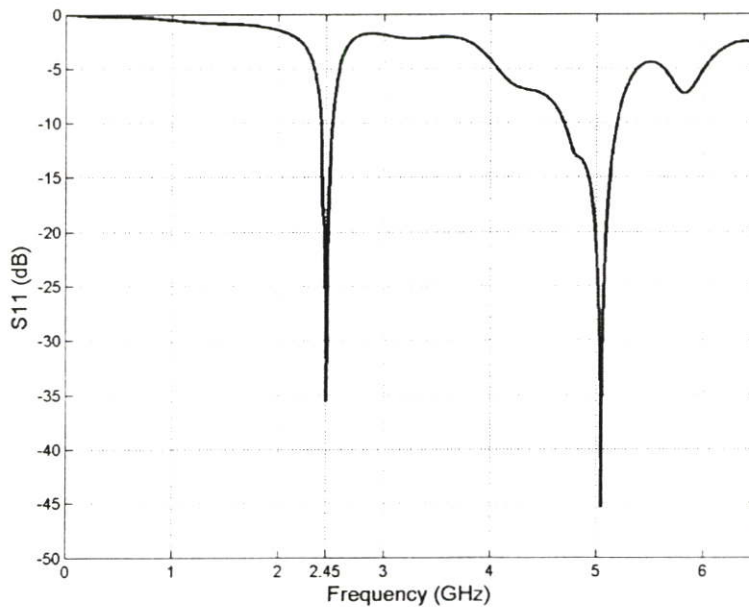


รูปที่ 4.39 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4
ช่องเปิดเมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ u_3

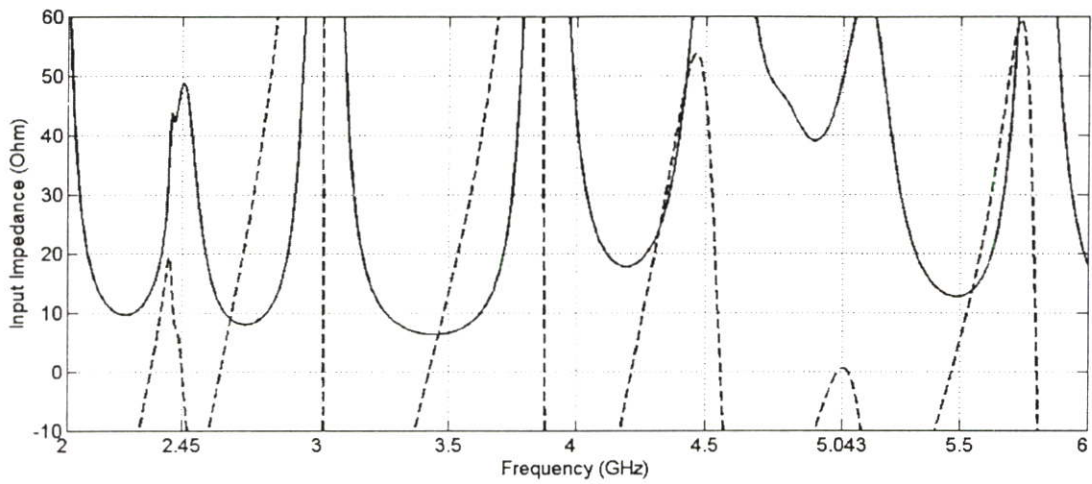
รูปที่ 4.38- 4.39 แสดงผลกระทบของการปรับค่าพารามิเตอร์ u_1 , u_2 , u_3 ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิดโดยจะทำการปรับพารามิเตอร์ ทีละตัวเพื่อที่จะดูผลกระทบ โดยจะเห็นว่าพารามิเตอร์ u_1 , u_2 , u_3 จะมีผลกระทบต่อแอมพลิจูดของสายอากาศเหมือนกับการปรับพารามิเตอร์ r แต่พารามิเตอร์ u_1 จะทำให้เกิดผลกระทบต่อแอมพลิจูดมากที่สุด

ตารางที่ 4.6 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิดที่ได้จากการจำลอง

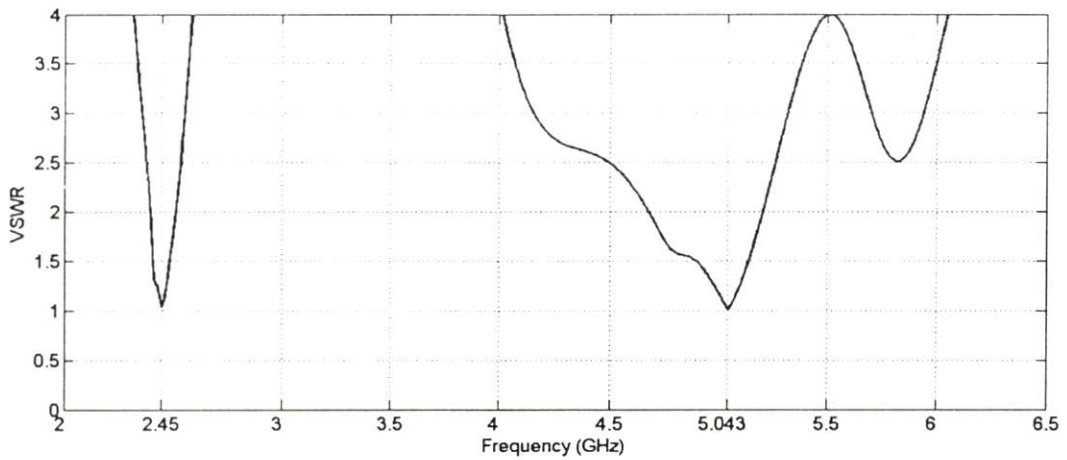
คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่ต่ำ	ความถี่สูง
ความถี่เรโซแนนซ์	2.45 GHz	5.043 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	-35.79 dB	-43.11 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	1.034 : 1	1.011 : 1
อินพุตอิมพีแดนซ์	48.37 - j0.055 โอห์ม	49.8 + j0.4961 โอห์ม
แบนด์วิดท์	2.4 - 2.512 GHz	4.698 - 5.2 GHz
ประสิทธิภาพของสายอากาศ	99.97 %	81.33 %
อัตราขยายของสายอากาศ	3.74 dBi	3.77 dBi



รูปที่ 4.40 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด

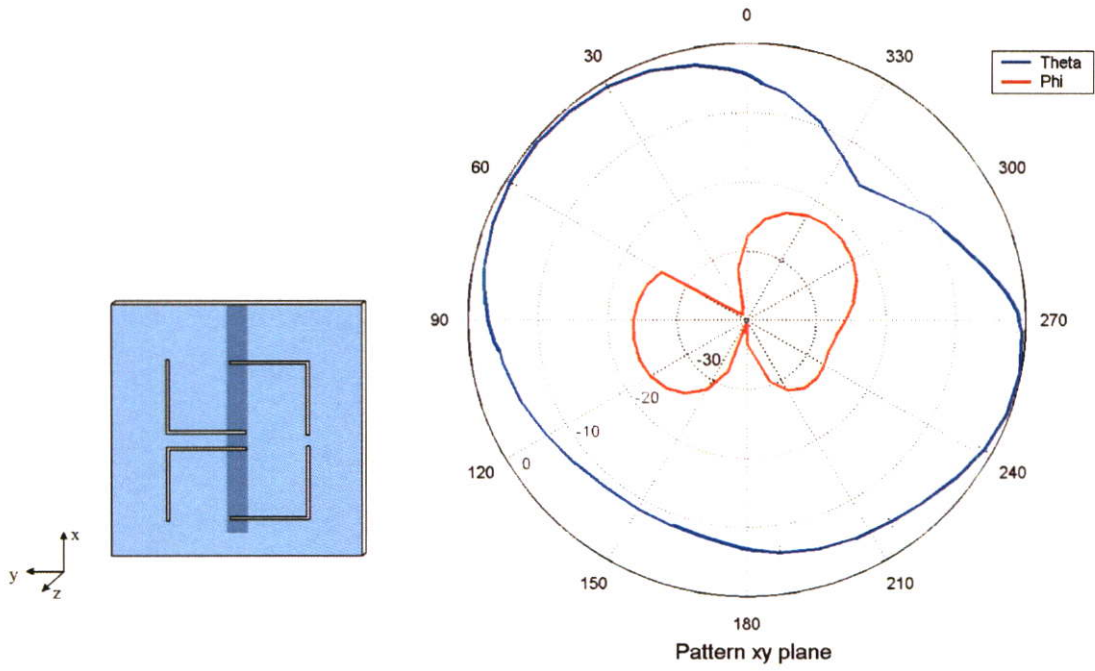


รูปที่ 4.41 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปมุมฉากแบบ 4 ช่องเปิด

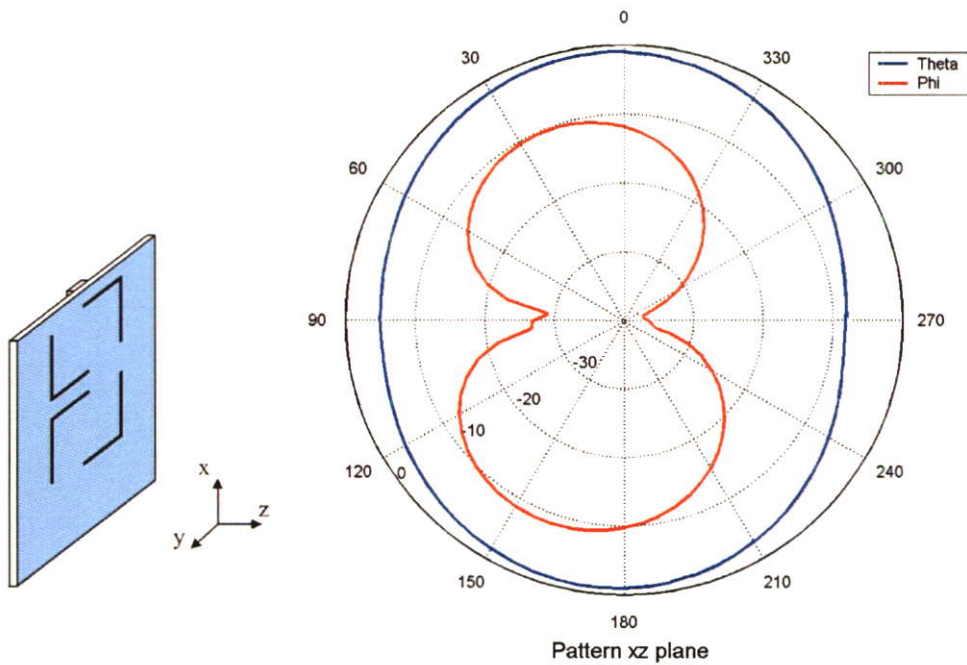


รูปที่ 4.42 VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปมุมฉากแบบ 4 ช่องเปิด

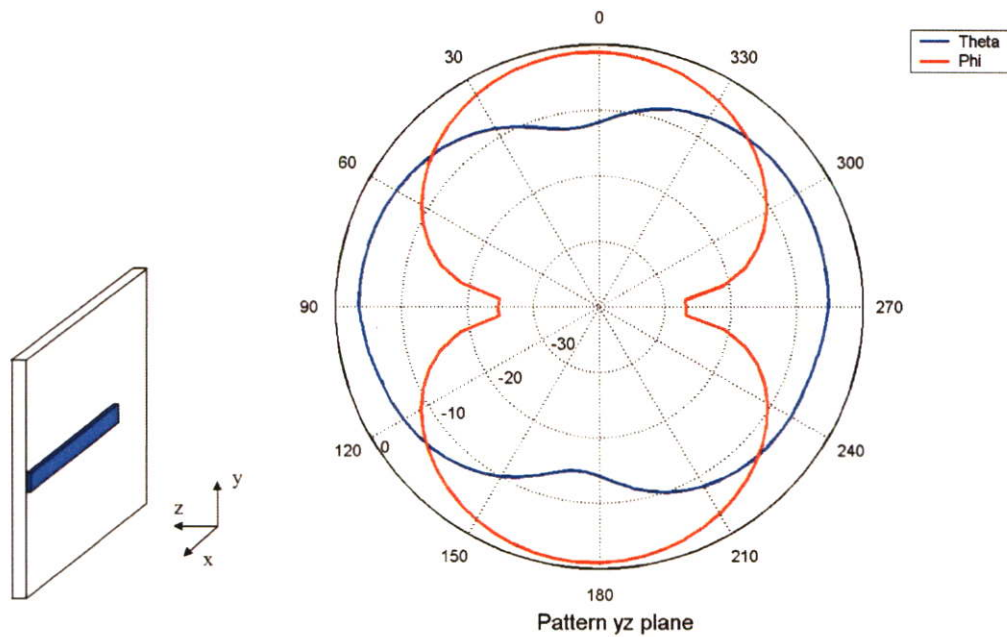
รูปที่ 4.41 – 4.42 แสดงอินพุตอิมพีแดนซ์และ VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปมุมฉากแบบ 4 ช่องเปิด โดยอินพุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ $48.37 - j0.055$ โอห์ม ที่ 2.45 GHz และ $49.8 + j0.4961$ โอห์ม ที่ความถี่ 5.043 GHz ค่า VSWR 1.034 : 1 ที่ 2.45 GHz และ 1.011 : 1 ที่ 5.043 GHz



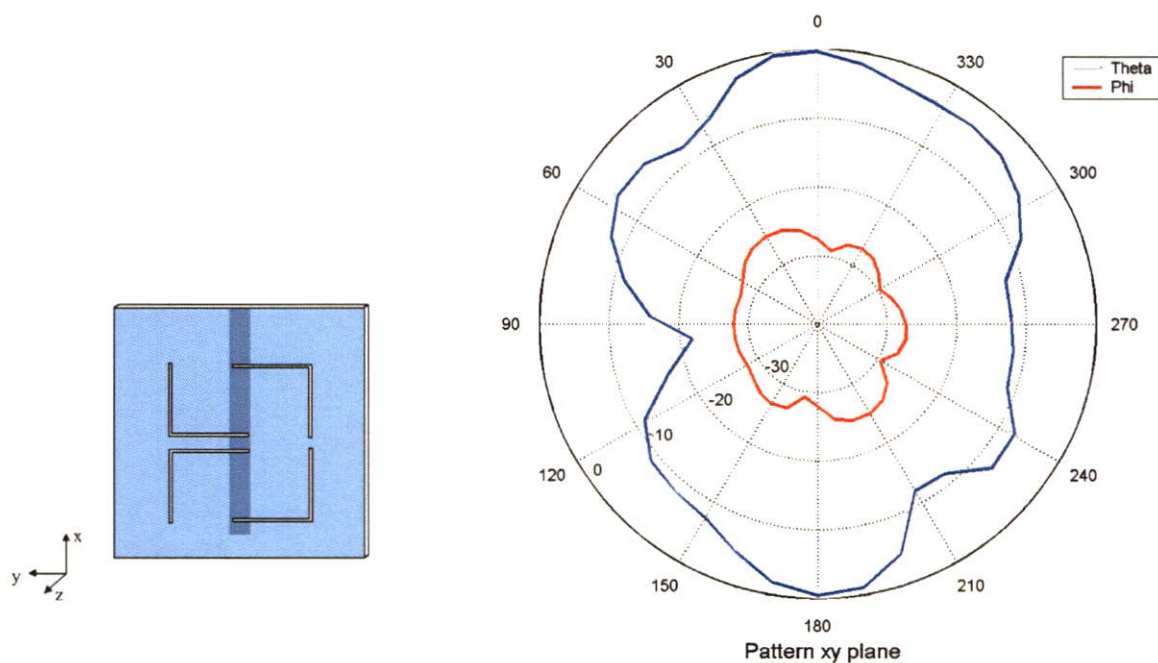
รูปที่ 4.43 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xy ของสายอากาศช่องเปิด
มุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 2.45 GHz



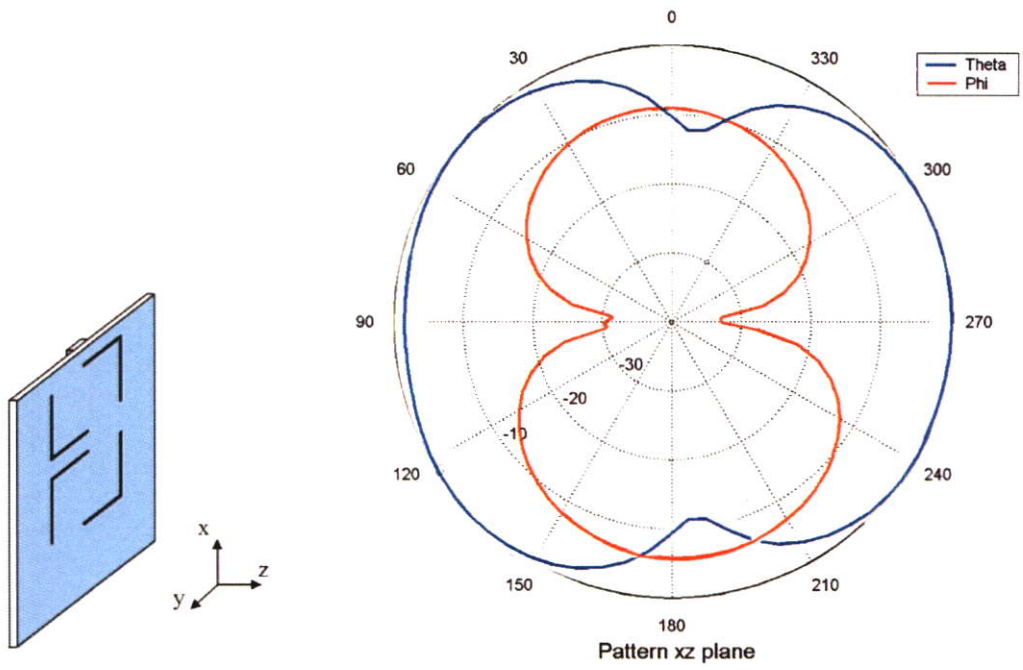
รูปที่ 4.44 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz ของสายอากาศช่องเปิด
มุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 2.45 GHz



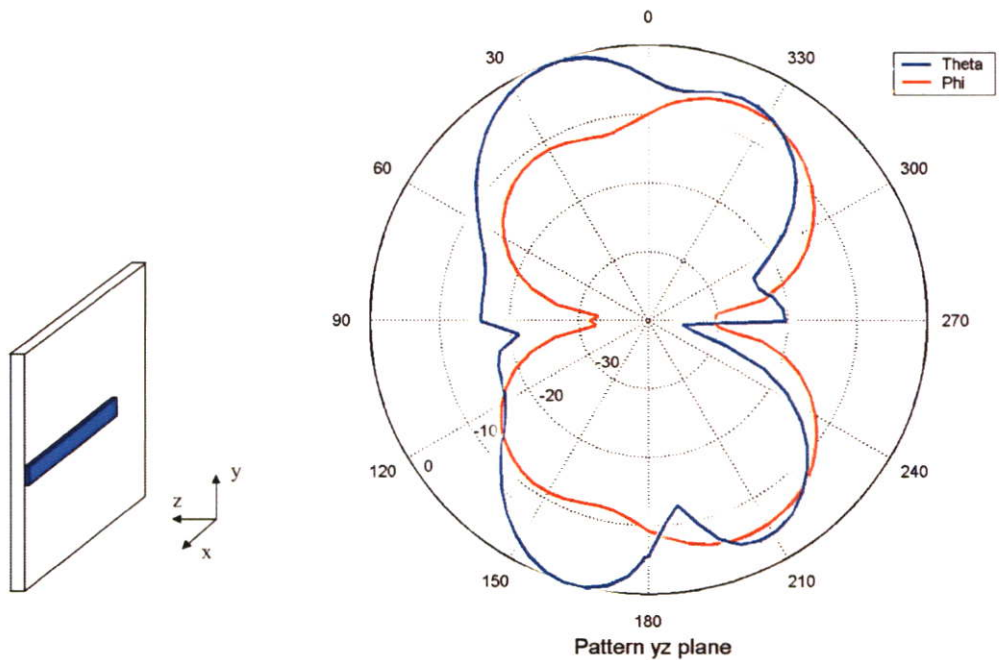
รูปที่ 4.45 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz ของสายอากาศช่องเปิด
มุมจากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 2.45 GHz



รูปที่ 4.46 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xy ของสายอากาศช่องเปิด
มุมจากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 5.043 GHz

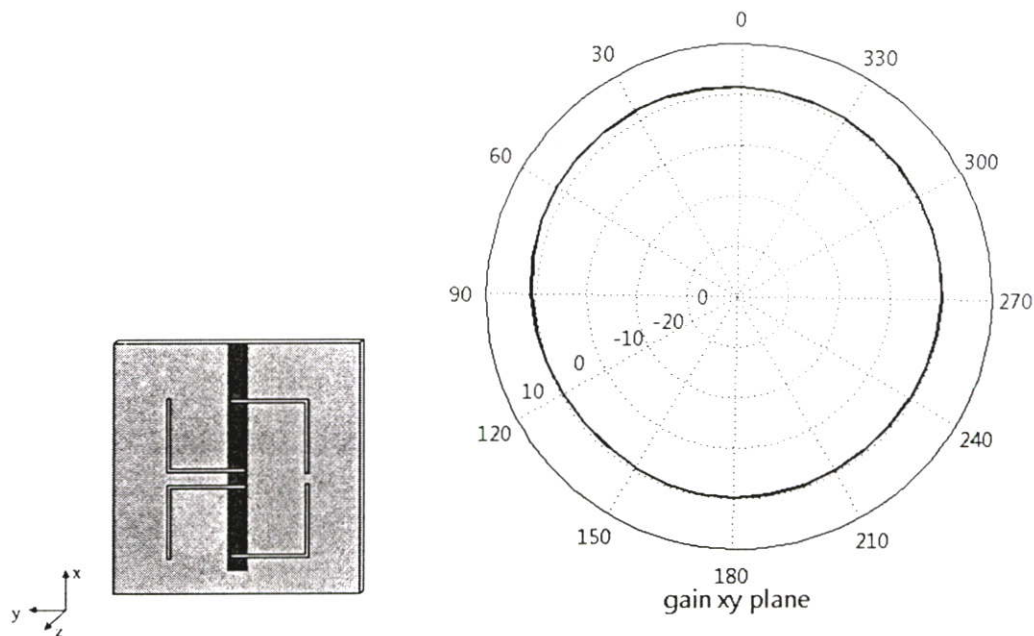


รูปที่ 4.47 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz ของสายอากาศช่องเปิด
มุมจากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 5.043 GHz

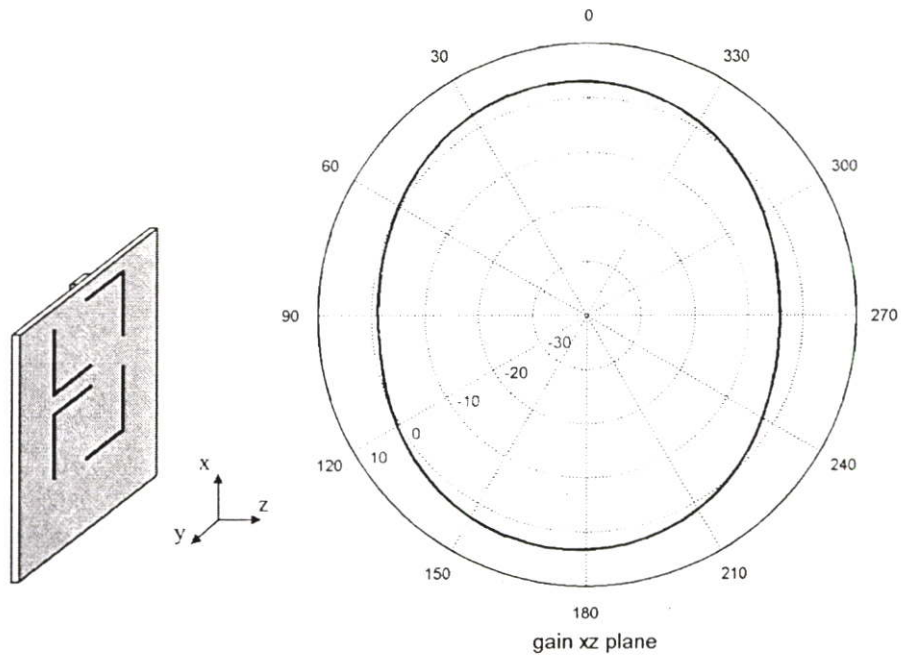


รูปที่ 4.48 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz ของสายอากาศช่องเปิด
มุมจากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 5.043 GHz

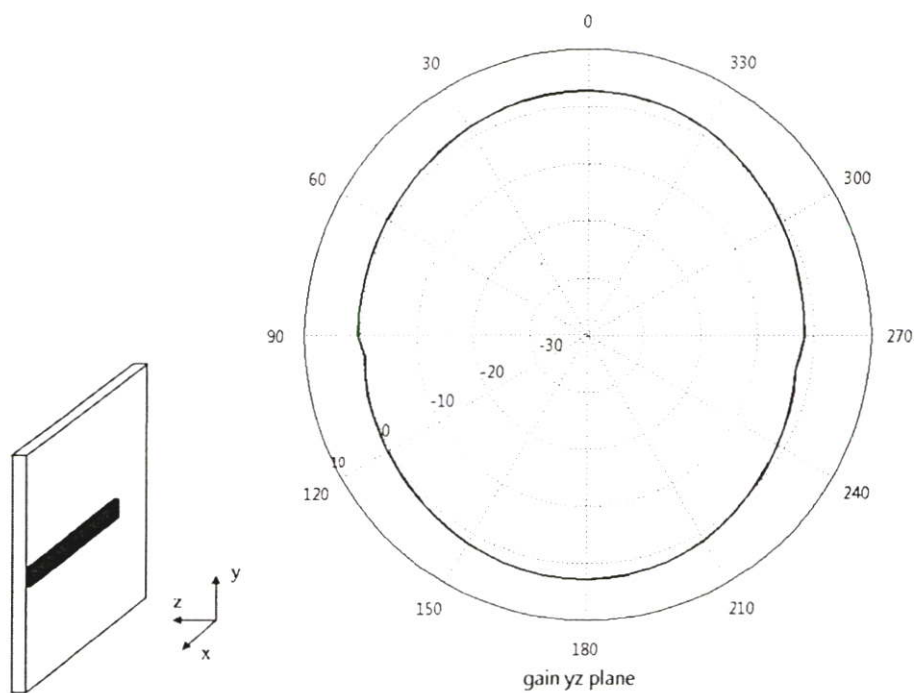
จากตารางที่ 4.6 และ รูปที่ 4.40 แสดงให้เห็นว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉาก แถวลำดับ 4 ช่องเปิด จะทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ใช้งานได้สองความถี่ นั่นก็คือ ความถี่ 2.45 GHz และ 5.043 GHz โดยที่ความถี่แรกนั้นจะเป็นความถี่ที่ออกแบบไว้ ส่วนความถี่ที่สองจะเป็นความถี่ที่เกิดจากฮาร์โมนิกของความถี่แรก โดยในย่านความถี่ที่สองนี้จะสามารถนำไปใช้ในมาตรฐาน IEEE802.11j ได้ รวมทั้งยังสามารถออกแบบให้มีความถี่ที่สองเป็นช่วง 5.2 GHz ได้เช่นกัน โดยทำการจัดวางช่องเปิดสายอากาศให้เหมาะสม แต่จากตารางจะเห็นว่าประสิทธิภาพของสายอากาศในความถี่ที่สองน้อยกว่าความถี่แรกเนื่องจากความถี่ที่สองเป็นฮาร์โมนิกของความถี่แรก ส่วนอัตราขยายของสายอากาศนั้นจะมีค่าอยู่ประมาณ 3.7 dBi ทั้งสองความถี่โดยในความถี่ 2.45 GHz สายอากาศแบบนี้จะมีอัตราขยายที่มากกว่าสายอากาศ 1 ช่องเปิด แต่จะน้อยกว่า 2 ช่องเปิดเล็กน้อย



รูปที่ 4.49 แบบรูปอัตราขยายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xy ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 2.45 GHz

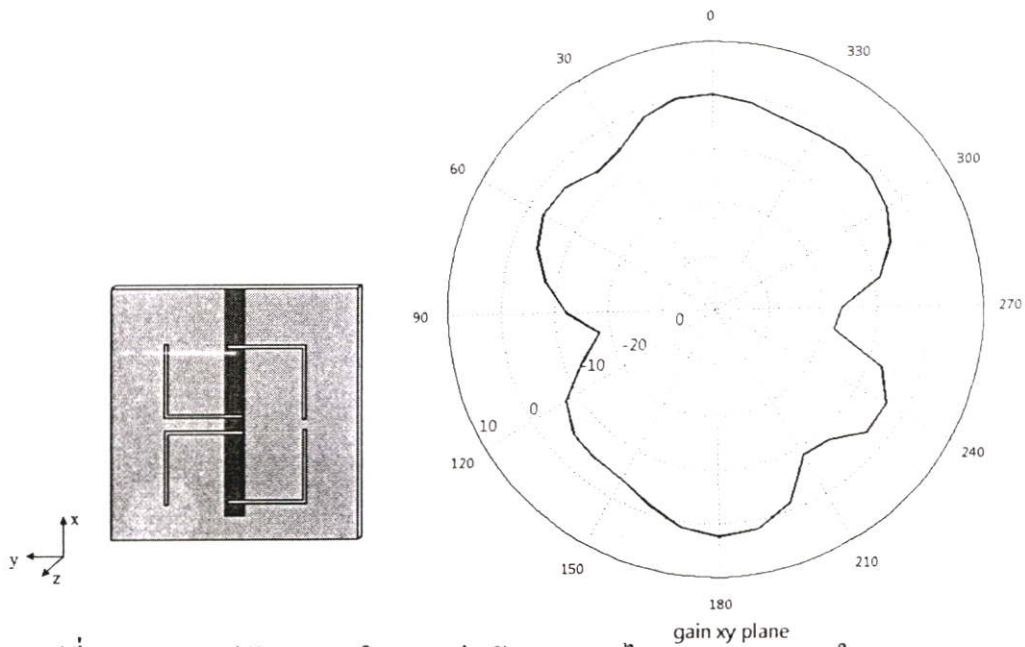


รูปที่ 4.50 แบบรูปอัตรายายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 2.45 GHz

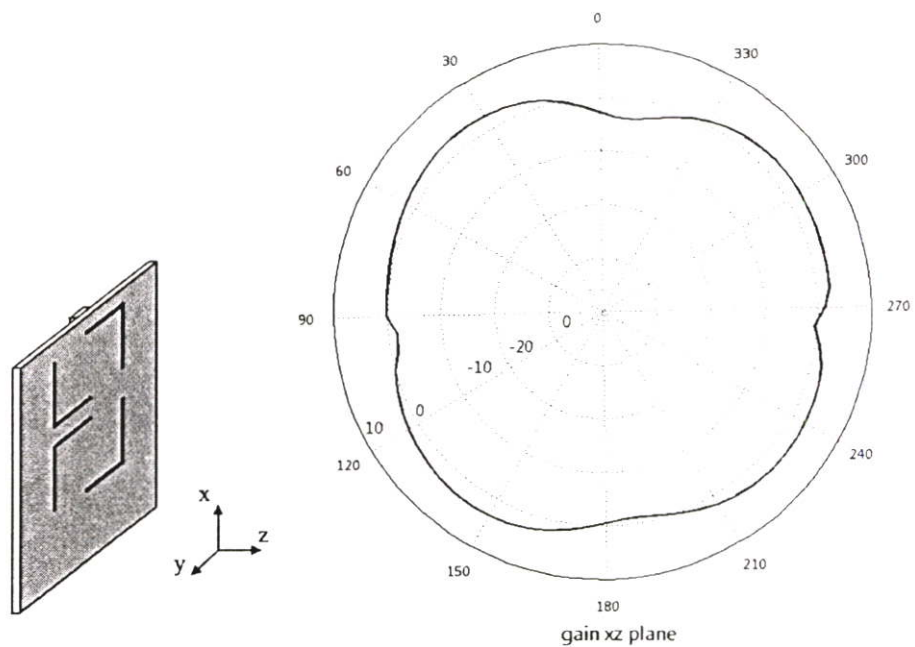


รูปที่ 4.51 แบบรูปอัตรายายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 2.45 GHz

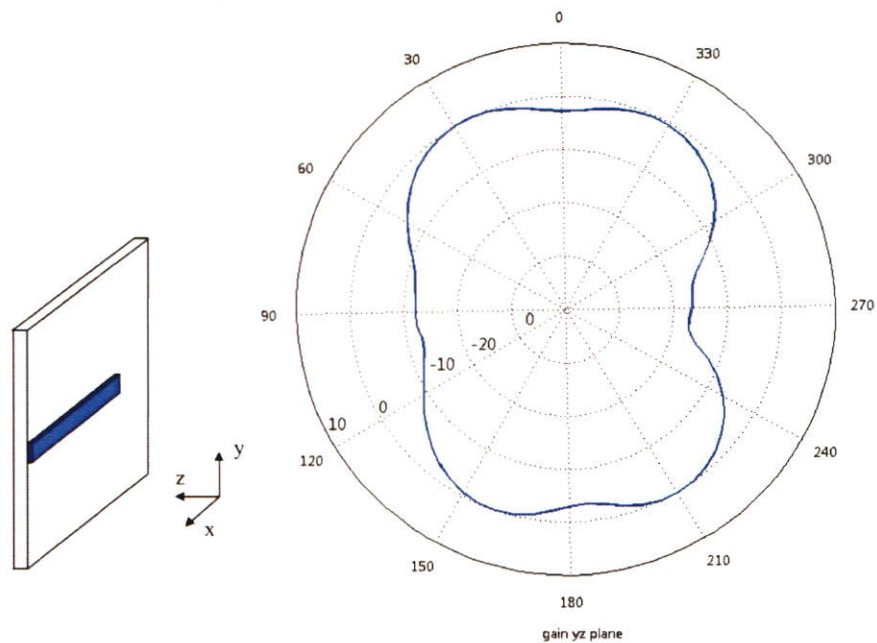
จากรูปที่ 4.49-4.51 จะเห็นว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่อง เปิดที่ความถี่ 2.45 GHz จะมีการแผ่พลังงานสนามระยะไกลแบบรอบทิศทางทั้งสามระนาบ



รูปที่ 4.52 แบบรูปอัตรายายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xy ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 5.05 GHz

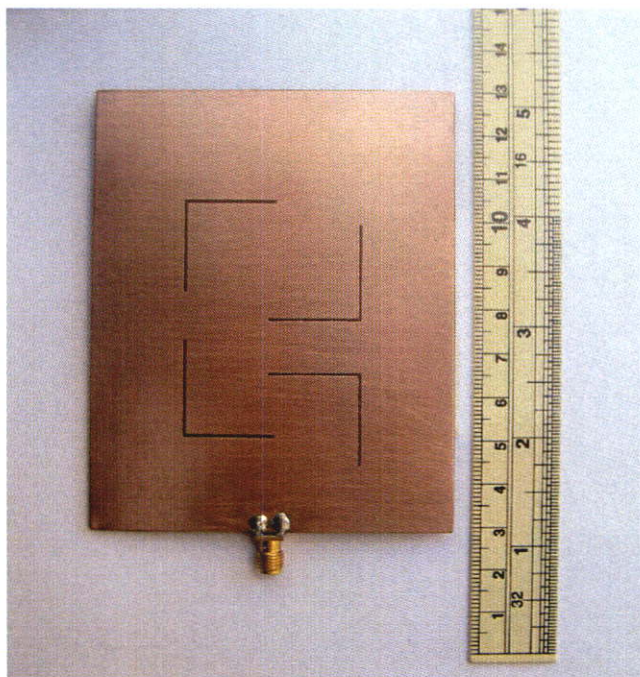


รูปที่ 4.53 แบบรูปอัตรายายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 5.05 GHz

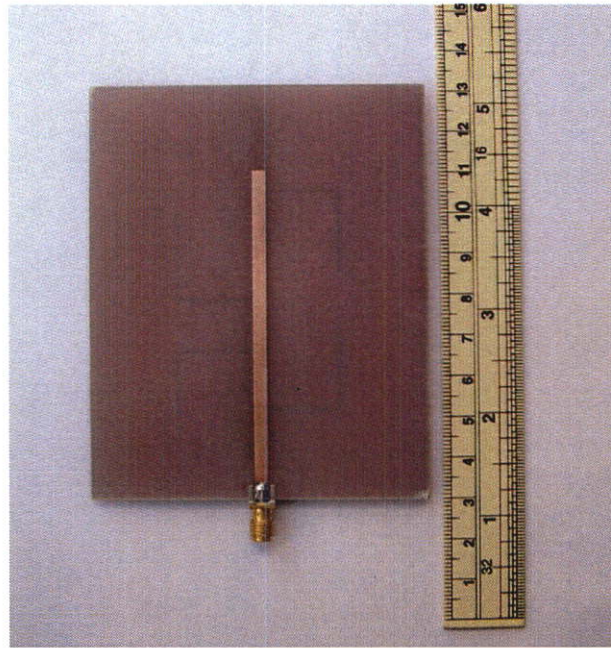


รูปที่ 4.54 แบบรูปอัตรายายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 5.05 GHz

จากรูปที่ 4.52 - 4.54 จะเห็นได้ว่าการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศมีพลังงานต่ำในบางองศาเนื่องจากความถี่ที่สองนี้เป็นความถี่ฮาร์โมนิกของความถี่แรกที่ได้ออกแบบ

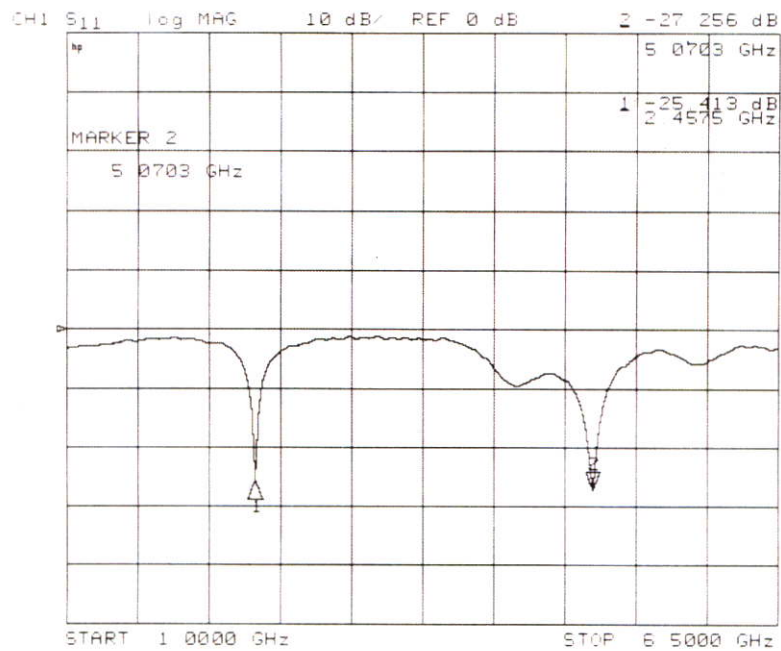


รูปที่ 4.55 โครงสร้างจริงของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ทางด้านหน้า

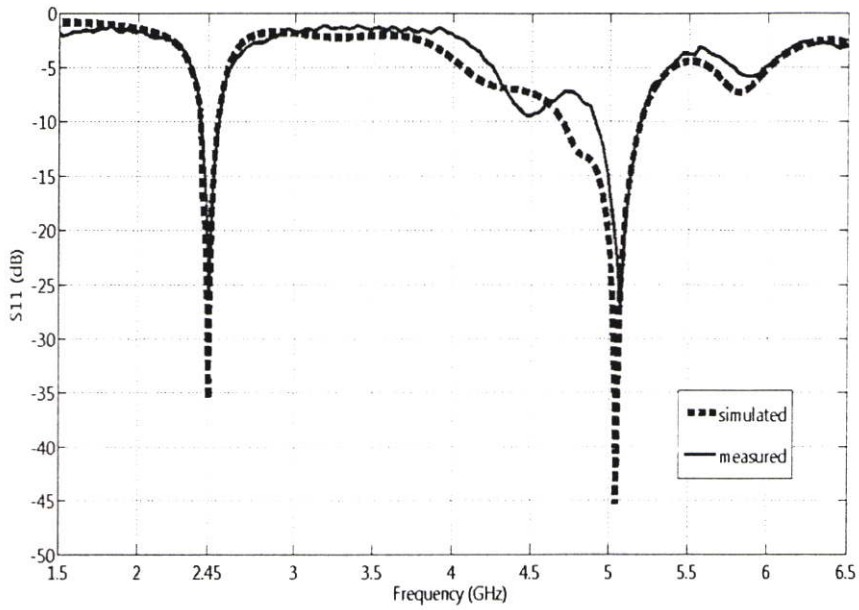


รูปที่ 4.56 โครงสร้างจริงของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิดทางด้านหลัง

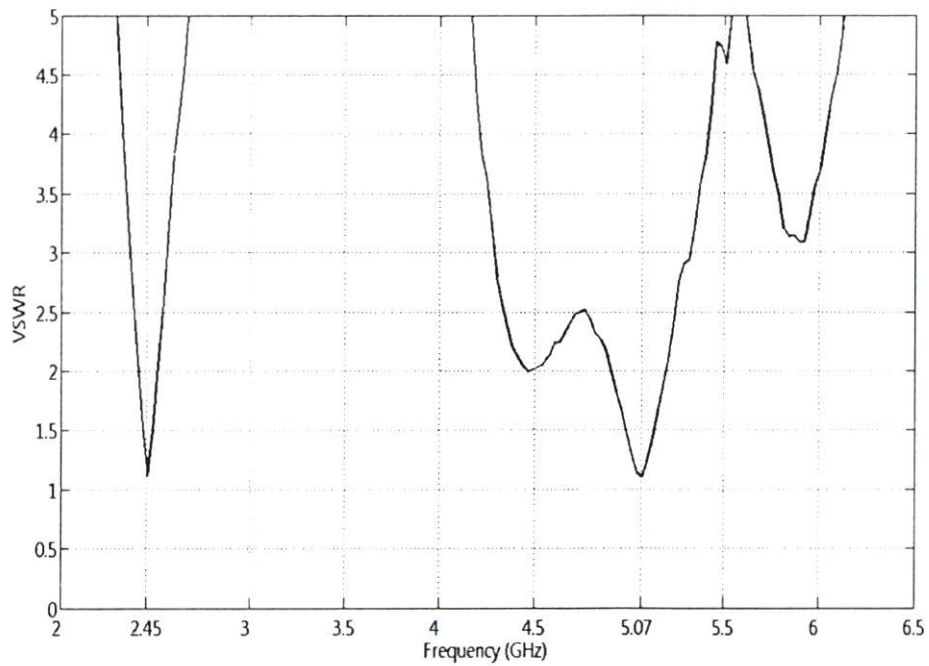
รูปที่ 4.55 และ 4.56 แสดงโครงสร้างจริงของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิดทั้งทางด้านหน้าและด้านหลัง โดย โดยผลที่ได้จากการวัดทดสอบจะแสดงดังรูปที่



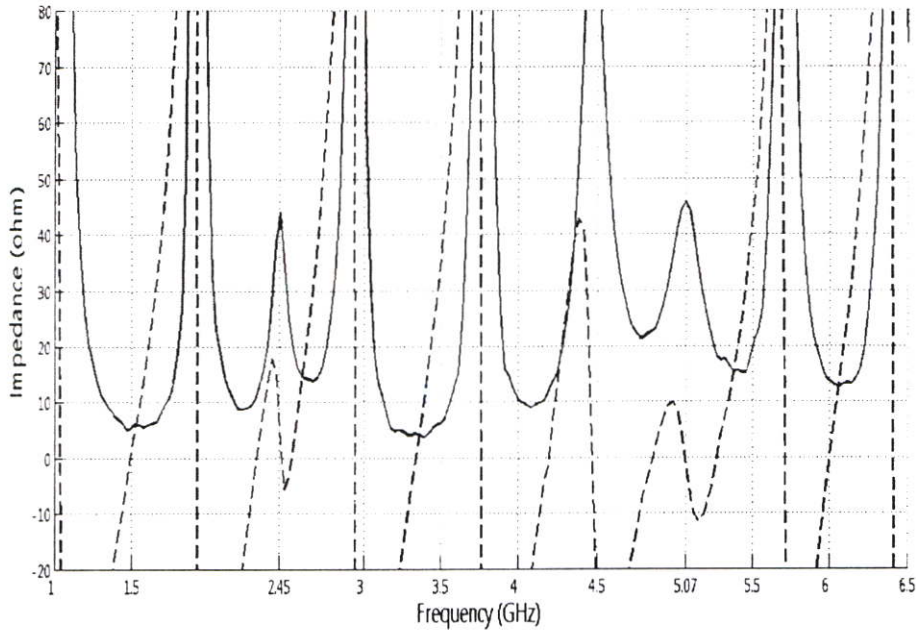
รูปที่ 4.57 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิดที่ได้จากการวัดด้วยเครื่อง Network analyzer



รูปที่ 4.58 การเปรียบเทียบ S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถว
ลำดับ 4 ช่องเปิดจากการจำลองเทียบกับการวัดทดสอบ



รูปที่ 4.59 การวัดทดสอบอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉาก
แบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด

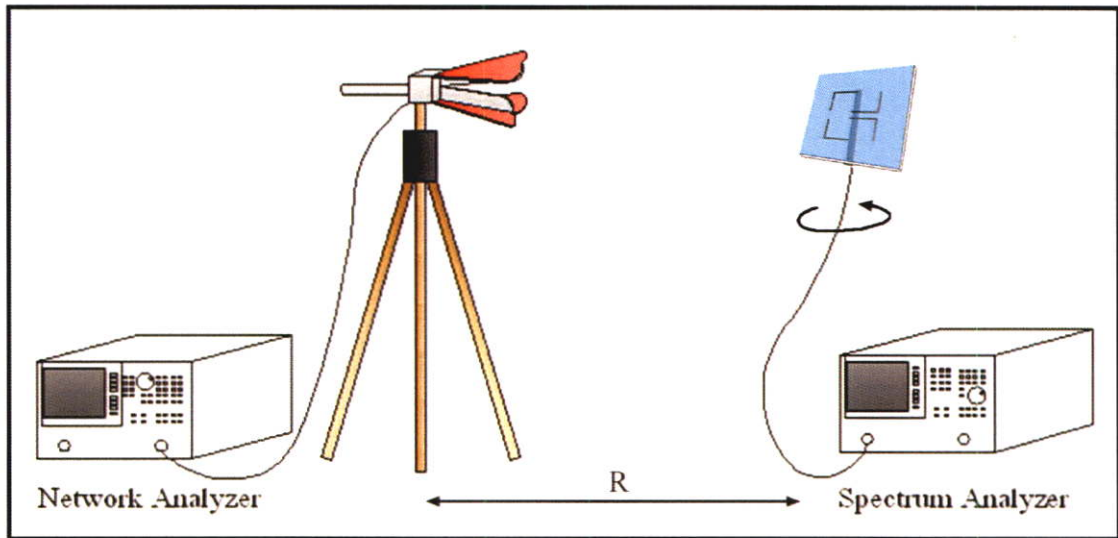


รูปที่ 4.60 การวัดทดสอบอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด

ตารางที่ 4.7 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิดที่ได้จากการวัดทดสอบ

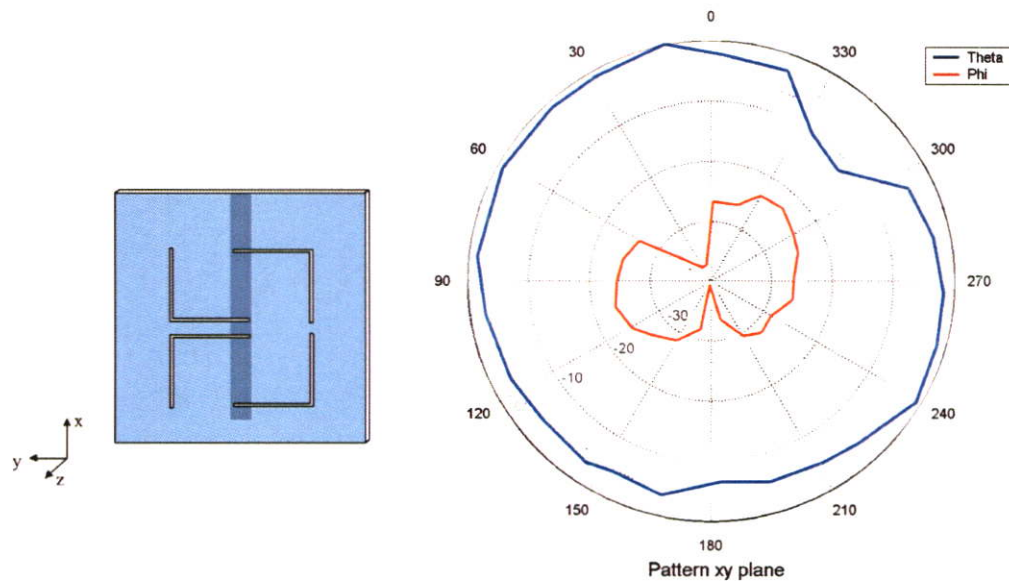
คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่ต่ำ	ความถี่สูง
ความถี่เรโซแนนซ์	2.4575 GHz	5.07 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	-25.4130 dB	-27.2560 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	1.1207 : 1	1.101 : 1
อินพุตอิมพีแดนซ์	44.059 +j1.4395 โอห์ม	45.877 - j1.4395 โอห์ม
แบนด์วิดท์	2.4025 – 2.5124 GHz	4.9 – 5.2 GHz
อัตราขยาย	3.5 dBi	3.3 dBi

จากรูปที่ 4.57 - 4.60 และ ตารางที่ 4.7 จะเห็นว่าจากการวัดทดสอบสายอากาศจริงจะได้ผลที่ใกล้เคียงเมื่อเทียบกับผลที่ได้จากการจำลอง โดยความถี่เรโซแนนซ์ที่วัดได้คือ 2.4575 GHz และ 5.07 GHz และมีแบนด์วิดท์ที่ครอบคลุมความถี่ที่ใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สาย รวมทั้งยังมีอัตราขยายของสายอากาศเป็นที่ยอมรับได้

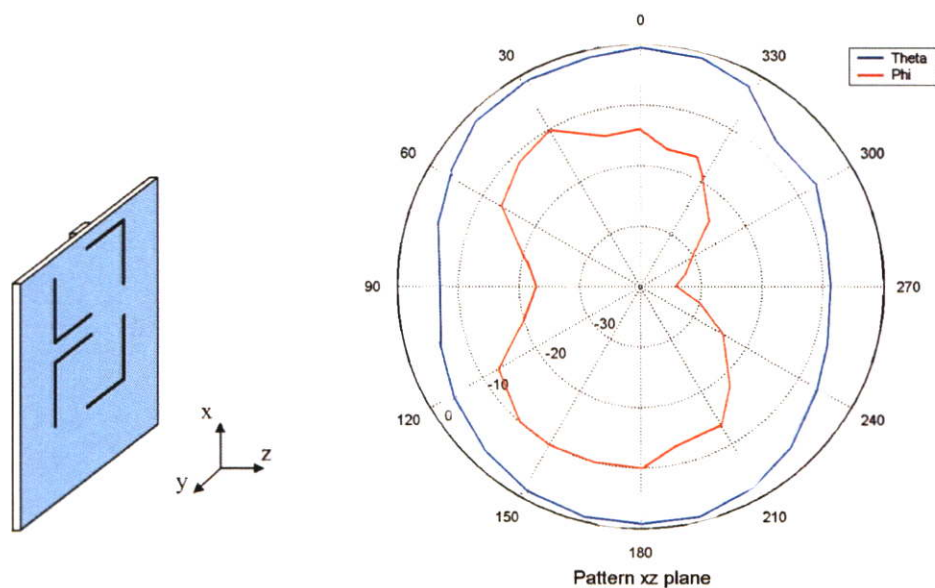


รูปที่ 4.61 แสดงการวัดและทดสอบสายอากาศ

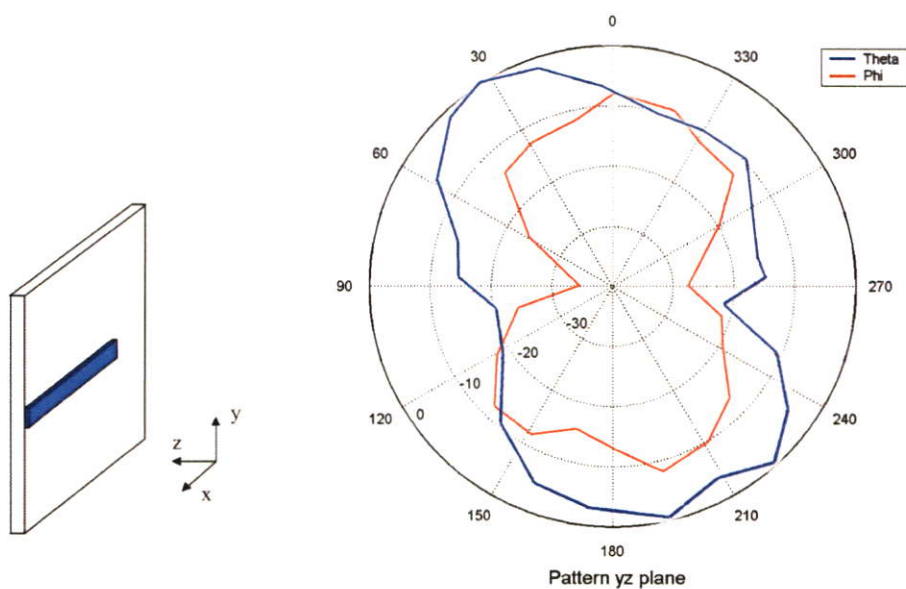
รูปที่ 4.61 แสดงการวัดทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉาก ลำดับ 4 ช่องเปิด เครื่องมือที่สำคัญคือ Network Analyzer และ Spectrum Analyzer การวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจะใช้ Network Analyzer ทำหน้าที่เป็นตัวส่งสัญญาณความถี่ 2.45 GHz กับส่งสัญญาณความถี่ 5 GHz โดยให้กำลังส่งเป็น 0 dBm และใช้ Spectrum Analyzer เป็นตัววัดสัญญาณที่ด้านรับ โดยทำการปรับระนาบที่ด้านรับเพื่อดูความแตกต่างของสัญญาณที่สายอากาศสามารถรับได้ในแต่ละระนาบ



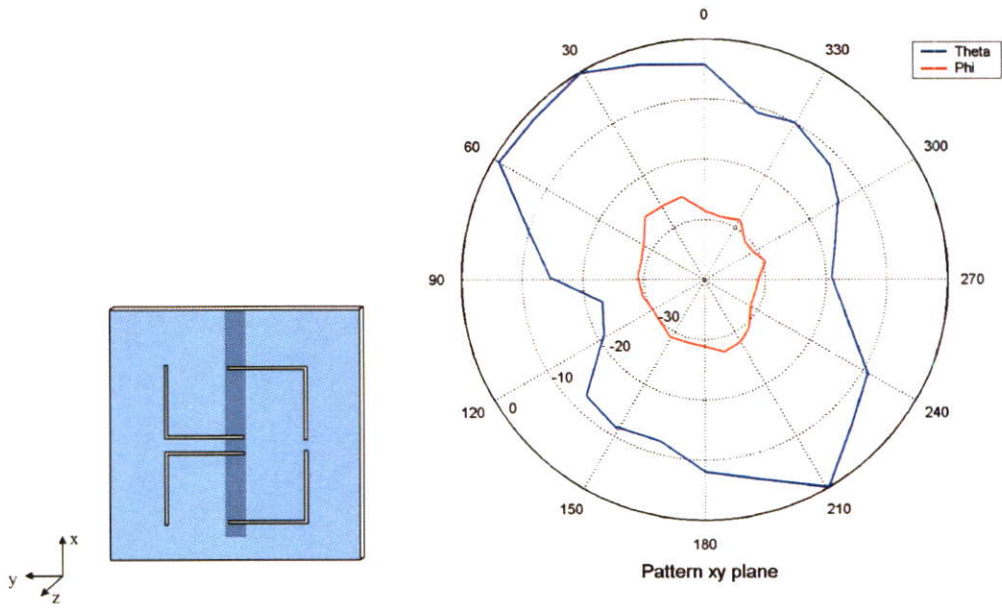
รูปที่ 4.62 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xy ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 2.45 GHz ที่ได้จากการวัด



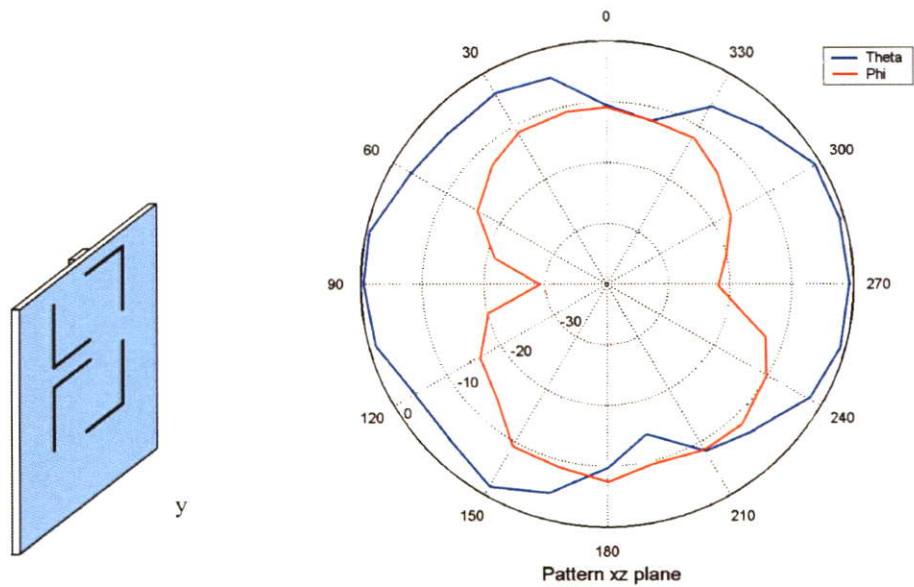
รูปที่ 4.63 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz ของสายอากาศช่องเปิด
มุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 2.45 GHz ที่ได้จากการวัด



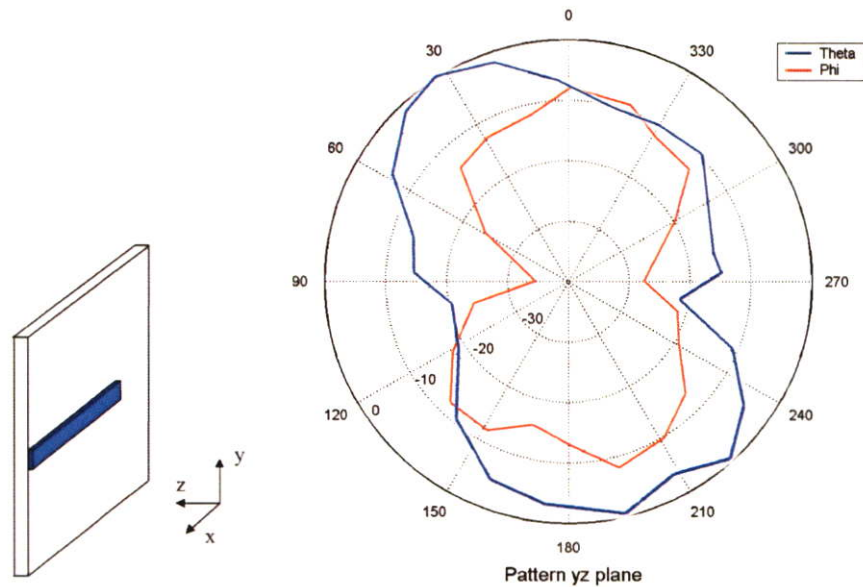
รูปที่ 4.64 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz ของสายอากาศช่องเปิด
มุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 2.45 GHz ที่ได้จากการวัด



รูปที่ 4.65 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xy ของสายอากาศช่องเปิด
มุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 5.043 GHz ที่ได้จากการวัด



รูปที่ 4.66 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz ของสายอากาศช่องเปิด
มุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 5.043 GHz ที่ได้จากการวัด



รูปที่ 4.67 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 5.043 GHz ที่ได้จากการวัด

จากรูปที่ 4.62 – 4.64 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบต่างๆ ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 2.45 GHz จะเห็นว่าแบบรูปการแผ่พลังงานจะเป็นลักษณะเป็นเบรรอบทิศทางโดยมีค่ามากในระนาบ xy ที่มุม 10 องศา และ 240 องศา ระนาบ xz ที่มุม 0 องศา และ 180 องศา และ ระนาบ yz ที่มุม 30 องศา และ 190 องศา ส่วนรูปที่ 4.65 – 4.67 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบต่างๆ ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ที่ความถี่ 5.043 GHz โดยที่ระนาบ xy มีแบบรูปในการแผ่พลังงานระยะไกลมากที่สุดในมุม 30 และ 210 องศา ส่วนระนาบ xz มีค่ามากที่สุดที่มุม 90 และ 270 องศา สำหรับระนาบ yz นั้นมีค่ามากที่สุดที่มุม 30 และ 190 องศา และจากแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลทั้งสองความถี่นั้น ในระนาบ xz และ yz จะมีค่าของ θ ใกล้เคียงกับ ค่าของ ϕ ส่วนระนาบ xy มีค่า θ มากกว่า ϕ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า สายอากาศแบบนี้มี โพรไฟเซชันแบบทีเนียร์ที่มีทิศทาง ± 45 องศา

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉาก สำหรับการสื่อสารไร้สาย เพื่อให้ได้สายอากาศที่มีการแผ่พลังงานสนามระยะไกลแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional) และได้สายอากาศที่สามารถใช้งานได้ 2 ความถี่ สำหรับการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศนั้น จะใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบผลต่างสี่เหลี่ยมในโดเมนเวลา (FDTD Method) มาทำการวิเคราะห์และคำนวณ นอกจากนี้ในงานวิจัยได้ทำการพัฒนาโปรแกรมการคำนวณสายอากาศด้วยระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบ FDTD ด้วยโปรแกรมภาษาฟอร์แทรน (Fortran Language Programming) เพื่อให้มีประสิทธิภาพในการวิเคราะห์คุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศให้ครบถ้วนและได้ดียิ่งขึ้น โดยเพิ่มการคำนวณในส่วนของอัตราขยายของสายอากาศ และประสิทธิภาพของสายอากาศ สำหรับสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์จะประกอบไปด้วยสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด และสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ซึ่งสายอากาศแบบสุดท้ายนี้จะทำการวัดทดสอบจากสายอากาศจริงเพื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองสายอากาศ

5.1 สรุปผลการออกแบบและวิเคราะห์

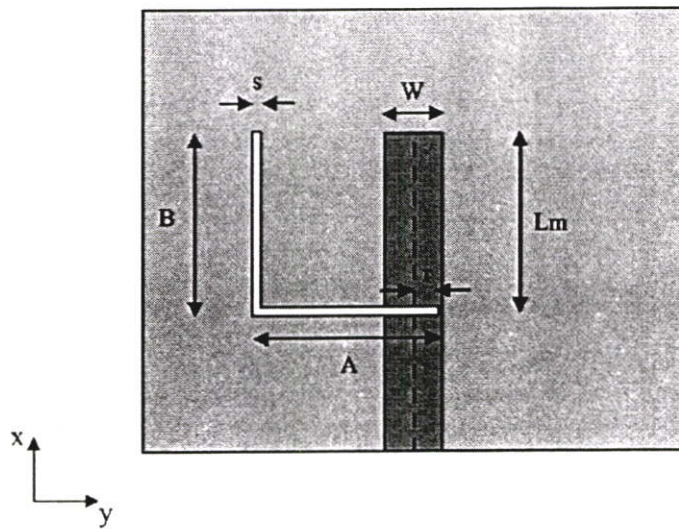
ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากสำหรับการสื่อสารไร้สาย โดยใช้วัสดุฐานรอง FR4 ที่มีราคาถูกและหาได้ง่ายตามท้องตลาด ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก	ϵ_r	= 4.5
ความหนาวัสดุฐานรอง	h	= 1.6 mm
ค่าความนำของวัสดุตัวนำ (ทองแดง)	σ	= 5.8×10^7 s/m
ค่าความหนาของวัสดุตัวนำ	t	= 0.035 mm
ค่าตัวประกอบการกระจาย	$\tan \delta$	= 0.02

การวิเคราะห์สายอากาศในเชิงทฤษฎีด้วยวิธีแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นการใช่วิธีการวิเคราะห์เชิงตัวเลขแบบผลต่างสี่เหลี่ยมในโดเมนเวลา (FDTD) โดยอาศัยโปรแกรมคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ ซึ่งในการออกแบบรูปจำลองโครงสร้างของสายอากาศได้กำหนดขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง z คือ $\Delta z = 0.16$ มิลลิเมตร ขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง x และ y คือ $\Delta x = \Delta y = 0.1$ มิลลิเมตร สำหรับใน

ส่วนของการพัฒนาโปรแกรมที่ใช้สำหรับคำนวณนั้น จะพัฒนาในส่วนของแบบรูปอัตราขยายในการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศ และการคำนวณประสิทธิภาพของสายอากาศ เพื่อนำมาช่วยในการวิเคราะห์

สำหรับการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ จะเป็นการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด และสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ดังรูปที่ 5.1-5.4



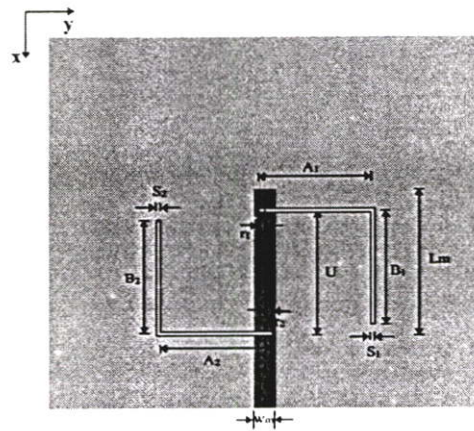
รูปที่ 5.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด

จากรูปที่ 5.1 แสดงโครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด โดยโครงสร้างของสายอากาศประกอบไปด้วยช่องเปิดมุมฉากที่ถูกวางอยู่บนระนาบกรวด ในการออกแบบสายอากาศนั้นจะออกแบบให้ความยาวรวมของช่องเปิดเป็นตัวกำหนดให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ ส่วนความกว้างของช่องเปิด (S) จะเป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของสายอากาศ สำหรับพารามิเตอร์ที่ใช้ทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศก็คือ ความยาว L_m กับ ระยะ r โดยสายอากาศจะถูกออกแบบที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz เพื่อที่จะนำไปใช้ในระบบ WLAN ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 b/g ที่มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 2.4-2.4835 GHz

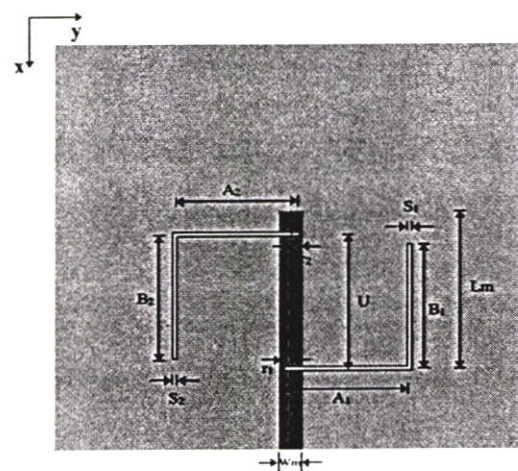
จากตารางที่ 5.1 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จากการจำลองซึ่งทำให้เห็นว่าสายอากาศแบบช่องเปิดเดี่ยวจะทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ดีประมาณความถี่ 2.45 GHz ตามที่ออกแบบไว้ โดยสายอากาศแบบนี้จะผลิตความถี่ได้ หนึ่งความถี่เท่านั้น สำหรับสายอากาศแบบนี้จะมีอัตราขยายของสายอากาศที่ 3.09 dBi และประสิทธิภาพของสายอากาศประมาณ 99.67 %

ตารางที่ 5.1 คุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด

ความถี่เรโซแนนซ์	2.453 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	-34.85 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	1.037 : 1
อินพุตอิมพีแดนซ์	$48.5 - j0.967$ โอห์ม
แบนด์วิดท์	2.4 – 2.5 GHz
ประสิทธิภาพของสายอากาศ	99.67 %
อัตราขยายของสายอากาศ	3.09 dBi



รูปที่ 5.2 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิดรูปแบบที่ 1



รูปที่ 5.3 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิดรูปแบบที่ 2

รูปที่ 5.2-5.3 แสดงโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด ซึ่งอยู่ในรูปแบบที่ 1 และ รูปแบบที่ 2 โดยในการออกแบบจะวางช่องเปิดมุมฉาก 2 ช่องเปิดเป็นแถวลำดับ ก็คือ มีช่องเปิดตัวที่ 1 อยู่ขอบด้านล่างของระนาบกราวด์ของสายอากาศ และช่องเปิดตัวที่ 2 อยู่ที่ขอบด้านบนของระนาบกราวด์ของสายอากาศ โดยทั้งสองรูปแบบนั้นจะมีค่าพารามิเตอร์ที่เหมือนกันแต่จะกลับด้านช่องเปิดซึ่งกันและกัน โดยที่ความยาวรวมของช่องเปิดจะมีค่าประมาณ $0.56 \lambda_g$ จากการวิเคราะห์สายอากาศแบบนี้ พารามิเตอร์ที่ทำการวิเคราะห์ ได้แก่ r_1, r_2, L_m และ พารามิเตอร์ u โดยจะเห็นได้ว่าการปรับค่าของ L_m จะมีผลกับการเกิดความถี่ที่สอง แต่ความถี่นี้ไม่สามารถนำไปใช้งานได้ และพารามิเตอร์ r_1 และ r_2 จะมีผลกับแมตซ์ซิ่งของสายอากาศ

ตารางที่ 5.2 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด

สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด	รูปแบบที่ 1	รูปแบบที่ 2
ความถี่เรโซแนนซ์	2.45 GHz	2.45 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	-40.35 dB	-39.75 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	1.019 : 1	1.021 : 1
อินพุตอิมพีแดนซ์	50.95 - j0.1893 โอห์ม	51.04 - j0.06 โอห์ม
แบนด์วิดท์	2.39 - 2.492 GHz	2.39 - 2.493 GHz
ประสิทธิภาพของสายอากาศ	99.98 %	99.98 %
อัตราขยายของสายอากาศ	3.88 dBi	3.88 dBi

จากตารางที่ 5.2 จะเห็นได้ว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถว 2 ช่องเปิดนี้จะมีอัตราขยายของสายอากาศมากกว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด โดยทั้ง 2 รูปแบบจะมีอัตราขยายอยู่ที่ 3.88 dBi และจะมีประสิทธิภาพของสายอากาศประมาณ 99.98 % ดังนั้นจากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่าสายอากาศแบบนี้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีในความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz และยังสามารถทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่สองที่ 4.61 GHz อีกด้วย แต่ในช่วงความถี่ที่สองนี้ยังไม่มีกำหนดมาตรฐานย่านความถี่ในการที่จะนำไปใช้งานระบบการสื่อสารไร้สาย

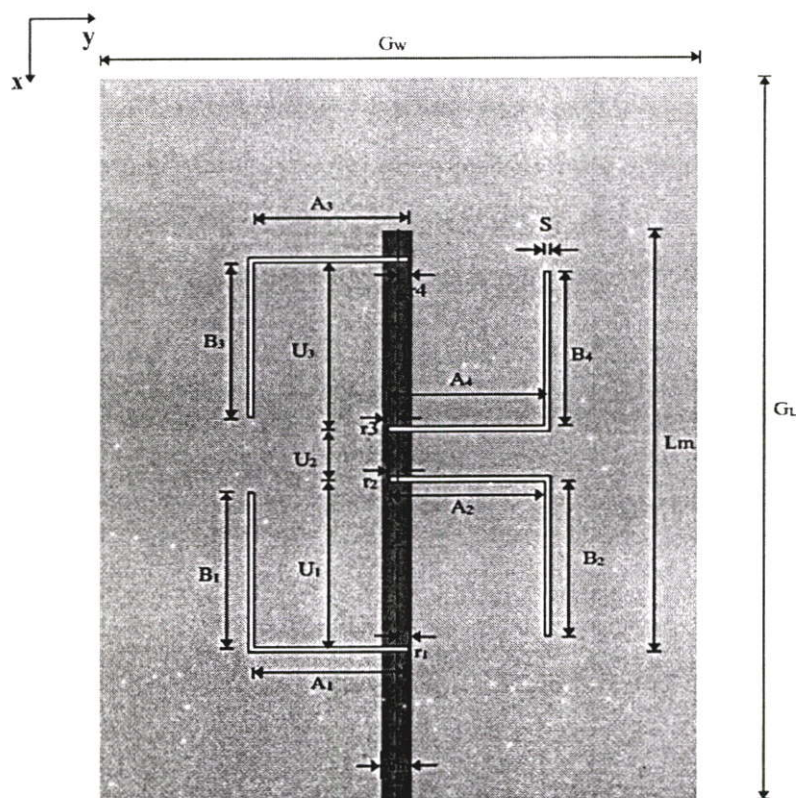
รูปที่ 5.4 แสดงโครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด โดยหลักในการออกแบบจะใช้จากการออกแบบสายอากาศแถวลำดับแบบ 2 ช่องเปิดทั้งสองรูปแบบมาใช้เพื่อที่จะทำให้สายอากาศมีความถี่เรโซแนนซ์ 2 ความถี่ และมีแบบ

รูปการแผ่พลังงานระยะไกลเป็นแบบรอบทิศทาง ซึ่งจากการออกแบบสายอากาศแถวลำดับ 4 ช่องเปิดจะมีพารามิเตอร์เพิ่มขึ้นมา 3 พารามิเตอร์ก็คือ

U_1 คือ ระยะระหว่างช่องเปิดที่ 1 กับช่องเปิดที่ 2

U_2 คือ ระยะระหว่างช่องเปิดที่ 2 กับช่องเปิดที่ 4

U_3 คือ ระยะระหว่างช่องเปิดที่ 3 กับช่องเปิดที่ 4

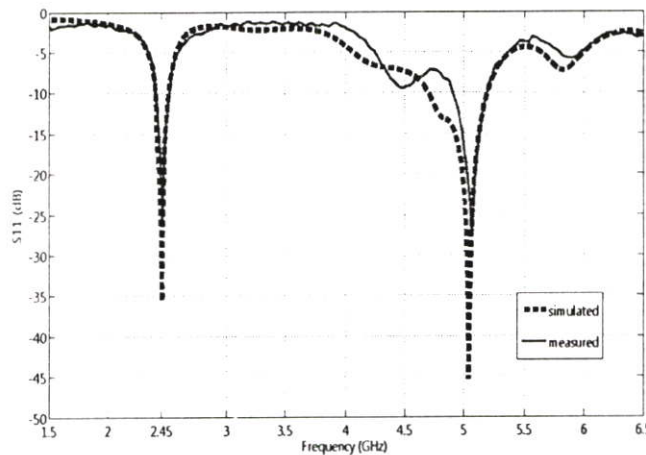


รูปที่ 5.4 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด

ตารางที่ 5.3 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิดที่ได้จากการจำลอง

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่ต่ำ	ความถี่สูง
ความถี่เรโซแนนซ์	2.45 GHz	5.043 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	-35.79 dB	-43.11 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	1.034 : 1	1.011 : 1
อินพุตอิมพีแดนซ์	48.37 - j0.055 โอห์ม	49.8 + j0.4961 โอห์ม
แบนด์วิดท์	2.4 - 2.512 GHz	4.698 - 5.2 GHz
ประสิทธิภาพของสายอากาศ	99.97 %	81.33 %
อัตราขยายของสายอากาศ	3.74 dBi	3.77 dBi

จากตารางที่ 5.3 แสดงให้เห็นว่า สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแถวลำดับ 4 ช่องเปิด จะทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ใช้งานได้สองความถี่ คือ ความถี่ 2.45 GHz และ 5.043 GHz โดยที่ความถี่แรกจะเป็นความถี่ที่ออกแบบไว้ ส่วนความถี่ที่สองจะเป็นความถี่ที่เกิดจากฮาร์โมนิกของความถี่แรก ซึ่งย่านความถี่ที่สองนี้จะสามารถนำไปใช้งานในมาตรฐาน IEEE 802.11j และ public safety รวมทั้งยังสามารถออกแบบให้มีความถี่ที่สองเป็นย่าน 5.2 GHz สำหรับใช้งานตามมาตรฐาน IEEE802.11a ได้เช่นกัน โดยทำการจัดวางช่องเปิดสายอากาศให้เหมาะสม แต่จากตารางจะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของสายอากาศในความถี่ที่สองน้อยกว่าความถี่แรกเนื่องจากความถี่ที่สองเป็นฮาร์โมนิกของความถี่แรกส่วนอัตราขยายของสายอากาศนั้นจะมีค่าอยู่ประมาณ 3.7 dBi ทั้งสองความถี่ โดยในความถี่ 2.45 GHz ตามที่ออกแบบนั้น สายอากาศแบบนี้จะมีอัตราขยายที่มากกว่าสายอากาศ 1 ช่องเปิด แต่จะน้อยกว่า 2 ช่องเปิดเล็กน้อย โดยในการออกแบบช่องเปิดแบบนี้จะทำให้มีแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลที่เป็นแบบรอบทิศทางมากกว่า 1 ช่องเปิดและ 2 ช่องเปิด



รูปที่ 5.5 การเปรียบเทียบ S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิดจากการจำลองเทียบกับการวัดทดสอบ

ตารางที่ 5.4 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิดที่ได้จากการวัดทดสอบ

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่ต่ำ	ความถี่สูง
ความถี่เรโซแนนซ์	2.4575 GHz	5.07 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	-25.4130 dB	-27.2560 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	1.1207 : 1	1.101 : 1
อินพุตอิมพีแดนซ์	44.059 + j1.4395 โอห์ม	45.877 - j1.4395 โอห์ม
แบนด์วิธ	2.4025 - 2.5124 GHz	4.9 - 5.2 GHz
อัตราขยาย	3.5 dBi	3.3 dBi



ใช้บ่อย ทราบแล้ว

จากรูปที่ 5.5 และ ตารางที่ 5.4 จะเห็นได้ว่า การวัดทดสอบสายอากาศจริงจะได้ผลที่ใกล้เคียงเมื่อเทียบกับการจำลอง โดยความถี่เรโซแนนซ์ที่วัดได้คือ 2.4575 GHz และ 5.07 GHz และมีแบนด์วิดท์ที่ครอบคลุมความถี่ที่ใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สาย รวมทั้งยังมีอัตราขยายของสายอากาศเท่ากับ 3.5 dBi ที่ความถี่ด้านต่ำ และ 3.3 dBi ที่ความถี่ด้านสูง

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

จากหัวข้อที่ผ่านมาจะเห็นได้ว่าสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด จะสามารถทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ 1 ความถี่ได้ง่าย แต่ถ้าเป็นสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิด และแบบ 4 ช่องเปิดจะมีความถี่เรโซแนนซ์ 2 ความถี่ แต่ความถี่ที่สองของช่องเปิดมุมฉากแถวลำดับ 2 ช่องเปิดจะไม่อยู่ในมาตรฐานของระบบการสื่อสารไร้สายในยุคปัจจุบัน แต่อัตราขยายของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแถวลำดับ 2 ช่องเปิดจะมีค่าสูงที่สุดเมื่อเทียบกับแบบ 1 ช่องเปิด และแบบ 4 ช่องเปิด สำหรับสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากเหล่านี้จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบรอบทิศทาง โดยสายอากาศแบบ 4 ช่องเปิดจะมีแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลเป็นแบบรอบทิศทางมากที่สุด จะเห็นได้ว่าการจัดวางสายอากาศแบบแถวลำดับทั้งแบบ 2 ช่องเปิด และแบบ 4 ช่องเปิด เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศแบบ 1 ช่องเปิด จะทำให้ได้คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่ดีขึ้นไม่ว่าจะเป็นเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ การให้ได้สายอากาศสองความถี่ รวมทั้งการทำให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลเป็นแบบรอบทิศทางเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากรูปแบบของสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์ทั้งหมดนี้จะให้โพลาไรเซชันเป็นแบบเส้นตรง ดังนั้นแนวทางในการพัฒนาให้สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากให้มีโพลาไรเซชันเป็นแบบวงกลม ก็มีความเป็นไปได้โดยการจัดวางช่องเปิดของแถวลำดับให้เหมาะสมกับเฟสของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายในสายอากาศ

เอกสารอ้างอิง

- [1] H. Tehrani, K. Chang, "Multifrequency Operation of Microstrip-Fed Slot-Ring Antennas on Thin Low-Dielectric Permittivity Substrates," *IEEE Trans. Antennas Propagation.*, vol. 50, No. 9, pp. 1299-1308, Sep. 2002.
- [2] C. T. P. Song, Peter S. Hall and H. G. Shiraz, "Perturbed Sierpinski Multiband Fractal Antenna With Improved Feeding Technique," *IEEE Trans. Antennas Propagation.*, vol. 51, No. 5, pp. 1011-1017, May. 2003.
- [3] J. H. Lu, "Broadband Dual-Frequency Operation of Circular Patch Antennas and Arrays With a Pair of L-Shaped Slots," *IEEE Trans. Antennas Propagation.*, vol. 51, No. 5, pp. 1018-1022, May. 2003.
- [4] J. S. Chen, "Dual-Frequency Annular-Ring Slot Antennas Fed by CPW Feed and Microstrip Line Feed," *IEEE Trans. Antennas Propagation.*, vol. 53, No. 1, pp. 569-571, Jan. 2005.
- [5] D. M. Nashaat, H. A. Elsadek and H. Ghali, "Single Feed Compact Quad-Band PIFA Antenna for Wireless Communication Applications," *IEEE Trans. Antennas Propagation.*, vol. 53, No. 8, pp. 2631-2635, Aug. 2005.
- [6] W. C. Liu, "Design of a Multiband CPW-fed Monopole Antenna Using a Particle Swarm Optimization Approach," *IEEE Trans. Antennas Propagation.*, vol. 53, No. 10, pp. 3273-3279, Oct. 2005.
- [7] D. M. Pozar, "A Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagation.*, vol. AP-34, No. 12, pp. 1439-1446, Dec. 1986.
- [8] H.G. Akhavan and D. Mirshekar-Syahkal, "A simple technique for evaluation of input impedance of microstrip-fed slot antennas," in *Proc. 9th Int Antennas Propagat. Conf.*, Vol. 1, Apr. 1995, pp. 265-268
- [9] H.G. Akhavan and D. Mirshekar-Syahkal, "Approximate model for microstrip fed slot antennas," *Electron. Lett.*, vol. 30, pp. 1902-1903, Nov. 1994
- [10] H. Kim and Y.J. Yoon, "Microstrip-Fed Slot Antennas With Suppressed Harmonics," *IEEE Trans. Antennas Propagation.*, vol. 53, No. 9, pp. 2809-2817, Sep. 2005.
- [11] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl and Apisak Ittipiboon., *Microstrip Antenna Design Handbook*. Boston: Artech House, 2000.

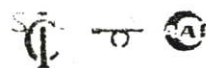
- [12] Robert E. Collin., *Foundations for Microwave Engineering*. 2nd ed New York: McGraw - Hill, 1992
- [13] Yongxi Qian and Tatsuo Itoh., *FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and antennas Software and Applications*. Tokyo: Realize, 1999.
- [14] Allen Taflove., *Computational Electrodynamics The Finite – Differential Time Domain Method* London: Artech House, 1995
- [15] Allen Taflove., *Advances in Computational Electrodynamics The Finite - Difference Time-Domain Method*. London: Artech House, 1998
- [16] N. Anantrasirichai, P. Rakluea, and T. Wakabayashi, “Slot Antenna Coupled by Microstrip Line for Dual Frequency,” 2002 International Symposium on Nonlinear Theory and Its Applications (NOLTA2002), Xi’an, China, October 7-11, 2002
- [17] P. Rakluea, N. Anantrasirichai, K. Janchitrapongvej and T. Wakabayashi, “Analysis of Right Angle Microstrip Slot Antenna,” Tencon 2005 - 2005 IEEE Region 10, Melbourne, Australia, November 21-24, 2005
- [18] P. Rakluea, V. Pirajnanchai, N. Anantrasirichai, K. Janchitrapongvej and T. Wakabayashi, “Characteristics of Right Angle Microstrip Slot Antenna for Dual Frequency,” 2005 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS2005), Hongkong, December 13 - 16, 2005, pp.705-708
- [19] P. Rakluea, J. Nakasuwan, N. Anantrasirichai, K. Janchitrapongvej and T. Wakabayashi, “A Right Angle Microstrip Slot Antenna for X-Band,” ECTI-CON 2006, Ubonnuri Hotel, UbonRatchathani, Thailand, May 10-13, 2006, pp. 477-482
- [20] ไพฑูรย์ รักเหลือ “การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยวิธี FDTD” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2546
- [21] กฤตพล นาคเจริญ “การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่” วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2547

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

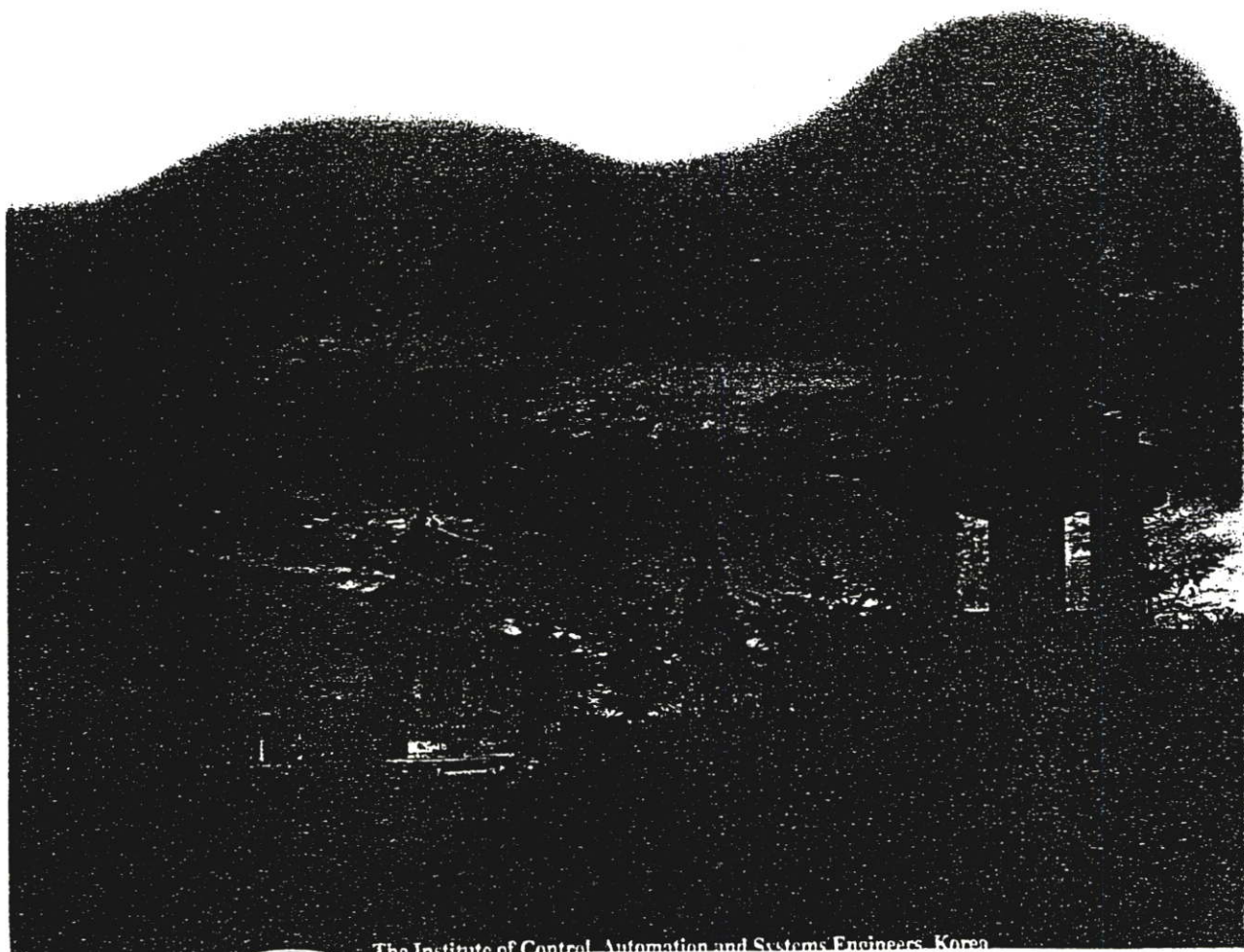
- [1] W. Chanwattanapong, N. Anantrasirichai and T. Wakabayashi, "The Effective of Radiation Pattern on two Shape of Slot Antenna" ICCAS 2003, October 22-25, 2003, TEMF Hotel, Gyeongju, Korea.



Final Program & Digest Book

ICCAS 2003 International Conference on Control, Automation and Systems

October, 22 ~ 25, 2003
Gyeongju TEMF Hotel, Gyeongju, Korea



The Institute of Control, Automation and Systems Engineers, Korea

The effective of Radiation Pattern on Two Shape of Slot Antenna

W. Chanwattanon*, N. Anantrasirchai*, and T. Wakabayachi**

*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: This paper present the characteristics of radiation pattern of microstrip slot antenna on the ground plane fed by microstrip line. It is proposed for resonance frequency at 10 GHz. We will analysis two shape of slot antenna; double L-shape slot antenna and U-shape slot antenna. In this case, we will compare far-field radiation pattern of two shape slot antenna. Far-field radiation pattern of double L-shape slot antenna is bi-directional nevertheless U-shape slot antenna is uni-directional. The microstrip slot antenna is propose to analyze far-field radiation pattern for use in the wireless communication systems

Keywords: Double L-shape, U-shape, radiation pattern.

1. INTRODUCTION

In some communication system, the signals are sent through free space by antenna. There are many type of antennas can be used for transmit and receive signals. Microstrip or printed antenna is one type of antennas which is small size and light weight and widely used in wireless and mobile communications. The advantage of microstrip slot antenna are low-profile, light weight, small size, simple and inexpensive to fabricate by using modern printed-circuit technology. These are most suitable for wireless and mobile communication. Because of their low-power handling capability, these antenna can be used in low-power transmitting and receiving applications.

Analysis of radiation pattern on slot antenna, for desire resonance frequency 10 GHz, by using two shape of slot antennas double L-shape and U-shape slot antennas.

To describe the performance of an antenna, some parameters are necessary. Some of the parameters are interrelated and not all of them must be specified for complete description radiation pattern of the antenna performance. The parameters in characteristics of printed antenna for this analysis are radiation pattern, input impedance, S parameter and VSWR.

The parameter in characteristics of double-L shape and U-shape slot antenna for this analytical are radiation pattern at xy plane and xz plane. To avoid unwanted effects to reduce the return loss as much as possible by adjust matching impedance.

All of antenna simulation by using FDTD analysis. The Finite Difference Time Domain (FDTD) method is introduced to solve the complicated problems in electromagnetic field theory. The FDTD method is capable of computing electromagnetic interactions for geometric problems that it is extremely difficult to analyze by other methods. This technique is well-suited for handling complicate microstrip antenna configurations because it can conveniently model the numerous inhomogeneities encountered in these structures. Therefore, FDTD method is also use as a tool to obtain antennas characteristics various aspect.

2. FDTD METHOD AND ANTENNA STRUCTURE

FDTD method is a very powerful approach that can be used to calculate all the parameter for almost all types of antenna structures. Since all the near fields are available during the FDTD simulation, we can use near field to far field transformation to evaluate accurately the far field radiation properties of the antenna

We can obtain the radiating fields at far - field point as shown below:

$$E_{\theta} = \eta H_{\phi} = -j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (\eta N_{\theta} + L_{\theta}), \quad (1)$$

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

To simulating double-L shape and U-shape slot antennas by using FDTD analysis. This software is a full wave electromagnetic simulation code for conventional 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 can be treats in transients conditions such as pulse in the time domain, and computational electromagnetic modeling which can predict and analysis of the electromagnetic responses of complex problems.

From, figure 3 as show analytical space in FDTD model are commonly for double-L shape and U-shape slot antenna. The analytical space in FDTD analysis 60x123x100 cells with the cell dimension $\Delta x = 0.152$ mm, $\Delta y = \Delta z = 0.15$ mm.

The structure of double L-shape and U-shape are shown in figure 1 and figure 2, respectively. Double L-shape and U-shape slot antenna on the ground plane are fed by a microstrip line. The length of each L-shape and U-shape slot are $\lambda g/2$.

The microstrip line is designed to be 50 ohms in order to match the measurement system and has the substrate of the thickness $h = 1.52$ mm and the dielectric constant $\epsilon_r = 2.17$.

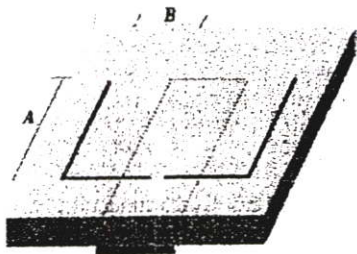


Figure 1. Double-L shape slot antenna structure.

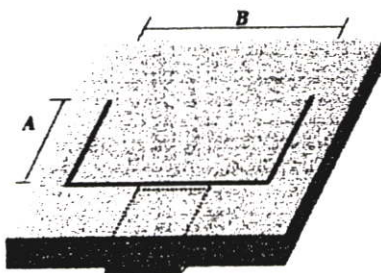


Figure 2. U-shape slot antenna structure.

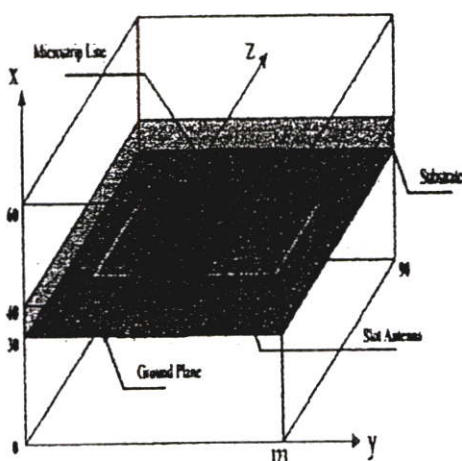


Figure 3. Antenna structure in analytical space of double L-shape and U-shape slot antenna.

3. SIMULATION RESULTS

3.1 Return Loss

The 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 length between an observing point and a reference point. The propagation constant γ can be define by

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

Where α and β are attenuation and phase constants, respectively.

3.2 Characteristic of input impedance

The input impedance is the complex number. To find the input impedance, will be done after obtained the input return loss S_{11} . And input impedance of antenna is described by using an parameter S_{11} and characteristic impedance Z_0 of a microstrip line.

$$Z_{in} = \left[\frac{(1 + S_{11})}{(1 - S_{11})} \right] Z_0 \quad (5)$$

The observing point will be nearly the reference point when analyzing by FDTD method. By adjusting technique, real part and imaginary part of Z_{in} are nearly 50 ohms and 0 ohm, respectively.

3.3 Characteristics of two shapes slot antenna.

Table 1 shown characteristic of double L-shape and U-shape slot antennas include resonance frequency, return loss and input impedance.

Table 1 Characteristics of two shapes slot antenna.

	(GHz)	S_{11} (dB)	Z_{in} Real	Z_{in} Imag	B.W
Double L-shape	10.01	-39.18	43.45	0.87	3.5%
U-shape	10.08	-28.08	51.93	-3.43	4%

Good matching of double-L shape can be obtained at resonance frequency 10.01 GHz which the return loss (S_{11}) = -39.18 dB, input impedance of real part (Z_{in} real) = 43.45 ohms, imaginary part (Z_{in} imaginary) = 0.87 ohms.

And good matching of U-shape can be obtained at resonance frequency 10.08 GHz which the return loss (S_{11}) = -28.08 dB, input impedance of real part (Z_{in} real) = 51.93 ohms and imaginary part (Z_{in} imaginary) = -3.43 ohms.

3.4 VSWR

VSWR is a characteristic to show the performance of antenna which relate to reflected wave. In a properly designed system for impedance matching the value of VSWR is nearly 1. Figure 4 shown characteristics of VSWR of two shape slot antennas.

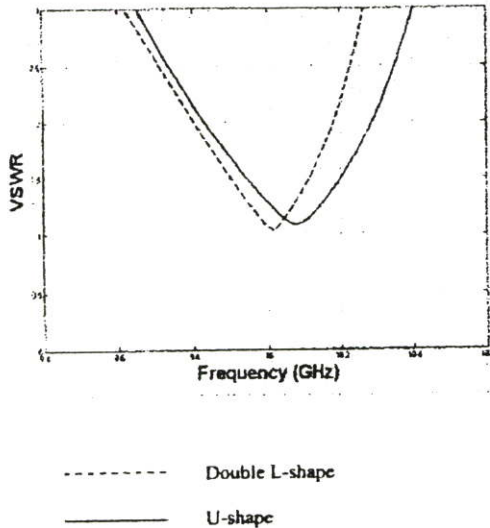


Figure 4. VSWR of two shape antennas.

The VSWR can be calculated from any of several bits of knowledge. Therefore, it is possible to determine value of VSWR by the ratio of the reflected voltage to incident voltage along the microstrip line. In this case, VSWR of double L-shape and U-shape slot antenna are nearly 1 at resonance frequency 10.01 GHz and 10.08GHz which calculated bandwidth at VSWR = 2.

3.5 Current Density

Generally, the directional electric field will orthogonal with the slot line plane. Then, high intensity of electric field in slot line will be increasing, the propagation effect can reachable to other side. The equivalent electric current density are related to the field component on the surface by

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H} \quad (6)$$

where \hat{n} is unit vector at boundary surface.

Characteristics of current density of double L-shape and U-shape slot antenna are shown in Fig. 5 and 6. Current density will be high at the end of slot.

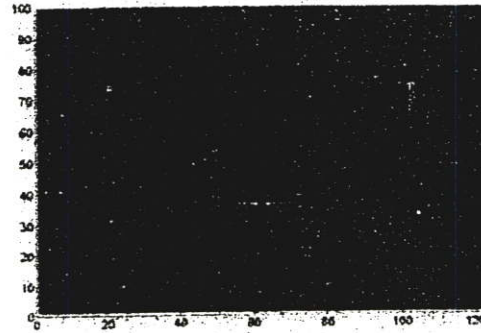


Figure 5. Characteristic of current density of double L-shape slot antenna at 10.01 GHz

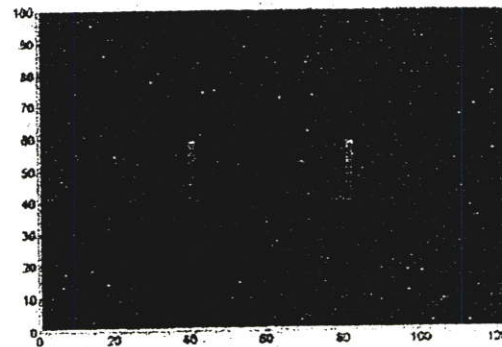


Figure 6. Characteristic of current density of U-shape slot antenna at 10.08 GHz.

3.6 Far Field Patterns

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. So far fields are obtained by converting near field to far fields in the frequency domain. To consider the radiation pattern from the simulation of two shape slot antennas we can see the bidirectional and unidirectional radiation patterns of double L-shape and U-shape slot antennas, respectively.

The simulation results on radiation pattern of double L-shape and U-shape slot antenna are shown in figure 7; xy-plane and figure 8; xz-plane at resonance frequency about 10.01 GHz and 10.08 GHz, respectively. It seen that, high level of radiation pattern about 0 degree of U-shape slot antenna in figure 7 and 90 degree in figure 8. And far field radiation pattern of double L-shape slot antenna is bi-directional nevertheless U-shape slot antenna is uni-directional. Two sides of double L-shape made bi-directional pattern of double L-shape in figure 7.

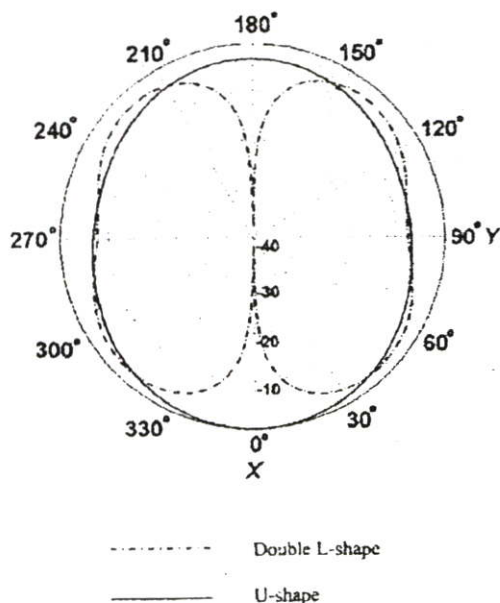


Figure 7. Far field pattern on the xy-plane of double-L shape and U-shape slot antenna

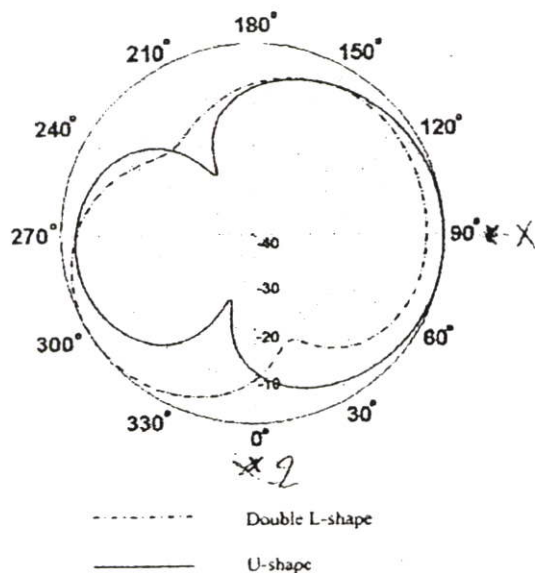


Figure 8. Far field pattern on the xz-plane of double-L shape and U-shape slot antenna.

4. CONCLUSION

The finite-difference time-domain method has been used to perform time-domain simulations of pulse propagation in several printed microstrip antenna. Double L-shape and U-shape have nearly length of slot at resonance frequency. The radiation pattern of double L-shape slot antenna is bi-directional pattern while U-shape slot antenna is uni-directional pattern, therefore, shaped of slot effect with radiation patterns of antenna

REFERENCES

- [1]. Yoshimura, Y., "A Microstrip Line Slot Antenna," *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-20, 1972, pp. 760-762.
- [2]. 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. 1439-1445.
- [3]. 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.
- [4]. Yongxi Qian, Tatsuo Itoh. "FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and antennas Software and Applications", Tokyo: Realize Inc. 1999.
- [5]. N. Anantasisrichai, T. Sohame, S. Puntheeranurak and T. Wakabayashi, "Matching Impedance of Slot Antenna Coupled by Microstrip Line", 23-25 October 2002, The Second International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT2002)

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายวันเฉลิม ชันวัฒนพงศ์
วัน เดือน ปีเกิด	12 สิงหาคม 2519
ที่อยู่	83 หมู่ ๓ ต. เขาสมิง อ. เขาสมิง จ. ตราด
ประวัติการศึกษา	พ.ศ. 2540 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตพระนครเหนือ พ.ศ. 2544 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยขอนแก่น
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1) ระบบสายอากาศและสายอากาศแบบไมโครสตริป 2) ระบบเครือข่ายคอมพิวเตอร์เน็ตเวิร์ก 3) การเขียนโปรแกรม 4) ระบบโทรคมนาคม 5) ระบบเครือข่ายไร้สาย
ประสบการณ์การทำงานและผลงานวิจัย	
พ.ศ. 2544-ปัจจุบัน	ตำแหน่ง Senior Digital Support บริษัท ริโก้ (ประเทศไทย) จำกัด ประกาศนียบัตร Microsoft Certificate Professional - Microsoft 2000 Professional - Microsoft 2000 Server