

การศึกษาศาสยอากาศช่องเปิดแบบแถบกว้างที่บ่อนสัญญาณ
โดยสายส่งที่นำคลื่นรนาบร่วมแบบวงจรปิด

STUDY ON WIDEBAND SLOT ANTENNA FED BY CPW WITH
SHORTED CIRCUIT END

พรพรศ พรหมมาศ
PORNPHOT POMMAS

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคณะหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-230-195

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การศึกษาสายอากาศช่องเปิดแบบแถบกว้างที่ป้อนสัญญาณ
โดยสายส่งที่นำคลื่นระนาบร่วมแบบวงจรปิด

STUDY ON WIDEBAND SLOT ANTENNA FED BY CPW WITH
SHORTED CIRCUIT END



พรพรด พรหมมาศ

PORNPHOT POMMAS

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 87105
วัน,เดือน,ปี..... 30 ส.ค. 2552

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2551

KMITL-2008-EN-M-230-195



**STUDY ON WIDEBAND SLOT ANTENNA FED BY CPW WITH
SHORTED CIRCUIT END**

PORNPHOT POMMAS

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

2008

KMITL-2008-EN-M-230-195

COPYRIGHT 2008

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การศึกษาสายอากาศช่องเปิดแบบแถบกว้างที่ป้อนสัญญาณโดยสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบวงจรถัด

Thesis Title Study on Wideband Slot Antenna Fed by CPW with Shorted Circuit End

นักศึกษา นายพรพต พรหมมาศ






รหัสประจำตัว 48061004

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมสารสนเทศ

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.นภพินท์ อนันตรศิริชัย

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2008-EN-M-230-195

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.กนก	เจนจิระพงศ์เวช	
รศ.ดร.ชวลิต	เบญจางคประเสริฐ	
รศ.ดร.ประยุทธ์	อัศรเอกฉมาลิน	
รศ.อรลาภ	แสงอรุณ	
รศ.นภพินท์	อนันตรศิริชัย	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพุธที่ 24 กันยายน พ.ศ. 2551 เวลา 11.30-13.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 3

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 24 กันยายน พ.ศ. 2551

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษายาสายอากาศช่องเปิดแบบแถบกว้างที่ป้อนสัญญาณโดยสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบวงจรถัด
นักศึกษา	นายพรพรด พรหมมาศ
รหัสประจำตัว	48061004
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ	2551
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วม เพื่อใช้ในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย โดยทำการจำลองด้วยวิธีโมเมนต์จากโปรแกรม IE3D ซึ่งเป็นซอฟต์แวร์ที่มีลิขสิทธิ์ สายอากาศแบบช่องเปิดจะถูกออกแบบให้แมทซ์อิมพีแดนซ์กับความต้านทาน 50 โอห์มของสายส่งแบบโคแอกเซียล และใช้วัสดุฐานรอง (substrate) ที่ทำจากแผ่นวงจรพิมพ์ (PCB) ชนิด FR4 ซึ่งมีราคาถูก โดยมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.5 และหนา 1.6 มิลลิเมตร ลำดับการออกแบบจะเริ่มจากสายอากาศแบบช่องเปิดที่มีรูปร่างพื้นฐานอย่างง่าย จากนั้นจะทำการพัฒนาด้วยการใช้จูนนิ่งสแต็บเพื่อให้ได้แถบความถี่กว้างตั้งแต่ 2.27 GHz ถึง 7.4 GHz ในที่นี้จะใช้จูนนิ่งสแต็บห้ารูปแบบมาทำการเปรียบเทียบเพื่อให้ได้แบนด์วิดท์ที่กว้างที่สุด สุดท้ายจะทำการสร้างจริงและผลจากการวัดจะแสดงให้เห็นว่าสายอากาศแบบช่องเปิดที่ใช้จูนนิ่งสแต็บแบบคล้ายสามง่ามร่วมกับการแทรกเส้นตัวนำเข้าไปในช่องเปิดจะเป็นรูปแบบที่ดีที่สุดที่จะทำให้เกิดการแมทซ์อิมพีแดนซ์ในช่วงกว้าง ที่ครอบคลุมเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายตามมาตรฐานของ IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.15-5.25 GHz, 5.725-5.825 GHz)

Thesis Title	Study on Wideband Slot Antenna Fed by CPW with Shorted Circuit End
Student	Mr. Pornphot Pommas
Student ID.	48061004
Degree	Master of Engineering
Programme	Information Engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Noppin Anantrasirichai

ABSTRACT

This thesis presents the design and analysis of microstrip slot antenna fed by coplanar waveguide (CPW) for use in WLAN systems. Simulation by using IE3D software based on Method of Moment (MOM) which is the commercial license software has been performed. The proposed slot antennas are design to match an impedance of 50 ohms of transmission line on a low cost PCB-FR4 substrate with dielectric constant (ϵ_r) 4.5 and thickness of 1.6 mm. The sequence of designing is proposed beginning from simple basic shape of slot antenna and developed by using tuning stub to achieve a wideband from frequency range of 2.27 GHz to 7.4 GHz. In this case, the five shapes of tuning stub for slot antennas are introduced and comparison on widen bandwidth. Finally, the best one is fabricated and the measurement results show that the slot antenna with like-fork tuning stub and inset strip is the best one. The proposed antennas can match impedance in wideband coverage WLAN standard of IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), and IEEE 802.11a (5.15-5.25 GHz, 5.725-5.825 GHz).

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาจากท่านอาจารย์ที่ปรึกษา รศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย ที่คอยให้ความช่วยเหลือและคำแนะนำในการแก้ปัญหา ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณเพื่อนทุกคนในห้องทดลองที่คอยให้ความช่วยเหลือ ตลอดจนคำแนะนำและข้อชี้แนะจนในที่สุดวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงลงได้

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ให้ความอนุเคราะห์โปรแกรม IE3D ซึ่งนำมาใช้ในการจำลองสายอากาศในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

สำหรับคุณงามความดีใดอันเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดาและมารดา ตลอดจนครูอาจารย์ทุกท่านที่ช่วยประสิทธิ์ประสาทความรู้แก่ข้าพเจ้า

พรพรด พรหมมาศ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตของการศึกษา.....	3
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 สมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation).....	4
2.1.1 สมการแมกซ์เวลล์ในรูปดิฟเฟอเรนเชียล.....	4
2.1.2 สมการแมกซ์เวลล์ในรูปอินทิกรัล.....	6
2.2 ระเบียบวิธีโมเมนต์.....	7
2.2.1 ฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก.....	9
2.3 การจำลองแบบสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D.....	10
2.3.1 ฟังก์ชันฐานแบบ Roof-top (Roof-top basis function).....	11
2.3.2 ฟังก์ชัน Roof-top บนเซลล์สี่เหลี่ยม (Roof-top Function on Rectangular Cells).....	12
2.3.3 ฟังก์ชัน Roof-top บนเซลล์สามเหลี่ยม (Roof-top Function on Triangular Cells)	13
2.4 สรุป.....	16
บทที่ 3 สายอากาศไมโครสตริป.....	17

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.1 โครงสร้างและคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริป.....	17
3.2 สายส่ง.....	18
3.2.1 โคแอกเซียล (Coaxial).....	18
3.2.2 ไมโครสตริปไลน์ (Microstrip Line).....	19
3.2.3 ท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide).....	19
3.3 ลักษณะคลื่นบนสายส่ง.....	23
3.3.1 คลื่นจร.....	23
3.3.2 การสะท้อนของคลื่น.....	24
3.3.3 คลื่นนิ่ง.....	26
3.3.4 โหมดการแพร่กระจายคลื่น.....	27
3.4 คุณลักษณะสายอากาศแบบช่องเปิด.....	29
3.4.1 ทฤษฎีการเหนี่ยวนำ (Induction Theorem)	29
3.4.2 การแพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศช่องเปิด.....	31
3.5 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ.....	32
3.5.1 คลื่นนิ่ง (Standing wave)	32
3.5.2 การสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss).....	32
3.5.3 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency).....	33
3.5.4 สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity)	33
3.5.5 อัตราขยายของสายอากาศ (Gain).....	34
3.5.6 อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance).....	35
3.5.7 แบนด์วิทช์ (Bandwidth).....	36
3.6 สรุป.....	37
บทที่ 4 การศึกษาสายอากาศช่องเปิดแบบแถบกว้างที่ป้อนสัญญาณ โดยสายส่ง ท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบวงจรถัด.....	38
4.1 การออกแบบสายอากาศโดยใช้วัสดุฐานรองชนิด RT/duroid 5880.....	38
4.1.1 คุณลักษณะวัสดุฐานรองชนิด RT/duroid 5880.....	38

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.1.2 การคำนวณหาค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880.....	39
4.1.3 การออกแบบสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880.....	40
4.1.4 ลำดับการออกแบบสายอากาศบนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880.....	40
4.1.5 การออกแบบสายอากาศ#1 บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880.....	41
4.1.6 การออกแบบสายอากาศ#2 บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880.....	44
4.1.6.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ L_b	44
4.1.6.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ W_b	46
4.1.7 การออกแบบสายอากาศ#3 บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880	47
4.1.7.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ W_b	48
4.2 การออกแบบสายอากาศโดยใช้วัสดุฐานรองชนิด FR4	49
4.2.1 คุณลักษณะวัสดุฐานรองชนิด FR4.....	49
4.2.2 การคำนวณหาค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) บนวัสดุฐานรอง FR4.....	50
4.2.3 การออกแบบสายส่งแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) บนวัสดุฐานรอง FR4	50
4.2.4 ลำดับการออกแบบสายอากาศบนวัสดุฐานรอง FR4	50
4.2.5 การออกแบบสายอากาศ#1 บนวัสดุฐานรอง FR4	51
4.2.6 การออกแบบสายอากาศ#2 บนวัสดุฐานรอง FR4.....	53
4.2.6.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ L_b	53
4.2.6.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ W_b	54
4.2.7 การออกแบบสายอากาศ#3 บนวัสดุฐานรอง FR4.....	56
4.2.8 การออกแบบสายอากาศ#4 บนวัสดุฐานรอง FR4.....	57
4.2.8.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ L_c	58
4.2.8.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ W_c	59
4.2.9 การออกแบบสายอากาศ#5 บนวัสดุฐานรอง FR4	60

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2.9.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ L_d	60
4.2.9.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ W_d	61
4.2.10 การออกแบบสายอากาศ#6 บนวัสดุฐานรอง FR4.....	63
4.2.10.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ L_e	64
4.2.10.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ W_e	65
4.2.11 ผลการจำลองรูปแบบการแผ่พลังงาน.....	68
4.2.12 คุณลักษณะของสายอากาศที่สร้างจริง.....	71
4.3 สรุป.....	72
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	74
5.1 บทสรุปผลการวิจัย.....	74
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา.....	77
บรรณานุกรม.....	78
ภาคผนวก.....	80
ประวัติผู้เขียน.....	87

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ L_a และ W_a	43
4.2 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ L_b	45
4.3 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ W_b	46
4.4 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ W_b	48
4.5 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ L_b	54
4.6 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ W_b	55
4.7 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ L_c , W_c และ L_d	57
4.8 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ L_c	58
4.9 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ W_c	59
4.10 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ L_d	60
4.11 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ W_d	62
4.12 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ L_c	64
4.13 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ W_c	65
4.14 คุณลักษณะของสายอากาศ#6	67
4.15 ผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองและการวัดจริง.....	72
5.1 สรุปผลจากการจำลองของสายอากาศตามโครงสร้างบนวัสดุฐานรอง FR 4.....	74

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แผ่นตัวนำและโครงสร้างบนแผ่นระนาบ S.....	11
2.2 ฟังก์ชัน Roof-top บนเซลล์สี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยม.....	12
2.3 การไหลของกระแสในเส้นตาย.....	14
2.4 กระแสที่ขอบสำหรับเซลล์ที่อยู่ติดกัน.....	15
3.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป.....	17
3.2 โครงสร้างของสายโคแอกเซียล.....	18
3.3 โครงสร้างของไมโครสตริปไลน์.....	19
3.4 โครงสร้างสายส่งแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง.....	20
3.5 สายส่งที่มีความยาวเป็นอนันต์.....	23
3.6 วงจรสมมูลของรูปที่ 3.5	24
3.7 สายส่งที่ต่อโหลดไว้ที่ปลายสาย.....	25
3.8 คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวาง.....	27
3.9 คลื่นที่มีแนวสนามไฟฟ้าวางตามขวาง	28
3.10 คลื่นที่มีแนวสนามแม่เหล็กวางตามขวาง.....	28
3.11 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น.....	30
3.12 การแพร่กระจายคลื่นจากไมโครสตริปแบบช่องเปิด.....	31
3.13 ลักษณะวงจรเสมือนของอิมพีแดนซ์ขาเข้า.....	36
4.1 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วย ท่อนำคลื่นระนาบร่วม	40
4.2 แสดงลำดับโครงสร้างของสายอากาศที่ออกแบบ บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880.....	41
4.3 โครงสร้างสายอากาศ#1 บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880	41
4.4 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการปรับความยาวรอบรูป บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880	42
4.5 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการปรับ L_a และ W_a บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880.....	43
4.6 โครงสร้างสายอากาศ#2 บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880.....	44

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการปรับ L_b ของสายอากาศ#2.....	44
4.8 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการปรับ W_b	46
4.9 โครงสร้างของสายอากาศ#3 บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880	47
4.10 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการปรับ W_b	48
4.11 แสดงลำดับโครงสร้างของสายอากาศที่ออกแบบบนวัสดุฐานรอง FR4.....	50
4.12 โครงสร้างสายอากาศ1 บนวัสดุฐานรอง FR4.....	50
4.13 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการปรับ L_a และ W_a	52
4.14 โครงสร้างสายอากาศ2 บนวัสดุฐานรอง FR4.....	53
4.15 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการปรับ L_b	54
4.16 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการปรับ W_b	55
4.17 โครงสร้างสายอากาศ#3 บนวัสดุฐานรอง FR4	56
4.18 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการปรับ L_c , W_c และ L_d	57
4.19 โครงสร้างสายอากาศ#4 บนวัสดุฐานรอง FR4	57
4.20 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับขนาดของพารามิเตอร์ L_c	58
4.21 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับขนาดของพารามิเตอร์ W_c	59
4.22 โครงสร้างสายอากาศ#5 บนวัสดุฐานรอง FR4	60
4.23 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับขนาดของพารามิเตอร์ L_d	61
4.24 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับขนาดของพารามิเตอร์ W_d	62
4.25 โครงสร้างสายอากาศ#6 บนวัสดุฐานรอง FR4.....	63
4.26 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับขนาดของพารามิเตอร์ L_e	64
4.27 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับขนาดของพารามิเตอร์ W_e	65
4.28 กราฟแสดงคุณลักษณะของ Input Impedance ที่ 4.8 GHz จากการปรับ W_e	66
4.29 กราฟแสดงคุณลักษณะของ Input Impedance	67
4.30 กราฟแสดงคุณลักษณะของ VSWR	67
4.31 กราฟแสดงคุณลักษณะของรูปแบบการแผ่พลังงาน	
(ก) 3D radiation patterns ที่ 2.4 GHz	
(ข) 2D radiation patterns ที่ 2.4 GHz	68

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.32 กราฟแสดงคุณลักษณะของรูปแบบการแผ่พลังงาน	
(ก) 3D radiation patterns ที่ 5.2 GHz	
(ข) 2D radiation patterns ที่ 5.2 GHz	69
4.33 กราฟแสดงคุณลักษณะของรูปแบบการแผ่พลังงาน	
(ก) 3D radiation patterns ที่ 5.8 GHz	
(ข) 2D radiation patterns ที่ 5.8 GHz	70
4.34 สายอากาศที่ทำการสร้างขึ้นจริง.....	71
4.35 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการจำลองและวัดจริง.....	71

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันเทคโนโลยีด้านการสื่อสารได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง เพื่อรองรับปริมาณข้อมูล และข่าวสารที่มีจำนวนมากขึ้นและเพื่อให้การสื่อสารเป็นไปอย่างรวดเร็ว นอกจากนี้การสื่อสารยังเข้ามามีบทบาทต่อการใช้ในชีวิตประจำวัน และสร้างความสะดวกสบายกับมนุษย์มากขึ้นด้วย จากเดิมระบบสื่อสารที่ใช้สายถูกเปลี่ยนมาเป็นระบบสื่อสารไร้สาย ดังเช่น เครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ที่ใช้งานกันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน ย่านความถี่สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายนี้ถูกกำหนดภายใต้มาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.15-5.25 GHz, 5.725-5.825 GHz) การสื่อสารไร้สายนี้ใช้คลื่นความถี่ในย่านไมโครเวฟในการรับส่งข้อมูล ดังนั้นความต้องการในการใช้งานสายอากาศในปัจจุบันจึงได้รับความสนใจด้วยเช่นกัน [1, 2] ทั้งนี้เป็นเพราะในการรับส่งข้อมูลผ่านคลื่นไมโครเวฟนั้น จำเป็นต้องใช้สายอากาศทำหน้าที่ทั้งรับและส่งข้อมูล โดยสายอากาศชนิดหนึ่งที่มีความสนใจและนิยมใช้งานย่านความถี่ไมโครเวฟในปัจจุบันนี้คือ สายอากาศแบบไมโครสตริป [3]-[5] เนื่องจากมีข้อดีที่นอกจากจะสามารถใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟได้แล้ว ยังมีคุณสมบัติที่ดีคือ ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูกเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศแบบอื่น ๆ การสร้างและปรับแต่งรูปร่างทำได้ง่าย สามารถใช้กับการป้อนสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) และแบบไมโครสตริปไลน์ (Microstrip line) ได้ เป็นต้น โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปที่ได้รับความนิยมมี 2 รูปแบบ คือ สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น (Microstrip Patch Antenna) และสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด (Microstrip Slot Antenna)

ในการออกแบบสายอากาศเพื่อใช้งานนั้น ในอดีตที่ผ่านมามักจะออกแบบให้มีแบนด์วิธที่รองรับความถี่ใดความถี่หนึ่ง แต่ในปัจจุบันนิยมที่จะออกแบบให้สายอากาศสามารถใช้ได้มากกว่าหนึ่งความถี่หรือออกแบบให้มีแบนด์วิธที่สามารถรองรับความถี่ได้ช่วงกว้าง ซึ่งความถี่ในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐานของ IEEE 802.11a/b/g จะเป็นที่นิยมใช้มาก ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงให้ความสนใจกับการออกแบบสายอากาศที่สามารถใช้งานครอบคลุมมาตรฐาน IEEE 802.11a/b/g

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นการนำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ป้อนด้วยสายส่งแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) เนื่องจากสายอากาศแบบช่องเปิดมีคุณลักษณะที่เป็นข้อดี คือ มีแบนด์วิธที่กว้างกว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบพื้นฐานทั่วไป ซึ่งสามารถทำเป็นแถบกว้าง (Wideband) ได้ง่าย และทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ได้ไม่ยากนัก ในส่วนที่เป็นตัวป้อนสัญญาณจะใช้แบบ CPW ซึ่งเป็นอีกรูปแบบหนึ่งที่ได้รับคามนิยมเนื่องจากมีข้อดีต่าง ๆ เช่น การแผ่กระจายคลื่นจากส่วนป้อนสัญญาณน้อย ง่ายต่อการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ สามารถออกแบบให้สายอากาศมีแบนด์วิธที่กว้างได้ [6, 7] ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงมีจุดมุ่งหมาย เพื่อทำการศึกษาผลกระทบอันเนื่องจากการปรับเปลี่ยนรูปร่างของสายอากาศเพื่อให้สามารถรองรับกับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐานของ IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.15-5.25 GHz, 5.725-5.825 GHz)

1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

จากคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ป้อนด้วยสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วม พบว่ามีข้อดี คือ ให้แบนด์วิธที่กว้าง ง่ายในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ สามารถออกแบบให้ใช้งาน 2 ความถี่ได้ ทั้งที่ในอดีตสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดนั้น ออกแบบเพื่อใช้งานเฉพาะความถี่เดียว และต่อมาจึงมานิยมออกแบบหลายความถี่ [8]-[12] หรือเป็นแบบแถบกว้างมาก ๆ ที่ครอบคลุมมาตรฐานการใช้งานย่านความถี่ไร้สาย ในปัจจุบันมีหลายงานวิจัยได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศที่เป็นแบบแถบกว้าง ซึ่งได้นำเทคนิคต่าง ๆ มาใช้ อาจใช้เทคนิคที่ซับซ้อนหรือออกแบบที่มีความยุ่งยากเพื่อต้องการให้ได้มาซึ่งแถบกว้าง ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเอาทฤษฎีสายอากาศมาใช้ในการออกแบบและวิเคราะห์ โดยแนวคิดในการทำวิจัยมาจากผลของงานวิจัยที่เคยดำเนินการมาแล้ว [13] ซึ่งพบปัญหาหลังจากที่ได้ทำการวิจัยคือ ขนาดของสายอากาศมีขนาดใหญ่ อีกทั้งวัสดุฐานรองที่ใช้ออกแบบหาซื้อได้ยากตามแหล่งที่จำหน่าย และมีราคาแพง ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการพัฒนาใช้วัสดุฐานรองที่ราคาถูก คือ วัสดุฐานรองชนิด FR4 ส่วนขนาดของสายอากาศจะออกแบบให้มีขนาดเล็กลง โดยใช้การปรับแต่งสลับภายในสายอากาศ เพื่อให้ได้ความถี่ใช้งานตามต้องการ และสามารถรองรับระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) โดยการออกแบบและวิเคราะห์ผลจะใช้วิธีการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland ซึ่งใช้หลักการระเบียบวิธีโมเมนต์ [14]

1.4 ขอบเขตของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ป้อนด้วยสายส่งที่นำคลื่นระนาบร่วม เพื่อการศึกษาและวิเคราะห์ถึงผลกระทบของการปรับเปลี่ยนรูปร่างสายอากาศที่มีผลต่อคุณลักษณะของสายอากาศ ซึ่งประกอบด้วย ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return loss: S_{11}) อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input impedance: Z_{in}) อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) แบบรูปการแผ่พลังงานของสนามระยะไกล (Far-field radiation pattern) และอัตราขยาย (Gain) เป็นต้น โดยเริ่มต้นการออกแบบจากโครงสร้างพื้นฐานอย่างง่ายแล้วใช้การปรับแต่งสลับภายในโครงสร้างของสายอากาศ เพื่อให้สามารถใช้งานได้กับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) และท้ายที่สุดจะนำโครงสร้างที่ออกแบบไปสร้างจริงและวัดผลเพื่อเป็นการยืนยันกับผลการจำลอง ซึ่งจะทำให้เกิดความมั่นใจในการนำไปใช้งานจริง

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการแบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท ซึ่งประกอบด้วย

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย และขอบเขตของการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงชุดสมการคณิตศาสตร์ สมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation) และวิธีโมเมนต์ซึ่งใช้ในโปรแกรม IE3D

บทที่ 3 กล่าวถึงความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสายอากาศ ซึ่งประกอบด้วย โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศ ชนิดของสายนำสัญญาณ และรายละเอียดคุณลักษณะพื้นฐานที่ควรทราบของสายอากาศ

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์ค่าคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จากการปรับแต่งสลับ

บทที่ 5 กล่าวถึงบทสรุป พร้อมทั้งข้อเสนอแนะแนวทางในการศึกษาและการพัฒนางานวิจัยต่อไป

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในวิทยานิพนธ์นี้ การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศจะใช้โปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland ซึ่งเป็นโปรแกรมจำลองแบบแม่เหล็กไฟฟ้าแบบเต็มคลื่น ที่อาศัยหลักการวิธีโมเมนต์แก้ปัญหาการกระจายกระแสบนโครงสร้างรูปร่างทั่วไปแบบหลายชั้นหรือแบบสามมิติ ซึ่งมีการนำไปใช้อย่างกว้างขวาง เช่น การออกแบบวงจรไมโครเวฟและคลื่นมิลลิเมตร สายอากาศแบบแผ่นตัวนำ สายอากาศเชิงเส้นและสายอากาศในระบบ RF/wireless เป็นต้น ซึ่งนำวิธีเชิงโมเมนต์มาใช้ในการแก้ปัญหาสมการแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านชุดสมการของแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation) โดยในบทนี้จะอธิบายถึงทฤษฎีชุดสมการของแมกซ์เวลล์และความรู้พื้นฐานของระเบียบวิธีโมเมนต์ที่นำมาใช้ในการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศ [15]-[17]

2.1 สมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation)

ในปี 1873 ชุดสมการคณิตศาสตร์ที่ใช้บรรยายปรากฏการณ์ทางแม่เหล็กไฟฟ้าได้ถูกรวบรวมโดย เจมส์ คลาร์ก แมกซ์เวลล์ โดยแมกซ์เวลล์ได้เสนอแนวคิดเรื่องกระแสดิสเพลซเมนต์และยอมรับในเวลาต่อมาว่า อำนาจแม่เหล็กและอำนาจไฟฟ้ามีใช้สิ่งที่แยกจากกันได้ จากนั้นได้จัดสร้างชุดสมการแมกซ์เวลล์ขึ้น โดยปกติจะนำเสนอในลักษณะสมการดิฟเฟอเรนเชียลดังต่อไปนี้

2.1.1 สมการแมกซ์เวลล์ในรูปดิฟเฟอเรนเชียล

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \bar{D} = \rho \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \quad (2.4)$$

สมการ (2.1) มาจากกฎของฟาราเดย์ เป็นกฎการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้าที่กล่าวไว้ว่า ถ้าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่ผ่านบ่วงเส้นลวดมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่มีค่าเท่ากับอัตราการลดลงตามเวลาของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กนั้น

สมการ (2.2) มาจากกฎของแอมแปร์ แมกซ์เวลล์ได้เสนอให้รวมกระแสดิสเพลซเมนต์ซึ่งเป็นกระแสที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของความหนาแน่นเส้นแรงไฟฟ้าเข้าเป็นส่วนหนึ่งของแหล่งกำเนิดสนามแม่เหล็กด้วย

สมการ (2.3) และ (2.4) มาจากกฎของเกาส์ เป็นการอธิบายว่าความหนาแน่นเส้นแรงไฟฟ้ามีต้นกำเนิดมาจากประจุไฟฟ้าซึ่งมีได้จริงในทางกายภาพ และประจุแม่เหล็กนั้นไม่มีอยู่ในธรรมชาติและไม่สามารถสร้างขึ้นได้ด้วย เพราะฉะนั้นไดเวอร์เจนซ์ของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กจะต้องเป็น 0 เสมอ

ในการวิเคราะห์โดยทั่วไปมักนำเสนอชุดสมการแมกซ์เวลล์เชิงความถี่ในลักษณะต่อไปนี้

$$\nabla \times \bar{E} = -\bar{M} - j\omega\mu\bar{H} \quad (2.5)$$

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} + j\omega\bar{D} \quad (2.6)$$

$$\nabla \cdot \bar{D} = \rho_e \quad (2.7)$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = \rho_m \quad (2.8)$$

- เมื่อ \bar{E} คือ ความเข้มสนามไฟฟ้า (Volts/Meter)
 \bar{H} คือ ความเข้มสนามแม่เหล็ก (Amperes/Meter)
 \bar{D} คือ ความหนาแน่นเส้นแรงไฟฟ้า (Coulombs/Square Meter)
 \bar{B} คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (Webers/Square Meter)
 \bar{J} คือ ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า (Amperes/Square Meter)
 \bar{M} คือ ความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก (Volts/Square Meter)
 ρ_e คือ ความหนาแน่นประจุไฟฟ้า (Coulombs/Cubic Meter)
 ρ_m คือ ความหนาแน่นประจุแม่เหล็ก (Webers/Cubic Meter)

2.1.2 สมการแมกซ์เวลล์ในรูปอินทิกรัล

$$\oint \bar{E} \cdot d\bar{L} = - \int_s \frac{d\bar{B}}{dt} \cdot d\bar{S} \quad (2.9)$$

$$\oint \bar{H} \cdot d\bar{L} = I + \int_s \frac{d\bar{D}}{dt} \cdot d\bar{S} \quad (2.10)$$

$$\oint_s \bar{D} \cdot d\bar{S} = \int_{vol.} \rho \cdot dv \quad (2.11)$$

$$\oint_s \bar{B} \cdot d\bar{S} = 0 \quad (2.12)$$

สมการ (2.9) มาจากกฎของฟาราเดย์ที่เกี่ยวกับการเหนี่ยวนำไฟฟ้า คำนิยามคือ แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่อยู่ในเทอมซ้ายมือ มีค่าเท่ากับค่าลบของการอินทิกรัลพื้นที่ผิวของสนามแม่เหล็ก \bar{B} ที่เปลี่ยนค่าตามเวลาคูณด้วยพื้นที่หน้าตัดที่สนามแม่เหล็ก \bar{B} ผ่าน

สมการ (2.10) มาจากกฎของแอมป์แปร์ที่เกี่ยวกับกระแสไฟฟ้า คำนิยามคือ แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่อยู่ในเทอมซ้ายมือ มีค่าเท่ากับผลรวมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านวงจรแบบปิด

สมการ (2.11) มาจากกฎของเกาส์ คำนิยามคือ เส้นสนามไฟฟ้าที่พุ่งออกจากพื้นที่ผิวปิดใด ๆ จะมีค่าเท่ากับประจุไฟฟ้าที่ถูกล้อมอย่างมิดชิดโดยพื้นที่ผิวปิดนั้น

สมการ (2.12) คำนิยามคือ การอินทิกรัลพื้นที่ผิวของสนามแม่เหล็ก \bar{B} คูณด้วยพื้นที่หน้าตัดที่สนามแม่เหล็ก \bar{B} ไหล ผ่านมีค่าเท่ากับศูนย์

และยังมีสมการที่บอกถึงลักษณะทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวกลางคือ

$$\bar{D} = \epsilon \bar{E} \quad (2.13)$$

$$\bar{B} = \mu \bar{H} \quad (2.14)$$

โดย $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$

$$\mu = \mu_0 \mu_r$$

เมื่อ ϵ_r คือ สภาพยอมทางไฟฟ้า (Relative Permittivity)

μ_r คือ ความซาบซึมได้ทางแม่เหล็ก (Permeability)

ϵ_0 คือ สภาพยอมทางไฟฟ้าในอากาศว่าง (Free Space Permittivity) มีค่า
 8.854×10^{-12} หรือ ประมาณ $10^{-9} / 36\pi$ (Farads per Meter)

μ_0 คือ ความซาบซึมได้ทางแม่เหล็กในอากาศว่าง (Free Space Permeability)
 มีค่า $4\pi \times 10^{-7}$ (Henries per Meter)

2.2 ระเบียบวิธีโมเมนต์

ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่ใช้แก้ปัญหาที่มีการจำลองด้วยสมการอินทิกรัล เรียกว่า ระเบียบวิธีโมเมนต์ ในปัจจุบันระเบียบวิธีโมเมนต์ได้รับการเลือกใช้ในการแก้ปัญหาและวิเคราะห์เชิงตัวเลขทางสายอากาศมากขึ้น เนื่องจากความก้าวหน้าทางคอมพิวเตอร์ทำให้ลดเวลาที่ใช้คำนวณ ในการแก้ปัญหาด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์แบ่งเป็นขั้นตอน ดังนี้

1. เลือกฟังก์ชันฐานที่ใช้ประมาณตัวแปรไม่รู้ค่าที่จะพิจารณา
2. เลือกฟังก์ชันทดสอบหรือฟังก์ชันถ่วงน้ำหนักสำหรับช่วยประมาณคำตอบและแปลงรูปสมการ
3. แก่ระบบสมการเชิงเส้นเพื่อหาคำตอบ

สมการระเบียบวิธีโมเมนต์โดยทั่วไป มีรูปสมการที่แทนปัญหาแสดงได้ดังนี้

$$Lf = g \quad (2.15)$$

เมื่อ L คือ ตัวดำเนินการเชิงเส้น (Linear Operator: Integral Operator)

f คือ ผลตอบสนอง (Response) หรือ สนาม (Field) ซึ่งเป็นฟังก์ชันไม่รู้ค่าที่ต้องการพิจารณา

g คือ ฟังก์ชันกระตุ้นที่ทราบค่า (Excited Function)

ฟังก์ชัน f ในที่นี้สามารถขยายเป็น $\{f_1, f_2, f_3, \dots\}$ ซึ่งอยู่ในโดเมนของตัวดำเนินการ L และค่าประมาณของ f แสดงได้ดังนี้

$$f = \sum_{n=1}^N \alpha_n f_n \quad ; n = 1, 2, 3, \dots, N \quad (2.16)$$

เมื่อ α_n คือ สัมประสิทธิ์ที่จะพิจารณาของ f_n

f_n คือ ฟังก์ชันแผ่ขยาย (Expansion Function) หรือ ฟังก์ชันฐาน (Basic Function)

ในสมการ (2.16) สำหรับผลเฉลยที่เที่ยงตรง (Exact Solution) จะได้จากผลรวมของอนุกรมจำนวนอนันต์เทอม โดยทั่วไปจำนวนเทอมของอนุกรมจะเป็นจำนวนจำกัดค่าหนึ่งเท่านั้น และผลรวมที่ได้จะเรียกว่า ผลเฉลยประมาณ (Approximate Solution) โดยการแทนสมการ (2.16) ลงในสมการ (2.15) และใช้ความเป็นเชิงเส้นของ L จะได้ว่า

$$\sum_n \alpha_n L(f_n) = g \quad (2.17)$$

โดยที่ผลคูณภายใน (Inner Product) ที่เหมาะสมกับเงื่อนไขของปัญหา $\langle f, g \rangle$ มีค่าจริง นิยามฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก (Weighting Function) หรือฟังก์ชันทดสอบ (Testing Function) $w_1, w_2, w_3, \dots, w_m$ ซึ่งอยู่ในช่วงของ L จากนั้นก็หาผลคูณภายในของสมการ (2.17) กับ w_m ซึ่งได้ผลดังนี้

$$\sum_n \alpha_n \langle w_m, Lf_n \rangle = \langle w_m, g \rangle \quad (2.18)$$

เมื่อ $m = 1, 2, 3, \dots$

สมการ (2.18) สามารถเขียนในรูปเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$[l_{mn}][\alpha_n] = [g_m] \quad (2.19)$$

โดยที่

$$[l_{mn}] = \begin{bmatrix} \langle w_1, Lf_1 \rangle & \langle w_1, Lf_2 \rangle & \dots & \langle w_1, Lf_N \rangle \\ \langle w_2, Lf_1 \rangle & \langle w_2, Lf_2 \rangle & \dots & \langle w_2, Lf_N \rangle \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle w_M, Lf_1 \rangle & \langle w_M, Lf_2 \rangle & \dots & \langle w_M, Lf_N \rangle \end{bmatrix}$$

$$[\alpha_n] = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_N \end{bmatrix}$$

$$[g_m] = \begin{bmatrix} \langle w_1, g \rangle \\ \langle w_2, g \rangle \\ \vdots \\ \langle w_M, g \rangle \end{bmatrix}$$

ดังนั้นจะหาค่า $[\alpha_n]$ ได้ดังนี้

$$[\alpha_n] = [L^{-1}][g] \quad (2.20)$$

และผลเฉลยสำหรับ f_n จะมีค่าตามสมการ (2.16) ซึ่งสามารถแสดงให้อยู่ในรูปแบบที่กะทัดรัดเข้าใจง่าย โดยจะนิยามเมตริกซ์ของฟังก์ชัน

$$[f'_n] = [f_1 \ f_2 \ f_3 \ \dots \ f_N] \quad (2.21)$$

และจะได้ว่า

$$f = [f'_n][\alpha_n] = [f'_n][L_{mn}]^{-1}[g_m] \quad (2.22)$$

วิธีการลดรูปสมการเชิงเส้นที่ซับซ้อนมาเป็นสมการเมตริกซ์และการทำเมตริกซ์ผกผันเพื่อหาผลเฉลยจะเหมาะสมอย่างยิ่งกับการคำนวณโดยใช้คอมพิวเตอร์เป็นเครื่องมือ และยิ่งกว่านั้นเมตริกซ์ผกผันนี้ยังสามารถใช้เป็นตัวแทนของระบบได้อีกด้วย นั่นคือสามารถหาทุก ๆ ผลตอบสนองที่เกิดจากการกระตุ้นแบบใด ๆ ได้ โดยใช้เมตริกซ์ผกผันเดิมซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวแทนของระบบนั้น ถ้าเมตริกซ์ $[L]$ มีขนาดคอนันต์ ดังนั้นเมตริกซ์ผกผัน $[L]^{-1}$ จะมีค่าได้ในบางกรณีเท่านั้นเช่น เมตริกซ์นั้นเป็นเมตริกซ์ทแยง (diagonal matrix) ในกรณีทั่วไปที่ชุดของ f_n และ w_m มีค่าจำกัด จะทำให้เมตริกซ์ $[L]$ มีขนาดจำกัดด้วย ดังนั้นสามารถหาเมตริกซ์ผกผัน $[L]^{-1}$ ได้ด้วยรูปแบบเชิงตัวเลขต่างๆ ไปได้ ผลเฉลยที่ได้ี้จะมีความถูกต้องแม่นยำอย่างไรนั้น ปัจจัยหนึ่งขึ้นอยู่กับทางเลือก f_n และ w_m ให้เหมาะสม

2.2.1 ฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก

ขั้นตอนสำคัญของวิธีโมเมนต์นั้นก็คือการเลือก f_n และ w_m ให้เหมาะสมกับปัญหา ซึ่ง f_n ควรจะเป็นเชิงเส้น (linearly independent) และจำนวนเทอมที่ใช้ในการประมาณสมการ (2.16) ควรเป็นไปอย่างสมเหตุสมผล ส่วน w_m ก็ควรเป็นฟังก์ชันอิสระเชิงเส้นด้วยเช่นกัน และ

การคูณภายใน $\langle w, g \rangle$ ต้องสัมพันธ์อย่างอิสระกับฟังก์ชัน g นอกจากนี้ยังมีบางปัจจัยที่ส่งผลต่อการเลือก f_n และ w_m ได้แก่

- ก) ระดับความแม่นยำของผลเฉลยที่ต้องการ
- ข) ความง่ายของการประเมินค่า (Evaluation) ขององค์ประกอบในเมตริกซ์
- ค) ขนาดของเมตริกซ์ที่สามารถหาเมตริกซ์ผกผัน
- ง) การพิจารณาเงื่อนไขที่เหมาะสม (Well - condition) ของเมตริกซ์ [1]

ในการเลือกฟังก์ชันฐานโดยทั่วไปแล้วจะต้องคำนึงว่าฟังก์ชันฐานนั้นจะต้องสามารถไปใช้เป็นตัวแทนของฟังก์ชันคาดหวังที่ยังไม่ทราบค่าและให้ความแม่นยำและความง่ายในการคำนวณที่อยู่ในเกณฑ์ที่ต้องการ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับจำนวนเทอมของฟังก์ชันฐานที่ใช้ในสมการ (2.16)

ฟังก์ชันฐานที่เป็นจำนวนจำกัดเท่านั้นที่จะสามารถเป็นจริงได้ในทางปฏิบัติ โดยทั่วไปแบ่งออกเป็นสองแบบ คือ แบบแรกจะประกอบด้วยฟังก์ชันที่แบ่งเป็นขอบเขตย่อย ๆ (Sub Domain Functions) ซึ่งจะมีค่าเฉพาะบริเวณของส่วนย่อยนั้น ๆ ที่พิจารณา และฟังก์ชันแบบนี้จะพิจารณาบนผิวของโครงสร้างเท่านั้น

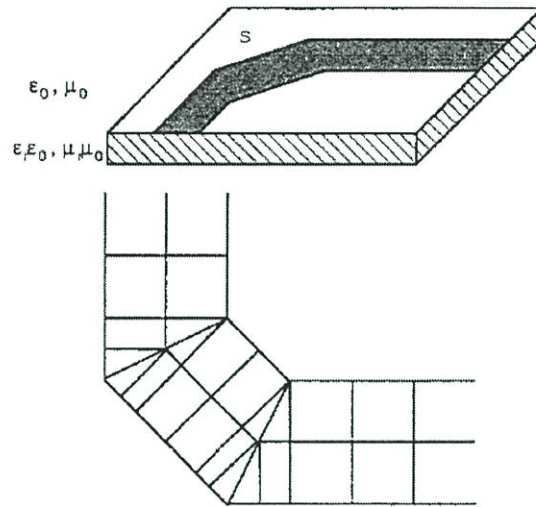
2.3 การจำลองแบบสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D

สำหรับโปรแกรม IE3D เป็นโปรแกรมที่มีวิวัฒนาการมาจากวิธีการ MPIE (Mixed-Potential Integral Equation) ซึ่งใช้วิเคราะห์โครงสร้างไมโครสตริปที่ไม่สม่ำเสมอ และสายอากาศหลากหลายรูปทรง โดยอยู่บนพื้นฐานของทฤษฎี Roof-top Basis Function บนรูปทรงของสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมที่ถูกนำมาประกอบกันเป็นสายอากาศ วิธีการนี้มีความแม่นยำ มีประสิทธิภาพ และตอบสนองกับโปรแกรมคอมพิวเตอร์ รวมทั้งผลลัพธ์เชิงตัวเลขของการวัดที่ได้มีความถูกต้อง วิธีนี้ไม่เพียงแต่มีประสิทธิภาพในการคำนวณเท่านั้นแต่ช่วยในการตีความหมายสนามทางกายภาพกับรูปทรงทางกายภาพที่เหมือนกัน เพื่อที่จะให้รู้ว่ากระแสจะปฏิบัติตัวอย่างไรบนโครงสร้างที่ได้ออกแบบไว้ โดยเฉพาะกระแสที่ไหลบริเวณขอบเขตรอยต่อ อัลกอริทึมนี้ได้พัฒนาและเรียกว่า Pseudo-mesh หรือ P-mesh ซึ่งได้มาจากการประยุกต์ของวิธีโมเมนต์ คือ MPIE ที่ใช้สำหรับการหาการกระจายของกระแสและประจุบนผิวของโครงสร้าง สำหรับโครงสร้างในรูปที่ 2.1 สามารถเขียนสมการของ MPIE ได้ดังนี้ [18]

$$\frac{j\omega\mu_0}{4\pi} \int_s ds' \left[G_m(\vec{r}, \vec{r}') \bar{T}(\vec{r}) \cdot \bar{J}(\vec{r}') - \frac{1}{k_0^2} G_e(\vec{r}, \vec{r}') \nabla \cdot \bar{T}(\vec{r}) \nabla' \cdot \bar{J}(\vec{r}') \right]$$

$$= \int_s ds \bar{E}_i(\vec{r}) \cdot \bar{T}(\vec{r}) \quad (2.23)$$

ซึ่ง G_e และ G_m เป็นฟังก์ชันกรีนไดโอดิกชนิดไฟฟ้าและชนิดแม่เหล็ก $\bar{J}(\bar{r}')$ และ $\bar{T}(\bar{r}')$ เป็นฟังก์ชันการกระจายกระแสและฟังก์ชันทดสอบตามลำดับ ซึ่งตรงตามเงื่อนไขขอบเขต k_0 และ μ_0 เป็นคลื่นจำนวนและค่าความซึมซาบได้ในอากาศว่างตามลำดับ ω คือ ความถี่เชิงมุม และ \bar{E}_i คือ สนามไฟฟ้าที่กระทบบนโครงสร้าง เมื่อจุดแหล่งกำเนิดเป็น (x', y', z') และจุดสนามคือ (x, y, z) อยู่ในระนาบเดียวกัน



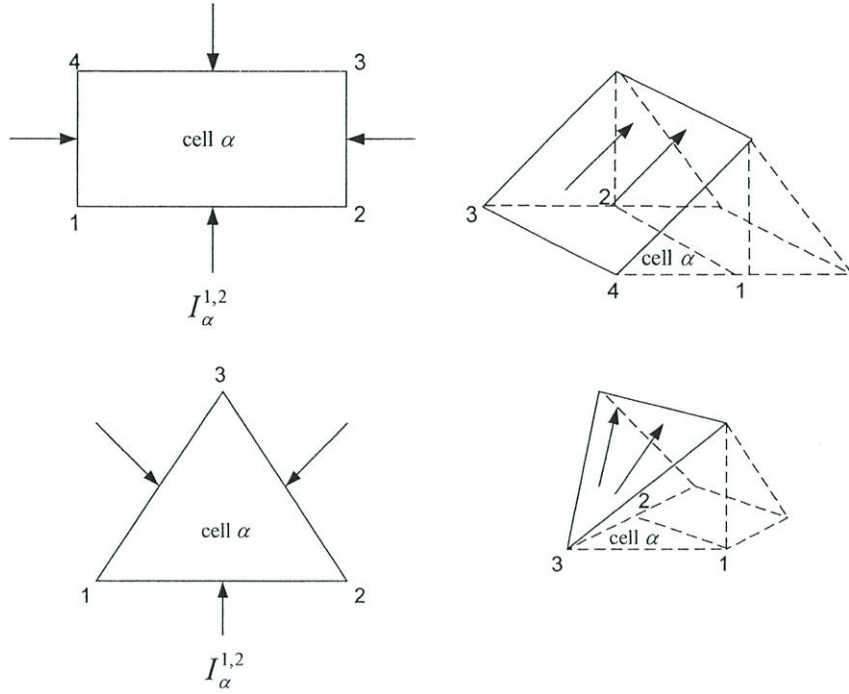
รูปที่ 2.1 แผ่นตัวนำและโครงสร้างบนแผ่นระนาบ S

ที่ผ่านงานวิจัยของ Mosig [19] นั้นได้ใช้ Roof-top basis function เพื่อที่จะประมาณการกระจายตัวของกระแส โดยใช้กลุ่มของเซลล์สี่เหลี่ยม ซึ่งจะใช้ได้ในช่วงโครงสร้างเท่านั้น เพราะในความเป็นจริงแล้วโครงสร้างต่าง ๆ นั้นจะไม่สามารถแบ่งออกเป็นเป็นเซลล์สี่เหลี่ยมได้พอดีกับโครงสร้าง ดังนั้นจึงมีการนำเสนอเซลล์ที่เป็นสามเหลี่ยมขึ้นมา การกระจายกระแสในเซลล์ที่กำหนดถูกอธิบายในเทอมของโหนดกระแสที่จุดต่าง ๆ ของเซลล์ แต่ถ้าพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตของโครงสร้างไม่โครสตรูป จะเป็นการยากที่จะใช้วิธีนี้ โดยเฉพาะเมื่อมุมที่ไม่เป็นมุมฉากประกบกัน ด้วยเหตุนี้อัลกอริทึมแบบที่รวมเอาทั้งเซลล์สามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมเข้าด้วยกันจึงได้รับการนำเสนอ

2.3.1 ฟังก์ชันฐานแบบ Roof-top (Roof-top basis function)

รูปแบบโครงสร้างที่แสดงในรูปที่ 2.1 นั้น ได้มาโดยการปฏิบัติเพื่อต้องการที่จะหลีกเลี่ยงความไม่เป็นกายภาพของความหนาแน่นประจุในการประมวลผลเชิงตัวเลขของเดลตาฟังก์ชันเฉพาะส่วนประกอบของความหนาแน่นกระแสปกติ แต่ไม่ใช่ความหนาแน่นกระแสของตัวเองที่ต้องการความต่อเนื่องบริเวณรอยต่อของเซลล์ ดังนั้นจึงแสดงการกระจายกระแสในพจน์ของเวกเตอร์โหนดกระแสที่จุดทั้งสามของเซลล์สามเหลี่ยม ทำให้สามารถกำหนดพจน์ส่วนประกอบ

ของกระแสนแต่ละด้านของสามเหลี่ยมได้ ในการแก้ปัญหาสำหรับกระแสที่มีลักษณะเฉพาะ ได้ทำการกำหนดให้ส่วนประกอบเหล่านั้นเป็นค่าคงที่ตลอดโครงสร้าง



รูปที่ 2.2 ฟังก์ชัน Roof-top บนเซลล์สี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยม

2.3.2 ฟังก์ชัน Roof-top บนเซลล์สี่เหลี่ยม (Roof-top Function on Rectangular Cells)

ในที่นี้จะแสดงด้านของสี่เหลี่ยมแต่ละด้านด้วยโหนด i และ j เป็นด้าน (i, j) ซึ่งสามารถแทนความหนาแน่นของการกระจายกระแส $\bar{J}_\alpha(x, y)$ ในสี่เหลี่ยมผืนผ้า α ในเทอมของส่วนประกอบมุมฉากของ $I_\alpha^{i, j}$ บนด้านของสี่เหลี่ยม ตัวห้อย α และด้วย (i, j) หมายถึงด้าน (i, j) ของเซลล์ α ตามสมการดังนี้

$$\bar{J}_\alpha(x, y) = \sum_{i=1}^4 I_\alpha^{i, i+1} \bar{D}_\alpha^{i, i+1}(x, y) \quad (2.24)$$

โดยที่ $\bar{D}_\alpha^{i, i+1}$ เป็นนิพจน์ที่สอดคล้องกับฟังก์ชัน Roof-top ที่ไปยังด้าน $(i, i+1)$ ของเซลล์ α (ดูรูปที่ 2.2) เนื่องจากเซลล์สี่เหลี่ยมผืนผ้ามี 4 ขอบหรือ 4 โหนดด้วยกัน ซึ่งสามารถพิจารณา i ว่าเป็นเสมือนตัวเลขวงรอบ ดังนั้นจึงทำให้ $i = i - 4$ เมื่อ $i > 4$ และ $i = i + 4$ เมื่อ $i < 1$ สำหรับ $\bar{D}_\alpha^{i, i-1}$ จะมีขนาดเป็น 1 บนด้าน $(i, i+1)$ และจะใช้ได้กับด้านที่อยู่ตรงข้าม ตัวอย่างเช่น ด้าน $(i+2, i+3)$ ที่แสดงในรูปที่ 2.2 แสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$\bar{D}_\alpha^{i, i-1}(x, y) = \frac{[(y_{i+1} - y_i)(x - x_{i-1}) - (x_{i+1} - x_i)(y - y_{i-1})]}{\Delta_{i-1, i, i+1}} \cdot \frac{(x_{i-1} - x_i)\hat{x} + (y_{i-1} - y_i)\hat{y}}{d_{i-1, i}}; (x, y) \in \text{สี่เหลี่ยม } \alpha \quad (2.25)$$

$$d_{i, j} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2} \quad (2.26)$$

$$\Delta_{i-1, i, i+1} = \begin{vmatrix} 1 & x_{i-1} & y_{i-1} \\ 1 & x_i & y_i \\ 1 & x_{i+1} & y_{i+1} \end{vmatrix} \quad (2.27)$$

และ \hat{x}, \hat{y} คือ เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง x และ y ตามลำดับ สำหรับไดเวอร์เจนซ์ของความหนาแน่นการกระจายกระแสในเซลล์สามารถเขียนได้ว่า

$$\nabla \cdot \bar{J}_\alpha(x, y) = \sum_{i=1}^4 I_\alpha^{i, i+1} Q_\alpha^i; (x, y) \in \text{สี่เหลี่ยม } \alpha \quad (2.28)$$

โดยที่

$$Q_\alpha^i = -\frac{1}{d_{i-1, i}} \quad (2.29)$$

2.3.3 ฟังก์ชัน Roof-top บนเซลล์สามเหลี่ยม (Roof-top Function on Triangular Cells)

เหมือนกับกรณีของเซลล์สี่เหลี่ยม ความหนาแน่นของกระแสบนเซลล์สามเหลี่ยมสามารถเขียนได้ว่า

$$\bar{J}_\alpha(x, y) = \sum_{i=1}^3 I_\alpha^{i, i+1} \bar{D}_\alpha^{i, i+1}(x, y); (x, y) \in \text{สามเหลี่ยม } \alpha \quad (2.30)$$

$$\nabla \cdot \bar{J}_\alpha(x, y) = \sum_{i=1}^3 I_\alpha^{i, i+1} Q_\alpha^i; (x, y) \in \text{สามเหลี่ยม } \alpha \quad (2.31)$$

โดยที่ฟังก์ชัน Roof-top $\bar{D}_\alpha^{i, i+1}$ เป็นดังนี้

$$\bar{D}_\alpha^{i,i+1}(x,y) = -\frac{d_{i,i+1}}{|\Delta_{i-1,i,i+1}|} \cdot [(x-x_{i-1})\hat{x} + (y-y_{i-1})\hat{y}] \quad (2.32)$$

$$Q_\alpha^i = -\frac{2d_{i,i+1}}{|\Delta_{i-1,i,i+1}|} \quad (2.33)$$

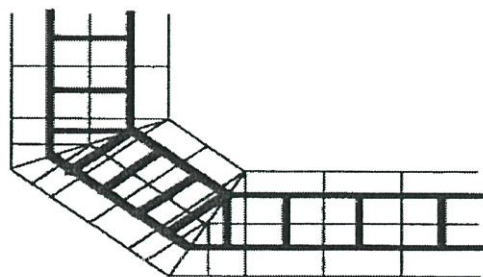
และ $i = i-3$ สำหรับ $i > 3$ หรือ $i = i+3$ สำหรับ $i < 1$

สิ่งที่ไม่เหมือนกับเซลล์สี่เหลี่ยมก็คือ ฟังก์ชันฐาน Roof-top สำหรับเซลล์สามเหลี่ยมจะเปลี่ยนทิศทางที่ตำแหน่งแตกต่างกัน สำหรับสามเหลี่ยม α ที่แสดงในรูปที่ 2.4 ฟังก์ชัน Roof-top สำหรับด้าน $(i, i+1)$ คือเวกเตอร์ที่ขนานกับด้าน $(i-1, i)$ ที่โหนด i ขนานกับด้าน $(i-1, i+1)$ ที่โหนด $(i+1)$ และจะหายไปทีโหนด $(i-1)$ ส่วนประกอบในแนวตั้งฉากถูกกำหนดเท่ากับ 1 บนด้าน $(i, i+1)$

การแทนการกระจายกระแสแบบ Pseudo-Mesh

(Pseudo-Mesh Current Distribution Representation)

ด้วยเหตุที่ทั้งเซลล์สี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมสามารถอธิบายถึงความหนาแน่นกระแสที่ผ่านขอบเขตของเซลล์ และความหนาแน่นเหล่านี้ถูกกำหนดเป็นค่าคงที่ตลอดขอบเขต ทำให้สามารถอธิบายลักษณะการไหลของกระแสทั้งหมดในแต่ละเซลล์ได้ รูปแบบนี้เป็นการแทนที่โครงสร้างไมโครสตริปด้วยโครงสร้างตาข่ายสมมูล (Equivalent Meshes) และแทนการกระจายกระแสบนผิวของเซลล์ด้วยการไหลของกระแสไปตามตาข่ายดังกล่าว ดังแสดงในรูปที่ 2.3 ผลรวมของกระแสที่ไหลในเส้นตาข่าย มีการไหลเข้าออกที่จุดเชื่อมต่อ ไม่ได้เป็นไปตามกฎของ Kirchhoff ในความเป็นจริงความแตกต่างระหว่างกระแสที่เข้ามาและออกไปจะส่งผลให้เกิดการกระจายของประจุบนเซลล์ จากเงื่อนไขที่ว่า กระแสที่ขอบของโครงสร้างจะหายไป ทำให้ง่ายที่จะเชื่อมต่อตาข่ายกับขอบโดยใช้เซลล์สามเหลี่ยมเชื่อมต่อตรงมุม ดังนั้นประโยชน์ที่สำคัญของ P-mesh สามารถสร้างแบบตาข่ายได้สอดคล้องกับรูปแบบทางกายภาพจริง ๆ ตามที่ผู้ออกแบบต้องการ และยังทำให้สามารถประมวลผลด้วยการคำนวณทางคอมพิวเตอร์ได้เร็วขึ้น



รูปที่ 2.3 การไหลของกระแสในเส้นตาข่าย

ภาพรวมสำหรับการกระจายกระแส (The Global Expression for Current Distribution)

จากหัวข้อที่ผ่านมา ได้พิจารณาฟังก์ชัน Roof-top ในแต่ละเซลล์ และเพื่อให้โครงสร้างของ P-mesh สมบูรณ์จะต้องทำการอินทิเกรตค่ากระแสที่ไม่ทราบค่าของแต่ละเซลล์เช่น $I_\alpha^{i,i+1}$ ของเซลล์ α ลงในตาข่ายเชื่อมต่อทั้งหมดของกระแส $I_m, m=1,2,\dots,M$ โดยที่ M คือจำนวนทั้งหมดของโครงข่ายที่เชื่อมต่อกัน ตาข่ายต่าง ๆ ที่ขอบของโครงสร้างไม่โคจรสลับจะไม่เชื่อมต่อกัน เนื่องจากกระแสที่ขอบนั้นจะเท่ากับศูนย์ สำหรับเซลล์ซึ่งอยู่ติดกันคือ α และ α' ดังรูปที่ 2.4 นั้นเป็นโครงสร้างธรรมดาที่อธิบายด้วย $(\alpha; i, i+1)$ หรือ $(\alpha'; i', i'+1)$ ค่ากระแสที่ไม่ทราบค่าตลอดโครงสร้างจะถูกอธิบายด้วยพจน์ของตาข่ายกระแสในรูปของ I_m ดังต่อไปนี้

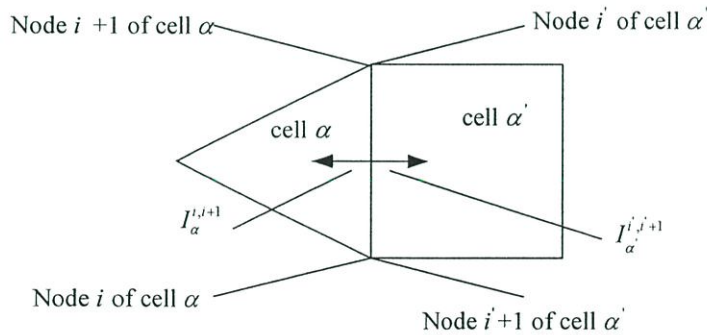
$$I_m = I_\alpha^{i,i+1} = -I_{\alpha'}^{i',i'+1} \quad (2.34)$$

ฟังก์ชันพื้นฐานของ Roof-top ที่สอดคล้องกับกระแสที่ไม่ทราบค่า คือ

$$\overline{H}_m = \overline{D}_\alpha^{i,i+1} - \overline{D}_{\alpha'}^{i',i'+1} \quad (2.35)$$

โดยที่ $\overline{D}_\alpha^{i,i+1}$ ถูกจำกัดอยู่ในเซลล์ α

ขณะที่ $\overline{D}_{\alpha'}^{i',i'+1}$ ถูกจำกัดอยู่ในเซลล์ α'



รูปที่ 2.4 กระแสที่ขอบสำหรับเซลล์ที่อยู่ติดกัน

สำหรับไดเวอร์เจนซ์ของฟังก์ชันฐาน Roof-top คือ

$$P_m = Q_a^i - Q_\alpha^i \quad (2.36)$$

ดังนั้นการกระจายของกระแสโครงข่าย P-mesh บน โครงสร้างสามารถเขียนได้เป็น

$$\bar{J}(x, y) = \sum_{m=1}^M I_m \overline{H}_m(x, y) \quad (2.37)$$

2.4 สรุป

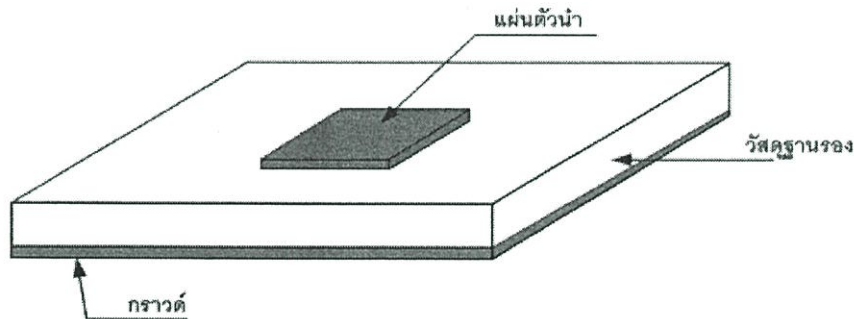
การศึกษาเกี่ยวกับการจำลองและการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริป มีความจำเป็นจะต้องเรียนรู้ทฤษฎีพื้นฐานทางแม่เหล็กไฟฟ้า และสมการแมกซ์เวลล์ซึ่งจัดว่าเป็นทฤษฎีขั้นพื้นฐานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่สามารถอธิบายปรากฏการณ์ทางแม่เหล็กไฟฟ้าได้ทุกอย่าง การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ต้องทำการคำนวณอย่างละเอียดซึ่งยุ่งยากมาก แต่ด้วยความก้าวหน้าทางคอมพิวเตอร์ในปัจจุบันทำให้ลดเวลาที่ใช้คำนวณลงได้อย่างมาก โดยอาศัยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ดังเช่น โปรแกรม IE3D ที่ได้นำวิธีโมเมนต์มาประยุกต์ใช้แก้ปัญหาสมการแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านชุดสมการของแมกซ์เวลล์ โดยการหาการกระจายของกระแส และประจุบนผิวของโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริป

บทที่ 3

สายอากาศไมโครสตริป

ปัจจุบันนี้สายอากาศไมโครสตริปถูกนำมาใช้งานอย่างกว้างขวาง มีการทำวิจัยและพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปมาอย่างต่อเนื่อง ด้วยคุณสมบัติที่ดีของสายอากาศคือ โครงสร้างมีความแข็งแรงยึดติดกับอุปกรณ์ที่ต่อร่วมได้ดี ใช้เทคโนโลยีผลิตแบบแผ่นวงจรพิมพ์ซึ่งทำให้สร้างได้ง่ายและมีราคาถูก สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสารต่าง ๆ ได้อย่างหลากหลาย ดังเช่นในระบบสื่อสารไร้สาย ระบบมือถือ และการสื่อสารผ่านดาวเทียม เป็นต้น โดยในบทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างและคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริป ชนิดของสายส่ง ลักษณะการเดินทางของคลื่น คุณลักษณะของสายอากาศแบบช่องเปิด และค่าคุณลักษณะพื้นฐานที่ควรทราบของสายอากาศ [17, 20, 21]

3.1 โครงสร้างและคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริป



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป

โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปมีลักษณะคล้ายแผ่นวงจรที่ใช้กันโดยทั่วไป ประกอบด้วยวัสดุฐานรองโดยที่มีแผ่นตัวนำบาง ๆ ที่มีความสูญเสียพลังงานต่ำวางอยู่ด้านหนึ่ง และอีกด้านหนึ่งของวัสดุฐานรองจะเป็นระนาบกราวด์ (Ground Plane) โดยคุณสมบัติของแผ่นไมโครสตริปนั้นคือ ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก สามารถผลิตด้วยเทคโนโลยีวงจรมินิโมได้ นำไปใช้งานเป็นวงจรมินิโมและสายอากาศในย่านความถี่ไมโครเวฟได้ สำหรับวัสดุฐานรองที่ใช้งานจะมีอยู่หลายชนิดซึ่งมีลักษณะที่สำคัญได้แก่

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (Dielectric Constants: ϵ_r) จะบ่งบอกคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริกโดยเทียบกับอากาศว่าง ค่านี้จะส่งผลทำให้อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของไมโครสตริปเปลี่ยนแปลง

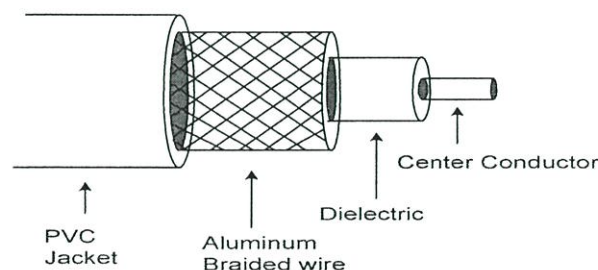
- ค่า Loss tangent ($\tan\delta$) คือค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิสเพลซเมนต์ ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสีย เนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด โดยที่ยิ่งต่ำก็ยิ่งดี ปกติจะแสดงค่าที่ความถี่ 1 MHz และ 10 GHz
- ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นจะมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใดซึ่งค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี
- ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric Strength) สำหรับค่านี้จะบ่งบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ

3.2 สายส่ง

สายส่ง (Transmission line) ทำหน้าที่เป็นสื่อกลางในการนำพาคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากที่หนึ่งไปยังอีกที่หนึ่ง สายส่งที่นิยมใช้กับสายอากาศไมโครสตริปมี 3 แบบด้วยกัน คือ โคแอกเซียล (Coaxial) ไมโครสตริปไลน์ (Microstrip Line) และแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide)

3.2.1 โคแอกเซียล (Coaxial)

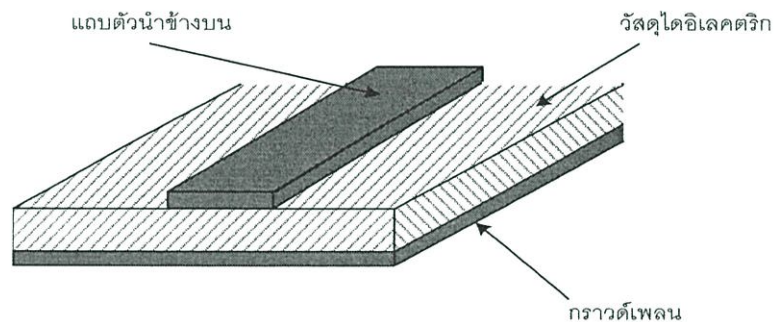
สายโคแอกเซียลได้ขจัดปัญหาของการสูญเสีย เนื่องจากการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าออกจากตัวสายส่ง (Radiation loss) โดยการshieldตัวมันเองด้วยตัวนำล้อมรอบ สายชนิดนี้ประกอบด้วยตัวนำภายในซึ่งเป็นตัวนำพาคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า และมีตัวนำล้อมรอบ ซึ่งอาจใช้เป็นแผ่นตัวนำหรือถักสานด้วยเส้นตัวนำขนาดเล็กเป็นร่างแหล้อมรอบก็ได้ แต่สายโคแอกเซียลก็มีข้อเสียตรงที่สามารถใช้งานได้ที่ความถี่ไม่สูงมาก เมื่อความถี่สูงขึ้นจะเกิดการสูญเสียเนื่องจากผิวตัวนำ (Skin effect) เป็นผลให้มีการลดทอนสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าที่ผ่านสายโคแอกเซียลมากขึ้น จึงเป็นข้อจำกัดของสายชนิดนี้ ทำให้เหมาะสำหรับงานสื่อสารระยะใกล้ (Short-line length) ซึ่งความสูญเสียทางกำลังงานระดับนี้ไม่มีผลต่อระบบมากนัก



รูปที่ 3.2 โครงสร้างของสายโคแอกเซียล

3.2.2 ไมโครสตริปไลน์ (Microstrip Line)

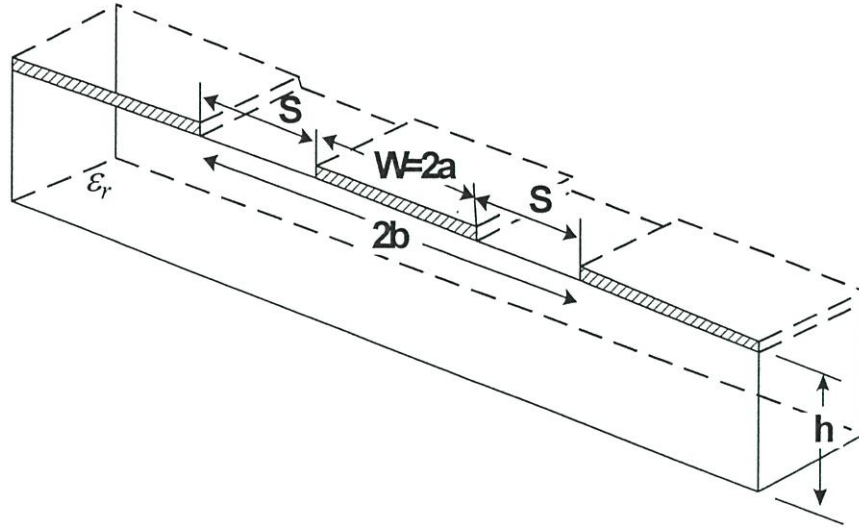
โครงสร้างของไมโครสตริปไลน์จะมีลักษณะเป็นแถบตัวนำวางอยู่บนสารไดอิเล็กตริกซึ่งมีระนาบกราวด์วางอยู่อีกด้าน ดังรูปที่ 3.3 ข้อดีของไมโครสตริปไลน์ คือ สามารถทำการปรับความยาวของแถบตัวนำในวงจรได้ง่ายและสะดวก ไมโครสตริปไลน์สามารถสร้างได้โดยใช้เทคนิคการสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ (Printed circuit technique) และสามารถใช้ร่วมกับอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำด้วยการต่อประกอบกันได้ง่ายบนแผ่นวงจร การที่แถบตัวนำของไมโครสตริปไลน์มีด้านบนสัมผัสกับอากาศ และด้านล่างสัมผัสกับสารไดอิเล็กตริก ทำให้การแผ่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าถูกแยกไปในอากาศส่วนหนึ่ง และส่วนที่เหลือจะผ่านไปในสารไดอิเล็กตริก ไมโครสตริปไลน์สามารถใช้ในการต่อระหว่างอุปกรณ์บนแผ่นวงจรไมโครเวฟขนาดเล็ก (Miniature Microwave Circuit) ได้



รูปที่ 3.3 โครงสร้างของไมโครสตริปไลน์

3.2.3 ท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide)

ลักษณะของท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) ที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้น จะประกอบด้วยวัสดุฐานรองซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก มีแถบตัวนำสัญญาณและกราวด์อยู่ระนาบเดียวกัน ซึ่งวางอยู่ด้านใดด้านหนึ่งของวัสดุฐานรอง แถบตัวนำสัญญาณจะคั่นกับกราวด์ด้วยช่องเปิด ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ข้อดีของสายส่งแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม คือ สามารถเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่าง ๆ เช่น ทรานซิสเตอร์ ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุได้ง่าย เนื่องจากไม่ต้องการเจาะรูผ่าน (Via Holes) ฐานรองไดอิเล็กตริกเพื่อเชื่อมต่อกราวด์ให้กับอุปกรณ์เหล่านั้น สามารถนำมาต่อรวมในวงจรเดียวกันกับไมโครสตริปไลน์ได้ง่าย การผิดยื่นของรูปสัญญาณ (Dispersion) และค่าความสูญเสีย (Loss) ต่ำกว่าการใช้ไมโครสตริปไลน์ จากข้อดีที่กล่าวมาข้างต้นทำให้โครงสร้างสายส่งแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมเหมาะกับการทำเป็นวงจรรวมไมโครเวฟ (Monolithic Microwave Integrated Circuit: MMIC) ได้เป็นอย่างดี [21]



รูปที่ 3.4 โครงสร้างสายส่งแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายส่งแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม [22] จะใช้วิธีวิเคราะห์แบบ Quasi Static ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของวิธีการส่งคงรูป (Conformal Mapping) โดยอาศัยเทคนิคที่ใช้การหาค่าความจุไฟฟ้า และค่าความเหนี่ยวนำที่กระจายอยู่บนสายส่ง การวิเคราะห์แบบนี้สามารถหาค่าคุณลักษณะพื้นฐานต่าง ๆ ของสายส่งแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมได้ ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายส่งสามารถหาได้จาก ผลรวมของค่าความจุไฟฟ้าของครึ่งระนาบด้านบนซึ่งอยู่ในอากาศ กับครึ่งระนาบด้านล่างซึ่งอยู่ในชั้นของไดอิเล็กตริก (Dielectric Layer) โดยใช้การวิเคราะห์ด้วยวิธีการส่งคงรูป เพื่อหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant) และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance) จะอยู่ในเทอมอัตราส่วนของการอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์อันดับแรก (Complete Elliptic Integral of First Kind) โดยกำหนดให้

C คือ ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณ

C^a คือ ค่าความจุไฟฟ้าในลักษณะเดียวกันกับ C แต่จะแทนไดอิเล็กตริกทั้งหมดด้วยอากาศโดยจะได้ว่า

$$\epsilon_{eff} = \frac{C}{C^a} \quad (3.1)$$

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.2)$$

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.3)$$

$$Z_0 = \frac{1}{Cv_p} = \frac{1}{c\sqrt{\epsilon_{eff}}C^a} \quad (3.4)$$

- เมื่อ ϵ_{eff} หมายถึง ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของวัสดุฐานรอง
 v_p หมายถึง ความเร็วเฟสของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายส่ง
 λ_g หมายถึง ความยาวคลื่นสัมพัทธ์
 c หมายถึง ความเร็วของแสง (3×10^8 เมตรต่อวินาที)
 Z_0 หมายถึง อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

ในการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณจะใช้วิธีการส่งคงรูป ซึ่งในที่นี้จะไม่ขอกล่าวถึงวิธีการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณ แต่จะพิจารณาเฉพาะการหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่ง ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$Z_0 = \frac{30\pi K'(k_1)}{\sqrt{\epsilon_{eff}}K(k_1)} \quad (3.5)$$

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลหาได้จาก

$$\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (3.6)$$

เมื่อ q หมายถึง ตัวประกอบการคูณ (Filling Factor) และเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$q = \frac{1}{2} \left[\frac{K(k_2)K'(k_1)}{K'(k_2)K(k_1)} \right] \quad (3.7)$$

ค่า K จากการอินทิกรัลวงรีชั้นแรกสามารถหาได้โดย

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta}} \quad (3.8)$$

เมื่อ θ หมายถึง ตัวแปรเชิงซ้อน
โดย

$$K'(k_1) = K(k_1') \quad (3.9)$$

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (3.10)$$

เมื่อ

$$k_1 = \frac{a}{b} \quad (3.11)$$

$$k_2 = \frac{\sinh(\pi a / 2h)}{\sinh(\pi b / 2h)} \quad (3.12)$$

$$a = \frac{W}{2} \quad (3.13)$$

$$b = \frac{(2s + W)}{2} \quad (3.14)$$

โดยที่ h หมายถึง ความสูงของฐานรองไดโอดเลกตริก

W หมายถึง ความกว้างของสายส่ง

s หมายถึง ความกว้างของร่องระหว่างสายส่งกับกราวด์

และอัตราส่วนของ $K(k)/K'(k)$ ใดๆ สามารถหาได้โดยการประมาณคือ
กรณี $0 \leq k \leq 0.707$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln \left[\frac{2(1 + \sqrt{k'})}{1 - \sqrt{k'}} \right]} \quad (3.15)$$

กรณี $0.707 \leq k \leq 1$

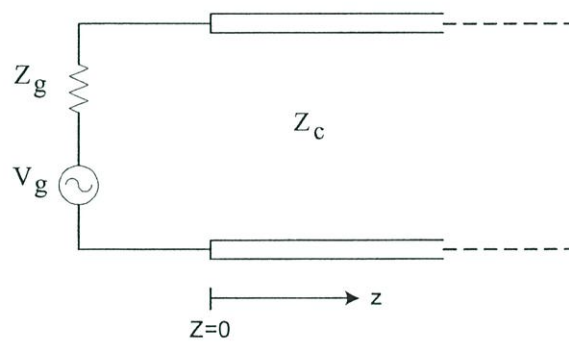
$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[\frac{2(1 + \sqrt{k})}{1 - \sqrt{k}} \right] \quad (3.16)$$

3.3 ลักษณะคลื่นบนสายส่ง

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการส่งผ่านของคลื่นจากแหล่งกำเนิดสัญญาณต้นทางไปตามสายส่ง ในกรณีสายยาวเป็นอนันต์ กรณีที่สายมีความยาวจำกัดและมีโหลดต่ออยู่ ซึ่งเป็นกรณีที่มีคลื่นสะท้อน รวมทั้งการเกิดคลื่นนิ่งบนสายส่ง

3.3.1 คลื่นจร

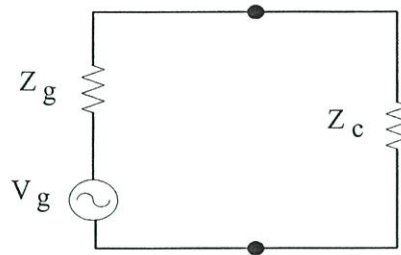
กรณีที่สายส่งมีความยาวเป็นอนันต์และถูกป้อนด้วยแหล่งกำเนิดสัญญาณ V_g ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ภายในเป็น Z_g ดังในรูปที่ 3.5 การที่สายยาวอนันต์ก็หมายถึง $Z = \infty$ การส่งผ่านของคลื่นไปด้าน $+z$ ถือว่าเป็นทิศทางปกติหรือมีการส่งผ่านไปด้านหน้า คลื่นที่ส่งผ่านไปในทิศ $-z$ ถือว่าเป็นคลื่นสะท้อน ในกรณีที่สายยาวอนันต์และคลื่นที่ถูกป้อนจากต้นทางจะสามารถส่งผ่านไป ในทิศ $+z$ ตามโครงสร้างของสายนำสัญญาณ โดยไม่มีการสะท้อนหรือสะท้อนกลับ คลื่นที่ส่งผ่านในสภาพที่กล่าวนี้เรียกว่าคลื่นจร



รูปที่ 3.5 สายส่งที่มีความยาวเป็นอนันต์

ลำดับต่อไปพิจารณาการหาค่าขนาดของคลื่นจรนี้โดยใช้วงจรสมมูลในรูปที่ 3.6 ประกอบและคิดในรูปของเฟสเซอร์ของสัญญาณ ตามรูปเนื่องจากที่ตำแหน่ง $Z = 0$ อิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไปทางสายนำสัญญาณเท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งคือ Z_c ดังนั้นจึงเปรียบเสมือนมีอิมพีแดนซ์ Z_c มาต่ออยู่ดังวงจรสมมูลที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.7 จากวงจรสมมูลนี้สามารถหาค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม Z_c ได้ดังนี้

$$V_i = \frac{Z_c}{Z_g + Z_c} V_g \quad (3.17)$$



รูปที่ 3.6 วงจรสมมูลของรูปที่ 3.5

ผลที่ได้ตามสมการจะเป็นขนาดของคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่ตำแหน่ง $Z = 0$ ซึ่งจะส่งผ่านไป ตามสายส่ง เนื่องจากตามหลักการของการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสูงสุด ค่า Z_g และ Z_c จะต้องมี ความสัมพันธ์กัน ในรูป $Z_g = Z_c$ แต่เนื่องจาก Z_c จะเป็นค่าจริง ดังนั้น Z_g จะเป็นค่าจริงและมี ค่าเท่ากับ Z_c ดังนั้นในภาคปฏิบัติจึงต้องสร้างเครื่องกำเนิดสัญญาณหรือเครื่องส่งให้มีอิมพีแดนซ์ ภายในเท่ากับค่า Z_c ยกตัวอย่างเช่น ถ้านำไปใช้กับสายโคแอกเชียลแบบ 50 โอห์ม อิมพีแดนซ์ ภายในของเครื่องกำเนิดสัญญาณก็ต้องเท่ากับ 50 โอห์ม ด้วยเป็นต้น ในกรณีเช่นนี้เรียกว่ามีการ แมทซ์อิมพีแดนซ์ที่สมบูรณ์ที่ต้นทาง และขนาดของแรงดันต้นทางก็จะมีค่าเป็นดังนี้

$$V_i = \frac{V_g}{2} \quad (3.18)$$

3.3.2 การสะท้อนของคลื่น

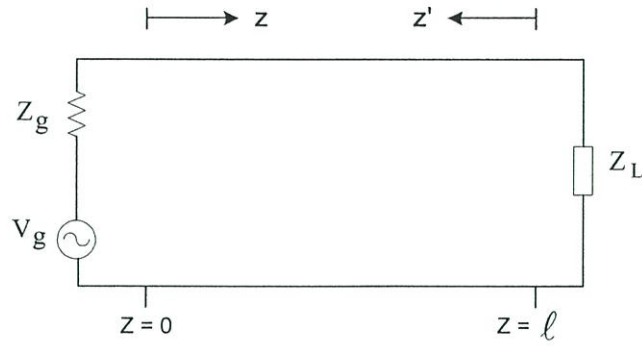
กรณีที่สายส่งไม่ได้ยาวอนันต์ หรือมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะไม่สม่ำเสมอตามแกน Z คลื่นจริงที่ส่งผ่านไปจะได้รับผลกระทบจากสภาพนั้น ๆ ยกตัวอย่างเช่น ถ้าสายมีความยาวจำกัดแล้ว ปลายสายต่อไว้ด้วยโหลดที่มีค่าเป็น Z_L ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ผลที่ได้คือกำลังงานจะถูกแบ่งเป็น สองส่วน ส่วนหนึ่งจะสะท้อนกลับมาตามสาย อีกส่วนหนึ่งจะสูญเสียที่โหลดเป็นความร้อน ใน ส่วนกำลังงานจะมีปริมาณเล็กน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดัน (Voltage reflection coefficient)

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} \quad (3.19)$$

เมื่อ Γ คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดัน

V_r คือ แรงดันสะท้อนกลับ

V_i คือ แรงดันตกกระทบ



รูปที่ 3.7 สายส่งที่ต่อโหลดไว้ที่ปลายสาย

จากสมการที่ (3.19) ถ้าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันมีค่าเป็นบวก แสดงว่าแรงดันสะท้อนกลับมีเฟสตรงกัน (In phase) แต่ถ้าเครื่องหมายเป็นลบแรงดันสะท้อนกลับจะกลับเฟสตรงกันข้าม (Out of phase) การหาค่าเปอร์เซ็นต์ของคลื่นแรงดันสะท้อนกลับได้เท่ากับ

$$\% \text{ แรงดันสะท้อนกลับ} = \Gamma \times 100 \quad (3.20)$$

กำลังงานหาได้จากแรงดันยกกำลังสองหารด้วยอิมพีแดนซ์ลักษณะ Z_c

$$P = \frac{V^2}{Z_c} \quad (3.21)$$

ฉะนั้น สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับกำลังงาน (Power reflection coefficient) จะมีค่าเท่ากับกำลังสองของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดัน

$$\Gamma^2 = \frac{P_r}{P_i} \quad (3.22)$$

เมื่อ Γ^2 คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับกำลังงาน

P_r คือ กำลังงานสะท้อนกลับ

P_i คือ กำลังงานตกกระทบ

เทียบเป็นเปอร์เซ็นต์ได้โดย

$$\% \text{ แรงดันสะท้อนกลับ} = \Gamma^2 \times 100 \quad (3.23)$$

สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันยังสามารถหาได้จากอัตราส่วนของผลต่างและผลรวมระหว่างโหลดกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสาย

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} \quad (3.24)$$

3.3.3 คลื่นนิ่ง

ในกรณีที่ปลายสายส่งต่อไว้ด้วยโหลดทั่ว ๆ ไปที่ไม่ใช่แมทซ์ซึ่งโหลด สัญญาณคลื่นส่วนหนึ่งจะถูกดูดกลืนหรือสิ้นเปลืองที่โหลดตัวด้านทาน อีกส่วนหนึ่งที่เหลือจะสะท้อนกลับไปตามสาย และเนื่องจากค่าแอมพลิจูดของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับจะแปรเปลี่ยนตามเวลา คลื่นรวมหรือคลื่นผลลัพธ์จะได้อาจมาจากการรวมแอมพลิจูดของคลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อนกลับ ซึ่งมีชื่อเรียกว่า คลื่นนิ่ง (Standing wave)

คลื่นนิ่งเกิดจากการรวมหรือบวกกันของคลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อนกลับ โดยมีจุดโนดอยู่กับที่ระหว่างจุดโนดทั้งหลาย ลูกคลื่นจะเปลี่ยนขึ้นไปถึงจุดสูงสุด และตกลงจนถึงจุดต่ำสุด และคลื่นนิ่งจะเกิดขึ้นได้ในกรณีที่ความถี่ของคลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อนกลับมีค่าเท่ากัน เท่านั้น ค่าแรงดันสูงสุด V_{\max} ของคลื่นนิ่ง ได้มาจากการบวกกันของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับที่มีเฟสตรงกัน

$$V_{\max}(V) = V_i + V_r \quad (3.25)$$

ค่าแรงดันต่ำสุด V_{\min} ของคลื่นนิ่ง ได้มาจากการบวกกันของคลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อนที่มีเฟสตรงข้ามกัน

$$V_{\min}(V) = V_i - V_r \quad (3.26)$$

อัตราส่วนของแรงดันสูงสุดต่อแรงดันต่ำ เรียกว่า อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR)

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \quad (3.27)$$

อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน หรือ VSWR แสดงในหน่วย dB จะมีชื่อเรียกว่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio: SWR)

$$SWR (dB) = 20 \log VSWR \quad (3.28)$$

ความสัมพันธ์ระหว่าง VSWR และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดันคำนวณโดยเริ่มจากสมการที่ (3.27) แทนค่าด้วยสมการที่ (3.25) และ (3.26) ตามลำดับ

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{V_i + V_r}{V_i - V_r}$$

ทำการหารเศษและส่วนด้วย V_i และแทนค่าด้วยสมการที่ (3.19)

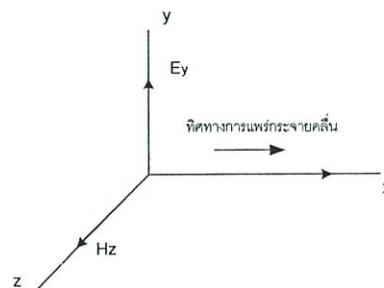
$$VSWR = \frac{1 + V_r/V_i}{1 - V_r/V_i} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (3.29)$$

จะได้ค่า Γ เป็น

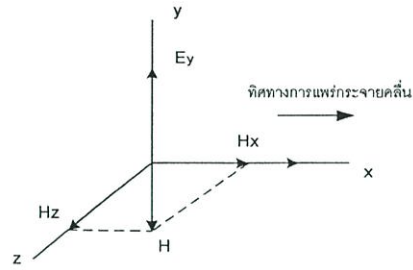
$$\Gamma = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (3.30)$$

3.3.4 โหมดการแพร่กระจายคลื่น

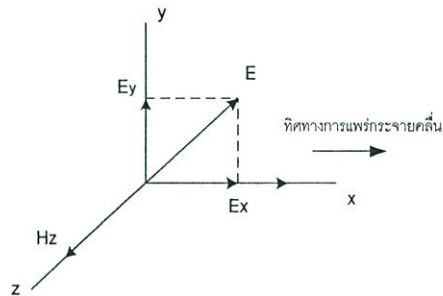
ในสภาวะอากาศว่าง (Free space) คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะแพร่กระจายออกไปเป็นลักษณะรูปทรงกลม (Spherical configuration) คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเกิดการแพร่กระจายออกสู่อากาศว่างในลักษณะสนามไฟฟ้าแปรเปลี่ยนตามเวลา จะทำให้มีการเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่แปรเปลี่ยนตามเวลา และสนามแม่เหล็กแปรเปลี่ยนตามเวลาก็จะไปเหนี่ยวนำสร้างสนามไฟฟ้าต่อไปเช่นกัน ทำให้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามีการแพร่กระจายออกไปเรื่อย ๆ และค่อย ๆ ถูกลดทอนด้วยตัวกลางจนหมดไป (ซึ่งในอุดมคติคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะต้องแพร่กระจายออกไปในอากาศว่างได้เรื่อย ๆ ไม่มีที่สิ้นสุด โดยไม่ถูกลดทอนด้วยตัวกลางเลย)



รูปที่ 3.8 คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวาง



รูปที่ 3.9 คลื่นที่มีแนวสนามไฟฟ้าวางตามขวาง



รูปที่ 3.10 คลื่นที่มีแนวสนามแม่เหล็กวางตามขวาง

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกไปเป็นรูปทรงกลม (Spherical wave) เมื่อพิจารณาที่ระยะห่างไกลจากแหล่งกำเนิดคลื่นมาก ๆ พื้นที่เล็ก ๆ บนพื้นผิวทรงกลมสมมติของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะกลายเป็นพื้นที่ระนาบแบน การพิจารณาสนามไฟฟ้า E และสนามแม่เหล็ก H บนพื้นผิวระนาบนี้จะทำมุมฉากซึ่งกันและกัน ฉะนั้น คลื่นรูปทรงกลมที่ระยะห่างออกไปจากแหล่งกำเนิดมาก ๆ จะกลายเป็นคลื่นระนาบ (Plane wave) และคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เป็นรูปทรงระนาบแบบนี้จะได้สนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กทำมุมฉากซึ่งกันและกัน โดยที่ระนาบของสนามทั้งสองจะตั้งได้ฉากกับทิศทางการแพร่กระจายของคลื่นเองด้วย

ขณะที่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแพร่กระจายไปตามสายนำสัญญาณนั้น กลุ่มประจุและกระแสไฟฟ้าบนพื้นผิวของตัวนำของสายนำสัญญาณจะมีรูปแบบเป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขต (Bound condition) สำหรับโหมดในการแพร่กระจายคลื่นบนสายนำสัญญาณที่เป็นโหมดหลัก (Principal mode) ก็คือ คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวาง (Transverse electromagnetic wave: TEM) โดยที่โหมด (Mode) เป็นการบอกลักษณะ การเดินทางหรือการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งคลื่น TEM นี้จะเป็นคลื่นที่มีระนาบของคลื่นสนามแม่เหล็ก และคลื่นสนามไฟฟ้ารูปไซน์วางอยู่ในลักษณะตามขวางกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่น ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.8 กรณีที่ขนาดความยาวคลื่นของสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้งานมีค่าใกล้เคียงกับขนาด (Dimension) ของสายหรือไกด์ จะทำให้เกิดโหมดการแพร่กระจายคลื่นที่แตกต่างกันมากขึ้น ซึ่งรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นต่าง ๆ กันนี้รวมเรียกว่า โหมดที่สูงกว่า (Higher mode) เป็นรูปแบบการแพร่กระจายของคลื่น

ซึ่งมีความถี่สูงกว่าค่าความถี่เฉพาะที่มีชื่อเรียกว่าความถี่คัทออฟ (Cutoff frequency) ของสายส่ง หรือเวฟไกด์ที่ใช้งาน สำหรับความถี่ต่ำสุด (Lowest frequency) และความยาวคลื่นสูงสุดหรือยาวที่สุด (Longest wavelength) ที่สามารถแพร่กระจายไปได้ในขนาดของสายนำสัญญาณหนึ่ง ๆ จะเป็นความถี่คัทออฟ (Cutoff frequency) และความยาวคลื่นคัทออฟ (Cutoff wavelength) ของสายนำสัญญาณนั้น รูปแบบการส่งคลื่นในลักษณะดังกล่าว จะเป็นโหมดต่ำสุด (Lowest mode) ในการส่ง โดยมีชื่อเรียกโหมดนี้ว่า โหมดหลักของการแพร่กระจาย (Principal propagation mode) ส่วนโหมดที่สูงกว่า (Higher mode) จะเป็นรูปแบบการส่ง (เทียบกับในโหมดหลัก) คลื่นที่แพร่กระจายในเวฟไกด์จะมี 2 โหมด คือ จะเป็นคลื่นที่มีแนวสนามไฟฟ้าวางตามขวาง (Transverse electric wave: TE) หมายถึง สนาม H มีส่วนประกอบหรือเวกเตอร์ย่อยอยู่ในแกน x และ z ของสนาม E แสดงไว้ตามรูป 3.9 และคลื่นที่มีแนวสนามแม่เหล็กตามขวาง (Transverse magnetic wave: TM) หมายถึง สนาม E มีส่วนประกอบหรือเวกเตอร์ย่อยอยู่ในแกน x และ y ของสนาม H แสดงไว้ตามรูปที่ 3.10

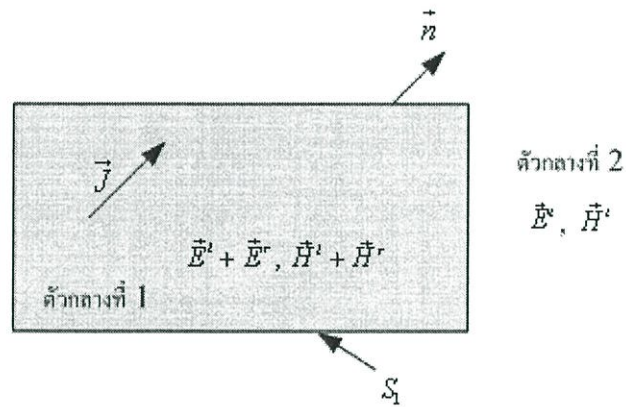
คลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปนั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มากแต่จะไม่ใช้โหมด TEM เสียทีเดียว เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ด้วย จึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่า โหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM) การที่มีสนามในแนวแกนอยู่บ้างนั้นเป็นเพราะ โครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในระบบเดียวกัน

3.4 คุณลักษณะสายอากาศแบบช่องเปิด

3.4.1 ทฤษฎีการเหนี่ยวนำ (Induction Theorem)

สายอากาศแบบช่องเปิดนั้น โดยทั่วไปปัญหาจะอยู่ในลักษณะที่แหล่งกำเนิดคลื่นจะอยู่ในอาณาบริเวณหนึ่ง และคลื่นที่กระจายออกจากสายอากาศจะกระจายไปในอีกอาณาบริเวณหนึ่งซึ่งมีตัวกลางไม่เหมือนกัน รูปที่ 3.12 แสดงรูปทั่วไปของปัญหาดังกล่าวนี้ คือ แหล่งกำเนิดคลื่น J อยู่ในตัวกลางที่ 1 ซึ่งอาณาบริเวณถูกล้อมรอบไว้ด้วยผิวปิด S_1 และตัวกลางที่ 2 ที่อยู่ชิดกับอาณาบริเวณของตัวกลางที่ 1 เป็นบริเวณที่ต้องการรู้ว่าการกระจายคลื่นจะเป็นไปในลักษณะใด ในปัญหาเช่นนี้ถ้าตัวกลางที่ 1 และตัวกลางที่ 2 มีค่าคงที่ของตัวกลางไม่เหมือนกันหรือมีค่าอินทริกติก อิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ไม่เหมือนกัน คลื่นเคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดคลื่นเมื่อปะทะกับผิวขอบเขตจะเกิดการสะท้อนของคลื่นกลับเข้าสู่ตัวกลางที่ 1 และส่งผ่านคลื่นเข้าไปในตัวกลางที่ 2 ด้วย เพราะฉะนั้น ถ้าให้ \vec{E}' , \vec{H}' เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากแหล่งกำเนิดคลื่นตกกระทบ \vec{E}^r , \vec{H}^r เป็นคลื่นที่เกิดจากการสะท้อนที่ผิวขอบเขต \vec{E}^t , \vec{H}^t เป็นคลื่นที่ส่งผ่านเข้าไปในตัวกลางที่ 2 ดังนั้นในตัวกลางที่ 1 คลื่นที่ปรากฏอยู่ก็จะเป็นผลบวกของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนคือเป็น $\vec{E}^i + \vec{E}^r$, $\vec{H}^i + \vec{H}^r$ ส่วนในตัวกลางที่ 2 ก็จะมีเพียง

คลื่นที่ส่งผ่าน คือ \vec{E}' , \vec{H}' เท่านั้น และ \vec{E}'' , \vec{H}'' นี้ก็คือคลื่นที่กระจายไปในตัวกลางที่ 2 ที่ต้องการรู้ค่ามันเอง



รูปที่ 3.11 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น

ในการคำนวณหาคลื่น \vec{E}' , \vec{H}' นี้ทำได้โดยวิธีการต่อไปนี้ ก่อนอื่นที่ผิวขอบเขตสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะต้องมีความสัมพันธ์กันในรูปต่อไปนี้

$$\vec{E}_t' + \vec{E}_t'' = \vec{E}_t' \quad (3.31)$$

$$\vec{H}_t' + \vec{H}_t'' = \vec{H}_t' \quad (3.32)$$

โดยที่ตัวพ่วง t หมายถึงส่วนประกอบของสนามในแนวขนานกับผิวขอบเขต จากคลื่นสะท้อน \vec{E}'' , \vec{H}'' และคลื่นส่งผ่าน \vec{E}' , \vec{H}' จะได้ผลว่าคลื่นทั้งสองชุดนี้จะถูกต้องตามสมการแมกซ์เวลล์ที่ทุก ๆ ตำแหน่งยกเว้นที่ผิวขอบเขตซึ่งมีความไม่ต่อเนื่องเกิดอยู่ในรูปต่อไปนี้

$$\vec{E}_t' - \vec{E}_t'' = \vec{E}_t' \quad (3.33)$$

$$\vec{H}_t' - \vec{H}_t'' = \vec{H}_t' \quad (3.34)$$

เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต่อเนื่องที่เกิดขึ้นตรงผิวขอบเขตนั้น จึงสามารถคิดได้ว่าเกิดขึ้นจากกระแสไฟฟ้าสมมูลและกระแสแม่เหล็กสมมูลที่กระจายอยู่บนผิวขอบเขตในรูป สมการต่อไปนี้คือ

$$\vec{J} = \vec{n} \times (\vec{H}_i^t - \vec{H}_i^r) \quad (3.35)$$

$$\vec{M} = (\vec{E}_i^t - \vec{E}_i^r) \times \vec{n} \quad (3.36)$$

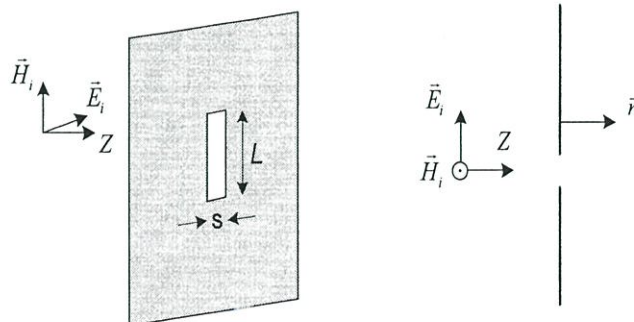
โดยที่ \vec{J} และ \vec{M} เป็นกระแสไฟฟ้าสมมูล และกระแสแม่เหล็กสมมูลตามลำดับ นั่นคือในการหาคลื่นสะท้อน \vec{E}^r , \vec{H}^r และคลื่นที่ส่งผ่านเข้าตัวกลางที่ 2 \vec{E}^t , \vec{H}^t นั้นแทนที่จะแก้ปัญหาจากแหล่งกำเนิดคลื่นโดยตรง อาจคิดได้ว่าคลื่นทั้งสองชุดนี้เกิดจากกระแสไฟฟ้าสมมูล และกระแสแม่เหล็กสมมูลดังกล่าวนี้ และเนื่องจาก \vec{n} เป็นเวกเตอร์หน่วยที่ผิวขอบเขต เพราะฉะนั้นสมการ (3.35) และสมการ (3.36) จะเขียนได้โดยใช้ \vec{E}^i , \vec{H}^i ดังนี้

$$\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}^i \quad (3.37)$$

$$\vec{M} = \vec{E}^i \times \vec{n} \quad (3.38)$$

3.4.2 การแพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศช่องเปิด

คลื่นเคลื่อนที่เข้าปะทะแผ่นตัวนำสมบูรณ์แบบช่องเปิดแคบ ๆ โดยที่สนามไฟฟ้ามีทิศตั้งฉากกับแนวของช่องเปิด ที่ตรงช่องเปิดจะมีสนามไฟฟ้าความเข้มสูงมากเกิดขึ้น ทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นออกไปยังบริเวณที่อยู่อีกด้านหนึ่ง ในกรณีที่ช่องเปิดแคบมาก ๆ กระแสไฟฟ้าสมมูลคือ $\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}^i$ จะมีขนาดจำกัด และเมื่อคิดว่าความกว้างของช่องเปิดซึ่งอ้างอิงจากรูปคือ S เข้าหาศูนย์ กระแสไฟฟ้าสมมูลส่วนนี้จะตัดทิ้งได้เพราะมีขนาดเล็ก แต่ส่วนที่เป็นกระแสแม่เหล็กสมมูลคือ $\vec{M} = \vec{E}^i \times \vec{n}$ นั้นไม่สามารถตัดทิ้งได้ เพราะเมื่อ S เข้าหาศูนย์สนามแม่เหล็กที่ช่องเปิดก็จะเข้าหาอนันต์จึงไม่สามารถตัดทิ้งได้ ถ้าให้ E_s เป็นสนามไฟฟ้าที่ช่องเปิด และช่องเปิดยาว L เนื่องจากปลายทั้งสองของช่องเปิดสนามไฟฟ้าจะต้องเป็นศูนย์ เพราะฉะนั้นการกระจายของสนามไฟฟ้าบนช่องเปิดจะเขียนได้ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 การแพร่กระจายคลื่นจากไมโครสตริบแบบช่องเปิด

3.5 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ

3.5.1 คลื่นนิ่ง (Standing wave)

อัตราส่วนระหว่างแรงดันค่าสูงสุดและค่าต่ำสุดในคลื่นนิ่ง เรียกว่า อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR)

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

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} \quad (3.40)$$

Γ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดัน

V_r แรงดันสะท้อนกลับ

V_i แรงดันตกกระทบ

สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันยังสามารถหาได้จากอัตราส่วนผลต่างและผลรวมระหว่างโหนดอิมพีแดนซ์กับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่ง

Z_L โหนดอิมพีแดนซ์

Z_C อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่ง

ในกรณีที่ต่อไว้ด้วยแมทซ์ซึ่งโหนดนั้น ค่า VSWR จะเท่ากับ 1 ซึ่งถือว่าเป็นค่าที่ดีที่สุด

3.5.2 การสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss)

การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศจะแสดงค่ากำลังที่สูญเสียที่โหลด เมื่ออิมพีแดนซ์ของสายส่งและสายอากาศไม่แมทซ์กัน ค่าการสูญเสียย้อนกลับมีความสัมพันธ์กับค่า VSWR ซึ่งแสดงค่าแมทซ์ระหว่างสายส่งกับสายอากาศ โดยค่าการสูญเสียย้อนกลับสามารถหาได้จากสมการ

$$RL = -20 \log_{10} |\Gamma| \quad (\text{dB}) \quad (3.41)$$

สำหรับการแมทซ์กันที่สมบูรณ์ระหว่างสายส่งและสายอากาศ เมื่อ $\Gamma = 0$ ค่าการสูญเสียย้อนกลับจะเป็นค่าอนันต์ ซึ่งแสดงว่าไม่มีกำลังงานที่สะท้อนกลับ ในทำนองเดียวกันเมื่อ $\Gamma = 1$ ค่าการสูญเสียย้อนกลับจะเป็น 0 dB ซึ่งแสดงว่ากำลังงานสะท้อนกลับหมด สำหรับการใช้งาน VSWR ไม่ควรมีค่าเกิน 2 ซึ่งค่าของ RL จะเป็น -9.54 dB

3.5.3 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency)

ประสิทธิภาพของสายอากาศเป็นพารามิเตอร์ที่รวมประสิทธิภาพการสูญเสียต่าง ๆ ที่สายอากาศและในโครงสร้างของสายอากาศ ค่าการสูญเสียเหล่านี้หาได้จาก

- การสะท้อนกลับเนื่องจากการไม่แมทซ์กันระหว่างสายส่งกับสายอากาศ
- การสูญเสียจากการนำและไดอิเล็กตริก

ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (3.42)$$

e_t ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ

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

e_c ประสิทธิภาพของตัวนำ

e_d ประสิทธิภาพของไดอิเล็กตริก

โดยทั่วไป e_c และ e_d จะรวมกันเป็นไปตามสมการ

$$e_{cd} = e_c e_d = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (3.43)$$

R_r ความต้านทานในการแผ่กระจายคลื่น

R_L ความต้านทานการสูญเสียที่โหลด

3.5.4 สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity)

สภาพเจาะจงทิศทางเป็นอัตราส่วนระหว่างความเข้มของการแผ่พลังงานในทิศทางที่สนใจกับความเข้มของการแผ่พลังงานโดยเฉลี่ย เมื่อสมมติว่ามีการแผ่พลังงานออกไปรอบทิศทางอย่างเท่าเทียมกัน โดยเฉลี่ยกำลังงานส่วนที่สูญเสียไป

$$D = \frac{U}{U_i} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (3.44)$$

D คือ สภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ

U คือ ความเข้มของการแผ่พลังงาน

U_i คือ ความเข้มของการแผ่พลังงานเฉลี่ย

P_{rad} คือ กำลังงานที่สายอากาศแผ่ออกไป

โดยทั่วไปจะใช้เป็นสภาพเจาะจงทิศทางในทิศทางที่สายอากาศแผ่พลังงานได้ดีที่สุด

$$D_0 = \frac{U_{\max}}{U_i} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}} \quad (3.45)$$

3.5.5 อัตราขยายของสายอากาศ (Gain)

อัตราขยายของสายอากาศนั้นเป็นความสัมพันธ์ที่ได้จากโคเรคทีวิตี โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ในขณะที่โคเรคทีวิตีแสดงคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้น เพาเวอร์เกน (Power Gain) ของสายอากาศ ในทิศทางที่กำหนดให้ นั้นมีค่าเท่ากับ 4π คูณอัตราส่วนของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางนั้น ต่อกำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับจากขั้วต่อของเครื่องส่ง เมื่อไม่กำหนดทิศทางไว้ โดยทั่วไปแล้วจะคิดเพาเวอร์เกนในทิศทางที่มีการแผ่กระจายคลื่นแรงที่สุด

$$Gain = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (3.46)$$

โดยทั่วไปแล้วมักพูดถึงเกนสัมพัทธ์ ซึ่งเป็นอัตราส่วนของเพาเวอร์เกนในทิศทางที่กำหนดให้ต่อเพาเวอร์เกนของสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบในทิศทางนั้น เมื่อกำลังงานที่ป้อนเข้าสายอากาศทั้งสองนั้นต้องเท่ากัน สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบอาจจะเป็นสายอากาศไดโพล สายอากาศปากแตร หรือสายอากาศอื่น ๆ ซึ่งคำนวณเกนได้ง่าย หรือรู้ค่าอยู่แล้ว แต่อย่างไรก็ตามโดยส่วนใหญ่สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบจะเป็น ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย ดังนั้นจะได้สมการดังนี้

$$G_s = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (3.47)$$

เมื่อ P_{in} คือ กำลังงานที่ป้อนให้กับไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย กำลังงานที่แผ่กระจายทั้งหมด (P_{rad}) สัมพันธ์กับกำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศ (P_{in}) ดังสมการ

$$P_{rad} = e_t P_{in} \quad (3.48)$$

เมื่อ e_t คือประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย) ทำให้สมการที่ (3.47) และ (3.48) มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$G_g(\theta, \phi) = \frac{[4\pi U(\theta, \phi)]}{P_{rad}} \quad (3.49)$$

และมีความสัมพันธ์กับไดเรกทิฟเกน คือ

$$G_g(\theta, \phi) = e_r D_g(\theta, \phi) \quad (3.50)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าสูงสุดของเกนจะสัมพันธ์กับไดเรกทิวิตี คือ

$$\begin{aligned} G_0 &= G_g(\theta, \phi) \Big|_{\max} \\ &= e_r D_g(\theta, \phi) \Big|_{\max} \\ &= e_r D_0 \end{aligned} \quad (3.51)$$

ในทางปฏิบัติแล้วเมื่อก้าวถึงเกนจะหมายถึง เพาเวอร์เกนที่มีค่าสูงสุด แสดงได้ดังนี้

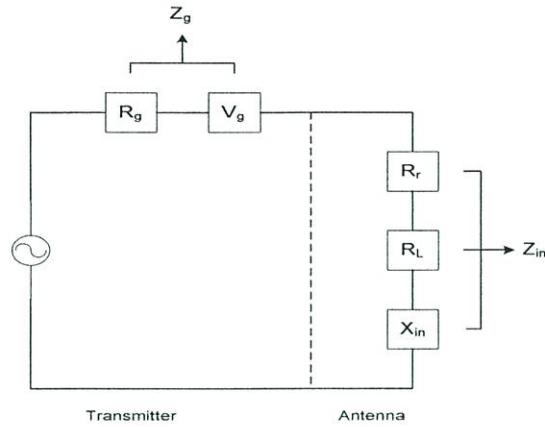
$$G_0(\text{dB}) = 10 \log_{10} [e_r D_0] \quad (3.52)$$

3.5.6 อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance)

พิจารณาสายอากาศเสมือนเป็นชิ้นส่วนหนึ่งในวงจรไฟฟ้า เมื่อต่อแหล่งกำเนิดสัญญาณ เพื่อป้อนพลังงานให้กับสายอากาศ พลังงานจะไหลเข้าสู่สายอากาศที่ละน้อยเนื่องจากปรากฏการณ์ การต้านทานไหลของพลังงานที่เรียกว่าอิมพีแดนซ์ อิมพีแดนซ์ดังกล่าวซึ่งปรากฏที่ขั้วของ สายอากาศเรียกว่าอิมพีแดนซ์ขาเข้า

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (3.53)$$

X_{in} คือ ค่ารีแอกแตนซ์เชิงจินตภาพที่สะสมในบริเวณสนามใกล้ของสายอากาศโดยไม่แผ่ กระจายออกไป R_{in} ประกอบด้วยสองส่วนคือ R_r หมายถึงความต้านทานในการแผ่กระจายคลื่น โดยสายอากาศ และ R_L หมายถึงการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากความร้อน สารไดอิเล็กตริกและตัวนำ



รูปที่ 3.13 ลักษณะวงจรเสมือนของอิมพีแดนซ์ขาเข้า

3.5.7 แบนด์วิธ (Bandwidth)

แบนด์วิธของสายอากาศเป็นช่วงของความถี่ที่สามารถนำไปใช้งานได้ของสายอากาศโดยยังคงค่าคุณสมบัติอยู่ในมาตรฐาน ช่วงของความถี่มาตรฐานที่ใช้กำหนดแบนด์วิธของสายอากาศ ถูกกำหนดโดย $VSWR \leq 2$ ($RL \leq -9.54$ dB) ปกติใช้ $RL \leq -10$ dB แบนด์วิธของสายอากาศแบบแถบความถี่แคบ (Narrowband) จะแสดงเป็นเปอร์เซ็นต์ของความถี่ที่ต่างกันของย่านความถี่ต่อความถี่กึ่งกลางดังสมการ (3.54) สำหรับแบนด์วิธของสายอากาศที่เป็นแถบกว้าง (Wideband) จะเป็นอัตราส่วนขอบเขตความถี่สูงต่อขอบเขตความถี่ต่ำของย่านความถี่ดังสมการ (3.55)

$$BW_{narrowband} (\%) = \frac{f_u - f_l}{f_c} \times 100 \quad (3.54)$$

$$BW_{broadband} = \frac{f_u}{f_l} \quad (3.55)$$

เมื่อ BW คือ ค่าแบนด์วิธของสายอากาศ

f_u คือ ขอบเขตความถี่สูงของย่านความถี่

f_l คือ ขอบเขตความถี่ต่ำของย่านความถี่

f_c คือ ความถี่กลางของย่านความถี่

$$f_c = \frac{f_u + f_l}{2}$$

3.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงลักษณะโครงสร้างทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป ชนิดของสายส่งที่ใช้กับสายอากาศไมโครสตริป ลักษณะคลื่นบนสายส่ง โหมดการแพร่กระจายคลื่น คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิด ความหมายและวิธีการคำนวณพารามิเตอร์เบื้องต้นที่ใช้ในการพิจารณาคูณสมบัติที่สำคัญของสายอากาศ ซึ่งประกอบไปด้วย คลื่นนิ่ง (Standing wave) การสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency) สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) อัตราขยายของสายอากาศ (Gain) อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance) และแบนด์วิธ (Bandwidth)

บทที่ 4

การศึกษาสายอากาศช่องเปิดแบบแถบกว้าง ที่ป้อนสัญญาณโดยสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบวงจรถัด

ในบทนี้จะนำเสนอการออกแบบสายอากาศจากวัสดุฐานรองสองชนิด คือ RT/duroid 5880 และ FR4 ซึ่งงานวิจัยเดิมที่ได้ศึกษาไว้จะใช้ RT/duroid 5880 แต่เนื่องจากมีปัญหาในการจัดซื้อและราคา ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้ทำการสร้างเพื่อนำไปใช้งานได้จริงเฉพาะสายอากาศที่ออกแบบบนวัสดุฐานรองที่เป็น FR4 เท่านั้น โดยวัตถุประสงค์ในการออกแบบสายอากาศคือ ให้สามารถนำไปใช้งานในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.15-5.25 GHz, 5.725-5.825 GHz) ได้ รายละเอียดที่นำเสนอจะกล่าวถึงวิธีการออกแบบและผลจากการจำลองของสายอากาศตามลำดับ

4.1 การออกแบบสายอากาศโดยใช้วัสดุฐานรองชนิด RT/duroid 5880

วัสดุฐานรองชนิด RT/duroid 5880 เป็นวัสดุฐานรองที่ให้ประสิทธิภาพสูง และเป็นที่ยอมรับใช้กันอย่างแพร่หลาย แต่ในงานวิจัยนี้ไม่สะดวกที่จะนำสายอากาศที่ออกแบบจากวัสดุฐานรองชนิดนี้ไปสร้างจริง ดังนั้นจึงเป็นเพียงการศึกษาออกแบบเท่านั้น โดยจะต้องทำการศึกษาขั้นตอนต่าง ๆ ก่อนที่จะนำไปออกแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ตามลำดับดังต่อไปนี้

4.1.1 คุณสมบัติของวัสดุฐานรองชนิด RT/duroid 5880

การออกแบบสายอากาศในหัวข้อนี้จะเป็นการเลือกใช้วัสดุฐานรอง (Substrate) แบบ RT/duroid 5880 มาทำการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ซึ่งพารามิเตอร์ของวัสดุฐานรองมีดังนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 2.2
- ความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.575 มิลลิเมตร
- ค่าความนำของตัวนำทองแดง (σ) เท่ากับ 5.8×10^7 S/m
- ค่าความหนาของตัวนำทองแดง (t) เท่ากับ 0.017 มิลลิเมตร
- ค่า Loss tangent ($\tan \delta$) เท่ากับ 0.0009

4.1.2 การคำนวณหาค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880

พารามิเตอร์สำคัญที่เป็นตัวกำหนดขนาดของสายอากาศ จะมีความสัมพันธ์กับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ในการออกแบบจะต้องกำหนดความถี่ใช้งานของสายอากาศ ซึ่งในที่นี้จะทำการออกแบบที่ความถี่ 2.45 GHz สำหรับสมการในการหาค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์แสดงดังสมการที่ (4.1) ถึง (4.3)

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.1)$$

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

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (4.3)$$

เมื่อ

λ_g หมายถึง ความยาวคลื่นสัมพันธ์

c หมายถึง ความเร็วของแสงในอากาศ ($\approx 3 \times 10^8$ เมตรต่อวินาที)

f หมายถึง ความถี่ที่ต้องการออกแบบ

ϵ_r หมายถึง ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง

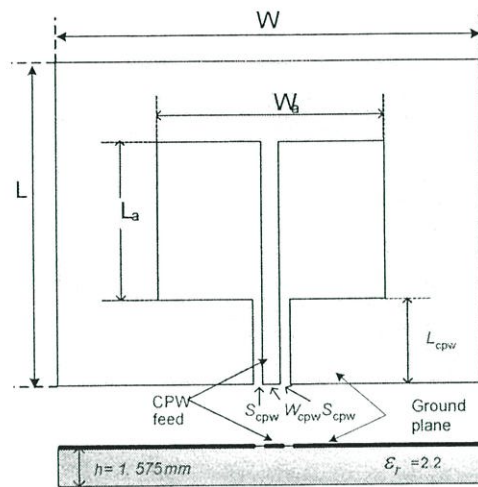
ϵ_{eff} หมายถึง ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์ประสิทธิผลของวัสดุฐานรอง

เมื่อกำหนดจากสมการ (4.1) ถึง (4.3) จะได้ผลลัพธ์ที่นำมาใช้ดังนี้

- ค่าความยาวคลื่นในอากาศ (λ_0) ประมาณ 125 มิลลิเมตร
- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์ประสิทธิผล (ϵ_{eff}) ประมาณ 1.6
- ค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ประมาณ 99 มิลลิเมตร

4.1.3 การออกแบบสายส่งแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW)

บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880



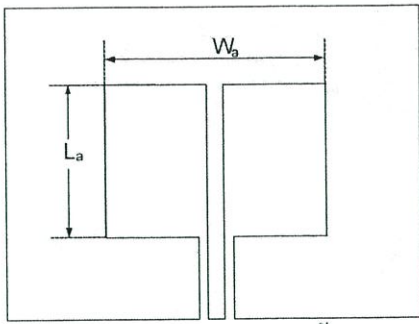
รูปที่ 4.1 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วม

ในส่วนสายป้อนสัญญาณท่อนำคลื่นระนาบร่วม จะต้องออกแบบเพื่อให้แมทซ์อิมพีแดนซ์กับสายส่งสัญญาณชนิดโคแอกเซียล 50 โอห์ม โดยใช้สมการที่ (3.5) ถึง (3.16) แต่เพื่อความสะดวกในที่นี้จะออกแบบโดยใช้โปรแกรม IE3D เพื่อคำนวณค่าขนาดของสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วม โดยจะกำหนดพารามิเตอร์สำหรับออกแบบตามหัวข้อ 4.1.1 เมื่อคำนวณจากโปรแกรม IE3D จะได้ผลลัพธ์ที่นำมาใช้ดังนี้

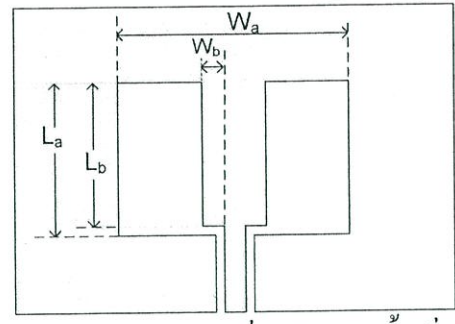
- ความกว้างของตัวนำกึ่งกลางระหว่างท่อนำคลื่นระนาบร่วม (W_{cpw}) เท่ากับ 3 มิลลิเมตร
- ความกว้างของช่องเปิดของท่อนำคลื่นระนาบร่วม (S_{cpw}) เท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร
- ความยาวของสายนำสัญญาณท่อนำคลื่นระนาบร่วม (L_{cpw}) เท่ากับ 25 มิลลิเมตร

4.1.4 ลำดับการออกแบบสายอากาศบนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880

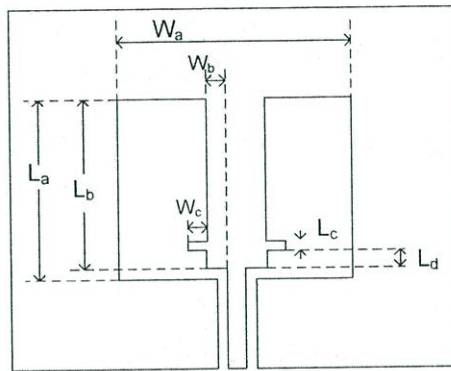
ในที่นี้จะเป็นการออกแบบสายอากาศช่องเปิด ที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณท่อนำคลื่นระนาบร่วม โดยจะมีโครงสร้างที่นำเสนอ 3 รูปแบบคือ รูปที่ 4.2 (ก) เป็นโครงสร้างสายอากาศพื้นฐาน รูปที่ 4.2 (ข) เป็นโครงสร้างสายอากาศที่แทรกสลับแนวตั้ง รูปที่ 4.2 (ค) เป็นโครงสร้างสายอากาศที่แทรกสลับแนวตั้งและแนวนอน และเพื่อให้เกิดการเข้าใจที่ง่ายขึ้นในที่นี้จะเรียกโครงสร้างของสายอากาศที่นำเสนอตามรูป 4.2 (ก) ถึง 4.2 (ค) เป็น สายอากาศ#1 สายอากาศ#2 และสายอากาศ#3 ตามลำดับ



(ก) สายอากาศ#1 (รูปร่างพื้นฐาน)



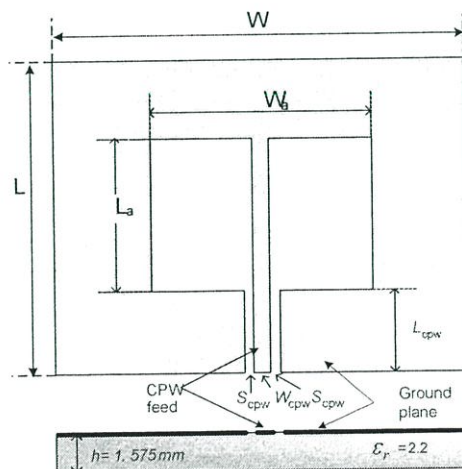
(ข) สายอากาศ#2 (จูนนิ่งสตัดแบบขั้นเดียว)



(ค) สายอากาศ#3 (จูนนิ่งสตัดแบบขั้นเดียวและเทรกกเส้นตัวนำ)

รูปที่ 4.2 แสดงลำดับโครงสร้างของสายอากาศที่ออกแบบบนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880

4.1.5 การออกแบบสายอากาศ#1 บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880

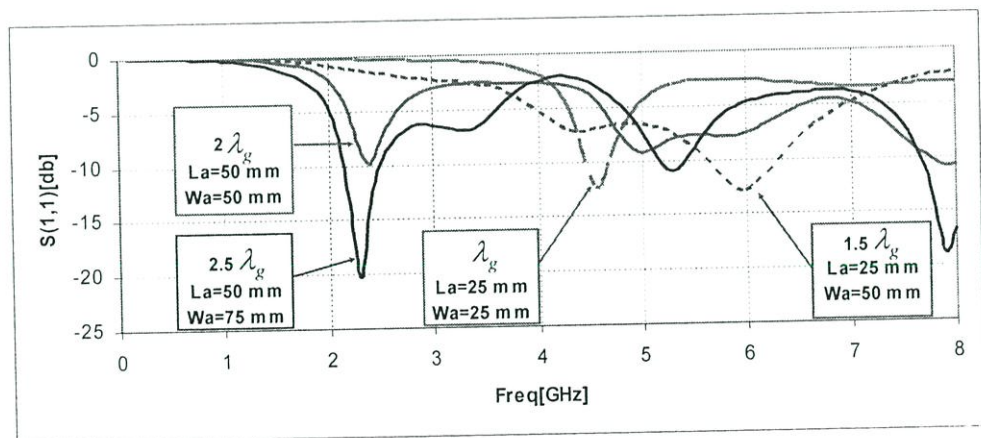


รูปที่ 4.3 โครงสร้างสายอากาศ#1 บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880

รูปที่ 4.3 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศช่องเปิด ที่ป้อนด้วยสายส่งแบบท่อนำคลื่น ระบายร่วมที่ได้ทำการออกแบบ โดยมีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้ คือ

- W คือ ความยาวของระนาบกราวด์
- L คือ ความกว้างของระนาบกราวด์
- W_a คือ ความยาวของสายอากาศช่องเปิด
- L_a คือ ความกว้างของสายอากาศช่องเปิด

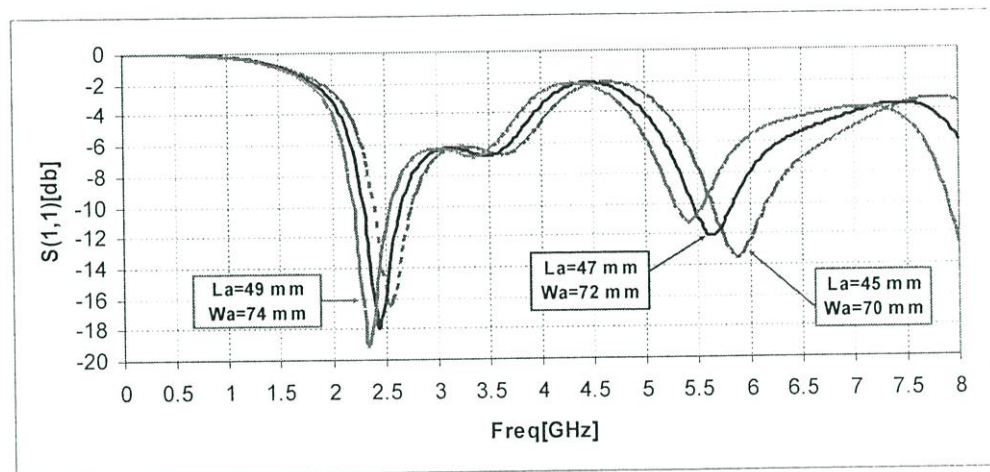
การออกแบบสายอากาศต้องกำหนดความถี่ที่ต้องการ ในที่นี้คือความถี่ 2.45 GHz ในส่วนของสายส่งนั้นถูกออกแบบเพื่อให้แมทซ์ที่ 50 โอห์ม โดยจะทำการคำนวณสายส่งด้วยโปรแกรม IE3D ตามที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 4.1.3 ซึ่งจะได้ความกว้างของตัวนำกึ่งกลางระหว่างท่อนำคลื่นระบายร่วม (W_{cpw}) เท่ากับ 3 มิลลิเมตร ความกว้างของช่องเปิดของท่อนำคลื่นระบายร่วม (S_{cpw}) เท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร และจะกำหนดให้ความยาวของสายส่งท่อนำคลื่นระบายร่วม (L_{cpw}) เท่ากับ 25 มิลลิเมตร ($0.25 \lambda_g$) สำหรับส่วนที่เป็นสายอากาศจะทำการจำลองหาขนาดความยาวรอบรูปที่เหมาะสมของสายอากาศช่องเปิด ($2L_a + 2W_a$) โดยจะปรับขนาดเส้นรอบรูปเป็นสี่ขนาด คือ $1 \lambda_g$, $1.5 \lambda_g$, $2 \lambda_g$ และ $2.5 \lambda_g$ ($\lambda_g \approx 99$ มิลลิเมตร) โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อต้องการหาความยาวเส้นรอบรูปที่ทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์และค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เหมาะสมที่สุด ผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับด้วยการปรับขนาดของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการปรับความยาวรอบรูปบนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880

จากรูปที่ 4.4 จะสังเกตเห็นได้ว่าขนาดความยาวรอบรูปสายอากาศสี่ขนาด จะมีเพียงสองขนาดที่พอจะนำมาใช้ได้คือ ขนาด $2 \lambda_g$ และ $2.5 \lambda_g$ ในที่นี้จะเลือกใช้ขนาด $2.5 \lambda_g$ แม้ว่าขนาดจะใหญ่ แต่จะทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการออกแบบ (2.45 GHz) โดยขนาดของ

สายอากาศจะประกอบด้วยความยาวและความกว้าง คือ L_a เท่ากับ 50 มิลลิเมตร และ W_a เท่ากับ 75 มิลลิเมตร เป็นค่าที่ให้ความถี่เรโซแนนซ์ประมาณ 2.3 GHz ซึ่งเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับอัตราส่วน L_a ต่อ W_a จะเป็น 2 ต่อ 3 เท่า จะเห็นได้ว่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้น้อยกว่าที่ต้องการ ดังนั้นเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ใกล้เคียงกับที่ออกแบบไว้ให้มากที่สุด ก็จะต้องลดขนาดของสายอากาศลงเล็กน้อย ในที่นี่จะทำการปรับลดทั้งความยาวและความกว้างของสายอากาศพร้อมกันด้านละเล็กน้อยเท่า ๆ กัน โดยจะเริ่มลดขนาดลงไปจากเดิม 3 ขนาด และผลของการสูญเสียย้อนกลับจากการปรับความยาวและความกว้างทั้ง 3 ขนาดแสดงในรูปที่ 4.5



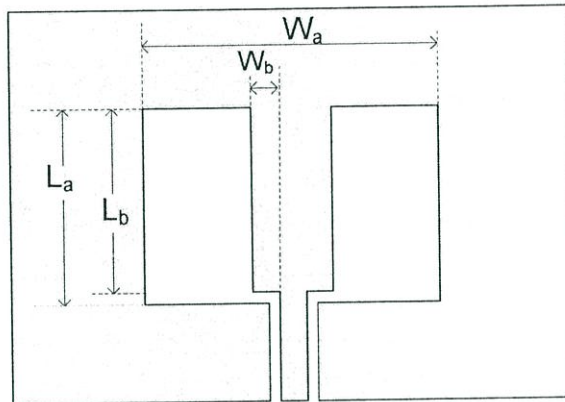
รูปที่ 4.5 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการปรับ L_a และ W_a บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880

ตารางที่ 4.1 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ L_a และ W_a

ขนาด (mm)		$L_a=45$ $W_a=70$	$L_a=47$ $W_a=72$	$L_a=49$ $W_a=74$
Lower Frequency	Range Freq (GHz)	2.42 – 2.74	2.30 – 2.64	2.22 – 2.54
	Resonance Freq (GHz)	2.56	2.44	2.34
	Return Loss (dB)	-16.55	-17.96	-19.18
	BW (%)	12.4	13.77	13.45
Higher Frequency	Range Freq (GHz)	5.64 – 6.16	5.46 – 5.84	5.28 – 5.56
	Resonance Freq (GHz)	5.88	5.64	5.42
	Return Loss (dB)	-13.56	-12.13	-11.27
	BW (%)	8.81	6.73	5.17

ตารางที่ 4.1 แสดงให้เห็นว่าความถี่ โชนานซ์ที่ด้านต่ำจะเพิ่มมากขึ้นเป็นลำดับเมื่อลดขนาดของสายอากาศจากประมาณ $2.5 \lambda_g$ เป็นประมาณ $2.48 \lambda_g$ ($L_a=49$ ม.ม., $W_a=74$ ม.ม.), $2.4 \lambda_g$ ($L_a=47$ ม.ม., $W_a=72$ ม.ม.), และ $2.3 \lambda_g$ ($L_a=45$ ม.ม., $W_a=70$ ม.ม.) ซึ่งพบว่าเมื่อขนาด $L_a = 47$ มิลลิเมตร และ $W_a = 72$ มิลลิเมตร จะเป็นขนาดที่ทำให้เกิดความถี่ โชนานซ์ที่ 2.44 GHz ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับที่ออกแบบไว้มากที่สุดจึงทำให้มีความเหมาะสมที่จะเลือกค่านี้ให้เป็นขนาดของสายอากาศ#1 เพื่อนำไปใช้ในการจำลองต่อไป

4.1.6 การออกแบบสายอากาศ#2 บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880



รูปที่ 4.6 โครงสร้างสายอากาศ#2 บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880

จากการจำลองในข้อที่ผ่านมา สายอากาศ#1 จะให้ผลของการสูญเสียย้อนกลับที่แสดงให้เห็นว่าการเมทซ์อิมพีแดนซ์และแบนด์วิดท์ยังไม่ดีพอ ดังนั้นในขั้นตอนนี้จึงทำการปรับแต่งสายอากาศช่องเปิด ด้วยการใส่สัดับแทรกที่กึ่งกลางระหว่างขอบในของช่องเปิด เพื่อศึกษาคุณลักษณะของสายอากาศที่เปลี่ยนแปลงไป โครงสร้างของสายอากาศที่ได้ทำการปรับปรุงนี้จะมีลักษณะดังรูปที่ 4.6 โดยมีพารามิเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาสองตัว ดังนี้

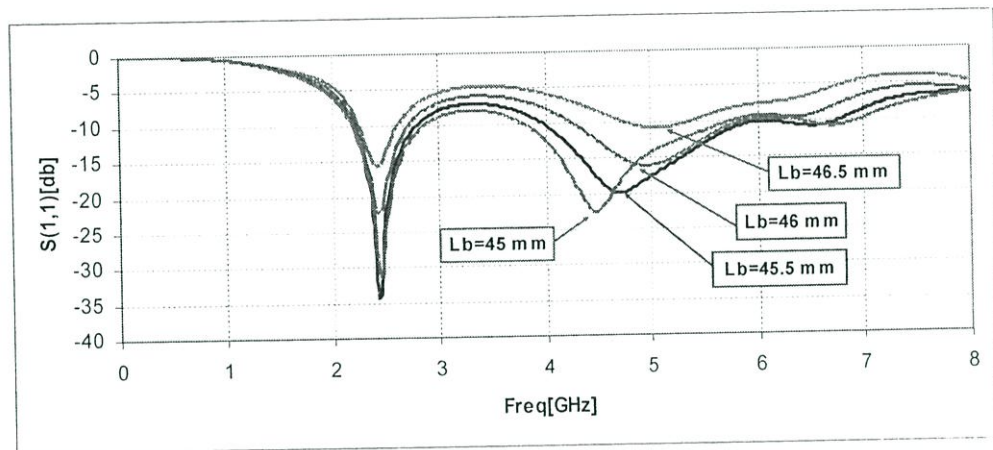
L_b คือ ระยะความยาวของสัดับ

W_b คือ ระยะความกว้างของสัดับระหว่างขอบของท่อนำคลื่นระนาบร่วมและขอบช่องเปิด พารามิเตอร์ทั้งสองตัวนี้จะถูกนำไปจำลองเพื่อหาค่าที่เหมาะสมที่สุด

4.1.6.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ L_b

การปรับสัดับของสายอากาศ#2 นี้ จะเริ่มจากกำหนดพารามิเตอร์ W_b ให้คงที่ก่อน ในที่นี้กำหนดให้เท่ากับ 8.5 มิลลิเมตร แล้วจึงทำการปรับหาค่า L_b เพื่อให้ได้ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ดีที่สุด

จากนั้นจะนำ L_b ที่ได้มาใช้ในการหาพารามิเตอร์ W_b ที่ดีที่สุดต่อไป ผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับ แสดงดังรูปที่ 4.7 จะเห็นได้ว่า L_b มีผลต่อการแมทซิมพีแดนซ์ที่ความถี่ต่ำโดยที่ความถี่เรโซแนนซ์แทบไม่เปลี่ยนแปลงเลย ส่วนที่ความถี่สูงความถี่เรโซแนนซ์จะเลื่อนสูงขึ้นเมื่อ L_b มีค่ามากขึ้น ค่า L_b ที่ดีที่สุดจากการปรับขนาดในการจำลองนี้จะเท่ากับ 45.5 มิลลิเมตร รายละเอียดจะแสดงดังตารางที่ 4.2 ผลที่แสดงจะเห็นได้ว่า ด้านความถี่ต่ำจะให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับเท่ากับ -34.35 dB และแบนด์วิธเท่ากับ 23.1 % ส่วนด้านความถี่สูงจะให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับ เท่ากับ -19.91 dB และแบนด์วิธเท่ากับ 52.31 %



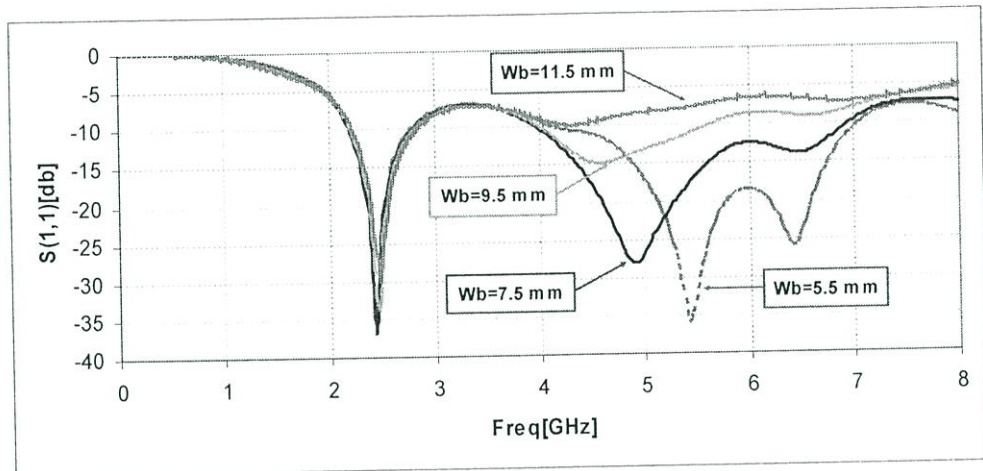
รูปที่ 4.7 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการปรับ L_b ของสายอากาศ#2

ตารางที่ 4.2 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ L_b

L_b (mm)		45	45.5	46	46.5
Lower Frequency	Range Freq (GHz)	2.20 – 2.88	2.22 – 2.80	2.24 – 2.72	2.28 – 2.62
	Resonance Freq (GHz)	2.46	2.44	2.44	2.42
	Return Loss (dB)	-31.61	-34.35	-22.52	-15.76
	BW (%)	26.77	23.10	19.35	13.87
Higher Frequency	Range Freq (GHz)	3.78 – 5.76	3.98 – 6.80	4.24 – 5.90	4.76 – 5.38
	Resonance Freq (GHz)	4.48	4.70	4.94	5.04
	Return Loss (dB)	-22.63	-19.91	-16.18	-10.89
	BW (%)	41.51	52.31	32.74	12.22

4.1.6.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ W_b

ในการจำลองนี้จะใช้ค่า L_b ที่ดีที่สุดที่ได้จากการจำลองที่ผ่านมา คือ 45.5 มิลลิเมตร มาใช้ และ จะทำการปรับพารามิเตอร์ W_b เป็น 4 ขนาดคือ 5.5 มิลลิเมตร 7.5 มิลลิเมตร 9.5 มิลลิเมตร และ 11.5 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลการจำลองด้านการสูญเสียย้อนกลับแสดงดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการปรับ W_b

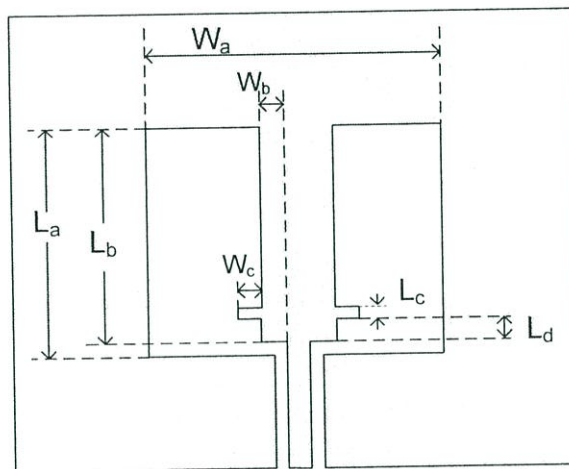
ตารางที่ 4.3 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ W_b

W_b (mm)		5.5	7.5	9.5	11.5
Lower Frequency	Range Freq (GHz)	2.22 – 2.78	2.20 – 2.78	2.22 – 2.80	2.24 – 2.82
	Resonance Freq (GHz)	2.44	2.44	2.46	2.48
	Return Loss (dB)	-34.11	-36.79	-33.82	-30
	BW (%)	23.29	23.29	23.10	22.92
Higher Frequency	Range Freq (GHz)	4.12 – 7.06	3.98 – 6.94	4.00 – 5.60	-
	Resonance Freq (GHz)	5.42	4.92	4.6	-
	Return Loss (dB)	-35.66	-28.29	-14.93	-
	BW (%)	52.59	54.21	33.67	-

จากผลจากการจำลองที่แสดงในตารางที่ 4.3 จะเห็นได้ว่าการปรับพารามิเตอร์ W_b จะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยต่อความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำและค่าการสูญเสียย้อนกลับ ขณะที่ความถี่สูงจะมีการเปลี่ยนแปลงความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์วิธค่อนข้างชัดเจน โดยที่ W_b มีค่ามากขึ้นความถี่

เรโซแนนซ์จะเลื่อนต่ำลง ในที่นี้ค่า W_b ที่เหมาะสมที่จะนำไปใช้จะมี 2 ค่า เนื่องจากทั้งสองค่านี้ทำให้สายอากาศสามารถนำไปใช้งานกับระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.15-5.25 GHz, 5.725-5.825 GHz) ได้ โดยค่าแรกที่เหมาะสมคือ W_b เท่ากับ 7.5 มิลลิเมตร ซึ่งจะให้แบนด์วิธที่กว้างมากที่สุดทั้งด้านความถี่ต่ำและความถี่สูงเท่ากับ 23.29 % และ 54.21 % ตามลำดับ และค่าการสูญเสียย้อนกลับด้านความถี่ต่ำก็มีค่าดีที่สุดเช่นกันคือ -36.79 dB ส่วน W_b อีกค่าที่เหมาะสมคือ 5.5 มิลลิเมตร จะให้แบนด์วิธที่กว้างมากที่สุดที่ความถี่ต่ำเท่ากับ 23.29 % เช่นกัน และจะให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับด้านความถี่สูงที่ดีที่สุดเท่ากับ -35.66 dB รายละเอียดแสดงดังตารางที่ 4.3

4.1.7 การออกแบบสายอากาศ#3 บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880



รูปที่ 4.9 โครงสร้างของสายอากาศ#3 บนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880

จากหัวข้อที่แล้วเมื่อได้ค่า W_b ที่มีความเหมาะสมที่สุดสองค่าคือ W_b เท่ากับ 5.5 มิลลิเมตร และ 7.5 มิลลิเมตร ในการจำลองนี้จะนำค่า W_b มาใช้ร่วมกับการเพิ่มสัดบในแนวนอน ดังแสดงโครงสร้างของสายอากาศตามรูปที่ 4.9 เพื่อศึกษาถึงผลต่อการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของสายอากาศ โดยจะทำการเพิ่มพารามิเตอร์จากหัวข้อเดิมดังนี้

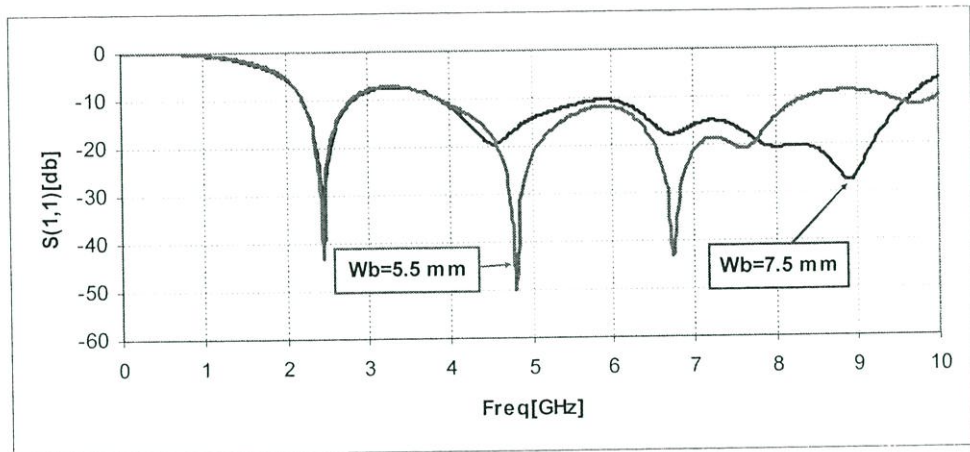
L_c คือ ระยะความสูงของสัดบที่เพิ่มเข้ามา

W_c คือ ระยะความยาวของสัดบที่เพิ่มเข้ามา

L_d คือ ระยะความสูงของสัดบวัดระหว่างขอบล่างสัดบแบบเว้ากับสัดบที่เพิ่มเข้ามา

4.1.7.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ W_b

ในการจำลองนี้จะทำการเพิ่มสลับซึ่งมีขนาดพารามิเตอร์ L_c เท่ากับ 1 มิลลิเมตร W_c เท่ากับ 5 มิลลิเมตร และ L_d เท่ากับ 6 มิลลิเมตร แล้วนำ W_b ที่เห็นว่าเหมาะสมจากการจำลองก่อนหน้านี้มาใช้ ซึ่งมีอยู่ 2 ค่าคือ W_b เท่ากับ 5.5 มิลลิเมตร และ 7.5 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.10 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการปรับ W_b

ตารางที่ 4.4 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ W_b

W_b (mm)		7.5	5.5
Lower Frequency	Range Freq (GHz)	2.22 – 2.82	2.22 – 2.80
	Resonance Freq (GHz)	2.46	2.44
	Return Loss (dB)	-39.16	-43.37
	BW (%)	23.81	23.11
Higher Frequency	Range Freq (GHz)	3.90 – 9.68	3.90 – 8.42
	Resonance Freq (GHz)	8.9	4.9
	Return Loss (dB)	-27.76	-49.74
	Range Freq (GHz)	3.90 – 9.68	3.90 – 8.42
	BW (%)	85.13	73.38

จากรูปที่ 4.10 จะเห็นได้ว่า เมื่อเพิ่มสลับซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์ L_c , W_c และ L_d สามารถทำให้แบนด์วิธเพิ่มขึ้นได้ ค่า W_b ที่ให้แบนด์วิธกว้างมากกว่าคือ W_b เท่ากับ 7.5 มิลลิเมตร และจากตารางที่ 4.4 จะทราบได้ว่าความถี่ใช้งานมีอยู่สองช่วงคือ ช่วงความถี่ต่ำครอบคลุมตั้งแต่ 2.22 GHz ถึง 2.82 GHz แบนด์วิธเท่ากับ 23.81 % และช่วงความถี่สูงครอบคลุมตั้งแต่ 3.90 GHz ถึง 9.68 GHz แบนด์วิธเท่ากับ 85.13 % ซึ่งทำให้สามารถใช้งานระบบเครือข่ายไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.25-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz) ได้

สรุปผลจากการจำลองการออกแบบสายอากาศ#3 ทำให้ทราบว่าถ้าต้องการจะนำสายอากาศไปใช้งานตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.25-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz) ควรเลือกสายอากาศที่มี W_b เท่ากับ 5.5 มิลลิเมตร เพราะช่วงความถี่ใช้งานที่ 5 GHz ถึง 6 GHz จะให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ต่ำกว่า แต่ถ้าจะใช้งานสายอากาศในลักษณะที่เป็นแถบกว้างมากยิ่งขึ้นแต่ไม่เกินกว่า 9.6 GHz ควรเลือกสายอากาศที่มี W_b เท่ากับ 7.5 มิลลิเมตร

4.2 การออกแบบสายอากาศโดยใช้วัสดุฐานรองชนิด FR4

จากข้อมูลการออกแบบสายอากาศในหัวข้อที่ผ่านมา พบปัญหาสองประการ คือ ประการแรกสายอากาศมีขนาดใหญ่เกินไป และประการที่สองสายอากาศที่ออกแบบใช้วัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 ซึ่งเป็นวัสดุฐานรองที่ให้ประสิทธิภาพสูงและราคาแพง ไม่สามารถหาซื้อได้ทั่วไป ต้องสั่งจากต่างประเทศเท่านั้น ดังนั้นงานวิจัยที่จะนำเสนอจากนี้ไปจะเป็นการแก้ปัญหาดังกล่าวด้วยการใช้วัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีราคาถูก แม้ว่าประสิทธิภาพของวัสดุฐานรองชนิดนี้จะมีประสิทธิภาพต่ำกว่า แต่ในปัจจุบันก็ได้รับความนิยมนำมาสร้างสายอากาศ เพราะใช้ทำสายอากาศได้ด้วยต้นทุนต่ำและสามารถนำมาใช้งานได้ดีพอสมควร นอกจากนี้วัสดุฐานรองชนิด FR4 มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกที่สูงจึงทำให้ขนาดของสายอากาศที่ออกแบบมีขนาดเล็กลง

4.2.1 คุณลักษณะของวัสดุฐานรองชนิด FR4

การออกแบบสายอากาศในงานวิจัยนี้เลือกใช้วัสดุฐานรองชนิด FR4 ซึ่งมีค่าคุณสมบัติดังนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.5
- ความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร
- ค่าความนำของตัวนำทองแดง (σ) เท่ากับ 5.8×10^7 S/m
- ค่าความหนาของตัวนำทองแดง (t) เท่ากับ 0.035 มิลลิเมตร
- ค่า Loss tangent ($\tan \delta$) เท่ากับ 0.02

4.2.2 การคำนวณหาค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) บนวัสดุฐานรอง FR4

พารามิเตอร์สำคัญที่เป็นตัวกำหนดขนาดของสายอากาศจะมีความสัมพันธ์กับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ในการออกแบบจะต้องกำหนดความถี่ใช้งานของสายอากาศ ซึ่งในที่นี้จะทำการออกแบบที่ความถี่ 2.45 GHz เมื่อคำนวณจากสมการ (4.1) ถึง (4.3) จะได้ผลลัพธ์ที่นำมาใช้ดังนี้

- ค่าความยาวคลื่นในอากาศ (λ_0) ประมาณ 125 มิลลิเมตร
- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์ประสิทธิผล (ϵ_{eff}) ประมาณ 2.75
- ค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ประมาณ 76 มิลลิเมตร

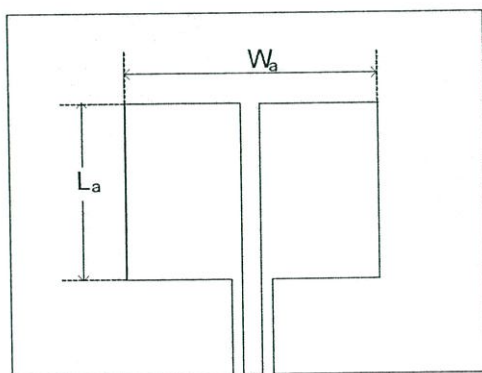
4.2.3 การออกแบบสายส่งแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) บนวัสดุฐานรอง FR4

การออกแบบสายป้อนสัญญาณท่อนำคลื่นระนาบร่วมเพื่อให้แมทซ์อิมพีแดนซ์กับสายส่งสัญญาณชนิดโคแอกเซียล 50 โอห์ม จะใช้สมการที่ (3.5) ถึง (3.17) แต่เพื่อความสะดวกในที่นี้จะออกแบบโดยใช้โปรแกรม IE3D เพื่อคำนวณหาค่าขนาดของสายนำสัญญาณท่อนำคลื่นระนาบร่วม โดยจะกำหนดพารามิเตอร์สำหรับออกแบบตามหัวข้อ 4.2.1 เมื่อคำนวณจากโปรแกรม IE3D จะได้ผลลัพธ์ที่นำมาใช้ดังนี้

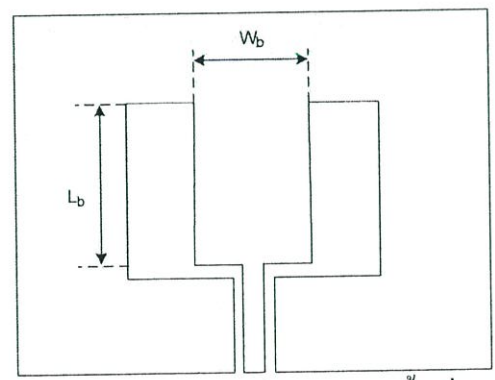
- ความกว้างของตัวนำกึ่งกลางระหว่างท่อนำคลื่นระนาบร่วม (W_{cpw}) เท่ากับ 2.6 มิลลิเมตร
- ความกว้างของช่องเปิดของท่อนำคลื่นระนาบร่วม (S_{cpw}) เท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร
- ความยาวของสายนำสัญญาณท่อนำคลื่นระนาบร่วม (L_{cpw}) เท่ากับ 19 มิลลิเมตร

4.2.4 ลำดับการออกแบบสายอากาศบนวัสดุฐานรอง FR4

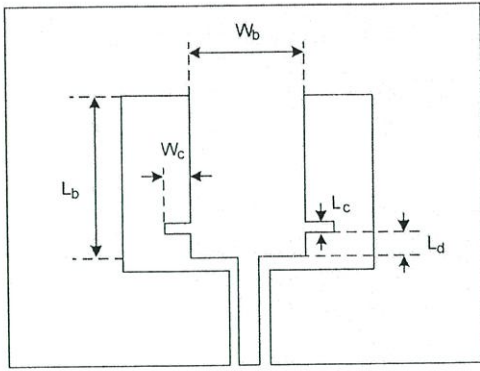
ลำดับของการออกแบบที่นำเสนอมี 6 รูปแบบ โดยแสดงตามรูปที่ 4.11 (ก) ถึง 4.11 (ฉ) ซึ่งการออกแบบสายอากาศทั้งสองด้าน คือ ซ้ายกับขวาจะเป็นลักษณะสมมาตรกัน



(ก) สายอากาศ#1 (รูปร่างพื้นฐาน)

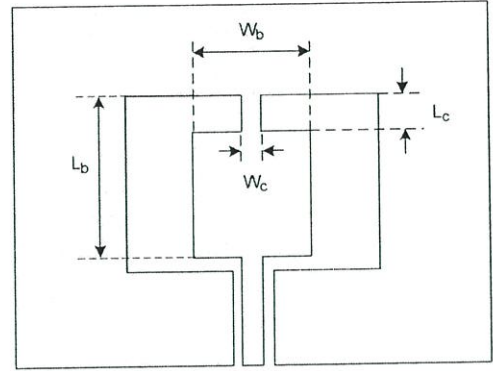


(ข) สายอากาศ#2 (จูนนิ่งสลับแบบขั้นเดียว)



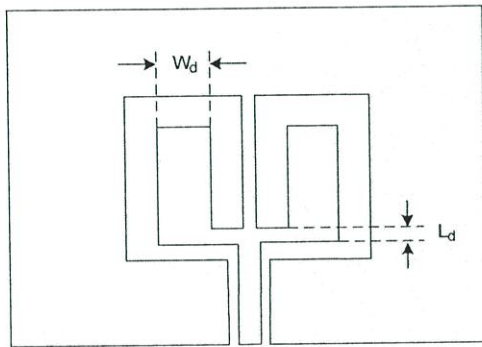
(ค) สายอากาศ#3

(จูนนิ่งสลับแบบขั้นเดียวและแทรกเส้นตัวนำ)



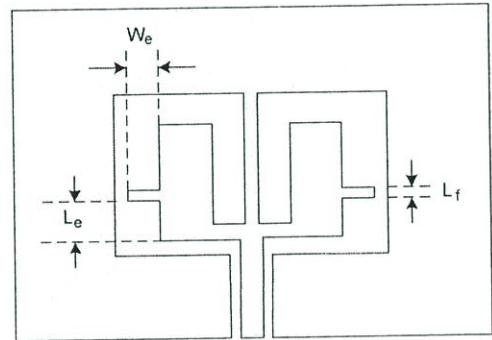
(ง) สายอากาศ#4

(จูนนิ่งสลับแบบหลายขั้น)



(จ) สายอากาศ#5

(จูนนิ่งสลับแบบสามง่าม)

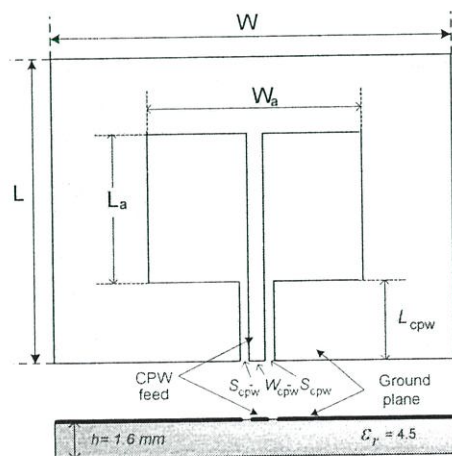


(ฉ) สายอากาศ#6

(จูนนิ่งสลับแบบสามง่ามและแทรกเส้นตัวนำ)

รูปที่ 4.11 แสดงลำดับโครงสร้างของสายอากาศที่ออกแบบบนวัสดุฐานรอง FR4

4.2.5 การออกแบบสายอากาศ#1 บนวัสดุฐานรอง FR4



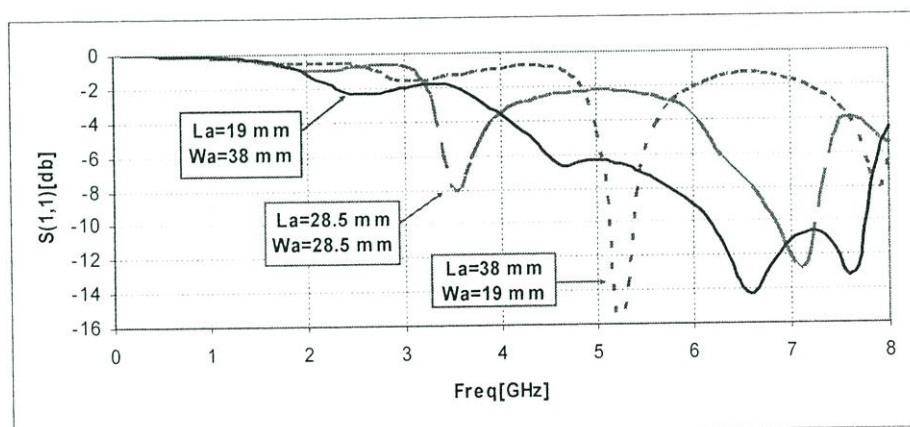
รูปที่ 4.12 โครงสร้างสายอากาศ#1 บนวัสดุฐานรอง FR4

จากรูปที่ 4.12 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบ
 ท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่ได้ทำการออกแบบ ซึ่งมีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้ คือ

- L คือ ความยาวของระนาบกราวด์
- W คือ ความกว้างของระนาบกราวด์
- L_a คือ ความกว้างของสายอากาศช่องเปิด
- W_a คือ ความยาวของสายอากาศช่องเปิด

การออกแบบสายอากาศต้องกำหนดความถี่ที่ต้องการ ในที่นี้คือความถี่ 2.45 GHz ในส่วนของ
 สายนำสัญญาณนั้นถูกออกแบบเพื่อให้แมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม โดยจะใช้ค่าที่คำนวณได้จาก
 หัวข้อที่ 4.2.3 ซึ่งจะได้ความกว้างของตัวนำกึ่งกลางระหว่างท่อนำคลื่นระนาบร่วม (W_{cpw}) เท่ากับ 2.6
 มิลลิเมตร ความกว้างของช่องเปิดของท่อนำคลื่นระนาบร่วม (S_{cpw}) เท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร และ ความยาว
 ของสายนำสัญญาณท่อนำคลื่นระนาบร่วม (L_{cpw}) เท่ากับ 19 มิลลิเมตร ($0.25 \lambda_g$) สำหรับขนาดของ
 สายอากาศที่ออกแบบจะมีความสัมพันธ์กับค่าความยาวคลื่นสั้นสัมพัทธ์ (λ_g) โดยทั่วไปด้านที่
 แพร่กระจายคลื่นของสายอากาศจะมีความยาวประมาณ $0.5 \lambda_g$ เมื่อสายอากาศมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมจะ
 ทำให้ด้านที่แพร่กระจายคลื่นและด้านตรงข้ามซึ่งมีขนาดเท่ากันมีความยาวรวมประมาณ $1.0 \lambda_g$
 เพราะฉะนั้นความยาวรอบรูปสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมควรจะมีมากกว่า $1.0 \lambda_g$ ในที่นี้จึงขอกำหนดขนาด
 สายอากาศเป็น $1.5 \lambda_g$

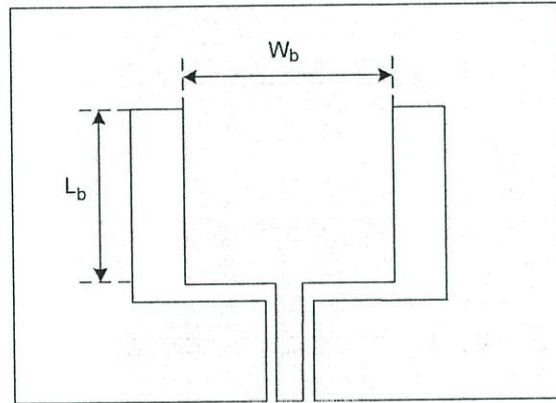
ในขั้นตอนต่อไปจะเป็นการหาขนาดความกว้างและความยาวของสายอากาศที่เหมาะสม โดย
 ให้ความยาวรอบรูปสายอากาศคงที่ที่ $1.5 \lambda_g$ โดยจะทำการทดลองกำหนดขนาดของสายอากาศเป็น
 3 ขนาด คือ $L_a = 19$ มิลลิเมตร, $W_a = 38$ มิลลิเมตร $L_a = 28.5$ มิลลิเมตร, $W_a = 28.5$ มิลลิเมตร และ
 $L_a = 38$ มิลลิเมตร, $W_a = 19$ ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการปรับ L_a และ W_a

ผลจากกราฟจะเห็นได้ว่า $L_a = 19$ มิลลิเมตร, $W_a = 38$ มิลลิเมตร นั้นเหมาะสมที่จะใช้ในการจำลองต่อไป เพราะแนวโน้มเกิดการเกิดความถี่เรโซแนนซ์จะประมาณใกล้เคียงกับความถี่ที่ออกแบบคือ 2.45 GHz เพียงแต่ในขณะนี้ยังไม่ได้ทำการปรับให้เกิดการแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี ด้วยเหตุนี้จึงต้องใช้สตับเพื่อช่วยปรับคุณลักษณะของสายอากาศให้ดีขึ้น ซึ่งจะแสดงให้เห็นในหัวข้อถัดไป

4.2.6 การออกแบบสายอากาศ#2 บนวัสดุฐานรอง FR4



รูปที่ 4.14 โครงสร้างสายอากาศ#2 บนวัสดุฐานรอง FR4

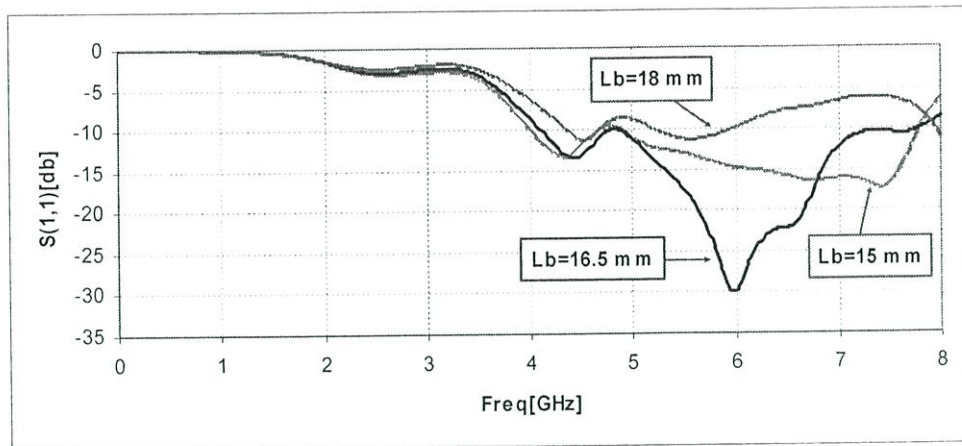
ผลจากการจำลองที่เป็นโครงสร้างของสายอากาศ#1 จะแสดงให้เห็นแนวโน้มที่จะเกิดความถี่เรโซแนนซ์ตามที่ออกแบบได้ ดังนั้นในขั้นตอนนี้จึงทำการทดลองปรับแต่งสายอากาศช่องเปิด โดยการใส่สตับแทรกเข้าไประหว่างสายอากาศช่องเปิด โครงสร้างของสายอากาศที่ได้จะมีลักษณะดังรูปที่ 4.14 โดยมีพารามิเตอร์ที่เพิ่มเข้ามา 2 ตัว ดังนี้

L_b คือ ระยะความกว้างของสตับ

W_b คือ ระยะความยาวของสตับ

4.2.6.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ L_b

การปรับสตับของสายอากาศช่องเปิด ในเบื้องต้นจะเริ่มจากกำหนดพารามิเตอร์ W_b ให้คงที่เท่ากับ 10 มิลลิเมตร ก่อน แล้วจึงทำการปรับค่า L_b เพื่อให้ได้ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ดีที่สุด จากนั้นจะนำ L_b ที่ได้มาใช้ในการหาพารามิเตอร์ W_b ที่ดีที่สุดต่อไป ผลจากการจำลอง แสดงในรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการปรับ L_b

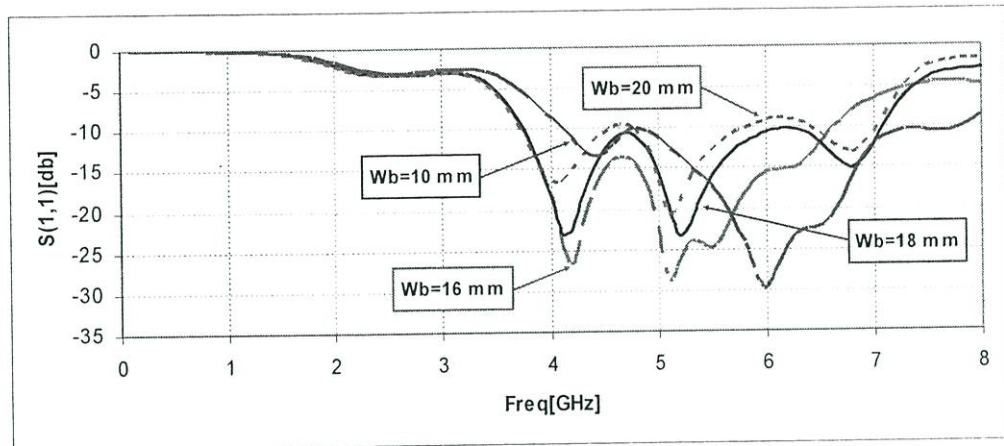
ตารางที่ 4.5 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ L_b

L_b (mm)		15	16.5	18
Lower Frequency	Resonance Freq (GHz)	4.3	4.4	4.5
	Return Loss (dB)	-13.32	-13.48	-11.35
	BW (%)	13.95	60	4.44
Higher Frequency	Resonance Freq (GHz)	7.3	6	5.6
	Return Loss (dB)	-16.87	-29.79	-11.27
	BW (%)	45.67	-	10.71

จากรูปที่ 4.15 จะเห็นได้ว่า L_b มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่ การปรับค่า L_b ลดลงส่งผลให้ความถี่เลื่อนต่ำลง โดยอ้างอิงจากขอบของความถี่เรโซแนนซ์แรกประมาณ 4 GHz ค่าที่เหมาะสมจะนำไปใช้ต่อไป คือ L_b มีขนาดเท่ากับ 16.5 มิลลิเมตร เนื่องจากให้ความถี่ครอบคลุมกว้างมากที่สุดคือ 4.2 GHz ถึง 7.8 GHz หรือแบนด์วิธเท่ากับ 60% ที่ความถี่กลาง 6 GHz รายละเอียดค่าการสูญเสียย้อนกลับ แสดงดังตารางที่ 4.5

4.2.6.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ w_b

ในการจำลองนี้จะนำค่า L_b ที่ดีที่สุดจากการจำลองที่แล้วมาใช้คือ 16.5 มิลลิเมตร แล้วทำการปรับหา w_b ที่ดีที่สุด ซึ่งการจำลองเดิมใช้ w_b เท่ากับ 10 มิลลิเมตร สำหรับการจำลอง w_b ในหัวข้อนี้จะทดลองปรับเป็น 4 ขนาดคือ 16 มิลลิเมตร 18 มิลลิเมตร และ 20 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลจากการจำลองแสดงในรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการปรับ W_b

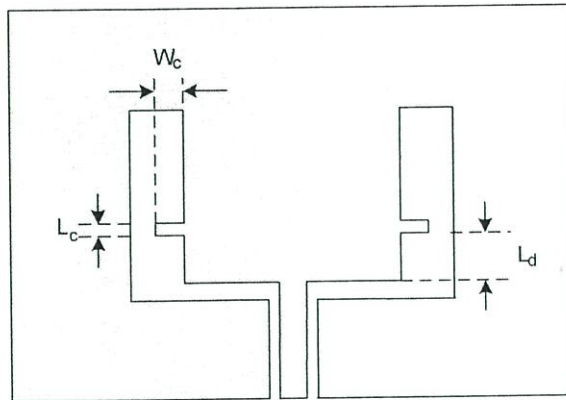
ตารางที่ 4.6 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ W_b

W_b (mm)		16	18	20
Lower Frequency	Resonance Freq (GHz)	4.2	4.1	4.1
	Return Loss (dB)	-26.72	-23	-16.68
	BW (%)	53.85	59.26	16.87
Higher Frequency	Resonance Freq (GHz)	5.2	5.2	5.1
	Return Loss (dB)	-28.67	-23.37	-20.84
	BW (%)	-	-	18.87

จากการจำลองพบว่า การปรับ W_b มีผลต่อแมทซ์อิมพีแดนซ์ ซึ่งมีผลอย่างมากที่ความถี่เรโซแนนซ์แรก W_b ที่ดีที่สุดจากการปรับขนาดในการจำลองนี้จะเท่ากับ 18 มิลลิเมตร รายละเอียดแสดงดังตารางที่ 4.6 พบว่าแบนด์วิธคือเป็น 59.26 % เมื่อเทียบผลจากการจำลองก่อนหน้านี้ที่กำหนด W_b เท่ากับ 10 มิลลิเมตร จะแตกต่างกันในด้านของแบนด์วิธและแมทซ์อิมพีแดนซ์ช่วงความถี่ที่เรโซแนนซ์แรก ซึ่งในการจำลองนี้จะให้ผลที่ดีกว่า ดังนั้นในการจำลองหัวข้อต่อไปจะใช้พารามิเตอร์ W_b เท่ากับ 18 มิลลิเมตร และ L_b เท่ากับ 16.5 มิลลิเมตร ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมที่สุดจากโครงสร้างสายอากาศ#2

สรุปได้ว่าการปรับขนาดสัด L_b และ W_b จะยังไม่สามารถปรับแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ออกแบบได้ ดังนั้นในขั้นตอนต่อไปจึงต้องเพิ่มสัดเพื่อช่วยให้เกิดแมทซ์อิมพีแดนซ์ตามต้องการ

4.2.7 การออกแบบสายอากาศ#3 บนวัสดุฐานรอง FR4



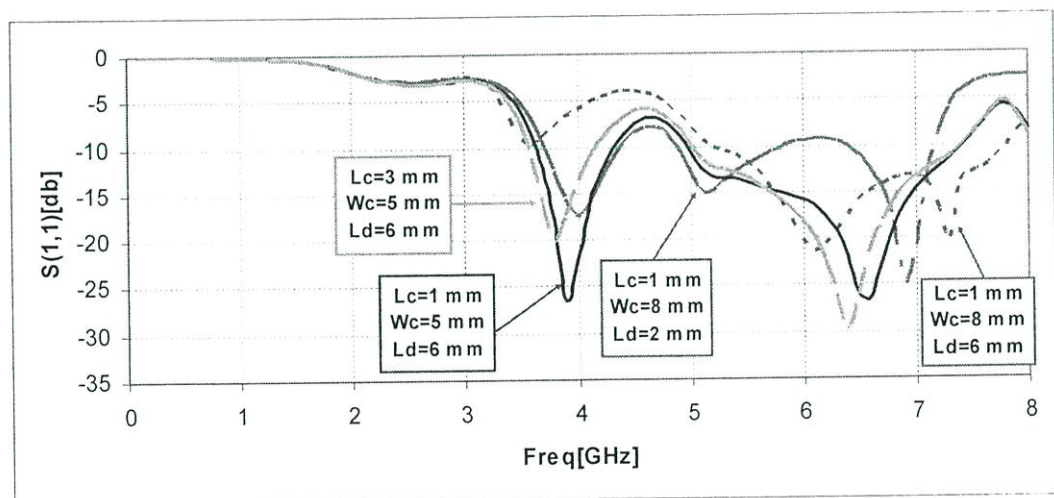
รูปที่ 4.17 โครงสร้างสายอากาศ#3 บนวัสดุฐานรอง FR4

ในขั้นตอนนี้จะทำการออกแบบโดยใช้โครงสร้างสายอากาศ#2 จากหัวข้อที่แล้ว มาทำการเพิ่มสตัปสี่เหลี่ยมแนวนอนเข้าไปในโครงสร้างสายอากาศ ลักษณะจะเหมือนกับหัวข้อ 4.1.7 โดยหวังว่าจะให้ค่าคุณลักษณะของสายอากาศดีขึ้น โครงสร้างในการจำลองข้อนี้แสดงตามรูปที่ 4.17 โดยมีพารามิเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาดังนี้

L_c คือ ระยะความสูงของสตัปที่เพิ่มเข้ามา

W_c คือ ระยะความยาวของสตัปที่เพิ่มเข้ามา

L_d คือ ระยะความสูงของสตัปวัดระหว่างขอบล่างสตัปแบบเว้ากับสตัปที่เพิ่มเข้ามา



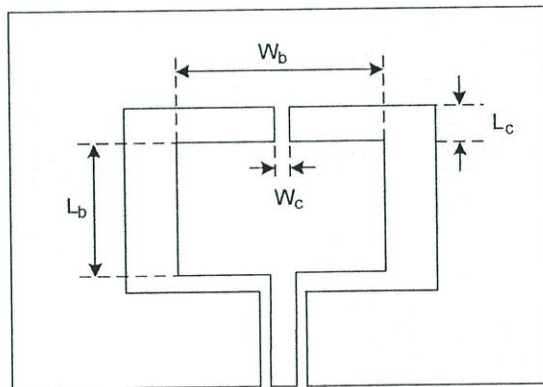
รูปที่ 4.18 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการปรับ L_c , W_c และ L_d

ตารางที่ 4.7 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ L_c , W_c และ L_d

พารามิเตอร์(mm)			Lower Frequency			Higher Frequency		
L_c	W_c	L_d	f_r (GHz)	S_{11} (dB)	BW (%)	f_r (GHz)	S_{11} (dB)	BW (%)
1	8	2	4	-17.34	16.87	6.9	-24.96	10.37
1	8	6	-	-	-	6.1	-21.39	40
1	5	6	3.9	-26.58	15	6.6	-26.48	38.7
3	5	6	3.8	-20.24	12.99	6.4	-29.95	36.8

การจำลองหัวข้อนี้จะทดลองปรับพารามิเตอร์ L_c , W_c และ L_d ตามที่แสดงในตารางที่ 4.7 ลักษณะคล้ายกับหัวข้อ 4.1.7 ที่ออกแบบบนวัสดุฐานรอง RT/duroid 5880 ซึ่งผลการจำลองในรูปแบบที่ 4.18 นั้นพบว่า การเพิ่มสัดบสามารถที่จะทำให้แบนด์วิดธ์ด้านความถี่สูงมีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้นได้ แต่จะเห็นได้ว่าสัดบที่เพิ่มเข้ามาไม่สามารถทำให้เกิดการแมทซ์อิมพีแดนซ์ช่วงความถี่ที่ออกแบบได้ และแบนด์วิดธ์ที่ได้ก็มีค่าน้อยกว่าผลจากการจำลองของสายอากาศ#2 ดังนั้นในการจำลองโครงสร้างสายอากาศหัวข้อต่อไป จะกลับไปใช้โครงสร้างสายอากาศ#2 แล้วทำการปรับแต่งสายอากาศเพื่อให้ได้คุณลักษณะตามต้องการต่อไป

4.2.8 การออกแบบสายอากาศ#4 บนวัสดุฐานรอง FR4



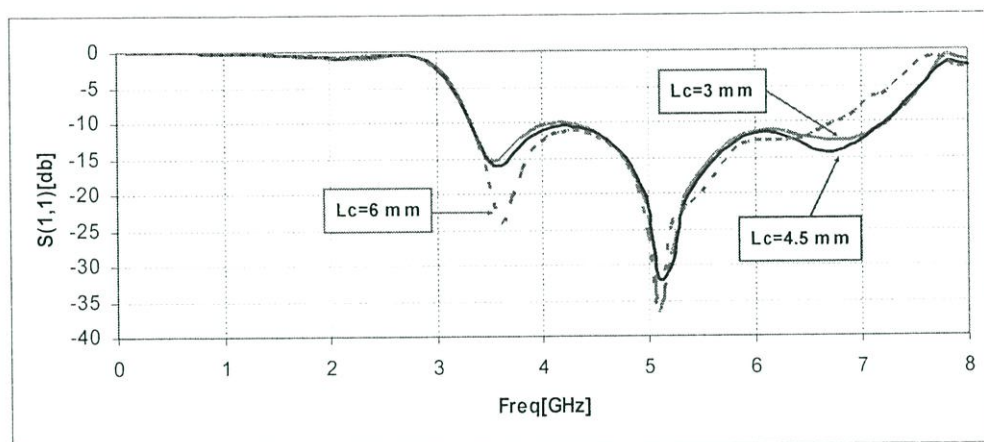
รูปที่ 4.19 โครงสร้างสายอากาศ#4 บนวัสดุฐานรอง FR4

จากหัวข้อก่อนหน้านี้นั้น การออกแบบโครงสร้างของสายอากาศ#3 ให้ผลการจำลองที่ไม่ดีไปกว่าผลของสายอากาศ#2 ดังนั้นในการออกแบบนี้จะใช้โครงสร้างของสายอากาศ#2 ตามหัวข้อที่ 4.2.6 แล้วเพิ่มช่องเปิดด้านขอบในของช่องเปิดเดิม ดังรูปที่ 4.19 โดยมีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้ คือ

L_c คือ ระยะห่างความกว้างของช่องเปิดที่เพิ่มเข้ามาของสายอากาศ
 W_c คือ ระยะระหว่างช่องเปิดของสายอากาศด้านบน

4.2.8.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ L_c

การวิเคราะห์สายอากาศแบบช่องเปิดกรณีที่มีการปรับค่า L_c จะนำค่า L_c เท่ากับ 16.5 มิลลิเมตร และ W_c เท่ากับ 18 มิลลิเมตร ซึ่งนำมาจากผลการจำลองโครงสร้างของสายอากาศ#2 ในข้อที่ 4.2.6 มาใช้ โดยในเบื้องต้นจะกำหนด W_c เท่ากับ 1 มิลลิเมตร ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับแสดงดังรูปที่ 4.20



รูปที่ 4.20 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับขนาดของพารามิเตอร์ L_c

ตารางที่ 4.8 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ L_c

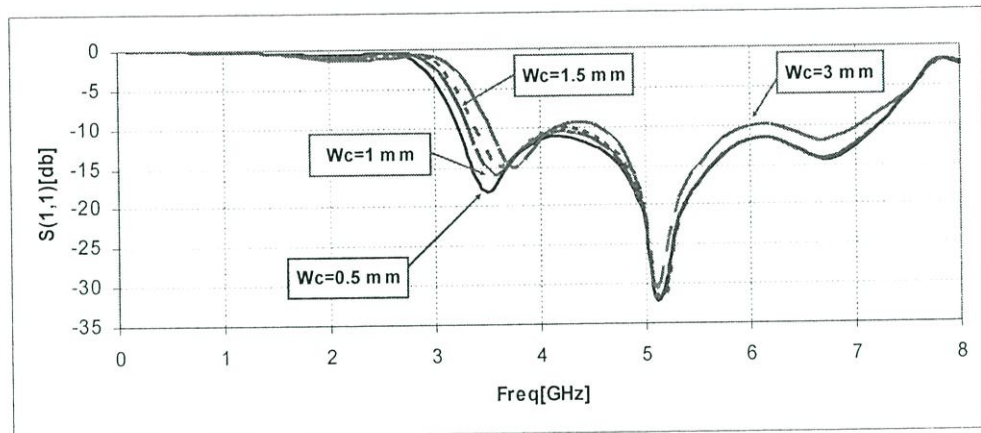
L_c (mm)		3	4.5	6
Lower Frequency	Resonance Freq (GHz)	3.5	3.6	3.6
	Return Loss (dB)	-15.13	-16.02	-24.26
	BW (%)	71.70	71.70	65.35
Higher Frequency	Resonance Freq (GHz)	5.1	5.1	5.1
	Return Loss (dB)	-35.96	-31.87	-36.92
	BW (%)	-	-	-

จากรูปที่ 4.20 ลักษณะกราฟที่ได้จะเป็นแถบกว้างช่วงความถี่สูง โดยที่ขอบความถี่ด้านต่ำแทบไม่มีการเปลี่ยนแปลง ค่าที่เหมาะสมที่จะนำไปใช้มีอยู่สองค่าคือ L_c เท่ากับ 3 มิลลิเมตร และ 4.5

มิลลิเมตร แต่ในที่นี้เลือก L_c เท่ากับ 4.5 มิลลิเมตร เนื่องจากค่าการสูญเสียย้อนกลับ ช่วงความถี่ 3 GHz ถึง 4 GHz และ 6 GHz ถึง 7 GHz จะให้ผลที่ดีกว่า

4.2.8.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ W_c

การจำลองสายอากาศแบบช่องเปิดกรณีที่มีการปรับค่า W_c จะนำค่า L_c เท่ากับ 4.5 มิลลิเมตร ที่เหมาะสมที่สุดจากการจำลองก่อนหน้านี้มาใช้ เพื่อทำการหา W_c ที่ให้ผลดีที่สุด การจำลองเดิมใช้ W_c เท่ากับ 1 มิลลิเมตร ในหัวข้อนี้จะทำการปรับขนาด W_c เป็น 0.5 มิลลิเมตร 1.5 มิลลิเมตร และ 3 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับแสดงดังรูปที่ 4.21



รูปที่ 4.21 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับขนาดของพารามิเตอร์ W_c

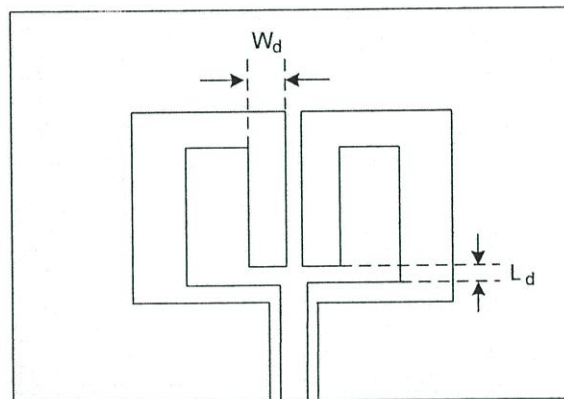
ตารางที่ 4.9 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ W_c

W_c (mm)		0.5	1.5	3
Lower Frequency	Resonance Freq (GHz)	3.5	3.6	3.7
	Return Loss (dB)	-18.13	-14.83	-14.86
	BW (%)	74.29	71.7	12.99
Higher Frequency	Resonance Freq (GHz)	5.1	5.1	5.1
	Return Loss (dB)	-32.03	-31.34	-30.68
	BW (%)	-	-	24.76

จากผลการจำลองเมื่อทำการปรับลดขนาดของพารามิเตอร์ W_c จะทำให้ความถี่ทางด้านต่ำลดลง และมีส่วนช่วยทำให้แมทซ์อิมพีแดนซ์ดีขึ้น ในขณะที่ความถี่ด้านสูงไม่เปลี่ยนแปลง ลักษณะกราฟจะ

เป็นแถบกว้างมากขึ้น ที่ขนาด W_c เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร ความถี่ด้านต่ำเคลื่อนลงมากที่สุดและแบนด์วิธที่ได้จะกว้างมากที่สุดเช่นกัน รายละเอียดแสดงดังตารางที่ 4.9 จากผลการจำลองสรุปได้ว่า โครงสร้างสายอากาศ#4 ที่ออกแบบนี้จะไม่สามารปรับแมทซ์อิมพีแดนซ์ช่วงความถี่ที่ออกแบบได้ แต่ช่วงความถี่สูงสามารถให้แบนด์วิธครอบคลุมช่วงความถี่ประมาณ 3 GHz ถึง 7 GHz ซึ่งสามารถใช้งานตามมาตรฐาน IEEE802.11a ดังนั้นในการจำลองข้อต่อไป จะทำให้สายอากาศเพิ่มการใช้งานได้อีกมาตรฐานคือ IEEE802.11b/g โดยจะนำพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดจากโครงสร้างสายอากาศ#4 คือ L_c เท่ากับ 4.5 มิลลิเมตร และ W_c เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร มาใช้ในการออกแบบข้อต่อไป

4.2.9 การออกแบบสายอากาศ#5 บนวัสดุฐานรอง FR4



รูปที่ 4.22 โครงสร้างสายอากาศ#5 บนวัสดุฐานรอง FR4

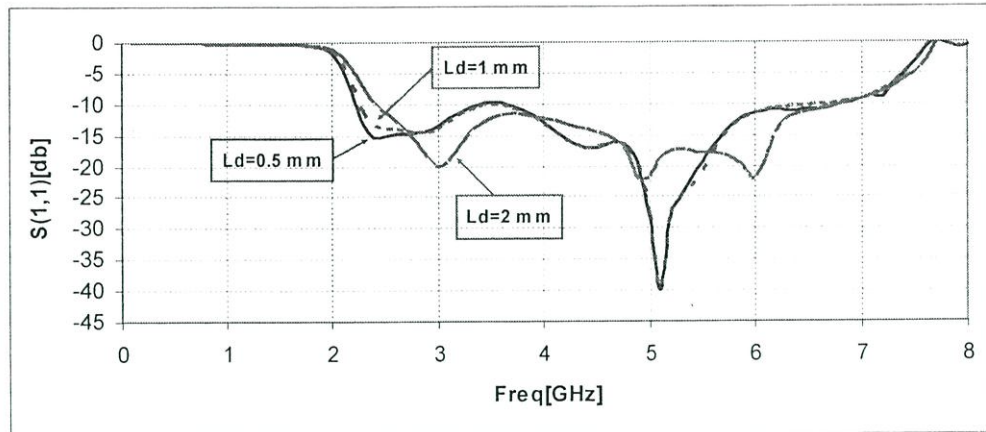
โครงสร้างสายอากาศตามรูปที่ 4.22 จะใช้พารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดของโครงสร้างสายอากาศ#4 จากหัวข้อที่ผ่านมาคือ L_c เท่ากับ 4.5 มิลลิเมตร และ W_c เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร พารามิเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาในการออกแบบโครงสร้างสายอากาศช่องเปิดที่มีสลับลักษณะแบบสามง่ามมีรายละเอียดดังนี้ คือ

L_d คือ ระยะความหนาของสลับสามง่าม

W_d คือ ระยะห่างระหว่างง่าม

4.2.9.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ L_d

การวิเคราะห์สายอากาศแบบช่องเปิดกรณีที่มีการปรับค่า L_d โดยเบื้องต้นจะกำหนด W_d ให้คงที่เท่ากับ 1 มิลลิเมตร แล้วจึงทำการปรับ L_d ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับแสดงดังรูปที่ 4.23



รูปที่ 4.23 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับขนาดของพารามิเตอร์ L_d

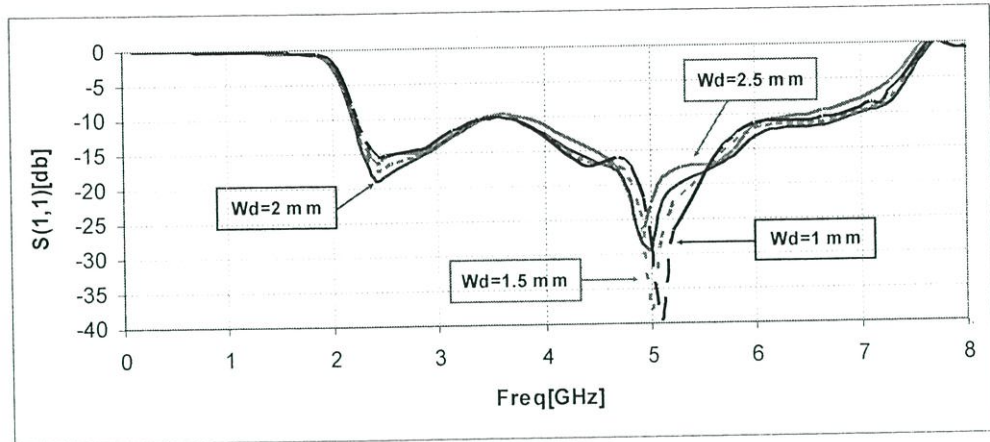
ตารางที่ 4.10 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ L_d

L_d (mm)		0.5	1	2
Lower Frequency	Range Freq (GHz)	2.3 - 3.4	2.3 - 6.7	2.5 - 6.7
	Resonance Freq (GHz)	2.4	2.8	3
	Return Loss (dB)	-15.35	-14.53	-20.2
	BW (%)	38.6	97.78	91.3
Higher Frequency	Range Freq (GHz)	3.7 - 6.8	-	-
	Resonance Freq (GHz)	5.1	5.1	4.9
	Return Loss (dB)	-39.85	-39.48	-22.39
	BW (%)	59.05	-	-

จากรูปที่ 4.23 พบว่าพารามิเตอร์ L_d มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงด้านความถี่ต่ำและมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงถึงแบนด์วิดท์อีกด้วย ซึ่งการปรับขนาด L_d เป็น 0.5 มิลลิเมตร และ 1 มิลลิเมตร จะทำให้แบนด์วิดท์ของสายอากาศครอบคลุมระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11a/b/g สำหรับการจำลองหัวข้อต่อไปจะเลือก L_d เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร ไปใช้เนื่องจากเรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำเท่ากับ 2.4 GHz ใกล้เคียงกับความถี่ที่ออกแบบไว้ และให้เมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีกว่า

4.2.9.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ W_d

การจำลองการปรับค่า W_d จะนำค่า L_d เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร จากการจำลองก่อนหน้ามาใช้ แล้วจึงทำการปรับ W_d ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับแสดงดังรูปที่ 4.24



รูปที่ 4.24 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับขนาดของพารามิเตอร์ W_d

ตารางที่ 4.11 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ W_d

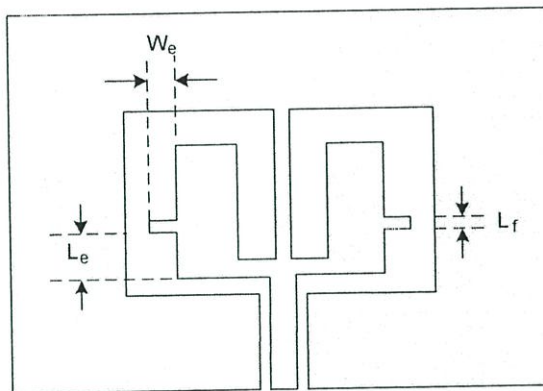
W_d (mm)		1.5	2	2.5
Lower Frequency	Range Freq (GHz)	2.3 – 6.5	2.2 – 7.0	2.3 – 3.4
	Resonance Freq (GHz)	2.4	2.4	2.4
	Return Loss (dB)	-17.61	-18.93	-16.53
	BW (%)	100	104.35	98.9
Higher Frequency	Range Freq (GHz)	-	-	3.8 – 6.5
	Resonance Freq (GHz)	5.1	5	5
	Return Loss (dB)	-38.15	-29.16	-22.66
	BW (%)	-	-	52.43

จากรูปที่ 4.24 จะเห็นได้ว่าการปรับ W_d สามารถที่จะใช้ในการปรับแมทซ์อิมพีแดนซ์ช่วงความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูงของสายอากาศได้ดีกว่าด้านต่ำ ในขณะที่มีความถี่เปลี่ยนแปลงเล็กน้อยที่ความถี่สูง คุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จะมีลักษณะเป็นแบบแถบกว้าง แต่การสูญเสียย้อนกลับช่วง 3 GHz ถึง 4 GHz ยังใกล้เคียงระดับ -10 dB อยู่ ถ้านำไปสร้างจริงค่าการสูญเสียย้อนกลับอาจจะสูงกว่า -10 dB ได้ จากตารางที่ 4.11 การปรับ W_d เท่ากับ 2 มิลลิเมตร จะได้แบนด์วิธของสายอากาศ

104.35 % ซึ่งเป็นค่าที่มากที่สุด เหมาะสมที่จะนำไปใช้ในการจำลองต่อไป ซึ่งขั้นตอนต่อไปจะเพิ่มการแทรกสลับตัวนำเพื่อช่วยปรับระดับค่าการสูญเสียย้อนกลับให้ต่ำกว่าระดับ -10 dB ให้มากยิ่งขึ้น และช่วยขยายแบนด์วิธของสายอากาศให้มากขึ้นกว่าเดิม

สรุปได้ว่าโครงสร้างสายอากาศ#5 จะช่วยให้เกิดการแมทซ์อิมพีแดนซ์ภายในช่วงความถี่ที่ออกแบบไว้ คุณสมบัติของแบนด์วิธของสายอากาศที่ได้นั้นจะเป็นแบบแถบกว้าง ครอบคลุมระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11a/b/g แต่ยังไม่สามารถเป็นช่วงแถบความถี่ที่กว้าง ที่มีเมทซ์ดีตลอดทั้งย่านความถี่ตั้งแต่ 2.2 GHz ถึง 7.0 GHz ได้

4.2.10 การออกแบบสายอากาศ#6 บนวัสดุฐานรอง FR4



รูปที่ 4.25 โครงสร้างสายอากาศ#6 บนวัสดุฐานรอง FR4

โครงสร้างสายอากาศตามรูปที่ 4.25 จะใช้พารามิเตอร์ของโครงสร้างสายอากาศ#5 จากหัวข้อที่ผ่านมา คือ L_u เท่ากับ 19 มิลลิเมตร W_u เท่ากับ 38 มิลลิเมตร L_o เท่ากับ 16.5 มิลลิเมตร W_o เท่ากับ 18 มิลลิเมตร L_c เท่ากับ 4.5 มิลลิเมตร W_c เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร L_d เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร และ W_d เท่ากับ 2 มิลลิเมตร จากนั้นจะทำการแทรกสลับตัวนำเล็ก ๆ รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแนวนอนเข้าไปที่ขอบด้านนอกของสัณฐานรูปสามง่าม พารามิเตอร์ที่เพิ่มเข้ามามีรายละเอียดดังนี้

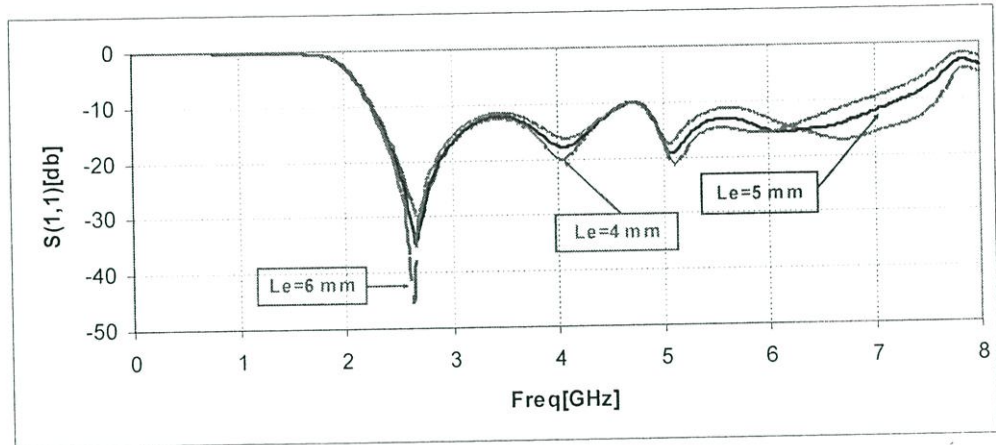
L_c คือ ระยะระหว่างขอบล่างของสัณฐานสี่เหลี่ยมผืนผ้ากับขอบล่างของสัณฐานตัวนำสี่เหลี่ยมกึ่งกลางช่องเปิด

W_c คือ ระยะความยาวของสัณฐานสี่เหลี่ยมผืนผ้า

L_f คือ ระยะความกว้างของสัณฐานสี่เหลี่ยมผืนผ้า

4.2.10.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ L_c

การจำลองสายอากาศ#6 กรณีที่มีการปรับค่า L_c โดยเบื้องต้นจะกำหนด W_c และ L_r ให้คงที่เท่ากับ 5 มิลลิเมตร และ 1 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) แสดงดังรูปที่ 4.26



รูปที่ 4.26 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับขนาดของพารามิเตอร์ L_c

ตารางที่ 4.12 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ L_c

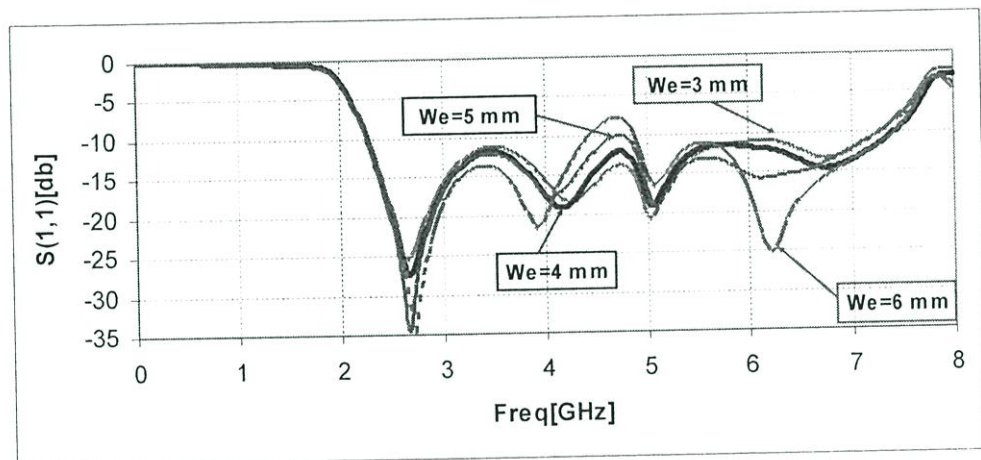
L_c (mm)		4	5	6
Lower Frequency	Range Freq (GHz)	2.28 – 4.7	2.26 – 7.3	2.26 – 6.94
	Resonance Freq (GHz)	2.68	2.66	2.62
	Return Loss (dB)	-30.13	-34.78	-45.19
	BW (%)	69.34	105.44	101.74
Higher Frequency	Range Freq (GHz)	4.74 – 7.62	-	-
	Resonance Freq (GHz)	5.06	5.08	5.12
	Return Loss (dB)	-17.7	-19.32	-21.33
	BW (%)	46.6	-	-

จากรูปที่ 4.26 จะเห็นได้ว่า L_c มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิธของสายอากาศ ผลจากรายการที่ 4.1 พบว่าที่ L_c มีค่าเท่ากับ 4 มิลลิเมตร จะมีช่วงที่ระดับค่าการสูญเสียย้อนกลับสูงกว่า -10 dB ทำให้ไม่ได้แบนด์วิธเป็นแบบแถบกว้าง และที่ขนาด L_c เป็น 5 มิลลิเมตร จะได้แบนด์วิธกว้างมาก

ที่สุทธครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.26 GHz ถึง 7.3 GHz คิดเป็น 105.44 % ที่ความถี่กลางเท่ากับ 4.78 GHz ถ้าพิจารณาถึงค่าการสูญเสียย้อนกลับช่วงความถี่ประมาณ 4.8 GHz ที่อยู่ในระดับต่ำกว่า -10 dB เพียงเล็กน้อย หากนำไปสร้างจริงอาจเกิดปัญหาระดับค่าการสูญเสียย้อนกลับสูงกว่า -10 dB ได้ ซึ่งลำดับต่อไปจะทำการปรับแต่งสายอากาศเพื่อทำให้ความถี่ช่วงประมาณ 4.8 GHz มีค่าการสูญเสียย้อนกลับอยู่ในระดับที่ต่ำกว่า -10 dB ให้ลดลงมากกว่าเดิม

4.2.10.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ W_c

การจำลองสายอากาศ#6 กรณีที่มีการปรับค่า W_c จะนำค่า L_c เท่ากับ 5 มิลลิเมตร และ L_r เท่ากับ 1 มิลลิเมตร จากการจำลองก่อนหน้านี้มาใช้ ในการจำลองนี้จะทำการปรับพารามิเตอร์ W_c เป็น 3 มิลลิเมตร 4 มิลลิเมตร และ 6 มิลลิเมตร ตามลำดับ ซึ่งเดิมใช้ W_c เท่า 5 มิลลิเมตร ผลจากการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับ แสดงดังรูปที่ 4.27

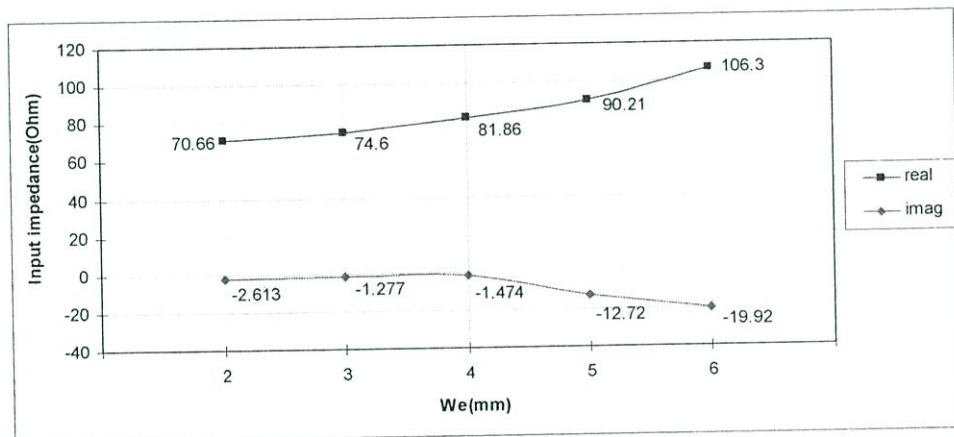


รูปที่ 4.27 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับขนาดของพารามิเตอร์ W_c

ตารางที่ 4.13 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ W_c

W_c (mm)	3	4	6
Range Freq (GHz)	2.28 – 7.28	2.27 – 7.40	2.28 – 4.44
Center Freq (GHz)	4.78	4.85	3.36
Resonance Freq (GHz)	2.64	2.66	2.7
Return Loss (dB)	-25.5	-27.32	-34.78
BW(GHz)	5.0	5.16	2.16
BW (%)	103.16	106.10	64.28

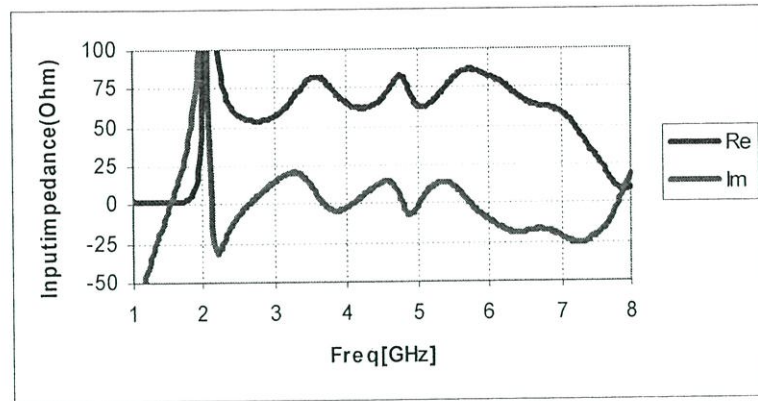
จากหัวข้อที่แล้วที่ค่าการสูญเสียย้อนกลับช่วงความถี่ประมาณ 4.8 GHz มีระดับต่ำกว่า -10 dB เล็กน้อยนั้น ในการจำลองนี้จะทำการปรับพารามิเตอร์ W_c ผลการจำลองดังรูปที่ 4.27 ทำให้ทราบว่า การปรับ W_c มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงเมทริกซ์อิมพีแดนซ์ตลอดช่วงความถี่ โดยความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนแปลงเล็กน้อย ที่ขนาด W_c เป็น 3 มิลลิเมตร จะเห็นลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าการสูญเสียย้อนกลับช่วงความถี่ประมาณ 4.8 GHz มีระดับต่ำกว่า -10 dB มากที่สุด ซึ่งมีความสัมพันธ์กับรูปที่ 4.28 แสดงให้เห็นว่าขนาด W_c เป็น 3 มิลลิเมตร ค่าจินตภาพจะเป็นลบน้อยที่สุดเช่นกัน (เมทริกซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุดจะมีเฉพาะค่าจริงเป็น 50 โอห์ม) แต่ขนาดที่เหมาะสมจะนำไปสร้างจริงมากที่สุดคือ W_c เท่ากับ 4 มิลลิเมตร เนื่องจากเมื่อพิจารณารูปที่ 4.28 แสดงให้เห็นว่าแม้ค่าจินตภาพจะเป็นอันดับสองแต่ค่าการสูญเสียย้อนกลับยังดีกว่าผลการจำลองก่อนหน้านี้ที่ W_c เป็น 5 มิลลิเมตร และจากรูปที่ 4.27 จะพบว่าได้แบนด์วิธกว้างมากที่สุดประมาณ 106.1 % ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.27 GHz ถึง 7.4 GHz สามารถใช้งานระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g



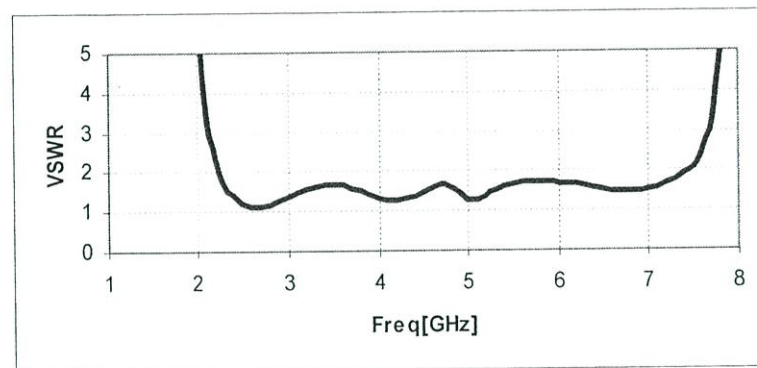
รูปที่ 4.28 กราฟแสดงคุณลักษณะของ Input Impedance ที่ 4.8 GHz จากการปรับ W_c

รูปที่ 4.29 แสดงให้เห็นถึงคุณลักษณะของสายอากาศทางด้านอิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input impedance) รูปที่ 4.30 แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันสายอากาศ (VSWR) ซึ่งมีค่าน้อยกว่า 2 ตลอดย่านความถี่ที่ออกแบบ (2.27-7.40 GHz)

ตารางที่ 4.14 จะแสดงรายละเอียดคุณลักษณะของสายอากาศ#6 รวมถึงอัตราขยายของสายอากาศ (Gain) ที่ความถี่ 2.4 GHz, 5.2 GHz และ 5.8 GHz อีกด้วย



รูปที่ 4.29 กราฟแสดงคุณลักษณะของ Input Impedance



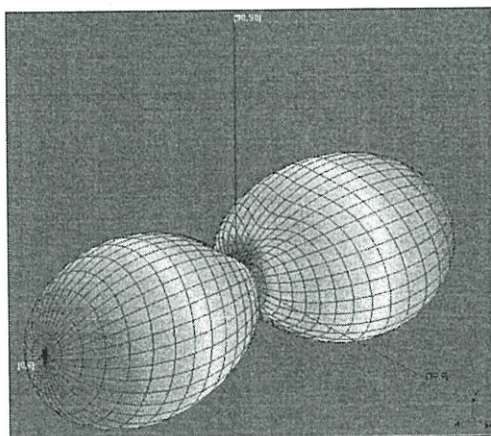
รูปที่ 4.30 กราฟแสดงคุณลักษณะของ VSWR

ตารางที่ 4.14 คุณลักษณะของสายอากาศ#6

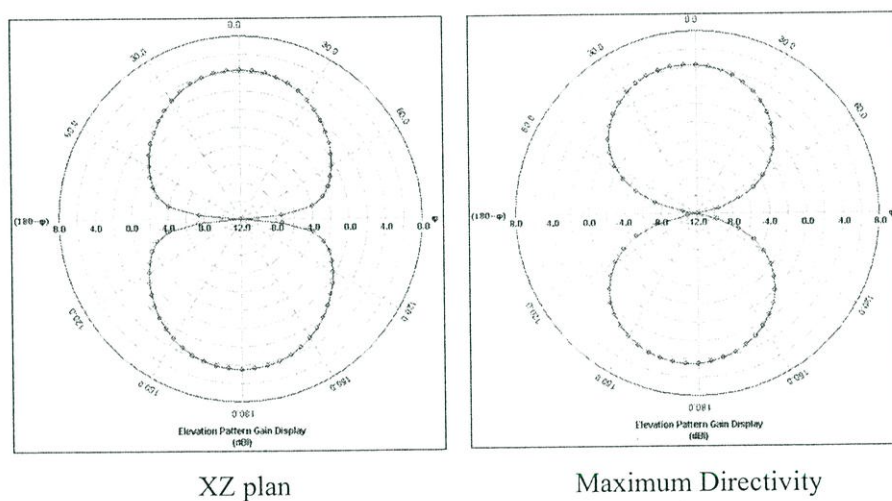
Range Freq (GHz)		2.27 – 7.40
BW (GHz)		5.16
BW (%)		106.1
Center Freq (GHz)		4.85
Input Impedance (Ω)	2.4 GHz	62.34 - j13.95
	5.2 GHz	65.4 + j10.64
	5.8 GHz	86.09 - j3.61
Gain (dBi)	2.4 GHz	4.4
	5.2 GHz	5.9
	5.8 GHz	4.9

4.2.11 ผลการจำลองรูปแบบการแผ่พลังงาน

รูปที่ 4.31 ถึง 4.33 แสดงให้เห็นถึงรูปแบบการแผ่พลังงานของสายอากาศ 6 ที่ความถี่ 2.4 GHz, 5.2 GHz และ 5.8 GHz ตามลำดับ



(ก)



XZ plan

Maximum Directivity

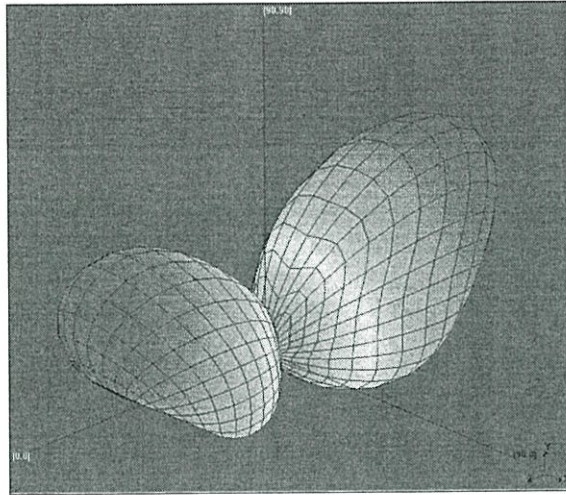
(ข)

รูปที่ 4.31 กราฟแสดงคุณลักษณะของรูปแบบการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้ารวม

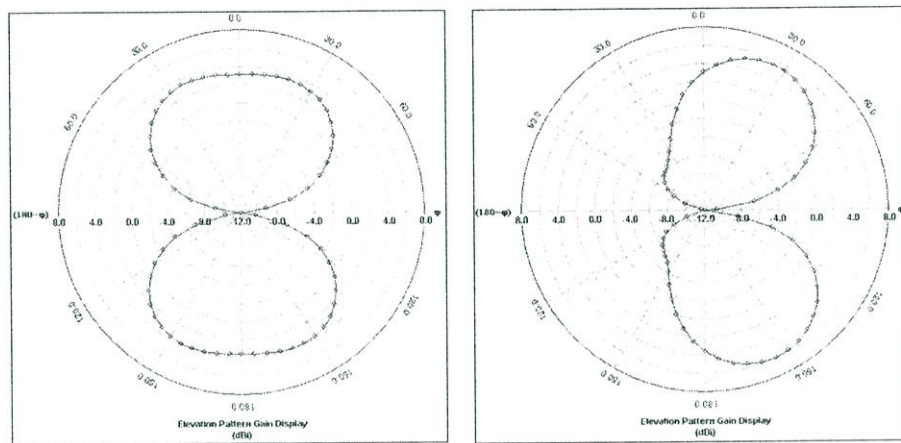
(ก) 3D radiation patterns ที่ 2.4 GHz

(ข) 2D radiation patterns ที่ 2.4 GHz

ที่ความถี่ 2.4 GHz ค่าเกน (Gain) ของสายอากาศเท่ากับ 4.4 dBi ที่มุม (175, 270) องศา



(ก)



XZ plan

Maximum Directivity

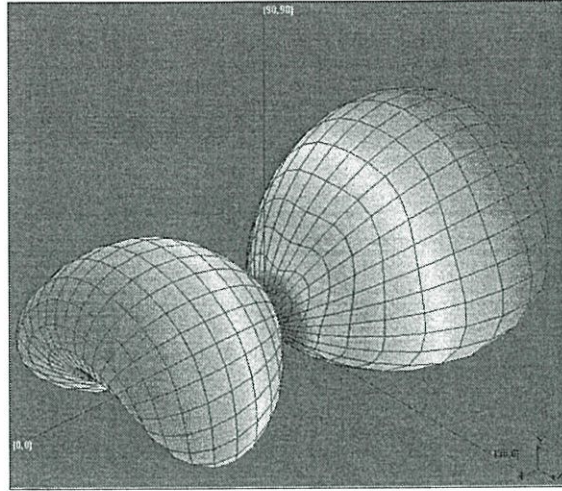
(ข)

รูปที่ 4.32 กราฟแสดงคุณลักษณะของรูปแบบการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้ารวม

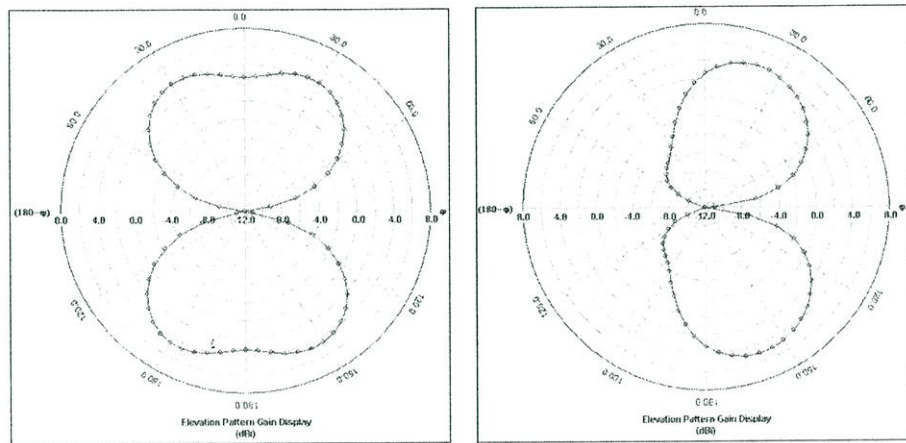
(ก) 3D radiation patterns ที่ 5.2 GHz

(ข) 2D radiation patterns ที่ 5.2 GHz

ที่ความถี่ 5.2 GHz ค่าเกน (Gain) ของสายอากาศเท่ากับ 5.9 dBi ที่มุม (155, 90) องศา



(ก)



XZ plan

Maximum Directivity

(ข)

รูปที่ 4.33 กราฟแสดงคุณลักษณะของรูปแบบการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้ารวม

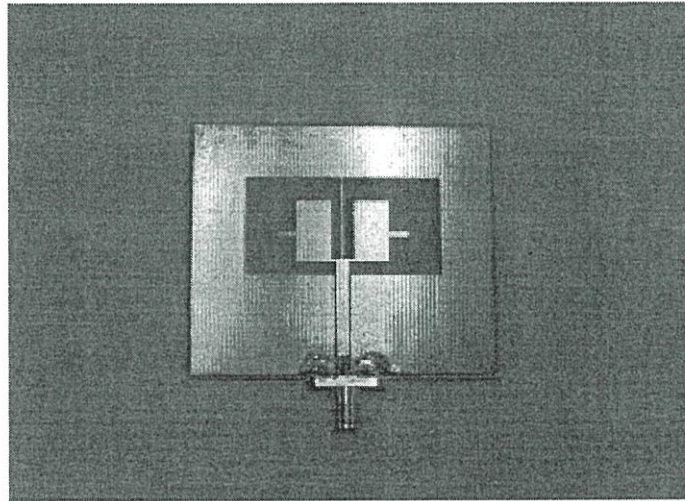
(ก) 3D radiation patterns ที่ 5.8 GHz

(ข) 2D radiation patterns ที่ 5.8 GHz

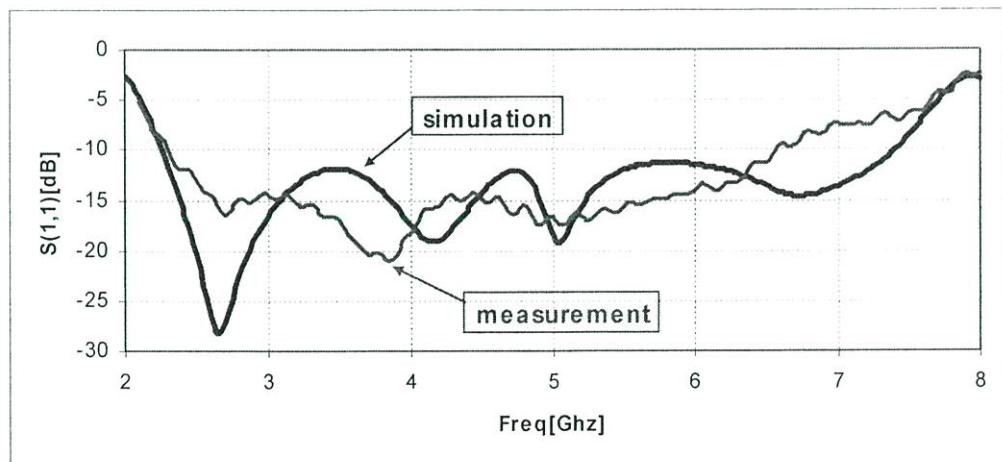
ที่ความถี่ 5.8 GHz ค่าเกน (Gain) ของสายอากาศเท่ากับ 4.9 dBi ที่มุม (160, 70) องศา

4.2.12 คุณลักษณะของสายอากาศที่สร้างจริง

เมื่อนำผลที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลอง จะเห็นได้ว่า ผลจากการวัดชิ้นงานจริงจะมีแบนด์วิดท์ที่แคบกว่า โดยช่วงความถี่ประมาณ 6 GHz ขึ้นไปนั้น ค่าการสูญเสียย้อนกลับไม่ดีเท่ากับผลจากการจำลอง แต่อย่างไรก็ตามสายอากาศที่สร้างจริงนั้นยังคงมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 2.32 GHz ถึง 6.12 GHz ซึ่งก็สามารถใช้งานระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g ได้



รูปที่ 4.34 สายอากาศที่ทำการสร้างขึ้นจริง



รูปที่ 4.35 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการจำลองและวัดจริง

ตารางที่ 4.15 ผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองและการวัดจริง

รูปแบบสายอากาศ	Range Freq (GHz)	BW (GHz)	BW (%)
สายอากาศจากการจำลอง	2.27 – 7.4	5.13	106.1
สายอากาศที่สร้างจริง	2.3 – 6.5	4.2	95.45

4.3 สรุป

ในการศึกษาผลกระทบจากการออกแบบสายอากาศจากวัสดุฐานรองสองชนิด คือ RT/duroid 5880 และ FR4 เพื่อให้สามารถใช้งานระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11a/b/g ได้นั้น สายอากาศที่ออกแบบจากวัสดุฐานรองที่เป็น RT/duroid 5880 มีปัญหาบางประการที่ไม่เหมาะสมหากนำไปสร้างใช้งานจริง เพราะขนาดสายอากาศที่ออกแบบในรูปร่างเหมือนกันกับการใช้วัสดุฐานรอง FR4 นั้น จะมีขนาดใหญ่กว่าและวัสดุฐานรองมีราคาแพงกว่ามาก ดังนั้นจึงได้ทำการจำลองด้วยการใช้วัสดุฐานรอง FR4 เป็นหลักและทำการพัฒนาให้มากขึ้นกว่าการใช้วัสดุฐานรอง RT/duroid 5880 เพื่อให้ได้ผลที่ดีที่สุดและสามารถนำไปสร้างจริง โดยทำการเปรียบเทียบผลที่วัดได้กับผลที่จำลองได้ ฉะนั้นการสร้างจริงจึงทำเฉพาะสายอากาศที่ออกแบบบนวัสดุฐานรองที่เป็น FR4 เท่านั้นและจะทำเฉพาะรูปแบบสุดท้ายที่ให้ผลที่ดีที่สุดเพียงรูปแบบเดียว

การออกแบบจะเริ่มต้นจากโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศแบบช่องเปิด ที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งที่อ่อนดัดขึ้นระนาบร่วมแบบวงจรถัด ซึ่งความยาวรอบรูปสายอากาศจะมีความสัมพันธ์กับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ของความถี่ที่ออกแบบ ในที่นี้จะเลือกใช้ความยาวรอบรูปของสายอากาศที่ออกแบบเป็น $1.5\lambda_g$ ซึ่งมีแนวโน้มจะเกิดความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ 2.45 GHz ตามที่ต้องการและจะทำการเพิ่มสัดบเข้าไปในส่วนของสายอากาศช่องเปิดดังโครงสร้างสายอากาศ#2 สายอากาศ#3 สายอากาศ#4 และสายอากาศ#5 ตามลำดับ เพื่อแสดงให้เห็นถึงผลของการใส่สัดบที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ ซึ่งปรากฏว่าการใส่สัดบตามโครงสร้างสายอากาศ#2 สายอากาศ#3 และสายอากาศ#4 จะมีผลต่อความถี่สูงเป็นส่วนมาก แต่ขณะเดียวกันด้านความถี่ต่ำจะยังไม่สามารถทำให้เกิดเมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีในช่วงความถี่ที่ออกแบบได้ จนกระทั่งปรับแต่งสัดบเป็นรูปสามง่ามดังโครงสร้างสายอากาศ#5 ซึ่งพบว่าความถี่ด้านต่ำจะเกิดการเมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีและความถี่เรโซแนนซ์จะเกิดที่ 2.4 GHz นอกจากนี้ลักษณะแบนด์วิดท์ของสายอากาศที่ได้จะเป็นแถบกว้าง แบนด์วิดท์ที่ดีที่สุดจากการปรับแต่งสัดบรูปสามง่ามนี้อาจเท่ากับ 104.35 % ซึ่งสามารถนำไปใช้งานในระบบเครือข่าย

ท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ได้แล้ว หากแต่ระดับค่าการสูญเสียย้อนกลับที่บางความถี่ยังต่ำไม่พอเพราะใกล้เคียงกับระดับอ้างอิง -10 dB อาจทำให้เกิดปัญหาได้ถ้าจะนำไปสร้างจริง ดังนั้นจึงต้องหาวิธีการลดระดับค่าการสูญเสียย้อนกลับให้ต่ำกว่าระดับ -10 dB มากขึ้น ในขั้นตอนสุดท้ายจึงทำการปรับแต่งสายอากาศ ด้วยการแทรกเส้นตัวนำโลหะยื่นเข้าไปในช่องเปิดโดยยังคงสัณฐานรูปร่างสามง่ามดังโครงสร้างสายอากาศ#6 ผลการจำลองที่ได้จะแสดงให้เห็นว่า ระดับค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่าระดับ -10 dB มากขึ้น มีความเหมาะสมหากนำไปสร้างเป็นชิ้นงานจริง แบนด์วิดท์ที่ได้เพิ่มขึ้นเป็น 106.1% ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 2.27 GHz ถึง 7.4 GHz รองรับการใช้งานตามมาตรฐานของ IEEE 802.11b/g (2.4 - 2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.250 - 5.35 GHz, 5.725 - 5.825 GHz)

เมื่อนำสายอากาศ#6 ไปสร้างจริง พบว่าแบนด์วิดท์ที่วัดได้แคบกว่าผลการจำลอง แต่อย่างไรก็ตาม ก็ยังครอบคลุมตามมาตรฐานของ IEEE 802.11b/g (2.4 - 2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.250 - 5.35 GHz, 5.725 - 5.825 GHz) ซึ่งการที่แบนด์วิดท์ที่ได้จากการวัดจริงไม่ตรงกับที่จำลองได้ อาจมีหลายสาเหตุอันเนื่องจากการสร้างและการวัด

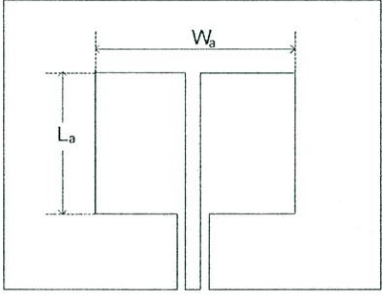

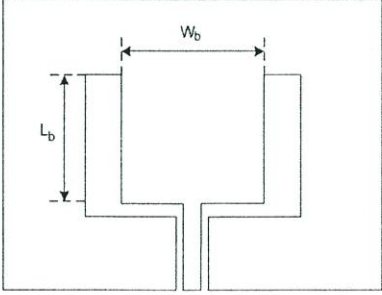
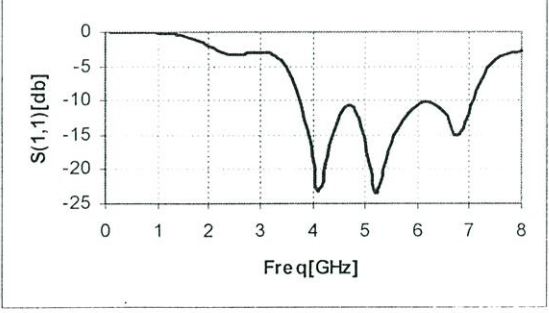
บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

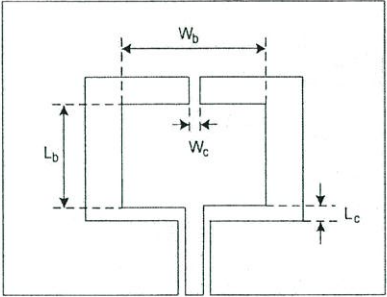
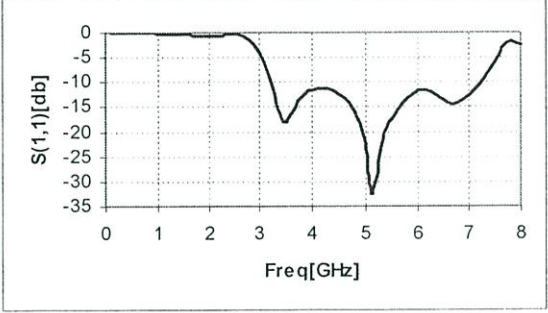
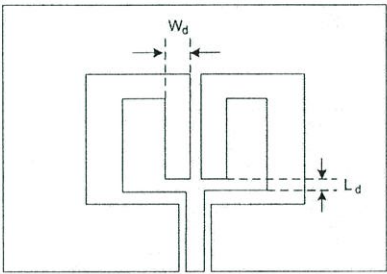
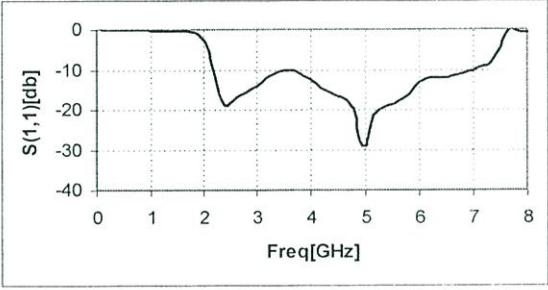
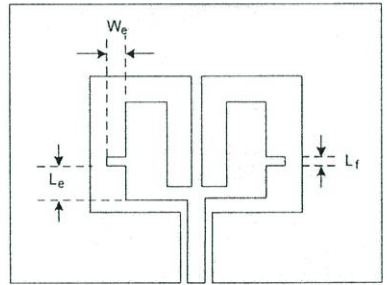
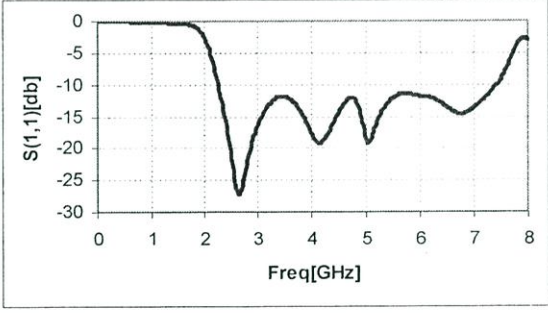
5.1 บทสรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นกรนำเสนอการศึกษาและออกแบบสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม บนวัสดุฐานรองสองชนิดคือ RT/duroid 5880 และ FR4 ซึ่งในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้เฉพาะวัสดุฐานรองชนิด FR4 มาทำการสร้างจริงเนื่องด้วยเหตุผลด้านราคา วัตถุประสงค์ของสายอากาศที่ออกแบบคือ ขนาดของสายอากาศที่เล็กและให้แบนด์วิธดีเป็นแถบกว้างครอบคลุมระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.15-5.25 GHz, 5.725-5.825 GHz) และจากการจำลองเพื่อศึกษาถึงผลกระทบต่อค่าคุณลักษณะของสายอากาศ สามารถสรุปผลค่าการสูญเสียย้อนกลับตามโครงสร้างของสายอากาศที่ออกแบบได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 สรุปผลจากการจำลองของสายอากาศตามโครงสร้างบนวัสดุฐานรอง FR4

โครงสร้างสายอากาศ	ผลจากการจำลอง																						
 <p>สายอากาศ#1</p>	 <table border="1"><caption>Approximate data for S(1,1) [db] vs Freq [GHz] (Antenna #1)</caption><thead><tr><th>Freq [GHz]</th><th>S(1,1) [db]</th></tr></thead><tbody><tr><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>-1</td></tr><tr><td>2</td><td>-2</td></tr><tr><td>3</td><td>-3</td></tr><tr><td>4</td><td>-5</td></tr><tr><td>5</td><td>-7</td></tr><tr><td>6</td><td>-10</td></tr><tr><td>6.5</td><td>-14</td></tr><tr><td>7</td><td>-11</td></tr><tr><td>8</td><td>-5</td></tr></tbody></table>	Freq [GHz]	S(1,1) [db]	0	0	1	-1	2	-2	3	-3	4	-5	5	-7	6	-10	6.5	-14	7	-11	8	-5
Freq [GHz]	S(1,1) [db]																						
0	0																						
1	-1																						
2	-2																						
3	-3																						
4	-5																						
5	-7																						
6	-10																						
6.5	-14																						
7	-11																						
8	-5																						
 <p>สายอากาศ#2</p>	 <table border="1"><caption>Approximate data for S(1,1) [db] vs Freq [GHz] (Antenna #2)</caption><thead><tr><th>Freq [GHz]</th><th>S(1,1) [db]</th></tr></thead><tbody><tr><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>-1</td></tr><tr><td>2</td><td>-2</td></tr><tr><td>3</td><td>-3</td></tr><tr><td>4</td><td>-10</td></tr><tr><td>4.5</td><td>-22</td></tr><tr><td>5</td><td>-10</td></tr><tr><td>6</td><td>-10</td></tr><tr><td>7</td><td>-15</td></tr><tr><td>8</td><td>-5</td></tr></tbody></table>	Freq [GHz]	S(1,1) [db]	0	0	1	-1	2	-2	3	-3	4	-10	4.5	-22	5	-10	6	-10	7	-15	8	-5
Freq [GHz]	S(1,1) [db]																						
0	0																						
1	-1																						
2	-2																						
3	-3																						
4	-10																						
4.5	-22																						
5	-10																						
6	-10																						
7	-15																						
8	-5																						

ตารางที่ 5.1 (ต่อ)

โครงสร้างสายอากาศ	ผลจากการจำลอง
 <p style="text-align: center;">สายอากาศ#4</p>	
 <p style="text-align: center;">สายอากาศ#5</p>	
 <p style="text-align: center;">สายอากาศ#6</p>	

จากตารางที่ 5.1 เป็นการสรุปผลจากการจำลองที่ดีที่สุดของแต่ละ โครงสร้างของสายอากาศ เริ่มตั้งแต่ โครงสร้างสายอากาศ#1 ถึง สายอากาศ#6 แต่ในที่นี้จะไม่แสดงผลจากการจำลองของ สายอากาศ#3 เนื่องจากผลที่ได้ไม่ดีไปกว่าผลของสายอากาศ#2 สำหรับการปรับพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศเพื่อศึกษาถึงผลกระทบต่อค่าคุณลักษณะของสายอากาศ และจากการจำลองทำให้ ได้ผลซึ่งพอสรุปได้ดังนี้

1. ความถี่เรโซแนนซ์ที่ออกแบบ จะมีความสัมพันธ์กับความยาวรอบรูปที่เหมาะสมของสายอากาศช่องเปิด เมื่อขนาดความยาวทั้งหมดประมาณ $1.5 \lambda_g$ จะมีแนวโน้มเกิดความถี่เรโซแนนซ์ช่วง 2.4 GHz ซึ่งสามารถใช้สลับเป็นตัวช่วยในการปรับแมทซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

2. โครงสร้างสายอากาศ#2 ที่เป็นลักษณะเว้ากลางจะช่วยปรับแมทซ์อิมพีแดนซ์ด้านความถี่สูง ซึ่งกราฟที่แสดงคุณลักษณะค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศจะเป็นแบบแถบกว้างช่วงความถี่สูง โดยมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมช่วงความถี่ประมาณ 4 GHz ถึง 7 GHz แต่อย่างไรก็ตามก็ยังไม่สามารถปรับแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ออกแบบได้

3. โครงสร้างของสายอากาศ#3 ที่เป็นลักษณะเว้ากลางและแทรกสลับสี่เหลี่ยมเข้าไปในแนวนอน ไม่สามารถปรับให้เกิดการแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ออกแบบได้ดีเมื่อเทียบกับสายอากาศ#2 ดังนั้นจึงต้องกลับไปใช้โครงสร้างสายอากาศ#2 มาทำการปรับเปลี่ยนสลับรูปแบบใหม่เพื่อช่วยปรับคุณลักษณะให้ดีขึ้น คือ สายอากาศ#4

4. โครงสร้างสายอากาศ#4 ซึ่งใช้โครงสร้างสายอากาศ#2 แล้วเพิ่มช่องเปิดด้านบนของสายอากาศ กราฟคุณลักษณะค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศเป็นแบบแถบกว้าง ช่วงความถี่สูงแบนด์วิดท์ครอบคลุมช่วงความถี่ประมาณ 3 GHz ถึง 7 GHz แต่ช่วงความถี่ด้านต่ำยังไม่มีพารามิเตอร์ตัวใดจะช่วยปรับแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ต่ำตามที่ออกแบบได้

5. โครงสร้างสายอากาศ#5 มีลักษณะของสลับเป็นแบบสามง่าม กราฟคุณลักษณะค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศจะแสดงความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำเท่ากับที่ 2.4 GHz สามารถปรับแมทซ์อิมพีแดนซ์และแบนด์วิดท์ให้ดีขึ้นได้ ส่งผลให้สายอากาศที่ออกแบบมีแบนด์วิดท์กว้างครอบคลุมย่านความถี่ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามต้องการ แต่เนื่องจากค่าการสูญเสียย้อนกลับช่วง 3 GHz ถึง 4 GHz ยังใกล้ระดับอ้างอิงที่ -10 dB ถ้านำไปสร้างจริงค่าการสูญเสียย้อนกลับอาจจะสูงกว่า -10 dB ได้

6. โครงสร้างสายอากาศ#6 จะนำโครงสร้างสายอากาศ#5 ที่มีลักษณะสลับแบบสามง่ามแล้วแทรกตัวนำสี่เหลี่ยมผืนผ้าในแนวนอนที่ขอบด้านนอก จะพบว่า การปรับสลับมีส่วนช่วยปรับแมทซ์อิมพีแดนซ์ด้านความถี่ต่ำให้ดีขึ้น และค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับตลอดช่วงความถี่จะต่ำกว่า -10 dB มากขึ้น แบนด์วิดท์ที่ได้กว้างขึ้นเป็น 106.1% ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.27 GHz ถึง 7.4 GHz ที่ความถี่กลาง 4.85 GHz ด้วยคุณสมบัติดังกล่าวสายอากาศนี้จึงสามารถใช้งานครอบคลุมระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.15-5.25 GHz, 5.725-5.825 GHz)

7. สำหรับการคำนวณหาแบนด์วิดท์ของสายอากาศที่ออกแบบจะสามารถหาได้ดังนี้
เมื่อ

f_u คือ ขอบเขตความถี่สูงของย่านความถี่ เท่ากับ 7.4 GHz

f_l คือ ขอบเขตความถี่ต่ำของย่านความถี่ เท่ากับ 2.27 GHz

$$BW_{\text{narrowband}} (\%) = \frac{f_u - f_l}{f_c} \times 100$$

$$f_c = \frac{f_u + f_l}{2}$$

คำนวณแบนด์วิธแบบแถบความถี่แคบจะเท่ากับ 106.1%
สมการสำหรับคำนวณแบนด์วิธแบบกว้างคือ

$$BW_{\text{broadband}} = \frac{f_u}{f_l}$$

ดังนั้นแบนด์วิธแบบแถบกว้างจะเป็นอัตราส่วนของความถี่สูงต่อความถี่ต่ำ ซึ่งในที่นี้จะเท่ากับ 3.26

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนาต่อไป

จากผลการจำลองจะเห็นได้ว่าสายอากาศมีความถี่เรโซแนนซ์เป็นไปตามมาตรฐานของระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ซึ่งนอกจากนี้หากต้องการสายอากาศเป็นแบบแถบกว้างยิ่ง (Ultra-wide-band) อาจใช้ลักษณะโครงสร้างที่นำเสนอนี้เป็นแนวทางในการพัฒนาได้ เช่น การเพิ่มสตาบ การใช้วัสดุฐานรองที่มีประสิทธิภาพมากขึ้น เป็นต้น สำหรับการสร้างชิ้นงานหลังจากที่ได้ทำการออกแบบแล้ว ผลจากการวัดจริงจะได้ผลไม่ดีเท่าผลจากการจำลอง แต่เป็นช่วงที่ความถี่ 6 GHz ขึ้นไป ซึ่งเป็นได้จากหลายสาเหตุ เช่น การใช้หัวต่อ (Connector: SMA Port) ชนิดที่ใช้กับความถี่ที่ไม่สูงมาก การบัดกรีหัวต่อที่ไม่เรียบ การใช้ตะกั่วบัดกรีที่มาก และวัสดุฐานรองที่มีค่าคงตัว ไดอิเล็กทริกไม่สม่ำเสมอตลอดแผ่น เป็นต้น สิ่งเหล่านี้อาจเป็นสาเหตุให้ผลจากการวัดจริงไม่ดีเท่ากับการจำลอง แต่อย่างไรก็ตาม สามารถยืนยันได้ว่ารูปแบบสายอากาศนี้สามารถใช้ในแถบความถี่กว้างได้ และจากผลของการสร้างจริงนี้แสดงให้เห็นว่า สามารถนำไปใช้งานได้ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.250-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz)

บรรณานุกรม

- [1] Stephen C. Harsany. **Principles of Microwave Technology**, New Jersey : Prentice Hall, Inc. 1997
- [2] Robert E. Collin. **Foundations for Microwave Engineering**. 2nd ed. New York : McGraw – Hill, Inc. 1992.
- [3] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl, Apisak Ittipiboon. **Microstrip Antenna Handbook**, Boston : Artech House, 2000
- [4] Kai Fong Lee., Wei Chen. **Advances in Microstrip and Printed Antennas**. New York : John Wiley & Sons, Inc. 1997
- [5] Bahl, I. J. and Bharita, P. **Microstrip Antenna**, Dedham : Artech House, 1980.
- [6] M. Nedil, T.A. Denidni, L. Talbi “**Design of a Broadband Slot Antenna Fed by CPW for Wireless Application at 5.8 GHz,**” Vehicular Technology Conference, 2004. VTC 2004-Spring. 2004 IEEE 59th. Vol. 1, pp.18-21, May 2004.
- [7] Horng-dean chen, Wen-shyang chen, “**A BROADBAND CPW-FED SQUARE SLOT ANTENNA,**” Proceedings of APMC2001, pp.970-973, 2001.
- [8] H.D. Chen, J.S. Chen, and Y.T. Cheng, “**Modified inverted-L monopole antenna for 2.4/5 GHz dual-band operations,**” Electron. Letter, Vol.39, pp. 1567-1568, 2003.
- [9] Horng-Dean Chen “**Slot Antenna Coupled by Microstrip Line for Dual Frequency,**” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 51, No. 8, pp.1982-1986, August 2003.
- [10] Tae-Hyun Kim and Dong-Chul Park, “**Compact Dual-Band Antenna with Double L-Slits for WLAN Operations,**” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.4, pp. 249-252, 2005.
- [11] M.C. Mukandatimana, T.A. Denidni, L. Talbi “**Design of a new dual-band CPW-fed slot antenna for ISM applications,**” Vehicular Technology Conference, 2004. VTC 2004-Spring. 2004 IEEE 59th. Vol. 1, pp.6-9, May 2004.
- [12] Chen, H. M. and Y. F. Lin, “**Printed monopole for 2.4/5.2 GHz dual-band operation,**” IEEE Antennas and Prop. Society International Symp., Vol. 3, pp.60-63, June 2003.
- [13] P. Pommas, N. Anantrasirichai, P. Rakluea, T. Wakabayashi “**Design of Dual Wide-band Slot Antenna Fed by CPW,**” ECTI-CON 2007, Vol. 2, pp. 722-724, May 2007.

- [14] IE3D User's Manual Release 10, Zeland software, Inc., U.S.A., 2002.
- [15] บัณฑิต ไรจน์อารยานนท์. **วิศวกรรมสายอากาศ**. พิมพ์ครั้งที่ 4. กรุงเทพมหานคร: สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2537.
- [16] บัณฑิต ไรจน์อารยานนท์. **วิศวกรรมไมโครเวฟ**. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพมหานคร: สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2539.
- [17] ฉัตรชัย ไวยาพัฒน์กร ไรจน์อารยานนท์. **การวิเคราะห์สายอากาศ**. กรุงเทพมหานคร: สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2547.
- [18] David C. Chang, Jian X. Zheng, "**Electromagnetic modeling of passive circuit elements in MMIC,**" IEEE Trans., Microwave Theory and Techniques, vol. 40, Issue 9, pp. 1741-1747, Sept. 1992.
- [19] Juan R. Mosig, "**Arbitrarily shaped microstrip structures and their analysis with a mixed potential integral equation,**" IEEE Trans. Microwave theory and techniques, vol. 36, no. 2, pp. 314-323, Feb. 1988.
- [20] พิชัย ภัคดีพานิชเจริญ. **ทฤษฎีและการใช้งานความถี่ย่านไมโครเวฟ**. กรุงเทพมหานคร: สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซนเตอร์. 2536.
- [21] Punit S. Nakar, "**DESIGN OF A COMPACT MICROSTRIP PATCH ANTENNA FOR USE IN WIRELESS/CELLULAR DEVICES,**" A Thesis submitted to the Department of Electrical And Computer in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science. THE FLORIDA STATE UNIVERSITY COLLEGE OF ENGINEERING. 2004.
- [22] Rainee N. Simons. **Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems**, John Wiley & Son, 2001.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

- 1 P. Pommas , N. Anantrasirichai, P. Raklua, T. Wakabayashi, “**Design of Dual Wide-band Slot Antenna Fed by CPW,**” ECTI-CON 2007, Mae Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand, pp. 943-946, May 9-12, 2007.



ECTI-CON 2007

*Mae Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand
May 9-12, 2007*

VOLUME 1

- *Circuits and Systems*
- *Control Engineering*
- *Electrical Power Engineering*
- *Other Related Fields*

VOLUME 2

- *Communication Systems*
- *Signal Processing*
- *Computer and Information*



ECTI
Association

IEEE
THAILAND SECTION

NECTEC
a member of NSTDA

WD Western
Digital



Design of Dual Wide-band Slot Antenna Fed by CPW

P. Pommas¹, N. Anantrasirichai¹, P. Raklua², T. Wakabayashi³

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

²Dept. of Electronic and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering
Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT) Klong 6
Thanyaburi, Pathumthanee, Thailand
E-mail: paitoon_r@rmut.ac.th

³School of Information Science and Technology, Tokai University, Hirasuka, Kanagawa, 259-1292, Japan
E-mail: wakaba@et.u-tokai.ac.jp

Abstract- In this paper, the simple structure of slot antenna fed by coplanar waveguide (CPW) is considered for dual frequency. For increasing the antenna bandwidth, the conductor stub is proposed by overstep the central conductor (signal strip) into slot antenna. By sufficient choosing shape and size of conductor stub, can be achieved the wide bandwidth 23.8% (2.22-2.82 GHz) and 86.04% (3.88-9.74 GHz), which can use in WLAN applications coverage standard of IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.11j (4.90-5.091), IEEE 802.11a (5.15-5.35 GHz), IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz). The simulation results of this slot antenna are analyzed by using MoM from IE3D Software [1].

I. INTRODUCTION

Coplanar waveguide (CPW) transmission line has increased significantly in recent years. The antennas fed by CPW have several useful properties. The properties include wider bandwidth, better impedance matching, and lower radiation losses. Also slot antennas have wider impedance bandwidth as compared to microstrip patch antennas [2]. The advantages of CPW fed slot antenna is wideband antenna which many research introduced the several shape of slot antenna for use in Wireless Local Area Network (WLAN) communications systems [3]. However, conventional the CPW fed slot antennas is not large enough bandwidth to cover the demand of Wireless LAN communications systems.

In this paper presents a CPW fed slot antenna for dual frequency of WLAN application at low frequency band 2.4 GHz and high frequency band over 4 GHz. We will begins considering the simplest and most basic configuration of CPW-fed slot antenna. Finally, we will try to maximize bandwidth by using conductor stub to keep the return loss to minimum. The simulation results of bandwidth at low frequency 2.4 GHz is 23.8% and at high frequency over 4 GHz is 86.04%

II. ANTENNA DESIGN

In this paper, IE3D software package of Zeland [2] is used to design and simulation. This antenna is designed on dielectric constant $\epsilon_r = 2.2$ and a thickness $h = 1.575$ mm at design frequency 2.4 GHz.

In this case, the parameters of slot antenna structure are as following:

Width of antenna, $W_a = 72$ mm
Length of antenna, $L_a = 47$ mm
Width of CPW feed line, $S_f = 0.3$ mm
Width of signal strip, $W_f = 3.0$ mm
Length of CPW feed line, $L_f = 25$ mm

In the design of CPW-fed slot antenna, we will begins to consider the simplest basic configuration and developing for wide band by using conductor tuning stub for maximize bandwidth.

A. Design Antenna on Simple Configuration

Figure 1 (a) shown the simple structure of CPW fed slot antenna at design frequency 2.4 GHz. For match impedance with 50 ohms transmission line, the CPW feed line has a signal strip $W_f = 3.0$ mm, a gap width $S_f = 0.3$ mm, and length of CPW feed line $L_f = 25$ mm ($\approx \lambda_g/4$). The length of slot antenna (L_s) depends on guide wavelength λ_g , which is approximately the half of the guided wavelength ($\approx \lambda_g/2$) at frequency 2.4 GHz. The length of slot antenna is given by

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (1)$$

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

$$Z = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cdot \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} \quad (3)$$

$$k_1 = \frac{W_f}{W_f + 2S_f} \quad (4)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (5)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln \left[2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right]} \text{ for } 0 \leq k \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (6)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\ln \left[2 \frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}} \right]}{\pi} \text{ for } \frac{1}{\sqrt{2}} \leq k \leq 1 \quad (7)$$

where λ_0 is the free space wavelength at 2.4 GHz.

λ_g is the guided wavelength at 2.4 GHz.

ϵ_{eff} is an effective dielectric constant.

Z is the impedance.

In this case, the λ_0 , λ_g , and L_a are 125mm, 98.82 mm and 47 mm, respectively.

B. Design Antenna with Stub Tuning

The stub tuning is proposed for maximize wide bandwidth, as shown in Figure 1(b) and 1(c). The procedure to increasing bandwidth of some frequency-band is:

1. Expanding the central conductor (strip signal) by overstepping into both side of slot antenna, Figure 1(b).
2. Next from case 1, to overstepping the small conductor as shown in Figure 1(c).

The parameters of conductor stub in Figure 1(b) are W_b and L_b which are adjusted for good matching. While Figure 1(c) adding three parameters of conductor stub, W_c , L_c , and L_d . Reasonable to maximize bandwidth, the value of W_b and L_b in case of minimum return loss is chosen. Finally, the W_c , L_c , and L_d is adjusted for wideband at high frequency.

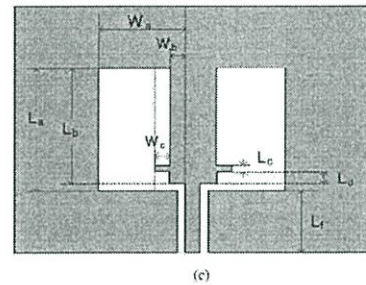
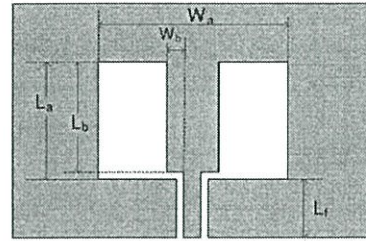
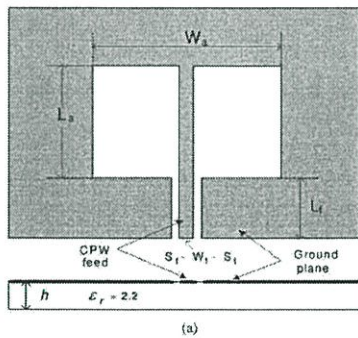


Figure 1. Configuration of the CPW fed slot antenna. (a) basic structure (b) with tuning L_b and W_b (c) with tuning L_c , W_c and L_d .

III. RESULTS

Figure 2 shown the simulation result of return loss (S_{11}) in varying value of W_a to 47, 72 and 80 mm by fixing L_a to 47 mm which the structure of antenna as shown in Figure 1(a).

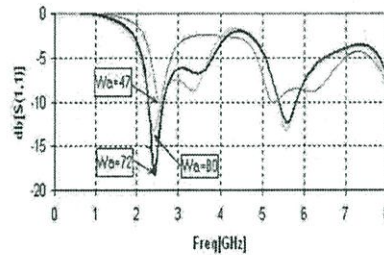


Figure 2. Simulation results of return loss by adjust W_a .

The best value of W_a for good matching is 72 mm. Thus, we will fix the value of L_a and W_a to 47 mm and 72 mm, respectively. In this case, the simulation results are shown in Table I.

TABLE I
Simulation results of Figure 1 (a) by fixed $L_b = 47$ mm.

		W_b (mm)		
		47	72	80
Lower Frequency	Resonance Freq (GHz)	2.54	2.42	2.42
	Return Loss (dB)	-10.07	-18.33	-13.18
	BW (%)	0.79	13.38	12.34
Higher Frequency	Resonance Freq (GHz)	5.28	5.60	5.58
	Return Loss (dB)	-10.08	-12.31	-13.17
	BW (%)	1.51	6.77	7.48

From Figure 1(b), the central conductor is overstepped into slot antenna. The analytical affect of adjusting W_b and L_b will be considered, first analysis by fixed W_b to 8.5 mm and adjust L_b , and next choose L_b from first analysis base on return loss (S_{11}) and fixed it then adjust W_b . The simulation of return loss and bandwidth are shown in Figure 3-4 and Table 2-3, respectively.

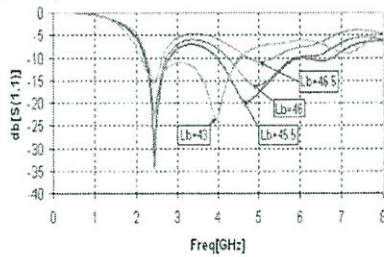


Figure 3. Simulation results of return loss by adjust L_b .

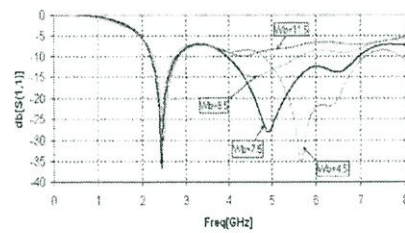


Figure 4. Simulation results of return loss by adjust W_b .

TABLE II
Simulation results of Figure 1(b), $L_c=47$ mm, $W_c=72$ mm, $W_b=8.5$ mm.

		L_b (mm)			
		43	45.5	46	46.5
Lower Frequency	Resonance Freq (GHz)	2.42	2.44	2.44	2.42
	Return Loss (dB)	-15.03	-34.35	-22.52	-15.76
	BW (%)	72.67	23.10	19.35	13.87
Higher Frequency	Resonance Freq (GHz)	3.94	4.7	4.94	5.04
	Return Loss (dB)	-23.72	-19.91	-16.18	-10.89
	BW (%)	-	52.31	32.74	12.22

TABLE III
Simulation results of Figure 1 (b): $L_c=47$ mm, $W_c=72$ mm, $L_b=45.5$ mm.

		W_b (mm)			
		4.5	7.5	9.5	11.5
Lower Frequency	Resonance Freq (GHz)	2.42	2.44	2.46	2.48
	Return Loss (dB)	-32.36	-36.79	-33.82	-30
	BW (%)	21.86	23.29	23.10	22.92
Higher Frequency	Resonance Freq (GHz)	5.66	4.92	4.6	-
	Return Loss (dB)	-35.28	-28.29	-14.93	-
	BW (%)	38.65	54.21	33.67	-

Figure 3 shown the low resonance frequency is slightly changed and high resonance frequency shift up when value of L_b is increased. Comparing between S_{11} for each value of L_b , we will choose $L_b = 45.5$ mm and use this value to find out W_b for better matching and wideband.

Figure 4 shown low resonance frequency is changed same as Figure 3, while high resonance frequency shift down when value of W_b is increased. In this case, the good matching can be achieved when $L_b = 45.5$ mm and $W_b = 7.5$ mm which are used to analyze for maximized bandwidth in next step.

Finally, we overstep the small conductor into slot antenna by adjust three parameters: L_c , W_c , and L_b , as shown in Figure 1(c). By sufficient choosing value of $L_c = 1$ mm, $W_c = 5$ mm and $L_b = 6$ mm, the simulation result of S_{11} is shown in Figure 5. In this case, we achieved the wide bandwidth at high frequency from 3.88 – 9.74 GHz (5.86 GHz or 86.04% of the center frequency 6.81 GHz) and at lower frequency from 2.22 - 2.82 GHz (0.6 GHz or 23.8%).

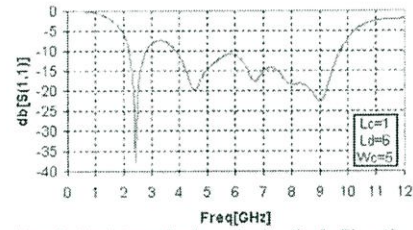


Figure 5. Simulation results of return loss by adjust L_c , W_c and L_b .

TABLE IV
Simulation results of Figure 5.

$L_c = 47$ mm, $W_c = 72$ mm, $L_b = 45.5$ mm, $W_b = 7.5$ mm, $L_c = 1$ mm, $W_c = 5$ mm, and $L_b = 6$ mm					
Lower Frequency			Higher Frequency		
S_{11} (dB)	Bandwidth (GHz)	Gain (dB)	S_{11} (dB)	Bandwidth (GHz)	Gain (dB)
-37.96	0.6	3.59	-22.69	5.86	4.43

Table IV shown the characteristic of return loss, gain and bandwidth of this slot antenna.

The radiation pattern gain xy-plane and xz-plane are shown in Figure 6-9. The antenna is obtained on center band of low frequency at 2.52 GHz and of high frequency at 6.8 GHz.

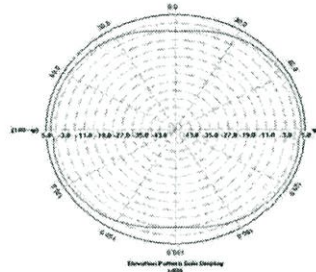


Figure 6. XZ plane at $f = 2.52$ GHz.

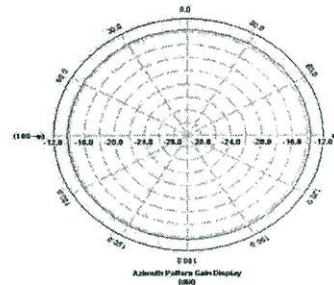


Figure 9. XY plane at $f = 6.8$ GHz.

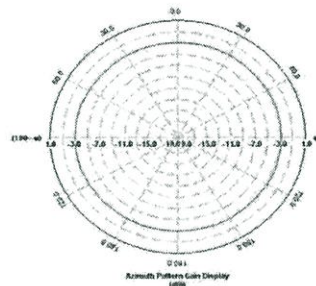


Figure 7. XY plane at $f = 2.52$ GHz.

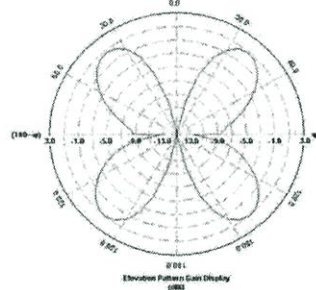


Figure 8. XZ plane at $f = 6.8$ GHz.

IV. CONCLUSION

The slot antenna fed by CPW is designed for dual frequency 2.4 and 5 GHz bands. The stub tuning technique is proposed for wide-band which has two step tuning. By sufficient choosing size of conductor stub, can be achieved the wide bandwidth of 23.8% (2.22-2.82 GHz) and 86.04% (3.88-9.74 GHz), which can use in WLAN applications and communication system. The frequency bandwidth of the proposed slot antenna for dual frequency is large enough to coverage standard of WLAN communications systems.

REFERENCES

- [1] IE3D User's Manual Release 9,Zeland software, Inc.,U.S.A., 2002.
- [2] A.U. Bhohe, C.L. Holloway, M. Piket-May, "CPW fed wide-band hybrid slot antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 2, pp. 636-639, 2000.
- [3] M. Nedil, T.A. Denidni, L. Talbi "Design of a Broadband Slot Antenna Fed by CPW for Wireless Application at 5.8 GHz," *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC 2004-Spring*, 2004 IEEE 59th, Vol. 1, pp.18-21, May 2004.
- [4] Horng-Dean Chen "Slot Antenna Coupled by Microstrip Line for Dual Frequency," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, No. 8, pp.1982-1986, August 2003.
- [5] Tae-Hyun Kim and Dong-Chul Park, "Compact Dual-Band Antenna with Double L-Slits for WLAN Operations," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol.4, 2005, page 249-252.
- [6] H.D. Chen, J.S. Chen, and Y.T. Cheng, " Modified inverted-L monopole antenna for 2.4/5 GHz dual-band operations," *Electron. Letter*, Vol.39, pp. 1567-1568, 2003.
- [7] M.C. Mukandammana, T.A. Denidni, L. Talbi "Design of a new dual-band CPW-fed slot antenna for ISM applications," *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC 2004-Spring*, 2004 IEEE 59th, Vol. 1, pp.6-9, May 2004.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นายพรพรด พรหมมาศ

วัน เดือน ปีเกิด 31 มกราคม 2520 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร

ที่อยู่ 39/22 ม.1 ถ.เลียบคลองทวีวัฒนา ต.ทวีวัฒนา อ.ทวีวัฒนา จ.กรุงเทพฯ 10170
โทร.0-2487-3063

ประวัติการศึกษา 2542 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
วิชาเฉพาะ วิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร

ประสบการณ์การทำงาน
พ.ศ.2544-2545 ตำแหน่งวิศวกร บริษัท ที.เอ็น. อินฟอร์เมชั่น ซิสเต็มส์ จำกัด
พ.ศ.2545-ปัจจุบัน ตำแหน่งวิศวกร 4 บริษัท ทีไอที จำกัด (มหาชน)