

การศึกษาคคุณสมบัติของสายอากาศรูปตัวยูที่มีการจัดวางในเชิงเรขาคณิต

ON THE STUDY CHARACTERISTICS OF U-SHAPED SLOT ANTENNA FOR
GEOMETRICAL ARRANGEMENT

ชาญวิทย์ แก้วอาษา
CHANWIT KAEWARSA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISSN 974-15-2783-8

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การศึกษาคุณสมบัติของสายอากาศรูปตัวยูที่มีการจัดวางในเชิงเรขาคณิต

ON THE STUDY CHARACTERISTICS OF U-SHAPED SLOT ANTENNA FOR
GEOMETRICAL ARRANGEMENT

ชาญวิทย์ แก้วอาษา

CHANWIT KAEWARSA

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... **67442**
วัน,เดือน,ปี..... **15 S.ศ. 2549**

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2788-8

**ON THE STUDY CHARACTERISTICS OF U-SHAPED SLOT ANTENNA FOR
GEOMETRICAL ARRANGEMENT**

CHANWIT KAEWARSA

**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**

2006

ISBN 974-15-2788-8

COPYRIGHT 2006

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาคุณสมบัติของสายอากาศรูปตัวยูที่มีการจัดวางในเชิงเรขาคณิต
นักศึกษา	นาย ชาญวิทย์ แก้วอาษา
รหัสนักศึกษา	47061108
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	254 9
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการออกแบบและศึกษาคุณสมบัติของสายอากาศรูปตัวยูที่มีการจัดวางในเชิงเรขาคณิต โดยการศึกษาจะแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ โครงสร้างที่เป็นสายอากาศ 1 องค์ประกอบ และโครงสร้างที่เป็นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ ซึ่งทั้งสองส่วนจะทำการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งแบบไมโครสตริปที่มีรูปแบบการต่อแบบเปิดวงจร การศึกษาผลกระทบของการจัดวางสายอากาศชั้นแรกจะทำการศึกษาโครงสร้างที่มีองค์ประกอบเดียว จากนั้นจึงนำหลักการและผลที่ได้จากการศึกษาและวิเคราะห์ไปออกแบบและประยุกต์ใช้ในการจัดวางสายอากาศที่มี 2 องค์ประกอบ ซึ่งทั้งสองส่วนนอกจากจะทำการศึกษาในเรื่องของวิธีการจัดวางในรูปแบบต่าง ๆ แล้ว ยังได้ทำการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นในส่วนของความกว้าง ความยาว และอัตราส่วนความยาวในแต่ละด้านของสายอากาศ เพื่อแสดงให้เห็นถึงผลกระทบที่มีต่อค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ โดยโครงสร้างของสายอากาศได้ออกแบบให้มีคุณสมบัติเรโซแนนซ์ที่สองย่านความถี่ คือ ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ตามมาตรฐานของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN)

Thesis Title	On The Study Characteristics of U-Shaped Slot Antenna for Geometrical Arrangement
Student	Mr. Chanwit Kaewarsa
Student ID.	47061108
Degree	Master of Engineering
Program	Information Engineering
Year	2006
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Noppin Anantrasirichai

ABSTRACT

This thesis presents methodology and results of designing and analysing of U-Shaped slot antennas. This study was divided into two sections which are the study of one-element antenna structure and two-element antenna structure. Both structures were fed by open-ended microstrip line. The effect on antenna positioning was first investigated on one-element antenna structure, and then applied to two-element antenna structure. Moreover, both structures were studied on varying parameters to identify the effects on characteristics of proposed antennas. The proposed antennas were design for dual-frequency utilizations which are 2.4 GHz and 5.2 GHz followed the wireless local area network (WLAN) standard.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถสำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี เพราะได้รับความกรุณาจาก รองศาสตราจารย์ นภพินท์ อนันตรศิริชัย ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ที่ช่วยกรุณาให้ คำแนะนำ ชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหา รวมทั้งยังสอนให้ข้าพเจ้ารู้จักคิดและวิเคราะห์เพื่อ แก้ไขปัญหาต่าง ๆ อีกทั้งยังคอยเตือนสติและให้กำลังใจข้าพเจ้าอยู่เสมอมา จนทำให้ข้าพเจ้า ประสบความสำเร็จในการทำงานวิจัยในครั้งนี้ ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณท่านเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ อาจารย์ ไพฑูรย์ รักเหลือ ผู้ที่คอยให้คำปรึกษา ช่วยแนะนำและให้แนวคิดใน การทำงานวิจัยในครั้งนี้

ขอขอบคุณ คุณเปรม แดงรัตนวงศ์ คุณภูสิทธิ์ สุวรรณแสง และเพื่อน ๆ พี่ ๆ ทุกคนที่ ข้าพเจ้ารู้จัก กับมิตรภาพดี ๆ ที่หยิบยื่นให้ตลอดระยะเวลาที่ทำงานวิจัยในครั้งนี้

ขอขอบคุณ คุณทองจินดา พิเชิตชัย ผู้ที่คอยเป็นกำลังใจ คอยช่วยเหลือและอยู่เคียงข้าง ข้าพเจ้าเสมอมา

ขอขอบคุณ ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่และอุปกรณ์ในการทำวิจัยฉบับ นี้จนสำเร็จลุล่วง

สุดท้ายขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้า ที่คอยเป็นกำลังใจ ให้ ความห่วงใยและเข้าใจข้าพเจ้าเสมอมา

คุณประโยชน์ที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดา มารดา และ ครอบครัว ซึ่งเป็นที่รักยิ่งของข้าพเจ้า ตลอดจนอาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิประสาทความรู้และ คอยชี้แนะแนวทางต่าง ๆ แก่ข้าพเจ้า และหากมีข้อผิดพลาดประการใด ข้าพเจ้าก็ขออภัยมา ณ โอกาสนี้และขอน้อมรับไว้แต่เพียงผู้เดียว

ชาญวิทย์ แก้วอาษา

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	IX
สารบัญรูป	X
สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....	XIV
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	2
1.3 ขอบเขตของการศึกษา	3
1.4 ขั้นตอนของการศึกษา	3
บทที่ 2 ทฤษฎีสายอากาศ	5
2.1 บทนำ	5
2.2 หลักการของสายอากาศ	6
2.3 การแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศ	6
2.4 การแพร่กระจายของกระแสและแรงดันไฟฟ้าในลวดตัวนำ	8
2.5 ฮาร์โมนิกของสายอากาศ	9
2.6 อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ	10
2.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ	11
2.7.1 อัตราส่วนฟรอนต์ทูแบค (Front to Back Ratio)	12
2.7.2 บีมวิทท์ (Beamwidth)	12
2.7.3 ส่วนต่าง ๆ ในแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	13
2.8 รูปแบบของสายอากาศ	15
2.8.1 สายอากาศแบบเส้นลวด (Wire Antenna)	15
2.8.2 สายอากาศแบบช่องเปิด (Aperture Antenna)	15

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.8.3 สายอากาศแบบไมโครสตริป (Microstrip Antenna)	16
2.8.4 สายอากาศแบบแถวลำดับ (Array Antenna)	17
2.8.5 สายอากาศแบบสะท้อนคลื่น (Reflector Antenna)	17
2.8.6 สายอากาศแบบเลนส์ (Lens Antennas)	18
2.9 สายอากาศแบบไมโครสตริป	19
2.9.1 แผ่นตัวนำ (Radiating patch)	19
2.9.2 ชั้นวัสดุฐานรอง (Dielectric substrate)	20
2.9.2.1 ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์	20
2.9.2.2 ค่าแทนเจนต์การสูญเสีย ($\tan \delta$)	20
2.9.2.3 ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal conductivity)	21
2.9.2.4 ความขรุขระของผิว	21
2.9.2.5 ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric strength)	21
2.9.3 ระนาบกราวด์ (Ground plane)	21
2.9.4 ระบบป้อนกำลัง (Feed)	21
2.10 รูปแบบของสายอากาศไมโครสตริป	22
2.10.1 สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น (Microstrip Patch Antennas)	22
2.10.2 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด (Microstrip Slot Antennas)	22
2.10.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบไดโพล (Microstrip Dipole Antennas)	23
2.10.4 สายอากาศไมโครสตริปแบบคลื่นเดินทาง	24
2.11 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป	24
2.11.1 คลื่นถูกนำทาง (Guided Wave)	24
2.11.2 คลื่นแผ่พลังงาน (Radiated Wave)	24
2.11.3 คลื่นรั่ว (Leaky Wave)	25
2.11.4 คลื่นผิว (Surface Wave)	25
2.11.5 ความต้องการคลื่นในสายส่งสัญญาณและสายอากาศ	25
2.12 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	25
2.12.1 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	25
2.12.2 การส่งผ่านคลื่นในสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	26

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.12.3 การปิดและเปิดวงจรปลายสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	27
2.12.4 การออกแบบสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	29
2.13 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด	31
2.13.1 ทฤษฎีการเหนี่ยวนำ (Induction Theorem)	31
2.13.2 การแพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศช่องเปิด	33
2.13.3 รูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศช่องเปิด	34
2.13.4 สายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริป	35
2.13.5 วงจรสมมูลของสายอากาศช่องเปิดที่มีการป้อนสัญญาณแบบเปิดวงจร	36
2.13.6 การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิด	38
บทที่ 3 วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงจำกัดในโดเมนเวลา	41
3.1 บทนำ	41
3.2 สมการแมกซ์เวลล์และซีอัลกอริทึม	41
3.2.1 รูปแบบของผลต่างสี่เหลี่ยม	41
3.2.2 ซีอัลกอริทึม	43
3.3 วิธีผลต่างสี่เหลี่ยม	45
3.3.1 รูปแบบของผลต่างสี่เหลี่ยม	45
3.3.2 ความถูกต้องและเสถียรภาพของผลการแก้สมการแบบผลต่างสี่เหลี่ยม	46
3.4 สมการผลต่างสี่เหลี่ยม	48
3.5 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน	53
3.6 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข	54
3.7 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน	56
3.8 องค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบนผิวตัวนำชนิดต่าง ๆ	64
3.8.1 ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ (Perfect Electric Conductor: PEC)	64
3.8.2 ตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์ (Perfect Magnetic Conductor : PMC)	64
3.8.3 การต่อร่วมระหว่างไดอิเล็กตริกต่างชนิด	64
3.9 การวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD	65
3.9.1 พารามิเตอร์การกระจาย	65

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก	115
ภาคผนวก ก. บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์	116
ประวัติผู้เขียน	128

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง	78
4.2 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง	79
4.3 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูหงาย	85
4.4 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูหงาย	85
4.5 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูคว่ำ	90
4.6 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูคว่ำ	91
4.7 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางชันแบบหงาย	96
4.8 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางชันแบบหงาย	96
4.9 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางชันแบบหงายคว่ำ	102
4.10 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางชันแบบหงายคว่ำ	102
5.1 แสดงค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงและรูปตัวยู	
1 องค์ประกอบ	108
5.2 แสดงค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงและรูปตัวยู	
2 องค์ประกอบ	109

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศ	7
2.2 คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	7
2.3 การแพร่กระจายของกระแสและแรงดันไฟฟ้าบนลวดตัวนำขนาด $\lambda/2$	9
2.4 การเกิดฮาร์โมนิกบนลวดตัวนำที่ยาว 3 เท่าของครึ่งความยาวคลื่น	10
2.5 สายอากาศที่มีจุดป้อนสัญญาณตรงกลาง	10
2.6 ระนาบเมอริเดียนและอิควาทอเรียลของสายอากาศ	11
2.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลแบบแนวตั้ง	12
2.8 อัตราส่วนฟรอนต์ทูแบคของสายอากาศ	12
2.9 บีมวิทซ์ของสายอากาศ	13
2.10 ส่วนต่าง ๆ ของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	14
2.11 สายอากาศแบบเส้นลวด	15
2.12 สายอากาศแบบช่องเปิด	16
2.13 สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น	15
2.14 สายอากาศแบบแฉวลำดับ	17
2.15 สายอากาศแบบสะท้อนคลื่น	18
2.16 สายอากาศแบบเลนส์	19
2.17 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริป	19
2.18 สายอากาศแบบแผ่น (Patch antenna)	22
2.19 สายอากาศแบบช่องเปิด (Slot antenna)	23
2.20 สายอากาศแบบไดโพล (Dipole antenna)	23
2.21 ลักษณะของคลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป	24
2.22 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	26
2.23 เส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	27
2.24 การปิดวงจรปลายสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	27
2.25 การเปิดวงจรปลายสายส่งไมโครสตริป	28
2.26 การกระจายคลื่นและการเกิดคลื่นผิวออกจากปลายสายไมโครสตริปและวงจรสมมูล	29
2.27 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น	32
2.28 การแพร่กระจายคลื่นจากไมโครสตริปแบบช่องเปิด	34

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.29 รูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศช่องเปิด	35
2.30 สายอากาศช่องเปิดที่ป้อนด้วยไมโครสตริป	36
2.31 วงจรสมมูลของสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริปแบบเปิดวงจร	37
2.32 วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ	39
2.33 วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น	39
2.34 วิธีการหมุนช่องเปิด	40
3.1 โครงสร้างส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ (Yee cell)	44
3.2 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยี่อัลกอริทึม	44
3.3 รูปแบบการประมาณค่าของ $f(x)$ ที่จุด P โดยใช้ผลต่างสี่บเนื่องไปข้างหน้าข้างหลัง และตรงกลาง	46
3.4 ความผิดพลาดในฟังก์ชันเนื่องจากขนาดของกริดเซลล์	47
3.5 โครงสร้างสามมิติสำหรับกริดเซลล์ของ FDTD (FDTD grid)	49
3.6 สนามไฟฟ้าที่ผิวในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่ง $(1, j, k)$	59
3.7 วงจรความถี่สูงทั่วไปที่มีลักษณะการต่อแบบ 2 พอร์ต	66
3.8 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล	68
3.9 กล่องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล	69
4.1 บล็อกไดอะแกรมสำหรับ FDTD อัลกอริทึม	75
4.2 เกล็ดเขียนพัลส์ที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศ	76
4.3 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง	77
4.4 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่ ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz	79
4.5 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่ ได้จากวิธี MoM	79
4.6 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่ความถี่ 2.4 GHz	80
4.7 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่ความถี่ 5.2 GHz	80
4.8 ค่า VSWR ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz	81
4.9 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่ ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz	81

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.10 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่มีความถี่ 2.4 GHz ..82	
4.11 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่มีความถี่ 5.2 GHz ..82	
4.12 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่มีความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz83	
4.13 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัว Y83	
4.14 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดรูปตัว Y หาย84	
4.15 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดรูปตัว Y หาย เมื่อทำ การปรับความกว้างและความยาวรวมของช่องเปิด86	
4.16 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความกว้าง (S) และความยาวรวมของช่องเปิด (A+2B) .. 87	
4.17 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดรูปตัว Y หาย เมื่อทำ การปรับอัตราส่วนในแต่ละด้าน87	
4.18 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัว Y หาย ที่อัตราส่วน 2:1 จากวิธี MoM88	
4.19 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัว Y หายที่อัตราส่วน 2:189	
4.20 ค่า VSWR ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัว Y หายที่อัตราส่วน 2:189	
4.21 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัว Y หาย ที่อัตราส่วน 2:189	
4.22 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัว Y หายที่อัตราส่วน 2:1 ...90	
4.23 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัว Y หายที่อัตราส่วน 2:1 90	
4.24 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัว Y หาย91	
4.25 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัว Y หาย93	
4.26 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัว Y หาย จากวิธี MoM93	
4.27 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัว Y หาย94	
4.28 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัว Y หาย94	
4.29 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัว Y หาย94	
4.30 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัว Y หายวงซ้อนแบบหาย96	

4.31 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวาง ชั้นแบบหงาย	98
4.32 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางชั้น แบบหงาย จากวิธี MoM	98
4.33 ค่า VSWR ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางชั้นแบบหงาย	99
4.34 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางชั้น แบบหงายที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz	99
4.35 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางชั้นแบบหงายที่ ความถี่ 2.4 GHz	100
4.36 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางชั้นแบบหงาย ที่ความถี่ 5.2 GHz	100
4.37 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางชั้นแบบหงาย ที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz	100
4.38 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางชั้นแบบหงายคว่ำ	101
4.39 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางชั้น แบบหงายคว่ำ	102
4.40 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางชั้น แบบหงายคว่ำ จากวิธี MoM	103
4.41 ค่า VSWR ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางชั้นแบบหงายคว่ำ	103
4.42 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางชั้นแบบหงายคว่ำ	104
4.43 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางชั้นแบบ หงายคว่ำ	104
4.44 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางชั้นแบบหงาย คว่ำที่ความถี่ 2.4 GHz	105
4.45 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางชั้นแบบหงาย คว่ำที่ความถี่ 5.2 GHz	105
4.46 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางชั้นแบบหงาย คว่ำที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz	105

รายการสัญลักษณ์

A	ความยาวของช่องเปิดในแนวแกนนอน	[มิลลิเมตร]
A_L	ความยาวของช่องเปิดในแนวแกนนอนรูปใหญ่	[มิลลิเมตร]
A_H	ความยาวของช่องเปิดในแนวแกนนอนรูปเล็ก	[มิลลิเมตร]
B	ความยาวของช่องเปิดในแนวแกนตั้ง	[มิลลิเมตร]
B_L	ความยาวของช่องเปิดในแนวแกนตั้งรูปใหญ่	[มิลลิเมตร]
B_H	ความยาวของช่องเปิดในแนวแกนตั้งรูปเล็ก	[มิลลิเมตร]
C	ค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหน่วยความยาว	[F/m]
c	ความเร็วของแสงในอากาศ	[m/s]
d	ระยะห่างระหว่างช่องเปิด	[มิลลิเมตร]
\bar{E}	เวกเตอร์สนามไฟฟ้า	[V/m]
f	ความถี่เรโซแนนซ์	[Hz]
\bar{H}	เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก	[A/m]
h	ความหนาของวัสดุฐานรอง	[มิลลิเมตร]
\bar{J}_s	เวกเตอร์ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าบนพื้นผิวปิด S'	[A/m ²]
L	[H/m]	
L_m	สตัมแมตซ์ซิ่ง	[มิลลิเมตร]
l	ความยาวของแผ่นสายอากาศ	[มิลลิเมตร]
\bar{M}_s	เวกเตอร์ความหนาแน่นกระแสแม่เหล็กบนพื้นผิวปิด S'	[V/m ²]
r	ระยะไกลจริง	
r'	ระยะจากแหล่งกำเนิดถึงจุดสนามระยะไกล	
S	ความกว้างของช่องเปิด	[มิลลิเมตร]
S'	พื้นที่ผิวปิด	[m ²]
T	ความกว้างของพัลส์	[วินาที]
t	เวลา	[วินาที]
t_o	เวลาถึงกลางพัลส์	[วินาที]
$v_{inc}(t)$	แรงดันที่ส่งเข้าไปในโครงสร้าง	[V]
$v_{ref}(t)$	แรงดันที่สะท้อนกลับ	[V]
$v_{trans}(t)$	แรงดันที่ส่งมาที่พอร์ต ซึ่งเป็นผลตอบสนองของสัญญาณมาจากพอร์ตอื่น	[V]
v_p	ความเร็วเฟส	[m/s]

รายการสัญลักษณ์ (ต่อ)

W_m	ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	[มิลลิเมตร]
\hat{x}	เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง x	
\hat{y}	เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง y	
\hat{z}	เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง z	
z_c	อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ	[Ω]
ϵ	สภาพยอมทางสนามไฟฟ้า	[F/m]
ϵ_r	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง	
ϵ_{ra}	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศ	
ϵ_{rf}	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณ	
ϵ_{rr}	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์	
λ_g	ความยาวคลื่นสัมพัทธ์	[เมตร]
λ_0	ความยาวคลื่นในอากาศ	[เมตร]
Θ_{1d}	ความกว้างลำคลื่นกำลังในระนาบ XY	[degree]
Θ_{2d}	ความกว้างลำคลื่นกำลังในระนาบ XZ	[degree]
G_0	อัตราขยายของสายอากาศ	[dB]
μ	ความซาบซึมได้ทางสนามแม่เหล็ก	[H/m]
ρ^*	สภาพต้านทานแม่เหล็กสมบูรณ์	[Ω/m]
σ	สภาพนำไฟฟ้า	[S/m]
ω	angular frequency ($2\pi f$)	[rad/s]

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันโลกได้พัฒนาเข้าสู่ยุคของเทคโนโลยีการติดต่อสื่อสาร ซึ่งทำให้แต่ละประเทศสามารถติดต่อเชื่อมโยงข้อมูลข่าวสารระหว่างกันได้อย่างสะดวกและรวดเร็ว ซึ่งหนึ่งในรูปแบบของการสื่อสารที่กำลังได้รับความนิยมในขณะนี้คือ การสื่อสารแบบไร้สาย เนื่องจากการสื่อสารแบบไร้สายมีความคล่องตัวและสะดวกในการใช้งาน อีกทั้งยังมีแนวโน้มที่จะมีการพัฒนาต่อไปอีกในอนาคต ซึ่งในระบบการสื่อสารแบบไร้สายจะมีสายอากาศเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการรับส่งสัญญาณ และในการที่จะสร้างสายอากาศขึ้นมาใช้งานนั้น สิ่งสำคัญที่จะต้องคำนึงถึงคือ โครงสร้างของสายอากาศต้องไม่ซับซ้อน มีน้ำหนักเบา สามารถสร้างได้ง่าย ใช้ต้นทุนในการผลิตต่ำและมีขนาดพอเหมาะที่จะแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ สายอากาศแบบไมโครสตริปก็เป็นสายอากาศอีกชนิดหนึ่งที่สามารถตอบสนองความต้องการดังกล่าวได้ [3-4] สายอากาศไมโครสตริปมีอยู่ด้วยกันหลากหลายรูปแบบ เช่น สายอากาศแบบแผ่น (Patch-antenna) สายอากาศแบบไดโพล (Dipole-antenna) และสายอากาศแบบช่องเปิด (Slot- antenna) เป็นต้น

สายอากาศแบบช่องเปิดนับได้ว่าเป็นสายอากาศชนิดหนึ่งที่ได้รับคามนิยมเนื่องจากเป็นสายอากาศที่ออกแบบได้ง่าย แบบรูปของการแผ่สนามระยะไกลสามารถกำหนดให้เป็นได้ทั้งแบบทิศทางเดียว (Uni-directional) และสองทิศทาง (bi-directional) และสามารถใช้รูปแบบการป้อนสัญญาณได้หลากหลายรูปแบบไม่ว่าจะเป็น Coplanar Waveguide (CPW), สายโคแอกเชียลโพรบ (Coaxial Probe) และไมโครสตริป (Microstrip line) เป็นต้น ซึ่งที่ผ่านมาได้มีผู้ทำการศึกษาออกแบบ ทั้งในส่วนของโครงสร้างและรูปแบบการป้อนสัญญาณในลักษณะต่าง ๆ ดังเช่น สายอากาศช่องเปิดแบบวงแหวน , สายอากาศแบบไดโพล, สายอากาศรูปตัวอักษร F และ L [5-8] เป็นต้น นอกจากนี้ยังพบว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวยูที่มีการป้อนสัญญาณแบบโพรบฝัง ก็เป็นสายอากาศอีกรูปแบบหนึ่งที่ได้มีผู้ทำการศึกษา เนื่องจากมีโครงสร้างและรูปร่างที่ไม่ซับซ้อนมากนัก อีกทั้งการศึกษาและออกแบบสามารถทำได้ง่าย แต่ข้อจำกัดของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวยูที่มีการป้อนสัญญาณแบบโพรบฝังคือ จะมีอัตราขยายค่อนข้างต่ำ อีกทั้งในการสร้างเพื่อใช้งานจริงจะทำได้ยาก เพราะต้องใช้เทคโนโลยีและความแม่นยำในการสร้างสูง เนื่องจากผลของการเจาะและการเชื่อมต่อบริเวณจุดป้อนสัญญาณจะทำให้ค่าความถี่รวมทั้งค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ที่วัดได้จากสายอากาศที่สร้างจริงไม่ตรงตามกับที่ทำการออกแบบไว้ และในส่วนของโครงสร้างของช่องเปิดรูปตัวยูก็มีจำนวนองค์ประกอบ รูปแบบการจัดวางองค์ประกอบ รวมทั้งผลที่ได้จากการออกแบบและการวิเคราะห์ที่ยังไม่หลากหลายเท่าใดนัก

ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการศึกษาและวิเคราะห์ถึงผลกระทบของการจัดวางสายอากาศรูปตัวยูในรูปแบบต่าง ๆ รวมทั้งผลของการปรับพารามิเตอร์ของสายอากาศที่มีต่อค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ ทั้งในส่วนของสายอากาศรูปตัวยู 1 และ 2 องค์กรประกอบ เพื่อที่จะได้นำหลักการที่ได้จากการศึกษาดังกล่าวมาปรับปรุงและพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวยูให้มีประสิทธิภาพและคุณสมบัติที่ดีขึ้น ซึ่งจะได้นำไปเป็นแนวทางในการประยุกต์ใช้ให้เหมาะสมกับลักษณะของงานที่ต้องการต่อไป

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากที่ได้กล่าวมาแล้วในข้างต้นถึงความสำคัญในการศึกษาและวิเคราะห์เพื่อปรับปรุงพัฒนาประสิทธิภาพสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวยู ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมีความมุ่งหมายที่จะนำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวยูที่มีการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบเปิดวงจรเข้าที่ตำแหน่งจุดศูนย์กลางของสายอากาศแบบช่องเปิด ซึ่งการป้อนสัญญาณแบบดังกล่าวนี้จะมีข้อดีคือ สามารถทำแมตซ์อิมพีแดนซ์และสามารถสร้างจริงได้ง่าย อีกทั้งยังมีอัตราขยายค่อนข้างสูง และในส่วนของโครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปตัวยูจะทำการศึกษาและวิเคราะห์ถึงวิธีการในการออกแบบสายอากาศให้ได้มาซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ วิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ และแสดงให้เห็นถึงผลของการจัดวางสายอากาศในรูปแบบต่าง ๆ ทั้งในส่วนของโครงสร้างที่มี 1 และ 2 องค์กรประกอบ ที่มีต่อค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ และในการศึกษานี้ได้ออกแบบสายอากาศโดยมีการกำหนดย่านความถี่ใช้งานอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE 802.11a/b/g เพื่อใช้เป็นแนวทางในการออกแบบสายอากาศให้สามารถรองรับการใช้งานตามมาตรฐาน WLAN และในส่วนของ การวิเคราะห์ผลกระทบของการปรับพารามิเตอร์ต่อค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ที่สำคัญของสายอากาศ จะใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลข (Numerical Method) มาช่วยแทนการวิเคราะห์ด้วยสมการแมกซ์เวลล์โดยตรง ซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีที่นิยมมากเนื่องจากสามารถนำคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์สายอากาศได้อย่างรวดเร็วและง่ายต่อความเข้าใจยิ่งขึ้น สำหรับระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่นำมาใช้ได้แก่ วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference - Time Domain : FDTD) ซึ่งเป็นการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยสมการเชิงอนุพันธ์ย่อย (Partial Differential Equation) และระเบียบวิธีโมเมนต์ (Moment Method : MoM) ซึ่งเป็นการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยสมการเชิงอินทิกรัล (Integral Equation)

1.3 ขอบเขตของการศึกษา

สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งเน้นไปที่การนำเสนอแนวความคิด การศึกษา และการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวยูที่มีการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบเปิดวงจร (opened-circuit) โดยจะทำการศึกษาคูณสมบัติของสายอากาศในส่วนของ การออกแบบ การจัดวางในรูปแบบต่าง ๆ รวมถึงการวิเคราะห์ผลกระทบในการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่มีผลต่อค่าคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศ เพื่อที่จะใช้เป็นข้อมูล และแนวทางในการออกแบบสายอากาศให้สามารถใช้งานในรูปแบบต่าง ๆ ได้อย่างเหมาะสมและมีประสิทธิภาพที่ดีที่สุดในอนาคต

โดยสายอากาศที่ออกแบบในขั้นต้นคือ สายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง ซึ่งเป็นสายอากาศรูปแบบพื้นฐานที่ได้ทำการศึกษาเพื่อที่จะใช้เป็นแนวทางในการวิเคราะห์ และเปรียบเทียบกับสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยู ในส่วนของสายอากาศช่องเปิดรูปตัวยู ขั้นแรกจะกำหนดให้สายอากาศมี 1 องค์ประกอบ จากนั้นจึงทำการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ทั้งในส่วนของขนาดของช่องเปิด อัตราส่วนในแต่ละด้านของช่องเปิด รูปแบบการจัดวางช่องเปิดและในส่วนของตัวป้อนสัญญาณเพื่อศึกษาถึงผลกระทบที่มีต่อค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ ซึ่งประกอบด้วย ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (Return loss: S_{11}) อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input impedance: Z_{in}) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-field radiation pattern) จากนั้นจึงทำการเพิ่มช่องเปิดรูปตัวยูเป็น 2 องค์ประกอบโดยนำมาวางอยู่บนวัสดุฐานรองเดียวกันและใช้ตัวป้อนสัญญาณร่วมกัน แล้วจึงนำวิธีการ หลักการและผลที่ได้จากการศึกษาในขั้นตอนที่ผ่านมาใช้เป็นแนวทางในการศึกษาและวิเคราะห์โครงสร้างที่มี 2 องค์ประกอบตามลำดับ ซึ่งในการวิเคราะห์และศึกษาสายอากาศนั้นจะทำได้โดยใช้รูปแบบจำลอง โครงสร้างทางระเบียบวิธีเชิงตัวเลขในเชิงทฤษฎีโดยวิธีการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ซึ่งจะไม่มีการทดลองสร้างเป็นชิ้นงานจริง และได้ทำการเลือกระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบ FDTD มาใช้ในการคำนวณและวิเคราะห์คุณลักษณะสำคัญต่าง ๆ ของสายอากาศ แล้วทำการเปรียบเทียบคุณลักษณะเหล่านั้นกับระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบวิธีโมเมนต์ (Moment of Method: MoM) เพื่อพิสูจน์ว่าค่าที่ได้จากทั้งสองวิธีมีความใกล้เคียงหรือแตกต่างกันเพียงใด

1.4 ขั้นตอนของการศึกษา

จากแนวความคิดและหลักการดังที่ได้กล่าวมาแล้วในข้างต้น สามารถสรุปขั้นตอนในการศึกษาสำหรับวิทยานิพนธ์นี้ออกเป็น 5 บท คือ

บทที่ 1 กล่าวถึงวัตถุประสงค์และขอบเขตการศึกษาของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศ ซึ่งประกอบด้วยหลักการของสายอากาศ การแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศ ฮาร์โมนิกและอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ รวมทั้งรูปแบบของสายอากาศ จากนั้นจะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของสายอากาศแบบไมโครสตริปทั้งในส่วนของโครงสร้าง คุณสมบัติ รูปแบบของสายอากาศไมโครสตริป คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป และสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปตามลำดับ

บทที่ 3 กล่าวถึงวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD Method) ซึ่งประกอบด้วยสมการแมกซ์เวลล์และอีอัลกอริทึม (Yee Algorithm) วิธีการผลต่างสี่เหลี่ยมเชิง การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน (Source Excitation) เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary Conditions) องค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบนผิวตัวนำชนิดต่าง ๆ และการวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD

บทที่ 4 เป็นการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศ โดยจะเริ่มจากสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่มีรูปแบบพื้นฐานเป็นเส้นตรง จากนั้นจึงนำหลักการและแนวความคิดที่ได้จากการศึกษาในขั้นตอนนี้อย่างเป็นแนวทางในการออกแบบ วิเคราะห์และเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการศึกษาสายอากาศแบบช่องเปิดที่มีรูปแบบพื้นฐานเป็นรูปตัวยูที่มี 1 องค์ประกอบ โดยสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูจะทำการวิเคราะห์ถึงผลกระทบจากการจัดวางและการปรับพารามิเตอร์ที่สำคัญของสายอากาศที่มีต่อค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศรูปตัวยู 1 องค์ประกอบ จากนั้นจึงทำการเพิ่มช่องเปิดรูปตัวยูเป็น 2 องค์ประกอบ โดยนำหลักการจากการศึกษาสายอากาศรูปตัวยูที่มี 1 องค์ประกอบมาใช้ในการออกแบบแล้วทำการจัดวางสายอากาศที่มี 2 องค์ประกอบในรูปแบบต่าง ๆ และวิเคราะห์ถึงผลกระทบที่มีต่อค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศตามลำดับ

บทที่ 5 กล่าวถึงบทสรุป ผลการออกแบบและวิเคราะห์ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะแนวทางในการแก้ไขปรับปรุงเพื่อให้เหมาะสมในการนำไปศึกษาและประยุกต์ใช้งานต่อไป

บทที่ 2

ทฤษฎีสายอากาศ

2.1 บทนำ

ในระบบสื่อสารวิทยุ หรือระบบกระจายเสียง และสัญญาณโทรทัศน์ มีหลักการคล้ายกันอยู่คือ การมอดูเลตคลื่นพาหะเข้ากับสัญญาณข่าวสารต่าง ๆ เพื่อให้เกิดรูปแบบสัญญาณที่เหมาะสมในการส่งไปในชั้นบรรยากาศโดยใช้สายอากาศ ซึ่งสายอากาศด้านส่งจะทำหน้าที่แผ่พลังงานออกไปในอากาศด้วยความเร็วประมาณเท่ากับความเร็วของแสง และในการรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เราใช้สายอากาศรับเพื่อรับพลังงานผ่านสายส่งไปยังเครื่องรับ ซึ่งความแตกต่างที่เห็นได้ชัดระหว่างสายอากาศส่ง และสายอากาศรับในการใช้งานจริงนั้นคือ ค่ากำลังคลื่นที่สายอากาศส่งและสายอากาศรับนั้นแตกต่างกันมาก โดยที่สายอากาศส่งสามารถส่งกำลังคลื่นได้ถึงหลายร้อยกิโลวัตต์ ในขณะที่สายอากาศรับมีกำลังคลื่นเพียงไม่กี่มิลลิวัตต์ไหลวนอยู่

ดังนั้นสายอากาศจึงมักถูกสร้างจากวัสดุที่เป็นตัวนำที่ดี โดยจะถูกออกแบบมาเพื่อให้มีรูปร่างและขนาดที่จะกระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ เป็นที่ทราบกันดีว่ากระแสซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาจะแผ่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ฉะนั้นสายอากาศจึงเป็นโครงสร้างที่ถูกกระตุ้นด้วยกระแสที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งมักจะทำได้โดยใช้สายส่งกำลังหรือท่อนำคลื่น อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติโครงสร้างซึ่งมีรูปร่างที่ทำได้ง่ายและประหยัด จะได้รับความนิยมในการใช้งาน สายอากาศแบบไมโครสตริปจึงเป็นสายอากาศอีกชนิดหนึ่งที่ได้รับคามนิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะอย่างยิ่งในย่านความถี่ไมโครเวฟ เนื่องจากมีคุณสมบัติเด่นหลายอย่างไม่ว่าจะเป็น มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ออกแบบสร้างได้ง่าย ดังนั้นจึงได้มีการทำวิจัย และพัฒนารูปแบบของสายอากาศไมโครสตริปมาอย่างต่อเนื่อง ไม่ว่าจะเป็นสายอากาศแบบช่องเปิด (Slot antenna) สายอากาศแบบแผ่น (Patch antenna) และสายอากาศแบบไดโพล (Dipole antenna)

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของสายอากาศ [10-11] ซึ่งประกอบด้วยหลักการของสายอากาศ การแผ่กระจายคลื่นจากสายอากาศ ฮาร์โมนิกและอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ รวมทั้งรูปแบบของสายอากาศ จากนั้นจะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของสายอากาศแบบไมโครสตริปทั้งในส่วนของโครงสร้าง คุณสมบัติ รูปแบบของสายอากาศไมโครสตริป คลื่นที่แผ่กระจายในไมโครสตริป และสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปตามลำดับ

2.2 หลักการของสายอากาศ

สายอากาศจัดเป็นวงจรไฟฟ้าแบบพิเศษได้ โดยในวงจรไฟฟ้าธรรมดาแล้วขนาดของขดลวด ตัวเก็บประจุไฟฟ้าและอุปกรณ์อื่น ๆ จะมีขนาดเล็กมากเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นของค่าความถี่ที่ใช้งาน และพลังงานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าส่วนใหญ่ก็ยังคงอยู่ภายในวงจรเพื่อนำไปใช้งานให้มีประสิทธิภาพหรือแปลงออกมาในรูปความร้อน แต่ถ้าขนาดของตัวนำหรืออุปกรณ์มีขนาดพอเหมาะ เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นพบว่ามีพลังงานบางส่วนแพร่ออกมาจากวงจรในรูปของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า และถ้าวงจรนี้ถูกออกแบบให้พลังงานส่วนใหญ่ของวงจรถูกแพร่ออกมา เราแทนวงจรชนิดนี้ว่าสายอากาศ (antenna) โดยทั่วไปสายอากาศประกอบด้วยตัวนำในหลายรูปแบบ เช่น ลวดตัวนำ (wire) แท่งตัวนำ (rod) และแผ่นตัวนำ (patch)

ลวดตัวนำ “wire” หมายถึง ตัวนำชนิดที่มีขนาดของภาคตัดขวางเล็กมากเมื่อเทียบกับความยาวของมัน โดยค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่ออกจากลวดตัวนำจะขึ้นอยู่กับค่าความยาวของลวดตัวนำกับขนาดของกระแสที่ไหลอยู่ภายในลวดตัวนำ นอกจากนี้ยังขึ้นอยู่กับแรงดันไฟฟ้าที่คร่อมลวดตัวนำด้วย แต่จะเป็นการสะดวกมากกว่าถ้าเราวัดในรูปของกระแสและอาจกล่าวได้ว่าความเข้มของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับขนาดของกระแส ดังนั้นจึงต้องให้มีกระแสไหลเป็นจำนวนมากเท่าที่เป็นไปได้ผ่านลวดตัวนำเพื่อให้กำลังส่งมีปริมาณเพิ่มมากขึ้น

ในวงจรทั่วไปจะประกอบด้วยพารามิเตอร์ 2 ตัว คือ ค่าความต้านทานและค่ารีแอ็กแตนซ์ (reactance) ซึ่งเป็นค่าเชิงซ้อนของอิมพีแดนซ์ในวงจรกระแสสลับ เราพบว่าค่ารีแอ็กแตนซ์มีค่าน้อยลงจนหมดไป ทำให้ปริมาณกระแสในวงจรมีค่ามากที่สุด หรือในอีกแง่หนึ่งเรียกว่า วงจรรีโซแนนซ์ (resonant) ที่ความถี่ใช้งาน เช่นเดียวกับกรณีของสายอากาศ เมื่อกระแสที่ไหลผ่านมีค่ามากที่สุดทำให้มีการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุด นั่นคือสายอากาศถูกรีโซแนนซ์

สำหรับวงจรธรรมดาแล้ว ค่าความเหนี่ยวนำ (inductance) มักมีอยู่ในขดลวดหรือคอยล์ ค่าประจุไฟฟ้า (capacitance) มีอยู่ในตัวเก็บประจุ และค่าความต้านทานมีอยู่ในตัวต้านทานเราเรียกว่า วงจรลักษณะนี้ว่า มีค่าคงที่แบบเอกเทศ (lumped constant) คือแยกกันไป

แต่ในสายอากาศค่าความเหนี่ยวนำ ค่าประจุไฟฟ้า และค่าความต้านทานมีอยู่กระจายผสมไปทั่วลวดตัวนำ เราเรียกวงจรลักษณะนี้ว่ามีค่าคงที่แบบกระจาย (distributed constant) ซึ่งวงจรที่มีค่าคงที่แบบนี้มักใช้ตัวนำที่เป็นเส้นตรง และมักนิยมเรียกกันว่า วงจรลิเนียร์ (linear circuits)

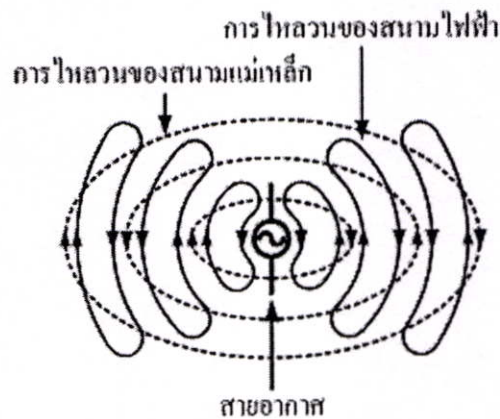
2.3 การแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศ

เมื่อมีกระแสไหลผ่านลวดตัวนำ จะเกิดสนามแม่เหล็กรอบลวดตัวนำที่มีทิศทางตามทิศทางของกระแส ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงของกระแสเกิดขึ้น สนามแม่เหล็กจะเปลี่ยนตามไปด้วย

และจากการทดลองพบว่า สนามแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลงจะสร้างสนามไฟฟ้าให้เกิดขึ้น ซึ่งถ้าไม่มีการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กสนามไฟฟ้าก็จะไม่เกิดขึ้น

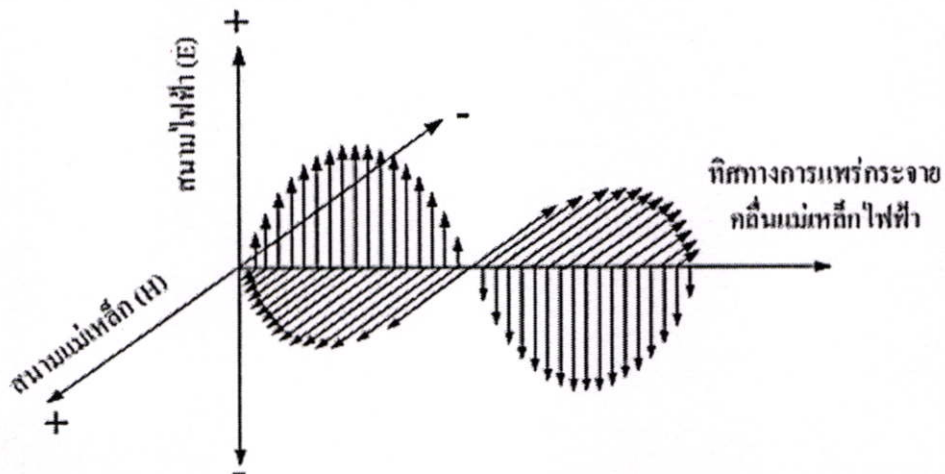
ส่วนทิศทางของสนามไฟฟ้า เราสามารถที่จะพิจารณาได้จากกฎของเลนซ์ (Len's Law) หรือกฎมือขวานั้นเอง ในทำนองเดียวกันการเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้าทำให้เกิดสนามแม่เหล็ก และสามารถพิจารณาได้ว่าถ้าป้อนไฟฟ้ากระแสสลับ ผ่านลวดตัวนำจะทำให้เกิดทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

เมื่อป้อนกระแสรูปสัญญาณไซน์ผ่านเข้าลวดตัวนำ พบว่าทั้งสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจะมีการเปลี่ยนแปลงตามคลื่นไซน์ด้วย โดยทั้งสองสนามจะแพร่ออกจากลวดตัวนำด้วยความเร็วประมาณความเร็วแสง (3×10^8 เมตร/วินาที) ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 การแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศ

พลังงานที่แพร่กระจายออกไปจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มในค่าความถี่ เราเรียกพลังงานส่วนนี้ว่า สนามพลังงานที่แพร่กระจาย ซึ่งจะอยู่ในรูปของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และเมื่อวิเคราะห์แล้วพบว่าสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าทำมุมฉากซึ่งกันและกัน รวมทั้งยังทำมุมฉากกับทิศทางการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

ระนาบที่มีสนามไฟฟ้า และมีทิศทางการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเรียกว่า ระนาบโพลาริเซชันของคลื่น

ตัวอย่างเช่น ถ้าสนามไฟฟ้าอยู่ในระนาบแนวตั้งหรือแนวดิ่ง สนามแม่เหล็กอยู่ในระนาบแนวราบ กล่าวได้ว่าคลื่นมีโพลาริเซชันในแนวตั้ง

ส่วนคลื่นในโพลาริเซชันแนวตั้งจะเหนี่ยวนำให้ลวดตัวนำที่อยู่ในแนวตั้งเกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าขึ้น เพราะว่ามีสนามแม่เหล็กตัดผ่านลวดตัวนำ และไม่มีผลต่อลวดตัวนำในแนวราบ

เมื่อวิเคราะห์ถึงภายในสายอากาศพบว่ามีสนามพลังงานเกิดขึ้น 2 อย่างดังนี้

- สนามพลังเหนี่ยวนำ แทนพลังงานส่วนที่ไหลอยู่ภายในสายอากาศ และไม่แพร่กระจายออกไป

- สนามพลังที่แพร่กระจาย แทนส่วนที่แพร่กระจายจากสายอากาศ โดยมีปริมาณเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่ของคลื่น และเป็นสัดส่วนกลับกันกับระยะทางที่ไกลจากสายอากาศออกไป พบว่าในระยะใกล้กับสายอากาศมาก ๆ จะมีปริมาณของสนามพลังเหนี่ยวนำมากกว่า แต่ที่ระยะทางไกลกว่า $\lambda/2\pi$ จากสายอากาศค่าสนามพลังที่แพร่กระจายจะมีมากกว่า โดย λ แทนความยาวคลื่นของสัญญาณที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศ

เราแทนขนาดหรือแอมพลิจูดของสนามไฟฟ้าโดยใช้อักษร E และแทนขนาดหรือแอมพลิจูดของสนามแม่เหล็กโดยใช้อักษร H

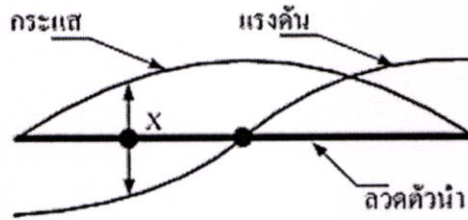
2.4 การแพร่กระจายของกระแสและแรงดันไฟฟ้าในลวดตัวนำ

เมื่อกำหนดให้ความยาวของลวดตัวนำในสายอากาศมีค่าเป็นอนันต์พบว่า ขนาดของแรงดันไฟฟ้า และกระแสมีค่าน้อยลงเรื่อย ๆ ตามระยะที่เพิ่มขึ้น เนื่องจากการจางหายของพลังงานจากการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า รวมทั้งเปลี่ยนเป็นความร้อนภายในลวดตัวนำ เพราะเกิดจากความต้านทานภายในของลวดตัวนำ

แต่ถ้าลวดตัวนำมีขนาดสั้น พบว่าคลื่นมีการสะท้อนกลับที่ปลายแต่ละด้านของลวดตัวนำ และเมื่อเราส่งคลื่นผ่านไปยังสายอากาศที่ยาว $\lambda/2$ และแหล่งจ่ายพลังงานคลื่นป้อนสัญญาณในแบบรูปคลื่นไซน์ ทำให้เราสามารถวิเคราะห์ได้ว่า

เมื่อคลื่นลูกแรกเดินทางมาถึงปลายด้านหนึ่งจะถูกสะท้อนกลับ ทำให้ทิศทางการไหลของกระแสเปลี่ยนไปในทิศทางตรงกันข้าม ขณะเดียวกันกับที่คลื่นลูกถัดมาเดินทางมาถึงที่ปลายลวดตัวนำพอดี ดังนั้นเราพบว่าเหตุการณ์ที่น่าสนใจเกิดขึ้นคือ กระแสของคลื่นทั้งสองมีขนาดเท่ากัน แต่มีทิศทางการตรงข้ามกันที่จุดปลายของลวดตัวนำ ดังนั้นผลลัพธ์ของกระแสที่จุดปลายของลวดตัวนำจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ถ้าพิจารณาจุดถัดมาจากปลายลวดตัวนำพบว่า ขนาดของคลื่นที่เดินทางไปกับสะท้อนกลับมีค่าไม่เท่ากัน ทำให้เกิดการเสริมและหักล้างของกระแสขึ้น จนพิจารณาผลลัพธ์ของกระแสได้ว่าที่ระยะ $\lambda/4$ จากปลายลวดตัวนำจะมีขนาดของกระแสมากที่สุด

สรุปได้ว่า ในสายอากาศแบบ $\lambda/2$ ขนาดของกระแสเท่ากับศูนย์ที่จุดปลายของลวดตัวนำ และมีค่ามากที่สุดที่จุดตรงกลางของลวดตัวนำ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.3



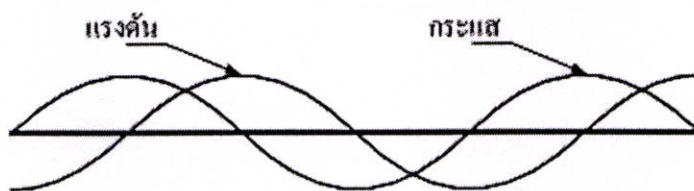
รูปที่ 2.3 การแพร่กระจายของกระแสและแรงดันไฟฟ้าบนลวดตัวนำขนาด $\lambda/2$

จากรูป เส้นโค้งที่ระบุเป็น “กระแส” เราเรียกว่าคลื่นนิ่งหรือสแตนด์อิงเวฟ (Standing Wave) ของกระแสที่มีรูปร่างเป็นครึ่งหนึ่งของคลื่นไซน์ สำหรับแรงดันไฟฟ้าจะมีพฤติกรรมต่างจากกระแสคือ ที่ปลายทั้งสองของลวดตัวนำจะมีค่าแรงดันไฟฟ้ามากที่สุด แต่คนละขั้ว และถัดมา $\lambda/4$ จากปลายแต่ละด้านพบว่า มีขนาดของแรงดันไฟฟ้าเท่ากับแต่ทิศทางตรงข้ามกัน ทำให้ได้ผลลัพธ์ที่จุดนี้เท่ากับศูนย์ ทำให้สรุปได้ว่า แรงดันไฟฟ้าจะมีค่ามากที่สุด ในจุดที่กระแสมีค่าน้อยที่สุด และขั้วของกระแสหรือแรงดันไฟฟ้าจะเปลี่ยนทุก ๆ ความยาว $\lambda/2$ ส่วนจุดคลื่นนิ่งที่มีค่ามากที่สุด เรียกว่า ลูป (Loop) หรือแอนตีโนด (Antinodes) และจุดที่มีค่าน้อยที่สุด เรียกว่า โหนด (Node)

2.5 ฮาร์โมนิกของสายอากาศ

กรณีที่เกิดการสะท้อนกลับของคลื่นที่ปลายลวดตัวนำ เราพบว่าจำนวนของคลื่นนิ่งเท่ากับจำนวนเท่าของความยาวลวดตัวนำในหน่วยครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น เช่น ถ้าลวดตัวนำมีความยาวขนาด 2 เท่าของครึ่งความยาวคลื่น $2 \times (\lambda/2)$ จะมีจำนวนคลื่นนิ่งเท่ากับ 2 หรือลวดตัวนำมีความยาว 3 เท่าของครึ่งความยาวคลื่น $3 \times (\lambda/2)$ จะมีจำนวนคลื่นนิ่งเท่ากับ 3

การที่มีลวดตัวนำยาวขึ้น (เป็นจำนวนเท่าของ $\lambda/2$) พบว่าจะรีโซแนนซ์ที่ความถี่ค่าเดียวกันกับลวดตัวนำขนาด $\lambda/2$ เหมือนเดิม และเรียกรีโซแนนซ์ที่เกิดกับสายอากาศขนาดยาว 2 เท่าหรือมากกว่าของครึ่งความยาวคลื่นว่า Harmonically resonant ทำนองเดียวกันจำนวนของฮาร์โมนิกเท่ากับจำนวนของคลื่นนิ่งเช่น ลวดตัวนำยาว 2 เท่าของครึ่งความยาวคลื่น จะทำงานได้ที่ฮาร์โมนิกลำดับที่สอง (Second harmonic) เป็นต้น การเกิดฮาร์โมนิกบนลวดตัวนำแสดงได้ดังรูปที่ 2.4

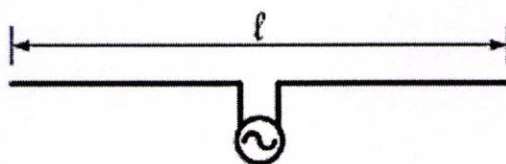


รูปที่ 2.4 การเกิดฮาร์โมนิกบนลวดตัวนำที่ยาว 3 เท่าของครึ่งความยาวคลื่น

2.6 อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

จากคำอธิบายเบื้องต้นเกี่ยวกับการแพร่กระจายของกระแสและแรงดันไฟฟ้าในสายอากาศในตอนแรกนั้น ได้ระบุว่าแรงดันไฟฟ้ามีค่าเป็นศูนย์ที่จุดกึ่งกลางของสายอากาศแบบฮาร์ฟเวฟ หรือในอีกแง่หนึ่งคือ กระแสมีค่ามากที่สุด แต่ถ้าเจาะลึกไปมากกว่านี้ กล่าวได้ว่าระดับแรงดันไฟฟ้ามีค่าน้อยที่สุดคือ เข้าใกล้ศูนย์ เพราะถ้าค่าแรงดันไฟฟ้าเท่ากับศูนย์จริง แสดงถึงวงจรนั้นไม่มีค่าความต้านทานเลยแม้แต่น้อย นั่นคือจะไม่มีพลังงานแพร่กระจายออกจากสายอากาศได้ เพราะวงจรที่ไม่มี ความต้านทานอยู่จะเป็นเพียงการส่งผ่านพลังงานเท่านั้น

สายอากาศเราสามารถเปรียบเป็นวงจรไฟฟ้าได้ โดยมีคุณสมบัติคือต้องใช้พลังงาน ดังนั้น กระแสที่ไหลอยู่ภายในสายอากาศควรถูกจ่ายด้วยระดับแรงดันไฟฟ้าค่าหนึ่ง โดยคิดค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศอย่างง่าย ซึ่งจะเท่ากับระดับแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายผ่านขั้วต่อหารด้วยปริมาณกระแสที่ไหลผ่านขั้วต่อเช่นกัน โดยถ้ากระแสและแรงดันไฟฟ้ามีลักษณะเฟสเหมือนกันทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ใกล้เคียงกับค่าความต้านทานจัดเป็นกรณีที่สายอากาศรีโซแนนท์ แต่กรณีที่กระแสและแรงดันไฟฟ้ามีเฟสต่างกัน ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์มีค่ารีแอ็กแตนซ์เพิ่มขึ้นมาจากค่าความต้านทานด้วย ทำให้สายอากาศไม่รีโซแนนท์



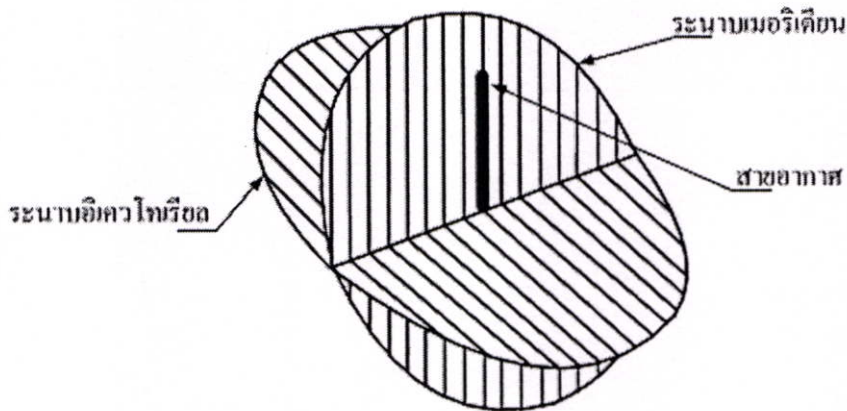
รูปที่ 2.5 สายอากาศที่มีจุดป้อนสัญญาณตรงกลาง

คำว่าฟีด (Feed) หมายถึง การจ่ายสัญญาณอินพุตให้วงจร สายนำสัญญาณ หรือสายอากาศ ส่วนฟีดเดอร์ (Feeder) หมายถึง สายนำสัญญาณที่ใช้ระหว่างเครื่องส่งกับสายอากาศ การเลือกจุดต่อแหล่งจ่ายสัญญาณต่างกัน จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์แตกต่างกันด้วย พิจารณาได้จากรูปที่ 2.5 ที่แสดงให้เห็นว่า อัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้ากับกระแส (คือค่าอิมพีแดนซ์) มีค่าแตกต่างกันตามจุดต่าง ๆ บนสายอากาศ

2.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

สายอากาศทุกแบบจะมีคุณสมบัติในการแพร่กระจายพลังงานไปได้มากในบางทิศทาง คุณสมบัติเช่นนี้เรียกว่า ไคเร็คติวิตี (Directivity) ซึ่งจัดว่าเป็นสิ่งสำคัญมากสำหรับการส่งสัญญาณไปยังทิศทางที่ต้องการให้มีขนาดมากกว่าทิศทางที่ไม่ต้องการ ไคเร็คติวิตีของสายอากาศแสดงได้โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern)

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ เป็นรูปกราฟที่แสดงความเข้มของสนามไฟฟ้า ที่เกิดจากสายอากาศตามระยะทางที่ห่างออกไปรอบตัว และเนื่องจากการแพร่กระจายคลื่นไปทุกทิศทางรอบตัว จึงต้องกำหนดระนาบในการพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นขึ้น โดยกำหนดให้มีใช้อยู่ 2 ระนาบ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 ระนาบเมริเดียนและอิควาทอเรียลของสายอากาศ

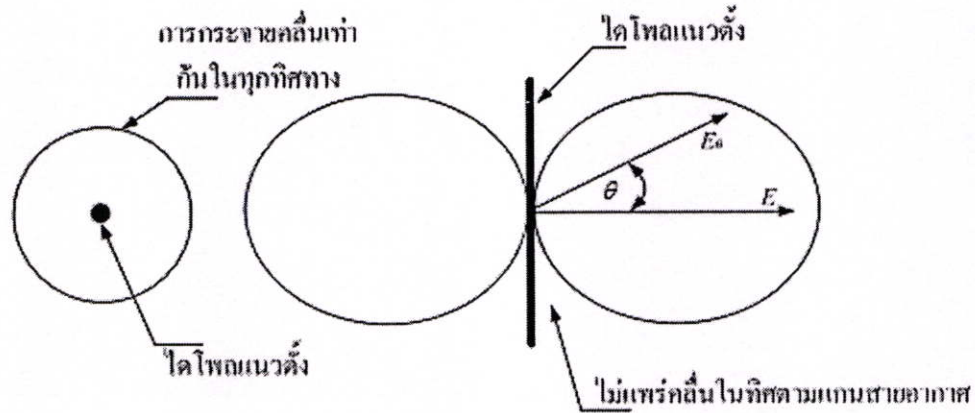
จากรูป ระนาบเมริเดียน (Meridian) คือ ระนาบตามแนวแกนของสายอากาศ ส่วนระนาบอิควาทอเรียล (Equatorial) คือระนาบตั้งฉากกับแนวแกนของสายอากาศ

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นสามารถแสดงถึงประสิทธิภาพของสายอากาศได้ดี จะต้องอยู่ในสภาพที่ติดตั้งห่างจากวัตถุต่าง ๆ เช่น ดึก อาคาร หรือพื้นดิน ที่อาจทำให้เกิดคลื่นสะท้อนขึ้น และมีผลต่อแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ แต่ในการใช้งานจริงสายอากาศจะถูกติดตั้งไว้ใกล้กับวัตถุต่าง ๆ ทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นไม่อาจจะบ่งถึงประสิทธิภาพแท้จริงของสายอากาศได้ เต็มร้อยเปอร์เซ็นต์ ถึงกระนั้นแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นก็ถูกใช้ประโยชน์ในแง่การเปรียบเทียบความแตกต่างกันของสายอากาศแต่ละชนิด

สายอากาศอาจถูกใช้ในการรับคลื่นได้ และสามารถใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นระบุถึงความสามารถในการรับคลื่นของสายอากาศได้ โดยเฉพาะคุณสมบัติไคเร็คติวิตีที่ทำให้รู้ว่าควร จะหันเสาหรือติดตั้งสายอากาศไปในทิศทางใดจึงจะได้สัญญาณตามที่ต้องการ

สายอากาศไดโพลชนิดแนวตั้งจะแพร่หรือรับคลื่นได้เท่ากันในทุกทิศทางตามระนาบแนวนอน ทำให้มีแบบรูปการแพร่คลื่นเป็นวงกลม

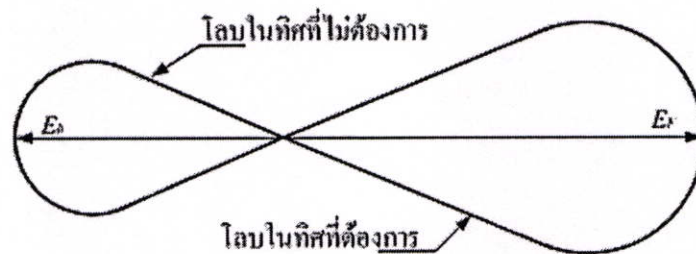
ส่วนระนาบแนวตั้งของสายอากาศชนิดนี้จะไม่แพร่หรือรับคลื่นตลอดตามแนวของสายอากาศ ทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นมีลักษณะเป็นเลขแปด ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลแบบแนวตั้ง

2.7.1 อัตราส่วนฟรอนต์ทูแบค (Front to Back Ratio)

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นส่วนใหญ่แล้ว จะมีโคเรคทีวิตี้ไปในทิศทางใดทิศทางหนึ่งมากกว่าทิศอื่น ดังนั้นอัตราส่วนฟรอนต์ทูแบคของสายอากาศ คือ อัตราส่วนของความเข้มสนามไฟฟ้าที่เกิดจากสายอากาศโดยคิดจากทิศที่ต้องการกับทิศที่ไม่ต้องการ หรือตรงข้ามกัน ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.8

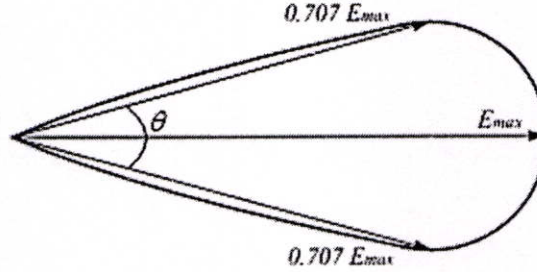


รูปที่ 2.8 อัตราส่วนฟรอนต์ทูแบคของสายอากาศ

2.7.2 บีมวิดท์ (Beamwidth)

จัดเป็นการวัดความกว้างของลำคลื่น เพื่ออธิบายถึงโคเรคทีวิตี้ของสายอากาศ โดยกำหนดให้มีหน่วยเป็นมุมที่คิดจากกรณีดังนี้

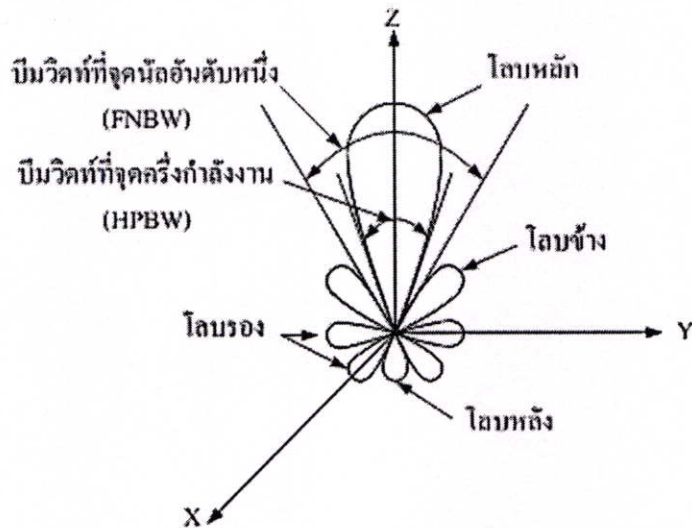
- จุดซึ่งค่าพลังงานในการแพร่กระจายคลื่นลดลงเหลือครึ่งหนึ่งจากค่าสูงสุด
- จุดที่ค่าความเข้มของสนามลดลงเหลือ 0.707 เท่าของค่าแรงดันไฟฟ้าสูงสุด
- จุดที่ 3 dB บนแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น



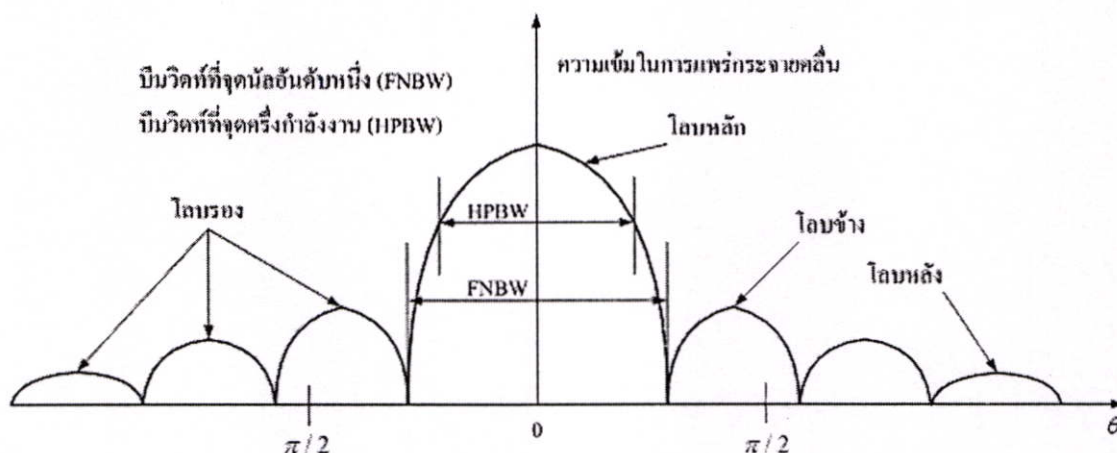
รูปที่ 2.9 ปีมวิทท์ของสายอากาศ

2.7.3 ส่วนต่างๆ ในแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

แต่ละส่วนของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเรียกว่า โลบ (Lobe) โดยสามารถแบ่งย่อยเป็นโลบหลัก โลบรอง โลบข้าง และโลบหลัง ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.10



(a) โลบและปีมวิทท์ (แบบ 3 มิติ)



(b) ระดับกำลังคลื่น และโลบต่าง ๆ (แบบ 2 มิติ)

รูปที่ 2.10 ส่วนต่าง ๆ ของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

จากรูปอธิบายได้ว่า โลบ คือ ส่วนของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่มีความเข้มของกำลังคลื่นสูง โดยรอบ ๆ เป็นความเข้มต่ำ จากรูปที่ 2.10 (a) เป็นการเขียนรูปบนแกนโพลาร์ 3 มิติที่มีโลบอยู่หลายขนาด ส่วนรูปที่ 2.10 (b) เป็นการเขียนในลักษณะแกน 2 มิติ

โลบหลัก (Major Lobe) หรืออาจเรียกว่าบีมหลัก หมายถึง โลบที่มีการแพร่กระจายคลื่นไปในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุด ในรูปที่ 2.10 โลบหลักมีทิศทางตามจุด $\theta = 0$ สำหรับสายอากาศบางแบบที่มีบีมลำคลื่นมากกว่าหนึ่ง จะมีโลบหลักมากกว่าหนึ่งโลบได้

โลบรอง (Minor Lobe) คือ โลบอื่น ๆ ที่ไม่ใช่โลบหลัก ในรูปที่ 2.10 (a) และ (b) ทุกโลบยกเว้นโลบหลัก จะระบุเป็นโลบรองได้

โลบข้าง (Side Lobe) คือ โลบที่อยู่ในทิศทางอื่นนอกเหนือจากทิศทางของโลบหลัก โดยทั่วไปแล้วโลบข้างจะอยู่ติดกับโลบหลัก และมีทิศรอบบีมหลัก

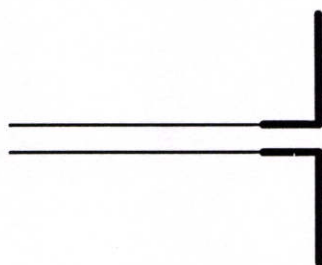
โลบหลัง (Back Lobe) คือ โลบรองที่มีทิศตรงข้ามกับโลบหลัก 180 องศา โดยพบว่าโลบรองจะเกิดในทิศที่ไม่ต้องการเสมอ จึงควรลดขนาดโลบหลังให้น้อยที่สุด สำหรับโลบข้างจัดเป็นโลบรองที่มีขนาดใหญ่มากที่สุด

โดยทั่วไปแล้วระดับของโลบข้างมีค่าประมาณ -20 dB หรือน้อยกว่านี้ จะไม่มีผลต่อการใช้งานมากนัก ซึ่งจุดที่รับสัญญาณได้จะเท่ากับศูนย์ถึงแม้จะมีริโซแนนท์กับความถี่ในการส่ง โดยเรียกว่า นัล (Null)

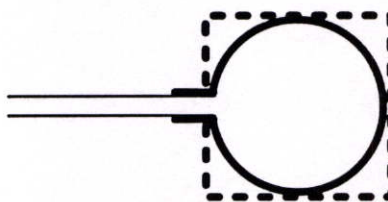
2.8 รูปแบบของสายอากาศ

2.8.1 สายอากาศแบบเส้นลวด (Wire Antenna)

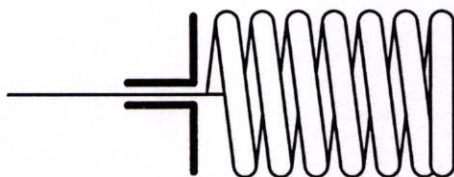
เป็นสายอากาศที่นิยมใช้กันมาก ซึ่งสามารถมองเห็นได้ทั่วทุกหนทุกแห่ง เช่น รถยนต์ เรือ เครื่องบิน และอื่น ๆ อีกมาก โดยจะมีรูปร่างลักษณะที่หลากหลาย เช่น แบบไดโพล แบบวงรอบ (Loop) และแบบขดชนิดเกลียว ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.11 สายอากาศแบบวงรอบไม่จำเป็นต้องเป็นวงกลมอย่างเดียว อาจเป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้า สี่เหลี่ยมจัตุรัส หรือรูปทรงแบบอื่น ๆ ก็ได้ สำหรับสายอากาศแบบวงรอบกลมจะเป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย เพราะเป็นรูปทรงพื้นฐาน



(ก) สายอากาศไดโพล (Dipole)



(ข) สายอากาศวงรอบ (loop)

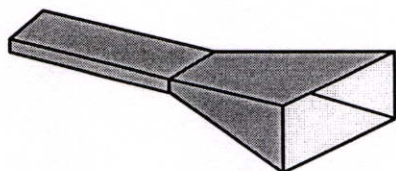


(ค) สายอากาศขดเกลียว (Helix)

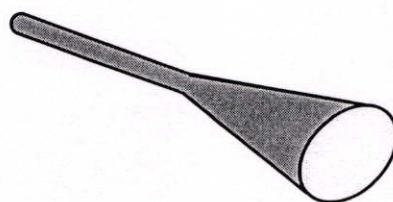
รูปที่ 2.11 สายอากาศแบบเส้นลวด

2.8.2 สายอากาศแบบช่องเปิด (Aperture Antenna)

สายอากาศแบบช่องเปิดเป็นที่นิยมใช้กันมากขึ้นกว่าในอดีต เพราะความต้องการในด้านรูปแบบที่ทันสมัยและการนำไปใช้ประโยชน์ในด้านความถี่สูง ๆ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.12 สายอากาศชนิดนี้มีประโยชน์สำหรับการนำไปใช้ในเครื่องบิน และยานอวกาศ เพราะสามารถติดตั้งให้ขอบปากของสายอากาศเสมอกับผิวของเครื่องบินหรือยานอวกาศได้ โดยจะต้องเคลือบสายอากาศด้วยสารที่เป็นฉนวน (Dielectric) เพื่อป้องกันสายอากาศจากกรณีอันตรายที่เกิดขึ้นจากสิ่งแวดล้อม



(ก) ฮอรั่นทรงปิระมิด (Pyramidal horn)



(ข) ฮอรั่นทรงกรวย (Conical horn)

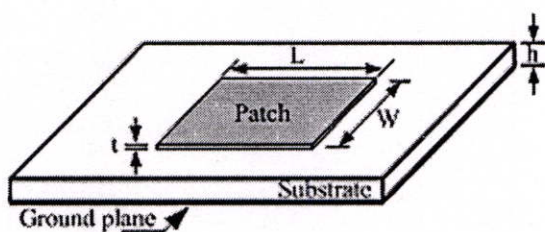


(ค) ท่อนำคลื่น (Waveguide)

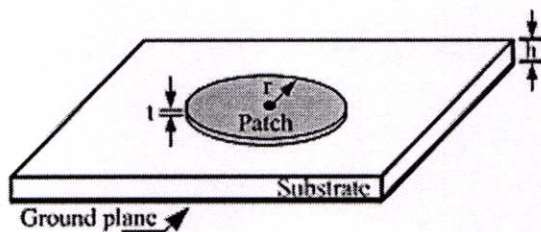
รูปที่ 2.12 สายอากาศแบบช่องเปิด

2.8.3 สายอากาศแบบไมโครสตริป (Microstrip Antenna)

สายอากาศแบบนี้กำลังเป็นที่นิยมกันมาก โดยในปัจจุบันได้ถูกนำมาใช้ประโยชน์ทั้งในภาครัฐบาลและเอกชน สายอากาศชนิดนี้ประกอบด้วย แผ่นตัวนำ (Patch) ที่เป็นโลหะวางอยู่บนฐานรองที่เรียกว่าซับสเตรท (Substrate) โดยรูปทรงของแผ่นตัวนำนั้นสามารถมีได้หลายรูปแบบ ซึ่งรูปร่างที่ได้รับความนิยมมากที่สุดแสดงได้ดังรูปที่ 2.13 เนื่องจากสามารถสร้างและวิเคราะห์ได้ง่าย อีกทั้งยังมีคุณสมบัติในการแพร่กระจายคลื่นที่ดี มีครอสโพลาไรซ์ต่ำ (Low-cross-polarized) สายอากาศไมโครสตริปมีรูปร่างไม่ซับซ้อน (Low-profile) เหมาะกับผิวที่เป็นแผ่นระนาบ (Planar) และไมระนาบ (Non-planar) การสร้างง่ายและราคาไม่แพงมาก สามารถสร้างได้ด้วยแผ่นวงจรพิมพ์ที่ทันสมัย สายอากาศชนิดนี้สามารถคิดให้เสมือนกับผิวของเครื่องบิน ยานอวกาศ ดาวเทียม จรวด รอยนตร์ และแม้แต่โทรศัพท์มือถือก็ได้



(ก) แผ่นสี่เหลี่ยม (Rectangular patch)

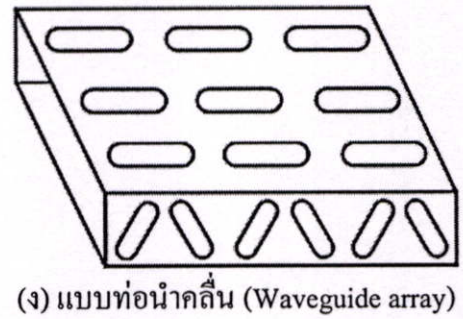
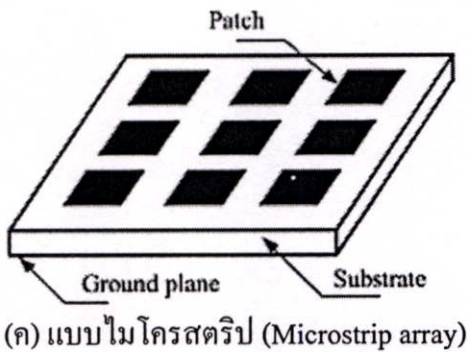
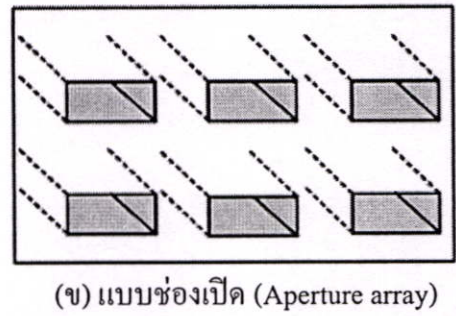
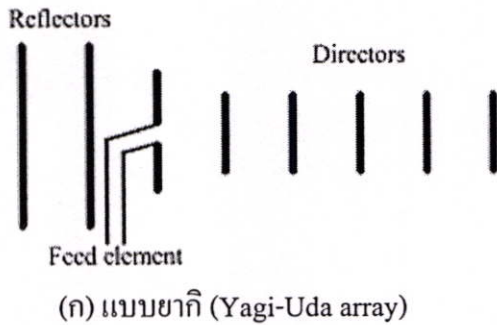


(ข) แผ่นวงกลม (Circular patch)

รูปที่ 2.13 สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น

2.8.4 สายอากาศแบบแถวลำดับ (Array Antenna)

เนื่องจากการนำสายอากาศแบบองค์ประกอบเดี่ยวไปใช้งานจะไม่สามารถให้คุณสมบัติในการแพร่กระจายคลื่นตามความต้องการได้ ดังนั้นสิ่งที่เป็นไปได้ก็คือ การรวมองค์ประกอบจำนวน N องค์ประกอบ เพื่อให้สายอากาศทำการแพร่กระจายคลื่นออกไป โดยการจัดวางในเชิงไฟฟ้าและเชิงเรขาคณิต (ให้เรียงลำดับกัน) ซึ่งจะให้ผลลัพธ์ออกมาตามคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นที่ต้องการ การจัดวางเรียงลำดับกันเพื่อทำให้การแพร่กระจายคลื่นจากองค์ประกอบที่นำมารวมเพิ่มขึ้น ซึ่งสามารถทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นได้สูงสุดในทิศทางเฉพาะหรือในทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นนั้น รูปร่างของสายอากาศชนิดนี้แสดงดังรูปที่ 2.14 โดยปกติความหมายของแถวลำดับ (Array) จะใช้กับการจัดวางตัวแพร่กระจายคลื่นแยกตามชนิดของสายอากาศ

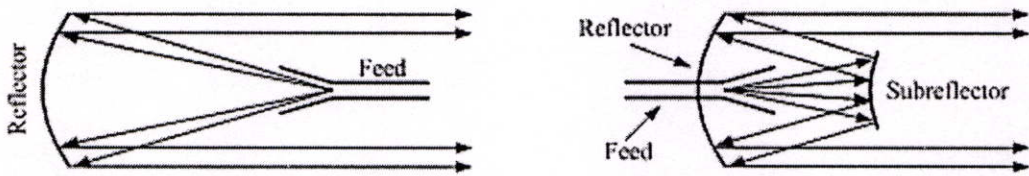


รูปที่ 2.14 สายอากาศแบบแถวลำดับ

2.8.5 สายอากาศแบบสะท้อนคลื่น (Reflector Antenna)

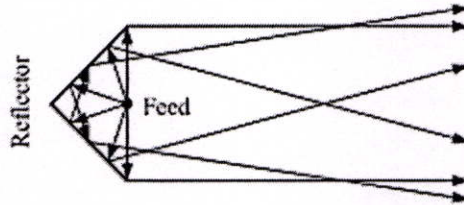
เนื่องจากความต้องการในการสื่อสารในที่ห่างไกลกันมาก ๆ บางครั้งไม่สามารถทำได้เมื่อใช้สายอากาศชนิดที่กล่าวมาแล้ว ดังนั้นจึงมีความต้องการที่จะออกแบบสายอากาศเพื่อให้สามารถส่งและรับสัญญาณได้ โดยมีการเดินทางเป็นระยะสั้น ไมล์ สายอากาศชนิดที่ได้รับการออกแบบให้ใช้งานได้ดีก็คือ สายอากาศที่มีรูปทรงเป็นแบบพาราโบลิก (Parabolic Reflector) ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่

2.15 (ก) และ 2.15 (ข) สายอากาศชนิดนี้จะถูกสร้างให้มีเส้นผ่านศูนย์กลางที่ใหญ่มาก ๆ ซึ่งเส้นผ่านศูนย์กลางใหญ่จะทำให้ได้รับอัตราขยายสูง ซึ่งก็ตรงตามความต้องการของการส่งและรับสัญญาณในระยะที่ไกลมากกว่าล้านไมล์ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องออกแบบสายอากาศให้มีรูปร่างเป็นแบบที่ทำให้สัญญาณสามารถสะท้อนกลับไปได้ โดยรูปทรงแบบอื่นของตัวสะท้อนกลับที่ไม่เป็นพาราโบลิกก็คือแบบ Conner Reflector ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.15 (ค)



(ก) พาราโบลิกแบบป้อนด้านหน้า (Front feed)

(ข) พาราโบลิกแบบ Caesarian feed

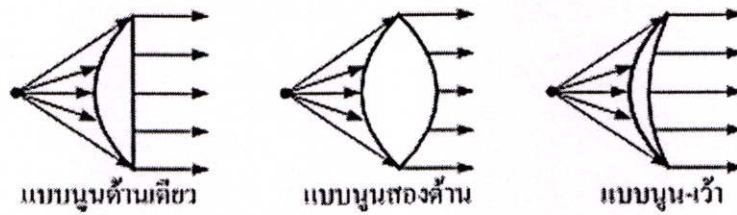
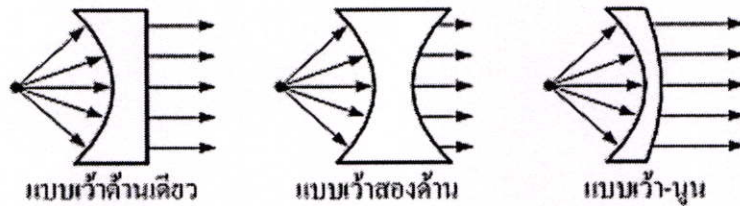


(ค) แบบ Corner reflector

รูปที่ 2.15 สายอากาศแบบสะท้อนคลื่น

2.8.6 สายอากาศแบบเลนส์ (Lens Antennas)

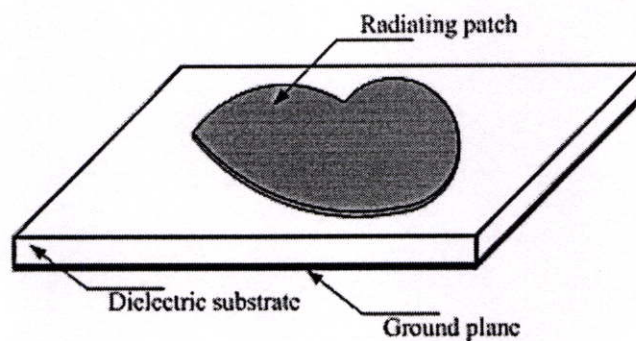
เป็นสายอากาศที่ไม่ทำให้สัญญาณแตกกระจายไปในทิศทางที่ไม่ต้องการ โดยมีรูปร่างเป็นแบบเลนส์ สายอากาศชนิดนี้มีการใช้งานกันน้อยกว่าสายอากาศชนิดอื่น ๆ เนื่องจากคุณสมบัติของรูปทรงทางเรขาคณิตรวมทั้งการใช้วัสดุที่จะนำมาทำเป็นเลนส์ให้เหมาะสมนั้นลำบาก การที่ใช้รูปร่างแบบเลนส์ก็เพื่อให้สามารถแปรรูปทรงต่าง ๆ ของพลังงานที่อยู่บริเวณใกล้เคียงสายอากาศให้หักเหเข้ามาเป็นคลื่นระนาบ (Plane Wave) โดยสายอากาศชนิดนี้จะใช้เหมือนกับสายอากาศแบบสะท้อนกลับ ซึ่งใช้ได้ดีในย่านความถี่สูง ๆ ขึ้นไป เนื่องจากขนาดความกว้างและน้ำหนักรวมซึ่งใหญ่มากเกินไปจึงไม่สามารถแพร่กระจายพลังงานทั้งหมดออกไปในทิศทางที่ต้องการเพียงทิศเดียวหรือหลายทิศ ซึ่งในทางปฏิบัติไม่สามารถทำได้ แต่สิ่งที่ทำได้คือ พยายามให้ใกล้เคียงกับความต้องการให้มากที่สุด ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการออกแบบสายอากาศแต่ละชนิดให้มีรูปร่างต่าง ๆ เพื่อช่วยให้มีการแพร่กระจายคลื่นไปในทิศทางที่ต้องการ

(ก) สายอากาศแบบเลนส์ที่มีดัชนีหักเห $n > 1$ (ข) สายอากาศแบบเลนส์ที่มีดัชนีหักเห $n < 1$

รูปที่ 2.16 สายอากาศแบบเลนส์

2.9 สายอากาศแบบไมโครสตริป

สายอากาศแบบไมโครสตริป [12] ประกอบด้วยโครงสร้างพื้นฐานที่สำคัญคือ แผ่นตัวนำชั้นวัสดุฐานรอง และระนาบกราวด์ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริป

2.9.1 แผ่นตัวนำ (Radiating patch)

แผ่นตัวนำมีลักษณะเป็นแผ่นโลหะแบบบาง ทำหน้าที่เป็นตัวแผ่พลังงาน และมีค่าความต้านทานต่ำ ทนต่อสภาวะแวดล้อมและการเกิดปฏิกิริยาต่างๆ ได้ดี สามารถยึดติดกับผิวของชั้นวัสดุฐานรองได้เป็นอย่างดี โดยทั่วไปทำจากทองแดง ทองคำ หรืออลูมิเนียม แผ่นตัวนำอาจมีรูปร่าง

ต่าง ๆ เช่น สีเคลือบสีพื้นผิว สีเคลือบจัตรัส วงกลม วงรี ฯลฯ วัสดุที่นำมาใช้ทำแผ่นตัวนำนี้จะส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของสายอากาศและความยากง่ายในการผลิต นอกจากนี้แล้วขนาดและรูปร่างของแผ่นตัวนำยังเป็นปัจจัยที่กำหนดความถี่ใช้งาน และส่งผลต่อแบบรูปการแผ่พลังงาน อินพุตอิมพีแดนซ์ ปัจจุบันแผ่นตัวนำที่ใช้ส่วนใหญ่เป็นแผ่นตัวนำรูปวงกลมและสี่เหลี่ยม เนื่องจากการผลิตและปรับแต่งสามารถทำได้ง่ายและคุณสมบัติไม่ต่างไปจากแผ่นตัวนำรูปอื่นมากนัก

2.9.2 ชั้นวัสดุฐานรอง (Dielectric substrate)

ชนิดและขนาดของชั้นวัสดุฐานรองเป็นปัจจัยสำคัญอย่างหนึ่งในการออกแบบ และเป็นองค์ประกอบสำคัญที่กำหนดคุณสมบัติทางไฟฟ้า และทางกลของสายอากาศไมโครสตริป การแผ่พลังงานของสายอากาศจะลดลงเมื่อค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรองเพิ่มขึ้น โดยที่ความหนาของชั้นวัสดุฐานรองมีค่าคงที่ การแผ่พลังงานของสายอากาศจะเพิ่มขึ้นเมื่อความหนาของชั้นวัสดุฐานรองเพิ่มขึ้น จนกระทั่งความหนาต่อความยาวคลื่นมีค่าประมาณ 0.05 การแผ่พลังงานจะมีปริมาณลดลง พลังงานที่สะสมในชั้นวัสดุฐานรองมีค่าเกือบคงที่ (ประมาณ 0.02 %) ซึ่งสามารถละเลยได้

การเลือกวัสดุเพื่อใช้เป็นวัสดุฐานรองนอกจากจะต้องคำนึงถึงสมบัติทางกล สมบัติทางเคมี ความคงทนต่อสภาวะแวดล้อม เช่น ความชื้น อุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง ความสามารถในการยึดติดกับผิวโลหะได้ดี ความเรียบของผิวซึ่งเพิ่มประสิทธิภาพในการยึดติดกับโลหะและสามารถผลิตเป็นชั้นวัสดุฐานรองขนาดใหญ่สำหรับแผงสายอากาศได้ นอกจากนี้สมบัติทางไฟฟ้ายังเป็นตัวแปรสำคัญในการเลือกวัสดุ โดยมีค่าปัจจัยที่ต้องคำนึงถึงดังต่อไปนี้

2.9.2.1 ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์

วัสดุที่ใช้ควรเป็นสารเนื้อเดียวเพื่อให้ค่าสภาพยอมของสารไดอิเล็กตริกมีค่าคงที่ในเนื้อสาร ขนาดของแผ่นตัวนำจะมีค่าแปรผกผันกับค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ความหนาของชั้นวัสดุฐานรองเป็นปัจจัยที่กำหนดลักษณะของสายอากาศเช่นเดียวกับค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ซึ่งควรจะมีค่าต่ำ เนื่องจากวัสดุที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ต่ำจะทำให้สายอากาศมีสมรรถนะสูง

2.9.2.2 ค่าแทนเจนต์การสูญเสีย ($\tan \delta$)

ค่านี้แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิสเพลกเมนต์ โดยเมื่อนำสารไดอิเล็กตริกไปคั่นกลางระหว่างแผ่นโลหะคู่หนึ่งซึ่งทำหน้าที่เป็นคาปาซิเตอร์ ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสน้อยเพียงใด โดยค่านี้ควรจะมีค่าต่ำกว่า 0.001 เพื่อลดพลังงานสูญเสียเนื่องจากการสูญเสียของไดอิเล็กตริกทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศสูงขึ้น

2.9.2.3 ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal conductivity)

ค่านี้แสดงให้รู้ว่าสารไดอิเล็กทริกนั้นมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ค่านี้ยิ่งสูงยิ่งดี

2.9.2.4 ความขรุขระของผิว

ค่านี้ถือว่ามีค่าสำคัญเช่นเดียวกัน เพราะถ้าผิวขรุขระเกินไปก็จะทำให้เทคโนโลยีแบบฟิล์มทำได้ลำบาก นอกจากนี้ยังส่งผลกระทบต่อ การส่งผ่านคลื่นไปตามไมโครสตริปด้วย เพราะฉะนั้นขรุขระน้อยจะดีกว่า

2.9.2.5 ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric strength)

ค่านี้จะบ่งบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นได้ด้วย ดังนั้นควรจะมีค่าสูง

2.9.3 ระนาบกราวด์ (Ground plane)

เป็นแผ่นโลหะขนาดใหญ่มากเมื่อเทียบกับแผ่นตัวนำ ซึ่งโดยส่วนใหญ่จะทำด้วยโลหะชนิดเดียวกัน โดยขนาดของระนาบกราวด์นี้จะส่งผลกระทบต่อแบบรูปการแผ่พลังงาน เนื่องจากคลื่นเลี้ยวเบนที่บริเวณขอบของระนาบกราวด์ นอกจากนี้ยังส่งผลกระทบต่อ การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศอีกด้วย เนื่องจากในการวิเคราะห์สายอากาศส่วนใหญ่มีข้อสมมุติว่าแผ่นระนาบกราวด์มีขนาดใหญ่กว่าแผ่นตัวนำมากจนสามารถประมาณได้ว่าเป็นอนันต์ ขนาดที่จำกัดของแผ่นระนาบกราวด์จะมีผลกระทบต่อลำคลื่นหลัก (Main lobe) น้อยมาก แต่จะทำให้เกิดลำคลื่นด้านหลังของแบบรูปการแผ่พลังงาน การรวมผลของระนาบกราวด์จะมีความจำเป็นก็ต่อเมื่อผู้ออกแบบสนใจลำคลื่นด้านหลัง (Back lobe) ของแบบรูปการแผ่พลังงานเท่านั้น

2.9.4 ระบบป้อนกำลัง (Feed)

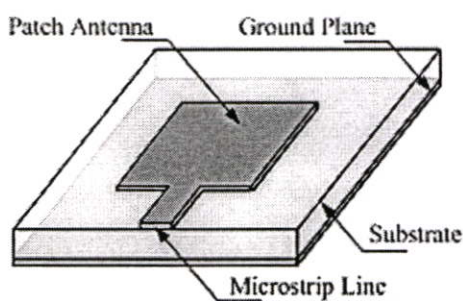
ทำหน้าที่ในการจ่ายกำลังความถี่คลื่นวิทยุ (RF power) ให้แก่สายอากาศไมโครสตริป ระบบป้อนกำลังเป็นปัจจัยสำคัญที่ส่งผลกระทบต่อความยากง่ายในการสร้าง และคุณสมบัติของสายอากาศ โดยเฉพาะในแผงสายอากาศไมโครสตริป เนื่องจากการจัดวางตัวของระบบป้อนกำลังพลังงานที่สูญเสียในระบบป้อนกำลัง การผิผิวของกระแสกระตุ้น และปรากฏการณ์ควมกำลังคลื่นร่วมระหว่างระบบป้อนกำลังกับแผ่นตัวนำ จะส่งผลต่อค่าคุณสมบัติของสายอากาศไม่ว่าจะเป็นแบบรูปการแผ่พลังงาน โพลาริเซชัน และประสิทธิภาพของสายอากาศ ระบบป้อนกำลังนี้สามารถทำได้หลายลักษณะเช่น การจ่ายกระแสผ่านสายป้อนที่ต่อจากแผ่นตัวนำ โดยการใช้กรรมวิธีทำแผ่นวงจรพิมพ์

2.10 รูปแบบของสายอากาศไมโครสตริป

สายอากาศแบบไมโครสตริป แบ่งออกได้เป็น 4 รูปแบบพื้นฐาน [3] ซึ่งประกอบด้วย สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น (Microstrip Patch Antennas) สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด (Microstrip Slot Antennas) สายอากาศไมโครสตริปแบบไดโพล (Microstrip Dipole Antennas) และสายอากาศไมโครสตริปแบบคลื่นเดินทาง (Microstrip Traveling-Wave Antennas)

2.10.1 สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น (Microstrip Patch Antennas)

สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น ประกอบไปด้วยแผ่นตัวนำ ซึ่งจะอยู่ด้านบนหนึ่งของวัสดุฐานรอง และในด้านตรงข้ามก็จะเป็นระนาบกราวด์ โดยรูปแบบพื้นฐานของแผ่นตัวนำที่ใช้งานกันทั่วไปแสดงได้ดังรูปที่ 2.18 และในส่วนของ การแพร่กระจายคลื่นของแผ่นตัวนำในแต่ละแบบก็จะมีลักษณะที่คล้าย ๆ กัน แม้ว่าจะมีรูปร่างที่แตกต่างกัน โดยโครงสร้างที่เป็นแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้าและแบบวงกลม จะเป็นรูปร่างที่นิยมใช้กันอย่างกว้างขวาง

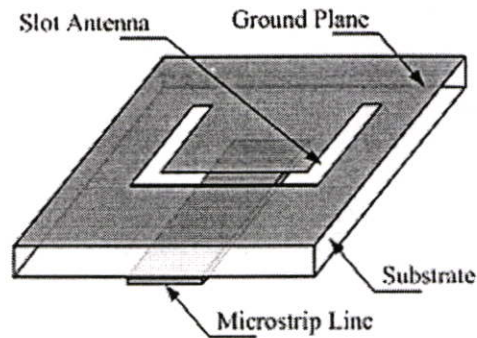


รูปที่ 2.18 สายอากาศแบบแผ่น (Patch antenna)

2.10.2 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด (Microstrip Slot Antennas)

สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดจะมีการเจาะช่องเปิดในระนาบกราวด์ ซึ่งรูปร่างช่องเปิดนี้สามารถทำได้เกือบทุกรูปร่าง ตามทฤษฎีแล้วรูปร่างของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นส่วนใหญ่ สามารถนำมาใช้ได้จริงกับสายอากาศแบบช่องเปิด แต่อย่างไรก็ตามได้มีการศึกษารูปร่างของช่องเปิดเพียงไม่กี่แบบเท่านั้น ซึ่งประกอบไปด้วย ช่องเปิดสี่เหลี่ยม ช่องเปิดวงแหวน ช่องเปิดสี่เหลี่ยมที่มีลักษณะเป็นวงแหวน (rectangular ring slot) และแบบเรียว (tapered slot) และสิ่งๆ เหมือนกับสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นก็คือ สายอากาศแบบช่องเปิดสามารถจะป้อนสัญญาณได้ทั้งแบบป้อนด้วยสายส่งไมโครสตริป และแบบท่อนำคลื่นระนาบ (Coplanar waveguide) ก็ได้ สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด โดยทั่วไป จะมีการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทาง (bidirectional) นั่นคือสามารถที่จะแพร่กระจายสัญญาณออกไปทั้งสองด้านของช่องเปิด แต่การ

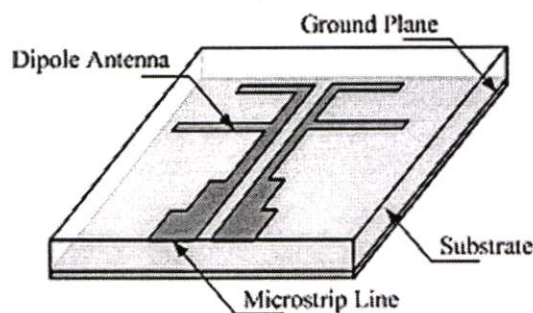
แพร์กระจายแบบทิศทางเดียวก็สามารถทำได้ โดยใช้แผ่นสะท้อน (reflector plate) วางไว้อีกด้านหนึ่งของช่องเปิด



รูปที่ 2.19 สายอากาศแบบช่องเปิด (Slot antenna)

2.10.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบไดโพล (Microstrip Dipole Antennas)

ไมโครสตริปหรือแผ่นพิมพ์แบบไดโพล เมื่อเทียบกับสายอากาศแบบแผ่นสี่เหลี่ยมแล้วจะมีความแตกต่างกันในด้านรูปทรง กล่าวคือ ความแตกต่างกันระหว่างอัตราส่วนความยาวกับความกว้าง ซึ่งความกว้างของไดโพลโดยปกติจะน้อยกว่า 0.05 เท่าของความยาวคลื่นในอากาศ แต่แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลและแบบแผ่นจะคล้ายคลึงกัน เนื่องจากการแพร่กระจายของกระแสในแนวยาวจะมีความคล้ายกันนั่นเอง แต่อย่างไรก็ตามเรื่องของความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น แบนด์วิธ (Bandwidth) และ cross-polarize มีความแตกต่างกันมาก ซึ่งความน่าสนใจอยู่ที่คุณสมบัติเด่นหลายอย่างเช่น ขนาดเล็ก มี polarize แบบเชิงเส้น



รูปที่ 2.20 สายอากาศแบบไดโพล (Dipole antenna)

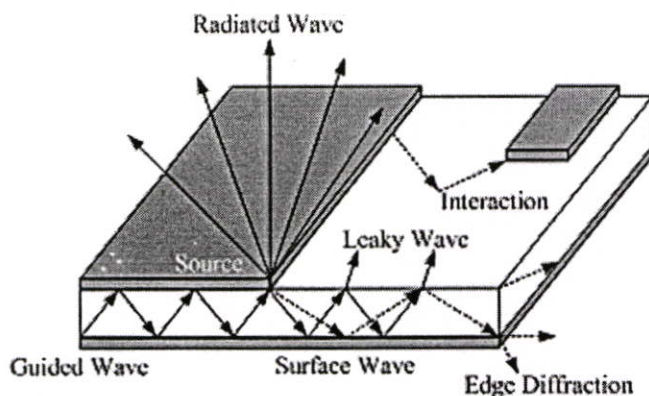
2.10.4 สายอากาศไมโครสตริปแบบคลื่นเดินทาง (Microstrip Traveling-Wave Antennas)

สายอากาศไมโครสตริปแบบคลื่นเดินทาง บางทีก็ประกอบไปด้วยตัวนำที่มีรูปร่างเหมือนกับไข่ ซึ่งจะมีลักษณะเป็นรอยคานคือ มีรูปร่างที่ซ้ำ ๆ กัน หรือเป็นสายไมโครสตริปที่มีความกว้างมากพอที่จะรองรับคลื่นแบบทรานสเวอร์สอีเลคตริกเวฟ (TE) ได้ โดยปลายสุดอีกด้านของสายอากาศแบบนี้จะต่อปลายด้วยโหลดที่เหมือนกัน เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดคลื่นนิ่งในสายอากาศ

2.11 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป

2.11.1 คลื่นถูกนำทาง (Guided Wave)

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



รูปที่ 2.21 ลักษณะของคลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป

2.11.2 คลื่นแผ่พลังงาน (Radiated Wave)

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

2.11.3 คลื่นรั่ว (Leaky Wave)

ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นจะอยู่ในช่วง 3 ถึง 6 นาฬิกา โดยคลื่นรั่วนั้นจะแพร่กระจายมาจากคลื่นที่สะท้อนมาจากระนาบกราวด์ และไปยังจุดเชื่อมต่อระหว่างอากาศกับไดอิเล็กตริก เมื่อคลื่นที่สะท้อนมาถึงตำแหน่งนี้จะทำให้เกิดคลื่นที่ถูกส่งไปในอากาศนั้นคือ คลื่นรั่วออกจากคลื่นที่สะท้อนกลับลงไปในตัวกลางรอง (Surface Wave) ลักษณะของคลื่นรั่วที่เกิดขึ้นนี้จะนำไปช่วยในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งจะอยู่ในเงื่อนไขของความเหมาะสมที่จะนำไปใช้ในแต่ละสายอากาศ เช่น ทำให้มีสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) ที่สูง [13]

2.11.4 คลื่นผิว (Surface Wave)

มุมในการแพร่กระจายที่เกิดขึ้นมีค่ามากกว่าของคลื่นรั่ว จึงทำให้เกิดคลื่นที่สะท้อนกลับมายังตัวกลางรองจึงเรียกคลื่นแบบนี้ว่าคลื่นผิว เมื่อคลื่นผิวถูกส่งมาที่ขอบของโครงสร้างดังรูป จะทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นออกมาจากโครงสร้าง คลื่นที่แพร่กระจายออกมานี้ทำให้เกิดผลเสียต่อแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ คือ ทำให้พลังงานในการส่งหรือรับน้อยลง ลักษณะของคลื่นแบบนี้จะมีความสำคัญ เมื่อใช้ตัวกลางรองที่หนาและสภาพยอมทางไฟฟ้ามีค่าสูง

2.11.5 ความต้องการคลื่นในสายส่งสัญญาณและสายอากาศ

ในการแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายส่งสัญญาณนั้น คลื่นถูกนำทางจะถูกกระตุ้นมากที่สุด ขณะที่จะต้องหลีกเลี่ยงคลื่นแผ่พลังงาน คลื่นรั่ว และคลื่นผิว ในทางตรงกันข้ามถ้าเป็นสายอากาศจะต้องให้เกิดคลื่นแผ่พลังงานมากที่สุด และจะต้องป้องกันการเกิดคลื่นนำทางในแผ่นตัวนำ และคลื่นผิว

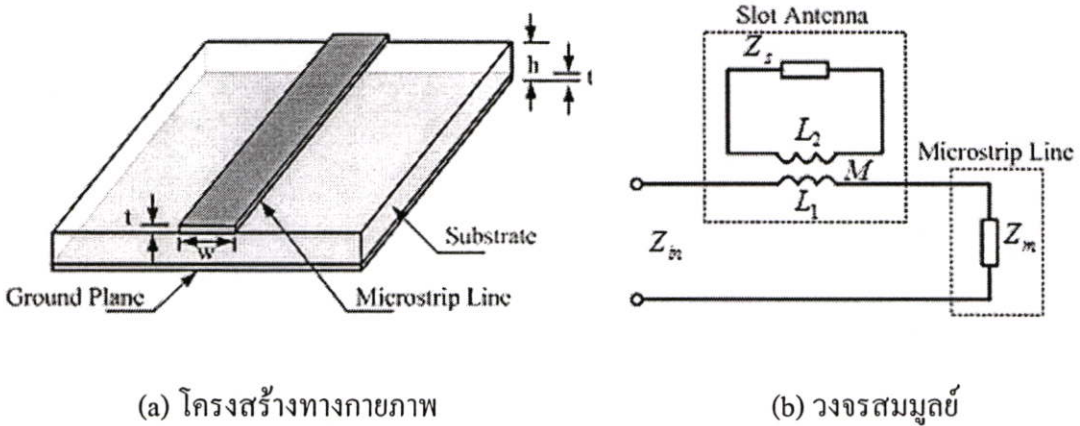
2.12 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

2.12.1 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปนั้นได้รับความนิยมนำมาใช้งานกับความถี่ในย่านไมโครเวฟ เพราะมีข้อดีคือ ง่ายต่อการเชื่อมต่ออีกทั้งยังมีขนาดเล็ก รูปที่ 2.22 แสดงโครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป โดยจะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบตัวนำแคบ ๆ วางอยู่บนวัสดุฐานรอง (Substrate) ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของวัสดุฐานรองจะเป็นระนาบกราวด์ (ground plane) ซึ่งมีลักษณะเป็นผิวโลหะ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในวัสดุฐานรอง (Substrate) บริเวณที่อยู่ระหว่างแถบตัวนำแคบ ๆ กับผิวโลหะระนาบกราวด์ด้านล่าง ความหนาของวัสดุฐานรองนั้นโดยส่วนใหญ่แล้วจะมีค่าประมาณ 2 มิลลิเมตร หรือต่ำกว่าลงมา สายส่งแบบไมโครสตริปไม่มีการชิลด์สัญญาณที่ดีเนื่องจากไม่มีระนาบกราวด์ปิดด้านบนเหมือนสายป้อนแบบสตริปไลน์ ทำให้มี Radiation loss ก่อนข้างสูง เนื่องจากไม่มีระนาบกราวด์ด้านบนกั้นเอาไว้

และการที่แถบตัวนำของไมโครสตริปมีด้านบนสัมผัสกับอากาศ และด้านล่างสัมผัสไดอิเล็กตริก สนามไฟฟ้า E จึงแยกไปในอากาศส่วนหนึ่ง และส่วนที่เหลือผ่านไปในสาร ไดอิเล็กตริก

แถบตัวนำกว้าง w หนา t ถูกวางอยู่บนวัสดุฐานรอง (Substrate) โดยที่ความกว้างของ สตริปนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสมบัติที่ต้องการ สำหรับความหนาของตัวสตริปนั้น จะมีค่าประมาณ 5 ไมโครเมตร หรือ 10 ไมโครเมตร ขึ้นอยู่กับการใช้เทคโนโลยีแผ่นฟิล์มบางหรือ แผ่นฟิล์มหนาในการสร้างสตริปนั้น สำหรับค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ϵ_r ของวัสดุฐานรองที่ใช้งานมีการใช้งานอยู่มากมายหลายชนิด เช่น อลูมินา แซฟไฟร์ แก้ว ควอตซ์ ซึ่งมีค่า ϵ_r ตั้งแต่ 2 ถึง 12 ส่วนบนสารตัวนำจะเป็นอากาศที่มี $\epsilon_r = 1$

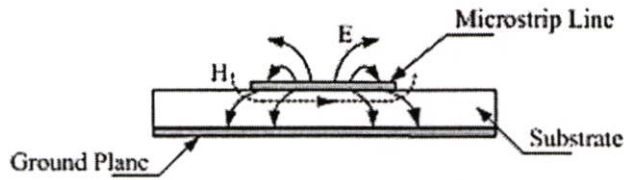


รูปที่ 2.22 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

2.12.2 การส่งผ่านคลื่นในสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

การส่งผ่านคลื่นในสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปนั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มาก แต่จะไม่ใช่โหมด TEM เสียทีเดียว เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ด้วย จึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่าโหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) รูปที่ 2.23 แสดงเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป การที่มีสนามในแนวแกนอยู่บ้างนั้นเป็นเพราะ โครงสร้างที่มีสาร ไดอิเล็กตริก และอากาศอยู่ในระนาบเดียวกัน และในสภาพที่มีสนามในแนวแกนเกิดอยู่โหมดที่ส่งผ่านอยู่นั้นก็จะเป็นไฮบริดโหมด

การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ซึ่งพออนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้ทำให้สามารถใช้หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของไมโครสตริปได้ โดยวิธีการหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (effective dielectric constant: ϵ_{eff}) ของระบบซึ่งจะรวมผลของสารไดอิเล็กตริกและอากาศเข้าด้วยกัน

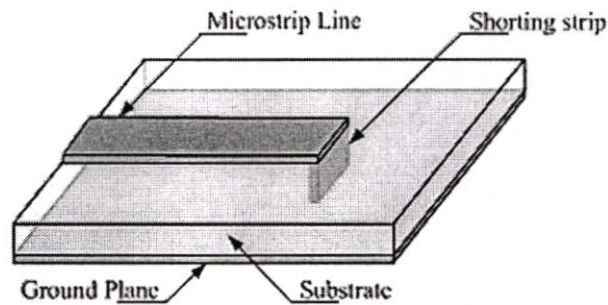


รูปที่ 2.23 เส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

2.12.3 การปิดและเปิดวงจรปลายสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

การปิดวงจรและการเปิดวงจรปลายสายไมโครสตริปนั้นมีความจำเป็นเช่นเดียวกับสายนำสัญญาณทั่วไป เช่น ใช้ในการทำสวิตช์สำหรับการแมตช์อิมพีแดนซ์ เป็นต้น ซึ่งในที่นี่ก่อนอื่นจะกล่าวถึงการปิดวงจร และการเปิดวงจรตามลำดับ

การปิดวงจรปลายสายของไมโครสตริปนั้น ในย่านความถี่ใช้งานที่ต่ำกว่า 2 GHz นั้นส่วนใหญ่จะใช้วิธีเจาะรูที่ปลายสายและร้อยเส้นลวดพร้อมทั้งบัดกรีเข้ากับแถบสตริปด้านบนและแผ่นกราวด์ด้านล่างดังแสดงในรูปที่ 2.24



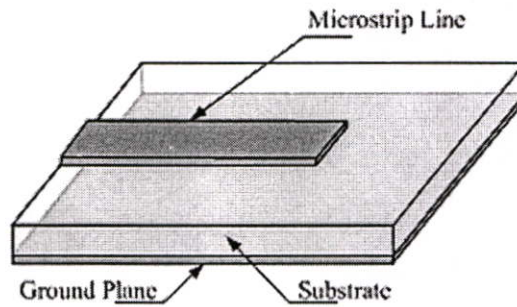
รูปที่ 2.24 การปิดวงจรปลายสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

สำหรับการปิดวงจรสายส่งสัญญาณ ไมโครสตริปนี้พบว่า จะใช้งานได้ดีถึงความถี่ประมาณ 2 GHz เท่านั้น เมื่อความถี่สูงขึ้นกว่านี้ค่ารีแอกแตนซ์ของส่วนที่เป็นเส้นลวดปิดวงจรจะเริ่มมีปัญหา คือค่ารีแอกแตนซ์จะสูงจนไม่สามารถละเลยได้ และที่เป็นปัญหามากก็คือค่ารีแอกแตนซ์ที่เกิดขึ้นนั้นจะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ซึ่งทำให้ใช้งานได้ยาก

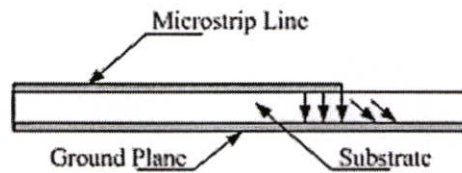
และสำหรับกรณีที่มี $Z_c = 50 \Omega$ นั้นรูที่ต้องเจาะจะมีขนาดเล็กมากจะไม่สามารถเจาะด้วยวิธีทางกลธรรมดา จะทำได้ก็ต่อเมื่อใช้แสงเลเซอร์เท่านั้น และปัญหาที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของการปิดวงจรปลายสายไมโครสตริปคือ ตำแหน่งรูเจาะนั้นมีโอกาสคลาดเคลื่อนไปตามขนาดของแผ่นวงจรพิมพ์ ซึ่งแตกต่างกันอยู่บ้างเล็กน้อย นอกจากนั้นก็อาจจะคลาดเคลื่อนไปเนื่องจากกรรมวิธีในการเจาะไม่ละเอียดพอ การคลาดเคลื่อนของตำแหน่งดังกล่าวนี้จะส่งผลกระทบต่อค่า

รีแอกแตนซ์ไม่ลดต่ำลงตามที่ต้องการ ดังนั้นการเปิดวงจรปลายสายไมโครสตริปจึงทำได้ยากกว่า การเปิดวงจรปลายสายที่จะกล่าวต่อไป

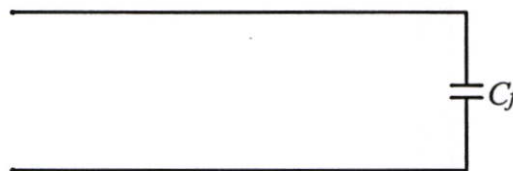
การเปิดวงจรปลายสายไมโครสตริปนั้นตามโครงสร้างก็จะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.25 ตามโครงสร้างที่แสดงนี้โดยปกติจะมีปรากฏการณ์ต่าง ๆ ต่อไปนี้เกิดขึ้น ซึ่งทำให้การเปิดวงจรไม่ สมบูรณ์แบบตามต้องการ



(ก) การเปิดวงจรปลายสายส่งไมโครสตริป



(ข) การเกิดฟริงกิง (Fringing)

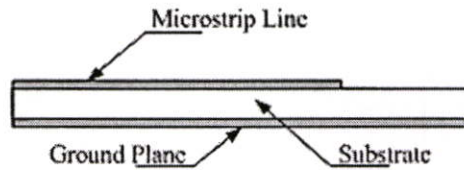


(ค) วงจรสมมูลผลกระทบของฟริงกิง

รูปที่ 2.25 การเปิดวงจรปลายสายส่งไมโครสตริป

- เส้นแรงไฟฟ้าที่ปลายสายของไมโครสตริปสามารถแผ่เลยปลายสายไปได้ ซึ่งเรียกว่า การเกิดฟริงกิง (Fringing) ดังแสดงในรูปที่ 2.25 (ข) โดยผลกระทบของฟริงกิงนี้จะสามารถแทนที่ ด้วยค่าคาปาซิแตนซ์ (C_f) ที่ต่อไว้ที่ปลายสายดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.25 (ค)

- พลังงานบางส่วนอาจจะสูญเสียออกไปในรูปแบบของการแพร่กระจายคลื่น
- มีการจับให้เกิดคลื่นผิว (Surface wave) ส่งผ่านออกไปจากปลายสายไมโครสตริป ซึ่งนั่นก็หมายความว่ามีการสูญเสียกำลังที่ปลายสายเกิดขึ้น และเมื่อคิดเป็นวงจรสมมูลก็จะเหมือนกับมีขั้วคั่นคอนดักแตนซ์ต่ออยู่ที่ปลายสายดังรูปที่ 2.26 แต่ผลกระทบดังกล่าวนี้มีผลน้อยจนสามารถละเลยได้ เมื่อเปรียบเทียบการเกิดฟริงกิง (Fringing) ที่ปลายสาย



(ก) การเกิดคลื่นผิว



(ข) วงจรสมมูลการเกิดคลื่นผิว

รูปที่ 2.26 การกระจายคลื่นและการเกิดคลื่นผิวออกจากปลายสายไมโครสตริปและวงจรสมมูล

2.12.4 การออกแบบสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

สายส่งแบบไมโครสตริปถูกใช้เป็นส่วนประกอบของ MIC เนื่องจากทำได้ด้วยราคาถูกลง อุปกรณ์แบบพาสซีฟ ก็สามารถจะถูกสร้างอยู่บนวัสดุฐานรองเดียวกันได้ ขาอุปกรณ์แอกทีฟ และพวงจรมีต่าง ๆ ก็สามารถเชื่อมต่อกับแถบโลหะได้โดยตรง ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งไมโครสตริปที่มีความกว้าง w สูง h และโลหะมีความหนาน้อยมาก ($t/h \leq 0.005$)

$$\text{กรณี } \frac{w}{h} \leq 1$$

$$Z_0 = 60 \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) / (\epsilon_{eff})^{1/2} \quad (2.1)$$

เมื่อ

$$\epsilon_{eff} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + 0.5(\epsilon_r - 1) \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{1/2} \quad (2.2)$$

กรณี $\frac{w}{h} \geq 1$

$$Z_0 = \frac{120\pi / (\varepsilon_{eff})^{1/2}}{w/h + 1.393 + 0.667 \ln(w/h + 1.44)} \quad (2.3)$$

กรณี $\frac{w}{h} \leq 2$

$$\frac{w}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (2.4)$$

กรณี $\frac{w}{h} \geq 2$

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right\} \right] \quad (2.5)$$

เมื่อ

$$A = \frac{Z_0}{60} \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{2} \right)^{1/2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (2.6)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\varepsilon_r^{1/2}} \quad (2.7)$$

เมื่อแถบ w มีความหนาด้วย ทำให้ค่า w ในสูตรจะแทนด้วย w_e

กรณี $\frac{w}{h} \geq \frac{\pi}{2}$

$$w_e = w + \frac{t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) \quad (2.8)$$

กรณี $\frac{w}{h} \leq \frac{\pi}{2}$

$$w_e = w + \frac{t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right) \quad (2.9)$$

สายส่งไมโครสตริปจะมีคุณสมบัติ Dispersive โดยธรรมชาติ นั่นคือการที่ ϵ_{eff} แปรตามค่าความถี่ และ โครงสร้างของสายส่งไมโครสตริปเป็นลักษณะกึ่ง TEM ดังนั้นสมการพื้นฐานเกี่ยวกับความยาวคลื่นในสายส่งไมโครสตริป คือ

$$\lambda_g = \frac{c}{f(\epsilon_{eff})^{1/2}} \quad (2.10)$$

เมื่อ λ_g คือ ความยาวคลื่นในไมโครสตริป
 c คือ ความเร็วแสง (3×10^8 m/s)
 ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (Effective dielectric constant)
 f คือ ความถี่ (GHz)

ค่าความเร็วเฟสในสายส่งไมโครสตริป คือ

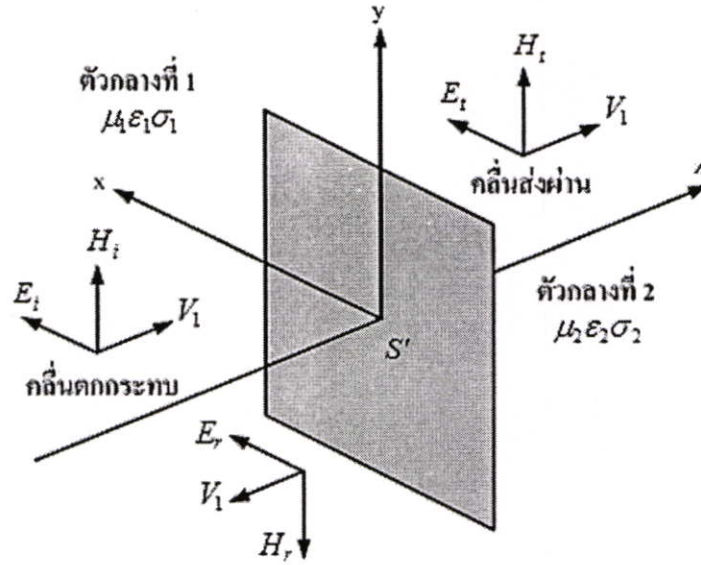
$$V_p = \frac{c}{(\epsilon_{eff})^{1/2}} \quad (2.11)$$

2.13 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

2.13.1 ทฤษฎีการเหนี่ยวนำ (Induction Theorem) [14]

สายอากาศแบบช่องเปิดนั้น โดยทั่วไปปัญหาจะอยู่ในลักษณะที่ว่าแหล่งกำเนิดคลื่นจะอยู่ในอาณาบริเวณหนึ่ง และคลื่นที่กระจายออกจากสายอากาศจะกระจายไปในอีกอาณาบริเวณหนึ่งซึ่งมีตัวกลางไม่เหมือนกัน รูปที่ 2.27 แสดงรูปทั่วไปของปัญหาดังกล่าวนี้ คือ แหล่งกำเนิดคลื่นอยู่ในตัวกลางที่ 1 ซึ่งอาณาบริเวณถูกล้อมรอบไว้ด้วยผิวปิด S' และตัวกลางที่ 2 ที่อยู่ติดกับอาณาบริเวณของตัวกลางที่ 1 เป็นบริเวณที่เราต้องการรู้ว่าการกระจายคลื่นจะเป็นไปในลักษณะใดในปัญหาเช่นนี้ถ้าตัวกลางที่ 1 และตัวกลางที่ 2 มีค่าคงที่ของตัวกลางไม่เหมือนกันหรือมีค่าอินทรินสิกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ไม่เหมือนกัน คลื่นเคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดคลื่นเมื่อปะทะกับผิวขอบเขตจะเกิดการสะท้อนของคลื่นกลับเข้าสู่ตัวกลางที่ 1 และส่งผ่านคลื่นเข้าไปในตัวกลางที่ 2 ด้วย เพราะฉะนั้น ถ้าให้ \vec{E}^i และ \vec{H}^i เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากแหล่งกำเนิดคลื่นตกกระทบ \vec{E}^r และ \vec{H}^r เป็นคลื่นที่เกิดจากการสะท้อนที่ผิวขอบเขต \vec{E}^t และ \vec{H}^t เป็นคลื่นที่ส่งผ่านเข้าไปในตัวกลางที่สอง ดังนั้นในตัวกลางที่หนึ่งคลื่นที่ปรากฏอยู่ก็จะเป็นผลบวกของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนรวมกัน คือ $\vec{E}^i + \vec{E}^r$ และ $\vec{H}^i + \vec{H}^r$ ส่วนในตัวกลาง

ที่ 2 ก็จะมีเพียงคลื่นที่ส่งผ่าน คือ \vec{E}' และ \vec{H}' ซึ่งก็คือคลื่นที่กระจายไปในตัวกลางที่สองที่ต้องการรู้ค่านั่นเอง



รูปที่ 2.27 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น

ในการคำนวณหาคลื่น \vec{E}' และ \vec{H}' นั้น สามารถทำได้โดยต้องทราบความสัมพันธ์ที่ผิวขอบเขตสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งมีรูปแบบต่อไปนี้

$$\vec{E}_i^i + \vec{E}_i^r = \vec{E}_i^t \quad (2.12)$$

$$\vec{H}_i^i + \vec{H}_i^r = \vec{H}_i^t \quad (2.13)$$

โดยที่ตัวพ่วง i หมายถึงส่วนประกอบของสนามในแนวขนานกับผิวขอบเขต

คลื่นสะท้อน \vec{E}' และ \vec{H}' และคลื่นส่งผ่าน \vec{E}' และ \vec{H}' จะได้ผลว่าคลื่นทั้งสองชุดนี้ จะถูกต้องตามสมการแมกซ์เวลล์ที่ทุก ๆ ตำแหน่งยกเว้นที่ผิวขอบเขตซึ่งมีความไม่ต่อเนื่องเกิดอยู่ในรูปต่อไปนี้

$$\vec{E}_i^t - \vec{E}_i^r = \vec{E}_i^i \quad (2.14)$$

$$\vec{H}_i^t - \vec{H}_i^r = \vec{H}_i^i \quad (2.15)$$

เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต่อเนื่องที่เกิดขึ้นตรงผิวขอบเขตนั้น สามารถคิดได้ว่าเกิดขึ้นจากกระแสไฟฟ้าสมมูลและกระแสแม่เหล็กสมมูลที่กระจายอยู่บนผิวขอบเขตในรูปสมการต่อไปนี้คือ

$$\vec{J} = \vec{n} \times (\vec{H}' - \vec{H}^r) \quad (2.16)$$

$$\vec{M} = -\vec{n} \times (\vec{E}' - \vec{E}^r) \quad (2.17)$$

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

นั่นคือในการหาค่าคลื่นสะท้อน \vec{E}^r และ \vec{H}^r และคลื่นที่ส่งผ่านเข้าตัวกลางที่สองผ่าน \vec{E}^i และ \vec{H}^i นั้นแทนที่จะแก้ปัญหาจากแหล่งกำเนิดคลื่นโดยตรงก็อาจคิดได้ว่าคลื่นทั้งสองชุดนี้เกิดจากกระแสไฟฟ้าสมมูลและกระแสแม่เหล็กสมมูลดังกล่าวนี้ และเนื่องจาก \vec{n} เป็นเวกเตอร์หน่วยที่ผิวขอบเขต เพราะฉะนั้นสมการ (2.18) และสมการ (2.19) จะเขียนได้โดยใช้ \vec{E}^i และ \vec{H}^i ดังนี้

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

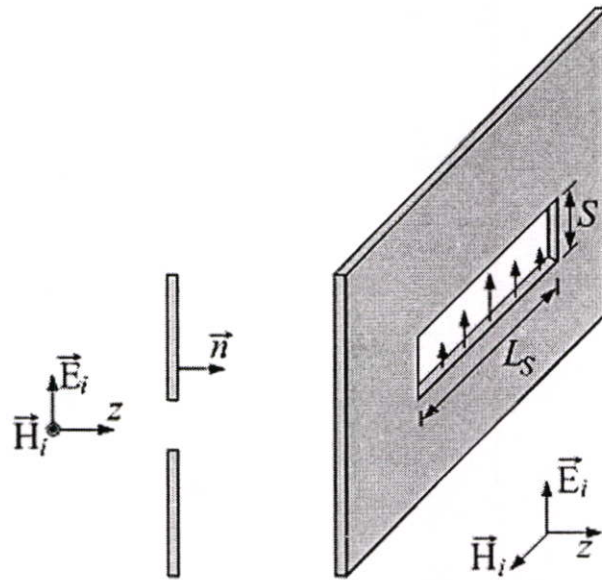
$$\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}^i \quad (2.19)$$

2.13.2 การแพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศช่องเปิด

ถ้ามีคลื่นเคลื่อนที่เข้าปะทะแผ่นตัวนำสมบูรณ์แบบช่องเปิดแคบ [15] โดยที่สนามไฟฟ้ามีทิศตั้งฉากกับแนวของช่องเปิด จะเห็นได้ว่าที่ตรงช่องเปิดจะมีสนามไฟฟ้าความเข้มสูงมากเกิดขึ้น ทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นออกไปยังบริเวณที่อยู่อีกด้านหนึ่งในกรณีช่องเปิดแคบมากๆ กระแสไฟฟ้าสมมูลคือ $\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}^i$ จะมีขนาดจำกัด และเมื่อคิดว่าความกว้างของช่องเปิดซึ่งอ้างอิงจากรูปคือ S เข้าหาศูนย์ กระแสไฟฟ้าสมมูลส่วนนี้จะตัดทิ้งได้เพราะมีขนาดเล็ก แต่ส่วนที่เป็นกระแสแม่เหล็กสมมูลคือ $\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}^i$ นั้นไม่สามารถตัดทิ้งได้ เพราะเมื่อ S เข้าหาศูนย์ สนามแม่เหล็กที่ช่องเปิดก็จะเข้าหอนั้นจึงไม่สามารถตัดทิ้งได้

ถ้าให้ E_s เป็นสนามไฟฟ้าที่ช่องเปิด และช่องเปิดยาว L_s เนื่องจากปลายทั้งสองของช่องเปิดสนามไฟฟ้าจะต้องเป็นศูนย์ เพราะฉะนั้นการกระจายของสนามไฟฟ้าบนช่องเปิดจะเขียนได้ดังรูปที่ 2.28

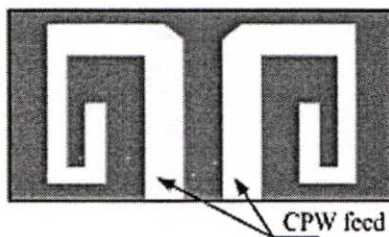
กระแสแม่เหล็กสมมูลที่เกิดขึ้นนี้เนื่องจากแผ่นตัวนำมีความหนาจำกัด จะเกิดขึ้นที่ทางด้านหน้าและด้านหลัง โดยมีขนาดเท่ากัน



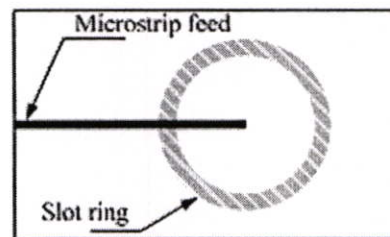
รูปที่ 2.28 การแพร่กระจายคลื่นจากไมโครสตริปแบบช่องเปิด

2.13.3 รูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศช่องเปิด

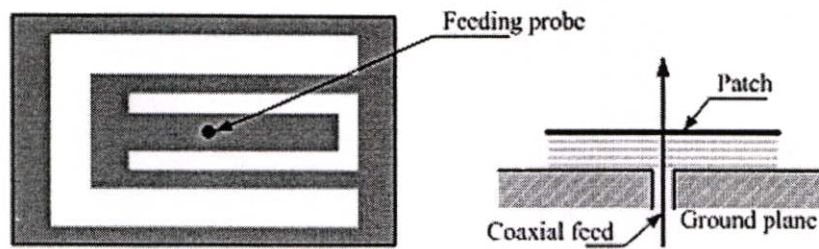
สายอากาศแผ่นไมโครสตริปแบบช่องเปิดเป็นสายอากาศที่สามารถใช้รูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศได้หลากหลายรูปแบบ ไม่ว่าจะเป็นแบบไมโครสตริป (Microstrip feed) แบบสายส่งโคแอกเซียล (Coaxial feed) หรือแบบ (Coplanar Waveguide: CPW) โดยช่องเปิดนั้น อาจจะมีลักษณะเป็นสี่เหลี่ยม วงกลม วงแหวน (กว้างหรือแคบก็ได้) สายอากาศรูปแบบนี้ สามารถทำให้มีแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลทั้งในแบบทิศทางเดียว (Unidirectional) หรือสองทิศทาง (Bidirectional) ก็ได้ สำหรับตัวอย่างของสายอากาศช่องเปิดที่ใช้รูปแบบการป้อนแบบต่าง ๆ แสดงได้ดังรูปที่ 2.29



(ก) แบบ CPW



(ข) แบบไมโครสตริป

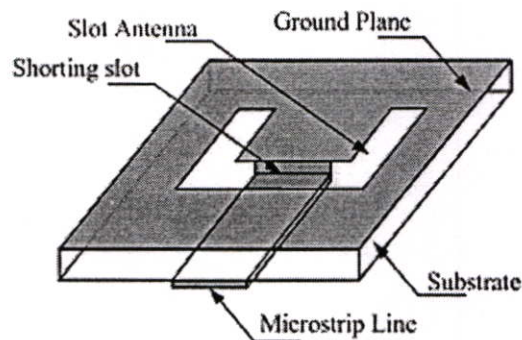


(ค) แบบโคแอกเซียลโพรบ

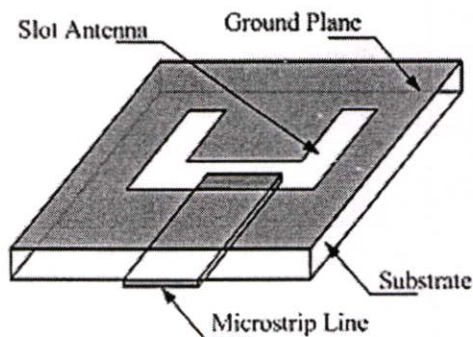
รูปที่ 2.29 รูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศช่องเปิด

2.13.4 สายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริป

ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริปจะประกอบไปด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป และช่องเปิดที่อยู่บนแผ่นตัวนำ สำหรับลักษณะการส่งผ่านคลื่นสัญญาณในลักษณะนี้จะมีรูปแบบพื้นฐานอยู่ 2 รูปแบบ คือ การต่อแบบปิดวงจร (Microstrip Terminated Short Circuit) ดังรูปที่ 2.30 (ก) และการต่อแบบเปิดวงจร (Microstrip Terminated Open Circuit) แสดงได้ดังรูปที่ 2.30 (ข) ซึ่งความยาวของสายส่งในกรณีนี้จะมีค่าประมาณเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่นหรือมากกว่า



(ก) กรณีต่อแบบปิดวงจร



(ข) กรณีต่อแบบเปิดวงจร

รูปที่ 2.30 สายอากาศช่องเปิดที่ป้อนด้วยไมโครสตริป

2.13.5 วงจรสมมูลของสายอากาศช่องเปิดที่มีการป้อนสัญญาณแบบเปิดวงจร

วิธีในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมที่มีการป้อนสัญญาณบริเวณกึ่งกลางช่องเปิด สามารถแสดงวงจรสมมูลดังรูปที่ 2.31 โดยแบ่งการพิจารณาช่องเปิดที่มีการปิดวงจร (Short-circuit Slot line) ออกเป็น 2 ส่วน โดยแต่ละส่วนมีขนาดที่เท่ากันเนื่องจากการป้อนสัญญาณ ณ ตำแหน่งกึ่งกลางของช่องเปิด ซึ่งค่าความนำ (G_s) แสดงถึงค่ากำลังงานในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ และที่บริเวณที่มีการคับปลิงระหว่างช่องเปิดกับสายส่งไมโครไมโครสตริป จะเกิดมีวหวลอินดักแตนซ์ (Mutual inductance: M) ระหว่าง L_1 และ L_2 ในส่วนของสายส่งมีลักษณะของวงจรต่อแบบอนุกรม ประกอบด้วยสตับแมทซ์ซิง (L_m) แบบเปิดวงจร โดยที่ส่วนปลายสุดจะแทนด้วยค่าคาปาซิเตอร์ (B_m) และค่ากำลังงานในการแพร่กระจายคลื่นจากสายส่งไมโครสตริปแทนด้วยค่าความนำ (G_m) โดยความยาวประสิทธิผลของช่องเปิดสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

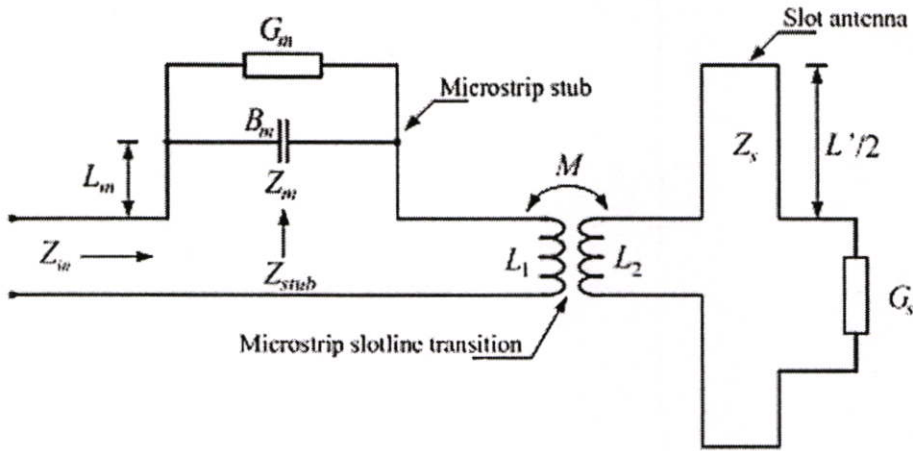
$$L_{eff} = L_s - W_f \quad (2.20)$$

เมื่อ

L_{eff} คือ ความยาวประสิทธิผล

L_s คือ ความยาวจริงทางกายภาพของช่องเปิด

W_f คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณ



รูปที่ 2.31 วงจรสมมูลของสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริปแบบเปิดวงจร

ในการเชื่อมต่อสัญญาณของช่องเปิดไปที่สายส่งสัญญาณ เปรียบเสมือนหม้อแปลงในตัวเอง (L_1 และ L_2) และเกิดการเหนี่ยวนำระหว่างกันและกัน (M) โดยค่าการเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในตัวเอง (Self-Inductance) สามารถหาได้ตามสมการดังต่อไปนี้

$$L_1 = \frac{Z_f \sqrt{\epsilon_{ref}}}{c} W_f \quad (2.21)$$

$$L_2 = \frac{Z_s \sqrt{\epsilon_{res}}}{c} W_s \quad (2.22)$$

เมื่อ

Z_f คือ อิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป (Microstrip Line)

Z_s คือ อิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณแบบช่องเปิด (Slot Line)

ϵ_{ref} คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_{eff}) ของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

ϵ_{res} คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_{eff}) ของสายส่งสัญญาณแบบช่องเปิด

W_f คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณ

W_s คือ ความกว้างของสายอากาศช่องเปิด

c คือ ความเร็วของแสง (ประมาณ 3×10^8 เมตร/วินาที)

ส่วนค่าการเหนี่ยวนำระหว่างกัน (Mutual Inductance) นั้นหาได้จาก

$$M = \frac{\mu_0 W_s}{2\pi} \ln(\sec \theta_0) \quad (2.23)$$

เมื่อ

$$\theta_0 = \tan^{-1}(L'_s / 2h) \quad (2.24)$$

โดยค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะสามารถหาได้จากสมการดังนี้

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot(k_m L_m) + \frac{M^2 \omega^2}{R_s} + j[\omega(L_1 + L_2) + X_s] \quad (2.25)$$

เมื่อ

$$k_m = 2\pi \sqrt{\epsilon_{rem}} / \lambda_0 \quad (2.26)$$

ในการออกแบบสายอากาศนั้น เมื่อทำการคำนวณหาขนาดความกว้างของสายส่งสัญญาณ จากค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะแล้ว ความยาวของช่องเปิดจะเป็นตัวกำหนดความถี่เรโซแนนซ์ ในการหาค่าอิมพีแดนซ์จากสมการที่ 2.25 นั้น กรณีที่ค่าอิมพีแดนซ์ที่เป็นจินตภาพมีค่าไม่เป็นศูนย์ที่ความถี่ที่ออกแบบ ให้ทำการปรับความยาวของสายอากาศช่องเปิด โดยถ้าปรับให้มีความยาวเพิ่มขึ้น จะให้ค่าที่เป็นเชิงบวกมากขึ้น (Inductive) แต่ถ้าปรับความยาวให้สั้นลงจะให้ค่าที่เป็นเชิงลบมากขึ้น (Capacitive) และถ้าต้องการปรับละเอียดให้ทำการปรับความยาวของสตัป (Lm)

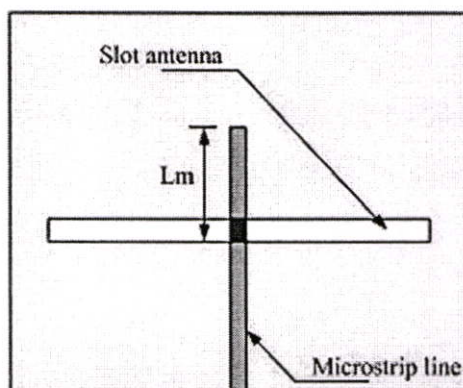
2.13.6 การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิด

การวางของสายส่งสัญญาณและช่องเปิดที่อยู่บนแผ่นตัวนำนั้น จุดกึ่งกลางความยาวของช่องเปิดจะวางอยู่ที่จุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ ลักษณะการวางช่องเปิดแบบนี้จะเรียกว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่มีการส่งคลื่นตรงกลาง (Center-fed Microstrip Slot Antenna) ลักษณะการจัดวางแบบนี้ทำให้เกิดความต้านทานในการแพร่กระจายคลื่นสูง ดังนั้นจึงได้มีการทำวิจัยเพื่อให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี โดยที่วิธีการพื้นฐานที่สำคัญในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศคือ

1. วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น (Stub-Turning)

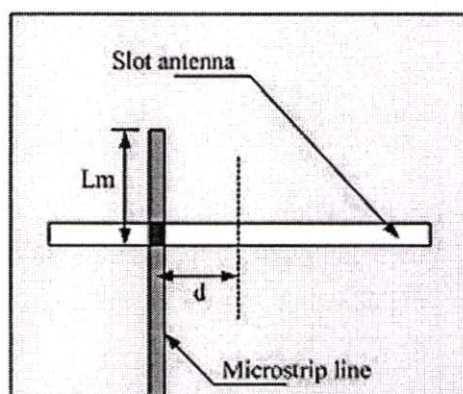
โดยวิธีนี้จะเป็นการเปลี่ยนขนาดความยาวของสายส่งสัญญาณ [17] จากรูปที่ 2.33 กำหนดให้ Lm เป็นความยาวของท่อนสั้นวัดเทียบจากขอบของช่องเปิดจนถึงปลายสายส่งสัญญาณ การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ วิธีนี้เปรียบเสมือนเป็นการปรับค่าคุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ ซึ่งจะมี ความยาวประมาณเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่นหรือมากกว่า ซึ่งผลของการปรับ Lm นอกจากจะมีผลต่อการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ ยังมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ด้วย คือ เมื่อปรับความยาว Lm ให้มีค่ามากขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์มีค่าลดลง ในทางกลับกันเมื่อปรับความยาวของ Lm ให้มีค่า

น้อยลงก็จะทำให้ความถี่เรโซแนนท์มีค่าเพิ่มขึ้น และนอกจากวิธีการปรับระยะ L_m ดังกล่าวแล้วยังมีวิธีการที่ใช้ในการปรับค่าความถี่ให้มีค่าเพิ่มขึ้นหรือลดลงได้ ดังเช่น



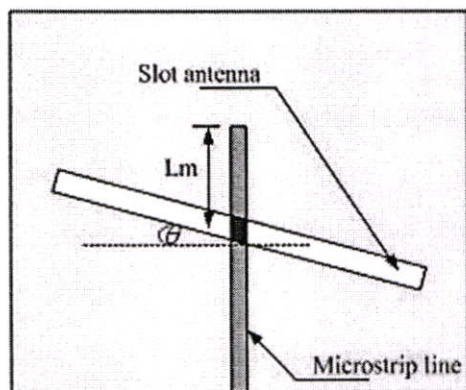
รูปที่ 2.33 วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น

วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ (Offset Microstrip Feeding) [16] เป็นวิธีเลื่อนหรือเปลี่ยนตำแหน่งของจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปโดยเลื่อนไปทางซ้ายหรือทางขวาเท่านั้น ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.32 ซึ่งผลจากการปรับระยะดังกล่าวจะทำให้ค่าความถี่เรโซแนนท์มีการเปลี่ยนแปลง โดยค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงจะขึ้นอยู่กับระยะที่ทำกาเลื่อน



รูปที่ 2.32 วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ

วิธีการหมุนช่องเปิด (Center-fed but Inclined Microstripline Feed) วิธีการนี้คือการทำให้ช่องเปิดไม่ตั้งฉากกับสายส่งสัญญาณซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.34 โดยการปรับช่องเปิดด้วยวิธีนี้จะมีความยุ่งยากและไม่ค่อยได้รับความนิยม



รูปที่ 2.34 วิธีการหมุนช่องเปิด

บทที่ 3

วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา

3.1 บทนำ

การวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ที่สำคัญของสายอากาศ [18] จะใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลข (Numerical Method) มาช่วยแทนการวิเคราะห์ด้วยสมการแมกซ์เวลล์โดยตรง วิธีนี้เป็นวิธีที่นิยมมาก เนื่องจากสามารถนำคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์สายอากาศได้รวดเร็วและง่ายต่อความเข้าใจยิ่งขึ้น สำหรับระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่นำมาใช้ส่วนมาก ได้แก่ ระเบียบวิธีโมเมนต์ (Moment of Method : MoM) ซึ่งเป็นการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยสมการเชิงอินทิกรัล (Integral Equation) และวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference -Time Domain : FDTD) [19] ซึ่งเป็นการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยสมการเชิงอนุพันธ์ย่อย (Partial Differential Equation) วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD) ถูกนำเสนอโดย เคเอส ยี (K. S. Yee) ในปี ค.ศ. 1966 [20] ซึ่งเป็นวิธีหนึ่งที่ยืดหยุ่นและสะดวกในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และเป็นวิธีหนึ่งที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายมาจนถึงปัจจุบัน โดยยี่ได้เสนอแนวคิดสำหรับการแก้ปัญหาของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กพร้อมกันด้วยสมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation) ขึ้นมาใหม่ ซึ่งจะทำการวิเคราะห์ในโดเมนเวลา (Time domain) และโดเมนสเปซ (Space domain) โดยได้ทำการกำหนดส่วนประกอบสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าเป็นจำนวนหกส่วนให้อยู่บนเซลล์สี่เหลี่ยมลูกบาศก์หนึ่งเซลล์ ซึ่งการปรับปรุงส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าต่าง ๆ นี้จะใช้แบบแผนลีฟรอก (Leap-Frog) โดยจะทำการปรับปรุงสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสลับกันในโดเมนเวลา ด้วยวิธีการ FDTD ทำให้สามารถสังเกตพฤติกรรมของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าได้ทั้ง โดเมนของเวลาและโดเมนของสเปซ กล่าวคือ เมื่อสังเกตพฤติกรรม ณ ตำแหน่งหนึ่ง ๆ ของโครงสร้างจะสามารถเลือกสังเกตพฤติกรรมสนามที่เวลาใดก็ได้ ในทางกลับกันถ้าสังเกตพฤติกรรม ณ เวลาหนึ่ง ๆ จะสามารถสังเกตพฤติกรรมของสนามที่ตำแหน่งต่าง ๆ ได้

3.2 สมการแมกซ์เวลล์และยี่อัลกอริทึม

3.2.1 สมการแมกซ์เวลล์

สมการแมกซ์เวลล์ประกอบด้วยสมการที่อยู่ในรูปแบบเชิงอนุพันธ์และรูปแบบอินทิกรัล สำหรับโครงสร้างของยี่อัลกอริทึม จะเริ่มจากสมการแมกซ์เวลล์ที่อยู่ในรูปแบบเชิงอนุพันธ์สองสมการที่เปลี่ยนแปลง นั่นคือ

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

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

โดยที่

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

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

ε คือ สภาพยอมทางสนามไฟฟ้า (Electric Permittivity: F/m)

μ คือ สภาพซาบซึมได้ทางสนามแม่เหล็ก (Magnetic Permeability: H/m)

σ คือ สภาพนำทางไฟฟ้า (Electric Conductivity: S/m)

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

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

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

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

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

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

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

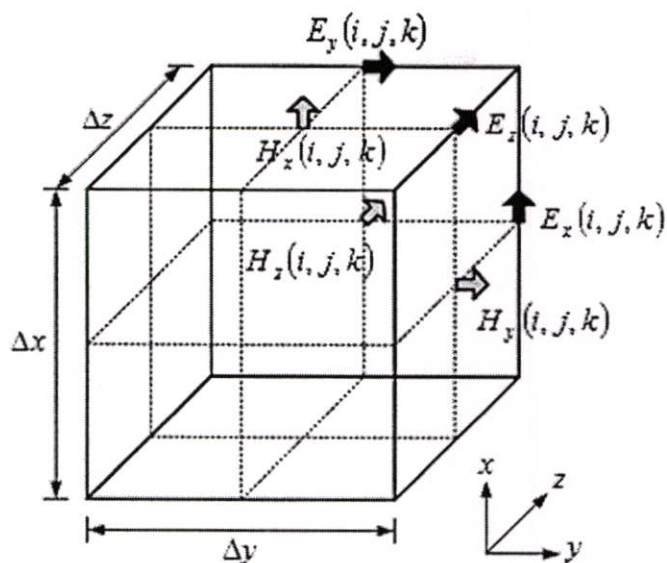
จากสมการที่ (3.1a) และ (3.1b) จะเขียนตัวประกอบเวกเตอร์ของตัวดำเนินการเคิร์ล (Curl Operation) ได้เป็นสมการสเกลาร์ 6 สมการที่สมมูลกับสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ในระบบพิกัดมุมฉากสามมิติ (x, y, z) ได้ดังสมการที่ (3.2a) ถึง (3.2f) ซึ่งสมการเหล่านี้จะเป็นพื้นฐานของแนวคิดเชิงตัวเลขของวิธี FDTD ในการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าของวัตถุในสามมิติทั่วไป

3.2.2 ยีอัลกอริทึม

แนวคิดของยีอัลกอริทึมซึ่งเป็นแนวความคิดพื้นฐานของวิธี FDTD มีดังต่อไปนี้

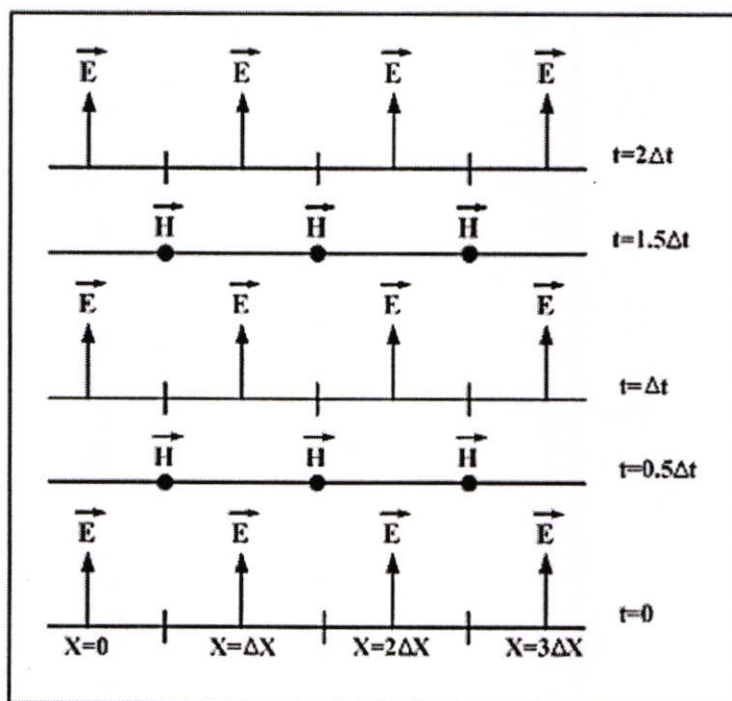
1. ทำการแก้ปัญหาทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กพร้อมกันในโดเมนเวลาและโดเมนสเปซโดยใช้สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ แทนการแก้ปัญหาสสนามไฟฟ้าหรือสนามแม่เหล็กเพียงอย่างเดียวด้วยสมการคลื่น ซึ่งการวิเคราะห์ทั้งสองสนามพร้อมกันนี้เปรียบเสมือนการแปลงสนามรวมของสมการอินทิกรัลในวิธีโมเมนต์ โดยเงื่อนไขขอบเขตของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} ถูกกำหนดให้อยู่บนขอบเขตของตัวกลางนั้น ข้อดี คือ การใช้ข้อมูลของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} ด้วยกันจะได้ผลลัพธ์ที่แน่นอนกว่าการใช้สนามชนิดใดชนิดหนึ่งเพียงอย่างเดียว (จะมีความเที่ยงตรงสำหรับโครงสร้างที่มีขนาดใหญ่) โดยในการวิเคราะห์สามารถจำลองคุณสมบัติทางสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของวัสดุที่ใช้ได้ และสำหรับบริเวณที่สนามมีลักษณะเฉพาะหรือสามารถมีได้เพียงสนามเดียว เช่น \vec{H} ที่สัมผัสบริเวณขอบ มุม หรือรอบ ๆ แขนสั้นลวดบาง และ \vec{E} ในแนวรัศมีที่อยู่บริเวณจุด ขอบ และเส้นลวดบางนั้น สามารถสร้างแบบจำลองขึ้นมาได้ ถ้าในบริเวณนั้นเกิดสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กขึ้น

2. ส่วนประกอบของสนาม \vec{E} และ \vec{H} ในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยีอัลกอริทึมนั้นจะถูกจัดวางไว้ระหว่างกลางของกันและกันในสเปซแบบสามมิติ ดังนั้นทุกส่วนประกอบของสนาม \vec{E} ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนาม \vec{H} และส่วนประกอบของสนาม \vec{H} ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนาม \vec{E} ใด ๆ เช่นเดียวกัน จึงทำให้ได้รูปแบบจำลองอย่างง่ายในโครงสร้างสเปซสามมิติที่เป็นไปตามกฎฟาราเดย์และแอมแปร์ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ผลลัพธ์ของสมการผลต่างสี่บเนื่องที่ได้มาจากการใช้สมการเคิร์ลนั้น จะเป็นแบบผลต่างสี่บเนื่องจำกัดแบบตรงกลาง ในกรณีที่มีความต่อเนื่องของ \vec{E} และ \vec{H} ในแนวสัมผัสระหว่างรอยต่อของตัวกลางต่างชนิดกัน จะสามารถกระทำได้อย่างเหมือนจริงตามธรรมชาติ โดยที่ไม่ต้องทำการแมตซ์เงื่อนไขขอบเขตของสนามที่รอยต่อ ถ้ารอยต่อนั้นทับกับกริดในตำแหน่งของแกนพอดิ จะได้สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่นำไปใช้งานได้เลย โดยเพียงแต่ทำการกำหนดสภาพยอมทางสนามไฟฟ้าและสภาพขำบซึมได้ทางสนามแม่เหล็กของวัสดุไว้ ณ ตำแหน่งที่สมมุติให้เป็นวัสดุนั้น ๆ ถ้าเป็นเม็ช (Mesh) ทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากของยี่จะมีลักษณะการประมาณพื้นที่ผิวและรูปทรงภายในของโครงสร้างที่น่าสนใจเป็นแบบขั้นบันได โดยกำหนดความละเอียดของสเปซจากขนาดของหน่วยเซลล์เทคทิซหรือหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่



รูปที่ 3.1 โครงสร้างส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ (Yee cell)

3. ส่วนประกอบของสนาม \vec{E} และ \vec{H} ในเวลา จะอยู่ในเทอมของขั้นเวลาแบบลิฟฟรอก (Leap-Frog) ซึ่งจะเป็นการคำนวณสลับกันระหว่าง \vec{E} และ \vec{H} กับช่วงห่างเวลาของยี่อัลกอริทึม



รูปที่ 3.2 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยี่อัลกอริทึม

โดยหลักการจะทำการคำนวณ \vec{E} ทุกตำแหน่งในแบบจำลองสเปซแบบสามมิติแล้วเก็บค่าทั้งหมดไว้ในหน่วยความจำ ในช่วงเวลาต่อมา \vec{H} ก็ถูกคำนวณทุกตำแหน่งในแบบจำลองสเปซ และเก็บไว้ในหน่วยความจำ โดยการคำนวณนั้นจะเอาข้อมูลของ \vec{E} ที่เก็บไว้ในหน่วยความจำในช่วงเวลาที่แล้วมาใช้ในการคำนวณ และในช่วงเวลาต่อมา \vec{E} ก็จะคำนวณมาจาก \vec{H} คำนวณมาจากครั้งที่ผ่านมามีเหมือนกัน ซึ่งในการคำนวณนี้จะกระทำวนรอบไปเรื่อย ๆ จนกว่าจะถึงขั้นเวลาที่กำหนดเอาไว้ดังแสดงในรูปที่ 3.2 กระบวนการทำขั้นเวลาแบบลิฟฟรอกนี่เป็นกระบวนการที่แน่นอน ดังนั้นจึงสามารถหลีกเลี่ยงการแก้สมการสองสมการพร้อมกันและการหาเมตริกซ์ผกผันได้อย่างสมบูรณ์แบบ

3.3 วิธีการผลต่างสี่เหลี่ยม

วิธีการผลต่างสี่เหลี่ยมถูกคิดค้นโดย A. Thom [21] ในปี ค.ศ. 1920 โดยวิธีนี้จะเป็นลักษณะของการประมาณที่สามารถจะแทนสมการที่อยู่ในรูปของเชิงอนุพันธ์ด้วยสมการผลต่างสี่เหลี่ยมได้วิธีการประมาณผลต่างสี่เหลี่ยมจะขึ้นกับค่าในขอบเขตของผลเฉลยกับจุดข้างเคียง โดยวิธีการแก้สมการผลต่างสี่เหลี่ยมจะประกอบด้วย 3 ขั้นตอนคือ เริ่มจาก แบ่งขอบเขตของผลเฉลยในรูปของตาราง ต่อไปจึงทำการประมาณสมการที่ได้มา โดยใช้ผลต่างสี่เหลี่ยมซึ่งจะขึ้นกับตำแหน่งในขอบเขตของผลเฉลยและตำแหน่งของจุดข้างเคียง และสุดท้ายคือทำการแก้สมการอนุพันธ์โดยใช้เงื่อนไขขอบเขตหรือเงื่อนไขเริ่มต้น

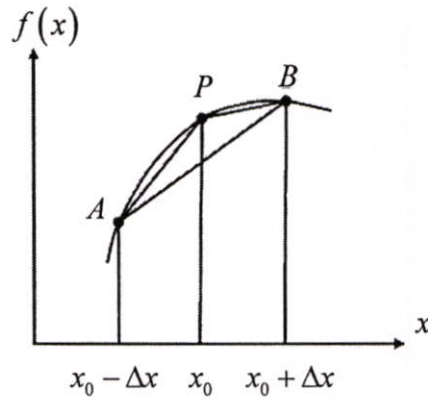
3.3.1 รูปแบบของผลต่างสี่เหลี่ยม

กำหนดให้ฟังก์ชัน $f(x)$ แสดงดังในรูปที่ 3.3 จะสามารถประมาณโดยใช้อนุพันธ์อันดับหนึ่ง โดยใช้ความชันของเส้นโค้ง PB ให้เป็นสมการผลต่างสี่เหลี่ยมแบบไปข้างหน้า (Forward Difference Formula)

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0)}{\Delta x} \quad (3.3)$$

ในขณะที่ความชันของเส้นโค้ง AP ให้เป็นสูตรผลต่างสี่เหลี่ยมไปข้างหลัง (Backward Difference Formula)

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0) - f(x_0 - \Delta x)}{\Delta x} \quad (3.4)$$



รูปที่ 3.3 รูปแบบการประมาณค่าของ $f(x)$ ที่จุด P โดยใช้ผลต่างสี่เหลี่ยมไปข้างหน้าข้างหลัง และตรงกลาง

ความชันของเส้นโค้ง AB ให้เป็นสูตรผลต่างสี่เหลี่ยมตรงกลาง (Central Difference Formula)

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0 - \Delta x)}{2\Delta x} \quad (3.5)$$

จะสามารถประมาณอนุพันธ์อันดับที่สองที่จุด P ได้เป็น

$$\begin{aligned} f''(x_0) &\approx \frac{f'(x_0 + \frac{\Delta x}{2}) - f'(x_0 - \frac{\Delta x}{2})}{\Delta x} \\ &\approx \frac{1}{\Delta x} \left\{ \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0)}{\Delta x} - \frac{f(x_0) - f(x_0 - \Delta x)}{\Delta x} \right\} \\ &\approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - 2f(x_0) + f(x_0 - \Delta x)}{(\Delta x)^2} \end{aligned} \quad (3.6)$$

3.3.2 ความถูกต้องและเสถียรภาพของผลการแก้สมการแบบผลต่างสี่เหลี่ยม

การคำนึงถึงเสถียรภาพและความถูกต้องเป็นสิ่งสำคัญในการคำนวณเชิงตัวเลข หากต้องการให้ผลของการแก้สมการมีความน่าเชื่อถือและสามารถนำไปใช้ได้ โดยความถูกต้องก็คือ การที่ค่าที่ได้จากการประมาณมีความใกล้เคียงกับคำตอบจริงมากที่สุด ในขณะที่ส่วนของเสถียรภาพก็คือการที่ผลของคำตอบที่ได้ไม่มีขนาดเพิ่มขึ้นอย่างไม่มีการสิ้นสุดเมื่อเวลาเพิ่มขึ้น

ในการคำนวณเชิงตัวเลขในทางปฏิบัติจะมีความผิดพลาดแบ่งออกได้เป็น 3 ประเภทคือ

(1) ความผิดพลาดเนื่องจากการจำลองรูปทรง (Modeling Errors)

ความผิดพลาดเนื่องจากการจำลองรูปทรงจะขึ้นอยู่กับสมมุติฐานที่นำมาจำลองรูปทรงทางคณิตศาสตร์ ตัวอย่างเช่น ระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่มักจะนำเสนอในรูปของสมการอนุพันธ์ย่อย

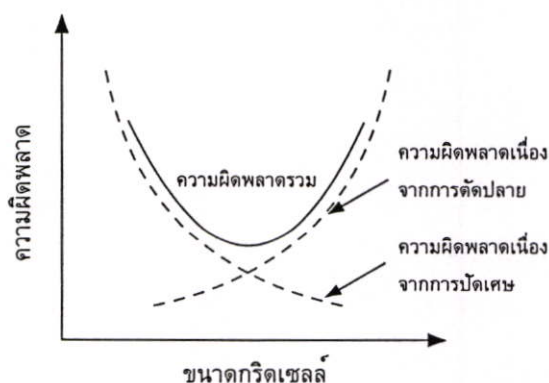
(2) ความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลาย (Truncation Errors)

ความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลายเกิดขึ้นจากข้อเท็จจริงที่ว่า การวิเคราะห์เชิงตัวเลขสามารถที่จะดำเนินการได้เพียงกับตัวเลขที่มีค่าแน่นอน จากกระบวนการที่ปกติจะมีลักษณะเป็นอนุกรมอนันต์ เช่น ในรูปแบบของการแก้สมการผลต่างสี่บเนื่องจากบางเทอมที่มีอันดับสูงจะต้องถูกตัดทิ้งไป ด้วยเหตุนี้จึงทำให้เกิดความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลาย ความผิดพลาดนี้สามารถทำให้น้อยลงด้วยการแบ่งกริดให้มีขนาดเล็กลง หรือทำได้โดยการใช้สมการหลาย ๆ เทอมในการคำนวณหรือเรียกว่าการประมาณอันดับสูง แต่ทำให้เกิดผลเสียที่ตามมาคือ มักจะไม่มีเสถียรภาพ ฉะนั้นสมการอันดับสูงมักจะถูกนำเสนอในรูปแบบของผลเฉลยเทียม

(3) ความผิดพลาดเนื่องจากการปัดเศษ (Round off Errors)

ความผิดพลาดเนื่องจากการปัดเศษจะเป็นสิ่งที่สะท้อนให้เห็นถึงความจริงที่ว่า ค่าบนเครื่องคอมพิวเตอร์จะต้องแน่นอนอยู่กับค่าใดค่าหนึ่ง ถ้าต้องการลดความผิดพลาดเนื่องจากการปัดเศษนี้ได้อย่างสิ้นเชิง จะต้องทำให้จำนวนทุกจำนวนที่จะมาดำเนินการทางคณิตศาสตร์ทุกตัวเป็นเลขจำนวนเต็ม ซึ่งเป็นสิ่งที่เป็นไปได้ยากในทางปฏิบัติ

แม้ว่าการลดขนาดของกริดให้เล็กลงจะเป็นการเพิ่มความถูกต้อง แต่บางครั้งการลดขนาดของ กริดมาก ๆ กลับทำให้ผลที่ได้ผิดพลาดมากขึ้นได้ เช่น เมื่อขนาดของกริดลดลง ความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลายจะลดลง แต่ค่าของความผิดพลาดเนื่องจากการปัดเศษจะเพิ่มขึ้น เนื่องจากหากมีการแบ่งกริดมากย่อมต้องทำให้มีการดำเนินการทางคณิตศาสตร์เพิ่มมากขึ้นไปด้วย ดังนั้นเมื่อต้องการให้เกิดความผิดพลาดน้อยที่สุดจะต้องคำนึงถึงความผิดพลาดทั้งสองรวมกัน ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 ความผิดพลาดในฟังก์ชันเนื่องจากขนาดของกริดเซลล์

การคำนวณเชิงตัวเลขจะถือว่าเสถียรก็ต่อเมื่อความผิดพลาดเล็กน้อยที่เกิดขึ้นในแต่ละสถานะมีค่าน้อย หากความผิดพลาดมีมากขึ้นเรื่อย ๆ จนมหาศาล ก็จะถือว่าไร้เสถียรภาพ ซึ่งจะก่อให้เกิดความเสียหายอย่างมาก ความมีเสถียรภาพของวิธีการผลต่างสี่บเนื่องจะเริ่มจากกำหนดให้ความผิดพลาดเป็นที่ช่วงเวลา n โดยสมมติว่ามีตัวแปรอิสระอยู่ค่าหนึ่ง ดังนั้นจึงกำหนดให้การขยายของความผิดพลาดที่ช่วงเวลา $n+1$ สามารถเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$e^{n+1} = ge^n \quad (3.7)$$

เมื่อ g คือปัจจัยของการขยาย และเมื่อมีความซับซ้อนเพิ่มมากขึ้น จะมีตัวแปรอิสระอีก 2 หรือมากกว่าจะถูกกำหนดขึ้น สมการที่ (3.7) จะเปลี่ยนเป็น

$$[e]^{n+1} = [G][e]^n \quad (3.8)$$

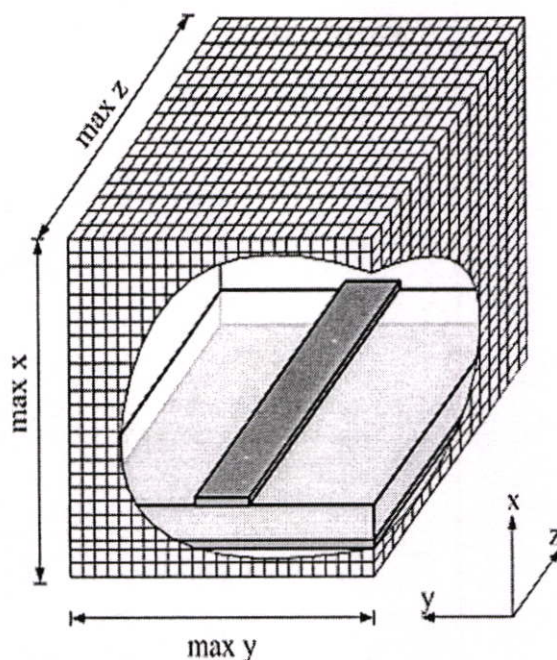
เมื่อ $[G]$ คือเมตริกซ์การขยายสำหรับเสถียรภาพรูปแบบความต่างของสมการ (3.7) จะต้องกำหนดให้ $|e^{n+1}| \leq |e^n|$ หรือ $|g| \leq 1$ ส่วนกรณีของสมการที่ (3.8) ค่าดีเทอร์มิแนนซ์ของ $[G]$ จะต้องมีค่าเป็นศูนย์

3.4 สมการผลต่างสี่บเนื่อง

ในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์โดยใช้วิธี FDTD อย่างแรกที่จะต้องคำนึงก็คือ หนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ซึ่งอยู่ในโดเมนสเปซ และอีกอย่างหนึ่งก็คือการคิดคำนวณในเชิงเวลา ดังนั้นในการกำหนดสัญลักษณ์ของยี่อัลกอริทึมนั้น จะกำหนดเป็นฟังก์ชันของโดเมนสเปซและโดเมนเวลาในระบบพิกัดสามมิติเอาไว้ดังนี้

$$F^n(i, j, k) = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (3.9)$$

โดยที่ $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ คือ ขนาดของช่วงความยาวในหนึ่งหน่วยเซลล์ และ Δt คือ ขนาดของช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้นในแต่ละขั้นในโดเมนเวลา โดยที่จะมีค่า i, j และ k เลขจำนวนเต็มที่จะบอกตำแหน่งในพิกัดมุมฉากในโดเมนสเปซ และ n เป็นเลขจำนวนเต็มที่จะบอกช่วงเวลาในโดเมนเวลา



รูปที่ 3.5 โครงสร้างสามมิติสำหรับกริดเซลล์ของ FDTD (FDTD grid)

จากรูปที่ 3.5 จะเห็นลักษณะโครงสร้างสามมิติที่แสดงถึงโครงสร้างทั้งหมดที่นำมาใช้ในการจำลองเหตุการณ์ในการคำนวณของ FDTD ซึ่งจะเป็นการนำหนึ่งหน่วยเซลล์มาต่อกันจนถึงขอบเขตที่ต้องการที่ใช้ในการจำลอง โดยโครงสร้างแบบนี้จะเรียกว่า กริดเซลล์ของ FDTD และจากกริดเซลล์ของ FDTD จะเห็นได้ว่าขอบเขตสูงสุดนั้นจะประกอบไปด้วย $\max x$, $\max y$, $\max z$

ยี่ได้นำเสนอการใช้รูปแบบของสมการผลต่างสี่แบบตรงกลาง (Central Difference Scheme) โดยใช้กับฟังก์ชัน F ทั้งในโดเมนสเปซของระบบพิกัดฉาก และในโดเมนเวลา คือ

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial x} = \frac{F^n(i+1/2, j, k) - F^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \quad (3.10a)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial y} = \frac{F^n(i, j+1/2, k) - F^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \quad (3.10b)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial z} = \frac{F^n(i, j, k+1/2) - F^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \quad (3.10c)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial t} = \frac{F^{n+1/2}(i, j, k) - F^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} \quad (3.10d)$$

ทำการแทนสมการดิฟเฟอเรนเชียลของแมกซ์เวลล์ในระบบพิกัดมุมฉากสามมิติ (3.2a) - (3.2f) ลงในสมการ (3.10) จะได้สมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้าใหม่ 6 สมการ ดังนี้

$$\frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k) - H_x^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} = \frac{1}{\mu} \left[\begin{array}{c} \frac{E_y^n(i, j, k+1/2) - E_y^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \\ - \frac{E_z^n(i, j+1/2, k) - E_z^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \\ - \rho^* \cdot H_x^n(i, j, k) \end{array} \right] \quad (3.11a)$$

$$\frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k) - H_y^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} = \frac{1}{\mu} \left[\begin{array}{c} \frac{E_z^n(i+1/2, j, k) - E_z^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \\ - \frac{E_x^n(i, j, k+1/2) - E_x^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \\ - \rho^* \cdot H_y^n(i, j, k) \end{array} \right] \quad (3.11b)$$

$$\frac{H_z^{n+1/2}(i, j, k) - H_z^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} = \frac{1}{\mu} \left[\begin{array}{c} \frac{E_x^n(i, j+1/2, k) - E_x^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \\ - \frac{E_y^n(i+1/2, j, k) - E_y^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \\ - \rho^* \cdot H_z^n(i, j, k) \end{array} \right] \quad (3.11c)$$

$$\frac{E_x^{n+1}(i, j, k) - E_x^n(i, j, k)}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\begin{array}{c} \frac{H_z^{n+1/2}(i, j+1/2, k) - H_z^{n+1/2}(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \\ - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1/2) - H_y^{n+1/2}(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \\ - \sigma \cdot E_x^{n+1/2}(i, j, k) \end{array} \right] \quad (3.11d)$$

$$\frac{E_y^{n+1}(i, j, k) - E_y^n(i, j, k)}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\begin{array}{c} \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k+1/2) - H_x^{n+1/2}(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \\ - \frac{H_z^{n+1/2}(i+1/2, j, k) - H_z^{n+1/2}(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \\ - \sigma \cdot E_y^{n+1/2}(i, j, k) \end{array} \right] \quad (3.11e)$$

$$\frac{E_z^{n+1}(i, j, k) - E_z^n(i, j, k)}{\Delta t} = \frac{1}{\epsilon} \left[\frac{H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k) - H_y^{n+1/2}(i-1/2, j, k)}{\Delta x} - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k) - H_x^{n+1/2}(i, j-1/2, k)}{\Delta y} - \sigma \cdot E_z^{n+1/2}(i, j, k) \right] \quad (3.11f)$$

ทำการประมาณค่าสนามแม่เหล็กในทิศทางใด ๆ ที่ขึ้นเวลา n และค่าสนามไฟฟ้าในทิศทางใด ๆ ที่ขึ้นเวลา $n+1/2$ จะได้สมการเป็นดังนี้

$$H_x^n(i, j, k) = \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k) + H_x^{n-1/2}(i, j, k)}{2} \quad (3.12a)$$

$$H_y^n(i, j, k) = \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k) + H_y^{n-1/2}(i, j, k)}{2} \quad (3.12b)$$

$$H_z^n(i, j, k) = \frac{H_z^{n+1/2}(i, j, k) + H_z^{n-1/2}(i, j, k)}{2} \quad (3.12c)$$

$$E_x^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{E_x^{n+1}(i, j, k) + E_x^n(i, j, k)}{2} \quad (3.12d)$$

$$E_y^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{E_y^{n+1}(i, j, k) + E_y^n(i, j, k)}{2} \quad (3.12e)$$

$$E_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{E_z^{n+1}(i, j, k) + E_z^n(i, j, k)}{2} \quad (3.12f)$$

นำสมการที่ (3.12) ทั้งหมดแทนลงในสมการที่ (3.11) จะได้เป็นสมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดสำหรับแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ใช้ในวิธี FDTD ดังสมการที่ (3.13)

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_x^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \cdot \left[\frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j-1, k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j, k-1)}{\Delta z} \right] \quad (3.13a)$$

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_y^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \cdot \left[\frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j, k-1)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i-1, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (3.13b)$$

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_z^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \cdot \left[\frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i-1, j, k)}{\Delta x} - \frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j-1, k)}{\Delta y} \right] \quad (3.13c)$$

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_z^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \right] \quad (3.13d)$$

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_y^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} - \frac{H_z^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (3.13e)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[\begin{array}{c} \frac{H_y^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} \\ - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} \end{array} \right] \quad (3.13f)$$

3.5 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน

การเลือกแหล่งกำเนิดแรงดันที่เหมาะสมเป็นปัจจัยสำคัญประการหนึ่งในการจำลองแบบโครงสร้างแบบ FDTD ในระยะแรกเริ่มได้มีการใช้แหล่งกำเนิดแรงดันแบบ สภาวะเริ่มต้นของคลื่นระนาบ ซึ่งเหมาะสำหรับการแก้ปัญหาในโครงสร้างที่มีมิติเดียว แต่สำหรับการจำลองโครงสร้างแบบ FDTD ที่มีการแก้ปัญหาค้นไม่โครเวฟด้วยโครงสร้างสามมิตินั้น จะใช้การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันที่เป็นพัลส์แบบเกาส์ (Gaussian Pulse) หรือพัลส์แบบเกาส์มอดูเลต (Modulated Gaussian Pulse) เนื่องจากหารูปคลื่นและฟูริเยร์สเปกตรัมได้ง่ายกว่า ซึ่งการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันของพัลส์แบบเกาส์แสดงได้ดังสมการ

$$g(t) = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{T}} \quad (3.14)$$

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

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

$$g(t) = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{T}} \sin 2\pi f_0(t - t_0) \quad (3.15)$$

เมื่อ f_0 คือความถี่ที่เข้ามามอดูเลต

ดังนั้นจากสมการของการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันทั้งสองสมการจากที่กล่าวมาสามารถที่จะนำไปแปลงโดยใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) ซึ่งเป็นการแปลงสัญญาณของแหล่งกำเนิดแรงดันที่อยู่ในโดเมนของเวลาให้อยู่ในโดเมนความถี่ ทำให้ได้รูปแบบของสมการที่คล้ายกัน คือ

$$G(f) \propto e^{-(\pi T f)^2} \quad (3.16)$$

3.6 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข

สิ่งหนึ่งที่สำคัญในการคำนวณเชิงตัวเลขด้วยวิธี FDTD นั้นคือ เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข และในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมกับการคำนวณจะเป็นสิ่งที่สำคัญอย่างยิ่ง ซึ่งได้แก่ การกำหนดขนาดของช่วงเวลา Δt ขนาดของช่วงระยะทางคือ $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ และจำนวนช่วงระยะทางที่สามารถครอบคลุมพื้นที่ของอุปกรณ์ได้ทั้งหมด และจำนวนช่วงเวลาเพียงพอให้คลื่นสามารถเดินทางผ่านเส้นทางที่ต้องการได้จนเสร็จสิ้น อย่างไรก็ตามวิธีที่ง่ายที่สุดที่มีความสำคัญก็คือ ขนาดของช่วงระยะทาง ซึ่งควรมีขนาดต่ำกว่าหนึ่งในสิบถึงหนึ่งในยี่สิบของความยาวคลื่นที่ใช้งาน และตัวแปรที่สำคัญที่สุดที่ส่งผลกระทบต่อการคำนวณมากอีกตัวหนึ่งก็คือ ขนาดของช่วงเวลา เนื่องจากการกำหนดช่วงเวลาที่ไม่เหมาะสมหรือมากเกินไปจะทำให้การคำนวณขาดเสถียรภาพ ไม่สามารถหาคำตอบได้ กล่าวคือการคำนวณจะเกิดการลู่ออกทุกครั้งที่ทำซ้ำในแต่ละช่วงเวลา ซึ่งอาจจะแก้ปัญหาได้โดยการกำหนดค่าช่วงเวลาไว้ต่ำ แต่อย่างไรก็ดีการใช้ช่วงเวลาที่ยาวนาน ๆ จะทำให้ต้องใช้จำนวนช่วงเวลาที่ยาวจนเกินความจำเป็น ทำให้การคำนวณเกิดความล่าช้า ดังนั้นจึงต้องมีข้อกำหนดในการเลือกค่าช่วงเวลาที่เหมาะสม โดยเริ่มต้นจากการพิจารณาสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ [22-24] ซึ่งจะทำให้การนอร์มอลไรซ์ (Normalize) ให้ $\mu=1, \epsilon=1, \sigma=0, \rho^*=0$ และ $c=1$ จากนั้นเอาสมการที่ (3.1a) บวกกับสมการที่ (3.1b) แล้วคูณด้วย j เมื่อ $j=\sqrt{-1}$ จะได้เป็น

$$j\nabla \times (\vec{H} + j\vec{E}) = \frac{\partial}{\partial t} (\vec{H} + j\vec{E}) \quad (3.17)$$

กำหนดให้ $\vec{V} = \vec{H} + j\vec{E}$ ดังนั้นสมการที่ (3.17) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$j\nabla \times \vec{V} = \frac{\partial \vec{V}}{\partial t} \quad (3.18)$$

ความเสถียรเชิงตัวเลขของสมการที่ (3.18) สามารถพิจารณาได้โดยวิธีการใช้ค่าเจาะจง (Λ : Eigenvalue) ดังต่อไปนี้

$$\frac{\partial \vec{V}}{\partial t} = \Lambda \vec{V} \quad (3.19a)$$

$$j\nabla \times \vec{V} = \Lambda \vec{V} \quad (3.19b)$$

ทำการหาค่าเจาะจงเวลา (Time Eigenvalue) โดยที่ตัวดำเนินการอนุพันธ์ย่อยในสมการที่ 3.19a สามารถเปลี่ยนมาเป็นตัวดำเนินการผลต่างสี่เหลี่ยมที่มีตำแหน่งขั้นเวลาแบบลิฟฟรอก ซึ่งจะได้เป็น

$$\frac{V_{i,j,k}^{n+1/2} - V_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} = \Lambda V_{i,j,k}^n \quad (3.20)$$

นิยามตัวร่วมการเพิ่มขึ้น (Growth Factor) เป็น

$$q_{i,j,k} = \frac{V_{i,j,k}^{n+1/2}}{V_{i,j,k}^n} = \frac{V_{i,j,k}^n}{V_{i,j,k}^{n-1/2}} \quad (3.21)$$

ทำการแทนสมการที่ (3.21) ลงในสมการที่ (3.20) แล้วทำการจัดรูปใหม่จะได้

$$(q_{i,j,k})^2 - \Lambda \Delta t q_{i,j,k} - 1 = 0 \quad (3.22)$$

แก้สมการหาค่า $q_{i,j,k}$

$$q_{i,j,k} = \frac{\Lambda \Delta t}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\Lambda \Delta t}{2}\right)^2 + 1} \quad (3.23)$$

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

$$\text{Re}(\Lambda) = 0 \quad (3.24a)$$

$$-\frac{2}{\Delta t} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq \frac{2}{\Delta t} \quad (3.24b)$$

ทำการหาค่าเจาะจงสเปซ (Space Eigenvalue) โดยกำหนดให้

$$\vec{V}_{i,j,k} = \vec{V}_0 e^{j(\tilde{k}_x i \Delta x + \tilde{k}_y j \Delta y + \tilde{k}_z k \Delta z)} \quad (3.25)$$

ใช้การทำผลต่างสลับเนื่องสเปซแบบตรงกลางที่แสดงแบบแผนคลื่นสเปซแลตทิซใด ๆ แทนอนุพันธ์ย่อยของตัวดำเนินการเคิร์ลในสมการที่ (3.19a) จะได้

$$-2 \left[\frac{\hat{x}}{\Delta x} \sin(\tilde{k}_x \Delta x/2) + \frac{\hat{y}}{\Delta y} \sin(\tilde{k}_y \Delta y/2) + \frac{\hat{z}}{\Delta z} \sin(\tilde{k}_z \Delta z/2) \right] \times \vec{V}_{i,j,k} = \Lambda \vec{V}_{i,j,k} \quad (3.26)$$

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

$$\Lambda^2 = -4 \left[\frac{1}{(\Delta x)^2} \sin^2(\tilde{k}_x \Delta x/2) + \frac{1}{(\Delta y)^2} \sin^2(\tilde{k}_y \Delta y/2) + \frac{1}{(\Delta z)^2} \sin^2(\tilde{k}_z \Delta z/2) \right] \quad (3.27)$$

$$\text{Re}(\Lambda) = 0 \quad (3.28a)$$

$$-2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq 2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \quad (3.28b)$$

สำหรับการหาเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข เงื่อนไขของค่าเจาะจงสเปซที่กำหนดโดยสมการที่ (3.24) จะต้องอยู่ในเงื่อนไขของค่าเจาะจงเวลาที่กำหนดโดยสมการที่ (3.20) อย่างสมบูรณ์แล้วยกเลิกการนอร์มอลไรซ์ค่า c ซึ่งจะได้เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขสำหรับสมการผลต่างสืบเนื่องจำกัดเป็น

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}} \quad (3.29)$$

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

3.7 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน

ในการแก้ปัญหาทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธี FDTD นั้น จะให้บริเวณที่พิจารณาเป็นบริเวณเปิด ซึ่งโดเมนการคำนวณสนามจะไม่ถูกจำกัดในทิศทางใด ๆ ดังนั้นในการจำลองโครงสร้างกริดเซลล์ของ FDTD ที่ใช้ขอบเขตเปิด (Open-Boundary) จึงเกิดปัญหาในการวิเคราะห์ก็คือ ปัญหาของขอบเขตในการแพร่กระจายคลื่นที่มีลักษณะการแพร่กระจายเสมือนลู่เข้าสู่ระยะอนันต์ ซึ่งในความเป็นจริงแล้วคงไม่มีคอมพิวเตอร์ที่สามารถเก็บข้อมูลได้โดยไม่จำกัด และเพื่อเป็นการแก้ปัญหาดังกล่าวนี้จึงได้มีการกำหนดเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary

Condition : ABC) ขึ้น [25] โดยเป็นการจำกัดโดเมนการคำนวณสนามไว้ที่ขนาดใดขนาดหนึ่งซึ่งใหญ่พอที่จะครอบคลุมโครงสร้างที่พิจารณาและมีเงื่อนไขขอบเขตที่ขอบนอกของโดเมนเสมือนเป็นระยะอนันต์ และเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนี้จะกำจัดหรือลดการสะท้อนกลับของสนามที่ขอบของโดเมนการคำนวณ ทำให้เปรียบเสมือนว่าในขณะที่ทำการคำนวณ โดเมนการคำนวณมีขนาดเป็นอนันต์ ซึ่งเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนี้จะได้นำมาวิเคราะห์และพัฒนาเพื่อช่วยลดขนาดของกริดเซลล์ให้มีขนาดลดลง สิ่งสำคัญที่สุดในการวิเคราะห์การกระทำในเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนั้น ก็คือประสิทธิภาพและความเที่ยงตรงในการคำนวณ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนได้มีการพัฒนาต่อเนื่องมาในช่วงสามสิบกว่าปีที่ผ่านมา หลักในการวิเคราะห์ขอบเขตการดูดกลืนในระบบสามมิตินั้นสามารถที่จะแบ่งได้ 2 กลุ่มหลัก ๆ คือ กลุ่มแรกจะมีการใช้คุณสมบัติของคลื่นเดินทางเดียว (One-Way Wave Characteristics) โดยจะใช้แฟลคเตอร์เชิงอนุพันธ์ของสมการคลื่นในการคำนวณ การคิดคำนวณแบบนี้จะใช้เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบหนึ่งที่เป็นที่นิยมกันมากที่สุดคือ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์ (Mur's ABC) ซึ่งเงื่อนไขชนิดนี้จะได้นำมาวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ด้วย และในกลุ่มที่สองจะใช้หลักการพื้นฐานของการให้วัสดุดูดกลืน (Absorbing Materials) โดยเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่นิยมใช้สำหรับการวิเคราะห์แบบนี้ก็คือ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของชั้นแมตช์สมบูรณ์ (Perfectly Matched Layer ABC : PML) [26] ในการวิเคราะห์เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่ดีนั้นควรมีคุณสมบัติหลักที่สำคัญ ๆ คือ

1. จะต้องมีความเที่ยงตรงในการแก้ปัญหาเชิงวิศวกรรม
2. วิเคราะห์คุณสมบัติของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโครงสร้างต่าง ๆ ไม่ว่าจะ เป็น โครงสร้างทั่วไป หรือ โครงสร้างที่ซับซ้อนได้

3. ควรมีความเสถียรเชิงตัวเลขในการใช้งาน

จากคุณสมบัติสามข้อที่กล่าวมานั้น จะเห็นได้ว่าเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์เป็นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนชนิดหนึ่งที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์กริดเซลล์ของ FDTD ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยที่เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์จะมีลักษณะของสมการอยู่สองแบบ คือ แบบอันดับหนึ่ง (Mur's first order) และ แบบอันดับสอง (Mur's second order) ซึ่งทั้งสองแบบนี้จะได้สมการพื้นฐานมาจากสมการคลื่นทางเดียว (One Way Wave Equation) ซึ่งแบบนี้กลุ่มนักวิจัยกลุ่มแรกๆ ที่คิดคือ Engquist and Majda เงื่อนไขขอบเขตของสมการคลื่นแสดงดังสมการที่ (3.30)

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} - v^{-2} \frac{\partial^2}{\partial t^2}\right) E_i = 0 \quad (3.30)$$

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

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

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t}\right) (1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} E_i|_{x=0} = 0 \quad (3.31)$$

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 (3.31) ซึ่งสามารถหาได้โดยใช้อนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor Series Expansions) ดังนั้นเมอร์จึงได้เสนอสมการของเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรก จะได้สมการเป็น

$$(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} = 1 + O((vs_y)^2 + (vs_z)^2) \quad (3.32)$$

ซึ่งสมการที่ (3.32) จะได้การดูดกลืนของคลื่นใกล้เคียงกับคลื่นที่ส่งมา (Incident Waves) และเมอร์จึงได้นำเสนอสมการสำหรับอันดับที่สองดังสมการ

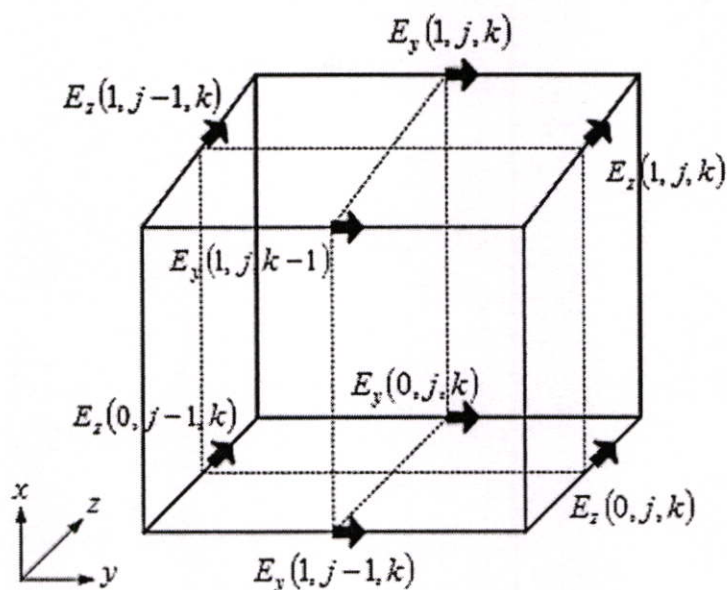
$$(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} = 1 - \frac{1}{2}((vs_y)^2 + (vs_z)^2) + O(((vs_y)^2 + (vs_z)^2)^2) \quad (3.33)$$

ดังนั้นจึงทำให้คลื่นมาตกกระทบระนาบ $x = 0$ จะได้สมการคลื่นทางเดียวสำหรับเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรกดังสมการ

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t}\right) E_i|_{x=0} = 0 \quad (3.34)$$

และอันดับสองดังสมการ

$$\left(\frac{1}{v} \frac{\partial^2}{\partial x \partial t} - \left(\frac{1}{v}\right)^2 \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right)\right) E_i|_{x=0} = 0 \quad (3.35)$$



รูปที่ 3.6 สนามไฟฟ้าที่ผิวในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่ง $(1, j, k)$

จากรูปที่ 3.6 แสดงตำแหน่งในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ ซึ่งเป็นกริดต่ำสุดของ FDTD ตำแหน่งที่กริด $(i = 1)$ ทำให้มีสนามไฟฟ้าที่ผิวบนระนาบกริด $x = 0$ คือ $E_y(0, j, k-1)$, $E_y(0, j, k)$, $E_z(0, j-1, k)$ และ $E_z(0, j, k)$ ดังนั้นจึงได้สมการของยี่อัลกอริทึมสำหรับเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอริอันดับแรกดังสมการ

$$E_y^{n+1}(0, j, k) = E_y^n(1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_y^{n+1}(1, j, k) - E_y^n(0, j, k)] \quad (3.36)$$

$$E_z^{n+1}(0, j, k) = E_z^n(1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_z^{n+1}(1, j, k) - E_z^n(0, j, k)] \quad (3.37)$$

สมการที่ (3.36) นั้นจะบ่งบอกถึงการกระทำของสนามไฟฟ้าที่ผิวของหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ ($E_y(0, j, k)$) บนขอบเขตนอกสุดของกริดเซลล์ของ FDTD โดยสมการที่ได้มานั้นจะใช้ข้อมูลของการกระทำสนามไฟฟ้าบนกริดเซลล์ของ FDTD ($E_y(1, j, k)$) โดยหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่งขอบเขตบนสุดของกริดนั้น ($i = \max x$) จะมีสมการคือ

$$E_t^{n+1}(\max x, j, k) = E_t^n(\max x - 1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_t^{n+1}(\max x - 1, j, k) - E_t^n(\max x, j, k)] \quad (3.38)$$

เมื่อ $t = y$ หรือ z

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

1. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$E_t^{n+1}(i, 0, k) = E_t^n(i, 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(i, 1, k) - E_t^n(i, 0, k)] \quad (3.39a)$$

2. ขอบเขตที่ $y = \max y$

$$E_t^{n+1}(i, \max y, k) = E_t^n(i, \max y - 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(i, \max y - 1, k) - E_t^n(i, \max y, k)] \quad (3.39b)$$

3. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$E_t^{n+1}(i, j, 0) = E_t^n(i, j, 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, 1) - E_t^n(i, j, 0)] \quad (3.39c)$$

4. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$E_t^{n+1}(i, j, \max z) = E_t^n(i, j, \max z - 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, \max z - 1) - E_t^n(i, j, \max z)] \quad (3.39d)$$

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

สมการที่กล่าวมาเป็นเงื่อนไขขอบเขตการคูณกลืนของเมอร์อันดับหนึ่ง แต่ถ้าเป็นเงื่อนไข
ขอบเขตการคูณกลืนของเมอร์อันดับสองจะแสดงดังสมการข้างล่าง

1. ขอบเขตที่ $x = 0$

$$\begin{aligned}
 E_t^{n+1}(0, j, k) &= -E_t^{n-1}(1, j, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(1, j, k) + E_t^n(0, j, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_t^{n+1}(0, j, k) + E_t^n(1, j, k)] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[E_t^n(0, j+1, k) - 2E_t^n(0, j, k) + E_t^n(0, j-1, k) + \right. \\
 &\quad \left. E_t^n(1, j+1, k) - 2E_t^n(1, j, k) + E_t^n(1, j-1, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[E_t^n(0, j, k+1) - 2E_t^n(0, j, k) + E_t^n(0, j, k-1) + \right. \\
 &\quad \left. E_t^n(1, j, k+1) - 2E_t^n(1, j, k) + E_t^n(1, j, k-1) \right]
 \end{aligned} \tag{3.40a}$$

2. ขอบเขตที่ $x = \text{maxx}$

$$\begin{aligned}
 E_t^{n+1}(\text{maxx}, j, k) &= -E_t^{n-1}(\text{maxx} - 1, j, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_t^{n+1}(\text{maxx} - 1, j, k) - E_t^{n-1}(\text{maxx}, j, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_t^n(\text{maxx}, j, k) - E_t^n(\text{maxx}, j, k)] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[E_t^n(\text{maxx}, j+1, k) + E_t^n(\text{maxx}, j-1, k) - \right. \\
 &\quad \left. 2E_t^n(\text{maxx}, j, k) + E_t^n(\text{maxx} - 1, j+1, k) + \right. \\
 &\quad \left. E_t^n(\text{maxx} - 1, j-1, k) - 2E_t^n(\text{maxx} - 1, j, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[E_t^n(\text{maxx}, j, k+1) + E_t^n(\text{maxx}, j, k-1) - \right. \\
 &\quad \left. 2E_t^n(\text{maxx}, j, k) + E_t^n(\text{maxx} - 1, j, k+1) + \right. \\
 &\quad \left. E_t^n(\text{maxx} - 1, j, k-1) - 2E_t^n(\text{maxx} - 1, j, k) \right]
 \end{aligned} \tag{3.40b}$$

3. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$\begin{aligned}
 E_t^{n+1}(i,0,k) &= -E_t^{n-1}(i,1,k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(i,1,k) + E_t^{n-1}(i,0,k)] \\
 &+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^n(i,0,k) + E_t^n(i,1,k)] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_t^n(i+1,0,k) - 2E_t^n(i,0,k) + E_t^n(i-1,0,k) + \\ &E_t^n(i+1,1,k) - 2E_t^n(i,1,k) + E_t^n(i-1,1,k) \end{aligned} \right] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_t^n(i,0,k+1) - 2E_t^n(i,0,k) + E_t^n(i,0,k-1) + \\ &E_t^n(i,1,k+1) - 2E_t^n(i,1,k) + E_t^n(i,1,k-1) \end{aligned} \right]
 \end{aligned} \tag{3.40c}$$

4. ขอบเขตที่ $y = \text{maxy}$

$$\begin{aligned}
 E_t^{n+1}(i,\text{maxy},k) &= -E_t^{n-1}(i,\text{maxy}-1,k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(i,\text{maxy}-1,k) + E_t^{n-1}(i,\text{maxy},k)] \\
 &+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^n(i,\text{maxy},k) + E_t^n(i,\text{maxy}-1,k)] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_t^n(i+1,\text{maxy},k) + E_t^n(i-1,\text{maxy},k) - \\ &2E_t^n(i,\text{maxy},k) + E_t^n(i+1,\text{maxy}-1,k) + \\ &E_t^n(i-1,\text{maxy}-1,k) - 2E_t^n(i,\text{maxy}-1,k) \end{aligned} \right] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_t^n(i,\text{maxy},k+1) + E_t^n(i,\text{maxy},k-1) - \\ &2E_t^n(i,\text{maxy},k) + E_t^n(i,\text{maxy}-1,k+1) + \\ &E_t^n(i,\text{maxy}-1,k-1) - 2E_t^n(i,\text{maxy}-1,k) \end{aligned} \right]
 \end{aligned} \tag{3.40d}$$

5. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$\begin{aligned}
 E_t^{n+1}(i, j, 0) &= -E_t^{n-1}(i, j, 1) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, 1) + E_t^{n-1}(i, j, 0)] \\
 &+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i, j, 1)] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_t^n(i+1, j, 0) - 2E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i-1, j, 0) + \\ &E_t^n(i+1, j, 1) - 2E_t^n(i, j, 1) + E_t^n(i-1, j, 1) \end{aligned} \right] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_t^n(i, j+1, 0) - 2E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i, j-1, 0) + \\ &E_t^n(i, j+1, 1) - 2E_t^n(i, j, 1) + E_t^n(i, j-1, 1) \end{aligned} \right]
 \end{aligned} \tag{3.40e}$$

6. ขอบเขตที่ $z = \text{maxz}$

$$\begin{aligned}
 E_t^{n+1}(i, j, \text{maxz}) &= -E_t^{n-1}(i, j, \text{maxz}-1) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, \text{maxz}-1) + E_t^{n-1}(i, j, \text{maxz})] \\
 &+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^n(i, j, \text{maxz}) + E_t^n(i, j, \text{maxz}-1)] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_t^n(i+1, j, \text{maxz}) + E_t^n(i-1, j, \text{maxz}) - \\ &2E_t^n(i, j, \text{maxz}) + E_t^n(i+1, j, \text{maxz}-1) + \\ &E_t^n(i-1, j, \text{maxz}-1) - 2E_t^n(i, j, \text{maxz}-1) \end{aligned} \right] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_t^n(i, j+1, \text{maxz}) + E_t^n(i, j-1, \text{maxz}) - \\ &2E_t^n(i, j, \text{maxz}) + E_t^n(i, j+1, \text{maxz}-1) + \\ &E_t^n(i, j-1, \text{maxz}-1) - 2E_t^n(i, j, \text{maxz}-1) \end{aligned} \right]
 \end{aligned} \tag{3.40f}$$

3.8 องค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบนผิวตัวนำชนิดต่าง ๆ

3.8.1 ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ (Perfect Electric Conductor: PEC)

บนผิวตัวนำแบบ PEC นี้ องค์ประกอบสนามไฟฟ้าสัมผัสและองค์ประกอบสนามแม่เหล็กจะมีค่าเท่ากับศูนย์ เมื่อพิจารณาการวางองค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าดังรูปที่ 3.1 และให้ผิวตัวนำที่อยู่ ณ ตำแหน่งบนสุดของโครงสร้างของยี่เซลล์ (i, j, k) มีลักษณะเป็นแบบ PEC จะได้องค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าแสดงดังสมการที่ 3.41

$$\begin{aligned} E_y(i, j, k-1) = E_y(i, j, k) = E_z(i, j-1, k) = \\ E_z(i, j, k) = H_x(i, j, k) \equiv 0 \end{aligned} \quad (3.41)$$

ซึ่งเป็นการพิจารณา ณ ช่วงเวลาใด ๆ ระหว่างการจำลองแบบโครงสร้าง เนื่องจาก $H_x(i, j, k)$ กำหนดได้จากสนามไฟฟ้าสัมผัสที่อยู่รอบ ๆ ดังนั้นโดยทั่วไปจึงกำหนดเพียงแค่องค์ประกอบสนามไฟฟ้าจากสมการ 3.41 ให้เท่ากับศูนย์ และในทำนองเดียวกันหากต้องการกำหนดให้ยี่เซลล์ ณ ตำแหน่ง (i, j, k) ใด ๆ มีสภาพเป็น PEC ก็สามารทำได้โดยการกำหนดให้องค์ประกอบสนามไฟฟ้าทั้ง 12 ตัว และองค์ประกอบสนามแม่เหล็ก 8 ตัวมีค่าเท่ากับศูนย์ตลอดช่วงเวลาที่ทำการจำลองแบบโครงสร้าง

3.8.2 ตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์ (Perfect Magnetic Conductor : PMC)

ในการพิจารณาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่อยู่บนตัวนำแบบ PMC นี้ เราจะกำหนดให้องค์ประกอบสนามแม่เหล็กสัมผัสและองค์ประกอบสนามไฟฟ้ามีค่าเท่ากับศูนย์ ณ ตำแหน่งใด ๆ ของผิวตัวนำ จากรูปที่ 3.1 เราจะพิจารณาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบน PMC ได้โดยใช้การตัดขวาง ณ ตำแหน่งกึ่งกลางยี่เซลล์ ซึ่งจะได้้องค์ประกอบสนามแม่เหล็กแสดงดังสมการ 3.42

$$H_y(i, j-1, k) = H_y(i, j, k) = H_z(i, j, k-1) = H_z(i, j, k) \equiv 0 \quad (3.42)$$

ซึ่งเป็นการพิจารณา ณ ช่วงเวลาใด ๆ และจากการพิจารณาการตัดขวาง ณ ตำแหน่งกึ่งกลางของยี่เซลล์นี้เอง จะได้ว่า้องค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบนผิวตัวนำแบบ PMC สามารถคำนวณได้ในโครงสร้างที่มีระนาบสมมาตรกัน ดังนั้นในการจำลองแบบโครงสร้างด้วยวิธี FDTD จะใช้พื้นที่ในการแก้ปัญหาเพียงครึ่งเดียว

3.8.3 การต่อร่วมระหว่างไดอิเล็กตริกต่างชนิด

การแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธี FDTD จะทำโดยแบ่งปัญหาออกเป็นพื้นที่ (grid cell) ดังนั้นในการพิจารณาปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากการต่อร่วมระหว่างสารไดอิเล็กตริกต่างชนิดกันจึงสามารถทำได้ ณ บริเวณผิวของยี่เซลล์ โดยในที่นี้จะขอยกตัวอย่างการต่อร่วม

ของสารไดอิเล็กตริกต่างชนิดที่มีการต่อร่วมตามแนวแกน X ซึ่งเมื่อพิจารณาที่ผิวบนสุดของของยี่เซลล์ ดังรูปที่ 3.1 ซึ่งมีเฉพาะองค์ประกอบสนามไฟฟ้าสัมผัสและองค์ประกอบสนามแม่เหล็ก และให้สภาพยอมทางไฟฟ้าของสารไดอิเล็กตริกทั้งสองคือ ϵ_1 และ ϵ_2 ตามลำดับ จะได้องค์ประกอบสนามไฟฟ้าสัมผัส E_y และ E_z ที่มีการพิจารณาค่าเฉลี่ยของสภาพยอมทางไฟฟ้าของสารไดอิเล็กตริกทั้งสองร่วมด้วย นั่นคือจะได้ E_y และ E_z ณ บริเวณต่อร่วมดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{2} \cdot \frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \quad (3.43)$$

$$\frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{2} \cdot \frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \quad (3.44)$$

หรือกล่าวได้ว่าตามบริเวณที่มีการต่อร่วมของวัสดุทั้งสองด้านจะไม่มีสนามแม่เหล็กสัมผัส นั่นคือ $\mu_1 = \mu_2 = \mu_0$

3.9 การวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD

3.9.1 พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย

การวิเคราะห์พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (S Parameters) จะใช้วิธีการวิเคราะห์สองครั้ง โดยการวิเคราะห์ครั้งแรกจะสร้างแบบจำลองของโครงสร้างให้มีความยาวเป็นอนันต์แล้วทำการวิเคราะห์หาสนามในโครงสร้างนั้นโดยตรง ส่วนครั้งที่สองจะสร้างแบบจำลองของโครงสร้างจริงที่ทำการวิเคราะห์แล้วทำการวิเคราะห์หาสนามจากโครงสร้างดังกล่าว ซึ่งสนามที่วิเคราะห์ได้มาในครั้งนี้จะป้อนรวมที่ประกอบไปด้วยสนามในโครงสร้าง และสนามที่สะท้อนออกมาจากโครงสร้าง จากนั้นก็นำสนามในโครงสร้างและสนามที่สะท้อนออกมาจากแต่ละพอร์ทที่อยู่ในโดเมนเวลาทำการแปลงโดยใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ก็จะได้สนามอยู่ในโดเมนความถี่ แล้วนำค่าสนามที่อยู่ในโดเมนความถี่เหล่านั้นมาคำนวณหาพารามิเตอร์การกระจัดกระจายต่อไป โดยสมการของพารามิเตอร์การกระจัดกระจายจะเป็นไปตามสมการ

$$S_{mn} = \frac{F[V_m(t)]}{F[V_n(t)]} \sqrt{\frac{Z_{0n}}{Z_{0m}}} \quad (3.45)$$

เมื่อ F คือ การกระทำผลการแปลงฟูริเยร์โดยที่ $m, n = 1, 2, \dots, N$ และ $V_m(t)$ กับ $V_n(t)$ เป็นแรงดันในโดเมนเวลาที่พอร์ท m และ n ส่วน Z_{0m} และ Z_{0n} เป็นอิมพีแดนซ์ลักษณะของ

สายส่งซึ่งต่ออยู่ที่ พอร์ต m และ n ตามลำดับ โดยคุณลักษณะของสายส่งจะมีค่า 50 โอห์ม และ พารามิเตอร์การกระจายจะแสดงดังสมการ

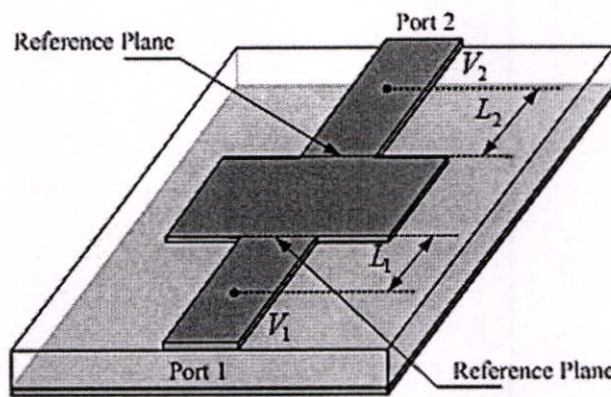
$$S_{11} = \frac{F[V_{1ref}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \quad (3.46a)$$

$$S_{12} = \frac{F[V_{1trans}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \quad (3.46b)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2trans}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \quad (3.46c)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2ref}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \quad (3.46d)$$

เมื่อ $V_{iinc}(t)$ และ $V_{iref}(t)$ ($i = 1, 2$) เป็นแรงดันในส่วนที่ส่งเข้าไปในโครงสร้าง (incident voltage) และแรงดันที่สะท้อนกลับ (reflected voltage) มาตามลำดับของแต่ละพอร์ต และ $V_{itrans}(t)$ คือแรงดันที่ส่งมาที่พอร์ต i (transmitted voltage) ซึ่งเป็นผลตอบสนองของสัญญาณมาจากพอร์ตอื่น



รูปที่ 3.7 วงจรความถี่สูงทั่วไปที่มีลักษณะการต่อแบบ 2 พอร์ต

ในรูปทั่วไปของพารามิเตอร์การกระจายนั้น จะอยู่ในรูปของคอมเพล็กซ์ ซึ่งจะประกอบไปด้วยค่าของขนาดกัมกับเฟส ดังนั้นพารามิเตอร์การกระจายจะได้มาซึ่งสมการที่มีทั้งขนาดและเฟส

$$S_{11} = \frac{F[V_{1ref}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \cdot e^{2\gamma_1 L_1} \quad (3.47a)$$

$$S_{12} = \frac{F[V_{1trans}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.47b)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2trans}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.47c)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2ref}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \cdot e^{2\gamma_2 L_2} \quad (3.47d)$$

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

3.9.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง

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

$$Z_{in} = Z_c \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (3.48)$$

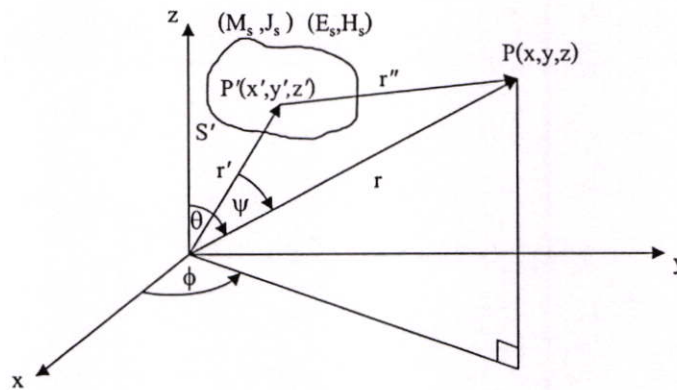
Z_c เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณโดยทั่วไป และค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จะเป็นค่าแบบคอมเพล็กซ์ ที่ซึ่งจะมีทั้งค่าจริงและค่าจินตภาพ ในส่วนของสมการหาอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งนั้น สามารถที่จะพิจารณาหาจากสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันของสายอากาศได้ดังสมการ

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (3.49)$$

3.9.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ

การวิเคราะห์ในแบบวิธี FDTD นั้นไม่สามารถหาผลลัพธ์ของแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-Field Radiation Pattern) ได้โดยตรง เนื่องจากกริดของ FDTD จะคำนวณเฉพาะพื้นที่ของสนามระยะใกล้ (Near-Field) เท่านั้น โดยจะไม่สามารถคำนวณในขอบเขตของสนามระยะไกลได้ (Far Field) ดังนั้นในวิธี FDTD จึงต้องทำการแปลงผลการคำนวณของสนามระยะใกล้ไปเป็นสนามระยะไกล (Near-Field to Far-Field)

เงื่อนไขการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากพื้นที่ผิวปิด S' ของแหล่งกำเนิดแสดงดังรูปที่ 3.8 โดยการอ้างอิงหลักการของทฤษฎีสมมูลย์ทางผิวเพื่อหาค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า \vec{J}_s และความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็ก \vec{M}_s บนพื้นที่ S' เพื่อที่จะหาผลลัพธ์ของสนามระยะไกล

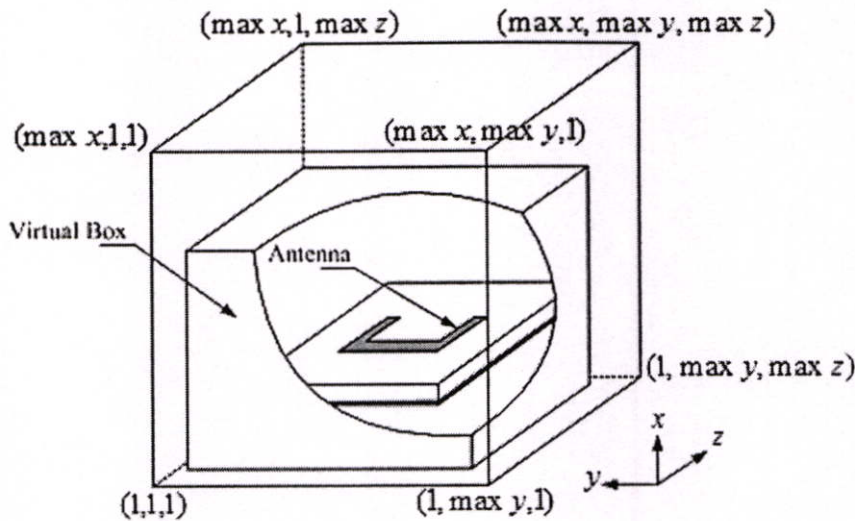


รูปที่ 3.8 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

พื้นที่ผิว S' ที่แสดงในรูปที่ 3.8 เป็นแหล่งกำเนิดสมมูลย์ที่แปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล โดยแหล่งกำเนิดสมมูลย์นี้ถ้าเป็นการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD จะให้นิยามเป็นกล่องเสมือน (Virtual Box) ในกริดของ FDTD ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.9 ตำแหน่งที่กำหนดให้เป็นกล่องเสมือนนั้นจะกำหนดให้เข้ามาในขอบเขตกริดของ FDTD ประมาณ 3-5 เซลล์จากขอบเขตนอกสุด ซึ่งจะทำให้ได้สมการความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า (\vec{J}_s) และ กระแสแม่เหล็ก (\vec{M}_s) ดังนี้

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H} \quad (3.50a)$$

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E} \quad (3.50b)$$



รูปที่ 3.9 กล่องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

ซึ่งความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กดั่งสมการที่ (3.50a) และ (3.50b) จะได้จากสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่ผิวของกล่องเสมือนทุกด้าน โดยในระบบพิกัดมุมฉากนั้นจะได้สมการของความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กในแกน x y และ z ตามสมการ

$$\vec{J}_s = J_x \hat{x} + J_y \hat{y} + J_z \hat{z} \quad (3.51a)$$

$$\vec{M}_s = M_x \hat{x} + M_y \hat{y} + M_z \hat{z} \quad (3.51b)$$

ในการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสนามระยะไกลที่จุด P ดังรูปที่ 3.8 นั้นจะใช้ศักดาเวกเตอร์มาช่วยในการหา ซึ่งศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กไฟฟ้าจะได้ดั่งสมการ

$$\vec{A} = \mu \iint_{S'} \frac{\vec{J}_s e^{-jkr'}}{4\pi r'} dS' \quad (3.52a)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \iint_{S'} \frac{\vec{M}_s e^{-jkr'}}{4\pi r'} dS' \quad (3.52b)$$

ดังนั้นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่สนามระยะไกลจะได้สมการเป็น

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{F} \quad (3.53a)$$

$$\vec{H} = -j\omega\vec{F} - \frac{j\omega}{k^2}\nabla(\nabla\cdot\vec{F}) + \frac{1}{\mu}\nabla\times\vec{A} \quad (3.53b)$$

เมื่อค่า $r' \ll r$ ที่จุด P ของสนามระยะไกล

$$\begin{aligned} r'' &= \sqrt{r^2 - 2rr'\cos\psi + r'^2} \\ &= r\left(1 + \left(\frac{r'}{r}\right)^2 - 2\frac{r'}{r}\cos\psi\right)^{\frac{1}{2}} \\ &\cong r\left(1 - 2\frac{r'}{r}\cos\psi\right)^{\frac{1}{2}} \\ &\cong r - r'\cos\psi \end{aligned} \quad (3.54)$$

และจากสมการที่ (3.52a) และ (3.52b) สามารถเขียนศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กไฟฟ้าใหม่ได้
เป็น

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{J}_s e^{-jkr'\cos\psi} dS' \quad (3.55a)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{M}_s e^{-jkr'\cos\psi} dS' \quad (3.55b)$$

เมื่อ

$$r'\cos\psi = r' \cdot \hat{r} = x'\sin\theta\cos\phi + y'\sin\theta\sin\phi + z'\cos\theta \quad (3.56)$$

จากสมการ (3.55a) และ (3.55b) ที่อยู่ในเทอมของอินทิกรัลนั้นจะให้นิยามใหม่เป็นค่า
ของ \vec{N} และ \vec{L} ดังสมการ

$$\vec{N} = \iint_{S'} \vec{J}_s e^{jkr'\cos\psi} dS' \quad (3.57a)$$

$$\vec{L} = \iint_{S'} \vec{M}_s e^{jkr'\cos\psi} dS' \quad (3.57b)$$

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

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{N} \quad (3.58a)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{L} \quad (3.58b)$$

นำสมการที่ (3.58) ไปใส่ไว้ในสมการ (3.53) จะได้สมการในการแผ่พลังงานสนาม
ระยะไกลดังนี้

$$E_{\theta} = \eta H_{\phi} = -j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (\eta N_{\theta} + L_{\phi}) \quad (3.59a)$$

$$E_{\phi} = \eta H_{\theta} = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (-\eta N_{\theta} + L_{\phi}) \quad (3.59b)$$

โดยจะมีค่าของ

$$N_{\theta} = \iint_{S'} (J_x \cos \theta \cos \phi + J_y \cos \theta \sin \phi - J_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.60a)$$

$$N_{\phi} = \iint_{S'} (-J_x \sin \phi + J_y \cos \phi) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.60b)$$

$$L_{\theta} = \iint_{S'} (M_x \cos \theta \cos \phi + M_y \cos \theta \sin \phi - M_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.60c)$$

$$L_{\phi} = \iint_{S'} (-M_x \sin \phi + M_y \cos \phi) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.60d)$$

ในการวิเคราะห์สนามระยะไกลในกล่องเสมือน ดังสมการที่ได้กล่าวมานั้นจะวิเคราะห์อยู่ใน
โดเมนเวลา ดังนั้นจึงต้องทำการแปลงให้อยู่ในรูปของโดเมนความถี่

$$E(\omega) = \int_0^{+\infty} E(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.61a)$$

$$H(\omega) = \int_0^{+\infty} H(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.61b)$$

บทที่ 4

การออกแบบและวิเคราะห์ผล

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักในการศึกษา ออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวยูที่มีการจัดวางในรูปแบบต่าง ๆ โดยจะทำการป้อนสัญญาณแบบเปิดวงจรในตำแหน่งจุดกึ่งกลางของสายอากาศ ซึ่งได้นำเอาทฤษฎีจากบทที่ผ่านมาใช้ในการออกแบบและวิเคราะห์ตามลำดับ

สำหรับโครงสร้างของสายอากาศที่ออกแบบและวิเคราะห์ในขั้นแรกนั้นจะเป็นสายอากาศแบบช่องเปิดที่มีโครงสร้างเป็นรูปเส้นตรง โดยผลที่ได้จากการศึกษาดังกล่าวจะนำไปใช้เป็นแนวทางในการศึกษาและเปรียบเทียบกับผลการศึกษาและออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวยู ซึ่งสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูที่ทำการศึกษาจะวิเคราะห์ทั้งในส่วนของการจัดวางช่องเปิดในรูปแบบต่าง ๆ ทั้งที่เป็นสายอากาศ 1 และ 2 องค์กรประกอบ จากนั้นจึงทำการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ที่สำคัญของสายอากาศ รวมทั้งการปรับระดับแมตซ์ซิง เพื่อศึกษาถึงผลกระทบต่อค่าคุณลักษณะของสายอากาศ โดยสายอากาศทั้งหมดจะใช้การป้อนสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริปแบบเปิดวงจร และจะวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD) และนำผลที่ได้มาเปรียบเทียบกับวิธีโมเมนต์ (MoM) เพื่อเป็นการยืนยันคุณสมบัติของสายอากาศที่ทำการศึกษาและวิเคราะห์ ทั้งนี้ได้ออกแบบสายอากาศเพื่อให้มีคุณสมบัติรองรับกับการใช้งานในโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g โดยเนื้อหาในส่วนแรกจะกล่าวถึงวิธีการออกแบบสายอากาศ และต่อด้วยการวิเคราะห์ผลของสายอากาศในกรณีต่าง ๆ ตามลำดับ

4.2 หลักการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่มีลักษณะโครงสร้างของสายอากาศซึ่งด้านหนึ่งเป็นระนาบกราวด์ที่มีการเจาะช่องเปิดเป็นรูปร่างสายอากาศ ส่วนอีกด้านหนึ่งเป็นสายส่งสัญญาณนั้น สิ่งที่ต้องคำนึงถึงเป็นอันดับแรกก็คือ การเลือกชนิดของวัสดุฐานรอง (Substrate) โดยเราจะนำเอาค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ของวัสดุฐานรองมาใช้ในการออกแบบสายอากาศทั้งในส่วนของการรูปร่างสายอากาศ ความกว้างของสายส่งสัญญาณ ค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g)

ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการออกแบบ และการออกแบบจำลองสายอากาศด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD) ซึ่งสามารถอธิบายได้ตามลำดับดังนี้

วิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วัสดุฐานรอง (Substrate) แบบ RT/duroid 5880 ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 2.20 และมีค่า loss tangent ($\tan \delta$) ที่ความถี่ 10 GHz เท่ากับ 0.0009 สำหรับความหนาของวัสดุฐานรองที่เลือกใช้ คือ 1.575 มิลลิเมตร

4.2.1 การออกแบบสายส่งสัญญาณไมโครสตริป

การหาค่าความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป พารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณหาค่าความกว้างของสายส่งสัญญาณคือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) ความหนา(สูง) ของวัสดุฐานรอง (h) และค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Characteristics Impedance) ซึ่งเราสามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (4.1)

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

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.1b)$$

เมื่อ	W_m คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป
	h คือ ความหนา (สูง) ของวัสดุฐานรอง
	ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง
	Z_0 คือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristics Impedance)

สำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปนั้น วัตถุประสงค์หลักที่สำคัญคือ การออกแบบสายส่งสัญญาณให้มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม (Z_c) ซึ่งเมื่อนำค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ของวัสดุฐานรอง แทนค่าลงในสมการที่ (4.1) จะได้ค่าความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป ประมาณ 4.8 มิลลิเมตร

4.2.2 การคำนวณหาค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g)

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวยูนั้น ความยาวรวมทั้งหมดของช่องเปิดและความกว้างของช่องเปิด จะเป็นพารามิเตอร์หลักที่ใช้เป็นตัวกำหนดความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการออกแบบ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการออกแบบสายอากาศอ้างอิงที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ตามลำดับ สำหรับสมการในการหาค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์แสดงดังสมการที่ (4.2)

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.2a)$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (4.2b)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w_m} \right]^{-1/2} \quad (4.2c)$$

เมื่อ	c	คือ ความเร็วของแสง
	f	คือ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ
	ϵ_{eff}	คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์
	ϵ_r	คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง
	W_m	คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป
	h	คือ ความหนา (สูง) ของวัสดุฐานรอง

จากสมการที่ (4.2) เมื่อทำการแทนค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการออกแบบคือ 2.4 GHz และใช้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_{eff}) ที่ได้จากการคำนวณคือประมาณ 1.86 จะทำให้ได้ค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) ที่ความถี่ 2.4 GHz ประมาณ 92 มิลลิเมตร และที่ความถี่ 5.2 GHz ประมาณ 42 มิลลิเมตร สำหรับสายอากาศช่องเปิดที่ทำการศึกษาในวิทยานิพนธ์นี้ จะทำการออกแบบโดยให้มีความกว้างของช่องเปิด (S) มีค่าเท่ากับหมด โดยจะมีค่าประมาณ 0.2 มิลลิเมตร

4.2.3 การจำลองสายอากาศด้วยวิธีผลต่างสลับเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD)

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้การจำลองโครงสร้างของสายอากาศโดยใช้โปรแกรม FDTD ANALYSIS AND DESIGN OF MICROWAVE CIRCUITS AND ANTENNAS โดยโปรแกรมนี้จะนำเอาวิธีผลต่างสลับเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD) มาใช้ในการคำนวณและวิเคราะห์

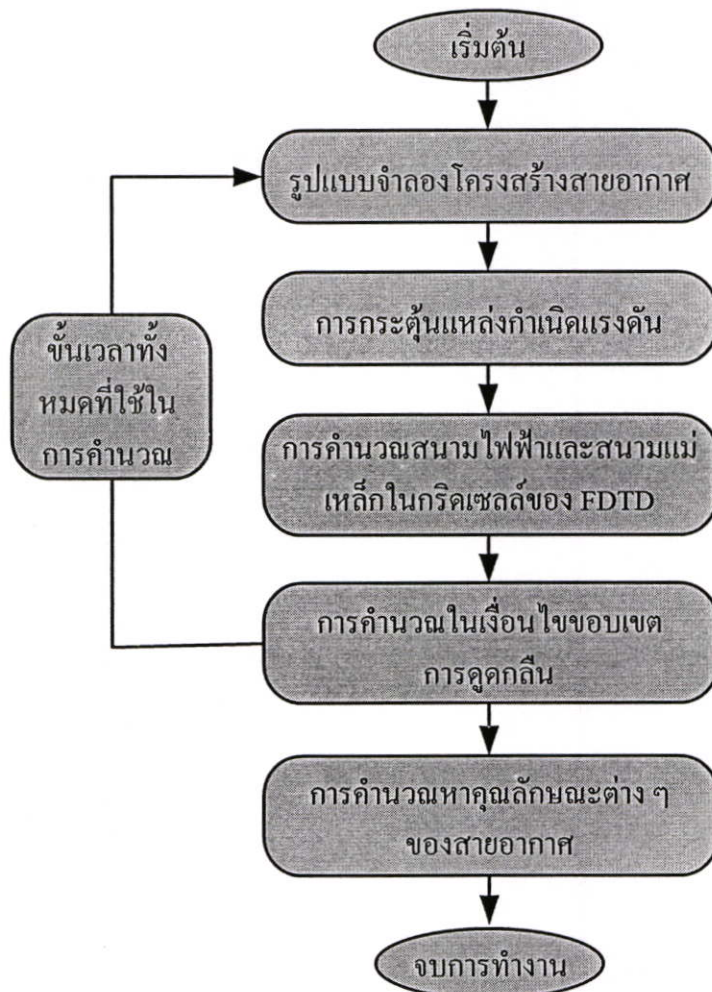
การออกแบบจำลองสายอากาศโดยใช้วิธี FDTD ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้กำหนดขนาดหนึ่งหน่วยของยูนิตเซลล์ (Yee cell) ให้มีขนาดเล็กกว่าหนึ่งส่วนยี่สิบของขนาดความยาวคลื่นสัมพัทธ์ที่ต้องการ โดยออกแบบให้มีขนาดหนึ่งหน่วยของยูนิตเซลล์ในทิศทาง x คือ $\Delta_x = 0.1575$ มิลลิเมตร และขนาดหนึ่งหน่วยของยูนิตเซลล์ในทิศทาง y และ z เท่ากันคือ $\Delta_y = \Delta_z = 0.2$ มิลลิเมตร เพื่อให้สามารถครอบคลุมขนาดของสายอากาศทั้งหมดที่ออกแบบ และเพื่อให้มีความผิดพลาดในการคำนวณน้อยที่สุด

เมื่อทำการกำหนดขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์แล้ว จึงทำให้สามารถคำนวณหาช่วงเวลาที่เหมาะสมในการคำนวณได้ดังสมการที่ (4.3)

$$\Delta_t \leq \frac{1}{3 \times 10^8 \sqrt{\left(\frac{1}{0.1575 \times 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{0.2 \times 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{0.2 \times 10^{-3}}\right)^2}} \quad (4.3a)$$

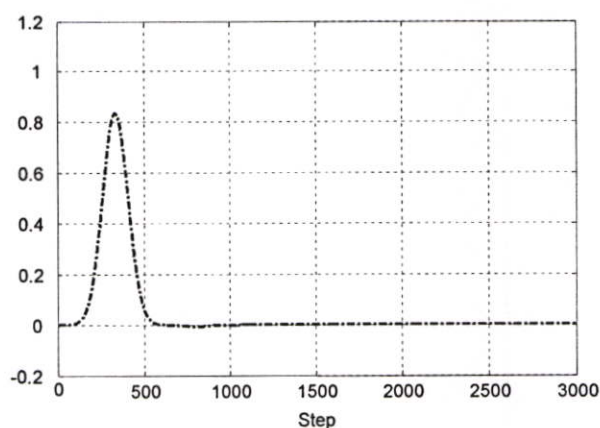
$$\Delta_t \leq 0.350 \text{ ps} \quad (4.3b)$$

หลักการจำลองสำหรับ FDTD อัลกอริทึม ซึ่งแสดงอยู่ในลักษณะของลำดับขั้นตอนการทำงานตามบล็อกไดอะแกรม (Block Diagram) ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.1

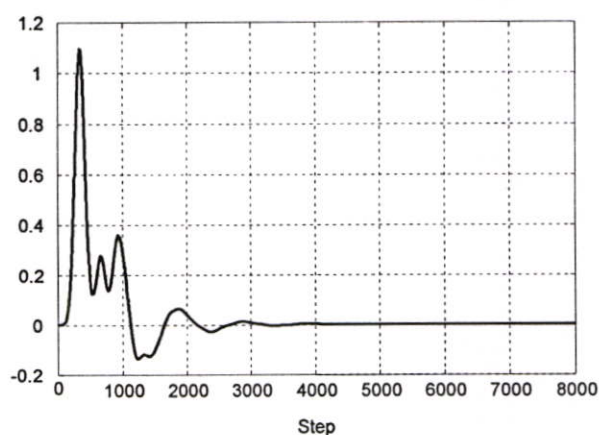


รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมสำหรับ FDTD อัลกอริทึม

การจำลองโครงสร้างสายอากาศที่ใช้วิธี FDTD การคำนวณด้วยวิธีนี้จะคำนวณส่วนที่เป็นอากาศ (Air) ด้วยเพื่อให้ได้ค่าสนามระยะใกล้ของสายอากาศ และการคำนวณรูปแบบโครงสร้างของสายอากาศนั้นจะทำการคำนวณ 2 ครั้งคือ ครั้งแรกจะคำนวณเฉพาะรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปเพียงอย่างเดียว เพื่อสร้างแหล่งกำเนิดแรงดันพัลส์แบบเกาส์เซียน และนำเอาแหล่งกำเนิดแรงดันพัลส์ที่ได้จากการคำนวณในครั้งแรกไปใช้ในการคำนวณครั้งที่สอง เพื่อที่จะทำการคำนวณหาค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ เช่น ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล เหล่านี้เป็นต้น ซึ่งรูปของแหล่งกำเนิดพัลส์แบบเกาส์เซียน และเกาส์เซียนพัลส์กรณีสายป้อนให้กับสายอากาศแล้ว สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2



(ก) เกาส์เซียนพัลส์กรณีสายป้อนเพียงอย่างเดียว

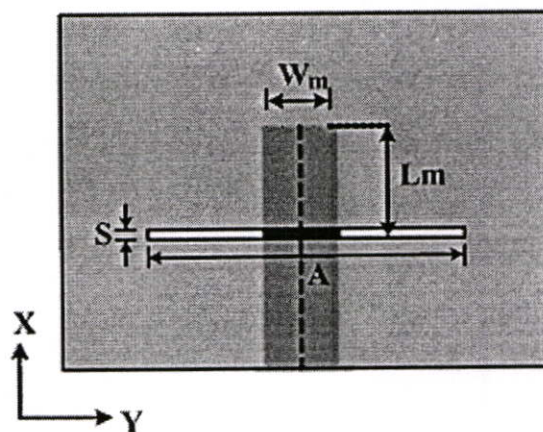


(ข) เกาส์เซียนพัลส์กรณีสายป้อนให้แก่โครงสร้างสายอากาศ

รูปที่ 4.2 เกาส์เซียนพัลส์ที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศ

สำหรับโครงสร้างสายอากาศที่ทำการศึกษาในขั้นต้นคือ สายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง ซึ่งโครงสร้างดังกล่าวถือได้ว่าเป็นโครงสร้างพื้นฐานที่ได้ทำการศึกษาและวิเคราะห์ในขั้นตอนแรกเพื่อที่จะนำไปใช้เป็นแนวทางในการออกแบบ เปรียบเทียบและประยุกต์เป็นสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูในขั้นตอนต่อไป และในส่วนของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูที่ทำการศึกษาและออกแบบนั้นจะมีทั้งแบบ 1 และ 2 องค์ประกอบ โดยจะศึกษาทั้งในส่วนของ การปรับพารามิเตอร์และรูปแบบการจัดวางช่องเปิดในลักษณะต่าง ๆ ที่มีต่อค่าคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศ โดยโครงสร้างสายอากาศที่ทำการศึกษายะออกแบบเพื่อใช้งานที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ซึ่งสามารถหาค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ของสายอากาศได้จากสมการที่ (4.2) โดยมีค่าเท่ากับ 92 มิลลิเมตร และ 42 มิลลิเมตรตามลำดับ สำหรับการออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปเส้นตรงและรูปตัวยูนั้น ส่วนของช่องเปิดจะถูกตัดอยู่บนแผ่นตัวนำ และที่ระนาบตรงข้ามกับระนาบสายอากาศนั้นจะทำการป้อนสัญญาณโดยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปซึ่งต่อแบบเปิดวงจร (Opened-circuit terminate) ซึ่งจากลักษณะการป้อนสัญญาณแบบนี้ทำให้เกิดการ Coupling ระหว่างสายอากาศช่องเปิดและสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปขึ้น จากนั้นจะทำการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ รวมทั้งรูปแบบการจัดวางสายอากาศในส่วนของสายอากาศรูปตัวยู เพื่อเป็นการศึกษาผลกระทบที่มีต่อค่าคุณลักษณะของสายอากาศ และเพื่อให้สามารถนำเอาผลที่ได้มาทำการออกแบบสายอากาศให้มีค่าคุณลักษณะตามความต้องการใช้งานในโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ได้

4.3 สายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง



รูปที่ 4.3 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง

จากรูปที่ 4.3 แสดง โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่ทำการออกแบบ โดยมีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้ คือ

- A คือ ความยาวของช่องเปิด
 S คือ ความกว้างของช่องเปิด
 W_m คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริบ
 L_m คือ ความยาวของสตัปแมตซ์ซิ่ง

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง ซึ่งในการออกแบบสายอากาศให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการนั้น ถ้าเป็นสายอากาศโดยทั่ว ๆ ไป จะออกแบบให้สายอากาศยาวประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นสัมพัทธ์ แต่สายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่ออกแบบในวิทยานิพนธ์นี้ จะกำหนดให้ความกว้างของช่องเปิด (S) มีค่าเท่ากับ 0.2 มิลลิเมตร และทำการออกแบบสายอากาศที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ตามลำดับ โดยมีพารามิเตอร์ที่ใช้ในการกำหนดโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงดังแสดงไว้ในตารางที่ 4.1

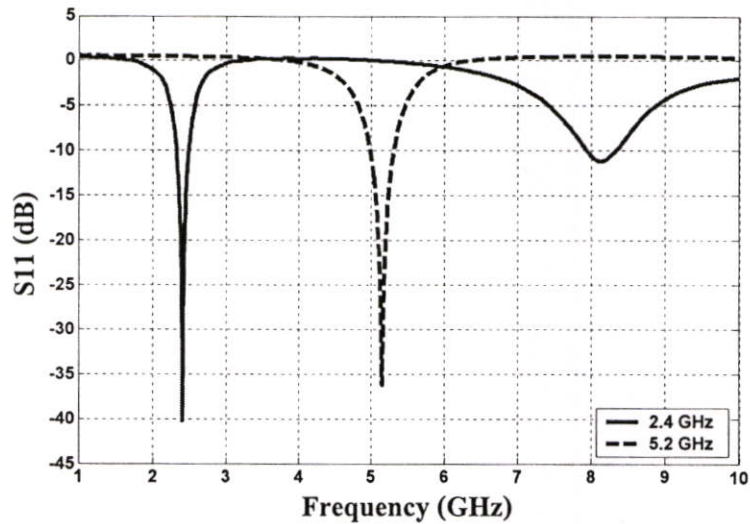
ตารางที่ 4.1 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง

ความถี่ที่ ออกแบบ (GHz)	ความกว้างของ ช่องเปิด (S)		ความยาวของ ช่องเปิด (A)		ความยาวของ สตัปแมตซ์ซิ่ง (L_m)	
	มิลลิเมตร	เทียบ (λ_g)	มิลลิเมตร	เทียบ (λ_g)	มิลลิเมตร	เทียบ (λ_g)
2.4	0.2	$0.0021\lambda_g$	40.2	$0.44\lambda_g$	3.4	$0.037\lambda_g$
5.2	0.2	$0.0047\lambda_g$	19.8	$0.46\lambda_g$	1.2	$0.029\lambda_g$

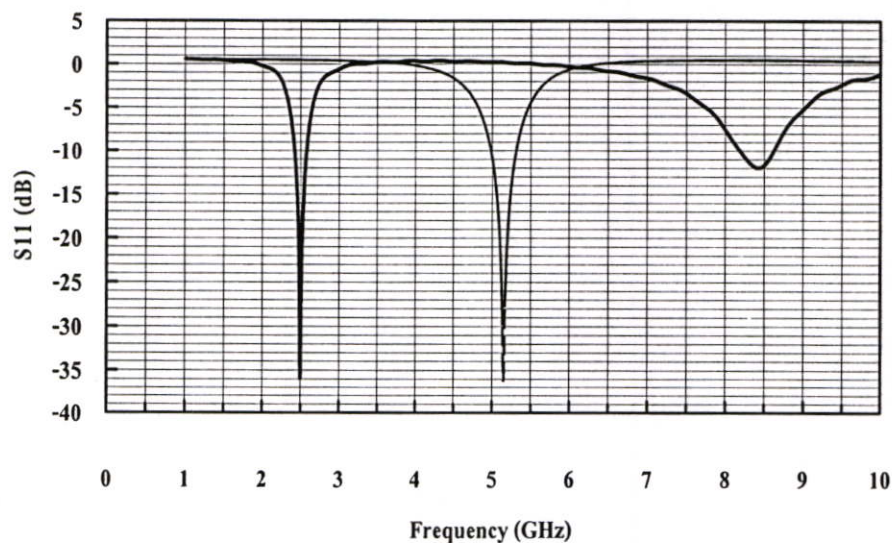
ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแสดงดังตารางที่ 4.1 โดยหลักในการออกแบบนั้น ความยาวและความกว้างของช่องเปิดจะเป็นตัวกำหนดเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ โดยในสายอากาศแบบนี้จะต้องออกแบบให้มีความยาวของช่องเปิด (A) ประมาณ $0.4\lambda_g$ ที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการแล้วจึงทำการปรับขนาดให้เพิ่มหรือลดลงอีกเล็กน้อยเพื่อให้ได้ความถี่ตรงตามกับที่ต้องการออกแบบ และลักษณะในการวางช่องเปิดจะใช้ลักษณะการวางให้กึ่งกลางของช่องเปิดอยู่กึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ (Center-fed Microstrip Slot Antenna) แล้วจึงทำการปรับเพื่อแมตซ์อิมพีแดนซ์ โดยการปรับระยะ L_m เพื่อให้ได้คุณลักษณะของสายอากาศที่ดีที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ ซึ่งระยะ L_m ที่ปรับจะมีความยาวประมาณเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่นสัมพัทธ์หรือมากกว่า ซึ่งหลังจากทำการคำนวณรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศโดยวิธีการจำลองแล้วจะได้คุณลักษณะในด้านต่าง ๆ ของสายอากาศออกมา ซึ่งประกอบไปด้วย ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลด ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง ซึ่งแสดงได้ตามตารางที่ 4.2 และจากตารางจะเห็นได้ว่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการออกแบบ และมีการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลดที่ดี

ตารางที่ 4.2 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง

ความถี่ที่ ออกแบบ (GHz)	ความถี่ เรโซแนนซ์ (GHz)	Zin Imag (Ohm)	Zin Real (Ohm)	VSWR	S_{11} (dB)	%BW
2.4	2.40	0.15	49.05	1.01	-40.26	7.08%
5.2	5.19	48.95	1.11	1.03	-36.23	6.6%

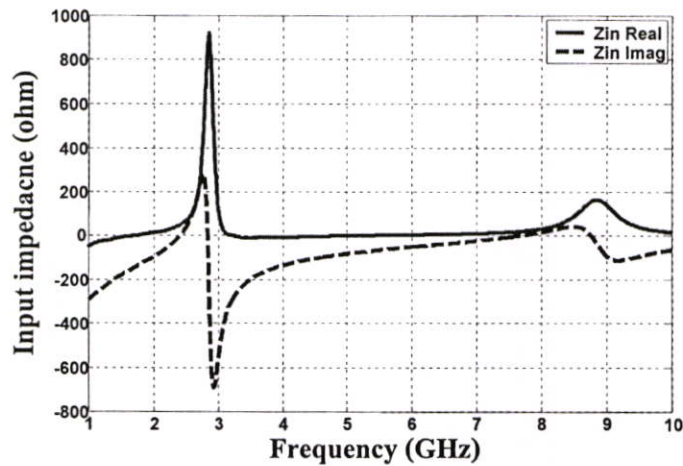


รูปที่ 4.4 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz

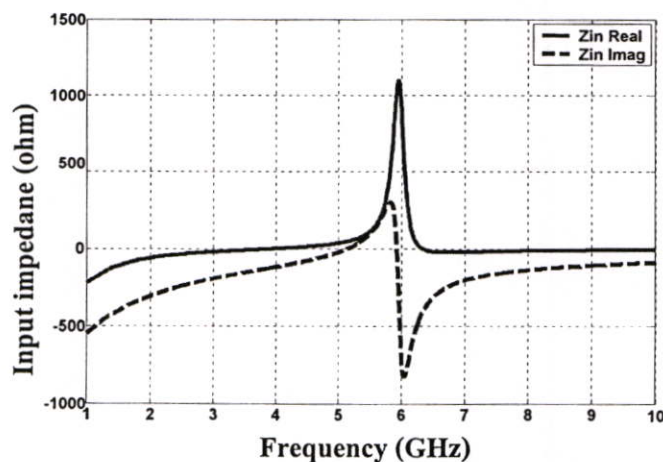


รูปที่ 4.5 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่ได้จากวิธี MoM ($S_{11} = -35.80$ dB ที่ 2.47GHz) และ ($S_{11} = -36.23$ dB ที่ 5.15 GHz)

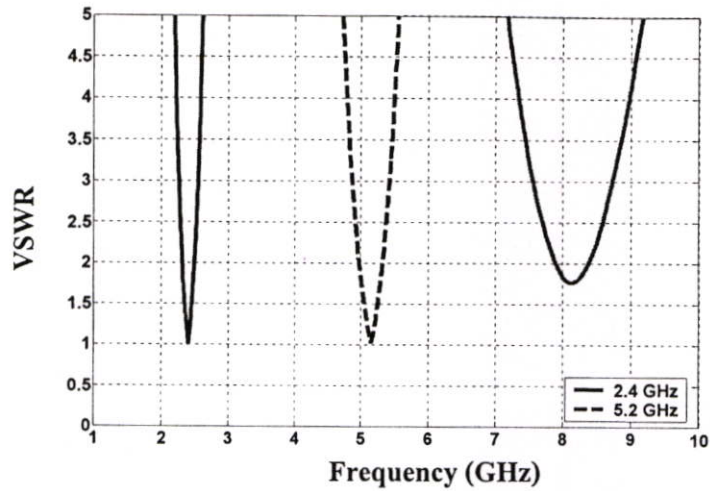
รูปที่ 4.4 และ 4.5 แสดงผลการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศโดยการเปรียบเทียบกันระหว่างวิธี FDTD กับ วิธี MoM เพื่อให้เห็นถึงความน่าเชื่อถือของวิธี FDTD ที่ได้ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ โดยทำการเปรียบเทียบกันเฉพาะค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ที่ความถี่ 2.4 GHz และที่ 5.2 GHz ซึ่งจากค่า S_{11} พารามิเตอร์ จะเห็นได้ว่าผลที่ได้จากการจำลองด้วยวิธี FDTD นั้นมีค่าใกล้เคียงกับการจำลองด้วยวิธี MoM โดยค่าที่ได้มีความถี่เรโซแนนซ์ใกล้เคียงกับที่ออกแบบ และมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ต่ำ นั่นคือ มีความสูญเสียเนื่องจากการที่มีคลื่นสะท้อนกลับน้อย ซึ่งสามารถบอกได้ถึงการผลิตที่ดีโดยสังเกตได้จากค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ ดังแสดงในรูปที่ 4.6 และรูปที่ 4.7 โดยจะพบว่าค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ได้มีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม ส่วนรูปที่ 4.8 แสดงค่า VSWR ของการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่ 2.4 GHz และที่ 5.2 GHz ซึ่งมีค่าที่เข้าใกล้ 1 เช่นกัน



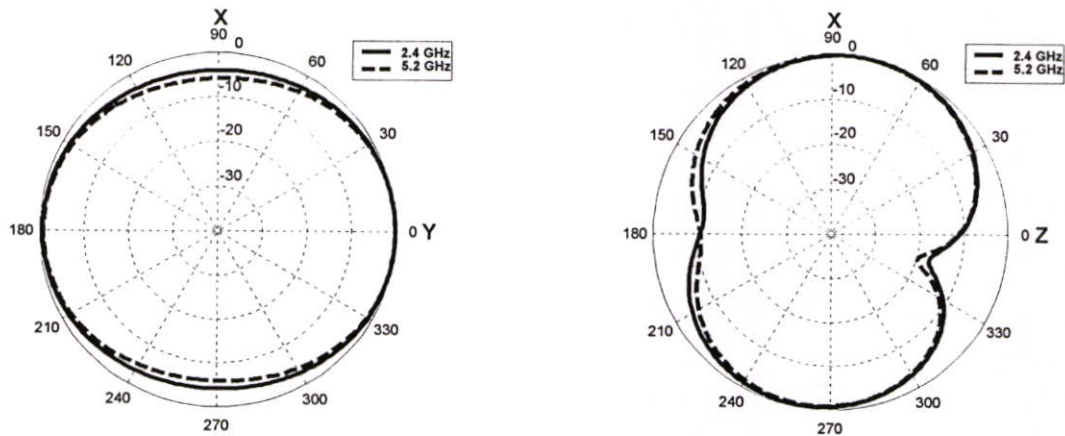
รูปที่ 4.6 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่ความถี่ 2.4 GHz



รูปที่ 4.7 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่ความถี่ 5.2 GHz



รูปที่ 4.8 ค่า VSWR ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่มีความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz

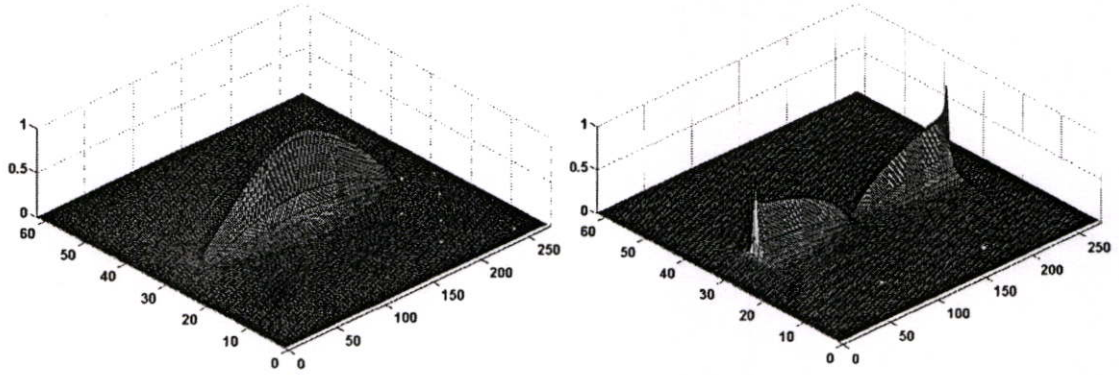


(ก) ระนาบ XY

(ข) ระนาบ XZ

รูปที่ 4.9 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz

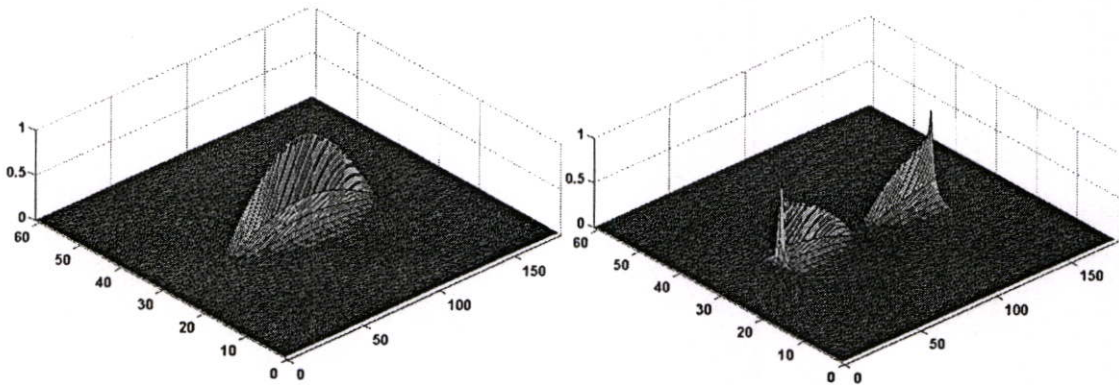
แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลนั้น จะแสดงในลักษณะของภาพสองมิติ โดยจะแบ่งแสดงในสองระนาบ คือ ระนาบ xy และ ระนาบ xz ซึ่งแสดงตามรูปที่ 4.9 โดยระนาบ xy นี้จะแสดงถึงรูปแบบการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็ก และในระนาบ xz แสดงถึงรูปแบบการแผ่พลังงานของสนามไฟฟ้า และจากรูปดังกล่าว จะเห็นได้ว่าสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงจะมีแบบรูปเสมือนจะเป็นลักษณะในการแผ่พลังงานไปในสองทิศทางเดียว (Bi-directional)



(ก) สนามไฟฟ้า

(ข) สนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.10 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่ความถี่ 2.4 GHz



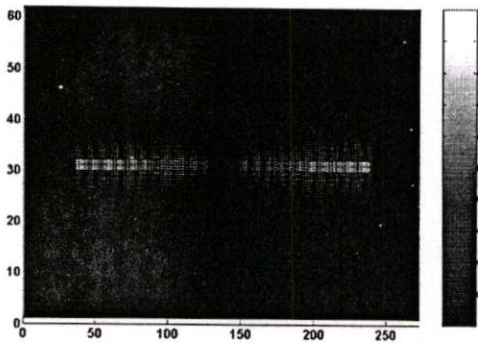
(ก) สนามไฟฟ้า

(ข) สนามแม่เหล็ก

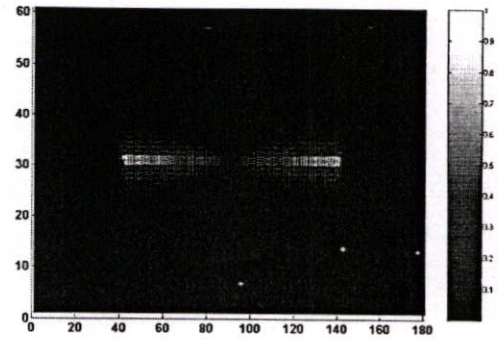
รูปที่ 4.11 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่ความถี่ 5.2 GHz

รูปที่ 4.10 และ 4.11 แสดงความเข้มสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็ก จะเห็นได้ว่าความเข้มสนามไฟฟ้ามักที่ตำแหน่งประมาณกึ่งกลางของช่องเปิด และจะลดขนาดไปจนต่ำที่สุดที่ขอบปลายของช่องเปิดทั้งสองด้าน ในทางกลับกันความเข้มสนามแม่เหล็กจะมากตรงขอบปลายของช่องเปิดทั้งสองด้าน ส่วนบริเวณกึ่งกลางของช่องเปิดจะมีความเข้มน้อย

โดยทั่วไปแล้วความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าของสายอากาศแบบช่องเปิดจะเกิดขึ้นที่บริเวณขอบของสายอากาศช่องเปิด โดยกระแสไฟฟ้าจะหนาแน่นมากในบริเวณปลายทั้งสองด้านของสายอากาศช่องเปิด ซึ่งจากรูปที่ 4.12 แสดงให้เห็นว่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าจะมีมากที่บริเวณปลายทั้งสองด้านของสายอากาศช่องเปิดรูปเส้นตรง



(ก) ที่ 2.4 GHz

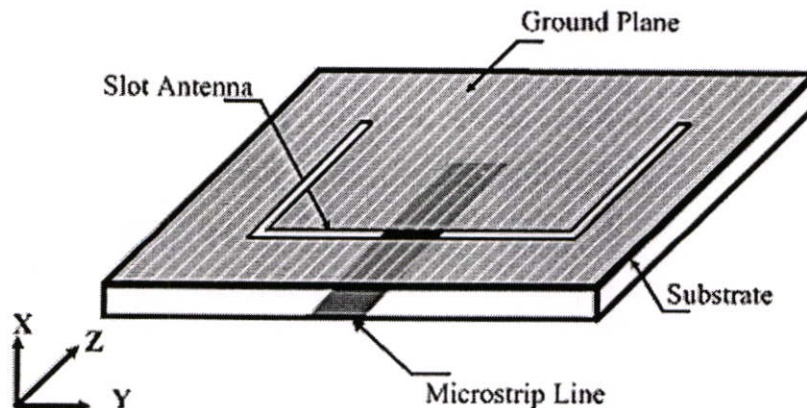


(ข) ที่ 5.2 GHz

รูปที่ 4.12 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz

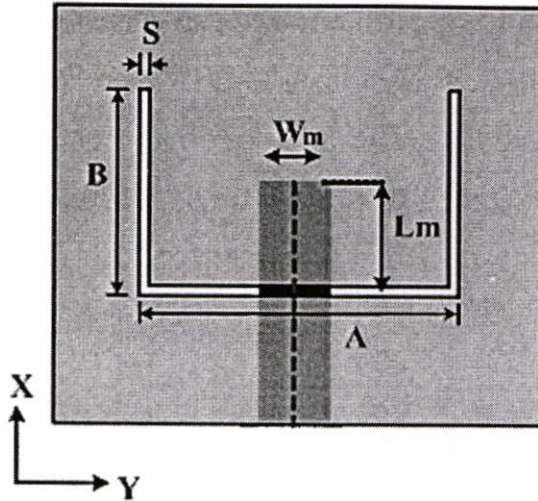
4.4 สายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยู 1 องค์ประกอบ

เมื่อทำการคำนวณค่าพารามิเตอร์เบื้องต้นที่ใช้สำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปซึ่งประกอบไปด้วย ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป (W_m) และค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) แล้ว ขั้นตอนต่อไปก็คือการนำเอาค่าพารามิเตอร์เหล่านั้นมาทำการกำหนดในโครงสร้างของสายอากาศตามที่ต้องการศึกษา ซึ่งในหัวข้อนี้ได้ทำการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวยูที่มี 1 องค์ประกอบ โดยมีโครงสร้างพื้นฐานมาจากช่องเปิดรูปเส้นตรงที่พับหรือหักงอบริเวณปลายของช่องเปิดรูปเส้นตรงทั้งสองด้านให้มีลักษณะเป็นรูปตัวยู และในการออกแบบจะออกแบบที่ความถี่ 2.4 GHz เพียงความถี่เดียวเท่านั้น และจะขอกกล่าวถึงการออกแบบสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz ในหัวข้อต่อไป รูปที่ 4.13 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูที่ใช้ในการศึกษาภายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้



รูปที่ 4.13 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยู

4.4.1 สายอากาศช่องเปิดรูปตัวยูหงาย



รูปที่ 4.14 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดรูปตัวยูหงาย

จากรูปที่ 4.14 แสดงโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดรูปตัวยูหงายที่ทำการออกแบบ โดยมีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้ คือ

- A คือ ความยาวของช่องเปิดในแนวแกนนอน
- B คือ ความยาวของช่องเปิดในแนวแกนตั้ง
- S คือ ความกว้างของช่องเปิด
- W_m คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป
- L_m คือ ความยาวของสแตปแมตซ์ซิ่ง

ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูหงายแสดงดังตารางที่ 4.3 โดยหลักในการออกแบบนั้น ความยาวรวมของช่องเปิดจะเป็นตัวกำหนดเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ตามที่ต้องการ โดยต้องออกแบบให้มีความยาวรวมทั้ง 3 ด้านของช่องเปิด ($A+2B$) ให้มีค่าประมาณ $0.4\lambda_g$ ที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ และลักษณะในการวางช่องเปิดจะใช้ลักษณะการวางให้กึ่งกลางของช่องเปิดอยู่กึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ (Center-fed Microstrip Slot Antenna) แล้วจึงทำการปรับเพื่อแมตซ์อิมพีแดนซ์ โดยการปรับระยะ L_m เพื่อให้ได้คุณลักษณะของสายอากาศที่ดีที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ

4.4.1.1 กรณีปรับเปลี่ยนความกว้างและความยาวรวมของช่องเปิด

ในหัวข้อนี้ได้ทำการศึกษายายอากาศรูปตัวยูที่มีการจัดวางในลักษณะหงาย ซึ่งจะแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างของช่องเปิด (S) และความยาวรวมทั้ง 3 ด้านของช่องเปิด ($A+2B$) ต่อความถี่ที่ออกแบบ

ขั้นแรกได้กำหนดความกว้างของช่องเปิดรูปตัวยูให้มีขนาดความกว้างของช่องเปิดเท่ากันทุกด้าน โดยกำหนดให้มีขนาดตั้งแต่ 0.2, 0.6, 1.0, 1.4 และ 1.8 มิลลิเมตร ตามลำดับ จากนั้นจึงทำการปรับความยาวรวมของช่องเปิดให้สัมพันธ์กับความกว้างที่ได้กำหนดไว้เพื่อที่จะให้สายอากาศเรโซแนนซ์ตามความถี่ที่ออกแบบ โดยโครงสร้างของสายอากาศได้กำหนดให้ความยาวของช่องเปิดในแนวแกนนอน (A) มีขนาดเป็น 2 เท่าของความยาวของช่องเปิดในแนวแกนตั้ง (B) หรือมีอัตราส่วนเป็น 2 ต่อ 1 (A:B) ซึ่งในที่นี้ได้ออกแบบสายอากาศอ้างอิงที่ความถี่ 2.4 GHz เพียงความถี่เดียวเท่านั้น ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 4.4

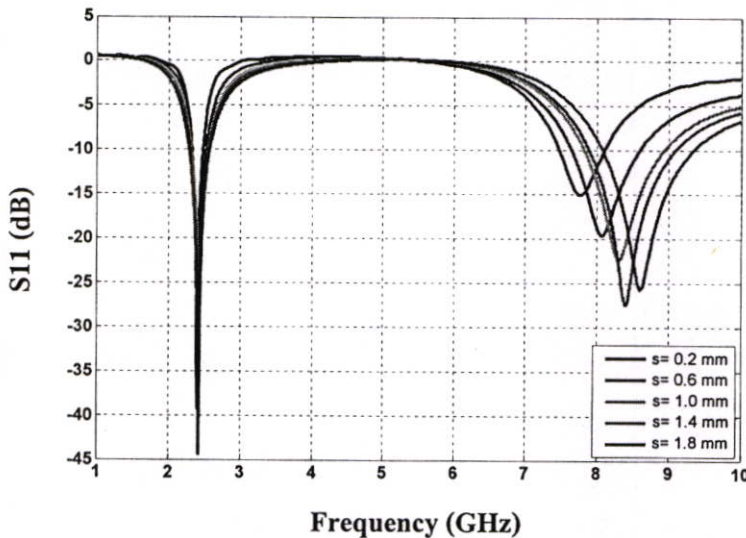
ตารางที่ 4.3 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูหงาย

ความถี่ที่ ออกแบบ (GHz)	ความกว้างของ ช่องเปิด (S)		ความยาวของ ช่องเปิด (A+2B)		ความยาวของ สตับแมตซ์ซิ่ง (L_m)	
	มิลลิเมตร	เทียบ (λ_g)	มิลลิเมตร	เทียบ (λ_g)	มิลลิเมตร	เทียบ (λ_g)
2.4	0.2	$0.0021\lambda_g$	42.4	$0.46\lambda_g$	3.2	$(0.034\lambda_g)$
	0.6	$0.0065\lambda_g$	40	$0.43\lambda_g$	3.2	$(0.034\lambda_g)$
	1	$0.0100\lambda_g$	39.2	$0.42\lambda_g$	3.4	$(0.036\lambda_g)$
	1.4	$0.0151\lambda_g$	38.4	$0.41\lambda_g$	3.6	$(0.039\lambda_g)$
	1.8	$0.0195\lambda_g$	37.6	$0.40\lambda_g$	4	$(0.043\lambda_g)$

จากตารางที่ 4.3 แสดงให้เห็นว่าการพิจารณาเพื่อออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปตัวยู พารามิเตอร์ที่เป็นกุญแจสำคัญในการออกแบบคือ ความกว้างของช่องเปิด (S) และความยาวรวมทั้ง 3 ด้านของช่องเปิด (A+2B) ซึ่งได้แก่ความยาวด้านฐานรูปตัวยูในแนวแกนนอน (A) และความยาวในแนวแกนตั้ง (B) ทั้งสองด้าน ซึ่งพารามิเตอร์ทั้งสองนี้จะเป็นตัวกำหนดความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการออกแบบ ซึ่งจากตารางได้ทำการออกแบบที่ความถี่ 2.4 GHz โดยค่าความกว้างและความยาวที่ทำการคำนวณนั้นได้มีการอ้างอิงกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ซึ่งจากตารางที่ 4.4 แสดงให้เห็นถึงการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีของสายอากาศแต่ละขนาด โดยความยาวรวมของสายอากาศนั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงตามขนาดของช่องเปิดที่เปลี่ยนไป โดยจะมีค่าอยู่ในช่วง $0.40\lambda_g$ ถึง $0.46\lambda_g$ เมื่อความกว้างของช่องเปิดอยู่ระหว่างช่วง $0.002\lambda_g$ ถึง $0.019\lambda_g$ ตามลำดับ

ตารางที่ 4.4 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูหงาย

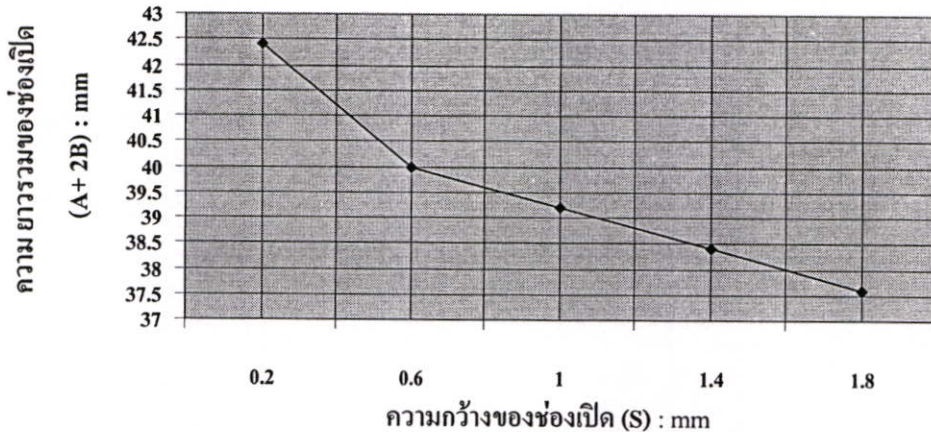
ความถี่ที่ ออกแบบ (GHz)	S (mm)	ความถี่ เรโซแนนซ์ (GHz)	Zin Imag (Ohm)	Zin Real (Ohm)	VSWR	S_{11} (dB)	%BW
2.4	0.2	2.39	0.96	49.5	1.02	-39.25	6.27
	0.6	2.41	0.12	50.98	1.01	-40.13	8.71
	1	2.42	-1.11	50.82	1.02	-37.19	10.33
	1.4	2.41	-0.79	52.24	1.04	-32.64	10.78
	1.8	2.41	0.47	49.63	1.01	-44.4	12.44



รูปที่ 4.15 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูหงาย เมื่อทำการปรับความกว้างและความยาวรวมของช่องเปิด

จากรูปที่ 4.15 แสดงการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูหงาย เมื่อทำการปรับความกว้างของช่องเปิดให้มีขนาดที่แตกต่างกัน จะเห็นได้ว่าสายอากาศมีแนวโน้มเรโซแนนซ์ที่ 2 ความถี่ คือที่ความถี่ด้านต่ำและด้านสูง ที่ความถี่ด้านต่ำจะเห็นได้ว่าสายอากาศเรโซแนนซ์ใกล้เคียงกับความถี่ที่ออกแบบ ส่วนความถี่ด้านสูงจะเรโซแนนซ์ที่ความถี่ประมาณ 8 GHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่ที่อยู่ในย่าน X-band โดยความถี่ในย่านนี้เราสามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานได้กับการสื่อสารผ่านดาวเทียม รวมทั้งในระบบเรดาร์ได้ และในส่วนของ การปรับขนาดความกว้างของช่องเปิด พบว่าถ้าขนาดความกว้างของช่องเปิดแคบจะทำให้ได้แบนวิธ ของสายอากาศแคบตามไปด้วย ซึ่งคุณสมบัตินี้เราสามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้สำหรับการสื่อสาร

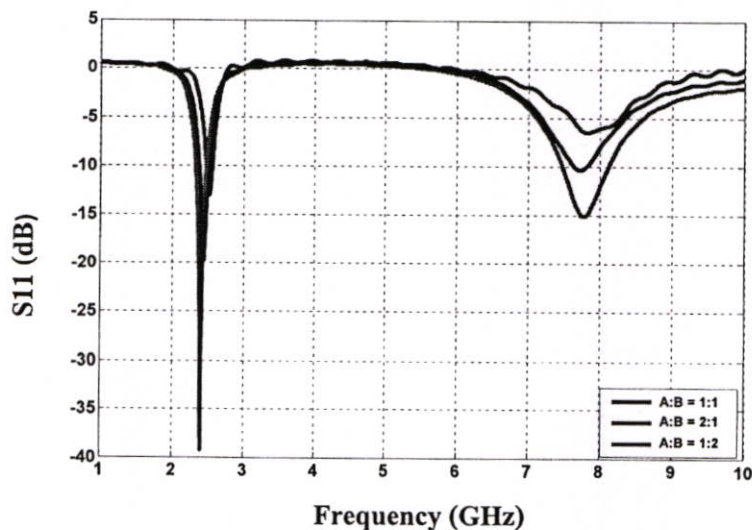
ที่ใช้ย่านสัญญาณแคบ (narrow band) ได้ แต่ถ้าปรับความกว้างของช่องเปิดให้เพิ่มขึ้นก็จะทำให้ค่าแบนวิคท์ของสายอากาศเพิ่มขึ้นเช่นกันแต่จะส่งผลต่ออัตราขยายของสายอากาศที่จะลดลง แต่อย่างไรก็ตามเมื่อทำการปรับความกว้างของช่องเปิดเพิ่มขึ้น การที่จะให้สายอากาศเรโซแนนท์ที่ความถี่เดิมที่ทำการออกแบบได้นั้น ความยาวรวมของช่องเปิดจะต้องน้อยลงเป็นส่วนกลับกันกับความกว้างของช่องเปิดที่เพิ่มขึ้น ซึ่งสามารถแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ดังกล่าวได้ดังรูปที่ 4.16



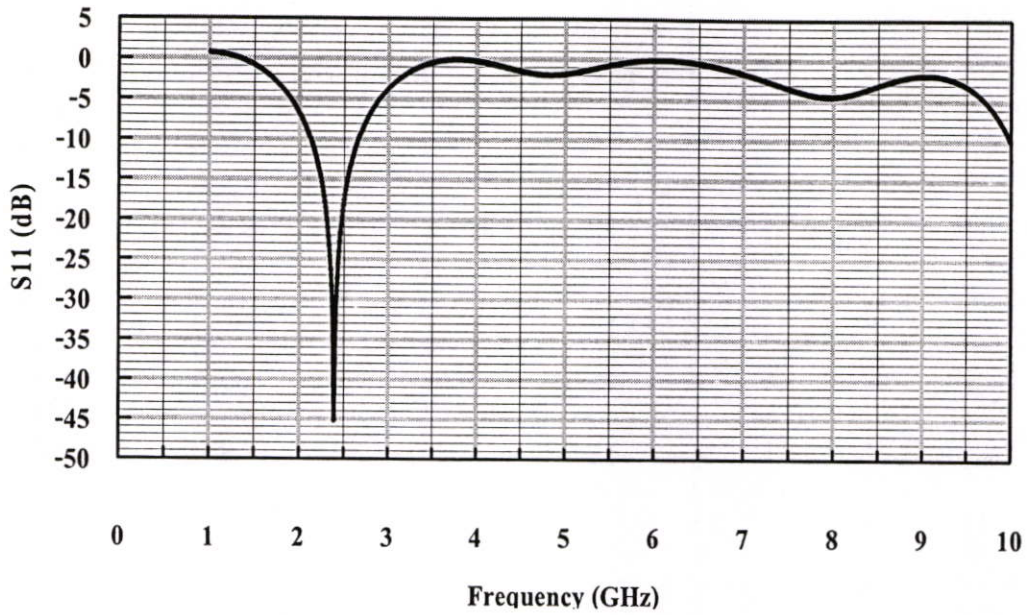
รูปที่ 4.16 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความกว้าง (S) และความยาวรวมของช่องเปิด (A+2B)

4.4.1.2 กรณีปรับเปลี่ยนอัตราส่วนความยาวในแนวแกนอน (A) ต่อแนวแกนตั้ง (B)

ในหัวข้อนี้จะเป็นการปรับเปลี่ยนอัตราส่วนระหว่างความยาวในแนวแกนอน (A) ต่อความยาวในแนวแกนตั้ง (B) ทั้งสองของช่องเปิดรูปตัวยู โดยกำหนดอัตราส่วนระหว่างด้าน A และ B เป็น 1:1 2:1 และ 1:2 โดยยังคงกำหนดความยาวรวมของช่องเปิดให้มีค่าคงที่เป็น 42.6 mm ($0.46\lambda_g$) ที่ความกว้างของช่องเปิดเท่ากับ 0.2 mm ($0.0021\lambda_g$) ตามลำดับ

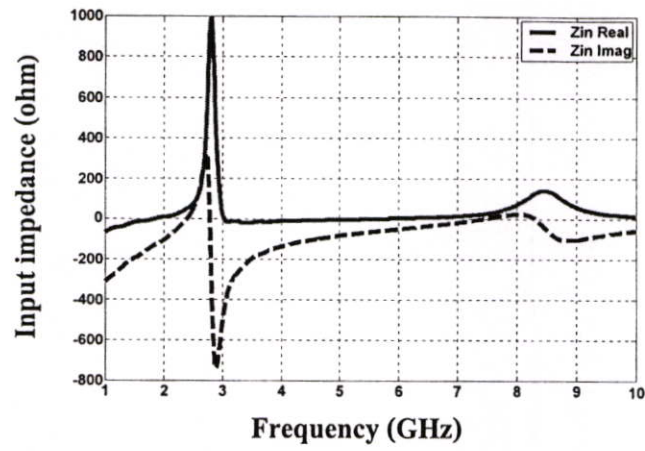


รูปที่ 4.17 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูหงาย เมื่อทำการปรับอัตราส่วนในแต่ละด้าน

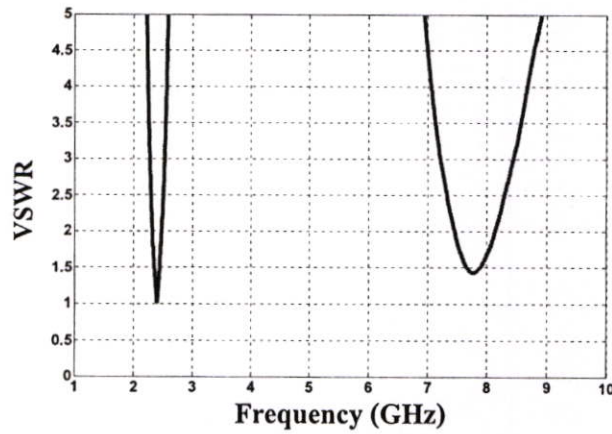


รูปที่ 4.18 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูหงาย ที่อัตราส่วน 2:1 จากวิธี MoM ($S_{11} = -45.14$ dB ที่ 2.39 GHz)

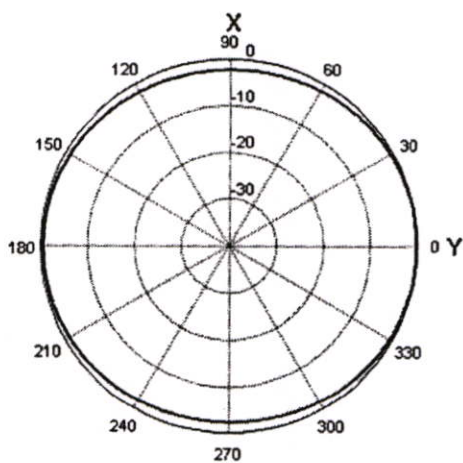
จากรูปที่ 4.17 และ 4.18 แสดงผลการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศโดยการเปรียบเทียบกันระหว่างวิธี FDTD กับ วิธี MoM เพื่อให้เห็นถึงความน่าเชื่อถือของวิธี FDTD ที่ได้ใช้ในบทความนี้ ซึ่งในที่นี้จะทำการเปรียบเทียบกันเฉพาะค่า S_{11} พารามิเตอร์ รูปที่ 4.17 แสดงค่า (S_{11}) พารามิเตอร์ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูที่ 2.4 GHz โดยมีอัตราส่วนระหว่าง A ต่อ B เป็น 2:1 และจะเห็นว่าอัตราส่วนดังกล่าวจะเป็นอัตราส่วนที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูมากที่สุด เพราะว่าผลที่ได้จากการจำลองด้วยวิธี FDTD นั้นมีค่าใกล้เคียงกับการจำลองด้วยวิธี MoM โดยมีความถี่เรโซแนนซ์ใกล้เคียงกับที่ออกแบบ และมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับต่ำ นั่นคือ มีความสูญเสียเนื่องจากการที่มีคลื่นสะท้อนกลับน้อย ซึ่งสามารถบอกได้ถึง การแมตซ์ที่ดีโดยสังเกตได้จากค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ดังแสดงในรูปที่ 4.19 โดยจะพบว่าค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ได้มีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม ส่วนรูปที่ 4.20 แสดงค่า VSWR ของการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูที่อัตราส่วน 2:1



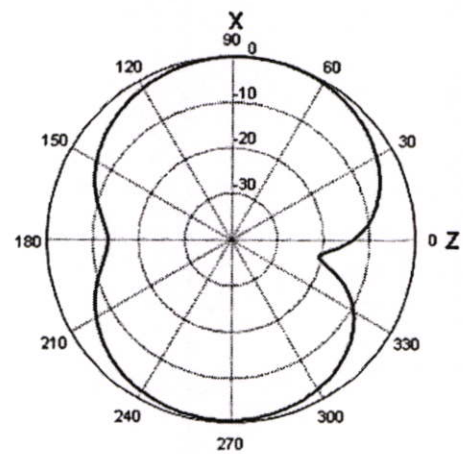
รูปที่ 4.19 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูหงายที่อัตราส่วน 2:1



รูปที่ 4.20 ค่า VSWR ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูหงายที่อัตราส่วน 2:1



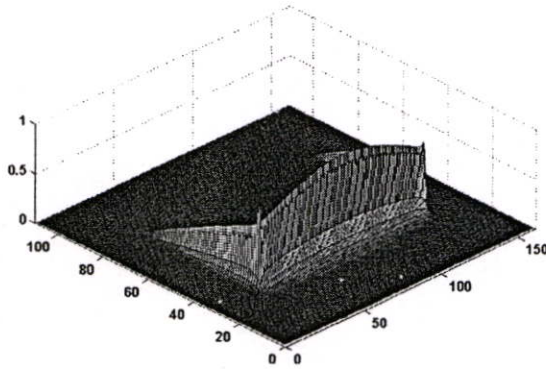
(ก) ระนาบ XY



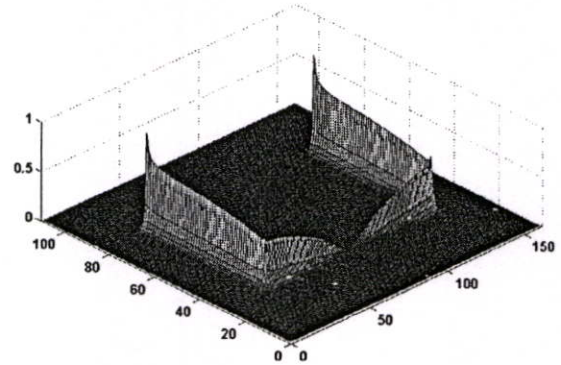
(ข) ระนาบ XZ

รูปที่ 4.21 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูหงายที่อัตราส่วน 2:1

รูปที่ 4.21 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy และ xz ซึ่งจะเห็นว่าระนาบ xy จะเป็นการวิเคราะห์ในระนาบของสนามแม่เหล็ก ระนาบ xz จะเป็นการวิเคราะห์ในระนาบของสนามไฟฟ้า



(ก) สนามไฟฟ้า

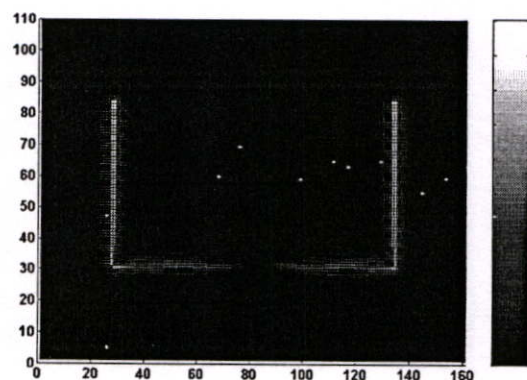


(ข) สนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.22 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูหงายที่อัตราส่วน 2:1

รูปที่ 4.22 แสดงความเข้มสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็ก จะเห็นได้ว่าความเข้มสนามไฟฟ้ามากที่สุดที่ตำแหน่งประมาณกึ่งกลางของช่องเปิด และจะลดขนาดไปจนต่ำที่สุดที่ปลายของแขนทั้งสองข้างของช่องเปิดรูปตัวยู ในทางกลับกันความเข้มสนามแม่เหล็กจะมากที่สุดตรงปลายของแขนทั้งสองข้างของช่องเปิด ส่วนที่กึ่งกลางของช่องเปิดจะมีความเข้มน้อย

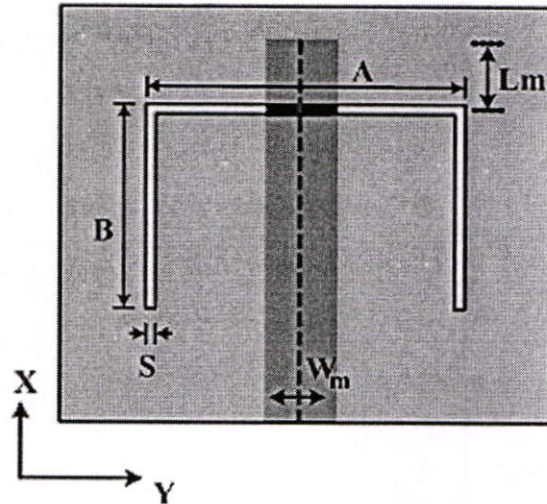
ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศแบบช่องเปิดจะเกิดขึ้นที่บริเวณขอบของสายอากาศแบบช่องเปิด จากรูปจะพบว่ากระแสไฟฟ้าจะหนาแน่นมากในบริเวณปลายแขนทั้งสองด้านของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยู ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.23



รูปที่ 4.23 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูหงายที่อัตราส่วน 2:1

4.4.2 สายอากาศช่องเปิดรูปตัวยูคว่ำ

สำหรับการออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูคว่ำนั้น จะมีลักษณะเหมือนกับการออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูหงายทุกประการ โดยที่การหาขนาดความยาวด้านฐานรูปตัวยูคว่ำในแนวแกนนอน (A) และความยาวในแนวแกนตั้ง (B) จะใช้ตามหัวข้อที่ผ่านมา ซึ่งรูปที่ 4.24 แสดงพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูคว่ำ



รูปที่ 4.24 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูคว่ำ

จากรูปที่ 4.24 แสดงโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูคว่ำที่ทำการออกแบบ โดยมีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้ คือ

- A คือ ความยาวของช่องเปิดในแนวแกนนอน
- B คือ ความยาวของช่องเปิดในแนวแกนตั้ง
- S คือ ความกว้างของช่องเปิด
- W_m คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป
- L_m คือ ความยาวของสตัมป์เมตซ์ซิ่ง

ตารางที่ 4.5 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูคว่ำ

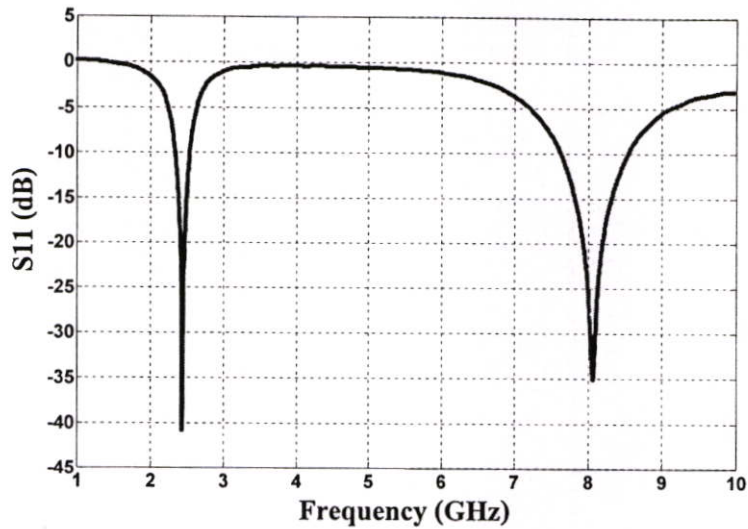
ความถี่ที่ ออกแบบ (GHz)	ความกว้างของ ช่องเปิด (S)		ความยาวของ ช่องเปิด (A+2B)		ความยาวของ สตัมป์เมตซ์ซิ่ง (L_m)	
	มิลลิเมตร	เทียบ (λ_g)	มิลลิเมตร	เทียบ (λ_g)	มิลลิเมตร	เทียบ (λ_g)
2.4	0.2	$0.0021\lambda_g$	40.8	$0.44\lambda_g$	3.8	$0.041\lambda_g$

ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแสดงดังตารางที่ 4.5 โดยหลักในการออกแบบนั้น ความยาวรวมและความกว้างของช่องเปิดจะเป็นตัวกำหนดเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ โดยในสายอากาศแบบนี้จะต้องออกแบบให้มีความยาวรวมของช่องเปิด ($A+2B$) ประมาณ $0.4\lambda_g$ ที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการออกแบบ และลักษณะในการวางช่องเปิดจะวางในลักษณะคว่ำให้แขนทั้งสองข้างของช่องเปิดรูปตัวยูขนานไปกับสายป้อนสัญญาณ โดยจะวางช่องเปิดให้อยู่กึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ (Center-fed Microstrip Slot Antenna) แล้วจึงทำการปรับเพื่อแมตซ์อิมพีแดนซ์ โดยการปรับระยะ L_m เพื่อให้ได้คุณลักษณะของสายอากาศที่ดีที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ ซึ่งระยะ L_m ที่ปรับจะมีความยาวประมาณ $0.041\lambda_g$ ซึ่งหลังจากทำการคำนวณรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศโดยวิธีการจำลองแล้ว เราจะได้คุณลักษณะในด้านต่าง ๆ ของสายอากาศออกมา ซึ่งประกอบไปด้วย ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลด ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง ซึ่งแสดงได้ตามตารางที่ 4.6 และจากตารางจะเห็นได้ว่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการออกแบบ และมีการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลดต่ำ

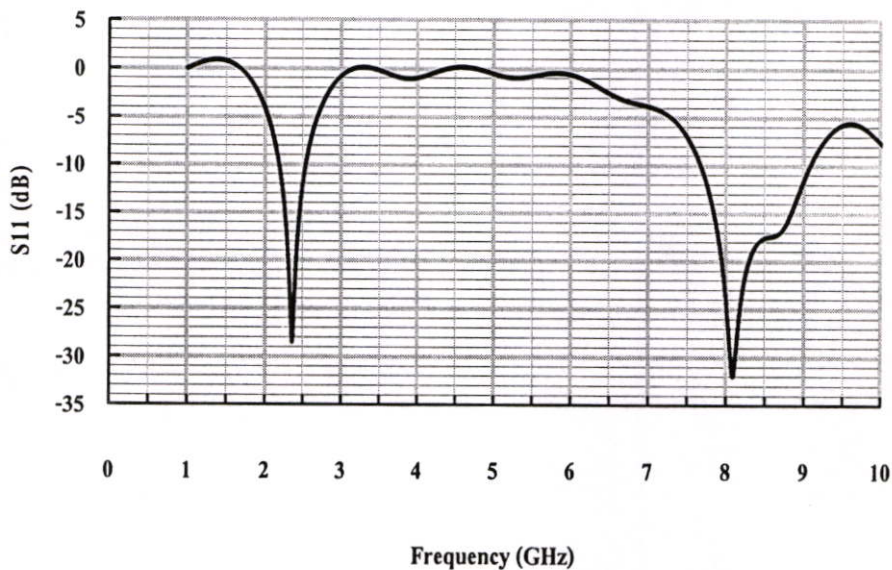
ตารางที่ 4.6 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูคว่ำ

ความถี่ที่ ออกแบบ (GHz)	ความถี่ เรโซแนนซ์ (GHz)	Zin Imag (Ohm)	Zin Real (Ohm)	VSWR	S_{11} (dB)	%BW
2.4	2.41	0.81	49.61	1.05	-40.90	8.67%

จากรูปที่ 4.25 จะเห็นได้ว่าโครงสร้างของสายอากาศดังกล่าวทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ออกมาสองความถี่ คือ ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ ความถี่นี้จะเป็นความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการหรือความถี่ที่ออกแบบ ส่วนอีกความถี่ คือ ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง จะเป็นความถี่ที่เกิดจากผลกระทบจากการทำช่องเปิดที่เป็นเส้นตรงให้เป็นรูปตัวยู ซึ่งถือได้ว่าเป็นฮาร์โมนิกของความถี่แรก โดยลักษณะการเกิดความถี่จะเหมือนกันกับโครงสร้างที่เป็นช่องเปิดรูปตัวยูหงาย คือ จะเกิดที่ช่วงความถี่ประมาณ 8 GHz และจะเห็นว่าความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูงนี้จะมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีกว่าสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูคว่ำซึ่งอาจเป็นผลมาจากรูปแบบของการจัดวางช่องเปิด ซึ่งการจัดวางในลักษณะคว่ำนี้จะทำให้แขนของช่องเปิดทั้งสองด้านวางขนานกับแนวของสายป้อนสัญญาณ ซึ่งเปรียบเสมือนการวางพาราติคไว้ด้านข้างของสายป้อนสัญญาณ โดยจะทำให้ค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ที่ค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี



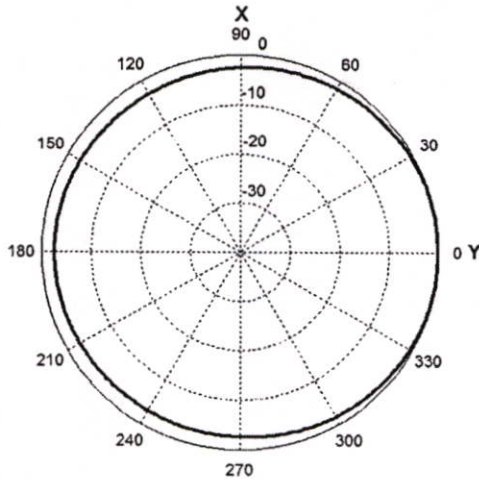
รูปที่ 4.25 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูคว่ำ



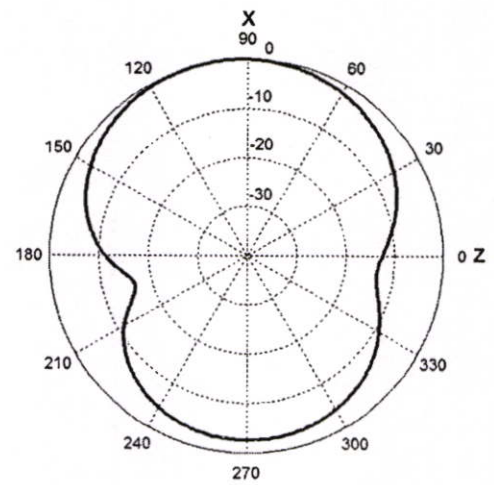
รูปที่ 4.26 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูคว่ำ จากวิธี MoM ($S_{11} = -28.47$ dB ที่ 2.36 GHz)

สำหรับผลการจำลองสนามไฟฟ้าของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูคว่ำ แสดงในรูปที่ 4.28 จะเห็นได้ว่าสนามไฟฟ้าจะมีความเข้มสูงที่ช่องเปิดในแนวแกนแนวนอน และส่วนปลายสุดของปลายช่องเปิดรูปตัวยูคว่ำจะมีค่าความเข้มสนามแม่เหล็กสูงสุด

สำหรับแบบรูปการแผ่ของสนามระยะไกลของสายอากาศช่องเปิดรูปตัวยูคว่ำ ดังแสดงในรูปที่ 4.27 แสดงให้เห็นว่าผลที่ได้จากการจำลองการแพร่กระจายคลื่นจะเป็นแบบสองทิศทาง (Bi-directional) ทั้งนี้ยังมีรูปร่างคล้ายกันกับสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูคว่ำหงายอีกด้วย

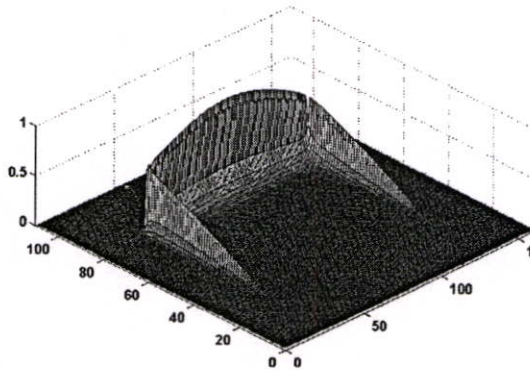


(ก) ระบาย XY

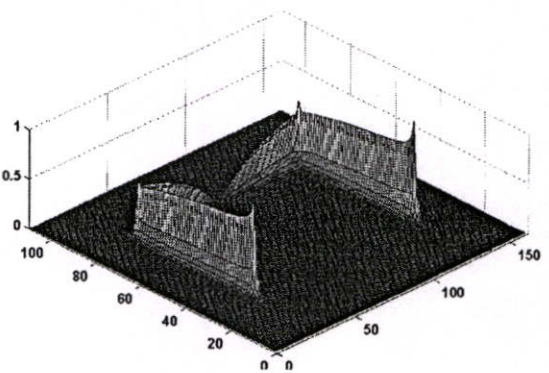


(ข) ระบาย XZ

รูปที่ 4.27 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูคว่ำ

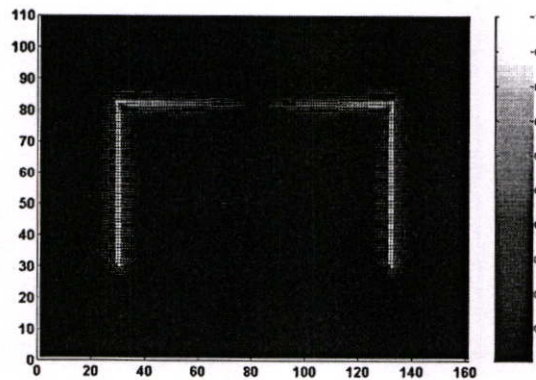


(ก) สนามไฟฟ้า



(ข) สนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.28 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูคว่ำ



รูปที่ 4.29 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูคว่ำ

สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศที่ผ่านมานั้น เริ่มต้นได้ทำการออกแบบสายอากาศเป็นช่องเปิดรูปเส้นตรง โดยโครงสร้างดังกล่าวได้ถูกใช้เป็นโครงสร้างพื้นฐานในการออกแบบและเปรียบเทียบผลการจำลองแบบที่ได้กับสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยู โดยการศึกษายทำการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ที่มีต่อค่าคุณลักษณะของสายอากาศ ซึ่งในส่วนของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูได้ศึกษาถึงความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างของช่องเปิดต่อความยาวรวมทั้งสามด้านของช่องเปิด ($A+2B$) และการปรับอัตราส่วนระหว่างความยาวในแนวแกนนอนต่อความยาวในแนวแกนตั้ง โดยกำหนดให้ความยาวรวมของช่องเปิดคงที่ ซึ่งผลการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์เหล่านี้ได้แสดงให้เห็นผลที่เกิดขึ้นต่อค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่แตกต่างกัน

ผลการจำลองแบบของสายอากาศช่องเปิดรูปตัวยูที่ใช้รูปแบบการป้อนด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปซึ่งต่อแบบเปิดวงจรนั้นจะเห็นได้ว่า สายอากาศจะเรโซแนนซ์ที่ 2 ความถี่ คือ ที่ 2.4 GHz และประมาณ 8 GHz แม้ว่า จะปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมแล้วทำให้สายอากาศมีคุณสมบัติเรโซแนนซ์ที่ 2 ความถี่ แต่จะเห็นได้ว่าความถี่เรโซแนนซ์ในด้านสูงที่เกิดขึ้นนั้นจะไม่ตรงตามมาตรฐานความถี่ใช้งานของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN)

สำหรับเป้าหมายสำคัญในการออกแบบสายอากาศดังที่ได้กล่าวมาแล้วในส่วนแรก คือ การออกแบบสายอากาศเพื่อใช้สำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย ซึ่งจะต้องเป็นไปตามข้อกำหนดของ IEEE 802.11 คือ IEEE 802.11 a/b/g ตามลำดับ

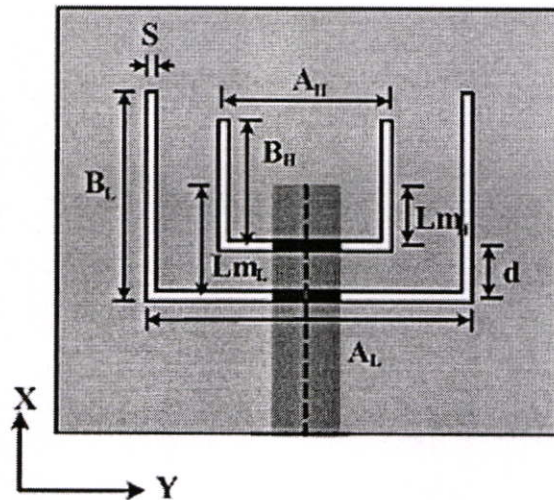
ดังนั้นจึงได้มีแนวคิดที่จะออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปตัวยูให้มี 2 องค์ประกอบที่มีขนาดแตกต่างกัน เพื่อที่จะให้สายอากาศโครงสร้างดังกล่าวสามารถเรโซแนนซ์ได้ที่ 2 ความถี่ตรงตามมาตรฐานความถี่ใช้งานของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) คือ IEEE 802.11 b/g ที่ย่านความถี่ 2.4 GHz และ IEEE 802.11 a ที่ย่านความถี่ 5.2 GHz ตามลำดับ

ดังนั้นการศึกษาในขั้นตอนนี้ต่อไปก็คือ การนำสายอากาศช่องเปิดรูปตัวยูที่ออกแบบในแต่ละความถี่ซึ่งจะมีขนาดแตกต่างกัน 2 ขนาดมาจัดวางในรูปแบบต่าง ๆ รวมทั้งทำการปรับค่าพารามิเตอร์สำคัญเพื่อที่จะให้สายอากาศสามารถเรโซแนนซ์ได้ที่ 2 ความถี่ตรงตามมาตรฐานของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย และจากนั้นก็นำไปสู่การศึกษาว่าคุณลักษณะอื่น ๆ ของสายอากาศรวมด้วย ซึ่งนำเสนอได้ตามลำดับดังต่อไปนี้

4.5 สายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยู 2 องค์ประกอบ

ในหัวข้อที่ 4.4 ได้กล่าวถึงการศึกษ ออกแบบและนำเสนอผลของค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดรูปเส้นตรง และช่องเปิดรูปตัวยู 1 องค์ประกอบที่มีการจัดวางในรูปแบบ หงายและคว่ำ ซึ่งมีการใช้รูปแบบการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริปต่อแบบเปิด วงจรมาแล้ว หัวข้อต่อไปนี้จะได้นำหลักการในหัวข้อที่ผ่านมาใช้ในการออกแบบและวิเคราะห์ สายอากาศที่มีโครงสร้างเป็น 2 องค์ประกอบ ซึ่งโครงสร้างสายอากาศจะเป็นสายอากาศรูปตัวยู 2 องค์ประกอบนำมาจัดวางซ้อนแบบหงาย และวางซ้อนแบบหงายคว่ำ แล้วทำการศึกษาและ วิเคราะห์เพื่อหารูปแบบของการจัดวาง และขนาดที่เหมาะสมเพื่อให้ได้ค่าคุณลักษณะของ สายอากาศตรงตามความถี่ที่ออกแบบที่ดีที่สุด ซึ่งได้กำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ และจำลอง โครงสร้างสายอากาศที่ออกแบบนั้นโดยใช้วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD) ซึ่ง นำเสนอตามลำดับดังนี้

4.5.1 สายอากาศช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงาย



รูปที่ 4.30 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงาย

จากรูปที่ 4.30 แสดงโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงายที่ทำการออกแบบโดยมีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้ คือ

- A_L คือ ความยาวของช่องเปิดในแนวแกนนอนรูปใหญ่
- B_L คือ ความยาวของช่องเปิดในแนวแกนตั้งรูปใหญ่
- A_H คือ ความยาวของช่องเปิดในแนวแกนนอนรูปเล็ก
- B_H คือ ความยาวของช่องเปิดในแนวแกนตั้งรูปเล็ก

- S คือ ความกว้างของช่องเปิด
 d คือ ระยะห่างระหว่างช่องเปิด
 L_{mL} คือ ความยาวของสตัปแมตซ์ซึ่งรูปใหญ่
 L_{mH} คือ ความยาวของสตัปแมตซ์ซึ่งรูปเล็ก

ในการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศรูปตัวยูสององค์ประกอบวางซ้อนแบบหงายได้ทำการออกแบบให้สายอากาศเรโซแนนซ์ที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz โดยช่องเปิดรูปตัวยูรูปใหญ่นั้นจะทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.4 GHz และช่องเปิดรูปตัวยูรูปเล็กจะทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.2 GHz โดยหลักในการออกแบบขนาดโครงสร้างในแต่ละขนาดจะใช้หลักการเดียวกันกับการออกแบบสายอากาศรูปตัวยู 1 องค์ประกอบ โดยที่โครงสร้างของสายอากาศสามารถแสดงดังรูปที่ 4.30 และขนาดของพารามิเตอร์แสดงดังตารางที่ 4.7 โดยที่ค่า A_H B_H A_L และ B_L ได้ออกแบบเพื่อให้สามารถเรโซแนนซ์ได้ตรงตามความถี่ที่ต้องการออกแบบ สำหรับความกว้างของช่องเปิดได้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 0.2 มิลลิเมตร ส่วนค่าพารามิเตอร์ L_{mH} L_{mL} และ d นั้นเป็นค่าที่ทำการออกแบบเพื่อให้ได้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุดที่ความถี่ที่ได้ออกแบบ

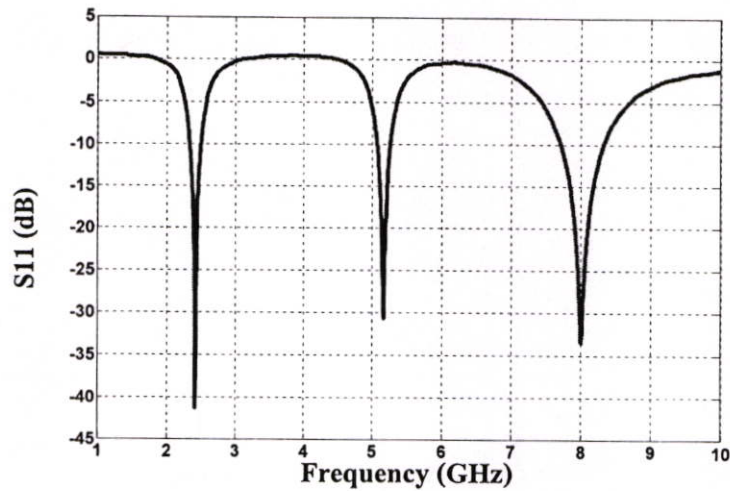
ตารางที่ 4.7 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงาย

พารามิเตอร์	A_H (mm)	B_H (mm)	A_L (mm)	B_L (mm)	W_m (mm)	L_{mH} (mm)	L_{mL} (mm)	d (mm)
ขนาด (mm)	11 $0.25\lambda_g$	5.5 $0.13\lambda_g$	21 $0.23\lambda_g$	10.5 $0.12\lambda_g$	4.8 $0.05\lambda_g$	1.8 $0.04\lambda_g$	3.4 $0.04\lambda_g$	1.6 $0.02\lambda_g$

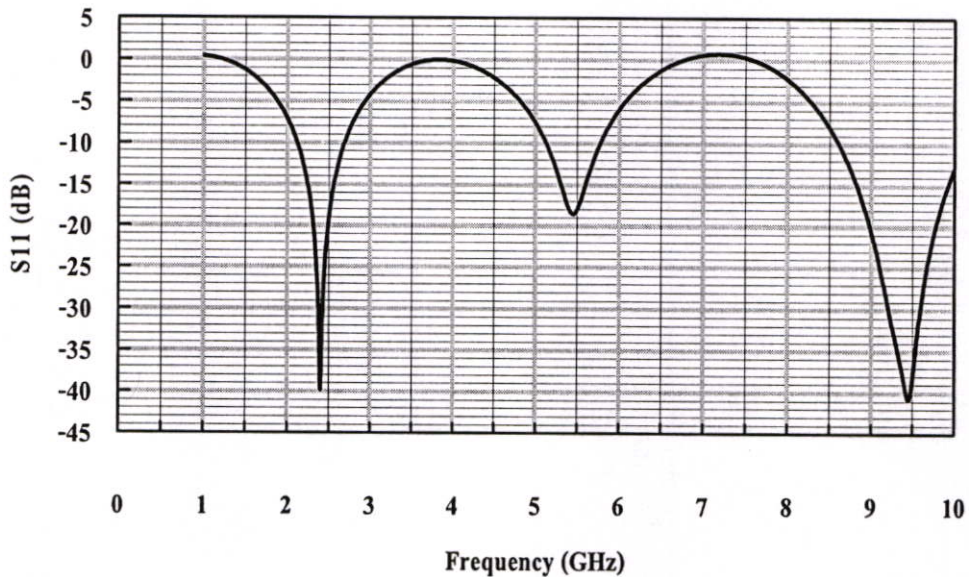
ตารางที่ 4.8 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงาย

ความถี่ที่ ออกแบบ (GHz)	ความถี่ เรโซแนนซ์ (GHz)	Zin Imag (Ohm)	Zin Real (Ohm)	VSWR	S_{11} (dB)	%BW
2.4	2.41	-0.02	49.15	1.01	-41.36	6.63%
2.5	5.19	-1.04	51.08	1.06	-30.70	3.87%

สำหรับค่า S_{11} พารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวยูแบบหงาย 2 องค์ประกอบ ได้แสดงดังรูปที่ 4.31 จากการสังเกตจะพบว่าค่า S_{11} พารามิเตอร์ ที่ได้จากการจำลองด้วยวิธี FDTD จะมีค่าใกล้เคียงกับความถี่ที่ได้ออกแบบและมีแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี



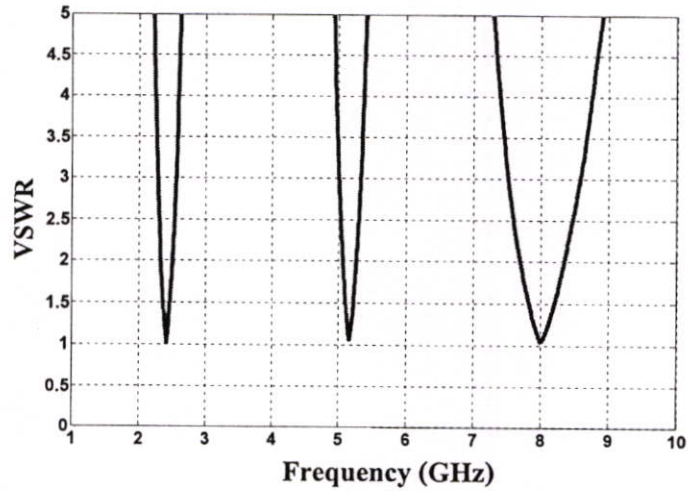
รูปที่ 4.31 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวาง
ชั้นแบบหงาย



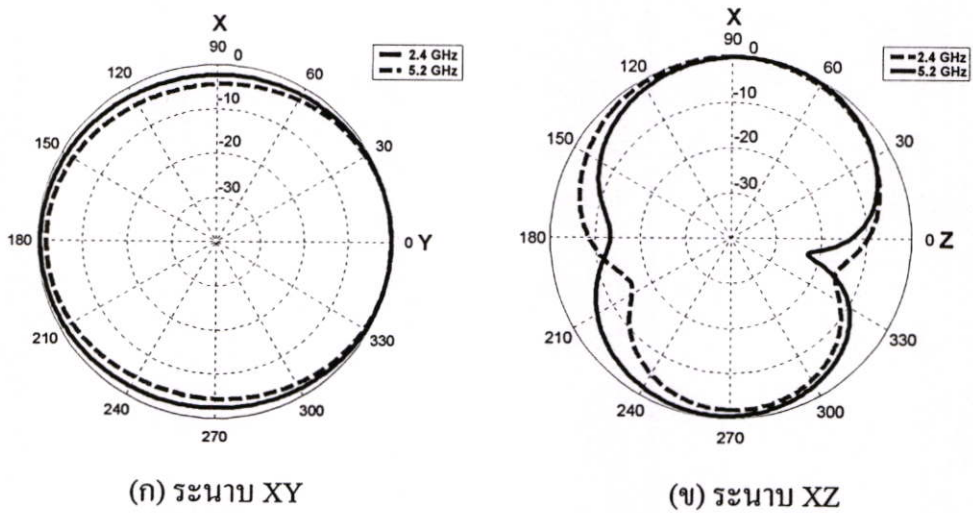
รูปที่ 4.32 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวาง
ชั้นแบบหงาย จากวิธี MoM ($S_{11} = -39.75$ dB ที่ 2.40 GHz และ $S_{11} = -18.54$ dB ที่
5.29 GHz)

ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่จำลองด้วยวิธี MoM แสดงได้ดังรูปที่ 4.32 ซึ่ง
ผลที่ได้จะเห็นว่า แม้จะมีการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ที่ใกล้เคียงกัน แต่ผลที่ได้จากวิธี FDTD จะมีการ
แมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีกว่าวิธี MoM ก่อนข้างมาก

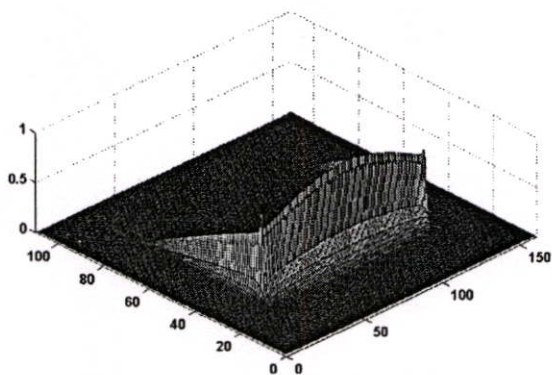
จากรูปที่ 4.33 จะเห็นว่าค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของทั้งสองความถี่มีค่าเข้าใกล้หนึ่งที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ แสดงให้เห็นว่าสายอากาศรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงายมีการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดีทั้งที่ความถี่ 2.4 GHz และที่ความถี่ 5.2 GHz



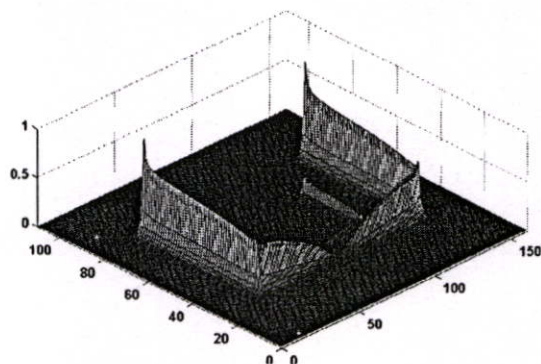
รูปที่ 4.33 ค่า VSWR ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงาย



รูปที่ 4.34 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงายที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz

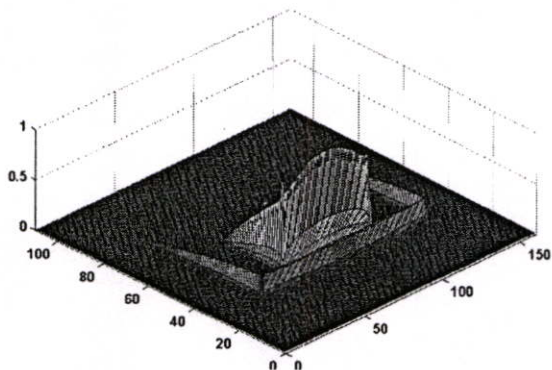


(ก) สนามไฟฟ้า

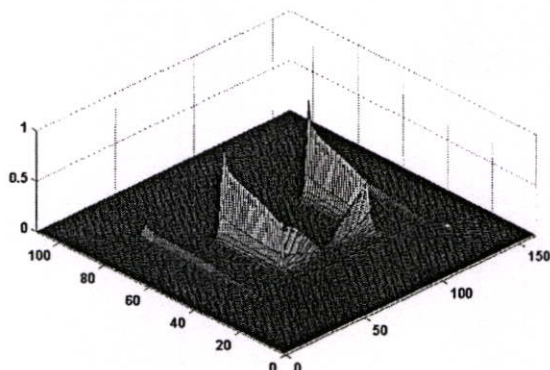


(ข) สนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.35 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงายที่ความถี่ 2.4 GHz

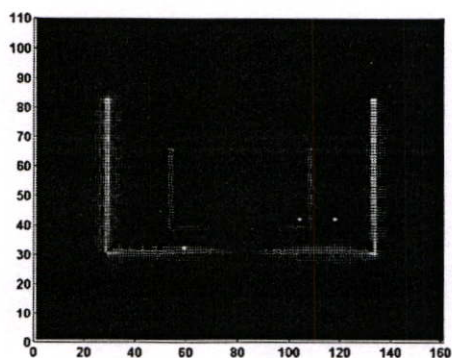


(ก) สนามไฟฟ้า

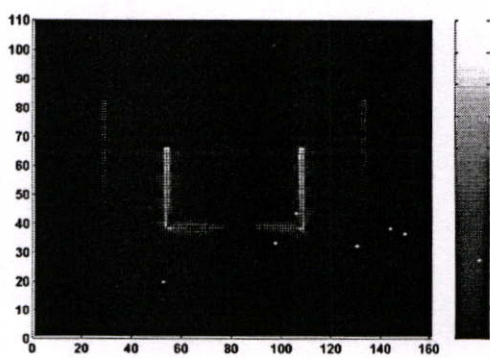


(ข) สนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.36 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงายที่ความถี่ 5.2 GHz



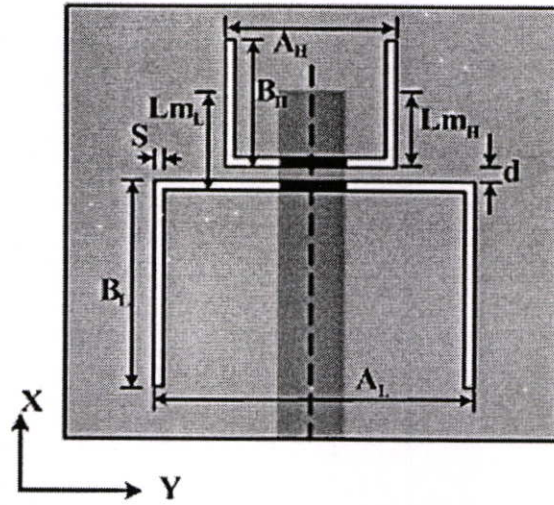
(ก) ที่ 2.4 GHz



(ข) ที่ 5.2 GHz

รูปที่ 4.37 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงายที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz

4.5.2 สายอากาศช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงายคว่ำ



รูปที่ 4.38 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงายคว่ำ

จากรูปที่ 4.38 จะเห็นได้ว่าสายอากาศประกอบด้วยช่องเปิดรูปตัวยู 2 ช่องที่มีขนาดแตกต่างกันวางอยู่บนแผ่นตัวนำเดียวกัน โดยได้ออกแบบให้แต่ละขนาดมีการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ที่แตกต่างกัน โดยช่องเปิดรูปใหญ่นั้นได้ออกแบบให้เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 2.4 GHz โดยมีขนาดความยาวรวมทั้งสามด้านของช่องเปิดเท่ากับ 41.2 มิลลิเมตร หรือเท่ากับ $0.44\lambda_g$ อัตราส่วนระหว่างความยาวในแนวแกนนอน (A) ต่อความยาวในแนวแกนตั้ง (B) กำหนดให้เท่ากับ 2:1 และความกว้างเปิดเท่ากับ 0.2 มิลลิเมตร สำหรับช่องเปิดรูปเล็กนั้นได้ออกแบบให้เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 5.2 GHz โดยมีขนาดความยาวรวมของช่องเปิดเท่ากับ 22 มิลลิเมตร หรือเท่ากับ $0.52\lambda_g$ และมีอัตราส่วนความยาวและขนาดของช่องเปิดเช่นเดียวกันกับช่องเปิดรูปใหญ่

สำหรับขนาดที่ใช้ในการจำลองแบบแสดงได้ดังตารางที่ 4.9 โดยได้มีพารามิเตอร์เพิ่มขึ้นมาอีก 1 ตัวคือ ระยะห่างระหว่างช่องเปิด (d) ซึ่งพารามิเตอร์ดังกล่าวต้องกำหนดให้มีค่าที่สัมพันธ์กันกับระยะสลับแมตซ์ซิ่ง (L_m) โดยจะต้องมีค่าไม่มากเกินไป เพราะถ้าระยะห่างระหว่างช่องเปิดมาก ก็จะทำให้ระยะ L_{m_L} มีค่าเพิ่มขึ้นตามซึ่งจะส่งผลให้ค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศเปลี่ยนแปลง

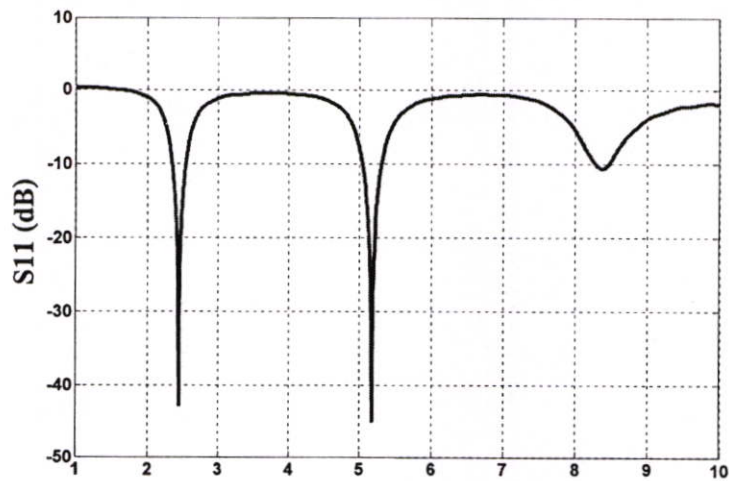
สายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูที่มีขนาดดังกล่าวนี้จะเกิดความถี่เรโซแนนซ์ได้ในย่านความถี่ที่ต้องการของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายได้เช่นเดียวกันกับสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง แต่สิ่งที่สังเกตได้คือความยาวรวมทั้งสามด้านของช่องเปิดจะมีค่าที่มากกว่าความยาวของช่องเปิดรูปเส้นตรงอยู่เล็กน้อย

ตารางที่ 4.9 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงายคว่ำ

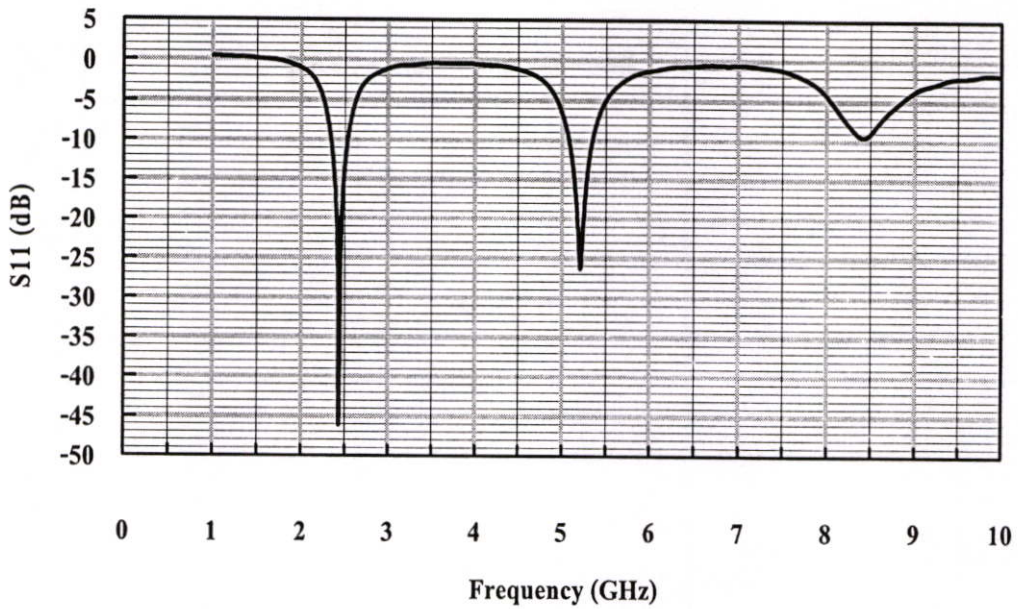
พารามิเตอร์	A_H (mm)	B_H (mm)	A_L (mm)	B_L (mm)	W_m (mm)	Lm_H (mm)	Lm_L (mm)	d (mm)
ขนาด (mm)	11 $0.25\lambda_g$	5.5 $0.13\lambda_g$	20.6 $0.22\lambda_g$	10.3 $0.11\lambda_g$	4.8 $0.05\lambda_g$	2.6 $0.06\lambda_g$	3.4 $0.04\lambda_g$	0.6 $0.006\lambda_g$

ตารางที่ 4.10 คุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงายคว่ำ

ความถี่ที่ ออกแบบ (GHz)	ความถี่ เรโซแนนท์ (GHz)	Zin Imag (Ohm)	Zin Real (Ohm)	VSWR	S_{11} (dB)	%BW
2.4	2.41	0.34	49.36	1.01	-42.81	8.23%
5.2	5.19	-0.55	50.05	1.01	-45.06	5.22%

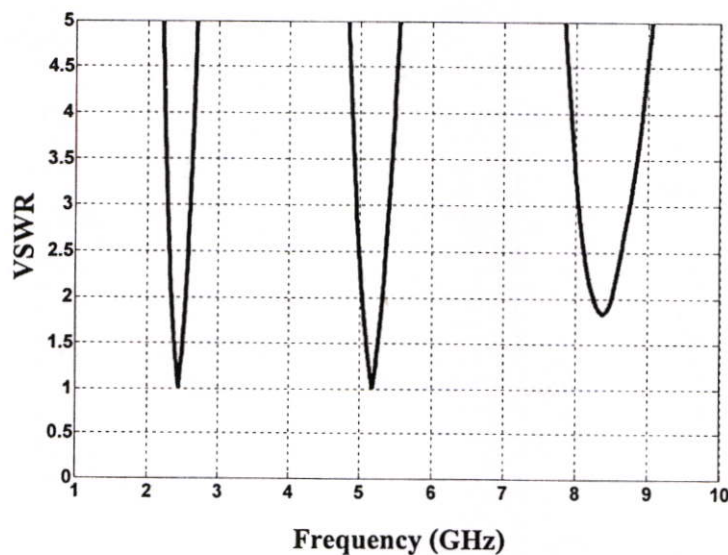


รูปที่ 4.39 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงายคว่ำ



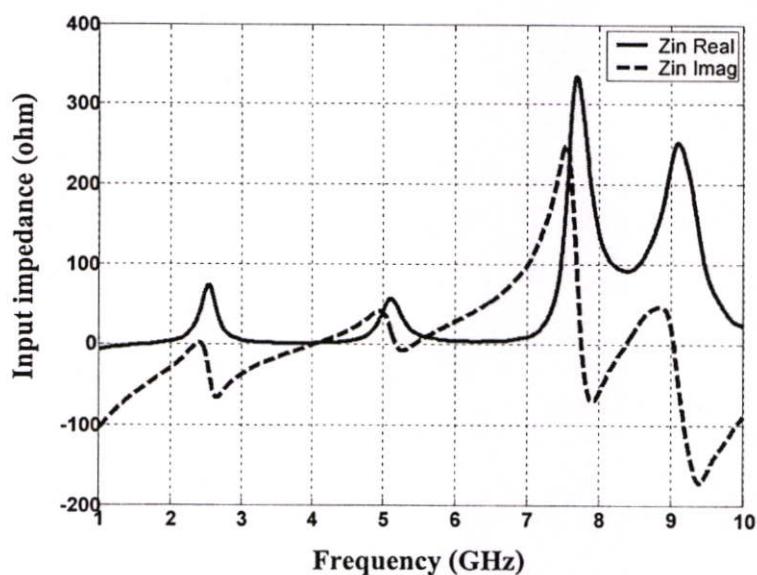
รูปที่ 4.40 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงายคว่ำ จากวิธี MoM ($S_{11} = -46.13$ dB ที่ 2.43 GHz และ $S_{11} = -26.30$ dB ที่ 5.21 GHz)

ผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสายอากาศช่องเปิดรูปตัวยูที่จำลองด้วยวิธี FDTD แสดงในรูปที่ 4.39 และค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่จำลองด้วยวิธี MoM แสดงได้ดังรูปที่ 4.40 ซึ่งผลที่ได้จะเห็นได้ว่า แม้จะมีการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ใกล้เคียงกัน แต่ผลที่ได้จากวิธี FDTD จะมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์มากกว่าวิธี MoM



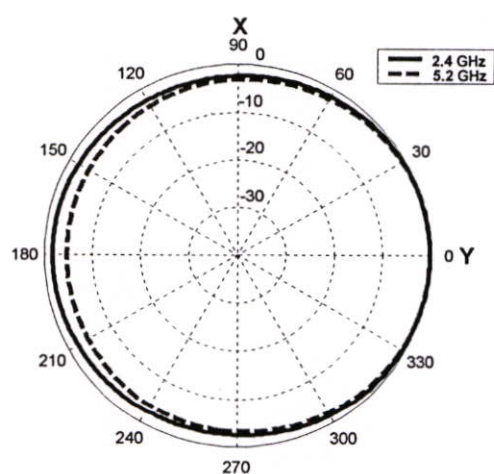
รูปที่ 4.41 ค่า VSWR ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงายคว่ำ

สำหรับค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (*VSWR*) ของสายอากาศ แสดงให้เห็นว่าที่จุดที่มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุด จะมีค่าเข้าใกล้ 1 นั่นคือ คลื่นนิ่งมีค่าต่ำ ดังแสดงในรูปที่ 4.41

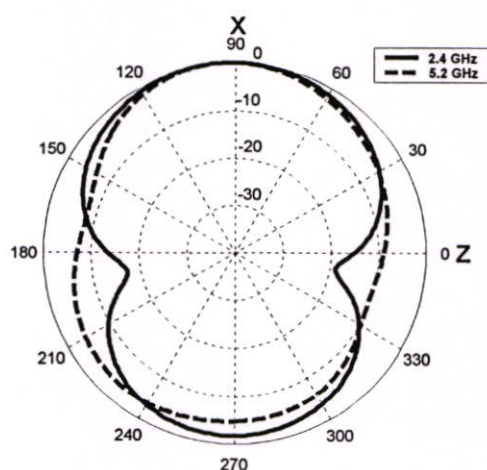


รูปที่ 4.42 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงายคว่ำ

สำหรับค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) ของสายอากาศดังแสดงในรูปที่ 4.42 จะเห็นได้ว่าที่ค่าความถี่ที่มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุดจะมีค่าของอินพุตอิมพีแดนซ์ค่าจริงเข้าใกล้ 50 โอห์ม และค่าจินตภาพเข้าใกล้ 0 นั่นคือแสดงให้เห็นว่าสายอากาศที่ออกแบบมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์กับสายส่ง 50 โอห์ม ทั้งสองย่านความถี่นั่นเอง

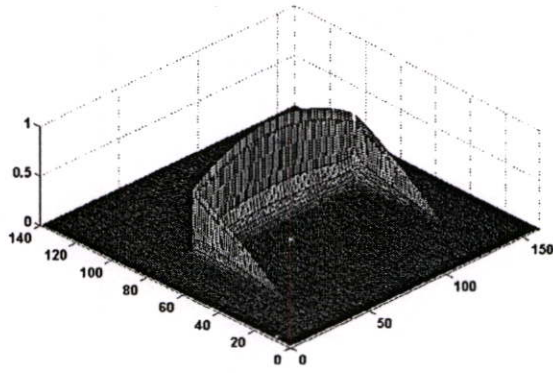


(ก) ระนาบ XY

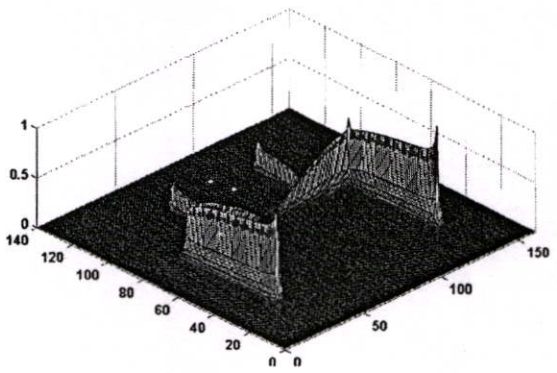


(ข) ระนาบ XZ

รูปที่ 4.43 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงายคว่ำ

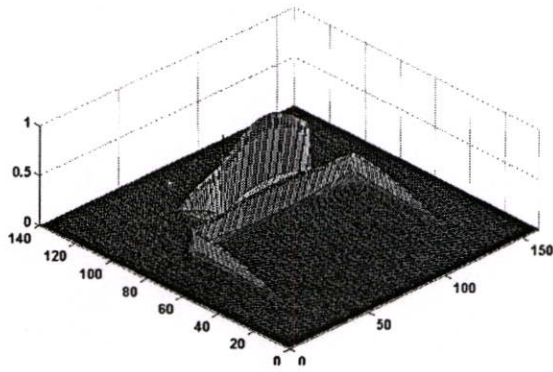


(ก) สนามไฟฟ้า

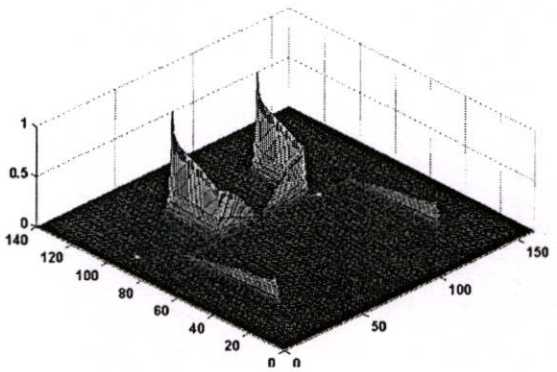


(ข) สนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.44 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงายคว่ำที่ความถี่ 2.4 GHz

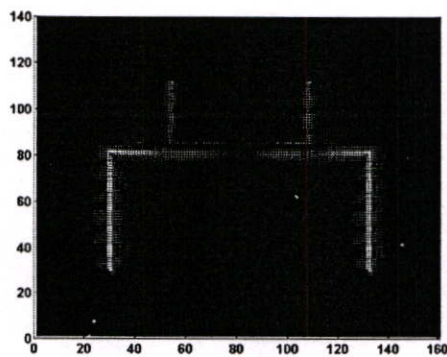


(ก) สนามไฟฟ้า

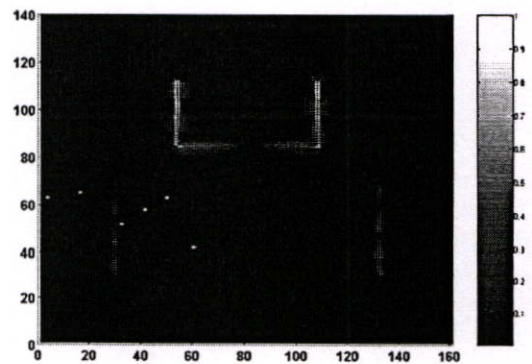


(ข) สนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.45 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงายคว่ำที่ความถี่ 5.2 GHz



(ก) ที่ 2.4 GHz



(ข) ที่ 5.2 GHz

รูปที่ 4.46 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูวางซ้อนแบบหงายคว่ำที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz

สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศจากรูปที่ 4.43 แสดงให้เห็นได้ว่าเป็นแบบบรอดไซด์ (Broadside) และเป็นแบบสองทิศทาง (Bi-directional) ทั้งความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ซึ่งจะคล้ายกันกับสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงและรูปตัวยู 1 องค์ประกอบ

สำหรับสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยู 2 องค์ประกอบวางซ้อนแบบหงายคว่ำทั้งที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.44 และ 4.45 จะเห็นได้ว่าสนามไฟฟ้าจะมีความเข้มสูงที่บริเวณกึ่งกลางของช่องเปิดและจะลดลงเรื่อย ๆ ไปจนถึงแขนทั้งสองด้านของรูปตัวยู และสนามแม่เหล็กจะมีความเข้มสูงสุดที่บริเวณปลายแขนทั้งสองของช่องเปิดรูปตัวยูซึ่งก็เป็นไปในลักษณะเดียวกันกับช่องเปิดรูปเส้นตรงและรูปตัวยู 1 องค์ประกอบ

ค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูนั้น จะมีความเข้มสูงสุดที่บริเวณปลายแขนทั้งสองด้านของช่องเปิดรูปตัวยูทั้งในส่วนของความถี่ด้านต่ำและด้านสูงซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.46 และจะเห็นได้ว่าความหนาแน่นของกระแสนั้นจะสัมพันธ์กับความเข้มสนามแม่เหล็ก ทั้งที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ตามลำดับ

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบและศึกษาถึงผลกระทบของการจัดวางสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยูที่ประกอบด้วย 1 และ 2 องค์ประกอบ ซึ่งโครงสร้างดังกล่าวได้พัฒนามาจากโครงสร้างที่เป็นช่องเปิดรูปเส้นตรง โดยมีการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบเปิดวงจร พร้อมทั้งทำการศึกษาการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของสายอากาศ ที่มีผลต่อค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ เช่น ความถี่เรโซแนนซ์ การแมทซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศกับสายส่งขนาด 50 โอห์ม โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อออกแบบสายอากาศให้มีคุณสมบัติเรโซแนนซ์ที่สองย่านความถี่ คือ ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz สำหรับใช้กับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g. โดยสายอากาศที่นำเสนอนี้ใช้วิธีการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD เปรียบเทียบกับวิธีโมเมนต์ (MoM) ซึ่งผลของค่าความถี่และแบนด์วิดท์ที่ได้นั้นครอบคลุมขนาดแบนด์วิดท์ที่ต้องการตามมาตรฐานของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย คือ IEEE 802.11 b/g (2.4-2.435 GHz) และ IEEE 802.11 a (5.150-5.350 GHz) และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศเป็นแบบสองทิศทาง

5.1 สรุปผลการศึกษาและวิเคราะห์

ในการออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปตัวยู 1 องค์ประกอบที่มีการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป เริ่มต้นด้วยการเลือกวัสดุฐานรองที่ต้องการออกแบบ และนำค่าคุณสมบัติมาคำนวณค่าความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป และคำนวณหาความยาวคลื่นสัมพันธ์ เพื่อนำค่าที่ได้มากำหนดค่าความยาวรวมของสายอากาศช่องเปิดรูปตัวยู ซึ่งขนาดความยาวรวมของสายอากาศรูปตัวยูนั้น ในการกำหนดจะต้องมีความสัมพันธ์กันกับความกว้างของช่องเปิด (S) เพื่อให้สายอากาศเรโซแนนซ์ที่ความถี่ที่ต้องการออกแบบ จากนั้นได้ทำการปรับพารามิเตอร์ค่าต่าง ๆ ของสายอากาศเพื่อศึกษาถึงผลกระทบต่อค่าคุณลักษณะของสายอากาศ และจากการจำลองที่ได้กล่าวมาแล้วในเบื้องต้น ทำให้ได้ผลดังนี้

ตารางที่ 5.1 – 5.2 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดทั้งหมดที่ทำการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งสามารถสรุปผลการวิจัยได้คือ

1. จากโครงสร้างสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงและรูปตัวยู 1 องค์ประกอบจะเห็นได้ว่าสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงและรูปตัวยูจะเกิดความถี่เรโซแนนซ์สองความถี่ คือ ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ ซึ่งเป็นความถี่เรโซแนนซ์ตามที่ต้องการออกแบบ และอีกความถี่หนึ่งเป็นความถี่เรโซแนนซ์ที่สูงกว่าซึ่งถือได้ว่าเป็นฮาร์โมนิกของความถี่แรกก็ว่าได้ ซึ่งหลักในการ

ออกแบบให้สายอากาศเรโซแนนท์ตรงตามความถี่ที่ออกแบบนั้น พารามิเตอร์ที่สำคัญและมีผลต่อค่าคุณลักษณะดังกล่าวคือ ความยาวของช่องเปิดรูปเส้นตรง (A) และความยาวรวมทั้งสามด้านของช่องเปิดรูปตัวยู (A+2B) ซึ่งในการออกแบบสายอากาศจะต้องออกแบบความยาวรวมของช่องเปิดให้มีความสัมพันธ์กันกับความกว้างของช่องเปิด โดยจะพบว่าเมื่อความกว้างของช่องเปิดเพิ่มขึ้น ความยาวรวมของช่องเปิดจะต้องเป็นส่วนกลับกันกับความกว้างของช่องเปิดคือ จะต้องมีขนาดที่สั้นลงเพื่อที่จะทำให้สายอากาศนั้นสามารถเรโซแนนท์ได้ตรงตามความถี่ที่ได้ออกแบบไว้คือที่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz และนอกจากนี้ยังสรุปได้อีกว่า ถ้าสายอากาศมีขนาดความกว้าง (S) เพิ่มขึ้น ค่าแบนด์วิธก็จะมีค่าที่เพิ่มเช่นกัน แต่จะเป็นส่วนกลับกันกับค่าเกณฑ์ที่จะมีค่าลดลง และถ้าขนาดความยาวรวมของช่องเปิดมากก็จะได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต่ำ และถ้าความยาวรวมของช่องเปิดน้อยก็จะทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์สูงขึ้น จากตารางพบว่า ความยาวรวมของช่องเปิดของทั้งช่องเปิด 1 และ 2 องค์ประกอบจะมีค่าที่ใกล้เคียงกันมากโดยจะมีค่าอยู่ในช่วงระหว่าง $0.44\lambda_g$ ถึง $0.46\lambda_g$ ของความถี่ที่ทำการออกแบบ ซึ่งแสดงให้เห็นว่ารูปแบบการจัดวางช่องเปิดรูปตัวยูในลักษณะต่าง ๆ ที่ได้ทำการศึกษานั้น จะมีผลกระทบเพียงเล็กน้อยต่อขนาดความยาวรวมของช่องเปิด และในส่วนของช่องเปิด 2 องค์ประกอบได้มีพารามิเตอร์เพิ่มขึ้นมาอีกตัวคือ ระยะห่างระหว่างช่องเปิด (d) ซึ่งในการออกแบบสายอากาศโครงสร้างที่มี 2 องค์ประกอบจะต้องคำนึงถึงค่าดังกล่าว ซึ่งพารามิเตอร์ดังกล่าวต้องกำหนดให้มีค่าที่สัมพันธ์กันกับระยะสแต็บแมตซ์ซิ่ง (L_m) โดยจะต้องมีค่าไม่มากเกินไป เพราะถ้าระยะห่างระหว่างช่องเปิดมาก ก็จะทำให้ระยะ L_m มีค่าเพิ่มขึ้นตามซึ่งจะส่งผลให้ค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ความถี่ด้านต่ำเปลี่ยนแปลง และจะไม่สามารถทำการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ค่าความถี่ดังกล่าวได้

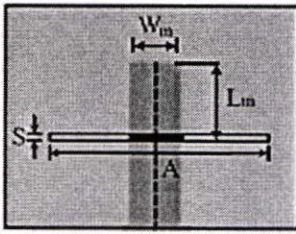
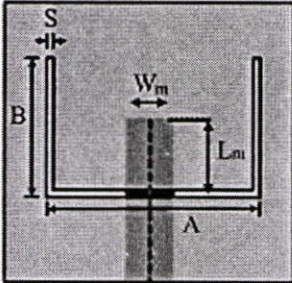
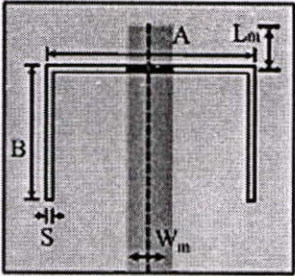
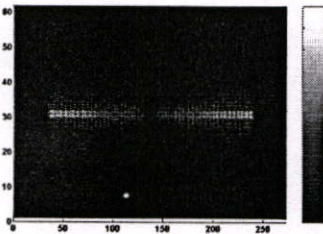
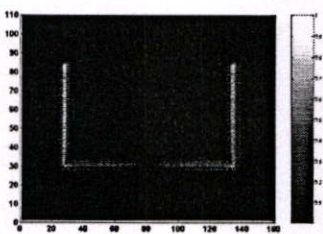
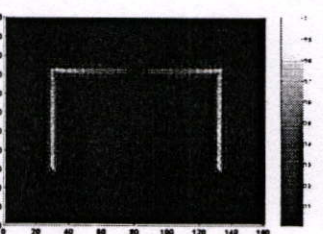
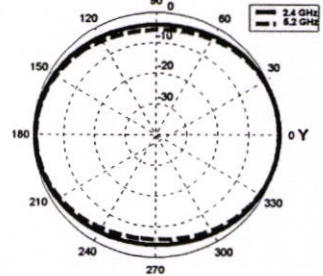
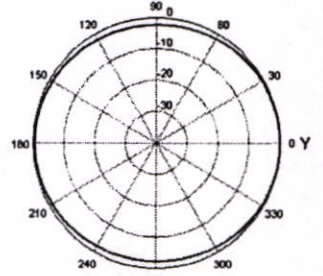
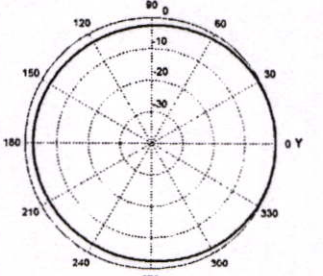
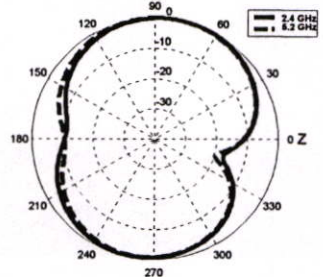
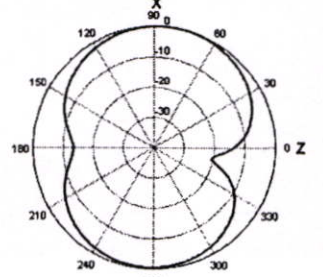
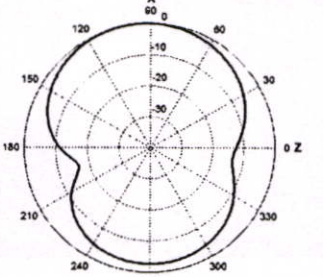
2. การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์สามารถทำได้ง่ายโดยการปรับความยาวของสแต็บแมตซ์ซิ่ง (L_m) การปรับขนาดความยาวของสแต็บแมตซ์ซิ่งจะมีผลต่อค่าความถี่เรโซแนนท์กล่าวคือ ถ้าหากว่าสแต็บมีความยาวเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนท์ลดต่ำลง และถ้าหากว่าสแต็บสั้นลงก็จะทำให้ความถี่เรโซแนนท์สูงขึ้น ดังนั้นในการออกแบบสายอากาศให้เรโซแนนท์ที่ความถี่ใด ๆ จะต้องออกแบบให้มีความถี่เรโซแนนท์สูงหรือต่ำกว่าความถี่ที่ต้องการเล็กน้อย จากนั้นจึงทำการปรับสแต็บแมตซ์ซิ่งเข้าช่วยเพื่อให้สายอากาศเรโซแนนท์ตรงตามความถี่ที่ออกแบบรวมทั้งมีค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ต่ำด้วย

3. ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศแบบช่องเปิดโดยทั่วไปนั้นมักจะเกิดขึ้นที่บริเวณขอบของสายอากาศช่องเปิด ซึ่งจากตารางได้แสดงให้เห็นถึงความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าที่บริเวณปลายของช่องเปิด โดยกระแสไฟฟ้าจะหนาแน่นมากในบริเวณปลายทั้งสองด้านของสายอากาศแบบช่องเปิด ทั้งในส่วนช่องเปิดรูปเส้นตรงและช่องเปิดรูปตัวยู

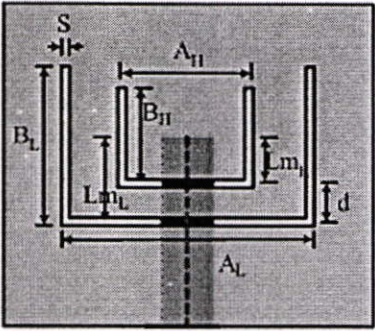
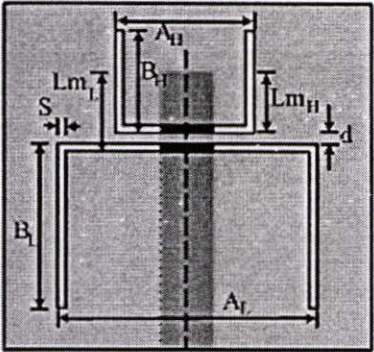
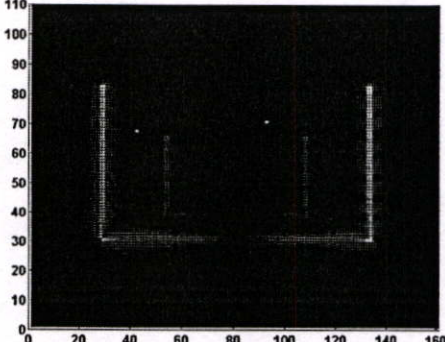
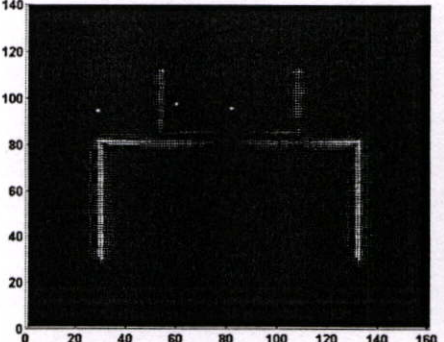
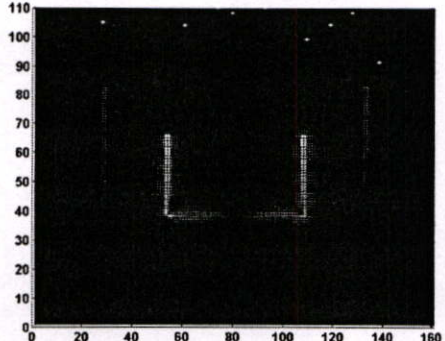
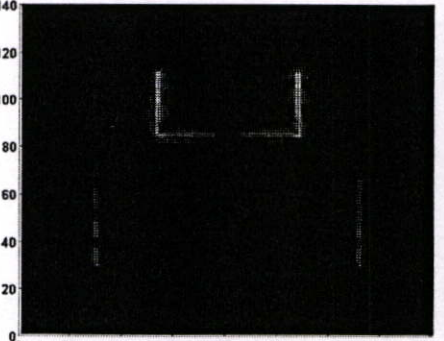
4. แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ XY และ XZ ของโครงสร้างทั้งหมดที่ได้ศึกษาทั้ง จะมีลักษณะที่คล้ายกันโดยจะมีแบบรูปเสมือนจะเป็นลักษณะในการแผ่พลังงานไป

ในสองทิศทาง (Bi-directional)

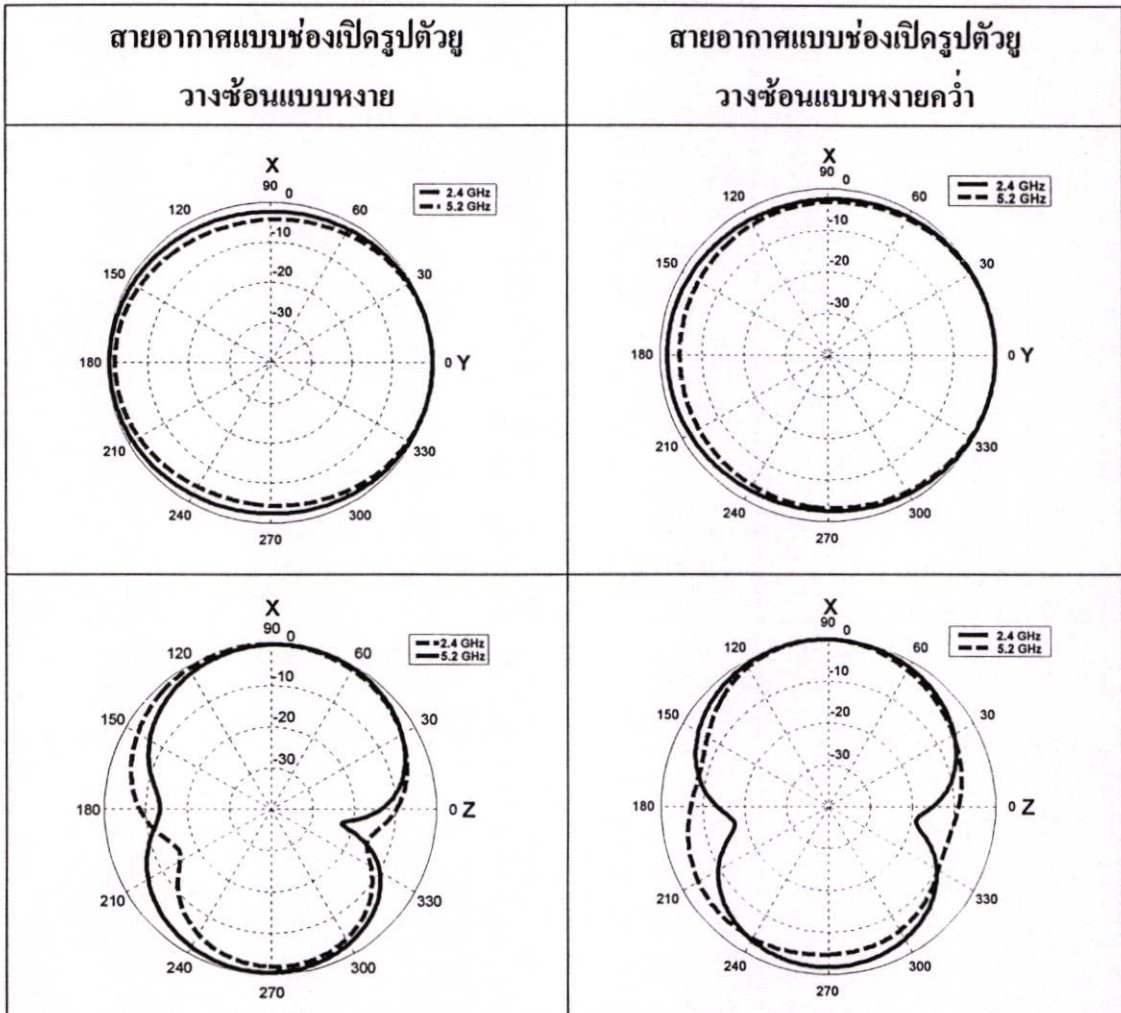
ตารางที่ 5.1 แสดงค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเส้นตรงและรูปตัวยู 1 องค์ประกอบ

สายอากาศแบบช่องเปิด รูปเส้นตรง	สายอากาศแบบช่องเปิด รูปตัวยูหงาย	สายอากาศแบบช่องเปิด รูปตัวยูคว่ำ
		
<p>ออกแบบที่ความถี่ 2.4 GHz</p> <p>$A = 40.2 \text{ mm } (0.44\lambda_g)$</p> <p>$S = 0.2 \text{ mm } (0.0021\lambda_g)$</p> <p>$L_m = 3.4 \text{ mm } (0.037\lambda_g)$</p>	<p>ออกแบบที่ความถี่ 2.4 GHz</p> <p>$A+2B = 42.4 \text{ mm } (0.46\lambda_g)$</p> <p>$S = 0.2 \text{ mm } (0.0021\lambda_g)$</p> <p>$L_m = 3.2 \text{ mm } (0.034\lambda_g)$</p>	<p>ออกแบบที่ความถี่ 2.4 GHz</p> <p>$A+2B = 40.8 \text{ mm } (0.44\lambda_g)$</p> <p>$S = 0.2 \text{ mm } (0.0021\lambda_g)$</p> <p>$L_m = 3.8 \text{ mm } (0.041\lambda_g)$</p>
		
		
		

ตารางที่ 5.2 แสดงค่าคุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัว U 2 องค์ประกอบ

สายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัว U วางชั้นแบบหงาย	สายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัว U วางชั้นแบบหงายคว่ำ
	
<p>ออกแบบที่ความถี่ 2.4 GHz</p> <p>$A_L + 2 B_L = 42 \text{ mm } (0.45 \lambda_g)$</p> <p>$Lm_L = 3.4 \text{ mm } (0.04 \lambda_g)$</p> <p>ออกแบบที่ความถี่ 5.2 GHz</p> <p>$A_H + 2 B_H = 21 \text{ mm } (0.5 \lambda_g)$</p> <p>$Lm_H = 1.8 \text{ mm } (0.04 \lambda_g)$</p> <p>$d = 1.6 \text{ mm } (0.02 \lambda_g)$</p> <p>$S = 0.2 \text{ mm } (0.0021 \lambda_g)$</p>	<p>ออกแบบที่ความถี่ 2.4 GHz</p> <p>$A_L + 2 B_L = 41.2 \text{ mm } (0.44 \lambda_g)$</p> <p>$Lm_L = 3.4 \text{ mm } (0.04 \lambda_g)$</p> <p>ออกแบบที่ความถี่ 5.2 GHz</p> <p>$A_H + 2 B_H = 22 \text{ mm } (0.52 \lambda_g)$</p> <p>$Lm_H = 2.6 \text{ mm } (0.06 \lambda_g)$</p> <p>$d = 0.6 \text{ mm } (0.006 \lambda_g)$</p> <p>$S = 0.2 \text{ mm } (0.0021 \lambda_g)$</p>
	
	

ตารางที่ 5.2 (ต่อ)



5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

จากผลการจำลองจะเห็นได้ว่าสายอากาศช่องเปิดรูปตัว Y ที่นำเสนอแบบ 1 องค์กรประกอบสามารถเรโซแนนซ์ที่ 2 ความถี่ คือ 2.4 GHz และ 8 GHz แต่จะพบว่าที่ความถี่ด้านสูงนั้นจะไม่ตรงตามความต้องการที่จะออกแบบและค่าแบนด์วิธที่ได้ค่อนข้างแคบ ฉะนั้นจึงได้ออกแบบสายอากาศที่ 2 องค์กรประกอบโดยกำหนดให้สายอากาศ 2 องค์กรประกอบมีขนาดที่แตกต่างกัน โดยออกแบบให้เรโซแนนซ์ที่ความถี่แตกต่างกัน คือที่ 2.4 และ 5.2 GHz ซึ่งจะเห็นได้ว่าสายอากาศสามารถเรโซแนนซ์ที่ตรงตามความถี่ที่ออกแบบซึ่งเป็นไปตามมาตรฐานของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย และหากต้องการให้สายอากาศรูปแบบดังกล่าวสามารถเรโซแนนซ์ที่ความถี่อื่น ๆ เพิ่มขึ้น (multi frequency) ก็สามารถนำหลักการดังกล่าวมาใช้ได้ โดยอาจจะเพิ่มสายอากาศเป็น 3 องค์กรประกอบแล้วทำการจัดวางวางเป็นแถวลำดับที่มีรูปแบบที่แตกต่างกันไป ก็อาจจะสามารถทำให้สายอากาศมีคุณลักษณะที่ดีขึ้นได้ ซึ่งการกระทำในลักษณะนี้ก็จะเป็นอีกวิธีหนึ่งที่ใช้เพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ นอกจากนี้ยังเป็นการปรับบีมของสายอากาศอีกด้วย ซึ่งลักษณะบีมของสายอากาศนั้น

ขึ้นอยู่กับรูปแบบการจัดวางแถวลำดับ และหากต้องการสายอากาศเป็นอุลตราไวด์แบนด์ (Ultra-wide-band) อาจทำได้โดยการปรับความกว้างช่องเปิดเพิ่มขึ้น และใช้การปรับปรุงรูปร่างสายส่ง สัญญาณร่วมด้วย

สุดท้ายนี้ผู้เขียนหวังว่าแนวความคิด วิธีการศึกษาวิเคราะห์ รวมถึงผลการวิเคราะห์จาก วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์และเป็นแนวทางที่ดีให้แก่ผู้ที่สนใจศึกษา ค้นคว้าในเรื่องของการจัดวางสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวยู เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ให้เหมาะสมกับงานที่ต้องการต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] Stephen C. Harsany. 1997. **Principles of Microwave Technology**. New Jersey : Prentice Hall, Inc.
- [2] Robert E. Collin. 1992. **Foundations for Microwave Engineering**. 2nd Ed. New York: McGraw – Hill, Inc.
- [3] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl and Apisak Ittipiboon. 2000. **Microstrip Antenna Design Handbook**. Boston: Artech House.
- [4] Kai Fong Lee and Wei Chen. 1997. **Advances in Microstrip and Printed Antennas**. New York: John Wiley & Sons, Inc.
- [5] Xianming Qing and Michael Yan Wah Chia, “Broadband Annular Dual-slot Antenna for WLAN Applications”, **Antennas and Propagation Society International Symposium., 2002. IEEE** vol.2, 16-21 June 2002, pp. 452-455.
- [6] Hua-Ming Chen, Jia-Mao Chen, Ping-Shou Cheng and Yi-Fang Lin, “Microstrip-fed Printed Dipole Antenna for 2.4/5.2 GHz WLAN Operation”, **Antennas and Propagation Society Symposium., 2004. IEEE** vol.3, 20-25 June 2004, pp. 2584-2587.
- [7] Shih-Huang Yeh and Kin-Lu Wong, “Dual-band F-shaped monopole antenna for 2.4/5.2 GHz WLAN Application”, **Antennas and Propagation Society International Symposium., 2002. IEEE** vol. 4, 16-21 June 2002, pp. 72-75.
- [8] Hua-Ming Chen and Yi-Fang Lin, “Printed monopole antenna for 2.4/5.2 GHz Dual-band Operation”, **Antennas and Propagation Society International Symposium., 2003. IEEE** vol. 3, 22-27 June 2003, pp. 60-63.
- [9] Constantine A. Balanis, “**Antenna Theory Analysis and Design**”, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [10] วสันต์ อาชาคะ โขพล และ Advanced Engineering Group. **สายอากาศและเทคนิคการติดตั้ง**. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์. 2537
- [11] โมไนย ไกรฤกษ์ และ วิวัฒน์ กิรานนท์. **ทฤษฎีสายอากาศ**. พิมพ์ครั้งที่ 5. กรกฎาคม 2540
- [12] บัญญัติ โรจน์อารยานนท์. **วิศวกรรมไมโครเวฟ**. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2539
- [13] Jackson, D.R., and A. Oliner, “A Leaky Wave Analysis of the High-Gain Printed Antenna Configuration,” **IEEE Trans. Antennas Propag.** 36(7):, 1988, pp. 905-910

- [14] บัญญัติ โรจน์อารยานนท์. **วิศวกรรมสายอากาศ**. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2534
- [15] ไพฑูรย์ รักเหลือ. “การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยวิธี FDTD.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2546
- [16] Yoshimura, Y., “A Microstrip Line Slot Antenna,” **IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques**, Vol. MTT-20, 1972, pp. 760-762.
- [17] Pozar D. M., “Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antennas,” **IEEE Trans. on Antennas and Propagation**, Vol. Ap- 34, 1986, pp. 1439-1446.
- [18] กฤตพล นาคเจริญ. “การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2547
- [19] Karl S. Kunz, Raymond J. Luebbers. **The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics**. United States: CRC Press, Inc. 1993.
- [20] K. S. Yee, “Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell’s equations in isotropic media,” **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, Vol. Ap-14, pp. 302 -307, May 1966.
- [21] A. Thom and C. J. Apelt. 1961. **Field Computation in Engineering and Physics**. London: D. Van Nostrand.
- [22] A. Taflove and M. E. brodwin. “Numerical Solution of Steady-state Electromagnetic Scattering Problems Using the Time-Dependent Maxwell’s Equations.” **IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques**, Vol. MTT-23, on. 8, August 1975. pp. 623-630.
- [23] A. Taflove. **Computational Electrodynamics the Finite – Differential Time Domain Method**. London: Artech House. Inc. 1995.
- [24] A. Taflove. **Advances in Computational Electrodynamics The Finite - Difference Time-Domain Method**. London: Artech House. Inc. 1998.
- [25] 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.

- [26] Engquist, B., and A. Majda, "Absorbing boundary conditions for the numerical simulation of waves," **Mathematics of Computation**, vol. 31, 1997, pp. 629-651.
- [27] C. Kaewarsa, P. Wiriyacosol, N. Anantrasirichai, P. Rklue, M. Tangitjesada
"Characteristics of U-Shaped Slot Antenna for Triple-Frequency" ECTI-CON 2006, May 10-13, Ubonburi Hotel, UbonRatchathani, Thailand, pp. 485-488

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

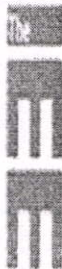
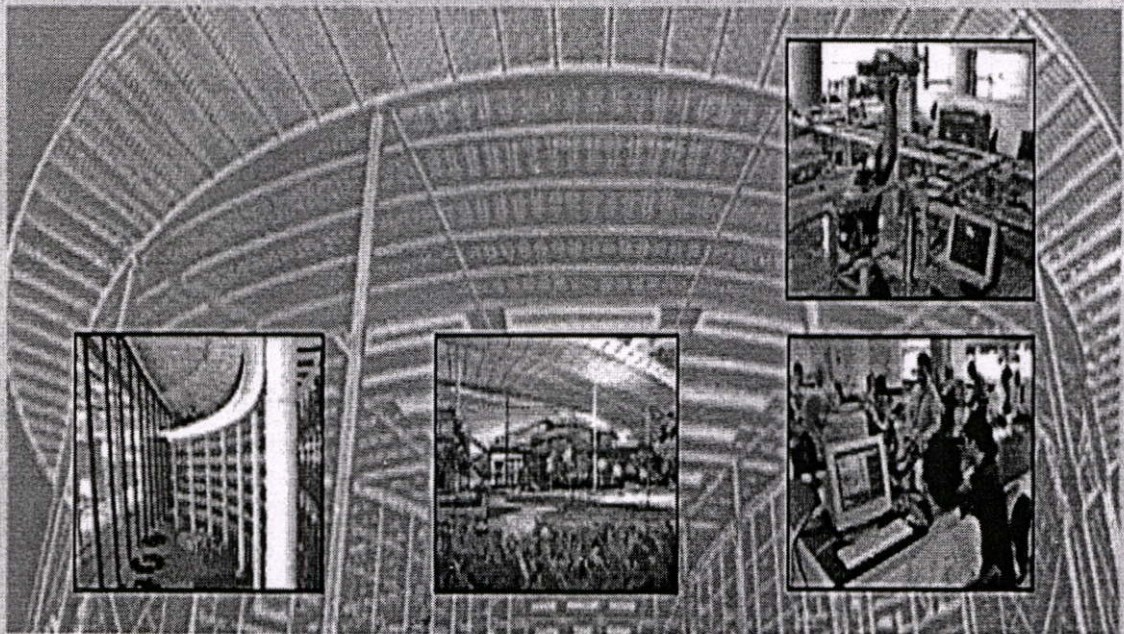
บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] C. Kaewarsa, N. Anantrasirichai and T. Wakabayashi “Aperture-Coupled Bow-Tie Printed Antenna” ICIS 2005, December 1-3, Sunway Lagoon Resort Hotel, Kuala Lumpur, Malaysia
- [2] C. Kaewarsa, P. Wiriyacosol, N. Anantrasirichai, P. Raklue, M. Tangitjesada “Characteristics of U-Shaped Slot Antenna for Triple-Frequency” ECTI-CON 2006, May 10-13, Ubonburi Hotel, Ubon Ratchathani, Thailand, pp. 485-488

International Conference on Intelligent Systems

ICIS 2005

Sunway Lagoon Resort Hotel, Kuala Lumpur
1 - 3 December 2005



IEE Malaysia
Branch



UNIVERSITI
TEKNOLOGI
PETRONAS



▶ ▶ ▶ Proceedings ◀ ◀ ◀

Aperture-Coupled Bow-Tie Printed Antenna

C. Kaewarsa¹

N. Anantrasirichai¹

T. Wakabayashi²

¹ReCCIT, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand
Tel: +662-7392382, Fax: +662-3264176, E-mail: kanoppin@kmitl.ac.th

²School of Information Technology and Electronics
Tokai University, Hirasuka, Kanagawa, 259-1292 Japan
E-mail: wakaba@et.u-tokai.ac.jp

Abstract

Aperture-coupled bow tie printed antenna is proposed for increasing bandwidth more than patch antenna. The advantage of this antenna is wide band and easily to matching impedance with characteristic impedance of transmission line. Herein, we use two substrates that have the same dielectric constant 2.47 (PTFE-quartz) in which upper substrate is a bow-tie antenna. This antenna is fed by microstrip line, which printed on lower substrate, through an aperture or slot in the common ground plane of bow-tie antenna and microstrip feed. The Finite Difference Time Domain (FDTD) method is used to analyze this antenna at specific design frequency 8 GHz, 10 GHz and 12 GHz, and match impedance is 50 ohms.

Keywords: Bow Tie Antenna, Aperture Coupled Antenna

Introduction

Nowadays, microstrip or printed antenna is widely used in satellite and mobile communications. It is known that there are many types of antennas that can be used for both transmitting and receiving signals. Microstrip or printed antenna is one type of antenna, which is a miniature size, lightweight, low cost, and low profile.

However, printed antennas have a number of useful properties. But one of the serious limitations of printed antennas is that they have narrow bandwidth characteristics. Aperture-coupled printed antennas are one of the successful methods for increasing bandwidth. It was proposed by Pozar in 1985. This antenna is one type of printed antenna, which has many advantages over patch antennas. These include shielding of the antenna from spurious feed radiation, use of suitable substrates for feed structure and antenna, and use of thick substrate for increasing the antenna bandwidth.

In this paper, we will consider aperture-coupled bow-tie printed antennas with different substrate thicknesses. Analysis of input impedance, return loss, VSWR, and radiation patterns of the antenna is obtained by matched impedance with characteristic impedance of transmission line 50 ohms. To achieve these parameters, the Finite Difference Time Domain (FDTD) method is used. The 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 are extremely difficult to analyze by other methods.

FDTD Method

This antenna is simulated 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 that are based on the FDTD algorithm. The algorithm of FDTD electromagnetic field analysis was introduced by Kane Yee. The FDTD technique can be used to treat transient conditions such as pulses in the time domain, and computational electromagnetic modeling which can predict and analyze the electromagnetic responses of complex problems. Hence, the FDTD method is used to analyze the antenna as shown in Figure 1.

The analytical space consists of 40x80x100 cells with the cell dimension $\Delta x = 0.1$ mm, $\Delta y = \Delta z = 0.25$ mm. The time step satisfies the following Courant condition.

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

Where c is the light velocity in free space.

The equations of the electromagnetic field in the FDTD method are analyzed in the boundary conditions that are calculated by central difference expressions based on Maxwell's equations. For source excitation of the antenna, the input voltage $V(t)$ is based on a Gaussian pulse and expressed as

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

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

Antenna Structure

Figure 1 shows the structure and parameters of the aperture-coupled bow-tie antenna, which consists of two substrates with different thicknesses but the same dielectric constant 2.47 (PTFE-

quartz) and loss tangent is assumed of 0.0006 at 10 GHz. The dimension of bow-tie is $A \times B$ printed on a substrate of thickness H . Other substrate of thickness T is of microstrip line with same dielectric constant. Bow-tie antenna is fed by microstrip line through an aperture in the common ground plane of antenna. The width of microstrip feed line (W_m) is designed to match impedance 50 ohm of transmission line, in this case $W_m = 2\text{mm}$, and the dimension of aperture is $L_a \times W_a$.

In this paper, we analyzed three frequencies 8 GHz, 10 GHz and 12 GHz by using the equation (3) and (4) to calculate the side A and distance B of bow-tie antenna.

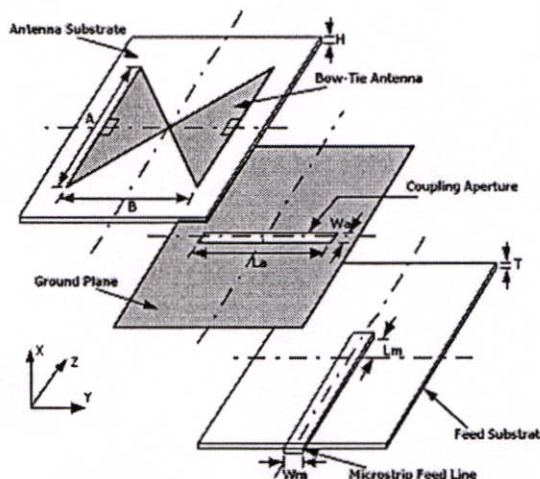


Figure 1. Structure of aperture-coupled bow-tie printed antenna.

A. Design Bow-Tie Printed Antenna

The side A and distance B of bow-tie antenna are given by

$$A \approx \lambda_g / 2.37 \quad (3)$$

$$B \approx \lambda_g / 3.37 \quad (4)$$

and length of aperture : $L_a = B$ (5)

width of aperture : $W_a = L_a / 12$ (6)

thickness of substrate : $H \approx 2T$ (7)

The wavelength λ_g in the substrate of this antenna can be calculated from following equations.

$$\lambda_g = \frac{c/f}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (8)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W_m} \right]^{-1/2} \quad (9)$$

B. Adjusting for Match Impedance

To match impedance with the characteristic impedance of transmission line by adjust distance B and distance L_m .

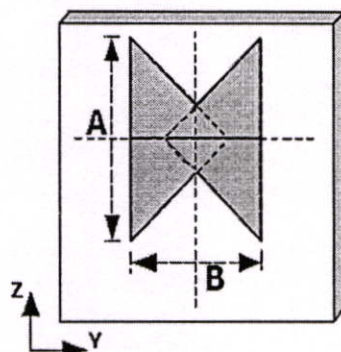


Figure 2. Configuration of bow-tie by adjust B.

The step of adjusting is:

- Adjust distance B until less of return loss.
- Adjust distance L_m for good matching or optimum return loss.

Each of adjustment the resonance frequency will be slightly change, when distance B is shorter the resonance frequency will be decreased and L_m is longer the resonance frequency will be decreased as shown in Figure 3.

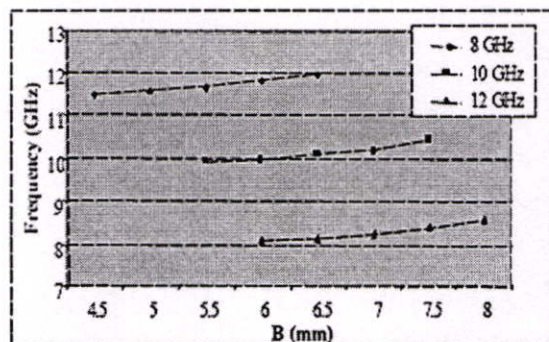


Figure 3. Resonance frequency of resonance frequency and distance B.

Simulation Results

A. Simulation pulse

For this simulation software, it can create the time step of Gaussian pulse for analysis and predict of the electromagnetic responses from bow-tie antenna as shown in Figure 4.

The Gaussian pulse is propagated along a microstrip line. It is a simple sample and useful for the time domain simulation features of the FDTD method.

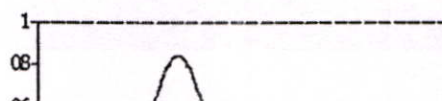
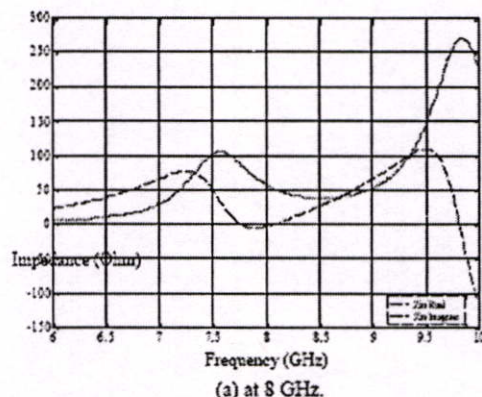


Figure 4. Gaussian pulse use for simulate of this problem.



B. Characteristic of Input Impedance and Return Loss.

The input impedance (Z_{in}) is the complex number. To find out the input impedance, the reference surface will be defined as S parameter. And input impedance of antenna is described by using an parameter S_{11} and characteristic impedance Z_0 of a microstrip line :

$$Z_{in} = \left[\frac{(1 + S_{11})}{(1 - S_{11})} \right] Z_0 \quad (10)$$

Figure 5. shows characteristic of input impedance of bow-tie antenna at three resonance frequencies. From the simulation results, it is necessary to obtain resonance frequency nearly 8 GHz, 10 GHz and 12 GHz. The input impedance is a complex number, which has the real and imaginary parts. By adjusting the distance B and L_m , it is possible to change values of real and imaginary parts of the input impedance at a resonance point.

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

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

Where \mathfrak{F} shows a Fourier Transform and L is the distance between an observing point and a reference point. The propagation constant γ can be defined by

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (12)$$

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

Characteristics of a reflected loss S_{11} (return loss) is shown in Figure 6. By varying the values of B and L_m with the comparison of the effect of return loss. It will show that the distance B and L_m can be effect on the matching. From the simulation results, a minimum point of return loss shows a resonance frequency. It is clear that a good matching with

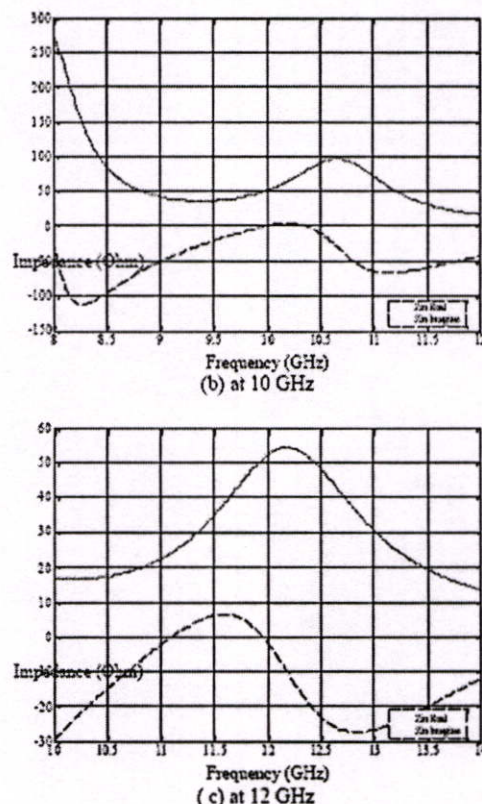


Figure 5. Characteristic of input impedance.

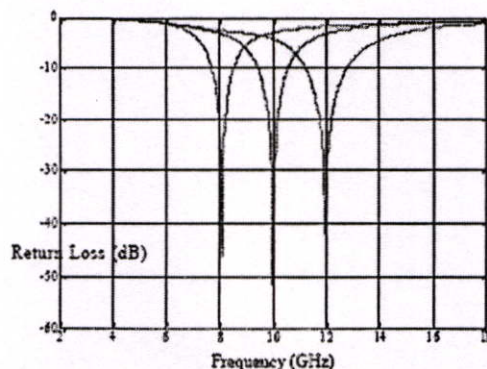


Figure 6. Characteristic of return loss at resonance frequency 8 GHz, 10 GHz and 12 GHz.

performance depend on return loss. It is seen that a resonant frequency of the antenna is about 8 GHz, 10 GHz and 12 GHz.

Table 1. Simulation results of aperture-coupled bow-tie printed antenna at three resonance frequencies.

Design frequency (GHz)	8	10	12	
T (mm)	0.7	0.7	0.7	
H (mm)	1.4	1.4	1.4	
A (mm)	11.5	9.5	8	
B (mm)	6	6	6.5	
La (mm)	6	6	6.5	
Wa (mm)	0.5	0.5	0.5	
Lm (mm)	3.5	4	3.75	
Return loss (S_{11})	-46.17	-51.73	-41.87	
Input Impedance	Real (Ω)	50.28	50.11	50.54
	Imag (Ω)	0.4	-0.23	0.6
Resonance frequency (GHz)	8.08	9.97	11.93	
VSWR	1.02	1.01	1.01	
BW (%)	10.56	13.7	11.72	
Gain (dB)	6.68	6.36	6.33	

C. Voltage Standing Wave Ratio (VSWR)

VSWR is a characteristic for show the performance of antenna, which relate to reflected wave. In a properly designed system for impedance matching the value of VSWR is nearly 1.01. Figure 7. shows a characteristic of VSWR of bow-tie antenna at three resonance frequencies.

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.

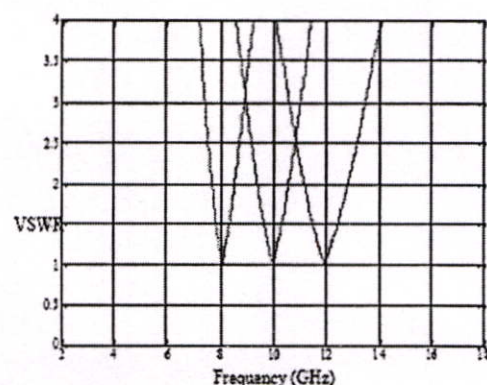


Figure 7. Characteristic of VSWR at resonance frequency 8 GHz, 10 GHz and 12 GHz.

D. 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. Hence, far fields are obtained by converting near field to far field in the frequency domain. To consider the radiation pattern from the center of antenna, far field patterns of the xy and xz planes at resonance frequency 8.08 GHz, 9.97 GHz and 11.93 GHz are shown in Figure 8-10.

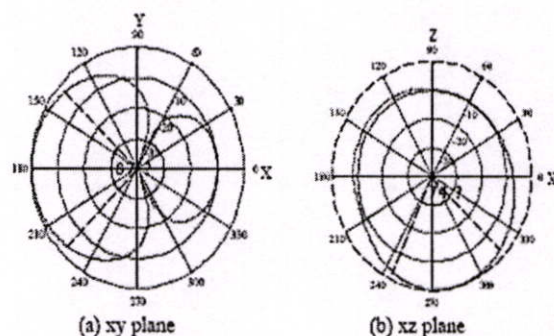


Figure 8. Far fields patterns at 8.08 GHz

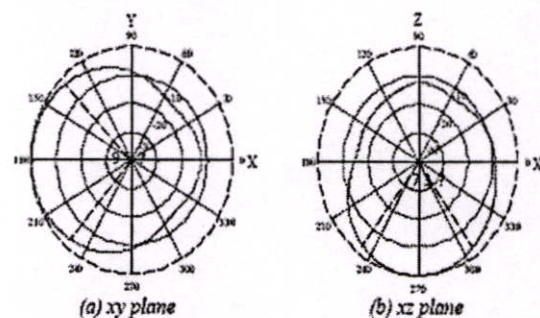


Figure 9. Far fields patterns at 9.97 GHz

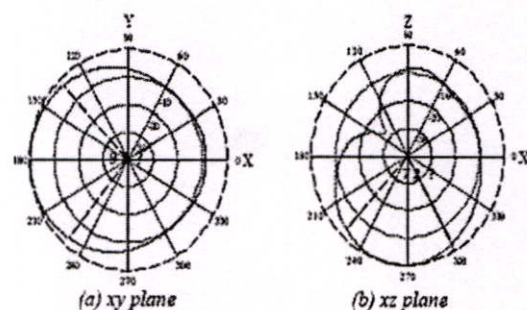


Figure 10. Far fields patterns at 11.93 GHz

Conclusion

To describe the performance of an antenna, some parameters are obtained and need to be specified for complete description of the antenna performance. The characteristic of input impedance for matching is important for the antenna design. To avoid this unwanted effect, matching process is used to reduce the reflected wave. In this case the matching process can be done by adjusting distance B and Lm. Herein, the simulation results of aperture-coupled bow-tie antenna are shown in Table 1, can represent the wider bandwidth than patch antenna and good matching. From the results the proposed antenna described here is useful for mobile and satellite communications.

Reference

- [1] Yongxi Qian and Tatsuo Itoh, *FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and Antennas* Software and Application, Realize Inc., 1999.
- [2] F.A. Benson and T.M. Benson, *Fields Waves and Transmission Lines*, Chaman & Hall, 1991.
- [3] Allen Taflove, *Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method*, Artech House, Inc., 1995.
- [4] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis And Design*, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [5] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl and Apisak Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, Inc., 2001.
- [6] K. Williams, D.B. Davidson and H.C. Reader, *FDTD Modeling of an Aperture Coupled Patch Antenna for use in an Active Array*, 10th International Conference on Antennas and Propagation, 14-17 April 1997.

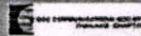
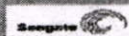
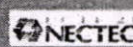
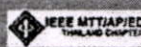
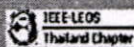


Enter to the Proceeding

Proceedings of the 2006 Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) International Conference

May 10-13, 2006

Ubonburi Hotel, Ubon Ratchathani, THAILAND



[Back to content](#)

Characteristics of U-Shaped Slot Antenna for Triple-Frequency

C. Kaewarsa¹, P. Wiriyacosol¹, N. Anantrasirichai¹, P. Raklue², M. Tangitjesada³

¹ReCCIT, and Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand
E-mail: kanoppin@kmitl.ac.th

²Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT, Pathumtanee, Thailand.
E-mail: paitoon_r@rit.ac.th

³Electronics Department, Nonthaburi Campus, Rajamangala University of Technology, Suvarnabhumi, Thailand.
E-mail: maleeya_t@hotmail.com

ABSTRACT

Dual U-shaped microstrip slot antennas are designed for WLAN and X-band applications at resonance frequency 2.4 GHz, 5.2 GHz and 8.3 GHz. The characteristics of U-shaped slot antennas are proposed and analyzed for instance S_{11} parameter, electric and magnetic fields, and far field radiation patterns. The antenna is analyzed by Finite Difference Time Domain (FDTD) method which can predict and analysis of the electromagnetic response of complex problems.

Keywords: U-Shape slot antenna, FDTD

1. INTRODUCTION

Recently, there are rapid development in WLAN communication, this concept is validated on a dual band, which has been defined to coverage of IEEE 802.11 b/g (2.4-2.4836 GHz) and IEEE 802.11a (5.150-5.350 GHz) WLAN standard. The operating frequencies for radar and satellite application also used for communicate in communications. For the conventional microstrip antenna, dual band operating for wireless communication system have been studied by many researcher such as annular dual slot loop antenna [1], printed dipole antenna [2], F-shape monopole antenna [3] and L-shaped slot antenna [4]. Other research in U-Shaped slot antenna [5] is designed for resonance frequency 10 GHz. In this case, we designed the microstrip line fed U-shaped slot antenna are useful in many wireless application because of their numerous advantage such as low profile, light weight and easy to fabrication application.

In this paper, we proposed a single U-shaped slot antenna to analyze the dual resonance frequencies on standard of IEEE 802.11 b/g (2.4-2.4836 GHz) and 8.3 GHz for X-band. And dual U-shaped slot antennas for triple frequencies are also presented for cover the IEEE standard of 802.11 b/g, 802.11a and frequency 8.3 GHz in X-band for satellite and radar communications. These antennas are analyzed by using the Finite Difference Time Domain (FDTD) method [6]. The details of the antenna design and simulation results are presented and discussed.

2. ANTENNA STRUCTURE

The structure of a U-shaped slot antenna is shown in Figure 1. The U-shaped slot antenna is cut on the ground plane fed by microstrip line and matched with 50 ohms transmission line.

In this case, the antenna was designed on RT/Duroid 5880 substrate with relative dielectric constant (ϵ_r) = 2.2 and thickness (h) = 1.575 mm.

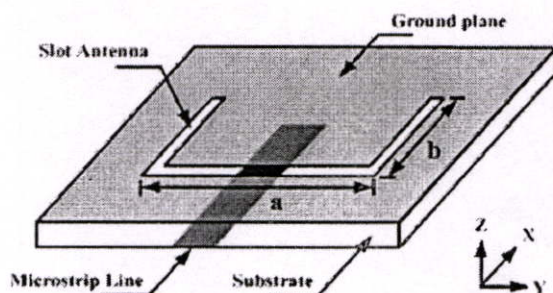


Fig.1: Structure of U-Shaped slot antenna

The analytical space consists of $40 \times 91 \times 80$ cells with the cell dimension $\Delta x = 0.1575$ mm, $\Delta y = \Delta z = 0.5$ mm. In this case, the total numbers of time steps required for FDTD iteration are 6000 time steps.

3. ANTENNA DESIGN AND SIMULATION RESULTS

3.1 Microstrip Line

The design of U-shape slot antenna is related to some parameters such as wavelength in substrate (λ_z) and the width of microstrip line (W).

The width of microstrip feed line is designed to match impedance 50 ohms of transmission line which can be calculated by following equations [1].

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

$$\text{Where } B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}$$

The wave length (λ_g) in the substrate of this antenna can be calculated from following equations.

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2)$$

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

In this case, λ_g is 91.66 mm and ϵ_{eff} is 1.86. In this paper we designed the properly parameter for a single U-shaped slot antenna and analyzed resonance behavior. Finally, the dual U-shaped slot antenna was proposed for tri-band operation for WLAN, radar and satellite communications.

3.2 Single U-shaped slot antenna

Figure 2; show the geometry of single U-shaped slot antenna fed by microstrip line for dual frequency 2.4 GHz and 8.3 GHz. The perimeter of U-shaped slot ($a+2b$) about $0.46 \lambda_g$ of low frequency 2.4 GHz

The dimensions of this slot antenna at design frequency 2.4 GHz are:

horizontal length : $a = 21$ mm. ($0.23 \lambda_g$)

vertical length : $b = 10.5$ mm. ($b=a/2=0.115 \lambda_g$)

width of slot : $s = 0.5$ mm. ($0.0054 \lambda_g$)

width of microstrip line : $w = 4.5$ mm.

The adjustment in distance between edge of microstrip line and edge of slot antenna (L_m) is 2.5 mm for achieved the dual frequency. The simulation result of single U-shaped slot antenna that analyzed by FDTD method for return loss is shown in Figure 3 by compared with IE3D [8]. It shows the match impedance of 50 ohms at dual resonance frequencies about 2.4 GHz and 8.3 GHz and operating bandwidth are 8.87% and 16.18% respectively.

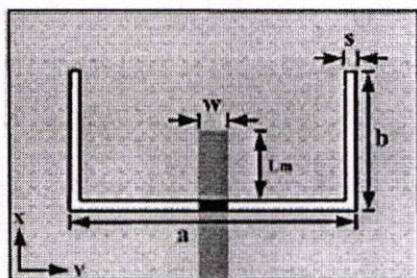


Fig.2: Single U-Shape slot antenna

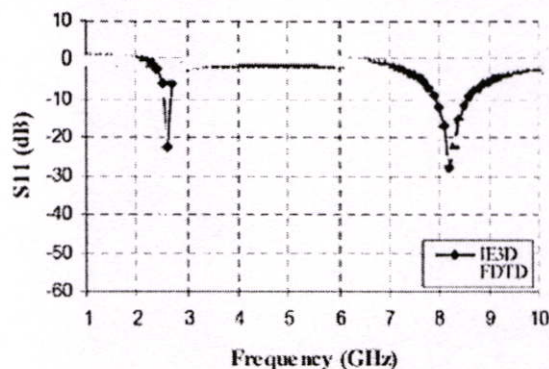


Fig.3: Characteristic of return loss

Table 1, show the parameters and simulation results of U-shaped slot antenna for dual frequency 2.4 GHz and 8.3 GHz.

Table 1: Simulation Results of single U-Shaped slot antenna

Resonance frequency (GHz)	2.42	8.28
Return loss (S_{11})	-49.02	-32.28
Input Impedance	Real (Ω)	51.01
	Imag (Ω)	1.93
VSWR	1.03	1.04
BW (%)	8.87	16.18

3.3 Dual U-shaped slot antennas

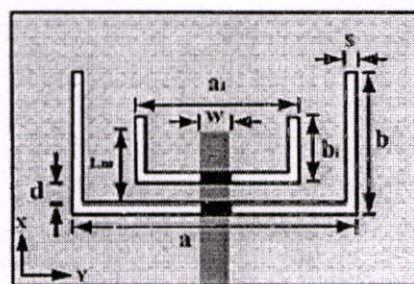


Fig.4: Dual U-Shape slot antennas

The geometry of dual U-shaped slot antennas for triple-frequency are shown in Figure 4. Two U-shaped slots have difference size and set for symmetrical shape. The outer or larger size of U-shaped slot antenna as same of single U-shaped slot antenna in Figure 1, and the inner or smaller U-shaped slot antenna is designed for resonance frequency at 5.2 GHz. In this case, it can use in WLAN standard coverage IEEE 802.11 b/g (2.4-2.4836 GHz) and IEEE 802.11 a (5.150-5.350 GHz) and X-band for radar and satellite application.

The dimension of inner slot antenna at design frequency 5.2 GHz and other parameters are:

horizontal length : $a_i = 11$ mm.

vertical length : $b_i = 5.5$ mm.

width of slot : $s = 0.5$ mm.

distance between edge of two slot : $d = 1$ mm.

distance : $L_m = 3.5$ mm.

By using matching technique of adjusting L_m , it can show the match impedance of 50 ohms for triple-frequency as shown in Figure 5 by compared with IE3D.

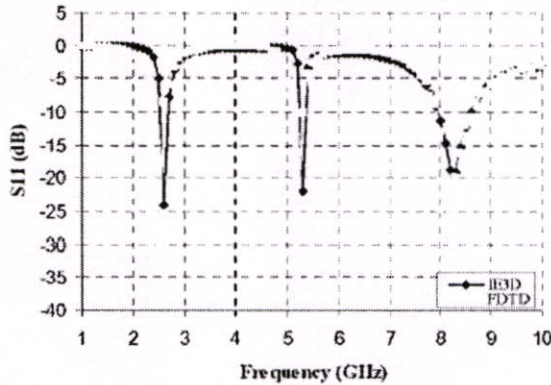


Fig.5: Characteristic of return loss

The simulation results of dual U-shaped slot antennas for triple-frequency are shown in Table 2.

Table 2: Simulation result of dual U-shape slot antenna

Resonance frequency (GHz)		2.43	5.22	8.28
Return loss (S_{11})		-34.29	-27.96	-30.89
Input Impedance	Real (Ω)	51.96	51.88	50.85
	Imag (Ω)	0.07	-2.61	-1.74
VSWR		1.03	1.08	1.05
BW (%)		8.90	3.47	8.99

We will show the electric and magnetic fields of U-shaped slot antenna from Figure 2 and Figure 4.

The electric field is high at the corner and center of U-shaped and lowest at the end of U-shaped. Consequently, the magnetic field of U-shaped slot is low at the corner and center is lowest and highest at the end of U-shaped as shown in Figure 6 and Figure 7.

Figure 8 and Figure 9 are shown the radiation pattern of single U-shaped and dual U-shaped slot antenna. The far field radiation patterns

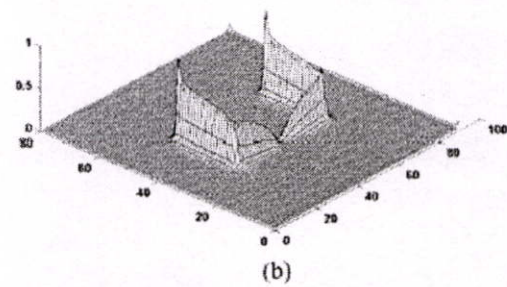
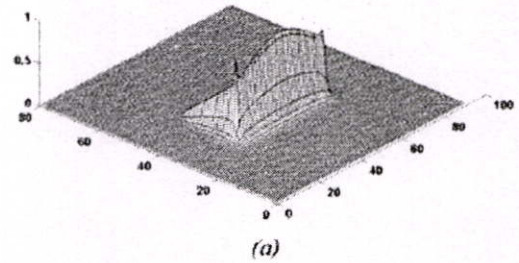


Fig.6: (a) electric field (b) magnetic field of Single U-shaped slot antenna

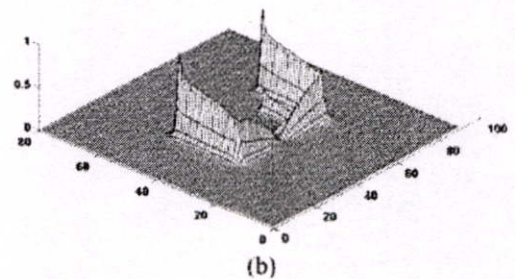
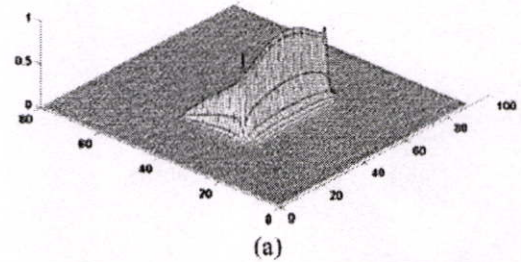
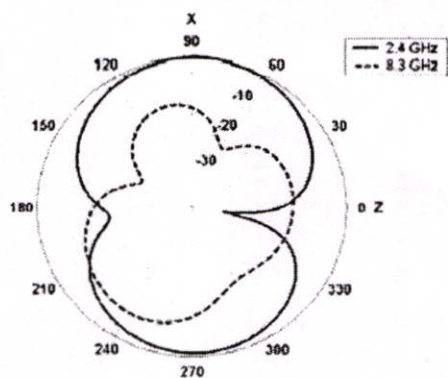
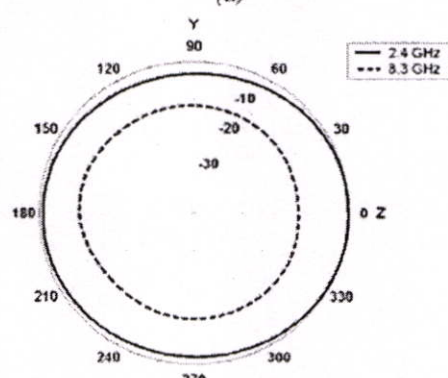


Fig.7: (a) electric field (b) magnetic field of Dual U-shaped slot antenna

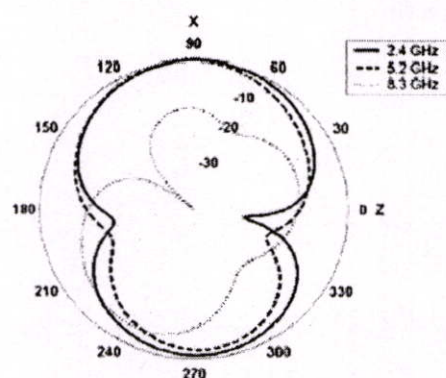


(a)

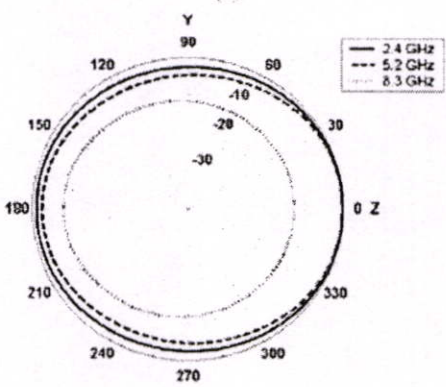


(b)

Fig.8: The radiation pattern of Single U-shaped slot antenna at resonance frequency in 2.4 GHz and 8.3 GHz (a) XZ plane. (b) YZ plane



(a)



(b)

Fig.9: The radiation pattern of Double U-shaped slot antenna at resonance frequency in 2.4 GHz, 5.2 GHz and 8.3 GHz (a) XZ plane (b) YZ plane 5.

4. CONCLUSION

The U-shaped slot antenna is the simple shape and easy to practice. The dimensions in total length of U-shaped slot antenna depend on the design frequency. The total length of large size and small size of U-shaped is $0.46\lambda_g$ and $0.53\lambda_g$ at design frequency 2.4 GHz and 5.2 GHz, respectively. For single U-shaped, it can operate dual resonance frequencies at low and high frequency, in this case at 2.4 GHz and 8.3 GHz. And the triple-frequency can be operated by insert other U-shaped slot at design frequency of 5.2 GHz.

5. REFERENCES

- [1] Xinaming Qing and Michael Yan Wah Chia, "Broadband Annular Dual-slot Antenna for WLAN Application", Antennas and Propagation Society International Symposium., 2002. IEEE vol.2, 16-21 June 2002, pp. 452-455.
- [2] Hua-Ming Chen, Jia-Mao Chen, ping-shou Chang and Yi-Fang Lin, "Microstrip-fed Printed Dipole Antenna for 2.4/5.2 GHz WLAN Operation", Antennas and Propagation Society Symposium., 2004. IEEE vol.3, 20-25 June 2004, pp. 2584-2589.
- [3] Shin-Huang Yeh and Kin-Lu Wong, "Dual-band F-Shape monopole antenna for 2.4/5.2 GHz WLAN Application", Antenna and propagation Society International Symposium., 2002. IEEE vol.4, 16-21 June 2002, pp. 72-75.
- [4] Hua-Ming Chen and Yi-Fang Lin, "Printed monopole antenna for 2.4/5.2 GHz Dual band Operation", Antenna and propagation Society International Symposium., 2002. IEEE vol.3, 22-27 June 2003, pp. 60-63.
- [5] N. Anantrasirichai, P. Rakluea and T. Wakabayashi, "Analytical Characteristics of U-Shaped Slot Antenna by Using FDTD Method", ISCIT2003, pp. 479-482, September 3-5, 2003.
- [6] Yongxi Qian and Tatsuo Itoh, FDTD Analysis and Design of Microwave circuit and Antenna Software and Application., Realize Inc., 1999.
- [7] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [8] *IE3D User Manual Release. 10*, June 2003. Zeland Software.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นาย ชาญวิทย์ แก้วอาษา
วัน เดือน ปีเกิด	26 กรกฎาคม 2524
ที่อยู่	753 ถ.นครสวรรค์ ต.ตลาด อ.เมือง จ.มหาสารคาม 44000
ประวัติการศึกษา	2543 ประกาศนียบัตรวิชาชีพ สาขาวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตขอนแก่น 2547 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า-โทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล
ประวัติการทำงาน	2548 พนักงานเครื่องคอมพิวเตอร์ สำนักหอสมุดกลาง สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง