

การศึกษาการปรับโครงสร้างสายอากาศแบบระนาบเพื่อประยุกต์
ใช้งานการสื่อสารไร้สาย

STUDY OF STRUCTURE TUNING OF PLANAR ANTENNA FOR
WIRELESS COMMUNICATION APPLICATION

บุญชัย แก้วจันทร์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร

ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ปีการศึกษา 2554

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

การศึกษาการปรับโครงสร้างสายอากาศแบบระนาบเพื่อประยุกต์
ใช้งานการสื่อสารไร้สาย

บุญชัย แก้วจันทร์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ปีการศึกษา 2554

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาการปรับโครงสร้างสายอากาศแบบระนาบเพื่อประยุกต์ใช้งานการสื่อสารไร้สาย Study of Structure Tuning of Planar Antenna for Wireless Communication Application
ชื่อ-นามสกุล	เรืออากาศเอกบุญชัย แก้วจันทร์
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	ดร. อำนวย เรืองวารี
ปีการศึกษา	2554

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร. สมศักดิ์ อรรถทิมากุล)

.....กรรมการ
(ดร. จักรี ศรีนนท์ฉัตร)

.....กรรมการ
(ดร. ไพฑูรย์ รักเหลือ)

.....กรรมการ
(ดร. อำนวย เรืองวารี)

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี อนุมัติวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

.....คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สมหมาย ผิวสะอาด)

วันที่ 9 เดือน ตุลาคม พ.ศ. 2554

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาการปรับโครงสร้างสายอากาศแบบระนาบเพื่อประยุกต์ใช้งานการสื่อสารไร้สาย
ชื่อ – นามสกุล	เรืออากาศเอกบุญชัย แก้วจันทร์
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	ดร. อำนาจ เรืองวารี
ปีการศึกษา	2554

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาโครงสร้างสายอากาศแบบระนาบ 2 รูปแบบคือ สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเซาะร่องรูปตัวทีและสายอากาศโมนโพลเซาะร่องชั้นบันได เนื่องจากงานวิจัยที่ผ่านมาสายอากาศแบบระนาบ มีการตอบสนองค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ไม่ครอบคลุมตามมาตรฐานที่ต้องการ และบางกรณีสายอากาศมีขนาดโครงสร้างใหญ่

งานวิจัยนี้จึงได้มีแนวคิดเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวโดยได้ศึกษาและออกแบบสายอากาศต้นแบบขึ้นมา 2 ชนิด คือสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเซาะร่องรูปตัวทีและสายอากาศโมนโพลเซาะร่องชั้นบันไดที่มีการเพิ่มสัดบรูปครึ่งวงกลมคู่ที่ระนาบสร้างเงาโดยใช้เทคนิคการปรับรูปร่างและการเซาะร่องที่โครงสร้างของตัวสายอากาศ ในส่วนการวิเคราะห์ใช้ระเบียบวิธีเชิงประสบการณ์ (Empirical Method) ร่วมกับการจำลองแบบ (Simulation) ด้วยโปรแกรม CST เพื่อหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศและการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ให้ครอบคลุมตามมาตรฐานที่ต้องการ ขั้นตอนแรกทำการออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเซาะร่องรูปตัวที ซึ่งมีขนาดเท่ากับ 40×40 ตารางมิลลิเมตร แบนด์วิดท์มีค่าเท่ากับ 4.94 GHz (1.42 - 6.36 GHz) และสายอากาศโมนโพลเซาะร่องชั้นบันไดโดยเพิ่มสัดบรูปครึ่งวงกลมคู่ที่ระนาบสร้างเงาตัวสายอากาศมีขนาดเท่ากับ 30×30 ตารางมิลลิเมตร และพบว่าค่าแบนด์วิดท์มีค่าเท่ากับ 7.54 GHz (3.10 - 10.64 GHz)

ผลการวัดจริงของสายอากาศทั้ง 2 แบบ พบว่าสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเซาะร่องรูปตัวทีจากการใช้เทคนิคดังกล่าวนี้ ส่งผลให้ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์กว้างร้อยละ 126.99 มีค่าอัตราขยายเฉลี่ยตลอดย่าน 3.32 dBi และสายอากาศโมนโพลเซาะร่องชั้นบันไดมีค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์กว้างร้อยละ 109.75 มีค่าอัตราขยายเฉลี่ยตลอดย่าน 4.93 dBi

คำสำคัญ : ย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยม สายอากาศโมนโพลเซาะร่องชั้นบันได

Thesis Title	Study of Structure Tuning of Planar Antenna for Wireless Communication Application
Name – Surname	Flight Lieutenant Boonchai Kaewchan
Program	Electrical Engineering
Thesis Advisor	Dr. Amnoi Ruengwaree
Academic Year	2011

ABSTRACT

This thesis studied structure tuning of planar antenna in two prototypes i.e. T-shaped slot in rectangular antenna and stepped etching slot with half-circle stub on ground plane monopole antenna. Since in previous the planar antennas are not response to the required standard and some cases its structure is bulky.

This research was conducted to overcome mentioned challenges. Two prototype antennas were studied and designed for this purposed i.e. T-shaped slot in rectangular antenna and stepped etching slot with half-circle stub on ground plane monopole antenna by using shape tuning on structure and etching slot technique. For analysis method, the empirical method was used together with the simulation by using CST program to find out the optimized parameters of antennas and to match the impedance to cover the required standard. T-shaped slot in rectangular antenna was fabricated on dimension of $40 \times 40 \text{ mm}^2$ with bandwidth of 4.94 GHz (1.42-6.36 GHz) and stepped etching slot with half-circle stub on ground plane monopole antenna, dimension of $30 \times 30 \text{ mm}^2$ with bandwidth of 7.54 GHz (3.10-10.64 GHz).

The measurement results of both antennas found that the T-shaped slot in rectangular antenna can response the bandwidth at 126.99%. The average antenna gain is 3.32 dBi. The stepped etching slot with half-circle stub on ground plane monopole antenna can response the bandwidth at 109.75%. The average antenna gain is 4.93 dBi.

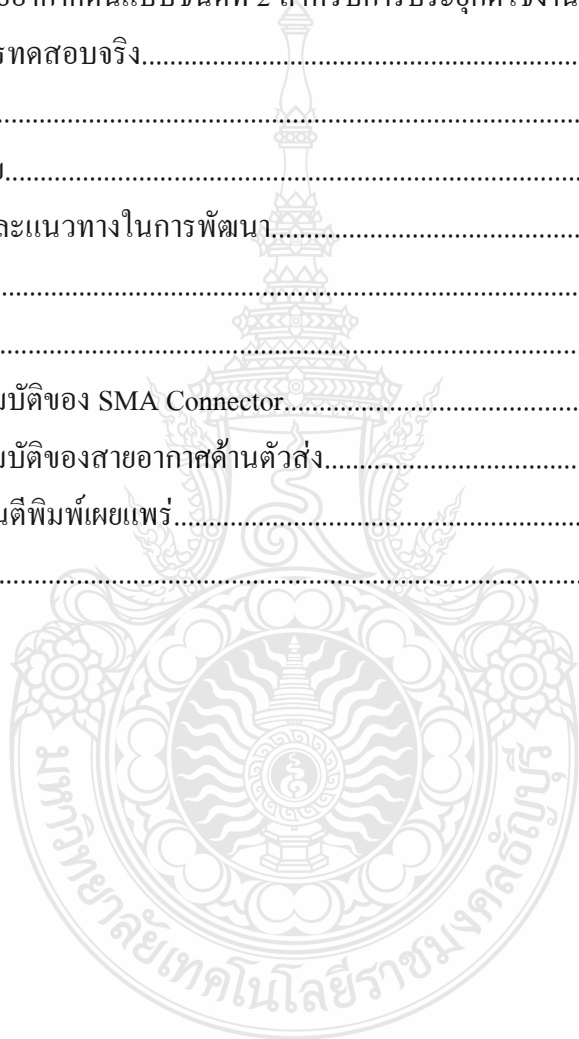
Keywords: Ultra wideband frequency range, Rectangular slot antenna, Etching slot monopole antenna

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ง
กิตติกรรมประกาศ.....	จ
สารบัญ.....	ฉ
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญภาพ.....	ฌ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ.....	ฐ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์.....	1
1.3 ขอบเขตของการวิจัย.....	2
1.4 ขั้นตอนการวิจัย.....	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับการวิจัย.....	3
2 ทฤษฎีและ โครงสร้างสายอากาศ.....	4
2.1 ทบทวนวรรณกรรม.....	4
2.2 ทฤษฎีของสายอากาศ.....	7
2.3 ประเภทของสายอากาศแบบต่างๆ.....	8
2.4 ตัวอย่างของสายอากาศ.....	9
2.5 การประยุกต์ใช้งาน.....	10
2.6 เทคโนโลยีของสายอากาศไมโครสตริป.....	11
2.7 มาตรฐานของ IEEE.....	22
3 การออกแบบสายอากาศ.....	27
3.1 บทนำ.....	27
3.2 แนวทางการพัฒนาสายอากาศ.....	27
3.3 การออกแบบสายอากาศ.....	35

สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
3.4 บทสรุป.....	77
4 ผลการทดลอง.....	78
4.1 การทดสอบสายอากาศแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่ง.....	78
4.2 การทดสอบสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 สำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่ง...	84
4.3 สรุปผลของการทดสอบจริง.....	92
5 บทสรุป.....	93
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	93
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา.....	95
เอกสารอ้างอิง.....	97
ภาคผนวก.....	101
ภาคผนวก ก คุณสมบัติของ SMA Connector.....	102
ภาคผนวก ข คุณสมบัติของสายอากาศด้านตัวส่ง.....	111
ภาคผนวก ค ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่.....	118
ประวัติผู้เขียน.....	146



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ย่านความถี่วิทยุ.....	11
2.2 คุณสมบัติของซบสเตรทแบบต่างๆ.....	20
2.3 เปรียบเทียบเทคโนโลยีไร้สายแบบต่างๆ.....	23
3.1 ค่าขนาดตัวแปรต่างๆ ที่ได้จากการออกแบบสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1.....	44
3.2 คุณสมบัติของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่มีการเจาะร่องสายอากาศ.....	63
3.3 คุณสมบัติของสายอากาศต้นแบบที่มีการเพิ่มสตัปบริเวณระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน.....	68
3.4 ค่าขนาดตัวแปรต่างๆ ที่ได้จากการออกแบบสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2.....	70
4.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง.....	79
4.2 เปรียบเทียบคุณสมบัติผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง.....	86
5.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1	93
5.2 เปรียบเทียบคุณสมบัติของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2	94



สารบัญญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 สายอากาศแบบระนาบที่แพร่กระจายคลื่นตามแนวกว้าง.....	8
2.2 สายอากาศแบบระนาบที่แพร่กระจายคลื่นตามแนวยาว.....	9
2.3 การแพร่กระจายคลื่นตามแนวยาวของสายอากาศแบบระนาบย่าน C.....	9
2.4 องค์ประกอบของสายอากาศแบบระนาบ.....	10
2.5 แพทช์ของไมโครสตริปที่ป้อนผ่านสายนำสัญญาณไมโครสตริป.....	12
2.6 สายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมที่มีการป้อนกระแสผ่านสายนำสัญญาณไมโครสตริป	12
2.7 สายอากาศไมโครสตริปพื้นฐานรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก.....	12
2.8 กระแสไฟฟ้าและลักษณะเส้นแรงไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนแพทช์.....	13
2.9 สนามไฟฟ้าในระนาบทรงกระบอก.....	14
2.10 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด.....	14
2.11 โครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริป Coplanar Waveguide (CPW).....	15
2.12 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณแบบ CPW.....	16
2.13 โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีระนาบสร้างเงา ด้านล่าง (Conductor-Backed Coplanar Waveguide).....	16
2.14 การคำนวณหาค่า $\tan \sigma$	21
2.15 รูปแบบการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าใกล้เคียงกับโหมด TEM.....	21
2.16 มาตรฐาน IEEE.....	24
3.1 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วมโดยการเพิ่มสตัดที่ระนาบ สร้างเงาและค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11})	27
3.2 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วม โดยการมีการเจาะร่องที่ตัว สายอากาศและค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11})	28
3.3 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วมโดยมีการเจาะร่องที่ตัวสาย อากาศร่วมกับการเจาะร่องที่สายนำสัญญาณและค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11})	29
3.4 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วม โดยการมีการปรับสตัดเป็น รูปแปดเหลี่ยมและค่าการสูญเสียย้อนกลับ.....	30
3.5 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วม โดยมีการเจาะร่องระนาบ สร้างเงาทั้งสองด้านและค่าการสูญเสียย้อนกลับ.....	31

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.6 โครงสร้างสายอากาศแบบระนาบร่วม โดยการบากสายอากาศโมนโพลสำหรับการใช้งานสองความถี่และค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11})	32
3.7 โครงสร้างสายอากาศแบบระนาบร่วม โดยการบากสายอากาศโมนโพลสำหรับการใช้งานสามความถี่และค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11})	32
3.8 โครงสร้างสายอากาศระนาบร่วมแบบโมนโพลสำหรับการใช้งานความถี่แถบกว้างยิ่งและค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11})	33
3.9 โครงสร้างสายอากาศโมนโพลสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่งและค่าแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR).....	34
3.10 โครงสร้างสายอากาศโมนโพลแบบรีวสำหรับประยุกต์ใช้งานการสื่อสารย่านแถบกว้างยิ่งโดยใช้เทคนิคของการเซาะร่องรูปตัวยูและค่าแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง(VSWR)	35
3.11 การกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1.....	36
3.12 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ g และ W_3	41
3.13 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ L_1 และ W_1	42
3.14 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ L_2 และ W_2	42
3.15 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ L_3	43
3.16 ขนาดต่างๆ ของสายอากาศและระนาบสร้างเงา.....	44
3.17 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1.....	45
3.18 แรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1.....	45
3.19 อัตราขยาย (Gain) ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1.....	46
3.20 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 2.45 GHz, 3.50 GHz และ 5.80 GHz ระนาบ x-z.....	46
3.21 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 2.45 GHz, 3.50 GHz และ 5.80 GHz ระนาบ y-z.....	47
3.22 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 ที่ความถี่ 2.45 GHz, 3.5 GHz และ 5.8 GHz ในระนาบ 3 มิติ.....	48
3.23 ทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสจากจำลองแบบของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 ความถี่ 2.45 GHz.....	49

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.24 ทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสจากจำลองแบบของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 ที่ความถี่ 3.5 GHz.....	49
3.25 ทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสจากจำลองแบบของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 ที่ความถี่ 5.8 GHz.....	50
3.26 โครงสร้างสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2.....	51
3.27 ความกว้างและความยาวของสายส่งสัญญาณ.....	53
3.28 สดับสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2.....	55
3.29 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ g และ L_5	57
3.30 ช่องว่างระหว่างสายส่งกับระนาบสร้างเงา (g).....	58
3.31 การออกแบบโครงสร้างของสดับของสายอากาศ.....	58
3.32 การปรับสดับด้วยการเจาะรูสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	59
3.33 สายอากาศต้นแบบที่ 2 ที่มีการเจาะรูรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	60
3.34 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ L_3 และ W_3	60
3.35 สายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่มีการเจาะรูรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	61
3.36 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ L_2 และ W_2	61
3.37 สายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่มีการเจาะรูรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าชั้นที่ 3.....	62
3.38 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ L_1 และ W_1	63
3.39 การปรับเพิ่มสดับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน.....	64
3.40 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ L_6 และ W_6	65
3.41 การปรับเพิ่มสดับรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน.....	66
3.42 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ L_7 และ W_7	66
3.43 การปรับเพิ่มสดับรูปครึ่งวงกลมที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน.....	67
3.44 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ r_1 และ r_2	67
3.45 ขนาดต่างๆ ของสดับและระนาบสร้างเงา.....	69
3.46 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2.....	70
3.47 แรงด้นอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2.....	71
3.48 อัตราขยาย (Gain) ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2.....	71

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.49 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3 GHz ระนาบ E-Plane.....	72
3.50 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 7 GHz ระนาบ E-Plane.....	72
3.51 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 10 GHz ระนาบ E-Plane.....	72
3.52 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3 GHz ระนาบ H-Plane.....	73
3.53 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 7 GHz ระนาบ H-Plane.....	73
3.54 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 10 GHz ระนาบ H-Plane.....	73
3.55 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่ความถี่ 3 GHz 7 GHz และ 10 GHz ในระนาบ 3 มิติ.....	75
3.56 ทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสจากจำลองแบบของสายอากาศต้นแบบชนิด ที่ 2 ความถี่ 3 GHz.....	75
3.57 ทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสจากจำลองแบบของสายอากาศต้นแบบชนิด ที่ 2 ที่ความถี่ 7 GHz.....	76
3.58 ทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสจากจำลองแบบของสายอากาศต้นแบบชนิด ที่ 2 ที่ความถี่ 10 GHz.....	76
4.1 เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย.....	78
4.2 เปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11})	79
4.3 เปรียบเทียบการจำลองผลกับการวัดจริงของค่าแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR).....	80
4.4 การทดลองวัดอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1.....	80
4.5 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองแบบของค่าอัตราขยายสายอากาศต้นแบบ ชนิดที่ 1.....	81
4.6 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศต้นแบบ ชนิดที่ 1.....	82
4.7 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 2.45 GHz.....	82
4.8 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.80 GHz.....	83
4.9 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz.....	83
4.10 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.80 GHz.....	84
4.11 เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย.....	85

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.12 เปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองแบบของค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2.....	85
4.13 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองแบบของค่าแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2.....	86
4.14 การทดลองวัดอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2.....	87
4.15 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองแบบของค่าอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2.....	87
4.16 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2.....	88
4.17 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 3 GHz.....	89
4.18 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 7 GHz.....	89
4.19 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 10 GHz.....	89
4.20 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 3 GHz.....	90
4.21 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 7 GHz.....	91
4.22 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 10 GHz.....	91

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

BW	Bandwidth
C	Capacitor
CPW	Coplanar Waveguide
CST	Computer Simulation Technology
Δ	Delta
dB	Decibel
D	Distance
EFIE	Electric Field Integral Equation
FCC	Federal Communications Commission
f	Frequency
f_c	Frequency center
f_{\max}	Frequency maximum
f_{\min}	Frequency minimum
GHz	Giga Hertz
HP	Hewlett Packard
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
L	Long
MoM	Method of Moment
mm	Millimeter
Q	Quality Factor
R	Radiating
S_{11}	Return Loss
VSWR	Standing Wave Ratio
TEM	Transverse Electric-Magnetic
TM	Transverse Mode
UWB	Ultra-wideband
W	Wide

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

WLAN

Wireless Local Area Network

WiMAX

Worldwide Interoperability for Microwave Access



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การติดต่อสื่อสารไร้สายในปัจจุบันและอนาคตของประเทศไทยได้มีการพัฒนาระบบให้ประยุกต์ใช้งานได้หลากหลายมากขึ้น เช่น มาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.40-2.48 GHz) IEEE 802.16e (3.4 - 3.69 GHz) IEEE802.11j (4.90 - 5.091 GHz) Public Safety Frequency (4.94 - 4.99 GHz) IEEE802.16a (5.13 - 5.35 GHz) และที่ความถี่ 5.8 GHz (5.7 - 5.9 GHz) [1-2] ระบบดังกล่าวได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้กับเครื่องมืออุปกรณ์โทรศัพท์เคลื่อนที่ การสื่อสารดาวเทียมและวิทยุสื่อสาร นอกจากนี้ยังมีการนำมาใช้ประโยชน์ในงานด้านการศึกษา ด้านการแพทย์ และทางการแพทย์ องค์ประกอบของระบบการสื่อสารไร้สายมีหลายส่วนประกอบด้วยกัน ส่วนหนึ่งคือ สายอากาศซึ่งถือว่าเป็นส่วนประกอบที่สำคัญของระบบการสื่อสารไร้สาย โดยทั่วไปสายอากาศจะถูกออกแบบให้รองรับย่านความถี่ใช้งานได้เพียงไม่กี่ย่านความถี่ จึงมีนักวิจัยได้ทำการพัฒนาสายอากาศให้ตอบสนองให้ได้หลายย่านความถี่หรือให้ย่านความถี่เป็นแบบแถบกว้าง [3-13] แต่จากการศึกษาพบว่าสายอากาศดังกล่าวมีขนาดใหญ่ [3-13] จึงเป็นเหตุผลทำให้มีผู้วิจัยได้พัฒนาและออกแบบสายอากาศชนิดใหม่ 2 แบบ คือสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบระนาบร่วมที่มีการเจาะรูรูปตัวทีที่สามารถใช้งานครอบคลุมย่านความถี่แถบกว้างมากขึ้นและสายอากาศโมนิโพลแบบระนาบที่สามารถใช้งานครอบคลุมย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงสนใจและนำเสนอการศึกษาสายอากาศทั้ง 2 แบบ ด้วยเทคนิคการเจาะรูและการเพิ่มสลับที่ระนาบสร้างเงาสำหรับการสื่อสารไร้สายร่วมกับการปรับโครงสร้างของสายนำคลื่นระนาบร่วมเพื่อเพิ่มค่าแบนด์วิดท์ให้ใช้งานครอบคลุมย่านความถี่ที่ต้องการ ในส่วนการจำลองแบบสายอากาศเพื่อวิเคราะห์หาค่าความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของผลตอบสนองค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์และการกระจายคลื่นของสายอากาศ ทางผู้วิจัยเลือกใช้โปรแกรม Computer Simulation Technology (CST) เพื่อช่วยในการหาค่าตัวแปรของสายอากาศที่เหมาะสมและได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพมากที่สุด

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

1.2.1 เพื่อศึกษาการออกแบบสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบระนาบร่วมที่มีการเจาะรูรูปตัวทีและสายอากาศโมนิโพลแบบระนาบที่รองรับการสื่อสารไร้สาย

1.2.2 เพื่อศึกษาการเจาะร่องและการเพิ่มสลับเมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศช่องเปิด ร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบระนาบร่วมที่มีการเจาะร่องรูปตัวทีและสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบ

1.2.3 เพื่อศึกษาการเพิ่มประสิทธิภาพด้วยการปรับสลับและการเจาะร่องของสายอากาศช่องเปิด ร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบระนาบร่วมที่มีการเจาะร่องรูปตัวทีและสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบ

1.2.4 เพื่อศึกษาเทคนิคและวิธีการวัดคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบ ระนาบร่วมที่มีการเจาะร่องรูปตัวทีและสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบ

1.2.5 เพื่อศึกษาการออกแบบสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบระนาบร่วมที่มีการเจาะ ร่องรูปตัวทีที่รองรับความถี่แถบกว้างและสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบที่รองรับความถี่แถบ กว้างยิ่ง

1.2.6 เพื่อศึกษาการประยุกต์ใช้งานสายอากาศในระบบมาตรฐานเครือข่ายการสื่อสารไร้สาย

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 ออกแบบสายอากาศแบบระนาบที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม

1.3.2 สามารถเพิ่มการปรับค่าแบนด์วิดท์ให้กว้างขึ้นของสายอากาศต้นแบบโดยใช้เทคนิคการ เพิ่มสลับและลดขนาดของสายอากาศแบบระนาบด้วยการเจาะร่อง

1.3.3 ออกแบบสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบระนาบร่วมที่มีการเจาะร่องรูปตัวทีที่ ีรองรับความถี่แถบกว้างและสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบที่รองรับความถี่แถบกว้างยิ่ง

1.3.4 วิเคราะห์หารูปแบบการเปลี่ยนรูปการเจาะร่องที่ตัวสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้า แบบระนาบร่วมที่มีการเจาะร่องรูปตัวทีและสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมกับการเพิ่มสลับที่ ระนาบสร้างเงาให้เหมาะสมกับสายอากาศต้นแบบ

1.4 ขั้นตอนการวิจัย

1.4.1 ศึกษาข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบระนาบร่วมที่มีการ เจาะร่องรูปตัวทีและสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบ

1.4.2 ศึกษาเทคนิคการออกแบบสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบระนาบร่วมที่มีการ เจาะร่องรูปตัวทีและสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบ

1.4.3 ศึกษาเทคนิคการนำสลับมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบ ระนาบร่วมที่มีการเจาะร่องรูปตัวทีและสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบ

1.4.4 ศึกษาเทคนิคการเจาะร่องมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบระนาบร่วมที่มีการเจาะร่องรูปตัวทีและสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบ

1.4.5 ศึกษาการใช้งานระบบเครือข่ายการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE

1.4.6 ศึกษาการใช้งานโปรแกรม CST เพื่อใช้ในการวิเคราะห์แบบจำลอง

1.4.7 ทำการออกแบบสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบระนาบร่วมที่มีการเจาะร่องรูปตัวทีและสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบเพื่อประยุกต์ใช้งานด้านการสื่อสารไร้สาย

1.4.8 ทำการวิเคราะห์สัญญาณจากผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST

1.4.9 ทำการสร้างสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบระนาบร่วมที่มีการเจาะร่องรูปตัวทีและสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบจากผลการจำลองแบบที่สามารถใช้งานได้จริง

1.4.10 วิเคราะห์เปรียบเทียบผลการวัดและจำลองแบบและสรุปผลการวิจัย

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับการวิจัย

1.5.1 สามารถนำสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบระนาบร่วมที่มีการเจาะร่องรูปตัวทีและสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบที่ได้ออกแบบไปใช้งานได้จริง

1.5.2 สามารถต่อสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบระนาบร่วมที่มีการเจาะร่องรูปตัวทีและสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบให้ใช้งานร่วมกับ Access Point และคอมพิวเตอร์ได้

1.5.3 สามารถศึกษาการใช้งานเครื่องมือ Network Analyzer ได้

1.5.4 สามารถศึกษาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ทำกรออกแบบ

บทที่ 2

ทฤษฎีและโครงสร้างสายอากาศ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศชนิดต่างๆ และสายอากาศแบบไมโครสตริป โดยมีรายละเอียดแสดงถึงลักษณะทางกายภาพของสายอากาศ โครงสร้างสายอากาศ การส่งผ่านของคลื่นในสายอากาศแบบไมโครสตริป โครงสร้างสายส่งสัญญาณและการจำลองแบบสนามไฟฟ้า

2.1 ทบทวนวรรณกรรม

ในด้านงานวิจัยที่ผ่านมา มีผู้พัฒนางานวิจัยหลายท่านได้เสนอแนวคิดเพื่อแก้ปัญหาเกี่ยวกับขนาดของสายอากาศและการขยายแบนด์วิดท์นั้น นอกจากนี้ยังพัฒนาให้สามารถรองรับการสื่อสารไร้สายได้หลากหลายย่านความถี่มากขึ้น ดังแสดงในงานวิจัยต่อไปนี้

S. Chaimool, S.Kerdsurang, P. Akkraekthalin และ V. Vivek [3] ออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วมที่มีการเพิ่มสแต็คตัวโอที่มุมด้านบนของระนาบสร้างเงาทั้งสองด้านสำหรับการใช้งานความถี่ WLAN [3] ซึ่งทำการวิเคราะห์จากการจำลองแบบ (Simulation) โครงสร้างของสายอากาศ โดยใช้โปรแกรม IE3D และสายอากาศที่นำเสนอถูกออกแบบให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม โครงสร้างสายอากาศถูกออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์ขนาดเท่ากับ 72×50 ตารางมิลลิเมตร ชนิด FR4 ที่มีค่า ϵ_r เท่ากับ 4.4 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร และมีการจูนสแต็ครูปสี่เหลี่ยมร่วมกับการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเพื่อช่วยปรับความถี่บางช่วงให้ดีขึ้น คือ ที่ย่านความถี่ 1.14 GHz (1.66-2.80 GHz)

W. Kueathaweekun, P. Jearapraditku, N. Anantrasirichail, O. Sangaroonl และ T. Wakabayashi [4] สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วมที่มีการเซาะร่องที่ตัวสายอากาศสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้าง Wireless Local Area Network (WLAN) และ WiMAX โดยจะเป็นการใช้เทคนิคการเซาะร่องแบบรูปตัวที่รวมทั้งสองด้าน ซึ่งจะมีรูปแบบที่แตกต่างจากงานวิจัยที่ [3] ส่งผลให้สายอากาศครอบคลุมย่านความถี่แถบกว้าง มีค่าแบนด์วิดท์เท่ากับ 116% (1.8-6.75 GHz) และมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง ในส่วนการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศใช้โปรแกรม IE3D หลังจากการปรับพารามิเตอร์ต่างๆ สายอากาศถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 มีขนาดเท่ากับ 60×50 ตารางมิลลิเมตร มีค่า ϵ_r เท่ากับ 4.5 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ซึ่งมีข้อดีคือมีค่าแบนด์วิดท์มากขึ้นและมีขนาดลดลงกว่างานวิจัยที่ [3]

P. Jearapraditkul, W. Kueathaweekun, N. Anantrasirichai, O. Sangaroon และ T. Wakabayashit [5] สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วมที่มีการเจาะร่องที่ตัวสายอากาศที่มีความซับซ้อนมาใช้เทคนิคการเจาะร่องที่จุดสายนำสัญญาณงานวิจัยที่ [3] เพื่อช่วยลดความซับซ้อนลงจากงานวิจัยที่ [3] โดยโครงสร้างของสายอากาศนั้นใช้งานย่านในความถี่แถบกว้าง WLAN และ WiMAX พบว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทางและค่าแบนด์วิดท์เท่ากับ 117% (1.65-6.35 GHz) ในส่วนการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศใช้โปรแกรม IE3D หลังการปรับพารามิเตอร์ต่างๆ สายอากาศถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์มีขนาดเท่ากับ 59.5×58 ตารางมิลลิเมตร ชนิด FR4 ที่มีค่า ϵ_r เท่ากับ 4.5 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ซึ่งมีข้อดีคือ มีค่าแบนด์วิดท์มากขึ้นและมีขนาดลดลงกว่างานวิจัยที่ [4]

Ms. N. Gunavathi, Ms. R. Pandeewari และ Mr. S. Raghavan [6] สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วมที่มีการปรับจูนด้วยสลับรูปแปดเหลี่ยมสำหรับการใช้งานความถี่ WiMAX ซึ่งจะมีรูปแบบที่ประยุกต์จากงานวิจัยที่ [3-5] มาร่วมกัน โดยจะทำการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D สายอากาศที่นำเสนอถูกออกแบบให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม และออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 มีขนาดเท่ากับ 30×30 ตารางมิลลิเมตร มีค่า ϵ_r เท่ากับ 4.4 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.5 มิลลิเมตร และมีการจูนสลับรูปแปดเหลี่ยม เพื่อช่วยปรับความถี่ให้ตอบสนองย่านความถี่ได้มากขึ้นคือ 2.1 GHz (2.8-4.9 GHz) ซึ่งมีข้อดีคือ มีขนาดลดลงกว่างานวิจัยที่ [3-5] แต่ข้อเสียคือ มีค่าแบนด์วิดท์น้อยกว่างานวิจัยที่ [3-5]

J. Chuangchai และ P. T. A. Longkam [7] สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วมที่มีการเจาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน เพื่อช่วยลดจุดปรับจูนที่มีจำนวนมากจากงานวิจัยที่ [3-6] ส่งผลให้มีค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศครอบคลุมย่านความถี่แถบคู่ และพบว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง ค่าแบนด์วิดท์ที่ย่านความถี่เรโซแนนซ์ช่วงต่ำ 2.05 GHz (1.75-3.80 GHz) และค่าแบนด์วิดท์ที่ย่านความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูง 1.60 GHz (4.6-6.2 GHz) ในส่วนการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศใช้โปรแกรม IE3D หลังการปรับพารามิเตอร์ต่างๆ สายอากาศถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 มีขนาดเท่ากับ 50×50 ตารางมิลลิเมตร มีค่า ϵ_r เท่ากับ 4.4 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ซึ่งมีข้อดีคือ มีขนาดลดลงกว่างานวิจัยที่ [3-5] และมีค่าแบนด์วิดท์มากกว่างานวิจัยที่ [6]

จากงานวิจัยดังกล่าวมีกลุ่มผู้วิจัยได้ศึกษาโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมคือ

W.-C. Liu และ C.-M. Wu [8] ได้ออกแบบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าร่วมกับเทคนิคการเซาะร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มุมด้านล่างของสายอากาศ ซึ่งการเซาะร่องนั้นส่งผลให้สายอากาศโมโนโพลตอบสนองย่านความถี่แถบคู่คือ รองรับย่านความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ที่ใช้งานได้ในเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) โดยโครงสร้างสายอากาศต้นแบบถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 ซึ่งขนาดความยาวและขนาดความกว้างเท่ากับ 41.9×51 ตารางมิลลิเมตร แผ่นวงจรพิมพ์ ดังกล่าวมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.4 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร จากการเซาะร่องดังกล่าวมีข้อดีคือ ทำให้ค่าแบนด์วิดท์ตอบสนองต่อย่านความถี่ได้มากขึ้น

W.-C. Liu [9] ได้ออกแบบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าร่วมกับเทคนิคการเซาะร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีความกว้างและความยาวแคบกว่างานวิจัยที่ [8] โดยสายอากาศต้นแบบที่มีการปรับจูนร่องที่ทำการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D และใช้วิธีเชิงประสบการณ์เพื่อหาขนาดโครงสร้างที่เหมาะสม พบว่าการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ามีขนาดเท่ากับ 8.5×2.3 ตารางมิลลิเมตร โดยการปรับจูนค่าดังกล่าวทำให้สายอากาศตอบสนองสามย่านความถี่คือ 2.4, 3.7 และ 5.25 GHz ตามมาตรฐานใช้งานคือ IEEE 802.11b/g (2.40-2.484 GHz), IEEE 802.16e (3.4-3.69 GHz) และ IEEE 802.16a (5.13-5.35 GHz) ความกว้างและความยาวของสายอากาศเท่ากับ 58×66 ตารางมิลลิเมตร โดยโครงสร้างสายอากาศต้นแบบถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.4 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ซึ่งมีข้อดีคือ มีค่าแบนด์วิดท์ตอบสนองมากกว่าวิจัยที่ [8]

J. Y. Jan, J. C. Kao, Y. T. Cheng, W. S. Chen และ H. M. Chen [10] นำเสนอสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง UWB โดยใช้เทคนิคการปรับจูนสายอากาศโมโนโพลแบบขั้นบันไดร่วมกับการเซาะร่องแบบขั้นบันไดที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน โดยเทคนิคดังกล่าวเป็นการช่วยในการปรับค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์เพื่อลดค่าความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) และแบนด์วิดท์ของสายอากาศให้กว้างขึ้นคือมีค่าเท่ากับ 2.28 - 14.90 GHz ตอบสนองต่อมาตรฐาน IEEE 802.15.3a Ultra-Wideband (UWB) ซึ่งมีช่วงความถี่ 3.1-10.6 GHz โดยสายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 40×40 ตารางมิลลิเมตร โดยโครงสร้างสายอากาศต้นแบบถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 1 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1 มิลลิเมตร ใช้โปรแกรม IE3D ในการจำลองแบบ ซึ่งการออกแบบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมที่มีการปรับจูนโครงสร้างสายอากาศและ

การเจาะร่องที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน มีข้อดีคือ ได้ค่าแบนด์วิดท์ที่กว้างมากขึ้นมากกว่างานวิจัยที่ [8-9]

S. J. Kim, J. W. Baik และ Y. S. Kim [11] นำเสนอสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมที่มีการเลือกปรับย่านความถี่ได้สำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่ง โดยการใช้เทคนิคเจาะร่องที่ตัวสายอากาศทำให้สามารถเลือกย่านความถี่ได้สองแบบคือ ย่านความถี่กว้างยิ่ง (UWB) 3.1-10.6 GHz และการย่านความถี่สื่อสารไร้สาย (WLAN) 4.7-5.85 GHz โดยสายอากาศสามารถประยุกต์ใช้งานความถี่ย่าน UWB โดยโครงสร้างสายอากาศต้นแบบถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 ซึ่งขนาดความยาวและขนาดความกว้างเท่ากับ 30×40 ตารางมิลลิเมตร แผ่นวงจรพิมพ์ดังกล่าวมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.4 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร โดยเทคนิคการเจาะร่องที่ตัวสายอากาศมีข้อดีคือ สามารถใช้งานย่านการสื่อสารไร้สาย WLAN และย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง UWB

Y. C. Lee และ J. S. Sun [12] นำเสนอสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมที่มีการเจาะร่องรูปตัวยูที่สายอากาศสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง โดยการใช้เทคนิคเจาะร่องรูปตัวยูที่ตรงกลางของตัวสายอากาศทำให้ค่าแบนด์วิดท์ตอบสนองย่านความถี่กว้างขึ้นคือเท่ากับ 12.3 GHz (2.7- 15 GHz) ตอบสนองต่อมาตรฐาน IEEE 802.15.3a Ultra-Wideband (UWB) ซึ่งมีช่วงความถี่ 3.1- 10.6 GHz ในส่วนการใช้เทคนิคการเจาะร่องตัวสายอากาศนี้จะสามารถปรับได้ง่ายกว่างานวิจัยที่ [12] เพราะร่องรูปตัวยูมีรูปแบบที่ไม่ซับซ้อน โดยโครงสร้างสายอากาศต้นแบบถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 ซึ่งขนาดความยาวและขนาดความกว้างเท่ากับ 30×40 ตารางมิลลิเมตร แผ่นวงจรพิมพ์ดังกล่าวมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.4 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ข้อดีคือมีรูปแบบที่ไม่ซับซ้อนเท่างานวิจัยที่ [11]

2.2 ทฤษฎีของสายอากาศ

สายอากาศคือ อุปกรณ์ที่ใช้ส่งพลังงานในรูปแบบคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากแหล่งที่มีข้อมูลไปยังที่ๆ ต้องการข้อมูล โดยใช้อากาศเป็นตัวกลางหรือที่เรียกว่าการเชื่อมต่อแบบไร้สายจากกล่าวได้ว่าการเชื่อมต่อที่ไร้สายนั้นจำเป็นต้องมีสายอากาศไว้ใช้งานเสมอ

เดิมสายอากาศเรียกว่าเสาอากาศ เพราะลักษณะที่เป็นรูปเสาและการคั่นเคยโดยส่วนใหญ่นับรูปแบบของสายอากาศที่วิ ดังนั้นสายอากาศจึงอธิบายได้ว่าเป็นเสาอากาศที่มีขนาดเล็กจนไม่แสดงลักษณะเป็นเสาอีก ถูกสร้างอยู่บนระนาบโลหะเพื่อให้สามารถคงรูปไว้ใช้งานได้และถูกเรียกว่า “สายอากาศ” ในที่สุด

2.3 ประเภทของสายอากาศแบบต่างๆ [16]

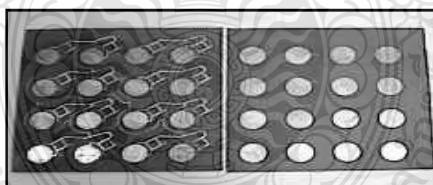
จากการพัฒนาเสาอากาศจึงเกิดสายอากาศขึ้นมากมายหลายประเภทสามารถแบ่งประเภทได้ดังนี้

2.3.1 สายอากาศแบบระนาบหรือสายอากาศแบบไมโครสตริป [16]

สายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศบนแผ่นคล้ายแผ่นวงจรไฟฟ้าทั่วไป ถูกใช้งานครั้งแรกเมื่อ พ.ศ. 2513 แม้ว่าแนวความคิดครั้งแรกจะเกิดขึ้นโดย G.A. Deschamps ตั้งแต่เมื่อปี พ.ศ. 2496 และถูกจดสิทธิบัตรไปตั้งแต่ในปี พ.ศ. 2498 สาเหตุที่ในช่วงแรกไม่มีการพัฒนาไปใช้งาน เนื่องจากสายอากาศชนิดนี้มีประสิทธิภาพต่ำมากแต่มีข้อดีตรงที่ขนาดเล็ก ซึ่งเหมาะกับงานด้านความถี่สูง UHF ขึ้นไป กล่าวได้ว่าสายอากาศชนิดนี้เป็นการพัฒนาในรูปแบบหนึ่งของสายอากาศเพื่อใช้งานกับอุปกรณ์ขนาดเล็กเช่น โทรศัพท์มือถือ ลักษณะอุปกรณ์จึงแบนคล้ายกับแผ่นทองแดงทั่วไปและเนื่องจากถูกออกแบบมาให้ใช้งานกับความถี่ใดความถี่หนึ่ง โดยเฉพาะรูปร่างจึงอิงตามความเหมาะสมของความถี่ใช้งานเป็นหลักและแตกต่างกันไป เนื่องจากสายอากาศชนิดนี้ออกแบบได้ง่ายที่สุด จึงมีนักวิจัยให้ความสนใจออกแบบเป็นอย่างมาก สายอากาศไมโครสตริปมีหลายประเภทแบ่งตามการใช้งานได้ดังนี้

1) สายอากาศแบบแพร่กระจายคลื่นตามแนวกว้าง

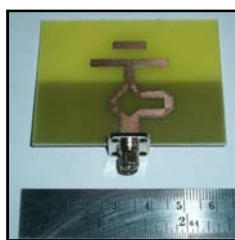
เพื่อการสื่อสารตามแนวกว้างของแผ่นวงจรพิมพ์ สายอากาศแบบนี้จะมีทิศทางการส่งสัญญาณตั้งฉากกับแผ่นวงจรพิมพ์ ตัวอย่างดังภาพที่ 2.1



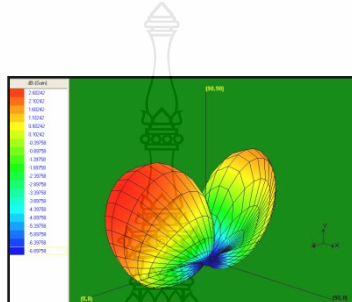
ภาพที่ 2.1 สายอากาศแบบระนาบที่แพร่กระจายคลื่นตามแนวกว้าง [16]

2) สายอากาศที่แพร่กระจายคลื่นตามแนวยาว

เพื่อการสื่อสารในทิศทางตัดขวางของแผ่นวงจรพิมพ์ สายอากาศแบบนี้จะมีทิศทางการส่งสัญญาณตามแนวเดียวกับแผ่นวงจรพิมพ์ ตัวอย่างดังภาพที่ 2.2



ภาพที่ 2.2 สายอากาศแบบระนาบที่แพร่กระจายคลื่นตามแนวยาว [16]



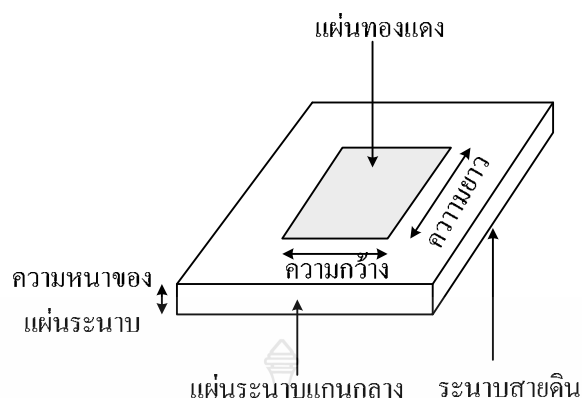
ภาพที่ 2.3 การแพร่กระจายคลื่นตามแนวยาวของสายอากาศแบบระนาบย่าน C [16]

2.3.2 สายอากาศแบบอาร์เรย์

เป็นการนำสายอากาศไมโครสตริปมาเพิ่มประสิทธิภาพขึ้นทำให้รับสัญญาณได้ดีขึ้น โดยมีทิศทางการแพร่กระจายคลื่นตามจำนวนสายอากาศไมโครสตริปที่นำมาเพิ่ม แต่ถ้ามีมากเกินไปจะทำให้ทิศทางการแพร่กระจายคลื่นซ้อนทับกันและขั้นตอนการแมตซ์อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์จะยุ่งยากมากขึ้น

2.4 ตัวอย่างของสายอากาศ [17]

โดยปกติแล้วสายอากาศจะอิงตามความยาว $1/2$ และ $1/4$ ของความยาวคลื่น เมื่อเปลี่ยนรูปแบบมาเป็นสายอากาศแบบระนาบแล้วยังคงใช้วิธีการเดิมอยู่แต่จะต้องคำนึงถึงผลกระทบจากชนิดของแผ่นทองแดงด้วย ผลกระทบนี้เรียกว่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ที่ได้รับผลกระทบจากแผ่นทองแดง ตัวอย่างสายอากาศแบบไมโครสตริปพื้นฐานแสดงได้ดังภาพที่ 2.4



ภาพที่ 2.4 องค์ประกอบของสายอากาศแบบระนาบ [17]

จากภาพที่ 2.4 จะเห็นว่าสายอากาศแบบระนาบหรือสายอากาศแบบไมโครสตริปพื้นฐานเป็นรูปแบบที่เข้าใจได้ง่าย คือนำแผ่นวงจรมิพมาเจาะทองแดงรอบนอกออกให้เหลือทองแดงเป็นสี่เหลี่ยมกว้างยาวประมาณ $1/2$ ของความยาวคลื่นที่ต้องการสามารถนำไปใช้งานได้แล้ว แต่ความยาวคลื่นนี้ต้องคิดแบบความยาวคลื่นสัมพันธ์กับชนิดของแผ่นวงจรมิพด้วย สายอากาศแบบพื้นฐานนี้คือใช้งานได้กับช่องสัญญาณแคบมาก ประกอบกับมีขนาดใหญ่และประสิทธิภาพต่ำจึงมักถูกนำมาเพียงเพื่อเรียนรู้เบื้องต้นของสายอากาศแบบระนาบเท่านั้นแต่ไม่ถูกนำไปใช้งาน

2.5 การประยุกต์ใช้งาน [18]

การสื่อสารไร้สายไม่ว่าจะเป็นโทรศัพท์มือถือ วิทยุบังคับ วิทยุสื่อสาร โทรทัศน์ไปถึงการสื่อสารไกลมาก เช่น ดาวเทียมต้องการสายอากาศในการติดต่อสื่อสารทั้งสิ้น โดยหลักการแล้วสายอากาศแบบระนาบสามารถใช้งานได้กับทุกย่านความถี่ขึ้นอยู่กับการออกแบบสายอากาศและขึ้นอยู่กับปัจจัยความเสถียรของชนิดสายอากาศและประสิทธิภาพ จากตารางที่ 2.1 สายอากาศสามารถออกแบบมาให้ใช้งานกับทุกย่านความถี่

ในส่วนของสายอากาศแบบระนาบนั้นมักใช้งานกับอุปกรณ์ที่มีความถี่ในระดับไมโครเวฟคือย่าน L ขึ้นไปแต่ก็ไม่เกินย่าน Ka เนื่องจากมีขนาดเล็กมาก ดังนั้นจึงมักจะเห็นการนำสายอากาศมาใช้กับย่านความถี่ช่วง L S และ C ซึ่งเป็นย่านของโทรศัพท์มือถือและการสื่อสารไร้สาย เป็นต้น

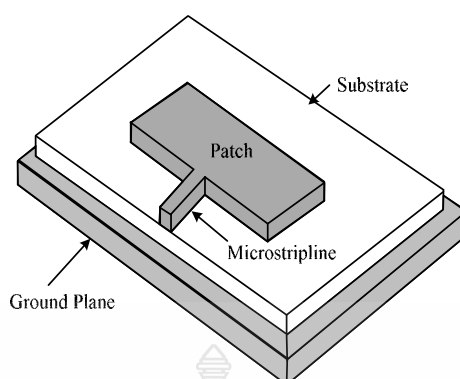
ตารางที่ 2.1 ย่านความถี่วิทยุ [18]

ย่านความถี่	ช่วงความถี่วิทยุ
HF	3 Hz – 30 MHz
VHF	30 MHz – 300 MHz
UHF	300 MHz – 1 GHz
L	1 GHz – 2 GHz
S	2 GHz – 4 GHz
C	4 GHz – 8 GHz
X	8 GHz – 12 GHz
KU	12 GHz – 18 GHz
K	18 GHz – 27 GHz
Ka	27 GHz – 40 GHz
V	40 GHz – 75 GHz
W	75 GHz – 110 GHz
Mm	110 GHz – 300 GHz

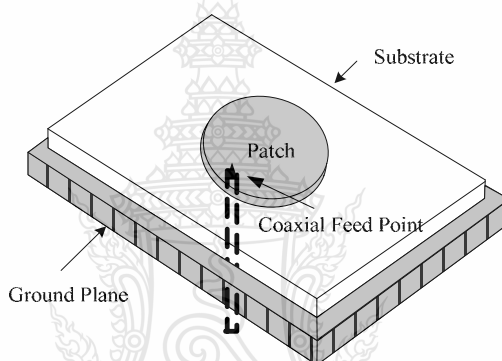
2.6 เทคโนโลยีของสายอากาศไมโครสตริป [18]

สายอากาศไมโครสตริปประกอบไปด้วยส่วนที่เป็นแผ่นหรือแพทช์ซึ่งเป็นตัวนำ โดยทั่วไปจะมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมมุมฉากหรือวงกลม ซึ่งถูกแยกออกจากกันด้วยแผ่นไดอิเล็กตริกที่มีความหนาแน่นมากกว่าแผ่นตัวนำและมีลักษณะเป็นชั้นหรือเป็นชั้นสเตรทของสารไดอิเล็กตริก ไมโครสตริปได้รับความนิยมอย่างมากในการใช้งาน เนื่องจากมีลักษณะแบนราบ ไม่ต้านลมและสามารถติดตั้งผิวของยานพาหนะได้ นอกจากนี้ยังมีข้อดีในด้านราคาถูก น้ำหนักเบาและมีความสะดวกในการสร้างและการติดตั้ง แต่ขณะเดียวกันการออกแบบจะมีความยุ่งยากเช่นกัน

ภาพที่ 2.5 คือสายอากาศไมโครสตริปแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก ซึ่งสายอากาศดังกล่าวมีความสะดวกในการสร้างลงในแผ่นวงจรพิมพ์โดยที่แพทช์จะถูกวางไว้ที่ด้านหนึ่งของแผ่นวงจรพิมพ์ และอีกด้านหนึ่งจะทำหน้าที่เป็นระนาบสร้างเงา ดังแสดงในภาพที่ 2.5 เป็นแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก โดยสัญญาณความถี่วิทยุจะถูกป้อนเข้าที่สายป้อนสัญญาณที่เป็นสตริปโลหะแคบๆ ในภาพที่ 2.6 แสดงแพทช์รูปวงกลมที่ป้อนด้วยตัวนำผ่านช่องในระนาบสร้างเงา [18] ซึ่งการป้อนสัญญาณในลักษณะนี้จะเรียกว่าการเชื่อมต่อแบบช่องเปิดผ่านช่องเปิดเล็กๆ ในระนาบสร้างเงา

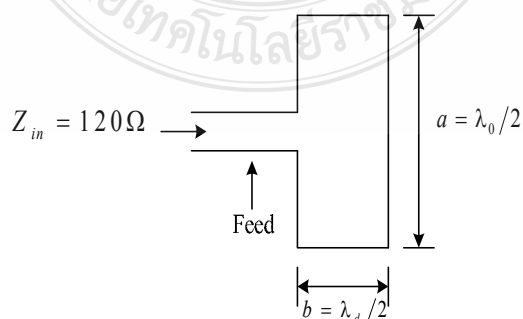


ภาพที่ 2.5 แพทช์ของไมโครสตริปที่ป้อนผ่านสายนำสัญญาณไมโครสตริป [18]



ภาพที่ 2.6 สายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมที่มีการป้อนกระแสผ่านสายนำสัญญาณไมโครสตริป

สำหรับสายอากาศไมโครสตริปนั้นความแม่นยำของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของฉนวนที่ถือว่ามีความสำคัญมากเพราะเป็นพารามิเตอร์ที่มีผลต่อค่าคงที่ของการเดินทางของคลื่นความถี่เรโซแนนซ์และคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ



ภาพที่ 2.7 สายอากาศไมโครสตริปพื้นฐานรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก

2.6.1 คุณสมบัติของแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก [19]

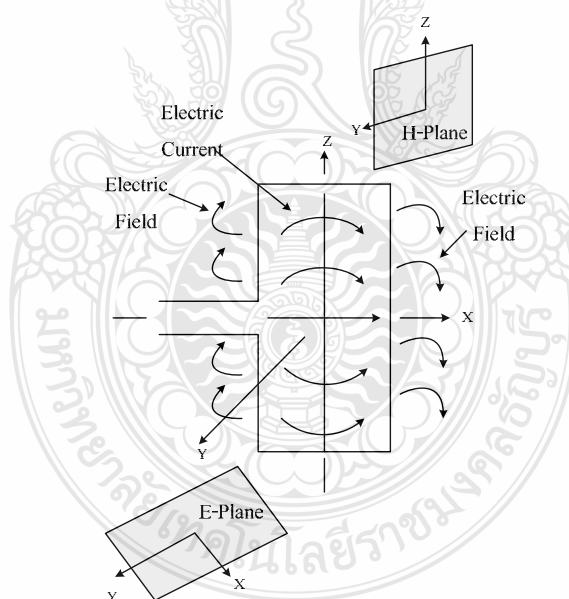
ภาพที่ 2.7 แสดงมิติพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปซึ่งเป็นแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก โดยค่าความนำของสายอากาศจะเป็นฟังก์ชันของความยาว a โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเป็นฟังก์ชันของความกว้าง b ซึ่งความกว้าง b จะถูกกำหนดโดย

$$b = 0.49\lambda_d = 0.49 \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.1)$$

โดยที่ λ_d, λ_0 คือ ความยาวคลื่นในสารไดอิเล็กตริกและในอากาศอิสระตามลำดับ

ϵ_r คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของฉนวน

เนื่องจากการแปรผันของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและค่าความนำของตัวป้อนสัญญาณ การทดสอบเพื่อหาความยาวที่แท้จริงของแพทช์จึงเป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่ง



ภาพที่ 2.8 กระแสไฟฟ้าและลักษณะเส้นแรงไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนแพทช์ [16]

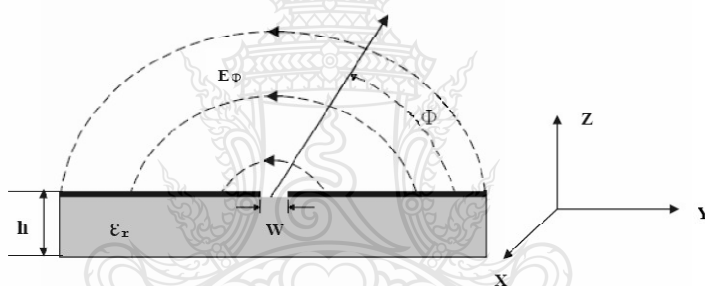
ในภาพที่ 2.8 เป็นการแสดงกระแสไฟฟ้าและเส้นแรงของสนามไฟฟ้าภายในและบริเวณรอบๆ แพทช์ โดยปกติสนามไฟฟ้าที่บริเวณขอบของแพทช์ที่ถูกต้องด้วยสายนำสัญญาณและด้านตรงข้ามขอบซึ่งมีผลต่อคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ คลื่นที่แพร่กระจายจากสายอากาศ

ในภาพที่ 2.8 จะมีการโพลาริไซซ์ในแนวนอน ซึ่งระนาบของสนามไฟฟ้า (ระนาบ x-z) จะมีทิศทางในแนวนอนและระนาบของสนามแม่เหล็ก (ระนาบ y-z) จะมีทิศทางในแนวตั้ง

ระยะห่าง b ซึ่งเป็นระยะของขอบทั้งสองด้านของแพทช์จะมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นที่เดินทางภายในสารไดอิเล็กตริก ซึ่งจะมีผลทำให้ร่องที่อยู่ตรงข้ามมีการป้อนด้วยเฟสที่ตรงกันข้าม อย่างไรก็ตามสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกมาจากองค์ประกอบทั้งสองจะมีการเสริมกันเนื่องจากเฟสตรงกันทำให้ทิศทางการแพร่กระจายคลื่นออกมาในทิศตั้งฉากกับองค์ประกอบ (มีทิศทางบรอดไซด์ในทิศทาง y)

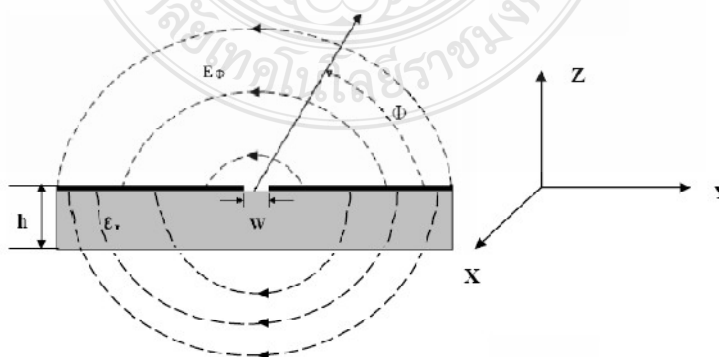
2.6.2 การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด (Slot Line) [18]

สนามไฟฟ้าในช่องเปิดจะประกอบด้วยสามส่วน อย่างไรก็ตามในสนามระยะไกลจะเหลือเพียงแค่ส่วนเดียวในทิศทาง θ ดังแสดงในภาพที่ 2.9 สนามไฟฟ้าหลักของคลื่นที่เคลื่อนที่ในช่องเปิดคือทิศทางที่พุ่งข้ามออกจากช่องเปิดในทิศทางระนาบของแผ่น โลหะที่วางอยู่บนวัสดุฐานรอง



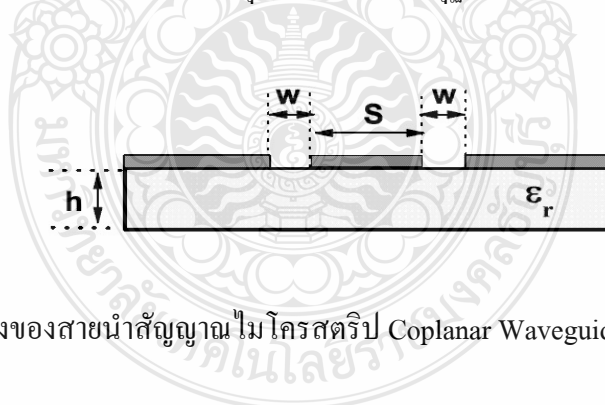
ภาพที่ 2.9 สนามไฟฟ้าในระนาบทรงกระบอก [16]

ลักษณะการแผ่กระจายสนามไฟฟ้าของช่องเปิด ในด้านของวัสดุฐานรองแถบโลหะและในอากาศได้แสดงดังภาพที่ 2.10



ภาพที่ 2.10 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด [18]

สายนำสัญญาณไมโครสตริปกับสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมจะนำมาใช้กันอย่างแพร่หลาย ซึ่งเป็นโครงสร้างที่เหมาะสมต่อการออกแบบ การสร้าง และยังสามารถพัฒนาไปเป็นวงจรรวมไมโครเวฟ จากผลการวิจัยและพัฒนาที่ผ่านมาโครงสร้างที่เป็นไมโครสตริปจะประสบปัญหาและข้อจำกัด เช่น เมื่อต้องการเชื่อมต่ออุปกรณ์จำเป็นจะต้องมีช่องผ่าน (Via Holes) เพื่อเชื่อมต่อตัวนำด้านบนกับระนาบสร้างเงาด้านล่าง ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณสูง (High Dispersion) และการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกสูง (High Insertion Loss) เพื่อแก้ปัญหานี้จึงนำเสนอสายนำสัญญาณโครงสร้างระนาบร่วมที่มีระนาบสร้างเงาด้านบนดังแสดงในภาพที่ 2.12 จากผลการวิจัยและการพัฒนาที่ผ่านมาโครงสร้างระนาบร่วมที่มีระนาบสร้างเงาด้านบนสามารถลดการผิดเพี้ยนของสัญญาณ (Low Dispersion) และการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต่ำ (Low Insertion Loss) โครงสร้างที่ได้มีความแข็งแรงสามารถลดช่องผ่านและเป็นโครงสร้างที่ง่ายต่อการออกแบบเพื่อใช้งาน สายนำสัญญาณไมโครสตริป Coplanar Waveguide (CPW) ที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีรูปร่างเป็นแถบโลหะวางอยู่บนวัสดุฐานรอง ซึ่งวัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริกที่ถูกคั่นด้วยช่องเปิดสองช่องคุณลักษณะหลักที่ใช้ในการพิจารณาสายนำสัญญาณคือคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ และเพื่อให้เกิดความเข้าคู่กัน (แมตซ์) ระหว่างอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณกับอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะต้องพิจารณาปัจจัยที่มีผลต่อคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ ซึ่งได้แก่ความหนาของวัสดุฐานรองและความกว้างของแผ่นสตริป (w) ดังจะเห็นได้ว่าการเลือกชนิดของวัสดุฐานรองเป็นส่วนสำคัญในการพิจารณาคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์และคุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้มีดังต่อไปนี้



ภาพที่ 2.11 โครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริป Coplanar Waveguide (CPW) [18]

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์ ϵ_r เป็นค่าแสดงคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริก โดยเทียบกับอากาศ

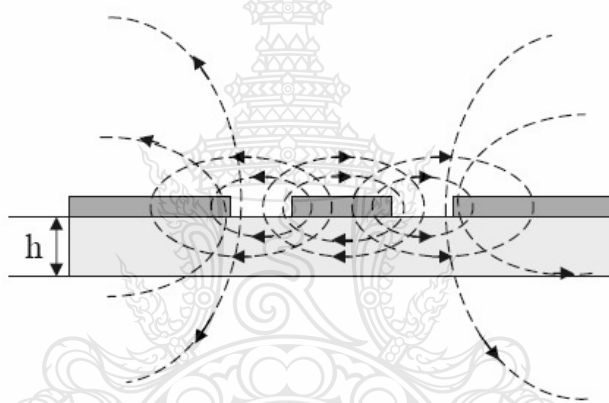
- ค่า Loss Tangent ($\tan \delta$) ที่ความถี่ 10 GHz คือ ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำ กับกระแสดิสเพลซเมนต์ ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสีย เนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด

- ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) จะแสดงความสามารถในการระบายความร้อนของสารไดอิเล็กตริก

- ความขรุขระของผิวจัดว่าเป็นคุณสมบัติที่มีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะจะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริป

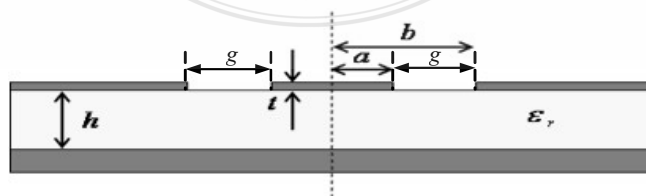
- ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric Strength) สำหรับค่านี้จะบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่น

การแพร่กระจายของสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าในสายนำสัญญาณไมโครสตริป CPW นั้นจะมีลักษณะที่ต่างจากกัน โดยสนามไฟฟ้าจะเคลื่อนที่ระหว่างแถบโลหะที่ถูกคั่นด้วยช่องเปิด ส่วนสนามแม่เหล็กนั้นจะเคลื่อนที่ล้อมรอบแผ่นโลหะในทิศทางตามความหนาของวัสดุฐานรอง แสดงดังภาพที่ 2.12



ภาพที่ 2.12 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณแบบ CPW [18]

สายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมมี 2 ชนิดคือ สายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีระนาบสร้างเงาด้านล่าง (Coplanar Waveguide) ในภาพที่ 2.12 และชนิดมีระนาบสร้างเงาด้านล่าง (Conductor-Backed Coplanar Waveguide) ในภาพที่ 2.13



ภาพที่ 2.13 โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีระนาบสร้างเงาด้านล่าง (Conductor-Backed Coplanar Waveguide) [18]

โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีระนาบสร้างเงาด้านล่างซึ่งประกอบไปด้วยสตริป (Strip) อยู่ตรงด้านบนของฐานรองไดอิเล็กตริก (Substrate) โดยมีความกว้างของสตริปคือ W ด้านข้างทั้งสองด้านของสตริปมีลักษณะเป็นร่อง (Slot) และระนาบสร้างเงาตามลำดับ มีความกว้างระหว่างสตริปถึงระนาบสร้างเงาคือ g และมีความหนาของฐานรองไดอิเล็กตริกคือ h ส่วนสายนำสัญญาณแบบร่วมชนิดมีระนาบสร้างเงาด้านล่างต่างกับชนิดแรกตรงที่จะมีระนาบสร้างเงาทางด้านล่างของฐานรองไดอิเล็กตริกเพิ่มขึ้นมา ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าบนสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมจะเป็นแบบ Quasi TEM ข้อดีของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมคือ มีสมรรถนะที่ดีในด้านแบนด์วิดท์และอัตราขยาย

2.6.3 การหาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีระนาบสร้างเงาด้านล่าง [18]

สายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีระนาบสร้างเงาด้านล่างนั้น จะประกอบไปด้วยโครงสร้างสายอากาศกับระนาบสร้างเงาทั้งสองด้านอยู่ในระนาบเดียวกันการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปนั้นทำได้หลายวิธี แต่มีวิธีการหนึ่งที่ใช้เทคนิคการป้อนแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม Coplanar Waveguide (CPW) ซึ่งพบว่ามีประสิทธิภาพสูง รูปแบบในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสมมาตรและไม่ต้องเจาะรูเมื่อต้องการต่อกับระนาบสร้างเงาเพราะสายนำสัญญาณและส่วนของระนาบสร้างเงาอยู่บนด้านเดียวกัน อีกทั้งเป็นโครงสร้างที่เหมาะสมกับการใช้งานที่มีลักษณะเป็นวงจรรวมอยู่ร่วมบนระนาบเดียวกันด้วย จุดเด่นอีกประการหนึ่งของท่อนำคลื่นระนาบร่วมคือ การแมตซ์อิมพีแดนซ์ทำได้ง่าย

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมจะใช้วิเคราะห์แบบ Quasi Static ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของวิธีการส่งผ่าน (Conformal Mapping) โดยอาศัยเทคนิคที่ใช้การหาค่าความจุไฟฟ้าและค่าความเหนี่ยวนำที่กระจายอยู่บนสายนำสัญญาณการวิเคราะห์แบบนี้สามารถหาค่าคุณลักษณะพื้นฐานต่างๆ ของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมได้ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณสามารถหาได้จากผลรวมของค่าความจุไฟฟ้าของครึ่งระนาบด้านบนซึ่งอยู่ในอากาศกับครึ่งระนาบด้านล่างซึ่งอยู่ในชั้นของไดอิเล็กตริก (Dielectric Layer) โดยใช้การวิเคราะห์ด้วยวิธีการส่งผ่านเพื่อหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant) และค่าคุณลักษณะ (Characteristic Impedance) จะอยู่ในเทอมอัตราส่วนของอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ขั้นแรก (Complete Elliptic Integral of First Kind) โดยที่ C คือ ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณ

C^a คือ ค่าความจุไฟฟ้าในลักษณะเดียวกันกับ C แต่จะแทนไดอิเล็กตริกทั้งหมดด้วยอากาศ โดยจะได้ว่า

$$\epsilon_{re} = \frac{C}{C^a} \quad (2.2)$$

$$v_p = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.3)$$

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.4)$$

$$Z_0 = \frac{1}{cv_p} = \frac{1}{c\sqrt{\epsilon_{re}}C^a} \quad (2.5)$$

- เมื่อ ϵ_{re} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของฐานรอง
 v_p คือ ความเร็วเฟสของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ
 λ_g คือ ความยาวคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ
 c คือ ความเร็วของสนามไฟฟ้าในอวกาศว่าง
 Z_0 คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ
 f คือ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ

ในการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณจะใช้วิธีการส่งผ่านซึ่งในที่นี้จะไม่ขอกล่าวถึงวิธีการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณ แต่จะพิจารณาเฉพาะการหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณหาได้จากสมการ

$$Z_0 = \frac{30\pi K'(k_1)}{\sqrt{\epsilon_{re}}K(k_1)} \quad (2.6)$$

ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลหาได้จาก

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (2.7)$$

โดยที่

$$q = \frac{1}{2} \left(\frac{K(k_2)K'(k_1)}{K'(k_2)K(k_1)} \right) \quad (2.8)$$

เมื่อ q คือ ตัวประกอบการคูณ (Filling Factor)

และ

$$k_1 = \frac{a}{b} \quad (2.9)$$

$$k_2 = \frac{\sinh(\pi a / 2h)}{\sinh(\pi b / 2h)} \quad (2.10)$$

เมื่อ

$$k_3 = \frac{\sinh(\pi a / 2h_1)}{\sinh(\pi b / 2h_1)} \quad (2.11)$$

$$a = \frac{w}{2} \quad (2.12)$$

$$b = \frac{(2g + w)}{2} \quad (2.13)$$

โดยที่ h คือ ความสูงของฐานรองไดโอดิเล็กทริก

w คือ ความกว้างของสายนำสัญญาณ

g คือ ความกว้างของร่อง

การอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ชั้นแรกสามารถหาได้โดย

$$k_2 = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta}} \quad (2.14)$$

เมื่อ θ หมายถึง ตัวแปรเชิงซ้อน

โดย

$$K'(k_1) = K(k_1') \quad (2.15)$$

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (2.16)$$

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

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln \left[\frac{2(1+\sqrt{k'})}{(1-\sqrt{k'})} \right]} \quad (2.17)$$

กรณี $0.707 \leq k \leq 1$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[\frac{2(1+\sqrt{k})}{(1-\sqrt{k})} \right] \quad (2.18)$$

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{1}{K(k_3)/K'(k_3) + K(k_4)/K'(k_4)} \quad (2.19)$$

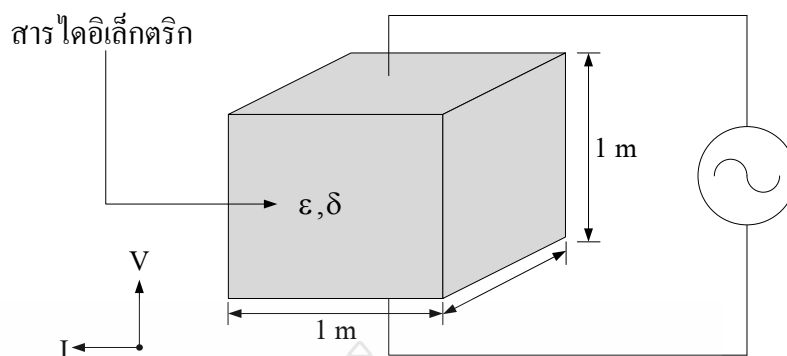
โดยที่

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (2.20)$$

$$q = \frac{K(k_4)/K'(k_4)}{K(k_3)/K'(k_3) + K(k_4)/K'(k_4)} \quad (2.21)$$

ตารางที่ 2.2 คุณสมบัติของชั้นสเตรทแบบต่างๆ [18]

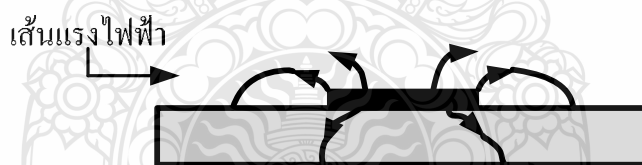
วัสดุ	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ϵ_r	$\tan \delta$ ที่ความถี่ 10 GHz	ค่าคงตัวของ การนำความร้อน $w/cm^2/^{\circ}C$	ความขรุขระของผิว μm	ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (kV/cm)
อะลูมินา 99.5%	10	$1-2 \times 10^{-4}$	0.3	2-8	4×10^{-3}
96%	9	20×10^{-4}	0.01	1	4×10^{-3}
แซฟไฟร์ (ผลึกเดี่ยว)	9.4 และ 11.6	$1-2 \times 10^{-4}$ 6×10^{-4}	0.28 0.4	2-8	4×10^{-3} 4×10^{-3}
แก้ว	5	-	-	-	-
ควอตซ์	3.8	20×10^{-4}	0.01	1	-
GaAs	13	1×10^{-4} 6×10^{-4}	0.01 0.3	1 1	10×10^{-3} 350



ภาพที่ 2.14 การคำนวณหาค่า $\tan \sigma$ [19]

ค่าคงตัวของการนำความร้อนนั้นจะแสดงให้เห็นว่าสาย ไดอิเล็กตริกนั้นจะมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ความขรุขระของผิวนั้นจัดว่ามีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะถ้าผิวขรุขระมากเกินไปจะทำให้การใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบางทำได้ลำบาก นอกจากนี้ยังมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริปด้วย สำหรับความสามารถในการทนต่อแรงดันนั้นจะบ่งบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่น

2.6.4 การส่งผ่านของคลื่นในไมโครสตริป [16]



ภาพที่ 2.15 รูปแบบการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าใกล้เคียงกับโหมด TEM [19]

ไมโครสตริปแม้จะมีโครงสร้างง่ายๆ ดังกล่าวข้างต้น แต่การวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้เป็นเพราะแกนประสานที่ใช้ และเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่นๆ อย่างไรก็ตาม ได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีและพบว่าคลื่นที่ผ่านไปตามไมโครสตริปนั้นจะมีความใกล้เคียงกับโหมด TEM มากแต่ไม่ใช่โหมด TEM เสียทีเดียว จึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่า โหมดกึ่ง TEM (Quasi – TEM Mode) แสดงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป การที่มีสนามในแนวแกนอยู่บ้างเป็นเพราะ โครงสร้างที่มีสาย ไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในระนาบเดียวกันและสภาพที่มีสนามในแนวแกนเกิดอยู่ในโหมดที่ส่งผ่านอยู่นั้นจะเป็นไฮบริดโหมด

การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ที่อนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้ทำให้สามารถใช้หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาคุณสมบัติของไมโครสตริปได้กล่าวคือ ถ้าสามารถหาค่าอินดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้จะนำค่าทั้งหมดนี้ไปคำนวณหาอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติได้ อย่างไรก็ตามการหาค่าคาปาซิแตนซ์ยังคงยุ่งยากอยู่ เพราะในไมโครสตริปมีทั้งสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกรบกวนจากการมีสารไดอิเล็กตริกอยู่

แม้การหาค่าคาปาซิแตนซ์จะยุ่งยากกว่าปกติแต่มีวิธีที่ทำให้ง่ายขึ้นโดยการใช้วิธีหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant ย่อว่า ϵ_{eff}) ซึ่งจะรวมผลของสารไดอิเล็กตริกและอากาศเข้าด้วยกันและเนื่องจากสารไดอิเล็กตริกทั้งหลายมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือมีคิสเพอร์ชันเชิงวัสดุ ดังนั้นค่า ϵ_{eff} ที่หาได้จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ตามไปด้วย อย่างไรก็ตามจากการศึกษาทางทฤษฎีและการทดลองพบว่า ในช่วงความถี่ต่ำกว่า 2 กิกะเฮิร์ตซ์ ลงมาค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนไปจากกรณีของกระแสไฟฟ้าสถิตน้อยมาก จึงอนุโลมให้ใช้ค่า ϵ_{eff} ของไฟฟ้าสถิตได้ สำหรับในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 กิกะเฮิร์ตซ์ จะต้องคำนึงถึงค่าคิสเพอร์ชันโดยการปรับแต่งค่า ϵ_{eff} ให้เหมาะสมกับค่าความถี่ที่ใช้งาน

2.7 มาตรฐานของ IEEE [20]

มาตรฐาน IEEE 802.11 เป็นมาตรฐานที่ใช้ทำการรับ - ส่งข้อมูลแบบไร้สายไม่ว่าจะเป็นคลื่นอินฟราเรดหรือคลื่นวิทยุที่ความถี่ 2.4-5 GHz

IEEE 802.11 b เป็นการส่งข้อมูลแบบไร้สายโดยใช้คลื่นความถี่ 2.4 GHz ที่อัตราการรับ-ส่งข้อมูลที่ 11 Mbps ซึ่งทำให้ไปได้ไกลกว่า IEEE 802.11a เนื่องจากความถี่ที่ใช้ต่ำกว่า ซึ่งทำให้มีการแพร่หลายและนิยมกันเป็นอย่างมากในการสื่อสารแบบไร้สาย ไม่ว่าจะเป็นวงการอุตสาหกรรม การแพทย์ คอมพิวเตอร์ ฯลฯ

IEEE 802.11g เป็นการติดต่อสื่อสารในระบบไร้สายที่ความถี่ 2.4 GHz แต่อัตราการรับ-ส่งข้อมูลจะสูงกว่า IEEE 802.11b ที่ 54 Mbps ทำให้มีการใช้กันอย่างแพร่หลายมากในปัจจุบันนี้และมีเทคโนโลยีที่เข้ามาพัฒนาคือ MIMO ซึ่งใช้หลักการคือการเพิ่มสายอากาศเข้าไปเพื่อเพิ่มระยะทางในการส่งโดยการส่งข้อมูลแบบไร้สายนั้นในขณะที่ทำการส่งข้อมูลมักจะมีสัญญาณรบกวนสัญญาณสะท้อนซึ่ง MIMO นำตรงส่วนนั้นมาใช้ให้เป็นประโยชน์โดยการเสริมเข้ากันเพื่อให้การรับสัญญาณสมบูรณ์ยิ่งขึ้นซึ่งสามารถรับ - ส่งข้อมูลได้ในอัตรา 108 Mbps ถึง 240 Mbps

มาตรฐาน IEEE 802.16 ถือเป็นมาตรฐานที่ใช้อ้างอิงถึงการให้บริการ Broadband แบบไร้สายที่มีการริเริ่มตั้งตั้งแต่ปี 1999 โดยกลุ่มผู้ให้บริการและผู้ผลิตอุปกรณ์เครือข่าย โดยเริ่มต้นจะเป็นการคิดค้นการให้บริการที่เรียกว่า Wireless Metropolitan Area Network ซึ่งลักษณะการให้บริการการเชื่อมต่อจะเป็นแบบ Point - to - Multipoint และด้วยมาตรฐานของ IEEE802.16 ได้มีการกำหนดช่วงของความถี่เพื่อใช้งานการสื่อสารเป็น 2 แบบ คือแบบที่อยู่ในแนวสายตาคงจะทำการสื่อสารด้วยคลื่นความถี่ระหว่าง 10 ถึง 66 GHz โดยรูปแบบการทำงานจะเป็นการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์ทุกๆ ชุดที่ติดต่อกันอยู่และอีกแบบจะเป็นการเชื่อมต่อแบบที่ไม่ได้อยู่ในระดับสายตาโดยจะใช้คลื่นความถี่บางส่วนของความถี่ 11 GHz โดยสามารถทำงานได้แม้จะมีสิ่งกีดขวางระหว่างอุปกรณ์

ในสภาวะของพื้นที่ที่มีความต้องการในการให้บริการเป็นจำนวนมากจำเป็นต้องใช้อย่างยิ่งที่จะใช้ความถี่ในการส่งสัญญาณที่สูงกว่าเพื่อทำให้ได้ระยะความกว้างของช่วงคลื่นความถี่ที่กว้างกว่าปกติ (Wide Band) และจะทำให้อัตราการส่งและรับข้อมูลที่ได้มากกว่าปกติโดยในช่วงคลื่นความถี่ที่สูงนั้นลักษณะการส่งสัญญาณแบบเป็นเส้นตรงเป็นสิ่งจำเป็น

จากมาตรฐานที่ได้ออกแบบมานั้นจะหมายรวมถึงการออกแบบ Media Access Control Layer และ Physical Layer โดยที่ PHY จะเป็นส่วนของการเชื่อมต่อโดยจะสามารถบอกถึงจำนวนของอุปกรณ์ที่เชื่อมต่อเข้าสู่ระบบ ทำให้ระบบสามารถกำหนดขนาดของความถี่ที่ใช้สำหรับพื้นที่นั้นได้ ในส่วนของ MAC จะเป็น Layer ของระบบที่ทำการรองรับรูปแบบการเชื่อมต่อกับระบบเครือข่ายอื่นๆ ที่เข้ามาทำงานบนระบบเครือข่ายของ IEEE 802.16 ได้ เช่น ATM, Internet Protocol และด้วยวิธีการออกแบบ MAC Layer ของมาตรฐาน IEEE 802.16 ที่ง่ายต่อการปรับเพื่อรองรับ Protocol ใหม่ๆ ที่กำลังพัฒนาเพื่อออกมาใช้งานในอนาคต

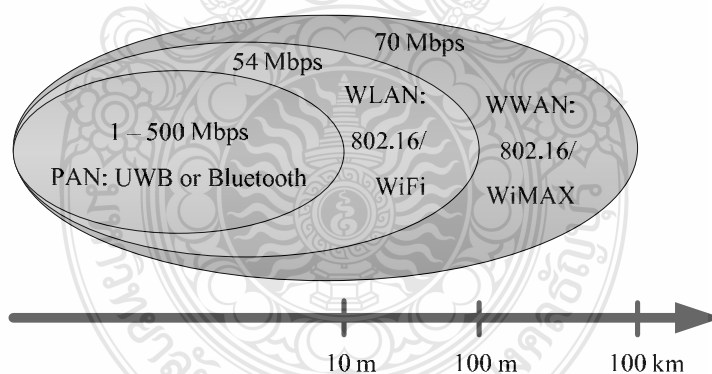
ตารางที่ 2.3 เปรียบเทียบเทคโนโลยีไร้สายแบบต่างๆ [20]

เปรียบเทียบเทคโนโลยีไร้สายแบบต่างๆ					
เทคโนโลยี	มาตรฐาน	เครือข่าย	อัตราความเร็ว	ระยะทาง	ความถี่
Wi-Fi	IEEE 802.11a	WLAN	สูงสุด 54 Mbps	100 m	5 GHz
Wi-Fi	IEEE 802.11b	WLAN	สูงสุด 11 Mbps	100 m	2.4 GHz
Wi-Fi	IEEE 802.11g	WLAN	สูงสุด 54 Mbps	100 m	2.4 GHz
WiMAX	IEEE 802.16e	Mobile WMAN	สูงสุด 30 Mbps (10 MHz BW)	ปกติ 1.6 – 5 km	2 – 6 GHz

ตารางที่ 2.3 เปรียบเทียบเทคโนโลยีไร้สายแบบต่างๆ (ต่อ)

เปรียบเทียบเทคโนโลยีไร้สายแบบต่างๆ					
เทคโนโลยี	มาตรฐาน	เครือข่าย	อัตราความเร็ว	ระยะทาง	ความถี่
WCDMA/ MUTS	3G	WLAN	สูงสุด 2 Mbps/10Mbps	ปกติ 1.6 – 8 km	1800, 1900, 2100 MHz
CDMA2000	1x EV-DO 3G	WLAN	สูงสุด 2.4 Mbps	ปกติ 1.6 – 8 km	400, 800, 900, 1700, 1800, 1900 2100 MHz
EDGE	2.5G	WPAN	สูงสุด 348 Kbps	ปกติ 1.6-8 km	1900 MHz
UWB	IEEE 802.15.3a	WPAN	110-480 Mbps	10 m	7.5 GHz

มาตรฐาน IEEE 802.15.3a Ultra Wide Band (UWB) [20]



ภาพที่ 2.16 มาตรฐาน IEEE

Ultra Wide Band (UWB) เป็นเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายรูปแบบใหม่ ที่ใช้การส่งผ่านข้อมูลแบบพัลส์ (Pulse) สั้นๆ ผ่านคลื่นวิทยุความถี่กว้าง ต่างจากการส่งผ่านข้อมูลผ่านคลื่นความถี่วิทยุแบบแถบความถี่แคบ (Narrowband) และการส่งผ่านข้อมูลผ่านคลื่นความถี่วิทยุแบบ Spread-Spectrum เช่น Bluetooth และ Wi - Fi ซึ่งทำให้สามารถส่งข้อมูลได้มากกว่าในระยะเวลาที่เท่ากัน

เทคโนโลยี Ultra Wide Band มีความเร็วในการรับ-ส่งข้อมูลสูงสุดถึง 480 Mbps ที่ระยะทางมาตรฐานประมาณ 2 เมตร และความเร็ว 110 Mbps ที่ระยะทางประมาณ 10 เมตรและได้รับการกำหนดให้อยู่ในมาตรฐาน IEEE 802.15.3a โดยมีย่านความถี่ที่ถูกกำหนดโดย Federal Communications Commission (FCC) อยู่ที่ 3.1-10.6 GHz ซึ่งเป็นย่านความถี่เดียวกันกับการสื่อสารผ่านดาวเทียม ทั้งนี้การกำหนดความถี่ในย่านดังกล่าวจะช่วยป้องกันปัญหาการรบกวนของสัญญาณวิทยุกับเทคโนโลยีสื่อสารภาคพื้นอื่นๆ ที่มีการใช้งานกันอยู่ในปัจจุบันด้วยความเร็วในระดับดังกล่าว Ultra Wide Band จึงเป็นเทคโนโลยีที่เหมาะสมอย่างยิ่งสำหรับใช้ในการเชื่อมต่ออุปกรณ์ประเภทโฮมเอนเตอร์เทนเมนต์เมนท์ภายในบ้าน โดยตัวอย่างที่จะเห็นได้ในอนาคตอันใกล้ก็คือ การที่โทรศัพท์สามารถส่งรายการไปยังหน้าจอโทรศัพท์เครื่องอื่นๆ ได้แบบไร้สายโดยไม่มีปัญหาการกระตุกของสัญญาณภาพ การเชื่อมต่อเพื่อถ่ายโอนภาพจากกล้องวิดีโอไปยังคอมพิวเตอร์แบบไร้สายและหากเป็นการใช้งานภายในสำนักงาน Ultra Wide Band จะเข้ามาช่วยลดความยุ่งยากในการติดตั้งสายเคเบิลต่างๆ ได้เป็นอย่างมาก นอกจากนี้ UWB ยังสนับสนุนการสร้างพื้นที่โครงข่ายส่วนบุคคลที่เรียกว่า Personal Area Network (PAN) ซึ่งช่วยให้สามารถจัดการข้อมูลระหว่างอุปกรณ์ต่างๆ ที่เคลื่อนที่ไปมาได้อย่างหลากหลาย

องค์กร IEEE ได้เริ่มจัดทำร่างมาตรฐานสำหรับการรับส่งข้อมูลผ่านโครงข่ายระยะใกล้เมื่อปลายปี 2002 (การรับส่งข้อมูลในระยะใกล้ที่ใช้กันในปัจจุบันได้แก่ระบบ Bluetooth) ซึ่งเรียกว่า WPAN (Wireless Personal Area Network) โดยมาตรฐานนี้เรียกว่า IEEE802.15 และมีมาตรฐานย่อยทั้งสิ้นอีก 4 มาตรฐานได้แก่

1) IEEE 802.15.1 ศึกษาการร่างมาตรฐานชั้นกายภาพ (Physical Layer) และ Media Access Control (MAC) สำหรับการรับส่งข้อมูลแบบ Bluetooth ที่ใช้กันปัจจุบัน

2) IEEE 802.15.1 ศึกษาผลกระทบการใช้งานและการทำงานร่วมกันระหว่างโครงข่าย WPAN กับ WLAN และระบบสื่อสารไร้สายอื่นๆ เช่น ระบบโทรศัพท์ GSM CDMA และ GPS เป็นต้น

3) IEEE 802.15.3 ศึกษาการร่างมาตรฐานของชั้นกายภาพและ MAC สำหรับโครงข่าย WPAN ที่มีอัตราการรับส่ง ข้อมูลสูงมาก (11 Mbps ถึง 55 Mbps) ที่มีระยะการรับส่งข้อมูลไม่เกิน 20 เมตร และมีการใช้พลังงานประมาณไม่เกิน 0.5 mW โดยมีการจัดทำร่างมาตรฐานย่อยเรียกว่า IEEE 802.15.3a สำหรับการรับส่งข้อมูลที่มีอัตราสูงมากกว่า 100 Mbps สำหรับโครงข่าย WPAN ที่มีระยะใกล้กว่า (ไม่เกิน 10 เมตร) ซึ่งร่างมาตรฐานของผู้เสนอหลายรายมีอัตราการรับส่งข้อมูลสูงสูดมากกว่า 1 Gbps การประยุกต์ใช้งานของโครงข่าย WPAN ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a นั้นคาดว่า

จะใช้กับโครงข่ายข้อมูลระยะใกล้เช่น เป็นมาตรฐานของชั้นกายภาพและ MAC ของ Wireless USB โครงข่ายคอมพิวเตอร์ไร้สายภายในบ้านหรือสำนักงานขนาดเล็กหรือเหมาะสมกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ต้องการการรับส่งข้อมูลในปริมาณที่สูงมาก เช่น เครื่องเล่น DVD โทรศัพท์ที่มีความละเอียดสูง เป็นต้น

4) IEEE 802.15.4 ศึกษาการร่างมาตรฐานของชั้นกายภาพและ MAC สำหรับโครงข่าย WPAN ที่มีอัตราการรับส่ง ข้อมูลไม่สูงมากประมาณ 1 ถึง 5 Mbps แต่มีการใช้พลังงานต่ำเป็นพิเศษ ประมาณ 100 uW (แบตเตอรี่มีอายุการใช้งานได้หลายเดือนหรือหลายปี) ซึ่งจะเป็นมาตรฐานสำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็ก เช่น โทรศัพท์มือถือ กล้องถ่ายรูป เครื่องคอมพิวเตอร์แบบพกพา และเครื่องเล่นเพลง MP3 เป็นต้น นอกจากนี้ยังมีร่างมาตรฐานย่อยซึ่งเรียกว่า IEEE 802.15.4a สำหรับอัตราการรับส่งข้อมูลไม่เกิน 1 Mbps แต่มีระยะการส่งไกลมากขึ้นได้ถึง 75 เมตร แต่ยังคงมีอัตราการใช้พลังงานต่ำมาก (สามารถใช้ได้หลายเดือนกรณีใช้แบตเตอรี่) ถูกออกแบบมาสำหรับโครงข่าย Wireless sensor network และโครงข่ายไร้สายสำหรับอุปกรณ์ควบคุมในโรงงานอุตสาหกรรม

มาตรฐานของ IEEE 802.16a เป็นมาตรฐานย่อยๆ เริ่มจากมาตรฐาน IEEE 802.16a ที่ถือเป็นต้นแบบของการสื่อสารไร้สายในลักษณะของเครือข่ายแบบเซลลูลาร์ เป้าหมายของกลุ่มความร่วมมือไอแมกซ์อยู่ที่มาตรฐานแบบ IEEE 802.16d ซึ่งเป็นมาตรฐานไอแมกซ์ที่เป็นสากลรุ่นแรกมีทั้งเป็นย่าน 2.5 GHz และ 5 GHz ทั้งนี้มีการกำหนดย่านความถี่สำหรับให้ใช้งานในภูมิภาคต่างๆ ดังนี้

- ทวีปอเมริกาเหนือ กำหนดให้ใช้ที่ความถี่ 2.5 และ 5 GHz
- ทวีปอเมริกาใต้ กำหนดให้ใช้ที่ความถี่ 2.5, 3.5 และ 5 GHz
- ยุโรป อเมริกาใต้ และเอเชีย กำหนดให้ใช้ที่ความถี่ 3.5 และ 5 GHz

ข้อจำกัดประการสำคัญของมาตรฐาน IEEE 802.16d คือไม่สามารถรองรับเครื่องลูกข่ายแบบพกพาทำให้ผู้ประกอบการเครือข่ายไม่อาจวางแผนธุรกิจในลักษณะเดียวกับเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้มาตรฐาน IEEE 802.16d จึงเหมาะสำหรับการเปิดให้บริการในลักษณะของ DSL ไร้สาย (Wireless DLS)

บทที่ 3

การออกแบบสายอากาศ

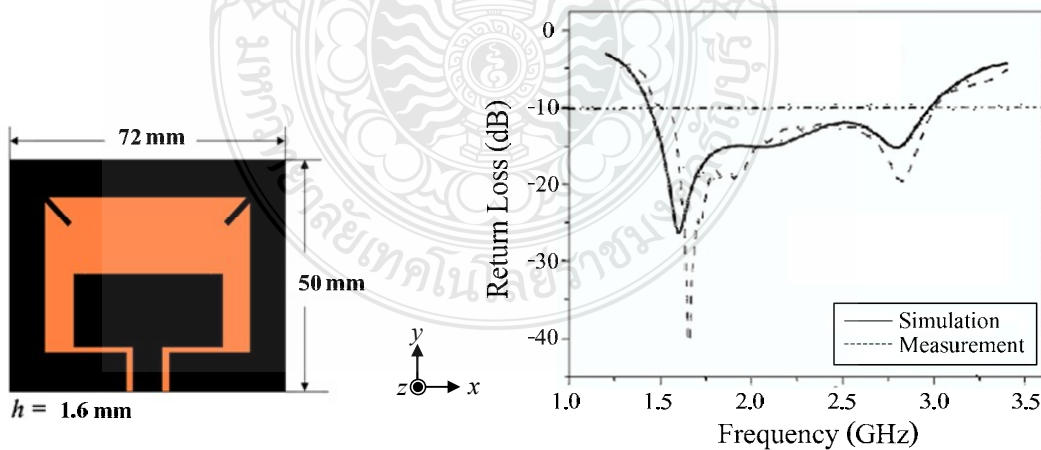
3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์หาค่าลักษณะของสายอากาศแบบระนาบ สำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง โดยนำหลักการต่างๆ จากทฤษฎีบทที่ผ่านมาช่วย ออกแบบและวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศต้นแบบสำหรับงานวิจัยนี้และพารามิเตอร์ที่ได้จากการออกแบบมาสร้างจำลองโครงสร้างสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ร่วมกับระเบียบวิธีเชิงประจักษ์ (Empirical Method) เพื่อปรับพารามิเตอร์ต่างๆ เช่นค่าการสูญเสีย เนื่องจากการย้อนกลับ ค่าแบนด์วิดท์และอัตราขยายของสายอากาศเป็นต้น

3.2 แนวทางการพัฒนาสายอากาศ

3.2.1 แนวทางการพัฒนาสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1

ก่อนที่แสดงถึงขั้นตอนการออกแบบสายอากาศต้นแบบในงานวิจัยนี้ ในหัวข้อนี้จะขอกล่าวถึงแนวความคิด ซึ่งเป็นที่มาของการออกแบบและสร้างสายอากาศต้นแบบ การพัฒนาเริ่มต้นจากการออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วมที่มีการเพิ่มสัดับรูปตัวไอที่มุมด้านบนของระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน สำหรับการใช้งานความถี่ WLAN [3]



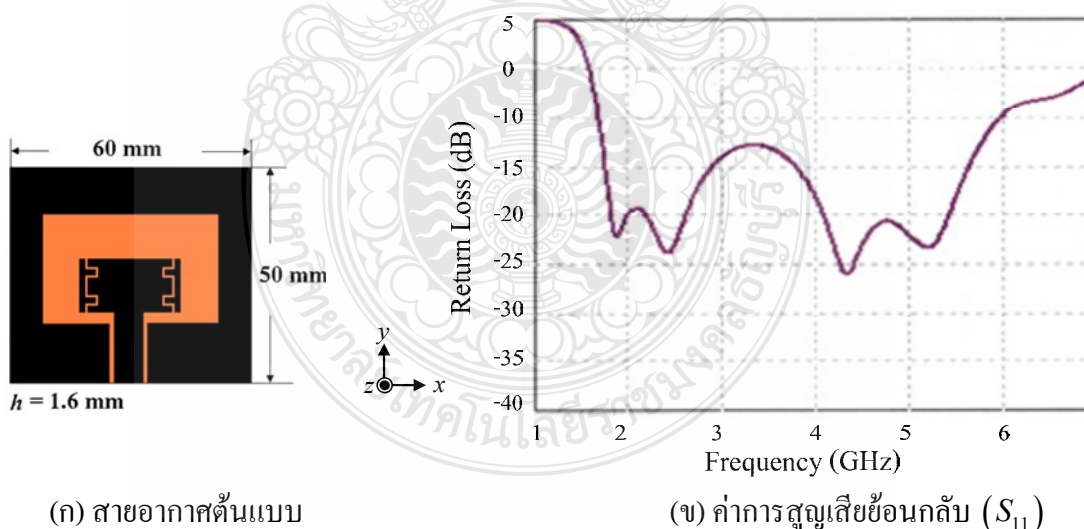
(ก) สายอากาศต้นแบบ

(ข) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11})

ภาพที่ 3.1 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วม โดยการเพิ่มสัดับที่ระนาบสร้างเงาและค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) [3]

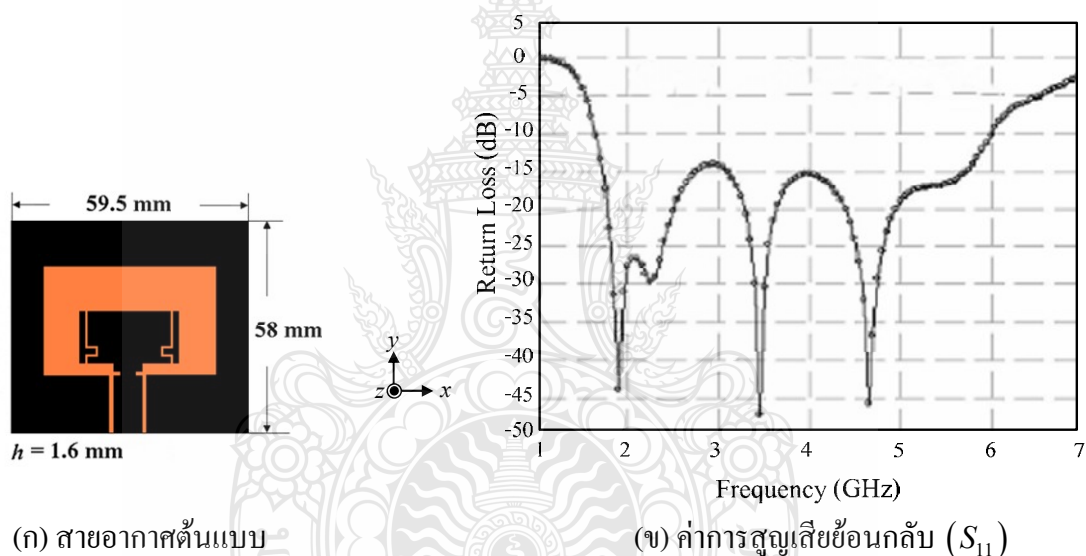
จากภาพที่ 3.1 เป็นการวิเคราะห์จากการจำลองแบบ (Simulation) โครงสร้างของสายอากาศ โดยใช้โปรแกรม IE3D และสายอากาศที่นำเสนอถูกออกแบบให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม โครงสร้างสายอากาศถูกออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์ขนาดเท่ากับ 72×50 ตารางมิลลิเมตร ชนิด FR4 ที่มีค่า ϵ_r เท่ากับ 4.4 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร และมีการปรับสักรูปสี่เหลี่ยมร่วมกับการเจาะรูรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า เพื่อช่วยปรับความถี่บางช่วงให้ดีขึ้นคือ ที่ย่านความถี่ 1.14 GHz (1.66-2.80 GHz)

ในรุ่นที่ 2 มีการพัฒนาและศึกษาการปรับปรุงร่างของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วมที่มีการเจาะรูที่ตัวสายอากาศ [4] สำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้าง Wireless Local Area Network (WLAN) และ WiMAX โดยใช้เทคนิคการเจาะรูแบบรูปตัววีที่รวมทั้งสองด้าน ส่งผลให้มีค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศครอบคลุมย่านความถี่แถบกว้างยิ่งร้อยละ 116 (1.8-6.75 GHz) และมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง ในส่วนการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศใช้โปรแกรม IE3D หลังจากการปรับพารามิเตอร์ต่างๆ สายอากาศถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 มีขนาดเท่ากับ 60×50 ตารางมิลลิเมตร ที่มีค่า ϵ_r เท่ากับ 4.5 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร แสดงดังภาพที่ 3.2 ซึ่งมีข้อดีคือมีค่าแบนด์วิดท์มากขึ้นและมีขนาดลดลงกว่างานวิจัยที่ [3] แสดงดังภาพที่ 3.2



ภาพที่ 3.2 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วม โดยการมีการเจาะรูที่ตัวสายอากาศและค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) [4]

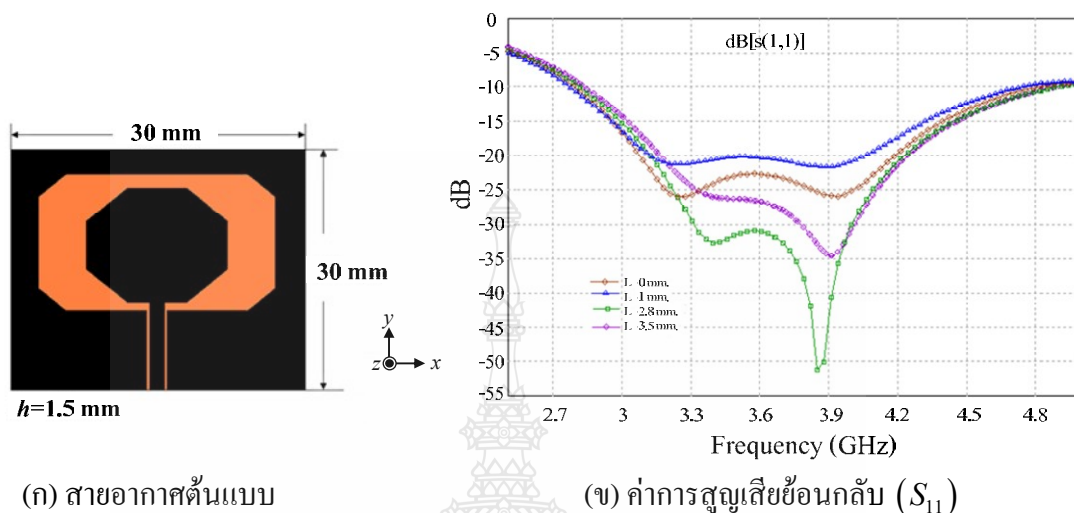
จากรุ่นที่ 2 ที่ผ่านมาได้มีผู้พัฒนาปรับปรุงร่างของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วมที่มีการเจาะร่องที่ตัวสายอากาศที่มีความซับซ้อน มาใช้เทคนิคการเจาะร่องที่จุดสายนำสัญญาณดังภาพที่ 3.3 [5] เพื่อช่วยลดความซับซ้อนลงจากภาพที่ 3.2 โดยโครงสร้างของสายอากาศนั้นใช้งานย่านความถี่แถบกว้าง WLAN และ WiMAX พบว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทางและค่าแบนด์วิดท์เท่ากับร้อยละ 117 (1.65-6.35 GHz) ในส่วนการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศใช้โปรแกรม IE3D หลังจากการปรับพารามิเตอร์ต่างๆ สายอากาศถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 มีขนาดเท่ากับ 59.5×58 ตารางมิลลิเมตร ที่มีค่า ϵ_r เท่ากับ 4.5 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร แสดงดังภาพที่ 3.3 ซึ่งมีข้อดีคือมีค่าแบนด์วิดท์มากขึ้นและมีขนาดลดลงกว่างานวิจัยที่ [3]



ภาพที่ 3.3 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วม โดยมีการเจาะร่องที่ตัวสายอากาศร่วมกับการเจาะร่องที่สายนำสัญญาณและค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) [5]

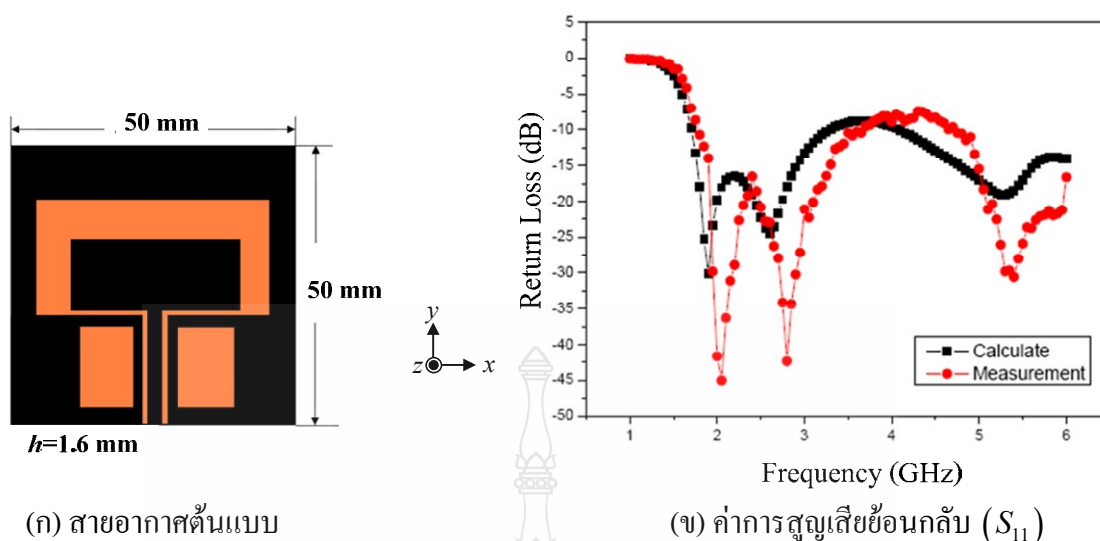
ในรุ่นที่ 3 จะเป็นของการพัฒนางานวิจัยของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วมที่ปรับจูนด้วยสตรูปแปดเหลี่ยมสำหรับการสื่อสารย่านความถี่ต่ำกว่าอัลตราไวด์แบนด์ [6] โดยจะทำการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D สายอากาศที่นำเสนอถูกออกแบบให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่ 50 โอห์ม และออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 มีขนาดเท่ากับ 30×30 ตารางมิลลิเมตร ที่มีค่า ϵ_r เท่ากับ 4.4 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.5 มิลลิเมตร และมีการปรับสตรูปแปดเหลี่ยม เพื่อช่วยปรับความถี่ให้

ตอบสนองย่านความถี่ได้มากขึ้นคือ 2.1 GHz (2.8-4.9 GHz) แสดงดังภาพที่ 3.4 ซึ่งมีข้อดีคือ มีขนาดลดลงกว่างานวิจัยที่ [3-5] แต่ข้อเสียคือ มีค่าแบนด์วิดท์น้อยกว่างานวิจัยที่ [3-5]



ภาพที่ 3.4 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วม โดยการมีการปรับสลับเป็นรูปแปดเหลี่ยมและค่าการสูญเสียย้อนกลับ [6]

จากรุ่นที่ 3 ที่ผ่านมาได้มีผู้พัฒนาปรับรูปร่างของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วมที่มีการเจาะรูรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ตัวสายอากาศ ร่วมกับเทคนิคการเจาะรูรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้านดังภาพที่ 3.5 [7] เพื่อช่วยลดจุดปรับ จากภาพที่ 3.4 ส่งผลให้มีค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศครอบคลุมย่านความถี่แถบคู่ พบว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทางและค่าแบนด์วิดท์ที่ย่านความถี่เรโซแนนซ์ช่วงต่ำ 2.05 GHz (1.75-3.80 GHz) และที่ย่านความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูง 1.60 GHz (4.6-6.2 GHz) ในส่วนการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศใช้โปรแกรม IE3D หลังจากการปรับพารามิเตอร์ต่างๆ สายอากาศ ถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 มีขนาดเท่ากับ 50×50 ตารางมิลลิเมตร ที่มีค่า ϵ_r เท่ากับ 4.4 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร แสดงดังภาพที่ 3.5 ซึ่งมีข้อดีคือ มีขนาดลดลงกว่างานวิจัยที่ [3-5] และมีค่าแบนด์วิดท์มากกว่างานวิจัยที่ [6]



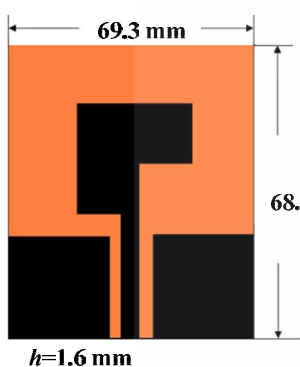
ภาพที่ 3.5 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วม โดยมีการเซาะร่องระนาบสร้างเงาทั้งสองด้านและค่าการสูญเสียย้อนกลับ [7]

3.2.2 แนวทางการพัฒนาสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2

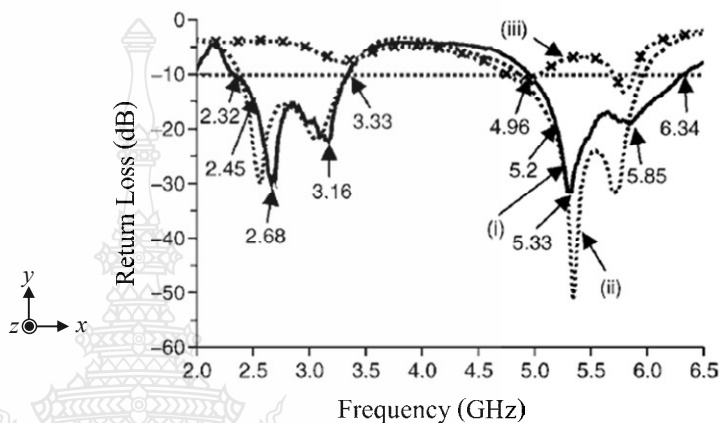
ก่อนแสดงถึงขั้นตอนการออกแบบสายอากาศต้นแบบในงานวิจัยนี้ ในหัวข้อนี้จะขอกล่าวถึงแนวความคิด ซึ่งเป็นที่มาของการออกแบบและสร้างสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 การพัฒนาเริ่มต้นจากการออกแบบสายอากาศแบบระนาบ โดยการบากสายอากาศโมโนโพลสำหรับการใช้งานสองความถี่ [8] ซึ่งทำการวิเคราะห์จากการจำลองแบบ (Simulation) โครงสร้างของสายอากาศโดยใช้โปรแกรม IE3D และสายอากาศที่นำเสนอถูกออกแบบให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม โดยโครงสร้างสายอากาศถูกออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์ขนาดเท่ากับ 69.3×68.2 ตารางมิลลิเมตร ชนิด FR4 ที่มีค่า ϵ_r เท่ากับ 4.4 มีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร และมีการปรับสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมร่วมกับการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า เพื่อช่วยปรับความถี่บางช่วงให้ดีขึ้นคือ ที่ย่านความถี่เรโซแนนซ์ช่วงต่ำ 1.01 GHz (2.32-3.33 GHz) และที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูง 1.38 GHz (4.96-6.34 GHz) แสดงดังภาพที่ 3.6

จากนั้นกลุ่มวิจัยความถี่แบบสองย่านได้พัฒนาสายอากาศ [8] โดยการออกแบบและสร้างสายอากาศแบบช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยโครงสร้างสายสัญญาณระนาบร่วม [9] ที่ปรับจูนด้วยสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสำหรับการสื่อสารสามย่านความถี่ โดยทำการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D สายอากาศที่นำเสนอถูกออกแบบให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่ 50 โอห์ม และออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 มีขนาดเท่ากับ 58×66

ตารางมิลลิเมตร ที่มีค่า ϵ_r เท่ากับ 4.4 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร และมีการปรับระดับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าร่วมกับการเจาะรูรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า เพื่อช่วยปรับความถี่ให้ตอบสนองย่านความถี่ได้มากขึ้นคือ ที่ย่านความถี่เรโซแนนซ์ช่วงต่ำ 0.37 GHz (2.27-2.64 GHz) ที่ย่านความถี่เรโซแนนซ์ช่วงกลาง 0.6 GHz (3.3-3.9 GHz) และที่ย่านความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูง 0.95 GHz (4.95-5.9 GHz) แสดงดังภาพที่ 3.7

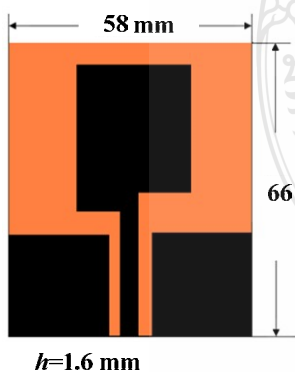


(ก) สายอากาศต้นแบบ

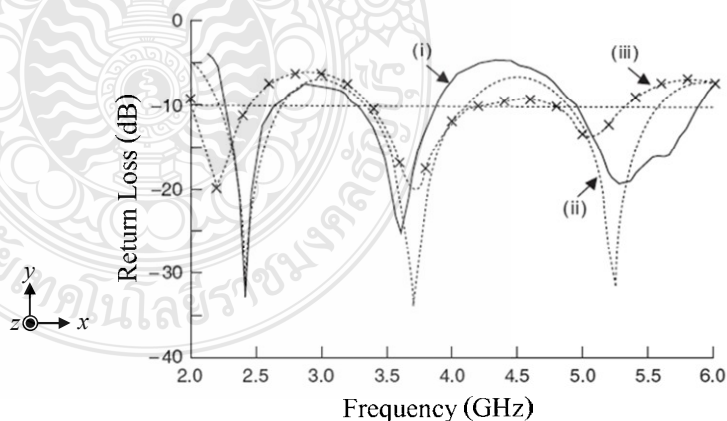


(ข) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11})

ภาพที่ 3.6 โครงสร้างสายอากาศแบบระนาบร่วม โดยการบากสายอากาศโมนโพลสำหรับการใช้งานสองความถี่และค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) [8]



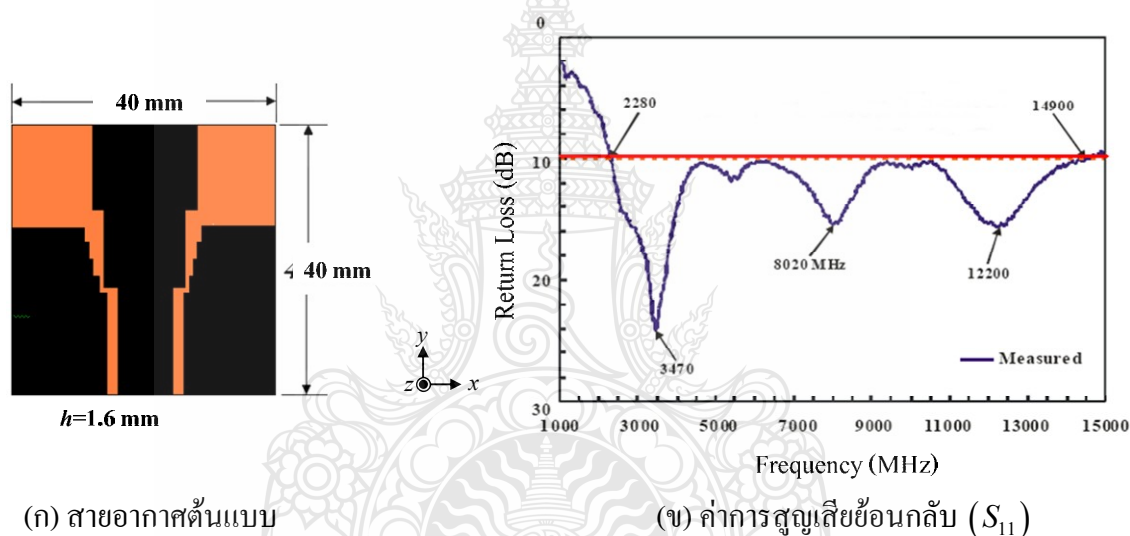
(ก) สายอากาศต้นแบบ



(ข) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11})

ภาพที่ 3.7 โครงสร้างสายอากาศแบบระนาบร่วม โดยการบากสายอากาศโมนโพลสำหรับการใช้งานสามความถี่และค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) [9]

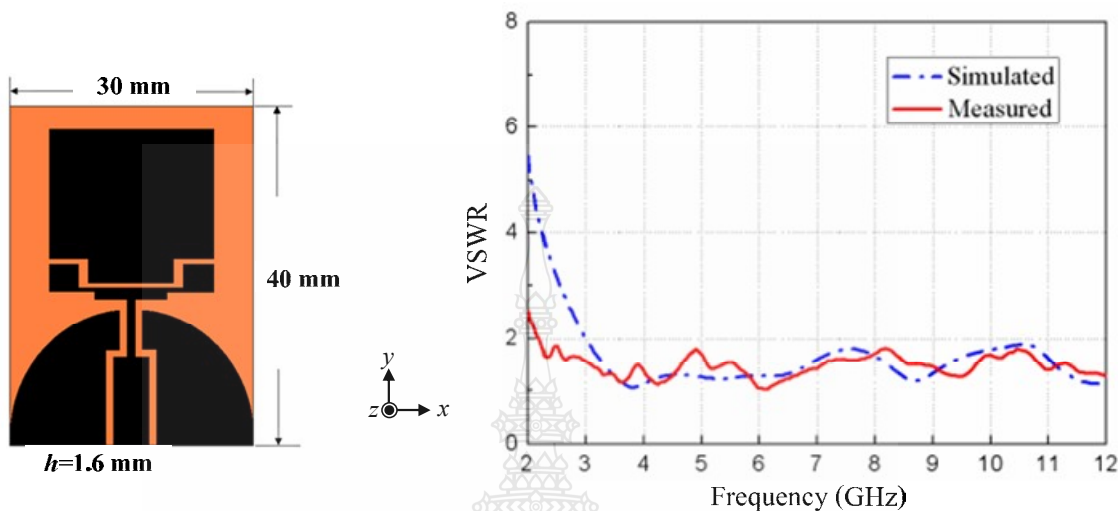
ในรุ่นที่ 3 มีการพัฒนาและศึกษาการปรับปรุงรูปร่างของสายอากาศแบบโมโนโพลด้วยเทคนิคการเซาะร่องสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง [10] ด้วยการปรับโครงสร้างด้วยการเซาะร่องที่ตัวสายอากาศกับระนาบสร้างเงาแบบขั้นบันไดส่งผลให้มีค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศครอบคลุมย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (3.1-10.6 GHz) โดยมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทางและค่าแบนด์วิดท์เท่ากับร้อยละ 147 (2.28-14.90 GHz) ในส่วนการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศใช้โปรแกรม IE3D หลังจากการปรับพารามิเตอร์ต่างๆ สายอากาศถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 มีขนาดเท่ากับ 40×40 ตารางมิลลิเมตร ที่มีค่า ϵ_r เท่ากับ 1 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 9 มิลลิเมตร แสดงดังภาพที่ 3.8 ซึ่งมีข้อดีคือ มีค่าแบนด์วิดท์มากขึ้นและมีขนาดลดลงกว่างานวิจัยที่ [8-9]



ภาพที่ 3.8 โครงสร้างสายอากาศระนาบร่วมแบบโมโนโพลสำหรับการใช้งานความถี่แถบกว้างยิ่ง และค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) [10]

สายอากาศได้ถูกพัฒนาต่อโดยพัฒนาเป็นสายอากาศโมโนโพลสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่งโดยใช้เทคนิคจากงานวิจัย [8-10] การวิเคราะห์สายอากาศอาศัยการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST สายอากาศที่นำเสนอถูกออกแบบให้มีอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม หลังจากการจำลองแบบจนได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดนำพารามิเตอร์ดังกล่าว มาสร้างสายอากาศบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 ขนาดเท่ากับ 40×30 ตารางมิลลิเมตร ที่มีค่า ϵ_r เท่ากับ 4.4 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร และสายอากาศที่สร้างได้มีการเซาะร่องรูปตัวยู ร่วมกับการเซาะร่องจุดป้อนสัญญาณ เพื่อช่วยปรับความถี่บางช่วงให้ดีขึ้นกว่างานวิจัยที่ [10] จากผลการวัด

สายอากาศ พบว่ามีค่าแบนด์วิดท์ร้อยละ 138 (2.21-12.05 GHz) และมีขนาดลดลงกว่างานวิจัยที่ [8-10] แสดงดังภาพที่ 3.9

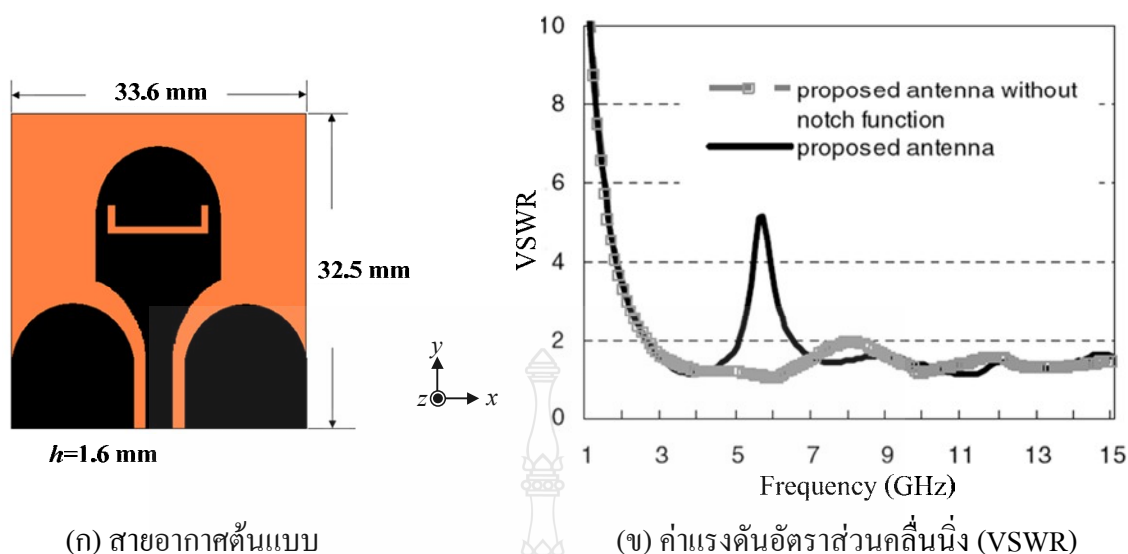


(ก) สายอากาศต้นแบบ

(ข) ค่าแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR)

ภาพที่ 3.9 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่งและค่าแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) [11]

สายอากาศได้ถูกพัฒนาต่อโดยพัฒนาเป็นสายอากาศโมโนโพลแบบเร็วสำหรับประยุกต์ใช้งานการสื่อสารย่านแถบกว้างยิ่ง โดยใช้เทคนิครูปแบบของการเซาะร่องรูปตัวยู การวิเคราะห์สายอากาศอาศัยการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST สายอากาศที่นำเสนอถูกออกแบบให้แมตซ์อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่ 50 โอห์ม หลังจากการจำลองแบบจนได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด นำพารามิเตอร์ดังกล่าวมาสร้างสายอากาศบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 ขนาดเท่ากับ 32.5×33.6 ตารางมิลลิเมตร ที่มีค่า ϵ_r เท่ากับ 4.4 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร และสายอากาศที่สร้างได้มีการเซาะร่องรูปตัวยูร่วมกับการเพิ่มระนาบสร้างเงารูปครึ่งวงกลมเพื่อช่วยปรับความถี่บางช่วงให้ดีขึ้นกว่างานวิจัยที่ [3-11] จากผลการวัดสายอากาศ พบว่ามีค่าแบนด์วิดท์ร้อยละ 132.41 (2.7-15 GHz) และมีขนาดลดลงกว่างานวิจัยที่ [8-11] แสดงดังภาพที่ 3.10



ภาพที่ 3.10 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบเรียวสำหรับประยุกต์ใช้งานการสื่อสารย่านแถบกว้างยิ่งโดยใช้เทคนิคของการเจาะร่องรูปตัวยูและค่าแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) [12]

3.3 การออกแบบสายอากาศ

จากการพัฒนา การออกแบบสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ของสายอากาศทั้ง 5 รุ่นที่ผ่านมา งานวิจัยนี้จึงนำแนวคิดและหลักการที่ผ่านมา มาประยุกต์ใช้งานสำหรับย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง โดยทำการพัฒนาต่อออกจากโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเจาะร่องรูปตัว Y เพื่อขยายแบนด์วิดท์สำหรับการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างซึ่งเป็นสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 [18] นำมาปรับโครงสร้างเป็นสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 โดยใช้เทคนิคจากงานวิจัยที่ [8-12] ด้วยการเพิ่มการปรับรูปร่างและการเจาะร่องในรูปแบบต่างๆ ร่วมกับโปรแกรม CST เพื่อขยายแบนด์วิดท์ให้กว้างมากยิ่งขึ้น อีกทั้งเป็นการปรับลดขนาดของสายอากาศ การออกแบบโครงสร้างสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 นี้ได้ศึกษาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งจะกล่าวถึงในส่วนต่อไป ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 สามารถแสดงได้ดังภาพที่ 3.11 ในการออกแบบสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 ครอบคลุมถึงสายอากาศในงานวิจัย [18] ด้วย

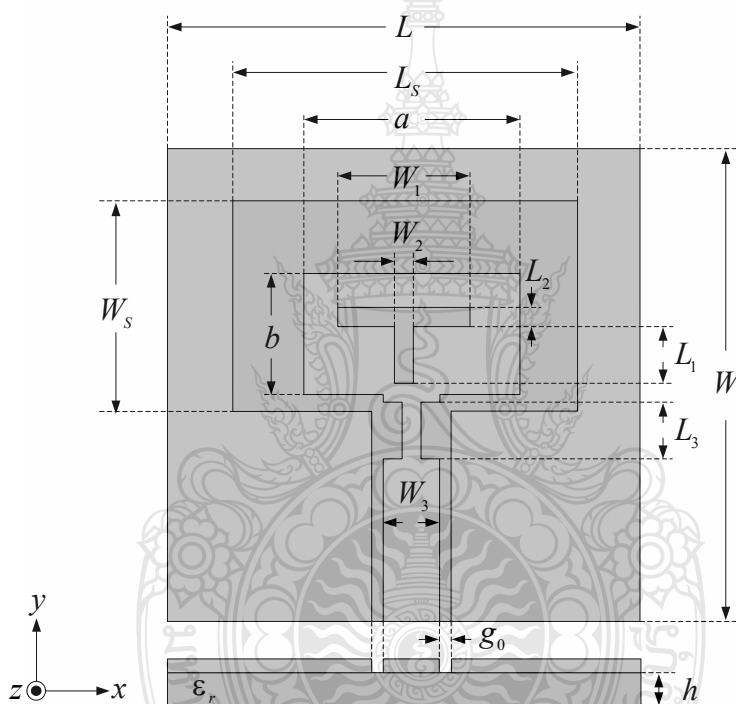
3.3.1 การออกแบบสายอากาศสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1

การออกแบบสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 สำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างจะออกแบบบนโครงสร้างของแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีคุณสมบัติดังนี้

$$\text{ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก} \quad \epsilon_r = 4.5$$

ความหนาของวัสดุฐานรอง	h	=	1.6 มิลลิเมตร
ค่าความนำของวัสดุตัวนำ(ทองแดง)	σ	=	5.8×10^7 S/m
ความหนาของวัสดุตัวนำ	t	=	0.017 มิลลิเมตร
ค่าไดอิเล็กตริกของแทนเจนต์	$\tan \delta$	=	0.004

การออกแบบสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 ที่ความถี่ 2.4 GHz ในการออกแบบจะมีช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าอยู่ตรงกลางแผ่น โดยมีสายนำสัญญาณที่มีสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่มีการเจาะรูรูปตัว T ที่ตรงกลางของสายอากาศ โดยแสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ และลักษณะของสายอากาศที่ได้ตามภาพที่ 3.11



ภาพที่ 3.11 การกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1

การออกแบบสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 โดยมีการคำนวณความยาวในแนวแกนตั้ง W และความยาวในแนวแกนนอน L จากสมการที่ 3.1-3.4 โดยจะขึ้นอยู่กับค่าคงตัวไดอิเล็กตริกและความหนาหรือความสูงของวัสดุฐานรอง h

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \tag{3.1}$$

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.2)$$

เมื่อ c คือ ความเร็วแสงในอากาศมีค่าเท่ากับ 3×10^8 m/s

f_r คือ ความถี่ที่ต้องการออกแบบมีค่าเท่ากับ 2.4 GHz

ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก

และ

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-1/2} \quad (3.3)$$

$$\Delta L = h(0.412) \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.4)$$

โดยที่ $f_r = 2.4$ GHz

$\epsilon_r = 4.5$

$h = 1.6$ มิลลิเมตร

$$W = \frac{C}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 2.4 \times 10^9} \sqrt{\frac{2}{4.5 + 1}} = 37.69 \text{ มิลลิเมตร}$$

ดังนั้นจะได้ความกว้างของสายส่งสัญญาณแผ่ระนาบ W เท่ากับ 37.69 มิลลิเมตร

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (ϵ_{eff}) [19]

$$\begin{aligned} \epsilon_{eff} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-1/2} \\ &= \frac{4.5 + 1}{2} + \frac{4.5 - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{1.6}{37.69} \right)^{-1/2} \end{aligned}$$

$$\epsilon_{eff} = 4.17$$

คำนวณหาค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า (ΔL) [19]

$$\Delta L = h(0.412) \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.8 \right)} \quad ; \frac{w}{h} = \frac{37.69}{1.6} = 23.556$$

$$= (1.6 \times 0.412) \frac{(4.17 + 0.3)(23.556 + 0.264)}{(4.17 - 0.258)(23.556 + 0.8)} = 0.74 \text{ มิลลิเมตร}$$

คำนวณหาค่าคงความยาว (L) [19]

$$L = \frac{C}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L$$

$$= \frac{3 \times 10^8}{2 \times 2.4 \times 10^9 \sqrt{4.17}} - 2(0.74)$$

$$= 29.13 \text{ มิลลิเมตร}$$

ดังนั้นในการออกแบบจะได้ความยาวในแกนตั้งของสายอากาศไมโครสตริป W เท่ากับ 37.69 มิลลิเมตร และความยาวในแกนนอนของสายอากาศไมโครสตริป L เท่ากับ 29.13 มิลลิเมตร

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปที่มีช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมนี้สามารถทำการออกแบบให้ได้ช่วงความถี่ต่ำสุดที่ต้องการ โดยการปรับความยาวของช่องเปิดในแนวแกนตั้ง W_s และความยาวในแนวแกนนอน L_s โดยที่ความยาวของช่องเปิดมีความสัมพันธ์กับความยาวคลื่นสัมพันธ์ λ_g โดยความยาวคลื่นสัมพันธ์สามารถหาได้จากสมการที่ 3.5

ความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ที่ความถี่ 2.4 GHz

$$\lambda_g = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.5)$$

เมื่อ

$$\lambda_g = \frac{3 \times 10^8}{2.4 \times 10^9 \sqrt{4.17}}$$

$$\lambda_g = 61.21 \text{ มิลลิเมตร}$$

หาค่าความยาว W_s และ L_s ของช่องเปิดสายอากาศไมโครสตริปที่ความถี่ต่ำสุดคือที่ความถี่ 2.4 GHz ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.278 \lambda_g$ ถึง $0.65 \lambda_g$ [20-26] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ L_s เท่ากับ 40 มิลลิเมตร และ W_s เท่ากับ 17 มิลลิเมตร

$$W_s = 0.278 \lambda_g = 17 \text{ มิลลิเมตร} \quad (3.6)$$

และ

$$L_s = 0.65 \lambda_g = 40 \text{ มิลลิเมตร} \quad (3.7)$$

เมื่อได้โครงสร้างของสายอากาศและขนาดต่างๆ โดยการคำนวณแล้วสามารถจำลองและหาผลตอบสนองความถี่ของสายอากาศที่เหมาะสมกับระบบอัลตราไวด์แบนด์ โดยการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่กำหนดขึ้นมาแล้วนำมาเปรียบเทียบกัน เพื่อให้ได้รูปแบบของการแพร่กระจายที่เหมาะสมกับระบบอัลตราไวด์แบนด์มากที่สุดดังต่อไปนี้

1) การออกแบบสตัป

สายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 ที่สร้างขึ้นต้องออกแบบให้ใช้งานที่ความถี่ 2.4 GHz ขนาดของแผ่นสายอากาศสี่เหลี่ยมผืนผ้าดังภาพที่ 3.11 สามารถคำนวณหาขนาดด้านต่างๆ [13, 19]

ขนาดด้าน a

$$a = \frac{\lambda_{2.4\text{GHz}}}{2} \quad (3.8)$$

ขนาดด้าน b

$$b = 0.49 \left(\frac{\lambda_{2.4\text{GHz}}}{\sqrt{\epsilon_r}} \right) \quad (3.9)$$

ในทางปฏิบัติจะมีค่าน้อยกว่านี้เล็กน้อยคือ ขนาดด้าน b เท่ากับ $0.48 \lambda_d$ ถึง $0.49 \lambda_d$ ทั้งนี้เนื่องจากผลของ Q-Factor กล่าวคือสนามไฟฟ้าบริเวณขอบของช่องแผ่คลื่นทำให้ความยาวลดลงเล็กน้อย สำหรับความยาว a ในทางปฏิบัติ มีขนาดเท่ากับ $\frac{\lambda_{2.4\text{GHz}}}{2}$ [13] คำนวณหาค่าความยาว a

$$a = \frac{\lambda_{2.4\text{GHz}}}{2} \quad (3.10)$$

$$= \frac{3 \times 10^8}{2 \times (2.4 \times 10^9)}$$

$$= 62.5 \text{ มิลลิเมตร}$$

คำนวณหาค่าความกว้าง b

$$b = 0.49 \left(\frac{\lambda_{2.4\text{GHz}}}{\sqrt{\epsilon_r}} \right) \quad (3.11)$$

$$= 0.49 \left(\frac{125}{\sqrt{4.5}} \right)$$

$$= 28.87 \text{ มิลลิเมตร}$$

เมื่อทำการลดขนาดลง 4 เท่า จะได้

ขนาดด้าน a

$$a = 15.625 \text{ มิลลิเมตร}$$

ขนาดด้าน b

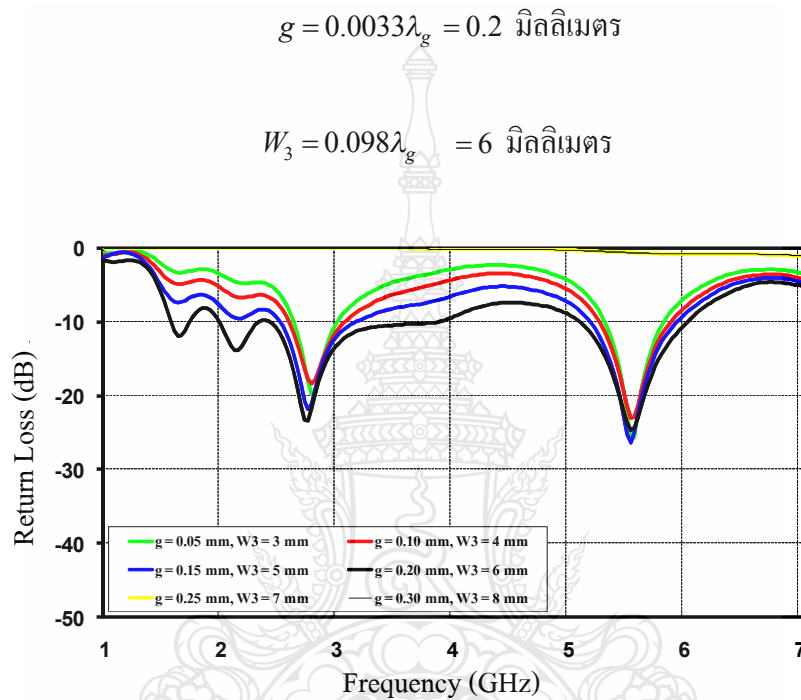
$$b = 7.22 \text{ มิลลิเมตร}$$

โดยขนาดของ a และ b ที่ได้จากการคำนวณนี้ a ส่วนขนาดของพื้นกราวด์นั้นในทางทฤษฎีต้องมีขนาดใหญ่มากเป็นอนันต์ จึงทำให้คุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศอยู่ในเกณฑ์ดี แต่ในทางปฏิบัติทำเพียงให้มีขนาดน้อยกว่าที่มีขนาดพื้นระนาบสร้างเงาใหญ่เท่าที่ทำได้นั้น [13]

2) ผลการวิเคราะห์การจำลองแบบ

โครงสร้างของสายอากาศที่ได้จากการออกแบบและปรับขนาดพารามิเตอร์ที่เหมาะสม แสดงได้ดังภาพที่ 3.11 โดยการวิเคราะห์และศึกษาหาขนาดที่เหมาะสม ได้ใช้วิธีเชิงประสบการณ์ (Empirical Method) ร่วมกับโปรแกรม CST (Computer Simulation Technology) จากการศึกษาวิเคราะห์และปรับโครงสร้างสายอากาศส่งผลให้สายอากาศมีแบนด์วิดท์และมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น การปรับขนาดของโครงสร้างสายอากาศในงานวิจัยนี้แบ่งออกเป็น 4 ส่วน โดยส่วนแรกทำการปรับร่องรูปตัวที่ร่วมกับการปรับค่าความกว้างของ W_3 โดยเริ่มปรับค่า g ซึ่งมีการทดลองปรับขนาดตั้งแต่

0.05, 0.10, 0.15, 0.20, 0.25 และ 0.30 มิลลิเมตร และปรับค่าความกว้างของ W_3 ซึ่งมีการทดลองปรับขนาดตั้งแต่ 3, 4, 5, 6, 7 และ 8 มิลลิเมตร เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.0008 \lambda_g$ ถึง $0.0049 \lambda_g$ และ $0.13 \lambda_g$ ถึง $0.049 \lambda_g$ [16-22] คือมีค่า g เท่ากับ 0.20 มิลลิเมตร และ W_3 เท่ากับ 6 มิลลิเมตร ทำให้ผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำลงเข้าใกล้เส้น -10 dB มากที่สุด แสดงดังภาพที่ 3.6



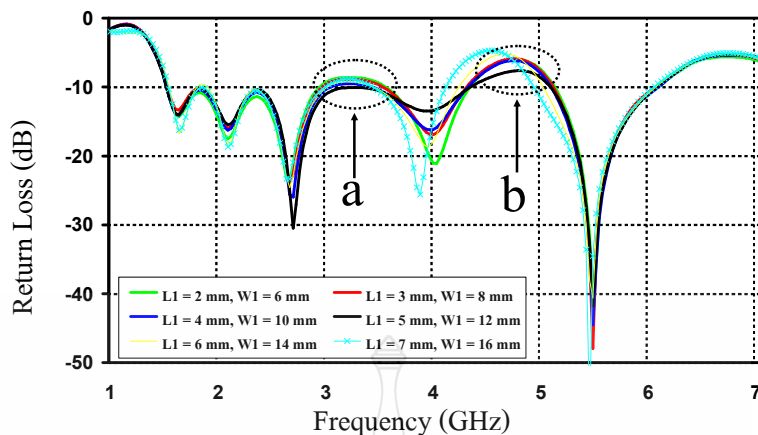
ภาพที่ 3.12 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ g และ W_3

โดยส่วนที่สองทำการปรับร่องรูปตัวทีโดยเริ่มปรับค่าความยาวของ L_1 ซึ่งมีการทดลองปรับขนาดตั้งแต่ 2, 3, 4 และ 5 มิลลิเมตร และทำการปรับความกว้างของ W_1 ขนาดตั้งแต่ 6, 8, 10, 12, 14 และ 16 มิลลิเมตร เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.114 \lambda_g$ ถึง $0.033 \lambda_g$ และ ช่วง $0.098 \lambda_g$ ถึง $0.261 \lambda_g$ [21-27] คือมีค่า L_1 เท่ากับ 5 มิลลิเมตร และ W_1 เท่ากับ 12 มิลลิเมตร ทำให้ผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำลงที่จุด a และจุด b เข้าใกล้เส้น -10 dB มากที่สุด แสดงดังภาพที่ 3.13

$$W_1 = 0.196 \lambda_g = 12 \text{ มิลลิเมตร}$$

และ

$$L_1 = 0.082 \lambda_g = 5 \text{ มิลลิเมตร}$$



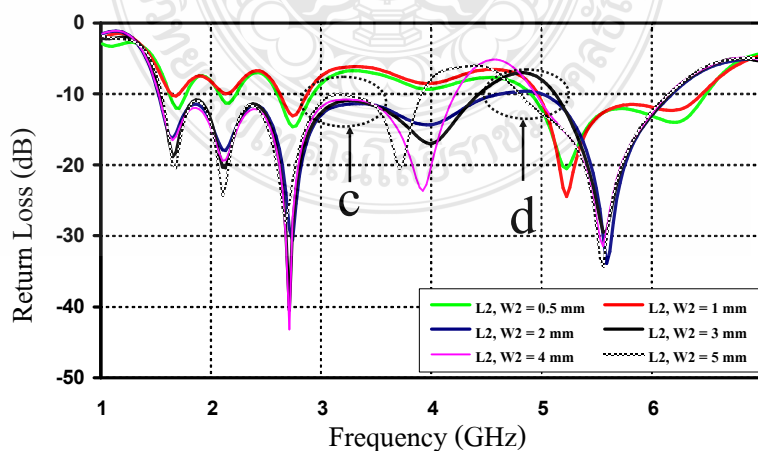
ภาพที่ 3.13 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ L_1 และ W_1

ส่วนที่สามทำการปรับรูปร่างตัวทึบในส่วนบน (ตัวแปร W_2 และ L_2) ให้มีขนาดร่องที่เหมาะสม พบว่าการปรับส่งผลทำให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่จุด c ต่ำกว่าเส้น -10 dB และที่จุด d ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับลดลงต่ำกว่าจุด b การปรับในส่วนนี้คือปรับค่าความกว้างของ W_2 และความยาวของ L_2 โดยมีการเลือกปรับขนาดตั้งแต่ 0.5, 1, 2, 3, 4 และ 5 มิลลิเมตร เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.008\lambda_g$ ถึง $0.082\lambda_g$ [20-26] คือมีค่า W_2 เท่ากับ 2 มิลลิเมตร และ L_2 เท่ากับ 2 มิลลิเมตร แสดงดังภาพที่ 3.13

$$W_2 = 0.033\lambda_g = 2 \text{ มิลลิเมตร}$$

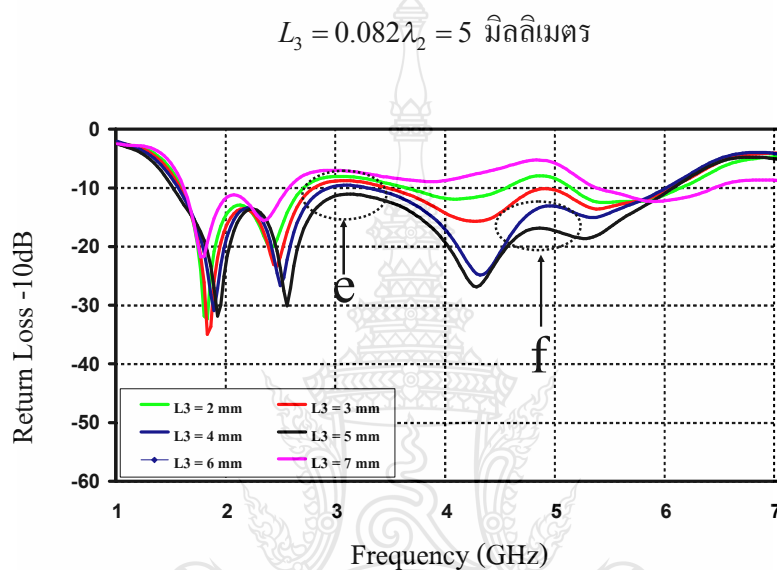
และ

$$L_2 = 0.033\lambda_g = 2 \text{ มิลลิเมตร}$$



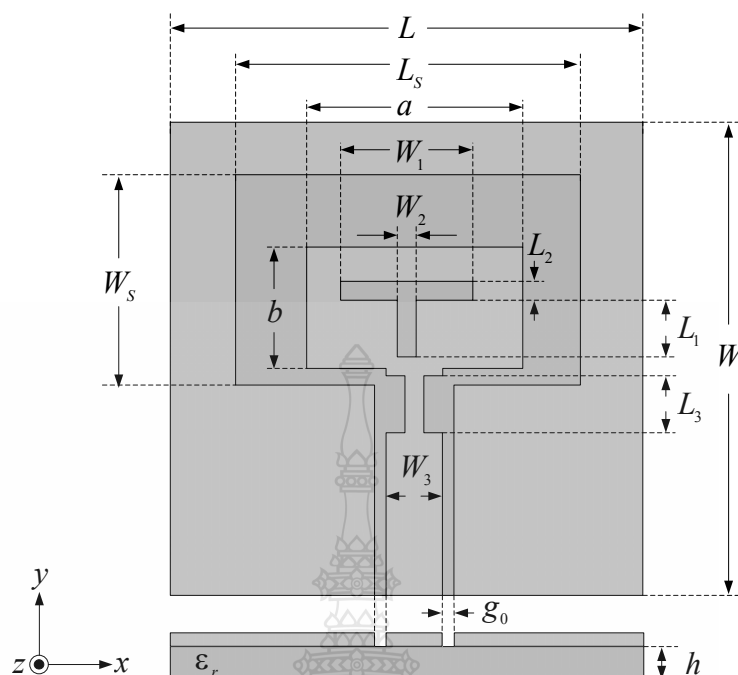
ภาพที่ 3.14 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ L_2 และ W_2

ในส่วนที่สี่ทำการปรับค่าพารามิเตอร์ L_3 ให้มีขนาดยาวขึ้น เพื่อให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่จุด e และจุด f ต่ำกว่าเส้น -10 dB ตลอดช่วงความถี่ใช้งานที่ต้องการ เมื่อปรับค่าความยาวของ L_3 โดยเลือกปรับขนาดตั้งแต่ 2, 3, 4, 5, 6 และ 7 มิลลิเมตร เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.033 \lambda_g$ ถึง $0.114 \lambda_g$ [20-26] คือมีค่า L_3 เท่ากับ 5 มิลลิเมตร ซึ่งได้ค่าแบนด์วิดท์ประมาณร้อยละ 239.45 (1.51-6.06 GHz) แสดงดังภาพที่ 3.15



ภาพที่ 3.15 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ L_3

สายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 สำหรับการประยุกต์ใช้งานความถี่กว้างนั้น ที่สร้างขึ้นต้องออกแบบให้ใช้งานที่ความถี่ 1.51-6.06 GHz สายอากาศและระนาบสร้างเงาสามารถหาขนาดด้านต่างๆ ได้จากภาพที่ 3.16 ซึ่งแสดงเป็นแบบด้านหน้าและด้านข้างโดยโครงสร้างของสายอากาศด้านหน้านั้นมีขนาดกว้างและยาวเท่ากับ 40×40 ตารางมิลลิเมตร สำหรับด้านข้างมีความหนาของสายอากาศ 1.6 มิลลิเมตร โดยกำหนดความหนาของแผ่นทองแดงที่อยู่บนวัสดุฐานรองมีค่าเท่ากับ 0.017 มิลลิเมตร โดยโครงสร้างสายอากาศทั้งหมด แสดงดังภาพที่ 3.16



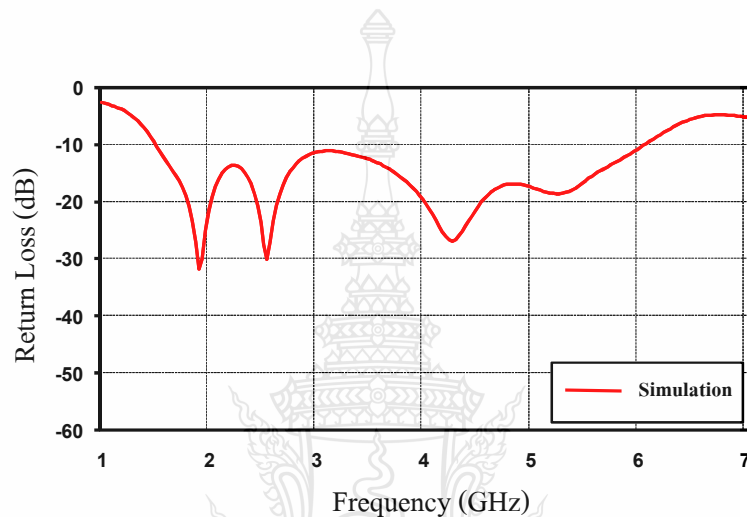
ภาพที่ 3.16 ขนาดต่างๆ ของสายอากาศและระนาบสร้างเงา

เมื่อทำการจำลองแบบการปรับโครงสร้างของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 และการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศสำหรับการประยุกต์ใช้งานความถี่กว้างนั้น ได้นำค่าพารามิเตอร์ไปจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST จนได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพมากขึ้น แสดงดังตารางที่ 3.1

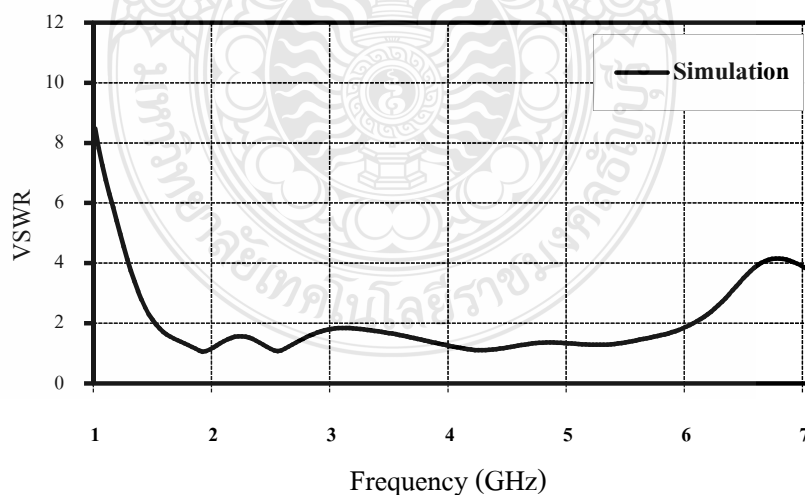
ตารางที่ 3.1 ค่าขนาดตัวแปรต่างๆ ที่ได้จากการออกแบบสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1

ขนาดความกว้าง		ขนาดความยาว	
ตัวแปร	ขนาด (มิลลิเมตร)	ตัวแปร	ขนาด (มิลลิเมตร)
L	40	W	40
L_1	5	W_1	12
L_2	2	W_2	2
L_3	5	W_3	6
a_0	20	b_0	10
L_s	32	W_s	19
g_0	0.2	h	1.6

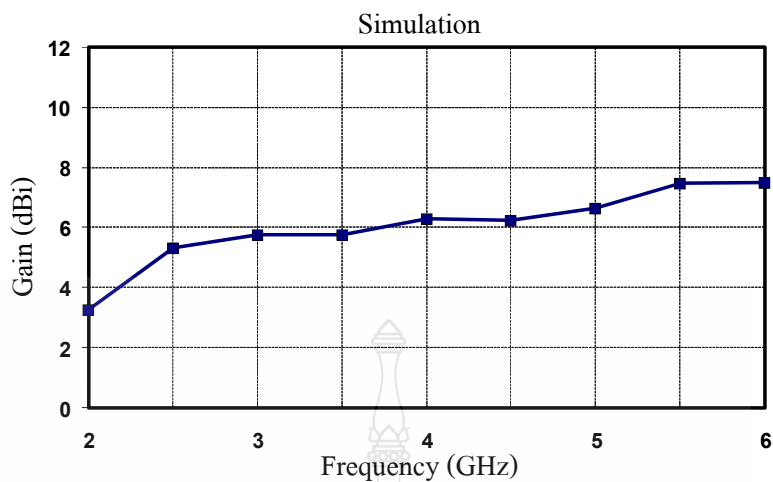
จากตารางที่ 3.1 การจำลองสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 ที่มีโครงสร้างที่เหมาะสมที่สุดในภาพที่ 3.16 พบว่าค่าแบนด์วิดท์ที่ได้ตอบสนองย่านความถี่กว้างยิ่งที่ต้องการคือร้อยละ 239.45 (1.51-6.06 GHz) แสดงดังภาพที่ 3.17 และผลตอบสนองความถี่ช่วงการใช้งานอยู่ในรูปแบบของแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) แสดงดังภาพที่ 3.18 ซึ่งพบว่าค่า VSWR จะต่ำกว่า 2 ในช่วงความถี่ ตั้งแต่ 1.51-6.06 GHz และค่าอัตราขยาย (Gain) ซึ่งมีค่าโดยประมาณ 6 dBi แสดงดังภาพที่ 3.19



ภาพที่ 3.17 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1

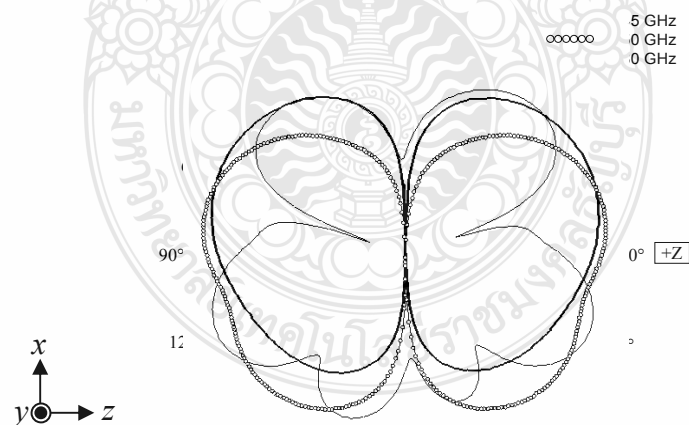


ภาพที่ 3.18 แรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1



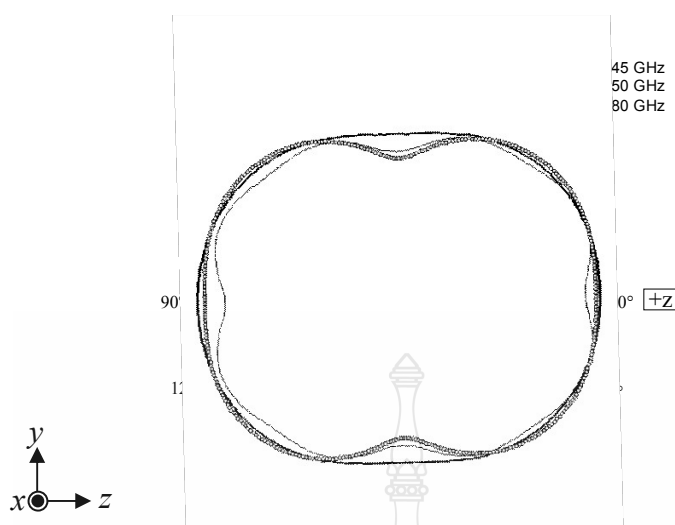
ภาพที่ 3.19 อัตราขยาย (Gain) ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1

ในส่วนของการจำลองแบบเพื่อหาแบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation Pattern) ของสายอากาศที่ความถี่ต่างๆ แสดงได้ดังภาพที่ 3.20 - 3.21 พบว่าการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bidirectional) ในระบบ E-Plane และสายอากาศมีการแผ่พลังงานแบบแบบรอบทิศทาง (Omni Directional) ในระบบ H-Plane



ภาพที่ 3.20 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 2.45 GHz, 3.50 GHz และ 5.80 GHz

ระนาบ x-z

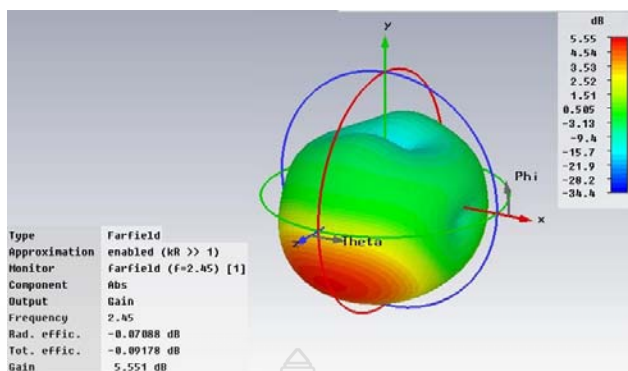


ภาพที่ 3.21 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 2.45 GHz, 3.50 GHz และ 5.80 GHz
ระนาบ y-z

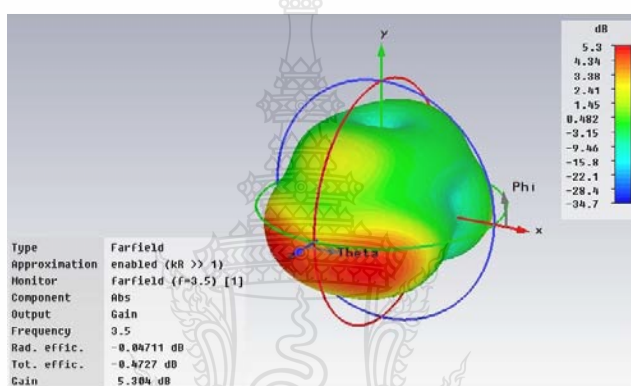
จากภาพที่ 3.20 - 3.21 ได้แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ 2 มิติ จากการจำลองแบบของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 สำหรับประยุกต์ใช้งานย่านแถบกว้างที่ความถี่ 2.45 GHz, 3.50 GHz และ 5.80 GHz ซึ่งที่ระบบ E-Plane มีลักษณะเป็นแบบสองทิศทาง คือไปในทิศทาง z และ $-z$ ในระนาบ x-z จะเป็นระนาบที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานในลักษณะมุมกวาด (Azimuth) ซึ่งจะมีความแรง (Gain) สูงสุดของสัญญาณในทิศทางของมุม 60 องศา 75 องศา และ 120 องศา ส่วนระนาบ y-z จะเป็นระนาบที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานในลักษณะมุมยก (Elevation) ซึ่งมีความแรง (Gain) สูงสุดของสัญญาณในทิศทางของมุม 90 องศา 45 องศา และ 60 องศา

ในส่วนของการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบในระนาบ 3 มิติ ที่ความถี่ 2.45 GHz 3.50 GHz และ 5.80 GHz จะเห็นว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงานได้ดีที่มุม 90 องศา -90 องศา และมุม 160 องศา ซึ่งจากรูปของผลการจำลองจะเห็นว่าที่ความถี่ต่ำ 2.45 GHz จะมีความแรงของสัญญาณ (Gain) ประมาณ 5.551 dBi ความถี่กลาง 3.50 GHz จะมีความแรงของสัญญาณ (Gain) ประมาณ 5.304 dBi และที่ความถี่สูง 5.80 GHz มีความแรงของสัญญาณ (Gain) ประมาณ 7.024 dBi โดยสังเกตได้จากระดับความเข้มของสีของแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ 3 มิติจะเป็นสีแดงเข้ม ดังภาพที่ 3.22

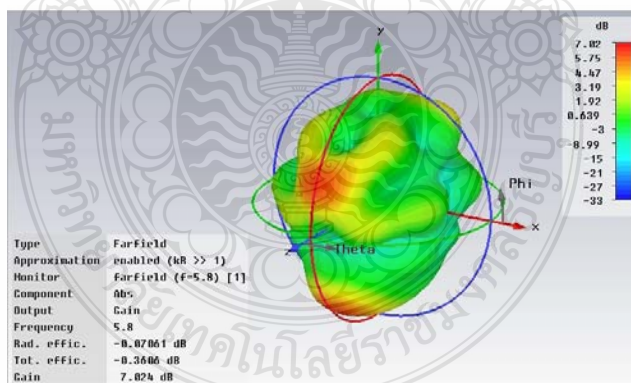
ส่วนทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสที่ความถี่ 2.45 GHz, 3.50 GHz และ 5.80 GHz แสดงดังภาพที่ 3.23 - 3.25



(ก) ความถี่ 2.45 GHz

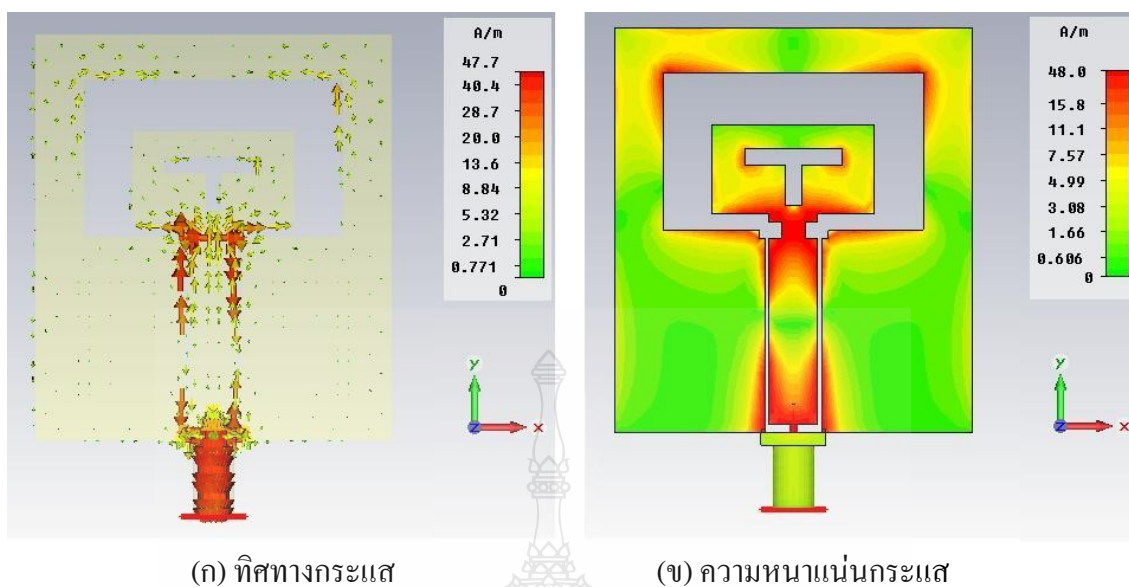


(ข) ความถี่ 3.5 GHz

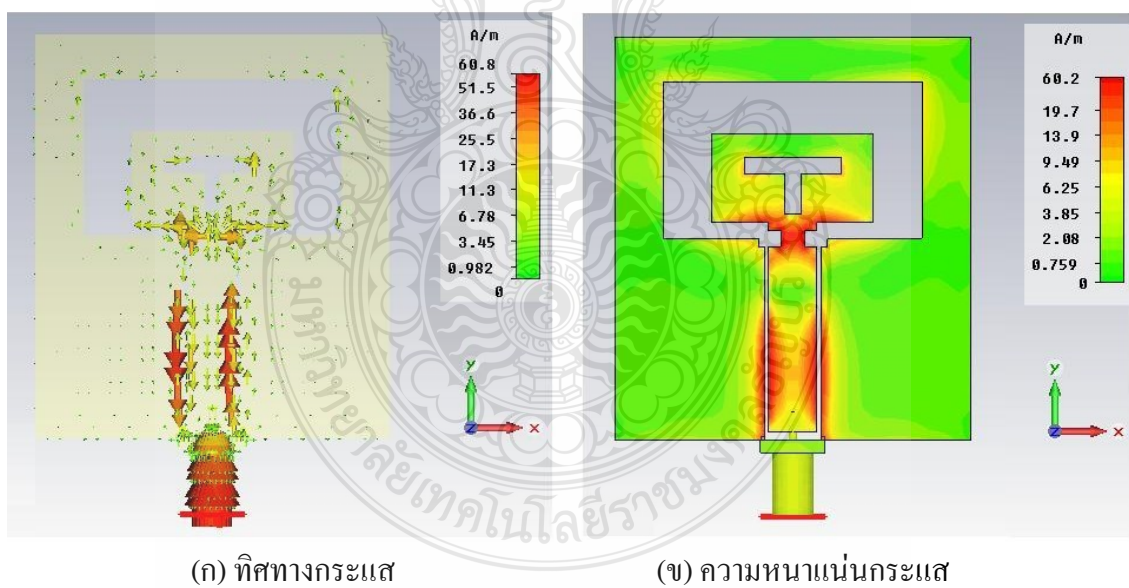


(ค) ความถี่ 5.8 GHz

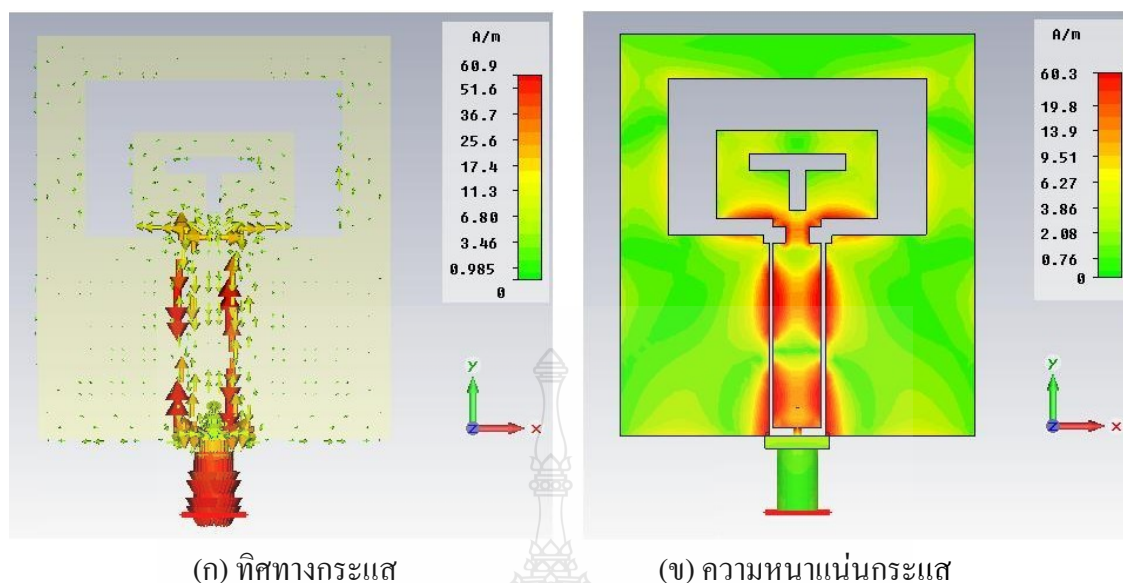
ภาพที่ 3.22 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 ที่ความถี่ 2.45 GHz 3.5 GHz และ 5.8 GHz ในระนาบ 3 มิติ



ภาพที่ 3.23 ทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสจากจำลองแบบของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1
ที่ความถี่ 2.45 GHz



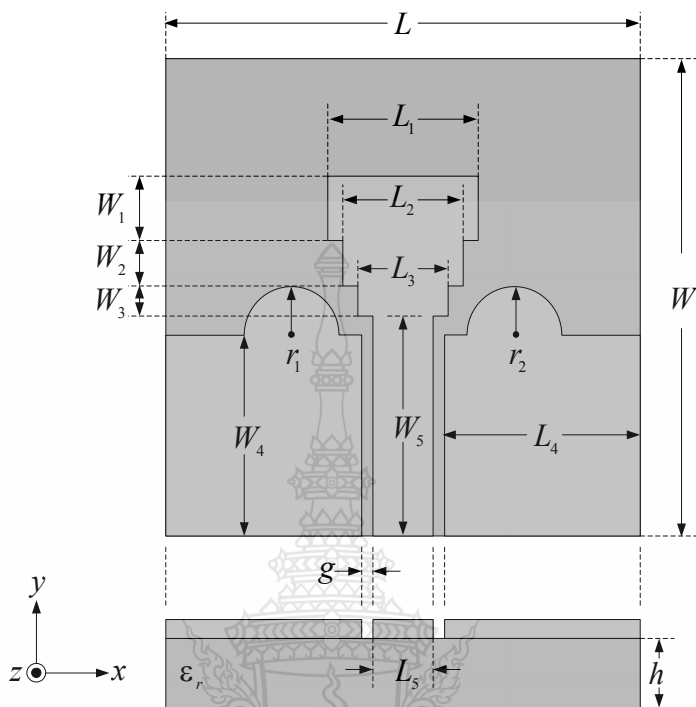
ภาพที่ 3.24 ทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสจากจำลองแบบของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1
ที่ความถี่ 3.5 GHz



ภาพที่ 3.25 ทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสจากจำลองแบบของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 ที่ความถี่ 5.8 GHz

จากภาพที่ 3.23-3.25 ในช่วงความถี่ 2.4 GHz มีทิศทางของการไหลของกระแสและความหนาแน่นของกระแสจะปรากฏบริเวณจุดป้อนสัญญาณไปยังตัวสายอากาศ และ ระบายสร้างเงาบริเวณมุมต่างๆ โดยสังเกตจากทิศทางของลูกศร ในส่วนที่ 2 ช่วงความถี่ 3.5 GHz มีทิศทางของการไหลของกระแสและความหนาแน่นของกระแสอยู่สองจุดคือ ปรากฏบริเวณจุดป้อนสัญญาณและบริเวณปลายของสายป้อนสัญญาณเพียงเล็กน้อย และส่วนสุดท้าย ช่วงความถี่ 5.8 GHz มีทิศทางของการไหลของกระแสและความหนาแน่นของกระแสอยู่สามจุดคือที่บริเวณจุดป้อนสัญญาณ ตรงกลางสายป้อนสัญญาณและบริเวณด้านล่างของตัวสายอากาศ ซึ่งจะสังเกตโดยรวมว่าในช่วงความถี่กลางถึงความถี่สูงจะมีทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสที่มีการแผ่กระจายมากกว่าความถี่ต่ำ เกิดจากโครงสร้างสายอากาศที่ได้ออกแบบมาจะตอบสนองในช่วงความถี่ต่ำถึงความถี่กลาง แต่จะมีความผิดเพี้ยนในช่วงความถี่สูง จึงมีการแผ่พลังงานที่แตกต่างกันไป ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน ค่าเก็บประจุและค่าความเหนี่ยวนำที่ตัวสายอากาศและระบายสร้างเงา ในการออกแบบสายอากาศสำหรับการประยุกต์ใช้งานความถี่กว้างนั้นหลักการสำคัญคือ การทำให้สายอากาศนั้นมีการแมทซ์อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่ดีที่สุดและมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์มก่อนที่จะนำไปสร้างจริงเพื่อให้ได้สายอากาศที่ดีที่สุด

3.3.2 การออกแบบสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2



ภาพที่ 3.26 โครงสร้างสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2

การออกแบบสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 สำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่งจะออกแบบบนโครงสร้างของแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีคุณสมบัติดังนี้

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก	ϵ_r	= 4.3
ความหนาของวัสดุฐานรอง	h	= 0.764 มิลลิเมตร
ค่าความนำของวัสดุตัวนำ(ทองแดง)	σ	= 5.8×10^7 S/m
ความหนาของวัสดุตัวนำ	t	= 0.017 มิลลิเมตร
ค่าไดอิเล็กตริกทอสแทนเจนต์	$\tan \delta$	= 0.015

1) การออกแบบขนาดสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2

การออกแบบเริ่มต้นจากส่วนตัวสายอากาศโดยขนาดแผ่นสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 กำหนดจากความถี่ช่วงต่ำคือ 3.1 GHz และคำนวณค่าความกว้างของตัวสายอากาศ (W) และความยาว (L) จากสมการที่ 3.12-3.13 [20] ค่า W และ L แสดงได้ดังภาพที่ 3.5

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.12)$$

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (3.13)$$

- โดยที่ c คือ ความเร็วแสงมีค่าเท่ากับ 3×10^8 m/s
 f_r คือ ความถี่ที่ต้องการออกแบบมีค่าเท่ากับ 3.1 GHz
 ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก
 ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล
 ΔL คือ ค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า

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

ดังนั้น
$$W = \frac{3 \times 10^8}{2 \times (3.1 \times 10^9)} \sqrt{\frac{2}{4.3 + 1}} = 30 \text{ มิลลิเมตร}$$

ดังนั้นจะได้ความกว้างของสายส่งสัญญาณแผ่ระนาบ $W = 30$ มิลลิเมตร
 ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (ϵ_{eff}) [14]

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-1/2} ; \frac{W}{h} > 1 \quad (3.14)$$

ดังนั้น

$$\epsilon_{eff} = \frac{4.3 + 1}{2} + \frac{4.3 - 1}{2} \left(1 + \frac{12(0.764)}{30} \right)^{-1/2}$$

$$\epsilon_{eff} = 4.094$$

คำนวณหาค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า (ΔL) [19]

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.15)$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} &= (0.412 \times 0.764) \frac{(4.094 + 0.3) \left(\frac{30}{0.764} + 0.264 \right)}{(4.094 - 0.258) \left(\frac{30}{0.764} + 0.8 \right)} \\ &= 0.355 \end{aligned}$$

คำนวณหาค่าคงความยาว (L) [19]

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L$$

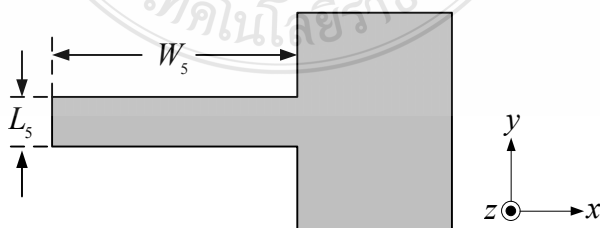
ดังนั้น

$$L = \frac{3 \times 10^8 \times 10^3}{2 \times (3.1 \times 10^9) \sqrt{4.094}} - 2 \times 0.355$$

$$L = 23.2 \text{ มิลลิเมตร}$$

2) การออกแบบความกว้างและความยาวของสายส่งสัญญาณ

การออกแบบค่าสายส่งสัญญาณของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งคือความยาวของสายส่งสัญญาณ ซึ่งเป็นตัวกำหนดแบนด์วิธของสายอากาศโดยกำหนดค่าความยาว (L_s) และความกว้าง (W_s) ดังภาพที่ 3.27 [19] ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของโครงสร้างสายอากาศในภาพที่ 3.26



ภาพที่ 3.27 ความกว้างและความยาวของสายส่งสัญญาณ

คำนวณหาค่าความยาวคลื่นความถี่ 3.1 GHz ($\lambda_{3.1GHz}$)

$$\lambda_{3.1GHz} = \frac{c}{f}$$

$$= \frac{3 \times 10^8}{3.1 \times 10^9}$$

$$= 96.77 \text{ มิลลิเมตร}$$

คำนวณหาค่าความกว้าง (W_5) จะได้ว่า

$$W_5 = \frac{\lambda_{3.1GHz}}{2}$$

$$= \frac{3 \times 10^8}{2 \times 3.1 \times 10^9}$$

$$= 48 \text{ มิลลิเมตร}$$

คำนวณหาค่าความยาว (L_5) จะได้ว่า

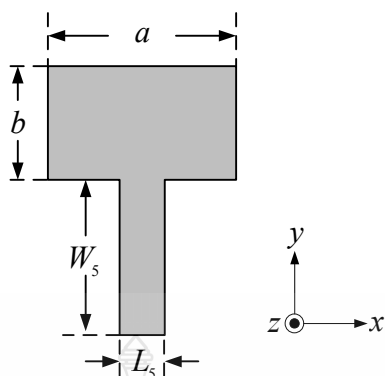
$$L_5 = \frac{\lambda_{3.1GHz}}{4 \sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

$$= \frac{96.77}{4 \times \sqrt{4.094}}$$

$$= 11.956 \text{ มิลลิเมตร}$$

3) การออกแบบสตัป

สายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่สร้างขึ้นต้องออกแบบให้ใช้งานที่ความถี่ 3.1 GHz ขนาดของแผ่นสายอากาศสี่เหลี่ยมผืนผ้าดังภาพที่ 3.28 สามารถคำนวณหาขนาดด้านต่างๆ [13, 19]



ภาพที่ 3.28 สดัดสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 [13, 19]

ขนาดด้าน a

$$a = \frac{\lambda_{3.1GHz}}{2} \quad (3.16)$$

ขนาดด้าน b

$$b = 0.49 \left(\frac{\lambda_{3.1GHz}}{\sqrt{\epsilon_r}} \right) \quad (3.17)$$

ในทางปฏิบัติจะมีค่าน้อยกว่านี้เล็กน้อยคือ ขนาดด้าน b เท่ากับ $0.48 \lambda_d$ ถึง $0.49 \lambda_d$ ทั้งนี้เนื่องจากผลของ Q-Factor กล่าวคือสนามไฟฟ้าบริเวณขอบของช่องแผ่คลื่นทำให้ความยาวลดลงเล็กน้อย สำหรับความยาว a ในทางปฏิบัติ มีขนาดเท่ากับ $\frac{\lambda_{3.1GHz}}{2}$ [13]

คำนวณหาค่าความยาว (L_1) หรือแทนด้วย a

$$a = \frac{\lambda_{3.1GHz}}{2} \quad (3.18)$$

$$= \frac{3 \times 10^8}{2 \times (3.1 \times 10^9)}$$

$$= 48.387 \text{ มิลลิเมตร}$$

คำนวณหาค่าความกว้าง b

$$b = 0.49 \left(\frac{\lambda_{3.1\text{GHz}}}{\sqrt{\epsilon_r}} \right) \quad (3.19)$$

$$= 0.49 \left(\frac{96.77}{\sqrt{4.3}} \right)$$

$$= 22.866 \text{ มิลลิเมตร}$$

เมื่อทำการลดขนาดลง 4 เท่าจะได้

ขนาดด้าน a

$$a = 12.1 \text{ มิลลิเมตร}$$

ขนาดด้าน b

$$b = 5.71 \text{ มิลลิเมตร}$$

โดยขนาดของ a และ b ที่ได้จากการคำนวณนี้ a เป็นความยาวตามแนวแกน x และ b เป็นความยาวตามแนวแกน y ส่วนขนาดของพื้นกรวดนั้นในทางทฤษฎีต้องมีขนาดใหญ่มากเป็นอนันต์ จึงทำให้คุณสมบัติต่างๆของสายอากาศอยู่ในเกณฑ์ดี แต่ในทางปฏิบัติทำเพียงให้มีขนาดพื้นระนาบสร้างเงาใหญ่เท่าที่ทำได้เท่านั้น [13]

ในการออกแบบขนาดทางกายภาพต่างๆ ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 สำหรับการประยุกต์ใช้งานความถี่แถบกว้างยิ่งนั้น ขนาดในส่วนต่างๆ ของสายอากาศที่ใช้เป็นตัวกำหนดให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์มีหลายส่วนและทุกตัวจะนำไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) เพื่อที่จะหาความยาวที่เหมาะสมสำหรับการออกแบบสายอากาศ ดังนั้นสมการพื้นฐานในการหา λ_g ในวิทยานิพนธ์นี้แสดงดังสมการที่ 3.20 จากงานวิจัยที่ [20] เมื่อทำการออกแบบให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการและใช้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกที่กำหนดไว้จะได้ความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) ที่ความถี่ 3.1 GHz ได้ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.20)$$

$$= \frac{3 \times 10^8}{(3.1 \times 10^9)(\sqrt{4.094})}$$

$$= 47.83 \text{ มิลลิเมตร}$$

4) การออกแบบช่องว่างระหว่างสายส่งกับระนาบสร้างเงาและขนาดของสายนำสัญญาณ [13]

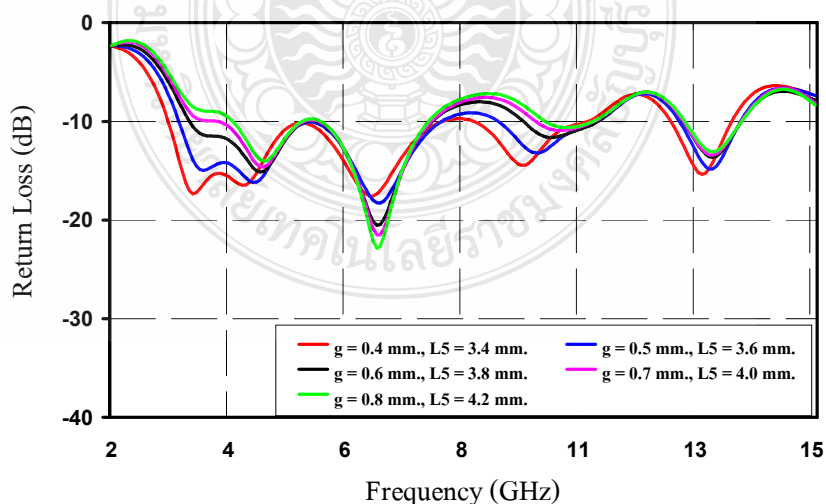
การออกแบบสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 นั้น ขนาดทุกส่วนของสายอากาศมีความสำคัญต่อความถี่เรโซแนนซ์และค่าอิมพีแดนซ์

จุดคุณสมบัติอื่นๆที่สำคัญอย่างหนึ่งในการออกแบบคือช่องว่างระหว่างสายส่งกับระนาบสร้างเงา (g) และขนาดของสายนำสัญญาณ (L_5) ดังภาพที่ 3.29 ซึ่งเป็นส่วนของการป้อนสัญญาณแบบระนาบร่วมเป็นตัวกำหนดความถี่เรโซแนนซ์และอิมพีแดนซ์สายอากาศที่ต้องการ

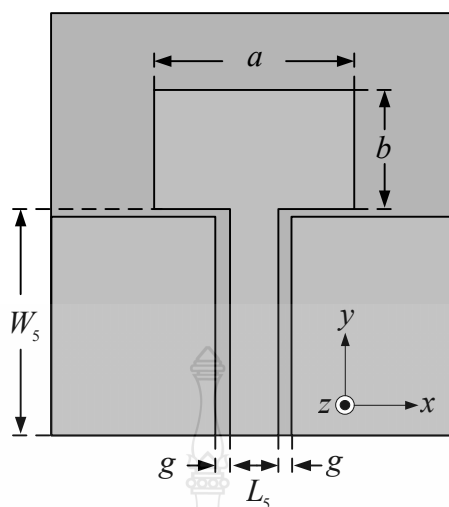
โดยทำการปรับช่องว่างระหว่างสายส่งกับระนาบสร้างเงา (g) ซึ่งมีการทดลองปรับขนาดตั้งแต่ 0.4, 0.5, 0.6, 0.7 และ 0.8 มิลลิเมตร ร่วมกับการปรับค่าความกว้างของ (L_5) ซึ่งมีการทดลองปรับขนาดตั้งแต่ 3.4, 3.6, 3.8, 4.0 และ 4.2 มิลลิเมตร เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.008\lambda_g$ ถึง $0.017\lambda_g$ และ $0.071\lambda_g$ ถึง $0.088\lambda_g$ [16-22] คือมีค่า g เท่ากับ 0.6 มิลลิเมตร และ ค่า L_5 เท่ากับ 3.8 มิลลิเมตร ทำให้ผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำลงเข้าใกล้เส้น -10 dB มากที่สุดแสดงดังภาพที่ 3.29

$$g = 0.0027\lambda_g = 0.6 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$L_5 = 0.051\lambda_g = 3.8 \text{ มิลลิเมตร}$$



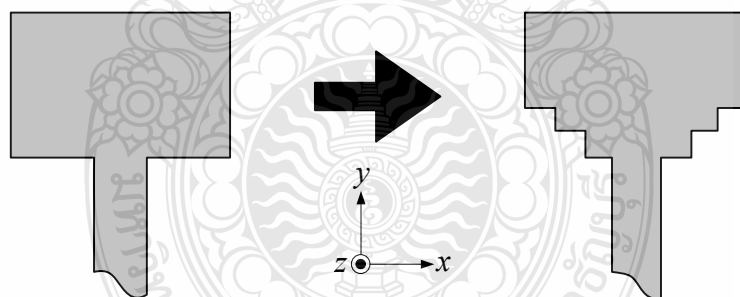
ภาพที่ 3.29 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ g และ L_5



ภาพที่ 3.30 ช่องว่างระหว่างสายส่งกับระนาบสร้างเงา (g) [13]

5) การออกแบบโครงสร้างของสตัด

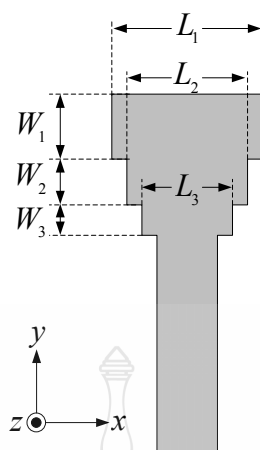
ในการออกแบบสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 อาศัยโครงสร้างสตัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า แสดงในภาพที่ 3.31(ก) มาทำการเจาะรูรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า



(ก) สายอากาศสตัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า (ข) สายอากาศเจาะรูรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

ภาพที่ 3.31 การออกแบบโครงสร้างสตัดของสายอากาศ

จากภาพที่ 3.31 ทำการออกแบบโครงสร้างของสตัดของสายอากาศเจาะรูรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าในภาพที่ 3.31(ข) โดยได้ค่าพารามิเตอร์ดังภาพที่ 3.32



ภาพที่ 3.32 การปรับสัดับด้วยการเซาะร่องสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า [3-5], [7]

6) ผลการวิเคราะห์การจำลองแบบ

โครงสร้างของสายอากาศที่ได้จากการออกแบบและปรับขนาดพารามิเตอร์ที่เหมาะสม โดยการวิเคราะห์และศึกษาหาขนาดที่เหมาะสมได้ใช้วิธีเชิงประจักษ์ (Empirical Method) ร่วมกับโปรแกรม CST (Computer Simulation Technology) จากการศึกษา วิเคราะห์และปรับโครงสร้างสายอากาศ ส่งผลให้สายอากาศมีแบนด์วิดท์และมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น การปรับขนาดของโครงสร้างสายอากาศในงานวิจัยนี้แบ่งออกเป็น 3 ส่วนดังนี้

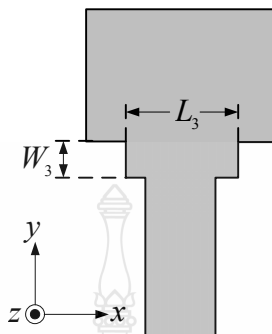
ส่วนที่หนึ่งจะทำการนำระยะ L_3 และ W_3 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) เพื่อที่จะหาระยะ L_3 และ W_3 ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ L_3 และ W_3 ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 แบบเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าในช่วง $0.084 \lambda_g$ ถึง $0.146 \lambda_g$ และช่วง $0.021 \lambda_g$ ถึง 0.052 [20-26] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ L_3 และ W_3 ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่ความถี่ 3.1 GHz ทำการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ตัวสายอากาศภาพที่ 3.33 จากนั้นเลือกปรับค่าความกว้างของแถบ L_3 โดยมีขนาดตั้งแต่ 4, 5, 6 และ 7 มิลลิเมตร พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ L_3 เท่ากับ 6 มิลลิเมตร และปรับค่าความยาวของแถบ W_3 โดยมีขนาดตั้งแต่ 1, 1.5, 2 และ 2.5 มิลลิเมตร พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ W_3 เท่ากับ 2 มิลลิเมตร โดยคำนวณหาจากสมการ L_3 และ W_3 ดังต่อไปนี้ และผลของการตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ร้อยละ 75.51 (7.51-15.43 GHz) ดังแสดงภาพที่ 3.34

$$L_3 = 0.125 \lambda_g = 6 \text{ มิลลิเมตร}$$

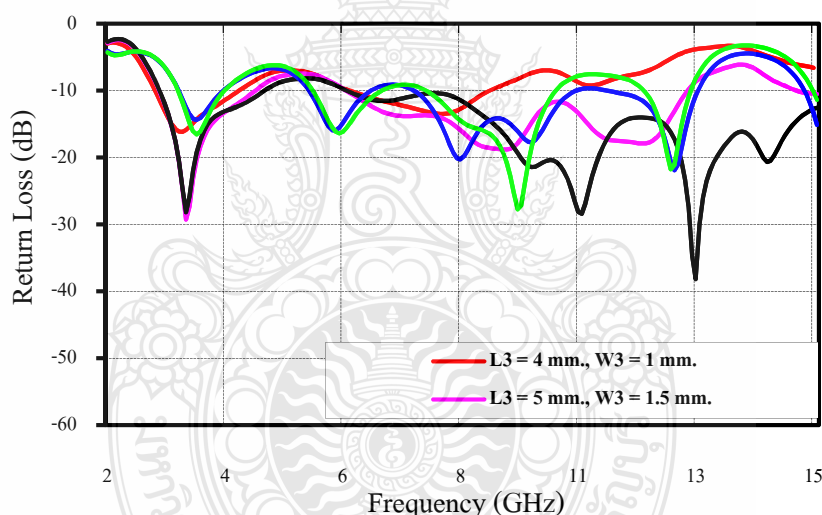
และ

$$W_3 = 0.042 \lambda_g = 2 \text{ มิลลิเมตร}$$

จากการคำนวณหาค่าความยาวของ L_3 และค่าความกว้างของ W_3 ผลที่ได้จากการปรับนำมาจำลองแบบ แสดงดังภาพที่ 3.33



ภาพที่ 3.33 สายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่มีการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าชั้นที่ 1



ภาพที่ 3.34 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ L_3 และ W_3

ในส่วนที่สองจะทำการนาระยะ L_2 และ W_2 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) เพื่อที่จะหาระยะ L_2 และ W_2 ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ L_2 และ W_2 ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าในช่วง $0.125 \lambda_g$ ถึง $0.209 \lambda_g$ และช่วง $0.021 \lambda_g$ ถึง $0.105 \lambda_g$ [20-26] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ L_2 และ W_2 ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่ความถี่ 3.1 GHz ทำการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ตัวสายอากาศดังภาพที่ 3.35 จากนั้นเลือกปรับค่าความกว้างของแถบ L_2 โดยมีขนาดตั้งแต่ 6, 7, 8, 9 และ 10 มิลลิเมตร พบว่า

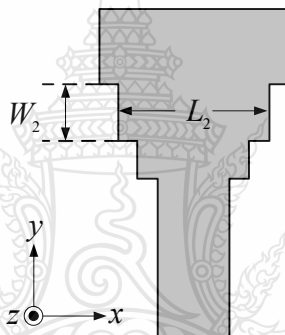
ค่าที่เหมาะสมคือ L_2 เท่ากับ 8 มิลลิเมตร และปรับค่าความยาวของแถบ W_2 โดยมีขนาดตั้งแต่ 1, 2, 3, 4 และ 5 มิลลิเมตร พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ W_2 เท่ากับ 3 มิลลิเมตร และผลของการตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ร้อยละ 69.04 (7.51-15.43 GHz) แสดงดังภาพที่ 3.36 โดยคำนวณหาจากสมการ L_2 และ W_2 ดังต่อไปนี้

$$L_2 = 0.167\lambda_g = 8 \text{ มิลลิเมตร}$$

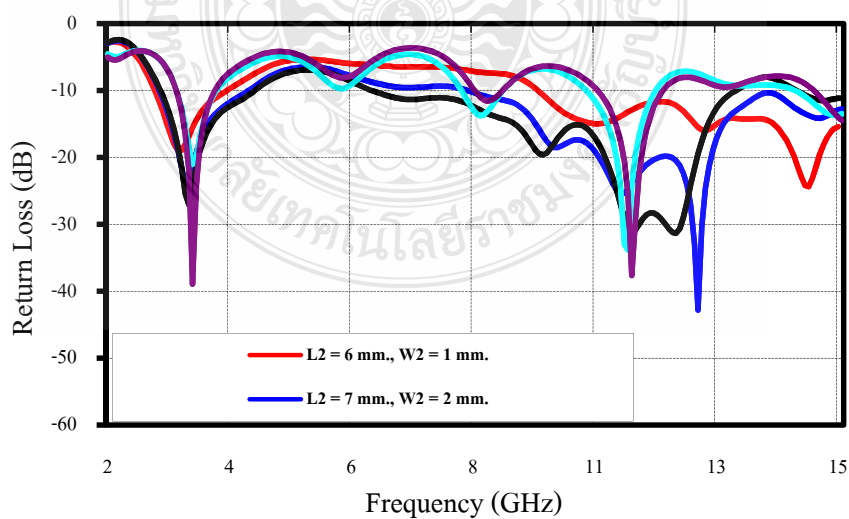
และ

$$W_2 = 0.063\lambda_g = 3 \text{ มิลลิเมตร}$$

จากการคำนวณหาความยาวของ L_2 และค่าความกว้างของ W_2 ผลที่ได้จากการปรับนำมาจำลองแบบแสดงดังภาพที่ 3.35



ภาพที่ 3.35 สายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่มีการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าชั้นที่ 2



ภาพที่ 3.36 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ L_2 และ W_2

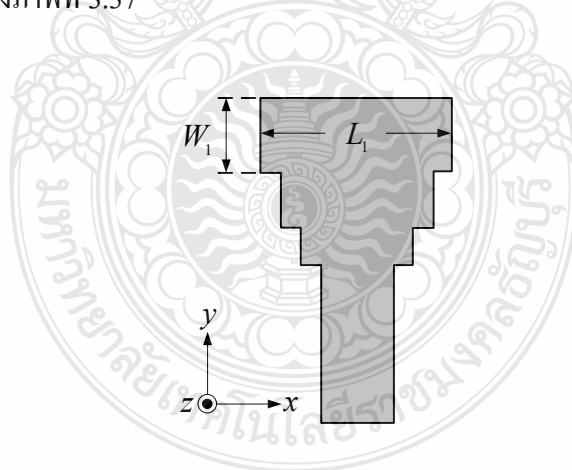
ในส่วนสุดท้ายจะทำการนำระยะ L_1 และ W_1 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) เพื่อที่จะหาระยะ L_1 และ W_1 ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ L_1 และ W_1 ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่า $0.167\lambda_g$ ถึง $0.251\lambda_g$ และ $0.042\lambda_g$ ถึง $0.125\lambda_g$ [21-27] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ L_1 และ W_1 ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่ความถี่ 3.1 GHz ทำการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ตัวสายอากาศภาพที่ 3.37 จากนั้นเลือกปรับค่าความกว้างของแถบ L_1 โดยมีขนาดตั้งแต่ 8, 9, 10, 11 และ 12 พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ L_1 เท่ากับ 10 มิลลิเมตร และปรับค่าความยาวของแถบ W_1 โดยมีขนาดตั้งแต่ 2, 3, 4, 5 และ 6 มิลลิเมตร พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ W_1 เท่ากับ 4 มิลลิเมตร และผลของการตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ร้อยละ 79.38 (6.48-15.01 GHz) แสดงดังภาพที่ 3.38 โดยคำนวณหาจากสมการ L_1 และ W_1 ดังต่อไปนี้

$$L_1 = 0.21\lambda_g = 10 \text{ มิลลิเมตร}$$

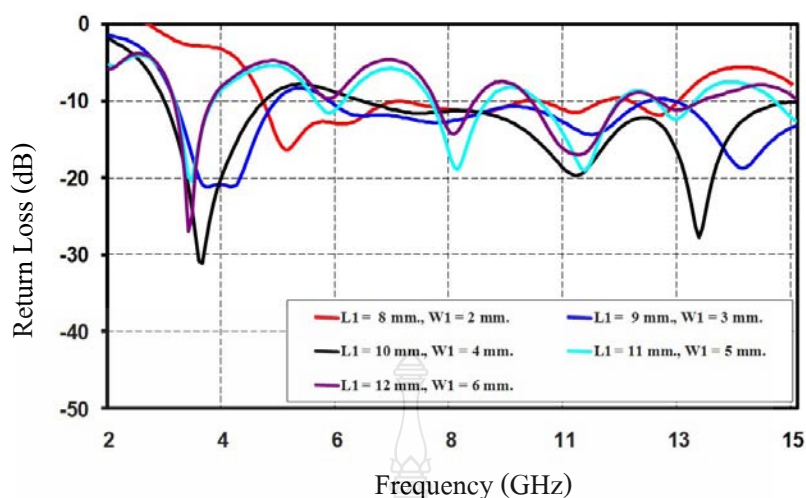
และ

$$W_1 = 0.084\lambda_g = 4 \text{ มิลลิเมตร}$$

จากการคำนวณหาค่าความยาวของ L_1 และค่าความกว้างของ W_1 ผลที่ได้จากการปรับนำมาจำลองแบบ แสดงดังภาพที่ 3.37



ภาพที่ 3.37 สายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่มีการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าขั้นที่ 3



ภาพที่ 3.38 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ L_1 และ W_1

จากภาพที่ 3.34, 3.36 และ 3.38 การจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศโดยทำการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ตัวสายอากาศ พบว่าค่าแบนด์วิดท์ยังไม่ครอบคลุมย่านความถี่ที่ต้องการ ดังแสดงตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 คุณสมบัติของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่มีการเซาะร่องสายอากาศ

สายอากาศต้นแบบที่มีการปรับ เซาะร่องสายอากาศ	f_c (GHz)	BW (GHz)	BW (%)
แบบเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าขั้นที่ 1	11.71	7.78 (7.82-15.60)	66.43
แบบเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าขั้นที่ 2	11.47	7.92 (7.51-15.43)	69.04
แบบเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าขั้นที่ 3	10.74	8.53 (6.48-15.01)	79.42

จากการจำลองแบบการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ตัวสายอากาศในส่วนสุดท้ายดังภาพที่ 3.38 พบว่าผลตอบแทนแบนด์วิดท์กว้างขึ้นแต่ยังไม่ครอบคลุมย่านความถี่ที่ต้องการ จึงทำการปรับเพิ่มสลับโดยเลือกใช้สลับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า รูปสามเหลี่ยมหน้าจั่วและรูปครึ่งวงกลมที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน เพื่อให้ผลการตอบสนองของค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss < -10 dB) ให้ตอบสนองย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (3.1-10.6 GHz) ที่ต้องการ

ในส่วนที่หนึ่งจะทำการเพิ่มสลับโดยเลือกใช้สลับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีด้านยาวเท่ากับ L_6 และด้านกว้างเท่ากับ W_6 จากนั้นนำระยะ L_6 และ W_6 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g)

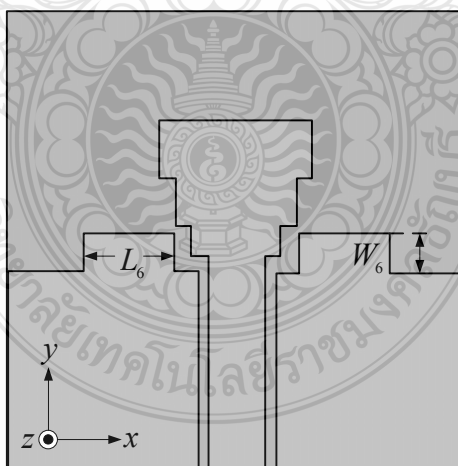
เพื่อที่จะหาระยะ L_6 และ W_6 ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ L_6 และ W_6 ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่า $0.063 \lambda_g$ ถึง $0.146 \lambda_g$ และช่วง $0.021 \lambda_g$ ถึง $0.146 \lambda_g$ [20-26] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ L_6 และ W_6 ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่ความถี่ 3.1 GHz โดยทำการปรับเพิ่มสัณฐานสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ตัวสายอากาศดังภาพที่ 3.39 จากนั้นเลือกปรับค่าความกว้างของแถบ L_6 โดยมีขนาดตั้งแต่ 3, 4, 5, 6 และ 7 มิลลิเมตร พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ L_6 เท่ากับ 5 มิลลิเมตร และปรับค่าความยาวของแถบ W_6 โดยมีขนาดตั้งแต่ 1, 3, 5, 6 และ 7 มิลลิเมตร พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ W_6 เท่ากับ 5 มิลลิเมตร และผลของการตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ร้อยละ 76.46 (6.01-13.45 GHz) แสดงดังภาพที่ 3.40 โดยคำนวณหาจากสมการ L_6 และ W_6 ดังต่อไปนี้

$$L_6 = 0.105 \lambda_g = 5 \text{ มิลลิเมตร}$$

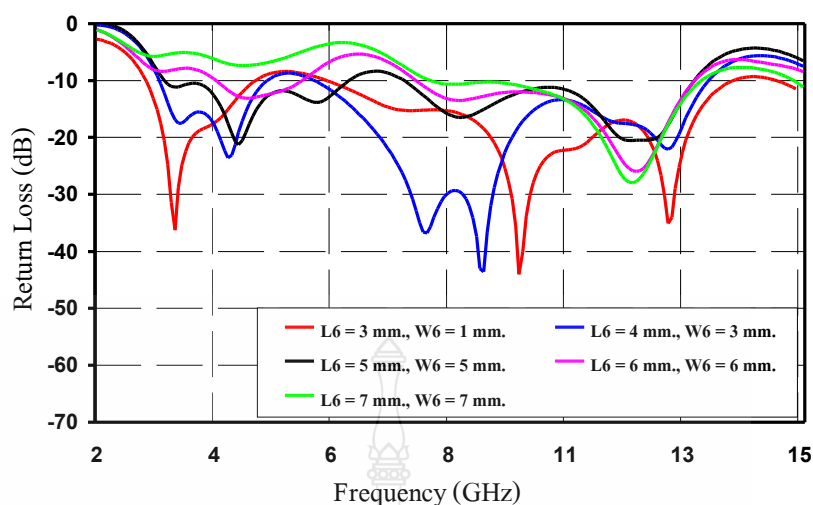
และ

$$W_6 = 0.105 \lambda_g = 5 \text{ มิลลิเมตร}$$

จากการคำนวณหาค่าความยาวของ L_6 และค่าความกว้างของ W_6 ผลที่ได้จากการปรับนำมาจำลองแบบ แสดงดังภาพที่ 3.39



ภาพที่ 3.39 การปรับเพิ่มสัณฐานสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน



ภาพที่ 3.40 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ L_6 และ W_6

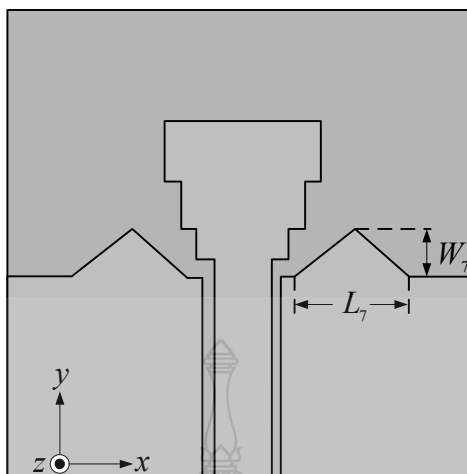
ส่วนที่สองจะทำการเพิ่มสลับโดยเลือกใช้สลับรูปสามเหลี่ยมหน้าจั่วที่มีความยาวเท่ากับ L_7 และความกว้างเท่ากับ W_7 จากนั้นนำระยะ L_7 และ W_7 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) เพื่อที่จะหาระยะ L_7 และ W_7 ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ L_7 และ W_7 ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.063 \lambda_g$ ถึง $0.167 \lambda_g$ และช่วง $0.021 \lambda_g$ ถึง $0.188 \lambda_g$ [20-26] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ L_7 และ W_7 ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่ความถี่ 3.1 GHz ทำการปรับเพิ่มสลับรูปสามเหลี่ยมหน้าจั่วที่ตัวสายอากาศดังภาพที่ 3.29 จากนั้นเลือกปรับค่าความยาวของแถบ L_7 โดยมีขนาดตั้งแต่ 3, 4, 5, 7 และ 8 มิลลิเมตร พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ L_7 เท่ากับ 5 มิลลิเมตร และปรับค่าความกว้างของแถบ W_7 โดยมีขนาดตั้งแต่ 1, 3, 5, 7 และ 9 มิลลิเมตร พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ W_7 เท่ากับ 5 มิลลิเมตร และผลของการตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ร้อยละ 76.46 (5.99-14.02 GHz) ดังแสดงภาพที่ 3.42 โดยคำนวณหาจากสมการ L_7 และ W_7 ดังต่อไปนี้

$$L_7 = 0.105\lambda_g = 5 \text{ มิลลิเมตร}$$

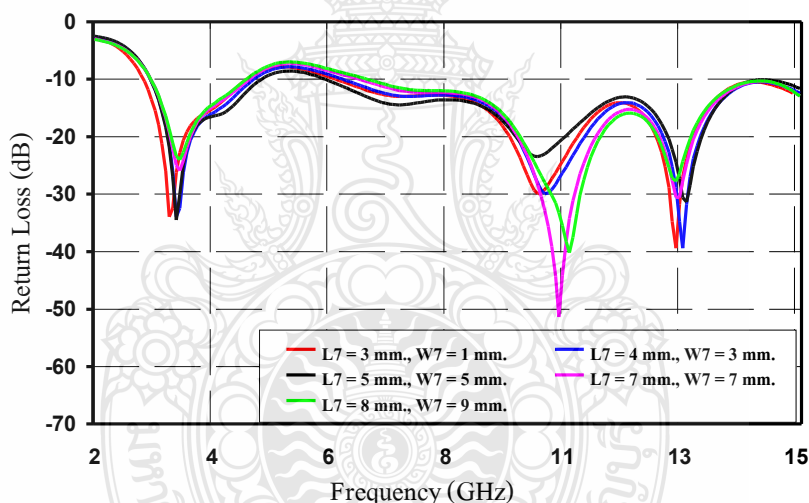
และ

$$W_7 = 0.105\lambda_g = 5 \text{ มิลลิเมตร}$$

จากการคำนวณหาค่าความยาวของ L_7 และค่าความกว้างของ W_7 ผลที่ได้จากการปรับนำมาจำลองแบบแสดงดังภาพที่ 3.41



ภาพที่ 3.41 การปรับเพิ่มสลับรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน



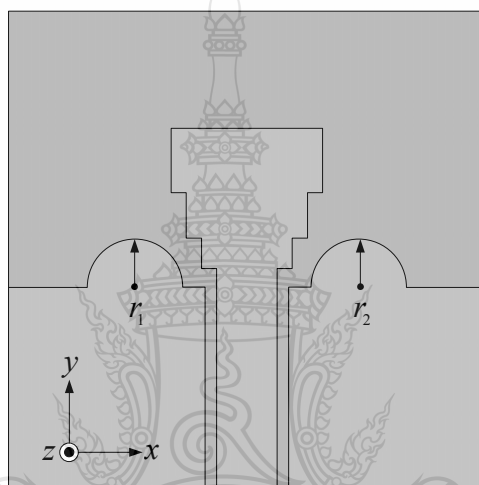
ภาพที่ 3.42 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ L_7 และ W_7

ส่วนสุดท้ายจะทำการเพิ่มสลับโดยเลือกใช้สลับรูปครึ่งวงกลม ที่มีรัศมีเท่ากับ r_1 และ r_2 จากนั้นนำระยะรัศมี r_1 และ r_2 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) เพื่อที่จะหาระยะรัศมี r_1 และ r_2 ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ r_1 และ r_2 ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.042 \lambda_g$ ถึง $0.125 \lambda_g$ [21-27] ดังนั้นสามารถหาค่าระยะรัศมี r_1 และ r_2 ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่ความถี่ 3.1 GHz ทำการปรับเพิ่มสลับรูปครึ่งวงกลมที่ระนาบสร้างเงาดังภาพที่ 3.42 จากนั้นเลือกปรับค่าความยาวของแถบ r_1 และ r_2 โดยมี

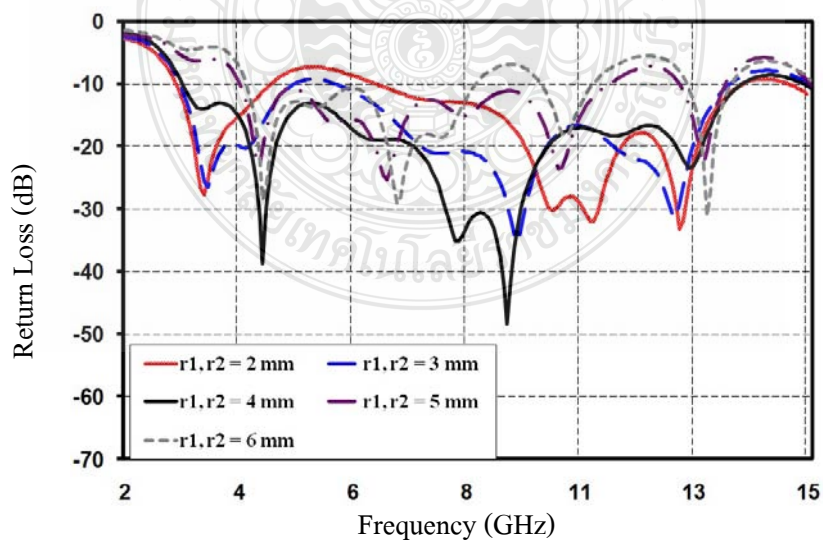
ขนาดตั้งแต่ 2, 3, 4, 5 และ 6 มิลลิเมตร พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ r_1 เท่ากับ 4 มิลลิเมตร และ r_2 เท่ากับ 4 มิลลิเมตร และผลของการตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ร้อยละ 127.58 (3.05-13.81 GHz) แสดงดังภาพที่ 3.32 โดยคำนวณหาจากสมการ r_1 และ r_2 ดังต่อไปนี้

$$r_{1,2} = 0.084\lambda_g = 4 \text{ มิลลิเมตร}$$

จากการคำนวณหาความกว้างของรัศมี r_1 และ r_2 ผลที่ได้จากการปรับนำมาจำลองแบบแสดงดังภาพที่ 3.43



ภาพที่ 3.43 การปรับเพิ่มระดับรูปครึ่งวงกลมที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน



ภาพที่ 3.44 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ r_1 และ r_2

จากภาพที่ 3.40, 3.42 และ 3.44 การจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศแบบการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า รูปสามเหลี่ยมหน้าจั่วและรูปครึ่งวงกลมที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้านนั้น พบว่าการเซาะร่องรูปครึ่งวงกลม ทำให้ค่าแบนด์วิดท์ครอบคลุมย่านความถี่ที่ต้องการ ดังแสดงตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 คุณสมบัติของสายอากาศต้นแบบที่มีการเพิ่มระดับบริเวณระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน

สายอากาศต้นแบบที่มีการเพิ่มระดับบริเวณระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน	f_c (GHz)	BW (GHz)	BW (%)
ระดับรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส	9.73	7.44 (6.01-13.45)	76.46
ระดับรูปสามเหลี่ยมหน้าจั่ว	10.00	8.03 (5.99-14.02)	80.30
ระดับรูปครึ่งวงกลม	8.43	10.76 (3.05-13.81)	127.64

จากภาพที่ 3.44 การคำนวณหาแบนด์วิดท์จากช่วงความถี่ที่มี VSWR ต่ำกว่า 2 หรือสามารถคำนวณหาค่าแบนด์วิดท์จากกราฟสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ $|S_{11}|$ ที่มีค่าต่ำกว่า -10 dB ที่ได้จากการจำลองผลคำนวณหาค่าความถี่กลาง f_c

$$f_c = \left(\frac{f_{\max} - f_{\min}}{2} \right) + f_{\min}$$

$$f_c = \left(\frac{13.81 - 3.05}{2} \right) + 3.05$$

$$f_c = 8.43 \text{ GHz}$$

คำนวณหาค่าแบนด์วิดท์ BW

$$BW = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c} \times 100\%$$

$$= \frac{13.81 - 3.05}{8.43} \times 100\%$$

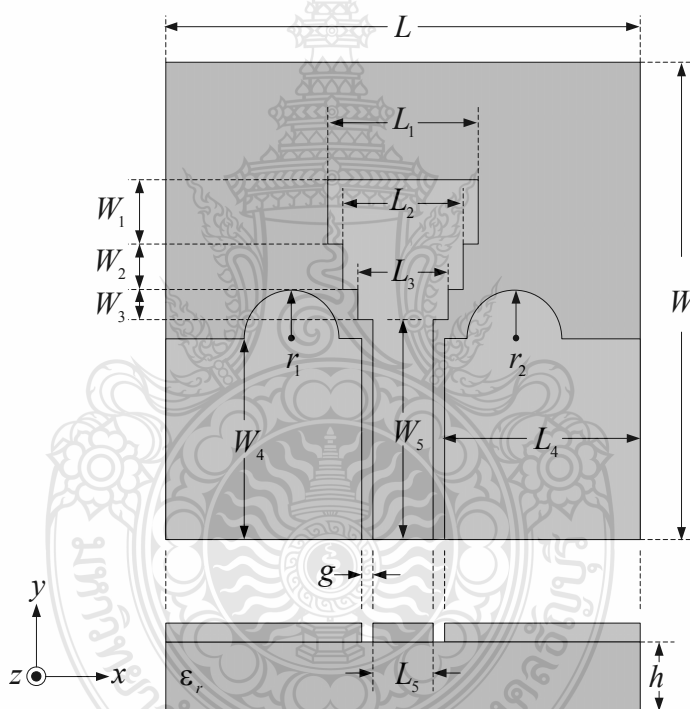
$$= 127.64\%$$

เมื่อ f_c คือ ค่าความถี่กลางของแบนด์วิดท์ที่ต้องการออกแบบ

f_{\max} คือ ค่าความถี่สูงสุดที่มีค่า $|S_{11}|$ ต่ำกว่า -10 dB

f_{\min} คือ ค่าความถี่ต่ำสุดที่มีค่า $|S_{11}|$ ต่ำกว่า -10 dB

สายอากาศแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานความถี่กว้างยิ่งยั้งนั้น ที่สร้างขึ้นต้อง ออกแบบให้ใช้งานที่ความถี่ 3.1-10.6 GHz ขนาดของสายอากาศและระนาบสร้างเงานั้นสามารถหา ขนาดด้านต่างๆ ได้จากภาพที่ 3.45 ซึ่งแสดงเป็นแบบด้านหน้าและด้านข้างโดยโครงสร้างของ สายอากาศด้านบนนั้นมีขนาดกว้างและยาวเท่ากับ 30×30 ตารางมิลลิเมตร สำหรับด้านข้างมีความ หนาของสายอากาศ 0.764 มิลลิเมตร โดยกำหนดความหนาของแผ่นทองแดงที่อยู่บนวัสดุฐานรองมี ค่าเท่ากับ 0.017 มิลลิเมตร โดยโครงสร้างสายอากาศทั้งหมด แสดงดังภาพที่ 3.45



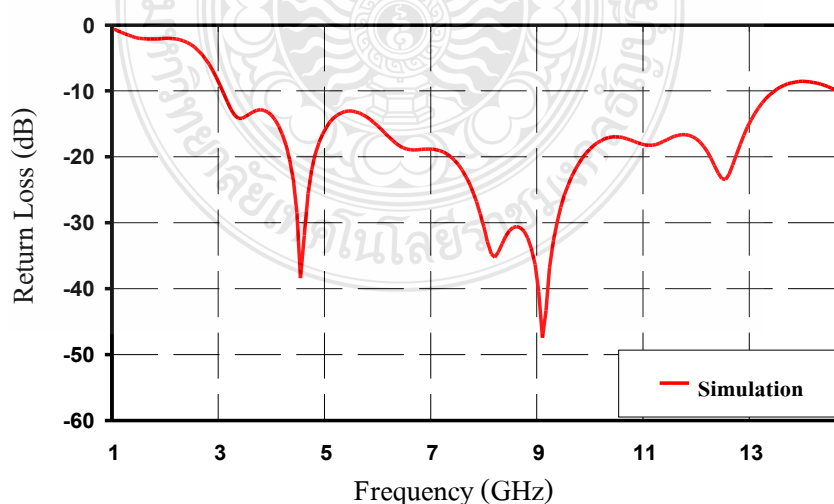
ภาพที่ 3.45 ขนาดต่างๆ ของสายอากาศและระนาบสร้างเงา

เมื่อทำการจำลองแบบการปรับ โครงสร้างของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 และการ คำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศสำหรับการประยุกต์ใช้งานความถี่กว้างยิ่งยั้ง นั้น ได้นำ ค่าพารามิเตอร์ไปจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST จนได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมทำให้สายอากาศมี ประสิทธิภาพมากขึ้น แสดงดังตารางที่ 3.4

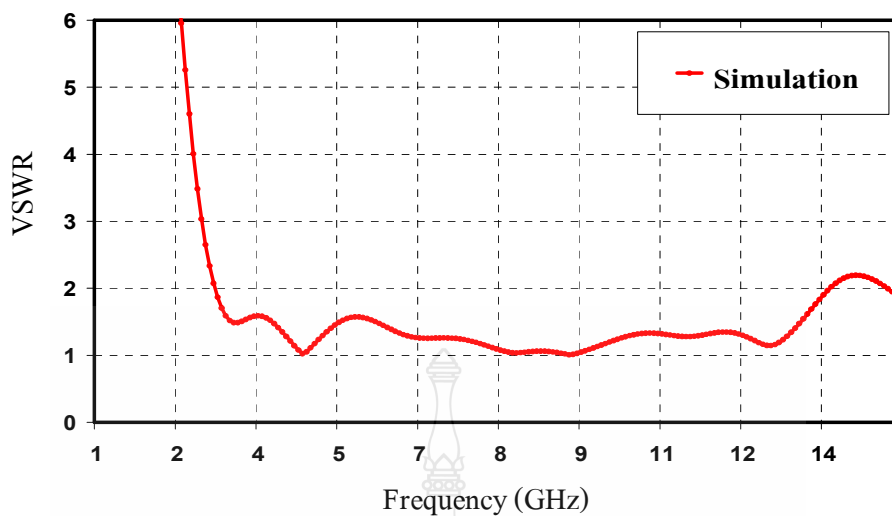
ตารางที่ 3.4 ค่าขนาดตัวแปรต่างๆ ที่ได้จากการออกแบบสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2

ขนาดความกว้าง		ขนาดความยาว	
ตัวแปร	ขนาด (มิลลิเมตร)	ตัวแปร	ขนาด (มิลลิเมตร)
L	30	W	30
L_1	10	W_1	4
L_2	8	W_2	3
L_3	6	W_3	2
L_4	12.5	W_4	13
L_5	3.8	W_5	15
g	0.6	$r_{1,2}$	4
-	-	h	0.764

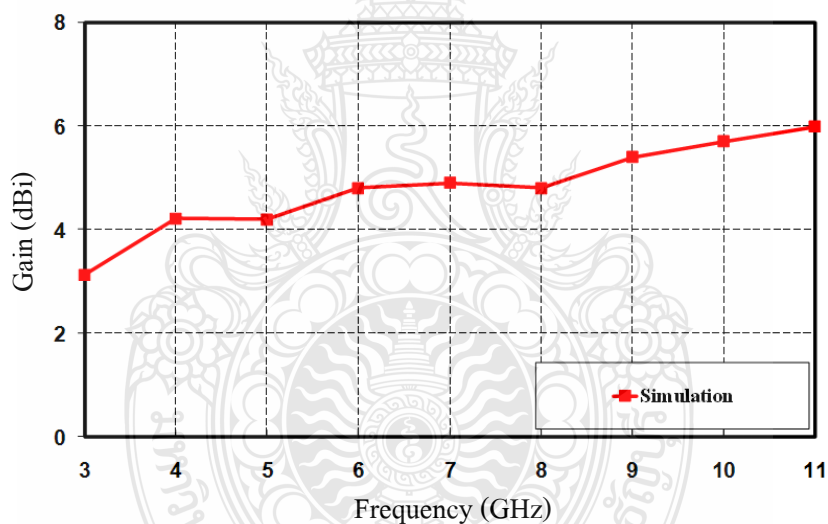
จากตารางที่ 3.3 การจำลองสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่มีโครงสร้างที่เหมาะสมที่สุดคือ มีการปรับเพิ่มสัณฐานรูปครึ่งวงกลมที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้านในภาพที่ 3.43 พบว่าค่าแบนด์วิดท์ที่ได้ตอบสนองย่านความถี่กว้างซึ่งที่ต้องการคือร้อยละ 127.64 (3.05-13.81 GHz) ดังแสดงภาพที่ 3.46 และผลตอบสนองความถี่ช่วงการใช้งานอยู่ในรูปแบบของแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) แสดงดังภาพที่ 3.47 ซึ่งพบว่าค่า VSWR จะต่ำกว่า 2 ในช่วงความถี่ ตั้งแต่ 3.05-13.81 GHz และค่าอัตราขยาย (Gain) ซึ่งมีค่าโดยประมาณ 4.93 dBi แสดงดังภาพที่ 3.48



ภาพที่ 3.46 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2

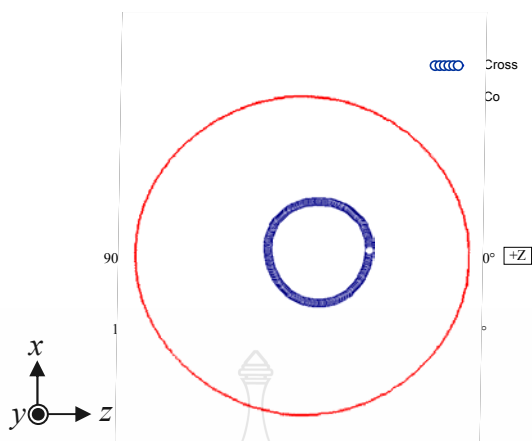


ภาพที่ 3.47 แรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2

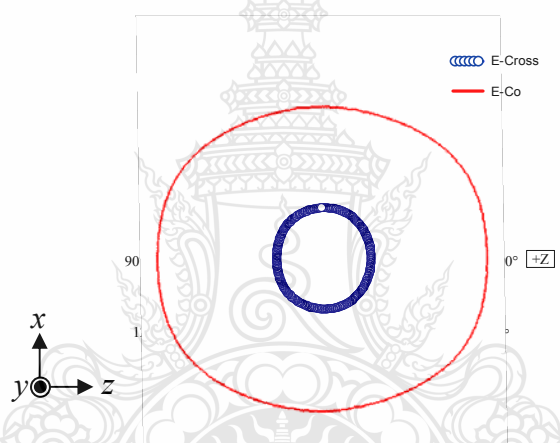


ภาพที่ 3.48 อัตราขยาย (Gain) ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2

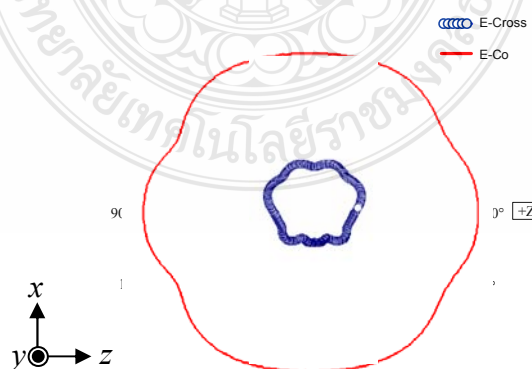
ในส่วนของการจำลองแบบเพื่อหาแบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation Pattern) ของสายอากาศที่ความถี่ต่างๆ แสดงได้ดังภาพที่ 3.49-3.54 พบว่าสายอากาศมีการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง (Omni Directional) ในระบบ E-Plane และมีการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bidirectional) ในระบบ H-Plane



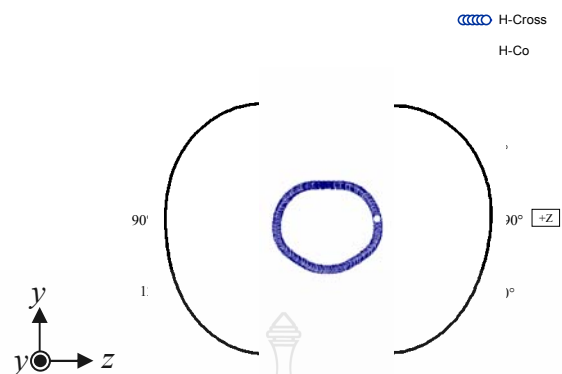
ภาพที่ 3.49 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3 GHz ระนาบ E-Plane



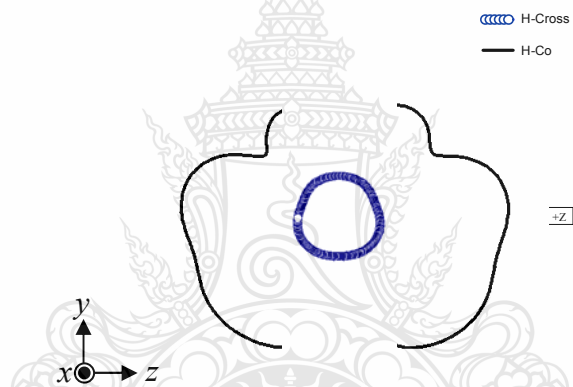
ภาพที่ 3.50 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 7 GHz ระนาบ E-Plane



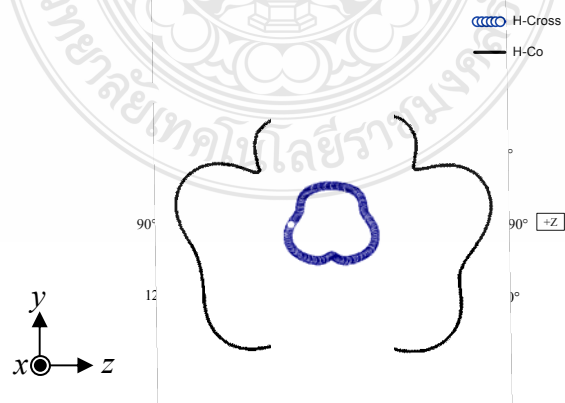
ภาพที่ 3.51 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 10 GHz ระนาบ E-Plane



ภาพที่ 3.52 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3 GHz ระนาบ H-Plane

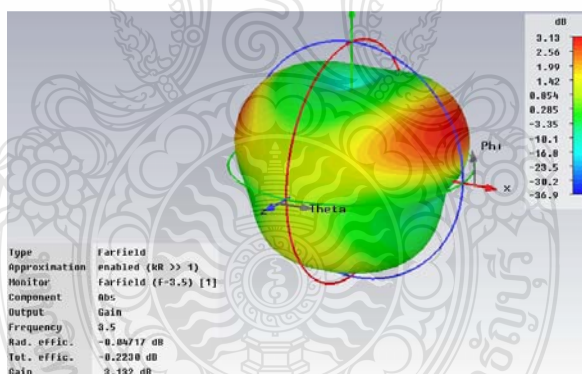


ภาพที่ 3.53 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 7 GHz ระนาบ H-Plane

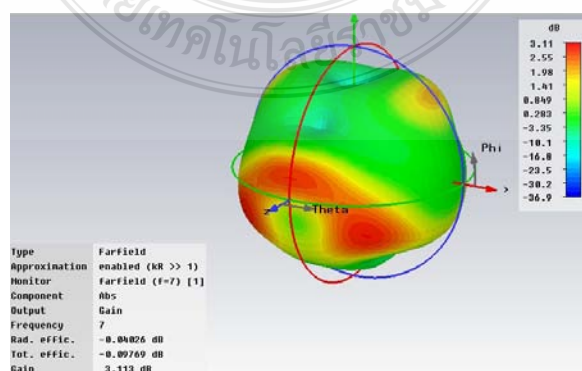


ภาพที่ 3.54 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 10 GHz ระนาบ H-Plane

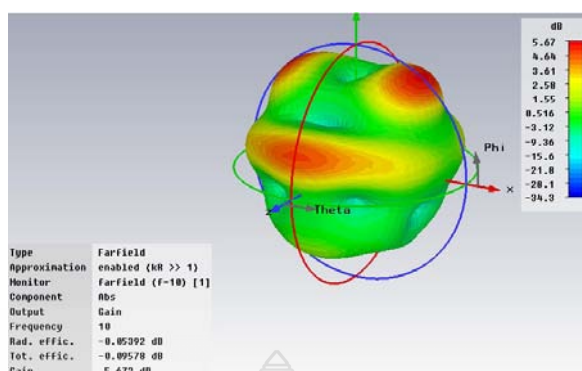
จากภาพที่ 3.49-3.54 ได้แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ 2 มิติ จากการจำลองแบบของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 สำหรับประยุกต์ใช้งานย่านแถบกว้างยิ่งที่ความถี่ 3 GHz 7 GHz และ 10 GHz ซึ่งที่ระบบ E-Plane มีลักษณะเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบ x-z จะเป็นระนาบที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานในลักษณะมุมกวาด (Azimuth) ซึ่งจะมีความแรง (Gain) สูงสุดของสัญญาณในทิศทางของมุม 90 องศา 50 องศา และ 90 องศา ส่วนระบบ H-Plane มีลักษณะเป็นแบบสองทิศทางคือไปในทิศทาง z และ -z ในระนาบ y-z จะเป็นระนาบที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานในลักษณะมุมยก (Elevation) ซึ่งมีความแรง (Gain) สูงสุดของสัญญาณในทิศทางของมุม 130 องศา 130 องศา และ 140 องศา ในส่วนของแผ่พลังงานจากการจำลองแบบในระนาบ 3 มิติ ที่ความถี่ 3 GHz 7 GHz และ 10 GHz จะเห็นว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงานได้ดีที่มุม 90 องศา 0 องศา และมุม 0 องศาซึ่งจากรูปของผลการจำลองจะเห็นว่าที่ความถี่ต่ำ 3 GHz จะมีความแรงของสัญญาณ (Gain) ประมาณ 3.132 dBi ความถี่กลาง 7 GHz จะมีความแรงของสัญญาณ (Gain) ประมาณ 3.113 dBi และที่ความถี่สูง 10 GHz มีความแรงของสัญญาณ (Gain) ประมาณ 5.672 dBi โดยสังเกตได้จากระดับความเข้มของสีของแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ 3 มิติจะเป็นสีแดงเข้ม ดังภาพที่ 3.55 ส่วนทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสที่ความถี่ 3 GHz 7 GHz และ 10 GHz แสดงดังภาพที่ 3.56-3.58



(ก). ความถี่ 3 GHz

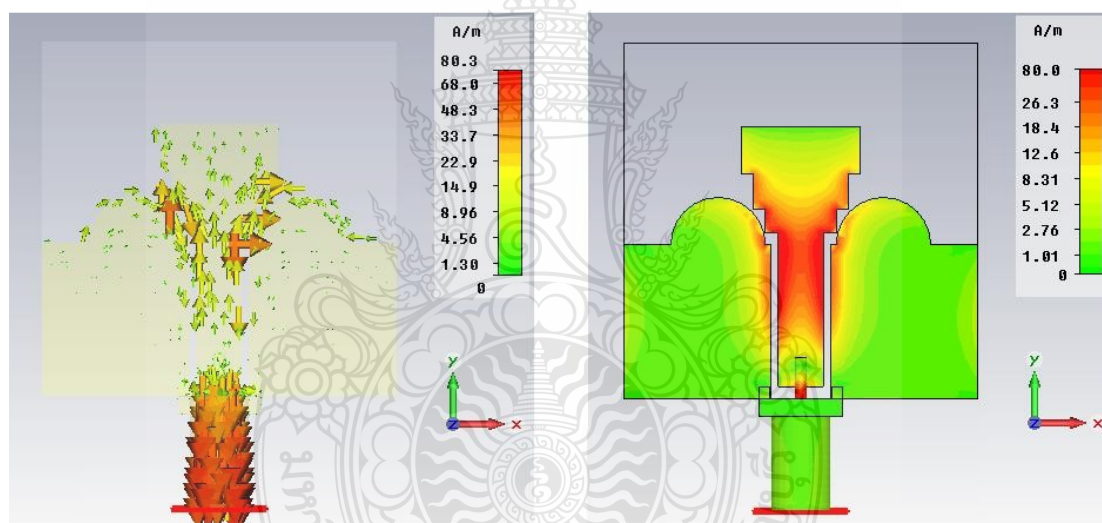


(ข). ความถี่ 7 GHz



(ค) ความถี่ 10 GHz

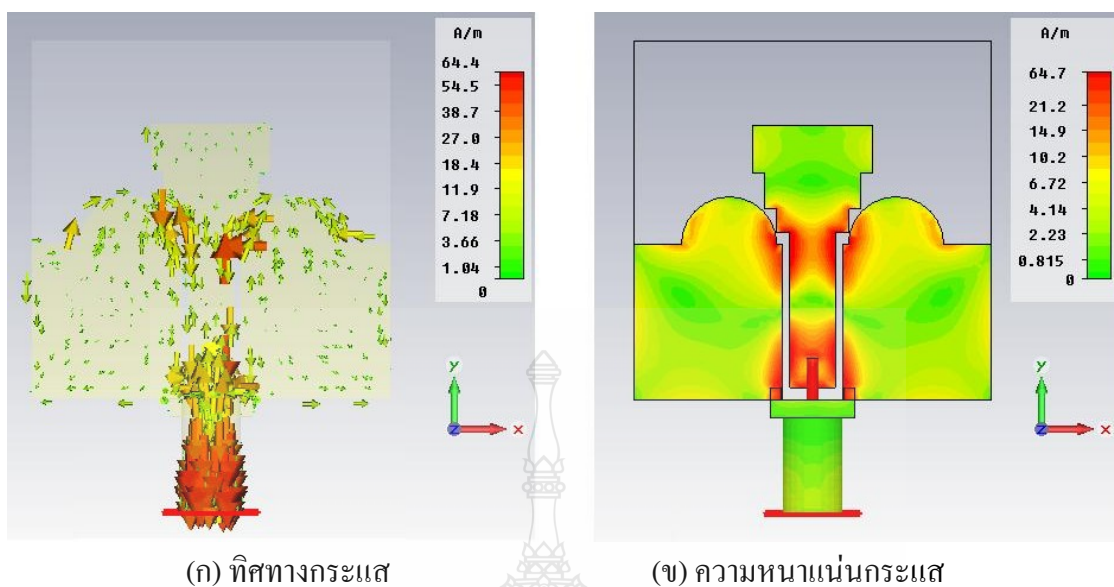
ภาพที่ 3.55 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่ความถี่ 3 GHz 7 GHz และ 10 GHz ในระนาบ 3 มิติ



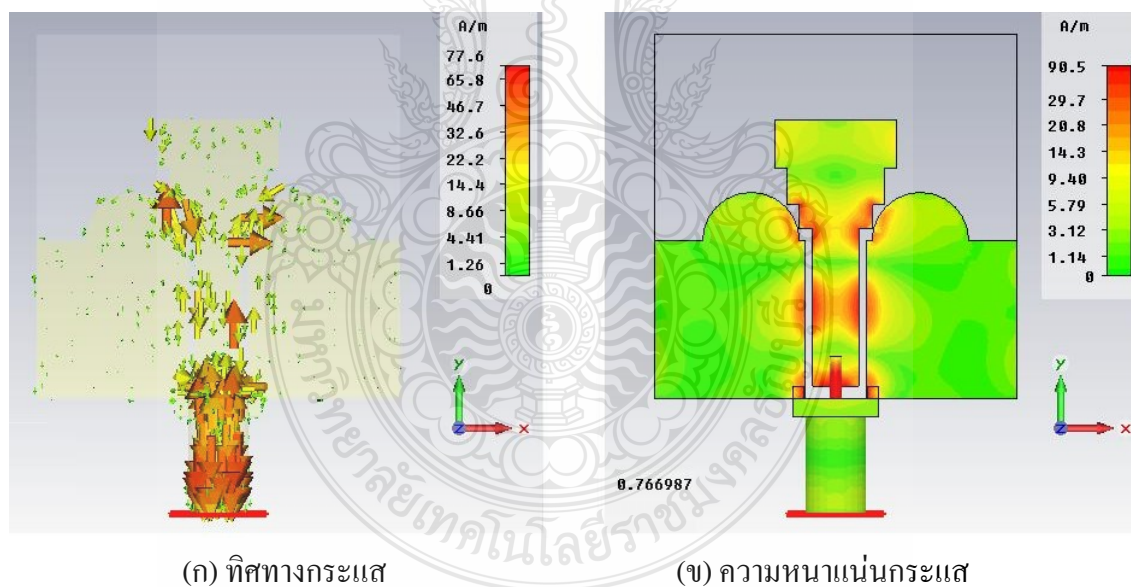
(ก) ทิศทางกระแส

(ข) ความหนาแน่นกระแส

ภาพที่ 3.56 ทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสจากการจำลองแบบของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ความถี่ 3 GHz



ภาพที่ 3.57 ทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสจากจำลองแบบของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่ความถี่ 7 GHz



ภาพที่ 3.58 ทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสจากจำลองแบบของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่ความถี่ 10 GHz

จากภาพที่ 3.56-3.58 ในช่วงความถี่ 3 GHz มีทิศทางของการไหลของกระแสและความหนาแน่นของกระแสจะปรากฏบริเวณจุดป้อนสัญญาณไปยังตัวสายอากาศที่มีการเซาะร่องชั้นที่สองและ

ระนาบกราวด์ที่มีการปรับเพิ่มสัณฐานรูปครึ่งวงกลมทั้งสองด้าน โดยสังเกตจากทิศทางของลูกศร ในส่วนที่ 2 ช่วงความถี่ 7 GHz มีทิศทางของการไหลของกระแสและความหนาแน่นของกระแสอยู่สองจุดคือ ปรากฏบริเวณจุดป้อนสัญญาณและตัวสายอากาศที่มีการเซาะร่องชั้นที่หนึ่งกับระนาบกราวด์ที่มีการปรับเพิ่มสัณฐานรูปครึ่งวงกลมทั้งสองด้านเพียงเล็กน้อย และส่วนสุดท้ายช่วงความถี่ 10 GHz มีทิศทางของการไหลของกระแสและความหนาแน่นของกระแสอยู่สามจุดคือที่บริเวณจุดป้อนสัญญาณตรงกลางสายป้อนสัญญาณและตัวสายอากาศ ซึ่งจะสังเกตโดยรวมว่าในช่วงความถี่กลางถึงความถี่สูงจะมีทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสที่มีการแผ่กระจายมากกว่าความถี่ต่ำ เกิดจากโครงสร้างสายอากาศที่ได้ออกแบบมาจะตอบสนองในช่วงความถี่ต่ำถึงความถี่กลางแต่จะมีความผิดเพี้ยนในช่วงความถี่สูง จึงมีการแผ่พลังงานที่แตกต่างกันไป ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน ค่าเก็บประจุและค่าความเหนี่ยวนำที่ตัวสายอากาศและระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน ในการออกแบบสายอากาศแบบระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานความถี่กว้างยิ่ง นั้นหลักการสำคัญคือ การทำให้สายอากาศนั้นมีการแมทซ์อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่ดีที่สุดและมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์มก่อนที่จะนำไปสร้างจริงเพื่อให้ได้สายอากาศที่ดีที่สุดซึ่งผลที่ได้จากการศึกษาสามารถสรุปได้ดังนี้

3.4 บทสรุป

สายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 เริ่มจากการใช้เทคนิคการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าร่วมกับการปรับเพิ่มสัณฐานรูปครึ่งวงกลมที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน โดยใช้วิธีเชิงประจักษ์การร่วมกับการโปรแกรม CST จนได้โครงสร้างสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ดังภาพที่ 3.45 โดยโครงสร้างสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 ซึ่งขนาดความยาว (L) เท่ากับ 30 มิลลิเมตร ขนาดความกว้าง (W) เท่ากับ 30 มิลลิเมตร ซึ่งได้ค่าตอบสนองต่อความถี่ร้อยละ 127.64 (3.05-13.81 GHz) ดังแสดงภาพที่ 3.47 พบว่าช่วยให้ขนาดของสายอากาศลดลงจากเดิมในงานวิจัย [8-12] และมีแบนด์วิดท์เพิ่มจากงานวิจัยที่ [8-9]

บทที่ 4

ผลการทดลอง

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการวิเคราะห์การจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST เพื่อหาค่าตัวแปรที่เหมาะสมที่สุดของสายอากาศก่อนการสร้างสายอากาศจริงซึ่งได้แก่ ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ แบนด์วิดท์ และแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 และสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 และการเพิ่มสัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า รูปสามเหลี่ยม และรูปครึ่งวงกลมที่ระนาบสร้างเงา

4.1 การทดสอบสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 สำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้าง

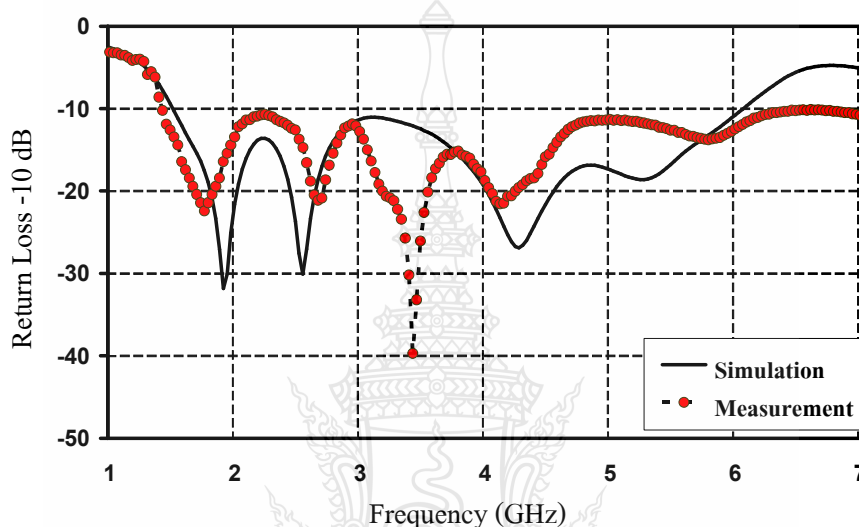
ในการทดลองเพื่อที่จะหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศนั้น ต้องใช้เครื่องมือในการทดสอบคือเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B และโปรแกรมวัดการแผ่กระจายพลังงาน ในส่วนการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ $|S_{11}|$ ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนคลื่นนิ่ง และแบนด์วิดท์ของสายอากาศไมโครสตริป ซึ่งการทดลองการต่อสายอากาศเข้ากับ Network Analyzer เพื่อวัดผลตอบสนองของสายอากาศที่สร้างขึ้นได้แสดงดังภาพที่ 4.1



ภาพที่ 4.1 เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย

4.1.1 ผลการทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11})

การทดลองเบื้องต้นของค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss <-10 dB) ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 พบว่าค่าแบนด์วิดท์ที่มีค่าเท่ากับ 126.99 เปอร์เซ็นต์ (1.42 - 6.36 GHz) และผลการวัดจริงมีแนวโน้มที่ใกล้เคียงกันกับผลการจำลองแบบ โดยค่าแบนด์วิดท์ดังกล่าวจะทำให้เห็นภาพที่ชัดเจนมากยิ่งขึ้นจะแสดงดังภาพที่ 4.2 และตารางที่ 4.1



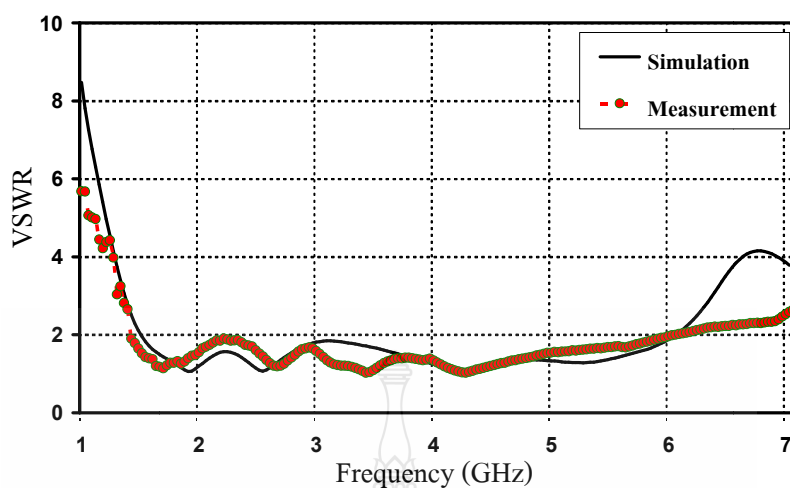
ภาพที่ 4.2 เปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11})

ตารางที่ 4.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง

สายอากาศ	f_c (GHz)	BW (GHz)	BW (%)
ผลการจำลอง	3.78	4.55 (1.51 - 6.06)	120.37
ผลการวัดจริง	3.89	4.94 (1.42 - 6.36)	126.99

4.1.2 ผลการทดสอบแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR)

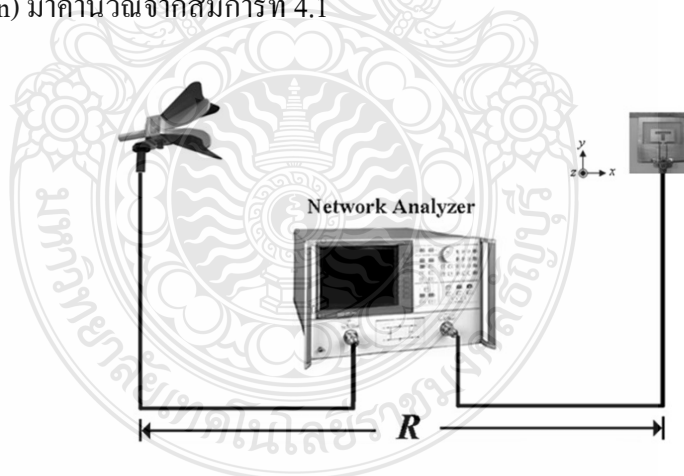
แรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 ซึ่งพิจารณาค่าที่ต่ำกว่า 2 dB มีค่าแบนด์วิดท์ตั้งแต่ 1.42 - 6.36 GHz และผลการวัดจริงมีแนวโน้มที่ใกล้เคียงกันกับผลการจำลองแบบ แสดงดังภาพที่ 4.3



ภาพที่ 4.3 เปรียบเทียบการจำลองผลกับการวัดจริงของค่าแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR)

4.1.3 การทดลองวัดอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1

การทดลองวัดอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 ได้ดังภาพที่ 4.4 เป็นวิธีที่ใช้สายอากาศทั้งสองตัว (Two-Antenna Method) สายอากาศตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นสายรับและอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่ง โดยมีลักษณะทุกอย่างที่เหมือนกันสามารถนำสมการพื้นฐาน (Fires Transmission Equation) มาคำนวณจากสมการที่ 4.1



ภาพที่ 4.4 การทดลองวัดอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1

$$G_r = P_r - P_t + L_f + L_{line} - G_t \quad (4.1)$$

โดยที่ P_r คือ กำลังงานที่รับ

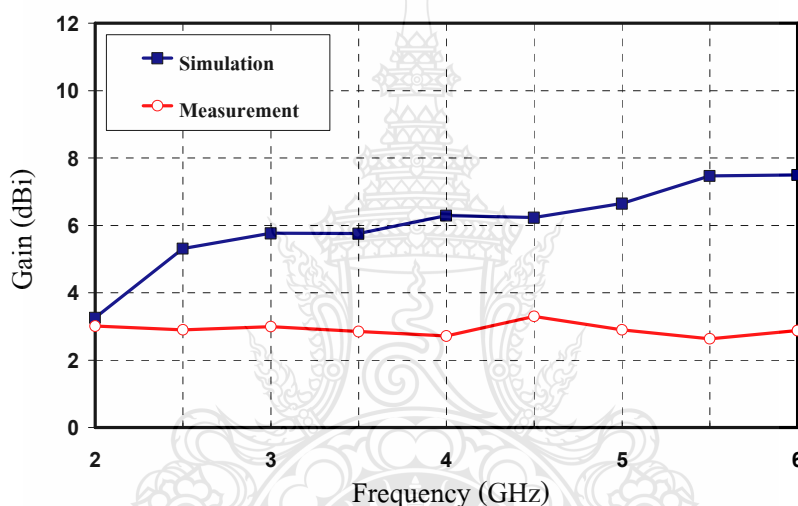
P_t คือ กำลังงานที่ส่ง

L_f คือ การสูญเสียในอากาศ ($D = 2$ เมตร)

L_{line} คือ การสูญเสียในสายด้านส่งและด้านรับ

G_t คือ อัตราการขยายของสายอากาศส่ง

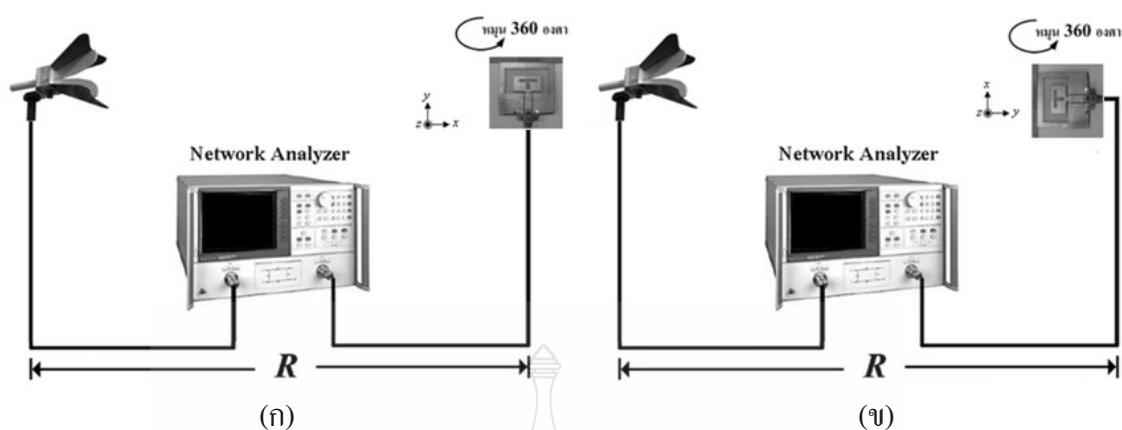
ในส่วนของการเปรียบเทียบของค่าอัตราขยายจากผลการจำลองแบบและผลการวัดจริงทั้ง 2 แบบ พบว่าสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 มีค่าอัตราขยายเฉลี่ยจากการจำลองแบบตลอดย่านความถี่ใช้งานประมาณ 6 dBi และมีค่าอัตราขยายเฉลี่ยจากการวัดจริงตลอดย่านความถี่ใช้งานประมาณ 3.32 dBi ดังภาพที่ 4.5



ภาพที่ 4.5 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองแบบของค่าอัตราขยายสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1

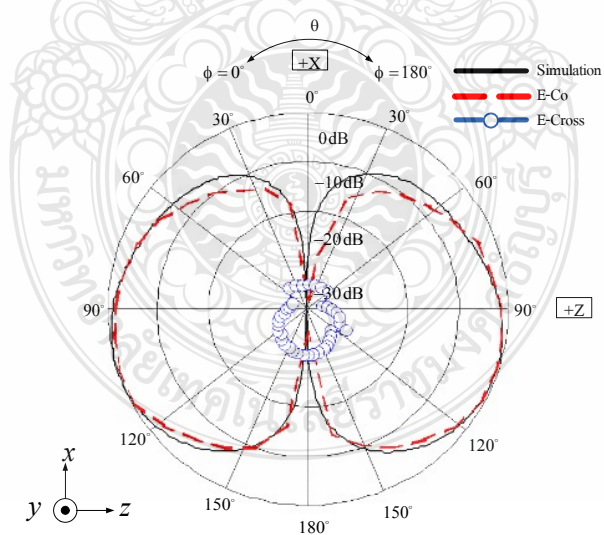
4.1.4 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศสร้างจริง

แบบรูปการแผ่พลังงานสำหรับสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 ที่เลือกวัดแบบรูปการแผ่พลังงานซึ่งได้แก่ สายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 จะมีช่วงความถี่ 2.45 GHz และ 5.8 GHz และสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 จะมีช่วงความถี่ 3 GHz 7 GHz และ 10 GHz ตามลำดับส่วนเครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดจะประกอบด้วย เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B ร่วมกับ โปรแกรมแสดงค่าการแผ่พลังงานสามารถวัดได้ทั้งกำลังและความถี่ในย่านแถบความถี่ที่ออกแบบโดยจะทำการทดสอบสายอากาศแบบระนาบรวมทั้งแบบมุมยก (Elevation) และแบบมุมกวาด (Azimuth)

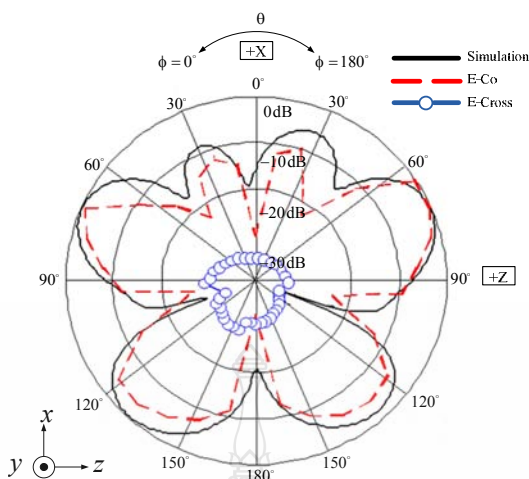


ภาพที่ 4.6 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1
 (ก) การหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันร่วม (Co-Polarization)
 (ข) การหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันไขว้ (Cross-Polarization)

จากภาพที่ 4.6 การทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของการหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันร่วม (Co-Polarization) และการหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันไขว้ (Cross-Polarization) ดังแสดงภาพที่ 4.7 - 4.10 ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1



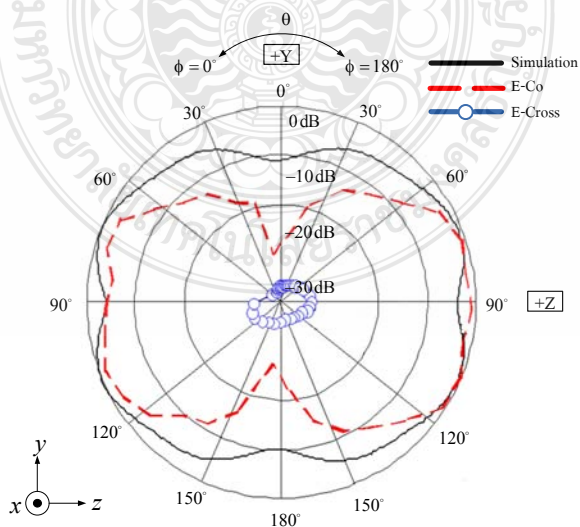
ภาพที่ 4.7 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 2.45 GHz



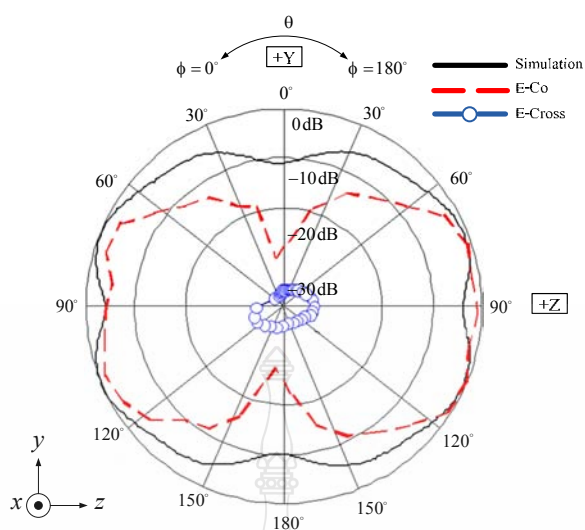
ภาพที่ 4.8 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.80 GHz

จากภาพที่ 4.7 จากการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 ในระนาบ x-z ที่ความถี่ 2.45 GHz จะมีทิศทางของมุม 260 องศา ส่วนการวัดผลจะมีทิศทางของมุม 107 องศา จากการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานพบว่า มีผลที่สอดคล้องกันและมีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bidirectional)

จากภาพที่ 4.8 จากการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 ในระนาบ x-z ที่ความถี่ 5.80 GHz จะมีทิศทางของมุม 70 องศา ส่วนการวัดผลจะมีทิศทางของมุม 62 องศา จากการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานพบว่า มีผลที่สอดคล้องกันและมีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bidirectional)



ภาพที่ 4.9 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz



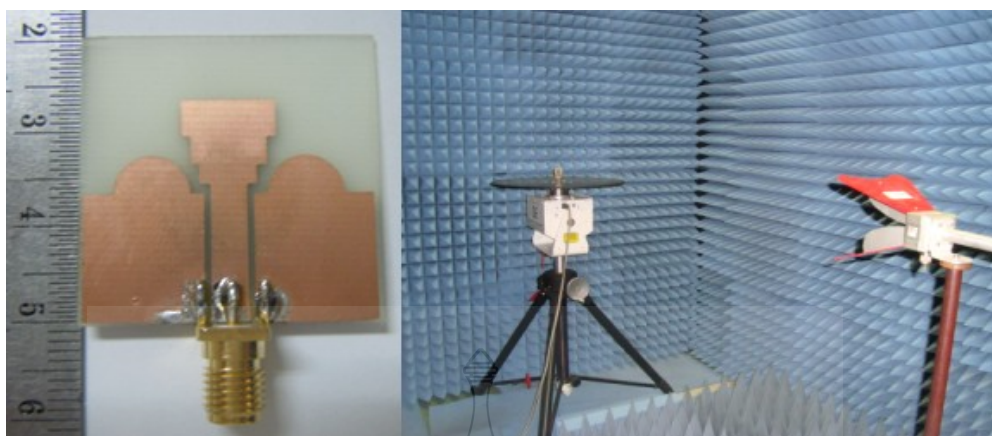
ภาพที่ 4.10 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.80 GHz

จากภาพที่ 4.9 จากการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 ในระนาบ y-z ที่ความถี่ 2.45 GHz จะมีทิศทางของมุม 250 องศา ส่วนการวัดผลจะมีทิศทางของมุม 110 องศา จากการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานพบว่า มีผลที่สอดคล้องกันและมีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bidirectional)

จากภาพที่ 4.10 จากการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 ในระนาบ y-z ที่ความถี่ 5.80 GHz จะมีทิศทางของมุม 250 องศา ส่วนการวัดผลจะมีทิศทางของมุม 108 องศา จากการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานพบว่า มีผลที่สอดคล้องกันและมีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bidirectional)

4.2 การทดสอบสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 สำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่ง

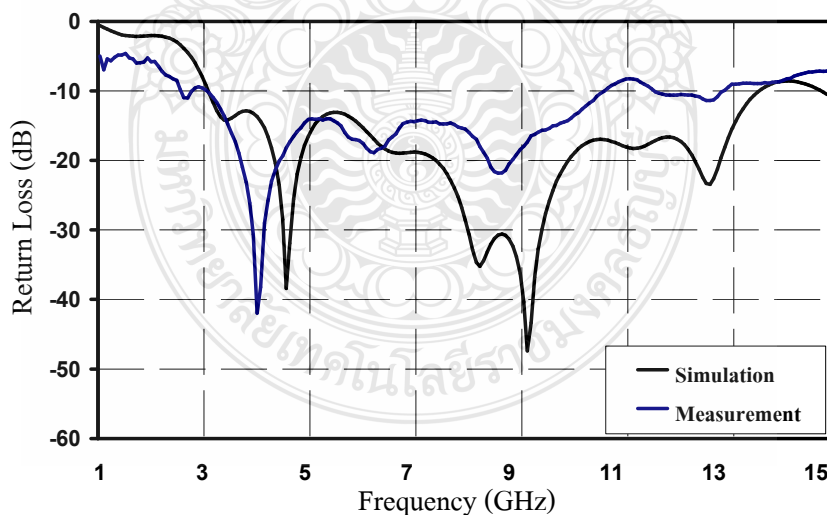
ในการทดลองเพื่อที่จะหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศนั้น ต้องใช้เครื่องมือในการทดสอบคือเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B และโปรแกรมวัดการแผ่กระจายพลังงาน ในส่วนการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ $|S_{11}|$ ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนคลื่นนิ่ง และแบนด์วิดท์ของสายอากาศไมโครสตริป ซึ่งการทดลองการต่อสายอากาศเข้ากับ Network Analyzer เพื่อวัดผลตอบสนองของสายอากาศที่สร้างขึ้นได้แสดงดังภาพที่ 4.11



ภาพที่ 4.11 เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย

4.2.1 ผลการทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11})

การทดลองเบื้องต้นของค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss ≤ -10 dB) คือ ค่าแบนด์วิดท์ที่ได้จากการจำลองแบบมีค่าเท่ากับร้อยละ 127.64 (3.05 - 13.81 GHz) ส่วนค่าแบนด์วิดท์ที่ได้จากผลการวัดมีค่าเท่ากับร้อยละ 109.75 (3.10-10.64 GHz) โดยค่าแบนด์วิดท์ดังกล่าวจะทำให้เห็นภาพที่ชัดเจนมากยิ่งขึ้นจะแสดงดังภาพที่ 4.12 และตารางที่ 4.2



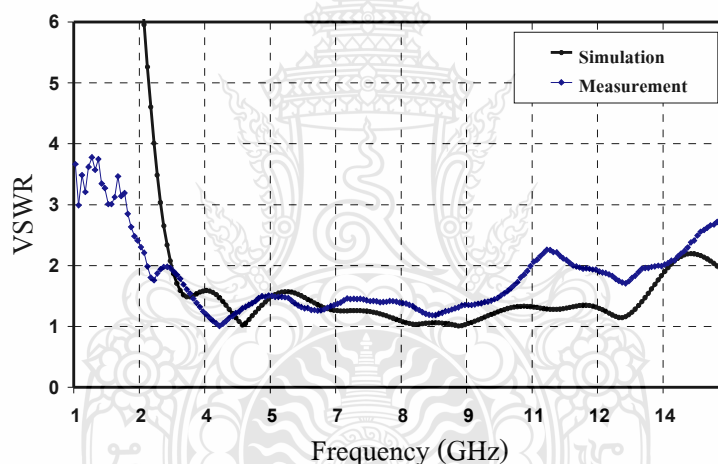
ภาพที่ 4.12 เปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองแบบของค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2

ตารางที่ 4.2 เปรียบเทียบคุณสมบัติผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง

สายอากาศ	f_c (GHz)	BW (GHz)	BW (%)
ผลการจำลองแบบ	8.43	10.76 (3.05 - 13.81)	127.64
ผลการวัดจริง	6.87	7.54 (3.10 - 10.64)	109.75

4.2.2 ผลการทดสอบแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR)

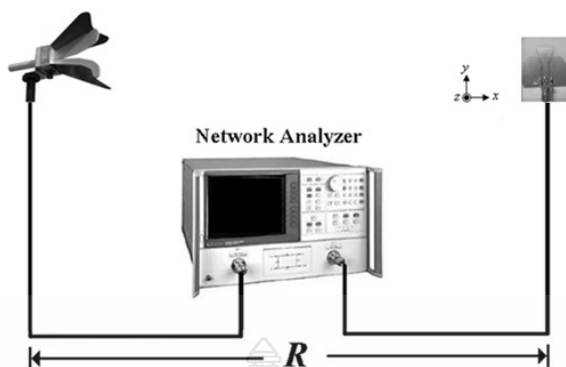
แรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ซึ่งพิจารณาค่าที่ต่ำกว่า 2 dBi จาก การจำลองแบบของค่าแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) มีค่าแบนด์วิดท์ตั้งแต่ 3.05 - 13.81 GHz ส่วนผลจากการวัดของค่าแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) มีค่าแบนด์วิดท์ตั้งแต่ 3.10 - 10.64 GHz โดยผลการวัดมีแนวโน้มที่ใกล้เคียงกันกับผลการจำลองแบบ แสดงดังภาพที่ 4.13



ภาพที่ 4.13 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองแบบของค่าแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2

4.2.3 การทดลองวัดอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2

การทดลองวัดอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ได้ดังภาพที่ 4.14 เป็นวิธีที่ใช้สายอากาศทั้งสองตัว (Two-Antenna Method) สายอากาศตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นสายรับและอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่ง โดยมีลักษณะทุกอย่างที่เหมือนกันสามารถนำสมการพื้นฐาน (Fires Transmission Equation) มาคำนวณจากสมการที่ 4.1

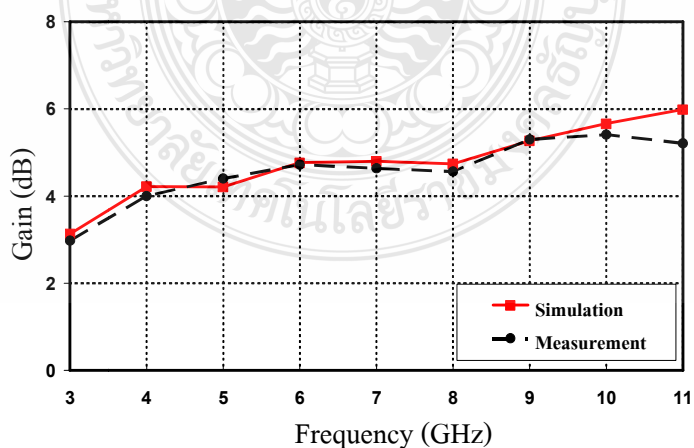


ภาพที่ 4.14 การทดลองวัดอัตรารายของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2

$$G_r = P_r - P_t + L_f + L_{line} - G_t \quad (4.1)$$

- โดยที่ P_r คือ กำลังงานที่รับ
 P_t คือ กำลังงานที่ส่ง
 L_f คือ การสูญเสียในอากาศ (D = 2 เมตร)
 L_{line} คือ การสูญเสียในสายด้านส่งและด้านรับ
 G_t คือ อัตรารายของสายอากาศส่ง

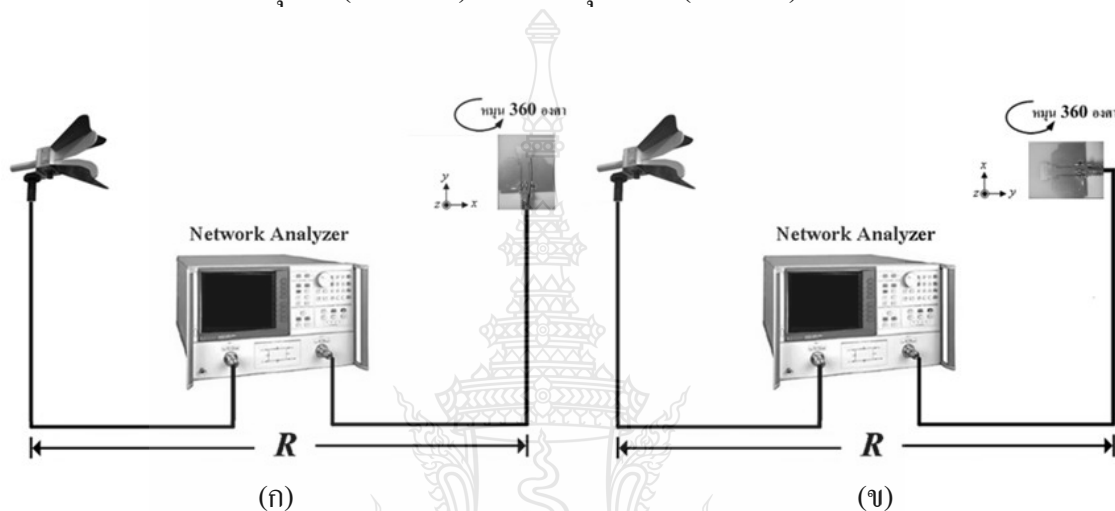
ในส่วนของการเปรียบเทียบค่าอัตรารายจากผลการจำลองแบบและผลการวัดจริงของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 พบว่าผลการวัดจริงมีแนวโน้มที่ใกล้เคียงกับผลการจำลองแบบและมีค่าอัตรารายเฉลี่ยตลอดย่านความถี่ใช้งานเท่ากับ 4.93 dBi ดังภาพที่ 4.15



ภาพที่ 4.15 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองแบบของค่าอัตรารายของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2

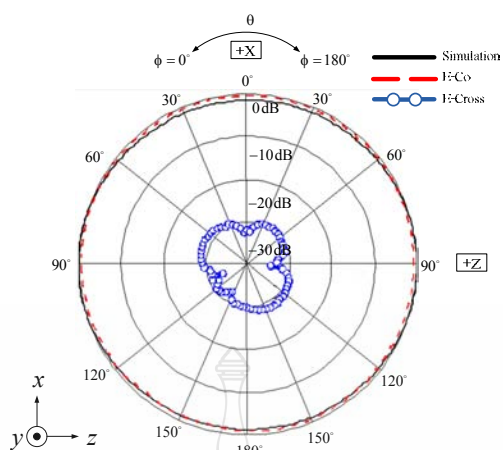
4.2.4 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศสร้างจริง

แบบรูปการแผ่พลังงานสำหรับสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ที่เลือกวัดช่วงความถี่ 3 GHz 7 GHz และ 10 GHz ตามลำดับส่วนเครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดจะประกอบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B ร่วมกับโปรแกรมแสดงค่าการแผ่พลังงาน สามารถวัดได้ทั้งกำลังและความถี่ในย่านแถบความถี่ที่ออกแบบ โดยจะทำการทดสอบสายอากาศแบบระนาบรวมทั้งแบบมุมยก (Elevation) และแบบมุมกวาด (Azimuth)

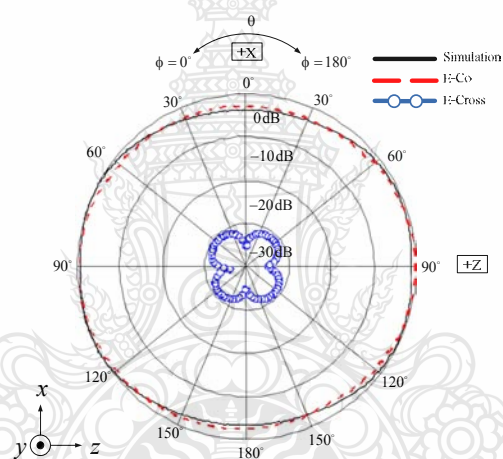


ภาพที่ 4.16 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2
 (ก) การหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันร่วม (Co-Polarization)
 (ข) การหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันไขว้ (Cross-Polarization)

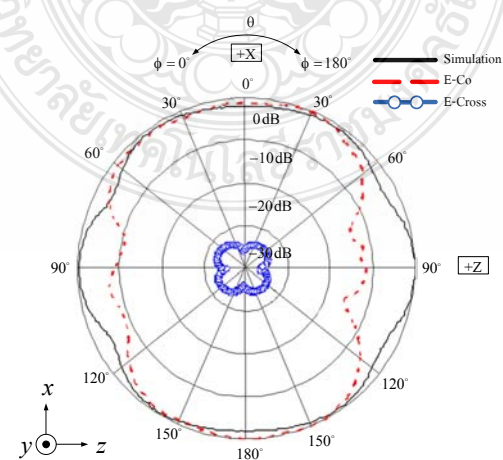
จากภาพที่ 4.15 การทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของการหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันร่วม (Co-Polarization) และการหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันไขว้ (Cross-Polarization) ดังแสดงภาพที่ 4.17 - 4.22 ของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2



ภาพที่ 4.17 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 3 GHz



ภาพที่ 4.18 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 7 GHz

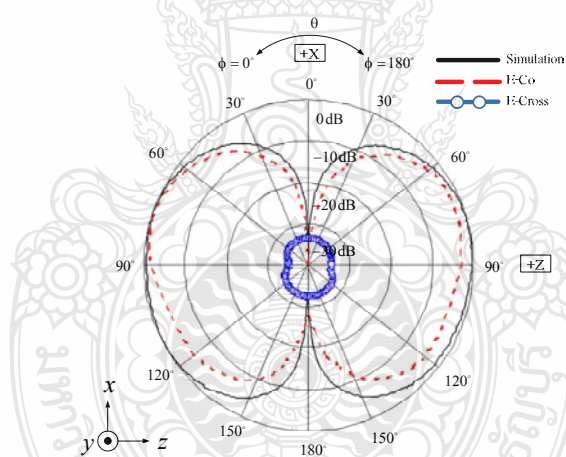


ภาพที่ 4.19 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 10 GHz

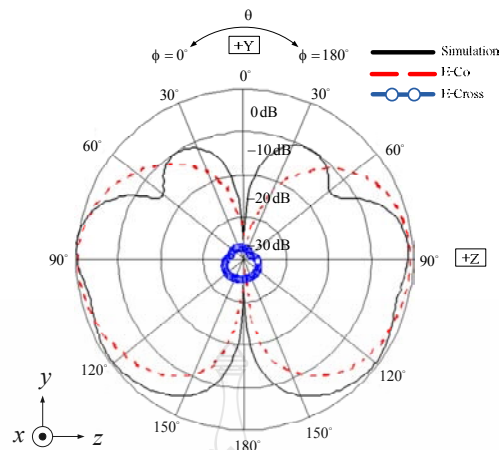
จากภาพที่ 4.17 จากการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ในระนาบ x-z ที่ความถี่ 3 GHz จะมีทิศทางของมุม 90 องศา ส่วนการวัดผลจะมีทิศทางของมุม 70 องศา จากการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานพบว่า มีผลที่สอดคล้องกันและมีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง (Omni Directional)

จากภาพที่ 4.18 จากการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ในระนาบ x-z ที่ความถี่ 7 GHz จะมีทิศทางของมุม 116 องศา ส่วนการวัดผลจะมีทิศทางของมุม 90 องศา จากการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานพบว่า มีผลที่สอดคล้องกันและมีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง (Omni Directional)

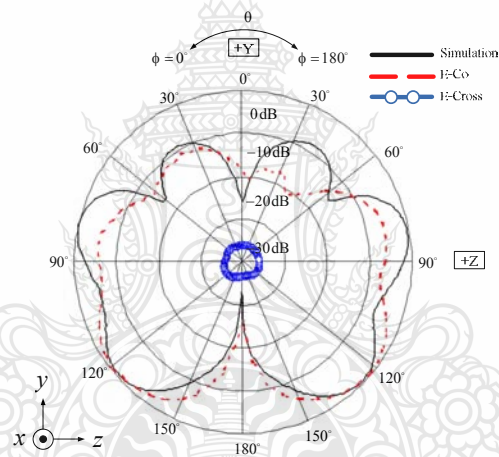
จากภาพที่ 4.19 จากการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ในระนาบ x-z ที่ความถี่ 10 GHz จะมีทิศทางของมุม 90 องศา ส่วนการวัดผลจะมีทิศทางของมุม 180 องศา จากการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานพบว่า มีผลที่สอดคล้องกันและมีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง (Omni Directional)



ภาพที่ 4.20 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 3 GHz



ภาพที่ 4.21 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 7 GHz



ภาพที่ 4.22 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 10 GHz

จากภาพที่ 4.20 จากการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ในระนาบ $y-z$ ที่ความถี่ 3 GHz จะมีทิศทางของมุม 257 องศา ส่วนการวัดผลจะมีทิศทางของมุม 285 องศา จากการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานพบว่า มีผลที่สอดคล้องกันและมีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bidirectional)

จากภาพที่ 4.21 จากการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ในระนาบ $y-z$ ที่ความถี่ 7 GHz จะมีทิศทางของมุม 180 องศา ส่วนการวัดผลจะมีทิศทางของมุม 272 องศา จากการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานพบว่า มีผลที่สอดคล้องกันและมีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bidirectional)

จากภาพที่ 4.22 จากการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ในระนาบ y-z ที่ความถี่ 10 GHz จะมีทิศทางของมุม 253 องศา ส่วนการวัดผลจะมีทิศทางของมุม 125 องศา จากการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานพบว่าผลที่สอดคล้องกันและมีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bidirectional)

4.3 สรุปผลของการทดสอบจริง

นำผลการจำลองแบบและการวัดมาเปรียบเทียบเพื่อศึกษาพฤติกรรมด้านต่างๆ ซึ่งผลจากการวัดพบว่าค่าผลลัพธ์ทั้ง 2 คือ ผลของ $SWR \leq 2$ และ $S_{11} \leq -10\text{dB}$ การทดลองเบื้องต้นทำการออกแบบสายอากาศคือ สายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 พบว่าค่าแบนด์วิดท์มีค่าเท่ากับร้อยละ 126.99 (1.42 - 6.36 GHz) ต่อมาได้พัฒนามาเป็นสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 และพบว่าค่าแบนด์วิดท์มีค่าเท่ากับร้อยละ 109.75 (3.10 - 10.64 GHz) โดยแสดงผลตอบสนองความถี่ในช่วงการใช้งานอยู่ในรูปแบบของค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR)

ในส่วนของการทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 ในช่วงความถี่ต่ำ 2.45 GHz และความถี่สูง 5.80 GHz พบว่ามีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bidirectional) และสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 ในช่วงความถี่ 3 GHz 7 GHz และ 10 GHz พบว่ามีรูปแบบการแผ่พลังงานของสนามไฟฟ้าในระนาบ x-z มีลักษณะรอบทิศทาง (Omni Directional) และมีรูปแบบการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กในระนาบ y-z มีลักษณะสองทิศทาง (Bidirectional)

บทที่ 5

บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการเพิ่มแบนด์วิดท์และลดขนาดของสายอากาศโดยสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 สามารถรองรับโครงข่ายการสื่อสารไร้สาย (WLAN) สองย่านความถี่ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4.GHz) มาตรฐาน IEEE 802.16e (3.5 GHz) มาตรฐาน IEEE 802.11j (4.90 - 5.091.GHz) Public Safety Frequency (4.94 - 4.99.GHz) มาตรฐาน IEEE.802.16a 5.2.GHz (5.13 - 5.35 GHz) และ IEEE 802.16d 5.8 GHz (5.7 - 5.9 GHz), และสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 นั้นสามารถรองรับโครงข่ายการสื่อสารไร้สาย IEEE 802.15.3a (3.1 - 10.6.GHz) และ IEEE 802.16a (2 - 11 GHz)

5.1 สรุปผลการวิจัย

5.1.1 การเพิ่มขนาดแบนด์วิดท์และการลดขนาดของสายอากาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอ การออกแบบสายอากาศต้นแบบขึ้นมา 2 ชนิด คือสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเซาะร่องรูปตัวทีและสายอากาศโมนโพลเซาะร่องขั้นบันไดโดยเพิ่มสัณฐานรูปครึ่งวงกลมที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน โดยใช้เทคนิคการปรับรูปร่างและการเซาะร่องที่ตัวสายอากาศรวมทั้งที่ระนาบสร้างเงา ในส่วนการวิเคราะห์ใช้ระเบียบวิธีเชิงประสบการณ์ (Empirical Method) ร่วมกับการจำลองแบบ (Simulation) ด้วยโปรแกรม CST เพื่อหาขนาดที่เหมาะสมของสายอากาศและการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ให้ครอบคลุมตามมาตรฐานที่ต้องการ การทดลองเบื้องต้นทำการออกแบบสายอากาศคือ สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเซาะร่องรูปตัวทีเป็นสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 พบว่าค่าแบนด์วิดท์ที่มีค่าเท่ากับร้อยละ 126.99 (1.42 - 6.36 GHz) และนำไปเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่ [3-7] จะแสดงได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1

สายอากาศ	BW (GHz)	BW (GHz)	BW (%)	ขนาด (mm)
งานวิจัย 3	1.14	1.66 - 2.80	51.12	72 × 50
งานวิจัย 4	4.95	1.80 - 6.75	116	60 × 50
งานวิจัย 5	4.70	1.65 - 6.35	117	59 × 58

ตารางที่ 5.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 (ต่อ)

สายอากาศ	BW (GHz)	BW (GHz)	BW (%)	ขนาด (mm)
งานวิจัย 6	2.10	2.80 - 4.90	66.66	30 × 30
งานวิจัย 7	2.05	1.75 - 3.80	66.66	50 × 50
	1.60	4.60 - 6.20	29.62	
สายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1	4.94	1.42 - 6.36	126.99	40 × 40

จากตารางที่ 5.1 ทำการเปรียบเทียบคุณสมบัติของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 1 กับผลงานวิจัยที่ [3-7] พบว่าขนาดของโครงสร้างสายอากาศสร้างจริงมีขนาดต่ำกว่าผลงานวิจัยที่ [3-5] และ [7] ในส่วนของค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์มีความกว้างกว่างานวิจัยที่ [3] และ [5-7]

ในส่วนของสายอากาศโมโนโพลเซาะร่องชั้นบนได้โดยเพิ่มสัดบรูปรูปร่างวงกลมคู่ที่ระนาบสร้างเงาให้เป็นสายอากาศแบบที่ 2 และพบว่าค่าแบนด์วิดท์มีค่าเท่ากับร้อยละ 109.75 (3.10 -10.64 GHz) และนำไปเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่ [3-7] ดังตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 เปรียบเทียบคุณสมบัติของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2

สายอากาศ	BW (GHz)	BW (GHz)	BW (%)	ขนาด (mm)
งานวิจัย 8	1.01	2.32 - 3.33	35.75	69.3 × 68.2
	1.38	4.96 - 6.34	24.42	
งานวิจัย 9	0.37	2.27 - 2.64	15.07	58 × 66
	0.60	3.30 - 3.90	10.00	
	0.95	4.95 - 5.90	17.51	
งานวิจัย 10	12.62	2.28 - 14.90	147	40 × 40
งานวิจัย 11	9.84	2.21 - 12.05	138	40 × 30
งานวิจัย 12	12.3	2.70 - 15.0	132.41	32.5 × 33.6
สายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2	6.87	7.54 (3.10 -10.64)	109.75	30 × 30

จากตารางที่ 5.2 ทำการเปรียบเทียบคุณสมบัติของสายอากาศต้นแบบชนิดที่ 2 กับผลงานวิจัยที่ [8-12] พบว่าขนาดของโครงสร้างสายอากาศสร้างจริงมีขนาดลงกว่าผลงานวิจัยที่ [8-12] ในส่วนของค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์มีความกว้างกว่างานวิจัยที่ [8-9]

ในส่วนของขนาดสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเซาะร่องรูปตัวที ตัวสายอากาศมีขนาดเท่ากับ 40×40 ตารางมิลลิเมตร และสายอากาศโมนโพลเซาะร่องชั้นบนได้โดยเพิ่มสัณฐานรูปครึ่งวงกลมที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้านที่ได้พัฒนานั้น มีขนาดเท่ากับ 30×30 ตารางมิลลิเมตร

5.1.2 แบบรูปการแผ่พลังงานและอัตรการขยายพลังงานของสายอากาศ

จากผลการจำลองแบบและผลการวัดจริงของสายอากาศต้นแบบทั้ง 2 ชนิด พบว่าสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเซาะร่องรูปตัวที มีค่าอัตรการขยายเฉลี่ยตลอดย่านความถี่ใช้งานความถี่กว้างเท่ากับ 3.32 dBi และสายอากาศโมนโพลเซาะร่องชั้นบนได้โดยเพิ่มสัณฐานรูปครึ่งวงกลมที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน มีค่าอัตรการขยายเฉลี่ยตลอดย่านความถี่ใช้งานเท่ากับ 4.93 dBi

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

ในการวิจัยสายอากาศในอนาคตต่อไป จึงควรที่จะออกแบบรูปร่างของสายอากาศให้มีความซับซ้อนไม่มากนัก โดยต้องมีพารามิเตอร์ของสายอากาศเพียงพอที่จะทำให้สามารถปรับแต่งให้ได้คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศตามที่ต้องการและในบางรูปแบบอาจมีการเสริมหรือเพิ่มชิ้นส่วนตัวนำหรือช่องเปิดเข้าไปในสายอากาศ เพื่อให้ได้คุณลักษณะของสายอากาศที่ดียิ่งขึ้นไป ทั้งนี้ต้องขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ในการออกแบบใช้งานและถ้าต้องการสร้างสายอากาศที่มีประสิทธิภาพสูงควรเลือกใช้วัสดุฐานรองที่เหมาะสมกับการสร้างจริง

จากงานวิจัยนี้สามารถพัฒนาในส่วนของกรปรับเพิ่มอัตรการขยายของสายอากาศ โดยสังเกตจากทิศทางของกระแสรวมกับความหนาแน่นของกระแส ที่มีผลต่อการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยใช้วิธีการปรับรูปร่างของสัณฐานที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้านร่วมกับการเซาะร่องที่ตัวสายอากาศ

จากงานวิจัยนี้สามารถพัฒนาในส่วนของกรปรับเพิ่มค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ของสายอากาศ โดยใช้วิธีการปรับรูปร่างของสัณฐานที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้านร่วมกับการเซาะร่องที่ตัวสายอากาศ

จากงานวิจัยนี้สามารถพัฒนาในส่วนของกรลดขนาดของสายอากาศ โดยใช้วิธีการปรับรูปร่างของสัณฐานที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้านร่วมกับการเซาะร่องที่ตัวสายอากาศ

จากงานวิจัยนี้สามารถพัฒนาในส่วนของรูปแบบการแพร่กระจายพลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในด้านการส่งและรับของสัญญาณเพื่อไม่ให้สัญญาณเกิดการผิดพลาดมากเกินไปเกณฑ์ที่กำหนดของมาตรฐาน Federal Communications Commission (FCC) โดยให้มีทิศทางเหมือนกันตลอดย่านความถี่แถบกว้างและความถี่แถบกว้างยิ่ง โดยใช้วิธีการปรับรูปร่างของสัดที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้านร่วมกับการเซาะร่องที่ตัวสายอากาศ



รายการอ้างอิง

- [1] IEEE 802.11, **Wireless Access Method and Physical Layer Specifications**, New York, NY, USA, September 1994.
- [2] B. O. Hara and A. Petrick, **The IEEE 802.11 Handbook: A Designer's Companion**, **IEEE Press**, New York, NY, USA, 1999.
- [3] Sarawut Chaimool, Sithiporn Kerdsung, Prayoot Akkrarakthailin and Vech Vivek, "A Broadband CPW-FED Square Slot Antenna Using Loading Metallic Strips and A Widened Tuning Stub," **TENCON 2004**, Vol. 3, 21-24 Nov. 2004. pp. 539-542.
- [4] W. Kueathaweekun P. Jearapraditkul, N. Anantrasirichail, O. Sangaroonl, and T. Wakabayashi. Wide-band CPW-fed Slot Antenna with Tuning Stub and π -Strip for WLAN/WiMAX Application . 2008 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS2008) Swissotel Le Concorde, Bangkok, Thailand.
- [5] P. Jearapraditkul, W. Kueathaweekun, N. Anantrasirichai, O. Sangaroon and T. Wakabayashit. Bandwidth Enhancement of CPW-Fed Slot Antenna with Inset Tuning Stub. International Symposium on Communications and Information Technologies 2008 (ISCIT 2008) ,Don Chan Palace, Vientiane , Lao PDR.
- [6] Ms. N. Gunavathi, Ms.R.Pandeeswari and Mr. S. Raghavan, "A CPW-Fed Octagon - Shaped Aperture Antenna For Lower Band UWB Applications," **An IEEE India Council Conference (INDICON) 2009**, 18 – 20 December 2009, Gujarat India. pp. 1-4.
- [7] Jeerasak Chuangchai and Prakasit Tunti-A-Longkarn. **Dual-band CPW-fed Slot Antennas Using Coupling Slots**. วารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปีที่ 20 ฉบับที่ 1 ม.ค. - เม.ย. 2553. pp. 10-16.
- [8] W.- C. Liu and C.- M. Wu "Broadband dual - frequency CPW-fed planar monopole antenna with rectangular notch," **IEEE Proc.-Electronics Letters**, Vol. 40 Issue:11, May, 2004. pp. 642-643.
- [9] W.- C. Liu "Design of a CPW - fed notched planar monopole antenna for multiband operations using a genetic Algorithm", **IEEE Proc.- Microw. Antennas Propag**, Vol. 152, No. 4, August, 2005. pp. 273-277.

- [10] J. Y. Jan, J. C. Kao, Y. T. Cheng, W. S. Chen and H. M. Chen “CPW-Fed Wideband Printed Planar Monopole Antenna for Ultra-Wideband Operation,” **Antennas and Propagation Society International Symposium 2006**, IEEE, 9-14 July, 2006. pp. 1697-1700.
- [11] S. J. Kim, J. W. Baik and Y. S. Kim “A CPW-Fed UWB Monopole Antenna with Switchable Notch-band,” **Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE**, 9-15 June, 2007. pp. 4671-4644.
- [12] Y. C. Lee and J. S. Sun “A Tapered Monopole Antenna with Band Notch Function for Ultra - Wideband Communication”, **The 2nd International Conference on Wireless Broadband and Ultra Wideband Communications (AusWireless 2007)**, 27-30 Aug. 2007 pp. 69-69.
- [13] Joon Il Kim and Yong Jee “Design of Ultra wideband Coplanar Waveguide-Fed LI-Shape Planar Monopole Antennas” **IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS**, VOL. 6, 2007. pp.383 - 387
- [14] Y. Ranga, K.P. Esselle and A. R. Weily “A simple thin antenna with an enhanced gain for MB-OFDM UWB systems” **Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS)**, 2010 4th International Conference on, 13-15 Dec. 2010. pp. 1-4.
- [15] S. Nikolaou, A. Amadjikpe, J. Papapolymerou, and M. M. Tentzeris, “Compact Ultra Wideband (UWB) Elliptical Monopole with Potentially Reconfigurable Band Rejection Characteristic” **Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2007** 11-14 Dec. 2007 **On page: 1 - 4**
- [16] เอกพล ย่างสุขและเบญจวรรณ ศรีสูงเนิน, สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดสตัปคู่ย่านไวแมกซ์, ปรินูญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน, 2552.
- [17] รองศาสตราจารย์ ดร. ประยุทธ์ อัครเอกผาลิน, การออกแบบวงจรไมโครเวฟ. กรุงเทพฯ: มิสเตอร์ ก้อปปี, 2550.

- [18] อุเทน มูลสันเทียะ, เอกชัย พิริยะ ประภาส และทวิศักดิ์ แก่สันเทียะ, **สายอากาศแบบแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่งยวด**, ปรินญาณิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2552.
- [19] เศรษฐพัฒน์ ยวงทอง และ วิรุทธ คำสัตย์, **สายอากาศช่องเปิดแบบมีสตัปจูนรูปตัววีที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่งยวด**, ปรินญาณิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2553.
- [20] B. Kaewchan W. Naktongl and A. Ruengwaree “T - shape slot in rectangular slot antenna to enlarge bandwidth for broadband communication” **International Symposium on Antennas Propagation (ISAP2010)**, macao, China, 23 - 26 Nov. 2010 pp. 17-20.
- [21] Balanis, C. A., **Antenna Theory**, 2nd Edition, New York, John Wiley & Son, Inc., 1982.
- [22] สามารถ โภคาพานิชย์ และ อำนวย เรืองวาริ, “สายอากาศแบบช่องเปิดร่องป้อนด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมที่ปรับจูนด้วยสตัปจูนรูปครกสำหรับการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยิ่งยวด,” การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 32 (EECON-32), นครนายก, 2552.
- [23] Randy C. Bancroft, P., “**Microstrip and Printed Antenna Design**, United States of America,” **Noble Publishing, Inc.**, 2004.
- [24] Anantrasirichai, N., Rakluea, P. and Wakabayashi, T., “Slot Antenna Coupled by Microstrip Line for Dual Frequency,” **NOLTA**, October, 2002.
- [25] Rakluea, P., Anantrasirichai, N., Janchitrapongvej, K. and Wakabayashi, T., “Analysis of Right Angle Microstrip Slot Antenna,” **TENCON**, November, 2005. **On page(s): 1 - 5**
- [26] Rakluea, P., Pirajnanhai, V., Anantrasirichai, N., Janchitrapongvej, K. and Wakabayashi, T., “Characteristics of Right Angle Microstrip Slot Antenna for Dual Frequency,” **ISPACS**, December, 2005. Page(s): 705 - 708
- [27] Rakluea, P., Nakasawan, J., Anantrasirichai, N., Janchitrapongvej, K. and Wakabayashi, T., “A Right Angle Microstrip slot Antenna for X-Band,” **ECTI-CON**, May, 2006

- [28] ไพฑูรย์ รักเหลือ, การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศแบบไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยวิธี **FDTD**, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศบัณฑิต วิทยาลัย มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระเจ้าเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2546.
- [29] B. Kaewchan and A. Ruengwaree “Stepped Grooving with Half-Circle Stub on Ground Plane Monopole Antenna for UWB Application” **International Symposium on Antennas Propagation (ISAP2011)**, Jeju, Korea. 25-28 Dec. 2011



ภาคผนวก





ภาคผนวก ก

คุณสมบัติของ SMA Connector



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
 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)†

	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	

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**

	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

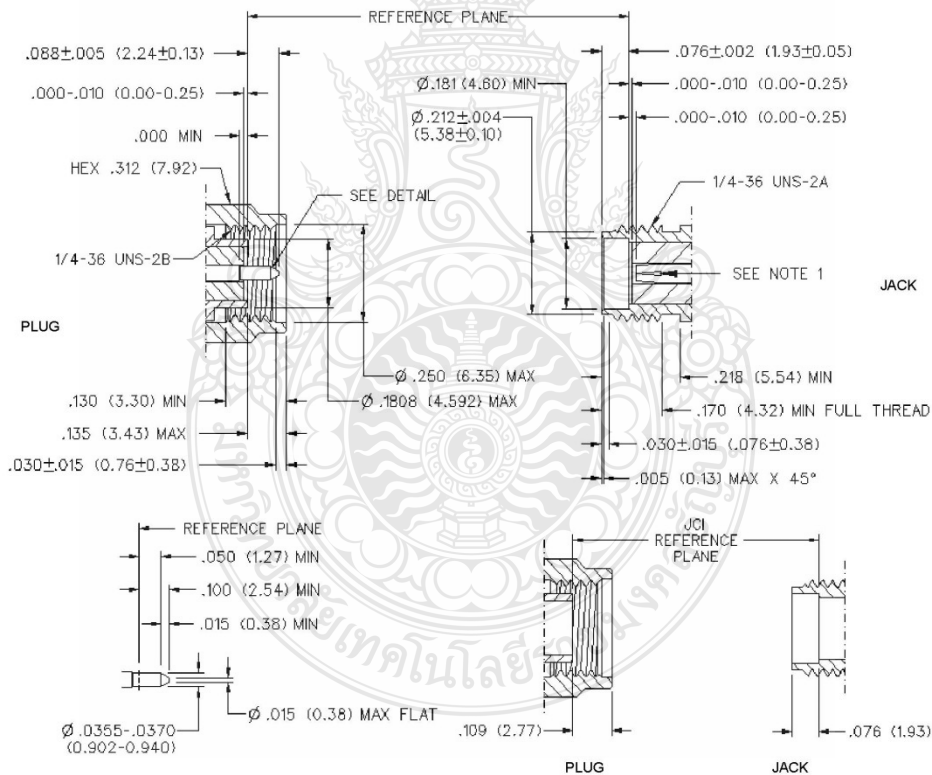
SMA - 50 Ohm Connectors

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.

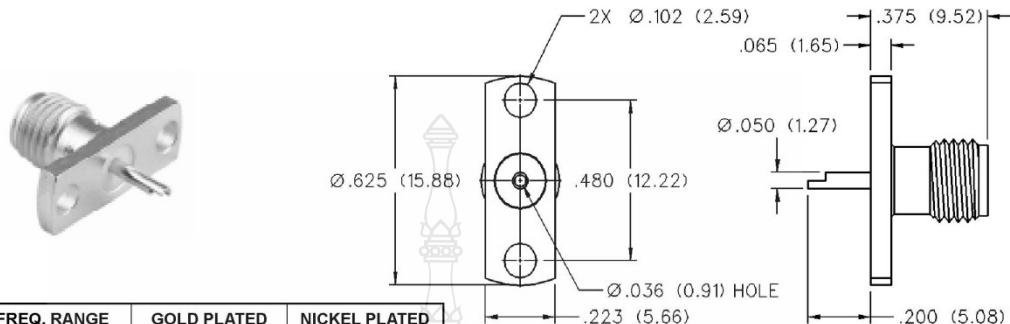
SMA - 50 Ohm Connectors



Panel Mount

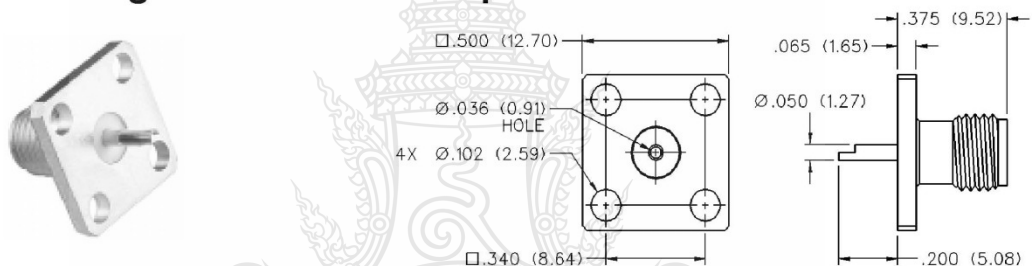
INCHES (MILLIMETERS)
CUSTOMER DRAWINGS AVAILABLE UPON REQUEST

2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



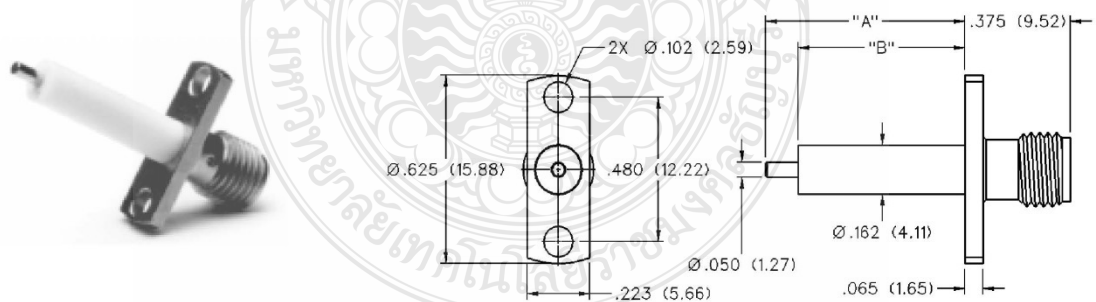
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: N/A 0-18 GHz	142-0701-621	142-0701-626

4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



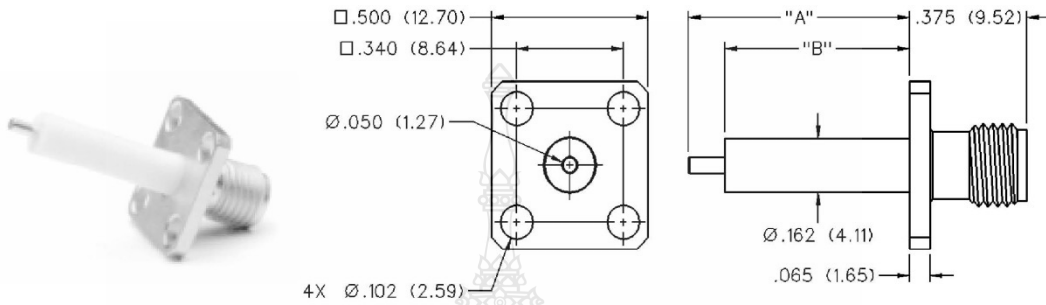
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: N/A 0-18 GHz	142-0701-631	142-0701-636

2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



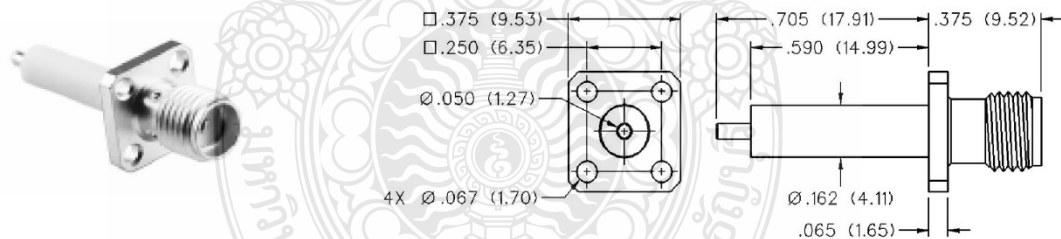
VSWR & FREQ. RANGE	PRODUCT SERIES	GOLD PLATED	NICKEL PLATED	"A"	"B"
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	Brass	142-1701-131	142-1701-136	.705 (17.91)	.590 (14.99)
		142-1701-031	142-1701-036	.240 (6.10)	.180 (4.57)

**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**



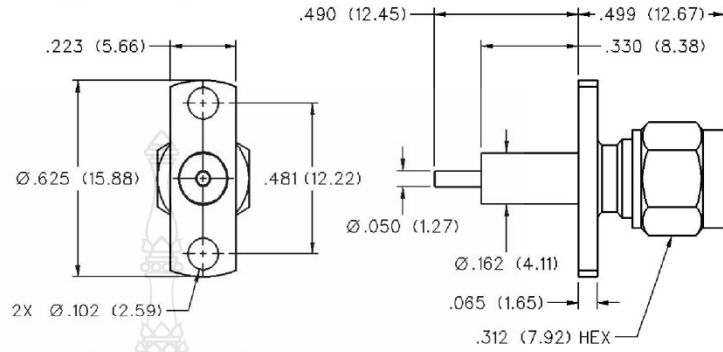
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1701-011	142-1701-016

SMA - 50 Ohm Connectors



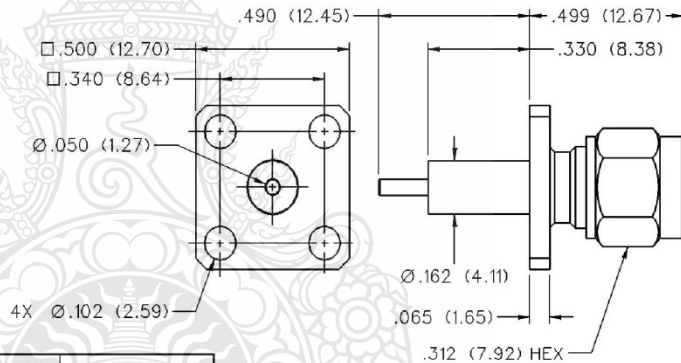
Panel Mount

2-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric



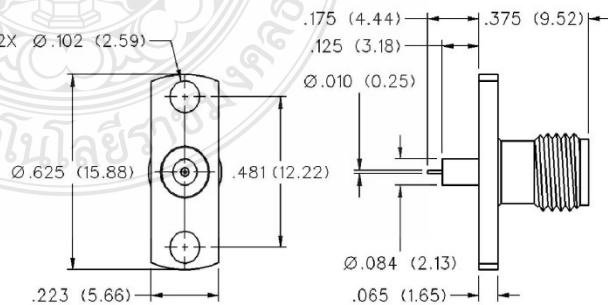
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1801-041	142-1801-046

4-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric



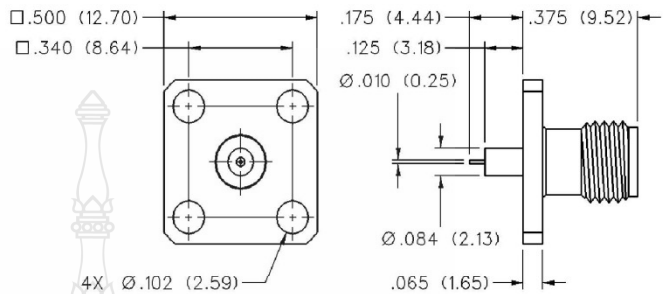
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1801-031	142-1801-036

2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



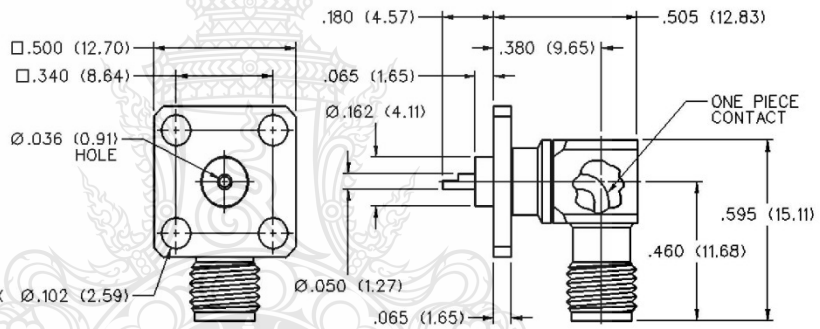
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1701-201	142-1701-206

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



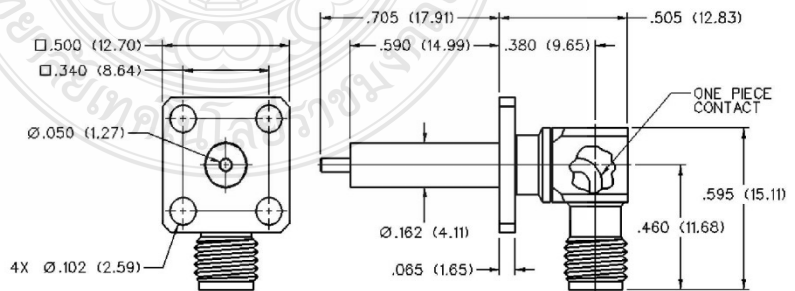
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1701-191	142-1701-196

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**



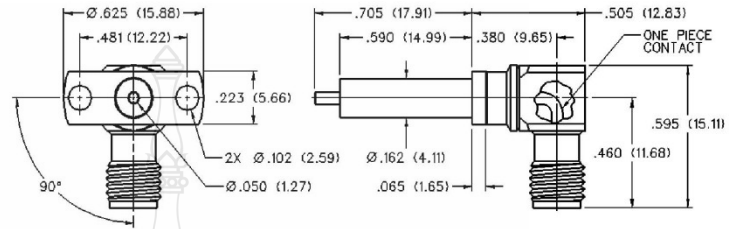
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-001	142-1711-006

SMA - 50 Ohm Connectors



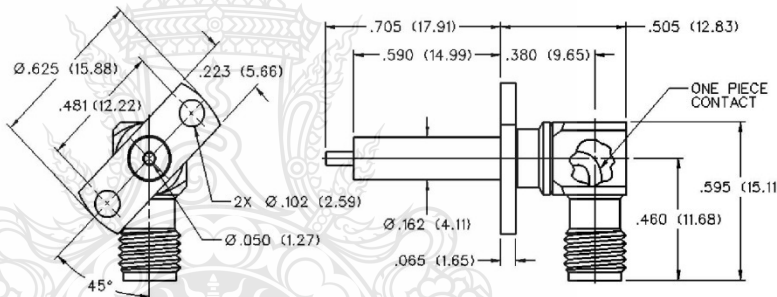
Panel Mount

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



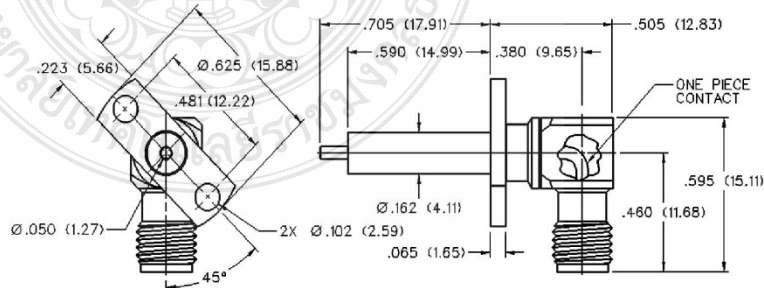
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-011	142-1711-016

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



ภาคผนวก ข

คุณสมบัติของสายอากาศด้านตัวส่ง



EMC Antennas
**Double-Ridged
 Waveguide Horn**
 Model 3117

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 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

EMC Antennas

Double-Ridged Waveguide Horn

Model 3117

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

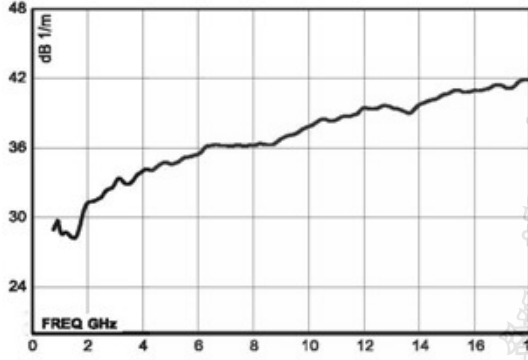
MODEL	FREQUENCY RANGE	VSWR RATIO (AVG)	MAXIMUM CONTINUOUS POWER	PEAK POWER	IMPEDANCE (NOMINAL)	CONNECTORS
3117	1 GHz - 18 GHz	3.5:1 max <2:1 above 1.5 GHz	300 W	400 W	50 Ω	Type N

Physical Specifications

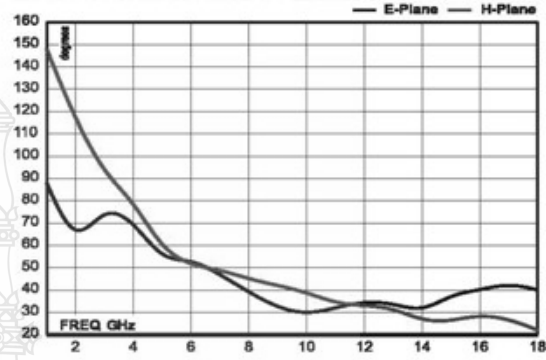
MODEL	WIDTH	DEPTH	HEIGHT	WEIGHT
3117	17.5 cm 6.9 in	17.5 cm + 15.5 cm mount 6.9 in + 6.1 in mount	15.5 cm 6.1 in	1.13 kg 2.5 lb

EMC Antennas
Double-Ridged Waveguide Horn
Model 3117

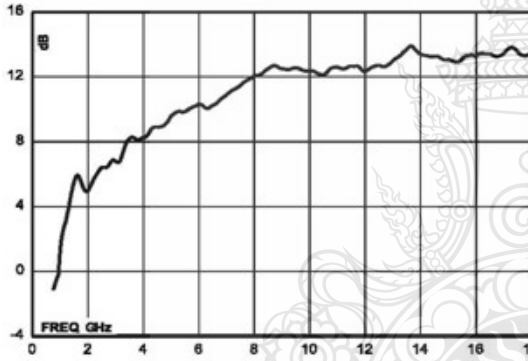
Model 3117 Antenna Factor



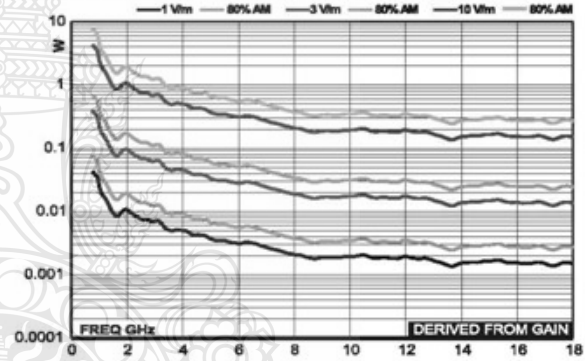
Model 3117 Half Power Beamwidth



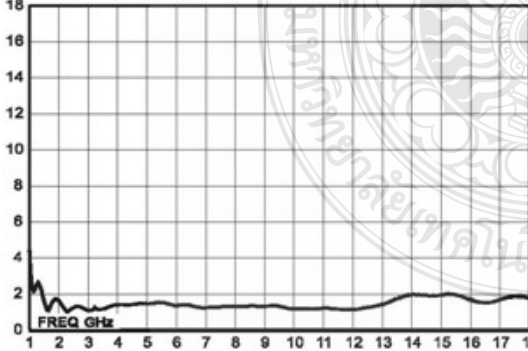
Model 3117 Gain



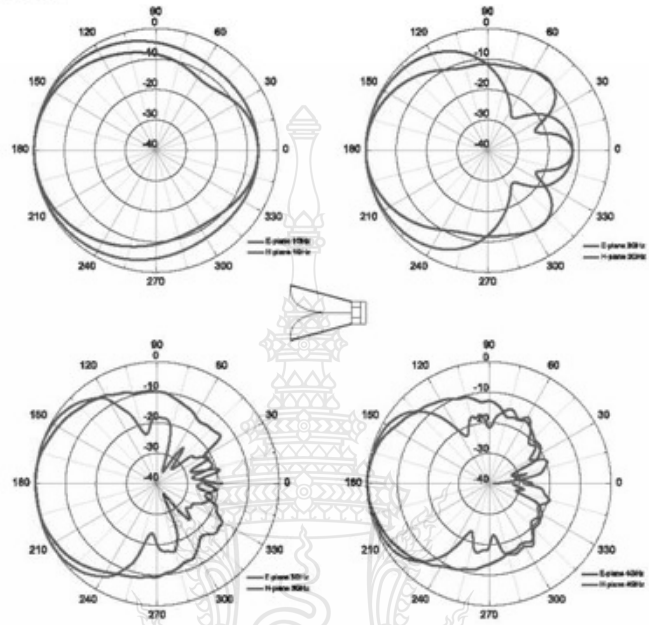
Model 3117 Forward Power @ 1 m



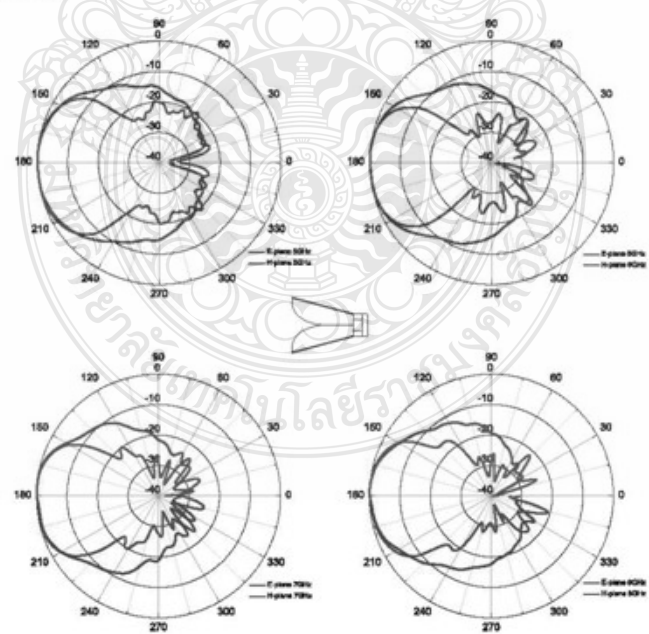
Model 3117 VSWR



Model 3117 (1 GHz - 4 GHz)



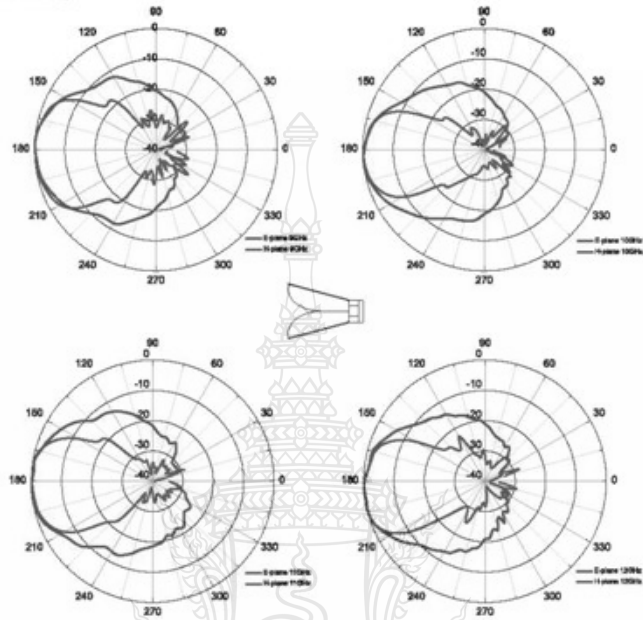
Model 3117 (5 GHz - 8 GHz)



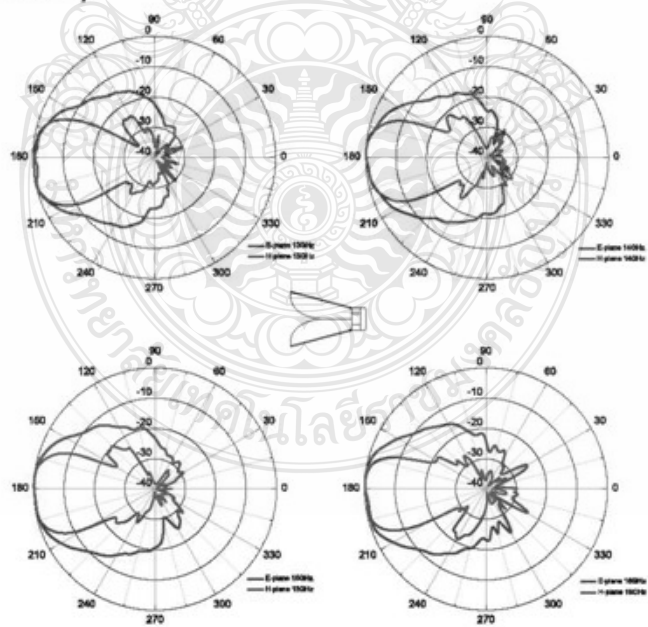


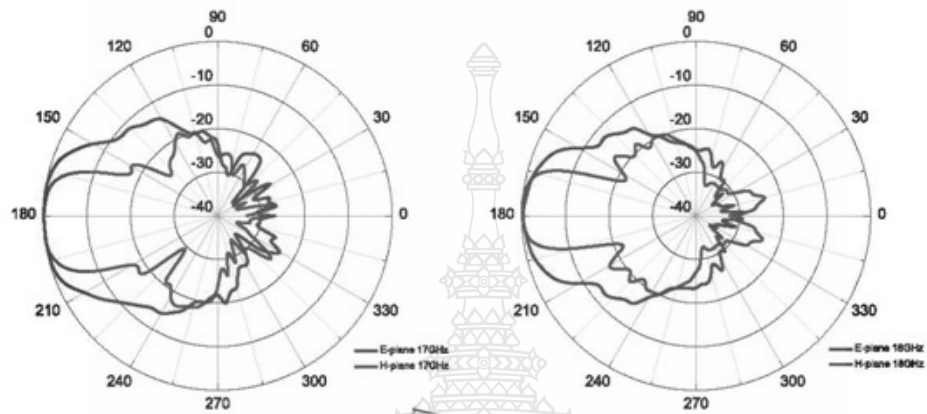
EMC Antennas
Double-Ridged Waveguide Horn
 Model 3117

Model 3117 (9 GHz - 12 GHz)



Model 3117 (13 GHz - 16 GHz)



Model 3117 (17 GHz - 18 GHz)

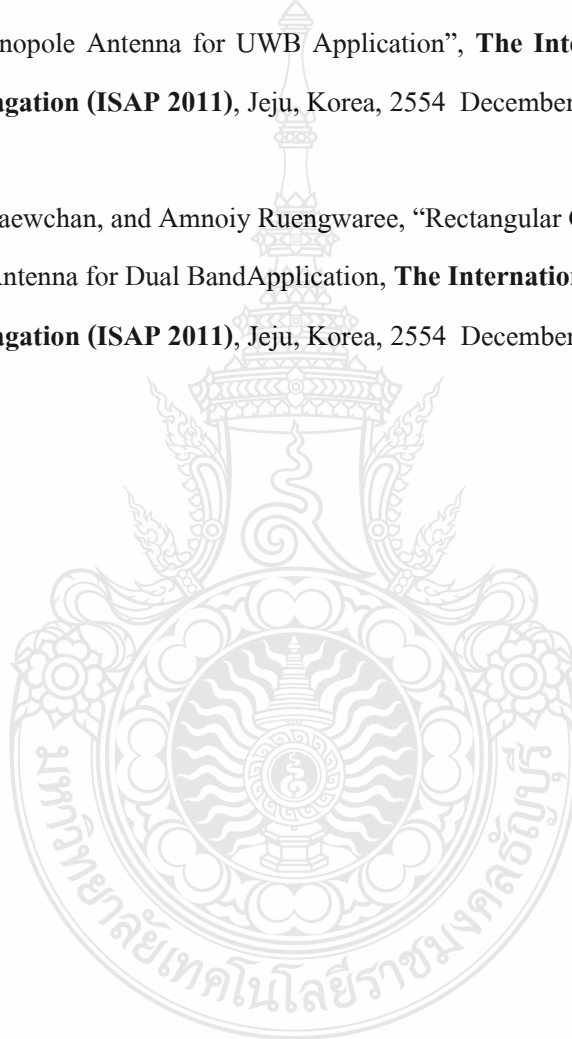


ภาคผนวก ค
ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่

- Boonchai Kaewchan, Watcharaphon Naktong and Amnoi Ruengwaree, “T-shape slot in rectangular slot antenna to enlarge bandwidth for broadband communication, **The 9th International Symposium on, Antennas, and EM Theory (ISAPE 2010)**, Guangzhou, China, 2553 November 29-2.

- Boonchai Kaewchan, and Amnoi Ruengwaree, “Stepped Grooving with Half-Circle Stub on Ground Plane Monopole Antenna for UWB Application”, **The International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2011)**, Jeju, Korea, 2554 December 25-28.

- Boonchai Kaewchan, and Amnoi Ruengwaree, “Rectangular Grooving with Comb-shaped Tuning Stub Antenna for Dual Band Application, **The International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2011)**, Jeju, Korea, 2554 December 25-28.





IEEE Catalog Number: CFP10501-CDR
ISBN: 978-1-4244-6907-9

© 2010 IEEE. Personal use of this material is permitted. However, permission to reprint/republish this material for advertising or promotional purposes or for creating new collective works for resale or redistribution to servers or lists, or to reuse any copyrighted component of this work in other works must be obtained from the IEEE.

Contents

- ❖ Welcome Message
- ❖ Committees
- ❖ Keynote Presentation
- ❖ Paper Presentations
- ❖ Author Index
- ❖ Article Search



中国电波传播研究所
CHINA RESEARCH CENTER OF RADIO WAVE PROPAGATION





Sponsor:

Chinese Institute of Electronics (CIE)

Co-sponsors:

CIE Radio Propagation Society
CIE Antennas Society

Technical Co-sponsors:

IEEE Antennas Propagation Society (AP-S)
IEEE Geoscience and Remote Sensing Society
IEEE China Council
National Key Lab. of Electromagnetic Environment (LEME)
Key Lab. of Wave Scattering and Remote Sensing Information, MoE, China

Supported by:

National Natural Science Foundation of China (NSFC)
China Committee for URSI
China Research Institute of Radiowave Propagation (CRIRP)
Xidian University
Fudan University
Northwest China Research Institute of Electronic Equipment

Local Organizer:

China Research Institute of Radiowave Propagation (CRIRP)

General Co-chairs:

Dr. W. Ross Stone, URSI, USA
 Prof. DONG Qingsheng, CRIRP, China

Organizing Committee:**Co-Chairs:**

Mr. MA Tiehan, CRIRP, China
 Mr. HE Julin, China

Secretary General:

Prof. ZHAO Zhenwei, CRIRP, China
 Vice Secretary General: Dr. XU Zheng-Wen, CRIRP

Technical Program Committee**Co-Chairs:**

Prof. JIN Ya-Qiu, Fudan University, China
 Prof. WU Jian, CRIRP, China
 Prof. Le-Wei Li, NUS, Singapore
 Prof. WU Zhen-Sen, Xidian University

Members:

Hiroyuki Arai, Yokohama Natl. University, Japan
 Zaiki Awang, Universiti Teknologi MARA, Malaysia
 Jean C. Bolomey, Paris XI University, France
 Prof. Asgeir Brekke, Tromsø University, Norway
 C. Caloz, École Polytechnique de Montréal, Canada
 Qiang Chen, Tohoku University, Japan
 Zhi-Zhang Chen, Dalhousie University, Canada
 Xiaodong Chen, Queen Mary College, Univ. of London, UK
 Weng Cho Chew, University of Hong Kong
 Keizo Cho, NTT DoCoMo, Japan
 Young Ki Cho, Kyungpook Nat' l University, Korea
 Christos Christodoulou, University of New Mexico, USA
 Kim Eccleston, University of Canterbury, New Zealand
 George Eleftheriades, University of Toronto, Canada
 Mazlina Esa, Universiti Teknologi Malaysia
 K. Esselle, Macquarie University, Australia
 Steven S. Gao, University of Surrey, UK
 Yang Hao, Queen Mary University of London, UK

Wei-Ping Huang, McMaster University, Canada
Naoki Inagaki, Nanzan University, Japan
Jian-Ming Jin, UIUC, USA
Kazuya Kobayashi, Chuo University, Japan
Monai Krairiksh, King Mongkut's Univ. Sci. & Tech., Thailand
Jin-Fa Lee, Ohio State University, USA
Kwok Wa Leung, City University of Hong Kong
Er-Ping Li, Inst. High-Performance Computing, Singapore
Qing Huo Liu, Duke University, USA
Takeshi Manabe, Osaka Prefecture University, Japan
Kyeong-Sik Min, Korea Maritime University, Korea
W. S. Park, Pohang Univ. of Science and Technology, Korea
Shaun Quegan, University of Sheffield, UK
Sandro M. Radicella, ICTP, Italy
Lotfollah Shafai, Univ. of Manitoba, Canada
Hiroki Shoki, Toshiba, Japan
Mitsuo Taguchi, Nagasaki University, Japan
Kin-Lu Wong, National Sun Yat-Sen University
Ke-Li Wu, Chinese University of Hong Kong
Zhipeng Wu, UMIST, UK
Qingsheng Zeng, Communications Research Centre, Canada
Lei Zhu, Nanyang Technological Univ., Singapore
Ye-Ping Zhang, Nanyang Technological Univ., Singapore
Rushan Chen, Nanjing Univ. of Sci. & Tech.
Tiejun Cui, Southeast University
Zhengwei Du, Tsinghua University
Jiayun Fang, The 36th Institute of CETC
Zhenghe Feng, Tsinghua University
Benqing Gao, Beijing Institute of Technology
Fumin Gao, NWIEE, China
Shuxi Gong, Xidian University
Changqing Gu, Nanjing Univ. of Aeron. & Astron.
Lixin Guo, Xidian University
Debiao Ge, Xidian University
Jianguo He, National University of Defense Technology
Wei Hong, Southeast University
Chunming Hu, The 14th Institute of CETC
Kama Huang, Sichuan University
Peinan Jiao, CRIRP, China
Yansheng Jiang, Xi'an Jiao Tong University
Ronghong Jin, Shanghai Jiao Tong University
Yong Kuang, China Aerospace Sci. & Tech. Corp.
Tiejun Le, The 29th Institute of CETC
Changyuan Li, Xi'an Research Ins. of Navigation Tech.
Qingliang Li, CRIRP, China
Junfa Mao, Shanghai Jiao Tong University

Zaiping Nie, Univ. of Electronic Sci. & Tech. of China
 Donglin Su, Beihang University
 Junhong Wang, Beijing Jiaotong University
 Ji Wu, Chinese Academy of Sciences
 Qun Wu, Harbin Institute of Technology
 Xiaowen Xu, Beijing Institute of Technology
 Wenxun Zhang, Southeast University
 Hongbo Zhu, Nanjing Univ. of Posts & Telecom.

International Advisory Committee

Co-Chairs:

Prof. Akira Ishimaru, Univ. of Washington, USA
 Prof. SHA Zong, CIE, China
 Prof. ZHANG Minggao, CRIRP, China

Members:

Prof. Makoto Ando, Tokyo Institute of Technology, Japan
 Prof. Y. M.M. Antar, Royal Military College of Canada
 Prof. Constantine Balanis, Arizona State University, USA
 Prof. Marek E. Bialkowski, Univ. of Queensland, Australia
 Dr. Trevor S. Bird, CSIRO Industrial Physics, Australia
 Prof. Wolfgang-Martin Boerner, Univ. of Illinois at Chicago
 Prof. Chi-Hou Chan, City University of Hong Kong
 Prof. Dau-Chyrh Chang, Da Yeh University
 Prof. Hung-Chun Chang, National Taiwan University
 Prof. Nader Engheta, University of Pennsylvania, USA
 Prof. Hyo J. Eom, Korea Advanced Inst. of Sci. & Tech.
 Prof. Cynthia Furse, University of Utah, USA
 Prof. Yoji Furuhashi, Electro Design Center, Japan
 Prof. Roberto Graglia, Polytechnic Institute of Torino, Italy
 Prof. Susan Hagness, Univ. of Wisconsin at Madison, USA
 Prof. Peter S. Hall, Univ. of Birmingham, UK
 Prof. Powen Hsu, National Taiwan University
 Prof. Akira Ishimaru, University of Washington, USA
 Prof. Koichi Ito, Chiba University, Japan
 Prof. Tatsuo Itoh, UCLA, USA
 Prof. David Jackson, University of Houston, USA
 Prof. Per-Simon Kildal, Chalmers University, Sweden,
 Prof. Dong Il Kim, Korea Maritime University, Korea
 Prof. Bumman Kim, Pohang Univ. of Sci. & Tech., Korea
 Prof. Ismo V. Lindell, Helsinki Univ. of Technology, Finland
 Prof. Kwai-Man Luk, City University of Hong Kong
 Dr. Peter de Maagt, European Space Agency
 Prof. Wolfgang Menzel, University of Ulm, Germany

Prof. Petrie Meyer, University of Stellenbosch
 Prof. Hisamatsu Nakano, Hosei University, Japan
 Prof. Robert Nevels, Texas A&M University, USA
 Prof. Dong Chul Park, Chungnam National Univ., Korea
 Prof. G. Pelosi, Univ. of Florence, Italy
 Prof. Andrew F. Peterson, Georgia Tech University, USA
 Prof. Alain Priou, Univ. of Paris X, France
 Prof. Yahya Rahmat-Samii, UCLA, USA
 Dr. Antoine Roederer, ESTEC-ESA
 Prof. M. Salazar-Palma, Univ. Carlos III de Madrid, Spain
 Prof. Tapan Sarkar, Syracuse University, USA
 Prof. Kunio Sawaya, Tohoku Univ., Japan
 , Helsinki Univ. of Technology, Finland
 Dr. Walid Tabbara, Supelec, France,
 Prof. Manos M. Tentzeris, Georgia Institute of Technology
 Prof. P. L. E. Uslenghi, Univ. of Illinois, USA
 Prof. Ruediger Vahldieck, ETH Zentrum, Switzerland
 Prof. Yiannis C. Vardaxoglou, Loughborough Univ., UK
 Prof. John Volakis, Ohio State Univ., USA
 Prof. Douglas Werner, Pennsylvania State University
 Dr. Phil Wilkinson, IPS Radio & Space Services, Australia
 Prof. Kiyotoshi Yasumoto, Kyushu University, Japan
 Prof. Richard Ziolkowski, Univ. of Arizona, USA
 Prof. Said Zouhdi, Univ. Pierre et Marie Curie, France



Thursday, December 2	10:10–12:00	Venue: C201
Session A12	Wireless & Slot Antennas: II	

Session Chair: Chen, H.Y., Liu, X. A
A12-01 (017) A Pattern Reconfigurable Printed Quasi-Yagi Antenna with Slots in the Directors
 Nan, L., W. Anguo, and P. Jing, Tianjin University, China.
A12-02 (056) On The Miniaturization of Microstrip Line Fed Slot Antenna Using Various Slots
 Mustafa, K., Taher Al-Nuaimi, University of Technology, Iraq.
A12-03 (086) Research Expanded Band for Low-profile E Shape Antenna.
 Liu, X. A, Wuhan Maritime Communications Research Institute.
A12-04 (156) T-shape slot in rectangular slot antenna to enlarge bandwidth for broadband communication
 Kaewchan, B., W. Naklong, and A. Ruengwaree, Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Thailand.
A12-05 (189) Compact Double T-Shaped Slots Antenna with A Rectangular Patch for Bandwidth Enhancement
 Li, F., Y. C. Jiao, L.S. Ren, et al., National Key Laboratory of Antennas and Microwave Technology, Xidian University.
A12-06 (213) A Novel Dual-Band Yagi-Uda Antenna for Wireless Communications
 Xin, Q., F. S. Zhang, B. H. Sun, et al., National Key Laboratory of Antenna and Microwave Technology, Xidian University.
A12-07 (407) IFF Antenna Sharing the Reflector with the C-band Radar
 Shen, J.H., H.M. Li, and W. Chao, Nanjing Changjiang Electronics Group Co. Ltd.
A12-08 (409) Investigation and Design of Quarter Wavelength Double-slot Antenna
 Le, Y.1, H. S. Zhao1, and Y. Chen2, 1 Harbin Institute of Technology Harbin, China; 2 China Electronics Technology Corporation 54, China.

T-shape slot in rectangular slot antenna to enlarge bandwidth for broadband communication

Boonchai Kaewchan^{#1}, Watcharaphon Naktong^{*2}, Amnoi Ruengwaree^{#3}

^{#1,2,3}Department of Electronics and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Thanyaburi, Pathumthani, Thailand 12110

¹kaewchan_9@hotmail.com

²oachi525@gmail.com

³amnoi.y.r@hotmail.com

Abstract— This article presents the study of feed line stub model in T-shape tuning CPW-fed Rectangular Slot antenna. The structure of the antenna consists of T-shape tuning rectangular stub antenna on the same alignment with the ground plane. This is to apply with the Wide Band Antenna such as IEEE 802.11b/g that has two frequencies which are 2.4 GHz (2.40 - 2.48 GHz) IEEE 802.16e 3.5 GHz (3.4 - 3.69 GHz), IEEE802.11j (4.90 - 5.091 GHz), Public Safety Frequency (4.94 - 4.99 GHz), IEEE802.16a 5.2 GHz (5.13 - 5.35 GHz). And at the frequency 5.8 GHz (5.7 - 5.9 GHz) by using Print Circuit Board (PCB) with the FR4 substrate. The antenna design to study the expanding of bandwidth of the antenna employed the experiences method together with CST program to adjust the size of T-shape tuning CPW-fed Rectangular Slot that added in the Rectangular stub of the antenna until gaining the wider value of bandwidth and lowest return lost trough all the frequencies used. From the result of the study, it was found that after adjusted the structure of both points of antenna that made the bandwidth value equal to 145.68 % (1.42 - 6.36 GHz).

Keywords: Coplanar waveguide, T-shape slot, Broadband frequency, Bandwidth enlargement

I. INTRODUCTION

The wireless communication of Thailand in the present and future has been improved the system to be able to apply in more utilization such as the standard IEEE 802.11b/g (2.40 - 2.48 GHz) IEEE 802.16e (3.4 - 3.69 GHz) IEEE802.11j (4.90 - 5.091 GHz) Public Safety Frequency (4.94 - 4.99 GHz) IEEE802.16a (5.13 - 5.35 GHz) and at the frequency of 5.8 GHz (5.7 - 5.9 GHz) [1] the mentioned system has been applied to increase the effectiveness for the tools of mobile devices, satellite communication and radio communication. Beside, it is also brought to use in education, medical and military. The element of wireless communication system has so many elements, the most significant that cannot be lacked of is the antenna which is one of the important element in wireless communication. In general, the antenna will be designed to support the limited frequency therefore, the researchers have attempted to develop the antenna to response to several frequencies or broadband antenna such as CPW-fed dual stubs for dual broadband and feed line stub model tuning CPW-fed. [2-7] But from the study, it was found that the antenna is big [2-3] and the responding result of impedance bandwidth still be narrowed[2-7] which is the reason that there are many researchers to develop the new type of antenna that can use to cover in wider boardband. Thus so, this research is interested to present the study on T-shape slot in rectangular slot antenna to enlarge bandwidth for broadband

communication by using the T-shape tuning stub [8], together with the restructuring of CPW-fed structure to add more impedance bandwidth value to cover the boardband use as needed. In the part of antenna modeling, to analyze the return loss value of the impedance bandwidth result and the wave distribution of the antenna. The researcher has chosen CST program to help in finding the proper parameter of the antenna and to get the best effective antenna.

II. THE DESIGN AND MODEL OF ANTENNA

A. Antenna Structure

The structure of the study of feed line stub model in T-shape tuning CPW-fed Rectangular Slot antenna for the boardband by using in T-shape tuning stub [8] as shown in figure 1. The antenna was created and designed on Print Circuit Board with FR4 base with the constant dielectric value at (ϵ_r) 4.5 and the thickness (h) at 1.6 mm. by the original antenna size os 40 x 40 mm. and the feeding signal to antenna will feed to the middle of the antenna bottom way.

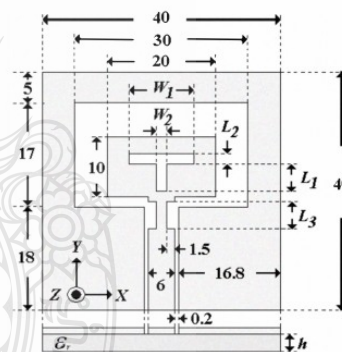


Fig. 1 antenna structure

B. The Result of Model Analysis

The antenna structure from the design and adjusting the proper size of parameter has shown in figure 1. By the analysis and study to find appropriate size has employed Empirical method together with CST (Computer Simulation Technology). From the study, analysis and restructuring the structure of antenna, it resulted on better effectiveness of antenna bandwidth. The size adjusting of the antenna structure in this research has been divided in to 3 parts. By the first part has tuned the T-shape slot by starting with the width

parameter of W_1 which test the size adjusting from 2, 3, 4 and 5 mm. and adjust the length of L_1 from 2, 8, 10 and 12 mm. It was found that the appropriate value for W_1 is 5 mm. and L_1 is 12 mm. which made the lower loss-return at point a and b nearly reach to -10 dB at the most as shown in figure 2.

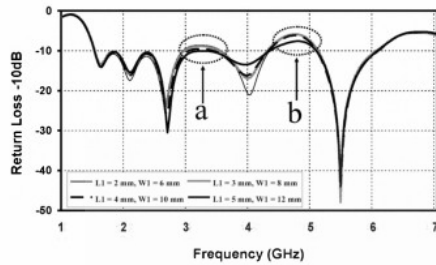


Fig. 2 the return loss (S_{11})When adjusting L_1 and W_1

The second part conducted T-shape slot tuning on the upper part)which is the variable W_2 and L_2 (to has the proper size and found that the adjustment resulted on return loss at point c lower than -10 dB line and at point d, the return loss is lower less than point b. The adjustment in this part is the width of W_2 and the length of L_2 by selecting to adjust from 2, 3, 4 and 5 mm. It found that the proper value is W_2 at 2 mm. and L_2 at 2 mm. as shown in figure 3.

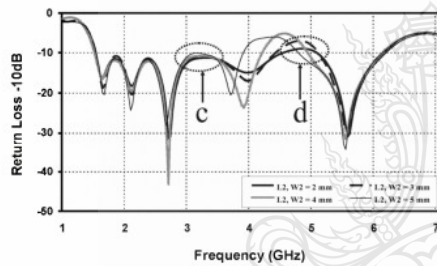


Fig. 3 the retrun loss from the reverse (S_{11}) When adjusting L_2 and W_2

In part three, adjusting the parameter L_3 to be longer to make the return loss from reverse in point e and f lower than line -10 dB throughout the using frequency needed. When adjusting the length of L_3 by selected to adjust from 2, 3, 4 and 5 mm. it was found that the proper value is L_3 at 5 mm. which the bandwidth value is about 239.45% (1.51 - 6.06 GHz) as shown in figure 4.

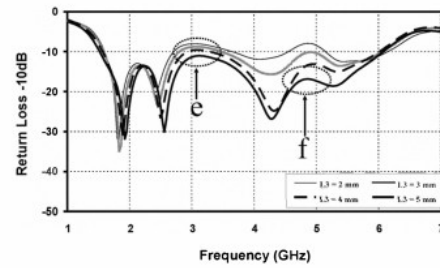


Fig. 4 the return loss (S_{11}) when adjusting L_3

III. CREATTING AND RESULT OF THE MEASUREMENT

From the analysis through antenna structure modeling in different shapes of slot, we have got the proper antenna parameters as shown in figure 5. Then, measuring the return loss from the reflection and antenna bandwidth by the Network Analyzer E8363B as in figure 6. After that, bringing the value from the modeling and measuring to compare and study the aspects of behaviors of the antenna. The result of comparison showed that both parameters tend to compattern to each other as shown in figure 7.

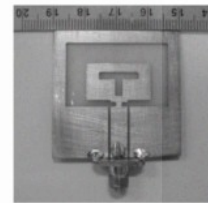


Fig. 5 original antenna

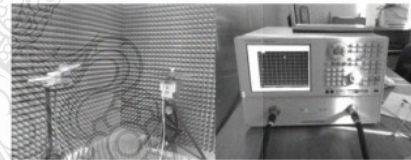


Fig. 6 the test of measurement by Network analyzer

Next, modeling the reverse effect of the frequency used in the pattern of Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) as shown in figure 7 which found that VSWR is lower than 2 between the frequency 1.5GHz to 6 GHz

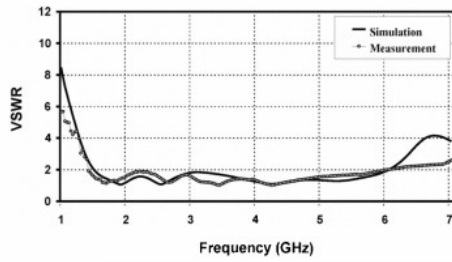


Fig. 7 the modeling of VSWR

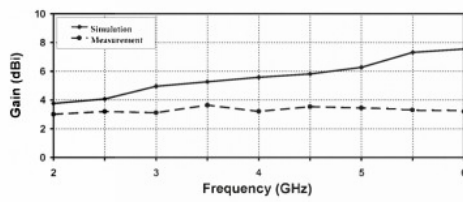


Fig. 8 the enlargement ratio of antenna model

Figure 8 presents the comparison of enlargement ratio of the model and the measuring result of the real antenna by starting with frequency 2 GHz with the enlargement ratio 3.12 dBi until the frequency 6 GHz with the enlargement ration 3.32 dBi

Then, testing to study the direction to use the antenna by modeling and measuring to find the Radiation Pattern of the antenna. The result of the model and the real antenna that was created at different frequencies are shown in figure 9 - 12 and it found that the antenna has the radiation pattern as Bidirectional.

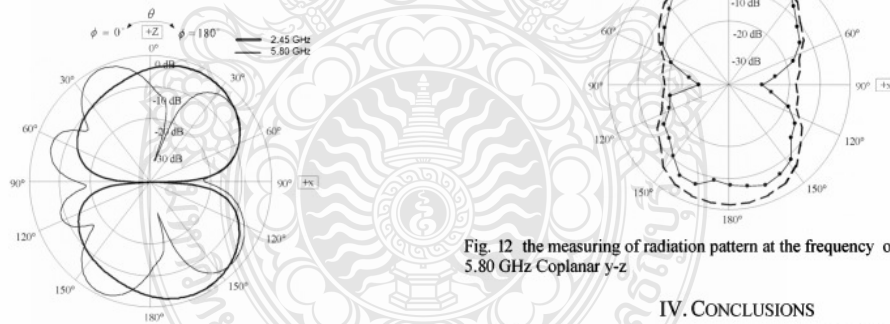


Fig. 9 the model of radiation pattern at the frequency of 2.45 GHz and 5.80 GHz Coplanar x-z

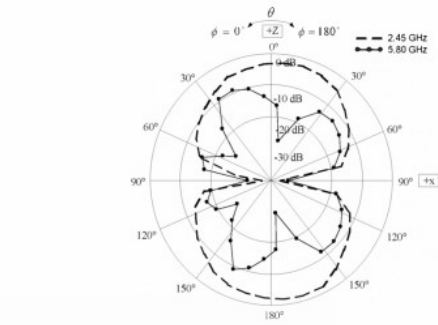


Fig. 10 the measuring of radiation pattern at the frequency of 2.45 GHz and 5.80 GHz on Coplanar y-z

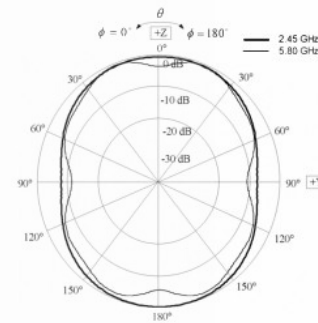


Fig. 11 the model of radiation pattern at the frequency of 2.45 GHz and 5.80 GHz Coplanar y-z

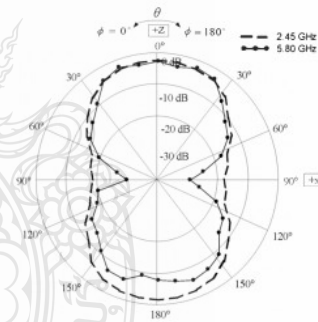


Fig. 12 the measuring of radiation pattern at the frequency of 2.45 GHz and 5.80 GHz Coplanar x-z

IV. CONCLUSIONS

The enlargement of the antenna bandwidth with T-shape slot in rectangular slot antenna by adding T-shape slot in the re-pattern of antenna to make the return loss of reverse less that (S_{11}) -10 dB throughout the frequencies. The study found that the restructuring of antenna made it be able to support the application to use with standard system IEEE 802.11b/g (2.40 - 2.48 GHz) IEEE 802.16e (3.4 - 3.69 GHz), IEEE802.11j (4.90 - 5.091 GHz), Public Safety Frequency (4.94 - 4.99 GHz), IEEE802.16a (5.13 - 5.35 GHz) and at the frequency of

5.8 GHz (5.7 - 5.9 GHz). And this also found that the smaller size adjusting from [7] is about 44.44% smaller and has wider impedance from [7] about 88.53%

ACKNOWLEDGMENT

I would like to express deep thank to all professors for his/her advisory in this research.

REFERENCES

- [1] B. O. Hara and A. Petrick (1999). *The IEEE 802.11 Handbook: A Designer's Companion*, IEEE Press, New York, NY, USA
- [2] Watcharaphon Naktong, Kanawat Nuangwongsa and Ekajit Khoomwong and Sompol Kosulvit (18-20 November, 2009). A CPW-Fed Slot Antenna with Dual Stubs for Dual-Wideband Applications. The 2nd PSU Phuket Research Conference, Prince of Songkla University, Phuket Campus pp. 45.
- [3] C.-M. Wu, Dual-band CPW-fed Cross-Slot Monopole Antenna for WLAN Operation, *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 1, (April, 2007), pp. 542-546
- [4] T.H. Kim, and D.C. Park, CPW-fed compact monopole antenna for dual-band WLAN applications, *Electronics Letters*, Vol. 41, (17 March 2005), pp. 291 - 293.
- [5] H. D. Chen and H. T. Chen, A CPW-fed Dual-Frequency Monopole Antenna. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 52, no. 3, (April, 2004), pp. 978-982.
- [6] W. C. Liu, and C. M. Wu, Broadband Dual-Frequency CPW-fed Planar Monopole Antenna with Rectangular Notch, *Electronics Letters*, Vol. 40, no. 11, (27 May, 2004), pp. 642-643.
- [7] H. D. Chen and T. Chen (2004, April). *A CPW-fed dual-frequency monopole antenna. IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 52, no. 3, pp. 978-982.
- [8] A. A. Eldek, Numerical Analysis of a Small Ultra Wideband Microstrip fed tap Monopole Antenna, *Progress In Electromagnetics Research: PIER* 65 (2006), pp. 59-69.



Final Program & Abstract Book

<http://www.isap2011.org>

“Towards Green Convergence”

2011 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION

ISAP 2011

October 25-28, 2011 / Lotte Hotel Jeju, Jeju, Korea

Organized & Sponsored by

- Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science (KIEES)

Co-Sponsored by

- Institute of Electronics, Information and Communication Engineers (IEICE)

Technically Co-Sponsored by

- Antennas and Propagation Society of the Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE/AP-S)
- Antennas Society of CIE (CIE-AS)
- International Union of Radio Science (URSI)
- The Institute of Electronics Engineers of Korea (IEEK)
- IEEE AP-S Seoul Chapter



III. ORGANIZING COMMITTEE

General Chair

- Young Ki Cho (Kyungpook National University, Korea)

Vice Chair

- Jaehoon Choi (Hanyang University, Korea)
- Young Joong Yoon (Yonsei University, Korea)

Advisory committee

Chair

- Hyo Joon Eom (Korea Advanced Institute of Science and Technology, Korea)

Members

- Dong Il Kim (Korea Maritime University, Korea)
- Noh Hoon Myung (Korea Advanced Institute of Science and Technology, Korea)
- Jeong Ki Paek (Chungnam National University, Korea)
- Dong Chul Park (Chungnam National University, Korea)
- Sang-won Yun (Sogang University, Korea)

Technical Program committee

Chair

- Sangwook Nam (Seoul National University, Korea)

Special Session Chair

- Bom Son Lee (Kyung Hee University, Korea)

Short Course Chair

- Taek Kyung Lee (Korea Aerospace University, Korea)

Young Scientist Awards Chair

- Raj Mittra (The Pennsylvania State University, USA)
- Ik Mo Park (Ajou University, Korea)

Members

- Hiroyuki Arai (Yokohama National University, Japan)
- Seungwon Choi (Hanyang University, Korea)
- Jiro Hirokawa (Tokyo Institute of Technology, Japan)
- Hong Koo Kim (University of Pittsburgh, Korea)
- Hyeong Dong Kim (Hanyang University, Korea)
- Jeong Hwan Kim (Korea Research Institute of Standards and Science, Korea)
- Il Seuk Koh (Inha University, Korea)
- Do-Hoon Kwon (University of Massachusetts Amherst, Korea)
- Ysok Oh (Hongik University, Korea)
- Seong-Cook Park (Korea Advanced Institute of Science and Technology, Korea)
- Yoan Shin (Soongsil University, Korea)
- Toru Uno (The University of Tokyo, Japan)
- Jong-Gwan Yook (Yonsei University, Korea)
- Jong won Yu (Korea Advanced Institute of Science and Technology, Korea)



October 25–28, 2011 / Lotte Hotel Jeju, Jeju, Korea

ISAP2011**III . ORGANIZING COMMITTEE****Finance committee****Chair**

- Chang-Joo Kim (Electronics and Telecommunications Research Institute, Korea)

Members

- Kwang-Man Lee (Jeju National University, Korea)
- Jae Wook Lee (Korea Aerospace University, Korea)
- Jeong gun Oh (Ace & Partners, Korea)

Publication and Publicity committee**Chair**

- Kyeong Sik Min (Korea Maritime University, Korea)

Members

- Young Heui Cho (Mokwon University, Korea)
- Kang Wook Kim (Kyungpook National University, Korea)
- Hyung-Gi Na (LIGNEX1, Korea)

Exhibition Committee**Chair**

- Jaehoon Choi (Hanyang University, Korea)

Members

- Kyung Heon Koo (University of Incheon, Korea)
- Won-mo Seong (EMW Corporation, Korea)

Local Arrangement committee**Chair**

- Heung Soo Kim (Jeju National University, Korea)

Members

- Ki-Chai Kim (Yeungnam University, Korea)
- Bom Son Lee (Kyung Hee University, Korea)

General Secretary

- Sungtek Kahng (University of Incheon, Korea)

International Advisory Committee

- Makoto Ando (Tokyo Institute of Technology, Japan)
- Christophe Caloz (Ecole Polytechnique of Montreal, Canada)
- Dau Chyrh Chang (Oriental Institute of Technology, Taiwan)
- Zhi Ning Chen (Institute for Infocomm Research, Singapore)
- Weng Cho Chew (The University of Hong Kong, Hong Kong)
- Koichi Ito (Chiba University, Japan)
- Per-Simon Kildal (Chalmers University of Technology, Sweden)
- Jay K. Lee (Syracuse University, USA)
- Kai Fong Lee (The University of Mississippi, USA)
- Joshua Le-Wei Li (University of Electronic Science and Technology of China, China)
- Kwai Man Luk (City University of Hong Kong, Singapore)
- Wolfgang Menzel (University of Ulm, Germany)
- Raj Mittra (The Pennsylvania State University, USA)
- Robert Nevels (Texas A & M University, USA)
- Yahya Rahmat-Samii (The University of California, USA)
- Tapan Sarkar (Syracuse University, USA)
- Ross Stone (Stoneware Ltd., USA)
- Kam Weng Tam (University of Macau, China)
- Kin Lu Wong (National Sun Yat-sen University, Taiwan)
- Wen Xun Zhang (Southeast University, China)

VI. TECHNICAL PROGRAM

October 26, 2011 [Wednesday]

WeE3-5 16:50~17:10 Stepped Grooving with Half-Circle Stub on Ground Plane Monopole Antenna for UWB Application

Boonchai Kaewchan and Amnoiy Ruengwaree, Rajamangala Univ. of Technology Thanyaburi, Thailand

This paper presents a stepped grooving with half-circle stub on groundplane monopole antenna using common plane waveguide antenna qualified according to FCC with frequency range of 3.1-10.6 GHz. The antenna analysis uses structure simulation with CST software and adjusting its parameter for optimization by considering the return loss. From measurement found that bandwidth impedance was 132.41% (3.05-13.81 GHz) and it is a bidirectional antenna.

WeE3-6 17:10~17:30 Design and Analysis of Coplanar Waveguide Fed Microstrip Patch Antenna

Mohamad Kamal A Rahim, Ghaith Mansour, Thelaha Masri, and Osman Ayop, Universiti Teknologi Malaysia, Malaysia

This paper describes the design and analysis of the microstrip patch antenna with three different coplanar waveguide feed at frequency 2.4 GHz. The impedance matching, the radiation properties and the influence of the coupling slot have been studied. The proposed antenna is based on capacitive coupling slot, inductive coupling slot and annular loop. The achievable bandwidth for the designs is 3%, 3.73% and 3% at -10 dB return loss respectively which corresponds to WLAN systems in the 2.4 GHz (2400-2484MHz). A detailed parametric study has been done in order to investigate the contribution of the coupling slot position and dimensions to the resonance frequency, return loss and the input impedance. Prototypes of the three designs have been fabricated and measured. Simulated and measured results are presented and discussed where a good agreement between theory and experiment was obtained.



VI. TECHNICAL PROGRAM

Poster Session I & II / October 28, 2011 [Friday]

FrP1-12 Flexible T-DMB Antenna on Windshield with Meander Dipole Structure

Seon hyeon Lee⁽¹⁾, Ho jin Kim⁽¹⁾, Sang seok Lee⁽²⁾, and Yeong Hun Lee⁽¹⁾, ⁽¹⁾Kumoh Nat'l Institute of Technology, Korea, ⁽²⁾ETRI, Korea

In this paper, we designed detachable T-DMB receiver antenna on the windshield of the car. Designed antenna is composed of only copper and feeders. To escape completely from driver's sight, it exists edging of windshield. Proposed antenna by considering body of properties and characteristics of the antenna input impedance have T-DMB frequency band (174 – 216 MHz). Proposed flexible antenna with double line is satisfied characteristics less than -5 dB antenna input return loss regardless of installation position on windshield.

FrP1-13 Antipodal Dual Exponentially Tapered Slot Antenna (DE TSA) with Stepped Edge Corrugations for Front-to-back Ratio Improvement

Ting-Jui Huang and Heng-Tung Hsu, Yuan Ze Univ., Taiwan

We investigate the effect of stepped edge corrugations on the front-to-back ratio (F/B ratio) improvement for the antipodal DE TSA. Three types of corrugation configurations with different combinations of slit length are investigated. The results revealed that the improvement in F/B ratio is directly related to the arrangement in corrugation configurations

FrP1-15 Implementaion of High Gain Circularized Antenna Using FPC

Jeong Ho Ju, Jae Ick Choi, Soon Young Eom, Joung Myoun Kim, and Dong Uk Sim, ETRI, Korea

A Fabry-Pérot cavity (FPC) antenna simultaneously producing a high gain and circularly polarized (CP) behaviors is proposed. The proposed antenna has the advantages of high gain, simple design, boresight axial ratio over the operating frequency bandwidth.

FrP1-16 Optimization Analysis For UHF RFID Tag Antenna Using CST Microwave Studio

Chek Ling Tan and Widad Ismail, Universiti Sains Malaysia, Malaysia

A planar meander line tag antenna for the radio frequency identification application at the ultra-high frequency (UHF) band covering the Malaysia band (919–923 MHz) is designed by using Computer Simulation Technology Microwave. The simulation result and some of the features of CST MWS will be shown in this paper.

FrP1-17 Wideband Antenna for Portable Ground Penetrating Radar System

Ki-Joon Kim⁽¹⁾, Jaesik Kim⁽¹⁾, Young Joong Yoon⁽¹⁾, Hwan-Seong Hwang⁽²⁾, and Jun-Kyung Cho⁽²⁾, ⁽¹⁾Yonsei Univ., Korea, ⁽²⁾Eitronix, Korea

The wideband antenna for portable GPR application is presented. The proposed antenna has small size suitable for hand-held and portable GPR system. The wideband characteristic is required to obtain range resolution of the radar system. The Tx and Rx antenna is arranged by side with metallic strip which increases isolation between two antennas. The backed cavity is added as a reflecting plane to achieve higher gains.

FrP1-18 Rectangular Grooving with Comb-shaped Tuning Stub Antenna for Dual Band Application

Boonchai Kaewchan and Amnoiy Ruengwaree, Rajamangala Univ. of Technology Thanyaburi, Thailand

This paper presents a rectangular grooving with comb-shaped tuning stub antenna. This antenna was fabricated by grooving technique and be analyzed by CST software. The proposed antenna was designed to 30 x 30 mm² using FR4 PCB with $\epsilon_r = 4.3$ and its thickness (h) = 0.764 mm for dualbands application i.e. first band was 2.37-2.57 GHz with low resonance frequency of 2.45 GHz and second band was 5.01-6.34 GHz with high resonance frequency of 5.79 GHz. These frequency bands entirely cover IEEE 802.11b/g 2.4 GHz (2.40 - 2.4835 GHz), IEEE 802.16a 5.2 GHz (5.13-5.35 GHz) and 5.8 GHz (5.7-5.9 GHz) as required.

Stepped Grooving with Half-Circle Stub on Ground Plane Monopole Antenna for UWB Application

Boonchai Kaewchan¹ and Amnoiy Ruengwaree²

^{1,2}Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Thailand. email: ¹kaewchan_9@hotmail.com, ²amnoiy.r@en.rmutt.ac.th

Abstract

This paper presents a stepped grooving with half-circle stub on ground plane monopole antenna using common plane waveguide antenna qualified according to FCC with frequency band of 3.1-10.6 GHz. The antenna structure simulation was conducted with CST software and adjusting its parameter for optimization by considering the return loss. From measurement found that bandwidth impedance was 132.41% (3.05-13.81 GHz) and it is a bidirectional antenna.

Keywords: Step grooving Double half-circle shape Common plane waveguide Ultra wideband frequency

1. Introduction

Ultra-wide band (UWB) frequency has been established in IEEE 802.15.3a [1] with frequency band defined by FCC between 3.1-10.6 GHz [2-3] and this is the frequency band same as a frequency of satellite communication. This frequency band will protect any interference of radio frequency and other land-earth communication currently. This technology also supports a Personal Area Network (PAN) [4-5] which technology helping to manage various wireless devices. So antenna for UWB application was developed and fabricated and this paper present the stepped grooving with half-circle stub on ground plane monopole antenna used for UWB application. The frequency band of this antenna was 3.1-10.6 GHz with common plane waveguide feeding technique and step grooving, and adding a T-ground tuning line for matching bandwidth impedance as required. This antenna was designed and developed with CST software for adjusting parameters for optimization.

2. Design and Simulation Result

2.1 Antenna Structure

The stepped grooving with half-circle stub on ground plane monopole antenna was design using experimental method together with CST software until obtaining a prototype antenna as illustrated in

Fig. 1. The prototype antenna was fabricated on a 30 mm x 30 mm FR4 printed circuit board (PCB). This PCB has a dielectric constant (ϵ_r) = 4.3 and substrate thickness (h) = 0.764 mm. The optimized dimension with parameters that enhances an efficiency of return loss and better bandwidth are L_1 , L_2 , L_3 , and radius (r) as illustrated in Fig. 1.

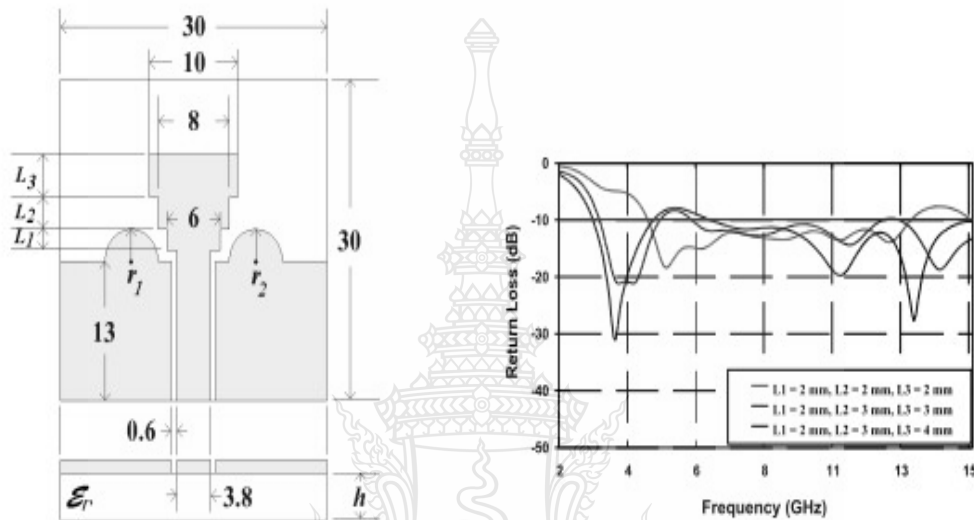


Fig. 1 prototype antenna structure

Fig. 2 Return loss (S_{11}) when adjusting L_1 , L_2 , and L_3 values

2.2 Simulation Results

The antenna simulation was conducted with CST software to study frequency response, return loss, radiation, and bandwidth and these parameters were used to adjust the antenna structure. The stepped grooving with half-circle stub on ground plane monopole antenna is the invented design that can obtain an optimized frequency response with two contributions. The first contribution is step grooving which can reduce the return loss by maintain a constant width i.e. layer 1 = 6 mm, layer 2 = 8 mm, and layer 3 = 10 mm as shown in Fig. 1 and L_1 , L_2 , and L_3 was adjusted from (2,2,2), (2,3,3), and (2,3,4) and we found that the optimized values were $L_1 = 2$ mm, $L_2 = 3$ mm, and $L_3 = 4$ mm as illustrated in Fig. 2.

The second contribution is half-circle stub on ground plane that can reduce the return loss and bandwidth loss when adjusting radius (r) of half-circle to 2, 3, and 4 mm and we found that the optimized value is $r = 4$ mm that can response the frequency of 127.58% (3.05-13.81 GHz) as shown in Fig. 3

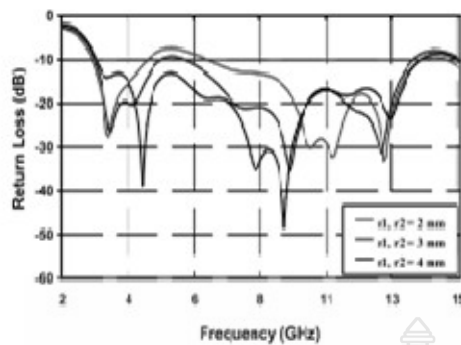


Fig. 3 Return loss (S_{11}) when adjusting r



Fig. 4 prototype antenna

3. Fabrication and Measurement Result

From the analysis of the stepped grooving with half-circle stub on ground plane monopole antenna by mentioned technique, the prototype antenna was designed and fabricated as shown in Fig. 4. The return loss measurement found that both outputs are possible consistent as shown in Fig. 5 i.e. its bandwidth can response the frequency band of 2.71-14.28 GHz. The output from the simulation and measurement were compared to study their properties.

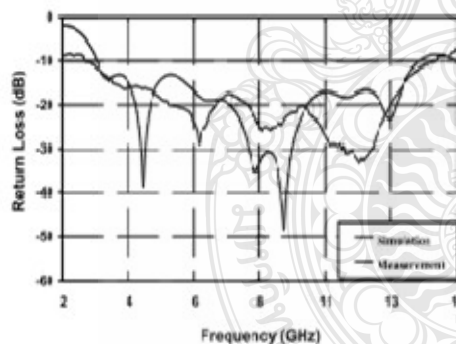


Fig. 5 Measurement and simulation output of return loss (S_{11}) of prototype antenna

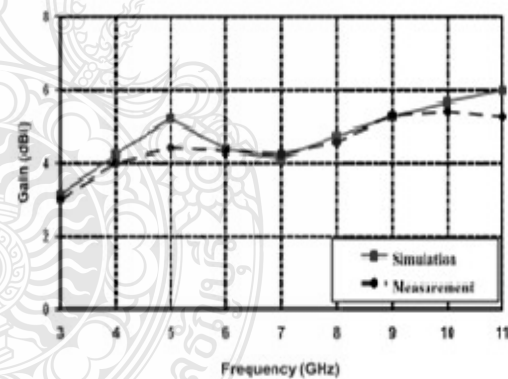


Fig. 6 Gain from simulating antenna comparing with physical antenna

Fig. 6 presents gain from simulating antenna comparing with physical antenna starting at 3 GHz with gain of 2.91 dBi through 11 GHz with 3.07 dBi.

The evaluation of applicable direction of antenna by simulation and measurement for obtaining the radiation pattern was conducted. The comparative result between simulation and measurement are shown in Fig. 7-10 found that this apparatus is bidirectional antenna.

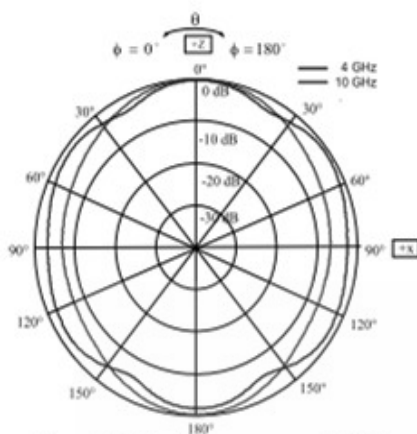


Fig. 7 Radiation pattern at 4 GHz and 10 GHz on E-plane

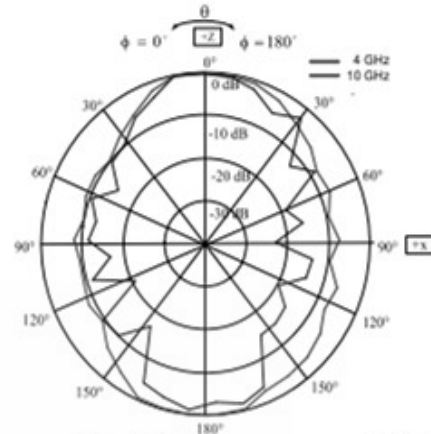


Fig. 8 Radiation pattern at 4 GHz and 10 GHz on H-plane

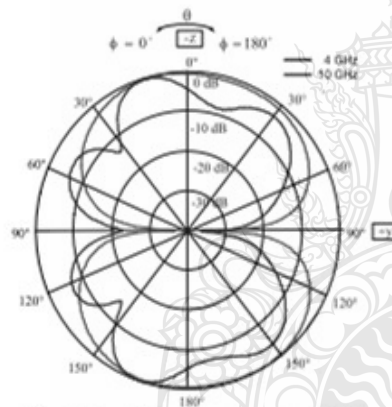


Fig. 9 Radiation pattern at 4 GHz and 10 GHz on E-plane

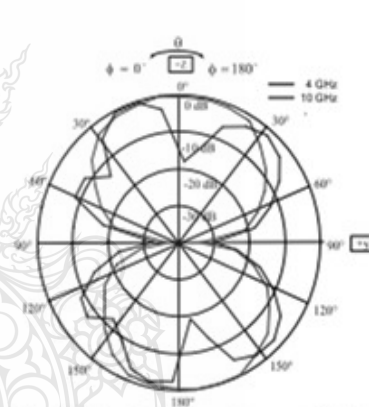


Fig. 10 Radiation pattern at 4 GHz and 10 GHz on H-plane

4. Conclusion

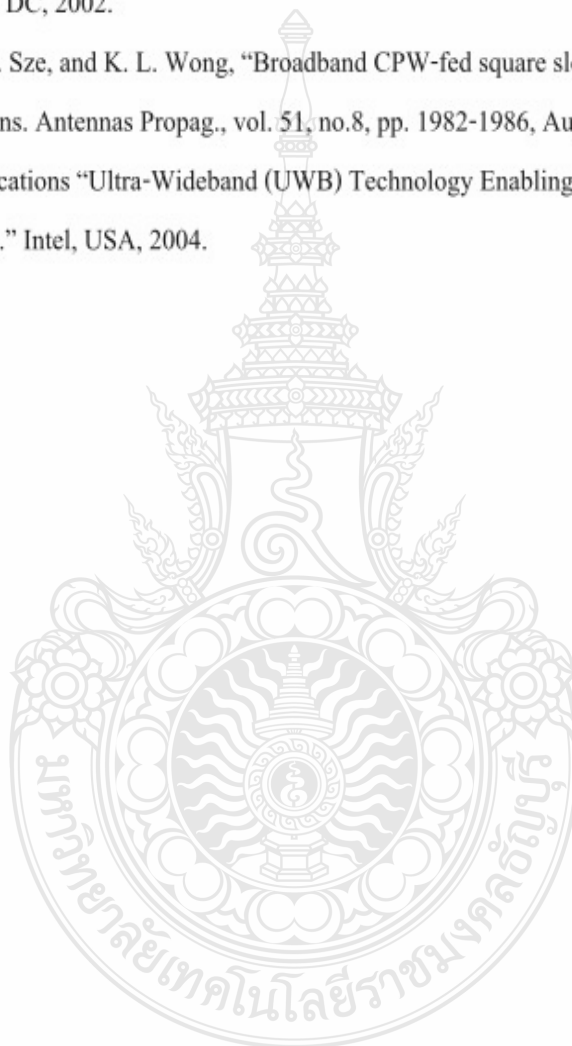
This paper presents the stepped grooving with half-circle stub on ground plane monopole antenna for UWB application in GPR system and IEEE 802.15.3a wireless communication with frequency band of 3.1-10.6 GHz. The result from simulation and measurement are consistent over applicable frequency band of 3.1-10.6 GHz with VSWR less than 2 and frequency percentage of 132.41% (2.71-14.28 GHz). For radiation pattern, it is the bidirectional antenna and average gain over applicable frequency is 3 dBi.

Acknowledgement

The author would like to thank Mr. Watcharaphon Naktong for useful information.

Reference

- [1] Z. N. Chen, Antennas for Portable Devices. Institute for Infocomm Research Singapore, New York: John Wiley and Sons Inc, 2007.
- [2] H. Schantz, The Art and Science of Ultrawideband Antennas. Boston, London: Artech House, 2005.
- [3] FCC, FCC Report and Order for Part 15 Acceptance of Ultra Wideband (UWB) Systems from 3.1-10.6 GHz. Washington DC, 2002.
- [4] H.-D. Chiou, J. Y. Sze, and K. L. Wong, "Broadband CPW-fed square slot antennas with a widened tuning stub," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 51, no.8, pp. 1982-1986, August, 2003.
- [5] Intel in Communications "Ultra-Wideband (UWB) Technology Enabling high-speed wireless personal area networks." Intel, USA, 2004.



Rectangular Grooving with Comb-shaped Tuning Stub Antenna for Dual Band Application

Boonchai Kaewchan¹ and Amnoiy Ruengwaree²

¹Department of Electric Engineering, Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Thanyaburi, email: kaewchan_9@hotmail.com

²Department of Electronics and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Thanyaburi, email: amnoiy.r@en.rmutt.ac.th

Abstract

This paper presents a rectangular grooving with comb-shaped tuning stub antenna. This antenna was fabricated by grooving technique and be analyzed by CST software. The proposed antenna was designed to 30 x 30 mm² using FR4 PCB with $\epsilon_r = 4.3$ and its thickness (h) = 0.764 mm for dual bands application i.e. first band was 2.37-2.57 GHz with low resonance frequency of 2.45 GHz and second band was 5.01-6.34 GHz with high resonance frequency of 5.79 GHz. These frequency bands entirely cover IEEE 802.11b/g 2.4 GHz (2.40 - 2.4835 GHz), IEEE 802.16a 5.2 GHz (5.13-5.35 GHz) and 5.8 GHz (5.7-5.9 GHz) as required.

Keywords: PCB Comb-shape Wireless communication network Double frequency range

1. Introduction

Nowadays, most of communication system in Thailand and other countries have use wireless communication to facilitate short and long distance transmission. Nevertheless, huge volume in communication system may affect to slower traffic and the related provider needs to increase more communication channels for faster response and more selective frequency band. So the IEEE has extend the existing IEEE standard i.e. first band IEEE.802.11b/g 2.45 GHz (2.4-2.4835 GHz) and shifting to higher frequency band IEEE.802.16a 5.2 GHz (5.13-5.35 GHz) and 5.8 GHz (5.7-5.9 GHz) from WAN wireless communication system. However, the necessary element need to be developed is the antennae which can response mentioned frequency bands and it is require some research [1-5] regarding the antenna responding dual frequency bands but those antenna still was bulky size [1-4] and some smaller size antenna has a bandwidth impedance that cannot response over the required frequency band [5]. The simulation of prototype antenna used the teeth and groove tuning [6-7] to find out the optimized parameters for obtaining the optimized antenna by experimental method and CST software.

2. Antenna Design and Simulation

2.1 Antenna Structure

Microstrip antenna is a rectangular grooving on PCB with comb-shaped tuning stub as shown in Fig. 1. This antenna was designed on single-sided circuit board and FR4 substrate with dielectric constant (ϵ_r) = 4.3 and thickness (h) = 0.764 mm and its dimension was $30 \times 30 \text{ mm}^2$. The signal was fed at the bottom of prototype antenna and its parameters are shown as Table 1.

2.2 Simulation Results

The proposed antenna was simulated with CST software for studying the frequency responding, for example, return loss, radiation, and bandwidth to optimize the antenna structure covering wireless communication according to IEEE 802.11 b/g and IEEE 802.16a/d. The result showed that when adjusting both width and length of prototype antenna by cutting as scalene-triangle to reduce the return loss (S_{11}) for low frequency and high frequency. To obtain the optimized parameters with required frequency band, four steps was conducted. Firstly, to groove the antenna using tuning technique with comb-shaped stub [6-8] to obtain parameter W_2 by adding lines W_2 as 2, 3, 4, and 5 lines and found that 5 lines is an optimized value. The simulation output showed that this modified antenna can responses dual frequency bands i.e. point a with the return loss at low frequency of 2.61 GHz is -17.76 dB and point b with return loss at high frequency is -18-27 GHz. So now this antenna can responses dual frequency bands as required.

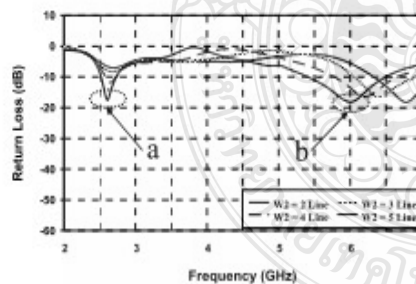


Fig. 2 return loss (S_{11}) when adding W_2

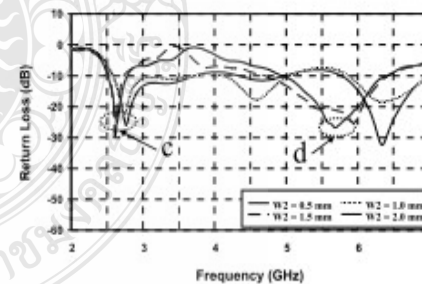


Fig. 3 return loss (S_{11}) when adjusting W_2

The second steps was to adjust the line width (W_2) to the optimized value and found that when adjusting, the return loss is lower point a and point b for low frequency and high frequency bands. W_2 value was adjusted from 0.5, 1.0, 1.5, and 2.0 mm and found that the optimized value is 2 mm. This value will result in point c with return loss is -25.49 dB at low frequency of 2.62 GHz and point d with return loss is 26.56 dB at high frequency of 5.69 dB as shown in Fig. 3.

The third step was to adjust the line length (L_2) to optimized value and found that when adjusting, the return loss is lower by adjusting from 6, 7, 8, and 9 mm. The optimized value of L_2 is 9 mm, at point e the return loss is -30.40 dB at low frequency of 2.55 GHz and point f with return loss of -28.32 dB at high frequency of 5.49 GHz. We found that at these points the return loss is lower point c and d as shown in Fig. 2 but it cannot cover low and high frequency band as required, illustrated in Fig. 4.

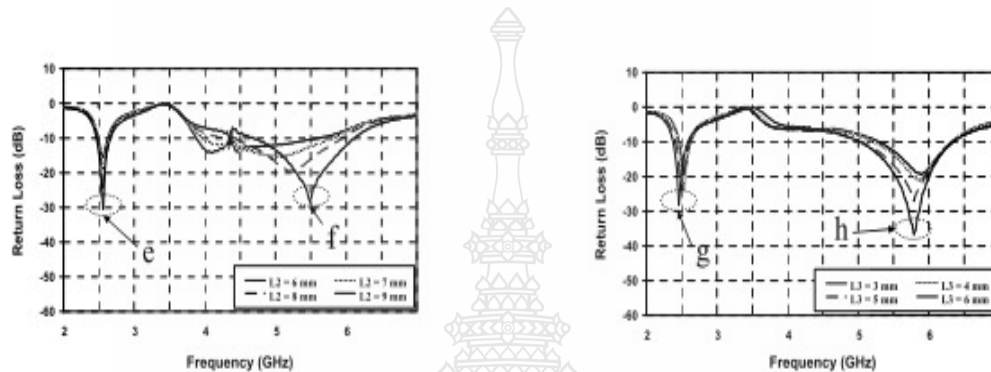


Fig. 4 return loss (S_{11}) when adjusting L_2

Fig. 5 return loss (S_{11}) when adjusting L_3

The final step was to groove between comb-shaped stub and upper signal feeder to obtain the resonance frequency of low and high band as standard required. This groove induces the length parameter of strip (L_3) as shown in Fig. 5. The L_3 value was adjusted to obtain the optimized value for reducing the return loss. The adjustable values are 3, 4, 5, and 6 mm and found that the optimized value is 6 mm. at point g the return loss is -28.17 with low frequency of 2.45 GHz and point h with return loss of -36.63 dB at high frequency of 5.79 GHz. We found that at these points the return loss (S_{11}) can cover IEEE 802.11 b/g 2.4 GHz (2.40 - 2.4835 GHz), IEEE 802.16a 5.2 GHz (5.15 - 5.35 GHz), and 5.8 GHz (5.7 - 5.9 GHz) as shown in Fig. 4.

3. Fabrication and Measurement

From the simulation result we obtain the optimized parameter of antenna and it was fabricated to prototype antenna. The interesting parameter were return value, bandwidth, and gain of antenna was measured by E8363B network analyzer. The measurement and simulation values were compared and obtaining the return loss and gain we found that both values are consistent as shown in Fig. 7 and Table 2.

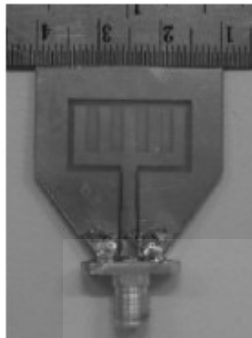


Fig 6. physical antenna

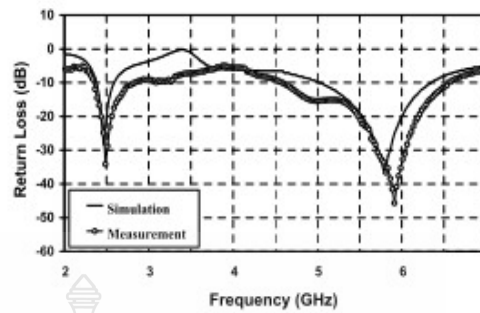


Fig. 7 measurement and simulation comparison of return loss (S_{11}) for prototype antenna

In addition, simulated and physical antennas were compared the radiation parameters and found that at 2.48 GHz and 5.81 GHz the radiation is bidirectional on x-z plane as shown in Fig 8-9 and y-z plane as shown in Fig. 9-10.

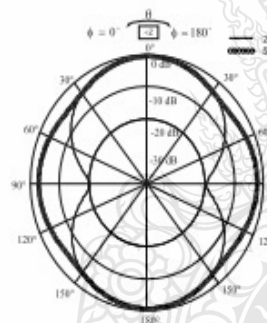


Fig. 8 radiation simulation at resonance frequency of 2.45 GHz and 5.79 GHz on x-z plane

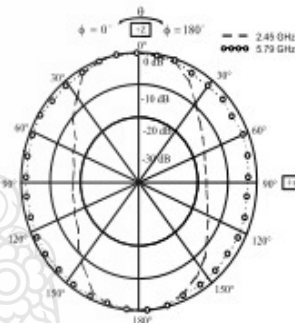


Fig. 9 radiation simulation at resonance frequency of 2.45 GHz and 5.79 GHz on y-z plane



Fig. 10 radiation simulation at resonance frequency of 2.45 GHz and 5.79 GHz on x-y plane

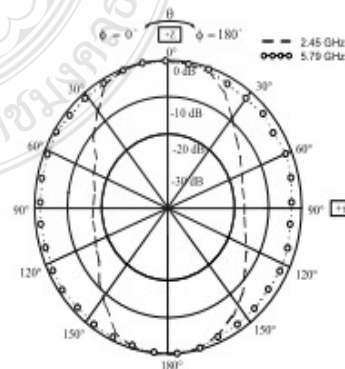


Fig. 11 radiation simulation at resonance frequency of 2.45 GHz and 5.79 GHz on y-z plane

4. Conclusion

The rectangular grooving with comb-shaped tuning stub antenna was fabricated and measured found that length tuning of groove was to add more line to 5 lines and reducing its length $W_2 = 1.0$ mm, to increase its length $L_2 = 9$ mm, and final step was to create grooves between comb-shaped stub and upper signal feeder with length $L_3 = 6$ mm together with rectangular groove tuning and cutting the antenna as scalene-triangle of both sides. The bandwidth of low frequency range is 0.45 GHz (2.35-2.80 GHz) and high frequency range is 1.91 GHz (4.61-6.52 GHz) covering IEEE 802.11b/g and IEEE 802.16a/d as well. The gain of prototype antenna are 4.76 and 5.21 dBi for low and high frequency ranges, respectively.

Acknowledgement

The author would like to thank Mr. Watcharaphon Naktong for useful documents and information.

Reference

- [1] Sangho Lee and Youngsik Kim, "Triangular-Shaped CPW-Fed Monopole Antenna for WLAN 2.4 / 5-GHz Dual-Band Applications," Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference pp. 1-3, 11-14 December, 2007.
- [2] Suwat Sakulchat and Amnoiy Ruengwaree, "Dual Band Microstrip Antenna with Trapezoidal Tuning Stub for WLAN Applications," 31rd Electrical Engineering Conference (EECON-31), pp. 777-780, 29-31 October, 2008.
- [3] Yuan Gao, Ban-Leong Ooi, Alexandre P. Popov, and Cheng-Hiong Sing, "Dual-band Hybrid Antenna for WLAN Application," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium pp. 977-980, 9-14 July, 2006.
- [4] Shih-Huang Yeh and Kin-Lu Wong, "Dual-Band F-Shaped Monopole Antenna for 2.4 / 5.2 GHz WLAN Application," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol.4, pp. 72-75, 2002.
- [5] Shih-Huang Yeh, Kin-Lu Wong, Tzung-Wern Chiou, and Shyh-Tirng Fang, "Dual-Band Planar Inverted F Antenna for GSM/DCS Mobile Phones," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 51, No. 5, pp. 1124-1126, May, 2003.
- [6] J. H. Lu and K. L. Wong, "Slot-loaded rectangular microstrip antenna with compact dual frequency operation," Electron, Lett, vol 34, no 11, pp. 1048-1050, 1998.

- [7] J. H. Lu, "Single-feed dual-frequency rectangular microstrip antenna," In Proc. IEEE Antennas Propagat. Soc, Int, Symp, Dig, vol 4, Salt Lake City, UT, pp. 2192-2195, 2000.
- [8] V. A. ip Mikhnev and P. Vainikainen, "Ultra-Wideband Tapered A-Slot Antenna with non- uniform Resistive Loading," International Conference on Antenna Theory and Techniques, Sevastopol, Ukraine, , pp. 281-283, September, 2007.



ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	นายบุญชัย แก้วจันทร์
วัน เดือน ปีเกิด	25 ธันวาคม 2523
ที่อยู่	96/246 หมู่ 1 แขวงสายไหม เขตสายไหม จ.กรุงเทพฯ
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากโรงเรียนนายเรืออากาศ เมื่อ พ.ศ. 2546
ความชำนาญเฉพาะทาง	สอนวิชาคณิตศาสตร์
ประวัติการทำงาน	
4 ก.พ. 48 – 30 ก.ย. 48	รับราชการในกองทัพอากาศ ตำแหน่งนายทหารซ่อมบำรุง ฝ่ายซ่อมวิทยุโทรคมนาคม แผนกซ่อมบำรุง ศูนย์โทรคมนาคม กสท.ส.ทอ.บ.นอ.
1 ต.ค.48 – 31 มี.ค. 52	รับราชการในกองทัพอากาศ ตำแหน่งนายทหารซ่อมบำรุง ฝ่ายซ่อมอุปกรณ์โทรคมนาคม แผนกซ่อมบำรุง กองโทรคมนาคม ศูนย์สื่อสารโทรคมนาคม ส.ทอ.บ.นอ.
1 เม.ย. 52 – ปัจจุบัน	รับราชการในกองทัพอากาศ ตำแหน่ง รอง หน.ฝ่ายติดตั้งและทดสอบ แผนกควบคุมทางเทคนิค กองโทรคมนาคม กองสื่อสารโทรคมนาคม สอ.ทอ.

