

การออกแบบและสร้างสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนด้วย CPW
สำหรับการใช้งานความถี่แถบกว้าง

**DESIGN AND FABRICATION OF CPW FEED SLOT ANTENNA
FOR WIDEBAND APPLICATIONS**

โกศล นิธิโสภา

KOSOL NITHISOPA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

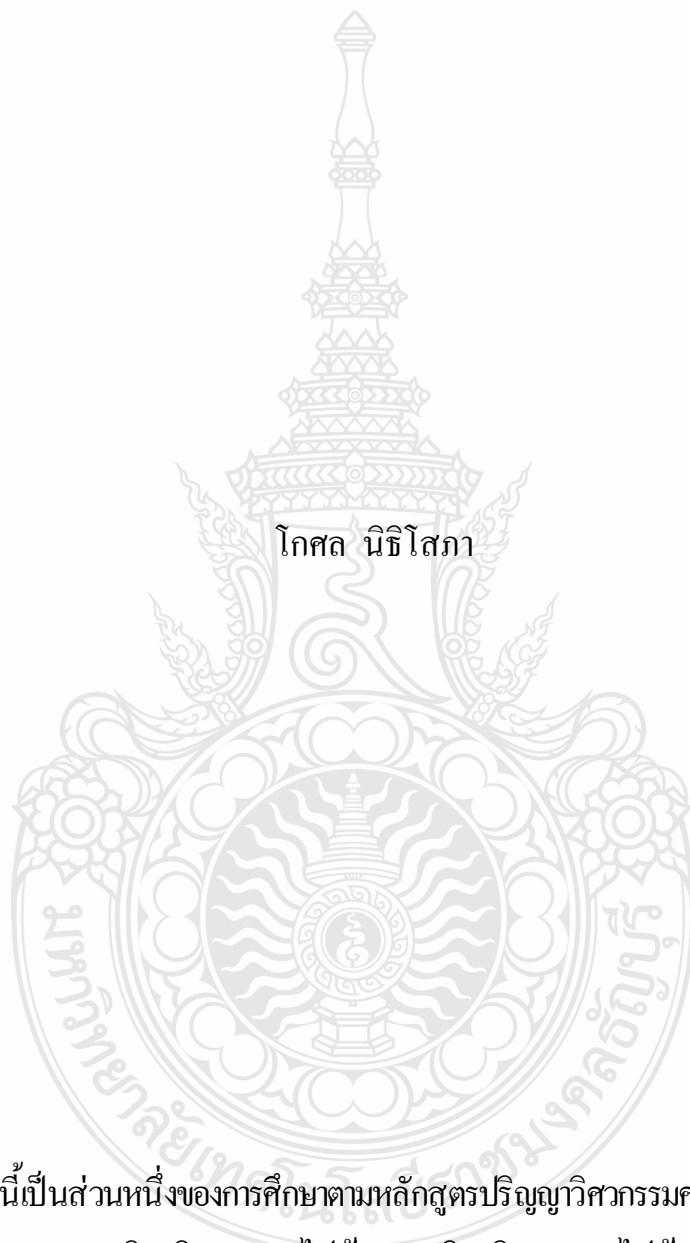
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

พ.ศ. 2553

การออกแบบและสร้างสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนด้วย CPW
สำหรับการใช้งานความถี่แถบกว้าง



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

พ.ศ. 2553

DESIGN AND FABRICATION OF CPW FEED SLOT ANTENNA
FOR WIDEBAND APPLICATIONS



KOSOL NITHISOPA

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILMENT OF THE REQUIREMENTS FOR
THE DEGREE OF MASTER OF ENGINEERING
IN ELECTRICAL ENGINEERING DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING

RAJAMANGALA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY THANYABURI

2010

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นงานวิจัยที่เกิดจากการค้นคว้าและวิจัยขณะที่ข้าพเจ้าศึกษาอยู่ในคณะ
วิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ดังนั้นงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ถือ
เป็นลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีและข้อความต่างๆในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
ข้าพเจ้าขอรับรองว่าไม่มีการคัดลอกหรือนำงานวิจัยของผู้อื่นมานำเสนอในชื่อของข้าพเจ้า

นายโกศล นิธิโสภา



COPYRIGHT © 2010

FACULTY OF ENGINEERING

RAJAMANGALA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY THANYABURI มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ลิขสิทธิ์ พ.ศ 2553

คณะวิศวกรรมศาสตร์



ใบรับรองวิทยานิพนธ์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การออกแบบและสร้างสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนด้วย CPW
สำหรับการใช้งานความถี่แถบกว้าง

DESIGN AND FABRICATION OF CPW FEED SLOT ANTENNA
FOR WIDEBAND APPLICATIONS

ชื่อนักศึกษา

นายโกศล นิธิโสภาน

รหัสประจำตัว

114870402013-6

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

รองศาสตราจารย์ ดร. นำยุทธ สงค์ธนาพิทักษ์

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

รองศาสตราจารย์ นภพินท์ อนันตรศิริชัย

วัน เดือน ปี ที่สอบ

19 กันยายน 2553

สถานที่สอบ

ห้องคำควนดิน ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

ประธานกรรมการ

(รองศาสตราจารย์ ดร. กนก เจริญพงษ์เวช)

กรรมการ

(รองศาสตราจารย์ ดร. นำยุทธ สงค์ธนาพิทักษ์)

กรรมการ

(รองศาสตราจารย์ นภพินท์ อนันตรศิริชัย)

กรรมการ

(ดร.อำนาจ เรืองวาริ)

กรรมการ

(ดร.ฉัตรชัย ศุภพิทักษ์สกุล)

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สมชัย หิรัญวโรดม)

คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบและสร้างสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนด้วย CPW สำหรับการใช้งานความถี่แถบกว้าง
นักศึกษา	นายโกศล นิธิโสภา
รหัสประจำตัว	114870402013-6
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า (วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม)
ปีการศึกษา	2553
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รองศาสตราจารย์ ดร. นำยุทธ สงค์ธนาพิทักษ์ รองศาสตราจารย์ นภพินท์ อนันตรศิริชัย

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศแบบช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณ ผ่านท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) แบบปลายปิด (Short Circuit) เพื่อใช้กับการสื่อสารในโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (Wireless Local Area Network: WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.11j (4.90-5.091 GHz), IEEE 802.11a (5.15-5.35GHz), IEEE 802.11h (5.725-5.825 GHz) และโครงข่ายเทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สายความถี่สูง (WiMAX: 3.5 GHz)

การจำลองออกแบบและวิเคราะห์ผลสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW ใช้โปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland เบื้องต้นทำการจำลองผลบนวัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880 โดยใช้โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศที่ประกอบด้วยช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า 2 ช่องเปิด วางอยู่บนระนาบกราวด์ เพื่อศึกษาผลของการจัดวางช่องเปิดแบบสมมาตรและไม่สมมาตรกัน หลังจากนั้นทำการจำลองบนวัสดุฐานรอง FR4 ซึ่งมีราคาถูก หาซื้อได้ง่าย และพัฒนาปรับปรุงให้ได้แบนด์วิดท์ที่กว้างมาก ๆ ด้วยการแทรกวงรอบตัวนำรูปมุมฉากลงในช่องเปิดทั้งสองข้าง ผลการจำลองด้านการสูญเสียย้อนกลับ แสดงให้เห็นถึงการแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี โดยมีแถบความถี่ใช้งานเป็นแบบแถบกว้างเดี่ยว ในย่านความถี่ตั้งแต่ 2.26 GHz ถึง 7.06 GHz (Bandwidth=4.8 GHz) ครอบคลุมมาตรฐาน WLAN และ WiMAX

สายอากาศช่องเปิดแบบ CPW ที่จำลองผลสุดท้าย จะถูกนำไปสร้างจริงบนวัสดุฐานรอง FR4 สุดท้ายนำผลที่ได้จากการวัดไปเปรียบเทียบกับผลการจำลอง

คำสำคัญ: สายอากาศช่องเปิด ท่อนำคลื่นระนาบร่วม แถบความถี่กว้าง เส้นตัวนำวงรอบมุมฉาก

Thesis Title : DESIGN AND FABRICATION OF CPW FEED SLOT ANTENNA
FOR WIDEBAND APPLICATIONS

Student Name : Mr. Kosol Nithisopa

Student ID : 114870402013-6

Degree Award : Master of Engineering

Study Program : Electrical Engineering

Academic Year : 2010

Thesis Advisors : Associate Professor Dr. Numyoot Songthanapitak
Associate Professor Noppin Anantrasirichai

Abstract

This thesis presents the design and analysis of slot antenna fed by CPW (Coplanar Waveguide) short circuit for WLAN (Wireless Local Area Network) standard of IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.11j (4.90-5.091 GHz), IEEE 802.11a (5.15-5.35GHz), IEEE 802.11h (5.725-5.825 GHz), and WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access, 3.5 GHz).

Simulation design and analysis of the antenna use IE3D Zeland software. The RT/Duroid 5880 substrate is the first propose by design simple structure of CPW slot antenna that composed of two rectangular slots on the ground plane. In this case, the arrangement of two slots in symmetry and asymmetry is presents. After that the FR4 substrate is introduced for antenna design because of low cost and easy for supplying. The simple CPW slot antenna is developed for enhance bandwidth by insert right angle conductor strip loop into slots. Simulation return loss demonstrated good impedance matching with the operating frequency band were achieved single wideband from frequency range 2.26 GHz to 7.06 GHz (Bandwidth=4.8 GHz) coverage standard of WLAN and WiMAX.

The last simulation of CPW slot antenna for wide band is fabricated on FR4 substrate. Finally, the measured return loss is compare with simulation result.

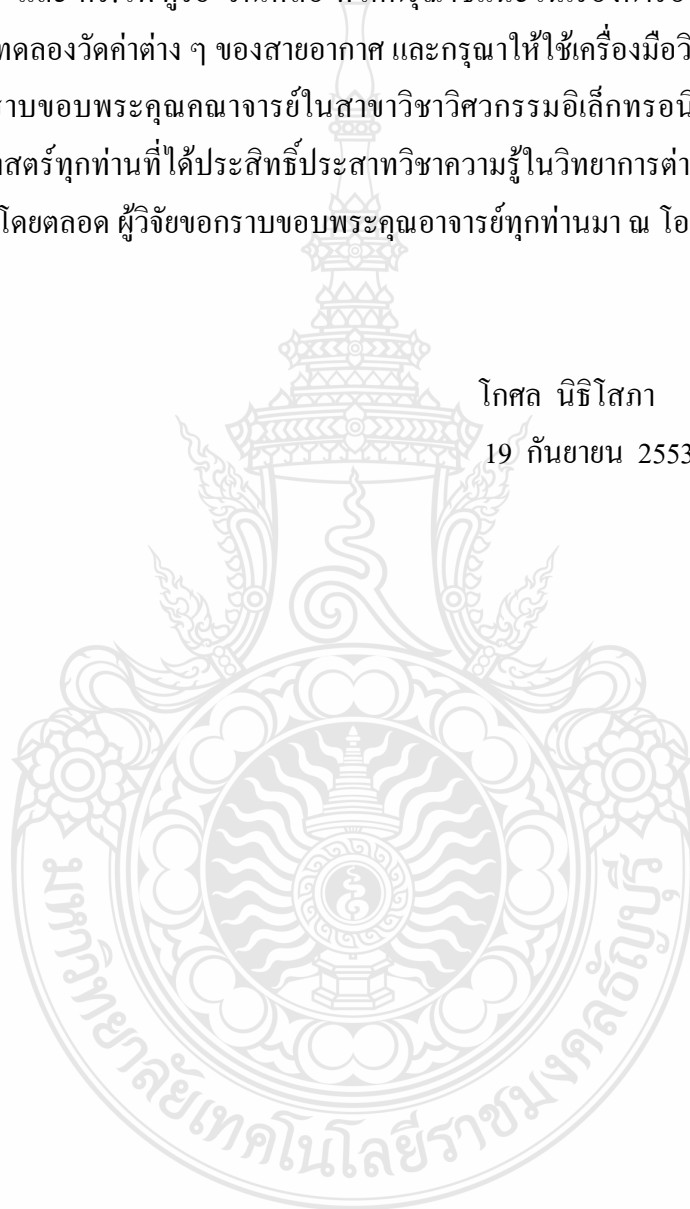
Keywords: Slot antenna, CPW, wideband, right angle conductor strip loop

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความอนุเคราะห์ในด้านคำปรึกษาและประสิทธิประสาทวิชาความรู้ จากท่านรองศาสตราจารย์ ดร. นำยุทธ สงค์ธนาพิทักษ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รองศาสตราจารย์ นภพินท์ อนันตรศิริชัย ซึ่งเป็นผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม และ ดร.ไพฑูรย์ รักเหลือ ที่ได้กรุณาชี้แนะในเรื่องการออกแบบและการสร้างสายอากาศ การทดลองวัดค่าต่าง ๆ ของสายอากาศ และกรุณาให้ใช้เครื่องมือวิเคราะห์โครงข่าย และในการนี้ ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ในสาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ในวิทยาการต่าง ๆ และมอบโอกาสทางการเรียนรู้มาโดยตลอด ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านมา ณ โอกาสนี้

โกศล นิธิโสภา

19 กันยายน 2553

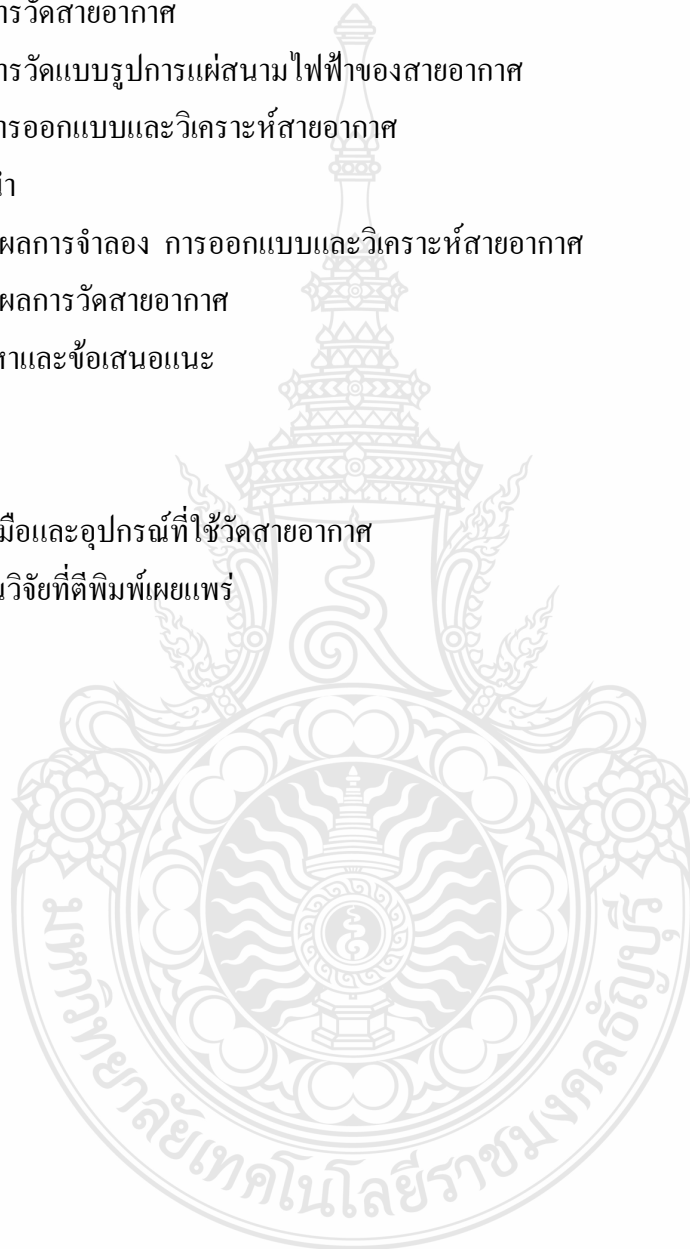


สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ฉ
สารบัญรูป	ฅ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ	ญ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 หลักการและเหตุผล	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	1
1.3 สมมุติฐานการศึกษา	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย	2
1.5 ขอบเขตของการวิจัย	3
1.6 ขั้นตอนการศึกษา	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานสายอากาศและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 บทนำ	4
2.2 ค่าคุณลักษณะและพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศ	4
2.3 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม	9
2.4 การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริป	13
2.5 การจำลองแบบสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D	14
2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	14
2.7 สรุป	19
บทที่ 3 การออกแบบสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนด้วย CPW สำหรับการใช้งานความถี่แถบกว้าง	20
3.1 บทนำ	20
3.2 การออกแบบและวิเคราะห์สายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม	21
3.3 การออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบ CPW บน RT/Duroid 5880	22
3.4 การออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบ CPW บน FR4	36
3.5 การออกแบบสายอากาศช่องกว้างแบบ CPW บน FR4	42
3.6 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW ที่แทรกวงรอบเส้นโลหะมุมฉาก	49

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 ผลการวัดสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนด้วย CPW	57
4.1 บทนำ	57
4.2 ผลการวัดสายอากาศ	57
4.3 ผลการวัดแบบรูปการแผ่สนามไฟฟ้าของสายอากาศ	58
บทที่ 5 สรุปผลการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศ	63
5.1 บทนำ	63
5.2 สรุปผลการจำลอง การออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศ	63
5.3 สรุปผลการวัดสายอากาศ	64
5.4 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	65
เอกสารอ้างอิง	66
ภาคผนวก	67
ก เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้วัดสายอากาศ	68
ข ผลงานวิจัยที่ตีพิมพ์เผยแพร่	71
ประวัติผู้เขียน	83



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองและการวัดจริง	14
2.2 พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้า	15
2.3 ผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองและการวัดจริง	16
2.4 พารามิเตอร์ของสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับ	17
3.1 คุณสมบัติของวัสดุฐานรองชนิด RT-Duroid 5880 และ FR4 พร้อมผลการคำนวณพารามิเตอร์ของสายนำสัญญาณ CPW ที่มีความถี่ 2.4 GHz	22
3.2 ขนาดของสายอากาศเมื่อกราวด์เป็นอนันต์ ที่ความถี่รีโซแนนซ์ 2.45 GHz	23
3.3 คุณลักษณะของสายอากาศรูปร่างสมมาตรเมื่อกราวด์เป็นอนันต์	24
3.4 ขนาดของสายอากาศแบบไม่สมมาตร 3 รูปแบบ (ขนาด:มิลลิเมตร)	25
3.5 แถบความถี่และความถี่รีโซแนนซ์ของสายอากาศ 4 รูปแบบเมื่อกราวด์อนันต์	26
3.6 ความยาวของช่องเปิด $L_1 = L_2$ และคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศ	29
3.7 ความยาว L_1, L_2 ที่มีผลต่อแบนด์วิดท์ โดยที่ $L_1+L_2=86.6$ มม. และ $H_1=H_2=10$ มม.	32
3.8 ขนาดของสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW เมื่อกำหนดระนาบกราวด์บน RT-Duroid 5880	34
3.9 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW รวม 4 รูปแบบ	34
3.10 ขนาดของสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW บนระนาบกราวด์ โดยที่ $L_1+L_2=55.6$ มม.	36
3.11 ขนาดและคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศบนวัสดุฐานรอง FR4	38
3.12 ความยาว L_1, L_2 ที่มีผลต่อแบนด์วิดท์ โดยที่ $L_1+L_2=70.8$ มม. และ $H_1=H_2=10$ มม.	39
3.13 เปรียบเทียบแบนด์วิดท์ของสายอากาศ 4 รูปแบบ โดยที่ $L_1+L_2=70.8$ มม.	41
3.14 พารามิเตอร์ทางขนาดสายอากาศช่องเปิดกว้างแบบ CPW ที่แทรกวงรอบรูปมุมฉาก	49

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า	
2.1	โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง (Coplanar Waveguide)	8
2.2	โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง (Coplanar Waveguide)	11
2.3	โครงสร้างสายอากาศที่ป้อนสัญญาณท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบวงจรถัด	13
2.4	ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการจำลองและวัดจริง	14
2.5	โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า	15
2.6	เปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองกับการวัดจริง	16
2.7	โครงสร้างสายอากาศแบบร่องแฉาดำดับ	17
2.8	ค่าReturn Loss จากการจำลองกับการวัดจริง	18
3.1	โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดวงจรถัด	21
3.2	พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เมื่อกราวด์เป็นอนันต์	23
3.3	การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศรูปร่างสมมาตรเมื่อกราวด์เป็นอนันต์	23
3.4	รูปร่างสายอากาศช่องเปิดแบบไม่สมมาตร 3 รูปแบบ เมื่อกราวด์เป็นอนันต์	24
3.5	การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศรูปร่างไม่สมมาตรเมื่อกราวด์เป็นอนันต์	25
3.6	เปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับเมื่อกราวด์เป็นอนันต์กรณีสมมาตรไม่สมมาตร	26
3.7	พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เมื่อกำหนดขนาดของกราวด์	27
3.8	การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศรูปแบบที่1 ในแต่ละความยาวของช่องเปิด	28
3.9	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ โชนาแนซ์และความยาว L_1, L_2, H_3	29
3.10	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ โชนาแนซ์และแบนด์วิดท์และความยาว L_1, L_2	30
3.11	การสูญเสียย้อนกลับเมื่อปรับความยาวช่องเปิด โดยที่ $L_1+L_2=86.6$ มม.	31
3.12	การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ CPW รูปร่างไม่สมมาตรเมื่อกราวด์ไม่เป็นอนันต์	33
3.13	ผลการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW ทั้ง 4 รูปแบบ บน RT-Duroid 5880	34
3.14	เปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศใน 3 รูปแบบ	35
3.15	สายอากาศช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมรูปร่างสมมาตร (รูปแบบที่1)	37
3.16	เปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศที่มีขนาดต่างกัน	37
3.17	ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ โชนาแนซ์และความยาว L_1, L_2, H_3	38
3.18	ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ โชนาแนซ์ ที่มีผลต่อแบนด์วิดท์และความยาว L_1, L_2	39
3.19	การสูญเสียย้อนกลับเมื่อปรับความยาวช่องเปิดที่ค่าต่างๆ โดยที่ $L_1+L_2=70.8$ มม.	41

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.20 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ CPW รูปร่างไม่สมมาตร 3 รูปแบบ	41
3.21 เปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ 4 รูปแบบ	42
3.22 พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW ชนิดช่องเปิดกว้าง	43
3.23 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศช่องเปิดกว้างแบบ CPW	43
3.24 พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW ที่แทรกเส้นโลหะแนวนอน	44
3.25 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศช่องเปิดกว้างแบบ CPW เมื่อแทรกเส้นโลหะแนวนอน	44
3.26 พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องกว้างเปิดแบบ CPW ที่แทรกเส้นโลหะรูปมุมฉาก	45
3.27 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศช่องเปิดกว้างแบบ CPW ที่แทรกเส้นโลหะรูปมุมฉาก	45
3.28 สายอากาศช่องเปิดกว้างแบบ CPW ที่แทรกเส้นโลหะรูปมุมฉากกว้าง	45
3.29 เปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับ เมื่อปรับความกว้างของเส้นโลหะรูปมุมฉาก	46
3.30 สายอากาศช่องเปิดกว้างแบบ CPW ที่แทรกเส้นโลหะรูปมุมฉากกว้าง โดยที่ $W_3=4.6$ มม.	46
3.31 เปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับ เมื่อปรับความกว้างของ W_3	47
3.32 สายอากาศช่องเปิดกว้างแบบ CPW ที่แทรกวงรอบเส้นโลหะรูปมุมฉาก	47
3.33 การสูญเสียย้อนกลับ เมื่อเจาะช่องเปิดในตัวนำมุมฉาก	48
3.34 เปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับ เมื่อกำหนดให้มีพารามิเตอร์ต่างกัน	48
3.35 การสูญเสียย้อนกลับ เมื่อเจาะช่องเปิดในตัวนำมุมฉาก โดยที่ $L_h=1.5$ มม. $S_v1=1.2$ มม.	49
3.36 อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ เมื่อเจาะช่องเปิดในตัวนำมุมฉาก	50
3.37 เกนของสายอากาศ เมื่อเจาะช่องเปิดในตัวนำมุมฉาก	50
3.38 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศ เมื่อเจาะช่องเปิดในตัวนำมุมฉาก	51
3.39 แพทเทอร์นในการแพร่กระจายของสายอากาศที่ความถี่ 2.44 GHz	52
3.40 แพทเทอร์นในการแพร่กระจายของสายอากาศที่ความถี่ 3.5 GHz	53
3.41 แพทเทอร์นในการแพร่กระจายของสายอากาศที่ความถี่ 5.25 GHz	54
3.42 แพทเทอร์นในการแพร่กระจายของสายอากาศที่ความถี่ 5.8 GHz	55
4.1 ผลการวัดการสูญเสียย้อนกลับแสดงบนหน้าจocreviceวิเคราะห์โครงข่าย	57
4.2 ผลการเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับระหว่างการวัดและการจำลอง	58
4.3 แบบรูปการแผ่สนามที่แพร่กระจายแบบ 2 มิติ และ 3 มิติ ที่ความถี่ 2.45 GHz	59

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
4.4	แบบรูปการแผ่สนามที่แพร่กระจายแบบ 2 มิติ และ 3 มิติ ที่ความถี่ 3.5 GHz	60
4.5	แบบรูปการแผ่สนามที่แพร่กระจายแบบ 2 มิติ และ 3 มิติ ที่ความถี่ 5.2 GHz	61
4.6	แบบรูปการแผ่สนามที่แพร่กระจายแบบ 2 มิติ และ 3 มิติ ที่ความถี่ 5.8 GHz	62



คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

BW	BANDWIDTH
C, C_p	ตัวเก็บประจุ (CAPACITOR)
C	ความเร็วแสง (SPEED OF LIGHT)
D, D_{max}	สภาพเจาะจงทิศ (DIRECTIVITY)
e_t	ประสิทธิผลรวม (TOTAL EFFECTIVE)
e_r	ประสิทธิผลการสะท้อนกลับ (REVERSE EFFECTIVE)
e_c	ประสิทธิผลตัวนำ (CONDUCTOR EFFECTIVE)
e_d	ประสิทธิผลฉนวน (DIELECTRIC EFFECTIVE)
f_r, f_o	ความถี่เรโซแนนซ์ (RESONANT FREQUENCY)
G_g	อัตราขยายสัมพัทธ์ (RELATIVE GAIN)
G_o	อัตราขยายสัมพัทธ์สูงสุด (MAXIMUM RELATIVE GAIN)
H	สนามแม่เหล็ก (MAGNETIC FIELD)
h	ความหนาของซับสเตรต (THICKEST OF SUBSTRATE)
J, \hat{J}, J_s	ความหนาแน่นกระแส (CURRENT DENSITY)
j	$\sqrt{-1}$
$K(k)$	ELLIPTIC INTEGRAL
k_0	WAVE NUMBER IN FREE SPACE
L	ความยาวของสายอากาศ (ANTENNA OF LENGTH)
P_{rad}	กำลังงานที่สายอากาศแผ่ออกไป (RADIATION POWER)
Q	ตัวเลขบอกคุณภาพ (QUALITY FACTOR)
Q_t	ตัวเลขบอกคุณภาพรวม (TOTAL QUALITY FACTOR)
q	ตัวประกอบการคูณ (EFFECTIVE FILLING FACTOR)
R	ความต้านทานของแพทช์
R_{in}	ความต้านทานของแพทช์ที่อินพุต
R_r	ความต้านทานจากการแผ่พลังงานคลื่น (RADIATION RESISTANCE)
R_L	ความต้านทานโหลด (LOAD RESISTANCE)
r, r', r_1, r_2	รัศมีของระยะทาง
S	ผิวหน้า (SURFACE)
S_{11}	การสูญเสียย้อนกลับ (RETURN LOSS)

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

t	ความหนาของตัวนำ
$\tan \delta$	แทนเจนต์การสูญเสียของวัสดุ (LOSS TANGENT)
U	ความเข้มการแผ่พลังงาน (POWER DENSITY)
U_i	ความเข้มการแผ่พลังงานเฉลี่ย (MEAN POWER DENSITY)
U_{\max}	ความเข้มการแผ่พลังงานสูงสุด (MAX POWER DENSITY)
V_0	แรงดันตกคร่อมระหว่างแพทช์และแผ่นกราวด์
V_r	แรงดันสะท้อนกลับ (REVERSE TRAVELING WAVE VOLTAGE)
V_i	แรงดันตกกระทบบ (INPUT VOLTAGE ON A TRANSMISSION LINE)
VSWR	อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VOLTAGE STANDING WAVE RATIO)
W	ความกว้างของสายอากาศ
W_e	ความกว้างประสิทธิภาพของสายอากาศ
X	ค่ารีแอคแตนซ์ (REACTANCE)
Y, Y_0	แอดมิตแตนซ์ (ADMITTANCE)
Y_{in}	แอดมิตแตนซ์ที่อินพุต (INPUT ADMITTANCE)
Z_L	โหลดอิมพีแดนซ์ (LOAD IMPEDANCE)
Z_{in}	อิมพีแดนซ์ที่อินพุต (INPUT IMPEDANCE)
Z_0	อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ (TRANSMISSION LINE CHARACTERISTIC IMPEDANCE)
$\beta, \beta_0, \beta_x, \beta_y, \beta_n$	ค่าคงที่เฟส (PHASE CONSTANT) , (BETA)
ϵ	สภาพยอม (PERMITTIVITY, $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ F / m) , (EPSILON)
ϵ_0	สภาพยอมในอากาศ (PERMITTIVITY IN FREE SPACE = 8.854×10^{-12} F.m ⁻¹)
ϵ_r	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง (RELATIVE DIELECTRIC CONSTANT, RT/DUROID 5880 = 2.2, FR4 = 4.5)
ϵ_{re}	สภาพยอมสัมพัทธ์ของไดอิเล็กตริก (RELATIVE PERMITTIVITY OF THE DIELECTRIC)
ϵ_{eff}	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพ (EFFECTIVE DIELECTRIC CONSTANT)
η	อิมพีแดนซ์ของตัวกลาง , (ETA)
η_0	อิมพีแดนซ์ของอากาศ

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

λ	ความยาวคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (WAVELENGTH), (LAMBDA)
λ_g	ความยาวคลื่นในวัสดุ (GUIDE WAVELENGTH)
λ_0	ความยาวคลื่นในอากาศ (FREE SPACE WAVELENGTH)
μ	ความซึมซาบ (PERMEABILITY) , (MU)
μ_0	ความซึมซาบในอากาศ (PERMEABILITY OF FREE SPACE = $4\pi \times 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$)
μ_r	ความซึมซาบสัมพัทธ์ (RELATIVE PERMITTIVITY)
σ	ค่าความนำ (CONDUCTIVITY) , (SIGMA)
ω	ความถี่เชิงมุม (ANGULAR FREQUENCY) , (OMEGA)
θ, ϕ	PHASE CONSTANT , (THETA , PHI)
θ_{BE}	ความกว้างลำคลื่นกำลังในระนาบ e
θ_{BH}	ความกว้างลำคลื่นกำลังในระนาบ h
θ_{\max}	มุมกวาดสูงสุด
θ_0	ตำแหน่งของพูคลื่นหลัก
Γ	สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดัน (VOLTAGE REFLECTION COEFFICIENT) , (CAPITAL GAMMA)

บทที่ 1

บทนำ

1.1 หลักการและเหตุผล

เทคโนโลยีด้านการสื่อสารไร้สายในปัจจุบัน ได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ซึ่งจากเดิมเป็นระบบสื่อสารที่ใช้สาย แต่ถูกเปลี่ยนมาเป็นระบบสื่อสารแบบไร้สาย เพื่อรองรับปริมาณข้อมูลข่าวสารที่มีจำนวนมากขึ้น และมีความเร็วสูงขึ้น ตัวอย่างเช่น เครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ที่ใช้งานกันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน ที่มีการกำหนดภายใต้มาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a/n (5.15-5.25 GHz, 5.725-5.825 GHz) และเทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สายความเร็วสูง (WiMAX 2-6 GHz) [1] และมีงานวิจัยในเรื่องดังกล่าวเกิดขึ้นมาก ในส่วนของงานวิจัยสายอากาศ นิยมออกแบบและสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริป (Microstrip Antenna) ที่มีรูปร่างเล็กกะทัดรัด น้ำหนักเบา การติดตั้งสะดวก การสร้างและปรับแต่งรูปร่างทำได้ง่ายและราคาถูกเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศชนิดอื่น ๆ

ดังนั้นในงานวิจัยนี้ จึงได้ทำการศึกษาพัฒนาและออกแบบสร้างสายอากาศช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) ชนิดวงจรถัด โดยมีแถบความถี่กว้างรองรับการใช้งานย่านความถี่มาตรฐานของ WLAN (Wireless Local Area Network) และ WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) การออกแบบจะใช้วิธีการจำลองโครงสร้างของสายอากาศและวิเคราะห์ผลด้วยโปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland [2] จากนั้นนำมาทดสอบคุณสมบัติต่าง ๆ เช่น การสูญเสียย้อนกลับของคลื่น (S_{11} parameter) แบนด์วิดท์ (Bandwidth) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) และแบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation Pattern) เป็นต้น

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) ชนิดวงจรถัด เนื่องจากมีข้อดีหลายประการ คือ คุณลักษณะแบนด์วิดท์กว้าง (Wideband) มีการแผ่กระจายคลื่นจากส่วนป้อนสัญญาณน้อยและง่ายต่อการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ จึงทำให้สายนำสัญญาณแบบ CPW เป็นรูปแบบหนึ่งที่ได้รับคามนิยม จุดมุ่งหมายของวิทยานิพนธ์นี้มีดังนี้

1.2.1 เพื่อศึกษาการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปโดยใช้โปรแกรม IE3D

1.2.2 เพื่อศึกษาการสร้างและทดสอบ สายอากาศช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) ชนิดวงจรถัด

1.2.3 เพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองแบบกับการสร้างจริง

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำวัสดุฐานรองชนิด FR4 มาทำการออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) ชนิดวงจรถัด ที่มีการจัดวางสายอากาศแบบสมมาตร และมีการแทรกเส้นตัวนำรูปมุมฉาก ผู้วิจัยได้ทำการออกแบบสายอากาศให้ได้แบนด์วิดท์ที่กว้างมาก เพื่อรองรับแถบความถี่สำหรับการใช้งานครอบคลุมมาตรฐาน WLAN และ WiMAX โครงสร้างสายอากาศที่ได้ออกแบบและจำลองผล จากนั้นนำไปสร้างจริงและทดสอบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) เพื่อนำผลการวัดเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลอง

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

จากการศึกษางานวิจัยที่ทำการพัฒนาออกแบบสายอากาศช่องเปิด [3]-[7] โดยใช้จูนนิ่งสแต็บแบบต่าง ๆ เพื่อใช้งานแบบหลายความถี่หรือเป็นแบบแถบกว้าง ที่ครอบคลุมมาตรฐานการใช้งานย่านความถี่ไร้สาย พบว่างานวิจัยที่ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศที่เป็นแบบแถบกว้าง และได้นำเทคนิคต่าง ๆ มาใช้ โดยส่วนใหญ่มักใช้เทคนิคที่ซับซ้อน หรือออกแบบรูปร่างสายอากาศที่มีความยุ่งยาก

ดังนั้นจึงมีแนวคิดในการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) ชนิดวงจรถัด และพัฒนาให้เป็นแถบกว้าง (Wideband) โดยการเจาะช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าให้เป็นตัวปรับแบบช่องเปิด (Tuning Slot) และทำการปรับแต่งพารามิเตอร์ของตัวปรับแบบช่องเปิด เพื่อช่วยเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศให้เป็นแถบกว้าง (Wideband) พร้อมทั้งทำให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ดีขึ้น โดยใช้วัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880 และ FR4 มาทำการวิเคราะห์จำลองผลด้วยการออกแบบให้สายอากาศมีรูปร่างพื้นฐาน จากนั้นใช้วัสดุฐานรองที่ราคาถูกลงกว่า คือ FR4 นำมาออกแบบและจำลองผลของสายอากาศที่ให้ผลดีที่สุดตามที่ต้องการ สุดท้ายจะนำไปสร้างจริงและวัดผลเปรียบเทียบกับผลการจำลองบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 เท่านั้น ซึ่งจากผลของงานวิจัยที่ได้ดำเนินการ จะเห็นได้ว่าเป็นรูปแบบที่ไม่ซับซ้อน สามารถรองรับระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) และ WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access)

ในหัวข้อวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบสายอากาศด้วยการจำลองผลโดยใช้แผ่นปริ้นท์ 2 ชนิด คือ วัสดุฐานรอง (Substrate) แบบ RT/Duroid 5880 ที่มีค่าคงตัวทางไดอิเล็กตริก (ϵ_r) 2.2 ค่าความหนาวัสดุฐานรอง (h) 1.575 มิลลิเมตร ค่าความนำของโลหะตัวนำทองแดง (σ) 5.8×10^7 s/m และใช้วัสดุฐานรอง (Substrate) แบบ FR4 ที่มีค่าคงตัวทางไดอิเล็กตริก (ϵ_r) 4.5 ค่าความหนาวัสดุฐานรอง (h) 1.6 มิลลิเมตร ค่าความนำของโลหะตัวนำทองแดง (σ) 5.8×10^7 s/m โดยมีโครงสร้างของสายอากาศเป็นช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) ชนิดวงจรถัดที่

ตอบสนองต่อมาตรฐานความถี่ ตามความต้องการ ในการออกแบบเบื้องต้น ใช้สูตรในการคำนวณ ความยาวคลื่นในวัสดุฐานรอง (λ_g) [8] ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (1.1)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-1/2} \quad (1.2)$$

- เมื่อ λ_o คือ ความยาวคลื่นในอากาศที่ความถี่ออกแบบ
 λ_g คือ ความยาวคลื่นที่นำเข้าไปที่ความถี่ออกแบบ
 ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง
 ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.5.1 ออกแบบและวิเคราะห์สายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม
- 1.5.2 ออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบ CPW บน RT/Duroid 5880
- 1.5.3 ออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศแบบช่องเปิด บน FR4
- 1.5.4 ออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดกว้างแบบ CPW บน FR4
- 1.5.5 สร้าง ทดสอบ และเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองแบบกับการทดสอบจริง

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

- 1.6.1 ศึกษาข้อมูลจากหนังสือและบทความที่เกี่ยวข้อง ตัวอย่างเช่น การศึกษาสายอากาศช่องเปิด แบบแถบกว้างที่ป้อนสัญญาณโดยสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบวงจรถัด การออกแบบเพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศช่องเปิด โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม
- 1.6.2 ศึกษาและออกแบบ สายอากาศช่องเปิดบนระนาบกราวด์ด้วยโปรแกรมจำลองการทำงาน IE3D บริษัท Zeland
- 1.6.3 สร้างสายอากาศที่ได้จากโปรแกรมจำลองการทำงาน IE3D Zeland
- 1.6.4 ทดสอบวัดสายอากาศที่สร้างขึ้นกับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) ทำการเปรียบเทียบผลการทดลองที่ได้กับการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D Zeland

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานสายอากาศและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้ ใช้สายอากาศแบบไมโครสตริป เนื่องจากเป็นโครงสร้างที่ง่ายต่อการออกแบบและการสร้าง โดยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์และแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม นำมาใช้กับสายอากาศไมโครสตริปกันอย่างแพร่หลาย การวิเคราะห์สายอากาศนิยมใช้คอมพิวเตอร์ช่วยในการคิดคำนวณ เพราะทำให้ง่ายและรวดเร็วมาก โปรแกรมที่วิเคราะห์สายอากาศมีหลายโปรแกรมให้เลือกใช้ แต่โปรแกรมที่ได้รับความนิยมโดยมีความถูกต้องแม่นยำสูง คือ โปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland ซึ่งเป็นโปรแกรมจำลองแบบแม่เหล็กไฟฟ้าแบบเต็มคลื่น ที่อาศัยหลักการวิธีโมเมนต์แก้ปัญหาค่ากระจายกระแสบนโครงสร้างรูปร่างทั่วไปแบบหลายชั้นหรือแบบสามมิติ และวิทยานิพนธ์นี้ใช้โปรแกรม IE3D มาช่วยออกแบบและวิเคราะห์ผล ดังนั้นจึงต้องมีความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสายอากาศรวมถึงคุณลักษณะและพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ ทั้งนี้ต้องสอดคล้องกับการออกแบบและวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศ

2.2 คุณลักษณะและพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ

สายอากาศชนิดต่าง ๆ ที่มีการใช้งานอยู่ทั่วไปมีคุณลักษณะและพารามิเตอร์ต่าง ๆ [9],[10] ที่จำเป็นต้องพิจารณาประกอบการประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศเพื่อช่วยในการตัดสินใจและประยุกต์ใช้ให้เหมาะสมกับงานต่าง ๆ มากมาย โดยมีส่วนสำคัญ ดังนี้

2.2.1 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio)

อัตราส่วนระหว่างแรงดันค่าสูงสุดและค่าต่ำสุดในคลื่นนิ่งเรียกว่า อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) ดังสมการที่ (2.1)

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (2.1)$$

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.2)$$

Γ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดัน (Voltage Reflection Coefficients)

สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดัน ยังสามารถหาได้จากอัตราส่วนผลต่างและผลรวมระหว่างโวลตกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ดังสมการที่ (2.2)

V_r แรงดันสะท้อนกลับ

V_i แรงดันตกกระทบ

Z_L โหลดอิมพีแดนซ์

Z_0 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

ในกรณีที่ต่อไว้ด้วยแมตซ์ชิงโหลคนั้นค่า VSWR เป็น 1 ซึ่งเป็นค่าที่ดีที่สุด

2.2.2 การสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss)

การสูญเสียเนื่องย้อนกลับของสายอากาศแสดงค่ากำลังที่สูญเสียที่โหลด เมื่ออิมพีแดนซ์ของสายส่งและสายอากาศไม่แมตซ์กัน การสูญเสียย้อนกลับมีความสัมพันธ์กับ VSWR ซึ่งเป็นการแสดงการแมตซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างสายส่งกับสายอากาศตามสมการ โดยการสูญเสียย้อนกลับสามารถหาได้จากสมการที่ (2.3)

$$S_{11} = -20 \log_{10} |\Gamma| \quad (\text{dB}) \quad (2.3)$$

สำหรับการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่สมบูรณ์ระหว่างสายส่งและสายอากาศ เมื่อ $\Gamma = 0$ ค่าความสูญเสียย้อนกลับเป็นอนันต์ แสดงว่าไม่มีกำลังงานสะท้อนกลับ ในทำนองเดียวกันเมื่อ $\Gamma = 1$ ค่าความสูญเสียย้อนกลับจะเป็น 0 dB ซึ่งแสดงว่ากำลังงานสะท้อนกลับหมด

2.2.3 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency)

ประสิทธิภาพของสายอากาศเป็นพารามิเตอร์ที่รวมประสิทธิภาพการสูญเสียที่สายอากาศและในโครงสร้างของสายอากาศ การสูญเสียต่าง ๆ หาได้จาก

- การสะท้อนกลับเนื่องจากการไม่แมตซ์กันระหว่างสายส่งกับสายอากาศ
- การสูญเสียจากตัวนำและฉนวน

ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศสามารถเขียนเป็นสมการที่ (2.4)

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (2.4)$$

e_t ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ

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

e_c ประสิทธิภาพของตัวนำ

e_d ประสิทธิภาพของฉนวน (dielectric)

โดยทั่วไป e_c และ e_d จะรวมเป็นตัวเดียวกันตามสมการที่ (2.5)

$$e_{cd} = e_c e_d = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (2.5)$$

R_r ความต้านทานจากการแผ่พลังงานคลื่นออกไป

R_L ความต้านทานที่โหลด

2.2.4 สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity)

ไดเรกติวิตีเป็นการบอกความสามารถเชิงทิศทางของสายอากาศ เป็นอัตราส่วนระหว่างความเข้มของการแผ่พลังงานในทิศทางที่สนใจกับความเข้มของการแผ่พลังงานโดยเฉลี่ย เมื่อมีการแผ่พลังงานออกไปรอบทิศทางอย่างเท่าเทียมกัน โดยไม่คิดกำลังงานส่วนที่สูญเสียไปดังสมการที่ (2.6) และสมการที่ (2.7)

$$D = \frac{U}{U_i} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.6)$$

D คือ สภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ

U คือ ความเข้มของการแผ่กำลังงาน

U_i คือ ความเข้มของการแผ่กำลังงานเฉลี่ย

P_{rad} คือ กำลังงานที่สายอากาศแผ่ออกไป

โดยทั่วไปถ้าไม่กำหนดทิศทางใช้สภาพเจาะจงทิศทางในทิศที่สายอากาศแผ่พลังงานได้ดีที่สุด

$$D_0 = \frac{U_{max}}{U_i} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.7)$$

2.2.5 อัตราขยายของสายอากาศ (Gain)

อัตราขยายของสายอากาศเป็นความสัมพันธ์ที่ได้จากไดเรกติวิตี โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ในขณะที่ไดเรกติวิตีแสดงคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้น การคิดอัตราขยายของสายอากาศ วัดเทียบกับสายอากาศอ้างอิง โดยอัตราขยายของสายอากาศส่ง คือ กำลังสองของอัตราส่วนระหว่างความเข้มสนามตามทิศที่มีการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุดเมื่อเทียบกับความเข้มสนามที่จุดเดียวกันของสายอากาศอ้างอิง หรือแสดงในรูปของอัตราส่วนของกำลังงานที่ต้องใช้ในการส่งของสายอากาศทั้งสอง เพื่อให้เกิดความเข้มสนามขนาดเท่ากัน (ณ จุดเดียวกัน) ในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุด หรืออัตราขยายของสายอากาศรับ คือ อัตราส่วนระหว่างค่าความเข้มการแผ่พลังงานของสายอากาศทดสอบกับสายอากาศอ้างอิง ณ จุดตั้งสายอากาศที่เดียวกัน

การใช้สายอากาศอ้างอิงมักเป็นแบบไดโพลขนาด $\lambda/2$ หรือแบบไอโซทรอปิก (Isotropic) ซึ่งมีลักษณะพิเศษ คือ กระจายคลื่นได้รอบตัวทุกทิศในปริมาณที่เท่ากัน

อัตราขยายกำลัง (Power Gain) ของสายอากาศ ในทิศทางที่กำหนดให้ นั้นมีค่าเท่ากับ 4π คูณอัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางนั้น ต่อ (หาร) กำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับจากขั้วต่อของเครื่องส่งเมื่อไม่กำหนดทิศทางไว้ โดยทั่วไปคืออัตราขยายกำลังในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุดตามสมการที่ (2.8)

$$Gain = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.8)$$

โดยทั่วไปอัตราขยายสัมพัทธ์ เป็นอัตราส่วนของอัตราขยายกำลังในทิศทางที่กำหนดให้ต่ออัตราขยายกำลังของสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบในทิศทางนั้น โดยกำลังงานที่ป้อนเข้าสายอากาศทั้งสองนั้นต้องเท่ากัน สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบเป็นสายอากาศไดโพล สายอากาศปากแตร หรือสายอากาศอื่น ๆ ซึ่งคำนวณอัตราขยายได้ง่ายหรือรู้ค่าอยู่แล้ว แต่อย่างไรก็ตามโดยส่วนใหญ่สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบเป็นไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย ดังนั้นจึงได้เป็นสมการที่ (2.9)

$$G_g = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.9)$$

เมื่อ P_{in} คือ กำลังงานที่ป้อนให้กับไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด (P_{rad}) สัมพันธ์กับกำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศ (P_{in}) ดังสมการที่ (2.10)

$$P_{rad} = e_r P_{in} \quad (2.10)$$

เมื่อ e_r คือประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย) ทำให้สมการที่ (2.9) และ (2.10) มีความสัมพันธ์กันตามสมการที่ (2.11)

$$G_g(\theta, \phi) = \frac{[4\pi U(\theta, \phi)]}{P_{rad}} \quad (2.11)$$

และมีความสัมพันธ์กับอัตราขยายไดเรกทิฟ ตามสมการที่ (2.12)

$$G_g(\theta, \phi) = e_r D_g(\theta, \phi) \quad (2.12)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าสูงสุดของอัตราขยายจะสัมพันธ์กับไดเรกทิวิตี ดังสมการที่ (2.13)

$$\begin{aligned}
G_0 &= G_g(\theta, \phi) \Big|_{\max} \\
&= e_t D_g(\theta, \phi) \Big|_{\max} \\
&= e_t D_0
\end{aligned}
\tag{2.13}$$

ในทางปฏิบัติ เมื่อกล่าวถึงอัตราขยายหมายถึงอัตราขยายกำลังที่มีค่าสูงสุด แสดงดังสมการที่ (2.14)

$$G_0(\text{dB}) = 10 \log_{10} [e_t D_0] \tag{2.14}$$

2.2.6 อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance)

พิจารณาสายอากาศเสมือนเป็นชิ้นส่วนหนึ่งในวงจรไฟฟ้า เมื่อต่อแหล่งกำเนิดสัญญาณเพื่อป้อนพลังงานให้กับสายอากาศ พลังงานจะไหลเข้าสู่สายอากาศทีละน้อยเนื่องจากการต้านทานการไหลของพลังงานที่เรียกว่าอิมพีแดนซ์หรือความต้านทานเชิงซ้อนเกิดขึ้น อิมพีแดนซ์ดังกล่าวจะปรากฏที่หัวของสายอากาศ เรียกว่าอิมพีแดนซ์ขาเข้า (Z_{in}) ดังสมการที่ (2.15)

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \tag{2.15}$$

X_{in} คือความต้านทานเชิงจินตภาพที่ทำให้เกิดการสะสมของพลังงานในบริเวณสนามใกล้สายอากาศโดยไม่แผ่กระจายออกไป และ R_{in} ประกอบด้วยสองส่วนคือ R_r หมายถึงความต้านทานพลังงานคลื่นที่แผ่ออกไปโดยสายอากาศ และ R_L หมายถึงความต้านทานที่ไหลลง ซึ่งรวมถึงความต้านทานจากการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากความร้อน สารไดอิเล็กตริก และตัวนำ

2.2.7 แบนด์วิดท์ (Bandwidth)

แบนด์วิดท์ของสายอากาศเป็นช่วงของความถี่ที่สามารถนำไปใช้งานได้ดี ซึ่งช่วงความถี่ถูกกำหนดโดย $VSWR \cong 2$ หรือพิจารณาจากการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่ระดับ -10 dB ดังสมการที่ (2.16) และสมการที่ (2.17)

$$BW_{\text{narrowband}} (\%) = \frac{f_u - f_l}{f_c} \times 100 \tag{2.16}$$

$$BW_{\text{broadband}} (\%) = \frac{f_u}{f_l} \times 100 \tag{2.17}$$

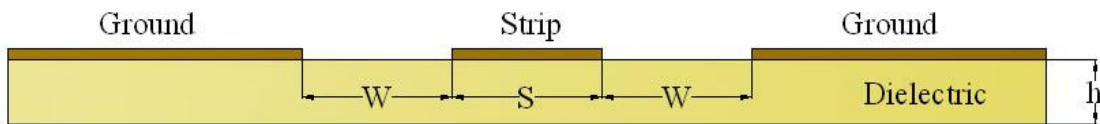
- เมื่อ
- BW คือ แบนด์วิดท์ของสายอากาศ
 - f_u คือ ขอบความถี่สูงของย่านความถี่
 - f_l คือ ขอบความถี่ต่ำของย่านความถี่
 - f_c คือ ความถี่กลางของย่านความถี่

2.3 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม

สายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมถูกคิดค้นโดย Wen ในปี ค.ศ. 1969 ในที่นี้กล่าวถึงสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม 2 ชนิดคือ สายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง (Coplanar Waveguide) และชนิดมีกราวด์ด้านล่าง (Conductor-backed Coplanar Waveguide) [11],[12]

2.3.1 ลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง

โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง ประกอบด้วยเส้นตัวนำที่เรียกว่า สตริป (Strip) อยู่ตรงกลางด้านบนของวัสดุฐานรอง (Substrate) ที่เป็นฉนวน โดยมีความกว้างของสตริปคือ S ด้านข้างทั้งสองด้านของสตริปมีร่อง (Slot) กั้นอยู่ระหว่างระนาบกราวด์กับสตริปตามลำดับ ความกว้างระหว่างสตริปถึงระนาบกราวด์ (ความกว้างร่อง) คือ W และมีความหนาของฐานรองไดอิเล็กตริกคือ h ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง (Coplanar Waveguide)

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมจะใช้วิเคราะห์แบบ Quasi-Static ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของวิธีการส่งคงรูป (conformal mapping) โดยอาศัยเทคนิคที่ใช้การหาค่าความจุไฟฟ้า และค่าความเหนี่ยวนำที่กระจายอยู่บนสายนำสัญญาณ ซึ่งการวิเคราะห์แบบนี้สามารถหาค่าคุณลักษณะพื้นฐานต่าง ๆ ของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมได้

ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณ สามารถหาได้จากผลรวมของค่าความจุไฟฟ้าของครึ่งระนาบด้านบน ซึ่งอยู่ในอากาศกับครึ่งระนาบด้านล่างซึ่งอยู่ในชั้นของไดอิเล็กตริก (Dielectric Layer) โดยใช้การวิเคราะห์ด้วยวิธีการส่งคงรูปเพื่อหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant) และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance) ซึ่งอยู่ในเทอมอัตราส่วนของการอินทิกรัลวงรี แบบสมบูรณ์ขั้นแรก (Complete Elliptic Integral of The First Kind)

เมื่อกำหนดให้

C คือ ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณ

C^a คือค่าความจุไฟฟ้าในลักษณะเดียวกับ C แต่จะแทนไดอิเล็กตริกทั้งหมดด้วยอากาศ

$$\epsilon_{re} = \frac{C}{C^a} \quad (2.18)$$

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.19)$$

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.20)$$

$$Z_o = \frac{1}{C_{V_p}} = \frac{C}{C\sqrt{\epsilon_{re}}C^a} \quad (2.21)$$

เมื่อ

- ϵ_{re} หมายถึงสภาพยอมสัมพัทธ์ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง
- V_p หมายถึงความเร็วเฟสของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ
- λ_g หมายถึงความยาวคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ
- C หมายถึงความเร็วของสนามไฟฟ้าในอวกาศว่าง
- Z_o หมายถึงอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

ในการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณ ใช้วิธีการส่งคงรูปซึ่งในที่นี้ไม่กล่าวถึงวิธีการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณ แต่พิจารณาเฉพาะการหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ หาได้จากดังสมการที่ (2.22)

$$Z_o = \frac{30\pi K'(k_1)}{\sqrt{\epsilon_{re}}K(k_1)} \quad (2.22)$$

ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลหาได้จาก

$$\epsilon_{re} = 1+q(\epsilon_r-1) \quad (2.23)$$

โดยที่

$$q = \frac{1}{2} \left[\frac{K(k_2)K'(k_1)}{K'(k_2)K(k_1)} \right] \quad (2.24)$$

เมื่อ q หมายถึง ตัวประกอบการคูณ (Filling Factor) และ

$$k_1 = \frac{a}{b} \quad (2.25)$$

$$k_2 = \frac{\sinh(\pi/2h)}{\sinh(\pi/2h)} \quad (2.26)$$

$$k_3 = \frac{\tanh(\pi/2h_1)}{\tanh(\pi/2h_1)} \quad (2.27)$$

เมื่อ

$$a = \frac{S}{2} \quad (2.28)$$

$$b = \frac{(2W + S)}{2} \quad (2.29)$$

โดยที่

- h หมายถึงความสูงของฐานรองไดโอดีเล็กตริก
- S หมายถึงความกว้างของค้ำนำที่อยู่กึ่งกลางระหว่างร่องทั้งสองของสายนำสัญญาณ
- W หมายถึงความกว้างของร่อง

การอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ชั้นแรกสามารถหาได้ดังสมการที่ (2.30)

$$K(k) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\theta}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 \theta}} \quad (2.30)$$

เมื่อ θ หมายถึงตัวแปรเชิงซ้อน

$$K'(k) = K(k') \quad (2.31)$$

$$K' = \sqrt{1-k^2} \quad (2.32)$$

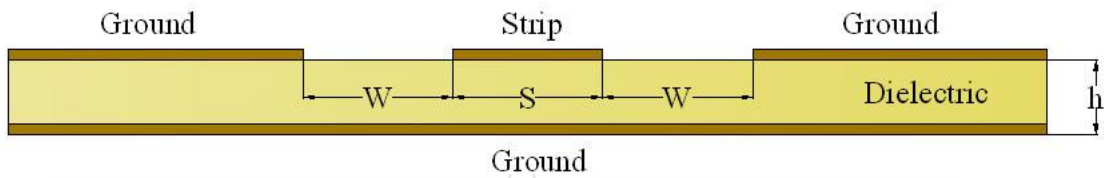
และอัตราส่วนของ $\frac{K(k)}{K'(k)}$ สามารถหาได้โดยการประมาณคือ

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln[2(1+\sqrt{k'})/(1-\sqrt{k'})]} \quad \text{กรณี } 0 \leq K \leq 0.707 \quad (2.33)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln[2(1+\sqrt{k})/(1-\sqrt{k})] \quad \text{กรณี } 0.707 \leq K \leq 1 \quad (2.34)$$

2.3.2 ลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง

โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง ต่างกับชนิดแรกตรงที่จะมีกราวด์ด้านล่างของฐานรองไดอิเล็กทริกเพิ่มขึ้นมา ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง (Coplanar Waveguide)

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่างหาได้เช่นเดียวกับที่ใช้ในสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่างดังสมการที่ (2.35)

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{1}{K(k_3)/K'(k_3) + K(k_4)/K'(k_4)} \quad (2.35)$$

ค่าคงที่ไดอิเล็กทริกประสิทธิผลหาได้จากสมการที่ (2.36)

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (2.36)$$

โดยที่

$$q = \frac{K(k_4)/K'(k_4)}{K(k_3)/K'(k_3) + K(k_4)/K'(k_4)} \quad (2.37)$$

$$k_4 = \frac{\tanh(\pi a/2h)}{\tanh(\pi b/2h)} \quad (2.38)$$

ข้อดีของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมคือ สามารถเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่าง ๆ เช่น ทรานซิสเตอร์ ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุได้ง่ายมาก เนื่องจากไม่ต้องการเจาะรูผ่านฐานรองไดอิเล็กทริกเพื่อเชื่อมต่อกราวด์ให้กับอุปกรณ์เหล่านั้น จึงทำให้สามารถนำมาต่อรวมในวงจรเดียวกันกับไมโครสตริปได้ง่าย การบิดเบี้ยวของรูปสัญญาณ (Dispersion) และความสูญเสีย (Loss) ต่ำกว่าการใช้ไมโครสตริปไลน์ จากข้อดีที่กล่าวมาข้างต้นทำให้โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมเหมาะกับการทำเป็นวงจรรวมไมโครเวฟ

2.4 การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริป

การวิเคราะห์รูปแบบทางคณิตศาสตร์ของสายอากาศไมโครสตริป เพื่อหาความสัมพันธ์ต่างๆ เช่น คุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่น อัตราขยาย อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance) ของสายอากาศ โดยใช้ความสัมพันธ์ของสมการคณิตศาสตร์กับวัสดุที่ใช้ทำสายอากาศ และขนาดของสายอากาศ ซึ่งมีความสัมพันธ์กันหลายรูปแบบ [13],[14] เช่น

2.4.1 เวกเตอร์โพเทนเชียล (Vector Potential)

เป็นการหาสนามไฟฟ้าโดยใช้เวกเตอร์โพเทนเชียล ซึ่งประกอบไปด้วย เวกเตอร์โพเทนเชียลของสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็ก (Electric and Magnetic Vector Potential) ที่สัมพันธ์กับกระแสและเป็นผลให้เกิดสนามแม่เหล็ก \hat{M}_s และกระแส \hat{j}_s ซึ่งทำให้เกิดสนามไฟฟ้า

2.4.2 การวิเคราะห์โดยใช้สายส่งสัญญาณ (Transmission Line Model)

เป็นการใช้สายอากาศที่มีความกว้าง (W) และความยาว (L) ประมาณ $\lambda/2$ ที่ปลายของแพทช์จะมีลักษณะเป็นร่องและสนามไฟฟ้าแพร่กระจายออกมาจากร่อง โดยประมาณว่าร่องนี้วางขนานกับแผ่นกราวด์และสนามไฟฟ้ามีทิศทางตั้งฉากกับแผ่นกราวด์ ในการหาสนามไฟฟ้าจาก 2 ร่องทำได้โดยอาศัยสมการเวกเตอร์โพเทนเชียลของสนามไฟฟ้า ประกอบกับใช้ความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก \hat{M}_s และอินทิเกรตสมการออกมาในรูปของเวกเตอร์โพเทนเชียลของสนามไฟฟ้า $\hat{F}(\theta, \phi)$ จากนั้นนำไปสู่ค่าสนามไฟฟ้าแบบร่องเดี่ยว

2.4.3 การวิเคราะห์โดยใช้รูปแบบของโพรง (cavity model)

การวิเคราะห์รูปแบบนี้จะใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศที่มีแพทช์เป็นรูปแบบใดก็ได้ โดยมีข้อกำหนดเบื้องต้นว่า ความหนาของไดอิเล็กทริกซับสเตรตต้องมีค่าน้อย ซึ่งในการวิเคราะห์วิธีนี้แทนปัญหาโดยใช้หลักการของความหนาแน่นกระแสสมมูล และการสมมติให้ในบริเวณแผ่นแพทช์และแผ่นกราวด์เป็นบริเวณโพรงด้านบน และด้านล่างเป็นตัวนำสมบูรณ์ ส่วนด้านข้างซึ่งตัดออกให้พอดีกับแพทช์ เป็นผิวตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์ ซึ่งบริเวณนี้จะเป็นลักษณะของร่องที่กระจายคลื่น ที่ใช้ทฤษฎีความหนาแน่นกระแสสมมูล มาใช้ในการหาค่ากระแสแม่เหล็กสมมูล และใช้เวกเตอร์โพเทนเชียลในการหาต่อไป

2.4.4 วิธีเชิงตัวเลข (numerical method)

เป็นวิธีการที่สามารถใช้วิเคราะห์สายอากาศแบบต่าง ๆ ได้ โดยมีหลายแบบมาก แต่ที่นิยมใช้มีอยู่ 2 แบบ คือ วิธีไฟไนต์อีลิเมนต์ (Finite Element Method) และวิธีโมเมนต์ (Moment Method) ทั้งสองวิธีนี้ถูกนำมาใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปอย่างแพร่หลาย

2.5 การจำลองแบบสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D

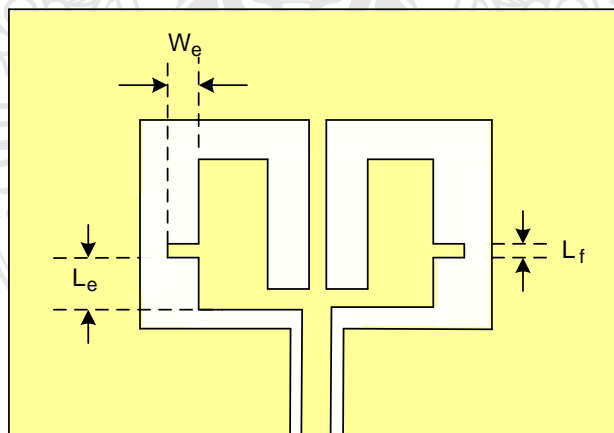
สำหรับโปรแกรม IE3D มีวิวัฒนาการมาจากวิธีการ MPIE (Mixed-Potential Integral Equation) ซึ่งใช้วิเคราะห์โครงสร้างไมโครสตรักเจอร์ที่ไม่สม่ำเสมอ และสายอากาศหลากหลายรูปทรง โดยอยู่บนพื้นฐานของทฤษฎี Roof-top Basis Function บนรูปทรงของสี่เหลี่ยม และสามเหลี่ยมที่ถูกนำมาประกอบกันเป็นสายอากาศ วิธีการนี้มีความแม่นยำ มีประสิทธิภาพและตอบสนองกับโปรแกรมคอมพิวเตอร์ รวมทั้งผลลัพธ์เชิงตัวเลขของการวัดที่ได้มีความถูกต้อง วิธีนี้ไม่เพียงแต่มีประสิทธิภาพในการคำนวณเท่านั้น แต่ช่วยในการตีความหมายสนามทางกายภาพกับรูปทรงทางกายภาพที่เหมือนกัน เพื่อให้รู้ว่ากระแสปฏิบัติตัวอย่างไรบนโครงสร้างที่ได้ออกแบบไว้ โดยเฉพาะกระแสที่ไหลบริเวณขอบเขตรอยต่อ อัลกอริทึมนี้ได้พัฒนาและเรียกว่า Pseudo-mesh หรือ P-mesh ซึ่งได้มาจากการประยุกต์ของวิธีโมเมนต์ คือ MIPE ที่ใช้สำหรับหาการกระจายของกระแสและประจุบนผิวของโครงสร้าง

2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.6.1 สายอากาศช่องเปิดแบบแถบกว้างที่ป้อนสัญญาณที่นำคลื่นระนาบร่วมแบบวงจรถัด [4]

งานวิจัยนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบสายอากาศที่ใช้วัสดุฐานรอง FR4 โครงสร้างสายอากาศตามรูปที่ 2.3 และใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้

$L_a = 19$ มิลลิเมตร $W_a = 38$ มิลลิเมตร $L_b = 16.5$ มิลลิเมตร $W_b = 18$ มิลลิเมตร $L_c = 4.5$ มิลลิเมตร $W_c = 0.5$ มิลลิเมตร $L_d = 0.5$ มิลลิเมตร และ $W_d = 2$ มิลลิเมตร



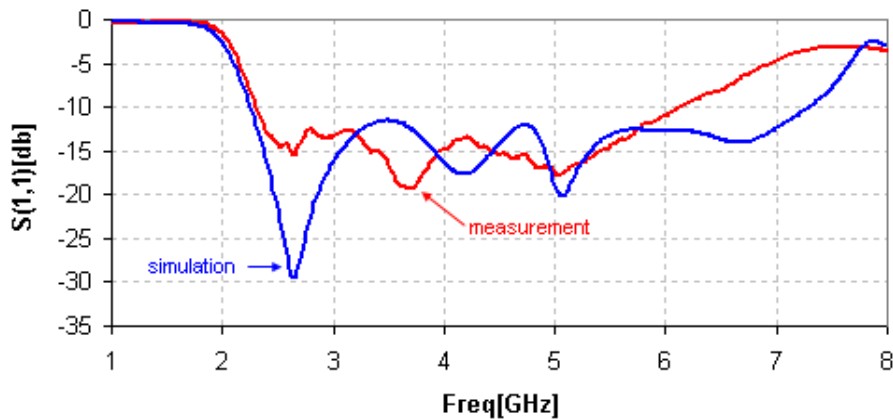
รูปที่ 2.3 โครงสร้างสายอากาศที่ป้อนสัญญาณที่นำคลื่นระนาบร่วมแบบวงจรถัด

L_c คือ ระยะระหว่างขอบล่างสแตบสี่เหลี่ยมผืนผ้ากับขอบล่างสแตบตัวนำสี่เหลี่ยมกึ่งกลางช่องเปิด

W_c คือ ระยะความยาวของสตัปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

L_r คือ ระยะความกว้างของสตัปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

ผลที่ได้จากการจำลองในรูปที่ 2.4 จะเห็นได้ว่า มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 2.32 GHz ถึง 6.12 GHz ซึ่งก็สามารถใช้งานระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g ได้ และผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศแสดงในตารางที่ 2.1



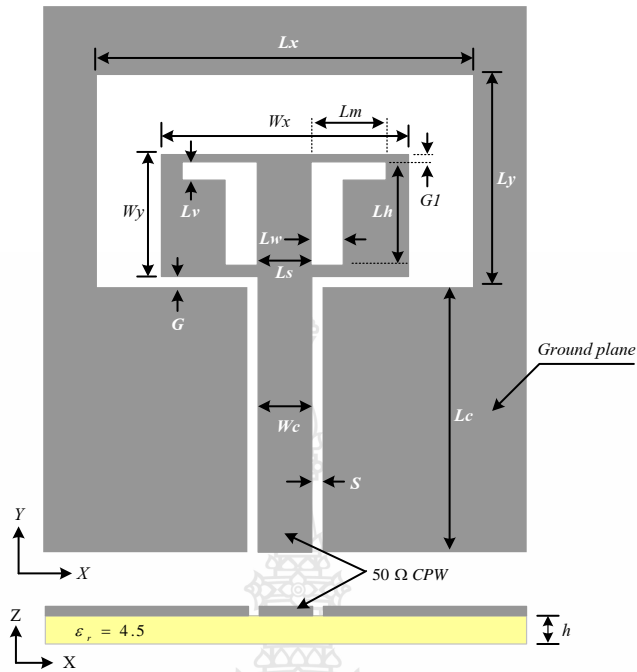
รูปที่ 2.4 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการจำลองและวัดจริง

ตารางที่ 2.1 ผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองและการวัดจริง

รูปแบบสายอากาศ	Range Freq (GHz)	BW (GHz)	BW (%)
สายอากาศจากการจำลอง	2.27 – 7.4	5.13	106.1
สายอากาศที่สร้างจริง	2.32 – 6.12	3.8	90.05

2.6.2 สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม[5]

งานวิจัยที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นการออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยใช้สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) เพื่อให้ได้แบนด์วิดท์เป็นแถบกว้าง (Wideband) โดยใช้วัสดุฐานรอง FR4 และทำการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D ซึ่งเป็นโปรแกรมที่ใช้หลักวิธีโมเมนต์ในการวิเคราะห์ ซึ่งมีโครงสร้างสายอากาศตามรูปที่ 2.5 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการออกแบบแสดงในตารางที่ 2.2

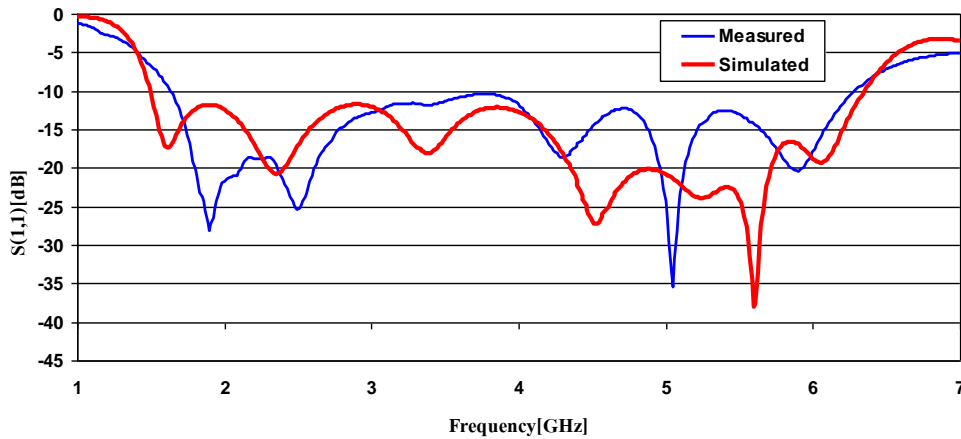


รูปที่ 2.5 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

ตารางที่ 2.2 พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้า

พารามิเตอร์	ขนาด	
	ขนาดทางกายภาพ (มม.)	ขนาดทางไฟฟ้า
W_c	5.4	$0.04 \lambda_g$
S	0.5	$0.004 \lambda_g$
L_c	30	$0.25 \lambda_g$
L_x	43	$0.356 \lambda_g$
L_y	23.5	$0.195 \lambda_g$
W_x	26.5	$0.22 \lambda_g$
W_y	14.5	$0.12 \lambda_g$
G	1.7	$0.014 \lambda_g$
G_1	1.25	$0.010 \lambda_g$
L_w	4	$0.033 \lambda_g$
L_h	11	$0.091 \lambda_g$
L_s	5.9	$0.048 \lambda_g$
L_m	8	$0.066 \lambda_g$
L_v	2	$0.016 \lambda_g$

สายอากาศที่สร้างมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 1.65 GHz ถึง 6.3 GHz ซึ่งสามารถใช้งานระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g และ Wimax (2-6 GHz) ได้ ดังรูปที่ 2.6 และคุณลักษณะของสายอากาศแสดงในตารางที่ 2.3



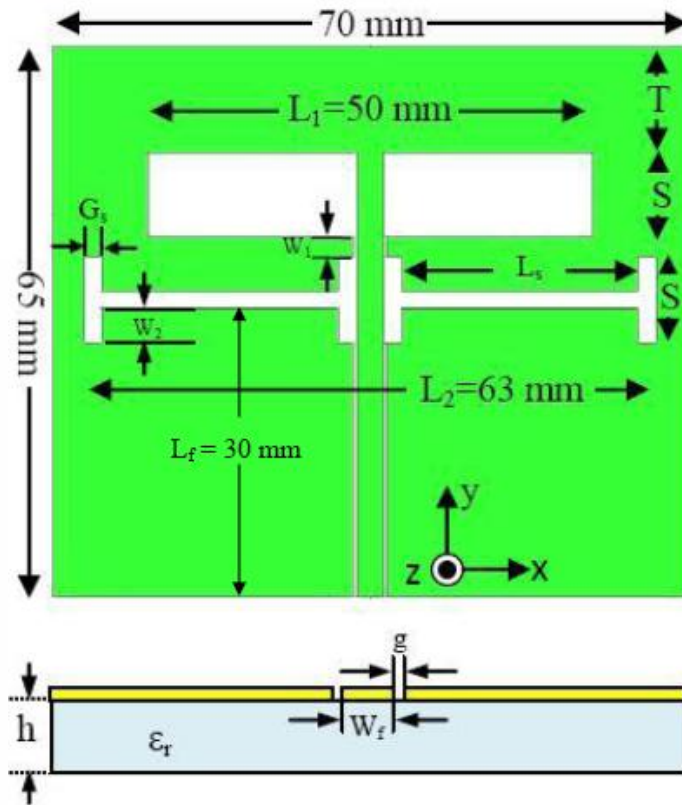
รูปที่ 2.6 เปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองกับการวัดจริง

ตารางที่ 2.3 ผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองและการวัดจริง

รูปแบบสายอากาศ	$f_l - f_u$ (GHz)	BW (GHz)	BW (%)
สายอากาศจากการจำลอง	1.5 – 6.35	3.925	123.56
สายอากาศที่สร้างจริง	1.65 – 6.3	3.975	116.98

2.6.3 สายอากาศแบบร่องแฉกลำดับที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบตัวเหนี่ยวนำ สำหรับช่วงความถี่กว้าง [7]

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการออกแบบและสร้างสายอากาศโดยใช้วัสดุฐานรอง FR4 และทำการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D โดยออกแบบสายอากาศให้เป็นแบบแฉกลำดับ เพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูงได้ สายอากาศที่สร้างขึ้นได้นำไปเปรียบเทียบคุณสมบัติกับสายอากาศแบบไดโพล ที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม ซึ่งสายอากาศต้นแบบสามารถใช้งานในย่านความถี่เพิ่มขึ้นจาก 4% เป็น 38% เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศแบบไดโพล ต้นแบบสายอากาศที่ได้จากงานวิจัยนี้ มีย่านความถี่มากกว่า 38% หรือที่เรียกว่า สายอากาศแบบย่านความถี่กว้างยิ่งยวด และมีอัตราขยายอยู่ที่ 2-8 dBi ซึ่งมีโครงสร้างสายอากาศตามรูปที่ 2.7 ถ้าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการออกแบบแสดงในตารางที่ 2.4

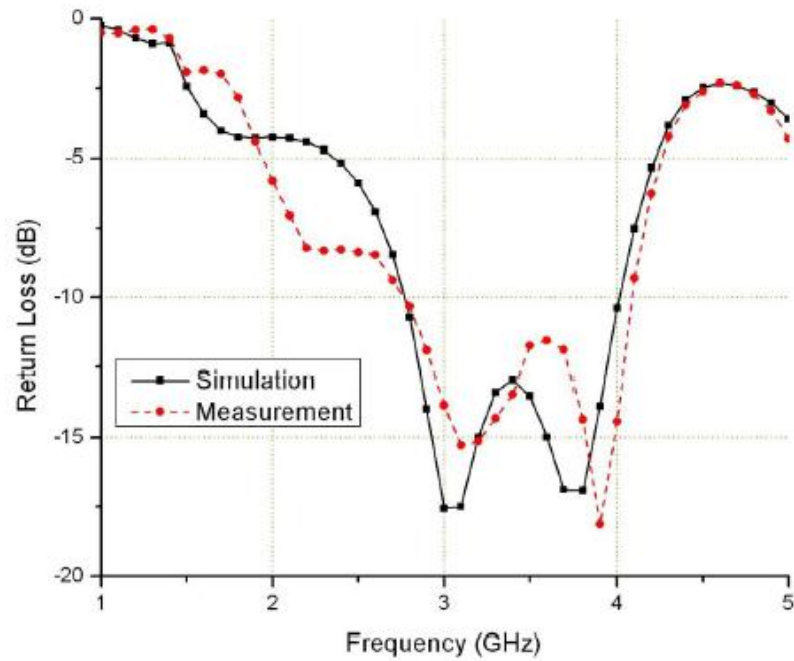


รูปที่ 2.7 โครงสร้างสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับ

สายอากาศที่สร้างมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 2.75 GHz ถึง 4.0 GHz ดังรูปที่ 2.8 และคุณลักษณะของสายอากาศแสดงในตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.4 พารามิเตอร์ของสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับ

Element	Unit (mm)
L_1	50.0
L_2	63.0
L_f	30.0
L_s	26.0
W_1	2.0
W_2	4.0
W_f	3.0
T	15.0
S	10.0
g	0.3
G_s	2.0



รูปที่ 2.8 ค่าReturn Loss จากการจำลองกับการวัดจริง

2.7 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงคุณลักษณะและโครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม การวิเคราะห์สายอากาศ คุณลักษณะและพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ ความหมายและวิธีการคำนวณพารามิเตอร์เบื้องต้น คุณสมบัติที่สำคัญของสายอากาศ การจำลองสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3Dบริษัท Zeland

บทที่ 3

การออกแบบสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนด้วย CPW สำหรับการใช้งานความถี่แถบกว้าง

3.1 บทนำ

ในบทนี้เป็นการกล่าวถึง การออกแบบและสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) โดยมีแถบความถี่กว้างรองรับการใช้งานย่านความถี่มาตรฐานของ WLAN (Wireless Local Area Network) และ WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) การออกแบบกำหนดให้อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแมทช์กับอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณแบบโคแอกเซียล 50 โอห์ม และทำการปรับพารามิเตอร์บางตัวของสายอากาศ เพื่อให้การสูญเสียย้อนกลับน้อยที่สุดและอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งดีที่สุด การออกแบบใช้วิธีการจำลองโครงสร้างของสายอากาศและวิเคราะห์ผลด้วยโปรแกรม IE3D Zeland เพื่อใช้กับการสื่อสารโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) และโครงข่ายเทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สายความถี่สูง (WiMAX) สายอากาศช่องเปิดที่ทำการออกแบบนี้มีลักษณะเป็นช่องเปิดกว้างสองช่องเปิดที่ถูกคั่นด้วยโลหะแคบที่วางแบบสมมาตรกัน และภายในช่องเปิดทั้งสองข้างแทรกวงรอบเส้นโลหะรูปมูมจากเพื่อทำให้แบนด์วิดท์กว้างมากขึ้น สามารถรองรับการใช้งานครอบคลุมทุกมาตรฐาน WLAN และ WiMAX กล่าวคือ ตามมาตรฐาน WLAN IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835GHz), IEEE 802.11j (4.9-5 GHz, 5.03-5.091 GHz), IEEE 802.11a (5.15-5.35 GHz), IEEE 802.11h (5.47-5.725 GHz, 5.725-5.825 GHz), IEEE 802.11n (2.4-2.4835 GHz, 5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz) และ WiMAX (2-6 GHz)

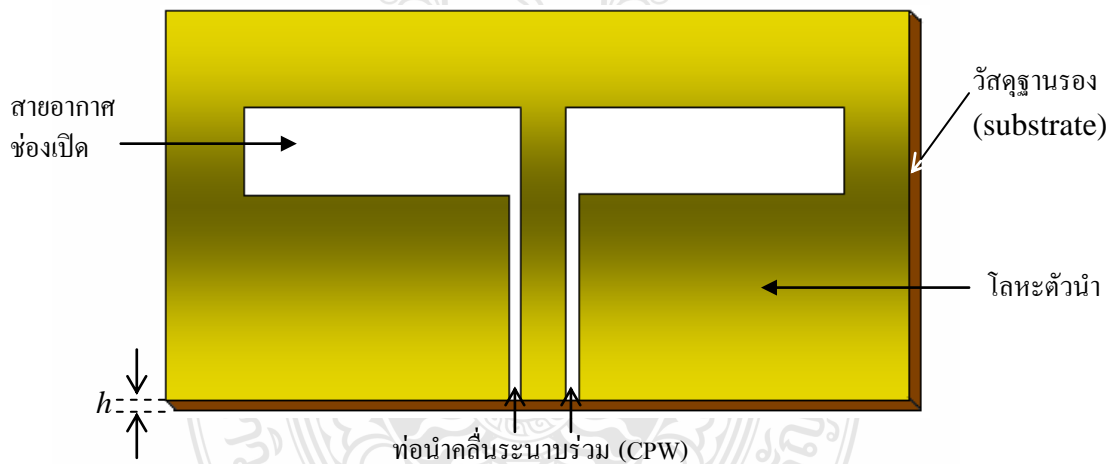
การออกแบบใช้วัสดุฐานรอง 2 ชนิด คือ RT/Duroid 5880 และ FR4 ในเบื้องต้นทดลองใช้วัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 มาทำการวิเคราะห์จำลองผลโดยใช้รูปร่างพื้นฐาน จากนั้นใช้วัสดุฐานรองที่ถูกกว่า คือ FR4 มาทำการออกแบบและจำลองผลด้วยการทำให้ซับซ้อนขึ้น ซึ่งรูปแบบสายอากาศที่ให้ผลดีที่สุดตามต้องการ จะถูกนำไปสร้างจริงและวัดผล เปรียบเทียบกับผลการจำลองบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 เท่านั้น สำหรับขั้นตอนในการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศแสดงในหัวข้อถัดไปตามลำดับ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเป็นการนำวัสดุฐานรองชนิด FR4 มาทำการออกแบบสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณ ด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) ที่มีการจัดวางสายอากาศแบบสมมาตร และแทรกเส้นตัวนำรูปมูมจาก เพื่อให้ได้แบนด์วิดท์กว้างมากสำหรับการใช้งานครอบคลุมมาตรฐาน WLAN และ WiMAX โครงสร้างสายอากาศที่ออกแบบและจำลองผลจะถูกนำไป

สร้างจริงและทดสอบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) เพื่อนำผลการวัดเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลอง

3.2 การออกแบบและวิเคราะห์สายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศแบบช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณผ่านท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Slot Antenna feed by CPW) แสดงดังรูปที่ 3.1 ชั้นแรกของการวิเคราะห์สายอากาศ เป็นการออกแบบสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW-feeder) โดยคำนวณหาความยาวคลื่นสัมพันธ์หรือความยาวคลื่นในวัสดุฐานรอง λ_g (Relative Wavelength or Guide Wavelength) จากความถี่ f (Frequency) ที่ออกแบบและค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล ϵ_{eff} (Effective Dielectric Constant) ในที่นี้ใช้สมการค่าประมาณตามที่แสดงดังสมการที่ (3.1) - (3.2) จากนั้นใช้สมการคณิตศาสตร์คำนวณหาขนาดของสายนำสัญญาณที่ประกอบด้วย ความกว้างของท่อนำคลื่นและตัวนำระหว่างท่อนำคลื่น ซึ่งถูกออกแบบให้แมทซ์กับสายส่งสัญญาณ โคแอกเซียล 50 โอห์ม เนื่องจากการคำนวณมีความซับซ้อนและใช้เวลามาก ดังนั้นเพื่อความสะดวกรวดเร็วจึงใช้ค่าที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D แทน



รูปที่ 3.1 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดวงจรถัด

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.1)$$

$$\epsilon_{eff} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (3.2)$$

การออกแบบสายอากาศที่ใช้วัสดุฐานรองต่างกัน ได้ความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ที่ต่างกัน ดังแสดงในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติของวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 และ FR4 พร้อมผลการคำนวณพารามิเตอร์ของสายนำสัญญาณ CPW ที่ความถี่ 2.44 GHz

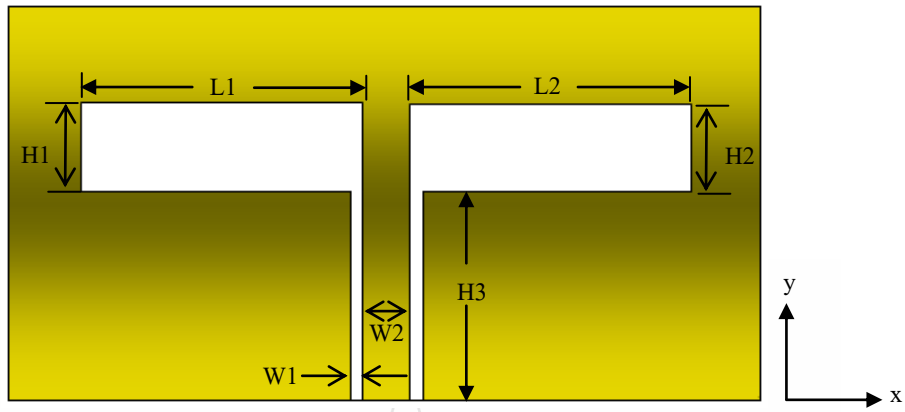
วัสดุฐานรอง	ϵ_r	h (มม.)	σ (s/m)	t (มม.)	$\tan \delta$	λ_g (มม.)	W1 (มม.)	W2 (มม.)
RT/Duroid 5880	2.2	1.575	5.8×10^7	0.017	0.0009	97.2	0.5	2.4
FR4	4.5	1.6	5.8×10^7	0.015	0.02	73.85	0.5	3.0

- โดยที่
- ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (Relative Dielectric Constant)
 - h คือ ความหนาวัสดุฐานรอง
 - σ คือ ค่าความนำของวัสดุตัวนำ (ทองแดง)
 - t คือ ความหนาของวัสดุตัวนำ
 - $\tan \delta$ คือ ค่า Loss tangent (เป็นการสูญเสียของวัสดุที่ความถี่ 10 GHz)
 - W1 คือ ความกว้างของท่อนำคลื่น CPW
 - W2 คือ ความกว้างของโลหะตัวนำกลางระหว่างท่อนำคลื่น CPW

ขนาดของสายอากาศนิยามอ้างอิงกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) ความกว้างของ CPW ที่ประกอบด้วยร่องทั้งสองที่ทำหน้าที่เป็นท่อนำคลื่นและโลหะตัวนำระหว่างท่อนำคลื่นสามารถคำนวณได้จากโปรแกรม IE3D ค่าที่คำนวณได้นี้สามารถปรับแต่งตามความเหมาะสมได้เล็กน้อย สำหรับความยาวของ CPW เป็นส่วนในการปรับให้เกิดการแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ถี่ระหว่างสายอากาศกับสายนำสัญญาณ CPW ซึ่งค่าที่เลือกใช้แสดงอยู่ในสองช่องสุดท้าย (W1 และ W2) ของตารางที่ 3.1 โดยขึ้นอยู่กับชนิดของวัสดุฐานรองที่ใช้

3.3 การออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบ CPW บน RT/Duroid 5880

พารามิเตอร์ทางขนาดของสายอากาศทั้งหมดกำหนดดังรูปที่ 3.2 ที่มีความยาวและความกว้างช่องเปิดด้านซ้ายและขวา คือ L1, L2 และ H1, H2 ตามลำดับ โดยให้ H3 เป็นความยาวของสายนำสัญญาณแบบ CPW ที่มีความกว้างของท่อนำคลื่นเป็น W1 และ W2 เป็นความกว้างของตัวนำกลางระหว่างท่อนำคลื่น สำหรับการออกแบบสายอากาศโดยใช้วัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 นี้ เบื้องต้นทดลองจำลองผลโดยกำหนดให้ระนาบกราวด์เป็นอนันต์ และกำหนดค่าคงที่ $H1=H2=10$ มม. ($\approx 0.1\lambda_g$) โดยใช้ค่า W1 และ W2 ตามที่แสดงในตารางที่ 3.1 ส่วนความยาวของสายอากาศ (L1 และ L2) และความยาวของ CPW ถูกปรับแต่งเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ประมาณ 2.44-2.45 GHz การปรับพารามิเตอร์แต่ละครั้งต้องให้การสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศ ที่ความถี่เรโซแนนซ์มีค่าน้อยมากใกล้เคียงกัน จากนั้นกำหนดขนาดกราวด์ที่เหมาะสมที่ไม่ทำให้ขนาดของชิ้นงานสายอากาศโดยรวมใหญ่มากเกินไป



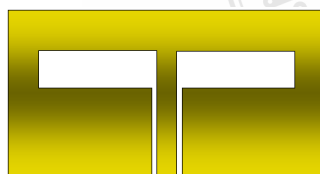
รูปที่ 3.2 พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เมื่อกราวด์เป็นอนันต์

3.3.1 การวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิด CPW รูปร่างสมมาตร เมื่อกราวด์เป็นอนันต์

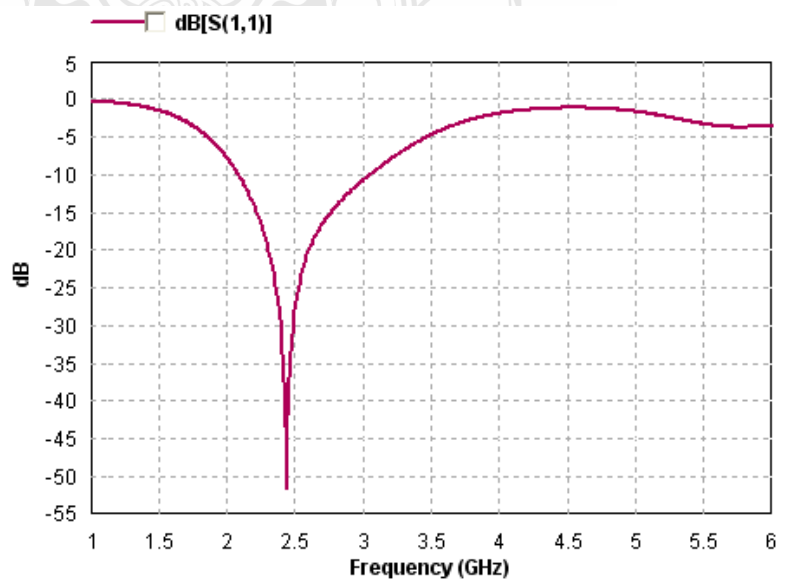
รูปร่างสายอากาศที่นำมาวิเคราะห์แสดงดังรูปที่ 3.2 ซึ่งมีรูปร่างสมมาตร คือ $L1=L2$, $H1=H2$ ในที่นี้กำหนดระนาบกราวด์เป็นอนันต์ จากการจำลองสายอากาศ พบว่าขนาดของสายอากาศที่ทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ 2.44 GHz แสดงดังตารางที่ 3.2 ผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับและคุณลักษณะของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 3.3 และตารางที่ 3.3 ตามลำดับ

ตารางที่ 3.2 ขนาดของสายอากาศเมื่อกราวด์เป็นอนันต์ ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz

L1 (มม.)	L2 (มม.)	H1 (มม.)	H2 (มม.)	W1 (มม.)	W2 (มม.)	H3 (มม.)
38.8	38.8	10	10	0.5	2.4	22.6



สายอากาศแบบที่ 1



รูปที่ 3.3 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศรูปร่างสมมาตรเมื่อกราวด์เป็นอนันต์

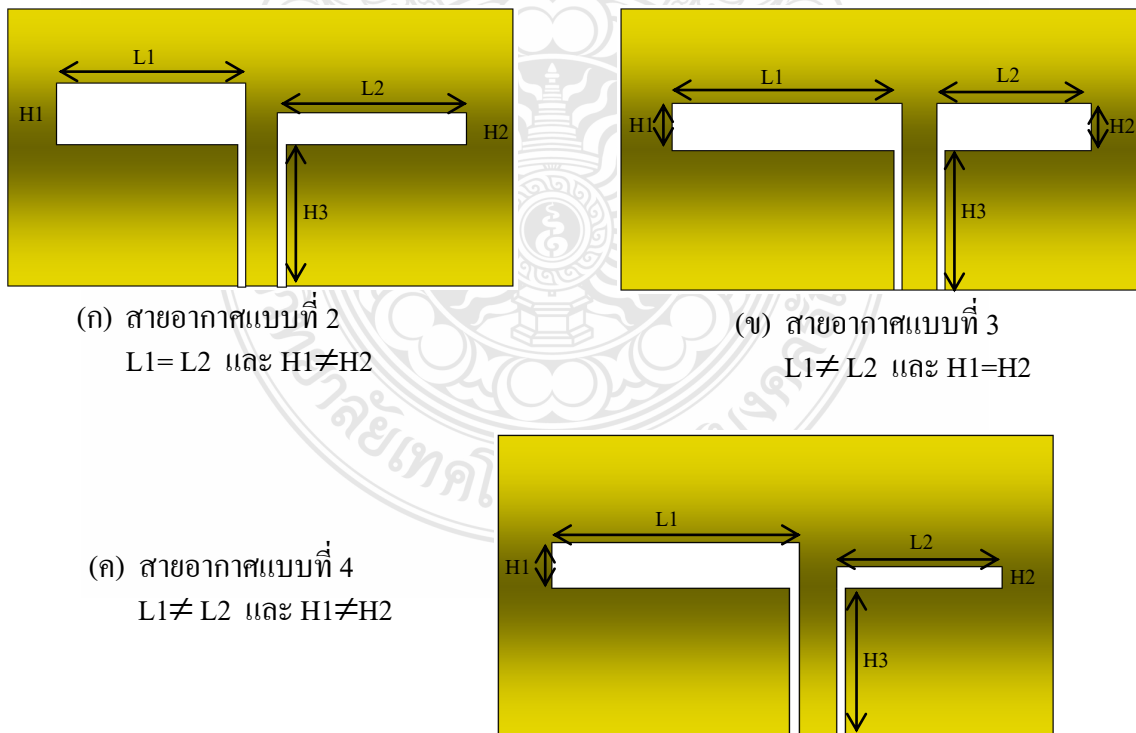
ตารางที่ 3.3 คุณสมบัติของสายอากาศรูปร่างสมมาตรเมื่อกราวด์เป็นอนันต์

Resonant Freq. (GHz)	S11 (dB)	Impedance (ohm)	Bandwidth (GHz)	
2.44	-51.77	49.9-j0.238	0.96	2.09-3.05

ผลการจำลองแสดงให้เห็นได้ว่า สายอากาศรูปร่างสมมาตรตามขนาดที่แสดงดังตารางที่ 3.3 มีความกว้างของแบนด์วิดท์ 0.96 GHz (2.09-3.05 GHz) ดังนั้นจึงสามารถนำไปใช้งานได้ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) ในที่นี้กำหนดให้สายอากาศแบบสมมาตรนี้เป็น สายอากาศแบบที่ 1 โดยมีความยาวช่องเปิดรวม $L1+L2 = 77.6$ มม.

3.3.2 การวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิด CPW รูปร่างไม่สมมาตร เมื่อกราวด์เป็นอนันต์

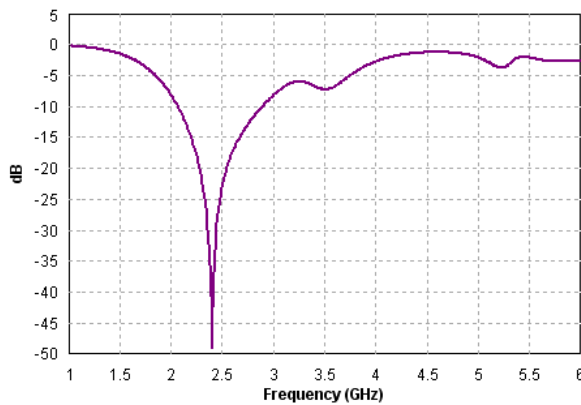
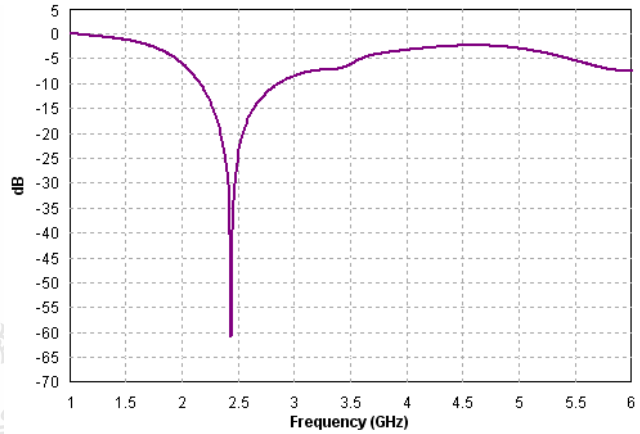
การออกแบบสายอากาศรูปร่างไม่สมมาตรเพื่อลดผลกระทบที่เกิดขึ้น ด้วยการกำหนดให้ความยาวของช่องเปิดด้านซ้าย ($L1$) และด้านขวา ($L2$) ของสายอากาศมีขนาดไม่เท่ากัน แต่มีความยาวรวม ($L1+L2$) เท่ากับ 77.6 มม. นอกจากนั้นมีการปรับความกว้างช่องเปิด ($H1$ และ $H2$) ให้ไม่เท่ากันด้วย ส่วนความยาวของ CPW ($H3$) ต้องปรับแต่งเพื่อให้เกิดการแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี โดยไม่จำเป็นต้องให้ความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ 2.44 GHz หรือ 2.45 GHz รูปร่างสายอากาศไม่สมมาตรที่นำมาจำลองมีสามรูปแบบดังรูปที่ 3.4 ซึ่งกำหนดเป็น สายอากาศแบบที่ 2 สายอากาศแบบที่ 3 สายอากาศแบบที่ 4 และกำหนดค่าพารามิเตอร์เท่าเดิม



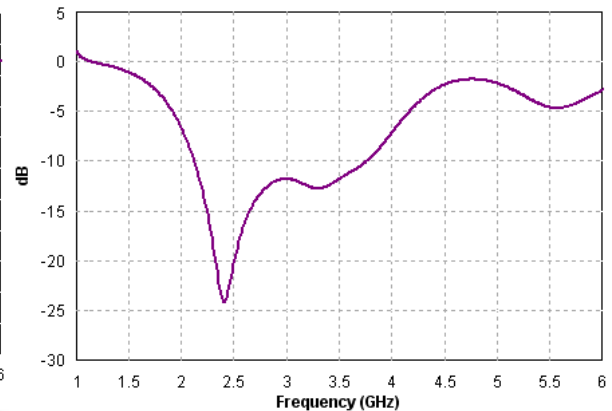
รูปที่ 3.4 รูปร่างสายอากาศช่องเปิดแบบไม่สมมาตร 3 รูปแบบ เมื่อกราวด์เป็นอนันต์

ผลการจำลองด้านการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบที่ 2 ถึง แบบที่ 4 แสดงดังรูปที่ 3.5 โดยมีขนาดของสายอากาศแสดงดังตารางที่ 3.4 ในการจำลองนี้เป็นการวิเคราะห์ผลการเปลี่ยนแปลงที่เกิดจากรูปร่างสายอากาศที่ไม่สมมาตรกันที่มีความยาวแนวนอนรวมเท่ากัน ($L1+W2+L2=80$ มม.)

(ก) สายอากาศแบบที่ 2
 $L1=L2$ และ $H1 \neq H2$



(ข) สายอากาศแบบที่ 3
 $L1 \neq L2$ และ $H1=H2$



(ค) สายอากาศแบบที่ 4
 $L1 \neq L2$ และ $H1 \neq H2$

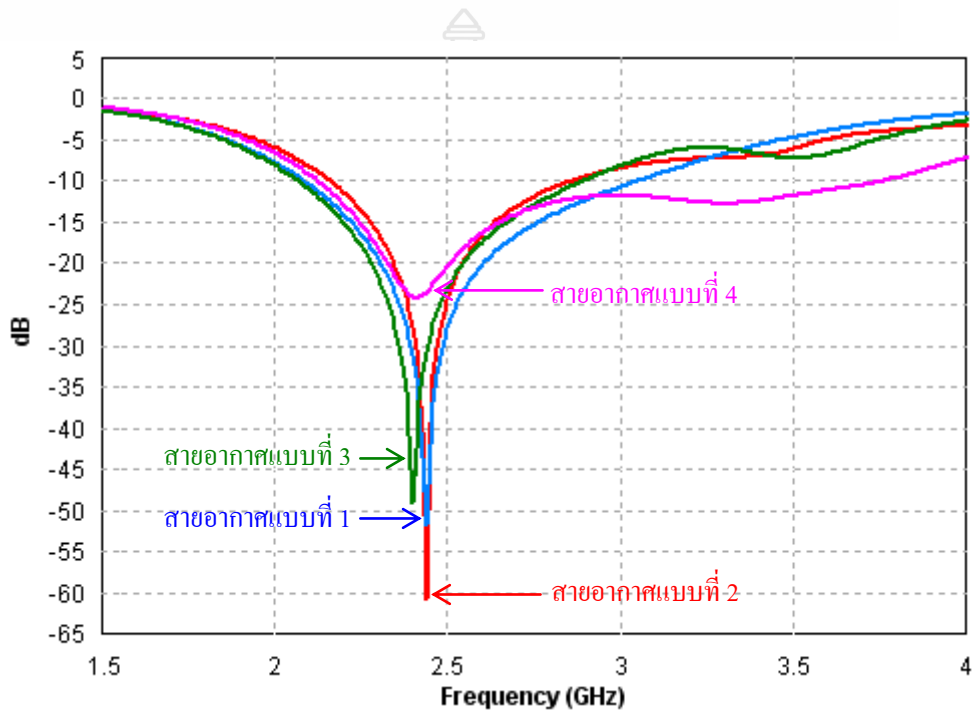
รูปที่ 3.5 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศรูปร่างไม่สมมาตรเมื่อกราวด์เป็นอนันต์

ตารางที่ 3.4 ขนาดของสายอากาศแบบไม่สมมาตร 3 รูปแบบ (ขนาด: มิลลิเมตร)

รูปร่างสายอากาศ	L1(มม.)	L2(มม.)	H1 (มม.)	H2 (มม.)	H3 (มม.)
แบบที่ 2	38.8	38.8	10	5	15.8
แบบที่ 3	43.8	33.8	10	10	23.0
แบบที่ 4	43.8	33.8	10	3.5	19.4

สายอากาศแบบที่ 2 ถึง แบบที่ 4 มีความกว้างของท่อนำคลื่นคู่ (W1) และความกว้างของโลหะตัวนำระหว่างท่อนำคลื่น (W2) ค่าเดียวกับสายอากาศแบบที่ 1 ซึ่งเป็นสายอากาศแบบสมมาตรกัน ตามที่แสดงดังตารางที่ 3.2

การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบที่ 1 ถึง แบบที่ 4 จะถูกนำมาเปรียบเทียบกันแสดงดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 เปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับเมื่อกราวด์เป็นอนันต์กรณีสมมาตรและไม่สมมาตร

ตารางที่ 3.5 แถบความถี่และความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ 4 รูปแบบเมื่อกราวด์อนันต์

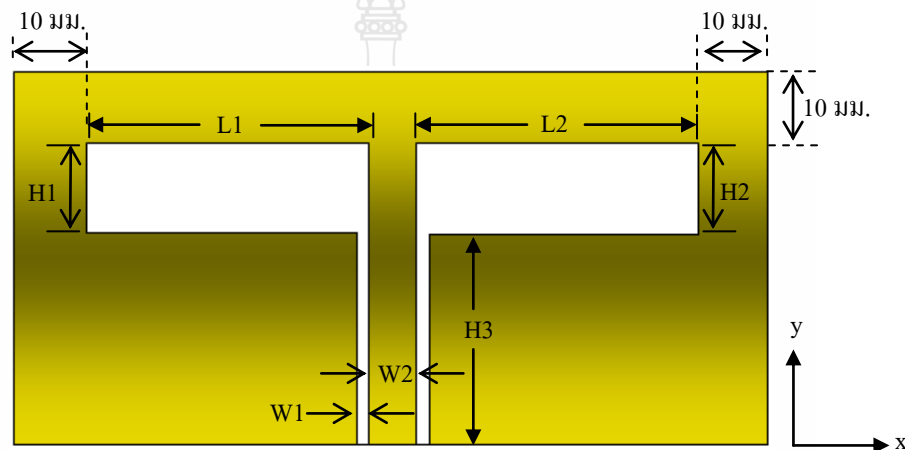
รูปร่างสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	แบนด์วิดท์ (GHz)	แถบความถี่ (GHz)
แบบที่ 1	2.44	0.96	2.09-3.05
แบบที่ 2	2.44	0.68	2.17-2.85
แบบที่ 3	2.4	0.82	2.07-2.89
แบบที่ 4	2.41	1.62	2.13-3.75

จากการเปรียบเทียบความกว้างของแถบความถี่ใช้งานตามที่แสดงดังรูปที่ 3.6 และ ตารางที่ 3.5 แสดงให้เห็นว่า สายอากาศช่องเปิดแบบ CPW ที่มีลักษณะเป็นช่องเปิดแคบทั้ง 4 รูปแบบ ให้แบนด์วิดท์ที่กว้างครอบคลุม WLAN ตามมาตรฐานของ IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) แต่มีเพียงรูปแบบที่ 4 เท่านั้นที่ให้แบนด์วิดท์ที่กว้างกว่าเกือบเท่าตัว ซึ่งสามารถนำไปใช้งานครอบคลุม

มาตรฐาน IEEE 802.11b/g และ WiMAX (2.3-3.6 GHz) ได้ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า สายอากาศแบบ สมมาตรตามรูปแบบที่ 1 ยังคงมีความเหมาะสมสำหรับการนำไปวิเคราะห์ผลในลักษณะอื่นต่อไป

3.3.3 การวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบ CPW รูปร่างสมมาตรเมื่อกำหนดระนาบกราวด์

การวิเคราะห์เบื้องต้นจะนำสายอากาศช่องเปิดรูปร่างสมมาตร คือ $L1=L2$ และ $H1=H2$ ซึ่งกราวด์เป็นอนันต์ มาทำการกำหนดระนาบกราวด์ให้มีขนาดที่เล็กเหมาะสม ดังนั้นจึงกำหนดให้ ขอบนอกสุดของระนาบกราวด์ ห่างจากขอบสายอากาศด้านข้างและด้านบนเท่ากัน คือ 10 มม. แสดง ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เมื่อกำหนดขนาดของกราวด์

ในการจำลองนี้จะกำหนดพารามิเตอร์บางตัวให้มีค่าคงที่ ดังนี้

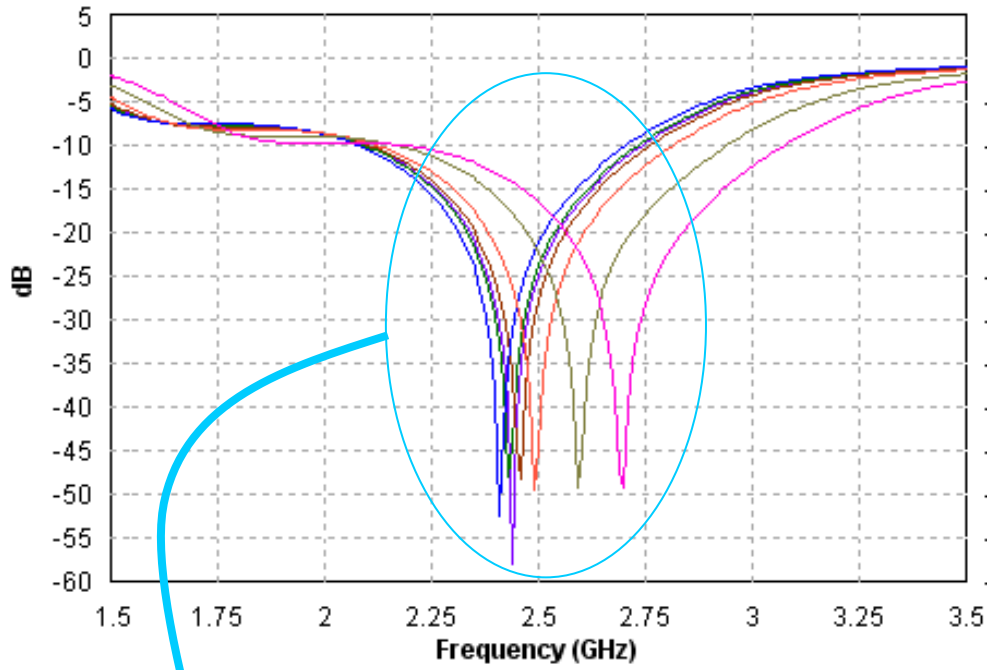
ความกว้างช่องเปิด $H1 = H2 = 10$ มม.

ความกว้างท่อนำคลื่น (CPW) $W1=0.5$ มม.

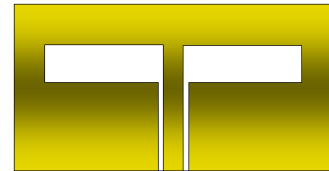
ความกว้างโลหะตัวนำกลาง (CPW) $W2=2.4$ มม.

ระยะขอบกราวด์กับขอบสายอากาศด้านข้างและด้านบน = 10 มม.

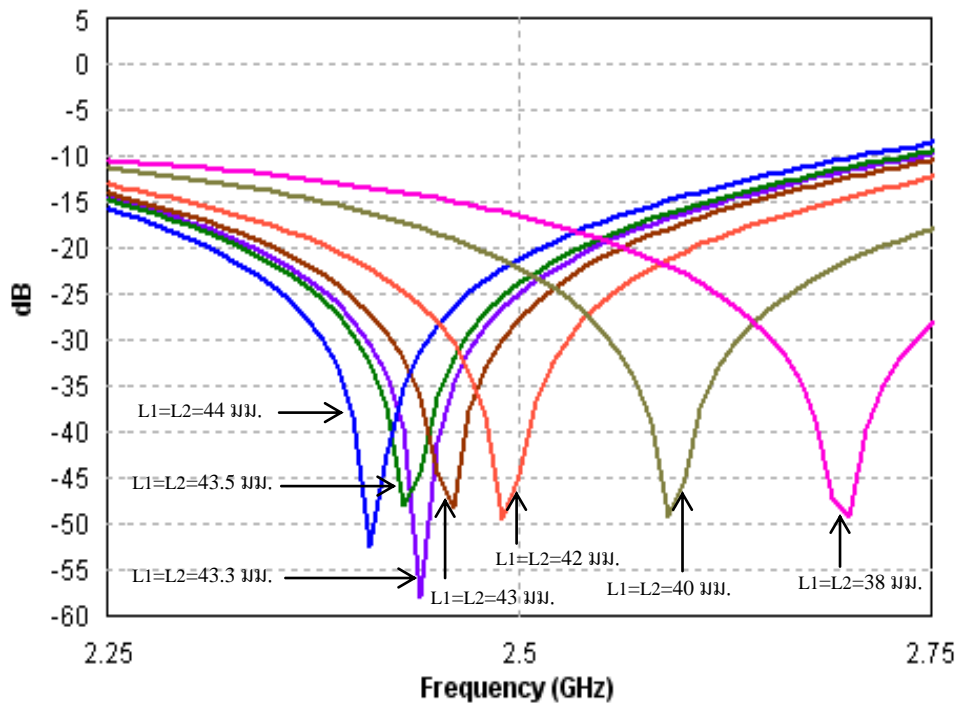
ในการจำลองสายอากาศบนวัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880 ที่มีการกำหนดขนาดของ กราวด์มี 4 รูปแบบ เช่นเดียวกับเมื่อกำหนดกราวด์เป็นอนันต์ ในที่นี้เริ่มจำลองจากสายอากาศรูปแบบ ที่ 1 ความยาวช่องเปิด $L1$ และ $L2$ เริ่มต้นที่ 38 มม. และมีการปรับ $H3$ เพื่อให้มีการแมทซ์อิมพีแดนซ์ ที่ดีที่สุด จากนั้นทำการเปลี่ยนขนาดของ $L1$ และ $L2$ ต่อไป เพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.44-2.45 GHz เท่านั้น โดยมีค่าการสูญเสียย้อนกลับที่น้อยที่สุดใกล้เคียงกัน ในกรณีนี้ให้ความกว้างช่องเปิด $H1=H2=10$ มม. ผลการจำลองของสายอากาศรูปแบบที่ 1 ด้านการสูญเสียย้อนกลับที่เกิดจากการ เปลี่ยนความยาวช่องเปิด $L1, L2$ แสดงอยู่ในรูปที่ 3.8 และผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์ วิดธ์แสดงดังตารางที่ 3.6



(ก) S_{11} ที่ย่านความถี่ 1.5-3.5 GHz



สายอากาศแบบที่ 1



(ข) ภาพขยาย S_{11} ที่ย่านความถี่ 2.25-2.75 GHz

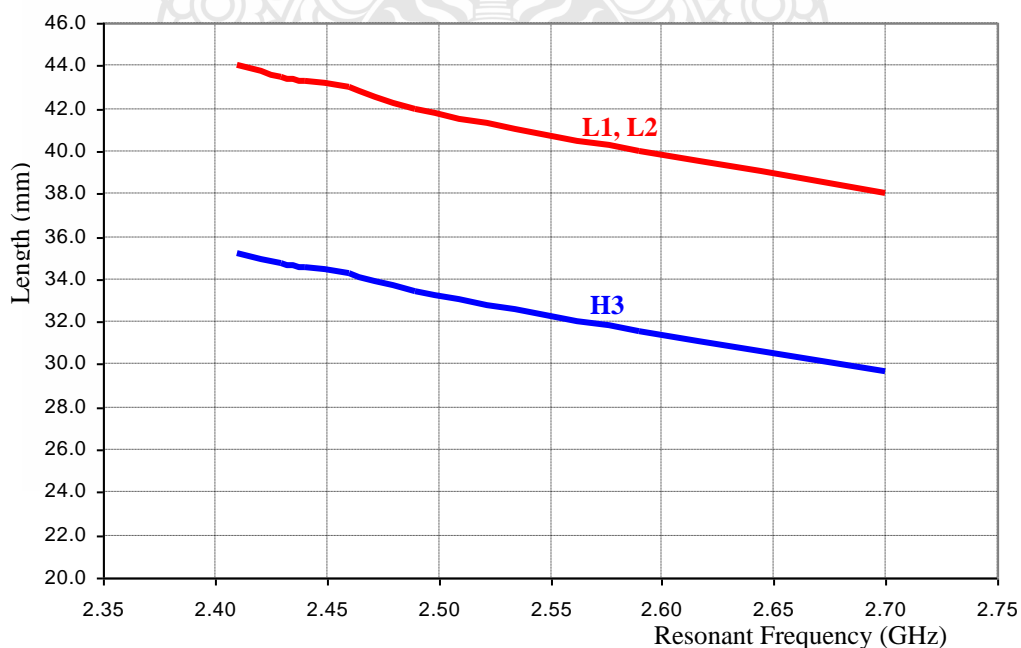
รูปที่ 3.8 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศรูปแบบที่ 1 ในแต่ละความยาวของช่องเปิด

ตารางที่ 3.6 ความยาวของช่องเปิด L1=L2 และคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศ

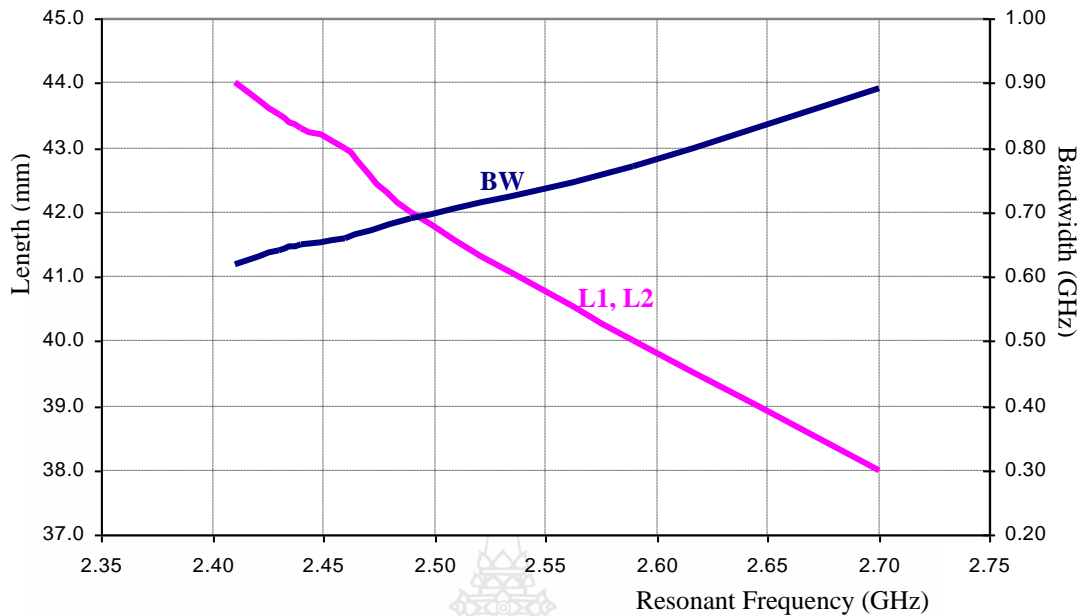
L1, L2 (มม.)	H3 (มม.)	S ₁₁ (dB)	Resonant Freq. (GHz)	Bandwidth (GHz)
38.0	29.70	-49.22	2.70	0.89 (2.18-3.07)
40.0	31.50	-49.06	2.59	0.77 (2.17-2.94)
42.0	33.4	-49.40	2.49	0.69 (2.12-2.81)
43.0	34.25	-48.16	2.46	0.66 (2.10-2.76)
43.3	34.56	-57.81	2.44	0.65 (2.09-2.74)
43.5	34.70	-47.94	2.43	0.64 (2.09-2.73)
44.0	35.20	-52.42	2.41	0.62 (2.08-2.70)

ผลการจำลองที่แสดงดังรูปที่ 3.8 และตารางที่ 3.6 แสดงให้เห็นว่า เมื่อความยาวช่องเปิดยาวขึ้นความถี่เรโซแนนซ์จะต่ำ ขณะเดียวกันถ้าต้องการให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่สูงขึ้น ก็ต้องปรับให้ความยาวช่องเปิดสั้นลง

ผลการจำลองพบว่า เมื่อปรับให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์สูงขึ้นทำให้แบนด์วิดธ์ของสายอากาศกว้างมากขึ้นตามความถี่ที่สูงขึ้น ดังกราฟที่แสดงดังรูปที่ 3.9 และจากการจำลองพบว่า ถ้าความยาวช่องเปิด L1 และ L2 เท่ากับ 43.3 มม. (L1+L2 = 86.6 มม.) ให้ความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ 2.44 GHz ตามที่ต้องการ โดยมีแบนด์วิดธ์เท่ากับ 0.65 GHz และจากการปรับความยาวของช่องเปิดพบว่าความยาว L1 ซึ่งเท่ากับ L2 มีความสัมพันธ์กับความยาวของ CPW (H3) และ แบนด์วิดธ์ แสดงดังรูปที่ 3.9 และ รูปที่ 3.10 ตามลำดับ



รูปที่ 3.9 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เรโซแนนซ์และความยาว L1, L2, H3



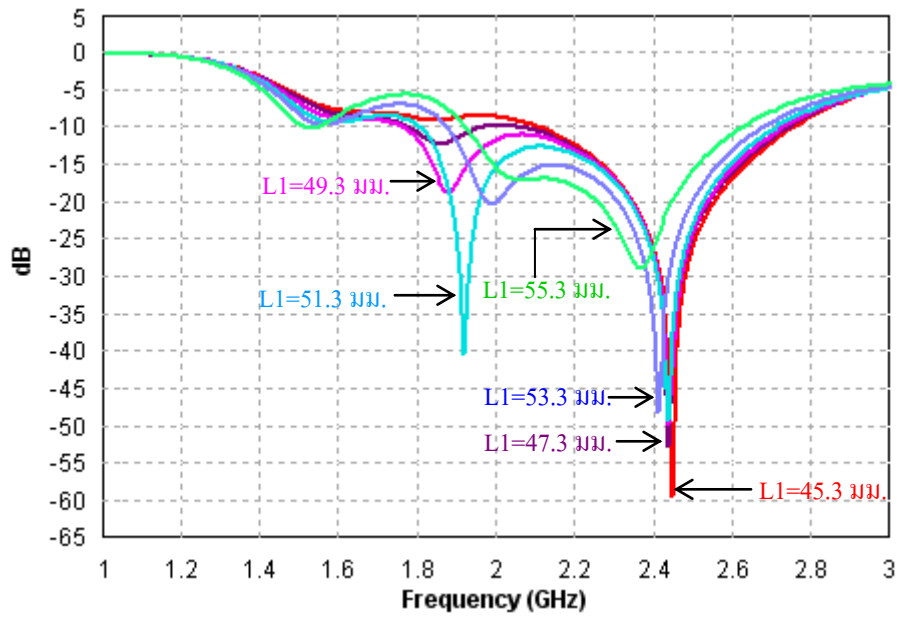
รูปที่ 3.10 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์วิธและความยาว L1, L2

ในรูปที่ 3.9 สามารถนำไปใช้ประโยชน์ในการออกแบบขนาดสายอากาศที่ประกอบด้วยความยาว L1, L2 และความยาว H3 ตามความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการได้ โดย $H1=H2=10$ มม. ขณะเดียวกันความยาวสายอากาศสามารถทำให้ทราบแบนด์วิธและความถี่เรโซแนนซ์ได้ โดยใช้ประโยชน์จากรูปที่ 3.10

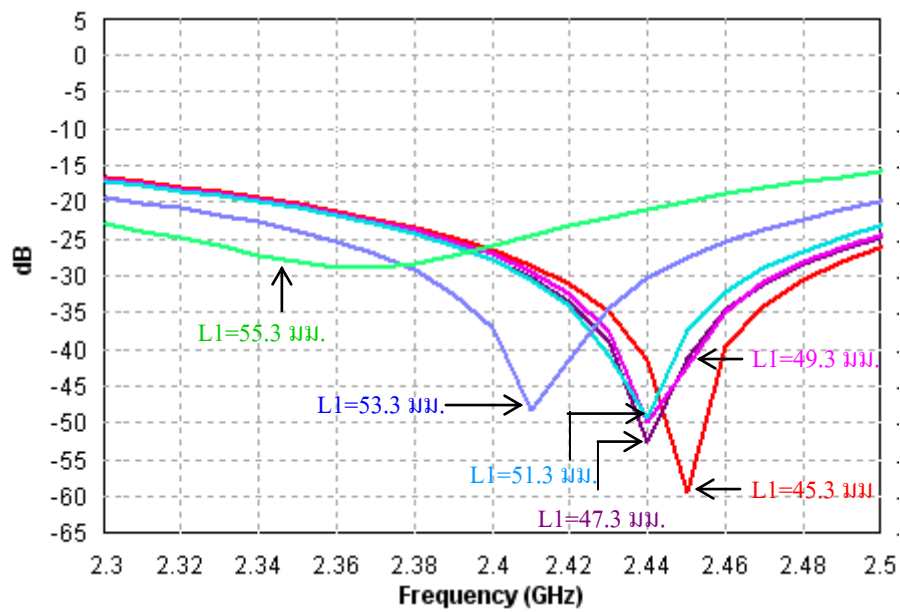
3.3.4 การวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบ CPW รูปร่างไม่สมมาตรเมื่อกำหนดระนาบกราวด์

จากการกำหนดระยะขอบกราวด์กับขอบสายอากาศช่องเปิดเป็น 10 มิลลิเมตร ตามที่ได้จำลองผลในหัวข้อที่ผ่านมา เป็นการจำลองสายอากาศแบบสมมาตร โดยที่ขนาดสายอากาศที่ให้ผลที่ดีที่สุดที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.44 GHz ถูกนำมาจำลองผลอีกครั้งโดยจำลองสายอากาศเป็นรูปแบบไม่สมมาตร 3 รูปแบบ ก่อนการวิเคราะห์สายอากาศรูปร่างไม่สมมาตรแบบที่ 2 ซึ่ง $L1=L2$ และ $H1 \neq H2$ จะขอวิเคราะห์หาความยาว L1 และ L2 ที่เหมาะสมต่อการนำไปใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศรูปแบบที่ 3 และรูปแบบที่ 4 ก่อน ดังนั้นในขั้นตอนต่อไปจึงวิเคราะห์สายอากาศแบบไม่สมมาตรที่มีความกว้างช่องเปิด ($H1, H2$) เท่ากัน จากนั้นปรับตำแหน่งการป้อนสัญญาณให้เอียงไปทางขวามือ ($L1 > L2$)

ขนาดสายอากาศที่นำมาวิเคราะห์ผล คือ $L1=L2=43.3$ มม. และ $H3=34.56$ มม. โดยการปรับให้ L1 ยาวขึ้น ขณะเดียวกัน L2 สั้นลง โดยให้ $L1+L2=86.6$ มม. คงที่ และปรับความยาว H3 เพื่อให้เกิดการแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี ผลการจำลองในกรณีที่มีการปรับความยาว L1 และ L2 ให้มีความยาวที่แตกต่างกัน แสดงดังรูปที่ 3.11 ซึ่งในงานวิจัยนี้ต้องการให้สายอากาศช่องเปิดแบบ CPW สามารถใช้งานในย่าน WLAN 2.4-2.4835 GHz



(ก) S11 ในช่วงความถี่ 1-3 GHz



(ข) ภาพขยาย S11 ในช่วงความถี่ 2.3-2.5 GHz

รูปที่ 3.11 การสูญเสียย้อนกลับเมื่อปรับความยาวช่องเปิด โดยที่ $L1+L2=86.6$ มม.

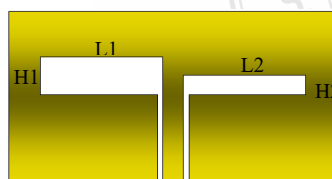
ผลการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่แสดงดังรูปที่ 3.11 แสดงให้เห็นว่า ความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นเปลี่ยนไปเมื่อความยาว $L1$ หรือความยาว $L2$ เปลี่ยนไป โดยที่ $L1+L2=86.6$ มม. ดังนั้นเราสามารถทำการปรับความยาวช่องเปิดให้แตกต่างกัน เพื่อใช้ในการกำหนดความถี่เรโซแนนซ์ตามความต้องการได้ ขณะเดียวกันก็เห็นความแตกต่างของแบนด์วิดท์ได้ดี ดังแสดงดังตารางที่ 3.7

ตารางที่ 3.7 ความยาว L1, L2 ที่มีผลต่อแบนด์วิดท์ โดยที่ $L1+L2=86.6$ มม. และ $H1=H2=10$ มม.

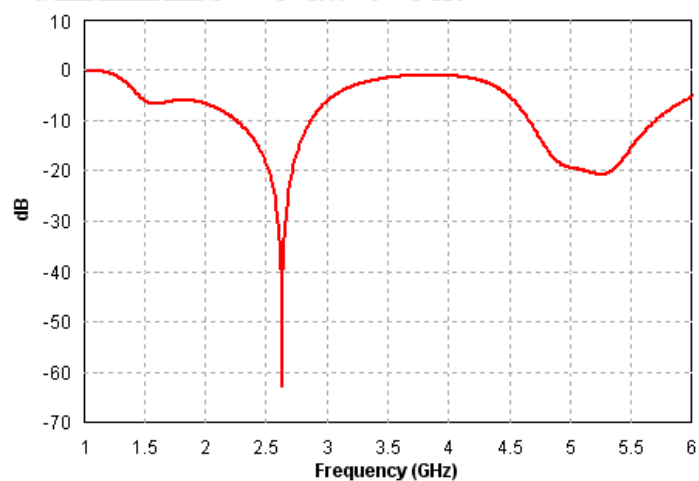
L1 (มม.)	L2 (มม.)	H3 (มม.)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} (dB)	แบนด์วิดท์ (GHz)
43.3	43.3	34.56	2.44	-57.81	0.65 (2.09-2.74)
45.3	41.3	34.1	2.45	-59.43	0.64 (2.11-2.75)
47.3	39.3	33.9	2.44	-52.69	0.68 (2.06-2.74)
49.3	37.3	33.5	2.44	-49.78	0.96 (1.77-2.73)
51.3	35.3	33.0	2.44	-49.39	0.90 (1.81-2.71)
53.3	33.3	32.4	2.41	-48.3	0.79 (1.88 -2.67)
55.3	31.3	32.4	2.37	-29.03	0.69 (1.93-2.62)

ข้อมูลในตารางที่ 3.7 นำมาวิเคราะห์หาความยาว L1 และ L2 ที่เหมาะสมว่าความยาว L1 ที่ทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.44-2.45 GHz อยู่ในช่วงระหว่าง 43.3-51.3 มม. ในที่นี้เลือกใช้ความยาว $L1=47.3$ มม. และ $L2=39.3$ มม. เพราะที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.44 GHz มีค่าการสูญเสียย้อนกลับน้อยตรงกับความต้องการ ขณะเดียวกันช่วงแบนด์วิดท์เหมาะสมกับการนำไปใช้งาน แม้ว่าที่ $L1=45.3$ มม. ให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.45 GHz โดยมีการสูญเสียย้อนกลับที่น้อยกว่ามาก แต่แบนด์วิดท์ไม่กว้าง

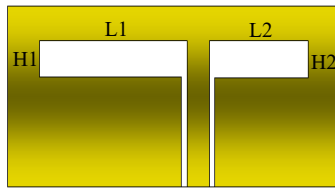
ผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศรูปปร่างไม่สมมาตรทั้ง 3 รูปแบบ แสดงดังรูปที่ 3.12



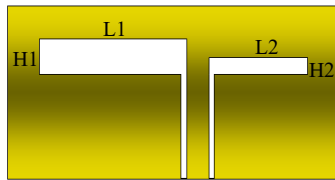
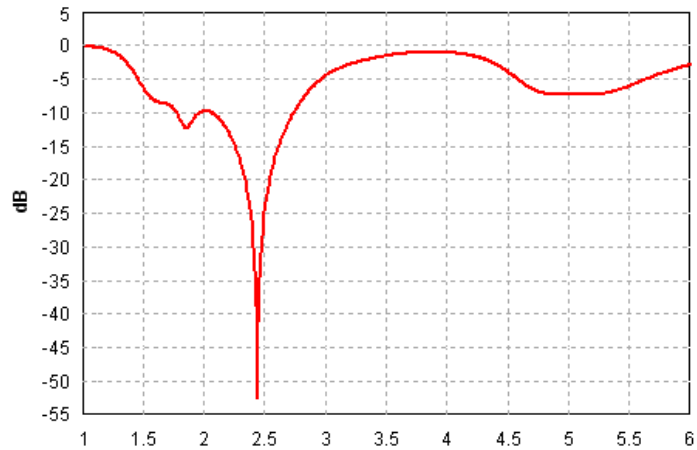
สายอากาศแบบที่ 2
 $L1=L2$ และ $H1 \neq H2$



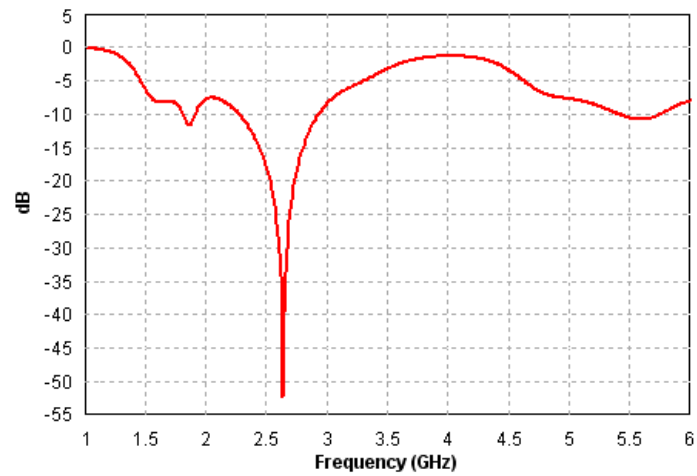
(ก) S_{11} ของสายอากาศรูปแบบที่ 2



สายอากาศแบบที่ 3
 $L1 \neq L2$ และ $H1=H2$



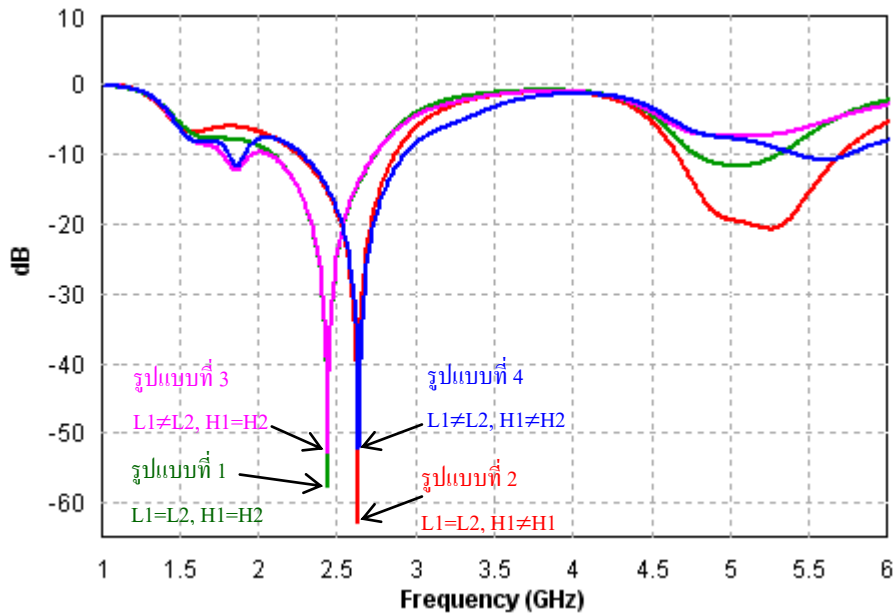
สายอากาศแบบที่ 4
 $L1 \neq L2$ และ $H1 \neq H2$



(ค) S_{11} ของสายอากาศรูปแบบที่ 4

รูปที่ 3.12 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ CPW รูปร่างไม่สมมาตรเมื่อกราวด์ไม่เป็นอนันต์

จากการจำลองผลสายอากาศ CPW บนวัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880 ด้วยการกำหนดระนาบกราวด์ทั้ง 4 รูปแบบ ในรูปร่างสมมาตรและไม่สมมาตร การสูญเสียย้อนกลับของทั้ง 4 รูปแบบนำมาเปรียบเทียบกับดังรูปที่ 3.13 โดยมีขนาดสายอากาศแสดงดังตารางที่ 3.8 และผลการจำลองด้านคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศ แสดงดังตารางที่ 3.9



รูปที่ 3.13 ผลการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW ทั้ง 4 รูปแบบ บน RT/Duroid

ตารางที่ 3.8 ขนาดของสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW เมื่อกำหนดระนาบกราวด์ บน RT/Duroid 5880

รูปแบบสายอากาศ	L1 (มม.)	L2 (มม.)	H1 (มม.)	H2 (มม.)	H3 (มม.)
แบบที่ 1 (L1=L2,H1=H2)	43.3	43.3	10	10	34.56
แบบที่ 2 (L1=L2,H1≠H2)	43.3	43.3	10	5	35.3
แบบที่ 3 (L1≠L2,H1=H2)	47.3	39.3	10	10	33.9
แบบที่ 4 (L1≠L2,H1≠H2)	47.3	39.3	10	5	33.3

ตารางที่ 3.9 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW รวม 4 รูปแบบ

รูปแบบที่	Resonant Freq. (GHz)	S_{11} (dB)	Bandwidth (GHz)	Zin (ohms)
1	2.44	-57.81	0.65 (2.09-2.74)	50.12-j0.055
2	2.63	-62.74	0.61 (2.26-2.87)	50.07+j0.027
3	2.44	-52.69	0.68 (2.06-2.74)	50.23-j0.030
4	2.64	-52.34	0.65 (2.28-2.93)	50.21+j0.123

จากคุณลักษณะของสายอากาศทั้ง 4 รูปแบบพบว่า มีแบนด์วิดท์ใกล้เคียงกัน โดยมีช่วงความถี่แตกต่างกันบ้าง รูปแบบที่ 1 และรูปแบบที่ 3 ได้ความถี่เรโซแนนซ์เท่ากัน เพราะมีความกว้างช่องเปิดเท่ากัน (H1=H2) แม้ว่ารูปแบบที่ 3 มีความยาวช่องเปิดไม่เท่ากัน (L1≠ L2) ก็ตาม ส่วน

รูปแบบที่ 2 และรูปแบบที่ 4 มีความถี่เรโซแนนซ์ที่สูงกว่า 2.44 GHz ซึ่งเกิดจากการที่ความกว้างช่องเปิดข้างหนึ่งลดลง ($H1 > H2$) อย่างไรก็ตามทั้ง 4 รูปแบบนี้สามารถนำไปใช้งานได้ดีในย่าน WLAN ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 b/g (2.4-2.4835 GHz)

ฉะนั้นในการวิเคราะห์ต่อไปจะทดลองลดขนาดของสายอากาศลง โดยผลการจำลองที่ได้ต้องให้ขอบความถี่แรกของแบนด์วิดธ์อยู่ในขอบเขตที่กำหนด คือ ไม่สูงกว่า 2.4 GHz

3.3.5 การลดขนาดสายอากาศ CPW เมื่อกำหนดระนาบกราวด์

ในการวิเคราะห์ได้นำสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW ที่มีการจำลองในหัวข้อที่ผ่านมา นำมาลดขนาดของสายอากาศลง โดยคงระยะขอบกราวด์ และทำการจำลอง 4 รูปแบบ คือ

รูปแบบที่ 1 $L1=L2, H1=H2$

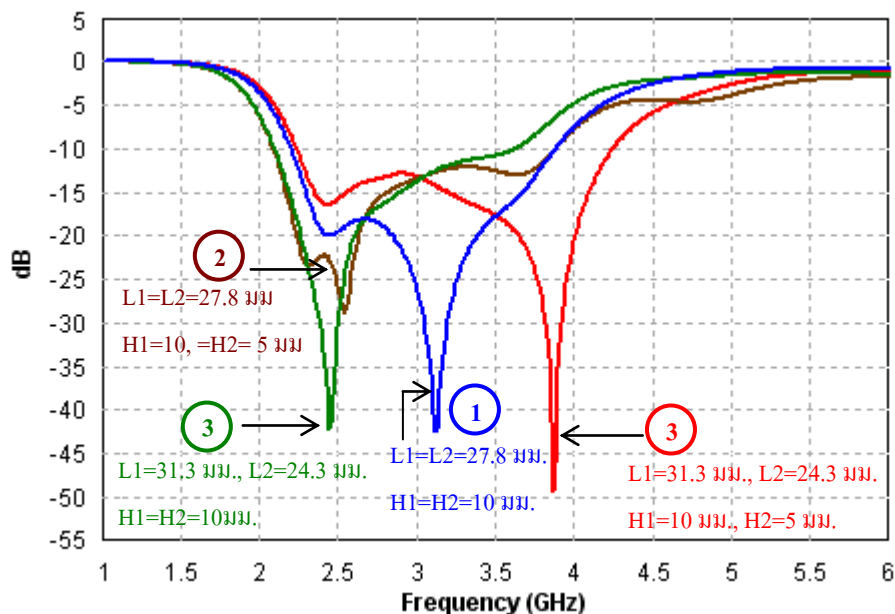
รูปแบบที่ 2 $L1=L2, H1 \neq H2$

รูปแบบที่ 3 $L1 \neq L2, H1=H2$

รูปแบบที่ 4 $L1 \neq L2, H1 \neq H2$

ทั้ง 4 รูปแบบนี้ ใช้ค่าพารามิเตอร์บางตัวเหมือนกันกับที่ได้ผ่านการวิเคราะห์ คือ $W1 = 0.5$ มม., $W2 = 2.4$ มม. และระยะห่างขอบกราวด์และขอบสายอากาศเท่ากับ 10 มม.

ขนาดสายอากาศพร้อมความกว้างของแบนด์วิดธ์ และผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับทั้ง 4 รูปแบบ แสดงดังรูปที่ 3.14 และตารางที่ 3.10 ตามลำดับ



รูปที่ 3.14 เปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศใน 3 รูปแบบ

ตารางที่ 3.10 ขนาดของสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW บนระนาบกราวด์ โดยที่ $L1+L2=55.6$ มม.

รูปแบบ	L1 (มม.)	L2 (มม.)	H1 (มม.)	H2 (มม.)	H3 (มม.)	Bandwidth (GHz)
1	27.8	27.8	10	10	21.6	1.67 (2.21-3.88)
2	27.8	27.8	10	5	20.8	2.0 (2.24-4.24)
3	31.3	24.3	10	10	24.6	1.52 (2.10-3.62)
4	31.3	24.3	10	5	24.6	1.78 (2.10-3.88)

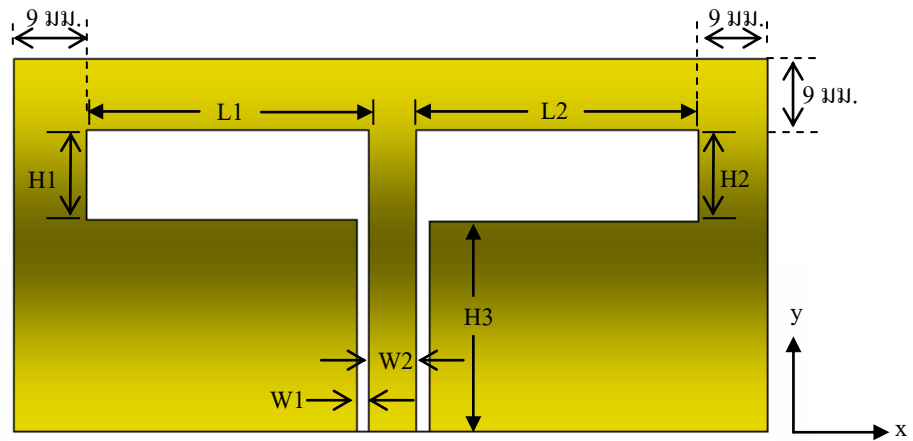
แบนด์วิดท์ของสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW ที่มีขนาดช่องเปิดรวม $L1+L2=55.6$ มม. ทั้ง 4 รูปแบบนี้ครอบคลุมการใช้งาน WLAN ตามมาตรฐานของ IEEE 802.11 b/g (2.4-2.4835 GHz) และ WiMAX 3.5 GHz (3.4-3.6 GHz) โดยรูปแบบที่ 2 ($L1=L2$ และ $H1 \neq H2$) มีแบนด์วิดท์กว้างที่สุด เนื่องจากวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 ที่นำมาจำลองผลนั้น มีราคาสูงและหาซื้อได้ยาก ดังนั้นจึงนำรูปแบบสายอากาศชนิด CPW นี้ไปทำการวิเคราะห์ และจำลองผลบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 ซึ่งหาซื้อได้ง่ายและราคาถูกกว่ามาก

3.4 การออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบ CPW บน FR4

วัสดุฐานรองชนิด FR4 เป็นวัสดุที่สามารถหาซื้อได้ง่าย ราคาถูก แต่มีปัญหาในด้านประสิทธิภาพเมื่อนำมาสร้างสายอากาศ ซึ่งทำให้สายอากาศที่ออกแบบและสร้างบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 ไม่สามารถให้ประสิทธิภาพเทียบเท่าสายอากาศที่สร้างบนวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 ได้ แต่อย่างไรก็ตามวัสดุฐานรองนี้สามารถใช้งานได้ดีในระดับหนึ่ง ดังนั้นในที่นี้จึงได้นำวัสดุฐานรองชนิด FR4 มาทำการสร้างสายอากาศจริง โดยเริ่มจากการจำลองการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW ด้วยรูปร่างพื้นฐานเช่นเดียวกับการจำลองผลบนวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 ที่ผ่านมา จากนั้นทำการออกแบบเพื่อให้เป็นสายอากาศชนิดแถบความถี่กว้างมากรองรับทุกมาตรฐาน WLAN และ WiMAX คือประมาณ 2.3-7.1 GHz

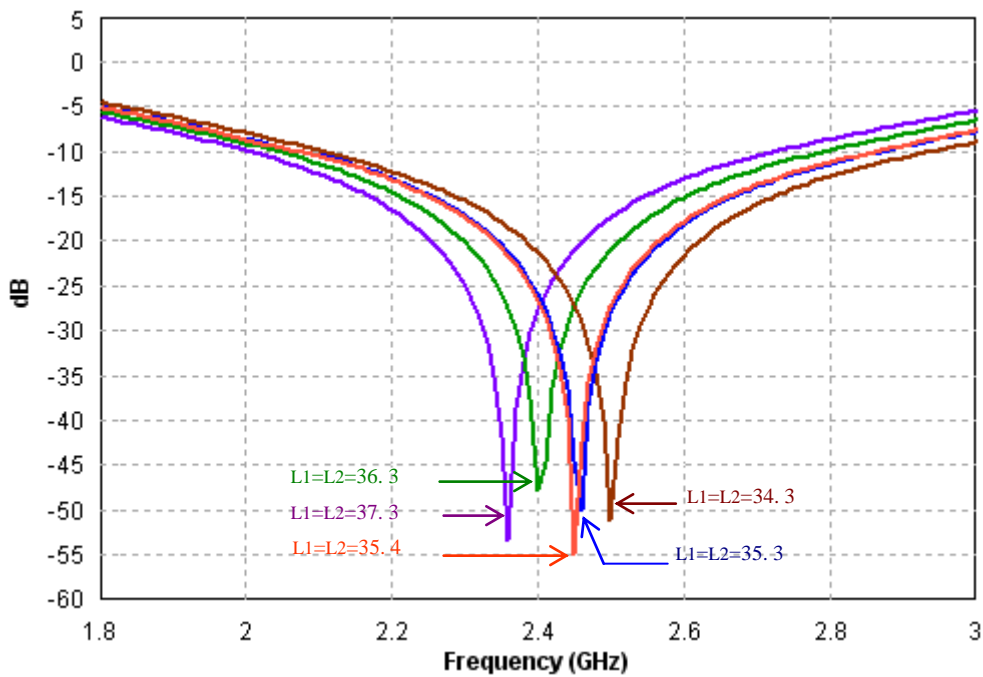
3.4.1 การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW รูปร่างสมมาตร บน FR4

จากตารางที่ 3.1 ความยาวคลื่นในวัสดุฐานรอง (λ_g) ชนิด FR4 เท่ากับ 73.85 มม. ความกว้างของท่อนำคลื่นระนาบร่วม $W1=0.5$ มม. โดยมีความกว้างของโลหะตัวนำระหว่างท่อนำคลื่น $W2=3.0$ มม. ในการออกแบบนี้จะขอกำหนดระนาบกราวด์ใหม่ให้เล็กลงกว่าที่กำหนดไว้ในวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 เล็กน้อย โดยให้ระยะห่างระหว่างขอบกราวด์และขอบสายอากาศเท่ากับ 9 มม. เบื้องต้นจะกำหนดขนาดเริ่มต้นของสายอากาศคือ $L1=L2=34.3$ มม. และ $H1=H2=10$ มม. จากนั้นทำการขยายความยาว $L1, L2$ ให้ยาวขึ้น โครงสร้างสายอากาศแสดงดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 สายอากาศช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมรูปร่างสมมาตร (รูปแบบที่ 1)

การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับตามขนาดของสายอากาศ แสดงดังรูปที่ 3.16 และขนาดของสายอากาศและคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศ แสดงดังตารางที่ 3.11



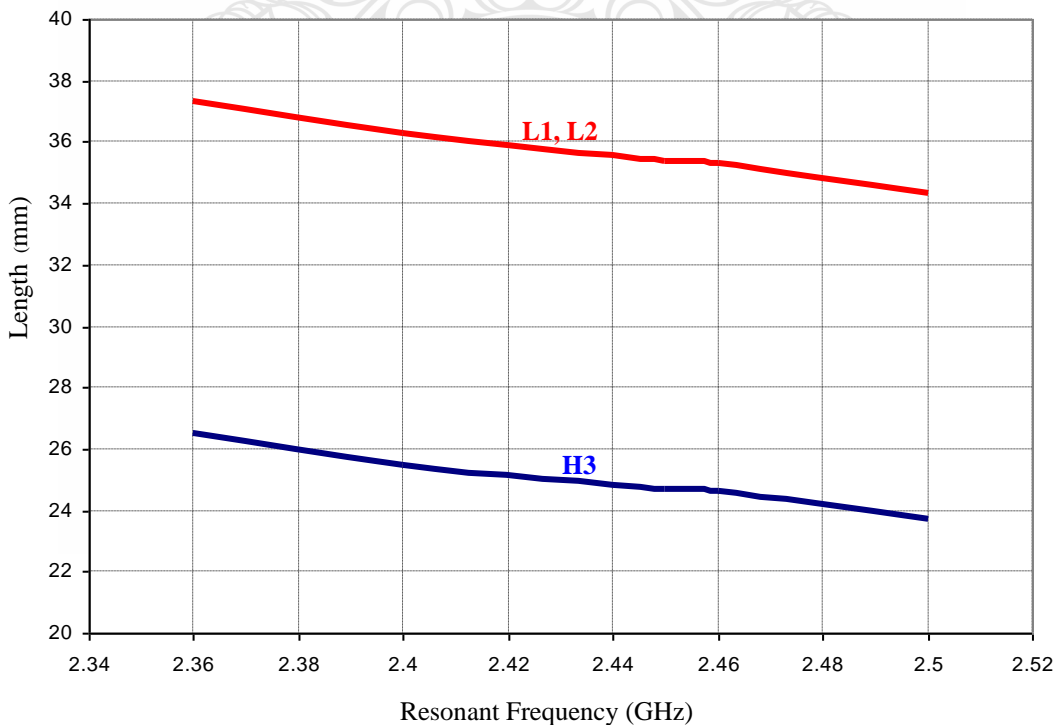
รูปที่ 3.16 เปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศที่มีขนาดต่างกัน

ตารางที่ 3.11 ขนาดและคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศบนวัสดุฐานรอง FR4

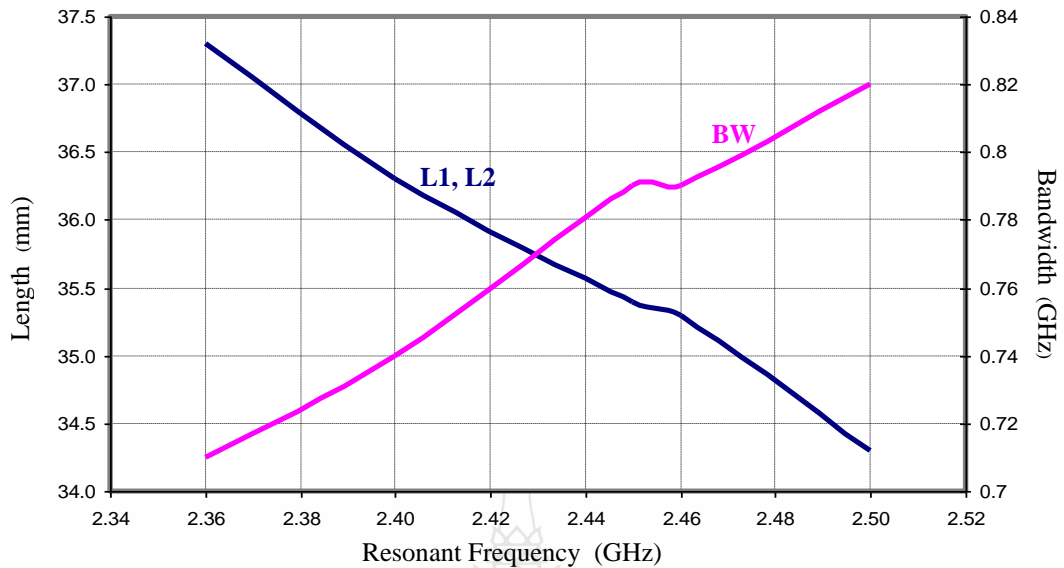
L1	L2	H1	H2	H3	S11	Freq	BW
37.3	37.3	10	10	26.5	-53.44	2.36	0.71 (2.01-2.72)
36.3	36.3	10	10	25.5	-47.73	2.4	0.74 (2.05-2.79)
35.4	35.4	10	10	24.7	-54.96	2.45	0.79 (2.07-2.86)
35.3	35.3	10	10	24.6	-50.01	2.46	0.79 (2.08-2.87)
34.3	34.3	10	10	23.7	-51.27	2.5	0.82 (2.11-2.93)

ขนาดสายอากาศที่ทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ตรงตามความต้องการ ที่ความถี่ 2.45 GHz มีความยาวช่องเปิด $L1=L2=35.4$ มม. และความกว้างช่องเปิด $H1=H2=10$ มม. โดยมีความยาวของท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) $H3=24.7$ มม. ดังนั้นสายอากาศขนาดดังกล่าวนี้ให้ความถี่เรโซแนนซ์ตรงตามความต้องการ โดยมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมมาตรฐาน WLAN 2.4 GHz

เช่นเดียวกับที่ได้วิเคราะห์สายอากาศบนวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 สามารถนำความยาวช่องเปิดที่เท่ากันของ $L1$ และ $L2$ พร้อมด้วยความยาวส่วนป้อนสัญญาณแบบ CPW ($H3$) ในแต่ละความถี่เรโซแนนซ์ตามที่ปรากฏดังตารางที่ 3.10 มาทำการสร้างเป็นกราฟความสัมพันธ์ แสดงดังรูปที่ 3.17 ในขณะที่เดียวกันก็จะสร้างเป็นกราฟความสัมพันธ์ของความถี่เรโซแนนซ์ที่มีต่อความยาวและแบนด์วิดท์ได้ ดังแสดงดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.17 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เรโซแนนซ์และความยาว $L1$, $L2$, $H3$



รูปที่ 3. 18 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เรโซแนนซ์ ที่มีต่อแบนด์วิดท์และความยาว L1, L2

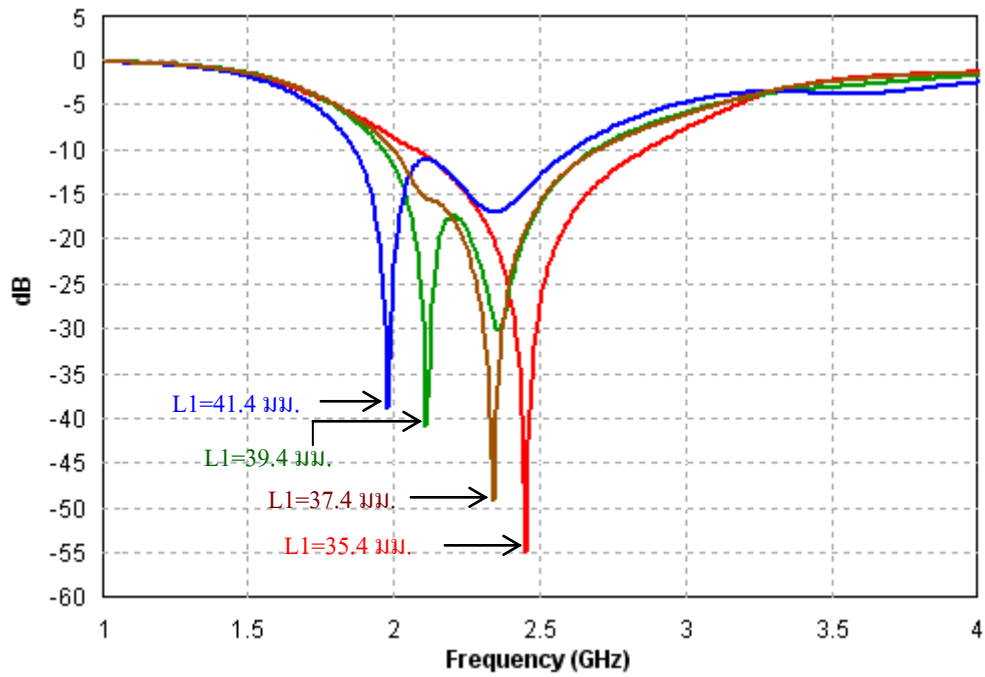
จากกราฟดังรูปที่ 3.17 และรูปที่ 3.18 สามารถนำไปใช้ประโยชน์โดยการนำเอาวัสดุฐานรองชนิด FR4 มาใช้ในการออกแบบขนาดสายอากาศ ที่ประกอบด้วยความยาว L1, L2, H3 และแบนด์วิดท์ ตามความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการได้ โดยให้ $H1=H2=10$ มม. คงที่

3.4.2 การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW รูปร่างไม่สมมาตร บน FR4

เช่นเดียวกันกับการวิเคราะห์ที่ผ่านมา หลังจากออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศ CPW รูปร่างสมมาตรในรูปแบบที่ 1 ($L1=L2=35.4$ มม. $H1=H2=10$ มม.) ที่ให้ความถี่เรโซแนนซ์อยู่ในช่วง 2.44-2.45 GHz เรียบร้อยแล้ว จะนำขนาดสายอากาศรูปร่างสมมาตรที่ได้นี้ ไปทำการจัดให้มีรูปร่างไม่สมมาตร คือ รูปแบบที่ 2 $L1=L2$, $H1 \neq H2$ รูปแบบที่ 3 $L1 \neq L2$, $H1=H2$ และรูปแบบที่ 4 $L1 \neq L2$, $H1 \neq H2$ โดยมีความยาวรวม คือ $L1+L2=70.8$ มม. ดังนั้นเมื่อมีการปรับความยาว $L1$ ให้มากขึ้น ความยาว $L2$ ต้องสั้นลงตามอัตราส่วน ผลการจำลองหาความยาว $L1, L2$ แสดงดังตารางที่ 3.12 และภาพเปรียบเทียบ S_{11} ในแต่ละความยาว แสดงดังรูปที่ 3.19

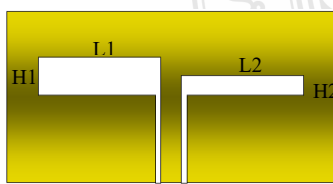
ตารางที่ 3.12 ความยาว $L1, L2$ ที่มีผลต่อแบนด์วิดท์ โดยที่ $L1+L2=70.8$ มม. และ $H1=H2=10$ มม.

L1 (มม.)	L2 (มม.)	H3 (มม.)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} (dB)	แบนด์วิดท์ (GHz)
35.4	35.4	24.7	2.45	-54.96	0.79 (2.07-2.86)
37.4	33.4	24.2	2.34	-49.14	0.69 (2.0-2.69)
39.4	31.4	23.4	2.11, 2.36	-40.85, -30.13	0.71 (1.97-2.68)
41.4	29.4	25.5	1.98, 2.35	-38.83, -17.02	0.74 (1.87-2.61)

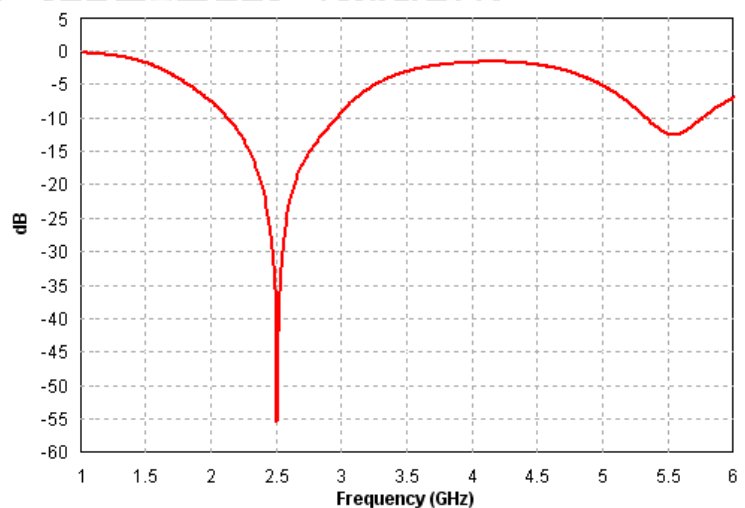


รูปที่ 3.19 การสูญเสียย้อนกลับเมื่อปรับความยาวช่องเปิดที่ค่าต่าง ๆ โดยที่ $L1+L2=70.8$ มม.

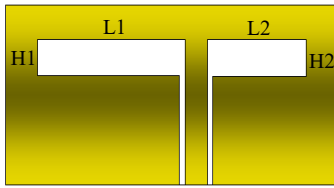
จากผลการจำลองความแตกต่างระหว่างความยาว $L1$ และ $L2$ ดังตารางที่ 3.12 เลือกใช้ความยาว $L1=L2=35.4$ มม. และ $H1=H2=10$ มม. เป็นความยาวช่องเปิดของสายอากาศรูปแบบที่ 2 และความยาว $L1=39.4$ มม. และ $L2=31.4$ มม. เป็นความยาวช่องเปิดของสายอากาศรูปแบบที่ 3 และรูปแบบที่ 4 ผลการจำลองสายอากาศรูปแบบไม่สมมาตรแสดงดังรูปที่ 3.20



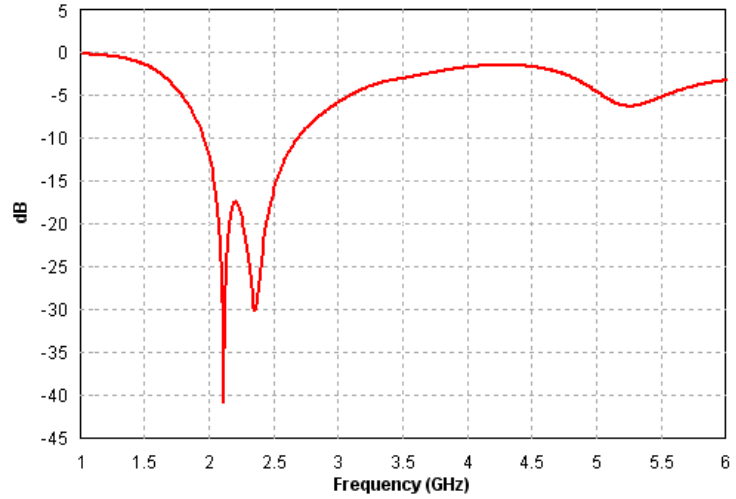
สายอากาศแบบที่ 2
 $L1=L2$ และ $H1 \neq H2$



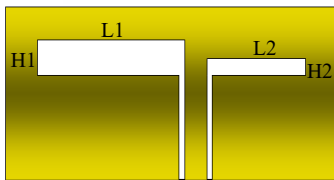
(ก) S_{11} ของสายอากาศรูปแบบที่ 2



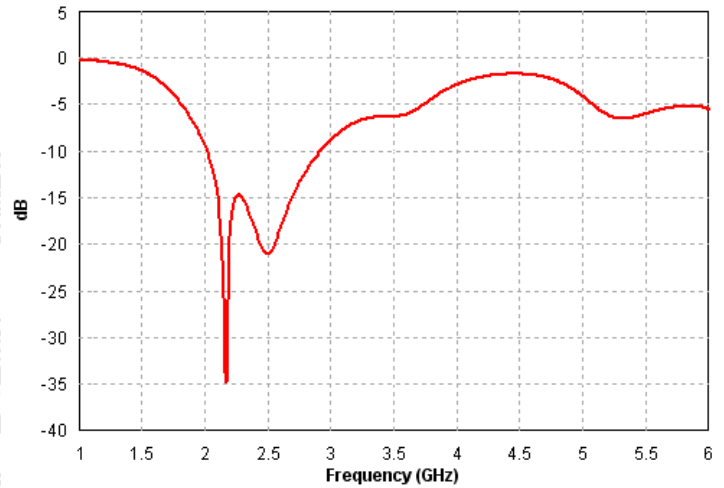
สายอากาศแบบที่ 3
 $L1 \neq L2$ และ $H1 = H2$



(จ) S_{11} ของสายอากาศรูปแบบที่ 3



สายอากาศแบบที่ 4
 $L1 \neq L2$ และ $H1 \neq H2$



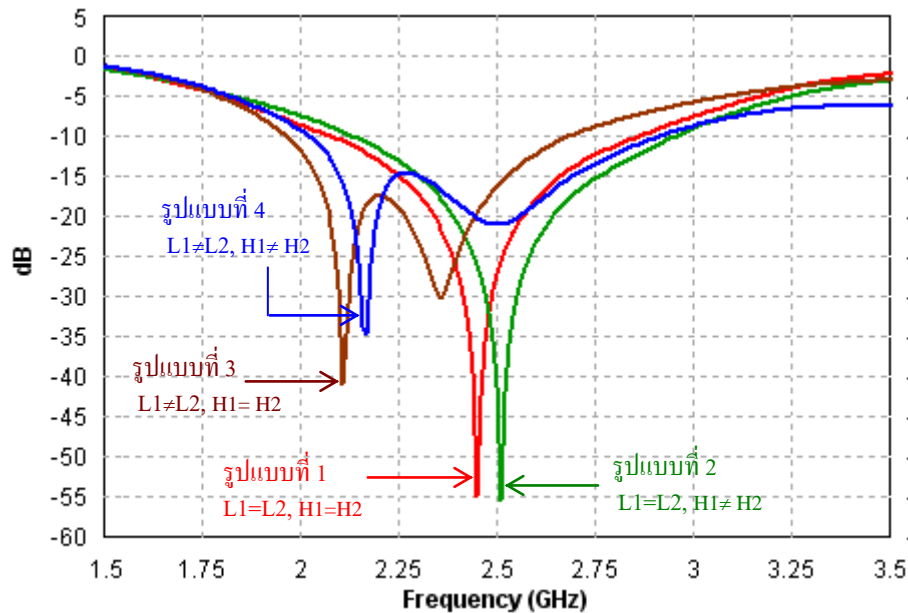
(ค) S_{11} ของสายอากาศรูปแบบที่ 4

รูปที่ 3.20 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ CPW รูปร่างไม่สมมาตร 3 รูปแบบ

ตารางที่ 3.13 เปรียบเทียบแบนด์วิดท์ของสายอากาศ 4 รูปแบบ โดยที่ $L1+L2=70.8$ มม.

รูปแบบ	L1 (มม.)	L2 (มม.)	H1 (มม.)	H2 (มม.)	H3 (มม.)	Bandwidth (GHz)	
1	$L1=L2, H1=H2$	35.4	35.4	10	10	24.7	0.79 (2.07-2.86)
2	$L1=L2, H1 \neq H2$	35.4	35.4	10	5	25.9	0.81 (2.14-2.95)
3	$L1 \neq L2, H1=H2$	39.4	31.4	10	10	23.4	0.71 (1.97-2.68)
4	$L1 \neq L2, H1 \neq H2$	39.4	31.4	10	5	22.4	0.89 (2.02-2.91)

ตารางที่ 3.13 แสดงการเปรียบเทียบสายอากาศทั้ง 4 รูปแบบ ซึ่งเป็นไปในทิศทางเดียวกันกับการจำลองบนวัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880 กล่าวคือ รูปแบบที่ $L1 \neq L2$, $H1 = H2$ มีแบนด์วิดท์แคบที่สุด และรูปแบบที่ $L1 \neq L2$, $H1 \neq H2$ มีแบนด์วิดท์กว้างที่สุด ภาพการเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับของทั้ง 4 รูปแบบ แสดงดังรูปที่ 3.21



รูปที่ 3.21 เปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ 4 รูปแบบ

จากผลการจำลองแสดงให้เห็นว่า การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW รูปร่างพื้นฐานบนวัสดุฐานรอง FR4 สามารถนำไปใช้งานได้ดี เช่นเดียวกับการออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปร่างเดียวกันนี้บน RT/Duroid 5880 และแบนด์วิดท์ที่ได้จะกว้างกว่าเล็กน้อยแม้ว่าประสิทธิภาพจะด้อยกว่าก็ตาม

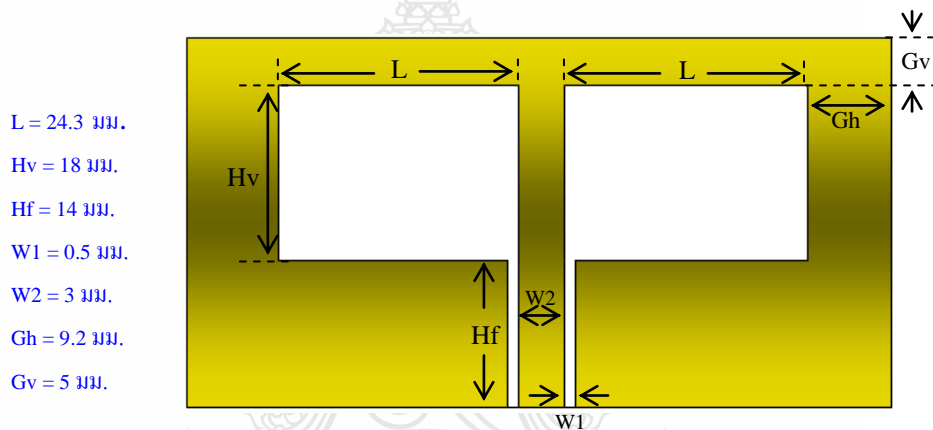
3.5 การออกแบบสายอากาศช่องเปิดกว้างแบบ CPW บน FR4

จากการวิเคราะห์ที่ผ่านมาพบว่า การจัดรูปร่างสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW ให้เป็นช่องเปิดแคบที่กว้าง 10 มม. โดยมีความยาวและความกว้างสมมาตรกันทั้งซ้ายและขวา ง่ายต่อการวิเคราะห์และให้ความถี่ใช้งานตามที่ต้องการได้ดี ถึงแม้ว่ามีแบนด์วิดท์แคบกว่า รูปแบบที่ 4 $L1 \neq L2$, $H1 \neq H2$ ก็ตาม แต่แคบกว่าไม่มากนัก เมื่อพิจารณาแล้วแบนด์วิดท์ยังคงกว้างเพียงพอต่อการใช้งาน WLAN 2.4-2.4835 GHz เท่านั้น ดังนั้นในการออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW บนวัสดุฐานรอง FR4 ที่วิเคราะห์ต่อไป จึงกำหนดให้ความยาวช่องเปิด $L1=L2$ และ $H1=H2$ จากนั้นเปลี่ยนวิธีการจัดรูปแบบวิเคราะห์สายอากาศใหม่ ด้วยการใช้วิธีขยายความกว้างช่องเปิด ($H1$, $H2$) และแทรกตัว

นำเข้าไปในช่องเปิดทั้งด้านซ้ายและขวา เพื่อให้แบนด์วิดท์กว้างมากรองรับทุกมาตรฐานของ WLAN และ WiMAX ซึ่งอยู่ในย่านความถี่ตั้งแต่ 2.4-5.9 GHz

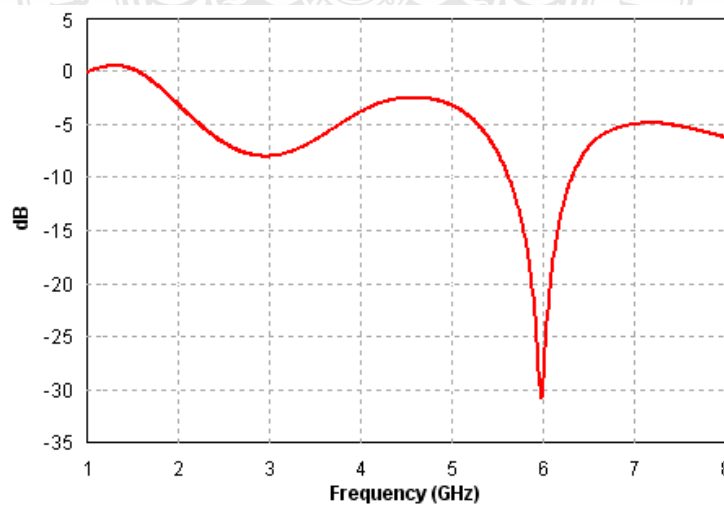
3.5.1 การขยายความกว้างของช่องเปิดของสายอากาศแบบ CPW บน FR4

ขั้นตอนแรกกำหนดความกว้างและความยาว สายอากาศช่องเปิดแบบ CPW ที่มีรูปทรงรวมเป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้า แสดงดังรูปที่ 3.22 โดยหลักการควรให้ความยาวเส้นรอบรูปของสายอากาศ $[2(2L+H_v+W_2)]$ ประมาณ $2\lambda_g$ หรือด้านกว้างรวมด้านยาว $(2L+H_v+W_2)$ ประมาณ $1\lambda_g$ ซึ่งจากการคำนวณได้ $\lambda_g = 73.85$ มม. ดังนั้นในการออกแบบสายอากาศนี้ กำหนดให้ $L=24.3$ มม. $H_v=18.0$ มม. และ $W_2=3$ มม. นั่นคือครึ่งหนึ่งของความยาวเส้นรอบรูปสายอากาศ $(2L+H_v+W_2)$ เท่ากับ 69.6 มม. ($0.94\lambda_g$)



รูปที่ 3.22 พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW ชนิดช่องเปิดกว้าง

ผลการจำลองตามขนาดที่กำหนดโดยปรับความยาวของสายนำสัญญาณแบบ CPW (H_f) เพื่อให้ได้การสูญเสียย้อนกลับที่ดีที่สุด แสดงดังรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.23 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศช่องเปิดกว้างแบบ CPW

3.5.2 การแทรกโลหะตัวนำรูปมุมฉากภายในช่องเปิดของสายอากาศแบบ CPW บน FR4

จากผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 3.23 การแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่แถบความถี่ต่ำ 2.4 GHz ยังไม่สามารถทำให้ดีได้ ดังนั้นจึงทดลองออกแบบเส้นโลหะจากราวด์ส่วนกลางแทรกเข้าไปในช่องเปิดทั้งสองข้างในแนวนอน โดยวางห่างจากขอบล่างช่องเปิดเป็นระยะ 1.0 มม. ดังรูปที่ 3.24

L = 24.3 มม.

Hv = 18 มม.

Hf = 14 มม.

W1 = 0.5 มม.

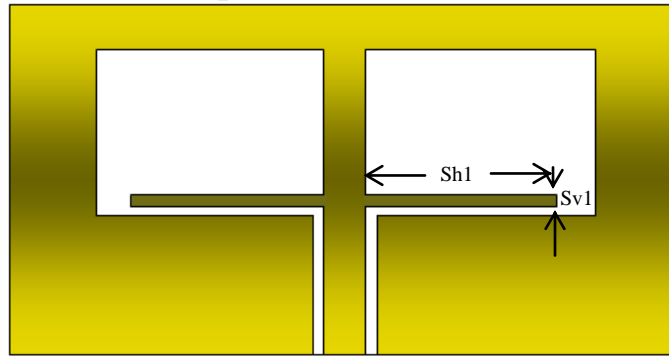
W2 = 3 มม.

Gh = 9.2 มม.

Gv = 5 มม.

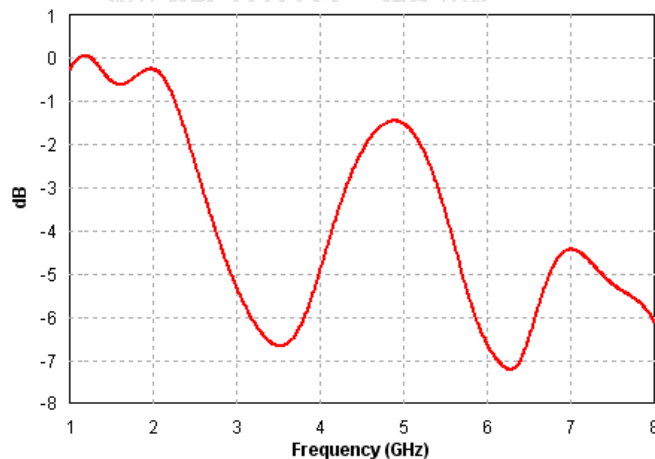
Sh1 = 22.3 มม.

Sv1 = 1.0 มม.



รูปที่ 3.24 พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW ที่แทรกเส้นโลหะแนวนอน

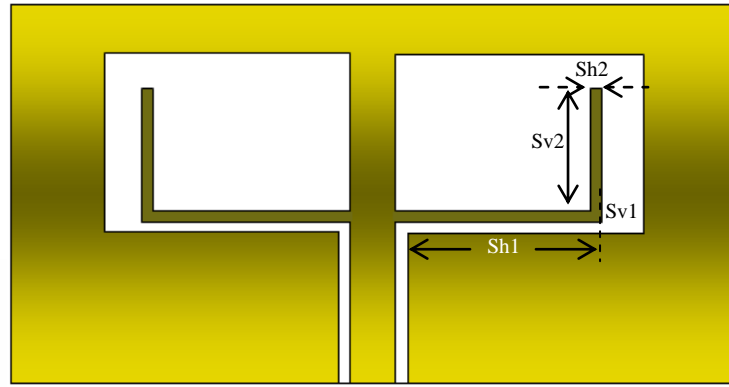
ผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับเมื่อแทรกเส้นโลหะแนวนอนตรง แสดงดังรูปที่ 3.25



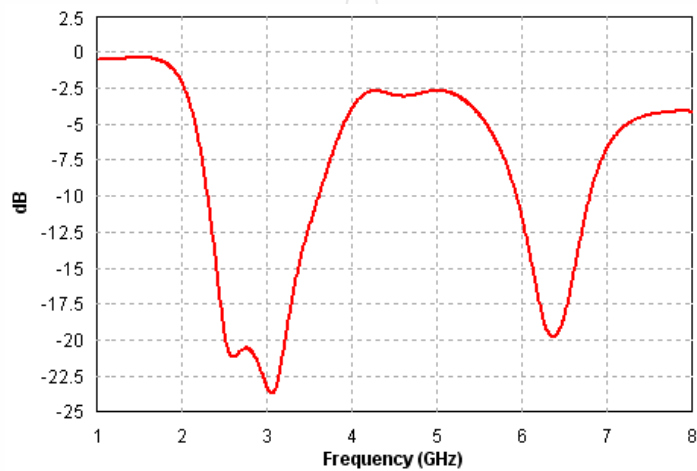
รูปที่ 3.25 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศช่องเปิดกว้างแบบ CPW เมื่อแทรกเส้นโลหะแนวนอน

ผลการจำลองในรูปที่ 3.25 แสดงว่าการแมทซ์อิมพีแดนซ์ด้วยการแทรกโลหะเส้นตรงแนวนอนเข้าไปในช่องเปิด ยังไม่สามารถทำให้การแมทซ์อิมพีแดนซ์ในช่วงความถี่กว้างได้ ดังนั้นจึงเปลี่ยนเป็นแทรกโลหะรูปมุมฉาก แสดงดังรูปที่ 3.26 และผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับเมื่อแทรกเส้นโลหะรูปมุมฉาก แสดงดังรูปที่ 3.27

$L = 24.3$ มม., $H_v = 18$ มม.
 $W_1 = 0.5$ มม., $W_2 = 3$ มม.
 $H_f = 14$ มม.
 $G_h = 9.2$ มม., $G_v = 5$ มม.
 $Sh_1 = 22.3$ มม., $Sv_1 = 1.0$ มม.
 $Sh_2 = 1.0$ มม., $Sv_2 = 12$ มม.



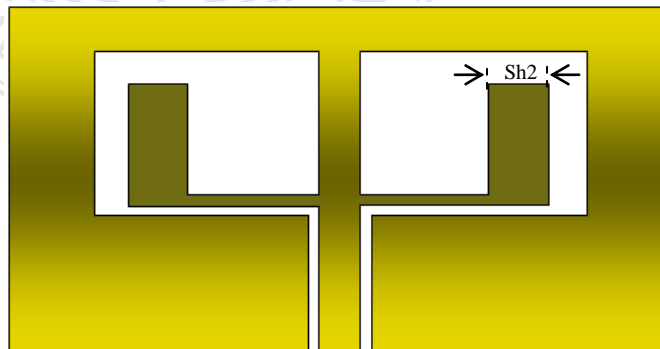
รูปที่ 3.26 พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดกว้างแบบ CPW ที่แทรกเส้นโลหะรูปมุมฉาก



รูปที่ 3.27 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศช่องเปิดกว้างแบบ CPW ที่แทรกเส้นโลหะรูปมุมฉาก

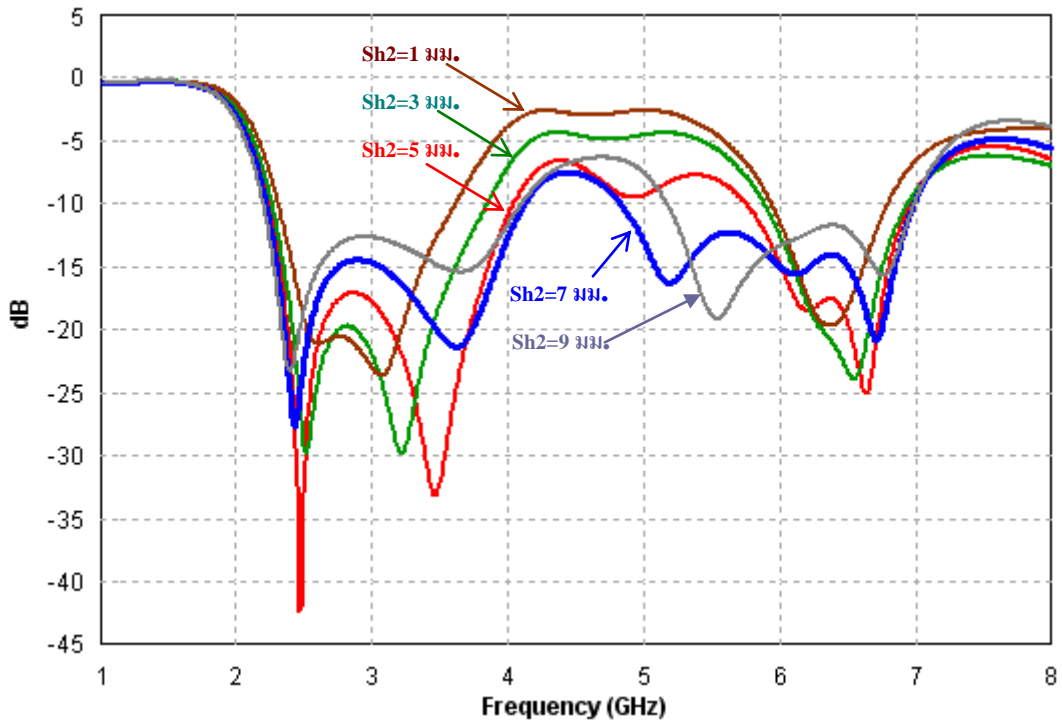
การสูญเสียย้อนกลับที่แสดงดังรูปที่ 3.27 ให้เห็นได้ว่า แนวโน้มในการปรับให้เกิดการแมทซ์อิมพีแดนซ์ตลอดย่านความถี่กว้างมีทางเป็นไปได้ ดังนั้นจึงทำการปรับความกว้างของเส้นโลหะแนวตั้ง (Sh_2) ให้กว้างขึ้นครั้งละ 2 มม. โดยปรับเข้าหาแนวกึ่งกลาง รูปร่างของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 3.28

$L = 24.3$ มม. $H_v = 18$ มม.
 $W_1 = 0.5$ มม. $W_2 = 3$ มม.
 $H_f = 14$ มม.
 $G_h = 9.2$ มม. $G_v = 5$ มม.
 $Sh_1 = 22.3$ มม. $Sv_1 = 1.0$ มม.
 $Sv_2 = 12$ มม.
 $Sh_2 = 1, 3, 5, 7, 9$ มม.



รูปที่ 3.28 สายอากาศช่องเปิดกว้างแบบ CPW ที่แทรกเส้นโลหะรูปมุมฉากกว้าง

ผลการปรับความกว้าง Sh2 ตั้งแต่ 1 มม. จนถึง 9 มม. แสดงดังรูปที่ 3.29

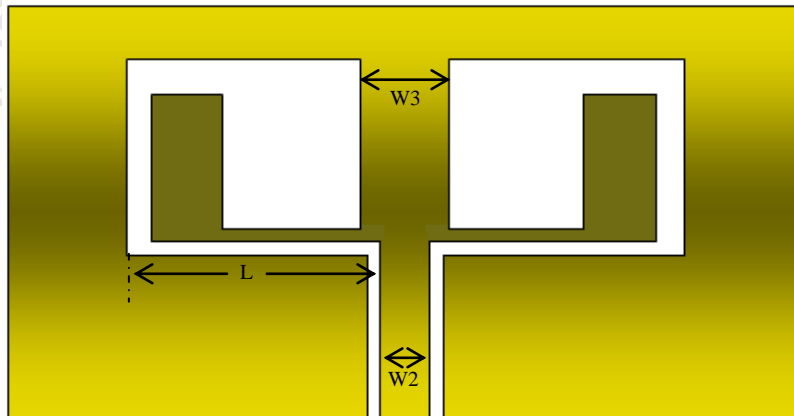


รูปที่ 3.29 เปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับ เมื่อปรับความกว้างของเส้นโลหะรูปมุมฉาก

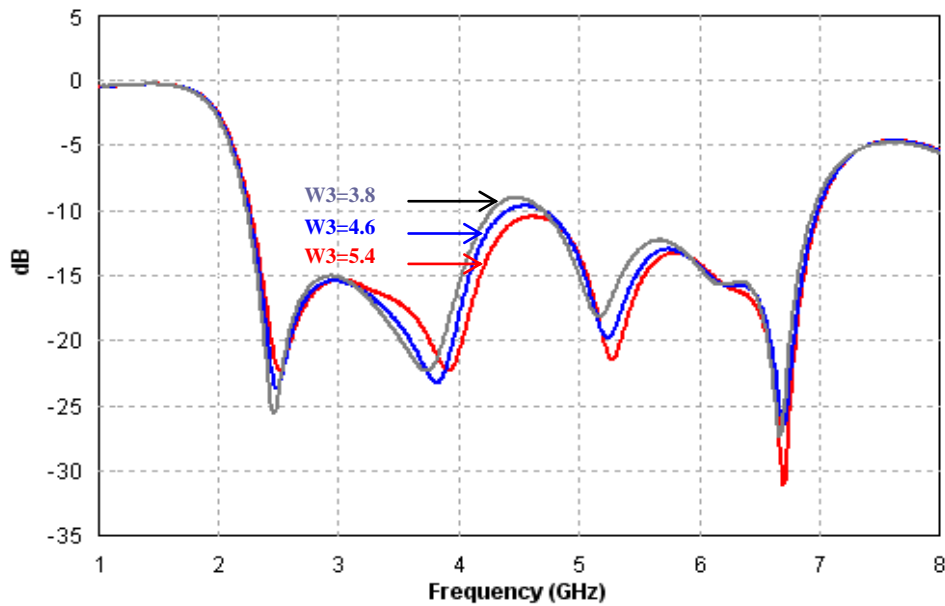
ผลการจำลองดังรูปที่ 3.29 แสดงให้เห็นได้ว่า เมื่อ Sh2=7 มม. ให้ผลดีที่สุด เพราะในช่วงความถี่ตั้งแต่ประมาณ 4.1-4.8 GHz มีการสูญเสียย้อนกลับน้อยที่สุด ขณะที่ช่วงความถี่อื่นจะอยู่ต่ำกว่า -10 dB ซึ่งเป็นมาตรฐานการสูญเสียที่ยอมรับได้

ต่อไปทดลองขยายความกว้างโลหะตัวนำ ระหว่างช่องเปิดให้กว้างกว่า 3 มม. แสดงดังรูปที่ 3.30

- L = 24.3 มม. Hv = 18 มม.
- W1 = 0.5 มม. W2 = 3 มม.
- Hf = 14 มม.
- Gh = 9.2 มม. Gv = 5 มม.
- Sh1 = 22.3 มม. Sv1 = 1 มม.
- Sh2 = 7 มม. Sv2 = 12 มม.
- W3 = 4.6 มม.



รูปที่ 3.30 สายอากาศช่องเปิดกว้างแบบ CPW ที่แทรกเส้นโลหะรูปมุมฉากกว้างโดยที่ W3=4.6 มม.



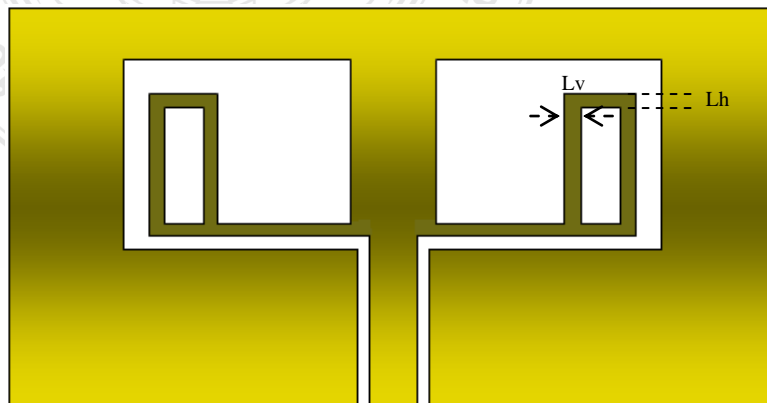
รูปที่ 3.31 เปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับ เมื่อปรับความกว้างของ W3

ผลการจำลองดังรูปที่ 3.31 แสดงการเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับ เมื่อมีการขยายความกว้างของโลหะตัวนำที่อยู่กึ่งกลางระหว่างช่องเปิดทั้งสอง (W3) จาก 3 มม. เพิ่มขึ้นครั้งละ 0.8 มม. จำนวน 3 ค่า คือ 3.8 มม. 4.6 มม. และ 5.4 มม. พบว่าการขยาย W3 ให้กว้างขึ้น มีผลทำให้การสูญเสียย้อนกลับในช่วงระหว่าง 4-5 GHz ลดลง แต่อย่างไรก็ตามการลดลงอย่างต่อเนื่องนี้ มีผลทำให้การสูญเสียย้อนกลับที่ความถี่เรโซแนนซ์แถบต่ำเปลี่ยนแปลงไปด้วยคือเพิ่มขึ้นเป็นลำดับ ดังนั้นจึงเลือกใช้ค่า W3=4.6 มม. เพื่อความเหมาะสมกับการนำไปใช้ในการวิเคราะห์ต่อไป

3.5.3 การเจาะช่องเปิดบนแผ่นตัวนำรูปมุมฉากของสายอากาศแบบ CPW บน FR4

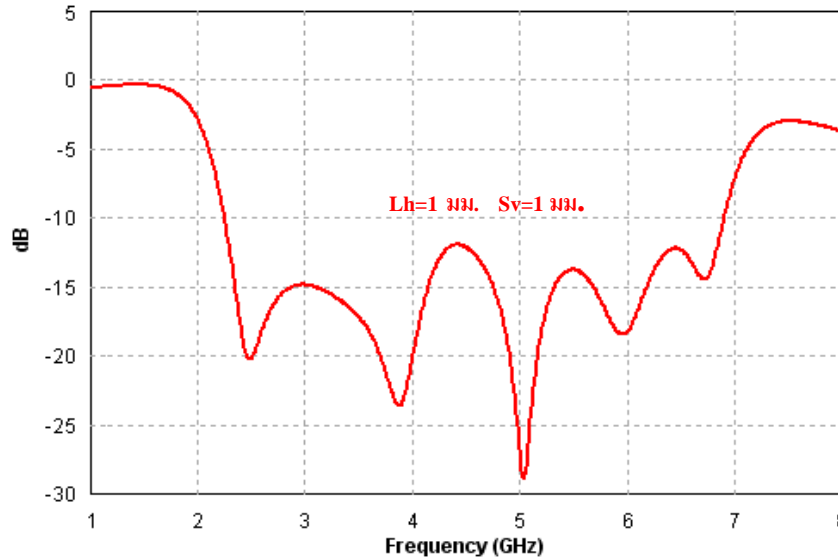
นำสายอากาศดังรูปที่ 3.30 มาเจาะช่องเปิดภายในแผ่นตัวนำรูปมุมฉาก โดยกำหนดให้เป็นวงรอบสี่เหลี่ยมที่มีความกว้างเส้นตัวนำเป็น 1 มม. ดังรูปที่ 3.32

- L = 24.3 มม. Hv = 18 มม.
- W1 = 0.5 มม. W2 = 3 มม.
- Hf = 14 มม. W3 = 4.6 มม.
- Gh = 9.2 มม. Gv = 5 มม.
- Sh1 = 22.3 มม. Sv1 = 1 มม.
- Sh2 = 7 มม. Sv2 = 12 มม.
- Lv = 1 มม. Lh = 1 มม.



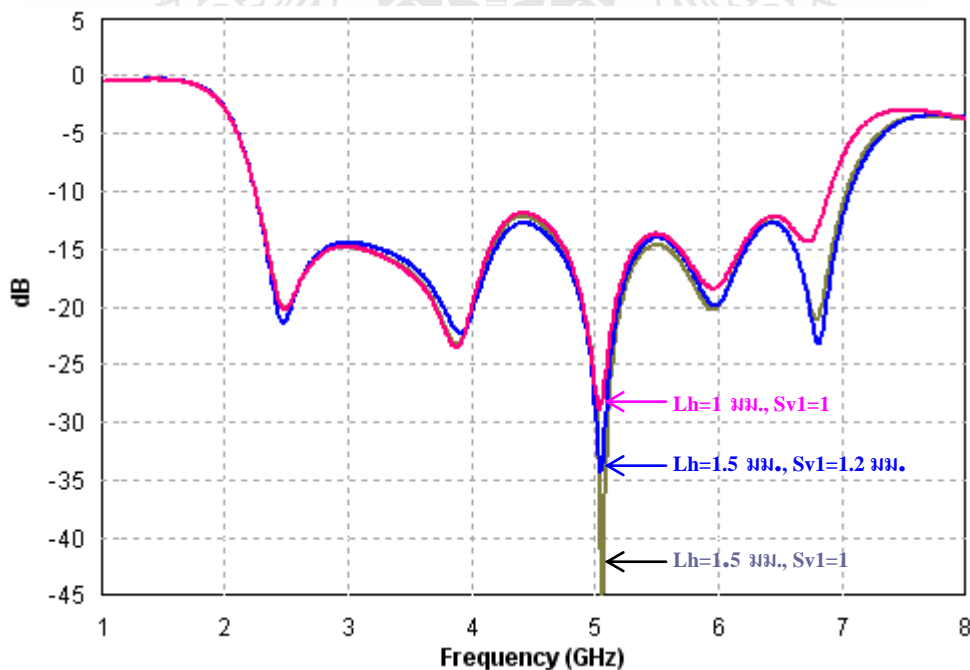
รูปที่ 3.32 สายอากาศช่องเปิดกว้างแบบ CPW ที่แทรกวงรอบเส้นโลหะมุมฉาก

การเจาะช่องเปิดในตัวนำโลหะรูปมุมฉากดังรูปที่ 3.32 จะกำหนดให้ความกว้างของเส้นโลหะตัวนำที่เป็นวงรอบมีค่าเท่ากันทั้งหมด คือ 1 มม. ผลการจำลองพบว่า ทำให้เกิดการแมทซ์อิมพีแดนซ์ในช่วงความถี่กว้างตั้งแต่ 2.26-6.9 GHz แสดงดังรูปที่ 3.33



รูปที่ 3.33 การสูญเสียย้อนกลับ เมื่อเจาะช่องเปิดในตัวนำมุมฉาก

ขั้นตอนสุดท้ายเป็นการวิเคราะห์เพื่อผลที่ดีกว่า ด้วยการขยายความกว้างเส้นช่องเปิดบน (Lh) จาก 1 มม. เป็น 1.5 มม. จากนั้นทำการขยายความกว้างเส้นตัวนำแนวนอนล่าง (Sv1) จาก 1 มม. เป็น 1.2 มม. ผลการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการปรับพารามิเตอร์ดังกล่าว แสดงดังรูปที่ 3.34

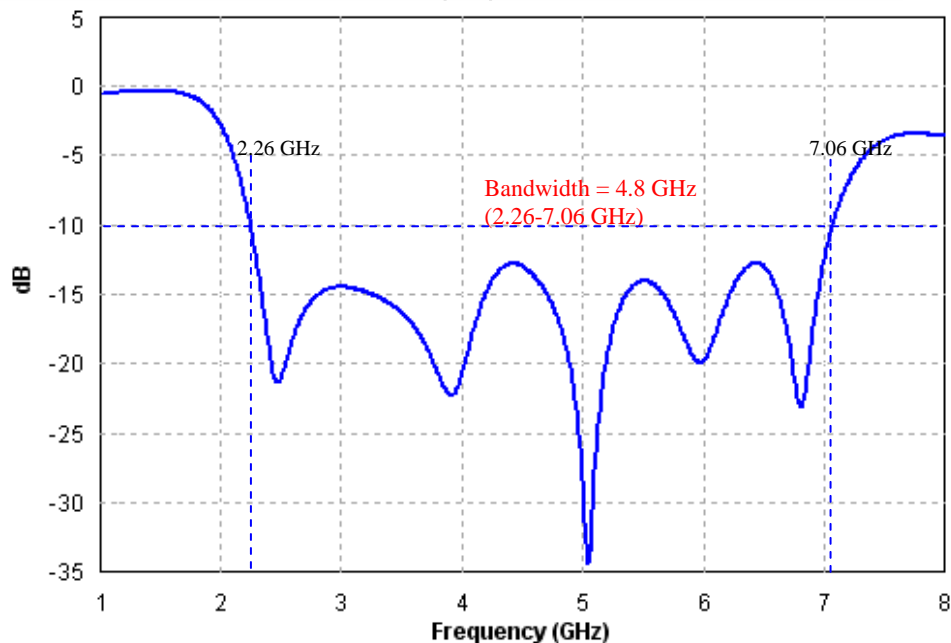


รูปที่ 3.34 เปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับ เมื่อกำหนดให้มีพารามิเตอร์ต่างกัน

จากรูปที่ 3.34 เห็นได้ว่าการกำหนดค่าพารามิเตอร์ทั้ง 3 แบบ ให้แบนด์วิดท์ที่กว้างมากสามารถใช้งานได้ทุกย่านความถี่ที่ต้องการ ดังนั้นเมื่อทำการเปรียบเทียบกันทั้ง 3 แบบ ค่าพารามิเตอร์ที่ดีที่สุดที่นำมาใช้คือ $L_h=1.5$ มม. และ $S_{v1}=1.2$ มม. สรุปรพารามิเตอร์สายอากาศช่องเปิดแบบ CPW ที่แทรกวงรอบสี่เหลี่ยมมุมฉากลงในช่องเปิดทั้งสองข้างจะแสดงดังตารางที่ 3.14 และผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับแสดงดังรูปที่ 3.35

ตารางที่ 3.14 พารามิเตอร์ทางขนาดของสายอากาศช่องเปิดกว้างแบบ CPW ที่แทรกวงรอบรูปมุมฉาก

Gh	Gv	L	Hv	W1	W2	W3	Hf	Sh1	Sv1	Sh2	Sv2	Lv	Lh
9.2	5.0	24.3	18.0	0.5	3.0	4.6	14.0	22.3	1.2	7.0	12.0	1.0	1.5



รูปที่ 3.35 การสูญเสียย้อนกลับ เมื่อเจาะช่องเปิดในตัวนำมุมฉาก โดยที่ $L_h=1.5$ มม. $S_{v1}=1.2$ มม.

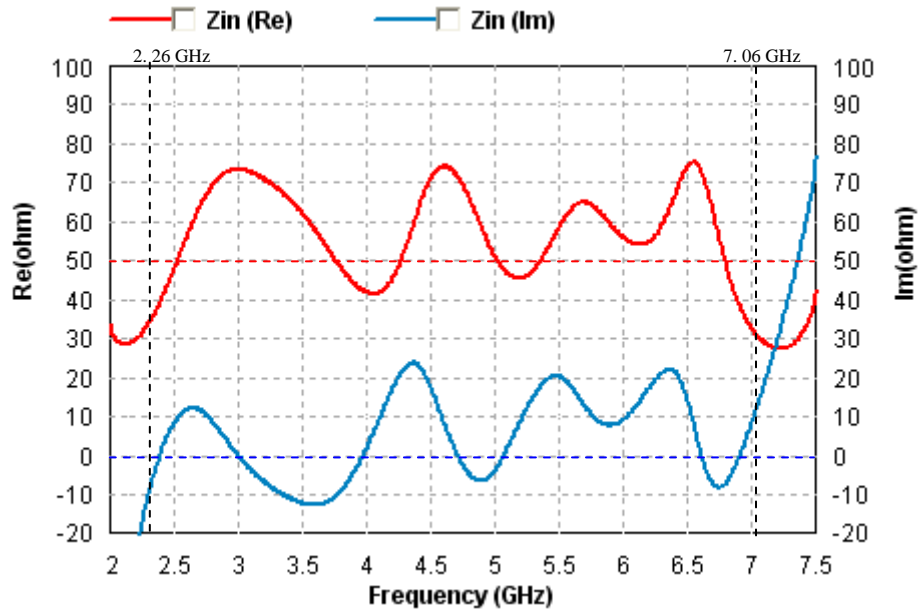
สายอากาศที่จำลองได้นี้ จะถูกนำไปสร้างจริงและวัดผลด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) จากนั้นนำผลการวัดมาเปรียบเทียบกับผลการจำลอง

3.6 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบ CPW ที่แทรกวงรอบเส้นโลหะมุมฉาก

การจำลองคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศ จะถูกกำหนดที่ความถี่กึ่งกลางของมาตรฐานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) และโครงข่ายเทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สายความถี่สูง (WiMAX) คือที่ความถี่ 2.44 GHz, 3.5 GHz, 5.25 GHz, และ 5.8 GHz

3.6.1 คุณลักษณะทางอินพุทอิมพีแดนซ์

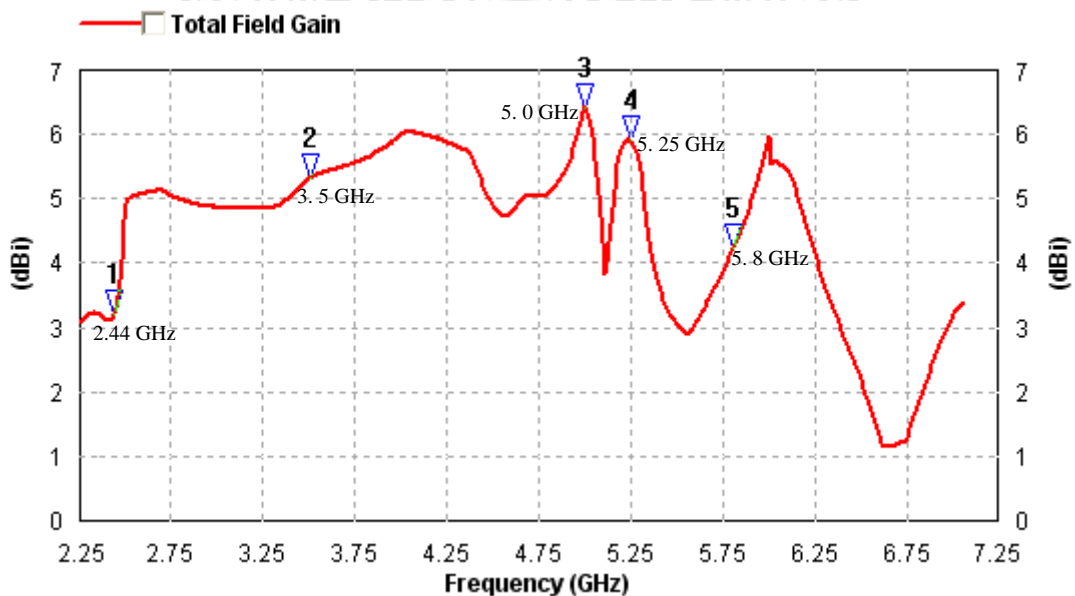
ผลการจำลองคุณลักษณะทางอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบ CPW ที่แทรกวงรอบเส้นโลหะมุมฉาก แสดงดังรูปที่ 3.36



รูปที่ 3.36 อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ เมื่อเจาะช่องเปิดในตัวนำมุมฉาก

3.6.2 อัตราขยายของสายอากาศ

อัตราขยายหรือเกนของสายอากาศที่ได้จากการจำลองแสดงดังรูปที่ 3.37



รูปที่ 3.37 เกนของสายอากาศ เมื่อเจาะช่องเปิดในตัวนำมุมฉาก

แกนของสายอากาศอยู่ในตำแหน่งที่มีการแพร่กระจายคลื่นสูงสุดจากผลการจำลองดังรูปที่ 3.37 ที่ความถี่มาตรฐาน WLAN และ WiMAX มีค่าดังนี้

ที่ความถี่ 2.44 GHz แกนของสายอากาศ = 3.19 dBi

ที่ความถี่ 3.5 GHz แกนของสายอากาศ = 5.3 dBi

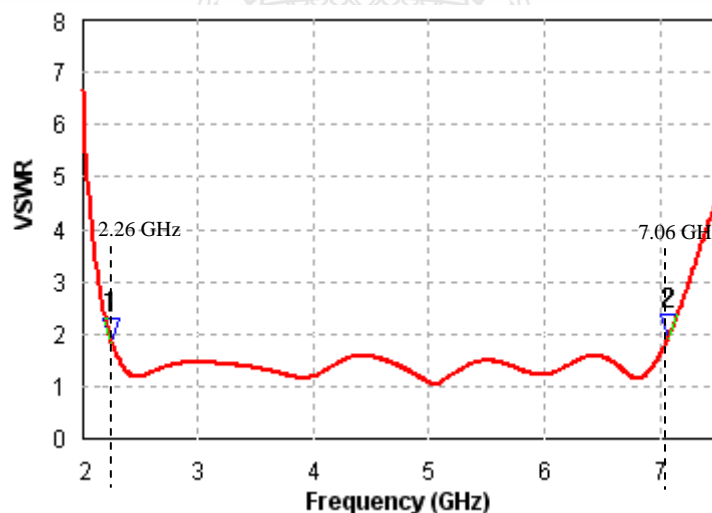
ที่ความถี่ 5.0 GHz แกนของสายอากาศ = 6.43 dBi

ที่ความถี่ 5.25 GHz แกนของสายอากาศ = 5.88 dBi

ที่ความถี่ 5.8 GHz แกนของสายอากาศ = 4.16 dBi

3.6.3 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศ

เมื่อนำสายอากาศ ต่อเข้ากับสายนำสัญญาณและทำการปรับให้มีการแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุด ทำให้สัญญาณที่ส่งจากเครื่องส่งผ่านไปตามสายนำสัญญาณให้พลังงานที่ส่งจากส่วนป้อนสัญญาณผ่านไปยังสายอากาศมีค่าสูงสุด ขณะเดียวกันจะมีพลังงานส่วนน้อยที่ขั้วต่อสายอากาศเกิดการสะท้อนย้อนกลับ ดังนั้นอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) จึงเป็นอัตราส่วนระหว่างพลังงานสูงสุดต่อพลังงานต่ำสุดที่ขั้วต่อสายอากาศนั้น

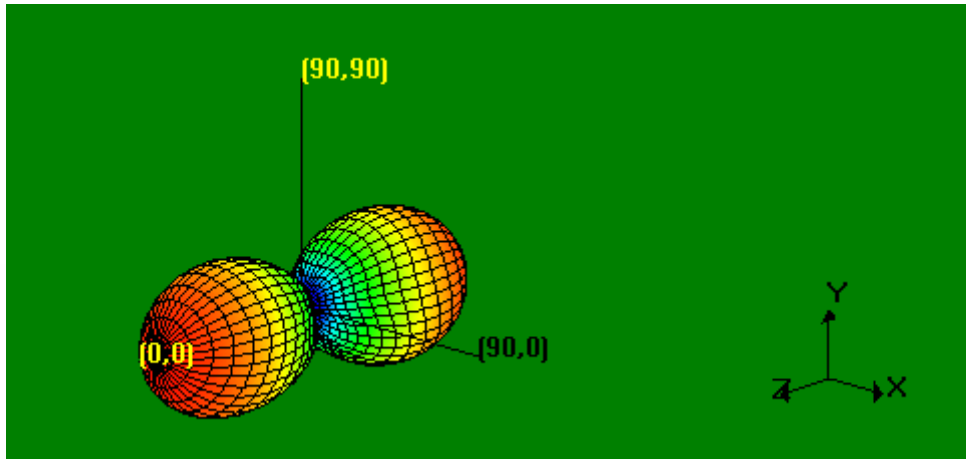


รูปที่ 3.38 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศ เมื่อเจาะช่องเปิดในตัวนำมุมฉาก

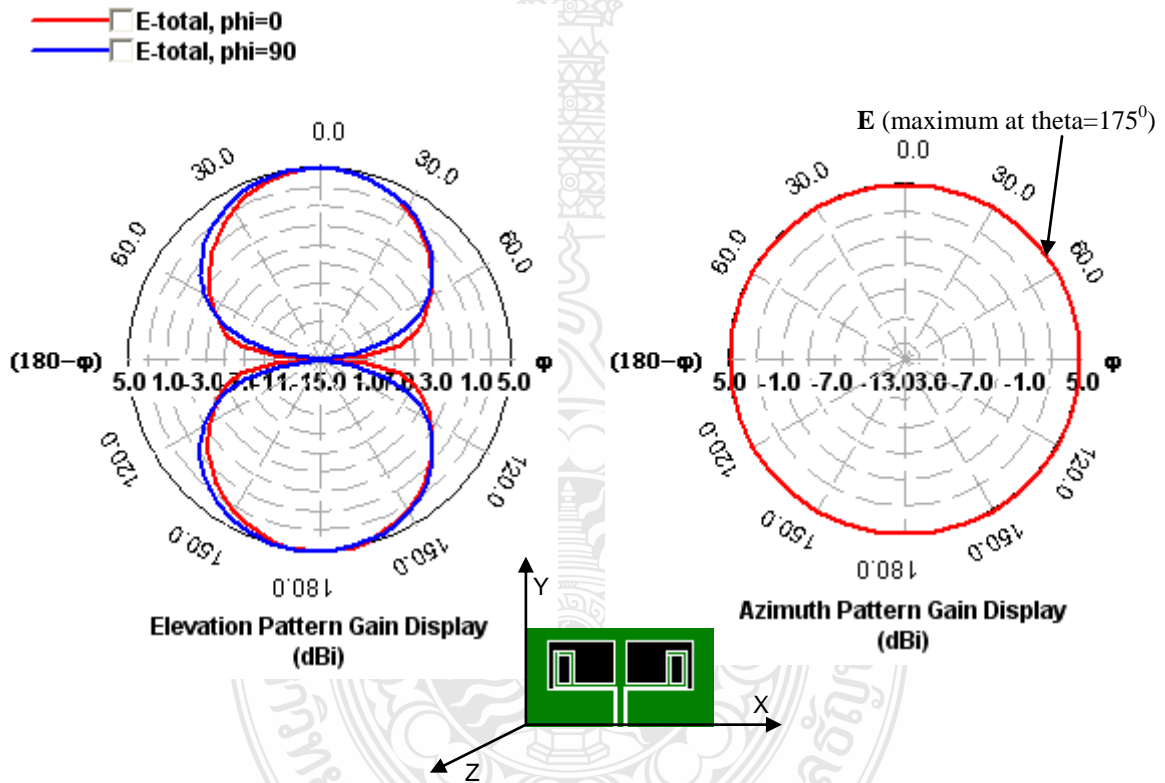
ผลการจำลองอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศ ที่ได้วิเคราะห์สุดท้ายแสดงดังรูปที่ 3.38 จะเห็นว่าในช่วงระหว่างแบนด์วิดท์ 2.26-7.06 GHz VSWR มีค่าไม่เกินกว่า 2 และค่าต่ำสุดที่ 5.05 GHz เท่ากับ 1.039

3.6.4 แพทเทอร์นในการแพร่กระจายของสายอากาศ

ผลการจำลองแบบรูปในการแผ่สนามแม่เหล็กไฟฟ้าระยะไกล ของสายอากาศแบบ CPW ที่ได้ผ่านการวิเคราะห์โดยมีแบนด์วิดท์กว้างตั้งแต่ 2.26-7.06 GHz แสดงดังรูปที่ 3.39-3.42 ที่ความถี่มาตรฐานใน WLAN และ WiMAX

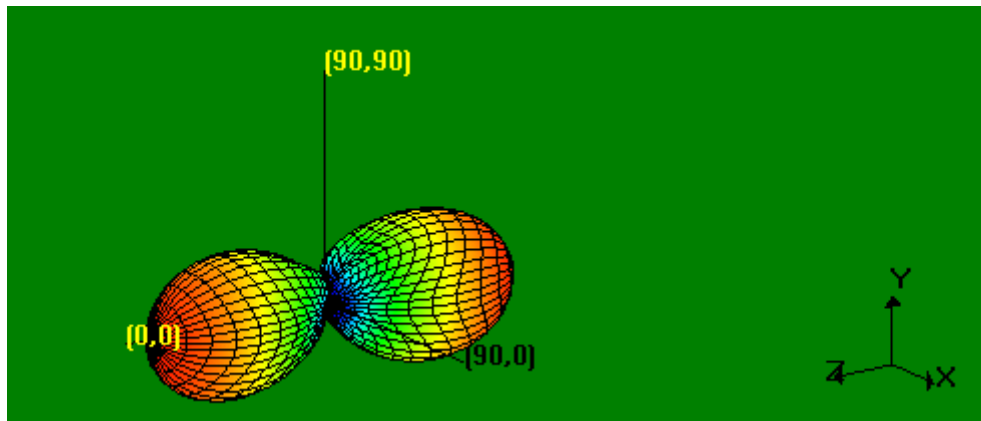


(ก) แพทเทิร์นสามมิติ

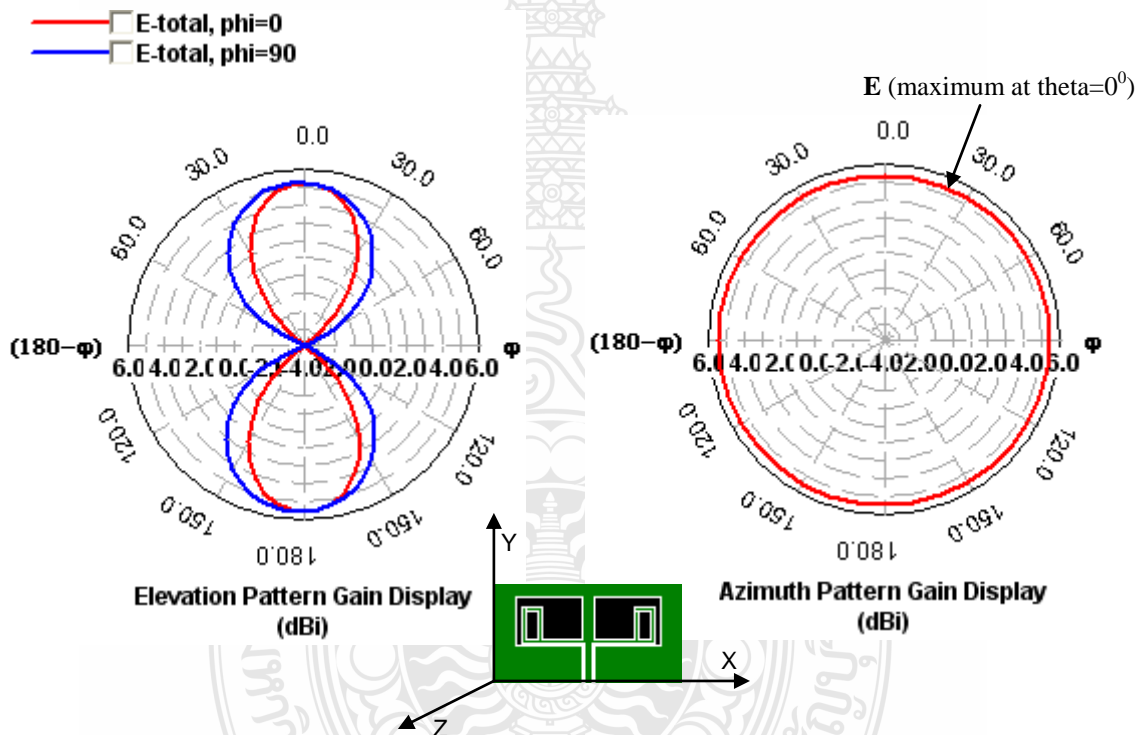


(ข) แพทเทิร์นสองมิติ

รูปที่ 3.39 แพทเทิร์นในการแพร่กระจายของสายอากาศที่ความถี่ 2.44 GHz

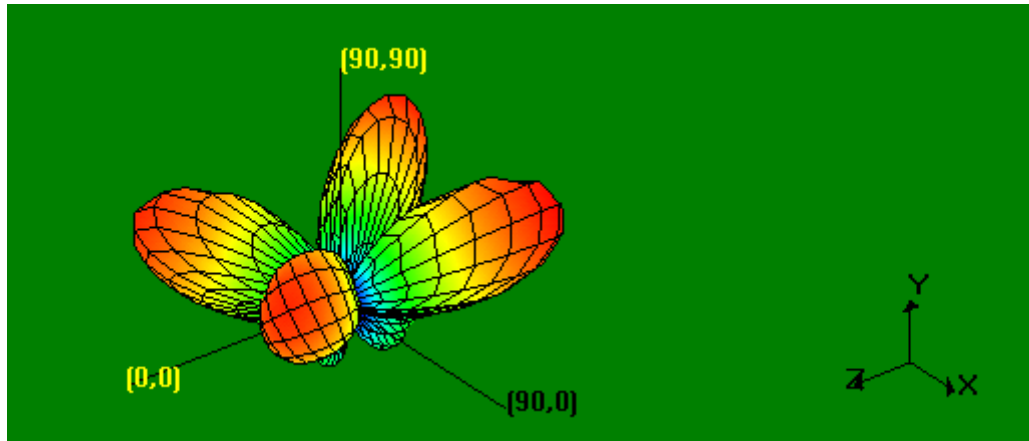


(ก) แพทเทอรันสามมิติ

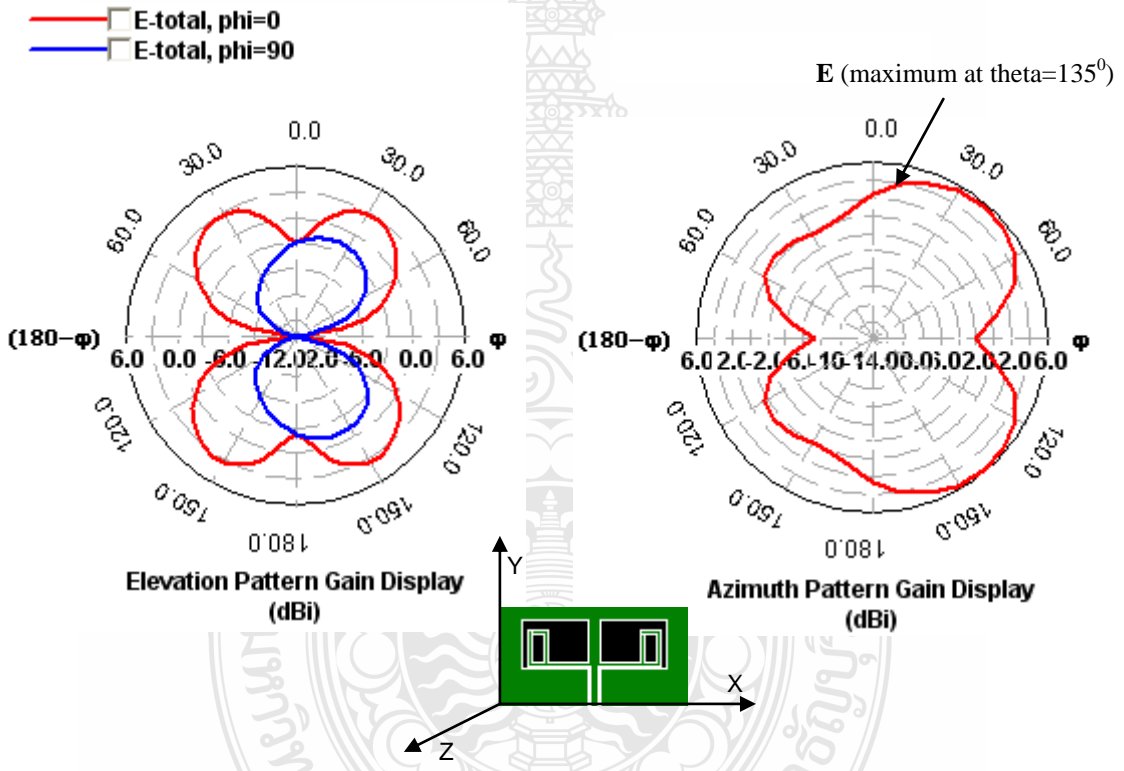


(ข) แพทเทอรันสองมิติ

รูปที่ 3.40 แพทเทอรันการแพร่กระจายของสายอากาศที่ความถี่ 3.5 GHz

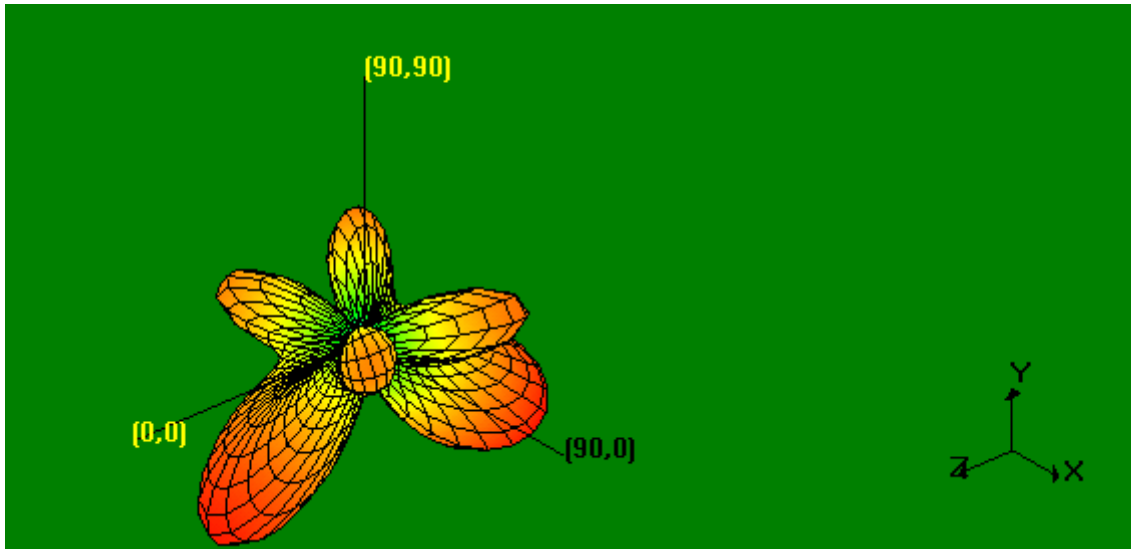


(ก) แพทเทอรันสามมิติ

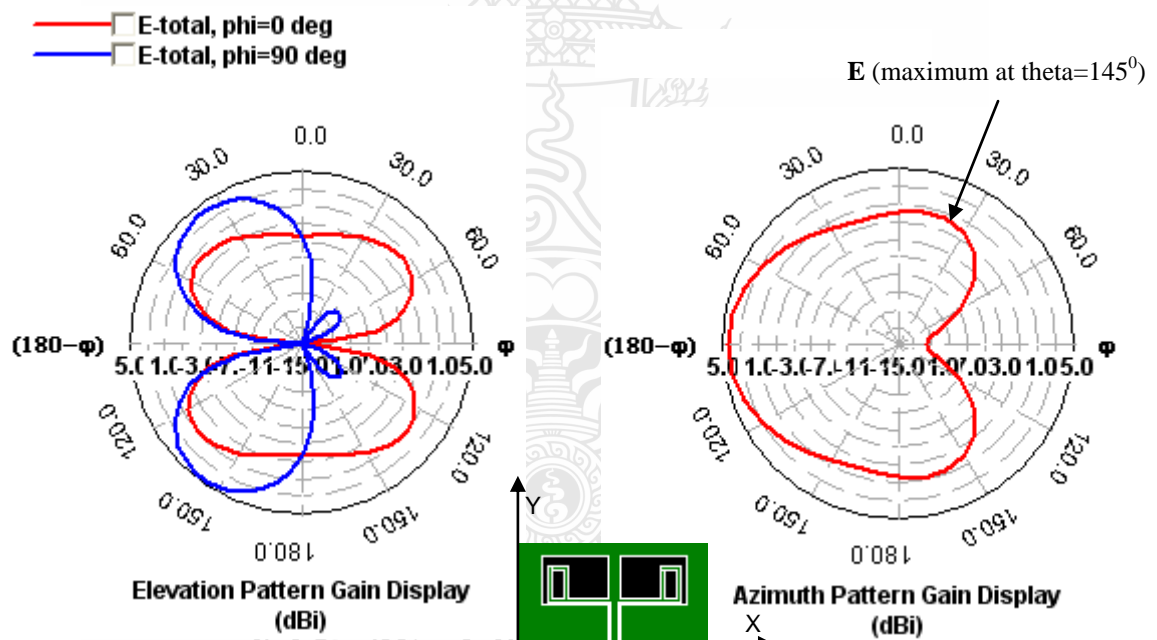


(ข) แพทเทอรันสองมิติ

รูปที่ 3.41 แพทเทอรันในการแพร่กระจายของสายอากาศที่ความถี่ 5.25 GHz



(ก) แพทเทอรันสามมิติ

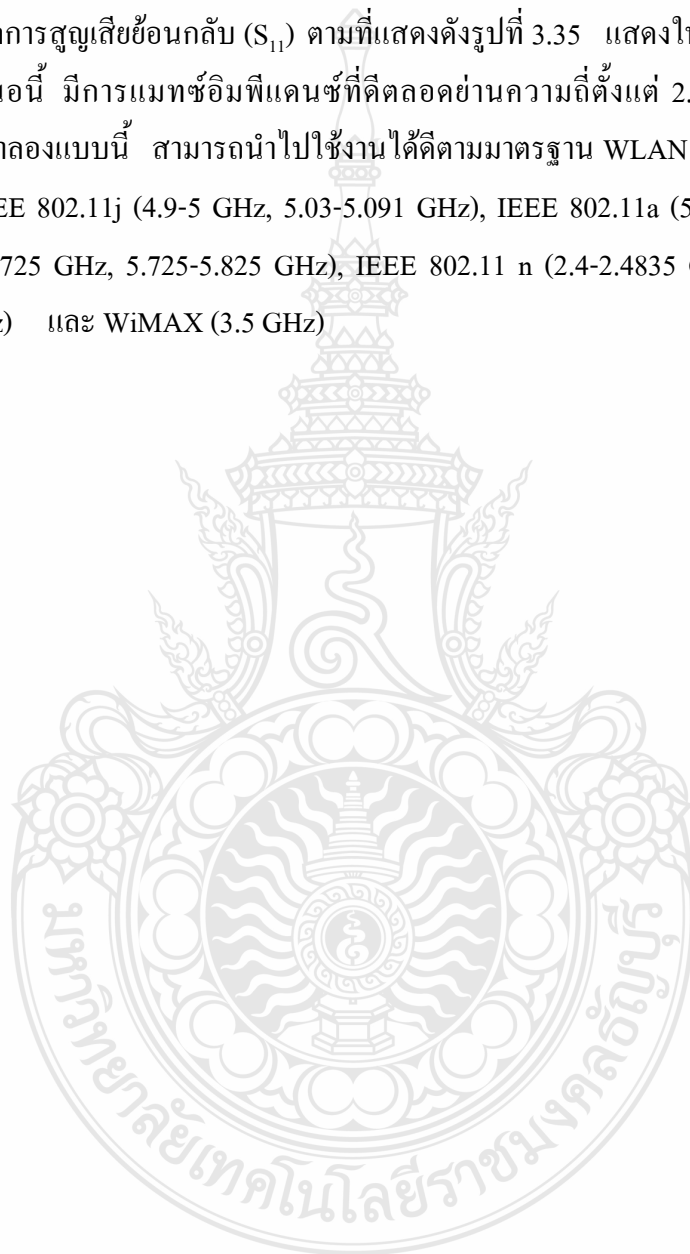


(ข) แพทเทอรันสองมิติ

รูปที่ 3.42 แพทเทอรันการแพร่กระจายของสายอากาศที่ความถี่ 5.8 GHz

3.6.5 สรุปการวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบ CPW ที่แทรกวงรอบเส้นโลหะมุมฉาก

การออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) โดยเริ่มจากรูปร่างพื้นฐานที่มีการจัดวางส่วนป้อนสัญญาณ CPW และขนาดช่องเปิดที่สมมาตรและไม่สมมาตรกัน จนถึงการแทรกเส้นตัวนำรูปมุมฉากไว้ในช่องเปิดทั้งสองข้าง สุดท้ายทำการเจาะช่องบนตัวนำมุมฉากที่อยู่ในแนวตั้ง พบว่าสามารถทำให้แบนด์วิดท์กว้างมาก ๆ ตามความต้องการได้ ซึ่งจากการจำลองผลการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ตามที่แสดงดังรูปที่ 3.35 แสดงให้เห็นได้ว่า สายอากาศรูปแบบที่นำเสนอนี้ มีการแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีตลอดย่านความถี่ตั้งแต่ 2.26-7.06 GHz ดังนั้นสายอากาศที่ได้จำลองแบบนี้ สามารถนำไปใช้งานได้ดีตามมาตรฐาน WLAN IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835GHz), IEEE 802.11j (4.9-5 GHz, 5.03-5.091 GHz), IEEE 802.11a (5.15-5.35 GHz), IEEE 802.11h (5.47-5.725 GHz, 5.725-5.825 GHz), IEEE 802.11 n (2.4-2.4835 GHz, 5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz) และ WiMAX (3.5 GHz)



บทที่ 4

ผลการวัดสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนด้วย CPW

4.1 บทนำ

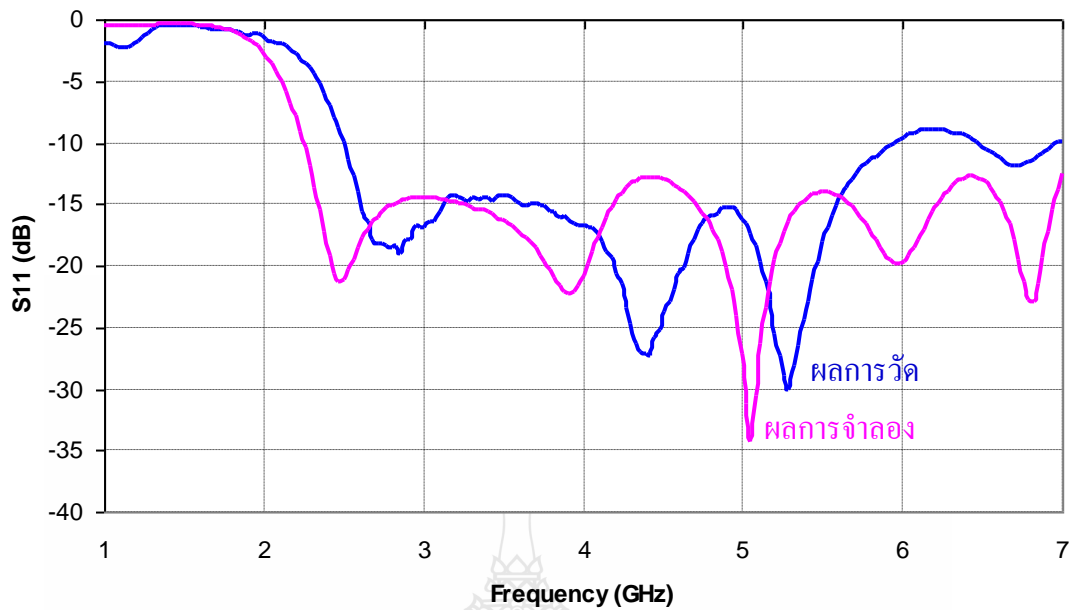
สายอากาศช่องเปิดที่ป้อนด้วย CPW ที่มีสัดปรูปมจากแทรกอยู่ภายในช่องเปิด ตามที่ได้ผ่านการจำลอง ถูกนำมาสร้างจริงบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 จากนั้นนำไปวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย เพื่อแสดงให้เห็นว่าการออกแบบและจำลองผลด้วยโปรแกรม IE3D สามารถใช้ได้ดี สำหรับผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับที่ได้วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 ได้นำมาเปรียบเทียบกับผลการวัดจริง จากการจำลองพบว่า สายอากาศที่นำเสนอนี้มีแบนด์วิดท์ที่กว้างครอบคลุมทุกมาตรฐานของ WLAN และ WiMAX คือ ตามมาตรฐาน WLAN IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835GHz), IEEE 802.11j (4.9-5 GHz, 5.03-5.091 GHz), IEEE 802.11a (5.15-5.35 GHz), IEEE 802.11h (5.47-5.725 GHz, 5.725-5.825 GHz), IEEE 802.11n (2.4-2.4835 GHz, 5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz) และ WiMAX (3.5 GHz)

4.2 ผลการวัดสายอากาศ

ผลจากการวัดการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศที่สร้างจริง ปรากฏบนจอเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย แสดงดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 ผลการวัดการสูญเสียย้อนกลับแสดงบนหน้าจอเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย



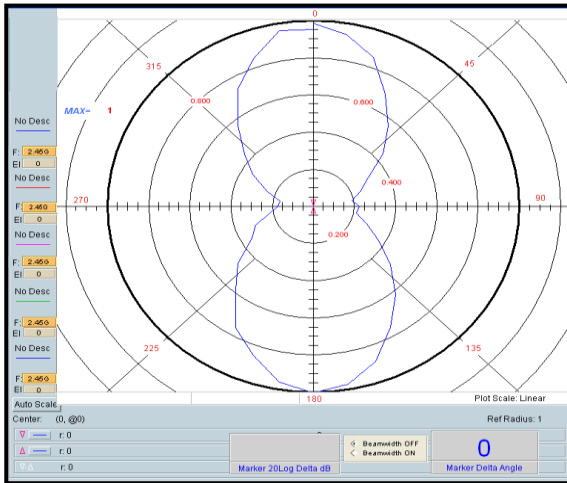
รูปที่ 4.2 ผลการเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับระหว่างการวัดและการจำลอง

จากรูปที่ 4.2 แสดงผลการเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ระหว่างการวัดและการจำลอง ผล เห็นได้ว่าแบนด์วิดท์ที่ได้จากการจำลองกว้างมากตั้งแต่ 2.26-7.06 GHz ซึ่งสามารถนำไปใช้งานได้ในช่วงความถี่มาตรฐาน WLAN และ WiMAX ทุกมาตรฐาน แต่จากการวัดพบว่าได้แบนด์วิดท์ที่แคบกว่ามาก คือ ตั้งแต่ความถี่ 2.49-5.95 GHz เท่านั้น โดยนำไปใช้งานได้บางมาตรฐาน คือ มาตรฐาน WLAN IEEE 802.11j (4.9-5 GHz, 5.03-5.091 GHz), IEEE 802.11a (5.15-5.35 GHz), IEEE 802.11h (5.47-5.725 GHz, 5.725-5.825 GHz), IEEE 802.11n (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz) และ WiMAX (typical: 3.5 GHz)

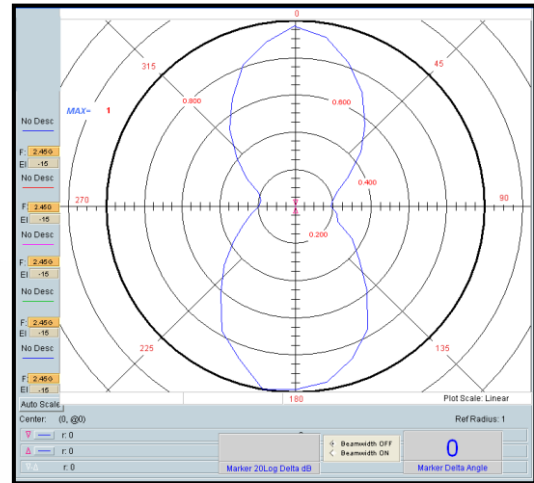
การที่ผลการวัดไม่สามารถครอบคลุมทุกมาตรฐานของ WLAN และ WiMAX ตามที่ต้องการ ซึ่งกำหนดให้ขอบความถี่ด้านต่ำต้องไม่สูงเกินกว่าความถี่ 2.4 GHz มีหลายสาเหตุ เช่น การใช้วัสดุฐานรองที่มีคุณภาพไม่ดีพอ กรรมวิธีในการสร้างสายอากาศนี้ใช้เครื่องกัดลายทองแดงของบริษัท LPKF (Laser & Electronics AG) รุ่น 92 S/II ทำให้เกิดค่าผิดพลาดระหว่างขนาดที่ออกแบบและการสร้างจริง ค่าผิดพลาดจากสายส่งสัญญาณ โคแอกเซียลของเครื่องมือวัดในกรณีความถี่สูง ค่าผิดพลาดจากผู้วิจัยในการใช้เครื่องมือวัดต่างๆ เป็นต้น

4.3 ผลการวัดแบบรูปการแผ่สนามไฟฟ้าของสายอากาศ

ในการวัดแบบรูปการแผ่สนามที่แพร่กระจาย ของสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) ที่มีการแทรกตัวนำรูปมุมฉากลงในช่องเปิดทั้งสองข้าง โดยมีการจัดวางแบบสมมาตรกันนั้น เป็นการวัดในรูปแบบสองมิติและสามมิติด้วยเครื่องวิเคราะห์โคจรข่าย โดยวัดที่ความถี่ 2.45 GHz, 3.5 GHz, 5.2 GHz, และ 5.8 GHz แสดงดังรูปที่ 4.3 ถึง รูปที่ 4.6

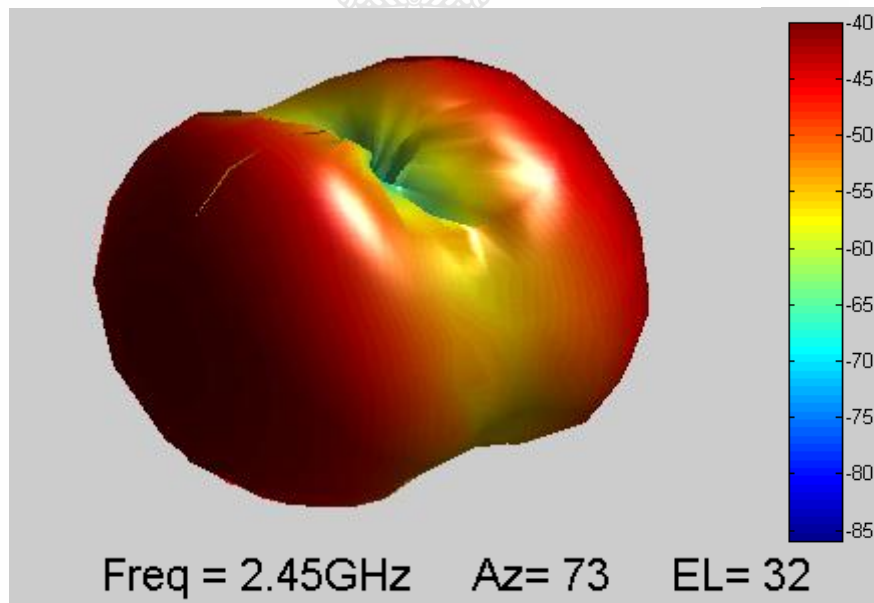


E-theta



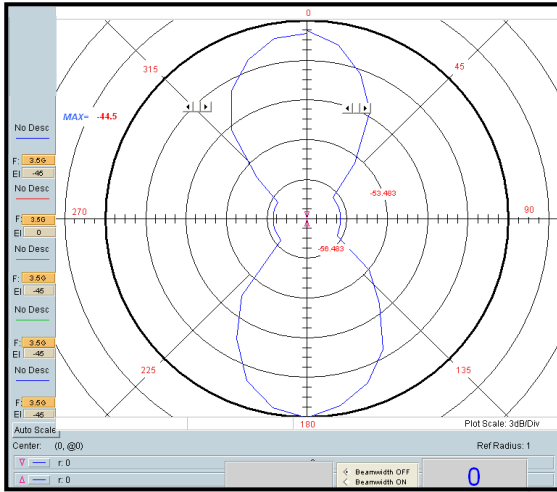
E-phi

ก) แบบรูปการแผ่สนามแบบ 2 มิติ ที่ความถี่ 2.45 GHz

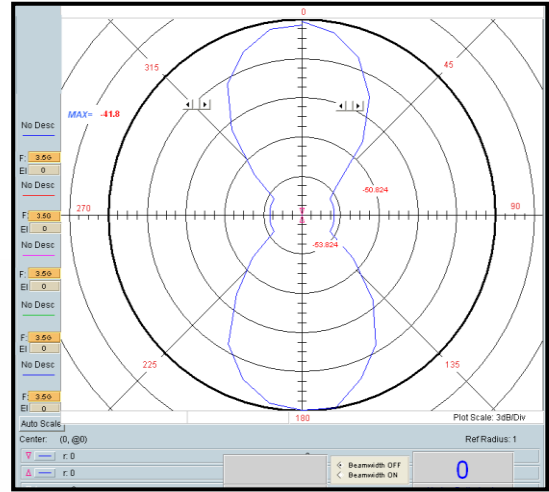


ข) แบบรูปการแผ่สนามแบบ 3 มิติ ที่ความถี่ 2.45 GHz

รูปที่ 4.3 แบบรูปการแผ่สนามที่แพร่กระจายแบบ 2 มิติ และ 3 มิติ ที่ความถี่ 2.45 GHz

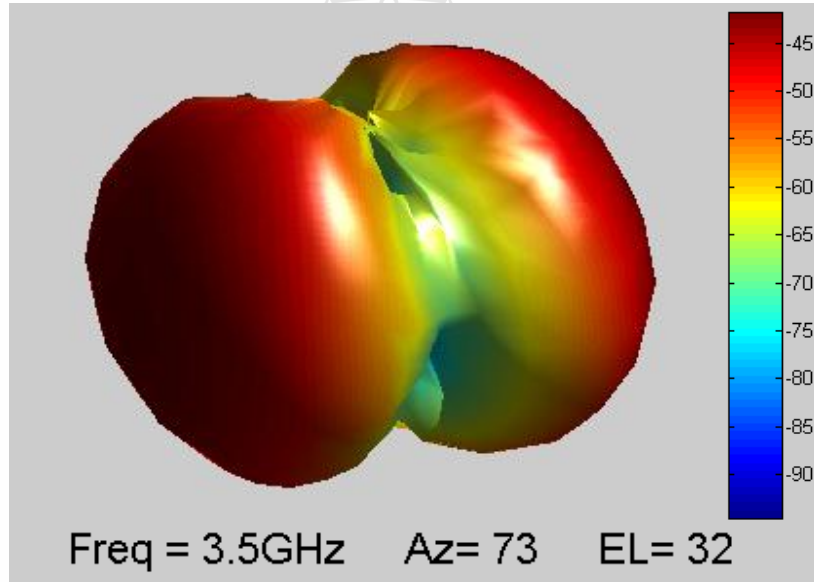


E-theta



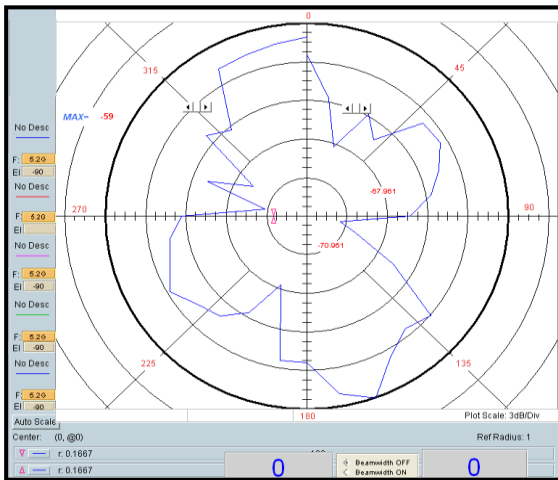
E-phi

ก) แบบรูปการแผ่สนามแบบ 2 มิติ ที่ความถี่ 3.5 GHz

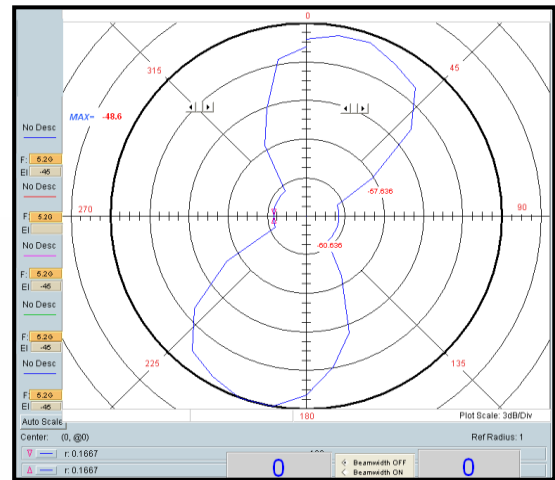


ข) แบบรูปการแผ่สนามแบบ 3 มิติ ที่ความถี่ 3.5 GHz

รูปที่ 4.4 แบบรูปการแผ่สนามที่แพร่กระจายแบบ 2 มิติ และ 3 มิติ ที่ความถี่ 3.5 GHz

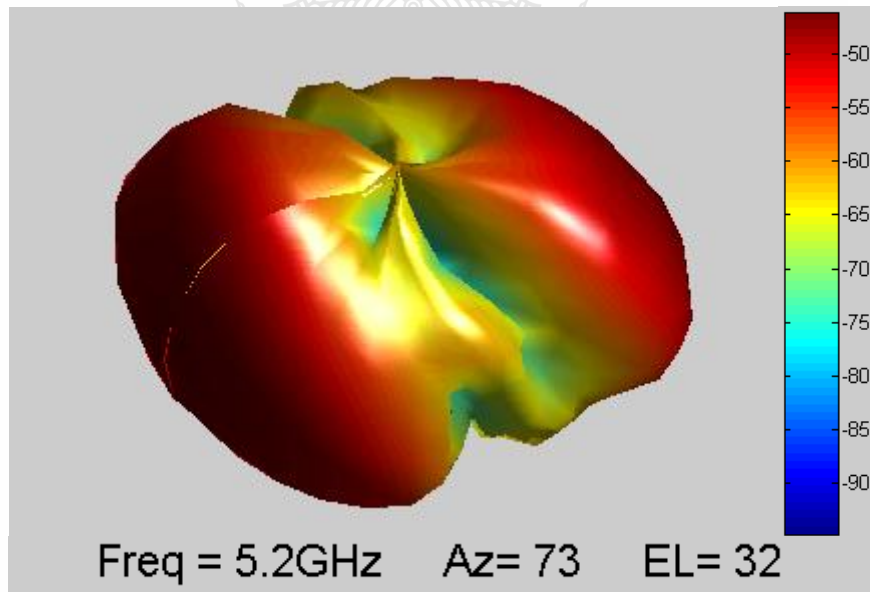


E-theta



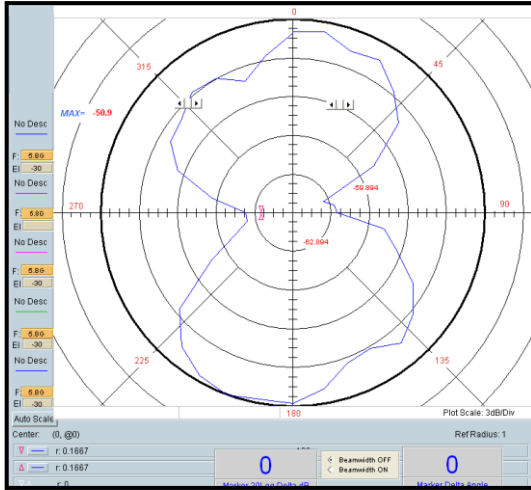
E-phi

ก) แบบรูปการแผ่สนามแบบ 2 มิติ ที่ความถี่ 5.2 GHz

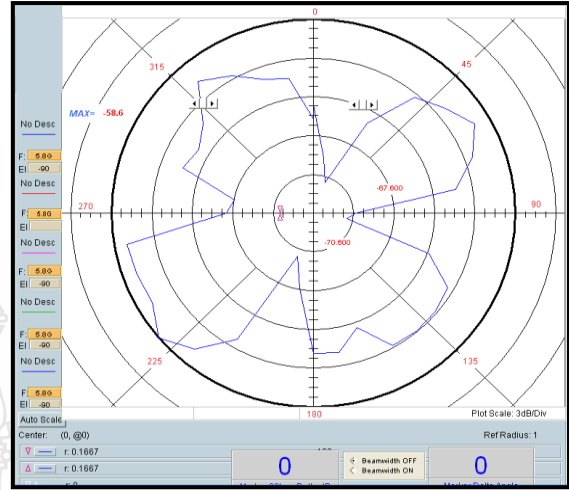


ข) แบบรูปการแผ่สนามแบบ 3 มิติ ที่ความถี่ 5.2 GHz

รูปที่ 4.5 แบบรูปการแผ่สนามที่แพร่กระจายแบบ 2 มิติ และ 3 มิติ ที่ความถี่ 5.2 GHz

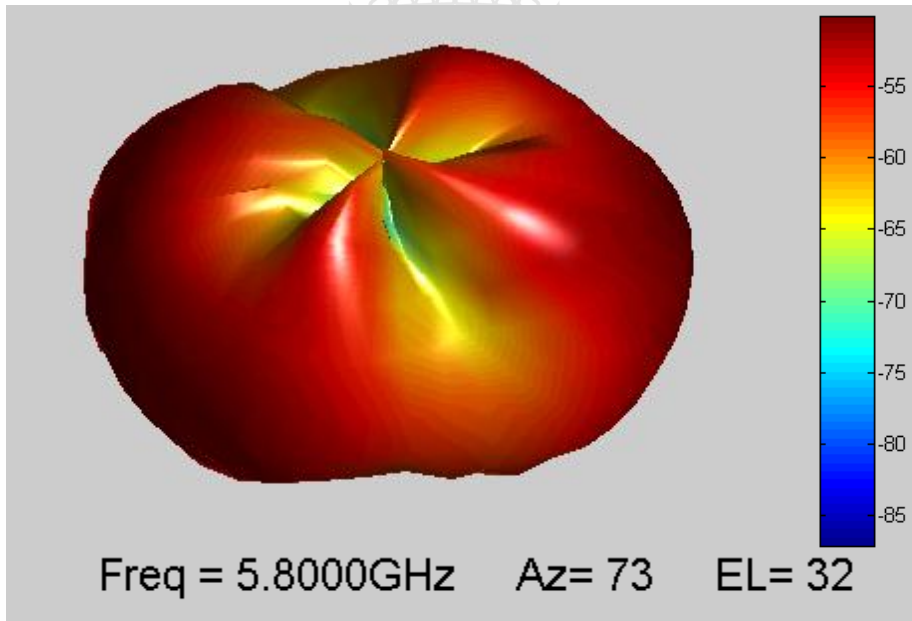


E-theta



E-phi

ก) แบบรูปการแผ่สนามแบบ 2 มิติ ที่ความถี่ 5.8 GHz



ข) แบบรูปการแผ่สนามแบบ 3 มิติ ที่ความถี่ 5.8 GHz

รูปที่ 4.6 แบบรูปการแผ่สนามที่แพร่กระจายแบบ 2 มิติ และ 3 มิติ ที่ความถี่ 5.8 GHz

บทที่ 5

สรุปผลการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศ

5.1 บทนำ

การใช้โปรแกรมสำเร็จรูป IE3D ของบริษัท Zeland มาช่วยในการออกแบบและวิเคราะห์ผลสายอากาศทำให้สะดวกและรวดเร็วมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งความเชื่อถือได้ของโปรแกรมเป็นส่วนสำคัญที่ทำให้สายอากาศที่ทำการจำลองผลประสบความสำเร็จในการนำไปสร้างจริง และใช้งานตามวัตถุประสงค์ที่ต้องการ ในงานวิจัยนี้ได้นำวัสดุฐานรองชนิด FR4 ซึ่งมีราคาถูกและหาซื้อได้ง่ายมาใช้ในการสร้างสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่ป้อนสัญญาณด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) โดยมีวัตถุประสงค์ในการออกแบบสายอากาศที่มีแบนด์วิดท์เดี่ยวกว้างมาก ๆ รองรับทุกมาตรฐานของ WLAN และ WiMAX คือ ครอบคลุมมาตรฐานของ IEEE 802.11 b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.11 a (5.15-5.35 GHz), IEEE 802.11h (5.47-5.725 GHz, 5.725-5.825 GHz), IEEE 802.11 n (2.4-2.4835 GHz, 5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz) และ WiMAX (3.5 GHz)

5.2 สรุปผลการจำลอง การออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศ

การออกแบบสายอากาศช่องเปิดที่นำเสนอเริ่มวิเคราะห์ตั้งแต่ช่องเปิดที่มีขนาดสมมาตรและไม่สมมาตรกันทั้งด้านกว้างและด้านยาว โดยจำลองแบบด้วยการใช้วัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 และ FR4 จากนั้นเลือกใช้ FR4 และเลือกขนาดที่เหมาะสมมาทำการปรับปรุงเพื่อให้ได้แบนด์วิดท์ที่กว้างตามที่ต้องการ และนำไปใช้สร้างจริง โดยมีลำดับขั้นตอนสรุปได้ดังนี้

5.2.1 การออกแบบบนวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880

1. กำหนดคร่าวๆเป็นอนันต์ ทำการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดรูปรางสี่เหลี่ยมผืนผ้าแคบที่สมมาตรกัน ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz ผลดังรูปที่ 3.3
2. นำขนาดสายอากาศตามที่วิเคราะห์ในข้อ 1. มาทำการปรับให้ช่องเปิดรูปรางสี่เหลี่ยมผืนผ้าแคบมีรูปรางไม่สมมาตรกัน ตามรูปที่ 3.4 ซึ่งมี 3 รูปแบบ ผลดังรูปที่ 3.5
3. กำหนดขนาดคร่าวๆ ด้านบนและข้างเท่ากับ 10 มม. ดังรูปที่ 3.7 โดยออกแบบขนาดช่องเปิดและวิเคราะห์ผลสายอากาศรูปรางสมมาตรได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.44 GHz ดังรูปที่ 3.8
4. นำขนาดสายอากาศที่วิเคราะห์ได้ในขั้นตอนข้อ 3. มาทำการปรับเปลี่ยนรูปรางสี่เหลี่ยมผืนผ้าแคบให้ไม่สมมาตรกัน เหมือนรูปที่ 3.4 ผลการวิเคราะห์ แสดงดังรูปที่ 3.13 พบว่าที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.44 GHz มีขอบความถี่ด้านต่ำอยู่ที่ประมาณ 2.06 GHz

5. ขนาดสายอากาศในขั้นตอนที่ 3 และ 4 ซึ่งมี 4 รูปแบบ นำมาลดขนาดช่องเปิดให้เล็กลง โดยกำหนดให้ขอบความถี่ด้านต่ำไม่สูงเกินกว่า 2.4 GHz และไม่สนใจความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้ผลแสดงดังรูปที่ 3.14 (เป็นผลที่ได้จากรูปแบบช่องเปิด 4 รูปแบบ คือสมมาตร และไม่สมมาตร)

จากการจำลองตามขั้นตอนที่ 1 ถึง 5 แสดงให้เห็นว่าขนาดสายอากาศ มีส่วนสำคัญในการกำหนดความถี่เรโซแนนซ์และขอบความถี่ด้านต่ำรวมถึงแบนด์วิดท์ แต่เนื่องจากการจำลองผลนี้ทำบนวัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880 ที่มีราคาสูง ดังนั้นในขั้นตอนต่อไปจึงออกแบบโดยใช้ FR 4 แทน ดังนี้

5.2 การออกแบบบนวัสดุฐานรองชนิด FR 4

1. กำหนดกราวด์ และทำการวิเคราะห์ผลกระทบของขนาดช่องเปิดที่มีรูปร่างแบบสมมาตร ที่มีความกว้าง $H_1=H_2=10$ มม. ผลดังรูปที่ 3.16 และ ตารางที่ 3.10 จากนั้นเลือกขนาดที่เล็กที่สุดที่ให้ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz

2. ทำการปรับช่องเปิดให้มีรูปร่างไม่สมมาตรกัน 3 รูปแบบ โดยให้ความยาวรวมเท่ากับความยาวรวมของช่องเปิดที่สมมาตรกันและคงความกว้าง $H_1=H_2=10$ มม. ดังรูปที่ 3.19 และ ตารางที่ 3.11

3. เลือกขนาดความยาวที่ไม่เท่ากันและเหมาะสมจากขั้นตอนที่ 2 มาทำการกำหนดให้ความกว้างช่องเปิด H_1 และ H_2 ไม่เท่ากัน (คือรูปแบบที่ 3 และรูปแบบที่ 4) ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 3.20

4. ออกแบบให้ช่องเปิดมีความยาวเท่ากันทั้งสองข้าง โดยให้ความกว้างช่องเปิดเท่ากับ 18 มม. แสดงดังรูปที่ 3.22 และรูปที่ 3.23

5. แทรกเส้นตัวนำแวนอนจากกึ่งกลางสายอากาศเข้าไปที่ช่องเปิดทั้งสองข้าง ดังรูปที่ 3.24

6. ปรับเส้นตัวนำแวนอนให้เป็นรูปมุมฉากที่ช่องเปิดทั้งสองข้าง ดังรูปที่ 3.26

7. ปรับความกว้างของเส้นตัวนำแวนอนที่ตั้งที่แทรกอยู่ในช่องเปิดทั้งสองข้าง แสดงดังรูปที่ 3.28 ผลการปรับแสดงดังรูปที่ 3.29

8. ปรับความกว้างตัวนำกลางที่คั่นอยู่ระหว่างช่องเปิด ดังรูปที่ 3.30 ผลการปรับดังรูปที่ 3.31

9. ทำการเจาะช่องเปิดบนแผ่นตัวนำแวนอนที่ตั้ง ซึ่งอยู่ภายในช่องเปิดของสายอากาศทั้งสองข้าง ดังรูปที่ 3.32 ผลการปรับดังรูปที่ 3.33

สุดท้ายได้สายอากาศที่มีแบนด์วิดท์กว้างตามที่ต้องการ ซึ่งนำไปสร้างจริงบน FR 4

5.3 สรุปผลการวัดสายอากาศ

สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) ที่ได้ผ่านการวิเคราะห์ได้ผลการจำลองตามต้องการ จากนั้นนำไปสร้างจริงบนวัสดุฐานรองชนิด FR 4 และทำการวัดผล

ด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) ผลการวัดเปรียบเทียบกับผลการจำลอง แสดงดังรูปที่ 4.2 พบว่าได้แบนด์วิดท์ที่ไม่กว้างเท่ากับผลการจำลอง โดยมีขอบความถี่ต่ำสูงกว่า 2.4 GHz ส่วนขอบความถี่สูงเพียงพอต่อมาตรฐานใช้งานที่ต้องการ แต่ต่ำกว่าผลที่ได้จากการทดลองมาก ที่เป็นเช่นนี้ก็อาจเกิดจากหลายสาเหตุ เช่น การใช้วัสดุฐานรองที่มีคุณภาพไม่ดีพอ กรรมวิธีในการสร้างสายอากาศนี้ใช้เครื่องกัดลายทองแดงของบริษัท LPKF (Laser & Electronics AG) รุ่น 92 S/II ทำให้เกิดค่าผิดพลาดระหว่างขนาดที่ออกแบบและการสร้างจริง ค่าผิดพลาดจากสายส่งสัญญาณโคแอกเซียลของเครื่องมือวัดในกรณีความถี่สูง ค่าผิดพลาดจากผู้วิจัยในการใช้เครื่องมือวัดต่างๆ เป็นต้น จึงทำให้สายอากาศที่สร้างจริงนี้ นำไปใช้งานได้ไม่ครบทุกมาตรฐานของ WLAN คือไม่สามารถใช้งานได้ตามมาตรฐานของ IEEE 802.11 b/g (2.4-2.4835 GHz) แต่ยังคงใช้งานได้ในโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) เฉพาะมาตรฐานของ IEEE 802.11 j/a (4.9-5.1 GHz, 5.15-5.35 GHz), IEEE 802.11h (5.47-5.725 GHz, 5.725-5.825 GHz), IEEE 802.11 n (2.4-2.4835 GHz, 5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz) และ WiMAX (typical: 3.5 GHz) เท่านั้น

5.4 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

5.4.1 ถ้าสามารถใช้วัสดุฐานรองที่มีคุณภาพดี จะ ได้ผลที่ดีแต่มีปัญหาเรื่องราคาและการจัดซื้อที่ยุ่งยาก

5.4.2 การสร้างจริงซึ่งทำด้วยตัวเองนั้น อาจทำให้มีปัญหาในเรื่องวิธีการสร้างและเครื่องมือที่นำมาใช้ ซึ่งมีผลต่อการสูญเสียที่เกิดขึ้นของสายอากาศ ดังนั้นถ้าการสร้างมีประสิทธิภาพอาจทำให้สามารถนำวัสดุฐานรองที่มีราคาถูกมาใช้กันมากขึ้น ส่งผลดีต่อการประหยัดค่าใช้จ่าย

5.4.3 รูปแบบสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) นี้ สามารถทำให้ได้แบนด์วิดท์ที่กว้างมาก ๆ ได้ จนถึงความกว้างที่เรียกว่าย่านแถบความถี่กว้างยิ่งยวด (Ultra-Wideband: UWB) ได้ ซึ่งขึ้นอยู่กับรูปแบบสลับ รวมทั้งขนาดและตำแหน่งการวางสลับ

5.4.4 ในการวิจัยขั้นต่อไป สามารถนำสายอากาศที่ได้ผ่านการวิจัยนี้ ไปพัฒนาให้เป็นสายอากาศแบบแถบความถี่กว้างยิ่งยวด (UWB) ได้

เอกสารอ้างอิง

- [1] IEEE 802.1 Working Group, **The Institute of Electrical and Electronics Engineers of the US**, September 2009.
- [2] **IE3D User's Manual Release 9**, Zeland software, Inc., U.S.A., 2002.
- [3] Giauffret, L., J.-M. Laheurte, and A. Papiernik, "Study of various shapes of the coupling slot in CPW-fed microstrip antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat*, Vol. 45, No. 4, 642–647, 1997.
- [4] P. Pommas, "Study on Wideband Slot Antenna Fed by CPW With Shorted Circuit End," 2008, pp. 37-72.
- [5] P. Seangsae, "Design of A CPW – FED Rectangular Slot Antenna for Bandwidth Enhancement", 2008, pp. 27-39.
- [6] K. Nithisopa, J. Nakasuwan, N. Songthanapitak, N. Anantrasirichai, T. Wakabayashi, "Design CPW fed Slot Antenna for Wideband Applications," (PIERS Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS 2007), Beijing, China, 26-30 March, 2007, pp. 1124-1127.
- [7] J. Chuangchai, P. Akkaraekthalin, "A Wideband Slot Antenna Array with CPW-Fed Inductively Coupled Structure", 2007, pp. 48-51.
- [8] Balanis, C. A., **Antenna Theory Analysis and Design**, John Wiley&Sons, Inc.,2005.
- [9] books, E. H. and Zakarevicius, R. A., **Microwave Engineering Using Microstrip Circuits**, Prentice Hall, 1998.
- [10] Benson, F.A. and T. M. Benson, **Fields Waves and Transmission Lines**, Chaman&Hall, 1991.
- [11] Raine, N. Simon, **Coplanar Waveguide Circuit Component, and System**, John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- [12] Joseph J. Carr, K41PV, **Antenna Toolkit**, Newnes, Inc., 2001.
- [13] Lal Chand Godara, **Hand book of Antennas in Wireless Communications**, CRC Press LLC, 2002.
- [14] Thomas A. Milligan, **Modern Antenna Design**, John Wiley & Sons, Inc., 2005.

ภาคผนวก

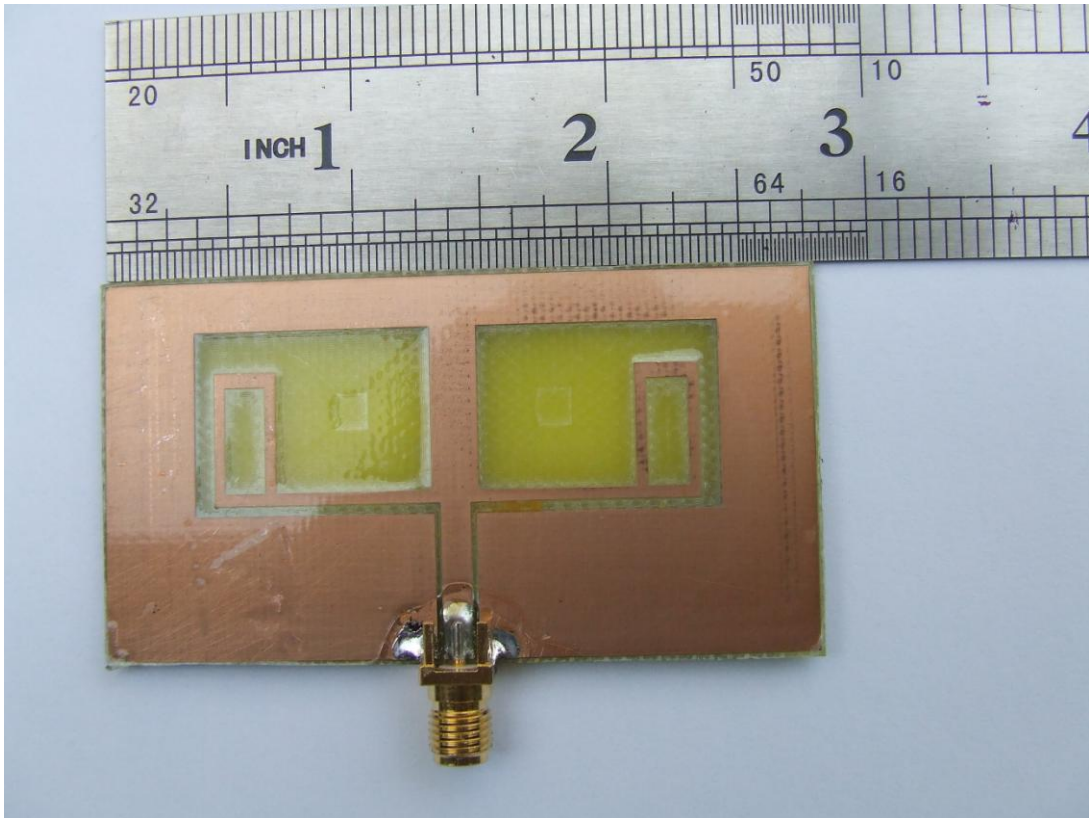




ภาคผนวก ก

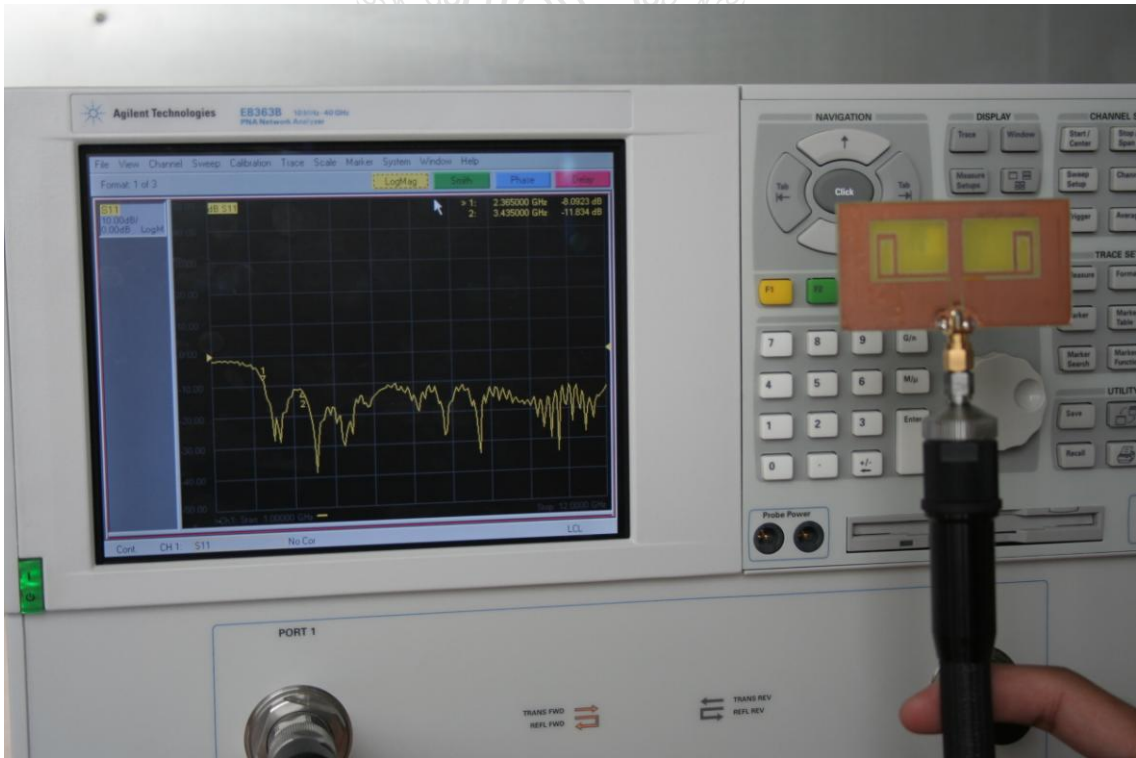
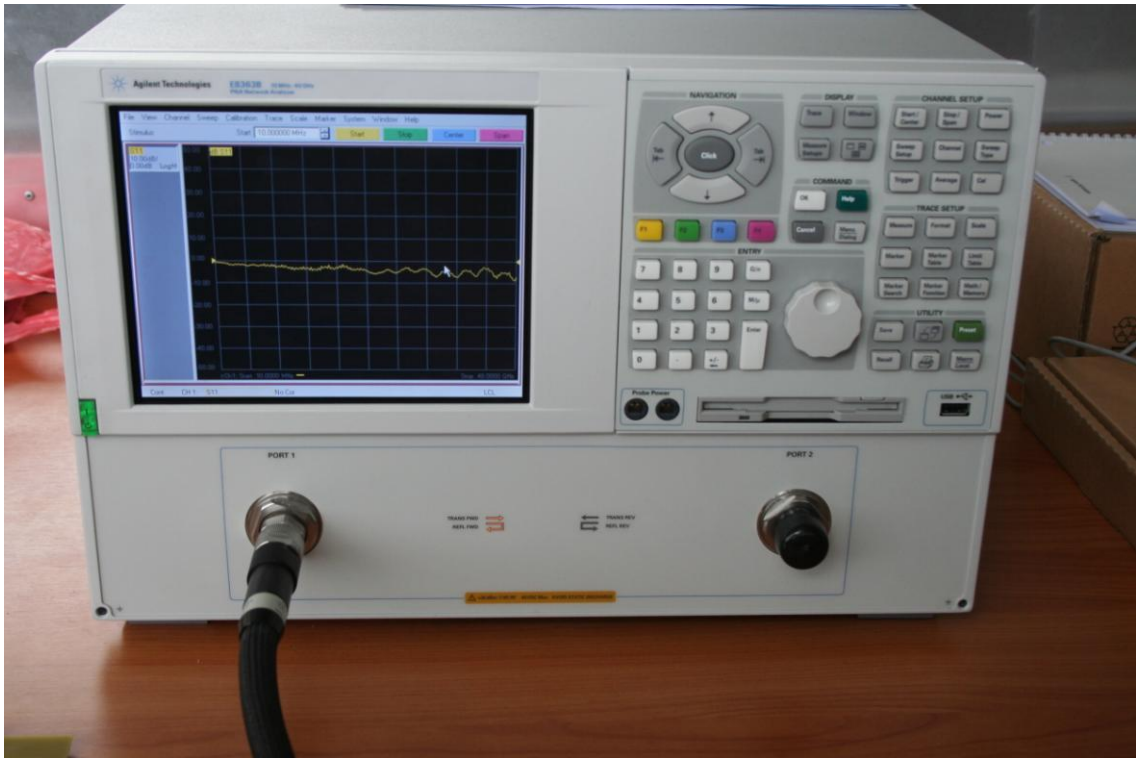
เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้วัดสายอากาศ

ก.1 ขนาดสายอากาศที่สร้างขึ้น



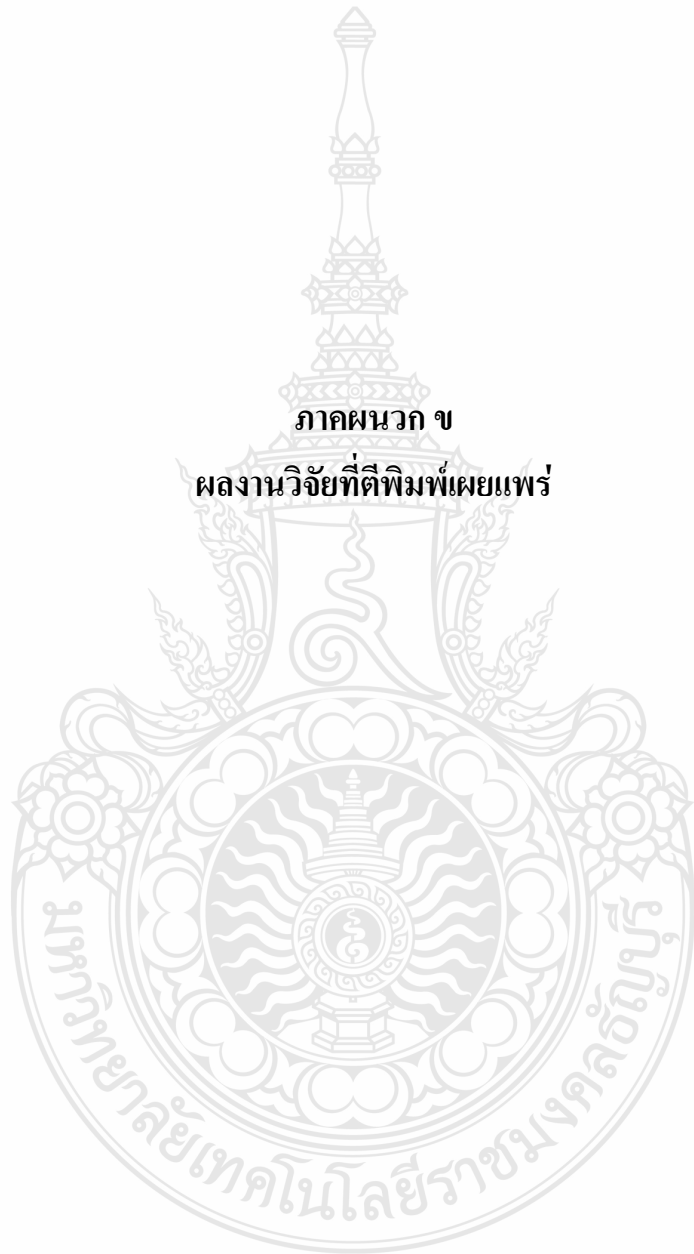
ก.2 เครื่อง Network Analyzer และอุปกรณ์ที่ใช้วัดสายอากาศ





ภาคผนวก ข

ผลงานวิจัยที่ตีพิมพ์เผยแพร่





PIERS 2007

Progress In Electromagnetics Research Symposium

Proceedings

March 26 - 30, 2007

Beijing, CHINA

www.emacademy.org

www.piers.org

PIERS 2007 Beijing Proceedings

Copyright © 2007 The Electromagnetics Academy. All rights reserved.

Published by

The Electromagnetics Academy

777 Concord Avenue, Suite 207

Cambridge, MA 02138

www.emacademy.org

www.piers.org

ISSN: 1559-9450

TECHNICAL PROGRAM SUMMARY

Monday AM, March 26, 2007

1A1	NSFC Workshop on Metamaterials 1.....	15
1A2	Polarimetric Radar Remote Sensing.....	15
1A3	Periodical Structure, EM Theory and Applications.....	16
1A4	Safety Issues of Wireless Communication.....	16
1AP	Poster Session 1.....	17

Monday PM, March 26, 2007

1P1	NSFC Workshop on Metamaterials 2.....	18
1P2a	Rough Surface Scattering and Related Phenomena.....	19
1P2b	Remote Sensing and Scattering.....	19
1P3a	Theory of Debye plasmas, Screened Coulomb Potentials, Radiation from Weakly Coupled Plasmas.....	20
1P3b	Optical Fiber and Wireless Communication.....	20
1P4	New Challenges and Opportunities in Computational Electromagnetics.....	20
1P5	Inverse Problem in the Mechanics, Materials and Electromagnetics.....	21

Tuesday AM, March 27, 2007

2A1	Novel Theoretical Advances and Potential Applications of Metamaterials.....	21
2A2	Remote Sensing of Water Cycle Related Components.....	22
2A3	Optical Matter: Modeling and Experimental Realizations 1.....	22
2A4	Extended/Unconventional Electromagnetic Theory, EHD/EMHD and Electrobiology 1.....	23
2A5	Microwave Applications in Material Processing and Characterization.....	23
2A6a	Biomedical Applications of Light Scattering Methods.....	24
2A6b	Medical and Biological Applications of Microwaves.....	24
2A7	Electromagnetic Systems and Components for Defense and Security.....	24
2AP	Poster Session 2.....	25

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

Progress in Electromagnetics Research Symposium
March 26–30, 2007
Beijing, CHINA

PIERS 2007 BEIJING ORGANIZATION

PIERS Chair

J. A. Kong, MIT, USA

PIERS 2007 Beijing General Chair

J.-M. Kuang, Beijing Institute of Technology, CHINA

PIERS 2007 Beijing International Advisory Committee

L. C. Botten	W. C. Chew	N. Engheta	Z.-H. Feng
A. K. Fung	K. Gong	T. M. Habashy	Y. Hara
H.-C. Huang	A. Ishimaru	E. Jakeman	J. S. Jiang
L.-W. Li	X. W. Li	I. V. Lindell	S. G. Liu
K.-M. Luk	S. Mano	Y. Miyazaki	P. Pampaloni
A. Priou	K. Senne	Z. Sha	L. Tsang
J. Wu	K. Yasumoto	H. J. Yin	J. Zehentner
W. X. Zhang			

PIERS 2007 Beijing Technical Program Committee

S. J. Anderson	A. Baghai-Wadji	G. Berginc	W. M. Boerner
H. Braunsch	C.-H. Chan	K.-S. Chen	T. J. Cui
Y. Du	T. Endo	H. C. Fernandes	T. Grzegorzczk
M. Hallikainen	S. He	W. Hong	J. Hu
Q. Jiang	K. Kobayashi	F. Li	S. Lucyszyn
A. Massa	E. L. Miller	M. Moghaddam	R. Muttukrishnan
Z. P. Nie	J. Pribetich	J. Qian	G. S. N. Raju
L. X. Ran	C. M. Rappaport	X. Q. Sheng	J. Vrba
C. Wang	B.-I. Wu	G. Xie	S. J. Xu
X. W. Xu	D. X. Yang	D. Z. Zhang	L. X. Zhang
X. M. Zhang	Y. H. Zhang	J. Zhou	

PIERS 2007 Beijing NSFC Workshop Committee

L. X. Ran	L. F. Shen	X. Y. Xiong	J. H. Xu
S. J. Xu	Z. T. Zhang	X. M. Zhang	

PIERS 2007 Beijing Symposium Committee

J. P. An	H. S. Chen	K. S. Chen	Y. Du
J. T. Huangfu	Q. Jiang	L. X. Ran	L. F. Shen
H. G. Wang	B. I. Wu	X. M. Zhang	S. A. Zhong

PIERS 2007 Beijing Administrative Committee

J. J. Bao	H. S. Chen	X. X. Cheng	T. Jiang
D. X. Li	Z. Y. Li	Y. Luo	X. Lv
L. Peng	D. X. Wang	X. T. Wang	S. Xi
P. L. Xie	L. Y. Yu	H. F. Zhang	J. J. Zhang

PIERS 2007 BEIJING SESSION ORGANIZERS

I. Akduman	N. Akhmediev	D. J. Bergman	B. N. Biswas
D. K. Callebaut	L. Capineri	D. Cardimona	C.-C. Chang
H.-W. Chang	K.-S. Chen	D. Cheng	H.-C. Chiu
C-K. Chou	L. Crocco	T. J. Cui	N. Engheta
H. C. C. Fernandes	J.-M. R. Fournier	T. M. Grzegorzcyk	Z.-H. Gu
L. Gurel	W. W. Hu	X.-H. Hu	D. Jiao
J.-M. Jin	M. Josse	M. Kagami	H. Kikuchi
K. Kobayashi	F. N. Kong	J. Li	L.-W. Li
X. Lu	J. T. Lue	A. Mehta	D. Mirshekar-Syahkal
Y. Miyazaki	M. Oristaglio	A. J. F. Orlando	C. Pan
M. Rajarajan	C. Rockstuhl	M. Rubinstein	H. Sahinturk
C. Seo	Y. Shestopalov	J. C. Shi	M. Spivack
M. I. Stockman	S. Tjuatja	S. Tomljenovic-Hanic	D. P. Tsai
G. Videen	T. Wakabayashi	C. G. Windsor	P. Winkler
C.-J. Wu	G. Xie	J. G. Xin	C. L. Xu
X.-B. Xu	X. J. Xu	J. X. Yan	J. Yang
L. Yang	A. Yapar	H. C. Yin	J. Zehentner
Q. J. Zhang	X. J. Zhang	D. L. Zu	

PIERS 2007 BEIJING SPONSORSHIP

- National Natural Science Foundation of China
- Beijing Institute of Technology
- Zhejiang University
- The Electromagnetics Academy at Zhejiang University
- College of Info Science and Engineering, Zhejiang University
- College of Information Science and Technology, Beijing Institute of Technology
- BIT Center for Electromagnetic Simulation
- MIT Center for Electromagnetic Theory and Applications/Research Laboratory of Electronics
- The Electromagnetics Academy



Session 5A7

Antennas and Systems

Signal Correlation due to Scattering in Coupled Multi-antenna Systems	
<i>Snezana Krusevac (Australian National University, Australia); Predrag B. Rapajic (University of Greenwich at Meadway, UK);</i>	2212
A Compact Polarization-MEMS-Reconfigurable Multi-Port Antenna for Diversity Systems	
<i>A. Grau (University of California, USA); J. Romeu (Universitat Politècnica de Catalunya, Spain); L. Jofre (Universitat Politècnica de Catalunya, Spain); F. De Flaviis (University of California, USA);</i>	2213
BOR-FDTD Analysis of Spherical Lens Multi-beam Antenna	
<i>Y. H. Li (Southeast University, China); W. B. Dou (Southeast University, China);</i>	2214
Rolled Dipole Antenna for Low-resolution GPR	
<i>A. A. Lestari (International Research Centre for Telecom and Radar-Indonesian Branch (IRCTR-IB), Indonesia); D. Yulian (Radar and Communication Systems (RCS), Indonesia); A. B. Suksmono (International Research Centre for Telecom and Radar-Indonesian Branch (IRCTR-IB), Indonesia); E. Bharata (International Research Centre for Telecom and Radar-Indonesian Branch (IRCTR-IB), Indonesia); A. G. Yarovoy (International Research Centre for Telecom and Radar (IRCTR)-TU Delft, The Netherlands); L. P. Ligthart (International Research Centre for Telecom and Radar (IRCTR)-TU Delft, The Netherlands);</i>	2217
Viability of Convex-modulated Exponential Serrations for Improved Performance of CATRs	
<i>T. Venkata Rama Krishna (K L College of Engineering, India); P. Siddaiah (K L College of Engineering, India); B. Prabhakara Rao (Jawaharlal Nehru Technological University, India);</i>	2221
Antenna Design for Ultra Wideband Application Using a New Multilayer Structure	
<i>Yashar Zehforoosh (Urmia University, Iran); Changiz Ghobadi (Urmia University, Iran); Javad Nourinia (Urmia University, Iran);</i>	2225
Dual-band CPW-fed G-shaped Monopole Antenna for 2.4/5 GHz WLAN Application	
<i>Wen-Chung Liu (Formosa University, Taiwan, China); Chao-Ming Wu (Formosa University, Taiwan, China);</i>	2232
Design CPW Fed Slot Antenna for Wideband Applications	
<i>K. Nithisopa (Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT), Thailand); J. Nakasawan (Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT), Thailand); N. Songthanapitak (Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT), Thailand); N. Anantrasirichai (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand); T. Wakabayashi (Tokai University, Japan);</i>	2237
e-Shaped Slot Antenna for WLAN Applications	
<i>T. Archevapanich (Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT), Thailand); J. Nakasawan (Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT), Thailand); N. Songthanapitak (Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT), Thailand); N. Anantrasirichai (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand); T. Wakabayashi (Tokai University, Japan);</i>	2241
Compact GPS Microstrip Patch Antenna	
<i>A. A. Abdelaziz (Misr University for Science and Technology, Egypt); Dalia M. Nashaat (Elec. Research Institute, Egypt);</i>	2246



<p>11:00 Reliability Analysis of the Circuit and FM Modulation Parameters for the First Harmonic Level Reduction of the Forward Switching Power Supplies <i>Shahram Hosseinzadeh, Nader Samsunchi,</i></p> <p>11:20 Beam-wave Coupling in a Double-beam Gyrotron Traveling Wave Amplifier <i>Chong-Qing Jiao, Ji-Run Luo,</i></p> <p>11:40 One Cell Slow-wave Compact Microstrip Bandpass Filter with Suppression of Higher Harmonics <i>Dusan Nestic,</i></p>	<p>09:20 Rolled Dipole Antenna for Low-resolution GPR <i>A. A. Lestari, D. Yulian, A. B. Suksmono, E. Bharata, A. G. Yarovoy, L. P. Ligthart,</i></p> <p>09:40 Viability of Convex-modulated Exponential Serrations for Improved Performance of CATRs <i>T. Venkata Rama Krishna, P. Siddaiah, B. Prabhakara Rao,</i></p> <p>10:00 Coffee Break</p> <p>10:20 Antenna Design for Ultra Wideband Application Using a New Multilayer Structure <i>Yashar Zehforoosh, Changiz Ghobadi, Javad Nourinia,</i></p> <p>10:40 Dual-band CPW-fed G-shaped Monopole Antenna for 2.4/5 GHz WLAN Application <i>Wen-Chung Liu, Chao-Ming Wu,</i></p> <p>11:00 Design CPW Fed Slot Antenna for Wideband Applications <i>K. Nithisopa, J. Nakasawan, N. Songthanapitak, N. Anantrasirichai, T. Wakabayashi,</i></p> <p>11:20 e-Shaped Slot Antenna for WLAN Applications <i>T. Archevapanich, J. Nakasawan, N. Songthanapitak, N. Anantrasirichai, T. Wakabayashi,</i></p> <p>11:40 Compact GPS Microstrip Patch Antenna <i>A. A. Abdelaziz, Dalia M. Nashaat,</i></p>
<hr/> <p>Session 5A7 Antennas and Systems</p> <hr/> <p>Friday AM, March 30, 2007 Room G (Hengyuan) Chaired by W. B. Dou</p> <hr/>	
<p>08:20 Signal Correlation due to Scattering in Coupled Multi-antenna Systems <i>Snezana Krusevac, Predrag B. Rapajic,</i></p> <p>08:40 A Compact Polarization-MEMS-Reconfigurable Multi-Port Antenna for Diversity Systems <i>A. Grau, J. Romeu, L. Jofre, F. De Flaviis,</i></p> <p>09:00 BOR-FDTD Analysis of Spherical Lens Multi-beam Antenna <i>Y. H. Li, W. B. Dou,</i></p>	

Design CPW Fed Slot Antenna for Wideband Applications

K. Nithisopa^{1,2}, J. Nakasuwan¹, N. Songthanapitak¹

N. Anantrasirichai³, and T. Wakabayashi⁴

¹Department of Electronic and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering
Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT)
Klong 6, Thanyaburi, Pathumthanee, Thailand

²Department of Electronic and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering
Rajamangala University of Technology Phra Nakhon (RMUTP)
North Bangkok, Bangkok, Thailand

³ReCCIT, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand

⁴School of Information Science and Engineering, Tokai University
Hiratsuka, Kanagawa, 256-1292, Japan

Abstract— In this paper, a CPW-fed slot antenna for wideband application was designed and simulated. In order to examine the performances of this antenna, a prototype was designed at frequency 2.4 GHz and simulated with various width of slot antenna in both sides for input impedances matching and simulated by IE3D software package of Zeland. The simulation result of bandwidth is 1.65 GHz (2.1–3.75 GHz) which covers the standard frequency of IEEE 802.11 b/g (2.4–2.4835 GHz) and Wimax (2.3–3.6 GHz). With these performances, the proposed antenna can be used in wideband applications.

1. INTRODUCTION

Microstrip antenna is one type of antennas which can be used for transmitting and receiving signals. Microstrip or printed antennas are low profile, small size, light weight and widely used in wireless and mobile communications, as well as radar applications. Microstrip antennas can be divided into two basic types by structure, namely microstrip patch antenna and microstrip slot antenna [1, 2]. The slot antennas can be fed by microstrip line, slot line and CPW [3, 4]. The CPW is the feeding which side-plane conductor is ground and center strip carries the signal. The advantage of CPW fed slot antenna is wideband antenna which many research introduce the several shape of slot antenna for use in WLAN applications. In this paper, we proposed the slot antenna fed by CPW at a designed frequency of 2.4 GHz and coverage frequency range from 2.1–3.75 GHz.

2. ANTENNA STRUCTURE

The CPW fed slot antenna is designed at 2.4 GHz with the symmetrical structure, as shown in Figure 1(a). This antenna is designed on RT/Duroid 5880, the substrate with thickness (h) of 1.575 mm and dielectric constant (ϵ_r) of 2.2. The coplanar waveguide (CPW) is designed to be 50 ohms in order to match the characteristic impedance of transmission line. The dimension of the slot antenna is referred to the guide wavelength (λ_g) which given by

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

where ϵ_{eff} is an effective dielectric constant.

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

In this case, λ_g at frequency 2.4 GHz is 98.81 mm.

The total length of slot antenna ($L_1 + L_2 + W_2$) is $0.81\lambda_g$ (80.0 mm) and width of slot (H_1, H_2) is $0.1\lambda_g$ (10.5 mm). For match impedance with characteristic impedance of transmission line 50 ohms, the gap (W_1), width of the center strip (W_2) and length of CPW line (H_3) are 0.5 mm, 2.4 mm and 23 mm, respectively.

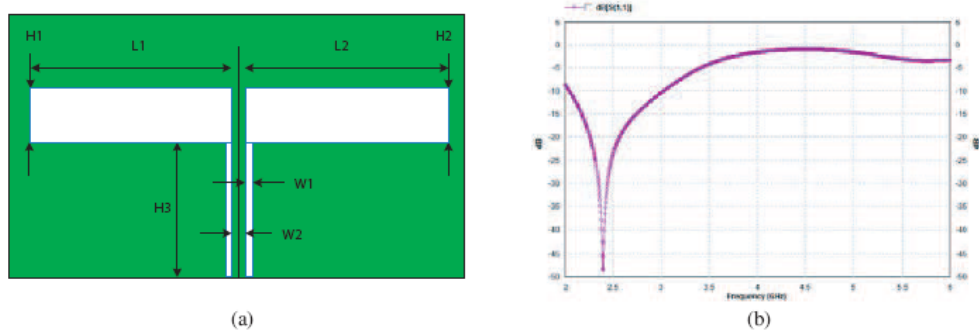


Figure 1: CPW-fed slot antenna and S_{11} in case of same slot. (a) Configuration of CPW fed slot antenna. (b) Characteristic of return loss (S_{11}).

3. DESIGN PROCEDURE

In this paper, we proposed the concept of the designing CPW fed slot antenna for wideband which has three design procedures. This slot antenna composed of two small slots on the ground plane that are left and right slots. For every case of designing, we will fix the gap (W_1), width of the center strip (W_2) and length of CPW line (H_3) to 0.5 mm, 2.4 mm and 23 mm, respectively.

Design 1: Same length and same width of two slot (left slot and right slot).

The parameters of this structure are as following:

$$\begin{aligned} L_1 &= L_2 = 38.8 \text{ mm} && (\text{total length of slot antenna} = 80.0 \text{ mm}) \\ H_1 &= H_2 = 10.5 \text{ mm} \end{aligned}$$

Figure 1(b) show the characteristic of return loss S_{11} of Design 1. The simulation results of bandwidth and its return loss are shown in Table 1.

Design 2: Different length and same width of two slots.

The parameters of this structure are as following:

$$\begin{aligned} L_1 &= 43.8 \text{ mm}, L_2 = 33.8 \text{ mm} && (\text{total length of slot antenna} = 80.0 \text{ mm}) \\ H_1 &= H_2 = 9.5 \text{ mm} \end{aligned}$$

The simulation results are shown in Table 1, and the return loss S_{11} is shown in Figure 2(b).

Design 3 : Different length and different width of two slots.

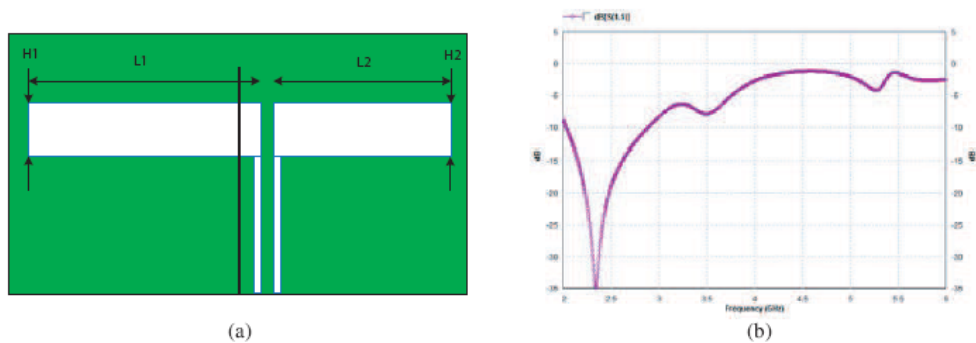
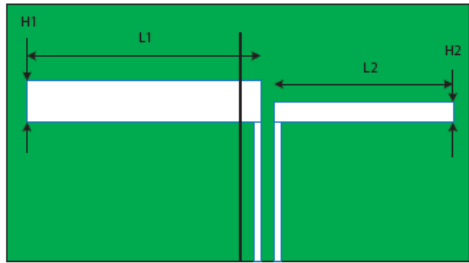


Figure 2: CPW-fed slot antenna in case of difference length and same width of slot. (a) Configuration of CPW fed slot antenna. (b) Characteristic of return loss (S_{11}).

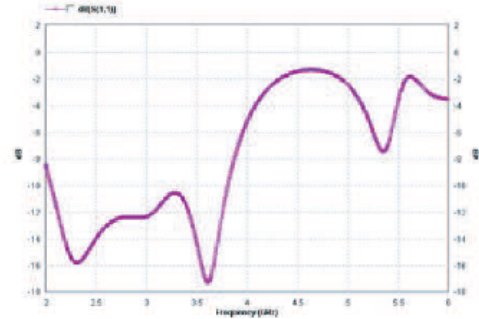
The parameters of this structure are as following:

$$L_1 = 43.8 \text{ mm}, L_2 = 33.8 \text{ mm} \quad (\text{total length of slot antenna} = 80.0 \text{ mm})$$

$$H_1 = 7.8, \quad H_2 = 4.1 \text{ mm}$$



(a)



(b)

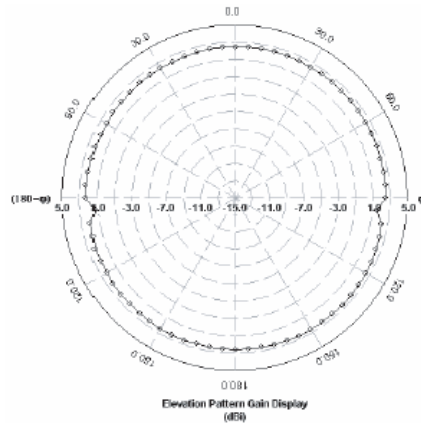
Figure 3: CPW-fed slot antenna in case of difference length and difference width of slot. (a) Configuration of CPW fed slot antenna. (b) Characteristic of return loss (S_{11}).

4. SIMULATE RESULTS

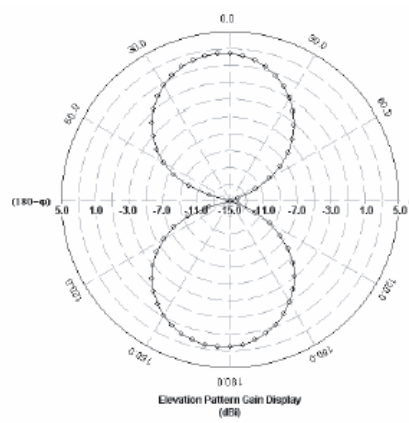
The basic slot antenna fed by CPW is shown in Figure 1(a). When varying the length of slot, it will affect on bandwidth and return loss as shown in Figure 2. When we increase width of slot, the bandwidth is increasing, as shown in Figure 3. The dimension and some parameters are listed in Table 1.

Table 1: The value of parameters and the characteristics of CPW-fed slot antenna.

L1 (mm)	L2 (mm)	H1 (mm)	H2 (mm)	Bandwidth (-10 dB) (GHz)	Return Loss (dB) $\cong 2.4 \text{ GHz}$
38.8	38.8	10.5	10.5	1.0	-48
43.8	33.8	9.5	9.5	0.8	-35
43.8	33.8	7.8	4.1	1.65	-15.5



(a)



(b)

Figure 4: Radiation pattern at frequency 2.45 GHz. (a) yz -plane. (b) xz -plane.

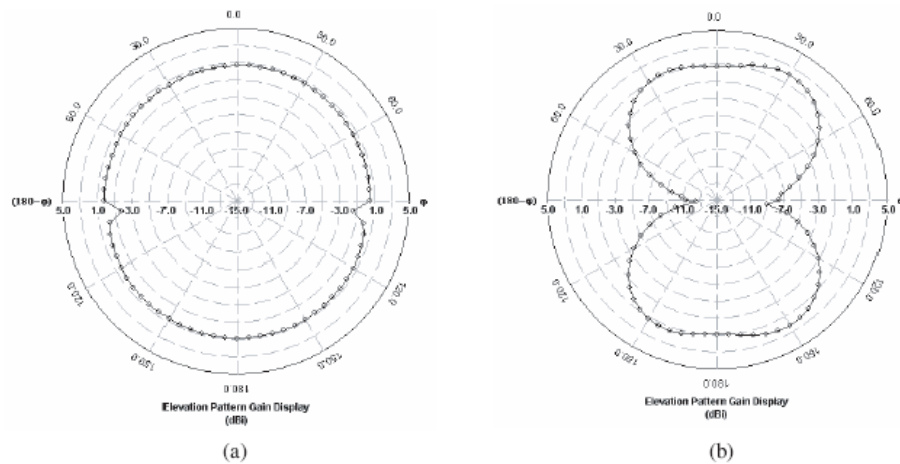


Figure 5: Radiation pattern at frequency 3.65 GHz. (a) yz -plane. (b) xz -plane.

The radiation pattern of y - z plane and x - z plane at frequency 2.45 GHz and 3.65 GHz are shown in Figure 4 and Figure 5.

5. CONCLUSION

The design of slot antenna fed by CPW is considered on the basic structure. It is proved by varying the length and the width of the slot for achieving the wideband for use in WLAN applications. This paper shows the maximum bandwidth of 1.65 GHz at design frequency of 2.4 GHz. The wideband is created with the different length and the different width of the slot antenna.

REFERENCES

1. Benson, F. A. and T. M. Benson, *Fields Waves and Transmission Lines*, Chaman & Hall, 1991.
2. Balanis, C. A., *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
3. Giauffret, L., J.-M. Laheurte, and A. Papiernik, "Study of various shapes of the coupling slot in CPW-fed microstrip antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat*, Vol. 45, No. 4, 642-647, 1997.
4. Bhohe, A. U. and C. L. Holloway, "Wide-band slot antennas with CPW-feed line: hybride and log-periodic design," *IEEE Trans. Antennas Propagat*, Vol. 52, No. 10, 2545-2554, 2004.
5. Wang, C.-J., Member, IEEE, J.-J. Lee, and R.-B. Huang, Member, IEEE, "Experimental studies of a miniaturized CPW-fed slot antenna with the dual-frequency operation," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 2, 2003.



ประวัติผู้เขียน

ชื่อ - นามสกุล	นายโกศล นิธิโสภา
วัน เดือน ปีเกิด	20 กันยายน 2500
ที่อยู่	50/60 หมู่ที่ 1 ต.ไทรน้อย อ.ไทรน้อย จ.นนทบุรี
ประวัติการศึกษา	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครุศาสตรมหาบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ประวัติการทำงาน	
ปัจจุบัน	อาจารย์สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร
ความชำนาญ	การออกแบบและวิเคราะห์วงจรรีเลย์ทรอนิกส์
ผลงานวิจัยที่ตีพิมพ์เผยแพร่	K. Nithisopa, J. Nakasawan, N. Songthanapitak, N. Anantrasirichai, T. Wakabayashi, Design CPW fed Slot Antenna for Wideband Applications , PIERS Progress In Electromagnetics Resesearch Symposium (PIERS 2007), Beijing, China, 26-30 March, 2007, pp. 1124-1127