

การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบแถบกว้างโดยสายส่งสัญญาณ
แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

DESIGN OF WIDEBAND SLOT ANTENNA FED
BY COPLANAR WAVEGUIDE

วีรเทพ เกื้อทวีกุล

WEERATHEP KUEATHAWIKUN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

**DESIGN OF WIDEBAND SLOT ANTENNA FED
BY COPLANAR WAVEGUIDE**

WEERATHEP KUEATHAWIKUN

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

2007

COPYRIGHT 2007

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบแถบกว้าง
โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม
DESIGN OF WIDEBAND SLOT ANTENNA FED
BY COPLANAR WAVEGUIDE

ชื่อนักศึกษา

นายวีรเทพ เกื้อทวีกุล

รหัสประจำตัว

46064604

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมสารสนเทศ

พ.ศ

2550

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด โดยใช้สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) โดยจะทำการวิเคราะห์ด้วยการจำลองโครงสร้างของสายอากาศ (simulation) โดยนำเอาระเบียบวิธีเชิงตัวเลขมาใช้ในการวิเคราะห์ ในวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกใช้วิธีแบบระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมมุมฉากในโดเมนเวลา (FDTD) และนำมาเปรียบเทียบกับวิธี MoM ด้วยโปรแกรม IE3D เป็นโปรแกรมที่ใช้ในการวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศได้หลากหลายรูปแบบและเป็นที่ยอมรับโดยทั่วไปและจะทำการวิเคราะห์สายอากาศแบบช่องเปิดที่มีการใช้สลับ เพื่อช่วยในการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และความถี่เรโซแนนซ์ได้ตามต้องการเพื่อนำไปใช้งานในย่านการสื่อสารไร้สาย โดยจะทำการวิเคราะห์พารามิเตอร์ของสายอากาศบางตัวกล่าวคือ การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) แบนด์วิดท์ อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง และลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสนามระยะไกล ตามลำดับ ผลที่ได้จากการจำลองจะให้ความถี่และแบนด์วิดท์ครอบคลุมตามมาตรฐานของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายคือ IEEE 802.11 b/g (2.4-2.4835 GHz) IEEE 802.11j (4.9-5.0 GHz) IEEE 802.11 a (5.150-5.350GHz) และครอบคลุมโครงข่าย WiMAX (2-6 GHz) โดยมีแบบรูปการแผ่ของสนามระยะไกลเป็นแบบสองทิศทาง

Thesis Title	Design of Wideband Slot Antenna Fed by Coplanar Waveguide
Student	Mr. Weerathep Kueathawikun
Student ID.	46064604
Degree	Master of Engineering
Program	Information Engineering
Year	2007
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Noppin Anantrasirichai

ABSTRACT

This thesis presents the analysis in characteristics of microstrip slot antenna fed by coplanar waveguide (CPW). This antenna is analyzed by using Finite Difference Time Domain (FDTD) method compared with MoM of IE3D software. The characteristics of slot antenna have been analyzed in order to obtain the match impedance with 50 ohms at desired resonance frequency for wireless communications operations. Herein, slot antenna fed by CPW is analyzed for return loss (S_{11} parameter), input impedance, VSWR, bandwidth and far field radiation patterns, respectively. Simulated results can be obtained resonance frequency and impedance bandwidth for four operating bands which cover the requirement in bandwidths of IEEE 802.11b/g(2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.11j(4.9-5.0 GHz), IEEE 802.11a(5.150-5.350 GHz) and coverage WiMAX (2-6 GHz). The far-field radiation pattern of resonance frequencies is bi-directional.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาจากท่านอาจารย์ที่ปรึกษา รศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย ที่คอยให้ความช่วยเหลือคำชี้แนะในการแก้ปัญหา ตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ รศ. ดร. กนก เจริญพงศ์เวช ประธานกรรมการและกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ทุกท่านที่ได้กรุณาให้คำแนะนำ ตลอดจนข้อชี้แนะจนในที่สุดวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงลงได้

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ให้ความอนุเคราะห์โปรแกรม IE3D ซึ่งนำมาใช้ในการจำลองสายอากาศในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

สำหรับคุณงามความดีใดอันเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดาและมารดาซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ทุกท่านที่ช่วยประสิทธิ์ประสาทความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า

วีรเทพ เกื้อทวีกุล

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 สายอากาศไมโครสตริป.....	4
2.2.1 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป.....	5
2.2.2 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป.....	5
2.3 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น.....	7
2.4 คุณลักษณะสายอากาศแบบช่องเปิด.....	8
2.4.1 ทฤษฎีการเหนี่ยวนำ.....	8
2.4.2 การแพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศ.....	10
2.4.3 การแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด.....	10
2.5 สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	11
2.5.1 การออกแบบสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	13
2.6 อัตรายาย.....	14
2.7 แบนด์วิดท์.....	16

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา.....	18
3.1 บทนำ.....	18
3.2 สมการแมกซ์เวลล์และอี้อัลกอริทึม.....	19
3.3 เสถียรภาพเชิงตัวเลข.....	24
3.4 การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศด้วยวิธี FDTD.....	24
3.4.1 พารามิเตอร์การกระจาย.....	24
3.4.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง.....	26
3.5 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน.....	27
3.6 การแปลงสนามการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสำหรับวิธี FDTD.....	33
3.6.1 แหล่งกำเนิดสมมูลสำหรับสนามระยะไกล.....	33
3.6.2 หลักการของกล่องเสมือน.....	36
บทที่ 4 การออกแบบและวิเคราะห์ผล.....	39
4.1 บทนำ.....	39
4.2 ขั้นตอนการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป.....	39
4.2.1 การออกแบบสายส่งสัญญาณไมโครสตริป.....	40
4.2.2 การคำนวณหาค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์.....	40
4.2.3 การจำลองสายอากาศด้วยวิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา.....	41
4.3 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบ ร่วมที่ความถี่ 2.4 GHz.....	43
4.3.1 สายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส.....	43
4.3.2 สายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	48
4.3.3 สายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	50
4.4 สายอากาศช่องเปิดแบบขั้นเดียวโดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	55
4.4.1 ผลกระทบของการปรับค่า L1 กับ W1 เท่ากัน.....	56

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.4.2 ผลกระทบของการปรับค่า L1.....	57
4.4.3 ผลกระทบของการปรับค่า W1.....	57
4.4.4 สายอากาศช่องเปิดแบบชั้นเดี่ยวโดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	59
4.5 สายอากาศช่องเปิดแบบสองชั้น โดยสายส่งสัญญาณแบบ ท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	63
4.5.1 ผลกระทบของการปรับค่า L1.....	64
4.5.2 ผลกระทบของการปรับค่า L2.....	64
4.5.3 ผลกระทบของการปรับค่า W1.....	65
4.5.4 ผลกระทบของการปรับค่า W2.....	66
4.5.5 สายอากาศช่องเปิดแบบสองชั้น โดยสายส่งสัญญาณแบบ ท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	67
4.6 ออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิด โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่น ระนาบร่วมที่มีสัดบเส้นตรงแนวนอน.....	70
4.6.1 กรณีปรับความกว้างของสัดบเส้นตรงแนวนอน.....	71
4.6.2 กรณีปรับระยะระหว่างสัดบกับขอบล่างของสายอากาศ.....	71
4.6.3 กรณีปรับระยะระหว่างสัดบกับขอบในของสายอากาศ.....	72
4.7 ออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิด โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่น ระนาบร่วมที่มีสัดบเส้นตรงแนวตั้ง.....	76
4.7.1 กรณีปรับระยะระหว่างสัดบกับขอบล่างของสายอากาศ.....	76
4.7.2 กรณีปรับระยะระหว่างสัดบกับขอบในของสายอากาศ.....	77
4.7.3 กรณีปรับความกว้างของสัดบเส้นตรงแนวตั้ง.....	78
4.8 สายอากาศแบบช่องเปิด โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่น ระนาบร่วมที่มีสัดบรูปตัวแอล.....	82
4.8.1 กรณีที่มีสัดบรูปตัวแอลมีขนาดเท่ากัน.....	83
4.8.1.1 เปรียบเทียบความกว้างและความยาวของสัดบรูปตัวแอล.....	83
4.8.1.2 กรณีปรับความกว้างของสัดบรูปตัวแอล.....	84
4.8.1.3 กรณีปรับระยะระหว่างสัดบกับขอบล่างของสายอากาศ.....	85

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.8.2 สายอากาศแบบช่องเปิดกรณีสัณฐานรูปตัวแอลมีขนาดไม่เท่ากัน.....	90
4.8.2.1 กรณีปรับความกว้างของสัณฐานรูปตัวแอลแนวตั้ง.....	90
4.8.2.2 กรณีปรับความกว้างของสัณฐานรูปตัวแอลแนวนอน.....	91
4.8.2.3 กรณีปรับระยะระหว่างสัณฐานกับขอบล่างของสายอากาศ.....	92
4.9 สายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ที่มีสัณฐานรูปตัวแอลขนาดไม่เท่ากัน.....	94
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	100
5.1 บทสรุปผลการวิจัย.....	100
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา.....	102
เอกสารอ้างอิง.....	103
ภาคผนวก.....	105
ภาคผนวก ก. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์.....	106
ประวัติผู้เขียน.....	117

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	46
4.2 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสโดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	48
4.3 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้งโดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	48
4.4 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้งโดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	50
4.5 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอนโดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	51
4.6 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	52
4.7 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดแบบขั้นเดี่ยวสองความถี่โดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	59
4.8 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดแบบขั้นเดี่ยวสองโดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	61
4.9 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบสองขั้นโดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	69
4.10 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณี ปรับความกว้างของสัดับเส้นตรงแนวนอน.....	71
4.11 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับระยะห่างระหว่างสัดับกับขอบล่างของสายอากาศ (A)	72
4.12 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับระยะห่างระหว่างสัดับกับขอบในของสายอากาศ (L1)	73
4.13 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิด กรณีมีสัดับเส้นตรงแนวนอน	74
4.14 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม กรณี มีสัดับเส้นตรงแนวตั้ง.....	82
4.15 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิด กรณีสัดับรูปตัวแอลที่มีขนาดเท่ากัน.....	87

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
4.16 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม กรณีที่มีสัดับรูปตัวแอลที่ขนาดไม่เท่ากัน.....	94
4.17 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม กรณี ช่องสัดับรูปตัวแอลที่มีขนาดเท่ากันไม่เท่ากัน.....	96

สารบัญญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป.....	5
2.2 ลักษณะของคลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป.....	5
2.3 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น.....	8
2.4 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น.....	8
2.5 การแพร่กระจายคลื่นจากไมโครสตริปแบบช่องเปิด.....	10
2.6 สนามไฟฟ้าในระนาบทรงกระบอก.....	11
2.7 ลักษณะการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด.....	11
2.8 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	11
2.9 ลักษณะการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	13
2.10 ภาคตัดกรวยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	13
3.1 โครงสร้างสามมิติโดยใช้ซีเซลล์.....	20
3.2 ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่ง (i, j, k) ของซีเซลล์.....	21
3.3 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของอีอัลกอริทึม.....	22
3.4 ลักษณะทั่วไปของวงจรไมโครเวฟแบบ 2 พอร์ต.....	25
3.5 สนามไฟฟ้าที่ผิวหนึ่งหน่วยของซีที่ตำแหน่ง $(1, j, k)$ เป็นกริดค่าสุดของโครงสร้าง FDTD.....	27
3.6 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล.....	33
3.7 กล้องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล.....	36
4.1 บล็อกไดอะแกรมสำหรับ FDTD อัลกอริทึม.....	42
4.2 โครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัส โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	43
4.3 วงจรสมมูลของสายอากาศแบบช่องเปิด.....	44
4.4 รูปแบบการจำลองโครงสร้างของสายอากาศที่ใช้การคำนวณด้วยวิธี FDTD.....	44
4.5 เกาส์เซียนพัลส์ที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศ.....	45
4.6 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	47
4.7 VSWR ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสโดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	47

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.8 อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_m) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	47
4.9 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิด รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้งโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	49
4.10 VSWR ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	49
4.11 อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_m) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	50
4.12 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยม ผืนผ้าแนวนอนโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	51
4.13 VSWR ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	52
4.14 อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_m) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	52
4.15 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy และ xz ของสายอากาศ แบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอนที่ความถี่ 2.4 GHz.....	53
4.16 การเปลี่ยนแปลงของความถี่เรโซแนนซ์กับความกว้างและความยาวของของสายอากาศ.....	53
4.17 การเปลี่ยนแปลงของอินพุตอิมพีแดนซ์กับความกว้างและความยาวของของสายอากาศ.....	54
4.18 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบขั้นเดียว โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	55
4.19 วงจรสมมูลของสายอากาศช่องเปิดแบบขั้น.....	55
4.20 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่า L1 และ W1 มีขนาดเท่ากัน.....	56
4.21 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่า L1.....	57
4.22 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่า W1.....	58
4.23 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบขั้นเดียว สองความถี่โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	58
4.24 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบขั้นเดียว โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	60

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.25 อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบชั้นเดียว โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	60
4.26 VSWR ของสายอากาศช่องเปิดแบบชั้นเดียว โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	61
4.27 การแพร่กระจายสนามระยะไกลของสายอากาศช่องเปิดแบบชั้นเดียว โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่ความถี่ 2.4 GHz.....	62
4.28 โครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดแบบสองชั้น โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	63
4.29 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่า L1 ของสายอากาศช่องเปิด.....	64
4.30 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่า L2 ของสายอากาศช่องเปิด.....	65
4.31 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่า W1 ของสายอากาศช่องเปิด.....	65
4.32 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่า W2 ของสายอากาศช่องเปิด.....	66
4.33 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบสองชั้น โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	67
4.34 อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบสองชั้น โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	68
4.35 VSWR ของสายอากาศช่องเปิดแบบสองชั้น โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	68
4.36 การแพร่กระจายสนามระยะไกลของสายอากาศช่องเปิดแบบสองชั้น โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่ความถี่ 2.4 GHz.....	69
4.37 โครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสัดับเส้นตรงแนวนอน.....	70
4.38 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่าพารามิเตอร์ B	71
4.39 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่าพารามิเตอร์ A	72
4.40 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่าพารามิเตอร์ L1	73
4.41 VSWR ของสายอากาศช่องเปิด กรณีมีสัดับเส้นตรงแนวนอน.....	73
4.42 อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) ของสายอากาศช่องเปิด กรณีมีสัดับเส้นตรงแนวนอน.....	74

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.43 การแพร่กระจายสนามระยะไกลของสายอากาศช่องเปิด กรณีมีสัดับเส้นตรงแนวนอนที่ความถี่ 2.4 GHz.....	75
4.44 โครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสัดับเส้นตรงแนวตั้ง.....	76
4.45 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่าพารามิเตอร์ A	77
4.46 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่าพารามิเตอร์ L1	77
4.47 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่าพารามิเตอร์ C	78
4.48 VSWR ของสายอากาศแบบช่องเปิด กรณีมีสัดับเส้นตรงแนวตั้ง.....	79
4.49 อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) ของสายอากาศแบบช่องเปิด กรณีมีสัดับเส้นตรงแนวตั้ง.....	79
4.50 การแพร่กระจายสนามระยะไกลของสายอากาศช่องเปิด กรณีที่มีสัดับเส้นตรงแนวนอนที่ความถี่ 2.4 GHz.....	80
4.51 โครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีช่องสัดับรูปตัวแอล.....	82
4.52 วงจรสมมูลของสายอากาศแบบช่องเปิดที่มีช่องสัดับรูปตัวแอล.....	82
4.53 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับขนาดพารามิเตอร์ W1 และ L1.....	83
4.54 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับความกว้างสัดับรูปตัวแอล.....	84
4.55 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ A	85
4.56 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีมีสัดับรูปตัวแอล.....	86
4.57 VSWR กรณีที่มีช่องสัดับรูปตัวแอล.....	86
4.58 อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) กรณีที่มีช่องสัดับรูปตัวแอล.....	86
4.59 สนามไฟฟ้า สนามแม่เหล็ก และความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศช่องเปิด กรณีที่มีสัดับรูปตัวแอล.....	88
4.60 การแพร่กระจายสนามระยะไกลของสายอากาศช่องเปิด ที่ความถี่ 2.4 GHz.....	88
4.61 การแพร่กระจายสนามระยะไกลของสายอากาศช่องเปิด ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	89
4.62 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีมีสัดับรูปตัวแอลขนาดไม่เท่ากัน.....	90
4.63 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ C	91
4.64 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง กรณีปรับพารามิเตอร์ C	91
4.65 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ B	92

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.66 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง กรณีปรับพารามิเตอร์ C	92
4.67 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ A	93
4.68 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง กรณีปรับพารามิเตอร์ A	93
4.69 โครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบ ท่อนำคลื่นระนาบร่วม ที่มีสัดับรูปตัวแอลขนาดไม่เท่ากัน.....	94
4.70 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีสัดับรูปตัวแอลขนาดไม่เท่ากัน โดยวิธี FDTD.....	95
4.71 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีสัดับรูปตัวแอลขนาดไม่เท่ากัน โดยวิธี MOM.....	95
4.72 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง กรณีสัดับรูปตัวแอลขนาดไม่เท่ากัน.....	95
4.73 อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) กรณีสัดับรูปตัวแอลขนาดไม่เท่ากัน.....	96
4.74 ความหนาแน่นสนามไฟฟ้า กรณีสัดับรูปตัวแอลขนาดไม่เท่ากัน.....	97
4.75 ความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก กรณีสัดับรูปตัวแอลขนาดไม่เท่ากัน.....	97
4.76 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า กรณีสัดับรูปตัวแอลขนาดไม่เท่ากัน.....	97
4.77 การแพร่กระจายสนามระยะไกล กรณีสัดับรูปตัวแอลขนาดไม่เท่ากัน ที่ความถี่ 2.4 GHz.....	98
4.78 การแพร่กระจายสนามระยะไกล กรณีสัดับรูปตัวแอลขนาดไม่เท่ากัน ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	98

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันนี้เทคโนโลยีด้านการสื่อสารได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องและเติบโตขึ้นอย่างรวดเร็ว เช่น การสื่อสารดาวเทียม โครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) และ ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เป็นต้น การสื่อสารข้อมูลต่าง ๆ เหล่านี้ล้วนแต่ใช้ความถี่ในย่านความถี่ไมโครเวฟในการ รับ-ส่ง ข้อมูลทั้งสิ้น ระบบเครือข่ายไร้สาย (Wireless Communication Systems) แบ่งได้เป็น 3 ลักษณะตามระยะทางของการติดต่อสื่อสาร คือ WPAN (Wireless Personal Area Network) WLAN (Wireless Local Area Network) และ WWAN (Wireless Wide Area Network) สำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) นับเป็นการสื่อสารหนึ่งที่ใช้กันแพร่หลายมากขึ้นเป็นลำดับ เนื่องจากระบบมีความยืดหยุ่นสูง เพราะเป็นระบบที่ใช้คลื่นวิทยุในการรับส่งข้อมูล และย่านความถี่สำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายนี้มีการกำหนดอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g ตามลำดับ

สายอากาศแบบไมโครสตริปนับได้ว่าเป็นอุปกรณ์หนึ่งที่มีความสำคัญ ในการรองรับกับการสื่อสารข้อมูลข่าวสารในปัจจุบันซึ่งมีความเป็นมัลติมีเดียมากขึ้น โดยเป็นสายอากาศชนิดหนึ่งที่มีการใช้กับการรับ-ส่งข้อมูลข่าวสารในย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งเป็นสายอากาศที่มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูกเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศแบบอื่น ๆ รูปแบบพื้นฐานต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริป [1] สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 รูปแบบคือ สายอากาศแบบไดโพล (Dipole-antenna) สายอากาศแบบแผ่น (Patch-antenna) สายอากาศแบบช่องเปิด (Slot-antenna) และ สายอากาศไมโครสตริปแบบคลื่นเดินทาง สำหรับสายอากาศแบบช่องเปิดนั้นเป็นสายอากาศชนิดหนึ่งที่ได้รับ ความนิยมเนื่องจากเป็นสายอากาศที่ออกแบบได้ง่าย รูปแบบการแผ่สนามระยะไกลสามารถกำหนด ได้ทั้งแบบทิศทางเดียว (Uni-directional) และสองทิศทาง (Bi-directional) ขึ้นอยู่กับความต้องการ ใช้งาน และสายอากาศช่องเปิดนั้นสามารถใช้รูปแบบของสายส่งสัญญาณได้หลายรูปแบบ คือ แบบ ท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) สายโคแอกเซียลโพรบ (Coaxial Probe) และ เส้นไมโครสตริป (Microstrip line) เป็นต้น

สำหรับสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม นั้นเป็นสายอากาศรูปแบบหนึ่งที่ได้รับ ความนิยมเนื่องจากมีข้อดีต่าง ๆ คือ การแผ่กระจายคลื่นจากส่วนป้อนสัญญาณน้อย ง่ายต่อการทำ แมทชิงอิมพีแดนซ์ (Matching Impedance) และสามารถออกแบบให้มีแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ได้ กว้างกว่าแบบอื่น ๆ รูปแบบของการป้อนสัญญาณของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดหลัก ๆ คือ การต่อแบบวงจรมัด (Closed-circuit) และ การต่อแบบวงจรมัด (Opened-circuit)

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดป้อนด้วยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ที่มีโครงสร้างพื้นฐาน และง่ายในการทำแม่ทิมพีแดนซ์ เพื่อทำการศึกษาผลกระทบอันเนื่องจากการปรับเปลี่ยนรูปร่างของสายอากาศ และสามารถรองรับกับ โครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ซึ่งเป็นการสื่อสารหนึ่งในปัจจุบันมีการใช้กันแพร่หลายมากขึ้น และการสื่อสารข้อมูลในโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายนี้มีการกำหนดภายใต้มาตรฐาน IEEE 802.11 คือ IEEE 802.11a (5.150-5.350, 5.75-5.85 GHz) IEEE 802.11b และ IEEE 802.11g (2.4-2.4835 GHz) ตามลำดับ

สำหรับสายอากาศไมโครสตริปสำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย มีผู้สนใจศึกษาในหลากหลายรูปแบบ เช่น สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบ สายอากาศช่องเปิดแบบวงแหวน สายอากาศแบบไดโพล สายอากาศรูปตัวอักษรต่างๆ เป็นต้น แต่สำหรับสายอากาศที่ผ่านมานั้น ก่อนข้างจะมีข้อจำกัดกล่าวคือ แบนด์วิดท์ค่อนข้างแคบ มีขนาดค่อนข้างใหญ่ มีรูปแบบที่ซับซ้อน และค่อนข้างทำแม่ทิมพีแดนซ์ได้ยาก

1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศเพื่อให้ได้สายอากาศที่สามารถรองรับระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ซึ่งปัจจุบันได้รับความนิยมกันอย่างแพร่หลาย โดยจะทำการจำลองแบบสายอากาศด้วยวิธีการผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงจำกัดในโดเมนเวลา FDTD (Finite-Different Time-Domain) เพื่อศึกษาคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ

1.4 ขอบเขตของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) เพื่อให้สามารถรองรับกับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) โดยรูปแบบของสายอากาศที่ออกแบบคือ สายอากาศแบบช่องเปิด และป้อนด้วยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) โดยเริ่มต้นกำหนดให้ความยาวของช่องเปิดสี่เหลี่ยมจัตุรัสคงที่ และใช้การปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่าง ๆ จากสี่เหลี่ยมจัตุรัสมาเป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้าและทำการปรับเปลี่ยนรูปร่างของสายอากาศโดยการเพิ่มช่องของดับเข้าไปในช่องเปิดของสายอากาศ

ทำการศึกษาผลกระทบของสายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ซึ่งประกอบด้วย ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (Return loss : S_{11}) อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input impedance) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio : VSWR) รูปแบบการแผ่พลังงานของสนามระยะไกล (Far-field radiation pattern) และอัตราขยาย (Gain) เป็นต้น นอกจากนี้แล้วยังศึกษาและกำหนดสมการสำหรับการออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบ รวมทั้งเทคนิคการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของสายอากาศเพื่อให้สามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่ต้องการ

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการแบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท ซึ่งประกอบด้วย

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของ การศึกษา ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย และขอบเขตของการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสายอากาศ ซึ่งประกอบด้วย โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศ ชนิดของสายอากาศ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ และรายละเอียดต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริป

บทที่ 3 กล่าวถึงวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมจัตุรัสในโดเมนเวลา (FDTD Method) ซึ่งประกอบด้วย วิธีการผลต่างสี่เหลี่ยมจัตุรัส สมการแมกซ์เวลล์ และอัลกอริทึม (Yee Algorithm) เสถียรภาพเชิงตัวเลข การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศด้วยวิธี FDTD เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary Conditions) และการแปลงสนามการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศด้วยวิธี FDTD เป็นต้น

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศรูปแบบต่าง ๆ ที่ได้จากการจำลอง ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศช่องเปิดแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส สายอากาศช่องเปิดแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า แนวตั้ง สายอากาศช่องเปิดแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน แล้วนำช่องเปิดแบบที่ดีที่สุดมาทำการปรับเปลี่ยนรูปร่าง และนำสัณฐานรูปต่าง ๆ มาใส่ในช่องเปิดดังนี้คือ แบบขั้นเดี่ยว สองชั้น สัณฐานเส้นตรงแนวนอน สัณฐานเส้นตรงแนวตั้ง และ สัณฐานรูปตัวแอล แล้วทำการการปรับพารามิเตอร์ เพื่อวิเคราะห์ค่าคุณลักษณะของสายอากาศ

บทที่ 5 กล่าวถึงบทสรุป พร้อมทั้งข้อเสนอแนะแนวทางในการศึกษาและการพัฒนา งานวิจัยต่อไป

บทที่ 2

ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสายอากาศ

2.1 บทนำ

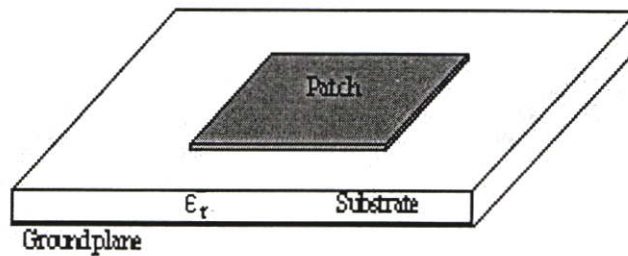
การติดต่อสื่อสารในปัจจุบันนั้นประกอบไปด้วย เครื่องส่งสัญญาณ ส่วนนำสัญญาณ และเครื่องรับสัญญาณ สายอากาศไมโครสตริปถูกสร้างจากวัสดุที่เป็นตัวนำที่ดี โดยถูกออกแบบมาเพื่อให้มีรูปร่างและขนาดที่จะแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ สายอากาศเป็นส่วนสำคัญของทั้งทางเครื่องส่งและเครื่องรับ สายอากาศส่วนใหญ่ทำจากลวดตัวนำ เป็นท่อกลวงหรือตัน โครงสร้างเป็นเส้นตรงหรือโค้งงอ แล้วแต่ชนิดของสายอากาศ ในบทนี้จะกล่าวถึงความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสายอากาศ และเพื่อให้สอดคล้องกับรูปแบบสายอากาศที่ออกแบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเน้นสำคัญที่ทฤษฎีสายอากาศไมโครสตริป สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริป รวมทั้งการออกแบบสายส่งสัญญาณไมโครสตริป ซึ่งจะเสนอตามลำดับดังนี้

2.2 สายอากาศไมโครสตริป

สายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่ได้รับการศึกษา และพัฒนาอย่างต่อเนื่องตั้งแต่ปี ค.ศ. 1970 เป็นต้นมา สายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก ดังนั้นจึงได้มีการทำวิจัย และพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปมาอย่างต่อเนื่อง โดยทั่วไปแล้วรูปร่างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปที่นิยมนำมาใช้งานโดยหลัก ๆ จะแบ่งสายอากาศไมโครสตริปเป็นแบบแผ่นและสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ข้อได้เปรียบทางโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป คือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และมีความหลากหลายของรูปร่างของตัวแผ่กระจายคลื่น นอกจากนี้ยังมีข้อดีอื่น ๆ เช่น ผลิตด้วยเทคโนโลยีการผลิตวงจรรวม ซึ่งทำให้สร้างได้ง่าย ราคาถูก และตัวสายอากาศมีความแข็งแรงทนทาน นอกจากนี้สายอากาศชนิดนี้ยังเหมาะสำหรับการนำไปใช้งานในโครงสร้างวงจรรวมไมโครเวฟ (Monolithic Microwave Integrated Circuit: MMIC) ด้วยคุณสมบัติของสายอากาศทำให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสารต่าง ๆ ได้หลากหลาย เช่น การสื่อสารในระบบเครือข่ายไร้สาย ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ และการสื่อสารผ่านดาวเทียม เป็นต้น

2.2.1 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป

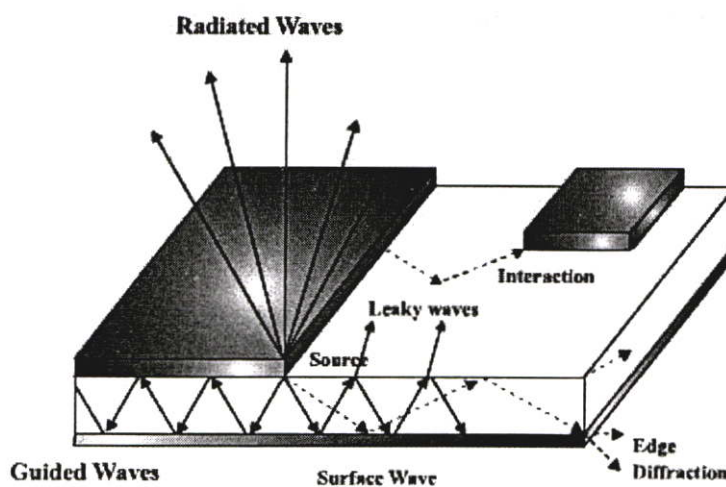
ไมโครสตริปเป็นแผ่นวงจรที่ใช้กันอย่างกว้างขวางในย่านความถี่ไมโครเวฟ โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปจะสร้างมาจากแผ่นฉนวน (Dielectric) ที่มีการสูญเสียต่ำ ซึ่งเรียกว่าวัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริก (Dielectric Substrate) ด้านหนึ่งจะเป็นส่วนของตัวนำทั้งหมดเรียกว่า พื้นกราวด์ (Ground Plane) ส่วนอีกด้านเป็นส่วนของวงจรหรือสายอากาศที่ถูกสร้างลงไป โดยโครงสร้างที่สำคัญของสายอากาศไมโครสตริปประกอบด้วย วัสดุฐานรอง (Substrate) และ สายส่งสัญญาณ (Transmission Line) ดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของไมโครสตริป

2.2.2 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป

สายอากาศไมโครสตริปจะมีคลื่นที่แพร่กระจายอยู่หลายแบบ เช่น คลื่นนำทาง (Guided Wave) คลื่นแผ่พลังงาน (Radiated Wave) คลื่นรั่ว (Leaky Wave) คลื่นผิว (Surface Wave) ดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 ลักษณะของคลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป

2.2.2.1 คลื่นถูกนำทาง (Guided Wave)

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

2.2.2.2 คลื่นแผ่พลังงาน (Radiated Wave)

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

2.2.2.3 คลื่นรั่ว (Leaky Wave)

ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นจะอยู่ในช่วง 3 ถึง 6 นาฬิกา โดยคลื่นรั่วนั้นจะแพร่กระจายมาจากคลื่นที่สะท้อนมาจากกระนาบกราวด์ และไปยังจุดเชื่อมต่อระหว่างอากาศกับไดอิเล็กตริก เมื่อคลื่นที่สะท้อนมาถึงตำแหน่งนี้จะทำให้เกิดคลื่นที่ถูกส่งไปในอากาศ นั่นคือ คลื่นรั่วออกจากคลื่นที่สะท้อนกลับลงไปวัสดุฐานรอง (Surface Wave) ลักษณะของคลื่นรั่วที่เกิดขึ้นนี้จะนำไปช่วยในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งจะอยู่ในเงื่อนไขของความเหมาะสมที่จะนำไปใช้ในแต่ละสายอากาศ เช่น ทำให้มีสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) ที่สูง

2.2.2.4 คลื่นผิว (Surface Wave)

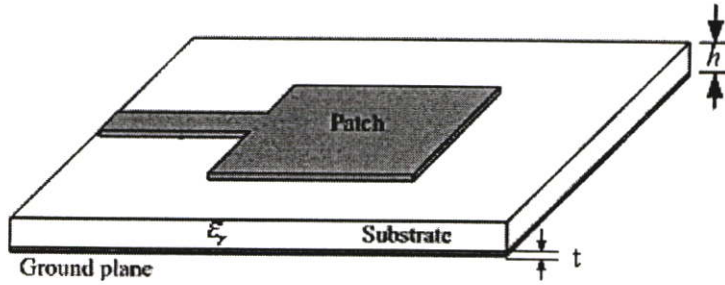
มุมในการแพร่กระจายที่เกิดขึ้นมีค่ามากกว่าของคลื่นรั่ว จึงทำให้เกิดคลื่นที่สะท้อนกลับมายังวัสดุฐานรอง จึงเรียกคลื่นแบบนี้ว่าคลื่นผิว เมื่อคลื่นผิวถูกส่งมาที่ขอบของโครงสร้างดั่งรูป จะทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นออกมาจากโครงสร้าง คลื่นที่แพร่กระจายออกมานี้ทำให้เกิดผลเสียต่อแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ คือ ทำให้พลังงานในการส่งหรือรับน้อยลง ลักษณะของคลื่นแบบนี้จะมีความสำคัญ เมื่อใช้วัสดุฐานรองที่หนาและสภาพยอมทางไฟฟ้ามีค่าสูง

2.2.2.5 ความต้องการคลื่นในสายส่งสัญญาณและสายอากาศ

ในการแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายส่งสัญญาณนั้น คลื่นถูกนำทางจะถูกกระตุ้นมากที่สุด ขณะที่จะต้องหลีกเลี่ยงคลื่นแผ่พลังงาน คลื่นรั่ว และคลื่นผิว ในทางตรงกันข้ามถ้าเป็นสายอากาศนั้นต้องการให้เกิดคลื่นแผ่พลังงานมากที่สุด และจะต้องป้องกันการเกิดคลื่นนำทางในแผ่นตัวนำและคลื่นผิว

2.3 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น

สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น ที่ประกอบด้วยแผ่นตัวนำบางๆ ซึ่งเป็นตัวแผ่กระจายคลื่นเรียกว่า แผ่นสายอากาศ (Path Antenna) วางบนผิวของวัสดุฐานรอง อีกด้านของวัสดุฐานรองเป็นระนาบกราวด์ (Ground plane) โดยความหนาของส่วนโลหะจะมีขนาดน้อยกว่าความยาวคลื่นของอากาศมากๆ ($t \ll \lambda_0$) เช่นเดียวกับกับความหนาของวัสดุฐานรอง ซึ่ง $h \ll \lambda_0$ และโดยทั่วไปจะอยู่ในช่วง $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$



รูปที่ 2.3 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น

การพิจารณาคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น ส่วนประกอบหนึ่งที่มีความสำคัญ คือ ความหนา (h) และค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (Dielectric Constant : ϵ_r) ของตัววัสดุฐานรอง โดยทั่วไปค่าคงตัวไดอิเล็กตริกจะอยู่ในช่วง $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ ซึ่งการใช้วัสดุฐานรองที่มีความหนามาก และมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกต่ำจะได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพสูง และมีแบนด์วิดท์กว้าง แต่ข้อเสียคือตัวสายอากาศมีขนาดใหญ่ ส่วนการใช้วัสดุฐานรองที่บาง และมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสูงนั้น มักจะนิยมนำมาใช้ร่วมกับวงจรทางไมโครเวฟ เนื่องจากวงจรทางไมโครเวฟ ต้องการขอบเขตสนามที่แน่นอนเพื่อลดการแผ่กระจายคลื่น และการเชื่อมร่วม (Coupling) สัญญาณที่ไม่ต้องการให้น้อยที่สุด และยังทำให้วงจรมีขนาดเล็กลงด้วย แต่เนื่องจากการสูญเสียในวงจรมาก ทำให้ประสิทธิภาพ และแบนด์วิดท์ของสายอากาศลดลง ดังนั้นในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น จึงต้องคำนึงถึงความเหมาะสมทั้งในด้านประสิทธิภาพของสายอากาศ และการออกแบบวงจร

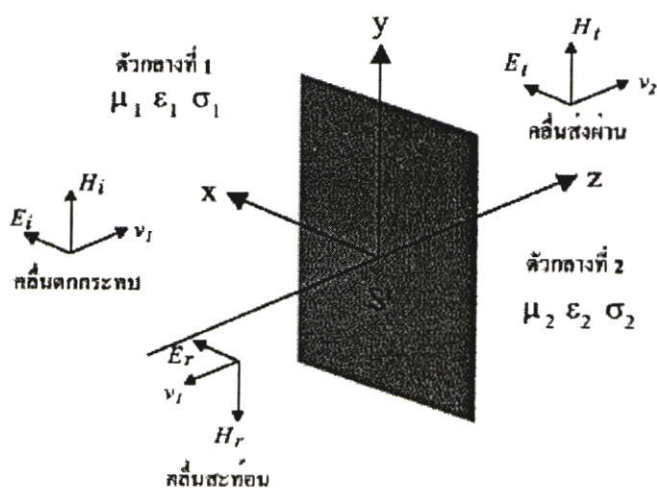
โดยทั่วไปสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นมักจะออกแบบให้แผ่นสายอากาศ และสายส่งสัญญาณอยู่บนตัววัสดุฐานรองเดียวกัน ซึ่งตัวแผ่นสายอากาศนั้นสามารถมีรูปร่างที่หลากหลายตามวัตถุประสงค์ของการนำไปใช้งาน ได้แก่ รูปแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส (Square) สี่เหลี่ยมผืนผ้า (Rectangular) ไดโพล (Dipole) แถบแคบบาง ๆ (Thin strip) วงกลม (Circular) วงรี (Ellipse) สามเหลี่ยม (Triangular) ห้าเหลี่ยม (Pentagon) หรือรูปร่างอื่น ๆ โดยรูปร่างสี่เหลี่ยมจัตุรัส สี่เหลี่ยมผืนผ้า และไดโพล จัดว่าเป็นรูปร่างที่ได้รับความนิยมมาก เนื่องจากสามารถสร้าง และ

วิเคราะห์คุณลักษณะได้ง่าย และมีคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นดี (มีค่า cross polarization ต่ำ) นอกจากนี้ยังเป็นสายอากาศที่มีแบนด์วิดท์กว้าง และใช้พื้นที่ในการสร้างน้อยอีกด้วย

2.4 คุณลักษณะสายอากาศแบบช่องเปิด

2.4.1 ทฤษฎีการเหนี่ยวนำ (Induction Theorem)

สายอากาศแบบช่องเปิดนั้น โดยทั่วไปปัญหาจะอยู่ในลักษณะที่ว่าแหล่งกำเนิดคลื่นจะอยู่ในอาณาบริเวณหนึ่ง และคลื่นที่กระจายออกจากสายอากาศจะกระจายไปในอีกอาณาบริเวณหนึ่งซึ่งมีตัวกลางไม่เหมือนกัน รูปที่ 2.4 แสดงรูปทั่วไปของปัญหาดังกล่าวนี้ คือ แหล่งกำเนิดคลื่นอยู่ในตัวกลางที่ 1 ซึ่งอาณาบริเวณถูกล้อมรอบไว้ด้วยผิวปิด S' และตัวกลางที่ 2 ที่อยู่ติดกับอาณาบริเวณของตัวกลางที่ 1 เป็นบริเวณที่เราต้องการรู้ว่าการกระจายคลื่นจะเป็นไปในลักษณะใดในปัญหาเช่นนี้ถ้าตัวกลางที่ 1 และตัวกลางที่ 2 มีค่าคงที่ของตัวกลางไม่เหมือนกันหรือมีค่าอินทรินสิคอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ไม่เหมือนกัน คลื่นเคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดคลื่นเมื่อปะทะกับผิวขอบเขตจะเกิดการสะท้อนของคลื่นกลับเข้าสู่ตัวกลางที่ 1 และส่งผ่านคลื่นเข้าไปในตัวกลางที่ 2 ด้วย เพราะฉะนั้น ถ้าให้ \vec{E}^i และ \vec{H}^i เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากแหล่งกำเนิดคลื่นตกกระทบ \vec{E}^r และ \vec{H}^r เป็นคลื่นที่เกิดจากการสะท้อนที่ผิวขอบเขต \vec{E}^t และ \vec{H}^t เป็นคลื่นที่ส่งผ่านเข้าไปในตัวกลางที่ 2 ดังนั้นในตัวกลางที่ 1 คลื่นที่ปรากฏอยู่ก็จะเป็นผลบวกของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนรวมกัน คือ $\vec{E}^i + \vec{E}^r$ และ $\vec{H}^i + \vec{H}^r$ ส่วนในตัวกลางที่ 2 ก็จะมีเพียงคลื่นที่ส่งผ่าน คือ \vec{E}^t และ \vec{H}^t ซึ่งก็คือคลื่นที่กระจายไปในตัวกลางที่ 2 ที่ต้องการรู้ค่านั่นเอง



รูปที่ 2.4 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น

ในการคำนวณหาคลื่น \vec{E}^I และ \vec{H}^I นี้ทำได้โดยวิธีการต่อไป ก่อนอื่นที่ผิวขอบเขตสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะต้องมีความสัมพันธ์กันในรูปต่อไปนี้

$$\vec{E}_i + \vec{E}_i^r = \vec{E}_i^t \quad (2.1)$$

$$\vec{H}_i + \vec{H}_i^r = \vec{H}_i^t \quad (2.2)$$

โดยที่ตัวพ่วง i หมายถึงส่วนประกอบของสนามในแนวขนานกับผิวขอบเขต

คลื่นสะท้อน \vec{E}^r และ \vec{H}^r และคลื่นส่งผ่าน \vec{E}^t และ \vec{H}^t จะได้ว่าคลื่นทั้งสองชุดนี้จะถูกต้องตามสมการแมกซ์เวลล์ที่ทุก ๆ ตำแหน่งยกเว้นที่ผิวขอบเขตซึ่งมีความไม่ต่อเนื่องเกิดขึ้น โดยจะอยู่ในรูปต่อไปนี้

$$\vec{E}_i - \vec{E}_i^r = \vec{E}_i^t \quad (2.3)$$

$$\vec{H}_i - \vec{H}_i^r = \vec{H}_i^t \quad (2.4)$$

เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต่อเนื่องที่เกิดขึ้นตรงผิวขอบเขตนั้น สามารถคิดได้ว่าเกิดขึ้นจากกระแสไฟฟ้าสมมูลและกระแสแม่เหล็กสมมูลที่กระจายอยู่บนผิวขอบเขตในรูป สมการต่อไปนี้คือ

$$\vec{J} = \vec{n} \times (\vec{H}_i^t - \vec{H}_i^r) \quad (2.5)$$

$$\vec{M} = -\vec{n} \times (\vec{E}_i^t - \vec{E}_i^r) \quad (2.6)$$

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

นั่นคือในการหาคลื่นสะท้อน \vec{E}^r และ \vec{H}^r และคลื่นที่ส่งผ่านเข้าตัวกลางที่ 2 คือ \vec{E}^t และ \vec{H}^t นั้น แทนที่จะแก้ปัญหาจากแหล่งกำเนิดคลื่นโดยตรง อาจคิดได้ว่าคลื่นทั้งสองชุดนี้ เกิดจากกระแสไฟฟ้าสมมูล และกระแสแม่เหล็กสมมูลดังกล่าวนี้ และเนื่องจากเป็นเวกเตอร์หน่วยที่ผิวขอบเขต เพราะฉะนั้นสมการ (2.5) และสมการ (2.6) จะเขียนได้โดยใช้ \vec{n} , \vec{E}^i ดังนี้

$$\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}^i \quad (2.7)$$

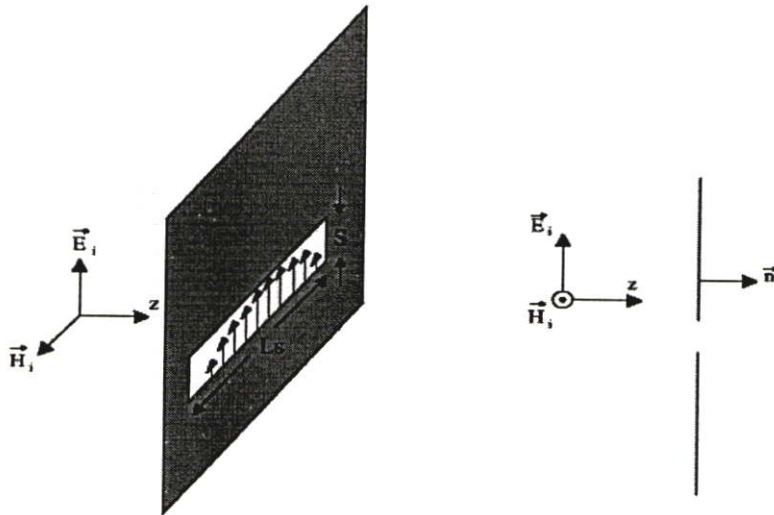
$$\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}^i \quad (2.8)$$

2.4.2 การแพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศช่องเปิด

การแพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศแบบช่องเปิดเกิดขึ้นเมื่อคลื่นเคลื่อนที่เข้าปะทะกับแผ่นตัวนำสมบูรณ์แบบช่องเปิดแคบ โดยที่สนามไฟฟ้ามีทิศตั้งฉากกับแนวของช่องเปิด จะเห็นได้ว่าที่ตรงช่องเปิดจะมีสนามไฟฟ้าความเข้มสูงมากเกิดขึ้น ทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นออกไปยังบริเวณที่อยู่อีกด้านหนึ่งในกรณีที่ช่องเปิดแคบมาก 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 เข้าหาศูนย์สนามแม่เหล็กที่ช่องเปิดก็จะเข้าหาอนันต์จึงไม่สามารถตัดทิ้งได้

ถ้าให้ E_s เป็นสนามไฟฟ้าที่ช่องเปิด และช่องเปิดยาว L_s เนื่องจากปลายทั้งสองของช่องเปิดสนามไฟฟ้าจะต้องเป็นศูนย์ เพราะฉะนั้นการกระจายของสนามไฟฟ้าบนช่องเปิดจะเขียนได้ดังรูปที่ 2.5

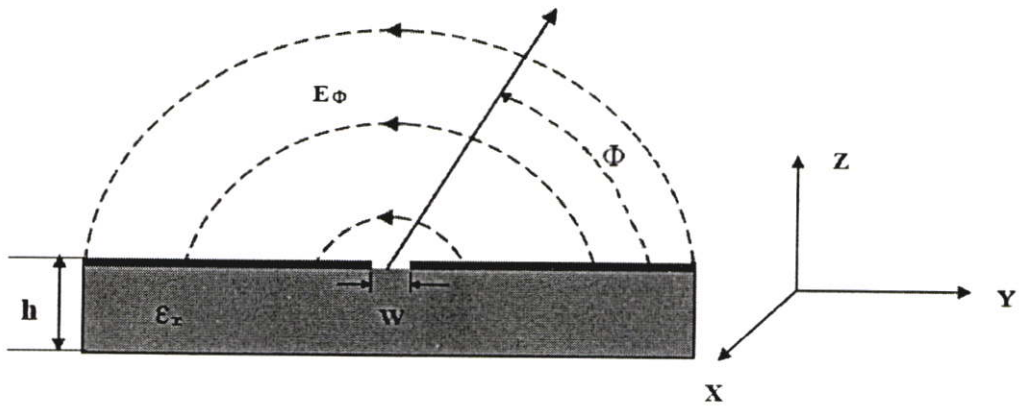
กระแสแม่เหล็กสมมูลที่เกิดขึ้นนี้เนื่องจากแผ่นตัวนำมีความหนาจำกัด จะเกิดขึ้นที่ทางด้านหน้าและด้านหลังโดยมีขนาดเท่ากัน



รูปที่ 2.5 การแพร่กระจายคลื่นจากไมโครสตริปแบบช่องเปิด

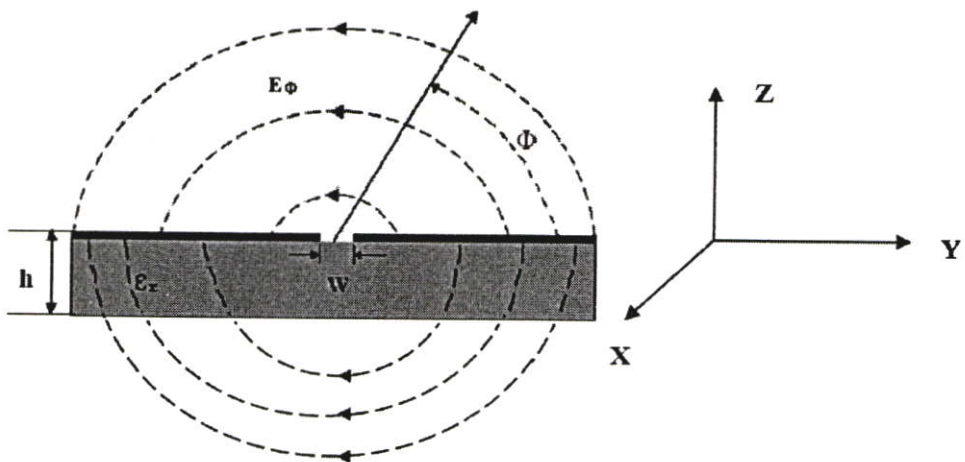
2.4.3 การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด (Slot line)

สนามไฟฟ้าในช่องเปิดจะประกอบด้วยสามส่วน อย่างไรก็ตามในสนามระยะไกลจะเหลือเพียงแค่ส่วนเดียวในทิศทาง θ ดังแสดงในรูปที่ 2.6 สนามไฟฟ้าหลักของคลื่นที่เคลื่อนที่ในช่องเปิดคือ ทิศทางที่พุ่งข้ามออกจากช่องเปิดในทิศทางไปตามระนาบแผ่นโลหะที่วางอยู่บนวัสดุฐานรอง



รูปที่ 2.6 สนามไฟฟ้าในระนาบทรงกระบอกร

ลักษณะการแผ่กระจายสนามไฟฟ้าของช่องเปิด ในด้านของวัสดุฐานรองแถบโลหะ และในอากาศได้แสดงดังรูปที่ 2.7

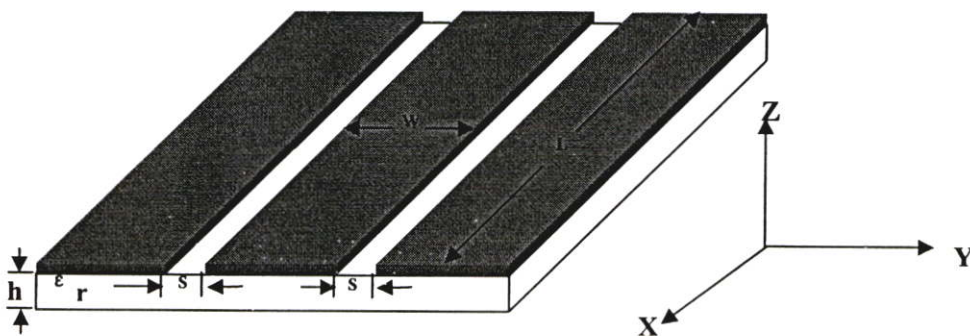


รูปที่ 2.7 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด

2.5 สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide)

สายส่งสัญญาณที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟนั้น สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ประเภท คือ สายส่งสัญญาณที่รองรับการแพร่กระจายคลื่นในโหมด TEM หรือ กึ่ง TEM (quasi-TEM) และสายส่งสัญญาณที่ไม่รองรับการแพร่กระจายคลื่นในโหมดดังกล่าว เรียกว่า NON-TEM โดยสายส่งสัญญาณในประเภทแรกมีหลายชนิดด้วยกัน ได้แก่ สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป และสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เป็นต้น ในที่นี้จะกล่าวถึงสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide) ซึ่งการแพร่กระจายคลื่นของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม จะเป็นแบบกึ่ง TEM (quasi-TEM)

สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide) ที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไป นั้นจะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.8 กล่าวคือ จะมีรูปร่างเป็นแถบโลหะวางอยู่บนวัสดุฐานรอง (วัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริก) ที่ถูกคั่นด้วยช่องเปิดสองช่อง คุณลักษณะหลักที่ใช้ในการพิจารณาสายส่งสัญญาณ คือ คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ และเพื่อให้เกิดความเข้าคู่กันระหว่างอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณกับอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ จะต้องพิจารณาปัจจัยที่มีผลกระทบต่อคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ ซึ่งได้แก่ ความหนาของวัสดุฐานรอง และความกว้างของแผ่นสตริป (W) ดังจะเห็นได้ว่าการเลือกชนิดของวัสดุฐานรองเป็นส่วนสำคัญในการพิจารณาคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ และคุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้มีดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.8 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide)

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์ (ϵ_r) เป็นค่าแสดงคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริก โดยเทียบกับอากาศ

- ค่า Loss tangent ($\tan\delta$) ที่ความถี่ 10 GHz คือ ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิสเพลเมนต์ ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสีย เนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด โดยที่ยิ่งต่ำก็ยิ่งดี

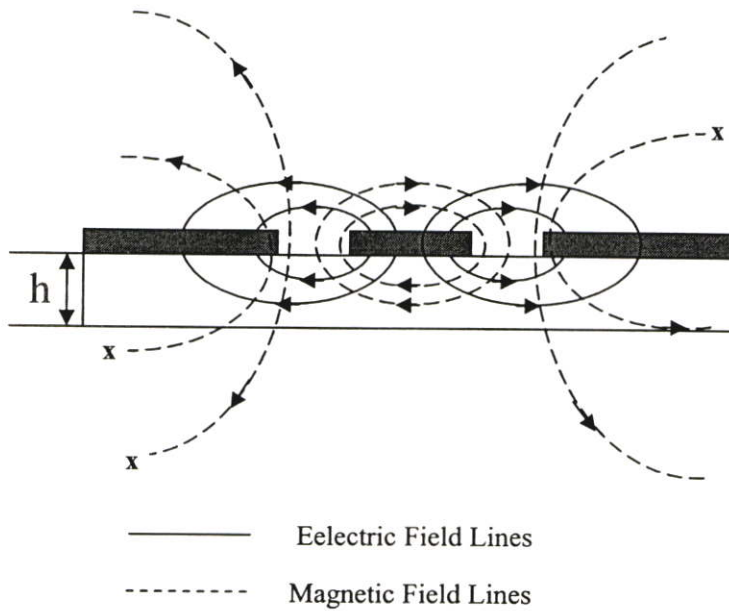
- ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) จะแสดงความสามารถในการระบายความร้อนของสารไดอิเล็กตริก ซึ่งค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี

- ความขรุขระของผิว จัดว่าเป็นคุณสมบัติที่มีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะจะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริป เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า

- ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric Strength) สำหรับค่านี้จะบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ

การแพร่กระจายของสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าในสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม นั้นจะมีลักษณะที่ต่างจากกันโดยสนามไฟฟ้าจะเคลื่อนที่ระหว่างแถบโลหะที่ถูกคั่นด้วย

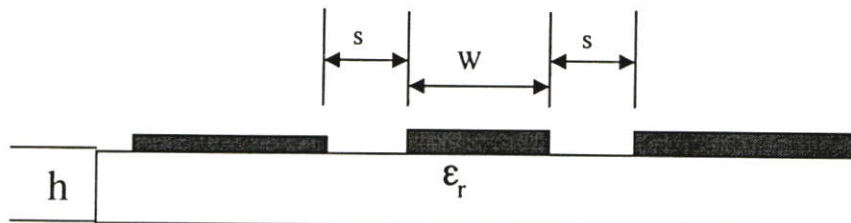
ช่องเปิดส่วนสนามแม่เหล็กนั้น จะเคลื่อนที่ล้อมรอบแผ่นโลหะในทิศทางตามความหนาของวัสดุ
ฐานรองแสดงดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าใน โดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่น
ระนาบร่วม

2.5.1 การออกแบบสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

ภาคตัดขวางของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม แสดงดังรูปที่ 2.10 ซึ่งสามารถ
หาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (ϵ_{eff}) และค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายส่ง
สัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Z) เพื่อนำไปใช้ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบ
ช่องเปิดต่อไป



รูปที่ 2.10 ภาคตัดขวางของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

สามารถหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลได้จากสมการ

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (2.9)$$

$$Z = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} \quad (2.10)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \pi / \ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{k'})}{(1 - \sqrt{k'})} \right] \quad \text{for } 0 \leq k \leq 1/\sqrt{2} \quad (2.11)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{k})}{(1 - \sqrt{k})} \right] \quad \text{for } 1/\sqrt{2} \leq k \leq 1 \quad (2.12)$$

$$k_1 = \frac{W}{W + 2s} \quad (2.13)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (2.14)$$

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

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.15)$$

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

2.6 อัตราขยาย (Gain)

อัตราขยาย (gain) ของสายอากาศนั้น เป็นความสัมพันธ์ที่ได้จากโคเรคทีวิตี โดยการรวมเอาประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ในขณะที่โคเรคทีวิตีแสดงคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้น การคิดอัตราขยายของสายอากาศจะวัดเทียบกับสายอากาศอ้างอิง โดยอัตราขยายของสายอากาศ คือ กำลังสองของอัตราส่วนระหว่างความเข้มสนามตามทิศที่มีการแพร่กระจายคลื่น

มากที่สุดเมื่อเทียบกับความเข้มสนามที่มากที่สุดเช่นเดียวกันของสายอากาศอ้างอิง หรืออาจจะแสดงในรูปของอัตราส่วนของกำลังงานที่ต้องใช้ในการส่งของสายอากาศทั้งสอง เพื่อให้เกิดความเข้มของสนามขนาดเท่ากัน ณ จุดเดียวกันในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุดหรืออัตราขยายของสายอากาศรับ คือ อัตราส่วนระหว่างค่าความเข้มของสายอากาศทดสอบกับสายอากาศอ้างอิง ณ จุดตั้งสายอากาศที่เดียวกัน

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

กำลังอัตราขยาย (Power Gain) ของสายอากาศ ในทิศทางที่กำหนดให้ นั้นมีค่าเท่ากับ 4π คูณอัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางนั้น ต่อกำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับจากขั้วต่อของเครื่องส่ง เมื่อไม่กำหนดทิศทางไว้โดยทั่วไปแล้วจะคิดเพาเวอร์เกนในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด

$$Gain = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.16)$$

โดยทั่วไปแล้วอัตราขยายสัมพัทธ์เป็นอัตราส่วนของกำลังอัตราขยายในทิศทางที่กำหนดให้ ต่อกำลังอัตราขยายของสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบในทิศทางนั้น เมื่อกำลังงานที่ป้อนเข้าสายอากาศทั้งสองนั้นต้องเท่ากัน สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบอาจจะเป็นสายอากาศไดโพล สายอากาศปากแตร หรือสายอากาศอื่น ๆ ซึ่งสามารถคำนวณอัตราขยายได้ง่าย หรือรู้ค่าอยู่แล้ว แต่อย่างไรก็ตามโดยส่วนใหญ่สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบจะเป็นไอโซทรอปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย ดังนั้นจะได้สมการดังนี้

$$G_g = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.17)$$

เมื่อ P_{in} คือ กำลังงานที่ป้อนให้กับไอโซทรอปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย

กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด (P_{rad}) สัมพันธ์กับกำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศ (P_{in}) ดังสมการที่ (2.18)

$$P_{rad} = e_r P_{in} \quad (2.18)$$

เมื่อ e_r คือประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย) ทำให้สมการที่ (2.17) และ (2.18) มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$G_g(\theta, \phi) = \frac{[4\pi U(\theta, \phi)]}{P_{rad}} \quad (2.19)$$

และมีความสัมพันธ์กับอัตราขยายโคเรคทีฟ คือ

$$G_g(\theta, \phi) = e_t D_g(\theta, \phi) \quad (2.20)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าสูงสุดของอัตราขยายจะสัมพันธ์กับโคเรคทีวิตี คือ

$$\begin{aligned} G_0 &= G_g(\theta, \phi)|_{\max} \\ &= e_t D_g(\theta, \phi)|_{\max} \\ &= e_t D_0 \end{aligned} \quad (2.21)$$

ดังนั้นค่าประมาณของอัตราขยายจะมีค่าเป็น

$$G_0 \cong \frac{30,000}{\theta_{1d}\theta_{2d}} \quad (2.22)$$

ในทางปฏิบัติแล้วเมื่อกล่าวถึงอัตราขยายจะหมายถึง กำลังอัตราขยายที่มีค่าสูงสุดแสดงดังนี้

$$G_0(\text{dB}) = 10 \log_{10} [e_t D_0] \quad (2.23)$$

2.7 แบนด์วิดท์

แบนด์วิดท์ของสายอากาศถูกกำหนดให้เป็นช่วงของความถี่ ที่สายอากาศมีคุณสมบัติอยู่ในมาตรฐานที่กำหนดให้ อาจคิดว่าเป็นช่วงของความถี่ที่สายอากาศมีคุณสมบัติต่าง ๆ ได้แก่ อินพุต อิมพีแดนซ์ แบบรูป บีมวิดท์ โพลาริเซชัน ระดับของไซด์โลบ อัตราขยาย ประสิทธิภาพของการแพร่กระจายคลื่น ฯลฯ อยู่ในค่าที่ใช้งานได้ สำหรับสายอากาศแบนด์กว้าง มักจะคิดเป็นอัตราส่วนของความถี่ที่ใช้งานได้ ด้านสูงต่อความถี่ใช้งานได้ด้านต่ำ ยกตัวอย่างเช่น แบนด์วิดท์ 10 : 1 แสดงว่าความถี่ที่ใช้งานในด้านสูง มีค่ามากกว่าความถี่ใช้งานด้านต่ำอยู่ 10 เท่า สำหรับสายอากาศแบนด์แคบ แบนด์วิดท์จะเป็นเปอร์เซ็นต์ของความแตกต่างของความถี่ (ความถี่ด้านสูงลบด้วย

ความถี่ด้านต่ำ) ทารด้วยความถี่กลางของแบนด์วิดท์นั้น เช่น แบนด์วิดท์ 5% แสดงว่าผลต่างของความถี่ของช่วงการทำงานของสายอากาศเป็น 5% ของความถี่กลางของแบนด์วิดท์นั้น

$$BW(\%) = \frac{f_u - f_l}{f_0} \times 100 \quad (2.24)$$

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

เนื่องจากคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศ ได้แก่ อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราขยาย รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกล โพลาริเซชัน ฯลฯ ไม่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ในลักษณะเดียวกันทั้งหมด ดังนั้นจึงไม่สามารถกำหนดแบนด์วิดท์ตามคุณสมบัติอย่างใดอย่างหนึ่งเพียงแต่อย่างเดียวได้ จึงต้องมีการกำหนดข้อบังคับให้เป็นไปตามการประยุกต์ใช้งานแต่ละอย่างไป ปกติแล้วคุณสมบัติของแพทเทิร์นกับอิมพีแดนซ์แบนด์กับอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์จึงมักถูกใช้เป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของสายอากาศ

บทที่ 3

วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา

3.1 บทนำ

วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference Time Domain, FDTD) นำเสนอโดย เค เอส ยี (K. S. Yee) ในปี ค.ศ. 1966[18-19] ซึ่งเป็นสมการผลต่างสืบเนื่องในระบบสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ที่แปรผันตามเวลา และถือได้ว่าเป็นระเบียบวิธีที่สะดวกในการแก้สมการเชิงอนุพันธ์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งเป็นวิธีที่ได้รับการยอมรับและมีการใช้กันอย่างแพร่หลายมาจนถึงปัจจุบัน ได้นำเสนอระเบียบวิธีการวิเคราะห์เชิงตัวเลข (Numerical Algorithm) แบบผลต่างสืบเนื่องสำหรับการแก้ปัญหสมการแมกซ์เวลล์ขึ้นมาใหม่ด้วยการวิเคราะห์ในโดเมนเวลา (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 สนามส้อม \vec{H} ณ ตำแหน่งที่เป็นขอบหรือมุมหรือรอบ ๆ แกนเส้นลวด ก็สามารถที่จะทำการจำลองสนาม \vec{E} ที่อยู่ใกล้ ๆ หรือขอบของเส้นลวดได้ถ้าในบริเวณนั้นมีทั้งสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าเกิดขึ้นและสำหรับการปรับปรุงลักษณะการกระทำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโดเมนสเปซและโดเมนเวลานี้จะใช้แบบแผนลีฟรอก (Leap-Frog) ซึ่งจะใช้วิธีปรับปรุงสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสลับกันในโดเมนเวลา

โดยในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของสมการแมกซ์เวลล์และอีอัลกอริทึม เสถียรภาพเชิงตัวเลข การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศด้วยวิธี FDTD เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน การแปลงสนามการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสำหรับวิธี FDTD ซึ่งนำเสนอได้ตามลำดับดังนี้

3.2 สมการแมกซ์เวลล์และยี่อัลกอริทึม (Maxwell's Equations and Yee Algorithm)

สำหรับ FDTD อัลกอริทึมนั้นเริ่มต้นด้วยสมการเชิงอนุพันธ์ของแมกซ์เวลล์ 2 สมการซึ่งอยู่ในโดเมนเวลา ดังต่อไปนี้

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

$$\nabla \times \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} \quad (3.2)$$

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 (3.1) และ (3.2) เมื่อเขียนในรูปแบบของ partial differential จะได้สมการสเกลาร์ 6 สมการ ในระบบพิกัดมุมฉากสามมิติดังนี้

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \rho^* H_x \right) \quad (3.3a)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \rho^* H_y \right) \quad (3.3b)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \rho^* H_z \right) \quad (3.3c)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (3.3d)$$

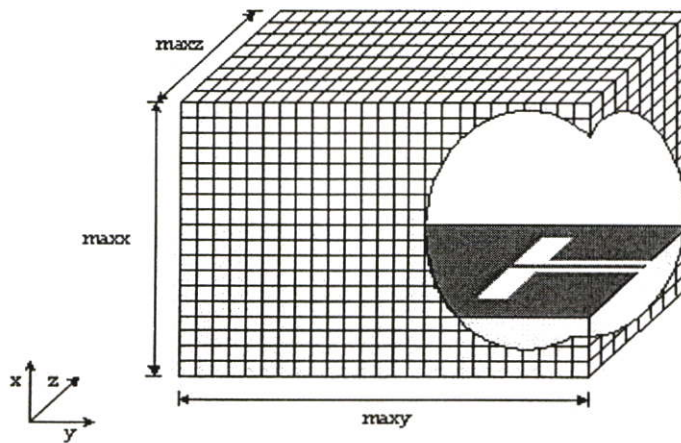
$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (3.3e)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (3.3f)$$

ในการหาผลเฉลยของสมการ Partial differential ดังสมการที่ (3.3a)-(3.3f) ด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องนั้น ขั้นตอนแรกจะต้องทำการแบ่งพื้นที่ที่ต้องการคำนวณให้อยู่ในรูปแบบของเซลล์สี่เหลี่ยมผืนผ้าขนาดเล็ก หรือ ยีเซลล์ (Yee's cells) และในขณะเดียวกันก็ต้องทำการแบ่งโดเมนเวลา (Time Domain) ด้วยการเลือกช่วงเวลาที่เหมาะสม ซึ่งโดยทั่ว ๆ ไปแล้วสามารถอธิบายฟังก์ชันของสเปซและเวลา $F(x, y, z, t)$ ได้โดยใช้สมการดังนี้

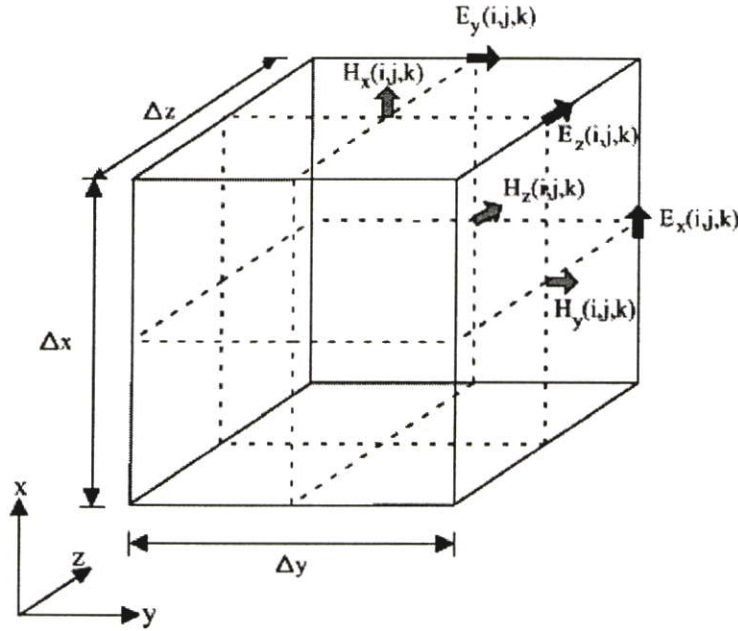
$$F^n(i, j, k) = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (3.4)$$

โดยที่ Δx Δy Δz และ Δt คือขนาดความยาวในหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทางแกน x , y , z และ t ตามลำดับ รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างสามมิติโดยใช้ยีสเซลล์ (Yee's cells) ด้วยขนาด $\max x \times \max y \times \max z$



รูปที่ 3.1 โครงสร้างสามมิติโดยใช้ยีสเซลล์ (Yee's cells)

จากรูปที่ 3.1 จะเห็นได้ว่าสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะอยู่ที่บริเวณขอบและผิวของยีสเซลล์ตามลำดับ แบบจำลองที่สร้างขึ้นเพื่ออธิบายอัลกอริทึมของ Yee เรียกว่า ยีสเซลล์ โดยหนึ่งหน่วยของยีสเซลล์จะประกอบด้วย \vec{E} และ \vec{H} ซึ่งถูกจัดไว้ระหว่างกลางของกันและกันในสเปซสามมิติ ดังนั้นทุกส่วนประกอบของ \vec{E} ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนาม \vec{H} และส่วนประกอบของสนาม \vec{H} ใด ๆ ก็จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนาม \vec{E} ด้วยเช่นกัน โดยแบบจำลองที่เป็นโครงสร้างสามมิติของยีสเซลล์นี้จะเป็นไปตามกฎของฟาราเดย์และแอมแปร์ นั่นคือสามารถที่จะระบุส่วนประกอบของสนาม \vec{E} สำหรับกริดเซลล์ของ Yee ที่สัมผัสกับเส้นแรงกระแสกระแสดังที่เป็นวงรอบ \vec{H} ได้ และในทำนองเดียวกันก็สามารถระบุส่วนประกอบของสนาม \vec{H} ที่สัมผัสกับเส้นแรงของสนาม \vec{E} ได้



รูปที่ 3.2 ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่ง (i, j, k) ของยี่เซลล์

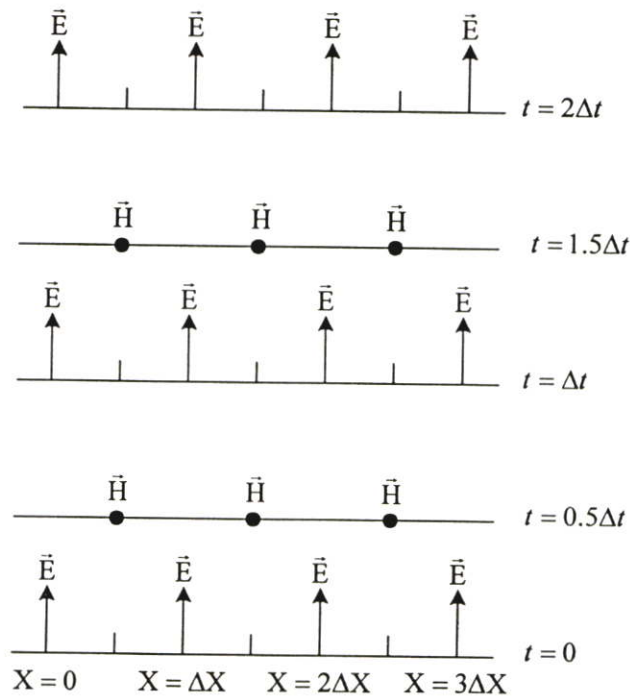
ผลของสมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดที่ได้มาโดยการใช้สมการเคิร์ลนั้น จะเป็นแบบผลต่างสี่บเนื่องจำกัดแบบตรงกลางและเป็นผลต่างสี่บเนื่องอันดับที่สอง ในกรณีที่มีความต่อเนื่องของ \vec{E} และ \vec{H} ในแนวสัมผัสระหว่างรอยต่อของสองตัวกลางที่ต่างกัน จะสามารถหาผลเฉลยของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าโดยไม่ต้องทำการแมตซ์เงื่อนไขขอบเขตสนามที่รอยต่อ ถ้ารอยต่อนั้นทับกริดในตำแหน่งของแกนพอดิ ซึ่งจะได้ผลเฉลยของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่นำไปใช้งานได้เลยโดยไม่ต้องทำการแมตซ์เงื่อนไขขอบเขตสนามที่รอยต่อ เพียงแค่ทำการกำหนดสภาพขอมทางสนามไฟฟ้าและสภาพขบซึมได้ทางสนามแม่เหล็กไว้ ณ ตำแหน่งที่สมมุติเป็นเนื้อของตัวกลาง

ยี่ได้นำเสนอการใช้รูปแบบผลต่างสี่บเนื่องตรงกลาง (Central Difference Scheme) ในการคำนวณหาฟังก์ชันของ F เพื่อให้เกิดความเที่ยงตรงสำหรับสมการอันดับสองของ Δx และ Δt ตามลำดับ โดยใช้การอ้างอิงจากส่วนประกอบของสนามที่ตำแหน่ง (i, j, k) ในรูปที่ 3.2 และใช้สมการที่ (3.5) และ (3.6)

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial x} = \frac{F^n(i+1/2, j, k) - F^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} + O[(\Delta x)^2] \quad (3.5)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial t} = \frac{F^{n+1/2}(i, j, k) - F^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} + O[(\Delta t)^2] \quad (3.6)$$

รูปที่ 3.3 แสดงวิธีการคำนวณอัลกอริทึมของ Yee จะทำการคำนวณสลับกันระหว่าง ส่วนประกอบของสนาม \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 3.3 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยัลกอริทึม

ขั้นตอนต่อไปคือการใช้ลิฟฟรอกอัลกอริทึม (Leap-frog Algorithm) เพื่อทำการปรับปรุง ส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 6 สนาม ซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้

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

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

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

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

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

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

สมการที่ (3.7a) จำเป็นต้องใช้สูตรของ Semi-implicit ในการทำให้ได้มาซึ่งสมการได้รับปรับปรุง สำหรับ H_x ซึ่งเป็นสิ่งที่จำเป็นเพราะได้มาจากสมการที่ (3.3a) และเมื่อต้องการหาสนามทั้งหมดทางด้านขวามือของสมการที่ (3.3a) ก็โดยการใช้สมการที่ (3.8)

$$H_x^n(i, j, k) = \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k) + H_x^{n-1/2}(i, j, k)}{2} \quad (3.8)$$

3.3 เสถียรภาพเชิงตัวเลข

สิ่งสำคัญในการคำนวณเชิงตัวเลขของวิธี FDTD คือ เสถียรภาพเชิงตัวเลข ซึ่งในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้มีความเหมาะสมกับการคำนวณเป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่ง ได้แก่การกำหนดขนาดของช่วงเวลา Δt และขนาดของช่วงระยะทางคือ Δx , Δy , Δz และจำนวนช่วงระยะทางที่สามารถครอบคลุมพื้นที่ของรูปร่างทั้งหมดที่ต้องการได้ และจำนวนเวลาเพียงพอที่จะให้คลื่นสามารถเดินทางผ่านเส้นทางที่ต้องการได้จนเสร็จสิ้น อย่างไรก็ตามตัวแปรที่มีความสำคัญก็คือขนาดของช่วงระยะทาง คือ Δx , Δy , Δz ควรจะมีขนาดต่ำกว่า $1/10$ ถึง $1/20$ ส่วนของความยาวคลื่นที่ใช้งาน และตัวแปรที่สำคัญที่สุดที่ส่งผลกระทบต่อกรคำนวณก็คือ ช่วงเวลา เนื่องจากการกำหนดช่วงของเวลาที่ไม่เหมาะสมซึ่งอาจมากไปหรือน้อยไป ทำให้การคำนวณขาดเสถียรภาพไม่สามารถหาคำตอบ ได้กล่าวคือ การคำนวณจะเกิดการลู่ออกทุกครั้งที่ทำกรคำนวณ ซึ่งอาจแก้ปัญหาได้โดยการกำหนดช่วงเวลาไว้ต่ำ แต่อย่างไรก็ดีการใช้ช่วงเวลาต่ำมาก ๆ จะต้องใช้จำนวนช่วงเวลาที่ยาวเกินความจำเป็น ดังนั้นจึงมีข้อกำหนดในการเลือกค่าช่วงเวลาที่เหมาะสมโดยมีการกำหนดเงื่อนไขความเสถียรภาพทางเวลาไว้ดังนี้

$$\Delta t \leq \frac{1}{V_{\max} \sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}} \quad (3.9)$$

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

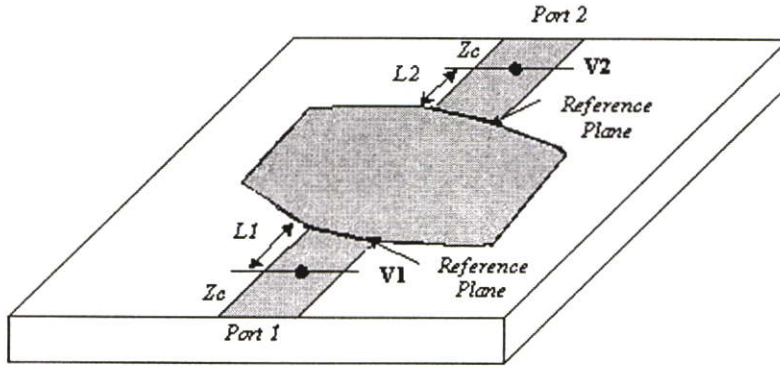
3.4 การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศด้วยวิธี FDTD

3.4.1 พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย

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

$$S_{mn} = \frac{F[V_m(t)]}{F[V_n(t)]} \sqrt{\frac{Z_{0n}}{Z_{0m}}} \quad (3.10)$$

เมื่อ F คือ การแปลงฟูริเยร์โดยที่ $m, n = 1, 2, \dots, N$ และ $V_m(t)$ กับ $V_n(t)$ เป็นแรงดันในโดเมนเวลาที่พอร์ต m และ n ค่าของ Z_{0m} และ Z_{0n} เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งซึ่งตั้งอยู่ที่พอร์ต m และ n ตามลำดับ สำหรับวงจรไมโครเวฟและสายอากาศนั้นโดยทั่วไปที่พอร์ตอินพุตและพอร์ตเอาต์พุตจะต่อกับสายส่งสัญญาณซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะโดยทั่วไปเท่ากับ 50 โอห์ม ลักษณะทั่วไปของวงจรไมโครเวฟแบบ 2 พอร์ตแสดงได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 ลักษณะทั่วไปของวงจรไมโครเวฟแบบ 2 พอร์ต

จากรูปที่ 3.4 จะได้สมการ S พารามิเตอร์ที่สมการดังนี้

$$S_{11} = \frac{F[V_{1\text{ref}}(t)]}{F[V_{1\text{inc}}(t)]} \quad (3.11a)$$

$$S_{12} = \frac{F[V_{1\text{trans}}(t)]}{F[V_{2\text{inc}}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \quad (3.11b)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2\text{trans}}(t)]}{F[V_{1\text{inc}}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \quad (3.11c)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2\text{ref}}(t)]}{F[V_{2\text{inc}}(t)]} \quad (3.11d)$$

โดยที่ $V_{i\text{inc}}(t)$ และ $V_{i\text{ref}}(t)$ ($i=1,2$) คือแรงดันที่ส่งเข้าไปในโครงสร้างและแรงดันที่สะท้อนกลับของแต่ละพอร์ต และ $V_{i\text{trans}}(t)$ คือแรงดันที่ส่งมาที่พอร์ต i ซึ่งเป็นผลของสัญญาณตกกระทบที่พอร์ตอื่น ๆ โดยทั่วไปแล้ว S พารามิเตอร์นั้นเป็นจำนวนเชิงซ้อนซึ่งอยู่ในรูปของขนาดและเฟส จากรูปที่ 3.4 ระนาบอ้างอิง (Reference plane) จะถูกกำหนดอยู่ที่บริเวณที่สายส่ง

สัญญาณต่ออยู่กับส่วนของวงจรหรือตัวของสายอากาศ อย่างไรก็ตาม ในการจำลองด้วยวิธี FDTD จำเป็นต้องมีการกำหนดจุดสังเกต (Observation points) ห่างออกจากระนาบอ้างอิง เพื่อจัดการเกิดผลกระทบจาก higher-order ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการทรานส์ฟอร์มเฟสของ S พารามิเตอร์ ที่จุดสังเกตไปยังระนาบอ้างอิงได้ดังสมการที่ (3.12)-(3.12d)

$$S_{11} = \frac{F[V_{1ref}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \cdot e^{2\gamma_1 L_1} \quad (3.12a)$$

$$S_{12} = \frac{F[V_{1trans}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.12b)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2trans}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.12c)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2ref}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \cdot e^{2\gamma_2 L_2} \quad (3.12d)$$

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

3.4.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)

ในการหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สามารถคำนวณได้จาก

$$Z_{in} = Z_c \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (3.13)$$

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

สำหรับสมการหาอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งนั้น สามารถหาได้จากสมการ

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (3.14)$$

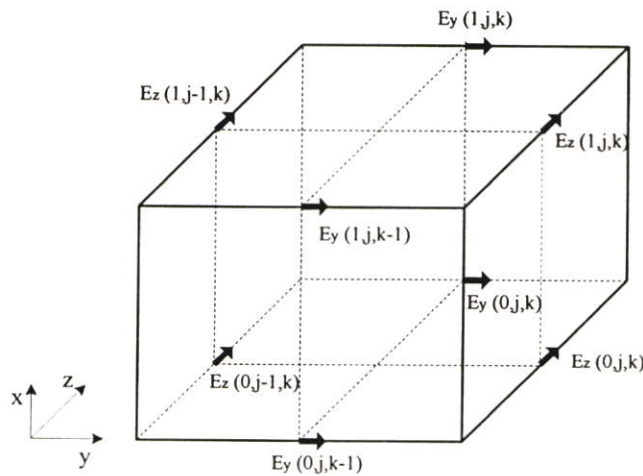
3.5 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary Condition)

สำหรับวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมในโดเมนเวลานั้น ข้อจำกัดข้อหนึ่ง คือ ต้องทำการพิจารณาในขอบเขตที่แน่นอน ในการจำลองบริเวณที่พิจารณาเป็นบริเวณเปิด ปัญหาที่เกิดขึ้นในการวิเคราะห์ก็คือ ปัญหาของขอบเขตในการแพร่กระจายคลื่นที่ออกจากสายอากาศ ซึ่งมีลักษณะการแพร่กระจายเสมือนเข้าสู่ระยะอนันต์ 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) และแบบอันดับสอง (Mur's second order) ซึ่งทั้งสองแบบนี้ใช้สมการพื้นฐานจากสมการคลื่นทางเดียว (One Way Wave Equation) ซึ่งนักวิจัยกลุ่มแรกที่คิดก็คือ Engquist และ Majda สำหรับสมการคลื่น 3 มิติในระบบคาทาคอนเวกชันแสดงได้ดังนี้

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} - v^{-2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) E_i = 0 \quad (3.15)$$

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



รูปที่ 3.5 สนามไฟฟ้าที่ผิวหนึ่งหน่วยของยี่ที่ตำแหน่ง $(1, j, k)$ เป็นกริดค่าสูงสุดของโครงสร้าง FDTD

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

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} \left(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2 \right)^{1/2} \right) E_t|_{x=0} = 0 \quad (3.16)$$

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 (3.16) ซึ่งสามารถหาได้โดยใช้อนุกรมเทเลอร์ (Taylor Series Expression) ดังนั้นเมอริ่งจึงได้นำเสนอสมการเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรก โดยการสมมุติดังนี้

$$\left(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2 \right)^{1/2} = 1 + O\left((vs_y)^2 + (vs_z)^2 \right) \quad (3.17)$$

สมการที่ (3.17) ทำให้ได้ผลของการดูดกลืนที่ดีใกล้เคียงกับคลื่นตกกระทบ (Incident Wave) และจะได้สมการเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับสอง โดยการสมมุติดังนี้

$$\left(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2 \right)^{1/2} = 1 - \frac{1}{2} \left((vs_y)^2 + (vs_z)^2 \right) + O\left(\left((vs_y)^2 + (vs_z)^2 \right)^2 \right) \quad (3.18)$$

ซึ่งหมายถึงคลื่นตกกระทบที่ขอบเขต $x = 0$ และจะได้สมการคลื่นทางเดียวสำหรับขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรกในสมการที่ 3.19 และอันดับสองในสมการที่ 3.20

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} \right) E_t|_{x=0} = 0 \quad (3.19)$$

$$\left(\frac{1}{v} \frac{\partial^2}{\partial x \partial t} - \left(\frac{1}{v} \right)^2 \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) \right) E_t|_{x=0} = 0 \quad (3.20)$$

รูปที่ 3.5 แสดงตำแหน่งหนึ่งหน่วยซีเซลล์ซึ่งเป็นกริดต่ำสุดของ 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

$$E_y^{n+1}(0, j, k) = E_y^n(1, j, k) + \frac{v\Delta_t - \Delta_x}{v\Delta_t + \Delta_x} \cdot [E_y^{n+1}(1, j, k) - E_y^n(0, j, k)] \quad (3.21)$$

$$E_z^{n+1}(0, j, k) = E_z^n(1, j, k) + \frac{v\Delta_t - \Delta_x}{v\Delta_t + \Delta_x} \cdot [E_z^{n+1}(1, j, k) - E_z^n(0, j, k)] \quad (3.22)$$

สมการเหล่านี้แสดงให้รู้ถึงสนามไฟฟ้าที่ผิวที่ขอบนอกของขอบเขตของ FDTD กริด เช่น $E_y(0, j, k)$ ซึ่งสามารถหาได้โดยใช้ข้อมูลของการกระทำของสนามภายในขอบเขตของ FDTD กริด ในที่นี้คือ $E_y(1, j, k)$ ที่กระแสและชั้นเวลาก่อนหน้าและเช่นเดียวกัน หากว่าหน่วยของซีเซลล์ อยู่ที่ตำแหน่งบนสุดของ FDTD กริด เช่น $i = \max x$ ก็จะได้สมการสนามดังนี้

$$\begin{aligned} E_i^{n+1}(\max x, j, k) &= E_i^n(\max x - 1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta_x}{v\Delta t + \Delta_x} \cdot \\ &= [E_i^{n+1}(\max x - 1, j, k) - E_i^n(\max x, j, k)] \end{aligned} \quad (3.23)$$

เมื่อ $t = y$ หรือ z

สำหรับสมการคำนวณหาสนามที่เหลือ สามารถหาได้โดยการเปลี่ยนแปลงโคออดิเนท ซึ่งสามารถหาได้ดังสมการต่อไปนี้

1. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$E_i^{n+1}(i, 0, k) = E_i^n(i, 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i, 1, k) - E_i^n(i, 0, k)] \quad (3.24a)$$

2. ขอบเขตที่ $y = \max y$

$$\begin{aligned} E_i^{n+1}(i, \max y, k) &= E_i^n(i, \max y - 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot \\ &= [E_i^{n+1}(i, \max y - 1, k) - E_i^n(i, \max y, k)] \end{aligned} \quad (3.24b)$$

3. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$E_i^{n+1}(i, j, 0) = E_i^n(i, j, 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, 1) - E_i^n(i, j, 0)] \quad (3.24c)$$

4. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$\begin{aligned} E_i^{n+1}(i, j, \max z) &= E_i^n(i, j, \max z - 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot \\ &= [E_i^{n+1}(i, j, \max z - 1) - E_i^n(i, j, \max z)] \end{aligned} \quad (3.24d)$$

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

ในขณะเดียวกันก็จะได้สมการของเงื่อนไขขอบเขตการคูณกลืนของเมอร์อันดับสองโดยมี
ค่าดังนี้

1. ขอบเขตที่ $x = 0$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(0, j, k) &= -E_i^{n-1}(1, j, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(1, j, k) + E_i^n(0, j, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(0, j, k) + E_i^n(1, j, k)] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(0, j+1, k) - 2E_i^n(0, j, k) + E_i^n(0, j-1, k) + \\ &E_i^n(1, j+1, k) - 2E_i^n(1, j, k) + E_i^n(1, j-1, k) \end{aligned} \right] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(0, j, k+1) - 2E_i^n(0, j, k) + E_i^n(0, j, k-1) + \\ &E_i^n(1, j, k+1) - 2E_i^n(1, j, k) + E_i^n(1, j, k-1) \end{aligned} \right]
 \end{aligned} \tag{3.25a}$$

2. ขอบเขตที่ $x = \max x$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(\max x, j, k) &= -E_i^{n-1}(\max x-1, j, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(\max x-1, j, k) - E_i^{n-1}(\max x, j, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^n(\max x, j, k) - E_i^n(\max x-1, j, k)] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(\max x, j+1, k) + E_i^n(\max x, j-1, k) - \\ &2E_i^n(\max x, j, k) + E_i^n(\max x-1, j+1, k) + \\ &E_i^n(\max x-1, j-1, k) - 2E_i^n(\max x-1, j, k) \end{aligned} \right] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(\max x, j, k+1) + E_i^n(\max x, j, k-1) - \\ &2E_i^n(\max x, j, k) + E_i^n(\max x-1, j, k+1) + \\ &E_i^n(\max x-1, j, k-1) - 2E_i^n(\max x-1, j, k) \end{aligned} \right]
 \end{aligned} \tag{3.25b}$$

3. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$\begin{aligned}
E_i^{n+1}(i, 0, k) &= -E_i^{n-1}(i, 1, k) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i, 1, k) + E_i^{n-1}(i, 0, k)] \\
&+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i, 1, k)] \\
&+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
&\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i+1, 0, k) - 2E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i-1, 0, k) + \\ &E_i^n(i+1, 1, k) - 2E_i^n(i, 1, k) + E_i^n(i-1, 1, k) \end{aligned} \right] \\
&+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
&\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i, 0, k+1) - 2E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i, 0, k-1) + \\ &E_i^n(i, 1, k+1) - 2E_i^n(i, 1, k) + E_i^n(i, 1, k-1) \end{aligned} \right]
\end{aligned} \tag{3.25c}$$

4. ขอบเขตที่ $y = \max y$

$$\begin{aligned}
E_i^{n+1}(i, \max y, k) &= -E_i^{n-1}(i, \max y - 1, k) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i, \max y - 1, k) + E_i^{n-1}(i, \max y, k)] \\
&+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^n(i, \max y, k) + E_i^n(i, \max y - 1, k)] \\
&+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
&\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i+1, \max y, k) + E_i^n(i-1, \max y, k) - \\ &2E_i^n(i, \max y, k) + E_i^n(i+1, \max y - 1, k) + \\ &E_i^n(i-1, \max y - 1, k) - 2E_i^n(i, \max y - 1, k) \end{aligned} \right] \\
&+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
&\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i, \max y, k+1) + E_i^n(i, \max y, k-1) - \\ &2E_i^n(i, \max y, k) + E_i^n(i, \max y - 1, k+1) + \\ &E_i^n(i, \max y - 1, k-1) - 2E_i^n(i, \max y - 1, k) \end{aligned} \right]
\end{aligned} \tag{3.25d}$$

5. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$\begin{aligned}
E_i^{n+1}(i, j, 0) &= -E_i^{n-1}(i, j, 1) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, 1) + E_i^{n-1}(i, j, 0)] \\
&+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^n(i, j, 0) + E_i^n(i, j, 1)] \\
&+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
&\quad \left[\begin{array}{l} E_i^n(i+1, j, 0) - 2E_i^n(i, j, 0) + E_i^n(i-1, j, 0) + \\ E_i^n(i+1, j, 1) - 2E_i^n(i, j, 1) + E_i^n(i-1, j, 1) \end{array} \right] \\
&+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
&\quad \left[\begin{array}{l} E_i^n(i, j+1, 0) - 2E_i^n(i, j, 0) + E_i^n(i, j-1, 0) + \\ E_i^n(i, j+1, 1) - 2E_i^n(i, j, 1) + E_i^n(i, j-1, 1) \end{array} \right]
\end{aligned} \tag{3.25e}$$

6. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$\begin{aligned}
E_i^{n+1}(i, j, \max z) &= -E_i^{n-1}(i, j, \max z - 1) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, \max z - 1) + E_i^{n-1}(i, j, \max z)] \\
&+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i, j, \max z - 1)] \\
&+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
&\quad \left[\begin{array}{l} E_i^n(i+1, j, \max z) + E_i^n(i-1, j, \max z) - \\ 2E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i+1, j, \max z - 1) + \\ E_i^n(i-1, j, \max z - 1) - 2E_i^n(i, j, \max z - 1) \end{array} \right] \\
&+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
&\quad \left[\begin{array}{l} E_i^n(i, j+1, \max z) + E_i^n(i, j-1, \max z) - \\ 2E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i, j+1, \max z - 1) + \\ E_i^n(i, j-1, \max z - 1) - 2E_i^n(i, j, \max z - 1) \end{array} \right]
\end{aligned} \tag{3.25f}$$

3.6 การแปลงสนามการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสำหรับวิธี FDTD

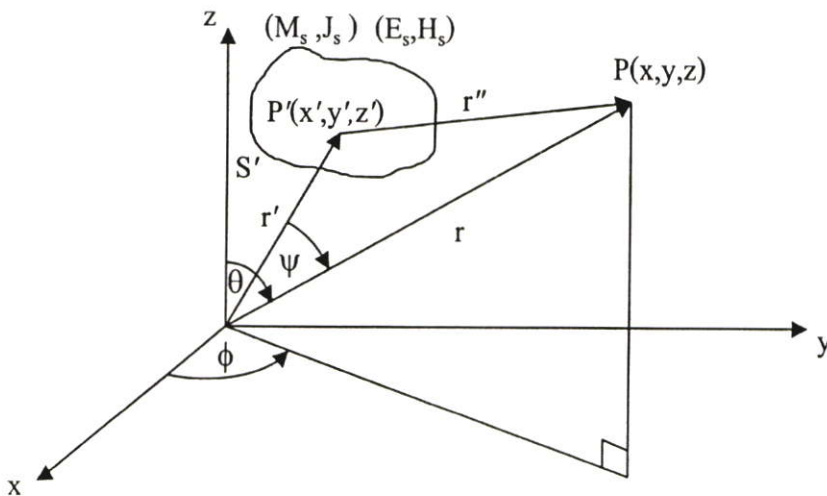
ในการวิเคราะห์ในแบบวิธี FDTD นั้น ไม่สามารถหาผลลัพธ์ของแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-Field Radiation Pattern) ได้โดยตรง จากเหตุผลที่ว่ากริดของ FDTD เหมาะที่จะใช้สำหรับการคำนวณเฉพาะขอบเขตพื้นที่ของสนามระยะใกล้ (Near-Field) เท่านั้น สำหรับสนามระยะไกลนั้นการใช้ FDTD กริด ไม่สามารถที่จะคำนวณสนามระยะไกล (Far Field) ได้ ดังนั้นในวิธี FDTD จึงใช้วิธีการแปลงผลการคำนวณของสนามระยะใกล้ไปเป็นสนามระยะไกล (Near-Field to Far-Field) เพื่อให้ได้มาซึ่งคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

3.6.1 แหล่งกำเนิดสมมูลสำหรับสนามระยะไกล

เมื่อทำการพิจารณาการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากพื้นที่ผิวปิด S' ของแหล่งกำเนิด แสดงดังรูปที่ 3.6 โดยการอ้างอิงหลักการของทฤษฎีสมมูลทางผิวเมื่อทราบความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า \vec{J}_s และความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็ก \vec{M}_s บนพื้นที่ S' สามารถที่จะใช้สมการศักดาเวกเตอร์ดังนี้

$$\vec{A} = \mu \iint_{S'} \frac{\vec{J}_s e^{-jkr''}}{4\pi r''} dS' \quad (3.26)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \iint_{S'} \frac{\vec{M}_s e^{-jkr''}}{4\pi r''} dS' \quad (3.27)$$



รูปที่ 3.6 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

และเพื่อให้ได้สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ระยะไกล (P) สามารถหาได้โดย

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A} - \frac{j\omega}{k^2}\nabla(\nabla\cdot\vec{A}) - \frac{1}{\epsilon}\nabla\times\vec{F} \quad (3.28)$$

$$\vec{H} = -j\omega\vec{F} - \frac{j\omega}{k^2}\nabla(\nabla\cdot\vec{F}) - \frac{1}{\mu}\nabla\times\vec{A} \quad (3.29)$$

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

$$\begin{aligned} r'' &= \sqrt{r^2 - 2rr'\cos\psi + r'^2} \\ &\cong r\left(1 + \left(\frac{r'}{r}\right)^2 - 2\frac{r'}{r}\cos\psi\right)^{\frac{1}{2}} \\ &\cong r\left(1 - 2\frac{r'}{r}\cos\psi\right)^{\frac{1}{2}} \\ &\cong r - r'\cos\psi \end{aligned} \quad (3.30)$$

และจากสมการที่ (3.26) และ (3.27) สามารถเขียนศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กไฟฟ้าใหม่ได้เป็น

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{J}_s e^{jkr'\cos\psi} dS' \quad (3.31)$$

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

เมื่อ

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

จากสมการ (3.31) และ (3.32) ที่อยู่ในเทอมของอินทิกรัลนั้นจะให้นิยามใหม่เป็นค่าของเวกเตอร์การแพร่กระจายคือ \vec{N} และ \vec{L} ได้ดังนี้

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

$$\vec{L} = \iint_{S'} \vec{M}_s e^{jkr'\cos\psi} dS' \quad (3.35)$$

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

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{N} \quad (3.36)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{L} \quad (3.37)$$

นำสมการที่ (3.36) และ (3.37) ไปแทนค่าในสมการ (3.28) และ (3.29) ตามลำดับ จะได้สมการสนามการแพร่กระจายที่จุดสนามระยะไกลดังนี้

$$E_\theta = \eta H_\phi = -j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (\eta N_\theta + L_\phi) \quad (3.38)$$

$$E_\phi = -\eta H_\theta = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (-\eta N_\phi + L_\theta) \quad (3.39)$$

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

$$\begin{aligned} W_r &= \frac{1}{2} \text{Re} [\vec{E} \times \vec{H}^*] = \frac{1}{2} \text{Re} [E_\theta H_\phi^* - E_\phi H_\theta^*] \\ &= \frac{\eta}{8\lambda^2 r^2} \left[\left| N_\theta + \frac{L_\phi}{\eta} \right|^2 + \left| N_\phi - \frac{L_\theta}{\eta} \right|^2 \right] \end{aligned} \quad (3.40)$$

เมื่อทำการคูณสมการข้างบนด้วยกำลังสองของระยะห่าง (r^2) จะได้ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในทิศทาง θ, ϕ ดังนี้

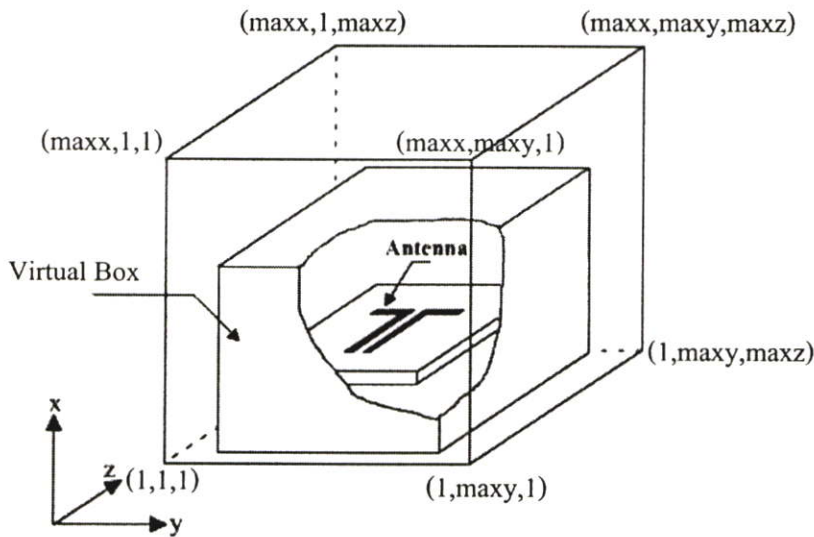
$$U = \frac{\eta}{8\lambda^2} \left[\left| N_\theta + \frac{L_\phi}{\eta} \right|^2 + \left| N_\phi - \frac{L_\theta}{\eta} \right|^2 \right] \quad (3.41)$$

3.6.2 หลักการของกล่องเสมือน (Virtual box)

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

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H} \quad (3.42)$$

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E} \quad (3.43)$$



รูปที่ 3.7 กล่องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

สำหรับความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กดังสมการที่ (3.42) และ (3.43) จะได้มาจากสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่ผิวของกล่องเสมือนทุกด้าน โดยในระบบพิกัดมุมฉากนั้นจะได้สมการของความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กเสมือนตามแนวแกน x, y และ z ตามสมการต่อไปนี้

$$\vec{J}_s = J_x \hat{x} + J_y \hat{y} + J_z \hat{z} \quad (3.44)$$

$$\vec{M}_s = M_x \hat{x} + M_y \hat{y} + M_z \hat{z} \quad (3.45)$$

เมื่อได้ค่าส่วนประกอบความหนาแน่นของกระแสสมมูล สำหรับเวกเตอร์การแพร่กระจาย ในสมการที่ (3.38) และ (3.39) สามารถหาได้ดังนี้

$$N_\theta = \iint_{S'} (J_x \cos \theta \cos \phi + J_y \cos \theta \sin \phi - J_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.46)$$

$$N_\phi = \iint_{S'} (-J_x \sin \phi + J_y \cos \phi) e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.47)$$

$$L_\theta = \iint_{S'} (M_x \cos \theta \cos \phi + M_y \cos \theta \sin \phi - M_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.48)$$

$$L_\phi = \iint_{S'} (-M_x \sin \phi + M_y \cos \phi) e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.49)$$

ในการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกลโดยใช้วิธีการผลต่างลีบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา สามารถทำได้ 2 รูปแบบ คือ

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

2. โดเมนความถี่ (Frequency Domain) จะใช้วิธี (Discrete Fourier Transform: DFT) เพื่อคำนวณหาความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กเสมือนในแต่ละชั้นเวลา ทำให้ได้เฟสเซอร์ของส่วนประกอบสนามระยะใกล้ และสามารถเปลี่ยนเป็นส่วนประกอบของสนามระยะไกลโดยใช้สมการที่ (3.46)-(3.49)

ในการออกแบบและวิเคราะห์สำหรับโปรแกรมนี้จะใช้การวิเคราะห์ อยู่ในโดเมนความถี่ (Frequency Domain) สำหรับแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล และใช้การแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform: DFT) ซึ่งมีสมการทั่วไปเป็นดังนี้

$$E(\omega) = \int_0^{+\infty} E(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (3.50)$$

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

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

$$E(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} E(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \cdot \Delta t \quad (3.52)$$

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

บทที่ 4

การออกแบบและวิเคราะห์ผล

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม โดยนำเอาทฤษฎีจากบทที่ผ่านมา มาช่วยในการออกแบบและทำการวิเคราะห์สายอากาศโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยจะวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศด้วยวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD) และนำมาเปรียบเทียบกับวิธี MoM ของ IE3D สำหรับโครงสร้างของสายอากาศที่ออกแบบและวิเคราะห์นั้น ทำการออกแบบสายอากาศช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม โดยเริ่มต้นจากสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าตามแนวตั้งและรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าตามแนวนอน โดยที่ขนาดความยาววงรอบของสายอากาศที่ออกแบบเท่าเดิม จากนั้นก็จะทำการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์เพื่อปรับแมทซ์ของสายอากาศ การศึกษาต่อมาจะทำการเลือกรูปแบบของสายอากาศที่ดีที่สุดสามารถรูปแบบที่กล่าวมาข้างต้นมาทำการตัดเป็นชิ้นบันไดเดี่ยวและสองชั้นเพื่อศึกษาผลกระทบ จากนั้นทำการออกแบบสายอากาศ ที่มีสลับเส้นตรง และรูปตัวแอล แล้วทำการศึกษาคูณลักษณะของสายอากาศโดยทำการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของสายอากาศ และเป้าหมายหลักของการออกแบบสายอากาศ คือเพื่อออกแบบสายอากาศให้มีแบนด์วิดท์กว้างและให้มีคุณสมบัติรองรับกับการใช้งานในโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g ในส่วนแรกจะกล่าวถึงวิธีการออกแบบและจะกล่าวถึงการวิเคราะห์ผลของสายอากาศในกรณีต่าง ๆ ต่อไปตามลำดับ

4.2 ขั้นตอนการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป

สำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ใช้รูปแบบการป้อนสัญญาณโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม สิ่งที่จะต้องทำเป็นอันดับแรก คือ การเลือกชนิดของวัสดุฐานรอง (Substrate) เพื่อนำเอาค่าคุณสมบัติต่าง ๆ มาใช้ในการคำนวณหาความกว้างของ CPW ค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการออกแบบ และการออกแบบจำลองสายอากาศด้วยวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (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 1.575 มิลลิเมตร
- ค่าความนำของวัสดุตัวนำ (ทองแดง) σ เท่ากับ 5.8×10^7 s/m
- ค่าความหนาของวัสดุตัวนำ t เท่ากับ 0.017 มิลลิเมตร

4.2.1 การออกแบบสายส่งสัญญาณไมโครสตริป

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

$$Z = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} \quad (4.1a)$$

$$k_1 = \frac{G}{G + 2S_{cpw}} \quad (4.1b)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\ln\left(2 \frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}}\right)}{\pi} \quad \text{for } 0.707 \leq k \leq 1 \quad (4.1c)$$

เมื่อ	Z	คือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ
	S_{cpw}	คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม
	G	คือ ระยะระหว่างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม
	h	คือ ความหนา (สูง) ของวัสดุฐานรอง
	ϵ_r	คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง

เมื่อนำค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ของวัสดุฐานรองแทนค่าในสมการที่ (4.1a)-(4.1c) จะได้ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม และ ระยะระหว่างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ประมาณเท่ากับ 0.3 และ 3.0 มิลลิเมตร

4.2.2 การคำนวณหาค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g)

การออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม พารามิเตอร์สำคัญที่เป็นตัวกำหนดความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ คือความยาวรวมทั้งหมดของวงรอบช่องเปิดการออกแบบสายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้จะทำศึกษาที่ความถี่ 2-6 GHz

ตามลำดับ โดยค่าความยาวที่ทำการคำนวณนั้นจะมีการอ้างอิงกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ของความถี่แรกคือความถี่ 2.4 GHz เพียงอย่างเดียวเท่านั้น สำหรับสมการในการหาค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์แสดงดังสมการที่ (4.2a)-(4.2c)

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

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

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (4.2c)$$

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

จากสมการที่ (4.2a)-(4.2c) เมื่อทำการแทนค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการออกแบบ คือ 2.4 GHz และ แทนค่าคุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่เลือกใช้ลงในสมการจะได้ดังนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์ประสิทธิผล (ϵ_{eff}) ประมาณ 1.60
- ค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ประมาณ 99 มิลลิเมตร

4.2.3 การจำลองสายอากาศด้วยวิธีผลต่างสลับเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD)

จากที่ได้กล่าวมาในเบื้องต้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้การจำลองโครงสร้างของสายอากาศโดยใช้โปรแกรม FDTD โปรแกรมนี้จะใช้หลักการของวิธีผลต่างสลับเนื่องจำกัดในโดเมนเวลาใช้ในการคำนวณและวิเคราะห์

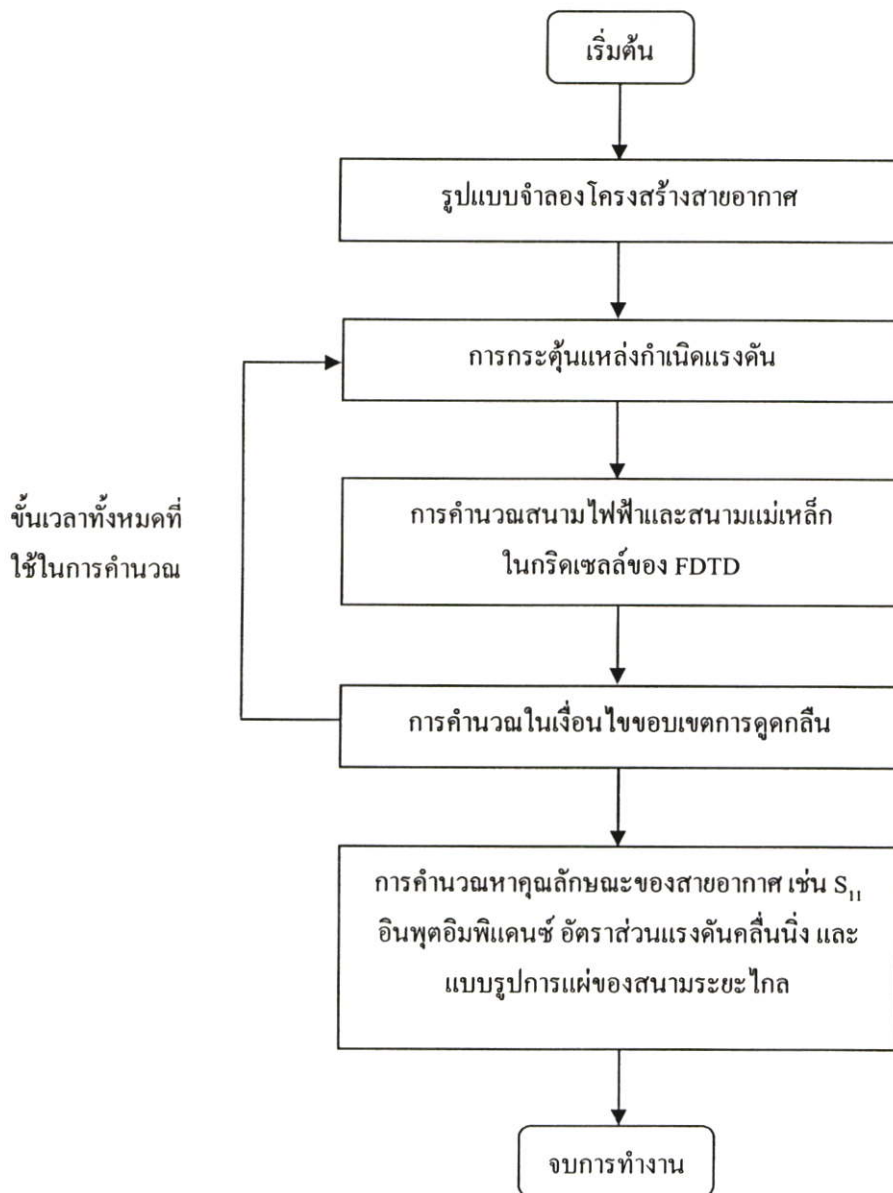
การออกแบบจำลองสายอากาศโดยใช้วิธี FDTD วิทยานิพนธ์นี้กำหนดขนาดหนึ่งหน่วยของยี่เซลล์ (Yee cell) ให้มีขนาดเล็กกว่าหนึ่งส่วนยี่สิบของขนาดความยาวคลื่นสัมพันธ์ที่ต้องการ โดยการออกแบบให้มีขนาดหนึ่งหน่วยยี่เซลล์ในทิศทาง x คือ $\Delta_x = 0.1575$ มิลลิเมตร และขนาดหนึ่งหน่วยยี่เซลล์ในทิศทาง y และ z เท่ากันคือ $\Delta_y = \Delta_z = 0.3$ มิลลิเมตร เพื่อให้สามารถครอบคลุมขนาดสายอากาศทั้งหมดที่ออกแบบ และเพื่อให้มีความผิดพลาดในการคำนวณน้อยที่สุด

นอกจากนั้นแล้วเมื่อทำการกำหนดขนาดหนึ่งหน่วยเซลล์แล้วทำให้สามารถคำนวณหาช่วงเวลาที่เหมาะสมในการคำนวณโดยใช้สมการ (1) แล้วแทนค่าต่างๆ ลงในสมการได้ดังนี้

$$\Delta_t \leq \frac{1}{3 \times 10^8 \sqrt{\left(\frac{1}{0.1575 \times 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{0.3 \times 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{0.3 \times 10^{-3}}\right)^2}} \quad (4.4)$$

$$\Delta_t \leq 52.3 \text{ ps} \quad (4.5)$$

ลำดับขั้นตอนการทำงานของโปรแกรม FDTD สามารถอธิบายได้ดังบล็อกไดอะแกรมสำหรับอัลกอริทึมที่แสดงในรูปที่ 4.1

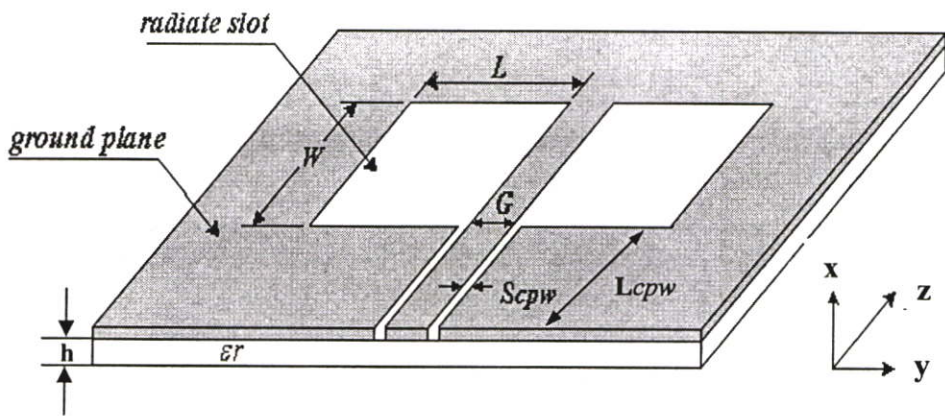


รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมสำหรับ FDTD อัลกอริทึม

4.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ที่ความถี่ 2.4 GHz

4.3.1 สายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส

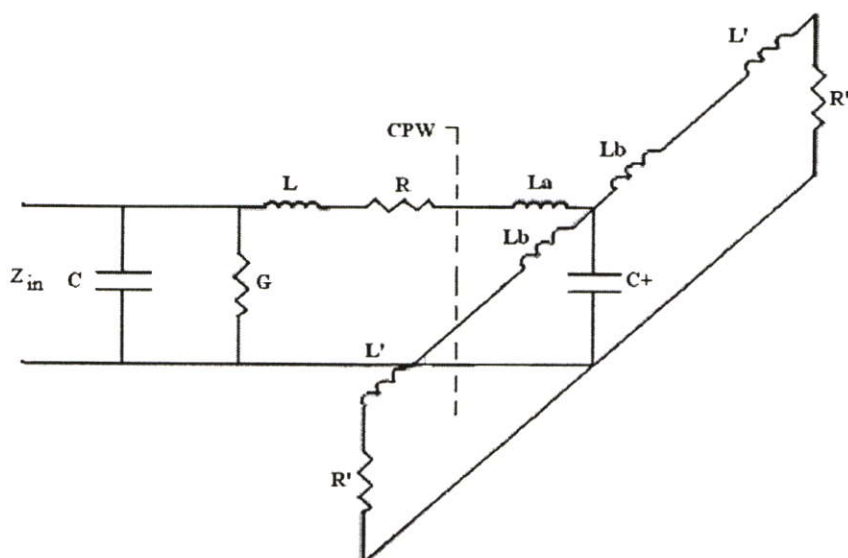
เมื่อทำการคำนวณค่าพารามิเตอร์เบื้องต้นสำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป ซึ่งประกอบไปด้วย ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม และค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) แล้ว จากนั้นขั้นตอนต่อไปก็คือการนำเอาค่าพารามิเตอร์เหล่านั้นมาทำการกำหนดในโครงสร้างสายอากาศตามที่ต้องการศึกษา ซึ่งในเบื้องต้นได้ศึกษาและออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมจัตุรัสดังแสดงในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 โครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

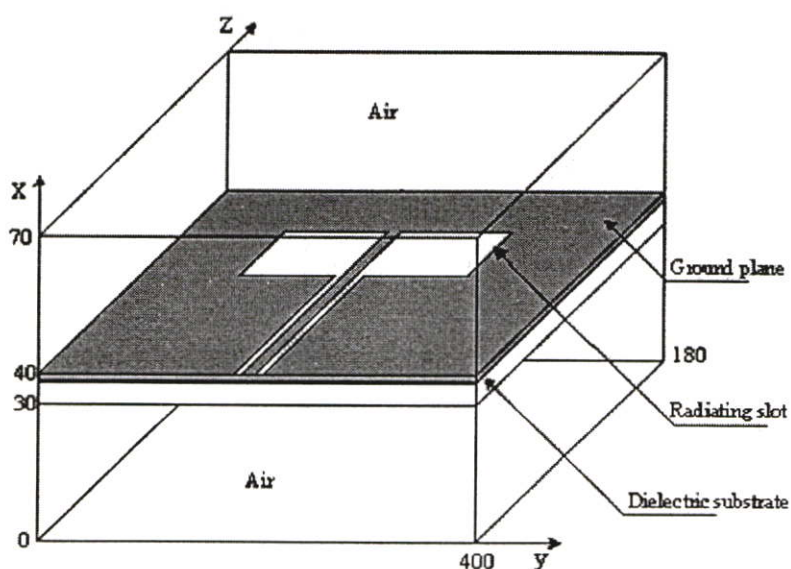
จากรูปที่ 4.2 แสดงโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่ได้ทำการออกแบบโดยมีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้ คือ

- L คือ ความยาวของสายอากาศช่องเปิด
- W คือ ความกว้างของสายอากาศช่องเปิด
- G คือ ความกว้างของตัวนำที่ขึ้นระหว่างช่องเปิดของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม
- $Scpw$ คือ ความกว้างของช่องเปิดของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม
- $Lcpw$ คือ ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม
- ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง
- h คือ ค่าความหนาของวัสดุฐานรอง

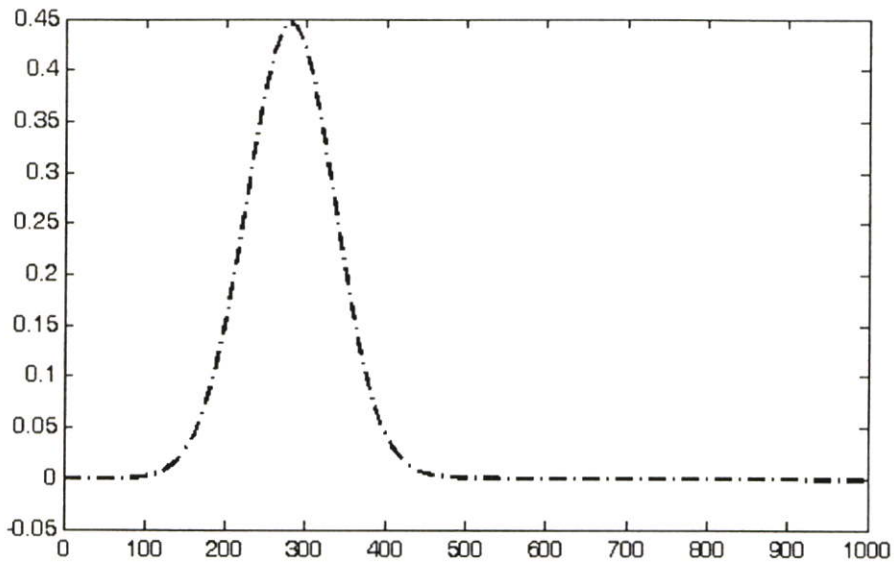


รูปที่ 4.3 วงจรสมมูลของสายอากาศแบบช่องเปิด

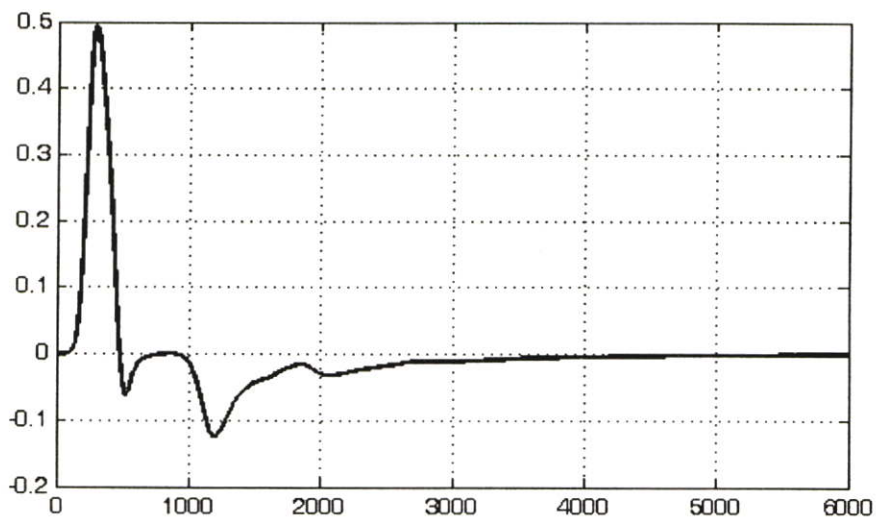
รูปที่ 4.3 แสดงวงจรสมมูลของสายอากาศแบบช่องเปิด จะแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนที่เป็นสายส่งสัญญาณและส่วนของสายอากาศช่องเปิด ในการปรับความถี่เรโซแนนซ์จะขึ้นอยู่กับการปรับความยาวของช่องเปิดและการปรับเมทซึ่งจะขึ้นอยู่กับการปรับความกว้างของช่องเปิด ในการออกแบบสายอากาศช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม โดยโปรแกรม FDTD ในการจำลอง จะเริ่มต้นด้วยการคำนวณรูปแบบการจำลอง โครงสร้างของสายอากาศที่ต้องการออกแบบ และการสร้างแหล่งกำเนิดแรงดันกระแสเชิงพัลส์ แล้วเอากำเนิดที่ได้มาป้อนให้กับสายอากาศ จะแสดงดังรูปที่ 4.4 และ 4.5



รูปที่ 4.4 รูปแบบการจำลอง โครงสร้างสายอากาศที่ใช้การคำนวณด้วยวิธี FDTD



(ก) แหล่งกำเนิดแรงดันแก๊สเขียนพัลส์



(ข) แก๊สเขียนพัลส์เมื่อป้อนให้แก่โครงสร้างสายอากาศ

รูปที่ 4.5 แก๊สเขียนพัลส์ที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศ

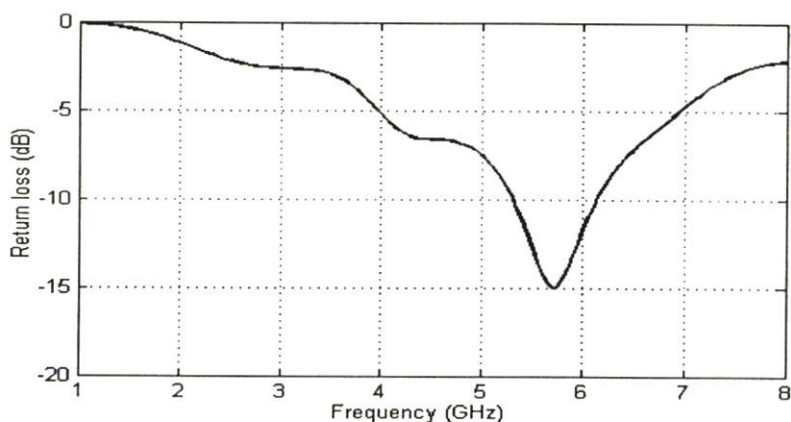
รูปที่ 4.4 แสดงแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศที่ใช้วิธี FDTD ซึ่งในการคำนวณด้วยวิธีนี้จะคำนวณส่วนที่เป็นอากาศ (Air) ด้วยเพื่อให้ได้ค่าสนามระยะใกล้ของสายอากาศ การคำนวณรูปแบบโครงสร้างของสายอากาศนั้นจะมีวิธีการคำนวณ 2 ครั้ง คือ ครั้งแรกจะคำนวณเฉพาะรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปเพียงอย่างเดียว เพื่อสร้างแหล่งกำเนิดแรงดันพัลส์แบบแก๊สเขียน และนำเอาแหล่งกำเนิดพัลส์ที่ได้ไปใช้ในการคำนวณครั้งที่สอง และ

ในการคำนวณครั้งที่สองนี้จะเป็นการคำนวณหาค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิด เช่น ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ อินพุตอิมพีแดนซ์ และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง แบบรูปการแผ่ของสนามระยะไกล และอัตราการขยายของสายอากาศ เหล่านี้เป็นต้น รูปของแหล่งกำเนิดพัลส์แบบเกาส์เซียนที่เป็นอินพุต และเกาส์เซียนพัลส์เมื่อป้อนให้สายอากาศแล้ว แสดงได้ดังรูปที่ 4.5

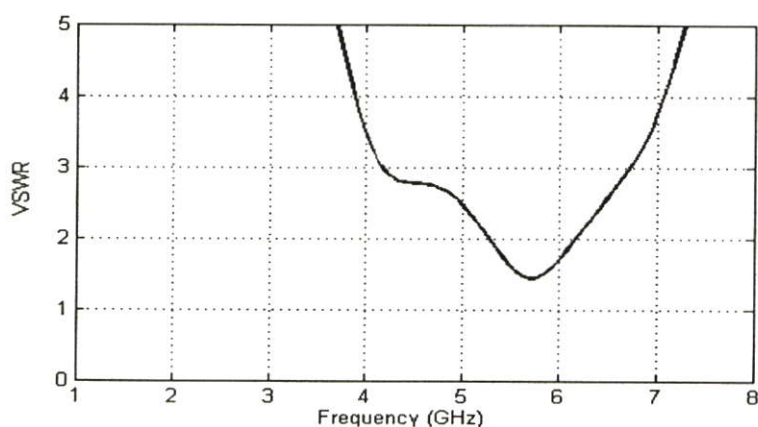
ตารางที่ 4.1 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิด โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ (mm)	ขนาดทางไฟฟ้า
L	24.9	$0.249 \lambda_g$
W	24.9	$0.249 \lambda_g$
G	3	$0.030 \lambda_g$
S_{cpw}	0.3	$0.003 \lambda_g$
L_{cpw}	24.9	$0.249 \lambda_g$

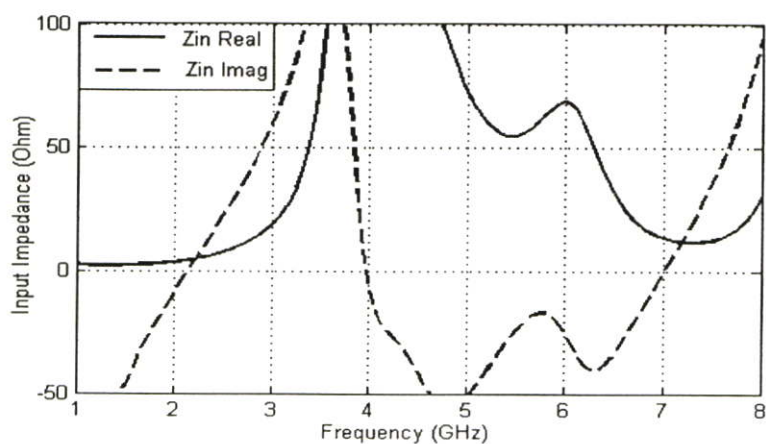
สำหรับสายอากาศช่องเปิดแบบแรกที่ทำการศึกษา คือสายอากาศช่องเปิดที่โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม สำหรับค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ของสายอากาศที่มีความถี่ 2.4 GHz สามารถหาได้จากสมการที่ (4.2) ซึ่งมีค่าประมาณ 99 มิลลิเมตร ความยาวรวมทั้งหมดของวงรอบช่องเปิดที่อ้างอิงจากรูปที่ 4.2 คือ $2(L+W)$ จะมีขนาดความยาวทั้งหมดประมาณ λ_g ของความถี่ที่ต้องการกล่าวคือ ความยาวด้าน L เท่ากับ 24.9 มิลลิเมตร และความยาวด้าน W เท่ากับ 24.9 มิลลิเมตร โดยกำหนดให้ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (L_{cpw}) เท่ากับ 24.9 มิลลิเมตร ระยะห่างระหว่างสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (G) เท่ากับ 3 มิลลิเมตร ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (S_{cpw}) ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง (ϵ_r) เท่ากับ 2.2 และความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.575 มิลลิเมตร ดังตารางที่ 4.1 และผลการจำลองที่ได้แสดงดังนี้



รูปที่ 4.6 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม



รูปที่ 4.7 VSWR ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม



รูปที่ 4.8 อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสโดยส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

ตารางที่ 4.2 คุณลักษณะของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.7 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	-15 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.433
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in} real)	59.26 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in} Imag)	-17.37 โอห์ม
อัตราขยาย (Gain)	4.71 dBi
แบนด์วิดท์	0.82 GHz

จากตารางที่ 4.2 และรูปที่ 4.6-4.8 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศ จะมีค่าการสูญเสียย้อนกลับเท่ากับ -15 dB ที่ความถี่ 5.7 GHz อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) เท่ากับ 1.433 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ $59.27-j17.37$ โอห์ม อัตราขยายเท่ากับ 4.71 dBi และ แบนด์วิดท์เท่ากับ 0.82 GHz ครอบคลุมย่านความถี่ 5.35-6.1 GHz

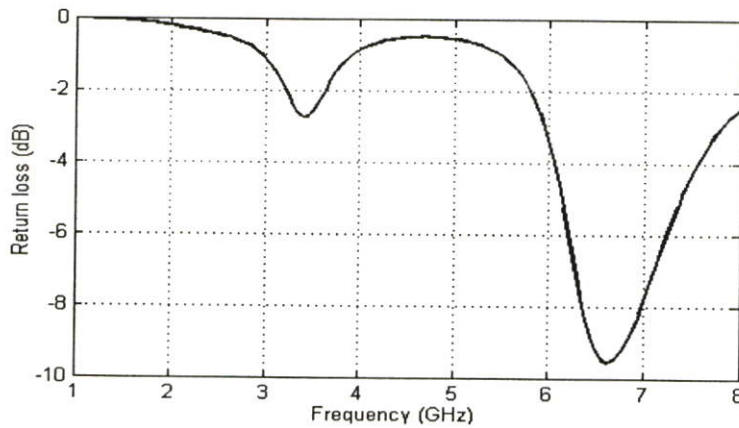
4.3.2 สายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้งโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

ออกแบบสายอากาศซึ่งค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) ที่ความถี่ 2.4 GHz จะมีความยาวรอบรูปประมาณ 99 มิลลิเมตร จากนั้นใช้การปรับพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศ เพื่อเป็นการศึกษาผลกระทบต่อค่าคุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดขึ้น

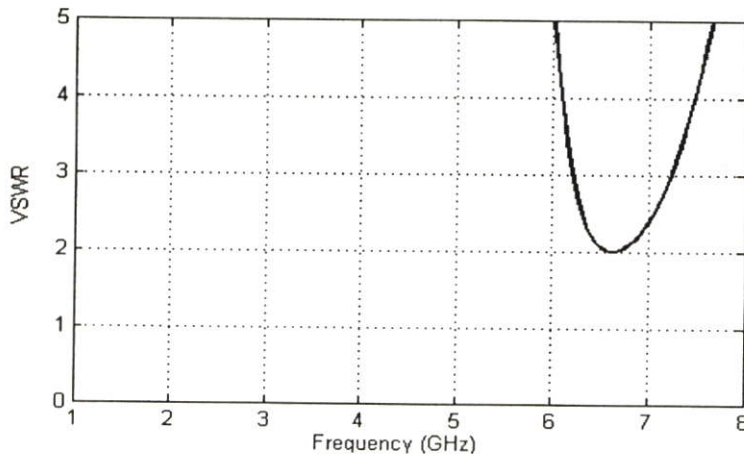
ตารางที่ 4.3 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้งโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ (mm)	ขนาดทางไฟฟ้า
L	9.0	$0.090 \lambda_g$
W	41.1	$0.411 \lambda_g$
G	3.0	$0.030 \lambda_g$
S_{cpw}	0.3	$0.003 \lambda_g$
L_{cpw}	24.9	$0.249 \lambda_g$

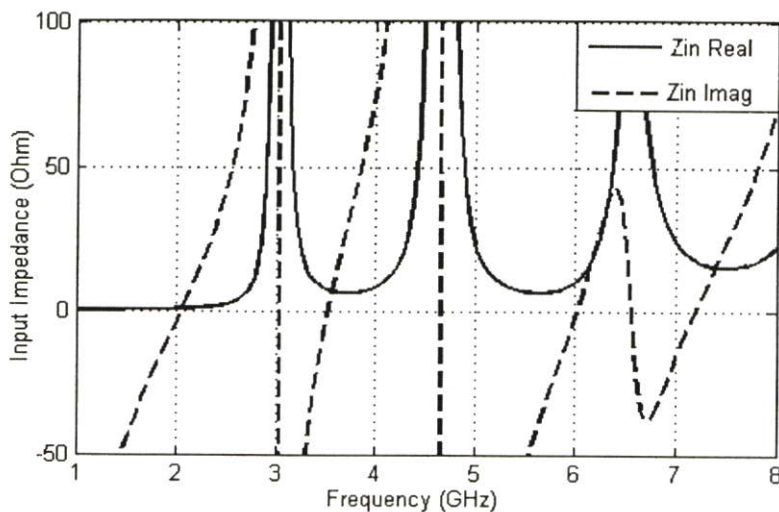
สายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง ออกแบบที่ความถี่ 2.4 GHz โดยให้ความยาวรอบรูปเท่าเดิม คือ ประมาณ 99 มิลลิเมตร ความยาวรวมทั้งหมดของวงรอบช่องเปิดที่อ้างอิงจากรูปที่ 4 คือ $2(L+W)$ จะมีขนาดความยาวทั้งหมดประมาณ λ_g ของความถี่ที่ต้องการกล่าวคือ ความยาวด้าน L เท่ากับ 9 มิลลิเมตร และความยาวด้าน W เท่ากับ 41 มิลลิเมตร และกำหนดให้ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (L_{cpw}) เท่ากับ 24.9 มิลลิเมตร ระยะห่างระหว่างสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (G) เท่ากับ 3 มิลลิเมตร ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (S_{cpw}) ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง (ϵ_r) เท่ากับ 2.2 และความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.575 มิลลิเมตร ดังตารางที่ 4.3 และผลการจำลองที่ได้แสดงดังนี้



รูปที่ 4.9 การสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม



รูปที่ 4.10 VSWR ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม



รูปที่ 4.11 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้งโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

ตารางที่ 4.4 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้งโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 6.6 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	-9.55 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.998
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in} real)	92.89 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in} Imag)	-21.79 โอห์ม
อัตราขยาย (Gain)	3.77 dBi

จากตารางที่ 4.4 และรูปที่ 4.9-4.11 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศจะมีค่าการสูญเสียย้อนกลับเท่ากับ -9.55 dB ที่ความถี่ 6.6 GHz อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) เท่ากับ 1.034 อินพุตอิมพีแดนซ์ เท่ากับ 92.89-j21.79 โอห์ม และอัตราขยาย เท่ากับ 3.77 dBi

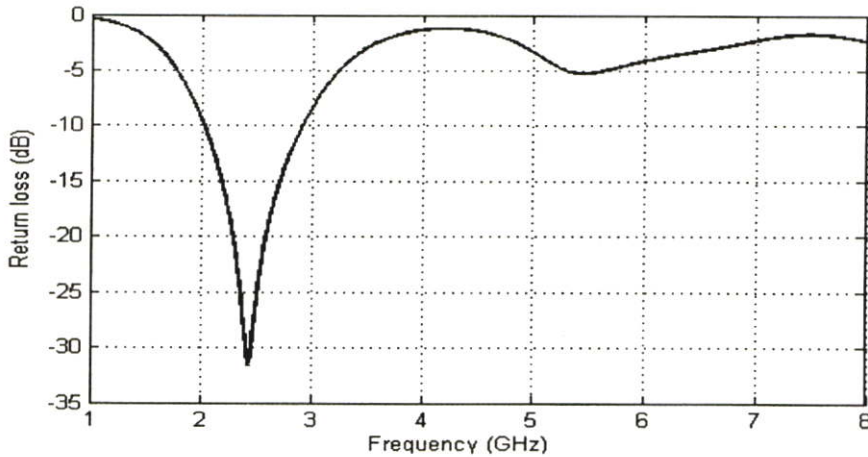
4.3.3 สายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอนโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

ออกแบบสายอากาศที่ความถี่ 2.4 GHz กำหนดให้ความยาวด้าน L เท่ากับ 41.1 มิลลิเมตร และความยาวด้าน W เท่ากับ 9 มิลลิเมตร โดยที่ความยาวรวมยังเท่ากับ 99 มิลลิเมตรและกำหนดให้ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (L_{cpw}) เท่ากับ 24.9 มิลลิเมตร ระยะห่าง

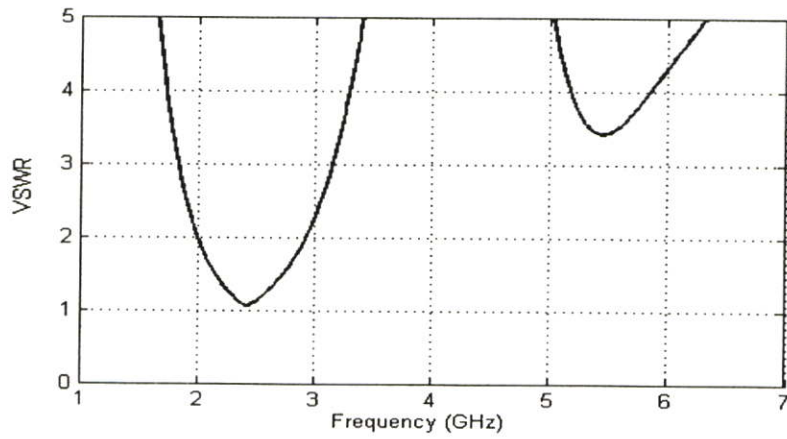
ระหว่างสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (G) เท่ากับ 3 มิลลิเมตร ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (S_{cpw}) ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง (ϵ_r) เท่ากับ 2.2 และความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.575 มิลลิเมตร ดังตารางที่ 4.5 และผลการจำลองที่ได้แสดงดังนี้

ตารางที่ 4.5 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

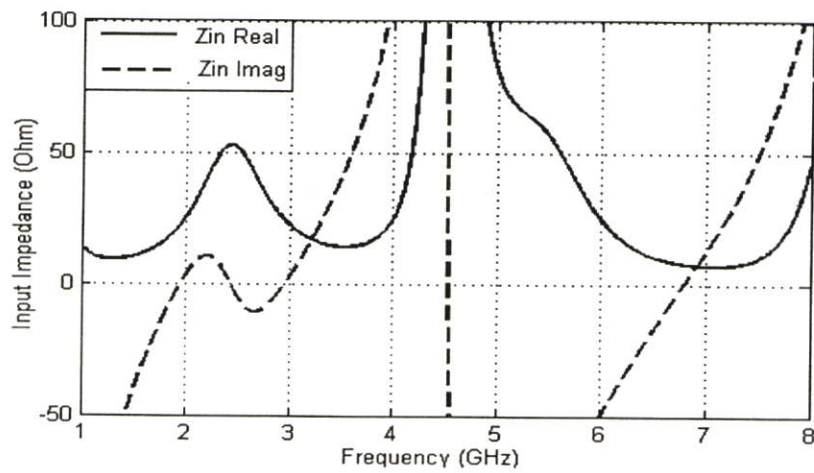
พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ (mm)	ขนาดทางไฟฟ้า
L	41.1	$0.411 \lambda_g$
W	9.0	$0.090 \lambda_g$
G	3.0	$0.030 \lambda_g$
S_{cpw}	0.3	$0.003 \lambda_g$
L_{cpw}	24.9	$0.249 \lambda_g$



รูปที่ 4.12 การสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม



รูปที่ 4.13 VSWR ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอนโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม



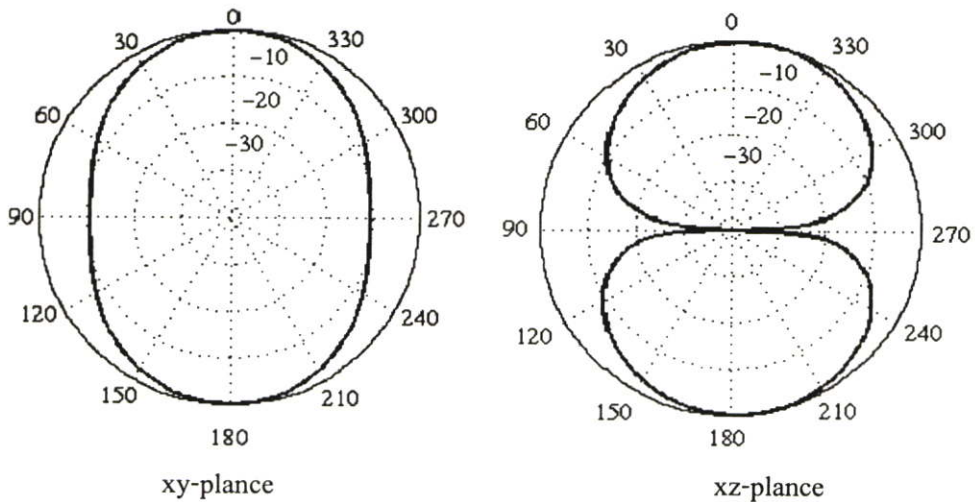
รูปที่ 4.14 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอนโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

ตารางที่ 4.6 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอนโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

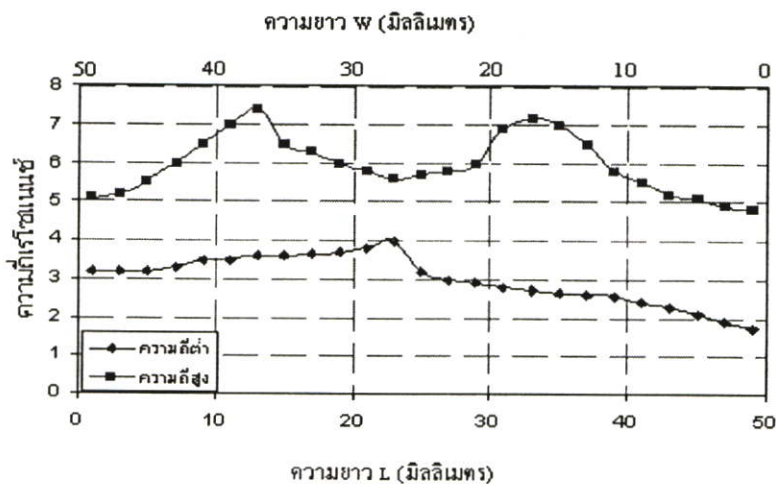
คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.41 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	-33.02 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.034
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Zin real)	48.49 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Zin Imag)	-3.98 โอห์ม
อัตราขยาย (Gain)	2.64dBi
แบนด์วิดท์	0.85 GHz

จากตารางที่ 4.6 และรูปที่ 4.12-4.14 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศจะมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ เท่ากับ -33.02 dB ที่ความถี่ 2.41 GHz อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) เท่ากับ 1.034 อินพุตอิมพีแดนซ์ เท่ากับ $48.49-j3.98$ โอห์ม อัตราขยาย เท่ากับ 2.65 dBi และแบนด์วิดธ์เท่ากับ 0.85 GHz

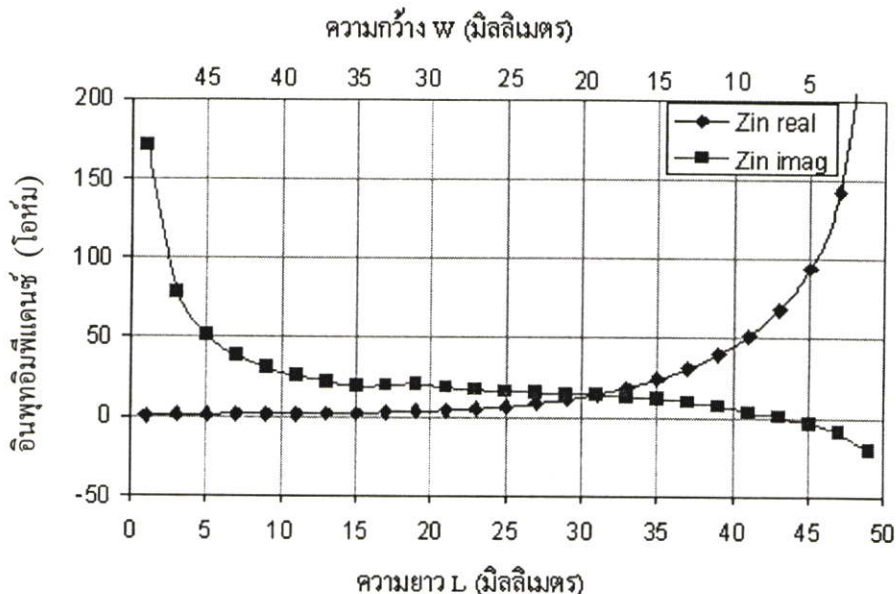
รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy และระนาบ xz จะแสดงในรูปที่ 4.15 โดยที่ระนาบ xy จะแสดงรูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสนามแม่เหล็ก และระนาบ xz จะแสดงรูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสนามไฟฟ้า จะเห็นได้ว่าสายอากาศรูปแบบนี้มีลักษณะการแผ่พลังงานเป็นสองทิศทาง (Bidirectional)



รูปที่ 4.15 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy และ xz ของสายอากาศ แบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอนที่ความถี่ 2.4 GHz



รูปที่ 4.16 การเปลี่ยนแปลงของความถี่เรโซแนนซ์กับความกว้างและความยาวของสายอากาศแบบช่องเปิด



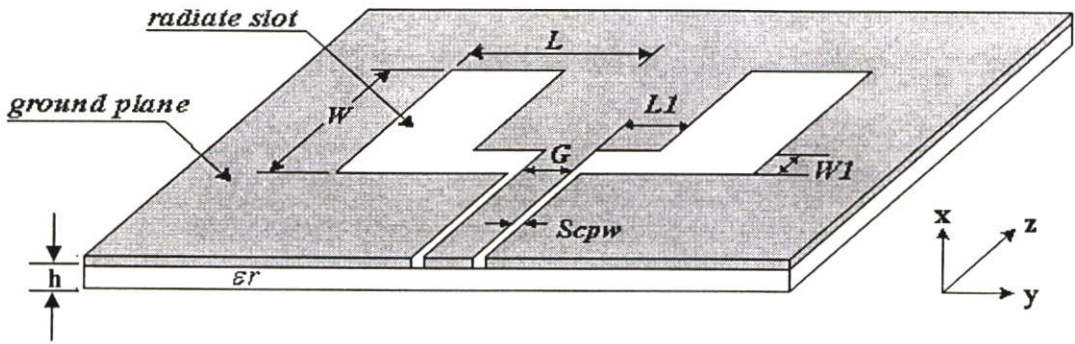
รูปที่ 4.17 การเปลี่ยนแปลงของอินพุทอิมพีแดนซ์กับความกว้างและความยาวของสายอากาศแบบช่องเปิด

จากรูปที่ 4.16-4.17 แสดงการเปลี่ยนแปลงระหว่างความกว้าง ความยาวของช่องเปิดกับความถี่เรโซแนนซ์ และแสดงการเปลี่ยนแปลงระหว่างความกว้าง ความยาวของช่องเปิดกับอินพุทอิมพีแดนซ์ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงความยาวของช่องเปิดตามแนวนอน (L) และความกว้างของช่องเปิดตามแนวตั้ง (W) มีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ ดังรูปที่ 4.16 และการเปลี่ยนแปลงความยาวของช่องเปิดตามแนวนอน (L) และการเปลี่ยนแปลงขนาดความกว้างของช่องเปิด (W) เมื่อเทียบกับอินพุทอิมพีแดนซ์ ผลที่ได้การปรับเปลี่ยนความยาว L กับความกว้าง W ของช่องเปิด อินพุทอิมพีแดนซ์ จะมีค่าเท่ากับ 50 โอห์ม ที่ L กับ W เท่ากับ 41.1 และ 9 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.17

สรุป

จากการวิเคราะห์สายอากาศแบบช่องเปิด 3 รูปแบบคือรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวตั้ง และ รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน โดยที่ความยาวรอบรูปของสายอากาศเท่ากับ λ_g ที่ความถี่ 2.4 GHz เมื่อเพิ่มความยาวของช่องเปิดแนวนอน (L) และลดความกว้างของช่องเปิดแนวตั้ง (W) จะทำให้ความถี่ลดลง และเมื่อลดความยาวของช่องเปิดแนวนอน (L) และเพิ่มความกว้างของช่องเปิดแนวตั้ง (W) จะให้ความถี่เพิ่มขึ้น และการปรับค่าความยาวของช่องเปิดแนวนอน (L) จะมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ และปรับค่าของความกว้างของช่องเปิดแนวตั้ง (W) จะมีผลต่อการปรับเมทซิ่งผลที่ได้จากการจำลองที่ผ่านมาสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอน สามารถปรับเมทซิ่งและความถี่เรโซแนนซ์ได้ตามต้องการออกแบบ ดังนั้นในการวิเคราะห์ในหัวข้อต่อไปจะนำสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอนไปใช้ในการวิเคราะห์เพื่อศึกษาผลกระทบเพื่อให้แบนด์วิดท์ที่กว้างขึ้น

4.4 สายอากาศช่องเปิดแบบชั้นเดียวโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม



รูปที่ 4.18 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดแบบชั้นเดียวโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดแบบชั้นเดียวโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

L คือ ความยาวของสายอากาศช่องเปิดหนึ่งด้าน เท่ากับ 41 มิลลิเมตร

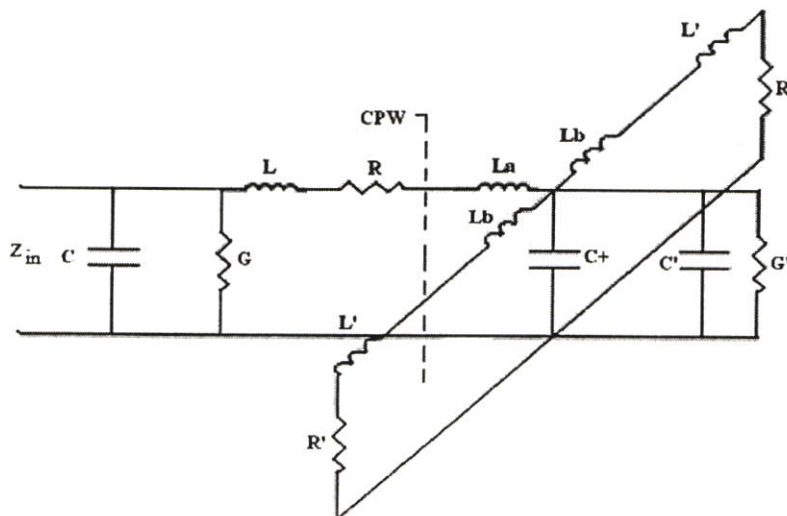
$L1$ คือ ความยาวของสายอากาศช่องเปิดแบบชั้นเดียว เท่ากับ 9 มิลลิเมตร

W คือ ความกว้างของสายอากาศช่องเปิด เท่ากับ 18 มิลลิเมตร

$W1$ คือ ความกว้างของช่องเปิดแบบชั้นเดียว เท่ากับ 9 มิลลิเมตร

G คือ ระยะห่างระหว่างสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เท่ากับ 3 มิลลิเมตร

S_{cpw} คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.19 วงจรสมมูลของสายอากาศช่องเปิดแบบชั้นเดียว

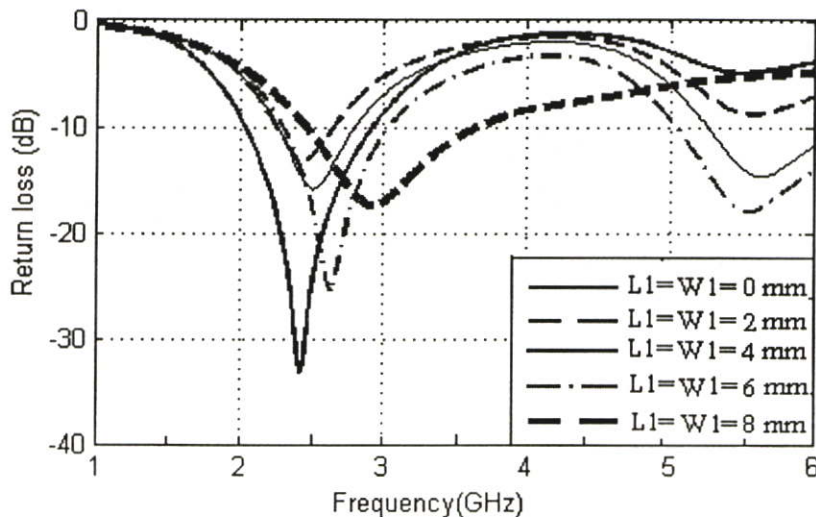
จากรูปที่ 4.19 แสดงวงจรสมมูลของสายอากาศช่องเปิดแบบขั้นซึ่งจะแบ่งออกเป็นสองส่วน คือ ส่วนที่เป็นสายส่งสัญญาณและส่วนที่เป็นสายอากาศแบบช่องเปิด เมื่อเทียบกับสายอากาศแบบช่องเปิดที่เป็นรูปสี่เหลี่ยมที่เพิ่มขึ้นมา คือ C' และ G' จะช่วยในการปรับเมทซิ่งและทำให้แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้น เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของค่า C' และ G' ซึ่งทำการวิเคราะห์ต่อไป

ผลการจำลอง

ในการออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบขั้นเดียว โดยมีสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่น ระบายร่วมโดยทำการออกแบบให้ความยาวสายอากาศ L เท่ากับ 45 มิลลิเมตร ความกว้างของสายอากาศเท่ากับ 18 มิลลิเมตร ความกว้างระยะระหว่างสายส่งสัญญาณเท่ากับ 3 มิลลิเมตร และช่องเปิดที่เป็นสายส่งสัญญาณเท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร เพื่อให้แมตซ์อิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์มในการวิเคราะห์จะทำการปรับค่าพารามิเตอร์ L1 และ W1 เพื่อดูผลกระทบของสายอากาศโดยจะกำหนดให้พารามิเตอร์ L W G และ S_{cpw} คงที่คั้งที่กล่าวมาข้างต้น

4.4.1 ผลกระทบของการปรับค่า L1 กับ W1 เท่ากัน

ในกรณีนี้จะทำการปรับค่าขนาด L1 กับ W1 เริ่มต้นตั้งแต่ยังไม่มีการปรับค่า จากนั้นทำการปรับค่าเท่ากับ 2 มิลลิเมตร 4 มิลลิเมตร 6 มิลลิเมตร และ 8 มิลลิเมตร โดยกำหนดค่าของ L W G และ S_{cpw} เท่ากับ 41 มิลลิเมตร 9 มิลลิเมตร 3 มิลลิเมตร และ 0.3 มิลลิเมตร ตามลำดับ



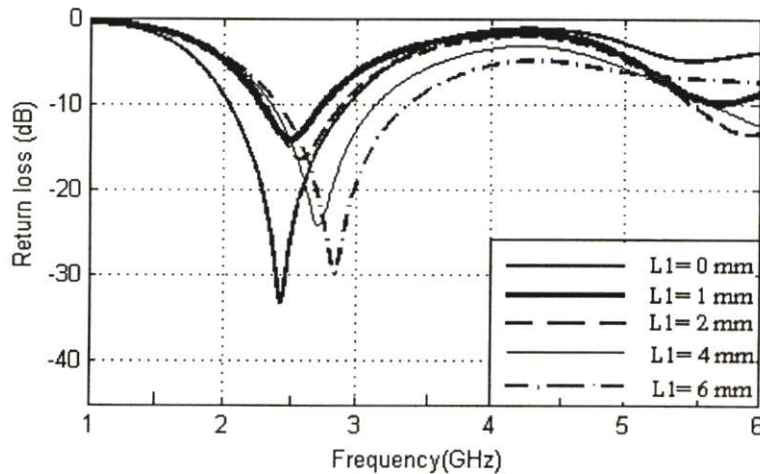
รูปที่ 4.20 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่า L1 และ W1 มีขนาดเท่ากัน

จากรูปที่ 4.20 ผลกระทบของการปรับค่า L1 และ W1 เมื่อทำการปรับค่าพารามิเตอร์เพิ่มขึ้น ความถี่เรโซแนนซ์จะเปลี่ยนไปในทิศทางที่สูงขึ้น และที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูงมีแนวโน้มดีขึ้น

ทำให้เกิดสองความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.5 และ 5.5 GHz และได้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่ดีที่สุดของทั้งสองความถี่ ดังนั้นจึงนำค่า L1 และ W1 เท่ากับ 6 มิลลิเมตร นำไปใช้ในการวิเคราะห์ต่อไป

4.4.2 ผลกระทบของการปรับค่า L1

กรณีนี้จะเริ่มต้นตั้งแต่ว่ายังไม่มีค่าการปรับค่า L1 จากนั้นทำการปรับค่าเท่ากับ 1 มิลลิเมตร 2 มิลลิเมตร 4 มิลลิเมตร และ 6 มิลลิเมตร โดยกำหนดค่า L, W, W1 เท่ากับ 41 มิลลิเมตร 9 มิลลิเมตร และ 6 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลการจำลองเป็นไปตามรูปที่ 4.21

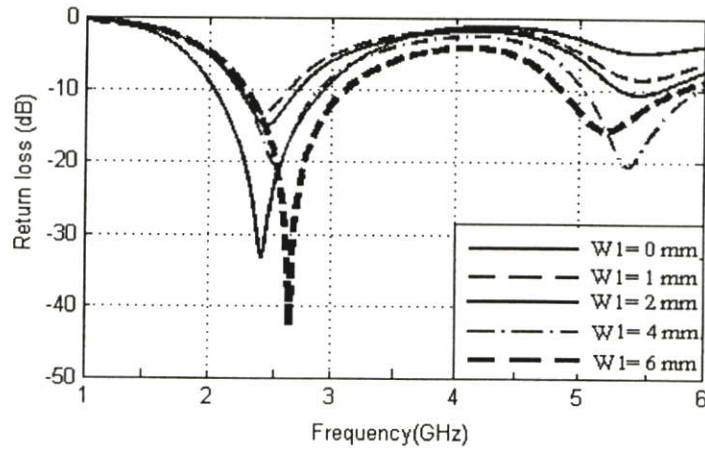


รูปที่ 4.21 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่า L1

จากรูปที่ 4.21 ผลกระทบของการปรับค่า L1 เมื่อทำการปรับค่าความยาว L เพิ่มขึ้นจะทำให้แมทซ์อิมพีแดนซ์และความถี่เรโซแนนซ์ที่ด้านต่ำเปลี่ยนแปลงไปในทิศทางที่สูงขึ้น และความถี่ด้านสูงก็เช่นเดียวกัน ความถี่เรโซแนนซ์จะเปลี่ยนแปลงไปในทางที่สูงขึ้น ดังนั้นจึงเลือกค่าที่ L1 เท่ากับ 4 มิลลิเมตร เนื่องจากค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่ความถี่ด้านต่ำ และด้านสูง มีการสูญเสียใกล้เคียงกันมาใช้ในการวิเคราะห์ในหัวข้อถัดไป

4.4.3 ผลกระทบของการปรับค่า W1

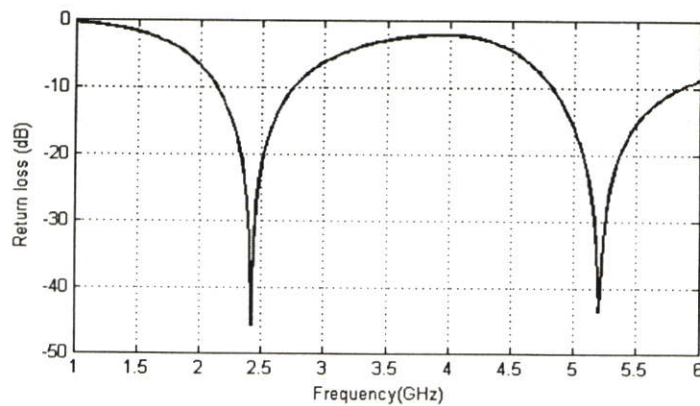
การวิเคราะห์สายอากาศแบบช่องเปิดกรณีที่มีการปรับค่า W1 ในตารางที่ 4.9 แสดงค่าขนาดของ L, W เท่ากับ 41 มิลลิเมตร 9 มิลลิเมตร คงที่ ตามลำดับ และ เริ่มต้นตั้งแต่ว่ายังไม่มีค่าการปรับค่า W1 จากนั้นทำการปรับค่าเท่ากับ 1 มิลลิเมตร 2 มิลลิเมตร 4 มิลลิเมตร และ 6 มิลลิเมตร ตามลำดับ และค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับแสดงดังรูปที่ 4.22



รูปที่ 4.22 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่า W_1

จากรูปที่ 4.22 แสดงค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) เมื่อทำการปรับค่า W_1 จะช่วยในการปรับแมทซ์ซึ่งทั้งความถี่ด้านต่ำ และด้านความถี่สูง การปรับค่า W_1 สามารถปรับให้แมทซ์ซึ่งอิมพีแดนซ์ดีขึ้น โดยสามารถปรับให้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ ลดลงจาก -33 dB จนถึง -41.5 dB ที่ความถี่ต่ำ และที่ความถี่สูงก็เช่นเดียวกัน การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ ลดลงจาก -5 dB จนถึง -15.5 dB ที่ขนาดของ W_1 เท่ากับ 6 มิลลิเมตร ผลการจำลองเบื้องต้นทำให้ทราบว่า การปรับค่าของ L_1 และ W_1 ช่วยในการปรับแมทซ์ซึ่งอิมพีแดนซ์ทั้งด้านความถี่ต่ำและด้านความถี่สูง ดังนั้นจึงนำคุณสมบัตินี้ไปใช้ในการออกแบบต่อไป

ในการออกแบบสายอากาศดังที่ได้กล่าวมาแล้วเบื้องต้น สามารถนำไปใช้ในการออกแบบสายอากาศที่มีสองความถี่ได้โดยการเพิ่มค่าความยาว L เท่ากับ 45 มิลลิเมตร เพื่อให้ความถี่ เท่ากับ 2.4 GHz และที่ความถี่สูงเท่ากับ 5.2 GHz จะทำการปรับค่าของ L_1 จากนั้นทำการปรับค่า W_1 เพื่อให้แมทซ์ซึ่งดีขึ้น ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองจะเป็นไปตามรูปที่ 4.23



รูปที่ 4.23 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) สายอากาศช่องเปิดแบบขั้นเดียวสองความถี่

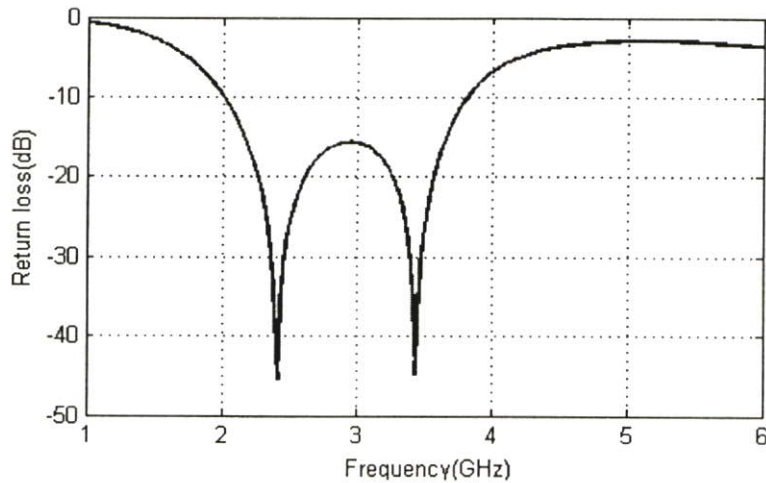
จากผลการจำลองจะได้สองความถี่เรโซแนนซ์ คือ 2.41 GHz มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ เท่ากับ -46.24 dB และที่ความถี่ 5.20 GHz ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ เท่ากับ -42.56 dB ซึ่งผลที่ได้จากการจำลอง จะสรุปคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบขั้นเดี่ยวสองความถี่โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม แสดงดังตารางที่ 4.7

ตารางที่ 4.7 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดแบบขั้นเดี่ยวสองความถี่ โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ ที่ 2.42 GHz	ความถี่เรโซแนนซ์ ที่ 5.20 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	-46.24 dB	-43.02 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.001	1.012
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Zin real)	50.36 โอห์ม	50.47 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Zin Imag)	0.65 โอห์ม	0.34 โอห์ม
อัตราขยาย (Gain)	2.67 dBi	2.64 dBi
แบนด์วิดท์	0.78 dB	1.05 dB

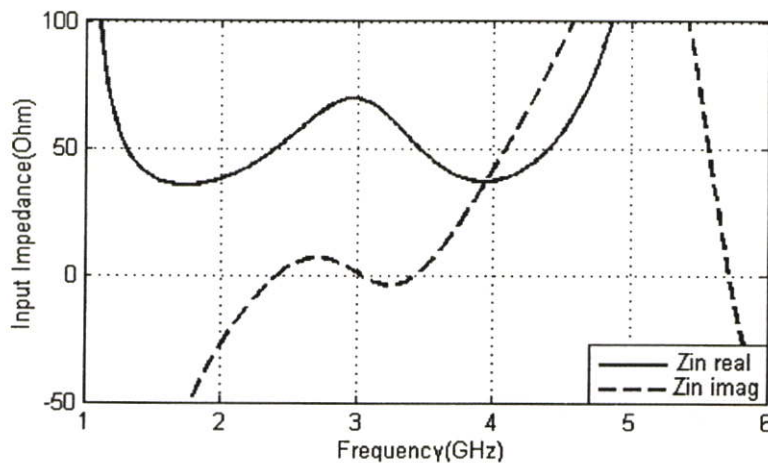
4.4.4 สายอากาศช่องเปิดแบบขั้นเดี่ยวโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

จากการวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบขั้นเดี่ยวที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น จะทำการศึกษาผลกระทบของพารามิเตอร์แต่ละตัว ทำให้ทราบถึงผลกระทบในการปรับค่าพารามิเตอร์แต่ละตัว ผลที่ได้ทำการปรับค่าอย่างละเอียดเพื่อให้เมทริกซ์ของสายอากาศดีขึ้น โดยทำการปรับค่าพารามิเตอร์ของ W, W1 และ L1 เพื่อให้มีแบนด์วิดท์กว้างรองรับย่านความถี่ของการนำไปใช้งานในระบบเครือข่ายไร้สาย ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองที่ดีที่สุด โดยจะทำการปรับพารามิเตอร์บางตัว ดังนี้ W เท่ากับ 18 มิลลิเมตร L1 เท่ากับ 8.1 มิลลิเมตร และ W1 = 17 มิลลิเมตร ผลการจำลองที่ได้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) แสดงดัง รูปที่ 4.24



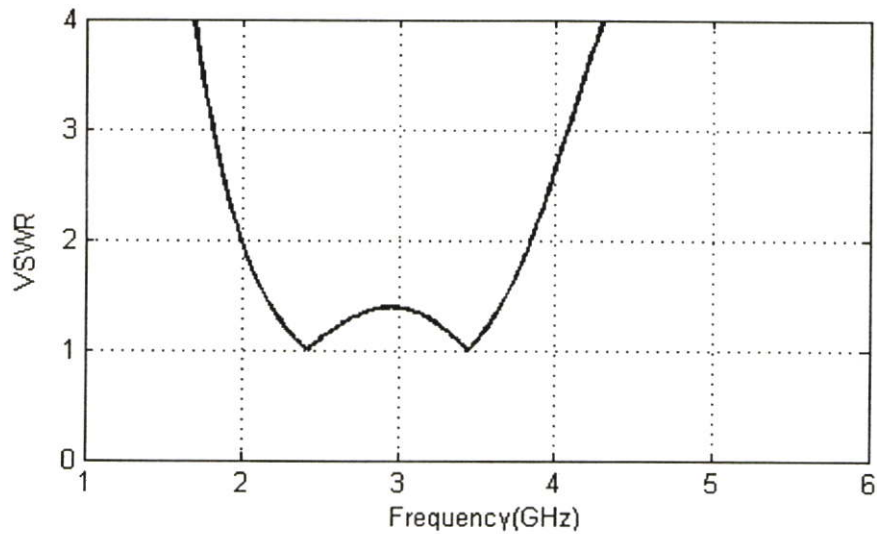
รูปที่ 4.24 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) สายอากาศช่องเปิดแบบขั้วเดี่ยว

จากรูปที่ 4.24 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) เท่ากับ -45.46 dB ที่ความถี่ 2.42 GHz และ -44.73 GHz ที่ความถี่ 3.44 GHz ครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 2.02 - 3.8 GHz และคุณลักษณะอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 4.25 ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.42 และ 3.44 GHz อินพุทอิมพีแดนซ์จะใกล้เคียงกับ 50 โอห์ม



รูปที่ 4.25 อินพุทอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) ของสายอากาศช่องเปิดแบบขั้วเดี่ยว

คุณลักษณะของอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งจะแสดงถึงประสิทธิภาพของสายอากาศ ในการออกแบบสายอากาศในการทำให้แมทซ์ดีที่สุด ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งจากผลการจำลอง มีค่าประมาณ เท่ากับ 1 ที่ความถี่ 2.42 และ 3.44 GHz แสดงดังรูปที่ 4.26

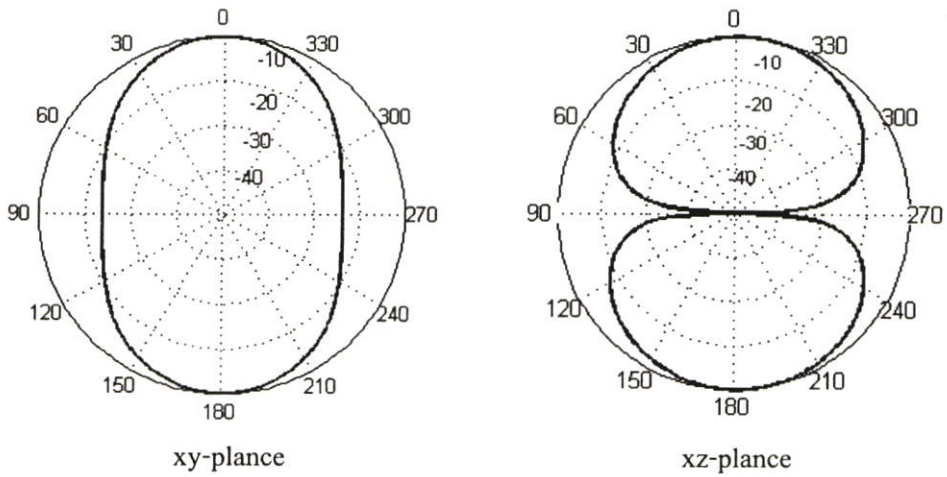


รูปที่ 4.26 VSWR ของสายอากาศช่องเปิดแบบขั้นเดี่ยว

ตารางที่ 4.8 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบขั้นเดี่ยวโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ ที่ 2.42 GHz	ความถี่เรโซแนนซ์ ที่ 3.44 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	-45.46 dB	-44.73 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.005	1.015
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in} real)	50.53 โอห์ม	50.47 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in} Imag)	0.88 โอห์ม	0.34 โอห์ม
อัตราขยาย (Gain)	3.17 dBi	4.90 dBi
แบนด์วิดท์	1.78 GHz	

จากตารางที่ 4.8 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบขั้นเดี่ยวโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม จะสรุปค่าของความถี่เรโซแนนซ์ การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราขยาย และแบนด์วิดท์ ตามลำดับ จากผลการจำลองรูปแบบ การแพร่กระจายสนามระยะไกลในระนาบ xy และ xz แสดงในรูปที่ 4.27 ซึ่งรูปแบบการแพร่กระจายสนามระยะไกลระนาบของสนามไฟฟ้าเป็นแบบสองทิศทาง

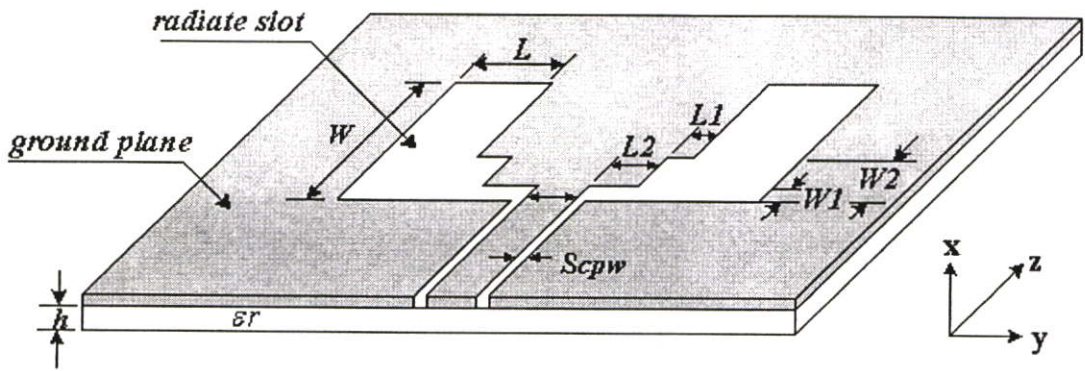


รูปที่ 4.27 แสดงการแพร่กระจายสนามระยะไกลของสายอากาศช่องเปิดแบบขั้นเดียว ที่ความถี่ 2.42 GHz

สรุป

สายอากาศช่องเปิดแบบขั้นเดียวโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม จากผลการจำลองที่ได้ เมื่อปรับค่าพารามิเตอร์ $L1$ และ $W1$ ขนาดที่เท่ากัน มีแนวโน้มทำให้เกิดความถี่ที่สอง จากนั้นทำการกำหนดค่า $W1$ คงที่แล้วทำการปรับค่า $L1$ ความถี่ต่ำจะเปลี่ยนแปลงไปในทางที่สูงขึ้นเนื่องจากการตัดช่องเปิด และเมื่อทำการกำหนดพารามิเตอร์ $L1$ คงที่แล้วทำการปรับค่าของ $W1$ ช่วยในการปรับเมทซิ่ง ดังนั้นทำให้สามารถออกแบบสองความถี่ได้โดยทำการปรับค่าของ $L, L1$ และ $W1$ ทำให้ได้สองความถี่ที่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ เท่ากับ -46.24 dB และ -43.02 dB ตามลำดับ ในการออกแบบสายอากาศต้องการให้มีแบนด์วิดท์กว้าง ดังนั้นทำการเพิ่มค่าพารามิเตอร์ W แล้วทำการปรับค่าพารามิเตอร์ $L1$ และ $W1$ ช่วยในการปรับเมทซิ่งที่ความถี่ด้านสูง การปรับค่า $L1$ เพิ่มขึ้นจะทำให้แบนด์วิดท์จะลดลง แต่ถ้าลดค่าของ $L1$ จะทำให้แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้น และพารามิเตอร์ $W1$ จะช่วยในการปรับให้เมทซิ่งดีขึ้น เมื่อเพิ่มค่า $W1$ จะทำให้จะทำให้เมทซิ่งดีขึ้น แต่ถ้าลดค่า $W1$ จะทำให้เมทซิ่งลดลง ซึ่งผลการจำลองที่ดีที่สุดได้ผลสองความถี่เรโซแนนซ์ คือ 2.42 GHz และ 3.44 GHz ซึ่งมีค่าการสูญเสียย้อนกลับ เท่ากับ -45.46 dB และ -44.73 dB ตามลำดับ และแบนด์วิดท์ เท่ากับ 1.78 GHz ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 2.02-3.80 GHz

4.5 สายอากาศช่องเปิดแบบสองชั้นโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม



รูปที่ 4.28 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดแบบสองชั้น โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดแบบสองชั้น โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

L คือ ความยาวของช่องเปิด เท่ากับ 45 มิลลิเมตร

L1 คือ ความยาวของช่องเปิดแบบชั้นเดี่ยว เท่ากับ 10 มิลลิเมตร

L2 คือ ความยาวของช่องเปิดแบบชั้นสอง เท่ากับ 5 มิลลิเมตร

W คือ ความกว้างของช่องเปิด เท่ากับ 18 มิลลิเมตร

W1 คือ ความกว้างของช่องเปิดแบบชั้นเดี่ยว เท่ากับ 7.5 มิลลิเมตร

W2 คือ ความกว้างของช่องเปิดแบบชั้นสอง เท่ากับ 1 มิลลิเมตร

G คือ ระยะห่างระหว่างสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เท่ากับ 3 มิลลิเมตร

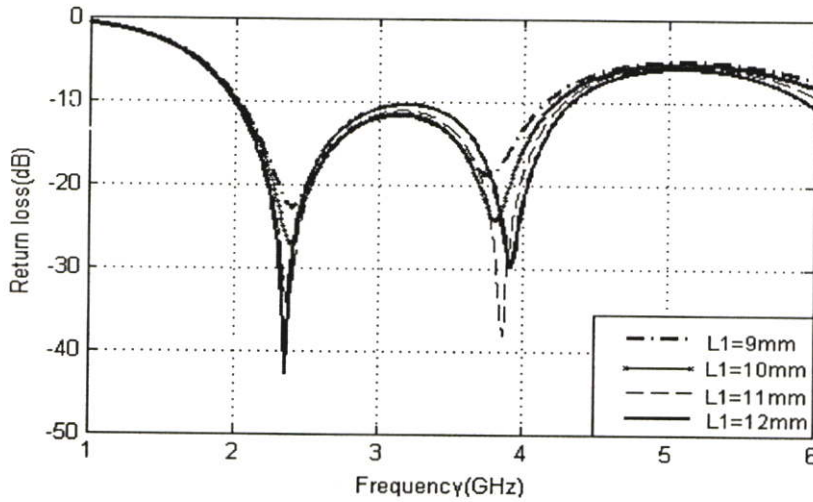
S_{cpw} คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร

ผลการจำลอง

ในการออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบสองชั้นป้อนโดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม จากผลการทำแบบชั้นเดี่ยวที่ผ่านมา จะมีพารามิเตอร์เพิ่มขึ้นสองพารามิเตอร์ คือ L2 และ W2 ในเบื้องต้นทำการออกแบบให้ความยาวสายอากาศ L เท่ากับ 45 มิลลิเมตร ความกว้างของสายอากาศเท่ากับ 18 มิลลิเมตร ความกว้างระยะระหว่างสายส่งสัญญาณเท่ากับ 3 มิลลิเมตร และช่องเปิดที่เป็นสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมเท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร เพื่อให้ได้ อินพุทอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม ในการวิเคราะห์จะทำการปรับค่าพารามิเตอร์ L1 L2 W1 และ W2 เพื่อดูผลกระทบของสายอากาศ โดยจะกำหนดให้พารามิเตอร์ L W , G and S_{cpw} คงที่ดังที่กล่าวมาข้างต้น

4.5.1 ผลกระทบของการปรับค่า L1

กรณีนี้ทำการปรับค่า L1 เท่ากับ 9 มิลลิเมตร 10 มิลลิเมตร 11 มิลลิเมตรและ 12 มิลลิเมตร โดยกำหนดค่า L2 W1 W2 เท่ากับ 6 มิลลิเมตร 7.5 มิลลิเมตร และ 1 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลที่ได้จากการจำลอง ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ดังรูปที่ 4.30

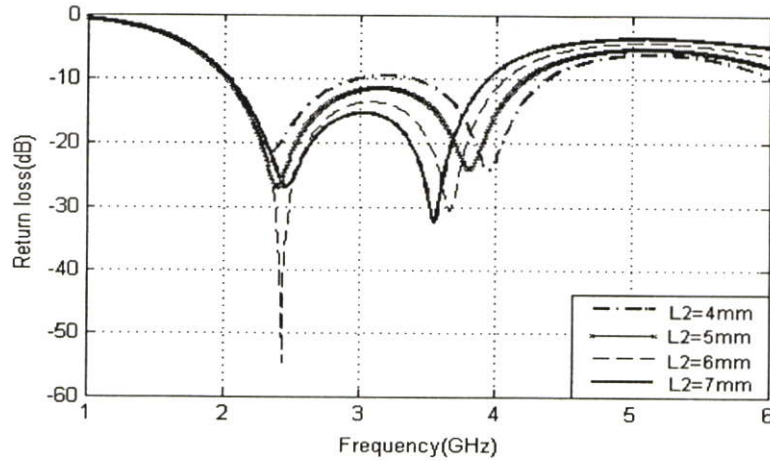


รูปที่ 4.29 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่า L1 ของสายอากาศแบบช่องเปิด

จากรูปที่ 4.29 ผลกระทบของการปรับค่า L1 ทำให้แมทชิงอิมพีแดนซ์ เท่ากับ 50 โอห์ม ที่ความถี่ต่ำและความถี่สูง เมื่อเพิ่มความกว้างของ L1 มากขึ้น ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่ด้านต่ำลดลง และ ที่ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่ด้านสูงจะดีขึ้น จะได้ความถี่เรโซแนนซ์สองความถี่ ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่ความถี่ต่ำเท่ากับ -42.76 dB และ ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่สูงที่สุดเท่ากับ -10.3 dB แบนด์วิดท์ที่ได้เท่ากับ 2.32 GHz ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 2.04-4.36 GHz ในการวิเคราะห์ที่ผ่านมา ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่สูงที่สุดที่ดีที่สุดที่ครอบคลุมทั้งย่านความถี่ 2.04-4.36 GHz เท่ากับ -10.3 dB ที่ค่า L1 เท่ากับ 10 มิลลิเมตร ดังนั้นจึงนำค่า L1 นี้ไปใช้ในการวิเคราะห์ต่อไป

4.5.2 ผลกระทบของการปรับค่า L2

การปรับค่า L2 จะเริ่มทำการปรับค่าตั้งแต่ 4 มิลลิเมตร 5 มิลลิเมตร 6 มิลลิเมตร และ 7 มิลลิเมตร และกำหนดค่าพารามิเตอร์ L1 W1 W2 เท่ากับ 10 มิลลิเมตร 7.5 มิลลิเมตร และ 1 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลการทดลองที่ได้จะแสดงดังตารางที่ 4.12 และรูปที่ 4.30

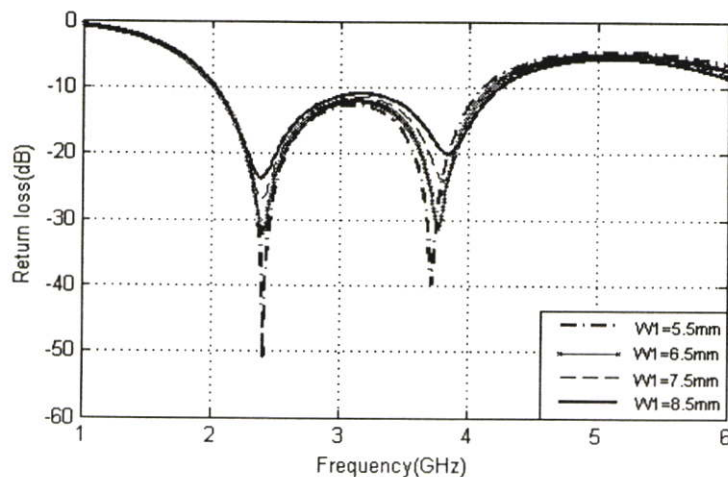


รูปที่ 4.30 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่า L_2 ของสายอากาศแบบช่องเปิด

จากรูปที่ 4.30 แสดงค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีที่ปรับพารามิเตอร์ L_2 เมื่อทำการปรับค่าพารามิเตอร์ตั้งแต่ 4 ถึง 7 มิลลิเมตร ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ และแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่า ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับจะต่ำกว่า -13.68 dB ครอบคลุมทั้งย่านความถี่ 2.06-4.25 GHz ดังนั้นแบนด์วิดท์เท่ากับ 2.19 GHz ที่ค่าที่ L_2 เท่ากับ 5 มิลลิเมตร ดังนั้นจึงเลือกค่าที่ L_2 เท่ากับ 5 มิลลิเมตรนำไปใช้ในการวิเคราะห์ต่อไป

4.5.3 ผลกระทบของการปรับค่า W_1

การวิเคราะห์สายอากาศแบบช่องเปิดกรณีที่มีการปรับค่า W_1 ทำการกำหนดค่า L_1 , L_2 , W_2 เท่ากับ 10 มิลลิเมตร 6 มิลลิเมตร และเท่ากับ 1 มิลลิเมตร คงที่ ตามลำดับ และทำการปรับค่าพารามิเตอร์ W_1 เท่ากับ 5.5 มิลลิเมตร 6.5 มิลลิเมตร 7.5 มิลลิเมตร และ 8.5 มิลลิเมตร ตามลำดับ และค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับแสดงดังรูปที่ 4.31

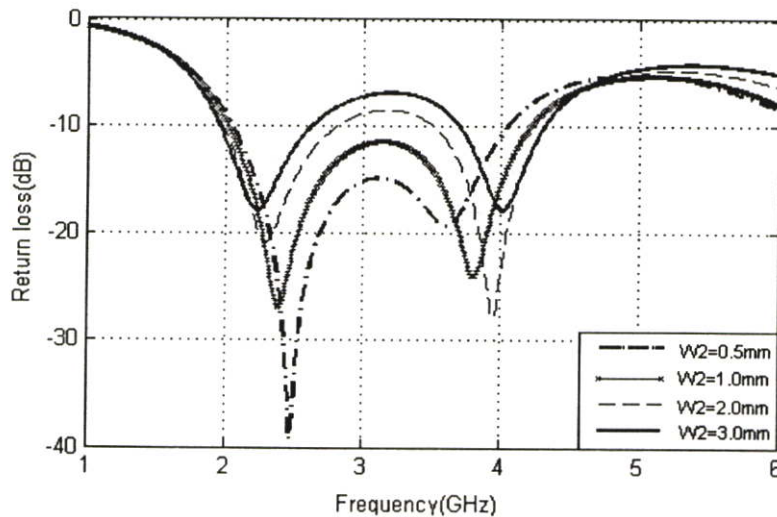


รูปที่ 4.31 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่า W_1 ของสายอากาศแบบช่องเปิด

จากรูปที่ 4.31 แสดงค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่า $W1$ เมื่อทำการปรับค่าพารามิเตอร์ $W1$ จะช่วยในการปรับเมทริกซ์ทั้งความถี่ด้านต่ำและด้านสูง และแบนด์วิดท์เท่ากับ 2.22 GHz ครอบคลุมตลอดย่านความถี่ 2.04-4.26 GHz ที่ $W1$ เท่ากับ 7.5 มิลลิเมตร ดังนั้นในการวิเคราะห์ต่อไปจึงนำค่าดังกล่าวไปใช้ในการวิเคราะห์

4.5.4 ผลกระทบของการปรับค่า $W2$

ในการปรับค่าของ $W2$ จะทำการปรับค่าตั้งแต่ 0.5 มิลลิเมตร 1 มิลลิเมตร 2 มิลลิเมตร และ 3 มิลลิเมตร โดยจะกำหนดค่าพารามิเตอร์ $L1$, $L2$ และ $W1$ เท่ากับ 10 มิลลิเมตร 6 มิลลิเมตร และ 7.5 มิลลิเมตร ตามลำดับ ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับและแบนด์วิดท์ของสายอากาศแบบช่องเปิดกรณีปรับค่า $W1$ จะแสดงดังรูปที่ 4.32

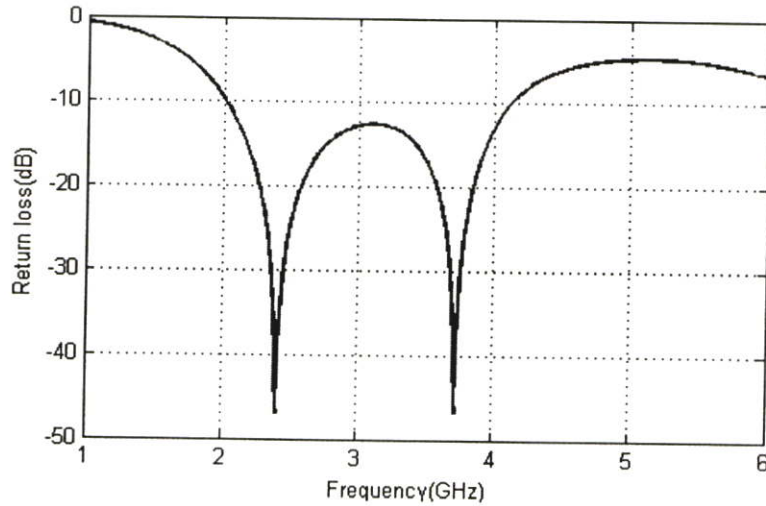


รูปที่ 4.32 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่า $W2$ ของสายอากาศแบบช่องเปิด

จากรูปที่ 4.32 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่า $W2$ ผลที่ได้จากการจำลอง คือ การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำและด้านสูงที่ดีที่สุดและมีแบนด์วิดท์กว้างจะมีค่า เท่ากับ -26.99 dB ที่ความถี่ 2.39 GHz และเท่ากับ -24.08 dB ที่ความถี่ 3.80 GHz และแบนด์วิดท์ที่วัด ณ ตำแหน่งที่ S_{11} เท่ากับ -11 dB จะมีค่าเท่ากับ 2.19 GHz ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 2.04-4.23 GHz การวิเคราะห์ดังกล่าวมาแล้วเป็นศึกษาผลกระทบในการปรับพารามิเตอร์ นำผลที่ได้จากวิเคราะห์เบื้องต้นมาช่วยในการปรับให้เมทริกซ์อิมพีแดนซ์ดีขึ้น

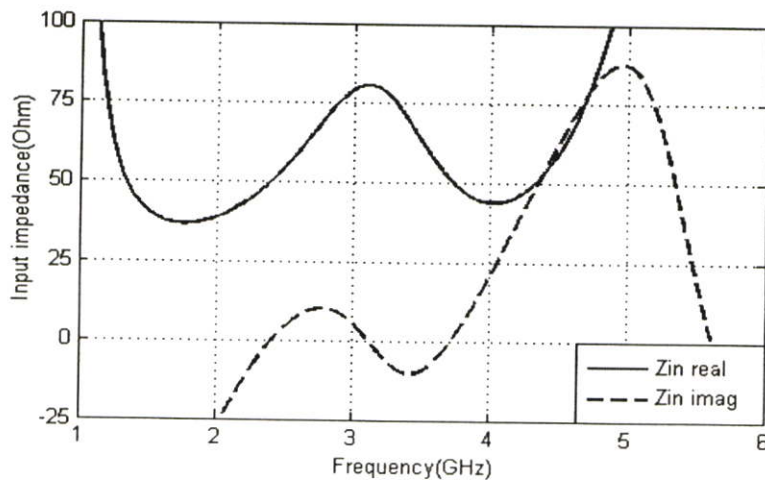
4.5.5 สายอากาศช่องเปิดแบบสองชั้นโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

จากการศึกษาถึงผลกระทบของสายอากาศช่องเปิดแบบสองชั้น นำผลที่ดีที่สุดในการปรับค่าพารามิเตอร์แต่ละตัวมาใช้ในการปรับเพื่อให้ได้เมทริกซ์ที่ดีที่สุดนี้ โดยทำการเลือกพารามิเตอร์ดังนี้ $L1 = 10$ มิลลิเมตร $L2 = 5$ มิลลิเมตร $W1 = 7.5$ มิลลิเมตรและ $W2 = 1$ มิลลิเมตร ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ที่ได้จากจำลองแสดงดังรูปที่ 4.33



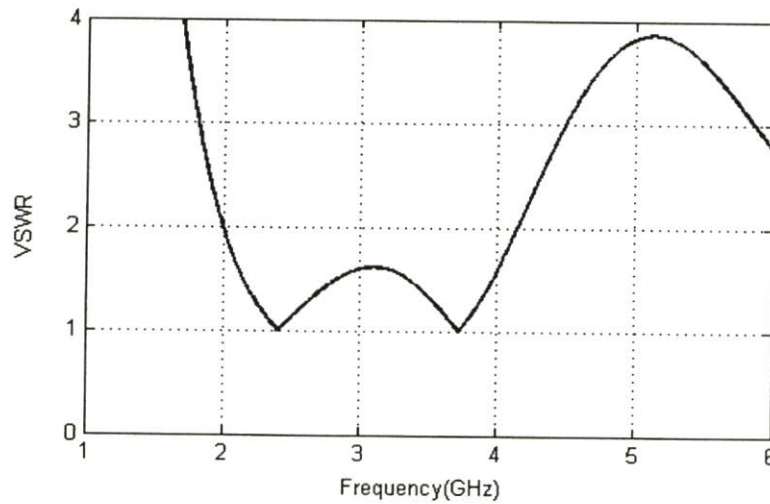
รูปที่ 4.33 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) สายอากาศช่องเปิดแบบสองชั้น

จากรูปที่ 4.33 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) เท่ากับ -46.94 dB ที่ความถี่ 2.40 GHz และ -46.84 dB ที่ความถี่ 3.72 GHz ครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 2.01 - 4.20 GHz และคุณลักษณะอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 4.32 ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.40 และ 3.72 GHz อินพุทอิมพีแดนซ์จะใกล้เคียงกับ 50 โอห์ม



รูปที่ 4.34 อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดแบบสองชั้น

คุณลักษณะของอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งจะแสดงถึงประสิทธิภาพของสายอากาศ ในการ ออกแบบสายอากาศในการทำให้เมทซิ่งดีที่สุด คือที่อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งเท่ากับ 1 จากผลการ จำลอง ค่า VSWR เท่ากับ 1 ที่ความถี่ 2.40 และ 3.72 GHz แสดงดังรูปที่ 4.35



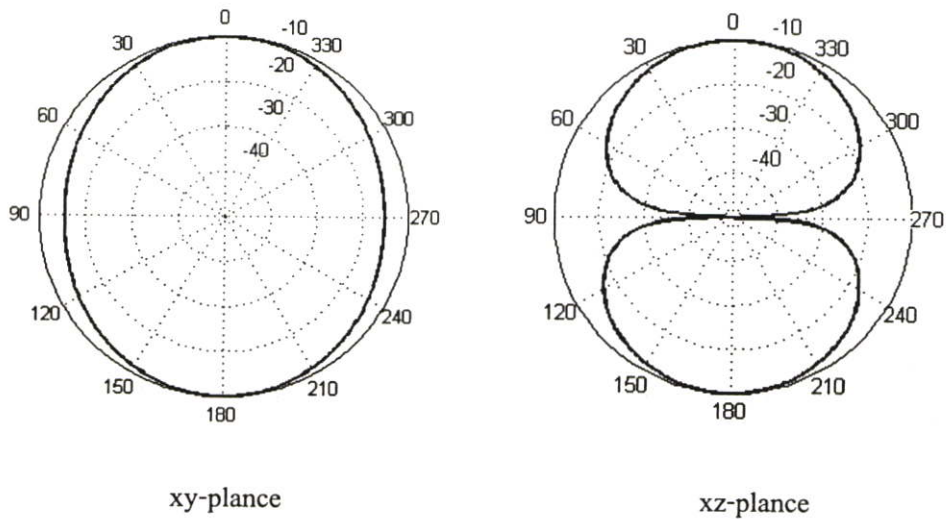
รูปที่ 4.35 VSWR ของสายอากาศช่องเปิดแบบสองขั้ว

จากตารางที่ 4.9 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบขั้วเดี่ยวโดยสายส่งสัญญาณ แบบที่นำคลื่นระนาบร่วม สรุปค่าของความถี่เรโซแนนซ์ การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราขยาย และแบนด์วิดท์ ตามลำดับ

ตารางที่ 4.9 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบสองขั้ว โดยสายส่งสัญญาณ แบบที่นำคลื่นระนาบร่วม

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ ที่ 2.40 GHz	ความถี่เรโซแนนซ์ ที่ 3.72 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	-46.94 dB	-46.84 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.005	1.006
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Zin real)	50.40 โอห์ม	50.36 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Zin Imag)	0.20 โอห์ม	0.28 โอห์ม
อัตราขยาย (Gain)	3.13 dBi	4.91 dBi
แบนด์วิดท์	2.19 GHz	

จากผลการจำลอง รูปแบบการแพร่กระจายสนามระยะไกลในระนาบ xy และ xz จะแสดงในรูปที่ 4.36 ซึ่งการแพร่กระจายสนามระยะไกลระนาบของสนามไฟฟ้าเป็นแบบสองทิศทาง



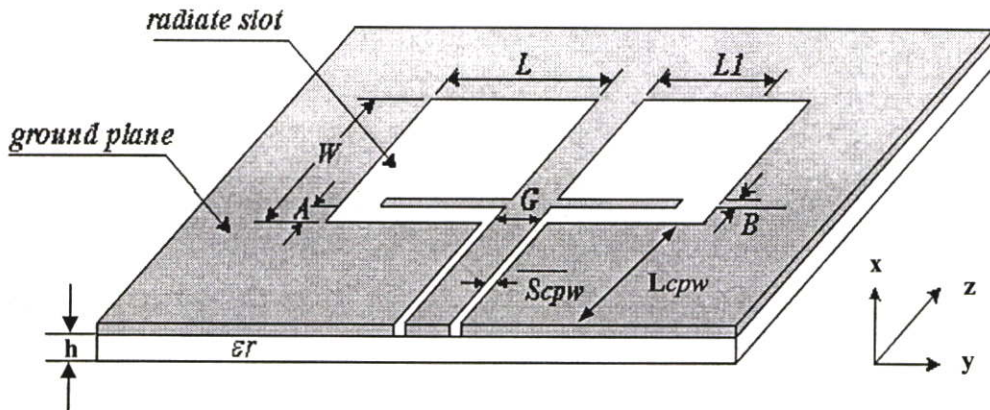
รูปที่ 4.36 แสดงการแพร่กระจายสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดแบบสองชั้น โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ที่ความถี่ 2.40 GHz

สรุป

สายอากาศช่องเปิดแบบสองชั้น โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม จากผลการจำลองเมื่อปรับค่าพารามิเตอร์ $L1$ และ $L2$ จะช่วยให้แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นเมื่อเพิ่มค่า $L1$ และ $L2$ แบนด์วิดท์จะลดลง แต่ถ้าลดความกว้างของ $L1$ และ $L2$ จะทำให้แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้น และพารามิเตอร์ $W1$ และ $W2$ จะช่วยในการปรับให้แมทซ์ดีขึ้น เมื่อเพิ่มค่า $W1$ และ $W2$ จะทำให้จะทำให้แมทซ์ดี แต่ถ้าลดค่า $W1$ และ $W2$ จะทำให้แมทซ์ลดลง ผลการจำลองที่ดีที่สุด คือ ได้สองความถี่เรโซแนนซ์ คือ 2.40 GHz และ 3.72 GHz ซึ่งมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ เท่ากับ -46.94 dB และ -46.84 dB ตามลำดับ แบนด์วิดท์เท่ากับ 2.19 GHz ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 2.01-4.20 GHz เมื่อเปรียบเทียบสายอากาศช่องเปิดแบบชั้นเดี่ยว และแบบสองชั้น สายอากาศแบบสองชั้นจะช่วยให้มีแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้น จาก 1.78 GHz ไปเป็น 2.19 GHz

4.6 ออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสตัปเส้นตรงแนวนอน

การวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ดังต่อไปนี้จะเป็นการวิเคราะห์ด้วยการแทรกสตัปเส้นตรงแนวนอน ลงในสายอากาศแบบช่องเปิดทั้งสองด้าน โดยจะแสดงดังรูปที่ 4.37



รูปที่ 4.37 โครงสร้างและพารามิเตอร์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสตัปเส้นตรงแนวนอน

ขนาดและโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์ต่าง ๆ จะเปลี่ยนแปลงแตกต่างจากที่ผ่านมามากน้อย แต่ก็จะมีบางพารามิเตอร์เหมือนเดิม ดังนี้

- L คือ ความยาวของช่องเปิดแต่ละด้าน เท่ากับ 27 มิลลิเมตร
- W คือ ความกว้างของสายอากาศช่องเปิด เท่ากับ 22.8 มิลลิเมตร
- G คือ ความกว้างของตัวนำที่อยู่ระหว่างท่อนำคลื่นระนาบร่วม เท่ากับ 3 มิลลิเมตร
- Scpw คือ ความกว้างของท่อนำคลื่นระนาบร่วม เท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร
- Lcpw คือ ความยาวของท่อนำคลื่นระนาบร่วม เท่ากับ 24.9 มิลลิเมตร
- L1 คือ ความยาวของสตัปแนวนอน
- A คือ ระยะห่างระหว่างสตัปกับขอบล่างของสายอากาศ
- B คือ ความกว้างของสตัปแนวนอน

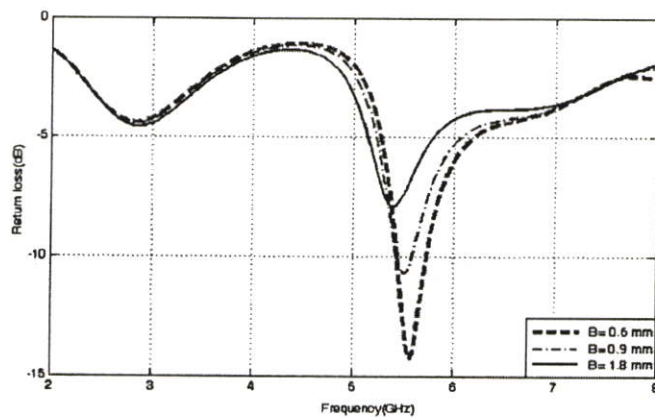
ในเบื้องต้นจะทำการออกแบบโดยการกำหนดค่าพารามิเตอร์ตามข้างต้น จากนั้นจะทำการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวกับสตัป คือ L1, A, และ B โดยจะทำทีละขั้นตอนเพื่อดูผลกระทบจากพารามิเตอร์ทั้งสาม จากนั้นจะสรุปผลเพื่อหาค่าที่ดีที่สุดที่จะทำให้ได้สายอากาศที่ให้คุณสมบัติที่ดีที่สุดตามที่ต้องการ ซึ่งขั้นตอนในการปรับพารามิเตอร์ทั้งสาม เป็นดังนี้

4.6.1 กรณีปรับความกว้างของสัดับเส้นตรงแนวนอน (B)

เริ่มต้นด้วยการใช้สัดับยาว 26.1 มิลลิเมตร (L1) วางไว้ตรงกลางของสายอากาศ นั่นคือ ระยะ $A = 11.1$ มิลลิเมตร จากนั้นทำการปรับพารามิเตอร์ B เป็น 0.6 มิลลิเมตร 0.9 มิลลิเมตร และ 1.8 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลกระทบที่สังเกตจากการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ แสดงดังตารางที่ 4.10 และตามรูปที่ 4.38

ตารางที่ 4.10 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับความกว้างสัดับเส้นตรงแนวนอน (B)

B (mm)	S_{11} (dB)	Frequency (GHz)
0.6 ($0.006 \lambda_g$)	-14.26	5.58
0.9 ($0.009 \lambda_g$)	-10.62	5.52
0.18 ($0.018 \lambda_g$)	-7.58	5.44



รูปที่ 4.38 การสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่าพารามิเตอร์ B

ผลกระทบที่เกิดขึ้นด้วยการจำลอง จะเห็นได้ว่า ขนาดของสัดับเท่ากับ 0.6 มิลลิเมตร จะได้แมทชิงที่ดีที่สุด โดยจะได้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) เท่ากับ -14.26 dB ที่ความถี่ 5.58 GHz ดังนั้นในการวิเคราะห์ต่อไปจะทำการปรับระยะระหว่างสัดับกับขอบล่างของสายอากาศ (A) เพื่อดูผลกระทบต่อไป

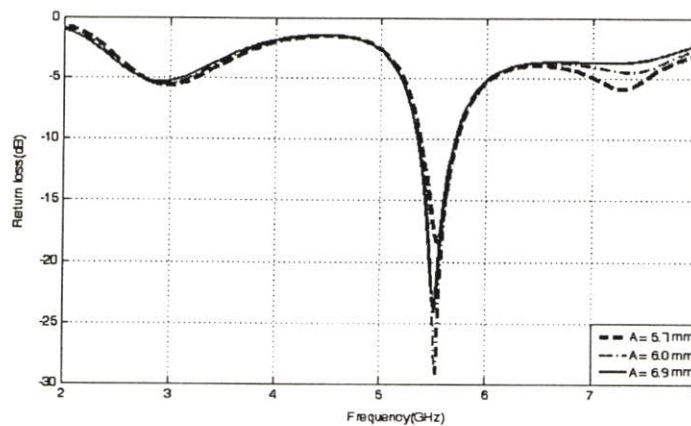
4.6.2 กรณีปรับระยะระหว่างสัดับกับขอบล่างของสายอากาศ (A)

จากหัวข้อที่ผ่านมาได้แสดงให้เห็นว่า เมื่อ A เท่ากับ 11.1 มิลลิเมตร และ B เท่ากับ 0.6 มิลลิเมตร ได้ผลที่ดีที่สุด จึงกำหนดค่าพารามิเตอร์ B เท่ากับ 0.6 มิลลิเมตรคงที่ แล้วทำการปรับ

ค่าระยะห่างระหว่างระดับกับขอบล่างของสายอากาศ (A) ตั้งแต่ 5.7 มิลลิเมตร 6.0 มิลลิเมตร และ 6.9 มิลลิเมตร ผลการจำลองที่ได้จะแสดงตารางที่ 4.11 และ รูปที่ 4.39

ตารางที่ 4.11 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับระยะห่างระหว่างระดับกับขอบล่างของสายอากาศ (A)

A (mm)	S_{11} (dB)	Frequency (GHz)
5.7 ($0.057 \lambda_g$)	-18.26 dB	5.56
6.0 ($0.060 \lambda_g$)	-29.18 dB	5.55
6.9 ($0.069 \lambda_g$)	-24.58 dB	5.54



รูปที่ 4.39 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณี ปรับค่าพารามิเตอร์ A

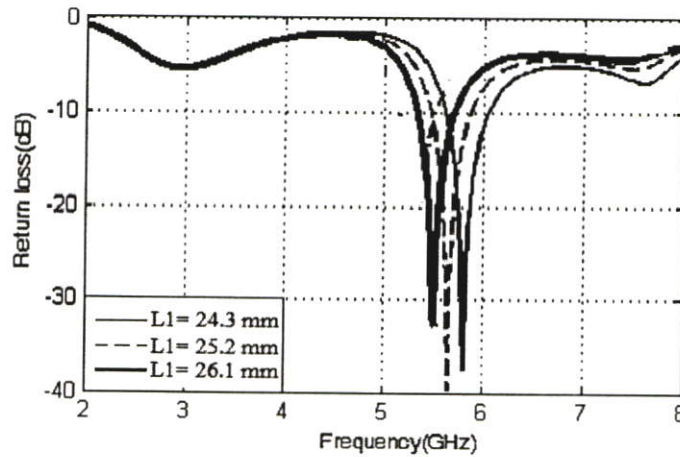
จากรูปที่ 4.39 การปรับระยะห่างระหว่างระดับกับขอบล่างของสายอากาศ (A) จะช่วยให้แมทซ์ดิซิ่ง ซึ่งระยะห่างระหว่างระดับกับขอบล่างของสายอากาศ (A) ดีที่สุด คือ ที่ A = 6 มิลลิเมตร จะให้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ เท่ากับ -29.18 dB ที่ความถี่ 5.55 GHz ซึ่งจะเห็นได้ว่าการวิเคราะห์สายอากาศ ในกรณีที่ระดับเส้นตรงแนวนอน ขนาด และระยะห่างระหว่างระดับกับขอบล่างของสายอากาศ จะช่วยในการทำให้แมทซ์ดิซิ่ง ดังนั้นถ้าทำการปรับค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวอย่างละเอียด ก็จะทำให้ได้ความถี่ และแมทซ์ดิซิ่ง

4.6.3 กรณีปรับระยะระหว่างระดับกับขอบในของสายอากาศ (L1)

จากหัวข้อที่ผ่านมาจะเห็นว่า เมื่อ A เท่ากับ 6.0 มิลลิเมตร และ B เท่ากับ 0.6 มิลลิเมตร ได้ผลที่ดี จึงกำหนดค่าพารามิเตอร์ A เท่ากับ 6.0 มิลลิเมตร และ B เท่ากับ 6.0 มิลลิเมตร คงที่ การปรับค่าระยะห่างระหว่างระดับกับขอบในของสายอากาศ (L1) ตั้งแต่ 24.3 มิลลิเมตร 25.2 มิลลิเมตร และ 26.1 มิลลิเมตร ผลการจำลองที่ได้จะแสดงตารางที่ 4.12 และรูปที่ 4.40

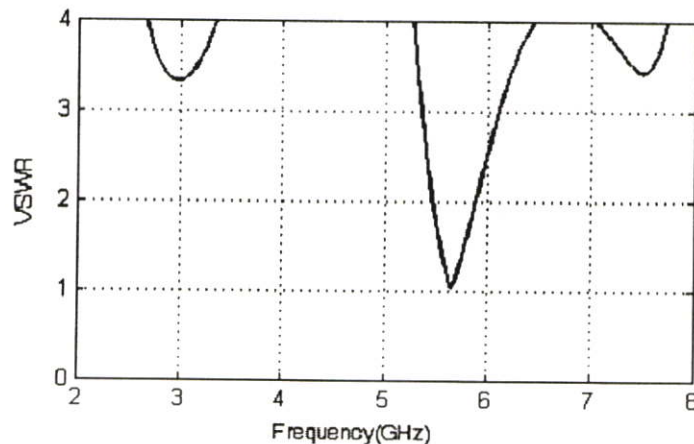
ตารางที่ 4.12 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับระยะห่างระหว่างสับกับขอบในของสายอากาศ (L1)

A (mm)	S_{11} (dB)	Frequency (GHz)
24.3 ($0.243 \lambda_g$)	-37.55 dB	5.82
25.2 ($0.252 \lambda_g$)	-39.78 dB	5.66
26.1 ($0.261 \lambda_g$)	-32.79 dB	5.52

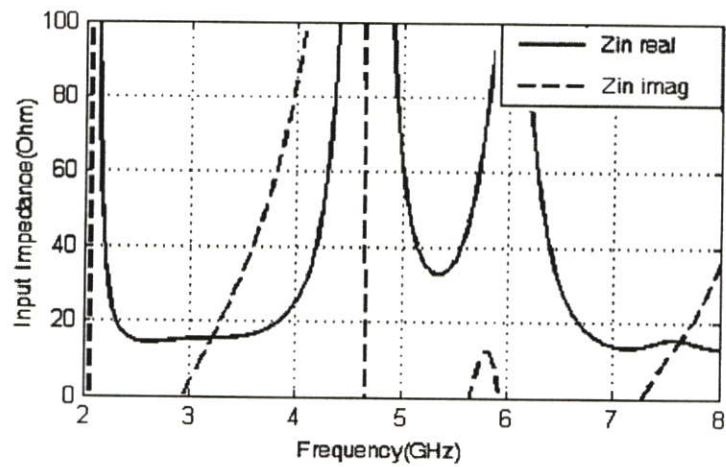


รูปที่ 4.40 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณี ปรับค่าพารามิเตอร์ L1

จากรูปที่ 4.40 แสดงค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดที่มีสับเส้นตรงแนวนอนที่ดีที่สุด กรณีช่องสับเส้นตรงตามแนวนอน เท่ากับ -39.78 dB ที่ความถี่ 5.66 GHz ส่วนค่าของอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งมีค่าใกล้เคียงกับ 1 และค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ที่ได้ประมาณ 50 โอห์มตามความต้องการ แสดงดังรูปที่ 4.41 และ 4.42 ตามลำดับ ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดที่มีสับเส้นตรงแนวนอนแสดงในตารางที่ 4.13



รูปที่ 4.41 VSWR ของสายอากาศช่องเปิด กรณีมีสับเส้นตรงแนวนอน

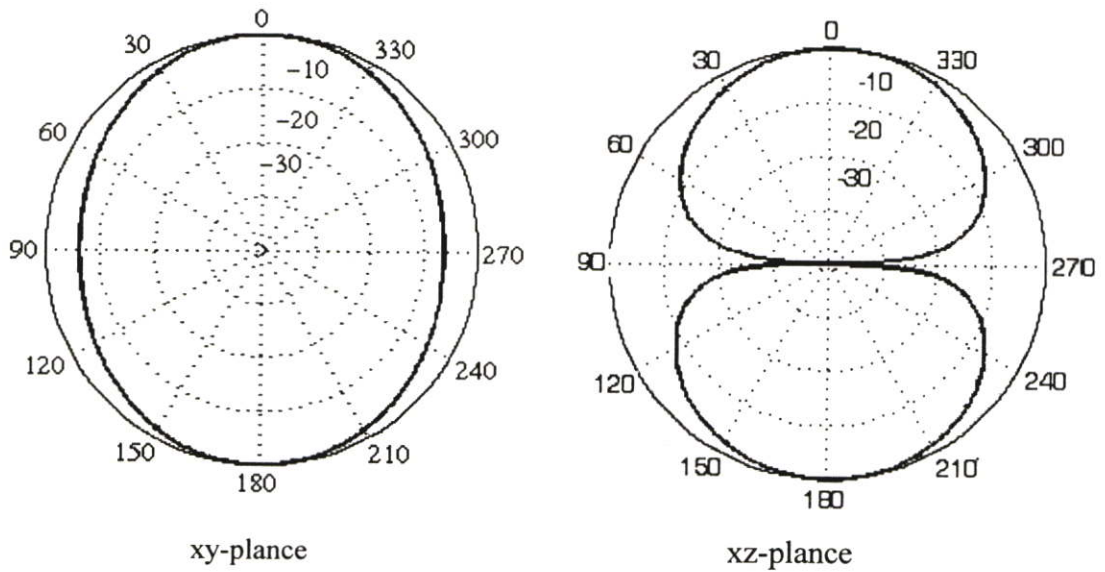


รูปที่ 4.42 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิด กรณีมีสัดับเส้นตรงแนวนอน

ตารางที่ 4.13 คุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิด กรณีมีสัดับเส้นตรงแนวนอน

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่ 5.55 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	-39.78 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.01
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in} real)	51.21 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in} imag)	-1.74 โอห์ม
อัตราขยาย (Gain)	4.58 dBi
แบนด์วิดท์	0.35 GHz

รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy และระนาบ xz ของสายอากาศช่องเปิด กรณีมีสัดับเส้นตรงจะแสดงในรูปที่ 4.43 โดยระนาบ xy เป็นการแสดงรูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสนามแม่เหล็ก และระนาบ xz จะเป็นการแสดงรูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสนามไฟฟ้า จะเห็นได้ว่าสายอากาศแบบนี้จะมีรูปแบบการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง (Bidirectional)



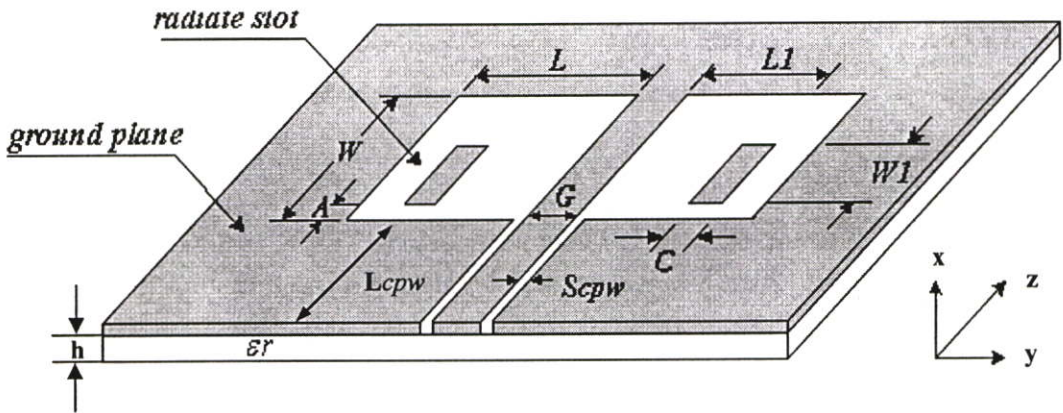
รูปที่ 4.43 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิด กรณีที่มีระดับเส้นตรงแนวนอน ที่ความถี่ 2.4 GHz

สรุป

ในการศึกษาผลกระทบจากการใส่ระดับเส้นตรงแนวนอน ผลการจำลองที่ได้ คือ เมื่อทำการปรับค่าความกว้างระดับ (B) ผลที่ได้เมื่อปรับความกว้างของระดับมากขึ้นผลจะทำให้เมทริกซ์ลดลง และเมื่อปรับระยะห่างระหว่างระดับกับขอบล่างของสายอากาศ (A) จะทำให้เมทริกซ์ดีขึ้น และการปรับระหว่างระดับกับขอบในของสายอากาศช่องเปิด (L1) จะช่วยในการปรับความถี่ และเมทริกซ์ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ เท่ากับ -39.78 ที่ความถี่ 5.66 GHz อินพุทอิมพีแดนซ์ใกล้เคียงกับ 50 โอห์ม และ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งประมาณเท่ากับ 1 โดยมีอัตราขยาย เท่ากับ 2.66 dBi และ แบนด์วิดท์เท่ากับ 0.80 GHz ในการศึกษาต่อไปจะทำการศึกษายานอากาศแบบช่องเปิดที่มีระดับเส้นตรงแนวตั้งเพื่อดูผลกระทบต่อไป

4.7 ออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสัดับเส้นตรงแนวตั้ง

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอการวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ด้วยการแทรกสัดับเส้นตรงแนวตั้งลงในสายอากาศแบบช่องเปิดทั้งสองด้าน โดยจะแสดงดังรูปที่ 4.44



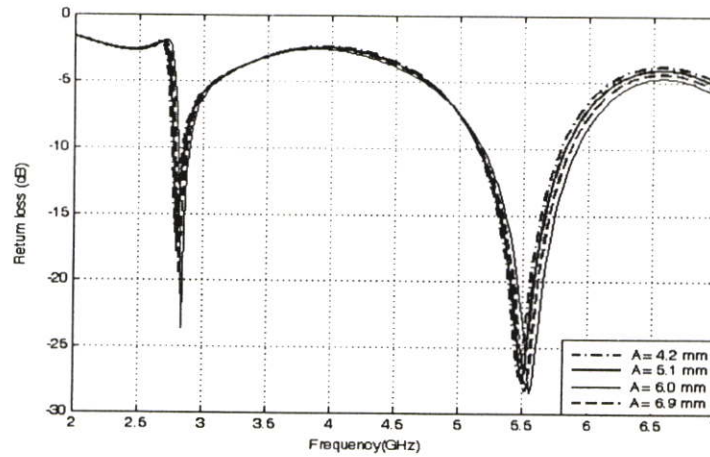
รูปที่ 4.44 โครงสร้างและพารามิเตอร์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสัดับเส้นตรงแนวตั้ง

จากรูปที่ 4.44 แสดงโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม พารามิเตอร์พื้นฐานที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ผ่านมา จะกำหนดค่าพารามิเตอร์คงที่ โดยพารามิเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาของสัดับเส้นตรงแนวตั้ง ดังนี้ คือ

- L1 คือ ระยะระหว่างสัดับกับขอบในของสายอากาศ
- W1 คือ ความยาวของสัดับเส้นตรงแนวตั้ง
- A คือ ระยะระหว่างสัดับกับขอบล่างของสายอากาศ
- C คือ ความกว้างของสัดับเส้นตรงแนวตั้ง

4.7.1 กรณีปรับระยะระหว่างสัดับกับขอบล่างของสายอากาศ (A)

ในหัวข้อนี้เสนอการปรับระยะห่างระหว่างสัดับกับขอบล่างของสายอากาศ โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ L1 เท่ากับ 25.2 มิลลิเมตร และ C เท่ากับ 1.8 มิลลิเมตร แล้วทำการปรับค่าพารามิเตอร์ A เท่ากับ 4.2 มิลลิเมตร 5.1 มิลลิเมตร 6 มิลลิเมตร และ 6.9 มิลลิเมตร เพื่อดูผลกระทบเนื่องการปรับระยะระหว่างสัดับเส้นตรงแนวตั้งกับขอบของสายอากาศ ซึ่งผลการจำลองที่จะแสดงดังรูปที่ 4.45

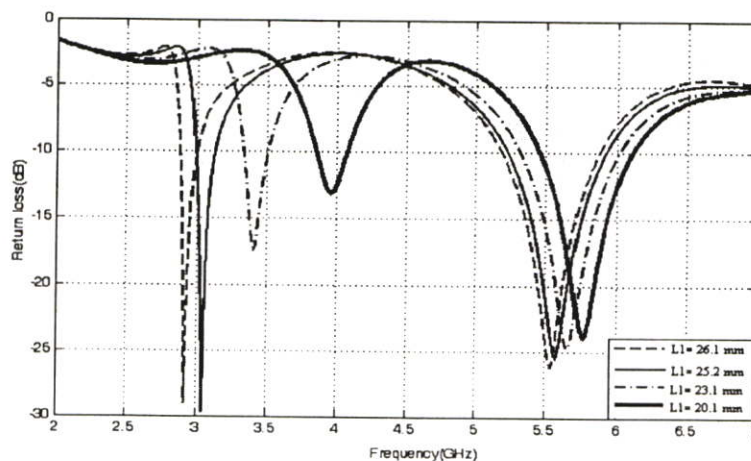


รูปที่ 4.45 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ A

จากรูปการเลื่อนตำแหน่งการวางของสายอากาศตามแนวนอน ผลทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์สองความถี่ ค่าการสูญเสียย้อนกลับเท่ากับ -23.67 dB ที่ความถี่ 2.84 GHz และ -28.42 ที่ความถี่ 5.56 GHz ที่ระยะตำแหน่งการวางของสายอากาศตามแนวนอน เท่ากับ 6 มิลลิเมตร นำผลที่ดีที่สุดของตำแหน่งการวางมาใช้ในการวิเคราะห์ในหัวข้อถัดไป

4.7.2 กรณีปรับระยะระหว่างสับเส้นตรงแนวตั้งกับขอบในของสายอากาศ (L1)

จากหัวข้อที่ผ่านมาผลที่ดีที่สุดของการปรับค่าพารามิเตอร์ A เท่ากับ 6 มิลลิเมตร ดังนั้นจะกำหนดค่าพารามิเตอร์ A เท่ากับ 6 มิลลิเมตร และ C เท่ากับ 1.8 มิลลิเมตร แล้วทำการปรับค่าพารามิเตอร์ L1 เท่ากับ 20.1 มิลลิเมตร 23.1 มิลลิเมตร 25.2 มิลลิเมตร และ 26.1 มิลลิเมตร ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.46

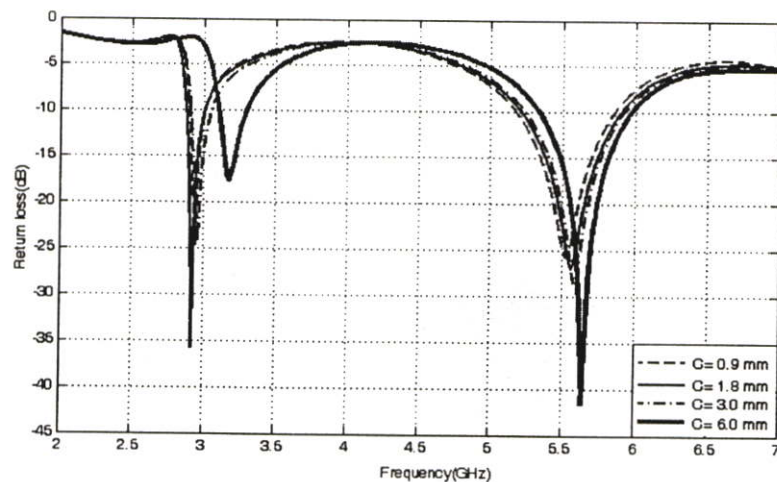


รูปที่ 4.46 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ L1

จากรูปที่ 4.46 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ ที่ได้จากการจำลอง เมื่อปรับค่าพารามิเตอร์ L1 ผลกระทบที่เกิดขึ้น คือ เมื่อ ปรับค่า L 1 มากขึ้นจะทำให้ความถี่ด้านต่ำลดลง และที่ความถี่ด้านสูงจะเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นเล็กน้อย ในทางกลับกัน เมื่อทำการปรับค่า L1 ลดลงจะทำให้ที่ความถี่ด้านต่ำเพิ่มสูงขึ้น และที่ความถี่ด้านสูงก็เปลี่ยนแปลงเล็กน้อย จึงกล่าวได้ว่าการปรับปรับค่า L 1 มีผลกระทบต่อความถี่ด้านต่ำ ซึ่งตำแหน่งที่จะช่วยทำให้แมทซ์ที่ดีที่สุด คือ ตำแหน่ง L1 เท่ากับ 26.1 มิลลิเมตร ผลที่ได้ คือ ทำให้เกิดสองความถี่เรโซแนนซ์ คือ 2.92 และ 5.54 GHz มีค่าการสูญเสียย้อนกลับ เท่ากับ -28.60 dB และ -26.54 dB ตามลำดับ จากการวิเคราะห์ที่ผ่านมา นำผลที่ได้จากการวิเคราะห์ที่ดีที่สุด มาทำการปรับขนาดสตัปให้ใหญ่ขึ้น และลดลงเพื่อดูผลกระทบ ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

4.7.3 กรณีปรับความกว้างของสตัปเส้นตรงแนวตั้ง (C)

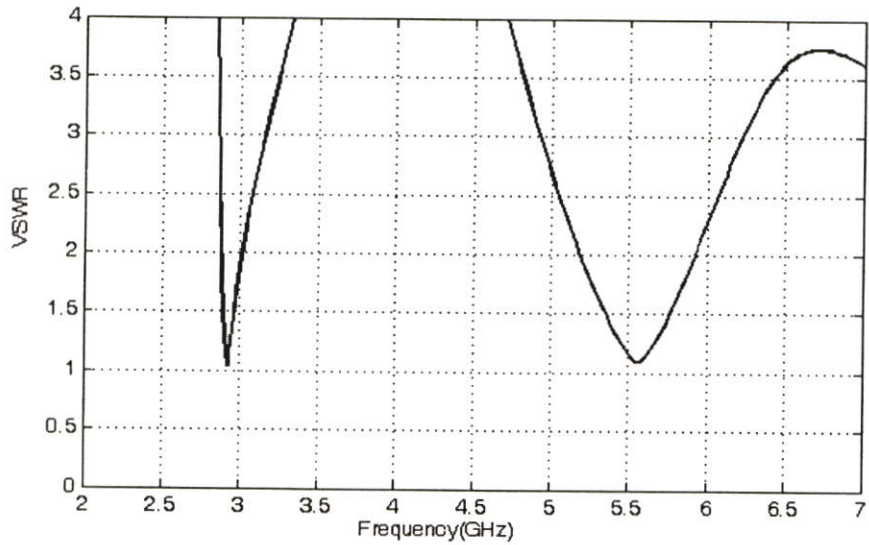
หัวข้อนี้ได้นำเสนอการปรับค่าความกว้างของสตัป ซึ่งนำผลที่ได้จากการวิเคราะห์เบื้องต้น มาใช้ในการวิเคราะห์ โดยค่าพารามิเตอร์ L1 เท่ากับ 26.1 มิลลิเมตร A เท่ากับ 6 มิลลิเมตร คงที่ แล้วทำการปรับพารามิเตอร์ C เท่ากับ 0.9 มิลลิเมตร 1.8 มิลลิเมตร 3.0 มิลลิเมตร และ 6.0 มิลลิเมตร



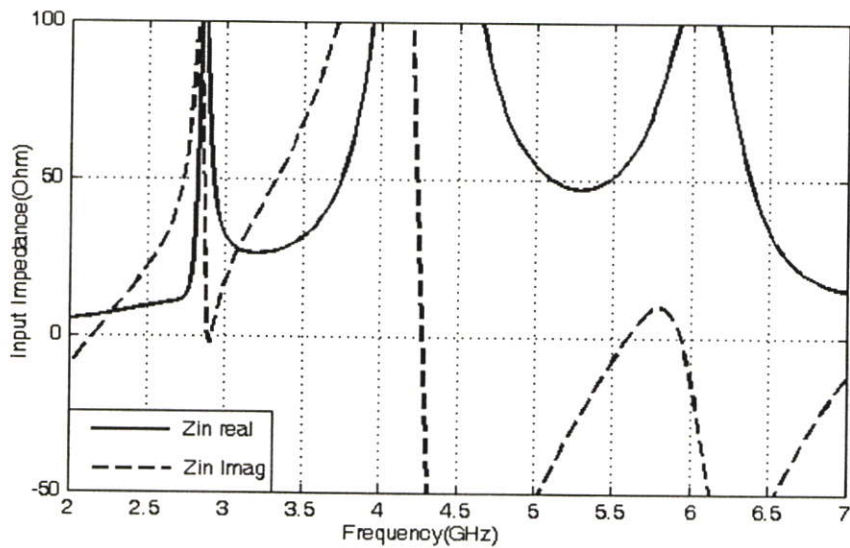
รูปที่ 4.47 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่าพารามิเตอร์ C

จากรูปที่ 4.47 ผลที่ได้จากการจำลองจะเห็นได้ว่าเมื่อปรับความกว้างเพิ่มมากขึ้นแมทซ์ที่ความถี่ด้านสูงจะดีขึ้น และที่ด้านต่ำจะลดลงในทำนองเดียวกัน เมื่อลดความกว้างของสตัปลงที่ความถี่ด้านต่ำจะได้แมทซ์ที่ดีขึ้น ดังนั้นความกว้างของจะช่วยให้แมทซ์ที่ดีทั้งสองความถี่ คือ ที่ความกว้างของช่องสตัป เท่ากับ 1.8 มิลลิเมตร ทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์สองความถี่ ซึ่งค่า

การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ เท่ากับ -35.76 dB ที่ความถี่ 2.92 GHz และ -27.04 dB ที่ความถี่ 5.56 GHz และ ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งประมาณเท่ากับ 1 และ ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ใกล้เคียงกับ 50 โอห์ม ซึ่งจะแสดงดังรูปที่ 4.48 และ 4.49



รูปที่ 4.48 VSWR ของสายอากาศช่องเปิด กรณีมีสัดับเส้นตรงแนวตั้ง

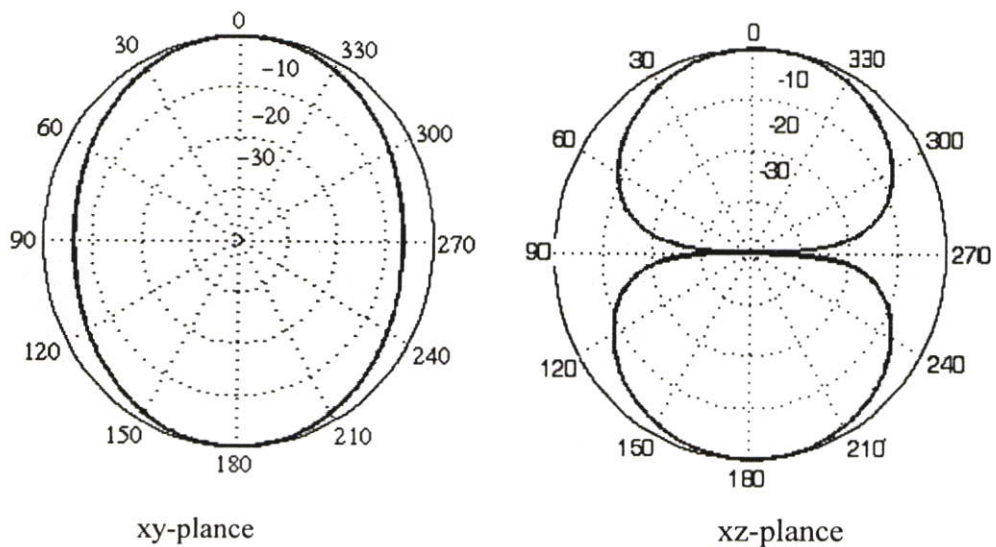


รูปที่ 4.49 อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิด กรณีมีสัดับเส้นตรงแนวตั้ง

ตารางที่ 4.14 คุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม กรณีมีสัดบเส้นตรงแนวตั้ง

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่ 2.92 GHz	ความถี่ 5.56 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	-35.80	-27.55
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.03	1.09
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in} real)	49.66 โอห์ม	53.71 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in} Imag)	1.58 โอห์ม	-2.74 โอห์ม
อัตราขยาย (Gain)	2.21 dBi	4.87 dBi
แบนด์วิดท์	0.12 GHz	0.66 GHz

รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy และระนาบ xz ของสายอากาศช่องเปิดกรณีมีสัดบเส้นตรงแสดงในรูปที่ 4.50 โดยระนาบ xy จะแสดงรูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสนามแม่เหล็กและระนาบ xz จะแสดงรูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสนามไฟฟ้า จะเห็นได้ว่าสายอากาศแบบนี้จะรูปแบบเสมือนมีลักษณะในการแผ่พลังงานเป็นสองทิศทาง (Bidirectional)

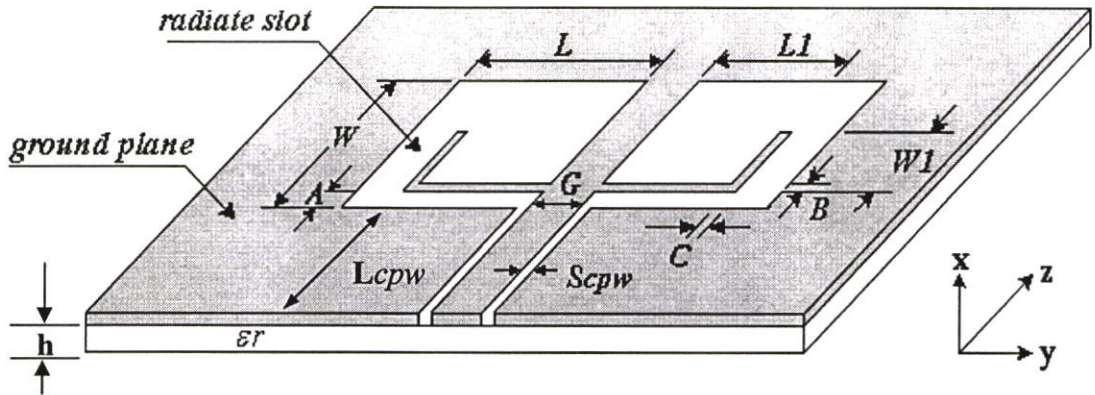


รูปที่ 4.50 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิด กรณี ที่มีช่องสัดบเส้นตรงแนวตั้ง

สรุป

ในการศึกษาผลกระทบจากสายอากาศที่มีสัดบเส้นตรงแนวตั้ง ผลการจำลองที่ได้ทำให้เกิดสองความถี่เรโซแนนซ์ ที่ความถี่ด้านต่ำ 2.92 GHz ที่ความถี่ด้านสูงเท่ากับ 5.56 GHz มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับเท่ากับ -35.80 dB และ -27.55 dB ตามลำดับ อัตราขยาย และแบนด์วิดท์ที่ได้ที่สองความถี่เรโซแนนซ์ เท่ากับ 2.21 dBi และ 4.87 dBi และ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 0.12 และ 0.66 GHz ตามลำดับ ซึ่งจากผลการจำลอง การปรับระยะระหว่างสัดบกับขอบล่างของสายอากาศ จะช่วยในการปรับแมทซิ่ง การปรับระยะระหว่างสัดบกับขอบในของสายอากาศ จะช่วยในการปรับความถี่เรโซแนนซ์ และ การปรับความกว้างของสัดบ จะช่วยในการปรับแมทซิ่ง และทำให้แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้น ทั้งทางด้านความถี่ต่ำและด้านความถี่สูง ดังนั้นในการศึกษาผลกระทบของสายอากาศต่อไป จะนำรูปร่างสัดบที่เป็นเส้นตรงแนวนอนกับแนวตั้งมารวมกันเป็นรูปตัวแอล แล้วทำการศึกษาผลกระทบจากการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ซึ่งกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

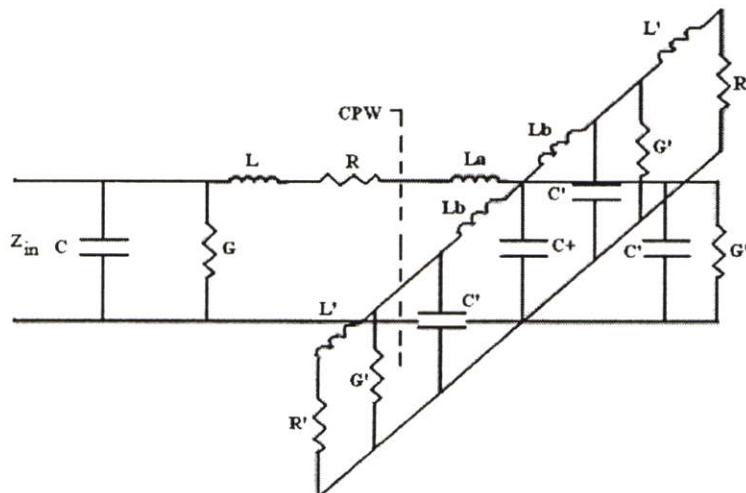
4.8 สายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ที่มีสัณฐานรูปตัวแอล



รูปที่ 4.51 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม
ที่มีสัณฐานรูปตัวแอล

จากรูปที่ 4.51 แสดงโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิด กรณีที่มีสัณฐานรูปตัวแอลโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ได้ทำการออกแบบโดยมีพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับสัณฐาน ดังนี้

- L1 คือ ความยาวของสัณฐานตามแนวนอน
- W1 คือ ความยาวของสัณฐานตามแนวตั้ง
- A คือ ระยะระหว่างสัณฐานกับขอบล่างของสายอากาศ
- B,C คือ ความกว้างของสัณฐาน



รูปที่ 4.52 วงจรสมมูลของสายอากาศแบบช่องเปิดที่มีสัณฐานรูปตัวแอล

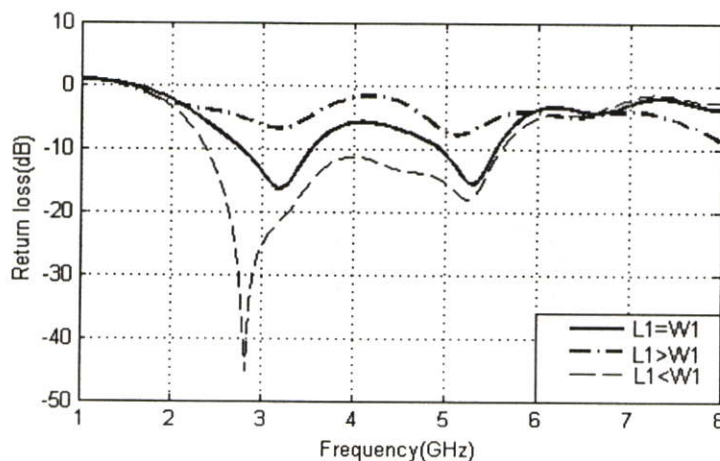
จากรูปที่ 4.52 แสดงวงจรสมมูลของสายอากาศช่องเปิดที่มีสตัดรูปตัวแอล ซึ่งจะแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนที่เป็นสายส่งสัญญาณและส่วนที่เป็นสายอากาศแบบช่องเปิด เมื่อเทียบกับสายอากาศแบบช่องเปิดแบบที่เป็นรูปสี่เหลี่ยมส่วนที่เพิ่มขึ้นมา คือ C' และ G' ที่ค่อนข้างนานกับรูปแบบเดิม ซึ่งจะช่วยในการปรับแมทซ์และทำให้แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้น เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของค่า C' และ G' ซึ่งทำการวิเคราะห์ต่อไป

4.8.1 กรณีที่สตัดรูปตัวแอลมีขนาดเท่ากัน

การวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิด กรณีสตัดรูปตัวแอลมีขนาดเท่ากันทุกด้าน ซึ่งทำการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อดูผลกระทบ โดยทำการกำหนดค่า W เท่ากับ 23 มิลลิเมตร L เท่ากับ 27 มิลลิเมตร S_{cpw} เท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร และ G เท่ากับ 3 มิลลิเมตร คงที่ โดยจะทำการวิเคราะห์ศึกษาผลกระทบ ระหว่างค่าพารามิเตอร์ $L1$ กับ $W1$ การปรับความกว้างของสตัดรูปตัวแอล และระยะการวางของสตัดกับขอบล่างของสายอากาศแบบช่องเปิด ซึ่งจะทำการวิเคราะห์ได้ดังนี้

4.8.1.1 เปรียบเทียบความกว้างและความยาวของสตัดรูปตัวแอล

การวิเคราะห์สายอากาศในหัวข้อนี้ จะเป็นการเปรียบเทียบขนาดของพารามิเตอร์ $L1$ และ $W1$ โดยจะกำหนดค่าพารามิเตอร์ $L1$ เท่ากับ $W1$ มีค่าเท่ากับ 15 มิลลิเมตร $L1$ มากกว่า $W1$ เท่ากับ 18 และ 12 มิลลิเมตร และ $L1$ น้อยกว่า $W1$ เท่ากับ 12 และ 18 มิลลิเมตร ผลการจำลองที่แสดงดังรูปที่ 4.53

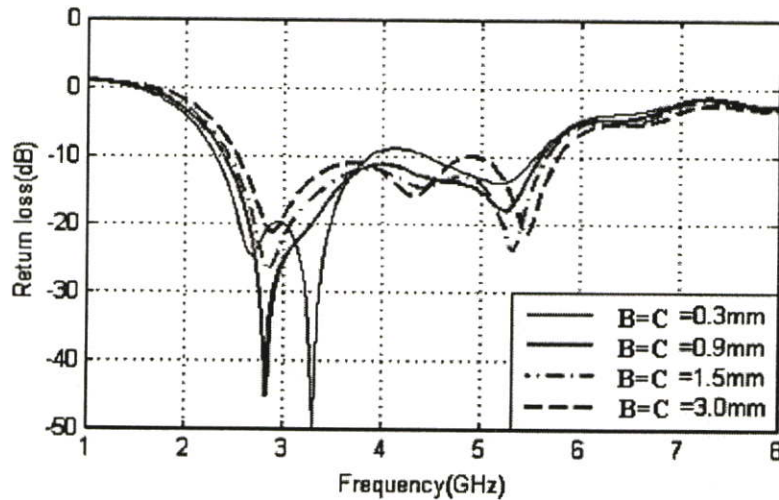


รูปที่ 4.53 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณี ปรับ พารามิเตอร์ $W1$ และ $L1$

จากรูปที่ 4.53 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่ดีที่สุดคือ ขนาดของ L1 น้อยกว่า W1 โดยค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับเท่ากับ -45.14 dB ที่ความถี่ 2.82 GHz และแบนด์วิดท์ได้เท่ากับ 3.22 GHz ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 2.38-5.60 GHz กล่าวคือ การปรับพารามิเตอร์กรณี ขนาดของความยาว L1 น้อยกว่า W1 ช่วยในการปรับแมตchimพีแดนซ์ ดังนั้นในการวิเคราะห์ต่อไปจะทำการเพิ่มขนาดสัณฐานรูปตัวแอลของสายอากาศ ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อต่อไป

4.8.1.2 กรณี ปรับความกว้างสัณฐานรูปตัวแอล (B, C)

หัวข้อนี้จะทำการวิเคราะห์สายอากาศ กรณีการปรับความกว้างของสัณฐานรูปตัวแอล จากที่ได้จากการวิเคราะห์เบื้องต้นทำให้สามารถกำหนดค่าพารามิเตอร์ L1 เท่ากับ 12 มิลลิเมตร W1 เท่ากับ 18 มิลลิเมตร A เท่ากับ 1.5 มิลลิเมตร คงที่ ทำการปรับพารามิเตอร์ B, C เท่ากับ 0.3, 0.9, 1.5 และ 3 มิลลิเมตร ผลที่ได้จากการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.54

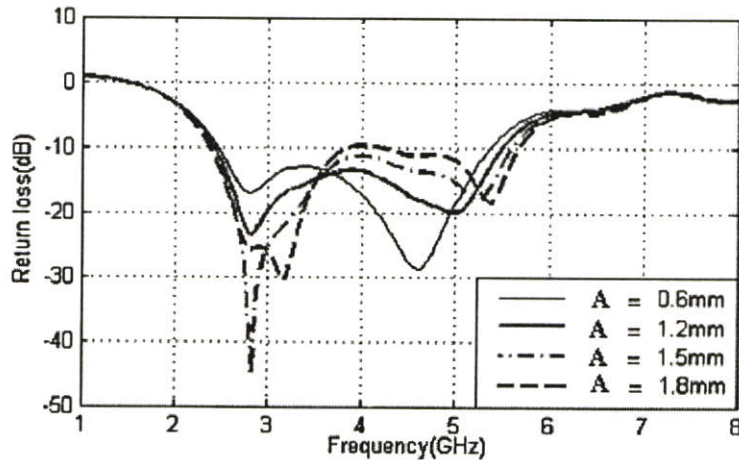


รูปที่ 4.54 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณี ปรับความกว้างสัณฐานรูปตัวแอล

จากรูปที่ 4.54 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่ดีที่สุด กรณีการปรับความกว้างสัณฐานรูปตัวแอล ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ เท่ากับ -45.14 dB ที่ความถี่ 2.82 GHz และแบนด์วิดท์ เท่ากับ 3.22 GHz ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 2.38-5.60 GHz การปรับความกว้างสัณฐานรูปตัวแอล จะช่วยในการทำแมทชิง และช่วยให้มีแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้น โดยความกว้างสัณฐานรูปตัวแอลที่ดีที่สุด คือ 0.9 มิลลิเมตร ในการวิเคราะห์ต่อไปจะทำการเลื่อนตำแหน่งการวางของสายอากาศ (A) เพื่อดูผลกระทบ ซึ่งจะทำการวิเคราะห์ในหัวข้อต่อไป

4.8.1.3 กรณี ปรับระยะระหว่างสัดกับขอบล่างของสายอากาศ (A)

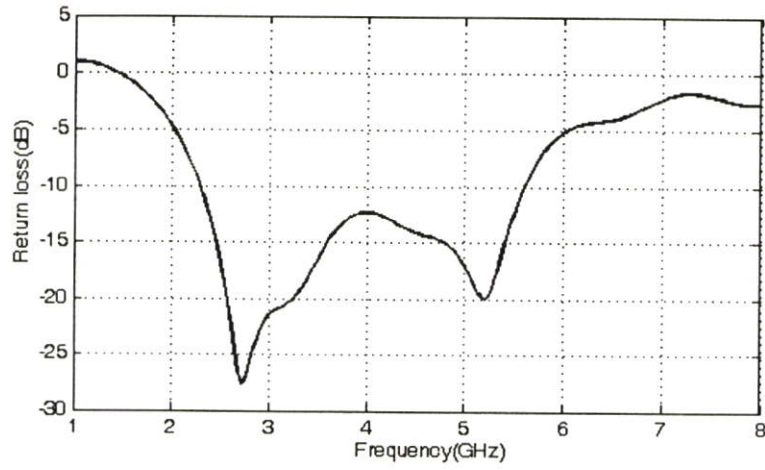
การวิเคราะห์สายอากาศในกรณีนี้ นำผลที่ได้จากการจำลองเบื้องต้นมาใช้ ในการวิเคราะห์ ผลการจำลอง โดยจะกำหนดพารามิเตอร์ L1 เท่ากับ 12 มิลลิเมตร W1 เท่ากับ 18 มิลลิเมตร และ B กับ C เท่ากับ 0.9 มิลลิเมตร คงที่ ทำการปรับระยะระหว่างสัดกับขอบล่างของสายอากาศ เท่ากับ 0.3, 0.9, 1.5 และ 3 มิลลิเมตร ผลที่ได้จากการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.55



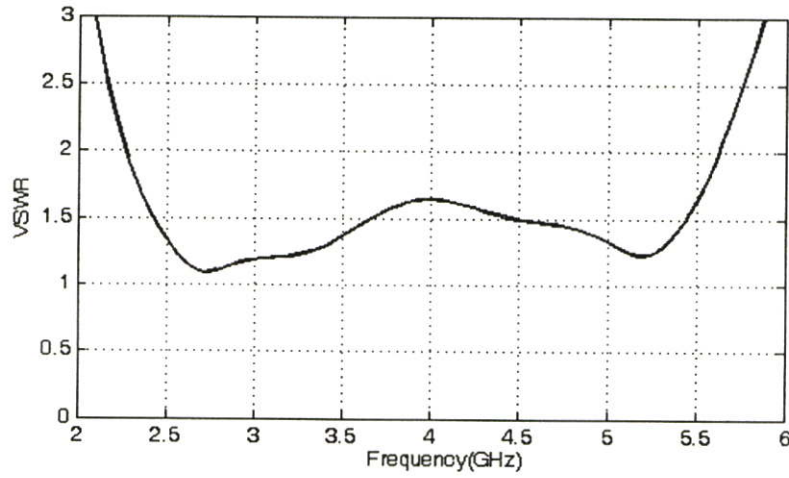
รูปที่ 4.55 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณี ปรับพารามิเตอร์ A

จากรูปที่ 4.55 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีการปรับพารามิเตอร์ A ระยะห่างสัดกับขอบล่างของสายอากาศ ซึ่งระยะที่ดีที่สุด คือตำแหน่งที่ A เท่ากับ 1.2 มิลลิเมตร ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับเท่ากับ -23.56 dB ที่ความถี่ 2.82 GHz และแบนด์วิดเท่ากับ 3.07 GHz ครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 2.42-5.49 GHz ในการเลื่อนตำแหน่งช่องสัดรูปตัวแอลจะช่วย ในการปรับเมทซิ่ง และช่วยให้แบนด์วิดเพิ่มขึ้น ในการศึกษาต่อไปจะนำเอาผลกระทบของการ ปรับพารามิเตอร์แต่ละตัวมาใช้ในการปรับให้ได้แมชอิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุด

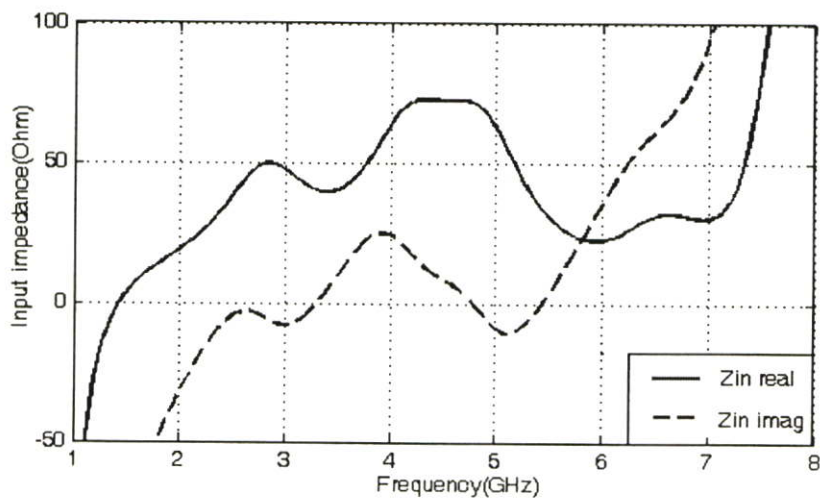
การวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดที่มีสัดรูปตัวแอลขนาดเท่ากัน ดังที่ได้ทำการวิเคราะห์ เบื้องต้น ผลกระทบจากการปรับพารามิเตอร์มีผลต่อการปรับเมทซิ่ง ดังนั้นจึงทำการปรับ พารามิเตอร์ อย่างละเอียดเพื่อให้ได้เมทซิ่งที่ดีที่สุด โดยกำหนดพารามิเตอร์ ดังนี้ B, C เท่ากับ 0.9 มิลลิเมตร W1 เท่ากับ 18 มิลลิเมตร L1 เท่ากับ 12 มิลลิเมตร และ พารามิเตอร์ A เท่ากับ 1.2 มิลลิเมตร ซึ่งที่ได้จากการจำลองจะแสดงดังรูปที่ 4.56



รูปที่ 4.56 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณี ที่มีสลับรูปตัวแอลขนาดเท่ากัน



รูปที่ 4.57 VSWR กรณีที่มีสลับรูปตัวแอลขนาดเท่ากัน



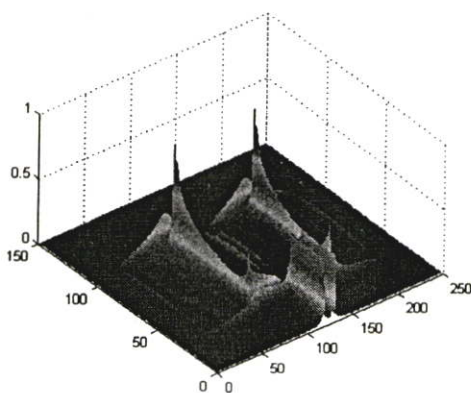
รูปที่ 4.58 ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ กรณีที่มีสลับรูปตัวแอลขนาดเท่ากัน

จากรูปที่ 4.56-4.58 แสดงค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง และอินพุตอิมพีแดนซ์ค่าการสูญเสียย้อนกลับ เท่ากับ -27.89 dB ที่ความถี่ 2.70 GHz และ -20 dB ที่ความถี่ 5.22 GHz และค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่ต่ำกว่า -10 dB จะครอบคลุมย่านความถี่ ตั้งแต่ 2.31 - 5.57 GHz อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งอยู่ในช่วง $2:1$ ซึ่งเป็นค่าที่ยอมรับได้เช่นเดียวกับค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ ดังนั้นแบนด์วิดท์ที่ได้เท่ากับ 3.26 GHz และคุณลักษณะของสายอากาศแบบช่องเปิด จะสรุปไว้ดังตารางที่ 4.15

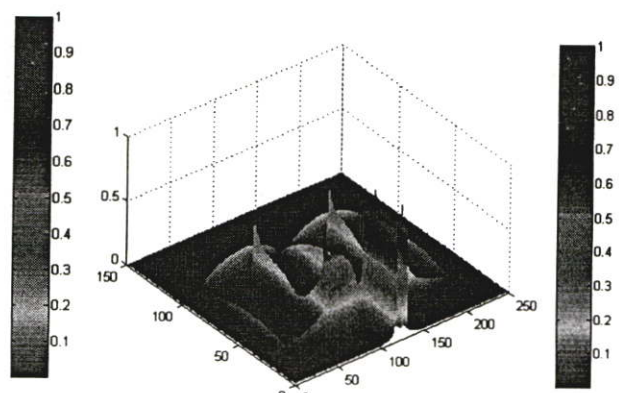
ตารางที่ 4.15 คุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิด กรณีสัดรูปตัวแอลขนาดเท่ากัน

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่ 2.70 GHz	ความถี่ 5.22 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	-27.89 dB	-20.00 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.08	1.22
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in} real)	47.88 โอห์ม	44.89 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in} Imag)	-3.44 โอห์ม	-8.51 โอห์ม
อัตราขยาย (Gain)	2.67 dBi	2.72 dBi
แบนด์วิดท์	3.26 GHz	

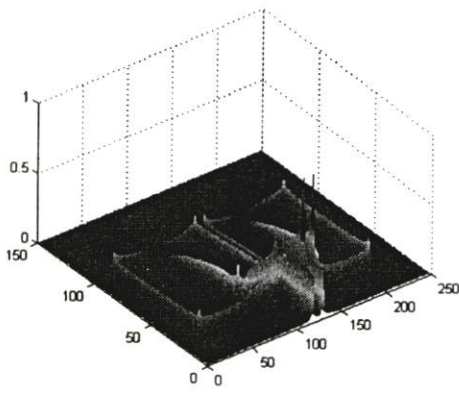
จากรูปที่ 4.59 แสดงสนามไฟฟ้า สนามแม่เหล็ก และความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ซึ่งความหนาแน่นของสนามไฟฟ้าจะอยู่ที่บริเวณปลายสัดรูปตัวแอลขนาดเท่ากัน และตรงกลางของขอบสายอากาศช่องเปิด และสนามแม่เหล็กจะมีความหนาแน่นที่กลางของสัดรูปตัวแอล และที่มุมของสายอากาศช่องเปิด ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าบริเวณที่มีความหนาแน่นของสนามไฟฟ้าจะมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ และการทำเมซอิมพีแดนซ์



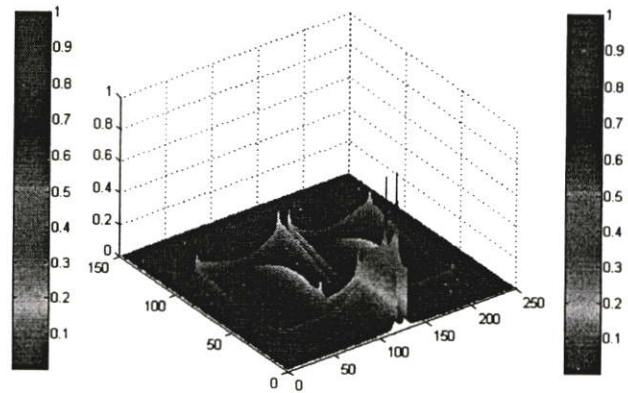
(a) สนามไฟฟ้าที่ความถี่ 2.40 GHz



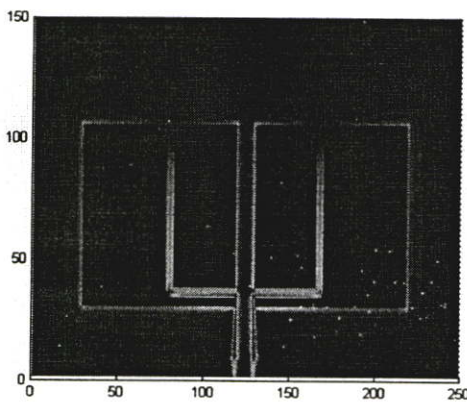
(b) สนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.20 GHz



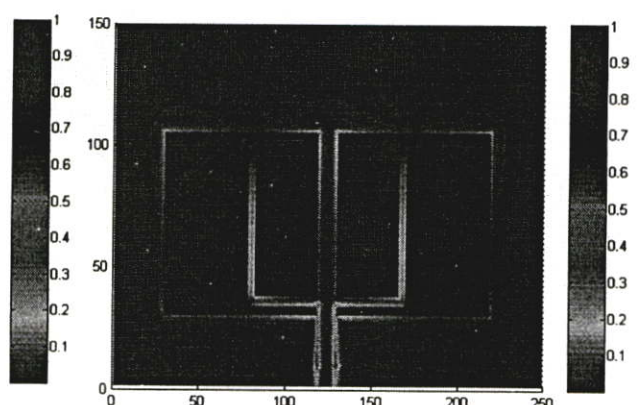
(c) สนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.40 GHz



(d) สนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.20 GHz

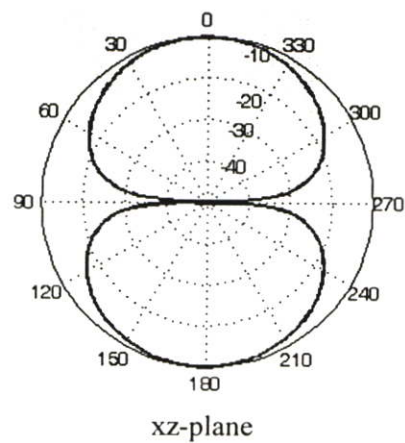
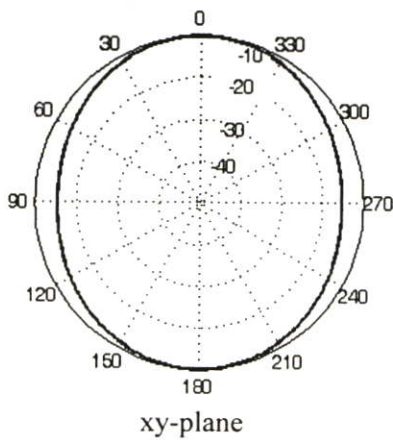


(e) ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า 2.40 GHz

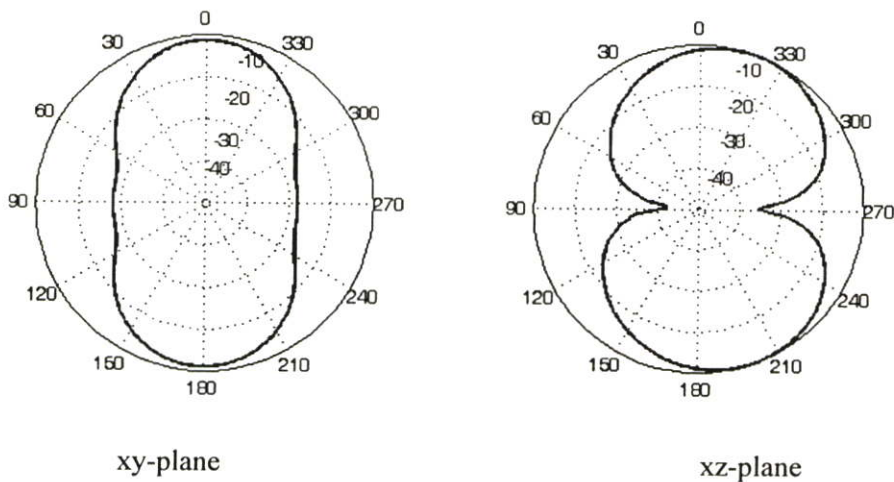


(f) ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า 5.20 GHz

รูปที่ 4.59 แสดงสนามไฟฟ้า สนามแม่เหล็ก และความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า กรณีที่มีสับรูปตัวแอลที่ขนาดเท่ากัน



รูปที่ 4.60 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดที่ 2.40 GHz



รูปที่ 4.61 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดที่ 5.20 GHz

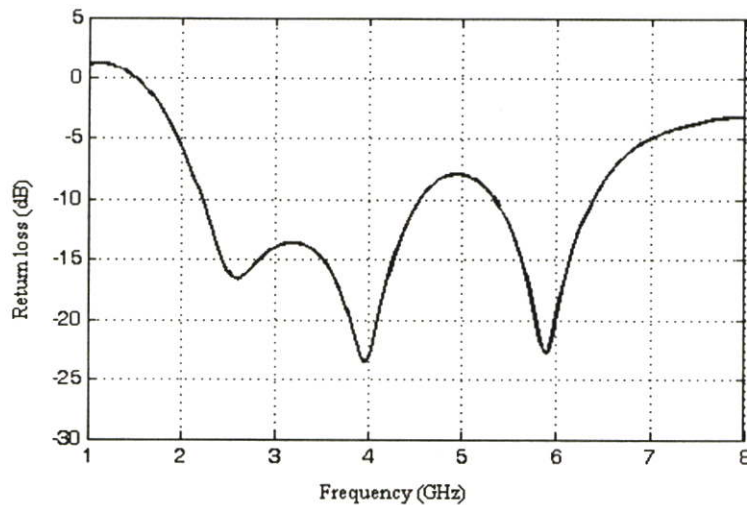
รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy และระนาบ xz จะแสดงในรูปที่ 4.60 แสดงรูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดที่ความถี่ 2.4 GHz และรูปที่ 4.61 แสดงรูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 5.2 GHz โดยระนาบ xy จะแสดงสนามแม่เหล็กและระนาบ xz จะแสดงสนามไฟฟ้า จะเห็นได้ว่าสายอากาศแบบนี้จะรูปแบบเสมือนมีลักษณะในการแผ่พลังงานเป็นสองทิศทาง (Bidirectional)

สรุป

การออกแบบสายอากาศช่องเปิดที่เป็นช่องสตรูปตัวแอลที่มีขนาดเท่ากัน ในการปรับค่า L1 และ W1 ผลจากการจำลอง ขนาด W1 มากกว่า L1 จะช่วยให้เมทริกซ์ดี และแบนด์วิดท์กว้าง การเพิ่มขนาด และ เลื่อนตำแหน่งของสตรูปตัวแอล จะช่วยในการปรับเมทริกซ์เช่นกัน ซึ่งผลการจำลองที่ดีที่สุด ได้สองความถี่เรโซแนนซ์ คือ ความถี่ 2.70 GHz และความถี่ 5.22 GHz โดยค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ เท่ากับ -27.89 dB และ -20 dB ตามลำดับ และมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 3.26 GHz ครอบคลุมย่านความถี่ 2.31- 5.57 GHz เป็นไปตามมาตรฐานของ IEEE 802.11 a/b/g ซึ่งนำไปใช้งานในย่านการสื่อสารไร้สาย ในการวิเคราะห์ต่อไปจะทำการปรับความกว้างของสตรูปให้มีขนาดขนาดไม่เท่ากัน เพื่อดูผลกระทบดังจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

4.8.2 กรณี มีช่องสลับรูปตัวแอลที่มีขนาดไม่เท่ากัน

การศึกษาสายอากาศช่องเปิด กรณีสลับรูปตัวแอลที่มีขนาดไม่เท่ากัน ในการวิเคราะห์สายอากาศรูปแบบนี้ นำผลที่ได้จากการวิเคราะห์เบื้องต้นมาใช้ โดยจะกำหนดค่าพารามิเตอร์ L1 เท่ากับ 22.5 มิลลิเมตร W1 เท่ากับ 18 มิลลิเมตร A เท่ากับ 0.9 มิลลิเมตร B เท่ากับ 0.9 มิลลิเมตร และพารามิเตอร์ C เท่ากับ 3 มิลลิเมตร ผลที่ได้จากการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.62

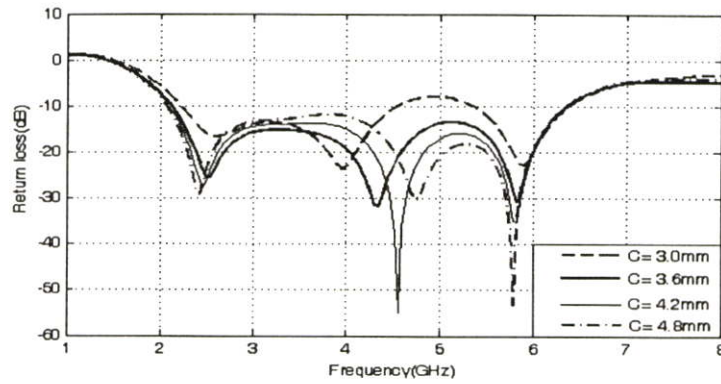


รูปที่ 4.62 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีมีสลับรูปตัวแอลไม่เท่ากัน

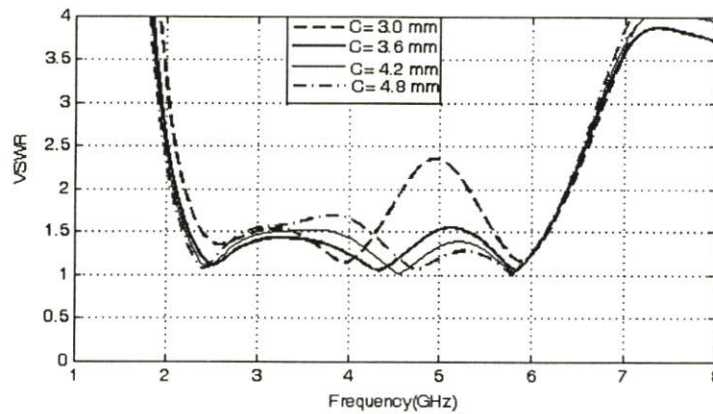
ผลที่ได้จากการจำลองดังรูปที่ 4.62 จะเห็นได้ว่ามีแนวโน้มความถี่เรโซแนนซ์ที่ 3 ความถี่นั้นคือ 2.60, 3.97 และ 5.89 GHz จากผลที่ได้จะเห็นได้ว่าการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศยังไม่ค่อยดี และยังมีแบนด์วิดท์ไม่กว้างแต่มีแนวโน้มที่สามารถทำให้มีแบนด์วิดท์กว้างได้ ดังนั้นขั้นตอนต่อไปคือการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของสายอากาศเพื่อเป็นการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ดีขึ้น

4.8.2.1 กรณีปรับความกว้างสลับรูปตัวแอลแนวตั้ง (C)

การศึกษการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศในกรณีแรก คือ การปรับความกว้างมีสลับรูปตัวแนวตั้ง (C) โดยค่าพารามิเตอร์ที่กล่าวมาแล้วข้างต้น จะกำหนดให้คงที่ และจะทำการปรับค่าพารามิเตอร์ C โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ C เท่ากับ 3.0, 3.6, 4.2 และ 4.8 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลที่ได้จากการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.63



รูปที่ 4.63 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ C

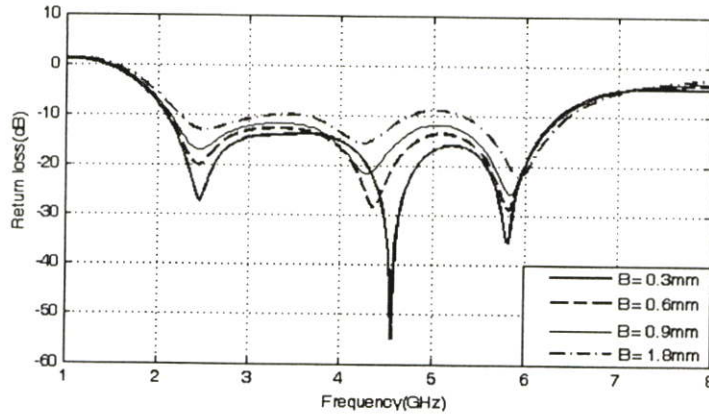


รูปที่ 4.64 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง กรณีปรับพารามิเตอร์ C

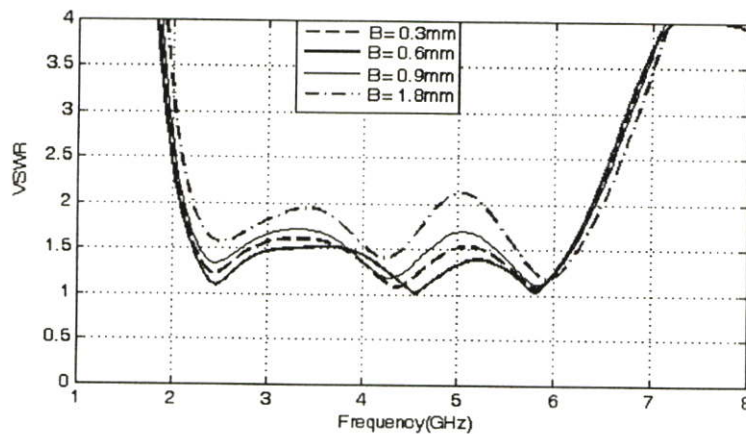
จากรูปที่ 4.63 แสดงค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ C ผลการจำลองที่ได้ ที่ความกว้างของช่องสลับ เท่ากับ 4.2 มิลลิเมตร จะได้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) จะต่ำกว่า -10 dB ที่ถี่สุดครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 2.09-6.33 GHz จะได้แบนด์วิดท์ เท่ากับ 4.24 GHz และค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งอยู่ในช่วงที่ยอมรับได้ คือ ต่ำกว่า 2 จากการวิเคราะห์ทำให้ทราบว่า การปรับค่าความกว้างของช่องสลับแนวตั้ง (C) จะช่วยในการปรับแมตซ์ซิ่ง ดังนั้นจึงนำค่าความกว้างของสลับแนวตั้งที่ผลที่ได้ดีที่สุด ไปใช้ในการวิเคราะห์ในหัวข้อต่อไป

4.8.2.2 กรณี ปรับค่าความกว้างของสลับแนวนอน (B)

ในหัวข้อนี้การศึกษาการปรับความกว้างของสลับแนวนอน โดยการปรับความกว้างสลับแนวตั้งที่ (B) โดยในการศึกษาที่ผ่านมาได้ค่าของพารามิเตอร์ C เท่ากับ 4.2 มิลลิเมตร ได้ผลที่ดีที่สุด ดังนั้น กำหนดให้ความกว้างของสลับแนวตั้ง (C) คงที่ และปรับความกว้างสลับแนวตั้ง เท่ากับ 0.3, 0.6, 0.9 และ 1.8 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลที่ได้จากการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.65



รูปที่ 4.65 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณี ปรับพารามิเตอร์ B

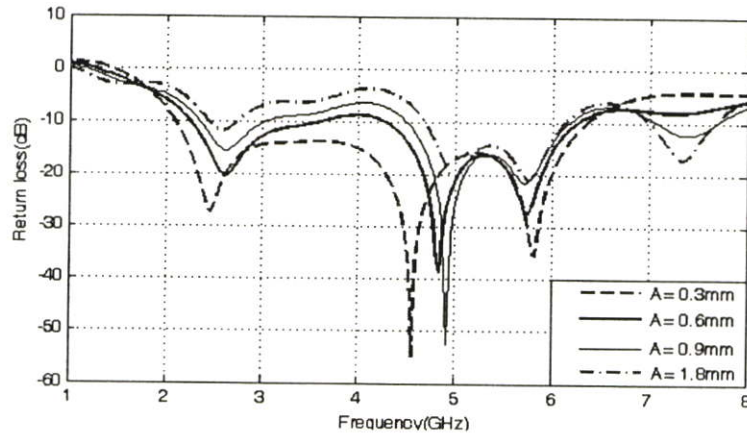


รูปที่ 4.66 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง กรณี ปรับพารามิเตอร์ B

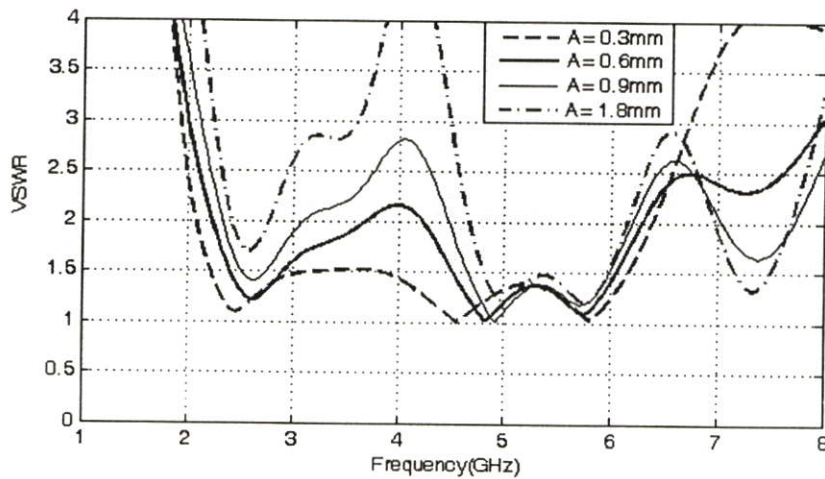
จากรูปที่ 4.65 แสดงค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับกว้างของสัดับแนวตั้ง เมื่อลดของความกว้างของพารามิเตอร์ B จะทำให้เมทซ์ลดลง ความกว้างที่ให้การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) จะต่ำกว่า -10 dB ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 2.09-6.33 GHz และแบนด์วิดท์ เท่ากับ 4.24 GHz ที่ความกว้างของสัดับแนวอน เท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร และมีค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งอยู่ในช่วงที่ยอมรับได้ คือ ต่ำกว่า 2 แสดงดังรูปที่ 4.66

4.8.2.3 กรณี ปรับระยะระหว่างช่องสัดับกับขอบล่างของสายอากาศ (A)

การศึกษาการปรับระยะระหว่างสัดับกับขอบล่างของสายอากาศ (A) นำผลของค่าพารามิเตอร์ C และ B ที่ได้จากการจำลองมาใช้วิเคราะห์ โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ C และ B เท่ากับ 4.2 และ 0.3 มิลลิเมตร คงที่ ตามลำดับ และ ทำการปรับค่าพารามิเตอร์ A เท่ากับ 0.3, 0.6, 0.9 และ 1.8 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลที่ได้จากการจำลองแสดงได้ดังรูปที่ 4.67



รูปที่ 4.67 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณี ปรับพารามิเตอร์ A

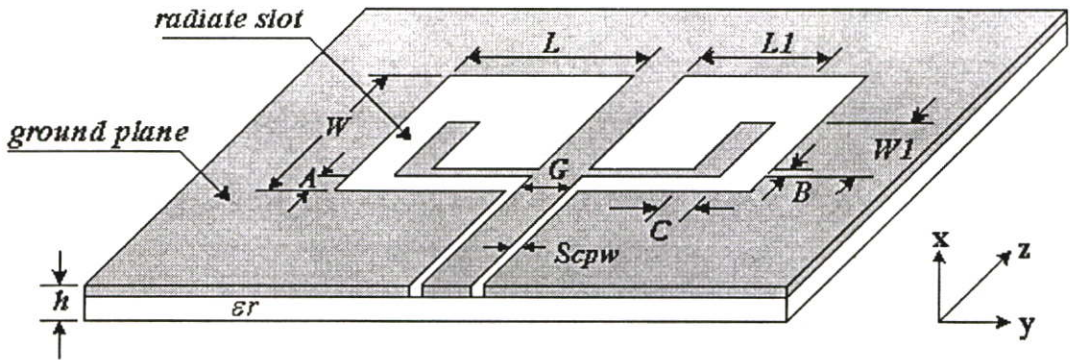


รูปที่ 4.68 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง กรณี ปรับพารามิเตอร์ A

จากรูปที่ 4.67 แสดงค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีทำการปรับค่าของพารามิเตอร์ A ตั้งแต่ 0.3 ถึง 0.9 มิลลิเมตร ทำให้ทราบว่าจะระยะห่างระหว่างสัดกับขอบล่างของสายอากาศ มีผลต่อเมทริกซ์ และความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อปรับระยะห่างให้มากขึ้นจะทำให้เมทริกซ์ลดลง และทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มสูงขึ้น และ เมื่อปรับระยะห่างให้ลดลงจะทำให้ความถี่และเมทริกซ์ดีขึ้น ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) จะต่ำกว่า -10 dB จะครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 2.09-6.33 GHz และจะได้แบนด์วิดท์ เท่ากับ 4.24 GHz คือ ที่พารามิเตอร์ A มีค่าเท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร และค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งจะ ต่ำกว่า 2 แสดงได้ดังรูปที่ 4.68

จากการวิเคราะห์ผลกระทบจากการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ทำให้ทราบถึงผลกระทบต่าง ๆ ดังนั้นในหัวข้อต่อไปจะทำการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้ผลดีที่สุดแล้วเปรียบเทียบระหว่าง FDTD กับ MoM ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อต่อไป

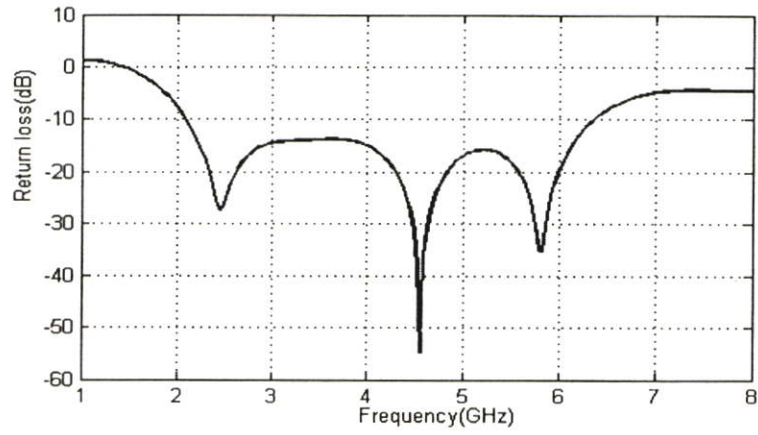
4.9 สายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม
กรณี สตัมรูปตัวแอลที่ขนาดไม่เท่ากัน



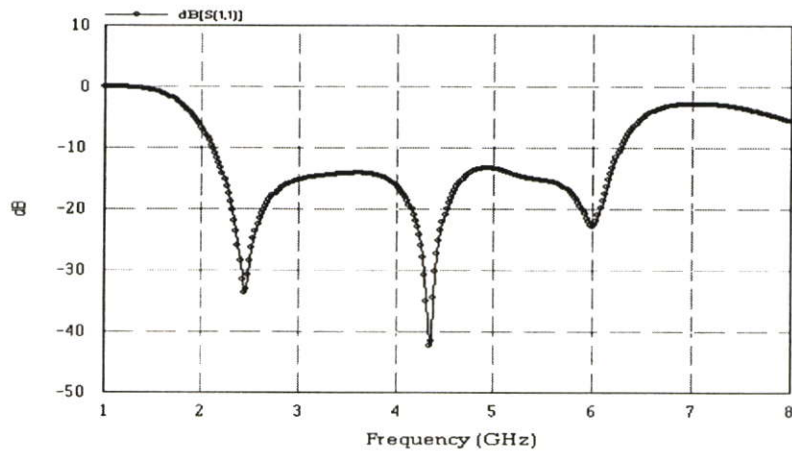
รูปที่ 4.69 แสดงโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบ
ท่อนำคลื่นระนาบร่วม กรณีที่มีสตัมรูปตัวแอลที่ขนาดไม่เท่ากัน

ตารางที่ 4.16 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบ
ท่อนำคลื่นระนาบร่วม กรณีที่มีสตัมรูปตัวแอลที่ขนาดไม่เท่ากัน

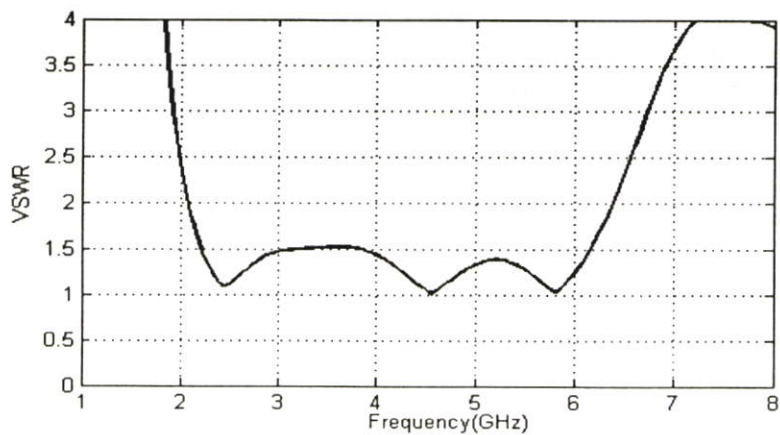
พารามิเตอร์	ขนาดของสายอากาศแบบช่องเปิด	
	ขนาดทางกายภาพ (มม)	ขนาดทางไฟฟ้า
W	23.1	$0.231 \lambda_g$
L	27	$0.270 \lambda_g$
L1	22.5	$0.225 \lambda_g$
W1	18	$0.180 \lambda_g$
A	0.3	$0.003 \lambda_g$
B	0.3	$0.003 \lambda_g$
C	4.2	$0.042 \lambda_g$



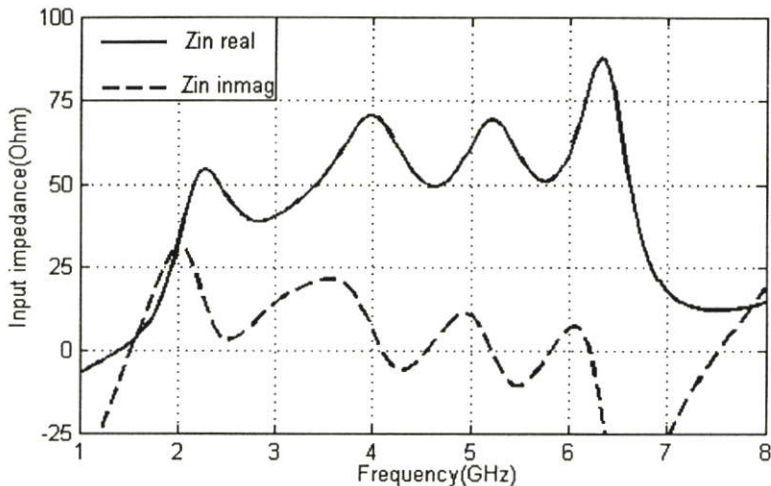
รูปที่ 4.70 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีสัดับรูปตัวแอลที่ขนาดไม่เท่ากัน โดยวิธี FDTD



รูปที่ 4.71 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีสัดับรูปตัวแอลที่ขนาดไม่เท่ากัน โดยวิธี MoM



รูปที่ 4.72 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง กรณีช่องสัดับรูปตัวแอลที่ขนาดไม่เท่ากัน

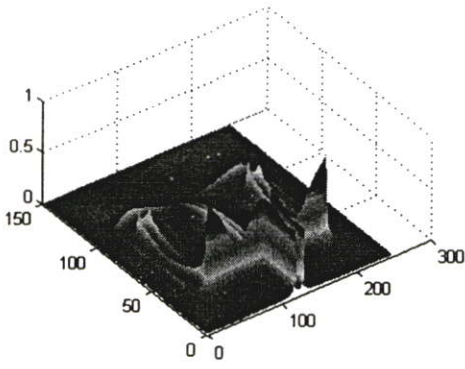


รูปที่ 4.73 อินพุทอิมพีแดนซ์ กรณีสลับรูปตัวแอล ที่ขนาดไม่เท่ากัน

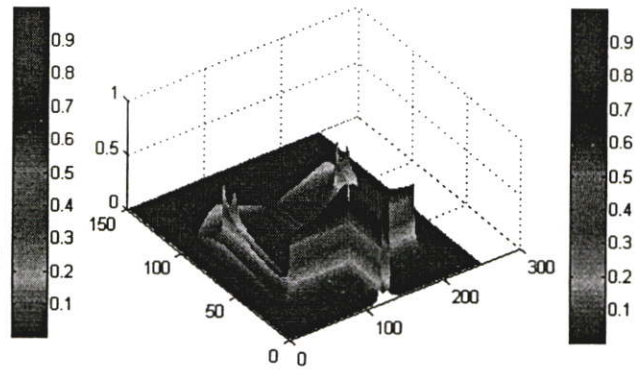
ตารางที่ 4.17 คุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม กรณีสลับรูปตัวแอลที่มีขนาดเท่ากัน

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่ 2.45 GHz	ความถี่ 4.55 GHz	ความถี่ 5.82 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	-27.31	-54.83	-35.24
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.09	1.00	1.03
จำนวนจริงของอินพุทอิมพีแดนซ์ ($Z_{in real}$)	48.19 โอห์ม	49.83 โอห์ม	51.73 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุทอิมพีแดนซ์ ($Z_{in Imag}$)	3.83 โอห์ม	0.07 โอห์ม	0.31 โอห์ม
อัตราขยาย (Gain)	2.80 dBi	4.55 dBi	3.47 dBi
แบนด์วิดท์	4.24 GHz		

จากตารางที่ 4.17 แสดงการออกแบบสายอากาศช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม กรณีที่มีสลับรูปตัวแอลขนาดไม่เท่ากันผลที่ได้จากการจำลองมีสามความถี่เรโซแนนซ์คือ 2.45 GHz 4.52 GHz และ 5.78 GHz โดยค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับเท่ากับ -23.41 dB -46.89 dB และ -30.55 dB ตามลำดับ ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ใกล้เคียง 50 โอห์ม ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งใกล้เคียงกับ 1 และมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 3.26 GHz ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 2.09- 6.33 GHz

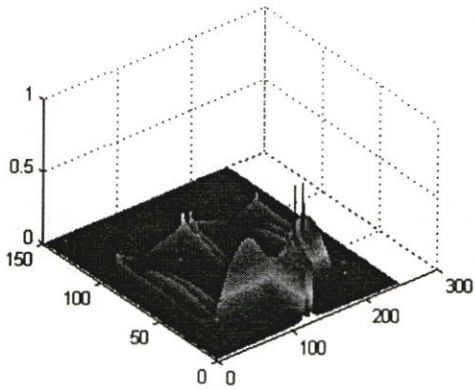


(a) 2.40 GHz

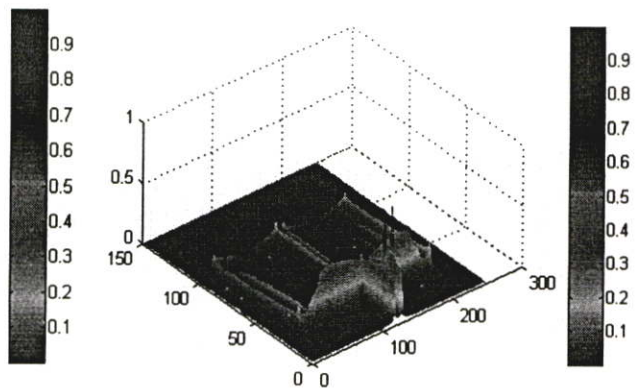


(b) 5.20 GHz

รูปที่ 4.74 ความหนาแน่นสนามไฟฟ้า กรณีสัดับรูปตัวแอลที่ขนาดไม่เท่ากัน

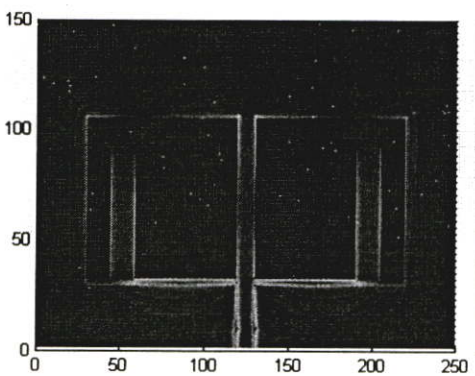


(a) 2.40 GHz

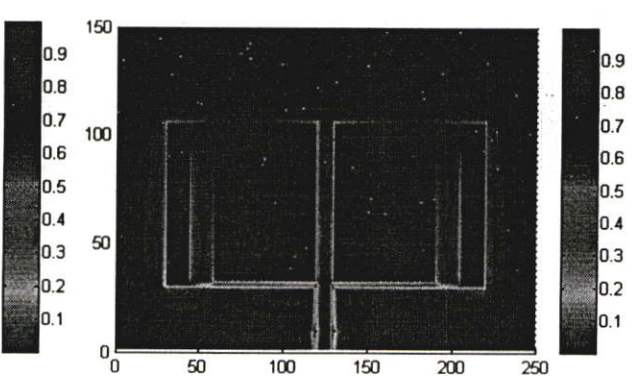


(b) 5.20 GHz

รูปที่ 4.75 ความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก กรณีสัดับรูปตัวแอลที่ขนาดไม่เท่ากัน

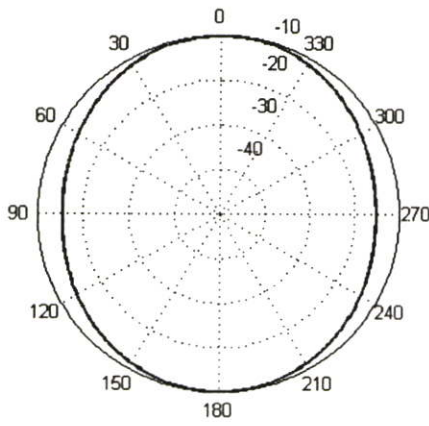


(a) 2.40 GHz

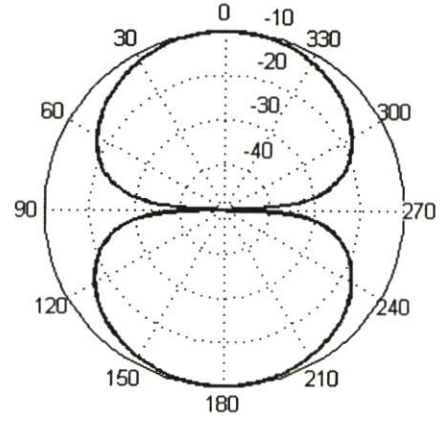


(b) 5.20 GHz

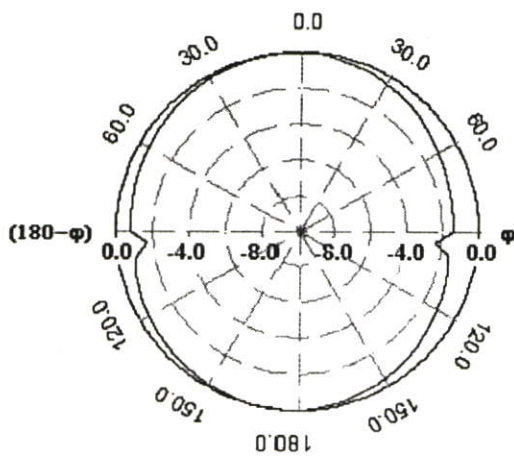
รูปที่ 4.76 ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า กรณีสัดับรูปตัวแอลที่ขนาดไม่เท่ากัน



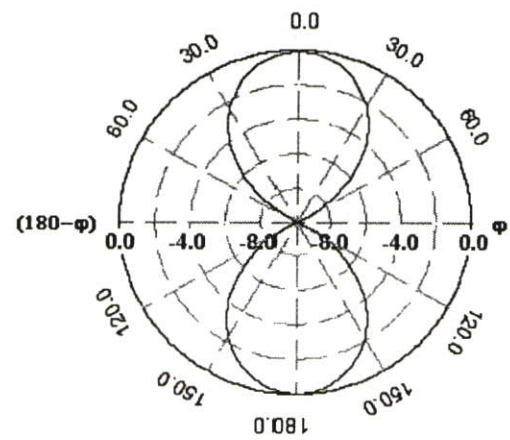
(a) H-plane (FDTD)



(b) E-plane (FDTD)

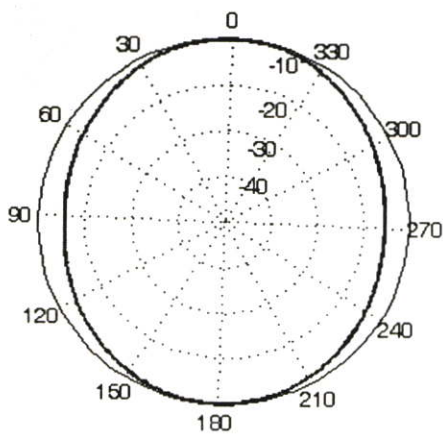


(a) H-plane (MOM)

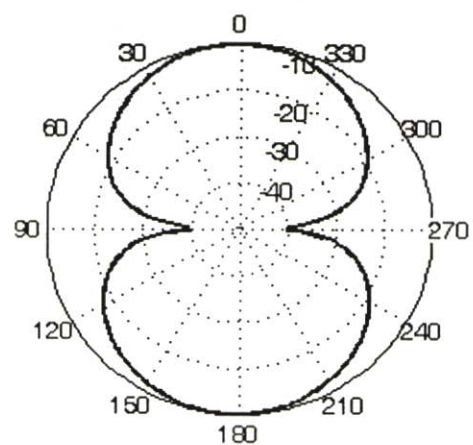


(b) E-plane (MOM)

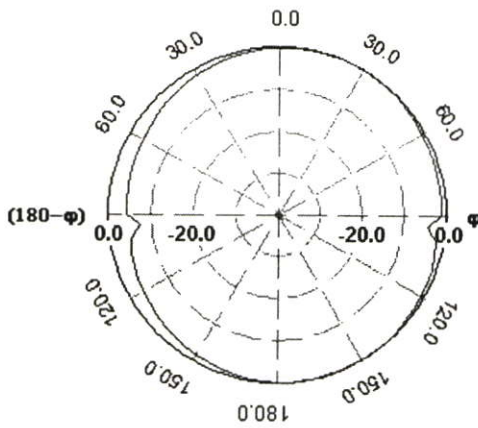
รูปที่ 4.77 แบบรูปการแผ่สนามระยะไกล กรณีลำดับรูปตัวแอลขนาดไม่เท่ากันที่ความถี่ 2.40 GHz



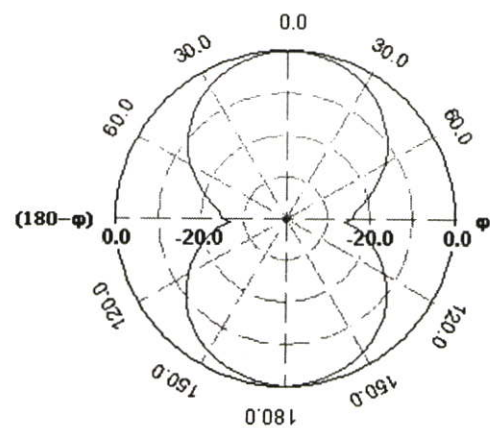
(a) H-plane (FDTD)



(b) E-plane (FDTD)



(c) H-plane (MOM)



(d) E-plane (MOM)

รูปที่ 4.78 แบบรูปการแผ่สนามระยะไกล กรณีสัดับรูปตัวแอลขนาดไม่เท่ากันที่ความถี่ 5.20 GHz

สรุป

การออกแบบสายอากาศช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม กรณีสัดับรูปตัวแอลที่มีขนาดไม่เท่ากัน การปรับค่า $L1$ และ $W1$ จากการจำลอง ขนาด $W1$ มากกว่า $L1$ จะช่วยให้แมทชิงดี และแบนด์วิดท์กว้าง การเพิ่มขนาด และ เลื่อนตำแหน่งของสัดับรูปตัวแอล จะช่วยในการปรับแมทชิงเช่นกัน ซึ่งผลการจำลองที่ดีที่สุดได้สามความถี่เรโซแนนซ์ คือ 2.45 GHz 4.52 GHz และ 5.78GHz โดยค่าการสูญเสียย้อนกลับเท่ากับ -23.41 dB -46.89 dB และ -30.55 dB ตามลำดับ และมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 3.26 GHz ครอบคลุมย่านความถี่ 2.09- 6.33 GHz เป็นไปตามมาตรฐานของ IEEE 802.11 a/b/g และครอบคลุมมาตรฐาน IEEE 802.16 (WiMAX, 2-6 GHz) ซึ่งนำไปใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สาย

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 บทสรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการศึกษาและออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมรูปแบบต่าง ๆ คือ จักรีส และผืนผ้า แบบชั้นเดี่ยว แบบสองชั้น ช่องสลับเส้นตรงแนวนอน แนวตั้ง และรูปตัวแอล ที่ป้อนสัญญาณโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบปิดวงจร พร้อมทั้งทำการศึกษาการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของสายอากาศ ที่มีผลต่อค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ เช่น ค่าความถี่เรโซแนนซ์ การแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศกับสายส่งขนาด 50 โอห์ม โดยมีวัตถุประสงค์หลัก เพื่อออกแบบสายอากาศให้มีคุณสมบัติความถี่เรโซแนนซ์ที่มีแบนด์วิดท์กว้าง ครอบคลุมย่านความถี่ของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g โดยสายอากาศที่นำเสนอนี้ใช้วิธีการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD เปรียบเทียบกับ วิธี IE3D ซึ่งใช้หลักการของโมเมนต์

สำหรับผลของค่าคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จากการจำลองจากทั้งสองโปรแกรมจะมีผลที่แตกต่างเล็กน้อย แต่สามารถสรุปได้ว่ามีขนาดแบนด์วิดท์ที่ครอบคลุมขนาดแบนด์วิดท์ที่ต้องการตามมาตรฐานของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย คือ IEEE 802.11 b/g (2.4-2.435 GHz) และ IEEE 802.11a (5.150-5.350 GHz, 5.75-5.85 GHz) และยังครอบคลุมย่านความถี่ WiMax (2-6 GHz) และรูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดเป็นแบบสองทิศทาง ดังได้แสดงโดยละเอียดมาแล้วในบทที่ 4

การออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมเริ่มต้นด้วยการเลือกวัสดุฐานรองที่ต้องการออกแบบ และนำค่าคุณสมบัติมาใช้ในการคำนวณ ค่าความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป และคำนวณหาค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ เพื่อนำค่าที่ได้มา กำหนดค่าความยาวของวงรอบช่องเปิด (Perimeter) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมมีขนาดความยาวรอบรูปของช่องเปิดเท่ากับ λ_g จากนั้นได้ทำการปรับพารามิเตอร์ค่าต่าง ๆ ของสายอากาศเพื่อศึกษาผลกระทบต่อค่าคุณลักษณะของสายอากาศ และจากการจำลองทำให้ได้ผลซึ่งพอสรุปได้ดังนี้

1. ความยาวรวมของวงรอบช่องเปิด (Perimeter) นั้นมีผลต่อค่าความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ โดยตรง กล่าวคือ ถ้าขนาดความยาวรวมวงรอบสายอากาศช่องเปิดมีค่ามากขึ้นจะได้ความถี่เรโซแนนซ์ต่ำ และถ้าความยาวรวมของวงรอบช่องเปิดมีค่าน้อยก็จะทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์สูง

2. การปรับค่าความกว้างของช่องเปิด W มีผลต่อการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และการปรับความยาวของ L มีผลต่อการปรับความถี่เรโซแนนซ์

3. การปรับค่าความกว้าง ความยาวของสายอากาศช่องเปิด รูปลี่เหลี่ยมจัตุรัส ผืนผ้าแนวตั้ง และผืนผ้าแนวนอนนั้น สายอากาศช่องเปิดที่เป็นรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอนสามารถปรับแมตซ์ อิมพีแดนซ์ได้ดีที่สุด เนื่องจากความกว้างของช่องเปิดช่วงในการปรับแมตซ์และความยาวของช่องเปิด จะช่วยในการปรับความถี่เรโซแนนซ์ให้ได้ตามต้องการ

4. การตัดให้ช่องเปิดเป็นแบบชั้นเดี่ยวและแบบสองชั้นนั้น จะทำให้เกิดสองความถี่เรโซแนนซ์ การปรับค่าความกว้างของช่องตัดแบบชั้น จะช่วยในการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ และการปรับความยาวของช่องตัดแบบชั้น จะช่วยในการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์และทำให้แบนด์วิดท์กว้างขึ้น

5. สายอากาศแบบช่องเปิด กรณีที่มีช่องสตัดเป็นเส้นตรงตามแนวนอน การปรับขนาดช่องสตัด และการเลื่อนตำแหน่งการวางของช่องสตัดก็จะช่วยในการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์

6. สายอากาศแบบช่องเปิด กรณีที่มีช่องสตัดเป็นเส้นตรงตามแนวตั้งนั้นจะทำให้เกิดสองความถี่เรโซแนนซ์ การปรับขนาดของช่องสตัดจะช่วยในการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์และความถี่เรโซแนนซ์ด้านความถี่ต่ำและความถี่สูง การเลื่อนตำแหน่งการวางของช่องสตัดตามแนวนอน จะช่วยในการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์และการเลื่อนตำแหน่งการวางของช่องสตัดตามแนวตั้ง จะช่วยในการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์กับความถี่เรโซแนนซ์

7. สายอากาศแบบช่องเปิด กรณีที่มีช่องสตัดรูปตัวแอลที่มีขนาดเท่ากัน การปรับค่าพารามิเตอร์ ทำให้เกิดสองความถี่เรโซแนนซ์ การปรับขนาดของช่องสตัดจะช่วยในการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ และความถี่เรโซแนนซ์ด้านความถี่ต่ำและความถี่สูง การเลื่อนตำแหน่งการวางของช่องสตัดรูปตัวแอลที่มีขนาดเท่ากัน ตามแนวนอนจะช่วยในการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์และความถี่เรโซแนนซ์ การเลื่อนตำแหน่งการวางของช่องสตัดตามแนวตั้งจะช่วยในการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์กับความถี่เรโซแนนซ์ และทำให้แบนด์วิดท์กว้างขึ้น

8. สายอากาศแบบช่องเปิด กรณีที่มีช่องสตัดรูปตัวแอลที่มีขนาดไม่เท่ากัน การปรับทำให้เกิดสามความถี่เรโซแนนซ์ การเลื่อนตำแหน่งการวางของช่องสตัดตามแนวตั้งจะช่วยในการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์กับความถี่เรโซแนนซ์ และทำให้แบนด์วิดท์กว้างขึ้น การปรับขนาดของช่องสตัดจะช่วยในการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ และความถี่เรโซแนนซ์และช่วยให้แบนด์วิดท์กว้างขึ้นเช่นเดียวกัน การปรับค่าพารามิเตอร์แต่ละตัวจะมีความสัมพันธ์กันในการช่วยปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์และความถี่เรโซแนนซ์ จึงจะต้องใช้การปรับค่าพารามิเตอร์แต่ละตัวร่วมกันเพื่อให้แมตซ์ดี

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

การออกแบบสายอากาศช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม รูปแบบต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยม ช่องเปิดแบบขั้นและช่องเปิดที่มีช่องสลับเส้นตรงและสายอากาศช่องเปิดรูปตัวแอลนั้น สายอากาศรูปแบบที่ดังกล่าวนี้ ถ้าต้องการเพิ่มแบนด์วิดท์ให้มากขึ้น อาจทำได้โดยการนำพาราซิติกมาวางในแนวเดียวกันในระนาบตรงข้ามของสายอากาศช่องเปิด ซึ่งจะช่วยให้แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นนอกจากนี้ และอาจทำให้อัตราขยายเพิ่มขึ้น หากต้องการสายอากาศช่องเปิดนำไปใช้ในย่านความถี่ย่านอัลตราไวด์แบนด์ (Ultra-wide-band) อาจทำได้โดยการปรับลดขนาดของสายอากาศแบบช่องเปิดหรือทำการปรับใส่ช่องสลับเข้าไปในสายอากาศช่องเปิด

เอกสารอ้างอิง

- [1] Simon R. Saunders. *Antennas and Propagation for Wireless Communication System*.
John Wiley&Sons Ltd. 1999.
- [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] Stephen C. Harsany. **Principles of Microwave Technology**. New Jersey : Prentice Hall, Inc. 1997.
- [4] Robert E. Collin. **Foundations for Microwave Engineering**. 2nd ed. New York : McGraw – Hill, Inc. 1992.
- [5] บัณฑิต โรจน์อารยานนท์. **วิศวกรรมไมโครเวฟ**. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2539.
- [6] พิชัย ภักดีพานิชเจริญ. **ทฤษฎีและการใช้งานความถี่ย่านไมโครเวฟ**. กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซนเตอร์. 2536.
- [7] โมไนย ไกรฤกษ์ และ วิวัฒน์ กิรานนท์. **ทฤษฎีสายอากาศ**. พิมพ์ครั้งที่ 5. กรกฎาคม 2540
- [8] S. Targonski and D. M. Pozar, "Design of wideband circularly polarized aperture coupled microstrip antennas," **IEEE Trans. Antennas and Propagation**, vol. 41 , pp. 214-220, February,1993.
- [9] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl, Apisak Ittipiboon. **Microstrip Antenna Handbook**. Boston. : Artech House. 2000
- [10] Kai Fong Lee., Wei Chen. **Advances in Microstrip and Printed Antennas**. New York : John Wiley & Sons, Inc. 1997
- [11] Bahl, I. J. and Bharita, P. **Microstrip Antenna**. Dedham : Artech House. 1980.
- [12] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problem involving Maxwell's equations in isotropic media," **IEEE Trans. Antennas and Propagation**, vol. 14, 1966.
- [13] Mur, G., "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetics field equations," **IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility**,vol. 23, 1981, pp. 377-382
- [14] Yongxi Qian, Tatsuo Itoh. **FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and antennas Software and Applications**. Tokyo : Realize Inc.1999.

- [15] ไพฑูรย์ รักเหลือ. “การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยวิธี FDTD.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2546.
- [16] 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.
- [17] Constantine A. Balanis, “**Antenna Theory Analysis and Design**”, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [18] A. Thom and C. J. Apelt. Field Computation in Engineering and Physics. London : D. Van Nostrand.1961.
- [19] K. Li, C.H. Cheng. T. Matsui and M. Lzutsu, “Simulation and Experimental Study on Coplanar Patch Array Antennas”, **APS-URSI Symposium**, Bodton,MA, Vol. 3,pp 402-405, 2001
- [20] A. Z. Elsherbeni, Abdelnasser A. Eldek, B. N. Baker, C. E. Smith, and K-F Lee. “Wideband Coplanar patch-Slot Antennas for Radar Applications.” , **2002 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Digest**, San AntonioTX, June 2002,PP. 436-439
- [21] A. Z. Elsherbeni, Abdelnasser A. Eldek, B. N. Baker, C. E. Smith, and K-F Lee, “Wideband Rectangular Slot Antenna for Personal Wireless Communication Systems.”, **IEEE Antenna’ s and Propagation Magazine**. 2002,Vol. 44 No.5 ,October 2002, pp.146-155
- [22] A. Z. Elsherbeni, Abdelnasser A. Eldek, B. N. Baker, C. E. Smith, and K-F Lee, “Wideband Slot Antennas for Radar Applications.” , **2003 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Digest, San Antonio, TX**, June 2002, pp. 79-84
- [23] G. Tzeremes, Tsai S. Liao, Paul K. L. Yu, and C. G. Christodoulou, “Computation of Equivalent Circuit Models of Optically Driven CPW-Fed Slot Antennas for Wireless Communications” **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**,Vol.2, 2003, pp.140-142

ภาคผนวก

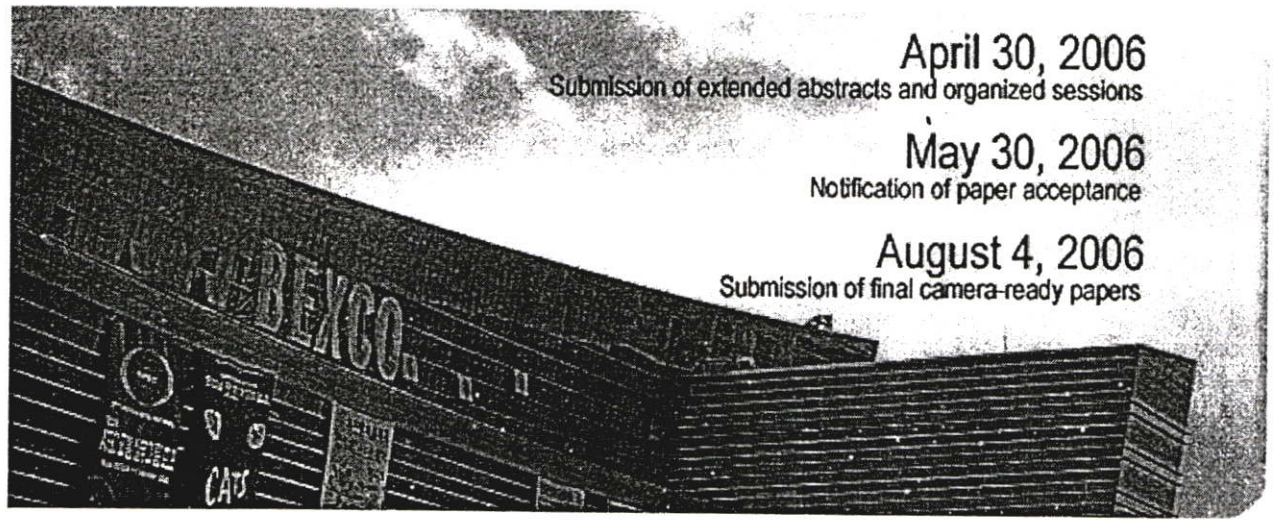
ภาคผนวก ก.

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] Kueathawikun W., Thumwarin P., Anantrasirichai N., Wakabayashi T., "Wideband Slot Antenna for IEEE 802.11b/g" SICE-ICASE, October 18-21, 2006.,Korea
- [2] Kueathawikun W., Thumwarin P., Anantrasirichai N., Wakabayashi T., "Wide-band Slot Antenna for WLAN Application" ISAP, November 1-4, 2006.,Singapore

SICE-ICCAS 2006

SICE-ICASE International Joint Conference 2006
 October 18(Wed.)-21(Sat.), 2006 in BEXCO, Busan, KOREA



April 30, 2006

Submission of extended abstracts and organized sessions

May 30, 2006

Notification of paper acceptance

August 4, 2006

Submission of final camera-ready papers

NEWS

[MORE >](#)

- Shuttle Bus(BEXCO<... 2006.9.29
- BEXCO Conference Hall(.jpg) 2006.9.29
- Hotel Information(Updated!!) 2006.9.15
- Hotel Information 2006.4.13
- Transportation to Conferen... 2006.4.13

NOTICE

[MORE >](#)

- Headquarters Phone No.(... 2006.10.15
- Appling for the Exhibitio... 2006.9.29
- Guidelines for Presentation 2006.9.26
- Online Registration has b... 2006.9.22
- The session Time Table ... 2006.8.18

[Online Submission](#)
[Online Review](#)
[Online Registration](#)
[Program at a Glance](#)



*Browser- Microsoft® internet Explorer Internet Explorer version 6.0 or later must be installed



1-35-28-303 Hongo, Bunkyo-ku, Tokyo, 113-0033, Japan
 Phone : +81-3-3814-4121, Fax : +81-3-3814-4699,
 E-mail : mnami@sice.or.jp



Bucheon Techno Park
 Bucheon-City, Gyeonggi-do
 Phone : +82-32-234-
 E-mail: icase@icase.or.kr

Wide-Band Slot Antenna for IEEE 802.11b/g

W. Kueathawikun¹, P. Thumwarin¹, N. Anantrasirichai¹, and T. Wakabayashi²

¹ ReCCIT, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL)
 Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand

(Tel : +662-7392382; E-mail : kanoppin@kmitl.ac.th

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

Abstract: : This paper presents coplanar waveguide (CPW) fed step slot antenna. It achieves wide band from 2.0 GHz to 4.2 GHz which is the frequency band covered the standard IEEE 802.11b/g (2.4 - 2.485 GHz) for use in WLAN (Wireless Local Area Network) and covered two frequencies of WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) 2.5 GHz and 3.5 GHz. The characteristics of antenna are proposed and analyzed for instance input impedance, return loss and far field radiation patterns.

Keywords: wideband slot, slot antenna, CPW, coplanar waveguide

1. INTRODUCTION

Microstrip antenna is a type of antennas which can be used for transmitting and receiving signals. Microstrip or printed antennas are low profile, small size, light weight and widely used in wireless and mobile communications, as well as radar applications. Microstrip antennas can be divided into two basic types by structure, namely microstrip patch antenna and microstrip slot antenna. The slot antennas can be fed by microstrip line, slot line and CPW [1]. In this paper, we propose the slot antenna fed by CPW at a designed frequency of 2.4 GHz and coverage frequency band between 2.4-2.4835 GHz [2] [3] and 3.5 GHz, respectively. This antenna is designed on RT/Duroid 5880 substrate with thickness of 1.575 mm and dielectric constant (ϵ_r) of 2.2.

2. ANTENNA STRUCTURE

Fig. 1, shows the structure of microstrip slot antenna on the ground plane by CPW-fed on a substrate dielectric constant of 2.2.

The coplanar waveguide (CPW) is designed to be 50 ohms in order to match the characteristic impedance of transmission line.

The guide wavelength is given by

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

Where ϵ_{eff} is an effective permittivity which can be computed by using the following equation.

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

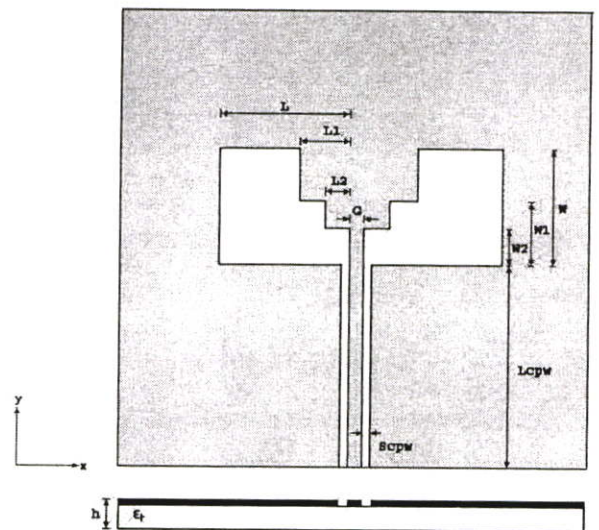


Fig. 1 Structure of microstrip slot antenna fed by CPW.

The parameters in structure of this antenna are

L	= 41 mm
L1	= 10 mm
L2	= 5 mm
W	= 18 mm
W1	= 7.5 mm
W2	= 1 mm
G	= 1 mm
S _{cpw}	= 0.25 mm

In this case, size of slot antenna in horizontal and vertical is 82 mm (2L) and 18 mm (W), respectively.

3. SIMULATION RESULTS

The CPW-fed line is designed with the conductor gap G of 1 mm and slot gap S_{cpw} of 0.25 mm corresponding to the characteristic impedance of 50 ohms transmission line. The simulation has been carried out by using IE3D [4]. The proposed design can be further enhanced by adjusting L1, L2, W1, and W2. In this paper, we will show the effect of adjusting four

parameters by fixing the value of other parameters: L , W , G and S_{cpw} as explained in section 2.

3.1 Effect of Adjusting L1

In this case, we will adjust only $L1$ to 9 mm, 10 mm, 11 mm, and 12 mm by fixing the value of $L2$, $W1$, $W2$, at 6 mm, 7.5 mm, and 1 mm, respectively. The simulation results of return loss (S_{11}) and bandwidth as shown in Table 1.

Table 1 The return loss and bandwidth of slot antenna by adjusting L1.

L=41 mm, W=18 mm, L2=6mm, W1=7.5 mm, W2=1 mm, G=1 mm, S_{cpw} =0.25 mm				
L1 (mm)	9	10	11	12
f_L (GHz)	2.40	2.39	2.38	2.36
S_{11L} (dB)	-22.	-26.9	-35.1	-42.7
f_H (GHz)	3.75	3.80	3.85	3.91
S_{11H} (dB)	-18.	-24.0	-38.0	-29.7
BW (GHz)	2.11	2.19	2.22	2.32

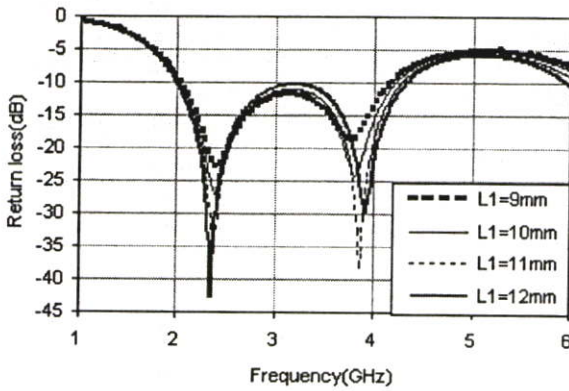


Fig. 2 The return loss in the case of adjusting L1.

From Fig. 2, the adjusted $L1$ will effect on the matching impedance of 50 Ohms at low frequency (f_L) and high frequency (f_H). When $L1$ is increased, the return loss at low frequency (S_{11L}) is decreased, but the return loss at high frequency (S_{11H}) is increased. At this point, all of the frequencies between two resonant modes have the return losses lower than -10 dB, the lowest return loss is -42.76 dB and highest return loss is -10.3 dB. With $L1=12$ mm, the maximum impedance is obtained at 2.32 GHz.

3.2 Effect of Adjusting L2

To adjust $L2$ by stepping up 1 mm from 4 mm to 7 mm and fixed $L1$, $W1$, $W2$, at 10 mm, 7.5 mm, 1 mm, respectively. The simulation results are shown in Table 2, and Fig. 3 shows the return loss of adjusting $L2$. When increasing $L2$ to 7 mm, the S_{11} at the middle of frequency-band will be decreased to -13.68 dB. The high resonance frequency shifts more than that in Fig. 2. In this case, the low frequency shifts up and high

frequency shifts down as shown in Fig. 3. The maximum impedance bandwidth is 2.19 GHz when $L2$ is 5 mm.

Table 2 The return loss and bandwidth of slot antenna by adjusting L2.

L=41 mm, W=18 mm, L1=10 mm, W1=7.5 mm, W2=1 mm, G=1 mm, S_{cpw} =0.25 mm				
L2 (mm)	4	5	6	7
f_L (GHz)	2.35	2.39	2.43	2.45
S_{11L} (dB)	-21.33	-26.9	-54.7	-26.9
f_H (GHz)	3.95	3.80	3.66	3.55
S_{11H} (dB)	-24.29	-24.0	-30.6	-32.4
BW (GHz)	0.98, 0.98	2.19	2.03	1.91

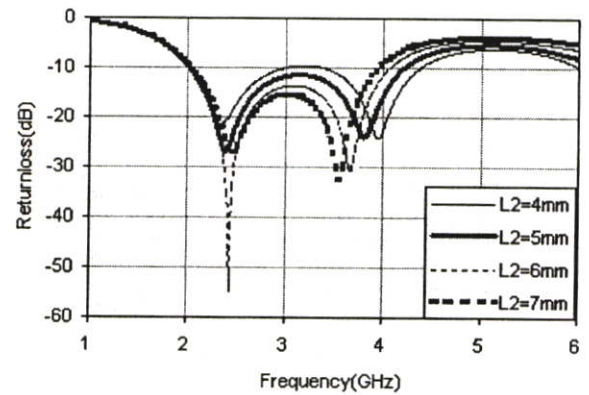


Fig. 3 The return loss in case of adjusting L2.

3.3 Effect of Adjusting W1

Table 3 shows the simulation results when fixing $L1$, $L2$, $W2$ to 10 mm, 6 mm, 1 mm and adjust $W1$ to 5.5 mm, 6.5 mm, 7.5 mm and 8.5 mm, respectively. In this case, the adjusting of $W1$ will effect to match impedance at low and high frequency as shown in Fig. 4. The maximum impedance bandwidth is 2.22 GHz.

Table 3. The return loss and bandwidth of slot antenna by adjusting $W1$.

L=41 mm, W=18 mm, L1=10 mm, L2=6 mm, W2=1 mm, G=1 mm, S_{cpw} =0.25 mm				
W1 (mm)	5.5	6.5	7.5	8.5
f_L (GHz)	2.41	2.4	2.39	2.38
S_{11L} (dB)	-51.4	-32.1	-26.9	-23.8
f_H (GHz)	3.71	3.76	3.8	3.83
S_{11H} (dB)	-39.8	-31.3	-24.0	-20.1
BW (GHz)	2.09	2.14	2.19	2.22

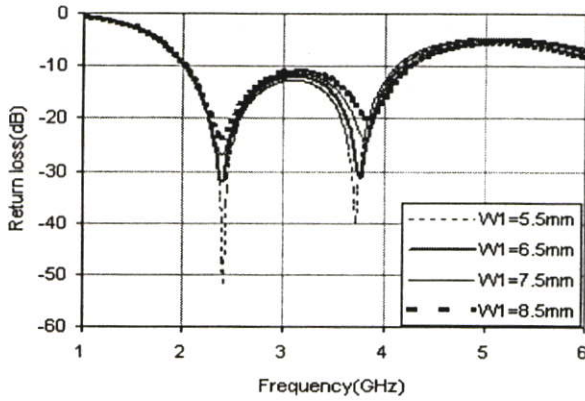


Fig. 4 The return loss in case of adjusting W1.

3.4 Effect of Adjusting W2

The final case is to adjust W2 to 0.5 mm, 1 mm, 2 mm, 3 mm and fixed L1, L2, and W1 to 10 mm, 6 mm and 7.5 mm, respectively. The minimum of S11 at the middle of frequency-band is -14.92 dB when W2 is 0.5 mm. It shows that the value of W2 is more effective on match impedance at frequency band than other adjusting. The maximum impedance bandwidth is 2.19 GHz. Table 4 shows the simulation results of S11, VSWR and bandwidth. Fig. 5 shows the return loss (S_{11}) in case of adjusting W2.

Table 4 The return loss and bandwidth of slot antenna by adjusting W2.

L=41 mm, W=18 mm, L1=10 mm, L2=6 mm, W1=7.5 mm, G=1 mm, $S_{cpw}=0.25$ mm				
W2 (mm)	0.5	1	2	3
f_L (GHz)	2.48	2.39	2.3	2.23
S_{11L} (dB)	-39.	-26.	-20.89	-17.96
f_H (GHz)	3.61	3.80	3.95	4.01
S_{11H} (dB)	-19.	-24.	-28.0	-17.95
BW(GHz)	1.99	2.19	0.83,0.79	0.66,0.61

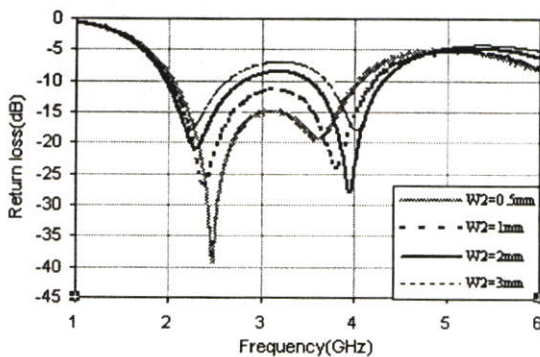


Fig. 5 The return loss in case of adjusting W2.

3.5 Setting Parameters for Wideband

We investigate the effects of adjusting four parameters in order to analyze the wideband coverage IEEE 802.11b/g WLAN applications. Finally, we choose $L1 = 10$ mm, $L2 = 5$ mm, $W1 = 7.5$ mm, and $W2 = 1$ mm for good matching in wideband. In this case, the characteristic of return loss S11 is shown in Fig. 6. It is shown that the frequency band is 2.19 GHz with resonance frequency at 2.4 GHz and 3.72 GHz.

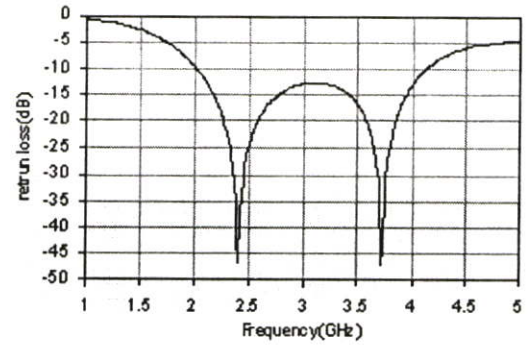


Fig. 6 The characteristic of return loss in case of $L1=10$ mm, $L2 = 5$ mm, $W1 = 7.5$ mm, $W2=1$ mm.

The characteristic of input impedance is shown in Fig. 7. By adjusting technique, the real part of input impedance at resonance frequency 2.4 GHz and 3.72 GHz is approximately 50 ohms and the imaginary part nearly 0 ohm.

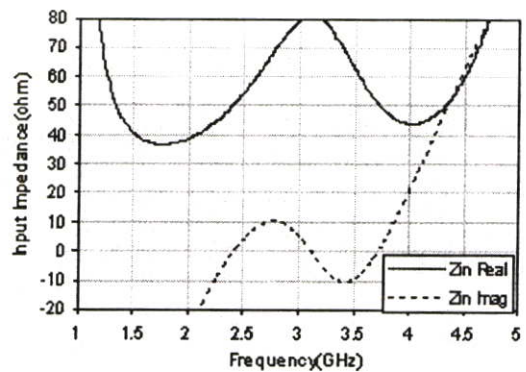


Fig. 7 The input impedance of slot antenna.

The VSWR is a characteristic used to show the performance of antenna which relates to reflected wave. In a proper designed system for impedance matching the value of VSWR is nearly 1. From simulation results, VSWR at 2.40 GHz and 3.72 GHz are nearly 1.00 as shown in Fig. 8.

Far fields radiation patterns in the yz-plane and xz-plane are shown in Fig. 9 and Fig. 10.

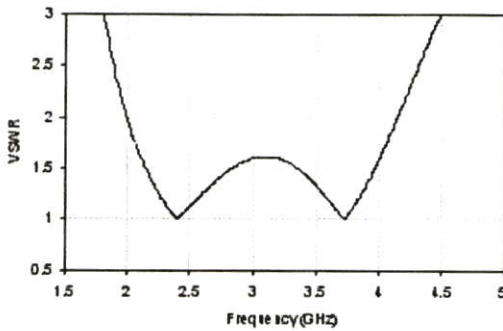


Fig. 8 The VSWR of slot antenna

4. CONCLUSION

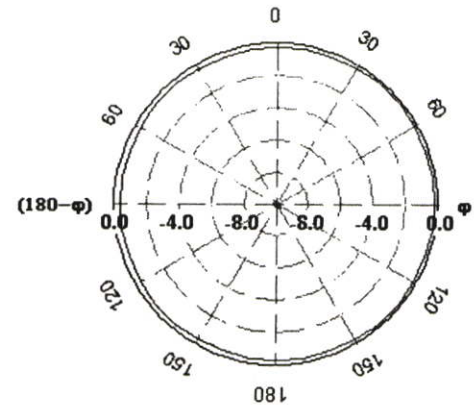
The matching impedance and frequency-band of slot antenna fed by CPW as shown in Fig. 1 have accomplished by length of four parameters: L_1 , L_2 , W_1 , and W_2 . Therefore, the slot antenna fed by CPW in this paper can achieve wideband coverage the standard IEEE 802.11b/g (2.4 - 2.485 GHz) and two center frequencies of WiMAX (2.5 GHz and 3.5 GHz).

ACKNOWLEDGMENT

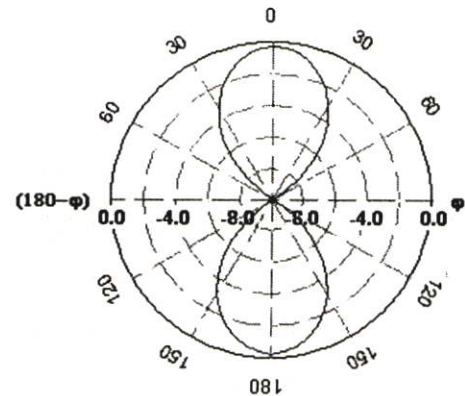
The authors would like to thank Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Pathumtanee, Thailand, for support the IE3D User Manual Release 10, Zeland Software.

REFERENCES

- [1] Laurent Giauffret, Jean-Marc Laheurte, A. Papiernik, "Study of Various Shapes of the Coupling Slot in CPW-Fed Microstrip Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat*, Vol. 45, No. 4, pp. 642-647, 1997.
- [2] Alpesh. U. Bhoje, Christopher L. Holloway, "Wide-Band Slot Antennas With CPW-Feed Line: Hybride and log-periodic Design," *IEEE Trans. Antennas Propagat*, Vol. 52, No. 10, pp. 2545-2554, 2004.
- [3] Angelopoulos, E.S. Stratakos, Y.E. Kostaridis, A.I.Kaklamani, D.I.; Uzunoglu, N.K., "Multiband miniature coplanar waveguide slot antennas for GSM-802.11b and 802.11b-802.11a wireless applications", *Wireless Communications and Networking*, vol. 1, pp.103-108, 2003
- [4] *IE3D User Manual Release. 10*, June 2003. Zeland Software.

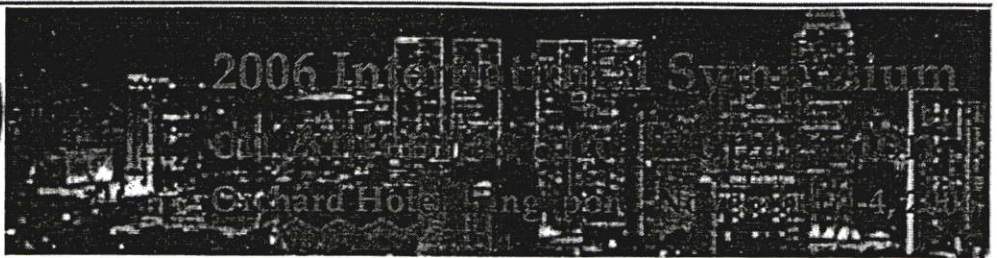


(a) yz-plane



(b) xz-plane

Fig. 9 Radiation pattern on yz-plane and xz-plane at 2.4 GHz



- [Home](#)
- [Welcome Message](#)
- [Organization](#)
- [Call for Papers](#)
- [Technical Program](#)
- [Tutorials](#)
- [Special Section](#)
- [Paper Submission](#)
- [Registration](#)
- [Hotels](#)
- [Presentations](#)
- [Social Events](#)
- [Venue](#)
- [Local Information](#)
- [Visa Application](#)
- [Travel](#)
- [Link to ISAP07](#)
- [Spore Photos](#)
- [Contacts](#)

2006 International Symposium on Antennas and Propagation



Orchard Hotel, Singapore, November 1-4, 2006

News

NEW The schedule of the conference and the Final Technical Program are available now on the ISAP06 website. The Organizing Committee apologizes for the belated upload of the Technical Program.

NEW Online registration and also the online hotel booking system will be both terminated at 6:00 pm on 17th October 2006. All the subsequent registrations will have to be made by onsite at the ISAP06 Registration Desk (open on November 1, 2006). Hotel room reservations will also have to be made directly to the respective hotels. Inconvenience caused due to the shut-down of the online system will be apologized.

NEW Information about [keynote talks](#), [tutorial talk](#), and [invited talks](#) have been uploaded on the site.

NEW The presentation guidelines for oral presentations and posters are [available now](#).

NEW [Travel in Singapore](#) is available and it helps you to make a choice of the hotels to stay. Enjoy your trip and stay in Singapore.

NEW Social functions will be soon available after the committee will have finalized it. You may have a look at the [photo collection](#) for the dynamic life in Singapore.

Important Dates

- Paper Submission: **August 15 2006**
- Notification of Acceptance: **September 8, 2006**
- Early Registration: **September 30, 2006**
- Symposium Dates: **November 1-4, 2006**

nn

Wide-band Slot Antenna for WLAN Application

W. Kueathawikun¹, P. Thumwarin¹, N. Anantrasirichai¹, and T. Wakabayashi²

¹ ReCCIT, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL)
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand

Tel : +662-7392382; E-mail : kanoppin@kmitl.ac.th

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

Abstract

This paper presents coplanar waveguide (CPW) fed slot antenna. A rectangular slot antenna excited by a 50 ohm CPW with L-shaped tuning stub. It achieves wide band from 2.0 GHz to 6 GHz which is the frequency band covered the standard IEEE 802.11a/b/g for use in WLAN (Wireless Local Area Network) and covered of WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access, 2-6 GHz). The characteristics of antenna are proposed and analyzed for instance input impedance, return loss, bandwidth, VSWR, and far field radiation patterns. The antenna is analyzed by using Finite-Difference Time-Domain (FDTD) Method. A verification of our simulation procedure is confirmed by comparing IE3D software which is based on the Method of Moments (MOM).

1. INTRODUCTION

Microstrip antenna is one type of antennas which can be used for transmitting and receiving signals. Microstrip or printed antennas are low profile, small size, light weight and widely used in wireless and mobile communications, as well as radar applications. Microstrip antennas can be divided into two basic types by structure, namely microstrip patch antenna and microstrip slot antenna [1-3]. The slot antennas can be fed by microstrip line, slot line and CPW [4-6]. In this paper, we proposed the slot antenna fed by CPW at a designed frequency of 2.4 GHz and coverage frequency band between 2-6 GHz respectively. This antenna is designed on RT/Duroid 5880 substrate with thickness of 1.575 mm and dielectric constant (ϵ_r) of 2.2. The antennas are analyzed by using Finite-Difference Time-Domain (FDTD) [7-8] Method and confirmed by compare with IE3D software which is based on the Method of Moments (MOM) [9].

2. ANTENNA STRUCTURE

Fig. 1, shows the structure of microstrip slot antenna on the ground plane by CPW-fed on a substrate of dielectric constant 2.2. The coplanar waveguide (CPW) is designed to be 50 ohms in order to match the characteristic impedance of transmission line.

The guide wavelength is given by

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

Where ϵ_{eff} is an effective dielectric constant which can be computed by using the following equation.

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

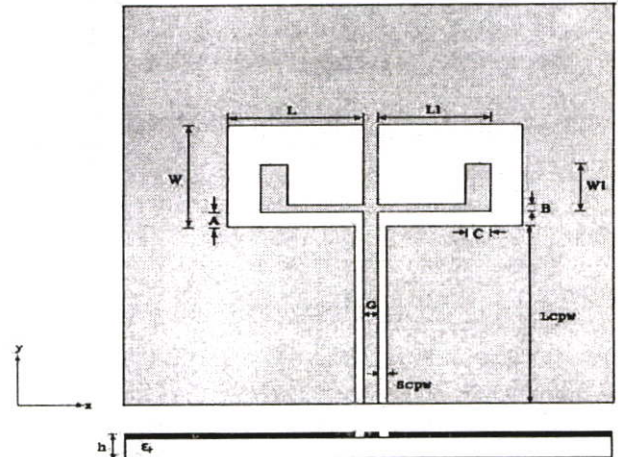


Fig. 1: Structure of microstrip slot antenna fed by CPW.

The parameters in structure of this antenna are

L	= 27 mm
L1	= 22.5 mm
W	= 23 mm
W1	= 18 mm
A	= 0.3 mm
B	= 0.3 mm
C	= 4.2 mm
G	= 3 mm
S _{cpw}	= 0.3 mm

In this case, size of slot antenna in horizontal and vertical is 54 mm (2L) and 23 mm (W), respectively.

3. SIMULATION RESULTS

The CPW-fed line is designed with the conductor gap G of 3 mm and slot gap S_{cpw} of 0.3 mm corresponding to the characteristic impedance of 50 ohms transmission line. The antennas are analyzed by using Finite-Difference Time-Domain (FDTD) Method. A verification of our simulation procedure is confirmed by comparing with IE3D software which is based on the Method of Moments (MOM). The proposed design can be further enhanced by adjusting width of slot A, conductor stub C and B. In this paper, we will show the effect of adjusting three parameters by fixing the value of other parameters: L , $L1$, W , $W1$, G , and S_{cpw} as shown in section 2.

A. Effect of Adjusting Width of Vertical Stub C

In this case, we will adjust width of vertical stub C to 3 mm, 3.6 mm, 4.2 mm and 4.8 mm. The simulation results of return loss (S_{11}) in four adjusting are shown in Fig. 2. It is shown that the good matching is at stub C = 4.2 mm.

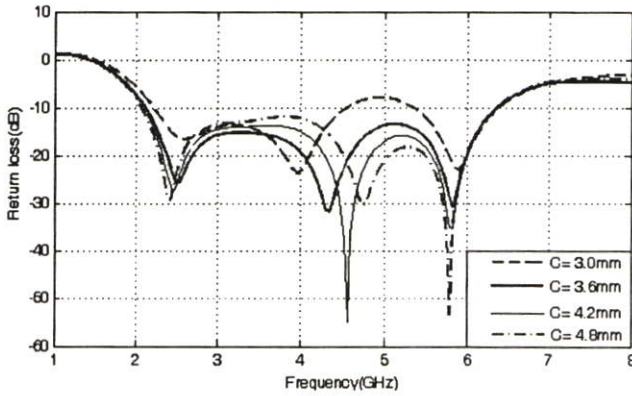


Fig. 2: The return loss in the case of adjusting C.

B. Effect of Adjusting Width of Horizontal Stub B

By using $C = 4.2$ mm and adjusting stub B to 0.3 mm, 0.6 mm, 0.9 mm, and 1.8 mm. The simulation results for all of adjusting are shown in Fig. 3.

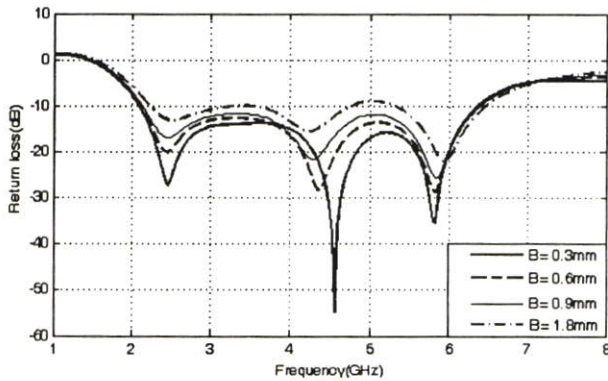


Fig. 3: The return loss in the case of adjusting B.

C. Effect of Adjusting Width of Slot A

For finding good matching in wideband, we will set the value of $C = 4.2$ mm and $B = 0.3$ mm, and adjusting width of slot A to 0.3 mm, 0.6 mm, 0.9 mm, and 1.8 mm. The simulation results of return loss (S_{11}) are shown in Fig. 4.

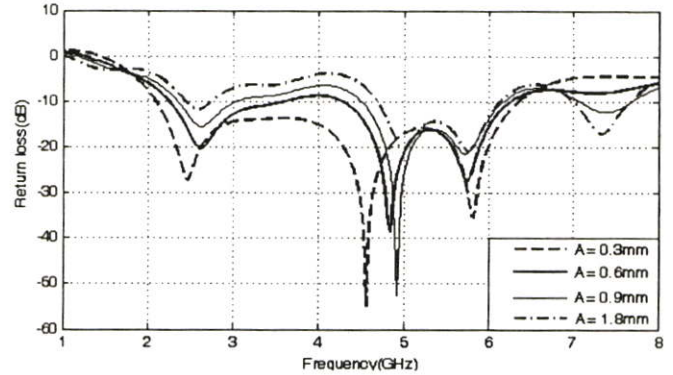
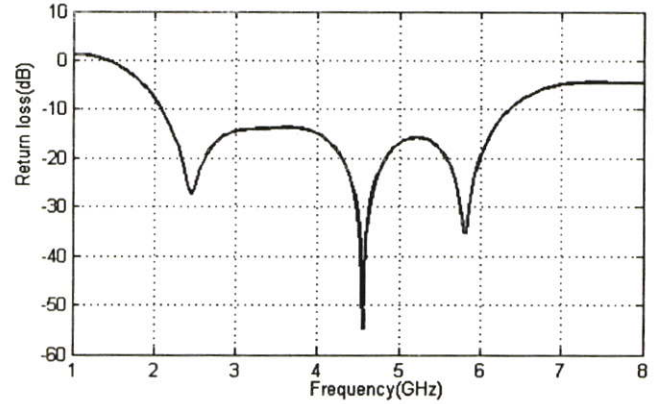
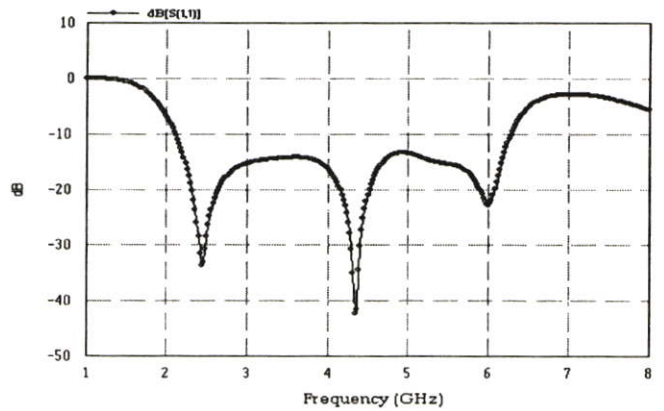


Fig. 4: The return loss in the case of adjusting A.

D. Characteristic of Return Loss



(a) FDTD



(b) MOM

Fig 5: S_{11} parameter of slot antenna fed by CPW

We investigate the effects of adjusting three parameters on four values in order to analyze the wideband coverage IEEE 802.11a/b/g WLAN applications and WiMAX (2-6 GHz). Finally, we choose $A=0.3$ mm, $B=0.3$ mm, and $C=4.2$ mm for good matching in wideband. In this case, the comparison in characteristic of return loss S_{11} from FDTD software and IE3D software is shown in Fig. 5. It is shown that the frequency band and maximum bandwidth coverage at 2.06 - 6.35 GHz by using FDTD method and MOM.

The return loss or reflected loss (S_{11}) is a parameter of antenna for represents the reflected wave return from load. This parameter is given as follows:

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

When \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

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

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

E. Characteristic of Input Impedance

The input impedance Z_{in} is the complex number, which fined out by using the parameter S_{11} and characteristic impedance Z_0 of the microstrip line. The equation for the input impedance is given as follow:

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

The characteristic of input impedance for wideband slot antenna is shown in Fig. 6.

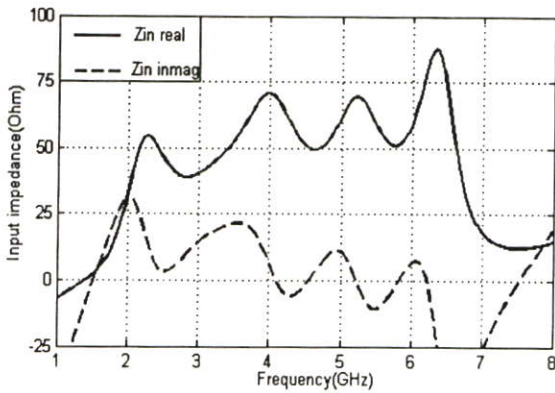


Fig 6 : The input impedance of slot antenna fed by CPW

F. Characteristic of VSWR

Fig. 7, is shown the voltage standing wave ratio (VSWR) of this antenna. The maximum of VSWR in wideband is about 1.5 at frequency 3.6 GHz. The bandwidth of this antenna is considered from S_{11} at -10 dB or VSWR at 2.0. The maximum impedance bandwidth is 4.29 GHz covered resonance frequency 2.06-6.35 GHz.

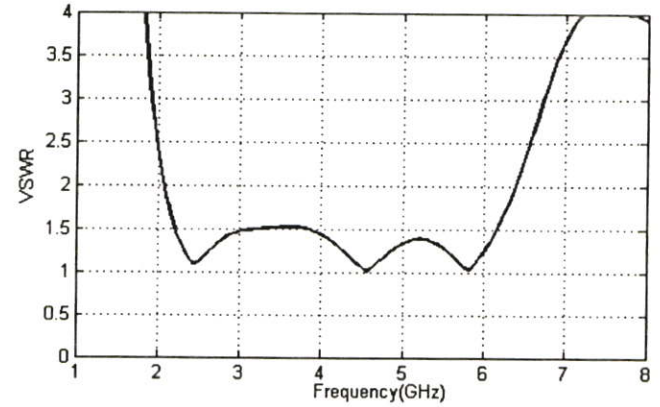
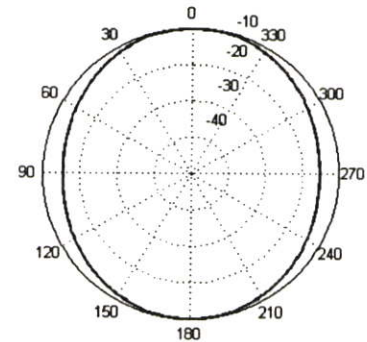


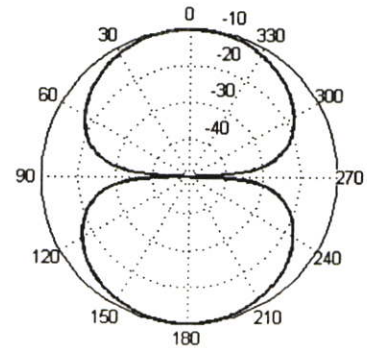
Fig 7: VSWR of slot antenna fed by CPW

G. Radiation Patterns

We investigated the radiation patterns of this slot antenna at 2.4 GHz and 5.2 GHz as shown in Fig. 8 and Fig. 9, respectively.



(a) xy-plane



(b) xz-plane

Fig 8 : Radiation pattum of slot antenna fed by CPW at 2.40 GHz

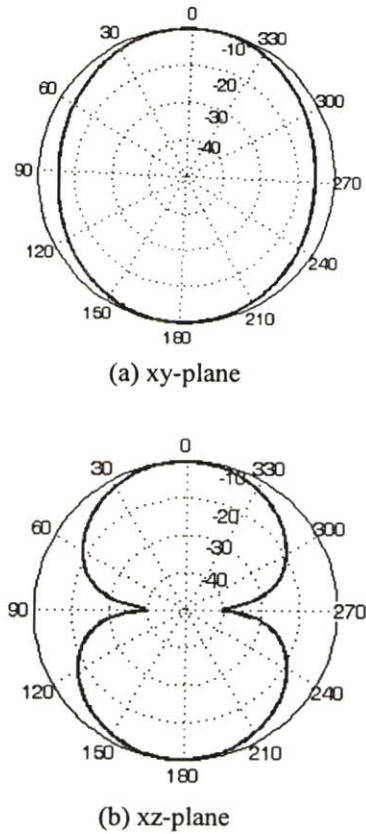


Fig 9 : Radiation pattum of slot antenna fed by CPW at 5.20 GHz

4. CONCLUSION

The slot antenna fed by CPW with tuning stub L-shaped as shown in Fig. 1, can achieve wideband coverage the standard IEEE 802.11a/b/g (2.4 - 2.485 GHz, 5.15-5.35GHz) and WiMAX (2-6 GHz) for WLAN.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors would like to thank Rajamangala University of Technology Thanyaburi Pathumtanee, Thailand, for support the IE3D User Manual Release 10, Zeland Software.

REFERENCES

- [1] F.A. Benson and T.M. Benson, *Fields Waves and Transmission Lines*, Chaman & Hall, 1991.
- [2] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [3] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl and Apisak Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, Inc., 2001.
- [4] Laurent Giauffret, Jean-Marc Laheurte, A. Papiernik, "Study of Various Shapes of the Coupling Slot in CPW-Fed Microstrip Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat*, Vol. 45, No. 4, pp. 642-647, 1997.
- [5] Alpesh. U. Bhohe, Christopher L. Holloway, "Wide-Band Slot Antennas With CPW-Feed Line: Hybride and log-periodic Design," *IEEE Trans. Antennas Propagat*, Vol. 52, No. 10, pp. 2545-2554, 2004.
- [6] Angelopoulos, E.S. Stratakos, Y.E. Kostaridis, A.I.Kaklamani, D.I.; Uzunoglu, N.K., "Multiband miniature coplanar waveguide slot antennas for GSM-802.11b and 802.11b-802.11a wireless applications", *Wireless Communications and Networking*, vol. 1, pp.103-108, 2003
- [7] Yongxi Qian and Tatsuo Itoh, *FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and Antennas Software and Application*, Realize Inc., 1999.
- [8] Allen Taflove, *Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method*, Artech House, Inc., 1995.
- [9] *IE3D User Manual Release. 10*, June 2003. Zeland Software.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายวีรเทพ เกื้อทวีกุล
วัน เดือน ปีเกิด	12 เมษายน 2522 ที่ตาก
ที่อยู่	31 หมู่ 4 ต. คีรีราษฎร์ อ. พบพระ จ. ตาก 63160
ประวัติการศึกษา	พ.ศ. 2541 ประกาศนียบัตรวิชาชีพ สาขาไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตตาก พ.ศ. 2543 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาไฟฟ้ากำลัง สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตตาก พ.ศ. 2545 อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ. 2546 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ตำแหน่งงานปัจจุบัน	นักวิชาการคอมพิวเตอร์
สถานที่ทำงาน	ห้องปฏิบัติการคอมพิวเตอร์ อาคารเจ้าคุณทหาร คณะเทคโนโลยีการเกษตร สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง