

สายอากาศหลายความถี่แบบร่องเบ้ามุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริบ

MULTIBAND MICROSTRIP-FED RIGHT ANGLE SLOT ANTENNAS

ไพฑูรย์ รักเหลือ
PAITCOON RAKLUEA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของงานที่ศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL-2000-EN-D-018-128

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

สายอากาศหลายความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป

MULTIBAND MICROSTRIP-FED RIGHT ANGLE SLOT ANTENNAS



T105527

ไพฑูรย์ รักเหลือ

PAITOON RAKLUEA

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....105527
วัน,เดือน,ปี..... 26 พ.ย. 2552



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL-2009-EN-D-018-128

MULTIBAND MICROSTRIP-FED RIGHT ANGLE SLOT ANTENNAS

PAITON RAKLUEA

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2009

KMITL-2009-EN-D-018-128

COPYRIGHT 2009

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ สาขาอากาศหลายความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป

Thesis Title Multiband Microstrip-Fed Right Angle Slot Antennas

นักศึกษา นายไพฑูรย์ รักเหลือ

รหัสประจำตัว 46060005

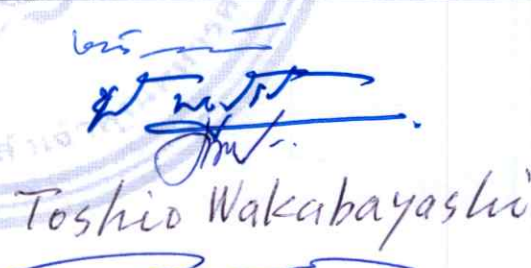
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม ศ.ดร.โตชิโอะ วากาบายาชิ

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2009-EN-D-018-128

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.ชวลิต	เบญจางคประเสริฐ	 Toshio Wakabayashi
ผศ.ดร.ชวรงค์	พงศ์เจริญพาณิชย์	
รศ.ดร.ประยุทธ	อัครเอกผดาสิน	
ศ.ดร.โตชิโอะ	วากาบายาชิ	
รศ.ดร.กนก	เจนจิระพงศ์เวช	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันศุกร์ที่ 18 กันยายน พ.ศ. 2552 เวลา 13.00-15.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 18 กันยายน พ.ศ. 2552

สำนักทะเบียนและประมวลผล สจล.
วันที่ส่งเล่มวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์
วันที่ ๑๑ เดือน ๗.๑ พ.ศ. ๕๕
ลงชื่อ.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	สายอากาศหลายความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป
นักศึกษา	นายไพฑูรย์ รักเหลือ
รหัสนักศึกษา	46060005
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2552
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.กนก เจริญพงษ์เวช
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม	ศ.ดร.โตชิโอะ วากาบายาชิ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอสายอากาศแบบใหม่หลายความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป ที่มีเทคนิคในการออกแบบสำหรับหลายความถี่ โดยในแต่ละย่านความถี่อิสระต่อกันและมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน เทคนิคใหม่ที่น่าเสนอนี้จะใช้ช่องเปิดที่มีขนาดแตกต่างกันวางอยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสม จากการจำลองพิสูจน์ให้เห็นได้ว่ามีความถี่ใช้งานที่อิสระต่อกัน แต่ก็มีผลกระทบที่เกิดจากสัญญาณแทรกข้ามของช่องเปิดที่อยู่ใกล้กันขึ้น โดยจะนำเสนอสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดเป็นอันดับแรก ซึ่งเป็นสายอากาศที่ประกอบด้วยช่องเปิดมุมฉากสามช่องเปิด จากนั้นสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดจะถูกพัฒนาขึ้นมาโดยการใช้ช่องเปิดมุมฉากสี่ช่องเปิด ซึ่งมีคุณลักษณะโพลาริเซชันเชิงเส้นแบบเอียง ± 45 องศา แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลแบบรอบทิศทาง อัตราขยายของสายอากาศที่ดี และแบนด์วิดท์ที่ครอบคลุมย่านความถี่ใช้งาน นอกจากนี้ตัวปรับแบบสายท่อนสั้นแบบเปิดวงจรจะถูกนำมาใช้เพื่อให้มีแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี สายอากาศที่น่าเสนอจะถูกวิเคราะห์โดยใช้หลักการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา โดยสายอากาศที่น่าเสนอทั้งสองรูปแบบนี้จะถูกสร้างอยู่บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880 ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก 2.2 และมีความหนา 1.575 มม. ขนาดของระนาบกราวด์คือ 8 ซม. \times 9 ซม. จากการวัดแบนด์วิดท์ของสายอากาศสามความถี่กับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยวมีค่าประมาณ 140 MHz, 300 MHz และ 480 MHz ที่มีการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดเท่ากับ -33 dB, -37 dB และ -32 dB ณ ความถี่ 2.43 GHz, 3.43 GHz และ 5.79 GHz ตามลำดับ การวัดความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศสี่ความถี่กับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นคู่ คือ 2.46 GHz, 3.5 GHz, 4.9 GHz และ 5.88 GHz ที่มีการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดเท่ากับ -35 dB, -30 dB, -32 dB และ -31 dB ซึ่งมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 100 MHz, 380 MHz, 630 MHz และ 500 MHz ตามลำดับ สายอากาศเหล่านี้ถูกพัฒนาเพื่อรองรับกับระบบการสื่อสารไร้สาย เช่น WLAN และ WiMAX ที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้กับอุปกรณ์หลายๆ อย่าง ได้แก่ คอมพิวเตอร์แบบตั้งโต๊ะ แล็ปท็อปคอมพิวเตอร์ รวมทั้งติดตั้งร่วมกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

Thesis Title	Multiband Microstrip-Fed Right Angle Slot Antennas
Student	Mr. Paitoon Rakluea
Student ID.	46060005
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2009
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Kanok Janchitrapongvej
Thesis Co-Advisor	Prof. Dr. Toshio Wakabayashi

ABSTRACT

This thesis presents a novel multiband microstrip-fed right angle slot antenna design technique for multiple independent frequency bands with simple structure. The new technique uses various slot sizes at various appropriate positions. Simulations demonstrated that the operating frequency bands were achieved independent of each other, but they exhibited insignificant crosstalk effects between the adjacent slots. The first propose a tri-band slot antenna consisting of three right angle slots. Then, a quad-band slot antenna is developed with four right angle slots which achieves slant $\pm 45^\circ$ linear polarization, omnidirectional pattern coverage, good antenna gain, and acceptable impedance bandwidths over all the operating frequency range. Moreover, an open-circuited tuning stub is introduced to achieve good impedance matching. The proposed antennas were analyzed by using the finite-difference time domain (FDTD) method. Both proposed antennas are fabricated on an RT/duroid 5880 substrate with a dielectric constant of 2.2. and a thickness of 1.575 mm. The ground plane size is 8 cm \times 9 cm. The measured impedance bandwidths of the tri-band antenna with single tuning stub were about 140 MHz, 300 MHz, and 480 MHz with the minimum return losses of -33 dB, -37 dB, and -32 dB at 2.43 GHz, 3.43 GHz, and 5.79 GHz, respectively. The measured resonant frequencies of the quad-band antenna with double tuning stub are 2.46 GHz, 3.5 GHz, 4.9 GHz, and 5.88 GHz with minimum return losses of -35 dB, -30 dB, -32 dB, and -31 dB, which impedance bandwidths are 100 MHz, 380 MHz, 630 MHz and 500 MHz, respectively. The antennas were developed to be used for wireless communication systems, such as WLAN and WiMaX. which are applied in many devices, such as desktop computer, laptop computer, and in-building access point.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้อย่างดี เนื่องจากได้รับความอนุเคราะห์ในการให้คำปรึกษาและประสิทธิประสาทวิชาความรู้ จากรองศาสตราจารย์ ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ และรองศาสตราจารย์ นภพินท์ อนันตรศิริชัย ที่คอยช่วยเหลือและให้กำลังใจแก่ข้าพเจ้าในด้านต่าง ๆ เสมอมา ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์ทั้งสองท่าน เป็นอย่างสูง

I would like to express my deeply sincere thanks at Prof. Dr. Toshio Wakabayashi at Department of Communication Network Engineering, Tokai University, Japan, for all advises and very good support to me concerning about my paper and thesis.

ขอกราบขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ จินตนา นาคะสุวรรณ หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม อาจารย์วิโรธ พิราจเนนชัย อาจารย์กฤตพล นาคเจริญ และคณาจารย์ประจำห้องปฏิบัติการสื่อสารไร้สาย ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี สำหรับคำแนะนำและเครื่องมือในการทำวิจัยของข้าพเจ้า

ขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. ชวลิต เบญจางคประเสริฐ รองศาสตราจารย์ อรลภก แสงอรุณ อาจารย์วันวิสา ชัชวงษ์ และคณาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้คำแนะนำในการทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วงด้วยดี

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคน ที่คอยให้กำลังใจ และสร้างรอยยิ้มให้แก่ข้าพเจ้าอย่างดี
ขอขอบคุณ คุณพรพรรณ วิมุตติโกศล ที่คอยห่วงใย และให้กำลังใจ อยู่ข้าง ๆ เสมอ
สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และน้องชาย ของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี
คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ไพฑูรย์ รักเหลือ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน.....	3
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.7 ขั้นตอนการศึกษา.....	4
บทที่ 2 วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.2 สมการแมกซ์เวลล์และอีอัลกอริทึม.....	6
2.3 สมการผลต่างสี่บเนื่อง.....	9
2.4 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน.....	13
2.5 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข.....	14
2.6 เงื่อนไขขอบเขตการคูดกลืน.....	17
2.6.1 เงื่อนไขขอบเขตการคูดกลืนแบบเมอร์.....	18
2.6.2 เงื่อนไขขอบเขตการคูดกลืนแบบชั้นแมตซ์สมบูรณ์ (PML).....	24
2.7 การวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD.....	29
2.7.1 พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย.....	29
2.7.2 อิมพีแดนซ์ขาเข้าและอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง.....	32
2.7.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ.....	32

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.7.4 อัตราการขยายของสายอากาศ.....	36
2.7.5 ประสิทธิภาพของสายอากาศ.....	38
2.8 สรุป.....	39
บทที่ 3 สายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป.....	40
3.1 บทนำ.....	40
3.2 การออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป.....	40
3.2.1 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก.....	40
3.2.2 การจำลองสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก.....	44
3.2.3 การวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ.....	46
3.2.4 สนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก.....	51
3.2.5 รูปแบบการจัดวางช่องเปิดมุมฉากของสายอากาศ.....	52
3.3 สายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป.....	54
3.3.1 โครงสร้างของสายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	54
3.3.2 สนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	59
3.4 บทสรุป.....	61
บทที่ 4 สายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป.....	62
4.1 บทนำ.....	62
4.2 สายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	62
4.2.1 โครงสร้างของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	62
4.2.2 สายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยว.....	65
4.2.3 วงจรสมมูลของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	67
4.2.4 สนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	70
4.3 ผลการวัดทดสอบสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	72
4.4 บทสรุป.....	77
บทที่ 5 สายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป.....	79
5.1 บทนำ.....	79
5.2 สายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป.....	79

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.2.1 โครงสร้างของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	79
5.2.2 คุณลักษณะของสายอากาศสี่ความถี่.....	80
5.2.3 สายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้น.....	82
5.2.4 วงจรสมมูลของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	85
5.2.5 สนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	87
5.3 ผลการวัดทดสอบสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	88
5.4 บทสรุป.....	94
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	96
6.1 สรุปผลการออกแบบและวิเคราะห์.....	96
6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา.....	99
บรรณานุกรม.....	100
ภาคผนวก.....	103
ภาคผนวก ก. ผลการวัดการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศหลายความถี่แบบช่องเปิดมุม ฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป.....	104
ภาคผนวก ข. การทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศหลายความถี่ แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป.....	106
ภาคผนวก ค. บทความที่ได้รับการตีพิมพ์.....	109
ประวัติผู้เขียน.....	111

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 พารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่ความถี่ต่าง ๆ.....	43
3.2 ขนาดของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก.....	48
3.3 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก.....	49
3.4 ขนาดของสายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	55
3.5 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	56
4.1 ขนาดของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	64
4.2 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศสามความถี่กับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยว.....	66
4.3 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศสามความถี่ที่ได้จากการวัดทดสอบ.....	74
5.1 ขนาดของสายอากาศสี่ความถี่แบบที่ 1.....	81
5.2 ขนาดของสายอากาศสี่ความถี่แบบที่ 2.....	82
5.3 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศสี่ความถี่กับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นคู่.....	85
5.4 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศสี่ความถี่ที่ได้จากการวัดทดสอบ.....	89
6.1 พารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่ความถี่ต่าง ๆ.....	97

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ (Yee cell).....	8
2.2 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยี่อัลกอริทึม.....	8
2.3 โครงสร้างสามมิติสำหรับกริดเซลล์ของ FDTD (FDTD grid).....	9
2.4 สนามไฟฟ้าที่ผิวในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่ง $(1, j, k)$	19
2.5 โครงข่าย FDTD โดยชั้นแมตซ์สมบรูณ์.....	25
2.6 วงจรความถี่สูงทั่วไปที่มีลักษณะการต่อแบบ 2 พอร์ต.....	31
2.7 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล.....	33
2.8 ก่อตั้งเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล.....	33
3.1 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป.....	41
3.2 พารามิเตอร์ของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป.....	41
3.3 บล็อกไดอะแกรมในการจำลองสายอากาศโดยวิธี FDTD.....	44
3.4 แหล่งกำเนิดแรงดันพัลส์แบบเกาส์.....	45
3.5 การสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ S	46
3.6 การสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ L_m	47
3.7 การสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ r	47
3.8 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก.....	48
3.9 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz (ระนาบ E).....	49
3.10 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz (ระนาบ H).....	50
3.11 ความเข้มสนามไฟฟ้าของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก.....	51
3.12 ความเข้มสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก.....	52
3.13 รูปแบบการจัดวางช่องเปิดมุมฉากของสายอากาศ.....	52
3.14 เวกเตอร์สนามไฟฟ้าในระนาบของช่องเปิด.....	53
3.15 พารามิเตอร์ของสายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	55
3.16 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	56
3.17 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz.....	57
3.18 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 3.5 GHz.....	58
3.19 ความเข้มสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ 2.45 GHz.....	59
3.20 ความเข้มสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ 3.5 GHz.....	60

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 โครงสร้างของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	63
4.2 พารามิเตอร์ของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	63
4.3 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	64
4.4 พารามิเตอร์ของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากกับตัวปรับแบบสายท่อน สั้นเดี่ยว.....	65
4.5 การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยวและ สายอากาศที่ไม่มีสายท่อนสั้น.....	66
4.6 วงจรสมมูลของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	67
4.7 วงจรสมมูลของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากกับตัวปรับแบบสายท่อน สั้นเดี่ยว.....	69
4.8 ความเข้มสนามไฟฟ้าของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	70
4.9 ความเข้มสนามแม่เหล็กของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	71
4.10 โครงสร้างจริงของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	73
4.11 การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการวัดและการจำลองของสายอากาศ สามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	73
4.12 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz (ระนาบ E).....	74
4.13 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz (ระนาบ H).....	75
4.14 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศแบบสามมิติ.....	76
5.1 โครงสร้างของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	79
5.2 พารามิเตอร์ของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	80
5.3 การสูญเสียย้อนกลับ ณ ความถี่ 2.45 GHz, 3.5 GHz, 5.09 GHz และ 5.7 GHz.....	80
5.4 การสูญเสียย้อนกลับ ณ ความถี่ 2.6 GHz, 3.5 GHz, 5.25 GHz และ 5.5 GHz.....	81
5.5 พารามิเตอร์ของสายอากาศสี่ความถี่กับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยว.....	82
5.6 พารามิเตอร์ของสายอากาศสี่ความถี่กับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นคู่.....	83
5.7 การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยว สายอากาศกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นคู่และสายอากาศที่ไม่มีตัวปรับแบบสายท่อนสั้น.....	84
5.8 วงจรสมมูลของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	86
5.9 วงจรสมมูลของสายอากาศสี่ความถี่กับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นคู่.....	86
5.10 ความเข้มสนามไฟฟ้าของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	87

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.11 ความเข้มสนามแม่เหล็กของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	87
5.12 โครงสร้างจริงของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	88
5.13 การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการวัดและการจำลองของสายอากาศ สี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	89
5.14 สัญญาณแทรกข้ามที่ย่านความถี่สูงของสายอากาศสี่ความถี่	90
5.15 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz (ระนาบ E).....	91
5.16 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz (ระนาบ H).....	92
5.17 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศแบบสามมิติ.....	93
6.1 การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการวัดและการจำลองของสายอากาศ สามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	97
6.2 การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการวัดและการจำลองของสายอากาศ สี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	98

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีทางด้านอินเทอร์เน็ตและมัลติมีเดียได้รับความนิยมและแพร่หลายมากขึ้น จึงเป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้ระบบการสื่อสารไร้สายได้ถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่อง และมีการเติบโตอย่างรวดเร็ว ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ว่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็น โทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile) และคอมพิวเตอร์แบบพกพา (Notebook) จะต้องต่ออุปกรณ์ไร้สายที่สามารถใช้งานได้หลาย ๆ ระบบ โดยในแต่ละระบบก็จะมีหน้าที่ที่ใช้งานแตกต่างกัน ในปัจจุบันได้มีการกำหนดมาตรฐานเพื่อรองรับย่านความถี่ที่ใช้งานในหลาย ๆ ระบบของการสื่อสารไร้สาย ตัวอย่าง เช่น การสื่อสารท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) และ ระบบไวแมกซ์ (WiMAX) เป็นต้น โดยจะมีย่านความถี่ที่ใช้งานตามมาตรฐานต่าง ๆ คือ IEEE 802.11a/b/g/h/j/n สำหรับ WLAN และ IEEE 802.16-2004 สำหรับระบบ WiMAX มาตรฐานต่างๆ ที่กล่าวมาได้กำหนดย่านความถี่ที่ต่างกันกล่าว คือ ถ้าเป็นมาตรฐาน IEEE802.11b/g จะมีย่านความถี่อยู่ในช่วง 2.4-2.4835 GHz IEEE802.11a จะอยู่ในช่วง 5.15-5.35 GHz และ 5.725 – 5.825 GHz สำหรับมาตรฐาน IEEE802.11j จะถูกนำไปใช้ในประเศญี่ปุ่นโดยจะมีย่านความถี่อยู่ในช่วง 4.9-5.091 GHz ส่วนระบบ WiMAX นั้นจะมีย่านความถี่ที่ใช้งานคือ 2.5-2.7 GHz, 3.4-3.6 GHz และ 5.7-5.9 GHz เนื่องจากการใช้งานระบบสื่อสารต่าง ๆ เพิ่มมากขึ้น ทำให้เกิดการกำหนดมาตรฐานความถี่ต่าง ๆ ขึ้นมารองรับดังที่กล่าวมา ซึ่งแต่ละประเทศหรือแต่ละพื้นที่ก็จะใช้มาตรฐานความถี่ที่ต่างกันออกไป ฉะนั้นการรับส่งข้อมูลต่าง ๆ ข้ามระบบไม่สามารถกระทำได้ ดังนั้นจึงได้มีการคิดค้นสายอากาศที่สามารถใช้งานได้หลายความถี่ขึ้นมาเพื่อที่จะรองรับกับระบบการสื่อสารไร้สายต่าง ๆ โดยการใช้สายอากาศเพียงตัวเดียว ซึ่งจะเป็นการช่วยให้สะดวกต่อการนำไปใช้งาน อีกทั้งยังประหยัดค่าใช้จ่ายอันเกิดจากการเพิ่มอุปกรณ์รับส่งสัญญาณ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังเพื่อที่จะศึกษาสายอากาศหลายความถี่ที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน ออกแบบง่าย และมีความถี่ใช้งาน (Operating Frequency) ที่อิสระต่อกัน โดยสายอากาศหลายความถี่แบบนี้จะสามารถควบคุมความถี่เรโซแนนซ์ แบนด์วิดท์ (Bandwidth) แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศ (Farfield Radiation Pattern) และโพลาไรซ์ที่ต้องการได้ รวมทั้งยังสามารถป้องกันการแทรกสอดของสัญญาณ (Interference Signal) ใช้งานที่ใกล้เคียงกันได้ คุณสมบัติของสายอากาศลักษณะนี้จะกลายเป็นสิ่งจำเป็นอย่างมากสำหรับการนำไปใช้ใน

ระบบการสื่อสารไร้สายในปัจจุบันและอนาคต ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอสายอากาศหลายความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป ซึ่งสายอากาศที่นำเสนอนี้สามารถออกแบบให้มีความถี่ใช้งานที่อิสระต่อกันได้ รวมทั้งยังมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนและออกแบบง่ายด้วยเช่นเดียวกัน

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

นักวิจัยหลาย ๆ คนทั้งในสถาบันการศึกษาและโรงงานอุตสาหกรรมได้แนะนำสายอากาศหลายความถี่อย่างต่อเนื่อง เช่น สายอากาศแบบ Sierpinski fractal [1]-[3] และสายอากาศแบบ inverted-F (PIFAs) [4]-[7] อย่างไรก็ตามสายอากาศเหล่านี้มีโครงสร้างที่ซับซ้อน และออกแบบได้ยาก รวมทั้งยังทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ให้ได้ดีทุกความถี่ใช้งานยาก สำหรับสายอากาศโมโนโพลแบบช่องเปิด (Monopole Antenna) [8] จะเป็นสายอากาศแบบแถบกว้าง (Wideband Antenna) ที่สามารถครอบคลุมได้หลายความถี่ ซึ่งลักษณะแบบนี้ไม่สามารถนำไปใช้งานกับความถี่ที่เป็นอิสระต่อกันได้ความถี่ใช้งานที่อิสระต่อกันได้ ทำให้เกิดปัญหาการรบกวนของคลื่นความถี่ที่ใกล้เคียงกันขึ้น ซึ่งแตกต่างจากสายอากาศหลายความถี่ที่สามารถผลิตความถี่ใช้งานที่อิสระต่อกัน โดยแบนด์วิดท์ของแต่ละย่านความถี่จะครอบคลุมความถี่ที่ใช้งานในย่านนั้นอย่างเดียว นอกจากนี้ยังมีบทความวิจัยอื่น ๆ ที่นำเสนอสายอากาศหลายความถี่แบบไมโครสตริป เช่น สายอากาศช่องเปิดที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป (Microstrip-fed Slot antenna) [9] สายอากาศโมโนโพลที่กระตุ้นด้วยสายส่งแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar-waveguide-fed monopole antenna: CPW) [10] และสายอากาศแบบแผ่น (Planar Antenna) [11] โดยสายอากาศเหล่านี้มีข้อดีคือ ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา มีโครงสร้างเป็นแบบแผ่นที่สร้างง่าย ซึ่งเหมาะกับการนำไปใช้ในระบบการสื่อสารไร้สาย อย่างไรก็ตามสายอากาศเหล่านี้จะไม่สามารถผลิตความถี่ใช้งานที่อิสระต่อกันได้ ดังนั้นสายอากาศหลายความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริปในวิทยานิพนธ์นี้จึงถูกนำเสนอ โดยที่สายอากาศจะถูกออกแบบให้ช่องเปิดมีขนาดที่แตกต่างกันและตำแหน่งในการจัดวางที่ต่างกันวางอยู่บนระนาบกราวนด์เดียวกัน โดยหลักในการออกแบบสายอากาศนี้มีข้อดีคือ ช่องเปิดมุมฉากแต่ละอันสามารถที่จะใช้งานในย่านความถี่ที่ต้องการเป็นอิสระจากกันได้ รวมทั้งสายอากาศยังมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และสามารถออกแบบและสร้างง่ายเช่นเดียวกัน

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอสายอากาศหลายความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริปซึ่งเป็นสายอากาศแบบใหม่ สายอากาศจะถูกออกแบบให้มีช่องเปิดที่มีขนาดแตกต่างกันหลายช่องเปิดวางอยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสม สำหรับสายอากาศหลายความถี่ที่นำเสนอ

จะประกอบไปด้วยสายอากาศสามความถี่และสี่ความถี่ ซึ่งสายอากาศสามความถี่จะมีช่องเปิด 3 ช่องเปิด เช่นเดียวกับสายอากาศสี่ความถี่จะมี 4 ช่องเปิด ในการออกแบบสายอากาศจะมีลักษณะโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน รวมทั้งช่องเปิดมุมฉากแต่ละอันสามารถที่จะใช้กับย่านความถี่ที่ต้องการเป็นอิสระจากกัน ซึ่งสายอากาศที่นำเสนอ นั้นมีความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการและมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมย่านความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน WLAN และ WiMax รวมทั้งสายอากาศมีแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional) โพลาริซเซชันเชิงเส้นแบบเอียง ± 45 องศา (Slant $\pm 45^\circ$ linear polarization) และอัตราขยายที่ยอมรับได้ (≥ 2 dBi) แต่สายอากาศแบบนี้จะเกิดผลกระทบจากสัญญาณแทรกข้าม (Crosstalk) ของช่องเปิดแต่ละอันขึ้นทำให้เกิดผลกระทบกับคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ ณ ความถี่ต่าง ๆ ขึ้น ตามลักษณะของการจัดวางช่องเปิดของสายอากาศ

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

สายอากาศหลายความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริปที่นำเสนอ ในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นสายอากาศแบบใหม่ สายอากาศแบบนี้จะมีโครงสร้างไม่ซับซ้อน ออกแบบง่าย และมีความถี่ใช้งานที่อิสระต่อกัน โดยสายอากาศหลายความถี่แบบนี้จะสามารถควบคุมความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์วิดท์ที่ต้องการได้ รวมทั้งมีแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศแบบรอบทิศทาง และโพลาริซเซชันเชิงเส้นแบบเอียง ± 45 องศา ซึ่งเหมาะสำหรับนำไปใช้ในระบบการสื่อสารไร้สาย ถ้าเทียบกับสายอากาศหลายความถี่ที่มีอยู่เดิมนั้นจะมีการออกแบบที่ยากเพราะมีโครงสร้างที่ซับซ้อน รวมทั้งสายอากาศเหล่านี้จะไม่สามารถผลิตความถี่ใช้งานที่อิสระต่อกันได้

1.6 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอสายอากาศหลายความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป ซึ่งสายอากาศหลายความถี่ที่นำเสนอจะประกอบไปด้วยสายอากาศสามความถี่และสี่ความถี่ นอกจากนี้ในการปรับปรุงแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศหลายความถี่จะถูกนำเสนอโดยการนำตัวปรับแบบสายท่อนสั้น (Tuning Stub) มาประยุกต์ใช้กับสายส่งไมโครสตริป โดยสายอากาศสามความถี่จะใช้ตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยว และสายอากาศสี่ความถี่จะใช้ตัวปรับแบบสายท่อนสั้นคู่ ซึ่งสายอากาศที่นำเสนอ นั้นจะถูกออกแบบสำหรับนำไปใช้งานตามมาตรฐาน WLAN และ WiMax ผลการวัดด้วยการทดสอบสายอากาศจากโครงสร้างจริงนั้นจะถูกเปรียบเทียบกับผลการจำลองสายอากาศ โดยใช้หลักการของผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference - Time Domain: FDTD)

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทด้วยกัน คือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงวิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD) โดยจะประกอบไปด้วย สมการแมกซ์เวลล์และยี่อัลกอริทึม (Yee Algorithm) เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข (Numerical Stability) การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน (Source Excitation) เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorb Boundary Conditions) และทฤษฎีการวิเคราะห์หาค่าลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ

บทที่ 3 กล่าวถึงสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป โดยในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการออกแบบและการวิเคราะห์หาค่าลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริปแบบหนึ่งความถี่ และสองความถี่ โดยผลที่นำมาวิเคราะห์จะได้มาจากแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศ ซึ่งคำนวณโดยใช้วิธี FDTD

บทที่ 4 กล่าวถึงสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป ที่ประกอบไปด้วยการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศ นอกจากนี้ในการปรับปรุงแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศสามความถี่จะถูกนำเสนอโดยการนำตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยว (Tuning Stub) มาประยุกต์ใช้กับสายส่งไมโครสตริป ผลการวัดสายอากาศจากโครงสร้างจริงนั้นจะถูกเปรียบเทียบกับผลการจำลองสายอากาศโดยวิธี FDTD

บทที่ 5 กล่าวถึงสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป โดยสายอากาศสี่ความถี่กับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยวและสายท่อนสั้นคู่ จะถูกนำมาใช้ในการวิเคราะห์และปรับปรุงแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ผลการวัดสายอากาศจากโครงสร้างจริงนั้นจะถูกเปรียบเทียบกับผลการจำลองสายอากาศโดยวิธี FDTD

บทที่ 6 เป็นบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา

2.1 บทนำ

ในการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ที่สำคัญของสายอากาศจะใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลข (Numerical Method) มาช่วยแทนการวิเคราะห์ด้วยสมการแมกซ์เวลล์โดยตรง เนื่องจากสามารถนำคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์สายอากาศได้รวดเร็วและง่ายต่อความเข้าใจยิ่งขึ้น สำหรับระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่นำมาใช้ส่วนมาก ได้แก่ ระเบียบวิธีโมเมนต์ (Moment of Method: MoM) ซึ่งเป็นการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยสมการเชิงอินทิกรัล (Integral Equation) และวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference - Time Domain: FDTD) [12]-[14] ซึ่งเป็นการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยสมการเชิงอนุพันธ์ย่อย (Partial Differential Equation) วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD) ถูกนำเสนอโดย เค เอส ยี (K. S. Yee) ในปี ค.ศ. 1966 ซึ่งเป็นวิธีหนึ่งที่ยืดหยุ่นและสะดวกในการแก้ปัญหามหาสมการเชิงอนุพันธ์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และเป็นวิธีหนึ่งที่ยืดหยุ่นอย่างแพร่หลายมาจนถึงปัจจุบัน โดยยียังได้เสนอแนวคิดสำหรับการแก้ปัญหามหาสมการของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กพร้อมกันด้วยสมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation) ขึ้นมาใหม่ ซึ่งจะทำการวิเคราะห์ในโดเมนเวลา (Time domain) และโดเมนสเปซ (Space domain) โดยได้ทำการกำหนดส่วนประกอบสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าเป็นจำนวนหกส่วนให้อยู่บนเซลล์สี่เหลี่ยมลูกบาศก์หนึ่งเซลล์ ซึ่งการปรับปรุงส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าต่าง ๆ นี้จะใช้แบบแผนลีฟรอก (Leap-Frog) โดยจะทำการปรับปรุงสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสลับกันในโดเมนเวลา ด้วยวิธีการ FDTD ทำให้สามารถสังเกตพฤติกรรมของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าได้ทั้งโดเมนของเวลาและโดเมนของสเปซ กล่าวคือเมื่อสังเกตพฤติกรรม ณ ตำแหน่งหนึ่ง ๆ ของโครงสร้างจะสามารถเลือกสังเกตพฤติกรรมสนามที่เวลาใดก็ได้ ในทางกลับกันถ้าสังเกตพฤติกรรม ณ เวลาหนึ่ง ๆ จะสามารถสังเกตพฤติกรรมของสนามที่ตำแหน่งต่าง ๆ ได้

ในบทนี้จะกล่าวถึงสมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation) และ ยีอัลกอริทึม (Yee Algorithm) ซึ่งเป็นหลักการพื้นฐานของวิธี FDTD จากนั้นจะกล่าวถึงเงื่อนไขเสถียรภาพเชิงตัวเลข การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน และขอบเขตการดูดกลืน

2.2 สมการแมกซ์เวลล์และยี่อัคริทิม

สมการแมกซ์เวลล์ประกอบด้วยสมการที่อยู่ในรูปแบบเชิงอนุพันธ์และรูปแบบอินทิกรัล สำหรับโครงสร้างของยี่อัคริทิมจะเริ่มจากสมการแมกซ์เวลล์ที่อยู่ในรูปแบบเชิงอนุพันธ์สองสมการที่เปลี่ยนแปลง นั่นคือ

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} - \rho^* \vec{H} \quad (2.1ก)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} \quad (2.1ข)$$

โดยที่

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

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

ε คือ ค่าสภาพยอมทางสนามไฟฟ้า (Electric Permittivity: F/m)

μ คือ ค่าสภาพซาบซึมได้ทางสนามแม่เหล็ก (Magnetic Permeability: H/m)

σ คือ ค่าสภาพนำไฟฟ้า (Electric Conductivity: S/m)

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

เมื่อ

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \rho^* H_x \right) \quad (2.2ก)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \rho^* H_y \right) \quad (2.2ข)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \rho^* H_z \right) \quad (2.2ค)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (2.2ง)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (2.2จ)$$

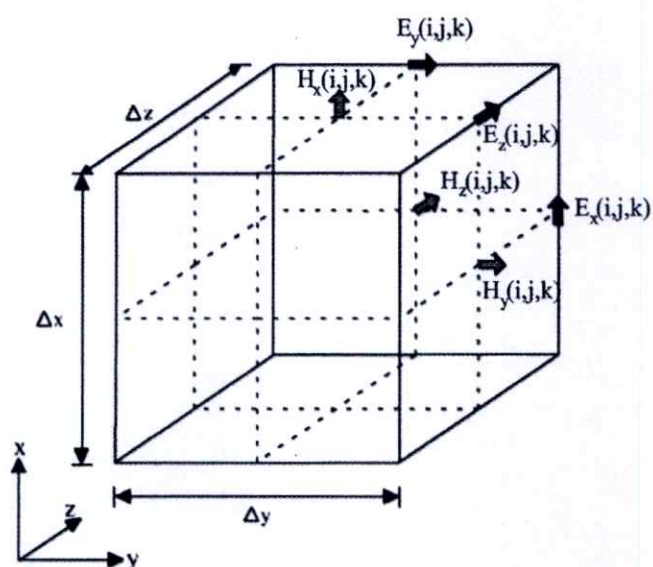
$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (2.2ฉ)$$

จากสมการที่ (2.1ก) และ (2.1ข) จะเขียนตัวประกอบเวกเตอร์ของตัวดำเนินการเคิร์ล (Curl Operation) ได้เป็นสมการสเกลาร์ 6 สมการที่สมมูลกับสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ในระบบพิกัดมุมฉากสามมิติ (x, y, z)

แนวคิดของยัลกอริทึมซึ่งเป็นแนวความคิดพื้นฐานของวิธี FDTD มีดังต่อไปนี้

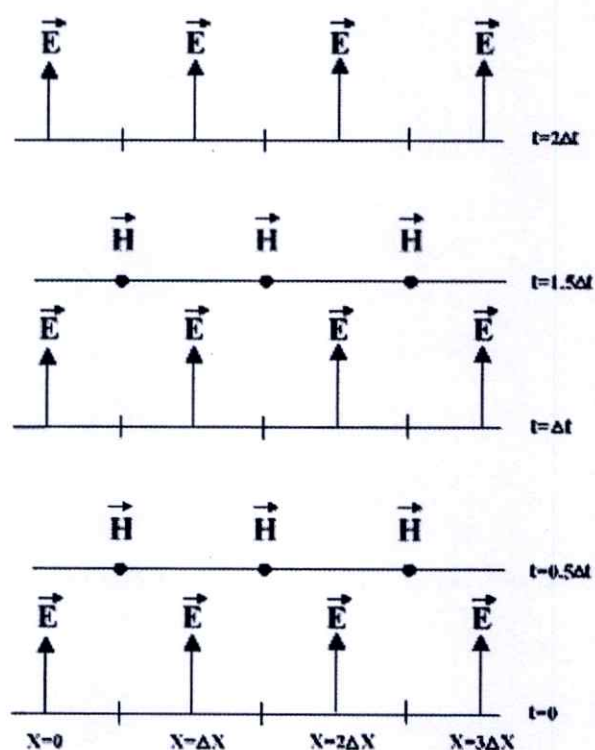
1. ทำการแก้ปัญหาทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กพร้อมกันในโดเมนเวลาและโดเมนสเปซโดยใช้สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ แทนการแก้ปัญหาสถาปัตยกรรมไฟฟ้าหรือสนามแม่เหล็กเพียงอย่างเดียวด้วยสมการคลื่น การวิเคราะห์ทั้งสองสนามพร้อมกันนี้เปรียบเสมือนการแปลงสนามรวมของสมการอินทิกรัลในวิธีโมเมนต์ โดยเงื่อนไขขอบเขตของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} ถูกกำหนดให้อยู่บนขอบเขตของตัวกลางนั้น ซึ่งข้อดีของวิธีนี้ คือ การใช้ข้อมูลของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} ด้วยกันจะได้ผลลัพธ์ที่แน่นอนกว่าการใช้สนามชนิดใดชนิดหนึ่งเพียงอย่างเดียว และจะมีความเที่ยงตรงสำหรับโครงสร้างที่มีขนาดใหญ่ ในการวิเคราะห์สามารถจำลองคุณสมบัติทางสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของวัสดุที่ใช้ได้ และสำหรับบริเวณที่สนามมีลักษณะเฉพาะหรือสามารถมีได้เพียงสนามเดียว เช่น \vec{H} ที่สัมผัสบริเวณขอบ มุม หรือรอบ ๆ แกนเส้นลวดบาง และ \vec{E} ในแนวรัศมีที่อยู่บริเวณจุด ขอบ และเส้นลวดบางนั้น สามารถสร้างแบบจำลองขึ้นมาได้ ถ้าในบริเวณนั้นเกิดสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กขึ้น

2. ส่วนประกอบของสนาม \vec{E} และ \vec{H} ในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยัลกอริทึมนั้นจะถูกจัดวางไว้ระหว่างกลางของกันและกันในสเปซแบบสามมิติ ดังนั้นทุกส่วนประกอบของสนาม \vec{E} ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนาม \vec{H} และส่วนประกอบของสนาม \vec{H} ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนาม \vec{E} ใด ๆ เช่นเดียวกัน จึงทำให้ได้รูปแบบจำลองอย่างง่ายในโครงสร้างสเปซสามมิติที่เป็นไปตามกฎฟาราเดย์และแอมแปร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.1 ผลลัพธ์ของสมการผลต่างสี่บเนื่องที่ได้มาจากการใช้สมการเคิร์ลนั้น จะเป็นแบบผลต่างสี่บเนื่องจำกัดแบบตรงกลาง ในกรณีที่มีความต่อเนื่องของ \vec{E} และ \vec{H} ในแนวสัมผัสระหว่างรอยต่อของตัวกลางต่างชนิดกัน จะสามารถกระทำได้อย่างเหมือนจริงตามธรรมชาติ โดยที่ไม่ต้องทำการแมตซ์เงื่อนไขขอบเขตของสนามที่รอยต่อ ถ้ารอยต่อนั้นทับกับกริดในตำแหน่งของแกนพอดิ จะได้สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่นำไปใช้งานได้เลย โดยเพียงแต่ทำการกำหนดสภาพยอมทางสนามไฟฟ้าและสภาพขามซึมได้ทางสนามแม่เหล็กของวัสดุไว้ ณ ตำแหน่งที่สมมุติให้เป็นวัสดุ นั้น ๆ ถ้าเป็นตาข่าย (Mesh) ทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากของยัลโกจะมีลักษณะการประมาณพื้นที่ผิวและรูปทรงภายในของโครงสร้างที่น่าสนใจเป็นแบบขั้นบันได โดยกำหนดความละเอียดของสเปซจากขนาดของหน่วยเซลล์แลตทิซหรือหนึ่งหน่วยเซลล์ของยัล



รูปที่ 2.1 โครงสร้างส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ (Yee cell)

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



รูปที่ 2.2 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยี่อัลกอริทึม

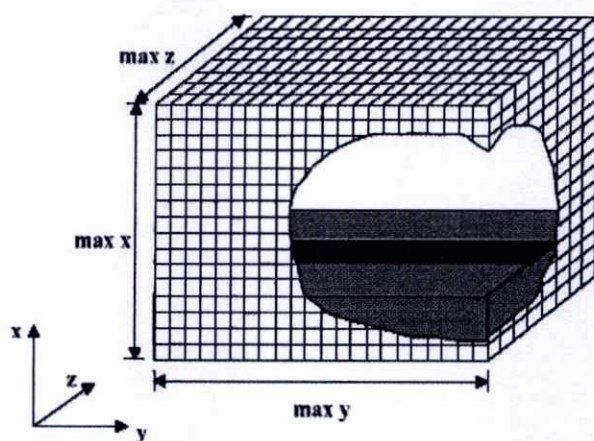
โดยหลักการจะทำการคำนวณ \vec{E} ทุกตำแหน่งในแบบจำลองสเปซแบบสามมิติแล้วเก็บค่าทั้งหมดไว้ในหน่วยความจำ ในช่วงเวลาต่อมา \vec{H} ก็ถูกคำนวณทุกตำแหน่งในแบบจำลองสเปซ และเก็บไว้ในหน่วยความจำเช่นกัน การคำนวณนั้นจะเอาข้อมูลของ \vec{E} ที่เก็บไว้ในหน่วยความจำในช่วงเวลาที่ผ่านมาแล้วมาใช้ในการคำนวณ และในช่วงเวลาถัดถัดมา \vec{E} ก็จะคำนวณมาจาก \vec{H} คำนวณมาจากครั้งที่ผ่านๆ มาเหมือนกัน ซึ่งในการคำนวณนี้จะทำการคำนวณวนรอบไปเรื่อยๆ จนกว่าจะถึงขั้นเวลาที่กำหนดเอาไว้ดังแสดงในรูปที่ 2.2 กระบวนการทำขั้นเวลาแบบลูปฟรอนท์นี้เป็นกระบวนการที่แน่นอน ดังนั้นจึงสามารถหลีกเลี่ยงการแก้สมการสองสมการพร้อมกันและการหาเมตริกซ์ผกผันได้อย่างสมบูรณ์แบบ

2.3 สมการผลต่างสี่เบื้อง

สิ่งแรกที่จะต้องคำนึงถึงในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์แบบวิธี FDTD คือ หนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ซึ่งอยู่ในโดเมนสเปซ และอีกอย่างหนึ่งก็คือการคิดคำนวณในเชิงเวลา ดังนั้นในการกำหนดสัญลักษณ์ของยี่อัลกอริทึมนี้ จะกำหนดเป็นฟังก์ชันของโดเมนสเปซและโดเมนเวลาในระบบพิกัดสามมิติเอาไว้ดังนี้

$$F^n(i, j, k) = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (2.3)$$

โดยที่ Δx , Δy , Δz คือ ขนาดของช่วงความยาวในหนึ่งหน่วยเซลล์ และ Δt คือ ขนาดของช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้นในแต่ละขั้นในโดเมนเวลา โดยที่จะมีค่า i , j , และ k เป็นเลขจำนวนเต็มที่จะบอกตำแหน่งในพิกัดมุมฉากในโดเมนสเปซ และ n เป็นเลขจำนวนเต็มที่บอกช่วงเวลาในโดเมนเวลา



รูปที่ 2.3 โครงสร้างสามมิติสำหรับกริดเซลล์ของ FDTD (FDTD grid)

จากรูปที่ 2.3 จะเห็นลักษณะโครงสร้างสามมิติที่แสดงถึงโครงสร้างทั้งหมดที่นำมาใช้ในการจำลองเหตุการณ์ในการคำนวณของ FDTD ซึ่งจะเป็นการนำหนึ่งหน่วยเซลล์มาต่อกันจนถึงขอบเขตที่ต้องการที่ใช้ในการจำลอง โดยโครงสร้างแบบนี้จะเรียกว่า กริดเซลล์ของ FDTD และจากกริดเซลล์ของ FDTD จะเห็นได้ว่าขอบเขตสูงสุดนั้นจะประกอบไปด้วย \max_x, \max_y, \max_z

ยี่ได้นำเสนอการใช้รูปแบบของสมการผลต่างสืบเนื่องแบบตรงกลาง (Central Difference Scheme) โดยใช้กับฟังก์ชัน F ทั้งในโดเมนสเปซของระบบพิกัดฉาก และในโดเมนเวลา คือ

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial x} = \frac{F^n(i+1/2, j, k) - F^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \quad (2.4ก)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial y} = \frac{F^n(i, j+1/2, k) - F^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \quad (2.4ข)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial z} = \frac{F^n(i, j, k+1/2) - F^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \quad (2.4ค)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial t} = \frac{F^{n+1/2}(i, j, k) - F^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} \quad (2.4ง)$$

ทำการแทนสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ในระบบพิกัดมุมฉากสามมิติ (2.2ก)-(2.2ค) ลงในสมการ (2.4) จะได้สมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้าใหม่ 6 สมการ ดังนี้

$$\frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k) - H_x^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} = \frac{1}{\mu} \left[\begin{array}{l} \frac{E_y^n(i, j, k+1/2) - E_y^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \\ - \frac{E_z^n(i, j+1/2, k) - E_z^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \\ - \rho^* \cdot H_x^n(i, j, k) \end{array} \right] \quad (2.5ก)$$

$$\frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k) - H_y^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} = \frac{1}{\mu} \left[\begin{array}{l} \frac{E_z^n(i+1/2, j, k) - E_z^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \\ - \frac{E_x^n(i, j, k+1/2) - E_x^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \\ - \rho^* \cdot H_y^n(i, j, k) \end{array} \right] \quad (2.5ข)$$

$$\frac{H_z^{n+1/2}(i, j, k) - H_z^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} = \frac{1}{\mu} \left[\begin{array}{c} \frac{E_x^n(i, j+1/2, k) - E_x^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \\ - \frac{E_y^n(i+1/2, j, k) - E_y^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \\ - \rho^* \cdot H_z^n(i, j, k) \end{array} \right] \quad (2.5ก)$$

$$\frac{E_x^{n+1}(i, j, k) - E_x^n(i, j, k)}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\begin{array}{c} \frac{H_z^{n+1/2}(i, j+1/2, k) - H_z^{n+1/2}(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \\ - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1/2) - H_y^{n+1/2}(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \\ - \sigma \cdot E_x^{n+1/2}(i, j, k) \end{array} \right] \quad (2.5ง)$$

$$\frac{E_y^{n+1}(i, j, k) - E_y^n(i, j, k)}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\begin{array}{c} \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k+1/2) - H_x^{n+1/2}(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \\ - \frac{H_z^{n+1/2}(i+1/2, j, k) - H_z^{n+1/2}(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \\ - \sigma \cdot E_y^{n+1/2}(i, j, k) \end{array} \right] \quad (2.5จ)$$

$$\frac{E_z^{n+1}(i, j, k) - E_z^n(i, j, k)}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\begin{array}{c} \frac{H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k) - H_y^{n+1/2}(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \\ - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k) - H_x^{n+1/2}(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \\ - \sigma \cdot E_z^{n+1/2}(i, j, k) \end{array} \right] \quad (2.5ฉ)$$

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

$$H_x^n(i, j, k) = \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k) + H_x^{n-1/2}(i, j, k)}{2} \quad (2.6ก)$$

$$H_y^n(i, j, k) = \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k) + H_y^{n-1/2}(i, j, k)}{2} \quad (2.6\text{ข})$$

$$H_z^n(i, j, k) = \frac{H_z^{n+1/2}(i, j, k) + H_z^{n-1/2}(i, j, k)}{2} \quad (2.6ค)$$

$$E_x^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{E_x^{n+1}(i, j, k) + E_x^n(i, j, k)}{2} \quad (2.6ง)$$

$$E_y^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{E_y^{n+1}(i, j, k) + E_y^n(i, j, k)}{2} \quad (2.6จ)$$

$$E_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{E_z^{n+1}(i, j, k) + E_z^n(i, j, k)}{2} \quad (2.6ฉ)$$

นำสมการที่ (2.6) ทั้งหมดแทนลงในสมการที่ (2.5) จะได้สมการผลต่างสี่เหลี่ยมจตุรัสสำหรับแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ใช้ในวิธี FDTD ดังสมการที่ (2.7)

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_x^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[\frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j-1, k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j, k-1)}{\Delta z} \right] \quad (2.7ก)$$

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_y^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[\frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j, k-1)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i-1, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (2.7ข)$$

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_z^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[\frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i-1, j, k)}{\Delta x} - \frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j-1, k)}{\Delta y} \right] \quad (2.7ค)$$

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_z^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \right] \quad (2.7\text{ง})$$

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_y^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} - \frac{H_z^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (2.7จ)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_y^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} \right] \quad (2.7ค)$$

2.4 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน

การเลือกแหล่งกำเนิดแรงดันที่เหมาะสมเป็นปัจจัยสำคัญประการหนึ่งในการจำลองแบบโครงสร้างแบบ FDTD ในระยะแรกเริ่มได้มีการใช้แหล่งกำเนิดแรงดันแบบ สภาวะเริ่มต้นของคลื่นระนาบ ซึ่งเหมาะสำหรับการแก้ปัญหาในโครงสร้างที่มีเพียงหนึ่งมิติ แต่สำหรับการจำลองโครงสร้างแบบ FDTD ที่มีการแก้ปัญหาคือไม่โครเวฟด้วยโครงสร้างสามมิตินั้น จะใช้การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันที่เป็นพัลส์แบบเกาส์ (Gaussian Pulse) หรือพัลส์แบบเกาส์มอดูเลต (Modulated Gaussian Pulse) เนื่องจากสามารถหารูปคลื่นและฟูรีเยร์สเปกตรัมได้ง่ายกว่า ซึ่งการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันของพัลส์แบบเกาส์แสดงได้ดังสมการที่ 2.8

$$g(t) = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{T}} \quad (2.8)$$

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

T คือ ความกว้างของพัลส์

t_0 คือ กึ่งกลางของพัลส์ ($t_0 = 3T$)

ในขณะที่สมการการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันของพัลส์แบบเกาส์มอดูเลตนั้นจะแสดง
ได้ดังสมการที่ 2.9

$$g(t) = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{T}} \sin 2\pi f_0(t-t_0) \quad (2.9)$$

เมื่อ f_0 คือความถี่ที่เข้ามามอดูเลต

ดังนั้นจากสมการของการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันทั้งสองสมการจากที่กล่าวมา
สามารถที่จะนำไปแปลงโดยใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) ซึ่งเป็นการแปลง
สัญญาณของแหล่งกำเนิดแรงดันที่อยู่ในโดเมนของเวลาให้อยู่ในโดเมนความถี่ ทำให้ได้รูปแบบ
ของสมการที่คล้ายกัน คือ

$$G(f) \propto e^{-(\pi T f)^2} \quad (2.10)$$

2.5 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข

สิ่งหนึ่งที่สำคัญในการคำนวณเชิงตัวเลขด้วยวิธี FDTD นั้นคือ เงื่อนไขความเสถียรเชิง
ตัวเลข และในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมกับการคำนวณจะเป็นสิ่งที่สำคัญอย่างยิ่ง ซึ่ง
ได้แก่ การกำหนดขนาดของช่วงเวลา Δt ขนาดของช่วงระยะทางคือ $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ และจำนวน
ช่วงระยะทางที่สามารถครอบคลุมพื้นที่ของอุปกรณ์ได้ทั้งหมด และจำนวนช่วงเวลาเพียงพอให้
คลื่นสามารถเดินทางผ่านเส้นทางที่ต้องการได้จนเสร็จสิ้น อย่างไรก็ตาม ตัวแปรที่มีความสำคัญก็
คือ ขนาดของช่วงระยะทาง ซึ่งควรจะมีขนาดต่ำกว่าหนึ่งในสิบถึงหนึ่งในยี่สิบของความยาวคลื่น
ที่ใช้งาน และตัวแปรที่สำคัญที่สุดที่ส่งผลกระทบต่อการคำนวณมากอีกตัวหนึ่งก็คือ ขนาดของ
ช่วงเวลา เนื่องจากการกำหนดช่วงเวลาที่ไม่เหมาะสมหรือมากเกินไปจะทำให้การคำนวณขาด
เสถียรภาพ ไม่สามารถหาคำตอบได้ กล่าวคือการคำนวณจะเกิดการลู่ออกทุกครั้งที่ทำซ้ำในแต่ละ
ช่วงเวลา ซึ่งอาจจะแก้ปัญหาได้โดยการกำหนดค่าช่วงเวลาไว้ต่ำ แต่อย่างไรก็ดีการใช้ช่วงเวลา
ต่ำมาก ๆ จะทำให้ต้องใช้จำนวนช่วงเวลาที่มาจนเกินความจำเป็น ทำให้การคำนวณเกิดความ
ล่าช้า ดังนั้นจึงต้องมีข้อกำหนดในการเลือกค่าช่วงเวลาที่เหมาะสม โดยเริ่มต้นจากการพิจารณา
สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ [27-29] ซึ่งจะทำให้การนอร์มัลไลซ์ (Normalize) ให้ $\mu=1, \epsilon=1,$

$\sigma=0$, $\rho^*=0$ และ $c=1$ จากนั้นเอาสมการที่ (3.1 ก) บวกกับสมการที่ (3.1 ข) แล้วคูณด้วย j เมื่อ $j=\sqrt{-1}$ จะได้เป็น

$$j\nabla \times (\vec{H} + j\vec{E}) = \frac{\partial}{\partial t} (\vec{H} + j\vec{E}) \quad (2.11)$$

กำหนดให้ $\vec{V} = \vec{H} + j\vec{E}$ ดังนั้นสมการที่ (2.11) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$j\nabla \times \vec{V} = \frac{\partial \vec{V}}{\partial t} \quad (2.12)$$

ความเสถียรเชิงตัวเลขของสมการที่ (2.12) สามารถพิจารณาได้โดยวิธีการใช้ค่าเจาะจง (Λ : Eigenvalue) ดังต่อไปนี้

$$\frac{\partial \vec{V}}{\partial t} = \Lambda \vec{V} \quad (2.13ก)$$

$$j\nabla \times \vec{V} = \Lambda \vec{V} \quad (2.13ข)$$

ทำการหาค่าเจาะจงเวลา (Time Eigenvalue) โดยที่ตัวดำเนินการอนุพันธ์ย่อยในสมการที่ (2.13 ก) สามารถเปลี่ยนมาเป็นตัวดำเนินการผลต่างสืบเนื่องที่มีตำแหน่งขั้นเวลา แบบลิฟฟรอก ซึ่งจะได้เป็น

$$\frac{V_{i,j,k}^{n+1/2} - V_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} = \Lambda V_{i,j,k}^n \quad (2.14)$$

นิยามตัวร่วมการเพิ่มขึ้น (Growth Factor) เป็น

$$q_{i,j,k} = \frac{V_{i,j,k}^{n+1/2}}{V_{i,j,k}^n} = \frac{V_{i,j,k}^n}{V_{i,j,k}^{n-1/2}} \quad (2.15)$$

ทำการแทนสมการที่ (2.15) ลงในสมการที่ (2.14) แล้วทำการจัดรูปใหม่จะได้

$$(q_{i,j,k})^2 - \Lambda \Delta t q_{i,j,k} - 1 = 0 \quad (2.16)$$

แก้สมการหาค่า $q_{i,j,k}$

$$q_{i,j,k} = \frac{\Lambda \Delta t}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\Lambda \Delta t}{2}\right)^2 + 1} \quad (2.17)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าคุณค่าของ $|q_{i,j,k}|$ 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 จะได้เงื่อนไขของคุณค่าจะจงเวลาเป็น

$$\text{Re}(\Lambda) = 0 \quad (2.18ก)$$

$$-\frac{2}{\Delta t} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq \frac{2}{\Delta t} \quad (2.18ข)$$

ทำการหาค่าจะจงสเปซ (Space Eigenvalue) โดยกำหนดให้

$$\vec{V}_{i,j,k} = \vec{V}_0 e^{j(\tilde{k}_x \Delta x + \tilde{k}_y \Delta y + \tilde{k}_z \Delta z)} \quad (2.19)$$

ใช้การทำผลต่างสี่เหลี่ยมของสเปซแบบตรงกลางที่แสดงแบบแผนคลื่นสเปซแลตทิซใดๆแทนอนุพันธ์ย่อยของตัวดำเนินการเคิร์ลในสมการที่ (2.13b) จะได้

$$-2 \left[\frac{\hat{x}}{\Delta x} \sin(\tilde{k}_x \Delta x/2) + \frac{\hat{y}}{\Delta y} \sin(\tilde{k}_y \Delta y/2) + \frac{\hat{z}}{\Delta z} \sin(\tilde{k}_z \Delta z/2) \right] \times \vec{V}_{i,j,k} = \Lambda \vec{V}_{i,j,k} \quad (2.20)$$

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

$$\Lambda^2 = -4 \left[\frac{1}{(\Delta x)^2} \sin^2(\tilde{k}_x \Delta x/2) + \frac{1}{(\Delta y)^2} \sin^2(\tilde{k}_y \Delta y/2) + \frac{1}{(\Delta z)^2} \sin^2(\tilde{k}_z \Delta z/2) \right] \quad (2.21)$$

$$\text{Re}(\Lambda) = 0 \quad (2.22ก)$$

$$-2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq 2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \quad (2.22ข)$$

สำหรับการหาเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขเงื่อนไขของค่าเจาะจงสเปซที่กำหนดโดยสมการที่ (2.18) จะต้องอยู่ในเงื่อนไขของค่าเจาะจงเวลาที่กำหนดโดยสมการที่ (2.14) อย่างสมบูรณ์แล้ว ยกเลิกการนอร์แมลไลซ์ค่า c ซึ่งจะได้เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขสำหรับสมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดเป็น

$$\Delta t \leq \frac{1}{c\sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}} \quad (2.23)$$

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

2.6 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน

ในการแก้ปัญหาทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธี FDTD นั้น จะให้บริเวณที่พิจารณาเป็นบริเวณเปิด ซึ่งโดเมนการคำนวณสนามจะไม่ถูกจำกัดในทิศทางใด ๆ ดังนั้นในการจำลองโครงสร้างกริดเซลล์ของ FDTD ที่ใช้ขอบเขตเปิด (Open-Boundary) จึงเกิดปัญหาในการวิเคราะห์ ก็คือ ปัญหาของขอบเขตในการแพร่กระจายคลื่นที่มีลักษณะการแพร่กระจายเหมือนลู่อู่เข้าสู่ระยะอนันต์ ซึ่งในความเป็นจริงแล้วคงไม่มีคอมพิวเตอร์ที่สามารถเก็บข้อมูลได้โดยไม่จำกัด และเพื่อเป็นการแก้ปัญหาดังกล่าวนี้จึงได้มีการกำหนดเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary Condition: ABC) ขึ้น โดยเป็นการจำกัดโดเมนการคำนวณไว้ที่ขนาดใดขนาดหนึ่งซึ่งใหญ่พอที่จะครอบคลุมโครงสร้างที่พิจารณาและมีเงื่อนไขขอบเขตที่ขอบนอกของโดเมนเสมือนเป็นระยะอนันต์ และเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนี้จะกำจัดหรือลดการสะท้อนกลับของสนามที่ขอบของโดเมนการคำนวณ ทำให้เปรียบเสมือนว่าในขณะที่ทำการคำนวณ โดเมนการคำนวณมีขนาดเป็นอนันต์ ซึ่งเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนี้จะได้นำมาวิเคราะห์และพัฒนาเพื่อช่วยลดขนาดของกริดเซลล์ให้มีขนาดลดลง สิ่งสำคัญที่สุดในการวิเคราะห์การกระทำในเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนั้น ก็คือประสิทธิภาพและความเที่ยงตรงในการคำนวณ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนได้มีการพัฒนาต่อเนื่องมาในช่วงสามสิบกว่าปีที่ผ่านมา หลักในการวิเคราะห์ขอบเขตการดูดกลืนในระบบสามมิติสามารถที่จะแบ่งได้ 2 กลุ่มหลัก ๆ คือ กลุ่มแรกจะมีการใช้คุณสมบัติของคลื่นเดินทางเดียว (One-Way Wave Characteristics) โดยจะใช้แฟกเตอร์เชิงอนุพันธ์ของสมการคลื่นในการคำนวณ การคิดคำนวณแบบนี้จะใช้เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบหนึ่งที่เป็นที่นิยมนันมากก็คือ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์ (Mur's ABC) ซึ่งเงื่อนไขชนิดนี้จะได้นำมาวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ด้วย และในกลุ่มที่สองจะใช้หลักการพื้นฐานของการให้วัสดุดูดกลืน (Absorbing Materials) โดยเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่นิยมใช้สำหรับการวิเคราะห์แบบนี้ก็คือ

เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของชั้นแมตช์สมบูรณ์ (Perfectly Matched Layer ABC : PML) ในการวิเคราะห์เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่คตินั้นควรมีคุณสมบัติหลักที่สำคัญ ๆ คือ

1. จะต้องมีความเที่ยงตรงในการแก้ปัญหาเชิงวิศวกรรม
2. วิเคราะห์คุณสมบัติของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโครงสร้างต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็
โครงสร้างทั่วไป หรือ โครงสร้างที่ซับซ้อนได้
3. ควรจะมีความเสถียรเชิงตัวเลขในการใช้งาน

2.6.1 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์

จากคุณสมบัติสามข้อที่กล่าวมานั้น จะเห็นได้ว่าเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์เป็นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนชนิดหนึ่งที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์กริดเซลล์ของ FDTD ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยที่เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์จะมีลักษณะของสมการอยู่สองแบบ คือ แบบอันดับหนึ่ง (Mur's first order) และ แบบอันดับสอง (Mur's second order) ซึ่งทั้งสองแบบนี้จะได้สมการพื้นฐานมาจากสมการคลื่นทางเดียว (One Way Wave Equation) ซึ่งแบบนี้กลุ่มนักวิจัยกลุ่มแรกที่คิดคือ Engquist and Majda เงื่อนไขขอบเขตของสมการคลื่นแสดงดังสมการที่ (2.24)

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} - v^{-2} \frac{\partial^2}{\partial t^2}\right) E_i = 0 \quad (2.24)$$

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

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

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} (1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2}\right) E_i|_{x=0} = 0 \quad (2.25)$$

เมื่อ $i = y$ หรือ z และ $s_x^2 + s_y^2 + s_z^2 = v^{-2}$ อย่างไรก็ตามจะต้องหาค่าที่แน่นอนของ $(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2}$ ในสมการที่ (2.21) ซึ่งสามารถหาได้โดยใช้อนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor Series Expansions) ดังนั้นเมอร์จึงได้เสนอสมการของเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรก จะได้สมการเป็น

$$(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} = 1 + O((vs_y)^2 + (vs_z)^2) \quad (2.26)$$

ซึ่งสมการที่ (2.26) จะให้การดูคลื่นของคลื่นใกล้เคียงกับคลื่นที่ส่งมา (Incident Waves) และเมอร์จึงได้นำเสนอสมการสำหรับอันดับที่สองดังสมการ

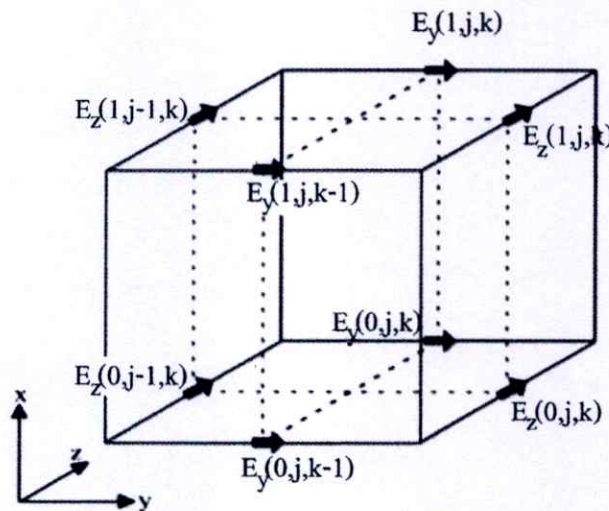
$$(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} = 1 - \frac{1}{2}((vs_y)^2 + (vs_z)^2) + O(((vs_y)^2 + (vs_z)^2)^2) \quad (2.27)$$

ดังนั้นจึงทำให้คลื่นมาตกกระทบระนาบ $x=0$ จะได้สมการคลื่นทางเดียวสำหรับเงื่อนไขขอบเขตการดูคลื่นอันดับแรกดังสมการ

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t}\right) E_i|_{x=0} = 0 \quad (2.28)$$

และอันดับสองดังสมการ

$$\left(\frac{1}{v} \frac{\partial^2}{\partial x \partial t} - \left(\frac{1}{v}\right)^2 \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right)\right) E_i|_{x=0} = 0 \quad (2.29)$$



รูปที่ 2.4 สนามไฟฟ้าที่ผิวในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่ง $(1, j, k)$

จากรูปที่ 2.4 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 $E_z(0, j, k)$ ดังนั้นจึงได้สมการของยี่อัลกอริทึมสำหรับเงื่อนไขขอบเขตการดูคลื่นของเมอร์อันดับแรกดังสมการ

$$E_y^{n+1}(0, j, k) = E_y^n(1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_y^{n+1}(1, j, k) - E_y^n(0, j, k)] \quad (2.30)$$

$$E_z^{n+1}(0, j, k) = E_z^n(1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_z^{n+1}(1, j, k) - E_z^n(0, j, k)] \quad (2.31)$$

สมการที่ (2.30) นั้นจะบ่งบอกถึงการกระทำของสนามไฟฟ้าที่ผิวของหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ ($E_y(0, j, k)$) บนขอบเขตนอกสุดของกริดเซลล์ของ FDTD โดยสมการที่ได้มานั้นจะใช้ข้อมูลของการกระทำสนามไฟฟ้าบนกริดเซลล์ของ FDTD ($E_y(1, j, k)$) โดยหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่งขอบเขตบนสุดของกริดนั้น ($i = \max x$) จะมีสมการคือ

$$E_t^{n+1}(\max x, j, k) = E_t^n(\max x - 1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_t^{n+1}(\max x - 1, j, k) - E_t^n(\max x, j, k)] \quad (2.32)$$

เมื่อ $t = y$ หรือ z

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

1. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$E_t^{n+1}(i, 0, k) = E_t^n(i, 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(i, 1, k) - E_t^n(i, 0, k)] \quad (2.33ก)$$

2. ขอบเขตที่ $y = \max y$

$$E_t^{n+1}(i, \max y, k) = E_t^n(i, \max y - 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(i, \max y - 1, k) - E_t^n(i, \max y, k)] \quad (2.33ข)$$

3. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$E_t^{n+1}(i, j, 0) = E_t^n(i, j, 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, 1) - E_t^n(i, j, 0)] \quad (2.33ค)$$

4. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$E_t^{n+1}(i, j, \max z) = E_t^n(i, j, \max z - 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, \max z - 1) - E_t^n(i, j, \max z)] \quad (2.33ง)$$

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

สมการที่กล่าวมาเป็นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์อันดับหนึ่ง แต่ถ้าเป็นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์อันดับสองจะแสดงดังสมการข้างล่าง

1. ขอบเขตที่ $x = 0$

$$\begin{aligned} E_t^{n+1}(0, j, k) &= -E_t^{n-1}(1, j, k) \\ &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(1, j, k) + E_t^n(0, j, k)] \\ &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_t^{n+1}(0, j, k) + E_t^n(1, j, k)] \\ &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\ &\quad \left[E_t^n(0, j+1, k) - 2E_t^n(0, j, k) + E_t^n(0, j-1, k) + \right. \\ &\quad \left. E_t^n(1, j+1, k) - 2E_t^n(1, j, k) + E_t^n(1, j-1, k) \right] \\ &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\ &\quad \left[E_t^n(0, j, k+1) - 2E_t^n(0, j, k) + E_t^n(0, j, k-1) + \right. \\ &\quad \left. E_t^n(1, j, k+1) - 2E_t^n(1, j, k) + E_t^n(1, j, k-1) \right] \end{aligned} \quad (2.34ก)$$

2. ขอบเขตที่ $x = \max x$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(\max x, j, k) &= -E_i^{n-1}(\max x - 1, j, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(\max x - 1, j, k) - E_i^{n-1}(\max x, j, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^n(\max x, j, k) - E_i^n(\max x, j, k)] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[E_i^n(\max x, j + 1, k) + E_i^n(\max x, j - 1, k) - \right. \\
 &\quad \left. 2E_i^n(\max x, j, k) + E_i^n(\max x - 1, j + 1, k) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(\max x - 1, j - 1, k) - 2E_i^n(\max x - 1, j, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[E_i^n(\max x, j, k + 1) + E_i^n(\max x, j, k - 1) - \right. \\
 &\quad \left. 2E_i^n(\max x, j, k) + E_i^n(\max x - 1, j, k + 1) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(\max x - 1, j, k - 1) - 2E_i^n(\max x - 1, j, k) \right] \tag{2.34ก}
 \end{aligned}$$

3. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(i, 0, k) &= -E_i^{n-1}(i, 1, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i, 1, k) + E_i^{n-1}(i, 0, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i, 1, k)] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[E_i^n(i + 1, 0, k) - 2E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i - 1, 0, k) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(i + 1, 1, k) - 2E_i^n(i, 1, k) + E_i^n(i - 1, 1, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[E_i^n(i, 0, k + 1) - 2E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i, 0, k - 1) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(i, 1, k + 1) - 2E_i^n(i, 1, k) + E_i^n(i, 1, k - 1) \right] \tag{2.34ข}
 \end{aligned}$$

4. ขอบเขตที่ $y = \max y$

$$\begin{aligned}
 E_t^{n+1}(i, \max y, k) &= -E_t^{n-1}(i, \max y - 1, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(i, \max y - 1, k) + E_t^{n-1}(i, \max y, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^n(i, \max y, k) + E_t^n(i, \max y - 1, k)] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[E_t^n(i+1, \max y, k) + E_t^n(i-1, \max y, k) - \right. \\
 &\quad \left. 2E_t^n(i, \max y, k) + E_t^n(i+1, \max y - 1, k) + \right. \\
 &\quad \left. E_t^n(i-1, \max y - 1, k) - 2E_t^n(i, \max y - 1, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[E_t^n(i, \max y, k+1) + E_t^n(i, \max y, k-1) - \right. \\
 &\quad \left. 2E_t^n(i, \max y, k) + E_t^n(i, \max y - 1, k+1) + \right. \\
 &\quad \left. E_t^n(i, \max y - 1, k-1) - 2E_t^n(i, \max y - 1, k) \right] \quad (2.34\text{ง})
 \end{aligned}$$

5. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$\begin{aligned}
 E_t^{n+1}(i, j, 0) &= -E_t^{n-1}(i, j, 1) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, 1) + E_t^{n-1}(i, j, 0)] \\
 &+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i, j, 1)] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 &\quad \left[E_t^n(i+1, j, 0) - 2E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i-1, j, 0) + \right. \\
 &\quad \left. E_t^n(i+1, j, 1) - 2E_t^n(i, j, 1) + E_t^n(i-1, j, 1) \right] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 &\quad \left[E_t^n(i, j+1, 0) - 2E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i, j-1, 0) + \right. \\
 &\quad \left. E_t^n(i, j+1, 1) - 2E_t^n(i, j, 1) + E_t^n(i, j-1, 1) \right] \quad (2.34\text{จ})
 \end{aligned}$$

6. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$\begin{aligned}
 E_t^{n+1}(i, j, \max z) = & -E_t^{n-1}(i, j, \max z - 1) \\
 & + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, \max z - 1) + E_t^{n-1}(i, j, \max z)] \\
 & + \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^n(i, j, \max z) + E_t^n(i, j, \max z - 1)] \\
 & + \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 & \left[E_t^n(i+1, j, \max z) + E_t^n(i-1, j, \max z) - \right. \\
 & \left. 2E_t^n(i, j, \max z) + E_t^n(i+1, j, \max z - 1) + \right. \\
 & \left. E_t^n(i-1, j, \max z - 1) - 2E_t^n(i, j, \max z - 1) \right] \\
 & + \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 & \left[E_t^n(i, j+1, \max z) + E_t^n(i, j-1, \max z) - \right. \\
 & \left. 2E_t^n(i, j, \max z) + E_t^n(i, j+1, \max z - 1) + \right. \\
 & \left. E_t^n(i, j-1, \max z - 1) - 2E_t^n(i, j, \max z - 1) \right] \quad (2.34\text{ด})
 \end{aligned}$$

2.6.2 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบชั้นแมตซ์สมบรูณ์ (PML)

เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบชั้นแมตซ์สมบรูณ์ได้ถูกนำเสนอครั้งแรกโดย Berenger โดยเป็นแนวคิดที่ว่า การเกิดแบบไร้ทิศทางของระนาบคลื่น การโพราไรซ์ และความถี่ทั้งหมดนี้จะถูกแมตซ์กันที่ขอบเขต ในช่วงหลายปีที่ผ่านมาโดยส่วนมากจะสนใจในการปรับปรุงไม่ให้มีการแยกสนามตัวประกอบแมกเวลล์ ออกเป็น 6 ส่วนประกอบ ซึ่งถูกเสนอโดย Mittra and Peket ต่อมา Sackgetal เสนอชั้นแมตซ์สมบรูณ์ โดยใช้วัสดุซึ่งมีคุณสมบัติที่ต่างกันทางกายภาพ และได้ทำการใช้ชั้นแมตซ์สมบรูณ์ตัวใหม่นี้ใน FEM code จากนั้นชั้นแมตซ์สมบรูณ์ที่มีคุณสมบัติต่างกันทางกายภาพ (Anisotropic PML) ได้ถูกใช้ในขั้นตอนของ FDTD โดย Gedney เมื่อสมมุติให้ตัวกลางเป็น lossy uniaxial จะสามารถอธิบายกฎของ Faraday และ Ampere ได้ว่า

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu_0\mu_r \vec{H} \quad (2.35\text{ก})$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r \vec{E} \quad (2.35\text{ข})$$

เมื่อ μ_0 คือ สภาพขนำขมแม่เหล็กในอากศว้าง

μ_r คือ สภาพขนำขมแม่เหล็กสัมพัทธ์

ϵ_0 คือ สภาพยอมทงไฟฟ้ำในอากศว้าง

ϵ_r คือ สภาพยอมไฟฟ้ำสัมพัทธ์

μ คือ สภาพขนำขมแม่เหล็กสัมพัทธ์เทนเซอร์ดั่งสมการที่ (2.36 ก)

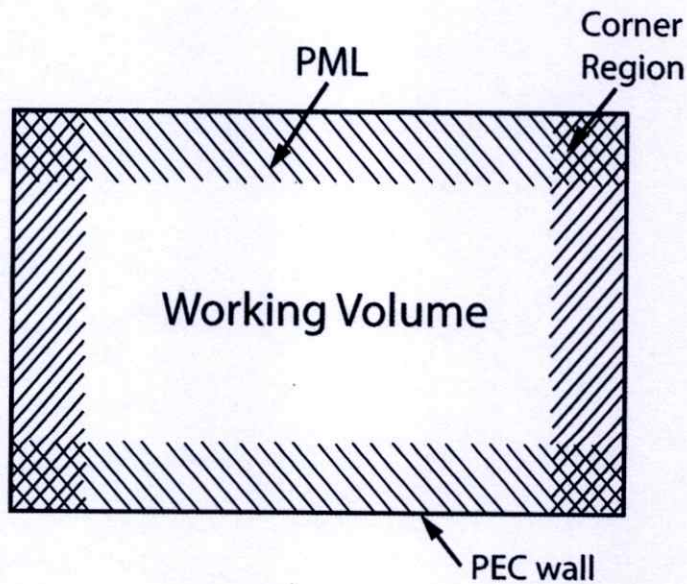
ϵ คือ สภาพยอมไฟฟ้ำสัมพัทธ์เทนเซอร์ดั่งสมการที่ (2.36 ข)

$$\mu = \begin{pmatrix} s_x & 0 & 0 \\ 0 & s_y & 0 \\ 0 & 0 & s_z \end{pmatrix} \quad (2.36ก)$$

$$\epsilon = \begin{pmatrix} s_x^* & 0 & 0 \\ 0 & s_y^* & 0 \\ 0 & 0 & s_z^* \end{pmatrix} \quad (2.36ข)$$

ชั้นเมตซ์สมบรูณ์นั้นจะตั้งฉากกับแกน x เป็นแบบตัวกลางแกนเดียวซึ่งมีคุณสมบัติที่ต่างกันทงกายภาพซึ่งสัมพันธ์ตามสมการข้างล่ำ

$$\frac{1}{s_x} = \frac{1}{s_x^*} = s_y = s_y^* = s_z = s_z^* \quad (2.37)$$



รูปที่ 2.5 โครงข่าย FDTD โดยชั้นเมตซ์สมบรูณ์

ในกรณีนี้ทุกระนาบคลื่นที่ขึ้นอยู่กับตัวกลางแกนเดี่ยว (Uniaxialmedium) การโพลาไรเซชัน และ ความถี่ จะถูกส่งโดยปราศจากการสะท้อนกลับใด ๆ โดย ตัวกลางแกนเดี่ยว เมื่อค่า s_x คือ

$$s_x = \frac{1}{1 + \frac{\sigma_x}{j\omega\epsilon_0}} \quad (2.38)$$

เมื่อนำมาเขียนเป็นความสัมพันธ์ระหว่างสภาพสภาพขบซึมได้ทางสนามแม่เหล็กสัมพันธ์เทนเซอร์กับสภาพยอมทางไฟฟ้าสัมพันธ์เทนเซอร์จะได้ดังสมการที่ (2.39)

$$\underline{\underline{\mu}} = \underline{\underline{\epsilon}} = \begin{pmatrix} \frac{1}{1 + \frac{\sigma_x}{j\omega\epsilon_0}} & 0 & 0 \\ 0 & 1 + \frac{\sigma_x}{j\omega\epsilon_0} & 0 \\ 0 & 0 & 1 + \frac{\sigma_x}{j\omega\epsilon_0} \end{pmatrix} \quad (2.39)$$

และเมื่อนำเอาสมการที่ (2.39) แทนลงในสมการที่ (2.35) ที่เป็นกฎของ Farady และ Ampere ในตัวกลางแกนเดี่ยว ซึ่งส่วนประกอบของสนามที่สัมผัสกับชั้นแมตซ์สมบรูณ์ (E_y, E_z, H_y, H_z) สามารถพิจารณา ได้โดยใช้ยัลกอริทึมในหัวข้อที่ผ่านมา ดังนั้นจะได้สมการดังต่อไปนี้

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma_x \Delta t / 2\epsilon_0}{1 + \sigma_x \Delta t / 2\epsilon_0} E_y^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \epsilon_0 \epsilon_r}{1 + \sigma_x \Delta t / 2\epsilon_0} \left[\begin{array}{c} \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \\ - \frac{H_z^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} \end{array} \right] \quad (2.40ก)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma_x \Delta t / 2\epsilon_0}{1 + \sigma_x \Delta t / 2\epsilon_0} E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \epsilon_0 \epsilon_r}{1 + \sigma_x \Delta t / 2\epsilon_0} \left[\begin{array}{c} \frac{H_y^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} \\ - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} \end{array} \right] \quad (2.40ข)$$

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma_x \Delta t / 2\epsilon_0}{1 + \sigma_x \Delta t / 2\epsilon_0} H_y^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t / \mu_0}{1 + \sigma_x \Delta t / 2\epsilon_0} \left[\begin{array}{c} \frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j, k-1)}{\Delta z} \\ - \frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i-1, j, k)}{\Delta x} \end{array} \right] \quad (2.40ก)$$

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma_x \Delta t / 2\epsilon_0}{1 + \sigma_x \Delta t / 2\epsilon_0} H_z^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t / \mu_0}{1 + \sigma_x \Delta t / 2\epsilon_0} \left[\begin{array}{c} \frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i-1, j, k)}{\Delta x} \\ - \frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j-1, k)}{\Delta y} \end{array} \right] \quad (2.40ง)$$

เพื่อความสะดวกต่อการคำนวณสามารถสมมุติให้ตัวกลางนั้นไม่มีความเป็นแม่เหล็ก ($\mu_r=1$)

ส่วนประกอบสนามปกติในระนาบชั้นแมตซ์สมบรูณ์ (E_x และ H_x) จำเป็นต้องมีการแก้ไขบางอย่างแบบพิเศษเนื่องจากการเริ่มต้นของคุณสมบัติ ประสิทธิภาพการนำทางด้านลบตลอดแกน x ในกรณีนี้เป็นการแสดงให้เห็นโดยที่ลักษณะที่ไม่เป็นชั้นแมตซ์สมบรูณ์ที่สัมพันธ์กับสมการ (2.37) เพื่อให้ได้การแก้ไขหรือปรับปรุงสมการให้เหมาะสมสำหรับส่วนประกอบสนามลักษณะนี้ Gedney ได้เสนอวิธี 2 ขั้นตอนการปรับปรุง (Two-step updating) ความเข้มเส้นแรงแม่เหล็ก B_x และความเข้มเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้า D_x สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของ E_x และ H_x ได้ตามลำดับดังสมการ

$$B_x \equiv \frac{1}{1 + \frac{\sigma_x}{j\omega\epsilon_0}} H_x \quad (2.41ก)$$

$$D_x \equiv \frac{1}{1 + \frac{\sigma_x}{j\omega\epsilon_0}} E_x \quad (2.41ข)$$

สมการ B_x และ D_x สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$B_x^{n+1}(i, j, k) = B_x^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu_0} \cdot \left[\begin{array}{c} \frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j-1, k)}{\Delta y} \\ - \frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j, k-1)}{\Delta z} \end{array} \right] \quad (2.42ก)$$

$$D_x^{n+1}(i, j, k) = D_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\varepsilon_0 \varepsilon_r} \cdot \left[\begin{array}{c} \frac{H_z^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} \\ - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \end{array} \right] \quad (2.42ข)$$

สุดท้ายส่วนประกอบสนามปกติ E_x และ H_x สามารถคำนวณได้โดยการแปลงจากรูปของความถี่ (สมการที่ 2.41) ให้อยู่ในรูปของเวลา จากความสัมพันธ์ $j\omega \rightarrow \partial / \partial t$

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = E_x^n(i, j, k) + \left(1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}\right) \cdot D_x^{n+1}(i, j, k) - \left(1 - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}\right) \cdot D_x^n(i, j, k) \quad (2.43ก)$$

$$H_x^{n+1}(i, j, k) = H_x^{n-1/2}(i, j, k) + \left(1 + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}\right) \cdot B_x^{n+1/2}(i, j, k) - \left(1 - \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0}\right) \cdot B_x^{n-1/2}(i, j, k) \quad (2.43ข)$$

อนุพันธ์เวลาสำหรับแต่ละส่วนสนามประกอบนั้นเป็นการคำนวณโดยใช้การประมาณศูนย์กลางที่แตกต่างกันดังนั้นสมการผลต่างเหล่านี้จึงอยู่ในรูปของความถูกต้องอันดับสอง

สำหรับปัญหา 3 มิติทั่วไปนั้นโครงข่าย FDTD ต้องการใช้ชั้นเมตซ์สมบรูณ์ทั้งหมด 6 ด้านสำหรับชั้นเมตซ์สมบรูณ์ที่สัมผัสกับแกน y และ z ตัวแปรแกนเดียวจะเป็นการเรียงลำดับอย่างง่ายและเหมือนกับการปรับปรุงที่สามารถทำได้ทุกอย่างที่เกิตขึ้นในบริเวณมุมใดมุมหนึ่งนั้นเป็นมากกว่าขอบเขตที่สัมผัสปกติในบริเวณนี้ความสัมพันธ์จะเริ่มต้นเป็นสิ่งจำเป็น

การสัมผัสชั้นเมตซ์สมบรูณ์เป็นการเสนอความไม่ต่อเนื่องในตัวนำไฟฟ้าและตัวนำแม่เหล็กในพื้นที่ว่างที่ไม่ต่อเนื่องจะเป็นการใช้สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์บนทฤษฎี FDTD และใช้

การประมาณเชิงเส้นมาใช้กับความไม่ต่อเนื่องเหล่านี้ จากที่กล่าวมาข้างต้นการระบุตำแหน่งของการนำไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงควรอยู่ในรูปของการสะท้อนเชิงตัวเลขที่สัมพันธ์กับบริเวณชั้นเมตซ์สมบรูณ์ ที่ถูกเสนอโดย Berenger สำหรับชั้นเมตซ์สมบรูณ์เริ่มจากที่ x_0 บนแกน x และสภาพความนำไฟฟ้าสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\sigma(x) = \frac{\sigma_{\max} |x - x_0|^m}{d^m} \quad (2.44)$$

เมื่อ d คือ ความหนาของชั้นเมตซ์สมบรูณ์

m คือ จำนวนของ polynomial variation

ส่วนด้านหลังของชั้นเมตซ์สมบรูณ์จะเป็นกำแพงตัวนำไฟฟ้าสมบรูณ์ (PEC wall) และการคาดการณ์ การสะท้อนผิดพลาดสามารถหาได้จากความสัมพันธ์ด้านล่างนี้

$$R_m(\theta^i) = e^{-2\eta_0 \sqrt{\epsilon_{ff}} \sigma_{\max} d \cos \theta^i / (m+1)} \quad (2.45)$$

เมื่อ η_0 คือ เวฟอิมพีแดนซ์ในอากาศว่าง

θ^i คือ มุมการตกกระทบ

2.7 การวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD

2.7.1 พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย

การวิเคราะห์พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (S Parameters) จะใช้วิธีการวิเคราะห์สองครั้ง โดยการวิเคราะห์ครั้งแรกจะสร้างแบบจำลองของโครงสร้างให้มีความยาวเป็นอนันต์แล้วทำการวิเคราะห์หาสนามในโครงสร้างนั้นโดยตรง ส่วนครั้งที่สองจะสร้างแบบจำลองของโครงสร้างจริงที่ทำการวิเคราะห์แล้วทำการวิเคราะห์หาสนามจากโครงสร้างดังกล่าว ซึ่งสนามที่วิเคราะห์ได้มาในครั้งนี้จะป็นสนามรวมที่ประกอบไปด้วยสนามในโครงสร้าง และสนามที่สะท้อนออกมาจากโครงสร้าง จากนั้นก็นำสนามในโครงสร้างและสนามที่สะท้อนออกมาจากแต่ละพอร์ตที่อยู่ในโดเมนเวลาทำการแปลงโดยใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ก็จะได้สนามอยู่ในโดเมนความถี่ แล้วนำค่าสนามที่อยู่ในโดเมนความถี่เหล่านั้นมาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจายต่อไป โดยสมการของพารามิเตอร์การกระจัดกระจายจะเป็นไปตามสมการ

$$S_{mn} = \frac{F[V_m(t)]}{F[V_n(t)]} \sqrt{\frac{Z_{0n}}{Z_{0m}}} \quad (2.46)$$

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

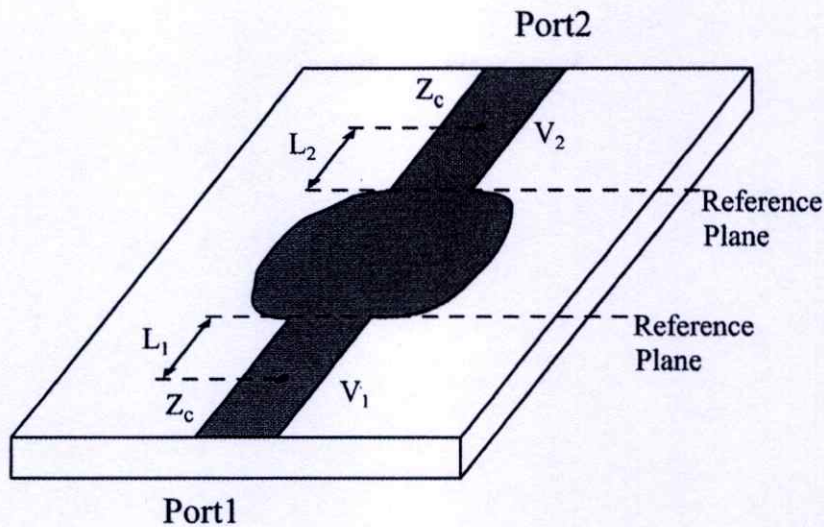
$$S_{11} = \frac{F[V_{1ref}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \quad (2.47ก)$$

$$S_{12} = \frac{F[V_{1trans}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \quad (2.47ข)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2trans}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \quad (2.47ค)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2ref}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \quad (2.47ง)$$

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 2.6 วงจรความถี่สูงทั่วไปที่มีลักษณะการต่อแบบ 2 พอร์ต

ในรูปทั่วไปของพารามิเตอร์การกระจายจะอยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อน ซึ่งจะประกอบไปด้วยค่าของขนาดกัมเฟส ดังนั้นพารามิเตอร์การกระจายจะได้มาซึ่งสมการที่มีทั้งขนาดและเฟส

$$S_{11} = \frac{F[V_{1ref}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \cdot e^{2\gamma_1 L_1} \quad (2.48ก)$$

$$S_{12} = \frac{F[V_{1trans}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (2.48ข)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2trans}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (2.48ค)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2ref}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \cdot e^{2\gamma_2 L_2} \quad (2.48ง)$$

โดยที่ L_1 และ L_2 เป็นระยะห่างระหว่างจุดสังเกต (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

2.7.2 อิมพีแดนซ์ขาเข้าและอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง

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

$$Z_{in} = Z_c \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \quad (2.49)$$

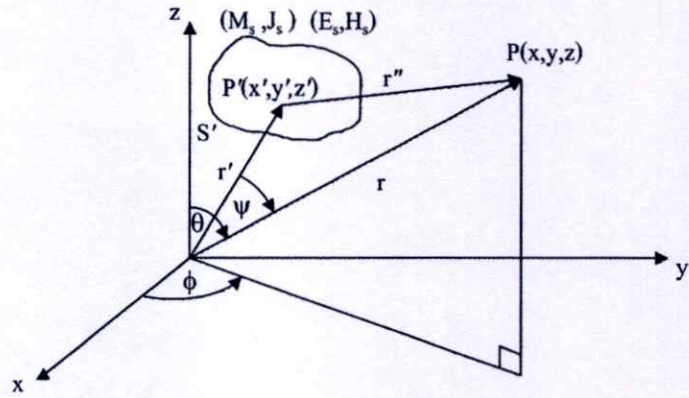
Z_c เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ โดยทั่วไป และค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จะเป็นค่าแบบเชิงซ้อน ที่ซึ่งจะมีทั้งค่าจริงและค่าจินตภาพ ในส่วนของสมการหาอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งนั้น สามารถที่จะพิจารณาจากสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันของสายอากาศได้ดังสมการ

$$VSWR = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \quad (2.50)$$

2.7.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ

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

เงื่อนไขการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากพื้นที่ผิวปิด S' ของแหล่งกำเนิด แสดงดังรูปที่ 2.7 โดยการอ้างอิงหลักการของทฤษฎีสมมูลทางผิวเพื่อหาค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า \vec{J}_s และความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็ก \vec{M}_s บนพื้นที่ S' เพื่อที่จะหาผลลัพธ์ของสนามระยะไกล

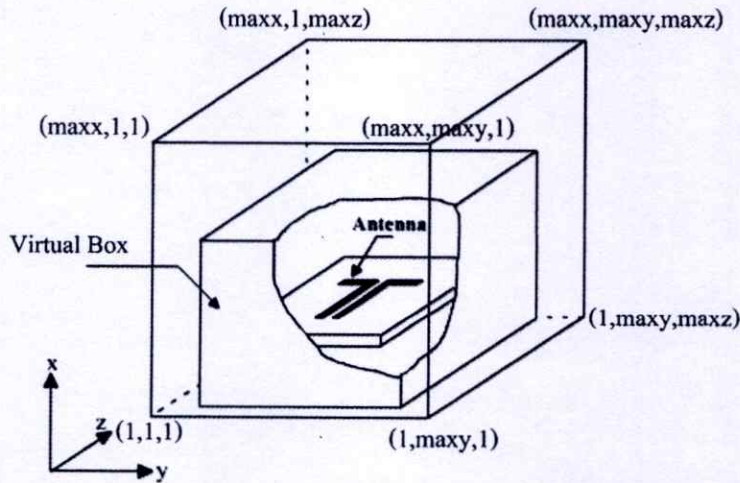


รูปที่ 2.7 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

พื้นที่ผิว S' ที่แสดงในรูปที่ 2.7 เป็นแหล่งกำเนิดสมมูลที่แปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล โดยแหล่งกำเนิดสมมูลนี้ถ้าเป็นการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD จะให้นิยามเป็นกล่องเสมือน (Virtual Box) ในกริดของ FDTD ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.8 ตำแหน่งที่กำหนดให้เป็นกล่องเสมือนนั้นจะกำหนดให้เข้ามาในขอบเขตกริดของ FDTD ประมาณ 3-5 เซลล์จากขอบเขตนอกสุดซึ่งจะทำให้ได้สมการความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า (\vec{J}_s) และ กระแสแม่เหล็ก (\vec{M}_s) ดังนี้

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H} \tag{2.51ก}$$

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E} \tag{2.51ข}$$



รูปที่ 2.8 กล่องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

ซึ่งความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กดังสมการที่ (2.51 ก) และ (2.51 ข) จะได้จากสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่ผิวของกล่องเสมือนทุกด้าน โดยในระบบพิกัดมุมฉากนั้นจะได้สมการของความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กในแกน x, y และ z ตามสมการ

$$\vec{J}_s = J_x \hat{x} + J_y \hat{y} + J_z \hat{z} \quad (2.52ก)$$

$$\vec{M}_s = M_x \hat{x} + M_y \hat{y} + M_z \hat{z} \quad (2.52ข)$$

ในการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสนามระยะไกลที่จุด P ดังรูปที่ 2.7 นั้นจะใช้ศักย์เวกเตอร์มาช่วยในการหา ซึ่งศักย์เวกเตอร์แม่เหล็กไฟฟ้าจะได้ดังสมการ

$$\vec{A} = \mu \iint_{S'} \frac{\vec{J}_s e^{-jkr''}}{4\pi r''} dS' \quad (2.53ก)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \iint_{S'} \frac{\vec{M}_s e^{-jkr''}}{4\pi r''} dS' \quad (2.53ข)$$

ดังนั้นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่สนามระยะไกลจะได้สมการเป็น

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{F} \quad (2.54ก)$$

$$\vec{H} = -j\omega \vec{F} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{F}) + \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (2.54ข)$$

เมื่อค่า $r' \ll r$ ที่จุด P ของสนามระยะไกล

$$\begin{aligned} r'' &= \sqrt{r^2 - 2rr' \cos \psi + r'^2} \\ &= r \left(1 + \left(\frac{r'}{r}\right)^2 - 2\frac{r'}{r} \cos \psi \right)^{\frac{1}{2}} \\ &\cong r \left(1 - 2\frac{r'}{r} \cos \psi \right)^{\frac{1}{2}} \\ &\cong r - r' \cos \psi \end{aligned} \quad (2.55)$$

และจากสมการที่ (2.53 ก) และ (2.53 ข) สามารถเขียนศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กไฟฟ้าใหม่ได้เป็น

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{J}_s e^{-jkr' \cos \psi} dS' \quad (2.56ก)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{M}_s e^{-jkr' \cos \psi} dS' \quad (2.56ข)$$

เมื่อ

$$r' \cos \psi = r' \cdot \hat{r} = x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi + z' \cos \theta \quad (2.57)$$

จากสมการ (2.56 ก) และ (2.56 ข) ที่อยู่ในเทอมของอินทิกรัลนั้นจะให้นิยามใหม่เป็นค่าของ \vec{N} และ \vec{L} ดังสมการ

$$\vec{N} = \iint_{S'} \vec{J}_s e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (2.58ก)$$

$$\vec{L} = \iint_{S'} \vec{M}_s e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (2.58ข)$$

และจะได้ความสัมพันธ์ของศักย์เวกเตอร์ \vec{A} และ \vec{F}

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{N} \quad (2.59ก)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{L} \quad (2.59ข)$$

นำสมการที่ (2.59) ไปใส่ไว้ในสมการ (2.54) จะได้สมการในการแผ่พลังงานสนามระยะไกลดังนี้

$$E_\theta = \eta H_\phi = -j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (\eta N_\theta + L_\phi) \quad (2.60ก)$$

$$E_\phi = \eta H_\theta = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (-\eta N_\theta + L_\theta) \quad (2.60ข)$$

โดยจะมีค่าของ

$$N_\theta = \iiint' (J_x \cos \theta \cos \phi + J_y \cos \theta \sin \phi - J_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \varphi} dS' \quad (2.61ก)$$

$$N_\phi = \iiint' (-J_x \sin \phi + J_y \cos \phi) e^{jkr' \cos \varphi} dS' \quad (2.61ข)$$

$$L_\theta = \iiint' (M_x \cos \theta \cos \phi + M_y \cos \theta \sin \phi - M_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \varphi} dS' \quad (2.61ค)$$

$$L_\phi = \iiint' (-M_x \sin \phi + M_y \cos \phi) e^{jkr' \cos \varphi} dS' \quad (2.61ง)$$

ในการวิเคราะห์สนามระยะไกลในกล่องเสมือน ดังสมการที่ได้กล่าวมานั้นจะวิเคราะห์อยู่ในโดเมนเวลา ดังนั้นจึงต้องทำการแปลงให้อยู่ในรูปของโดเมนความถี่

$$E(\omega) = \int_0^{+\infty} E(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.62ก)$$

$$H(\omega) = \int_0^{+\infty} H(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.62ข)$$

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

$$E(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} E(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \Delta t \quad (2.63ก)$$

$$H(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} H(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \Delta t \quad (2.63ข)$$

2.7.4 อัตราการขยายของสายอากาศ

อัตราการขยายของสายอากาศนั้นจะมีความสัมพันธ์กับความแรงของสายอากาศในทิศทางต่างๆ ที่กระจายอย่างเท่าๆ กันในทุกทิศทางและไม่มีการสูญเสีย

เมื่อความแรงของการแผ่กระจายจากสายอากาศที่ไม่มีการสูญเสีย (Isotropic antenna) เท่ากับกำลังที่ป้อนให้สายอากาศหารด้วย 4π จะได้สมการดังนี้

$$Gain = \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}/4\pi} \quad (2.64)$$

เมื่อ $Gain$ คือ อัตราการขยายของสายอากาศ

$U(\theta, \phi)$ คือ ความเข้มการแผ่กระจายคลื่น

P_{in} คือ กำลังที่ป้อนให้สายอากาศ

อย่างไรก็ตามอัตราการขยายของสายอากาศจะสัมพันธ์กับทิศทางของมันโดยตรง โดยอัตราการขยายจะเป็นการวัดประสิทธิภาพของสายอากาศเหมือนกับเป็นตัวบอกคุณภาพทิศทางของสายอากาศ ในทางตรงข้ามการระบุทิศทางเป็นเพียงการวัดคุณสมบัติของทิศทางของสายอากาศและยังถูกกำหนดด้วยแบบรูปของสายอากาศ ถ้าสมมุติให้เป็นสายอากาศในอุดมคติไม่มีการสูญเสีย ดังนั้น อัตราการขยายของสายอากาศจะเท่ากับทิศทางและประสิทธิภาพสายอากาศเท่ากับ 1 ในทางปฏิบัติอัตราการขยายของสายอากาศจะมีค่าน้อยกว่าทิศทาง โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่างทิศทางและอัตราการขยายของสายอากาศแสดงดังสมการต่อไปนี้

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.65ก)$$

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} \left(\frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right) \quad (2.65ข)$$

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} (D(\theta, \phi)) \quad (2.65ค)$$

เมื่อ P_{rad} คือ กำลังงานการแผ่กระจาย

e_{cd} คือ ประสิทธิภาพสายอากาศ

$D(\theta, \phi)$ คือ ทิศทางของสายอากาศ

สำหรับค่าทิศทางของสายอากาศนั้นเป็นอัตราส่วนของความเข้มในการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศในทิศทางที่กำหนด หาด้วยความเข้มในการแผ่กระจายคลื่นเฉลี่ยตลอดทุกทิศทาง ซึ่งความเข้มในการแผ่กระจายคลื่นเฉลี่ยจะเท่ากับพลังงานทั้งหมดที่แผ่กระจายออกจากสายอากาศหารด้วย 4π ถ้าไม่มีการกำหนดทิศทางจะใช้ทิศที่มีความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นสูงสุดมาคำนวณ ดังสมการที่ (2.66)

$$D = \frac{U}{U_o} = \frac{U_{\max}}{P_{rad}/4\pi} \quad (2.66)$$

เมื่อ U คือ ความเข้มในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในทิศทางที่กำหนด

U_o คือ ความเข้มในการแพร่กระจายคลื่นเฉลี่ยตลอดทุกทิศทาง

U_{\max} คือ ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่มีความเข้มสูงสุด

อัตราการขยายของสายอากาศสามารถเขียนให้อยู่ในหน่วย dB ได้จากสมการที่ (2.67)

$$G(\text{dB}) = 10 \text{Log}_{10}(e_{cd} D(\theta, \phi)) \quad (2.67)$$

2.7.5 ประสิทธิภาพของสายอากาศ

ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ คือ e_o ใช้ออกถึงความสูญเสียที่จั่วอินพุตและภายในโครงสร้างของสายอากาศ ซึ่งการสูญเสียนี้อาจหลีกเลี่ยงไม่ได้ จะเห็นได้ว่าการสูญเสียอาจเกิดขึ้นได้เนื่องจาก

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

$$e_o = e_r e_c e_d \quad (2.68)$$

$$e_r = (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.69)$$

เมื่อ e_o = ประสิทธิภาพทั้งหมด

e_r = ประสิทธิภาพการสะท้อนกลับ

e_c = ประสิทธิภาพของตัวนำ

e_d = ประสิทธิภาพของฉนวน

Γ = สัมประสิทธิ์การสะท้อนของศักดาไฟฟ้าที่จั่วของสายอากาศ

Z = อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance) ของสายส่ง

ปกติ e_c และ e_d คำนวณหาได้ลำบากส่วนมากมักหาได้จากการทดลองแต่ถึงกระนั้นก็แยก e_c จาก e_d ไม่ออก ดังนั้นเพื่อความสะดวกจึงเขียน (2.34) ใหม่เป็น

$$e_o = e_r e_{cd} = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.70)$$

2.8 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของวิธี FDTD ซึ่งเป็นวิธีที่ใช้วิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโดเมนเวลา และโดเมนสเปซ โดยทำการประยุกต์ใช้สมการเชิงอนุพันธ์ของแมกซ์เวลล์ และ โครงสร้างของอีล็กทริกทิมเพื่อนำมาเขียนเป็นสมการผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา จากนั้นทำการพิจารณาประเภทของแหล่งกำเนิดแรงดัน โดยจะใช้เป็นพัลส์แบบเกาส์ ส่วนการพิจารณาเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขเพื่อเลือกค่าช่วงพื้นที่และเวลาที่เหมาะสมกับการคำนวณ นั่นก็เป็นสิ่งหนึ่งที่สำคัญในการคำนวณเชิงตัวเลข ในบทนี้ยังได้กล่าวถึงการนำวิธี FDTD มาประยุกต์ใช้วิเคราะห์หาคูณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ซึ่งได้แก่ ทฤษฎีพารามิเตอร์การกระจาย (S parameter) อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล

บทที่ 3

สายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป

3.1 บทนำ

ในปัจจุบันวิวัฒนาการทางเทคโนโลยีในด้านการสื่อสารได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องและมีความเติบโตอย่างรวดเร็ว เช่น การสื่อสารไร้สาย การสื่อสารดาวเทียม และการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ เป็นต้น ซึ่งระบบสื่อสารเหล่านี้จะใช้งานที่ย่านความถี่ไมโครเวฟ เพื่อใช้ในการรับส่งข้อมูลข่าวสารต่าง ๆ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาในส่วนของารรับและแพร่กระจายคลื่นสัญญาณให้มีความเหมาะสมเช่นเดียวกัน โดยสายอากาศที่นิยมใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ และได้มีการศึกษาพัฒนาอย่างกว้างขวางชนิดหนึ่งก็คือ สายอากาศไมโครสตริป เนื่องจากมีคุณสมบัติที่ดีหลายประการ คือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา มีรูปร่างไม่ซับซ้อน ออกแบบและสร้างได้ง่าย ราคาไม่สูงมากนัก ลักษณะโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปที่นิยมใช้งานทั่วไปได้แก่ สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น (Microstrip Patch Antenna) สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด (Microstrip Slot Antenna) และสายอากาศไมโครสตริปไดโพล (Microstrip Dipole Antenna) โดยสายอากาศแต่ละชนิดต่างมีข้อได้เปรียบและเสียเปรียบแตกต่างกันไป ซึ่งการพิจารณาเลือกใช้สายอากาศชนิดใดขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของลักษณะการใช้งานนั้น ๆ

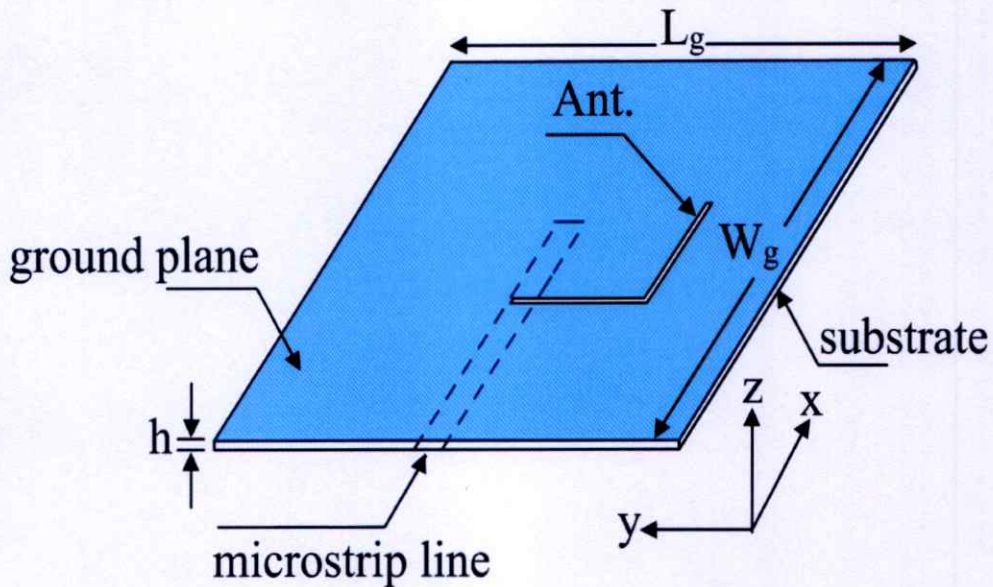
โดยในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการออกแบบและการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป โดยผลที่นำมาวิเคราะห์จะได้อมาจากแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศ ซึ่งคำนวณโดยใช้วิธี FDTD สำหรับโครงสร้างของสายอากาศแบบนี้จะมีการออกแบบที่ง่าย ไม่ซับซ้อน และสามารถจัดวางช่องเปิดของสายอากาศได้หลากหลายรูปแบบเช่นกัน รวมทั้งยังได้คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่ดี เช่น แมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลแบบรอบทิศทาง และมีโพลาไรซ์เชิงเส้นแบบเอียง +/- 45 องศา เป็นต้น

3.2 การออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป

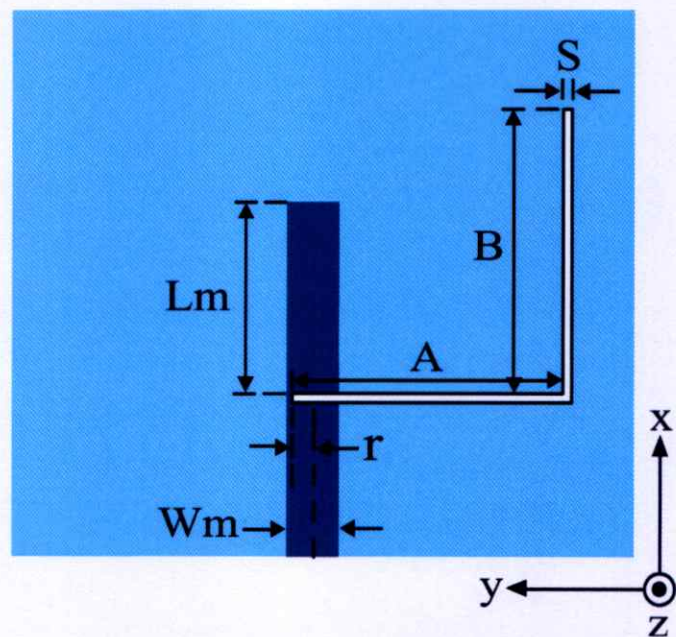
3.2.1 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก

จากสมมุติฐานในการออกแบบของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริปนั้น เริ่มต้นจากแนวความคิดมาจากการออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริปพื้นฐาน [15]-[17] ที่มีโครงสร้างของสายอากาศไม่ซับซ้อน รวมทั้งยังให้คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่ดี จากข้อดีต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดพื้นฐานนั้นจึง

ได้ถูกพัฒนามาเป็นสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก [18]-[22] จากการเปรียบเทียบในลักษณะทางโครงสร้างของสายอากาศทั้งสองแบบนี้จะเห็นได้ว่าสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากสามารถลดขนาดโครงสร้างลงจากสายอากาศแบบช่องเปิดพื้นฐานลงมาประมาณ 20 % รวมทั้งยังสามารถจัดวางรูปแบบของช่องเปิดได้หลายรูปแบบ เพื่อที่จะรองรับต่อการออกแบบสายอากาศหลายความถี่เช่นเดียวกัน



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป



รูปที่ 3.2 พารามิเตอร์ของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป

จากรูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป โดยโครงสร้างจะประกอบไปด้วยช่องเปิดมุมฉากวางอยู่บนระนาบกราวด์ ที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริปที่มีปลายสายเป็นแบบปลายเปิด (Microstrip Open Stub) [23] สำหรับระนาบกราวด์มีความกว้าง Wg และ ความยาว Lg รวมทั้งสายอากาศมีความหนาของวัสดุฐานรอง (Substrate) h ในส่วนของพารามิเตอร์อื่น ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากแสดงดังรูปที่ 3.2 ประกอบไปด้วย

- A คือ ความยาวแนวอนที่อยู่ด้านในของช่องเปิด
- B คือ ความยาวแนวตั้งที่อยู่ด้านในของช่องเปิด
- r คือ ระยะห่างระหว่างเส้นกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปถึงขอบปลายของช่องเปิด
- S คือ ความกว้างของช่องเปิด
- Lm คือ ระยะห่างระหว่างขอบแนวอนของช่องเปิดมุมฉากถึงปลายเปิดของสายส่ง
- Wm คือ ความกว้างของสายส่งไมโครสตริป

สำหรับการออกแบบโครงสร้างของสายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้เน้นการออกแบบเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สายในย่านความถี่ 2 GHz ถึง 6 GHz ดังนั้นขั้นตอนแรกจะทำการกำหนดวัสดุฐานรองที่นำมาออกแบบ คือ RT/duroid 5880 ที่ประกอบไปด้วยคุณสมบัติดังนี้

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก	$\epsilon_r = 2.2$
ความหนาวัสดุฐานรอง	$h = 1.575 \text{ mm}$
ค่าความนำของวัสดุตัวนำ(ทองแดง)	$\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ s/m}$
ค่าความหนาของวัสดุตัวนำ	$t = 0.017 \text{ mm}$
ค่าตัวประกอบการกระจาย	$\tan \delta = 0.0009$

ในการออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากสิ่งที่สำคัญอย่างหนึ่ง คือ การออกแบบสายส่งไมโครสตริปให้มีอิมพีแดนซ์ (Z_0) 50 โอห์ม ในย่านความถี่ที่ออกแบบ ดังนั้นจึงต้องคำนวณหาความกว้างของสายส่งไมโครสตริป (Wm) [24] จากสมการที่ (3.1) ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) และความหนาของวัสดุฐานรอง (h)

$$\frac{Wm}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} [\ln(B - 1)] + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \quad (3.1)$$

เมื่อ

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.2)$$

จากสมการที่ (3.1) และ (3.2) ทำให้ได้ค่าความกว้างของสายส่งไมโครสตริปเท่ากับ 5 มิลลิเมตร (มม)

ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดมุมฉากนั้น พารามิเตอร์ที่เป็นตัวกำหนดให้ได้มาซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) ที่ต้องการ คือ ความยาวรวมของ $A+B$ โดยจะต้องออกแบบให้มีความยาวประมาณ $0.5 \lambda_g$ ของความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ รวมทั้งกำหนดให้ขนาดความยาวของ $A = B$ เช่นกัน ซึ่งพารามิเตอร์ A และ B จะสอดคล้องกับสมการในการออกแบบหาความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศดังสมการที่ (3.3)

$$f_r = \frac{0.5c}{(A+B)\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.3)$$

เมื่อ

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W_m}\right)^{-1/2} \quad (3.4)$$

และความยาวคลื่นสัมพัทธ์คำนวณได้จาก

$$\lambda_g = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.5)$$

โดยที่

c คือ ความเร็วแสง (ประมาณ 3×10^8 เมตรต่อวินาที)

ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่ความถี่ต่าง ๆ

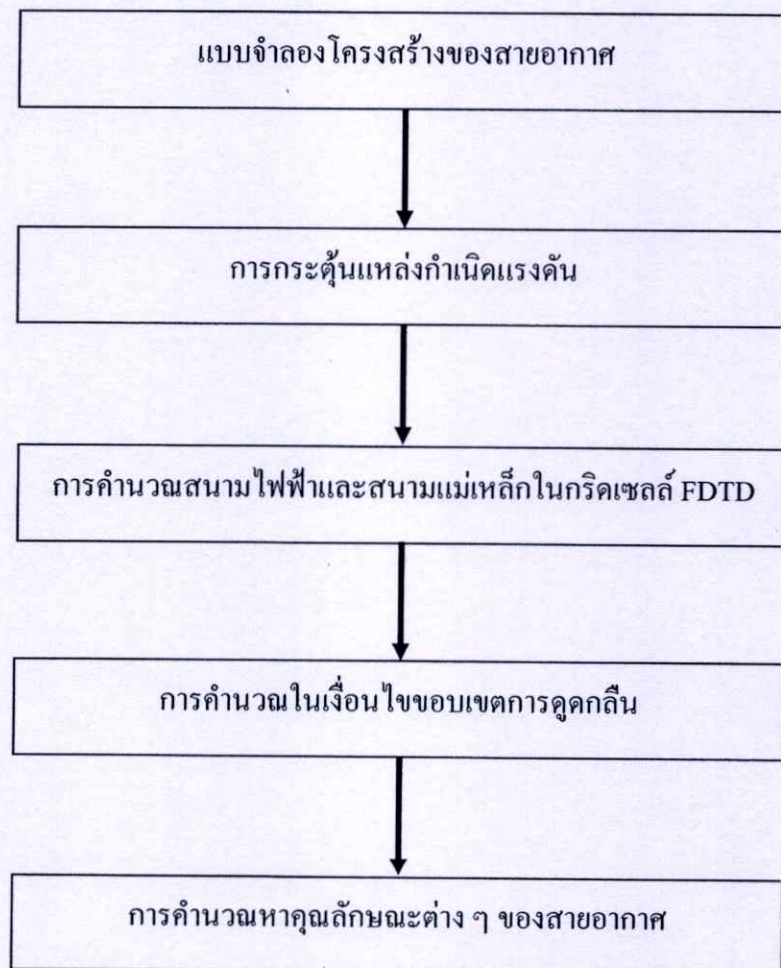
ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	ความกว้าง S (λ_{gn})	ระยะ r (mm)	ระยะ L_m (λ_g)
2.4-2.4835	0.008-0.012	2-3	0.2 - 0.4
2.5-2.7	0.2-0.35	2-4.5	
3.4-3.6	0.02-0.025	1.5-2.5	0.1 - 0.2
4.9-5.1	0.005-0.02	2-3	
5.15-5.35	0.01-0.025	0.5-2.5	
5.47-5.725	0.025-0.03	1.5-3.5	0.05 - 0.1
5.7-5.9	0.005-0.025	1-4	

จากสมการที่ (3.3) และ (3.4) เป็นการประมาณค่าเริ่มต้นในการหาความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก ซึ่งสามารถทำให้การออกแบบสายอากาศง่ายขึ้น สำหรับ

พารามิเตอร์อื่น ๆ ของสายอากาศนั้นจะแสดงดังตารางที่ 3.1 โดยพารามิเตอร์ต่าง ๆ เหล่านี้ได้นำค่าที่เหมาะสมมาจากการวิเคราะห์และจำลองด้วยวิธีผลต่างสลับเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD) โดยในการศึกษานี้จะกำหนดให้ช่องเปิดมุมฉาก ถูกออกแบบให้อยู่บนระนาบกราวด์ที่มีขนาดอนันต์

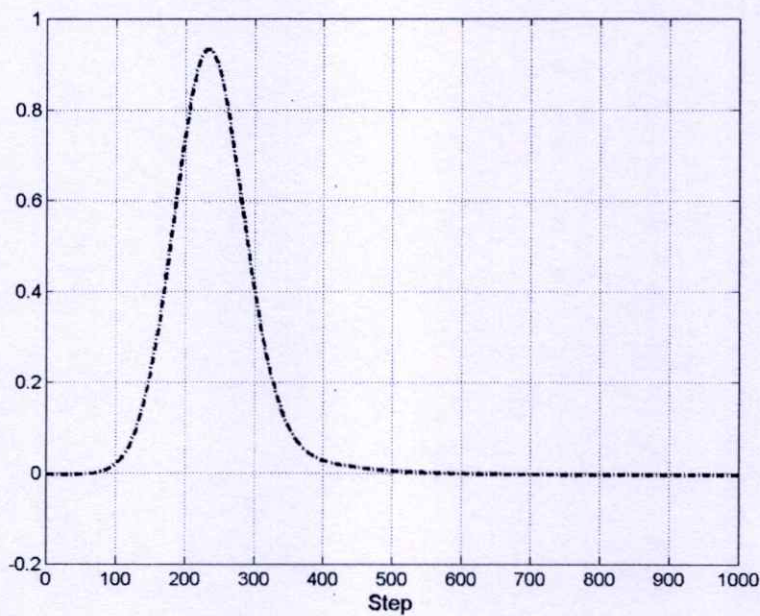
3.2.2 การจำลองสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการจำลองสายอากาศในเชิงทฤษฎีจากโครงสร้างของสายอากาศ (Simulate) โดยอาศัยโปรแกรมคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณ สำหรับโปรแกรมที่นำมาใช้คือโปรแกรม FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and Antenna [25]-[26] โปรแกรมนี้จะเป็นโปรแกรมที่นำวิธี FDTD มาใช้ในการคำนวณและวิเคราะห์สายอากาศได้ดีและมีความเที่ยงตรงสูง โดยที่บล็อกไดอะแกรม (Block Diagram) สำหรับการคำนวณสายอากาศแสดงดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมในการจำลองสายอากาศโดยวิธี FDTD

ในการจำลองสายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการคำนวณและวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดขนาดในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ให้มีขนาดต่ำกว่าหนึ่งส่วนยี่สิบของความยาวคลื่นที่ใช้งาน รวมทั้งยังสามารถครอบคลุมพื้นที่ของสายอากาศที่จะทำการคำนวณได้ทั้งหมด เพื่อให้เกิดการผิดพลาดในการคำนวณสำหรับการจำลองให้น้อยที่สุด ดังนั้นขนาดในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ในทิศทาง x และ y คือ $\Delta x = \Delta y = 0.1$ มิลลิเมตร และกำหนดขนาดในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ในทิศทาง z คือ $\Delta z = 0.1575$ มิลลิเมตร สำหรับขนาดโดยรวมของกริดเซลล์ FDTD คือ $400 \Delta x \times 450 \Delta y \times 20 \Delta z$ และในการกระตุ้นด้วยแหล่งกำเนิดแรงดันจะเป็นพัลส์แบบเกาส์ที่กำหนดความกว้างของพัลส์ T คือ 25 ps และเวลาหน่วง t_0 กำหนดให้เป็น $3T$ แสดงดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แหล่งกำเนิดแรงดันพัลส์แบบเกาส์

อย่างไรก็ดียังมีตัวแปรที่มีความสำคัญต่อการคำนวณ คือ ขนาดของช่วงเวลา Δt โดยยี่ได้กำหนดเงื่อนไขความเสถียรภาพเชิงตัวเลขดังสมการที่ (3.6) ดังนั้นจากขนาดในหนึ่งหน่วยเซลล์ที่กำหนดสามารถคำนวณหาขนาดในช่วงเวลาที่เหมาะสมได้ คือ

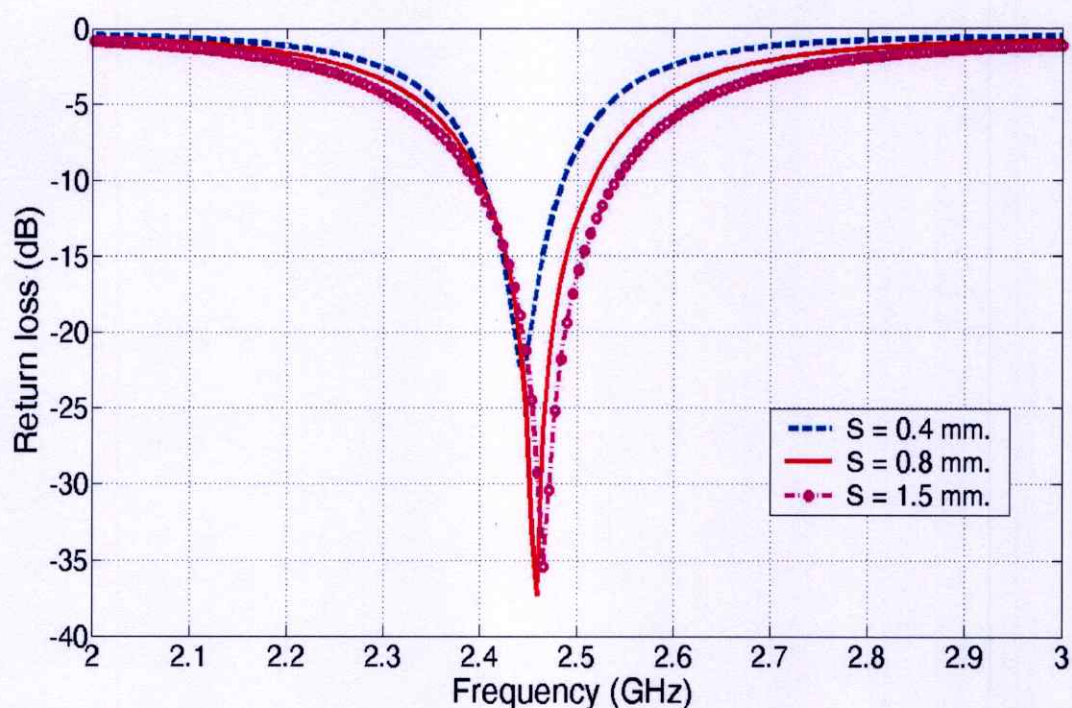
$$\Delta t \leq \frac{1}{3 \times 10^8 \sqrt{\left(\frac{1}{0.1 \times 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{0.1 \times 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{0.1575 \times 10^{-3}}\right)^2}} \quad (3.6)$$

ถ้า Δt ที่ได้จากสมการที่ (3.5) คือ $\Delta t \leq 0.215$ ps ซึ่งเป็นขนาดของช่วงเวลาเสถียรภาพสำหรับการคำนวณด้วยวิธี FDTD สำหรับโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก และการ

คำนวณขึ้นเวลานั้นจะใช้ขึ้นเวลา 7,000 ครั้ง ซึ่งเป็นค่าที่เสถียรสำหรับการคำนวณหาคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ

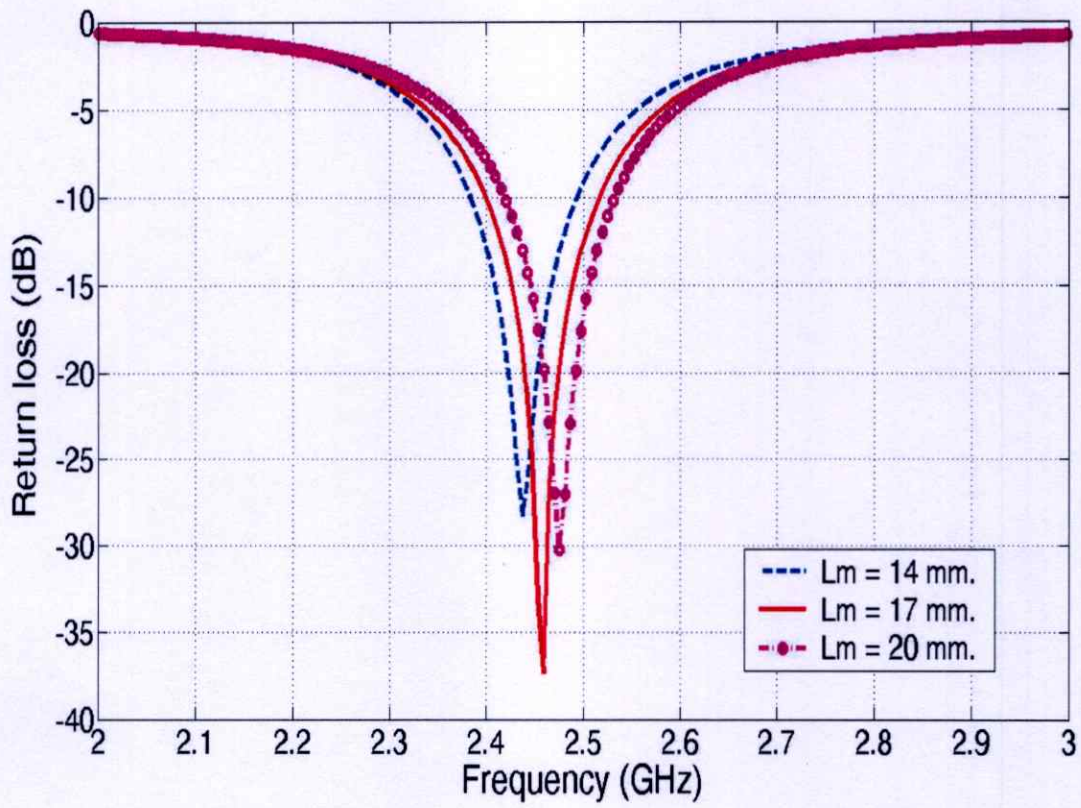
3.2.3 การวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริปโดยจะประกอบไปด้วย พารามิเตอร์ S_{11} และ r โดยในการวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่าง ๆ จะกำหนดความถี่ใช้งาน (Operating Frequency) ที่ 2.45 GHz ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 b/g ที่มีแบนด์วิดท์ใช้งานอยู่ระหว่างความถี่ 2.4-2.4835 GHz ซึ่งเหมาะสำหรับการสื่อสารไร้สายข่ายท้องถิ่น (Wireless LAN) สำหรับการวิเคราะห์พารามิเตอร์ ได้กำหนดความยาวของช่องเปิดมุมฉากที่เหมาะสมสำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz คือ $A+B = 50.8$ มิลลิเมตร ($0.52 \lambda_g$) และกำหนดให้ความยาว $A = B = 25.4$ มิลลิเมตร ($0.26 \lambda_g$)

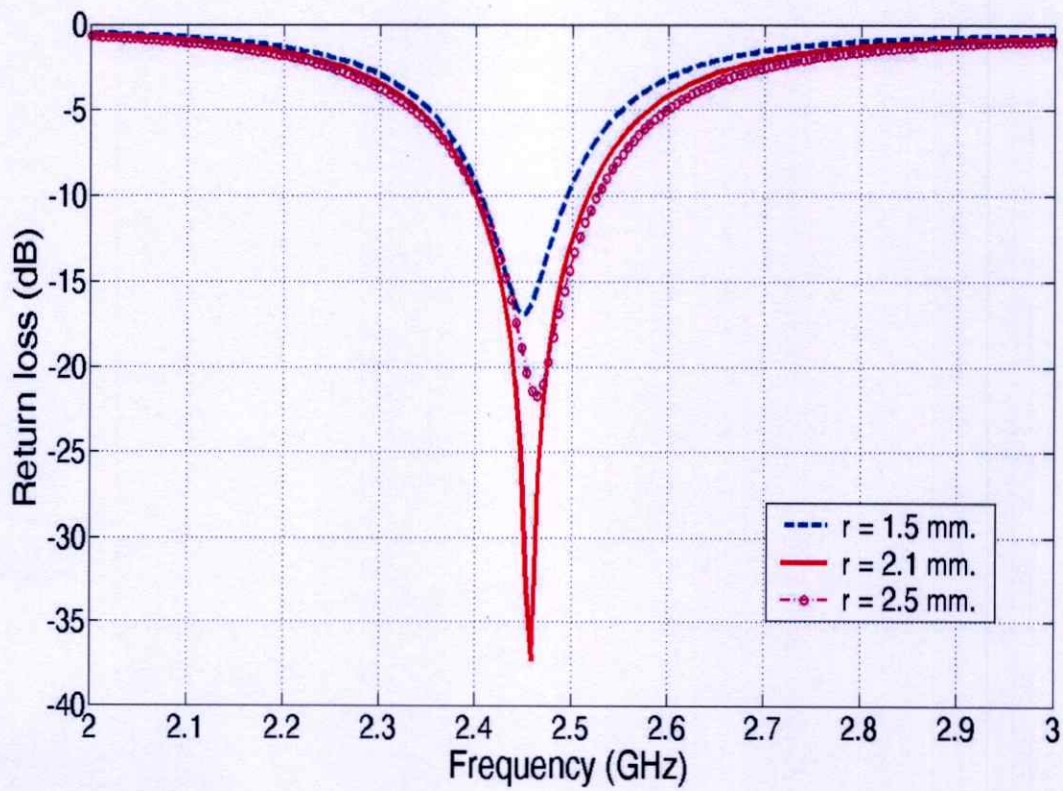


รูปที่ 3.5 การสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ S

จากรูปที่ 3.5 แสดงการสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) ต่อความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ S เป็น 0.4 มิลลิเมตร ($0.004 \lambda_g$) 0.8 มิลลิเมตร ($0.008 \lambda_g$) และ 1.5 มิลลิเมตร ($0.015 \lambda_g$) จะเห็นได้ว่าพารามิเตอร์ S มีผลกระทบกับการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ (Impedance Bandwidth) ของสายอากาศอย่างมาก แต่ก็ยังมีผลกระทบกับแมตซ์อิมพีแดนซ์ เช่นเดียวกัน จากรูปเมื่อ S มีค่าสูงจะทำให้มีความกว้างแถบกว้างกว่า S ที่ค่าต่ำ โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย



รูปที่ 3.6 การสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ L_m

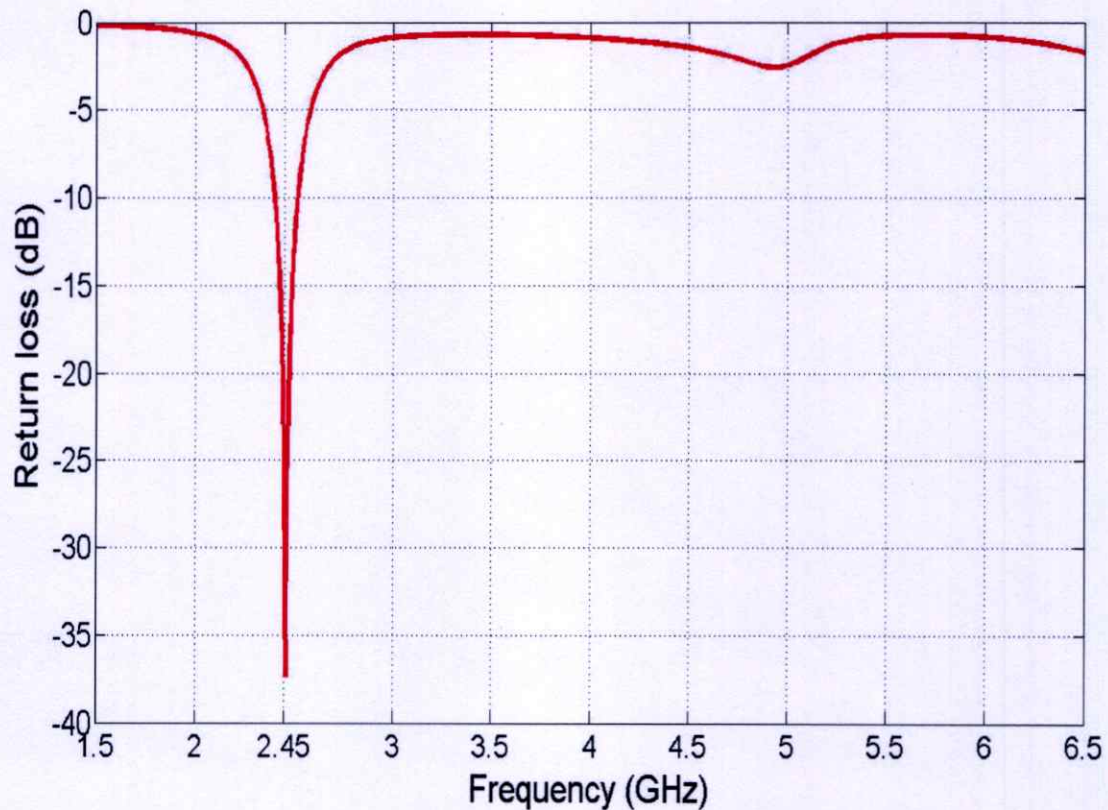


รูปที่ 3.7 การสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ r

พารามิเตอร์ L_m และ r จะมีผลกระทบอย่างมากต่อแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากดังรูปที่ 3.6 และ 3.7 จากรูปที่ 3.6 แสดงให้เห็นได้ว่า L_m มีผลกระทบต่อแมตซ์อิมพีแดนซ์ โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเลื่อนจากความถี่ต่ำไปความถี่สูงเมื่อ L_m มากขึ้น ดังนั้น L_m ที่เหมาะสมในความถี่นี้ จะมีความยาว 17 มิลลิเมตร ($0.2 \lambda_g$) สำหรับพารามิเตอร์ r ถูกวิเคราะห์ในระยะ r เท่ากับ 1.5 มิลลิเมตร 2.1 มิลลิเมตร และ 2.5 มิลลิเมตร จะเห็นได้ว่า r จะมีผลกระทบอย่างมากกับแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และกระทบกับความถี่เรโซแนนซ์ทำให้มีการเปลี่ยนแปลงน้อย จากการวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศทำให้ได้พารามิเตอร์ที่เหมาะสม ณ ความถี่ใช้งานที่ 2.45 GHz ดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ขนาดของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก

พารามิเตอร์	$A+B$	S	L_m	r
ขนาด	50.8 มม. ($0.52 \lambda_g$)	0.8 มม. ($0.008 \lambda_g$)	17 มม. ($0.2 \lambda_g$)	2.1 มม.



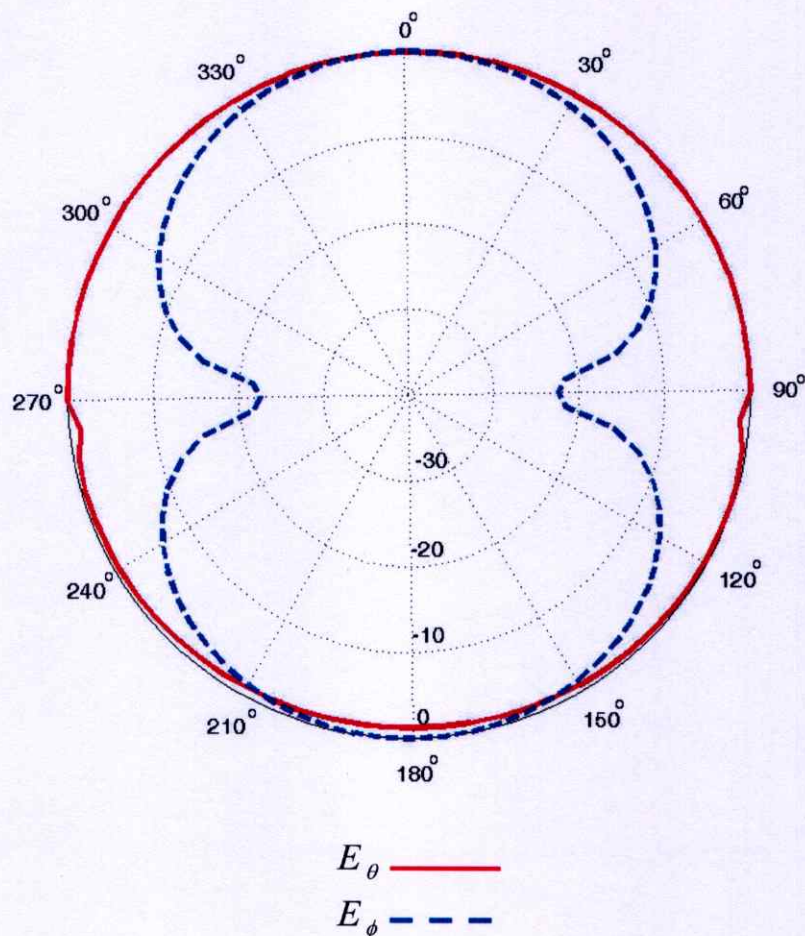
รูปที่ 3.8 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก

จากรูปที่ 3.8 แสดงการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการคำนวณด้วยวิธี FDTD ตามโครงสร้างในตารางที่ 3.2 ซึ่งแสดงให้เห็นได้ว่าในย่านความถี่ตั้งแต่ 2.45 GHz ถึง 6 GHz นั้นจะมี

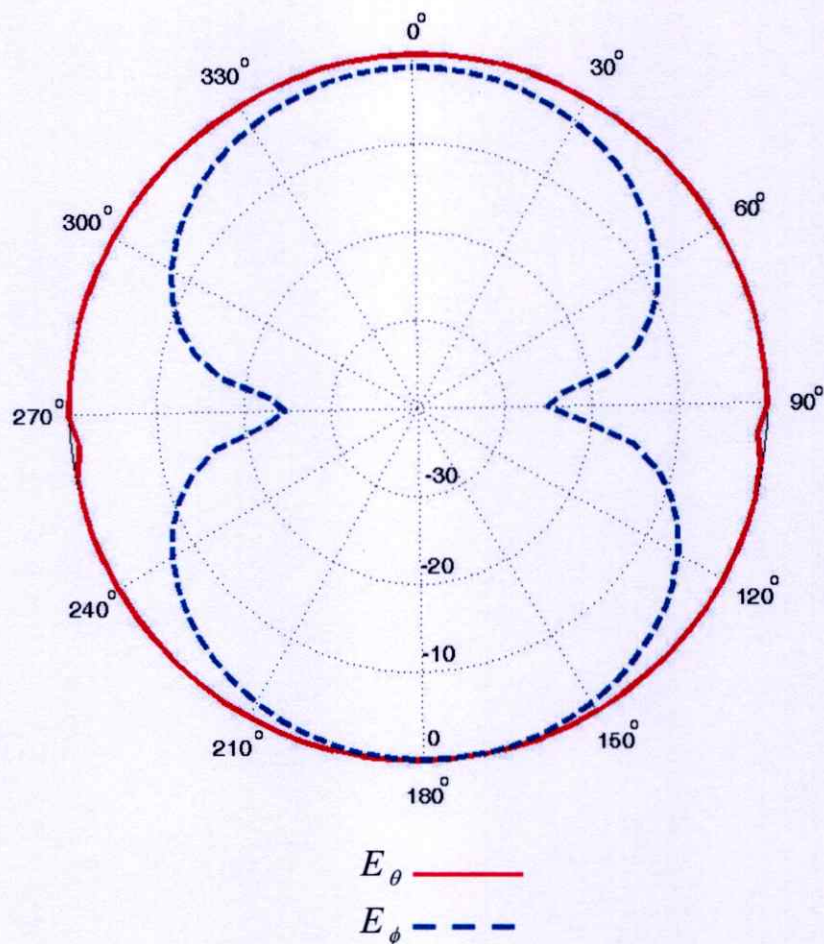
ความถี่เรโซแนนซ์เพียงความถี่เดียวตลอดทั้งย่าน จากขนาดที่เหมาะสมของสายอากาศจะให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดประมาณ -37 dB ที่ความถี่ 2.45 GHz และมีแบนด์วิดท์อยู่ระหว่างความถี่ 2.4 – 2.5 GHz (100 MHz) โดยวัดที่การสูญเสียย้อนกลับที่ -10 dB (Return Loss < -10 dB) ซึ่งคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศจะแสดงดังตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.45 GHz
การสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss)	-37 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.027 : 1
อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance: Z_{in})	51.33 - j0.33 โอห์ม
แบนด์วิดท์ (Impedance Bandwidth)	2.4-2.5 GHz (100 MHz)



รูปที่ 3.9 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz (ระนาบ E)



รูปที่ 3.10 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz (ระนาบ H)

รูปที่ 3.9 และ 3.10 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz (ระนาบ E) และ ระนาบ yz (ระนาบ H) ตามลำดับ ที่ความถี่ 2.45 GHz ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ว่าสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากสามารถที่จะแผ่พลังงานได้ทั้งโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง (E_θ) และโพลาไรซ์แบบแนวนอน (E_ϕ) ทั้งสองระนาบ และสายอากาศแบบนี้มีการแผ่พลังงานสูงสุดที่มุม 0 องศา และ มุม 180 องศา ซึ่งเป็นมุมของช่องเปิดและมุมของสายส่งไมโครสตริป ตามลำดับ รวมทั้งสายอากาศแบบนี้จะมีการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง (Omnidirection) จากการศึกษาแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากจะสังเกตเห็นว่าสายอากาศแบบนี้มีโพลาไรซ์เชิงเส้นแบบเอียง +/- 45 องศา โพลาไรซ์แบบนี้มีคุณสมบัติที่ดี คือ สามารถรับโพลาไรซ์ได้ทั้งแบบแนวตั้งและแนวนอน และสายอากาศจะมีอัตราขยายเท่ากับ 2.9 dBi

3.2.4 สนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก

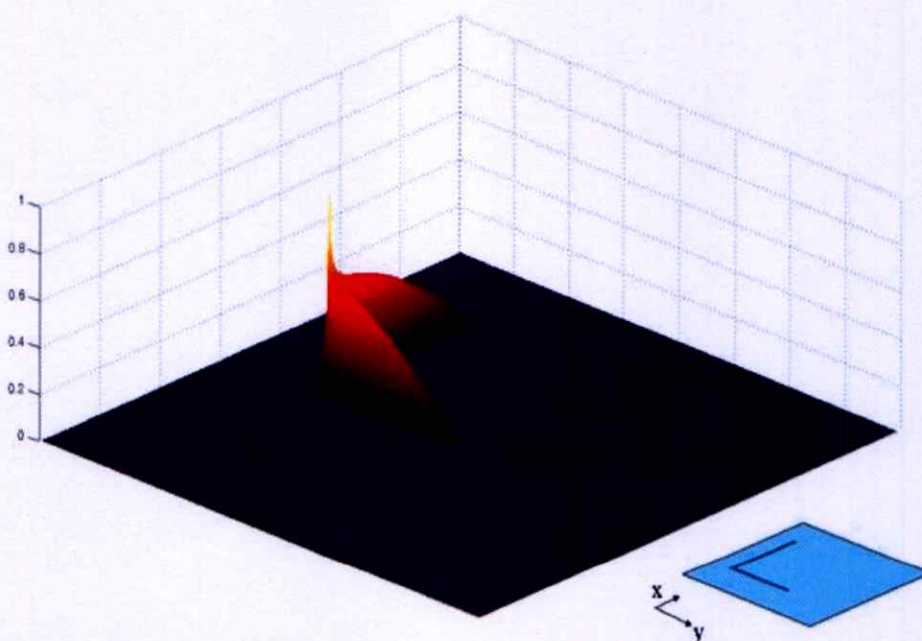
ขนาดความเข้มของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 3.12 และ 3.13 ได้มาจากการคำนวณด้วยวิธี FDTD [25] ที่แสดงในสมการที่ (3.7) และ (3.8)

$$emag = \sqrt{|ex(\omega)|^2 + |ey(\omega)|^2 + |ez(\omega)|^2} \quad (3.7)$$

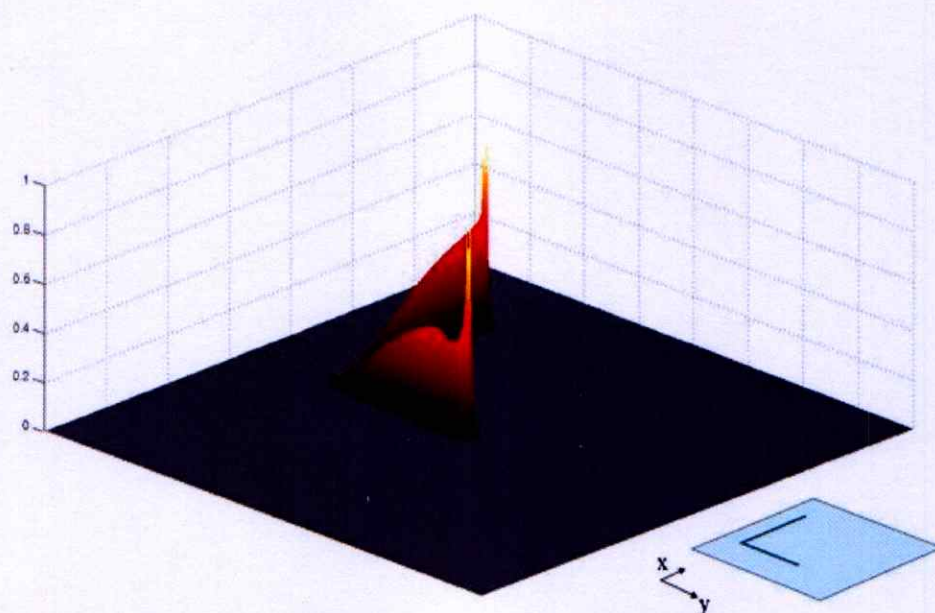
$$hmag = \sqrt{|hx(\omega)|^2 + |hy(\omega)|^2 + |hz(\omega)|^2} \quad (3.8)$$

เมื่อ ex, ey, ez คือ สนามไฟฟ้าในทิศทาง x, y และ z
 hx, hy, hz คือ สนามแม่เหล็กในทิศทาง x, y และ z

จากรูปแสดงที่ 3.11 และ 3.12 แสดงความเข้มสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz จะเห็นได้ว่าความเข้มสนามไฟฟ้าจะมีขนาดสูงสุดตรงมุมฉากของช่องเปิด และ ณ ตำแหน่งที่เป็นมุมฉากซึ่งเป็นครึ่งหนึ่งของความยาวรวมทั้งหมดของช่องเปิด (A+B) จะมีความเข้มสนามไฟฟ้าน้อยที่ขอบปลายของช่องเปิด สำหรับความเข้มของสนามแม่เหล็กจะเป็นส่วนกลับกับความเข้มของสนามไฟฟ้า ซึ่งจะมีความเข้มของสนามแม่ไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กมากที่สุดที่ปลายของช่องเปิด และมีความเข้มสนามแม่ไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กน้อยที่มุมฉากของช่องเปิด จากรูปสรุปได้ว่าสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากนั้นมีการแพร่สนามแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดีที่ประมาณครึ่งของความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ

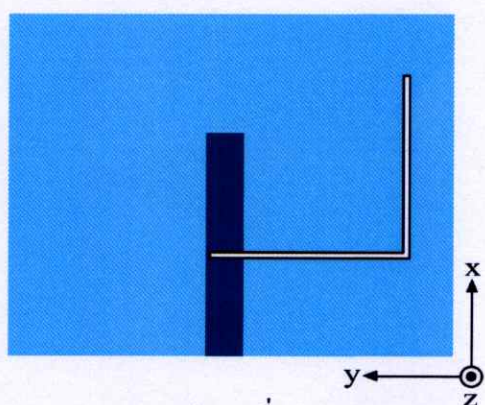


รูปที่ 3.11 ความเข้มสนามไฟฟ้าของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก

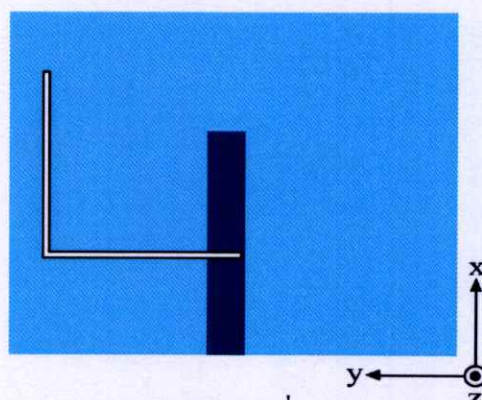


รูปที่ 3.12 ความเข้มสนามแม่เหล็กของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก

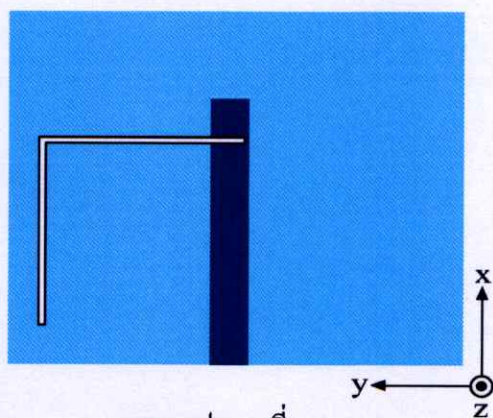
3.2.5 รูปแบบการจัดวางช่องเปิดมุมฉากของสายอากาศ



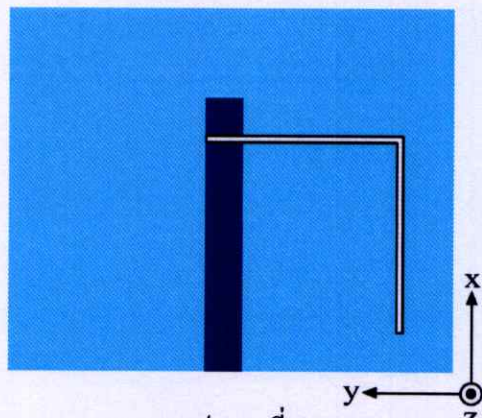
(ก) รูปแบบที่ 1



(ข) รูปแบบที่ 2



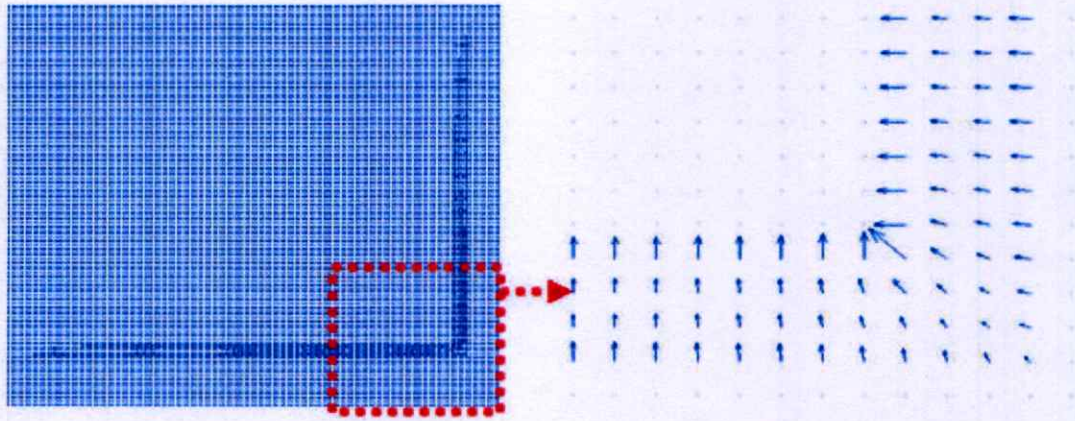
(ค) รูปแบบที่ 3



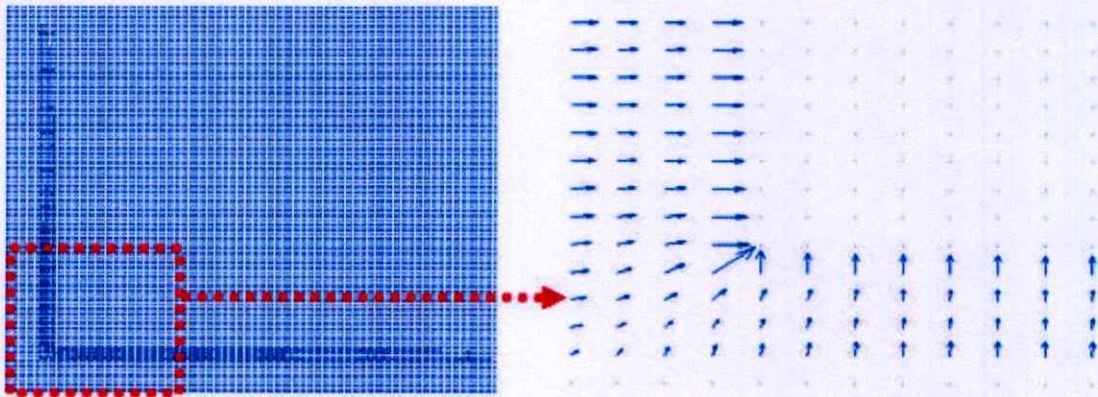
(ง) รูปแบบที่ 4

รูปที่ 3.13 รูปแบบการจัดวางช่องเปิดมุมฉากของสายอากาศ

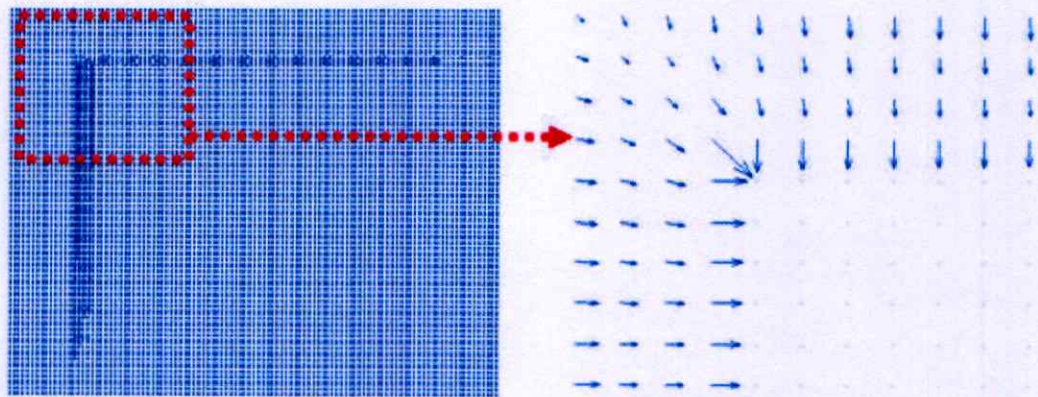
รูปที่ 3.13 แสดงรูปแบบการจัดวางช่องเปิดมุมฉากของสายอากาศ ซึ่งมีทั้งหมด 4 รูปแบบ จากการศึกษาพบว่าการออกแบบสายอากาศทั้ง 4 รูปแบบ สามารถออกแบบขึ้นต้นได้ดังตารางที่ 3.1 โดยคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศจะคล้ายกัน แต่คุณลักษณะทางโพลาริซัจะแตกต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.15



(ก) รูปแบบที่ 1

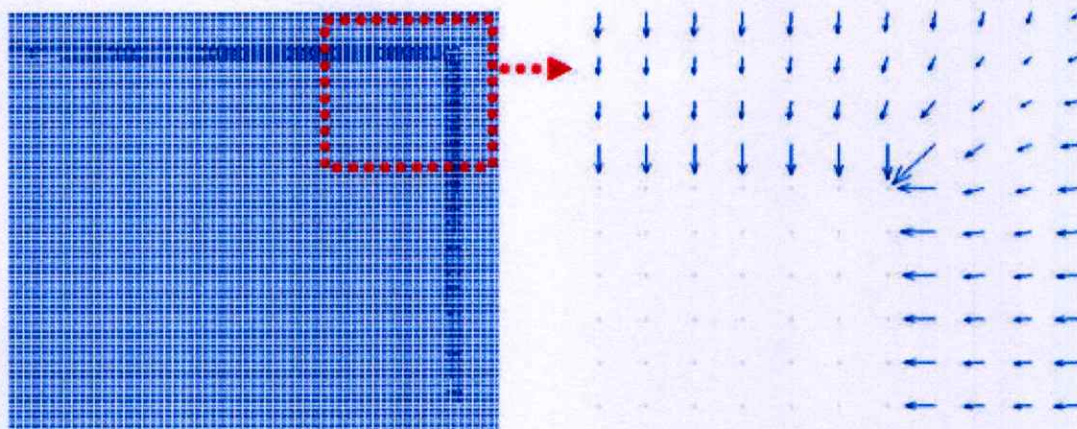


(ข) รูปแบบที่ 2



(ค) รูปแบบที่ 3

รูปที่ 3.14 เวกเตอร์สนามไฟฟ้าในระนาบของช่องเปิด



(ง) รูปแบบที่ 4

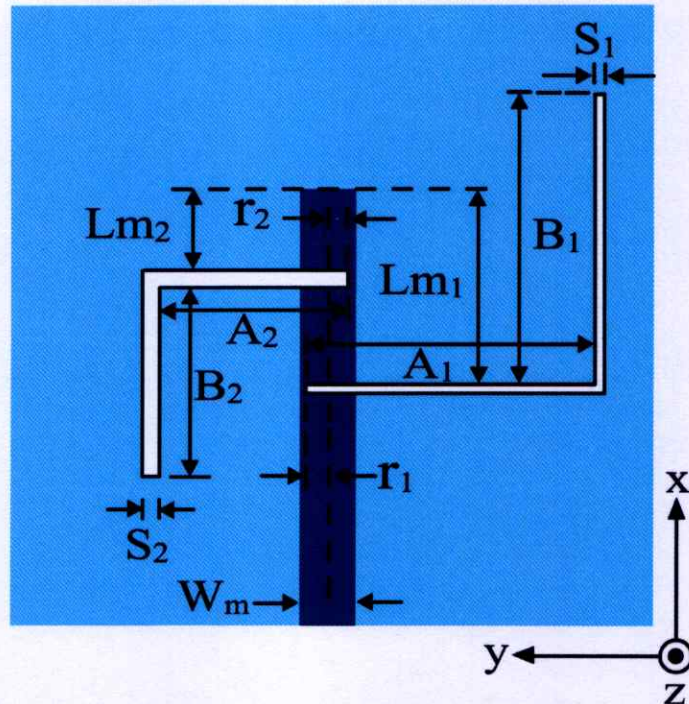
รูปที่ 3.14 เวกเตอร์สนามไฟฟ้าในระนาบของช่องเปิด (ต่อ)

จากรูปที่ 3.14 แสดงเวกเตอร์ของสนามไฟฟ้าในระนาบของช่องเปิด ซึ่งเวกเตอร์สนามไฟฟ้ามีขนาดมากที่สุด ณ มุมฉากของช่องเปิด และมีเวกเตอร์เอียง 45 องศา สำหรับช่องเปิดรูปแบบที่ 1 กับ รูปแบบที่ 3 จะมีเวกเตอร์ทิศทางเดียวกัน เช่นเดียวกับรูปแบบที่ 2 กับ รูปแบบที่ 4 ดังนั้นจึงพอสรุปได้ว่าสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากเป็น โพลาริซเซชันแบบเอียง ± 45 องศา ขึ้นอยู่กับการจัดวางรูปแบบของช่องเปิด ดังรูปแบบที่ 1 กับรูปแบบที่ 3 จะเป็นโพลาริซเซชันแบบเอียง -45 องศา และรูปแบบที่ 2 กับรูปแบบที่ 4 จะเป็นโพลาริซเซชันแบบเอียง $+ 45$ องศา จากคุณสมบัติต่าง ๆ ดังที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นได้ว่าสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริปนั้นมีความเหมาะสมสำหรับนำไปออกแบบสายอากาศหลายความถี่ต่อไป

3.3 สายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป

3.3.1 โครงสร้างของสายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

ในการออกแบบสายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากนั้นจะมีวิธีการออกแบบและใช้วัสดุฐานรองเหมือนกันกับสายอากาศหนึ่งความถี่ ดังนั้นค่าความกว้างของสายส่งไมโครสตริปเท่ากับ 5 มิลลิเมตร ในการออกแบบสายอากาศสองความถี่แบบนี้ นั้น จะทำการเพิ่มช่องเปิดมุมฉากจากเดิมมีเพียงหนึ่งช่องเปิดเป็นสองช่องเปิด เพื่อให้ช่องเปิดตัวที่สองใช้กับความถี่ที่สอง ดังนั้นในการออกแบบสายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากจึงมีช่องเปิดสองช่องเปิดสำหรับใช้กับความถี่ใช้งาน 2 ความถี่ ที่ 2.45 GHz ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 b/g ที่มีแบนด์วิดท์ใช้งานอยู่ระหว่างความถี่ 2.4-2.4835 GHz ซึ่งเหมาะสำหรับการสื่อสารไร้สายท้องถิ่น (Wireless LAN) และความถี่ 3.5 GHz ตามมาตรฐาน IEEE 802.16-2004 ที่มีแบนด์วิดท์ใช้งานอยู่ระหว่างความถี่ 3.4-3.6 GHz ซึ่งเหมาะสำหรับระบบ WiMAX



รูปที่ 3.15 พารามิเตอร์ของสายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

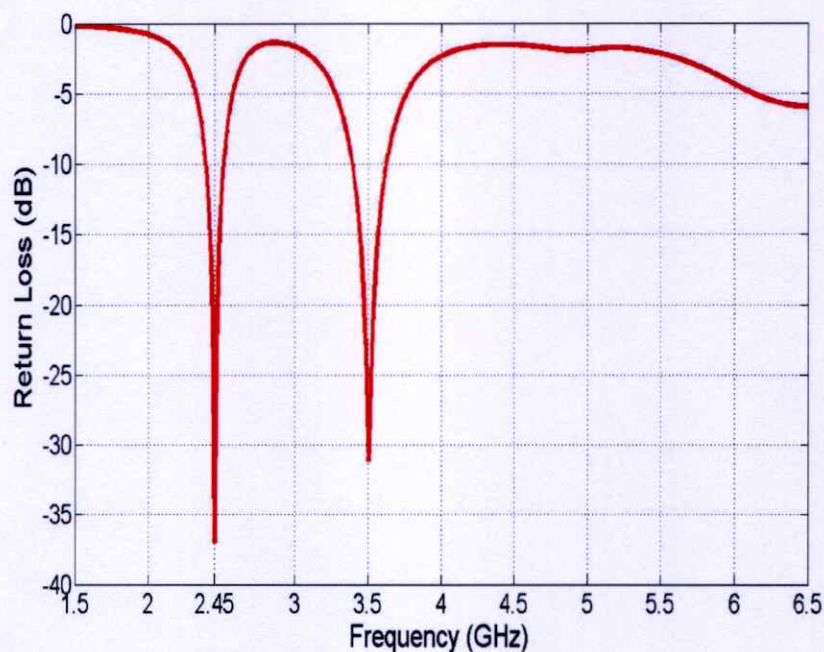
- เมื่อ A_n คือ ความยาวแนวนอนที่อยู่ด้านในของช่องเปิด
 B_n คือ ความยาวแนวตั้งที่อยู่ด้านในของช่องเปิด
 r_n คือ ระยะห่างระหว่างเส้นกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปถึงขอบปลายของช่องเปิด
 S_n คือ ความกว้างของช่องเปิด
 Lm_n คือ ระยะห่างระหว่างขอบแนวนอนของช่องเปิดมุมฉากถึงปลายเปิดของสายส่ง
 โดยที่ $n = 1$ และ 2 คือ ช่องเปิดที่ 1 และช่องเปิดที่ 2

ตารางที่ 3.4 ขนาดของสายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

พารามิเตอร์	$A_n + B_n$	S_n	Lm_n	r_n
ความถี่ที่ 1 (2.45 GHz)	50.8 มม. ($0.52 \lambda_g$)	0.8 มม. ($0.008 \lambda_g$)	17 มม. ($0.2 \lambda_g$)	2.1 มม.
ความถี่ที่ 2 (3.5 GHz)	34 มม. ($0.5 \lambda_g$)	1.5 มม. ($0.022 \lambda_g$)	7 มม. ($0.1 \lambda_g$)	2.1 มม.

จากรูปที่ 3.16 แสดงการสูญเสียย้อนกลับสำหรับสายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากโดยมีการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดที่ความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ -36 dB โดยมีแบนด์วิดท์อยู่ระหว่างความถี่ 2.4 – 2.5 GHz (100 MHz) และที่ความถี่ 3.5 GHz เท่ากับ -31 dB และมีแบนด์

วัดที่อยู่ระหว่างความถี่ 3.4 – 3.6 GHz (200 MHz) โดยคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศจะแสดงดังตารางที่ 3.5

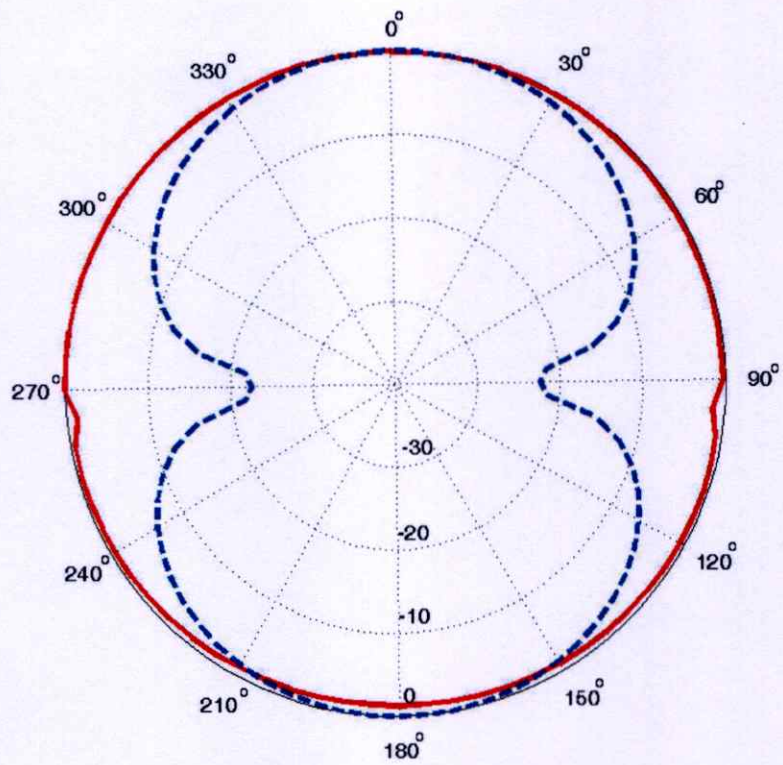


รูปที่ 3.16 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

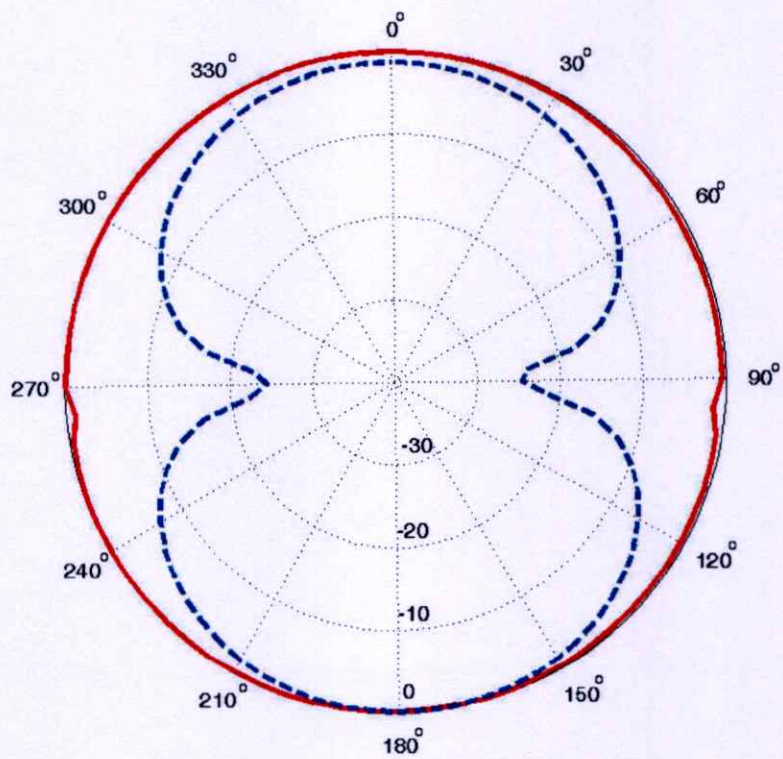
ตารางที่ 3.5 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.45 GHz	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 3.5 GHz
การสูญเสียย้อนกลับ	-36 dB	-31 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	1.029 : 1	1.057 : 1
อิมพีแดนซ์ขาเข้า	50.51 – j1.32 โอห์ม	50.33 – j2.76 โอห์ม
แบนด์วิดท์	2.4-2.5 GHz (100 MHz)	3.4-3.6 GHz (200 MHz)

รูปที่ 3.17 และ 3.18 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศของสายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่ความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz ในระนาบ xz (ระนาบ E) และ ระนาบ yz (ระนาบ H) ตามลำดับ ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ว่าสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากสามารถที่จะแผ่พลังงานได้ทั้งโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง (E_0) และโพลาไรซ์แบบแนวนอน (H_0) ทั้งสองระนาบ โดยสายอากาศแบบนี้จะมีการแผ่พลังงานสูงสุดที่มุม 0 องศา และ มุม 180 องศา ทั้งสองความถี่ ซึ่งเป็นมุมของช่องเปิดและมุมของสายส่งไมโครสตริปสายอากาศ ตามลำดับ สำหรับอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ 2.9 dBi และ ความถี่ 3.5 GHz เท่ากับ 3.5 dBi โดยทั้งสองความถี่จะมีการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง (Omnidirection) และมีโพลาไรซ์เชิงเส้นแบบเอียง - 45 องศา



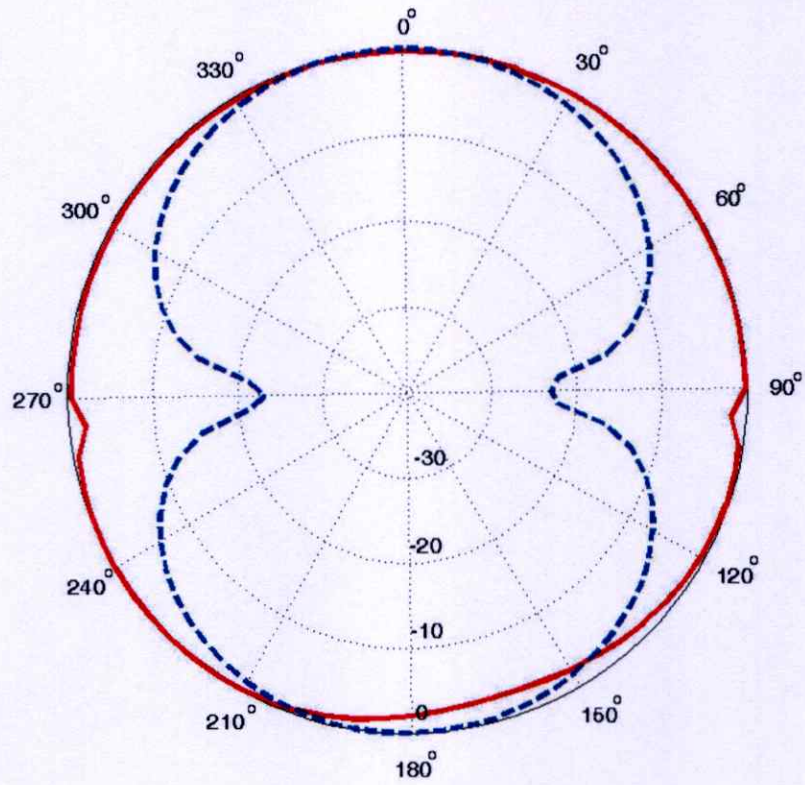
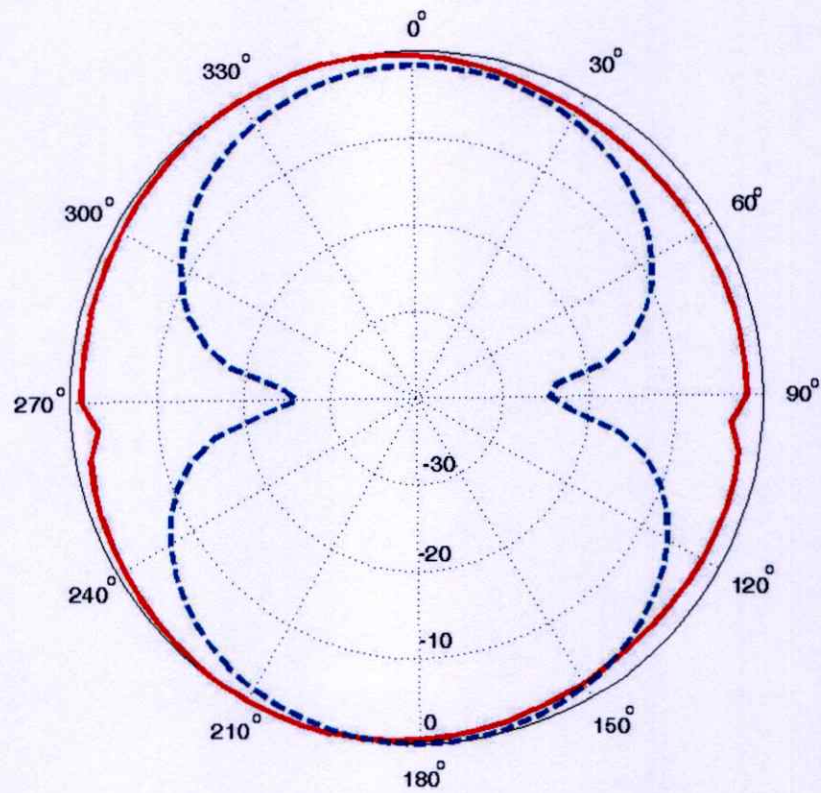
(ก) ระนาบ xz (ระนาบ E)



(ข) ระนาบ yz (ระนาบ H)

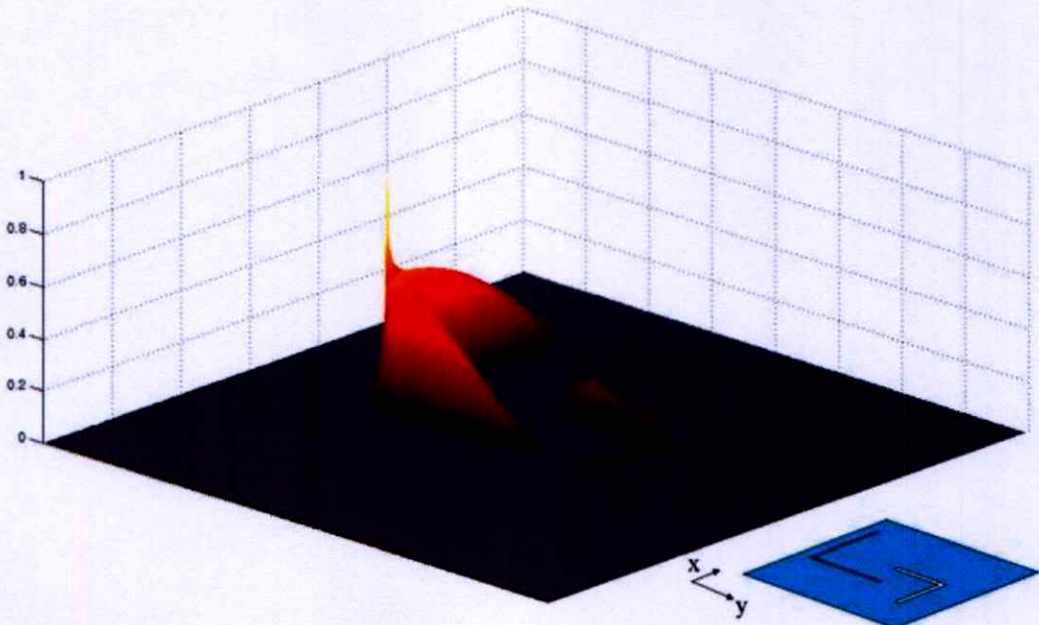
 E_θ ——— E_ϕ - - -

รูปที่ 3.17 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz

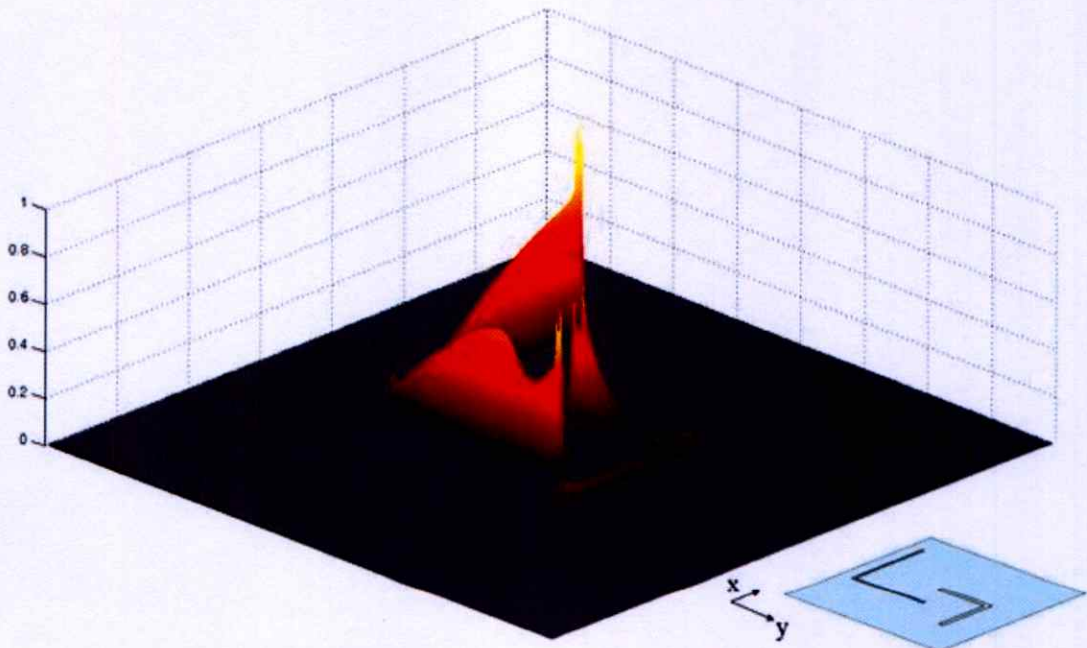
(ก) ระนาบ xz (ระนาบ E)(ข) ระนาบ yz (ระนาบ H) E_θ ——— E_ϕ - - -

รูปที่ 3.18 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 3.5 GHz

3.3.2 สนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

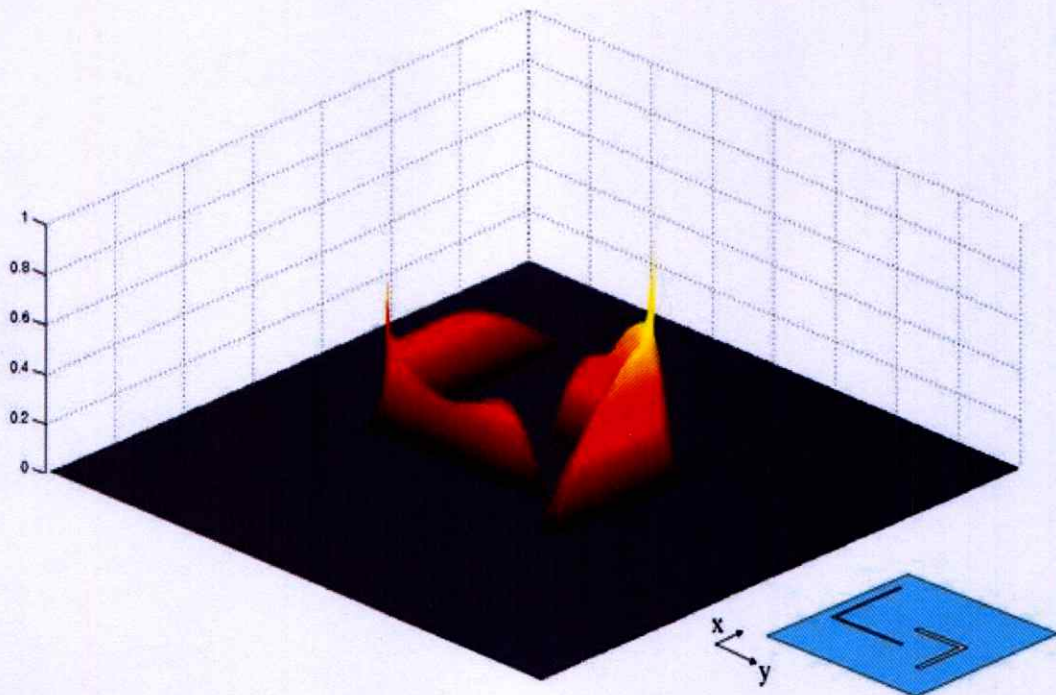


(ก) ความเข้มสนามไฟฟ้า

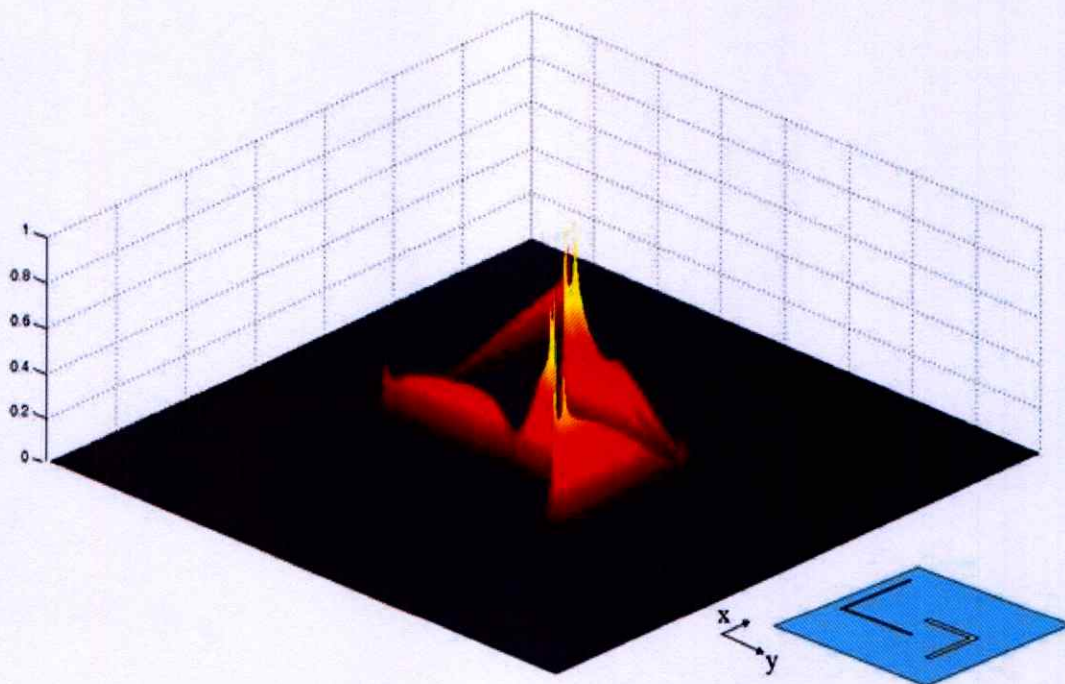


(ข) ความเข้มสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 3.19 ความเข้มสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ 2.45 GHz



(ก) ความเข้มสนามไฟฟ้า



(ข) ความเข้มสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 3.20 ความเข้มสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ 3.5 GHz

จากรูปแสดงที่ 3.19 และ 3.20 แสดงความเข้มสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz ตามลำดับ โดยรูป (ก) แสดงความเข้มสนามไฟฟ้า และ (ข) ความเข้มสนามแม่เหล็ก จากรูปสังเกตเห็นได้ว่าที่ความถี่ 2.45 GHz จะมีความเข้มสนามไฟฟ้าและความเข้มสนามแม่เหล็กที่ช่องเปิดที่ 1 มากกว่าช่องเปิดที่ 2 ซึ่งมีค่าน้อยมาก และที่ช่องเปิดที่ 1 นั้นจะมีการแพร่สนามแม่เหล็กไฟฟ้าประมาณครึ่งความยาวคลื่นของความถี่ 2.45 GHz สำหรับความถี่ 3.5 GHz นั้นจะมีความเข้มสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ช่องเปิดที่ 2 มากกว่าช่องเปิดที่ 1 โดยในช่องเปิดที่ 2 นี้จะมีการแพร่สนามแม่เหล็กไฟฟ้าประมาณครึ่งความยาวคลื่นของความถี่ 3.5 GHz แต่สำหรับช่องเปิดที่ 1 ที่ความถี่ 3.5 GHz นี้จะมีการแพร่กระจายคลื่นออกมากเช่นเดียวกันแต่ไม่สูงมากนัก แต่ก็ส่งผลทำให้เกิดสัญญาณแทรกข้าม (Crosstalk) ในสายอากาศ ซึ่งจะให้รูปแบบการแผ่พลังงานระยะไกลในบางมุมของสายอากาศ ณ ความถี่ 3.5 GHz เกิดการลดทอนของสัญญาณขึ้น

3.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวการออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากหนึ่งความถี่และสองความถี่ที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป โดยผลที่นำมาวิเคราะห์จะได้มาจากแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศ ซึ่งคำนวณโดยใช้วิธี FDTD สำหรับโครงสร้างของหนึ่งช่องเปิดต่อหนึ่งความถี่สายอากาศจะถูกออกแบบให้มีช่องเปิดหนึ่งช่องเปิดต่อหนึ่งความถี่ ซึ่งจากการวิเคราะห์สายอากาศทำให้เห็นได้ว่าช่องเปิดมุมฉากที่ถูกออกแบบนั้นจะมีความยาวของช่องเปิดมุมฉากที่เหมาะสมสำหรับความถี่ใช้งาน คือ $A+B = 0.52 \lambda_g$ และกำหนดให้ความยาว $A = B$ เนื่องจากต้องการให้สายอากาศมีโพลาไรซ์เชิงเส้นแบบเอียง $\pm 45^\circ$ รวมทั้งสายอากาศยังมีแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลด้วยเช่นเดียวกัน ดังนั้นในการออกแบบสายอากาศสองความถี่นั้นจะต้องออกแบบให้มีสองช่องเปิด เพื่อให้ช่องเปิดแต่ละช่องเปิดมีความถี่เรโซแนนซ์ที่อิสระต่อกันในแต่ละความถี่ที่ต้องการ แต่สายอากาศแบบนี้ก็ยังมีผลกระทบในเรื่องของสัญญาณแทรกข้ามของสายอากาศบางส่วนของแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศ จากคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศจะเห็นว่าสายอากาศแบบนี้มีโครงสร้างที่ง่ายต่อการออกแบบและไม่ซับซ้อน ซึ่งเหมาะสำหรับนำไปประยุกต์ในการออกแบบสายอากาศหลายความถี่ต่อไป

บทที่ 4

สายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก ที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป

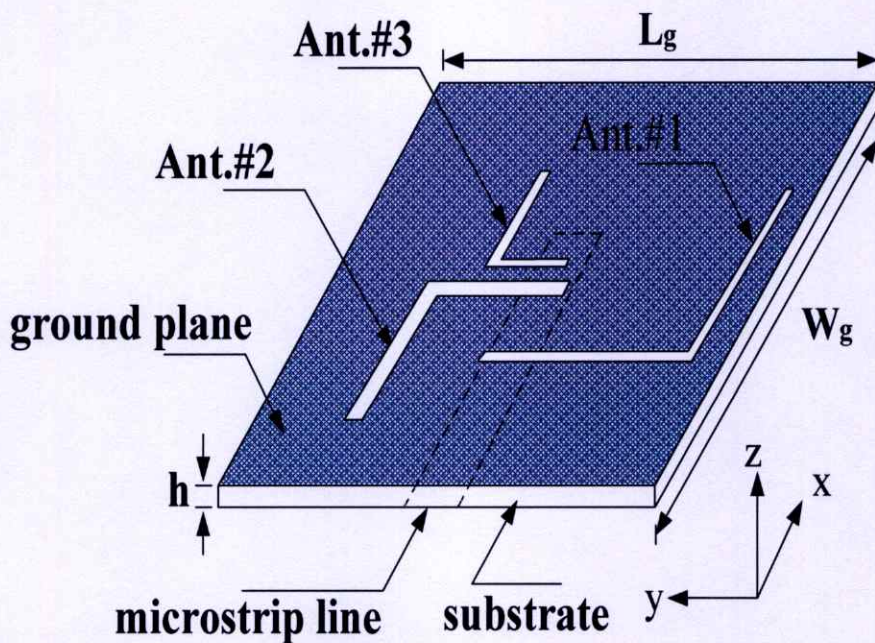
4.1 บทนำ

ในบทนี้แนะนำเสนอสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป [27] ซึ่งหลักการออกแบบสายอากาศนั้น จะนำเอาทฤษฎีพื้นฐานที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 มาช่วยในการออกแบบ โดยที่สายอากาศจะถูกออกแบบให้มีช่องเปิดที่มีขนาดที่แตกต่างกันและตำแหน่งในการจัดวางที่ต่างกันวางอยู่บนระนาบกราวด์เดียวกันกับวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880 ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก 2.2 และมีความหนา 1.575 มิลลิเมตร โดยหลักในการออกแบบสายอากาศนี้มีข้อดีคือช่องเปิดมุมฉากแต่ละอันสามารถที่จะผลิตย่านความถี่ที่ต้องการได้อิสระจากกัน สำหรับย่านความถี่ดำเนินการที่ออกแบบนั้นจะอยู่ในย่านการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน WLAN (IEEE 802.11) และ WiMAX (IEEE 802.16) โดยสายอากาศสามความถี่นั้นจะมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมการใช้งานที่ความถี่ดำเนินการ 2.45 GHz, 3.5 GHz และ 5.8 GHz นอกจากนี้ในการปรับปรุงแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศสามความถี่จะถูกนำเสนอโดยการนำตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยว (Single Tuning Stub) มาประยุกต์ใช้กับสายส่งไมโครสตริป จากผลการวัดสายอากาศจากโครงสร้างจริงนั้นจะเห็นได้ว่าคล้ายกับผลการจำลองสายอากาศที่ใช้หลักการของวิธี FDTD

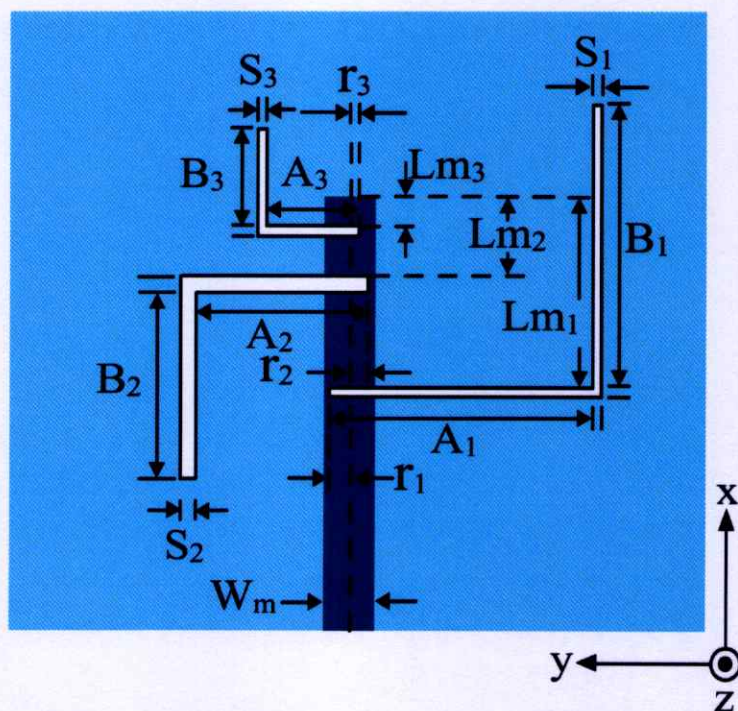
4.2 สายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป

4.2.1 โครงสร้างของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

การวิเคราะห์สายอากาศสามความถี่นี้จะนำทฤษฎีพื้นฐานในการออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากมาใช้ในการออกแบบ โดยค่าความกว้างของสายส่งไมโครสตริปเท่ากับ 5 มิลลิเมตร ในการออกแบบสายอากาศนั้นจะออกแบบให้ช่องเปิดมุมฉากมีขนาดที่แตกต่างกันสามช่องเปิด จัดวางในตำแหน่งที่เหมาะสมสำหรับย่านความถี่ใช้งานที่ต้องการ ซึ่งความถี่ใช้งานที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์ในหัวข้อนี้นั้นจะกำหนดที่ 2.45 GHz (2.4-2.4835 GHz) ซึ่งเหมาะสำหรับระบบ WLAN (IEEE 802.11 b/g) ความถี่ 3.5 GHz (3.4-3.6 GHz) ซึ่งเหมาะสำหรับระบบ WiMax และความถี่ 5.8 GHz (5.7-5.9 GHz) ซึ่งเหมาะสำหรับระบบ WLAN (IEEE 802.11a) และ WiMax (IEEE 802.16-2004)



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก



รูปที่ 4.2 พารามิเตอร์ของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

จากรูปที่ 4.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่ง ไมโครสตริป โดยโครงสร้างจะประกอบไปด้วยช่องเปิดมุมฉาก 3 ช่องเปิด โดยประกอบไปด้วย *Ant.#1* *Ant.#2* และ *Ant.#3* คือ ช่องเปิดที่ 1 ช่องเปิดที่ 2 และ ช่องเปิดที่ 3

ตามลำดับ วางอยู่บนระนาบกราวด์ ที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริปที่มีปลายสายเป็นแบบปลายเปิด (Microstrip Open Stub) สำหรับระนาบกราวด์มีความกว้าง W_g และ ความยาว L_g โดยการวิเคราะห์จะกำหนดให้กราวด์เป็นอนันต์

ในส่วนของพารามิเตอร์อื่น ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากแสดงดังรูปที่ 4.2 ประกอบไปด้วย

A_n คือ ความยาวแนวนอนที่อยู่ด้านในของช่องเปิด

B_n คือ ความยาวแนวตั้งที่อยู่ด้านในของช่องเปิด

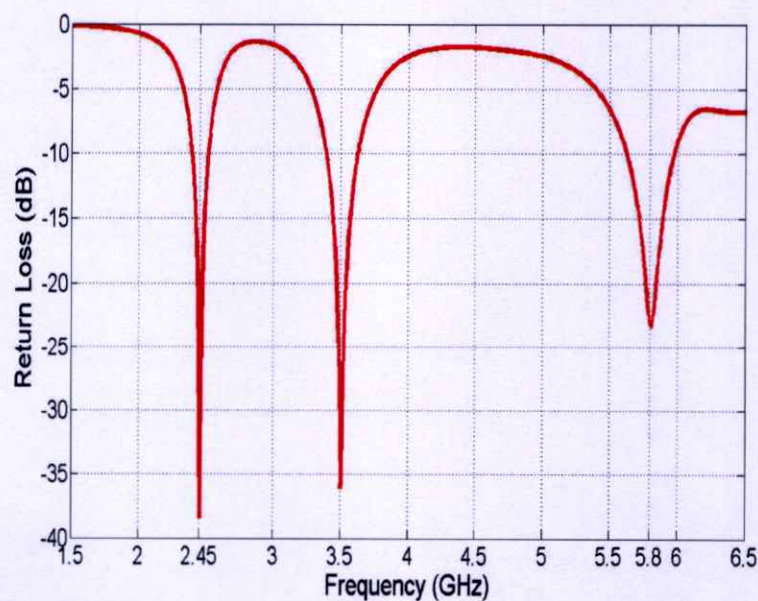
r_n คือ ระยะห่างระหว่างเส้นกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปถึงขอบปลายของช่องเปิด

S_n คือ ความกว้างของช่องเปิด

Lm_n คือ ระยะห่างระหว่างขอบแนวนอนของช่องเปิดมุมฉากถึงปลายเปิดของสายส่ง โดยที่ $n = 1, 2$ และ 3 คือ ช่องเปิดที่ 1 ช่องเปิดที่ 2 และ ช่องเปิดที่ 3

ตารางที่ 4.1 ขนาดของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

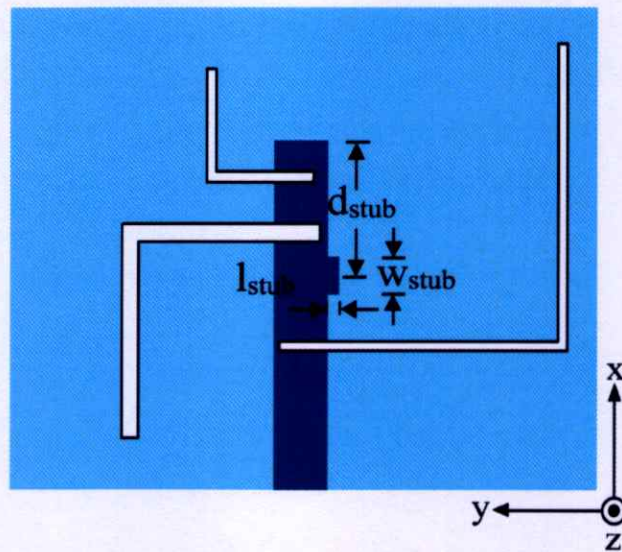
พารามิเตอร์	A_n+B_n	S_n	Lm_n	r_n
ความถี่ที่ 1 (2.45 GHz)	50.8 มม. ($0.52 \lambda_g$)	0.8 มม. ($0.008 \lambda_g$)	17 มม. ($0.2 \lambda_g$)	2.1 มม.
ความถี่ที่ 2 (3.5 GHz)	34 มม. ($0.5 \lambda_g$)	1.5 มม. ($0.022 \lambda_g$)	7 มม. ($0.1 \lambda_g$)	2.1 มม.
ความถี่ที่ 3 (5.8 GHz)	19 มม. ($0.48 \lambda_g$)	0.9 มม. ($0.022 \lambda_g$)	2 มม. ($0.05 \lambda_g$)	1.5 มม.



รูปที่ 4.3 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

จากตารางที่ 4.1 นั้นจะเห็นได้ว่าช่องเปิดที่ 1 ช่องเปิดที่ 2 และช่องเปิดที่ 3 จะถูกออกแบบสำหรับความถี่ที่ 1, 2 และ 3 ตามลำดับ ซึ่งพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังตารางจะถูกนำไปจำลองโครงสร้างและทำการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ด้วยวิธี FDTD จากรูปที่ 4.3 แสดงการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการคำนวณด้วยวิธี FDTD ตามโครงสร้างในตารางที่ 4.1 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสายอากาศจะให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดประมาณ -38 dB, -36 dB และ -23 dB ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz, 3.5 GHz และ 5.8 GHz และมีแบนด์วิดท์ประมาณ 100 MHz (2.4 – 2.5 GHz), 200 MHz (3.4 – 3.6 GHz) และ 400 MHz (5.6 – 6 GHz) ตามลำดับ

4.2.2 สายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยว



รูปที่ 4.4 พารามิเตอร์ของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยว

จากรูปที่ 4.3 จะเห็นได้ว่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดที่ความถี่ 5.8 GHz มีค่า -23 dB ซึ่งมีค่าสูงกว่าสองความถี่แรก ดังนั้นในการปรับปรุงแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ให้มีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดมากกว่า -30 dB นั้น มีวิธีการคือการนำตัวปรับแบบสายท่อนสั้น (Tuning Stub) มาต่อขนานกับสายส่งไมโครสตริปดังรูปที่ 4.4 โดยมีพารามิเตอร์เพิ่มขึ้นคือ

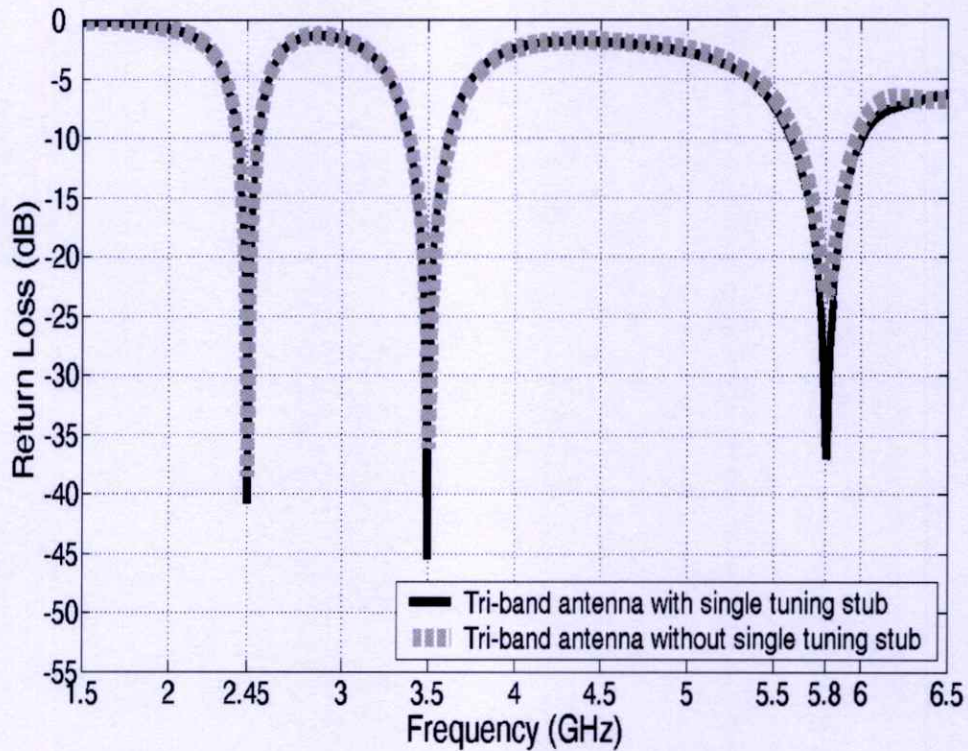
d_{stub} คือ ระยะห่างระหว่างกึ่งกลางของตัวปรับแบบสายท่อนสั้นกับปลายเปิดของสายส่งไมโครสตริป

l_{stub} คือ ความยาวของตัวปรับแบบสายท่อนสั้น

W_{stub} คือ ความกว้างของตัวปรับแบบสายท่อนสั้น

ในการออกแบบสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากกับหนึ่งตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยวจะกำหนดให้พารามิเตอร์ทุกตัวของสายอากาศเหมือนดังตารางที่ 4.1 และทำการออกแบบตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเพิ่มลงไป ในสายส่งไมโครสตริป ซึ่งตัวปรับแบบสายท่อนสั้นจะมีขนาด

ของพารามิเตอร์ คือ $d_{stub} = 11.5$ มิลลิเมตร $l_{stub} = 1$ มิลลิเมตร และ $W_{stub} = 3$ มิลลิเมตร จากพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศดังที่กำหนดทำให้ได้การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยว และสายอากาศที่ไม่มีสายท่อนสั้น

ตารางที่ 4.2 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศสามความถี่กับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยว

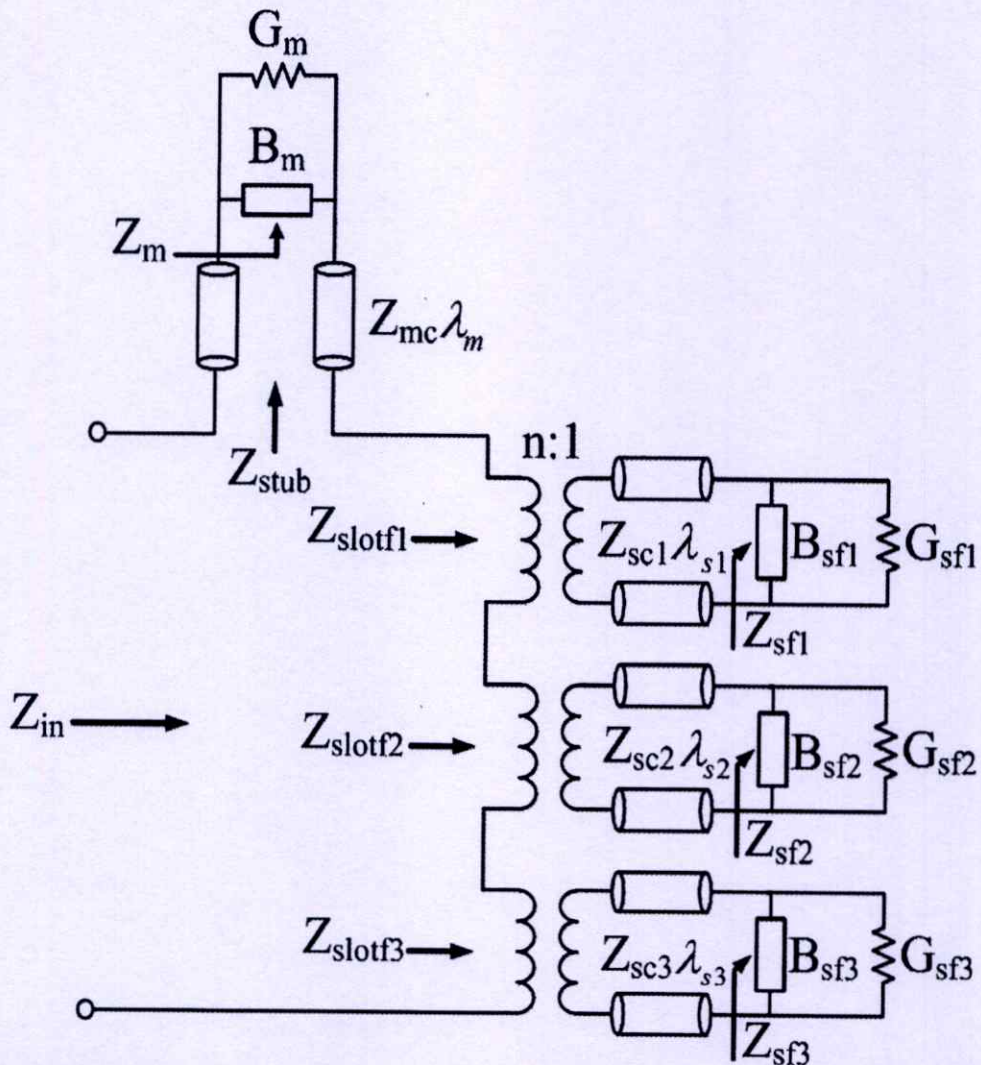
คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.45 GHz	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 3.5 GHz	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.8 GHz
การสูญเสียย้อนกลับ	-40 dB	-45 dB	-37 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	1.018 : 1	1.011 : 1	1.029 : 1
อิมพีแดนซ์ขาเข้า	50.5 - j0.77 โอห์ม	49.99 + j0.53 โอห์ม	50.82 + j1.16 โอห์ม
แบนด์วิดท์	2.4-2.5 GHz (100 MHz)	3.4-3.6 GHz (200 MHz)	5.6-6 GHz (100 MHz)

รูปที่ 4.5 แสดงการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยว (Tri-Band Antenna with Single Tuning Stub) และสายอากาศที่ไม่มีตัวปรับแบบสายท่อนสั้น (Tri-Band Antenna without Single Tuning Stub) ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ว่าสายอากาศที่ต่อกับตัวปรับแบบ

สายท่อนสั้นเดี่ยวจะมีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า -30dB ทุกความถี่เรโซแนนซ์ โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์วิดท์ของสายอากาศในแต่ละย่านความถี่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง ดังนั้นการสูญเสียย้อนกลับที่ความถี่ 2.45 GHz ลดลงจาก -38 dB เป็น -40 dB ที่ความถี่ 3.5 GHz ลดลงจาก -36 dB เป็น -45 dB และที่ความถี่ 5.8 GHz ลดลงจาก -23 เป็น -37 dB

จากคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศสามความถี่กับตัวปรับสายท่อนสั้นเดี่ยวดังตารางที่ 4.2 แสดงว่าทั้งสามความถี่มีการแมตช์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ดี และแบนด์วิดท์ยังครอบคลุมในย่านความถี่ใช้งานที่ต้องการ ดังนั้นจากโครงสร้างของสายอากาศต่างๆ ที่ทำการออกแบบจะนำไปสร้างต้นแบบของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก และทำการทดสอบหาคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศต่อไป

4.2.3 วงจรสมมูลของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก



รูปที่ 4.6 วงจรสมมูลของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

รูปที่ 4.6 แสดงวงจรสมมูลของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก จากวงจรสมมูลสามารถแสดงค่าของอิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance: Z_{in}) [28]-[30] ของสายอากาศดังสมการที่ (4.1)

$$Z_{in} = Z_{stub} + Z_{slotf1} + Z_{slotf2} + Z_{slotf3} \quad (4.1)$$

เมื่อ

Z_{stub} คือ อิมพีแดนซ์ขาเข้าของสายส่งไมโครสตริปที่ต่อแบบปลายเปิด (Microstrip Open stub) แสดงดังสมการที่ (4.2)

$$Z_{stub} = Z_{mc} \left\{ \frac{Z_m + jZ_{mc} \tan(\beta\lambda_m)}{Z_{mc} + jZ_m \tan(\beta\lambda_m)} \right\} \quad (4.2)$$

เมื่อ λ_m คือ ความยาวของสายส่งไมโครสตริป

Z_{mc} คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งไมโครสตริป

Z_m คือ อิมพีแดนซ์ขาเข้าที่ปลายเปิดของสายส่งไมโครสตริป (Open-Ended)

Z_{slotf1} Z_{slotf2} และ Z_{slotf3} คือ อิมพีแดนซ์ของช่องเปิดที่ความถี่ที่ 1 (f_1) ความถี่ที่ 2 (f_2) และ ความถี่ที่ 3 (f_3) และดังสมการที่ (4.3)

$$Z_{slotf} = n^2 Z_s \quad (4.3)$$

โดยที่

$$Z_s = 1/Y_s = 1/(G_s + jB_s) \quad (4.4)$$

และ

$$G_s = \frac{2P_s}{V_0^2} \quad (4.5)$$

$$B_s = -\frac{2}{Z_{sc}} \cot(k_s L'_s / 2) \quad (4.6)$$

และ

$$n \cong \sqrt{\frac{Z_{mc}}{Z_{sc}}} \quad (4.7)$$

จากรูปที่ 4.7 แสดงวงจรสมมูลของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากกับตัวปรับแบบสาย
ท่อนสั้นเดี่ยว จากวงจรสมมูลแสดงดังสมการที่ (4.8)

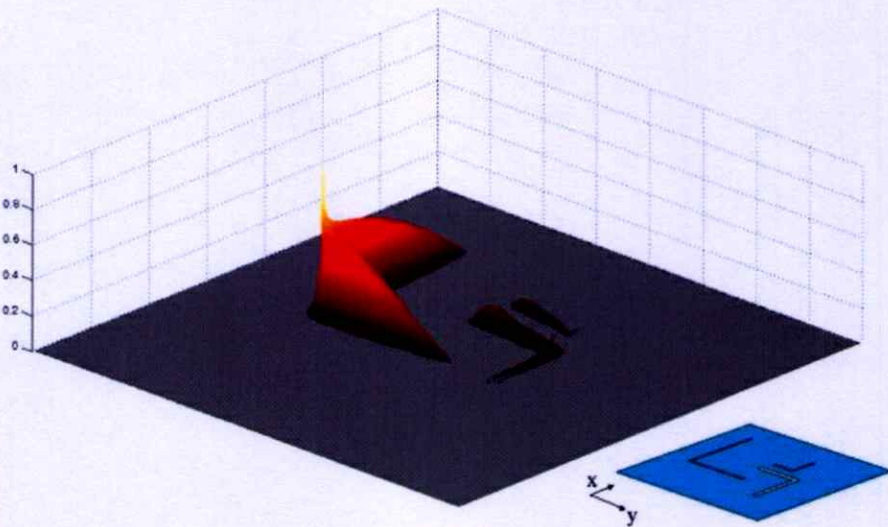
$$Z_{in} = Z_{stubT} + Z_{slotT} \quad (4.8)$$

เมื่อ

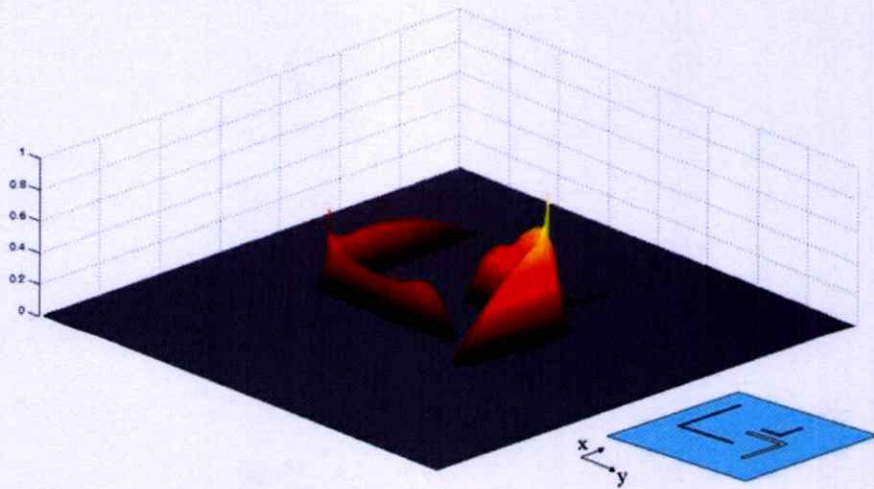
$$Z_{slotT} = Z_{slotf1} + Z_{slotf2} + Z_{slotf3} \quad (4.9)$$

$$Z_{stubT} = Z_{stub1} // Z_{stub2} \quad (4.10)$$

4.2.4 สนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

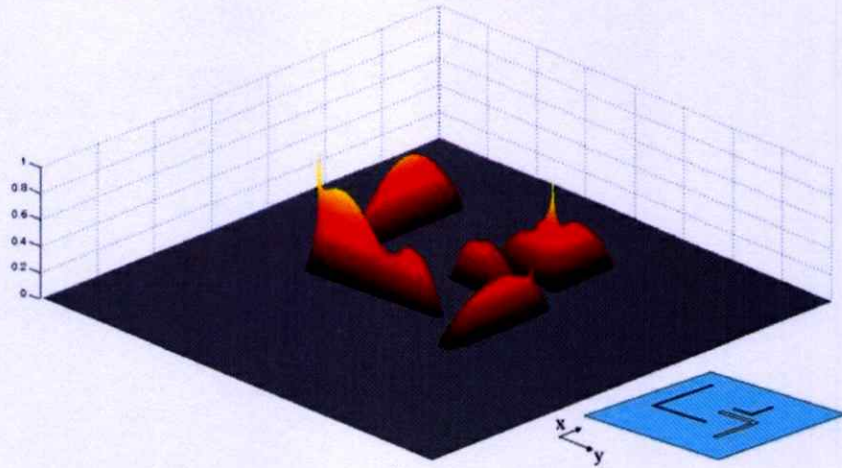


(ก) ความถี่ 2.45 GHz



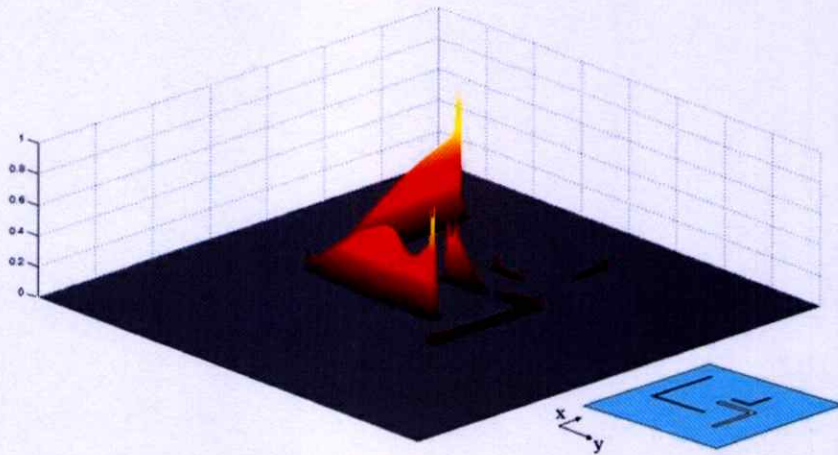
(ข) ความถี่ 3.5 GHz

รูปที่ 4.8 ความเข้มสนามไฟฟ้าของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

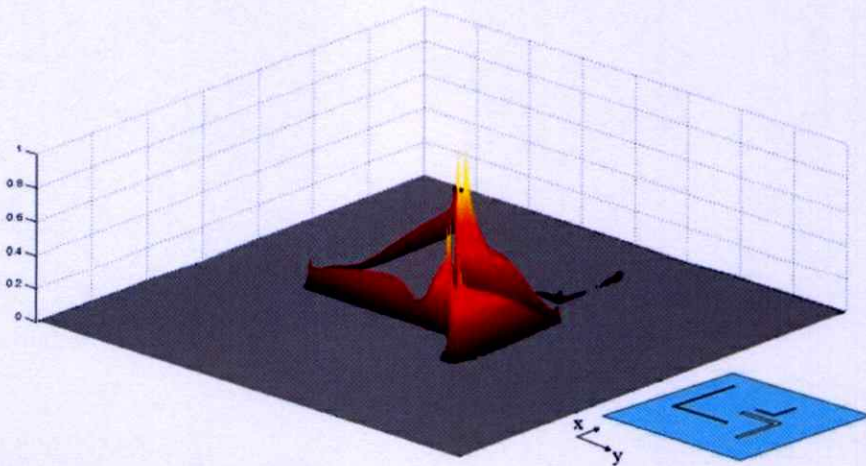


(ค) ความถี่ 5.8 GHz

รูปที่ 4.8 ความเข้มสนามไฟฟ้าของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก (ต่อ)

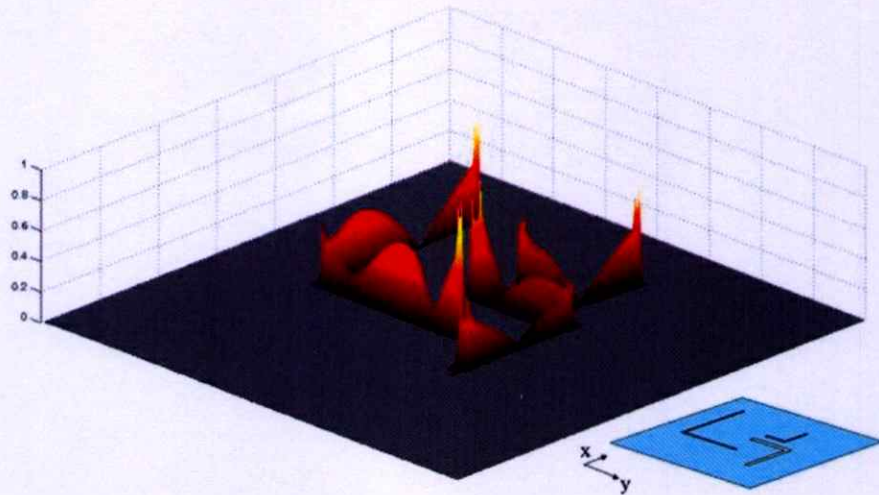


(ก) ความถี่ 2.45 GHz



(ข) ความถี่ 3.5 GHz

รูปที่ 4.9 ความเข้มสนามแม่เหล็กของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก



(ค) ความถี่ 5.8 GHz

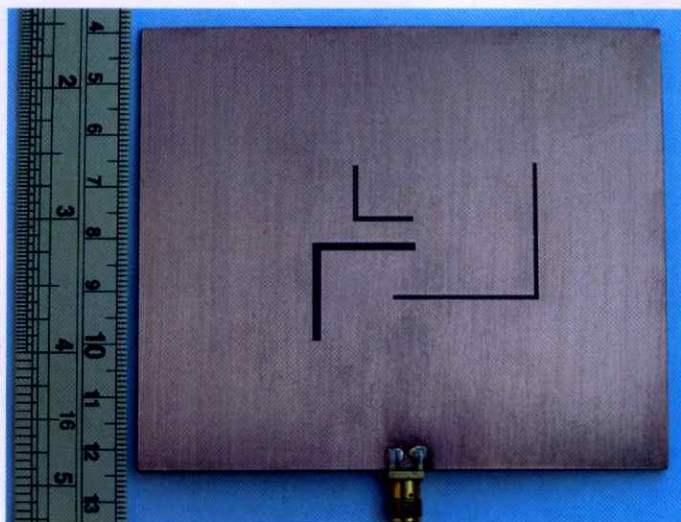
รูปที่ 4.9 ความเข้มสนามแม่เหล็กของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

รูปที่ 4.8 และ 4.9 แสดงความเข้มสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก จากรูป (ก) จะเห็นได้ว่าที่ความถี่ 2.45 GHz สนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีความเข้มมากที่สุดที่ช่องเปิดที่ 1 และการแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้ามีลักษณะเป็นครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นสัมพัทธ์ของความถี่เรโซแนนซ์ ($\lambda/2$) สำหรับความถี่ 3.5 GHz และ 5.8 GHz ดังรูป (ข) และ (ค) จะมีความเข้มสนามมาก และเป็นลักษณะครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นสัมพัทธ์ที่ช่องเปิดที่ 2 และ 3 ตามลำดับ แต่ที่ความถี่สูงนั้นจะเห็นได้ว่าช่องเปิดของความถี่ต่ำนั้นก็เกิดการแพร่กระจายคลื่นเช่นเดียวกันแต่จะมีลักษณะในการแพร่กระจายคลื่นที่อยู่ในช่องเปิดมากกว่าครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นสัมพัทธ์ของความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ ซึ่งผลกระทบนี้ทำให้เกิดสัญญาณแทรกข้ามระหว่างช่องเปิดแต่ละช่องและจะมีผลกับความถี่สูงมากกว่าความถี่ต่ำ จากรูปแบบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าพอจะสรุปได้ว่าสายอากาศช่องเปิดแต่ละช่องดังนั้นก็มีความถี่ที่อิสระต่อกัน

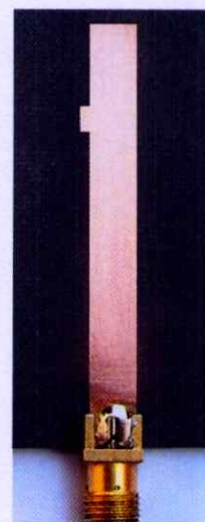
4.3 ผลการวัดทดสอบสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่นำไปสร้างสายอากาศแสดงดังตารางที่ 4.1 และหัวข้อ 4.2.2 ในเรื่องการออกแบบตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยว จากรูปที่ 4.10 แสดงโครงสร้างจริงของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริปตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยวโดยใช้วัสดุฐานรอง RT/duroid 5880 และขนาดของกราวด์ถูกออกแบบให้มีขนาดอนันต์ซึ่งมีขนาด ($W_g \times L_g$) ประมาณ 8 เซนติเมตร x 9 เซนติเมตร และผลวัดการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศที่แสดงดังรูป 4.11 จะถูกวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายรุ่น HP8720-C จากรูปที่ 4.11

แสดงการเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการวัดและการจำลองของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก จากผลการวัดด้วยการทดสอบสายอากาศจากโครงสร้างจริงนั้น พิสูจน์ให้เห็นได้ว่ามีลักษณะใกล้เคียงกับผลการจำลองสายอากาศโดยใช้หลักการของวิธี FDTD โดยที่ผลการวัดจะเห็นได้ว่าสายอากาศมีความถี่เรโซแนนซ์ 3 ความถี่ โดยมีการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดมีค่าน้อยกว่า -30 dB ทั้งสามความถี่ รวมทั้งยังมีแบนด์วิดท์ที่ครอบคลุมทั้งย่านความถี่ WLAN และ WiMax เช่นเดียวกัน โดยคุณลักษณะของสายอากาศแสดงดังตารางที่ 4.3

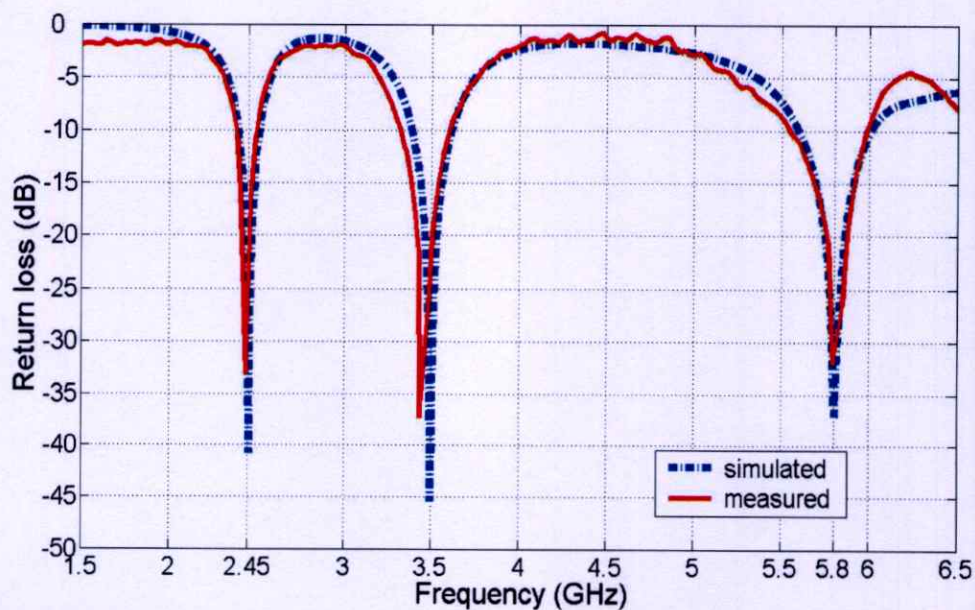


(ก) มุมมองด้านบน



(ข) มุมมองด้านล่าง

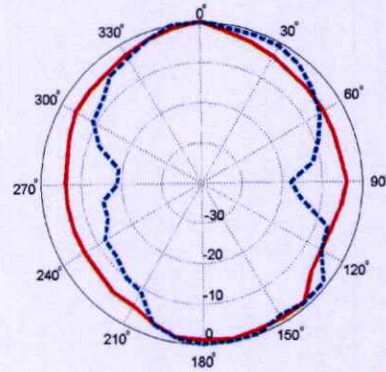
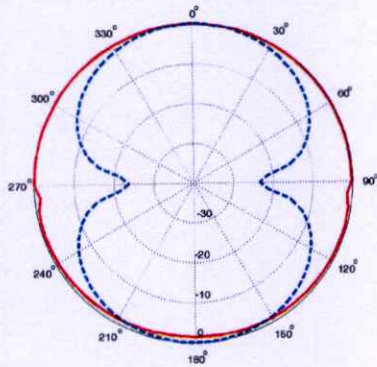
รูปที่ 4.10 โครงสร้างจริงของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก



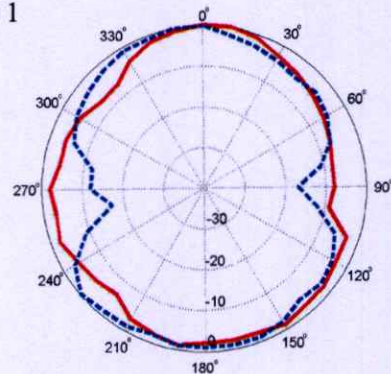
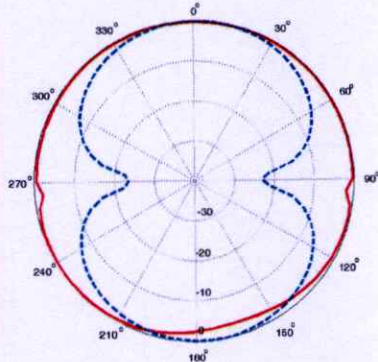
รูปที่ 4.11 การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการวัดและการจำลองของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

ตารางที่ 4.3 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศสามความถี่ที่ได้จากการวัดทดสอบ

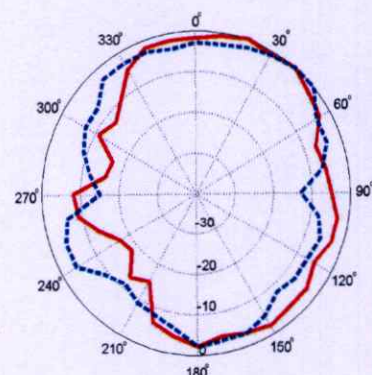
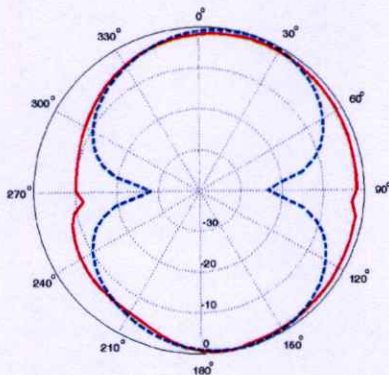
คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.43 GHz	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 3.43 GHz	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.79 GHz
การสูญเสียย้อนกลับ	-33 dB	-37 dB	-32 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	1.045 : 1	1.031 : 1	1.056 : 1
อิมพีแดนซ์ขาเข้า	49.68 - j1.83 โอห์ม	51.27 - j0.91 โอห์ม	49.23 - j2.5 โอห์ม
แบนด์วิดท์	2.36-2.5 GHz (140 MHz)	3.3-3.6 GHz (300 MHz)	5.52-6 GHz (480 MHz)



(ก) ความถี่ที่ 1



(ข) ความถี่ที่ 2

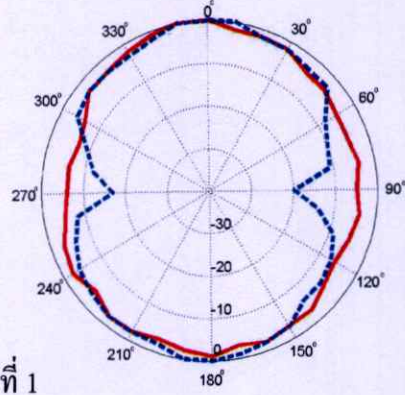
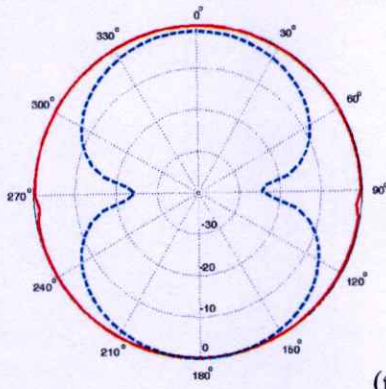


(ค) ความถี่ที่ 3

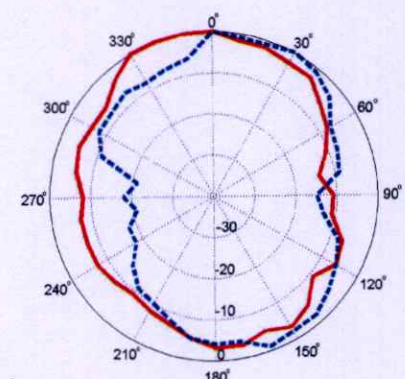
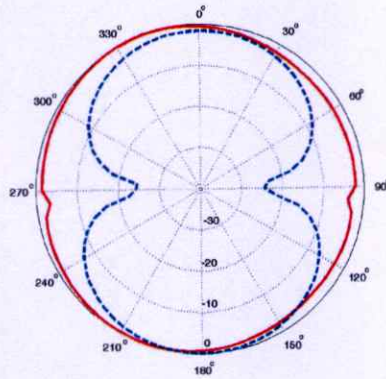
ผลการจำลอง

ผลการวัด

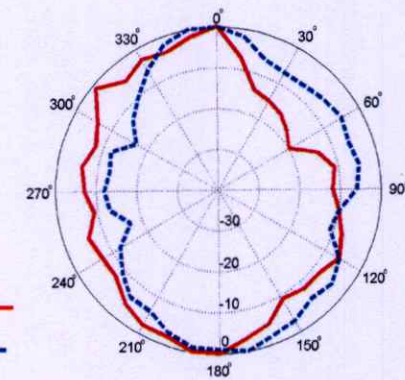
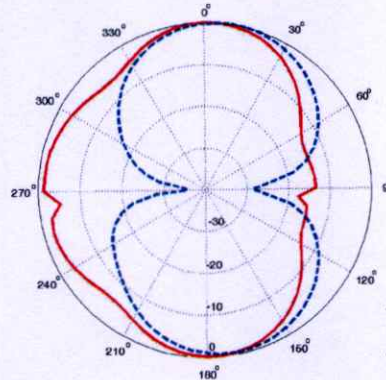
รูปที่ 4.12 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz (ระนาบ E)



(ก) ความถี่ที่ 1



(ข) ความถี่ที่ 2



(ค) ความถี่ที่ 3

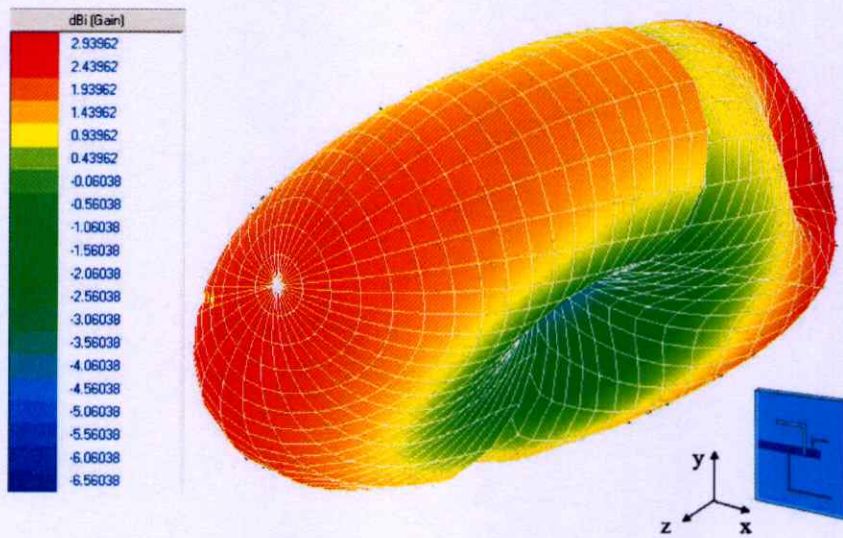
ผลการจำลอง

ผลการวัด

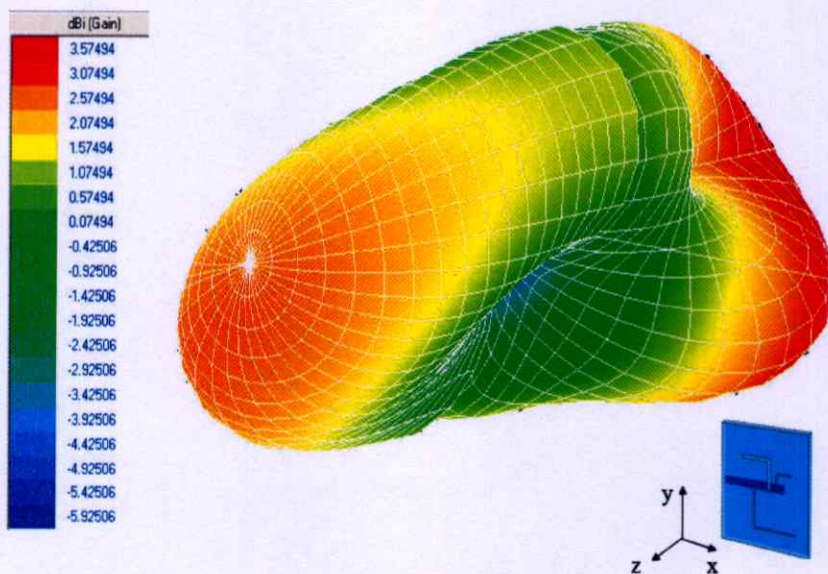
รูปที่ 4.13 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz (ระนาบ H)

จากรูปที่ 4.12 และ รูปที่ 4.13 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz (ระนาบ E) และระนาบ yz (ระนาบ H) โดยที่รูปด้านซ้ายจะแสดงถึงแบบจำลอง ส่วนรูปด้านขวาแสดงถึงผลที่ได้จากการวัดทดสอบ โดยรูป (ก) (ข) และ (ค) แสดงความถี่ที่ 1, 2 และ 3 ตามลำดับ จากการเปรียบเทียบกันระหว่างการจำลองและการวัดจะเห็นได้ว่าการจำลองมีความราบเรียบของแบบรูปการแผ่พลังงานมากกว่าการวัด เนื่องจากมีผลจากสภาพแวดล้อมของการทดสอบ รวมทั้งสายอากาศสามารถที่จะแผ่พลังงานได้ทั้งโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง (E_θ) และ

โพลาริซ์แบบแนวนอน (E_0) ทั้งสองระนาบ และสายอากาศแบบนี้มีการแผ่รังสีสูงสุดที่มุม 0 องศา และ มุม 180 องศา ซึ่งเป็นมุมของช่องเปิดและมุมของสายส่งไมโครสตริป ตามลำดับ และความถี่ด้านต่ำนั้นจะมีความสมมาตรมากกว่า ความถี่ด้านสูงเนื่องจากความถี่ด้านสูงเกิดผลกระทบจากสัญญาณแทรกข้ามของช่องเปิดด้านต่ำมารบกวนสัญญาณ สำหรับอัตราขยายของสายอากาศที่ได้จากการวัด ณ ความถี่ 2.43 GHz เท่ากับ 2.3 dBi และ 3.43 GHz เท่ากับ 3.51 dBi โดยสองความถี่จะเป็นโพลาริซ์เชิงเส้นแบบเอียง - 45 องศา ส่วนความถี่ 5.79 GHz มีอัตราขยายเท่ากับ 5.79 dBi และจะเป็นโพลาริซ์เชิงเส้นแบบเอียง + 45 องศา

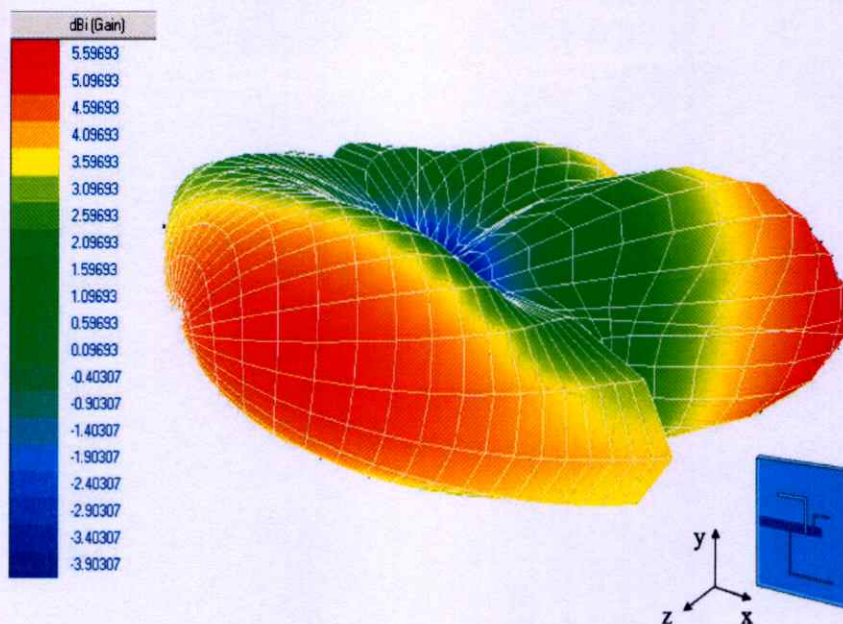


(ก) ความถี่ที่ 1



(ข) ความถี่ที่ 2

รูปที่ 4.14 การจำลองแบบรูปการแผ่รังสีงานระยะไกลของสายอากาศแบบสามมิติ



(ข) ความถี่ที่ 3

รูปที่ 4.14 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศแบบสามมิติ (ต่อ)

รูปที่ 4.14 แสดงการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศแบบสามมิติ โดยการใช้โปรแกรม IE3D มาช่วยในการวิเคราะห์ และจากรูปจะสังเกตเห็นว่าทั้งสามความถี่มีลักษณะในการแผ่พลังงานมากที่ระนาบของช่องเปิดและสายส่งไมโครสตริป รวมทั้งสายอากาศมีการแผ่พลังงานระยะไกลแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional) แต่ที่ความถี่ด้านต่ำนั้นจะมีความสมมาตรมากกว่าความถี่ด้านสูงเนื่องจากความถี่ด้านสูงเกิดผลกระทบจากสัญญาณแทรกข้าม (Crosstalk) ของช่องเปิดด้านต่ำมารบกวน สำหรับอัตราขยายของสายอากาศที่ได้จากการจำลองที่ความถี่ 2.45 GHz, 3.5 GHz, และ 5.8 GHz เท่ากับ 2.9 dBi, 3.57 dBi, และ 5.5 dBi ตามลำดับ

4.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป โดยสายอากาศจะถูกออกแบบให้มีช่องเปิดที่มีขนาดแตกต่างกันวางอยู่ในตำแหน่งในการจัดวางที่เหมาะสม ซึ่งสายอากาศสามความถี่จะมีช่องเปิด 3 ช่องเปิด ในการออกแบบสายอากาศจะมีลักษณะ โครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน รวมทั้งช่องเปิดมุมฉากแต่ละอันสามารถที่จะผลิตย่านความถี่ที่ต้องการได้อิสระจากกัน แต่ก็ยังมีผลกระทบจากสัญญาณแทรกข้ามระหว่างช่องเปิดที่อยู่ใกล้กัน นอกจากนี้ในการปรับปรุงแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศสามความถี่จะถูกนำเสนอโดยการนำตัวปรับแบบสายท่อนสั้น (Tuning Stub) มาประยุกต์ใช้กับสายส่งไมโครสตริป โดยสายอากาศสามความถี่กับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยวจะถูกนำมาออกแบบ เพื่อให้มีการสูญเสีย

ย้อนกลับต่ำกว่า -30 dB ตลอดย่านความถี่เรโซแนนซ์ ซึ่งสายอากาศที่นำเสนอ นั้นยังได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการและมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมกับย่านความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน WLAN และ WiMax รวมทั้งสายอากาศมีโพลาไรซ์เชิงเส้นแบบเอียง +/- 45 องศา และอัตราขยายของสายอากาศที่ยอมรับได้ จากผลการวัดด้วยการทดสอบสายอากาศจากโครงสร้างจริงนั้นพิสูจน์ให้เห็นได้ว่ามีลักษณะใกล้เคียงกับการจำลอง

บทที่ 5

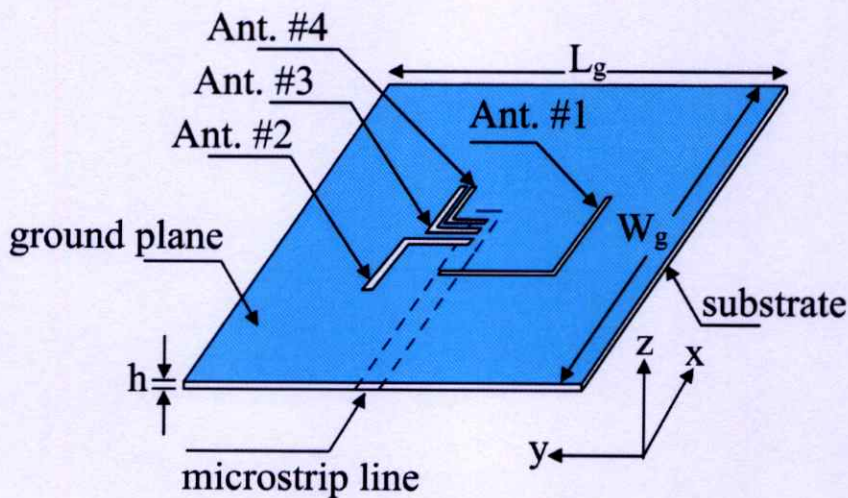
สายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก ที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป

5.1 บทนำ

ในบทนี้แนะนำเสนอสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป โดยที่สายอากาศจะถูกออกแบบให้มีช่องเปิด 4 ช่องเปิดที่มีขนาดแตกต่างกันวางอยู่ในตำแหน่งที่ต่างกันอย่างเหมาะสม สำหรับย่านความถี่ดำเนินการที่ออกแบบนั้นจะอยู่ในย่านการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน WLAN (IEEE 802.11) และ WiMAX (IEEE 802.16) โดยสายอากาศสี่ความถี่นั้นจะมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมที่ความถี่ใช้งานที่ 2.45 GHz, 3.5 GHz, 5 GHz และ 5.8 GHz นอกจากนี้ในการปรับปรุงแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศสี่ความถี่จะถูกนำเสนอโดยการนำตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยวและสายท่อนสั้นคู่ มาประยุกต์ใช้กับสายส่งไมโครสตริป จากผลการวัดสายอากาศจากโครงสร้างจริงนั้นจะเห็นได้ว่าคล้ายกับผลการจำลองของสายอากาศ

5.2 สายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป

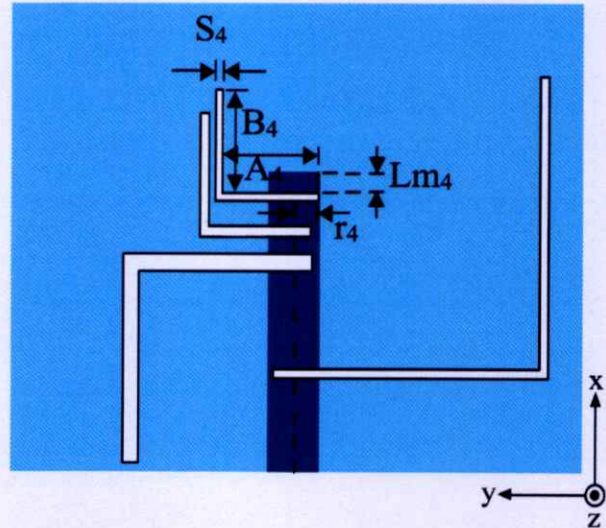
5.2.1 โครงสร้างของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก



รูปที่ 5.1 โครงสร้างของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

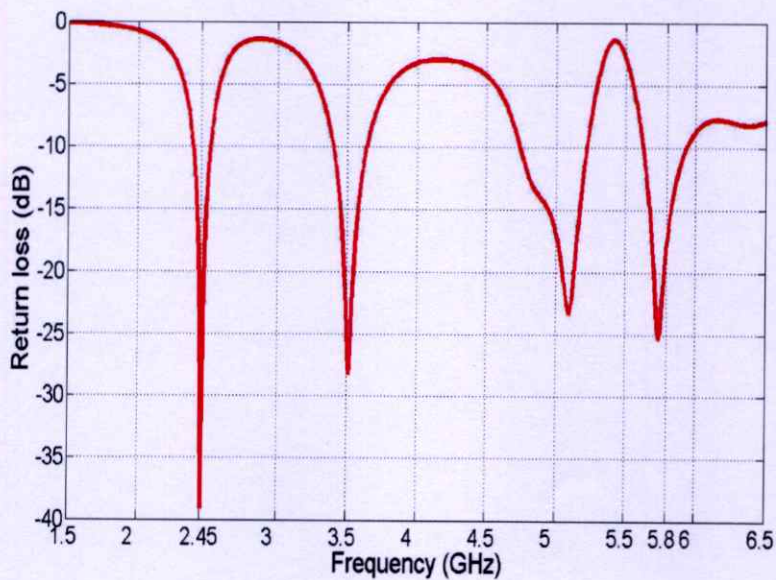
จากรูปที่ 5.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก โดยโครงสร้างจะประกอบไปด้วยช่องเปิดมุมฉาก 4 ช่องเปิด โดยประกอบไปด้วย Ant. #1 Ant. #2

Ant.#3 และ *Ant.#4* คือ ช่องเปิดที่ 1 ช่องเปิดที่ 2 ช่องเปิดที่ 3 และช่องเปิดที่ 4 สำหรับใช้กับความถี่ใช้งานที่ 1, 2, 3 และ 4 ตามลำดับ และมีพารามิเตอร์เพิ่มมาจากสายอากาศสามความถี่ คือ A_4, B_4, r_4, S_4 และ Lm_4 สำหรับช่องเปิดที่ 4



รูปที่ 5.2 พารามิเตอร์ของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

5.2.2 คุณลักษณะของสายอากาศสี่ความถี่



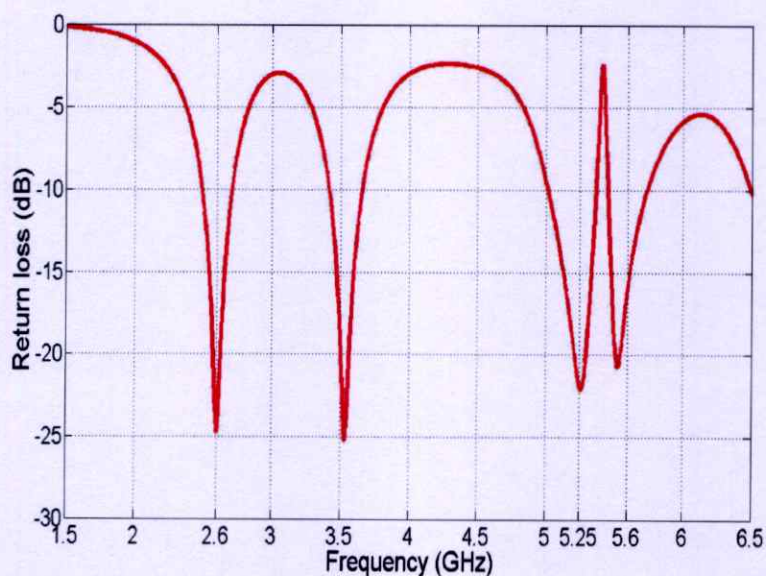
รูปที่ 5.3 การสูญเสียย้อนกลับ ณ ความถี่ 2.45 GHz, 3.5 GHz, 5.09 GHz และ 5.7 GHz

รูปที่ 5.3 แสดงการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศสี่ความถี่ โดยได้มาจากการจำลองโครงสร้างตามขนาดของตารางที่ 5.1 ซึ่งจะเห็นได้ว่าจากผลการจำลองจะทำให้มีการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดประมาณ -39 dB, -28 dB, -23 dB และ -25 dB ที่ความถี่เรโซแนนซ์

2.45 GHz, 3.5 GHz, 5.09 GHz และ 5.7 GHz และมีแบนด์วิดท์ประมาณ 100 MHz (2.4 – 2.5 GHz), 200 MHz (3.4 – 3.6 GHz), 500 MHz (4.7 – 5.2 GHz) และ 310 MHz (5.62 – 5.93 GHz) ตามลำดับ โดยแบนด์วิดท์ของสายอากาศสามารถครอบคลุมการใช้งานในย่าน WLAN และ WiMax

ตารางที่ 5.1 ขนาดของสายอากาศสี่ความถี่แบบที่ 1

พารามิเตอร์	$A_n + B_n$	S_n	Lm_n	r_n
ความถี่ที่ 1 (2.45 GHz)	50.8 มม. ($0.52 \lambda_g$)	0.8 มม. ($0.008 \lambda_g$)	17 มม. ($0.2 \lambda_g$)	2.1 มม.
ความถี่ที่ 2 (3.5 GHz)	34 มม. ($0.5 \lambda_g$)	1.5 มม. ($0.022 \lambda_g$)	7 มม. ($0.1 \lambda_g$)	1.9 มม.
ความถี่ที่ 3 (5.09 GHz)	23.3 มม. ($0.5 \lambda_g$)	0.9 มม. ($0.01 \lambda_g$)	4.9 มม. ($0.1 \lambda_g$)	2.2 มม.
ความถี่ที่ 4 (5.7 GHz)	20.2 มม. ($0.5 \lambda_g$)	0.7 มม. ($0.017 \lambda_g$)	2.3 มม. ($0.05 \lambda_g$)	1.7 มม.



รูปที่ 5.4 การสูญเสียย้อนกลับ ณ ความถี่ 2.6 GHz, 3.5 GHz, 5.25 GHz และ 5.5 GHz

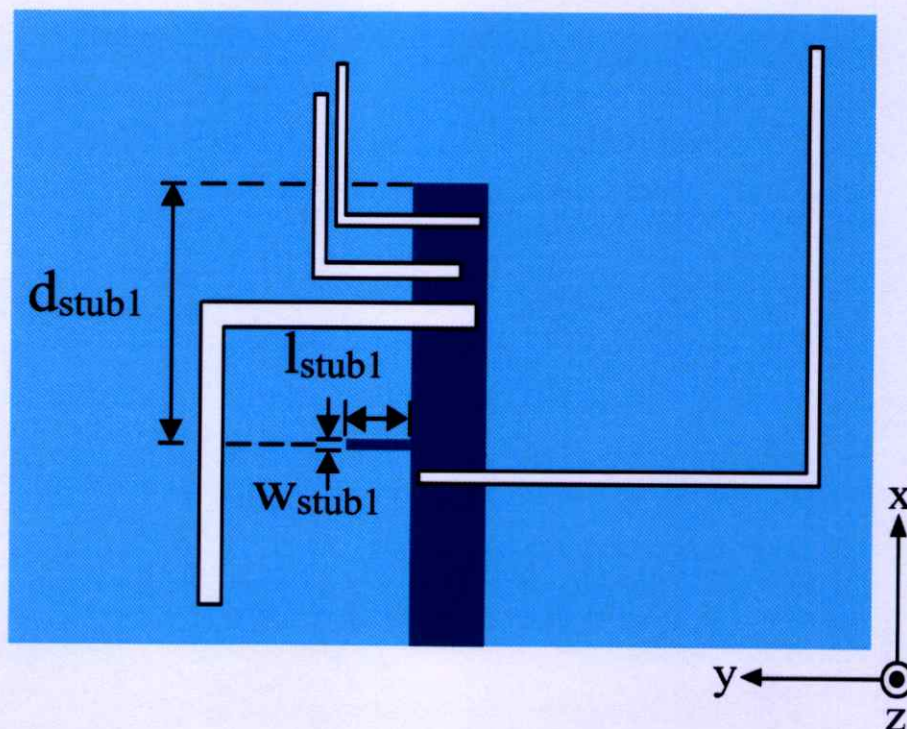
นอกจากนี้เพื่อเป็นการยืนยันสำหรับการออกแบบสายอากาศสี่ความถี่ที่สามารถออกแบบให้สายอากาศสามารถใช้งานความถี่ใช้งานที่อิสระจากกัน โดยการออกแบบให้ช่องเปิดมีขนาดที่แตกต่างกัน และจัดรูปแบบการวางช่องเปิดให้เหมาะสมในแต่ละความถี่ จะแสดงได้ดังรูปที่ 5.4 ที่มีผลการจำลองจะทำให้มีการสูญเสียย้อนกลับ ต่ำสุด

ประมาณ -24 dB, -25 dB, -22 dB และ -20 dB ที่ความถี่ไอโซเนนซ์ 2.6 GHz, 3.5 GHz, 5.25 GHz และ 5.5 GHz และมีแบนด์วิดท์ประมาณ 200 MHz (2.5 – 2.7 GHz), 200 MHz (3.4 – 3.6 GHz), 360 MHz (5 – 2.7 GHz) และ 280 MHz (5.45 – 5.73 GHz) ตามลำดับ ที่ซึ่งแบนด์วิดท์ของสายอากาศสามารถครอบคลุมการใช้งานในบ้าน WLAN และ WiMax เช่นเดียวกัน จากผลที่ได้มาจากการจำลองโครงสร้างของสายอากาศดังตารางที่ 5.2

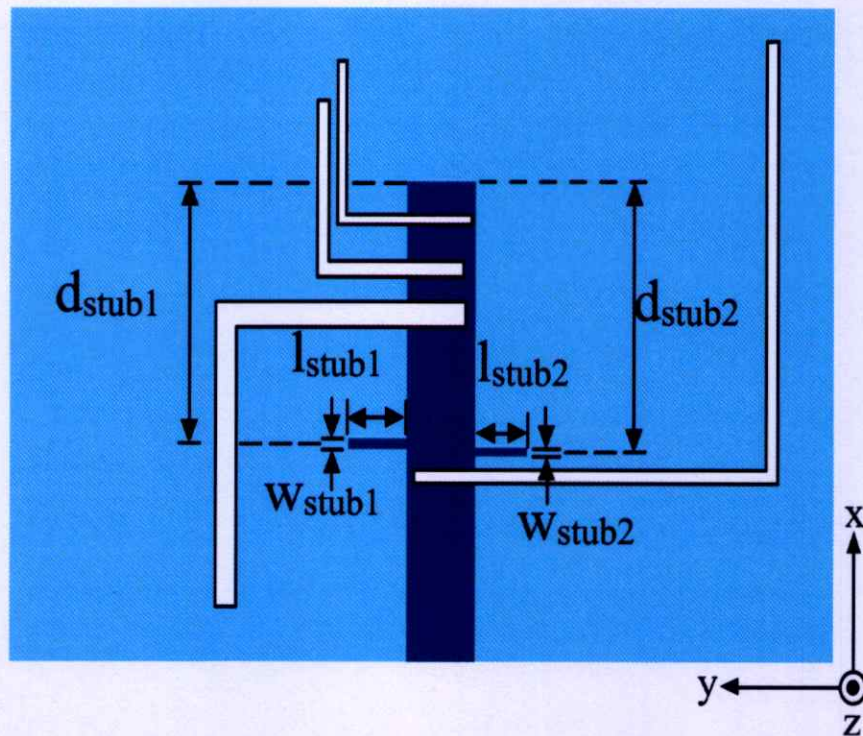
ตารางที่ 5.2 ขนาดของสายอากาศสี่ความถี่แบบที่ 2

พารามิเตอร์	A_n+B_n	S_n	Lm_n	r_n
ความถี่ที่ 1 (2.6 GHz)	47.4 มม. ($0.51 \lambda_g$)	3 มม. ($0.03 \lambda_g$)	14.9 มม. ($0.17 \lambda_g$)	1.6 มม.
ความถี่ที่ 2 (3.5 GHz)	34 มม. ($0.5 \lambda_g$)	1.5 มม. ($0.022 \lambda_g$)	7.8 มม. ($0.1 \lambda_g$)	1.5 มม.
ความถี่ที่ 3 (5.25 GHz)	22 มม. ($0.49 \lambda_g$)	0.5 มม. ($0.01 \lambda_g$)	4.9 มม. ($0.1 \lambda_g$)	2 มม.
ความถี่ที่ 4 (5.5 GHz)	20 มม. ($0.48 \lambda_g$)	0.9 มม. ($0.02 \lambda_g$)	2.3 มม. ($0.05 \lambda_g$)	3 มม.

5.2.3 สายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้น



รูปที่ 5.5 พารามิเตอร์ของสายอากาศสี่ความถี่กับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยว



รูปที่ 5.6 พารามิเตอร์ของสายอากาศสี่ความถี่กับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นคู่

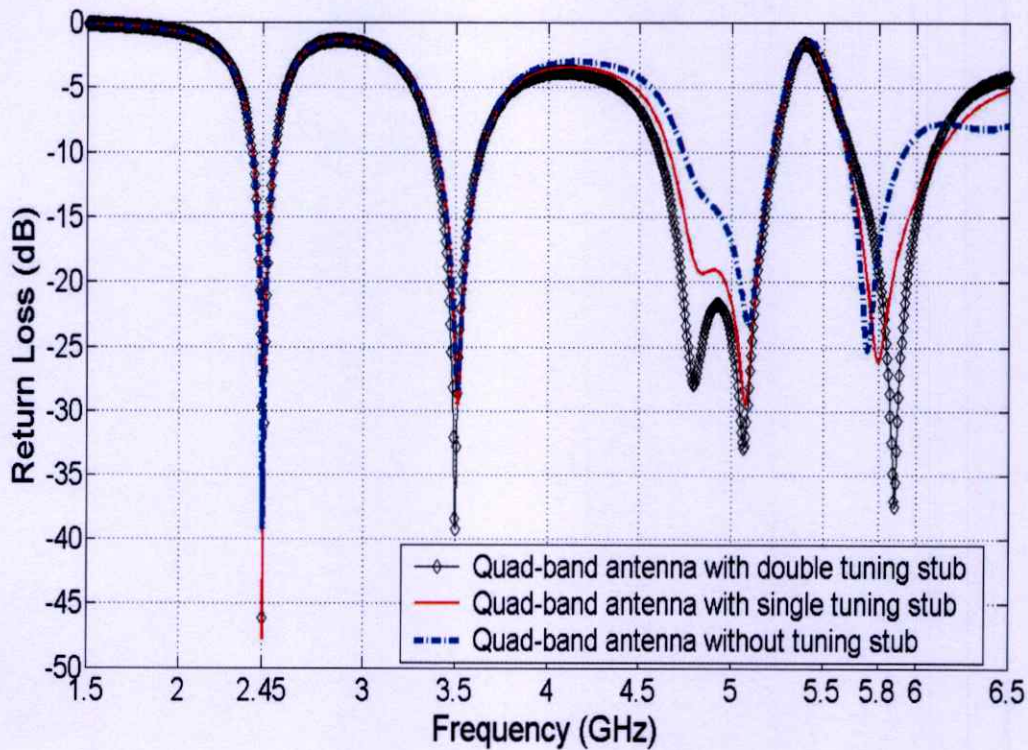
รูปที่ 5.5 และ 5.6 แสดงสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยวและตัวปรับแบบสายท่อนสั้นคู่ โดยมีพารามิเตอร์คือ

$d_{stub1,2}$ คือ ระยะห่างระหว่างกึ่งกลางของตัวปรับแบบสายท่อนสั้น 1 และ 2 กับปลายเปิดของสายส่งไมโครสตริป

$l_{stub1,2}$ คือ ความยาวของสายท่อนสั้น 1 และ 2

$W_{stub1,2}$ คือ ความกว้างของสายท่อนสั้น 1 และ 2

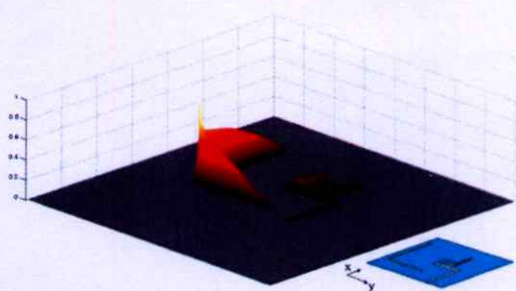
ในการปรับปรุงสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากให้มีแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีทุกความถี่ จะต้องทำการปรับปรุงให้มีการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดน้อยกว่า -30 dB นั้น จะเริ่มจากการออกแบบสายอากาศที่ต่อกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยวเป็นอันดับแรก ขั้นตอนต่อไปก็ทำการออกแบบสายอากาศที่ต่อกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นคู่ โดยในหัวข้อนี้จะทำการกำหนดพารามิเตอร์ของสายอากาศดังตารางที่ 5.1 เพื่อที่จะทำการปรับปรุงแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ณ ความถี่ 2.6 GHz 3.5GHz 5.25 GHz และ 5.5 GHz โดยผลการจำลองของการสูญเสียย้อนกลับที่ยังไม่ได้ปรับปรุงแมตซ์อิมพีแดนซ์จะแสดงดังรูป 4.16 ดังนั้นพารามิเตอร์ของตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยว คือ $d_{stub1} = 15.3$ มิลลิเมตร $l_{stub1} = 4.5$ มิลลิเมตร และ $W_{stub1} = 0.5$ มิลลิเมตร และตัวปรับแบบสายท่อนสั้นคู่นั้นจะทำการเพิ่มตัวปรับแบบสายท่อนสั้นอันที่สองเพิ่มเข้ามาทำให้มีพารามิเตอร์เพิ่ม คือ $d_{stub2} = 14.8$ มิลลิเมตร $l_{stub2} = 4.8$ มิลลิเมตร และ $W_{stub2} = 0.6$ มิลลิเมตร จากพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศดังที่กำหนดทำให้ได้การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศดังรูปที่ 5.7



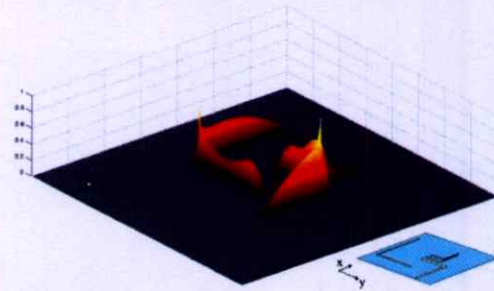
รูปที่ 5.7 การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยว สายอากาศกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นคู่และสายอากาศที่ไม่มีตัวปรับแบบสายท่อนสั้น

จากรูปที่ 5.7 จะเห็นได้ว่าสายอากาศกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยวจะมีการสูญเสียย้อนกลับประมาณ -47 dB, -29 dB, -29 dB และ -26 dB ที่ความถี่ไอแซนซ์ 2.45 GHz, 3.5 GHz, 5.07 GHz และ 5.8 GHz ตามลำดับ ซึ่งตั้งแต่ความถี่ที่ 2 ขึ้นไปนั้นยังมีค่าการสูญเสียย้อนกลับไม่ต่ำกว่า -30 dB สำหรับสายอากาศกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นคู่ นั้น มีการสูญเสียย้อนกลับประมาณ -46 dB, -39 dB, -32 dB และ -37 dB ที่ความถี่ไอแซนซ์ 2.45 GHz, 3.5 GHz, 5.07 GHz และ 5.88 GHz ตามลำดับ จากผลการจำลองจะเห็นได้ว่า สายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นคู่ นั้นจะมีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า -30 dB ทุกความถี่ ซึ่งการเพิ่มตัวปรับแบบสายท่อนสั้นในสายอากาศสี่ความถี่นี้ จะมีผลกระทบต่อค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ความถี่ 1 และความถี่ 2 โดยไม่มีการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ แต่ที่ความถี่ที่ 3 และ 4 จะทำให้แบนด์วิดท์เพิ่มมากขึ้น รวมทั้งความถี่ที่ 4 จะเลื่อนไปทางความถี่สูงขึ้นเล็กน้อย สำหรับคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นคู่จะแสดงดังตารางที่ 5.3 และสายอากาศนี้จะถูกนำไปสร้างสายอากาศต้นแบบ และทำการวัดทดสอบหาคุณลักษณะต่าง ๆ ต่อไป

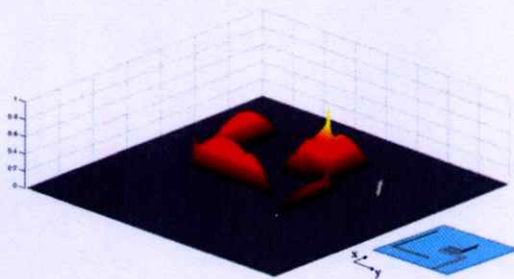
5.2.5 สนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก



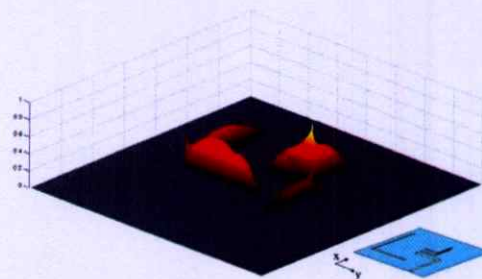
(ก) ความถี่ 2.45 GHz



(ข) ความถี่ 3.5 GHz

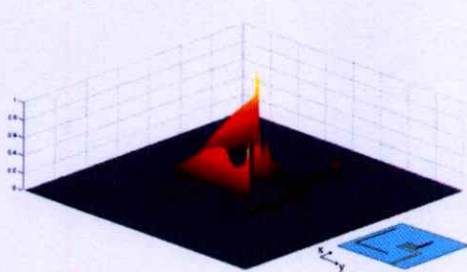


(ค) ความถี่ 5.07 GHz

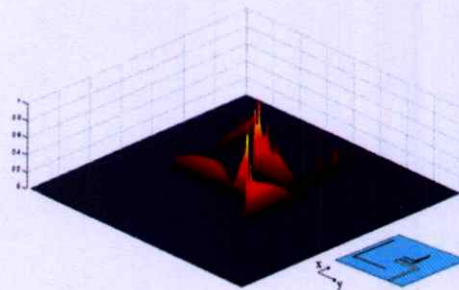


(ง) ความถี่ 5.88 GHz

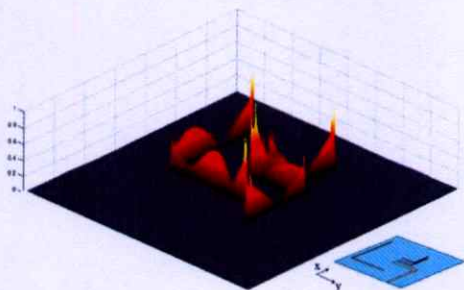
รูปที่ 5.10 ความเข้มสนามไฟฟ้าของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก



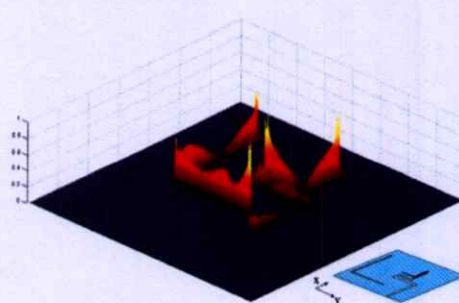
(ก) ความถี่ 2.45 GHz



(ข) ความถี่ 3.5 GHz



(ค) ความถี่ 5.07 GHz

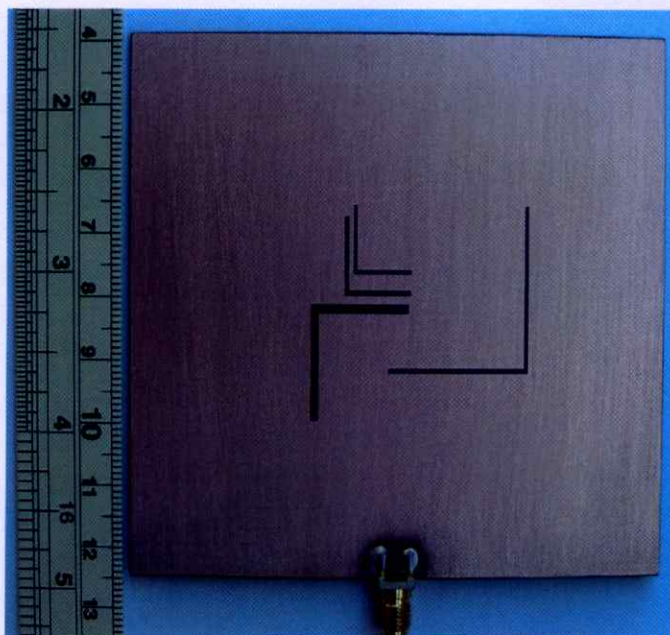


(ง) ความถี่ 5.88 GHz

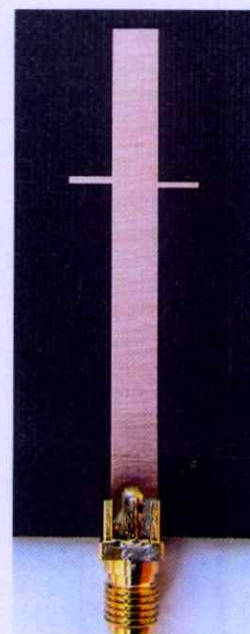
รูปที่ 5.11 ความเข้มสนามแม่เหล็กของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

รูปที่ 5.10 และ 5.11 แสดงความเข้มสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก จากรูป (ก) จะเห็นได้ว่าที่ความถี่ 2.45 GHz, 3.5 GHz, 5.07 GHz และ 5.88 GHz สนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีความเข้มมากที่สุดที่ช่องเปิดที่ 1 ช่องเปิดที่ 2 ช่องเปิดที่ 3 และ ช่องเปิดที่ 4 ตามลำดับ และการแพร่กระจายคลื่นจะมีลักษณะครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นสัมพันธ์ ($\lambda_g/2$) ของช่องเปิดแต่ละอัน ณ ความถี่เรโซแนนซ์ แต่ที่ความถี่สูงนั้นจะเห็นได้ว่าช่องเปิดของความถี่ต่ำนั้นก็จะเกิดการแพร่กระจายคลื่นเช่นเดียวกันแต่จะมีลักษณะในการแพร่กระจายคลื่นมากกว่าครึ่งความยาวคลื่นสัมพันธ์ของความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ ซึ่งผลกระทบนี้ทำให้เกิดสัญญาณแทรกข้ามระหว่างช่องเปิดแต่ละอันขึ้นและจะมีผลกับความถี่สูงมากกว่าความถี่ต่ำ

5.3 ผลการวัดทดสอบสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก



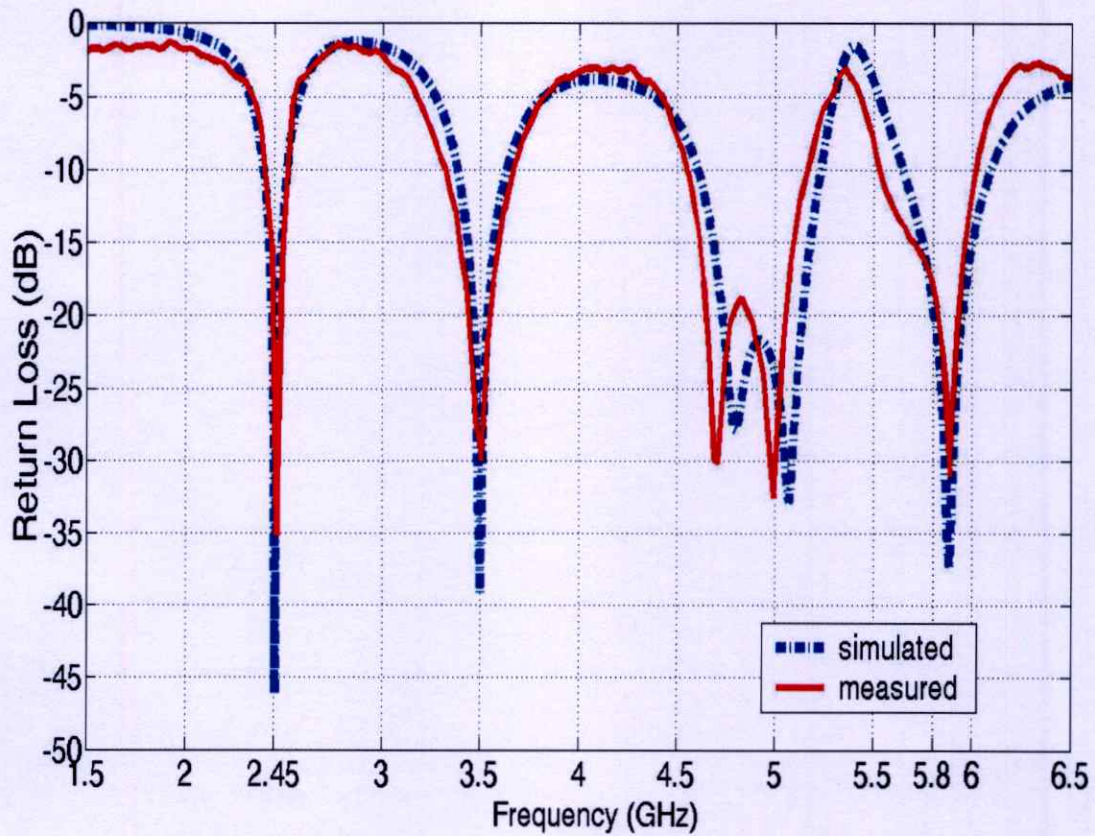
(ก) มุมมองด้านบน



(ข) มุมมองด้านหลัง

รูปที่ 5.12 โครงสร้างจริงของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่นำไปสร้างสายอากาศแสดงดังตารางที่ 5.1 และหัวข้อ 5.2.2 ในเรื่องการออกแบบสายอากาศที่ต่อกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นคู่ จากรูปที่ 5.12 แสดงโครงสร้างของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริปที่ต่อกับตัวปรับแบบสายท่อนสั้นคู่ โดยใช้วัสดุฐานรอง RT/duroid 5880 และขนาดของกราวด์ถูกออกแบบให้มีขนาดอนันต์ซึ่งมีขนาด ($W_g \times L_g$) ประมาณ 8 เซนติเมตร x 9 เซนติเมตร และผลวัดการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศที่แสดงดังรูป 5.12 จะถูกวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายรุ่น HP8720-C

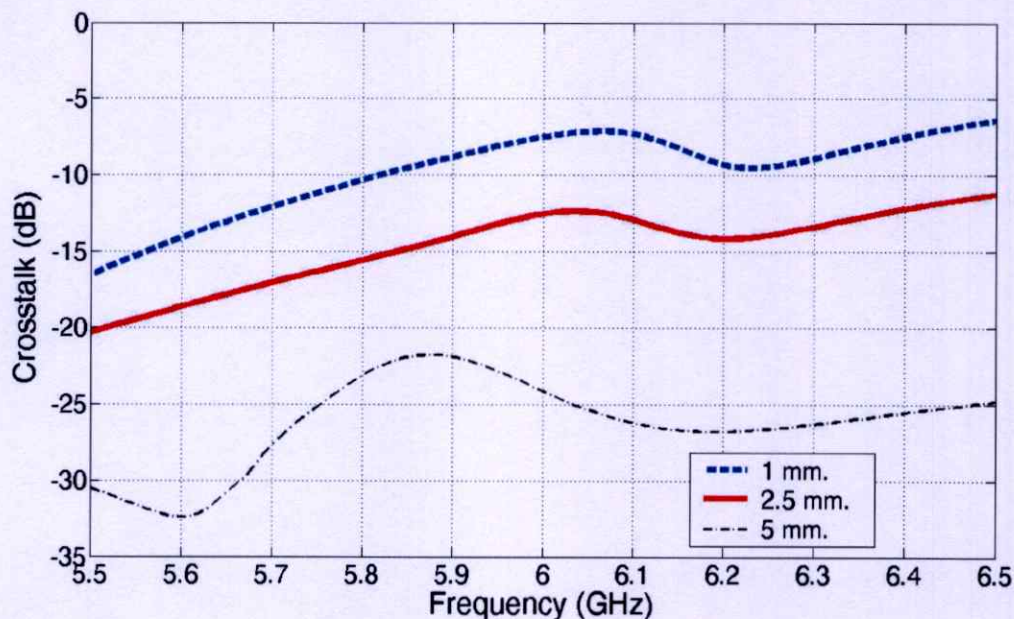


รูปที่ 5.13 การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการวัดและการจำลองของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

ตารางที่ 5.4 คุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศสี่ความถี่ที่ได้จากการวัดทดสอบ

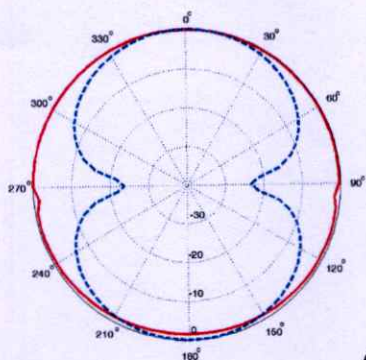
คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.46 GHz	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 3.5 GHz	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 4.9 GHz	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.88 GHz
การสูญเสียย้อนกลับ	-35 dB	-30 dB	-32 dB	-31 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	1.038 : 1	1.082 : 1	1.049 : 1	1.058 : 1
อิมพีแดนซ์ขาเข้า	48.15 - j1.02 โอห์ม	49.95 + j3.47 โอห์ม	47.34 - j1.02 โอห์ม	47.98 - j1.7 โอห์ม
แบนด์วิธ	2.4-2.5 GHz (100 MHz)	3.3-3.68 GHz (380 MHz)	4.54-5.17 GHz (630 MHz)	5.5-6 GHz (500 MHz)

จากรูปที่ 5.13 แสดงการเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการวัดและการจำลองของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก จากผลการวัดด้วยการทดสอบสายอากาศจากโครงสร้างจริงนั้นพิสูจน์ให้เห็นได้ว่ามีลักษณะใกล้เคียงกับผลการจำลองสายอากาศ ซึ่งผลการวัดที่ได้นั้นจะมีการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดน้อยกว่า -30 dB ทั้งสี่ความถี่ แต่ในย่านความถี่ 5 GHz นั้นผลที่ได้จากการวัดนั้นจะมีความถี่เลื่อนจากผลการจำลองไปเล็กน้อย โดยคุณลักษณะของสายอากาศที่วัดได้แสดงคังตารางที่ 5.4 ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศที่วัดได้นั้นจะมีแบนด์วิดท์ที่ครอบคลุมตามมาตรฐานของ WLAN และ WiMax

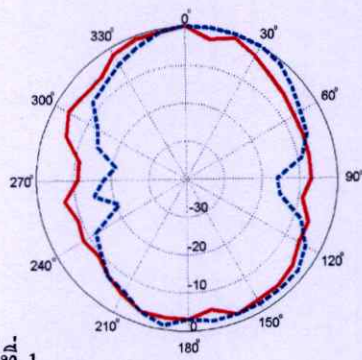


รูปที่ 5.14 สัญญาณแทรกข้ามที่ย่านความถี่สูงของสายอากาศสี่ความถี่

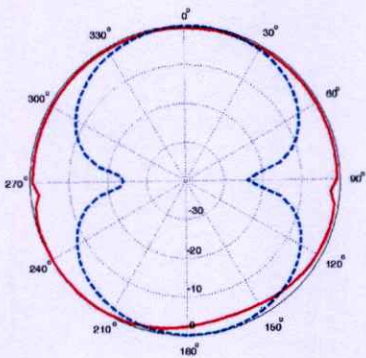
รูปที่ 5.15 และ รูปที่ 5.16 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศสี่ความถี่ในระนาบ xz (ระนาบ E) และระนาบ yz (ระนาบ H) โดยที่รูปด้านซ้ายจะแสดงถึงแบบจำลอง ส่วนรูปด้านขวาแสดงถึงผลที่ได้จากการวัดทดสอบ โดยรูป (ก), (ข), (ค) และ (ง) แสดงความถี่ที่ 1, 2, 3 และ 4 ตามลำดับ เช่นเดียวกับสายอากาศสามความถี่ จะเห็นได้ว่าผลที่ได้จากแบบจำลองมีความราบเรียบมากกว่าผลที่ได้จากการวัด เนื่องจากมีผลจากสภาพแวดล้อมของการทดสอบ รวมทั้งสายอากาศสามารถที่จะแผ่พลังงานได้ทั้งโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง (E_θ) และโพลาไรซ์แบบแนวนอน (E_ϕ) ทั้งสองระนาบ และสายอากาศแบบนี้มีการแผ่พลังงานสูงสุดที่มุม 0 องศา และ มุม 180 องศา ซึ่งเป็นมุมของช่องเปิดและมุมของสายส่งไมโครสตริป ตามลำดับ สำหรับอัตราขยายของสายอากาศที่ได้จากการวัด ณ ความถี่ 2.46 GHz เท่ากับ 2.8 dBi และ 3.5 GHz เท่ากับ 3.4 dBi โดยสองความถี่แรกจะเป็นโพลาไรซ์เชิงเส้นแบบเอียง - 45 องศา ส่วน ณ ความถี่ 4.9 GHz มีอัตราขยายเท่ากับ 5.3 dBi และ ความถี่ 5.88 GHz เท่ากับ 3.9 dBi ซึ่งสองความถี่หลังจะเป็นโพลาไรซ์เชิงเส้นแบบเอียง + 45 องศา



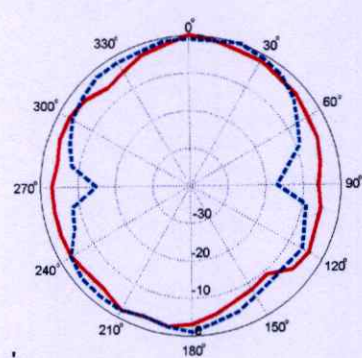
(ก) ความถี่ที่ 1



(ข) ความถี่ที่ 2



(ค) ความถี่ที่ 3



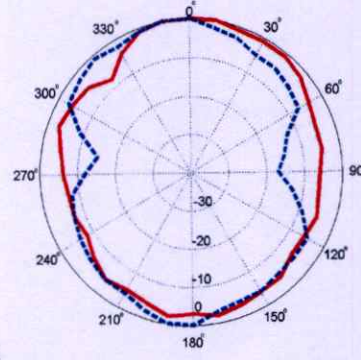
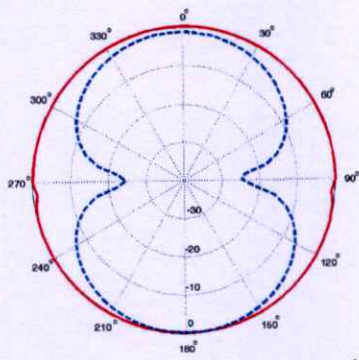
(ง) ความถี่ที่ 4

ผลการจำลอง

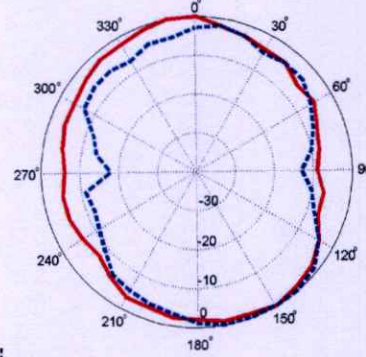
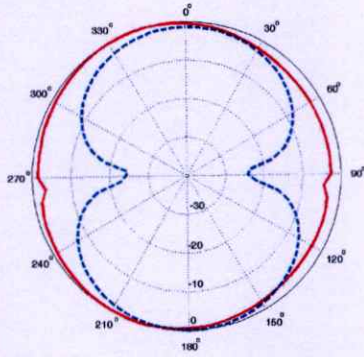
ผลการวัด

E_θ ———
 E_ϕ - - -

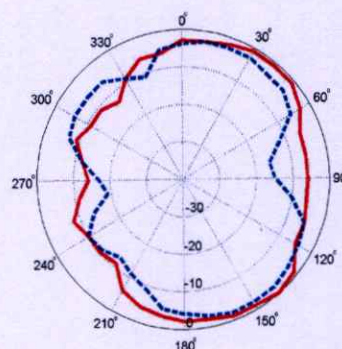
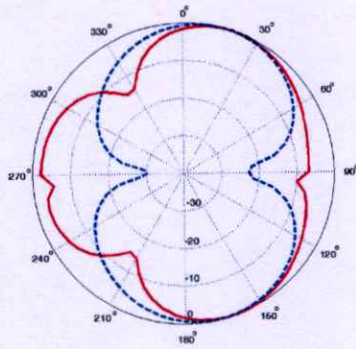
รูปที่ 5.15 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz (ระนาบ E)



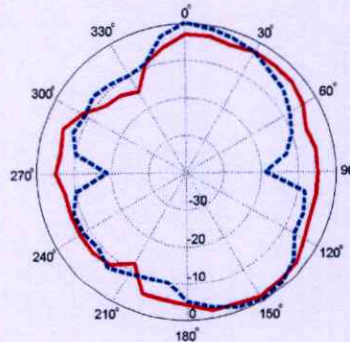
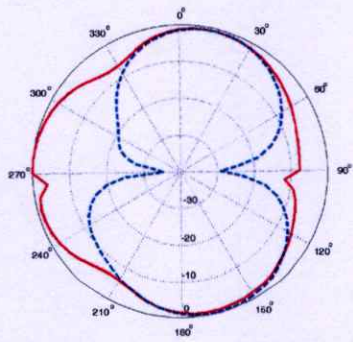
(ก) ความถี่ที่ 1



(ข) ความถี่ที่ 2



(ค) ความถี่ที่ 3



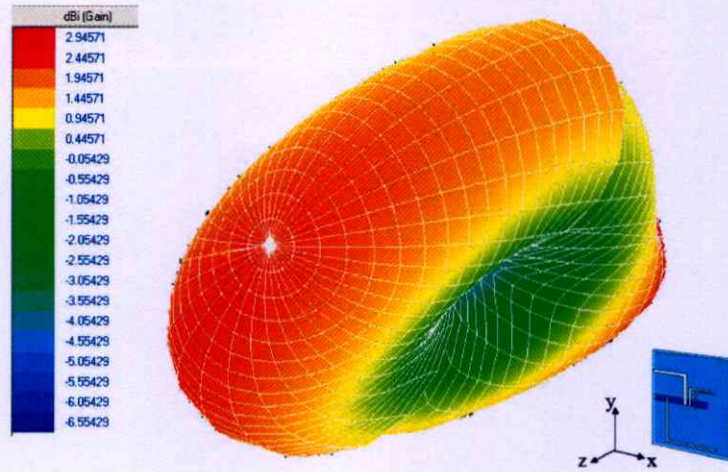
(ง) ความถี่ที่ 4

ผลการจำลอง

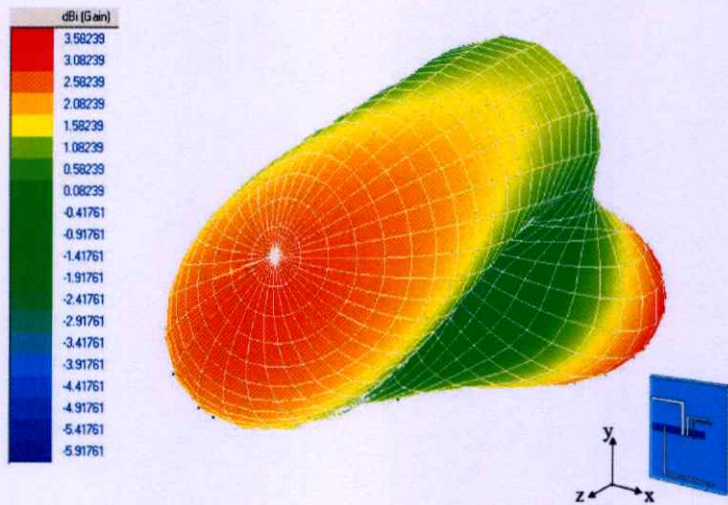
ผลการวัด

E_θ ———
 E_ϕ - - -

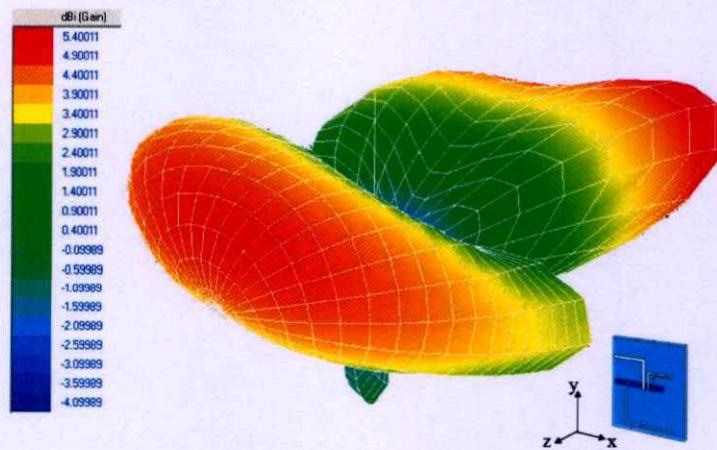
รูปที่ 5.16 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ yz (ระนาบ H)



(ก) ความถี่ที่ 1

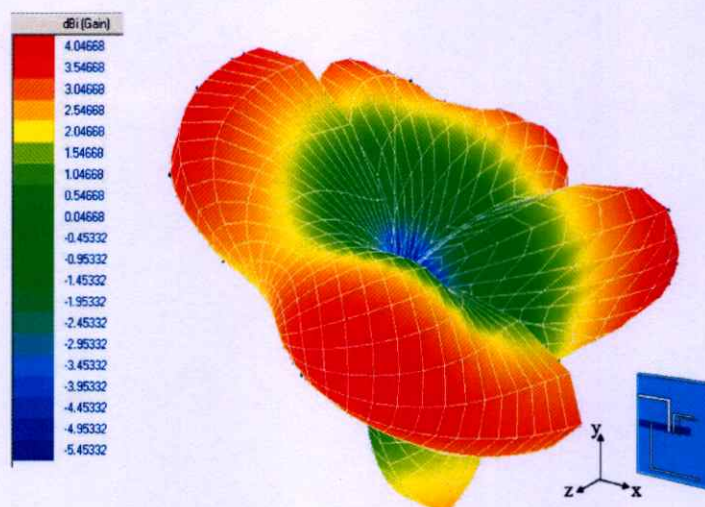


(ข) ความถี่ที่ 2



(ค) ความถี่ที่ 3

รูปที่ 5.17 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศแบบสามมิติ



(ข) ความถี่ที่ 4

รูปที่ 5.17 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศแบบสามมิติ (ต่อ)

รูปที่ 5.17 แสดงการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศสี่ความถี่แบบสามมิติ โดยการใช้โปรแกรม IE3D มาช่วยในการวิเคราะห์ รวมทั้งสายอากาศที่ความถี่ที่ 1 จะมีการแผ่พลังงานระยะไกลแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional) และจะมีความสมมาตรมากกว่าความถี่ที่ 2, 3 และ 4 เนื่องจากผลกระทบจากสัญญาณแทรกข้ามของช่องเปิดแต่ละอันมารบกวนกัน สำหรับอัตราขยายของสายอากาศที่ได้จากการจำลองที่ความถี่ 2.45 GHz, 3.5 GHz, 5.07 และ 5.8 GHz เท่ากับ 2.9 dBi, 3.5 dBi, 5.4 dBi และ 5 dBi ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าอัตราขยายของสายอากาศที่ลดลง ณ ความถี่ที่ 4 นั้นจะเกิดจากสัญญาณแทรกข้ามระหว่างช่องเปิดที่ 3 และช่องเปิดที่ 4 โดยผลการจำลองสัญญาณแทรกข้ามในช่วงความถี่ย่านสูงนั้นจะแสดงดังรูป 5.14 ซึ่งได้มาจากการวิเคราะห์ระยะห่างระหว่างช่องเปิดที่ 3 กับช่องเปิดที่ 4 คือ ถ้าระยะห่างระหว่างช่องเปิดมากขึ้นจะช่วยลดสัญญาณแทรกข้ามของสายอากาศได้แต่ก็จะเพิ่มขนาดของสายอากาศให้ใหญ่ขึ้น ดังนั้นในการสายอากาศสี่ความถี่นี้จะกำหนดให้มีระยะห่างระหว่างช่องเปิดที่ 3 กับช่องเปิดที่ 4 ประมาณ 2.5 มิลลิเมตร ($0.066 \lambda_{g4}$) ซึ่งระยะระหว่างช่องเปิดที่ 3 และช่องเปิดที่ 4 จะมีสัญญาณแทรกข้ามอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ในการออกแบบสายอากาศสี่ความถี่

5.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป ซึ่งสายอากาศสี่ความถี่จะมีช่องเปิด 4 ช่องเปิด นอกจากนี้ในการปรับปรุงแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศสี่ความถี่จะถูกนำเสนอ โดยการนำตัวปรับแบบสายท่อนสั้นเดี่ยวและสายท่อนสั้นคู่

มาประยุกต์ใช้ ซึ่งสายอากาศที่นำเสนอ นั้นยังได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการและมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมกับย่านความถี่ 2.45, 3.5, 5 และ 5.8 GHz ตามมาตรฐาน WLAN และ WiMax รวมทั้งสายอากาศที่ความถี่ที่ 1 จะมีการแผ่พลังงานระยะไกลแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional) และจะมีความสมมาตรมากกว่าความถี่ที่ 2, 3 และ 4 เนื่องจากผลกระทบจากสัญญาณแทรกข้ามของช่องเปิดแต่ละอันมารบกวนกัน รวมทั้งสายอากาศมีโพลาไรซ์เชิงเส้นแบบเอียง +/- 45 องศา และอัตราขยายของสายอากาศที่ยอมรับได้ จากผลการวัดด้วยการทดสอบสายอากาศจากโครงสร้างจริงนั้นพิสูจน์ให้เห็นได้ว่ามีลักษณะใกล้เคียงกับการจำลอง

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอสายอากาศหลายความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป โดยสายอากาศหลายความถี่ที่นำเสนอจะประกอบไปด้วยสายอากาศสามความถี่และสี่ความถี่ สำหรับโครงสร้างของสายอากาศแบบนี้จะมีการออกแบบที่ง่าย ไม่ซับซ้อน รวมทั้งสายอากาศจะถูกออกแบบให้มีช่องเปิดที่มีขนาดและตำแหน่งในการจัดวางที่ต่างกันวางอยู่บนระนาบกราวนด์เดียวกันกับวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880 ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก 2.2 และมีความหนา 1.575 มิลลิเมตร ซึ่งสายอากาศสามความถี่จะมีช่องเปิด 3 ช่องเปิด เช่นเดียวกับสายอากาศสี่ความถี่จะมี 4 ช่องเปิด โดยหลักในการออกแบบสายอากาศนี้มีข้อดี คือ ช่องเปิดมุมฉากแต่ละอันสามารถที่จะผลิตย่านความถี่ที่ต้องการได้อิสระจากกัน ทั้งยังได้คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่ดี เช่น แมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี มีโพลาไรซ์เชิงเส้นแบบเอียง ± 45 องศา มีแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลแบบรอบทิศทาง และมีอัตราขยายที่ยอมรับได้ (≥ 2 dBi) เป็นต้น แต่สายอากาศแบบนี้จะเกิดสัญญาณแทรกข้าม (Crosstalk) ของช่องเปิดแต่ละอันขึ้นทำให้เกิดผลกระทบกับคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ ความถี่ต่าง ๆ ซึ่งเกิดขึ้นตามลักษณะของการจัดวางช่องเปิดของสายอากาศ นอกจากนี้ในการปรับปรุงแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศหลายความถี่จะถูกนำเสนอโดยการนำตัวปรับสายท่อนสั้น (Tuning Stub) มาประยุกต์ใช้กับสายส่งไมโครสตริป โดยสายอากาศสามความถี่ต่อกับตัวปรับสายท่อนสั้นเดี่ยว และสายอากาศสี่ความถี่ต่อกับตัวปรับสายท่อนสั้นคู่ เพื่อให้การสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า -30 dB ตลอดย่านความถี่เรโซแนนซ์ ซึ่งสายอากาศที่นำเสนอนั้นยังได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการและมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมกับย่านความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน WLAN และ WiMax จากผลการวัดด้วยการทดสอบสายอากาศจากการทดสอบจากโครงสร้างจริงนั้นพิสูจน์ให้เห็นได้ว่ามีลักษณะคล้ายกับการจำลองสายอากาศโดยใช้หลักการของวิธี FDTD

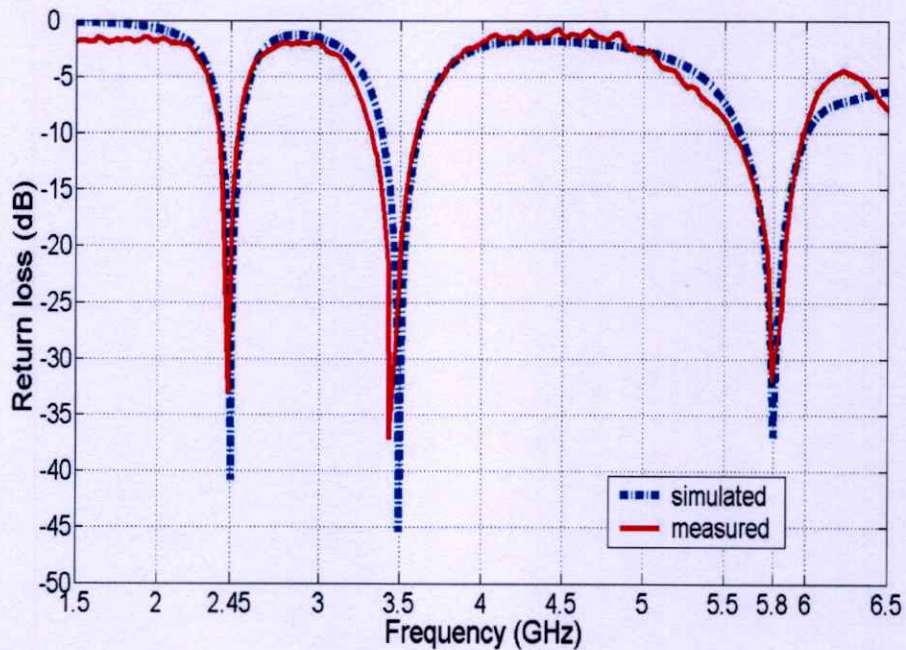
6.1 สรุปผลการออกแบบและวิเคราะห์

สำหรับการออกแบบสายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้เน้นการออกแบบเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สายในย่านความถี่ 2 GHz ถึง 6 GHz พารามิเตอร์ที่เป็นตัวกำหนดให้ได้มาซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ (f) ที่ต้องการ คือ ความยาวรวมของ $A+B$ โดยจะต้องออกแบบให้ความยาวประมาณ $0.5 \lambda_g$ ของความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ รวมทั้งกำหนดให้ขนาดความยาวของ $A = B$ เช่นกัน โดยที่พารามิเตอร์ A และ B จะสอดคล้องกับสมการในการออกแบบหาความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศดังสมการที่ (6.1)

$$f_r = \frac{0.5c}{(A+B)\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (6.1)$$

ตารางที่ 6.1 พารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่ความถี่ต่าง ๆ

ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	ความกว้าง S (λ_g)	ระยะ r (mm.)	ระยะ Lm (λ_g)
2.4-2.4835	0.008-0.012	2-3	0.2 – 0.4
2.5-2.7	0.2-0.35	2-4.5	
3.4-3.6	0.02-0.025	1.5-2.5	0.1 – 0.2
4.9-5.1	0.005-0.02	2-3	
5.15-5.35	0.01-0.025	0.5-2.5	
5.47-5.725	0.025-0.03	1.5-3.5	0.05 – 0.1
5.7-5.9	0.005-0.025	1-4	



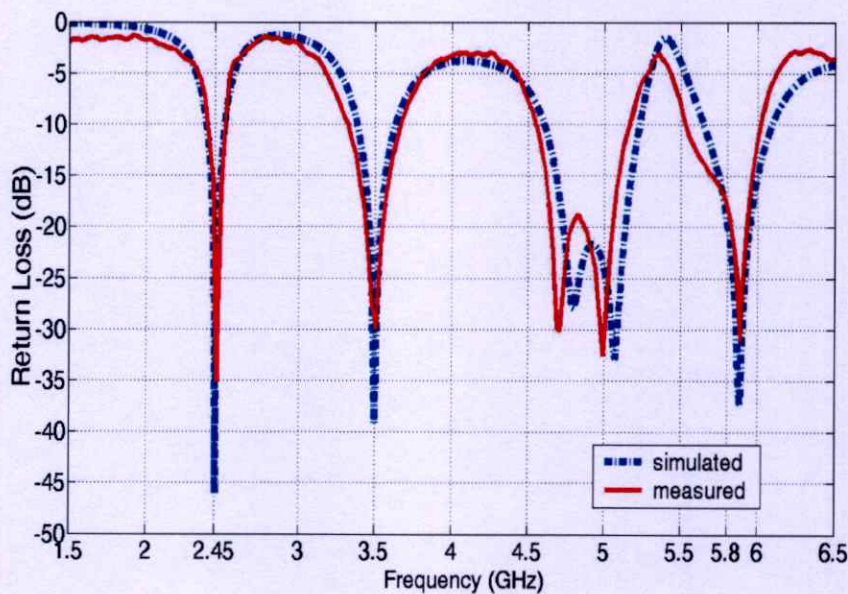
รูปที่ 6.1 การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการวัดและการจำลองของสายอากาศสามความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

จากตารางที่ 6.1 เป็นการประมาณค่าเริ่มต้นในการหาความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก ซึ่งสามารถทำให้การออกแบบสายอากาศง่ายยิ่งขึ้น สำหรับพารามิเตอร์ต่าง ๆ เหล่านี้ได้นำค่าที่เหมาะสมมาจากการวิเคราะห์และจำลองด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดใน

โดเมนเวลา (FDTD) ในการศึกษานี้จะกำหนดให้ช่องเปิดมุมฉาก ถูกออกแบบให้อยู่บนระนาบกราวด์ที่มีขนาดอนันต์

จากรูปที่ 6.1 และ 6.2 แสดงการเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการวัดและการจำลองของสายอากาศสามความถี่ และสี่ความถี่ จากผลการวัดด้วยการทดสอบสายอากาศจากโครงสร้างจริงนั้นพิสูจน์ให้เห็นได้ว่ามีลักษณะใกล้เคียงกับผลการจำลองสายอากาศโดยใช้หลักการของวิธี FDTD โดยที่ผลการวัดของทั้งสองรูปจะมีการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดมีค่าน้อยกว่า -30 dB และมีแบนด์วิดท์ที่ครอบคลุมย่านความถี่ WLAN และ WiMax

สำหรับการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศหลายความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากจะมีลักษณะในการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง รวมทั้งสายอากาศสามารถที่จะแผ่พลังงานได้ทั้งโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง (E_θ) และโพลาไรซ์แบบแนวนอน (E_ϕ) ทั้งระนาบ E และระนาบ H สายอากาศแบบนี้มีการแผ่พลังงานสูงสุดที่มุม 0 องศา และ มุม 180 องศา ซึ่งเป็นมุมของช่องเปิดและมุมของสายส่งไมโครสตริป ตามลำดับ และมีโพลาไรซ์เชิงเส้นแบบเอียง ± 45 องศา รวมทั้งมีอัตราขยายในแต่ละความถี่ที่เหมาะสมสำหรับนำไปประยุกต์ใช้ในระบบการสื่อสารไร้สาย แต่สายอากาศแบบนี้จะเกิดผลกระทบจากสัญญาณแทรกข้ามระหว่างช่องเปิด โดยจะมีผลกระทบต่อความถี่สูงมากกว่าความถี่ต่ำ



รูปที่ 6.2 การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการวัดและการจำลองของสายอากาศสี่ความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

จากการนำเสนอสายอากาศหลายความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริปในวิทยานีพอนนี้ สามารถนำไปประยุกต์สำหรับการออกแบบสายอากาศหลายความถี่ที่มีความถี่ 5 ความถี่ หรือมากกว่าได้ และยังสามารถนำไปออกแบบสายอากาศหลายความถี่สองโพลาริซได้เช่นเดียวกัน รวมทั้งพัฒนาสายอากาศโดยการลดการเกิดสัญญาณแทรกข้าม (Crosstalk) ของช่องเปิดแต่ละอันขึ้น จะทำให้คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น

บรรณานุกรม

- [1] C. T. P. Song, P. S. Hall, and H. G. Shiraz, "Perturbed - Sierpinski Multiband Fractal Antenna With Improved Feeding Technique," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.51, no. 5, pp. 1011-1017, May 2003.
- [2] A. Patnaik, D. Anagnostou, C. G. Christodoulou, and J.C. Lyke, "Neurocomputational Analysis of a Multiband Reconfigurable Planar Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no.11, pp. 3453-3458, Nov. 2005.
- [3] J. Anguera, E. M. Ortigosa, C. Puente, C. Borja, and J. Sole, "Broad-Band Triple-Frequency Microstrip Patch Radiator Combining a Dual-Band Modified Sierpinski Fractal and a Monoband Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no.11, pp. 3367-3373, Nov. 2006.
- [4] D. M. Nashaat, H. A. Elsadek, and H. Ghali, "Single Feed Compact Quad-Band PIFA Antenna for Wireless Communication Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no.8, pp. 2631- 2635, Aug. 2005.
- [5] M. M. Vázquez, O. Litschke, M. Geissler, D. Heberling, A. M. Gorzález, and D. S. Hernández, " Integrated Planar Multiband Antennas for Personal Communication Handsets," *IEEE Trans Antennas Propag.*, vol. 54, no. 2, pp. 384-391, Feb. 2006.
- [6] A. C. K. Mak, C. R. Rowell, R. D. Murch, and C.L. Mak, "Reconfigurable Multiband Antenna Designs for Wireless Communication Devices," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 7, pp. 1919-1928, Jul. 2007.
- [7] M. Tzortzakakis and R. J. Langley, "Quad-Band Internal Mobile Phone Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 7, pp. 2097-2103, Jul. 2007.
- [8] C. I. Lin and K. L. Wong, "Printed Monopole Slot Antenna for Internal Multiband Mobile Phone Antenna", *IEEE Trans. Antennas. Propag.*, vol. 55, no. 12, pp. 3690-3697, Dec. 2007.
- [9] H. Tehrani and K. Chang, "Multifrequency Operation of Microstrip-Fed Slot-Ring Antennas on Thin Low-Dielectric Permittivity Substrates," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 50, no. 9, pp. 1299-1308, Sep. 2002.
- [10] W. C. Liu, "Design of a Multiband CPW-fed Monopole Antenna using a Particle Swarm Optimization Approach," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 10, pp. 3273-3279, Oct. 2005.

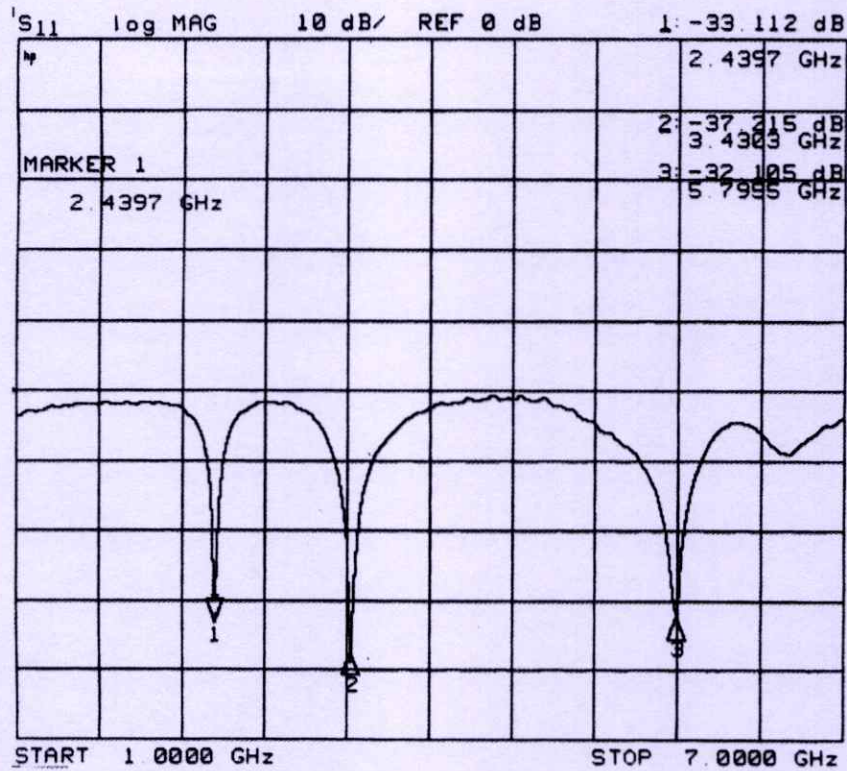
- [11] S. B. Chen, Y. C. Jiao, W. Wang, and F. S. Zhang, "Modified T-Shape Planar Monopole Antennas for Multiband Operation," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques.*, vol. 54, no. 8, pp. 3267-3270, Aug. 2006.
- [12] Allen Taflove, *Computational Electrodynamics The Finite – Differential Time Domain Method*, Artech House, London, 1995
- [13] Allen Taflove, *Advances in Computational Electrodynamics The Finite – Differential Time Domain Method*, Artech House, London, 1998
- [14] K. S. Kunz, and R. J. Luebbers, *The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*, CRC Press, USA, 1993
- [15] Y. Yoshimura, "A Microstrip Line Slot Antenna," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques.*, vol. MTT-20, pp. 760-762, 1972.
- [16] D. M. Pozar, "Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-46, pp. 1439-1446, 1996.
- [17] B. N. Das, and K. K. Joshi, "Impedance of a Radiating Slot in the Ground Plane of a Microstrip Line," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-30, pp. 922-926, 1982.
- [18] ไพฑูรย์ รักเหลือ. "การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยวิธี FDTD." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2546.
- [19] กฤตพล นาคเจริญ. "การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2547.
- [20] P. Rakluea, N. Anantrasirichai, K. Janchitrapongveg, and T. Wakabayashi, "Analysis of Right Angle Microstrip Slot Antenna," *Tencon 2005*, Melbourne, Australia, November 21-24, 2005.
- [21] P. Rakluea, V. Pirajnanchai, N. Anantrasirichai, K. Janchitrapongveg, and T. Wakabayashi, "Characteristics of Right Angle Microstrip Slot Antenna For Dual Frequency," *ISPACS 2005*, Hongkong, China, December 13-16, 2005.
- [22] P. Rakluea, J. Nakasuwan, N. Anantrasirichai, K. Janchitrapongveg, and T. Wakabayashi, "Right Angle Microstrip Slot Antenna for X-band," *ECTI-CON 2006*, Ubon Ratchathani, Thailand, May 10-13, 2006.
- [23] S. K. Sharma, L. Shafai, and N. Jacob, "Investigation of Wide-Band Microstrip Slot Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 3, pp. 865-872, Mar. 2004.

- [24] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, London, Artech House Inc, 2001.
- [25] Y. Qian and T. Itoh, *FDTD Analysis and Design of Micro-wave Circuits and Antennas*, Tokyo, Realize Inc, 1999.
- [26] D. M. Sullivan, *Electromagnetic Simulation using the FD-TD Method*, New York, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2000.
- [27] P. Rakluea, N. Anantrasirichai, K. Janchitrapongveg, and T. Wakabayashi, "Multiband Microstrip-Fed Right Angle Slot Antenna Design for Wireless Communication Systems," *ETRI Journal.*, vol.31, no. 3, pp. 271-281, June 2009.
- [28] H. G. Akhavan and D. M. Syahkal, "A Simple Technique for Evaluation of Input Impedance of Microstrip-Fed Slot Antennas," in *Proc. 9th Int. Antennas Propag. Conf.*, vol. 1, pp. 265-268, Apr. 1995.
- [29] H. Kim and Y. J. Yoon, "Microstrip-Fed Slot Antennas with Suppressed Harmonics," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 9, pp. 2809-2817, Sep. 2005.
- [30] C. Caloz, H. Okabe, T. Iwai, and T. Itoh, "A Simple and Accurate Model for Microstrip Structures with Slot Ground Plane," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters.*, vol. 14, no. 4, pp. 133-135, Apr. 2004.

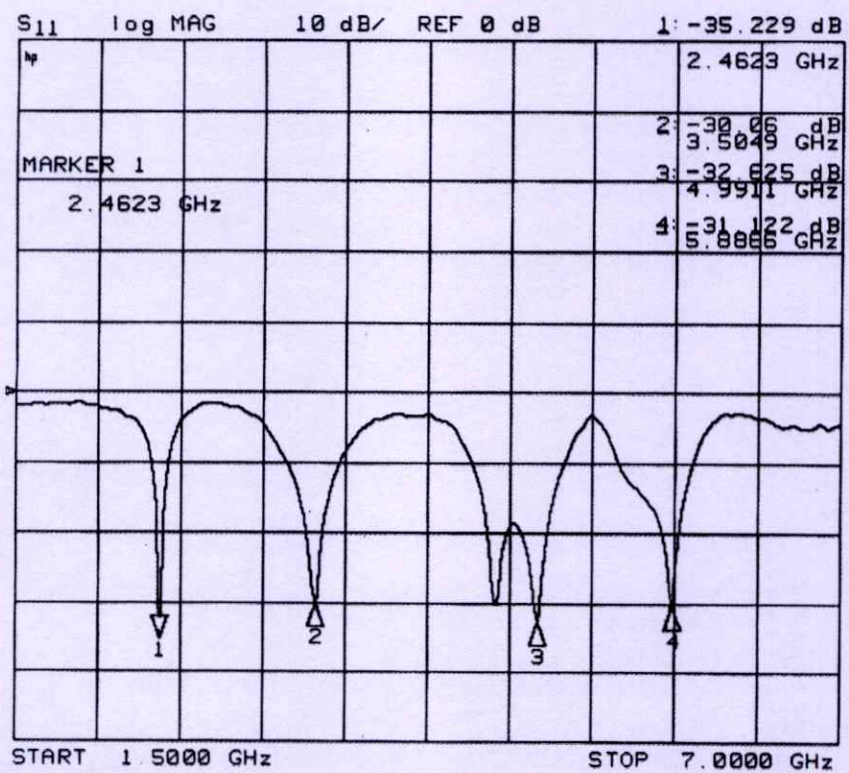
ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

**ผลการวัดการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศหลายความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่
กระตุ้นด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป**



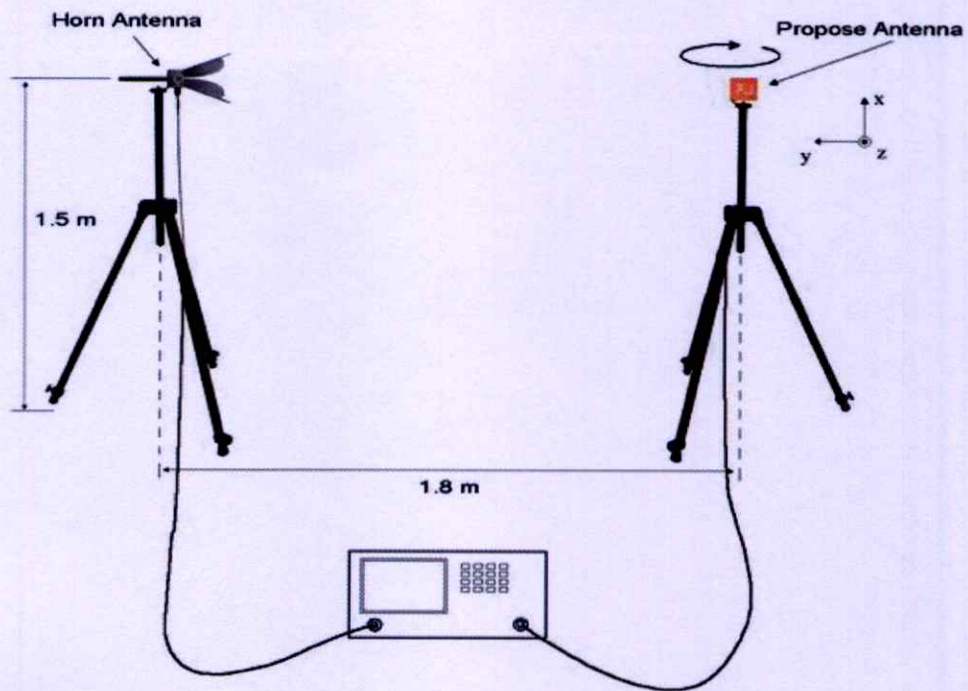
รูปที่ ก.1 การสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการวัดสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากสามความถี่



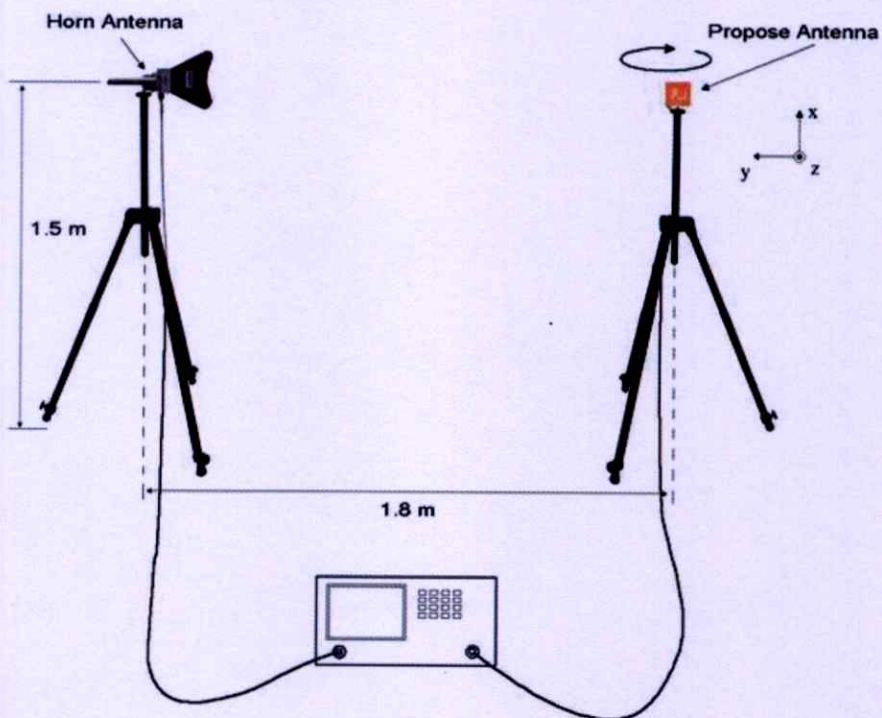
รูปที่ ก.2 การสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการวัดสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากสี่ความถี่

ภาคผนวก ข.

**การทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศหลายความถี่แบบช่องเปิด
มุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป**



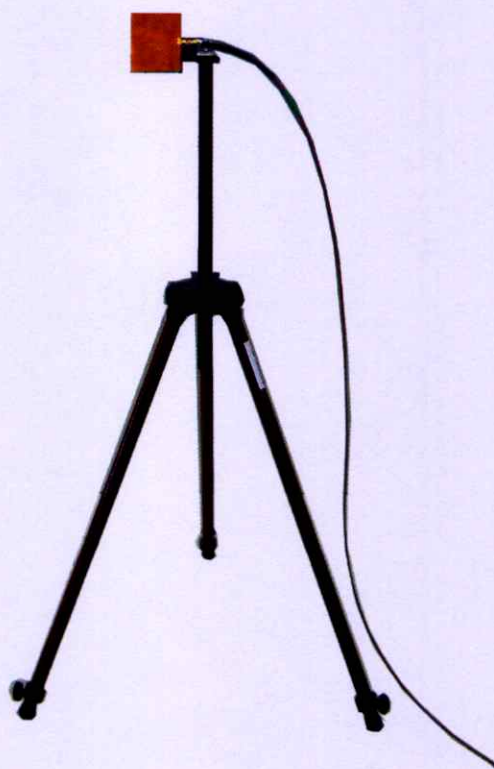
รูปที่ ข.1 การทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศที่มี
โพลาริซแบบแนวตั้ง (E_{θ})



รูปที่ ข.2 การทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศที่มี
โพลาริซแบบแนวนอน (E_{θ})



รูปที่ ข.3 การทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในระนาบ xz (ระนาบ E)



รูปที่ ข.3 การทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในระนาบ yz (ระนาบ H)

ภาคผนวก ค.
บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] P. Rakluea, V. Pirajnanchai, N. Anantrasirichai, K. Janchitrapongveg, and T. Wakabayashi, "Characteristics of Right Angle Microstrip Slot Antenna For Dual Frequency," *ISPACS 2005*, Hongkong, China, December 13-16, 2005.
- [2] P. Rakluea, J. Nakasuwan, N. Anantrasirichai, K. Janchitrapongveg, and T. Wakabayashi, "Right Angle Microstrip Slot Antenna for X-band," *ECTI-CON 2006*, Ubon Ratchathani, Thailand, May 10-13, 2006.
- [3] P. Rakluea, N. Anantrasirichai, K. Janchitrapongveg, and T. Wakabayashi, "Multiband Microstrip-Fed Right Angle Slot Antenna Design for Wireless Communication Systems," *ETRI Journal.*, vol.31, no. 3, pp. 271-281, June 2009.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายไพฑูรย์ รักเหลือ
วัน เดือน ปีเกิด	7 กันยายน พ.ศ. 2521
ที่อยู่	39/44 หมู่ 10 ซอยศาลเจ้าพ่อเขาเขียว ถนนบางกรวย-ไทรน้อย ตำบลบางเลน อำเภอบางใหญ่ จังหวัดนนทบุรี 11140
ประวัติการศึกษา	
ปริญญาตรี	อศ.บ. (เกียรตินิยม) สาขาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้า คุณทหารลาดกระบัง พ.ศ. 2543
ปริญญาโท	วศ. ม. สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ. 2546
ประสบการณ์การทำงาน	รับราชการตั้งแต่วันที่ 1 กันยายน พ.ศ. 2546 ตำแหน่งอาจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี