

การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า
ด้วยวิธี FDTD สำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย

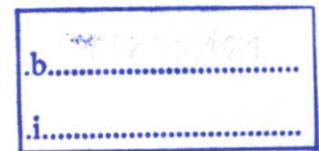
DESIGN OF RECTANGULAR SLOT LOOP ANTENNA USING
FDTD METHOD FOR WLAN APPLICATION



สุทธิพงศ์ ชนูดหอม

SUTTIPONG CHANOODHORM

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 63456
วัน,เดือน,ปี..... 28 ส.ค. 2549



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2254-1

**DESIGN OF RECTANGULAR SLOT LOOP ANTENNA USING
FDTD METHOD FOR WLAN APPLICATION**

SUTTIPONG CHANOODHORM

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

2006

ISBN 974-15-2254-1

COPYRIGHT 2006

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า ด้วยวิธี FDTD สำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย
นักศึกษา	นาย สุทธิพงษ์ ชนุดหอม
รหัสนักศึกษา	47061109
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ	2549
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการศึกษาและออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่ป้อนสัญญาณโดยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อให้มีคุณสมบัติเรโซแนนซ์ที่สองย่านความถี่ คือ ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz สำหรับใช้กับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) โดยสายส่งสัญญาณไมโครสตริปที่ใช้ในการป้อนสัญญาณให้กับช่องเปิดมีรูปแบบการต่อแบบเปิดวงจร สายอากาศที่นำเสนอนี้ใช้วิธีการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD และ IE3D เพื่อทำการศึกษาผลกระทบที่มีต่อค่าคุณลักษณะด้วยการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของสายอากาศ คือ การปรับเปลี่ยนความกว้างของช่องเปิด และตำแหน่งปลายสุดของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป และนำข้อมูลที่ได้นั้นมาทำการออกแบบสายอากาศ 2 ความถี่ และทำการทดสอบ ซึ่งผลที่ได้จากการทดสอบและจำลองมีผลของค่าความถี่และแบนด์วิดท์ที่ได้นั้นครอบคลุมขนาดแบนด์วิดท์ที่ต้องการตามมาตรฐานของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย คือ IEEE 802.11 b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11 a (5.150-5.350 GHz) โดยมีแบบรูปการแผ่ของสนามระยะไกลเป็นแบบ 2 ทิศทาง

Thesis Title	Design of Rectangular Slot Loop Antenna using FDTD Method for WLAN Application
Student	Mr. Suttipong Chanoodhorm
Student ID.	47061109
Degree	Master of Engineering
Programme	Information Engineering
Year	2006
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Noppin Anantrasirichai

ABSTRACT

This thesis presents the study and design of rectangular slot loop antenna fed by microstrip line for 2.4 GHz and 5.2 GHz Wireless Local Area Network (WLAN). The feed configuration is opened-circuit microstrip. This antenna is analyzed by using Finite Difference Time Domain (FDTD) method and IE3D method. The effect cause by vary the width of slot and the position at the end of microstrip line are studied, and use this result to design the dual-band antenna. The fabricated and simulated results can be obtained impedance bandwidth for two operating bands can cover the required bandwidths of IEEE 802.11 b/g (2.4-2.4835 GHz) and IEEE 802.11 a (5.150-5.350 GHz) WLAN standard. The far-field radiation patterns of two resonance frequencies are broadside and bi-directional.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาจากท่านอาจารย์ที่ปรึกษา รศ. นภพินท์ อนันตรศิริรัชย์ ที่คอยให้ความช่วยเหลือคำชี้แนะในการแก้ปัญหา ตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ รศ. ดร. กนก เจริญพงษ์เวช ประธานกรรมการ และกรรมการสอบหัวข้อวิทยานิพนธ์ทุกท่านที่ได้กรุณาให้คำแนะนำ ตลอดจนข้อชี้แนะจนในที่สุดวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงลงได้

ขอขอบคุณ เปรม แควงรัตนวงศ์ จาก Wireless Communication Laboratory ที่ช่วยให้คำปรึกษา และข้อชี้แนะต่าง ๆ ในการออกแบบและสร้างสายอากาศ รวมทั้งการทดสอบสายอากาศ

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ให้ความอนุเคราะห์โปรแกรม IE3D ซึ่งนำมาใช้ในการจำลองสายอากาศในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

สำหรับคุณงามความดีใดอันเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดาและมารดาซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ทุกท่านที่ช่วยประสิทธิ์ประสาทความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า

สุทธิพงษ์ ชนุดหอม

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตของการศึกษา.....	2
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสายอากาศ.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 การแพร่กระจายสัญญาณจากสายอากาศ.....	4
2.3 การเกิดฮาร์โมนิก.....	7
2.4 ความยาวทางไฟฟ้า.....	7
2.5 ชนิดของสายอากาศ.....	7
2.5.1 สายอากาศแบบเส้นลวด.....	7
2.5.2 สายอากาศแบบช่องเปิด.....	8
2.5.3 สายอากาศแบบไมโครสตริป.....	9
2.5.4 สายอากาศแบบแถวลำดับ.....	9
2.5.5 สายอากาศแบบสะท้อนคลื่น.....	10
2.5.6 สายอากาศแบบเลนส์.....	11
2.6 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ.....	12
2.6.1 แบบรูปแบบไอโซโทรปิก ไดรেকชันแนล และออมนิไดเรกชันแนล.....	13
2.6.2 แบบรูปหลัก.....	13

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.6.3 ลำคลื่นของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น.....	14
2.6.4 บริเวณต่าง ๆ ของสนามจากสายอากาศ.....	16
2.7 ฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิทท์.....	17
2.8 เกน.....	17
2.9 แบนด์วิทท์.....	19
2.10 ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป.....	20
2.10.1 แผ่นตัวนำ.....	20
2.10.2 ชั้นวัสดุฐานรอง.....	21
2.10.3 ระบายกราวด์.....	22
2.10.4 ระบบป้อนกำลัง.....	22
2.11 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด.....	24
2.11.1 การแพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศช่องเปิด.....	24
2.11.2 รูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศช่องเปิด.....	25
2.11.3 สายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริป.....	26
2.11.4 วงจรสมมูลของสายอากาศช่องเปิดป้อนด้วยไมโครสตริปแบบเปิดวงจร.....	27
2.12 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	28
2.12.1 โครงสร้างพื้นฐานของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป.....	28
2.12.2 การส่งผ่านคลื่นในสายส่งไมโครสตริป.....	28
2.12.3 การปิดวงจรและการเปิดวงจรปลายสายส่งไมโครสตริป.....	29
2.12.4 การออกแบบสายส่งสัญญาณไมโครสตริป.....	31
บทที่ 3 วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา.....	34
3.1 บทนำ.....	34
3.2 วิธีการผลต่างสี่บเนื่อง.....	34
3.2.1 รูปแบบของผลต่างสี่บเนื่อง.....	35
3.2.2 ความถูกต้องและเสถียรภาพของการแก้สมการแบบผลต่างสี่บเนื่อง.....	36
3.3 สมการแมกซ์เวลล์และอีอัลกอริทึม.....	38
3.4 เสถียรภาพเชิงตัวเลข.....	43

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.5 การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศด้วยวิธี FDTD.....	44
3.5.1 พารามิเตอร์การกระจาย.....	44
3.5.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง.....	46
3.6 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน.....	46
3.7 การแปลงสนามการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสำหรับวิธี FDTD.....	53
3.7.1 แหล่งกำเนิดสมมูลสำหรับสนามระยะไกล.....	53
3.7.2 หลักการของกล่องเสมือน.....	56
3.7.3 เทคนิคการแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่อง.....	57
บทที่ 4 การออกแบบและวิเคราะห์ผล.....	59
4.1 บทนำ.....	59
4.2 ขั้นตอนการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป.....	59
4.2.1 การออกแบบสายส่งสัญญาณไมโครสตริป.....	60
4.2.2 การคำนวณหาค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์.....	60
4.2.3 การจำลองสายอากาศด้วยวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมในโดเมนเวลา.....	61
4.3 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัส.....	63
4.3.1 กรณีสายอากาศช่องเปิดกว้างเท่ากันทุกด้าน.....	65
4.3.2 กรณีปรับเปลี่ยนขนาดความกว้างของช่องเปิดเท่ากันทุกด้าน.....	67
4.3.3 กรณีปรับเปลี่ยนขนาดความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้ง.....	69
4.3.4 กรณีเปลี่ยนช่องเปิดเป็นสี่เหลี่ยมต่าง ๆ เมื่อความยาวรอบรูปคงที่.....	70
4.4 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	72
4.4.1 กรณีออกแบบสายอากาศความถี่เดียว.....	73
4.4.2 กรณีออกแบบสายอากาศสองความถี่.....	76
4.5 สายอากาศแบบช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดียว.....	87
4.6 สายอากาศช่องเปิดวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่.....	93

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 การทดสอบและผลการทดสอบ.....	103
5.1 บทนำ.....	103
5.2 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง.....	103
5.3 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ.....	103
5.4 แบนด์วิดท์.....	104
5.5 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น.....	105
5.6 การคำนวณค่าเกณฑ์ของสายอากาศ.....	107
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	109
6.1 บทสรุปผลการวิจัย.....	109
6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา.....	110
เอกสารอ้างอิง.....	111
ภาคผนวก.....	114
ภาคผนวก ก. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์.....	115
ประวัติผู้เขียน.....	127

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัส กรณีความกว้างของช่องเปิดเท่ากันทุกด้าน.....	66
4.2 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัส กรณีความกว้างของช่องเปิดเท่ากันทุกด้าน.....	67
4.3 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัส กรณีปรับเปลี่ยนขนาดความกว้างของช่องเปิด.....	68
4.4 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัส กรณีปรับเปลี่ยนขนาดความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้ง.....	69
4.5 ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมกรณีปรับเปลี่ยน รูปร่างช่องเปิดเป็นสี่เหลี่ยมขนาดต่าง ๆ โดยที่ความยาวรอบรูปคงที่.....	71
4.6 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีออกแบบความถี่เดียว.....	73
4.7 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีออกแบบความถี่เดียว.....	74
4.8 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าเมื่อปรับเปลี่ยน ความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v) กรณีออกแบบความถี่เดียว.....	75
4.9 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าเมื่อปรับเปลี่ยน ความยาวของสตัปแมตซ์ซิง (L_m) กรณีออกแบบความถี่เดียว.....	76
4.10 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีออกแบบสองความถี่.....	76
4.11 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีออกแบบสองความถี่.....	77
4.12 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าเมื่อปรับเปลี่ยน ความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v) กรณีออกแบบสองความถี่.....	78
4.13 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าเมื่อปรับเปลี่ยน ความยาวของสตัปแมตซ์ซิง (L_m) กรณีออกแบบสองความถี่.....	80
4.14 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีออกแบบที่ความถี่ 900 MHz.....	81

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
4.15 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีออกแบบที่ความถี่ 900 MHz.....	83
4.16 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีออกแบบที่ความถี่ 3 GHz.....	83
4.17 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีออกแบบที่ความถี่ 3 GHz.....	85
4.18 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยว.....	86
4.19 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยว.....	89
4.20 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบคู่.....	94
4.21 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบคู่.....	97
4.22 ความถี่เรโซแนนซ์และค่าอัตราส่วนความถี่ที่เกิดจากการปรับเปลี่ยนความกว้าง วงรอบใน (W_2) สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบคู่.....	99
5.1 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยว ที่ได้มาจากการทดสอบ.....	108

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศ.....	5
2.2 วงจรเสมือนเทวินินของสายอากาศในโหมดการส่ง.....	6
2.3 สายอากาศแบบเส้นลวด.....	8
2.4 สายอากาศแบบช่องเปิด.....	8
2.5 สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น.....	9
2.6 สายอากาศแบบแถวลำดับ.....	10
2.7 สายอากาศแบบสะท้อนคลื่น.....	10
2.8 สายอากาศแบบเลนส์.....	11
2.9 ระบบโคออดิเนตสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ.....	12
2.10 แบบรูปของสายอากาศแบบออร์โทโมดัล.....	13
2.11 แบบรูปหลักสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตร.....	14
2.12 ลำคลื่นของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น.....	15
2.13 การแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ.....	16
2.14 ขั้วอ้างอิงและการสูญเสียของสายอากาศ.....	19
2.15 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริป.....	20
2.16 สายอากาศไมโครสตริปชนิดต่าง ๆ.....	23
2.17 การแพร่กระจายคลื่นจากไมโครสตริปแบบช่องเปิด.....	24
2.18 รูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด.....	25
2.19 สายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริป.....	26
2.20 วงจรสมมูลของสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริปแบบเปิดวงจร.....	27
2.21 โครงสร้างทางกายภาพของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	28
2.22 เส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	29
2.23 การปิดวงจรปลายสายส่งไมโครสตริป.....	29
2.24 การเปิดวงจรปลายสายส่งไมโครสตริป.....	30
2.25 การกระจายคลื่นและการเกิดคลื่นผิวออกจากปลายสายไมโครสตริปและวงจรสมมูล.....	31
3.1 รูปแบบการประมาณค่าของ $f(x)$ ที่จุด P โดยใช้ผลต่างสี่เหลี่ยมไปข้างหน้า ข้างหลัง และตรงกลาง.....	35
3.2 ความผิดพลาดในฟังก์ชันเนื่องจากขนาดของกริดเซลล์.....	37

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.3	โครงสร้างสามมิติโดยใช้ซีเซลล์.....39
3.4	ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่ง (i, j, k) ของซีเซลล์.....40
3.5	แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของซีอัลกอริทึม.....41
3.6	ลักษณะทั่วไปของวงจรไมโครเวฟแบบ 2 พอร์ต.....44
3.7	สนามไฟฟ้าที่ผิวหนึ่งหน่วยของซีที่ตำแหน่ง $(1, j, k)$ เป็นกริดต่ำสุดของโครงสร้าง FDTD...47
3.8	ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล.....53
3.9	กล่องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล.....56
4.1	บล็อกไดอะแกรมสำหรับ FDTD อัลกอริทึม.....62
4.2	โครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัส.....63
4.3	รูปแบบการจำลองโครงสร้างของสายอากาศที่ใช้การคำนวณด้วยวิธี FDTD.....64
4.4	เกาส์เซียนพัลส์ที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศ.....64
4.5	การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัสกรณีช่องเปิดเท่ากันทุกด้าน.....66
4.6	อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_m) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัสกรณีช่องเปิดเท่ากันทุกด้าน.....66
4.7	ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัสกรณีปรับเปลี่ยนความกว้างช่องเปิด.....67
4.8	ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัสกรณีปรับเปลี่ยนความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v)69
4.9	ความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้งกับความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัส.....70
4.10	ความสัมพันธ์ระหว่างรูปร่างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมกับความถี่เรโซแนนซ์.....71
4.11	ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ขนาดช่องเปิด 0.3 มิลลิเมตร กรณีออกแบบความถี่เดียว.....73
4.12	ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าเมื่อปรับเปลี่ยนความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v) กรณีความถี่เดียว.....74

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.13 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) เมื่อทำการเปลี่ยนความยาว ระดับแมตซ์ซิง (L_m) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีออกแบบความถี่เดียว.....	75
4.14 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบ สี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ขนาดช่องเปิด 0.6 มิลลิเมตร กรณีออกแบบสองความถี่.....	77
4.15 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบ สี่เหลี่ยมผืนผ้าเมื่อปรับเปลี่ยนความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v) กรณีออกแบบสองความถี่.....	78
4.16 ความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v) และความถี่เรโซแนนซ์ของ สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีออกแบบความถี่เดียว.....	79
4.17 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) เมื่อทำการเปลี่ยนความยาว ระดับแมตซ์ซิง (L_m) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีออกแบบสองความถี่.....	79
4.18 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบ สี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีออกแบบความถี่เดียว ที่ความถี่ 900 MHz.....	82
4.19 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบ สี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีออกแบบสองความถี่ ที่ความถี่ 900 MHz.....	82
4.20 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบ สี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีออกแบบความถี่เดียว ที่ความถี่ 3 GHz.....	84
4.21 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบ สี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีออกแบบสองความถี่ ที่ความถี่ 3 GHz.....	84
4.22 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดียว.....	85
4.23 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิด แบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดียว กรณีออกแบบด้วยวิธี FDTD.....	86
4.24 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิด แบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดียว กรณีออกแบบด้วยวิธี MoM.....	87
4.25 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบ สี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดียว.....	87

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.26 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) ของสายอากาศของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบ สี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยว.....	88
4.27 สนามไฟฟ้าของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยว.....	89
4.28 สนามแม่เหล็กของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยว.....	90
4.29 ความหนาแน่นของกระแสของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า วงรอบเดี่ยว.....	90
4.30 แบบรูปการแผ่สนามระยะไกลของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า วงรอบเดี่ยวที่ความถี่ 2.39 GHz.....	91
4.31 แบบรูปการแผ่สนามระยะไกลของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า วงรอบเดี่ยวที่ความถี่ 5.19 GHz.....	92
4.32 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่.....	93
4.33 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดวงรอบ สี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่ กรณีออกแบบด้วยวิธี FDTD.....	95
4.34 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดวงรอบ สี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่ กรณีออกแบบด้วยวิธี MoM.....	95
4.35 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง ($VSWR$) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า แบบวงรอบคู่.....	96
4.36 อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า แบบวงรอบคู่.....	96
4.37 ความถี่เรโซแนนซ์และอัตราส่วนความถี่ กรณีปรับเปลี่ยนความกว้างของวงรอบช่องเปิด ใน (W_2) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่.....	98
4.38 ขนาดของแบนด์วิดท์ กรณีปรับเปลี่ยนความกว้างของวงรอบช่องเปิดใน (W_2) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า แบบวงรอบคู่.....	98
4.39 ความเข้มสนามไฟฟ้าของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า แบบวงรอบคู่.....	99
4.40 ความเข้มสนามแม่เหล็กของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า แบบวงรอบคู่.....	100

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.41 ความหนาแน่นของกระแสของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า แบบวงรอบคู่.....	100
4.42 แบบรูปการแผ่สนามระยะไกลของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า แบบวงรอบคู่ที่ความถี่ 2.4 GHz.....	101
4.43 แบบรูปการแผ่สนามระยะไกลของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า แบบวงรอบคู่ที่ความถี่ 5.18 GHz.....	102
5.1 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสายอากาศทดสอบ.....	104
5.2 แบบรูปการแผ่สนามระยะไกลของสายอากาศในระนาบ E ที่ความถี่ 2.39 GHz.....	105
5.3 แบบรูปการแผ่สนามระยะไกลของสายอากาศในระนาบ H ที่ความถี่ 2.39 GHz.....	106
5.4 แบบรูปการแผ่สนามระยะไกลของสายอากาศในระนาบ E ที่ความถี่ 5.28 GHz.....	106
5.5 แบบรูปการแผ่สนามระยะไกลของสายอากาศในระนาบ H ที่ความถี่ 5.28 GHz.....	106
5.6 โครงสร้างของสายอากาศทดสอบ.....	108

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันนี้ระบบการสื่อสารข้อมูลข่าวสารได้มีการพัฒนาและเติบโตขึ้นอย่างรวดเร็ว ไม่ว่าจะเป็นการสื่อสารดาวเทียม ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ และโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) เหล่านี้ เป็นต้น ซึ่งการสื่อสารข้อมูลเหล่านี้ล้วนแล้วแต่ใช้ความถี่ในย่านความถี่ไมโครเวฟในการรับ-ส่งข้อมูลทั้งสิ้น สำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) นับเป็นการสื่อสารหนึ่งในปัจจุบันมีการใช้กันแพร่หลายมากขึ้นเป็นลำดับ เนื่องจากระบบมีความยืดหยุ่นสูง เพราะเป็นระบบที่ใช้คลื่นวิทยุในการรับส่งข้อมูล และย่านความถี่สำหรับ โครงข่ายท้องถิ่น ไร้สายนี้มีการกำหนดอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g ตามลำดับ

ในการรับและส่งข้อมูลข่าวสารนั้น สายอากาศนับได้ว่าเป็นอุปกรณ์หนึ่งที่มีความสำคัญในการรองรับกับการสื่อสารข้อมูลข่าวสารในปัจจุบันซึ่งมีความเป็นมัลติมีเดียมากขึ้น โดยสายอากาศชนิดหนึ่งที่มีการใช้กับการรับ-ส่งข้อมูลข่าวสารในย่านความถี่ไมโครเวฟ ก็คือสายอากาศแบบไมโครสตริป ซึ่งเป็นสายอากาศที่มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูกเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศชนิดอื่น ๆ

สายอากาศไมโครสตริปแบ่งออกได้เป็น 4 รูปแบบพื้นฐาน [1] คือ สายอากาศแบบแผ่น (Patch-antenna) สายอากาศแบบไดโพล (Dipole-antenna) สายอากาศแบบช่องเปิด (Slot-antenna) และสายอากาศไมโครสตริปแบบคลื่นเดินทาง

สายอากาศแบบช่องเปิดนับได้ว่าเป็นสายอากาศชนิดหนึ่งที่ได้รับคามนิยมเนื่องจากเป็นสายอากาศที่ออกแบบง่าย แบบรูปของการแผ่สนามระยะไกลสามารถกำหนดให้เป็นได้ทั้งแบบทิศทางเดียว (Uni-directional) และสองทิศทาง (bi-directional) ขึ้นอยู่กับความต้องการใช้งาน และสายอากาศช่องเปิดนั้นสามารถใช้รูปแบบการป้อนสัญญาณได้หลายรูปแบบไม่ว่าจะเป็น Coplanar Waveguide (CPW), สายโคแอกเชียลโพรบ (Coaxial Probe) และไมโครสตริป (Microstrip line) เหล่านี้ เป็นต้น

สำหรับสายอากาศช่องเปิดที่ใช้รูปแบบการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป นั้นเป็นสายอากาศรูปแบบหนึ่งที่ได้รับคามนิยมเนื่องจากมีข้อดีต่าง ๆ เช่น สามารถออกแบบง่าย เพราะมีรูปร่างไม่ซับซ้อน ราคาต่ำ และทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ได้ง่าย โดยรูปแบบของการป้อนสัญญาณของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปนั้นแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดหลัก ๆ คือ การต่อแบบเปิดวงจร (Opened-circuit) และการต่อแบบปิดวงจร (Closed-circuit)

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

โครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) เป็นการสื่อสารหนึ่งที่ใช้กันแพร่หลายมากขึ้นเป็นลำดับ และการสื่อสารข้อมูลในโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายนี้มีการกำหนดเป็นมาตรฐานภายใต้มาตรฐาน IEEE 802.11 คือ IEEE 802.11a (5.150-5.350 GHz) IEEE 802.11b และ IEEE 802.11 g (2.4-2.4835 GHz) ตามลำดับ

ที่ผ่านมานั้นสายอากาศไมโครสตริปสำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย มีผู้สนใจศึกษาในหลากหลายรูปแบบ ซึ่งประกอบด้วยรูปร่างและรูปแบบการป้อนสัญญาณที่แตกต่าง ๆ เช่น สายอากาศช่องเปิดแบบวงแหวน [2], สายอากาศแบบโคโพล [3], สายอากาศรูปตัวอักษร F และ L [4-5] เหล่านี้ เป็นต้น แต่สำหรับสายอากาศที่ผ่านมานั้นค่อนข้างจะมีข้อจำกัดกล่าวคือ แบนด์วิดท์ค่อนข้างแคบ มีขนาดค่อนข้างใหญ่ มีรูปแบบที่ซับซ้อน และค่อนข้างทำเมตซ์ซิงได้ยาก

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริป ที่มีโครงสร้างพื้นฐาน และง่ายในการทำเมตซ์ซิงอิมพีแดนซ์เพื่อให้สามารถรองรับกับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ซึ่งมีการกำหนดย่านความถี่ใช้งานอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE 802.11a/b/g

1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเอาทฤษฎีสายอากาศคังจะได้กล่าวในบทที่ 2 มาทำการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศ และทำการจำลองแบบสายอากาศใช้วิธีการผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา FDTD (Finite-Different Time-Domain) เปรียบเทียบกับวิธี MoM ของ IE3D เพื่อศึกษาคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ

1.4 ขอบเขตของการศึกษา

สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด เพื่อให้สามารถรองรับกับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) โดยรูปแบบของสายอากาศที่ออกแบบคือสายอากาศแบบช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้การป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบเปิดวงจร (opened-circuit) โดยเริ่มต้นกำหนดให้ความยาวของวงรอบช่องเปิดสี่เหลี่ยม (Perimeter) กว้าง และใช้การปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อศึกษาถึงผลกระทบต่อคุณลักษณะของสายอากาศ ซึ่งประกอบด้วย ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (Return loss : S_{11}) อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input impedance : Z_{in}) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio : VSWR) แบบรูปการแผ่พลังงานของสนามระยะไกล (Far-field radiation pattern) และอัตราขยาย (Gain) เหล่านี้เป็นต้น นอกจากนี้แล้วยังศึกษาและกำหนดสมการสำหรับการ

ออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบ รวมทั้งเทคนิคการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของสายอากาศ เพื่อให้สามารถใช้งานได้ในย่านความถี่ที่ต้องการ และสุดท้ายก็นำสายอากาศที่มีขนาดพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่ทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ใกล้เคียงตรงตามมาตรฐานของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายมาทำการทดสอบและอภิปรายผลที่ได้เปรียบเทียบกับผลการจำลอง

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการแบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท ซึ่งประกอบด้วย

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย และขอบเขตของการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสายอากาศ ซึ่งประกอบด้วย การแพร่กระจายสัญญาณจากสายอากาศ ชนิดของสายอากาศ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ค่าแกน และรายละเอียดต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริป

บทที่ 3 กล่าวถึงวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมจตุรัสในโดเมนเวลา (FDTD Method) ซึ่งประกอบด้วย วิธีการผลต่างสี่เหลี่ยมจตุรัส สมการแมกซ์เวลล์และอัลกอริทึม (Yee Algorithm) เสถียรภาพเชิงตัวเลข การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศด้วยวิธี FDTD เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary Conditions) และการแปลงสนามการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสำหรับวิธี FDTD เหล่านี้เป็นต้น

บทที่ 4 กล่าวถึงออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศรูปแบบต่าง ๆ ที่ได้จากการจำลอง ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัส สี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบเดี่ยว และวงรอบคู่ รวมทั้งการปรับพารามิเตอร์ที่สำคัญของสายอากาศ เพื่อวิเคราะห์ค่าคุณสมบัติของสายอากาศ

บทที่ 5 กล่าวถึงผลการทดสอบสายอากาศ รวมทั้งอภิปรายผลที่ได้จากการจำลองและผลการทดสอบ

บทที่ 6 กล่าวถึงบทสรุป พร้อมทั้งข้อเสนอแนะแนวทางในการศึกษาและการพัฒนา งานวิจัยต่อไป

บทที่ 2

ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสายอากาศ

2.1 บทนำ

ระบบสื่อสารในปัจจุบันมีการใช้คลื่นวิทยุเพื่อรับ-ส่งข้อมูล โดยคลื่นวิทยุดังกล่าวได้มาจากระบบป้อนกำลังจากเครื่องส่งผ่านสายส่งสัญญาณ (Transmission Line) ไปยังสายอากาศ และจากนั้นสายอากาศจะแผ่พลังงานออกไปในอากาศด้วยความเร็วประมาณเท่ากับความเร็วแสง ส่วนทางด้านรับสายอากาศรับจะทำหน้าที่รับพลังงานผ่านสายส่ง ไปยังเครื่องรับ

สายอากาศมักจะถูกสร้างจากวัสดุที่เป็นตัวนำที่ดี โดยถูกออกแบบมาเพื่อให้มีรูปร่างและขนาดที่จะแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ เป็นที่ทราบกันดีว่ากระแสซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาจะแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นสายอากาศจึงเป็นโครงสร้างที่ถูกกระตุ้นด้วยกระแสที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งทำได้โดยใช้สายส่งกำลังหรือท่อนำคลื่น

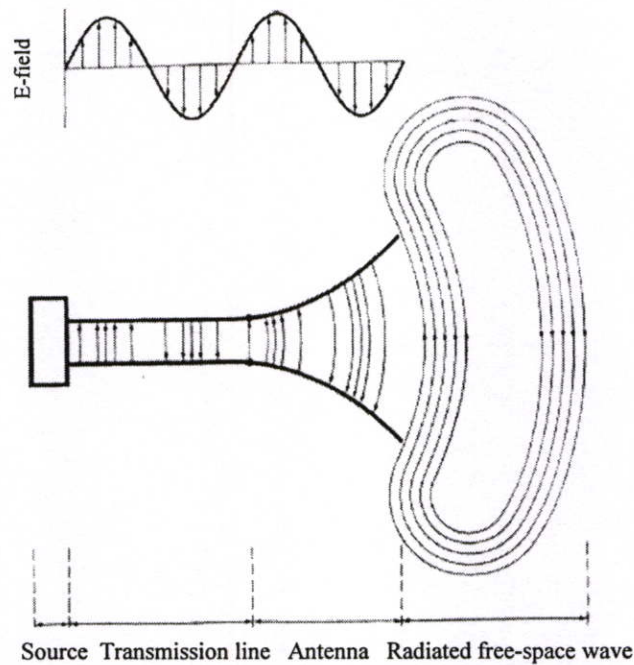
สายอากาศเป็นส่วนสำคัญของทั้งทางเครื่องส่งและเครื่องรับ สายอากาศส่วนใหญ่ทำจากลวดตัวนำ เป็นท่อกลวงหรือตัน โครงสร้างเป็นเส้นตรงหรือโค้งงอ แล้วแต่ชนิดของสายอากาศ ซึ่งสายอากาศมักจะมีขนาดใกล้เคียงกับความยาวคลื่น

ในบทนี้จะกล่าวถึงความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสายอากาศ [6-7] และเพื่อให้สอดคล้องกับรูปแบบสายอากาศที่ออกแบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเน้นสำคัญที่ทฤษฎีสายอากาศไมโครสตริป สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริป รวมทั้งการออกแบบสายส่งสัญญาณ ไมโครสตริป ซึ่งจะเสนอตามลำดับดังนี้

2.2 การแพร่กระจายสัญญาณจากสายอากาศ

เมื่อมีกระแสไหลผ่านตัวนำ จะเกิดสนามแม่เหล็กรอบตัวนำนั้น ซึ่งจะมีทิศทางตามทิศทางของกระแส ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงของกระแสเกิดขึ้น สนามแม่เหล็กก็จะเปลี่ยนตามไปด้วย และจากการทดลองพบว่า สนามแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลงจะสร้างสนามไฟฟ้าให้เกิดขึ้น (ซึ่งถ้าไม่มีการเปลี่ยนแปลงในสนามแม่เหล็ก สนามไฟฟ้าก็จะไม่เกิดขึ้น)

ส่วนทิศทางของสนามไฟฟ้าพิจารณาได้จากกฎของเลนส์ (Len's Law) หรือกฎมือขวานั้นเอง ทำนองเดียวกันกับการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กทำให้เกิดสนามไฟฟ้าขึ้น ทำให้พิจารณาได้ว่าถ้าป้อนกำลังผ่านตัวนำจะทำให้เกิดทั้งสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าเกิดขึ้น โดยที่สนามทั้งสองจะแพร่ออกจากตัวนำหรือสายอากาศด้วยความเร็วประมาณเท่ากับความเร็วแสงในฟรีสเปซ (ประมาณ 3×10^8 เมตร/วินาที) ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 การแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศ

พลังงานที่แพร่กระจายจากสายอากาศเรียกได้อีกชื่อหนึ่งว่าสนามพลังงานที่แพร่กระจาย ซึ่งจะอยู่ในรูปของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า เมื่อวิเคราะห์แล้วพบว่าสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจะตั้งฉากซึ่งกันและกัน รวมทั้งยังทำมุมฉากกับทิศทางการแพร่กระจายคลื่นอีกด้วย

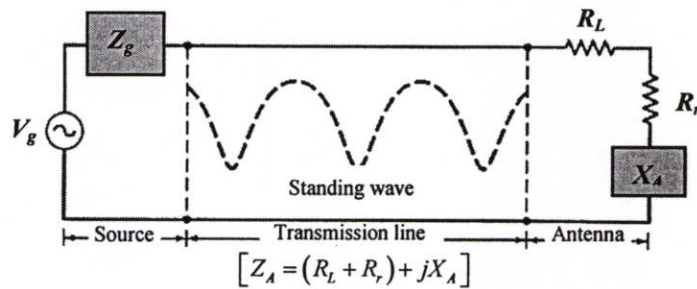
เมื่อวิเคราะห์จะพบได้ว่าสายอากาศมีพลังงาน 2 พลังงานเกิดขึ้นดังนี้

- สนามพลังงานเหนี่ยวนำ แทนพลังงานส่วนที่ไหลอยู่ภายในสายอากาศ และไม่แพร่กระจายออกไป
- สนามพลังงานที่แพร่กระจาย แทนพลังงานส่วนที่แพร่ออกจากสายอากาศที่เป็นสัดส่วน โดยตรงกับความถี่ของคลื่น และเป็นสัดส่วนตรงข้ามกับระยะทางที่ออกจากสายอากาศ

ในระยะเวลาที่ใกล้กับสายอากาศมาก ๆ มีปริมาณสนามพลังงานเหนี่ยวนำเกิดขึ้นมากกว่า แต่เมื่อระยะที่ไกลกว่า $\lambda/2$ จากสายอากาศค่าสนามที่แพร่กระจายจะมีมากกว่า

จากรูปที่ 2.1 สามารถที่จะเขียนเป็นวงจรเสมือนเทวินิน (Thevenin Equivalent Circuit) ได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.2 ซึ่งแหล่งกำเนิดแทนด้วยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าในอุดมคติ (Ideal Generator) และสายส่งแทนด้วยเส้นซิด โดยมีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance) เป็น Z_c และสายอากาศแทนด้วย Load Z_A [$Z_A = (R_L + R_r) + jX_A$] ต่อกับสายส่ง สำหรับความต้านทานของโหลด (Load Resistance; R_L) ใช้เพื่อแทนการสูญเสียเนื่องจากตัวนำและฉนวนที่สัมผัสกับโครงสร้างของสายอากาศ ขณะที่ R_r คือความต้านทานในการแพร่กระจาย (Radiation Resistance) ใช้แทนการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ รีแอกแตนซ์ (Reactance; X_A) ใช้แทนค่าอิมพีแดนซ์

ในทางจินตภาพที่สัมพันธ์การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ภายใต้กรณีที่เป็นอุดมคติ พลังงานที่ออกมาจากแหล่งกำเนิดควรจะเป็นพลังงานรวมที่ส่งผ่านไปยังความต้านทานในการแพร่กระจาย (R_r) อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติจะมีการสูญเสียในตัวนำและฉนวนอันเนื่องมาจากธรรมชาติในสายส่งและสายอากาศเกิดขึ้น เช่นเดียวกันก็จะมี การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของคลื่นบางส่วนที่เกิดขึ้นระหว่างสายส่งกับสายอากาศ ซึ่งเป็นผลมาจากค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งกับสายอากาศไม่สอดคล้องกัน (Mismatch Impedance) ด้วย



รูปที่ 2.2 วงจรเสมือนเทวินินของสายอากาศในโหมดการส่ง

คลื่นสะท้อน (Reflected Waves) ที่เกิดขึ้นจะวิ่งไปตามทางพร้อม ๆ กับคลื่นเดินทาง (Traveling Wave) ที่มาจากแหล่งกำเนิดตรงไปยังสายอากาศ ผลลัพธ์ที่ได้จะเป็นคลื่นนิ่ง (Standing Wave) และภายในสายส่งจะมีพลังงานสะสมอยู่ ซึ่งถือว่าสายส่งเป็นอุปกรณ์เรโซแนนซ์ซึ่งคลื่นนิ่งแสดงด้วยเส้นประในรูปที่ 2.2 ถ้าระบบสายอากาศไม่เป็นไปตามที่ออกแบบไว้ นั่นคือในสายส่งจะมีการเก็บพลังงานของเอเลเมนต์ไว้เป็นจำนวนมาก แทนที่จะเป็นการนำคลื่น (Wave Guiding) ก็จะกลายเป็นอุปกรณ์ในการส่งพลังงานออกไป ถ้าค่าสูงสุดของความเข้มสนามของคลื่นนิ่งถูกทำให้มีค่ามาก ก็จะสามารถเป็นเหตุให้เกิดคลื่นนิ่ง (Standing Wave) ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการในการส่งสัญญาณ

การสูญเสียอันเนื่องมาจากสายส่ง สายอากาศ และการเกิดคลื่นนิ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการ การสูญเสียในสายส่งสามารถทำให้ลดน้อยลงได้ โดยการเลือกใช้สายส่งที่มีการสูญเสียต่ำ ขณะที่สายอากาศสามารถลดการสูญเสียลงได้โดยการลดค่าความต้านทานการสูญเสีย ซึ่งแทนด้วย R_L ดังแสดงในรูปที่ 2.2 สำหรับคลื่นนิ่ง (Standing Wave) สามารถลดลงได้และพลังงานที่สะสมอยู่ในสายส่งก็ทำให้ต่ำสุดได้ โดยการปรับค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ (Load) ในมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance) ของสายส่ง

2.3 การเกิดฮาร์โมนิก

กรณีที่เกิดการสะท้อนกลับของคลื่นที่ปลายลวดตัวนำ จะพบว่าจำนวนของคลื่นนิ่งเท่ากับจำนวนเท่าของความยาวลวดตัวนำในหน่วยครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น

ตัวอย่างเช่น ถ้าลวดตัวนำมีความยาวขนาด 2 เท่าของครึ่งความยาวคลื่น ($2 \times (1/2)\lambda$) จะมีจำนวนคลื่นนิ่งเท่ากับ 2 หรือกรณีที่ลวดตัวนำมีความยาว 3 เท่าของครึ่งความยาวคลื่น ($3 \times (1/2)\lambda = (3/2)\lambda$) จะมีจำนวนคลื่นนิ่งเท่ากับ 3

การที่มีลวดตัวนำยาวขึ้น (เป็นจำนวนเท่าของ $\lambda/2$) พบว่าจะเกิดเรโซแนนซ์ที่ความถี่เดียวกับลวดตัวนำขนาด $\lambda/2$ เหมือนเดิม และเรียกเรโซแนนซ์ที่เกิดกับสายอากาศขนาดยาวสองเท่าหรือมากกว่าของครึ่งความยาวคลื่นว่า เรโซแนนซ์ฮาร์โมนิก (Harmonically resonance)

ทำนองเดียวกัน จำนวนฮาร์โมนิกเท่ากับจำนวนของคลื่นนิ่ง อย่างเช่น ลวดตัวนำยาว 2 เท่าของครึ่งความยาวคลื่น จะทำงานได้ที่ฮาร์โมนิกลำดับที่สอง (Second harmonic) เป็นต้น

2.4 ความยาวทางไฟฟ้า

ในงานด้านสายอากาศ มีการพิจารณาความยาวของสายอากาศออกเป็น 2 ชนิดคือ

- ความยาวทางกายภาพ
- ความยาวทางไฟฟ้า

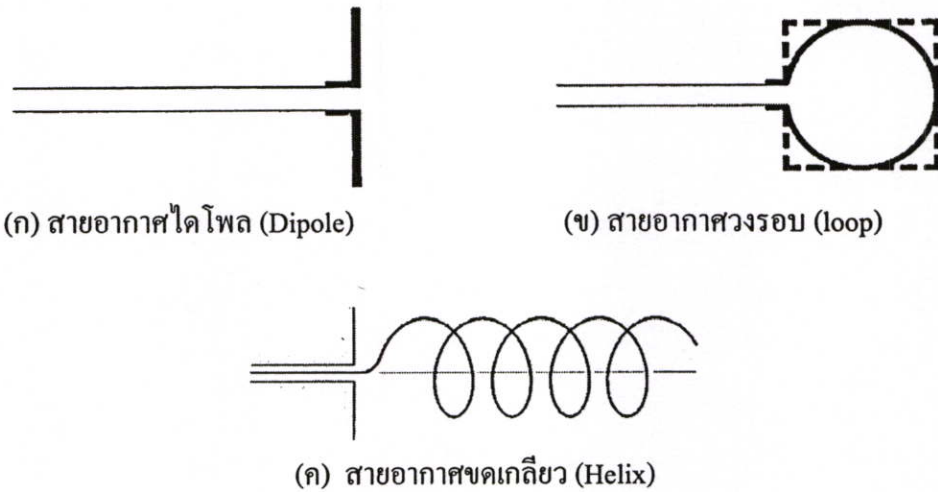
ซึ่งมีหลักอยู่ว่า เมื่อความถี่ในการใช้งานเปลี่ยนแปลงไป ค่าความยาวทางกายภาพของสายอากาศจะไม่เปลี่ยน แต่ความยาวทางไฟฟ้าจะเปลี่ยนไป

ตัวอย่างเช่นการใช้งานที่ความถี่ 300 MHz ของสายอากาศแบบครึ่งความยาวคลื่น ($\lambda/2$) พบว่ามีความยาวทางกายภาพเท่ากับ 50 ซม. ($\lambda/2 = 50$ cm) แต่ถ้าความถี่ในการใช้งานเปลี่ยนเป็น 600 MHz พบว่าสายอากาศจะมีความยาวเท่ากับ 25 ซม. นั่นคือความยาวทางไฟฟ้าเปลี่ยนไปนั่นเอง

2.5 ชนิดของสายอากาศ

2.5.1 สายอากาศแบบเส้นลวด (Wire Antenna)

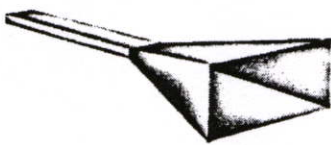
เป็นสายอากาศที่นิยมใช้กันมาก สามารถมองเห็นได้ทั่วทุกหนทุกแห่ง เช่น รถยนต์ เรือ เครื่องบิน และอื่น ๆ อีกมาก มีรูปร่างลักษณะหลากหลาย เช่น แบบไดโพล แบบวงรอบ (Loop) และแบบขดชนิดเกลียว แสดงดังรูปที่ 2.3 สายอากาศแบบวงรอบไม่จำเป็นต้องเป็นวงกลมอย่างเดียว อาจเป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้า สี่เหลี่ยมจัตุรัส หรือรูปทรงแบบอื่น ๆ ก็ได้ สำหรับสายอากาศแบบวงรอบกลมจะเป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย เพราะเป็นรูปทรงพื้นฐาน



รูปที่ 2.3 สายอากาศแบบเส้นลวด

2.5.2 สายอากาศแบบช่องเปิด (Aperture Antenna)

สายอากาศแบบช่องเปิดอาจจะเป็นที่นิยมใช้กันมากขึ้นกว่าในอดีต เพราะความต้องการในด้านรูปแบบที่ทันสมัยและการนำไปใช้ประโยชน์ด้านความถี่สูง ๆ ดังแสดงได้ดังรูปที่ 2.4 สายอากาศชนิดนี้มีประโยชน์สำหรับการนำไปใช้ในเครื่องบิน และประเภทยานอวกาศ เพราะสามารถติดตั้งในปากเสมอกับผิวของเครื่องบินหรือยานอวกาศได้ โดยที่จะต้องเคลือบสายอากาศด้วยสารที่เป็นฉนวน (Dielectric) เพื่อป้องกันสายอากาศจากกรณีอันตรายที่เกิดขึ้นจากสิ่งแวดล้อม



(ก) ฮอ์นทรงพีระมิด (Pyramidal horn)



(ข) ฮอ์นทรงกรวย (Conical horn)

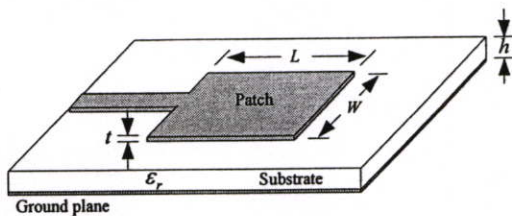


(ค) ท่อนำคลื่น (Waveguide)

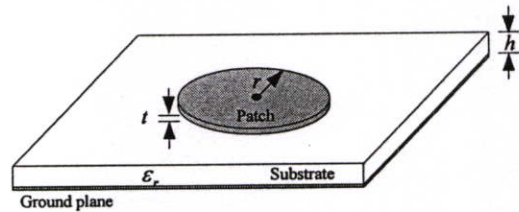
รูปที่ 2.4 สายอากาศแบบช่องเปิด

2.5.3 สายอากาศแบบไมโครสตริป (Microstrip Antenna)

สายอากาศแบบนี้กำลังเป็นที่นิยมกันมาก โดยในปัจจุบันนี้ได้ถูกนำมาใช้ประโยชน์ในภาครัฐบาลและเอกชน สายอากาศนี้ประกอบด้วย โลหะเป็นแผ่นตัวนำ (Patch) วางอยู่บนฐานรองที่เรียกว่าซับสเตรท (Substrate) โดยรูปทรงของแผ่นตัวนำนั้นสามารถมีได้หลายรูปแบบ แสดงได้ดังรูปที่ 2.5 ซึ่งเป็นรูปร่างที่ได้รับความนิยมมากที่สุด เพราะสร้างและวิเคราะห์ได้ง่าย และมีคุณสมบัติในการแพร่กระจายคลื่นที่ดึงดูดความสนใจได้ดี เพราะมีครอสโพลารไรซ์ต่ำ (Low-cross-polarized) สายอากาศไมโครสตริปมีรูปร่างไม่ซับซ้อน (Low-profile) เหมาะกับผิวที่เป็นแผ่นระนาบ (Planar) และไม่ระนาบ (Non-planar) การสร้างง่ายและราคาไม่แพงมาก สามารถสร้างได้ด้วยแผ่นวงจรพิมพ์ที่ทันสมัย สายอากาศชนิดนี้สามารถคิดให้เสมือนกับผิวของเครื่องบิน ยานอวกาศ ดาวเทียม จรวด รถยนต์ และแม้แต่โทรศัพท์มือถือก็ได้



(ก) แผ่นสี่เหลี่ยม (Rectangular patch)

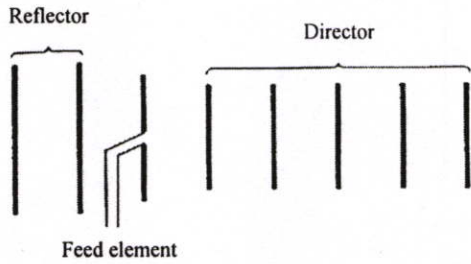


(ข) แผ่นวงกลม (Circular patch)

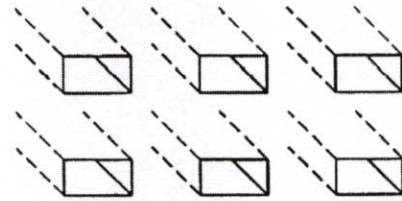
รูปที่ 2.5 สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น

2.5.4 สายอากาศแบบแถวลำดับ (Array Antenna)

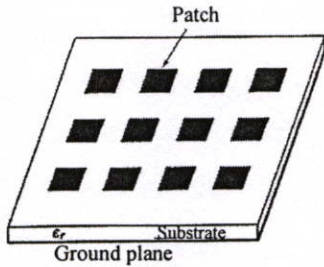
เนื่องจากการนำสายอากาศแบบองค์ประกอบเดี่ยว ไปใช้งานจะไม่สามารถให้คุณสมบัติในการแพร่กระจายคลื่นตามความต้องการได้ ดังนั้นสิ่งที่เป็นไปได้ก็คือ การรวมองค์ประกอบจำนวน N องค์ประกอบ เพื่อให้สายอากาศทำการแพร่กระจายคลื่นออกไป โดยการจัดวางในเชิงไฟฟ้าและเชิงเรขาคณิต (ให้เรียงลำดับกัน) ซึ่งจะให้ผลลัพธ์ออกมาตามคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นที่ต้องการ การจัดวางเรียงลำดับกันเพื่อทำให้การแพร่กระจายคลื่นจากองค์ประกอบที่นำมารวมเพิ่มขึ้น ซึ่งสามารถทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นได้สูงสุดในทิศทางเฉพาะหรือในทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นนั้น โดยปกติความหมายของแถวลำดับ (Array) จะใช้กับการจัดวางตัวแพร่กระจายคลื่นแยกตามชนิดของสายอากาศดังรูปที่ 2.6



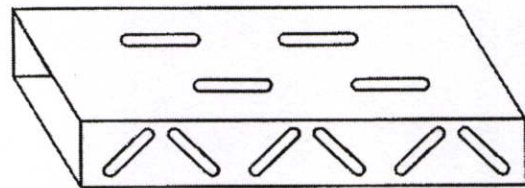
(ก) แบบยาเกิ (Yagi-Uda array)



(ข) แบบช่องเปิด (Aperture array)



(ค) แบบไมโครสตริป (Microstrip array)

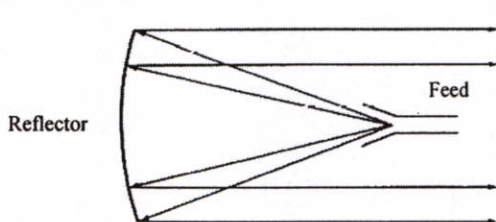


(ง) แบบท่อนำคลื่น (Waveguide array)

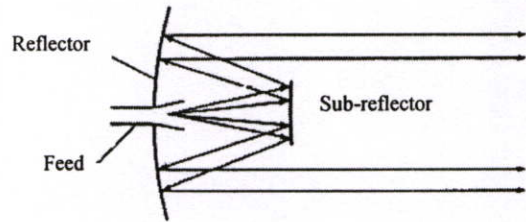
รูปที่ 2.6 สายอากาศแบบแถวลำดับ

2.5.5 สายอากาศแบบสะท้อนคลื่น (Reflector Antenna)

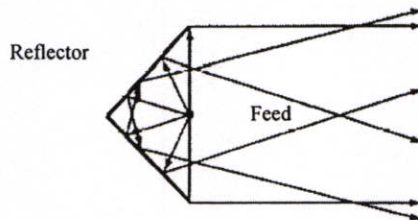
เนื่องจากความต้องการในการสื่อสารในที่ห่างไกลกันมาก ๆ บางครั้งไม่สามารถทำได้เมื่อใช้สายอากาศชนิดที่กล่าวมาแล้ว ดังนั้นจึงมีความต้องการในการออกแบบเพื่อให้ได้สายอากาศที่จะสามารถส่งและรับสัญญาณได้ โดยมีการเดินทางเป็นระยะสั้นไมล์



(ก) พาราโบลิกแบบป้อนด้านหน้า (Front feed)



(ข) พาราโบลิกแบบ Caesarian feed



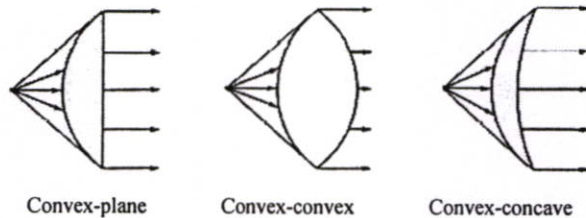
(ค) แบบ Corner reflector

รูปที่ 2.7 สายอากาศแบบสะท้อนคลื่น

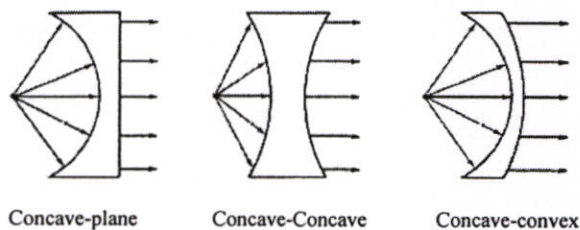
สายอากาศชนิดที่ได้รับการออกแบบให้ใช้งานได้ดีคือ สายอากาศที่มีรูปทรงเป็นแบบพาราโบลา (Parabolic Reflector) แสดงดังรูปที่ 2.7 (ก) และ 2.7 (ข) สายอากาศชนิดนี้จะถูกสร้างให้มีเส้นผ่านศูนย์กลางที่ใหญ่มาก ๆ ซึ่งเส้นผ่านศูนย์กลางใหญ่จะทำให้ได้รับอัตราขยายสูง ซึ่งก็ตรงตามความต้องการของการส่งและรับสัญญาณในทีระยะไกลมากกว่าล้าน ไมล์ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องออกแบบสายอากาศ ให้มีรูปร่างเป็นแบบที่ให้สัญญาณสามารถสะท้อนกลับไปได้ รูปทรงแบบอื่นของตัวสะท้อนกลับที่ไม่เป็นพาราโบลา ก็คือแบบ Conner Reflector แสดงดังรูปที่ 2.7 (ค)

2.5.6 สายอากาศแบบเลนส์ (Lens Antennas)

เป็นสายอากาศที่ไม่ทำให้สัญญาณแตกกระจายไปในทิศทางที่ไม่ต้องการ รูปร่างเป็นแบบเลนส์ สายอากาศชนิดนี้มีการใช้กันน้อยกว่าสายอากาศชนิดอื่น ๆ เนื่องจากคุณสมบัติของรูปทรงทางเรขาคณิต รวมทั้งการใช้วัสดุที่จะนำมาทำเป็นเลนส์ให้เหมาะสม การที่ใช้รูปร่างแบบเลนส์ เพื่อให้สามารถแปรรูปทรงต่าง ๆ ของพลังงานที่อยู่บริเวณใกล้เคียงสายอากาศให้หักเหเข้ามาเป็นคลื่นระนาบ (Plane Wave) สายอากาศชนิดนี้ใช้เหมือนสายอากาศแบบสะท้อนกลับ ซึ่งใช้ได้ดีในย่านความถี่สูง ๆ ขึ้นไป เนื่องจากขนาดความกว้างและน้ำหนักซึ่งใหญ่มากเกินไป จึงไม่สามารถแพร่กระจายพลังงานทั้งหมดออกไปในทิศทางที่ต้องการเพียงทิศเดียว หรือหลายทิศ แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถทำได้ สิ่งที่ทำได้คือ พยายามให้ใกล้เคียงกับความต้องการให้มากที่สุด



(ก) สายอากาศแบบเลนส์ที่มีดัชนีหักเห $n > 1$



(ข) สายอากาศแบบเลนส์ที่มีดัชนีหักเห $n < 1$

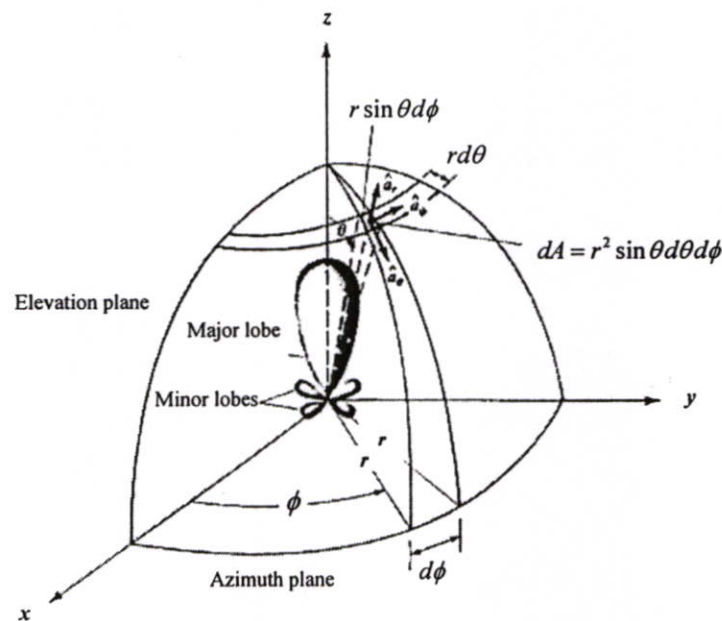
รูปที่ 2.8 สายอากาศแบบเลนส์

2.6 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Radiation pattern) คือ รูปภาพที่ใช้เพื่อแสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งเป็นฟังก์ชันของสเปซโคออดิเนต (Space Coordinate) โดยส่วนใหญ่แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นนี้มักจะคิดเป็นในบริเวณที่เป็นสนามระยะไกล (Far-Field)

การอธิบายคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น จะอาศัยคุณสมบัติต่าง ๆ ดังต่อไปนี้คือ ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Intensity) ความเข้มของสนาม (Field Strength) เฟส (Phase) หรือ โพลาริเซชัน (Polarization) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ใช้เพื่อแสดงการแจกแจงรูปของพลังงานเป็นฟังก์ชันของตำแหน่งสามมิติที่สังเกตที่มีรัศมีคงที่

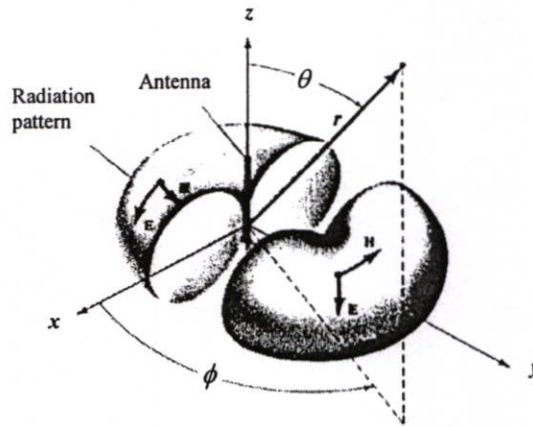
รูปที่ 2.9 แสดงระบบโคออดิเนตที่ใช้แสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นสำหรับการใช้เส้นเพื่อแสดงกำลังงานที่สายอากาศรับได้ตามแนวรัศมีที่มีค่าคงที่ มีชื่อเรียกว่า แบบรูปกำลังงาน (Power Pattern) ของสายอากาศ และกราฟที่แสดงการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าในทิศทางต่าง ๆ ที่มีรัศมีคงที่ เรียกว่าแบบรูปสนาม (Field Pattern) ของสายอากาศนั้น



รูปที่ 2.9 ระบบโคออดิเนตสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ

2.6.1 แบบรูปแบบไอโซทรอปิก ไดเรกชันแนล และออมนิไดเรกชันแนล

ตัวแพร่กระจายคลื่นไอโซทรอปิก (Isotropic Radiator) คือสายอากาศที่ถูกสมมุติขึ้น โดยมีคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นเท่ากันในทุกทิศทางด้วยความเข้มสนามเท่ากัน โดยจะเป็นสายอากาศแบบหนึ่งที่ไม่สามารถสร้างได้จริง แต่มักจะใช้เพื่อเป็นตัวเปรียบเทียบสายอากาศจริงเกี่ยวกับการแสดงคุณสมบัติ แสดงทิศทางของสายอากาศ



รูปที่ 2.10 แบบรูปของสายอากาศแบบออมนิไดเรกชันแนล (Omni-directional)

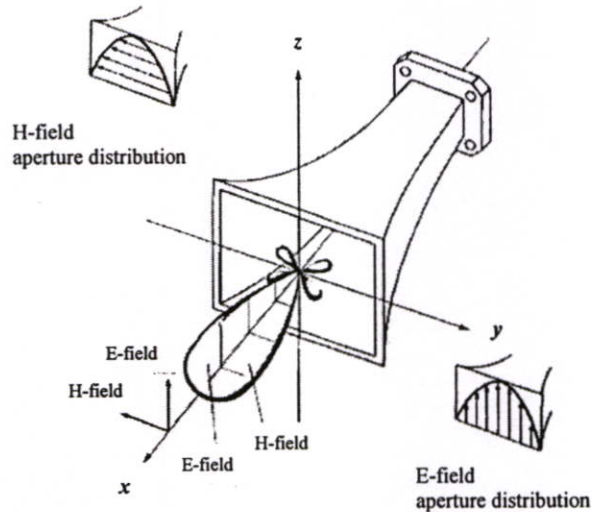
สายอากาศชี้ทิศทาง (Directional Antenna) คือสายอากาศซึ่งมีคุณสมบัติของการส่งหรือการรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดี โดยเฉพาะทิศทางที่กำหนดเท่านั้น ตัวอย่างหนึ่งของสายอากาศที่มีคุณสมบัติดังกล่าวคือ สายอากาศแบบรอบทิศทาง (Omni-directional Antenna) ซึ่งคุณสมบัติของสายอากาศชนิดนี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.10

จากรูปที่ 2.10 จะเห็นได้ว่าแบบรูป แบบนี้ไม่มีทิศทางในระนาบมุมกวาด (Azimuth Plane) [$f(\phi), \theta = \text{ค่าคงที่}$] แต่เป็นแบบชี้ทิศทางในระนาบมุมยก (Elevation Plane) [$g(\theta), \phi = \text{ค่าคงที่}$] แบบรูปแบบรอบทิศทางนี้เป็นกรณีพิเศษของแบบรูปสายอากาศชี้ทิศทาง

2.6.2 แบบรูปหลัก (Principle Pattern)

โดยส่วนใหญ่แล้วมักจะอธิบายคุณสมบัติของสายอากาศในเทอมของแบบรูปหลัก (Principle Pattern) ของสนามไฟฟ้า (Electric Field) และสนามแม่เหล็ก (Magnetic Field) สำหรับสายอากาศแบบโพลาไรซ์เชิงเส้น (Linearly Polarization) แบบรูปในระนาบ E เป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามไฟฟ้า และทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ส่วนแบบรูปในระนาบ H จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามแม่เหล็ก และทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ตัวอย่างการ

แสดงแพทเทิร์นหลักมีแสดงดังรูปที่ 2.11 โดยมีระนาบ xz (ระนาบมุมกวาด, $\phi=0$) เป็นระนาบ E หลัก และมีระนาบ xy (ระนาบมุมยก, $\theta=\pi/2$) เป็นระนาบ H หลัก



รูปที่ 2.11 แบบรูปหลักสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตร

2.6.3 ลำคลื่น (Lobe) ของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

ลำคลื่นของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Lobe) เป็นส่วนหนึ่งของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เกิดเป็นบริเวณ โดยการปิดล้อมของส่วนที่มีความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นต่ำ รูปที่ 2.12 (ก) แสดงแบบรูปเชิงขั้ว (Polar Pattern) แบบสามมิติ ซึ่งแบ่งเป็นลำคลื่นต่าง ๆ ดังนี้

2.6.3.1 ลำคลื่นหลัก (Major Lobe หรือ Main Lobe)

คือลำคลื่นของการแพร่กระจายคลื่นซึ่งอยู่ในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด ตามรูปที่ 2.12 มีลำคลื่นหลักอยู่ในทิศทาง $\theta=0$ สำหรับสายอากาศบางชนิดอาจมีลำคลื่นหลักมากกว่าหนึ่งลำคลื่น เช่นสายอากาศแยกบีม (Split Beam Antenna)

2.6.3.2 ลำคลื่นย่อย (Minor Lobe)

คือ ลำคลื่นอื่น ๆ นอกเหนือจากลำคลื่นหลัก

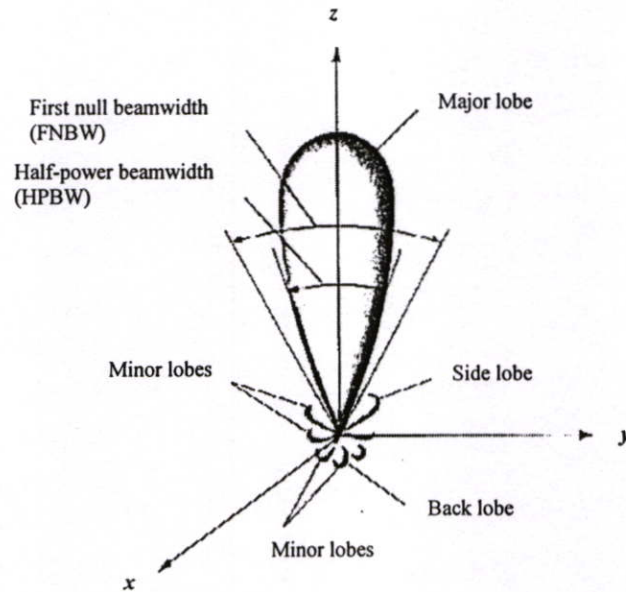
2.6.3.3 ลำคลื่นข้าง (Side Lobe)

คือ ลำคลื่นย่อยที่อยู่ติดกับลำคลื่นหลัก และอยู่ในทิศทางบนครึ่งวงกลมซีกเดียวกับลำคลื่นหลัก

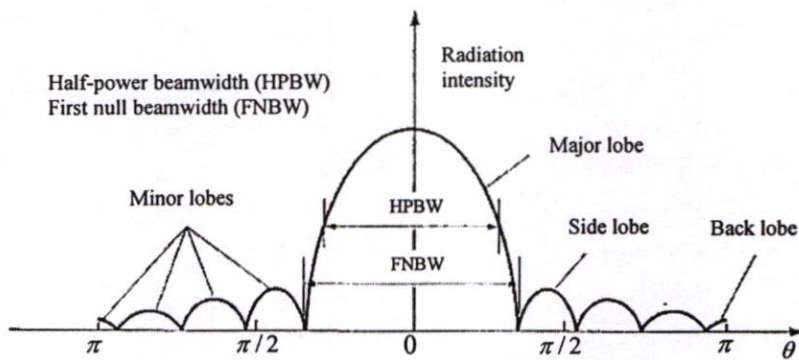
2.6.3.4 ลำคลื่นหลัง (Back Lobe)

คือลำคลื่นย่อยที่อยู่บนครึ่งวงกลมตรงข้ามกับลำคลื่นหลัก

โดยปกติแล้วลำคลื่นย่อยจะเกิดจากการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่ไม่ต้องการ สำหรับสายอากาศที่ดีจะต้องกำจัดลำคลื่นเหล่านี้ให้เกิดขึ้นน้อยที่สุด ระดับของลำคลื่นย่อยมักแสดงเป็นอัตราส่วนของความหนาแน่นของพลังงานในลำคลื่นที่กำลังคิดต่อความหนาแน่นของพลังงานในลำคลื่นหลัก ซึ่งเรียกว่า อัตราส่วนของลำคลื่นด้านข้าง (Side Lobe Ratio) ในทางปฏิบัติโดยทั่วไปนั้นมักจะต้องการให้ระดับของลำคลื่นด้านข้างน้อยกว่า -20 dB



(ก) ลำคลื่น (Lobe) ของการแพร่กระจายคลื่นเชิงขั้ว



(ข) ลำคลื่น (Lobe) ของการแพร่กระจายคลื่นเชิงเส้น

รูปที่ 2.12 ลำคลื่น (Lobe) ของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

2.6.4 บริเวณต่าง ๆ ของสนามจากสายอากาศ

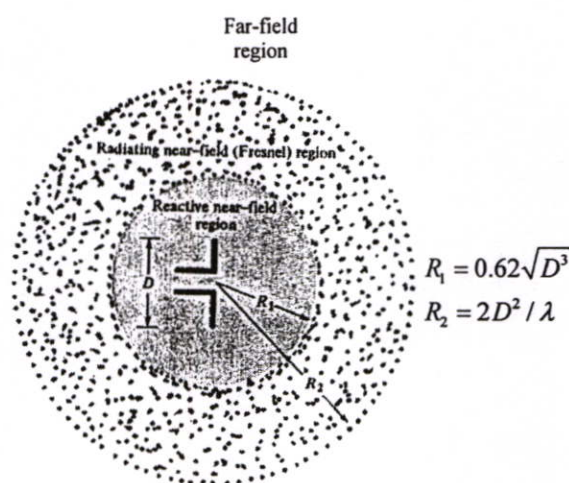
โดยทั่วไปแล้วมักจะแบ่งบริเวณที่ล้อมรอบสายอากาศออกเป็น 3 ส่วน คือ สนามรีแอกทีฟระยะใกล้ (Reactive-Near Field) สนามกระจายระยะใกล้ (Radiating-Near Field) และสนามระยะไกล (Far Field) ดังแสดงในรูปที่ 2.13

บริเวณสนามรีแอกทีฟระยะใกล้ เป็นบริเวณสนามที่ล้อมรอบใกล้สายอากาศมากที่สุด และมีสนามชนิดรีแอกทีฟเป็นส่วนใหญ่ บริเวณนี้จะมีระยะทาง $R < 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ จากผิวของสายอากาศเมื่อ λ เป็นความยาวคลื่น และ D เป็น มิติที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศ

บริเวณสนามกระจายระยะใกล้ เป็นบริเวณสนามของสายอากาศที่อยู่ระหว่างบริเวณของสนามรีแอกทีฟระยะใกล้ กับบริเวณสนามระยะไกล โดยมีสนามที่กระจายอยู่เป็นส่วนใหญ่เป็นและการกระจายของสนามตามมุมต่าง ๆ นั้น แปรผันตามระยะทางจากสายอากาศเมื่อสายอากาศมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น สนามในบริเวณนี้อาจจะไม่เกิดขึ้น ในบริเวณนี้จะมีระยะทาง $0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \leq R \leq \frac{2D^2}{\lambda}$ จากสายอากาศ

บริเวณสนามระยะไกล เป็นบริเวณสนามของสายอากาศซึ่งการแพร่กระจายของสนามของสายอากาศตามมุมต่าง ๆ ไม่ขึ้นกับระยะทางจากสายอากาศ ถ้าสายอากาศมีมิติใหญ่ที่สุดเท่ากับ D บริเวณสนามระยะไกลจะเกิดขึ้นที่ระยะทาง $R > \frac{2D^2}{\lambda}$ จากสายอากาศ

ในบริเวณนี้สนามมีลักษณะเป็นสนามตัดขวาง (Transverse Field) และการแพร่กระจายของสนามตามมุมต่าง ๆ ไม่ขึ้นกับระยะทาง ขอบในของบริเวณดังกล่าวมีค่า $R = \frac{2D^2}{\lambda}$ และขอบนอกเป็นอนันต์



รูปที่ 2.13 การแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ

2.7 ฮาล์ฟเพาเวอร์บีมวิดท์

ฮาล์ฟเพาเวอร์บีมวิดท์ (Half-Power Beam Width : HPBW) เป็นมุมที่วัดระหว่างจุดที่ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในลำคลื่นหลักมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุดสองจุดหรือตำแหน่งที่ 3 dB บนแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น หรืออีกกรณีหนึ่งจะพิจารณาจุดที่ความเข้มสนามเหลือ $\frac{1}{\sqrt{2}}$ หรือ 0.707 เท่าของแรงดันไฟฟ้าสูงสุด ดังแสดงในรูปที่ 2.12

2.8 เกน (Gain)

เกนของสายอากาศนั้นเป็นความสัมพันธ์ที่ได้จากโคเรคทีวิตี โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วยในขณะที่โคเรคทีวิตีแสดงคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้นการคิดค่าเกนของสายอากาศจะวัดเทียบกับสายอากาศอ้างอิง โดยเกนของสายอากาศส่ง คือกำลังส่งของอัตราส่วนระหว่างความเข้มสนามตามทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุดเมื่อเทียบกับความเข้มสนามที่สุดเดียวกันของสายอากาศอ้างอิงหรืออาจจะแสดงในรูปของอัตราส่วนของกำลังงานที่ต้องใช้ในการส่งของสายอากาศทั้งสอง เพื่อให้เกิดความเข้มสนามขนาดเท่ากัน (ณ จุดเดียวกัน) ในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุด หรือเกนของสายอากาศรับคือ อัตราส่วนระหว่างค่าความเข้มของสายอากาศทดสอบกับสายอากาศอ้างอิง ณ จุดตั้งสายอากาศที่เดียวกัน

การใช้สายอากาศอ้างอิงมักเป็นแบบไดโพลขนาด $\lambda/2$ หรือแบบไอโซทรอปิก (isotropic) ซึ่งมีลักษณะพิเศษคือ กระจายคลื่นได้รอบตัวทุกทิศในปริมาณที่เท่ากัน

เพาเวอร์เกน (Power Gain) ของสายอากาศ ในทิศทางที่กำหนดให้นั้นมีค่าเท่ากับ 4π คูณอัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางนั้น ต่อกำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับจากขั้วต่อของเครื่องส่ง เมื่อไม่กำหนดทิศทางไว้ โดยทั่วไปแล้วจะคิดเพาเวอร์เกนในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด

$$Gain = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.1)$$

โดยทั่วไปแล้วเรามักพูดถึงเกนสัมพัทธ์ ซึ่งเป็นอัตราส่วนของเพาเวอร์เกนในทิศทางที่กำหนดให้ต่อเพาเวอร์เกนของสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบในทิศทางนั้น เมื่อกำลังงานที่ป้อนเข้าสายอากาศทั้งสองนั้นต้องเท่ากัน สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบอาจจะเป็นสายอากาศไดโพล สายอากาศปากแตร หรือสายอากาศอื่น ๆ ซึ่งคำนวณเกนได้ง่าย หรือรู้ค่าอยู่แล้ว แต่อย่างไรก็ตามโดยส่วนใหญ่สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบจะเป็นไอโซทรอปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย ดังนั้นจะได้สมการดังนี้

$$G_g = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.2)$$

เมื่อ P_{in} คือ กำลังงานที่ป้อนให้กับไอโซโทรปิคพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย

กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด (P_{rad}) สัมพันธ์กับกำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศ (P_{in}) ดังสมการที่ (2.3)

$$P_{rad} = e_r P_{in} \quad (2.3)$$

เมื่อ e_r คือ ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย) ทำให้สมการที่ (2.2) และ (2.3) มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$G_g(\theta, \phi) = \frac{[4\pi U(\theta, \phi)]}{P_{rad}} \quad (2.4)$$

และมีความสัมพันธ์กับไดเรกทิฟเกนใน คือ

$$G_g(\theta, \phi) = e_r D_g(\theta, \phi) \quad (2.5)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าสูงสุดของเกนจะสัมพันธ์กับไดเรกทิวิตี คือ

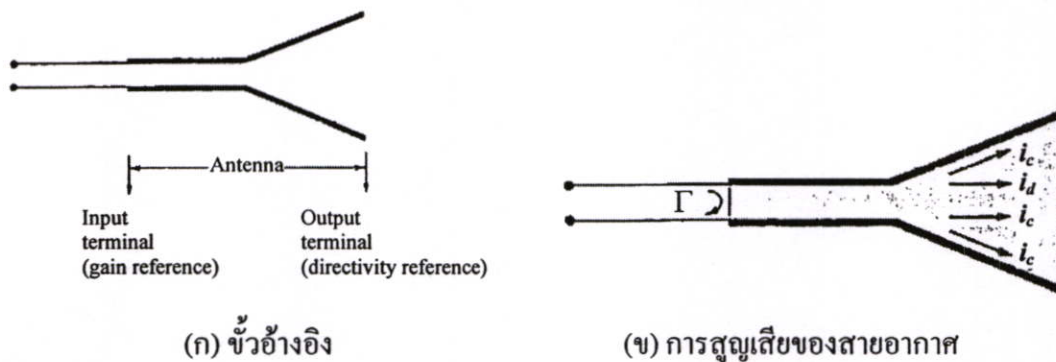
$$\begin{aligned} G_0 &= G_g(\theta, \phi) \Big|_{\max} \\ &= e_r D_g(\theta, \phi) \Big|_{\max} \\ &= e_r D_0 \end{aligned} \quad (2.6)$$

ดังนั้นค่าประมาณของเกนจะมีค่าเป็น

$$G_0 \cong \frac{30,000}{\theta_{1d} \theta_{2d}} \quad (2.7)$$

ในทางปฏิบัติแล้วเมื่อกล่าวถึงเกนจะหมายถึง เพาเวอร์เกนที่มีค่าสูงสุด แสดงได้ดังนี้

$$G_0 (dB) = 10 \log_{10} [e_r D_0] \tag{2.8}$$



รูปที่ 2.14 ขั้วอ้างอิงและการสูญเสียของสายอากาศ

2.9 แบนด์วิดท์

แบนด์วิดท์ของสายอากาศถูกกำหนดให้เป็นช่วงของความถี่ ที่สายอากาศมีคุณสมบัติอยู่ในมาตรฐานที่กำหนดให้ อาจคิดว่าเป็นช่วงของความถี่ที่สายอากาศมีคุณสมบัติต่าง ๆ ได้แก่ อินพุต อิมพีแดนซ์ แบบรูป บีมวิดท์ โพลาริเซชัน ระดับของไซด์โลบ เกน ประสิทธิภาพของการแพร่กระจายคลื่น ฯลฯ อยู่ในค่าที่ใช้งานได้ สำหรับสายอากาศแบนด์กว้าง มักจะคิดเป็นอัตราส่วนของความถี่ที่ใช้งานได้ ด้านสูงต่อความถี่ใช้งานด้านต่ำ ยกตัวอย่างเช่น แบนด์วิดท์ 10 : 1 แสดงว่าความถี่ที่ใช้งานในด้านสูง มีค่ามากกว่าความถี่ใช้งานด้านต่ำอยู่ 10 เท่า สำหรับสายอากาศแบนด์แคบ แบนด์วิดท์จะเป็นเปอร์เซ็นต์ของความแตกต่างของความถี่ (ความถี่ด้านสูงลบด้วยความถี่ด้านต่ำ) ทหารด้วยความถี่กลางของแบนด์วิดท์นั้น เช่น แบนด์วิดท์ 5% แสดงว่าผลต่างของความถี่ของช่วงการทำงานของสายอากาศเป็น 5% ของความถี่กลางของแบนด์วิดท์นั้น

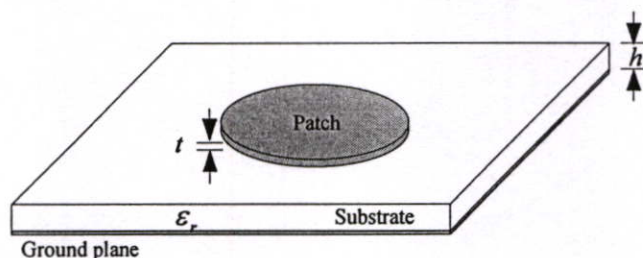
$$BW (\%) = \frac{f_u - f_l}{f_0} \times 100 \tag{2.9}$$

- เมื่อ BW คือ ค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศ
- f_u คือ ขอบเขตความถี่สูงของย่านความถี่
- f_l คือ ขอบเขตความถี่ต่ำของย่านความถี่
- f_0 คือ ความถี่กลางของย่านความถี่

เนื่องจากคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศ (ได้แก่ อินพุตอิมพีแดนซ์ แพทเทอร์น เบน โพลาริเซชัน ฯลฯ) ไม่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ในลักษณะเดียวกันทั้งหมด ดังนั้นจึงไม่สามารถกำหนดแบนด์วิดท์ตามคุณสมบัติอย่างใดอย่างหนึ่งเพียงแต่อย่างเดียวได้ จึงต้องมีการกำหนดข้อบังคับให้เป็นไปตามการประยุกต์ใช้งานแต่ละอย่างไป ปกติแล้วคุณสมบัติของแพทเทอร์นกับอิมพีแดนซ์แบนด์กับอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์จึงมักถูกใช้เป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของสายอากาศ

2.10 ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป

ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป [8] ประกอบด้วยองค์ประกอบพื้นฐาน คือ แผ่นตัวนำ ชั้นวัสดุฐานรอง ระบายกราวด์ และระบบป้อนกำลัง ดังแสดงในรูป 2.15



รูปที่ 2.15 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริป

2.10.1 แผ่นตัวนำ

แผ่นตัวนำมีลักษณะเป็นแผ่นโลหะแบบบาง ทำหน้าที่เป็นตัวแผ่พลังงาน และมีค่าความต้านทานต่ำ ทนต่อสภาวะแวดล้อมและการเกิดปฏิกิริยาต่าง ๆ ได้ดี สามารถยึดติดกับผิวของชั้นวัสดุฐานรองได้เป็นอย่างดี โดยทั่วไปทำจากทองแดง ทองคำหรือ อลูมิเนียม แผ่นตัวนำอาจมีรูปร่างต่าง ๆ เช่นสี่เหลี่ยมผืนผ้า สี่เหลี่ยมจัตุรัส วงกลม วงรี ฯลฯ วัสดุที่นำมาใช้ทำแผ่นตัวนำนี้จะส่งผลต่อประสิทธิภาพของสายอากาศและความยากง่ายในการผลิต นอกจากนี้แล้วขนาดและรูปร่างของแผ่นตัวนำยังเป็นปัจจัยที่กำหนดความถี่ใช้งานและส่งผลกระทบต่อรูปแบบการแผ่พลังงาน อินพุตอิมพีแดนซ์ ปัจจุบันแผ่นตัวนำที่ใช้ส่วนใหญ่เป็นแผ่นตัวนำรูปวงกลมและสี่เหลี่ยมเนื่องจากการผลิตและปรับแต่งสามารถทำได้ง่ายและคุณสมบัติไม่ต่างไปจากแผ่นตัวนำรูปอื่นมากนัก

2.10.2 ชั้นวัสดุฐานรอง

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

การเลือกวัสดุเพื่อใช้เป็นวัสดุฐานรองนอกจากจะต้องคำนึงถึงสมบัติทางกล สมบัติทางเคมี ความทนต่อสภาวะแวดล้อม เช่น ความชื้น อุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง ความสามารถในการยึดติดกับผิวโลหะได้ดี ความเรียบของผิวซึ่งเพิ่มประสิทธิภาพในการยึดติดกับโลหะและสามารถผลิตเป็นชั้นวัสดุฐานรองขนาดใหญ่สำหรับแผงสายอากาศได้ นอกจากนี้สมบัติทางไฟฟ้ายังเป็นตัวแปรสำคัญในการเลือกวัสดุโดยมีค่าปัจจัยที่ต้องคำนึงถึงดังต่อไปนี้

2.10.2.1 ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_r)

วัสดุที่ใช้ควรเป็นสารเนื้อเดียวเพื่อให้ค่าสภาพยอมของสารไดอิเล็กตริกมีค่าคงที่ ในเนื้อสาร ขนาดของแผ่นตัวนำจะมีค่าแปรผกผันกับค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ความหนาของชั้นวัสดุฐานรองเป็นปัจจัยที่กำหนดลักษณะของสายอากาศเช่นเดียวกับค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ซึ่งควรจะมีค่าต่ำ เนื่องจากวัสดุที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ต่ำจะให้สายอากาศที่มีสมรรถสูง

2.10.2.2 ค่าแทนเจนต์การสูญเสีย ($\tan \delta$)

ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสเสียดสเฟลซเมนต์ โดยเมื่อนำสารไดอิเล็กตริกไปคั่นกลางระหว่างแผ่นโลหะคู่หนึ่งซึ่งทำหน้าที่เป็นคาปาซิเตอร์ ซึ่งค่านี้จะแสดงให้รู้ว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสมากน้อยเพียงใด โดยค่านี้ควรจะมีค่าต่ำกว่า 0.001 เพื่อลดพลังงานสูญเสียเนื่องจากการสูญเสียของไดอิเล็กตริกทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศสูงขึ้น

2.10.2.3 ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal conductivity)

ค่านี้แสดงให้รู้ว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ค่านี้ยิ่งสูงยิ่งดี

2.10.2.4 ความขรุขระของผิว

ค่านี้ถือว่ามีค่าสำคัญเช่นเดียวกัน เพราะถ้าผิวขรุขระเกินไปก็จะทำให้เทคโนโลยีแบบฟิล์มทำได้ลำบากนอกจากนี้ยังส่งผลกระทบต่อ การส่งผ่านคลื่นไปตามไมโครสตริปด้วย เพราะฉะนั้นขรุขระน้อยจะดีกว่า

2.10.2.5 ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric strength)

ค่านี้จะบ่งบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นได้ด้วยดังนั้นควรจะมีค่าสูง

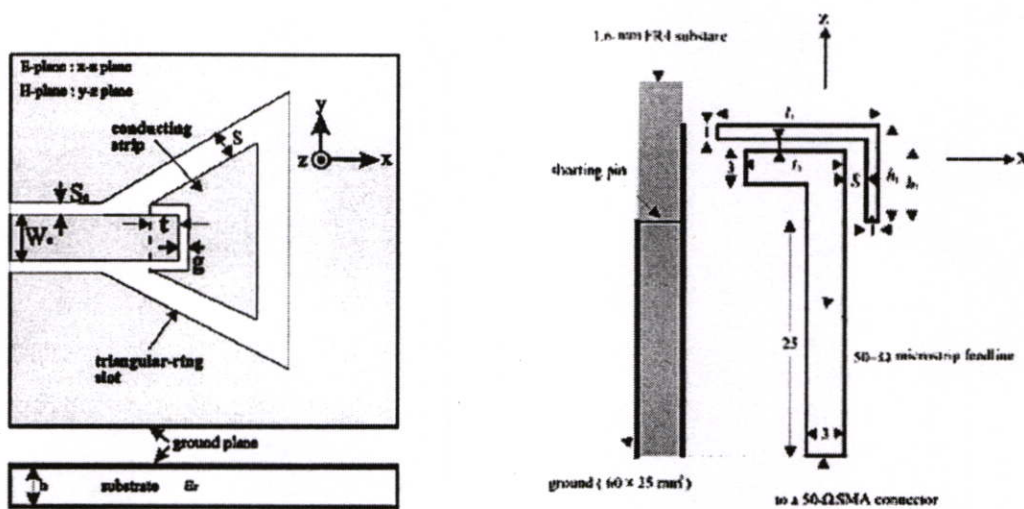
2.10.3 ระนาบกราวด์ (Ground plane)

เป็นแผ่นโลหะขนาดใหญ่มากเมื่อเทียบกับแผ่นตัวนำ ซึ่งโดยส่วนใหญ่จะทำด้วยโลหะชนิดเดียวกัน โดยขนาดของระนาบกราวด์นี้จะส่งผลกระทบต่อแบบรูปการแผ่พลังงานเนื่องจากคลื่นเลี้ยวเบนที่บริเวณขอบของระนาบกราวด์ นอกจากนี้ยังส่งผลต่อการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศอีกด้วย เนื่องจากในการวิเคราะห์สายอากาศส่วนใหญ่มีข้อสมมุติว่าแผ่นระนาบกราวด์มีขนาดใหญ่กว่าแผ่นตัวนำมากจนสามารถประมาณได้ว่าเป็นอนันต์ ขนาดที่จำกัดของแผ่นระนาบกราวด์จะมีผลกระทบต่อลำคลื่นหลัก (Main lobe) น้อยมาก แต่จะทำให้เกิดลำคลื่นด้านหลังของแบบรูปการแผ่พลังงาน การรวมผลของระนาบกราวด์จะมีความจำเป็นก็ต่อเมื่อผู้ออกแบบสนใจลำคลื่นด้านหลัง (Back lobe) ของแบบรูปการแผ่พลังงานเท่านั้น

2.10.4 ระบบป้อนกำลัง (Feed)

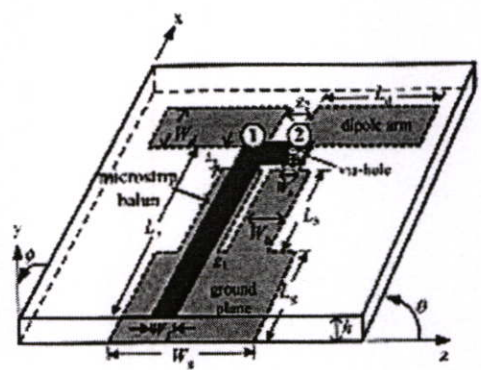
ทำหน้าที่ในการจ่ายกำลังความถี่คลื่นวิทยุ (RF power) ให้แก่สายอากาศไมโครสตริป ระบบป้อนกำลังเป็นปัจจัยสำคัญที่ส่งผลกระทบต่อความยากง่ายในการสร้างและคุณสมบัติของสายอากาศ โดยเฉพาะในแผงสายอากาศไมโครสตริปเนื่องจากการจัดวางตัวของระบบป้อนกำลังพลังงานที่สูญเสียในระบบป้อนกำลัง การผิเคเพี้ยนของกระแสกระตุ้น และปรากฏการณ์ควมกำลังคลื่นร่วมระหว่างระบบป้อนกำลังกับแผ่นตัวนำ จะส่งผลต่อค่าคุณสมบัติของสายอากาศไม่ว่าจะเป็นรูปแบบการแผ่พลังงาน โพลาริเซชัน และประสิทธิภาพของสายอากาศ ระบบป้อนกำลังนี้สามารถทำได้หลายลักษณะเช่น การจ่ายกระแสผ่านสายป้อนที่ต่อจากแผ่นตัวนำ โดยการใช้กรรมวิธีทำแผ่นวงจรพิมพ์

สำหรับสายอากาศไมโครสตริปนั้นมียู้อยู่ด้วยกันหลากหลายชนิด โดยในแต่ละชนิดก็จะมีรูปแบบและคุณสมบัติแตกต่างกันออกไป ดังนั้นในการออกแบบหรือเลือกใช้สายอากาศชนิดไหนนั้นต้องคำนึงถึงความเหมาะสมในการนำไปใช้งาน สำหรับตัวอย่างของสายอากาศไมโครสตริป [9-11] แสดงได้ดังรูปที่ 2.16



(ก) สายอากาศช่องเปิด (Slot antenna)

(ข) สายอากาศโมโนโพล (Monopole antenna)



(ค) สายอากาศไดโพล (Dipole antenna)

รูปที่ 2.16 สายอากาศไมโครสตริปชนิดต่าง ๆ

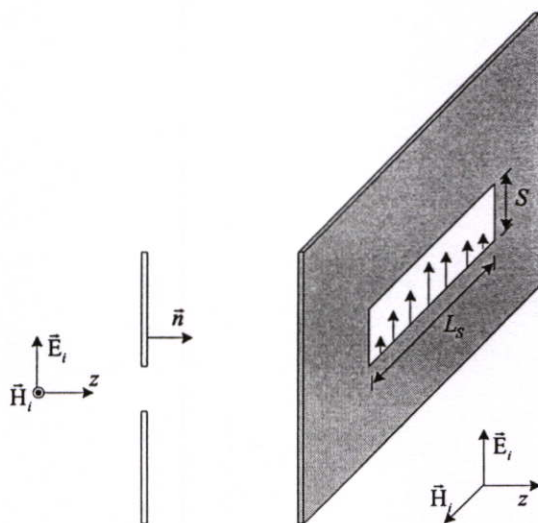
2.11 สายอากาศแผ่นไมโครสตริปแบบช่องเปิด

2.11.1 การแพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศช่องเปิด

การแพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศช่องเปิด [12] เกิดขึ้นเมื่อคลื่นเคลื่อนที่เข้าปะทะแผ่นตัวนำสมบูรณ์แบบช่องเปิดแคบ โดยที่สนามไฟฟ้ามีทิศตั้งฉากกับแนวของช่องเปิด จะเห็นได้ว่าที่ตรงช่องเปิดจะมีสนามไฟฟ้าความเข้มสูงมากเกิดขึ้น ทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นออกไปยังบริเวณที่อยู่อีกด้านหนึ่งในกรณีช่องเปิดแคบมาก ๆ กระแสไฟฟ้าสมมูลคือ $\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}'$ จะมีขนาดจำกัด และเมื่อคิดว่าความกว้างของช่องเปิดซึ่งอ้างอิงจากรูปคือ S เข้าหาศูนย์ กระแสไฟฟ้าสมมูลส่วนนี้จะตัดทิ้งได้เพราะมีขนาดเล็ก แต่ส่วนที่เป็นกระแสแม่เหล็กสมมูลคือ $\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}'$ นั้นไม่สามารถตัดทิ้งได้ เพราะเมื่อ S เข้าหาศูนย์สนามแม่เหล็กที่ช่องเปิดก็จะเข้าหอนันต์จึงไม่สามารถตัดทิ้งได้

ถ้าให้ E_z เป็นสนามไฟฟ้าที่ช่องเปิด และช่องเปิดยาว L_z เนื่องจากปลายทั้งสองของช่องเปิดสนามไฟฟ้าจะต้องเป็นศูนย์ เพราะฉะนั้นการกระจายของสนามไฟฟ้าบนช่องเปิดจะเขียนได้ดังรูปที่ 2.17

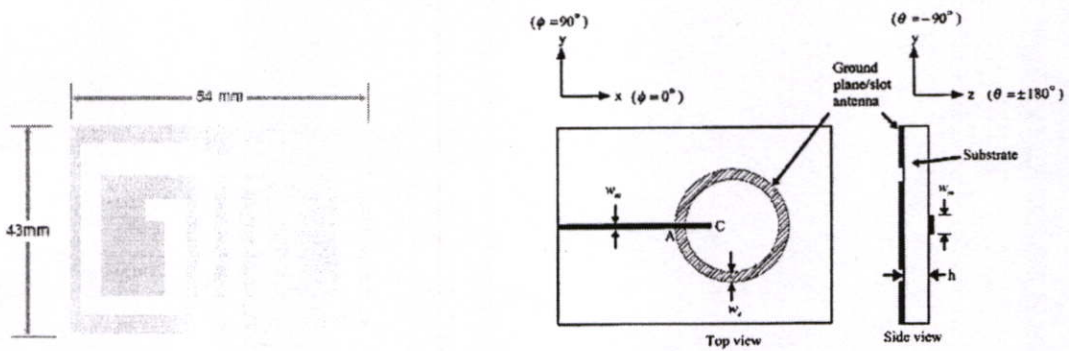
กระแสแม่เหล็กสมมูลที่เกิดขึ้นนี้เนื่องจากแผ่นตัวนำมีความหนาจำกัด จะเกิดขึ้นที่ทางด้านหน้าและด้านหลัง โดยมีขนาดเท่ากัน



รูปที่ 2.17 การแพร่กระจายคลื่นจากไมโครสตริปแบบช่องเปิด

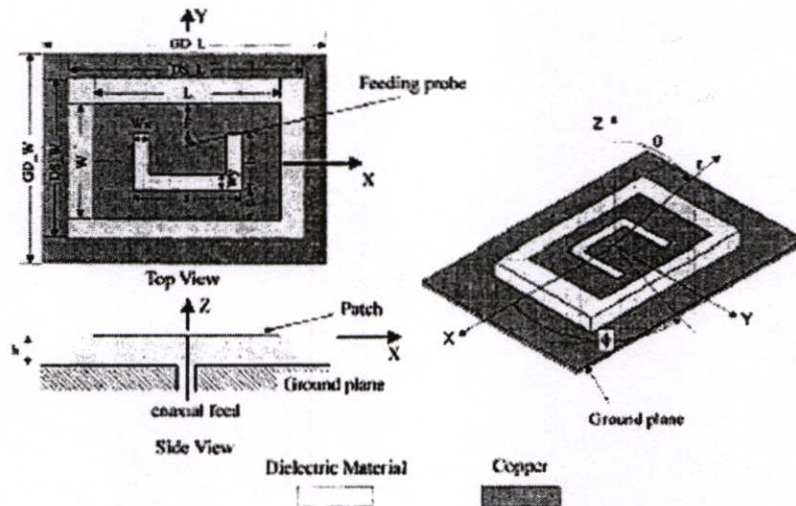
2.11.2 รูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศช่องเปิด

สายอากาศแผ่นไมโครสตริปแบบช่องเปิดเป็นสายอากาศที่สามารถใช้รูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศได้หลากหลายรูปแบบ [13-15] ไม่ว่าจะเป็นแบบไมโครสตริป (Microstrip feed) แบบสายส่งโคแอกเซียล (Coaxial feed) หรือแบบ (Coplanar Waveguide: CPW) โดยช่องเปิดนั้นอาจจะมีลักษณะเป็นสี่เหลี่ยม วงกลม วงแหวน (กว้างหรือแคบก็ได้) สายอากาศรูปแบบนี้ สามารถทำให้มีรูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลทั้งในแบบทิศทางเดียว (Unidirectional) หรือสองทิศทาง (Bidirectional) ก็ได้ สำหรับตัวอย่างของสายอากาศช่องเปิดที่ใช้รูปแบบการป้อนสัญญาณแบบต่าง ๆ แสดงได้ดังรูปที่ 2.18



(ก) แบบ CPW

(ข) แบบไมโครสตริป

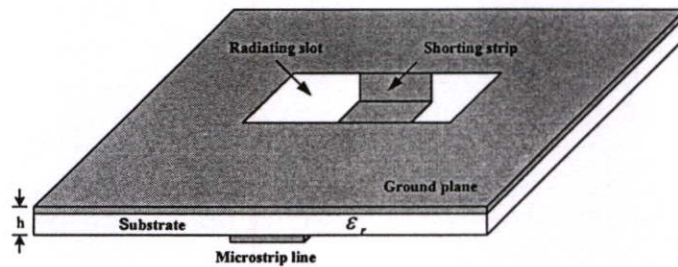


(ค) แบบโคแอกเซียล โพรบ

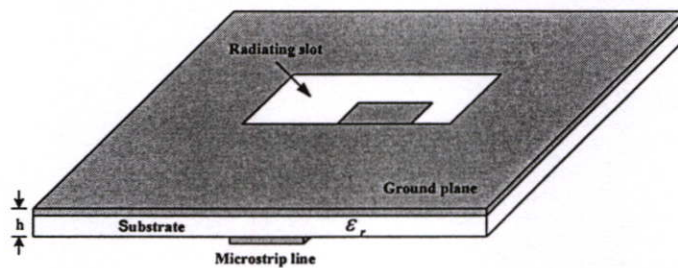
รูปที่ 2.18 รูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

2.11.3 สายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริป

ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริปจะประกอบไปด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป และช่องเปิดที่อยู่บนแผ่นตัวนำ สำหรับลักษณะการส่งผ่านคลื่นสัญญาณ ในลักษณะนี้จะมีหลักการรูปแบบพื้นฐานอยู่ 2 รูปแบบ คือ การต่อแบบปิดวงจร (Microstrip Terminated Short Circuit) ดังรูปที่ 2.19(ก) และการต่อแบบเปิดวงจร (Microstrip Terminated Open Circuit) แสดงได้ดังรูปที่ 2.19(ข) ซึ่งความยาวของสายส่งในกรณีนี้จะมีความยาวประมาณเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่นหรือมากกว่า



(ก) กรณีต่อแบบปิดวงจร



(ข) กรณีต่อแบบเปิดวงจร

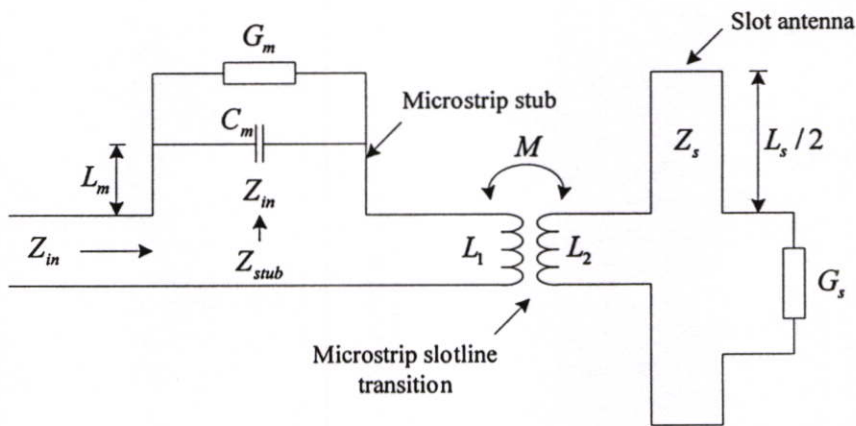
รูปที่ 2.19 สายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริป

จากรูปที่ 2.19 แสดงให้เห็นว่าลักษณะการวางของสายส่งสัญญาณและช่องเปิดที่อยู่บนแผ่นตัวนำนั้น จุดกึ่งกลางความยาวของช่องเปิดจะวางอยู่ที่จุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ ลักษณะการวางช่องเปิดแบบนี้จะเรียกว่า สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่มีการส่งคลื่นตรงกลาง (Center-fed Microstrip Slot Antenna) ลักษณะการจัดวางแบบนี้ทำให้เกิดความต้านทานในการแพร่กระจายคลื่นสูง ดังนั้นจึงได้มีการทำวิจัยเพื่อให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี โดยที่วิธีการพื้นฐานที่สำคัญในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศมีอยู่ 3 วิธีคือ

1. วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ (Offset Microstrip Feeding)
2. วิธีการปรับความยาวของสตัป (Stub-Tuning) ซึ่งความยาว L_m คือความยาวของสตัปซึ่งจะมีความยาวประมาณเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่นหรือมากกว่า ซึ่งการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์แบบนี้จะมีผลต่อค่าความถี่เรโซแนนซ์อีกด้วย
3. วิธีการปรับช่องเปิดให้เอียง (Inclined Slot) โดยจัดวางสายป้อนไว้ตรงกลางแต่ทำการปรับช่องเปิดให้เอียงเพื่อปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์

2.11.4 วงจรสมมูลของสายอากาศช่องเปิดป้อนด้วยไมโครสตริปแบบเปิดวงจร

สำหรับสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริปที่ต่อแบบเปิดวงจรสามารถจะเขียนเป็นวงจรสมมูล [16] ดังรูปที่ 2.20 ส่วนของช่องเปิดแทนด้วยวงจรที่ต่อแบบเปิดวงจรแบ่งออกเป็นสองส่วน ค่าความนำ (G_s) แสดงถึงค่ากำลังงานในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ และที่บริเวณที่มีการคัปปลิงระหว่างช่องเปิดบนตัวนำกับสายส่งไมโครไมโครสตริปจะเกิดมีขบวนการอินดักแตนซ์ (Mutual inductance: M) ระหว่าง L_1 และ L_2 ในส่วนของสายส่งมีเป็นลักษณะของวงจรต่อแบบอนุกรม ประกอบด้วยสตัปแมตซ์ซิง (L_m) แบบเปิดวงจร โดยที่ส่วนปลายสุดจะแทนด้วยค่า คาปาซิเตอร์ (C_m) และค่ากำลังงานในการแพร่กระจายคลื่นจากสายส่งไมโครสตริปแทนด้วยค่าความนำ (G_m)



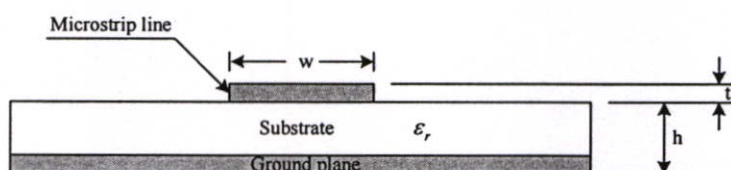
รูปที่ 2.20 วงจรสมมูลของสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริปแบบเปิดวงจร

2.12 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

2.12.1 โครงสร้างพื้นฐานของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป

สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป [17] ได้รับความนิยมนำมาใช้งานกับความถี่ในย่านไมโครเวฟ เพราะมีข้อดีคือ ง่ายต่อการเชื่อมต่ออีกทั้งยังมีขนาดเล็ก รูปที่ 2.21 แสดงโครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป โดยจะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบตัวนำแคบ ๆ วางอยู่บนวัสดุฐานรอง (Substrate) ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของวัสดุฐานรองจะเป็นระนาบกราวด์ (ground plane) ซึ่งมีลักษณะเป็นผิวโลหะ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในวัสดุฐานรอง (Substrate) บริเวณที่อยู่ระหว่างแถบตัวนำแคบ ๆ กับผิวโลหะระนาบกราวด์ด้านล่าง ความหนาของวัสดุฐานรองนั้น โดยส่วนใหญ่แล้วจะประมาณ 2 มิลลิเมตร หรือต่ำกว่าลงมา สายส่งแบบไมโครสตริปไม่มีการshieldสัญญาณที่ดีเนื่องจากไม่มีระนาบกราวด์ปิดด้านบนเหมือนสายป้อนแบบสตริปไลน์ ทำให้มี Radiation loss ค่อนข้างสูง เนื่องจากไม่มีระนาบกราวด์ด้านบนกันเอาไว้ และการที่แถบตัวนำของไมโครสตริปมีด้านบนสัมผัสกับอากาศ และด้านล่างสัมผัสไดอิเล็กตริกสนามไฟฟ้า E จึงแยกไปในอากาศส่วนหนึ่ง และส่วนที่เหลือผ่านไปในสารไดอิเล็กตริก

แถบตัวนำกว้าง w หนา t ถูกวางอยู่บนวัสดุฐานรอง (Substrate) โดยที่ความกว้างของสตริปนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่ต้องการ สำหรับความหนาของตัวสตริปนั้นจะมีค่าประมาณ 5 ไมโครเมตร หรือ 10 ไมโครเมตร ขึ้นอยู่กับการใช้เทคโนโลยีแผ่นฟิล์มบางหรือแผ่นฟิล์มหนาในการสร้างสตริปนั้น สำหรับค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเป็น ϵ_r วัสดุฐานรองที่ใช้งานมีการใช้งานอยู่มากมายหลายชนิด เช่น อลูมินา แซฟไฟร์ แก้ว ควอตซ์ ซึ่งมีค่า ϵ_r ตั้งแต่ 2 ถึง 12 ส่วนบนสารตัวนำจะเป็นอากาศที่มี $\epsilon_r = 1$



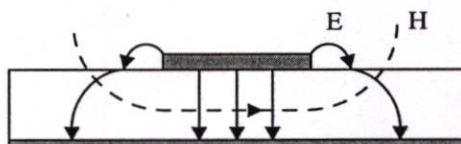
รูปที่ 2.21 โครงสร้างทางกายภาพของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

2.12.2 การส่งผ่านคลื่นในสายส่งไมโครสตริป

การส่งผ่านคลื่นในสายส่งสัญญาณไมโครสตริปนั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มาก แต่จะไม่ใช่โหมด TEM เสียทีเดียว เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ด้วย จึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่า โหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) รูปที่ 2.22 แสดงเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป การที่มีสนามในแนวแกนอยู่บ้างนั้นเป็นเพราะโครงสร้างที่มี

สารไดอิเล็กตริก และอากาศอยู่ในระนาบเดียวกัน และในสภาพที่มีสนามในแนวแกนเกิดอยู่ใน โหมดที่ส่งผ่านอยู่นั้นก็จะเป็นไฮบริดโหมด

การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ซึ่งพออนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้ทำให้สามารถใช้ หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาคุณสมบัติของไมโครสตริปได้ โดยวิธีการหาค่าคงตัว ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (effective dielectric constant: ϵ_{eff}) ของระบบซึ่งจะรวมผลของ สารไดอิเล็กตริกและอากาศเข้าด้วยกัน

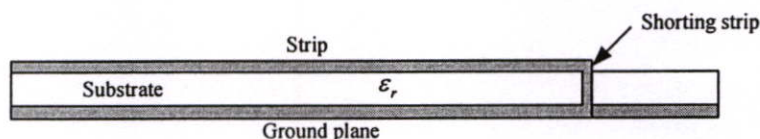


รูปที่ 2.22 เส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

2.12.3 การปิดวงจรและการเปิดวงจรปลายสายส่งไมโครสตริป

การปิดวงจรและการเปิดวงจรปลายสายไมโครสตริปนั้นมีความจำเป็นเช่นเดียวกับสายนำ สัญญาณทั่วไป เช่น ใช้ในการทำสวิตช์สำหรับการแมตซ์อิมพีแดนซ์ เป็นต้น ซึ่งในที่นี้ก่อนอื่นจะ กล่าวถึงการปิดวงจร และการเปิดวงจรตามลำดับ

การปิดวงจรปลายสายของไมโครสตริปนั้น ในย่านความถี่ใช้งานที่ต่ำกว่า 2 GHz นั้นส่วน ใหญ่จะใช้วิธีเจาะรูที่ปลายสายและร้อยเส้นลวดพร้อมทั้งบัดกรีเข้ากับแถบสตริปด้านบนและแผ่น กราวด์ด้านล่างดังแสดงในรูปที่ 2.23



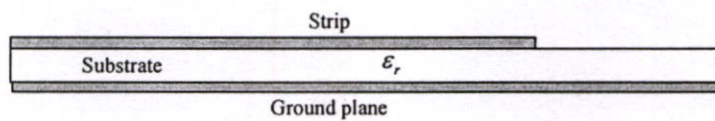
รูปที่ 2.23 การปิดวงจรปลายสายส่งไมโครสตริป

สำหรับการปิดวงจรสายส่งสัญญาณไมโครสตริปนี้จะพบว่า จะใช้งานได้ดีถึงความถี่ ประมาณ 2 GHz เท่านั้น เมื่อความถี่สูงขึ้นกว่านี้ค่ารีแอกแตนซ์ของส่วนที่เป็นเส้นลวดปิดวงจรจะ เริ่มมีปัญหา คือค่ารีแอกแตนซ์จะสูงจนไม่สามารถละเลยได้ และที่เป็นปัญหามากก็คือค่ารีแอก แแตนซ์ที่เกิดขึ้นนั้นจะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ซึ่งทำให้ใช้งาน ได้ยาก

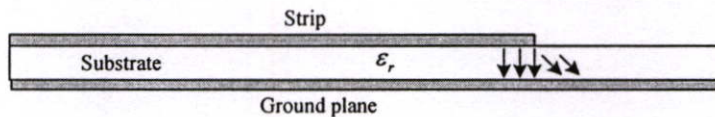
สำหรับกรณีที่มี $Z_c = 50 \Omega$ นั้นรูที่เจาะจะมีขนาดเล็กมากจะไม่สามารถเจาะด้วยวิธีทาง กลธรรมดา จะทำได้ก็ต่อเมื่อใช้แสงเลเซอร์เท่านั้น และปัญหาที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของการปิดวงจร

ปลายสายไมโครสตริป คือ ตำแหน่งรูเจาะนั้นมีโอกาสคลาดเคลื่อนไปตามขนาดของแผ่นวงจรพิมพ์ ซึ่งแตกต่างกันอยู่บ้างเล็กน้อย นอกจากนั้นก็อาจจะคลาดเคลื่อนไปเนื่องจากกรรมวิธีในการเจาะไม่ละเอียดพอ การคลาดเคลื่อนของตำแหน่งดังกล่าวนี้จะส่งผลกระทบต่อค่ารีแอคแตนซ์ไม่ลดต่ำลงตามที่ต้องการ ดังนั้นการปิดวงจรปลายสายไมโครสตริปจึงทำได้ยากกว่าการเปิดวงจรปลายสายที่จะกล่าวต่อไป

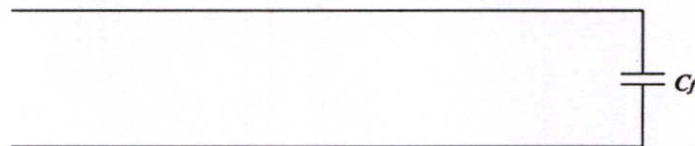
การเปิดวงจรปลายสายไมโครสตริปนั้นตามโครงสร้างก็จะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.24 ตามโครงสร้างที่แสดงนี้โดยปกติจะมีปรากฏการณ์ต่าง ๆ ต่อไปนี้เกิดอยู่ ซึ่งทำให้การเปิดวงจรไม่สมบูรณ์แบบตามต้องการ



(ก) การเปิดวงจรปลายสายส่งไมโครสตริป



(ข) การเกิดฟริงกิง (Fringing)

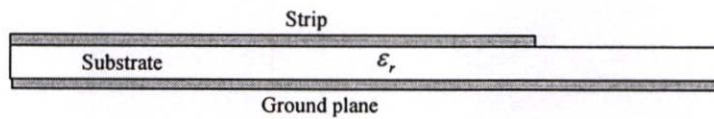


(ค) วงจรสมมูลผลกระทบของฟริงกิง

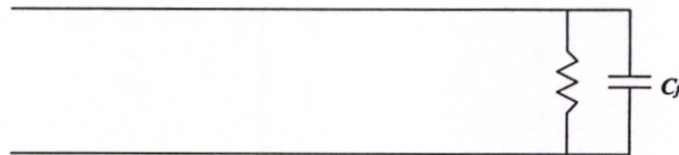
รูปที่ 2.24 การเปิดวงจรปลายสายส่งไมโครสตริป

- เส้นแรงไฟฟ้าที่ปลายสายของไมโครสตริปสามารถแผ่เลยปลายสายไปได้ ซึ่งเรียกว่าการเกิดฟริงกิง (Fringing) ดังแสดงในรูปที่ 2.24 (ข) โดยผลกระทบของฟริงกิงนี้จะสามารถแทนที่ด้วยค่าคาปาซิแตนซ์ (C_f) ที่ต่อไว้ที่ปลายสายดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.24 (ค)

- พลังงานบางส่วนอาจจะสูญเสียออกไปในรูปแบบของการแพร่กระจายคลื่น
- มีการขับให้เกิดคลื่นผิว (Surface wave) ส่งผ่านออกไปจากปลายสายไมโครสตริปนั้น ซึ่งนั่นก็หมายความว่ามีการสูญเสียกำลังที่ปลายสายเกิดขึ้น และเมื่อคิดเป็นวงจรสมมูลก็จะเหมือนกับมีขั้วคั่นคอนดักแตนซ์ต่ออยู่ที่ปลายสายดังรูปที่ 2.25 แต่ผลกระทบดังกล่าวนี้มีผลน้อยจนสามารถละเลยได้ เมื่อเปรียบเทียบการเกิดฟริงกิง (Fringing) ที่ปลายสาย



(ก) การเกิดคลื่นผิว



(ข) วงจรสมมูลการเกิดคลื่นผิว

รูปที่ 2.25 การกระจายคลื่นและการเกิดคลื่นผิวออกจากปลายสายไมโครสตริปและวงจรสมมูล

2.12.4 การออกแบบสายส่งสัญญาณไมโครสตริป

สายส่งแบบไมโครสตริปได้รับความนิยม เนื่องจากทำได้ด้วยราคาถูกอุปกรณ์ลัมพ์แบบพาสซีฟ ก็สามารถจะถูกสร้างอยู่บนวัสดุฐานรองเดียวกันได้ ขาอุปกรณ์แอกทีฟ และพวกชิพต่าง ๆ ก็ยังสามารถเชื่อมต่อกับแถบโลหะได้โดยตรง ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งไมโครสตริปที่มีความกว้าง w สูง h และโลหะมีความหนาน้อยมาก ($t/h \leq 0.005$)

กรณี $\frac{w}{h} \leq 1$

$$Z_0 = 60 \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) / (\epsilon_{eff})^{1/2} \quad (2.10)$$

เมื่อ

$$\epsilon_{eff} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + 0.5(\epsilon_r - 1) \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{1/2} \quad (2.11)$$

กรณี $\frac{w}{h} \geq 1$

$$Z_0 = \frac{120\pi / (\epsilon_{\text{eff}})^{1/2}}{w/h + 1.393 + 0.667 \ln(w/h + 1.44)} \quad (2.12)$$

กรณี $\frac{w}{h} \leq 2$

$$\frac{w}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (2.13)$$

กรณี $\frac{w}{h} \geq 2$

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] \quad (2.14)$$

เมื่อ

$$A = \frac{Z_0}{60} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right)^{1/2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.15)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\epsilon_r^{1/2}} \quad (2.16)$$

เมื่อแถบ w มีความหนาด้วย ทำให้ค่า w ในสูตรจะแทนด้วย w_e

กรณี $\frac{w}{h} \geq \frac{\pi}{2}$

$$w_e = w + \frac{t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) \quad (2.17)$$

กรณี $\frac{w}{h} \leq \frac{\pi}{2}$

$$w_e = w + \frac{t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right) \quad (2.18)$$

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

$$\lambda_g = \frac{c}{f(\epsilon_{eff})^{1/2}} \quad (2.19)$$

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

ค่าความเร็วเฟสในสายส่งไมโครสตริป คือ

$$V_p = \frac{c}{(\epsilon_{eff})^{1/2}} \quad (2.20)$$

- เมื่อ V_p คือ ความเร็วเฟส

บทที่ 3

วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา

3.1 บทนำ

วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference Time Domain, FDTD) [18-19] นำเสนอโดย เค เอส ยี (K. S. Yee) ในปี ค.ศ. 1966 ซึ่งเป็นสมการผลต่างสี่บเนื่องในระบบสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ที่แปรผันตามเวลา และถือได้ว่าเป็นระเบียบวิธีที่สะดวกในการแก้สมการเชิงอนุพันธ์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งเป็นวิธีที่ได้รับการยอมรับและมีการใช้กันอย่างแพร่หลายมาจนถึงปัจจุบัน เขาได้นำเสนอระเบียบวิธีการวิเคราะห์เชิงตัวเลข (Numerical Algorithm) แบบผลต่างสี่บเนื่องสำหรับการแก้ปัญหาสมการแมกซ์เวลล์ขึ้นมาใหม่ด้วยการวิเคราะห์ในโดเมนเวลา (Time Domain) ควบคู่ไปกับโดเมนสเปซ (Space Domain) ซึ่งกำหนดการกระทำของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจำนวนหกสนามให้อยู่บนเซลล์สี่เหลี่ยมลูกบาศก์หนึ่งหน่วย และสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์เข้ากับสมการคลื่น แทนที่จะทำการแก้สมการเพื่อหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กอย่างใดอย่างหนึ่ง เปรียบเสมือนการแปลงสนามรวมของสมการอินทิกรัล โดยกำหนดเงื่อนไขขอบเขตของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} จะถูกบังคับให้อยู่ในพื้นที่ผิวของโครงสร้างของตัวกลางนั้น ๆ จากการที่ใช้ข้อมูลของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} ในการคำนวณด้วยกัน จะทำให้ได้ผลเฉลยที่มีความถูกต้องแน่นอนมากกว่าการใช้สนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าอย่างใดอย่างหนึ่งเพียงอย่างเดียว สำหรับในบริเวณที่มีสนามได้เพียงสนามเดียว เช่น สนามสัมผัส \vec{H} ณ ตำแหน่งที่เป็นขอบหรือมุม หรือรอบ ๆ แขนเส้นลวด ก็สามารถที่จะทำการจำลองสนาม \vec{E} ที่อยู่ใกล้ ๆ หรือขอบของเส้นลวดได้ถ้าในบริเวณนั้นมีทั้งสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าเกิดขึ้นและสำหรับการปรับปรุงลักษณะการกระทำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโดเมนสเปซและโดเมนเวลานี้จะใช้แบบแผนลีฟรอก (Leap-Frog) ซึ่งจะใช้วิธีปรับปรุงสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสลับกันในโดเมนเวลา

โดยในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของวิธีการผลต่างสี่บเนื่อง สมการแมกซ์เวลล์และอีอัลกอริทึม เสถียรภาพเชิงตัวเลข การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศด้วยวิธี FDTD เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน การแปลงสนามการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสำหรับวิธี FDTD ซึ่งนำเสนอได้ตามลำดับดังนี้

3.2 วิธีการผลต่างสี่บเนื่อง

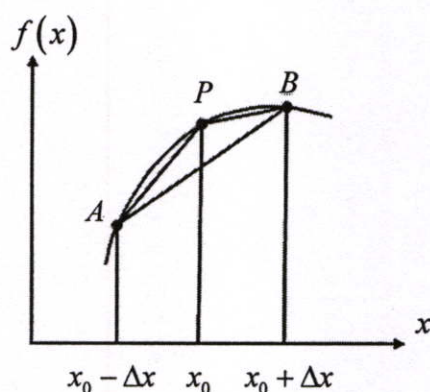
วิธีการผลต่างสี่บเนื่อง [20] ถูกคิดค้นโดย A. Thom ในปี ค.ศ. 1920 โดยวิธีนี้จะเป็นลักษณะของการประมาณที่สามารถจะแทนสมการที่อยู่ในรูปของเชิงอนุพันธ์ด้วยสมการผลต่าง

สืบเนื่องได้ วิธีการประมาณผลต่างสืบเนื่องจะขึ้นกับค่าในขอบเขตของผลเฉลยกับจุดข้างเคียง โดยวิธีการแก้สมการผลต่างสืบเนื่องจะประกอบด้วย 3 ขั้นตอนคือ เริ่มจาก แบ่งขอบเขตของผลเฉลยในรูปของตาราง ต่อไปจึงทำการประมาณสมการที่ได้มา โดยใช้ผลต่างสืบเนื่องซึ่งจะขึ้นอยู่กับตำแหน่งในขอบเขตของผลเฉลยและตำแหน่งของจุดข้างเคียง และสุดท้ายคือทำการแก้สมการอนุพันธ์โดยใช้เงื่อนไขขอบเขตหรือเงื่อนไขเริ่มต้น

3.2.1 รูปแบบของผลต่างสืบเนื่อง

กำหนดให้ฟังก์ชัน $f(x)$ แสดงดังในรูปที่ 3.1 จะสามารถประมาณโดยใช้อนุพันธ์อันดับหนึ่ง โดยใช้ความชันของเส้นโค้ง PB ให้เป็นสมการผลต่างสืบเนื่องแบบไปข้างหน้า (Forward Difference Formula)

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0)}{\Delta x} \quad (3.1)$$



รูปที่ 3.1 รูปแบบการประมาณค่าของ $f(x)$ ที่จุด P โดยใช้ผลต่างสืบเนื่องไปข้างหน้า ข้างหลัง และตรงกลาง

ในขณะที่ความชันของเส้นโค้ง AP ให้เป็นสูตรผลต่างสืบเนื่องไปข้างหลัง (Backward Difference Formula)

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0) - f(x_0 - \Delta x)}{\Delta x} \quad (3.2)$$

ความชันของเส้นโค้ง AB ให้เป็นสูตรผลต่างสี่เหลี่ยมตรงกลาง (Central Difference Formula)

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0 - \Delta x)}{2\Delta x} \quad (3.3)$$

จะสามารถประมาณอนุพันธ์อันดับที่สองของ ที่จุด P ได้เป็น

$$\begin{aligned} f''(x_0) &\approx \frac{f'(x_0 + \frac{\Delta x}{2}) - f'(x_0 - \frac{\Delta x}{2})}{\Delta x} \\ &\approx \frac{1}{\Delta x} \left\{ \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0)}{\Delta x} - \frac{f(x_0) - f(x_0 - \Delta x)}{\Delta x} \right\} \\ &\approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - 2f(x_0) + f(x_0 - \Delta x)}{(\Delta x)^2} \end{aligned} \quad (3.4)$$

3.2.2 ความถูกต้องและเสถียรภาพของผลการแก้สมการแบบผลต่างสี่เหลี่ยม

การคำนึงถึงเสถียรภาพและความถูกต้องเป็นสิ่งที่สำคัญในการคำนวณเชิงตัวเลข หากต้องการให้ผลของการแก้สมการมีความน่าเชื่อถือและสามารถนำไปใช้ได้โดยความถูกต้องก็คือการที่ค่าที่ได้จากการประมาณมีความใกล้เคียงกับคำตอบจริงมากที่สุด ในขณะที่ส่วนของเสถียรภาพก็คือการที่ผลของคำตอบที่ได้ไม่มีขนาดเพิ่มขึ้นอย่างไม่มีที่สิ้นสุดเมื่อเวลาเพิ่มขึ้น

ในการคำนวณเชิงตัวเลขในทางปฏิบัติจะมีความผิดพลาดแบ่งออกได้เป็น 3 ประเภทคือ

1. ความผิดพลาดเนื่องจากการจำลองรูปทรง (Modeling Errors)

ความผิดพลาดเนื่องจากการจำลองรูปทรงจะขึ้นอยู่กับสมมุติฐานที่นำมาจำลองรูปทรงทางคณิตศาสตร์ ตัวอย่างเช่น ระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่มีจะนำเสนอในรูปของสมการอนุพันธ์ย่อย

2. ความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลาย (Truncation Errors)

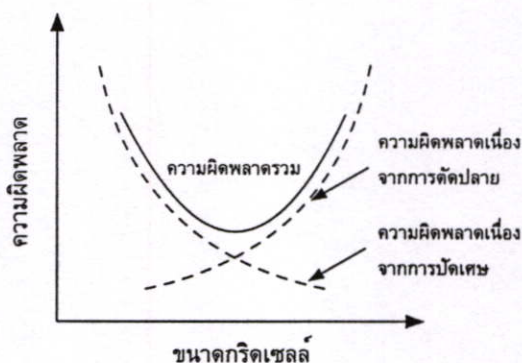
ความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลายเกิดขึ้นจากข้อเท็จจริงที่ว่า การวิเคราะห์เชิงตัวเลขสามารถที่จะดำเนินการได้เพียงกับตัวเลขที่มีค่าแน่นอน จากกระบวนการที่ปกติจะมีลักษณะเป็นอนุกรมอนันต์ เช่น ในรูปแบบของการแก้สมการผลต่างสี่เหลี่ยมบางเทอมที่มีอันดับสูงจะต้องถูกตัดทิ้งไป ด้วยเหตุนี้จึงทำให้เกิดความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลาย ความผิดพลาดนี้สามารถทำให้น้อยลงด้วยการแบ่งกริดให้มีขนาดเล็กลง หรือทำได้โดยการใช้สมการหลาย ๆ เทอมในการ

คำนวณหรือเรียกว่าการประมาณอันดับสูง แต่ทำให้เกิดผลเสียที่ตามมาคือ มักจะไม่มีเสถียรภาพ ฉะนั้นสมการอันดับสูงมักจะถูกนำเสนอในรูปแบบของผลเฉลยเทียม

3. ความผิดพลาดเนื่องจากการปัดเศษ (Round off Errors)

ความผิดพลาดเนื่องจากการปัดเศษจะเป็นสิ่งที่สะท้อนให้เห็นถึงความจริงที่ว่า ค่าบนเครื่องคอมพิวเตอร์จะต้องแน่นอนอยู่กับค่าใดค่าหนึ่ง ถ้าต้องการลดความผิดพลาดเนื่องจากการปัดเศษนี้ได้อย่างสิ้นเชิง จะต้องทำให้จำนวนทุกจำนวนที่จะมาดำเนินการทางคณิตศาสตร์ทุกตัวเป็นเลขจำนวนเต็ม ซึ่งเป็นสิ่งที่เป็นไปได้ยากในทางปฏิบัติ

แม้ว่าการลดขนาดของกริดให้เล็กลงจะเป็นการเพิ่มความถูกต้อง แต่บางครั้งการลดขนาดของ กริดมาก ๆ กลับทำให้ผลที่ได้ผิดพลาดมากขึ้นได้ เช่น เมื่อขนาดของกริดลดลง ความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลายจะลดลง แต่ค่าของความผิดพลาดเนื่องจากการปัดเศษจะเพิ่มขึ้น เนื่องจากหากมีการแบ่งกริดมากย่อมต้องทำให้มีการดำเนินการทางคณิตศาสตร์เพิ่มมากขึ้นไปด้วย ดังนั้นเมื่อต้องการให้เกิดความผิดพลาดน้อยที่สุดจะต้องคำนึงถึงความผิดพลาดทั้งสองรวมกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 ความผิดพลาดในฟังก์ชันเนื่องจากขนาดของกริดเซลล์

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

$$e^{n+1} = ge^n \quad (3.5)$$

เมื่อ g คือปัจจัยของการขยาย และเมื่อมีความซับซ้อนเพิ่มมากขึ้น จะมีตัวแปรอิสระอีก 2 ตัวแปรหรือมากกว่าจะถูกกำหนดขึ้น สมการที่ (3.5) จะเปลี่ยนเป็น

$$[e]^{n+1} = [G][e]^n \quad (3.6)$$

เมื่อ $[G]$ คือเมตริกซ์การขยายสำหรับเสถียรภาพรูปแบบความต่างของสมการ (3.5) จะต้องกำหนดให้ $|e^{n+1}| \leq |e^n|$ หรือ $|g| \leq 1$ ส่วนกรณีของสมการที่ (3.6) ค่าดีเทอร์มิแนนซ์ของ $[G]$ จะต้องมีค่าเป็นศูนย์

3.3 สมการแมกซ์เวลล์และอีอัลกอริทึม (Maxwell's Equations and Yee Algorithm)

สำหรับ FDTD อัลกอริทึมนั้นเริ่มต้นด้วยสมการเชิงอนุพันธ์ของแมกซ์เวลล์ 2 สมการซึ่งอยู่ในโดเมนเวลา ดังต่อไปนี้

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} - \rho^* \vec{H} \quad (3.7)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} \quad (3.8)$$

เมื่อ \vec{E} คือ เวกเตอร์สนามไฟฟ้าในหน่วยโวลต์ต่อเมตร (electric field vector : v/m)

\vec{H} คือ เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก (magnetic field vector : A/m)

μ คือ ความซาบซึมได้ทางสนามแม่เหล็ก (magnetic permeability : H/m)

ρ^* คือ สภาพต้านทานแม่เหล็กสมบูรณ์ (resistivity : Ω/m)

ε คือ สภาพยอมทางสนามไฟฟ้า (electric permittivity : F/m)

σ คือ สภาพนำไฟฟ้าในหน่วยซีเมนส์ต่อเมตร (conductivity : S/m)

จากสมการที่ (3.7) และ (3.8) เมื่อเขียนในรูปแบบของ partial differential จะได้สมการสเกลาร์ 6 สมการ ในระบบพิกัดมุมฉากสามมิติดังนี้

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \rho^* H_x \right) \quad (3.9a)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \rho^* H_y \right) \quad (3.9b)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \rho \cdot H_z \right) \quad (3.9c)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (3.9d)$$

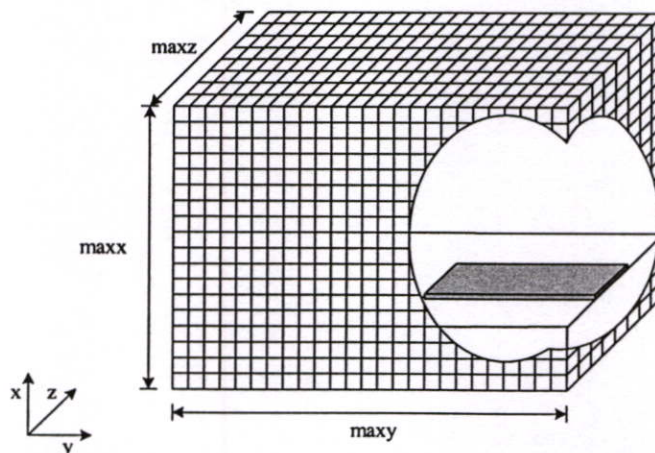
$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (3.9e)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (3.9f)$$

ในการหาผลเฉลยของสมการ Partial differential ดังสมการที่ (3.9) ด้วยวิธีผลต่างสี่บเนื้องนั้น ขั้นตอนแรกจะต้องทำการแบ่งพื้นที่ที่ต้องการคำนวณให้อยู่ในรูปแบบของเซลล์สี่เหลี่ยมผืนผ้าขนาดเล็ก หรือ ซีเซลล์ (Yee's cells) และในขณะเดียวกันก็ต้องทำการแบ่งโดเมนเวลา (Time Domain) ด้วยการเลือกขึ้นเวลาที่เหมาะสม ซึ่งโดยทั่ว ๆ ไปแล้วเราสามารถอธิบายฟังก์ชันของสเปซและเวลา $F(x, y, z, t)$ ได้โดยใช้สมการดังนี้

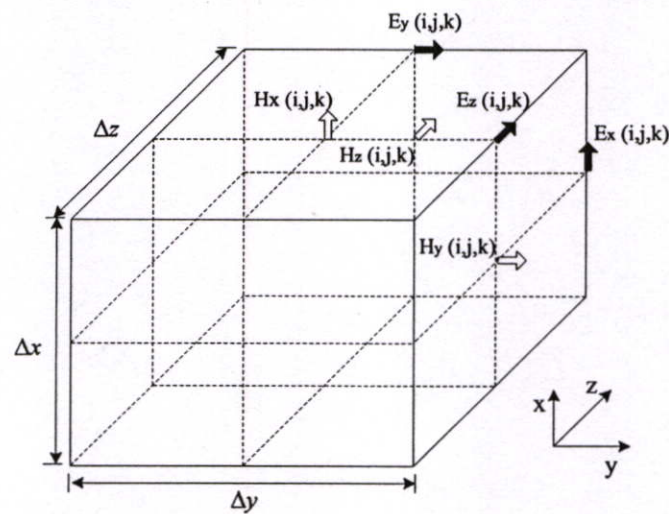
$$F^n(i, j, k) = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (3.10)$$

โดยที่ Δx Δy Δz และ Δt คือขนาดความยาวในหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทางแกน x, y, z และ t ตามลำดับ รูปที่ 3.3 แสดงโครงสร้างสามมิติโดยใช้ซีเซลล์ (Yee's cells) ด้วยขนาด $\max x \times \max y \times \max z$



รูปที่ 3.3 โครงสร้างสามมิติโดยใช้ซีเซลล์ (Yee's cells)

จากรูปที่ 3.4 จะเห็นได้ว่าสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะอยู่ที่บริเวณขอบและผิวของยี่เซลล์ตามลำดับแบบจำลองที่สร้างขึ้นเพื่ออธิบายอัลกอริทึมของ Yee เรียกว่า ยี่เซลล์ โดยหนึ่งหน่วยของยี่เซลล์จะประกอบด้วย \vec{E} และ \vec{H} ซึ่งถูกจัดไว้ระหว่างกลางของกันและกันในสเปซสามมิติ ดังนั้นทุกส่วนประกอบของ \vec{E} ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนาม \vec{H} และส่วนประกอบของสนาม \vec{H} ใด ๆ ก็จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนาม \vec{E} ด้วยเช่นกัน โดยแบบจำลองที่เป็นโครงสร้างสามมิติของยี่เซลล์นี้จะเป็นไปตามกฎของฟาราเดย์และแอมแปร์ นั่นคือสามารถที่จะระบุส่วนประกอบของสนาม \vec{E} สำหรับกริดเซลล์ของ Yee ที่สัมผัสกับเส้นแรงแกระแสกระจัดที่เป็นวงรอบ \vec{H} ได้ และในทำนองเดียวกันก็สามารถระบุส่วนประกอบของสนาม \vec{H} ที่สัมผัสกับเส้นแรงแของสนาม \vec{E} ได้



รูปที่ 3.4 ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่ง (i, j, k) ของยี่เซลล์

ผลของสมการผลต่างสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่ได้มาโดยการใช้สมการเคิร์ลนั้น จะเป็นแบบผลต่างสี่เหลี่ยมจัตุรัสแบบตรงกลางและเป็นผลต่างสี่เหลี่ยมอันดับที่สอง ในกรณีที่มีความต่อเนื่องของ \vec{E} และ \vec{H} ในแนวสัมผัสระหว่างรอยต่อของสองตัวกลางที่ต่างกัน จะสามารถหาผลเฉลยของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าโดยไม่ต้องทำการแมตซ์เงื่อนไขขอบเขตสนามที่รอยต่อ ถ้ารอยต่อนั้นทับกริดในตำแหน่งของแกนพอดิ ซึ่งจะได้ผลเฉลยของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่นำไปใช้งานได้โดยไม่ต้องทำการแมตซ์เงื่อนไขขอบเขตสนามที่รอยต่อ เพียงแค่ทำการกำหนดสภาพยอมทางสนามไฟฟ้าและสภาพซึมได้ทางสนามแม่เหล็กไว้ ณ ตำแหน่งที่สมมุติเป็นเนื้อของตัวกลาง

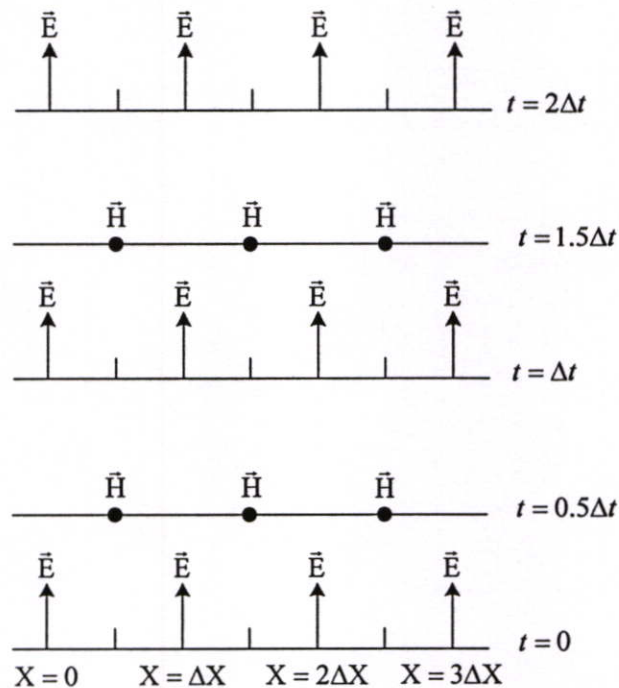
ยี่ได้นำเสนอการใช้รูปแบบผลต่างสี่เหลี่ยมตรงกลาง (Central Difference Scheme) ในการคำนวณหาฟังก์ชันของ F เพื่อให้เกิดความเที่ยงตรงสำหรับสมการอันดับสองของ Δx และ Δy

ตามลำดับ โดยใช้การอ้างอิงจากส่วนประกอบของสนามที่ตำแหน่ง $(i, j, k)th$ ในรูปที่ 3.4 และใช้สมการที่ (3.11) และ (3.12)

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial x} = \frac{F^n(i+1/2, j, k) - F^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} + O[(\Delta x)^2] \quad (3.11)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial t} = \frac{F^{n+1/2}(i, j, k) - F^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} + O[(\Delta x)^2] \quad (3.12)$$

รูปที่ 3.5 แสดงวิธีการคำนวณอัลกอริทึมของ Yee จะทำการคำนวณสลับกันระหว่างส่วนประกอบของสนาม \vec{E} และ \vec{H} ด้วยระยะห่างของเวลาของยัลกอริทึม เรียกการคำนวณแบบนี้ว่าการจัดวางแบบลิฟฟรอก (Leap-Frog) โดยที่จะต้องทำการคำนวณสนาม \vec{E} ทุกตำแหน่งแบบสามมิติแล้วจึงทำการเก็บค่าทั้งหมดไว้ในหน่วยความจำ เพื่อที่จะให้การคำนวณสนาม \vec{H} นำไปใช้ในเวลาที่ถัดไป จากนั้นจึงทำการคำนวณส่วนประกอบของสนาม \vec{H} โดยใช้ค่าของสนาม \vec{E} ที่เพิ่งได้จากการคำนวณก่อนหน้านี้ และในช่วงเวลาต่อมาค่าของ \vec{E} ก็จะคำนวณมาจากค่าของ \vec{H} ที่เพิ่งได้มาจากการคำนวณครั้งที่ผ่านมา ซึ่งขั้นตอนการคำนวณจะทำซ้ำเป็นวงรอบไปเรื่อย ๆ จนกว่าจะถึงขั้นเวลาที่กำหนดเอาไว้



รูปที่ 3.5 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยัลกอริทึม

ขั้นตอนต่อไปคือการใช้ลีฟรอกอัลกอริทึม (Leap-frog Algorithm) เพื่อทำการอัปเดต ส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 6 สนาม ซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้

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

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

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

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

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

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

สมการที่ (3.13a) จำเป็นต้องใช้สูตรของ Semi-implicit ในการทำให้ได้มาซึ่งสมการอพเทคสำหรับ H_x ซึ่งเป็นสิ่งที่จำเป็นเพราะได้มาจากสมการที่ (3.9a) และเมื่อต้องการหาสนามทั้งหมดทางด้านขวามือของสมการที่ (3.9a) ก็โดยการใส่สมการที่ (3.14)

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

3.4 เสถียรภาพเชิงตัวเลข

สิ่งสำคัญในการคำนวณเชิงตัวเลขของวิธี FDTD คือ เสถียรภาพเชิงตัวเลข ซึ่งในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้มีความเหมาะสมกับการคำนวณเป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่ง ได้แก่การกำหนดขนาดของช่วงเวลา Δt และขนาดของช่วงระยะทางคือ $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ และจำนวนช่วงระยะทางที่สามารถครอบคลุมพื้นที่ของรูปร่างทั้งหมดที่ต้องการได้ และจำนวนเวลาเพียงพอที่จะให้คลื่นสามารถเดินทางผ่านเส้นทางที่ต้องการได้จนเสร็จสิ้น อย่างไรก็ตามตัวแปรที่มีความสำคัญก็คือขนาดของช่วงระยะทางคือ $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ ควรจะมีขนาดต่ำกว่า 1/10 ถึง 1/20 ส่วนของความยาวคลื่นที่ใช้งาน และตัวแปรที่สำคัญที่สุดที่ส่งผลกระทบต่อการคำนวณก็คือ ช่วงเวลา เนื่องจากการกำหนดช่วงของเวลาที่ไม่เหมาะสมซึ่งอาจมากไปหรือน้อยไป ทำให้การคำนวณขาดเสถียรภาพไม่สามารถหาคำตอบได้กล่าวคือการคำนวณจะเกิดการลู่ออกทุกครั้งที่ทำกรคำนวณ ซึ่งอาจแก้ปัญหาได้โดยการกำหนดช่วงเวลาไว้ค่า แต่อย่างไรก็ดีการใช้ช่วงเวลาที่ยาวมาก ๆ จะทำให้ต้องใช้จำนวนช่วงเวลาที่มากเกินไปจนจำเป็น ดังนั้นจึงมีข้อกำหนดในการเลือกค่าช่วงเวลาที่เหมาะสมโดยมีการกำหนดเงื่อนไขความเสถียรภาพทางเวลาไว้ดังนี้

$$\Delta t \leq \frac{1}{V_{\max} \sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}} \quad (3.15)$$

โดยที่ V_{\max} คือความเร็วในการแพร่กระจายคลื่นในขอบเขตสเปซ โดยสามารถใช้ค่าความเร็วแสงได้คือ $c = 2.996925 \times 10^8$ m/s

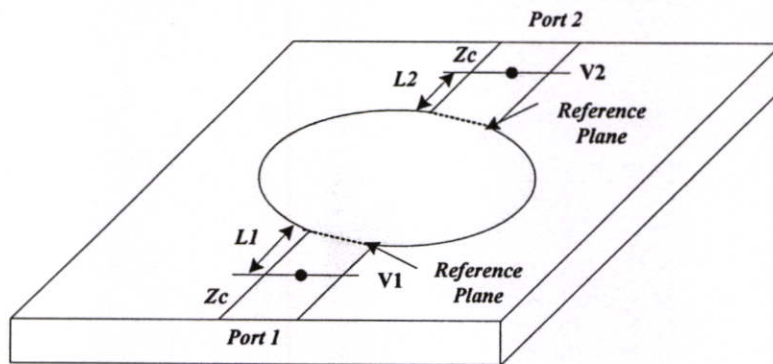
3.5 การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศด้วยวิธี FDTD

3.5.1 พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย

พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (Scattering parameter) นิยมใช้ในการวัดคุณสมบัติของ วงจรไมโครเวฟ และสำหรับวงจรไมโครเวฟที่มีพอร์ตต่ออยู่จำนวน N พอร์ต ค่าของ S พารามิเตอร์สามารถหาได้ด้วยเมตริกซ์ขนาด $N \times N$ โดยแต่ละค่าของ S ภายในเมตริกซ์ สามารถหาได้จากสมการ

$$S_{mn} = \frac{F[V_m(t)]}{F[V_n(t)]} \sqrt{\frac{Z_{0n}}{Z_{0m}}} \quad (3.16)$$

เมื่อ F คือ การแปลงฟูริเยร์โดยที่ $m, n = 1, 2, \dots, N$ และ $V_m(t)$ กับ $V_n(t)$ เป็นแรงดัน ในโดเมนเวลาที่พอร์ต m และ n ค่าของ Z_{0m} และ Z_{0n} เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งซึ่งต่อ อยู่ที่พอร์ต m และ n ตามลำดับ สำหรับวงจรไมโครเวฟและสายอากาศนั้น โดยทั่วไปที่พอร์ต อินพุตและพอร์ตเอาต์พุตจะต่อด้วยสายส่งสัญญาณซึ่งมีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะโดยทั่วไปเท่ากับ 50 โอห์ม ลักษณะทั่วไปของวงจรไมโครเวฟแบบ 2 พอร์ตแสดงได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 ลักษณะทั่วไปของวงจรไมโครเวฟแบบ 2 พอร์ต

จากรูปที่ 3.6 จะได้สมการ S พารามิเตอร์สี่สมการดังนี้

$$S_{11} = \frac{F[V_{1ref}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \quad (3.17a)$$

$$S_{12} = \frac{F[V_{1trans}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \quad (3.17b)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2\ trans}(t)]}{F[V_{1\ inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \quad (3.17c)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2\ ref}(t)]}{F[V_{2\ inc}(t)]} \quad (3.17d)$$

โดยที่ $V_{i\ inc}(t)$ และ $V_{i\ ref}(t)$ ($i=1,2$) คือแรงดันที่ส่งเข้าไปในโครงสร้างและแรงดันที่สะท้อนกลับของแต่ละพอร์ต และ $V_{i\ trans}(t)$ คือแรงดันที่ส่งมาที่พอร์ต i ซึ่งเป็นผลของสัญญาณตกกระทบที่พอร์ตอื่น ๆ โดยทั่วไปแล้ว S พารามิเตอร์นั้นเป็นจำนวนเชิงซ้อนซึ่งอยู่ในรูปของขนาดและเฟส จากรูปที่ 3.6 ระนาบอ้างอิง (Reference plane) จะถูกกำหนดอยู่ที่บริเวณที่สายส่งสัญญาณต่ออยู่กับส่วนของวงจรหรือตัวของสายอากาศ อย่างไรก็ตาม ในการจำลองด้วยวิธี FDTD จำเป็นต้องมีการกำหนดจุดสังเกต (Observation points) ห่างออกจากระนาบอ้างอิง เพื่อจัดการเกิดผลกระทบจาก higher-order ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการทรานส์ฟอร์มเฟสของ S พารามิเตอร์ ที่จุดสังเกตไปยังระนาบอ้างอิงได้ดังสมการที่ 3.18

$$S_{11} = \frac{F[V_{1\ ref}(t)]}{F[V_{1\ inc}(t)]} \cdot e^{2\gamma_1 L_1} \quad (3.18a)$$

$$S_{12} = \frac{F[V_{1\ trans}(t)]}{F[V_{2\ inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.18b)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2\ trans}(t)]}{F[V_{1\ inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.18c)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2\ ref}(t)]}{F[V_{2\ inc}(t)]} \cdot e^{2\gamma_2 L_2} \quad (3.18d)$$

เมื่อ L_1 และ L_2 เป็นระยะห่างระหว่างจุดสังเกต (Observation Point) และระนาบเฟสอ้างอิง (Phase Reference Plane) โดยจะมีค่าของ γ_1 และ γ_2 ($\gamma = \alpha + j\beta$) เป็นค่าคงที่ของการแพร่กระจายคลื่นของสายส่งสัญญาณที่พอร์ต 1 และพอร์ต 2 ตามลำดับ

ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการจำลองสายอากาศซึ่งมีพอร์ตที่ใช้การป้อนสัญญาณเพียงพอร์ตเดียว ดังนั้น S พารามิเตอร์ ที่ทำการวิเคราะห์จึงมีเพียงค่า S_{11} อย่างเดียว

3.5.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)

ในการหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สามารถคำนวณได้จาก

$$Z_m = Z_c \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (3.19)$$

เมื่อ Z_c เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ และ S_{11} คือ การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (Return Loss) ของสายอากาศ

สำหรับสมการหาอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งนั้น สามารถหาได้จากสมการ

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (3.20)$$

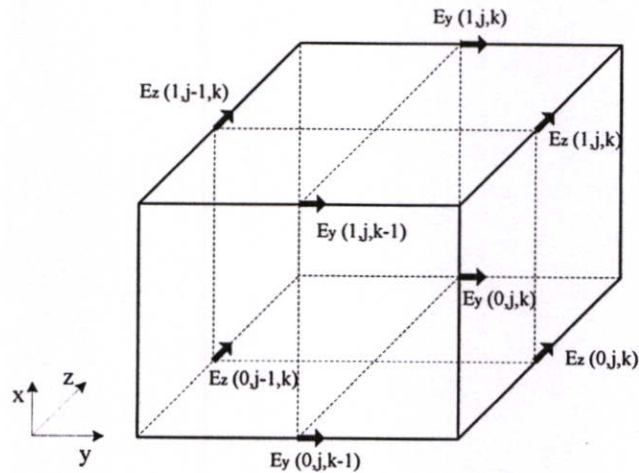
3.6 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary Condition)

สำหรับวิธีผลต่างสลับเนื่องจำกัดในโดเมนเวลานั้น ข้อจำกัดข้อหนึ่งคือต้องทำการพิจารณาในขอบเขตที่แน่นอน ในการจำลองบริเวณที่พิจารณาเป็นบริเวณเปิด ปัญหาที่เกิดขึ้นในการวิเคราะห์ก็คือ ปัญหาของขอบเขตในการแพร่กระจายคลื่นที่ออกจากสายอากาศ ซึ่งมีลักษณะการแพร่กระจายจะเสมือนลู่เข้าสู่ระยะอนันต์ แต่การกำหนดขนาดในโปรแกรมจะมีลักษณะที่เป็นอาร์เรย์ ซึ่งจะต้องเป็นขนาดที่แน่นอนเท่านั้น ดังนั้นการจะจำลองสภาพให้ครอบคลุมทั้งหมดคงเป็นไปได้ ดังนั้นจึงต้องมีการสร้างขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary Condition : ABC) เพื่อดูดซับคลื่นไว้ คือหากว่าคลื่นได้เดินทางมาถึงบริเวณที่เป็นขอบเขตการดูดกลืนแล้ว แอมพลิจูดของคลื่นก็จะถูกทำให้มีขนาดเล็กลงจนมีค่าน้อยมาก ก่อนที่จะสะท้อนกลับเข้าไปมีผลต่อการคำนวณ ทำให้เสมือนว่ามีขอบเขตในการคำนวณเป็นระยะอนันต์

เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนั้นมีอยู่หลายแบบด้วยกัน แต่สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์ (Mur's ABC) โดยในเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์จะมีลักษณะของสมการอยู่สองแบบ คือ แบบอันดับหนึ่ง (Mur's first order) และ แบบอันดับสอง (Mur's second order) ซึ่งทั้งสองแบบนี้ใช้สมการพื้นฐานจากสมการคลื่นทางเดียว (One Way Wave Equation) ซึ่งนักวิจัยกลุ่มแรกที่คิดก็คือ Engquist และ Majda สำหรับสมการคลื่น 3 มิติ ในระบบคาทาคอนเวกซ์แสดงได้ดังนี้

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial_x^2} + \frac{\partial^2}{\partial_y^2} + \frac{\partial^2}{\partial_z^2} - v^{-2} \frac{\partial^2}{\partial_t^2} \right) E_i = 0 \quad (3.21)$$

เมื่อ $i = x, y$ หรือ z และ v คือความเร็วเฟส



รูปที่ 3.7 สนามไฟฟ้าที่ผิวหนึ่งหน่วยของยี่ที่ตำแหน่ง $(1, j, k)$ เป็นกริดต่ำสุดของ โครงสร้าง FDTD

ในระนาบของคลื่นที่แพร่กระจายจากพื้นที่ $x > 0$ มาถึงขอบเขตที่ $x=0$ จะเห็นได้ว่าไม่มีการสะท้อนจากขอบเขตการดูดกลืนของคลื่นเลย สมการคลื่นสามารถกำหนดได้ดังนี้

$$\left(\frac{\partial}{\partial_x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial_t} \left(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2 \right)^{1/2} \right) E_r|_{x=0} = 0 \quad (3.22)$$

เมื่อ $i = y$ หรือ z และ $s_x^2 + s_y^2 + s_z^2 = v^{-2}$ อย่างไรก็ตามจะต้องหาค่าที่แน่นอนของ $\left(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2 \right)^{1/2}$ ในสมการที่ (3.22) ซึ่งสามารถหาได้โดยใช้อนุกรมเทเลอร์ (Taylor Series Expression) ดังนั้นเมอริจึงได้นำสมการเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรก โดยการสมมุติดังนี้

$$\left(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2 \right)^{1/2} = 1 + O((vs_y)^2 + (vs_z)^2) \quad (3.23)$$

สมการที่ (3.23) ทำให้ได้ผลของการดูดกลืนที่ใกล้เคียงกับคลื่นตกกระทบ (Incident Wave) และจะได้สมการเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับสอง โดยการสมมุติดังนี้

$$\left(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2\right)^{1/2} = 1 - \frac{1}{2}\left((vs_y)^2 + (vs_z)^2\right) + O\left(\left((vs_y)^2 + (vs_z)^2\right)^2\right) \quad (3.24)$$

ซึ่งหมายถึงคลื่นตกกระทบที่ขอบเขต $x=0$ และจะได้สมการคลื่นทางเดียวสำหรับขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรกในสมการที่ 3.25 และอันดับสองในสมการที่ 3.26

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t}\right) E_t|_{x=0} = 0 \quad (3.25)$$

$$\left(\frac{1}{v} \frac{\partial^2}{\partial x \partial t} - \left(\frac{1}{v}\right)^2 \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right)\right) E_t|_{x=0} = 0 \quad (3.26)$$

รูปที่ 3.7 แสดงตำแหน่งหนึ่งหน่วยยี่เซิลต์ซึ่งเป็นกริดต่ำสุดของ FDTD ตำแหน่งกริดที่ $(i=1)$ จะทำให้มีค่าของสนามไฟฟ้า (Electric field) ที่บริเวณผิวบนระนาบกริด ($x=0$) คือ $E_y(0, j, k-1)$, $E_y(0, j, k)$, $E_z(0, j-1, k)$ และ $E_z(0, j, k)$ ดังนั้นจะได้สมการสนามสำหรับเมอร์อันดับแรกคือ

$$E_y^{n+1}(0, j, k) = E_y^n(1, j, k) + \frac{v\Delta_t - \Delta_x}{v\Delta_t + \Delta_x} \left[E_y^{n+1}(1, j, k) - E_y^n(0, j, k) \right] \quad (3.27)$$

$$E_z^{n+1}(0, j, k) = E_z^n(1, j, k) + \frac{v\Delta_t - \Delta_x}{v\Delta_t + \Delta_x} \left[E_z^{n+1}(1, j, k) - E_z^n(0, j, k) \right] \quad (3.28)$$

สมการเหล่านี้แสดงให้เห็นว่าสนามไฟฟ้าที่ผิวที่ขอบนอกของขอบเขตของ FDTD กริด เช่น $E_y(0, j, k)$ ซึ่งสามารถหาได้โดยใช้ข้อมูลของการกระทำของสนามภายในขอบเขตของ FDTD กริด ในที่นี้คือ $E_y(1, j, k)$ ที่กระแสนและชั้นเวลาก่อนหน้า และเช่นเดียวกัน หากว่าหน่วยของยี่เซิลต์อยู่ที่ตำแหน่งบนสุดของ FDTD กริด เช่น $i = \max x$ ก็จะได้สมการสนามดังนี้

$$\begin{aligned} E_t^{n+1}(\max x, j, k) &= E_t^n(\max x - 1, j, k) + \frac{v\Delta_t - \Delta_x}{v\Delta_t + \Delta_x} \\ &= \left[E_t^{n+1}(\max x - 1, j, k) - E_t^n(\max x, j, k) \right] \end{aligned} \quad (3.29)$$

เมื่อ $t = y$ หรือ z

สำหรับสมการสำหรับคำนวณหาสนามที่เหลือสามารถที่จะหาได้โดยการเปลี่ยนแปลง
โคออดิเนท ซึ่งสามารถหาได้ดังสมการต่อไปนี้

1. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$E_t^{n+1}(i, 0, k) = E_t^n(i, 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(i, 1, k) - E_t^n(i, 0, k)] \quad (3.30a)$$

2. ขอบเขตที่ $y = \max y$

$$E_t^{n+1}(i, \max y, k) = E_t^n(i, \max y - 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(i, \max y - 1, k) - E_t^n(i, \max y, k)] \quad (3.30b)$$

3. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$E_t^{n+1}(i, j, 0) = E_t^n(i, j, 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, 1) - E_t^n(i, j, 0)] \quad (3.30c)$$

4. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$E_t^{n+1}(i, j, \max z) = E_t^n(i, j, \max z - 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, \max z - 1) - E_t^n(i, j, \max z)] \quad (3.30d)$$

เมื่อ t คือส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่ผิวของหนึ่งหน่วยซีเซลล์ ตัวอย่างเช่น $t = x, z$
บนขอบเขต $y = 0$ และ $y = \max y$ และ $t = x, y$ บนขอบเขต $z = 0$ และ $z = \max z$

ในขณะที่เดียวกันก็จะได้สมการของเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์อันดับสองโดยมี
ค่าดังนี้

1. ขอบเขตที่ $x = 0$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(0, j, k) &= -E_i^{n-1}(1, j, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(1, j, k) + E_i^n(0, j, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(0, j, k) + E_i^n(1, j, k)] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[E_i^n(0, j+1, k) - 2E_i^n(0, j, k) + E_i^n(0, j-1, k) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(1, j+1, k) - 2E_i^n(1, j, k) + E_i^n(1, j-1, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[E_i^n(0, j, k+1) - 2E_i^n(0, j, k) + E_i^n(0, j, k-1) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(1, j, k+1) - 2E_i^n(1, j, k) + E_i^n(1, j, k-1) \right]
 \end{aligned}
 \tag{3.31a}$$

2. ขอบเขตที่ $x = \max x$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(\max x, j, k) &= -E_i^{n-1}(\max x-1, j, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(\max x-1, j, k) - E_i^{n-1}(\max x, j, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^n(\max x, j, k) - E_i^n(\max x-1, j, k)] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[E_i^n(\max x, j+1, k) + E_i^n(\max x, j-1, k) - \right. \\
 &\quad \left. 2E_i^n(\max x, j, k) + E_i^n(\max x-1, j+1, k) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(\max x-1, j-1, k) - 2E_i^n(\max x-1, j, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[E_i^n(\max x, j, k+1) + E_i^n(\max x, j, k-1) - \right. \\
 &\quad \left. 2E_i^n(\max x, j, k) + E_i^n(\max x-1, j, k+1) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(\max x-1, j, k-1) - 2E_i^n(\max x-1, j, k) \right]
 \end{aligned}
 \tag{3.31b}$$

3. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(i, 0, k) &= -E_i^{n-1}(i, 1, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i, 1, k) + E_i^{n-1}(i, 0, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i, 1, k)] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i+1, 0, k) - 2E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i-1, 0, k) + \\ &E_i^n(i+1, 1, k) - 2E_i^n(i, 1, k) + E_i^n(i-1, 1, k) \end{aligned} \right] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i, 0, k+1) - 2E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i, 0, k-1) + \\ &E_i^n(i, 1, k+1) - 2E_i^n(i, 1, k) + E_i^n(i, 1, k-1) \end{aligned} \right]
 \end{aligned}
 \tag{3.31c}$$

4. ขอบเขตที่ $y = \max y$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(i, \max y, k) &= -E_i^{n-1}(i, \max y - 1, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i, \max y - 1, k) + E_i^{n-1}(i, \max y, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^n(i, \max y, k) + E_i^n(i, \max y - 1, k)] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i+1, \max y, k) + E_i^n(i-1, \max y, k) - \\ &2E_i^n(i, \max y, k) + E_i^n(i+1, \max y - 1, k) + \\ &E_i^n(i-1, \max y - 1, k) - 2E_i^n(i, \max y - 1, k) \end{aligned} \right] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i, \max y, k+1) + E_i^n(i, \max y, k-1) - \\ &2E_i^n(i, \max y, k) + E_i^n(i, \max y - 1, k+1) + \\ &E_i^n(i, \max y - 1, k-1) - 2E_i^n(i, \max y - 1, k) \end{aligned} \right]
 \end{aligned}
 \tag{3.31d}$$

5. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(i, j, 0) &= -E_i^{n-1}(i, j, 1) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, 1) + E_i^{n-1}(i, j, 0)] \\
 &+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^n(i, j, 0) + E_i^n(i, j, 1)] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{array}{l} E_i^n(i+1, j, 0) - 2E_i^n(i, j, 0) + E_i^n(i-1, j, 0) + \\ E_i^n(i+1, j, 1) - 2E_i^n(i, j, 1) + E_i^n(i-1, j, 1) \end{array} \right] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{array}{l} E_i^n(i, j+1, 0) - 2E_i^n(i, j, 0) + E_i^n(i, j-1, 0) + \\ E_i^n(i, j+1, 1) - 2E_i^n(i, j, 1) + E_i^n(i, j-1, 1) \end{array} \right]
 \end{aligned}
 \tag{3.31e}$$

6. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(i, j, \max z) &= -E_i^{n-1}(i, j, \max z - 1) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, \max z - 1) + E_i^{n-1}(i, j, \max z)] \\
 &+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i, j, \max z - 1)] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{array}{l} E_i^n(i+1, j, \max z) + E_i^n(i-1, j, \max z) - \\ 2E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i+1, j, \max z - 1) + \\ E_i^n(i-1, j, \max z - 1) - 2E_i^n(i, j, \max z - 1) \end{array} \right] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{array}{l} E_i^n(i, j+1, \max z) + E_i^n(i, j-1, \max z) - \\ 2E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i, j+1, \max z - 1) + \\ E_i^n(i, j-1, \max z - 1) - 2E_i^n(i, j, \max z - 1) \end{array} \right]
 \end{aligned}
 \tag{3.31f}$$

3.7 การแปลงสนามการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสำหรับวิธี FDTD

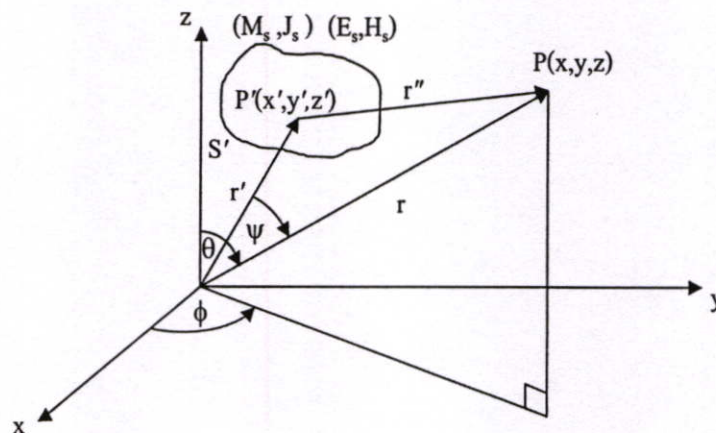
ในการวิเคราะห์ในแบบวิธี FDTD นั้นไม่สามารถหาผลลัพท์ของแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-Field Radiation Pattern) ได้โดยตรง จากเหตุผลที่ว่ากริดของ FDTD เหมาะที่จะใช้สำหรับการคำนวณเฉพาะขอบเขตพื้นที่ของสนามระยะใกล้ (Near-Field) เท่านั้น สำหรับสนามระยะไกลนั้นการใช้ FDTD กริดนั้นไม่สามารถที่จะคำนวณสนามระยะไกล (Far Field) ได้ ดังนั้นในวิธี FDTD จึงใช้วิธีการแปลงผลการคำนวณของสนามระยะใกล้ไปเป็นสนามระยะไกล (Near-Field to Far-Field) เพื่อให้ได้มาซึ่งคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

3.7.1 แหล่งกำเนิดสมมูลสำหรับสนามระยะไกล

เมื่อทำการพิจารณาการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากพื้นที่ผิวปิด S' ของแหล่งกำเนิด แสดงดังรูปที่ 3.8 โดยการอ้างอิงหลักการของทฤษฎีสมมูลทางผิวเมื่อเรทราบความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า \vec{J}_s และความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็ก \vec{M}_s บนพื้นที่ S' สามารถที่จะใช้สมการศักดาเวกเตอร์ดังนี้

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

$$\vec{F} = \varepsilon \iint_{S'} \frac{\vec{M}_s e^{-jkr''}}{4\pi r''} dS' \quad (3.33)$$



รูปที่ 3.8 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

และเพื่อให้ได้สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ระยะไกล (P) สามารถหาได้โดย

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A} - \frac{j\omega}{k^2}\nabla(\nabla\cdot\vec{A}) - \frac{1}{\epsilon}\nabla\times\vec{F} \quad (3.34)$$

$$\vec{H} = -j\omega\vec{F} - \frac{j\omega}{k^2}\nabla(\nabla\cdot\vec{F}) - \frac{1}{\mu}\nabla\times\vec{A} \quad (3.35)$$

เมื่อค่า $r' \ll r$ ที่จุด P ของสนามระยะไกล เราสามารถสมมุติให้

$$\begin{aligned} r'' &= \sqrt{r^2 - 2rr'\cos\psi + r'^2} \\ &\cong r\left(1 + \left(\frac{r'}{r}\right)^2 - 2\frac{r'}{r}\cos\psi\right)^{\frac{1}{2}} \\ &\cong r\left(1 - 2\frac{r'}{r}\cos\psi\right)^{\frac{1}{2}} \\ &\cong r - r'\cos\psi \end{aligned} \quad (3.36)$$

และจากสมการที่ 3.22 และ 3.23 สามารถเขียนศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กไฟฟ้าใหม่ได้เป็น

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{J}_s e^{jkr'\cos\psi} dS' \quad (3.37)$$

$$\vec{F} = \epsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{M}_s e^{jkr'\cos\psi} dS' \quad (3.38)$$

เมื่อ

$$r'\cos\psi = \vec{r}' \cdot \hat{r} = x'\sin\theta\cos\phi + y'\sin\theta\sin\phi + z'\cos\theta \quad (3.39)$$

จากสมการ (3.37) และ (3.38) ที่อยู่ในเทอมของอินทิกรัลนั้นจะให้นิยามใหม่เป็นค่าของเวกเตอร์การแพร่กระจายคือ \vec{N} และ \vec{L} ได้ดังนี้

$$\vec{N} = \iint_{S'} \vec{J}_s e^{jkr'\cos\psi} dS' \quad (3.40)$$

$$\vec{L} = \iint_{S'} \vec{M}_s e^{jkr'\cos\psi} dS' \quad (3.41)$$

ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ของศักดาเวกเตอร์ \vec{A} และ \vec{F} โดย

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{N} \quad (3.42)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{L} \quad (3.43)$$

นำสมการที่ (3.42) และ (3.43) ไปแทนค่าในสมการ (3.34) และ (3.35) ตามลำดับ จะได้สมการสนามการแพร่กระจายที่จุดสนามระยะไกลดังนี้

$$E_\theta = \eta H_\phi = -j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (\eta N_\theta + L_\phi) \quad (3.44)$$

$$E_\phi = -\eta H_\theta = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (-\eta N_\phi + L_\theta) \quad (3.45)$$

จากผลที่ได้นี้สามารถที่จะคำนวณค่าความหนาแน่นของกำลังงานเฉลี่ย (average power density) ที่ตำแหน่งระยะไกล (r, θ, ϕ) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} W_r &= \frac{1}{2} \text{Re} [\vec{E} \times \vec{H}^*] = \frac{1}{2} \text{Re} [E_\theta H_\phi^* - E_\phi H_\theta^*] \\ &= \frac{\eta}{8\lambda^2 r^2} \left[\left| N_\theta + \frac{L_\phi}{\eta} \right|^2 + \left| N_\phi - \frac{L_\theta}{\eta} \right|^2 \right] \end{aligned} \quad (3.46)$$

เมื่อทำการคูณสมการข้างบนด้วยกำลังสองของระยะห่าง (r^2) จะได้ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในทิศทาง θ, ϕ ดังนี้

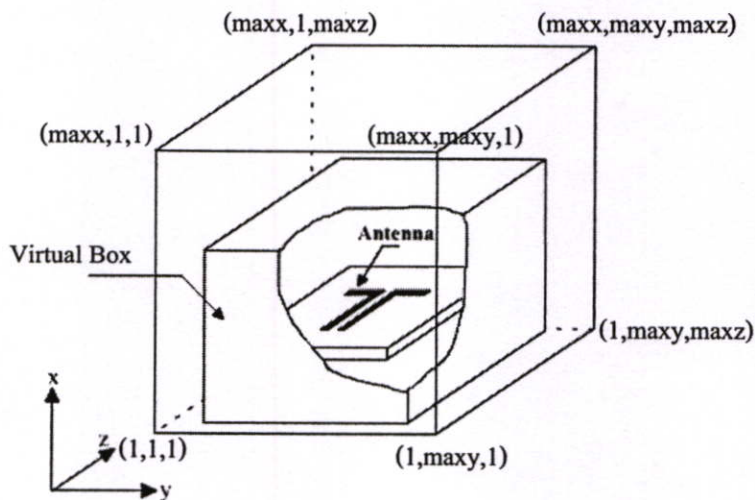
$$U = \frac{\eta}{8\lambda^2} \left[\left| N_\theta + \frac{L_\phi}{\eta} \right|^2 + \left| N_\phi - \frac{L_\theta}{\eta} \right|^2 \right] \quad (3.47)$$

3.7.2 หลักการของกล่องเสมือน (virtual box)

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

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H} \quad (3.48)$$

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E} \quad (3.49)$$



รูปที่ 3.9 กล่องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

สำหรับความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กดังสมการที่ (3.48) และ (3.49) จะได้มาจากสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่ผิวของกล่องเสมือนทุกด้าน โดยในระบบพิกัดมุมจากนั้นจะได้สมการของความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กเสมือนตามแนวแกน x, y และ z ตามสมการต่อไปนี้

$$\vec{J}_s = J_x \hat{x} + J_y \hat{y} + J_z \hat{z} \quad (3.50)$$

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

เมื่อได้ค่าส่วนประกอบความหนาแน่นของกระแสสมมูล สำหรับเวกเตอร์การแพร่กระจาย ในสมการที่ (3.44) และ (3.45) สามารถหาได้ดังนี้

$$N_\theta = \iint_S (J_x \cos \theta \cos \phi + J_y \cos \theta \sin \phi - J_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.52)$$

$$N_\phi = \iint_S (-J_x \sin \phi + J_y \cos \phi) e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.53)$$

$$L_\theta = \iint_S (M_x \cos \theta \cos \phi + M_y \cos \theta \sin \phi - M_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.54)$$

$$L_\phi = \iint_S (-M_x \sin \phi + M_y \cos \phi) e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.55)$$

3.7.3 เทคนิคการแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform: DFT)

ในการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล โดยใช้วิธีการผลต่างลิบเนื่องจำกัดใน โดเมนเวลา (FDTD) สามารถทำได้ 2 รูปแบบคือ

1. โดเมนเวลา (Time Domain) ซึ่งการวิเคราะห์ในรูปแบบนี้ส่วนประกอบของสนาม ระยะใกล้สามารถแปลงไปเป็นสนามระยะไกลได้โดยตรงในแต่ละชั้นเวลา และจากนั้นใช้วิธี (Fast Fourier Transform: FFT) เพื่อให้ได้ผลตอบสนองในโดเมนความถี่ที่สนามระยะไกล

2. โดเมนความถี่ (Frequency Domain) จะใช้วิธี (Discrete Fourier Transform: DFT) เพื่อ คำนวณหาความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กเสมือนในแต่ละชั้นเวลา ทำให้ได้ เฟสเซอร์ของส่วนประกอบสนามระยะใกล้ และสามารถเปลี่ยนเป็นส่วนประกอบของสนาม ระยะไกลโดยใช้สมการที่ (3.52)-(3.55)

และในการออกแบบและวิเคราะห์สำหรับโปรแกรมนี้จะใช้การวิเคราะห์ที่อยู่ในโดเมน ความถี่ (Frequency Domain) สำหรับแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล และใช้การแปลงฟู รีเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform: DFT) ซึ่งมีสมการทั่วไปเป็นดังนี้

$$E(\omega) = \int_0^{+\infty} E(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (3.56)$$

$$H(\omega) = \int_0^{+\infty} H(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.57)$$

เมื่อ $\omega = 2\pi f$ และ f คือ ความถี่ที่จะใช้คำนวณหาคุณสมบัติการแผ่พลังงานสนามระยะไกลโดยวิธี DFT นี้สามารถใช้ได้โดยตรงกับ สมการหาการแผ่พลังงานระยะไกลในโดเมนความถี่ของ FDTD โดยใช้สมการดังนี้

$$E(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} E(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \cdot \Delta t \quad (3.58)$$

$$H(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} H(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \cdot \Delta t \quad (3.59)$$

ซึ่งเรียกวิธีการนี้ว่า Running DFT ซึ่งในการคำนวณนั้นจะใช้หน่วยความจำน้อยกว่าแบบ FFT

บทที่ 4

การออกแบบและวิเคราะห์ผล

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศแบบช่องเปิดวงรอบสี่เหลี่ยม โดยนำเอาทฤษฎีจากบทที่ผ่าน ๆ มาช่วยในการออกแบบและทำการวิเคราะห์สายอากาศโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศด้วยวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมในโดเมนเวลา (FDTD) และนำผลมาเปรียบเทียบกับวิธี MoM ของ IE3D สำหรับโครงสร้างของสายอากาศที่ออกแบบและวิเคราะห์นั้น จะเริ่มต้นด้วยสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัส สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า ซึ่งมีทั้งวงรอบเดี่ยว และวงรอบคู่ โดยสายอากาศทั้งหมดใช้การป้อนสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริปแบบเปิดวงจร และนำเสนอการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ที่สำคัญของสายอากาศ รวมทั้งการปรับความยาวของสแตมป์จริง เพื่อศึกษาถึงผลกระทบต่อค่าคุณลักษณะของสายอากาศ และเป้าหมายหลัก คือเพื่อออกแบบสายอากาศให้มีคุณสมบัติรองรับการใช้งานในโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g โดยส่วนแรกจะกล่าวถึงวิธีการออกแบบและต่อด้วยการวิเคราะห์ผลของสายอากาศในกรณีต่าง ๆ ตามลำดับ

4.2 ขั้นตอนการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป

สำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ใช้รูปแบบการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปสิ่งที่จำเป็นต้องทำเป็นอันดับแรก คือ การเลือกชนิดของวัสดุฐานรอง (Substrate) เพื่อนำเอาค่าคุณสมบัติต่าง ๆ มาใช้ในการคำนวณหาความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป (W_m) ค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการออกแบบ และการออกแบบจำลองสายอากาศด้วยวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมในโดเมนเวลา (FDTD) ซึ่งสามารถอธิบายได้ตามลำดับดังนี้

การออกแบบสายอากาศในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้วัสดุฐานรอง (Substrate) แบบ RT/duroid 5880 ซึ่งมีค่าคุณสมบัติดังนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 2.20
- ค่า Loss tangent ($\tan \delta$) เท่ากับ 0.0009
- ความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 0.508 มิลลิเมตร

4.2.1 การออกแบบสายส่งสัญญาณไมโครสตริป

สำหรับค่าความกว้างของสายส่งสัญญาณ ไมโครสตริปขึ้นอยู่กับค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) ความหนาหรือความสูงของวัสดุฐานรอง (h) และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ (Characteristics Impedance) ซึ่งสามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (4.1)

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

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

- เมื่อ W_m คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป
 h คือ ความหนา (สูง) ของวัสดุฐานรอง
 ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง
 Z_0 คือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ

เมื่อนำค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ของวัสดุฐานรองแทนค่าในสมการที่ (4.1) จะได้ความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปประมาณ 1.50 มิลลิเมตร

4.2.2 การคำนวณหาค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g)

การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบ (Loop) พารามิเตอร์สำคัญที่เป็นตัวกำหนดความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ คือความยาวรวมทั้งหมดของวงรอบช่องเปิด การออกแบบสายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้จะทำศึกษาที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ตามลำดับ โดยค่าความยาวที่ทำการคำนวณนั้นจะมีการอ้างอิงกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ของความถี่แรกคือความถี่ 2.4 GHz เพียงอย่างเดียวเท่านั้น สำหรับสมการในการหาค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์แสดงดังสมการที่ (4.2)

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

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

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

- เมื่อ λ_g คือ ความยาวคลื่นสัมพัทธ์
 c คือ ความเร็วของแสง (3×10^8 เมตรต่อวินาที)
 f คือ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ
 ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล
 ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง
 W_m คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป
 h คือ ความหนา (สูง) ของวัสดุฐานรอง

จากสมการที่ (4.2) เมื่อทำการแทนค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการออกแบบคือ 2.4 GHz และแทนค่าคุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่เลือกใช้ลงในสมการจะได้ดังนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (ϵ_{eff}) ประมาณ 1.86
- ค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) ประมาณ 91.65 มิลลิเมตร

4.2.3 การจำลองสายอากาศด้วยวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD)

จากที่ได้กล่าวมาในเบื้องต้นแล้วว่าในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้การจำลองโครงสร้างของสายอากาศโดยใช้โปรแกรม FDTD ANALYSIS AND DESIGN OF MICROWAVE CIRCUITS AND ANTENNAS โดยโปรแกรมนี้จะใช้หลักการของวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD) มาใช้ในการคำนวณและวิเคราะห์

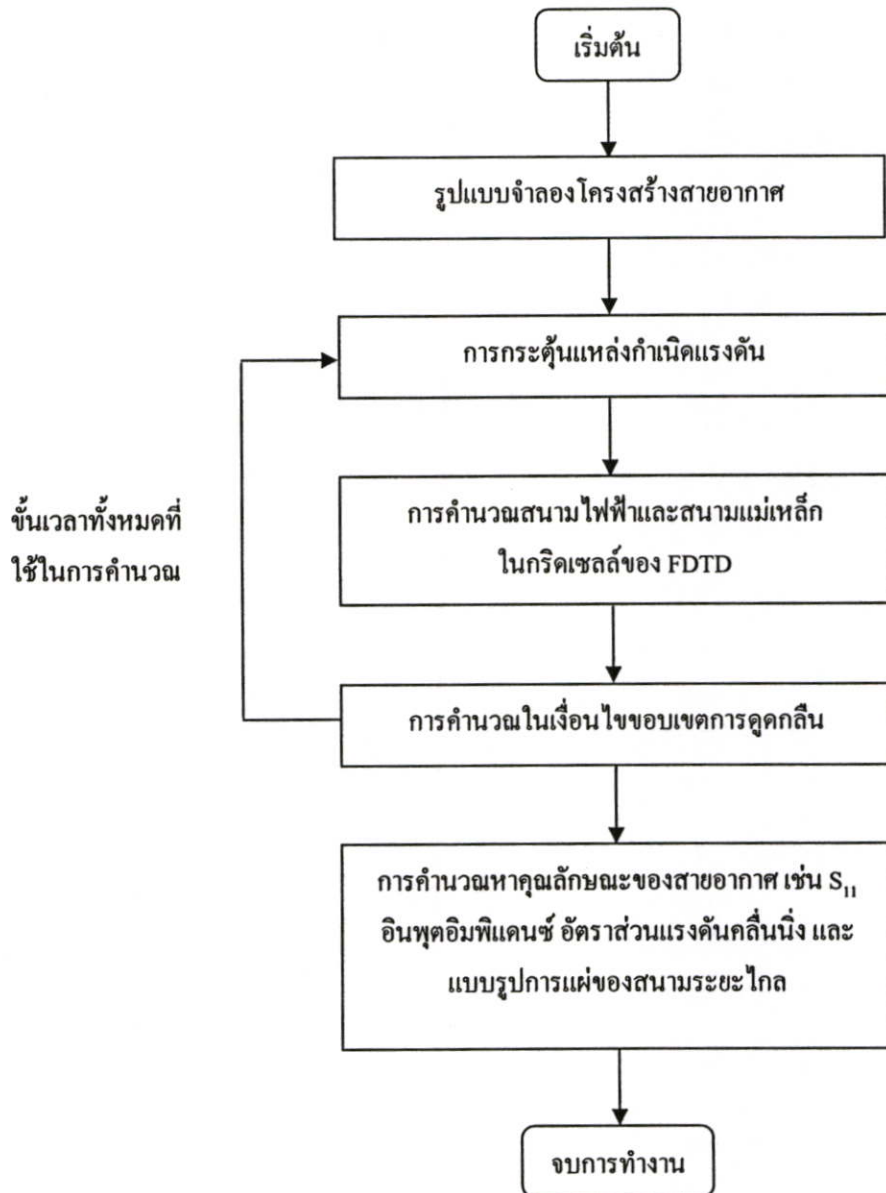
การออกแบบจำลองสายอากาศโดยใช้วิธี FDTD ในวิทยานิพนธ์นี้กำหนดขนาดหนึ่งหน่วยของยี่เซลล์ (Yee cell) ให้มีขนาดเล็กกว่าหนึ่งส่วนสี่ของขนาดความยาวคลื่นสัมพัทธ์ที่ต้องการ โดยการออกแบบให้มีขนาดหนึ่งหน่วยยี่เซลล์ในทิศทาง x คือ $\Delta_x = 0.127$ มิลลิเมตร และขนาดหนึ่งหน่วยยี่เซลล์ในทิศทาง y และ z เท่ากันคือ $\Delta_y = \Delta_z = 0.1$ มิลลิเมตร เพื่อให้สามารถครอบคลุมขนาดสายอากาศทั้งหมดที่ออกแบบ และเพื่อให้มีความผิดพลาดในการคำนวณน้อยที่สุด

นอกจากนั้นแล้วเมื่อทำการกำหนดขนาดหนึ่งหน่วยเซลล์แล้วทำให้สามารถคำนวณหาช่วงเวลาที่เหมาะสมในการคำนวณได้ดังสมการที่ (4.3)

$$\Delta_t \leq \frac{1}{3 \times 10^8 \sqrt{\left(\frac{1}{0.127 \times 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{0.1 \times 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{0.1 \times 10^{-3}}\right)^2}} \quad (4.3a)$$

$$\Delta_t \leq 0.205 \text{ ps} \quad (4.3b)$$

ลำดับขั้นตอนการทำงานของโปรแกรม FDTD สามารถอธิบายได้ดังบล็อกไดอะแกรมดังแสดง
 ในรูปที่ 4.1



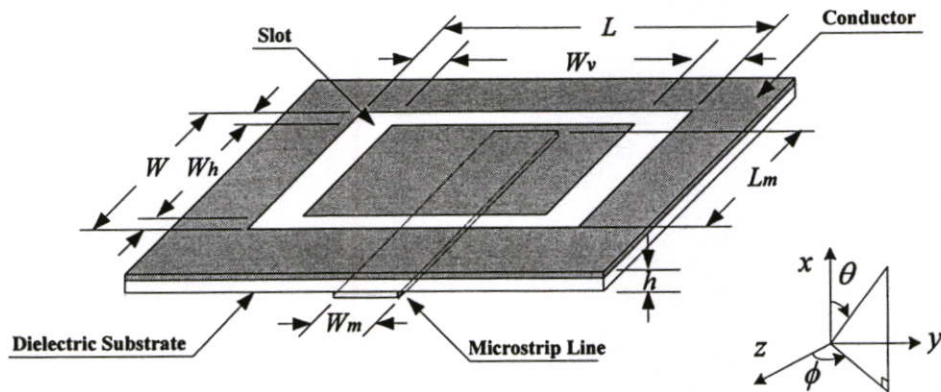
รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมสำหรับ FDTD อัลกอริทึม

4.3 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัส

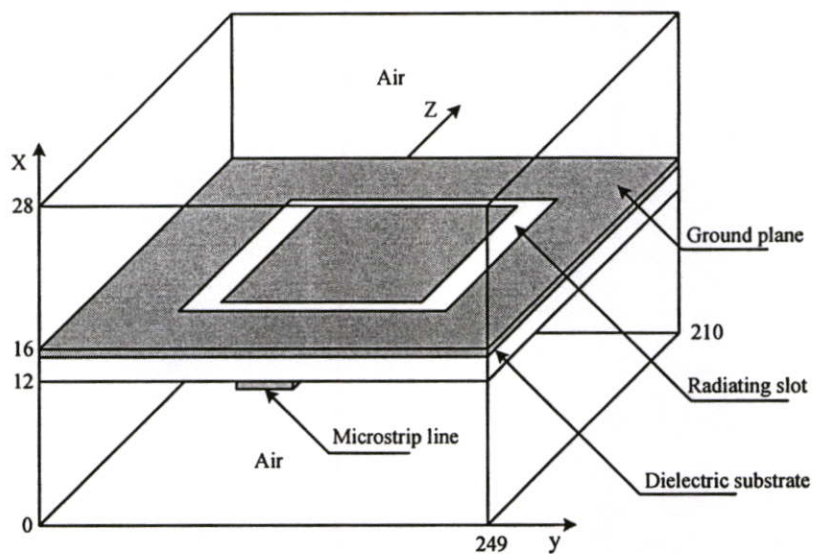
เมื่อทำการคำนวณค่าพารามิเตอร์เบื้องต้นสำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป ซึ่งประกอบไปด้วย ความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป (W_m) และค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) แล้ว จากนั้นขั้นตอนต่อไปก็คือการนำเอาค่าพารามิเตอร์เหล่านั้นมาทำการกำหนดในโครงสร้างสายอากาศตามที่ต้องการศึกษา ซึ่งในเบื้องต้นได้ศึกษาและออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัส [21] ดังแสดงในรูปที่ 4.2

จากรูปที่ 4.2 แสดงโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่ได้ทำการออกแบบโดยมีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้ คือ

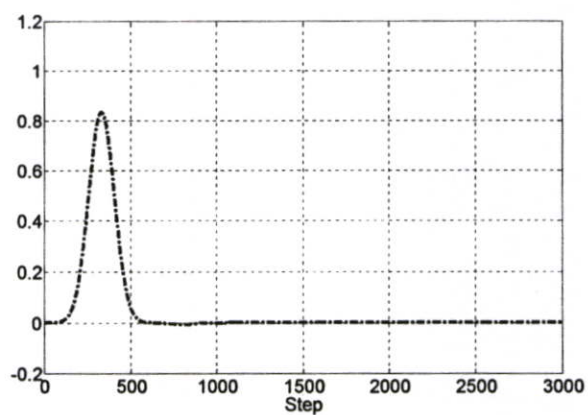
- L คือ ความยาวของวงรอบช่องเปิด
- W คือ ความกว้างของวงรอบช่องเปิด
- W_m คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณ ไมโครสตริป
- L_m คือ ความยาวของสตัปแมตซ์ซิง
- W_h คือ ความกว้างของช่องเปิดคู่แนวอน
- W_v คือ ความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้ง
- ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง
- h คือ ค่าความหนาของวัสดุฐานรอง



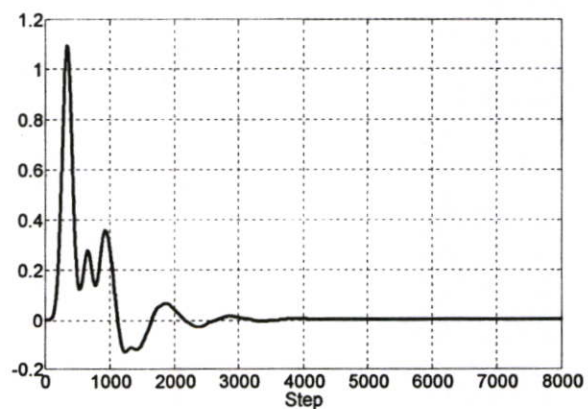
รูปที่ 4.2 โครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัส



รูปที่ 4.3 รูปแบบการจำลองโครงสร้างสายอากาศที่ใช้การคำนวณด้วยวิธี FDTD



(ก) แหล่งกำเนิดแรงดันแก๊สเขียนพัลส์



(ข) แก๊สเขียนพัลส์เมื่อป้อนให้แก่โครงสร้างสายอากาศ

รูปที่ 4.4 แก๊สเขียนพัลส์ที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศ

รูปที่ 4.3 แสดงแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศที่ใช้วิธี FDTD ซึ่งในการคำนวณด้วยวิธีนี้จะคำนวณส่วนที่เป็นอากาศ (Air) ด้วยเพื่อให้ได้ค่าสนามระยะใกล้ของสายอากาศ การคำนวณรูปแบบโครงสร้างของสายอากาศนั้นจะมีวิธีการคำนวณ 2 ครั้ง คือ ครั้งแรกจะคำนวณเฉพาะรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายส่งสัญญาณ ไมโครสตริปเพียงอย่างเดียว เพื่อสร้างแหล่งกำเนิดแรงดันพัลส์แบบเกาส์เซียน และนำเอาแหล่งกำเนิดพัลส์ที่ได้ไปใช้ในการคำนวณครั้งที่สอง และในการคำนวณครั้งที่สองนี้จะเป็นการคำนวณหาค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ เช่น ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ อินพุตอิมพีแดนซ์ และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง แบบรูปการแผ่ของสนามระยะไกล และอัตราการขยายของสายอากาศ เหล่านี้เป็นต้น รูปของแหล่งกำเนิดพัลส์แบบเกาส์เซียนที่เป็นอินพุต และเกาส์เซียนพัลส์เมื่อป้อนสายอากาศแล้ว แสดงได้ดังรูปที่ 4.4

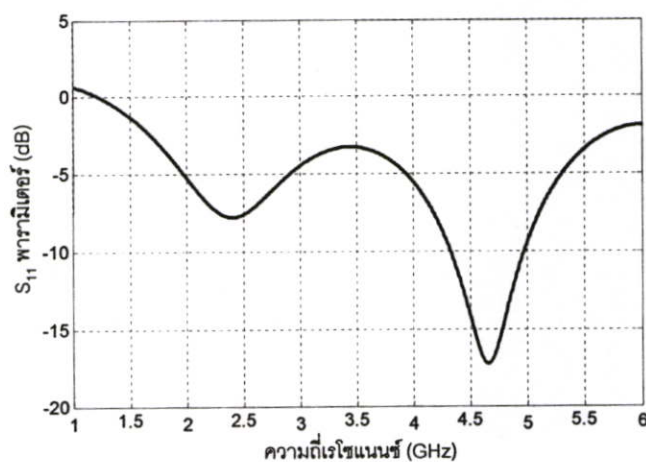
สำหรับสายอากาศช่องเปิดแบบแรกที่ทำการศึกษา คือสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัส สำหรับค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ของสายอากาศที่ความถี่ 2.4 GHz สามารถหาได้จากสมการที่ (4.2) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 91.65 มิลลิเมตร ความยาวรวมทั้งหมดของวงรอบช่องเปิดที่อ้างอิงจากรูปที่ 4.2 คือ $2(W+L)$ จะมีขนาดความยาวทั้งหมดประมาณ $0.77\lambda_g$ ของความถี่ที่ต้องการออกแบบซึ่งมีค่าประมาณ 70.8 มิลลิเมตร โดยในการออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัสนั้น ส่วนของช่องเปิดจะถูกตัดอยู่บนแผ่นตัวนำ และที่ระนาบตรงข้ามกับระนาบสายอากาศนั้นทำการป้อนสัญญาณโดยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปซึ่งต่อแบบเปิดวงจร (Opened-circuit terminate) ซึ่งจากลักษณะการป้อนสัญญาณแบบนี้ทำให้เกิดการ Coupling ระหว่างสายอากาศช่องเปิดและสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปขึ้น 2 ตำแหน่ง คือ ด้านล่างและด้านบนของช่องเปิดคู่แวนอน จากนั้นใช้การปรับพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ เพื่อเป็นการศึกษาผลกระทบต่อค่าคุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดขึ้น และเพื่อให้สามารถนำเอาผลที่ได้มาทำการออกแบบสายอากาศให้มีค่าคุณลักษณะตามความต้องการใช้งานในโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) โดยทำการศึกษาตามลำดับดังนี้คือ

4.3.1 กรณีสายอากาศช่องเปิดกว้างเท่ากันทุกด้าน

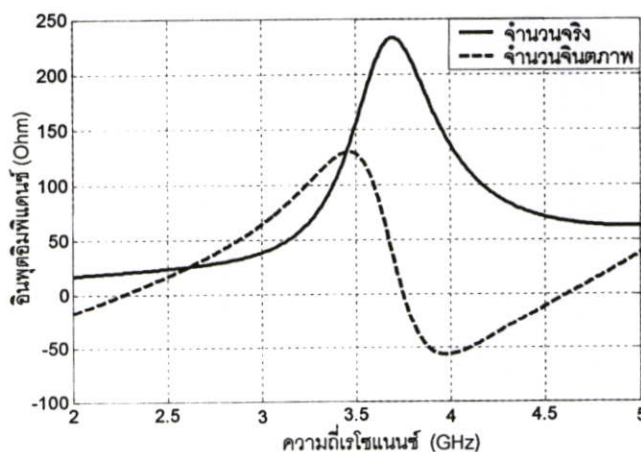
การศึกษาในครั้งแรกได้ทำการออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่มีขนาดช่องเปิดเท่ากันทุกด้าน ซึ่งค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ แสดงได้ดังตารางที่ 4.1 ผลที่ได้จากการจำลองดังรูปที่ 4.5 และ 4.6 และตารางที่ 4.2 จะเห็นได้ว่ามีแวนโน้มนเรโซแนนซ์ที่ 2 ความถี่นั้นคือ 2.40 GHz และ 4.65 GHz แต่จากผลที่ได้นั้นเห็นได้ว่าการแมตซ์อิมพีแดนซ์สายอากาศไม่ดีเท่าที่ควร ดังนั้นขั้นตอนต่อไปคือการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของสายอากาศเพื่อเป็นการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างสายอากาศที่ออกแบบกับสายส่งสัญญาณ

ตารางที่ 4.1 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัส
กรณีความกว้างของช่องเปิดเท่ากันทุกด้าน

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ (มม.)	ขนาดทางไฟฟ้า
W	17.7	$0.193 \lambda_g$
L	17.7	$0.193 \lambda_g$
L_m	17.8	$0.194 \lambda_g$
W_m	1.5	$0.016 \lambda_g$
W_h	0.5	$0.005 \lambda_g$
W_v	0.5	$0.005 \lambda_g$



รูปที่ 4.5 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัสกรณีช่องเปิดเท่ากันทุกด้าน



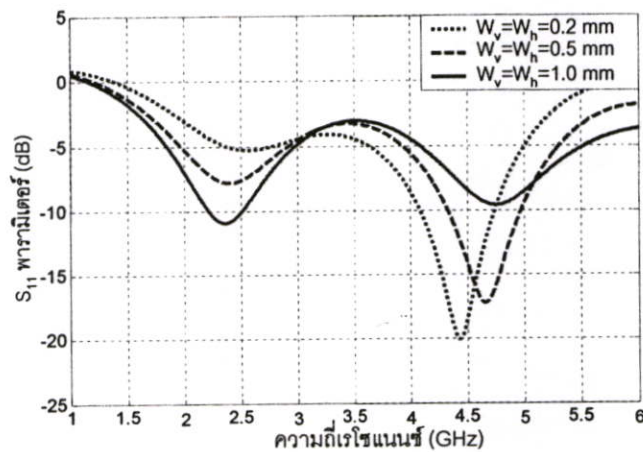
รูปที่ 4.6 อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัสกรณีช่องเปิดเท่ากันทุกด้าน

ตารางที่ 4.2 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัส
กรณีความกว้างของช่องเปิดเท่ากันทุกด้าน

ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} พารามิเตอร์ (dB)	อินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)
2.40	-7.78	$21.91 + j2.02$
4.65	-17.23	$65.60 + j3.06$

4.3.2 กรณีปรับเปลี่ยนขนาดความกว้างของช่องเปิดเท่ากันทุกด้าน

การศึกษาขั้นตอนต่อไปคือการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์เพื่อให้ได้ความถี่ตามที่ออกแบบและสิ่งสำคัญคือการปรับให้สายอากาศไมโครสตริปที่ออกแบบมีค่าอิมพีแดนซ์แมตช์กับสายส่งสัญญาณ 50 Ω ซึ่งค่านี้เป็นค่าคุณลักษณะหนึ่งของสายอากาศที่เป็นตัวบอกให้รู้ว่าสายอากาศที่ออกแบบนั้นมีคุณสมบัติที่ดีที่ความถี่ที่ออกแบบหรือไม่ โดยในหัวข้อนี้ได้นำเสนอการศึกษาการปรับเปลี่ยนขนาดความกว้างทั้งหมดของช่องเปิด ทั้งความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง และความกว้างช่องเปิดคู่แนวนอน



รูปที่ 4.7 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัสกรณีปรับเปลี่ยนความกว้างช่องเปิด

ตารางที่ 4.3 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัส
กรณีปรับเปลี่ยนขนาดความกว้างของช่องเปิด

ขนาดช่องเปิด (มม.)		ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S ₁₁ พารามิเตอร์ (dB)	อินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)
W _h	W _v			
0.2	0.2	2.56	-5.24	17.08 + j19.28
		4.43	-20.06	41.72 - j3.81
0.5	0.5	2.40	-7.78	21.91 + j2.02
		4.65	-17.23	65.60 + j3.06
1.0	1.0	2.35	-10.92	28.50 + j6.25
		4.75	-9.58	99.52 + j3.77

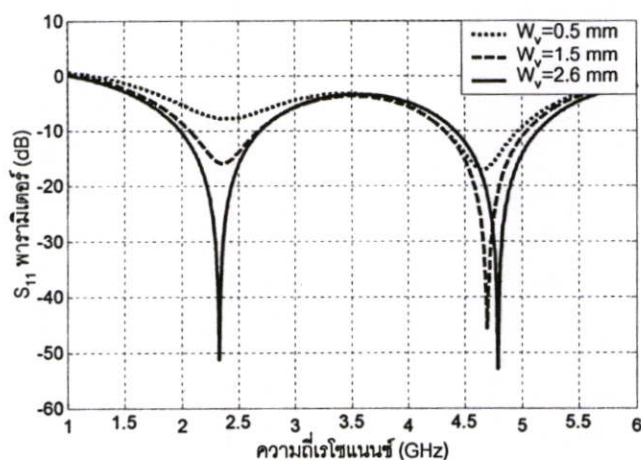
จากผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับดังรูปที่ 4.7 แสดงให้เห็นได้ว่าเมื่อปรับความกว้างของช่องเปิดมีผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนไปเล็กน้อยกล่าวคือ เมื่อความกว้างช่องเปิดเพิ่มขึ้นความถี่ด้านต่ำจะลดลง ส่วนความถี่ด้านสูงจะเพิ่มขึ้น สำหรับผลกระทบจากการปรับความกว้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสามารถแสดงได้โดยละเอียดดังตารางที่ 4.3 และสามารถอธิบายความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ (4.4) [22] และนอกจากนี้การปรับความกว้างช่องเปิดในกรณีนี้ยังมีผลต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศเล็กน้อยด้วย

$$\lambda_{gs} = \lambda_0 \left\{ \begin{array}{l} 1.045 - 0.365 \ln \epsilon_r + \frac{6.3(w_s/h) \epsilon_r^{0.945}}{(238.64 + 100w_s/h)} \\ - \left[0.148 - \frac{8.81(\epsilon_r + 0.95)}{100\epsilon_r} \right] \ln(h/\lambda_0) \end{array} \right\} \quad (4.4)$$

- เมื่อ λ_{gs} คือ ความยาวคลื่นสัมพันธ์สำหรับสายอากาศช่องเปิด
 λ_0 คือ ความยาวคลื่นในฟรีสเปซ
 ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง
 W_s คือ ขนาดความกว้างของช่องเปิด
 h คือ ความหนา (สูง) ของวัสดุฐานรอง

4.3.3 กรณีปรับเปลี่ยนขนาดความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v)

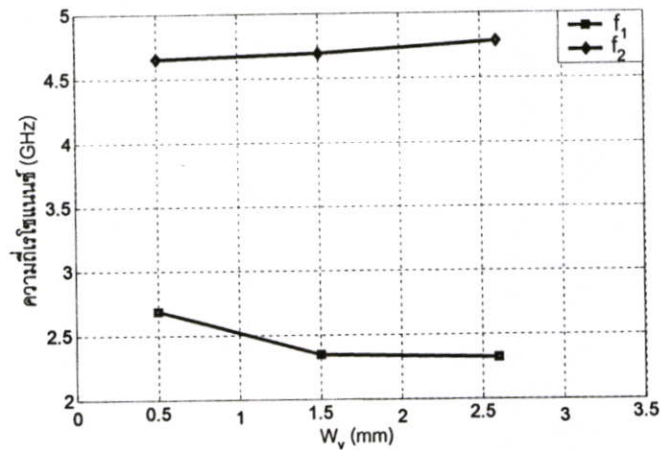
การศึกษาการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศในกรณีต่อไปคือ การปรับความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง โดยในการศึกษาได้กำหนดให้ความกว้างช่องเปิดคู่แนวอน (W_h) คงที่ที่ขนาด 0.5 มิลลิเมตร และปรับขนาดความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้งเท่ากับ 0.5, 1.5 และ 2.6 มิลลิเมตร ตามลำดับ



รูปที่ 4.8 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัสกรณีปรับเปลี่ยนความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v)

ตารางที่ 4.4 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัสกรณีปรับเปลี่ยนขนาดความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v)

ขนาดช่องเปิด (มม.)		ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} พารามิเตอร์ (dB)	อินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)
W_h	W_v			
0.5	0.5	2.68	-10.03	$29.64 + j15.44$
		4.65	-17.23	$65.60 + j3.06$
	1.5	2.35	-15.98	$37.35 + j5.77$
		4.69	-45.65	$50.52 - j0.05$
	2.6	2.32	-51.28	$49.79 + j0.17$
		4.78	-52.92	$50.10 - j0.02$



รูปที่ 4.9 ความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v) กับความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัส

จากผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับในรูปที่ 4.8 แสดงให้เห็นได้ว่าเมื่อทำการปรับความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v) เพิ่มขึ้นจะเป็นการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ อีกทั้งยังมีผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนไปบ้างเล็กน้อยอีกด้วย จากตารางที่ 4.4 จะสังเกตได้ว่าสายอากาศมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีทั้งสองความถี่ที่ขนาดช่องเปิดคู่แนวอนและคู่แนวตั้งเท่ากับ 0.5 และ 2.6 มิลลิเมตร ตามลำดับ และผลการเปลี่ยนแปลงของความถี่ต่ำและความถี่สูงแสดงได้โดยละเอียดในรูปที่ 4.9

4.3.4 กรณีเปลี่ยนช่องเปิดเป็นสี่เหลี่ยมต่าง ๆ เมื่อความยาวรอบรูปคงที่

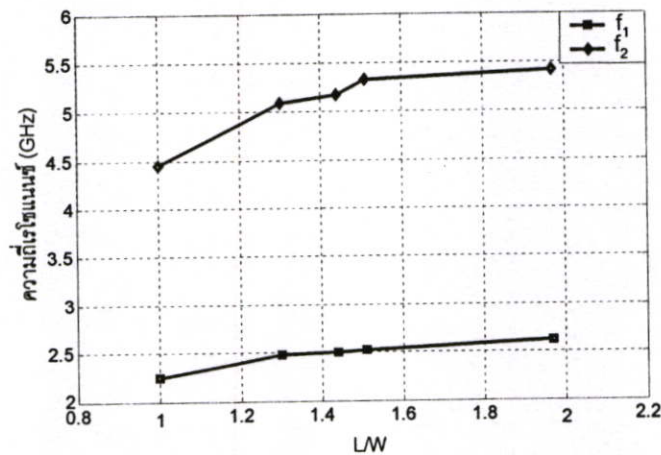
การวิเคราะห์สายอากาศกรณีต่อไปคือการปรับเปลี่ยนรูปร่างของช่องเปิดสี่เหลี่ยมกรณีความยาวรอบรูป (Perimeter) คงที่ที่ขนาด 70.8 มิลลิเมตร หรือ $0.77\lambda_g$ ที่ความถี่ 2.4 GHz นอกจากนี้แล้วขนาดความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง ความกว้างของช่องเปิดคู่แนวอน และความยาวของสตัปแมตซ์ซิง ก็กำหนดให้คงที่เช่นเดียวกัน ซึ่งเริ่มต้นด้วยวงรอบช่องเปิดแบบจัตุรัสแล้วค่อย ๆ เปลี่ยนเป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้า

ผลที่ได้จากการออกแบบสายอากาศเป็นสี่เหลี่ยมต่าง ๆ โดยที่ความยาวรอบรูปคงที่ ความกว้างของช่องเปิดคู่แนวอน (W_h) เท่ากับ 0.6 มิลลิเมตร และความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร จะเห็นว่าเมื่อทำการปรับรูปแบบของสายอากาศจากสี่เหลี่ยมจัตุรัสแล้วค่อย ๆ เปลี่ยนเป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้า นั่นคือค่อย ๆ ลดขนาดความกว้างของวงรอบช่องเปิด (W) และเพิ่มความยาวของวงรอบช่องเปิด (L) (อ้างอิงตามรูปที่ 4.2) โดยที่ค่าความยาวรอบรูปไม่เปลี่ยนแปลง และกำหนดให้ตำแหน่งปลายสุดของสตัปแมตซ์ซิงอยู่ที่บริเวณขอบด้านบนของช่องเปิด ผลที่ได้คือค่าความถี่เรโซแนนซ์ทั้งความถี่ต่ำและความถี่สูงมีแนวโน้มเพิ่มขึ้น ดังแสดงในตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.5 ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมกรณีปรับเปลี่ยนรูปร่างช่องเปิดเป็นสี่เหลี่ยมแบบต่าง ๆ โดยที่ความยาวรอบรูปคงที่

ขนาดพารามิเตอร์ (มม.)					ความถี่เรโซแนนซ์ (dB)	
W_h	W_v	W	L	L/W	f_1	f_2
0.6	1.6	17.70	17.70	1.00	2.25	4.45
		15.30	20.10	1.31	2.48	5.09
		14.50	20.90	1.44	2.50	5.17
		14.10	21.30	1.51	2.52	5.33
		11.90	23.50	1.97	2.62	5.42

รูปที่ 4.10 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนของความยาวต่อความกว้างของสายอากาศ (L/W) ซึ่งผลที่ได้แสดงให้เห็นได้ว่า เมื่อค่อย ๆ ปรับรูปร่างวงรอบช่องเปิดจากสี่เหลี่ยมจัตุรัสเป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้า มีผลทำให้ความถี่ด้านต่ำเปลี่ยนแปลงไปเล็กน้อย แต่ความถี่ด้านสูงเปลี่ยนแปลงไปค่อนข้างมาก และที่อัตราส่วนของ (L/W) เท่ากับ 1.44 นั่นคือ ความยาวช่องเปิด (L) เท่ากับ 20.9 มิลลิเมตร และความกว้างช่องเปิด (W) เท่ากับ 14.5 มิลลิเมตร มีผลของความถี่เรโซแนนซ์ใกล้เคียงกับที่ต้องการ



รูปที่ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างรูปร่างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมกับความถี่เรโซแนนซ์

สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศที่ผ่านมานั้น เริ่มต้นได้ทำการออกแบบสายอากาศช่องเปิดเป็นแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส แล้วปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อศึกษาถึงผลกระทบต่อคุณลักษณะของสายอากาศ ซึ่งประกอบไปด้วยการปรับความกว้างช่องเปิดเท่ากันทุกด้าน การปรับความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้งเพียงอย่างเดียว สุดท้ายเป็นการปรับเปลี่ยนรูปร่างของวงรอบช่องเปิดจากสี่เหลี่ยมจัตุรัส เป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้าขนาดต่าง ๆ โดยกำหนดให้ความยาวรอบรูปคงที่ ซึ่งผลการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์เหล่านี้ได้แสดงให้เห็นผลที่เกิดขึ้นต่อค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่แตกต่างกันออกไป

สำหรับเป้าหมายสำคัญในการออกแบบสายอากาศในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในส่วนแรกคือเพื่อออกแบบให้ใช้สำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย ซึ่งต้องเป็นไปตามข้อกำหนดของ IEEE 802.11 คือ IEEE 802.11 a/b/g ตามลำดับ

ผลการจำลองของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่ใช้รูปแบบการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปซึ่งต่อแบบเปิดวงจรนั้นจะเห็นได้ว่า แม้ว่าจะปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมแล้วทำให้สายอากาศมีคุณสมบัติเรโซแนนซ์ที่ 2 ความถี่ และมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีทั้งสองความถี่ก็ตาม แต่จะเห็นได้ว่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้นั้นไม่ตรงตามมาตรฐานความถี่ใช้งานของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ในทั้งสองย่านความถี่

อย่างไรก็ตามจากผลที่ได้จากการปรับเปลี่ยนรูปแบบสายอากาศจากสี่เหลี่ยมจัตุรัสเป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้าขนาดต่าง ๆ ในหัวข้อที่ 4.3.4 ซึ่งผลจากตารางที่ 4.5 จะเห็นได้ว่าเมื่อปรับเปลี่ยนรูปร่างช่องเปิดเป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีขนาดความกว้างของวงรอบช่องเปิด (W) เท่ากับ 14.5 มิลลิเมตร และความยาวของวงรอบ (L) เท่ากับ 20.9 มิลลิเมตร นั้นมีผลทำให้เกิดค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ใกล้เคียงกับมาตรฐานของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย

ดังนั้นการศึกษาในกรณีต่อไปก็คือ การนำสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าขนาดดังกล่าวนี้มาทำการปรับค่าพารามิเตอร์เพื่อให้มีค่าความถี่เรโซแนนซ์เป็นไปตามมาตรฐานของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายทั้งสองย่านความถี่ ต่อจากนั้นก็นำไปสู่การศึกษาคุณลักษณะอื่น ๆ ของสายอากาศ ซึ่งนำเสนอได้ตามลำดับดังต่อไปนี้

4.4 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า

หัวข้อนี้ได้นำเสนอผลของค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ออกแบบสำหรับการใช้งานในโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) [23-24] โดยได้กำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ และจำลองโครงสร้างสายอากาศที่ออกแบบนั้นโดยใช้วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD) โดยทำการศึกษารูปแบบสายอากาศทั้งในกรณีความถี่เดียวและสองความถี่ ซึ่งนำเสนอตามลำดับดังนี้

4.4.1 กรณีออกแบบสายอากาศความถี่เดียว

4.4.1.1 สายอากาศแบบช่องเปิดที่มีขนาดช่องเปิดเท่ากันทุกด้าน

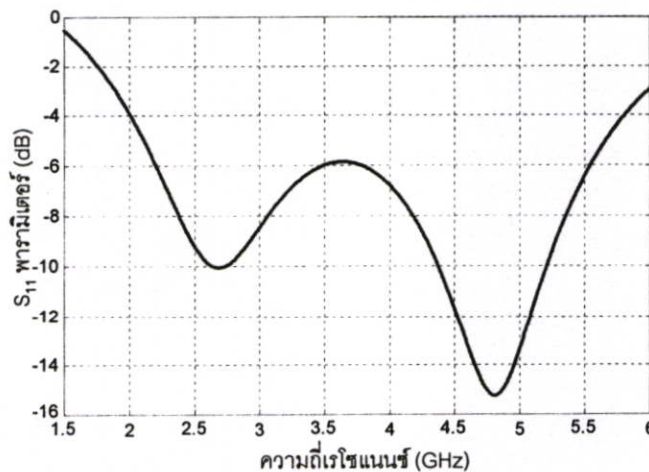
สำหรับการออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าก็เช่นเดียวกันกับสี่เหลี่ยมจัตุรัส กล่าวคือในเบื้องต้นนั้นได้กำหนดให้ความยาวรวมของวงรอบช่องเปิดคือ $2(W + L)$ มีขนาดเท่ากับ $0.77\lambda_g$ ของความถี่ที่ออกแบบคือ 2.4 GHz หรือมีขนาดเท่ากับ 70.8 มิลลิเมตร และขนาดพารามิเตอร์ของสายอากาศในกรณีนี้แสดงได้ดังตารางที่ 4.6

กรณีออกแบบสายอากาศความถี่เดียวนั้น เริ่มต้นด้วยการกำหนดขนาดความกว้างช่องเปิดเท่ากันทุกด้านประมาณ 0.2-0.4 มิลลิเมตร ซึ่งในการศึกษานี้จะเลือกใช้ค่าความกว้างช่องเปิดเท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร ซึ่งผลที่ได้แสดงค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับได้ดังรูปที่ 4.11

ตารางที่ 4.6 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า

กรณีออกแบบความถี่เดียว

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ (มม.)	ขนาดทางไฟฟ้า
W	14.5	$0.158 \lambda_g$
L	20.9	$0.228 \lambda_g$
L_m	14.6	$0.159 \lambda_g$
W_m	1.5	$0.016 \lambda_g$
W_h	0.3	$0.003 \lambda_g$
W_v	0.3	$0.003 \lambda_g$



รูปที่ 4.11 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ขนาดช่องเปิด 0.3 มิลลิเมตร กรณีออกแบบความถี่เดียว

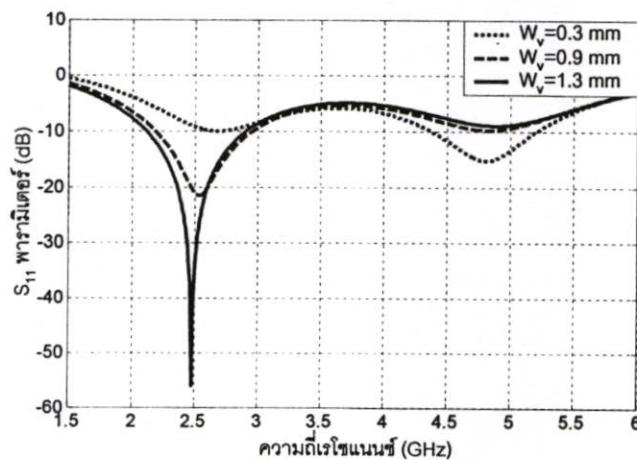
ตารางที่ 4.7 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ขนาดช่องเปิด 0.3 มิลลิเมตร กรณีออกแบบความถี่เดียว

ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} พารามิเตอร์ (dB)	อินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)
2.68	-10.03	$29.64 + j15.44$
4.80	-15.24	$36.02 - j5.16$

จากผลที่ได้ในตารางที่ 4.7 จะเห็นได้ว่าการออกแบบสายอากาศช่องเปิดเท่ากันทุกด้านที่ขนาดความกว้างช่องเปิดเท่ากับ 0.3 มิลลิเมตรนั้น มีแนวโน้มการเกิดความถี่เรโซแนนซ์ แต่ผลที่ได้ยังมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ไม่ดีนัก ดังนั้นจึงต้องทำการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์สายอากาศเพื่อเป็นการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ให้กับสายอากาศ โดยทำการศึกษาการปรับพารามิเตอร์ต่าง ๆ คือ ความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v) และความยาวของสัดบแมตซ์ซิง (L_m)

4.4.1.2 กรณีปรับเปลี่ยนความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้งของสายอากาศ

วิธีการหนึ่งที่น่าสนใจเพื่อใช้ในการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์คือ การปรับความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง ซึ่งทำได้โดยการปรับความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v) ที่ขนาด 0.3, 0.9 และ 1.3 มิลลิเมตร โดยกำหนดให้ช่องเปิดคู่แนวอน (W_h) คงที่เท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร ซึ่งผลของการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับแสดงได้ดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าเมื่อปรับเปลี่ยนความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v) กรณีความถี่เดียว

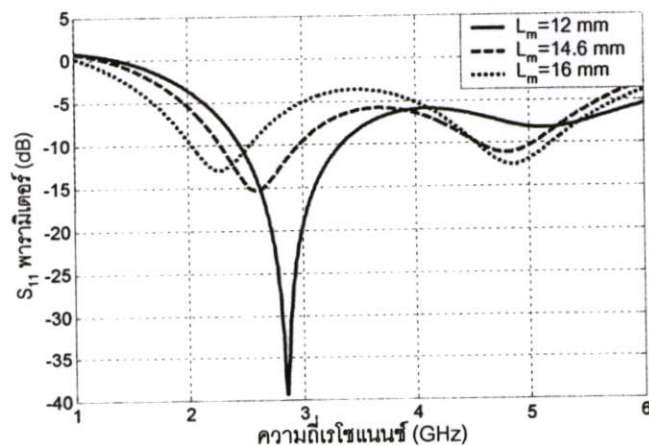
ตารางที่ 4.8 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าเมื่อปรับเปลี่ยนความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v) กรณีออกแบบความถี่เดียว

ขนาดช่องเปิด (มม.)		ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} พารามิเตอร์ (dB)	อินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)
W_h	W_v			
0.3	0.3	2.68	-10.03	$29.64 + j15.44$
		4.80	-15.24	$36.02 - j5.16$
	0.9	2.53	-21.50	$44.19 + j5.40$
		4.82	-9.79	$28.15 - j10.40$
	1.3	2.47	-56.04	$50.11 + j0.10$
		4.89	-8.98	$23.84 - j2.24$

สำหรับผลที่ได้แสดงได้โดยละเอียดดังตารางที่ 4.8 จะเห็นได้ว่าความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้งที่ค่าประมาณ 1.3 มิลลิเมตร จะทำให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุดที่ความถี่ 2.47 GHz และค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับเท่ากับ -56.04 dB

4.4.1.3 การปรับเปลี่ยนความยาวของสตัปแมตซ์ซิง

การศึกษาการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์อีกรูปแบบหนึ่งก็คือการปรับเปลี่ยนความยาวของสตัปแมตซ์ซิง (L_m) โดยความกว้างช่องเปิดที่ใช้ทำการศึกษาคือ ขนาดคู่แนวนอน (W_h) เท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร และช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v) เท่ากับ 0.6 มิลลิเมตร โดยความยาวที่ใช้ในการศึกษาผลกระทบ คือ 12, 14.6 และ 16 มิลลิเมตร ตามลำดับ



รูปที่ 4.13 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) เมื่อทำการเปลี่ยนความยาวสตัปแมตซ์ซิง (L_m) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีออกแบบความถี่เดียว

จากผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับในรูปที่ 4.13 และผลในตารางที่ 4.9 จะเห็นได้ว่าเมื่อปรับความยาวสลับแมตซ์ซิงยาวขึ้นทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ลดลง ในทางกลับกันเมื่อปรับความยาวสลับแมตซ์ซิงให้สั้นลงเป็นผลทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์สูงขึ้น และนอกจากนี้ยังมีผลต่อการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ในแต่ละความถี่อีกด้วย

ตารางที่ 4.9 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าเมื่อปรับเปลี่ยนความยาวของสลับแมตซ์ซิง (L_m) กรณีออกแบบความถี่เดียว

ความยาวสลับแมตซ์ซิง (มม.)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} พารามิเตอร์ (dB)	อินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)
12	2.85	-39.39	49.60 + j0.99
	5.12	-8.24	22.24 - j3.71
14.6	2.59	-15.29	38.42 + j9.99
	4.80	-11.10	28.66 - j4.65
16	2.27	-12.91	33.36 + j9.08
	4.86	-12.50	30.83 + j0.11

4.4.2 กรณีออกแบบสายอากาศสองความถี่

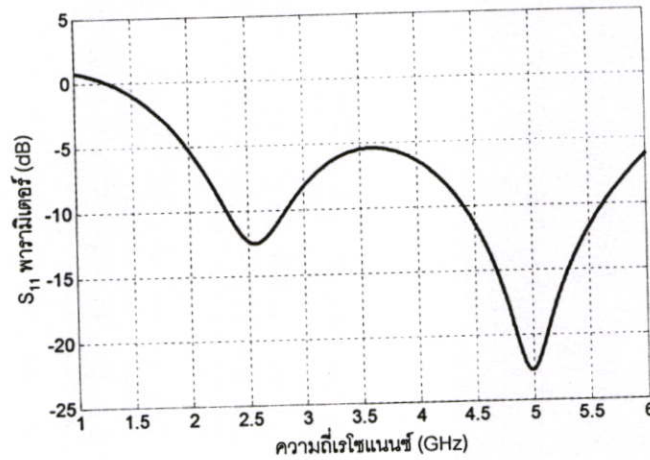
4.4.2.1 สายอากาศแบบช่องเปิดที่มีขนาดช่องเปิดเท่ากันทุกด้าน

กรณีออกแบบสายอากาศสองความถี่จะนำเสนอการศึกษาช่องเปิดที่ขนาด 0.6 มิลลิเมตร ขนาดของพารามิเตอร์ต่าง ๆ แสดงได้ดังตารางที่ 4.10

ตารางที่ 4.10 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีออกแบบสองความถี่

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ (มม.)	ขนาดทางไฟฟ้า
W	14.5	$0.158 \lambda_g$
L	20.9	$0.228 \lambda_g$
L_m	14.6	$0.159 \lambda_g$
W_m	1.5	$0.016 \lambda_g$
W_h	0.6	$0.006 \lambda_g$
W_v	0.6	$0.006 \lambda_g$

ผลที่ได้จากรูปที่ 4.14 และตารางที่ 4.11 แสดงว่าสายอากาศมีการเกิดความถี่เรโซแนนซ์ใกล้เคียงกับที่ต้องการ แต่จะเห็นได้ว่าการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศนั้นยังไม่ค่อยดี ดังนั้นจึงทำการศึกษาการปรับเปลี่ยนความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v) ความยาวของสตัปแมตซ์ซิง (L_m) เพื่อเป็นการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ เช่นเดียวกับการออกแบบสายอากาศความถี่เดียว



รูปที่ 4.14 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ขนาดช่องเปิด 0.6 มิลลิเมตร กรณีออกแบบสองความถี่

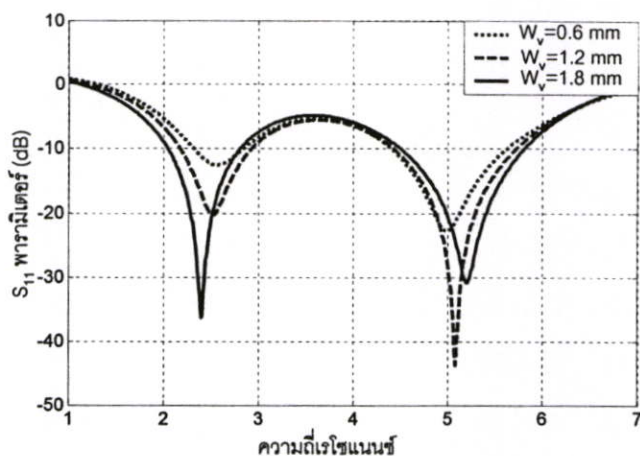
ตารางที่ 4.11 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า กรณีออกแบบสองความถี่ ที่ขนาดช่องเปิด 0.6 มิลลิเมตร

ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} พารามิเตอร์ (dB)	อินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)
2.56	-12.51	$32.78 + j9.61$
4.98	-22.71	$57.77 + j1.30$

4.4.2.2 กรณีปรับเปลี่ยนความกว้างคู่แนวตั้งของสายอากาศ (W_v)

สำหรับการศึกษาการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศด้วยการปรับความกว้างช่องเปิดคู่ โดยกำหนดความกว้างช่องเปิดคู่แนวอน (W_h) คงที่เท่ากับ 0.6 มิลลิเมตร และปรับความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v) ที่ขนาดต่าง ๆ คือ 0.6 1.2 และ 1.8 มิลลิเมตร ตามลำดับ

ผลกระทบจากการปรับความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้งแสดงได้โดยละเอียดในรูปที่ 4.15 คือ เมื่อปรับความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้งเพิ่มขึ้นทำให้มีการเมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี

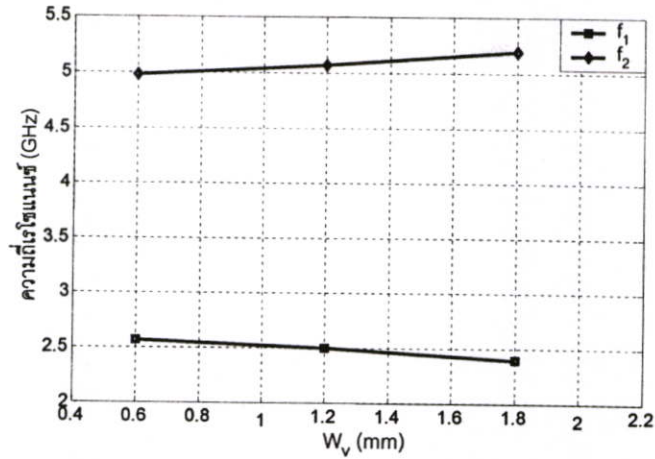


รูปที่ 4.15 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าเมื่อปรับเปลี่ยนความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v) กรณีออกแบบสองความถี่

จากตารางที่ 4.12 ที่ขนาดความกว้างช่องเปิดคู่แนวอนเท่ากับ 0.6 มิลลิเมตร และความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้งเท่ากับ 1.8 มิลลิเมตร จะมีค่าความถี่ที่ดีที่สุดสองความถี่คือ 2.39 GHz ซึ่งมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) เท่ากับ -36.28 dB และความถี่ 5.19 GHz มีค่า (S_{11}) เท่ากับ -30.77 dB และผลกระทบอีกอย่างหนึ่งคือ ค่าความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนแปลงไปเล็กน้อยซึ่ง

ตารางที่ 4.12 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าเมื่อปรับเปลี่ยนความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v) กรณีออกแบบสองความถี่

ขนาดช่องเปิด (มม.)		ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} พารามิเตอร์ (dB)	อินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)
W_h	W_v			
0.6	0.6	2.56	-12.51	$32.78 + j9.61$
		4.98	-22.71	$57.77 + j1.30$
	1.2	2.50	-20.21	$42.30 + j4.70$
		5.07	-43.69	$49.36 - j0.14$
	1.8	2.39	-36.28	$48.61 + j0.60$
		5.19	-30.77	$47.22 - j0.46$

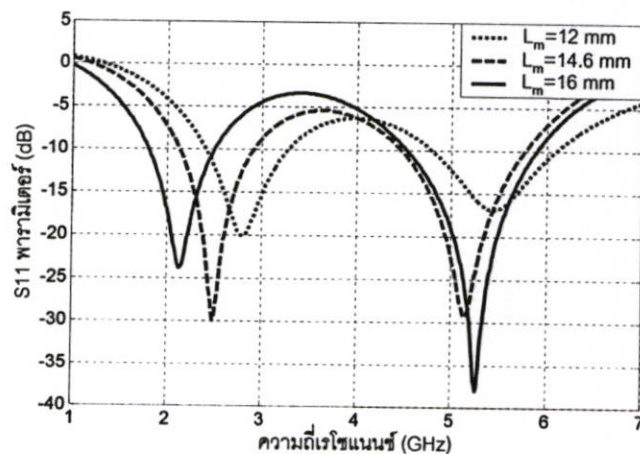


รูปที่ 4.16 ความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง (W_v) และความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีออกแบบสองความถี่

จากรูปที่ 4.16 แสดงความสัมพันธ์ของการปรับความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้งกับความถี่เรโซแนนซ์ ซึ่งผลที่ได้คือเมื่อความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้งเพิ่มขึ้น มีผลทำให้ความถี่ด้านต่ำนั้นลดลง ส่วนความถี่ด้านสูงมีแนวโน้มเพิ่มขึ้น

4.4.2.3 กรณีปรับเปลี่ยนความยาวของสตัปแมตซ์ซิง

หัวข้อนี้จะศึกษาการปรับเปลี่ยนความยาวของสตัปแมตซ์ซิงสำหรับสายอากาศที่มีขนาดความกว้างช่องเปิดคู่แนวตอนเท่ากับ 0.6 มิลลิเมตร และความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้งเท่ากับ 1.8 มิลลิเมตร โดยความยาวที่ทำการศึกษาคือ 12, 14.6 และ 16 มิลลิเมตร ตามลำดับ



รูปที่ 4.17 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) เมื่อทำการเปลี่ยนความยาวของสตัปแมตซ์ซิง (L_m) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีออกแบบสองความถี่

จากผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่แสดงดังรูปที่ 4.17 จะเห็นได้ว่าการปรับความยาวของสตัด นั้นมีผลต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์และความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ

ตารางที่ 4.13 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีปรับเปลี่ยนความยาวของสตัดแมตซ์ซิง (L_m) กรณีออกแบบสองความถี่

ความยาวสตัดแมตซ์ซิง (มม.)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} พารามิเตอร์ (dB)	อินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)
12	2.79	-20.04	57.35 - j7.78
	5.43	-16.88	37.48 - j0.62
14.6	2.48	-29.94	47.36 + j1.63
	5.14	-29.34	46.71 - j0.31
16	2.13	-23.82	44.48 + j2.57
	5.26	-38.09	51.25 + j0.07

จากผลที่ได้ในตารางที่ 4.13 จะเห็นได้ว่า เมื่อกำหนดให้ปลายสุดของสตัดอยู่ที่ตำแหน่งขอบบนด้านนอกของช่องเปิด ($L_m = 14.6$ มิลลิเมตร) ทำให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ และเมื่อปรับความยาวของสตัดให้ยาวขึ้นจะทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ลดต่ำลง และในทางกลับกัน เมื่อทำการลดขนาดความยาวของสายส่งสัญญาณทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่สูงขึ้น

4.4.2.4 ผลกระทบจากการปรับความกว้างช่องเปิดคู่แวนอน

ในการออกแบบสายอากาศนี้ พารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งคือ ความกว้างช่องเปิดคู่แวนอน (W_h) เพราะเป็นพารามิเตอร์ตัวสำคัญ สำหรับผลที่ได้จากการจำลองแสดงให้เห็นได้ว่าความกว้างของช่องเปิดคู่แวนอนนั้นเป็นค่าที่สำคัญที่สุดในการกำหนดว่าจะให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่เดียวหรือสองความถี่ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ทำการศึกษาในช่วง 0.2-1.0 มิลลิเมตร ซึ่งขนาดความกว้างของช่องเปิดคู่แวนอน นั้นขึ้นอยู่กับความเรโซแนนซ์ที่ต้องการว่าเป็นความถี่ด้านต่ำเพียงอย่างเดียว หรือทั้งสองความถี่ ซึ่งผลที่ได้ทำให้เห็นได้ว่ากรณีที่มีขนาดช่องเปิดแคบ ๆ ที่ขนาด 0.3 มิลลิเมตร และใช้การปรับความกว้างช่องเปิดคู่แวนอนตั้งและความยาวสตัดช่วยทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่แมตซ์อิมพีแดนซ์ดีที่ความถี่ต่ำอย่างเดียว

สำหรับกรณีที่มีขนาดความกว้างช่องเปิดเท่ากับ 0.6 มิลลิเมตร เมื่อใช้การปรับความกว้างช่องเปิดคู่แวนอนตั้งและความยาวของสตัดช่วย เช่นเดียวกับกรณีแรก ทำให้เกิดเรโซแนนซ์ที่สองความถี่

กล่าวโดยสรุปก็คือ เมื่อเลือกค่าความกว้างคู่แวนอนที่ต้องการ และใช้การปรับความกว้างช่องเปิดคู่แวนอน และการปรับความยาวของสัดบช่วย เพื่อให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุด โดยผลที่เกิดขึ้นจากการปรับพารามิเตอร์ทั้งสองค่านี้มีผลต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และในขณะเดียวกันก็ทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้มีค่าเปลี่ยนแปลงไปเล็กน้อยอีกด้วย

4.4.2.5 การปรับเปลี่ยนความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าสายอากาศรูปแบบนี้มีการออกแบบขนาดความยาวของวงรอบช่องเปิด (perimeter) อ้างอิงกับขนาด 0.77 เท่าของความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ($0.77\lambda_g$) ของความถี่ออกแบบคือ 2.4 GHz ต่อไปเพื่อเป็นการพิสูจน์ว่าสมการที่ใช้ในการคำนวณหาความยาวคลื่นสัมพัทธ์ที่ความถี่ออกแบบ รวมทั้งเทคนิคในการปรับความถี่เรโซแนนซ์และการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ว่าสามารถใช้ในการออกแบบที่ความถี่อื่นได้นอกเหนือจาก 2.4 GHz โดยทำการทดสอบออกแบบสายอากาศที่ความถี่ 900 MHz และค่าความถี่ 3 GHz ตามลำดับ ซึ่งแสดงได้ตามลำดับดังนี้

1. กรณีออกแบบที่ความถี่ 900 MHz

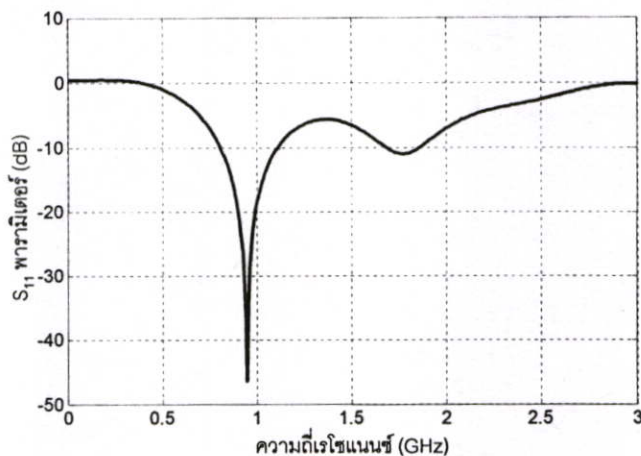
จากตารางที่ 4.14 แสดงขนาดโครงสร้างต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าเมื่อออกแบบที่ความถี่ 900 MHz ซึ่งมีขนาดความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) เท่ากับ 244.40 มิลลิเมตร และ ขนาดวงรอบช่องเปิดเท่ากับ $0.77\lambda_g$ ประมาณ 188 มิลลิเมตร

ตารางที่ 4.14 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า

กรณีออกแบบที่ความถี่ 900 MHz

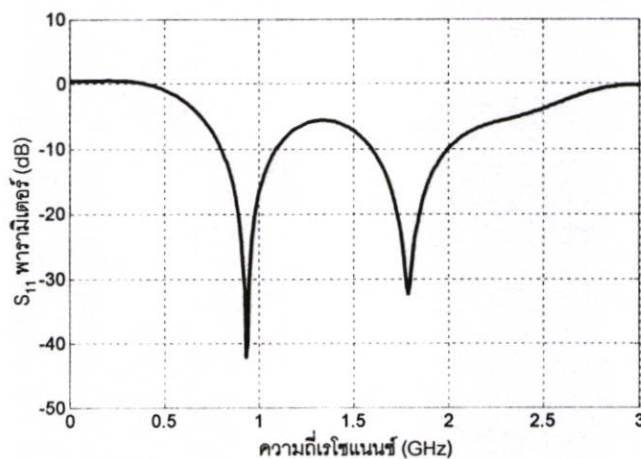
พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ (มม.)	ขนาดทางไฟฟ้า
W	38.5	$0.157 \lambda_g$
L	55.5	$0.227 \lambda_g$
L_m	38.7	$0.161 \lambda_g$
W_m	1.5	$0.006 \lambda_g$

จากที่กล่าวในเบื้องต้นแล้วว่าสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้ารูปแบบนี้สามารถออกแบบให้มีความถี่เดียวหรือสองความถี่ก็ได้ด้วยวิธีการปรับความกว้างช่องเปิดคู่แวนอน และใช้การปรับความกว้างคู่แวนอนที่ตั้งที่เหมาะสม และการออกแบบที่ความถี่ 900 MHz ก็เช่นเดียวกันกับความถี่ 2.4 GHz ก็สามารถออกแบบที่ความถี่เดียวและสองความถี่ได้



รูปที่ 4.18 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบ
สี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีออกแบบความถี่เดียว ที่ความถี่ 900 MHz

สำหรับกรณีออกแบบความถี่เดียวจะกำหนดความกว้างช่องเปิดคู่แนวอนเท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร และความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้งเท่ากับ 1.0 มิลลิเมตร ซึ่งผลที่ได้คือ เกิดเรโซแนนซ์ ที่ความถี่ 945.8 MHz และค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) เท่ากับ -46.41 dB ดังแสดงในรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.19 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบ
สี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีออกแบบสองความถี่ ที่ความถี่ 900 MHz

สำหรับการออกแบบสายอากาศสองความถี่จะกำหนดให้ขนาดความกว้างช่องเปิดคู่แวนอนเท่ากับ 1.0 มิลลิเมตร และความกว้างช่องเปิดคู่แวนอนตั้งเท่ากับ 1.25 มิลลิเมตร ทำให้สายอากาศเกิดเรโซแนนซ์ที่สองความถี่คือ 930.0 MHz และ 1.78 GHz มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) เท่ากับ -42.20 dB และ -32.36 dB ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.19 และผลของการออกแบบสามารถแสดงค่าโดยละเอียดดังตารางที่ 4.15

ตารางที่ 4.15 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า
กรณีออกแบบที่ความถี่ 900 MHz

ขนาดช่องเปิด (มม.)		ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} พารามิเตอร์ (dB)	อินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)
W_h	W_v			
0.5	1.0	0.945	-46.41	51.02 - j0.15
1.0	1.25	0.93	-42.20	52.15 + j0.23
		1.78	-32.36	49.52 + j0.51

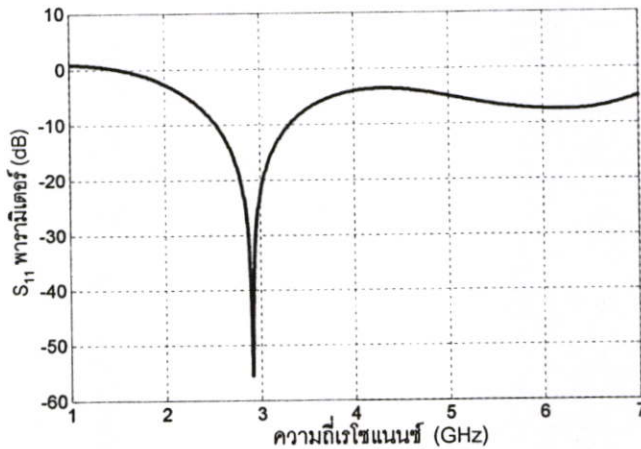
2. กรณีออกแบบที่ความถี่ 3.0 GHz

สำหรับการศึกษาอีกความถี่หนึ่งคือที่ความถี่ 3 GHz โดยใช้ขนาดความยาวของวงรอบช่องเปิดเช่นเดียวกับความถี่ 2.4 GHz และ 900 MHz นั่นคือ $0.77\lambda_g$ ของความถี่ออกแบบ ซึ่งจะมีความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) เท่ากับ 73.36 มิลลิเมตร และ $0.77\lambda_g$ ประมาณ 56.49 มิลลิเมตร โดยค่าพารามิเตอร์เบื้องต้นแสดงดังตารางที่ 4.16

ตารางที่ 4.16 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า
กรณีออกแบบที่ความถี่ 3 GHz

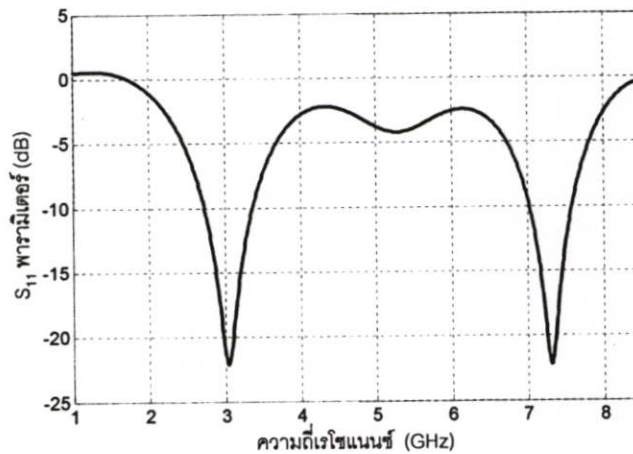
พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ (มม.)	ขนาดทางไฟฟ้า
W	11.6	$0.158 \lambda_g$
L	16.6	$0.226 \lambda_g$
L_m	11.5	$0.156 \lambda_g$
W_m	1.5	$0.020 \lambda_g$

กรณีออกแบบที่ความถี่เดียวทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์ได้ดังนี้คือ ความกว้างของช่องเปิดคู่แวนอนเท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร ความกว้างช่องเปิดคู่แวนอนตั้งเท่ากับ 2.0 มิลลิเมตร ซึ่งผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่ได้จากการออกแบบแสดงได้ดังรูปที่ 4.20



รูปที่ 4.20 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบ
สี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีสองความถี่ ที่ความถี่ 3 GHz

กรณีสองความถี่ที่กำหนดขนาดคือ ความกว้างช่องเปิดคู่แนวอนเท่ากับ 1.0 มิลลิเมตร และความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้งคือ 4.0 มิลลิเมตร ซึ่งผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่ได้แสดงได้ดังรูปที่ 4.21 ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อปรับขนาดความกว้างช่องเปิดคู่แนวอนที่กว้างขึ้นและใช้การปรับความกว้างคู่แนวตั้งที่เหมาะสมทำให้มีการเรโซแนนซ์ที่สองความถี่



รูปที่ 4.21 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบ
สี่เหลี่ยมผืนผ้ากรณีสองความถี่ ที่ความถี่ 3 GHz

สำหรับค่าคุณลักษณะของสายอากาศที่ออกแบบที่ความถี่ 3 GHz สามารถแสดงได้โดย
ละเอียดดังตารางที่ 4.17

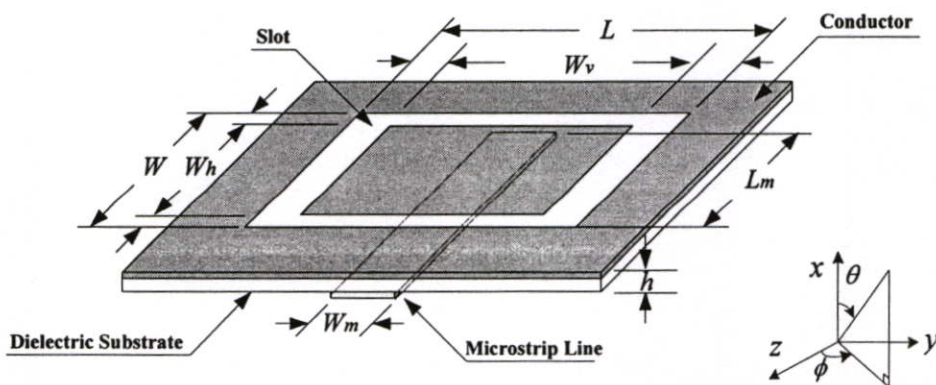
ตารางที่ 4.17 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า
กรณีออกแบบที่ความถี่ 3 GHz

ขนาดช่องเปิด (มม.)		ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} พารามิเตอร์ (dB)	อินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)
W_h	W_v			
0.3	2.0	2.90	-55.54	$50.60 - j0.13$
1.0	4.0	3.03	-22.13	$48.51 + j0.75$
		7.31	-22.26	$52.04 + j1.35$

จากผลที่ได้จากการปรับเปลี่ยนขนาดความยาวรอบรูป เพื่อให้มีความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 900 MHz และ 3.0 GHz ตามลำดับ แสดงให้เห็นได้ว่าสมการที่ใช้ในการออกแบบขนาดความยาวรอบรูปของสายอากาศนั้นค่อนข้างเที่ยงตรง รวมทั้งหลักการปรับเปลี่ยนค่าความกว้างของช่องเปิด ทั้งคู่แวนอนซึ่งเป็นพารามิเตอร์หลัก รวมทั้งการปรับความกว้างช่องเปิดคู่แนวตั้ง และความยาวของสัดบที่เหมาะสม เพื่อทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่เดียวหรือสองความถี่สามารถนำมาใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

4.5 สายอากาศแบบช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยว

จากที่ได้กล่าวในตอนต้นแล้วว่าจุดมุ่งหมายหลักในการออกแบบสายอากาศรูปแบบนี้ก็คือการนำไปใช้งานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g ที่ย่านความถี่ 2.4 และ 5.2 ตามลำดับ และปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ค่าต่าง ๆ เพื่อศึกษาคุณลักษณะของสายอากาศ ทำให้ได้เห็นที่ผลออกมาในรูปแบบต่าง ๆ กัน และในหัวข้อต่อไปนี้นำเอารูปแบบของสายอากาศที่ได้ศึกษาและมีค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่เหมาะสมมาทำการวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ ด้วย วิธี FDTD และวิธี MoM

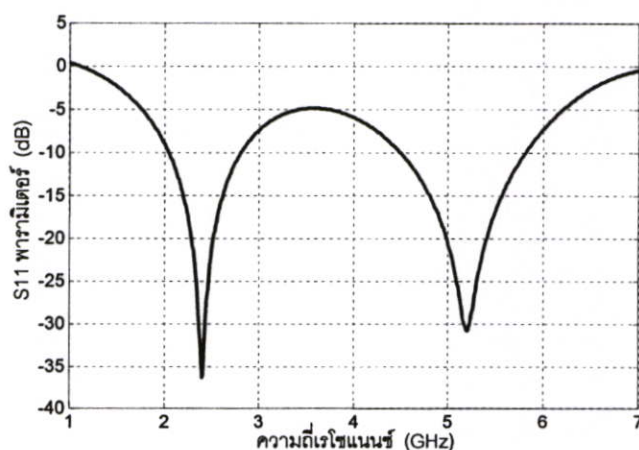


รูปที่ 4.22 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยว

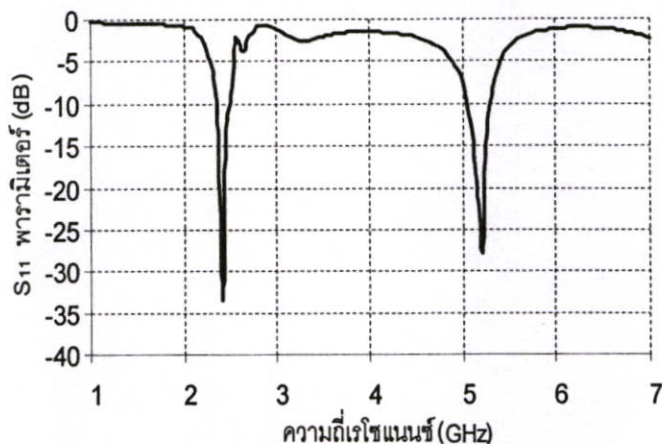
สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบเดี่ยวดังแสดงในรูปที่ 4.22 เป็นรูปแบบของสายอากาศที่มีค่าคุณลักษณะใกล้เคียงกับมาตรฐานของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย และในหัวข้อนี้ได้ทำการศึกษาถึงค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ที่สำคัญของสายอากาศนอกเหนือจากค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ โดยทำการจำลองเปรียบเทียบกันระหว่างวิธี FDTD และวิธี MoM และเนื่องจากทั้งสองวิธีมีวิธีการคำนวณที่แตกต่างกัน ในการที่จะทำให้ได้ผลที่ตรงกับความถี่ตามมาตรฐานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย ทำให้ขนาดของสายอากาศสำหรับสองวิธีมีความแตกต่างกันบ้างเล็กน้อย ดังแสดงในตารางที่ 4.18

ตารางที่ 4.18 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยว

พารามิเตอร์	ขนาดสำหรับวิธี FDTD		ขนาดสำหรับวิธี MoM	
	ขนาดทางกายภาพ (มม.)	ขนาดทางไฟฟ้า	ขนาดทางกายภาพ (มม.)	ขนาดทางไฟฟ้า
W	14.5	$0.158 \lambda_g$	15.8	$0.172 \lambda_g$
L	20.9	$0.228 \lambda_g$	22.4	$0.244 \lambda_g$
L_m	14.8	$0.161 \lambda_g$	16.2	$0.176 \lambda_g$
W_m	1.5	$0.016 \lambda_g$	1.5	$0.016 \lambda_g$
W_h	0.6	$0.006 \lambda_g$	0.74	$0.008 \lambda_g$
W_v	1.8	$0.019 \lambda_g$	1.93	$0.021 \lambda_g$

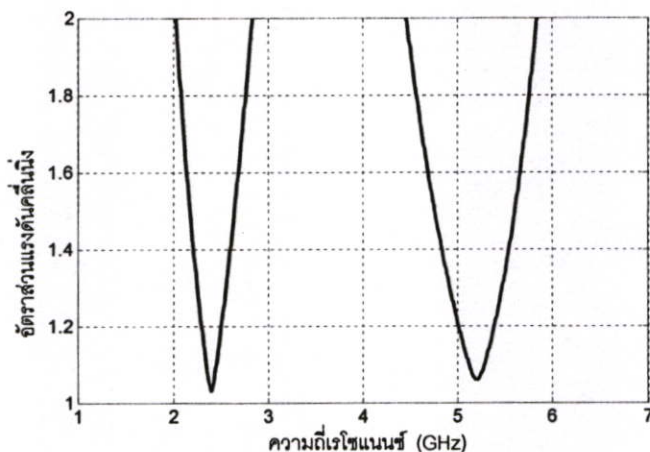


รูปที่ 4.23 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยว กรณีออกแบบด้วยวิธี FDTD



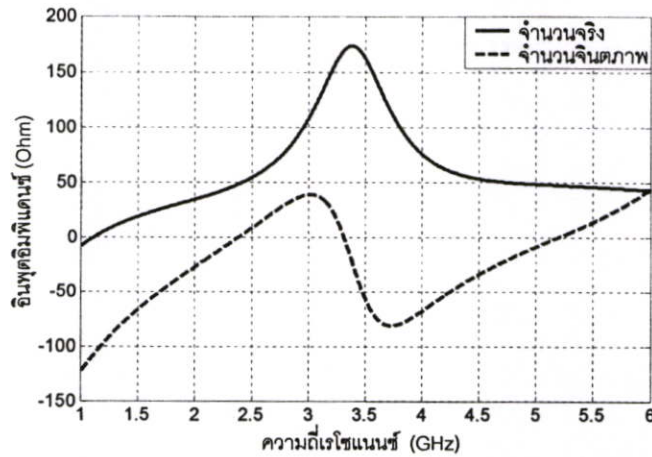
รูปที่ 4.24 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยว กรณีออกแบบด้วยวิธี MoM

ผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่จำลองด้วยวิธี FDTD แสดงในรูปที่ 4.23 และค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่จำลองด้วยวิธี MoM แสดงได้ดังรูปที่ 4.24 ซึ่งผลที่ได้จะเห็นได้ว่า แม้จะมีการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ใกล้เคียงกัน แต่ผลที่ได้จากวิธี FDTD จะมีขนาดแบนด์วิดท์ใหญ่กว่าวิธี MoM ค่อนข้างมาก



รูปที่ 4.25 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง ($VSWR$) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยว

สำหรับค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง ($VSWR$) ของสายอากาศ แสดงให้เห็นว่าที่จุดที่มีการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุด จะมีค่าเข้าใกล้ 1 นั่นคือ คลื่นนิ่งมีค่าต่ำ ดังแสดงในรูปที่ 4.25



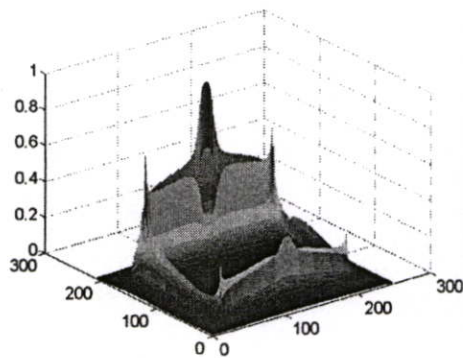
รูปที่ 4.26 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) ของสายอากาศ ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยว

สำหรับค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) ของสายอากาศดังแสดงในรูปที่ 4.26 จะเห็นได้ว่าที่ค่าความถี่ที่มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุดจะมีค่าของอินพุตอิมพีแดนซ์ค่าจริงเข้าใกล้ 50 โอห์ม และค่าจินตภาพเข้าใกล้ 0 นั่นคือแสดงให้เห็นว่าสายอากาศที่ออกแบบมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์กับสายส่ง 50 โอห์ม ทั้งสองย่านความถี่นั่นเอง

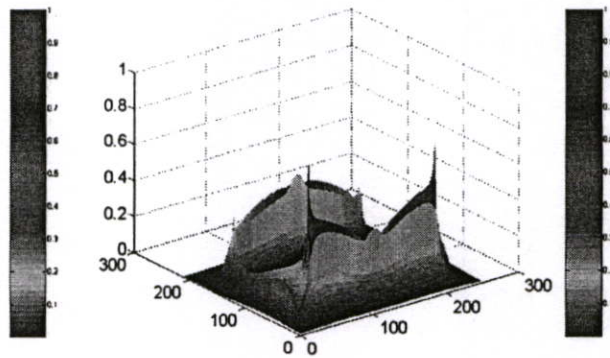
สำหรับผลการจำลองสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบเดี่ยว ดังแสดงในตารางที่ 4.19 เป็นการเปรียบเทียบผลการจำลองสายอากาศจากทั้งสองวิธี คือ FDTD และ MoM ซึ่งผลที่ได้จะเห็นได้ว่าค่าคุณลักษณะจะมีค่าแตกต่างกันบ้างเล็กน้อย แต่จากค่าที่ได้จะเห็นได้ว่าขนาดแบนด์วิดท์ที่ได้จากการจำลองมีขนาดแตกต่างกันค่อนข้างมากซึ่งอาจจะมาจากเหตุผลที่ว่าวิธี FDTD ทำการคำนวณสายอากาศด้วยวิธีการแยกโครงสร้างออกเป็นเซลล์เล็ก แล้วทำการคำนวณทีละเซลล์ ซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิดความผิดพลาดขึ้น แต่ในส่วนของวิธี MoM นั้นจะมองสายอากาศที่จำลองเป็นแผ่นเดียวกันหมด แต่อย่างไรก็ตามสำหรับวิธี MoM แม้จะมีขนาดแบนด์วิดท์ค่อนข้างแคบ แต่ก็ยังสามารถครอบคลุม ย่านความถี่ที่ต้องการตามมาตรฐานสำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายได้ และสำหรับค่าคุณลักษณะอื่น ๆ ที่ได้จากสองวิธีนั้นถือได้ว่าไม่แตกต่างกันมากนัก อย่างไรก็ตามในบทนี้นำเสนอเฉพาะผลการจำลองเท่านั้น ในส่วนของผลที่ได้จากการทดสอบจะได้นำเสนออย่างละเอียดในบทที่ 5 ต่อไป

ตารางที่ 4.19 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยว

คุณลักษณะของสายอากาศ	วิธี FDTD		วิธี MoM	
	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)		ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	
	2.39	5.19	2.41	5.23
S_{11} พารามิเตอร์ (dB)	-36.90	-31.02	-33.42	-27.9
อินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	$48.60 + j0.60$	$47.20 - j0.46$	$48.55 - j1.54$	$46.54 + j1.76$
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	1.03 : 1	1.05 : 1	1.04 : 1	1.08 : 1
แบนด์วิดท์ (%)	31.56	25	5.24	4.81
อัตราการขยาย (dB)	2.52	3.59	3.84	4.28



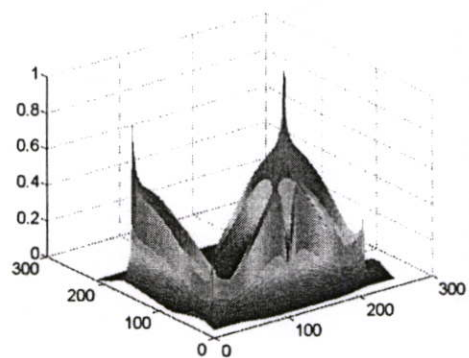
(ก) 2.39 GHz



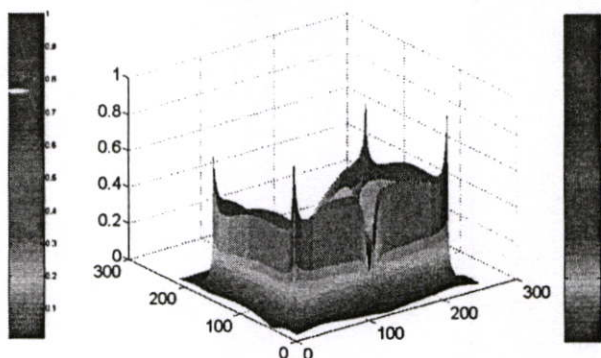
(ข) 5.19 GHz

รูปที่ 4.27 สนามไฟฟ้าของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยว

สนามไฟฟ้าของสายอากาศช่องเปิดวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบเดี่ยวแสดงในรูปที่ 4.27 จะเห็นได้ว่าสนามไฟฟ้าจะมีความเข้มสูงที่ช่องเปิดคู่แนวอนซึ่งเป็นช่องเปิดแคบ และส่วนปลายสุดของสตัปจะมีค่าความเข้มสนามไฟฟ้าสูงสุดเหมือนกันทั้งความถี่ 2.39 GHz และ 5.19 GHz



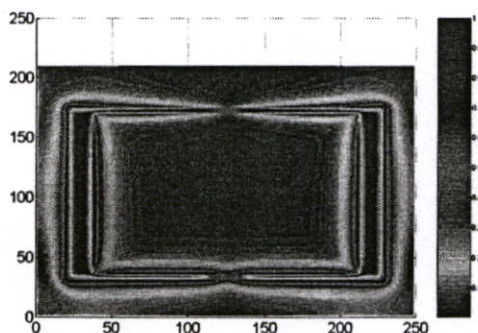
(ก) 2.39 GHz



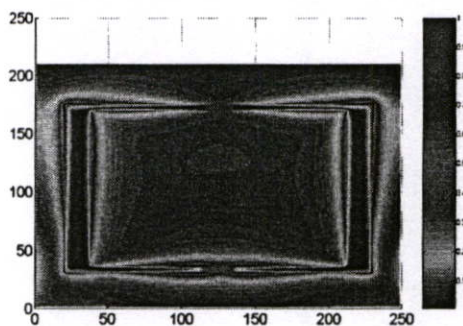
(ข) 5.19 GHz

รูปที่ 4.28 สนามแม่เหล็กของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยว

สนามแม่เหล็กของสายอากาศรูปแบบนี้จะมีความเข้มสูงสุดที่บริเวณมุมทุกมุมของช่องเปิด และที่บริเวณขอบของแผ่นตัวนำดังรูปที่ 4.28



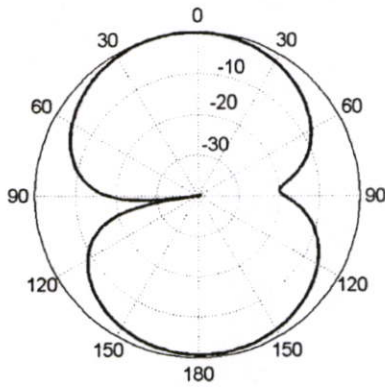
(ก) 2.39 GHz



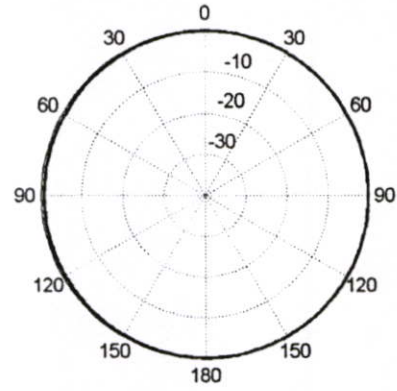
(ข) 5.19 GHz

รูปที่ 4.29 ความหนาแน่นของกระแสของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยว

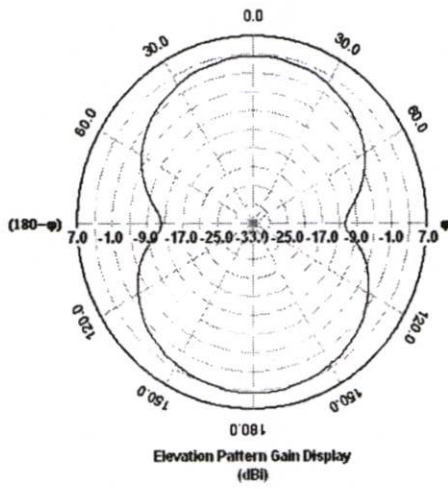
ค่าความหนาแน่นของกระแสของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบเดี่ยวจะมีความเข้มสูงสุดที่บริเวณขอบและมุมทั้งสี่ของช่องเปิดดังรูปที่ 4.29 ซึ่งจะเห็นได้ว่าความหนาแน่นของกระแสจะสัมพันธ์กับเข้มสนามแม่เหล็ก ทั้งความถี่ 2.39 GHz และ 5.19 GHz



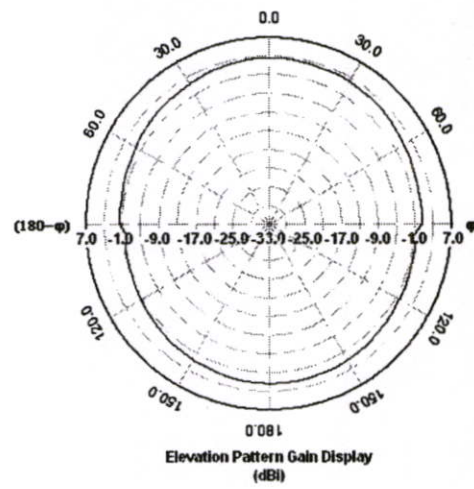
(ก) ระนาบ E (FDTD)



(ข) ระนาบ H (FDTD)

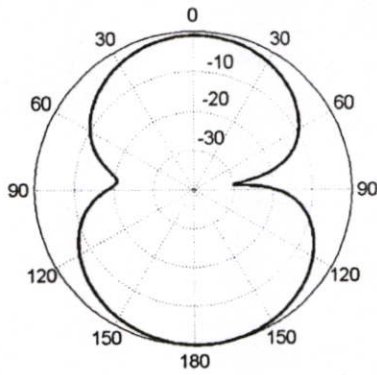


(ค) ระนาบ E (MoM)

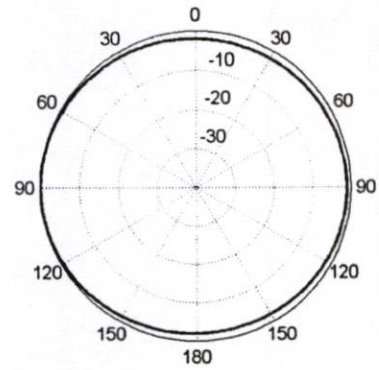


(ง) ระนาบ H (MoM)

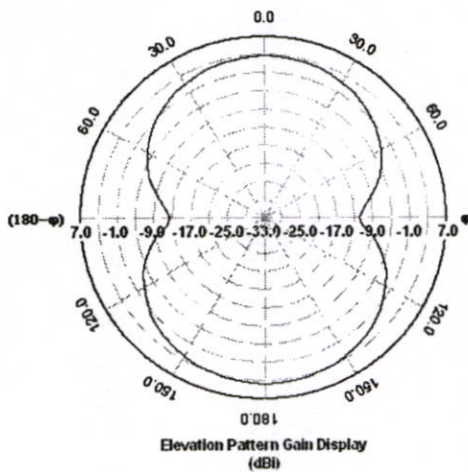
รูปที่ 4.30 แบบรูปการแผ่สนามระยะไกลของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า
แบบวงรอบเดี่ยวที่ความถี่ 2.39 GHz (ก-ข) วิธี FDTD (ค-ง) วิธี MoM



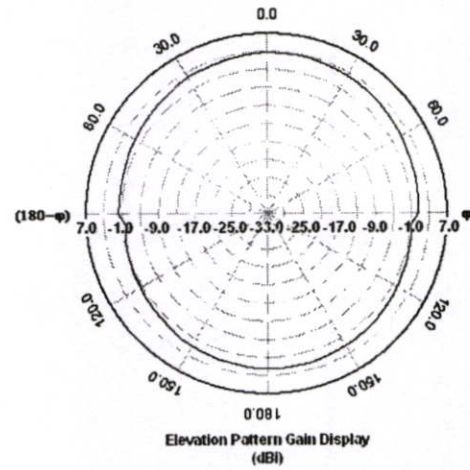
(ก) ระนาบ E (FDTD)



(ข) ระนาบ H (FDTD)



(ค) ระนาบ E (MoM)



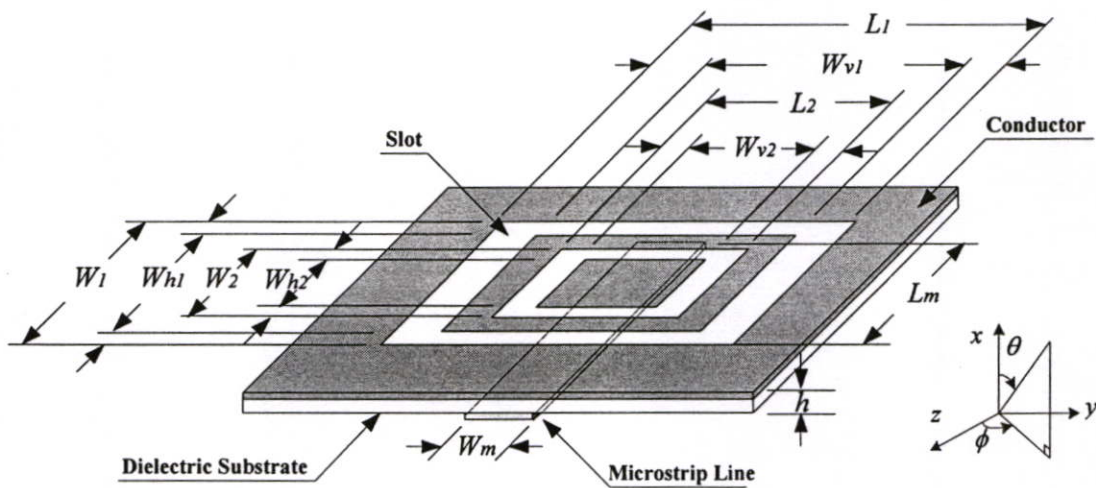
(ง) ระนาบ H (MoM)

รูปที่ 4.31 แบบรูปการแผ่สนามระยะไกลของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า
แบบวงรอบเดี่ยวที่ความถี่ 5.19 GHz (ก-ข) วิธี FDTD (ค-ง) วิธี MoM

แบบรูปการแผ่สนามระยะไกล (Far-field radiation pattern) ของทั้งสองความถี่คือ ความถี่ 2.39 GHz และความถี่ 5.19 GHz ของสายอากาศแสดงได้ดังรูปที่ 4.30-4.31 ทั้งในระนาบ E และ H ซึ่งเห็นได้ว่าเป็นรูปแบบ broadside และสองทิศทาง (bi-directional)

4.6 สายอากาศช่องเปิดวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่

สำหรับการศึกษาในหัวข้อที่ผ่าน ๆ มานั้นเป็นการศึกษาสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมทั้งสี่เหลี่ยมจัตุรัสและสี่เหลี่ยมผืนผ้าซึ่งล้วนแล้วแต่เป็นแบบวงรอบเดี่ยวเท่านั้น จากนั้นทำการศึกษาการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของสายอากาศ เช่น การปรับเปลี่ยนความกว้างช่องเปิดคู่แวนอน และแนวตั้ง และการปรับเปลี่ยนความยาวสลับแมตซ์ซิง การปรับเปลี่ยนขนาดความยาวรอบรูปเพื่อศึกษาการออกแบบสายอากาศที่ความถี่ต่าง ๆ โดยใช้สมการเดียวกันในการคำนวณ เพื่อเป็นการยืนยันว่าสมการที่นำมาใช้ออกแบบนั้นสามารถใช้ได้กับความถี่อื่น ๆ ได้เช่นกัน



รูปที่ 4.32 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่

วัตถุประสงค์หลักของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ก็คือการออกแบบสายอากาศสำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/ b/g และสำหรับสายอากาศที่ออกแบบในหัวข้อที่ผ่าน มาพบว่าที่รูปแบบสายอากาศเป็นแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยว เมื่อปรับค่าความกว้างของช่องเปิด และขนาดความยาวสลับที่เหมาะสม สามารถทำให้ได้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่เหมาะสมสำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย แต่มีข้อเสียคือเมื่อทำการปรับพารามิเตอร์เพียงนิดหน่อยเท่านั้นทำให้สายอากาศมีค่าความถี่เรโซแนนซ์และการแมตซ์อิมพีแดนซ์เปลี่ยนแปลงไปค่อนข้างมาก ดังนั้น การศึกษาต่อไปก็คือ การออกแบบสายอากาศที่สามารถปรับอัตราส่วนความถี่ต่ำและความถี่สูงได้ อย่างเหมาะสมตรงตามความต้องการ โดยนำเสนอการออกแบบสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่ [25] ดังรูปที่ 4.32

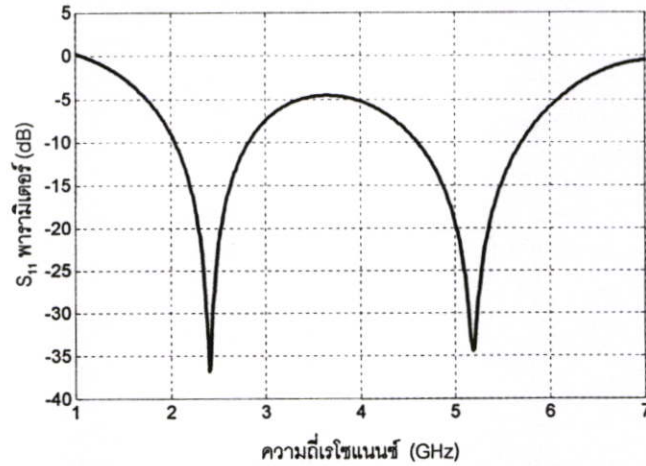
ตารางที่ 4.20 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่

พารามิเตอร์	ขนาดสำหรับวิธี FDTD		ขนาดสำหรับวิธี MoM	
	ขนาดทางกายภาพ (มม.)	ขนาดทางไฟฟ้า	ขนาดทางกายภาพ (มม.)	ขนาดทางไฟฟ้า
W_1	16	$0.174 \lambda_g$	17.4	$0.189 \lambda_g$
L_1	20	$0.218 \lambda_g$	21.7	$0.236 \lambda_g$
W_2	14.8	$0.161 \lambda_g$	16.2	$0.176 \lambda_g$
L_2	18	$0.196 \lambda_g$	19.6	$0.213 \lambda_g$
W_{v1}	0.6	$0.006 \lambda_g$	0.69	$0.007 \lambda_g$
W_{h1}	0.2	$0.002 \lambda_g$	0.28	$0.003 \lambda_g$
W_{v2}	0.6	$0.006 \lambda_g$	0.68	$0.007 \lambda_g$
W_{h2}	0.2	$0.002 \lambda_g$	0.32	$0.003 \lambda_g$
L_m	16	$0.174 \lambda_g$	17.6	$0.192 \lambda_g$
W_m	1.5	$0.016 \lambda_g$	1.5	$0.016 \lambda_g$

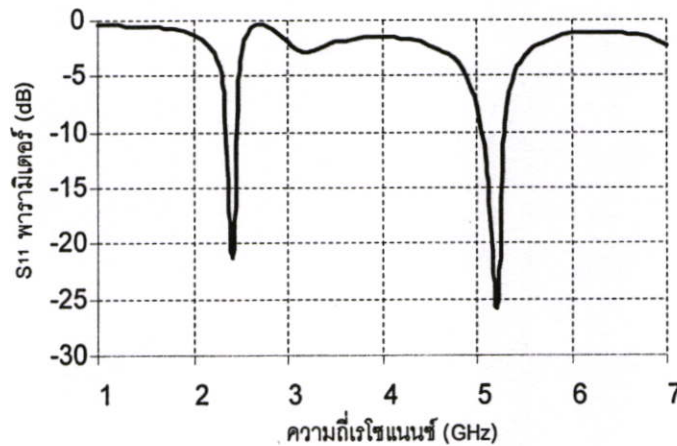
จากรูปที่ 4.32 จะเห็นได้ว่าสายอากาศประกอบด้วยวงรอบช่องเปิด 2 วงรอบถูกตัดบนแผ่นตัวนำ สำหรับวงรอบนอกนั้นมีขนาดความยาวรอบรูปเท่ากับ 72 มิลลิเมตร หรือเท่ากับ $0.785 \lambda_g$ อัตราส่วนระหว่างความยาวและความกว้างของวงรอบช่องเปิด (L_1/W_1) คือ 1.25 และขนาดวงรอบในมีขนาดความยาวรอบรูปเท่ากับ 65.6 มิลลิเมตร หรือเท่ากับ $0.715 \lambda_g$ อัตราส่วนระหว่างความยาวและความกว้างของวงรอบช่องเปิด (L_2/W_2) คือ 1.21 สำหรับการจำลองด้วยวิธี FDTD

สำหรับขนาดที่ใช้ในการจำลองของทั้งสองวิธีแสดงได้ดังตารางที่ 4.20 ซึ่งจะเห็นได้ว่าในกรณีที่ต้องการให้มีความถี่เรโซแนนซ์ใกล้เคียงกัน ขนาดที่ใช้ในการจำลองต้องมีความแตกต่างกันบ้างเล็กน้อย เนื่องจากทั้งสองวิธีมีการคิดคำนวณที่แตกต่างกันออกไป

สายอากาศแบบวงรอบคู่ที่มีขนาดดังกล่าวนี้จะเกิดความถี่เรโซแนนซ์ได้ในย่านความถี่ที่ต้องการของโครงข่ายท้องถิ่น ไร้สายได้เช่นเดียวกับสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยว แต่สิ่งที่สังเกตได้คือขนาดความกว้างของวงรอบสำหรับสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบคู่ จะมีขนาดใหญ่กว่าวงรอบเดี่ยวเล็กน้อย โดยมีขั้นตอนในการออกแบบ กำหนดให้วงรอบด้านนอกมีความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำเพียงอย่างเดียวคือ 2.4 GHz โดยเริ่มต้นด้วยการกำหนดให้มีความถี่ความถี่ช่องเปิดคู่แวนอนมีขนาดแคบ ๆ ประมาณ 0.2 มิลลิเมตร แล้วเพิ่มวงรอบในเข้าไป เพื่อให้เกิดความถี่ที่สองโดยการเพิ่มวงรอบในเข้าไปเพื่อให้เกิดการคับเปิดซึ่งกันและกัน ด้วยเหตุผลดังกล่าวนี้เอง จึงมีความจำเป็นต้องกำหนดขนาดของวงรอบช่องเปิดคู่ให้ใหญ่กว่าวงรอบเดี่ยว

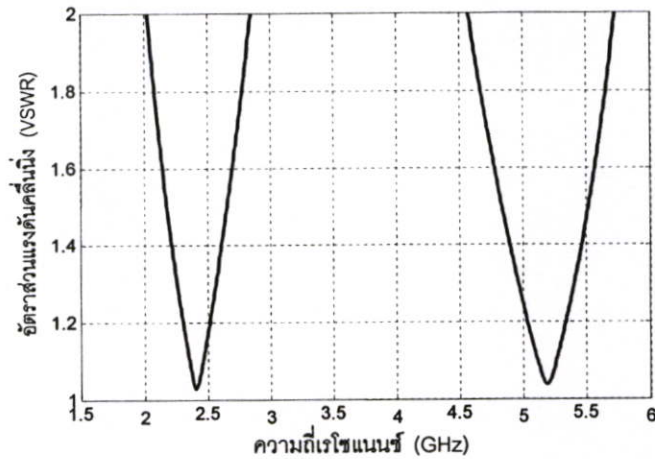


รูปที่ 4.33 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่ กรณีออกแบบด้วยวิธี FDTD



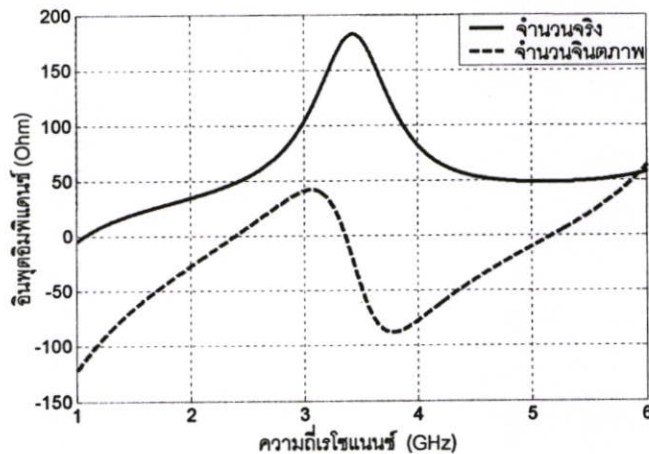
รูปที่ 4.34 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่ กรณีออกแบบด้วยวิธี MoM

ผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบคู่ที่จำลองด้วยวิธี FDTD แสดงในรูปที่ 4.33 และค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่จำลองด้วยวิธี MoM แสดงได้ดังรูปที่ 4.34 ซึ่งผลที่ได้จะเห็นได้ว่า แม้จะมีการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ใกล้เคียงกัน แต่ผลที่ได้จากวิธี FDTD จะมีขนาดแบนด์วิดท์ใหญ่กว่าวิธี MoM ก่อนข้างมาก



รูปที่ 4.35 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง ($VSWR$) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่

สำหรับค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง ($VSWR$) ของสายอากาศ แสดงให้เห็นว่าที่จุดที่มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุด จะมีค่าเข้าใกล้ 1 นั่นคือ คลื่นนิ่งมีค่าต่ำ ดังแสดงในรูปที่ 4.35



รูปที่ 4.36 อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่

สำหรับค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) ของสายอากาศดังแสดงในรูปที่ 4.36 จะเห็นได้ว่าที่ค่าความถี่ที่มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุดจะมีค่าของอินพุตอิมพีแดนซ์ค่าจริงเข้าใกล้ 50 โอห์ม และค่าจินตภาพเข้าใกล้ 0 นั่นคือแสดงให้เห็นว่าสายอากาศที่ออกแบบมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์กับสายส่ง 50 โอห์ม ทั้งสองย่านความถี่ เช่นเดียวกับกับแบบวงรอบเดี่ยว

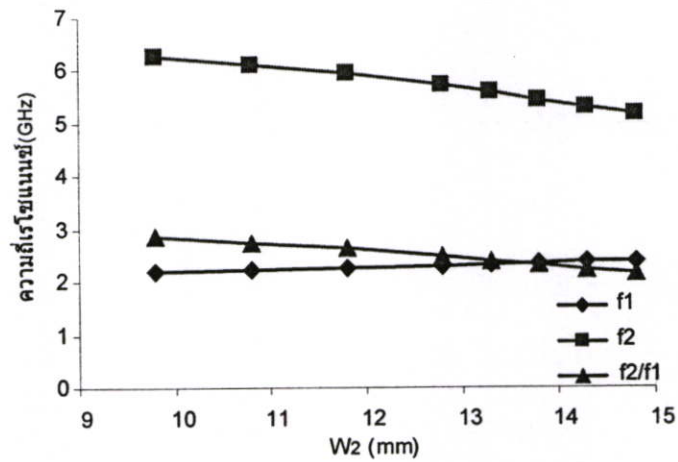
สำหรับผลการจำลองค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่ทั้งวิธี FDTD และ MoM สามารถแสดงได้โดยละเอียดดังตารางที่ 4.21

ตารางที่ 4.21 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบคู่

คุณลักษณะของสายอากาศ	วิธี FDTD		วิธี MoM	
	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)		ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	
	2.40	5.18	2.41	5.19
S_{11} พารามิเตอร์ (dB)	-36.81	-34.48	-21.29	-25.83
อินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	48.67 + j0.51	48.15 - j0.01	47.76 + j2.445	45.32 + j4.32
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	1.02 : 1	1.03 : 1	1.18 : 1	1.10 : 1
แบนด์วิดท์ (%)	31.44	21.03	4.51	5.55
อัตราการขยาย (dB)	3.01	4.03	4.31	4.59

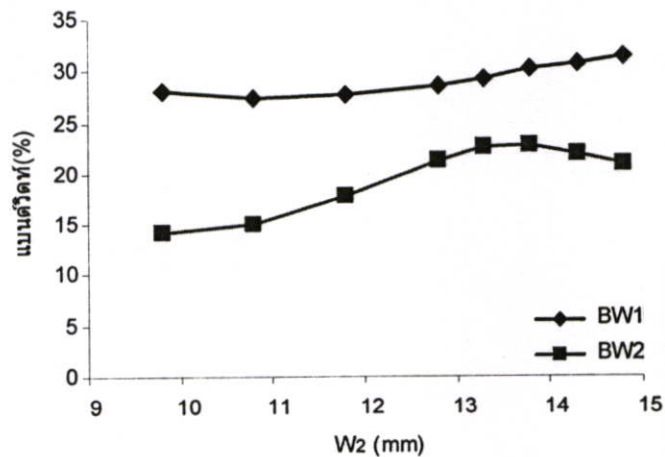
สำหรับขนาดโครงสร้างและผลการจำลองสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่ดังแสดงในตารางที่ 4.20 และ 4.21 โดยจากตารางที่ 4.20 จะเห็นได้ว่า ในกรณีที่ต้องการออกแบบสายอากาศให้มีเรโซแนนซ์ที่ความถี่ที่ต้องการคือ 2.40 GHz และ 5.2 GHz ขนาดของสายอากาศที่ทำการกำหนดเพื่อจำลองจะมีขนาดที่แตกต่างกันบ้างเล็กน้อย และในตารางที่ 4.21 เป็นการเปรียบเทียบผลการจำลองสายอากาศจากทั้งสองวิธีคือ FDTD และ MoM ซึ่งผลที่ได้จะเห็นได้ว่า ในกรณีจำลองสายอากาศด้วยวิธี FDTD และ MoM ผลของค่าคุณลักษณะที่ได้มีค่าแตกต่างกันเล็กน้อย แต่ในส่วนของขนาดแบนด์วิดท์ที่ได้จะมีค่าแตกต่างกันมาก เหตุผลหนึ่งที่สามารถอธิบายได้คือ โดยหลักการแล้ววิธี FDTD นั้นจะแยกโครงสร้างของสายอากาศที่จำลองออกเป็นเซลล์เล็กแล้วจึงคำนวณทีละเซลล์ แต่สำหรับวิธี MoM นั้นจะคำนวณสายอากาศที่จำลองด้วยการคำนวณรวมทีเดียวทั้งโครงสร้าง และถึงแม้การคำนวณด้วยวิธี MoM ผลของแบนด์วิดท์ที่ได้ค่อนข้างแคบ แต่ก็สามารถครอบคลุมย่านความถี่ที่ต้องการทั้งสองย่านของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย

สำหรับการศึกษาต่อไปของสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่ ก็คือศึกษาการปรับจูนความถี่เรโซแนนซ์ ซึ่งนำเสนอด้วยวิธีการปรับความกว้างของวงรอบช่องเปิดใน (W_2)



รูปที่ 4.37 ความถี่เรโซแนนซ์และอัตราส่วนความถี่ กรณีปรับเปลี่ยนความกว้างของวงรอบช่องเปิดใน (W_2) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า แบบวงรอบคู่

จากรูปที่ 4.37 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างของวงรอบช่องเปิดใน (W_2) ที่มีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์และอัตราส่วนความถี่ ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อความกว้างเพิ่มขึ้นมีผลทำให้ความถี่ด้านต่ำเพิ่มขึ้น และความถี่ด้านสูงลดลง



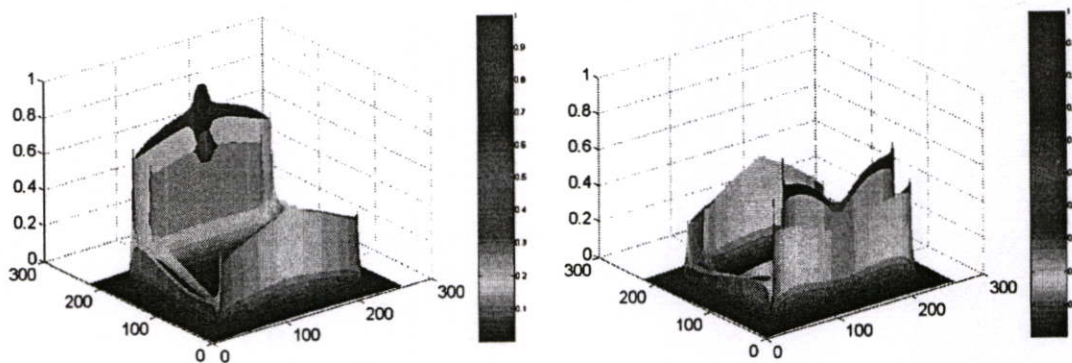
รูปที่ 4.38 ขนาดของแบนด์วิดท์ กรณีปรับเปลี่ยนความกว้างของวงรอบช่องเปิดใน (W_2) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า แบบวงรอบคู่

ในการเปลี่ยนแปลงความกว้างของวงรอบช่องเปิดใน (W_2) นอกจากจะมีผลต่อค่าความถี่เรโซแนนซ์แล้ว ยังมีผลต่อขนาดแบนด์วิดท์ของสายอากาศอีกด้วยดังแสดงได้ในรูปที่ 4.38

ตารางที่ 4.22 ความถี่เรโซแนนซ์และค่าอัตราส่วนความถี่ที่เกิดจากการปรับเปลี่ยนความกว้างวงรอบใน (W_2) ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบคู่

ความกว้างวงรอบใน W_2 (มม.)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)		แบนด์วิดท์ (%)		อัตราส่วนความถี่ f_2/f_1
	f_1	f_2	BW_1	BW_2	
9.8	2.19	6.28	28.02	14.23	2.86
10.8	2.22	6.12	27.40	15.00	2.75
11.8	2.25	5.95	27.81	17.90	2.64
12.8	2.29	5.73	28.57	21.32	2.49
13.3	2.33	5.60	29.27	22.56	2.40
13.8	2.35	5.45	30.25	22.76	2.31
14.3	2.38	5.31	30.68	22.04	2.23
14.8	2.40	5.18	31.44	21.03	2.15

ผลของการเปลี่ยนแปลงความถี่เรโซแนนซ์และอัตราส่วนความถี่ (Frequency ratio) ที่เกิดจากการปรับเปลี่ยนค่าความกว้างวงรอบใน (W_2) ผลที่ได้จะเห็นได้ว่าอัตราส่วนของความถี่ของทั้งสองย่านความถี่ อยู่ในช่วง 2.15-2.86 ซึ่งสามารถแสดงผลได้โดยละเอียดดังตารางที่ 4.22

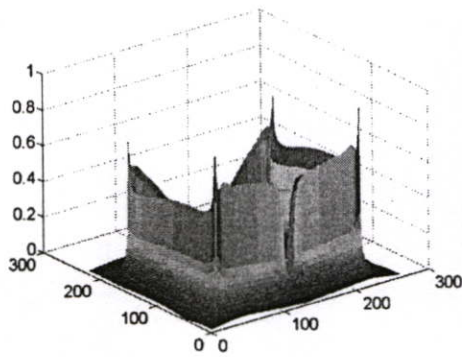


(ก) 2.40 GHz

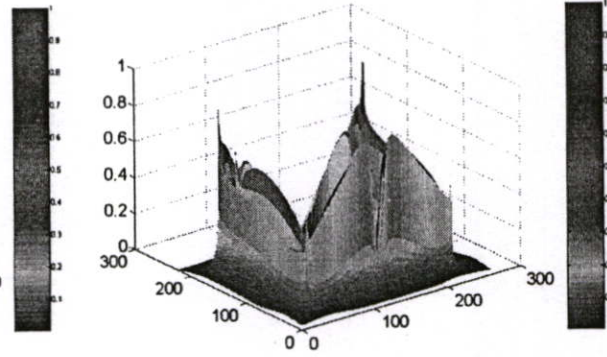
(ข) 5.18 GHz

รูปที่ 4.39 สนามไฟฟ้าของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่

สำหรับผลการจำลองสนามไฟฟ้าของสายอากาศช่องเปิดวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่แสดงในรูปที่ 4.39 จะเห็นได้ว่าสนามไฟฟ้าจะมีความเข้มสูงที่ช่องเปิดคู่แนวอนซึ่งเป็นช่องเปิดแคบ และส่วนปลายสุดของสตั๊ปจะมีค่าความเข้มสนามไฟฟ้าสูงสุดเหมือนกันทั้งความถี่ 2.4 GHz และ 5.18 GHz



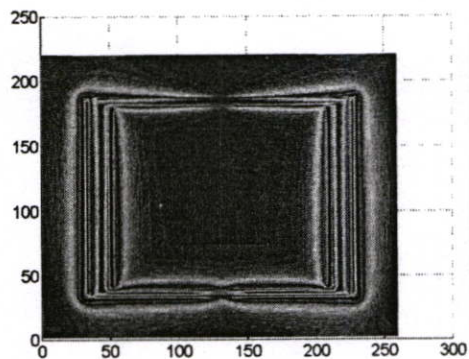
(ก) 2.40 GHz



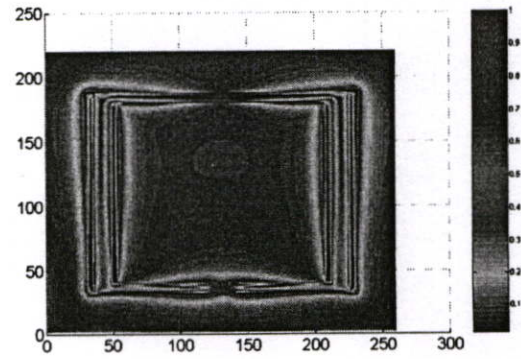
(ข) 5.18 GHz

รูปที่ 4.40 สนามแม่เหล็กของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่

สำหรับสนามแม่เหล็กจะมีความเข้มสูงที่สุดที่บริเวณมุมของช่องเปิด ซึ่งจะมีรูปแบบตรงกันข้ามกับสนามไฟฟ้า ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.40



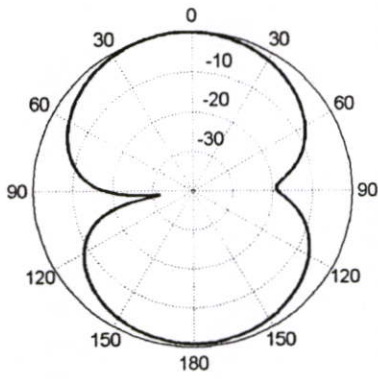
(ก) 2.40 GHz



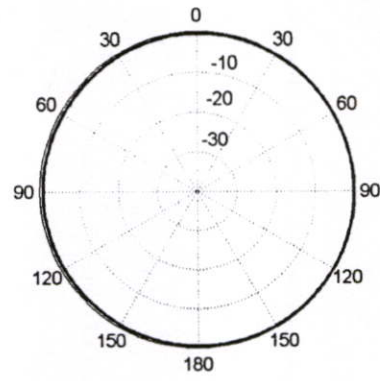
(ข) 5.18 GHz

รูปที่ 4.41 ความหนาแน่นของกระแสของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่

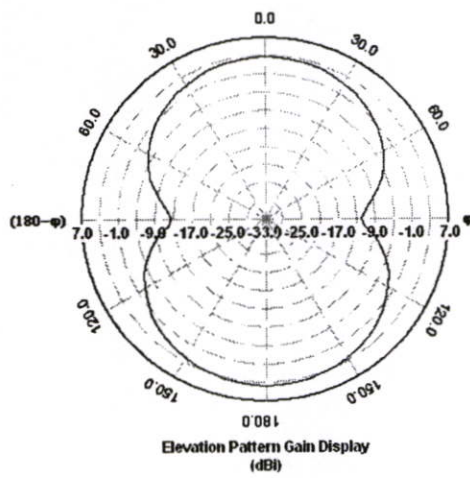
ความหนาแน่นของกระแสของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่ นั้น จะมีความเข้มสูงที่สุดที่บริเวณขอบและมุมทั้งสี่ของช่องเปิดดังรูปที่ 4.41 ซึ่งจะเห็นได้ว่าความหนาแน่นของกระแสนั้นจะสัมพันธ์กับเข้มสนามแม่เหล็ก ทั้งความถี่ 2.4 GHz และ 5.18 GHz



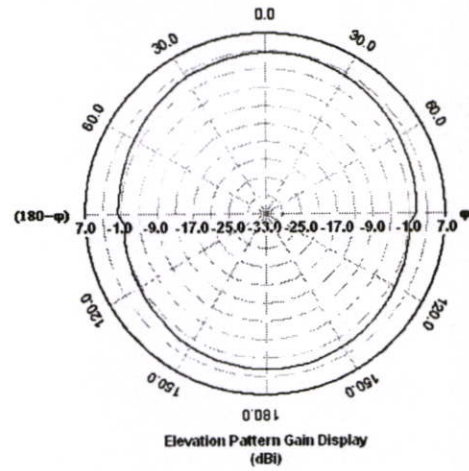
(ก) ระนาบ E (FDTD)



(ข) ระนาบ H (FDTD)

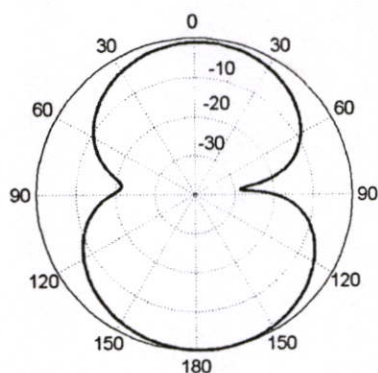


(ค) ระนาบ E (MoM)

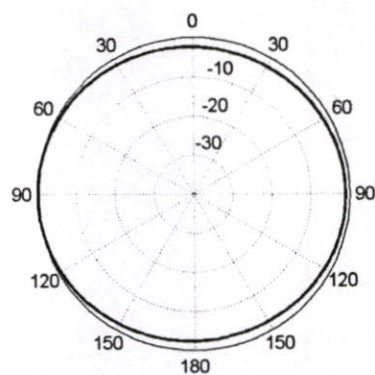


(ง) ระนาบ H (MoM)

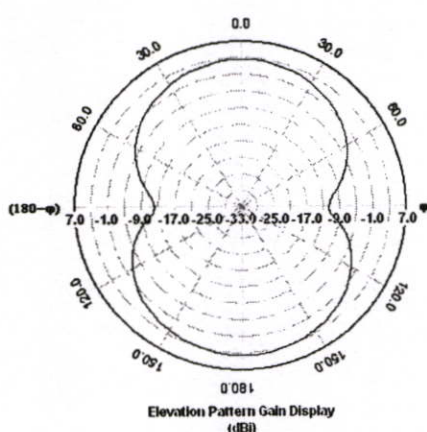
รูปที่ 4.42 แบบรูปการแผ่สนามระยะใกล้ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า
แบบวงรอบคู่ที่ความถี่ 2.40 GHz (ก-ข) วิธี FDTD (ค-ง) วิธี MoM



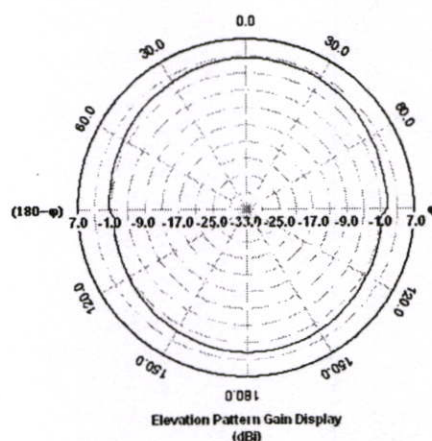
(ก) ระนาบ E (FDTD)



(ข) ระนาบ H (FDTD)



(ค) ระนาบ E (MoM)



(ง) ระนาบ H (MoM)

รูปที่ 4.43 แบบรูปการแผ่สนามระยะไกลของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า
แบบวงรอบคู่ที่ความถี่ 5.18 GHz

สำหรับแบบรูปการแผ่ของสนามระยะไกลของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบวงรอบคู่ ดังแสดงในรูปที่ 4.42-4.43 แสดงให้เห็นได้ว่าผลที่ได้จากการจำลองจากทั้งสองวิธีมีรูปแบบที่ใกล้เคียงกันมาก กล่าวคือเป็นแบบสองทิศทาง (Bi-directional) ทั้งความถี่ 2.4 GHz และ 5.18 GHz ทั้งนี้ยังมีรูปร่างคล้ายคลึงกันกับแบบรูปการแผ่สนามระยะไกลของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยวอีกด้วย

บทที่ 5

การทดสอบและผลการทดสอบ

5.1 บทนำ

หลังจากที่ได้ทำการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้รูปแบบการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริปในกรณีต่าง ๆ มาแล้ว และได้ขนาดของพารามิเตอร์ที่เหมาะสมมาแล้วในบทที่ 4 ดังนั้นในบทนี้จะนำเอาสายอากาศที่มีค่าคุณสมบัติเหมาะสมตามความถี่ที่ออกแบบมาทำการทดสอบคุณสมบัติต่าง ๆ โดยสายอากาศที่นำมาทดสอบนั้นเป็นสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดียว

ในบทนี้ได้นำเสนอผลการทดสอบ ซึ่งเริ่มต้นด้วยค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ แบนด์วิดท์ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น เกน หรืออัตรากาขยาย โดยใช้เครื่อง Network Analyzer โดยนำเสนอได้ตามลำดับดังนี้

5.2 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง

จากการทดลองโดยใช้เครื่อง Network Analyzer วัดค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และค่า VSWR ที่ทั้งสองย่านความถี่ของสายอากาศไมโครสตริปที่สร้างขึ้นได้ผลดังนี้

ความถี่ 2.39 GHz

$$Z_{in} = 51.83 - j1.85 \quad \Omega$$

$$VSWR = 1.09:1$$

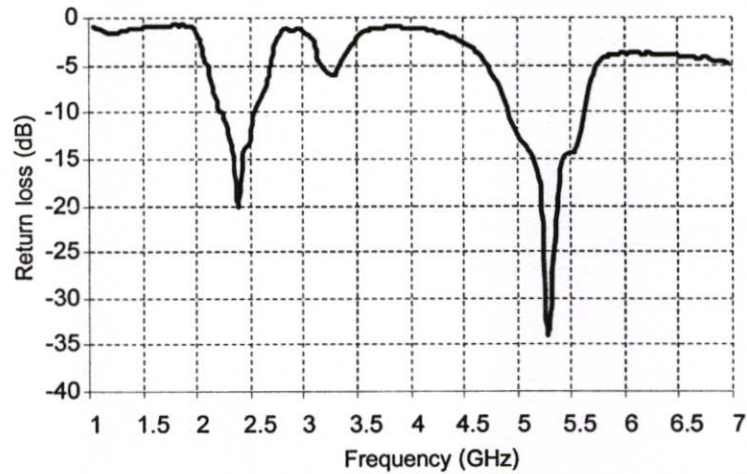
ความถี่ 5.28 GHz

$$Z_{in} = 48.32 + j1.27 \quad \Omega$$

$$VSWR = 1.05:1$$

5.3 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ

เป็นค่าที่สามารถแสดงผลได้ทุกค่าตลอดย่านความถี่ เป็นค่าที่บอกให้รู้ว่าสายอากาศที่ได้ออกแบบนั้นมีคุณสมบัติเรโซแนนซ์ตรงตามที่ได้ออกแบบไว้หรือไม่ และสำหรับค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสายอากาศที่นำเสนอซึ่งวัดด้วยเครื่อง Network Analyzer แสดงดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสายอากาศทดสอบ

จากรูปที่ 5.1 จะเห็นได้ว่าสายอากาศที่ทำการทดสอบมีความถี่เรโซแนนซ์ที่ดีที่สุดเกิดขึ้นที่ 2 ความถี่กล่าวคือ 2.39 GHz มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับเท่ากับ -20.04 และความถี่ 5.28 GHz มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับเท่ากับ -33.91 dB ตามลำดับ

5.4 แบนด์วิคท์

จากค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสายอากาศนั้นจะสามารถหาค่าแบนด์วิคท์ของสายอากาศได้โดยทำการพิจารณาที่ ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับต่ำกว่า -10 dB โดยค่าแบนด์วิคท์หาได้จาก

$$BW(\%) = \frac{f_u - f_l}{f_0} \times 100$$

- เมื่อ BW คือ ค่าแบนด์วิคท์ของสายอากาศ
 f_u คือ ขอบเขตด้านสูงของย่านความถี่
 f_l คือ ขอบเขตด้านต่ำของย่านความถี่
 f_0 คือ ความถี่กลางของย่านความถี่

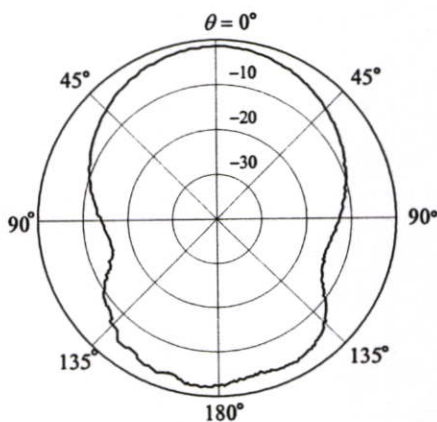
เมื่อพิจารณาค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับในแต่ละย่านความถี่ จะได้ว่าที่ย่านความถี่ 2.4 GHz มีการเรโซแนนซ์ที่ต่ำกว่า -10 dB อยู่ในช่วงตั้งแต่ 2.253-2.532 GHz จะได้ขนาดแบนด์วิคท์เท่ากับ 11.66% และย่านความถี่ 5.2 GHz มีการเรโซแนนซ์ที่ต่ำกว่า -10 dB อยู่ในช่วง

ตั้งแต่ 4.935- 5.597 GHz จะได้ขนาดแบนด์วิดท์เท่ากับ 12.58 % ซึ่งจะเห็นได้ว่าขนาดแบนด์วิดท์ของสายอากาศที่สร้างขึ้นนั้นสามารถครอบคลุมย่านความถี่ตามมาตรฐานสำหรับ โคร่งข่ายท้องถิ่นไร้สาย IEEE 802.11 a/b/g

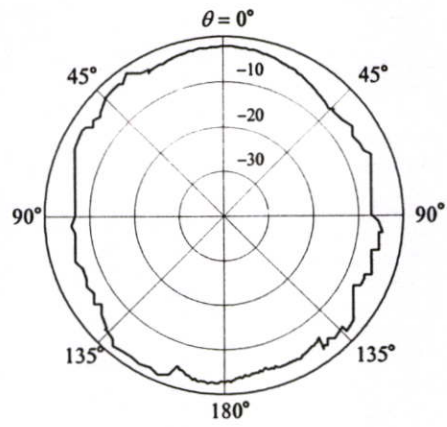
5.5 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

เป็นการวัดค่าคุณสมบัติของสายอากาศอีกค่าหนึ่งซึ่งมีความสำคัญมาก เพราะเป็นค่าที่ใช้ในการพิจารณานำสายอากาศไปใช้งาน โดยในการวัดแบบรูปการแผ่ของสนามระยะไกลนั้นในทางปฏิบัติสามารถทำได้สองกรณีคือ กรณีแรกการใช้เครื่อง Network Analyzer โดยต่อให้พอร์ตหนึ่งเป็นพอร์ตทำหน้าที่เป็นตัวส่ง และพอร์ตหนึ่งทำหน้าที่เป็นตัวรับต่ออยู่กับสายอากาศทดสอบ จากนั้นทำการหมุนสายอากาศและเก็บค่าที่ได้ในแต่ละองศา และกรณีที่สองคือ การวัดโดยการใช้สายอากาศส่งซึ่งป้อนสัญญาณด้วย RF Generator และสายอากาศรับ ต่ออยู่กับ Spectrum Analyzer ซึ่งในการทดสอบสายอากาศในที่นี้จะเลือกใช้กรณีแรกคือ การวัดด้วยเครื่อง Network Analyzer

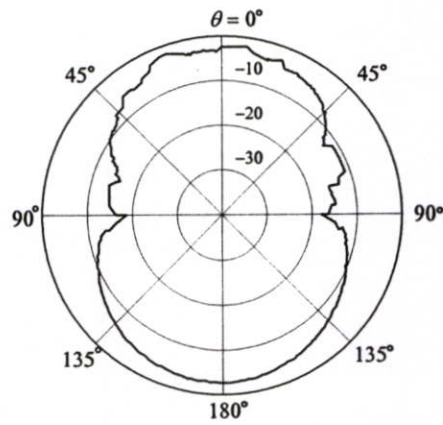
ในการวัดสายอากาศนั้นจะทำการวัดภายในห้องที่มีการบุผนังด้วย Chamber เพื่อลดการสะท้อนของคลื่น และในการทดสอบนั้นต้องวางสายอากาศรับทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า (E) และระนาบสนามแม่เหล็ก (H) โดยทำการวัดด้วยการหมุนสายอากาศครั้งละ 1 องศา ไปจนครบ 360 องศา แล้วบันทึกค่าที่ได้จากการทดสอบ ซึ่งผลจากการทดสอบที่ความถี่ 2.39 GHz และ 5.28 GHz จะแสดงในรูปของโพลาร์กราฟได้ดังนี้



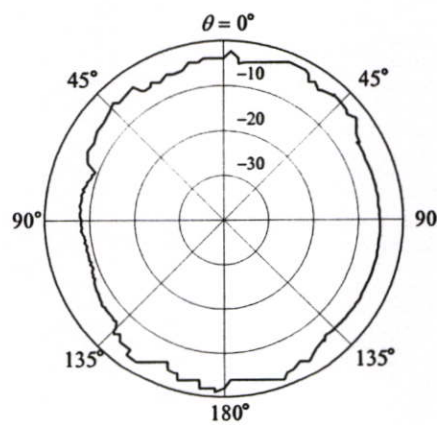
รูปที่ 5.2 แบบรูปการแผ่สนามระยะไกลของสายอากาศในระนาบ E ที่ความถี่ 2.39 GHz



รูปที่ 5.3 แบบรูปการแผ่สนามระยะไกลของสายอากาศในระนาบ H ที่ความถี่ 2.39 GHz



รูปที่ 5.4 แบบรูปการแผ่สนามระยะไกลของสายอากาศในระนาบ E ที่ความถี่ 5.28 GHz



รูปที่ 5.5 แบบรูปการแผ่สนามระยะไกลของสายอากาศในระนาบ H ที่ความถี่ 5.28 GHz

5.6 การคำนวณค่าเกณฑ์ของสายอากาศ

ค่าเกณฑ์หรืออัตราขยายของสายอากาศก็เป็นอีกหนึ่งคุณสมบัติของสายอากาศที่สำคัญ ซึ่งสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$G_r = P_r - P_t - G_t + L_s + L_{f1} + L_{f2}$$

- เมื่อ G_r คือ เกณฑ์หรืออัตราขยายของสายอากาศรับ
 P_r คือ กำลังที่รับได้ทางด้านรับ
 P_t คือ กำลังส่งทางด้านส่ง
 G_t คือ เกณฑ์หรืออัตราขยายทางด้านส่ง
 L_s คือ การสูญเสียพลังงานของคลื่นเมื่อส่งผ่านฟรีสเปซ
 L_{f1} คือ การสูญเสียของสายส่งทางด้านส่ง
 L_{f2} คือ การสูญเสียของสายส่งทางด้านรับ

ในการทดสอบที่ความถี่ 2.39 GHz สามารถวัดค่าต่าง ๆ ได้ดังนี้

$$P_r = -32.02 \text{ dBm}$$

$$P_t = 10 \text{ dBm}$$

$$G_t = 8.5 \text{ dBi}$$

$$L_s = 48 \text{ dB}$$

$$L_{f1} = 3 \text{ dB}$$

$$L_{f2} = 3 \text{ dB}$$

ดังนั้นค่าเกณฑ์ของสายอากาศที่วัดได้เท่ากับ 3.48 dBi

ในการทดสอบที่ความถี่ 5.28 GHz สามารถวัดค่าต่าง ๆ ได้ดังนี้

$$P_r = -31.25 \text{ dBm}$$

$$P_t = 10 \text{ dBm}$$

$$G_t = 8.5 \text{ dBi}$$

$$L_s = 48 \text{ dB}$$

$$L_{f1} = 3 \text{ dB}$$

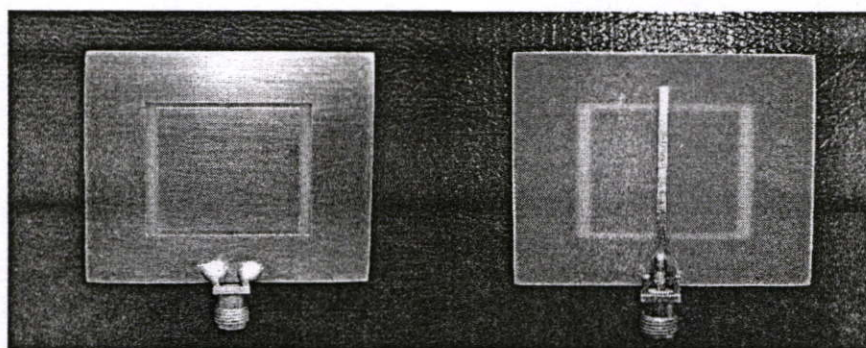
$$L_{f2} = 3 \text{ dB}$$

ดังนั้นค่าเกณฑ์ของสายอากาศที่วัดได้เท่ากับ 4.25 dBi

สำหรับค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยวที่ได้จากการทดสอบที่ผ่านมาทั้งหมด สามารถแสดงผลได้โดยละเอียด ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าวงรอบเดี่ยวที่ได้มาจากการทดสอบ

คุณลักษณะของสายอากาศ	ผลจากการทดสอบ	
	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	
	2.39	5.28
S_{11} พารามิเตอร์ (dB)	-20.04	-33.91
อินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	51.83 - j1.85	48.32 + j1.27
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	1.09 : 1	1.05 : 1
แบนด์วิดท์ (%)	11.66	12.58
อัตราการขยาย (dB)	3.48	4.25



รูปที่ 5.6 โครงสร้างของสายอากาศทดสอบ

จากค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ได้จากการทดสอบพบว่า มีค่าแตกต่างไปจากผลที่ได้จากการจำลองอยู่บ้างเล็กน้อย แต่อย่างไรก็ตาม ผลจากตารางที่ 5.1 แสดงให้เห็นได้ว่าสายอากาศที่ออกแบบนั้นสามารถใช้ได้ในย่านความถี่ตามมาตรฐานของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย IEEE 802.11 a/b/g

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 บทสรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการศึกษาและออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมรูปแบบต่าง ๆ คือ จัตุรัส และผืนผ้า ที่ป้อนสัญญาณโดยสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบเปิดวงจร พร้อมทั้งทำการศึกษาการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของสายอากาศ ที่มีผลต่อค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ เช่น ค่าความถี่เรโซแนนซ์ การแมตช์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศกับสายส่งขนาด 50 โอห์ม โดยมีวัตถุประสงค์หลัก เพื่อออกแบบสายอากาศให้มีคุณสมบัติเรโซแนนซ์ที่สองย่านความถี่ คือ ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz สำหรับใช้กับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g. โดยสายอากาศที่นำเสนอนี้ใช้วิธีการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD เปรียบเทียบกับ วิธี MoM และทำการสร้างและทดสอบสายอากาศ

สำหรับผลของค่าคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จากการจำลองจากทั้งสองโปรแกรมและผลจากการทดสอบจริงนั้นแม้ว่าจะมีผลที่แตกต่างกันออกไปบ้าง แต่สามารถสรุปได้ว่ามีขนาดแบนด์วิดท์ที่ครอบคลุมขนาดแบนด์วิดท์ที่ต้องการตามมาตรฐานของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย คือ IEEE 802.11 b/g (2.4-2.435 GHz) และ IEEE 802.11 a (5.150-5.350 GHz) และแบบรูปการแผ่ของสนามระยะไกลของสายอากาศเป็นแบบสองทิศทาง ดังแสดงได้โดยละเอียดมาแล้วในบทที่ 4 และบทที่ 5

ในการออกแบบสายอากาศแบบวงรอบสี่เหลี่ยม ที่มีการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป เริ่มต้นด้วยการเลือกวัสดุฐานรองที่ต้องการออกแบบ และนำค่าคุณสมบัติมาคำนวณค่าความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป และคำนวณหาค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ เพื่อนำค่าที่ได้มากำหนดค่าความยาวของวงรอบช่องเปิด (Perimeter) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมซึ่งมีขนาดความยาวรอบรูป $0.77\lambda_g$ จากนั้นได้ทำการปรับพารามิเตอร์ค่าต่าง ๆ ของสายอากาศเพื่อศึกษาถึงผลกระทบต่อค่าคุณลักษณะของสายอากาศ และจากการจำลองทำให้ได้ผลซึ่งพอสรุปได้ดังนี้

1. ความยาวรวมของวงรอบช่องเปิด (Perimeter) นั้นมีผลต่อค่าความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศโดยตรง กล่าวคือถ้าขนาดความยาวรวมของวงรอบช่องเปิดมีค่ามากก็จะได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต่ำ และถ้าความยาวรวมของวงรอบช่องเปิดมีค่าน้อยก็จะทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์สูง
2. การปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดคู่แนวตั้งนั้นมีผลต่อการปรับแมตช์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยที่ค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้นั้นมีการเปลี่ยนแปลงบ้างเล็กน้อย

3. ขนาดความกว้างของช่องเปิดทั้งแนวตั้งและแนวนอน กรณีที่ปรับพร้อม ๆ กันมีผลต่อค่าความถี่เรโซแนนซ์ คือ เมื่อปรับให้มีขนาดความกว้างของช่องเปิดเพิ่มขึ้นทำให้ ความถี่ด้านต่ำลดต่ำลง ส่วนที่ความถี่ด้านสูงนั้นเพิ่มสูงขึ้น และในทางกลับกันหากว่าปรับลดขนาดช่องเปิดแนวตั้งและแนวนอนพร้อม ๆ กันทำให้ค่าความถี่ด้านนั้นเพิ่มสูงขึ้น และค่าความถี่สูงนั้นลดลง แต่การปรับในกรณีนี้มีผลต่อสายอากาศไม่มากนัก เทคนิคในการปรับขนาดของช่องเปิดนั้นคือ เมื่อความกว้างด้านแนวนอนเพิ่มขึ้น เพื่อให้มีแนวโน้มของความถี่เหมือนเดิมจำเป็นต้องปรับความกว้างด้านแนวนอนเพิ่มขึ้นด้วยเช่นเดียวกัน

4. ในกรณีที่ขนาดความยาวของวงรอบช่องเปิดคงที่ เมื่อทำการปรับขนาดรูปร่างจากรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส นั่นคือ ($L=W$) ไปเป็นรูปร่างของสี่เหลี่ยมผืนผ้า ($L>W$) ทำให้ได้ค่าความถี่ที่สูงขึ้นทั้งความถี่ด้านต่ำและด้านสูง

5. การปรับค่าความกว้างของช่องเปิดคู่แนวนอนนั้นมีผลต่อการค่าความถี่เรโซแนนซ์ว่าเป็นความถี่เดียวหรือสองความถี่ กล่าวคือ รูปร่างของสายอากาศที่น่าเสนอนี้ สามารถที่จะปรับให้มีการเรโซแนนซ์ที่ความถี่เดียวหรือสองความถี่ก็ได้ โดยเมื่อปรับความกว้างช่องเปิดแนวนอนแคบ ๆ และปรับพารามิเตอร์อื่น ๆ ที่เหมาะสมก็จะได้สายอากาศเรโซแนนซ์ที่ความถี่เดียว และเมื่อปรับขนาดความกว้างช่องเปิดคู่แนวนอนกว้างและใช้การปรับพารามิเตอร์อื่น ๆ ที่เหมาะสมก็จะทำให้สายอากาศเรโซแนนซ์ที่สองความถี่ได้

6. การปรับขนาดความยาวของสตัปแมตซ์ซึ่งมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ กล่าวคือ หากว่าสตัปมีความยาวก็จะทำให้ความถี่ลดต่ำลง และหากว่าสตัปสั้นก็จะทำให้ความถี่นั้นมีความถี่เรโซแนนซ์ที่สูงขึ้น และในขณะเดียวกันก็เป็นการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศด้วยเมื่อกำหนดให้มีขนาดที่เหมาะสม

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

จากผลการจำลองจะเห็นได้ว่าสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมที่น่าเสนอทั้งแบบวงรอบเดี่ยวและวงรอบคู่ที่มีความถี่เรโซแนนซ์เป็นไปตามมาตรฐานของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย และผลที่ได้ อัตราการขยายของสายอากาศนั้นมีค่าประมาณ 2.5-4 dB และหากต้องการให้สายอากาศรูปแบบดังกล่าวนี้มีอัตราการขยายเพิ่มขึ้น อาจทำได้โดยการนำสายอากาศช่องเปิดดังกล่าวนี้มาจัดวางเป็นแถวลำดับ ซึ่งการกระทำในลักษณะนี้ทำให้เป็นการเพิ่มอัตราการขยายของสายอากาศ นอกจากนี้ยังเป็นการปรับบีมของสายอากาศอีกด้วย ซึ่งลักษณะบีมของสายอากาศนั้นขึ้นอยู่กับรูปแบบการจัดวางแถวลำดับ และหากต้องการสายอากาศเป็นอุลตราไวด์แบนด์ (Ultra-wide-band) อาจทำได้โดยการปรับความกว้างช่องเปิดเพิ่มขึ้น และใช้การปรับปรุงรูปร่างสายส่งสัญญาณไมโครสตริปร่วมด้วย

เอกสารอ้างอิง

- [1] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl and Apisak Ittipiboon, “**Microstrip Antenna Design Handbook**”, Artech House, Inc., 2001
- [2] Xianming Qing and Michael Yan Wah Chia, “Broadband Annular Dual-slot Antenna for WLAN Applications”, **Antennas and Propagation Society International Symposium., 2002. IEEE** vol.2, 16-21 June 2002, pp. 452-455.
- [3] Hua-Ming Chen, Jia-Mao Chen, Ping-Shou Cheng and Yi-Fang Lin, “Microstrip-fed Printed Dipole Antenna for 2.4/5.2 GHz WLAN Operation”, **Antennas and Propagation Society Symposium., 2004. IEEE** vol.3, 20-25 June 2004, pp. 2584-2587.
- [4] Shih-Huang Yeh and Kin-Lu Wong, “Dual-band F-shaped monopole antenna for 2.4/5.2 GHz WLAN Application”, **Antennas and Propagation Society International Symposium., 2002. IEEE** vol. 4, 16-21 June 2002, pp. 72-75.
- [5] Hua-Ming Chen and Yi-Fang Lin, “Printed monopole antenna for 2.4/5.2 GHz Dual-band Operation”, **Antennas and Propagation Society International Symposium., 2003. IEEE** vol. 3, 22-27 June 2003, pp. 60-63.
- [6] Constantine A. Balanis, “**Antenna Theory Analysis and Design**”, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [7] โมไนย ไกรฤกษ์ และ วิวัฒน์ กิรานนท์. **ทฤษฎีสายอากาศ. พิมพ์ครั้งที่ 5.** กรกฎาคม 2540
- [8] บัญญัติ โรจน์อารยานนท์. **วิศวกรรมไมโครเวฟ. พิมพ์ครั้งที่ 2.** กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2534
- [9] Huey-Ru Chuang and Liang-Chen Kuo, “3-D FDTD design analysis of a 2.4-GHz polarization-diversity printed dipole antenna with integrated balun and polarization-switching circuit for WLAN and wireless communication applications”, **IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques.**, vol. 51, Feb. 2003. pp. 374–381.
- [10] Jen-Yea Jan and Liang-Chih Tseng, “Small planar monopole antenna with a shorted parasitic inverted-L wire for wireless communications in the 2.4, 5.2, and 5.8-GHz bands”, **IEEE Trans. Antennas and Propagation.**, vol. 52, July 2004. pp.1903 – 1905.
- [11] Jin-Sen Chen, “Studies of CPW-fed equilateral triangular-ring slot antennas and triangular-ring slot coupled patch antennas”, **IEEE Trans. Antennas and Propagation.**, Vol. 53, July 2005. pp. 2208 – 2211.

- [12] ไพฑูรย์ รักเหลือ. “การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยวิธี FDTD.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2546.
- [13] Kin-Fai Tong, Kwai-Man Luk, Kai-Fong Lee and Lee, R.Q., “A broad-band U-slot rectangular patch antenna on a microwave substrate”, **IEEE Trans. Antennas and Propagation.**, vol. 48, June 2000. pp. 954 – 960.
- [14] Angelopoulos, E.S., Stratakos, Y.E., Kostaridis, A.I., Kaklamani, D.I. and Uzunoglu, N.K., “Multiband miniature coplanar waveguide slot antennas for GSM-802.11b and 802.11b-802.11a wireless applications”, **Wireless Communications and Networking, 2003. WCNC 2003. 2003 IEEE.**, vol.1, 16-20 March 2003. pp.103 – 108.
- [15] H. Tehrani and Kai Chang, “Multifrequency operation of microstrip-fed slot-ring antennas on thin low-dielectric permittivity substrates”, **IEEE Trans. Antennas and Propagation.**, vol. 50, Sept. 2002. pp.1299 -1308.
- [16] A.S. Abdallah, Liu Yuan-an, Y.E. Mohammed, “Wide-band wide-slot microstrip antenna”, **Radio Science Conference, 2004.**, 24-27 Aug. 2004 pp.27 – 30.
- [17] นิรันดร์ คำประเสริฐ. วิศวกรรมแม่เหล็กไฟฟ้าและวิศวกรรมไมโครเวฟ เล่ม 3. กรุงเทพฯ ศูนย์สื่อเสริมกรุงเทพ. 2545
- [18] Allen Taflove, “**Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time - Domain Method**”, Artech House, Inc., 1995
- [19] Yongxi Qian and Tatsuo Itoh, **FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and Antennas Software and Application**, Realize Inc., 1999.
- [20] ถาวร สมส่งกุล. “การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นโดยเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2548.
- [21] S. Chanoodhorm, N. Anantrasirichai, T. Wakabayashi, “The Effect of Varying Dimension of Slot Loop Antenna” **2005 Fifth International Conference on Information, Communication and Signal Processing**, Dec. 6-9, 2005, pp. 125-128
- [22] R. Janaswamy and D. H. Schaubert, “Characteristic impedance of a wide slotline on low-permittivity substrates,” **IEEE Trans. Microwave Theory Tech.**, vol. 34, Aug. 1986. pp. 900–902.

- [23] S. Chanoodhorm, N. Anantrasirichai, J. Nakasuwan, P. Rakluea, T. Wakabayashi, "Designing Rectangular Slot Loop Antenna for WLAN Application" **IEEE TENCON 2005**, Nov. 21-24, 2005.
- [24] S. Chanoodhorm, N. Anantrasirichai, T. Wakabayashi, "Matching Technique for Slot Loop Antenna fed by Microstrip Line" **International Conference on Intelligent Systems**, Dec. 1-3, 2005.
- [25] S. Chanoodhorm, N. Anantrasirichai, P. Thumwarin, "Dual Broadband Rectangular Slot Antenna for WLAN Application" **The 5th Asia Pacific International Symposium on Information Technology**, Jan. 9-10, 2006

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] S. Chanoodhorm, N. Anantrasirichai, J. Nakasuwan, P. Raklua, T. Wakabayashi, "Designing Rectangular Slot Loop Antenna for WLAN Application" TENCON, November 21-24, 2005.
- [2] S. Chanoodhorm, N. Anantrasirichai, T. Wakabayashi, "The Effect of Varying Dimension of Slot Loop Antenna" 2005 Fifth International Conference on Information, Communication and Signal Processing, December 6-9, 2005, pp. 125-128



Tencon 2005 – IEEE Region 10

Incorporating ATNAC 2005
Conference Proceedings CD-ROM

Supported by IEEE Victorian Section
Melbourne, Victoria, Australia
21-24 November

View Proceedings

Install Acrobat

Exit

Designing Rectangular Slot Loop Antenna for WLAN Application

N. Anantrasirichai, S Chanoodhorm

Department of Information Engineering
Faculty of Engineering

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
(KMITL)

Bangkok, Thailand

E-mail : kanoppin@kmitl.ac.th

J. Nakasuwan, P. Raklua

Dept. of Electronic and Telecommunication Engineering,
Faculty of Engineering,

Rajamangala University of Technology Thanyaburi
(RMUTT)

Pathumtanee, Thailand

E-mail : paitoon_r@rmut.ac.th

T. Wakabayashi

School of Information Technology and Electronics
Tokai University

Hirasuka, Kanagawa, 259-1292 Japan

E-mail : wakaba@dt.u-tokai.ac.jp

Abstract— This paper presents the design of rectangular microstrip slot loop antenna that competently achieves dual frequency operation by using a microstrip feed line. This antenna is designed at the resonance frequency 2.4 GHz and 5.2 GHz thereby covering the required frequency-bandwidth of 2.4-2.4836 GHz and 5.15-5.35 GHz, which are widely used in Wireless LAN (WLAN). The characteristics of antennas are proposed and analyzed for instance input impedance, S_{11} parameter and far field radiation patterns. The antenna is analyzed by Finite Difference Time Domain (FDTD) method which can predict and analysis of the electromagnetic responses of complex problems.

Keywords—Rectangular Slot, Slot Loop Antenna, WLAN, FDTD

I. INTRODUCTION

In present day, wireless local area network (WLAN) system is a new technology in computer network. This system needs antennas for propagating the information signal from one to other computers or users in LAN. One of the efficient antennas that could be used in such network is microstrip or printed antenna. It supports a variety of applications, such as satellite, mobile and wireless communications. Nowadays, the microstrip has been developed by exploiting the printed broad technology in the dielectric substrate material thereby achieving a good printing antenna with low loss. Moreover, the microstrip or printed antenna has become popular because of its practical qualities, such as small size, light weight, thin profile configurations, straightforward manufacture and low cost. The microstrip antennas have several advantages comparing to conventional microwave antenna and many applications covering on radio frequency.

In wireless communication and radar applications, the dual band antennas have been required. It should perform

efficiently at two distinct frequencies. Dual band antennas can generally be classified into two main categories; multi-resonator and reactively loaded elements [1-2]. To achieve dual frequency operation with reduced size or compact microstrip antennas, many promising designs have been reported [3-4]. For the conventional microstrip line fed rectangular slot loop antenna, dual band operation for wireless communication system has been studied in dual resonances. WLAN-antenna will be designed for dual frequency operation at 2.4 GHz and 5.2 GHz or cover dual frequencies band 2.4 – 2.4835 GHz and 5.150 – 5.350 GHz, respectively.

To describe the performance of slot antenna, only the interrelated parameters are specified for completing description. The parameters in characteristics of slot antenna for this analytical algorithm are input impedance, return loss (S-parameter), VSWR and radiation patterns. The important of the design antenna is signal returning from load (antenna) to decreased amplitude signal. To minimize the unwanted effects of the reflected signal as much as possible, the process of matching impedance has to be concerned.

The Finite Difference Time Domain (FDTD) method has been introduced to solve the complicated problems in electromagnetic field theory. The FDTD method is useful in terms of analyzing characteristics of antennas, circuits and scattering and diffraction of EM waves by complex structures. This method is capable of computing electromagnetic interactions for geometric problems. This technique is well-suited for handling complicated microstrip antenna configurations because it can conveniently model the numerous inhomogeneities encountered in these structures. Therefore, FDTD method is practical to obtain characteristics of antennas and MMICs.

II. ANALYTICAL METHOD

The Finite Difference Time Domain (FDTD) technique is used to analyze antenna characteristics. A novel numerical algorithm was presented by K.S Yee [5]. The FDTD method is highly valuable in analyzing the complex antenna, high-frequency circuit and wireless application system. It contains various advantages, e.g. it provides extreme simplicity, flexibility, reduces computation time comparing to frequency-domain technique and it is suitable to all types of electromagnetic problems either simple structure or complicated structure. This method solves electromagnetic problem in time domain. It divides the problem space into small rectangular cells, called 'Yee cell'. The properly time step (Δt) that relates to the space increments (Δx , Δy and Δz) is required to derive the Maxwell's equation. The following expression shows the time step expression.

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

Where c represents the light velocity and Δx , Δy and Δz are cell dimensions. In this paper, the cell dimensions of the analytical problem space of $23 \times 249 \times 210$ cells are $\Delta x = 0.254$ mm and $\Delta y = \Delta z = 0.1$ mm.

III. ANTENNA GEOMETRY

A. Antenna design

The design of rectangular microstrip slot loop antenna for dual frequencies relates to some parameters such as wavelength in substrate (λ_g), the dielectric constant (ϵ_r), thickness of substrate (h), and the width of microstrip line (W_m). In this research, the antenna is designed on RT/duroid 5880 substrate with dielectric constant (ϵ_r) 2.2 and 0.508 mm of thickness (h). The rectangular microstrip slot loop antenna is cut in the ground plane at one side of dielectric substrate backed by a microstrip feed line, as shown in Fig. 1.

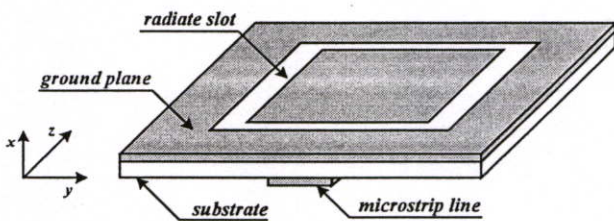


Figure 1. Structure of rectangular slot loop antenna.

The width of the microstrip line is designed for match impedance 50 ohms of transmission line by using (2) - (5).

$$Z_0 = A(C - B) \quad (2)$$

where

$$A = \frac{119.9}{[2(\epsilon_r + 1)]^{1/2}} \quad (3)$$

$$B = \left[\ln\left(\frac{\pi}{2}\right) + \frac{\ln(4/\pi)}{\epsilon_r} \right] \frac{\epsilon_r - 1}{2(\epsilon_r + 1)} \quad (4)$$

$$C = \ln \left\{ \frac{4h}{W_m} + \left[\left(\frac{4h}{W_m} \right)^2 + 2 \right]^{1/2} \right\} \quad (5)$$

where: W_m is the width of microstrip line (feeder).

Z_0 is the characteristic impedance of transmission line.

The wavelength in the substrate can be calculated from following equations.

$$\lambda_g = \frac{c/f}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (6)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W_m} \right]^{-1/2} \quad (7)$$

where ϵ_{eff} is an effective permittivity

B. Antenna Configurations

1) Microstrip Feed

Microstrip feed is arranged for rectangular slot loop antenna as shown in Fig. 2. It is designed for matching impedance at 50 ohms of the coaxial line. In this case, the width of microstrip line (W_m) is 1.56 mm but it is considered as 1.5 mm due to symmetry problem.

2) Rectangular Slot Loop Antenna

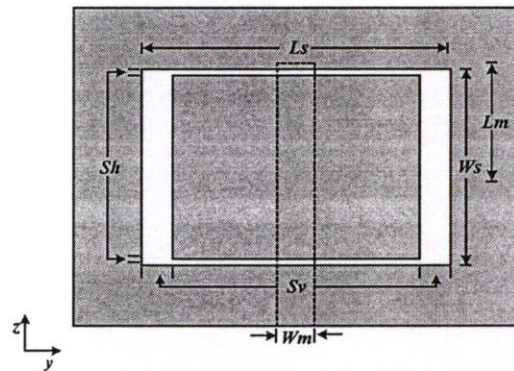


Figure 2. Antenna configurations of rectangular slot loop antenna.

The wavelength (λ_g) is given by frequency 2.4 GHz only, therefore, wavelength (λ_g) is 92 mm. The perimeter of rectangular slot loop antenna is defined by $0.77\lambda_g - 0.8\lambda_g$. The configurations of the proposed rectangular slot loop antenna for dual frequencies are illustrated as follows;

width (W_s) : length (L_s) = 1: 1.4 - 1:1.5. Note that the exact width depends on the accuracy of resonance frequency.

In this case,

$$W_s = 0.158\lambda_g \text{ (14.5 mm)}$$

$$L_s = 0.227\lambda_g \text{ (20.9 mm)}$$

$$\text{width of vertical slot} = S_v = 0.5 \text{ mm (initial)}$$

$$\text{width of horizontal slot} = S_h = 0.5 \text{ mm (initial)}$$

$$\text{distance from center of loop to edge of feeder} = L_m$$

The configurations of rectangular slot loop antenna are shown in Fig. 2.

IV. MATCHING TECHNIQUE AND RESULTS

A. Matching Technique

To achieve wideband and dual frequency (or dual band) at 2.4 GHz and 5.2 GHz and cover the standard of WLAN, the matching technique and dimensional design is exploited. This technique has 4 steps and bases on match impedance 50 ohms. In this paper, we define two frequencies at 2.4 GHz and 5.2 GHz to be the low frequency and the high frequency, respectively. There are three important parameters to define and adjust for matching impedance at considering frequencies, 2.4 GHz and 5.2 GHz, as following.

- S_v : When S_v is increased, it will effect on matching and the low resonance frequency is decreased, but the high frequency is slightly increased.
- L_m : The distance L_m is adjustable for optimum match impedance.
- S_h : When S_h is increased, it will effect on matching impedance at the high resonance frequency and both frequencies are increased.

The adjustment for match impedance of dual frequencies is operated as following:

- Step I :** Setting the widths of slot (S_v and S_h) to 5 mm. The resonance frequencies are 2.61 GHz and 4.95 GHz. In this case, the high resonance frequency has better matching (less of return loss) than the low resonance frequency (see Fig. 3).
- Step II :** Increasing S_v to optimum value of return loss at low resonance frequency. The return loss (S_{11}) at low resonance frequency will be decreased but S_{11} of high resonance frequency will be increased.
- Step III:** Adjusting L_m for better matching at low resonance frequency.
- Step IV :** Increasing S_h so as to make the return losses of both resonance frequencies close to each other. Consequently, the good match impedances of dual frequencies are accomplished. Note that increasing the width of horizontal slot, both resonance frequencies increase. Ultimately, the desirable dual

resonance frequencies are positioned at 2.4 GHz and 5.2 GHz as shown in Fig. 4.

The simulation software [6], is introduced to analyzed the characteristics of this antenna as shown in Table I.

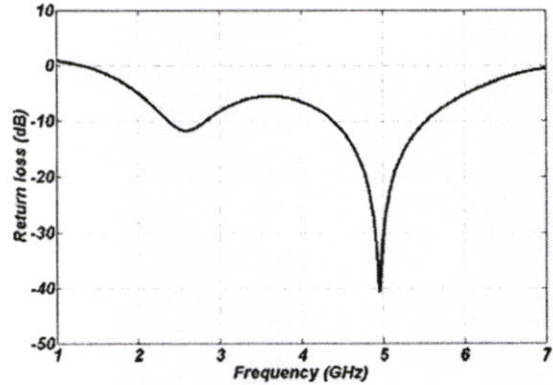


Figure 3. Characteristic of return loss when $S_v=S_h=0.5$ mm.

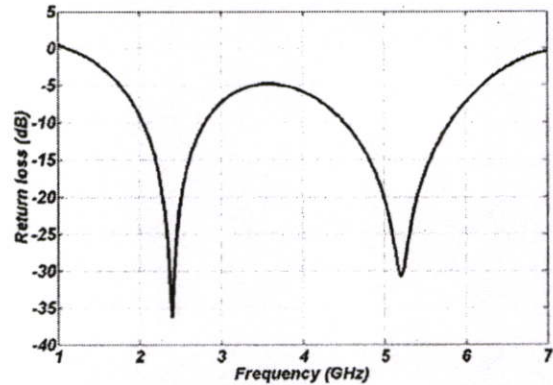


Figure 4. Characteristic of return loss when $S_v=1.9$ mm, $S_h=0.8$ mm.

B. Simulation Results

1) Characteristics of Return loss and input impedance

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

$$S_{11} = \frac{\Im[V_{ref}(t)]}{\Im[V_{inc}(t)]} e^{2\gamma L} \quad (8)$$

Where \Im represents a Fourier Transform and L is the length between an observing point and a reference point. The propagation constant γ can be defined by

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (9)$$

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

The observation point will nearly be the reference point when analyzing by FDTD method. The reference point is the first edge of slot antenna.

The input impedance is the complex number. To find out the input impedance, it can be done by using the parameter S_{11} and characteristic impedance Z_o of the microstrip line.

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

When using matching technique by setting $S_v=1.8$ mm, $S_h=0.6$, and $L_m=7.6$ mm. The characteristics of S_{11} and Z_{in} are shown in Fig. 4 and Fig. 5 respectively, whilst, the simulation results of this designed antenna are tabulated in Table 1.

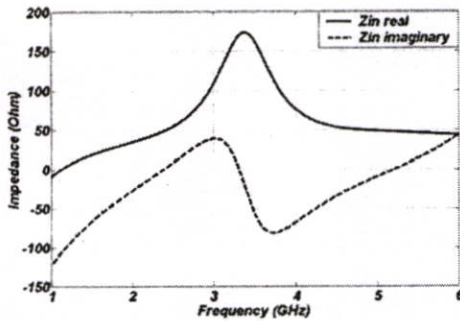


Figure 5. Characteristic of input impedance (Z_{in}).

TABLE I. SIMULATION RESULTS OF RECTANGULAR SLOT ANTENNA.

Frequency (GHz)	S_{11} (dB)	Z_{in} (ohm)	VSWR	Bandwidth (%)
2.39	-36.3	48.6+j 0.6	1.03	31.56
5.19	-30.8	47.2-j0.46	1.05	25

2) VSWR and Bandwidth

Figure 6 shows the voltage standing wave ratio (VSWR) of this antenna. The results of VSWR and bandwidth at dual frequency are shown in Table 1. The percents of bandwidth are considered from S_{11} at -10 dB. In this case, bandwidth at resonance frequency 2.4 and 5.2 GHz are 31.56% and 25%, respectively.

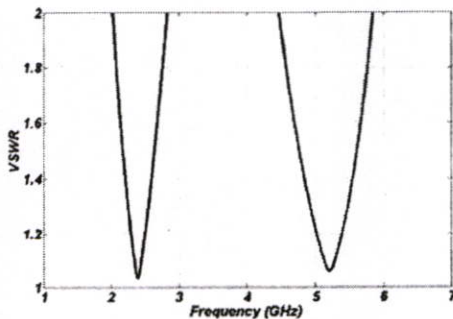
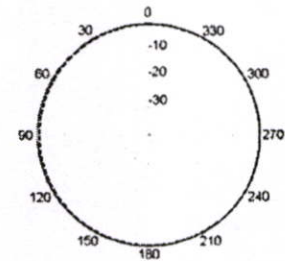
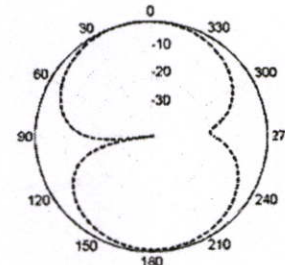


Figure 6. VSWR of the antenna in case of dual frequencies.

3) Radiation patterns

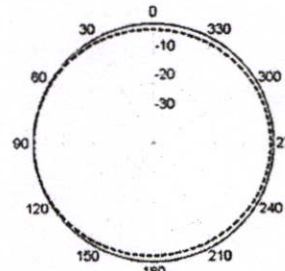


(a)

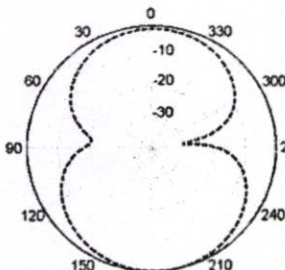


(b)

Figure 7. The normalized radiation pattern for rectangular slot loop antenna of 2.4 GHz in (a) xy-plane, (b) xz-plane.



(a)



(b)

Figure 8. The normalized radiation pattern for rectangular slot loop antenna of 5.2 GHz in (a) xy-plane, (b) xz-plane.

Figure 7 and Fig. 8 illustrates the normalized radiation patterned for rectangular slot loop antenna in the xy and xz planes of dual frequencies for matching impedance at 2.4 GHz and 5.2 GHz. By exploiting FDTD method, it is possible to transform the near field to far field by discrete Fourier Transform to carry out for the equivalent electric and magnetic current densities during the FDTD iteration. Hence, far field are obtained by converting near fields to far fields in the frequency domain. To consider the radiation pattern from the center of rectangular slot loop, far field patterns of the xy and xz planes.

V. CONCLUSIONS

Analysis of rectangular slot loop antenna coupled by microstrip line for dual frequencies is introduced. The proposed analytical algorithm uses the FDTD method. The simulation results show proficiently the achievement of dual frequency operating at the resonance frequency 2.4 GHz and 5.2 GHz thereby covering the required frequency-bandwidth of 2.4 - 2.4836 GHz and 5.15 - 5.35 GHz.

REFERENCES

- [1] Hammad, H.F., "Dual and broadband antennas using spur line filters for communication systems", *MSc Thesis, Queen's University, Kingston, Ontario, Canada*, June 1997
- [2] MACI, s., Gentelil, G.B, Plazzes, p., and Salvador. C, "Dual-band slot-loaded patch antenna", *IEE Proc. H.*, 1995, 142, (3), pp. 225-232
- [3] Anantrasirichai N., Raklua P., Wakabayachi T, "Slot Antenna Coupled by Microstrip Line for Dual Frequency", *ISITA/NOLTA 2002*, October 7-11, 2002, pp. 635-638
- [4] F.A. Benson and T.M. Benson, *Fields Waves and Transmission Lines*, Chaman & Hall, 1991.
- [5] Allen Taflove, *Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method*, Artech House, Inc., 1995.
- [6] Yongxi Qian and Tatsuo Itoh, *FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and Antennas Software and Application*, Realize Inc., 1999.
- [7] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis And Design*, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [8] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl and Apisak Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, Inc., 2001.

P R O C E E D I N G S

2005 Fifth International Conference on
Information, Communications and Signal Processing

ICICS 2005

6-9 December 2005, Bangkok, Thailand

© 2005 IEEE. Personal use of this material is permitted. However, permission to reprint / republish this material for advertising or promotional purposes or for creating new collective works for resale or redistribution to servers or lists, or to reuse any copyrighted component of this work in other works must be obtained from the IEEE.

Introduction

Program at a Glance

Session Index

Author Index

Technical Support : ICICS 2005 Secretariat
Email : secretariat@icics.org

ISBN: 0-7803-9283-3 IEEE Catalog Number: 05EX1118C

The Effect of Varying Dimension of Slot Loop Antenna

S. Chanoodhorm and N. Anantrasirichai

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

T. Wakabayashi

School of Information Technology and Electronics
Tokai University
Hirasuka, Kanagawa, 259-1292, Japan
Email: wakaba@dt.u-tokai.ac.jp

Abstract— The purpose of this paper is to study the effect of varying dimension of slot loop antenna by fix perimeter. The concept of designing is most simply introduced by considering a width of slot antenna for match impedance 50 ohms. This research is concerned in proportional of length and width of loop shape, such as : square loop shape 1:1, rectangular loop shape 5:4, 10:7, 3:2 and 2:1, respectively. The perimeter of loop shape is designed at frequency 2.4 GHz, this perimeter is fixed for other loop shape for considered the effect of varying dimension.

Keywords—slot antenna, rectangular loop, square loop, wideband antenna

I. INTRODUCTION

Nowadays, the ever increasing in demand of frequency band for communications system, such as mobile, satellite communications and WLAN. The management of frequency is significant in communication system for using difference frequency in channel bandwidth. In this case, the antennas are designed to radiate and receive the radio wave or electromagnetic wave at resonance frequency. One of the most interesting are characteristics, wide bandwidth and performance of an antenna. There are various antennas types : wire antennas, aperture antennas, reflector antennas, lens antennas, array antennas and microstrip antennas. Most of these types, the microstrip antennas are very popular for space borne applications. The development of printed broad technology in the dielectric substrate material can make good printing antenna with low loss. Therefore, microstrip or printed antennas have become popular because of the small size, light weight, ease of manufacture and low cost [1]. In the future, expectancy to use the printed antenna with fiber optics for cover signal in every area which can use mobile communication such as: mobile telephone, personal handy phone, radio pagers etc.

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

It very useful to design the antenna for use in wideband frequency and focus on a signal returning from load. To describe the performance of an antenna, some parameters are

necessary. The parameters in characteristics of printed antenna for this analysis are resonance frequency, return loss and radiation pattern. In antenna design, it is important to focus on reflected signal from load.

The Finite Difference Time Domain (FDTD) method is introduced to solve the complicated problems in electromagnetic field theory [2]. The FDTD method is useful in order to analyze characteristics of antenna, circuits and scattering and diffraction of EM waves by complex structures. Therefore, it is also useful in order to obtain characteristics of antenna and MMICs.

In this paper, we will consider slot antenna in the ground plane coupled by microstrip line which designing for wideband at resonance frequency 2.4 GHz for use in WLAN. Such an antenna is simple and eases to design and fabricate in practice. We will investigate the effect of varying dimension of slot loop by fix the perimeter of loop antenna at less of return loss.

II. STRUCTURE AND DIMENSION

The microstrip slot loop antenna is design on RT/duroid 5880 substrate with dielectric constant (ϵ_r) 2.2 and 0.508 mm of thickness (h). This antenna is cut in the ground plane at one side of dielectric substrate and other plane is microstrip feed line, as shown in Fig. 1.

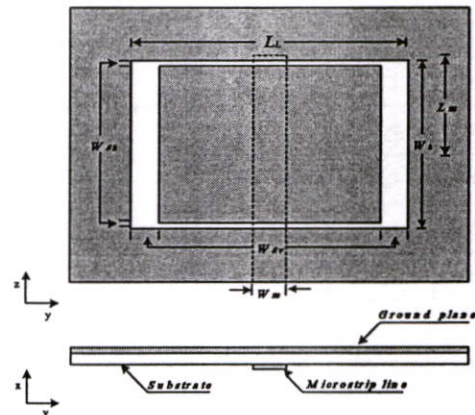


Figure 1. Microstrip slot loop antenna fed by microstrip line.

In Fig. 1, the definition of configuration parameters are,

- L_L : Length of loop antenna.
- W_L : Width of loop antenna.
- W_{Sv} : Width of slot in vertical.
- W_{Sh} : Width of slot in horizontal.
- L_m : Distance between edges of microstrip line and center of slot loop antenna.

The structure of slot loop antenna is designed in two shapes, square loop shape and rectangular loop shape that relates to some parameters such as wavelength in substrate (λ_g), the dielectric constant (ϵ_r), thickness of substrate (h), and the width of microstrip line (W_m). The perimeter of loop antenna can be found from λ_g , in this research we fixed the perimeter to $0.77\lambda_g$ for investigate the effect of varying dimension, and focus on rectangular slot at design frequency 2.4 GHz for use in WLAN.

The width of the microstrip line (W_m) is designed for match impedance 50 ohms of transmission line (Z_0) by using (1) - (4), [4], [5].

$$Z_0 = A(C - B) \quad (1)$$

where

$$A = \frac{119.9}{[2(\epsilon_r + 1)]^{1/2}} \quad (2)$$

$$B = \left[\ln\left(\frac{\pi}{2}\right) + \frac{\ln(4/\pi)}{\epsilon_r} \right] \frac{\epsilon_r - 1}{2(\epsilon_r + 1)} \quad (3)$$

$$C = \ln \left\{ \frac{4h}{W_m} + \left[\left(\frac{4h}{W_m} \right)^2 + 2 \right]^{1/2} \right\} \quad (4)$$

In this case, we considered width of microstrip line (W_m) at 1.5 mm due to symmetry problem.

The wavelength λ_g at design frequency 2.4 GHz is given by

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (5)$$

$$\text{where } \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W_m} \right]^{-1/2} \quad (6)$$

Therefore, wavelength λ_g is 92 mm. The perimeter of slot loop antenna is defined by $0.77\lambda_g$ is 70.8 mm. This perimeter is fixed for varying dimension (L_L and W_L) of slot loop that are square and rectangular shape.

By using the FDTD software [3] to simulate this antenna, we will investigate the effect of varying dimension of antenna.

III. EFFECT OF VARYING DIMENSION

To change the dimension in length and width of slot loop antenna will change the overall operating frequencies as the effective perimeter is varied [6]. In this paper, the varying dimension in length and width of loop antenna by fixed perimeter are showed in 5 cases that are: (1) square loop 1:1, (2) rectangular loop 5:4, (3) rectangular loop 10:7, (4) rectangular loop 3:2, (5) rectangular loop 2:1, respectively. The effect of varying dimension is resonance frequency, width of vertical slot (W_{Sv}), and width of horizontal slot (W_{Sh}). For match impedance 50 ohms at design frequency 2.4 GHz by adjust W_{Sv} , W_{Sh} and distance L_m . In this case, we will set the initial value of W_{Sh} to 0.5 mm for ease of experiment.

Case 1 : Square loop 1:1

The length L_L and width W_L of loop antenna is 17.7 mm, for match impedance by adjust W_{Sv} and L_m . The result of S_{11} parameter (return loss) is -54.1 dB, as shown in Table 1.

Case 2 : Rectangular loop 5:4

The length L_L and width W_L of loop antenna is 19.7 mm and 15.7 mm, respectively. For match impedance by adjust W_{Sv} and L_m . The results of S_{11} parameter is -51.9 dB, as shown in Table 1.

Case 3 : Rectangular loop 10:7

The length L_L and width W_L of loop antenna is 20.9 mm and 14.5 mm, respectively. For match impedance by adjust W_{Sv} and L_m . The results of S_{11} parameter is -52.4 dB, as shown in Table 1.

Case 4 : Rectangular loop 3:2

The length L_L and width W_L of loop antenna is 21.3 mm and 14.1 mm, respectively. For match impedance by adjust W_{Sv} and L_m . The results of S_{11} parameter is -51.1 dB, as shown in Table 1.

Case 5 : Rectangular loop 2:1

The length L_L and width W_L of loop antenna is 23.7 mm and 11.7 mm, respectively. For match impedance by adjust W_{Sv} and L_m . The results of S_{11} parameter is -51.9 dB, as shown in Table 1.

TABLE I. RESULTS OF VARYING DIMENSION.

Shape	W_{Sv} (mm)	Frequency (GHz)	S_{11} (dB)	BW (%)
Square 1:1 ($L_L/W_L = 1$)	2.7	2.32	-54.1	29.96
Rectangular 5:4 ($L_L/W_L = 1.26$)	2.0	2.39	-51.9	35.25
Rectangular 10:7 ($L_L/W_L = 1.44$)	1.7	2.48	-52.4	36.1
Rectangular 3:2 ($L_L/W_L = 1.51$)	1.7	2.48	-51.1	30.5
Rectangular 2:1 ($L_L/W_L = 2.03$)	0.8	2.73	-51.9	31.69

To compare the proportional of L_L/W_L with resonance frequency and with W_{Sv} in 5 cases, are shown in Fig. 2 and Fig. 3, respectively.

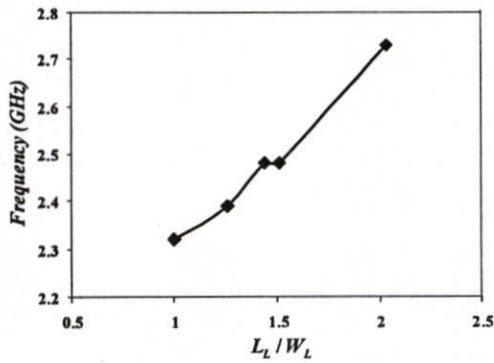


Figure 2. The result of resonance frequency when varying L_L/W_L .

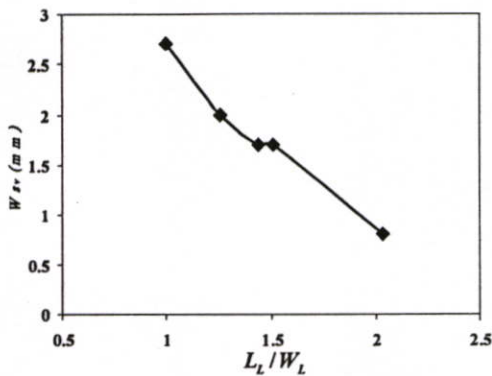


Figure 3. The result of W_{Sv} when varying L_L/W_L .

From Fig. 2, when varying proportional of L_L/W_L from 1 to 2, the resonance frequency will be increasing. Figure 3, shown the width of vertical slot (W_{Sv}) is widest when the loop antenna is square.

In case of vary W_{Sv} and W_{Sh} , we will consider rectangular loop 2:1. The results of resonance frequency are shown in Fig. 4 and Fig. 5.

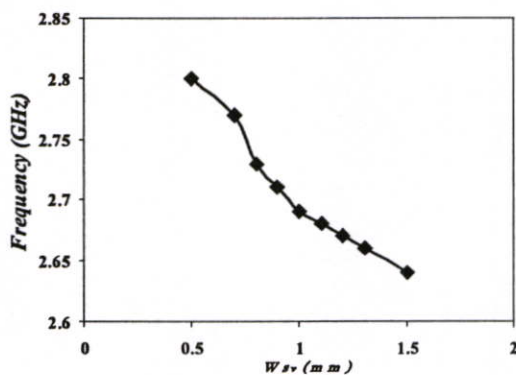


Figure 4. The result of resonance frequency of each W_{Sv} .

Figure 4 shown the decreasing of resonance frequency when width of vertical slot is increased.

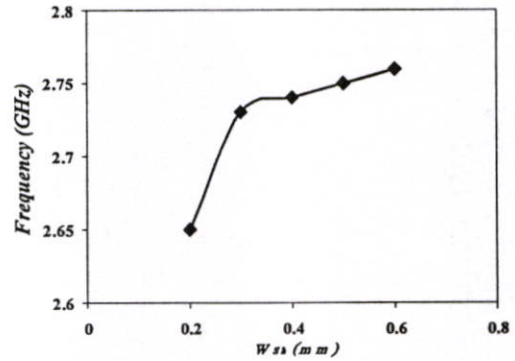


Figure 5. The result of resonance frequency of each W_{Sh} .

From Fig. 5, the resonance frequency will be increased when width of horizontal slot (W_{Sh}) is increased.

IV. CHARACTERISTICS OF ANTENNA

The characteristics of rectangular slot antenna are shown in this paper are bandwidth, return loss, current density, and radiation pattern.

The results in bandwidth and return loss in 5 cases are shown in table 1. It shown that antenna is wideband and less of return loss by adjust W_{Sv} and L_m .

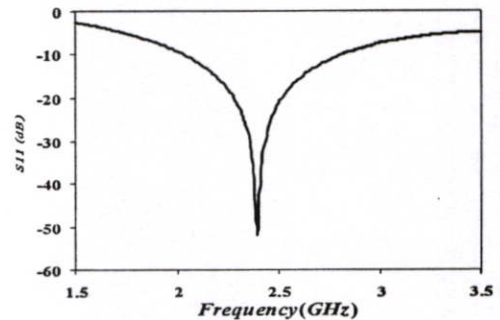


Figure 6. The characteristic of return loss.

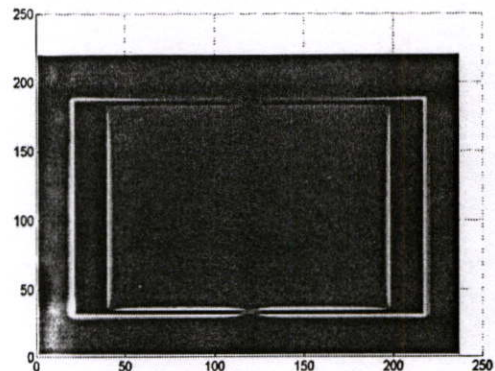


Figure 7. The current density of rectangular slot antenna.

The current density of this antenna is shown in Fig. 7. The current density will be high at the edge of slot antenna.

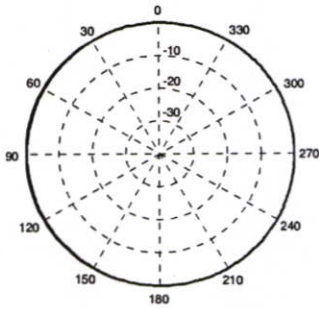


Figure 8. Radiation pattern in xy-plane.

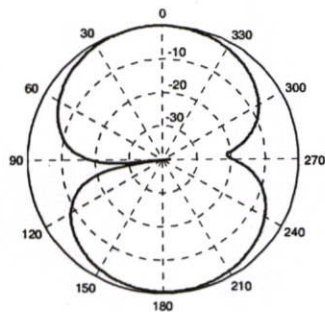


Figure 9. Radiation pattern in xz-plane.

Figure 8 and Fig. 9, shown the radiation patterns in xy-plane and xz-plane of rectangular slot antenna.

V. CONCLUSION

The square and rectangular slot loop antenna is the wideband antenna which can achieve the desirable frequency by control some parameter. The perimeter of slot loop antenna is determined by $0.77\lambda_g$ at frequency 2.4 GHz. In this paper, we will focus designing by fixed perimeter of slot loop antenna. From the effect of vary dimension, it shown that the desirable frequency depend on varying of W_{sv} and W_{sh} and match impedance with L_m .

REFERENCES

- [1] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis And Design*, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [2] Allen Taflove, *Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method*, Artech House, Inc., 1995.
- [3] Yongxi Qian and Tatsuo Itoh, *FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and Antennas Software and Application*, Realize Inc., 1999.
- [4] Benson and T.M. Benson, *Fields Waves and Transmission Lines*, Chaman & Hall, 1991.
- [5] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl and Apisak Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, Inc., 2001.
- [6] Matthew J. Inman, Atef Z. Elsherbeni, Charles E. Smith, Kai-Fong Lee, "FDTD Analysis of Rectangular Microstrip Loop Antennas", *Proc. IEEE SoutheastCon 2002*, pp 250-254.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายสุทธิพงษ์ ชนุดหอม
วัน เดือน ปีเกิด	21 ธันวาคม 2524 ที่นครศรีธรรมราช
ที่อยู่	119 ถ.พุทธศาสตร์ ม. 4 ต.นาหลวงเสน อ.ทุ่งสง จ.นครศรีธรรมราช 80110
ประวัติการศึกษา	พ.ศ. 2542 ประกาศนียบัตรวิชาชีพ สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ วิทยาลัยเทคนิคนครศรีธรรมราช พ.ศ. 2547 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า(สื่อสาร) มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล รัตนบุรี
ตำแหน่งงานปัจจุบัน	ผู้ช่วยนักวิจัย ประจำห้องปฏิบัติการวิจัยระบบส่งสัญญาณ โครงการสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ
สถานที่ทำงาน	ห้องปฏิบัติการวิจัยระบบส่งสัญญาณ ชั้น 10 อาคารกรมหลวงนราธิวาสราชนครินทร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง