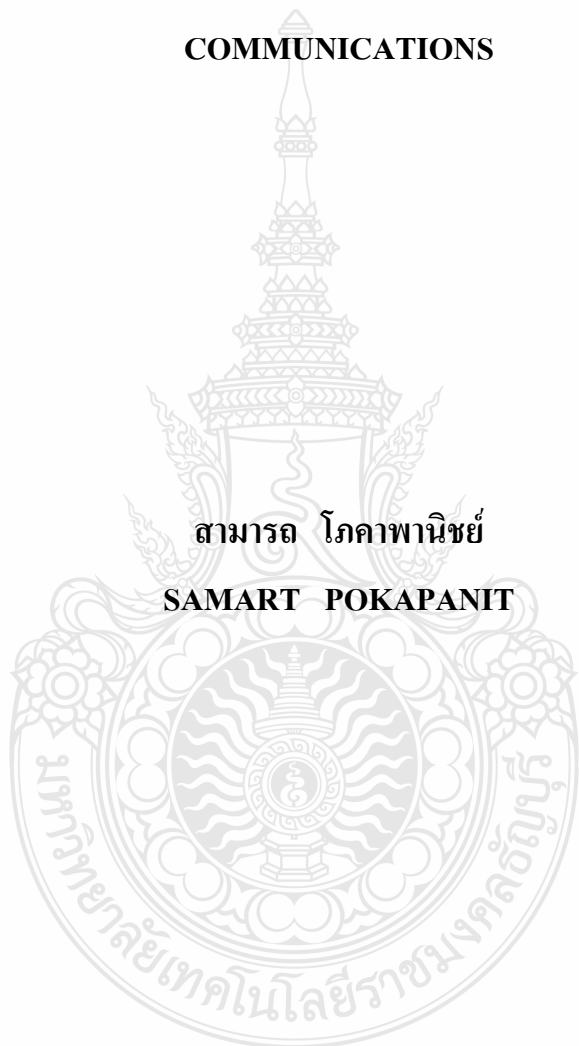


การปรับจูนสตัปและรูปร่างของสายอากาศแบบร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสำหรับ
การสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง

**TUNED STUB AND SHAPE OF RECTANGULAR SLOT ANTENNA FOR UWB
COMMUNICATIONS**

สามารถ โภคาพานิชย์

SAMART POKAPANIT



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

พ.ศ. 2554

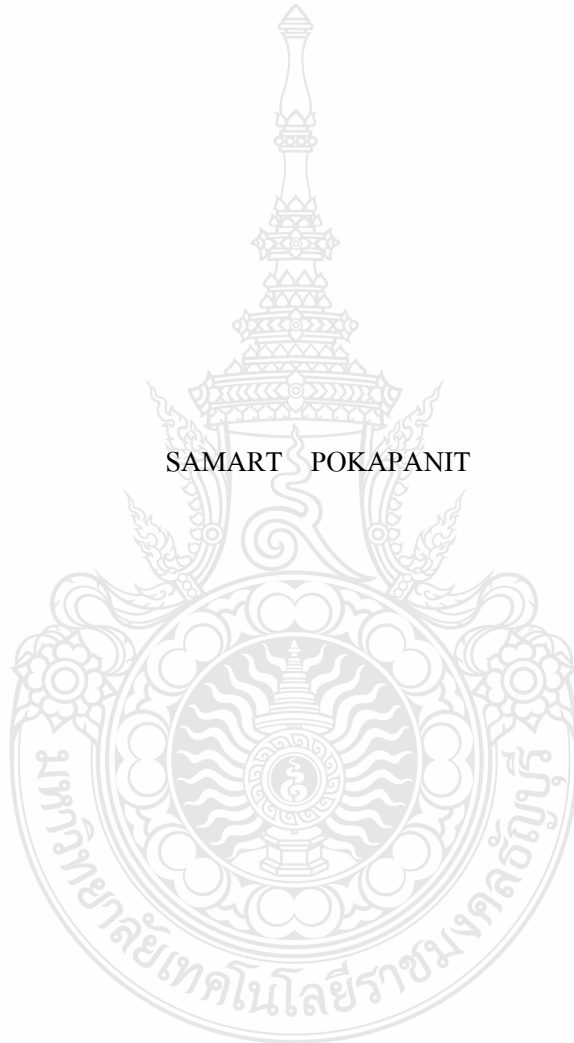
การปรับจูนระดับและรูปร่างของสายอากาศแบบร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสำหรับ
การสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
พ.ศ. 2554

**TUNED STUB AND SHAPE OF RECTANGULAR SLOT ANTENNA FOR
UWB COMMUNICATIONS**

SAMART POKAPANIT



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

2011

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นงานวิจัยที่เกิดจากการค้นคว้าและวิจัยขณะที่ข้าพเจ้าศึกษาอยู่ในคณะ
วิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ดังนั้นงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ถือ
เป็นลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีและข้อความต่างๆในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
ข้าพเจ้าขอรับรองว่าไม่มีการคัดลอกหรือนำงานวิจัยของผู้อื่นมานำเสนอในชื่อของข้าพเจ้า



นายสามารถ โภคาพานิชย์



ใบรับรองวิทยานิพนธ์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การปรับจูนสตาบและรูปร่างของสายอากาศแบบร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสำหรับการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง

TUNED STUB AND SHAPE OF RECTANGULAR SLOT ANTENNA FOR UWB COMMUNICATIONS

ชื่อนักศึกษา

นายสามารถ โภคาพานิชย์

รหัสประจำตัว

114960402010-1

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

ดร. อำนวย เรืองวารี

วัน เดือน ปี ที่สอบ

15 พฤษภาคม 2554 เวลา 10.00 – 12.00 น.

สถานที่สอบ

ห้องประชุมชั้น 7 ณ อาคารเฉลิมพระเกียรติ 80 พรรษา 5 ธันวาคม 2550

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

ประธานกรรมการ

(ดร. ภักวิวัฒน์ จันทร์ตรี)

กรรมการ

(ดร. จักรี ศรีนนท์นัทร)

กรรมการ

(ดร. จิรวัดน์ คชสาร)

กรรมการ

(ดร. อำนวย เรืองวารี)

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สมหมาย ผิวสอาด)

คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การปรับปรุงระดับและรูปร่างของสายอากาศแบบร่องรูปเหลี่ยมผืนผ้า สำหรับการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง
ชื่อนักศึกษา	นายสามารถ โภคาพานิชย์
รหัสประจำตัว	114960402010-1
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า แขนงวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม
ปีการศึกษา	2553
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ดร.อำนาจ เรืองวารี

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาแนวทางการสร้างสายอากาศสำหรับการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (UWB) ร่วมกับโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วม (CPW) โดยการปรับขนาดของสล็อตและโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วม เพื่อให้ได้สายอากาศสำหรับการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยิ่งที่มีแถบความถี่ตั้งแต่ 3.1 – 10.6 GHz ตามข้อกำหนดของคณะกรรมการกำกับกิจการโทรคมนาคม (FCC)

ในงานวิจัยนี้ ใช้โปรแกรมจำลองแบบคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า IE3D เวอร์ชัน 11.5 ในการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศ ประกอบด้วย ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) และรูปแบบการแผ่พลังงานแบบ 2 มิติ และ 3 มิติ สายอากาศที่นำเสนอนี้ ใช้การวิเคราะห์ด้วยหลักการเชิงประสบการณ์ร่วม (Empirical method) ในการพัฒนาสายอากาศต้นแบบ โดยทำการสร้างบนวัสดุแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR-4 ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.5 และความหนาของชั้นสเตรทเท่ากับ 1.6 มม. ขนาดโครงสร้างของสายอากาศต้นแบบคือ 30 x 33 มม. และมีความต้านทานด้านเข้าเท่ากับ 50 โอห์ม

ผลการวัดสายอากาศต้นแบบ พบว่า มีแนวโน้มใกล้เคียงกับผลจำลองแบบ และแบนด์วิดธ์ได้รับการปรับปรุงให้อยู่ในช่วงแถบความถี่ตั้งแต่ 2.925 – 10.702 GHz (112.78 %) ซึ่งรองรับกับการใช้งานในการสื่อสารระบบแถบความถี่กว้างยิ่งได้

คำสำคัญ : การจูนระดับย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง, สายอากาศร่อง, ท่อนำคลื่นระนาบร่วม, สายอากาศไมโครสตริป

Thesis Title: TUNED STUB AND SHAPE OF RECTANGULAR SLOT
ANTENNA FOR UWB COMMUNICATIONS

Student Name: Mr. Samart Pokapanit

Student ID : 114960402010-1

Degree Award : Master of Engineering

Study Program : Electrical Engineering
(Electronic and Telecommunication Engineering)

Academic year : 2010

Thesis Advisor : Dr.-Ing. Amnoi Ruengwaree

ABSTRACT

This thesis is to study the realization of an Ultra Wide Band (UWB) antenna with coplanar waveguide (CPW) structure. The dimensions of stub and CPW slot have been precisely optimized in order to realize an UWB antenna having a bandwidth of 3.1-10.6 GHz which is recommended by the Federal Communications Commission (FCC).

This research, electromagnetic simulation software (the so called IE3D simulator versions 11.5), has been used to analyze the antenna characteristics including the return loss (S_{11}), standing wave ratio (SWR), 2D and 3D radiation patterns. In simulation, the dimensions of prototype antenna have been optimized based on empirical method. In experiment, a prototype antenna has been fabricated on a FR-4 laminate having a dielectric constant of 4.5 and substrate thickness is 1.6 mm. The dimension of this prototype is 30 mm x33 mm and input impedance is 50 ohm

The measurement results of our antenna are near to simulated results. The measurement bandwidth in particular is improved at a frequency band of 2.95-10.702 GHz which is affordable for UWB communication system.

Keyword: UWB stub tuning, slot Antennas, coplanar waveguide, microstrip antennas.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความได้รับความช่วยเหลือจาก ดร.อำนาจ เรืองวาริ
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ และได้รับคำแนะนำจากคณาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล
และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี รวมทั้งให้ความอนุเคราะห์ทางด้าน
ห้องปฏิบัติการวัดและเครื่องมือทดสอบและสถานที่ทำงานวิจัยและขอขอบคุณ ดร. จักริ ศรีนนท์ฉัตร
ที่ได้ให้ข้อเสนอแนะและข้อคิดเห็นอื่นๆ คุณค่าและคุณประโยชน์อันพึงเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
ข้าพเจ้าขอมอบให้แก่ บิดา มารดา ครู อาจารย์ และครอบครัวของข้าพเจ้า ตลอดจนผู้มีพระคุณทุกท่าน
สุดท้ายนี้ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ครอบครัว และเพื่อนๆ ที่เป็นกำลังใจแก่ผู้วิจัย
เสมอมาจนสำเร็จการศึกษา

สามารถ โภคาพานิชย์

15 พฤษภาคม 2554



สารบัญ

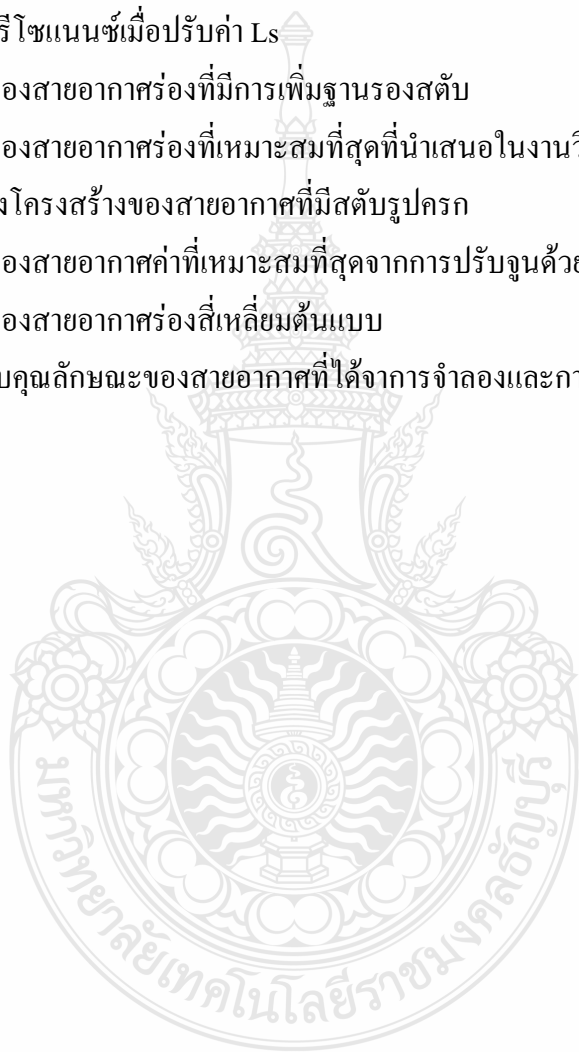
	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ฉ
สารบัญรูป	ช
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ	ญ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์	2
1.3 ขอบเขตของการวิจัย	2
1.4 ขั้นตอนการวิจัย	2
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับ	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและโครงสร้างสายอากาศ	4
2.1 ทบทวนวรรณกรรม	4
2.2 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริป	5
2.3 สายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม	8
2.4 วิธีการวิเคราะห์	14
2.5 การจำลองแบบสนามไฟฟ้า	30
2.6 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป	31
2.7 โปรแกรม IE3D	32
2.8 สรุป	39
บทที่ 3 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริป	40
3.1 การออกแบบสายอากาศร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ปรับจูนสลับและปรับรูปร่าง ของโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วม	40
3.2 การจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศ	46
3.3 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ	61
3.4 แนวทางการปรับเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศร่องที่ปรับจูนสลับและ รูปร่างบนโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วม	69

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การทดสอบและผลการวัดสายอากาศ	77
4.1 การทดสอบวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ	78
4.2 การทดสอบวัดอัตราขยายของสายอากาศร่องสี่เหลี่ยมตันแบบ	80
4.3 การทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ	82
4.4 การทดสอบวัดค่าความสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศที่เพิ่มประสิทธิภาพด้วย การปรับจูนด้วยสตัปครก	86
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	90
5.1 สรุปผลการวิจัย	90
5.2 ข้อเสนอแนะ	90
เอกสารอ้างอิง	91
ภาคผนวก	
ก ข้อมูลการใช้ประโยชน์ย่านความถี่	94
ข คุณสมบัติของ SMA Connector	98
ค คุณสมบัติของสายอากาศด้านตัวส่ง	109
ง ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่	116
ประวัติผู้เขียน	

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ขนาดโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศร่องสี่เหลี่ยม	47
3.2 ผลการเกิดความถี่รีโซแนนซ์เมื่อปรับค่า W_1	48
3.3 ผลการเกิดความถี่รีโซแนนซ์เมื่อปรับค่า L_1	49
3.4 ผลการเกิดความถี่รีโซแนนซ์เมื่อปรับค่า W_s	53
3.5 ผลการเกิดความถี่รีโซแนนซ์เมื่อปรับค่า L_s	55
3.6 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศร่องที่มีการเพิ่มฐานรองสตัป	56
3.7 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศร่องที่เหมาะสมที่สุดที่นำเสนอในงานวิจัย	59
3.8 ค่าพารามิเตอร์ของโครงสร้างของสายอากาศที่มีสตัปรูปครก	71
3.9 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศค่าที่เหมาะสมที่สุดจากการปรับจูนด้วยสตัปรูปครก	75
4.1 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศร่องสี่เหลี่ยมต้นแบบ	77
4.2 ผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จากการจำลองและการวัดจริง	80



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างตัวสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า	6
2.2 โครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปแบบระนาบร่วม (CPW)	9
2.3 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวนด์ด้านล่าง	10
2.4 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดมีกราวนด์ด้านล่าง	13
2.5 แบบการแผ่พลังงานของสายอากาศ	14
2.6 การจำลองแบบสายส่งของสายอากาศ	16
2.7 แบบจำลองผนังกำแพงแม่เหล็กของสายอากาศแบบไมโครสตริป	19
2.8 แบบจำลองโปรแกรมแผ่พลังงานของสายอากาศ	24
2.9 ลักษณะบริเวณขอบเขตสนามไฟฟ้าของสายอากาศ	30
2.10 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายส่งสัญญาณแบบ CPW	31
2.11 การจำลองแบบโครงสร้างแบบสามมิติโดยใช้โปรแกรม IE3D	33
2.12 หน้าจอแสดงรูปการสร้างแบบจำลองสายอากาศบนโปรแกรม IE3D	36
2.13 การกำหนดค่าคุณสมบัติของตัววัสดุใน Basic Parameter ที่ใช้มาจำลองแบบตัวสายอากาศ	37
2.14 การจำลองแบบทิศทางการไหลและความเข้มของกระแสภายในตัวสายอากาศ	37
2.15 ผลการจำลองแบบแสดงค่าความสูญเสียย้อนกลับ S_{11}	38
2.16 ผลการจำลองค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ ในแบบ Smith Chart	38
3.1 แสดงขั้นตอนการการออกแบบสายอากาศรูปสี่เหลี่ยม	41
3.2 การคำนวณขนาดของสายนำสัญญาณด้วย Line Gauge บน โปรแกรม IE 3D	45
3.3 โครงสร้างสายอากาศแบบรูปสี่เหลี่ยม และพารามิเตอร์พื้นฐานเบื้องต้น	46
3.4 ผลการจำลองแบบค่าความสูญเสียย้อนกลับเมื่อปรับความยาวของสายนำสัญญาณ L_f	47
3.5 ผลการจำลองแบบค่าความสูญเสียย้อนกลับเมื่อปรับค่าความกว้างของช่องเปิดภายใน W_1	49
3.6 ผลจำลองแบบค่าความสูญเสียย้อนกลับจากการปรับความยาวของช่องเปิดภายใน L_1	50
3.7 สดัปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า	51
3.8 การเพิ่มสดัปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเข้าไปในช่องเปิด	52
3.9 ผลการจำลองแบบค่าความสูญเสียย้อนกลับเมื่อปรับความกว้างของสดับ W_s	53
3.10 ผลการจำลองแบบค่าความสูญเสียย้อนกลับจากการปรับขอบความยาว L_s	54
3.11 ผลการจำลองแบบค่าความสูญเสียย้อนกลับจากการปรับระยะห่างของสดับกับระนาบกราวนด์ T	55

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.12 การเพิ่มฐานรองที่ตัวสตัดเพื่อปรับการแมตช์สายนำสัญญาณกับสตัด	56
3.13 ผลจำลองแบบค่าความสูญเสียย้อนกลับจากการการเพิ่มฐานรองที่ตัวสตัด	57
3.14 การเซาะร่องบนตัวโครงสร้างสายนำสัญญาณเพื่อช่วยเพิ่มแบนด์วิดท์	58
3.15 แบบจำลองค่าความสูญเสียย้อนกลับจากการปรับค่าความลึกของร่องบน โครงสร้างสายนำสัญญาณ d	59
3.16 ผลแบบจำลองค่าความสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศในงานวิจัยนี้	60
3.17 แบบจำลองการกระจายตัวของกระแสในรูปสเกลลาร์และทิศทางของเวกเตอร์ ในรูป 3 มิติ	60
3.18 การกระจายตัวของเวกเตอร์กระแสบนตัวสายอากาศที่ความถี่ต่างๆ (ก-ค)	61
3.19 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.2 GHz ในระนาบ xz	63
3.20 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.2 GHz ในระนาบ yz	63
3.21 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.2 GHz ในระนาบ 3 มิติ	64
3.22 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 4.7 GHz ในระนาบ xz	64
3.23 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 4.7 GHz ในระนาบ yz	65
3.24 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 4.7GHz ในระนาบ 3 มิติ	65
3.25 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 9.7 GHz ในระนาบ xz	66
3.26 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 9.7 GHz ในระนาบ yz	66
3.27 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 9.7 GHz ในระนาบ 3 มิติ	67
3.28 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 10.7 GHz ในระนาบ xz	67
3.29 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 10.7 GHz ในระนาบ yz	68
3.30 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 10.7 GHz ในระนาบ 3 มิติ	68
3.31 การคำนวณขนาดของสายนำสัญญาณด้วย Line Gauge บนโปรแกรม IE 3D	70
3.32 โครงสร้างสายอากาศที่ปรับจูนด้วยสตัดรูปครก	71
3.33 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับค่า W_1	72
3.34 ขนาดความยาวของสตัดที่ใช้ปรับจูนร่วม L_s	73
3.35 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับค่า L_s	73
3.36 ระยะห่างของสตัดกับระนาบกราวด์ร่วม T	74
3.37 ความสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับระยะห่างระหว่างสตัดกับระนาบกราวด์ T	74
3.38 ค่าความสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของโครงสร้างสายอากาศที่มีขนาดที่เหมาะสมที่สุด	75

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.39 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR)	76
4.1 โครงสร้างสายอากาศที่ได้จากการจำลองแบบที่ให้คุณลักษณะเหมาะสมที่สุด	77
4.2 สายอากาศร่อนที่ปรับจูนด้วยสัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่สร้างจริง	78
4.3 เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้าเพื่อใช้วัดค่าความสูญเสียย้อนกลับ	78
4.4 ผลการวัดค่าความสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศที่สร้างขึ้น	79
4.5 ผลการเปรียบเทียบค่าความสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการจำลองและการวัดชิ้นงานจริงของสายอากาศร่อนสี่เหลี่ยมผืนผ้า	79
4.6 การทดสอบวัดอัตราขยายของสายอากาศร่อนสี่เหลี่ยมผืนผ้าต้นแบบ	80
4.7 ผลการวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบ	81
4.8 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศในแนวระนาบ xz	82
4.9 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 3.2 GHz ระนาบ xz	83
4.10 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 4.7 GHz ระนาบ xz	83
4.11 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 9.7 GHz ระนาบ xz	83
4.12 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศในแนวระนาบ yz	84
4.13 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 3.2 GHz ระนาบ yz	85
4.14 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 4.7 GHz ระนาบ yz	85
4.15 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 9.7 GHz ระนาบ yz	85
4.16 สายอากาศร่อนสี่เหลี่ยมที่ปรับจูนด้วยสัดรูปครกต้นแบบ	86
4.17 ผลการวัดค่าความสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศที่สร้างขึ้น	87
4.18 เปรียบเทียบค่าความสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการจำลองแบบและวัดชิ้นงานจริงของร่อนสี่เหลี่ยมที่ปรับจูนด้วยสัดรูปครก	87
4.19 แบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศต้นแบบเทียบกับผลจำลองแบบที่ความถี่ 3.0 GHz ระนาบ xz	88
4.20 แบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศต้นแบบเทียบกับผลจำลองแบบที่ความถี่ 5.25 GHz ระนาบ xz	88
4.21 แบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศต้นแบบเทียบกับผลจำลองแบบที่ความถี่ 10.75 GHz ระนาบ xz	89

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

BW	Band Width
C	Capacitor
CPW	Coplanar Waveguide
D	Distance
dB	Decibel
EFIE	Electric Field Integral Equation
FDTD	Finite Difference Time Domain
GHz	Giga Hertz
HP	Hewlett Packard
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineer
MOM	Method of Moment
MMIC	Monolyhic Microwave Integrated Circuit
Q	Quality Factor
PDA	Personal Digital Assistance
S_{11}	Return loss
TEM	Transverse Electric-Magnetic
TM	Transverse Mode
UWB	Ultra Wide Band
VSWR	Standing Wave Ratio
WLAN	Wireless Local Area Network
Δ	Delta

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการสื่อสารไร้สายได้เข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวันของมนุษย์มากขึ้น เนื่องจากความต้องการในการใช้งานการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์สื่อสาร หรือระหว่างเครือข่ายกับอุปกรณ์และการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (Ultra Wideband : UWB) นับเป็นอีกเทคโนโลยีที่ได้ถูกคิดค้นวิจัยและพัฒนาเพื่อใช้งานจนกระทั่งปี 2002 ได้มีการออกข้อกำหนดการใช้งานย่านความถี่แถบกว้าง โดยคณะกรรมการกำกับดูแลกิจการโทรคมนาคม (Federal Communication Commission : FCC) ซึ่งมีแถบความถี่อยู่ที่ 3.1-10.6 GHz [1-6] นับเป็นรูปแบบใหม่ของการสื่อสารไร้สายระยะสั้นที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก เนื่องจากขนาดของแบนด์วิดท์ที่กว้างเหมาะสำหรับการสื่อสารข้อมูลที่มีขนาดใหญ่ เช่น ระบบมัลติมีเดียภายในบ้าน [1] และการใช้กำลังงานที่น้อย เนื่องจากการส่งสัญญาณในลักษณะพาหะแคบๆ และสั้นๆ [3] จำพวกเครื่องมือสื่อสารไร้สายส่วนบุคคลที่มีความสามารถในการใช้งานด้านข้อมูลสูงเช่น โทรศัพท์มือถือ PDA คอมพิวเตอร์พกพา เป็นต้น และปัจจุบันเครื่องมือสื่อสารหรืออุปกรณ์ต่างๆ ได้พัฒนาขนาดและรูปร่างให้เล็กลงๆ เพื่อการพกพาที่สะดวกมากยิ่งขึ้น

สายอากาศเป็นองค์ประกอบที่สำคัญของระบบสื่อสารไร้สาย ที่ผ่านมามีการศึกษา วิจัยและพัฒนากันอย่างแพร่หลายและต่อเนื่อง ซึ่งสายอากาศไมโครสตริปแบบร่องที่ป้อนสัญญาณด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วม (CPW-fed Slot Antenna) เป็นชนิดหนึ่งที่น่าสนใจอย่างมาก และได้มีการวิจัยกันอย่างกว้างขวางเนื่องจากมีคุณสมบัติที่ดีหลายประการ คือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา รูปร่างไม่ซับซ้อน ออกแบบและสร้างง่าย ราคาถูก การสูญเสียและผิผิวของสัญญาณต่ำ [1-10] รวมถึงการก่อสร้างให้มีลักษณะเป็นวงจรรวมไมโครเวฟร่วมบนระนาบเดียวกัน (Monolithic Microwave Integrated Circuit: MMIC) [4], [6], [7] และ [10]

งานวิจัยฉบับนี้นำเสนอวิธีการออกแบบและปรับจูนระดับของสายอากาศร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วม รวมทั้งการปรับโครงสร้างสายนำสัญญาณ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพสำหรับการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง ให้สายอากาศมีขนาดเล็กและสามารถใช้งานได้ครอบคลุมมาตรฐานของ FCC ที่มีช่วงความถี่ 3.1-10.6 GHz เพื่อช่วยให้ช่วงของแถบความถี่ตลอดย่านมีค่าของความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) มีค่าต่ำกว่า -10dB

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

- 1.2.1 เพื่อศึกษาคุณลักษณะของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างระนาบร่วม
- 1.2.2 เพื่อศึกษาและออกแบบสายอากาศร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมสำหรับการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (UWB) ตามมาตรฐาน FCC
- 1.2.3 เพื่อสร้างและทดสอบสายอากาศร่องสี่เหลี่ยมที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมสำหรับการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (UWB) ป้อนด้วยตามทีออกแบบ
- 1.2.4 เพื่อศึกษาและประยุกต์ใช้วิธีการต่างๆ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.3.1 ออกแบบสายอากาศร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบความถี่แถบกว้างยิ่ง (UWB) ด้วยแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR-4
- 1.3.2 จำลองแบบและวิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศด้วยโปรแกรม IE 3D
- 1.3.3 ประยุกต์ใช้เทคนิคต่างๆ เพื่อลดขนาดและปรับปรุงประสิทธิภาพของสายอากาศร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมให้สามารถใช้งานกับการสื่อสารย่านความถี่กว้างยิ่งได้ ตามมาตรฐาน FCC
- 1.3.4 สร้างและทดสอบประสิทธิภาพของสายอากาศร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม เช่น การสูญเสียการย้อนกลับ (Return loss), แบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation), และการกระจายกระแสบนสายอากาศ (Current distribution) โดยเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ระหว่างชิ้นงานจริงกับการจำลอง.

1.4 ขั้นตอนการวิจัย

- 1.4.1 ศึกษาข้อมูลและเทคนิคการออกแบบสายอากาศร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมที่ใช้ในการสื่อสารไร้สาย
- 1.4.2 ศึกษามาตรฐานและข้อกำหนดการใช้งานการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยิ่งในปัจจุบัน
- 1.4.3 ศึกษาการใช้งานโปรแกรม IE3D เพื่อใช้ในการวิเคราะห์แบบจำลองโครงสร้างสายอากาศร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมแถบความถี่กว้างยิ่ง
- 1.4.4 ออกแบบสายอากาศร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมแถบความถี่กว้างยิ่ง
- 1.4.5 ศึกษาผลกระทบของจากตัวแปรต่างๆ ของสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่จากการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D

1.4.6 ปรับจูนสลับเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและหาขนาดที่เหมาะสมของสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจากการวิเคราะห์แบบจำลองด้วยโปรแกรม IE3D

1.4.7 ปรับรูปร่างบนโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมของสายอากาศเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

1.4.8 สร้างชิ้นงานจริงของสายอากาศต้นแบบ

1.4.9 ทดสอบประสิทธิภาพของสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างยิ่ง เช่น การสูญเสียการย้อนกลับ (Return Loss), แบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation), และการกระจายตัวของกระแสบนสายอากาศ (Current distribution) โดยเปรียบเทียบผลระหว่างชิ้นงานจริงกับการจำลอง

1.4.10 วิเคราะห์ผลและสรุปผลการวิจัย

1.5 ประโยชน์ที่ได้รับ

สายอากาศรูปสี่เหลี่ยมที่ออกแบบมีขนาดเล็กกระทัดรัดและสามารถประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่ของการสื่อสารไร้สายย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (UWB) ซึ่งเป็นไปตามมาตรฐานและข้อกำหนดของ FCC และยังสามารถรองรับมาตรฐานการสื่อสารไร้สายอื่นๆเช่น IEEE 802.11a, IEEE 802.15.3a, IEEE 802.16 เป็นต้น

บทที่ 2

ทฤษฎีและโครงสร้างสายอากาศ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศชนิดต่างๆ และสายอากาศแบบไมโครสตริปโดยมีรายละเอียดแสดงถึงลักษณะทางกายภาพของสายอากาศ โครงสร้างสายอากาศ วิธีการป้อนสัญญาณ และอธิบายถึงวิธีการวิเคราะห์สายอากาศ

2.1 ทบทวนวรรณกรรม

ในงานวิจัยที่ผ่านมาได้มีการออกแบบและพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปที่ใช้งานในย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (UWB) แบบต่างๆ ซึ่งได้นำเสนอวิธีการลดขนาดและเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศแบบต่างๆ ดังเช่น

S. K. Sharmar [1] ได้นำเสนอสายอากาศไมโครสตริปรูปห้าเหลี่ยมที่มีขนาด 50×80 มม. โดยออกแบบเพื่อใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (UWB) ผลการจำลองแบบพบว่าสายอากาศมีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ประมาณ 129 % และออกแบบโดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์สองหน้า เป็นเทคนิคในการบังคับทิศทางการแผ่พลังงานของสายอากาศทำให้มีค่าโคเอฟฟิเชียนต์สูง แต่สายอากาศมีขนาดเท่ากับ Personal Computer Media Card Interface Access (PCMCIA) ซึ่งมีขนาดใหญ่เมื่อเทียบกับอุปกรณ์สื่อสารในปัจจุบัน

J - Ni Li [2] นำเสนอวิธีการเพิ่มแบนด์วิดท์ให้กับสายอากาศ ช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมโดยขนาดของสายอากาศเท่ากับ 63×63 มม. ใช้เทคนิคการปรับรูปแบบของสายส่งสัญญาณ ในลักษณะเพิ่มให้ค่าระยะห่างของสายส่งกับตัวสตัป (Offset) ทำให้แบนด์วิดท์เพิ่มมากขึ้นแต่ขนาดสายอากาศที่นำเสนอยังมีขนาดที่ใหญ่

S. Promwong [3] นำเสนอวิธีการวิเคราะห์สายอากาศรูปสี่เหลี่ยมคางหมูสำหรับการใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง โดยใช้หลักการ FDTD-3D ซึ่งพบว่าสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมคางหมูจากงานวิจัยนี้มีจุดรีโซแนนซ์ต่อความถี่ได้หลายจุดซึ่งทำให้อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่กว้าง จากบทความนี้มีการเสนอหลักการที่ค่อนข้างซับซ้อนในการวิเคราะห์และโครงสร้างสายอากาศมีขนาดใหญ่ คือ 75×144 มม.

R. Chair [4] เสนอวิธีสายอากาศร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมสำหรับย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (UWB) โดยใช้เทคนิคการเพิ่มแบนด์วิดท์ด้วยการปรับจูนสตัปรูปตัว U โดยออกแบบโครงสร้างของสายอากาศให้มีขนาด 100×100 มม. (ประมาณ $2\lambda_g$) ที่ความถี่ 6.14 GHz ทำให้ได้อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ประมาณ 110% และผลการจำลองแบบพบว่าสายอากาศมีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ 110 % (2.79 - 9.48 GHz) ซึ่งยังไม่สามารถครอบคลุมการใช้งานตามมาตรฐานของ FCC แต่สามารถใช้งานย่าน X-Band ได้

Z. Li [7] นำเสนอวิธีการปรับลดขนาดของสายอากาศสำหรับ UWB ซึ่งออกแบบสายอากาศ โดยสร้างสัดเป็นรูปดอกเห็ด (Mushroom shape) ซึ่งใช้การพัฒนาจากรูปวงกลมวางอยู่ในช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ทำให้สามารถลดขนาดสายอากาศให้มีขนาดเล็กเพียง 34×29 มม. และเนื่องจากตัวแปรที่ใช้ในการปรับจูนร่วมมีน้อย การปรับจูนทำได้ยาก รูปร่างของสัดนั้นเป็นรูปที่เพิ่มตัวแปรร่วมน้อย ทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศยังไม่ดีและอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ยังไม่ครอบคลุมการใช้งานในย่าน UWB (3.2-11.5 GHz) ตามมาตรฐาน FCC

A. A Eldek [8] นำเสนอสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าร่วมกับสัดรูปตัว T สำหรับใช้งานความถี่แถบกว้างยิ่งและระบบเฟสเอเรย์ โดยใช้เทคนิคการปรับความกว้างและความยาวของสัดรูปสี่เหลี่ยม รวมทั้งปรับความกว้างและความยาวของช่องเปิด ทำให้ได้สายอากาศขนาดเล็กเพียง 20×25 มม. แต่ไม่สามารถปรับให้ใช้งานช่วงความถี่ UWB ตามมาตรฐานของ FCC ที่ช่วงความถี่ (3.1-10.6 GHz) ได้ แต่ก็สามารถใช้งานย่าน X - Band แนวทางพัฒนาหากมีการเพิ่มตัวแปรร่วมเข้าไปเพื่อปรับจูนร่วมอาจจะทำสายอากาศมีประสิทธิภาพดีขึ้นตามมาตรฐานการใช้งานได้

สุรัชย์ แก้วสุพรรณ [9] นำเสนอสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสำหรับการสื่อสารไร้สายย่านความถี่กว้าง และวิธีการเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม (CPW-Fed) โดยการใช้วิธีการปรับจูนสัดและเพิ่ม Strip load ที่สัด รวมทั้งใช้วิธีการปรับรูปร่างของท่อนำคลื่นด้วยวิธีการเจาะร่อง ซึ่งช่วยเพิ่มอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ได้ถึง 117% ซึ่งเป็นวิธีที่น่าสนใจ แต่ขนาดสายอากาศ 59.5×60.5 มม. ซึ่งเป็นขนาดที่นำมาปรับลดและเพิ่มประสิทธิภาพเพื่อใช้งานในย่านความถี่แถบกว้างยิ่งได้

จากตัวอย่างงานวิจัยที่ผ่านมา จะพบว่ามี ความพยายามในการพัฒนาสายอากาศให้มีขนาดเล็กลง และขณะเดียวกันก็หาวิธีการเพิ่มประสิทธิภาพด้วยการทำให้อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์กว้างมากขึ้น เพื่อให้สามารถครอบคลุมการใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่งโดยมีรูปร่างของสัดที่แตกต่างกัน

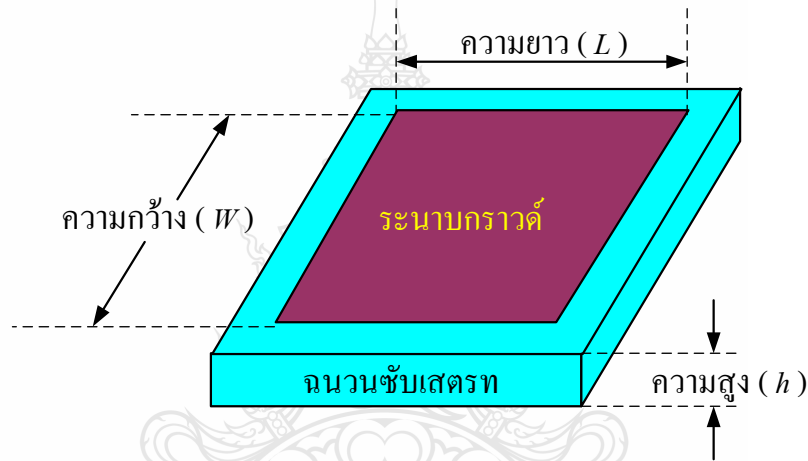
2.2 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริป

สายอากาศไมโครสตริป เป็นสายอากาศที่ได้รับความนิยมในการศึกษาและพัฒนาเป็นอย่างมากตั้งแต่ปี 1970 เนื่องจากเป็นสายอากาศที่มีขนาดเล็ก สร้างง่ายโดยทั่วไปแล้วรูปร่างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปที่นิยมใช้ แบ่งเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น และสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ข้อได้เปรียบทางโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป คือ มีน้ำหนักเบา ราคาถูก และ ตัวสายอากาศมีความแข็งแรง นอกจากนี้สายอากาศชนิดนี้ยังเหมาะกับการใช้งานในโครงสร้างวงจรมิคโรวเวฟ (Monolithic Microwave Circuit :MMIC) [10] ด้วยคุณสมบัติที่ดีเหล่านี้ของสายอากาศ ทำให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสารต่างๆ ได้อย่างหลากหลายเช่น การสื่อสารในระบบเครือข่ายไร้สาย ระบบมือถือ และการสื่อสารผ่านดาวเทียม เป็นต้น ในบทที่ 2 นี้จะ

กล่าวถึงคุณลักษณะทั่วไปของโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม และการป้อนสัญญาณของไมโครสตริปแบบสายนำสัญญาณระนาบร่วม (Coplanar Waveguide : CPW)

2.2.1 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป

โครงสร้างทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปจะประกอบด้วย ส่วนของวัสดุฐานรอง (Substrate) ด้านหนึ่งของวัสดุฐานรอง จะประกอบด้วยแผ่นตัวนำ เรียกว่า ระนาบกราวด์ (Ground Plane) ส่วนอีกด้านจะเป็นตัวแผ่กระจายคลื่น (Radiating Element) ซึ่งสามารถสร้างขนาดและรูปร่างได้หลายรูปแบบดังแสดงในรูปที่ 2.1 เพื่อให้ได้คุณลักษณะของสายอากาศที่เหมาะสมกับลักษณะงานที่ต้องการใช้ เช่นการออกแบบเพื่อให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์สองความถี่ และการออกแบบเพื่อให้ได้แบนด์วิดท์กว้าง และลักษณะรูปแบบการแผ่พลังงานที่ต้องการ



รูปที่ 2.1 โครงสร้างตัวสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

โดยลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริปประกอบด้วยแผ่นตัวนำบางๆ ที่มีการสูญเสียพลังงานต่ำวางอยู่บนวัสดุที่เรียกว่า วัสดุฐานรอง โครงสร้างของไมโครสตริปนั้นสามารถจะนำไปเป็นวงจรที่ใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟ และรูปร่างของสายอากาศไมโครสตริปมีหลากหลายรูปแบบ แต่ที่ได้รับความนิยมอย่างกว้างขวางคือรูปร่างแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า โดยโครงสร้างตัวสายอากาศประกอบด้วยแผ่นโลหะตัวนำบางๆ ทำหน้าที่เป็นตัวนำไฟฟ้าวางอยู่บนชั้นซับสเตรทที่เป็นฉนวน ในขณะที่ด้านล่างนั้นจะเป็นชั้นโลหะบางๆ เช่นกันซึ่งโลหะดังกล่าวมีหน้าที่เป็นระบบกราวด์ให้กับตัวสายอากาศแสดงดังรูปที่ 2.1 โดยที่ด้านความยาวของตัวสายอากาศ L มีความยาวประมาณ $\lambda_0/4 < L < \lambda_0$ เมื่อ λ_0 เป็นความยาวคลื่นในอากาศ ด้านความกว้างของตัวสายอากาศ W ทำหน้าที่ปรับค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของตัวสายอากาศและขนาดความหนาของแผ่นโลหะที่นำมาใช้งานจะมีความหนาน้อยมากๆ $t \ll \lambda_0$ เมื่อ t คือความหนาของแผ่นโลหะ โดยที่ความหนา h ของฉนวนซับสเตรทมีค่าประมาณ $0.0033\lambda_0 < h < 0.05\lambda_0$ และมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ϵ_r ซึ่งควรมีค่าน้อยๆ เพราะจะทำให้

เกิดการสูญเสียของฉนวนชั้นสเตรทน้อยเป็นผลให้ค่าประสิทธิภาพการแผ่พลังงาน $\eta_{radiation}$ มีค่าเพิ่มขึ้นและค่าแบนด์วิดท์กว้างมากขึ้น [12] โดยที่ค่าประสิทธิภาพการแผ่พลังงานและค่ากำลังการแผ่พลังงานคำนวณได้จาก

$$\eta_{radiation} = \eta_{mismatch} \times \eta_{dielectric} \times \eta_{conductor} \quad (2.1)$$

$$P_{radiation} = P_{input} \times \eta_{radiation} \quad (2.2)$$

- เมื่อ $P_{radiation}$ คือ กำลังของการแผ่พลังงาน
 P_{input} คือ กำลังของการป้อนเข้า
 $\eta_{mismatch}$ คือ ค่าประสิทธิภาพของการมิสแมตช์ (Mismatch) เท่ากับ $(1 - |\Gamma|^2)$
 $\eta_{dielectric}$ คือ ค่าประสิทธิภาพของฉนวนชั้นสเตรท
 $\eta_{conductor}$ คือ ค่าประสิทธิภาพของตัวนำสายอากาศ

สำหรับการออกแบบตัวสายอากาศที่มีขนาดกะทัดรัดนั้นต้องใช้ฉนวนที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสูงส่งผลให้สายอากาศมีประสิทธิภาพต่ำและขนาดแบนด์วิดท์แคบ ดังนั้นการออกแบบควรคำนึงถึงผลกระทบระหว่างขนาดของตัวสายอากาศและประสิทธิภาพของตัวสายอากาศด้วยแสดงดังรูปที่ 2.1 ตัวสายอากาศที่มีค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor: Q) สูงมาก ค่า Q แสดงถึงค่าการสูญเสียของตัวสายอากาศและหากค่า Q มากก็จะส่งผลให้ขนาดแถบความถี่แคบและประสิทธิภาพต่ำ [15]

ค่า Q มีค่าดังสมการ

$$Q = \frac{2\pi f_r W_t \left[\frac{1}{h} \right]}{P_r + P_d + P_c + P_{sw}} \quad (2.3)$$

- เมื่อ f_r คือ ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ
 P_r คือ การสูญเสียกำลังของการแผ่พลังงาน
 P_d คือ การสูญเสียกำลังของไดอิเล็กตริก
 P_c คือ การสูญเสียกำลังของตัวนำสายอากาศ
 P_{sw} คือ การสูญเสียของคลื่นที่พื้นผิว
 W_t คือ พลังงานสะสมของควิตี้ (Cavity)
 h คือ ความสูงของฉนวนชั้นสเตรท

$$Bandwidth = \frac{100(s-1)}{Q\sqrt{s}} \text{ โดยที่ } s = VSWR \quad (2.4)$$

$$\eta_{radiation} (\%) = \frac{P_r}{P_r + P_d + P_c} \times 100\% \quad (2.5)$$

โดยที่ค่า Q สามารถทำให้ลดลงได้ด้วยการเพิ่มค่าความหนาของฉนวนชั้นสเตรทแต่ค่าความหนาของฉนวนชั้นสเตรทที่เพิ่มขึ้นก็จะทำให้กำลังงานของผลรวมที่ถูกส่งออกมาจากแหล่งกำเนิดออกไปเป็นคลื่นผิว (Surface Wave) ของสายอากาศมีประสิทธิภาพลดลง โดยจะลดกำลังผลรวมที่มีต่อทิศทางกำลังการแผ่พลังงานและคลื่นผิวจะมีผลแปรผกผันกับคุณลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานและโพลาไรเซชันของสายอากาศ

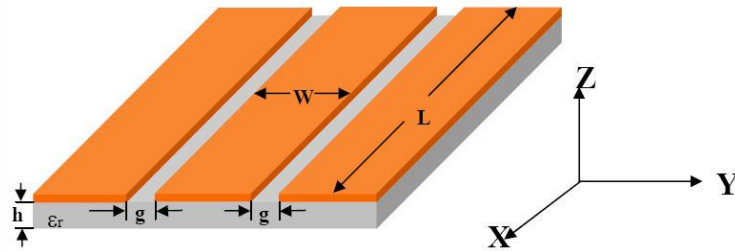
2.3 สายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) [13]

สายนำสัญญาณที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟนั้น สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ประเภท คือ สายนำสัญญาณที่รองรับการแพร่กระจายคลื่นในโหมด TEM หรือ quasi-TEM และสายนำสัญญาณที่ไม่รองรับการแพร่กระจายคลื่นในโหมดดังกล่าว เรียกว่า non-TEM โดยสายนำสัญญาณในประเภทแรกมีหลายชนิดด้วยกัน ได้แก่ สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป และสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม เป็นต้น ในที่นี้จะกล่าวถึงสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม (Coplanar waveguide) ซึ่งการแพร่กระจายคลื่นของสายนำสัญญาณไมโครสตริป CPW จะเป็นแบบ quasi-TEM ในปี ค.ศ. 1969 Wen ได้คิดค้นสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมขึ้นสายนำสัญญาณที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.2 จะมีรูปร่างเป็นแถบโลหะตัวนำวางอยู่บนวัสดุฐานรองซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก ที่ถูกคั่นด้วยช่องเปิดสองช่อง คุณลักษณะหลักที่ใช้ในการพิจารณาสายนำสัญญาณ คือ คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ และเพื่อให้เกิดความเข้าคู่กัน ระหว่างอิมพีแดนซ์ ของสายนำสัญญาณกับอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ จะต้องพิจารณาปัจจัยที่มีผลต่อคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ ซึ่งได้แก่ ความหนาของวัสดุฐานรองและความกว้างของแผ่นสตริป (W) ความกว้างของช่องเปิด (S) ดังจะเห็นได้ว่าการเลือกชนิดของวัสดุฐานรองเป็นส่วนสำคัญในการพิจารณาคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ และคุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้มีดังต่อไปนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_r) เป็นค่าแสดงคุณสมบัติของสารไดอิเล็กตริกโดยเทียบกับอากาศ

- ค่า Loss Tangent ($\tan \delta$) ที่ความถี่ 10 GHz คือ ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิฟเฟอเรนเชียล ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่าสาร ไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด โดยที่ยิ่งต่ำก็ยิ่งดี

- ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal conductivity) จะแสดงความสามารถในการระบายความร้อนของสาร ไดอิเล็กตริก ซึ่งค่านี้ยิ่งสูงยิ่งดี
- ความขรุขระของผิว จัดว่าเป็นคุณสมบัติที่มีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะจะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริป เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า
- ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric strength) สำหรับค่านี้จะบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ



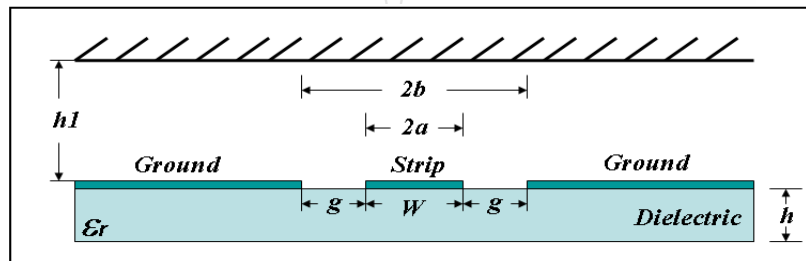
รูปที่ 2.2 โครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปแบบระนาบร่วม (CPW)

ในที่นี้จะกล่าวถึงสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม 2 ชนิดคือ สายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวนด์ด้านล่าง (Coplanar waveguide) แสดงดังรูปที่ 2.3 และชนิดมีกราวนด์ด้านล่าง (Conductor-backed Coplanar- Waveguide) แสดงดังรูปที่ 2.4 โดยโครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวนด์ด้านล่างซึ่งประกอบไปด้วย สตริป (Strip) อยู่ตรงกลางด้านบนของฐานรองไดอิเล็กตริก (Substrate) มีความกว้างของสตริปเป็น w ด้านข้างทั้งสองด้านของสตริปจะมีลักษณะเป็นร่อง (Slot) กั้นกลางและระนาบกราวนด์ตามลำดับ มีความกว้างของสตริปถึงระนาบกราวนด์เป็น g ความหนาของฐานรองไดอิเล็กตริกเป็น h ส่วนสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดมีกราวนด์ด้านล่างแสดงดังรูปที่ 2.4 ซึ่งต่างกับชนิดแรกตรงที่จะมีกราวนด์ทางด้านล่างของฐานรองไดอิเล็กตริกเพิ่มขึ้นมา ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าบนสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมจะเป็นแบบ Quasi TEM ข้อดีของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมคือ สามารถเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่างๆ เช่น ทรานซิสเตอร์ ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุได้ง่าย เนื่องจากไม่ต้องมีการเจาะรูผ่านฐานรองไดอิเล็กตริกเพื่อเชื่อมต่อกราวนด์ให้กับอุปกรณ์เหล่านั้น และสามารถนำมาต่อร่วมในวงจรเดียวกันกับไมโครสตริปได้ง่าย ซึ่งทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณและค่าความสูญเสียที่ต่ำกว่าการใช้ไมโครสตริป จากข้อดีที่กล่าวมาข้างต้นทำให้โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมเหมาะกับการทำเป็นวงจรรวมไมโครเวฟได้เป็นอย่างดี [4], [6], [7] และ [10] ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าบนสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมจะเป็นแบบ Quasi TEM ข้อดีของสายนำสัญญาณบนระนาบร่วมคือ สามารถเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่างๆ เช่น ทรานซิสเตอร์ ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุได้ง่าย เนื่องจากไม่ต้องมีการเจาะรูผ่านฐานรองไดอิเล็กตริก

เพื่อเชื่อมต่อกราวด์ให้กับอุปกรณ์เหล่านั้น สามารถนำมาต่อรวมในวงจรเดียวกันกับไมโครสตริปได้ง่าย ซึ่งทำให้เกิดการบิดเบี้ยวของสัญญาณและ ค่าความสูญเสียที่ต่ำกว่าการใช้ไมโครสตริป จากข้อดีที่กล่าวมาข้างต้นทำให้โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมเหมาะกับการทำเป็นวงจรรวมไมโครเวฟได้เป็นอย่างดี

2.3.1 การหาคุณสมบัติของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง [15]

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมจะให้วิธีแบบ Quasi static ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของวิธีการส่งคงรูป (Conformal mapping) โดยอาศัยเทคนิคที่ใช้การหาค่า



รูปที่ 2.3 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง [15]

ความจุไฟฟ้าและความเหนี่ยวนำที่กระจายอยู่บนสายนำสัญญาณการวิเคราะห์แบบนี้สามารถหาค่าคุณลักษณะพื้นฐานต่างๆ ของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมได้ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณสามารถหาได้จากผลรวมของค่าความจุไฟฟ้าของครึ่งระนาบด้านบนซึ่งอยู่ในอากาศกับครึ่งระนาบด้านล่างซึ่งอยู่ในชั้นของไดอิเล็กตริก (Dielectric layer) โดยใช้การวิเคราะห์ด้วยวิธีการส่งคงรูปเพื่อหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective dielectric constant) และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic impedance) จะอยู่ในเทอมอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ขั้นแรก (Complete elliptic integral of the first kind) โดยกำหนดให้

C คือ ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณ

C^a คือ ค่าความจุไฟฟ้าในลักษณะเดียวกับ C แต่จะแทนไดอิเล็กตริกทั้งหมดด้วยอากาศจะได้ว่า

$$\epsilon_{re} = \frac{C}{C^a} \quad (2.6)$$

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.7)$$

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.8)$$

$$Z_o = \frac{1}{Cv_p} = \frac{1}{c\sqrt{\epsilon_{re}}c^a} \quad (2.9)$$

เมื่อ

ϵ_{re} หมายถึง ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของฐานรอง

V_p หมายถึง ความเร็วเฟสของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ

λ_g หมายถึง ความยาวคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ

c หมายถึง ความเร็วของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในอวกาศว่าง

Z_o หมายถึง อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

ในการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณจะใช้วิธีการส่งคงรูป ซึ่งในที่นี้จะไม่ขอกล่าวถึงวิธีการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณ แต่จะพิจารณาเฉพาะการหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณหาได้จากสมการ

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

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลหาได้จาก

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (2.11)$$

โดยที่

$$q = \frac{1}{2} \left(\frac{K(k_2)K'(k_1)}{K'(k_2)K(k_1)} \right) \quad (2.12)$$

เมื่อ q หมายถึง ตัวประกอบการคูณ

และ

$$k_1 = \frac{a}{b} \quad (2.13)$$

$$k_2 = \frac{\sinh(\pi a / 2h)}{\sinh(\pi b / 2h)} \quad (2.14)$$

$$k_3 = \frac{\tanh(\pi a / 2h_1)}{\tanh(\pi b / 2h_1)} \quad (2.15)$$

$$k_4 = \frac{\tanh(\pi a / 2h)}{\tanh(\pi b / 2h)} \quad (2.16)$$

เมื่อ

$$a = \frac{W}{2} \quad (2.17)$$

$$b = \frac{(2g + W)}{2} \quad (2.18)$$

โดยที่

W หมายถึง ความกว้างของสายนำสัญญาณ

g หมายถึง ความกว้างของร่อง

h หมายถึง ความสูงของฐานรองไดอิเล็กตริก

h_1 หมายถึง ความสูงที่มีขอบเขตที่ไม่สิ้นสุด หรือส่วนบนเป็นอากาศ

การอินทิเกรตวงรีแบบสมบูรณ์ชั้นแรกสามารถหาได้โดย

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta}} \quad (2.19)$$

เมื่อ θ หมายถึง ตัวแปรเชิงซ้อน

โดยที่

$$K'(k_1) = K(k_1') \quad (2.20)$$

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (2.21)$$

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

กรณี $0 \leq k \leq 0.707$

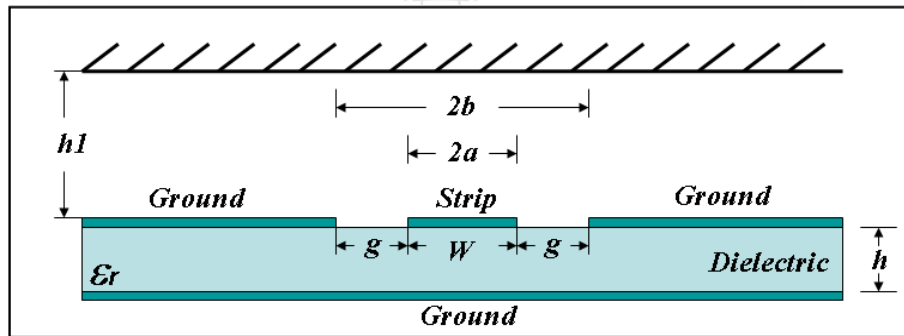
$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln \left[2 \frac{(1+\sqrt{k'})}{(1-\sqrt{k'})} \right]} \quad (2.22)$$

กรณี $0.707 \leq k \leq 1$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{(1+\sqrt{k})}{(1-\sqrt{k})} \right] \quad (2.23)$$

2.3.1 การหาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง [19]

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง หาได้เช่นเดียวกันกับที่ใช้สายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง ดังสมการต่อไปนี้



รูปที่ 2.4 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง [19]

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{1}{K(k_3)/K'(k_3) + K(k_4)/K'(k_4)} \quad (2.24)$$

โดยที่

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (2.25)$$

$$q = \frac{K(k_4)/K'(k_4)}{K(k_3)/K'(k_3) + K(k_4)/K'(k_4)} \quad (2.26)$$

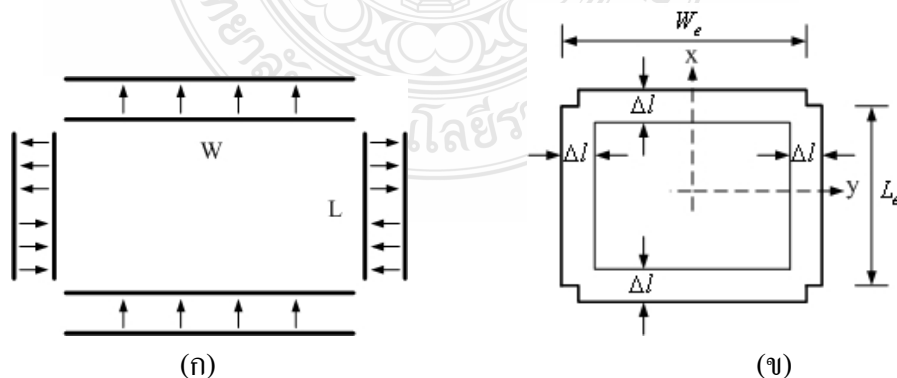
ในการคำนวณหาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม ทั้งชนิดที่มีกราวด์ด้านล่างและชนิดที่ไม่มีกราวด์ด้านล่าง สามารถใช้โปรแกรมคำนวณออกมาได้และมีหลายโปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณ เช่น โปรแกรม LineGauge Professional ของ IE3D Zeland โปรแกรม AppCAD for Window ของ Agilent Technology หรือ โปรแกรม Transmission Line (TRL)

2.4 วิธีการวิเคราะห์

วิธีการวิเคราะห์และพิจารณาสายอากาศมีอยู่ 3 วิธีได้แก่

2.4.1 วิธีการจำลองแบบสายนำสัญญาณ (Transmission Line Model) [15]

วิธีการนี้จะเป็นวิธีที่ง่ายที่สุดซึ่งจะทำให้เข้าใจถึงลักษณะทางกายภาพที่ดีแต่มีความถูกต้องน้อยเมื่อเทียบกับวิธีอื่นใน 3 วิธีที่จะกล่าวถึง โดยการจำลองแบบสายนำสัญญาณแบบนี้ใช้ในการวิเคราะห์ขอบเขตภายในของสายอากาศซึ่งเป็นส่วนของสายนำสัญญาณโดยมีค่าอิมพีแดนซ์ (Z_0) และค่าคงที่การแพร่กระจาย (β) ซึ่งจะถูกกำหนดด้วยขนาดและชั้นสเตรทของตัวสายอากาศพิจารณาขนาดสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า $L \times W$ แสดงดังรูปที่ 2.2 โดยที่เส้นรอบรูปของตัวสายอากาศจะมีลักษณะ เป็นผนังกำแพงสี่ด้านที่ L ($x = 0$) และที่ W ($y = 0$) ด้านทั้งสี่ของตัวสายอากาศจะสามารถแบ่งเป็นด้านที่มีการแผ่พลังงานและด้านที่ไม่มีการแผ่พลังงาน หลักการพิจารณาจะใช้ขอบของสายอากาศที่เป็นด้านความยาวสำหรับโหมด TM_{10} ของผนังด้านความยาวในตัวสายอากาศ L ($x = 0$) จะเป็นด้านที่มีการแผ่พลังงานเนื่องจากสนามไฟฟ้าอยู่ในรูปแบบตามแนวความยาวส่วนผนังด้านความกว้าง W ($y = 0$) จะไม่มีการแผ่พลังงาน ซึ่งการแผ่พลังงานของโหนดแอดมิตแตนซ์ของผนังด้านความยาวในสายอากาศคือ $Y_s = G_s + jB_s$ โดยที่ G_s คือตัวนำกำลังการแผ่พลังงานจากขอบของตัวสายอากาศ B_s คือซัสเซปแตนซ์ของพลังงานสะสมในสนามฟรินจิงค์ (Fringing) ที่ไม่มีการแผ่พลังงานออกไปที่ขอบของตัวสายอากาศที่ $y = 0$ และ W คือผนังด้านความกว้าง



รูปที่ 2.5 แบบการแผ่พลังงานของสายอากาศ (ก) แบบการแผ่พลังงานสี่เหลี่ยม

(ข) แบบการแผ่พลังงานสี่เหลี่ยมเพิ่มมุมสี่มุม[10]

ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดค่าเฟสคอนสแต้นเบต้า (β) แสดงดังรูปที่ 2.5 (ก) รูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเกิดจากการจัดเรียงพลังงานจากช่องแคบๆ 2 ช่อง โดยมีระยะห่างของช่องเท่ากับความยาวของตัวสายอากาศ ค่าอินพุตแอดมิตแตนซ์ของสายอากาศที่จุดป้อนสัญญาณมาจากการถ่ายเทจากขอบผนังของจุดป้อนสัญญาณซึ่งจากวงจรรูปที่ 2.5 (ก) เป็นดังสมการ

$$Y_{in} = Y_0 \left[\frac{Y_0 + jY_s \tan(\beta L_1)}{Y_s + jY_0 \tan(\beta L_1)} + \frac{Y_0 + jY_s \tan(\beta L_2)}{Y_s + jY_0 \tan(\beta L_2)} \right] + jX_f, L_1 + L_2 = L \quad (2.27)$$

เมื่อ $\gamma = j\beta$ และ Y_0 คือค่าแอดมิตแตนซ์ของสายส่งสัญญาณที่ $x = L_1$ และ X_f คือค่าความต้านทานของสายส่งสัญญาณ ค่าความเป็นตัวนำระหว่างขอบของการแผ่พลังงานสามารถคำนวณได้จากการอินทิกรัลระหว่างแบบรูปการแผ่พลังงานของกระแสแม่เหล็กทั้งสองของสายอากาศหาค่าได้ดังนี้

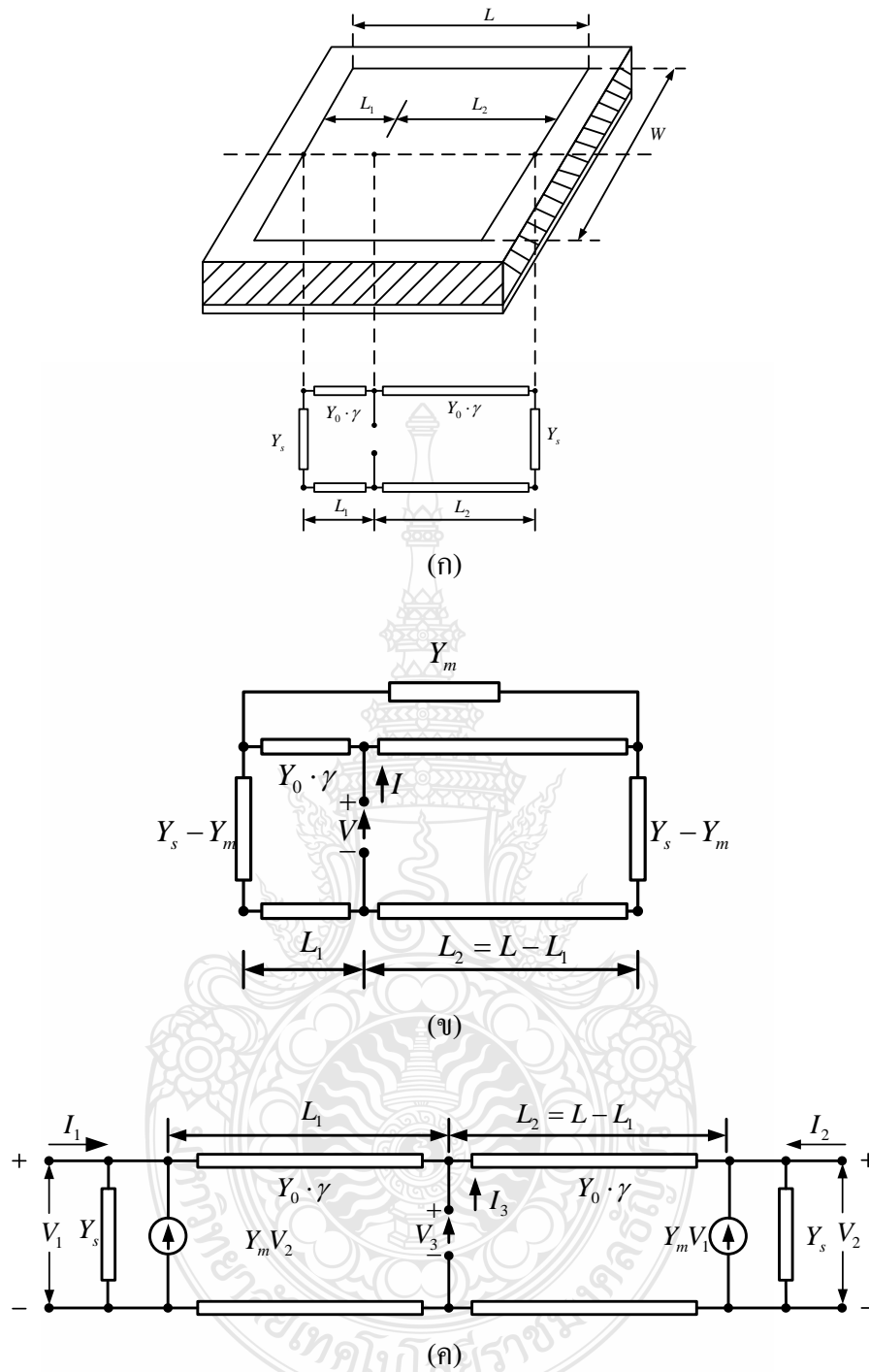
$$G_m = \frac{1}{60\pi^2} \int_0^{\pi/2} \sin^2 \left[k_0 \frac{W}{2} \cos \theta \right] \tan^2 \theta \sin \theta J_0(k_0 L \sin \theta) d\theta \quad (2.28)$$

ดังนั้น $Y_s = G_s - G_m + jB_s$ และ $\beta(L_1 + L_2) \approx \pi$ ซึ่งได้ค่าความต้านทานอินพุตดังสมการที่ (2.24) [13]

$$R_{in} = \frac{1}{2G} \left[\cos^2(\beta L_1) + \frac{G^2 + B_s^2}{Y_0^2} \sin^2(\beta L_1) - \frac{B_s}{Y_0} \sin(2\beta L_1) \right] \quad (2.29)$$

$$R_{in} \approx \frac{1}{2G} \cos^2(\beta L_1) \quad \text{ซึ่งค่า } G, B_s \ll Y_0 \quad (2.30)$$

เมื่อ $G = G_s - G_m$ และ $\cos^2(\beta L_1)$ คือค่าความต้านทานอินพุตที่เปลี่ยนแปลงซึ่งสามารถนำมาหาตำแหน่งในการป้อนสัญญาณที่ทำให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างตัวสายอากาศกับจุดป้อนสัญญาณได้



รูปที่ 2.6 การจำลองแบบสายส่งของสายอากาศ (ก) การจำลองแบบสายส่ง
 (ข) การจำลองแบบสายส่งที่มีการต่อร่วมกัน (ค) การจำลองแบบโครงสร้าง
 วงจรเสมือน [10]

สายส่งที่มีการต่อร่วมกันระหว่างขอบจุดต่อร่วมแอดมิตแตนซ์ (Y_m) กับจุดปลายทั้งสองของสายส่ง ซึ่งการป้อนสัญญาณจากสายส่งสัญญาณไมโคร สตรีปไลน์หรือโคแอกเซียล สามารถแสดงโดยรูปแบบของแหล่งจ่ายกระแสที่จุดป้อนสัญญาณส่งไปตามสายส่งสัญญาณ ผลของวงจรเสมือนแสดงได้ดังรูปที่ 2.6 (ข) โดยโครงสร้างดังกล่าวสามารถแก้ปัญหาความแตกต่างทั้งสองที่แตกต่างกันของแรงดันที่ข้ามผ่านจุดป้อนสัญญาณและอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) สำหรับแอดมิตแตนซ์ร่วมจะประกอบด้วยแหล่งจ่ายกระแสแรงดันอิสระส่งผ่านเซลล์แอดมิตแตนซ์ (Y_s) ซึ่งได้โครงสร้างวงจรเสมือนตามรูปที่ 2.6 (ค) โดยค่าแมตริกซ์แอดมิตแตนซ์สำหรับโครงสร้างวงจรเสมือนแสดงได้ดังสมการ

$$Y = \begin{bmatrix} Y_s + Y_0 \coth(\gamma L_1) & -Y_m & -Y_0 \operatorname{csch}(\gamma L_1) \\ -Y_m & Y_s + Y_0 \coth(\gamma L_2) & -Y_0 \operatorname{csch}(\gamma L_2) \\ -Y_0 \operatorname{csch}(\gamma L_1) & -Y_0 \operatorname{csch}(\gamma L_2) & Y_0 (\coth(\gamma L_1) + \coth(\gamma L_2)) \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

เมื่อ $\gamma = \alpha + j\beta$ ซึ่งเป็นค่าคงตัวของกาการแพร่กระจายของสายส่งและ α เป็นค่าการสูญเสียในไดอิเล็กตริกและตัวนำของสายอากาศ สำหรับการป้อนสัญญาณที่จุดที่ 3 และจุดป้อนกระแส I_3 ค่าอินพุตแอดมิตแตนซ์ที่แสดงดังสมการที่ (2.31), (เมื่อ $I_1 = I_2 = 0$) จะแสดงได้ดังสมการ

$$Y_{in} = \frac{I_3}{V_3} \quad (2.32)$$

$$= 2Y_0 \left[\frac{Y_0^2 + Y_s^2 - Y_m^2 + 2Y_0 Y_s \coth(\gamma L) - (2Y_0 Y_m \operatorname{csch}(\gamma L))}{(Y_0^2 - Y_s^2 + Y_m^2) \operatorname{csc}(\gamma L) + (Y_0^2 - Y_s^2 + Y_m^2) \operatorname{csch}(\gamma L) \cosh(2\gamma \Delta) + 2Y_0 Y_s} \right] \quad (2.33)$$

เมื่อ

$$\Delta = |L/2 - L_1| = |L_2 - L/2| \quad (2.34)$$

เมื่อ L_1 และ L_2 คือค่าที่กำหนดจากรูปที่ 2.6

และเมื่อค่า $I_2 = I_3 = 0$ ค่าอินพุตแอดมิตแตนซ์จะหาได้จากสมการ

$$Y_{in} = \frac{Y_0^2 + Y_s^2 - Y_m^2 + 2Y_0 Y_s \coth(\gamma L) - 2Y_0 Y_m \operatorname{csch}(\gamma L)}{Y_s + Y_0 \coth(\gamma L)} \quad (2.35)$$

2.4.2 วิธีการจำลองแบบโพรง (Cavity Model) [15]

ซึ่งจะมีความถูกต้องมากขึ้นกว่าวิธีแรกและทำให้เข้าใจถึงลักษณะทางกายภาพที่ดีขึ้นแต่วิธีนี้มีความซับซ้อนกว่าแบบแรก ซึ่งสายอากาศแบบไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่มีการตอบสนองความถี่ที่ให้แบนด์วิดท์แคบซึ่งสามารถทำให้อยู่ในรูปโพรงที่มีการสูญเสีย (Lossy cavity) ดังนั้นการจำลองแบบโพรง (Cavity Model) มาจากการวิเคราะห์ตัวสายอากาศในแบบจำลองโพรงได้มีการพัฒนามาในแบบการจำลองนี้ภายในสายอากาศคือขอบเขตของโพรงโดยผนังกำแพงไฟฟ้า (Electric wall) อยู่ด้านบนและล่าง ส่วนผนังกำแพงแม่เหล็ก (Magnetic wall) อยู่ระหว่างเส้นรอบวงโดยที่ความหนาของชั้นสเตรทที่มีค่าประมาณ ($h \ll \lambda_0$) สนามการแพร่กระจายในตัวสายอากาศสามารถแบ่งได้ 2 ส่วนคือ สนามภายในและสนามภายนอก พิจารณาสถาปัตยกรรมภายในจากการจำลองแบบโพรงซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.4 ซึ่งค่าความหนาของไดอิเล็กตริกมีค่าน้อยสนามการแพร่กระจายที่อยู่ภายในสามารถอธิบายโดยอาศัย TM - z โหมด โดยที่ $\partial/\partial_z \equiv 0$ ดังนั้นผลลัพธ์ที่ได้จะมี 3 องค์ประกอบได้แก่ \bar{E}_z , H_x และ H_y ดังนั้นสนามไฟฟ้าภายใน \bar{E}^i จะเป็นดังนี้

$$\nabla \times \nabla \times \bar{E}^i - k^2 \bar{E}^i = -j\omega\mu_0 \bar{J} \quad (2.36)$$

$$\nabla_t^2 E_z - k^2 E_z = j\omega\mu_0 \hat{z} \cdot \bar{J} \quad (2.37)$$

เมื่อ $k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r$

\bar{J} คือ ความเข้มข้นของกระแสไฟฟ้าภายนอก

\hat{z} คือ เวกเตอร์หน่วยแนวแกน z

∇_t คือ ตัวกระทำตามแนวแกน z

จากสมการที่ (2.32) มีขอบเขตการพิจารณาดังนี้

$$\hat{n} \times \bar{E}^i = 0 \text{ ซึ่งอยู่ด้านบนและด้านล่างของตัวนำ} \quad (2.38)$$

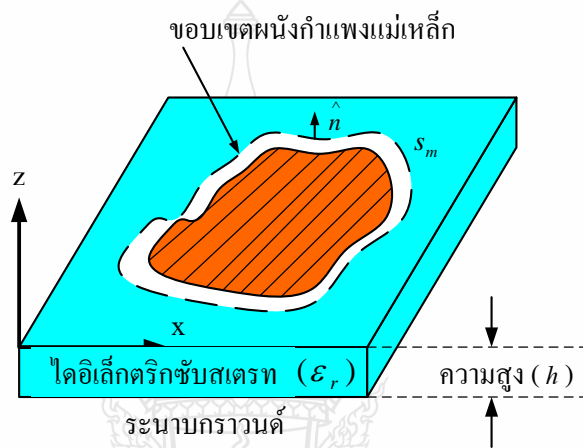
$$\left. \begin{aligned} \hat{n} \times \bar{E}^i &= \hat{n} \times \bar{E}^e \\ \hat{n} \times \bar{H}^i &= \hat{n} \times \bar{H}^e \end{aligned} \right\} \text{ซึ่งอยู่บนผนังกำแพงสนาม} \quad (2.39)$$

โดยที่ \hat{n} คือ หน่วยของผนังกำแพงสนามภายนอก

\bar{E}^e และ \bar{H}^e คือ ขอบเขตสนามภายนอก

ผนังกำแพงสนามจากสมการที่ (2.39) จะแปรผันตามค่าพารามิเตอร์ ϵ_r และ h ของ ชั้นสเตรทซึ่งจะเป็นตัวกำหนดรูปร่างและขนาดของระนาบกราวด์ซึ่งจะยากมากที่จะกำหนดรูปร่าง และขนาดของตัวสายอากาศ สมมุติว่าทุกๆ รูปร่างและขนาดของตัวสายอากาศจะมีสนามแม่เหล็กอยู่ รอบๆ เส้นรอบวงของตัวสายอากาศ

$$\hat{n} \times \vec{H} = 0 \text{ อยู่บนผนังกำแพงแม่เหล็ก} \quad (2.40)$$



รูปที่ 2.7 แบบจำลองผนังกำแพงแม่เหล็กของสายอากาศแบบไมโครสตริป

โดยที่สนามแม่เหล็กนี้มีระยะห่างจากขอบของตัวสายอากาศเป็นระยะเคลต้า Δ ซึ่งแสดงตามรูปที่ 2.7 ระยะเคลต้า Δ ที่ขยายออกไปจะทำให้เกิดการสะสมของพลังงานในสนามฟรินจิงค์ ซึ่งค่าเคลต้า สามารถหาได้จากค่าความหนาของชั้นสเตรทและรูปร่างของตัวสายอากาศซึ่งจากสมการ (2.36) จะ แสดงใหม่ได้ดังนี้ซึ่งทำให้ง่ายในการคำนวณหาค่าของสนามภายใน อย่างไรก็ตามสนามที่ถูกต้องจะ อยู่ในสมการที่ (2.36) เท่านั้น เนื่องจากสนามภายนอกไม่ได้ถูกนำมากำหนดสนามภายใน โดยที่ สนามไฟฟ้าสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการดังนี้

$$E_z(x, y) = \sum_m \sum_n A_{mn} \psi_{mn}(x, y) \quad (2.41)$$

เมื่อ A_{mn} คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของขนาดสนามไฟฟ้า

$$(\nabla_t^2 + k_{mn}^2) \psi_{mn} = 0 \quad (2.42)$$

$$\frac{\partial \psi_{mn}}{\partial n} = 0 \text{ อยู่บนกำแพงแม่เหล็ก} \quad (2.43)$$

นำสมการที่ (2.42) แทนในสมการที่ (2.37) จะได้ค่าสัมประสิทธิ์ของขนาดสนามไฟฟ้าเป็นดังนี้

$$A_{mn} = \frac{j\omega\mu_0 \iint J_z \psi_{mn}^* ds}{k^2 - k_{mn}^2 \iint \psi_{mn} \psi_{mn}^* ds} \quad (2.44)$$

ดังนั้นค่าสนามไฟฟ้าแสดงได้ดังสมการ

$$E_z = j\omega\mu_0 \sum_m \sum_n \frac{1}{k^2 - k_{mn}^2} \frac{\iint J_z \psi_{mn}^* ds}{\iint \psi_{mn} \psi_{mn}^* ds} \psi_{mn} \quad (2.45)$$

และ

$$\vec{H} = \frac{1}{j\omega\mu_0} \hat{z} \times \nabla E_z \quad (2.46)$$

จากกรีนฟังก์ชัน (Green function) จะทำให้ค่า E_z เป็นดังนี้

$$E_z = \iint G(s|s') J_z ds' \quad (2.47)$$

สนามภายในสามารถกำหนดได้จากค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศซึ่งจะหาได้จาก

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \quad (2.48)$$

เมื่อ V_{in} คือ ค่าแรงดันที่จุดป้อนสัญญาณซึ่งสามารถคำนวณหาได้จาก

$$V_{in} = -E_z \text{ ที่จุดป้อนสัญญาณ} \quad (2.49)$$

และค่ากระแสที่จุดป้อนสัญญาณแสดงได้ดังสมการ

$$I_{in} = \iint J_z ds \quad (2.50)$$

ในการจำลองแบบโพรงจะมีค่าการสูญเสียหลายจุดเช่นการสูญเสียจากไดอิเล็กตริก การสูญเสียจากตัวนำและการสูญเสียจากการแผ่พลังงาน ซึ่งจะถูกรวมให้อยู่ในรูปของ แทนเจนต์การสูญเสีย (Loss tangent) โดยที่ค่าตัวประกอบตัวกระจายแสดงได้ดังนี้

$$\delta_{eff} = 1/Q \quad (2.51)$$

โดยที่ค่า Q หาได้จาก

$$Q = \frac{\omega_r W_T}{P_d + P_c + P_r} \quad (2.52)$$

ดังนั้น

$$\delta_{eff} = \frac{P_d + P_c + P_r}{\omega_r W_T} \quad (2.53)$$

- เมื่อ P_d คือ ค่าการสูญเสียกำลังของไดอิเล็กตริก
 P_c คือ ค่าการสูญเสียกำลังของตัวนำสายอากาศ
 P_r คือ ค่าการสูญเสียกำลังของการแผ่พลังงาน
 W_T คือ ค่าพลังงานสะสมของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์
 δ_{eff} คือ ค่าแทนเจนต์การสูญเสียประสิทธิผล

ค่าพลังงานสะสมในตัวสายอากาศถูกกำหนดโดยภายใต้สนามที่อยู่ในตัวสายอากาศดังนี้

$$W_T = W_e + 2W_m = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{2} \iiint |E_z|^2 dV \quad (2.54)$$

ค่าการสูญเสียในไดอิเล็กตริกสามารถคำนวณหาได้จากสนามไฟฟ้าที่อยู่ภายในตัวสายอากาศ

$$P_d = \frac{\omega \epsilon_0 \epsilon_r \tan \delta}{2} \iiint |E_z|^2 dV = \omega \cdot \tan \delta \cdot W_T \quad (2.55)$$

เมื่อ $\tan \delta$ คือ ค่าแทนเจนต์การสูญเสียของไดอิเล็กตริก

ค่าการสูญเสียของตัวนำสามารถคำนวณได้จากสนามแม่เหล็กที่อยู่ในตัวนำสายอากาศ และระนาบกราวนด์

$$P_c = \frac{R_s}{2} \iint |H_s|^2 ds \approx \frac{\omega W_T}{h\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} \quad (2.56)$$

เมื่อ R_s คือ ค่าความต้านทานที่พื้นผิวของตัวนำสายอากาศ
 $\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}$ และ σ คือ ค่าความนำของตัวนำสายอากาศ

ค่ากำลังการแผ่พลังงานจากตัวสายอากาศถูกกำหนดโดยสนามพลังงานรอบๆ ตัวสายอากาศ

$$P_r = \frac{1}{2\eta_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} (|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2) r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.57)$$

เมื่อ E_θ และ E_ϕ คือ ฟังก์ชันที่มีความซับซ้อนของ θ , ϕ และซิมเมตร

โดยที่ δ_{eff} สามารถอธิบายได้จากสมการของตัวประกอบคุณภาพดังนั้นค่าตัวประกอบคุณภาพของไดอิเล็กตริกจะมีสมการดังนี้

$$Q_d = \frac{\omega_r W_T}{P_d} = \frac{1}{\tan \delta} \quad (2.58)$$

ค่าตัวประกอบคุณภาพของตัวนำสายอากาศจะมีสมการดังนี้

$$Q_c = \frac{\omega_r W_T}{P_c} = h\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma} = \frac{h}{\Delta} \quad (2.59)$$

ค่าตัวประกอบคุณภาพของการแผ่พลังงานจะมีสมการดังนี้

$$Q_r = \frac{\omega_r W_T}{P_r} \quad (2.60)$$

ดังนั้นค่าตัวประกอบคุณภาพรวมจะมีสมการดังนี้

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{P_d + P_c + P_r}{\omega_r W_T} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_r} \quad (2.61)$$

นำค่าตัวประกอบคุณภาพจากสมการที่ (2.58) - (2.60) แทนในสมการที่ (2.53) จะได้ค่า δ_{eff} เป็นดังนี้

$$\delta_{eff} = \tan \delta + \frac{\Delta}{h} + \frac{P_r}{\omega_r W_T} \quad (2.62)$$

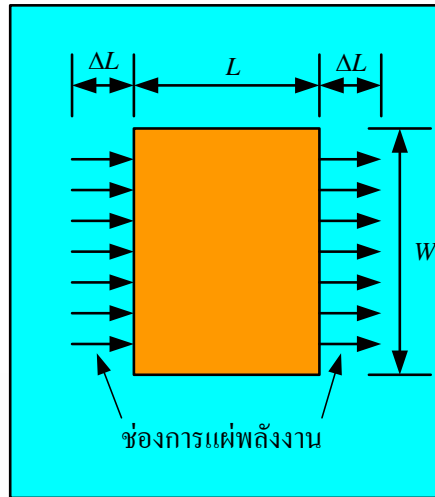
นำสมการที่ (2.62) แทนในสมการที่ (2.48) จะได้ค่า k^2 ใหม่ดังนี้

$$k^2 = k_0^2 \epsilon_r (1 - j\delta_{eff}) \quad (2.63)$$

ซึ่งจะทำให้ได้ค่า E_z ใหม่ดังนี้

$$E_z = j\omega\mu_0 \sum_m \sum_n \frac{1}{k_0^2 \epsilon_r (1 - j\delta_{eff}) - k_{mn}^2} \frac{\iint J_z \psi_{mn}^* ds}{\iint \psi_{mn} \psi_{mn}^* ds} \psi_{mn} \quad (2.64)$$

จากรูปที่ 2.8 แสดงแบบจำลองช่องการแผ่พลังงานของสายอากาศโดยช่องการแผ่พลังงานทั้งสองมีระยะห่าง L แบบของเส้นแนวสนามไฟฟ้าที่อยู่ในฉนวนชั้นสเตรทและบางส่วนของแนวเส้นที่อยู่ในอากาศมีผลต่อความไม่สมบูรณ์ของโหมด Transverse Electric-Magnetic (TEM) ความเร็วเฟสที่ระยะต่างๆ จะมีความแตกต่างกันออกไปทั้งที่อยู่ในอากาศและที่อยู่ในชั้นสเตรท เมื่อนำมาแทนในโหมดพื้นฐานของการแพร่กระจายด้วยโหมด Quasi-TEM ฉะนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (ϵ_{eff}) จะต้องคำนวณหาใหม่เพื่อความถูกต้องสำหรับสนามฟรินจิงก์ (Fringing) และการ



รูปที่ 2.8 แบบจำลองโปรแกรมแผ่พลังงานของสายอากาศ [15]

กระจายคลื่นในเส้นสนามไฟฟ้า ค่า ϵ_{eff} ที่ถูกต้องนั้นจะต้องน้อยกว่าค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง (ϵ_r) เนื่องจากสนามฟรินจิงก์รอบๆ เส้นรอบวงของตัวสายอากาศจะไม่มีขอบเขตในจำนวนชั้นสเตรทแต่ยังแพร่กระจายในอากาศ โดยที่ค่า ϵ_{eff} แสดงดังนี้

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{12h}{W} \right]^{-1} \quad (2.65)$$

เมื่อสนามฟรินจิงก์ตามแบบจำลองที่ขอบตัวสายอากาศทั้งสองด้านแสดงได้ดังนี้ [19]

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left[\frac{W}{h} + 0.264 \right]}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left[\frac{W}{h} + 0.8 \right]} \quad (2.66)$$

โดยที่ความยาวประสิทธิผล L_{eff} ของตัวสายอากาศแสดงได้ดังนี้

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.67)$$

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2.68)$$

ตัวสายอากาศแบบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจะมีความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) สำหรับโหมด TM_{mn} แสดงดังนี้

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[\left(\frac{m}{L} \right)^2 + \left(\frac{n}{W} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.69)$$

เมื่อ

m คือ โหมดตามระยะขนาดความยาว (L)

n คือ โหมดตามระยะขนาดความกว้าง (W)

สำหรับโหมดพื้นฐาน ($m=1, n=0$)

$$f_{r(TM_{10})} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}} L_{eff}} \quad (2.70)$$

ค่าความกว้างของตัวสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า [5] แสดงดังนี้

$$W = \frac{c}{2f_r \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (2.71)$$

ค่าความต้านทานและค่าความนำการแพร่กระจายคลื่น (Radiation resistance and conductance) แสดงได้ดังนี้

$$R_r = 90 \left(\frac{\lambda_0}{W} \right)^2 \quad \text{เมื่อ } W \leq \lambda_0 \quad (2.72)$$

$$R_r = 120 \frac{\lambda_0}{W} \quad \text{เมื่อ } W \geq \lambda_0 \quad (2.73)$$

$$\text{และ } G_r = \frac{1}{R_r} \quad (2.74)$$

ส่วนป้อนสัญญาณให้กับตัวสายอากาศซึ่งใช้การป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมที่ออกแบบให้ การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์มขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณระนาบร่วมไมโครสตริป (W_2) คำนวณได้จาก [19] แสดงได้ดังนี้

$$\frac{W_2}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} [\ln(B - 1)] + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \quad (2.75)$$

โดยที่

- W_2 คือ ความกว้างของช่องสายนำสัญญาณระนาบร่วม
- ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง
- h คือ ความหนาวัสดุฐานรอง
- Z_0 คือ ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (50 โอห์ม)

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

ค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) แสดงได้ดังนี้ [19]

$$\lambda_g = \frac{c}{f_r\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.76)$$

โดยที่ c คือ ค่าความเร็วแสงมีค่าประมาณ 3×10^8 m/s

2.4.3 วิธีการจำลองแบบเต็มรูปคลื่น (Full Wave Model) [15] [19]

ซึ่งจะเป็นวิธีการที่ให้ความถูกต้องมากที่สุดแต่ก็มีความซับซ้อนมากกว่าวิธีที่ได้กล่าว มาแล้วทั้งสองวิธีซึ่งการวิเคราะห์การจำลองแบบเต็มรูปคลื่น (Full wave model) จะนำไปใช้ใน โปรแกรมจำลองแบบ IE3D โดยจะใช้วิธีของโมเมนต์ (Method of Moment: MOM) ซึ่งสามารถใช้ วิเคราะห์คลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบน โครงสร้างที่ซับซ้อนในรูปแบบสามมิติของรูปร่างแบบต่างๆทำ ให้สามารถทำการออกแบบสายอากาศได้ง่ายขึ้น ทฤษฎีพื้นฐานเป็นการคำนวณหาสมการอินทิกรัล (Integral equation) ผ่านการใช้กรีนฟังก์ชัน (Green function) และในโปรแกรมจำลองแบบ IE3D จะ สามารถคำนวณหาค่ากระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กซึ่งแสดงถึงการกระจายสนามบนช่องว่างของ ตัวสายอากาศ โดยวิธีของโมเมนต์นี้เป็นวิธีการที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างมากในการวิเคราะห์สมการ เชนเส้นสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศโดยทั่วไปวิธีของโมเมนต์นั้นจะใช้การเปลี่ยนรูปแบบสมการ

อินทิกรัลสนามไฟฟ้า (Electric Field Integral Equation: EFIE) เป็นสมการเมตริกซ์หรือระบบสมการแบบเชิงเส้นจากสมการเมตริกซ์สามารถนำมาแก้ปัญหาเพื่อนำมาหาค่าสัมประสิทธิ์ของกระแสโดยวิธีแยกส่วนเมตริกซ์ (Gaussian elimination) หรือวิธีการพีชคณิตเชิงเส้น (Linear algebra) มีรูปแบบของสมการพื้นฐานที่นำมาแก้ปัญหาโดยวิธีของโมเมนต์แสดงได้ดังนี้

$$L(u) = f \quad (2.77)$$

โดยที่ L เป็นตัวดำเนินการทางเชิงเส้น (Linear operator), u เป็นฟังก์ชันที่ยังไม่ทราบค่า และ f เป็นฟังก์ชันกำลัง ดังนั้นการสร้างสมการเมตริกซ์ของฟังก์ชันที่ยังไม่ทราบค่าจะถูกกำหนดเป็นผลรวมของเซตของฟังก์ชันอิสระที่ทราบค่า u_n ซึ่งจะถูกรเรียกว่าเอ็กซ์แพนชันฟังก์ชัน (Expansion function) หรือฟังก์ชันพื้นฐาน (Basis function) และ α_n จะเป็นค่าคงตัวที่ยังไม่ทราบค่า

$$u = \sum_n \alpha_n u_n \quad (2.78)$$

การใช้ความเป็นเชิงเส้นของตัวดำเนินการทางเชิงเส้นค่าคงตัวใดๆ จะสามารถนำออก จากตัวดำเนินการได้ดังนี้

$$\sum \alpha_n L(u_n) = f \quad (2.79)$$

ค่าคงตัวที่ยังไม่ทราบค่าจะไม่สามารถหาคำตอบได้ เนื่องจากว่าตัวที่ยังไม่ทราบค่ามีจำนวนเท่ากับ n แต่สมการฟังก์ชันอิสระมีเพียงตัวเดียว ดังนั้นการสร้างเซตของสมการเวทิงฟังก์ชัน (Weighting function: W_m) สำหรับการอินทิกรัลของเวทิงฟังก์ชันจากสมการที่ (2.76) และเขียนเป็นสัญลักษณ์ผลของการคูณภายในของฟังก์ชันแสดงดังนี้

$$\sum_n \alpha_n [W_m, L(u_n)] = [W_m, f] \quad (2.80)$$

ผลของการคูณภายใน (a, b) เป็นการกำหนดถึงอินทิกรัลของฟังก์ชันบนขอบเขตของตัวดำเนินการทางเชิงเส้น ซึ่งเงื่อนไขใหม่นี้ทำให้มีจำนวนที่ยังไม่ทราบค่าเท่ากับจำนวนฟังก์ชันอิสระ ซึ่งในลักษณะนี้จึงจะสามารถแก้ปัญหาค่าคงตัวที่ยังไม่ทราบค่า α_n ได้ โดยคำตอบที่ได้จะเป็นค่าจริงซึ่งจะขึ้นอยู่กับวิธีการเลือกฟังก์ชันพื้นฐานและเวทิงฟังก์ชัน ในกรณีที่กำหนดให้ฟังก์ชันพื้นฐานกับเวทิงฟังก์ชันเหมือนกันจะถูกรเรียกว่าวิธีของเกเลอร์คิน (Galerkin) สำหรับแก้ปัญหาทางสายอากาศสมการเมตริกซ์ของสมการที่ (2.80) เขียนให้อยู่ในรูปเดียวกับกฎของโอห์มได้ดังนี้

$$[Z_{mn}][I_n] = [V_m] \quad (2.81)$$

ค่าเมตริกซ์ของอิมพีแดนซ์โดยทั่วไปเป็น $[Z_{mn}] = [W_m, L(u_n)]$ ค่าเมตริกซ์ของกระแสโดยทั่วไปเป็น $[I_n] = [\alpha_n]$ และ ค่าเมตริกซ์ของแรงดันโดยทั่วไปเป็น $[V_m] = [W_m, f]$ ค่าเมตริกซ์โดยทั่วไปเหล่านี้จะต้องการหาหน่วยให้เหมือนกันเช่นเดียวกับสิ่งที่เหมือนกันในกฎของโอห์ม

สำหรับกรีนฟังก์ชัน ได้ถูกนำมาใช้ในการแก้ปัญหาของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีสมการคลื่นเป็นแบบสเกลาร์ (Scalar) โดยที่สมการส่วนใหญ่จะเป็นแบบเวกเตอร์ (Vector) จึงเกิดปัญหาคือต้องกลับมาใช้เวกเตอร์และดิยาติก (Dyadic) แทน โดยทั่วไปการนำเวกเตอร์และดิยาติกมาใช้นั้นจะอธิบายการเปลี่ยนรูปเชิงเส้น (Linear Transformation) ภายในระบบให้พิทักเป็นออร์โทกอนอล (Orthogonal) ซึ่งจะง่ายในการกระทำต่อกันตามความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์และสำหรับปัญหาทางด้านแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีการเปลี่ยนรูปเชิงเส้นระหว่างแหล่งกำเนิดกับสนามภายในระบบที่มีพิทักเป็นออร์โทกอนอลกันนั้นทำให้สะดวกมากถ้าใช้เวกเตอร์และดิยาติก สมการอินทิกรัลของสนามไฟฟ้า (Electric Field Integral Equation) แสดงได้ดังนี้

$$\vec{E}^{inc} + \vec{E}^{scat} = Z_s \vec{J} \quad (2.82)$$

เมื่อ \vec{E}^{inc} เป็นสมการไฟฟ้าตกกระทบส่วน \vec{E}^{scat} เป็นสนามไฟฟ้ากระจัดกระจาย สำหรับ Z_s เป็นค่าอิมพีแดนซ์บนตัวผิวและ \vec{J} เป็นค่าความหนาแน่นของกระแสบนพื้นผิวซึ่งยังไม่ทราบค่าโดยในขั้นแรกของวิธีแบบโมเมนต์จะทำการกระจายสมการ \vec{E}^{scat} ให้อยู่ในเทอมของสมการกรีนฟังก์ชัน (Electric Dyadic Green's Function : \vec{G}_e)

$$\vec{E}^{scat}(r) = \iint_s \vec{G}_e(r, r') \cdot \vec{J}(r') ds' \quad (2.83)$$

$$\vec{J}(r') = \sum_{n=1}^N I_n B_n(r') \quad (2.84)$$

เมื่อ $B_n(r')$ เป็นฟังก์ชันพื้นฐาน ลำดับที่ n และ I_n เป็นขนาดของกระแสที่ไม่ยังทราบค่าที่ n และ ใช้วิธีของเกเลอร์คิน ในการแตกสมการอินทิกรัลออกได้เป็นสำหรับค่ากระแสที่ไม่ยังทราบค่า $[I] = [I_1 \dots I_2 \dots I_N]^T$ จะสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์เช่นสมการที่ (2.82) เมื่อ $[Z_{mn}]$ เป็นเมตริกซ์ของอิมพีแดนซ์ทั้งเซลล์ (Self) และมูตอลอินเตอร์เรคชัน (Mutual Interaction)

$$\iint_S \vec{B}_m(r) \cdot \vec{E}^{inc}(r) ds = - \sum_{n=0}^N I_n \iint_S \iint_{S'} \vec{B}_m(r) \cdot \vec{G}_e(r, r') \cdot \vec{B}_n(r') ds' ds + \sum_{n=0}^N I_m \iint_S Z_S(r) \vec{B}_m(r) \cdot \vec{B}_n(r) ds \quad (2.85)$$

สำหรับค่ากระแสที่ไม่ยังทราบค่า $[I] = [I_1 \dots I_2 \dots I_N]^T$ จะสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์เช่นสมการที่ (2.85) เมื่อ $[Z_{mn}]$ เป็นเมตริกซ์ของอิมพีแดนซ์ทั้งเซลล์ (Self) และมิววลอินเตอร์แอคชัน (Mutual Interaction) ของเวกเตอร์สนามไฟฟ้ากับเวกเตอร์ของความหนาแน่นของค่ากระแสโดยมีสมาชิกของ $[Z_{mn}]$ ดังนี้

$$[Z_{mn}] = \iint_S \iint_{S'} \vec{B}_m(r) \cdot \vec{G}_e(r, r') \cdot \vec{B}_n(r') ds' ds \quad (2.86)$$

และมีสมาชิกของ $[V_m]$ ดังนี้

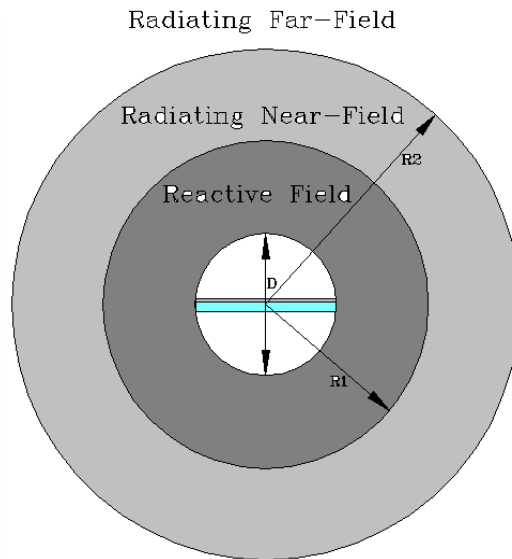
$$V_m = \iint_S \vec{B}_m(r) \cdot \vec{E}^{inc}(r) ds \quad (2.87)$$

การคำนวณหาจำนวนสมาชิกของสมการที่ (2.83) จะมีความยุ่งยากและซับซ้อนมาก เนื่องจากการอินทิเกรตหลายชั้นพื้นที่ผิว 2 มิติถูกแบ่งออกเป็นเซลล์สี่เหลี่ยมผืนผ้า ฟังก์ชันพื้นฐานแต่ละตัวจึงกระจายบนสองเซลล์ที่ต่อกัน โดยจะมีทั้งแบบสอดคล้องกันและไม่สอดคล้องกัน โดยที่แบบสอดคล้องกันจะมีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้กับรูปร่างเรขาคณิตที่เป็นแบบง่าย ๆ เนื่องจากเวลาที่ใช้ในการคำนวณหาจำนวนสมาชิกของเมตริกซ์จะน้อยกว่าในกรณีของแบบไม่สอดคล้องกันแต่แบบไม่สอดคล้องกันนั้นจะสามารถนำมาใช้ได้กับโครงสร้างที่มีความซับซ้อนมากๆ การแบ่งเซลล์ออกเป็นแบบสอดคล้องกันเป็นการแบ่งเซลล์ออกโดยที่แต่ละเซลล์นั้นจะมีขนาดเท่าๆ กันเซลล์แต่ละเซลล์ที่ถูกแบ่งออกมานั้นจะมีรูปร่างเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยจะมีฟังก์ชันพื้นฐานอยู่ที่กึ่งกลางจุดของเซลล์

ฟังก์ชันพื้นฐานแบ่งออกได้เป็นสองชนิดคือฟังก์ชันซับโดเมน (Sub domain) และฟังก์ชันเอนท์รีโดเมน (Entire domain) โดยที่ฟังก์ชันแบบซับโดเมนจะได้รับความนิยมมากกว่าฟังก์ชันแบบเอนท์รีโดเมน เนื่องจากถูกนำมาใช้งาน โดยที่ไม่จำเป็นต้องทราบพื้นฐานของฟังก์ชันนั้นๆ มาก่อน

2.5 การจำลองแบบสนามไฟฟ้า [19]

การจำลองแบบสนามไฟฟ้าของสายอากาศเพื่อที่จะต้องการหาลักษณะรูปแบบทิศทางของสนามไฟฟ้าบนสายอากาศแบบไมโครสตริปสำหรับระยะการแพร่กระจายสนามไฟฟ้าโดยทั่วไปแบ่งออกได้เป็น 3 ระยะซึ่งได้แก่ ระยะแรกคือระยะสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจินตภาพ (Reactive field) เป็นบริเวณที่อยู่รอบๆ สายอากาศซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ (2.88) [15]



รูปที่ 2.9 ลักษณะบริเวณขอบเขตสนามไฟฟ้าของสายอากาศ [15]

ในระยะนี้ยังไม่มีการแพร่กระจายของคลื่นใน 3 ส่วนประกอบของพิกัดทรงกลม (R, θ, ϕ)

$$0 < R < \frac{\lambda}{2\pi} \quad (2.88)$$

เมื่อ λ คือความยาวคลื่น ระยะที่ 2 คือบริเวณแผ่พลังงานสนามใกล้ (Radiating Near-Field) ซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ (2.89)

$$\frac{\lambda}{2\pi} < R < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.89)$$

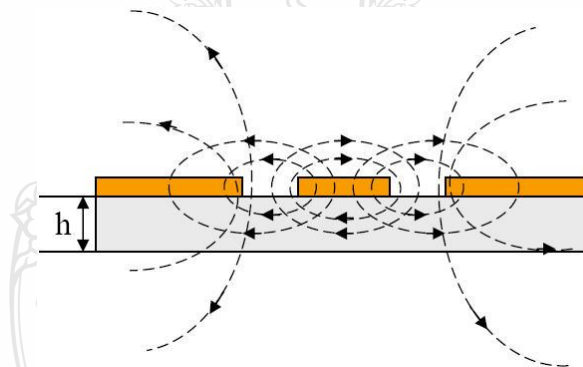
เมื่อ D คือขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางกลางของเส้นทรงกลม 2 มิติของขนาดสายอากาศด้านที่กว้างที่สุด และระยะสุดท้ายคือบริเวณแผ่พลังงานสนามไกล (Radiating Far-Field) ซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ (2.90)

$$R < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.90)$$

ระยะนี้ทิศทางของสนามไฟฟ้ามีเฉพาะ 2 ส่วนประกอบของพิกัดทรงกลม (θ, ϕ) ในการวิเคราะห์ขอบเขตของสนามไฟฟ้าได้แสดงดังรูปที่ 2.9 บริเวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจินตภาพคือ $0 < R < R_1$ สนามไฟฟ้าบริเวณแผ่พลังงานสนามใกล้คือ $R_1 < R < R_2$ และสุดท้ายสนามไฟฟ้าบริเวณแผ่พลังงานสนามไกลคือ $R_2 < R$ การหาระยะบริเวณสนามไฟฟ้าเพื่อเป็นประโยชน์ในการหาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ออกแบบ

2.6 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป [13]

ในสายอากาศไมโครสตริปจะมีคลื่นที่แพร่กระจายอยู่หลายแบบ เช่น คลื่นถูกนำทาง (Guided wave) คลื่นแผ่พลังงาน (Radiated wave) คลื่นรั่ว (Leaky wave) คลื่นผิว (Surface wave) ดังแสดงในรูปที่ 2.10 การแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าในสายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPW นั้นจะมีลักษณะที่ต่างจากกัน โดยสนามไฟฟ้าจะเคลื่อนที่ระหว่างแถบโลหะที่ถูกคั่นด้วยช่องเปิดส่วนสนามแม่เหล็กนั้นจะเคลื่อนที่ล้อมรอบแผ่นโลหะในทิศทางความหนาของวัสดุฐานรอง



รูปที่ 2.10 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายส่งสัญญาณแบบ CPW

2.6.1 คลื่นถูกนำทาง (Guided Wave)

สำหรับทิศทางการแพร่กระจายคลื่นของคลื่นถูกนำทางนั้น จะมีลักษณะที่มุมของการแพร่กระจายทำมุมอยู่ระหว่างช่วง 6 ถึง 9 นาฬิกา (ทิศตามเข็มนาฬิกา) โดยลักษณะการแพร่กระจายคลื่นนั้นจะแพร่กระจายอยู่เฉพาะในวัสดุฐานรอง และคลื่นจะสะท้อนไปมาระหว่างตัวนำสองตัวคลื่นถูกนำทางนี้จะนำไปใช้อย่างมากกับสายส่งสัญญาณ สำหรับคลื่นแบบนี้มีส่วนในการสะสมพลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต้องการในสายอากาศแบบแผ่น เมื่อเลือกใช้วัสดุฐานรองที่บาง และมีสภาพยอมทางไฟฟ้า (Permittivity) สูง จะทำให้คลื่นแบบนี้มีอิทธิพลสูง

2.6.2 คลื่นแผ่พลังงาน (Radiated Wave)

คลื่นแบบนี้จะมีทิศทางการแพร่กระจายคลื่นเป็นมุมที่อยู่ระหว่าง 9 ถึง 3 นาฬิกา โดยจะมีทิศทางที่แพร่ขึ้นไปบนอากาศที่ไม่มีการปิดกั้นของขอบเขตใดๆ ลักษณะของคลื่นแบบนี้จะใช้มากในงานเกี่ยวกับสายอากาศ คลื่นแบบนี้จะมีอิทธิพลสูง เมื่อใช้วัสดุฐานรองที่หนา (เปรียบเทียบกับความยาวคลื่น) และค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าต่ำ

2.6.3 คลื่นรั่ว (Leaky Wave)

ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นจะอยู่ในช่วง 3 ถึง 6 นาฬิกา โดยคลื่นรั่วนั้นจะแพร่กระจายมาจากคลื่นที่สะท้อนมาจากระนาบกราวด์ และไปยังจุดเชื่อมต่อระหว่างอากาศกับไดอิเล็กตริก เมื่อคลื่นที่สะท้อนมาถึงตำแหน่งนี้ จะทำให้ส่งคลื่นส่งออกไปในอากาศซึ่งก็คือ คลื่นรั่วออกจากคลื่นที่สะท้อนอยู่ภายในวัสดุฐานรอง (Surface wave) ลักษณะของคลื่นรั่วที่เกิดขึ้นนี้จะนำไปช่วยในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งจะอยู่ในเงื่อนไขของความเหมาะสมที่จะนำไปใช้ในแต่ละลักษณะของสายอากาศ เช่น ทำให้มีสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) ที่สูง

2.6.4 คลื่นผิว (Surface Wave)

จากการเกิดคลื่นรั่ว เมื่อมุมของคลื่นที่แพร่กระจายกลับลงมายังภายในวัสดุฐานรอง มีค่ามากกว่ามุมของคลื่นที่เกิดคลื่นรั่ว จึงเรียกคลื่นแบบนี้ว่าคลื่นผิว เมื่อคลื่นผิวถูกส่งมาที่ขอบของโครงสร้างดังรูป จะทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นออกมาจากโครงสร้าง คลื่นที่แพร่กระจายออกมานี้ทำให้เกิดผลเสียต่อรูปแบบการแผ่พลังงานของสายอากาศ คือ ทำให้พลังงานในการส่งหรือรับน้อยลง ลักษณะของคลื่นแบบนี้จะมีความสำคัญ เมื่อใช้วัสดุฐานรองที่หนา และสภาพยอมทางไฟฟ้ามีค่าสูง

2.6.5 ความต้องการคลื่นในสายส่งสัญญาณและสายอากาศ

ในการแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายส่งสัญญาณนั้น คลื่นถูกนำทางจะถูกกระตุ้นมาที่สุด ขณะที่จะต้องหลีกเลี่ยงคลื่นแผ่พลังงาน คลื่นรั่ว และคลื่นผิว ในทางตรงกันข้ามถ้าเป็นสายอากาศจะต้องการให้เกิดคลื่นแผ่พลังงานมากที่สุด และจะต้องป้องกันการเกิดคลื่นนำทางในแผ่นตัวนำ และคลื่นผิว

2.7 โปรแกรม IE3D

โปรแกรม IE3D เป็นโปรแกรมที่ใช้ในการจำลองคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งเป็นเทคโนโลยีใหม่ที่มีความเที่ยงตรงต่อการนำไปใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบงานต่างๆ ได้แก่ วงจรไมโครเวฟและวงจรแผ่นพิมพ์สำหรับคลื่นวิทยุสายอากาศ วงจรดิจิทัลความเร็วสูง และงานด้านชิ้นส่วนทางอิเล็กทรอนิกส์ โปรแกรม IE3D เป็นโปรแกรมการจำลองรวมที่ใช้ในการวิเคราะห์งานหลายๆ อย่าง ได้แก่ วิเคราะห์คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบเต็มคลื่น การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบสามมิติ วิเคราะห์วงจรแผ่นพิมพ์ความถี่สูงและวงจรดิจิทัล ดังเช่น วงจรรวมคลื่นไมโครเวฟและคลื่นมิลลิเมตร (Microwave and Millimeter wave Integrated Circuits : MMICs) และเนื่องจาก

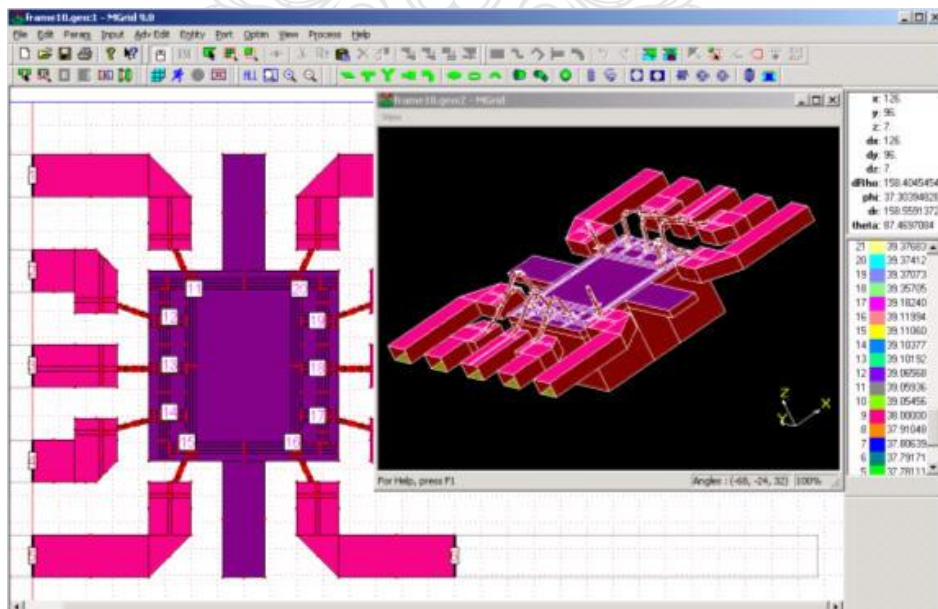
โปรแกรม IE3D เป็นโปรแกรมที่ใช้ง่าย เป็นเครื่องมือที่ใช้ในการจำลองคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถูกต้องเที่ยงตรงและมีประสิทธิภาพ ด้วยเหตุนี้จึงทำให้โปรแกรม IE3D เป็นโปรแกรมที่ได้รับความนิยมในการนำไปใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบเป็นอย่างมาก

2.7.1 ลักษณะต่างๆของโปรแกรม IE3D [9]

- สามารถจำลองแบบโครงสร้างโลหะในชั้นของไดอิเล็กตริกแบบหลายชั้นแบบสามมิติได้อย่างสมจริง ไม่ว่าจะ มีขอบเขตแบบเปิดแบบปิด หรือแบบเป็นรอยคาบ และไม่มีข้อจำกัดในเรื่องรูปร่างและการกำหนดทิศทาง และตำแหน่งของโครงสร้างโลหะ นอกจากนี้โปรแกรม IE3D ยังสามารถสร้างและจำลองแบบระยะของระนาบที่ยาวๆ และโครงสร้างแบบสามมิติทางด้านไมโครเวฟและความถี่วิทยุได้ เป็นเครื่องมือจำลองแบบทางแม่เหล็กไฟฟ้าบนเครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลที่มีราคาไม่แพง และให้ผลที่มีความถูกต้องสูง และมีประสิทธิภาพที่ดี สามารถรับข้อมูลและแสดงผลในระบบ Window ซึ่งสามารถจำลองแบบได้อย่างรวดเร็ว

- มีเมนูให้เลือกคำสั่งใช้งานต่างๆ ในการสร้างแบบของโครงสร้างสามมิติโลหะแบบหลายชั้น ให้เป็นชุดของรูปหลายเหลี่ยม รวมถึงจัดการรูปหลายเหลี่ยมและการเชื่อมต่อแต่ละรูปหลายเหลี่ยมเข้าด้วยกัน

- มีการรวบรวมชุดของโครงสร้างต่างๆ เช่น วงกลม วงแหวน ทรงกลมรูปก้นหอย วงกลม สี่เหลี่ยมขดลวดทรงกรวย และทรงกระบอก เป็นต้น จึงทำให้สามารถสร้างโครงสร้างแบบสามมิติหลายชั้นที่ซับซ้อนได้เพียงไม่กี่วินาทีหรือนาที



รูปที่ 2.11 การจำลองแบบโครงสร้างแบบสามมิติโดยใช้โปรแกรม IE3D

- มีการสร้างโครงร่างแหที่ไม่มีรูปแบบอย่างอัตโนมัติ โดยใช้เซลล์แบบสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมในการจำลองแบบเชิงเลขต้องการ การแบ่งย่อยวงจรลงไปในเซลล์ที่เล็กๆ เซลล์แบบสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมจะถูกนำมาใช้โปรแกรม IE3D เซลล์แบบสี่เหลี่ยมจะนำไปใช้ในขอบเขตต่างๆ ไปเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพที่ดีที่สุดเนื่องจากเซลล์สี่เหลี่ยมแต่ละเซลล์ก็เหมือนเซลล์แบบสามเหลี่ยมอย่างน้อยสองเซลล์ สำหรับเซลล์แบบสามเหลี่ยมจะนำมาใช้ประโยชน์เพื่อแก้ไขในบริเวณพิเศษซึ่งเป็นการรวมประสิทธิภาพของเซลล์สี่เหลี่ยมและความยืดหยุ่นของเซลล์สามเหลี่ยมเข้าด้วยกันเพื่อให้ผลลัพธ์ที่ลงตัวและดีที่สุด

- มีลักษณะเซลล์ที่ชอบของโครงสร้างเป็นแบบอัตโนมัติจึงทำให้โปรแกรม IE3D ให้ผลลัพธ์ที่เหนือกว่าสำหรับผู้เริ่มใช้โปรแกรมนี้ และเป็นที่รู้กันดีว่ากระแสจะรวมตัวบริเวณขอบของแผ่นโลหะการจำลองกระแสที่บริเวณขอบที่ถูกต้อง จำเป็นจะต้องทำเพื่อให้ได้ผลการจำลองแบบที่แม่นยำดังนั้นใน โปรแกรม IE3D จะทำการเพิ่มเซลล์เล็กๆ

- โปรแกรม IE3D จะมีการถอดการถอด (De-embedding) พารามิเตอร์ในวงจรเพื่อให้การแยกพารามิเตอร์ออกมามีความยืดหยุ่นและถูกต้อง โดยมีข้อจำกัดว่าต้องรู้ว่าพอร์ตนั้นถูกนิยามที่ใด รูปแบบการถอดที่เพิ่มเติมเข้ามาจะทำให้มีการแยกพารามิเตอร์ออกอย่างรวดเร็วและถูกต้อง รูปแบบการถอดพารามิเตอร์ของคลื่นจะใช้แนวคิดเรื่องคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าอย่างเดียว และทำให้ได้ผลลัพธ์ถูกต้องที่สุด

- มีการจำลองโครงสร้างที่ใช้แผ่นสะท้อนที่ขนาดจำกัดและโครงสร้างของการป้อนที่หลากหลาย โดยส่วนใหญ่จะสมมติให้แผ่นสะท้อนมีขนาดอนันต์ ในการแก้ปัญหาทางด้านสายอากาศและวงจรแต่ ในการประยุกต์ใช้ทางด้านไมโครเวฟและความถี่วิทยุ อาจจะไม่สามารถหาแผ่นสะท้อนที่มีขนาดใหญ่ที่สัทธิไฟฟ้าเป็นศูนย์ได้ ดังนั้น การสมมติแผ่นสะท้อนให้มีขนาดอนันต์จะไม่นำมาใช้ ซึ่งโปรแกรม IE3D มีความสามารถที่จะจำลองแบบโครงสร้างที่มีแผ่นสะท้อนขนาดจำกัด หัวใจสำคัญของการจำลองแผ่นสะท้อนที่มีขนาดอนันต์ก็คือ การป้อนที่หลากหลายรูปแบบการถอดในโปรแกรม IE3D สามารถถูกนำมาใช้สำหรับการป้อนที่หลากหลาย

- ทำให้การจำลองแบบของโครงสร้างโลหะสามมิติและความหนาของโลหะที่ถูกต้องโดยวิธีโมเมนต์ ส่วนมากจะอาศัยตัวจำลองแบบที่สมมติโครงสร้างโลหะที่ไม่มีความหนาในการจำลองแบบ ซึ่งจะไม่สามารถจำลองแบบผลกระทบทางโครงสร้างของความหนาโลหะ

- สามารถจำลองแบบความบางความสูญเสียและค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของฐานรองฐานรองชนิดไดอิเล็กตริกแบบบางๆ จะถูกนำมาใช้ในวงจร MMIC บ่อยๆ เช่น ตัวเก็บประจุแบบ MIM (Metal-Insulator-Metal) และตัวเหนี่ยวนำกันหอยโปรแกรม IE3D สามารถหาสูตรสำหรับการจำลองแบบชั้นไดอิเล็กตริกมีความบางเท่ากับ 0.1 ไมครอนได้ฐานรองที่ไดอิเล็กตริกคงที่จะนำไปใช้ในวงจร HTS (High Temperature Superconductor) โปรแกรม IE3D จะให้การจำลองแบบที่ถูกต้องสำหรับวัสดุที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสูงๆ นอกจากนี้โปรแกรม IE3D ยังให้การจำลองแบบที่ถูกต้อง

สำหรับแผ่นวงจรพิมพ์ HTS และแผ่นสะท้อนอีกด้วยการโด๊ปสาร (Doping) ถูกนำมาใช้ในกระบวนการผลิตสารกึ่งตัวนำ เพื่อควบคุมความนำไฟฟ้าของวัสดุไดโอดอิเล็กทรอนิกส์โปรแกรม IE3D สามารถคำนวณหาค่าสภาพยอมความซาวซึมได้ และความนำไฟฟ้าของไดโอดอิเล็กทรอนิกส์เชิงซ้อน และยังสามารถทำให้การจำลองแบบของวัสดุไดโอดอิเล็กทรอนิกส์ที่มีการสูญเสียมีความต้องเที่ยงตรงสูง

- สามารถวิเคราะห์ทางด้านแม่เหล็กไฟฟ้าแบบผสม จากความสามารถที่ถอดพารามิเตอร์ของวงจรโดยทั่วไปออกมาได้จึงทำให้โปรแกรม IE3D สามารถที่จะจำลองแบบวงจรได้

- สามารถแสดงผลของพารามิเตอร์ S-parameter, Y-admittance และ Z-impedance ซึ่งโปรแกรม IE3D มีลักษณะการประมวลผลแบบ MODUA ที่ใช้สำหรับการแสดงพารามิเตอร์ S, Y และ Z ในข้อมูลในรายการกราฟสี่เหลี่ยมและแผนภูมิสมิตนอกจากนี้ MODUA ยังเป็นตัวจำลองแบบวงกลมซึ่งผู้ใช้สามารถเชื่อมต่อโมเดลของพารามิเตอร์ S ค่าต่างๆ และองค์ประกอบแบบ lumped เข้าด้วยกันโดยใช้รูปกราฟฟิกในการเชื่อมต่อ

- สามารถแยกวงจรเสมือน SPICE หรือ RLC ผลลัพธ์จากการจำลองแบบเบื้องต้นของการใช้โปรแกรม IE3D คือ พารามิเตอร์ S ซึ่งพารามิเตอร์ S สามารถเลือกแปลงไปเป็นวงจร SPICE

- สามารถแสดงผลของการกระจายกระแสแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและสนามระยะใกล้แบบ 2 มิติและ 3 มิติ ตัวประมวลผล CURVIEW ของโปรแกรม IE3D จะให้ผลของการกระจายกระแสและแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบ 2 มิติและ 3 มิติที่มีสีสันทันและยังให้ข้อมูลที่สมบูรณ์ของค่าสภาพเจาะจงทิศทางการสูญเสียประสิทธิภาพ และอัตราส่วนเชิงแกนความกว้างลำคลื่น 3 dB ซึ่งจะทำให้ผู้ใช้สามารถระบุการกระตุ้นและโหลดเพื่อศึกษาการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรูปที่มีสีสันทัน สามารถที่จะเก็บเป็นไฟล์สำหรับข้อมูลในการออกแบบ และตัวประมวลผลยังให้การแสดงผลแบบรูปการโพลาริซเซชันเชิงเส้นและเชิงกลม และอัตราส่วนเชิงแกน

- มีลักษณะการใช้งานที่ยืดหยุ่นและมีตัวจำลองแบบวงจรมาให้

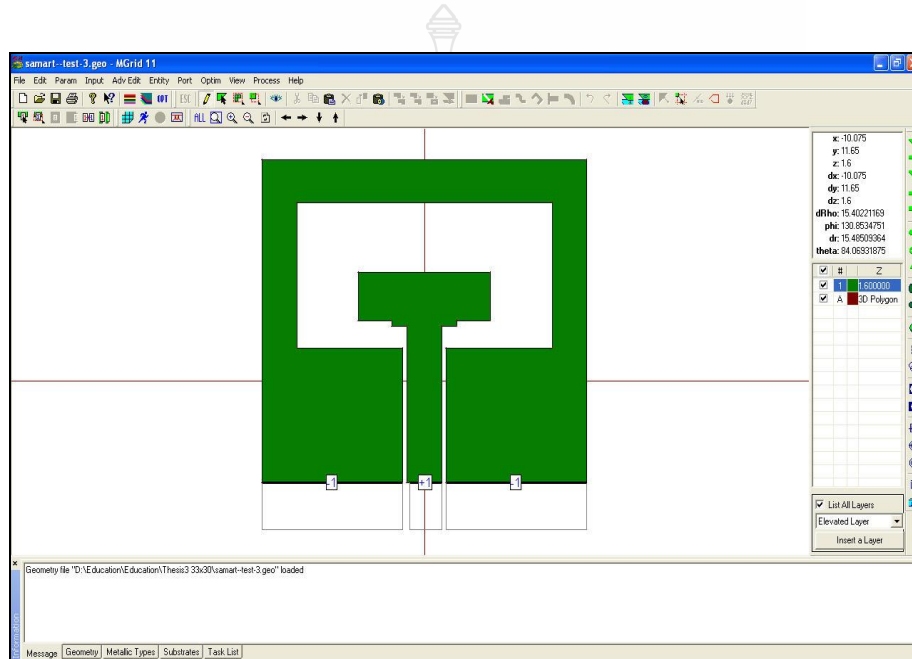
- สามารถจำลองแบบกระแสแม่เหล็กของโครงสร้างที่ช่องสล็อตสำหรับโครงสร้างที่เป็นช่องสล็อตโปรแกรม IE3D สามารถจำลองแบบการกระจายสนามไฟฟ้าบนสล็อตได้ ซึ่งจะประหยัดเวลาของผลลัพธ์และหน่วยความจำโดยมีข้อความว่า “Simulate and Find Excitation” เป็นคำสั่งที่ใช้ในการติดตามการกระจายกำลังบนโครงข่ายซึ่ง “Simulate and Find Excitation” เป็นคำสั่งพิเศษสำหรับการออกแบบสายอากาศแถวลำดับ และโครงสร้างที่มีองค์ประกอบแบบ lump ที่ซับซ้อนโดยจะทำให้ผู้ใช้สามารถเข้าถึงการกระจายกำลังแรงดัน และกระแสที่แต่ละพอร์ตของโครงสร้าง ที่ทำการจำลองแบบ และเหมาะสำหรับโครงสร้างที่มีองค์ประกอบแบบ lump เช่น โปรแกรมจะช่วยหาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่มีองค์ประกอบแบบ lump ที่ซับซ้อน

- มีรูปแบบ Intelli-Fit แบบปรับได้เพื่อจะให้ผลการจำลองแบบที่ถูกต้องและรวดเร็วสำหรับโครงสร้างแบบบรอดแบนด์ Intelli-Fit เป็นลักษณะแบบ Curve-fitting ที่ใช้หลักการทั้งทางด้านคณิตศาสตร์และฟิสิกส์ ซึ่งสามารถแยกผลตอบสนองความถี่อย่างละเอียดของโครงสร้างที่

ซับซ้อนที่มีหลายเรโซแนนซ์ โดยการใช้ผลการจำลองแบบที่ความถี่แรกๆ นอกจากนี้ยังคิดตั้งรูปแบบ Intelli-Fit แบบปรับได้เข้าไปในเครื่องการจำลองแบบสำหรับการจำลองแบบเฉพาะทาง ตัวจำลองแบบสามารถจุดความถี่อย่างละเอียดที่ซับซ้อนที่มีหลายเรโซแนนซ์ สามารถที่จะถูกแยกออกซึ่งรูปแบบนี้จะสมบูรณ์มีประสิทธิภาพและความถูกต้องและง่ายที่จะใช้งานโดยไม่มีข้อจำกัด

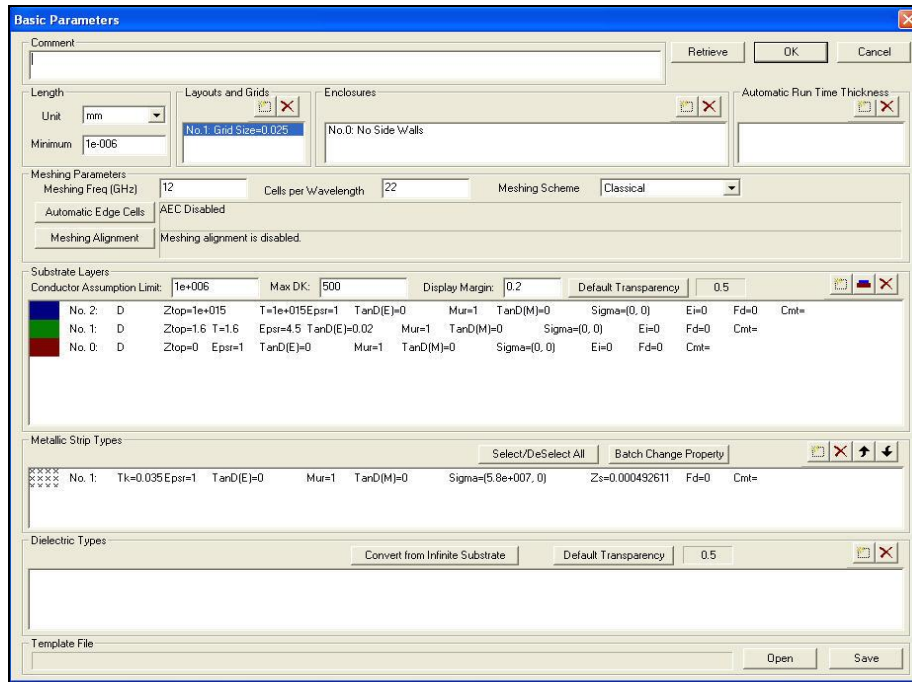
2.7.2 การจำลองแบบสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D

ในหัวข้อนี้จะแสดงการจำลองแบบของสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D โดยจะจำลองแบบสายอากาศแถบความถี่กว้างแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม



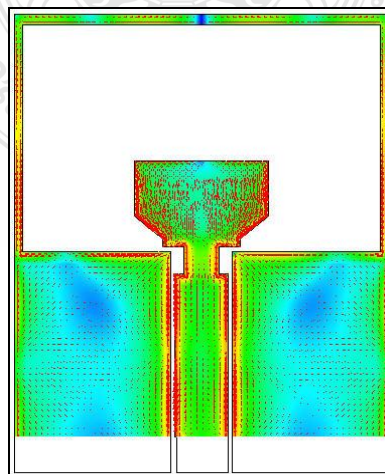
รูปที่ 2.12 หน้าจอแสดงรูปการสร้างแบบจำลองสายอากาศบนโปรแกรม IE3D

จากรูป 2.12 เป็นการแสดงหน้าจอของโปรแกรม IE3D โดยรายละเอียดของโครงสร้างสายอากาศจะแสดงอยู่บนเส้นตาราง ซึ่งเป็นฟังก์ชันของตำแหน่งในระนาบ xy ส่วนความสูงชั้นไดอิเล็กตริกในแนวแกน z จะแทนด้วยชั้นสีต่างๆ ดังรูปที่ 2.13 การกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวัสดุที่ออกแบบสายอากาศเพื่อจำลองแบบสามารถกำหนดได้ใน Basic Parameter ดังรูปที่ 2.13

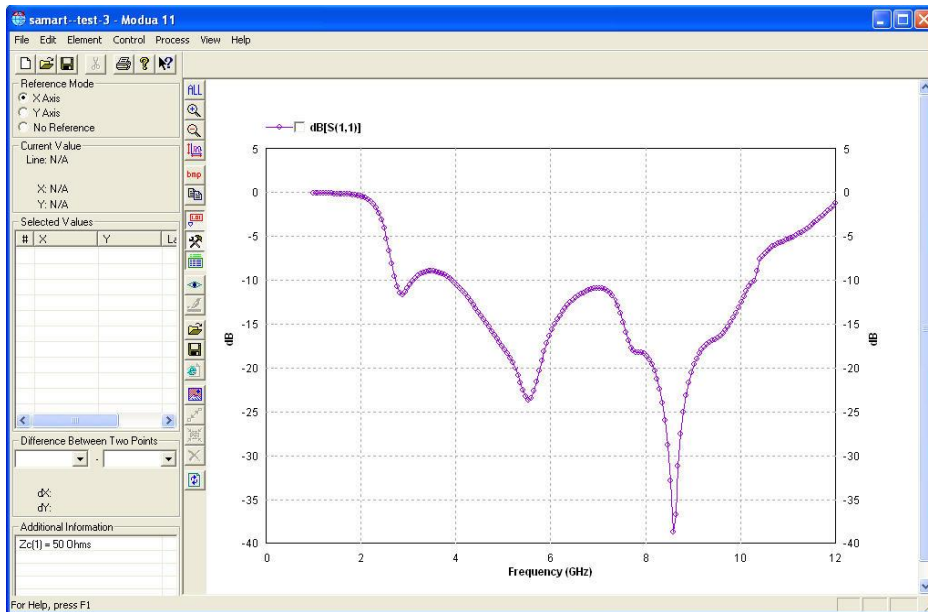


รูปที่ 2.13 การกำหนดค่าคุณสมบัติของวัสดุใน Basic parameter ที่ใช้มาจำลองแบบตัวสายอากาศ

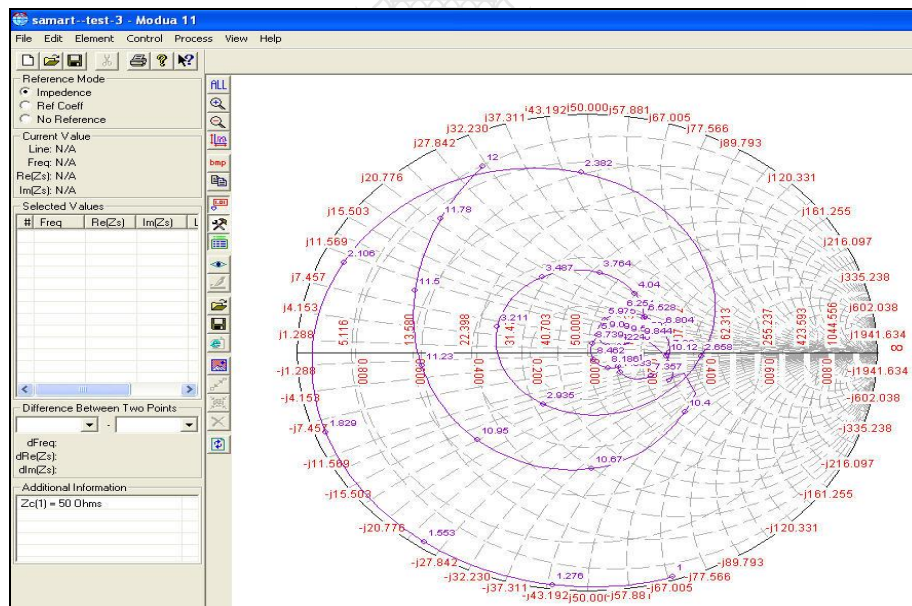
ซึ่งใช้วิเคราะห์โครงสร้างไมโครสตริปที่ไม่สม่ำเสมอ และสายอากาศหลากหลายรูปทรง โดยอยู่บนพื้นฐานของทฤษฎี Roof-top Basis Function บนรูปทรงของสี่เหลี่ยม และสามเหลี่ยมที่ถูกนำมาประกอบกันเป็นสายอากาศ วิธีการนี้มีความแม่นยำมีประสิทธิภาพ รวมทั้งผลลัพธ์เชิงตัวเลขของการวัดที่ได้มีความถูกต้อง วิธีนี้ไม่เพียงแต่มีประสิทธิภาพในการคำนวณเท่านั้น แต่ช่วยในการตีความหมายสนามทางกายภาพกับรูปทรง สำหรับโปรแกรม IE3D เป็นโปรแกรมที่มีวิวัฒนาการมาจากวิธีการ MPIE (Mixed Potential Integral Equation)



รูปที่ 2.14 การจำลองแบบทิศทางการไหลและความเข้มของกระแสภายในตัวสายอากาศ



รูปที่ 2.15 ผลการจำลองแบบแสดงค่าความสูญเสียย้อนกลับ S_{11}



รูปที่ 2.16 ผลการจำลองค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ในแบบ Smith Chart

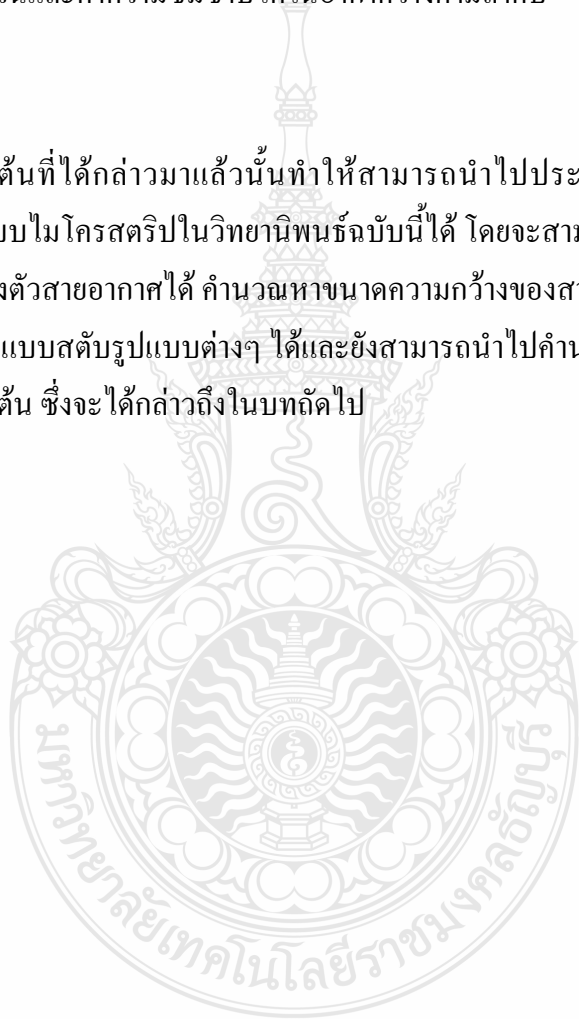
ทางกายภาพที่เหมือนกัน เพื่อที่จะให้รู้ว่ากระแสจะปฏิบัติตัวอย่างไรบน โครงสร้างที่ได้ออกแบบไว้ โดยเฉพาะกระแสที่ไหลบริเวณขอบเขตรอยต่ออัลกอริทึมนี้ ได้พัฒนาและเรียกว่า P (pseudo) – mesh หรือ P-mesh ซึ่งได้มาจากการประยุกต์ของวิธีโมเมนต์คือ MIPE ที่ใช้สำหรับการหาการกระจายของ กระแสและประจุบนผิวของ โครงสร้างสำหรับ โครงสร้างในรูปที่ 2.14 สามารถเขียนสมการของ MPIE ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} & \frac{j\omega\mu_0}{4\pi} \int_s ds \int_s ds' \left[G_m(\bar{r}, \bar{r}') \bar{T}(\bar{r}) \bar{J}(\bar{r}') - \frac{1}{k_0^2} G_e(\bar{r}, \bar{r}') \nabla \bar{T}(\bar{r}) \nabla' \bar{J}(\bar{r}') \right] \\ & = \int_s ds \bar{E}_i(\bar{r}) \bar{T}(\bar{r}) \end{aligned} \quad (2.88)$$

ซึ่ง G_e และ G_m เป็นฟังก์ชันกรีนไดโอดิกชนิดไฟฟ้าและชนิดแม่เหล็ก $\bar{J}(\bar{r}')$ และ $\bar{T}(\bar{r})$ เป็นฟังก์ชันการกระจายกระแสและฟังก์ชันทดสอบตามลำดับซึ่งตรงตามเงื่อนไขขอบเขต K_0 และ μ_0 เป็นคลื่นจำนวนและค่าความซึมซาบได้ในอากาศว่างตามลำดับ ω คือความถี่เชิงมุม

2.8 สรุป

จากทฤษฎีข้างต้นที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นทำให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้เพื่อออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศแบบไมโครสตริปในวิทยานาฬิกาขั้นนี้ได้ โดยจะสามารถคำนวณหาขนาดความกว้างและความยาวของตัวสายอากาศได้ คำนวณหาขนาดความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปได้ สามารถนำไปออกแบบสัดรูปแบบต่างๆ ได้และยังสามารถนำไปคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศได้เป็นต้น ซึ่งจะได้อีกถึงในบทถัดไป



บทที่ 3

การออกแบบสายอากาศร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยโครงสร้าง สายนำสัญญาณระนาบร่วม

บทนี้จะกล่าวถึงวิธีการออกแบบสายอากาศร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนสัญญาณด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วม (CPW) ใช้วิธีการเพิ่มแบนด์วิดท์ด้วยการปรับจูนสลับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ร่วมกับการปรับรูปร่างของโครงสร้างสายนำสัญญาณเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุดของสายอากาศ สามารถใช้งานในการสื่อสารไร้สายย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (UWB) ตามมาตรฐาน FCC ที่มีแถบความถี่ 3.1 - 10.6 GHz รวมทั้งยังสามารถนำไปประยุกต์ ใช้งานการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐานอื่นๆ ได้อีก เช่น IEEE 802.11a (5.15 - 5.35 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7 - 5.9 GHz) เป็นต้น

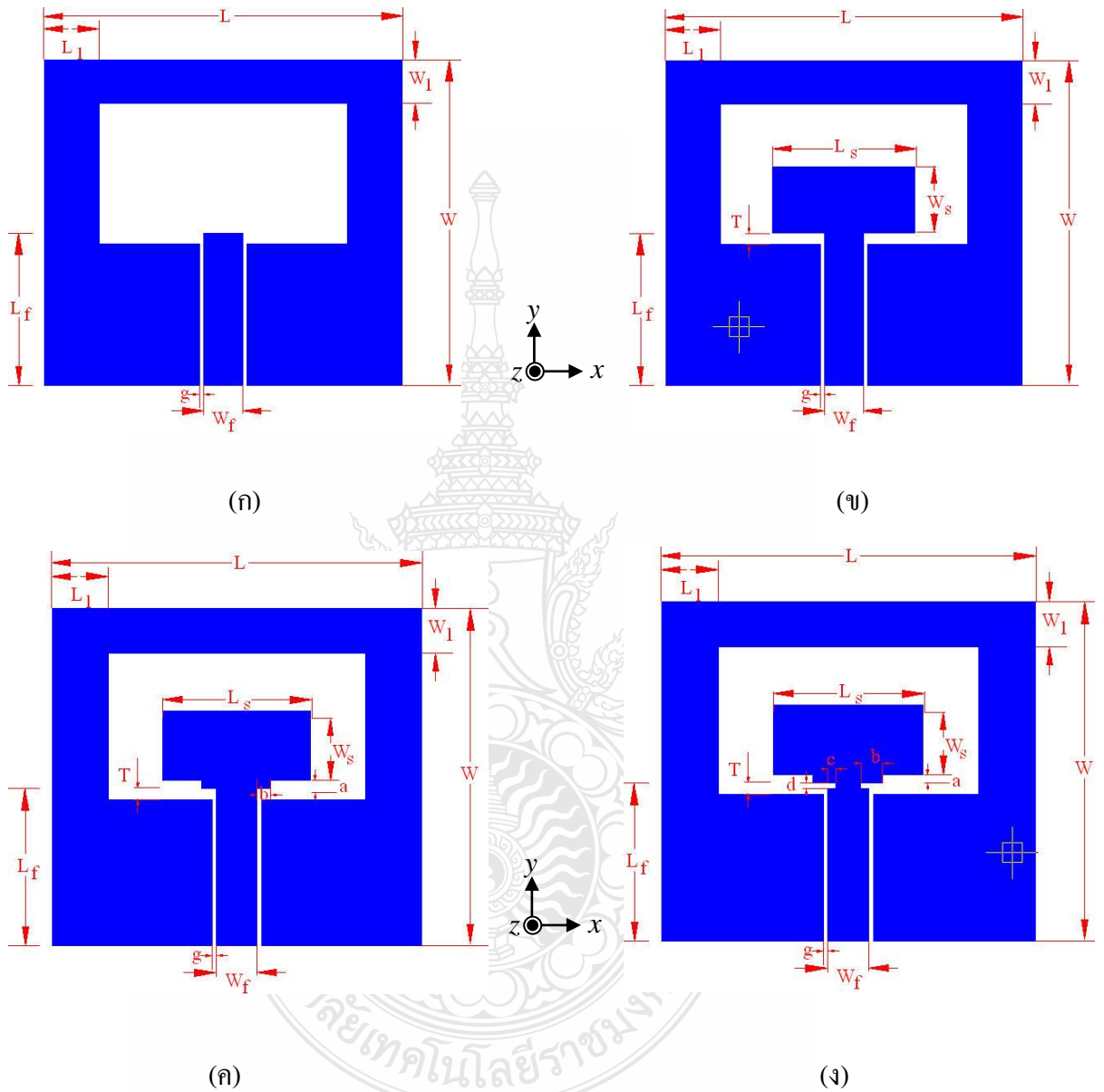
3.1 การออกแบบสายอากาศร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ปรับจูนสลับและปรับรูปร่างของ โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วม

งานวิจัยนี้จะทำการออกแบบสายอากาศร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนสัญญาณด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วม (CPW) ประกอบกับเทคนิคการใช้สลับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าในการปรับจูนและปรับรูปร่างด้วยการเซาะร่องบน โครงสร้างสายนำสัญญาณ ทำให้การเข้ากันได้ดีขึ้น (Matching) ประสิทธิภาพของสายอากาศวิเคราะห์จากค่าความสูญเสียย้อนกลับ (Return loss: S_{11}) ต่ำกว่า -10 dB ตลอดย่านแถบความถี่ 3.1 - 10.6 GHz สายอากาศมีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้น โครงสร้างสายอากาศมีขนาดเพียง 30 x 33 มิลลิเมตร และใช้วัสดุแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR-4 ซึ่งมีราคาถูกและหาได้ง่ายในท้องตลาด

3.1.1 ขั้นตอนการออกแบบสายอากาศแบบร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สลับรูปสี่เหลี่ยมปรับจูน

1. ออกแบบขนาด โครงสร้างสายอากาศที่มีความเหมาะสมและสอดคล้องกับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (UWB)
2. ออกแบบสายนำสัญญาณระนาบร่วม (CPW - Fed) ให้มีอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม โดยใช้โปรแกรม Line gauge professional ที่มีบนโปรแกรม IE3D ช่วยคำนวณ
3. สร้างสลับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจากนั้นปรับเปลี่ยนค่าตัวแปรเพื่อให้การแมตซ์ได้ดีที่สุด โดยสังเกตค่าความสูญเสียย้อนกลับ (S_{11})
4. ปรับรูปร่างของสายอากาศเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและเพิ่มอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์โดยการเพิ่มฐานรองที่สลับ และเซาะร่องบนตัวสายนำสัญญาณแล้วทำการปรับตัวแปรให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุด

หลังจากการจำลองแบบการทำงานตามขั้นตอนข้างต้น แล้วจะนำค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด ที่ทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศดีที่สุดแล้ว ไปสร้างชิ้นงานจริง



รูปที่ 3.1 ขั้นตอนการการออกแบบสายอากาศรูปสี่เหลี่ยม (ก) โครงสร้างพื้นฐาน (ข) โครงสร้างสายอากาศที่เพิ่มสัดับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า (ค) การเพิ่มฐานรองสัดับเพื่อตัวแปรร่วม (ง) การเซาะร่องบนโครงสร้างสายนำสัญญาณ

โดยการสร้างจากแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR-4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.5 ความหนาของแผ่นฉนวนชั้นไดอิเล็กตริก (h) เท่ากับ 1.6 มม. ความหนาของชั้นตัวนำ (t) เท่ากับ 0.018 มม. และมีค่าความสูญเสียแทนเจนต์ ($\tan \delta$) 0.002

การออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศในงานวิจัยฉบับนี้จะทำการออกแบบโดยกำหนดความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ $f_c = 3.0$ GHz และเลือกใช้วัสดุแผ่นวงจรพิมพ์แบบ FR-4 ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก $\epsilon_r = 4.5$ ความหนาวัสดุฉนวนรอง $h = 1.6$ มิลลิเมตร ค่าความนำของวัสดุตัวนำ (ทองแดง) $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m ความหนาของวัสดุตัวนำ $t = 0.018$ มิลลิเมตร ค่าแทนเจนต์การสูญเสีย $\tan \delta = 0.002$ นำมาคำนวณค่าพารามิเตอร์ของตัวสายอากาศ สิ่งแรกที่ต้องการหา คือ ค่าความกว้างของตัวสายอากาศโดยการคำนวณหาความกว้างของตัวสายอากาศ (W) หาได้จากสมการที่ (2.68)

$$W = \frac{c}{2f_r \sqrt{\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}}}$$

โดยที่ c	คือ	ความเร็วแสง (ประมาณ 3×10^8 m/s)
f_r	คือ	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการออกแบบ
ϵ_{eff}	คือ	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล
ϵ_r	คือ	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฉนวนรอง
W	คือ	ขนาดความกว้างของตัวโครงสร้างสายอากาศ

ดังนั้น

$$W = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 3 \times 10^9 \sqrt{\frac{(4.5 + 1)}{2}}}$$

$$W = 30.15 \text{ มิลลิเมตร}$$

คำนวณหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (ϵ_{eff}) จากสมการที่ (2.62)

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

ดังนั้น

$$\epsilon_{eff} = \frac{4.5 + 1}{2} + \frac{4.5 - 1}{2} \left[1 + \frac{12 \times 1.6}{30.15}\right]^{-\frac{1}{2}}$$

$$\epsilon_{eff} = 3.96866$$

โดยที่ค่า $\epsilon_{eff} \leq \epsilon_r$

คำนวณหาค่าความยาวประสิทธิผล L_{eff} ได้จากสมการที่ (2.64)

$$\begin{aligned} L_{eff} &= \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{2 \times 3 \times 10^9 \sqrt{3.96866}} \\ &= 33 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

คำนวณหาค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้าได้จากสมการที่ (2.63)

$$\begin{aligned} \Delta L &= 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \\ &= 0.412 \times 1.6 \frac{(4.5 + 0.3) \left(\frac{30.15}{1.6} + 0.264 \right)}{(4.5 - 0.258) \left(\frac{30.15}{1.6} + 0.8 \right)} \\ \Delta L &= 1.18 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

จากนั้นคำนวณหาค่าความยาวของสายอากาศไมโครสตริป (L) ได้จากสมการที่ (2.64)

$$\begin{aligned} L &= L_{eff} - 2\Delta L \\ L &= 33.82 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

คำนวณค่าสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่ความถี่ 3.0 GHz จากสมการที่ (2.72)

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

เมื่อ

W_f คือความกว้างของสายนำสัญญาณระนาบร่วม

$$\begin{aligned} B &= \frac{60\pi^2}{Z_o \sqrt{\epsilon_r}} \\ &= \frac{60\pi^2}{50\sqrt{4.5}} \\ &= 6.6207 \end{aligned}$$

ดังนั้น

$$\frac{W_f}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ 6.6207 - 1 - \ln(2(6.6207) - 1) + \frac{4.5 - 1}{2 \times 4.5} [\ln(6.6207 - 1)] + 0.39 - \frac{0.61}{3.2} \right\}$$

$$W_f = 3.6 \text{ มิลลิเมตร}$$

ค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ได้จากสมการ (2.6)

$$\lambda_g = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

ดังนั้นสามารถหาความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ที่ความถี่ 3.0 GHz ได้ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{3 \times 10^8}{3 \times 10^9 \sqrt{39866}}$$

$$= 50.1 \text{ มิลลิเมตร}$$

การคำนวณขนาดที่เหมาะสมของสายนำสัญญาณระนาบร่วม (CPW) ด้วยเครื่องมือ Line guage บนโปรแกรม IE3D โดยกำหนดคุณสมบัติต่างๆในโปรแกรมช่วยคำนวณดังนี้

Frequency (GHz)	= 3.0 GHz
Relative Permittivity (ϵ_r)	= 4.5
Substrate Height (h)	= 1.6 mm
Metal Thickness (t)	= 0.018 mm
Spacing (s)	= 0.4 mm

เมื่อกำหนดคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่ต้องการเพื่อออกแบบขนาดสายส่งสัญญาณ

$$Z_c (\Omega) = 50$$

$$\text{Electrical Length (Degree)} = 90$$

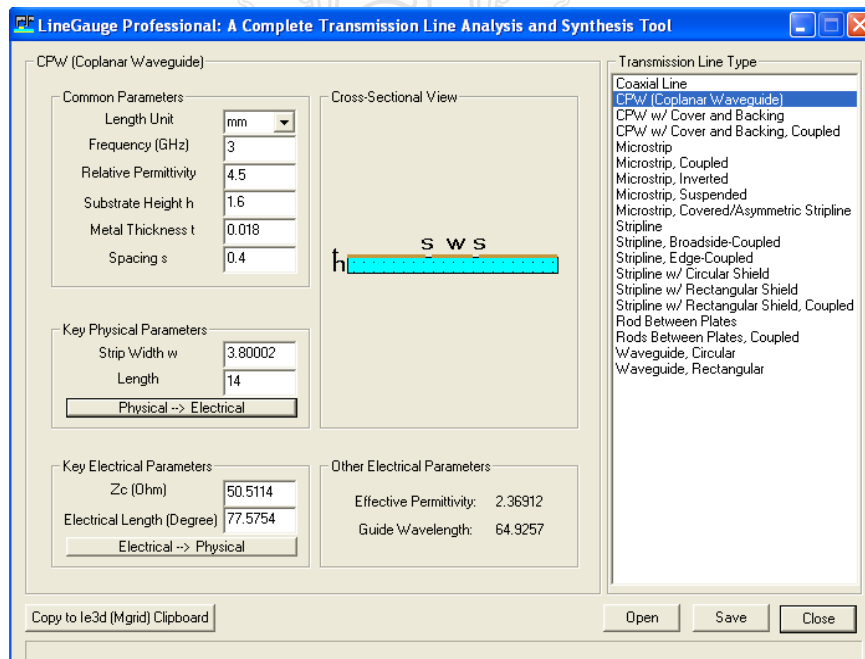
เมื่อให้โปรแกรมคำนวณจะได้ค่าดังนี้

$$\text{Strip width (W)} = 3.8002 \text{ mm}$$

$$\text{Strip Length (L)} = 14 \text{ mm}$$

$$\text{Effective Permittivity } (\epsilon_{eff}) = 2.369$$

$$\text{Guide Wavelength } (\lambda_g) = 64.925$$

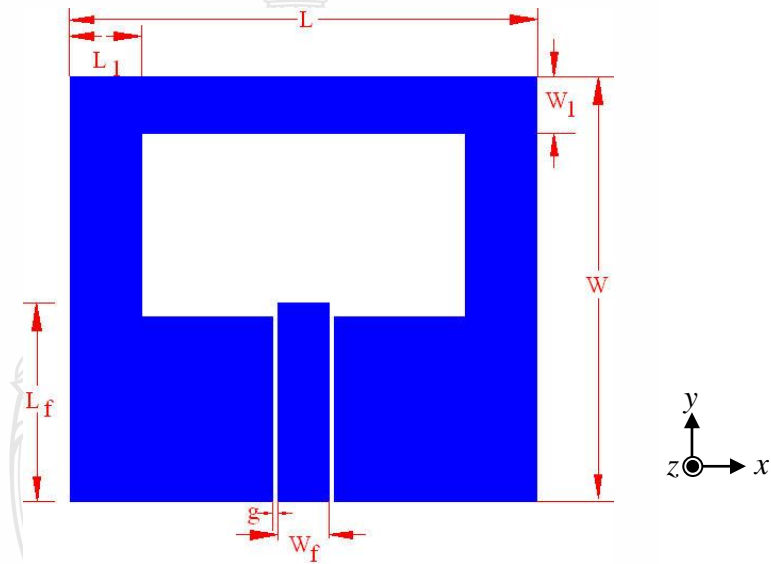


รูปที่ 3.2 การคำนวณขนาดของสายนำสัญญาณด้วย Line Gauge บนโปรแกรม IE 3D

3.2 การจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศ

3.2.1 การจำลองการแบบขนาดโครงสร้างของสายอากาศ

หลังจากคำนวณโครงสร้างสายอากาศจากสมการ ร่วมกับการหาขนาดของสายนำสัญญาณระนาบร่วมด้วยเครื่องมือช่วย Line Gauge บนโปรแกรม IE3D ทำการสร้างแบบสายอากาศบนโปรแกรมตามรูปที่ 3.1 (ก) โดยกำหนดขนาดของสายอากาศที่มีความกว้าง (W) เท่ากับ 30 มม. ความยาว (L) เท่ากับ 33 มม. และให้มีระยะห่างของร่องระหว่างสายนำสัญญาณระนาบร่วม (S) เท่ากับ 0.4 มม. ประมาณ $0.00625 \lambda_g$ จากนั้นทำการเจาะช่องเปิดภายในโครงสร้าง (Aperture slot) ซึ่งสามารถกำหนดขนาดพื้นที่ได้จากขนาดของความกว้างของขอบบน (W_1) และความกว้างของขอบข้าง (L_1) ซึ่งเบื้องต้นจะกำหนดเป็นค่าคงที่ไว้ที่ 4 มม. ประมาณ $0.06 \lambda_g$ และจากการคำนวณขนาดของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม ซึ่งจะใช้เป็นจุดกระตุ้นสัญญาณด้วยโปรแกรม Line gauge professional ดังรูปที่ 3.2 และใส่ค่าตัวแปรต่างๆ ลงไป



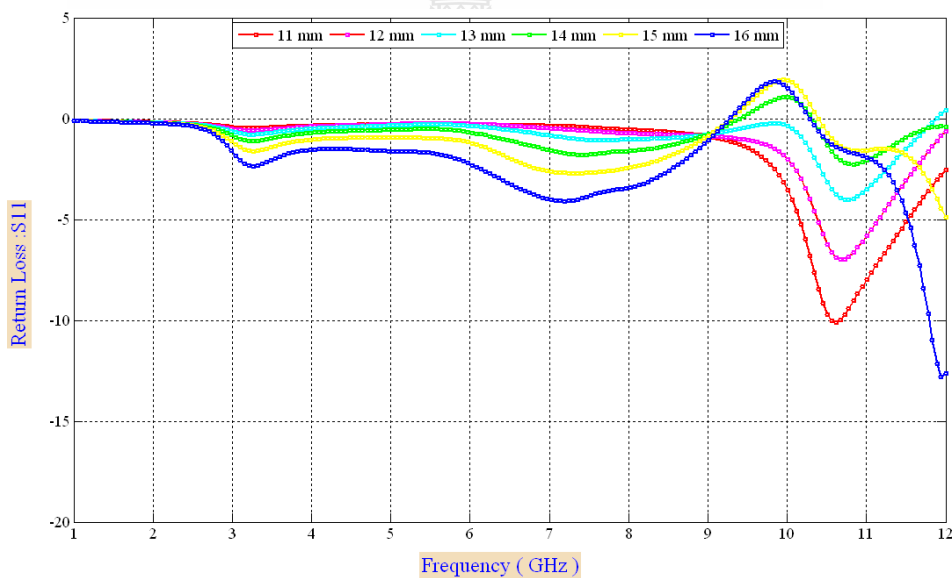
รูปที่ 3.3 โครงสร้างสายอากาศแบบร่องรูปสี่เหลี่ยม และพารามิเตอร์พื้นฐานเบื้องต้น

จะได้ขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณระนาบร่วม (W_p) ประมาณ = 3.8 มม. ($0.05 \lambda_g$) และค่าความยาว (L_p) = 14.5 มม. ประมาณ ($0.22 \lambda_g$) ค่าความกว้างของระนาบกราวด์ (W_g) = 13 มม. จากนั้นนำขนาดดังกล่าวมาสร้างแบบจำลองบนโปรแกรม IE3D ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ขนาดโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศร่องสี่เหลี่ยม

พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)	พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)
W	30	L	33
W_f	3.8	L_f	14.5
W_g	13	S	0.4
W_1	4	L_1	4

อันดับแรกทำการจำลองแบบคุณสมบัติของสายอากาศจากการเปลี่ยนแปลงขนาดความยาวของสายนำสัญญาณรวม L_f ในการปรับขนาดความยาวจะเริ่มที่ขนาด 14 มม. จากนั้นทำการปรับค่าความยาวเพิ่มและลดทีละ 1 มม. เพื่อสังเกตและวิเคราะห์ผลกระทบต่อการทำงานของไฟฟ้าที่มีต่อขนาดความยาวสายนำสัญญาณที่ขนาดของสายอากาศขนาดดังกล่าว



รูปที่ 3.4 ผลการจำลองแบบค่าความสูญเสียย้อนกลับเมื่อปรับความยาวของสายนำสัญญาณ L_f

จากผลการจำลองแบบพบว่า การปรับขนาดความยาวของสายนำสัญญาณทำให้เกิดรีโซแนนซ์ทางด้านความถี่สูงช่วง 10.5 GHz และหากมีความยาวมากขึ้นก็มีแนวโน้มเกิดความถี่รีโซแนนซ์ในช่วงความถี่ต่ำได้ดีกว่า ซึ่งจากความยาวที่ออกแบบมาซึ่งมีแนวโน้มจะเกิดรีโซแนนซ์หลายจุดยิ่งขึ้น ซึ่งพิสูจน์ได้ว่าเป็นผลกระทบจากขนาดของช่องเปิดภายในเองทั้ง (W_1) และ (L_1) เลือกใช้ความยาวที่ 16 มม. ไปทำการวิเคราะห์ร่วมต่อไป

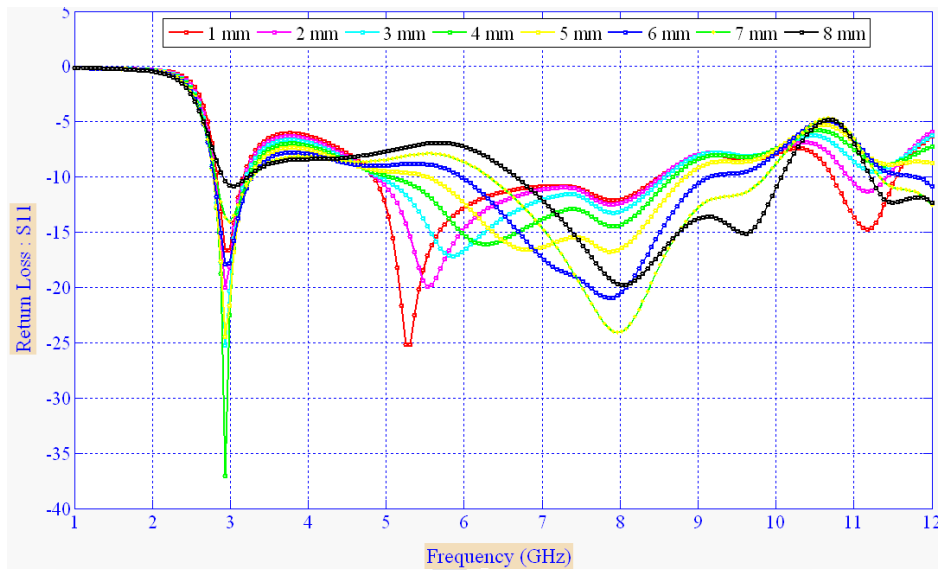
3.2.2 การจำลองการปรับความกว้างระยะขอบของช่องเปิดสายอากาศ W_1

การจำลองแบบข้างต้นทำการกำหนดค่าระยะห่างของช่องเปิดภายในวงที่ไว้โดยกำหนดจากค่า W_1 และ L_1 ให้มีค่าประมาณ $0.06 \lambda_g$ นั่นคือความกว้าง W_1 มีค่าเท่ากับ 4 มม. ความยาว L_1 มีค่าเท่ากับ 4 มม. ในการปรับจูนเพื่อวิเคราะห์คุณสมบัติที่เหมาะสมที่สุด (Optimization) ของตัวแปร โดยจะทำการปรับทีละตัวแปรโดยตัวแปรอื่นคงที่แล้ว ปรับความกว้างของขอบบนช่องเปิด (W_1) โดยเริ่มตั้งแต่ระยะห่าง 4 มม. จากนั้นเพิ่มค่าเพิ่มขึ้นและลดลงครั้งละ 1 มม. ตามลำดับดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ผลการเกิดความถี่รีโซแนนซ์เมื่อปรับค่า W_1

W_1 (มม)	ความถี่รีโซแนนซ์		
	f_{r1} (GHz)	f_{r2} (GHz)	f_{r3} (GHz)
1	2.937	5.28	11.17
2	2.95	5.54	11.16
3	2.93	5.84	11.13
4	2.93	6.23	-
5	2.93	6.79	7.8
6	2.93	7.87	-

จะพบว่าการเปลี่ยนแปลงของค่า W_1 มีผลต่อการจูนรีโซแนนซ์ที่ความถี่ต่างๆ กันและขนาดของ W_1 ทำให้เกิดจูนรีโซแนนซ์ ในช่วงความถี่ต่ำ และเกิดความถี่รีโซแนนซ์จุดที่สองในช่วงความถี่ 5.2 –7.8 GHz โดยจูนรีโซแนนซ์ที่สองจะเลื่อนจุดสูงขึ้นไปตามขนาดความกว้างของขอบบน W_1 แต่เมื่อขนาดความกว้างตั้งแต่ 6 มม. ขึ้นไปจูนรีโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำเริ่มมีผลกระทบทำให้ค่าความสูญเสียย้อนกลับสูงขึ้นและขณะเดียวกันเกิดจูนรีโซแนนซ์ในช่วงความถี่ 8 GHz. ได้ดีกว่า



รูปที่ 3.5 ผลการจำลองแบบค่าความสูญเสียย้อนกลับเมื่อปรับความกว้างของขอบช่องเปิด W_1

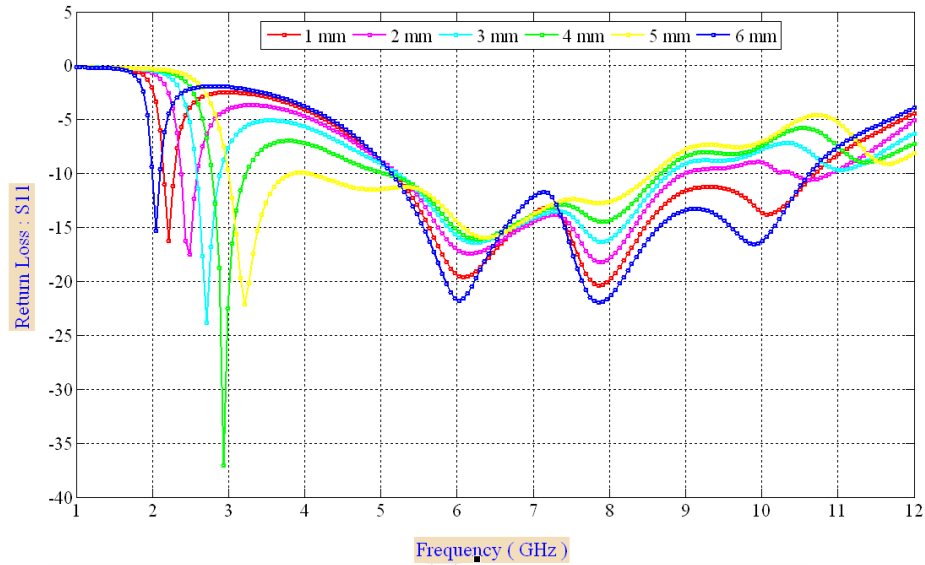
จากผลการจำลองแบบพบว่า W_1 จะเป็นตัวแปรพื้นฐานที่ทำให้เกิดความสัมพันธ์ระหว่างสัดกับตัวสายอากาศให้เป็นไปได้อย่างสอดคล้องได้มาก และขนาดของ W_1 ที่มีความเหมาะสมคือ 5 มม. แต่แบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ยังไม่สามารถครอบคลุมการใช้งานตามมาตรฐานของ UWB

3.2.3 การจำลองการปรับระยะความกว้างขอบข้างช่องเปิดของสายอากาศ L_1

เมื่อได้ค่า W_1 ที่เหมาะสมแล้วจากนั้นทำการปรับขนาดความกว้างขอบข้างช่องเปิดของสายอากาศ L_1 โดยใช้ลำดับวิธีเช่นเดียวกันกับ W_1 ซึ่งการปรับระยะของ L_1 จะทำการปรับทั้ง 2 ข้างพร้อมกันและเท่ากัน เมื่อความกว้างของขอบข้างมีค่าน้อยลงจุดรีโซแนนซ์จะเลื่อนต่ำลงมาด้วย และเกิดจุดรีโซแนนซ์ขึ้นอีกที่ช่วงความถี่ 6 GHz, 8 GHz และ 10 GHz ตามตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 ผลการเกิดความถี่รีโซแนนซ์เมื่อปรับค่า L_1

L_1 (มม)	ความถี่รีโซแนนซ์			
	f_{r1} (GHz)	f_{r2} (GHz)	f_{r3} (GHz)	f_{r4} (GHz)
1	2.2	6.1	7.8	10.08
2	2.4	6.1	7.88	10.67
3	2.7	6.3	7.9	-
4	2.92	6.23	7.9	-
5	3.2	6.4	7.9	-
6	3.57	4.57	11.85	-

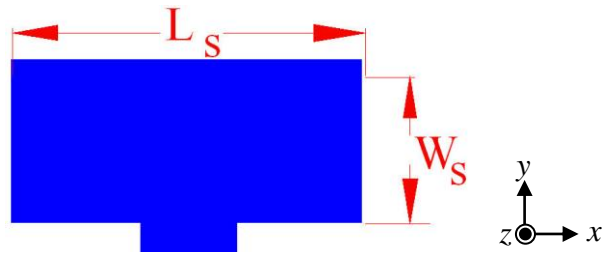


รูปที่ 3.6 ผลจำลองแบบค่าความสูญเสียย้อนกลับจากการปรับความยาวของช่องเปิดภายใน L_1

การวิเคราะห์จะเริ่มจากขนาดของ L_1 ให้มีค่าเท่ากับ 1 มม. และเพิ่มขึ้นทีละ 1 มม. ซึ่งพบว่าที่ความกว้างของขอบข้างที่มีขนาดแคบนั้นจะเกิดจุดรีโซแนนซ์จุดแรกเกิดทางความถี่ต่ำช่วง 2.2 GHz และเกิดรีโซแนนซ์จุดที่ 2 ที่จุด 6.1 GHz ความถี่ 7.8 GHz ในจุดที่ 3 และ ความถี่ 10.08 GHz ในจุดที่ 4 และเห็นว่าความกว้างของขอบด้านข้างของสายอากาศมีผลกระทบต่อการลดลงของค่าความสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ทำให้เกิดการเลื่อนจุดรีโซแนนซ์ทางความถี่ที่ต่ำลงช่วงความถี่ 2.2 - 3.5 GHz. เมื่อขนาด L_1 เพิ่มมากขึ้นจุดรีโซแนนซ์จะเกิดที่ความถี่สูงขึ้นไปตาม แต่ที่ค่าความยาว 6 มม. จะกลับไปเริ่มทางความถี่ต่ำอีกครั้ง และปัญหาที่เกิดขึ้นตามมาก็คือช่วงความถี่หลังจากจุดรีโซแนนซ์ที่ 1 จะพบว่าค่าความสูญเสียย้อนกลับนั้นมีค่าสูงเกินกว่า -10 dB แสดงว่าขนาด L_1 ที่ขนาดดังกล่าวไม่เหมาะสมและทำให้ค่าความสูญเสียย้อนกลับสูงขึ้นได้เช่นเดียวกัน โดยในขอบเขตของการจำลองแบบนั้น L_1 จะไม่มีจุดรีโซแนนซ์ จุดที่ 3 ดังนั้นจะเห็นว่าการปรับขอบด้านบน L_1 มีแนวโน้มจะทำให้ค่าความสูญเสียย้อนกลับลดต่ำลง โดยที่ความกว้างของขอบด้านข้างที่เหมาะสมจะเลือกใช้ มีค่า 4 มม.

3.2.4 การจำลองแบบสายอากาศที่มีสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

การจำลองแบบของพารามิเตอร์ที่ผ่านมาสายอากาศยังไม่สามารถที่จะประยุกต์ใช้งานได้ เนื่องจากค่าความสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ยังมีค่าสูง และแบนด์วิดท์ยังไม่ครอบคลุมความถี่ตลอดย่านการใช้งานย่านแถบความถี่กว้างยิ่ง (UWB) การใส่สัณฐานรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเข้าไปในช่องเปิด (Aperture) โดยวางเชื่อมต่อกับสายนำสัญญาณระนาบร่วมให้สมมาตร ซึ่งจะเกิดพารามิเตอร์ W_s และ L_s เพื่อใช้ปรับจูนให้เกิดการแมตซ์กันระหว่างระนาบของตัวสายอากาศกับสายนำสัญญาณได้ดี โดยขนาดของสัณฐานจะสามารถคำนวณหาขนาดด้านต่าง ๆ ตามสมการ [23, 25]



รูปที่ 3.7 สตัมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

ขนาดด้าน L_s

$$L_s = \frac{\lambda_0}{2} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{-1/2} \quad (3.5)$$

ขนาดด้าน W_s

$$W_s = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta l \quad (3.6)$$

ในทางปฏิบัติจะมีค่าน้อยกว่านี้เล็กน้อยคือ ขนาดด้าน L_s เท่ากับ 0.48 ถึง 0.49 λ_d ทั้งนี้เนื่องจากผลของ Q-factor กล่าวคือสนามไฟฟ้าบริเวณขอบของช่องแผ่คลื่นทำให้ความยาวลดลงเล็กน้อย สำหรับความยาว L_s มีขนาดเท่ากับ $\frac{\lambda_0}{2}$ ในทางปฏิบัติ [23]

คำนวณหาค่าความยาว L_s

$$\begin{aligned} L_s &= \frac{\lambda_0}{2} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{3 \times (2 \times 10^9)} \\ &= 50 \text{ mm.} \end{aligned} \quad (3.7)$$

คำนวณหาค่าความกว้าง W_s

$$\begin{aligned} W_s &= 0.49 \left(\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \right) \\ &= 0.49 \left(\frac{100}{\sqrt{4.5}} \right) \\ &= 23.1 \text{ mm.} \end{aligned} \quad (3.8)$$

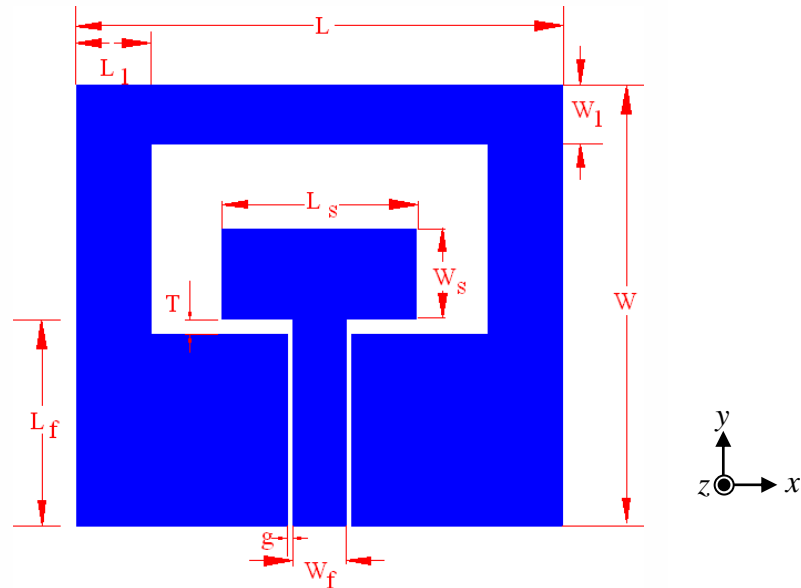
เมื่อทำการลดขนาดลง 4 เท่าจะได้

ขนาดด้าน L_s

$$L_s = 12.5 \text{ mm.}$$

ขนาดด้าน W_s

$$W_s \cong 5 \text{ mm.}$$

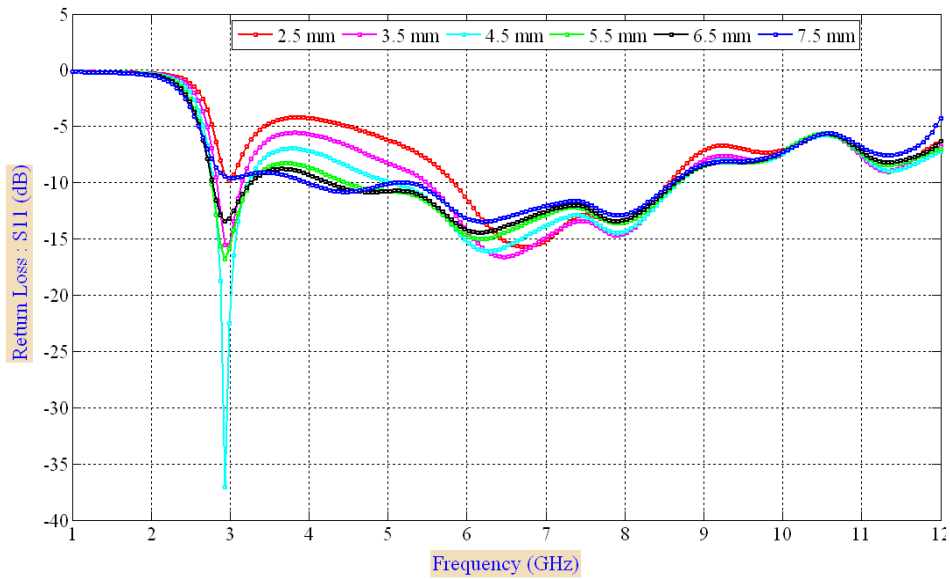


รูปที่ 3.8 การเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเข้าไปในช่องเปิด

ขนาดของสตัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่คำนวณจะมีขนาด 5×12.5 มม. เมื่อนำไปวางเชื่อมกับสายนำสัญญาณการวางสตัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเข้าจะทำให้เกิดตัวแปรร่วมเพิ่มเติมขึ้นมาคือ ความกว้างของสตัด (W_s) ความยาวของสตัด (L_s) ระยะห่างระหว่างขอบของระนาบกราวด์ตัวสายอากาศกับขอบล่างของตัวสตัด (T) ซึ่งการใส่สตัดเข้ามาในช่องเปิดต่อจากสายนำสัญญาณ จะเป็นดังรูปที่ 3.8 หลังจากใส่สตัดเข้าไปแล้วจะทำการหาความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์กับคุณลักษณะทางไฟฟ้า โดยทำการปรับพารามิเตอร์ใหม่ที่เกิดขึ้นดังต่อไปนี้

3.2.5 จำลองแบบการปรับขนาดความกว้างของสตัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าภายในช่องเปิด W_s

เมื่อใส่สตัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าขนาด 5×10.6 มม. เข้าในช่องเปิดของสายอากาศดังรูปที่ 3.8 การปรับจูนเพื่อแมตช์กันระหว่างสายนำสัญญาณกับตัวขอบระนาบกราวด์ของสายอากาศให้เข้ากันได้ดีนั้น จะใช้การจำลองแบบและปรับขนาดความกว้างของสตัด (W_s) เป็น 2.5, 3.5, 4.5, 5.5, 6.5 และ 7) ตามลำดับ โดยกำหนดค่าความยาวของสตัด (L_s) และค่าพารามิเตอร์อื่นๆ ไว้คงที่



รูปที่ 3.9 ผลการจำลองแบบค่าความสูญเสียย้อนกลับเมื่อปรับความกว้างของสตัป Ws

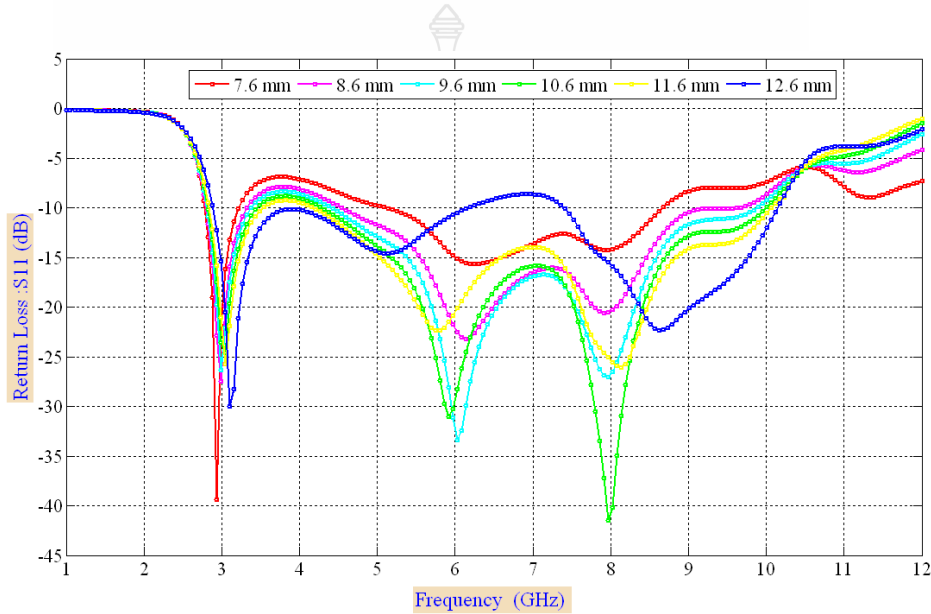
ผลจากการจำลองแบบพบว่า การปรับขนาดความกว้างของสตัปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าพบว่า มีผลต่อการลดลงของค่าความสูญเสียย้อนกลับที่จุดความถี่รีโซแนนซ์คือ 2.9 GHz ซึ่งไม่ทำให้เกิดการเลื่อนของจุดรีโซแนนซ์ และจะมีผลให้ช่วงความถี่ 4 GHz ขึ้นไป มีผลต่อค่าความสูญเสียที่ความถี่อื่นๆ เป็นไปในทางที่ดีขึ้นด้วย แต่ก็เกิดผลกระทบต่อค่าความสูญเสียย้อนกลับที่จุดรีโซแนนซ์ที่จะสูงขึ้น ความสัมพันธ์ของขนาดความกว้างของสตัปกับความถี่รีโซแนนซ์แสดงดังตารางที่ 3.4 ที่ขนาดความกว้าง 2.5 และ 3.5 มม. ค่าความสูญเสียย้อนกลับมีค่าสูงในช่วงความถี่ 3.1–5.5 GHz. และเมื่อพิจารณาที่ขนาด 4.5 มม. ค่าความสูญเสียย้อนกลับแนวโน้มต่ำกว่า -10 dB และจุดรีโซแนนซ์มีแนวโน้มชัดเจนในช่วงความถี่ 6 GHz ซึ่งเหมาะสมมากที่สุดในการนำไปวิเคราะห์ปรับรวมเพื่อให้ได้ขนาดของโครงสร้างที่เหมาะสมต่อไป

ตารางที่ 3.4 ผลการเกิดความถี่รีโซแนนซ์เมื่อปรับค่า Ws

Ws (mm)	f_{r1} (GHz)	f_{r2} (GHz)	f_{r3} (GHz)
2.5	3.01	6.71	-
3.5	2.95	6.46	7.91
4.5	2.93	6.28	7.90
5.5	2.93	6.16	7.95
6.5	2.95	6.162	7.98
7	6.12	7.95	-

3.2.6 การจำลองแบบการปรับค่าความยาวของสตัด รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าภายในช่องเปิด (Ls)

การจำลองแบบตัวสายอากาศด้วยโครงสร้างดังรูป 3.7 ด้วยการปรับขนาดของความกว้างของสตัด W_s พบว่าสายอากาศมีผลต่อค่าความสูญเสียย้อนกลับช่วงความถี่ด้านต่ำอย่างสม่ำเสมอ จึงพิจารณาตัวแปรของสตัดอีกตัวคือ ความยาวของสตัด (L_s) เพื่อปรับจูนการเข้ากันดีของสายอากาศให้ดีขึ้น การจำลองแบบจะทำการปรับขนาดความยาวของสตัด (L_s) โดยคงที่ค่าความกว้างของสตัด (W_s) และค่าพารามิเตอร์อื่นๆไว้คงที่จากนั้นทำการปรับขนาดเพิ่มขึ้นและลดลงทีละ 1 มม. (7.6, 8.6, 9.6, 10.6, 11.6, 12.6) เพื่อหาค่าที่เหมาะสม



รูปที่ 3.10 ผลการจำลองแบบค่าความสูญเสียย้อนกลับจากการปรับขอบความยาว L_s

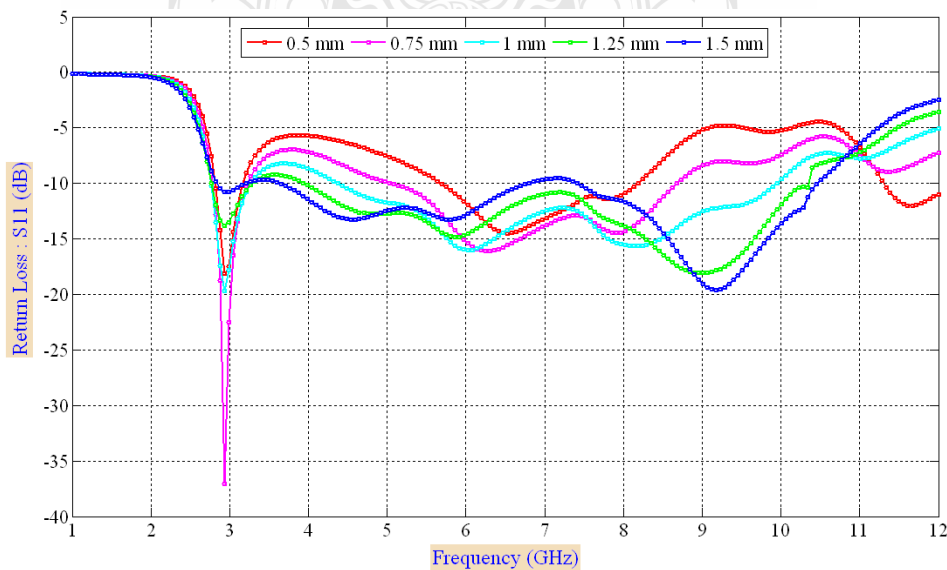
จากการจำลองแบบพบว่าเมื่อทำการปรับค่าความยาวของสตัดจะพบว่าขนาดของความยาว สตัด (L_s) มีผลต่อการลดลงค่าความสูญเสียย้อนกลับช่วงความถี่ด้านต่ำและช่วงความถี่กลางได้เป็นอย่างดี โดยที่ความยาวเท่ากับ 7.6 มม. จุดรีโซแนนซ์ที่ความถี่ 2.9 GHz มีค่าความสูญเสียย้อนกลับต่ำมากแต่จุดที่สองที่ความถี่ 6 GHz และ 8 GHz จะมีค่าที่สูงกว่าและมีช่วงที่ 3.2 – 5 GHz ค่าความสูญเสียมีค่าสูงกว่า -10 dB ขณะเดียวกันขนาดความยาวเท่ากับ 8.6 - 11.6 มม. นั้นมีแนวโน้มไปในทิศทางที่ดีคือค่าความสูญเสียต่ำลง และจุดที่เกิดรีโซแนนซ์ชัดเจนขึ้นในจุดที่ 2 และ 3 แสดงดังตารางที่ 3.5 ซึ่งค่าความยาวของสตัดที่เหมาะสมกับตัวสายอากาศคือ 10.6 มม. แต่ทั้งนี้การปรับค่า L_s ยังไม่ทำให้แบนด์วิดท์ที่ช่วงความถี่ 10 - 10.6 GHz มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ต่ำกว่า -10dB

ตารางที่ 3.5 ผลการเกิดความถี่รีโซแนนซ์เมื่อปรับค่า Ls

Ls (mm)	f_{r1} (GHz)	f_{r2} (GHz)	f_{r3} (GHz)
7.6	2.93	6.1	7.91
8.6	2.97	6.01	7.94
9.6	3.05	5.92	7.95
10.6	3.08	5.55	8.29
11.6	3.10	5.34	8.47
12.6	3.10	5.14	8.67

3.2.7 การจำลองแบบการปรับระยะห่างระหว่างสัดับและขอบระนาบกราวด์ร่วม T

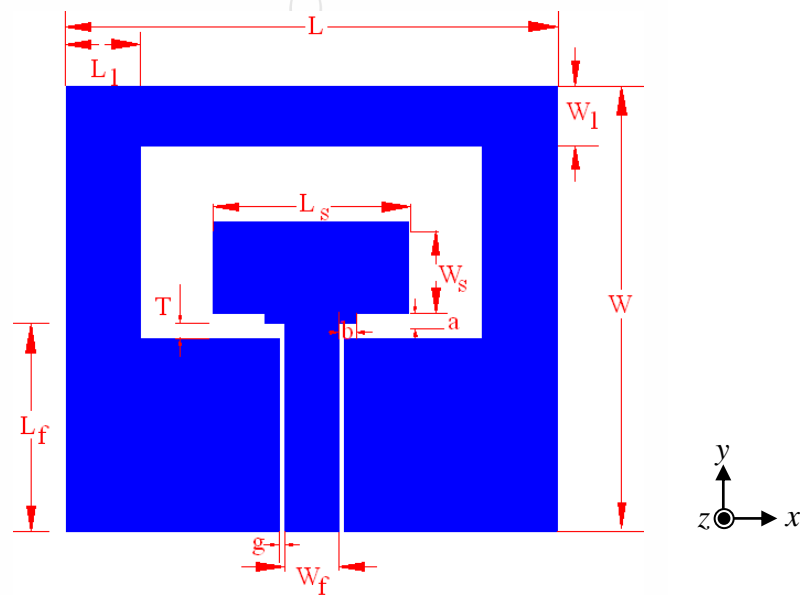
ค่าระยะห่างระหว่างสัดับกับระนาบกราวด์ร่วม (T) เป็นตัวแปรหนึ่งที่มีผลกระทบต่อ การเปลี่ยนแปลงของค่าความสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ การจำลองแบบจะปรับค่าระยะห่างครั้ง ละ 0.25 มม. โดยเริ่มจากขนาด 0.5, 0.75, 1, 1.25, 1.5 มม. ตามลำดับ ซึ่งการปรับระยะห่างของสัดับ กับระนาบกราวด์ร่วมนั้น มีผลทำให้ค่าความสูญเสียลดลงอย่างสม่ำเสมอและมีแนวโน้มไปในทางที่ ต่ำลงในช่วงความถี่ โดยที่ระยะห่างเท่ากับ 0.75 มม. เกิดจุดรีโซแนนซ์ที่ความถี่ 2.9 GHz อย่างชัดเจน แต่ค่าความสูญเสียย้อนกลับก็สูงขึ้นในช่วงความถี่ 4 GHz และ 8.5 GHz ขึ้นไป เมื่อระยะห่างตั้งแต่ 1 - 1.5 มม. ค่าความสูญเสียย้อนกลับมีแนวโน้มต่ำกว่า -10 dB ซึ่งพบว่าระยะห่างของค่า T ที่เหมาะสมมี ค่าเท่ากับ 1.25 มม. มีแบนด์วิดท์ที่กว้างตั้งแต่ความถี่ 4-10.5 GHz แต่ที่มีช่วงความถี่ 3-3.9 GHz นั้นมี ค่าสูงเกิน -10 dB จึงพิจารณาค่าระยะห่างของ T เท่ากับ 1.25 มม. ไปใช้ปรับร่วมกับารามิเตอร์อื่นต่อไป



รูปที่ 3.11 ผลการจำลองแบบค่าความสูญเสียย้อนกลับจากการปรับระยะห่างของสัดับกับระนาบกราวด์ T

3.2.8 การจำลองแบบการเพิ่มส่วนฐานรองของสตัป

จากการจำลองแบบของสายอากาศที่ผ่านมาพบว่าช่วงความถี่ 3.25 - 4.5 GHz และช่วงความถี่ 10.25 - 10.6 GHz มีค่าความสูญเสียย้อนกลับที่สูงอยู่ ทำให้ยังไม่สามารถใช้งานได้ตามข้อกำหนดโดยพารามิเตอร์ W_1 , W_s , L_1 , L_s มีความสัมพันธ์ต่อการปรับค่า S_{11} ที่ช่วงความถี่ 5 - 9.8 GHz ซึ่งจะพบว่าแม้จะเกิดจุดรีโซแนนซ์ที่แถบความถี่ด้านต่ำ แต่พารามิเตอร์ที่กล่าวข้างต้นก็ไม่สามารถช่วยปรับให้ค่าความสูญเสียจากการย้อนกลับนั้นต่ำลงได้ ขณะเดียวกันก็กระทบกับแถบช่วงความถี่ด้านสูง จึงใช้วิธีการเพิ่มตัวแปรร่วมที่สัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงค่าความสูญเสียย้อนกลับด้วยการเพิ่มฐานรองรูปสี่เหลี่ยมเข้าไปที่ขอบล่างของสตัปตามรูปที่ 3.12

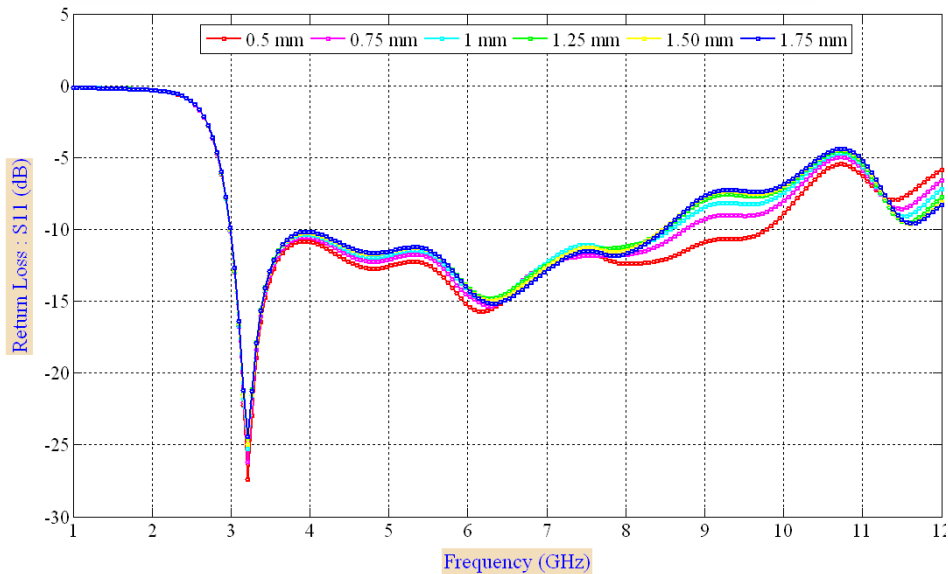


รูปที่ 3.12 การเพิ่มฐานรองที่ตัวสตัปเพื่อปรับการแมตซ์สายนำสัญญาณกับสตัป

ตารางที่ 3.6 ขนาด โครงสร้างของสายอากาศร่องที่มีการเพิ่มฐานรองสตัป

พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)	พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)
W	30	L	33
W_f	3.8	L_f	14.5
W_s	5.5	L_s	10.6
W_g	13	S	0.4
W_1	4	L_1	4

ค่าตัวพารามิเตอร์ของสายอากาศดังตารางที่ 3.6 เป็นโครงสร้างก่อนเพิ่มฐานรองซึ่งกำหนดให้พารามิเตอร์ของขนาดความกว้างของฐานรอง (a) และความยาวของฐานรองเป็น (b) โดยใส่เข้าไปทั้งสองของข้างมีขนาดเท่ากับ 0.5 x 0.5 มม. ในการปรับขนาดของฐานรองระดับพบว่าพารามิเตอร์ a ที่ขนาด 0.5 มม. มีขนาดที่เหมาะสมและมีแนวโน้มต่อการเปลี่ยนแปลงน้อยมาก จึงไม่แสดงในการจำลองแบบ ขณะที่ค่า b เป็นตัวแปรที่มีผลกระทบและทำให้แนวโน้มต่อการเปลี่ยนแปลงดีขึ้นการทดลองปรับค่า b จะทำการปรับทีละน้อยๆ ให้สัมพันธ์กับช่วงความถี่ต่ำน้อยที่สุด



รูปที่ 3.13 ผลการจำลองแบบค่าความสูญเสียย้อนกลับจากการเพิ่มฐานรองที่ตัวสตัป

ผลจากการจำลองแบบพบว่าเมื่อใส่ฐานรองรูปสี่เหลี่ยมดังกล่าวเข้าไปแล้วผลกระทบต่อ การเปลี่ยนแปลงนั้นเป็นไปแบบค่อนข้างคงที่และกระทบต่อช่วงความถี่สูงจากช่วง 8 - 10 GHz แต่ไม่มากและที่ขนาด 0.5 มม. ซึ่งเป็นค่าที่จะนำไปพิจารณาปรับร่วมกับพารามิเตอร์อื่นต่อไป

3.2.9 การจำลองแบบการเจาะช่องบนโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วม

จากการจำลองแบบการปรับพารามิเตอร์บน โครงสร้างของตัวสายอากาศที่ผ่าน มาจะพบว่าสายอากาศนั้นมีแนวโน้มที่ดี แต่ยังมีแบนด์วิดท์ไม่ครอบคลุมการใช้งานการสื่อสารย่านความถี่ แลบกว้างยิ่งตามมาตรฐาน FCC ได้เหมาะสม โดยพิจารณาได้จากค่าความสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่ ยังมีค่ามากกว่า -10 dB ที่ช่วงความถี่ 3.5 GHz และ 9.85 - 10.6 GHz และจากงานวิจัย [9], [19], [26], [29] ได้มีการนำเสนอวิธีการใช้เทคนิคการเจาะช่องบนตัวสายนำสัญญาณทำให้อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ ของสายอากาศเพิ่มขึ้นในงานวิจัยนี้จึงได้นำเทคนิคนี้มาประยุกต์ใช้บนตัวสายอากาศเพื่อเพิ่ม ประสิทธิภาพของสายอากาศให้ดีขึ้น โดยเบื้องต้นจะทำการเจาะช่องที่ได้ฐานรองและกำหนดให้ตัว แปร c และ d เป็นตัวแปรจากการใช้เทคนิคดังกล่าว สามารถคำนวณหาค่าความกว้างของร่องบน

สายนำสัญญาณระนาบร่วมจากในการคำนวณหาค่าความกว้างของพารามิเตอร์ c หาได้จากความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g)

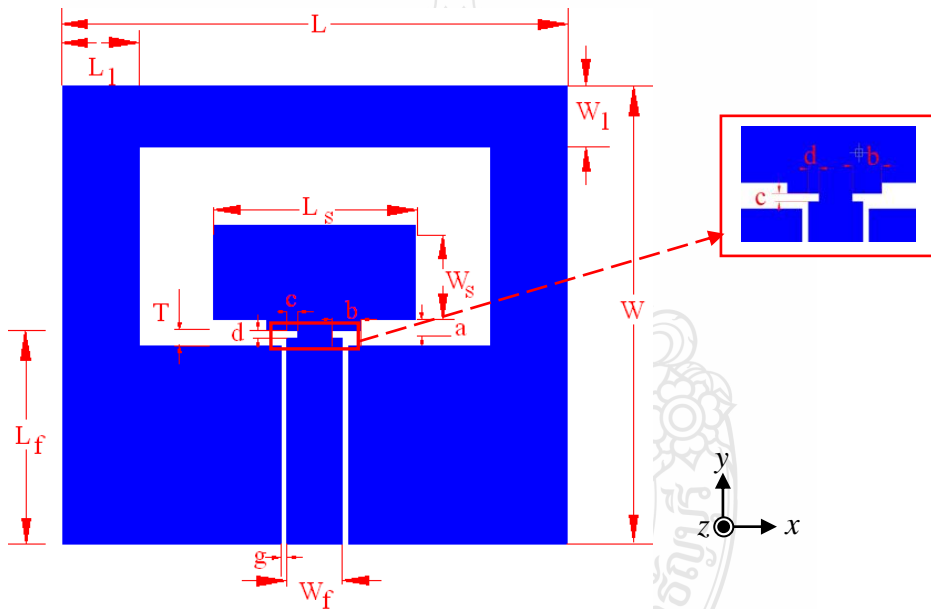
โดยที่ความกว้างของช่องว่างอยู่ในช่วง $0.0085\lambda_g$ ถึง $0.05\lambda_g$ [23, 30, 36-41]

$$c = 0.007756\lambda_g$$

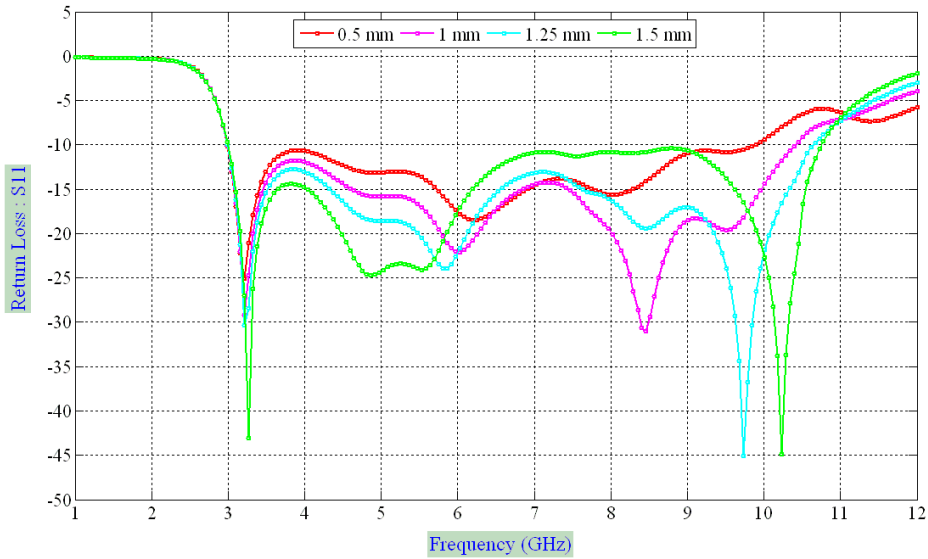
$$c = 0.007756 \times 64.46$$

$$c = 0.5 \text{ mm.}$$

ซึ่งเริ่มต้นจะใช้ขนาดของ c และ d มีค่าเท่ากับ 0.5×0.5 มม. และทำการปรับขนาดความถี่ (d) ตามขนาดดังนี้ 0.5, 1, 1.25, 1.5 มม. และมีผลการจำลองแบบเป็นดังรูป 3.14



รูปที่ 3.14 การเจาะร่องบนตัวโครงสร้างสายนำสัญญาณเพื่อช่วยเพิ่มแบนด์วิดท์



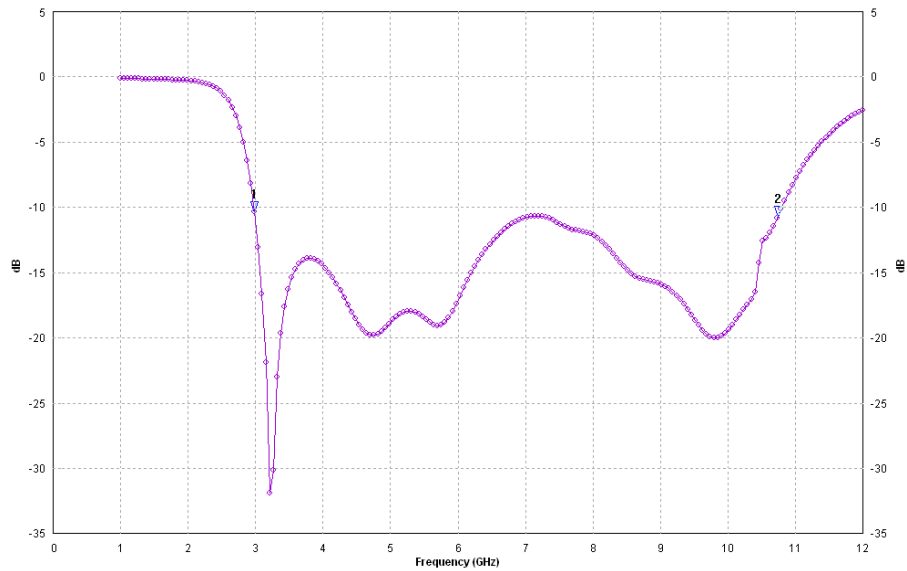
รูปที่ 3.15 แบบจำลองค่าความสูญเสียย้อนกลับจากการปรับค่าความลึกของร่องบนโครงสร้างสายนำสัญญาณ d

จากผลการจำลองแบบพบว่าเทคนิคการเซาะร่องบนโครงสร้างสายนำสัญญาณด้วยขนาดที่เหมาะสมจะช่วยให้ค่าความสูญเสียย้อนกลับลดต่ำลง โดยขนาด 1 มม. มีค่าความสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า -10 dB (2.98 – 10 GHz) ซึ่งยังมีแบนด์วิดท์ยังไม่ครอบคลุมการใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง แต่เมื่อปรับค่าเพิ่มที่ 1.25 มม. พบว่าทำให้อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์กว้างมากขึ้น โดยมีช่วงความถี่จาก 2.98 – 10.58 GHz และเกิดความถี่รีโซแนนซ์ที่ความถี่ 9.8 GHz เมื่อปรับค่าเพิ่มเป็น 1.5 มม. ค่าความสูญเสียย้อนกลับมีค่าต่ำกว่า -10 dB โดยมีช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.98 – 10.63 GHz จึงเลือกค่าที่เหมาะสมที่จะนำไปพิจารณาปรับร่วมคือ 1.25 และ 1.5 มม. และเมื่อนำค่าที่ได้จากการจำลองแบบมาทำการปรับจูนร่วมจะทำให้ได้ค่าขนาดของโครงสร้างของสายอากาศที่เหมาะสมที่สุด (Optimization) ดังตารางที่ 3.7

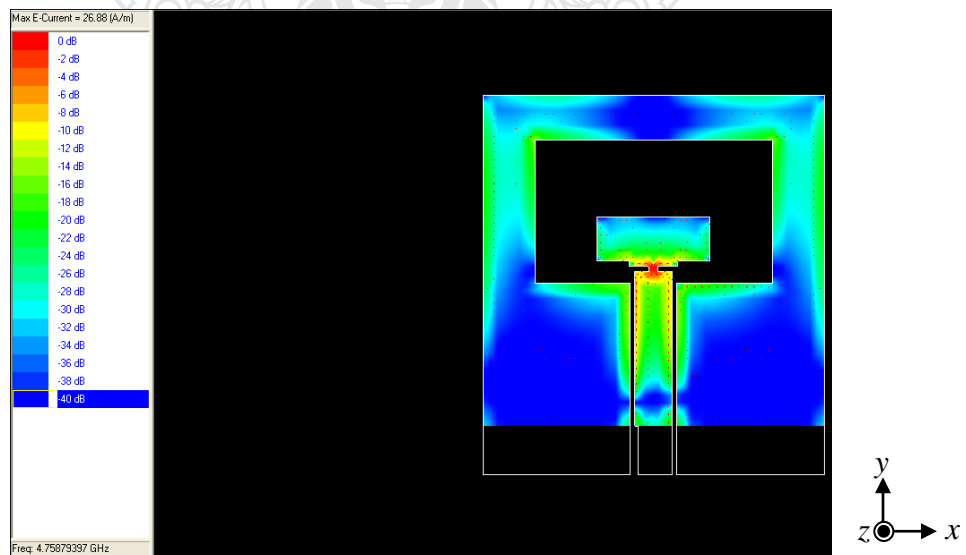
ตารางที่ 3.7 ขนาด โครงสร้างของสายอากาศร่องที่เหมาะสมที่สุดที่นำเสนอในงานวิจัย

พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)	พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)
W	30	L	33
W ₁	4	L ₁	5
W _s	4	L _s	10.8
W _f	3.6	L _f	14
T	1.25	a	0.5
b	0.5	c	0.5
d	1.4	g	0.4

เมื่อนำขนาดโครงสร้างสายอากาศที่เหมาะสมที่สุดมาจำลองแบบแล้วพบว่าสายอากาศที่นำเสนอนี้มีประสิทธิภาพดี โดยมีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ประมาณ 113.165 % (2.988-10.776 GHz) ครอบคลุมการใช้งานในย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (UWB) ตามมาตรฐานของ FCC ซึ่งกำหนดค่าแถบความถี่ใช้งานไว้ที่ 3.1 - 10.6 GHz ได้ ซึ่งแสดงผลการจำลองแบบโครงสร้างที่เหมาะสมที่สุดดังรูปที่ 3.16



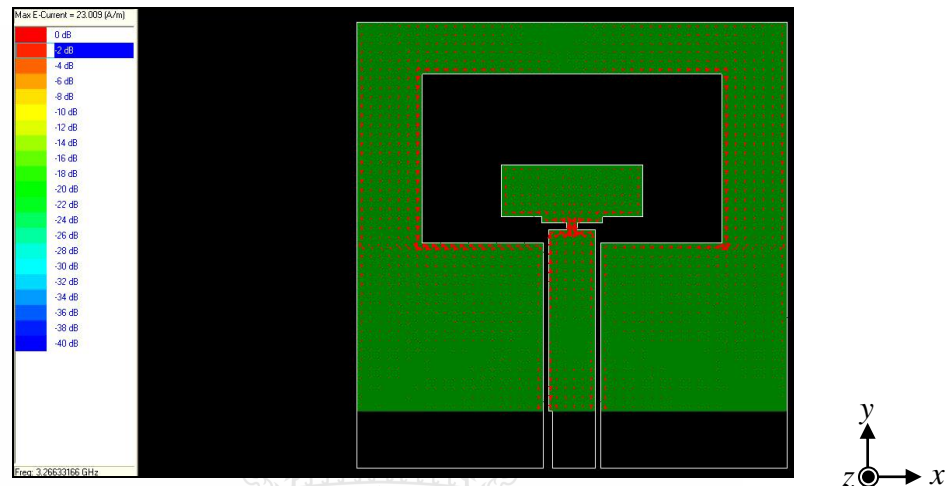
รูปที่ 3.16 ผลจำลองแบบค่าความสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศในงานวิจัยนี้



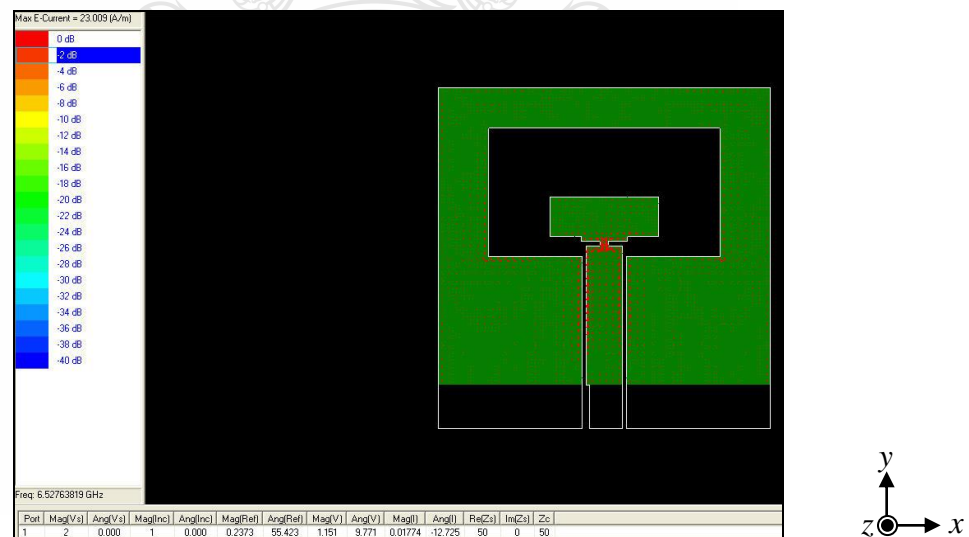
รูปที่ 3.17 แบบจำลองการกระจายตัวของกระแสในรูปสเกลลาร์และทิศทางของเวกเตอร์ในรูป 3 มิติ

3.3 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

เนื่องจากการออกแบบและการประยุกต์ใช้งานของสายอากาศตามงานวิจัยนี้ จะเป็นการใช้งาน ทั้งแถบความถี่ตามหลักการของ UWB ดังหัวข้อที่กล่าวมาแล้วนั้น การนำเสนอรูปแบบการแผ่ พลังงานจะนำเสนอที่ความถี่รีโซแนนซ์โดยจะแสดงรูปของการกระจายตัวของกระแสบนตัว สายอากาศ

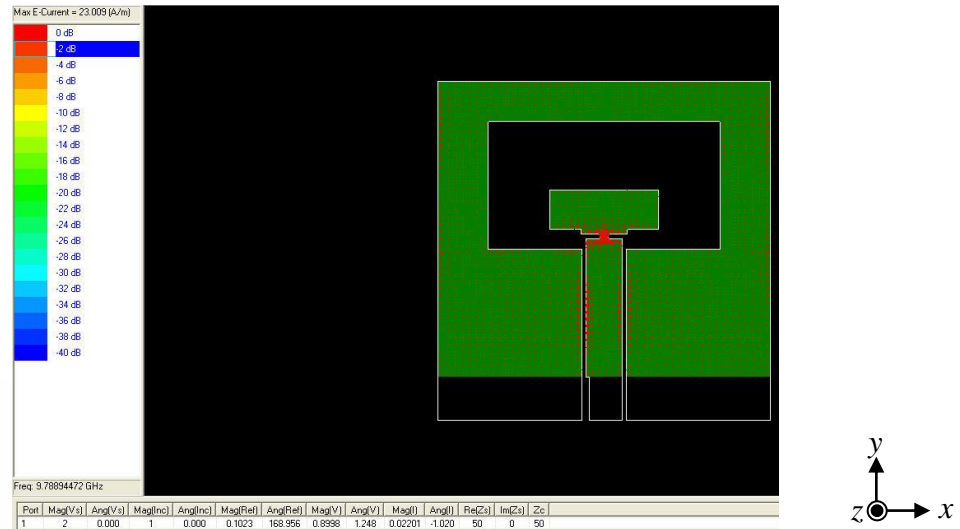


(ก) การกระจายตัวของเวกเตอร์กระแสบนตัวสายอากาศที่ความถี่ 3.2 GHz



(ข) การกระจายตัวของเวกเตอร์กระแสบนตัวสายอากาศที่ความถี่ 6.5 GHz

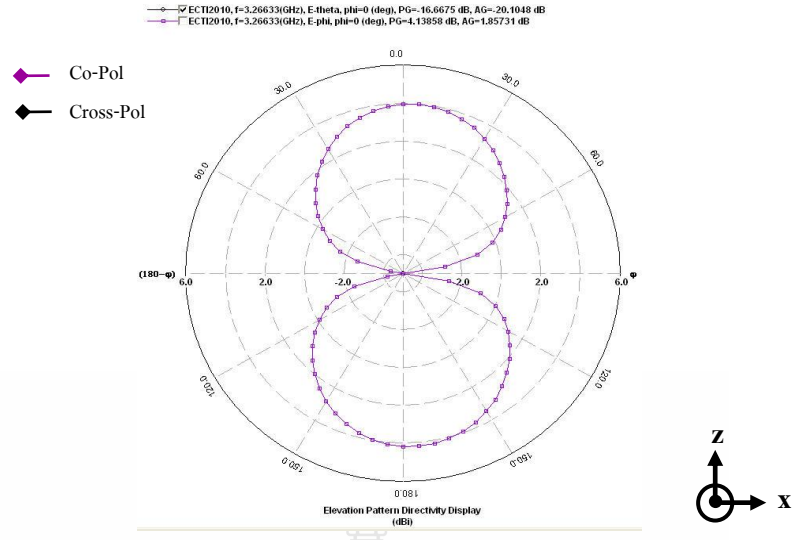
รูปที่ 3.18 การกระจายตัวของเวกเตอร์กระแสบนตัวสายอากาศที่ความถี่ต่างๆ (ก - ค)



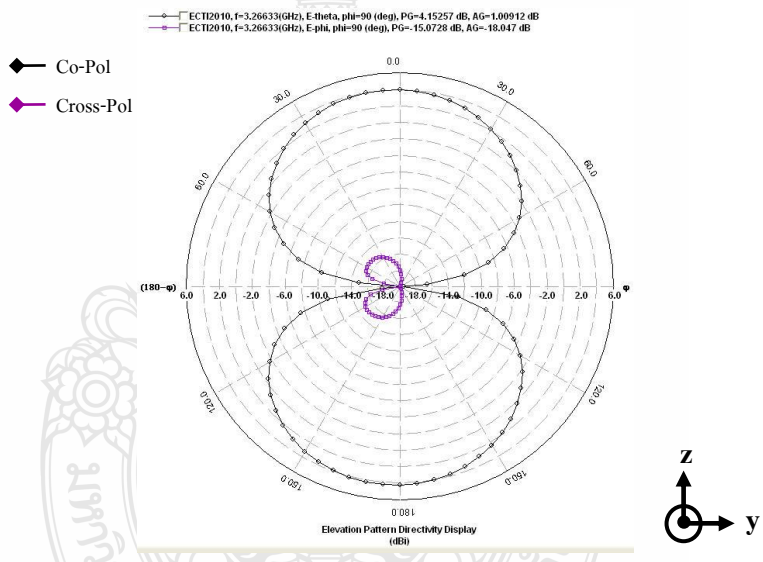
(ค) การกระจายตัวของเวกเตอร์กระแสบนตัวสายอากาศที่ความถี่ 9.7 GHz

รูปที่ 3.18 การกระจายตัวของเวกเตอร์กระแสบนตัวสายอากาศที่ความถี่ต่างๆ (ก - ค) (ต่อ)

ซึ่งจะแสดงเป็นเวกเตอร์ความหนาแน่นของกระแสดังรูป 3.18 ก. จะเห็นว่าที่ความถี่ต่ำ 3.2 GHz ปริมาณของกระแสจะกระจายตัวทั่วขอบของช่องเปิดของตัวสายอากาศอย่างสม่ำเสมอมากกว่า ทำให้พลังงานแผ่ออกมามาก และทำให้รูปของการแผ่พลังงานจะออกเป็นแบบวงกลมมากกว่าที่ความถี่สูง และที่ความถี่สูงการกระจายตัวของเวกเตอร์กระแสจะหนาแน่นอยู่บริเวณช่องโหลดที่ตัวสายนำสัญญาณ โดยที่รอบช่องเปิดนั้นปริมาณของกระแสมีน้อยกว่าเมื่อพิจารณาเทียบกับรูปการแผ่พลังงาน จะพบว่ารูปร่างจะบิดเบี้ยวมากกว่านั่นคือพลังงานรอบตัวสายอากาศจะไม่สม่ำเสมอออกทั่วแผ่นระนาบ แสดงดังรูปที่ 3.18 ข - ค และมีแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศมีลักษณะเป็นสองทิศทาง (Bi-direction) โดยการแผ่พลังงานจะออกทางด้านข้างในทิศทาง z การแสดงแบบรูปการกระจายพลังงานดังรูปที่ 3.19 - 3.30

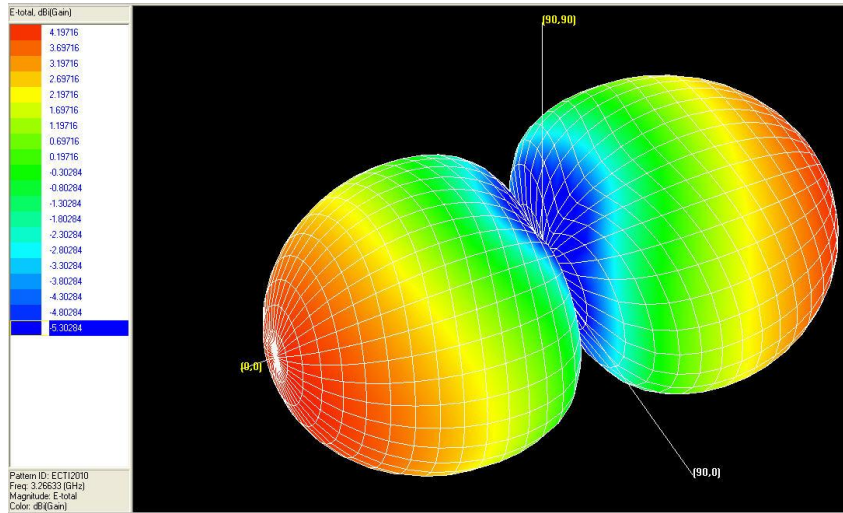


รูปที่ 3.19 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.2 GHz ในระนาบ xz

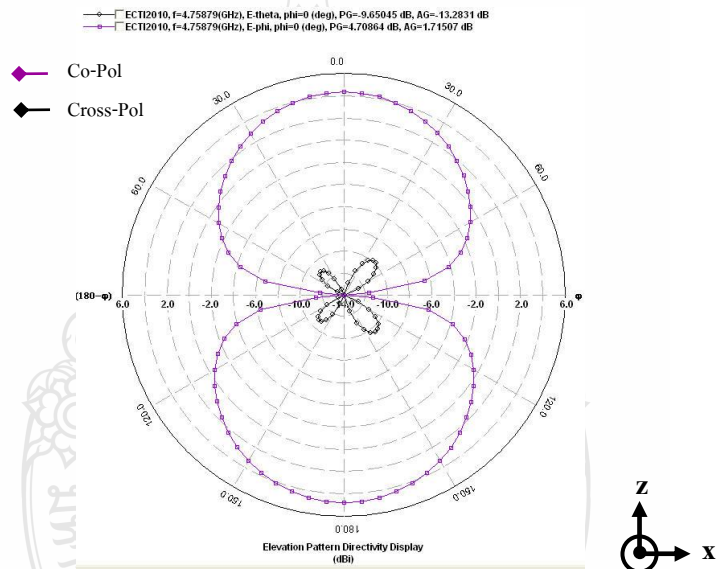


รูปที่ 3.20 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.2 GHz ในระนาบ yz

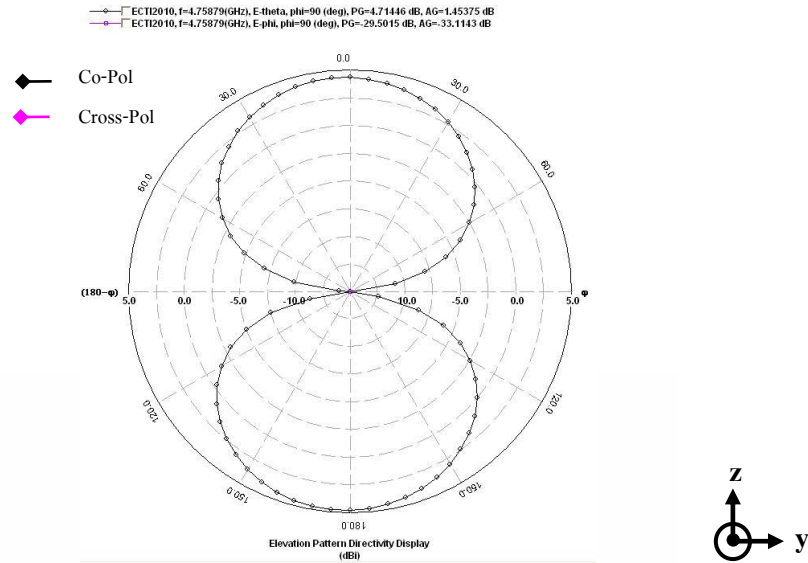
จากแบบจำลองพบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ความถี่ 3.2 GHz มีลักษณะแผ่ออกเป็นสองทิศทางตามทิศทาง z และ $-z$ พบว่ารูปร่างมีความสมมูลสม่ำเสมอจากการที่จุดนี้มีการกระจายตัวของกระแสในปริมาณที่เท่ากันพลังงานที่แผ่ก็รูปร่างที่ใกล้เคียงและสอดคล้องกันทั้งสองโพลาริซ



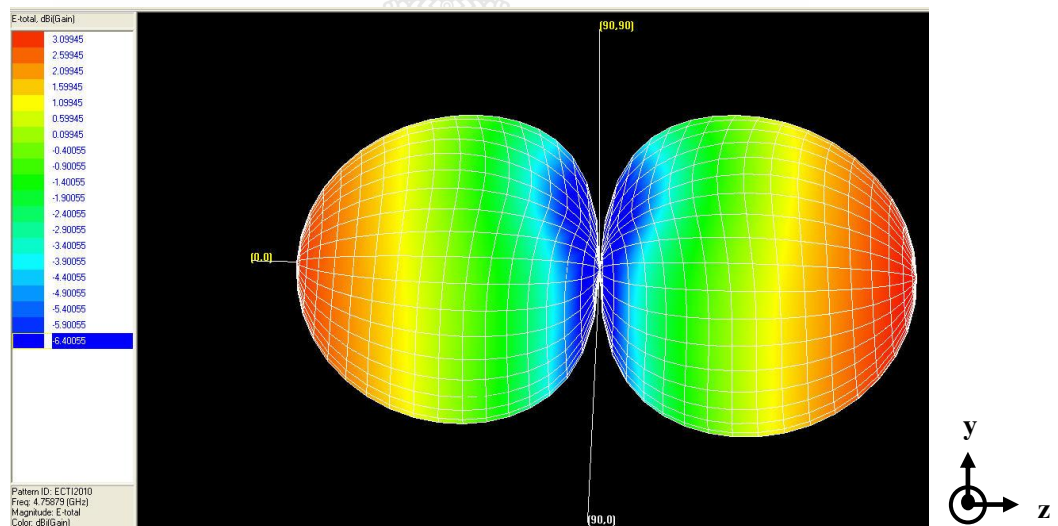
รูปที่ 3.21 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่รีโซแนนซ์ 3.2 GHz ในระนาบ 3 มิติ



รูปที่ 3.22 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่รีโซแนนซ์ 4.7 GHz ในระนาบ xz

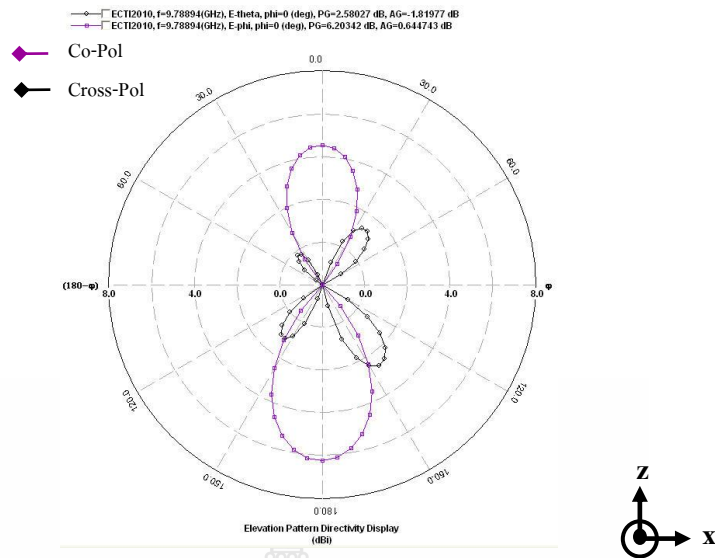


รูปที่ 3.23 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่รีโซแนนซ์ 4.7 GHz ในระนาบ yz

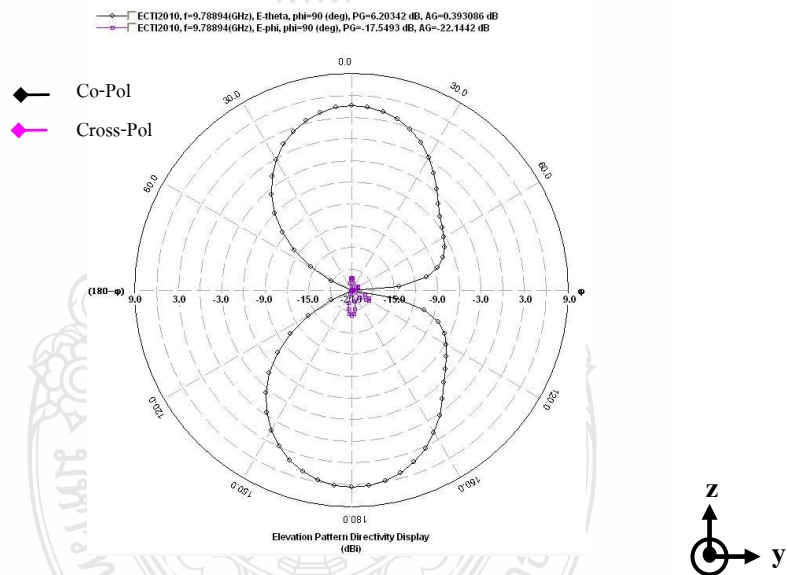


รูปที่ 3.24 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่รีโซแนนซ์ 4.7 GHz ในระนาบ 3 มิติ

แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ความถี่ 3.2 GHz จากแบบจำลองพบว่า มีลักษณะใกล้เคียงกันกับที่ความถี่ 3.2 GHz เพราะที่ความถี่ต่ำกว่าการสูญเสียจะยังไม่เด่นชัดมาก รูปการแผ่พลังงานเป็นสองทิศทางตามทิศทาง z และ $-z$ พบว่ารูปร่างมีความสมดุลสม่ำเสมอจากการที่จุดนี้มีการกระจายตัวของกระแสในปริมาณที่เท่ากันพลังงานที่แผ่ก็รูปร่างที่ใกล้เคียงและสอดคล้องกัน

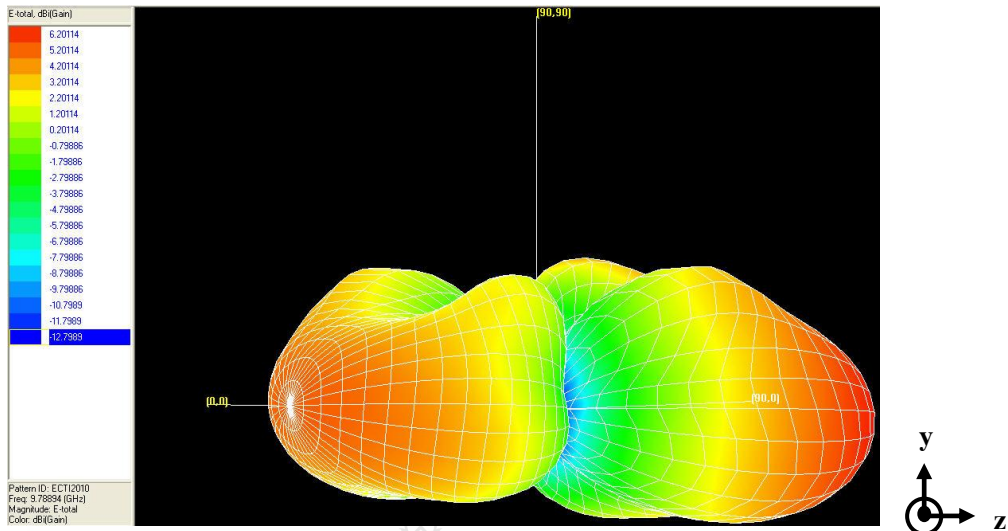


รูปที่ 3.25 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 9.7 GHz ในระนาบ xz

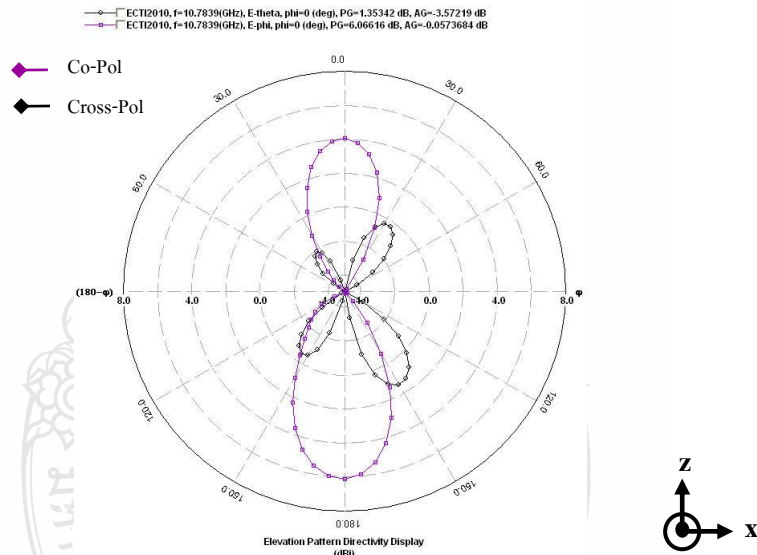


รูปที่ 3.26 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 9.7 GHz ในระนาบ yz

ที่ความถี่ 9.7 GHz จะสังเกตพบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานของสายกาเริ่มมีการบิดเบี้ยวโดยที่มุมช่วง 60 องศาและ 110 องศา รูปมีความเบี้ยวออกมากกว่า แต่รูปทิศทางยังมีความเป็นสองทิศทางตามแนว z และ -z ซึ่งจะมีการเกิดโพลาไรซ์ไขว้เด่นชัดขึ้นทำให้รูปร่างพลังงานในรูปสามมิติเป็นดังรูปที่ 3.27

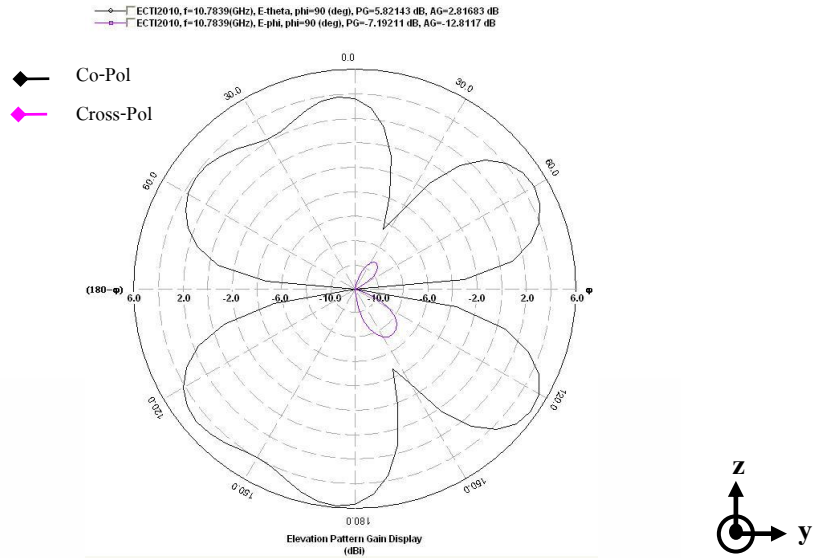


รูปที่ 3.27 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 9.7 GHz ในระนาบ 3 มิติ

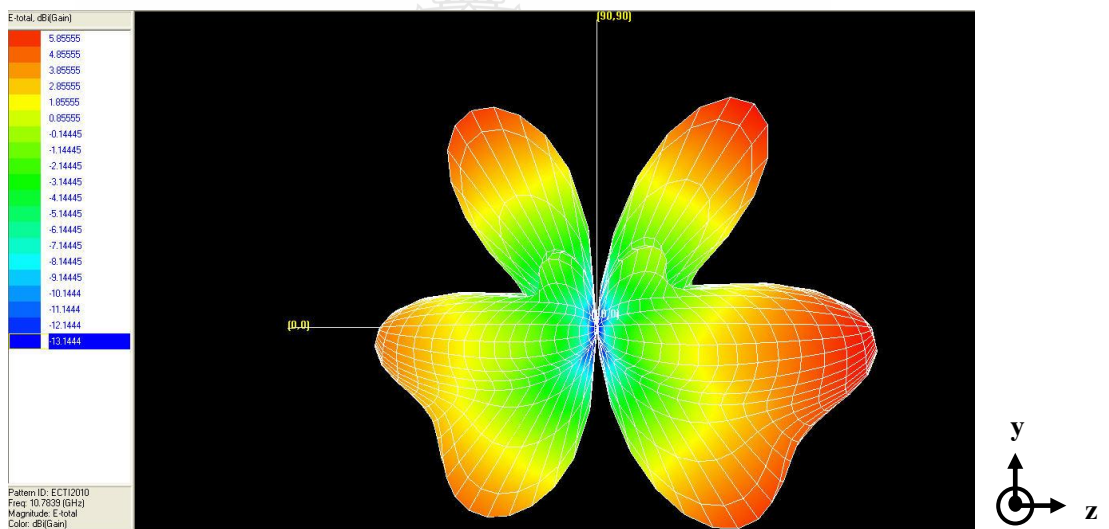


รูปที่ 3.28 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 10.7 GHz ในระนาบ xz

ที่ความถี่ 10.7 GHz จะสังเกตพบว่าที่ระนาบ xz แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศมีรูปร่างรีเล็กน้อยคือการแผ่พลังงานน้อยและแคบตามปริมาณการความเข้ม และกระจายตัวของกระแสบนสายอากาศ และมีรูปการแผ่ในโพลาไรซ์ไขว้เด่นชัดยิ่งขึ้นรูปร่างกำลังงานทิศทางจะแสดงดังรูป 3.28 ในขณะที่ระนาบ yz แบบรูปการแผ่พลังงานมีรูปบิดเบี้ยวไม่เท่ากันทุกมุมในทิศทางมุม 180 องศาถึงช่วง 240 องศา รูปร่างจะแผ่กว้างมากกว่า ทำให้มีลักษณะเป็นรูปปีกผีเสื้อ ซึ่งจะมีรูปร่างพลังงานในทิศทางจะแสดงชัดเจนในแบบ 3 มิติ ดังรูป 3.29



รูปที่ 3.29 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ไอโซเนนซ์ 10.7 GHz ในระนาบ yz



รูปที่ 3.30 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ไอโซเนนซ์ 10.7 GHz ในระนาบ 3 มิติ

3.4 แนวทางการปรับเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศร่องที่ปรับจูนระดับและรูปร่างบน โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วม

3.4.1 สายอากาศร่องป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมที่ปรับจูนด้วยสตัปครก

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอแนวทางการปรับเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศด้วยการปรับรูปร่าง และปรับจูนสตัปครก โดยการออกแบบจะใช้การพัฒนาขนาดเพิ่ม โดยใช้วิธีการเชิงประสบการณ์ ร่วม กำหนดความถี่รีโซแนนซ์ที่ความถี่ $f_c = 2.75$ GHz และเลือกใช้วัสดุแผ่นวงจรพิมพ์แบบ FR-4 ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก $\epsilon_r = 4.5$ ความหนาวัสดุฐานรอง $h = 1.6$ มิลลิเมตร ค่าความนำของวัสดุ ตัวนำ (ทองแดง) $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m ความหนาของวัสดุตัวนำ $t = 0.018$ มิลลิเมตร ค่าแทนเจนต์การสูญเสีย $\tan \delta = 0.002$ ค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) ได้จากสมการ

$$\lambda_g = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

ดังนั้นสามารถหาความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) ที่ความถี่ 2.75 GHz ได้ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{3 \times 10^8}{2.75 \times 10^9 \sqrt{3.96866}}$$

$$= 50.2 \text{ มิลลิเมตร}$$

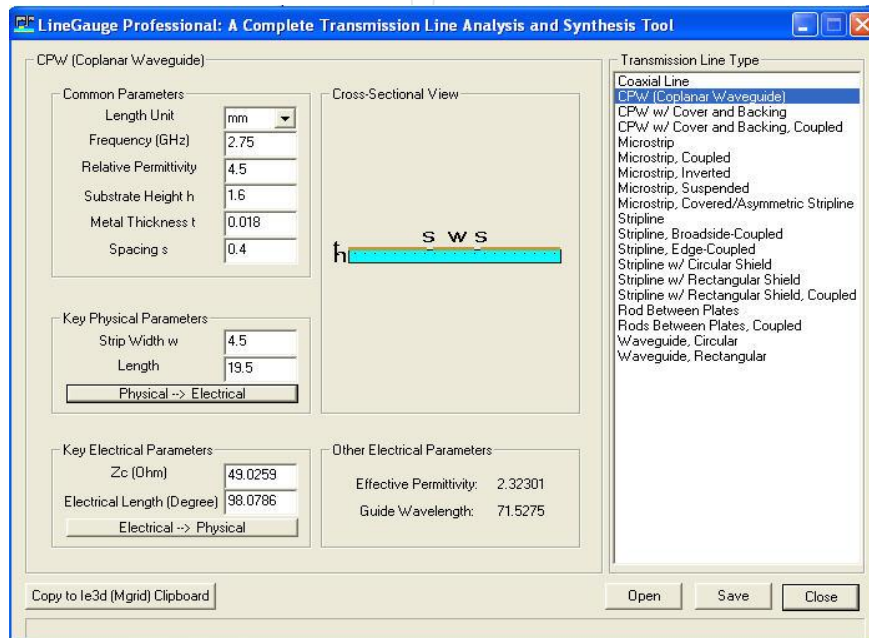
โดยที่ c คือ ความเร็วแสง (ประมาณ 3×10^8 m/s)
 f_r คือ ความถี่รีโซแนนซ์ที่ต้องการออกแบบ
 ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพ

ดังนั้นการพัฒนาจะทำการปรับขนาดของสายอากาศให้มีค่าขนาดเปลี่ยนตามความถี่ใช้งานด้วยการกำหนดขนาดความกว้าง W ให้มีขนาดประมาณ $0.85 \lambda_g$ เพื่อให้ปรับแบนวิดท์ช่วงความถี่ต่ำตั้งแต่ 2.5 GHz ซึ่งจะทำให้สายอากาศมีโครงสร้างเท่ากับ 44 มม. และปรับค่าความยาว L ประมาณ $0.9 \lambda_g$ และใช้การช่วยคำนวณขนาดของสายนำสัญญาณระนาบร่วมด้วยโปรแกรม Line gauge professional บนโปรแกรม IE3D โดยกำหนดคุณสมบัติต่างๆในโปรแกรมช่วยคำนวณครั้งนี้ค่าคุณสมบัติของวัสดุที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศ ที่ ความถี่ 2.75 GHz

Frequency (GHz)	= 2.75 GHz
Relative Permittivity (ϵ_r)	= 4.5
Substrate Height (h)	= 1.6 mm
Metal Thickness (t)	= 0.018 mm
Spacing (s)	= 0.4 mm

เมื่อให้โปรแกรมคำนวณจะได้ค่าดังนี้

Strip width (W)	= 4.5 mm
Strip Length (L)	= 19.5 mm

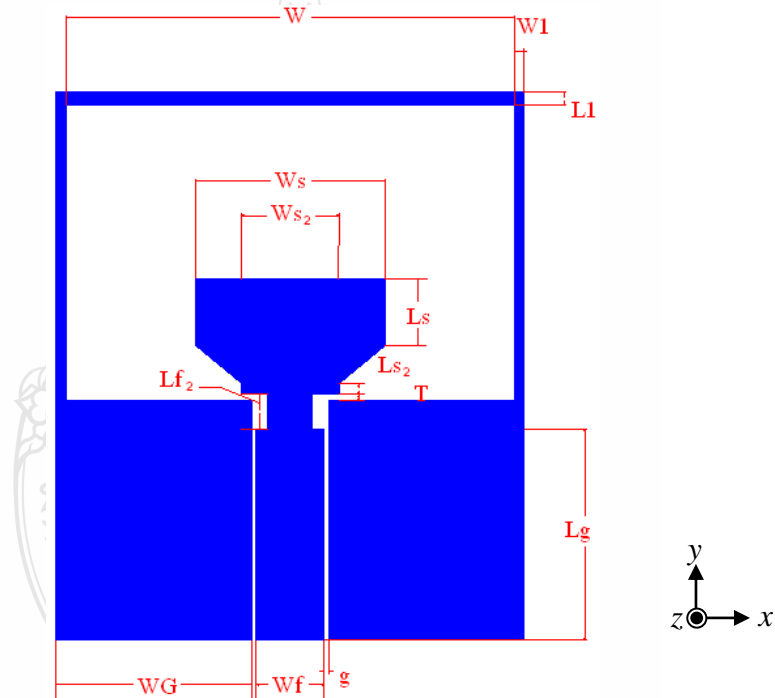


รูปที่ 3.31 การคำนวณขนาดของสายนำสัญญาณด้วย Line Gauge บนโปรแกรม IE 3D

เมื่อได้ขนาดโครงสร้างของสายอากาศตามตาราง 3.8 แล้วทำการสร้างแบบจำลองบนโปรแกรม ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.31 และทำการวิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศด้วยการหาค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) และแบนด์วิดท์

ตารางที่ 3.8 ค่าพารามิเตอร์ของโครงสร้างของสายอากาศที่มีสตัดรูปครก

ตัวแปร	ขนาด (มม)	ตัวแปร	ขนาด (มม)
W	44	L	51.5
W1	0.6	L1	1.25
Ws	15.75	Ls	6.25
Ws2	2.5	Ls2	1
Wf1	6.4	Lf1	20.35
Wf2	4.15	Lf2	3.25
WG	18.4	LG	22.5
T	0.6	g	0.4

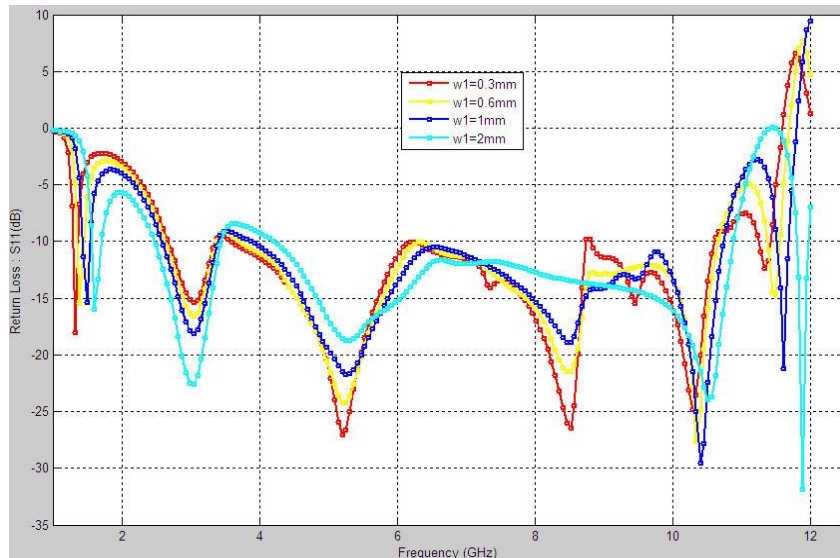


รูปที่ 3.32 โครงสร้างสายอากาศที่ปรับจูนด้วยสตัดรูปครก

3.4.2 การจำลองแบบของสายอากาศ

จากโครงสร้างของสายอากาศดังรูปที่ 3.31 การวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศด้วยการจำลองแบบโดยใช้โปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland เพื่อศึกษาผลการเปลี่ยนแปลงของค่าความสูญเสียของการย้อนกลับ S11 และทำการหาค่าประสิทธิภาพที่ดีที่สุดของสายอากาศโดยการศึกษาค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความสูญเสียของการย้อนต่อตัวสายอากาศซึ่งพบว่า

พบว่าที่โครงสร้างสายอากาศที่พัฒนาขึ้นเป็นขนาดที่เหมาะสมเนื่องจากทำให้เกิดจุดรีโซแนนซ์ขึ้นหลายจุดและสมดุลทำให้ง่ายต่อการปรับจูนเริ่มแรกพารามิเตอร์ที่นำมาพิจารณาคือ ความกว้างขอบสายอากาศที่ช่องเปิด w_1 ซึ่งการปรับระยะจะต้องทำการปรับทั้งสองข้างเท่ากันและจะการปรับจะเริ่มจากขนาด 0.3 มม. ซึ่งเป็นขนาดเล็กสุดที่สามารถจะสร้างขึ้นมาได้จริงจากนั้นจะทำการปรับ 0.6, 1, 2 มม. ตามลำดับ

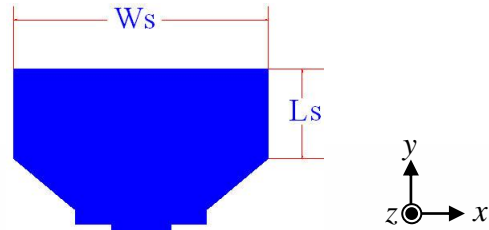


รูปที่ 3.33 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ w_1

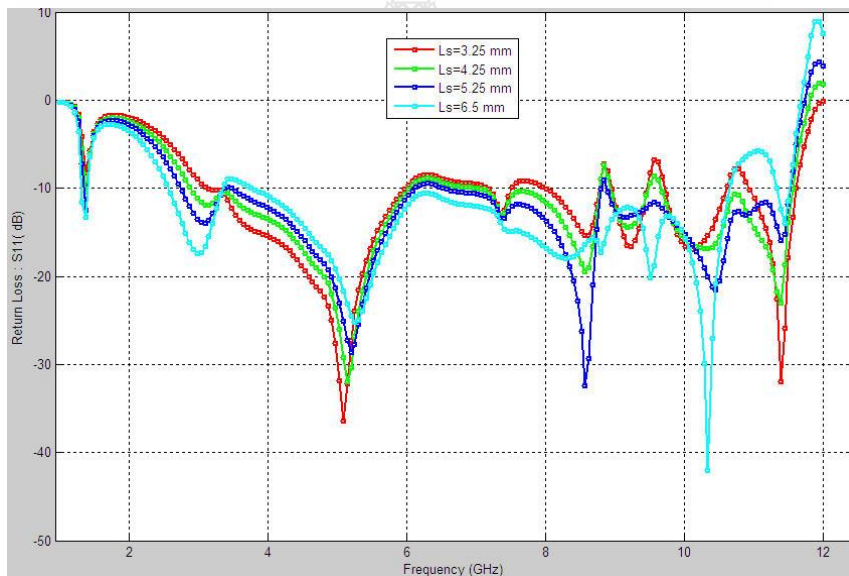
จากการจำลองแบบพบว่า การปรับความกว้าง w_1 การเปลี่ยนแปลงสอดคล้องกันโดยมีจุดรีโซแนนซ์ 5 จุด ที่ความถี่ช่วง 1.2 GHz เมื่อขนาดความกว้างมากขึ้นจุดความถี่รีโซแนนซ์จะเลื่อนสูงขึ้นแต่ค่าความสูญเสียย้อนกลับก็จะต่ำลงด้วย แนวโน้มการลดต่ำลงของค่าความสูญเสียย้อนกลับเป็นไปในทางที่ดี เมื่อพิจารณาที่ช่วงความถี่ด้านสูง 10.5 GHz ค่าความสูญเสียจะมีค่าสูงขึ้นและเป็นไปอย่างใกล้เคียงกันจากกราฟพบว่าขนาด w_1 ที่พิจารณานำไปปรับร่วมคือ 1 มม.

3.4.3 การจำลองแบบการปรับค่าความยาวของสตัด Ls

การจำลองแบบการปรับค่าความยาวของสตัดซึ่งการปรับสตัดจะปรับช่วงขอบด้านบนบน
ดังรูปที่ 3.33



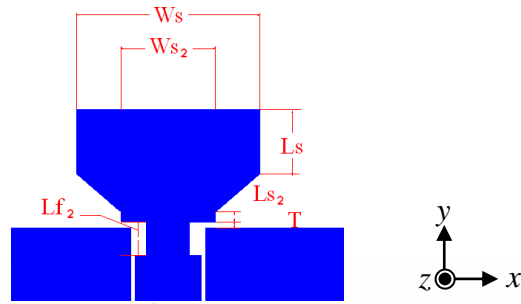
รูปที่ 3.34 พารามิเตอร์ Ls ของสตัดรูปครกที่ใช้ปรับจูนร่วม



รูปที่ 3.35 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ Ls

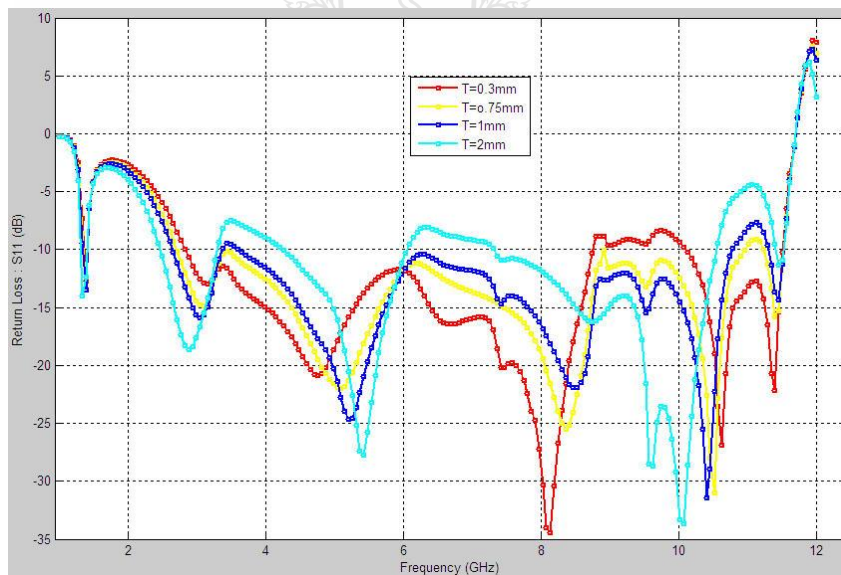
จากผลการปรับค่าความกว้างของขอบช่องเปิดสายอากาศ W1 ยังมีช่วงความถี่ 3.5 GHz ที่ยังมีผลของค่าความสูญเสียย้อนกลับเกิน -10 dB การจำลองแบบพบว่าการปรับค่าความยาวของสตัด Ls มีแนวโน้มทำให้ผลของค่าความสูญเสียย้อนกลับลดต่ำลงโดยที่จุดรีโซแนนซ์จะเลื่อนตำแหน่งมาที่ความถี่ 5.13 GHz และแนวโน้มของแบนด์วิดท์ที่ด้านความถี่สูงกว้างขึ้นจนถึง 11.8 GHz สรุปได้ว่าขนาดความยาวของสตัดที่ 5.25 มม. นั้นมีความเหมาะสมที่จะนำไปวิเคราะห์ร่วมต่อไป

3.4.4 การจำลองแบบการปรับค่าระยะห่างระหว่างตัวสัดกับระนาบกราวด์ร่วม T



รูปที่ 3.36 ระยะห่างระหว่างสัดกับระนาบกราวด์ร่วม T

จากการใส่สัดเข้าไปในช่องเปิดแล้วนั้นพารามิเตอร์ที่เกิดขึ้นระหว่างระนาบกราวด์กับ สัดคือ T พบว่าการปรับระยะห่างของสัดจะมีผลต่อค่าความสูญเสียย้อนกลับในทิศทางที่คืนันคือทำให้ต่ำลงกว่า -10 dB ตลอดช่วงแถบความถี่กว้างยิ่ง การปรับระยะห่างจะเริ่มจาก 0.3, 0.75, 1 และ 2 มม.



รูปที่ 3.37 ค่าความสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับระยะห่างระหว่างสัดกับระนาบกราวด์ T

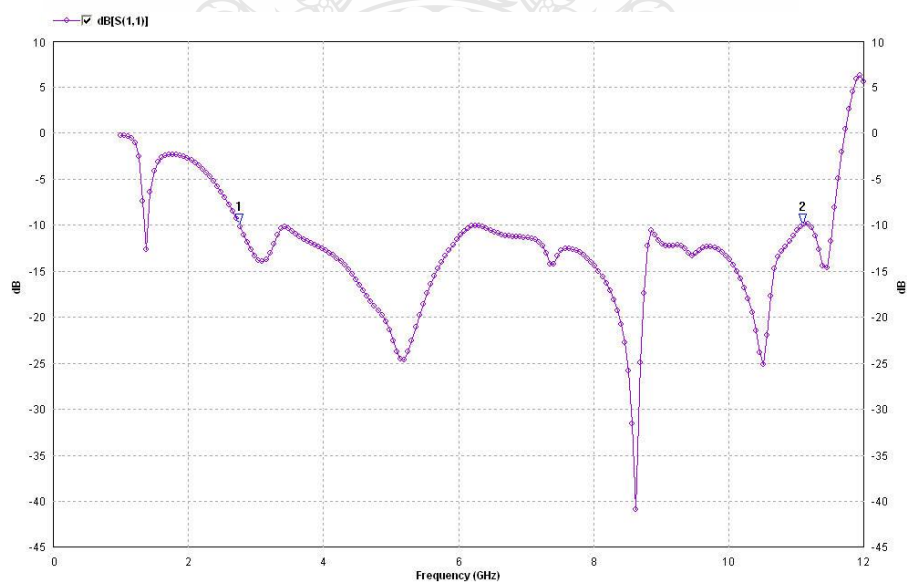
จากรูป 3.36 การปรับระยะห่างของพารามิเตอร์ T ที่ระยะห่าง 0.3 มม. ความถี่ด้านต่ำเริ่มต้นที่ 2.85 GHz มีจุดรีโซแนนซ์ที่ความถี่ 8 GHz แต่ที่ความถี่ 8.3 GHz – 10.1 GHz ค่าความสูญเสียย้อนกลับสูงขึ้นซึ่งไม่สอดคล้องกับการใช้งานและที่ระยะ 0.75 มม. มีจุดเริ่มต้นที่ความถี่ 2.80 GHz และต่ำกว่า -10 dB ตลอดช่วงมีจุดรีโซแนนซ์ที่ความถี่ 8.18 และ 10.46 GHz เป็นระยะที่ให้อิมพีแดนซ์

แบนด์วิดท์มากที่สุดโดยมีช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.80 – 11.0 GHz จึงเลือกค่า T ที่ 0.75 มม. ไปพิจารณาปรับร่วมต่อไป

หลังจากการจำลองแบบได้ค่าที่เหมาะสมแล้วนำค่าที่วิเคราะห์ได้มาทำการปรับจูนร่วมเพื่อให้เกิดการเข้ากันได้เป็นอย่างดีจึงได้ค่าขนาดของโครงสร้างที่ทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพดีขึ้นตามรูปแบบจำลองค่าที่เหมาะสมที่สุดดังตารางรูป 3.9 และแสดงผลการจำลองแบบดังรูป 3.37

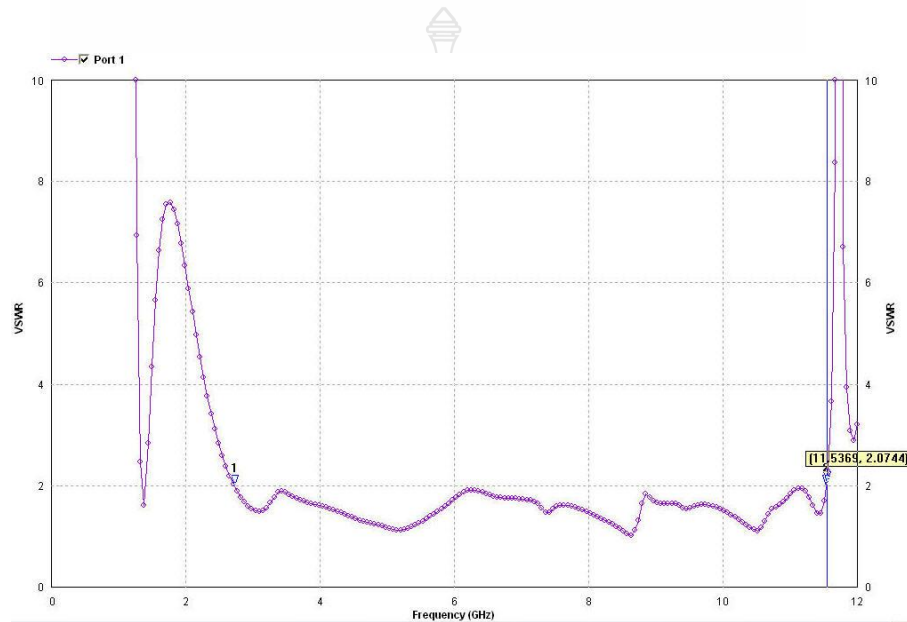
ตารางที่ 3.9 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศที่เหมาะสมที่สุดจากการปรับจูนด้วยสลับรูปครก

ตัวแปร	ขนาด (มม)	ตัวแปร	ขนาด (มม)
W	42.1	L	51.5
W1	0.95	L1	1.25
Ws	15.75	Ls	6.25
Ws2	2.5	Ls2	1
Wf1	6.4	Lf1	20.35
Wf2	4.15	Lf2	3.25
WG	18.4	LG	22.5
T	0.6	g	0.4



รูปที่ 3.38 ค่าความสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของโครงสร้างสายอากาศที่มีขนาดที่เหมาะสมที่สุด

จากรูปผลการจำลองแบบของโครงสร้างสายอากาศที่มีขนาดเหมาะสมที่สุดแสดงดังรูป 3.37 ที่ความถี่ 2.78 GHz เป็นจุดเริ่มต้นที่ค่าความสูญเสียย้อนกลับมีค่าต่ำกว่า -10 dB มีจุดรีโซแนนซ์จุดแรก ที่ความถี่ 4.65 GHz มีค่า -24.75 dB และที่ความถี่ 8.5 GHz เป็นจุดรีโซแนนซ์ที่ดีที่สุดมีค่าต่ำ - 42 dB ที่ความถี่ 11.49 GHz ค่าความสูญเสียย้อนกลับจะสูงขึ้นกว่า -10 dB ซึ่งถือว่าเป็นสายอากาศที่ดี ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศที่นำเสนอมีค่าต่ำกว่า 2 ตลอดช่วงแถบความถี่กว้างและค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์จากการจำลองแบบประมาณ 120 % ครอบคลุมการใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่งตามมาตรฐาน FCC



รูปที่ 3.39 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR)

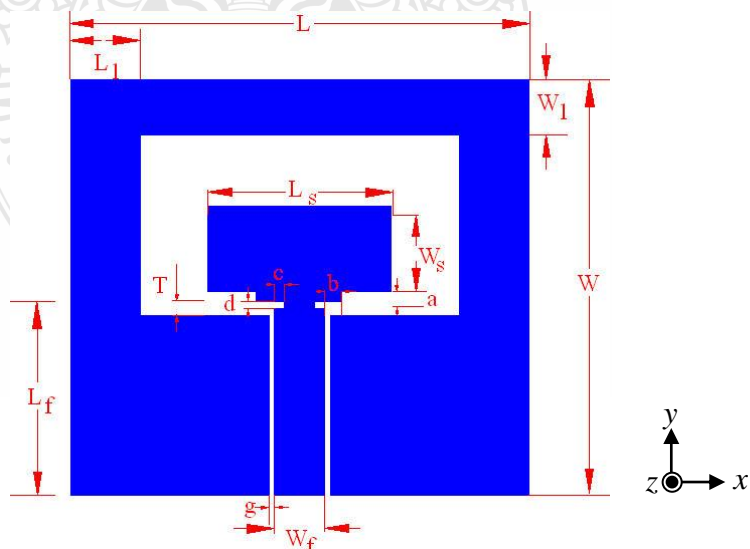
บทที่ 4

การทดสอบและผลการวัดสายอากาศ

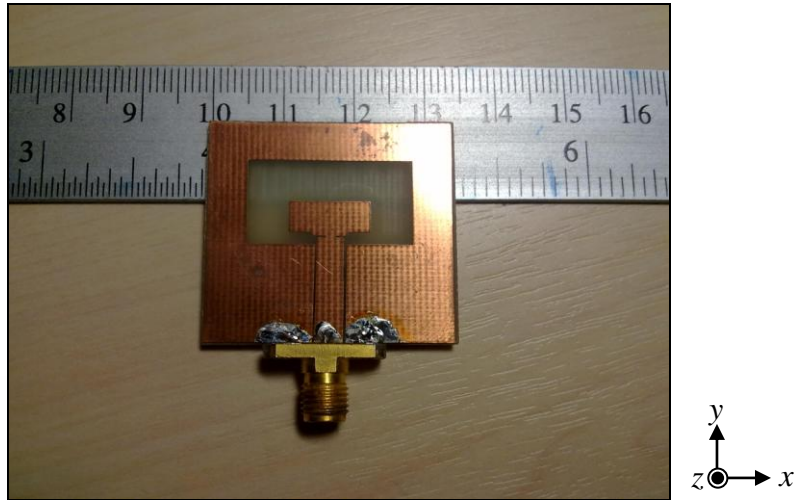
ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการวัดและทดสอบสายอากาศที่สร้างขึ้นงานจริงขึ้นมาจากผลการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศด้วยการใช้โปรแกรม IE3D แล้วทำการปรับค่าของตัวแปรต่างๆ ทำให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุด (Optimization) โดยพิจารณาจากค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศและจะได้ค่าตัวแปรดังกล่าวตามตารางที่ 3.6 ซึ่งนำมาสร้างเป็นชิ้นงานจริงได้ดังรูปที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศร่องสี่เหลี่ยมดินแบบ

Parameter	ขนาด (mm)	Parameter	ขนาด (mm)
W	30	L	33
W_1	4	L_1	5
W_s	4	L_s	10.8
W_f	3.6	L_f	14
T	1.25	a	0.5
b	0.5	c	0.5
d	1.4	g	0.4



รูปที่ 4.1 โครงสร้างสายอากาศที่ได้จากการจำลองแบบที่ให้คุณลักษณะเหมาะสมที่สุด

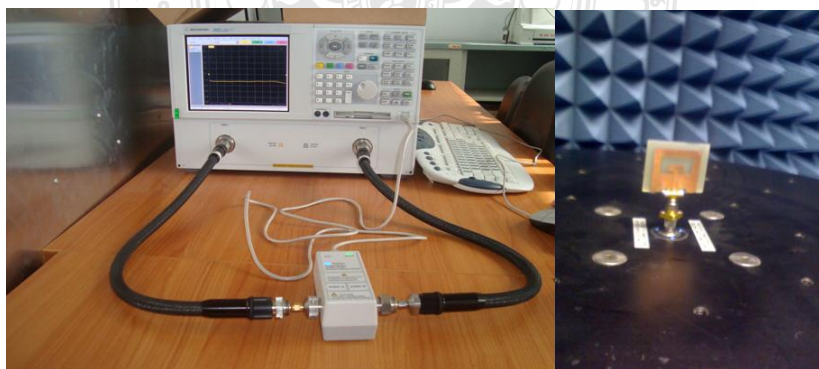


รูปที่ 4.2 สายอากาศร่องที่ปรับจูนด้วยสตัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่สร้างจริง

จากนั้นทำการวัดและทดสอบค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ แบนด์วิดท์และแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมทำการเปรียบเทียบผลระหว่างการจำลองและผลทดสอบชิ้นงานจริงที่สร้างขึ้น

4.1 การทดสอบวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ

สำหรับวิธีการทดสอบ ทำการต่อสายอากาศเข้ากับเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network Analyzer) ยี่ห้อ Agilent รุ่น E8363B โดยทำการวิเคราะห์ในช่วง 1 ถึง 12 GHz โดยการต่ออุปกรณ์แสดงดังรูปที่ 4.3

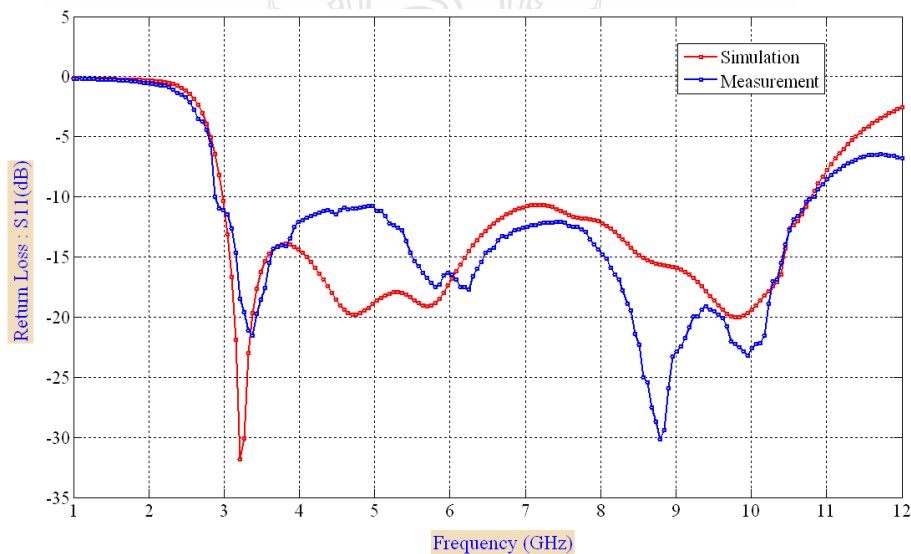


รูปที่ 4.3 เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้าเพื่อใช้วัดค่าความสูญเสียย้อนกลับ



รูปที่ 4.4 ผลการวัดค่าความสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศที่สร้างขึ้น

จากรูปที่ 4.4 นำข้อมูลผลการวัดและทดสอบค่าความสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) มาเปรียบเทียบกับข้อมูลที่ได้จากการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE 3D ซึ่งผลลัพธ์จะเป็นดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 ผลการเปรียบเทียบค่าความสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการจำลองและการวัดชิ้นงานจริงของสายอากาศร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้า

ผลการวัดค่าความสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศต้นแบบที่สร้างขึ้นมาเทียบกับผลจากแบบจำลองโครงสร้างด้วยโปรแกรมพบว่าแบบจำลองมีจุดรีโซแนนซ์ที่ความถี่ 3.2 GHz มีค่าความสูญเสียย้อนกลับมีค่า -32 dB ผลการวัดของสายอากาศต้นแบบจะรีโซแนนซ์ที่ความถี่ 3.35 GHz ค่า

ความสูญเสียย้อนกลับประมาณ -22 dB ที่ความถี่ 8.9 GHz สายอากาศต้นแบบค่าความสูญเสียย้อนกลับประมาณ -30 dB ในขณะที่ผลการจำลองแบบมีจตุรีโซแนนซ์ที่ความถี่ 9.8 GHz เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลแล้วพบว่ามีความใกล้เคียงกัน

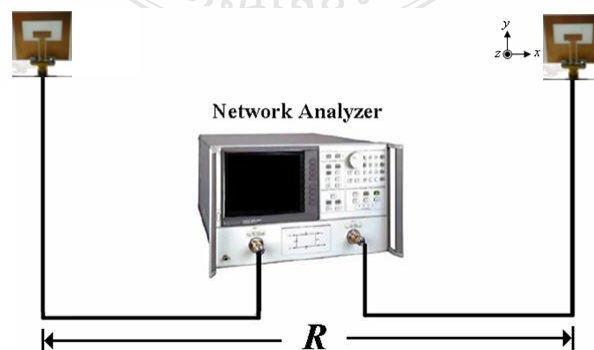
ตารางที่ 4.2 ผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จากการจำลองและการวัดจริง

รูปแบบสายอากาศ	$f_l - f_u$ (GHz)	% BW ($s_{11} \leq -10dB$)	f_r (GHz)
สายอากาศจากการจำลอง	2.988 – 10.776	113.165	3.2
สายอากาศที่สร้างจริง	2.925 – 10.702	112.878	8.9

จากตารางที่ 4.2 ผลการจำลองแบบสายอากาศที่ได้จากการจำลองแบบนั้นจะพบว่ามีความถี่เรโซแนนซ์แบนด์วิดท์ประมาณ 113.165 % โดยช่วงความถี่เริ่มต้นตั้งแต่ 2.98 GHz ถึง 10.776 GHz และมีค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ 3.21 GHz สายอากาศที่สร้างขึ้นจริงนั้นจะมีความถี่เรโซแนนซ์แบนด์วิดท์ประมาณ 112.878 % มีช่วงความถี่เริ่มต้นตั้งแต่ 2.925 – 10.702 GHz. ซึ่งสายอากาศที่สร้างขึ้นมาทดสอบนั้นมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันกับสายอากาศที่ได้จากการจำลองแบบ

4.2 การทดสอบวัดอัตราขยายของสายอากาศร่องสี่เหลี่ยมต้นแบบ

การวัดอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบโดยการต่ออุปกรณ์ตามรูปที่ 4.6 มีเครื่องกำเนิดสัญญาณ (RF Signal Generator) เป็นตัวป้อนสัญญาณที่ความถี่ 2-12 GHz ส่งกำลังคลื่นออกไป 0 dBm โดยผ่านสายโคแอกเซียล (Coaxial cable) ชนิด RG-142 ที่มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์มไปยังสายอากาศรูปปากแตร (Horn Antenna) ที่เป็นตัวส่งสัญญาณแผ่ไปยังสายอากาศร่องสี่เหลี่ยมต้นแบบที่เป็นตัวรับสัญญาณ ซึ่งเป็นสายอากาศที่จะทำการทดสอบโดยผ่านสายโคแอกเซียลเข้าเครื่องวิเคราะห์แถบความถี่ (Spectrum analyzer) ซึ่งจะได้ค่าความแรงของสัญญาณความถี่สูงที่รับได้ แล้วนำมาคำนวณเพื่อหาอัตราขยายของสายอากาศของสายอากาศที่สร้างขึ้น



รูปที่ 4.6 การทดสอบวัดอัตราขยายของสายอากาศร่องสี่เหลี่ยมต้นแบบ

เนื่องจาก สายอากาศที่นำทดสอบดังรูปที่ 4.6 มีอัตราขยายเท่ากันทั้งด้านรับและส่งดังนั้นสามารถคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศที่สร้างขึ้นจากสูตร

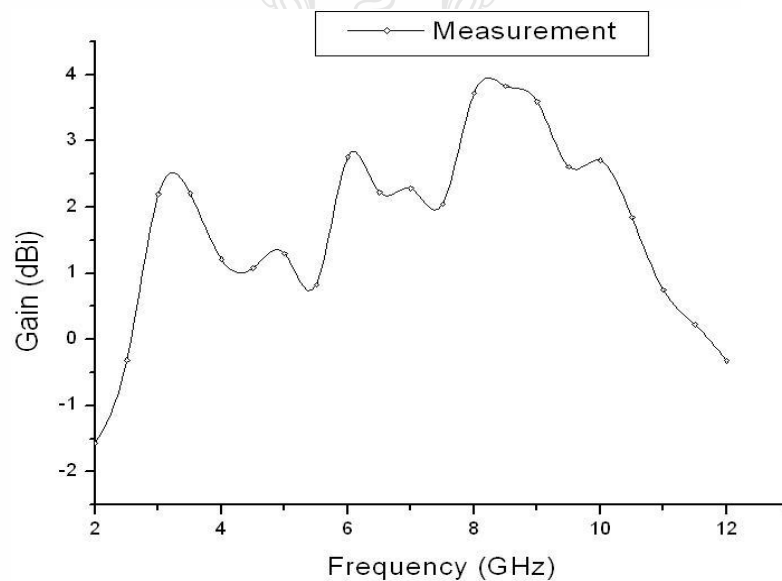
$$(G_{or})_{dB} = (G_{or})_{dB} = \left(\frac{1}{2}\right) \left[20 \log_{10} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_t} \right) \right]$$

โดยที่ P_r คือ กำลังงานที่รับ (dBm)

P_t คือ กำลังงานที่ส่ง (dBm)

R คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศรับและส่ง (m)

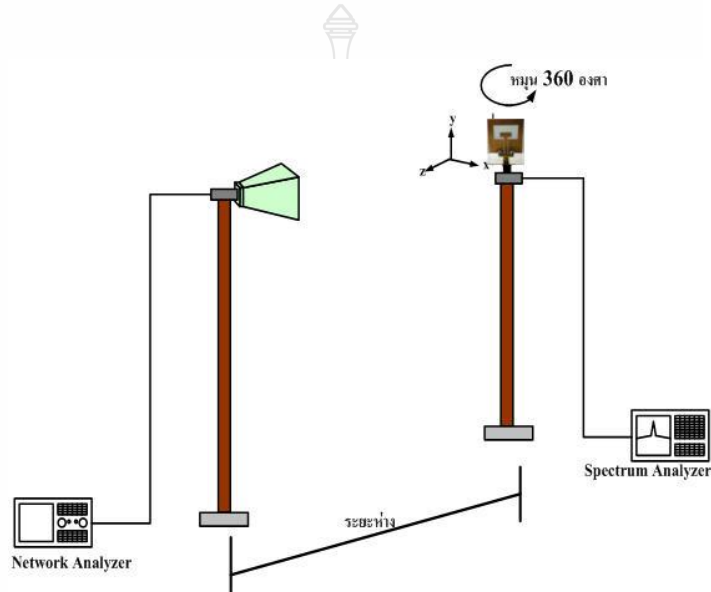
ในส่วนของการทดสอบวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศจะพบว่า ที่ความถี่ 3.2 GHz ซึ่งเป็นจุดรีโซแนนซ์มีค่าอัตราขยายพลังงาน 2.36 dBi และความถี่ 8.7 GHz เป็นจุดที่รีโซแนนซ์ดีที่สุดในสายอากาศต้นแบบที่นำเสนอ นั้นจะมีค่าอัตราขยายสูงสุด 3.71 dBi มีค่าอัตราขยายเฉลี่ย 2.3 dBi แสดงดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.7 ผลการวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบ

4.3 การทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

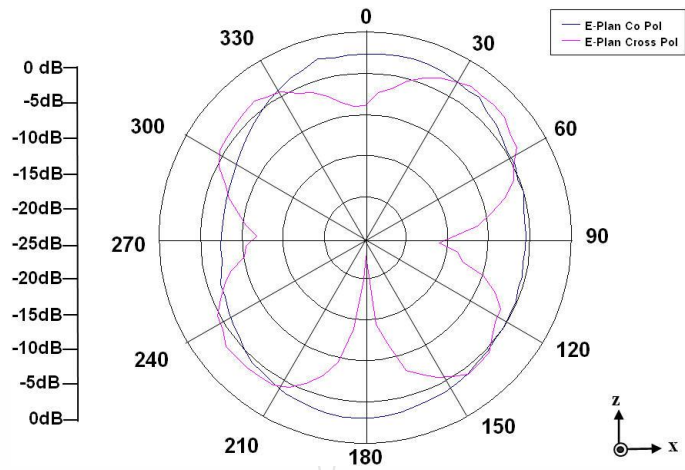
การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโดยการต่ออุปกรณ์ตามรูปที่ 4.8 และ 4.9 ที่มีเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network Analyzer) เป็นตัวป้อนสัญญาณที่มีความถี่ 3.2 GHz, 6.2 GHz และ 9.7 GHz ส่งกำลังคลื่นออกไป 0 dBm โดยผ่านสายโคแอกเซียล (Coaxial cable) ชนิด RG-142 ที่มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม ไปยังสายอากาศรูปปากแตร (Horn Antenna) ที่เป็นตัวส่งสัญญาณการแผ่พลังงานไปยังสายอากาศร่องสี่เหลี่ยมที่เป็นตัวรับสัญญาณ ซึ่งเป็นสายอากาศที่จะทำการทดสอบโดยผ่านสายโคแอกเซียล แล้วเข้าไปยังโปรแกรม Antenna measurement studio



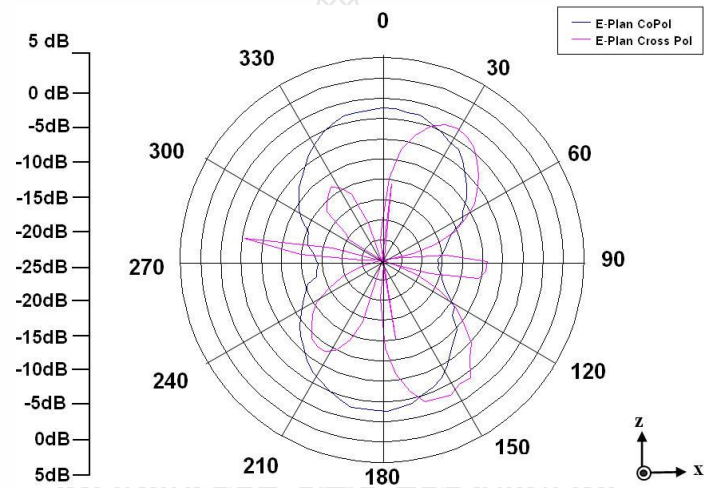
รูปที่ 4.8 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศในแนวระนาบ xz

ซึ่งจะแสดงค่าความแรงของสัญญาณความถี่สูงที่รับได้ สำหรับตำแหน่งความสูงของสายอากาศทั้งสองมีค่าเท่ากับ 100 เซนติเมตร และระยะห่างระหว่างสายอากาศทั้งสองมีค่าเท่ากับ 200 เซนติเมตร โดยจะทำการหมุนสายอากาศทดสอบตั้งแต่ 0 องศาและเพิ่มขึ้นทีละ 5 องศาจนครบรอบ 360 องศา การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศจะทำการวัดที่สองระนาบ คือ ระนาบ xz และระนาบ yz ซึ่งในแต่ละระนาบจะทำการวัดระดับของสายอากาศที่เป็นโพลาไรซ์เซชันร่วมกัน (Co-Polarization) และโพลาไรซ์เซชันไขว้ (Cross-Polarization)

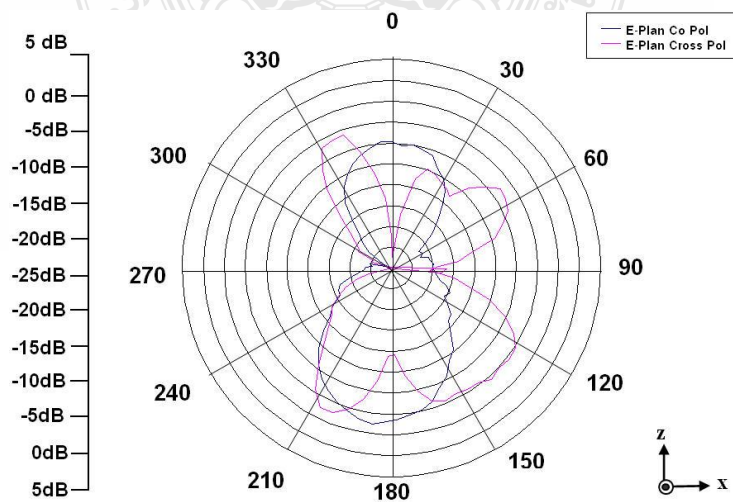
สำหรับการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศระนาบ xz การวัดตามรูปที่ 4.8 มีผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 4.9 รูปที่ 4.10 และรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.9 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 3.2 GHz ระนาบ xz



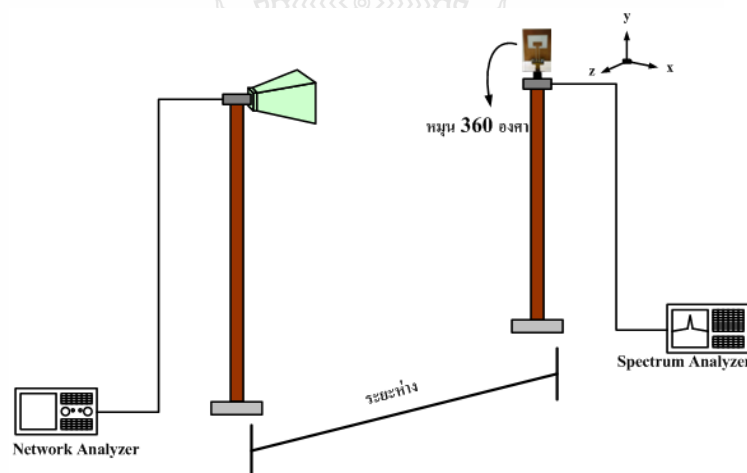
รูปที่ 4.10 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 4.7 GHz ระนาบ xz



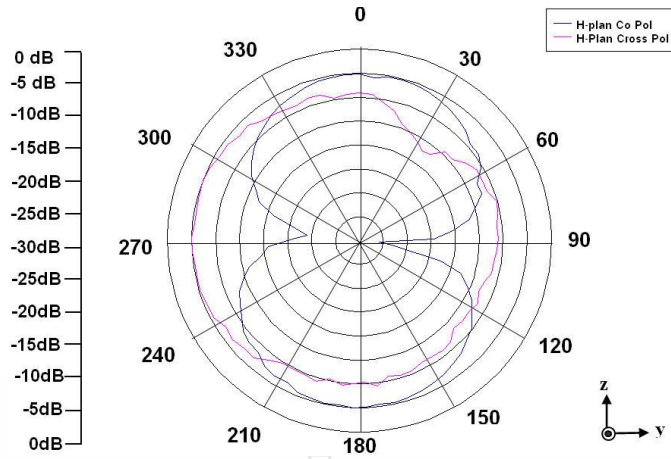
รูปที่ 4.11 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 9.7 GHz ระนาบ xz

จากรูปการแผ่พลังงานพิจารณาที่โพลาริซั่มร่วมกันพบว่าที่ความถี่ 3.2 GHz ซึ่งเป็นจุดที่เกิดการรีโซแนนซ์นั้นจะมีรูปการแผ่พลังงานในลักษณะรอบทิศทางและมีพลังงานที่ใกล้เคียงกันซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองและผลการวัดที่มีค่าใกล้เคียงกัน ขณะที่ความถี่ 4.7 GHz รูปการแผ่พลังงานจะเริ่มมีความแตกต่างกันเล็กน้อย ซึ่งผลการวัดจะมีรูปปริเยวลักษณะจะเป็นสองทิศทางในมุม 0 และ 180 ซึ่งเป็นทิศทาง z และ $-z$ ทั้งนี้เมื่อพิจารณาจากกราฟค่าความสูญเสียย้อนกลับจะเห็นว่าผลของทั้งสองค่าจะแตกต่างกันเล็กน้อยทำให้แบบรูปมีความแตกต่างกันด้วย และที่ความถี่ 9.7 GHz สายอากาศจะมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นลักษณะสองทิศทางชัดเจนกว่า และจะมีรูปร่างมีการบิดเบี้ยวไม่สมดุลกัน ซึ่งเป็นผลกระทบของช่วงความถี่สูง ผลจากการวัดสายอากาศกับแบบจำลองมีลักษณะที่ใกล้เคียงกัน

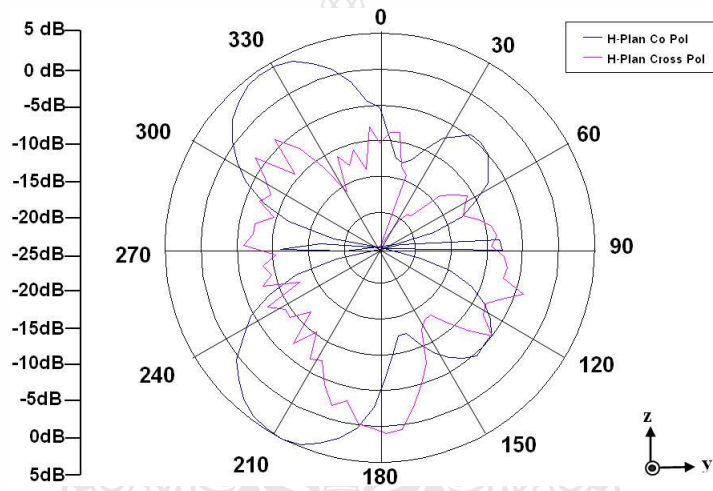
สำหรับการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศระนาบ yz คือการวัดสายอากาศแล้วหมุนสายอากาศในมุมยก (Elevation) โดยจะหมุนกวาดทางด้านบนตั้งแต่ 0 ถึง 360 องศาโดยปรับมุมเพิ่มขึ้นทีละ 5 องศาแสดงดังรูปที่ 4.12 โดยจะทำการวัดที่ความถี่รีโซแนนซ์ คือ 3.2 GHz , 4.7 GHz และ 9.7 GHz ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 4.13 รูปที่ 4.14 และรูปที่ 4.15



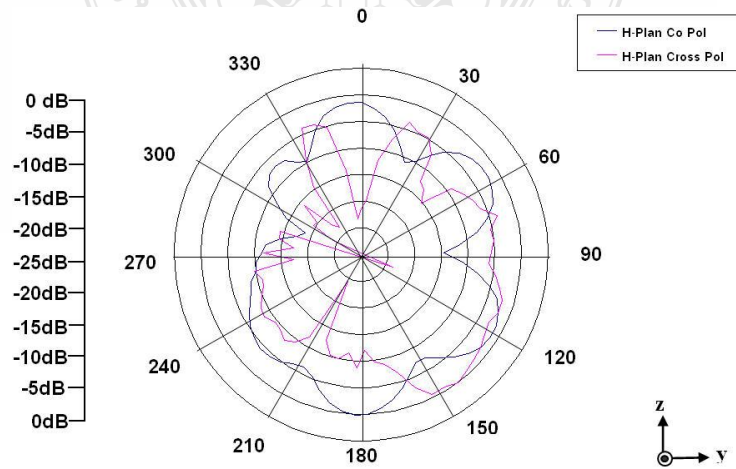
รูปที่ 4.12 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศในแนวระนาบ yz



รูปที่ 4.13 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 3.2 GHz ระนาบ yz



รูปที่ 4.14 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 4.7 GHz ระนาบ yz

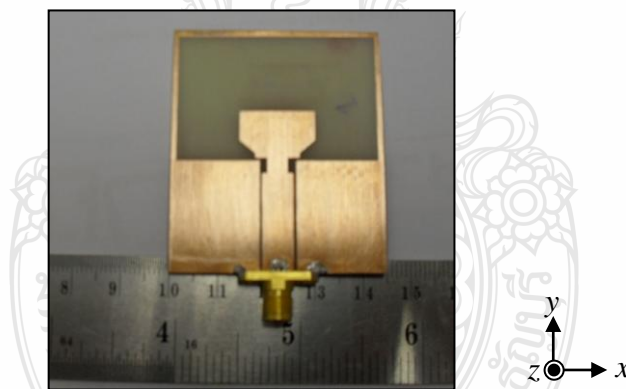


รูปที่ 4.15 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 9.7 GHz ระนาบ yz

จากพิจารณาการแผ่พลังงานในระนาบ yz ที่ความถี่ 3.2 GHz จะมีรูปการแผ่พลังงานในลักษณะสองทิศทาง (Bi-directional) และในรูปโพลาริไซซ์ไจจะมีลักษณะรอบทิศทางซึ่งชี้ทิศทางในมุม 90 และ 180 องศา ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองแบบและผลการวัดที่มีค่าใกล้เคียงกัน ขณะที่ความถี่ 4.7 GHz แบบรูปการแผ่พลังงานจะมีลักษณะสองทิศทางซึ่งจะไม่สมดุลมุมที่พลังงานมีความแรงคือ 210 กับ 330 องศา ซึ่งมีลักษณะคล้ายปีกผีเสื้อ และที่ความถี่ 9.7 GHz สายอากาศจะมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นลักษณะคล้ายรอบทิศทาง แต่จะมีความบิดเบี้ยวไม่สมดุลกันที่ด้านมุม 270 องศาซึ่งเป็นผลกระทบของช่วงความถี่สูง

4.4 ทดสอบวัดค่าความสูญเสียย้อนกลับสายอากาศที่เพิ่มประสิทธิภาพด้วยการปรับจูนด้วยสตัปครก

จากผลการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศที่ทำการปรับเพิ่มประสิทธิภาพด้วยการปรับจูนสตัปครกแล้วทำให้ได้ค่าขนาดโครงสร้างที่เหมาะสมที่สุดดังตารางที่ 3.8 สร้างสายอากาศต้นแบบด้วยแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR-4 ดังรูปที่ 4.16 การทดสอบวัดประสิทธิภาพของสายอากาศจะทำการวัดค่าความสูญเสียย้อนกลับ และแบบรูปการแผ่พลังงาน



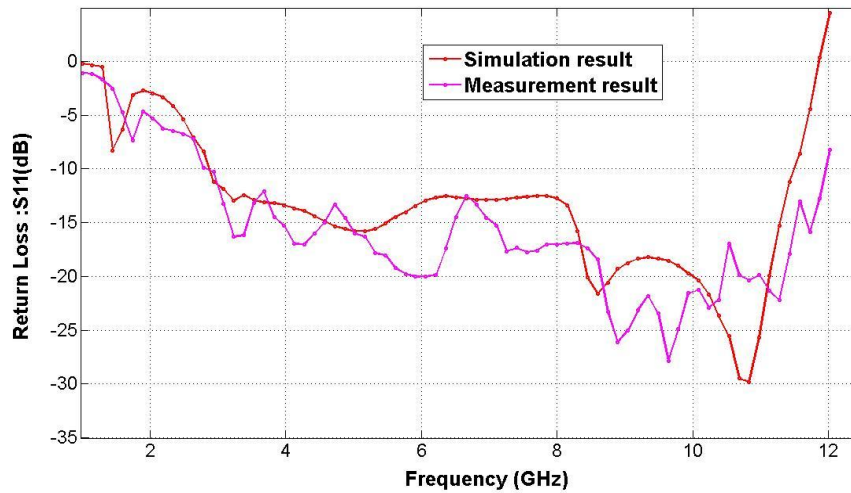
รูปที่ 4.16 สายอากาศร่องสี่เหลี่ยมที่ปรับจูนด้วยสตัปครกต้นแบบ

4.4.1 การทดสอบวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ S_{11}

การวัดค่าความสูญเสียย้อนกลับจะทำการต่อสายอากาศเข้ากับเครื่องมือทดสอบดังรูปที่ 4.3 และผลการวัดแสดงได้ดังรูปที่ 4.17 ซึ่งพิจารณาที่ค่าความสูญเสียย้อนกลับมีค่าต่ำกว่า -10 dB พบว่าที่ความถี่ 2.87 GHz ถึง ความถี่ 11.xx มีค่าความสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า -10 dB ตลอดช่วงแถบความถี่ ค่าความสูญเสียย้อนกลับเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลอง และการวัดสายอากาศต้นแบบ พบว่าสายอากาศ 2.89 – 11.49 sim resonant 10.927 GHz และการวัดสายอากาศต้นแบบ 2.907-11.88 GHz จูรีโซแนนซ์ 9.78 GHz

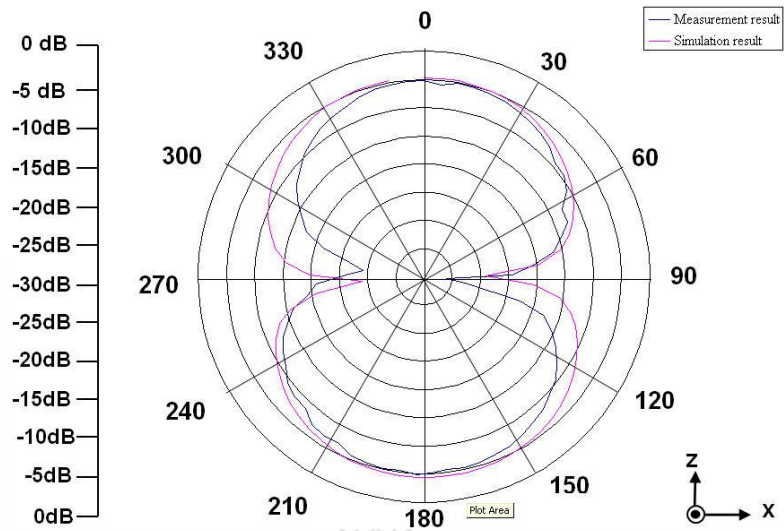


รูปที่ 4.17 ผลการวัดค่าความสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศที่สร้างขึ้น

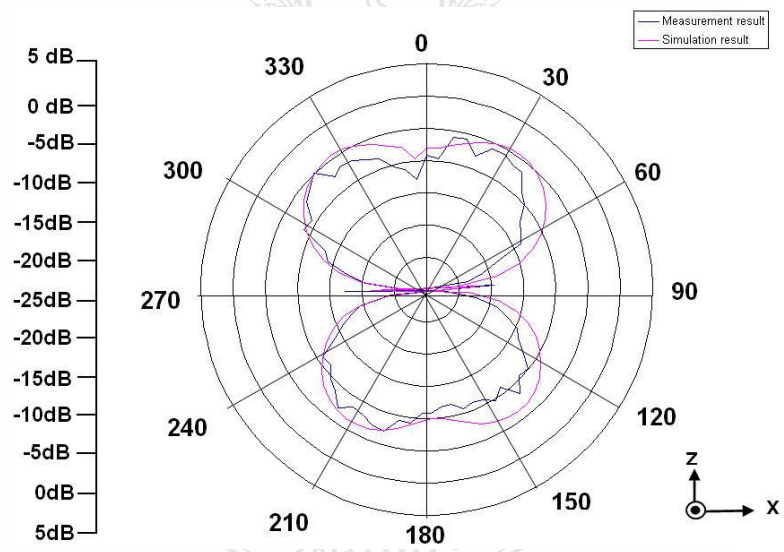


รูปที่ 4.18 เปรียบเทียบค่าความสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) จากการจำลองแบบ และวัดชิ้นงานจริงของร่องสี่เหลี่ยมที่ปรับจูนด้วยสลับรูปครก

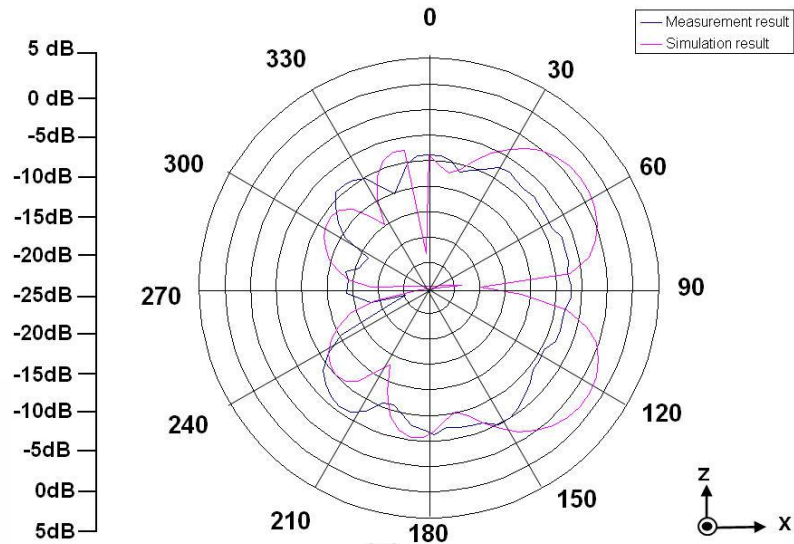
4.4.2 การทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงาน



รูปที่ 4.19 แบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศต้นแบบเทียบกับผลจำลองแบบที่ความถี่ 3.0 GHz
ระนาบ xz



รูปที่ 4.20 แบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศต้นแบบเทียบกับผลจำลองแบบที่ความถี่ 5.25 GHz
ระนาบ xz



รูปที่ 4.21 แบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศต้นแบบเทียบกับผลจำลองแบบที่ความถี่ 10.75 GHz
ระนาบ xz

แบบรูปการจำลองการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.0 และ 5.25 GHz พบว่ามีลักษณะสองทิศทางแผ่พลังงานในทิศทางแนวแกน z แต่ที่ความถี่สูงขึ้นรูปร่างจะเริ่มเบี่ยงลงขณะที่ผลการวัดจะมีแนวโน้มนิ่งที่สอดคล้องและใกล้เคียงกัน ขณะที่ความถี่ 10.705 GHz แบบรูปการจำลองการแผ่พลังงานพบว่ามีลักษณะทิศทางแผ่พลังงานจะออกทิศทางแกน x ไม่เท่ากันทั้งสองฝั่งและรูปเริ่มบิดเบี้ยวมากกว่าซึ่งมีผลทั้งจากการวัดและการจำลองแบบมีแนวโน้มนิ่งสอดคล้องกัน

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

สายอากาศร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้การปรับจูนสลับและการปรับรูปร่างด้วยการเซาะร่องบนโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมที่นำเสนอในงานวิจัยฉบับนี้ พบว่าสายอากาศที่ออกแบบมีขนาดเล็กกว่า [1], [2] และ [9] ประมาณ 75 % [3] และ [4] ประมาณ 90 % ซึ่งสอดคล้องกับลักษณะการใช้งานในเครื่องมือและอุปกรณ์สื่อสารสมัยใหม่ที่มีขนาดกระทัดรัด และสายอากาศต้นแบบเมื่อวัดเทียบกับการจำลองแบบพบว่า สายอากาศทั้งสองมีแนวโน้มใกล้เคียงกัน โดยสายอากาศจากการจำลองนั้นมีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ประมาณ 113.165 % โดยมีช่วงความถี่ 2.988 - 10.776 GHz และสายอากาศต้นแบบมีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ประมาณ 112.878 % จากช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.925 - 10.702 GHz ซึ่งครอบคลุมการใช้งานสื่อสารไร้สายย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (UWB) ตามข้อกำหนดของ FCC 3.1 - 10.6 GHz การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบ Bidirectional ในทิศทาง z และ $-z$ โดยมีอัตราขยายในช่วงความถี่รีโซแนนซ์ที่สอดคล้องกันและสายอากาศจากงานวิจัยนี้ยังสามารถนำไปประยุกต์ในระบบสื่อสารไร้สายต่างๆ เช่น WLAN (IEEE 802.11a), WPAN (IEEE 803.15) และ Wi-MAX (IEEE 802.16 d, e)

สายอากาศร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมพบว่ามีอัตราขยายพลังงานสูงสุดของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ ณ ความถี่ 8.7 GHz เท่ากับ 3.17dBi

5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาสายอากาศร่องในอนาคต

สายอากาศร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่นำเสนอการปรับจูนสลับและการปรับรูปร่างด้วยการเซาะร่องบนโครงสร้างสายนำสัญญาณ ในงานวิจัยฉบับนี้สามารถใช้งานสื่อสารไร้สายย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (UWB) ได้และแนวทางในการพัฒนาสายอากาศให้มีประสิทธิภาพดีขึ้น เช่น

1. ออกแบบโครงสร้างสายอากาศให้มีขนาดเล็กและปรับจูนให้ได้ค่าขนาดที่เหมาะสม
2. การปรับรูปร่างและขนาดของสลับเพื่อทำให้อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้น
3. ใช้เทคนิคการสร้างแฟรคทอลเพื่อเพิ่มเกนหรือด้วยการปรับจูนพารามิเตอร์อื่นๆ เพื่อเพิ่มจุนรีโซแนนซ์ของสายอากาศ

ในการสร้างสายอากาศตามโครงสร้างที่ได้จากการจำลองแบบต้องเลือกใช้วัสดุที่มีคุณสมบัติและสร้างโครงสร้างให้ใกล้เคียงมากที่สุด เพื่อให้ค่าความผิดพลาดเกิดขึ้นน้อยที่สุด

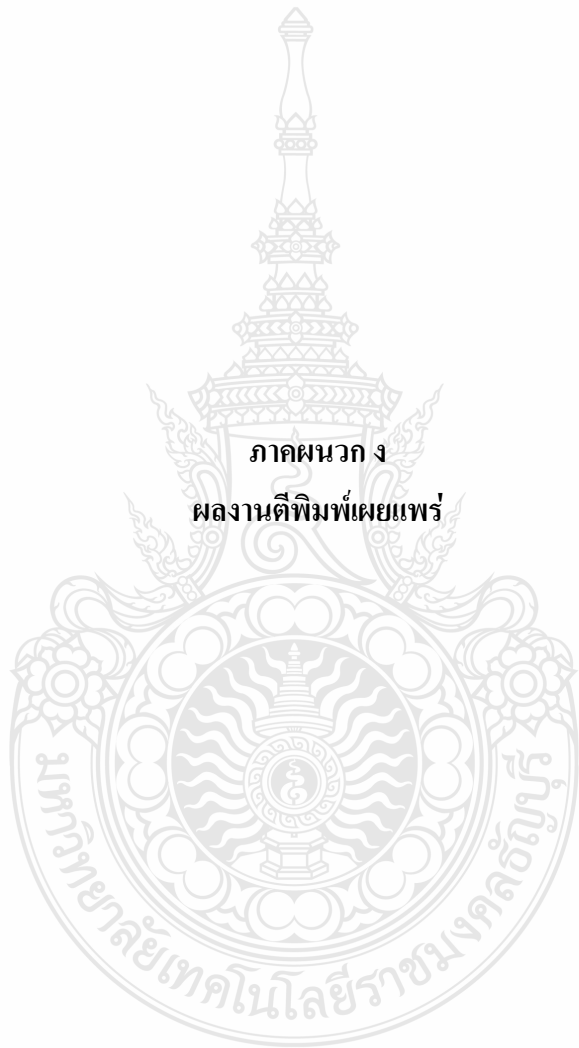
เอกสารอ้างอิง

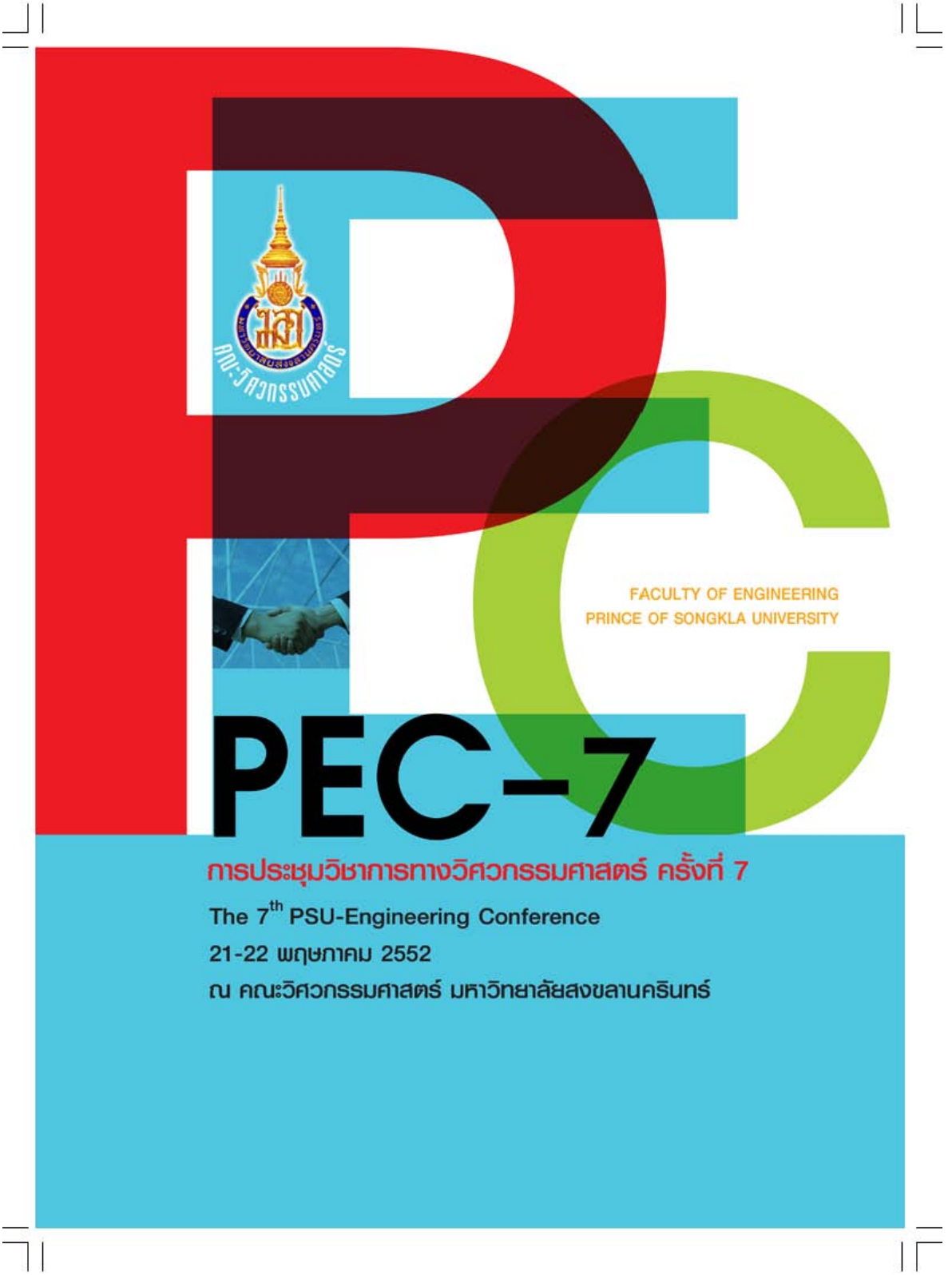
- [1] S. K.Sharma, S. K.Rajgopal, “**Investigation on Ultra Wide Bandwidth Pentagon Shape Microstrip Slot Antenna Backed by Reflection Sheet for Directional Radiation Pattern**”, URSI GA2008, Chicago, August 16, 2001.
- [2] J-N Li, H-D Chen, L-J Yen, and W-S Chen, “**An UWB Square Slot Antenna with an Offset Rectangular Tuning Stub**”, ISCOM 2005,20-22, November, Taiwan.
- [3] S. Promwong, J-I. Takada, P. Supanakoon, M. Chamcoy, P. Rawiwan, P. Tangtisanon, “**ThreeDimensional FDTD Analysis of a Trapezoidal Antenna for Ultra Wideband Radio Applications**”, Thammasat Int.J.Sc.Tech., Vol.8, No.4, October-December, 2003.
- [4] R. Chair, Member, A. A. Kishk, K. F. Lee, “**Ultra Wide-band Coplanar Waveguide-Fed Rectangular Slot Antenna**”, IEEE Antenna and wireless Propagation Letters, Vol.3, 2004.
- [5] H. M. Zamel, A. M. Attiya and E. A. Hashish, “**Design of Compact UWB Planar Antenna with Band-Notch Characterization**”, NRSC 2007, 13-15 March, Egypt.
- [6] Y. C. Lin, and K. J. Hung, “**Compact Ultra wideband Rectangular Aperture Antenna and Band-Notch Designs**”, IEEE Transactions on Antennas and Progression, Vol.54, No.11, November 2006.
- [7] Z. Li, C. - X Zhang, G. -M. Wang and W-R. Su.“**Design on CPW-Fed Aperture Antenna for Ultra-WideBand Applications**”, Progress In Electromagnetics Research C, Vol.2, 1-6, 2008.
- [8] A.A. Eldek, A.Z. Elsherbeni, and C. E. Smith, “**Rectangular Slot Antenna With Patch for Ultra-Wideband Applications and Phase Array System**”, Progress In Electromagnetics Research, PIER53, p. 227-237, 2005.
- [9] S. Kaewsuphan, “**การวิเคราะห์การปรับจูนสตาบของสายอากาศร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วม**”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต วิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2548.
- [10] H.Kanaya, T.Hashinguchi, R.K. Pokhael, K.Yoshida, “**Study of CPW-Fed Slot Dipole One-Sided Directional Antenna for UWB Systems**”, Proceeding of Asia-Pacific Microwave Conference 2007, 2007.
- [11] โมไนย ไกรฤกษ์. **ทฤษฎีสายอากาศ**. กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, 2535

- [12] คมสันต์ กาญจนสิทธิ์, “สายอากาศแพทช์สี่เหลี่ยมผืนผ้าแถบความถี่กว้างโดยปรับปรุงช่องเปิดรูปตัว U ใช้การเพิ่มโหลดช่องเปิด”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระเจ้าเกล้าพระนครเหนือ, 2547
- [13] เอกรัฐ หล่อพิเชียร, “สายอากาศช่องเปิดระนาบร่วมแถบความถี่กว้างสำหรับเครือข่ายไร้สาย”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2548.
- [14] Balanis, C. A, **Antenna Theory**, 2nd Edition, NewYork, John Wiley & Son, Inc., 1982.
- [15] สุวัฒน์ สกฤตชาติ, สายอากาศไมโครสตริปที่มีการจูนระดับสำหรับการสื่อสารเครือข่ายไร้สาย, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2552.
- [16] Garg, R., Bhartia, P, Bahl, I. and Ittipiboon, A., **Microstrip Antenna Design Handbook**. Norwood MA, Artech house, 2001
- [17] J. J. Jiao, G. Zhao, F-S. Zhang, H.-W. Yuan, and Y. - C. Jiao, “A BroadBand CPW-Fed T-Shape Slot Antenna”, Progress in Electromagnetics Research, PIER76, p.237-242, 2007.
- [18] Balanis, C.A., **Advance Engineering Electromagnetics**. NewYork, John Wiley & Son, Inc,1982.
- [19] รัฐพล จินะวงศ์ และ อำนวย เรืองวารี, “การปรับปรุงประสิทธิภาพของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่า”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2553
- [20] A Danideh, A.A. Loft Neyestanak, M.N. Moghaddasi and G. Dadashzadeh, “**Compact slot Antenna with EBG feeding line for WLAN applications**”, Progress In Electromagnetics Research C, vol. 10, 87-99, and 2009.
- [21] Duzdar A. and Kompa G., “A Novel Inverted Trapezoidal Antenna Fed by a Ground Image Plane and Backed by a Reflector”, IEEE European Microwave Conference, October 2000
- [22] ประพจน์ จิระสกุลพร, “สายอากาศร่องรูปตัวอฟกลับด้านป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2550.
- [10] K. Nithisopha, J. Nakasuwan, N.Songthanapitak, N.Anantrasirichai and T.Wakabayashi, “**Design CPW Fed Slot Antenna for Wideband Applications**”, PIERS, Vol3. Beijing,2007.
- [23] Chen, H. D., “**Broadband CPW-fed square slot antennas with a widened tuning stub,**” IEEE Trans. Antennas and Propagat, vol 51, No. 8, pp. 1982-1986, Aug. 2003.

- [24] Simons, R. N, “Coplanar Waveguide Circuits Components, and Systems”, New York: John Wiley & Son, 2001.
- [25] .สัญญาชัย พรหมเทพ, “สายอากาศร่องวงกลมที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบความถี่กว้างมาก”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2547.
- [26] สามารถ โภคาพานิชย์ และ อำนวย เรืองวารี, “การพัฒนาสายอากาศช่องเปิดระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสำหรับการสื่อสารไร้สาย”, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมศาสตร์ (PEC) ครั้งที่ 7, 21-22 พฤษภาคม 2552, สงขลา, 2552,
- [27] สุวัฒน์ สกฤษชาติ และ อำนวย เรืองวารี, “สายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสัดับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูสำหรับการใช้งานเครือข่ายไร้สาย”, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า (EECON) ครั้งที่ 31, กรุงเทพฯ, 2551,, Bangkok, 2008.
- [28] ไกรสร สาริชา, “สายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2549.
- [29] สามารถ โภคาพานิชย์ และ อำนวย เรืองวารี, “สายอากาศร่องป้อนด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมที่ปรับจูนด้วยสัดับรูปครกสำหรับการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง”, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า (EECON) ครั้งที่ 32, 28-30 ตุลาคม 2552, ปราจันบุรี, 2552,
- [30] ไพฑูรย์ รักเหลือ, “การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศแบบไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยวิธี FDTD”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระเจ้าเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2546
- [31] บัณฑิต ไรจน์อรานนท์, “วิศวกรรมไมโครเวฟ”, พิมพ์ครั้งที่ 2, กรุงเทพมหานคร: จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2539.

ภาคผนวก ง
ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่





FACULTY OF ENGINEERING
PRINCE OF SONGKLA UNIVERSITY

PEC-7

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมศาสตร์ ครั้งที่ 7

The 7th PSU-Engineering Conference

21-22 พฤษภาคม 2552

ณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

มังคละ ม่วงวิวัฒน์, ชาญชัย ทองใสภา, ประพล จาระตะคุ

- PEC70R117
High Output-impedance Current-mode Quadrature Oscillator Using Single MO-CCCDTA
Danupat Duangmalai, Sayamrach Mangkalakeeree Montree Siripruchyanun
- PEC70R118
การประยุกต์ใช้วงจรถ่ายเฟสที่ขึ้นเงื่อนไขในการออกแบบทรานส์คอนดัคเตอร์แรง
นะธา เจริญภักดิ์, จักรชัย ศุภพิทักษ์สกุล
- PEC70R119
การจำลองวิธีเชิงตัวเลขของส่วนปีกที่เสถียรในขบวนการให้ความร้อนบริเวณด้าน
เฉลิมชนม์ ตั้งวิจิตรพันธ์, ชาญชัย ทองใสภา
- PEC70R127
CC-CCTA-Based Current-mode Quadrature Oscillator
Nitiphat Pisutthipong Phamorn Silapan, Montree Siripruchyanun
- PEC70R128
Current-mode KHN Filter Using Single CC-CCTA
Sayamrach Mangkalakeeree Danupat Duangmalai, Montree Siripruchyanun
- PEC70R142
Broadband Resistive Duplexer for Near-Field Mono-static UWB Microwave Radar
Amnoiy Ruengwaree
- PEC70R143
การพัฒนาสายอากาศแบบวงเปิดระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสำหรับสื่อสารไร้สายความถี่แคบกว่า
สามารถ โศคาพานิชย์, อำนวย เรืองวารีย์
- PEC70R154
ระบบการเปรียบเทียบค่าระหว่างระหว่างการส่งข้อมูลบนเครือข่ายเซนเซอร์ไร้สาย





PROCEEDINGS VOL. 2

- CM - Communication
- EL - Electronics
- DS - Digital Signal Processing
- PH - Photonics
- GN - General Engineering and Science
- BE - Biomedical Engineering

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ ๓๒
๒๘-๓๐ ตุลาคม ๒๕๕๒ โรงแรมทวาราวดี รีสอร์ท จ.ปราจีนบุรี

32nd Electrical Engineering Conference
28-30 October 2009 Tawaravadee Resort Hotel, Prachinburi, Thailand



จัดการประชุมโดย ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
หลักสูตรวิทยาศาสตร์มหาบัณฑิต สาขาวิชา
เทคโนโลยีการจัดการระบบสารสนเทศ
และภาควิชาวิศวกรรมชีวการแพทย์
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหิดล

สารบัญ

CM 019	<p>สายอากาศช่องป้อนด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบวงวนที่ปรับจูนด้วยสวิตช์รูปทรงกร สำหรับการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างเชิง</p> <p>สมภารธ โกลาพานิชย์ และ สันวณ เวียงวารี</p> <p>มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี</p>	773
CM 020	<p>การเพิ่มแบนด์วิดท์วงจรกรองผ่านแถบที่ใช้สายส่งคู่ขนาน</p> <p>กันต์พงษ์ ศรีสถิตย์</p> <p>มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร</p>	777
CM 021	<p>การแปลงสัญญาณการมอดูเลตทางขนาดเป็นการมอดูเลตทางความถี่ โดยใช้อิฐวงจรถูกกำเนิดสัญญาณแบบวน</p> <p>ทวีศักดิ์</p> <p>จุฬาลักษณ์ จงไพจิตร¹, ธงชัย มณีชูเกตุ², จิรสุตา โกนัยเกรณี¹ และ ปราโมทย์ วาดเขียน¹</p> <p>¹ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง</p> <p>² มหาวิทยาลัยอัสสัมชัญ</p>	781
CM 022	<p>A Compact Ultra-wideband Rectangular Slot Antenna Tuned with T-Shape Fractal Stub</p> <p>Prapoch Jirasakulpoen¹ and Prayoot Akkaraekthalin²</p> <p>¹ Pathumwan Institute of Technology</p> <p>² King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Bangkok</p>	785
CM 023	<p>โครงสร้างช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่รูปสี่เหลี่ยมสำหรับการประยุกต์ใช้งานกับสายอากาศ</p> <p>ประสิทธิ์ อานมณี และ ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์</p> <p>สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง</p>	789
CM 024	<p>สมรรถนะของสายอากาศที่ขึงถูกขมดสำหรับระบบอาร์เอฟไอซีย่านความถี่เอชเอฟบนพื้นผิวโค้ง</p> <p>จิรพันธ์ สอนเจริญ และ ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์</p> <p>สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง</p>	793
CM 025	<p>การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำสำหรับป้อนอาร์เอฟไอซีชนิด โมโนลิธิกร์ด้วยพลังงานภายใน</p> <p>เพิ่มสิน สุขล้อม และ ประภากร สุวรรณะ</p> <p>สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง</p>	797



ภาคผนวก ก

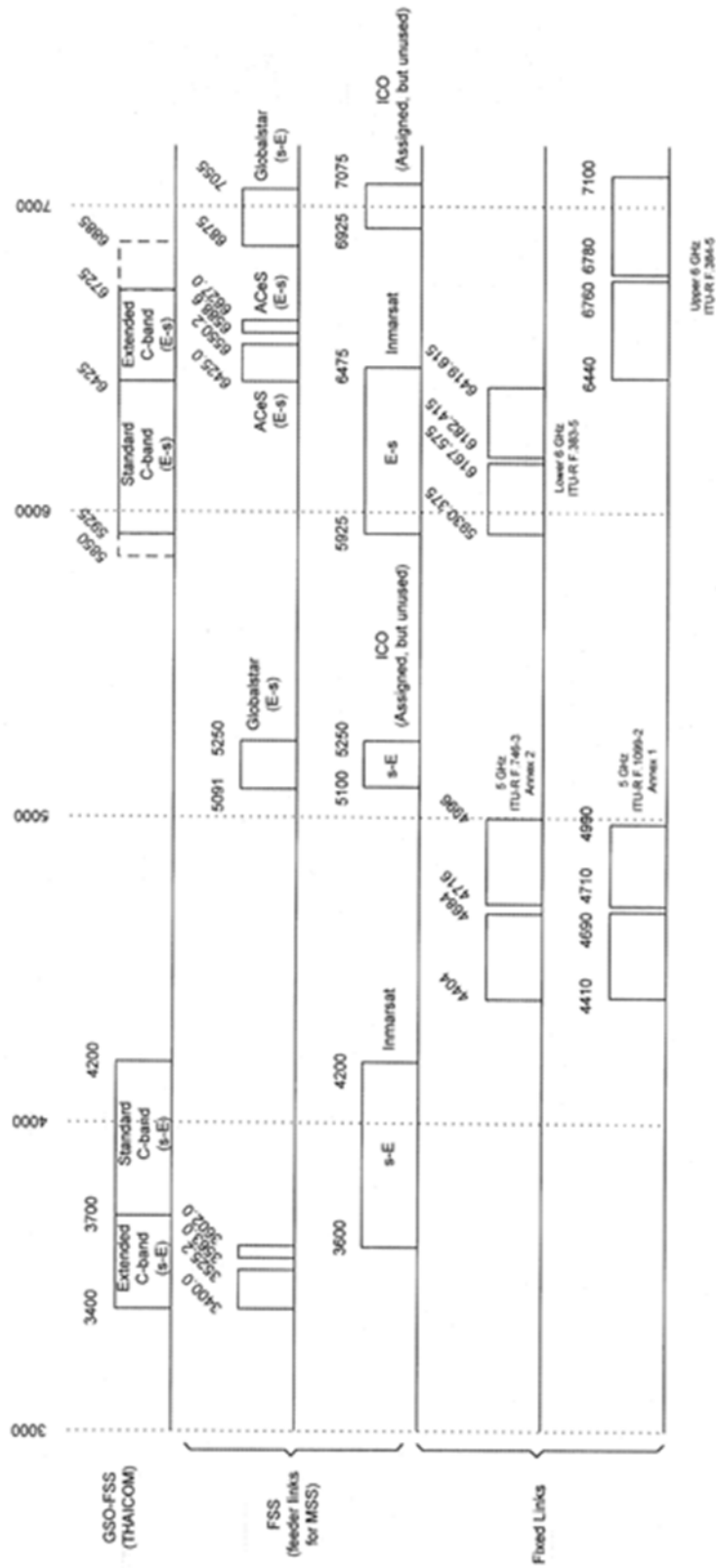
ข้อมูลการใช้ประโยชน์ย่านความถี่

Spectrum Utilization 3.0 – 7.0 GHz

Spectrum Utilization 7.0 – 9.0 GHz

Spectrum Utilization 10 – 13 GHz

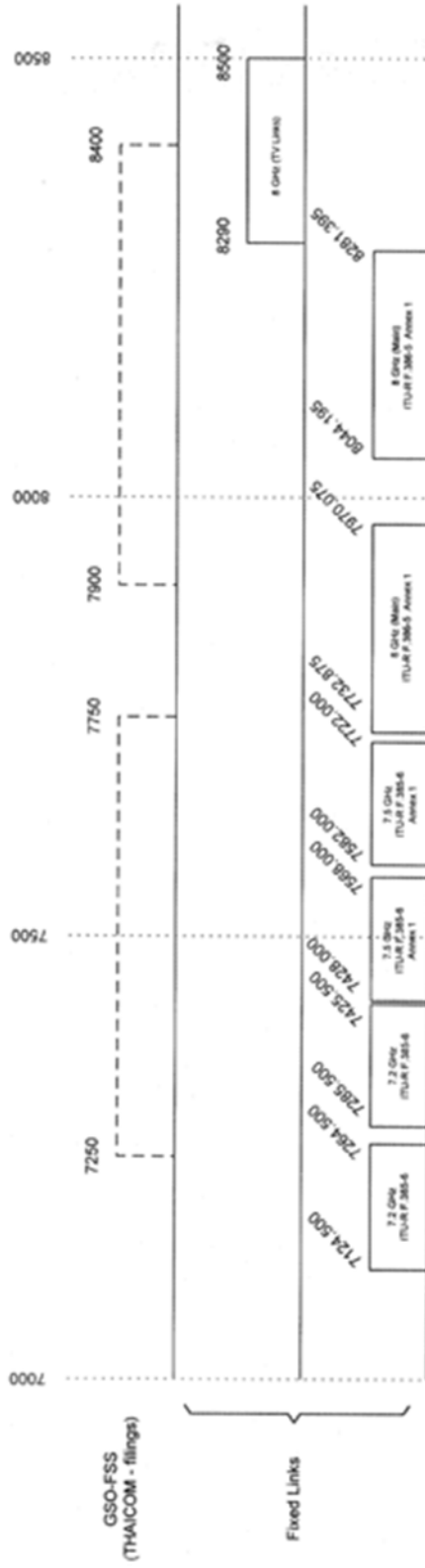
SPECTRUM UTILIZATION 3-7 GHz



Related WRC Resolutions : 46 (Rev.WRC-97), 114 (WRC-95)

Related WRC Recommendations :

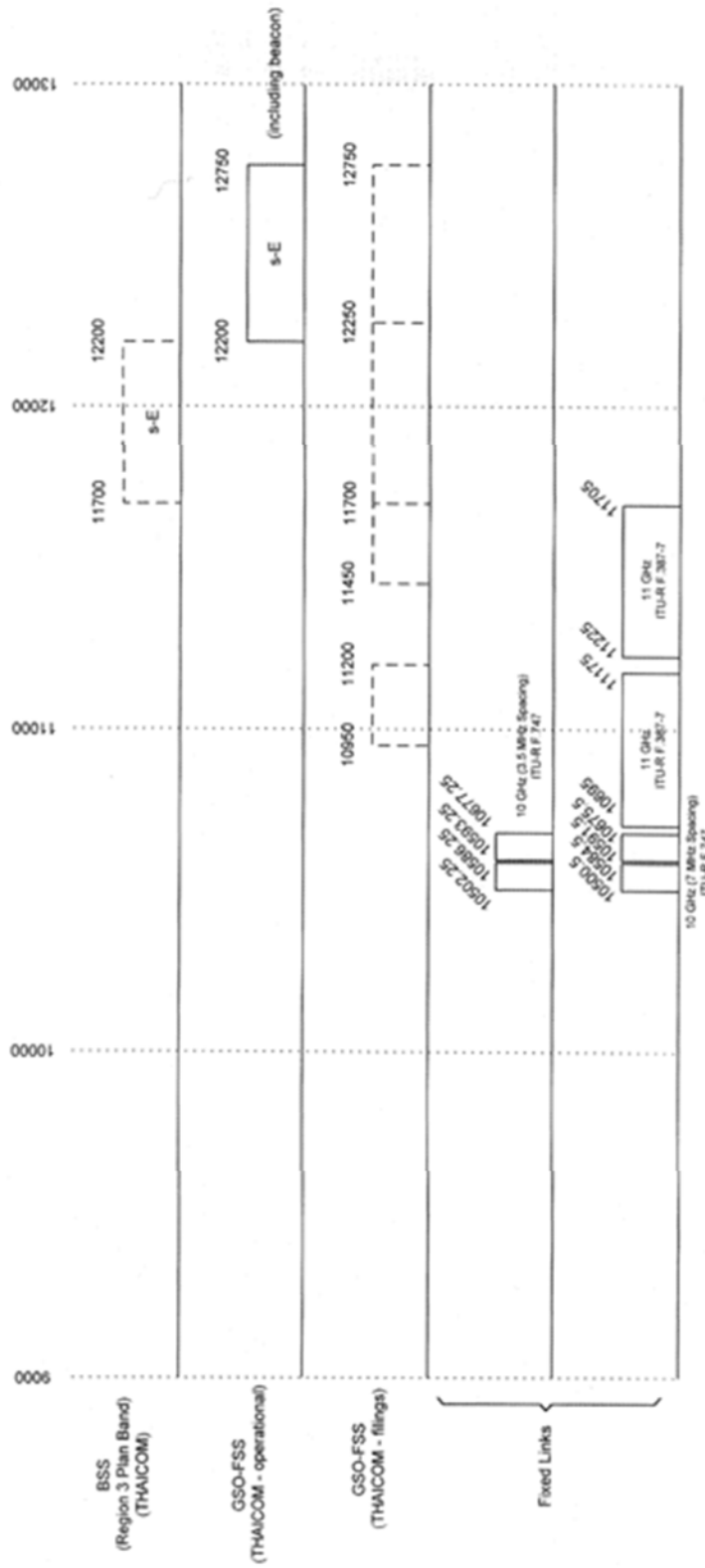
SPECTRUM UTILIZATION 7-9 GHZ



Related WRC Resolutions : -

Related WRC Recommendations : -

SPECTRUM UTILIZATION 10-13 GHz



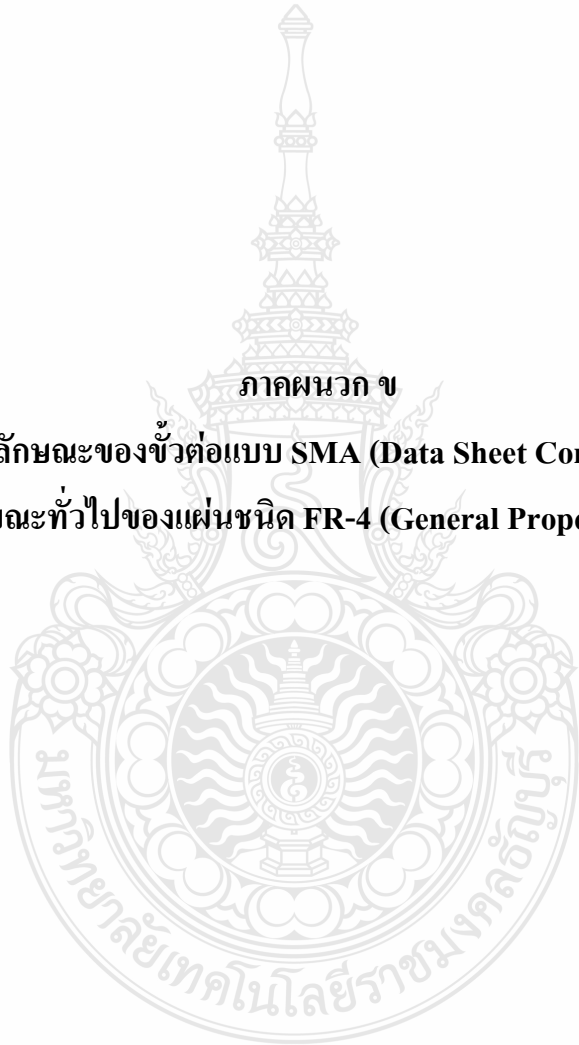
Related WRC Resolutions : 34, 42 (Rev. Orb-88), 73 (WRC-97), 130 (WRC-97), 131 (WRC-97), 506 (Rev. WRC-97), 524 (WARC-92)

Related WRC Recommendations : 506

ภาคผนวก ข

ข้อมูลคุณลักษณะของขั้วต่อแบบ SMA (Data Sheet Connector SMA)

คุณลักษณะทั่วไปของแผ่นชนิด FR-4 (General Properties FR-4)



ข้อมูลคุณลักษณะของหัวต่อแบบ SMA (Data Sheet Connector SMA)



INCHES (MILLIMETERS)
CUSTOMER DRAWINGS AVAILABLE UPON REQUEST

SMA - 50 Ohm Connectors

Panel Mount

142-0701-621	4
142-0701-626	4
142-0701-631	4
142-0701-636	4
142-0701-701	7
142-0701-706	7
142-1701-011	5
142-1701-016	5
142-1701-031	4
142-1701-036	4
142-1701-041	5
142-1701-046	5
142-1701-121	5
142-1701-126	5
142-1701-131	4
142-1701-136	4
142-1701-191	7
142-1701-196	7
142-1701-201	6
142-1701-206	6
142-1711-001	7
142-1711-006	7
142-1711-011	8
142-1711-016	8
142-1711-021	8
142-1711-026	8
142-1711-031	8
142-1711-036	8
142-1801-031	6
142-1801-036	6
142-1801-041	6
142-1801-046	6
2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric	4, 6
2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric	4
2-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric	6
2-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric	8
2-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle -Extended Dielectric	8
4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric	5
4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric	4
4-Hole Flange Mount Jack Receptacle -Extended Dielectric	7
4-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric	6
4-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric	7
4-Hole Right Angle Flange Mount Jack Receptacle	7
Specifications	2, 3

SMA - 50 Ohm Connectors

Specifications



ELECTRICAL RATINGS

Impedance: 50 ohms

Frequency Range:

Dummy loads	0-2 GHz
Flexible cable connectors	0-12.4 GHz
Uncabled receptacles, RA semi-rigid and adapters	0-18.0 GHz
Straight semi-rigid cable connectors and field replaceable connectors	0-26.5 GHz

VSWR: (f = GHz)

	Straight Cabled Connectors	Right Angle Cabled Connectors
RG-178 cable	1.20 + .025f	1.20 + .03f
RG-316, LMR-100 cable	1.15 + .02f	1.15 + .03f
RG-58, LMR-195 cable	1.15 + .01f	1.15 + .02f
RG-142 cable	1.15 + .01f	1.15 + .02f
LMR-200, LMR-240 cable	1.10 + .03f	1.10 + .06f
.086 semi-rigid	1.07 + .008f	1.18 + .015f
.141 semi-rigid (w/contact)	1.05 + .008f	1.15 + .015f
.141 semi-rigid (w/o contact)	1.035 + .005f	
Jack-bulkhead jack adapter and plug-plug adapter	1.05 + .01f	
Jack-jack adapter and plug-jack adapter	1.05 + .005f	
Uncabled receptacles, dummy loads	N/A	
Field replaceable (see page 59)	N/A	

Working Voltage: (Vrms maximum)[†]

Connectors for Cable Type	Sea Level	70K Feet
RG-178	170	45
RG-316; LMR-100, 195, 200	250	65
RG-58, RG-142, LMR-240, .086 semi-rigid, uncabled receptacles, .141 semi-rigid w/o contact ...	335	85
.141 semi-rigid with contact and adapters	500	125
Dummy loads	N/A	

Dielectric Withstanding Voltage: (VRMS minimum at sea level)[†]

Connectors for RG-178	500
Connectors for RG-316; LMR-100, 195, 200	750
Connectors for RG-58, RG-142, LMR-240, .086 semi-rigid, field replaceable, uncabled receptacles	1000
Connectors for .141 semi-rigid with contact and adapters	1500
Connectors for .141 semi-rigid w/o contact, dummy loads	N/A

Corona Level: (Volts minimum at 70,000 feet)[†]

Connectors for RG-178	125
Connectors for RG-316; LMR-100, 195, 200	190
Connectors for RG-58, RG-142, LMR-240, .086 semi-rigid, uncabled receptacles, .141 semi-rigid w/o contact	250
Connectors for .141 semi-rigid with contact and adapters	375
Dummy loads	N/A

Insertion Loss: (dB maximum)

Straight flexible cable connectors and adapters	0.06	\sqrt{f} (GHz), tested at 6 GHz
Right angle flexible cable connectors	0.15	\sqrt{f} (GHz), tested at 6 GHz
Straight semi-rigid cable connectors with contact	0.03	\sqrt{f} (GHz), tested at 10 GHz
Right angle semi-rigid cable connectors	0.05	\sqrt{f} (GHz), tested at 10 GHz
Straight semi-rigid cable connectors w/o contact	0.03	\sqrt{f} (GHz), tested at 16 GHz
Straight low loss flexible cable connectors	0.06	\sqrt{f} (GHz), tested at 1 GHz
Right Angle low loss flexible cable connectors	0.15	\sqrt{f} (GHz), tested at 1 GHz
Uncabled receptacles, field replaceable, dummy loads	N/A	

Insulation Resistance: 5000 megohms minimum

Contact Resistance: (milliohms maximum) **Initial** **After Environmental**

Center contact (straight cabled connectors and uncabled receptacles)	3.0*	4.0*
Center contact (right angle cabled connectors and adapters)	4.0	6.0
Field replaceable connectors	6.0	8.0
Outer contact (all connectors)	2.0	N/A
Braid to body (gold plated connectors)	0.5	N/A
Braid to body (nickel plated connectors)	5.0	N/A

*N/A where the cable center conductor is used as a contact

RF Leakage: (dB minimum, tested at 2.5 GHz)

Flexible cable connectors, adapters and .141 semi-rigid connectors w/o contact	-60 dB
Field replaceable w/o EMI gasket	-70 dB
.086 semi-rigid connectors and .141 semi-rigid connectors with contact, and field replaceable with EMI Gasket	-90 dB
Two-way adapters	-90 dB
Uncabled receptacles, dummy loads	N/A

RF High Potential Withstanding Voltage: (Vrms minimum, tested at 4 and 7 MHz)[†]

Connectors for RG-178	335
Connectors for RG-316; LMR-100, 195, 200	500
Connectors for RG-58, RG-142, LMR-240, .086 semi-rigid, .141 semi-rigid cable w/o contact, uncabled receptacles	670
Connectors for .141 semi-rigid with contact and adapters	1000

Power Rating (Dummy Load): 0.5 watt @ + 25°C, derated to 0.25 watt @ +125°C

MECHANICAL RATINGS

Engagement Design: MIL-C-39012, Series SMA

Engagement/Disengagement Force: 2 inch-pounds maximum

Mating Torque: 7 to 10 inch-pounds

Bulkhead Mounting Nut Torque: 15 inch-pounds minimum

Coupling Proof Torque: 15 inch-pounds minimum

Coupling Nut Retention: 60 pounds minimum

Contact Retention:

- 6 lbs. minimum axial force (captivated contacts)
- 4 inch-ounce minimum torque (uncabled receptacles)

Cable Retention:

	Axial Force*(lbs)	Torque (in-oz)
Connectors for RG-178	10	N/A
Connectors for RG-316, LMR-100	20	N/A
Connectors for LMR-195, 200	30	N/A
Connectors for RG-58, LMR-240	40	N/A
Connectors for RG-142	45	N/A
Connectors for .086 semi-rigid	30	16
Connectors for .141 semi-rigid	60	55

*Or cable breaking strength whichever is less.

Durability: 500 cycles minimum

100 cycles minimum for .141 semi-rigid connectors w/o contact

ENVIRONMENTAL RATINGS (Meets or exceed the applicable paragraph of MIL-C-39012)

Temperature Range: - 65°C to + 165°C

Thermal Shock: MIL-STD-202, Method 107, Condition B

Corrosion: MIL-STD-202, Method 101, Condition B

Shock: MIL-STD-202, Method 213, Condition I

Vibration: MIL-STD-202, Method 204, Condition D

Moisture Resistance: MIL-STD-202, Method 106

†Avoid user injury due to misapplication. See safety advisory definitions on page 2.

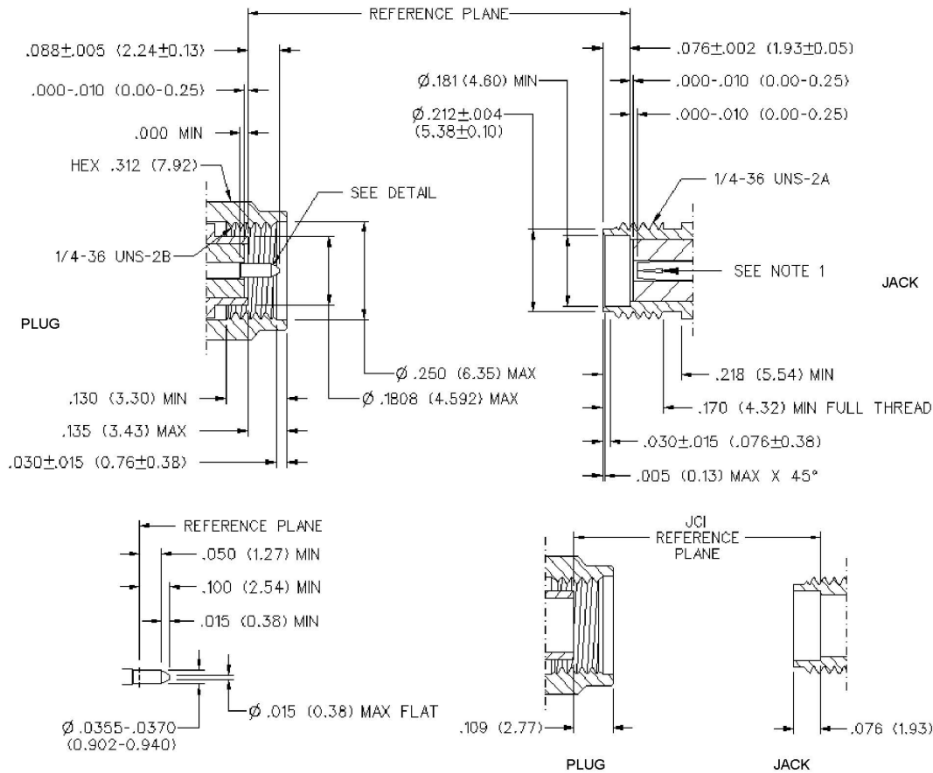
Johnson Components® • P.O. Box 1732 • Waseca, MN 56093-0832 • 1-800-247-8256 • Fax: 507-835-6287 • www.johnsoncomp.com

MATERIAL SPECIFICATIONS

Bodies: Brass per QQ-B-626, gold plated* per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290
Contacts: Male - brass per QQ-B-626, gold plated per MIL-G-45204 .00003" min.
 Female - beryllium copper per QQ-C-530, gold plated per MIL-G-45204 .00003" min.
Nut Retention Spring: Beryllium copper per QQ-C-533. Unplated
Insulators: PTFE fluorocarbon per ASTM D 1710 and ASTM D 1457 or Tefzel per ASTM D 3159
Expansion Caps: Brass per QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290
Crimp Sleeves: Copper per WW-T-799 or brass per QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290
Mounting Hardware: Brass per QQ-B-626 or QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290
Seal Rings: Silicone rubber per ZZ-R-765
EMI Gaskets: Conductive silicone rubber per MIL-G-83528, Type M

* All gold plated parts include a .00005" min. nickel underplate barrier layer.

Mating Engagement for SMA Series per MIL-C-39012



NOTES

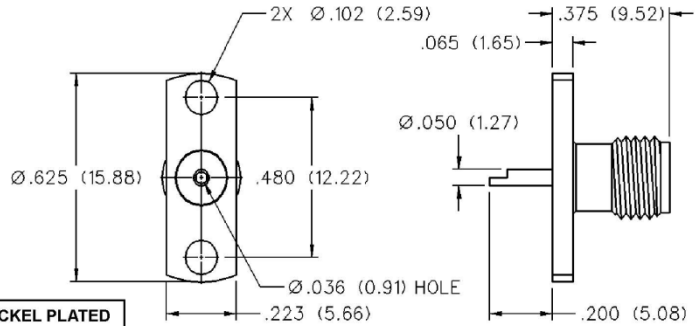
1. ID OF CONTACT TO MEET VSWR, CONTACT RESISTANCE AND INSERTION WITHDRAWAL FORCES WHEN MATED WITH DIA .0355-.0370 MALE PIN.

SMA - 50 Ohm Connectors



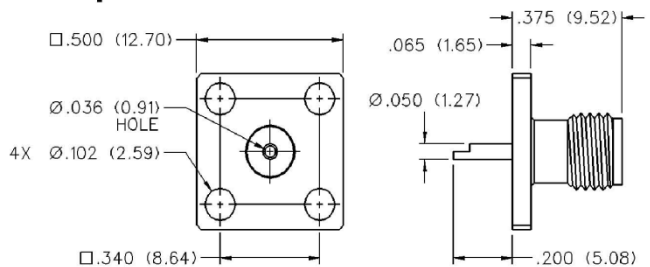
Panel Mount

2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



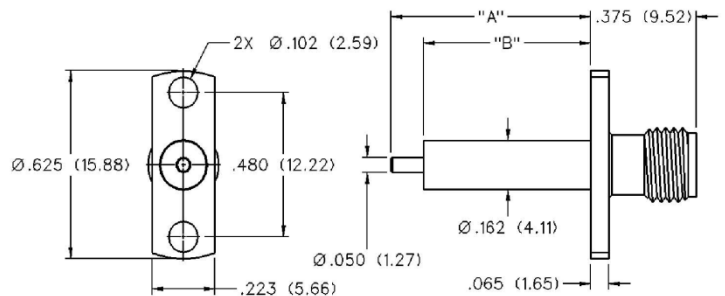
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: N/A 0-18 GHz	142-0701-621	142-0701-626

4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: N/A 0-18 GHz	142-0701-631	142-0701-636

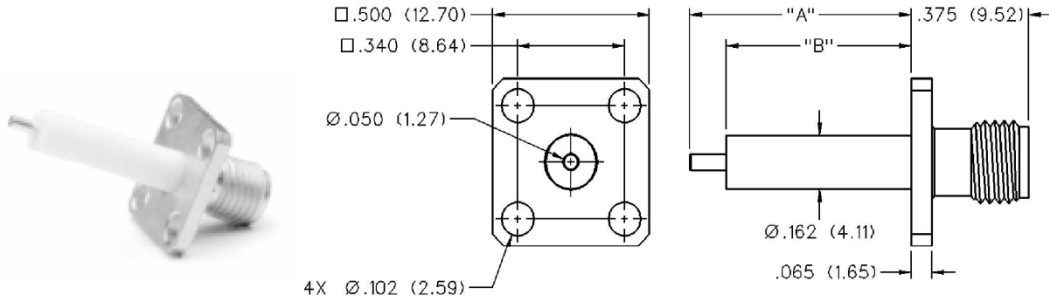
2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



VSWR & FREQ. RANGE	PRODUCT SERIES	GOLD PLATED	NICKEL PLATED	"A"	"B"
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	Brass	142-1701-131	142-1701-136	.705 (17.91)	.590 (14.99)
		142-1701-031	142-1701-036	.240 (6.10)	.180 (4.57)

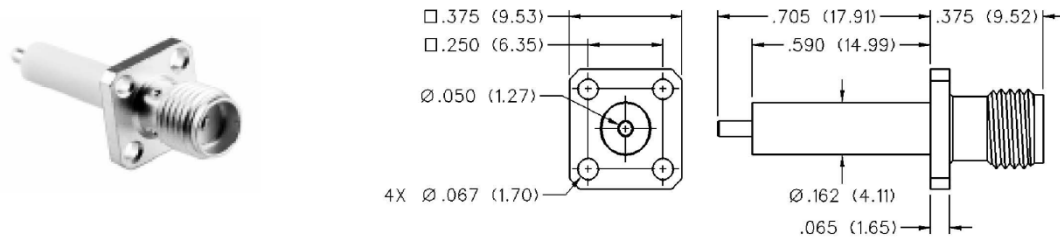
Johnson Components® • P.O. Box 1732 • Waseca, MN 56093-0832 • 1-800-247-8256 • Fax: 507-835-6287 • www.johnsoncomp.com

**4-Hole Flange Mount Jack Receptacle -
Extended Dielectric**



VSWR & FREQ. RANGE	PRODUCT SERIES	GOLD PLATED	NICKEL PLATED	"A"	"B"
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	Brass	142-1701-121	142-1701-126	.705 (17.91)	.590 (14.99)
		142-1701-041	142-1701-046	.190 (4.83)	.095 (2.41)

**4-Hole Flange Mount Jack Receptacle -
Extended Dielectric**



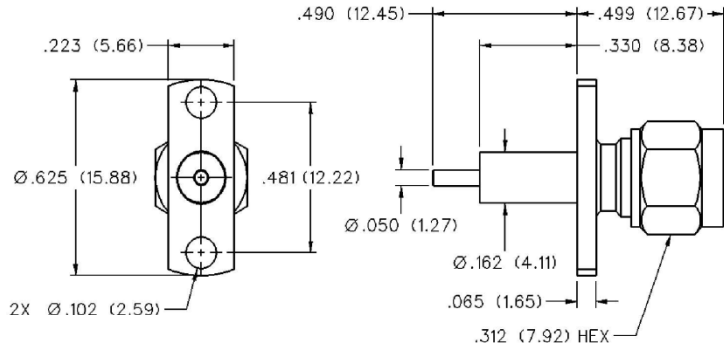
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1701-011	142-1701-016

SMA - 50 Ohm Connectors



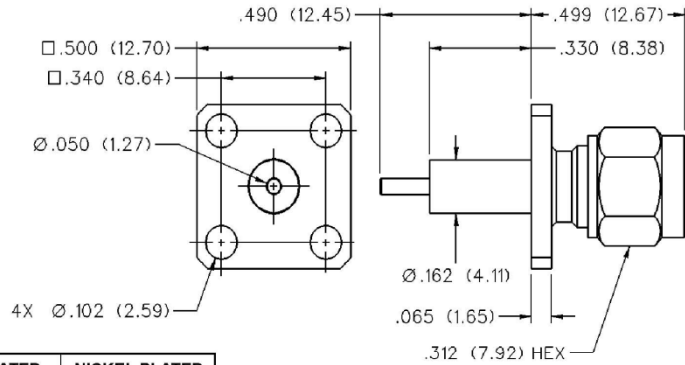
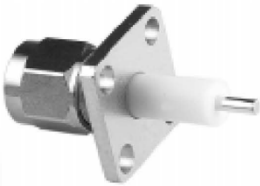
Panel Mount

2-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric



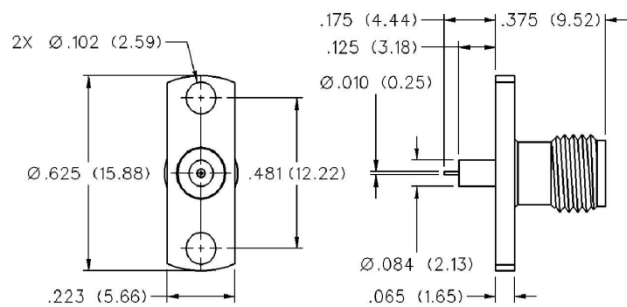
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1801-041	142-1801-046

4-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric



VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1801-031	142-1801-036

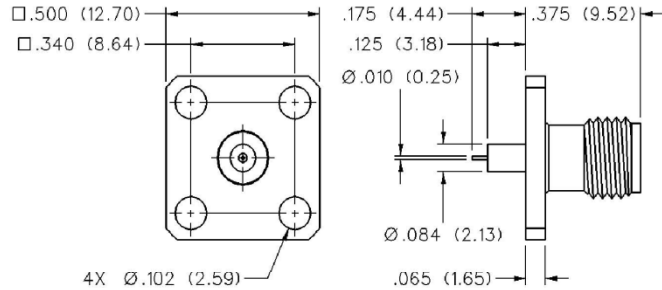
2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1701-201	142-1701-206

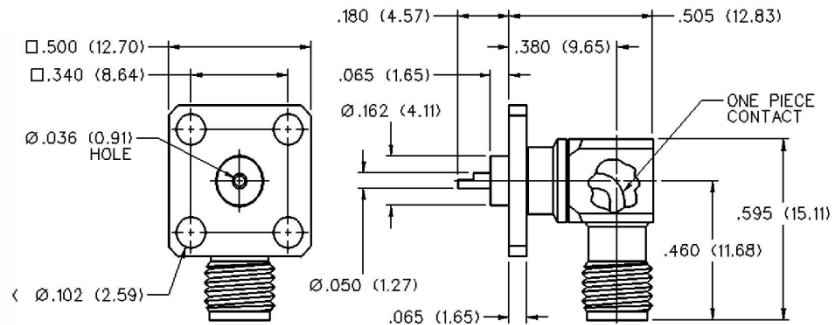
Johnson Components® • P.O. Box 1732 • Waseca, MN 56093-0832 • 1-800-247-8256 • Fax: 507-835-6287 • www.johnsoncomp.com

**4-Hole Flange Mount Jack Receptacle -
Extended Dielectric**



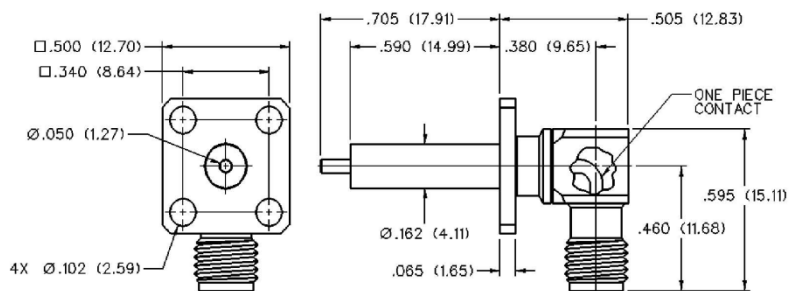
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1701-191	142-1701-196

4-Hole Right Angle Flange Mount Jack Receptacle



VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: N/A 0-18 GHz	142-0701-701	142-0701-706

**4-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle -
Extended Dielectric**



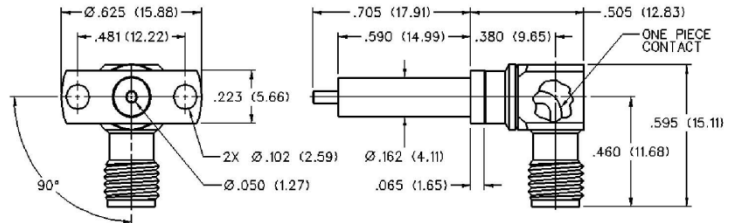
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-001	142-1711-006

SMA - 50 Ohm Connectors

Panel Mount

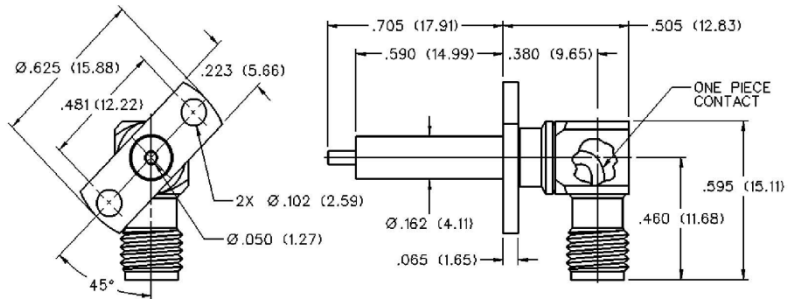


2-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric 90° Orientation



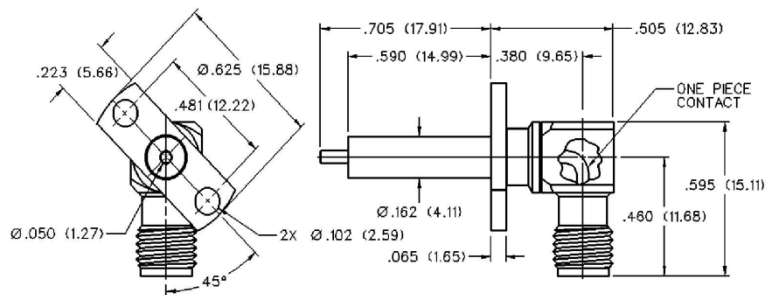
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-011	142-1711-016

2-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric +45° Orientation



GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-021	142-1711-026

2-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric -45° Orientation




GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-031	142-1711-036

Johnson Components® • P.O. Box 1732 • Waseca, MN 56093-0832 • 1-800-247-8256 • Fax: 507-835-6287 • www.johnsoncomp.com


คุณสมบัติทั่วไปของแผ่นชนิด FR-4 (General Properties FR-4)

Catalogue



15

COPPER CLAD LAMINATES



The World Leader in Performance and Quality **Electro-Materials**

DS-7405 (ANSI : FR-4)

FEATURES

- Good dimensional stability
- Excellent reliability for lead soldered
- Good electrical properties
- High density automatic plating can be carried out


APPLICATIONS

Computer Multichip Module (MCM), Microwave, Electronic Tray, etc.


INTERNATIONAL STANDARD RECOGNITION

- IEC - E-107076
- CSA - LS-60217
- BS - 6741
- VDE - VDE-RegNo. 4045


Moisture absorption of pressure cooked




Insulation resistance of pressure cooked




Dimensional stability (PC processed) after 1000°C



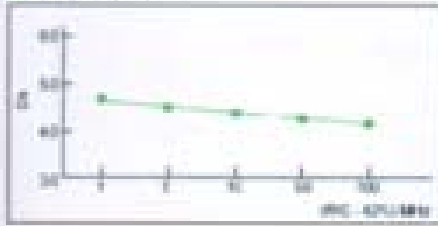
Dimensional stability (Thermally PC) after 1000°C



Thermal expansion of Z-direction (Test by Tully)



Dielectric constant



<http://www.doosan-electro.com>, The World Leader in Performance and Quality



The World Leader in Technology and Quality **Electro-Materials**

DS-7405 (ANSI : FR-4)

GENERAL PROPERTIES

Test Item	Unit	Treatment Condition	Designation	Do/Typ
			ANSI Grade	FR-4
			Property Data	
			Standard Value	Guaranteed Value
Tg	°C	EPC TAA TAA	225	above 220
			225	above 220
			225	above 220
CTE (axis y-axis z-axis)	ppm/°C	As per Tg	18	less than 20
			17	less than 18
			16	less than 16
Flammability	-	UL-94	V-0	V-0
Insulation Resistance	ohm	C-962045 C-962045+D-9910	1 x 10 ¹¹ - 1 x 10 ¹²	above 1 x 10 ¹¹
			1 x 10 ¹¹ - 1 x 10 ¹²	above 1 x 10 ¹¹
Volume Resistivity	ohm.cm	C-962045 C-962045+D-9910	1 x 10 ¹¹ - 1 x 10 ¹²	above 1 x 10 ¹¹
			1 x 10 ¹¹ - 1 x 10 ¹²	above 1 x 10 ¹¹
Surface Resistance	ohm	C-962045 C-962045+D-9910	1 x 10 ¹⁰ - 1 x 10 ¹¹	above 1 x 10 ¹⁰
			1 x 10 ¹⁰ - 1 x 10 ¹¹	above 1 x 10 ¹⁰
Arc Resistance	non applicable		100	above 100
Dielectric Constant (1 MHz)	-	C-962045 C-962045+D-9910	4.5 - 4.8	less than 5.0
			4.6 - 5.2	less than 5.5
Dissipation Factor (1 MHz)	-	C-962045 C-962045+D-9910	0.015 - 0.020	less than 0.025
			0.016 - 0.023	less than 0.040
Compressive Tracking Index	with	EC Method	-	-
Solder Foot (2d) (%)	min	A	above 90	above 90
Peel Coefficient Strength (ASTM)	kgf/cm	A	1.6 - 2.2	above 1.45
Tensile Strength	kgf/cm ²	A	45 - 50	above 32.7
Water Absorption	%	E-2455+D-2421	0.10 - 0.30	less than 0.25

Standard Thickness : 1.6mm

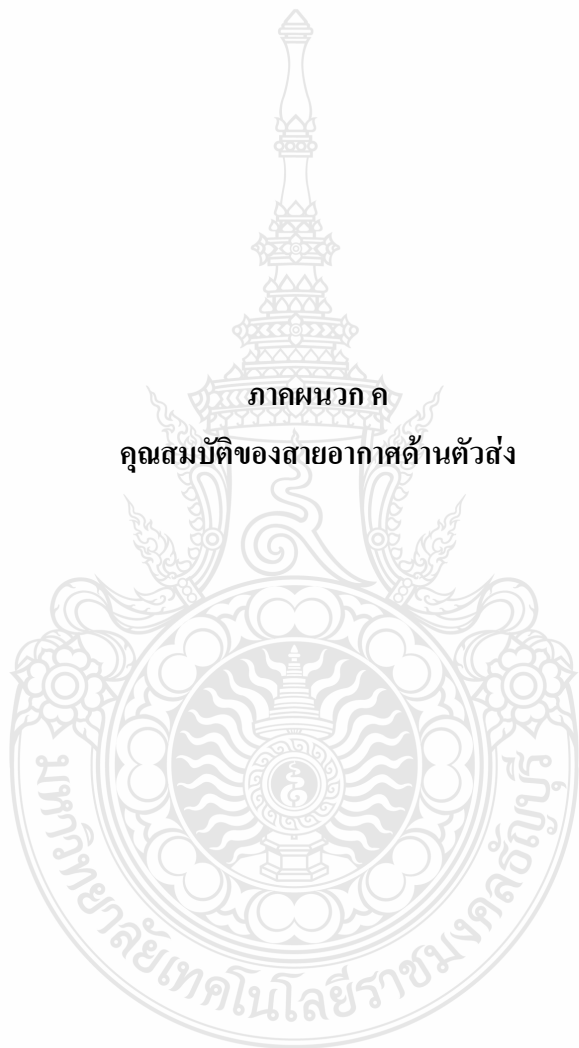
PURCHASING INFORMATION

- + Copper foil : 0.1 oz/F²(0.118 mm), 1 oz/F²(0.305 mm), 2 oz/F²(0.676 mm) available.
- + Thicknesses : 0.2mm to 3.2mm

Standard Size		Tolerance(mm)
1.020 x 1.220mm (4" x 4")	100 x 1.220mm (4" x 4")	±0.1
1.675 x 1.220mm (4" x 4")	150 x 1.220mm (4" x 4")	±0.1

* Other sheet size and thickness could be available upon request.





ภาคผนวก ค

คุณสมบัติของสายอากาศด้านตัวส่ง

3-D Patterns
Available at
www.ets-lindgren.com/3117

FEATURES:

- **Ultra Broadband: 1 GHz - 18 GHz**
- **Maintains Single Lobe Radiation Pattern Over Frequency**
- **300 W Power Input Capacity**
- **Optimized High Frequency Gain**
- **Low VSWR**
- **Flexible Mounting Systems**



ETS-Lindgren's Model 3117 Double-Ridged Waveguide Horn
PATENT # 6,995,728

The Model 3117 Double Ridged Waveguide is a the latest addition to a family of double ridge waveguides for microwave and EMC measurement from ETS-Lindgren. This model corrects the lower gain at the upper end of the frequency range, commonly found in ridged waveguide antennas. Users of this antenna benefit from uniform illumination of target surfaces and accurate gain measurement. In addition, the Model 3117 exhibits high gain and low VSWR across its operational frequency band, accepting moderate power input of 300 watts.

The electrical characteristics of this antenna were designed and modeled using powerful workstations running electromagnetic simulation software. Equally important, experienced RF engineers worked with our manufacturing team to produce a practical and affordable realization of the modeling process. All production units are individually calibrated at our A2LA accredited lab.

FEATURES

Single Lobe Radiation Pattern

The Model 3117 maintains a single main lobe pattern in the direction of the horn axis over its frequency

range. This characteristic is essential for even distribution of electromagnetic energy on a target surface, and accurate measurement of gain and vector information. The Model 3117's unique design suppresses the propagation of high order modes. The result is an antenna with a well-defined single lobe radiation pattern that outperforms other antennas in its class.

Ultra Broadband

The Model 3117 sweeps from 1 GHz to 18 GHz without stopping for band breaks, making it ideal

for automated testing. It has the widest usable frequency range of any antenna in its class, with no performance degradation from high order modes.

Power Input

The Model 3117 uses a Type N connector and accepts up to 300 watts of continuing input power with up to 400 watts of peak power. The antenna's high gain and low VSWR over its operating frequency translates into efficient amplifier use and high field strengths.

Uniform Gain, Low VSWR

The Model 3117 has a more uniform gain and antenna factor because of the better behavior of its radiation pattern. Since the pattern is stable over frequency, the gain and the AF also remain stable. Similar antennas of this class exhibit large variations of the gain and the AF as the frequency increases.

Flexible Mounting System

The Model 3117 antenna includes both an EMCO classic mount and a rear "stinger" mount.

STANDARD CONFIGURATION

- Antenna Assembly
- Mounting bracket drilled to accept ETS-Lindgren or other tripod mounts with 1/4 in x 20 threads
- Rear "stinger" Mount
- Individually calibrated at 1 m per SAE ARP 958 at our A2LA accredited lab. 3 m calibration per ANSI C63.5 available at additional cost. Actual antenna factors and a signed Certificate of Calibration Conformance included with manual.

OPTIONS

- Antenna Mast
- Antenna Tripod

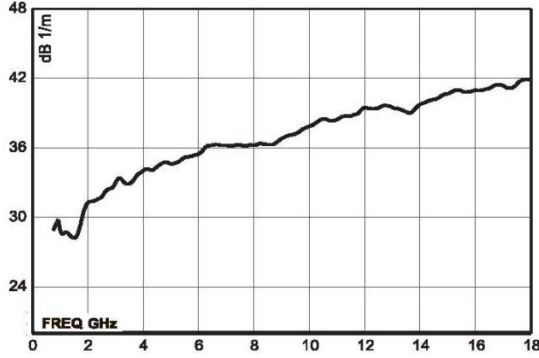
Electrical Specifications

MODEL	FREQUENCY RANGE	VSWR RATIO (AVG)	MAXIMUM CONTINUOUS POWER	PEAK POWER	IMPEDANCE (NOMINAL)	CONNECTORS
3117	1 GHz - 18 GHz	3.5:1 max <2:1 above 1.5 GHz	300 W	400 W	50 Ω	Type N

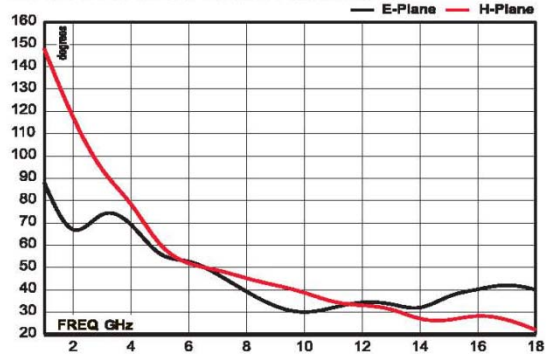
Physical Specifications

MODEL	WIDTH	DEPTH	HEIGHT	WEIGHT
3117	17.5 cm 6.9 in	17.5 cm + 15.5 cm mount 6.9 in + 6.1 in mount	15.5 cm 6.1 in	1.13 kg 2.5 lb

Model 3117 Antenna Factor



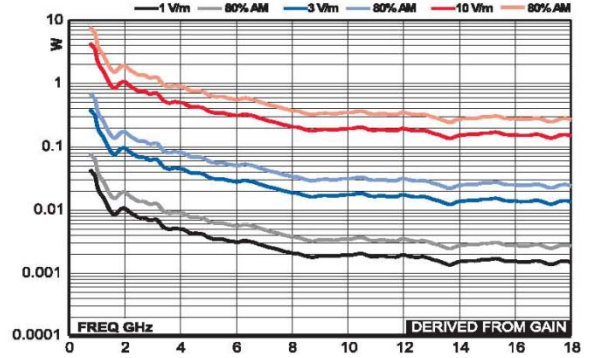
Model 3117 Half Power Beamwidth



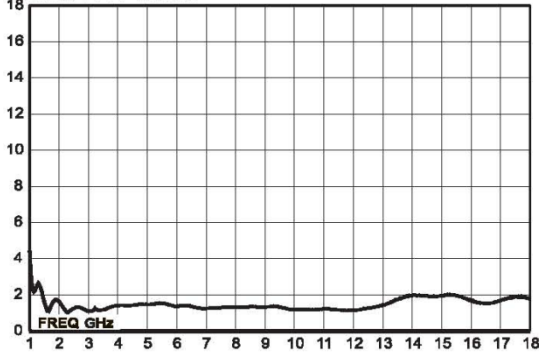
Model 3117 Gain



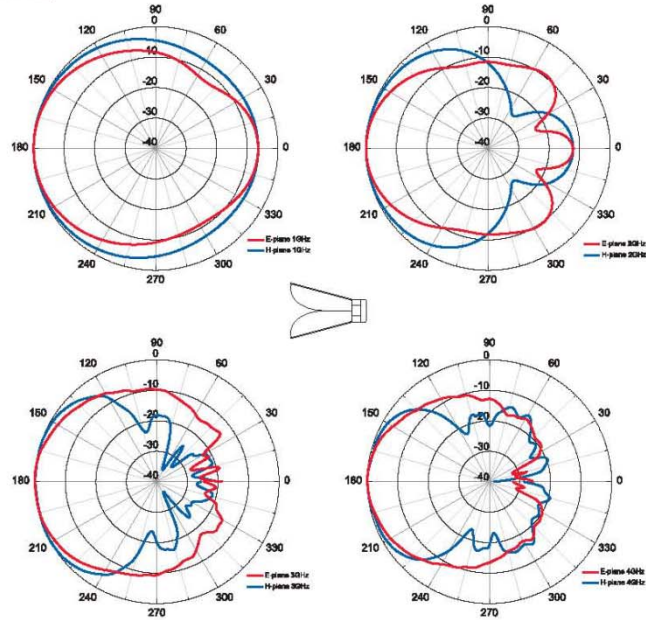
Model 3117 Forward Power @ 1 m



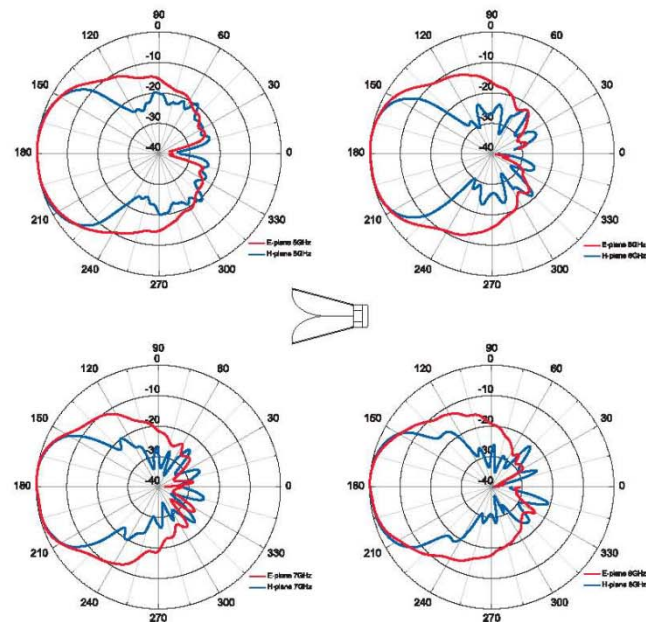
Model 3117 VSWR



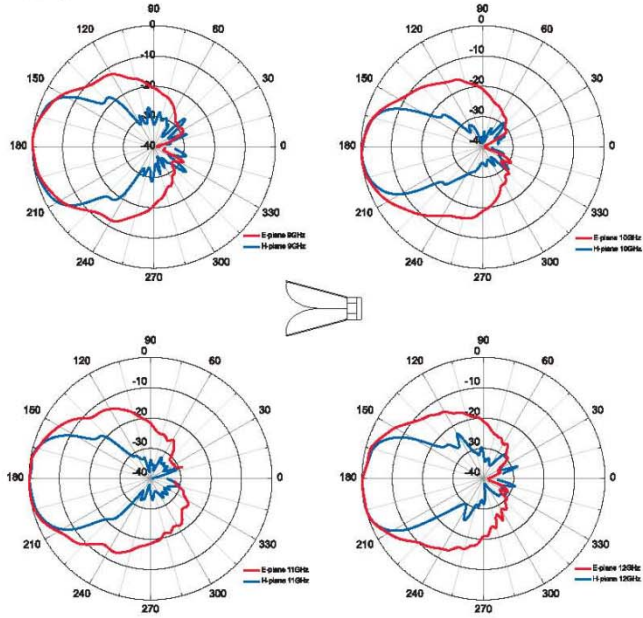
Model 3117 (1 GHz - 4 GHz)



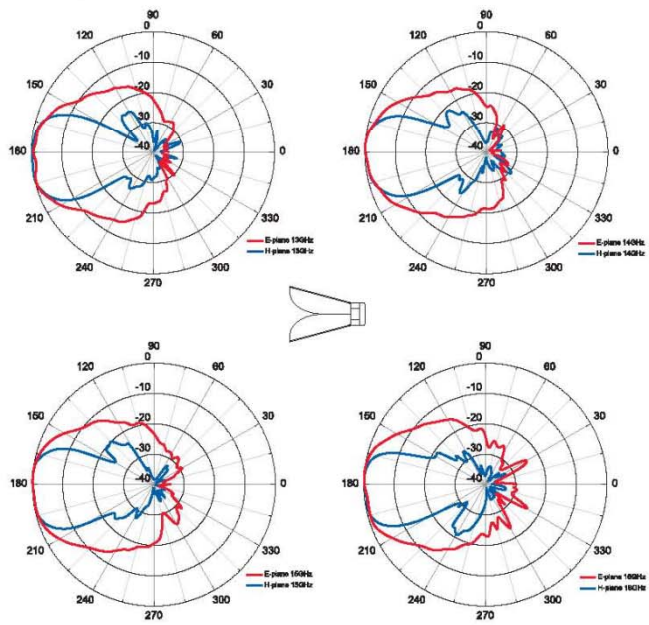
Model 3117 (5 GHz - 8 GHz)



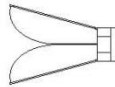
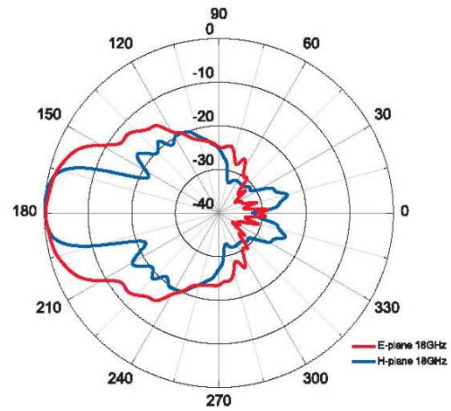
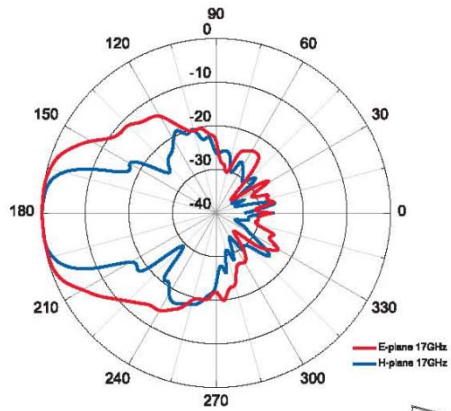
Model 3117 (9 GHz - 12 GHz)



Model 3117 (13 GHz - 16 GHz)



Model 3117 (17 GHz - 18 GHz)



ประวัติผู้เขียน

ชื่อ - นามสกุล นายสามารถ โภคาพานิชย์
วันเดือนปีเกิด 22 กุมภาพันธ์ 2522
สถานที่เกิด อำเภอกุมภวาปี จังหวัดอุดรธานี
สถานที่อยู่ปัจจุบัน เลขที่ 304/629 หมู่ 3 ต.บ้านใหม่ อ.ปากเกร็ด จ.นนทบุรี 11120

ประวัติการศึกษา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์-โทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล เมื่อ พ.ศ. 2543

ประวัติการทำงาน
ปัจจุบัน บริษัท สมาร์ท โซลูชั่น เซลส์ แอนด์ เซอร์วิส จำกัด

ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่

สามารถ โภคาพานิชย์ และอำนวยการ เรืองวาริ, “การพัฒนาสายอากาศช่องเปิดระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสำหรับการสื่อสารไร้สายย่านความถี่แถบกว้าง”, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมศาสตร์มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ (PEC) ครั้งที่ 7, 21-22 พฤษภาคม 2552, สงขลา, 2552, หน้า 313-316

สามารถ โภคาพานิชย์ และ อำนวยการ เรืองวาริ, “สายอากาศช่องเปิดระนาบร่วมใช้สัดรูปครกสำหรับการสื่อสารไร้สายย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง”, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า (EECON) ครั้งที่ 32, 28-30 ตุลาคม 2552, ปราจีนบุรี, 2552, หน้า 773-776.