

การศึกษารูปแบบของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปอักษรอี
สำหรับการใช้งานในเครือข่ายไร้สาย

STUDY ON e-SHAPED SLOT ANTENNA FOR WLAN APPLICATIONS



เตือนใจ อาชีวะพานิช

TUANJAI ARCHEVAPANICH

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า แขนงวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

พ.ศ. 2552

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษารูปแบบของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปอักษรอี สำหรับการใช้งานในเครือข่ายไร้สาย
นักศึกษา	นางเดือนใจ อาชีวะพนิช
รหัสประจำตัว	114870402011-0
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า แขนงวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม
ปีการศึกษา	2552
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รองศาสตราจารย์ ดร. นายุทธ สงค์ธนาพิทักษ์ รองศาสตราจารย์ นภพินท์ อนันตรศิริชัย

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ เป็นการนำเสนอการศึกษาและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี โดยทำการวิเคราะห์ด้วยการจำลองโครงสร้างของสายอากาศ (simulation) โดยใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์ (MoM) ด้วยโปรแกรม IE3D ซึ่งเป็นโปรแกรมที่ใช้ในการวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศได้หลากหลายรูปแบบเป็นที่ยอมรับโดยทั่วไป

การออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศแบบช่องเปิดใช้วัสดุฐานรองแบบ RT/Duroid 5880 โดยการออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า สายอากาศแบบช่องเปิดรูปเลขแปด และสายอากาศแบบช่องเปิดรูปอักษรอี

จากการวิเคราะห์สายอากาศทั้งสามแบบ พบว่าสายอากาศแบบช่องเปิดรูปอักษรอีมีแบนด์วิดท์กว้างที่สุด จึงนำสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี มาทำการออกแบบและวิเคราะห์ให้สามารถนำไปใช้ในระบบเครือข่ายไร้สาย โดยออกแบบให้มีแบนด์วิดท์กว้าง ในแต่ละย่านความถี่คือย่านความถี่ตั้งแต่ 2.4-2.52 GHz ซึ่งจะครอบคลุมมาตรฐาน IEEE802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และการออกแบบให้ใช้งานได้ในช่วงความถี่สูงขึ้นไป คือ 4.82-6.32 GHz ซึ่งจะครอบคลุมมาตรฐาน IEEE 802.11j (4.90-5.091 GHz) IEEE 802.11 a (5.150-5.350 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) จากนั้นทำการสร้างสายอากาศรูปอักษรอีแบบช่องเปิดโดยใช้วัสดุฐานรองแบบ FR-4 เพื่อเปรียบเทียบผลกับการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม IE3D

คำสำคัญ : สายอากาศแบบช่องเปิด

Thesis Title : STUDY ON e-SHAPED SLOT ANTENNA FOR WLAN APPLICATIONS

Student Name : Mrs. Tuanjai Archevapanich

Student ID : 114870402011-0

Degree Award : Master of Engineering

Study Program : Electrical Engineering
Electronic and Telecommunication Engineering

Academic Year : 2009

Thesis Advisor/S : Associate Professor Dr. Numyoot Songthanapitak
Associate Professor Noppin Anantrasirichai

ABSTRACT

This thesis presents the study on e-shaped microstrip slot antenna for wireless local area network (WLAN) applications. The simulation and analytical of this antenna is using Method of Moment (MoM) from IE3D software, which is one of the popular software for analyze the varied structure of antennas.

The first propose is design slot antenna on RT/Duroid 5880 substrate with three shapes: rectangular slot loop, 8-shaped slot, and e-shaped slot.

From the analysis of these slot antennas, it found that the e-shaped slot antenna can achieve widest bandwidth coverage standard of WLAN that are: frequency band 2.4-2.4835 GHz standard of IEEE 802.11b/g, frequency band 5.150-5.350 GHz standard of IEEE 802.11a, and frequency band 5.7-5.9 GHz standard of IEEE 802.16 d. In addition , the bandwidth can coverage standard of IEEE 802.11j of frequency band 4.90-5.091 GHz in Japan. Finally, the e-shaped slot antenna is simulated and fabricated on low cost FR4 substrate. The characteristics of simulated results on FR4 substrate by using IE3D software are compared with the measured results for reliability of software design and analysis.

Keyword : Slot Antenna

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะไม่สามรถเกิดขึ้นได้ถ้าไม่ได้รับความกรุณาจากท่านอาจารย์ที่ปรึกษา
รองศาสตราจารย์ ดร.นายยุทธ สงค์ธนาพิทักษ์ รองศาสตราจารย์ นภพินท์ อนันตรศิริชัย และ
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ จินตนา นาคะสุวรรณ ที่คอยให้คำชี้แนะในการแก้ปัญหา ตลอดจนให้ความรู้ใน
ด้านต่าง ๆ ที่ดี

ขอขอบคุณอาจารย์ ไพฑูรย์ รักเหลือ และมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ให้
คำแนะนำ รวมทั้งให้ความอนุเคราะห์เกี่ยวกับอุปกรณ์ต่าง ๆ ในการสร้างและวัดค่าคุณลักษณะ
ต่าง ๆ ของสายอากาศที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

สำหรับคุณประโยชน์ใดอันเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดิฉันขอมอบให้กับคุณพ่อสวาง และ
คุณแม่เหรียญ อาชีวะพนิช และครอบครัวซึ่งเป็นที่รักและเคารพ ตลอดจนอาจารย์ทุกท่านที่ช่วย
ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และคอยชี้แนะแนวทางต่าง ๆ

เดือนใจ อาชีวะพนิช

13 สิงหาคม 2552



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ฉ
สารบัญรูป	ช
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ	ญ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	2
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา	2
1.4 ขอบเขตของการศึกษา	2
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา	3
1.6 ข้อจำกัดของการวิจัย	3
1.7 บทความวิจัยที่ได้ทำการเผยแพร่ระดับนานาชาติ	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป	4
2.2 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด	9
2.3 โครงสร้างพื้นฐานของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป	9
2.4 ลักษณะคลื่นบนสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป	7
2.5 สายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยสายไมโครสตริป	16
2.6 การออกแบบไมโครสตริปไลน์	18
2.7 พารามิเตอร์ของสายอากาศ	19
2.8 ทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้าพื้นฐาน	22
2.9 ระเบียบวิธีโมเมนต์	24
2.10 ทฤษฎีพื้นฐานและการนำไปใช้ในการจำลองสายอากาศของโปรแกรม IE3D	27
2.11 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	31
บทที่ 3 การออกแบบและศึกษาคูณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด	33
รูปอักษรอ็สำหรับการใช้งานในเครือข่ายไร้สาย	
3.1 บทนำ	33

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.2 พารามิเตอร์สำหรับการออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดและไมโครสตริปไลน์	34
3.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดวงรอบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า โดยใช้ RT Duroid	36
3.4 การจำลองสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเลขแปด โดยใช้ RT Duroid	44
3.5 การจำลองสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวอี โดยใช้ RT Duroid 5880	56
3.6 การจำลองสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวอี โดยใช้ FR4	68
3.7 สรุปผลการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี	76
บทที่ 4 ผลการวัดการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี	
4.1 บทนำ	79
4.2 ผลการวัดสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดอักษรอีโดยใช้ FR4	79
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	83
5.1 สรุปผลการออกแบบและวิเคราะห์	83
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา	86
เอกสารอ้างอิง	87
ภาคผนวก	
ก มาตรฐานเครือข่ายไร้สาย IEEE 802.11	89
ข บทความวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่ระดับนานาชาติ	93
ประวัติผู้เขียน	102

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 คุณสมบัติของวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 และชนิด FR4	34
3.2 ค่าพารามิเตอร์ที่คำนวณจากวัสดุฐานชนิด RT/Duroid 5880 และ FR4 เพื่อใช้ออกแบบ	36
3.3 ผลการจำลองคุณลักษณะของสายอากาศแบบช่องเปิดวงรอบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้เป็นกรณีศึกษา	42
3.4 สรุปขนาดความกว้างของช่องเปิดในแนวนอนและแนวตั้งที่ให้ผลที่ดีที่สุด	50
3.5 ผลการจำลองคุณลักษณะของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเลขแปดที่ใช้เป็นกรณีศึกษา	51
3.6 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเลขแปดที่ให้ผลดีที่สุด	54
3.7 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเลขแปดที่ให้ผลดีที่สุด	54
3.8 คุณลักษณะทางการสูญเสียย้อนกลับและความถี่เรโซแนนซ์ของการปรับค่า C	58
3.9 ขนาดของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอีบนวัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880 (หน่วย: มม.)	64
3.10 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี บน RT/Duroid 5880	65
3.11 ขนาดของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปอักษรอีบนวัสดุฐานรอง FR4 (หน่วย: มม.)	70
3.12 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี บนวัสดุฐานรอง FR4	71
3.13 ขนาดของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอี บนวัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880 และ FR4 (หน่วย: มม.)	77
3.14 ผลการจำลองคุณลักษณะสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอี บนวัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880 และ FR4	77
4.1 ผลการวัดและการจำลองคุณลักษณะสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอี บนวัสดุฐานรอง FR4	81
5.1 สรุปขั้นตอนการวิเคราะห์และวัตถุประสงค์ในแต่ละรูปแบบของสายอากาศ	84
5.2 สรุปผลการวิเคราะห์แบนด์วิดท์ของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอี	85
5.3 สรุปขนาดระนาบกราวด์และขนาดสายอากาศ	85

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า	
2.1	โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริป	4
2.2	สายอากาศไมโครสตริปชนิดต่าง ๆ	5
2.3	การแพร่กระจายคลื่นจากไมโครสตริปแบบช่องเปิด	7
2.4	รูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด	8
2.5	โครงสร้างทางกายภาพของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป	9
2.6	วงจรสมมูล	10
2.7	สายส่งที่ต่อโหลดไว้ที่ปลายสาย	11
2.8	คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวาง	14
2.9	คลื่นที่มีแนวสนามไฟฟ้าวางตามขวาง	14
2.10	คลื่นที่มีแนวสนามแม่เหล็กวางตามขวาง	14
2.11	สายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยสายไมโครสตริป	16
2.12	เส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าในระบบตามขวางของสายไมโครสตริปไลน์	17
2.13	สายอากาศส่งและลักษณะวงจรเสมือน	20
2.14	สนามตกกระทบที่ถูกป้อนให้กับโครงสร้างโลหะ	28
3.1	โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดวงรอบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า	37
3.2	พารามิเตอร์ทางขนาดของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดวงรอบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า	37
3.3	การเปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า L_m	38
3.4	การเปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของช่องเปิดแนวอนและแนวตั้งให้เท่ากันทุกด้าน	40
3.5	เปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) จากการเปลี่ยนแปลงความกว้าง S_{A1} และ S_{A2}	41
3.6	เปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) จากการเปลี่ยนแปลงความกว้าง S_{B1} และ S_{B2}	42
3.7	โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเลขแปด	44
3.8	พารามิเตอร์ทางขนาดของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเลขแปด	44
3.9	เปรียบเทียบการปรับ S_{B1} ที่มีต่อการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อ $S_{B2} = 1$ มม.	46
3.10	เปรียบเทียบการปรับ S_{B2} ที่มีต่อการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อ $S_{B1} = 1$ มม.	47
3.11	เปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อเปลี่ยนค่า S_{B1} โดยที่ $S_{B2} = 4$ มม.	48

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.12 เปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อเปลี่ยนค่า S_{B2} โดยที่ $S_{B2} = 4$ มม.	48
3.13 เปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า S_{A2}	49
3.14 การสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) ที่ดีที่สุดเมื่อช่องเปิด S_{A2} วางอยู่ที่กลางสายอากาศ โดยที่ $S_{A1} = S_{A2} = S_{A3} = 1$ มม. และ $S_{B1} = 4, S_{B2} = 2$ มม.	50
3.15 เปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับช่องเปิด S_{A2} ให้สูงขึ้น	52
3.16 เปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อเลื่อนช่องเปิด S_{A2} ให้ต่ำลง	53
3.17 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเลขแปด	55
3.18 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศช่องเปิดรูปเลขแปด	55
3.19 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอีที่มาจากรูปเลขแปด	56
3.20 การสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) รูปอักษรอีที่มีขนาดเดียวกับรูปเลขแปด	56
3.21 เปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) รูปอักษรอีที่มีขนาดเดียวกันกับรูปเลขแปด	57
3.22 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี เมื่อ $C = 18.2$ มม.	57
3.23 พารามิเตอร์ทางขนาดของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี	58
3.24 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ D	59
3.25 การสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ S_{A2}	60
3.26 การสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) จากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ S_{B1}	61
3.27 การสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ S_{B2}	62
3.28 การสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ C	63
3.29 คุณลักษณะของการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอีที่ดีที่สุด	64
3.30 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอีบน RT/Duroid 5880	66
3.31 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอี บน RT/Duroid 5880	66
3.32 แบบรูปจำลองการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ที่ความถี่ 2.45 GHz ของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอี บน RT/Duroid 5880	67
3.33 แบบรูปจำลองการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ที่ความถี่ 5.25 GHz ของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอีบน RT/Duroid 5880	67
3.34 แบบรูปจำลองการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ที่ความถี่ 5.8 GHz ของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอีบน RT/Duroid 5880	68

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
3.35	พารามิเตอร์ทางโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอีบน FR4	69
3.36	คุณลักษณะของการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอีบน FR4	70
3.37	คุณลักษณะของอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศรูปอักษรอี บน FR4	71
3.38	อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอี บน FR4	72
3.39	แบบรูปจำลองการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ที่ความถี่ 2.45 GHz ของสายอากาศรูปอักษรอี บน FR4	72
3.40	แบบรูปจำลองทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 2.45 GHz ของสายอากาศรูปอักษรอีบน FR4	73
3.41	แบบรูปจำลองการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ที่ความถี่ 5.25 GHz ของสายอากาศรูปอักษรอี บน FR4	74
3.42	แบบรูปจำลองทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 5.25 GHz ของสายอากาศรูปอักษรอีบน FR4	74
3.43	แบบรูปจำลองการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ที่ความถี่ 5.8 GHz ของสายอากาศรูปอักษรอี บน FR4	75
3.44	แบบรูปจำลองทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 5.8 GHz ของสายอากาศรูปอักษรอีบน FR4	75
4.1	ภาพจริงของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอี ที่สร้างบนวัสดุฐานรอง FR4	80
4.2	ผลการวัดการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปอักษรอีบน FR4	80
4.3	เปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากผลการวัดและการจำลองของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปอักษรอีบน FR4	81

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

A, \hat{A}	เวกเตอร์โพเทนเชียลแม่เหล็ก (MAGNETIC VECTOR POTENTIAL)
AF	ตัวประกอบแถวลำดับ (ARRAY FACTER)
B	ซัพเซพแตนซ์
BW	แบนด์วิดท์ (BANDWIDTH)
C, C_p	ตัวเก็บประจุ (CAPACITOR)
c	ความเร็วแสง (SPEED OF LIGHT)
D, D_{max}	สภาพความนำทิศ (DIRECTIVITY)
d, d', d_x, d_y	ระยะห่างระหว่างสายอากาศ
E	สนามไฟฟ้า (ELECTRIC FIELD)
\hat{E}_t	เวกเตอร์สนามไฟฟ้า (ELECTRIC FIELD ARRAY)
E_x, E_y, E_z	ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้า ในระนาบพิกัดฉาก
E_r, E_θ, E_ϕ	ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้า ในระนาบพิกัดทรงกลม
F, \hat{F}	เวกเตอร์โพเทนเชียลไฟฟ้า (ELECTRIC VECTOR POTENTIAL)
F_r, F_θ, F_ϕ	ส่วนประกอบของ ในระบบพิกัดทรงกลม
f_r, f_o	ความถี่เรโซแนนซ์ (RESONANT FREQUENCY)
G	ค่าความนำ (CONDUCTANCE)
H	สนามแม่เหล็ก (MAGNETIC FIELD)
\hat{H}	เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก (MAGNETIC FIELD VECTOR)
H_x, H_y, H_z	ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้า ในระบบพิกัดฉาก
h	ความหนาของวัสดุฐานรอง (THICKEST OF SUBSTRATE)
t	ความหนาของตัวนำ
J, \hat{J}, J_s	ความหนาแน่นกระแส (CURRENT DENSITY)
j	$\sqrt{-1}$
k_o	จำนวนคลื่น
l	ความยาวของสายส่งไมโครสตริป
M, \hat{M}, M_s	ความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก (MAGNETIC CURRENT DENSITY)
\hat{n}	เวกเตอร์หนึ่งหน่วย (UNIT VECTER)
P_r	กำลังงานสะท้อนกลับ
Q	ตัวเลขบอกคุณภาพ (QUALITY FACTER)
Q_t	ตัวเลขบอกคุณภาพรวม (TOTAL QUALITY FACTER)
R_{in}	ความต้านทานทางอินพุต

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

r, r', r_1, r_2	รัศมีของระยะทาง
R_A	ความต้านทานของสายอากาศบริเวณหัวต่อ $a - b$ (ohms)
S	ผิวหน้า (SURFACE)
TM	สนามแม่เหล็กตามขวาง (TRANVERSE MAGNETIC)
$\tan \delta$	แทนเจนต์การสูญเสียของวัสดุ (LOSS TANGENT)
V_i	แรงดันตกกระทบ
V_r	แรงดันสะท้อนกลับ
$VSWR$	อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (VOLTAGE STANDING WAVE RATIO)
W	ความกว้างสายอากาศ
W_e	ความกว้างประสิทธิภาพของสายอากาศ
X	ค่ารีแอกแตนซ์ (REACTANCE)
Y, Y_o	แอดมิตแตนซ์ (ADMITTANCE)
Y_{in}	แอดมิตแตนซ์ทางอินพุท (INPUT ADMITTANCE)
z	อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (CHARACTERISTIC IMPEDANCE)
Z_A	อิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่บริเวณหัวต่อ $a - b$ (ohms)
Z_{in}	อิมพีแดนซ์ทางอินพุท (INPUT IMPEDANCE)
β	ค่าคงที่เฟส (PHASE CONSTANT)
e_0	ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ
e_r	ประสิทธิภาพจากการสะท้อนกลับเนื่องจากมีความไม่เหมาะสมกันระหว่างสายส่งกับสายอากาศ ซึ่ง $e_r = (1 - \Gamma ^2)$
e_c	ประสิทธิภาพของการเป็นตัวนำ
e_d	ประสิทธิภาพของการเป็นฉนวน
ϵ	สภาพยอมทางสนามไฟฟ้า (PERMITTIVITY)
ϵ_r	สภาพความยอมสัมพัทธ์ (RELATIVE PERMITTIVITY)
ϵ_{reff}	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์
ϵ_o	สภาพยอมทางไฟฟ้า
η	ประสิทธิภาพ
η_o	อิมพีแดนซ์ของอากาศสัญลักษณ์และคำย่อ(ต่อ)
λ	ความยาวคลื่นในวัสดุ
λ_o	ความยาวคลื่นในอากาศ
μ	ความซึมซาบทางสนามแม่เหล็ก (PERMEABILITY)

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

μ_r	ความซึมซาบสัมพัทธ์ (RELATIVE PERMEABILITY)
μ_o	ความซึมซาบในอากาศ
σ	ค่าความนำ (CONDUCTIVITY)
ω	ความถี่เชิงมุม (ANGULAR FREQUENCY)
θ, ϕ	มุม, เฟส
$H(y)$	ความแตกต่างเอนโทรปี
Γ	สัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับ



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในสังคมปัจจุบันเทคโนโลยีและการสื่อสารมีส่วนสำคัญกับการดำรงชีวิตของมนุษย์มาก กล่าวคือ เทคโนโลยีสารสนเทศ เป็นเทคโนโลยีที่เกี่ยวกับการจัดหา วิเคราะห์ ประมวล การจัดการและ จัดเก็บ เรียกใช้หรือแลกเปลี่ยน และเผยแพร่สารสนเทศ ด้วยระบบอิเล็กทรอนิกส์ ไม่ว่าจะอยู่ใน รูปแบบของรูป เสียง ตัวอักษร หรือภาพเคลื่อนไหว รวมไปถึง การนำสารสนเทศและข้อมูลไป ปฏิบัติตามเนื้อหาของสารสนเทศนั้น เพื่อให้บรรลุเป้าหมายของผู้ใช้ การจัดหา วิเคราะห์ ประมวล และการจัดการกับข่าวสารข้อมูลจำนวนมาก ส่วนการแสวงหาและแลกเปลี่ยนข้อมูลข่าวสาร อย่างรวดเร็ว ทันเวลา ประหยัดค่าใช้จ่าย และมีประสิทธิภาพ ก็จำเป็นต้องอาศัยเทคโนโลยี โทรคมนาคมมาช่วยในการรับส่ง ข้อมูลข่าวสารสารสนเทศต่าง ๆ ให้เกิดประโยชน์สูงสุด โดยใน ปัจจุบันประเทศไทยตระหนักถึงศักยภาพอันมหาศาลของเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร ดังจะ เห็นได้ว่ามี การพัฒนาเครือข่ายและบริการ โทรคมนาคมอย่างจริงจัง ซึ่งเปรียบเสมือนทางหลวงในการ ขนถ่ายแลกเปลี่ยนสารสนเทศ อันเป็นโครงสร้างพื้นฐานที่จะขาดหรือล่าสมัยมิได้ โครงการหลาย โครงการที่มีมูลค่ารวมกันเป็นแสน ๆ ล้านบาท จึงได้รับการสนับสนุนให้เกิดขึ้นในที่สุด เช่น โครงการเชื่อมต่อเครือข่ายอินเทอร์เน็ตไร้สาย (WiFi และ WiMAX) โครงการขยายเครือข่าย โทรศัพท์เคลื่อนที่ 3G และโครงการดาวเทียมสื่อสารไทยคม เป็นต้น จะเห็นได้ว่าทั้งหมดที่กล่าวมา นั้นเป็นเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายแทบทั้งสิ้น โดยเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายเป็นเทคโนโลยีหนึ่ง ที่ใช้การอย่างแพร่หลาย และมีการพัฒนาไปอย่างรวดเร็วและต่อเนื่อง โดยสังเกตได้จากสถิติผู้ใช้ ระบบการสื่อสารไร้สายมีจำนวนผู้ใช้เป็นอย่างมาก ซึ่งระบบการสื่อสารไร้สายเป็นระบบหนึ่งที่จะช่วย เพิ่มประสิทธิภาพในการจัดความรู้ ทำให้ผู้เกี่ยวข้องสามารถเข้าถึงความรู้ได้ง่าย เมื่อมีการเข้าถึง ความรู้ได้ง่าย โอกาสในการพัฒนา ปรับปรุง องค์ความรู้ต่าง ๆ จะมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น เนื่องจาก ปัจจุบันได้มีการพัฒนาย่านความถี่การใช้งานให้ครอบคลุมการใช้งานได้หลากหลาย ดังนั้นจึงได้มี มาตรฐานโลกในการจัดสรรย่านความถี่ใช้งานเพื่อรองรับย่านความถี่ในหลาย ๆ ระบบของการสื่อสาร ไร้สาย ตัวอย่าง เช่น WLAN กับ WiMAX เป็นต้น โดยจะมีย่านความถี่ที่ใช้งานตามมาตรฐานต่าง ๆ คือ IEEE 802.11b/g/a/j/h/n ที่ใช้สำหรับ WLAN และ IEEE 802.16d สำหรับระบบ WiMAX ซึ่ง มาตรฐานต่าง ๆ ที่กล่าวมาได้กำหนดย่านความถี่ที่แตกต่างกันแล้วแต่ระบบ ดังนั้นจึงเป็นที่มาในการ ทำวิจัยของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือ เป็นการพัฒนาคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่อง เปิดรูปอักษรอีสำหรับการใช้งานในระบบสื่อสารไร้สาย โดยการออกแบบสายอากาศให้สามารถใ้ งานได้ 2 ย่านความถี่ และมีการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทาง

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อทำการศึกษาและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอีสองแถบความถี่ (Dual band) สำหรับการใช้งานเครือข่ายไร้สายให้สามารถรองรับและครอบคลุมการใช้งานในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ด้วยการออกแบบสายอากาศให้สามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ตามมาตรฐานของ IEEE 802.11b/g/j/a (2.4-2.4835, 4.9-5.091, 5.15-5.35 GHz) โดยจะวิเคราะห์ผลกระทบของการปรับพารามิเตอร์ของสายอากาศ เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปที่ป้อนสัญญาณด้วยสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปให้สามารถใช้งานได้ตามวัตถุประสงค์ และนำไปประยุกต์ใช้กับย่านความถี่อื่นๆ ด้วยการปรับเปลี่ยนขนาดของสายอากาศตามที่ได้ออกแบบ ซึ่งในการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดนี้ ได้ทำการวิเคราะห์ด้วยการจำลองโครงสร้างของสายอากาศ โดยใช้โปรแกรม IE3D เปรียบเทียบกับการสร้างจริง

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองแถบความถี่ (Dual band) สำหรับการใช้งานเครือข่ายไร้สาย โดยสามารถรองรับและครอบคลุมการใช้งานในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐานของ IEEE ซึ่งเป็นมาตรฐานในการจัดสรรความถี่ที่ได้รับการยอมรับทั่วโลก ดังนั้นสายอากาศที่เป็นแบบสองความถี่ (Dual frequency) จึงมีความจำเป็นและน่าสนใจในการศึกษาและวิเคราะห์ เพื่อให้สามารถนำไปใช้งานได้หลากหลายแนวคิดในการวิจัยครั้งนี้ เป็นการนำเสนอรูปแบบของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปแบบใหม่ที่ยังมีผู้ใดเคยเผยแพร่มาก่อน

1.4 ขอบเขตของการศึกษา

ขอบเขตของการศึกษาในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นการศึกษาและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี สำหรับการใช้งานเครือข่ายไร้สาย โดยจะทำการวิเคราะห์ด้วยการจำลองโครงสร้างของสายอากาศ (simulation) ด้วยโปรแกรม IE3D สำหรับวิเคราะห์สายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้ เริ่มจากพื้นฐานการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดวงรอบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ลำดับถัดไปเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเลขแปด และสุดท้ายเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี สำหรับสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอีเป็นการวิเคราะห์ในด้านการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์เพื่อให้ได้ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ที่น้อยที่สุด ซึ่งเกิดจากการปรับความยาวของไมโครสตริปไลน์ และพารามิเตอร์ทางขนาดของสายอากาศ สำหรับขั้นตอนในการวิเคราะห์นั้นทำการวิเคราะห์ถึงหลักการออกแบบเพื่อให้ได้มาซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ และการแผ่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศ

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ทำการแบ่งเนื้อหาและขั้นตอนในการศึกษาออกมาเป็น 5 บท ซึ่งประกอบไปด้วย

- บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตของการศึกษา และขั้นตอนของการศึกษา
- บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง
- บทที่ 3 การออกแบบและศึกษาคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด รูปอักษรวีสำหรับการใช้งานในเครือข่ายไร้สาย
- บทที่ 4 ผลการวัดการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรวี
- บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

1.6 ข้อจำกัดของการศึกษา

การศึกษาครั้งนี้มุ่งเน้นการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D โดยใช้วัสดุ 2 ชนิด เนื่องจากวัสดุฐานรองแบบ RT-Duriod มีข้อจำกัดคือมีราคาแพง ดังนั้นจึงเลือกใช้วัสดุฐานรองแบบ FR-4 ในการสร้างจริงเพราะมีราคาถูก

1.7 บทความวิจัยที่ได้ทำการเผยแพร่ระดับนานาชาติ

ผลงานที่ได้รับการนำเสนอที่ประชุมระดับนานาชาติ หัวข้อ e-Shaped Slot Antenna for WLAN Application ในงาน PIERS 2007 Progress In Electronics Research Symposium March 26-30, 2007 Beijing, CHINA

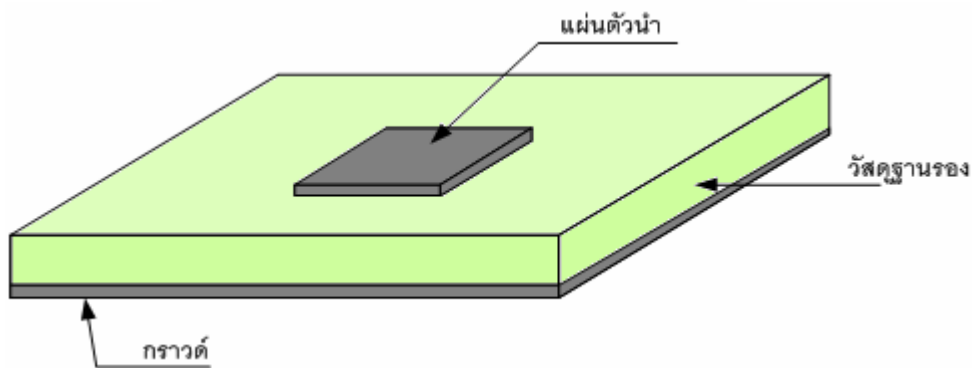
บทที่ 2

ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในวิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อทำการศึกษาและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอีสองแถบความถี่ (Dual band) สำหรับการใช้งานเครือข่ายไร้สาย ที่สามารถรองรับและครอบคลุมการใช้งานในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) โดยออกแบบสายอากาศให้สามารถใช้งานได้ในย่านความถี่ตามมาตรฐานของ IEEE 802.11b/g/j/a (2.4-2.4835, 4.9-5.091, 5.15-5.35 GHz) โดยทำการวิเคราะห์ถึงผลกระทบของการปรับพารามิเตอร์ของสายอากาศ เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปที่ป้อนสัญญาณด้วยสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปให้สามารถใช้งานได้ตามวัตถุประสงค์ และนำไปประยุกต์ใช้กับย่านความถี่อื่นๆ ด้วยการปรับเปลี่ยนขนาดของสายอากาศตามที่ได้ออกแบบ ซึ่งในการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดนี้ ได้ทำการวิเคราะห์ด้วยการจำลองโครงสร้างของสายอากาศ โดยใช้โปรแกรม IE3D เปรียบเทียบกับการสร้างจริง ดังนั้นเพื่อให้เกิดความรู้ ความเข้าใจในการศึกษา ผู้วิจัยได้เสนอรายละเอียดและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ดังต่อไปนี้

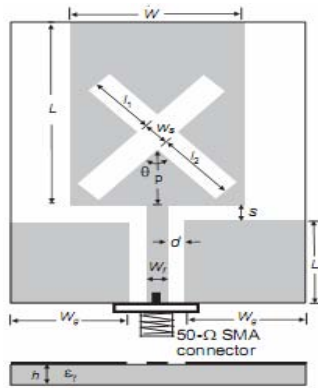
2.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป

คุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริป คือ ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก สามารถผลิตด้วยเทคโนโลยีวงจรรพิมพ์ ซึ่งสามารถนำไปใช้งานร่วมกับวงจรรีเลย์ไดโอดทรานซิสเตอร์ได้ และสายอากาศไมโครสตริปสามารถใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟได้ดี ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปประกอบด้วยองค์ประกอบพื้นฐาน คือ แผ่นตัวนำสายอากาศ ชั้นวัสดุฐานรอง ระบายกราวด์ และสายนำสัญญาณ โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.1

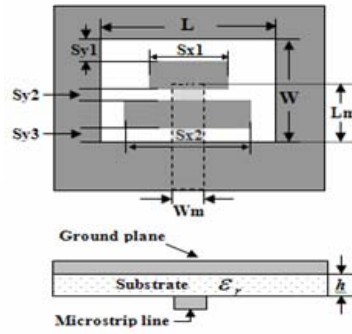


รูปที่ 2.1 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริป

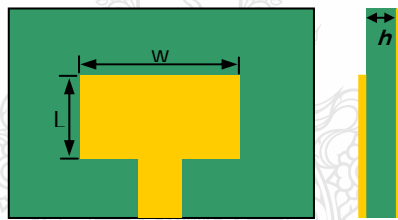
สำหรับสายอากาศไมโครสตริปนั้นมียู่ด้วยกันหลายชนิด ในแต่ละชนิดจะมีรูปแบบ และคุณสมบัติแตกต่างกันออกไป ดังนั้นในการออกแบบหรือเลือกใช้สายอากาศชนิดใดจะต้องคำนึงถึงความเหมาะสมในการนำไปใช้งาน ตัวอย่างสายอากาศไมโครสตริปในรูปแบบต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 2.2



(ก) สายอากาศแบบโมโนโพล
(Monopole Antenna) [1]



(ข) สายอากาศช่องเปิด
(Slot Antenna) [2]



(ค) สายอากาศแบบแผ่นปะ (Patch Antenna)

รูปที่ 2.2 สายอากาศไมโครสตริปชนิดต่าง ๆ

2.1.1 แผ่นตัวนำสายอากาศ

แผ่นตัวนำสายอากาศ เป็นแผ่นโลหะแบบบาง ทำหน้าที่เป็นตัวแผ่พลังงาน และมีค่าความต้านทานต่ำ ทนต่อสภาวะแวดล้อม สามารถยึดติดกับผิวของชิ้นวัสดุฐานรองได้เป็นอย่างดี โดยทั่วไปทำจากทองแดง ทองคำ หรือ อลูมิเนียม แผ่นตัวนำอาจมีรูปร่างต่าง ๆ เช่น สี่เหลี่ยมผืนผ้า สี่เหลี่ยมจัตุรัส วงกลม วงรี ฯลฯ วัสดุที่นำมาใช้ทำแผ่นตัวนำสายอากาศนี้ส่งผลต่อประสิทธิภาพของสายอากาศ และความซับซ้อนในการผลิต นอกจากนี้แล้วขนาด และรูปร่างของแผ่นตัวนำสายอากาศยังเป็นปัจจัยต่อการกำหนดความถี่ใช้งาน รูปแบบการแผ่พลังงาน และอิมพีแดนซ์ขาเข้า ปัจจุบันแผ่นตัวนำสายอากาศที่ใช้ส่วนใหญ่เป็นแผ่นตัวนำรูปสี่เหลี่ยม และวงกลม เนื่องจากการออกแบบและการผลิตสามารถทำได้ง่าย

2.1.2 ชั้นวัสดุฐานรอง

ชนิดและขนาดของชั้นวัสดุฐานรองเป็นปัจจัยสำคัญในการออกแบบสายอากาศ และเป็นองค์ประกอบสำคัญที่กำหนดคุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริป การแผ่พลังงานของสายอากาศจะลดลงเมื่อค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรองเพิ่มมากขึ้น โดยที่ความหนาของชั้นวัสดุฐานรองมีค่าคงที่ การแผ่พลังงานของสายอากาศจะเพิ่มขึ้นเมื่อความหนาของชั้นวัสดุฐานรองเพิ่มขึ้น และการแผ่พลังงานนี้จะมีปริมาณลดลง เมื่อความหนาคู่ความยาวคลื่นมีค่าประมาณ 0.05

การเลือกวัสดุเพื่อใช้เป็นวัสดุฐานรองนอกจากต้องคำนึงถึงสมบัติทางกล สมบัติทางเคมี ความคงทนต่อสภาวะแวดล้อม เช่น ความชื้น อุณหภูมิที่มีการเปลี่ยนแปลง ความสามารถในการยึดติดกับผิวโลหะได้ดี ความเรียบของผิวซึ่งเพิ่มประสิทธิภาพในการยึดติดติดกับโลหะ และสามารถผลิตเป็นชั้นวัสดุฐานรองสำหรับสายอากาศได้ นอกจากนี้สมบัติทางไฟฟ้ายังเป็นตัวแปรสำคัญในการเลือกวัสดุ โดยมีค่าปัจจัยที่ต้องคำนึงดังต่อไปนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (Dielectric Constants: ϵ_r) วัสดุที่ใช้ควรเป็นวัสดุเนื้อเดียว เพื่อให้ค่าสภาพยอมของสารไดอิเล็กตริกมีค่าคงที่ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกบ่งบอกคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริก โดยเทียบกับอากาศว่าง ซึ่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ควรมีค่าต่ำ เนื่องจากค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ต่ำทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพที่ดี และทำให้การผลิตมีความผิดพลาดน้อย

- ค่า Loss tangent ($\tan \delta$) คือ ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสแอสพิลเพลซเมนต์ โดยเมื่อนำสารไดอิเล็กตริกไปคั่นกลางระหว่างแผ่นโลหะคู่หนึ่งซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวเก็บประจุ ซึ่งค่านี้แสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสีย เนื่องจากการนำกระแสมากน้อยเพียงใด โดยค่านี้ควรมีค่าที่ต่ำ เพื่อลดพลังงานการสูญเสียเนื่องจากการสูญเสียของไดอิเล็กตริกทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศสูงขึ้น

- ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) แสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ซึ่งค่านี้ยิ่งสูงยิ่งดี

2.1.3 ระนาบกราวด์ (Ground Plane)

เป็นแผ่นโลหะขนาดใหญ่เมื่อเทียบกับแผ่นตัวนำสายอากาศ ซึ่งส่วนใหญ่ทำจากโลหะชนิดเดียวกันกับสายอากาศ โดยขนาดของระนาบกราวด์นี้จะส่งผลกระทบต่อแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น เนื่องจากคลื่นเลี้ยวเบนที่บริเวณขอบของระนาบกราวด์ นอกจากนี้ยังส่งผลต่อการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศอีกด้วย เนื่องจากการวิเคราะห์สายอากาศส่วนใหญ่มีข้อสมมุติว่าแผ่นระนาบกราวด์มีขนาดใหญ่กว่าแผ่นตัวนำสายอากาศมากจนสามารถประมาณได้ว่าเป็นอนันต์ ขนาดที่จำกัดของระนาบกราวด์จะมีผลต่อลำคลื่นหลัก (Main Lobe) น้อยมาก แต่จะทำให้เกิดลำคลื่นด้านหลังของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

2.1.4 สายนำสัญญาณ (Transmission Line)

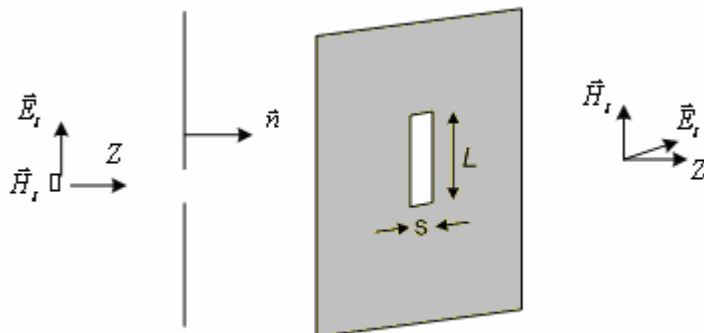
สายนำสัญญาณจะเป็นส่วนสำคัญในการนำสัญญาณเข้าสู่สายอากาศ สายนำสัญญาณที่ใช้กับสายอากาศแบบไมโครสตริปมีหลายแบบ ที่นิยมใช้คือ แบบไมโครสตริปไลน์ (Microstrip Line) และแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) [16] สายนำสัญญาณดังกล่าวนี้สามารถใช้กับสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นปะ (patch antenna) หรือแบบช่องเปิด (slot antenna) ได้ แต่ต้องขึ้นอยู่กับโครงสร้างการจัดวาง เช่น สายอากาศแบบแผ่นปะจะนิยมใช้ไมโครสตริปไลน์โดยจัดวางให้อยู่ในระนาบเดียวกัน ถ้าเป็นสายอากาศแบบช่องเปิดจะใช้ไมโครสตริปไลน์หรือ CPW ได้ทั้งสองแบบ ถ้าใช้ไมโครสตริปไลน์ช่องเปิดที่ทำหน้าที่เป็นสายอากาศจะถูกวางอยู่บนระนาบกราวด์ ส่วนไมโครสตริปไลน์จะอยู่ระนาบตรงกันข้าม แต่ถ้าใช้สายแบบ CPW สายอากาศช่องเปิดบนระนาบกราวด์จะอยู่ระนาบเดียวกันกับสายนำแบบ CPW

2.2 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

2.2.1 การแพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศช่องเปิด

การแพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศช่องเปิด เกิดขึ้นเมื่อคลื่นเคลื่อนที่เข้าปะทะแผ่นตัวนำสมบูรณ์แบบช่องเปิดแคบ ๆ โดยที่สนามไฟฟ้ามีทิศตั้งฉากกับแนวของช่องเปิด ที่ตรงช่องเปิดจะมีสนามไฟฟ้าความเข้มสูงมากเกิดขึ้น ทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นออกไปยังบริเวณที่อยู่อีกด้านหนึ่ง ในกรณีที่ช่องเปิดแคบมาก ๆ กระแสไฟฟ้าสมมูลคือ $\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}^i$ จะมีขนาดจำกัด และเมื่อคิดว่าความกว้างของช่องเปิดซึ่งอ้างอิงจากรูปคือ S เข้าหาศูนย์ กระแสไฟฟ้าสมมูลส่วนนี้จะตัดทิ้งได้ เพราะมีขนาดเล็ก แต่ส่วนที่เป็นกระแสแม่เหล็กสมมูลคือ $\vec{M} = \vec{E}^i \times \vec{n}$ นั้นไม่สามารถตัดทิ้งได้ เพราะเมื่อ S มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ สนามแม่เหล็กที่ช่องเปิดจะเข้าหาอนันต์ จึงไม่สามารถตัดทิ้งได้

ถ้าให้ E_s เป็นสนามไฟฟ้าที่ช่องเปิด และช่องเปิดยาว L เนื่องจากปลายทั้งสองของช่องเปิดสนามไฟฟ้าจะต้องเป็นศูนย์ เพราะฉะนั้นการกระจายของสนามไฟฟ้าบนช่องเปิดจะเขียนได้ ดังรูปที่ 2.3

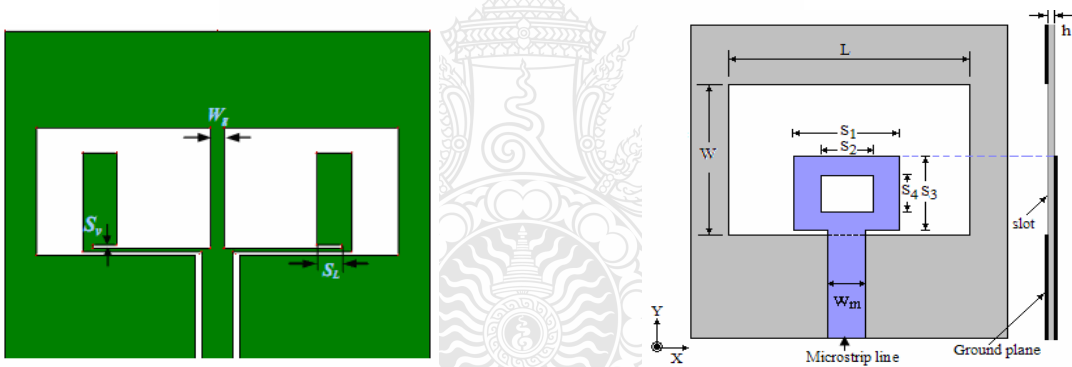


รูปที่ 2.3 การแพร่กระจายคลื่นจากไมโครสตริปแบบช่องเปิด

2.2.2 รูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

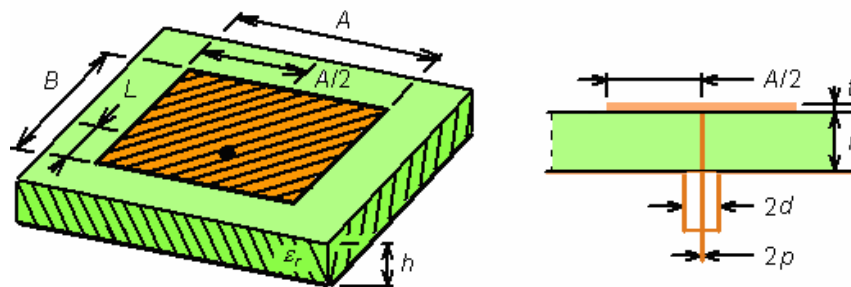
สายนำสัญญาณทำหน้าที่ในการจ่ายกำลังงานความถี่วิทยุ (RF Power) ให้แก่สายอากาศไมโครสตริป สายนำสัญญาณเป็นปัจจัยสำคัญที่ส่งผลกระทบต่อคุณสมบัติของสายอากาศ โดยเฉพาะสายอากาศไมโครสตริป อันเนื่องจากการจัดวางสายนำสัญญาณ พลังงานที่สูญเสียไปในสายนำสัญญาณ การผิดเพี้ยนของกระแสจากภาคส่ง และการสูญเสียร่วมระหว่างสายนำสัญญาณกับแผ่นตัวนำ สาเหตุเหล่านี้จะส่งผลกระทบต่อค่าคุณสมบัติของสายอากาศไม่ว่าจะเป็นแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น โพลาริเซชัน และประสิทธิภาพของสายอากาศ

สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด เป็นสายอากาศที่สามารถใช้รูปแบบสายป้อนสัญญาณได้หลากหลายรูปแบบ [3]-[5] ไม่ว่าจะเป็นสายแบบไมโครสตริป (Microstrip Line) สายแบบโคแอกเซียล (Coaxial) หรือแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) โดยช่องเปิดของสายอากาศอาจมีลักษณะเป็นสี่เหลี่ยม วงกลม วงแหวน ซึ่งสายอากาศรูปแบบนี้สามารถทำให้มีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นได้ทั้งแบบทิศทางเดียว (Unidirectional) หรือสองทิศทาง (Bidirectional) ได้ สำหรับตัวอย่างสายอากาศที่ใช้รูปแบบการป้อนสัญญาณแบบต่าง ๆ แสดงไว้ดังรูปที่ 2.4



(ก) สายนำสัญญาณแบบ CPW [6]

(ข) สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป [7]

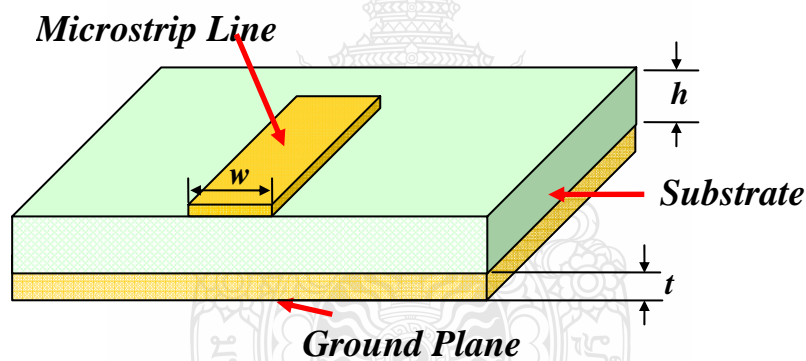


(ค) สายนำสัญญาณแบบโคแอกเซียลโพรบ

รูปที่ 2.4 รูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

2.3 โครงสร้างพื้นฐานของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป หรือเรียกสั้น ๆ ว่า ไมโครสตริปไลน์ ได้รับความนิยมนำมาใช้กับความถี่ในย่านไมโครเวฟ เพราะมีข้อดี คือ ง่ายต่อการเชื่อมต่อและมีขนาดเล็ก รูปที่ 2.5 แสดงโครงสร้างของไมโครสตริปไลน์ ซึ่งมีรูปร่างเป็นแถบตัวนำแคบ ๆ วางอยู่บนชั้นวัสดุฐานรอง (substrate) ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของวัสดุฐานรองเป็นระนาบกราวด์ (ground plane) ซึ่งมีลักษณะเป็นโลหะ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในวัสดุฐานรองในบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบตัวนำแคบ ๆ กับผิวโลหะของระนาบกราวด์ด้านล่าง การที่แถบตัวนำของสายนำสัญญาณไมโครสตริปมีด้านบนสัมผัสกับอากาศ และด้านล่างสัมผัสกับสารไดอิเล็กตริก ทำให้การแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าถูกแยกไปในอากาศส่วนหนึ่ง และส่วนที่เหลือผ่านไปในสารไดอิเล็กตริก แถบตัวนำจะมีความกว้าง W ความหนา t ถูกวางบนวัสดุฐานรอง (Substrate) โดยที่ความกว้างของสตริปนั้นขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่ต้องการ สำหรับความหนาของตัวสตริปที่นำมาใช้ออกแบบสายอากาศโดยทั่วไปนั้นมีค่าประมาณ 0.017 มิลลิเมตร



รูปที่ 2.5 โครงสร้างทางกายภาพของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

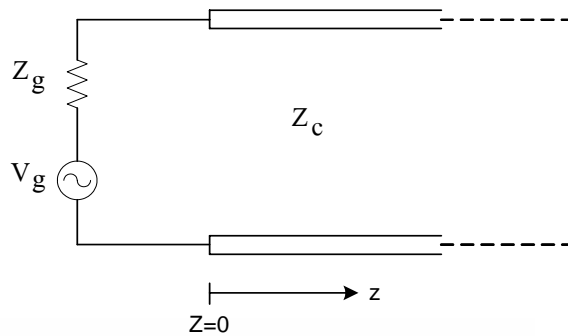
2.4 ลักษณะคลื่นบนสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

ในหัวข้อนี้กล่าวถึงการส่งผ่านของคลื่นจากแหล่งกำเนิดสัญญาณต้นทางไปตามสายส่ง ในกรณีสายยาวเป็นอนันต์ กรณีที่สายมีความยาวจำกัดและมีโหลดต่ออยู่ ซึ่งเป็นกรณีที่มีคลื่นสะท้อนเกิดขึ้น รวมทั้งการเกิดคลื่นนิ่งบนสายส่ง

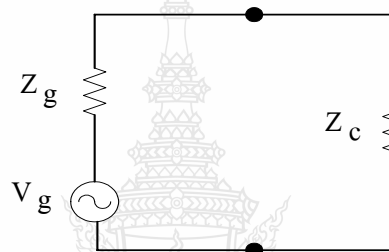
2.4.1 คลื่นจร (Traveling Wave)

กรณีที่สายส่งหรือสายนำสัญญาณมีความยาวเป็นอนันต์และถูกป้อนด้วยแหล่งกำเนิดสัญญาณ V_g ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ภายในเป็น Z_g ดังในรูปที่ 2.6 (ก) การที่สายยาวอนันต์หมายถึง $Z = \infty$ การส่งผ่านของคลื่นไปด้าน $+Z$ ถือว่าเป็นทิศทางปกติหรือมีการส่งผ่านไปด้านหน้า คลื่นที่ส่งผ่านไป ในทิศ $-Z$ ถือว่าเป็นคลื่นสะท้อน ในกรณีที่สายยาวอนันต์และคลื่นที่ถูกป้อนจากต้นทางสามารถ

ส่งผ่านไปในทิศ $+z$ ตามโครงสร้างของสายนำสัญญาณ โดยไม่มีการสะท้อนหรือสะท้อนกลับ คลื่นที่ส่งผ่านในสภาพที่กล่าวนี้เรียกว่าคลื่นจร



(ก) สายส่งที่มีความยาวเป็นอนันต์



(ข) วงจรสมมูลของรูปที่ 2.6 (ก)

รูปที่ 2.6 วงจรสมมูล

ลำดับต่อไปพิจารณาการหาค่าขนาดของคลื่นจรนี้โดยใช้วงจรสมมูลในรูปที่ 2.6 (ข) ประกอบและคิดในรูปของเฟสเซอร์ของสัญญาณ ตามรูปเนื่องจากที่ตำแหน่ง $Z = 0$ อิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไปทางสายนำสัญญาณเท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งคือ Z_c ดังนั้นจึงเปรียบเสมือนมีอิมพีแดนซ์ Z_c มาต่ออยู่ดังวงจรสมมูลตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.7 จากวงจรสมมูลนี้สามารถหาค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม Z_c ได้ดังนี้

$$V_i = \frac{Z_c}{Z_g + Z_c} V_g \quad (2.1)$$

ผลที่ได้ตามสมการเป็นขนาดของคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่ตำแหน่ง $Z = 0$ ซึ่งส่งผ่านไปตามสายส่ง เนื่องจากตามหลักการของการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสูงสุด ค่า Z_g และ Z_c ต้องมีความสัมพันธ์กันในรูป $Z_g = Z_c$ แต่เนื่องจาก Z_c เป็นค่าจริง ดังนั้น Z_g เป็นค่าจริงและมีค่าเท่ากับ Z_c ซึ่งในภาคปฏิบัติต้องสร้างเครื่องกำเนิดสัญญาณหรือเครื่องส่งให้มีอิมพีแดนซ์ภายในเท่ากับค่า Z_c

ยกตัวอย่างเช่น ถ้านำไปใช้กับสายโคแอกเชียลแบบ 50 โอห์ม อิมพีแดนซ์ภายในของเครื่องกำเนิดสัญญาณต้องเท่ากับ 50 โอห์ม ด้วยเป็นต้น ในกรณีเช่นนี้เรียกว่ามีการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่สมบูรณ์ที่ต้นทาง และขนาดของแรงดันต้นทางมีค่าเป็นดังนี้

$$V_i = \frac{V_g}{2} \quad (2.2)$$

2.4.2 การสะท้อนของคลื่น

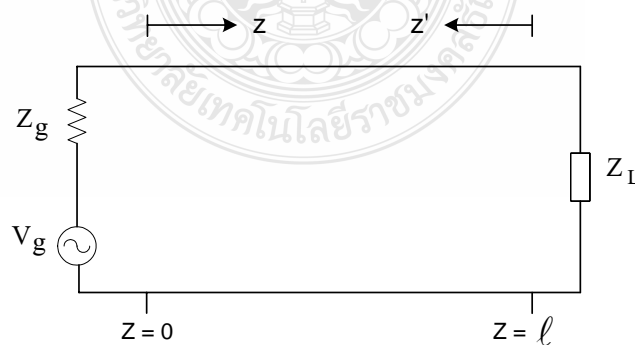
กรณีที่สายส่งไม่ได้ยาวอนันต์ หรือมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะไม่สม่ำเสมอตามแกน Z คลื่นจรที่ส่งผ่านไปจะได้รับผลกระทบจากสภาพนั้น ๆ ตัวอย่างเช่น ถ้าสายมีความยาวจำกัดโดยที่ปลายสายต่อไว้ด้วยโหลดที่มีค่าเป็น Z_L ดังแสดงในรูปที่ 2.7 ผลที่ได้คือ กำลังงานถูกแบ่งเป็นสองส่วน ส่วนหนึ่งสะท้อนกลับมาตามสาย อีกส่วนหนึ่งสูญเสียที่โหลดกลายเป็นความร้อน ในส่วนกำลังงานมีปริมาณเล็กน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับสัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับ (Voltage reflection coefficient)

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} \quad (2.3)$$

เมื่อ Γ คือ สัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับ

V_r คือ แรงดันสะท้อนกลับ

V_i คือ แรงดันตกกระทบ



รูปที่ 2.7 สายส่งที่ต่อโหลดไว้ที่ปลายสาย

จากสมการที่ (2.3) ถ้าสัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับมีค่าเป็นบวก แสดงว่าแรงดันสะท้อนกลับมีเฟสตรงกัน (in phase) แต่ถ้าเครื่องหมายเป็นลบแสดงว่าแรงดันสะท้อนกลับมีเฟสตรงกันข้าม (out of phase) การหาค่าเปอร์เซ็นต์ของคลื่นแรงดันสะท้อนกลับหาได้ ดังนี้

$$\% \text{ แรงคืนสะท้อนกลับ} = \Gamma \times 100 \quad (2.4)$$

กำลังงานหาได้จากแรงดันยกกำลังสองหารด้วยอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_c

$$P = \frac{V^2}{Z_c} \quad (2.5)$$

ฉะนั้น สัมประสิทธิ์กำลังงานสะท้อนกลับ (Power reflection coefficient) มีค่าเท่ากับกำลังสองของค่าสัมประสิทธิ์แรงคืนสะท้อนกลับ

$$\Gamma^2 = \frac{P_r}{P_i} \quad (2.6)$$

เมื่อ Γ คือ สัมประสิทธิ์แรงคืนสะท้อน
 P_r คือ กำลังงานสะท้อนกลับ
 P_i คือ กำลังงานตกกระทบ

เทียบเป็นเปอร์เซ็นต์ได้โดย

$$\% \text{ แรงคืนสะท้อนกลับ} = \Gamma^2 \times 100 \quad (2.7)$$

นอกจากนี้สัมประสิทธิ์แรงคืนสะท้อนกลับยังสามารถหาได้จากอัตราส่วนของผลต่างและผลรวมระหว่างโหนดกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \quad (2.8)$$

2.4.3 คลื่นนิ่ง (Standing Wave)

ในกรณีที่ปลายสายส่งต่อไว้ด้วยโหลดทั่วไปที่ไม่ใช่แมตซ์ซิ่งโหลด สัญญาณคลื่นส่วนหนึ่งถูกดูดกลืนหรือสิ้นเปลืองที่โหลดคือตัวต้านทาน อีกส่วนหนึ่งที่เหลือสะท้อนกลับไปตามสาย และเนื่องจากค่าแอมพลิจูดของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับแปรเปลี่ยนตามเวลา คลื่นรวมหรือคลื่นผลลัพธ์ได้มาจากการรวมแอมพลิจูดของคลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อนกลับ ซึ่งมีชื่อเรียกว่า คลื่นนิ่ง (Standing wave)

คลื่นนิ่งเกิดจากการรวมหรือบวกกันของคลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อนกลับ โดยมีจุดโนดอยู่กับที่ระหว่างจุดโนดทั้งหลาย ลูกคลื่นเปลี่ยนขึ้นไปถึงจุดสูงสุด และลดลงจนถึงจุดต่ำสุด และคลื่นนิ่งเกิดขึ้นได้ในกรณีที่ความถี่ของคลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อนกลับมีค่าเท่ากันเท่านั้น

ค่าแรงดันสูงสุด V_{\max} ของคลื่นนิ่ง ได้มาจากการบวกกันของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับที่มีเฟสตรงกัน

$$V_{\max}(V) = V_i + V_r \quad (2.9)$$

ค่าแรงดันต่ำสุด V_{\min} ของคลื่นนิ่ง ได้มาจากการบวกกันของคลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อนที่มีเฟสตรงข้ามกัน

$$V_{\min}(V) = V_i - V_r \quad (2.10)$$

อัตราส่วนของแรงดันสูงสุดต่อแรงดันต่ำ เรียกว่า อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR)

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \quad (2.11)$$

อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง หรือ VSWR แสดงในหน่วย dB มีชื่อเรียกว่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio: SWR)

$$SWR (dB) = 20 \log VSWR \quad (2.12)$$

การคำนวณความสัมพันธ์ระหว่าง VSWR และสัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับของแรงดัน โดยเริ่มคำนวณจากสมการที่ (2.11) แทนค่าด้วยสมการที่ (2.9) และ (2.10) ตามลำดับ

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{V_i + V_r}{V_i - V_r} \quad (2.13)$$

ทำการหารเศษและส่วนด้วย V_i และแทนค่าด้วยสมการที่ (2.3)

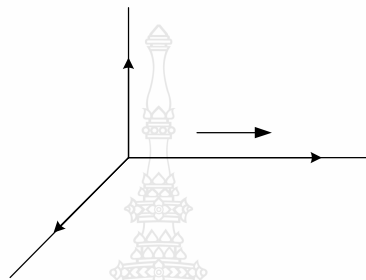
$$VSWR = \frac{1 + V_r/V_i}{1 - V_r/V_i} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.14)$$

ได้ค่า Γ เป็น

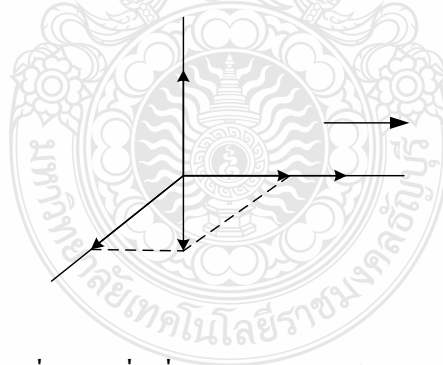
$$\Gamma = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (2.15)$$

2.4.4 โหมตการแพร่กระจายคลื่น

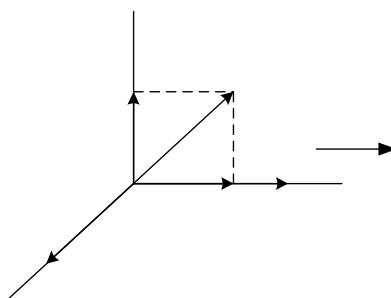
ในสภาวะอากาศว่าง (Free space) คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแพร่กระจายออกไปเป็นลักษณะรูปทรงกลม (Spherical configuration) คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเกิดการแพร่กระจายออกสู่อากาศว่างในลักษณะสนามไฟฟ้าแปรเปลี่ยนตามเวลา ทำให้มีการเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่แปรเปลี่ยนตามเวลา และสนามแม่เหล็กแปรเปลี่ยนตามเวลาไปเหนี่ยวนำสร้างสนามไฟฟ้าต่อไปเช่นกัน ทำให้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามีการแพร่กระจายออกไปเรื่อย ๆ และค่อย ๆ ถูกลดทอนด้วยตัวกลางจนหมดไป (ซึ่งในอุดมคติ คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าต้องแพร่กระจายออกไปในอากาศว่างได้เรื่อย ๆ ไม่มีที่สิ้นสุด โดยไม่ถูกลดทอนด้วยตัวกลางเลย)



รูปที่ 2.8 คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวาง



รูปที่ 2.9 คลื่นที่มีแนวสนามไฟฟ้าวางตามขวาง



รูปที่ 2.10 คลื่นที่มีแนวสนามแม่เหล็กวางตามขวาง

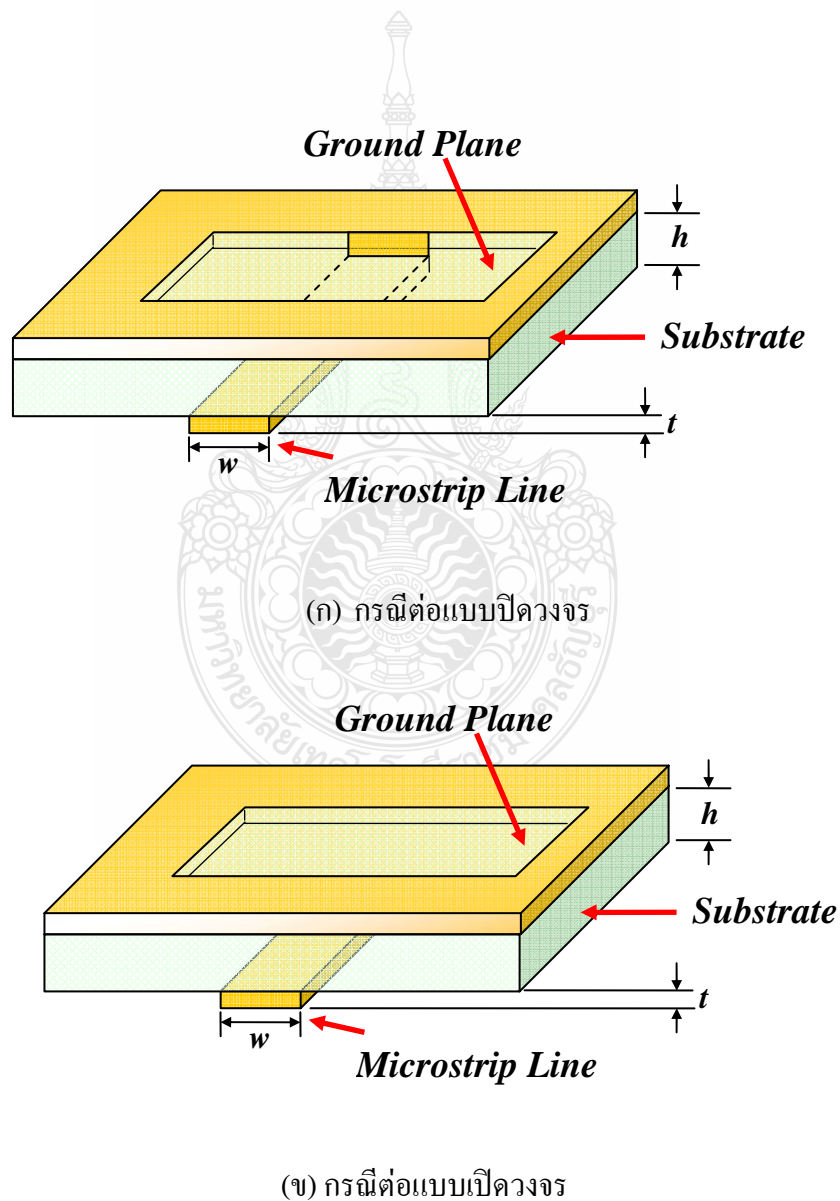
คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกจากแหล่งกำเนิดมีลักษณะการแพร่ออกไปเป็นรูปทรงกลม (Spherical wave) เมื่อพิจารณาบนพื้นผิวทรงกลมที่ระยะห่างไกลจากแหล่งกำเนิดคลื่นมาก ๆ กำหนดให้พื้นที่เล็ก ๆ บนพื้นผิวทรงกลมสมมติเป็นพื้นที่ระนาบแบนสี่เหลี่ยมที่มีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยพิจารณาสนามไฟฟ้า E และสนามแม่เหล็ก H บนพื้นผิวระนาบนี้ที่ทำมุมฉากซึ่งกันและกัน ฉะนั้นคลื่นที่ระยะห่างออกไปจากแหล่งกำเนิดมาก ๆ กลายเป็นคลื่นระนาบ (Plane wave) และคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ระนาบนี้เป็นสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กที่ทำมุมฉากซึ่งกันและกัน โดยที่ระนาบของสนามทั้งสองตั้งฉากกับทิศทางการแพร่กระจายของคลื่นด้วย

ขณะที่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแพร่กระจายไปตามสายนำสัญญาณนั้น กลุ่มประจุและกระแสไฟฟ้าบนพื้นผิวของตัวนำของสายนำสัญญาณมีรูปแบบเป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขต (Bound condition) สำหรับโหมดในการแพร่กระจายคลื่นบนสายนำสัญญาณที่เป็นโหมดหลัก (Principal mode) คือ คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวาง (Transverse electromagnetic wave: TEM) โดยที่โหมด (Mode) เป็นการบอกลักษณะการเดินทางหรือการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งคลื่น TEM นี้เป็นคลื่นที่มีระนาบของคลื่นสนามแม่เหล็ก และคลื่นสนามไฟฟ้ารูปไซน์วางอยู่ในลักษณะตามขวางกับทิศทางเคลื่อนที่ของคลื่น ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.8 กรณีที่ขนาดความยาวคลื่นของสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้งานมีค่าใกล้เคียงกับขนาด (Dimension) ของสายส่งหรือท่อนำคลื่น ทำให้เกิดโหมดการแพร่กระจายคลื่นที่แตกต่างกันมากขึ้น ซึ่งรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นต่าง ๆ กันนี้รวมเรียกว่าโหมดที่สูงกว่า (Higher mode) ของรูปแบบการแพร่กระจายของคลื่น ซึ่งมีความถี่สูงกว่าค่าความถี่เฉพาะที่มีชื่อเรียกว่าความถี่คัทออฟ (Cutoff frequency) ของสายส่งหรือเวฟไกด์ที่ใช้งานสำหรับความถี่ต่ำสุด (Lowest frequency) ซึ่งมีความยาวคลื่นสูงสุดหรือยาวที่สุด (Longest wavelength) ที่สามารถแพร่กระจายไปตามขนาดของสายนำสัญญาณหนึ่ง ๆ เป็นความถี่คัทออฟ (Cutoff frequency) และความยาวคลื่นคัทออฟ (Cutoff wavelength) ของสายนำสัญญาณนั้น จะมีรูปแบบการส่งคลื่นในลักษณะดังกล่าว เป็นโหมดต่ำสุด (Lowest mode) ในการส่ง โดยมีชื่อเรียกโหมดนี้ว่า โหมดหลักของการแพร่กระจาย (Principal propagation mode) ส่วนโหมดที่สูงกว่า (Higher mode) เป็นรูปแบบการส่ง (เทียบกับในโหมดหลัก) โดยคลื่นที่แพร่กระจายในเวฟไกด์มี 2 โหมด คือ คลื่นที่มีแนวสนามไฟฟ้าวางตามขวาง (Transverse Electric Wave: TE) หมายถึง สนาม H มีส่วนประกอบหรือเวกเตอร์ย่อยอยู่ในแกน x และ z ของสนาม E แสดงไว้ตามรูป 2.9 และคลื่นที่มีแนวสนามแม่เหล็กตามขวาง (Transverse magnetic wave: TM) หมายถึง สนาม E มีส่วนประกอบหรือเวกเตอร์ย่อยอยู่ในแกน x และ y ของสนาม H แสดงไว้ตามรูปที่ 2.10

คลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปนั้นใกล้เคียงกับโหมด TEM มากแต่ไม่ใช่โหมด TEM เสียทีเดียว เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ด้วย จึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่าโหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM) การที่มีสนามในแนวแกนอยู่ข้างนั้นเป็นเพราะ โครงสร้างประกอบด้วยสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในระบบเดียวกัน

2.5 สายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยสายไมโครสตริป

โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ที่ป้อนสัญญาณด้วยสายไมโครสตริป ประกอบไปด้วยสายอากาศแบบช่องเปิดที่อยู่บนแผ่นตัวนำที่ทำหน้าที่เป็นระนาบกราวด์และสายไมโครสตริปที่อยู่บนระนาบตรงกันข้าม สำหรับลักษณะการส่งผ่านคลื่นสัญญาณนี้มีหลักการรูปแบบพื้นฐานอยู่ 2 รูปแบบ คือ การต่อแบบปิดวงจร (Microstrip Terminated Short Circuit) ซึ่งการต่อแบบปิดวงจรนี้ไม่นิยมนำมาออกแบบเนื่องจากมีรูปแบบที่ยากต่อการนำไปสร้างในเทคโนโลยีวงจรรพิมพ์ ดังรูปที่ 2.11 (ก) และการต่อแบบเปิดวงจร (Microstrip Terminated Open Circuit) แสดงดังรูปที่ 2.11 (ข) ซึ่งความยาวที่เหมาะสมของสายไมโครสตริปในกรณีนี้มีความยาวประมาณเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่น



รูปที่ 2.11 สายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยสายไมโครสตริป

สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริปไลน์ ตามรูปที่ 2.11 (ข) นั้น มีการจัดวางสายอากาศช่องเปิดให้อยู่ตรงกลางระหว่างด้านซ้ายและขวาบนระนาบกราวด์ และวางตำแหน่งของไมโครสตริปไลน์ไว้บนระนาบตรงข้ามบริเวณกึ่งกลางช่องเปิด โดยมีการป้อนสัญญาณเข้าที่ปลายของไมโครสตริปไลน์ การจัดวางในลักษณะแบบนี้ทำให้เกิดความต้านทานในการแพร่กระจายสูง ดังนั้นจึงได้มีการทำวิจัยเพื่อให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี โดยวิธีพื้นฐานที่สำคัญในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศมีอยู่หลายวิธีดังนี้

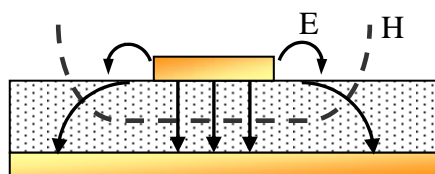
1. วิธีการปรับความยาวของไมโครสตริปไลน์ ความยาวของไมโครสตริปไลน์จะมีผลโดยตรงกับการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ใช้งาน ดังนั้นในการออกแบบควรให้ความยาวของไมโครสตริปไลน์ยาวประมาณเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่นที่วิ่งอยู่ในวัสดุฐานรอง (ความยาวคลื่นสัมพัทธ์: λ_g) โดยอาจจะมากกว่าหรือน้อยกว่าเล็กน้อย ซึ่งความยาวของไมโครสตริปไลน์นี้จะขึ้นอยู่กับโครงสร้างของสายอากาศด้วย

2. วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายไมโครสตริป

2.5.1 การส่งผ่านคลื่นในไมโครสตริปไลน์

การส่งผ่านคลื่นในไมโครสตริปไลน์นั้นใกล้เคียงกับโหมด TEM แต่ไม่ใช่โหมด TEM เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ด้วย จึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวว่า โหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) รูปที่ 2.12 แสดงเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้า ในระนาบตามขวางของไมโครสตริปไลน์ การที่มีสนามในแนวแกนอยู่นั้นเป็นเพราะ โครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กตริก และอากาศอยู่ในระนาบเดียวกัน และในสภาพที่มีสนามในแนวแกนเกิดขึ้นนี้ โหมดที่ส่งผ่านอยู่นั้นจะเป็นไฮบริดโหมด

การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ซึ่งพออนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้ ทำให้สามารถใช้หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาคุณสมบัติของไมโครสตริปได้ โดยวิธีการหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant: ϵ_{eff}) ของระบบ ซึ่งจะรวมผลของสารไดอิเล็กตริก และอากาศเข้าด้วยกัน



รูปที่ 2.12 เส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าในระบบตามขวางของไมโครสตริปไลน์

2.6 การออกแบบไมโครสตริปไลน์

ไมโครสตริปไลน์มีลักษณะเป็นแถบโลหะแคบ (พื้นโลหะยาว) โดยความกว้างของแถบโลหะเป็นตัวกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ของไมโครสตริปไลน์ที่ต้องการออกแบบเพื่อให้แมตช์กับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งที่นำมาต่อเข้ากับปลายสายไมโครสตริป ส่วนความยาวเป็นตัวช่วยในการปรับแต่งให้มีค่าการสูญเสียย้อนกลับเกิดน้อยที่สุด

ถ้ากำหนดให้ W เป็นความกว้างของสายไมโครสตริป h เป็นความสูงของวัสดุฐานรอง (Substrate) ที่มีความหนาของชั้นโลหะน้อยมาก และ Z_C เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณแบบโคแอกเซียล สมการในการคำนวณหาความกว้าง W มีดังนี้

$$\text{กรณี } \frac{W}{h} \leq 1$$

$$Z_C = 60 \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) / (\epsilon_{eff})^{1/2} \quad (2.16)$$

เมื่อ

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right) + 0.5(\epsilon_r - 1) \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{1/2} \quad (2.17)$$

$$\text{กรณี } \frac{W}{h} \geq 1$$

$$Z_C = \frac{120\pi / (\epsilon_{eff})^{1/2}}{W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.44)} \quad (2.18)$$

$$\text{กรณี } \frac{W}{h} \leq 2$$

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (2.19)$$

$$\text{กรณี } \frac{W}{h} \geq 2$$

$$\frac{W_m}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} [\ln(B - 1)] + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \quad (2.20)$$

เมื่อ

$$A = \frac{Z_C}{60} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right)^{1/2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.21)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\epsilon_r^{1/2}} \quad (2.22)$$

โดยธรรมชาติ ไมโครสตริปไลน์มีคุณสมบัติในการทำให้คลื่นกระจัดกระจาย (Dispersive) นั่นคือ การที่ ϵ_{eff} แปรตามค่าความถี่ และ โครงสร้างของสายไมโครสตริปเป็นลักษณะกึ่ง TEM ดังนั้น สมการพื้นฐานเกี่ยวกับความยาวคลื่นในสายไมโครสตริปไลน์ คือ

$$\lambda_g = \frac{c}{f(\epsilon_{eff})^{1/2}} \quad (2.23)$$

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

2.7 พารามิเตอร์ของสายอากาศ

พารามิเตอร์ของสายอากาศเป็นสิ่งสำคัญและจำเป็นสำหรับการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศ พารามิเตอร์บางตัวอาจจะสัมพันธ์กันและในบางพารามิเตอร์ก็ต้องเจาะจงลงไปเพื่อเป็นการบอกถึงประสิทธิภาพของสายอากาศนั้น ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะพารามิเตอร์ที่จำเป็นที่ใช้ในการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศที่ได้จัดทำในวิทยานิพนธ์นี้เท่านั้น

2.7.1 อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance)

อิมพีแดนซ์ขาเข้า คือ อิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่เกิดขึ้นบริเวณขั้วต่อของสายอากาศ หรือก็คืออัตราส่วนระหว่างแรงดันต่อกระแสของบริเวณขั้วต่อ หรืออีกนัยหนึ่งคืออัตราส่วนของส่วนประกอบที่เหมาะสมของสนามไฟฟ้าต่อสนามแม่เหล็กที่จุดนั้น ในที่นี้จะกำหนดให้อิมพีแดนซ์ขาเข้าที่ขั้วต่อสายอากาศเป็น $a-b$ และให้อัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าต่อกระแสไฟฟ้าที่ขั้วนี้ไม่มีการต่อโหลดใด ๆ ดังนั้นจะหาค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศได้ ดังนี้

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.24)$$

โดยที่

Z_A = อิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่บริเวณขั้วต่อ $a-b$ (ohms)

R_A = ความต้านทานของสายอากาศบริเวณขั้วต่อ $a-b$ (ohms)

X_A = ค่าความต้านทานเชิงจินตภาพบริเวณขั้วต่อ $a-b$ (ohms)

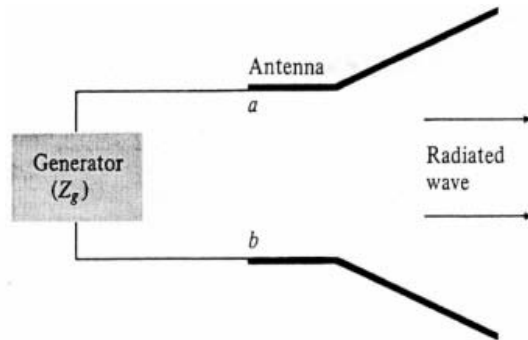
โดยทั่วไปค่าความต้านทานจาก (2.24) จะประกอบด้วย 2 องค์ประกอบดังนี้

$$R_A = R_r + R_L \quad (2.25)$$

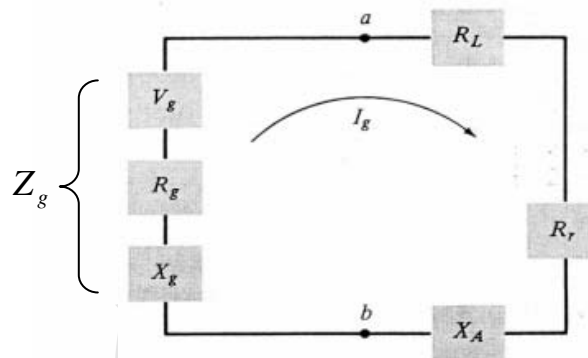
ขณะที่

R_r คือ ค่าความต้านทานในการแผ่คลื่นออกไปของสายอากาศ

R_L คือ ค่าความต้านทานจากการสูญเสียของสายอากาศ



(ก) สายอากาศในรูปแบบการส่ง



(ข) วงจรสมมูลเทวินินของสายอากาศในรูปแบบการส่ง

รูปที่ 2.13 สายอากาศส่งและลักษณะวงจรเสมือน

2.7.2 การสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss)

การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแสดงค่ากำลังที่สูญเสียที่โหลด เมื่ออิมพีแดนซ์ของสายส่งและสายอากาศไม่แมตช์กัน ค่าการสูญเสียย้อนกลับเป็นการแสดงการแมตช์กันระหว่างสายส่งกับสายอากาศ โดยค่าการสูญเสียย้อนกลับสามารถหาได้จากสมการที่ 2.26

$$S_{11} = -20 \log_{10} |\Gamma| \quad (\text{dB}) \quad (2.26)$$

สำหรับการแมตช์กันที่สมบูรณ์ระหว่างสายส่งและสายอากาศ เมื่อ $\Gamma = 0$ ค่าการสูญเสียย้อนกลับเป็นค่าอนันต์ ซึ่งแสดงว่าไม่มีกำลังงานที่สะท้อนกลับ ในทำนองเดียวกันเมื่อ $\Gamma = 1$ ค่าการสูญเสียย้อนกลับเป็น 0 dB แสดงว่ากำลังงานสะท้อนกลับหมด สำหรับการนำไปใช้งานที่

แสดงถึงประสิทธิภาพอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้นั้น VSWR ไม่ควรมีค่าเกิน 2 ซึ่งที่ตำแหน่งนี้ค่าของการสูญเสียย้อนกลับ S_{11} จะเป็นมีค่า -9.54 dB โดยประมาณ

2.7.3 แบนด์วิดท์ (Bandwidth)

แบนด์วิดท์ของสายอากาศ คือ ช่วงของภายในความถี่(ที่เป็น) ตามสมรรถนะของสายอากาศที่เป็นการพิจารณาถึงคุณลักษณะบางอย่าง ที่เป็นไปตามมาตรฐานเฉพาะ แบนด์วิดท์สามารถจะพิจารณาว่าเป็นช่วงของความถี่บนด้านทั้งสองข้างของความถี่กึ่งกลาง (โดยทั่วไปความถี่กึ่งกลางคือ คือ ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศไดโพล) ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศ เช่น อิมพีแดนซ์ขาเข้า (input impedance), แบบรูปการแผ่คลื่น (pattern), ความกว้างลำคลื่น (beamwidth), โพลาริเซชัน (polarization), ระดับลำคลื่นข้าง (side lobe level), เกน (gain), ลำคลื่นทิศทาง (beam direction), ประสิทธิภาพในการแผ่คลื่น (radiation efficiency) เป็นต้น อยู่ในค่าที่ยอมรับได้ของที่ความถี่กึ่งกลางนั้น สำหรับแบนด์วิดท์ของสายอากาศแบบบรอดแบนด์จะแทนได้ด้วยอัตราส่วนของความถี่ด้านสูงต่อความถี่ด้านที่ต่ำกว่าของการทำงานที่ยอมรับได้ ตัวอย่าง เช่น แบนด์วิดท์ 10:1 หมายความว่า ความถี่ด้านสูงเป็นสิบเท่าของความถี่ด้านที่ต่ำกว่า สำหรับสายอากาศแบบแถบแคบ จะมีแบนด์วิดท์ที่แทนด้วยเปอร์เซ็นต์ของความถี่ที่แตกต่างกัน (ความถี่ด้านสูงลบความถี่ด้านต่ำ) ที่เทียบกับความถี่กึ่งกลางของแบนด์วิดท์นั้น เช่น แบนด์วิดท์ 5% หมายความว่า ความแตกต่างของความถี่ใช้งานที่ยอมรับได้เป็น 5% ของความถี่กึ่งกลางของแบนด์วิดท์ สมการที่สามารถแสดงถึงแบนด์วิดท์ของสายอากาศแบบแถบความถี่แคบ (Narrowband) ดังสมการ (2.27) สำหรับแบนด์วิดท์ของสายอากาศที่เป็นแถบกว้าง (Wideband) จะเป็นอัตราส่วนขอบเขตความถี่สูงต่อขอบเขตความถี่ต่ำของย่านความถี่ดังสมการ (2.28)

$$BW_{\text{narrowband}} (\%) = \frac{f_u - f_l}{f_c} \times 100 \quad (2.27)$$

ขณะที่

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

$$BW_{\text{broadband}} = \frac{f_u}{f_l} \quad (2.28)$$

เมื่อ BW คือ ค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศ

f_u คือ ขอบเขตความถี่สูงของย่านความถี่

f_l คือ ขอบเขตความถี่ต่ำของย่านความถี่

f_c คือ ความถี่กลางของย่านความถี่

การกำหนดแบนด์วิดท์ของสายอากาศที่ยังคงค่าคุณสมบัติอยู่ในมาตรฐาน จะถูกกำหนดโดย $VSWR \leq 2$ ($S_{11} \leq -9.54$ dB) ปกติใช้ $S_{11} \leq -10$ dB โดยที่ S_{11} คือ การสูญเสียย้อนกลับที่ขั้วต่อสายอากาศ (Return Loss)

2.8 ทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้าพื้นฐาน

ด้วยสาเหตุที่สายอากาศเป็นอุปกรณ์ซึ่งทำหน้าที่ในการแปลงรูปพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าหรือคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้าจึงเป็นสิ่งสำคัญพื้นฐานสำหรับทำความเข้าใจเกี่ยวกับสายอากาศ และการวิเคราะห์ปัญหาต่าง ๆ ทางวิศวกรรมสายอากาศ

โดยทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้าได้รับการรวบรวมโดย เจมส์ คลาร์ก แมกซ์เวลล์ โดยที่แมกซ์เวลล์ได้เสนอแนวคิดเรื่องกระแสดิสเพลซเมนต์และถูกยอมรับในเวลาต่อมาว่า อานาจแม่เหล็กและอานาจไฟฟ้าไม่ใช่สิ่งที่แยกจากกันได้ จึงสร้างชุดสมการแมกซ์เวลล์ขึ้นมา โดยปกตินำเสนอในลักษณะสมการดิฟเฟอเรนเชียลดังต่อไปนี้

2.8.1 สมการแมกซ์เวลล์ในรูปดิฟเฟอเรนเชียล

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.29)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.30)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.31)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.32)$$

สมการ (2.29) มาจากกฎของฟาราเดย์ ซึ่งเป็นกฎการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้าที่กล่าวไว้ว่า ถ้าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่ผ่านบ่วงเส้นลวดมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่มีค่าเท่ากับอัตราการลดลงตามเวลาของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กนั้น

สมการ (2.30) มาจากกฎของแอมแปร์ แมกซ์เวลล์ได้เสนอให้รวมกระแสดิสเพลซเมนต์ ซึ่งเป็นกระแสที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าเข้าเป็นส่วนหนึ่งของแหล่งกำเนิดสนามแม่เหล็กด้วย

สมการ (2.31) และ (2.32) มาจากกฎของเกาส์ เป็นการอธิบายว่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้ามีต้นกำเนิดมาจากประจุไฟฟ้า ซึ่งมีได้จริงในทางกายภาพ และประจุแม่เหล็กนั้นไม่มีอยู่ในธรรมชาติ

และไม่สามารถสร้างขึ้นได้ด้วย เพราะฉะนั้นไคเวอร์เจนซ์ของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กต้องเป็นศูนย์เสมอ

ในการวิเคราะห์โดยทั่วไปมักนำเสนอชุดสมการแมกซ์เวลล์เชิงความถี่ในลักษณะต่อไปนี้

$$\nabla \times \vec{E} = -\vec{M} - j\omega\mu\vec{H} \quad (2.33)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + j\omega\vec{D} \quad (2.34)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_e \quad (2.35)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = \rho_m \quad (2.36)$$

เมื่อ \vec{E} คือ ความเข้มสนามไฟฟ้า (volts/meter)

\vec{H} คือ ความเข้มสนามแม่เหล็ก (amperes/meter)

\vec{D} คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (coulombs/square meter)

\vec{B} คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (webers/square meter)

\vec{J} คือ ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า (amperes/square meter)

\vec{M} คือ ความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก (volts/square meter)

ρ_e คือ ความหนาแน่นประจุไฟฟ้า (coulombs/cubic meter)

ρ_m คือ ความหนาแน่นประจุแม่เหล็ก (webers/cubic meter)

2.8.2 สมการแมกซ์เวลล์ในรูปอินทิกรัล

$$\int \vec{E} \cdot d\vec{L} = -\int \frac{d\vec{B}}{dt} \cdot d\vec{S} \quad (2.37)$$

$$\int \vec{H} \cdot d\vec{L} = I + \int \frac{d\vec{D}}{dt} \cdot d\vec{S} \quad (2.38)$$

$$\int \vec{D} \cdot d\vec{S} = \int \rho \cdot dv \quad (2.39)$$

$$\int \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (2.40)$$

สมการ (2.37) มาจากกฎของฟาราเดย์ที่เกี่ยวกับการเหนี่ยวนำไฟฟ้า โดยเทอมซ้ายมือคือแรงเคลื่อนไฟฟ้า มีค่าเท่ากับค่าลบของการอินทิกรัลพื้นที่ผิวของสนามแม่เหล็ก \vec{B} ที่เปลี่ยนค่าตามเวลา วนด้วยพื้นที่หน้าตัดที่สนามแม่เหล็ก \vec{B} ผ่าน

สมการ (2.38) มาจากกฎของแอมป์ที่เกี่ยวกับกระแสไฟฟ้า โดยเทอมซ้ายมือคือแรงเคลื่อนไฟฟ้า มีค่าเท่ากับผลรวมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านวงจรแบบปิด

สมการ (2.39) มาจากกฎของเกาส์ กล่าวคือ เส้นสนามไฟฟ้าที่พุ่งออกจากพื้นที่ผิวปิดใด ๆ มีค่าเท่ากับประจุไฟฟ้าที่ถูกล้อมอย่างมิดชิดโดยพื้นที่ผิวปิดนั้น

สมการ (2.40) คือ การอินทิกรัลพื้นที่ผิวของสนามแม่เหล็ก \vec{B} วนด้วยพื้นที่หน้าตัดที่สนามแม่เหล็ก \vec{B} ไหลผ่านมีค่าเท่ากับศูนย์ และยังมีสมการที่บอกถึงลักษณะทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวกลางคือ

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (2.41)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.42)$$

โดย $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$

$$\mu = \mu_0 \mu_r$$

เมื่อ ϵ_r คือ สภาพยอมทางไฟฟ้า (relative permittivity)

μ_r คือ ความซึมซาบได้ทางแม่เหล็ก (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 ความซึมซาบได้ทางแม่เหล็กในอากาศว่าง (free space permeability) มีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ (henries per meter)

2.9 ระเบียบวิธีโมเมนต์

ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่ใช้แก้ปัญหาที่มีการจำลองด้วยสมการอินทิกรัลเรียกว่าระเบียบวิธีโมเมนต์ ในปัจจุบันระเบียบวิธีโมเมนต์ได้รับการเลือกใช้ในการแก้ปัญหาและวิเคราะห์เชิงตัวเลขทางสายอากาศมากขึ้น เนื่องจากความก้าวหน้าทางคอมพิวเตอร์ทำให้ลดเวลาที่ใช้คำนวณ ขั้นตอนในการแก้ปัญหาด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์แบ่งเป็นขั้นตอนคือ

1. เลือกฟังก์ชันฐานที่ใช้ประมาณตัวแปรไม่รู้ค่าที่จะพิจารณา
 2. เลือกฟังก์ชันทดสอบหรือฟังก์ชันถ่วงน้ำหนักสำหรับช่วยประมาณคำตอบและแปลงรูปสมการ
 3. แก้ระบบสมการเชิงเส้นเพื่อหาคำตอบ
- สมการระเบียบวิธีโมเมนต์โดยทั่วไปแล้วมีรูปสมการที่แทนปัญหาแสดงได้ดังนี้

$$Lf = g \quad (2.43)$$

เมื่อ L คือ ตัวดำเนินการเชิงเส้น (Linear Operator), (Integral Operator)

f คือ ฟังก์ชันไม่รู้ค่าที่จะพิจารณา (Unknown Function)

g คือ ฟังก์ชันกระตุ้นที่ทราบค่า (Excited Function)

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

$$f = \sum_{n=1}^N \alpha_n f_n \quad ; n = 1, 2, 3, \dots, N \quad (2.44)$$

เมื่อ α_n คือ สัมประสิทธิ์ที่จะพิจารณาของ f_n

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

ในสมการ (2.44) สำหรับผลเฉลยที่แม่นยำ (Exact Solution) ได้จากผลรวมของอนุกรมจำนวนอนันต์เทอม โดยทั่วไปจำนวนเทอมของอนุกรมเป็นจำนวนจำกัดค่าหนึ่งเท่านั้นและผลรวมที่ได้เรียกผลเฉลยประมาณ (Approximate Solution) โดยการแทนสมการ (2.44) ลงในสมการ (2.43) และใช้ความเป็นเชิงเส้นของ L จะได้ว่า

$$\sum_n \alpha_n L(f_n) = g \quad (2.45)$$

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 แล้วหาผลคูณภายในของสมการ (2.45) กับ w_m ซึ่งได้ผลดังนี้

$$\sum_n \alpha_n \langle w_m, Lf_n \rangle = \langle w_m, g \rangle \quad (2.46)$$

เมื่อ $m = 1, 2, 3, \dots$

สมการ (2.46) สามารถเขียนในรูปเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$[l_{mn}] [\alpha_n] = [g_m] \quad (2.47)$$

โดยที่

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

$$\alpha_n = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \dots \\ \alpha_M \end{bmatrix}$$

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

ดังนั้นหาค่า $[\alpha_n]$ ได้ดังนี้

$$[\alpha_n] = [l_{mn}^{-1}] [g] \quad (2.48)$$

และผลเฉลยสำหรับ f_n มีค่าตามสมการ (2.44) ซึ่งสามารถแสดงให้อยู่ในรูปแบบที่กะทัดรัดเข้าใจง่าย โดยนิยามเมตริกซ์ของฟังก์ชัน

$$[f'_n] = [f_1 \ f_2 \ f_3 \ \dots \ f_N] \quad (2.49)$$

และได้ว่า

$$f = [f'_n] [\alpha_n] = [f'_n] [l_{mn}]^{-1} [g_m] \quad (2.50)$$

วิธีการลดรูปสมการเชิงเส้นที่ซับซ้อนมาเป็นสมการเมตริกซ์และการทำเมตริกซ์ผกผันเพื่อหาผลเฉลยจะเหมาะสมอย่างยิ่งกับการคำนวณโดยใช้คอมพิวเตอร์เป็นเครื่องมือ และยิ่งกว่านั้นเมตริกซ์

ผกผันนี้ยังสามารถใช้เป็นตัวแทนของระบบได้อีกด้วย นั่นคือสามารถหาทุก ๆ ผลตอบสนองที่เกิดจากการกระตุ้นแบบใด ๆ ได้ โดยใช้เมทริกซ์ผกผันเดิมซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวแทนของระบบนั้น ถ้าเมทริกซ์ $[I]$ มีขนาดอนันต์ ดังนั้นเมทริกซ์ผกผัน $[I]^{-1}$ มีค่าได้ในบางกรณีเท่านั้น เช่น เมทริกซ์นั้นเป็นเมทริกซ์ทแยง (Diagonal matrix) ในกรณีทั่วไปที่ชุดของ f_n และ w_m มีค่าจำกัดทำให้เมทริกซ์ $[I]$ มีขนาดจำกัดด้วย ดังนั้นสามารถหาเมทริกซ์ผกผัน $[I]^{-1}$ ได้ด้วยรูปแบบเชิงตัวเลขทั่วไปได้ ผลเฉลยที่ได้นี้มีความถูกต้องแม่นยำอย่างไรนั้น ปัจจัยหนึ่งขึ้นอยู่กับทางเลือก f_n และ w_m ให้เหมาะสม

2.9.1 ฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก

ขั้นตอนสำคัญของวิธีโมเมนต์ คือ การเลือก f_n และ w_m ให้เหมาะสมกับปัญหา ซึ่ง f_n ควรเป็นเชิงเส้น (Linearly independent) และจำนวนเทอมที่ใช้ในการประมาณสมการ (2.44) ควรเป็นไปอย่างสมเหตุสมผล ส่วน w_m ควรเป็นฟังก์ชันอิสระเชิงเส้นด้วยเช่นกัน และการคูณภายใน $\langle w, g \rangle$ ต้องสัมพันธ์อย่างอิสระกับฟังก์ชัน g นอกจากนี้ยังมีบางปัจจัยที่ส่งผลต่อการเลือก f_n และ w_m ได้แก่

- ก) ระดับความแม่นยำของผลเฉลยที่ต้องการ
- ข) ความง่ายของการประเมินค่า (Evaluation) ขององค์ประกอบในเมทริกซ์
- ค) ขนาดของเมทริกซ์ที่สามารถหาเมทริกซ์ผกผัน
- ง) การพิจารณาเงื่อนไขที่เหมาะสม (Well - condition) ของเมทริกซ์ $[I]$

ในการเลือกฟังก์ชันฐานโดยทั่วไปแล้วต้องคำนึงว่าฟังก์ชันฐานนั้นต้องสามารถไปใช้เป็นตัวแทนของฟังก์ชันคาดหวังที่ยังไม่ทราบค่าและให้ความแม่นยำและความง่ายในการคำนวณที่อยู่ในเกณฑ์ที่ต้องการ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับจำนวนเทอมของฟังก์ชันฐานที่ใช้ในสมการ (2.44)

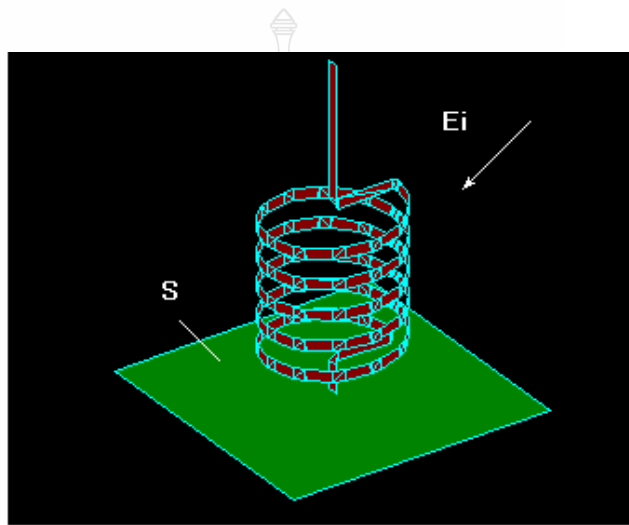
ฟังก์ชันฐานที่เป็นจำนวนจำกัดเท่านั้นที่สามารถเป็นจริงได้ในทางปฏิบัติ โดยทั่วไปแบ่งออกเป็นสองแบบ คือแบบแรกประกอบด้วยฟังก์ชันที่แบ่งเป็นขอบเขตย่อย ๆ (Sub-domain functions) ซึ่งมีค่าเฉพาะบริเวณของส่วนย่อยนั้น ๆ ที่พิจารณา และฟังก์ชันแบบนี้พิจารณาบนผิวของโครงสร้างเท่านั้น

2.10 ทฤษฎีพื้นฐานและการนำไปใช้ในการจำลองสายอากาศของโปรแกรม IE3D

การจำลองทางแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นเทคโนโลยีใหม่ที่ทำให้ความแม่นยำสูงในการวิเคราะห์และออกแบบสิ่งที่ยู่ยากซับซ้อน เช่น วงจรไมโครเวฟและวงจรพิมพ์ทางความถี่วิทยุ สายอากาศ วงจรดิจิทัลความเร็วสูง และส่วนประกอบทางอิเล็กทรอนิกส์อื่น ๆ เป็นต้น โปรแกรม IE3D เป็นโปรแกรมจำลองคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นสมบูรณ์ที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศไมโครสตริปและวงจรความถี่สูงที่ใช้แผ่นพิมพ์วงจรและวงจรดิจิทัลในรูปแบบ

สามมิติ เช่น วงจรรวมไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟ (MMICs) เป็นต้น โปรแกรม IE3D ได้ถูกนำมาใช้เหมือนเป็นมาตรฐานอุตสาหกรรมในการจำลองคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบสามมิติ ซึ่งงานส่วนใหญ่ที่ต้องการปรับปรุงให้ดีขึ้นจะใช้ IE3D มาช่วย ดังนั้น IE3D จึงกลายเป็นเครื่องมือจำลองคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่สามารถทำได้หลายอย่างและใช้ง่าย มีประสิทธิภาพและความถูกต้องแม่นยำ

ทฤษฎีพื้นฐานและการนำไปใช้งานของโปรแกรม IE3D นั้น ใช้สมการเบื้องต้นคือ สมการอินทิกรัลที่หาได้จากฟังก์ชันของกรีน ใน IE3D สามารถสร้างแบบรูปร่างได้ทั้งกระแสไฟฟ้าบนโครงสร้างโลหะและกระแสแม่เหล็กที่แทนด้วยสนามที่แพร่กระจายบนช่องโลหะ โดยทั่วไปแล้วปัญหาที่เกิดจากการกระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ถูกสมมติจากโครงสร้างตัวนำในสิ่งแวดล้อมที่เป็นฉนวนที่เกิดขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 สนามตกกระทบที่ถูกป้อนให้กับโครงสร้างโลหะ

จากรูปที่ 2.14 แสดงถึงสนามตกกระทบที่ถูกส่งไปยังโครงสร้างที่เป็นแบบร่างโลหะตัวอย่างทำให้เกิดการเหนี่ยวนำกระแสให้กระจายไปบนโครงสร้างนี้ กระแสที่เหนี่ยวนำไปสร้างสนามที่สองให้ขึ้นไปตามเงื่อนไขขอบเขตบนโครงสร้างโลหะ สำหรับโครงสร้างตัวนำที่ใช้เป็นตัวอย่างนี้มีกระแสเหนี่ยวนำถูกกระจายไปในผิวตัวนำและทำให้เกิดเงื่อนไขขอบเขต ดังนี้

$$E(r) = Z_s(r) J(r), r \in S \quad (2.51)$$

ขณะที่

S เป็นพื้นผิวตัวนำ

$E(r)$ เป็นสนามสัมผัสทั้งหมดบนพื้นผิว

$J(\mathbf{r})$ คือ กระแสไฟฟ้าที่กระจายอยู่บนพื้นผิว
 $Z_s(\mathbf{r})$ คือ อิมพีแดนซ์บนพื้นผิวดำนำ

เมื่อโครงสร้างอยู่ในสิ่งแวดล้อมที่เป็นชั้นฉนวน สามารถเขียนสนามรวมได้ดังนี้

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}_i(\mathbf{r}) + \int_S \mathbf{G}(\mathbf{r} | \mathbf{r}') \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}') ds' \quad (2.52)$$

สำหรับสิ่งแวดล้อมที่เป็นฉนวน $\mathbf{G}(\mathbf{r} | \mathbf{r}')$ เป็นผลรวมเลขคู่ที่เป็นฟังก์ชันของกรีน (Green's function) ซึ่ง $\mathbf{E}_i(\mathbf{r})$ คือ สนามที่ตกกระทบบนพื้นผิวดำนำ โดยที่ $\mathbf{G}(\mathbf{r} | \mathbf{r}')$ เป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขตของฉนวนยกเว้นเงื่อนไขขอบเขตบนพื้นผิวดำนำ S

แทนสมการ (2.52) ลงใน สมการ (2.51) ได้ผลลัพธ์ในรูปของอินทิกรัลดังนี้

$$Z_s(\mathbf{r}) \mathbf{J}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}_i(\mathbf{r}) + \int_S \mathbf{G}(\mathbf{r} | \mathbf{r}') \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}') ds' \quad (2.53)$$

เมื่อรู้สนามที่ตกกระทบและค่าอิมพีแดนซ์บนพื้นผิว ทำให้สามารถหาค่าฟังก์ชันของกรีนได้ แต่สิ่งที่ยังไม่รู้คือค่าของกระแสที่กระจาย $\mathbf{J}(\mathbf{r})$.

โดยการสมมุติว่ากระแสที่กระจายถูกแทนด้วยกลุ่มของฟังก์ชันพื้นฐานที่สมบูรณ์ คือ

$$\mathbf{J}(\mathbf{r}) = \sum_n I_n \mathbf{B}_n(\mathbf{r}), n = 1, 2, \dots \quad (2.54)$$

เมื่อแทน สมการ (2.54) ลงในสมการ (2.53) ได้ว่า

$$Z_s(\mathbf{r}) \sum_n I_n \mathbf{B}_n(\mathbf{r}) = \mathbf{E}_i(\mathbf{r}) + \sum_n I_n \int_S \mathbf{G}(\mathbf{r} | \mathbf{r}') \cdot \mathbf{B}_n(\mathbf{r}') ds' \quad (2.55)$$

โดยใช้ ลำดับขั้นตอนของ Galerkin สามารถแปลงสมการที่ (2.55) ให้อยู่ในรูปของสมการเมตริกซ์ ดังนี้

$$\int_S ds \mathbf{E}_i(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{B}_n(\mathbf{r}) = \sum_n I_n \left\{ \int_S ds Z_s(\mathbf{r}) \mathbf{B}_m(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{B}_n(\mathbf{r}) - \int_S ds \int_S ds' \mathbf{B}_m(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{G}(\mathbf{r} | \mathbf{r}') \cdot \mathbf{B}_n(\mathbf{r}') \right\} \quad (2.56)$$

ขั้นตอนข้างต้นที่กล่าวมานี้ ทำให้สมการที่ (2.55) มีความน่าเชื่อถือ พร้อมกันกับทำให้กลุ่มของฟังก์ชันทดสอบมีความถูกต้องสมบูรณ์ยิ่งขึ้น และฟังก์ชันทดสอบนี้จะเหมือนกันกับฟังก์ชันพื้นฐานซึ่งกลุ่มของฟังก์ชันพื้นฐานที่สมบูรณ์แบบประกอบด้วยจำนวนของเทอมที่มีมากไม่สิ้นสุด (infinite: เป็นอนันต์) ฉะนั้นสมการที่ (2.56) จึงเป็นปัญหาทางมิติที่เป็นอนันต์ และสามารถใช่เพียงคำตอบที่เป็นตัวเลขโดยประมาณได้ การประมาณคือการทำให้อนุกรมที่ต่อกันเป็นอนันต์หดสั้นลงให้อยู่ในเทอมที่จำกัด ในทางคณิตศาสตร์การทำให้หดสั้นลงเป็นกระบวนการที่แสดงให้เห็นค่าโดยประมาณได้ โดยพุ่งประเด็นการแก้ปัญหาที่แท้จริงในมิติที่เป็นอนันต์ไปเป็นมิติจำกัด ถ้าเลือกมิติจำกัดก็เพื่อให้ส่วนประกอบหลักของคำตอบที่แท้จริงอยู่ในมิติจำกัดทั้งหมด ดังนั้นจึงควรที่จะสามารถหาค่าประมาณที่ดีมากออกมา หลังจากที่ได้ยึดวิธีการที่กล่าวมาแล้วนี้ สมการที่ (2.56) กลายเป็นสมการเมทริก ดังนี้

$$[Z_{mn}] [I_m] = [V_m] \quad (2.57)$$

ซึ่ง

$$Z_{mn} = \int_S ds Z_s(\mathbf{r}) \mathbf{B}_m(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{B}_n(\mathbf{r}) - \int_S ds \int_S ds' \mathbf{B}_m(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{G}(\mathbf{r} | \mathbf{r}') \cdot \mathbf{B}_n(\mathbf{r}') \quad (2.58)$$

$$V_m = \int_S ds \mathbf{E}_i(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{B}_m(\mathbf{r}) \quad (2.59)$$

วิธีการของสมการที่ (2.57) ถึง (2.59) เป็นสัมประสิทธิ์การกระจายกระแส หลังจากแก้สมการการกระจายกระแสได้ สามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ S แบบรูปการแผ่พลังงาน วงจรสมมูล RLC ของโครงสร้าง และค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ อะไรก็ได้ที่ต้องการ

สูตรทั้งหมดที่เป็นวิธีโมเมนต์ (MoM) ที่ใช้รูปแบบของสมการที่ (2.57) ถึง (2.59) ไม่ใช่สิ่งที่ย่างยากหรือก็คือมีความซับซ้อน ซึ่งความแตกต่างที่เกิดขึ้นอยู่ที่การเลือกใช้ฟังก์ชันพื้นฐานและฟังก์ชันของกรีน

ยังมีทางเลือกอีกมากมายสำหรับนำมาใช้กับฟังก์ชันพื้นฐานและฟังก์ชันของกรีนที่เป็นผลรวมเลขคู่ การพิจารณาบนฟังก์ชันพื้นฐานและบนฟังก์ชันของกรีนที่เป็นผลรวมของเลขคู่เกี่ยวข้องโดยตรงกับการประเมินประสิทธิภาพและความถูกต้องแม่นยำของการอินทิกรัลสองชั้นของพื้นผิวดังที่แสดงในสมการที่ (2.59)

2.11 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

พรเทพ เกียรประดิษฐ์กุล (2552 : บทคัดย่อ) ได้ออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า โดยใช้สายป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ (Microstrip Line) จากนั้นนำไปปรับปรุงเป็นสายอากาศช่องเปิดวงรอบคู่แบบสี่เหลี่ยมผืนผ้าเพื่อให้ได้แบนด์วิดท์ที่กว้างขึ้น โดยสายอากาศจะถูกออกแบบบนวัสดุฐานรอง 2 ชนิด คือ RT/Duriod 5880 และ FR4 โดยใช้โปรแกรมจำลอง IE3D ที่ใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์ (Moment Methode:MoM) มาช่วยในการวิเคราะห์สายอากาศ และจะทำการสร้างจริงบนวัสดุฐานรองที่ทำจากแผ่นวงจรพิมพ์ (PCB) ชนิด FR4 ซึ่งสามารถสร้างได้ง่ายและต้นทุนต่ำ โดยมีวัตถุประสงค์ในการออกแบบเพื่อให้ได้สายอากาศที่สามารถใช้งานได้หลายย่านความถี่ในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย WLAN และ WiMax สายอากาศที่ทำการสร้างนี้มีผลการวัดที่ใกล้เคียงกับผลการจำลอง ซึ่งทำให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในระบบเครือข่ายไร้สาย (wireless Local Area Network) ที่อยู่ภายใต้มาตรฐานของ IEEE 802.11b/g (2.4 – 2.4835 GHz) , IEEE 802.11j (4.9-5.0 GHz) , IEEE 802.11a (5.150-5.350 GHz), IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) และในระบบ WiMax (Worldwide Interoperability for Microwave Access) ในมาตรฐาน IEEE 802.16 (3.4 – 3.6 GHz, 5.7-5.9 GHz) [8]

วันเฉลิม ชัยวัฒน์พงศ์ (2550: บทคัดย่อ) การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากสำหรับการสื่อสารไร้สาย โดยใช้วัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก 4.5 และความหนา 1.6 มิลลิเมตร สำหรับการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศนั้นใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference-Time Domain: FDTD) ในการวิเคราะห์และคำนวณ โดยสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์ประกอบไปด้วยสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบ 1 ช่องเปิด สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 2 ช่องเปิดและสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบแถวลำดับ 4 ช่องเปิด ซึ่งจากผลการวิเคราะห์เห็นได้ว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแถวลำดับ 4 ช่องเปิดมีแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบรอบทิศทางมากกว่าสายอากาศแบบ 2 ช่อง และ 1 ช่องเปิด โดยผลจากการวัดทดสอบสายอากาศ 4 ช่องเปิดได้ความถี่เรโซแนนซ์สองความถี่ที่ 2.45 GHz ได้แบนด์วิดท์ครอบคลุมตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g และความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.07 GHz ได้แบนด์วิดท์ครอบคลุมตามมาตรฐาน IEEE 802.11j และ public safety band โดยสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ถูกนำไปใช้ในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย และจากผลการวัดได้พิสูจน์ให้เห็นแล้วว่าคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้มีค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการจำลองสายอากาศ [9]

ชิตสุวรรณ แจ่มแจ้ง (2549: บทคัดย่อ) ได้วิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุม ประกอบไปด้วยสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง (มุม 180°) สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก (มุม 90°) และสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมแหลม (มุม 45°)

จากการวิเคราะห์สายอากาศทั้ง 3 แบบพบว่า สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมมีแบนด์วิดท์กว้างมากที่สุด จึงนำสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมแหลมมาทำการออกแบบและวิเคราะห์ ให้สามารถนำไปใช้งานได้ในระบบเครือข่ายไร้สาย โดยการออกแบบสายอากาศให้มีแบนด์วิดท์ที่กว้างในแต่ละย่านความถี่ คือ ย่านความถี่ตั้งแต่ 2.45 – 3.62 GHz ซึ่งครอบคลุมมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4 – 2.4835 GHz) และ IEEE 802.16e (2.5 – 2.7 GHz and 3.4 – 3.6 GHz) และออกแบบให้ใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่สูงขึ้นไป คือ 3.37 – 7.1 GHz ซึ่งครอบคลุมมาตรฐาน IEEE 802.11a/h/j (4.9 – 5.825 GHz) และ IEEE 802.16e (3.4 – 3.6 GHz and 5.7 – 5.9 GHz) คุณลักษณะของสายอากาศที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ได้แก่ การสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (radiation pattern) ที่ใช้วิธีไฟไนท์-ดิฟเฟอเรนซ์โทม-โดเมนในการคำนวณและวิเคราะห์ [10]

สุทธิพงษ์ ชนุดหอม (2549: บทคัดย่อ) ศึกษาและออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนสัญญาณโดยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อให้มีคุณสมบัติทางเรโซแนนซ์ที่สองย่านความถี่ คือ ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz สำหรับใช้กับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) โดยสายส่งสัญญาณไมโครสตริปที่ใช้ในการป้อนสัญญาณให้กับช่องเปิดมีรูปแบบการต่อแบบเปิดวงจร สายอากาศที่นำเสนอนี้ใช้วิธีการวิเคราะห์ด้วย FDTD และ IE3D เพื่อทำการศึกษาผลกระทบที่มีต่อคุณลักษณะด้วยการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของสายอากาศ คือ เปลี่ยนความกว้างของช่องเปิด และตำแหน่งปลายสุดของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปและนำข้อมูลที่ได้นั้นมาทำการออกแบบสายอากาศ 2 ความถี่ และทำการวัดผล ซึ่งผลที่ได้จากการวัดและจำลอง คือ ความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์วิดท์นั้น จะครอบคลุมแบนด์วิดท์ที่ต้องการตามมาตรฐานของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย คือ IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.150-5.350 GHz) โดยมีรูปแบบการแผ่ของสนามระยะไกลเป็นแบบ 2 ทิศทาง [11]

จากงานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่ได้ทำการศึกษาวิจัยไว้นั้น จะสรุปได้ดังนี้

การศึกษาและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปแบบต่าง ๆ ที่ใช้ในระบบเครือข่ายไร้สายครอบคลุมมาตรฐานการจัดสรรย่านความถี่ใช้งาน เพื่อรองรับย่านความถี่ในระบบสื่อสารไร้สาย เช่น WLAN กับ WiMax เป็นต้น พบว่าคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปสามารถทำได้ไม่ยาก โดยการปรับแต่งพารามิเตอร์ของสายอากาศก็สามารถทำให้ได้ความถี่ใช้งานครอบคลุมได้หลายมาตรฐาน และหากนำผลการจำลองสายอากาศเปรียบเทียบกับการสร้างจริงพบว่าคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จากการจำลองมีค่าใกล้เคียงกับผลการวัด

บทที่ 3

การออกแบบและศึกษาคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบ ช่องเปิดรูปอักษรอีสำหรับการใช้งานในเครือข่ายไร้สาย

3.1 บทนำ

เทคโนโลยีไร้สายได้เข้ามามีบทบาทที่สำคัญยิ่งสำหรับโลกสื่อสาร โดยเฉพาะอย่างยิ่งในระบบเครือข่ายคอมพิวเตอร์ที่ต้องการติดต่อรับ-ส่งข้อมูลแบบไร้สาย งานวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้จึงเป็นการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอีสำหรับการใช้งานในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ครอบคลุมมาตรฐานของ IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.11j (4.9-5.1 GHz), IEEE 802.11a (5.25-5.35 GHz), IEEE 802.11d (5.7-5.9 GHz) โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปที่ทำการวิเคราะห์จะเริ่มจาก โครงสร้างรูปร่างพื้นฐานแบบช่องเปิดวงรอบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า หลังจากนั้นพัฒนาเป็นรูปร่างแบบช่องเปิดรูปเลขแปด และสุดท้ายเป็นรูปร่างแบบช่องเปิดรูปอักษรอี ตามลำดับ จากคุณลักษณะของสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์ทั้งสามรูปแบบ พบว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี สามารถปรับแต่งให้มีค่าการสูญเสียจากการย้อนกลับ (Return Loss: S_{11}) ให้น้อยที่สุดได้ง่ายตามความถี่ที่ออกแบบ และง่ายต่อการปรับให้ได้สองย่านความถี่ตามที่ต้องการ ซึ่งสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดวงรอบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและแบบช่องเปิดรูปเลขแปดจะปรับแต่งได้ยากกว่า ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอีมาทำการวิเคราะห์เพื่อให้ได้มาซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ และทำการแมตซ์อิมพีแดนซ์เพื่อให้ค่าการสูญเสียจากการย้อนกลับ S_{11} น้อยที่สุด นอกจากนี้ ทำการปรับให้สายอากาศที่ออกแบบมีแบนด์วิดท์ที่ความถี่สูงให้กว้างมาก ๆ เพื่อจะได้นำไปใช้งานในเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ได้ทุกมาตรฐาน และยังสามารถที่จะรองรับกับการใช้งานในย่านความถี่สูงที่ครอบคลุมถึง 6 GHz ได้ ซึ่งสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอีที่นำเสนอนี้ จะทำการวิเคราะห์และจำลองผลโดยใช้วัสดุฐานรองสองชนิด คือ RT/Duroid 5880 และ FR4 ด้วยโปรแกรม IE3D สำหรับ RT/Duroid 5880 ทำเฉพาะการจำลองผลเท่านั้น จะไม่มีการสร้างจริง ทั้งนี้เพื่อเป็นการศึกษาคุณลักษณะของสายอากาศจากผลที่จำลองได้ หลังจากนั้นนำโครงสร้างเฉพาะรูปอักษรอีไปจำลองด้วยโปรแกรม IE3D อีกครั้งโดยใช้วัสดุฐานรอง FR4 ซึ่งเป็นวัสดุฐานรองที่หาซื้อได้ง่ายมีราคาถูก และดำเนินการสร้างจริงเพื่อนำผลที่วัดได้ไปเปรียบเทียบกับผลที่จำลอง ซึ่งการใช้วัสดุฐานรอง FR4 มาสร้างเป็นสายอากาศนั้นเพียงเพื่อพิสูจน์ผลของการจำลองเปรียบเทียบกับการสร้างจริงว่า โปรแกรม IE3D เป็นที่น่าเชื่อถือได้

3.2 พารามิเตอร์สำหรับการออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดและไมโครสตริปไลน์

ในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดเพื่อการใช้งานในเครือข่ายไร้สาย โดยลำดับแรก เป็นการใช้วัสดุฐานรองแบบ RT/Duroid 5880 ซึ่งเป็นวัสดุฐานรองที่มีประสิทธิภาพสูง เหมาะสมกับการนำไปใช้ในการสร้างสายอากาศ หลังจากนั้นนำรูปแบบที่ได้ไปทำการจำลองและสร้างจริงโดยใช้วัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีราคาถูกกว่ามากโดยมีประสิทธิภาพด้อยกว่า ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงเป็นการนำคุณสมบัติของวัสดุฐานรอง แบบ RT/Duroid 5880 และ FR4 มาแสดงดังตารางที่ 3.1 พร้อมทั้งทำการคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่สัมพันธ์กับคุณสมบัติของวัสดุฐานรอง ซึ่งต้องนำไปใช้ในวิเคราะห์สายอากาศต่อไป ดังนี้

ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติของวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 และชนิด FR4

วัสดุฐานรอง	ϵ_r	h (มม.)	σ (s/m)	t (มม.)	$\tan \delta$
RT/Duroid 5880	2.2	1.575	5.8×10^7	0.017	0.0009
FR4	4.5	1.6	5.8×10^7	0.015	0.02

โดยที่ ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก
 h คือ ความหนาวัสดุฐานรอง
 σ คือ ค่าความนำของวัสดุตัวนำ (ทองแดง)
 t คือ ความหนาของวัสดุตัวนำ
 $\tan \delta$ คือ ค่า Loss tangent ($\tan \delta$)

3.2.1 การคำนวณหาค่าความกว้างของไมโครสตริปไลน์

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดทั้ง 3 รูปแบบที่ทำการวิเคราะห์นั้น จะใช้วิธีการส่งผ่านสัญญาณด้วยสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปซึ่งเรียกว่าไมโครสตริปไลน์ ที่ถูกต่อแบบเปิดวงจร (open-circuit) โดยมีส่วนที่สำคัญ คือ การออกแบบไมโครสตริปไลน์ให้มีอิมพีแดนซ์แมตช์กับอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณแบบโคแอกเชียล 50 โอห์ม (Z_0) อิมพีแดนซ์ของไมโครสตริปไลน์จะถูกกำหนดด้วยความกว้างของไมโครสตริปไลน์

สำหรับความกว้างของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป (W) สามารถคำนวณหาได้จากสมการในบทที่ 2 ซึ่งได้นำมาแสดงอีกครั้ง คือ สมการ (3.1 ก) และ (3.1 ข) โดยขึ้นอยู่กับค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) และความหนาของวัสดุฐานรอง (h) จากสมการดังกล่าวแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) และค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพ ϵ_{eff}

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

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.1 \text{ ข})$$

เมื่อ	W	คือ	ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป
	h	คือ	ความหนาของวัสดุฐานรอง
	ϵ_r	คือ	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก
	Z_0	ค่า	อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ

เมื่อนำค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ของวัสดุฐานรองที่แสดงอยู่ในตารางที่ 3.1 แทนลงในสมการที่ (3.1 ก) จะได้ความกว้างของไมโครสตริปไลน์ ซึ่งวัสดุฐานรองที่ใช้คือ RT/Duroid และ FR4 ดังนั้นความกว้างของไมโครสตริปไลน์ที่ใช้วัสดุต่างกันก็จะมีค่าต่างกัน ค่าที่คำนวณโดยใช้วัสดุฐานรองทั้งสองชนิดนี้ แสดงอยู่ในตารางที่ 3.2

3.2.2 การคำนวณหาความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g)

การออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิด มีพารามิเตอร์สำคัญที่เป็นตัวกำหนดความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ คือ ความยาวรอบรูปของช่องเปิดที่อ้างอิงกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ซึ่งต้องผ่านความถี่ออกแบบที่ต้องการ ในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการศึกษาและออกแบบสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz ดังนั้นเมื่อนำสมการที่ (3.2) – (3.5) มาทำการคำนวณ ก็จะสามารถหาความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ได้

คำนวณหาความยาวคลื่นในอากาศ (λ_0) ได้จาก

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (3.2)$$

ค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ในวัสดุฐานรอง

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.3)$$

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.4)$$

ซึ่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์ประสิทธิผล (ϵ_{eff}) สามารถหาได้จาก

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \sqrt{\left(1 + \frac{12h}{W}\right)} \quad ; \frac{W}{h} > 1 \quad (3.5)$$

โดยที่

- c คือ ความเร็วแสง (ประมาณ 3×10^8 m/s)
- f คือ ความถี่ที่ต้องการออกแบบ
- ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์
- ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง

สำหรับขนาดของสายอากาศแบบช่องเปิดที่ออกแบบนั้นมักใช้เทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (ความยาวคลื่นในวัสดุฐานรอง) และโดยทั่วไปถ้าเป็นสายอากาศช่องเปิดแคบที่มีรูปร่างพื้นฐาน คือ เป็นเส้นช่องเปิด ความยาวของช่องเปิดจะประมาณเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ($\lambda_g/2$) แต่ถ้าช่องเปิดนั้นมีความกว้างมากขึ้นคือเป็นรูปสี่เหลี่ยม ก็ต้องนำเอาความกว้างมาชดเชยกับความยาวของด้านที่แพร่กระจายคลื่น หรือถ้าคิดจากเส้นรอบรูปของช่องเปิดก็จะมากกว่าหนึ่งความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) ไม่มากนัก ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับอัตราส่วนระหว่างความกว้างและความยาวของช่องเปิดที่สัมพันธ์กับความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ แต่การกำหนดความยาวเส้นรอบรูปที่กล่าวมานี้อาจไม่สามารถใช้กับรูปร่างช่องเปิดที่ซับซ้อนได้ สำหรับการหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จากการใช้วัสดุฐานรองทั้งสองชนิดซึ่งจะถูกนำไปใช้ในการจำลองสายอากาศ จะใช้วิธีการคำนวณจากสมการข้างต้น โดยต้องกำหนดค่าความถี่และคุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่ใช้ ดังแสดงในตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ค่าพารามิเตอร์ที่คำนวณจากวัสดุฐานชนิด RT/Duroid 5880 และ FR4 เพื่อใช้ออกแบบ

วัสดุฐานรอง	f (GHz)	ϵ_{eff}	λ_0 (มม.)	λ_g (มม.)	W (มม.)
RT/Duroid 5880	2.45	2.9	122.45	72.03	5.0
FR4	2.45	3.37	122.45	66.7	2.8

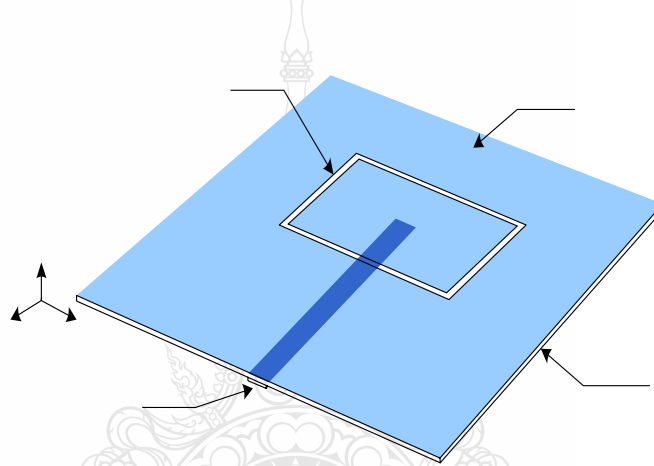
ซึ่งค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) และความกว้างของไมโครสตริปไลน์ (W) ของการใช้วัสดุฐานรองทั้งสองชนิดจะถูกนำไปใช้ในการออกแบบต่อไป

3.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดวงรอบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า โดยใช้ RT Duroid

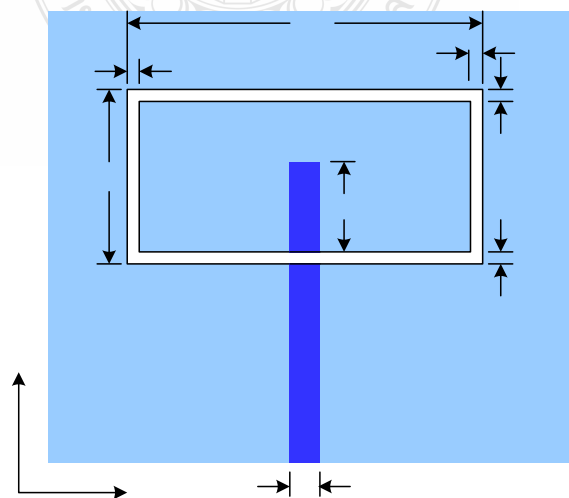
ในเบื้องต้นนี้เป็นการจำลองการออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดรูปร่างพื้นฐานแบบวงรอบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ดังแสดงในรูปที่ 3.1 โดยใช้วัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 ลักษณะของโครงสร้างของสายอากาศ ประกอบด้วย ช่องเปิดเป็นวงรอบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า วางอยู่บนระนาบกราวด์ โดยมีไมโครสตริปไลน์อยู่บนระนาบตรงกันข้าม

รูปที่ 3.2 เป็นการกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดวงรอบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ประกอบไปด้วย

- S_{B1} คือ ความกว้างของช่องเปิดแนวตั้งด้านซ้าย
- S_{B2} คือ ความกว้างของช่องเปิดแนวตั้งด้านขวา
- S_{A1} คือ ความกว้างของช่องเปิดแนวนอนด้านบน
- S_{A2} คือ ความกว้างของช่องเปิดแนวนอนด้านล่าง
- A คือ ความยาวขอบนอกของช่องเปิดในแนวนอน
- B คือ ความยาวขอบนอกในแนวตั้งของช่องเปิด
- L_m คือ ระยะระหว่างขอบบนของไมโครสตริปไลน์กับขอบในแนวนอนด้านล่างของช่องเปิด
- w คือ ความกว้างของไมโครสตริปไลน์



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดวงรอบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า



Slot antenna

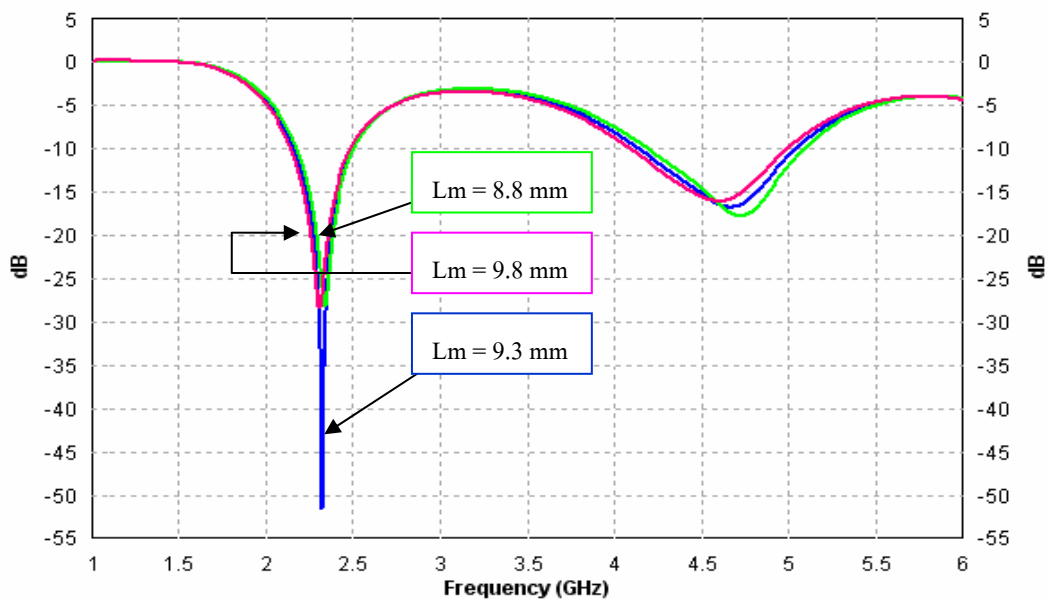
รูปที่ 3.2 พารามิเตอร์ทางขนาดของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดวงรอบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

การออกแบบเบื้องต้นที่ทำให้สายอากาศสามารถใช้งานครอบคลุมมาตรฐาน IEEE 802.11b/g ได้ ต้องกำหนดความถี่ในการออกแบบที่เป็นความถี่กึ่งกลางของมาตรฐานนั้น ซึ่งมีสองความถี่ที่นิยมใช้ คือความถี่ 2.44 GHz และ 2.45 GHz ในที่นี้ทำการออกแบบที่ความถี่ 2.45 GHz ดังนั้นเมื่อใช้ RT/Duroid 5880 จะได้ความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) โดยประมาณ 72.03 มม. ตามตารางที่ 3.2

ขั้นตอนแรกเป็นการออกแบบสายอากาศวงรอบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า เพื่อศึกษาผลกระทบของการปรับระยะ L_m และปรับความกว้างของช่องเปิด คือ S_{A1} , S_{A2} , S_{B1} , และ S_{B2} ซึ่งผลจากการศึกษาที่ได้นี้ถูกนำไปใช้ในการวิเคราะห์รูปแบบสายอากาศที่ต้องการต่อไป เพื่อให้เกิดความง่ายต่อการวิเคราะห์ ดังนั้นในที่นี้ขอกำหนดความยาวเส้นรอบรูปของสายอากาศประมาณ $1.4 \lambda_g$ เพื่อใช้เป็นกรณีศึกษาเท่านั้น โดยยังไม่สนใจที่จะปรับขนาดของสายอากาศเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ 2.45 GHz จากนั้นจะทำการกำหนดอัตราส่วนของความกว้างต่อความยาวของสายอากาศเพื่อให้เป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า โดยที่อัตราส่วนนี้มีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้ ในที่นี้จึงขอกำหนดเบื้องต้นให้อัตราส่วนของด้านความยาว (A) ต่อความกว้าง (B) เป็น 2.4:1 โดยประมาณ นั่นคือ $A = 36$ มม. และ $B = 15$ มม. ระบายกรวด = 66×56 มม.² และออกแบบให้มีการจัดวางสายอากาศและไมโครสตริปไลน์ให้สมมาตรกันทั้งด้านซ้ายและขวา กล่าวคือ ไมโครสตริปไลน์จะถูกจัดวางไว้กึ่งกลางของสายอากาศ ในการออกแบบจะใช้วัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 โดยมีความกว้างของไมโครสตริปไลน์ (w) = 5 มม. จากนั้นทำการจำลองผลด้วยโปรแกรม IE3D

3.3.1 การศึกษาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงระยะความยาวไมโครสตริปไลน์ L_m

ในเบื้องต้นนี้ เป็นการศึกษาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงระยะความยาว L_m ซึ่งเป็นระยะระหว่างขอบบนของไมโครสตริปไลน์กับขอบในล่างของช่องเปิดในแนวนอน



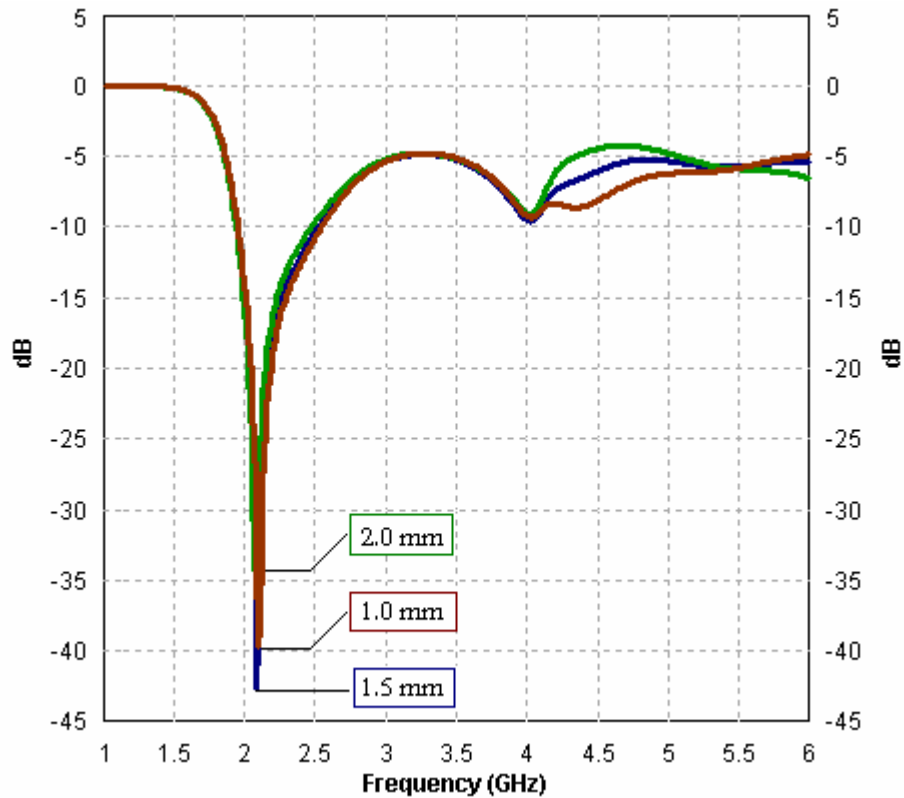
รูปที่ 3.3 การเปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อเปลี่ยนแปลงระยะ L_m

ในขั้นตอนนี้ใช้ค่าความกว้างของไมโครสตริปไลน์ (W) ที่ได้คำนวณจากการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม ดังที่แสดงอยู่ในตารางที่ 3.2 คือ 5 มม. ในการศึกษาผลกระทบของ L_m ที่เกิดขึ้นต้องกำหนดความกว้างช่องเปิดของวงรอบแต่ละด้านให้คงที่ที่ค่าใดค่าหนึ่งก่อน จากนั้นให้ทำการปรับ L_m เพื่อศึกษาผลกระทบที่มีต่อการสูญเสียจากการย้อนกลับ S_{11} ในที่นี้กำหนดค่าพารามิเตอร์ที่เป็นความกว้างของช่องเปิดให้มีค่าไม่กว้างมากนักให้คงที่ ดังนี้ $S_{B1} = S_{B2} = 1.0$ มม., $S_{A1} = S_{A2} = 1.0$ มม. ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงระยะ L_m แสดงดังรูปที่ 3.3

จากการจำลองการเปลี่ยนระยะ L_m จำนวน 3 ค่าเปรียบเทียบกับ พบว่าระยะ L_m จะมีผลต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์มากที่สุด ถ้าระยะ L_m มีค่ามากหรือน้อยไปจะทำให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ลดน้อยลง ขณะเดียวกันจะมีผลตอบสนองต่อความถี่รีโซแนนซ์เล็กน้อย กล่าวคือ เมื่อระยะ L_m มากขึ้นความถี่รีโซแนนซ์ลดลง ในทางกลับกันถ้าระยะ L_m ลดลงความถี่รีโซแนนซ์มากขึ้น ผลจากการศึกษาการปรับระยะ L_m นี้ พบว่าควรพิจารณาเลือกค่า L_m ที่ให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุดเป็นอันดับแรกก่อน หลังจากนั้นให้ดูว่าความถี่รีโซแนนซ์ที่ได้ตรงกับความถี่ออกแบบหรือไม่ ถ้าไม่ตรงต้องปรับขนาดของสายอากาศใหม่ และขณะเดียวกันก็ต้องปรับแต่ง L_m ใหม่อีกครั้ง ทำสลับไปมาจนกว่าจะได้ทั้งการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีและมีความถี่รีโซแนนซ์ตรงตามที่ต้องการ ผลการจำลองค่าการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) ที่แสดงในรูปที่ 3.3 แสดงให้เห็นว่าระยะ L_m เท่ากับ 9.3 มิลลิเมตร จะให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุดที่ความถี่รีโซแนนซ์ 2.32 GHz โดยมีช่วงแถบความถี่ตั้งแต่ 2.17-2.5 GHz และมีค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) เท่ากับ -51.52 dB ส่วนที่แถบความถี่สูงมีค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่น้อยที่สุดเท่ากับ -16.85 dB ที่ความถี่รีโซแนนซ์ 4.67 GHz โดยมีช่วงแถบความถี่ตั้งแต่ 4.13-5.04 GHz เนื่องจากการวิเคราะห์ครั้งนี้ยังไม่สนใจปรับให้ความถี่รีโซแนนซ์ตรงกับความต้องการ เพราะต้องการศึกษาผลกระทบของระยะ L_m และผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงความกว้างช่องเปิดในแนวตั้งและแนวนอนเท่านั้น ซึ่งจากความถี่รีโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นทำให้สามารถทำนายได้ว่า ถ้าต้องการความถี่รีโซแนนซ์ให้ตรงกับความถี่ที่ต้องการ ต้องทำการปรับเปลี่ยนขนาดของสายอากาศให้ใหญ่ขึ้นหรือเล็กลงอย่างไร

3.3.2 การศึกษาผลกระทบจากการปรับความกว้างของช่องเปิดแนวนอนและแนวตั้งให้เท่ากัน

S_{B1} คือ ความกว้างของช่องเปิดแนวตั้งด้านซ้าย S_{B2} คือ ความกว้างของช่องเปิดแนวตั้งด้านขวา S_{A1} คือ ความกว้างของช่องเปิดแนวนอนด้านบน และ S_{A2} คือ ความกว้างของช่องเปิดแนวนอนด้านล่าง ในเบื้องต้นทำการจำลองผลการเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของช่องเปิดแนวนอนและแนวตั้งที่เท่ากันทุกด้าน จำนวน 3 ค่า ซึ่งในการจำลองแต่ละครั้งต้องปรับระยะ L_m ให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ด้านต่ำที่ดีที่สุดเพื่อเป็นมาตรฐานในการเปรียบเทียบ โดยถือว่า S_{11} ในแต่ละการปรับ ความกว้างของช่องเปิดแนวนอนและแนวตั้งมีค่าเท่าเทียมกัน ผลการจำลองการสูญเสียจากการย้อนกลับแสดงดังรูปที่ 3.4

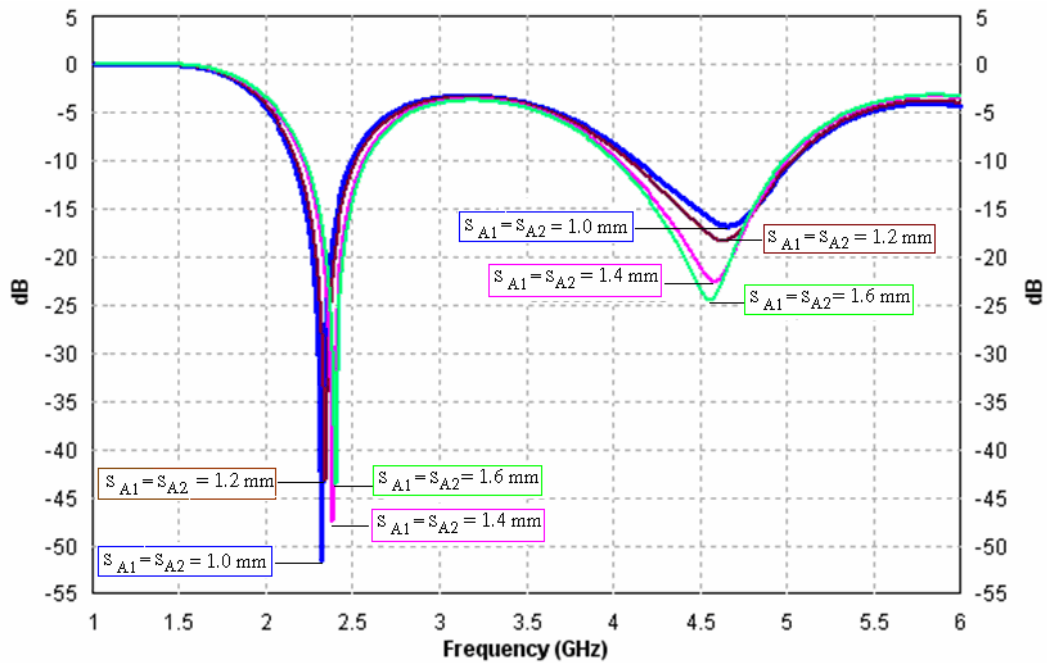


รูปที่ 3.4 การเปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของช่องเปิดแนวนอนและแนวตั้งให้เท่ากันทุกด้าน

จากผลการจำลองพบว่า เมื่อความกว้างช่องเปิดแนวนอนและแนวตั้งวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าเพิ่มขึ้นเท่ากัน จะมีผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำสูงขึ้นเล็กน้อย ส่วนที่แถบความถี่ด้านสูงมีแนวโน้มของการเกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่เท่ากัน สรุปผลคือ การเปลี่ยนแปลงความกว้างช่องเปิดแนวนอนและแนวตั้งวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า จะไม่มีผลกระทบใดๆ มากนัก แต่อย่างไรก็ตามเมื่อวิเคราะห์ผลการจำลอง โดยการพิจารณาทั้งการสูญเสียย้อนกลับและแถบความถี่ทั้งสองแถบความถี่พบว่าสายอากาศนี้ยังไม่ครอบคลุมมาตรฐาน WLAN ที่ต้องการได้

3.3.3 การศึกษาผลกระทบจากการปรับความกว้างของช่องเปิดแนวนอน

S_{A1} และ S_{A2} เป็นความกว้างของช่องเปิดแนวนอนด้านบนและด้านล่าง ตามลำดับ ในขั้นตอนนี้ นำขนาดและโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าเดิมในหัวข้อที่ผ่านมาแล้วมาซึ่งมีความกว้างช่องเปิดทั้งสี่ด้านเท่ากับ 1.0 มม. มาใช้เป็นต้นแบบในการจำลอง โดยจะกำหนดค่าเบื้องต้นของพารามิเตอร์ ดังนี้ $S_{B1} = S_{B2} = 1.0$ มม. และทำการจำลองผลการเปลี่ยนแปลงค่าของ S_{A1} และ S_{A2} ที่เท่ากัน จำนวน 4 ค่า ซึ่งในการจำลองแต่ละครั้งต้องปรับระยะ L_m ให้ได้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ด้านต่ำที่ดีที่สุดเพื่อเป็นมาตรฐานในการเปรียบเทียบโดยถือว่า S_{11} ในแต่ละการปรับ S_{A1} และ S_{A2} มีค่าเท่าเทียมกัน ผลการจำลองการสูญเสียจากการย้อนกลับแสดงดังรูปที่ 3.5



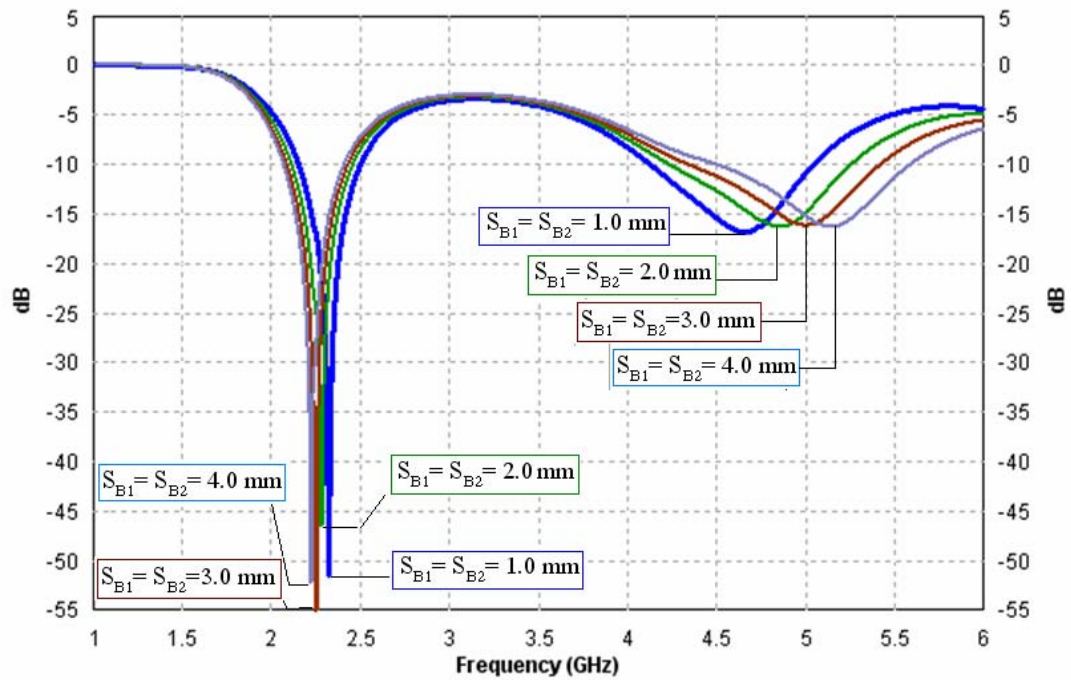
รูปที่ 3.5 เปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) จากการเปลี่ยนแปลงความกว้าง S_{A1} และ S_{A2}

จากผลการจำลองพบว่าเมื่อความกว้างช่องเปิด S_{A1} และ S_{A2} เพิ่มขึ้นมีผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำสูงขึ้นเล็กน้อย ส่วนที่แถบความถี่ด้านสูงนั้น เมื่อความกว้างช่องเปิด S_{A1} และ S_{A2} เพิ่มขึ้น จะมีผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ลดลงและค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จะมีการเปลี่ยนแปลงสรุปคือ การเปลี่ยนแปลง S_{A1} และ S_{A2} จะมีผลกระทบไม่มากนัก แต่อย่างไรก็ตามเมื่อวิเคราะห์ผลการจำลอง โดยการพิจารณาทั้งการสูญเสียย้อนกลับและแถบความถี่ทั้งสองแถบความถี่ พบว่าสายอากาศนี้ยังไม่ครอบคลุมมาตรฐาน WLAN ที่ต้องการได้ เพราะที่แถบความถี่สูงจะมีช่วงความถี่ใช้งานได้ ตั้งแต่ ประมาณ 4-5 GHz เท่านั้น

3.3.4 การศึกษาผลกระทบจากการปรับความกว้างของช่องเปิดแนวตั้ง

S_{B1} และ S_{B2} เป็นความกว้างของช่องเปิดแนวตั้งด้านซ้ายและด้านขวาของสายอากาศ ซึ่งมีการจัดวางอย่างสมมาตรกัน การจำลองเพื่อหาผลของการเปลี่ยนแปลงความกว้างช่องเปิดในแนวตั้งทั้งสอง จะต้องกำหนดค่าพารามิเตอร์เบื้องต้นให้คงที่ คือ $S_{A1} = S_{A2} = 1.0$ มม. และทำการจำลองเปลี่ยนแปลงค่า $S_{B1} = S_{B2}$ จำนวน 4 ค่า ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงค่า S_{B1} และ S_{B2} แสดงดังรูปที่ 3.6

จากผลการจำลองพบว่า เมื่อค่า $S_{B1} = S_{B2}$ เพิ่มขึ้น ทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่แถบความถี่ต่ำลดลงและที่แถบความถี่สูงเพิ่มขึ้น โดยจะมีการเปลี่ยนแปลงของความถี่เรโซแนนซ์ที่แถบความถี่ด้านสูงมากกว่าที่แถบความถี่ด้านต่ำ ส่วนการสูญเสียย้อนกลับที่แถบความถี่สูงเกือบเท่ากันหมด จากค่า S_{11} ที่แสดง เห็นได้ชัดเจนว่า ที่แถบความถี่สูงมีความถี่เลื่อนสูงขึ้นเมื่อ S_{B1} และ S_{B2} มีค่าเพิ่มขึ้น ส่วนที่แถบความถี่ด้านต่ำเลื่อนลงโดยแบนด์วิดท์เท่าเดิม



รูปที่ 3.6 เปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) จากการเปลี่ยนแปลงความกว้าง S_{B1} และ S_{B2}

ตารางที่ 3.3 ผลการจำลองคุณลักษณะของสายอากาศแบบช่องเปิดวงรอบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่ใช้เป็นกรณีศึกษา

พารามิเตอร์ที่กำหนด $A=36$ มม., $B=15$ มม., $W=5$ มม.		แถบความถี่ด้านต่ำ			แถบความถี่ด้านสูง		
		Fr(GHz)	S_{11} (dB)	BW(GHz)	Fr(GHz)	S_{11} (dB)	BW (GHz)
เปรียบเทียบ L_m ($S_{A1}=S_{A2}=1$) ($S_{B1}=S_{B2}=1$)	$L_m = 8.8$	2.34	-28.21	2.18-2.51	4.72	-17.86	4.19-5.09
	$L_m = 9.3$	2.32	-51.52	2.17-2.5	4.66	-16.85	4.13-5.04
	$L_m = 9.8$	2.31	-28.46	2.15-2.49	4.59	-16.19	4.09-4.99
เปรียบเทียบ S_{A1} และ S_{A2} ($S_{B1}=S_{B2}=1$)	$S_{A1}=S_{A2}=1$	2.32	-51.52	2.17-2.5	4.66	-16.85	4.13-5.04
	$S_{A1}=S_{A2}=1.2$	2.34	-43.29	2.18-2.52	4.63	-18.40	4.09-5.03
	$S_{A1}=S_{A2}=1.3$	2.38	-47.43	2.22-2.56	4.58	-22.66	4.03-5.00
	$S_{A1}=S_{A2}=1.4$	2.40	-43.58	2.23-2.58	4.48	-22.67	4.01-4.98
เปรียบเทียบ S_{B1} และ S_{B2} ($S_{A1}=S_{A2}=1$)	$S_{B1}=S_{B2}=1$	2.32	-51.52	2.17-2.5	4.66	-16.85	4.13-5.04
	$S_{B1}=S_{B2}=2$	2.28	-46.47	2.12-2.45	4.86	-16.35	2.24-5.25
	$S_{B1}=S_{B2}=3$	2.25	-60.40	2.10-2.42	4.99	-16.20	4.34-5.41
	$S_{B1}=S_{B2}=4$	2.23	-52.18	2.08-2.4	5.14	-16.33	4.49-5.58

สรุปผลการจำลองคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า ในแต่ละกรณี ที่มีการปรับให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่แถบความถี่ด้านต่ำดีที่สุด แสดงในตารางที่ 3.3

ขนาดทางกายภาพของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่แสดงในตารางที่ 3.3 เป็นขนาดที่ใช้เพื่อเป็นกรณีศึกษาเกี่ยวกับผลกระทบจากการปรับพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศเท่านั้น โดยยังไม่คำนึงถึงความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องทำกับความถี่ที่ต้องการ ซึ่งวิธีนี้เหมาะกับการใช้เป็นแนวทางในการศึกษาและวิเคราะห์สายอากาศในรูปแบบอื่น ๆ ต่อไป สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศแบบช่องเปิดวงรอบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ทำการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D นี้ เห็นได้ว่าให้ผลที่ดีที่สุด ซึ่งผลของค่าการสูญเสียจากการย้อนกลับ คือ S_{11} เป็นตัวบอกลถึงความถี่เรโซแนนซ์และการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ณ ความถี่ต่าง ๆ ได้ดี รวมถึงแบนด์วิดท์ในการนำไปใช้งานของสายอากาศด้วย

จากการศึกษาผลกระทบของระยะ L_m และความกว้างช่องเปิดทั้งแนวนอนและแนวตั้งสามารถสรุปผลได้ ดังนี้

- ระยะ L_m จะมีผลอย่างมากต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ขณะเดียวกันก็จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนไปบ้างเล็กน้อย

- ความกว้างของช่องเปิดแนวนอน S_{A1} และ S_{A2} จะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงทางความถี่เรโซแนนซ์ที่แถบความถี่ต่ำและแถบความถี่สูงไม่มากนัก

- ความกว้างของช่องเปิดแนวตั้ง S_{B1} และ S_{B2} จะมีผลกระทบต่อเปลี่ยนแปลงของความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำและด้านสูง โดยจะมีผลกระทบต่อเปลี่ยนแปลงทางความกว้างของแบนด์วิดท์ที่แถบความถี่ด้านสูงมากกว่าที่แถบความถี่ด้านต่ำ

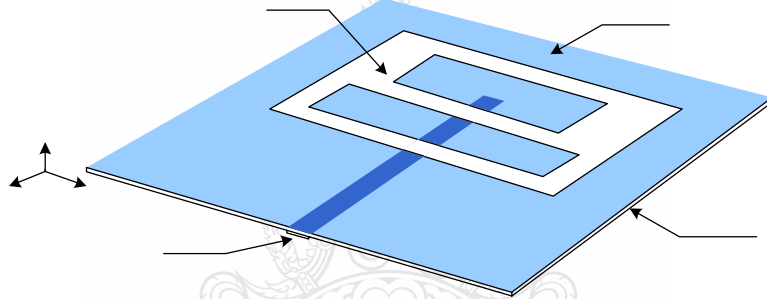
ดังนั้นในการนำข้อมูลที่ได้ศึกษานี้ไปใช้งานต่อไป ก็ควรที่จะจัดลำดับความสำคัญของการปรับพารามิเตอร์แต่ละตัว และอาจต้องปรับพารามิเตอร์ทางขนาดบ้างเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ตรงตามความต้องการ แต่ทั้งนี้ทุกครั้งที่มีการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ก็ต้องปรับระยะ L_m ทุกครั้ง เพื่อให้ได้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุด ซึ่งทำให้ทราบความถี่เรโซแนนซ์ที่แน่นอนที่เกิดขึ้นด้วยว่าตรงกับความถี่ที่ต้องการในการออกแบบหรือไม่ นอกจากนี้สังเกตได้ว่าความถี่ที่สองซึ่งเป็นฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นจะมีค่าประมาณสองเท่ากว่าของความถี่แรก ดังนั้นถ้ามีการออกแบบให้ความถี่แรกเป็น 2.45 GHz ก็ต้องทำการปรับให้ความถี่ที่สองที่ได้มีค่าตั้งแต่ 5 GHz ขึ้นไป ซึ่งถ้าสามารถให้ความถี่ที่สองใช้งานได้ในช่วง 5-6 GHz ก็จะเป็นประโยชน์ต่อการนำไปใช้งานตามมาตรฐานของ IEEE 802.11b/g/a/d เป็นไปตามวัตถุประสงค์ที่กำหนดไว้ตอนต้น

เนื่องจากรูปแบบสายอากาศช่องเปิดวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ออกแบบมานี้ยังไม่สามารถปรับแต่งให้ได้สองแถบความถี่ที่ครอบคลุม WLAN ได้ นอกจากนี้แถบความถี่สูงก็ยังมีอิมพีแดนซ์ที่ไม่ดีพอ ดังนั้นจึงต้องทำการศึกษาต่อไป ด้วยการนำไปปรับแต่งรูปร่างให้เป็นรูปเลข

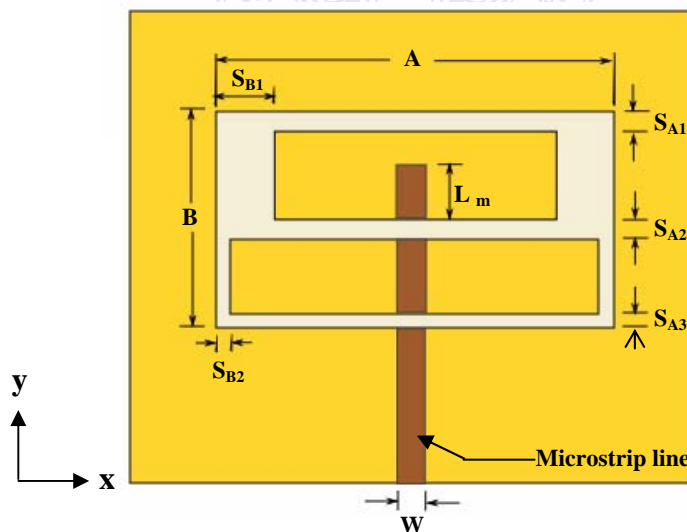
แปด ด้วยการเชื่อมต่อช่องเปิดแนวตั้งทั้งสองเข้าด้วยกัน โดยใช้ช่องเปิดแนวนอนวางอยู่ภายในกึ่งกลางสายอากาศ จึงทำให้มีพารามิเตอร์เพิ่มขึ้น ซึ่งคาดว่าจะทำให้การปรับแต่งสายอากาศนี้ดีขึ้นได้

3.4 การจำลองสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเลขแปด โดยใช้ RT Duroid

ในที่นี้ นำรูปแบบสายอากาศช่องเปิดวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้ามาทำการพัฒนาต่อด้วยการเจาะเป็นเส้นช่องเปิดแนวนอนระหว่างกลางของวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าเพื่อแบ่งให้เป็นวงรอบสี่เหลี่ยมสองวงประกบกันเป็นวงรอบปิด แสดงดังรูปที่ 3.7 จากนั้นจะทำการศึกษาและวิเคราะห์ผลของการปรับความกว้างช่องเปิดในแต่ละส่วนเพื่อดูผลกระทบที่เกิดขึ้น และจะนำไปใช้ประโยชน์สำหรับการปรับรูปแบบสายอากาศให้วงรอบสี่เหลี่ยมล่างเป็นแบบวงรอบปลายเปิด คือ รูปอักษรอี ซึ่งเป็นรูปร่างสายอากาศใหม่ที่ยังไม่เคยมีใครวิจัยมาก่อน โดยจะอธิบายในหัวข้อ 3.5 ต่อไป



รูปที่ 3.7 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเลขแปด



Slot antenna

รูปที่ 3.8 พารามิเตอร์ทางขนาดของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเลขแปด

พารามิเตอร์ทางโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเลขแปด แสดงอยู่ในรูปที่ 3.8 ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศประกอบด้วย ช่องเปิดรูปเลขแปดวางอยู่บนระนาบกราวด์ โดยมีส่วนป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์อยู่บนระนาบตรงกันข้าม การออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเลขแปดนี้ยังคงใช้วัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 และทำการออกแบบที่ความถี่ 2.45 GHz เช่นเดิม โดยจะกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของช่องเปิดรูปเลขแปดตามที่แสดงในรูปที่ 3.8 ดังนี้

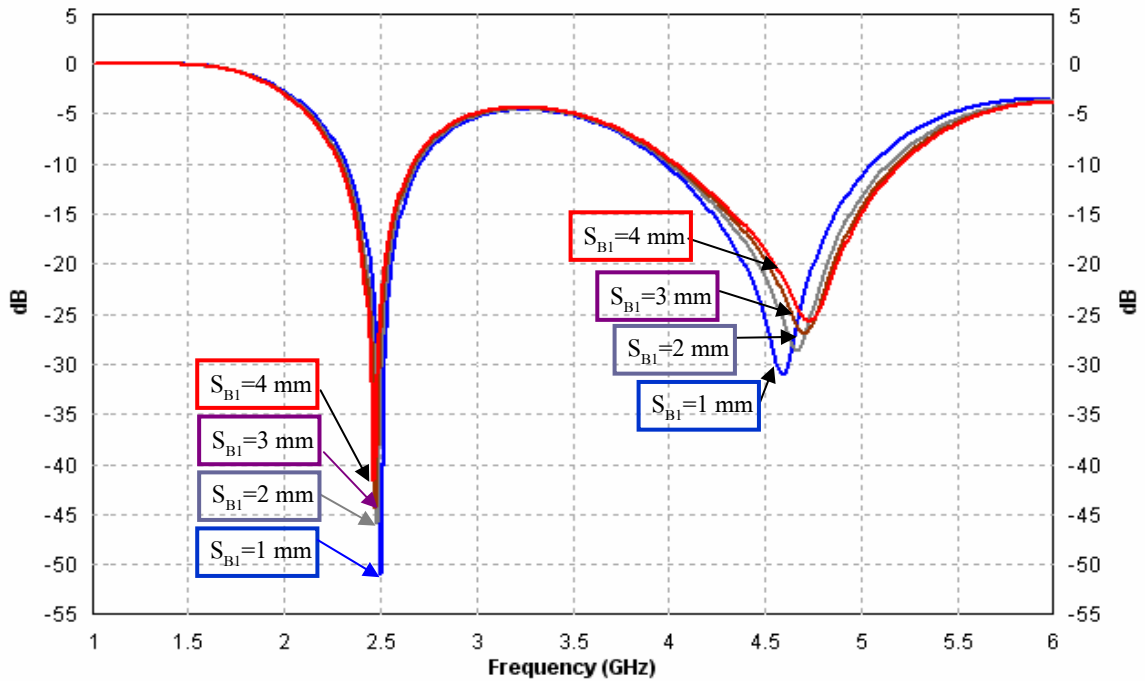
- S_{B1} คือ ความกว้างของช่องเปิดในแนวตั้งส่วนบน
- S_{B2} คือ ความกว้างของช่องเปิดในแนวตั้งส่วนล่าง
- S_{A1} คือ ความกว้างของช่องเปิดในแนวแนวนอนส่วนบน
- S_{A2} คือ ความกว้างของช่องเปิดในแนวแนวนอนส่วนกลางซึ่งวางอยู่กึ่งกลางของสายอากาศ
- S_{A3} คือ ความกว้างของช่องเปิดในแนวแนวนอนส่วนล่าง
- A คือ ความยาวของช่องเปิดในแนวแนวนอน
- B คือ ความยาวของช่องเปิดในแนวตั้ง
- L_m คือ ระยะจากปลายขอบบนของไมโครสตริปไลน์ถึงขอบช่องเปิดในแนวแนวนอนส่วนกลาง
- W คือ ความกว้างของไมโครสตริปไลน์

จากผลการจำลองวงรอบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ผ่านมา ใช้ขนาดสายอากาศช่องเปิด คือ $A = 36$ มม. และ $B = 15$ มม. โดยมีขนาดระนาบกราวด์เท่ากับ 66×56 ตร.มม. ดังนั้นในการจำลองนี้ยังคงขนาดรอบนอกของช่องเปิดเหมือนเดิม คือ $A = 36$ มม. และ $B = 15$ มม. หรือความยาวเส้นรอบรูปของสายอากาศประมาณ $1.4 \lambda_g$ และความกว้างของไมโครสตริปไลน์ คือ $W = 5$ มม. และในการจำลองแต่ละครั้งต้องปรับระยะ L_m ทุกครั้งเพื่อให้ความถี่เรโซแนนซ์แรกมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุด ในการศึกษาผลกระทบของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่จะแสดงในลำดับต่อไปนี้จะเป็นการจำลองผลการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่ได้จากการปรับความกว้างของช่องเปิดทั้งหมดคือ S_{B1} , S_{B2} , S_{A1} , S_{A2} , และ S_{A3} ผลกระทบที่เกิดขึ้น ในด้านของความถี่เรโซแนนซ์ ความกว้างแบนด์วิดท์ จะถูกนำมาวิเคราะห์ผล ดังนั้นเพื่อความเหมาะสมในเบื้องต้นทำการกำหนดให้เป็นสายอากาศช่องเปิดแคบ มีความกว้างช่องเปิดประมาณ $0.014 \lambda_g$ (1 มม.) ค่าเริ่มต้นของความกว้างช่องเปิดจึงเริ่มที่ $S_{B1} = S_{B2} = 1$ มม. และ $S_{A1} = S_{A2} = S_{A3} = 1$ มม. โดยช่องแนวนอนกลาง (S_{A2}) ถูกจัดวางให้อยู่กึ่งกลางสายอากาศ จึงทำให้เกิดแผ่นตัวนำสองแผ่นที่มีขนาดเท่ากันวางอยู่ภายในสายอากาศ นั่นคือในแต่ละแผ่นตัวนำภายในวงรอบช่องเปิดมีความยาวในแนวแนวนอน เท่ากับ 34 มม. และในแนวตั้ง เท่ากับ 6 มม.

3.4.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ช่องเปิดแนวตั้ง S_{B1} และ S_{B2}

เนื่องจากความกว้างช่องเปิดในแนวตั้งมีส่วนสองส่วน คือ S_{B1} และ S_{B2} ดังนั้นจึงแยกการจำลองเป็นสองขั้นตอน โดยให้พารามิเตอร์อื่นคงที่ คือ $S_{A1} = S_{A2} = S_{A3} = 1$ มม.

ขั้นตอนที่ 1 ทำการจำลองผลของการเปลี่ยนแปลงค่า S_{B1} รวม 4 ค่า คือ 1 มม., 2 มม., 3 มม., และ 4 มม. โดยให้ความกว้างช่องเปิดในแนวตั้งส่วนล่าง คือ $S_{B2} = 1$ มม. ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงค่า S_{B1} ที่ดีที่สุดในแต่ละค่า แสดงดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 เปรียบเทียบการปรับ S_{B1} ที่มีต่อการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อ $S_{B2} = 1$ มม.

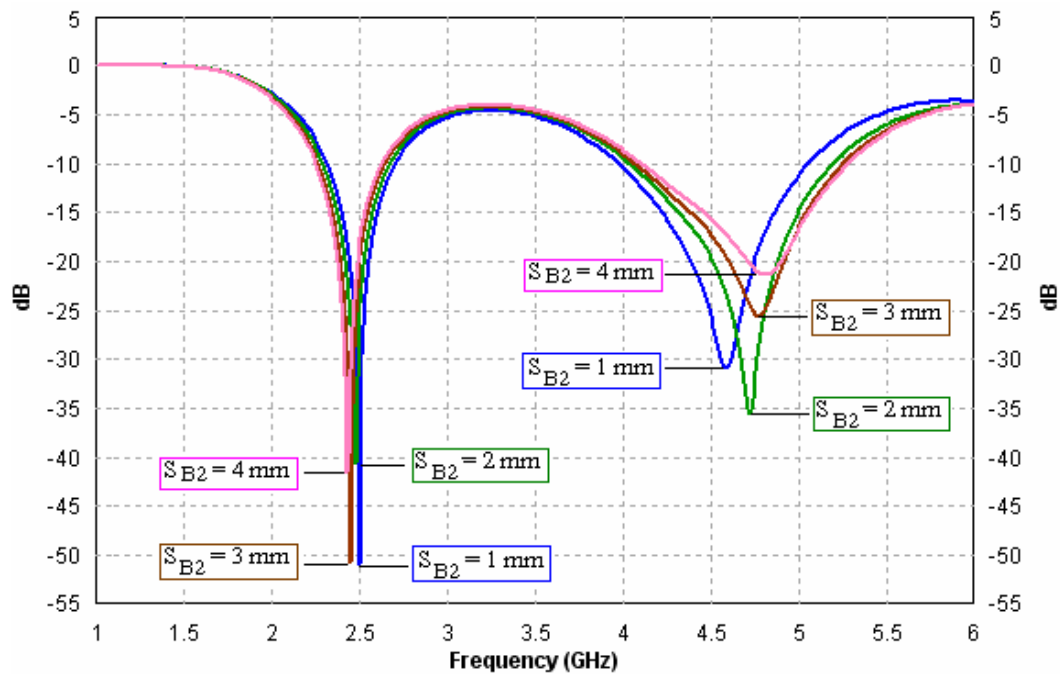
จากผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) พบว่า เมื่อ S_{B1} มีค่ามากขึ้น ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำจะลดลงเล็กน้อยแต่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูงจะเพิ่มขึ้นมากกว่า ขณะที่แบนด์วิดท์ที่แถบความถี่ด้านต่ำแทบไม่เปลี่ยนแปลง แต่ที่แถบความถี่สูงแบนด์วิดท์จะมากขึ้น

ขั้นตอนที่ 2 ทำการจำลองผลของการเปลี่ยนแปลงค่า S_{B2} รวม 4 ค่า คือ 1 มม., 2 มม., 3 มม., และ 4 มม. โดยให้ความกว้างช่องเปิดในแนวตั้งส่วนบน คือ $S_{B1} = 1$ มม. ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงค่า S_{B2} ที่ดีที่สุดในแต่ละค่า แสดงดังรูปที่ 3.10

จากผลจากการจำลองการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ในรูปที่ 3.10 พบว่าคล้ายกับรูปที่ 3.9 คือ เมื่อ S_{B2} มีค่ามากขึ้น ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำจะลดลงเล็กน้อยแต่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูงจะเพิ่มขึ้น ขณะที่แบนด์วิดท์ที่แถบความถี่ด้านต่ำแทบไม่เปลี่ยนแปลงแต่ที่แถบความถี่สูงจะเปลี่ยนแปลงมาก

ผลการวิเคราะห์ผลกระทบของความกว้างช่องเปิดในแนวนอนส่วนบนและส่วนล่างของสายอากาศช่องเปิดวงรอบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ผ่านมา พบว่าความกว้างช่องเปิดในแนวนอนสองส่วนนี้แทบไม่มีผลกระทบใด ๆ เกิดขึ้นเลย ดังนั้นความกว้างของช่องเปิดแนวนอนส่วนบนและส่วนล่าง (S_{A1} และ S_{A3}) ของสายอากาศช่องเปิดรูปเลขแปดนี้จึงมีความกว้างเป็น 1 มม. ไม่จำเป็นต้องมีการ

ปรับเปลี่ยนใด ๆ ทั้งสิ้น คงมีเพียงความกว้างช่องเปิดส่วนกลาง คือ S_{A2} เท่านั้นที่จำเป็นต้องปรับเปลี่ยนเพื่อผลกระทบที่เกิดขึ้นและจะต้องปรับให้ได้ผลดีที่สุดตามที่ต้องการ

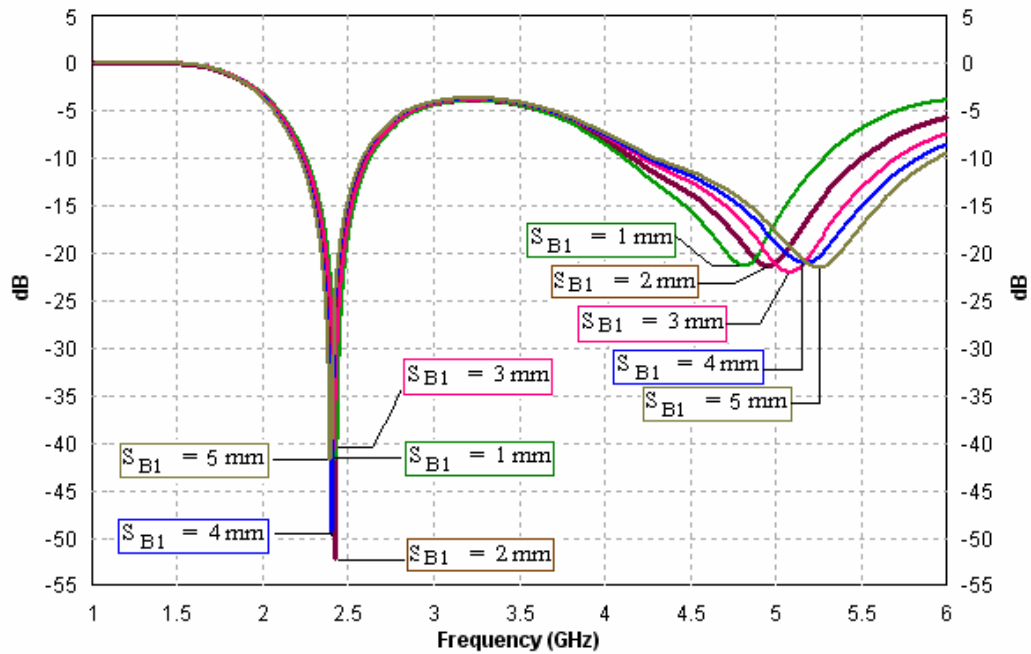


รูปที่ 3.10 เปรียบเทียบการปรับ S_{B2} ที่มีต่อการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อ $S_{B1} = 1$ มม.

ก่อนที่จะทำการวิเคราะห์ผลกระทบของความกว้างช่องเปิดส่วนกลาง จะต้องเลือกค่าที่เหมาะสมที่สุดของ S_{B1} และ S_{B2} จากผลการสูญเสียย้อนกลับในรูปที่ 3.9 เลือกใช้ $S_{B1} = 4$ มม. และรูปที่ 3.10 เลือก $S_{B2} = 4$ มม. จะมีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้มากที่สุด โดยที่แถบความถี่ต่ำจะครอบคลุมมาตรฐาน WLAN แต่ที่แถบความถี่สูงนั้น ความถี่ที่ตำแหน่งขอบล่างอยู่ต่ำกว่า 5 GHz แต่ความถี่ที่ตำแหน่งขอบบนต่ำกว่า 6 GHz จึงยังไม่ครอบคลุมมาตรฐานของ WLAN นอกจากนี้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่แถบความถี่สูงยังไม่ดีพอ ดังนั้นในการวิเคราะห์จึงมี 2 ทางเลือก คือ แบบที่ 1 เลือกใช้ $S_{B2} = 4$ มม. จากนั้นให้ทำการปรับค่า S_{B1} แบบที่ 2 ให้ $S_{B1} = 4$ มม. แล้วทำการปรับค่า S_{B2} แบบที่ 1 เลือกใช้ $S_{B2} = 4$ มม. เปลี่ยนแปลงความกว้าง S_{B1} รวม 5 ค่า คือ 1 มม., 2 มม., 3 มม., 4 มม. และ 5 มม. โดยที่ $S_{A1} = S_{A2} = S_{A3} = 1$ มม. ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 3.11

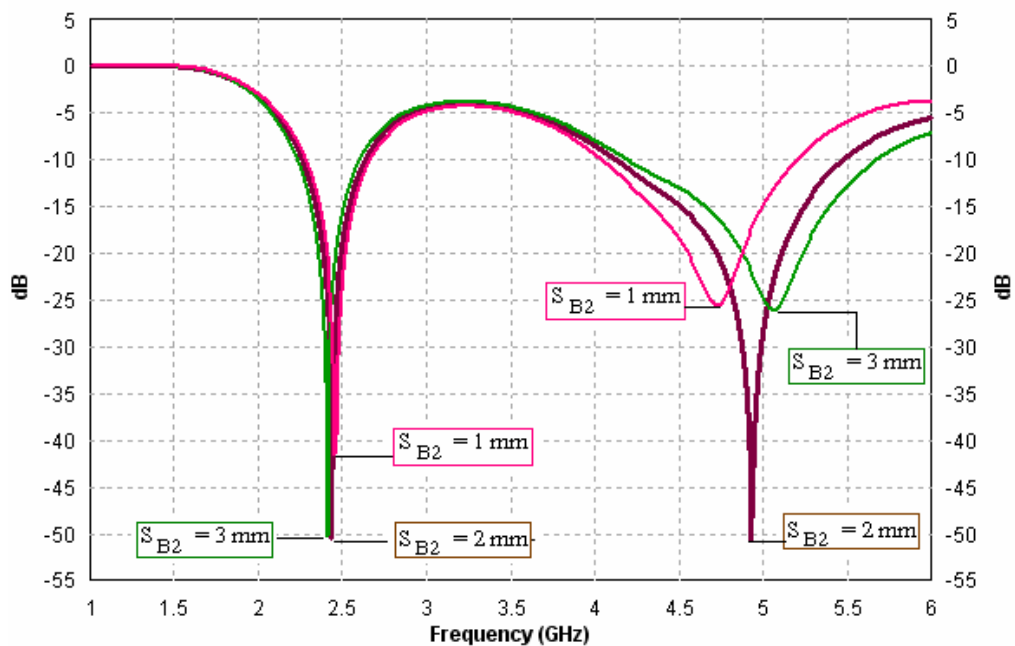
ผลจากการจำลองแสดงให้เห็นได้ว่า เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า S_{B1} โดยที่ $S_{B2} = 4$ มม. ที่แถบความถี่ด้านต่ำแทบจะไม่มี การเปลี่ยนแปลงทางความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์วิดท์เลย ส่วนที่แถบความถี่ด้านสูงจะมีการเปลี่ยนแปลงทางความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์วิดท์มากกว่า กล่าวคือ เมื่อ S_{B1} มีค่ามากขึ้นจะทำให้แบนด์วิดท์ที่แถบความถี่ด้านสูงขยายกว้างขึ้น โดยความถี่ที่ขอบแบนด์วิดท์ด้าน

สูงจะเลื่อนสูงถึงประมาณ 6 GHz เมื่อ $S_{B1} = 4$ มม. และ $S_{B2} = 4$ มม. จึงทำให้สามารถใช้งานได้ตามมาตรฐานของ WLAN อย่างไรก็ตามการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่แถบความถี่สูงยังไม่ดีมากนัก



รูปที่ 3.11 เปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อเปลี่ยนค่า S_{B1} โดยที่ $S_{B2} = 4$ มม.

แบบที่ 2 เลือกใช้ $S_{B1} = 4$ มม. เปลี่ยนแปลงความกว้าง S_{B2} รวม 3 ค่า คือ 1 มม., 2 มม. และ 3 มม. โดยที่ $S_{A1} = S_{A2} = S_{A3} = 1$ มม. ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 3.12

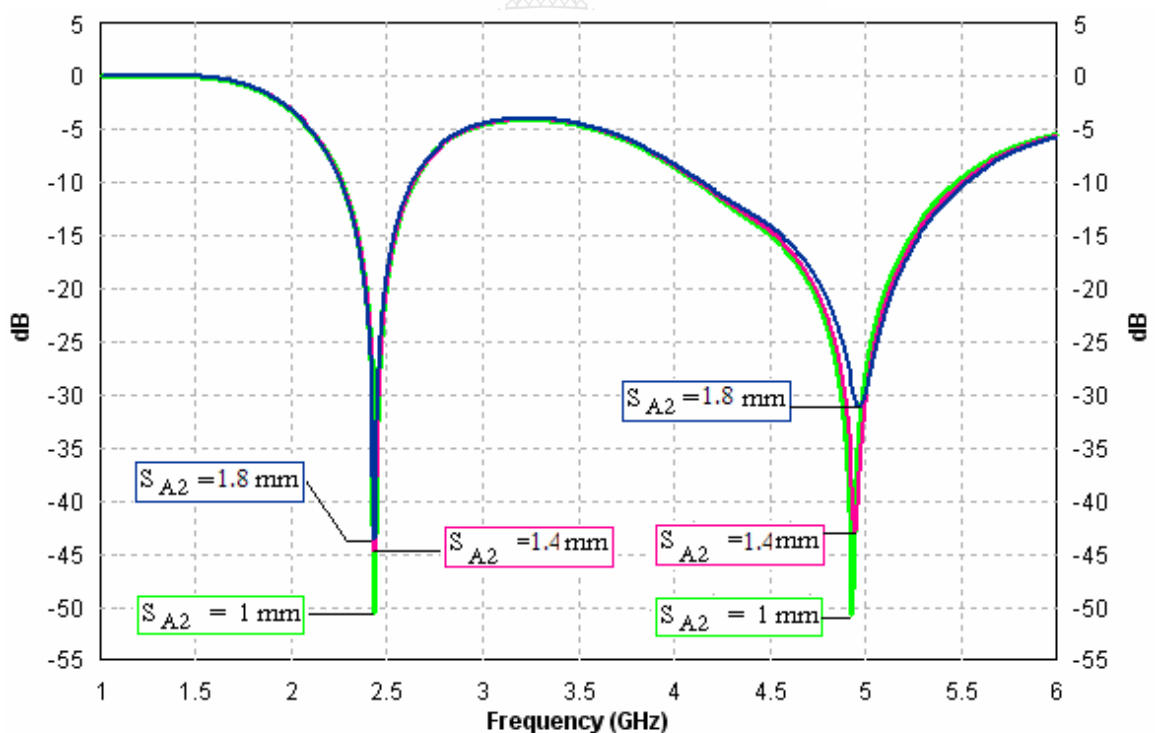


รูปที่ 3.12 เปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อเปลี่ยนค่า S_{B2} โดยที่ $S_{B1} = 4$ มม.

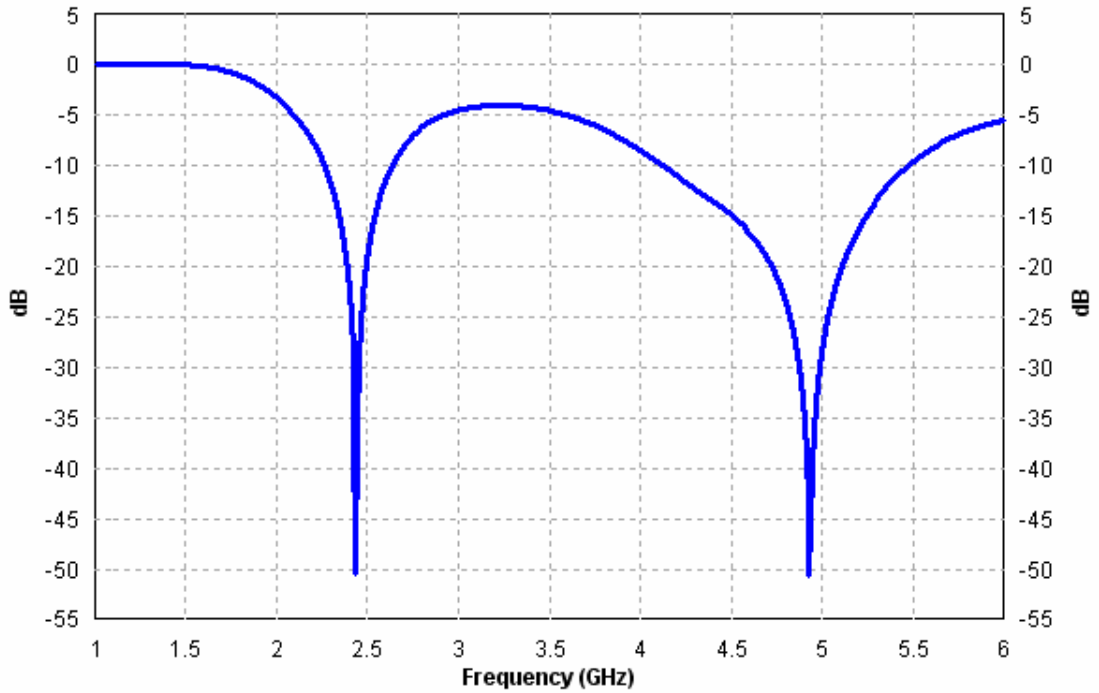
จากผลการจำลองในรูปที่ 3.12 พบว่าการเปลี่ยนแปลงค่า S_{B2} จะมีผลกระทบต่อแถบความถี่ด้านสูงมากกว่าด้านต่ำ โดยจะมีผลอย่างมากต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์ด้านสูง และแบนด์วิดท์จะกว้างมากขึ้นเมื่อ S_{B2} มีค่ามากขึ้น ซึ่งจะแตกต่างจากการเปลี่ยนแปลงค่า S_{B1} ในแบบที่ 1 ที่ไม่เกี่ยวข้องกับ การแมตซ์อิมพีแดนซ์ด้านสูงเลย ดังนั้นเมื่อวิเคราะห์แล้ว $S_{B1} = 4$ มม. และ $S_{B2} = 2$ มม. น่าจะดีที่สุด สำหรับการนำไปวิเคราะห์ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลง S_{A2} ต่อไป เพราะสามารถให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่แถบความถี่ด้านต่ำและสูงได้ดีพอ ๆ กัน โดยมีความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำเท่ากับ 2.44 GHz และมีแบนด์วิดท์กว้างครอบคลุมมาตรฐาน 2.4-2.4835 GHz ตรงตามความต้องการ

3.4.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ช่องเปิดแนวอนกลาง S_{A2}

ในการศึกษาผลกระทบของความกว้างของช่องเปิดในแนวอนส่วนกลาง คือ S_{A2} จะใช้ความกว้างช่องเปิดแนวตั้งและแนวอนที่ได้ผ่านการวิเคราะห์มาแล้ว ดังนี้ $S_{A1} = S_{A3} = 1$ มม., $S_{B1} = 4$ มม., $S_{B2} = 2$ มม. และทำการปรับเปลี่ยนค่าของ S_{A2} ตามลำดับ คือ 1.0 มม., 1.4 มม., 1.8 มม. ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงค่า S_{A2} แสดงดังรูปที่ 3.13 และผลการจำลองที่ดีที่สุดจะถูกแยกแยะแสดงอีกครั้งในรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.13 เปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า S_{A2}



รูปที่ 3.14 การสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) ที่ดีที่สุดเมื่อช่องเปิด S_{A2} วางอยู่กึ่งกลางสายอากาศ โดยที่ $S_{A1} = S_{A2} = S_{A3} = 1$ มม. และ $S_{B1} = 4, S_{B2} = 2$ มม.

จากผลการจำลองในรูปที่ 3.13 พบว่า การปรับค่า S_{A2} แทนจะไม่มีผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำและด้านสูงเลย แต่จะมีผลอย่างมากต่อการแมตช์อิมพีแดนซ์ด้านสูง โดยที่ความกว้างของแบนด์วิดท์ก็ยังคงเดิมไม่เปลี่ยนแปลง ดังนั้นในการศึกษาขั้นต่อไป จึงเลือกใช้พารามิเตอร์ที่ให้ผลของ S_{11} ที่ด้านความถี่ต่ำและสูงที่ดีที่สุด คือ $S_{A2} = 1.0$ มม. เพื่อนำไปใช้ในการจำลองต่อไป

ตารางที่ 3.4 สรุปขนาดความกว้างของช่องเปิดในแนวนอนและแนวตั้งที่ให้ผลที่ดีที่สุด

S_{A1}		S_{A2}		S_{A3}		S_{B1}		S_{B2}		L_m (มม.)
มม.	λ_g	มม.	λ_g	มม.	λ_g	มม.	λ_g	มม.	λ_g	
1.0	0.014	1.0	0.014	1.0	0.014	4.0	0.056	2.0	0.028	2.7

ตารางที่ 3.5 ผลการจำลองคุณลักษณะของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเลขแปดที่ใช้เป็นกรณีศึกษา

พารามิเตอร์ที่กำหนด (มม.) A=36 มม., B=15 มม., W=5 มม.		แถบความถี่ด้านต่ำ			แถบความถี่ด้านสูง		
		Fr(GHz)	S ₁₁ (dB)	BW(GHz)	Fr(GHz)	S ₁₁ (dB)	BW (GHz)
S _{B2} =1 S _{A1} =S _{A2} =S _{A3} =1 (รูปที่ 4.8)	S _{B1} = 1	2.50	-50.93	2.34-2.70	4.60	-30.99	3.98-5.04
	S _{B1} = 2	2.48	-45.92	2.32-2.68	4.66	-28.68	4.02-5.14
	S _{B1} = 3	2.47	-44.41	2.30-2.67	4.71	-26.97	4.03-5.18
	S _{B1} = 4	2.46	-41.55	2.29-2.66	4.73	-25.69	4.04-5.2
S _{B1} =1 S _{A1} =S _{A2} =S _{A3} =1 (รูปที่ 4.9)	S _{B2} = 1	2.50	-50.93	2.34-2.70	4.60	-30.99	3.98-5.04
	S _{B2} = 2	2.48	-40.57	2.30-2.67	4.72	-35.56	4.04-5.19
	S _{B2} = 3	2.45	-50.77	2.28-2.64	4.78	-25.61	4.07-5.25
	S _{B2} = 4	2.43	-41.68	2.26-2.63	4.81	-21.40	4.11-5.28
S _{B2} = 4 S _{A1} =S _{A2} =S _{A3} =1 (รูปที่ 4.10)	S _{B1} = 1	2.43	-41.68	2.26-2.63	4.81	-21.40	4.11-5.28
	S _{B1} = 2	2.42	-52.20	2.25-2.61	4.96	-21.48	4.16-5.51
	S _{B1} = 3	2.42	-40.60	2.25-2.61	5.08	-22.10	4.22-5.71
	S _{B1} = 4	2.40	-49.40	2.23-2.59	5.17	-21.13	4.25-5.84
	S _{B1} = 5	2.39	-41.75	2.22-2.58	5.24	-21.63	4.28-5.94
S _{B1} = 4 S _{A1} =S _{A2} =S _{A3} =1 (รูปที่ 4.11)	S _{B2} = 1	2.46	-41.55	2.29-2.66	4.73	-25.69	4.04-5.20
	S _{B2} = 2	2.44	-50.45	2.27-2.64	4.93	-50.57	4.12-5.48
	S _{B2} = 3	2.41	-50.29	2.24-2.60	5.06	-26.14	4.18-5.68
S _{B1} =4, S _{B2} =2 S _{A1} =S _{A3} =1 (รูปที่ 4.12)	S _{A2} =1.0	2.44	-50.45	2.27-2.64	4.93	-50.57	4.12-5.48
	S _{A2} =1.4	2.44	-44.81	2.27-2.64	4.95	-42.91	4.13-5.51
	S _{A2} =1.8	2.44	-43.65	2.27-2.63	4.97	-31.17	4.14-5.53

สรุปผลการจำลองสายอากาศช่องเปิดรูปเลขแปด

เมื่อวิเคราะห์ผลกระทบของความกว้างตามแนวนอนและแนวตั้งทั้งหมด สามารถสรุปได้ดังนี้

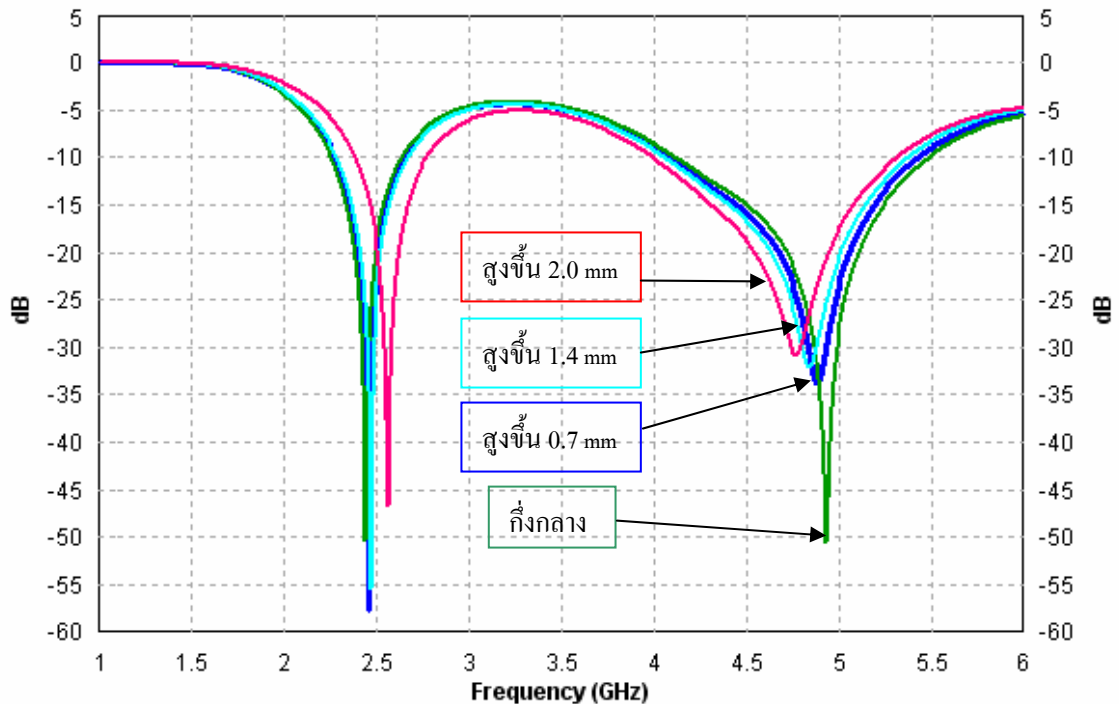
- ความกว้างตามแนวตั้งส่วนบนและส่วนล่าง (S_{B1} และ S_{B2}) จะมีความสำคัญมากที่สุดที่จะกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์และความกว้างของแบนด์วิดท์
- ความกว้างตามแนวนอนส่วนบนและส่วนล่าง (S_{A1} และ S_{A3}) แทบจะไม่มีผลกระทบใด ๆ เกิดขึ้นเลย ยกเว้นเฉพาะความกว้างตามแนวนอนส่วนกลาง (S_{A2}) เท่านั้นที่จะมีผลกระทบต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่แถบความถี่สูง

3.4.3 การปรับระดับช่องเปิดแนวอนส่วนกลาง (S_{A2})

จากโครงสร้างสายอากาศแบบช่องเปิดรูปเลขแปดที่ได้วิเคราะห์มาแล้วนั้น ช่องเปิดกลาง S_{A2} จะกว้าง 1.0 มม. ถูกจัดวางอยู่ประมาณกึ่งกลางสายอากาศ ในหัวข้อนี้จึงมีความประสงค์ที่จะทำการศึกษาและวิเคราะห์ผลกระทบจากการปรับตำแหน่งการวางช่องเปิด S_{A2} โดยจะทดลองปรับตำแหน่งช่องเปิด S_{A2} ไม่ให้อยู่กึ่งกลางสายอากาศ ด้วยการปรับให้อยู่เหนือและล่างของตำแหน่งกึ่งกลางสายอากาศ โดยใช้ความกว้างช่องเปิดแนวตั้งและแนวอนตามค่าที่แสดงอยู่ในตารางที่ 3.4

การเปลี่ยนแปลงที่เกิดจากการปรับระดับช่องเปิด S_{A2} ให้สูงขึ้น

ในเบื้องต้นจะต้องกำหนดค่าพารามิเตอร์ทั้งหมดตามที่แสดงอยู่ในตารางที่ 3.4 หลังจากนั้นจะทำการปรับตำแหน่งการวางช่องเปิด S_{A2} ให้สูงขึ้น (จากตำแหน่งการวางที่กึ่งกลาง) 0.7 มม., 1.4 มม. และ 2 มม. ผลกระทบที่เกิดจากการปรับ S_{A2} ให้สูงขึ้น แสดงดังรูปที่ 3.15

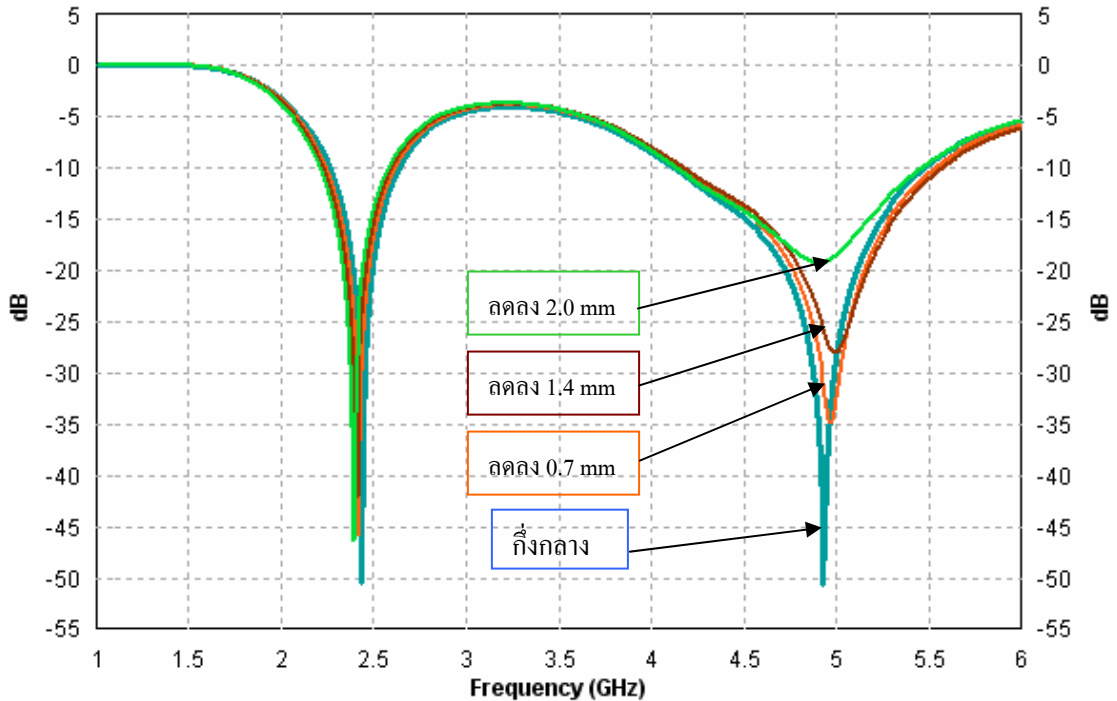


รูปที่ 3.15 เปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับช่องเปิด S_{A2} ให้สูงขึ้น

จากผลการจำลองการปรับระดับการวางช่องเปิด S_{A2} ให้สูงขึ้น พบว่าจะมีผลกระทบต่อ การเปลี่ยนแปลงค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่แถบความถี่ด้านสูงมาก และขณะเดียวกันความถี่เรโซแนนซ์ ทั้งสองแถบความถี่จะเปลี่ยนไป เมื่อตำแหน่งการวางช่องเปิด S_{A2} ถูกปรับให้สูงขึ้นมาก ๆ ก็จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำสูงขึ้น ขณะที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูงจะลดลง

การเปลี่ยนแปลงที่เกิดจากการปรับระดับช่องเปิด S_{A2} ให้ลดลง

การปรับตำแหน่งการวางช่องเปิด S_{A2} ลดลง จะเริ่มจากการลดค่าลงไป 0.7 มม., 1.4 มม. และ 2.0 มม. ตามลำดับ ผลกระทบที่เกิดจากการปรับ S_{A2} ลดต่ำลง แสดงดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 เปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อเลื่อนช่องเปิด S_{A2} ให้ต่ำลง

จากผลการจำลองในรูปที่ 3.16 แสดงให้เห็นได้ว่า การลดระดับการวางช่องเปิด S_{A2} ให้ต่ำลงจะมีผลกระทบต่อแถบความถี่ด้านต่ำน้อยมาก แต่ที่แถบความถี่ด้านสูงจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงด้านการแมตซ์อิมพีแดนซ์มากและทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนแปลงไปบ้าง โดยที่ความกว้างของแบนด์วิดท์จะมีการเปลี่ยนแปลงน้อยมาก ถ้า S_{A2} ลดต่ำลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ด้านแถบความถี่ต่ำเลื่อนต่ำลงเพียงเล็กน้อย ขณะที่ด้านแถบความถี่สูงก็จะเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อยเช่นกัน

ดังนั้นเมื่อนำผลการจำลองทั้งสองภาพ คือ จากรูปที่ 3.15 และรูปที่ 3.16 มาวิเคราะห์ พบว่าควรนำวิธีการลดระดับช่องเปิด S_{A2} ไปใช้ในการออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรต่อไป

พารามิเตอร์ทางขนาดของสายอากาศช่องเปิดรูปเลขแปดที่ให้ผลดีที่สุดโดยมีช่องเปิดแนวอนส่วนกลางถูกจัดวางอยู่ในระดับกึ่งกลางสายอากาศ แสดงอยู่ในตารางที่ 3.6 โดยมีคุณลักษณะเฉพาะของสายอากาศแสดงอยู่ในตารางที่ 3.7 ซึ่งแสดงให้เห็นได้ว่า แบนด์วิดท์ที่แถบความถี่ต่ำครอบคลุมมาตรฐาน WLAN 2.4-2.4835 แต่ที่แถบความถี่สูงมีแบนด์วิดท์ที่อยู่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 4.12-5.48 GHz ซึ่งยังไม่สามารถครอบคลุมทุกย่านความถี่ของ WLAN ที่ 4.9-5.9 GHz ดังนั้นจะนำสายอากาศช่อง

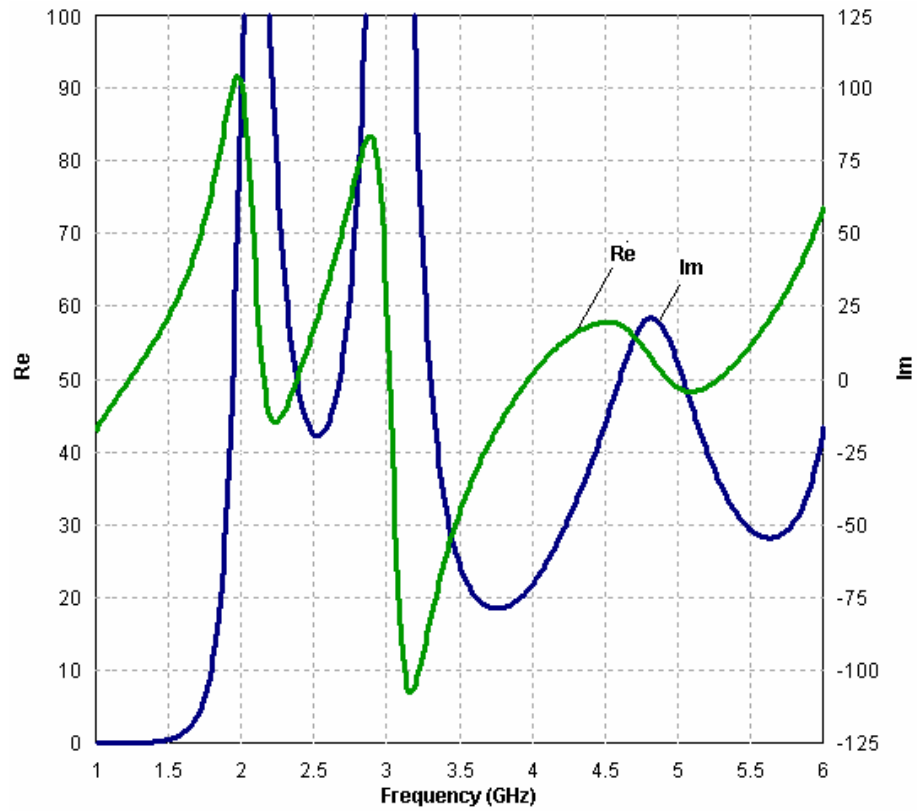
เปิดรูปเลขแปดไปทำการพัฒนาต่อไป ด้วยการตัดช่องเปิดส่วนล่างขวาออกให้เป็นสายอากาศช่องเปิดแบบปลายเปิดรูปคล้ายอักษรอี เพื่อให้ได้ความถี่ใช้งานได้ทุกย่านความถี่ของ WLAN

ตารางที่ 3.6 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเลขแปดที่ให้ผลดีที่สุด

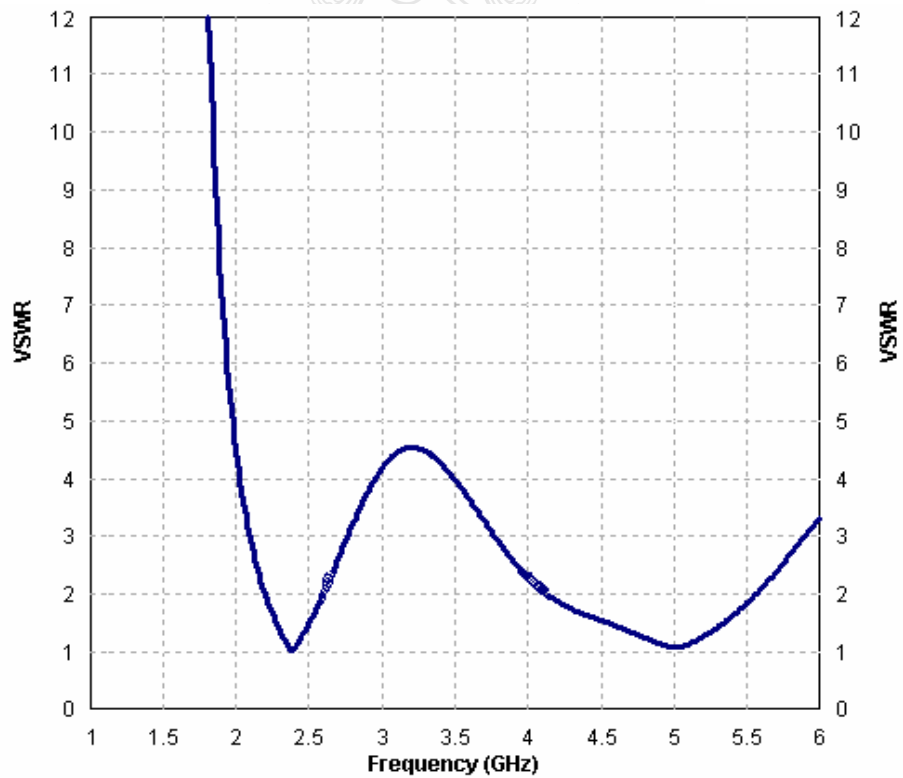
พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ (มม.)	ขนาดทางไฟฟ้า
A	36.0	$0.499\lambda_g$
B	15.0	$0.138\lambda_g$
L_m	2.7	$0.037\lambda_g$
W	5.0	$0.07\lambda_g$
S_{B1}	4.0	$0.056\lambda_g$
S_{B2}	2.0	$0.028\lambda_g$
S_{A1}	1.0	$0.014\lambda_g$
S_{A2}	1.0	$0.014\lambda_g$
S_{A3}	1.0	$0.014\lambda_g$
ระนาบกราวด์	66 × 56	

ตารางที่ 3.7 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเลขแปดที่ให้ผลดีที่สุด

คุณสมบัติ	ความถี่ด้านต่ำ	ความถี่ด้านสูง
ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	2.44	4.93
S_{11} (dB)	-50.45	-50.57
Z_{in} (Ω)	real	50.3
	Imaginary	-0.00302
Bandwidth (GHz)	2.27-2.64	4.12-5.48
VSWR	1.006	1.006



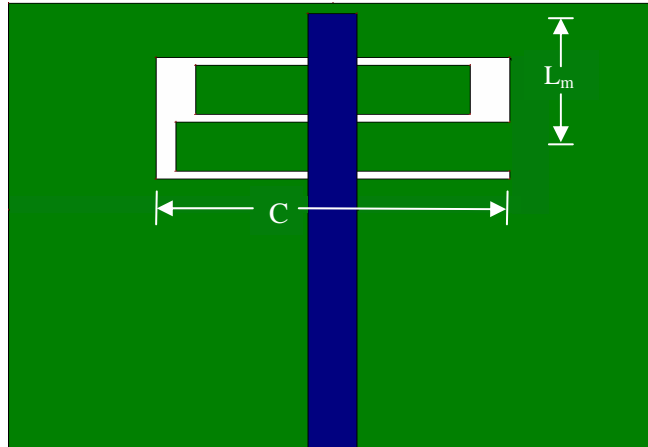
รูปที่ 3.17 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเลขแปด



รูปที่ 3.18 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศช่องเปิดรูปเลขแปด

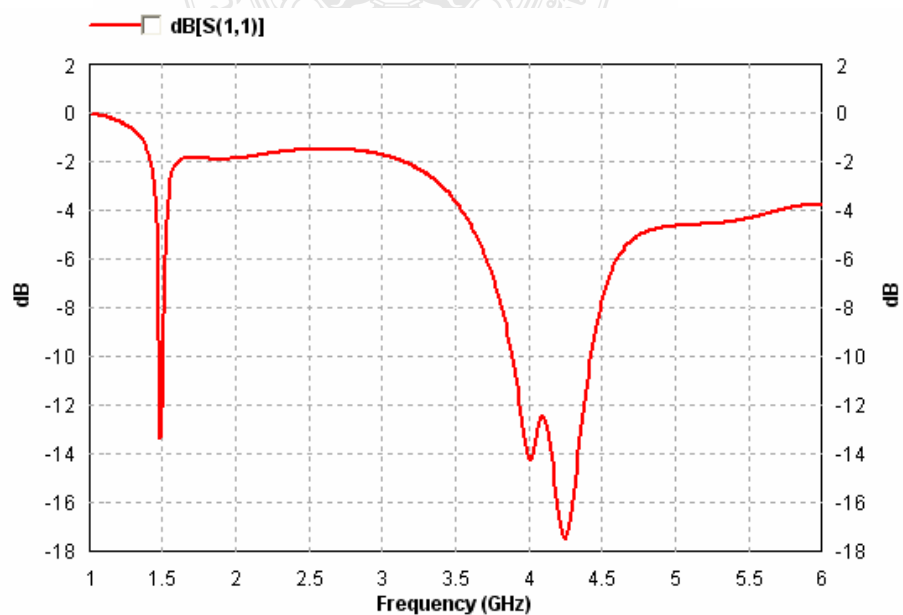
3.5 การจำลองสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี โดยใช้ RT Duroid 5880

การออกแบบและศึกษาสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอีบน RT/Duroid 5880 ถูกพัฒนามาจากสายอากาศไมโครสตริปรูปเลขแปด โดยมีกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ เหมือนกัน ยกเว้นเฉพาะส่วนของช่องเปิดด้านล่างขวาเท่านั้นที่ถูกตัดหายไป เพื่อให้สายอากาศช่องเปิดมีรูปร่างเป็นอักษรอี ในเบื้องต้นจะนำขนาดและรูปแบบเลขแปดมาทำการปรับแต่งด้วยการตัดช่องเปิดด้านล่างขวาออกหรือก็คือการแทรกโลหะเข้าไปในช่องเปิดด้านล่าง ดังที่แสดงในรูปที่ 3.19



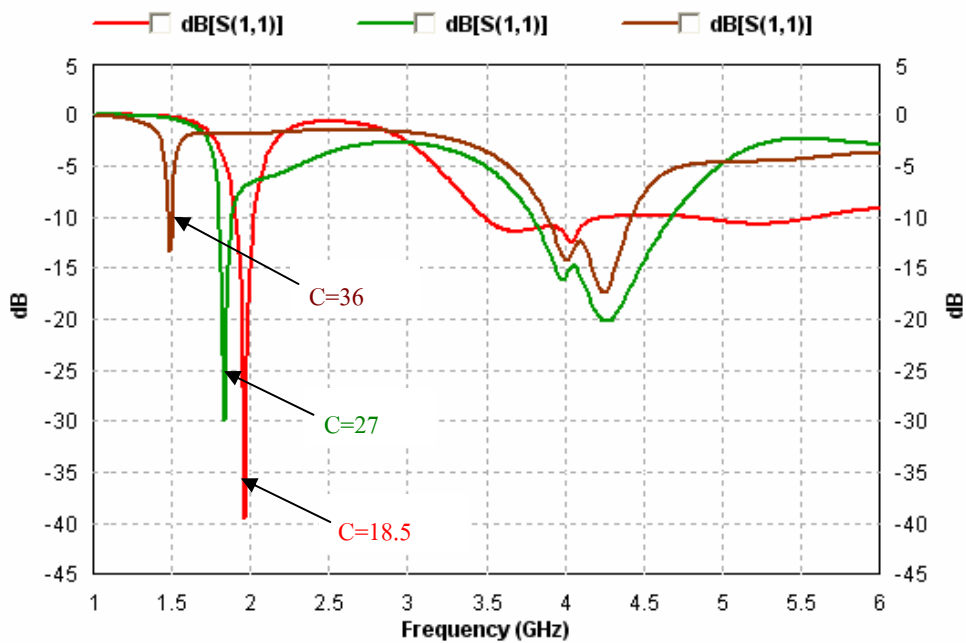
รูปที่ 3.19 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอีที่มาจากรูปเลขแปด

ในการจำลองผลจะทำการปรับ L_m เพื่อให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่แถบความถี่ด้านต่ำที่ดีที่สุด ซึ่งผลการปรับที่ $L_m = 12.4$ มม. จะให้ผลการสูญเสียที่ดีที่สุดของรูปอักษรอีในขนาดรูปร่างเดิมของรูปเลขแปด แสดงดังรูปที่ 3.20 โดยจะไม่สามารถปรับให้ดีขึ้นได้มากกว่านี้

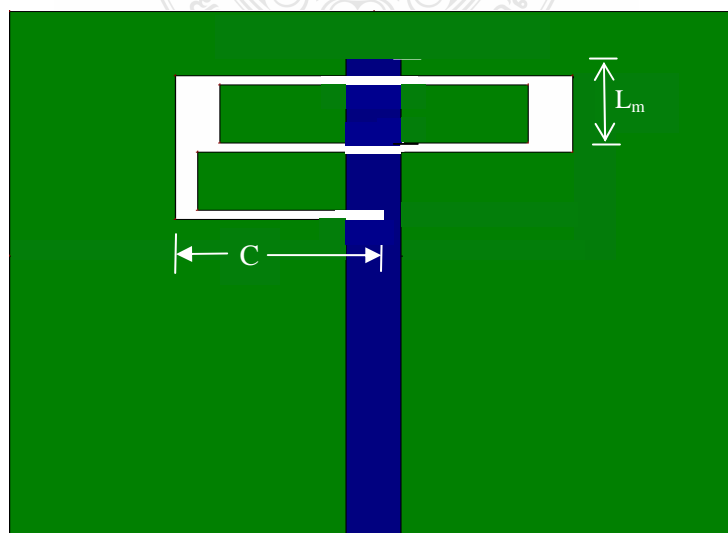


รูปที่ 3.20 การสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) รูปอักษรอีที่มีขนาดเดียวกับรูปเลขแปด

จากรูป 3.20 เห็นได้ว่าการสูญเสียย้อนกลับยังไม่ดีเพียงพอ ดังนั้นจึงทดลองปรับลดความยาวของช่องเปิดแนวนอนล่างที่ถูกตัดขาดออกจากช่องเปิดแนวตั้งขวา (คือ C) ให้น้อยลง โดยทดลองปรับลดความยาวสองครั้ง คือ จากความยาวเดิม คือ $A = C = 36$ มม. ลดลง 0.25A คือ 9 มม. ดังนั้น $C = 27$ มม. โดยที่ $L_m = 7.2$ มม. และครั้งที่สองลด C ลงให้ยาวกว่ากึ่งกลางของสายอากาศ 0.5 มม. เหลือเป็น $C = 18.5$ มม. โดยที่ $L_m = 8$ มม. ผลการเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อความยาว C ลดลง แสดงดังรูปที่ 3.21 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการปรับความยาวแนวนอนล่างช่วยให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีได้ ขณะเดียวกันทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนไปจากเดิมด้วย



รูปที่ 3.21 เปรียบเทียบการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) รูปอักษรอีที่มีขนาดเดียวกับรูปเลขแปด



รูปที่ 3.22 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี เมื่อ $C = 18.5$ มม.

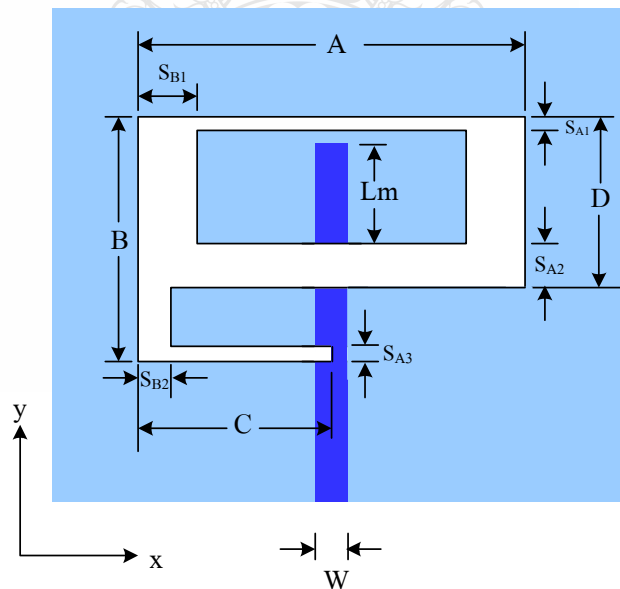
รูปที่ 3.22 เป็นโครงสร้างของสายอากาศรูปอักษรอีที่ให้ผลดีที่สุด โดยมีขนาดเท่ากับสายอากาศรูปเลขแปด และผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะทางความถี่เรโซแนนซ์เชิงตัวเลขแสดงในตารางที่ 3.8

ตารางที่ 3.8 คุณลักษณะทางการสูญเสียย้อนกลับและความถี่เรโซแนนซ์ของการปรับค่า C

พารามิเตอร์	C = 36 มม.	C = 27 มม.	C = 18.5 มม.
ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	1.49	1.84	1.97
การสูญเสียย้อนกลับ (dB)	-13.35	-29.87	-39.49
ระยะ L_m (มม.)	12.4	7.2	8.0

ผลการจำลองที่ดีที่สุดคือ ความยาว C ควรอยู่ในบริเวณที่ตรงกับไมโครสตริปไลน์ และจากขนาดที่จำลองได้ เมื่อ C = 18.5 มม. พบว่าความถี่เรโซแนนซ์ต่ำกว่าความต้องการ ดังนั้นเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ประมาณ 2.45 GHz จึงต้องลดขนาดสายอากาศเพื่อให้ความถี่เรโซแนนซ์สูงขึ้น

เพื่อเป็นการทำให้ขนาดสายอากาศเล็กลงให้มากที่สุด โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ 2.45 GHz จึงต้องลดขนาดกระนาบกราวด์จาก 66×56 ตารางมิลลิเมตร เป็น 48×45 ตารางมิลลิเมตร พร้อมกับลดขนาดของสายอากาศลง ดังนั้นในที่นี้กำหนดให้อัตราส่วนของสายอากาศ คือ A:B ≈ 1.56:1 และปรับแต่งพารามิเตอร์ของช่องเปิดใหม่ โดยมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.23 พารามิเตอร์ทางขนาดของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี

จากรูปที่ 3.23 แสดงการกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปรูปอักษรอีที่มีความยาวช่องเปิดแนวนอนสั้นกว่าแนวนอนบน ซึ่งประกอบไปด้วย

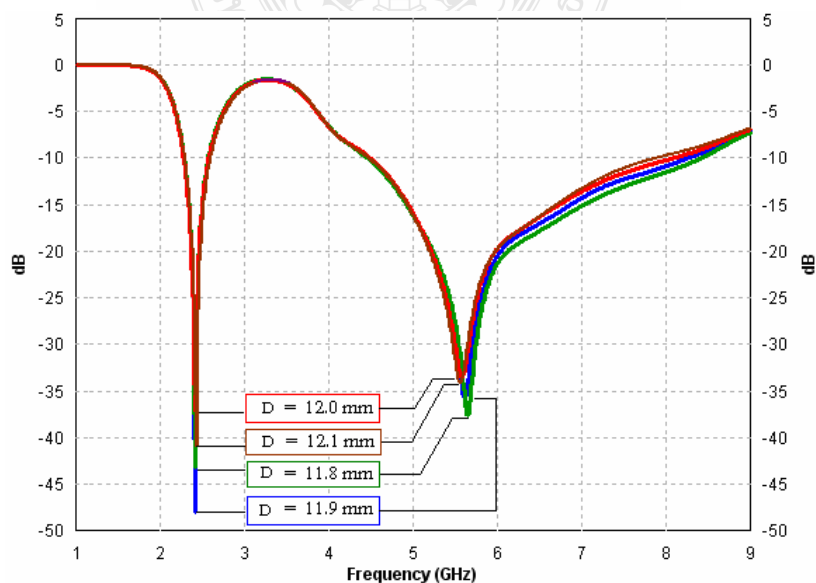
S_{B1} คือ ความกว้างของช่องเปิดในแนวตั้งด้านซ้ายส่วนบน

- S_{B2} คือ ความกว้างของช่องเปิดในแนวตั้งด้านซ้ายส่วนล่าง
- S_{A1} คือ ความกว้างของช่องเปิดในแนวนอนด้านบน
- S_{A2} คือ ความกว้างของช่องเปิดในแนวนอนตรงกลาง
- S_{A3} คือ ความกว้างของช่องเปิดในแนวนอนด้านล่าง
- A คือ ความยาวในแนวนอนของช่องเปิดด้านบน
- B คือ ความยาวในแนวตั้งของช่องเปิดด้านซ้าย
- C คือ ความยาวในแนวนอนของช่องเปิดด้านล่าง
- D คือ ความยาวในแนวตั้งของช่องเปิดทางด้านขวา
- L_m คือ ระยะระหว่างขอบบนของช่องเปิดด้านล่างถึงขอบบนของไมโครสตริปไลน์
- W คือ ความกว้างของไมโครสตริปไลน์

ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอีนี้ จะกำหนดให้อัตราส่วนของสายอากาศ $A:B \approx 1.56:1$ นั่นคือ $A = 27$ มม., $B = 17.3$ มม. และ $W = 5$ มม. โดยมีระนาบกราวด์ = 48×45 ตารางมิลลิเมตร ค่าพารามิเตอร์ทางขนาดเหล่านี้จะถูกกำหนดให้คงที่ ในขั้นตอนต่อไปจะเป็นการศึกษาผลกระทบจากการปรับความกว้างช่องเปิดแต่ละส่วน รวมถึงความยาวแนวนอนล่าง คือ C เพื่อให้ได้ผลการสูญเสียและความกว้างแบนด์วิดท์ที่ดีที่สุด

3.5.1 การจำลองเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ D

พารามิเตอร์ D คือ ความยาวในแนวตั้งของช่องเปิดทางด้านขวา และเพื่อความรวดเร็วและเหมาะสม ดังนั้นในการออกแบบสายอากาศจะทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์เบื้องต้น ดังนี้ $S_{B1} = 5.2$ มม., $S_{B2} = 2.0$ มม., $S_{A1} = 1.0$ มม., $S_{A2} = 3.3$ มม., $S_{A3} = 1.0$ มม., และ $C = 13.7$ มม. ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ D โดยปรับแต่ง L_m ที่ให้ผลที่ดีที่สุด แสดงดังรูปที่ 3.24

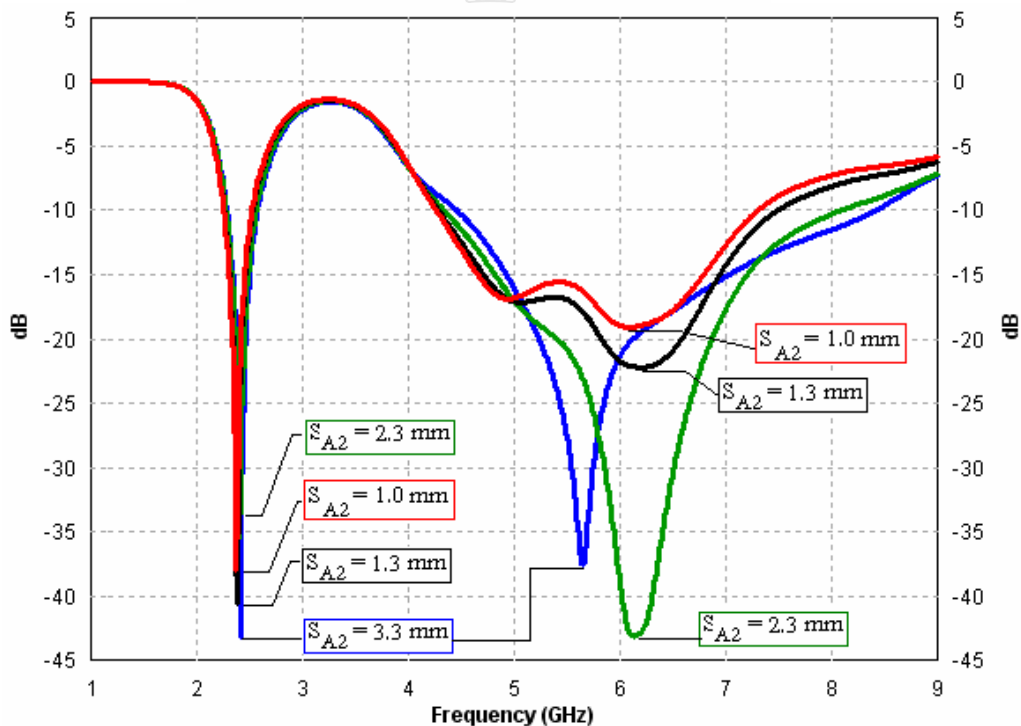


รูปที่ 3.24 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ D

จากการปรับพารามิเตอร์ D พร้อมทั้งปรับ L_m ควบคู่กัน ไปเพื่อให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่แถบความถี่ต่ำดีที่สุดพบว่ามีผลต่อแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศทางด้านแถบความถี่สูงเพียงเล็กน้อย และแบนด์วิดท์ที่แถบความถี่ด้านต่ำไม่มีการเปลี่ยนแปลง แต่ด้านสูงมีการเปลี่ยนแปลงของแบนด์วิดท์เล็กน้อย จากผลการจำลองพบว่าที่แถบความถี่ด้านต่ำความยาว D ที่ให้ผลของการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีมี 2 ค่า คือ $D = 11.8$ มม. และ $D = 11.9$ มม. ดังนั้นเมื่อพิจารณาร่วมกับแบนด์วิดท์ที่ความถี่สูงจึงเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ $D = 11.8$ มม. ซึ่งจะให้แบนด์วิดท์ที่ความถี่สูงได้กว้างที่สุด ค่าพารามิเตอร์ D นี้จะถูกนำไปใช้ในการจำลองต่อไป

3.5.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ S_{A2}

ความกว้างของช่องเปิดในแวนอนส่วนกลาง S_{A2} ถูกนำมาทำการวิเคราะห์ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่า โดยจะกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้คงที่ ดังนี้ $S_{B1} = 5.2$ มม., $S_{B2} = 2.0$ มม., $S_{A1} = 1.0$ มม., $S_{A3} = 1.0$ มม., $D = 11.8$ มม. และ $C = 13.7$ มม. ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงค่า แสดงดังรูปที่ 3.25



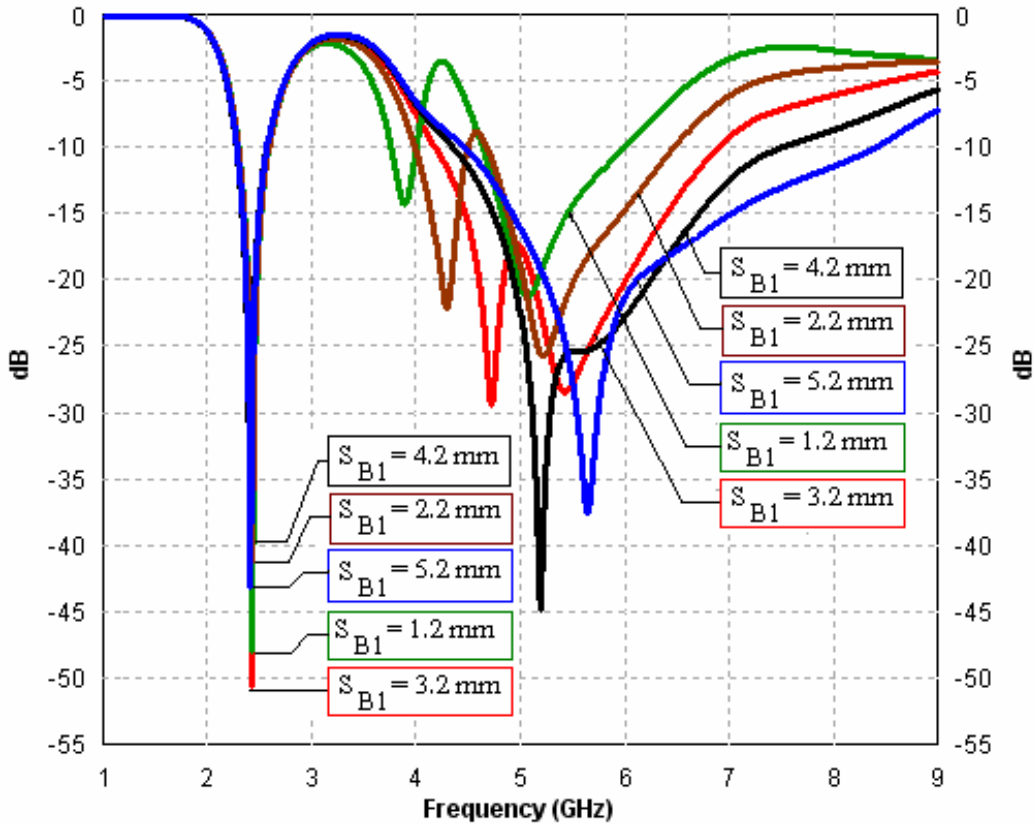
รูปที่ 3.25 การสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ S_{A2}

จากกราฟสรุปได้ว่า การเปลี่ยนแปลงค่า S_{A2} โดยที่มีการปรับ L_m ให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ด้านต่ำที่ดีที่สุด มีผลกระทบต่อแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่แถบความถี่ด้านสูงมาก ขณะเดียวกันก็จะมีผลต่อความกว้างของแบนด์วิดท์ที่แถบความถี่ด้านสูงมากด้วยเช่นกัน โดยที่แบนด์วิดท์ที่แถบ

ความถี่ด้านต่ำแทบไม่เปลี่ยนแปลง ดังจะเห็นได้ว่าเมื่อ S_{A2} มีค่ามากขึ้นทำให้แบนด์วิดท์กว้างขึ้น เพราะฉะนั้นจากการจำลองทำการเลือกค่า S_{A2} ที่มีขนาดความกว้างเท่ากับ 3.3 มม. มาทำการจำลองหาค่าพารามิเตอร์อื่นต่อไป เพราะเป็นค่าเหมาะสมที่มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่แถบความถี่ต่ำและสูงดี ใกล้เคียงกันและมีความกว้างของแบนด์วิดท์ที่แถบความถี่สูงมากที่สุดเพียงพอต่อการนำไปใช้งาน

3.5.3 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ S_{B1}

S_{B1} เป็นความกว้างของช่องเปิดในแนวตั้งด้านซ้ายส่วนบน ในการออกแบบสายอากาศนี้ จะทำการวิเคราะห์ผลกระทบของการปรับค่า S_{B1} อีกครั้ง โดยการกำหนดค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ คงที่ ดังนี้ $S_{B2} = 2.0$ มม., $S_{A1} = S_{A3} = 1.0$ มม., $S_{A2} = 3.3$ มม., $C = 13.7$ มม., $D = 11.8$ มม. ผลจากการจำลอง แสดงดังรูปที่ 3.26



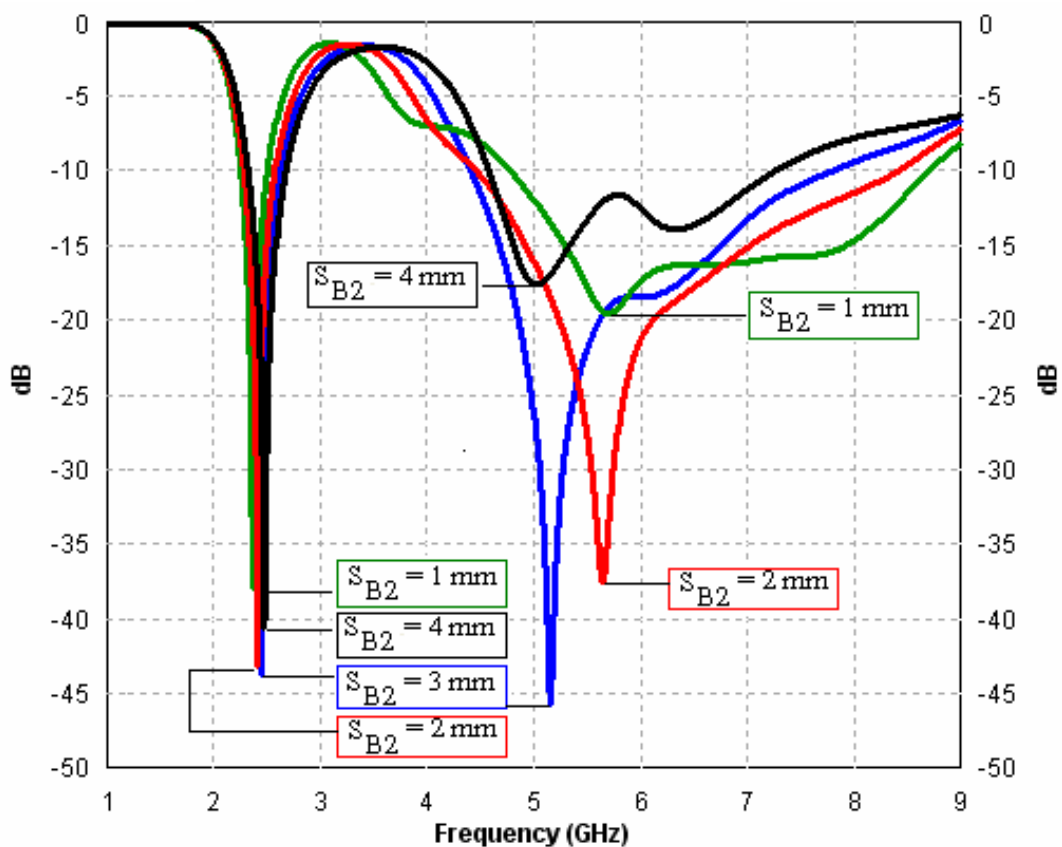
รูปที่ 3.26 การสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) จากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ S_{B1}

จากกราฟสรุปได้ว่า S_{B1} จะมีผลกระทบต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์และความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูงมาก โดยที่แถบความถี่ด้านต่ำไม่มีการเปลี่ยนแปลงทั้งทางความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์วิดท์ จากภาพแสดงให้เห็นได้ว่าที่แถบความถี่ด้านสูงมีการเปลี่ยนแปลงทั้งทางความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์วิดท์มากกว่า กล่าวคือ ถ้า S_{B1} มีค่ามากขึ้นแบนด์วิดท์ก็จะกว้างมากขึ้น ซึ่งค่า S_{B1} ที่ให้ผลการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่แถบความถี่ด้านต่ำที่ดี มีสามค่า คือ S_{B1} เท่ากับ 3.2 มม., 4.2 มม., และ 5.2 มม. แต่เมื่อ

นำทั้งสามค่านี้มาทำการพิจารณาร่วมกับการแมตซ์อิมพีแดนซ์และความกว้างของแบนด์วิดท์ที่แถบความถี่ด้านสูง พบว่า ถ้าต้องการให้แบนด์วิดท์ที่แถบความถี่ด้านสูงกว้างมากที่สุด ควรเลือกใช้ $S_{B1} = 5.2$ มม.

3.5.4 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ S_{B2}

เพื่อเป็นการยืนยันว่าค่า S_{B2} ควรมีค่าเท่าใดที่ทำให้ผลการจำลอง S_{11} ที่ดีที่สุด ดังนั้นในการจำลองนี้ทำการเปลี่ยนแปลงความกว้างของช่องเปิดในแนวตั้งด้านซ้ายส่วนล่าง คือ S_{B2} และกำหนดค่าพารามิเตอร์คงตัว ดังนี้ $S_{B1} = 5.2$ มม., $S_{A1} = S_{A3} = 1.0$ มม., $S_{A2} = 3.3$ มม., $C = 13.7$ มม., $D = 11.8$ มม. ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงค่า แสดงดังรูปที่ 3.27



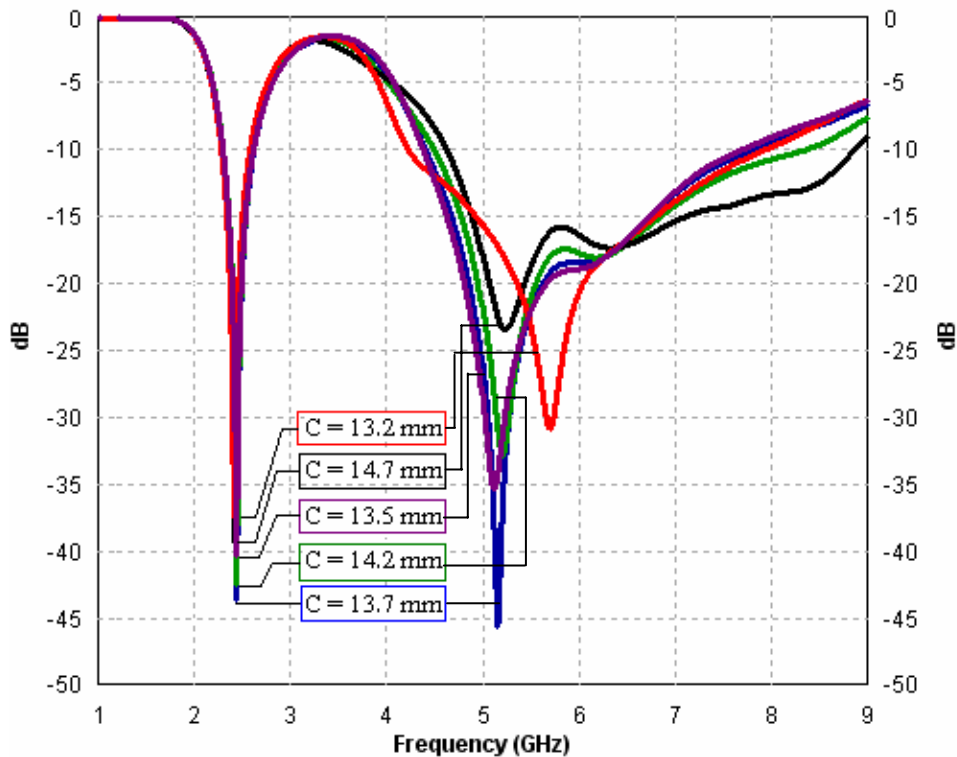
รูปที่ 3.27 การสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ S_{B2}

จากกราฟในรูปที่ 3.27 สรุปได้ว่า S_{B2} จะมีผลกระทบต่อ การเปลี่ยนแปลงทางความถี่เรโซแนนซ์ทั้งแถบความถี่ด้านต่ำและด้านสูง โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำจะเลื่อนสูงขึ้นเล็กน้อยเมื่อ S_{B2} มีค่ามากขึ้นและแบนด์วิดท์ก็จะกว้างมากขึ้นด้วย เมื่อมาพิจารณาที่แถบความถี่ด้านสูงพบว่า S_{B2} จะมีผลต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์และแบนด์วิดท์ค่อนข้างมากกว่ามาก เพราะฉะนั้นเมื่อทำ

การวิเคราะห์เปรียบเทียบผลจากการจำลองทั้งหมด จะเลือกค่า S_{B2} ที่มีแนวโน้มที่จะตอบสนองได้ดี ทั้งสองแถบความถี่ นั่นคือ S_{B2} เท่ากับ 3.0 มม. นำไปจำลองหาค่าพารามิเตอร์อื่นต่อไป

3.5.5 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ C

จากการจำลองที่ผ่านมาได้กำหนดให้ปลายความยาว C อยู่ในขอบเขตของไมโครสตริปไลน์ โดยกำหนดเบื้องต้นให้ $C=13.7$ มม. ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงทำการจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ C เพื่อหาค่าที่เหมาะสมที่สุดที่จะทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ตรงกับที่ออกแบบพร้อมกับการสูญเสียที่น้อยที่สุดด้วย ดังนั้นในการจำลองนี้ ต้องกำหนดค่าพารามิเตอร์อื่นให้คงที่ ดังนี้ $S_{B1} = 5.2$ มม., $S_{B2} = 3.0$ มม., $S_{A1} = 1.0$ มม., $S_{A2} = 3.3$ มม., $S_{A3} = 1.0$ มม., $D = 11.8$ มม. ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงค่า C แสดงดังรูปที่ 3.28



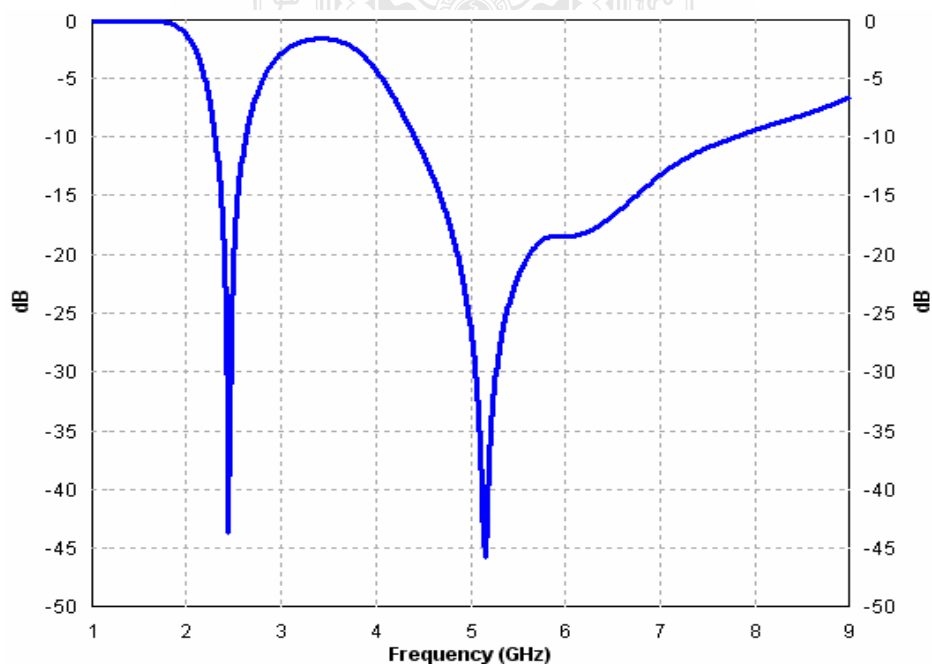
รูปที่ 3.28 การสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ C

จากกราฟ สรุปได้ว่า พารามิเตอร์ C มีผลต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์เฉพาะที่แถบความถี่ด้านสูงเท่านั้น โดยที่แถบความถี่ด้านต่ำไม่มีผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์วิดท์เลย ส่วนที่แถบความถี่สูงจะมีผลกระทบต่ออิมพีแดนซ์และความถี่เรโซแนนซ์รวมทั้งแบนด์วิดท์ด้วย โดยมีแนวโน้มที่ให้แบนด์วิดท์ที่กว้างมากขึ้นเมื่อ C มีค่ามากขึ้น เพราะฉะนั้นเพื่อความเหมาะสมจึงเลือกค่า C เท่ากับ 13.7 มม. เพราะให้แบนด์วิดท์ที่กว้างมากเพียงพอโดยมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุด ทั้งสองแถบความถี่ ดังนั้นผลการจำลองที่ดีที่สุดสรุปค่าพารามิเตอร์ทางขนาดของสายอากาศแบบ

ช่องเปิดรูปอักษรอีที่ให้ผลที่ดีที่สุดแสดงดังตารางที่ 3.9 และการสูญเสียย้อนกลับที่เลือกใช้ แสดงดังรูปที่ 3.29

ตารางที่ 3.9 ขนาดของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอี บนวัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880 (หน่วย: มม.)

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ (มม.)	ขนาดทางไฟฟ้าโดยประมาณ
A	27.0	$0.375\lambda_g$
B	17.3	$0.24\lambda_g$
W	5.0	$0.069\lambda_g$
L_m	7.2	$0.099\lambda_g$
C	13.7	$0.190\lambda_g$
D	11.8	$0.164\lambda_g$
S_{B1}	5.2	$0.072\lambda_g$
S_{B2}	3.0	$0.042\lambda_g$
S_{A1}	1.0	$0.014\lambda_g$
S_{A2}	3.3	$0.046\lambda_g$
S_{A3}	1.0	$0.014\lambda_g$
Ground	48×45 ตารางมิลลิเมตร	



รูปที่ 3.29 คุณลักษณะของการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศรูปอักษรอีที่ดีที่สุด

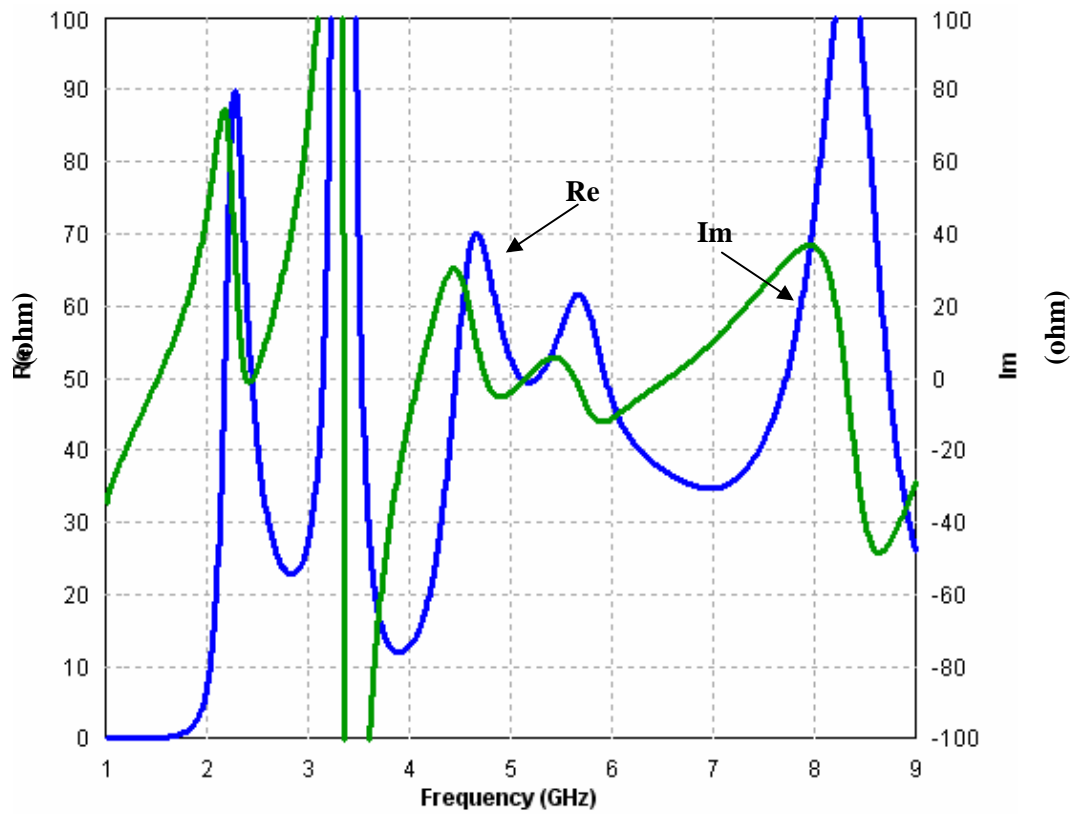
3.5.6 สรุปผลการจำลองสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอี บน RT/Duroid 5880

จากการศึกษาและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอีที่ความถี่ออกแบบ 2.45 GHz พบว่าสามารถทำให้สายอากาศรูปแบบนี้ใช้งานได้สองย่านความถี่ โดยย่านความถี่แรกตั้งแต่ความถี่ 2.31-2.62 GHz และย่านความถี่สูงตั้งแต่ความถี่ 4.42-7.81 GHz จะเห็นว่าที่ย่านความถี่สูงนี้มีแบนด์วิดท์ที่กว้างมากถึง 3.39 GHz จึงทำให้สามารถนำไปใช้กับเครือข่ายไร้สาย (Wireless Local Area Network: WLAN) ที่ครอบคลุมได้ 2 ย่านความถี่คือ ที่ย่านความถี่ต่ำครอบคลุมความถี่ 2.4-2.4835 GHz ซึ่งเป็นไปตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g และย่านความถี่สูงครอบคลุมมาตรฐานของ IEEE 802.11j/a/d (4.9-5.1 GHz, 5.25-5.35 GHz, 5.7-5.9 GHz)

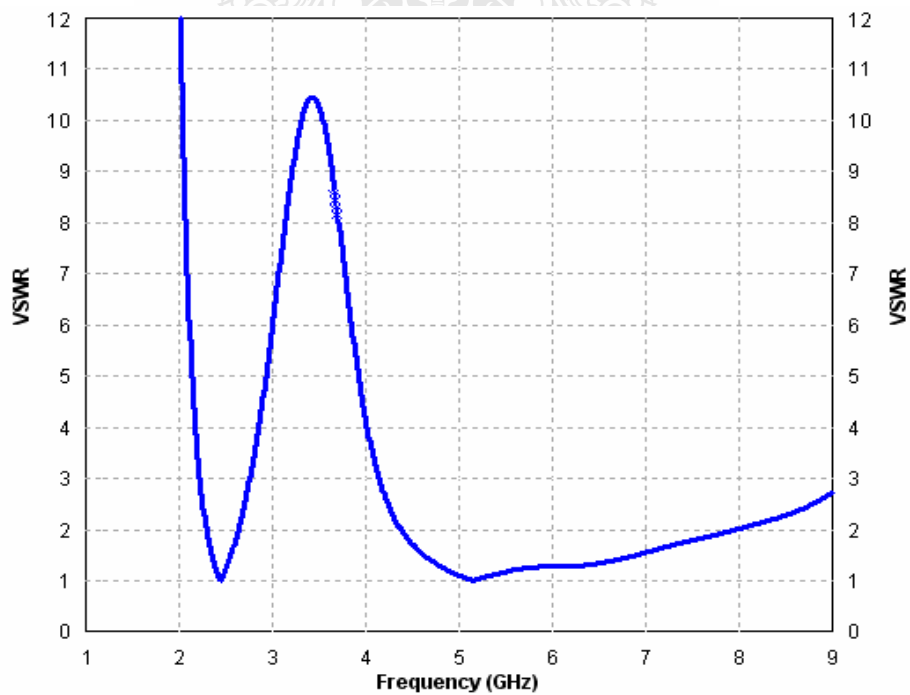
สรุปผลการจำลองสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอีบนวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 ที่มีขนาดของระนาบกราวด์เป็น 48x45 ตารางมิลลิเมตร โดยมีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ แสดงในตารางที่ 3.9 และจะให้คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี ที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ 2.45 GHz และความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง 5.15 GHz ดังที่แสดงอยู่ในตารางที่ 3.10 ส่วนรูปที่ 3.30 และรูปที่ 3.31 เป็นการแสดงคุณลักษณะทางอินพุตอิมพีแดนซ์และ VSWR ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปอักษรอี โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz อินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับ $50-j0.6547$ โอห์ม และมีค่า VSWR ต่ำสุดเท่ากับ 1.01 ที่ความถี่ 5.15 GHz สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 2.45 GHz, 5.25 GHz และ 5.8 GHz ซึ่งเป็นความถี่กึ่งกลางของแถบความถี่ใช้งานใน WLAN แสดงดังรูปที่ 3.32 – 4.34

ตารางที่ 3.10 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี บน RT/Duroid 5880

คุณสมบัติ		แถบความถี่ด้านต่ำ	แถบความถี่ด้านสูง
ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)		2.45	5.15
S_{11} (dB)		-43.68	-45.70
Z_{in} (Ω)	real	50	49.52
	Imaginary	-0.6547	-0.1816
Bandwidth (GHz)		2.31-2.62	4.42-7.81
VSWR		1.013	1.010

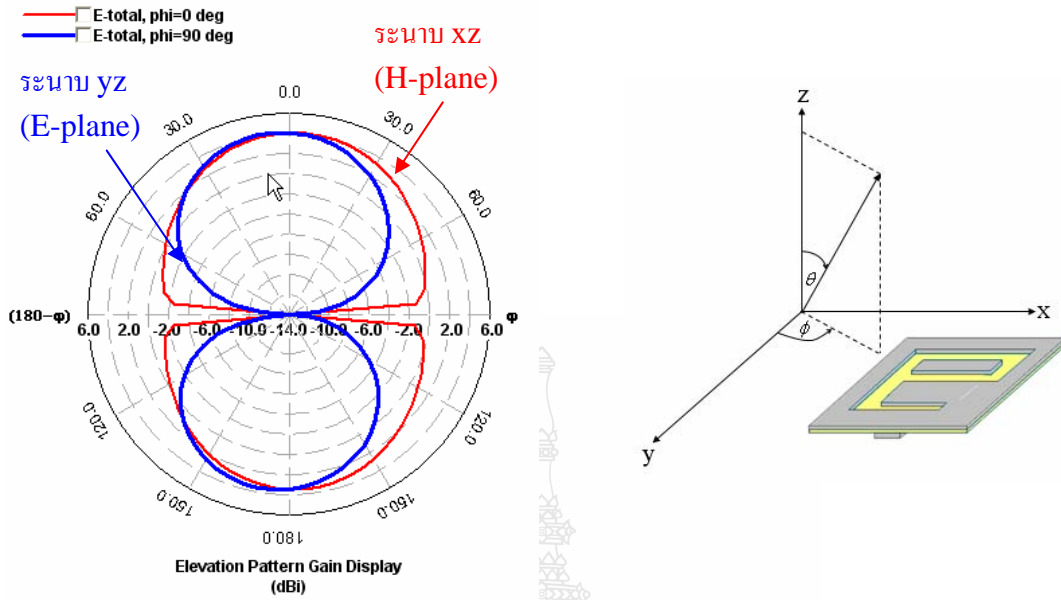


รูปที่ 3.30 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี บน RT/Duroid 5880

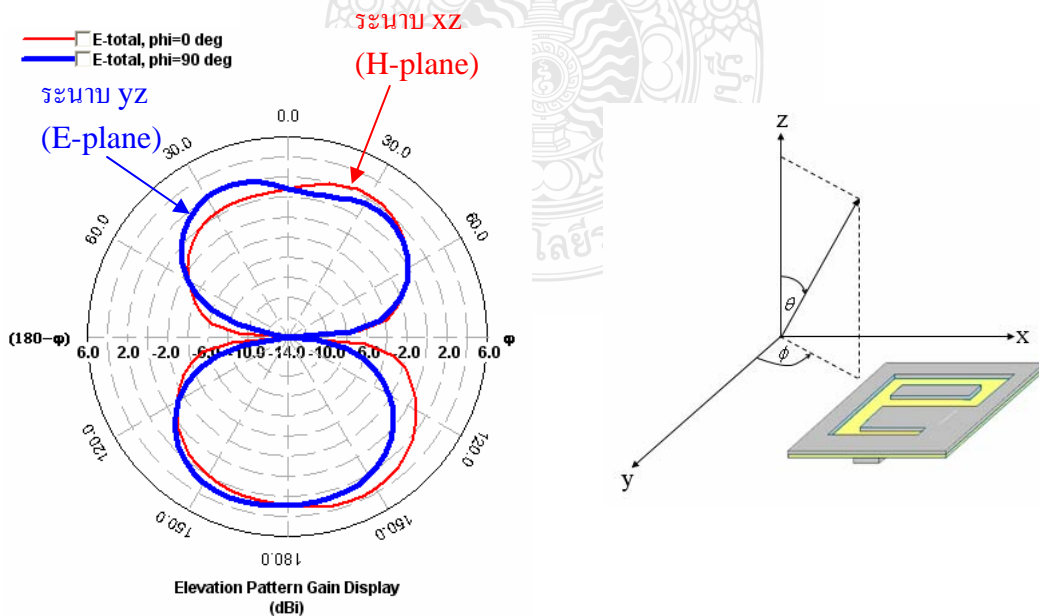


รูปที่ 3.31 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอี บน RT/Duroid 5880

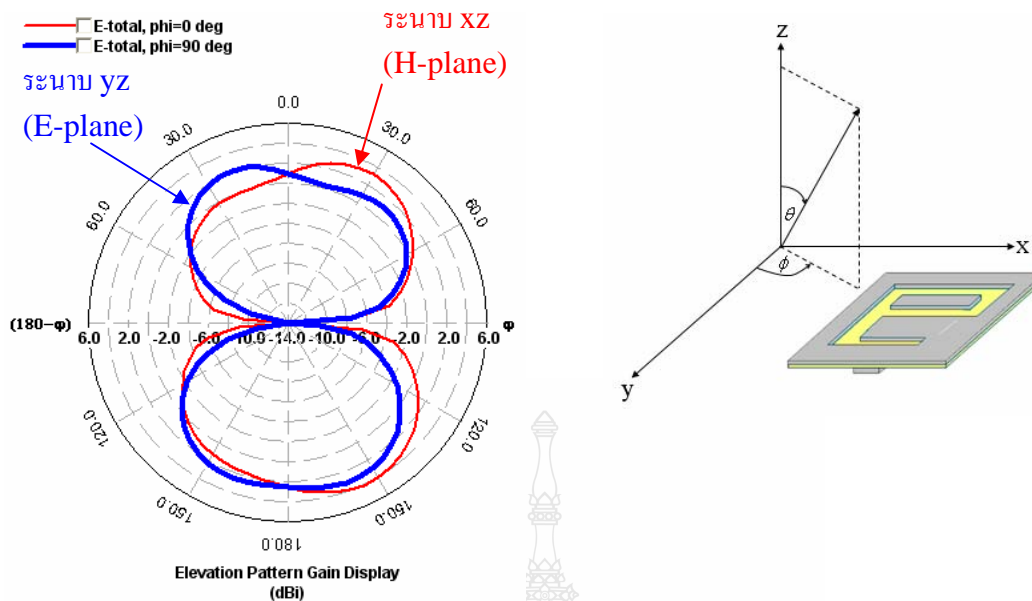
จากรูปที่ 3.31 จะเห็นได้ว่า อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอี บน RT/Duroid 5880 นี้จะมีค่าต่ำมากที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.15 GHz



รูปที่ 3.32 แบบรูปจำลองการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ที่ความถี่ 2.45 GHz ของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอี บน RT/Duroid 5880



รูปที่ 3.33 แบบรูปจำลองการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ที่ความถี่ 5.25 GHz ของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอีบน RT/Duroid 5880



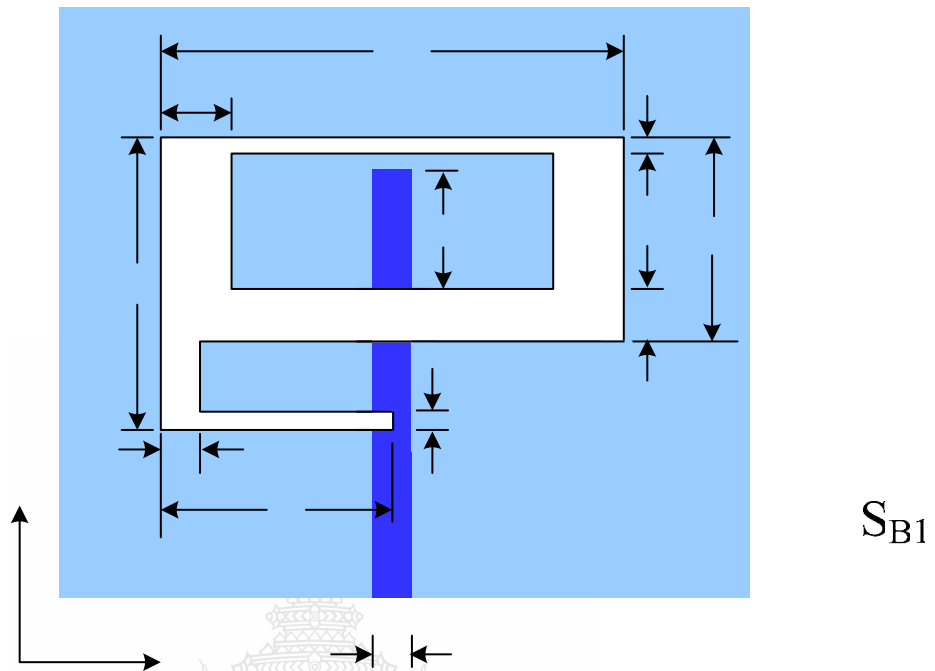
รูปที่ 3.34 แบบรูปจำลองการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ที่ความถี่ 5.8 GHz ของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอีบน RT/Duroid 5880

แบบรูปการแผ่สนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปอักษรอีที่แสดงในรูปที่ 3.32-3.34 แสดงให้เห็นได้ว่า ที่ความถี่ต่ำและสูงจะมีแบบรูปการแผ่สนามไม่แตกต่างกันมากนัก ยังคงเป็นแบบสองทิศทาง

3.6 การจำลองสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี โดยใช้ FR4

จากการออกแบบและศึกษาสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอีโดยใช้วัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 ที่ผ่านมานั้น เมื่อจะนำมาสร้างจริงจะหาซื้อวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 ได้ยากและมีราคาแพงมาก ดังนั้นในการสร้างจริงจะเปลี่ยนมาใช้วัสดุฐานรองชนิด FR4 ซึ่งหาซื้อได้ง่ายและราคาถูก ดังนั้นจะทำการจำลองเฉพาะรูปแบบสายอากาศที่มีพื้นฐานมาจากการจำลองบนวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 ที่ให้แบนด์วิดท์กว้างที่สามารถใช้งานใน WLAN ครอบคลุมมาตรฐาน IEEE 802.11a/b/g/j/d นั่นคือ สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี โดยมีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 3.35 ซึ่งมีรูปร่างเหมือนเดิม เพียงแต่นำขนาดจะแตกต่างกันเพราะใช้วัสดุที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกที่ต่างกัน ดังนั้นขนาดของสายอากาศที่สร้างบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่ให้ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ ที่ 2.45 GHz และมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN)

ตามมาตรฐานของ IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.11j (4.9-5.1 GHz), IEEE 802.11a (5.25-5.35 GHz), IEEE 802.11d (5.7-5.9 GHz) จะถูกนำมาวิเคราะห์ผล



รูปที่ 3.35 พารามิเตอร์ทางโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี บน FR4

การกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ก็จะเหมือนกับที่กระทำบนวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 ในที่นี้จะไม่แสดงผลกระทบจากการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพราะจะให้ผลกระทบเช่นเดียวกันกับที่ได้แสดงไว้แล้วบน RT/Duroid 5880 เพียงแต่ค่าของพารามิเตอร์จะแตกต่างกันเท่านั้น ดังนั้นจึงขอสรุปว่า เมื่อทำการปรับแต่งพารามิเตอร์ต่าง ๆ จนให้ผลที่ตรงกับความต้องการ ก็จะนำไปสร้างและวัดผลเปรียบเทียบกับผลการจำลอง จากผลการจำลองพบว่า การใช้วัสดุฐานรองชนิด FR4 จะให้ผลการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) ที่ไม่ดีเท่ากับการออกแบบบน RT/Duroid 5880 ที่เป็นเช่นนี้ก็เนื่องจากประสิทธิภาพของ FR4 ค่อนข้างต่ำกว่า RT/Duroid 5880 มาก แต่อย่างไรก็ตามเมื่อทำการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ก็จะทำให้ผลที่สามารถนำไปใช้งานได้เช่นเดียวกัน โดยมีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ แสดงในตารางที่ 3.11 ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับแสดงดังรูปที่ 3.36 และคุณลักษณะของสายอากาศแสดงในตารางที่ 3.12

ตารางที่ 3.11 ขนาดของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปอักษรอินบนวัสดุฐานรอง FR4 (หน่วย: มม.)

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ (มม.)	ขนาดทางไฟฟ้า
A	23.2	$0.347\lambda_{g}$
B	14.3	$0.214\lambda_{g}$
W	2.8	$0.041\lambda_{g}$
L_m	6.5	$0.097\lambda_{g}$
C	11.8	$0.176\lambda_{g}$
D	9.3	$0.139\lambda_{g}$
S_{B1}	3.7	$0.055\lambda_{g}$
S_{B2}	2.8	$0.041\lambda_{g}$
S_{A1}	2.0	$0.029\lambda_{g}$
S_{A2}	2.0	$0.029\lambda_{g}$
S_{A3}	1.0	$0.014\lambda_{g}$
Ground	39.2×36 ตารางมิลลิเมตร	

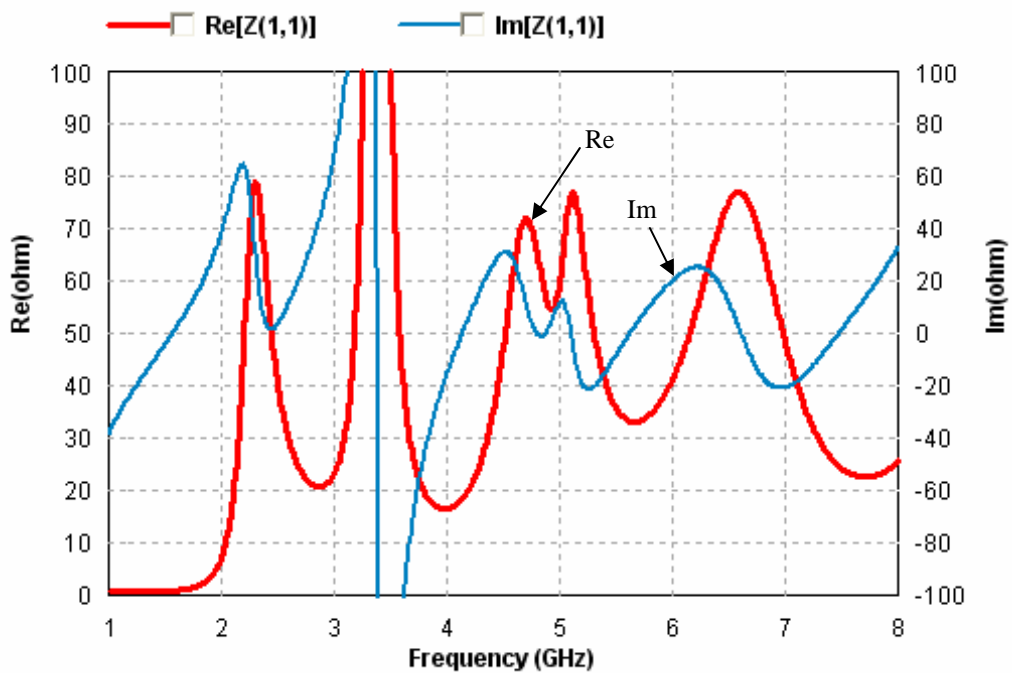


รูปที่ 3.36 คุณลักษณะของการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศ ไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอินบน FR4

ตารางที่ 3.12 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี บนวัสดุฐานรอง FR4

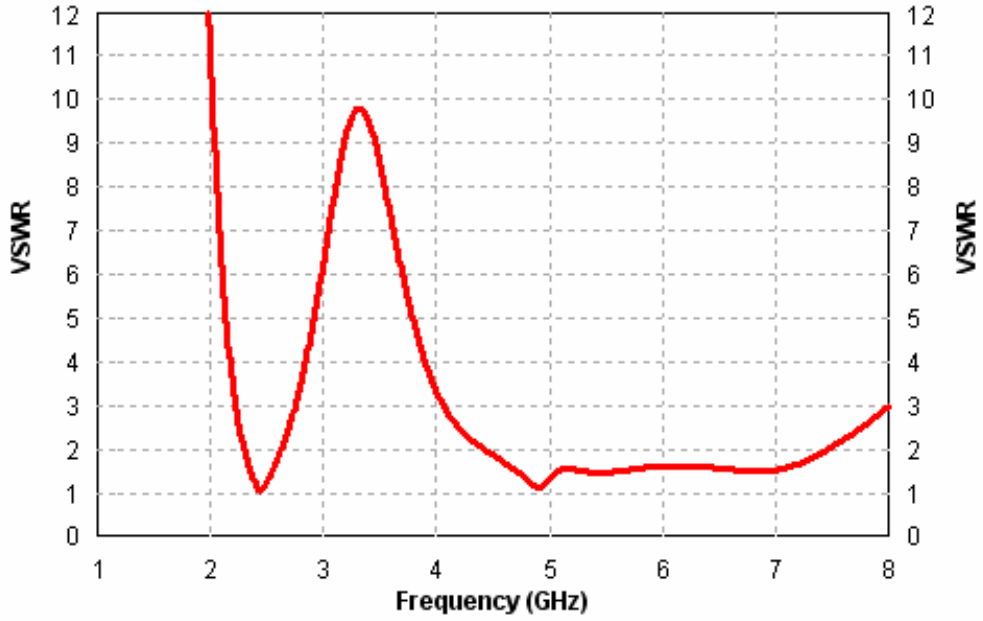
คุณสมบัติ		แถบความถี่ด้านต่ำ	แถบความถี่ด้านสูง
ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)		2.45	4.91
S_{11} (dB)		-36.29	-25.5
Z_{in} (Ω)	real	49.88	54.87
	Imaginary	1.526	2.704
Bandwidth (GHz)		2.32-2.62	4.47-7.4
VSWR		1.031	1.112

ภาพแสดงคุณลักษณะทางอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอีบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 แสดงในรูปที่ 3.37

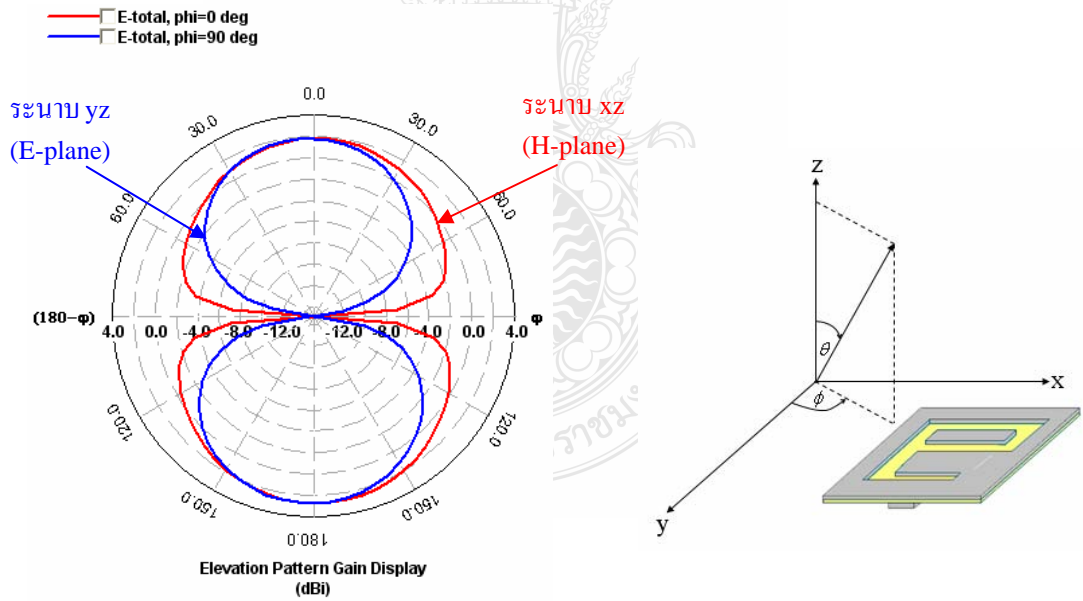


รูปที่ 3.37 คุณลักษณะของอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศรูปอักษรอี บน FR4

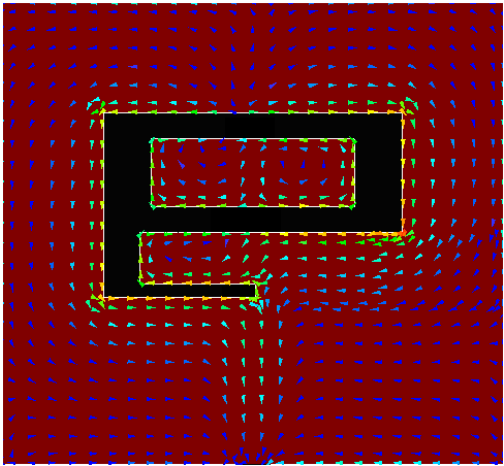
จากรูปที่ 3.36-3.37 และตารางที่ 3.12 แสดงให้เห็นได้ว่า สายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอีที่สร้างบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 สามารถนำไปใช้งานในระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11a/b/g/j/d ได้เช่นเดียวกับการออกแบบบนวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 เพียงแต่ให้ประสิทธิภาพด้อยกว่าเท่านั้น สำหรับ VSWR ของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอีที่สร้างบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 แสดงอยู่ในรูปที่ 3.38



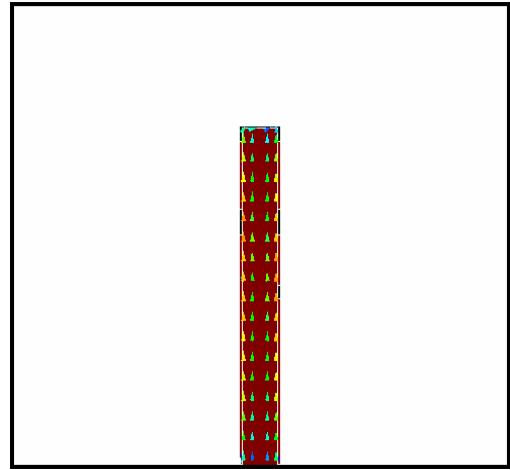
รูปที่ 3.38 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอี บน FR4



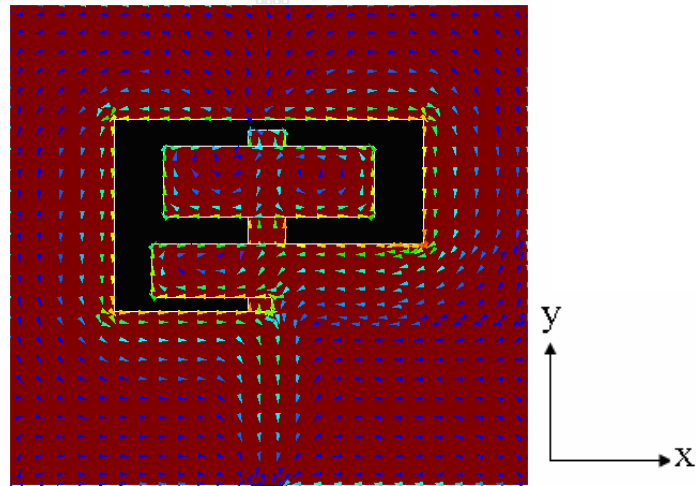
รูปที่ 3.39 แบบรูปจำลองการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ที่ความถี่ 2.45 GHz ของสายอากาศรูปอักษรอี บน FR4



(ก)



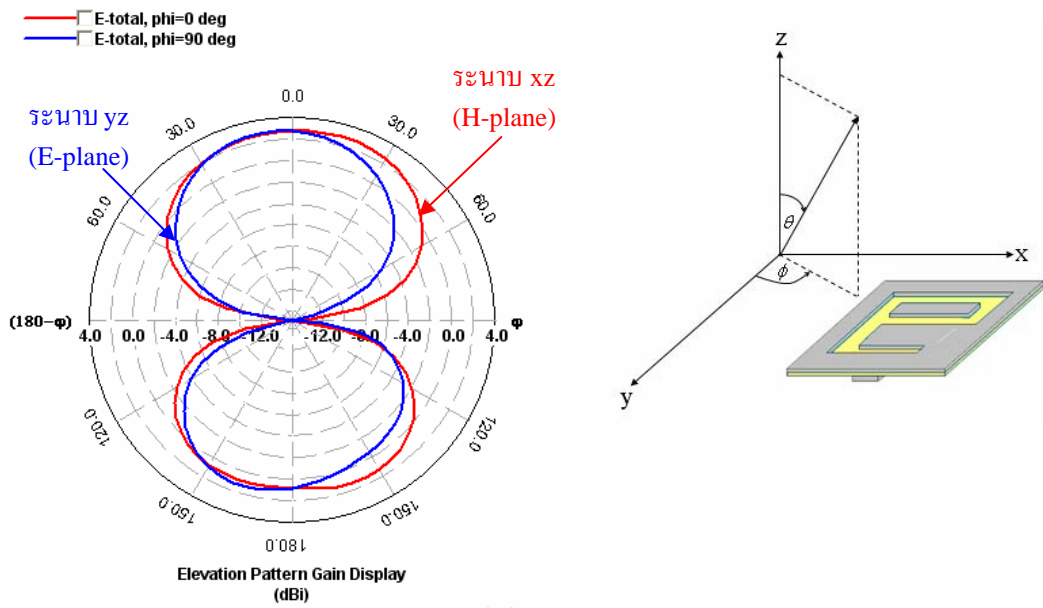
(ข)



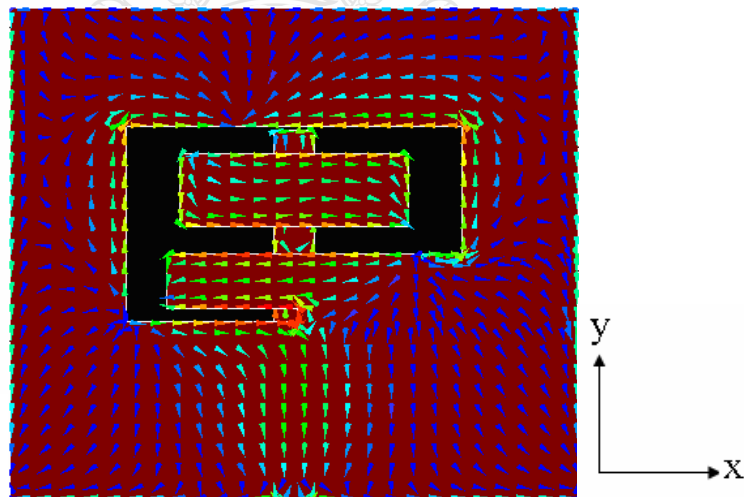
(ค)

รูปที่ 3.40 แบบรูปจำลองทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 2.45 GHz ของสายอากาศรูปอักษรอีบนFR4

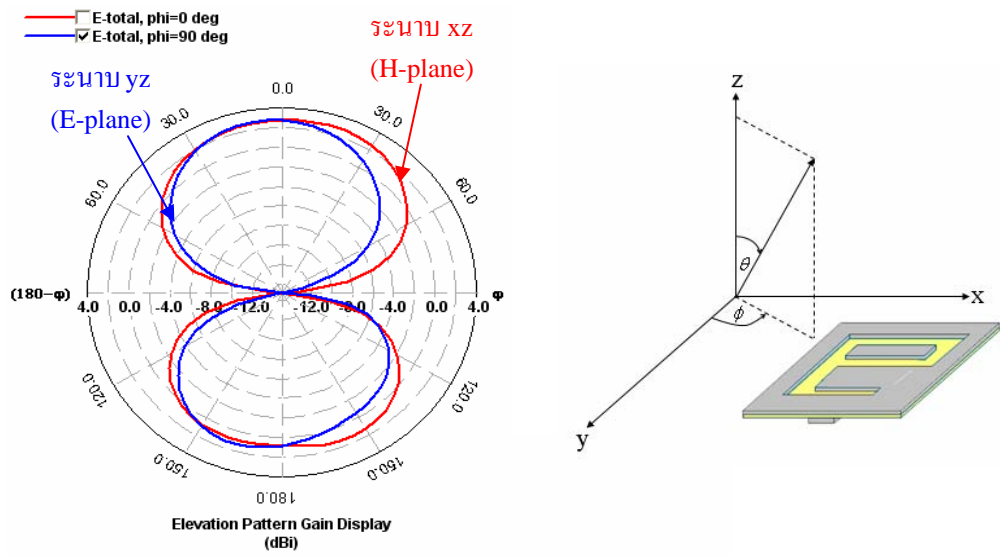
- (ก) ทิศทางการไหลของกระแสบนระนาบกราวด์
- (ข) ทิศทางการไหลของกระแสบนไมโครสตริปไลน์
- (ค) ทิศทางการไหลของกระแสบนระนาบกราวด์และไมโครสตริปไลน์พร้อมกัน



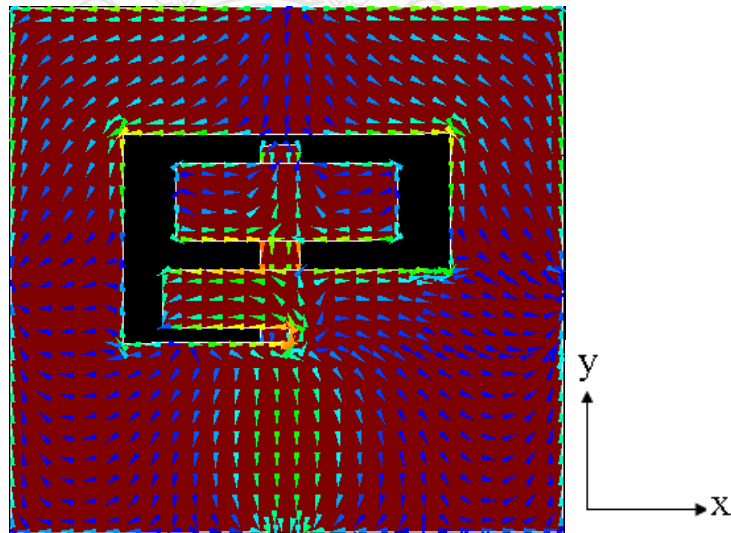
รูปที่ 3.41 แบบรูปจำลองการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ที่ความถี่ 5.25 GHz ของสายอากาศรูปอักษรอี บน FR4



รูปที่ 3.42 แบบรูปจำลองทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 5.25 GHz ของสายอากาศรูปอักษรอี บน FR4



รูปที่ 3.43 แบบรูปจำลองการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ที่ความถี่ 5.8 GHz ของสายอากาศรูปอักษรอี บน FR4



รูปที่ 3.44 แบบรูปจำลองทิศทางกรไหลของกระแสที่ความถี่ 5.8 GHz ของสายอากาศรูปอักษรอี บนFR4

รูปที่ 3.39 – รูปที่ 3.44 แสดงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานสนามและจำลองความหนาแน่นของกระแสบน โลหะที่เป็นระนาบกราวด์และไมโครสตริปไลน์ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปอักษรอีที่สร้างบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่ความถี่ 2.45 GHz, 5.25 GHz, และ 5.8 GHz ตามลำดับ ซึ่งการแผ่คลื่นในระนาบมุมยก คือระนาบ xz (H-plane) และระนาบ yz (E-plane) มีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบพุ่ง 2 ทิศทาง เมื่อสังเกตที่ความถี่สูงพบว่ายังคงมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่ไม่ผิดเพี้ยนไปจากความถี่ต่ำมากนัก จากภาพการจำลองกระแสบนระนาบกราวด์แสดงให้เห็นได้ว่ามีกระแสสะสมมากที่ปลายขอบของอักษรอี ขณะที่บริเวณที่อยู่ห่างจากอักษรอีมีกระแสสะสมน้อยมาก

3.7 สรุปผลการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี

ในการศึกษาการออกแบบสายอากาศจากวัสดุฐานรองสองชนิด คือ RT/duroid 5880 และ FR4 เพื่อให้สามารถใช้งานระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11a/b/g/j/d ได้นั้น สายอากาศที่ออกแบบจากวัสดุฐานรองที่เป็น RT/duroid 5880 จะมีประสิทธิภาพสูงกว่าแต่มีปัญหาบางประการที่ไม่เหมาะหากนำไปสร้างใช้งานจริง เพราะขนาดสายอากาศที่ออกแบบในรูปร่างเหมือนกันกับการใช้วัสดุฐานรอง FR4 นั้น มีขนาดใหญ่กว่าและวัสดุฐานรองมีราคาแพงกว่ามาก ดังนั้นจึงได้ทำการจำลองด้วยการใช้วัสดุฐานรอง FR4 อีกครั้งเพื่อเป็นการพิสูจน์ว่า สายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอีนี้สามารถให้สองแถบความถี่ที่ต้องการได้ ฉะนั้นการสร้างจริงจึงทำเฉพาะสายอากาศที่ออกแบบบนวัสดุฐานรองที่เป็น FR4 เท่านั้น และเมื่อนำมาวัดผลจากการสร้างจริงบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 ก็พบว่ายังคงให้ผลทางความกว้างแบนด์วิดท์ที่ไม่ต่างจากที่ได้ทำการจำลองไว้มากนัก โดยที่ขอบความถี่ด้านสูงจะมีเลื่อนต่างไปจากผลการจำลอง แม้ว่าผลการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ระหว่างผลการจำลองและการวัดจะไม่เท่ากันก็ตาม แต่ในเชิงการวิจัยและวิเคราะห์นั้น ถือได้ว่า ถ้าผลการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) มีค่าต่ำกว่า -10 dB ก็แสดงว่าสายอากาศรูปร่างตามที่ได้ออกแบบมานี้สามารถนำไปใช้งานได้

การเปรียบเทียบทางขนาดและผลการจำลองคุณลักษณะของสายอากาศระหว่างวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 และ FR4 แสดงดังตารางที่ 3.13 และ 3.14 ตามลำดับ

ตารางที่ 3.13 ขนาดของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอี บนวัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880 และ FR4
(หน่วย: มม.)

พารามิเตอร์	RT/Duroid 5880		FR4	
	ขนาดทางกายภาพ (มม.)	ขนาดทางไฟฟ้า	ขนาดทางกายภาพ (มม.)	ขนาดทางไฟฟ้า
A	27.0	$0.374\lambda_g$	23.2	$0.347\lambda_g$
B	17.3	$0.240\lambda_g$	14.3	$0.214\lambda_g$
W	5.0	$0.069\lambda_g$	2.8	$0.041\lambda_g$
L_m	7.0	$0.097\lambda_g$	6.5	$0.097\lambda_g$
C	13.7	$0.190\lambda_g$	11.8	$0.176\lambda_g$
D	11.8	$0.163\lambda_g$	9.3	$0.139\lambda_g$
S_{B1}	5.2	$0.072\lambda_g$	3.7	$0.055\lambda_g$
S_{B2}	2.0	$0.027\lambda_g$	2.8	$0.041\lambda_g$
S_{A1}	1.0	$0.013\lambda_g$	2.0	$0.029\lambda_g$
S_{A2}	3.3	$0.027\lambda_g$	2.0	$0.029\lambda_g$
S_{A3}	1.0	$0.013\lambda_g$	1.0	$0.014\lambda_g$
Gnd	48×45		39.2×36	

ตารางที่ 3.14 ผลการจำลองคุณลักษณะสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอี บนวัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880 และ FR4

คุณสมบัติ		แถบความถี่ด้านต่ำ		แถบความถี่ด้านสูง	
		RT/Duroid	FR4	RT/Duroid	FR4
ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)		2.45	2.45	5.15	4.91
S_{11} (dB)		-43.68	-36.29	-45.70	-25.5
Zin (Ω)	real	50	49.88	49.52	54.87
	Imaginary	-0.6547	1.526	-0.1816	2.704
Bandwidth (GHz)		0.31 (2.31-2.62)	0.3 (2.32-2.62)	3.39 (4.42-7.81)	2.93 (4.47-7.4)
VSWR		1.013	1.031	1.010	1.112

จากตารางที่ 3.13 แสดงให้เห็นได้ว่า ขนาดของสายอากาศรวมระนาบกราวด์เมื่อสร้างบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 จะมีขนาดพื้นที่เล็กกว่าการสร้างบน RT/Duroid 5880 ประมาณ 34.6% (0.654 เท่าของ RT/Duroid) และจากผลการจำลองคุณลักษณะของสายอากาศที่แสดงในตารางที่ 3.14 แสดงให้เห็นได้ว่าการออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอีบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 ก็สามารถใช้งานได้ในย่านความถี่ตามที่ออกแบบไว้



บทที่ 4

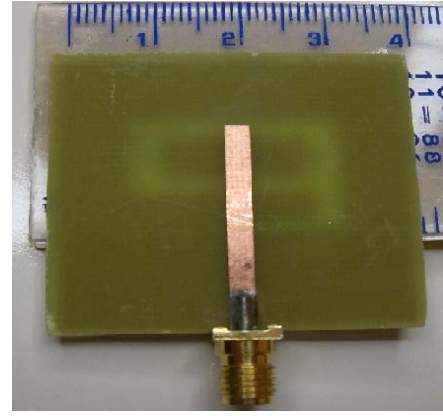
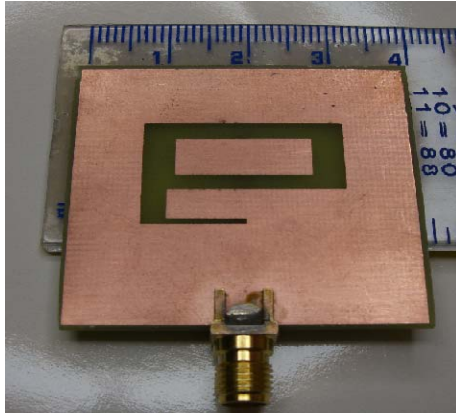
ผลการวัดการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไมโครสตริป แบบช่องเปิดรูปอักษรอี

4.1 บทนำ

วิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้โปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland มาทำการจำลองแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอีบนวัสดุฐานรองสองชนิด คือ RT/Duroid 5880 และ FR4 ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) ความหนาของวัสดุฐานรอง (h) ความหนาของวัสดุตัวนำ (t) และค่า Loss tangent ($\tan \delta$) ที่แตกต่างกัน ดังนั้นขนาดของสายอากาศที่ได้ออกแบบด้วยวัสดุทั้งสองชนิดนี้จึงมีขนาดที่แตกต่างกัน ผลจากการจำลองบนวัสดุฐานรองทั้งสองชนิดนี้พบว่าครอบคลุมตามมาตรฐาน สำหรับการใช้งานในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) มาตรฐานของ IEEE 802.11 b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.11j (4.9-5.1 GHz), IEEE 802.11a (5.25-5.35 GHz), IEEE 802.11d (5.7-5.9 GHz) โดยผลการจำลองบนวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 ให้ผลที่ดีกว่าชนิด FR4 มาก แต่เนื่องจาก RT/Duroid 5880 เป็นวัสดุฐานรองที่หาซื้อได้ยาก มีราคาสูง แม้ว่ามีประสิทธิภาพดีกว่ามาก แต่ถ้าใช้วัสดุฐานรองที่มีราคาถูก หาซื้อได้ง่ายและให้ผลการจำลองที่ครอบคลุมมาตรฐานที่ต้องการได้ก็จะเป็นสิ่งที่ดี ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงนำรูปแบบสายอากาศที่สร้างบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 มาสร้างจริงและนำผลที่วัดได้ไปเปรียบเทียบกับผลที่จำลองด้วยโปรแกรม IE3D เพื่อพิสูจน์ผลของการจำลองเปรียบเทียบกับสร้างจริงว่า โปรแกรม IE3D เป็นที่น่าเชื่อถือได้ ดังนั้นถ้าจะนำรูปแบบสายอากาศที่จำลองบนวัสดุฐานรองที่ดี คือ RT/Duroid 5880 ไปสร้างจริงก็จะทำได้เช่นเดียวกัน

4.2 ผลการวัดสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปอักษรอี โดยใช้ FR4

สายอากาศแบบช่องเปิดรูปอักษรอีที่ได้ออกแบบและจำลองผลบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 ตามขนาดที่แสดงอยู่ในตารางที่ 3.11 จะถูกนำไปสร้างจริง โดยมีระนาบกราวด์ขนาด 39.2×36 ตารางมิลลิเมตร สายอากาศที่สร้างจริงแสดงอยู่ในรูปที่ 4.1 และผลการวัดการสูญเสียย้อนกลับโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย แสดงในรูปที่ 4.2



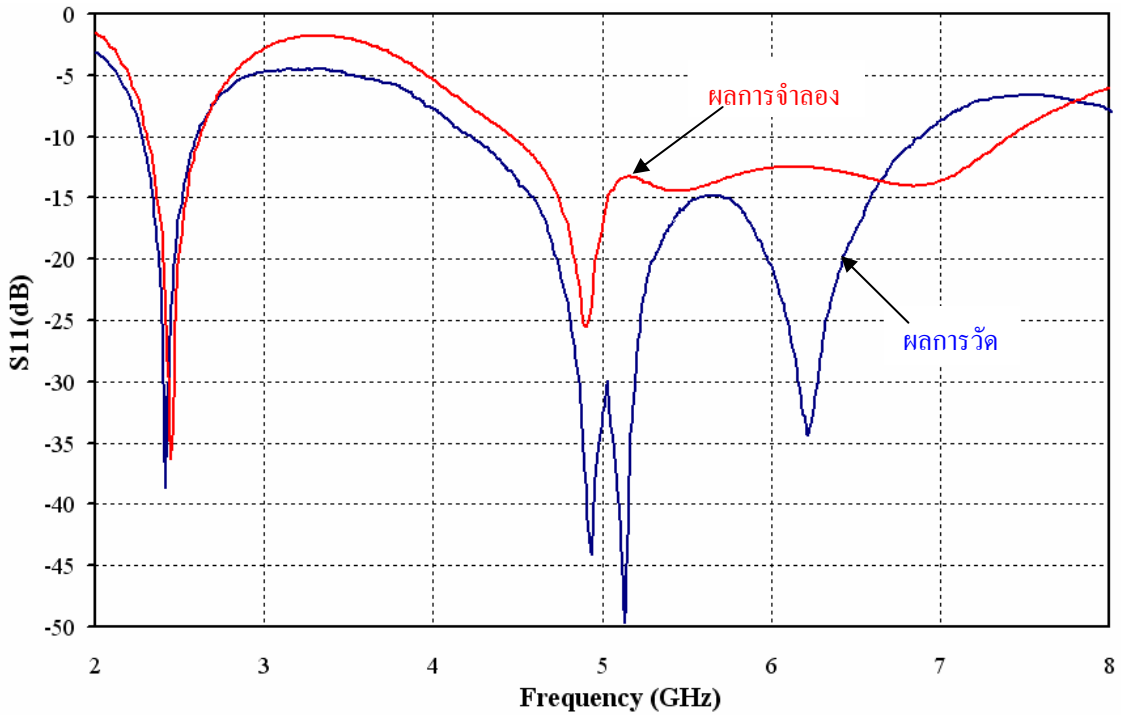
(ก) ภาพด้านระนาบสายอากาศ

(ข) ภาพระนาบไมโครสตริปไลน์

รูปที่ 4.1 ภาพจริงของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอี ที่สร้างบนวัสดุฐานรอง FR4



รูปที่ 4.2 ผลการวัดการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปอักษรอีบน FR4



รูปที่ 4.3 เปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากผลการวัดและการจำลองบน FR4

ผลการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) เปรียบเทียบกับผลการจำลอง แสดงอยู่ในรูปที่ 4.3 ซึ่งเห็นได้ชัดว่า ที่แถบความถี่ต่ำจะมีแบนด์วิดท์และการสูญเสียย้อนกลับของการวัดใกล้เคียงกับผลการจำลอง แต่ที่แถบความถี่สูงผลการจำลองและผลการวัดไม่ค่อยจะใกล้เคียงกัน ที่เป็นเช่นนี้เพราะปัญหาที่เกิดจากการสร้างที่ใช้วิธีการกัดโลหะด้วยน้ำยาเคมีที่อาจมีส่วนขบมุมเล็ก ๆ เกิดขึ้น ซึ่งไม่สามารถมองเห็นได้ด้วยตาเปล่า จึงทำให้ผลการวัดที่แถบความถี่สูงไม่เหมือนกับผลการจำลอง แต่อย่างไรก็ตามก็แสดงให้เห็นได้ว่าสายอากาศที่จำลองด้วยโปรแกรม IE3D โดยใช้วัสดุฐานรองชนิด FR4 และนำไปสร้างจริงนี้ สามารถใช้งานได้ทุกย่านความถี่ที่ต้องการ

ตารางที่ 4.1 ผลการวัดและการจำลองคุณลักษณะสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอี บนวัสดุฐานรอง FR4

คุณสมบัติ	แถบความถี่ด้านต่ำ		แถบความถี่ด้านสูง	
	ผลวัด	ผลจำลอง	ผลวัด	ผลจำลอง
ความถี่เรโซแนนซ์(GHz)	2.42	2.45	5.13	4.91
S_{11} (dB)	-38.69	-36.29	-49.64	-25.5
Bandwidth (GHz)	0.32 (2.28-2.60)	0.3 (2.32-2.62)	2.65 (4.23-6.88)	2.93 (4.47-7.4)

ผลการเปรียบเทียบระหว่างการวัดและการจำลองของแบนด์วิดท์บนวัสดุฐานรองชนิด FR4 จะแสดงอยู่ในตารางที่ 4.1 ซึ่งจะเห็นได้ว่า การวัดและการจำลองให้แบนด์วิดท์ที่ใกล้เคียงกัน



บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

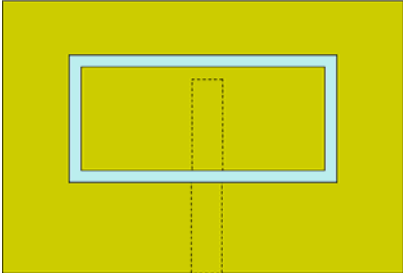
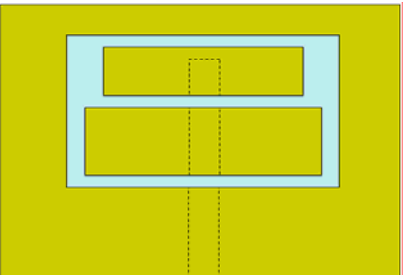
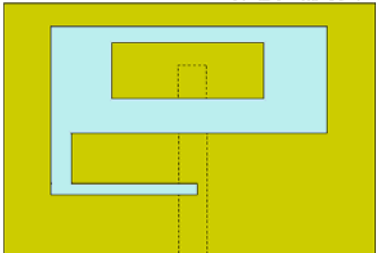
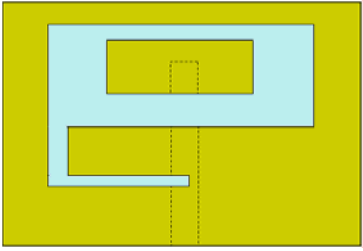
ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดรูปอักษรอ็ีสำหรับการนำไปใช้งานในย่านเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ครอบคลุมมาตรฐานของ IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.11j (4.9-5.1 GHz), IEEE 802.11a (5.25-5.35 GHz), IEEE 802.11d (5.7-5.9 GHz) ซึ่งสายอากาศที่ออกแบบนี้จะให้ 2 แถบความถี่ที่ครอบคลุมย่านความถี่มาตรฐานตามที่ต้องการ และมีรูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional) ในระนาบสายอากาศอีกด้วย สำหรับการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศนั้น ใช้วิธีการจำลองผลด้วยโปรแกรม IE3D Zeland ซึ่งใช้การหาคำนวณแบบวิธีโมเมนต์ (Method of Moment) เพื่อให้มีประสิทธิภาพในการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศให้ครบถ้วนและได้ดียิ่งขึ้น ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้ทำการศึกษาและวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดตั้งแต่รูปร่างพื้นฐาน คือ ช่องเปิดวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า ช่องเปิดรูปเลขแปด และท้ายสุดเป็นช่องเปิดรูปอักษรอ็ีที่ต้องการ โดยจะทำการจำลองบนวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 ซึ่งมีคุณภาพสูงที่ให้ประสิทธิภาพของสายอากาศดี แต่เนื่องจากหาซื้อวัสดุฐานรองชนิดนี้ได้ยาก จึงได้ทำการจำลองสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอ็ีอีกครั้งด้วยวัสดุฐานรองที่หาซื้อได้ง่ายและราคาถูกกว่า คือ วัสดุฐานรองชนิด FR4 จากนั้นนำขนาดสายอากาศที่ได้ผ่านการวิเคราะห์หบน FR4 ไปทำการสร้างจริง และทำการวัดผลเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D ว่าสามารถใช้งานในย่านความถี่ตามที่ออกแบบไว้หรือไม่ ซึ่งเป็นการยืนยันความน่าเชื่อถือของโปรแกรม IE3D จากผลการวัดสามารถยืนยันได้ว่าสามารถใช้งานได้ และถ้าสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอ็ีบน RT/Duroid 5880 ก็สามารถนำไปใช้งานได้เช่นเดียวกัน โดยมีประสิทธิภาพในทุก ๆ ด้านดีกว่าการสร้างบน FR4

5.1 สรุปผลการออกแบบและวิเคราะห์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดรูปอักษรอ็ีสำหรับการสื่อสารไร้สาย โดยทำการจำลองบนวัสดุฐานรองสองชนิด คือ RT/Duroid 5880 และ FR4 ซึ่งคุณสมบัติของวัสดุฐานรองทั้งสองชนิดนี้ แสดงอยู่ในตารางที่ 3.1 ของบทที่ 3

สำหรับการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ จะเป็นการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดจะเริ่มต้นจากรูปแบบง่าย ๆ แล้วพัฒนาให้ยากขึ้น การวิเคราะห์จะมี 3 รูปแบบ คือ แบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า แบบวงรอบรูปเลขแปด และแบบวงรอบรูปอักษรอ็ี โดยมีวัตถุประสงค์ในการวิเคราะห์สายอากาศในแต่ละรูปแบบ พร้อมทั้งสรุปผลคุณลักษณะสายอากาศด้านแบนด์วิดท์และขนาดสายอากาศ แสดงอยู่ในตารางที่ 5.1-5.3 ตามลำดับ

ตารางที่ 5.1 สรุปขั้นตอนการวิเคราะห์และวัสดุประสงค์ในแต่ละรูปแบบของสายอากาศ

สายอากาศช่องเปิด	วัตถุประสงค์
 <p data-bbox="464 730 647 763">RT/Duroid 5880</p>	<p data-bbox="826 495 1385 703">ศึกษาผลกระทบจากการปรับความยาวไมโครสตริปไลน์และการปรับความกว้างช่องเปิด โดยยังไม่สนใจที่จะปรับขนาดของสายอากาศเพื่อให้ได้ความถี่ตามที่ต้องการ</p>
 <p data-bbox="464 1122 647 1155">RT/Duroid 5880</p>	<p data-bbox="826 815 1385 1144">ศึกษาผลกระทบของความกว้างช่องเปิดแต่ละส่วน โดยกำหนดขนาดสายอากาศให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ตามที่ต้องการ คือ ประมาณ 2.45 GHz ทำการวิเคราะห์ผลการปรับความกว้างช่องเปิดในแต่ละส่วนของสายอากาศเพื่อนำไปใช้ในการออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอี</p>
 <p data-bbox="453 1491 638 1525">RT/Duroid 5880</p>	<p data-bbox="826 1196 1385 1525">ศึกษาผลการปรับความกว้างช่องเปิดในแต่ละส่วนและความยาวแนวนอนส่วนล่าง เพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ประมาณ 2.45 GHz และให้ได้แถบความถี่ด้านต่ำและสูงที่ครอบคลุมมาตรฐานของ WLAN IEEE 802.11b/g/j/a และ IEEE 802.16d</p>
 <p data-bbox="528 1883 584 1917">FR4</p>	<p data-bbox="826 1570 1385 1951">จำลองและสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรอีบน FR4 เพื่อนำผลการวัดไปเปรียบเทียบกับผลการจำลอง เพื่อเป็นการยืนยันความน่าเชื่อถือของโปรแกรม IE3D ว่าสามารถใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศได้ดี ซึ่งสายอากาศที่สร้างบน FR4 จะมีขนาดเล็กกว่าสายอากาศที่สร้างบน RT/Duroid ที่ความถี่ออกแบบเดียวกัน</p>

สำหรับผลการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษรที่จำลองบนวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 และ FR4 ดังที่แสดงในตารางที่ 3.14 และขนาดของสายอากาศแสดงในตารางที่ 3.13 นั้น สามารถสรุปผลการวิเคราะห์ ได้ดังนี้

1. สายอากาศช่องเปิดรูปอักษร สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ทางขนาดให้ได้สองแถบความถี่ที่ต้องการได้ไม่ยาก และสามารถให้ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) สูงได้กว้างมาก รายละเอียดแสดง ดังตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 สรุปผลการวิเคราะห์แบนด์วิดท์ของสายอากาศช่องเปิดรูปอักษร

คุณสมบัติ	แถบความถี่ด้านต่ำ		แถบความถี่ด้านสูง	
	RT/Duroid 5880	FR4	RT/Duroid 5880	FR4
Bandwidth (GHz)	0.31 (2.31-2.62)	0.3 (2.32-2.62)	3.39 (4.42-7.81)	2.93 (4.47-7.4)
% Bandwidth	13.11	12.15	55.44	49.37

2. เมื่อใช้วัสดุฐานรองที่หนาเท่ากันแต่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) มาก สามารถทำให้ขนาดสายอากาศเล็กลงได้ จากขนาดรวมทั้งหมดของสายอากาศรูปอักษรที่ได้วิเคราะห์มาแล้ว พบว่าเมื่อใช้วัสดุฐานรองชนิด FR4 ซึ่งมีค่า $\epsilon_r = 4.5$ มาสร้างเป็นสายอากาศช่องเปิดรูปอักษร สามารถลดขนาดสายอากาศได้ถึง 34.6% เมื่อเทียบกับขนาดสายอากาศที่สร้างด้วยวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 ซึ่งมีค่า $\epsilon_r = 2.2$ ซึ่งขนาดของสายอากาศที่สร้างจากวัสดุฐานรองทั้งสองชนิดนี้แสดงอยู่ในตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 สรุปขนาดระนาบกราวด์และขนาดสายอากาศ

วัสดุฐานรอง	ระนาบกราวด์ (ตาราง มม.)	A: ความกว้าง สายอากาศ (มม.)	B: ความยาว สายอากาศ (มม.)	W: ความกว้าง ไมโครสตริปไลน์ (มม.)
RT/Duroid 5880	48×45	27.0	17.3	5.0
FR4	39.2×36	23.2	14.3	2.8

3. ประสิทธิภาพโดยรวมของสายอากาศที่สร้างด้วยวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 จะสูงกว่า FR4 แต่อย่างไรก็ตาม จากผลการจำลองและวัด พบว่า การสร้างสายอากาศด้วยวัสดุฐานรองชนิด FR4 ก็ยังคงสามารถใช้งานได้ดีในระดับหนึ่ง โดยไม่มีข้อจำกัดในเรื่องราคาและการจัดหา

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

จากผลการวิเคราะห์ที่ผ่านมาพบว่า สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดนี้สามารถออกแบบให้มีรูปร่างที่แตกต่างกันได้ ขนาดของสายอากาศจะเป็นส่วนสำคัญที่จะกำหนดความถี่เรโซแนนซ์ ขณะที่ความยาวของไมโครสตริปไลน์ซึ่งเป็นส่วนในการป้อนสัญญาณจะมีส่วนสำคัญในการปรับแต่งให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี และพารามิเตอร์ของสายอากาศจะเป็นส่วนประกอบที่มีความสำคัญในลำดับถัดมาที่ใช้ในการปรับแต่งเพื่อให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์และความถี่รวมทั้งแบนด์วิดท์ตามที่ต้องการ ซึ่งจากการวิเคราะห์สายอากาศแบบช่องเปิดนี้ทำให้ทราบได้ว่าสายอากาศช่องเปิดรูปร่างพื้นฐานเป็นวงรอบสี่เหลี่ยมมีรูปร่างที่ง่ายไม่ซับซ้อนแต่การจะปรับให้ได้สองความถี่ใช้งานในย่าน WLAN ให้ครอบคลุมทุกมาตรฐานของ IEEE 802.11b/g/j/a และ IEEE 802.11d นั้น เป็นสิ่งที่ทำได้ค่อนข้างยาก เพราะต้องใช้ความละเอียดและใช้เวลาในการที่จะปรับแต่งในทุก ๆ ส่วนของสายอากาศให้เหมาะสม ซึ่งรวมถึงอัตราส่วนระหว่างความกว้างและความยาวของสายอากาศด้วย ส่วนสายอากาศช่องเปิดรูปเลขแปด ก็ไม่สามารถปรับแต่งให้แถบความถี่ด้านสูงครอบคลุม ถึงความถี่ 6.0 GHz ได้ง่ายนัก แต่ถ้าเป็นรูปอักษรอีจะทำได้ง่ายกว่ามาก

ดังนั้นในการวิจัยสายอากาศในโอกาสต่อไป จึงควรที่จะออกแบบรูปร่างของสายอากาศให้มีความซับซ้อนไม่มากนัก โดยต้องมีพารามิเตอร์ของสายอากาศเพียงพอที่จะทำให้สามารถปรับแต่งให้ได้คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศตามที่ต้องการ และในบางรูปแบบอาจมีการเสริมหรือเพิ่มขึ้นส่วนตัวนำหรือช่องเปิดเข้าไปในสายอากาศเพื่อให้ได้คุณลักษณะของสายอากาศที่ดียิ่งขึ้นไปอีก ทั้งนี้ก็ต้องขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ในการออกแบบใช้งาน และถ้าต้องการสร้างสายอากาศที่มีประสิทธิภาพสูงควรเลือกใช้วัสดุฐานรองเป็น RT-Duroid ในการสร้างจริง

เอกสารอ้างอิง

- [1] H. Tehrani, K. Chang, "Multifrequency Operation of Microstrip-Fed Slot-Ring Antennas on Thin Low-Dielectric Permittivity Substrates," *IEEE Trans. Antennas Propagation.*, vol. 50, No. 9, pp. 1299-1308, Sep. 2002.
- [2] C. T. P. Song, Peter S. Hall and H. G. Shiraz, "Perturbed Sierpinski Multiband Fractal Antenna With Improved Feeding Technique," *IEEE Trans. Antennas Propagation.*, vol. 51, No. 5, pp. 1011-1017, May. 2003.
- [3] Balanis, C. A., *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [4] J. S. Chen, "Dual-Frequency Annular-Ring Slot Antennas Fed by CPW Feed and Microstrip Line Feed," *IEEE Trans. Antennas Propagation.*, vol. 53, No. 1, pp. 569-571, Jan. 2005.
- [5] D. M. Nashaat, H. A. Elsadek and H. Ghali, "Single Feed Compact Quad-Band PIFA Antenna for Wireless Communication Applications," *IEEE Trans. Antennas Propagation.*, vol. 53, No. 8, pp. 2631-2635, Aug. 2005.
- [6] W. C. Liu, "Design of a Multiband CPW-fed Monopole Antenna Using a Particle Swarm Optimization Approach," *IEEE Trans. Antennas Propagation.*, vol. 53, No. 10, pp.3273-3279, Oct. 2005.
- [7] D. M. Pozar , "A Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagation.*, vol. AP-34, No. 12, pp.1439-1446, Dec. 1986.
- [8] พรเทพ เจียรระประดิษฐกุล "ออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบเดี่ยวรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2552
- [9] วันเฉลิม ชื่นวัฒนพงศ์ "การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากสำหรับการสื่อสารไร้สาย" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2550
- [10] ชิตสุวรรณ แจ่มแจ้ง "วิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุม" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2549
- [11] สุทธิพงศ์ ชนุดหอม "ศึกษาและออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนสัญญาณโดยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2549

[12] กวีรัตน์ เฟื่องแจ่ม, BuyCOM (Online), 2009. Availabal: <http://www.buycoms.com/upload/coverstory/121/Wireless.html> (6 September 2009).



ภาคผนวก ก
มาตรฐานเครือข่ายไร้สาย IEEE 802.11



มาตรฐานเครือข่ายไร้สาย IEEE 802.11

เครือข่ายไร้สายมาตรฐาน IEEE 802.11 ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ครั้งแรกเมื่อปี พ.ศ. 2540 โดยสถาบัน IEEE (The Institute of Electronics and Electrical Engineers) ซึ่งมีข้อกำหนดระบุว่า ผลิตภัณฑ์เครือข่ายไร้สายในส่วนของ PHY Layer นั้นมีความสามารถในการรับส่งข้อมูลที่ความเร็ว 1, 2, 5.5, 11 และ 54 เมกะบิตต่อวินาที โดยมีสื่อส่งสัญญาณ 3 ประเภทให้เลือกใช้งานอันได้แก่ คลื่นวิทยุย่านความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์, 2.5 กิกะเฮิรตซ์และคลื่นอินฟราเรด ส่วนในระดับชั้น MAC Layer นั้นได้กำหนดกลไกของการทำงานแบบ CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance) ซึ่งมีความคล้ายคลึงกับ CSMA/CD (Collision Detection) ของมาตรฐาน IEEE 802.3 Ethernet ซึ่งนิยมใช้งานบนระบบเครือข่ายแลนไร้สาย โดยมีกลไกในการเข้ารหัสข้อมูลก่อนแพร่กระจายสัญญาณไปบนอากาศ พร้อมกับการตรวจสอบผู้ใช้งานอีกด้วย

มาตรฐาน IEEE 802.11 ในยุคเริ่มแรกนั้นให้ประสิทธิภาพการทำงานที่ค่อนข้างต่ำ ทั้งไม่มีการรับรองคุณภาพของการให้บริการที่เรียกว่า QoS (Quality of Service) ซึ่งมีความสำคัญในสภาพแวดล้อมที่มีแอปพลิเคชันหลากหลายประเภทให้ใช้งาน นอกจากนี้กลไกในเรื่องการรักษาความปลอดภัยก็นำมาใช้ก็ยังมีช่องโหว่จำนวนมาก IEEE จึงได้จัดตั้งคณะทำงานขึ้นมาหลายชุดด้วยกัน เพื่อทำการพัฒนาและปรับปรุงมาตรฐานให้มีศักยภาพเพิ่มสูงขึ้น

-IEEE 802.11a

เป็นมาตรฐานที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่เมื่อปี พ.ศ. 2542 โดยใช้เทคโนโลยี OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เพื่อพัฒนาให้ผลิตภัณฑ์ไร้สายมีความสามารถในการรับส่งข้อมูลด้วยอัตราความเร็วสูงสุด 54 เมกะบิตต่อวินาที โดยใช้คลื่นวิทยุย่านความถี่ 5 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นย่านความถี่ที่ไม่ได้รับอนุญาตให้ใช้งานโดยทั่วไปในประเทศไทย เนื่องจากสงวนไว้สำหรับกิจการทางด้านดาวเทียม ข้อเสียของผลิตภัณฑ์มาตรฐาน IEEE 802.11a ก็คือมีรัศมีการใช้งานในระยะสั้นและมีราคาแพง ดังนั้นผลิตภัณฑ์ไร้สายมาตรฐาน IEEE 802.11a จึงได้รับความนิยมน้อย

-IEEE 802.11b

เป็นมาตรฐานที่ถูกตีพิมพ์และเผยแพร่ออกมาพร้อมกับมาตรฐาน IEEE 802.11a เมื่อปี พ.ศ. 2542 ซึ่งเป็นที่รู้จักกันดีและได้รับความนิยมในการใช้งานกันอย่างแพร่หลายมากที่สุด ผลิตภัณฑ์ที่ออกแบบมาให้รองรับมาตรฐาน IEEE 802.11b ใช้เทคโนโลยีที่เรียกว่า CCK (Complimentary Code Keying) ร่วมกับเทคโนโลยี DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) เพื่อให้สามารถรับส่งข้อมูลได้ด้วยอัตราความเร็วสูงสุดที่ 11 เมกะบิตต่อวินาที โดยใช้คลื่นสัญญาณวิทยุย่านความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นย่านความถี่ที่อนุญาตให้ใช้งานในแบบสาธารณะทางด้านวิทยาศาสตร์ อุตสาหกรรม และการแพทย์ โดยผลิตภัณฑ์ที่ใช้ความถี่ย่านนี้มีชนิด ทั้งผลิตภัณฑ์ที่รองรับเทคโนโลยี Bluetooth,

โทรศัพท์ไร้สายและเดาโมโครเวฟ จึงทำให้การใช้งานนั้นมีปัญหาในเรื่องของสัญญาณรบกวนของผลิตภัณฑ์เหล่านี้ ข้อดีของมาตรฐาน IEEE 802.11b ก็คือ สนับสนุนการใช้งานเป็นบริเวณกว้างกว่ามาตรฐาน IEEE 802.11a ผลิตภัณฑ์มาตรฐาน IEEE 802.11b เป็นที่รู้จักในเครื่องหมายการค้า Wi-Fi ซึ่งกำหนดขึ้นโดย WECA (Wireless Ethernet Compatability Alliance) โดยผลิตภัณฑ์ที่ได้รับเครื่องหมาย Wi-Fi ได้ผ่านการตรวจสอบและรับรองว่าเป็นไปตามข้อกำหนดของมาตรฐาน IEEE 802.11b ซึ่งสามารถใช้งานร่วมกันกับผลิตภัณฑ์ของผู้ผลิตรายอื่นๆ ได้

-IEEE 802.11g

เป็นมาตรฐานที่นิยมใช้งานกันมากในปัจจุบันและได้เข้ามาทดแทนผลิตภัณฑ์ที่รองรับมาตรฐาน IEEE 802.11b เนื่องจากสนับสนุนอัตราความเร็วของการรับส่งข้อมูลในระดับ 54 เมกะบิตต่อวินาที โดยใช้เทคโนโลยี OFDM บนคลื่นสัญญาณวิทยุย่านความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ และให้รัศมีการทำงานที่มากกว่า IEEE 802.11a พร้อมความสามารถในการใช้งานร่วมกันกับมาตรฐาน IEEE 802.11b ได้ (Backward-Compatible)

-IEEE 802.11e

เป็นมาตรฐานที่ออกแบบมาสำหรับการใช้งานแอปพลิเคชันทางด้านมัลติมีเดียอย่าง VoIP (Voice over IP) เพื่อควบคุมและรับประกันคุณภาพของการใช้งานตามหลักการ QoS (Quality of Service) โดยการปรับปรุง MAC Layer ให้มีคุณสมบัติในการรับรองการใช้งานให้มีประสิทธิภาพ

-IEEE 802.11f

มาตรฐานนี้เป็นที่รู้จักกันในนาม IAPP (Inter Access Point Protocol) ซึ่งเป็นมาตรฐานที่ออกแบบมาสำหรับการจัดการกับผู้ใช้งานที่เคลื่อนที่ข้ามเขตการให้บริการของ Access Point ตัวหนึ่งไปยัง Access Point เพื่อให้บริการในรูปแบบโรมมิ่งสัญญาณระหว่างกัน

-IEEE 802.11h

มาตรฐานที่ออกแบบมาสำหรับผลิตภัณฑ์เครือข่ายไร้สายที่ใช้งานย่านความถี่ 5 กิกะเฮิรตซ์ ให้ทำงานถูกต้องตามข้อกำหนดการใช้ความถี่ของประเทศในทวีปยุโรป

-IEEE 802.11i

เป็นมาตรฐานในด้านการรักษาความปลอดภัยของผลิตภัณฑ์เครือข่ายไร้สาย โดยการปรับปรุง MAC Layer เนื่องจากระบบเครือข่ายไร้สายมีช่องโหว่มากมายในการใช้งาน โดยเฉพาะฟังก์ชันการเข้ารหัสแบบ WEP 64/128-bit ซึ่งใช้คีย์ที่ไม่มีมีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งไม่เพียงพอสำหรับสภาพการใช้งานที่ต้องการความมั่นใจในการรักษาความปลอดภัยของการสื่อสารระดับสูง มาตรฐาน IEEE 802.11i จึง

กำหนดเทคนิคการเข้ารหัสที่ใช้คีย์ชั่วคราวด้วย WPA, WPA2 และการเข้ารหัสในแบบ AES (Advanced Encryption Standard) ซึ่งมีความน่าเชื่อถือสูง

-IEEE 802.11k

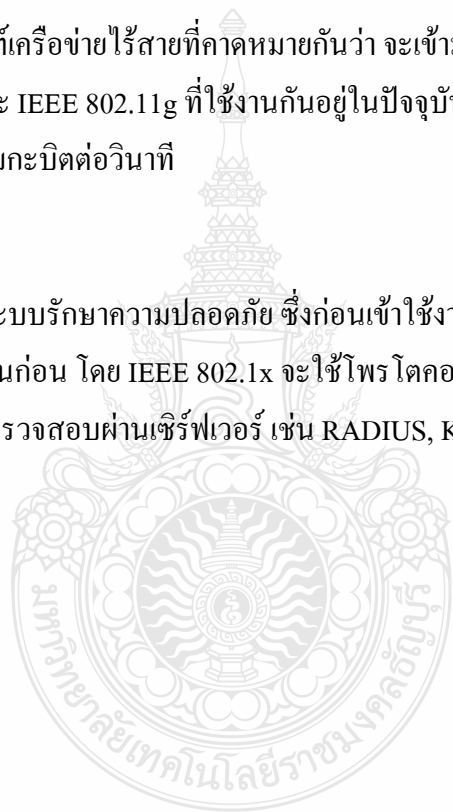
เป็นมาตรฐานที่ใช้จัดการการทำงานของระบบเครือข่ายไร้สาย ทั้งจัดการการใช้งานคลื่นวิทยุให้มีประสิทธิภาพ มีฟังก์ชันการเลือกช่องสัญญาณ, การโรมมิงและการควบคุมกำลังส่ง นอกจากนี้ก็ยังมี การร้องขอและ ปรับแต่งค่าให้เหมาะสมกับการทำงาน การหารัศมีการใช้งานสำหรับเครื่องไคลเอนต์ที่เหมาะสมที่สุดเพื่อให้ระบบจัดการสามารถทำงานจากศูนย์กลางได้

-IEEE 802.11n

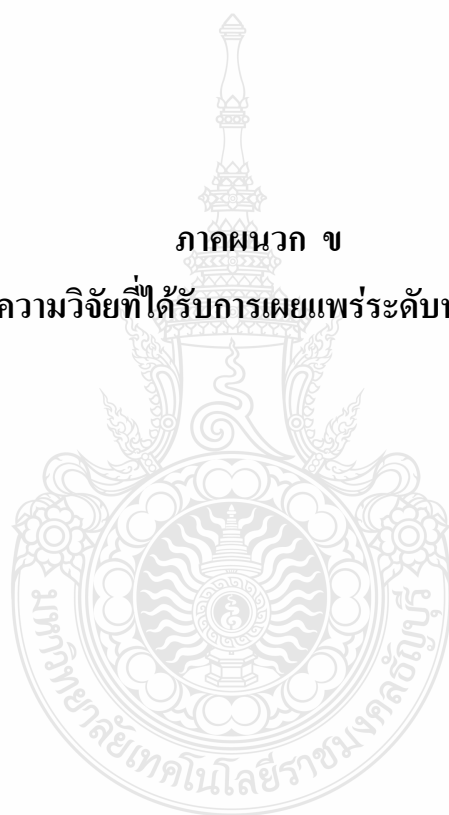
เป็นมาตรฐานของผลิตภัณฑ์เครือข่ายไร้สายที่คาดหมายกันว่า จะเข้ามาแทนที่มาตรฐาน IEEE 802.11a, IEEE 802.11b และ IEEE 802.11g ที่ใช้งานกันอยู่ในปัจจุบัน โดยให้อัตราความเร็วในการรับส่งข้อมูลในระดับ 100 เมกะบิตต่อวินาที

-IEEE 802.1x

เป็นมาตรฐานที่ใช้งานกับระบบรักษาความปลอดภัย ซึ่งก่อนเข้าใช้งานระบบเครือข่ายไร้สายจะต้องตรวจสอบสิทธิ์ในการใช้งานก่อน โดย IEEE 802.1x จะใช้โพรโตคอลอย่าง LEAP, PEAP, EAP-TLS, EAP-FAST ซึ่งรองรับการตรวจสอบผ่านเซิร์ฟเวอร์ เช่น RADIUS, Kerberos เป็นต้น [12]



ภาคผนวก ข
บทความวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่ระดับนานาชาติ



PIERS 2007

Progress In Electromagnetics Research Symposium

Program

March 26 - 30, 2007

Beijing, CHINA

www.emacademy.org

www.piers.org

Thursday AM, March 29, 2007

4A1a	Biophotonics and Plasmonics	37
4A1b	Nanotechnology	37
4A2	Low Frequency EM Wave Seabed Logging to Indicate the Existence of Hydrocarbon Layers 1	38
4A3	Dissipative Solitons 1	38
4A4	Integral Equations and Fast Solvers	39
4A5	Electromagnetic and Seismic and Flow Field Imaging in the Geophysical and Environment Sciences and Engineering	39
4A6	High Speed I/O Signal and Power Integrity Analysis	40
4A7	Electromagnetic and Optical Wave Technologies for Communications and Sensing	40

Thursday PM, March 29, 2007

4P1	Electromagnetics in Photonic Crystals	41
4P2a	Low Frequency EM Wave Seabed Logging to Indicate the Existence of Hydrocarbon Layers 2	41
4P2b	New Applications of Radar for Non-destructive Testing	42
4P3	Dissipative Solitons 2	42
4P4	Computational Electromagnetics	43
4P5a	MRI Electromagnetics	43
4P5b	Medical Electromagnetics and Biological Effects	43
4P6	Advances in EM Computer-Aided Design	44
4P7	Antenna Theory and Radiation	44

Friday AM, March 30, 2007

5A1	Metamaterials and Photonic Crystals	45
5A2	Methods in Electromagnetic Scattering by Rough and Complex Surfaces	45
5A3	Large-scale Passive Optical Waveguide Devices, Design and Simulation	46
5A4a	Computational Electromagnetics and Photonics, Method and Applications	46
5A4b	Computational Electromagnetics: ADI-FDTD	47
5A5	Photonics Computer-Aided Design	47
5A6	Waveguides, Circuits and Systems	47
5A7	Antennas and Systems	48

- 11:00 Reliability Analysis of the Circuit and FM Modulation Parameters for the First Harmonic Level Reduction of the Forward Switching Power Supplies
Shahram Hosseinzadeh, Nader Samsunchi,
- 11:20 Beam-wave Coupling in a Double-beam Gyrotron Traveling Wave Amplifier
Chong-Qing Jiao, Ji-Run Luo,
- 11:40 One Cell Slow-wave Compact Microstrip Bandpass Filter with Suppression of Higher Harmonics
Dusan Nestic,

Session 5A7
Antennas and Systems

Friday AM, March 30, 2007

Room G (Hengyuan)

Chaired by W. B. Dou

- 08:20 Signal Correlation due to Scattering in Coupled Multi-antenna Systems
Snezana Krusevac, Predrag B. Rapajic,
- 08:40 A Compact Polarization-MEMS-Reconfigurable Multi-Port Antenna for Diversity Systems
A. Grau, J. Romeu, L. Jofre, F. De Flaviis,
- 09:00 BOR-FDTD Analysis of Spherical Lens Multi-beam Antenna
Y. H. Li, W. B. Dou,
- 09:20 Rolled Dipole Antenna for Low-resolution GPR
A. A. Lestari, D. Yulian, A. B. Suksmono, E. Bharata, A. G. Yarovoy, L. P. Lighthart,
- 09:40 Viability of Convex-modulated Exponential Serrations for Improved Performance of CATRs
T. Venkata Rama Krishna, P. Siddaiah, B. Prabhakara Rao,
- 10:00 **Coffee Break**
- 10:20 Antenna Design for Ultra Wideband Application Using a New Multilayer Structure
Yashar Zehforoosh, Changiz Ghobadi, Javad Nourinia,
- 10:40 Dual-band CPW-fed G-shaped Monopole Antenna for 2.4/5 GHz WLAN Application
Wen-Chung Liu, Chao-Ming Wu,
- 11:00 Design CPW Fed Slot Antenna for Wideband Applications
K. Nithisopa, J. Nakasuwan, N. Songthanapitak, N. Anantrasirichai, T. Wakabayashi,
- 11:20 e-Shaped Slot Antenna for WLAN Applications
T. Archevapanich, J. Nakasuwan, N. Songthanapitak, N. Anantrasirichai, T. Wakabayashi,
- 11:40 Compact GPS Microstrip Patch Antenna
A. A. Abdelaziz, Dalia M. Nashaat,

e-Shaped Slot Antenna for WLAN Applications

T. Archevapanich^{1,2}, J. Nakasuwan¹, N. Songthanapitak¹
N. Anantrasirichai³, and T. Wakabayashi⁴

¹Department of Electronic and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering
Rajamangala University of Technology Thunyabury (RMUTT)
Pathumthanee, Thailand

²Department of Electronic and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering and Architecture
Rajamangala University of Technology Suvannabhumi, Thailand

³ReCCIT, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Ladkrabang, Bangkok, Thailand

⁴School of Information Technology and Electronics, Tokai University, Hirasuka, Kanagawa 259-1292, Japan

Abstract— This paper present an e-shaped slot antenna for wireless communications. The antenna is designed for dual frequency band 2.4–2.52 GHz and 4.82–6.32 GHz, which support WLAN communications coverage IEEE 802.11b/g (2.4–2.4835 GHz), IEEE 802.11j (4.90–5.091), IEEE 802.11a (5.15–5.35 GHz), and IEEE 802.16d (5.7–5.9 GHz). The bandwidth at low resonant frequency and high resonant frequency are about 0.12 GHz and 1.5 GHz, respectively. The simulation results of e-shaped slot antenna are analyzed by using Method of Moment (MoM) from IE3D Software.

1. INTRODUCTION

The e-shaped slot antenna fed by microstrip line is one type of microstrip antenna which has advantages such as: low profile, lightweight and easy to fabrication [1]. The antenna was designed for two frequency bands and referred to the guided wavelength. The IE3D software as referred in [2] was used to analyze the proposed antenna.

In this paper, a microstrip fed e-shaped slot antenna is presented. The design objective is to satisfy Wireless Local Area Network (WLAN) of IEEE 802.11b/g/j/a and IEEE 802.16d. Method of Moment was applied to evaluate the characteristics of the proposed antenna. Although many researchers have studied the other shape of antenna, but this e-shaped slot antenna is the new shaped which we will purpose and controlled for dual frequency with matching resonant frequency was rarely investigated. Therefore, the effect of varying width of slot antenna was investigated in this paper by using simulation software. The simulation results show that this antenna can be applied to serve WLAN applications.

2. ANTENNA STRUCTURE

This antenna was designed on RT/Duroid 5880 with 1.575 mm of thickness, h , and 2.2 of dielectric constant, ϵ_r . The width of microstrip feed line (w) is designed to match impedance of characteristic impedance of transmission line 50 ohms which can be calculated by following:

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

where $B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$.

In this case, $w = 4.7$ mm.

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

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

where ϵ_{eff} is the effective dielectric constant:

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

In this case, λ_g at frequency 2.4 GHz is 91.66 mm and ϵ_{eff} is 1.86.

The configuration of this antenna is shown in Figure 1 which has dimension of 27 mm \times 17.3 mm. (A \times B)

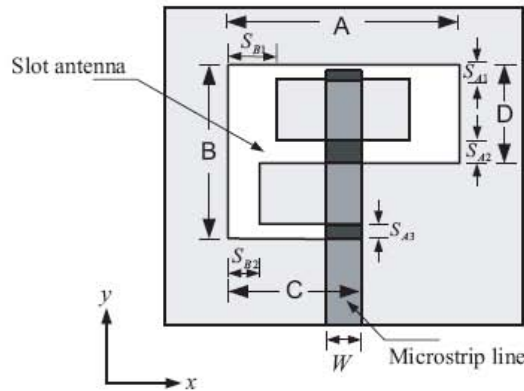


Figure 1: The configuration of e-Shaped Slot Antenna.

3. FINDING THE DUAL FREQUENCY FOR WLAN

The length/dimension of e-shaped slot antenna in each side are $A = 0.3\lambda_g$ (27 mm), $B = 0.2\lambda_g$ (17.3 mm), $C = 17\lambda_g$ (15.85 mm), and $D = 0.1\lambda_g$ (9.2 mm). The parameters in width of slot antenna are:

- S_{B1} = width of upper slot in y -axis
- S_{B2} = width of lower slot in y -axis
- S_{A1} = width of upper slot in x -axis
- S_{A2} = width of middle slot in x -axis
- S_{A3} = width of lower slot in x -axis

In this case, we fixed the widths of three slots (S_{A1} , S_{A2} , S_{A3}) in x -axis to 1 mm. To find the dual frequency which match to the 50 ohms transmission line, we propose 2 steps for achieving the WLAN covering IEEE 802.11 a/b/g/j and IEEE 802.16d are as follows:

Step 1: $S_{B1} = S_{B2}$

Varying S_{B1} and S_{B2} to 1 mm, 2 mm, 3 mm, 4 mm, 5 mm. (The length of microstrip line is adjusted for match impedance of 50 ohms.)

The simulation result of return loss (S_{11}) is shown in Figure 2. Table 1 displays the results of return loss and bandwidth. The results show that when increasing the width of slot, the bandwidth and resonant frequency are increased, while low resonant frequency is slightly increased as shown in Figure 2. The simulation of low resonant frequency and high resonant frequency are shown in Figure 3, when varying S_{B1} and S_{B2} .

Step 2: $S_{B1} \neq S_{B2}$

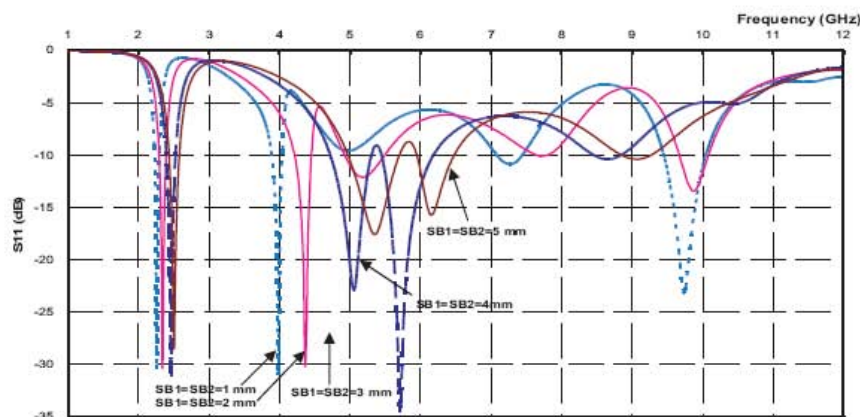


Figure 2: Characteristics of return loss when $S_{B1} = S_{B2}$ in the case of Step 1.

Table 1: The simulation results of S_{11} and bandwidth in the case of Step 1.

S_{B1}, S_B (mm)	$S_{11(L)}$ (dB)	Low Resonant Freq. (GHz)	Bandwidth (GHz)	$S_{11(H)}$ (dB)	High Resonant Freq. (GHz)	Bandwidth (GHz)
1	-30.41	2.26	0.04 (2.24-2.28)	-31.06	3.98	0.12 (3.90-4.02)
2	-30.45	2.34	0.08 (2.30-2.38)	-30.12	4.36	0.22 (4.22-4.44)
3	-28.67	2.40	0.10 (2.36-2.46)	-26.62	4.72	0.38 (4.48-4.86)
4	-31.20	2.46	0.12 (2.40-2.52)	-22.92	5.06	0.58 (4.72-5.30)
5	-28.59	2.50	0.12 (2.44-2.56)	-17.59	5.34	0.70 (4.98-5.68)

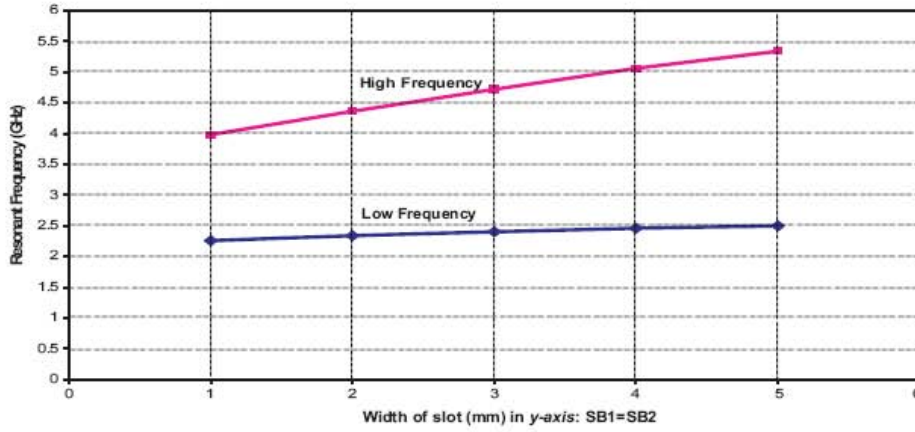


Figure 3: Effect of varying S_{B1}, S_{B2} in the case of Step 1.

Choosing the appropriate value of S_{B1} and S_{B2} from step 1 that are $S_{B1} = 4$ mm and $S_{B2} = 4$ mm. Adjusting S_{B1} to 5 mm for wideband at high frequency.

The simulation result of return loss (S_{11}) is shown in Figure 4 and Table 2. The bandwidth of low resonant frequency is same as step 1 that is 0.12 GHz (2.4 GHz–2.52 GHz), and bandwidth of high resonant frequency is 1.50 GHz (4.82 GHz–6.32 GHz), which is wideband frequency.

Finally, the bandwidth at $S_{11} = -10$ dB of lower resonant frequency is 4.88% and higher resonant frequency is 26.9%.

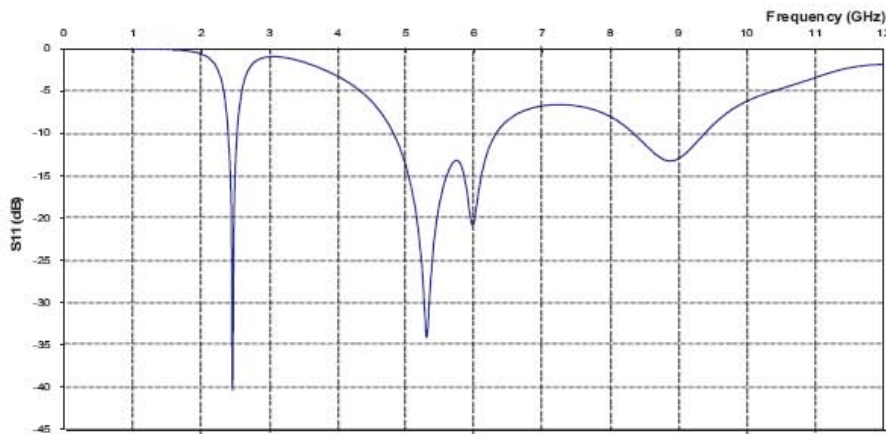


Figure 4: Characteristics of return loss in the case of Step 2.

Table 2: The simulation results of e-shaped slot antenna in the case of $S_{B1} = 5$ mm and $S_{B2} = 4$ mm.

Low Resonant Freq. (GHz)	$S_{11(L)}$ (dB)	Bandwidth (GHz)	Gain (dBi)	High Resonant Freq. (GHz)	$S_{11(H)}$ (dB)	Bandwidth (GHz)	Gain (dBi)
2.46	-40.31	0.12 (2.4-2.52)	2.1	5.3	-34.10	1.5 (4.82-6.32)	4.7

4. RADIATION PATTERN

Figure 5(a) and 5(b) present the radiation pattern on $y-z$ plane cut at $\phi = 90^\circ$ at 2.46 GHz and 5.3 GHz, respectively. This antenna is linear polarization at low resonant frequency 2.46 GHz and is circular polarization at high resonant frequency around 5.8 GHz.

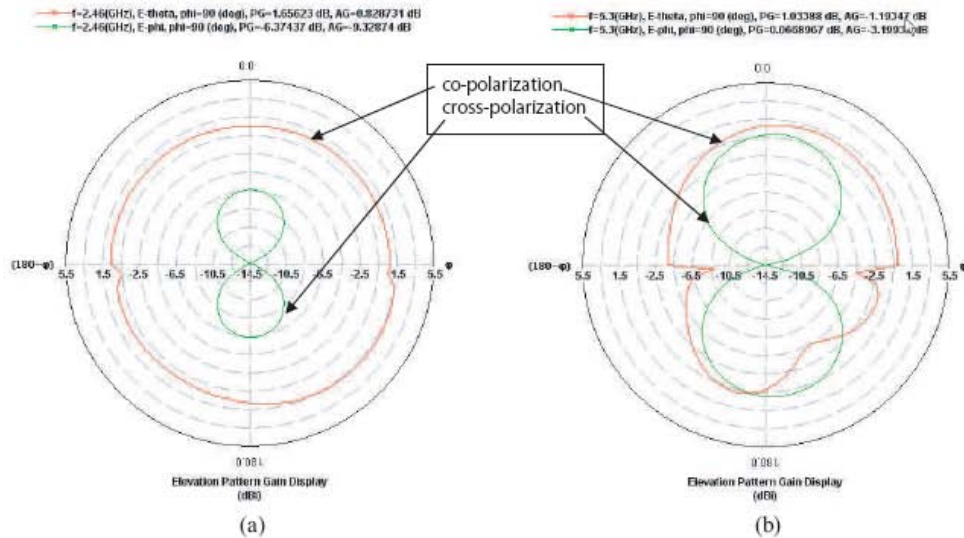


Figure 5: The simulation results of radiation pattern on $y-z$ plane. (a) At resonant frequency 2.46 GHz. (b) At resonant frequency 5.3 GHz.

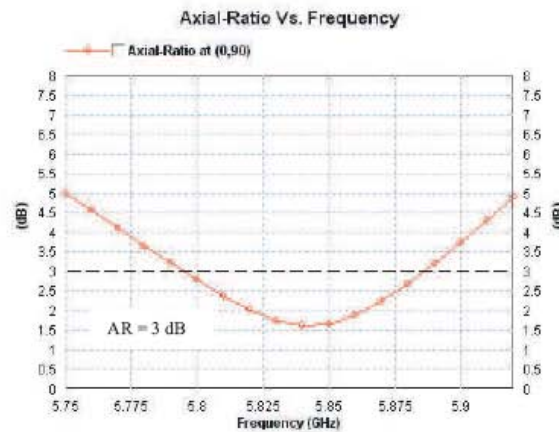


Figure 6: Characteristic of axial ratio represent the polarization of e-shaped slot antenna.

5. CONCLUSION

The e-Shaped slot antenna was designed to support WLAN communications at frequency band 2.4–2.52 GHz and 4.82–6.32 GHz for standards IEEE 802.11b/g/j/a and IEEE 802.16d. Varying

the width of slot S_{B2} will affect on the match impedance at low frequency band and S_{B1} will affect on high frequency band.

REFERENCES

1. Balanis, C. A., *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
2. *IE3D User's Manual Release 9*, Zeland software, Inc., U.S.A., 2002.
3. Benson, F. A. and T. M. Benson, *Fields Waves and Transmission Line*, Chapman & Hall, 1991.
4. Anantrasirichai, N., P. Rakluea, and T. Wakabayachi, "Slot antenna coupled by microstrip line for dual frequency," *ISITA/NOLTA 2002*, 635-638, October 7-11, 2002.



ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นางเตือนใจ อาชีวะพนิช
วัน เดือน ปีเกิด	10 กุมภาพันธ์ 2513
ที่อยู่	15/5 ซ.กรุงเทพมหานคร 52 ถ. กรุงเทพมหานคร แขวงบางซื่อ เขตบางซื่อ กรุงเทพฯ 10800
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับครุศาสตรบัณฑิต สาขาไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ พ.ศ. 2542
ประวัติการทำงาน	
พ.ศ. 2537-2549	ตำแหน่งอาจารย์ประจำแผนกวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตนนทบุรี
พ.ศ. 2549-ปัจจุบัน	- ตำแหน่งหัวหน้าสำนักงานคณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์และ สถาปัตยกรรมศาสตร์ - ตำแหน่งผู้ช่วยศาสตราจารย์ - ตำแหน่งอาจารย์ประจำสาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และ โทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ

