

การเพิ่มแบนด์วิดท์และลดขนาดของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบ
ด้วยเทคนิคการเซาะร่อง

THE BANDWIDTH INCREMENT AND SIZE REDUCTION OF PLANAR
MONOPOLE ANTENNA BY SLOTS-ETCHING ECHNIQUE

วัชรพล นาคทอง

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ปีการศึกษา 2554
ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

การเพิ่มแบนด์วิดท์และลดขนาดของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบ
ด้วยเทคนิคการเซาะร่อง

วัชรพล นาคทอง

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ปีการศึกษา 2554

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การเพิ่มแบนด์วิดท์และลดขนาดของสายอากาศโมนโพลแบบ
ระนาบด้วยเทคนิคการเซาะร่อง

The Bandwidth Increment and Size Reduction of Planar
Monopole Antenna by Slots-Etching Technique

ชื่อ-นามสกุล

นายวัชรพล นาคทอง

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. อำนวย เรืองวารี

ปีการศึกษา

2554

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร. ประยุทธ์ อัครเอกตมาลิน)

.....กรรมการ
(ดร. จักรี ศรีนนท์ฉัตร)

.....กรรมการ
(ดร. บุญยิ่ง นบนอบ)

.....กรรมการ
(ดร. อำนวย เรืองวารี)

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี อนุมัติวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

.....คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สมหมาย ผิวสอาด)

วันที่ 9 เดือน ตุลาคม พ.ศ. 2554

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การเพิ่มแบนด์วิดท์และลดขนาดของสายอากาศโมโนโพลแบบ ระนาบด้วยเทคนิคการเซาะร่อง
ชื่อ-นามสกุล	นายวัชรพล นาคทอง
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	ดร. อำนาจ เรืองวารี
ปีการศึกษา	2554

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการเพิ่มแบนด์วิดท์และลดขนาดของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบด้วยเทคนิคการเซาะร่องที่ระนาบสร้างเงาของสายอากาศ ซึ่งเป็นเทคนิคที่มีประโยชน์เนื่องจากงานวิจัยที่ผ่านมาสายอากาศแบบระนาบมีลักษณะโครงสร้างขนาดใหญ่และการตอบสนองของค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์แคบ เมื่อนำสายอากาศไปประยุกต์ใช้กับงานระบบการสื่อสารแบบไร้สายย่านความถี่จึงถูกจำกัด ไม่ครอบคลุมย่านความถี่ใช้งาน

สายอากาศต้นแบบที่พัฒนาขึ้นจากงานวิจัยนี้มีลักษณะเป็น โครงโมโนโพลแบบระนาบที่มีการป้อนสัญญาณด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) ในการวิเคราะห์สายอากาศต้นแบบใช้การจำลองแบบทางโครงสร้างร่วมกับระเบียบวิธีเชิงประสบการณ์ (Empirical Methods) สำหรับการเซาะร่องในรูปแบบต่างๆ เพื่อลดขนาดของสายอากาศและการปรับอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ให้ตอบสนองแถบย่านความถี่กว้างมากขึ้น

ผลการจำลองแบบและวัดจริงของสายอากาศเทียบกับกรณีที่ไม่มีการเซาะร่องที่ระนาบสร้างเงา พบว่าการเซาะร่องทำให้โครงสร้างของสายอากาศมีขนาดลดลงเท่ากับร้อยละ 14.5 โดยมีค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นร้อยละ 22.86 อยู่ในย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (Ultra Wideband: UWB) โดยแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศมีลักษณะเป็นแบบสองทิศทาง ดังนั้น โครงสร้างสายอากาศต้นแบบจากงานวิจัยนี้มีขนาดเล็กลงและมีค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์กว้างมากขึ้น

คำสำคัญ: สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบ การเพิ่มแบนด์วิดท์ การลดขนาด การเซาะร่อง
ความถี่แถบกว้างยิ่ง

Thesis Title: The Bandwidth Increment and Size Reduction of Planar Monopole Antenna by Slots-Etching Technique

Name - Surname Mr. Watcharaphon Naktong

Program Electrical Engineering

Thesis Advisor Dr.-Ing. Amnoiy Ruengwaree

Academic Year 2011

ABSTRACT

This thesis was presented the bandwidth increment and size reduction of a planar monopole antenna by slot etching technique at the ground plane. It is a useful technique since in most recent papers about planar antennas showed that their structures had bulky sizes with narrow impedance bandwidths. When the mentioned antenna above had been applied to wireless communication systems, they could not be able to cover overall required frequency ranges.

The developed prototype antenna is a planar monopole structure with a coplanar waveguide (CPW) feed. The antenna was analyzed by using structure simulations and empirical methods for various shapes of slots, to obtain smaller antenna size and wider impedance bandwidth.

From simulation and experimental results, comparing with the structure without slots, the proposed antenna size was reduced about 14.5% while the bandwidth was increased about 22.86% in the ultra-wideband (UWB) frequency range. The radiation patterns were bidirection. Therefore, the slot etching technique at the ground plane can be utilized to develop antennas with reduced sizes and wider impedance bandwidths.

Keywords: Monopole antenna, bandwidth increment, size reduction, slot etching and ultra wideband

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความช่วยเหลือของ ดร. อำนวย เรืองวาริ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์และได้รับคำแนะนำจากท่าน ดร. อภिरดา นามแสง อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีรวมทั้งให้ความอนุเคราะห์ทางด้านเครื่องมือและสถานที่ทำงานวิจัยและขอขอบคุณ รศ. ดร. ประยุทธ์ อัครเอกผาลิน ดร. บุญยิ่ง นบนอบ และดร. จักริ ศรีนนท์ฉัตร ที่ได้ให้ข้อเสนอแนะและข้อคิดเห็นอื่นๆ

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวรวมทั้งคุณบุญชัย แก้วจันทร์ และรุ่นพี่ที่เป็นกำลังใจแก่ผู้วิจัยเสมอมาจนสำเร็จการศึกษา

วัชรพล นาคทอง

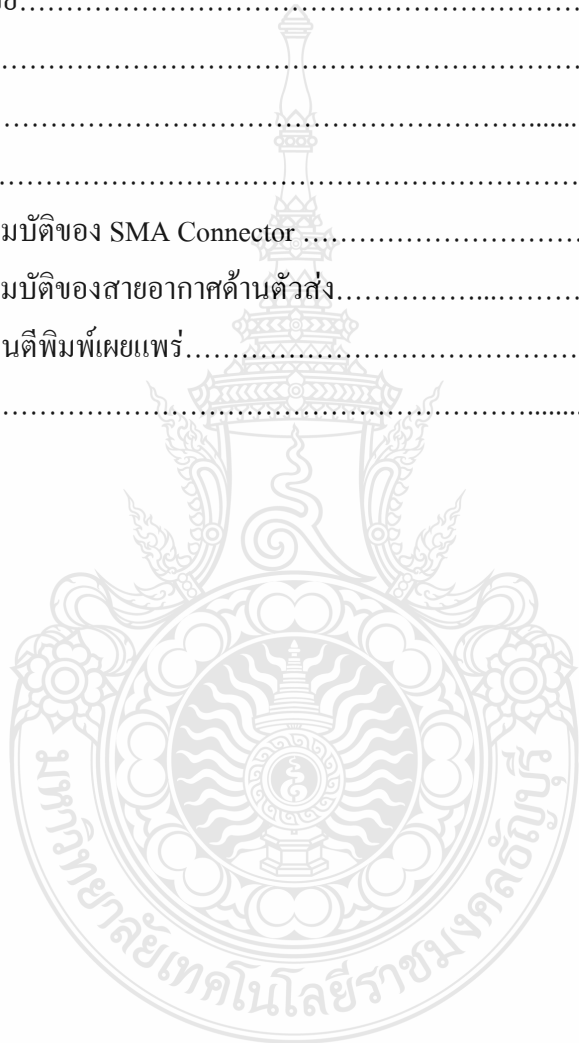


สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ค
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ง
กิตติกรรมประกาศ.....	จ
สารบัญ.....	ฉ
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญภาพ.....	ฉ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ.....	ฐ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์.....	1
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย.....	2
1.4 ขั้นตอนงานวิจัย.....	2
2 ทฤษฎีและโครงสร้างสายอากาศ.....	3
2.1 ทบทวนวรรณกรรม.....	3
2.2 ความหมายของสายอากาศ.....	5
2.3 ลักษณะสายอากาศสำหรับการสื่อสารแบบไร้สาย.....	6
2.4 สายอากาศแบบไมโครสตริป.....	6
2.5 การส่งผ่านของคลื่นในไมโครสตริป.....	26
2.6 การจำลองแบบสนามไฟฟ้า.....	32
3 การออกแบบสายอากาศ.....	34
3.1 บทนำ.....	34
3.2 แนวทางการพัฒนาสายอากาศ.....	34
3.3 การออกแบบสายอากาศ.....	37
3.4 บทสรุป.....	71
4 ผลการทดสอบ.....	72
4.1 บทนำ.....	72

สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
4.2 การทดสอบสายอากาศแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่ง.....	72
4.3 สรุปผลของการทดสอบจริง.....	86
5 ผลการทดสอบ	87
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	87
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	88
รายการอ้างอิง.....	89
ภาคผนวก.....	94
ภาคผนวก ก คุณสมบัติของ SMA Connector	95
ภาคผนวก ข คุณสมบัติของสายอากาศด้านตัวส่ง.....	104
ภาคผนวก ค ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่.....	111
ประวัติผู้เขียน.....	153



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 คุณสมบัติของชั้นสเตรทแบบต่างๆ.....	8
3.1 คุณสมบัติของสายอากาศต้นแบบที่มีการปรับเซาะระนาบสร้างเงา.....	57
3.2 คุณสมบัติของสายอากาศต้นแบบที่มีการเซาะร่องบริเวณด้านข้างสายป้อนสัญญาณ...	61
3.3 ค่าขนาดตัวแปรต่างๆ ที่ได้จากการออกแบบสายอากาศต้นแบบ.....	63
4.1 เปรียบเทียบพารามิเตอร์ของสายอากาศระหว่างของผลการจำลองกับผลการวัดจริง.....	74
4.2 ค่าของกำลังงานที่ได้รับจากการวัดจริง	77



สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1	โครงสร้างของไมโครสตริป..... 7
2.2	การคำนวณหาค่า $\tan \delta$ 8
2.3	รูปแบบการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าคลื่นโหมด TEM..... 9
2.4	ไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$ และ $w/h \ll 1$ 12
2.5	การส่งผ่านของคลื่น TEM แบบอุดมคติในไมโครสตริป..... 17
2.6	แผ่นของไมโครสตริปที่ป้อนผ่านสายนำสัญญาณไมโครสตริป..... 19
2.7	สายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมที่มีการป้อนกระแสผ่านสายนำสัญญาณไมโครสตริป..... 19
2.8	สนามไฟฟ้าในระนาบทรงกระบอก..... 20
2.9	ลักษณะการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด..... 20
2.10	โครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริป..... 21
2.11	ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์..... 22
2.12	โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง..... 23
2.13	โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์..... 26
2.14	โหมดในการเชื่อมร่วม (Coupling) ของสายส่งสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป... 27
2.15	ลักษณะบริเวณขอบเขตสนามไฟฟ้าของสายอากาศ..... 33
3.1	โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและค่าการสูญเสียย้อนกลับ..... 35
3.2	โครงสร้างสายอากาศแบบช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้า สลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและค่าการสูญเสียย้อนกลับ..... 35
3.3	โครงสร้างสายอากาศแบบโมนโพลและค่าการสูญเสียย้อนกลับ..... 37
3.4	โครงสร้างสายอากาศแบบโมนโพลรูปคบเพลิงและค่าการสูญเสียย้อนกลับ..... 37
3.5	โครงสร้างสายอากาศต้นแบบ..... 38
3.6	ความกว้างและความยาวของสายส่งสัญญาณ..... 41
3.7	สลับสายอากาศโมนโพลรูปคบเพลิง..... 42
3.8	ช่องว่างระหว่างสายส่งกับระนาบกราวด์..... 45

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.9 การออกแบบโครงสร้างของสตั๊บของสายอากาศ.....	45
3.10 การเซาะร่องสตั๊บรูปตัวยู.....	46
3.11 การปรับสตั๊บด้วยการเซาะบริเวณจุดป้อนสัญญาณ.....	47
3.12 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ขนาดของสตั๊บที่มีการปรับเซาะร่อง y_0 ที่แสดงในภาพที่ 3.11.....	48
3.13 สตั๊บที่มีการเซาะร่องรูปตัวไอปลายด้านบนทั้งสองข้าง.....	50
3.14 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อขนาดของ L_s ตามโครงสร้างภาพที่ 3.13	50
3.15 ทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสจากจำลองแบบของสายอากาศโมนโพล รูปคบเพลิงที่ความถี่ 2 GHz.....	52
3.16 ทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสจากจำลองแบบของสายอากาศโมนโพล รูปคบเพลิงที่ความถี่ 11 GHz.....	52
3.17 สายอากาศโมนโพลแบบระนาบที่มีการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่ระนาบกราวด์ ทั้งสองด้าน.....	53
3.18 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ A_1 และ B_1	54
3.19 สายอากาศโมนโพลแบบระนาบที่มีการเซาะร่องรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าที่ ระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน.....	55
3.20 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ A_2 , B_2 และ L_8	55
3.21 สายอากาศโมนโพลแบบระนาบที่มีการเซาะร่องรูปครึ่งวงกลมที่ระนาบกราวด์ ทั้งสองด้าน.....	56
3.22 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ r_1	56
3.23 สายอากาศโมนโพลแบบระนาบที่มีเซาะร่องบริเวณด้านข้างสายป้อนสัญญาณ รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน.....	58
3.24 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ A_3 และ B_3	58
3.25 สายอากาศโมนโพลแบบระนาบที่มีเซาะร่องบริเวณด้านข้างสายป้อนสัญญาณ รูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าที่ระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน.....	59
3.26 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ A_4 และ B_4	59

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.27 สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบที่มีเซาะร่องบริเวณด้านข้างสายป้อนสัญญาณรูปครึ่งวงกลมที่ระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน.....	60
3.28 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ r_2	60
3.29 ขนาดต่างๆ ของสตัปและระนาบสร้างเงา.....	62
3.30 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศต้นแบบ.....	64
3.31 อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศต้นแบบ.....	64
3.32 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3 GHz และ 7 GHz ระนาบ E-plane.....	65
3.33 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 10 GHz และ 15 GHz ระนาบ E-plane.....	65
3.34 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 20 GHz และ 24 GHz ระนาบ E-plane.....	65
3.35 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3 GHz และ 7 GHz ระนาบ H-plane.....	66
3.36 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 10 GHz และ 15 GHz ระนาบ H-plane...	66
3.37 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 20 GHz และ 24 GHz ระนาบ H-plane.....	66
3.38 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศโมโนโพลรูปคบเพลิงที่ความถี่ 3 GHz, 7 GHz, 10 GHz, 15 GHz, 20 GHz, และ 24 GHz ในระนาบ 3 มิติ.....	68
3.39 ทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสจากการจำลองแบบของสายอากาศโมโนโพลรูปคบเพลิงที่ความถี่ 3 GHz, 7 GHz, 10 GHz, 15 GHz, 20 GHz, และ 24 GHz.....	70
4.1 เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย.....	72
4.2 การทดสอบสายอากาศรูปคบเพลิงต้นแบบ.....	73
4.3 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศรูปคบเพลิง.....	73
4.4 เปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองแบบของค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศรูปคบเพลิง.....	74
4.5 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งแรงดัน (VSWR).....	74
4.6 เปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองแบบของค่าแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) ค่าการของสายอากาศรูปคบเพลิง.....	75
4.7 การทดลองวัดอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลรูปคบเพลิง.....	75
4.8 ค่าอัตราขยายของสายอากาศส่ง.....	76
4.9 เปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองแบบของค่าอัตราขยายสายอากาศรูปคบเพลิง	78

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.10 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จากการวัดผลของสายอากาศรูปคอบเพลิง.....	78
4.11 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จากการจำลองผลของสายอากาศรูปคอบเพลิง.....	79
4.12 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศแบบระนาบ รวมที่มีการเพิ่มสัณฐานรูปเขากวาง.....	80
4.13 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 3 GHz และ 7 GHz.....	80
4.14 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 10 GHz และ 15 GHz.....	81
4.15 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 20 GHz และ 24 GHz.....	81
4.16 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 3 GHz และ 7 GHz.....	82
4.17 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 10 GHz และ 15 GHz...	82
4.18 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 20 GHz และ 24 GHz...	83
4.19 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 3 GHz และ 7 GHz...	84
4.20 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 10 GHz และ 15 GHz	84
4.21 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 20 GHz และ 24 GHz	84
4.22 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 3 GHz และ 7 GHz	85
4.23 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 10 GHz และ 15 GHz.....	85
4.24 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 20 GHz และ 24 GHz.....	85

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

Δ	Delta
BW	Band Width
C	Capacitor
CPW	Coplanar Waveguide
CST	Computer Simulation Technology
D	Distance
dB	Decibel
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
TM	Transverse Mode
TEM	Transverse Electric-Magnetic
UWB	Ultra-wideband
VSWR	Standing Wave Ratio
W	Wide

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

WLAN

Wireless Local Area Network

WiMAX

Worldwide Interoperability for Microwave Access



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันมีการแข่งขันด้านการพัฒนาเครื่องมือที่ใช้ในการรับส่งข้อมูลติดต่อสื่อสารกันมากขึ้น เพื่อใช้ในการติดต่อสื่อสารไร้สายในระบบของ 3G และ 4G ในอนาคต WLAN/ WiMAX/ UWB ให้เป็นไปตามมาตรฐาน Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) ที่รับรองในระบบการติดต่อสื่อสารไร้สายย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งแบ่งออกเป็นมาตรฐานต่างๆ เช่น มาตรฐาน 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) ที่ความถี่ 5.8 GHz (5.7 - 5.9 GHz) [1-2] และย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง Ultra-wideband (UWB) ตามข้อกำหนดของ Federal Communications Commission (FCC) ซึ่งมีช่วงความถี่ 3.1 - 10.6 GHz [3-8] จากมาตรฐานที่กล่าวมา เป็นมาตรฐานที่กำหนดแถบย่านความถี่ให้กับผู้ให้บริการในระบบด้านการติดต่อสื่อสารไร้สาย เพื่อสามารถเลือกแถบย่านความถี่ที่ใช้งานด้านการรองรับการส่งและรับข้อมูลที่มีจำนวนมากขึ้นและมีการติดต่อสื่อสารได้หลากหลายยิ่งขึ้น สำหรับการสื่อสารไร้สายแถบย่านความถี่ดังกล่าว อุปกรณ์ที่มีความสำคัญตัวหนึ่งที่จะละเลยไม่ได้คือ สายอากาศ ซึ่งจัดว่าเป็นส่วนที่ช่วยให้ระบบสื่อสารแบบไร้สายทำงานได้มีประสิทธิภาพ

ผู้วิจัยจึงสนใจและได้ศึกษาวิเคราะห์ออกแบบโครงสร้างสายอากาศที่สามารถรองรับความถี่ใช้งานของการสื่อสารแบบไร้สายตามมาตรฐานต่างๆ ที่กล่าวไว้ข้างต้น โดยเลือกทำการศึกษาเทคนิคการปรับจูนเซาะร่อง [9-16] เพื่อปรับเพิ่มค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ของโครงสร้างสายอากาศรูปคบเพลิง [9] ส่วนการจำลองแบบสายอากาศเพื่อวิเคราะห์หาค่าความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของผลตอบสนองค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์และการกระจายคลื่นของสายอากาศทางผู้วิจัยเลือกใช้โปรแกรม CST เพื่อช่วยในการหาค่าตัวแปรของสายอากาศที่เหมาะสมและได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพมากที่สุด

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

1.2.1 เพื่อศึกษาการออกแบบสายอากาศแบบระนาบร่วมที่รองรับการสื่อสารไร้สาย

1.2.2 เพื่อศึกษาพฤติกรรมของการเซาะร่องเมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศแบบระนาบร่วม

- 1.2.3 เพื่อศึกษาการแบนด์วิดท์ด้วยการเซาะร่องของสายอากาศแบบระนาบร่วม
- 1.2.4 เพื่อศึกษาเทคนิคและวิธีการวัดคุณลักษณะของสายอากาศแบบระนาบร่วม
- 1.2.5 เพื่อศึกษาการประยุกต์ใช้งานสายอากาศในระบบมาตรฐานเครือข่ายการสื่อสารไร้สาย

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.3.1 ออกแบบสายอากาศแบบระนาบร่วมที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม
- 1.3.2 สามารถเพิ่มการปรับค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ให้กว้างขึ้นของสายอากาศต้นแบบโดยใช้เทคนิคและลดขนาดของสายอากาศแบบระนาบร่วมด้วยการเซาะร่อง
- 1.3.3 วิเคราะห์หารูปแบบการเปลี่ยนรูปการเซาะร่องที่เหมาะสมกับสายอากาศต้นแบบ
- 1.3.4 สายอากาศแบบระนาบร่วมตอบสนองมาตรฐาน IEEE 802.11a/b/g/j, IEEE 802.15.3a และ IEEE 802.16a/e

1.4 ขั้นตอนการวิจัย

- 1.4.1 ศึกษาข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศแบบระนาบร่วม
- 1.4.2 ศึกษาเทคนิคการออกแบบสายอากาศแบบระนาบร่วม
- 1.4.4 ศึกษาเทคนิคการเซาะร่องประยุกต์ใช้กับสายอากาศแบบระนาบร่วม
- 1.4.5 ศึกษาการใช้งานระบบเครือข่ายการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE
- 1.4.6 ศึกษาการใช้งานโปรแกรม CST เพื่อใช้ในการวิเคราะห์แบบจำลอง
- 1.4.7 ทำการออกแบบสายอากาศแบบระนาบร่วมเพื่อประยุกต์ใช้งานด้านการสื่อสารไร้สาย
- 1.4.8 ทำการวิเคราะห์สัญญาณจากผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST
- 1.4.9 ทำการสร้างสายอากาศแบบระนาบร่วมจากผลการจำลองแบบที่สามารถใช้งานไปในทางปฏิบัติ
- 1.4.10 วิเคราะห์เปรียบเทียบผลการวัดและจำลองแบบและสรุปผลการวิจัย

บทที่ 2

ทฤษฎีและโครงสร้างสายอากาศ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศชนิดต่างๆ และสายอากาศแบบระนาบโดยมีรายละเอียดแสดงถึงลักษณะทางกายภาพของสายอากาศ โครงสร้างสายอากาศ วิธีการป้อนสัญญาณ และอธิบายถึงวิธีการวิเคราะห์สายอากาศ

2.1 ทบทวนวรรณกรรม

ในด้านงานวิจัยที่ผ่านมา มีผู้พัฒนางานวิจัยหลายท่านได้เสนอแนวคิดเพื่อแก้ปัญหาเกี่ยวกับการลดขนาดของสายอากาศและเพิ่มขยายแบนด์วิดท์นั้น ยังสามารถรองรับการสื่อสารไร้สายได้หลากหลายย่านความถี่มากขึ้นคือ C. M. Wu [17] ได้ออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเจาะรูรูปตัวเอ็คสำหรับการใช้งานเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) สายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 43×53 มม.² ซึ่งใช้เทคนิคการเจาะรูรูปตัวไอเพื่อปรับจูนสำหรับรองรับย่านความถี่แถบคู่คือ ช่วงย่านความถี่ต่ำ 2.28-2.62 GHz และช่วงย่านความถี่สูง 4.52-6.00 GHz

W. C. Liu และ C. F. Hsu [18] ได้ออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปตัววายสำหรับรองรับการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน PCS 1800 (1.85-1.99 GHz) และ WLAN 5.2 GHz (5.15-5.35 GHz) และ 5.8 GHz (5.725-5.825 GHz) สายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 26.8×39.4 มม.² ซึ่งใช้เทคนิคการเจาะรูรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเพื่อปรับจูนสำหรับรองรับย่านความถี่แถบคู่คือ ในช่วงย่านความถี่ต่ำ 0.28 GHz (1.78-2.06 GHz) และช่วงย่านความถี่สูง 1.86 GHz (4.2-6.06 GHz) ซึ่งมีข้อดีคือ ทำให้มีขนาดลดลงจากงานวิจัย [17]

Wen-Shen Chen, Y. C. Chang, H. T. Chen, F. S. Chang และ H. C. Su [19] ได้ออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปตัวไอสำหรับรองรับการสื่อสารไร้สาย (WLAN/WiMAX) แบบสองย่านความถี่คือที่ ย่านความถี่ต่ำ 2.3-4.15 GHz และย่านความถี่สูง 4.93-5.83 GHz ในส่วนการใช้เทคนิคการเพิ่มเส้นปรับจูนรูปตัวไอทำให้ได้ช่วงการทำงานสามย่านความถี่คือ ย่านความถี่ต่ำ 2.5-2.69 GHz ย่านความถี่กลาง 3.3-3.8 GHz และย่านความถี่สูง 5.25 GHz ถึง 5.85 GHz สายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 40×53 มม.² ซึ่งการออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปตัวไอนั้นใช้เทคนิคการ

เพิ่มเส้นปรับจูนรูปตัวไอซึ่งมีข้อดีคือ ทำให้สายอากาศสามารถใช้งานในย่านความถี่ที่มากกว่าการงานวิจัย [17-18] และมีขนาดลดลงจากงานวิจัย [17]

ไกรสร สาริษา [20] นำเสนอสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าแบบแถบความถี่กว้างที่มีการจูนสลับสามเหลี่ยมด้านเท่าเพื่อลดขนาดของตัวสายอากาศและเพิ่มแบนด์วิดท์ให้กว้างขึ้น โดยสายอากาศสามารถประยุกต์ใช้งานความถี่ย่านการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) จากผลการออกแบบสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าแบบแถบความถี่กว้างที่มีการจูนสลับสามเหลี่ยมด้านเท่า โดยทำให้ความถี่แถบกว้างแบนด์วิดท์ที่ค่าแบนด์วิดท์ตั้งแต่ 1.85-6.39 GHz โดยสายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 70×70 มม.² ซึ่งการออกแบบสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าแบบแถบความถี่กว้างที่มีการจูนสลับสามเหลี่ยมด้านเท่านี้มีข้อดีคือได้ค่าแบนด์วิดท์ที่กว้างมากขึ้นแต่มีข้อเสียคือขนาดของตัวสายอากาศยังมีขนาดค่อนข้างใหญ่กว่าสายอากาศที่นำเสนอในงาน [17-18]

R. Chair, A. A. Kishk และ K. F. Lee [21] นำเสนอการพัฒนาสายอากาศร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมรูปตัวยู เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานกับ DCS (1720-1880 MHz) ระบบ PCS (1850-1990 MHz) ระบบ IMT 2 GHz (1920-2170 MHz) ระบบ WLAN IEEE 802.11 มีสองความถี่คือ 2.4 GHz (2400-2484 MHz) และที่ความถี่ 5.2 GHz (5130-5350MHz) โดยสายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 100×100 มม.² ซึ่งการออกแบบสายอากาศร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมที่ใช้เทคนิคการปรับจูนรูปตัวยูร่วมมีข้อดีคือได้ค่าแบนด์วิดท์กว้างมากขึ้นกว่างานวิจัย [17-20] แต่ก็มีข้อเสียคือขนาดของสายอากาศยังมีขนาดค่อนข้างใหญ่กว่างานวิจัย [17-20]

รัฐพล จินะวงศ์ และ อำนวย เรืองวาริ [22] นำเสนอการพัฒนาสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานกับระบบ DCS (1720-1880 MHz) ระบบ PCS (1850-1990 MHz) ระบบ IMT-2000 MHz (1920 -2170 MHz) ระบบ WLAN IEEE 802.11 มีสองความถี่คือ 2.4 GHz (2400 - 2484 MHz) และที่ความถี่ 5.2 GHz (5130 - 5350MHz) โดยสายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 70×70 มม.² ซึ่งการออกแบบสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบมีการเซาะร่องรูปตัวไอร่วมมีข้อดี คือได้ค่าแบนด์วิดท์กว้างมากขึ้นกว่างานวิจัยที่ [17-21] และมีขนาดของสายอากาศน้อยกว่างานวิจัยงาน [21]

B. Kaewchan, W. Naktong and A. Ruengwaree [23] การศึกษาการขยายแบนด์วิดท์ของสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยสายนำคลื่นระนาบร่วมแบบมีสลับสี่เหลี่ยมผืนผ้าด้วยการปรับ

เพิ่มร่องรูปตัวที่โครงสร้างของสายอากาศ เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้าง ได้แก่ 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) โดยสายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 40×40 มม.² ซึ่งการออกแบบสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยสายนำคลื่นระนาบร่วมแบบมีสลับสี่เหลี่ยมผืนผ้าด้วยการปรับเพิ่มร่องรูปตัวที่โครงสร้างของสายอากาศมีข้อดีคือ ได้ค่าแบนด์วิดท์กว้างมากขึ้นกว่างานวิจัยที่ [17] และมีขนาดของสายอากาศน้อยกว่างานวิจัยงาน [20-21]

สุวัฒน์ สกุลชาติ และ อำนาจ เรืองวารี [24] การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบคู่ ได้แก่ IEEE802.11b/g (2.40 - 2.48 GHz) และ IEEE802.16d 5.8 GHz (5.7 - 5.9 GHz) ถูกออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์มีขนาดเท่ากับ 42×33 มม.² มีการจูนสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูร่วมกับการเจาะร่องรูปตัวแอลคู่เพื่อช่วยปรับความถี่บางช่วงให้ดีขึ้นข้อดีคือ มีขนาดของสายอากาศน้อยกว่างานวิจัยงาน [17, 20-22]

สามารถ โภคาพานิชย์ และ อำนาจ เรืองวารี [25] สายอากาศช่องป้อนด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วม ที่ปรับจูนด้วยสลับรูปครกสำหรับการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานกับระบบ IEEE 802.15.3a (3.1-10.6 GHz) ถูกออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์มีขนาดเท่ากับ 41×51.5 มม.² ชนิด FR4 ที่มีค่า ϵ_r เท่ากับ 3.2 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.524 mm. และมีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ประมาณ 119.61% (2.89-11.49 GHz) ข้อดีคือ ได้ค่าแบนด์วิดท์กว้างมากขึ้นกว่างานวิจัย [18-23] และมีขนาดของสายอากาศน้อยกว่างานวิจัย [18-23]

2.2 ความหมายของสายอากาศ [26]

สายอากาศ คืออุปกรณ์สำหรับรับและส่งคลื่น ความถี่วิทยุ (Radio Frequency) ทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและในทางกลับกันก็เปลี่ยนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นพลังงานไฟฟ้าเช่นกัน โดยจะส่งข้อมูลไปยังที่ต้องการข้อมูล โดยใช้อากาศเป็นตัวกลางหรือที่เรียกว่า การเชื่อมต่อแบบไร้สาย อาจกล่าวได้ว่าการเชื่อมต่อที่ไร้สายนั้นจำเป็นต้องมีสายอากาศไว้ใช้งานเสมอ เดิมสายอากาศเรียกว่าเสาอากาศ เพราะลักษณะที่เป็นรูปเสาและการคั่นเคยโดยส่วนใหญ่กับรูปแบบของสายอากาศที่วี ดังนั้นสายอากาศจึงอธิบายได้ว่าเป็นเสาอากาศที่มีขนาดเล็กจนไม่แสดงลักษณะเป็นเสาอีกถูกสร้างอยู่บนระนาบโลหะเพื่อให้สามารถจูนรูปไว้ใช้งานได้และถูกเรียกว่า “สายอากาศ” ในที่สุด

2.3 ลักษณะสายอากาศสำหรับการสื่อสารแบบไร้สาย [26]

เมื่อไม่นานมานี้ได้มีการพัฒนาการสื่อสารแบบไร้สายสำหรับแนวทางการออกแบบสายอากาศที่ใช้มีความแตกต่างกันไป ขึ้นอยู่กับรูปแบบของระบบที่ต้องการใช้งานร่วมกับสายอากาศ ซึ่งยากที่จะกำหนดเป็นกฎเกณฑ์ที่แน่นอนลงไป ในปัจจุบันสายอากาศที่ทำงานในระบบการสื่อสารแบบไร้สายที่ถูกนำมาใช้คือ

- สายอากาศโมโนโพล (Monopole Antenna) สายอากาศโมโนโพลนิยมใช้มากที่สุดเพราะมีคุณลักษณะเป็นแถบกว้าง (Broadband Characteristics) และมีโครงสร้างไม่ยุ่งยากบางครั้งเรียกสายอากาศชนิดนี้ว่าสายอากาศแบบแส้ (Whip Antenna) ส่วนประกอบของสายอากาศที่ทำหน้าที่แผ่กระจายคลื่นติดตั้งอยู่บนระนาบกราวด์แบบอนันต์ซึ่งสายอากาศนี้จะมีคุณลักษณะคล้ายกับสายอากาศไดโพลในทางปฏิบัติสายอากาศโมโนโพลมีความยาวไม่ใช่ครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพลถ้ามีระนาบกราวด์ที่กว้างจะทำให้แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นจะแตกต่างจากระนาบกราวด์แบบอนันต์

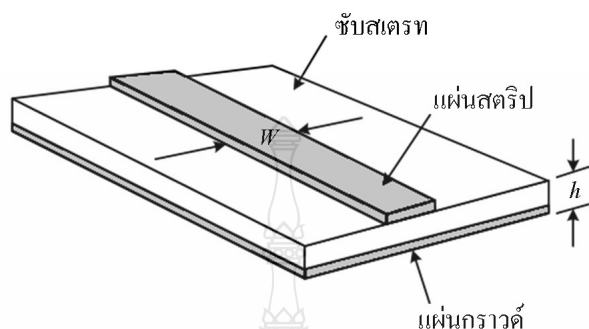
- สายอากาศแบบปลอก (Sleeve Antenna) มีโครงสร้างของการแผ่กระจายคลื่นเป็นไดโพล แบบไม่สมมาตรของตัวนำที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางมีขนาดแตกต่างกัน โดยที่ขนาดที่เล็กสุดของตัวนำจะเท่ากับตัวนำภายในสายโคแอกเซียลที่ป้อนให้กับสายอากาศและขนาดที่ใหญ่จะมากกว่าเส้นผ่านศูนย์กลางตัวนำซึ่งจะถูกมัดวงจรกับลวดลัดที่อยู่รอบๆ สายโคแอกเซียลสายอากาศนี้มีคุณลักษณะเหมือนกับสายอากาศโมโนโพลที่ไม่ต้องมีระนาบกราวด์ แต่การที่ไม่มีระนาบกราวด์นั้นก็มีข้อเสียเมื่อนำไปใช้งานโดยที่ต้องนำไปติดตั้งเข้ากับส่วนต่างๆ ที่เป็นโลหะทำให้อัตราการขยายจะลดลงโครงสร้างไม่แข็งแรงหักงายและการนำไปสร้างเป็นสายอากาศแบบสองความถี่เป็นไปได้ยาก

- สายอากาศแบบแคบ (Low-Profile Antenna) สายอากาศไมโครสตริปและสายอากาศระนาบอินเวอร์ท (Planar Inverted Antenna: PIFA) มีโครงสร้างสามส่วนคือ ส่วนบนเป็นส่วนของการแผ่กระจายคลื่น โดยมีส่วนที่สองเป็นวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่ขึ้นกลางระหว่างกราวด์กับส่วนของการแผ่กระจายคลื่นที่เป็นแผ่นตัวนำส่วนสายอากาศระนาบอินเวอร์ท ซึ่งพัฒนามาจากสายอากาศอินเวอร์ทแอลแต่สายอากาศทั้งไมโครสตริปและสายอากาศอินเวอร์ทนั้นมีข้อเสียคือ มีความกว้างแถบที่แคบ

2.4 สายอากาศแบบไมโครสตริป [26]

ไมโครสตริปที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังแสดงไว้ดังภาพที่ 2.1 กล่าวคือ จะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบๆ อยู่บนฉาบสเตรท (Substrate) ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริกและด้านล่างของฉาบสเตรทเป็นผิวโลหะ พลังงานจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในฉาบสเตรทบริเวณ

ที่อยู่ระหว่างโลหะแคบๆ กับผิวด้านล่าง ความหนาของชั้นสเตรทนั้นจะหนาประมาณ 2 มิลลิเมตร หรือต่ำกว่าลงมา ความกว้างของชั้นสเตรทนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าของอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่ต้องการ ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อที่ 2.4.1 ต่อไป



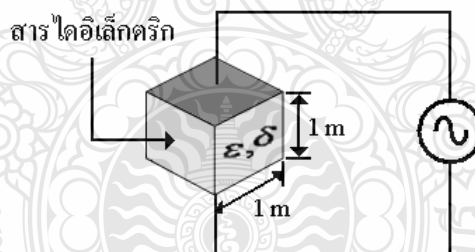
ภาพที่ 2.1 โครงสร้างของไมโครสเตรป [27]

สำหรับความหนาของตัวสเตรปเองนั้นจะมีค่าประมาณ $5\mu\text{m}$ หรือ $10\mu\text{m}$ ขึ้นอยู่กับการใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบาง หรือแบบฟิล์มหนาในการสร้างสเตรปนั้น สำหรับชั้นสเตรทที่ใช้งานกันอยู่ทั่วไปจะมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน ดังตารางที่ 2.1 แสดงตัวอย่างชั้นสเตรทชนิดต่างๆ และคุณสมบัติที่สำคัญของชั้นสเตรท ได้แก่ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ หรือค่า $\tan\delta$ ที่ความถี่ 10 GHz

ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) ของวัสดุ, ความขรุขระของพื้นผิว และความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric Strength) ความหมายของคุณสมบัติที่กล่าวมาจะเป็นดังนี้คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะบ่งบอกถึงคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริก โดยเทียบกับอากาศว่าง ค่านี้จะส่งผลทำให้อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสเตรปเปลี่ยนแปลง ค่า $\tan\delta$ นั้นคือ ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสเสดิสเพลซเมนต์ เมื่อนำสารไดอิเล็กตริกนั้นไปคั่นระหว่างแผ่นโลหะคู่หนึ่ง ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวคาปาซิเตอร์ดังแสดงไว้ดังภาพที่ 2.2 เมื่อเขียน $\epsilon = \epsilon' - j\sigma/\omega$ ค่า $\tan\delta$ ก็จะมีค่าเท่ากับ $\sigma/\omega\epsilon'$ ซึ่งค่านี้แสดงให้เห็นว่า สารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด โดยที่ค่ายิ่งต่ำก็ยิ่งดี

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของฉนวนประเภทต่างๆ [26]

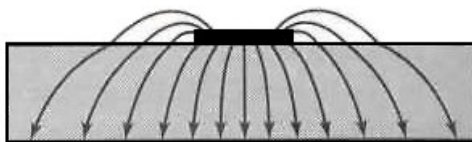
วัสดุ	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ϵ_r	$\tan \delta$ ที่ความถี่ 10 GHz	ค่าคงตัวของการนำความร้อน $w/cm^2 / ^\circ C$	ความขรุขระของผิว μm	ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (kV/cm)
อะลูมินา 99.5%	10	$1 - 2 \times 10^{-4}$	0.3	2 - 8	4×10^{-3}
96%	9	20×10^{-4}	0.01	1	4×10^{-3}
เซฟไฟร์	9.4 และ 11.6 (ผลึกเดี่ยว)	$1 - 2 \times 10^{-4}$ 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 2.2 การคำนวณหาค่า $\tan \delta$ [27]

ค่าคงตัวของการนำความร้อนนั้นจะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นจะมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี ความขรุขระของผิวนั้นจัดว่ามีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะถ้าผิวขรุขระมากเกินไปก็จะทำให้การใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบางทำได้ลำบาก นอกจากนั้นก็ยังมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริปด้วย เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า สำหรับความสามารถในการทนต่อแรงดันนั้นจะบ่งบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำๆ

2.4.1 การส่งผ่านของคลื่นในไมโครสตริป [26]



ภาพที่ 2.3 รูปแบบการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าคล้ายโหมด TEM [26]

ไมโครสตริปแม้จะมีโครงสร้างง่ายๆ ดังกล่าวข้างต้น แต่การวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้ก็เป็นเพราะแกนประสานที่ใช้และเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเทียบกับท่อคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่นๆ อย่างไรก็ตาม ได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีและพบว่าคลื่นที่ผ่านไปตามไมโครสตริปนั้นจะมีความใกล้เคียงกับโหมด TEM มากแต่ก็ไม่ใช่โหมด TEM เสียทีเดียว จึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่า โหมดกึ่ง TEM (Quasi-TEM Mode) ภาพที่ 2.3 แสดงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริปการที่มีสนามในแนวแกนอยู่บ้างเป็นเพราะโครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กตริก และอากาศอยู่ในระนาบเดียวกัน และสภาพที่มีสนามในแนวแกนเกิดอยู่ในโหมดที่ส่งผ่านอยู่นั้นก็จะเป็นไฮบริดโหมด

การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ที่อนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้ทำให้สามารถใช้หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาคุณสมบัติของไมโครสตริปได้กล่าวคือ ถ้าเราสามารถหาค่าอินดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ ก็จะนำค่าทั้งหมดนี้ไปคำนวณหาอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติได้ อย่างไรก็ตามการหาค่าคาปาซิแตนซ์ก็ยังยุ่งยากอยู่ เพราะในไมโครสตริปมีทั้งสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกระทบจากการมีสารไดอิเล็กตริกอยู่

แม้การหาค่าคาปาซิแตนซ์จะยุ่งยากกว่าปกติ แต่ก็มีวิธีที่ทำให้ง่ายขึ้นโดยการใช้วิธีหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant ย่อว่า ϵ_{eff}) ซึ่งจะรวมผลของสารไดอิเล็กตริกและอากาศเข้าด้วยกัน และเนื่องจากสารไดอิเล็กตริกทั้งหลายมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือ มีดิสเพอร์ชันเชิงวัสดุ ดังนั้นค่า ϵ_{eff} ที่หาได้ก็จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ตามไปด้วย อย่างไรก็ตามจากการศึกษาทางทฤษฎีและการทดลองพบว่า ในช่วงความถี่ต่ำกว่า 2 กิกะเฮิร์ตซ์ ลงมาค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนไปจากกรณีของกระแสไฟฟ้าสถิตน้อยมาก จึงอนุโลมให้ใช้ค่า ϵ_{eff} ของไฟฟ้าสถิตได้ สำหรับในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 กิกะเฮิร์ตซ์ จะต้องคำนึงถึงค่าดิสเพอร์ชันโดยการปรับแต่งค่า ϵ_{eff} ให้เหมาะสมกับค่าความถี่ที่ใช้งาน

ในการหาค่า ϵ_{eff} ของกรณีไฟฟ้าสถิตนั้นใช้แนวความคิดของวงจรกระจายดังต่อไปนี้เมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปไมโครสตริปนั้นเป็นโหมด TEM และอิมพีแดนซ์ลักษณะ Z_o จะเขียนในรูปของค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว L และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว C ได้ดังรูปต่อไปนี้

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.1)$$

ขณะเดียวกันความเร็วเฟส v_p จะเขียนได้ดังนี้

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.2)$$

จากสมการที่ 2.2 นี้ ทำให้เขียน Z_c ในรูปของ v_p กับ L หรือ $\frac{1}{L}$ ได้ดังนี้

$$Z_c = v_p L = \frac{1}{v_p L} \quad (2.3)$$

ในขั้นตอนต่อไปนี้จะพิจารณากรณีซับซ้อนที่สารไดอิเล็กตริกถูกดึงออกไปเหลือแต่อากาศเพียงอย่างเดียวที่โอบล้อมไมโครสตริปอยู่ในสภาพเช่นนี้ความเร็วเฟสของคลื่น TEM ที่ส่งผ่านอยู่จะเท่ากับความเร็วแสงและค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะเปลี่ยนไป โดยที่ค่าอินดักแตนซ์จะไม่ถูกรบกวน ถ้าให้ค่าคาปาซิแตนซ์ที่เปลี่ยนไปนี้มีค่าเป็น C_o จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง C_o กับความเร็วเฟสในรูปต่อไปนี้ [26]

$$C = \frac{1}{\sqrt{LC_o}} \quad (2.4)$$

ในขณะเดียวกัน ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติก็เขียนได้ดังนี้

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C_o}} \quad (2.5)$$

เมื่อนำสมการ (2.4) หาค่าด้วยสมการ (2.2) จะได้

$$\frac{C}{C_o} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2 \quad (2.6)$$

ค่า C/C_o ตามนิยามนี้โดยทั่วไปก็คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของสารไดอิเล็กตริกที่โอบล้อมระบบเก็บประจุอยู่ในกรณีที่เราพิจารณาอยู่นี้ ค่า C/C_o นั้นจะเปรียบเสมือนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของไมโครสตริปที่มีชั้นสเตรทเป็นสารไดอิเล็กตริกและที่ด้านบนเป็นอากาศอยู่ นั่นคือ

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2 \quad (2.7)$$

จากสมการที่ 2.3 ถึงสมการที่ 2.7 จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง Z_c , Z_o และ ϵ_{eff} ได้ดังนี้

$$Z_c = \frac{Z_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \text{ หรือ } Z_o = Z_c \sqrt{\epsilon_{eff}} \text{ หรือ } \epsilon_{eff} = \left(\frac{Z_o}{Z_c} \right)^2 \quad (2.8)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการที่ 2.8 นี้ จะใช้ประโยชน์ในการออกแบบภายหลัง จากผลที่ได้จะเห็นว่า ถ้าเราสามารถรู้ค่า ϵ_{eff} ก็จะทำให้สามารถคำนวณหาคุณสมบัติอื่นๆ ตามมาได้ อย่างไรก็ตาม ค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนแปลงไปตามความกว้างของไมโครสตริปเมื่อเปรียบเทียบกับความหนาของชั้นสเตรทซึ่งจะสามารถแสดงให้เห็นได้โดยพิจารณาจากกรณี 2 กรณีดังต่อไปนี้

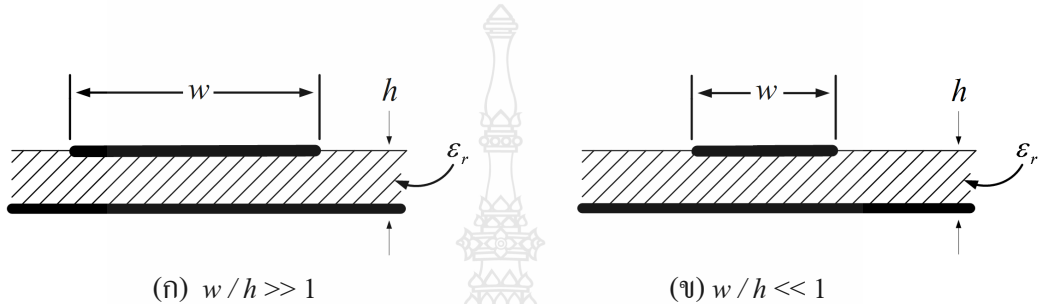
กรณีแรก คือ กรณีที่ $w/h \gg 1$ ซึ่งแสดงไว้ดังภาพที่ 2.4 (ก) ในกรณีนี้เนื่องจากเส้นแรงไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ในบริเวณที่มีแถบสตริป หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ พลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกส่งผ่านในบริเวณดังกล่าวเกือบทั้งหมด สภาพดังกล่าวจะส่งผลให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ค่า ϵ_r ของชั้นสเตรท หรือ $\epsilon_{eff} \rightarrow \epsilon_r$

กรณีที่สอง คือ $w/h \ll 1$ ซึ่งแสดงไว้ดังภาพที่ 2.4 (ข) กรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าจะผ่านชั้นสเตรทครึ่งหนึ่งและผ่านอากาศครึ่งหนึ่ง ซึ่งจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ $(\epsilon_r + 1)/2$ จากที่อธิบายมานี้จะเห็นว่า ค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนแปลงตามค่า w/h

$$\frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) \leq \epsilon_{eff} \leq \epsilon_r \quad (2.9)$$

และเพื่อความสะดวกในการคำนวณและการออกแบบต่อไปได้มีการเขียนค่า ϵ_{eff} ในรูปต่อไปนี้

$$\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1) ; \frac{1}{2} \leq q \leq 1 \quad (2.10)$$



ภาพที่ 2.4 ไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$ และ $w/h \ll 1$ [26]

ค่า q ในสมการที่ 2.10 นี้ถูกเรียกว่า ฟิลลิงแฟกเตอร์ (Filling Factor) ซึ่งหมายถึงตัวประกอบที่แสดงให้เห็นว่าชั้นสเตรทที่เป็นสารไดอิเล็กตริกจะมีผลต่อโครงสร้างไมโครสตริปนั้นมากน้อยแค่ไหน เมื่อเขียนค่า ϵ_{eff} ตามสมการที่ 2.10 ค่า q ก็จะเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่า w/h

ในกรณีที่ความถี่ใช้งานสูงกว่า 2 GHz นั้นคิสเพอร์ชันเชิงวัสดุของชั้นสเตรทจะมีผลต่อการคำนวณถึงผลกระทบของคิสเพอร์ชันในส่วนนี้ จะทำได้โดยพิจารณาว่าเมื่อความถี่เปลี่ยนไปความเร็วเฟสก็จะเปลี่ยนไปด้วย ซึ่งทำให้ค่า ϵ_{eff} ตามสมการที่ 2.11 เขียนได้ดังนี้

$$\epsilon_{eff}(f) = \left\{ \frac{c}{v_p(f)} \right\}^2 \quad (2.11)$$

ถ้าหากความหนาของสเตรปมีค่าใกล้เคียง $(t \rightarrow 0)$ ดังนั้นจะได้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะและค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่มีความผิดพลาดน้อยกว่า 1% ดังสมการที่ 2.12 สำหรับอัตราส่วน $w/h \leq 1$ ว่า

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left[\frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right] \quad (2.12)$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left\{ \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-0.5} + 0.04 \left[1 - \frac{w}{h} \right] \right\}^{-1} \quad (2.13)$$

สำหรับค่าอัตราส่วน $w/h \geq 1$ จะได้ว่า

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \left\{ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left[\frac{w}{h} + 1.444 \right] \right\}^{-1} \quad (2.14)$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-0.5} \quad (2.15)$$

ในส่วนของค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสามารถหาได้จาก

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left[\frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u} \right)^2} \right] \quad (2.16)$$

โดยค่า F มีค่าเป็น

$$F = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[- \left(\frac{30.666}{u} \right)^{0.7528} \right] \quad (2.17)$$

จากสมการที่ 2.16 นี้ ถ้าหากค่า $\varepsilon_r \leq 128$ และค่า u มีค่าระหว่าง 0.01 ถึง 100 ($\varepsilon_r \leq 128$ และ $0.01 \leq u \leq 100$) จะทำให้ผลการคำนวณค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์มีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.2%

สำหรับค่า $Z_c = Z_0 / \sqrt{\varepsilon_{eff}}$ จะมีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.01% ถ้าค่า $u \leq 1$ และจะมีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.03% หากค่า $u \leq 100$

2.4.2 ค่าความยาวคลื่นบนสตริป ค่าคงที่การแพร่กระจาย และค่าความเร็วเฟส [29]

เมื่อทราบค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะทำให้สามารถคำนวณหาค่าความยาวคลื่นบนสตริป (λ_g) และค่าคงที่การแพร่กระจายได้แก่ ค่าคงที่ของการแพร่ (Propagation Constant: γ) และค่าความเร็วเฟส (Phase Velocity: v_p) ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.18)$$

เมื่อ λ_o เป็นค่าความยาวคลื่นในอากาศ และหากต้องการทราบค่าความยาวคลื่นบนสตริป ในหน่วยมิลลิเมตร สามารถคำนวณได้ตามสมการนี้

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{GHz})\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.19)$$

สำหรับค่าคงที่ของการแพร่และค่าความเร็วเฟส v_p สามารถหาได้จาก

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (2.20)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.21)$$

เมื่อ C คือ ค่าความเร็วของคลื่นในอากาศ (3×10^8 เมตร/วินาที)

β คือ ค่าคงที่เฟส

2.4.3 การสังเคราะห์หาความกว้างต่อความหนา w/h [28]

ในการคำนวณหาความกว้างต่อความหนา w/h ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป เมื่อทราบค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_c และค่าไดอิเล็กตริกประสิทธิผล ϵ_{eff} สามารถแสดงได้ดังนี้ สำหรับที่ $w/h \leq 2$ พิจารณาได้คือ

$$\frac{w}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (2.22)$$

และสำหรับที่ $w/h \geq 2$ พิจารณาได้คือ

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (2.23)$$

เมื่อ

$$A = \frac{Z_c}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{0.5} = \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\} \quad (2.24)$$

และ

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.25)$$

2.4.4 ผลกระทบจากความหนาของสตริป [29]

ความหนาของสตริป (t) โดยปกติจะมีค่าน้อยมากๆ จนอาจพิจารณาได้ว่าเป็นศูนย์ แต่ในทางปฏิบัติค่าความหนาดังกล่าวมิใช่ศูนย์ตามที่ได้อ้างสมมติฐานไว้ ซึ่งค่าความหนาดังกล่าวจะมีผลต่อค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ โดยจะเริ่มพิจารณาจากสมการที่ 2.26 และสมการที่ 2.27 ได้ว่า [28]

สำหรับที่ $w/h \leq 1$ พิจารณาได้เป็น

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left\{ \frac{8}{w(t)/h} + 0.25 \frac{w(t)}{h} \right\} \quad (2.26)$$

และสำหรับที่ $w/h \geq 1$ พิจารณาได้เป็น

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left\{ \frac{w(t)}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w(t)}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (2.27)$$

โดยที่จะพิจารณาค่าอัตราส่วน w/h ที่มีผลกระทบจากความหนาของสตริป (t) ได้ว่า

$$\frac{w(t)}{h} = \begin{cases} \frac{w}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left[1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right]; (w/h \leq 0.5\pi) \\ \frac{w}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left[1 + \ln \frac{2ht}{t} \right]; (w/h \geq 0.5\pi) \end{cases} \quad (2.28)$$

และสำหรับค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่ได้รับผลกระทบจากความหนาของสตริป จะพิจารณาได้ว่า

$$\varepsilon_{eff}(t) = \varepsilon_{eff} - \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad (2.29)$$

โดยที่ค่า ε_{eff} เป็นค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่พิจารณาให้ความหนาของสตริปเป็นศูนย์

จากการพิจารณาสมการที่ผ่านมาพบว่าผลกระทบจากความหนาของสตริปต่อค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะและค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะมีผลน้อยมาก หากว่าอัตราส่วนของความหนาของสตริปต่อความหนาของชั้นไดอิเล็กตริกน้อย (โดยปกติ $t \ll h$) อย่างไรก็ตาม ความหนาของสตริปจะมีผลอย่างยิ่งต่อการสูญเสียของคลื่นความถี่บนแผ่นตัวนำ (Conductor Loss) ของสายนำสัญญาณบนไมโครสตริป

2.4.5 การลดทอนกำลังสัญญาณของไมโครสตริป [29]

เนื่องจากไมโครสตริปทำด้วยโลหะที่สามบุรณแบบ และมีสารไดอิเล็กตริกคั่นในบริเวณที่คลื่นส่งผ่าน ดังนั้นการลดทอนของสัญญาณจึงเกิดทั้งสองสาเหตุนี้ เมื่อพิจารณาว่าไมโครสตริปส่งผ่านคลื่นในโหมด TEM เราสามารถเขียนค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณได้

$$\alpha = \frac{R}{2Z_c} + \frac{GZ_c}{2} \equiv \alpha_m + \alpha_d \quad (2.30)$$

โดยที่ α_m และ α_d เป็นค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณที่เกิดจากโลหะและสารไดอิเล็กตริกตามลำดับ

การหาค่า α_m โดยการวิเคราะห์ให้ละเอียดตามทฤษฎีจะทำได้ลำบาก เพราะการกระจายของสนามแม่เหล็กบนผิวโลหะมีความซับซ้อนมาก เช่นเดียวกับการกระจายของสนามไฟฟ้าและจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่า w/h และความหนาของไมโครสตริป t อีกด้วย ในทางปฏิบัตินั้นจึงมักใช้วิธี

คิดที่ง่ายขึ้น โดยสมมติให้คลื่น TEM ส่งผ่านอยู่ภายในบริเวณข้างใต้แถบไมโครสตริปเท่านั้น ดังที่แสดงไว้ดังภาพที่ 2.5 จากนั้นคำนวณการสูญเสียในเนื้อโลหะในสภาพดังกล่าว แล้วจึงนำผลที่ได้นั้นไปคูณกับค่าคงที่ค่าหนึ่งเพื่อทำการชดเชยให้มีความถูกต้องมากขึ้น เมื่อให้ค่าคงที่ดังกล่าวเป็น K จะได้ α_m ในรูปต่อไปนี้



ภาพที่ 2.5 การส่งผ่านของคลื่น TEM แบบอุดมคติในไมโครสตริป [30]

$$\alpha_m = \frac{KR}{2Z_c} = \frac{KR_s}{wZ_c} = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{5 \times 5.8 \times 10^7 \sigma_r}} \times \frac{K}{wZ_c} \text{ Nepper / m} \quad (2.31)$$

โดยที่ σ_r คือค่าคงตัวของกรนำไฟฟ้าสัมพัทธ์ (Relative conductivity) ที่เปรียบเทียบกับทองแดงซึ่งมีค่า $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ ส่วนค่า K นั้นจะขึ้นอยู่กับค่า w/h และความถี่

โดยในกรณีที่ค่า w/h มีค่าใหญ่มากๆ ซึ่งหมายถึงคลื่น TEM จะเข้าใกล้แบบอุดมคติที่แสดงไว้ดังภาพที่ 2.5 ค่า K ก็จะเข้าหา 1 ในกรณีกลับกันคือ $w/h \ll 1$ ค่า K ก็จะเข้าหา 0.5 ในทางปฏิบัตินั้นพบว่า กรณีที่ออกแบบให้มิมพีแดนซ์คุณลักษณะเป็น 50Ω โดยที่ $\epsilon_r = 10$ จะได้ค่า $K \approx 0.63$

สำหรับการหาค่า α_d ก็จะอาศัยหลักการคิดค่า ϵ_{eff} ขึ้นมาใหม่ ดังรายละเอียดต่อไปนี้

$$\alpha_d = \frac{GZ_c}{2} = \frac{Z_c}{2} (\omega C \tan \delta_{eff}) = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{2cC} (\omega C \tan \delta_{eff}) = \frac{\pi f \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \tan \delta_{eff} \text{ Nepper / m} \quad (2.32)$$

โดยที่ $\tan \delta_{eff}$ นั้นเปรียบเสมือนค่า $\tan \delta$ ประสิทธิผล ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่า $\tan \delta$ ในรูปต่อไปนี้

$$\frac{\tan \delta_{eff}}{\tan \delta} = \frac{1 - (1/\epsilon_{eff})}{1 - (1/\epsilon_r)} \quad (2.33)$$

ความสัมพันธ์ดังสมการ (2.28) นี้เป็นสิ่งที่สมเหตุสมผล เพราะเมื่อแทนค่า ϵ_{eff} ด้วย 1 ซึ่งหมายถึงตัวกลางเป็นอากาศ ค่า $\tan \delta$ จะเท่ากับ 0 และเมื่อแทนค่า $\epsilon_{eff} = \epsilon_r$ ซึ่งหมายถึงตัวกลางเป็นไดอิเล็กตริกทั้งหมด ค่า $\tan \delta_{eff}$ จะเท่ากับ $\tan \delta$

เมื่อนำค่า α_m และ α_d ในสมการ (2.28) และสมการ (2.29) แทนกลับเข้าไปในสมการ (2.27) ก็จะได้ค่า α ผลรวมออกมา และเนื่องจากเรานิยมเขียนค่า α ให้มีหน่วยเป็น dB/m เขียนความถี่ที่ใช้งานให้มีหน่วยเป็น GHz และเขียนความกว้างของแถบสตริปให้มีหน่วยเป็น mm ดังนั้น α จะเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

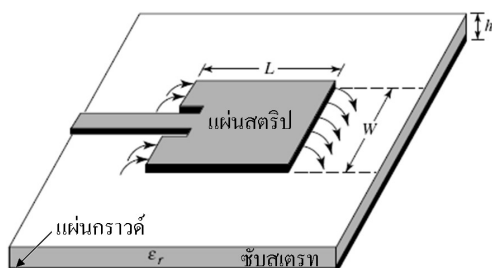
$$\alpha = \frac{72K}{wZ_c} \sqrt{\frac{f}{\sigma_r}} + 91f \sqrt{\epsilon_{eff}} \frac{1 - (1/\epsilon_{eff})}{1 - (1/\epsilon_r)} \tan \delta \quad \text{dB} \quad (2.34)$$

จากผลที่ได้นี้ จะเห็นได้ว่า α_m แปรตาม \sqrt{f} ในขณะที่ α_d แปรตาม f ซึ่งจะทำให้ดูเหมือนว่า α_d จะมีค่าสูงกว่า α_m อย่างไรก็ตาม ภายหลังจากนี้ได้มีการพัฒนาซิปสเตรทที่มีคุณสมบัติดีขึ้น คือมีค่า $\tan \delta$ ที่ต่ำมากทำให้ช่วงความถี่ที่ $f < 10$ GHz ดังนั้นค่า α_m จะใหญ่กว่าค่า α_d

2.4.6 เทคโนโลยีของสายอากาศไมโครสตริป [29]

สายอากาศไมโครสตริปประกอบไปด้วยส่วนที่เป็นแผ่นหรือแพทช์ซึ่งเป็นตัวนำ โดยทั่วไปจะมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมมุมฉากหรือวงกลม ซึ่งถูกแยกออกจากกันด้วยแผ่นไดอิเล็กตริกที่มีความหนามากกว่าแผ่นตัวนำและมีลักษณะเป็นชั้นหรือเป็นซิปสเตรทของสารไดอิเล็กตริกไมโครสตริปได้รับความนิยมนอย่างมากในการใช้งาน เนื่องจากมีลักษณะแบนราบไม่ต้านลมและสามารถติดกับผิวของยานพาหนะได้ นอกจากนี้ยังมีข้อดีในแง่ที่ราคาถูก น้ำหนักเบาและมีความสะดวกในการสร้างและการติดตั้ง แต่ขณะเดียวกันการออกแบบก็มีความยุ่งยากเช่นกัน

จากภาพที่ 2.6 คือสายอากาศไมโครสตริปแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก ซึ่งสายอากาศดังกล่าวมีความสะดวกในการสร้างลงในแผ่นวงจรพิมพ์โดยที่แพทช์จะถูกวางไว้ที่ด้านหนึ่งของแผ่นวงจรพิมพ์และอีกด้านหนึ่งจะทำหน้าที่เป็นระนาบกราวด์ ดังแสดงในภาพที่ 2.7 เป็นแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก โดยสัญญาณความถี่วิทยุจะถูกป้อนเข้าที่สายป้อนสัญญาณที่เป็นสตริปโลหะแคบๆ ในภาพที่ 2.8 แสดงแพทช์รูปวงกลมที่ป้อนด้วยตัวนำผ่านช่องในระนาบกราวด์ ซึ่งการป้อนสัญญาณในลักษณะนี้ จะเรียกว่าการเชื่อมต่อแบบช่องเปิดผ่านช่องเปิดเล็กๆ ในระนาบกราวด์



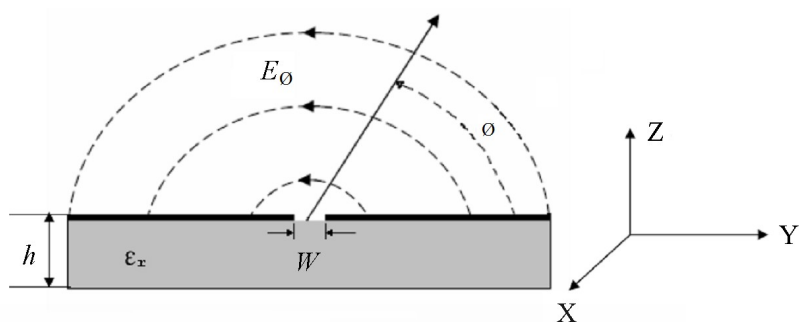
ภาพที่ 2.6 แผ่นของไมโครสตริปที่ป้อนผ่านสายนำสัญญาณไมโครสตริป [29]



ภาพที่ 2.7 สายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมที่มีการป้อนกระแสผ่านสายนำสัญญาณไมโครสตริป [29]

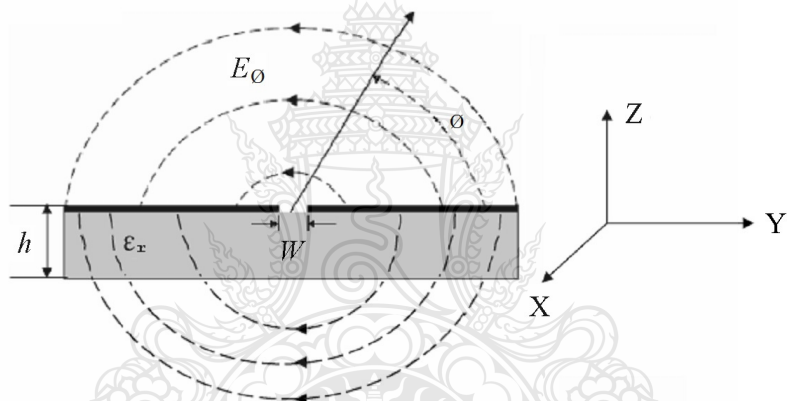
2.4.7 การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด (Slot Line) [29]

สนามไฟฟ้าในช่องเปิดจะประกอบด้วยสามส่วน อย่างไรก็ตามในสนามระยะไกลจะเหลือเพียงแค่ส่วนเดียวในทิศทาง θ ดังแสดงในภาพที่ 2.8 สนามไฟฟ้าหลักของคลื่นที่เคลื่อนที่ในช่องเปิดคือ ทิศทางที่พุ่งเข้ามาออกจากช่องเปิดในทิศทางระนาบของแผ่นโลหะที่วางอยู่บนวัสดุฐานรอง



ภาพที่ 2.8 สนามไฟฟ้าในระนาบทรงกระบอก [26]

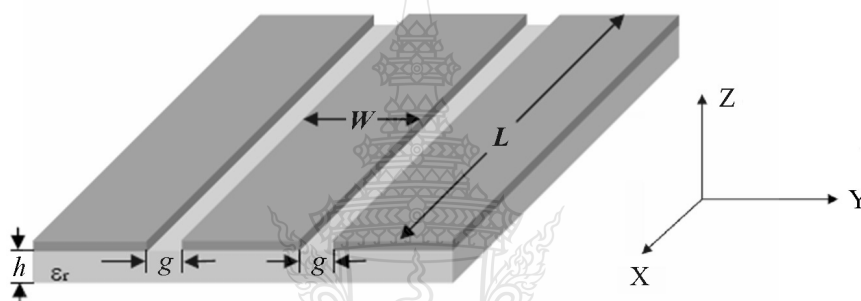
ลักษณะการแผ่กระจายสนามไฟฟ้าของช่องเปิด ในด้านของวัสดุฐานรองแถบโลหะและในอากาศได้แสดงดังภาพที่ 2.9



ภาพที่ 2.9 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด [29]

สายนำสัญญาณไมโครสตริปกับสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมจะนำมาใช้กันอย่างแพร่หลาย ซึ่งเป็นโครงสร้างที่เหมาะสมต่อการออกแบบ การสร้างและยังสามารถพัฒนาไปเป็นวงจรรวมไมโครเวฟ จากผลการวิจัยและพัฒนาที่ผ่านมาโครงสร้างที่เป็นไมโครสตริปจะประสบปัญหาและข้อจำกัดเช่น เมื่อต้องการเชื่อมต่ออุปกรณ์จำเป็นจะต้องมีช่องผ่าน (Via holes) เพื่อเชื่อมต่อตัวนำด้านบนกับระนาบกราวด์ด้านล่าง ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณสูง (High Dispersion) และการสูญเสียสูง (High Insertion Loss) เพื่อแก้ปัญหานี้ จึงนำเสนอสายนำสัญญาณโครงสร้างระนาบร่วมที่มีกราวด์ด้านบนดังแสดงในภาพที่ 2.10 จากผลการวิจัยและการพัฒนาที่ผ่านมาโครงสร้างระนาบร่วมที่มีกราวด์ด้านบนสามารถลดการผิดเพี้ยนของสัญญาณ (Low Dispersion) และการสูญเสีย (Low Insertion Loss) โครงสร้างที่ได้มีความแข็งแรงสามารถลดช่องผ่าน

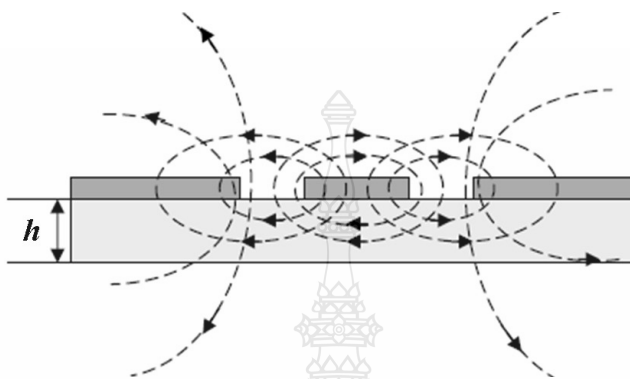
และเป็นโครงสร้างที่ง่ายต่อการออกแบบเพื่อใช้งาน สายนำสัญญาณไมโครสตริป CPW (Coplanar Waveguide) ที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีรูปร่างเป็นแถบโลหะวางอยู่บนวัสดุฐานรอง ซึ่งวัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริกที่ถูกคั่นด้วยช่องเปิดสองช่องคุณลักษณะหลักที่ใช้ในการพิจารณาสายนำสัญญาณคือคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์และเพื่อให้เกิดความเข้าคู่กัน (แมตซ์) ระหว่างอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณกับอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ จะต้องพิจารณาปัจจัยที่มีผลต่อคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ ซึ่งได้แก่ ความหนาของวัสดุฐานรอง และความกว้างของแผ่นสตริป (W) ดังจะเห็นได้ว่าการเลือกชนิดของวัสดุฐานรองเป็นส่วนสำคัญในการพิจารณา คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ และคุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้มีดังต่อไปนี้



ภาพที่ 2.10 โครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริป [29]

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_r) เป็นค่าแสดงคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริก โดยเทียบกับอากาศ
- ค่า Loss Tangent ($\tan \delta$) ที่ความถี่ 10 GHz คือ ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิสเพลซเมนต์ ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสีย เนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใดโดยที่ยิ่งต่ำก็ยิ่งดี
- ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) จะแสดงความสามารถในการระบายความร้อนของสารไดอิเล็กตริก ซึ่งค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี
- ความขรุขระของผิว จัดว่าเป็นคุณสมบัติที่มีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะจะมีผลกระทบต่อการส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริป เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า
- ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric Strength) สำหรับค่านี้จะบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ

การแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าในสายนำสัญญาณไมโครสตริป CPW นั้นจะมีลักษณะที่ต่างจากกัน โดยสนามไฟฟ้าจะเคลื่อนที่ระหว่างแถบโลหะที่ถูกกั้นด้วยช่องเปิด ส่วนสนามแม่เหล็กนั้นจะเคลื่อนที่ล้อมรอบแผ่นโลหะในทิศทางตามความหนาของวัสดุฐานรองแสดงดังภาพที่ 2.11



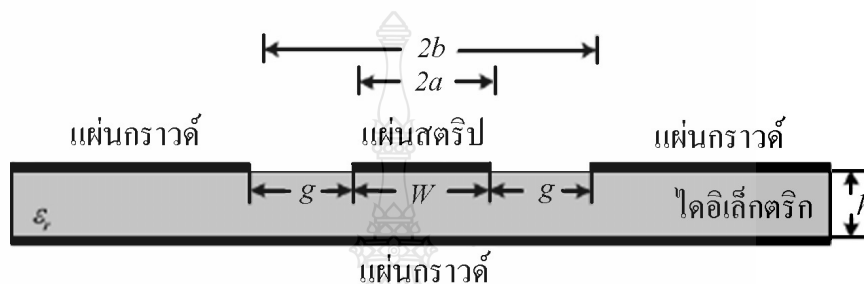
ภาพที่ 2.11 ลักษณะการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ [29]

สายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมมี 2 ชนิดคือ สายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง (Coplanar Waveguide) ในภาพที่ 2.10 และชนิดมีกราวด์ด้านล่าง (Conductor-Backed Coplanar Waveguide) ในภาพที่ 2.11 โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่างซึ่งประกอบไปด้วยสตริป (Strip) อยู่ตรงด้านบนของฐานรองไดอิเล็กตริก (Substrate) โดยมีความกว้างของสตริปคือ W ด้านข้างทั้งสองด้านของสตริปมีลักษณะเป็นร่อง (Slot) และระนาบกราวด์ตามลำดับ มีความกว้างระหว่างสตริปถึง ระนาบกราวด์คือ g และมีความหนาของฐานรองไดอิเล็กตริกคือ h ส่วนสายนำสัญญาณแบบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่างต่างกับชนิดแรกตรงที่จะมีกราวด์ทางด้านล่างของฐานรองไดอิเล็กตริกเพิ่มขึ้นมา ลักษณะการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าบนสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมจะเป็นแบบ Quasi TEM

2.4.8 การหาคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง [29]

การวิเคราะห์หาคุณลักษณะของโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่างนั้นจะประกอบไปด้วยโครงสร้างสายอากาศกับระนาบกราวด์ทั้งสองด้านอยู่ในระนาบเดียว กันการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโคร สตริปนั้นทำได้หลายวิธี แต่มีวิธีการหนึ่งที่

ใช้เทคนิคการป้อนแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) ซึ่งพบว่าการสูญเสียต่ำ รูปแบบในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสมมาตรและไม่ต้องเจาะรูเมื่อต้องการต่อกับกราวด์ เพราะสายนำสัญญาณและส่วนของระนาบกราวด์อยู่บนด้านเดียวกัน อีกทั้งเป็น โครงสร้างที่เหมาะสมกับการใช้งานที่มีลักษณะเป็นวงจรรวมอยู่ร่วมบนระนาบเดียวกันด้วย จุดเด่นอีกประการหนึ่งของท่อนำคลื่นระนาบร่วมคือ การแมตซ์อิมพีแดนซ์ทำได้ง่าย



ภาพที่ 2.12 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง [29]

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมจะใช้วิเคราะห์แบบ Quasi Static ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของวิธีการส่งผ่าน (Conformal Mapping) โดยอาศัยเทคนิคที่ใช้การหาค่าความจุไฟฟ้าและค่าความเหนี่ยวนำที่กระจายอยู่บนสายนำสัญญาณการวิเคราะห์แบบนี้สามารถหาค่าคุณลักษณะพื้นฐานต่างๆ ของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมได้ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณสามารถหาได้จากผลรวมของค่าความจุไฟฟ้าของครึ่งระนาบด้านบนซึ่งอยู่ในอากาศกับครึ่งระนาบด้านล่างซึ่งอยู่ในชั้นของไดอิเล็กตริก (Dielectric Layer) โดยใช้การวิเคราะห์ด้วยวิธีการส่งผ่านเพื่อหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant) และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance) จะอยู่ในเทอมอัตราส่วนของการอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ขั้นแรก (Complete Elliptic Integral of First Kind) โดยกำหนดให้

C คือ ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณ

C^a คือ ค่าความจุไฟฟ้าในลักษณะเดียวกันกับ C แต่จะแทนไดอิเล็กตริกทั้งหมดด้วย อากาศ โดยจะได้ว่า

$$\epsilon_{re} = \frac{C}{C^a} \quad (2.35)$$

$$v_p = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.36)$$

$$\lambda_g = \frac{C}{f\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.37)$$

$$Z_0 = \frac{1}{Cv_p} = \frac{1}{C\sqrt{\epsilon_{re}}C^a} \quad (2.38)$$

- เมื่อ ϵ_{re} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของฐานรอง
 v_p คือ ความเร็วเฟสของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ
 λ_g คือ ความยาวคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ
 C คือ ความเร็วของสนามไฟฟ้าในอวกาศว่าง
 Z_0 คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

ในการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณจะใช้วิธีการส่งผ่าน ซึ่งในที่นี้จะไม่ขอกล่าวถึงวิธีการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณ แต่จะพิจารณาเฉพาะการหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณหาได้จากสมการ

$$Z_0 = \frac{30\pi K'(k_1)}{\sqrt{\epsilon_{re}}K(k_1)} \quad (2.39)$$

ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลหาได้จาก

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (2.40)$$

โดยที่

$$q = \frac{1}{2} \left(\frac{K(k_2)K'(k_1)}{K'(k_2)K(k_1)} \right) \quad (2.41)$$

เมื่อ q คือ ตัวประกอบการคูณ (Filling Factor) และ

$$k_1 = \frac{a}{b} \quad (2.42)$$

$$k_2 = \frac{\sinh(\pi a/2h)}{\sinh(\pi b/2h)} \quad (2.43)$$

เมื่อ

$$k_3 = \frac{\sinh(\pi a/2h_1)}{\sinh(\pi b/2h_1)} \quad (2.44)$$

$$a = \frac{w}{2} \quad (2.45)$$

$$b = \frac{(2g+w)}{2} \quad (2.46)$$

โดยที่ h คือ ความสูงของฐานรองโคอีเล็กทริก

w คือ ความกว้างของสายนำสัญญาณ

g คือ ความกว้างของร่อง

การอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ชั้นแรกสามารถหาได้โดย

$$k_2 = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 \theta}} \quad (2.47)$$

เมื่อ θ หมายถึง ตัวแปรเชิงซ้อน

โดย

$$K'(k_1) = K(k_1') \quad (2.48)$$

$$k_1' = \sqrt{1-k_1^2} \quad (2.49)$$

และอัตราส่วนของ $K(k)/K'(k)$ สามารถหาได้โดยการประมาณคือ

กรณี $0 \leq k \leq 0.707$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln\left[2(1+\sqrt{k'})/(1-\sqrt{k'})\right]} \quad (2.50)$$

กรณี $0.707 \leq k \leq 1$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln\left[2(1+\sqrt{k})/(1-\sqrt{k})\right] \quad (2.51)$$

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{1}{K(k_3)/K'(k_3) + K(k_4)/K'(k_4)} \quad (2.52)$$

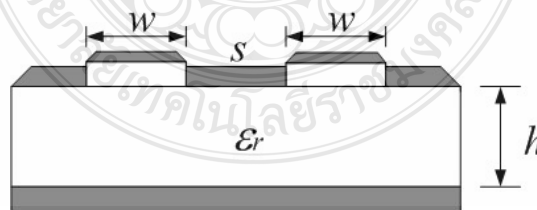
โดยที่

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (2.53)$$

$$q = \frac{K(k_4)/K'(k_4)}{K(k_3)/K'(k_3) + K(k_4)/K'(k_4)} \quad (2.54)$$

2.5. โครงสร้างสายส่งสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์ [31]

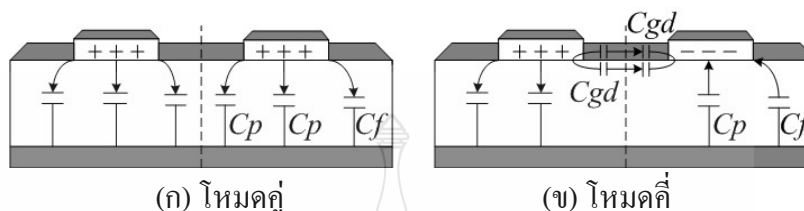
โครงสร้างสายส่งสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์ [31] จะเป็นตัวที่ใช้กำหนดคุณสมบัติของค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในโหมดคู่และโหมดคี่ของคัปเปิลไลน์ โดยสมการที่ใช้ในการออกแบบสายส่งสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์ต้องทราบค่าของอิมพีแดนซ์โหมดและค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพของคัปเปิลไลน์ ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของโครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปได้แก่ ความกว้างของสายส่งสัญญาณ ความหนาของชั้นสเตรทและค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพแสดงดังภาพที่ 2.13



ภาพที่ 2.13 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์ [31]

รูปแบบการเชื่อมร่วม (Coupling) ของสายส่งสัญญาณบนโครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีความกว้างของสายส่งสัญญาณเป็น w และระยะห่างระหว่างสายส่งสัญญาณเป็น s

สามารถทำได้สองรูปแบบคือการเชื่อมร่วมในทางแนวขนานของสายส่งสัญญาณ (Parallel Coupled) และการเชื่อมร่วมทางด้านปลายของสายส่งสัญญาณ (Edge Coupled) ซึ่งจะทำให้เกิดโหมดในการเชื่อมร่วมของสัญญาณได้สองโหมดคือ โหมดคู่ (Even Mode) และ โหมดคี่ (Odd Mode) แสดงดังภาพที่ 2.14



ภาพที่ 2.14 โหมดในการเชื่อมร่วม (Coupling) ของสายส่งสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป [31]

สำหรับโหมดคู่ นั้นขั้วของแรงดันไฟฟ้าของสายส่งสัญญาณทั้งสองด้านจะเป็นขั้วเดียวกันคือขั้วบวก ซึ่งเส้นแบ่งขอบเขตของสายส่งสัญญาณทั้งสองในโหมดนี้เรียกว่าผนังกำแพงไฟฟ้า (Electric Wall) ซึ่งเส้นแบ่งขอบเขตทั้งสองโหมดจะมีลักษณะสมมาตรกันทั้งสองด้านของเส้นแบ่งขอบเขต

2.5.1 ค่าคาปาซิเตอร์ของโหมดคู่และโหมดคี่

ค่าคาปาซิเตอร์ซึ่งเกิดขึ้นทั้งในโหมดคู่ (C_e) และ โหมดคี่ (C_o) ดังภาพที่ 2.14 จะสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$C_e = C_p + C_f + C'_f \quad (2.55)$$

$$C_o = C_p + C_f + C_{ga} + C_{gd} \quad (2.56)$$

โดยที่ค่า C_p เป็นค่าคาปาซิเตอร์ที่เกิดขึ้นจากแผ่นตัวนำระหว่างสายส่งสัญญาณและระนาบกราวด์ ดังนั้น

$$C_p = \epsilon_0 \epsilon_r w/h \quad (2.57)$$

ค่า C_f และ C'_f เป็นค่าคาปาซิเตอร์ที่เกิดจากเส้นแรงของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่วิ่งเข้าหาขั้วตรงข้ามในบริเวณที่ไม่เกิดการเชื่อมร่วม (Coupling) อย่างสมบูรณ์จึงมีค่าเป็น

$$2C_f = \frac{\sqrt{\epsilon_{re}}}{cZ_c - C_p} \quad (2.58)$$

$$C_f' = \frac{C_f}{1 + A(h/s) \tanh(8s/h)} \quad (2.59)$$

$$\text{โดยที่ } A = \exp[-0.1 \exp(2.33 - 2.53w/h)]$$

ส่วนของโหมค็จะมีค่าคาปาซิแตนซ์ที่เพิ่มขึ้นจากที่ได้กล่าวมาแล้วคือค่าคาปาซิแตนซ์ระหว่างสายส่งสัญญาณที่เกิดขึ้นที่สภาวะฉนวนไดอิเล็กตริกชั้นสเตรทเป็นไดอิเล็กตริก (C_{gd}) และในสภาวะที่มีอากาศเป็นไดอิเล็กตริก (C_{ga}) ซึ่งหาค่าได้จาก

$$C_{gd} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{\pi} \ln \left[\coth \left(\frac{\pi s}{4h} \right) \right] + 0.65 c_f \left[\frac{0.02 \sqrt{\epsilon_r}}{s/h} + 1 - \frac{1}{\epsilon_r^2} \right] \quad (2.60)$$

ซึ่งในส่วนของค่า C_{ga} จะสามารถพิจารณาได้จากลักษณะโครงสร้างสายส่งสัญญาณระนาบร่วม (Coplanar strip) ได้ดังนี้

$$C_{ga} = \epsilon_0 \frac{K(k')}{K(k)} \quad (2.61)$$

โดยที่ค่าอัตราส่วนของ $\frac{K(k')}{K(k)}$ มีค่าเท่ากับ

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right] \dots 0 \leq k^2 \leq 0.5 \\ \pi / \ln \left[2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right] \dots 0.5 \leq k^2 \leq 1 \end{cases} \quad (2.62)$$

เมื่อ $k = \frac{s/h}{s/h + 2w/h}$ และ $k' = \sqrt{1-k^2}$ โดยค่าคาปาซิแตนซ์ที่หาได้จะมีความผิดพลาดไม่เกิน 3% ถ้าอัตราส่วนของ w/h มีค่าอยู่ระหว่าง 0.2 ถึง 2 ($0.2 \leq w/h \leq 2$) ค่าอัตราส่วนของ s/h มีค่าอยู่ระหว่าง 0.05 ถึง 2 ($0.05 \leq s/h \leq 2$) แล้วค่าคงตัวไดอิเล็กตริกต้องมากกว่า 1 ($\epsilon_r \geq 1$)

2.5.2 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะและค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์

สำหรับโหมดคู่และโหมดคี่จะมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสำหรับโหมดคู่ (Z_{ce}) และสำหรับโหมดคี่ (Z_{co}) ดังนี้

$$Z_{ce} = \left(c\sqrt{C_e^a C_e} \right)^{-1} \quad (2.63)$$

$$Z_{co} = \left(c\sqrt{C_o^a C_o} \right)^{-1} \quad (2.64)$$

โดยที่ค่า C_e^a และ C_o^a เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นระหว่างการเชื่อมร่วม (Coupling) ของสายส่งสัญญาณในโหมดคู่และโหมดคี่ตามลำดับ

ในส่วนของค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ในโหมดคู่ ϵ_{re}^e และโหมดคี่ ϵ_{re}^o สามารถคำนวณค่าได้จากค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นในโหมดนั้นๆ ดังนี้

$$\epsilon_{re}^e = C_e / C_e^a \quad (2.65)$$

$$\epsilon_{re}^o = C_o / C_o^a \quad (2.66)$$

ซึ่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ทั้งในโหมดคู่และโหมดคี่จะพิจารณาด้วยการประมาณในกรณีที่ไม่มีการแพร่กระจายออกของคลื่น โดยรายละเอียดเป็นดังนี้

$$\epsilon_{re}^e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{10}{v} \right]^{-a_e b_e} \quad (2.67)$$

เมื่อ

$$v = \frac{u(20 + g^2)}{10 + g^2} + g \exp(-g)$$

$$a_e = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{v^4 + (v/52)^2}{v^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{v}{18.1} \right)^3 \right]$$

$$b_e = 0.564 \left[\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right]^{0.053}$$

$$u = w/h \text{ และ } g \equiv s/h$$

ค่าที่ได้จะมีความผิดพลาดไม่เกิน 0.7% โดยที่ค่า u มีค่าอยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \leq g \leq 10$) และค่าคงตัวไดอิเล็กตริกมีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 18 ($1 \leq u \leq 18$)

$$\varepsilon_{re}^o = \varepsilon_{re} + [0.5(\varepsilon_r + 1) - \varepsilon_{re} + a_o] \exp[-c_o g^{d_o}] \quad (2.68)$$

เมื่อ

$$a_o = 0.7287 [\varepsilon_{re} - 0.5(\varepsilon_r + 1)] [1 - \exp(-0.179u)]$$

$$b_o = \frac{0.747\varepsilon_r}{0.15 + \varepsilon_r}$$

$$c_o = b_o - (b_o - 0.207) \exp(-0.414u)$$

$$d_o = 0.593 + 0.694 \exp(-0.52u)$$

ซึ่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ε_{re}) พิจารณาจากสายส่งสัญญาณเคเบิลไมโครสตริปที่มีความกว้างเป็น w โดยค่าความผิดพลาดจากการคำนวณสำหรับค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ในโหมดคลื่นนี้จะไม่เกิน 0.5%

สำหรับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในโหมดคู่ (Z_{ce}) และโหมดคี่ (Z_{co}) สามารถพิจารณาได้จากสมการที่ 2.69 ซึ่งจะมีค่าผิดพลาดจากการคำนวณไม่เกิน 0.6% โดยที่ค่า u ที่อยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \leq u \leq 10$) และค่า g อยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \leq g \leq 10$) และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกมีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 18 ($1 \leq \varepsilon_r \leq 18$)

$$Z_{ce} = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{re} / \epsilon_{re}^e}}{1 - (Z_c Q_4 \sqrt{\epsilon_{re}}) / 377} \quad (2.69)$$

โดยค่า Z_c เป็นค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณเดี่ยวบนโครงสร้างไมโครสตริปที่มีความกว้างของสายส่งสัญญาณเป็น w และ

$$Q_1 = 0.8685u^{0.194}$$

$$Q_2 = 1 + 0.7519g + 0.189g^{2.31}$$

$$Q_3 = 0.1975 + [16.6 + (8.4/g)^6]^{-0.387} + \frac{1}{241} \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + (g/3.4)^{10}} \right]$$

$$Q_4 = \frac{2Q_1}{Q_2} \cdot \frac{1}{u^{Q_3} \exp(-g) + [2 - \exp(-g)]u^{-Q_3}}$$

ดังนั้น

$$Z_{co} = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{re} / \epsilon_{re}^o}}{1 - (Z_c Q_{10} \sqrt{\epsilon_{re}}) / 377} \quad (2.70)$$

เมื่อ

$$Q_5 = 1.794 + 1.14 \ln \left[1 + \frac{0.638}{g + 0.517g^{2.43}} \right]$$

$$Q_6 = 0.2305 + \frac{1}{281.3} \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + (g/5.8)^{10}} \right] + \frac{1}{5.1} \ln [1 + 0.598g^{1.154}]$$

$$Q_7 = \frac{10 + 190g^2}{1 + 82.3g^3}$$

$$Q_8 = \exp[-6.5 - 0.95 \ln(g) - (g/0.15)^5]$$

$$Q_9 = \ln(Q_7) \cdot (Q_8 + 1/16.5)$$

$$Q_{10} = Q_4 - \frac{Q_5}{Q_2} \exp\left[\frac{Q_6 \ln(u)}{u^{Q_9}}\right]$$

2.6 การจำลองแบบสนามไฟฟ้า [30]

การจำลองแบบสนามไฟฟ้าของสายอากาศเพื่อที่จะต้องการหาลักษณะรูปแบบทิศทางของสนามไฟฟ้าบนสายอากาศแบบไมโครสตริปสำหรับระยะการแพร่กระจายสนามไฟฟ้าโดยทั่วไปแบ่งออกได้เป็น 3 ระยะ ซึ่งได้แก่ ระยะแรกคือระยะสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจินตภาพ (Reactive Field) เป็นบริเวณที่อยู่รอบๆ สายอากาศซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ 2.71 [32] ในระยะนี้ยังไม่มีการแพร่กระจายของคลื่นใน 3 ส่วนประกอบของพิกัดทรงกลม (R, θ, ϕ)

$$0 < R < \frac{\lambda}{2\pi} \quad (2.71)$$

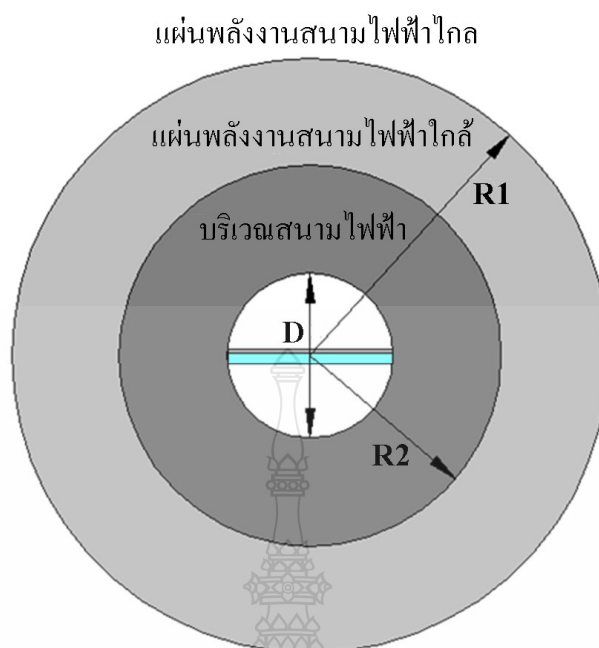
เมื่อ λ คือความยาวคลื่น ระยะที่ 2 คือบริเวณแผ่พลังงานสนามไกล (Radiating Near-Field) ซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ 2.72 [32]

$$\frac{\lambda}{2\pi} < R < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.72)$$

เมื่อ D คือขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นทรงกลม 2 มิติของขนาดสายอากาศด้านที่กว้างที่สุดและระยะสุดท้ายคือบริเวณแผ่พลังงานสนามไกล (Radiating Far-Field) ซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ 2.73 [32]

$$R < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.73)$$

ระยะนี้ทิศทางของสนามไฟฟ้ามีเฉพาะ 2 ส่วนประกอบของพิกัดทรงกลม (θ, ϕ) ในการวิเคราะห์ขอบเขตของสนามไฟฟ้าได้แสดงดังภาพที่ 2.8 บริเวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจินตภาพคือ $0 < R < R_1$ สนามไฟฟ้าบริเวณแผ่พลังงานสนามไกลคือ $R_1 < R < R_2$ และสุดท้ายสนามไฟฟ้าบริเวณแผ่พลังงานสนามไกลคือ $R_2 < R$ การหาระยะบริเวณสนามไฟฟ้าเพื่อเป็นประโยชน์ในการหาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ออกแบบ



ภาพที่ 2.15 ลักษณะบริเวณขอบเขตสนามไฟฟ้าของสายอากาศ [32]

จากทฤษฎีข้างต้นที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้เพื่อออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศแบบไมโครสตริปในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ โดยจะสามารถคำนวณหาขนาดความกว้างและความยาวของตัวสายอากาศได้ คำนวณหาขนาดความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปได้ สามารถนำไปออกแบบสัดับรูปแบบต่างๆ ได้และยังสามารถนำไปคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศได้เป็นต้น ซึ่งจะได้กล่าวถึงในบทถัดไป

บทที่ 3

การออกแบบสายอากาศ

3.1 บทนำ

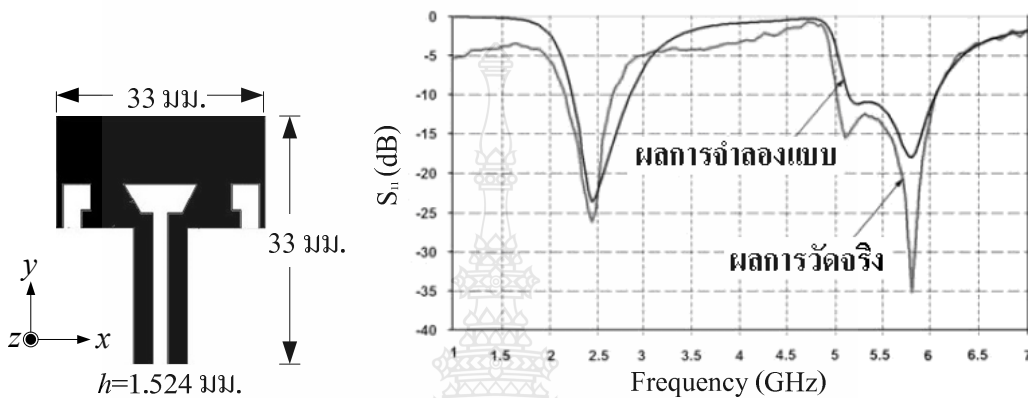
ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์หาค่าลักษณะของสายอากาศแบบระนาบ สำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง โดยนำหลักการต่างๆ จากทฤษฎีบทที่ผ่านมาช่วย ออกแบบและวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศต้นแบบสำหรับงานวิจัยนี้และพารามิเตอร์ที่ได้จากการออกแบบมาสร้างจำลองโครงสร้างสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ร่วมกับวิธีเชิงประจักษ์ (Experimental Method) เพื่อปรับพารามิเตอร์ๆ เช่นค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์และอัตราขยายสายอากาศ เป็นต้น

3.2 แนวทางการพัฒนาสายอากาศ

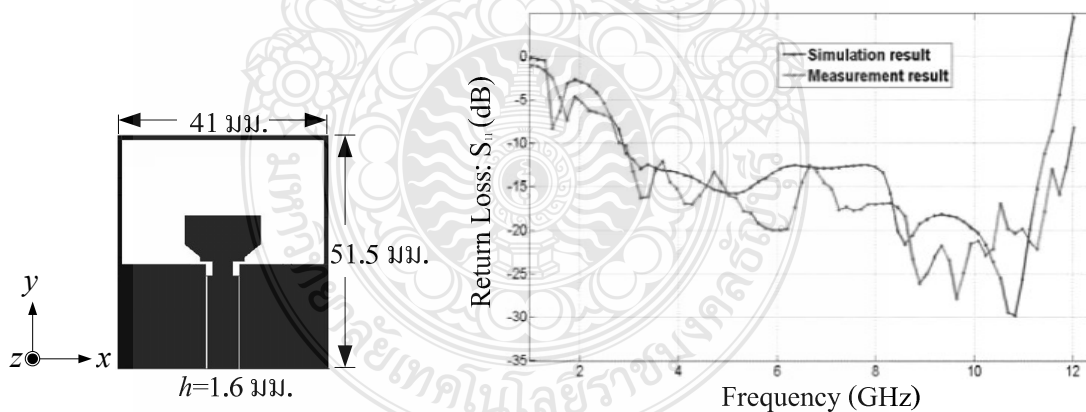
ก่อนที่แสดงถึงขั้นตอนการออกแบบสายอากาศต้นแบบในงานวิจัยนี้ จะขอกล่าวถึง แนวความคิด ซึ่งเป็นที่มาของการออกแบบและสร้างสายอากาศต้นแบบการพัฒนาเริ่มต้นจากการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมู [24] ซึ่งทำการวิเคราะห์ จาก การจำลองแบบ (Simulation) โครงสร้างของสายอากาศ โดยใช้โปรแกรม IE3D ร่วมกับระเบียบวิธีเชิงประจักษ์ (Experimental Method) สายอากาศที่น่าเสนอถูกออกแบบให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม โครงสร้างสายอากาศถูกออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์ขนาดเท่ากับ 42×33 มม.² ชนิด FR4 ที่มีค่า ϵ_r เท่ากับ 3.2 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.524 มม. และมีการจูนสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูร่วมกับการเซาะร่องรูปตัวแอลคู่ เพื่อช่วยปรับความถี่บางช่วงให้ดีขึ้นคือ ที่ย่านความถี่เรโซแนนซ์ช่วง 2.45 GHz (2.237 - 2.838 GHz) และที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูง 5.79 GHz (5.138 - 6.045 GHz) แสดงดังภาพที่ 3.1

จากนั้นกลุ่มวิจัยความถี่สูง (High Frequency Research Group: HFRG) ได้พัฒนาสายอากาศ [24] โดยการออกแบบและสร้างสายอากาศแบบช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยโครงสร้างสายสัญญาณระนาบร่วม [25] ที่ปรับจูนด้วยสลับรูปครกสำหรับการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง สายอากาศได้ออกแบบ โดยใช้เทคนิครูปแบบของการปรับจูนสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูจากงานวิจัยที่ [24] โดยจะทำการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D ร่วมกับวิธีเชิงประจักษ์ (Experimental Method) สายอากาศที่น่าเสนอถูกออกแบบให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่

50 โอห์ม และออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 มีขนาดเท่ากับ 41×51.5 มม.² ที่มีค่า ϵ_r เท่ากับ 3.2 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.524 มม. และมีการจูนสลับร่วมกับการเซาะร่องจุดป้อนสัญญาณเพื่อช่วยปรับความถี่ให้ลงตลอดย่านความถี่การใช้งาน (Return loss < -10 dB) ให้ดีขึ้นคือ มีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ประมาณ 119.61% (2.89 - 11.49 GHz) แสดงดังภาพที่ 3.2



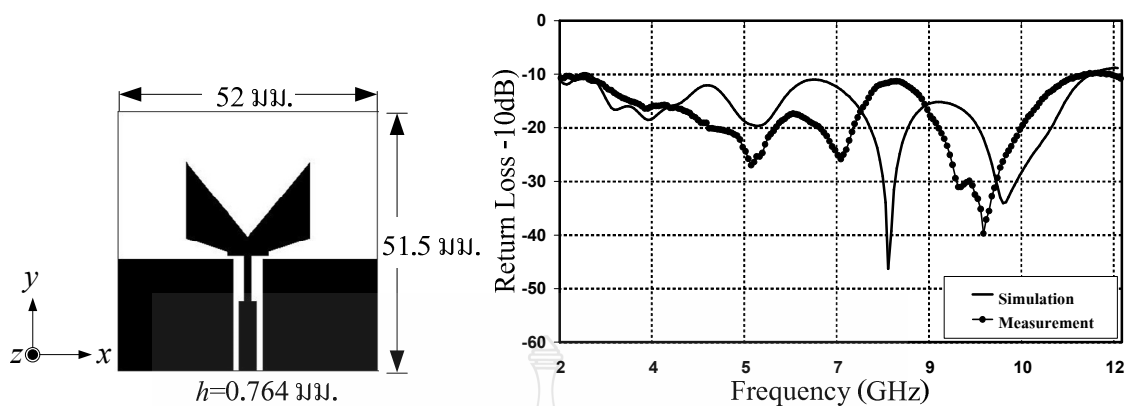
ภาพที่ 3.1 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) [24]



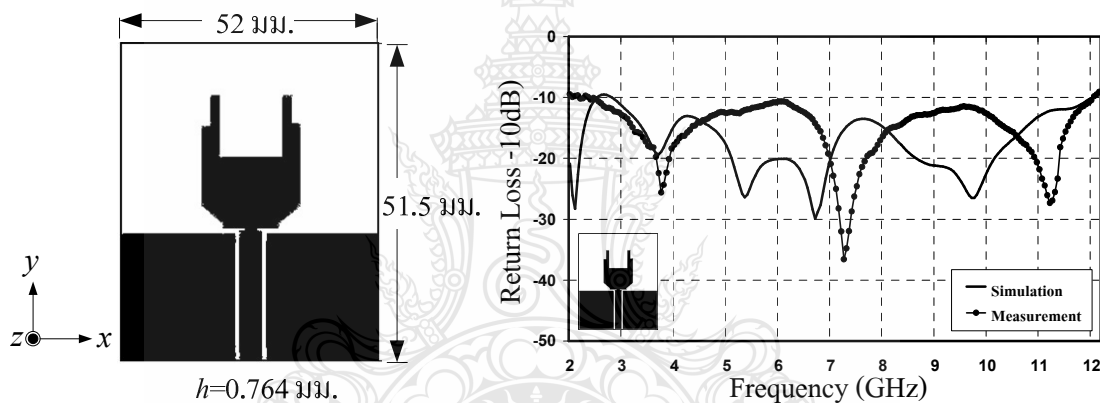
ภาพที่ 3.2 โครงสร้างสายอากาศแบบช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) [25]

ในรุ่นที่ 3 มีการพัฒนาและศึกษาการปรับปรุงร่างของสายอากาศแบบโมโนโพลด้วยเทคนิคการเซาะร่องสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง โดยใช้โครงสร้างของการปรับจูนสัณฐานรูปครกจากงานวิจัยที่ [25] ด้วยการปรับโครงสร้างด้วยการเซาะร่องส่วนสัณฐานรูปครกด้วยร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า รูปครึ่งวงกลมและรูปตัววี จากการวิจัยพบว่าการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและการเซาะร่องรูปครึ่งวงกลม ส่งผลให้มีค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ของสายอากาศไม่ครอบคลุมย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (3.1 - 10.6 GHz) ในส่วนรูปตัววี มีผลการสนองที่ดีกว่าคือค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ตอบสนองตลอดย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง และเมื่อนำโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลที่มีการเซาะร่องรูปตัววีนำไปสร้างจริง พบว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทางและค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์เท่ากับ 92.79% (2.45 - 11.34 GHz) ในส่วนการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศใช้โปรแกรม CST หลังจากการปรับพารามิเตอร์ต่างๆ สายอากาศถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์มีขนาดเท่ากับ 52 x 52 มม.² ชนิด FR4 ที่มีค่า ϵ_r เท่ากับ 4.3 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 0.764 มม. แสดงดังภาพที่ 3.3

สายอากาศได้ถูกพัฒนาต่อโดยพัฒนาเป็นสายอากาศโมโนโพลรูปคบเพลิงสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านแถบกว้างยิ่ง ใช้เทคนิครูปแบบของการปรับจูนสัณฐานรูปครกจาก [24-25] การวิเคราะห์สายอากาศอาศัยการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST สายอากาศที่นำเสนอถูกออกแบบให้มีอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม หลังจากการจำลองแบบจนได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดนำพารามิเตอร์ดังกล่าวมาสร้างสายอากาศบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 ขนาดเท่ากับ 40x50 มม.² ที่มีค่า ϵ_r เท่ากับ 4.3 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 0.764 มม. และสายอากาศที่สร้างได้มีการเซาะร่องรูปตัววีโรร่วมกับการเซาะร่องจุดป้อนสัญญาณ เพื่อช่วยปรับความถี่บางช่วงให้ดีขึ้นกว่างานวิจัยที่ [24-25] คือค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss <-10 dB) จากผลการวัดสายอากาศ พบว่ามีค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ประมาณ 132.41% (2.45 - 12.05 GHz) และมีขนาดลดลงกว่างานวิจัยที่ [24-25] แสดงดังภาพที่ 3.4



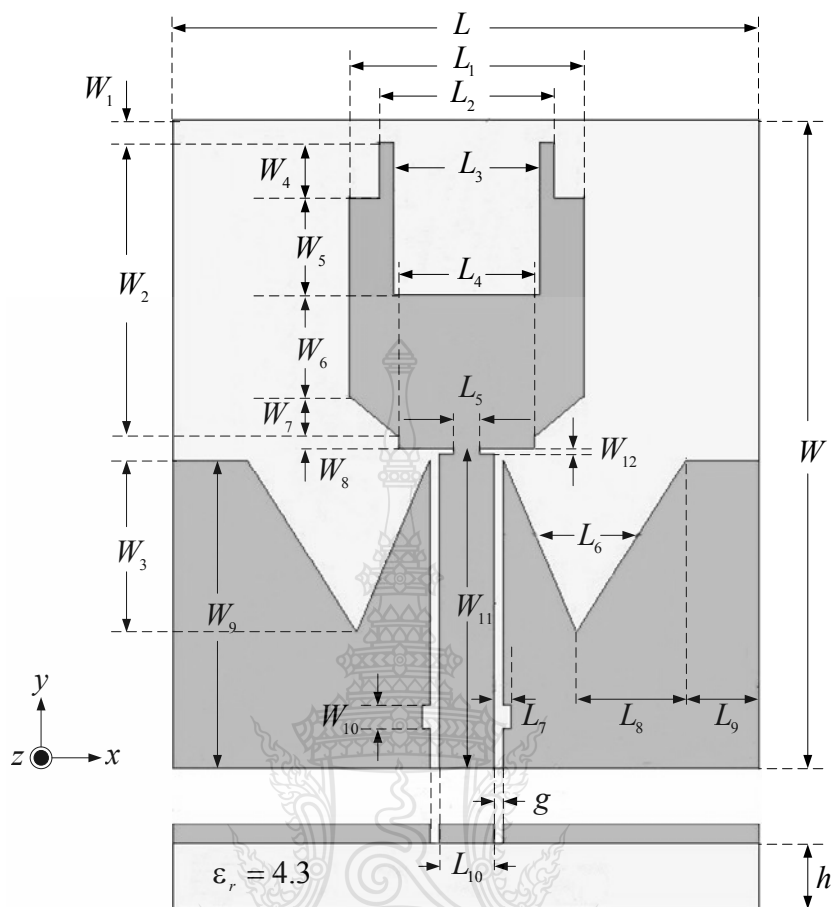
ภาพที่ 3.3 โครงสร้างสายอากาศแบบโมโนโพลและค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) [33]



ภาพที่ 3.4 โครงสร้างสายอากาศแบบโมโนโพลรูปคอบเพลิงและค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) [9]

3.3 การออกแบบสายอากาศ

การออกแบบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบจากการพัฒนาสายอากาศทั้ง 4 รุ่นที่ผ่านมา งานวิจัยนี้จึงนำแนวคิดและหลักการที่ผ่านมาประยุกต์ใช้งานสำหรับย่านความถี่แถบกว้างยิ่งโดยทำการพัฒนาต่อออกจากโครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลรูปคอบเพลิง [9] นำมาปรับจูนโครงสร้างสายอากาศรูปแบบใหม่ โดยใช้เทคนิคจากงานวิจัยที่ [25, 33] ด้วยการเพิ่มเส้นปรับจูนและการเจาะร่องในรูปแบบต่างๆ ร่วมกับโปรแกรม CST เพื่อขยายอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ให้กว้างมากยิ่งขึ้นอีกทั้งเป็นการปรับลดขนาดของสายอากาศ การออกแบบโครงสร้างสายอากาศรูปแบบใหม่นี้ได้ศึกษาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งจะกล่าวถึงในส่วนต่อไปลักษณะโครงสร้างของสายอากาศรูปแบบใหม่ต้นแบบสามารถแสดงได้ดังภาพที่ 3.5 ในการออกแบบสายอากาศรูปแบบใหม่ต้นแบบครอบคลุมถึงสายอากาศในงานวิจัย [9] ด้วย



ภาพที่ 3.5 โครงสร้างสายอากาศต้นแบบ

การออกแบบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบต้นแบบสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างนี้จะออกแบบสายอากาศบนโครงสร้างของแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีคุณสมบัติดังนี้

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

3.3.1 การออกแบบขนาดสายอากาศแผ่นระนาบร่วม

การออกแบบเริ่มต้นจากส่วนตัวสายอากาศโดยขนาดแผ่นสายอากาศโมนโพลแบบระนาบกำหนดจากความถี่ช่วงต่ำคือ 2 GHz และคำนวณค่าความกว้างของตัวสายอากาศ (W) และความยาว (L) จากสมการที่ 3.1-3.2 [28] ค่า W และ L แสดงได้ภาพที่ 3.5

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.1)$$

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (3.2)$$

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

f_r คือ ความถี่ที่ต้องการออกแบบมีค่าเท่ากับ 2.0 GHz

ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก

ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์

ΔL คือ ค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า

ดังนั้น

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

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

$$W = 45.75 \text{ มม.}$$

ดังนั้นจะได้ความกว้างของสายส่งสัญญาณแผ่นระนาบ $W = 45.75$ มม.

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (ϵ_{eff}) [28]

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-1/2} ; \frac{W}{h} > 1 \quad (3.3)$$

ดังนั้น

$$\varepsilon_{eff} = \frac{4.3+1}{2} + \frac{4.3-1}{2} \left(1 + \frac{12(0.764)}{45.75} \right)^{-1/2}$$

$$\varepsilon_{eff} = 4.156$$

คำนวณหาค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า (ΔL) [28]

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

ดังนั้น

$$\begin{aligned} &= (0.412 \times 0.764) \frac{(4.3 + 0.3) \left(\frac{45.75}{0.764} + 0.264 \right)}{(4.156 - 0.258) \left(\frac{45.75}{0.764} + 0.8 \right)} \\ &= 0.368 \text{ มม.} \end{aligned}$$

คำนวณหาค่าความยาว (L)

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

ดังนั้น

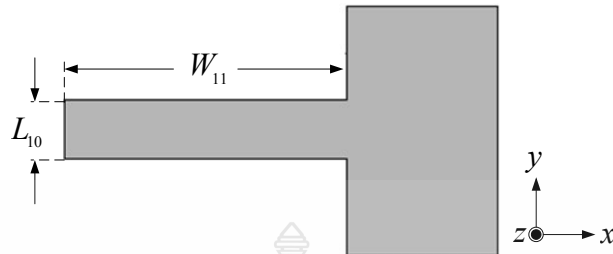
$$L = \frac{3 \times 10^8}{2 \times (2 \times 10^9) \sqrt{4.156}} - 2 \times 0.368$$

$$L = 36.125 \text{ มม.}$$

3.3.2 การออกแบบความกว้างและความยาวของสายส่งสัญญาณ

การออกแบบค่าสายส่งสัญญาณของสายอากาศโมโนโพลรูปคบเพลิง ค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งคือความยาวของสายส่งสัญญาณ ซึ่งเป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของสายอากาศโดย

กำหนดค่าความยาว (L_{10}) และความกว้าง (W_{11}) ดังภาพที่ 3.6 [26, 28] ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของ โครงสร้าง สายอากาศในภาพที่ 3.5



ภาพที่ 3.6 ความกว้างและความยาวของสายส่งสัญญาณ [26, 28]

คำนวณหาความยาวคลื่นความถี่ 2 GHz (λ_{2GHz})

$$\begin{aligned}\lambda_{2GHz} &= \frac{c}{f} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{2 \times 10^9} \\ &= 15 \text{ ซม.}\end{aligned}$$

คำนวณหาความยาว (L_{10}) จะได้

$$\begin{aligned}L_{10} &= \frac{\lambda_{2GHz}}{4} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{4 \times 2 \times 10^9} \\ &= 3.75 \text{ มม.}\end{aligned}$$

คำนวณหาความกว้าง (W_{11}) จะได้

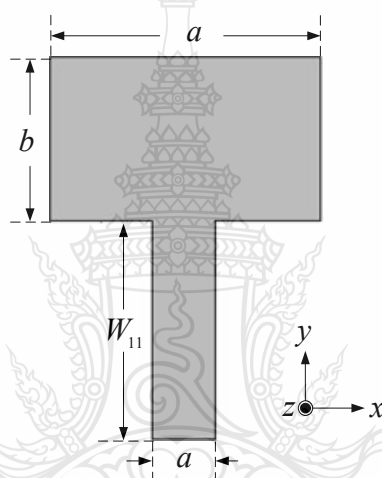
$$\begin{aligned}W_{11} &= \frac{\lambda_g}{4} = \frac{\lambda_{2GHz}}{4\sqrt{\epsilon_{eff}}} \\ &= \frac{\lambda_{2GHz}}{4\sqrt{\epsilon_{eff}}}\end{aligned}$$

$$= \frac{150}{4 \times \sqrt{4.156}}$$

$$= 18.384 \text{ มม.}$$

3.3.3 การออกแบบสตัป

สายอากาศโมนโพลรูปคบเพลิงที่สร้างขึ้นต้องออกแบบให้ใช้งานที่ความถี่ 2 GHz ขนาดของแผ่นสายอากาศสี่เหลี่ยมผืนผ้าดังภาพที่ 3.7 สามารถคำนวณหาขนาดด้านต่างๆ [26, 28]



ภาพที่ 3.7 สตัปสายอากาศโมนโพลรูปคบเพลิง [26, 28]

ขนาดด้าน a

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

ขนาดด้าน b

$$b = \frac{\lambda_{2GHz}}{2\sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta l \quad (3.6)$$

ในทางปฏิบัติจะมีค่าน้อยกว่านี้เล็กน้อยคือ ขนาดด้าน b เท่ากับ 0.48 ถึง $0.49\lambda_d$ ทั้งนี้เนื่องจากผลของ Q-Factor กล่าวคือสนามไฟฟ้าบริเวณขอบของช่องแผ่คลื่นทำให้ความยาวลดลงเล็กน้อย สำหรับความยาว a มีขนาดเท่ากับ $\frac{\lambda_{2GHz}}{2}$ ในทางปฏิบัติ [26]

คำนวณหาค่าความยาว (L_1) หรือแทนด้วย a

$$a = \frac{\lambda_{2GHZ}}{2} \quad (3.7)$$

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

$$= 75 \text{ มม.}$$

คำนวณหาค่าความกว้าง b

$$b = 0.49 \left(\frac{\lambda_{2GHZ}}{\sqrt{\epsilon_r}} \right) \quad (3.8)$$

$$= 0.49 \left(\frac{150}{\sqrt{4.3}} \right)$$

$$= 35.444 \text{ มม.}$$

เมื่อทำการลดขนาดลง 4 เท่าจะได้

ขนาดด้าน a

$$a = 18.75 \text{ มม.}$$

ขนาดด้าน b

$$b = 8.86 \text{ มม.}$$

โดยขนาดของ a และ b ที่ได้จากการคำนวณนี้ a เป็นความยาวตามแนวแกน x และ b เป็นความยาวตามแนวแกน y ส่วนขนาดของพื้นกรวดนั้นในทางทฤษฎีต้องมีขนาดใหญ่มากเป็นอนันต์ จึงทำให้คุณสมบัติต่างๆของสายอากาศอยู่ในเกณฑ์ดี แต่ในทางปฏิบัติทำเพียงให้มีขนาดเล็กกว่าที่มีขนาดพื้นกรวดใหญ่เท่าที่ทำได้เท่านั้น [26]

ในการออกแบบขนาดทางกายภาพต่างๆ ของสายอากาศโมโนโพลรูปคอบเพลิงสำหรับการประยุกต์ใช้งานความถี่แถบกว้างนั้น ขนาดในส่วนต่างๆ ของสายอากาศที่ใช้เป็นตัวกำหนดให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์มีหลายส่วนและทุกตัวจะนำไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) เพื่อที่

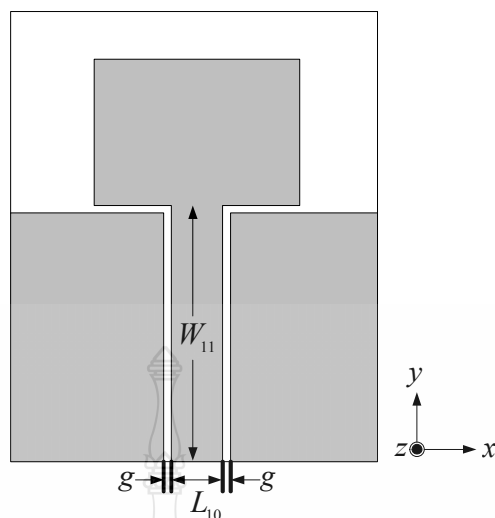
จะหาความยาวที่เหมาะสมสำหรับการออกแบบสายอากาศ ดังนั้นสมการพื้นฐานในการหา λ_g ในวิทยานิพนธ์นี้แสดงดังสมการที่ 3.9 จากงานวิจัยที่ [25] เมื่อทำการออกแบบให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการและใช้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกที่กำหนดไว้จะได้ความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ที่ความถี่ 2 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\lambda_g &= \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} & (3.9) \\ &= \frac{3 \times 10^8}{(2 \times 10^9)(\sqrt{4.156})} \\ &= 73.57 \text{ มม.}\end{aligned}$$

3.3.4 การออกแบบช่องว่างระหว่างสายส่งกับระนาบกราวด์ [26]

การออกแบบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบรูปคบเพลิงนั้น ขนาดทุกส่วนของสายอากาศมีความสำคัญต่อความถี่เรโซแนนซ์และค่าอิมพีแดนซ์และจุดคุณสมบัติอื่นๆ ที่สำคัญอย่างหนึ่งในการออกแบบคือช่องว่างระหว่างสายส่งกับระนาบกราวด์ (g) ดังภาพที่ 3.8 ซึ่งเป็นส่วนของการป้อนสัญญาณแบบระนาบร่วมเป็นตัวกำหนดความถี่เรโซแนนซ์และอิมพีแดนซ์สายอากาศที่ต้องการ การหาความกว้างของช่องว่างสามารถคำนวณได้จากความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) จากงานวิจัยที่ [23, 30, 36-41] ความกว้างของช่องว่างอยู่ในช่วง $0.008\lambda_g$ ถึง $0.009\lambda_g$ สามารถคำนวณหาความกว้างของช่องว่างได้จาก

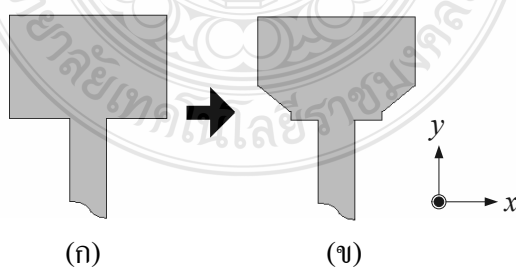
$$\begin{aligned}g &= 0.00815\lambda_g \\ &= 0.00815 \times 73.579 \\ &= 0.599 \text{ มม.}\end{aligned}$$



ภาพที่ 3.8 ช่องว่างระหว่างสายส่งกับระนาบกราวด์ (g) [26]

3.3.5 การออกแบบโครงสร้างของสตัป

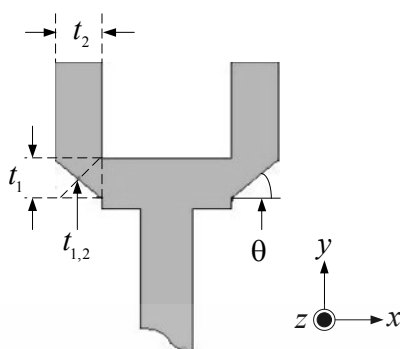
ในการออกแบบสายอากาศโมนโพลแบบระนาบรูปคบเพลิง อาศัยโครงสร้างสตัปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า แสดงในภาพที่ 3.9(ก) มาปรับเปลี่ยนแบบเป็นสตัปรูปครก แสดงดังภาพที่ 3.9(ข) [24] พบว่าจากการศึกษาผลของค่าความสูงเสี้ยนเนื่องจากการย้อนกลับมีผลการตอบสนองของแบนด์วิดท์ครอบคลุมย่านความถี่กว้างแต่ยังไม่ตรงตามที่ต้องการ จึงทำการปรับจูนรูปแบบสตัปจากภาพที่ 3.9(ข) ให้เป็นการเซาะร่องรูปตัวยูโดยใช้เทคนิคของการปรับจูนจากงานวิจัยที่ [34] ดังภาพที่ 3.10 ในการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ได้กำหนดขนาดความกว้าง r_1 เท่ากับ 3 มม. และค่าความยาว r_2 เท่ากับ 3 มม. จากสมการที่ 3.10-3.11 [35]



ภาพที่ 3.9 การออกแบบโครงสร้างของสตัปของสายอากาศ

(ก) สายอากาศสตัปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

(ข) สายอากาศเซาะร่องผสมรูปขั้นบันไดและสามเหลี่ยมด้านไม่เท่า



ภาพที่ 3.10 การเซาะร่องสตัดรูปตัวยู [36]

คำนวณหาค่าความกว้าง $t_{1,2}$ [25]

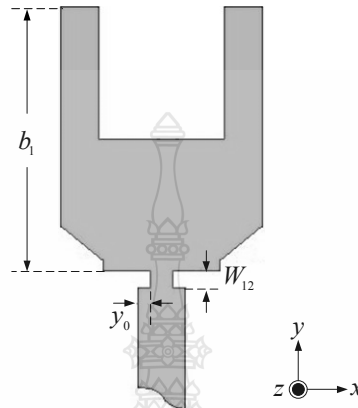
$$\begin{aligned} t_{1,2} &= \sqrt{t_1^2 + t_2^2} & (3.10) \\ &= \sqrt{3^2 + 3^2} \\ &= 4.242 \end{aligned}$$

คำนวณหาค่ามุม θ [25]

$$\begin{aligned} \theta &= \tan^{-1} \left(\frac{t_1}{t_2} \right) & (3.11) \\ &= \tan^{-1} \left(\frac{3}{3} \right) = 45^\circ \end{aligned}$$

จากการคำนวณหาขนาดของความกว้างทั้งหมดของการเซาะร่องแบบรูปขึ้นบันไดและสาม เหลี่ยมด้านไม่เท่าได้ขนาดค่าความกว้างของ $t_{1,2}$ เท่ากับ 4.242 มม. และค่าของมุม θ เท่ากับ 45 องศา พบว่ามีขนาดใกล้เคียงกัน โดยเลือกปรับค่าตั้งแต่ 30 ถึง 60 องศา พบว่าค่าที่เหมาะสมที่สุดคือ มีค่าเท่ากับ 45 เมื่อเปรียบเทียบ [24-25] แต่จากการศึกษาผลของค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้วยการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST ผลการตอบสนองของแบนด์วิดท์ยังไม่ครอบคลุมย่านความถี่แถบกว้างที่ต้องการใช้งาน ทำการปรับรูปแบบสตัดจากภาพที่ 3.10 ด้วยการเซาะร่องบริเวณรอยต่อระหว่าง สตัดไลน์กับตัวสตัดที่จุดป้อนสัญญาณ y_0 โดยใช้เทคนิคของการปรับจูนจาก

งานวิจัยที่ [25, 33] ดังแสดงในภาพที่ 3.1 การคำนวณหาค่าขนาดความกว้างของ W_{12} สามารถคำนวณได้จากความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) โดยขนาดความกว้างของช่องว่างที่เซาะร่องอยู่ในช่วง $0.003\lambda_g$ ถึง $0.05\lambda_g$ [23,24, 37-42] และสำหรับความยาว b_1 มีขนาดเท่ากับ 20.2 มม. จากสมการที่ 3.12 [28]



ภาพที่ 3.11 การปรับสัดับด้วยการเซาะบริเวณจุดป้อนสัญญาณ [25, 33]

$$\begin{aligned} W_{12} &= 0.00407\lambda_g \\ &= 0.00407 \times 73.579 \\ &= 0.3 \text{ มม.} \end{aligned}$$

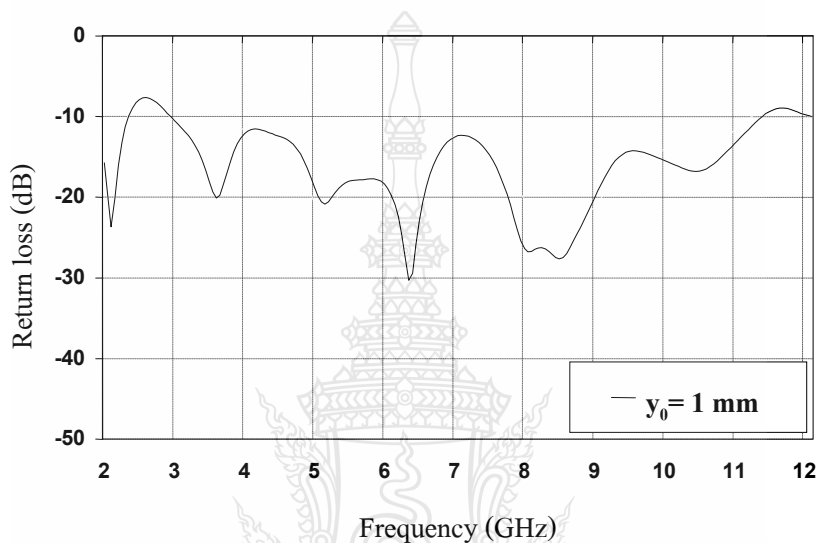
ในส่วนองขนาดความกว้างของการเซาะ (y_0) ร่องบริเวณจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศ [28] สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$y_0 = \frac{1}{\cos\left(\frac{\pi}{b_1}\right)^2} \quad (3.12)$$

$$= \frac{1}{\cos\left(\frac{\pi}{20.2}\right)^2}$$

$$= 1.012 \text{ มม.}$$

จากการคำนวณหาขนาด y_0 พบว่ามีค่าเท่ากับ 1 มม. เมื่อทำการจำลองแบบสลับที่มีการเซาะร่องตามภาพที่ 3.11 พบว่าค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับมีค่าลดลงและแบนด์วิดท์กว้างขึ้น สลับดังกล่าวมีการตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ (2.95 - 11.45 GHz) หรือมีค่าความกว้างแถบ 126.86% แสดงดังภาพที่ 3.12



ภาพที่ 3.12 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ขนาดของสลับที่มีการปรับเซาะร่อง y_0 ที่แสดงในภาพที่ 3.11 [9]

จากภาพที่ 3.11 เมื่อพิจารณาจากการเซาะร่องตัวไอสองข้างของสลับและทดลองปรับขนาดให้มีค่าเล็กน้อยโดยอาศัยเทคนิคจากงานวิจัยที่ [36] โดยจุดปรับขนาดตรงปลายคือจุด Y ซึ่งแสดงดังภาพที่ 3.13 จากการปรับดังกล่าว ส่งผลทำให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับและแบนด์วิดท์มีการเปลี่ยนแปลงโดยทำการจำลองแบบหลังทำการปรับขนาดปลายของสลับผลการจำลองแบบด้วยการปรับแสดงได้ดังภาพที่ 3.14 โดยเลือกปรับค่าความยาวของ W_4 คือ 3.3, 3.5, 3.7 และ 3.9 มม. จากการปรับค่าความยาวพบว่าค่าที่เหมาะสมที่สุดคือ W_4 เท่ากับ 3.7 มม. และส่วนที่การปรับค่าความกว้างของ L_s มีการเลือกปรับขนาดเริ่มที่ 0.5, 1 และ 2 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ L_s เท่ากับ 1 มม. ส่งผลให้มีค่าความกว้างแถบเท่ากับ 127.58% (2.80 - 12.05 GHz) อีกทั้งทำให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับมีค่าลดลงทั้งทางด้านความถี่ต่ำและสูงกับการปรับเซาะร่องที่บริเวณจุดป้อนสัญญาณ y_0 ของสลับ ดังภาพที่ 3.12 โดยเมื่อเปรียบเทียบความกว้างแถบของผลการจำลองแบบของสลับภาพที่ 3.11

กับ 3.13 พบว่าจากการปรับภาพที่ 3.13 ส่งผลให้ความกว้างแถบกว้างขึ้นกว่าเดิม 0.72% ซึ่งจะทำการนำระยะ L_s ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) เพื่อที่จะหาระยะ L_s ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ L_s ของสายอากาศไมโนไฟลรูปคบเพลิง เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.01 \lambda_g$ ถึง $0.003 \lambda_g$ [23, 24, 37-42] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ L_s ของสายอากาศไมโนไฟลรูปคบเพลิงที่ความถี่ 2 GHz ได้ดังนี้

$$L_s = 0.0136 \lambda_g$$

โดยค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) เท่ากับ 73.579 มม.

$$= 0.0136 \times 73.579$$

$$= 1 \text{ มม.}$$

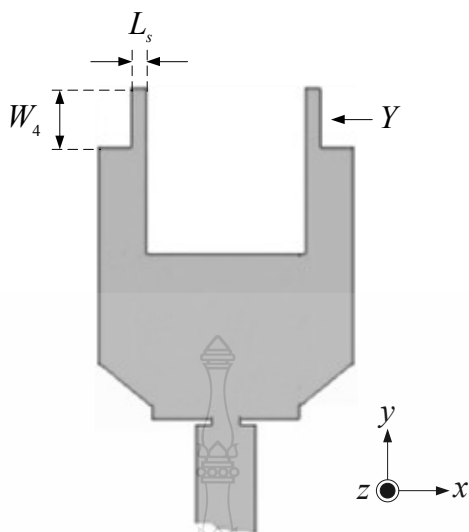
จากผลการปรับขนาดด้านปลายของสตรูปคบเพลิงทั้งสองข้างคือ พบว่าการปรับขนาด W_4 จะมีความสัมพันธ์กับความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ W_4 เปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) เพื่อที่จะหาระยะ W_4 ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศโดยที่ระยะ W_4 ของสายอากาศไมโนไฟลรูปคบเพลิงเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.005 \lambda_g$ ถึง $0.008 \lambda_g$ [23, 24, 37-42] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ W_4 ของสายอากาศไมโนไฟลรูปคบเพลิงที่ความถี่ 2 GHz ได้ดังนี้

$$W_4 = 0.05 \lambda_g$$

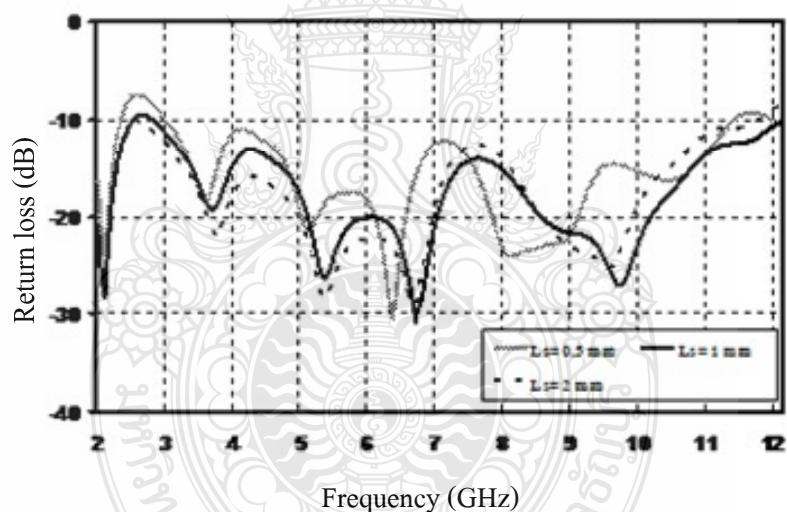
$$= 0.05 \times 73.579$$

$$= 3.7 \text{ มม.}$$

จากการคำนวณหาค่าความยาวของ W_4 และค่าความกว้างของ L_s ผลที่ได้จากการปรับมาจำลองแบบ แสดงดังภาพที่ 3.13



ภาพที่ 3.13 สตบที่มีการเซาะร่องรูปตัว U ปลายด้านบนทั้งสองข้าง [9]



ภาพที่ 3.14 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อขนาดของ L_s ตามโครงสร้างภาพที่ 3.13 [9]

ในส่วนของการพัฒนาช่วงแรกของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบรูปคบเพลิงสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่งในระบบ GPR และระบบสื่อสารไร้สาย IEEE 802.15.3a ย่านความถี่ 3.1 -10.6 GHz ผลลัพธ์ที่ได้จากการจำลองแบบและจากการวัดนั้นมีการตอบสนองความถี่ที่สอดคล้องกันตลอดช่วงความถี่การใช้งาน 3.1 -10.6 GHz คือมีค่า VSWR น้อยกว่า 2 และพบว่ามีค่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ที่มีค่า 134.22% (2.45 - 12.05 GHz) ในส่วนของแบบรูปการแผ่พลังงานนั้นมี

ลักษณะเป็นแบบ 2 ทิศทาง (Bidirectional) และค่าอัตราขยายที่ได้จากการวัดมีค่าตลอดย่านความถี่ใช้งานเท่ากับ 3 dB [9]

การคำนวณหาแบนด์วิดท์จากช่วงความถี่ที่มี $VSWR$ ต่ำกว่า 2 หรือสามารถคำนวณหาแบนด์วิดท์จากกราฟ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ $|S_{11}|$ ที่มีค่าต่ำกว่า -10 dB ที่ได้จากการจำลองผล โดยให้สมการที่ 3.13-3.14 [26]

คำนวณหาค่าความถี่กลาง f_c

$$f_c = \left(\frac{f_{\max} - f_{\min}}{2} \right) + f_{\min} \quad (3.13)$$

$$f_c = \left(\frac{12.05 - 2.45}{2} \right) + 2.45$$

$$f_c = 7.45 \text{ GHz}$$

คำนวณหาค่าของแบนด์วิดท์ BW

$$BW = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c} \times 100\% \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{12.05 - 2.45}{7.45} \times 100\% \\ &= 134.22\% \end{aligned}$$

เมื่อ f_c คือ ค่าความถี่กลางของแบนด์วิดท์ที่ต้องการออกแบบ

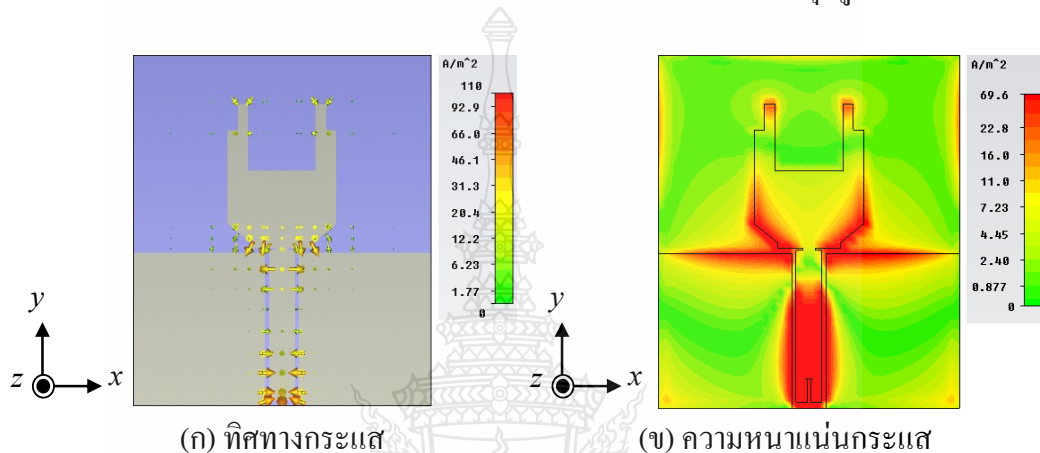
f_{\max} คือ ค่าความถี่สูงสุดที่มีค่า $|S_{11}|$ ต่ำกว่า -10 dB

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

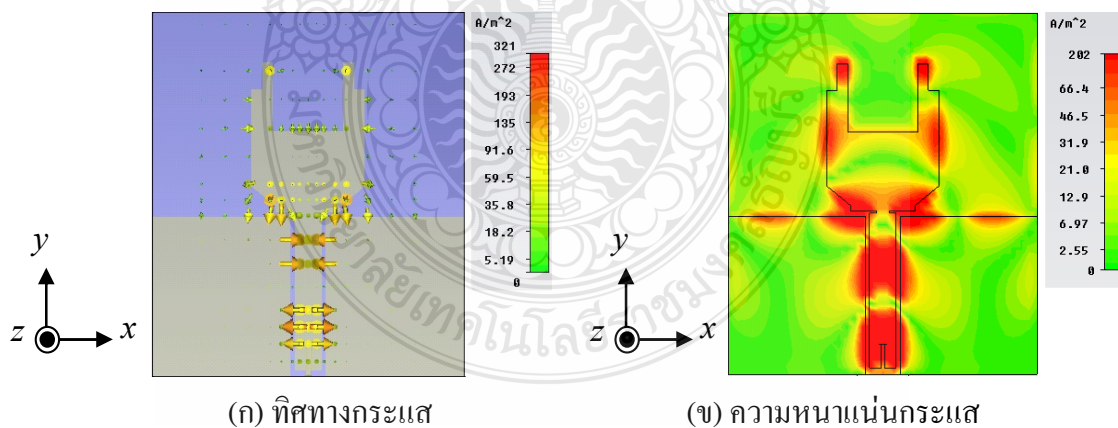
3.3.6 การพัฒนาขยายแบนด์วิดท์ของสายอากาศโมนิโพลรูปคบเพลิง

การจำลองแบบเบื้องต้นได้ศึกษาโครงสร้างจากการวิจัยที่ [9] นำมาเซาะร่องที่ระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน เพื่อหาการเพิ่มแบนด์วิดท์ให้กว้างมากขึ้น โดยใช้เทคนิคของงานวิจัยที่ [33] ดูจาก

ทิศทางการกระแสและความหนาแน่นกระแสจากจำลองแบบที่ความถี่ 2 GHz และความถี่ 11 GHz ดังภาพที่ 3.7 และ 3.8 เพื่อทำการปรับโครงสร้างของสายอากาศ โดยการปรับจูนรูปแบบเลือกใช้การเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า รูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าและรูปครึ่งวงกลมที่กราวด์ทั้งสองด้าน [33] เพื่อหาค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss <math>< -10 \text{ dB}</math>) ให้ตอบสนองย่านความถี่แถบกว้างยิ่งที่ต้องการ และในการปรับปรุงรูปแบบให้เข้าใจมากจะกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังแสดงดังภาพที่ 3.15 และ 3.16 โดยการเซาะร่องที่ระนาบสร้างงานนั้นเริ่มจากเซาะใกล้กับตัวสายอากาศทุกรูปซึ่งจะกล่าวต่อไป



ภาพที่ 3.15 ทิศทางการกระแสและความหนาแน่นกระแสจากจำลองแบบของสายอากาศโมโนโพลรูปคบเพลิงที่ความถี่ 2 GHz [9]



ภาพที่ 3.16 ทิศทางการกระแสและความหนาแน่นกระแสจากจำลองแบบของสายอากาศโมโนโพลรูปคบเพลิงที่ความถี่ 11 GHz [9]

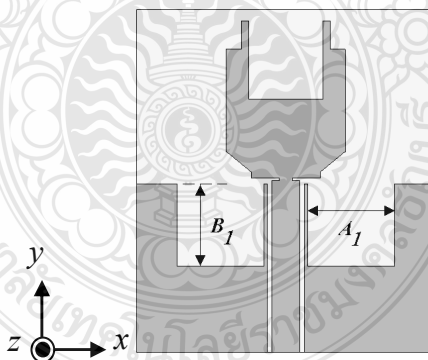
ส่วนที่หนึ่งจะทำการนาระยะ A_1 และ B_1 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) เพื่อที่จะหาระยะ A_1 และ B_1 ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ A_1 และ B_1 ของสายอากาศไมโนโพลรูปคบเพลิง เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.1 \lambda_g$ ถึง $0.2 \lambda_g$ [23, 24, 37-42] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ A_1 และ B_1 ของสายอากาศไมโนโพลรูปคบเพลิงที่ความถี่ 2 GHz ทำการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่ระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน ดังภาพที่ 3.17 จากนั้นเลือกค่าปรับขนาดความกว้างของแถบ A_1 โดยมีขนาดตั้งแต่ 6, 9 และ 12 มม. และปรับค่าความยาวของแถบ B_1 โดยมีขนาดตั้งแต่ 6, 9 และ 12 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ A_1 เท่ากับ 12 มม. และ B_1 เท่ากับ 12 มม. โดยคำนวณหาจากสมการ A_1 และ B_1 ดังต่อไปนี้ และผลของการตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ 75.51% (5.72 - 12.66 GHz) ดังแสดงภาพที่ 3.18

$$A_1 = 0.163\lambda_g = 12 \text{ มม.}$$

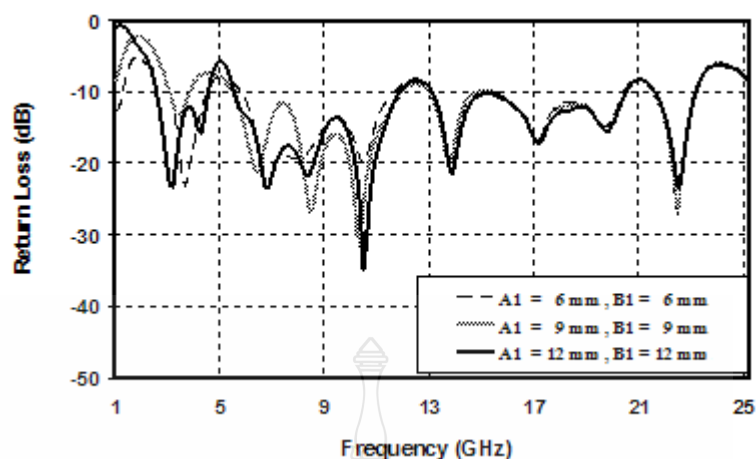
และ

$$B_1 = 0.163\lambda_g = 12 \text{ มม.}$$

จากการคำนวณหาค่าความยาวของ A_1 และค่าความกว้างของ B_1 ผลที่ได้จากการปรับนำมาจำลองแบบ แสดงดังภาพที่ 3.17



ภาพที่ 3.17 สายอากาศไมโนโพลแบบระนาบที่มีการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่ระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน



ภาพที่ 3.18 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ A_1 และ B_1

ในส่วนที่สองจะทำการนำระยะ A_2 และ L_8 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) เพื่อที่จะหาระยะ A_2 และ L_8 ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ A_2 และ L_8 ของสายอากาศไมโนไฟลรูปคบเพลิง เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.1 \lambda_g$ ถึง $0.2 \lambda_g$ [23, 24, 37-42] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ A_2 และ L_8 ของสายอากาศไมโนไฟลรูปคบเพลิงที่ความถี่ 2 GHz และส่วนของค่าความกว้างร่องไอที่ปลายสัดรูปคบเพลิงด้านบน B_2 จะมีความสัมพันธ์กับย่านความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ B_2 เปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) เพื่อที่จะหาระยะ B_2 ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศโดยที่ระยะ B_2 ของสายอากาศไมโนไฟลรูปคบเพลิงเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.1 \lambda_g$ ถึง $0.2 \lambda_g$ [23, 34, 37-42] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ B_2 ของสายอากาศไมโนไฟลรูปคบเพลิงที่ความถี่ 2 GHz โดยทำการเซาะร่องรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าที่ระนาบกรวดทั้งสองด้าน ดังภาพที่ 3.19 จาก นั้นเลือกค่าปรับขนาดความกว้างของแถบ A_2 โดยมีขนาดตั้งแต่ 8, 10 และ 12 มม. การปรับค่าขนาดความกว้างของแถบ L_8 มีขนาดตั้งแต่ 6.5, 7 และ 7.5 มม. และปรับค่าความยาวของแถบ B_2 โดยมีขนาดตั้งแต่ 7, 9 และ 11 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ A_2 เท่ากับ 12 มม., L_8 เท่ากับ 7.5 มม. และ B_2 เท่ากับ 11 มม. โดยคำนวณหาจากสมการ A_2 , L_8 และ B_2 ดังต่อไปนี้ และผลของการตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ 137.70% (3.23 - 17.51 GHz) ดังภาพที่ 3.20

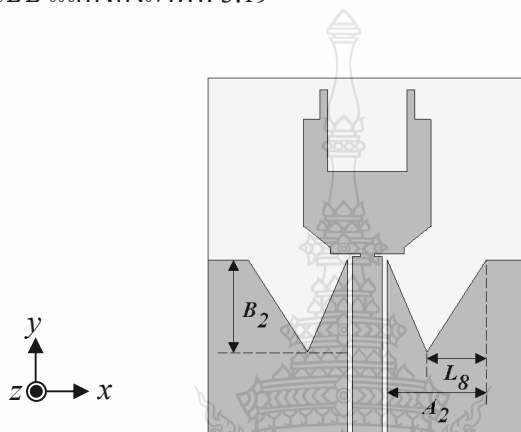
$$A_2 = 0.149\lambda_g = 12 \text{ มม.}$$

$$L_8 = 0.101\lambda_g = 7.5 \text{ มม.}$$

และ

$$B_2 = 0.163\lambda_g = 11 \text{ มม.}$$

จากการคำนวณหาค่าความยาวของ A_2 และ L_8 และค่าความกว้างของ B_2 ผลที่ได้จากการปรับนำมาจำลองแบบ แสดงดังภาพที่ 3.19



ภาพที่ 3.19 สายอากาศไมโนโพลแบบระนาบที่มีการเซาะร่องรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าที่ระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน

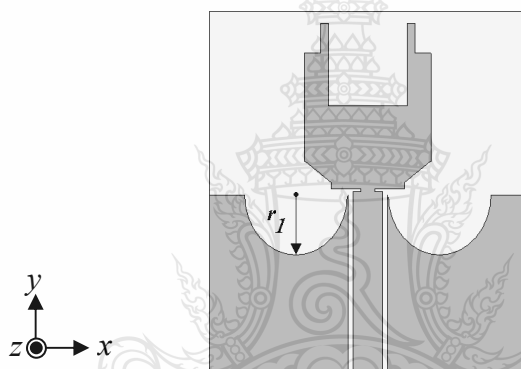
ภาพที่ 3.20 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ A_2 , B_2 และ L_8

ในส่วนที่สองจะทำการนำรัศมี r_1 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) เพื่อที่จะหารัศมี r_1 ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่รัศมี r_1 ของสายอากาศไมโนโพลรูปคบเพลิง

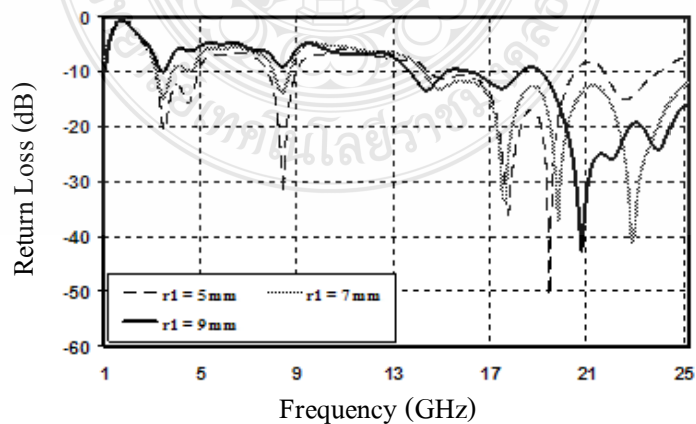
เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.5\lambda_g$ ถึง $0.6\lambda_g$ [23, 24, 37-42] ดังนั้นเราสามารถหาค่ารัศมี r_1 ของสายอากาศไมโนโพลรูปคอบเพลิงที่ความถี่ 2 GHz ทำการเซาะร่องรูปครึ่งวงกลมเท่าที่ระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน ดังภาพที่ 3.21 จากนั้นเลือกค่าปรับขนาดรัศมี r_1 โดยมีขนาดตั้งแต่ 5, 7 และ 9 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ r_1 เท่ากับ 7 มม. โดยหาจากสมการ r_1 ดังต่อไปนี้ และผลของการตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ 56.85% (14.09 - 25.28 GHz) แสดงดังภาพที่ 3.22

$$r_1 = 0.515\lambda_g = 7.0 \text{ มม.}$$

จากการคำนวณหาค่ารัศมี r_1 ผลที่ได้จากการปรับมาจำลองแบบ แสดงดังภาพที่ 3.21



ภาพที่ 3.21 สายอากาศไมโนโพลแบบระนาบที่มีการเซาะร่องรูปครึ่งวงกลมที่ระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน



ภาพที่ 3.22 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ r_1

จากภาพที่ 3.17, 3.19 และ 3.21 การจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศแบบการเพิ่มสับรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส รูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าและรูปทรงกลมที่ระนาบกราวด์ทั้งสองด้านนั้น พบว่าค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ยังไม่ครอบคลุมย่านความถี่ที่ต้องการ ดังแสดงตารางที่ 3.1 ในส่วนการเพิ่มสับหรือการเจาะร่องที่กราวด์และที่ตัวสายอากาศคบเพลิงต้นแบบนี้มีผลเช่นเดียวกัน

ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติของสายอากาศต้นแบบที่มีการปรับเจาะระนาบสร้างเงา

สายอากาศต้นแบบที่มีการปรับ เจาะระนาบสร้างเงา	f_c (GHz)	BW (GHz)	BW (%)
แบบเจาะร่องรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส	9.19	6.94 (5.72 - 12.66)	75.51
แบบเจาะร่องรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่า	10.37	14.28 (3.23 - 17.51)	137.70
แบบเจาะร่องรูปครึ่งวงกลม	19.68	11.19 (14.09 - 25.28)	56.85

จากการจำลองแบบการเจาะร่องรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้านดังภาพที่ 3.19 ที่มีการปรับจนพบว่าทำให้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์กว้างมากขึ้นหรือส่งผลให้ค่า R, L และ C เปลี่ยนแปลงไป แต่ในส่วนของ การเจาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า รูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่า และรูปครึ่งวงกลมที่ระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน ในการหาค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss < -10 dB) พบว่าค่าอินพุตอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์มีความถี่แคบไม่ตอบสนองต่อความถี่ที่ต้องการ

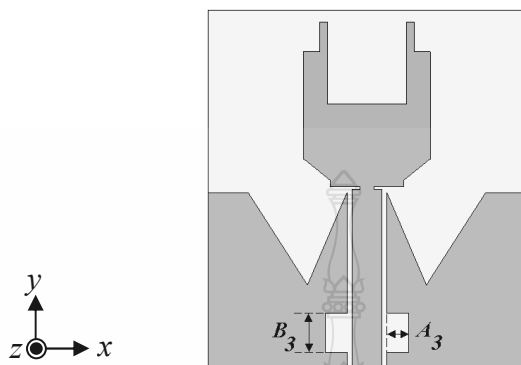
ส่วนที่หนึ่งจะทำการนำระยะ A_3 และ B_3 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) เพื่อที่จะหาระยะ A_3 และ B_3 ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ A_3 และ B_3 ของสายอากาศไมโนโพลรูปคบเพลิง เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.01 \lambda_g$ ถึง $0.03 \lambda_g$ และในช่วง $0.1 \lambda_g$ ถึง $0.2 \lambda_g$ [23, 24, 37-42] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ A_3 และ B_3 ของสายอากาศไมโนโพลรูปคบเพลิงที่ความถี่ 2 GHz ทำการเจาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน ดังภาพที่ 3.23 จากนั้นเลือกค่าปรับขนาดความกว้างของแถบ A_3 โดยมีขนาดตั้งแต่ 0.2, 0.3 และ 0.4 มม. และปรับค่าความยาวของแถบ B_3 โดยมีขนาดตั้งแต่ 0.8, 1.2 และ 1.6 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ A_3 เท่ากับ 0.4 มม. และ B_3 เท่ากับ 1.6 มม. โดยหาจากสมการ A_3 และ B_3 ดังต่อไปนี้ และผลของการตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ 154.65% (3.02 - 23.62 GHz) ดังแสดงภาพที่ 3.24

$$A_3 = 0.029\lambda_g = 0.4 \text{ มม.}$$

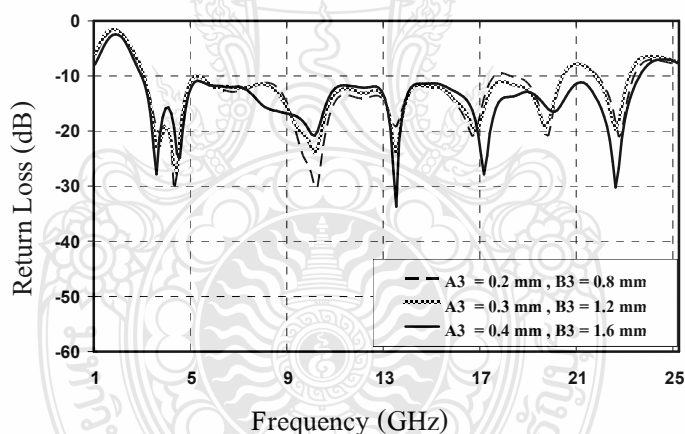
และ

$$B_3 = 0.117\lambda_g = 1.6 \text{ มม.}$$

จากการคำนวณหาค่าความยาวของ A_3 และค่าความกว้างของ B_3 ผลที่ได้จากการปรับนำมาจำลองแบบ แสดงดังภาพที่ 3.23



ภาพที่ 3.23 สายอากาศไมโนโพลแบบระนาบที่มีเซาะร่องบริเวณด้านข้างสายป้อนสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน



ภาพที่ 3.24 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ A_3 และ B_3

ส่วนที่สองจะทำการนําระยะ A_4 และ B_4 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) เพื่อที่จะหาระยะ A_4 และ B_4 ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ A_4 และ B_4 ของสายอากาศไมโนโพลรูปคบเพลิง เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.05\lambda_g$ ถึง $0.08\lambda_g$ และในช่วง $0.1\lambda_g$ ถึง $0.2\lambda_g$ [23, 24, 37-42] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ A_3 และ B_3 ของสายอากาศไมโนโพลรูปคบเพลิงที่มีความถี่ 2 GHz ทำการเซาะร่องรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าที่ระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน ดังภาพที่ 3.25 จากนั้นเลือกค่าปรับขนาดความกว้างของแถบ A_4 โดยมีขนาดตั้งแต่

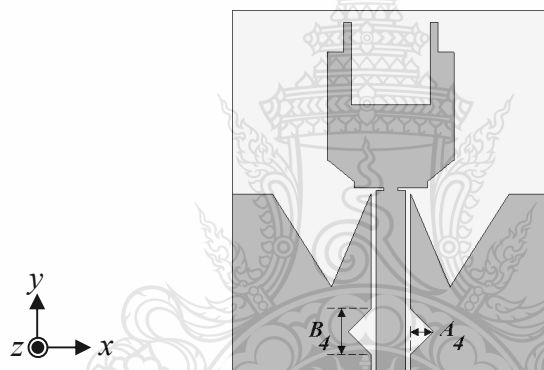
0.5, 0.7 และ 1.1 มม. และปรับค่าความยาวของแถบ B_4 โดยมีขนาดตั้งแต่ 0.5, 1.0 และ 2.0 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ A_4 เท่ากับ 1.1 มม. และ B_4 เท่ากับ 2.0 มม. โดยหาจากสมการ A_4 และ B_4 ดังต่อไปนี้ และผลของการตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ 143.32% (3.01 - 17.51 GHz) ดังแสดงภาพที่ 3.26

$$A_4 = 0.08\lambda_g = 1.1 \text{ มม.}$$

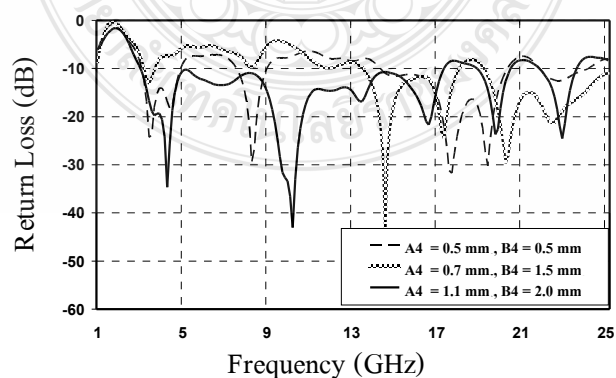
และ

$$B_4 = 0.146\lambda_g = 2.0 \text{ มม.}$$

จากการคำนวณหาค่าความยาวของ A_4 และค่าความกว้างของ B_4 ผลที่ได้จากการปรับนำมาจำลองแบบ แสดงดังภาพที่ 3.25



ภาพที่ 3.25 สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบที่มีเซาะร่องบริเวณด้านข้างสายป้อนสัญญาณรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าที่ระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน

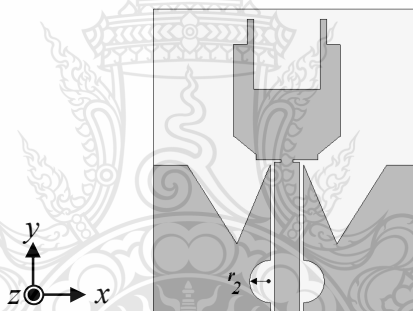


ภาพที่ 3.26 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ A_4 และ B_4

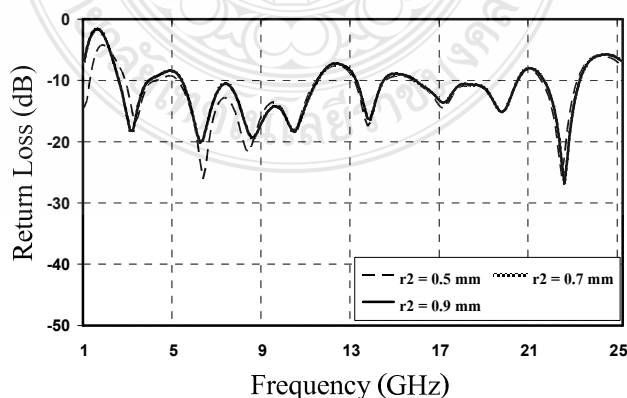
ในส่วนที่สามจะทำการนำรัศมี r_2 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) เพื่อที่จะหารัศมี r_2 ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่รัศมี r_2 ของสายอากาศไมโนโพลรูปคอบเพลิงเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.036\lambda_g$ ถึง $0.04\lambda_g$ [23, 24, 37-42] ดังนั้นเราสามารถหาค่ารัศมี r_2 ของสายอากาศไมโนโพลรูปคอบเพลิงที่มีความถี่ 2 GHz ทำการเจาะร่องรูปครึ่งวงกลมที่ระนาบกราวด์ทั้งสองด้านดังภาพที่ 3.27 จากนั้นเลือก ค่ารัศมี r_2 โดยมีขนาดตั้งแต่ 0.5, 0.7 และ 0.9 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ r_2 เท่ากับ 0.5 มม. โดยหาจากสมการ r_2 ดังต่อไปนี้และผลของการตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ 69.90% (5.49 - 11.39 GHz) ดังแสดงภาพที่ 3.28

$$r_1 = 0.036\lambda_g = 0.5 \text{ มม.}$$

จากการคำนวณหาค่ารัศมี r_2 ผลที่ได้จากการปรับนำมาจำลองแบบแสดงดังภาพที่ 3.27



ภาพที่ 3.27 สายอากาศไมโนโพลแบบระนาบที่มีเจาะร่องบริเวณด้านข้างสายป้อนสัญญาณรูปครึ่งวงกลมที่ระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน



ภาพที่ 3.28 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ r_2

จากภาพที่ 3.23, 3.25 และ 3.27 การจำลองการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า รูปสามเหลี่ยม ด้านไม่เท่าและรูปทรงกลมที่ระนาบกรวดทั้งสองด้านนั้น พบว่าการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ทำให้ค่า R, L และ C เปลี่ยนแปลงไป คือค่าอินพุตอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ครอบคลุมย่านความถี่ที่ต้องการ ดังแสดงตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 คุณสมบัติของสายอากาศต้นแบบที่มีการเซาะร่องบริเวณด้านข้างสายป้อนสัญญาณ

สายอากาศต้นแบบที่มีการเซาะร่อง บริเวณด้านข้างสายป้อนสัญญาณ	f_c (GHz)	BW (GHz)	BW (%)
แบบเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส	13.32	20.6 (3.02 - 23.62)	154.65
แบบเซาะร่องรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่า	10.26	14.5 (3.01 - 17.51)	141.32
แบบเซาะร่องรูปครึ่งวงกลม	8.44	5.9 (5.49 - 11.39)	69.90

จากกราฟภาพที่ 3.24 การคำนวณหาแบนด์วิดท์จากช่วงความถี่ที่มี $VSWR$ ต่ำกว่า 2 หรือสามารถคำนวณหาค่าแบนด์วิดท์จากกราฟ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ $|S_{11}|$ ที่มีค่าต่ำกว่า -10 dB ที่ได้จากการจำลองผลคำนวณหาค่าความถี่กลาง f_c

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

$$f_c = \left(\frac{23.52 - 2.98}{2} \right) + 2.98$$

$$f_c = 20.54 \text{ GHz}$$

คำนวณหาค่าแบนด์วิดท์ BW

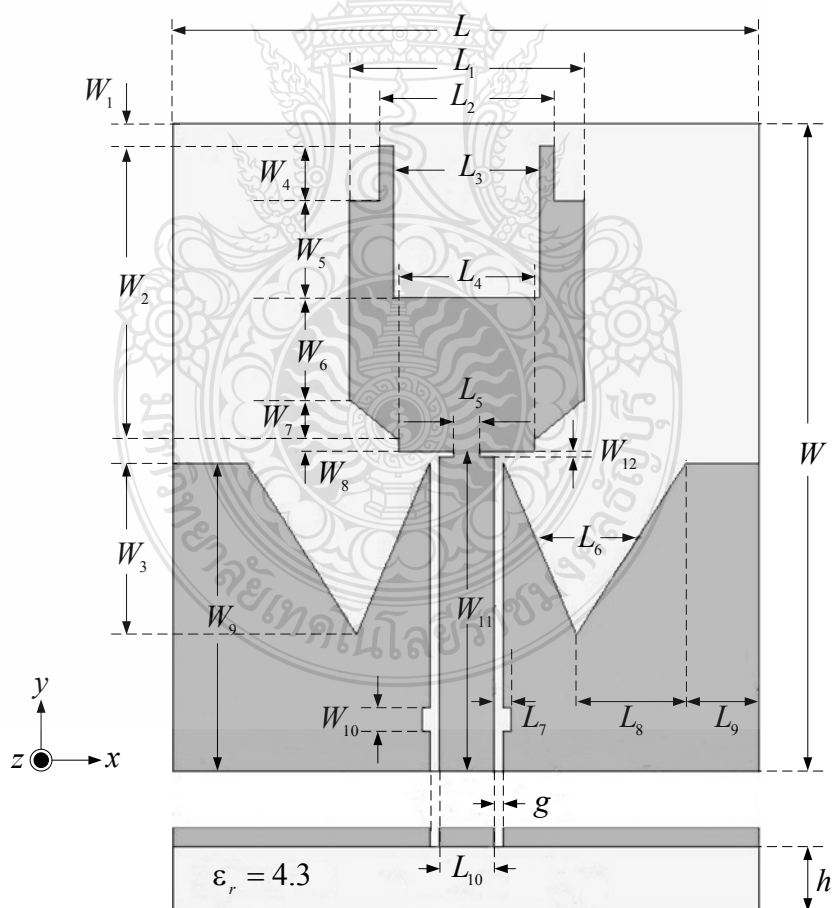
$$BW = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c} \times 100\%$$

$$= \frac{23.52 - 2.98}{20.54} \times 100\%$$

$$= 155.9 \%$$

- เมื่อ f_c คือ ค่าความถี่กลางของแบนด์วิดท์ที่ต้องการออกแบบ
 f_{\max} คือ ค่าความถี่สูงสุดที่มีค่า $|S_{11}|$ ต่ำกว่า -10 dB
 f_{\min} คือ ค่าความถี่ต่ำสุดที่มีค่า $|S_{11}|$ ต่ำกว่า -10 dB

สายอากาศแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานความถี่กว้างยิ่งยั้งนั้นที่สร้างขึ้นต้องออกแบบให้ใช้งานที่ความถี่ 3.1-10.6 GHz ขนาดของแผ่นและระนาบกรวดสายอากาศแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานความถี่กว้างยิ่งยั้งขนาดนั้นสามารถหาขนาดด้านต่างๆ ได้จากภาพที่ 3.29 ซึ่งแสดงเป็นแบบด้านหน้าและด้านข้างโดยโครงสร้างของสายอากาศด้านหน้านั้นมีขนาดกว้างและยาวเท่ากับ 40×50 มม.² สำหรับด้านข้างมีความหนาของสายอากาศ 0.764 มม. โดยกำหนดความหนาของแผ่นทองแดงที่อยู่บนวัสดุฐานรองมีค่าเท่ากับ 0.017 มม. โดยโครงสร้างสายอากาศทั้งหมดแสดงดังภาพที่ 3.29



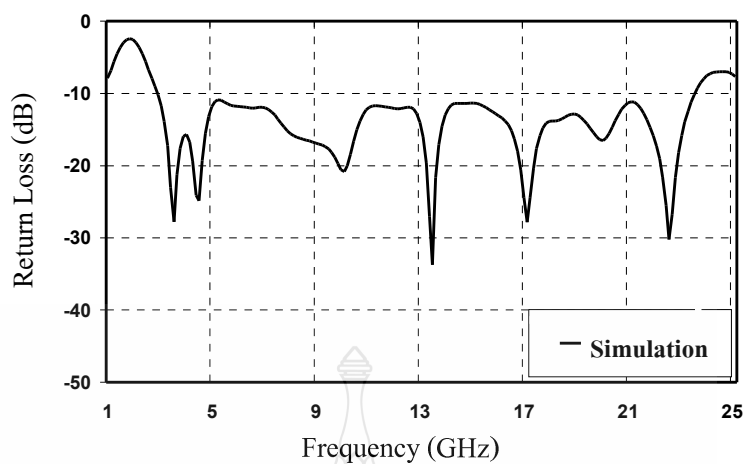
ภาพที่ 3.29 ขนาดต่างๆ ของสตั๊ปและระนาบสร้างเงา

เมื่อทำการจำลองแบบปรับจูน โครงสร้างของสายอากาศแผ่นระนาบร่วมและการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศสำหรับการประยุกต์ใช้งานความถี่กว้างยิ่ง ได้นำค่าพารามิเตอร์ไปจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST จนได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพมากขึ้น แสดงดังตารางที่ 3.3

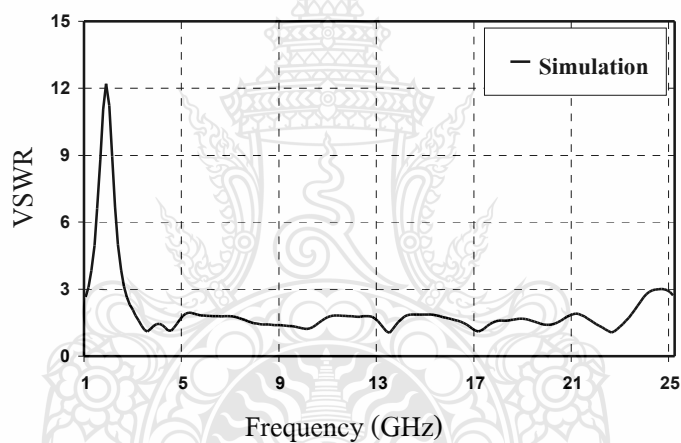
ตารางที่ 3.3 ค่าขนาดตัวแปรต่างๆ ที่ได้จากการออกแบบสายอากาศต้นแบบ

ขนาดความกว้าง		ขนาดความยาว	
ตัวแปร	ขนาด (มม.)	ตัวแปร	ขนาด (มม.)
L	38	W	45
L_1	16	W_1	2
L_2	12	W_2	20.2
L_3	10	W_3	12
L_4	9.2	W_4	3.7
L_5	1.8	W_5	6.5
L_6	11	W_6	7
L_7	0.4	W_7	3
L_8	7.5	W_8	0.8
L_9	5	W_9	22.5
L_{10}	3.8	W_{10}	1.6
h	0.764	W_{11}	23.3
-	-	W_{12}	0.3

จากตารางที่ 3.3 การจำลองสายอากาศต้นแบบที่มีโครงสร้างที่เหมาะสมที่สุดคือ มีการเซาะร่องรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าร่วมกับการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่กราวด์ทั้งสองด้าน ในภาพที่ 3.23 พบว่าค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่ได้ตอบสนองย่านความถี่กว้างยิ่งที่ต้องการคือ 155.90% (2.98 - 23.52 GHz) ดังแสดงภาพที่ 3.30 และผลตอบสนองความถี่ช่วงการใช้งานอยู่ในรูปแบบของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) แสดงดังภาพที่ 3.31 ซึ่งพบว่าค่า VSWR จะต่ำกว่า 2 ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.98 - 23.52 GHz

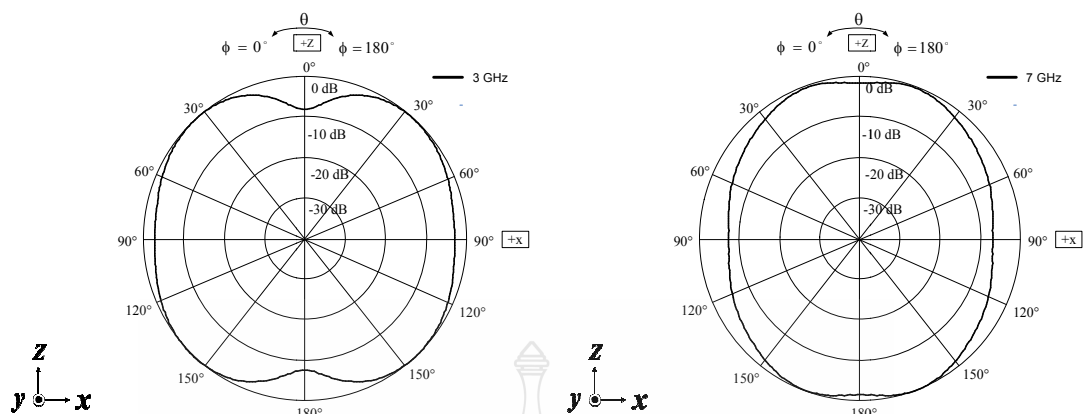


ภาพที่ 3.30 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศต้นแบบ

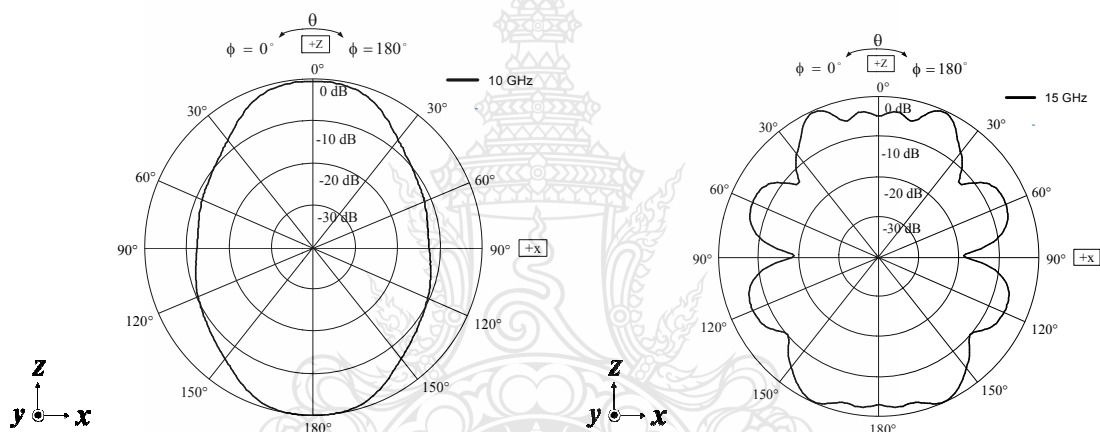


ภาพที่ 3.31 อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศต้นแบบ

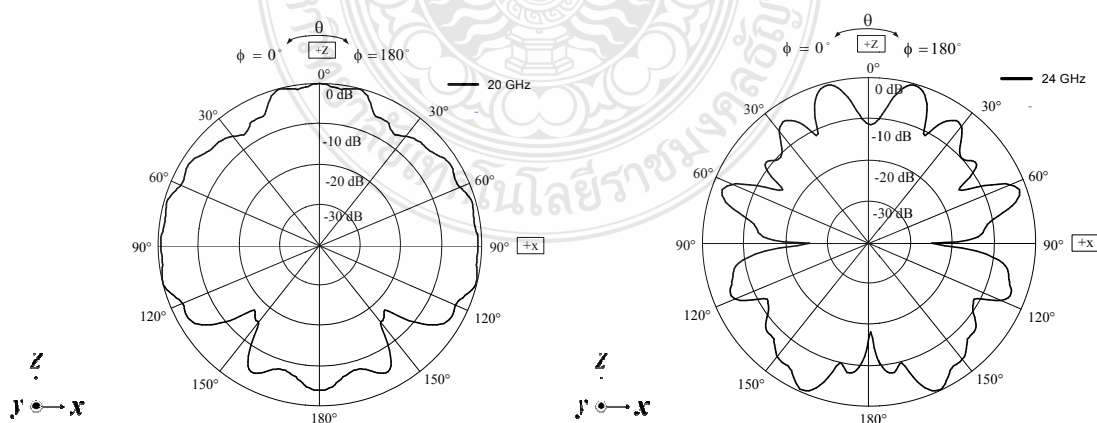
ส่วนในของการจำลองแบบเพื่อหาแบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation Pattern) ของสายอากาศที่ความถี่ต่างๆ แสดงได้ดังภาพที่ 3.32-3.37 พบว่าสายอากาศมีการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bidirectional)



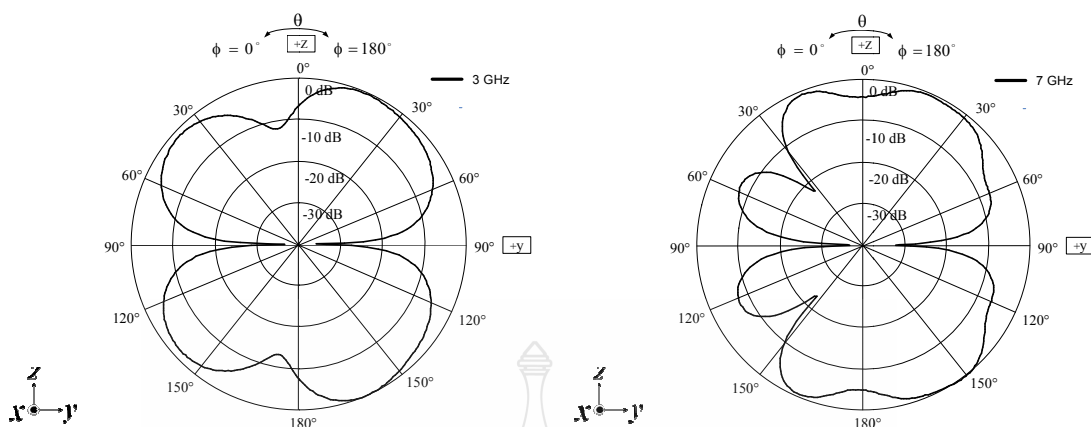
ภาพที่ 3.32 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3 GHz และ 7 GHz ระนาบ E-Plane



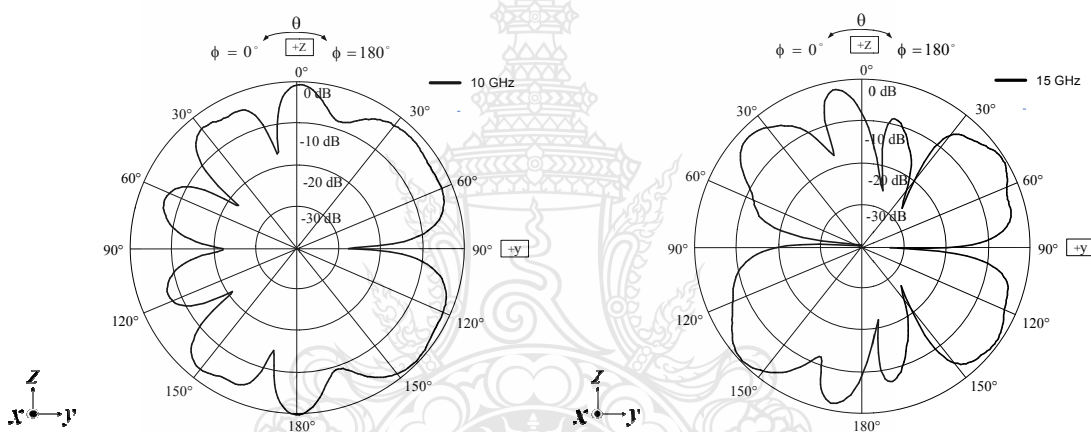
ภาพที่ 3.33 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 10 GHz และ 15 GHz ระนาบ E-Plane



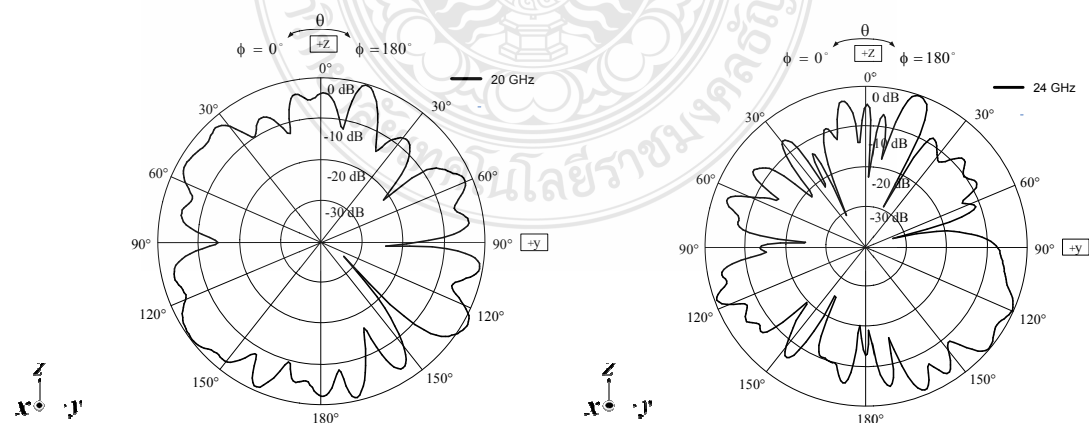
ภาพที่ 3.34 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 20 GHz และ 24 GHz ระนาบ E-Plane



ภาพที่ 3.35 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3 GHz และ 7 GHz ระนาบ H-Plane

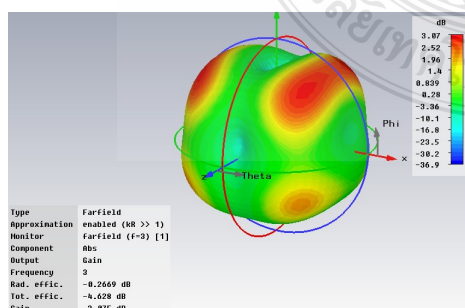


ภาพที่ 3.36 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 10 GHz และ 15 GHz ระนาบ H-Plane

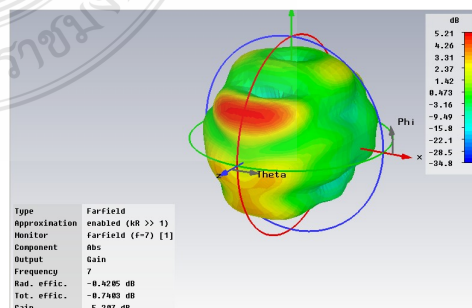


ภาพที่ 3.37 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 20 GHz และ 24 GHz ระนาบ H-Plane

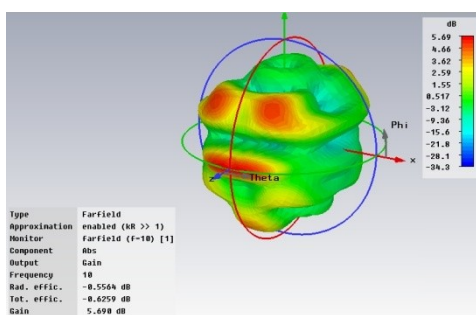
จากภาพที่ 3.32 - 3.37 ได้แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ 2 มิติ จากการจำลองแบบของสายอากาศโมโนโพลรูปคบเพลิงที่มีการการเซาะร่องรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าร่วมกับการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่กรวด์ทั้งสองด้านที่ความถี่ 3 GHz, 7 GHz, 10 GHz, 15 GHz, 20 GHz, และ 24 GHz ซึ่งทั้งสองย่านความถี่มีลักษณะเป็นแบบสองทิศทางคือไปในทิศทาง z และ $-z$ ในระนาบ $x-z$ จะเป็นระนาบที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานในลักษณะมุมกวาด (Azimuth) ซึ่งจะมีความแรง (Gain) สูงสุดของสัญญาณในทิศทางของมุม 43 องศา, 161 องศา, 24 องศา, 67.5 องศา, 0 องศาและ 25 องศา และความกว้างคลื่นครึ่งกำลังมีทิศทางของมุม 66.6 องศา, 96.5 องศา, 52.4 องศา, 69.1 องศา, 67.5 องศา และ 19.7 องศา ส่วนระนาบ $y-z$ จะเป็นระนาบที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานในลักษณะมุมยก (Elevation) ซึ่งมีความแรง (Gain) สูงสุดของสัญญาณในทิศทางของมุม 21 องศา, 180 องศา และ 15 องศา ส่วนของแผ่พลังงานจากการจำลองแบบในระนาบ 3 มิติ ที่ความถี่ 3 GHz, 7 GHz, 10 GHz, 15 GHz, 20 GHz, และ 24 GHz จะเห็นว่า มีแบบรูปการแผ่พลังงานได้ดีที่มุม 46 องศา, 28 องศา, 1 องศา, 53 องศา, 119 องศา และ 159 องศา และความกว้างคลื่นครึ่งกำลังมีทิศทางของมุม 40.4 องศา, 23.4 องศา, 14.3 องศา, 22.9 องศา, 28.3 องศา และ 8.6 องศา ซึ่งจากรูปของผลการจำลองจะเห็นว่าที่ความถี่ต่ำ 3 GHz จะมีอัตราขยาย (Gain) ของสัญญาณประมาณ 3.075 dBi ความถี่ 7 GHz จะมีอัตราขยาย (Gain) ของสัญญาณประมาณ 5.207 dBi ความถี่ 10 GHz จะมีอัตราขยาย (Gain) ของสัญญาณประมาณ 5.690 dBi ที่ความถี่ 15 GHz จะมีอัตราขยาย (Gain) ของสัญญาณประมาณ 7.640 dBi ที่ความถี่ 20 GHz จะมีอัตราขยาย (Gain) ของสัญญาณประมาณ 6.150 dBi และที่ความถี่ 24 GHz มีอัตราขยาย (Gain) ของสัญญาณประมาณ 9.788 dBi โดยสังเกตได้จากระดับความเข้มของสีของแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ 3 มิติจะเป็นสีแดงเข้ม ดังภาพที่ 3.38 ส่วนทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสที่ความถี่ 3 GHz, 7 GHz, 10 GHz, 15 GHz, 20 GHz และ 24 GHz แสดงดังภาพที่ 3.39



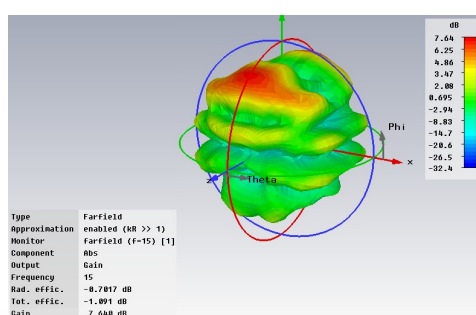
(ก) ความถี่ 3 GHz



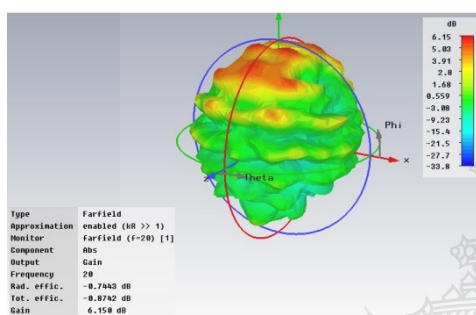
(ข) ความถี่ 7 GHz



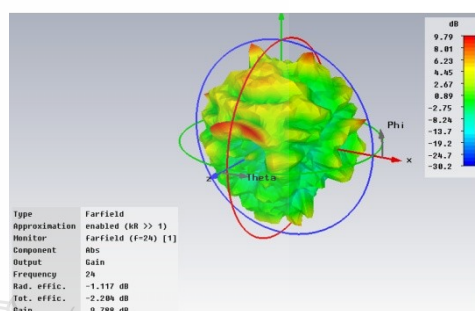
(ค) ความถี่ 10 GHz



(ง) ความถี่ 15 GHz

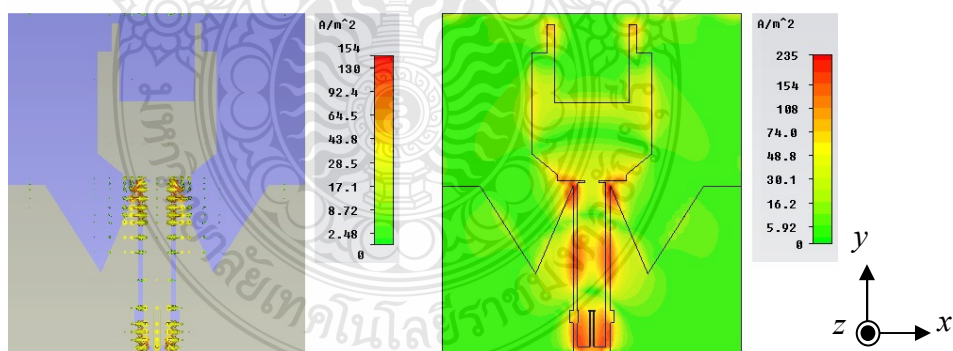


(จ) ความถี่ 20 GHz

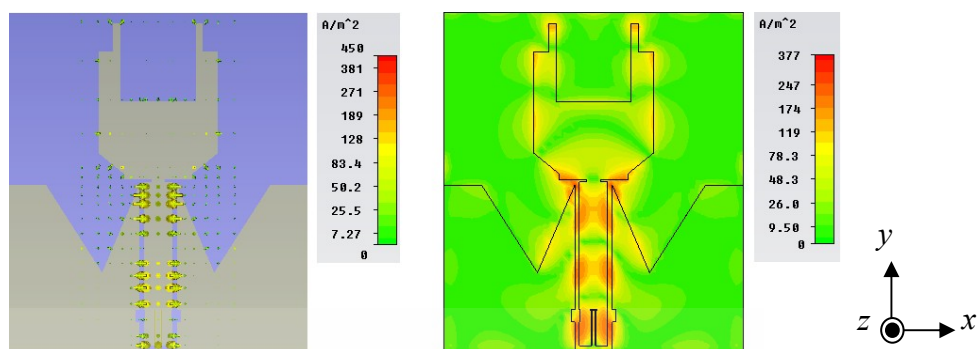


(ฉ) ความถี่ 24 GHz

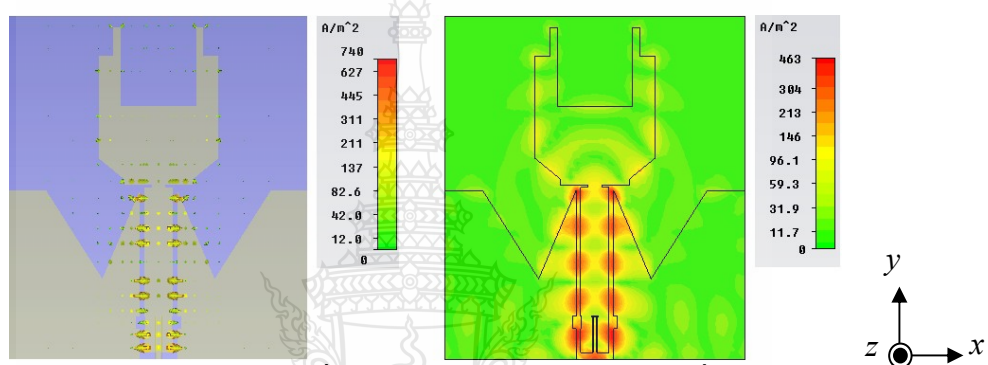
ภาพที่ 3.38 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศโมนิโพลรูปคบเพลิงที่ความถี่ 3 GHz, 7 GHz, 10 GHz, 15 GHz, 20 GHz, และ 24 GHz ในระนาบ 3 มิติ



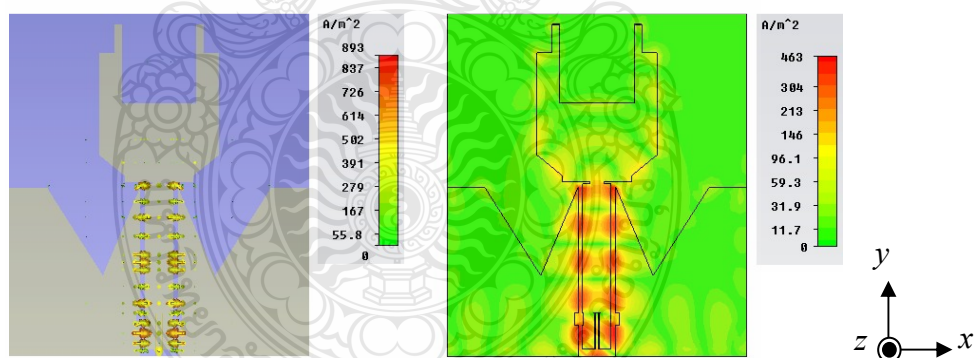
(ก) ทิศทางกระแสที่และความหนาแน่นกระแสความถี่ 3 GHz



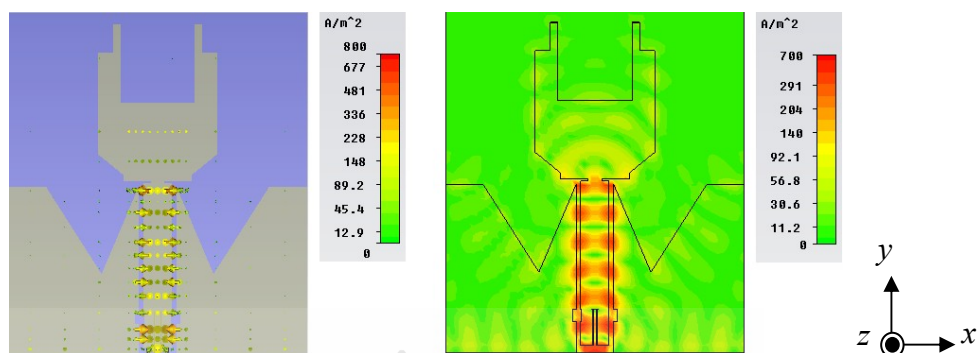
(จ) ทิศทางกระแสที่และความหนาแน่นกระแสความถี่ 7 GHz



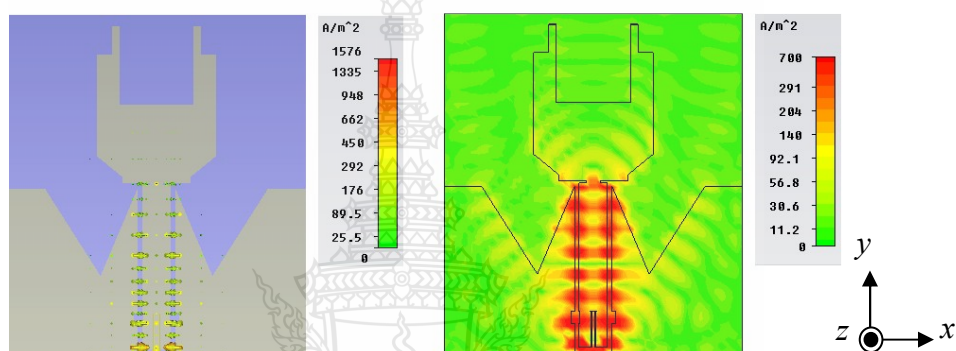
(ค) ทิศทางกระแสที่และความหนาแน่นกระแสความถี่ 10 GHz



(ง) ทิศทางกระแสที่และความหนาแน่นกระแสความถี่ 15 GHz



(จ) ทิศทางกระแสที่และความหนาแน่นกระแสความถี่ 20 GHz



(ฉ) ทิศทางกระแสที่และความหนาแน่นกระแสความถี่ 24 GHz

ภาพที่ 3.39 ทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสจากจำลองแบบของสายอากาศโมนโพลรูปคบเพลิงที่ความถี่ 3 GHz, 7 GHz, 10 GHz, 15 GHz, 20 GHz, และ 24 GHz

จากภาพที่ 3.38 - 3.39 การออกแบบปรับปรุงโครงสร้างสายอากาศโมนโพลรูปคบเพลิงรูปแบบใหม่นั้น ในช่วงความถี่กลางถึงความถี่สูงจะมีทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสที่มีการแผ่กระจายมากกว่าความถี่ต่ำ เกิดจากโครงสร้างสายอากาศที่ได้ออกแบบมาจะตอบสนองในช่วงความถี่ต่ำ แต่จะมีความผิดเพี้ยนช่วงความถี่สูงนั้น ส่งผลให้การแผ่พลังงานที่แตกต่างกันไป

ในการออกแบบสายอากาศแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานความถี่กว้างยิ่งนั้น หลักการสำคัญคือการทำให้สายอากาศนั้นมีการแมตซ์ที่ดีที่สุดและมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์มก่อนที่จะนำไปสร้างจริงเพื่อให้ได้สายอากาศที่ดีที่สุดซึ่งผลที่ได้จากการศึกษาสามารถสรุปได้ดังนี้

3.4 บทสรุป

สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบรูปคบเพลิงแบบใหม่ โดยเริ่มจากการใช้เทคนิคการเซาะร่องรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าร่วมกับการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้านโดยใช้ระเบียบวิธีเชิงประสพการณ์ร่วมกับโปรแกรม CST จนได้โครงสร้างสายอากาศต้นแบบดังภาพที่ 3.29 โดยโครงสร้างสายอากาศต้นแบบถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 ซึ่งขนาดความยาว (L) เท่ากับ 38 มม. ขนาดความกว้าง (W) เท่ากับ 45 มม. จากการปรับค่าเซาะร่องทำให้ได้ดังกล่าว ซึ่งได้ค่าตอบ สมองต่อความถี่ตั้งแต่ 155.90% (2.98 - 23.52 GHz) ดังแสดงภาพที่ 3.30 พบว่าช่วยให้ลดขนาดของสายอากาศ จากเดิมในงานวิจัย [9] ซึ่งมีขนาดสายอากาศเท่ากับ 40 x 50 มม.² ลดลงเหลือขนาดเท่ากับ 38 x 45 มม.² หรือสายอากาศที่ได้จากงานวิจัยนี้มีขนาดลดลงถึง 14.5% และมีแบนด์วิดท์เพิ่มจากงานวิจัยที่ [9] เท่ากับ 22.89%



บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 บทนำ

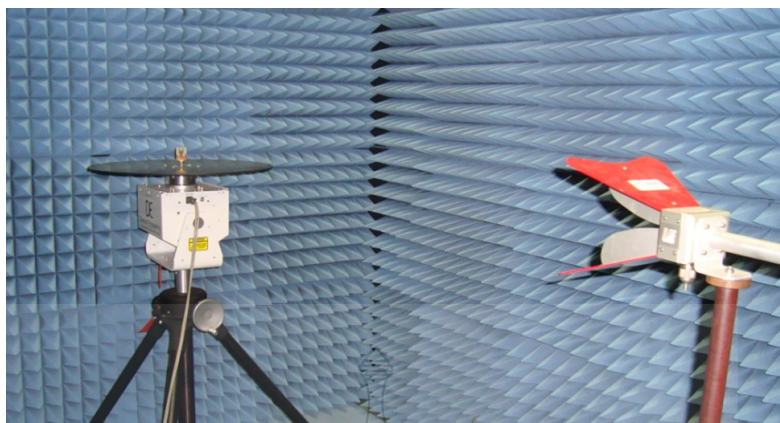
การออกแบบและสร้างส่วนประกอบต่างๆ ของสายอากาศคบเพลิงสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่งมาแล้ว นั้นจะต้องนำมาทำการทดลองเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งประกอบด้วยค่าการสูญเสียเนื่องจากลีบย้อนกลับ (S_{11}) อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) แบนด์วิดท์ ตลอดจนแบบรูปการกระจายคลื่นและอัตราการขยายของสายอากาศ

4.2 การทดสอบสายอากาศแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่ง

ในการทดลองเพื่อที่จะหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศนั้น ต้องใช้เครื่องมือในการทดสอบคือเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B แสดงดังภาพที่ 4.1 ในการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนคลื่นนิ่งและแบนด์วิดท์ของสายอากาศรูปคบเพลิงสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่ง ซึ่งการทดลองการต่อสายอากาศเข้ากับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) เพื่อวัดผลตอบสนองของสายอากาศที่สร้างขึ้นได้แสดงดังภาพที่ 4.2

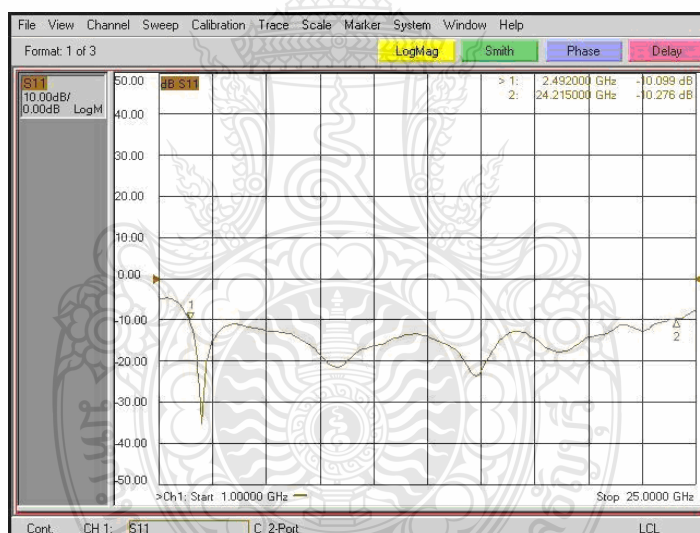


ภาพที่ 4.1 เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย



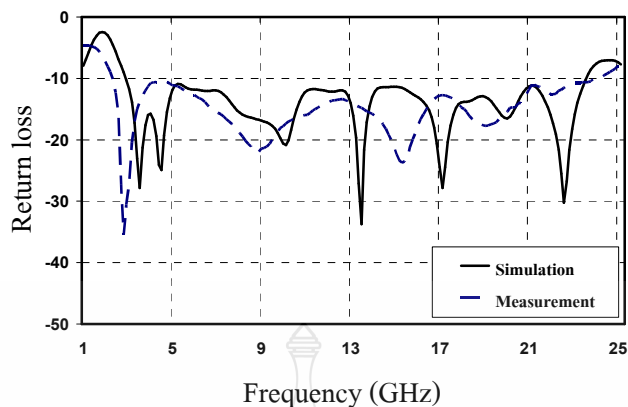
ภาพที่ 4.2 การทดสอบสายอากาศรูปคอบเพลิงต้นแบบ

4.2.1 ผลการทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11})



ภาพที่ 4.3 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศรูปคอบเพลิง

จากภาพที่ 4.3 เห็นได้ว่าสายอากาศรูปคอบเพลิงสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่งที่สร้างขึ้นมา จากการทดสอบจะได้เรโซแนนซ์ที่ย่านความถี่ 2.49 GHz ถึง 24.21 GHz ซึ่งมากกว่าความถี่ที่ได้จากการจำลองผล 5.52% โดยมีแนวโน้มที่สอดคล้องกันเมื่อนำไปเปรียบเทียบกับผลของค่าอิมพีแดนซ์เบนดิวคท์ ดังภาพที่ 4.4 และในส่วนที่ทำให้เห็นผลได้ชัดเจนมากขึ้น ดังแสดงตารางที่ 4.1



ภาพที่ 4.4 เปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองแบบของค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศรูปคอบเพลิง

ตารางที่ 4.1 เปรียบเทียบพารามิเตอร์ของสายอากาศระหว่างของผลการจำลองกับผลการวัดจริง

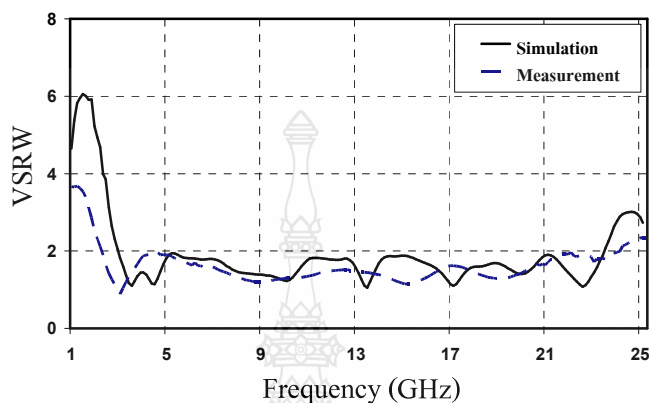
พารามิเตอร์ของสายอากาศ	f_c (GHz)	BW (GHz)	BW (%)	Gain (dBi)
ผลการจำลอง	13.25	20.54 (2.98 - 23.52)	155.90	6.03
ผลการวัดจริง	13.35	21.72 (2.49 - 24.21)	162.69	4.93

4.2.2 ผลการทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่งแรงดัน (VSWR)



ภาพที่ 4.5 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งแรงดัน (VSWR)

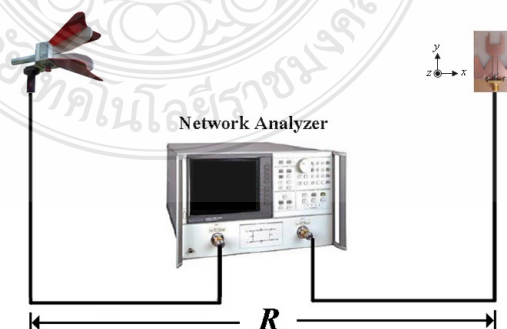
อัตราส่วนคลื่นนิ่งแรงดันของสายอากาศรูปคบเพลิง จากการวัดจริงดังภาพที่ 4.5 นั้นเห็นได้ว่าที่ย่านความถี่ตั้งแต่ 2.49 GHz ถึง 24.21 GHz มีค่าน้อยกว่า 2 ซึ่งเป็นค่ามาตรฐานที่สามารถใช้งานได้ เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับผลจำลองพบว่ามีแนวโน้มที่สอดคล้องกัน ดังแสดงภาพที่ 4.6



ภาพที่ 4.6 เปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองแบบของค่าแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) ค่าการของสายอากาศรูปคบเพลิง

4.2.3 การทดลองวัดอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลรูปคบเพลิง

การทดลองวัดอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลรูปคบเพลิง ได้ดังภาพที่ 4.7 เป็นวิธีที่ใช้สายอากาศทั้งสองตัว (Two-Antenna Method) สายอากาศที่ทำหน้าที่เป็นสายรับและอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่ง โดยมีลักษณะทุกอย่างที่เหมือนกันสามารถนำสมการมาคำนวณจากสมการที่ 4.1 โดยกำหนดหาที่ความถี่ 3 GHz และความถี่ 24 GHz คือ ส่วนแรกหาค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 3 GHz



ภาพที่ 4.7 การทดลองวัดอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลรูปคบเพลิง

$$L_f = 20 \log D + 20 \log f - 147.55 \quad (4.1)$$

$$G_r = P_r - P_t + L_f + L_{line} - G_t \quad (4.2)$$

โดยที่ P_r คือ กำลังงานที่รับ

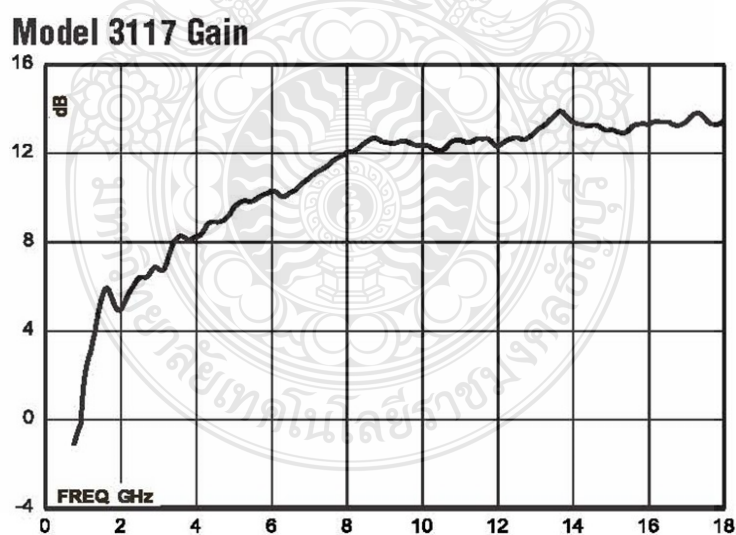
P_t คือ กำลังงานที่ส่ง

L_f คือ การสูญเสียในอากาศ

L_{line} คือ การสูญเสียในสายส่งและด้านรับ

G_t คือ อัตราขยายของสายอากาศส่ง

หาค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 3 - 18 GHz กำหนดหาค่าอัตราขยายของสายอากาศที่สร้างจากสมการที่ 4.1 โดยกำหนดให้ค่าคงจากการวัดจริงคือ ค่ากำลังงานที่ส่ง P_t เท่ากับ 0 dBm และค่าการสูญเสียในสายส่งและด้านรับ L_{line} เท่ากับ 6.47 dB ในส่วนค่าการสูญเสียในอากาศที่มีระยะห่าง 2 เมตร ค่าอัตราขยายของสายอากาศส่งจากกราฟที่ 4.8 และค่าของกำลังงานที่รับจากการวัดจริงจากตารางที่ 4.2

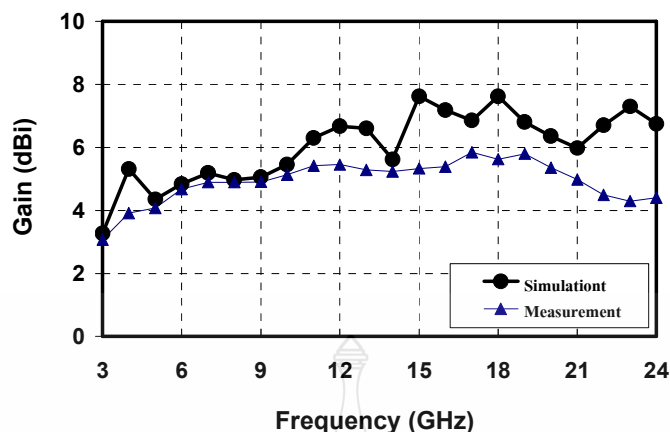


ภาพที่ 4.8 ค่าอัตราขยายของสายอากาศส่ง

ตารางที่ 4.2 ค่าของกำลังงานที่รับจากการวัดจริง

f (GHz)	G_r (dB)	P_r (dBm)	L_f (dB)	G_r (dB)
3	6.5	-44.92	48.01	3.06
4	8.2	-45.87	51.51	3.91
5	9.1	-45.74	52.44	4.07
6	10.2	-45.63	54.03	4.67
7	10.7	-46.25	55.37	4.89
8	12	-46.31	56.53	4.91
9	12.5	46.62	57.55	4.90
10	12.3	-47.51	58.47	5.13
11	12.5	-47.84	59.29	5.42
12	10.9	-50.17	60.05	5.45
13	12.7	-49.23	60.74	5.28
14	13.3	-49.33	61.39	5.23
15	13	-50.13	61.99	5.33
16	13.2	-50.44	62.55	5.38
17	13.2	-50.50	63.07	5.84
18	13.3	-51.83	63.57	4.91

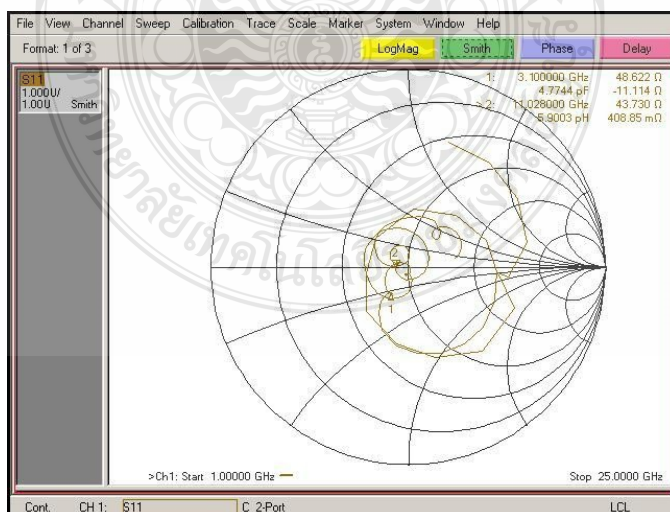
ในส่วนของการเปรียบเทียบของค่าอัตราขยายจากการจำลองแบบกับผลการวัดของสายอากาศสร้างจริง โดยเริ่มที่ความถี่ 3 GHz มีค่าอัตราขยาย 3.26 dB จนถึงความถี่ 24 GHz มีค่าอัตราขยาย 4.41 dB มีค่าอัตราขยาย 4.93 dB แสดงดังภาพที่ 4.9



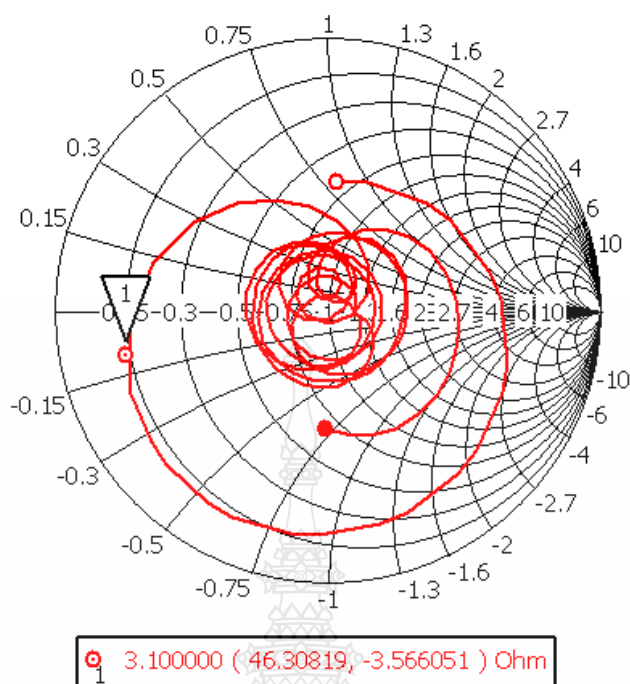
ภาพที่ 4.9 เปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองแบบของค่าอัตราขยายสายอากาศรูปคบเพลิง

4.2.4 ผลการทดสอบอินพุตอิมพีแดนซ์

ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศรูปคบเพลิงนั้น จะแสดงในรูปค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศต้นแบบในรูปของสมิทชาร์ต (Smith Chart) โดยทำการเปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองแบบของค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ โดยใช้ช่วงความถี่ต่ำ 3.10 GHz ในส่วนค่าของผลการวัดของอินพุตอิมพีแดนซ์จะได้ค่าความต้านทานและค่าประจุคือ 48.62 โอห์ม และ -11.11 โอห์ม ด้านการจำลองแบบของค่าอินพุตอิมพีแดนซ์เป็นค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำคือ 46.30 โอห์ม และ -3.56 โอห์ม พบว่ามีค่าที่สอดคล้องกัน แสดงดังภาพที่ 4.10 และ 4.11



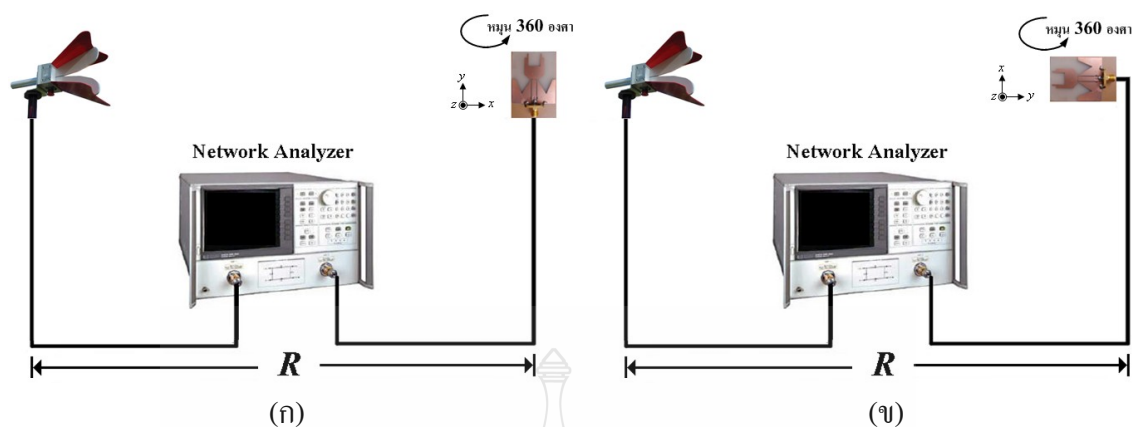
ภาพที่ 4.10 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จากการวัดผลของสายอากาศรูปคบเพลิง



ภาพที่ 4.11 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จากการจำลองผลของสายอากาศรูปคอบเพลิง

4.2.5 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศสร้างจริง

แบบรูปการแผ่พลังงานสำหรับสายอากาศรูปเขากวางรูปคอบเพลิงร่วมในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีการใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่ง ความถี่ที่ใช้งานในการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานซึ่งได้แก่ ความถี่ 3 GHz, 10 GHz และ 24 GHz ตามลำดับส่วนเครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดจะประกอบด้วย เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B ร่วมกับโปรแกรมแสดงค่าการแผ่พลังงาน สามารถวัดได้ทั้งกำลังและความถี่ในย่านแถบความถี่ที่ออกแบบ โดยปรับความถี่รับที่ความถี่ 3 GHz, 10 GHz และ 24 GHz โดยการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศ แบบระนาบร่วมแบบบนพื้นที่โล่งใช้ความสูงของเสาส่งและเสารับจากพื้น 1.2 เมตรและระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและรับ 2 เมตร สายนำสัญญาณทั้งด้านส่งและรับยาวด้านละ 5 เมตรแสดงดัง ภาพที่ 4.12 โดยใช้การปรับระนาบที่ด้านรับครั้งละ 5 องศา เพื่อดูค่าความแตกต่างของสัญญาณที่สายอากาศสามารถรับได้ในแต่ละระนาบ โดยจะทำการทดสอบสายอากาศแบบระนาบร่วมทั้งแบบมุมยก (Elevation) และแบบมุมกวาด (Azimuth)

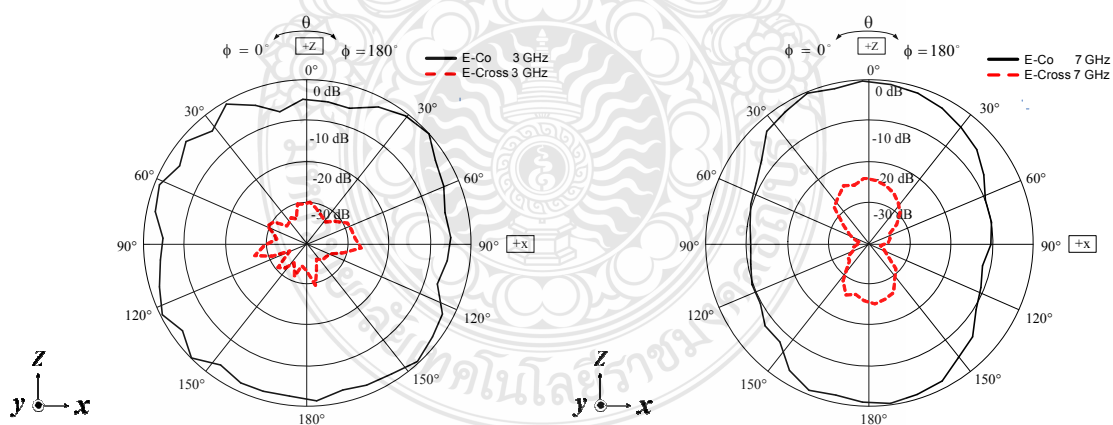


ภาพที่ 4.12 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศแบบระนาบร่วมที่มีการเพิ่มสัดรูปเขากวาง

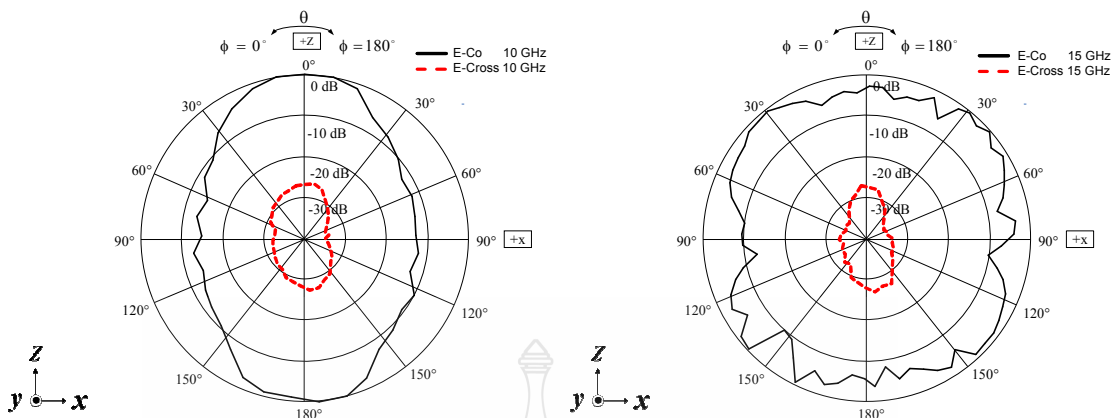
(ก) การหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันร่วม (Co-Polarization)

(ข) การหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันไขว้ (Cross-Polarization)

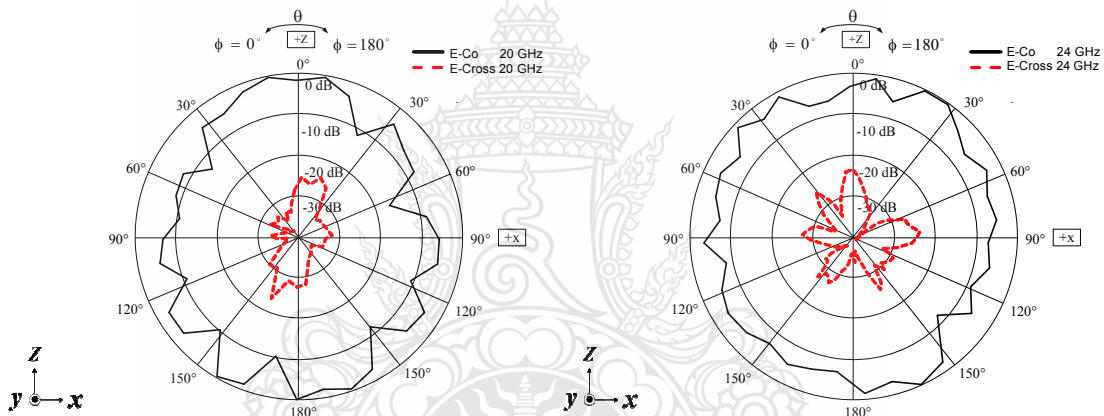
จากภาพที่ 4.12 การทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของการหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันร่วม (Co-Polarization) และการหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันไขว้ (Cross-Polarization) ดังแสดงภาพที่ 4.13 - 4.18



ภาพที่ 4.13 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 3 GHz และ 7 GHz



ภาพที่ 4.14 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 10 GHz และ 15 GHz

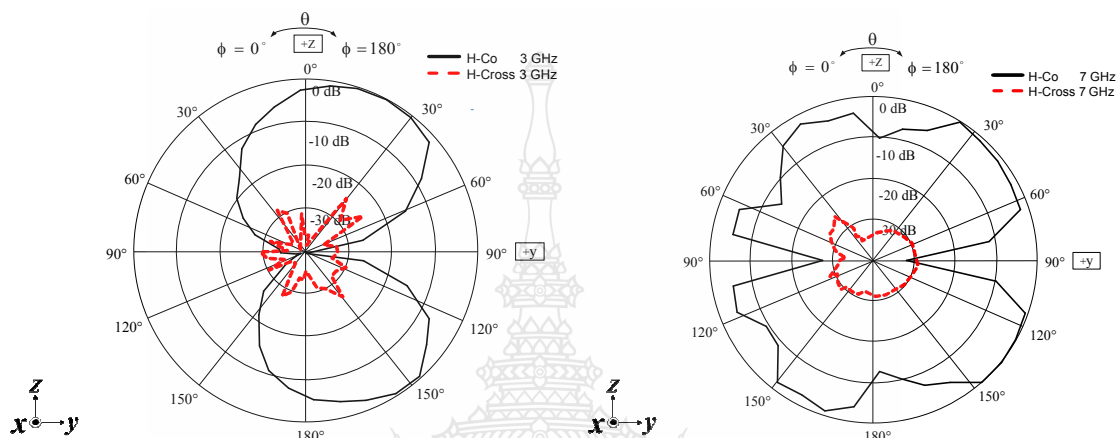


ภาพที่ 4.15 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 20 GHz และ 24 GHz

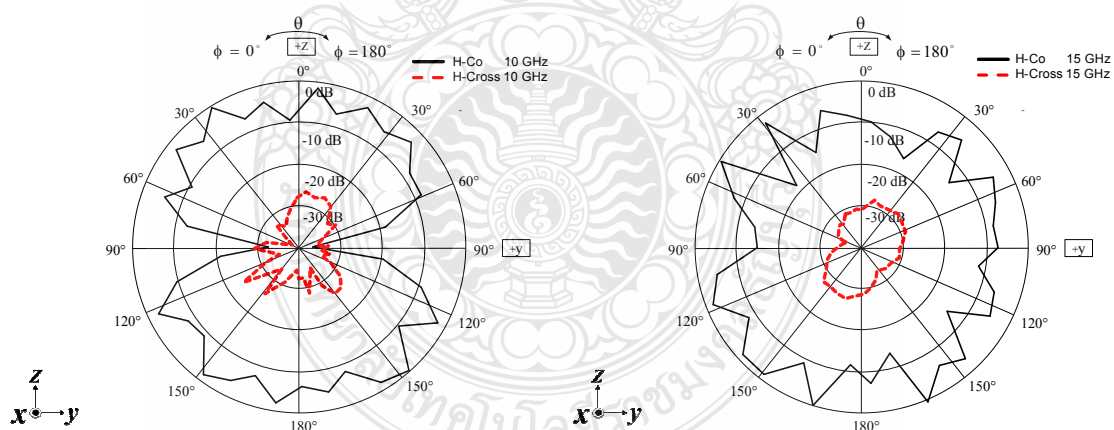
จากภาพที่ 4.13 โพลาริเซชันร่วมสำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ x-z ที่ความถี่ 3 GHz จะมีทิศทางของมุม 41 องศา และ 7 GHz จะมีทิศทางของมุม 2 องศา ส่วนโพลาริเซชันไขว้สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ y-z ที่ความถี่ 3 GHz จะมีทิศทางของมุม 112 องศา และ 7 GHz จะมีทิศทางของมุม 27 องศา ซึ่งมีค่าน้อยกว่าประมาณ -27 dB และ -26 dB

จากภาพที่ 4.14 โพลาริเซชันร่วมสำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ x-z ที่ความถี่ 10 GHz จะมีทิศทางของมุม 0 องศา และ 15 GHz จะมีทิศทางของมุม 30 องศา ส่วนโพลาริเซชันไขว้สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ y-z ที่ความถี่ 10 GHz จะมีทิศทางของมุม 20 องศา และ 5 GHz จะมีทิศทางของมุม 27 องศา ซึ่งมีค่าน้อยกว่าประมาณ -26 dB และ -23 dB

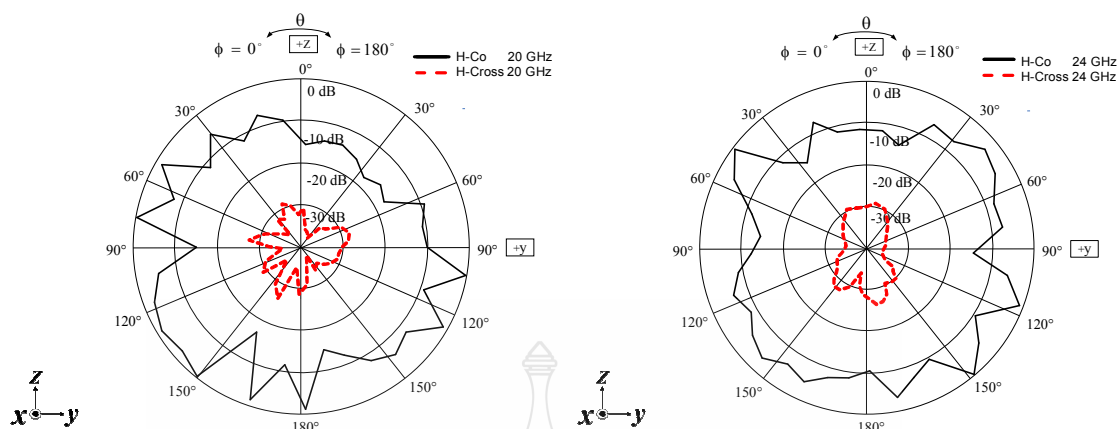
จากภาพที่ 4.15 โพลาริเซชันร่วมสำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ $x-z$ ที่ความถี่ 20 GHz จะมีทิศทางของมุม 180 องศา และ 24 GHz จะมีทิศทางของมุม 21 องศา ส่วนโพลาริเซชันไขว้สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ $y-z$ ที่ความถี่ 20 GHz จะมีทิศทางของมุม 193 องศา และ 24 GHz จะมีทิศทางของมุม 0 องศา ซึ่งมีค่าน้อยกว่าประมาณ -22 dB และ -24 dB



ภาพที่ 4.16 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 3 GHz และ 7 GHz



ภาพที่ 4.17 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 10 GHz และ 15 GHz



ภาพที่ 4.18 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 20 GHz และ 24 GHz

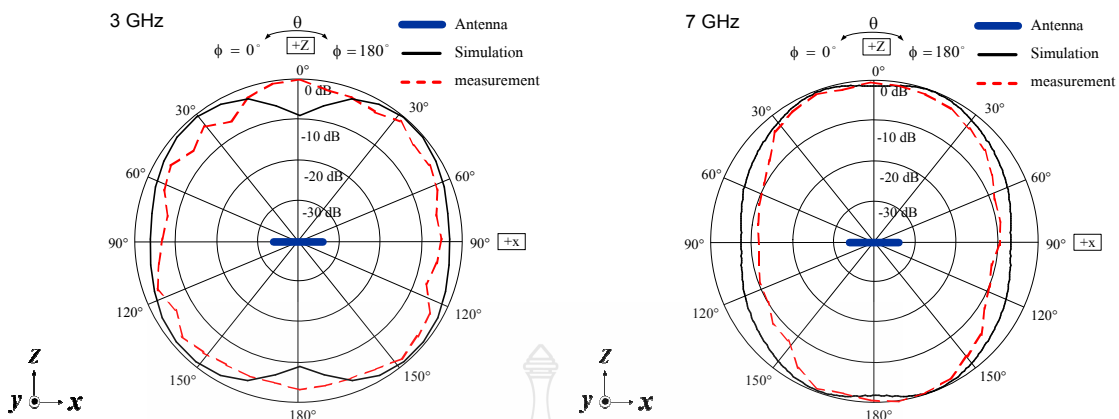
จากภาพที่ 4.16 โพลาริเซชันร่วมสำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ $x-z$ ที่ความถี่ 3 GHz จะมีทิศทางของมุม 20 องศา และ 7 GHz จะมีทิศทางของมุม 163 องศา ส่วนโพลาริเซชันไขว้สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ $y-z$ ที่ความถี่ 3 GHz จะมีทิศทางของมุม 30 องศา และ 7 GHz จะมีทิศทางของมุม 330 องศา ซึ่งมีค่าน้อยกว่าประมาณ -23 dB และ -25 dB

จากภาพที่ 4.17 โพลาริเซชันร่วมสำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ $x-z$ ที่ความถี่ 10 GHz จะมีทิศทางของมุม 145 องศา และ 15 GHz จะมีทิศทางของมุม 162 องศา ส่วนโพลาริเซชันไขว้สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ $y-z$ ที่ความถี่ 10 GHz จะมีทิศทางของมุม 230 องศา และ 15 GHz จะมีทิศทางของมุม 198 องศา ซึ่งมีค่าน้อยกว่าประมาณ -24 dB และ -27 dB

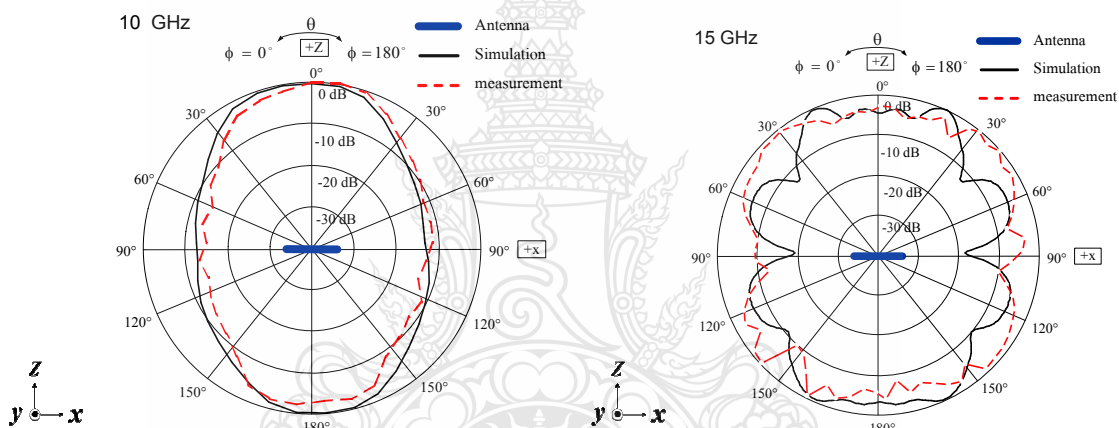
จากภาพที่ 4.18 โพลาริเซชันร่วมสำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ $x-z$ ที่ความถี่ 20 GHz จะมีทิศทางของมุม 210 องศา และ 24 GHz จะมีทิศทางของมุม 148 องศา ส่วนโพลาริเซชันไขว้สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ $y-z$ ที่ความถี่ 20 GHz จะมีทิศทางของมุม 201 องศา และ 24 GHz จะมีทิศทางของมุม 170 องศา ซึ่งมีค่าน้อยกว่าประมาณ -26 dB และ -25 dB

ในส่วนการแสดงผลการเปรียบเทียบการจำลองกับการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบ $x-z$ (ระนาบ E) และระนาบ $y-z$ (ระนาบ H) ของย่านความถี่ 3 GHz, 7 GHz, 10 GHz, 15 GHz, 20 GHz และ 24 GHz

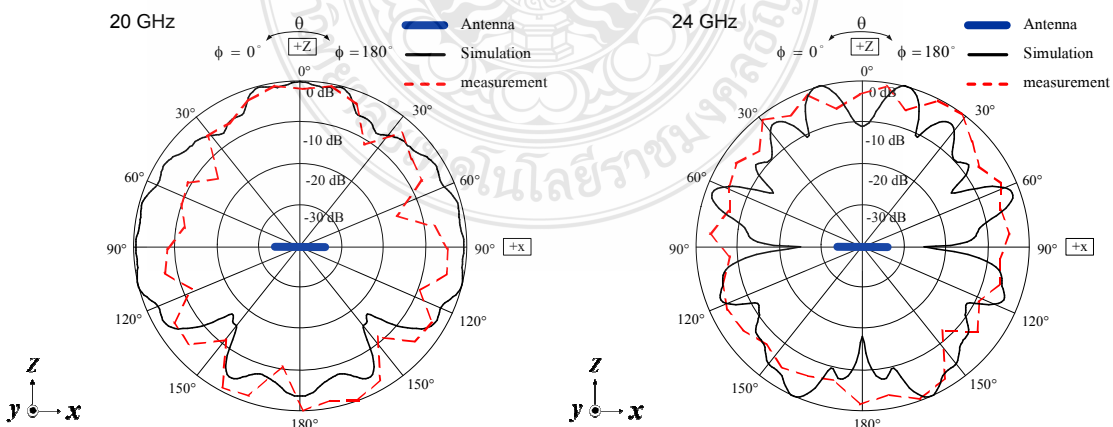
ลักษณะแรกแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบ $x-z$ (ระนาบ E) คือการหมุนสายอากาศแบบระนาบร่วมไปในมุมกวาด (Azimuth) โดยจะหมุนกวาดทางด้านขวาตั้งแต่ 0 ถึง 360 องศาซึ่งจะปรับมุมเพิ่มขึ้นทีละ 5 องศาแสดงดังภาพที่ 4.19 - 4.21



ภาพที่ 4.19 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 3 GHz และ 7 GHz

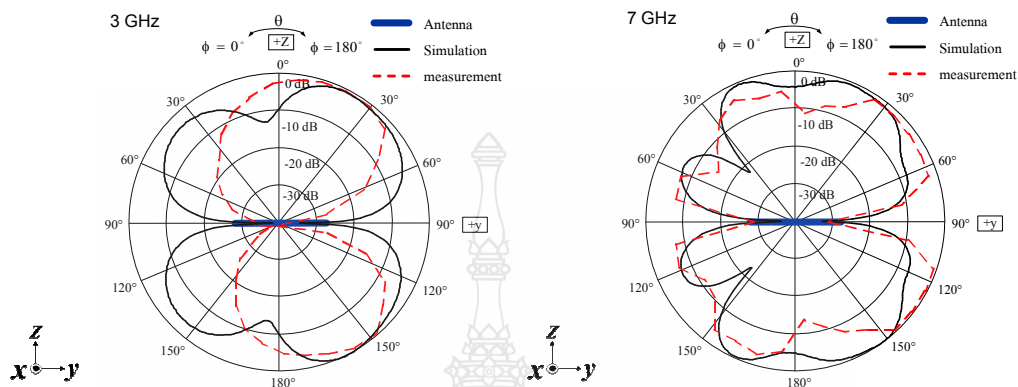


ภาพที่ 4.20 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 10 GHz และ 15 GHz

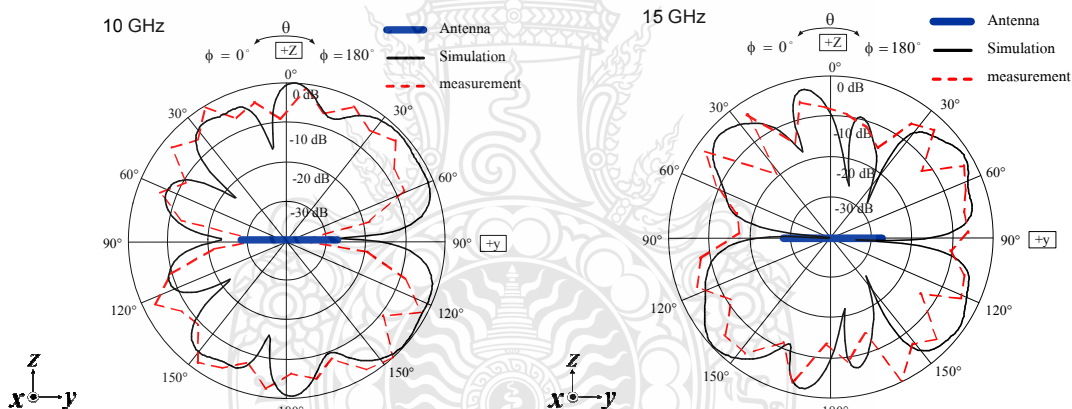


ภาพที่ 4.21 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 20 GHz และ 24 GHz

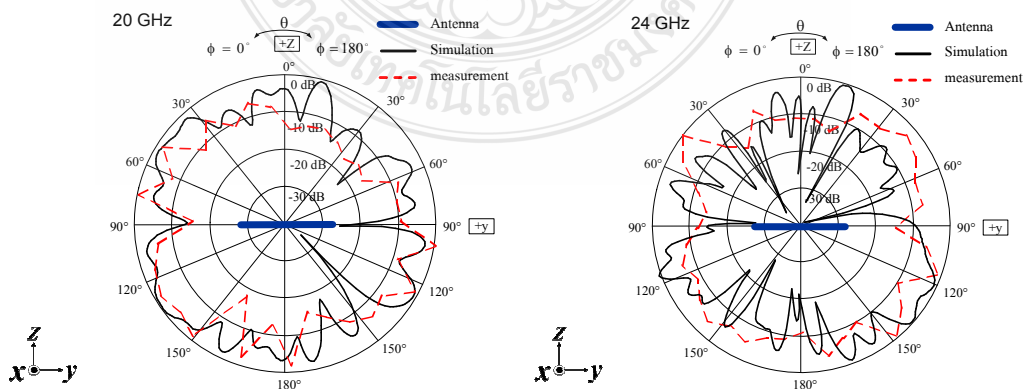
ลักษณะที่สองแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบ y-z (ระนาบ H) คือการหมุนสายอากาศแบบ
 ระบายร่วมไปในมุมยก (Elevation) โดยจะหมุนกวาดทางด้านบนตั้งแต่ 0 ถึง 360 องศาโดยปรับมุม
 เพิ่มขึ้นทีละ 5 องศาแสดงดังภาพที่ 4.22 - 4.24



ภาพที่ 4.22 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 3 GHz และ 7 GHz



ภาพที่ 4.23 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 10 GHz และ 15 GHz



ภาพที่ 4.24 การทดสอบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 20 GHz และ 24 GHz

การวัดแบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation Pattern) ของสายอากาศสร้างจริงและนำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองแบบ โดยจะทำการวัดที่ความถี่ 3 GHz, 7 GHz 10 GHz, 15 GHz, 20 GHz และ 24 GHz พบว่าสายอากาศมีการแผ่พลังงานในรูปแบบสนามไฟฟ้า (E-Plane) ระนาบ x-z และรูปแบบสนามแม่เหล็ก (H-Plane) ระนาบ y-z มีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bidirectional) พบว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงานมีลักษณะสอดคล้องกัน

4.3 สรุปผลของการทดสอบจริง

การจำลองแบบและการวัดมาเปรียบเทียบเพื่อศึกษาพฤติกรรมด้านต่างๆ ซึ่งผลการเปรียบเทียบ พบว่าค่าผลลัพธ์ทั้ง 2 คือ ผลของ $SWR \leq 2$ และ $S_{11} \leq -10dB$ มีแนวโน้มที่สอดคล้องกันดังแสดงในภาพที่ 4.4 และ 4.6 คือค่าแบนด์วิดท์สามารถรองรับช่วงความถี่ใช้งานตั้งแต่ 2.49 GHz ถึง 24.21 GHz โดยแสดงผลตอบสนองความถี่ช่วงการใช้งานอยู่ในรูปแบบของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) จากผลลัพธ์ค่า VSWR ค่าอัตราขยายจากการวัดมีค่าเฉลี่ยตลอดย่านความถี่ใช้งานเท่ากับ 4.93 dBi ในรูปแบบของสมิทชาร์ท (Smith Chart) มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ใกล้เคียง 50 โอห์ม คือ มีค่าเท่ากับ 48.62 โอห์ม และ -11.11 โอห์ม และการแผ่กระจายคลื่นมีรูปแบบใกล้เคียงกันคือ มีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bidirectional) แต่ในส่วนของรูปร่างที่ไม่สอดคล้องกันบางส่วน เกิดจากการออกแบบการสร้างสายอากาศจริงนั้นไม่สามารถสร้างขนาดได้ตรงกับขนาดจริงได้เนื่องจากบางส่วนของสายอากาศมีขนาดเล็กมาก จึงทำให้รูปแบบการแผ่กระจายคลื่นผิดเพี้ยนไปและบางครั้งนั้นการบัดกรีที่หัวคอนเนคเตอร์ (SMA Connector) ที่ใช้ร่วมกับสายนำสัญญาณที่มีความยาวมากนั้น ก็มีผลเช่นกันสำหรับการแผ่กระจายคลื่นทั้งในสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กแต่ก็สามารถนำสายอากาศรูปแบบนี้ไปประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่กว้างยิ่ง

บทที่ 5

บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการเพิ่มแบนด์วิดท์และลดขนาดของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบด้วยการเจาะช่องที่ระนาบสร้างเงา เพื่อรองรับโครงข่ายการสื่อสารไร้สาย (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), IEEE 802.16d 5.8 GHz (5.7 - 5.9 GHz), IEEE 802.15.3a (3.1 - 10.6 GHz) และ IEEE 802.16a (2 - 11 GHz)

5.1 สรุปผลการวิจัย

5.1.1 การเพิ่มขนาดแบนด์วิดท์และการลดขนาดของสายอากาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเทคนิคการปรับโครงสร้างสายอากาศแบบระนาบเพื่อปรับขยายแบนด์วิดท์และรวมถึงการลดขนาดของตัวสายอากาศ โดยเทคนิคดังกล่าวได้ศึกษาตำแหน่งของการเจาะช่องที่ได้จากการวิเคราะห์ในสวนทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแส บน โครงสร้างสายอากาศที่ได้จากผลการจำลองแบบในช่วงความถี่ 2 GHz และความถี่ 11 GHz ของตัวสายอากาศต้นแบบ โดยอาศัยการประยุกต์ใช้รูปทรงเลขาคณิตต่างๆ กล่าวคือ การเจาะช่องรูปตัวไอแบบแนวตั้ง รูปตัวไอแบบแนวนอน รูปสามเหลี่ยมและรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ร่วมกับการเจาะช่องที่ระนาบสร้างเงา ใกล้กับจุดป้อนสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ารูปครึ่งวงกลม และช่องรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่า โดยเทคนิคจากการศึกษาวิเคราะห์ทิศทางกระแสและความหนาแน่นกระแสที่ได้จากการผลจำลองแบบดังกล่าวนี้ พบว่าการเจาะช่องสลับรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าร่วมกับการเจาะช่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า มีผลทำให้ค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศกว้างมากขึ้นคือมีเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้น 22.86% และสามารถรองรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่ในเครือข่ายการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน 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), IEEE 802.16d 5.8 GHz (5.7 - 5.9 GHz), IEEE 802.15.3a (3.1 - 10.6 GHz) และ IEEE 802.16a (2 - 11GHz) อีกทั้งยังสามารถช่วยลดขนาดของตัวสายอากาศให้มีขนาดเล็กลงกว่างานวิจัยที่ผ่านมา [9] คือ 14.5% และ [33] คือ 7.77%

5.1.2 แบบรูปการแผ่พลังงานและอัตราการขยายพลังงานของสายอากาศ

สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบที่มีการเซาะร่องสลับรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าร่วมกับการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า จากผลการจำลองแบบและผลการวัดจริง พบว่าค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันมีค่าต่ำกว่า 2 ($VSWR \leq 2$) และ ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ($S_{11} \leq -10$ dB) ที่มีค่าอิมพีแดนซ์เบนซ์วิตท์เท่ากับ 21.60 GHz (2.49 - 24.09 GHz) ผลลัพธ์ของทิศทางแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ 3 GHz, 7 GHz 10 GHz, 15 GHz, 20 GHz และ 24 GHz พบว่ามีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันตลอดช่วงแบนด์วิดท์ใช้งาน มีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bidirectional) และในส่วนของค่าอัตราการขยายเริ่มที่ความถี่ 3 GHz มีค่าอัตราขยาย 3.26 dB จนถึงความถี่ 18 GHz มีค่าอัตราขยาย 4.91 dB มีค่าอัตราขยายเฉลี่ย 3.59 dB ซึ่งค่าอัตราขยายมีค่าแตกต่างกันสาเหตุ เกิดจากการสูญเสียจากหัวต่อและสายนำสัญญาณในสายด้านส่งและด้านรับ โดยมีค่าเฉลี่ยตลอดย่านความถี่ใช้งานเท่ากับ 4.93 dBi

5.2 ข้อเสนอแนะ

5.2.1 การพัฒนาโครงสร้างสายอากาศ

5.2.1.1 โครงสร้างสายอากาศในรูปแบบอนาคตควรศึกษาการเพิ่มสลับปรับจูนรูปทรงเรขาคณิตต่างๆ ที่ตัวสายอากาศ

5.2.1.2 โครงสร้างสายอากาศควรศึกษาการปรับจูนการเซาะร่องรูปทรงเรขาคณิตต่างๆ ที่ระนาบสร้างเงา

5.2.1.3 ควรศึกษาเกี่ยวกับการแผ่นวงจรพิมพ์และหัวคอนเนคเตอร์ (SMA Connector) ที่มีคุณสมบัติที่ตอบสนองการใช้งานย่านความถี่สูงได้เป็นอย่างดี

5.2.1.5 ควรศึกษาเกี่ยวกับการปรับเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ โดยสังเกตจากทิศทางของกระแสร่วมกับความหนาแน่นกระแสที่มีผลต่อการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยใช้วิธีการเพิ่มสลับปรับจูนที่ระนาบสร้างเงาและตัวของสายอากาศ

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] S. K.Sharma, S. K.Rajgopal, "Investigation on Ultra Wide Bandwidth Pentagon Shape Microstrip Slot Antenna Backed by Reflection Sheet for Directional Radiation Pattern," **URSI GA2008**, Chicago, August 16, 2001.
- [4] J. N. Li, H. D. Chen, L. J. Yen, and W. S. Chen, "An UWB Square Slot Antenna with an Offset Rectangular Tuning Stub," **ISCOM2005**, Taiwan, 20-22, November, 2005.
- [5] S. Promwong, J. I. Takada, P. Supanakoon, M. Chamcoy, P. Rawiwan, P. Tangtisanon, "Three Dimensional FDTD Analysis of a Trapezoidal Antenna for Ultra Wideband Radio Applications," **Thammasat Int.J.Sc.Tech.**, Vol.8, No.4, 2003.
- [6] H. M. Zamel, A. M. Attiya and E. A. Hashish, "Design of Compact UWB Planar Antenna with Band-Notch Characterization," **NRSC 2007**, Egypt, 13-15 March, 2007.
- [7] Y. C. Lin, and K. J. Hung, "Compact Ultra wideband Rectangular Aperture Antenna and Band-Notch Designs," **IEEE Transactions on Antennas and Progression**, Vol.54, No.11, November 2006.
- [8] Z. Li, C. X. Zhang, G. M. Wang and W. R. Su, "Design on CPW-Fed Aperture Antenna for Ultra-WideBand Applications," **Progress In Electromagnetics Research C**, Vol.2, 2008.
- [9] W. Naktong, B. Kaewchan, A. Namsang, and A. Ruengwaree, "Bidirectional Antenna on Flambeau-Shape," **International Symposium on Antennas Propagation (ISAP2010)**, macao, China, 23-26 Nov. 2010. pp. 17-20.
- [10] A. A. Heidari, M. Heyrani, and M. Nakhkash, "A Dual-Band Circularly Polarized Stub Loaded Microstrip Patchantenna for GPS Applications," **Progress In Electromagnetics Research PIER92**, 2009. pp. 195-208.
- [11] C. J. Wang, and C. H. Lin, "A Circularly Polarized Quasi-Loop Antenna," **Progress In Electromagnetics Research PIER84**, 2008. pp. 333-348.

- [12] R. Chair, A. A. Kishk, K. F. Lee, C. E. Smith, and D. Kajfez, "Microstrip Line and CPW-Fed Ultra-Wideband Slot Antennas with U-Shaped Tuning Stub and Reflector," **Progress In Electromagnetics Research, PIER56**, 2006. pp. 163-182.
- [13] Q. Wu, R. Jin, and J. Geng, "Pulse Preserving Capabilities of Printed Circular disk Monopole Antennas with Different Substrates," **Progress In Electromagnetics Research, PIER78**, 2008. pp. 349-360.
- [14] Y. Song, Y. C. Jiao, G. Zhao, and F. S. Zhang, "Multiband CPW-Fed Triangle-Shaped Monopole Antenna for Wireless Application," **Progress In Electromagnetics Research, PIER70**, 2007. pp. 329-336.
- [15] L. M. Si and X. Lv, "CPW-fed Multi-band Omni-Directional Planar Microstrip Antenna using Composite Metamaterial Resonators for Wireless Communications," **Progress In Electromagnetics Research, PIER83**, 2008. pp. 133-146.
- [16] R. Chair, A. A. Kishk, K. F. Lee, C. E. Smith, and D. Kajfez, "Microstrip Line and CPW-fed Ultra wideband Slot Antennas with U-Shaped Tuning Stub and Reflector," **Progress In Electromagnetics Research, PIER56**, 2006. pp. 163-182.
- [17] C. M. Wu., "Dual-band CPW-fed cross-slot monopole antenna for WLAN operation," **Microwaves, Antennas & Propagation, IET**, Vol 1, April 2007. pp.542 - 546.
- [18] W. C. Liu and, C. F. Hsu., "Dual-band CPW-fed Y-shaped monopole antenna for PCS/WLAN application," **Electronics Letters**, Vol 41, 31 March 2005, pp.390.
- [19] Wen-Shan Chen, Y. C. Chang, H. T. Chen, F. S. Chang, and H. C. Su., "Novel Design of Printed Monopole Antenna for WLAN/WiMAX Applications," **Antennas and Propagation Society International Symposium**, 2007 IEEE, 9-15 June 2007. pp. 3281.
- [20] ไกรสร สาริชา, สายอากาศร่องสามเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบ แฉกความถี่กว้าง, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะ วิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระเจ้าเกล้าพระนครเหนือ, 2549
- [21] R. Chair, A. A. Kishk, and K. F. Lee, "Ultrawide-band Coplanar Waveguide-Fed Rectangular Slot Antenna," **IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS**, VOL. 3, 2004.

- [22] รัฐพล จินะวงศ์ และ อำนวย เรืองวาริ, “การพัฒนาสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง,” การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 32 (EECON-32), นครนายก, 2552.
- [23] B. Kaewchan, W. Naktong and A. 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, 29-2 November 2010.
- [24] สุวัฒน์ สกฤษชาติ และ อำนวย เรืองวาริ, “สายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสัดบรูปสี่เหลี่ยมคางหมูสำหรับการใช้งานเครือข่ายไร้สาย,” การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 32 (EECON-32), นครนายก, 2552.
- [25] สามารถ โกลาพานิชย์ และ อำนวย เรืองวาริ, “สายอากาศแบบช่องเปิดร่องป้อนด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมที่ปรับจูนด้วยสัดบรูปครกสำหรับการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง,” การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 32 (EECON-32), นครนายก, 2552.
- [26] เอกพล ย่างสุขและเบญจวรรณ ศรีสูงเนิน, สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดสัดบคู่ย่านไมแมกซ์, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน, 2552.
- [27] บัณฑิต โรจน์อารยานนท์. วิศวกรรมไมโครเวฟ. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ: จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2539.
- [28] C. A. Balanis, **Antenna Theory**, 2nd Edition, New York, John Wiley & Son, Inc., 1982.
- [29] อุเทน มูลสันเทียะ, เอกชัย พิริยะ ประภาศ และทวิศักดิ์ แก่สันเทียะ, สายอากาศแบบแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่งยวด, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน, 2552.
- [30] สุวัฒน์ สกฤษชาติ, “สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการจูนสัดบการใช้งานเครือข่ายไร้สาย,” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2552.
- [31] รองศาสตราจารย์ ดร. ประยูทธ อัครเอกฉាលิน, การออกแบบวงจรไมโครเวฟ. กรุงเทพฯ: มิสเตอร์ ก๊อปปี้, 2550.

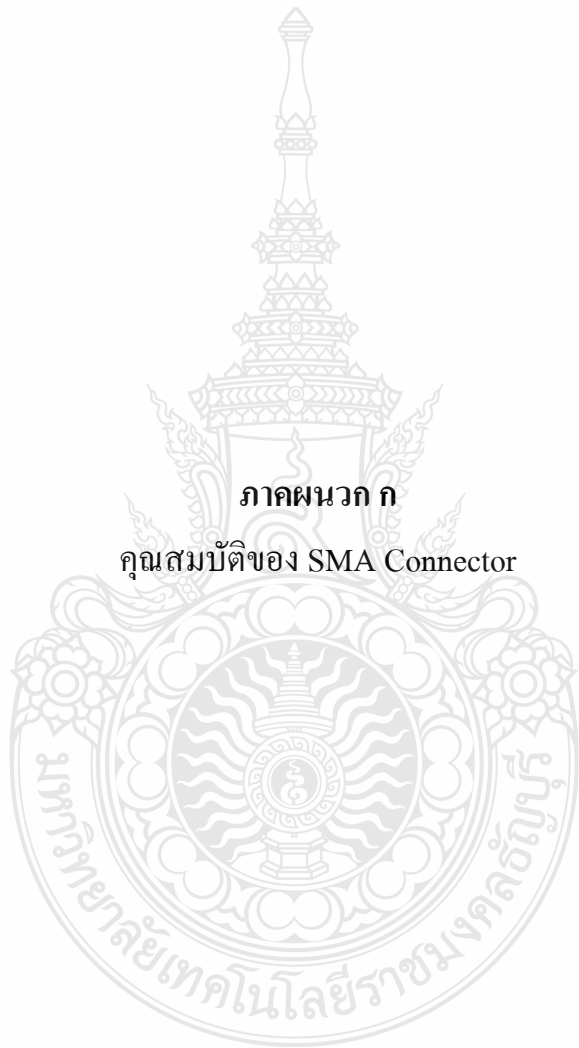
- [32] คมสันต์ กาญจนสิทธิ์, สายอากาศแพทช์สี่เหลี่ยมผืนผ้าแถบความถี่กว้างโดยปรับปรุงช่องเปิดรูปตัวยูใช้การเพิ่มโหนดช่องเปิด, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าคณะวิศวกรรมศาสตร์, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระเจ้าเกล้าพระนครเหนือ, 2547.
- [33] วัชรพล นาคทอง, เสกสรรค์ พลศรี, สราวุธ ศรีวิไล และ อำนวย เรืองวาริ, “การศึกษาการปรับรูปร่างของสายอากาศแบบโมโนโพลด้วยเทคนิคการเซาะร่อง สำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง,” การประชุมวิชาการสหวิทยาการเพื่อการพัฒนาอย่างยั่งยืน มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ วิทยาเขตภูเก็ตแห่งประเทศไทย, ครั้งที่ 3, สงขลา, ประเทศไทย, 17-19 กันยายน 2553.
- [34] วัชรพล นาคทอง คณะวัดติ เนืองวงษา สราวุธ ทดนาที จุฑาพร มากอยู่ และ อำนวย เรืองวาริ “การศึกษาการเพิ่มจุดปรับจูนรูปสามเหลี่ยมร่วมกับการเซาะร่องกราวด์รูปขั้นบันไดเพื่อขยายแบนด์วิดท์ของสายอากาศช่องเปิดแบบสแต็คคู่แถบความถี่กว้าง”, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน, ครั้งที่ 1, นครราชสีมา, ประเทศไทย, 1 กันยายน 2553.
- [35] D. C. Chang., M. Y. Liu., C. H. Lin., D. Y. Univ and C. H., Taiwan, “A CPW-fed U type Monopole Antenna for UWB Applications,” **Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE**, Vol. 2A, pp.512-515, 3-8 July, 2005.
- [36] C. Randy and P. Bancroft., **Microstrip and Printed Antenna Design**, United States of America, Noble Publishing, Inc., 2004.
- [37] N. Anantrasirichai, P. Rakluea, and T. Wakabayashi, “Slot Antenna Coupled by Misrostrip Line for Dual Frequency,” **NOLTA**, October, 2002.
- [38] P. Rakluea, N. Anantrasirichai, K. Janchitrapongvej, and Wakabayashi, T., “Analysis of Right Angle Microstrip Slot Antenna,” **TENCON**, November, 2005.
- [39] P. Rakluea, V. Pirajnanchai, N. Anantrasirichai, K. Janchitrapongvej and T. Wakabayashi, “Characteristics of Right Angle Microstrip Slot Antenna for Dual Frequency,” **ISPACS**, December, 2005.
- [40] P. Rakluea, J. Nakasuwan, N. Anantrasirichai, K. Janchitrapongvej, and T. Wakabayashi, “A Right Angle Microstrip slot Antenna for X-Band,” **ECTI-CON**, May, 2006.

- [41] ไพฑูรย์ รักเหลือ, การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศแบบไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยวิธี **FDTD**, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระเจ้าเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2546
- [42] กฤตพล นาคเจริญ, การวิเคราะห์สายอากาศแบบไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่, วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระเจ้าเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2546.



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)[†]

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

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

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

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

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

Insertion Loss: (dB maximum)

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

Insulation Resistance: 5000 megohms minimum

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

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

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

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

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

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

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

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

MECHANICAL RATINGS

Engagement Design: MIL-C-39012, Series SMA

Engagement/Disengagement Force: 2 inch-pounds maximum

Mating Torque: 7 to 10 inch-pounds

Bulkhead Mounting Nut Torque: 15 inch-pounds minimum

Coupling Proof Torque: 15 inch-pounds minimum

Coupling Nut Retention: 60 pounds minimum

Contact Retention:

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

Cable Retention:

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

*Or cable breaking strength whichever is less.

Durability: 500 cycles minimum

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

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

Temperature Range: - 65°C to + 165°C

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

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

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

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

Moisture Resistance: MIL-STD-202, Method 106

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

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

MATERIAL SPECIFICATIONS

Bodies: Brass per QQ-B-626, gold plated* per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

Contacts: Male - brass per QQ-B-626, gold plated per MIL-G-45204 .00003" min.

Female - beryllium copper per QQ-C-530, gold plated per MIL-G-45204 .00003" min.

Nut Retention Spring: Beryllium copper per QQ-C-533. Unplated

Insulators: PTFE fluorocarbon per ASTM D 1710 and ASTM D 1457 or Tefzel per ASTM D 3159

Expansion Caps: Brass per QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

Crimp Sleeves: Copper per WW-T-799 or brass per QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

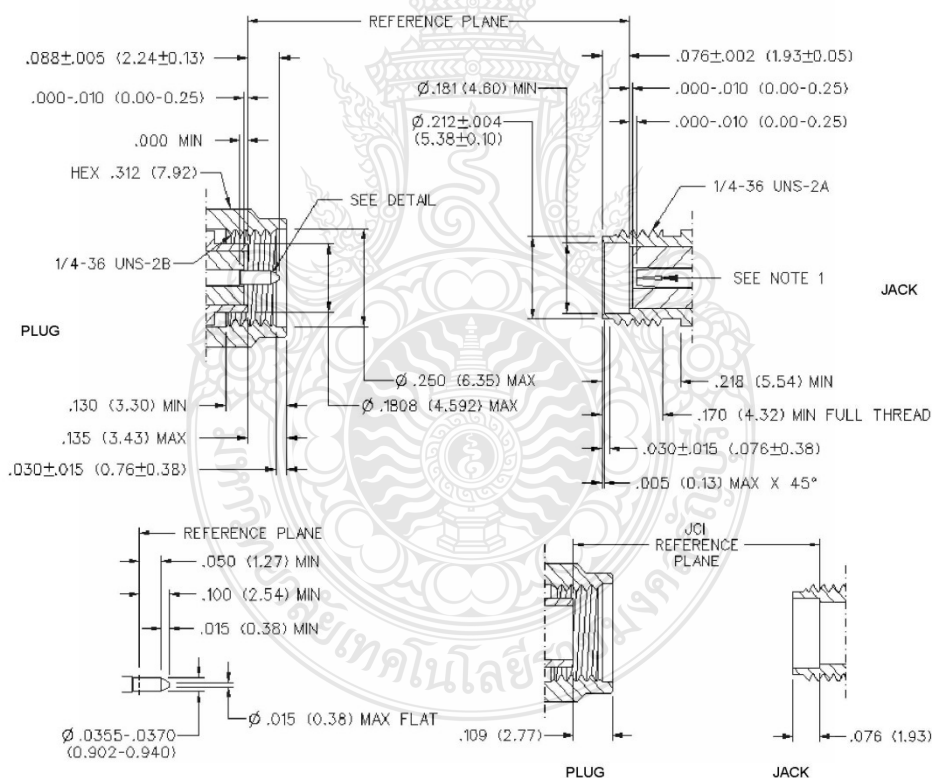
Mounting Hardware: Brass per QQ-B-626 or QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

Seal Rings: Silicone rubber per ZZ-R-765

EMI Gaskets: Conductive silicone rubber per MIL-G-83528, Type M

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

Mating Engagement for SMA Series per MIL-C-39012



NOTES

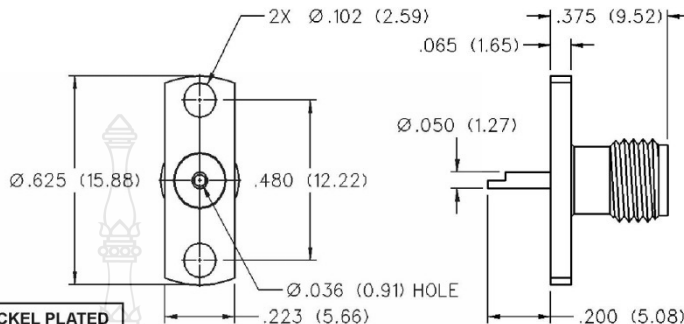
1. ID OF CONTACT TO MEET VSWR, CONTACT RESISTANCE AND INSERTION WITHDRAWAL FORCES WHEN MATED WITH DIA .0355-.0370 MALE PIN.

SMA - 50 Ohm Connectors



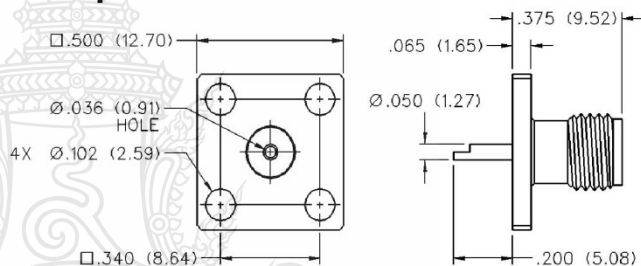
Panel Mount

2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



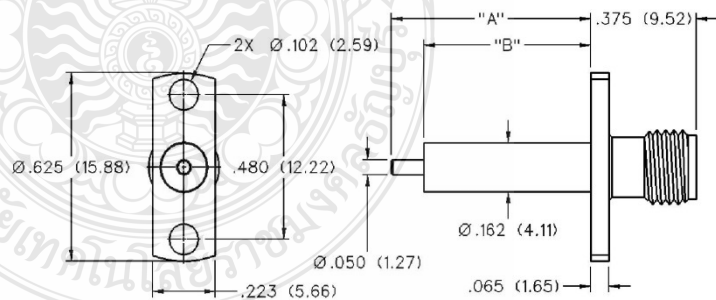
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: N/A 0-18 GHz	142-0701-621	142-0701-626

4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



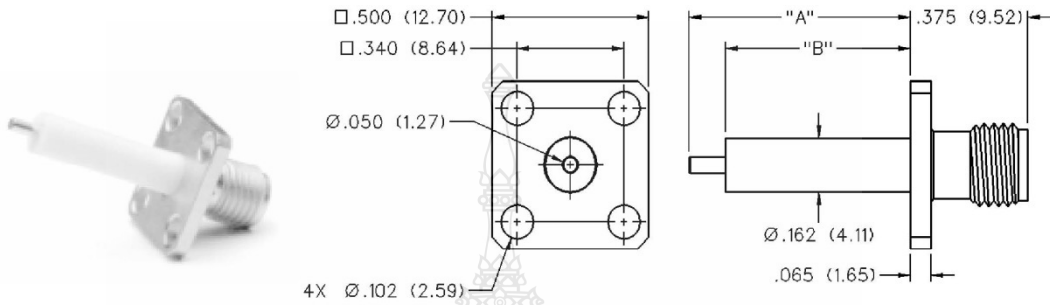
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: N/A 0-18 GHz	142-0701-631	142-0701-636

2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



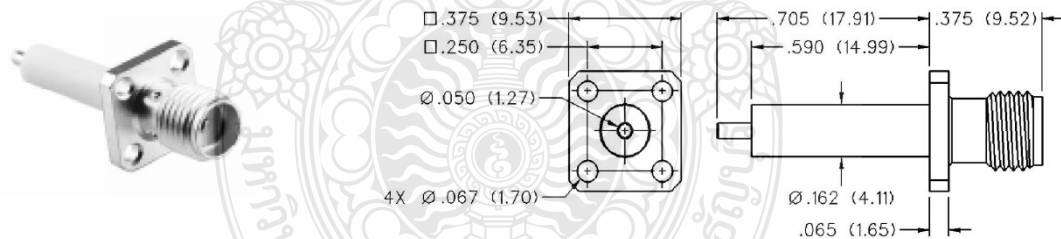
VSWR & FREQ. RANGE	PRODUCT SERIES	GOLD PLATED	NICKEL PLATED	"A"	"B"
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	Brass	142-1701-131	142-1701-136	.705 (17.91)	.590 (14.99)
		142-1701-031	142-1701-036	.240 (6.10)	.180 (4.57)

**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**



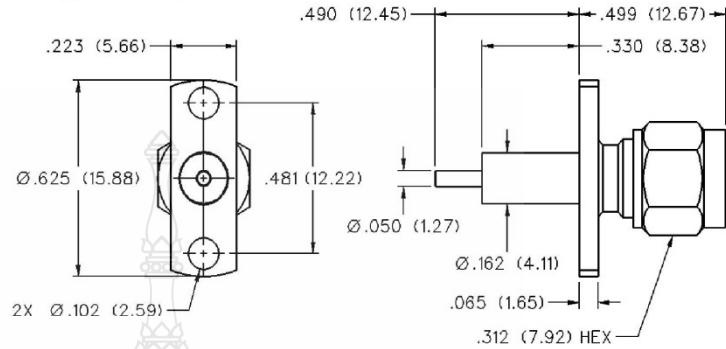
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1701-011	142-1701-016

SMA - 50 Ohm Connectors



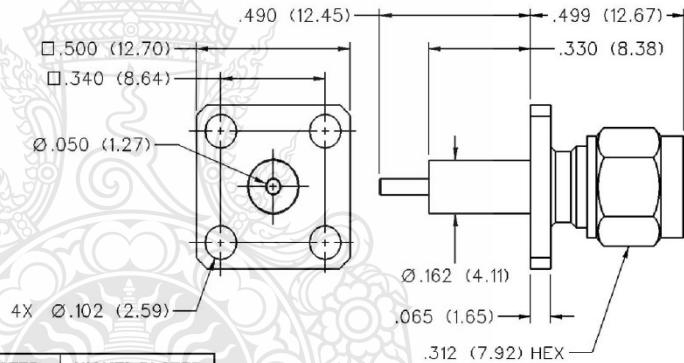
Panel Mount

2-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric



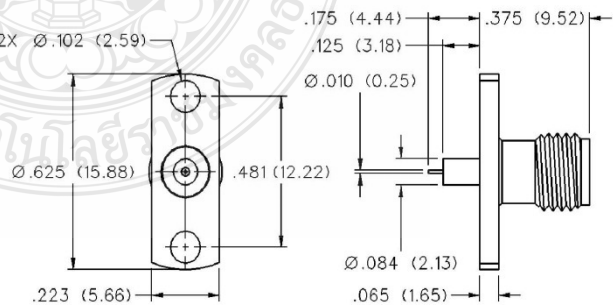
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1801-041	142-1801-046

4-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric



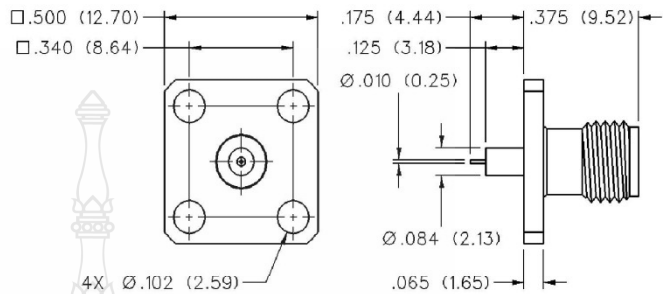
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1801-031	142-1801-036

2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



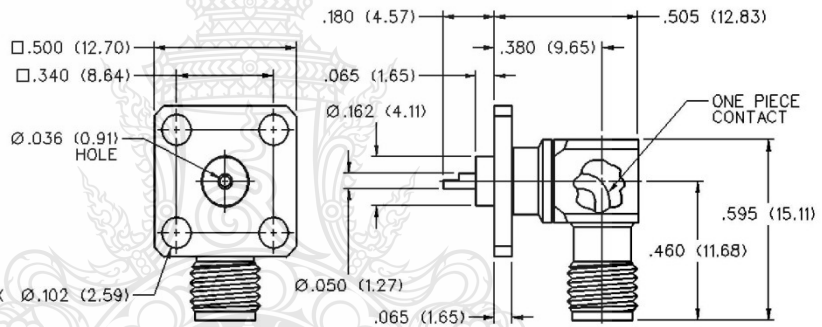
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1701-201	142-1701-206

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



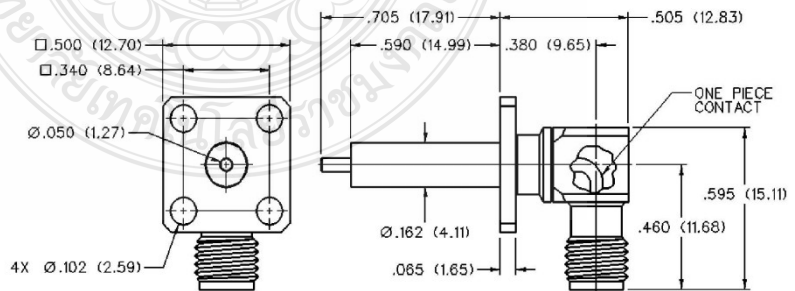
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1701-191	142-1701-196

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**



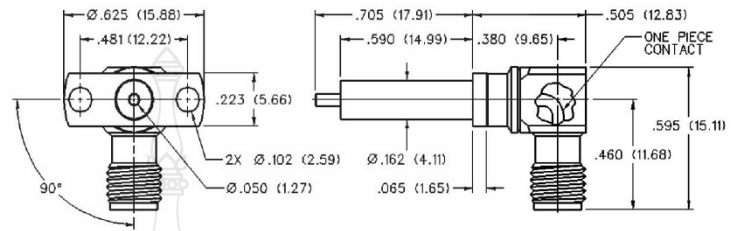
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-001	142-1711-006

SMA - 50 Ohm Connectors



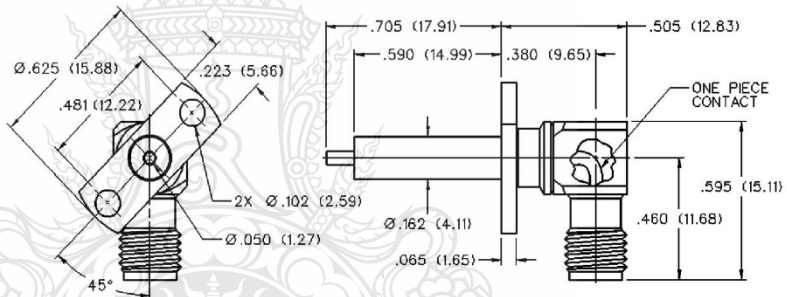
Panel Mount

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



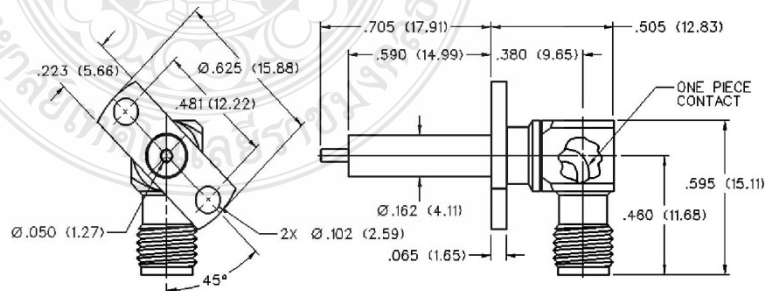
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-011	142-1711-016

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 1.6 GHz	300 W	400 W	50 Ω	Type N

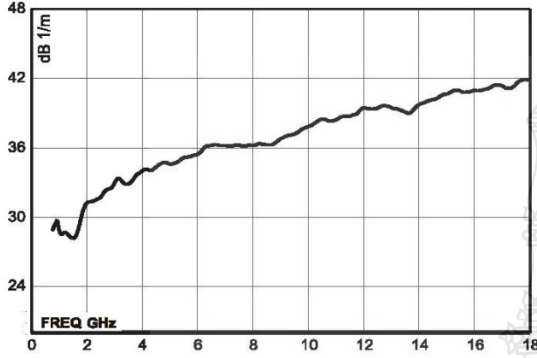
Physical Specifications

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

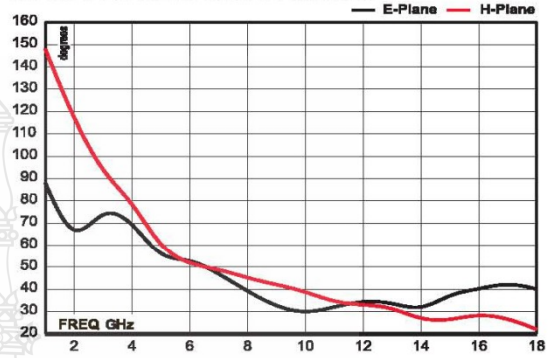
EMC Antennas
Double-Ridged Waveguide Horn

Model 3117

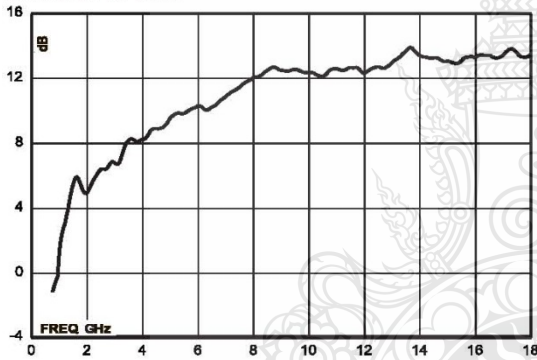
Model 3117 Antenna Factor



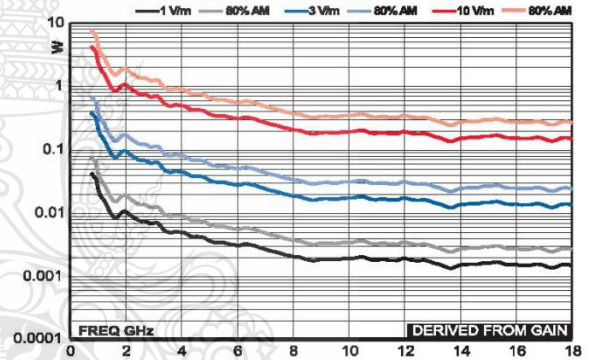
Model 3117 Half Power Beamwidth



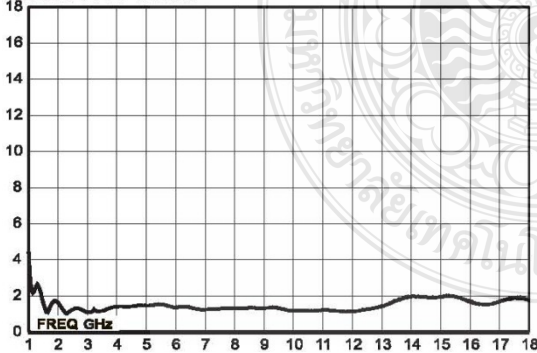
Model 3117 Gain



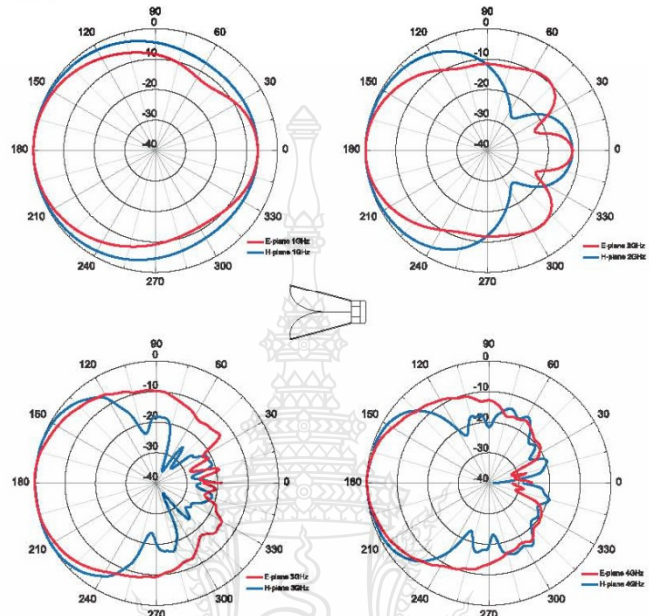
Model 3117 Forward Power @ 1 m



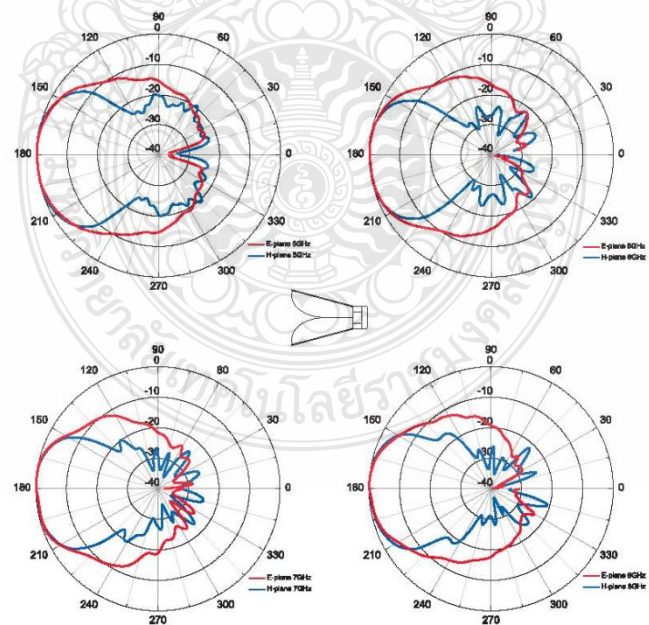
Model 3117 VSWR



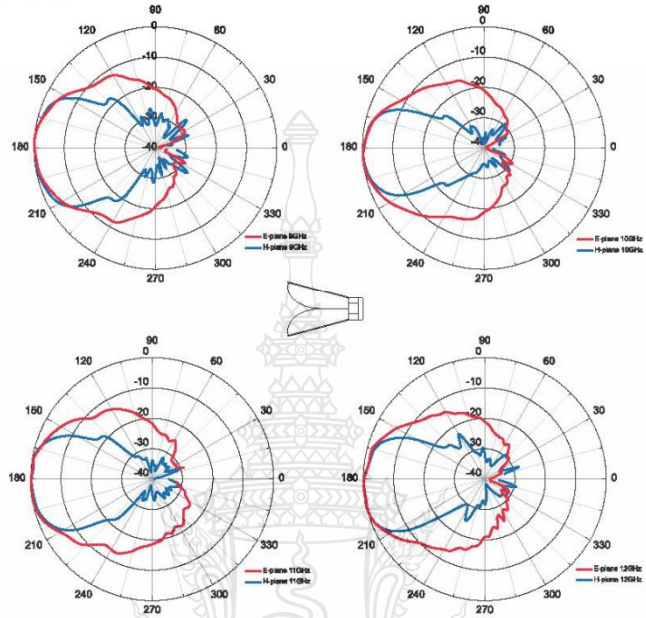
Model 3117 (1 GHz - 4 GHz)



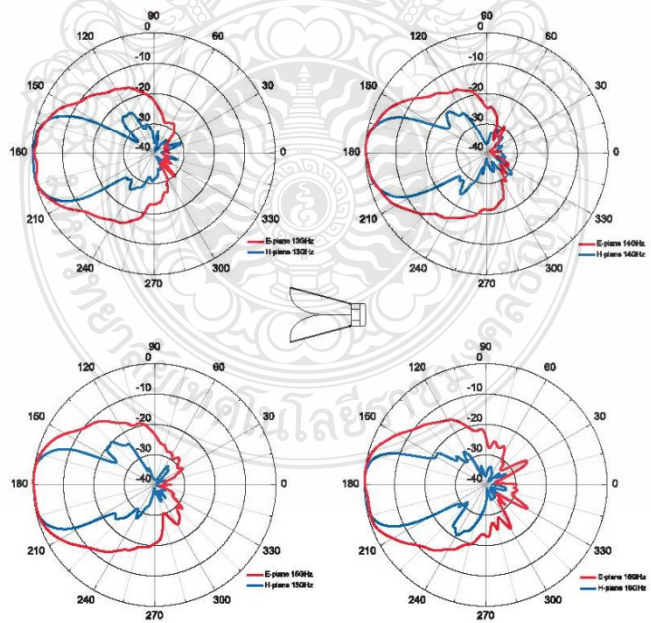
Model 3117 (5 GHz - 8 GHz)

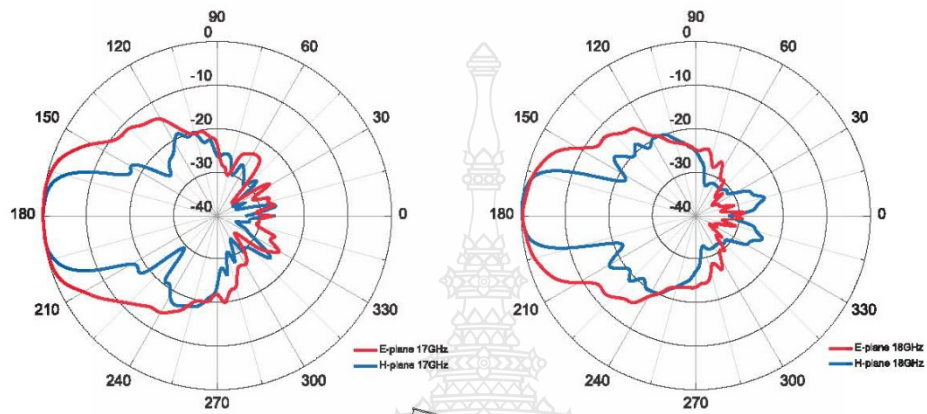


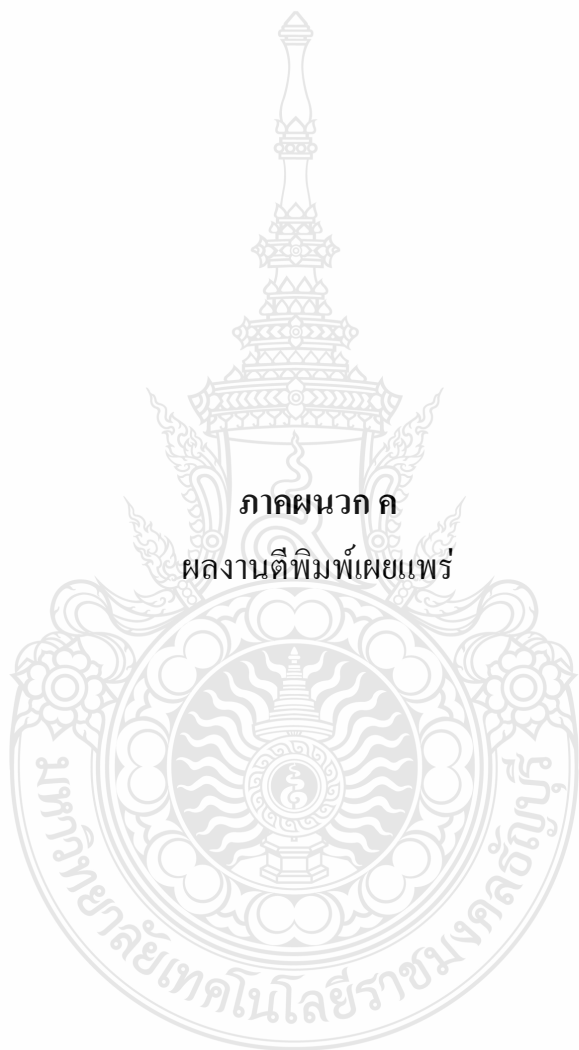
Model 3117 (9 GHz - 12 GHz)



Model 3117 (13 GHz - 16 GHz)



Model 3117 (17 GHz - 18 GHz)



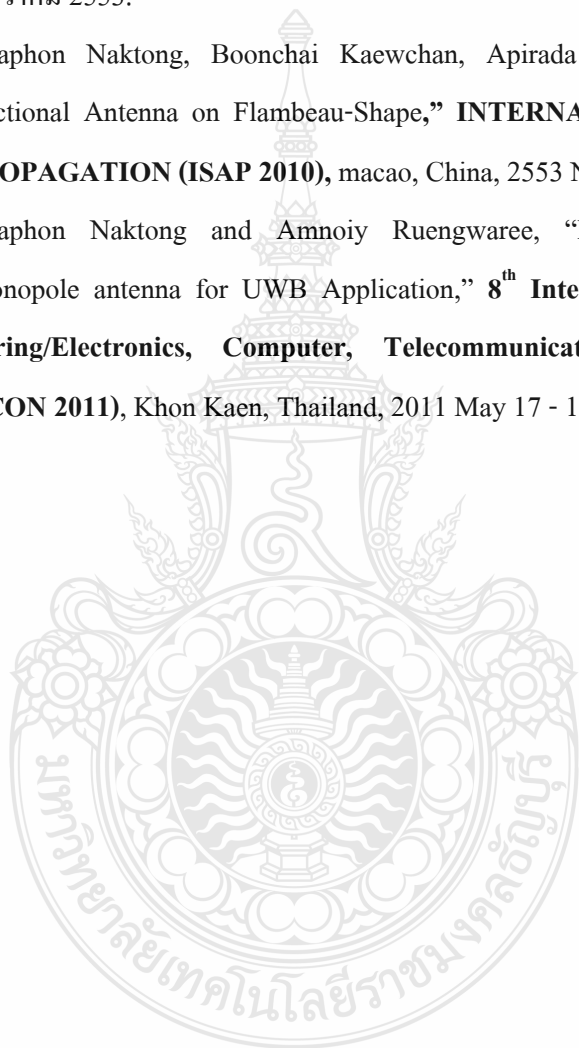
ภาคผนวก ค
ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่

– วัชรพล นาคทอง และ อำนวย เรืองวาริ, “สายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมแบบมีสตัดบนรูปสี่เหลี่ยมที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้าง,” การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 33 (EECON-33), เชียงใหม่, 1-3 ธันวาคม 2553.

– วัชรพล นาคทอง และ อำนวย เรืองวาริ, “สายอากาศโมโนโพลรูปคบเพลิงสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านแถบกว้างยิ่ง,” การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 33 (EECON-33), เชียงใหม่, 1-3 ธันวาคม 2553.

– Watcharaphon Naktong, Boonchai Kaewchan, Apirada Namsang, and Amnoiy Ruengwaree, “Bidirectional Antenna on Flambeau-Shape,” **INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS PROPAGATION (ISAP 2010)**, macao, China, 2553 November 23-26.

– Watcharaphon Naktong and Amnoiy Ruengwaree, “Increasing bandwidth of Flambeau- Shape monopole antenna for UWB Application,” **8th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2011)**, Khon Kaen, Thailand, 2011 May 17 - 19.





การประชุมวิชาการ ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ ๓๓

33rd Electrical Engineering Conference (EECON-33)

- ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)
- ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
- อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
- การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)
- ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
- โฟโตนิกส์ (PH)
- คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)
- วิศวกรรมชีวการแพทย์ (BE)

กลับสู่สารบัญหลัก



ร่วมจัดโดย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร

ABB **CSG**
SOLUTION



*111 Years Engineering
Innovation*



รายชื่อผู้พิจารณาบทความ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ครั้งที่ 33

Reviewer

Adisorn Leelasantitham
Akaraphunt Vongkumphae
Amnat Suksri
Amorn Jiraseree-amornkun
Amporn Poyai
Anuchit Charean
Anuree Lorsawatsiri
Anuwat Jangwanitlert
Aphibal Pruksanubal
Apichai Bhatranand
Apichan Kanjanavastit
Apinunt Thanachayanont
Apirada Namsang
Apiwat Lek-uthai
Arporn Teeramongkonrasmee
Arthit Sode-Yome
Athikom Rocksabutr
Atthapol Ngaopitakkul
Boonchuay Supmonchai
Boonlert Suechoy
Boonruk Chipipop
Boonsri Kaewkham-ai
Boonyang Plangklang
Budhapon Sawetsakulanond
Bunlung Neammanee
Cattareeya Suwanasri
Chai Chompoo-inwai
Chainarong Klimanee
Chaiwat Nuthong
Chaiwat Sakul
Chaiwut Chat-uthai
Chaiyachet Saivichit

Affiliation

University of the Thai Chamber of Commerce
Naresuan University
Khon Kaen University
Mahanakorn University of Technology
Thai Microelectronics Center
Kasem Bundit University
Mahanakorn University of Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
King Mongkut's University of Technology Thonburi
Mahanakorn University of Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Chulalongkorn University
Chulalongkorn University
Siam University
Mahanakorn University of Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chulalongkorn university
South-East Asia University
King Mongkut's University of Technology Thonburi
Chiang Mai University
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Mahanakorn University
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Naresuan University
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Srinakharinwirot University
King Mongkut Institute of Technology Ladkrabang
Rajamangala University of Technology Srivijaya, Trang Campus.
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chulalongkorn University





รายชื่อผู้พิจารณาบทความ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ครั้งที่ 33

Reviewer

Chaiyaporn Lothongkam
Chaiyut Sumpavakup
Chakkaphong Suthaputchakun
Chanatip Tumrongwittayapak
Chanchai Thajijiam
Chanchana Tangwongsan
Chanin Bunlaksananusorn
Chanin Wissawinthanon
Channarong Banmongkol
Chaodit Aswakul
Chaovalit Thamviriyakul
Charnchai Pluempitiwiriyaewej
Chatchai Suppittaksakul
Chatree Mahatthanajatuphat
Chedsada Chinrungrueng
Chiranut Sa-ngiamsak
Chirasak Sinsukodomchai
Chivalai Temiyasathit
Chokchai Sangdao
Chow Chompoo-inwai
Chuttchaval Jeraputra
Chuwong Phongcharoenpanich
Danai Laksameethanasan
David Banjerdpongchai
Deacha Puangdownreong
Decha Wilairat
Diew Koolpiruck
Duang-arthit Srimoon
Dulpichet Rerkpreedapong
Ekachai Leelarasmee
Ekachai Phaisangittisagul

Affiliation

Mahanakorn University of Technology
Mahanakorn University of Technology
Bangkok University
Kasem Bundit University
Srinakharinwirot University
Chulalongkorn University
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chulalongkorn university
Chulalongkorn University
Chulalongkorn University
Mahanakorn University of Technology
Chulalongkorn University
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Chulalongkorn University
Khon Kaen University
South-East Asia University
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Mahanakorn University of Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Mahidol University
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Mahidol University
Chulalongkorn University
South-East Asia University
Mahidol University
King Mongkut's University of Technology Thonburi
Rangsit University
Kasetsart University
Chulalongkorn University
Kasetsart University





รายชื่อผู้พิจารณาบทความ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ครั้งที่ 33

Reviewer

Ekapon Siwapomsathain
Issarachai Ngamroo
Jakkree Srinonchat
Jirasuk Vilasdechanon
Jukkrit Tagapanij
Kamol Kaemarungsi
Kamon Jirasereeamornkul
Kampol Woradit
Kanadit Chetpattananondh
Kanokvate Tungpimolrut
Kasin Vichienchom
Keerati Chayakulkheeree
Khatathap Swatdipisal
Kittiphong Meesawat
Kittisak Tripipatpornchai
Komsan Hongesombut
Krischonme Bhumkittipich
Kunthphong Srisathit
La-or Kovavisaruch
Lunchakorn Wuttisittikulki
Mana Sriyudthsak
Manop Aorpimai
Manop Wongsaisuwan
Miti Ruchanurucks
Mongkol Konghirun
Mongkorn Klingajay
Monthon Leelajindakraierk
Montri Karnjanadecha
Montri Pannarut
Montri Suwanapingkarl
Naebboon Hoonchareon
Nalin Sidahao

Affiliation

King Mongkut's University of Technology Thonburi
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Chiang Mai University
Mahanakorn University of Technology
National Electronics and Computer Technology Center
King Mongkut's University of Technology Thonburi
Srinakharinwirot University
Prince of Songkla University
National Electronics and Computer Technology Center
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Sripatum University
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Khon Kaen University
Rangsit University
Kasetsart University
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Mahanakorn University of Technology
National Electronics and Computer Technology Center
Chulalongkorn University
Chulalongkorn University
Mahanakorn University of Technology
Chulalongkorn University
Kasetsart University
King Mongkut's University of Technology Thonburi
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Prince of Songkla University
National Electronics and Computer Technology Center
King Mongkut's University of Technology Thonburi
Chulalongkorn University
Mahanakorn University of Technology





รายชื่อผู้พิจารณาบทความ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ครั้งที่ 33

Reviewer	Affiliation
Nararat Ruangchaijatupon	Khon Kaen University
Narisara Sophayont	TOT Public Company Limited
Narong Buabthong	Thammasat university
Narong Yoothanom	Sripatum University
Narongrit Sanajit	Mahanakorn University of Technology
Natham Koedsam-ang	Kasem Bundit University
Nattavut Chayavanich	King Mongkut's University of Tecnology Thonburi
Natth Junkrob	South-East Asia University
Nattha Jindapetch	Prince of Songkla University
Natthaphob Nimpitiwan	Bangkok University
Natthawuth Somakettarin	Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Nimit Boonpirom	Sripatum University
Nipapon Siripon	Chiang Mai University
Niphathantaramin	Naresuan University
Nopadol Uchaipichat	Thammasat University
Noppadol Wanichworanant	Mahidol University
Nuntiya Chaiyabut	Bangkok University
Opas Chutatape	Rangsit University
Ouen Pinnern	Ramkhamhaeng University
Pakorn Kaewtrakulpong	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Panrasee Ritthipravat	Mahidol University
Pasawee Srimord	Sripatum university
Patamaporn Sripadungtham	Kasetsart University
Pathomthat Chiradeja	Srinakharinwirot University
Peerapol Yuvapoositanon	Mahanakorn University of Technology
Peerayot Sanposh	Kasetsart University
Petch Nantivatana	Sripatum University
Phaiboon Booppha	Kasem Bundit University
Phakkawat Jantree	Rajamangala University of Technology Suvarnabhumi
Phichet Moungnoul	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Phoemphun Oothongsap	King Mongkut's University Technology North Bangkok





รายชื่อผู้พิจารณาบทความ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ครั้งที่ 33

Reviewer	Affiliation
Phornphop Naiyanetr	Mahidol University
Pichai Aree	Thammasat University
Pichaya Tandayya	Prince of Songkla University
Pinit Jitjing	Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Pinit Kumhom	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Pinit Thepsatorn	Srinakharinwirot University
Pisit Liutanakul	King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Pisit Phokharatkul	Mahidol University
Pisit Wisutmetheekorn	Mahanakorn University of Technology
Piya Warabuntaweekorn	Bangkok University
Pongsack Promwong	Mahanakorn University of Technology
Ponpranod Didsayabutra	California Independent System Operator
Pornchai Chanyagorn	Mahidol University
Pornchai Supnithi	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Prajuab Pawarangkoon	Mahanakorn University of Technology
Pramin Artrit	Khon Kaen University
Pranchalee Rattanasakornchai	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Prayoot Akkarakethalin	King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Preecha Kocharoen	Sripatum University
Puangtip Phadungrot	Mahanakorn University of Technology
Punyaphat Phumiphak	Mahanakorn University of Technology
Rachu Punalard	Mahanakorn University of Technology
Rangsipan Marukatat	Mahidol University
Ravee Phromloungsri	Udon Thani Rajabhat University
Rungsimant Sitdhikom	Mahanakorn university of technology
Sakchai Thipchaksurat	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Salitip Sinthusonthishat	Mahanakorn University of Technology
Samphan Phrompichai	Mahanakorn University of Technology
Samroeng Hintamai	Sripatum University
Sanchai Dechanupaprittha	Kasetsart University
Sangsuree Vasupongayya	Prince of Songkla University
Sansanee Auephanwiryakul	Chiang Mai University





รายชื่อผู้พิจารณาบทความ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ครั้งที่ 33

Reviewer	Affiliation
Sanya Khunkhao	Sripatum University
Sanya Mitaim	Thammasat University
Saowapak Thongvigitmanee	National Electronics and Computer Technology Center
Sarawan Wongsa	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Sarawuth Chaimool	King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Sarun Sumriddetchajorn	National Electronics and Computer Technology Center
Sermsak Uatrongjit	Chiang Mai University
Sirichai Dangeam	Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Siriluck Iorepunmanee	Suan Dusit Rajabhat University
Siripong Chaysin	Srinakharinwirot University
Siroj Sirisukprasert	Kasetsart University
Sirivat Poonvasin	Kasetsart University
Sirivit Taechajedcadarungsri	Khon Kean University
Siriwich Tadsuan	South-East Asia University
Somboon Nuchprayoon	Chiang Mai University
Somboon Sangwongwanich	Chulalongkorn University
Somchai Biansoongnern	Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Somchai Hiranvarodom	Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Somchat Jiriwibhakorn	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Sommart Sang-Ngern	Mahanakorn University of Technology
Somnida Ratanapanachote	Mahidol University
Sompongse Toomsawasdi	Siam University
Somporn Sirisumrannukul	King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Somsak Walairacht	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Somying Thainimit	Kasetsart University
Somyot Kaitwanidvilai	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Songkran Kantawong	Bangkok University
Songphol Kanjanachuchai	Chulalongkorn University
Suchada Sitjongsataporn	Mahanakorn University of Technology
Suchada Tantisatirapong	Srinakharinwirot University
Suchart Yammen	Naresuan University
Sumate Naetiladdanon	King Mongkut's University of Technology Thonburi





รายชื่อผู้พิจารณาบทความ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ครั้งที่ 33

Reviewer	Affiliation
Sumrit Hungsasutra	Khon Kaen University
Suneat Pranonsatit	Kasetsart University
Suntorn Witosurapot	Prince of Songkla University
Supakit Chotigo	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Supakorn Siddhichai	National Electronics and Computer Technology Center
Supaporn Kiattisin	University of the Thai Chamber of Commerce
Supatana Auethavekiat	Chulalongkorn University
Supavadee Aramvith	Chulalongkorn University
Supawan Phonphitakchai	Naresuan University
Suphatra Phetnil	Mahanakorn University of Technology
Surachai Chaitusaney	Chulalongkorn University
Surachai Limyingcharoen	Khon Kaen University
Surakarn Duangphasuk	Mahanakorn University of Technology
Surapan Airphaiboon	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Suratose Tritilanunt	Mahidol University
Suree Pumrin	Chulalongkorn University
Surin Khomfoi	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Suthee Rukkaphan	Kasem Bundit University
Suwat Pattaramalai	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Tanin Duangjan	Srinakharinwirot University
Tanit Malakorn	Naresuan University
Tasaneer Chayavanich	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Teeravisit Laohapsaeng	Mahanakorn University of Technology
Thanadol Pritranan	Mahidol University
Thanapat Promwattanapakdee	Sripatum University
Thanaphat Sittithumwat	Siam University
Thanapong Suwanasri	King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Thavatchai Tayjasanant	Chulalongkorn University
Thawatchai Thangrattanasuwan	Prince of Songkla University
Theekapun Charoenpong	Srinakharinwirot University
Theerapol Muankhaw	Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Theerayod Wiangtong	Mahanakorn University of Technology





รายชื่อผู้พิจารณาบทความ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ครั้งที่ 33

Reviewer

Theerayut Janjaem
Toempong Phetchakul
Ukrit Watcharecruetai
Varakorn Kasemsuwan
Varathana Arjriith
Vech Vivek
Veerachai Malyavej
Viboon Chunkag
Vichai Saelee
Vijit Kinnares
Virasit Imtawil
Virote Pirajnanchai
Vladimir Buntilov
Vorapong Silaphan
Wanchai Chankaipol
Wanchai Chimchavee
Wanchai Pijitrojana
Wanchak Lenwari
Wannarat Suntiamorntut
Warawat Tangsrianugul
Warayut Kampeerawat
Watcharachai Wiriyasuttiwong
Weerapun Rungseevijitprapa
Wekin Piyarat
Werapon Chiracharit
Wichian Premchaiswadi
Wichit Krueasuk
Wijittra Petchakit
Wiklom Teerapabkajorndet
Wilaiporn Lee
Wipavan Narksarp
Wisut Titiroongruang

Affiliation

Kasem Bundit University
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Srinakharinwirot University
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Mahanakorn University of Technology
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
South-East Asia University
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Khon Kaen University
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Mahidol University
Mahanakorn University of Technology
Sripatum University
University of the Thai Chamber of Commerce
Thammasat University, Rangsit Campus
King Mongkut's University of Technology Thonburi
Prince of Songkla University
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Mahanakorn University of Technology
Srinakharinwirot University
Chulalongkorn University
Srinakharinwirot University
King Mongkut's University of Technology Thonburi
Siam University
Sripatum University
Walailak University
Prince of Songkla University
King Mongkut's University of Technology North Bangkok
Siam University
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang





รายชื่อผู้พิจารณาบทความ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
ครั้งที่ 33

Reviewer

Wongwit Senavongse
Worakarn Wongsaihua
Wuthiporn Loetwassana
Yatongchai Auychai
Yodchanan Wongsawat
Yongyuth Naras
Youthana Kulvitit
Yuttapong Jiraksopakun

Affiliation

Srinakharinwirot University
Ubon Ratchathani University
Mahanakorn University of Technology
Rajamangala University of Technology Isan Sakhon Nakhon Campus
Mahidol University
Siam University
Chulalongkorn University
King Mongkut's University of Technology Thonburi



สารบัญ

CM 030	สายอากาศโมโนโพลที่เจาะช่องรูปแอลคูสำหรับสามแถบความถี่ โดยป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม รณันต์ หงส์นรา ชาตรี มัทธมนจากุภัทร ประยูทธ อัครเอกพัฒนา และ เวช วิวก มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ	965
CM 031	สายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมแบบมีลดับจนรูปสี่เหลี่ยมที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม สำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้าง วัชรพล นาคทอง และ อำนวย เรืองวารี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี	969
CM 032	สายอากาศ YAGI-4E ที่ป้อนด้วยสตริปคู่ขนานและมีแผ่นกรวดสะท้อน สำหรับย่านความถี่ 2.4 GHz รณะกิจ วัชกีกำธร ชาตรี มัทธมนจากุภัทร ประยูทธ อัครเอกพัฒนา และ เวช วิวก มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ	973
CM 033	สายอากาศโมโนโพลแผ่นวงกลมเหนือระนาบกรวดสำหรับระบบกระจายวิดีโอดิจิตอล สูโทรศัพท์มือถือ ดวงอาทิตย์ ศรีมูล มหาวิทยาลัยรังสิต	977
CM 034	สายอากาศร่องแถบแบบปรับเปลี่ยนความถี่บนโครงสร้างแบบระนาบร่วม ปิยะ เรืองพุทธ สรวารุช ชัยมูล และ ประยูทธ อัครเอกพัฒนา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ	981
CM 035	สายอากาศโมโนโพลรูปกลมเพลิงสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านแถบกว้างยิ่ง วัชรพล นาคทอง และ อำนวย เรืองวารี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี	985
CM 036	สายอากาศไมโครสตริปโพลาริซแบบวงกลมที่มีแบนด์วิดท์กว้างและอัตราขยายสูง โดยใช้ผิวสะท้อนอภิวัด ชาลิต รักเหลือ สรวารุช ชัยมูล และ ประยูทธ อัครเอกพัฒนา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ	989
CM 037	Automatic Superstore Mobile Robot using RFID and User Tracking Detection based on PWM Driving Control System Songkran Kantawong Bangkok University	993

สายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมแบบมีสลับจูนรูปสี่เหลี่ยมที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม สำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แอมบกว้าง

A CPW-Fed Rectangular Slot Antenna with Tuning-Fork-Shaped Tuning Stub for Broadband Applications

วัชรพล นาคทอง¹ และ อำนวย เรืองวาริ²

¹ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

²ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

อ.รังสิต-นครนายก ต.คลองหก อ.ธัญบุรี จังหวัดปทุมธานี 12110 โทรศัพท์: 0-2549-4620

E-mail: Oachi525@gmail.com, amnoiy.r@en.rmutt.ac.th

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้เสนอการออกแบบสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมแบบมีสลับจูนรูปสี่เหลี่ยมที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แอมบกว้าง โดยใช้เทคนิควิธีการปรับสลับจูนรูปสี่เหลี่ยม เพื่อนำสายอากาศไปประยุกต์ใช้งานกับระบบ DCS, PCS, UMTS, WLAN IEEE 802.11a/b/g, Bluetooth และมีความถี่ครอบคลุมย่านความถี่ของ IEEE 802.16a/d WiMAX โดยใช้โปรแกรม Computer Simulation Technology (CST) ในการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศต้นแบบ เพื่อดำเนินการหาขนาดของสลับจูนรูปสี่เหลี่ยมและร่องที่ เหมาะสม ผลจากการจำลองแบบเมื่อเปรียบเทียบกับผลการวัดจริง พบว่าค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์มีค่า 118.68% (1.656 - 6.49 GHz.) ครอบคลุมการใช้งานย่านความถี่แอมบกว้างที่ต้องการและมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน

คำสำคัญ: สายอากาศช่องเปิด สลับจูนรูปสี่เหลี่ยม ความถี่แอมบกว้าง

Abstract

This paper presents the CPW-Fed Rectangular Slot Antenna with Tuning-Fork-Shaped Tuning Stub for broadband that applies to DCS, PCS, UMTS, WLAN IEEE 802.11 a/b/g, Bluetooth and IEEE 802.16a/d WiMAX. The design and analysis of the prototype antenna has been simulated by CST (Computer Simulation Technology) program to determine the suitable dimensions. The simulation shows the impedance bandwidth about 118.68% (1.656 - 6.49 GHz) that supports the broadband applications as required, and agreed well with the experimental results.

Keywords: Slot Antenna, Tuning-Fork-Shaped Tuning Stub, Broadband

1. คำนำ

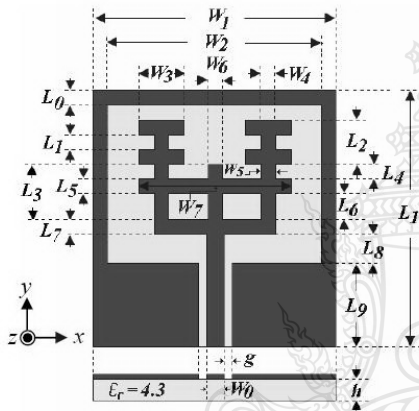
ปัจจุบันมีการนำเทคโนโลยีย่านความถี่ไมโครเวฟมาประยุกต์ใช้งานด้านการสื่อสารแบบไร้สายกันอย่างแพร่หลาย ซึ่งแบ่งออกเป็นมาตรฐานต่างๆเช่น มาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4 GHz), มาตรฐาน IEEE 802.16e (3.5 GHz), มาตรฐาน IEEE 802.11j (4.90 - 5.091 GHz), Public Safety Frequency (4.94 - 4.99 GHz), มาตรฐาน IEEE 802.16a 5.2 GHz (5.13 - 5.35 GHz) และที่ความถี่ 5.8 GHz (5.7 - 5.9 GHz) [1-2] จากมาตรฐานที่กล่าวมา เป็นมาตรฐานที่ผู้ให้บริการและผู้ให้บริการมีความสนใจใช้งานกันมาก เพื่อรองรับการส่งและรับข้อมูลที่มีจำนวนมากขึ้นและมีการติดต่อสื่อสารได้หลากหลายยิ่งขึ้น สำหรับการสื่อสารไร้สายย่านความถี่แอมบกว้าง อุปกรณ์ที่มีความสำคัญตัวหนึ่งที่จะ ละเอียดไม่ได้คือ สายอากาศซึ่งจัดว่าเป็นส่วนที่ช่วยให้ระบบสื่อสารแบบ ไร้สายทำงานได้มีประสิทธิภาพ ผู้วิจัยจึงสนใจและได้ศึกษาวิเคราะห์ ออกแบบ โครงสร้างสายอากาศที่สามารถรองรับความถี่ใช้งานของการ สื่อสารแบบ ไร้สายตามมาตรฐานต่างๆที่กล่าวไว้ข้างต้น โดยเลือก โครงสร้างสายอากาศที่มีอาร์มด้วยสายนำคลื่นระนาบร่วมแบบมีการ ปรับจูนด้วยสลับจูนรูปสี่เหลี่ยมโดยได้แนวคิดจากโครงสร้างสายอากาศ ช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมที่ป้อนด้วยสายนำคลื่นระนาบร่วมแบบมีสลับจูนรูป สี่เหลี่ยม [3] มาปรับร่วมกับสลับจูนรูปตัวโอ [4-5] และสลับจูนรูปตัว [6] จนกลายเป็น สลับจูนรูปสี่เหลี่ยม เพื่อเพิ่มการปรับค่าอิมพีแดนซ์แบนด์ วิดท์ให้กว้างขึ้น ขณะเดียวกันทำให้สายอากาศมีขนาดลดลง [3] ส่วนการ จำลองแบบสายอากาศเพื่อวิเคราะห์หาค่าความสูญเสียเนื่องจากการ สะท้อนกลับของผลตอบสนองค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ และการกระจาย คลื่นของสายอากาศ ทางผู้วิจัยเลือกใช้โปรแกรม CST เพื่อช่วยในการหา ค่าตัวแปรของสายอากาศที่เหมาะสมและได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพ มากที่สุด



2. โครงสร้างและหลักการออกแบบ

2.1 โครงสร้างของสายอากาศ

โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมแบบมีสลับจูนรูปสี่เหลี่ยมซึ่งที่เชื่อมด้วยสายนำสัญญาณบนแผ่นรวมซึ่งอยู่ในโหมด TE₁₀ ถูกออกแบบและวิเคราะห์ โดยใช้วิธีเชิงประจักษ์ (Empirical Method) ร่วมกับ โปรแกรม CST เพื่อให้ได้ขนาดโครงสร้างที่เหมาะสมที่สุด (Optimization) ตัวสายอากาศชั้นบนถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีวัสดุฐานรองชนิด FR4 มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.3 มีค่าความหนาของแผ่น (h) เท่ากับ 0.764 mm. และตัวสายอากาศมีขนาดเท่ากับ 30 x 35 mm.² โครงสร้างสายอากาศชั้นบนที่ปรับมีารขนาดจนเหมาะสมแสดงได้ดังรูปที่ 1 ในส่วนของ การปรับค่าอิมพีแดนซ์เพื่อลดค่าความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) และแบนด์วิดท์ของสายอากาศให้กว้างขึ้นอาศัยวิธีการปรับเปลี่ยนคุณสมบัติของวัสดุฐานรองร่วมกับการปรับค่าพารามิเตอร์ W_1, W_2, L_1, L_2 และ L_3 โดยขนาดที่เหมาะสมแสดงดังตารางที่ 1



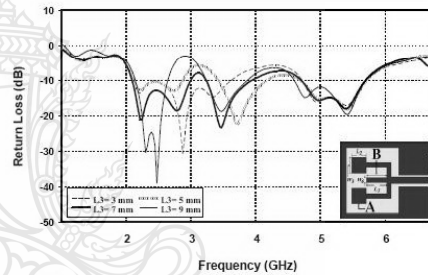
รูปที่ 1 โครงสร้างของสายอากาศ

ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศ

ขนาดความกว้าง		ขนาดความยาว	
ตัวแปร	ขนาด (mm.)	ตัวแปร	ขนาด (mm.)
W_0	2.6	$L_{0.45,7}$	2
W_1	30	L_1	4
W_2	26	L_2	6
W_3	6	L_3	7
$W_{4,5,6}$	2	$L_{6,8}$	3
W_7	19	L_9	12
g	0.7	L_{10}	35

2.2 ผลการวิเคราะห์การจำลองแบบ

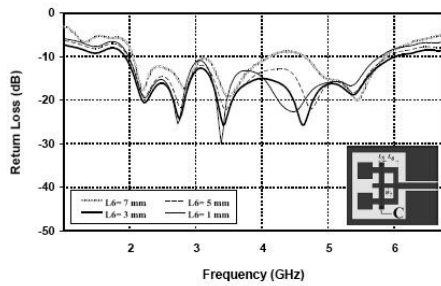
จากโครงสร้างของสายอากาศดังรูปที่ 1 ทำการวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศด้วยการจำลองแบบโดยโปรแกรม CST เพื่อศึกษาผลการเปลี่ยนแปลงของค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) และวิเคราะห์หาค่าประสิทธิภาพที่ดีที่สุดของสายอากาศ พบว่าการปรับขนาดความกว้างและความยาวของสลับจูนรูปสี่เหลี่ยมซึ่งมีอิทธิพลต่อการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสายอากาศ จากนั้นจึงทำการปรับขนาดต่างๆ ของสลับจูนจนสายอากาศสามารถรองรับย่านความถี่ที่ต้องการประยุกต์ใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด โดยสามารถสรุปขั้นตอนการปรับขนาดออกเป็น 3 ส่วนดังแสดงในรูปที่ 2-4 ตามลำดับ ในส่วนแรกคือการปรับรูปสลับสี่เหลี่ยมผืนผ้า (A) ร่วมกับการปรับสลับ (B) ทำให้ได้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับลดลงโดยปรับค่าความกว้างของแถบและค่าความยาวของแถบได้ค่าคงที่คือ $W_3 = 6$ mm. และ $L_2 = 6$ mm. โดยใช้แนวคิดจากงานวิจัย [3] ในส่วนที่ทำให้เกิดค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับลดลงมากที่สุดคือ ทำการเพิ่มสลับรูปตัวโอที่จุดกึ่งกลางดังรูปที่ 2 จะได้ค่าคงที่คือ ค่าความกว้าง $W_6 = 2$ mm. และค่าความยาว L_3 โดยเลือกปรับขนาดของ L_3 โดยเริ่มที่ 3, 5, 7 และ 9 mm. ตามลำดับ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงความยาวของแถบ L_3 พบว่าขนาดที่เหมาะสมที่สุด 7 mm. โดยผลการตอบสนองความถี่เนื่องจากการปรับ L_3 แสดงดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 ผลการจำลองแบบของการปรับขนาดค่า L_3 ของสายอากาศ

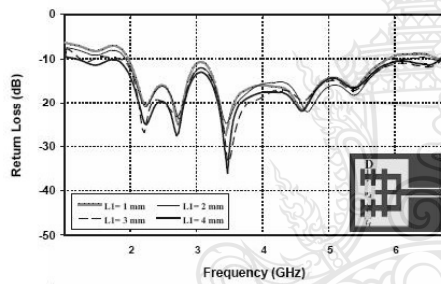
ในส่วนที่สองจะเป็นการปรับขนาดของสลับ (C) โดยปรับค่าความกว้างของแถบและค่าความยาวของแถบได้ค่าคงที่คือ $W_7 = 19$ mm. และ $L_9 = 2$ mm. ในส่วนที่ทำให้เกิดค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับลดลงมากที่สุดและแบนด์วิดท์ให้กว้างมากขึ้นคือ ค่าความยาวของแถบ L_6 โดยมีการปรับขนาดเริ่มตั้งแต่ 1, 3, 5 และ 7 mm. ตามลำดับ พบว่าค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมคือ $L_6 = 3$ mm. ซึ่งผลความกว้างแบนด์มีค่าเท่ากับ 116.71% (1.98 - 6.10 GHz.) แสดงผลได้ดังรูปที่ 3





รูปที่ 3 ผลการจำลองแบบของการปรับขนาดค่า L_6 ของสายอากาศ

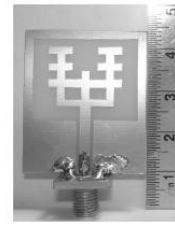
ส่วนที่สามทำการปรับสลับ (D) เพื่อเพิ่มค่าแบนด์วิดท์ให้กว้างขึ้น โดยปรับค่าขนาดความกว้างของแถบได้ค่าคงที่คือ $W_1 = 2$ mm. และค่าที่ทำให้แบนด์วิดท์กว้างมากที่สุด เป็นการปรับค่าความยาวของแถบ L_7 โดยมีค่าปรับขนาดตั้งแต่ 1, 2, 3 และ 4 mm. พบว่าขนาดที่เหมาะสมคือ $L_7 = 4$ mm. ซึ่งตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ 163.17 % (1.14 - 6.91 GHz) แสดงผลได้ดังรูปที่ 4 มีผลทำให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) มีแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นเท่ากับ 46.46% เมื่อเทียบการปรับสลับส่วน (C) ในรูปที่ 3



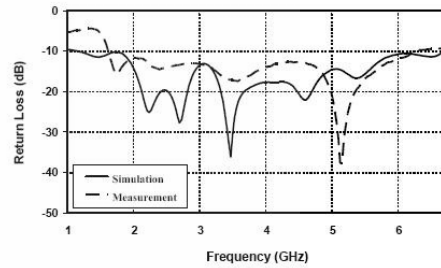
รูปที่ 4 ผลการจำลองแบบของการปรับขนาดค่า L_7 ของสายอากาศ

3. การสร้างและการวัด

จากการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบสายอากาศทำให้ได้ขนาดพารามิเตอร์ของสายอากาศที่เหมาะสมที่สุด และได้นำมาสร้างเป็นสายอากาศต้นแบบ ดังแสดงในรูปที่ 5 จากนั้นทำการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับและแบนด์วิดท์ของสายอากาศด้วยเครื่องวิเคราะห์โวลเทจ (Network Analyzer) รุ่น E8363B และนำค่าที่ได้จากการจำลองแบบและการวัดมาเปรียบเทียบเพื่อศึกษาพฤติกรรมด้านต่างๆ ซึ่งผลการเปรียบเทียบ พบว่าค่าผลลัพธ์ทั้ง 2 มีแนวโน้มที่สอดคล้องกัน ดังแสดงรูปที่ 6 คือค่าแบนด์วิดท์สามารถรองรับช่วงความถี่ใช้งานตั้งแต่ 1.65 GHz ถึง 6.49 GHz

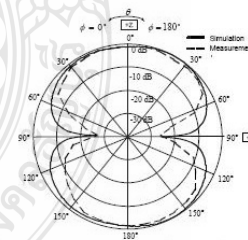


รูปที่ 5 สายอากาศต้นแบบ



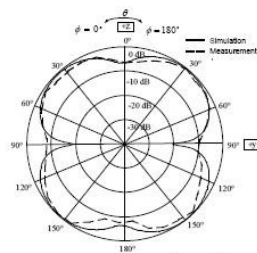
รูปที่ 6 เปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองแบบของค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศต้นแบบ

จากนั้นทำการวัดแบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation Pattern) ของสายอากาศและนำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองแบบที่พบจริงที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.44 GHz พบว่ามีรูปแบบพลังงานในระนาบ E (E-plane) อยู่ในโหมดการทำงาน TE มีลักษณะสองทิศทาง (Bidirectional) แสดงดังรูปที่ 7 และรูปที่ 9 ในส่วนการแผ่พลังงานในระนาบ H (H-plane) อยู่ในโหมดการทำงาน TM มีลักษณะดังรูปที่ 8 และรูปที่ 10 เมื่อทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดและการจำลองแบบที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.44 GHz พบว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงานมีลักษณะสอดคล้องกัน

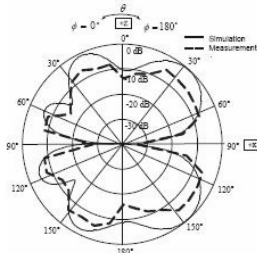


รูปที่ 7 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 2.45 GHz
ระนาบ E-plane

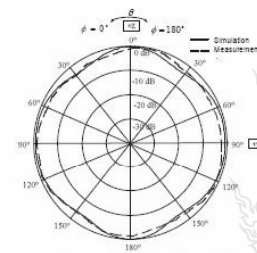




รูปที่ 8 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 2.45 GHz
ระนาบ H-plane



รูปที่ 9 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 5.44 GHz
ระนาบ E-plane



รูปที่ 10 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 5.44 GHz
ระนาบ H-plane

4. สรุปผลการวิจัย

งานวิจัยนี้ ได้มีการออกแบบและสร้างสายอากาศที่ใช้สำหรับย่านความถี่แถบกว้างที่ใช้การปรับสลับจูนรูปสี่เหลี่ยม โดยสายอากาศต้นแบบที่สามารถประยุกต์ใช้งานได้ ตลอดช่วงแถบความถี่การใช้งาน IEEE 802.11b/g (2.40 - 2.484 GHz), IEEE 802.16e (3.4 - 3.69 GHz), IEEE 802.11j (4.90 - 5.091 GHz), Public Safety Frequency (4.94 - 4.99 GHz), IEEE 802.16a (5.13 - 5.35 GHz) และที่ความถี่ (5.7 - 5.9 GHz) ซึ่งจากการทดสอบ พบว่าสายอากาศมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทางและค่าอิมพีแดนซ์เบนคี่วัดที่เท่ากับ 118.68% (1.65 - 6.49 GHz.) และอีกทั้งยังสามารถลดขนาดของสายอากาศ จากเดิมในงานวิจัย [3] ซึ่งมีขนาดสายอากาศเท่ากับ 50 x 50 mm.² ลดลงเหลือขนาดเท่ากับ 30 x 35 mm.² หรือสายอากาศที่ได้จากงานวิจัยนี้มีขนาดลดลงถึง 42%

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณเอกจิต คุ่มวงศ์ สำหรับเรื่องเอกสารและข้อมูลที่เป็นประโยชน์ต่องานวิจัย

5. เอกสารอ้างอิง

[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] วัชรพล นาคทอง, เอกจิต คุ่มวงศ์, กณะวัติ เนื่องวงษา, และ สมพล โกศลวิตร, 2552. สายอากาศช่องเปิดป้อน ด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบมีสลับจูนสำหรับย่านความถี่กว้างแถบคู่, การประชุมวิชาการมหาวิทยาลัย สงขลานครินทร์ วิทยาเขตภูเก็ตแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 2, สงขลา, ประเทศไทย, 18-20 พฤศจิกายน, หน้า45.
 [4] A. A. Heidari, M. Heyrani, and M. Nakhkash, "A Dual-Band Circularly Polarized Stub Loaded Microstrip Patchantenna for GPS Applications," Progress In Electromagnetics Research, PIER92, pp. 195-208, 2009.
 [5] C.-J. Wang, and C.-H. Lin, "A Circularly Polarized Quasi-Loop Antenna," Progress In Electromagnetics Research, PIER84, pp. 333-348, 2008.
 [6] R. Chair, A. A. Kishk, K. F. Lee, C. E. Smith, and D. Kajfez, "Microstrip Line and CPW - Fed Ultra- Wideband Slot Antennas with U-Shaped Tuning Stub and Reflector," Progress In Electromagnetics Research, PIER56, pp. 163 - 182, 2006.



นายวัชรพล นาคทอง สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท จาก มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ปี พ.ศ.2549 ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาโท

หลักสูตร วิศวกรรมมหาบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีงานวิจัยที่สนใจ Ultra-Wideband



ดร.อานวย เรืองวารี สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาเอก จาก มหาวิทยาลัยคาทอลิก ประเทศสาธารณรัฐเยอรมัน ปี พ.ศ.2551 ปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์ประจำ

ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคมคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีงานวิจัยที่สนใจ Ultra Wideband Radar System, Ultra Fast Electrical Pulse Generator, Antenna Design



สายอากาศโมโนโพลรูปลูกบเหลี่ยมสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านแถบกว้างยิ่ง Flambeau-shape monopole antenna for UWB applications

วัชรพล นาคทอง¹ และ อำนวย เรืองวารี²

¹ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

²ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

อ.รังสิต-นครนายก ค.คลองหก อ.ธัญบุรี จังหวัดปทุมธานี 12110 โทรศัพท์: 0-2549-4620

E-mail: Oachj525@gmail.com, amnoiy.r@en.mut.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอสายอากาศโมโนโพลรูปลูกบเหลี่ยมสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่งในระบบ GPR (Ground Penetrating Radar) ตัวสายอากาศต้นแบบที่มีขนาด 40 มม. X 50 มม. สร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR-4 และถูกป้อนสัญญาณด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW-Fed) มีอิมพีแดนซ์ด้านเข้า 50 โอห์มสายอากาศที่สามารถรองรับการใช้งานในย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง UWB (Ultra-wideband) ตามข้อกำหนดของ Federal Communications Commission (FCC) ซึ่งมีช่วงความถี่ 3.1-10.6 GHz. การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศใช้การจำลองแบบ (Simulation) โครงสร้างด้วยโปรแกรม Computer Simulation Technology (CST) และปรับพารามิเตอร์ของหัวสายอากาศให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุด โดยพิจารณาจากการสูญเสียจากการย้อนกลับ (return loss <-10 dB) จากผลการวัดสายอากาศพบว่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ประมาณ 132.41% (2.45 - 12.05 GHz) โดยแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบสองทิศทาง

คำสำคัญ: ความถี่แถบกว้างยิ่ง ท่อนำคลื่นระนาบร่วม สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบ

Abstract

This paper is presented a flambeau shaped monopole antenna for ultra wideband applications even in the wide system GPR (Ground Penetrating Radar). The size of prototype antenna is 40 mm. x 50 mm. and fabricated on PCB type FR-4. An antenna is excited by CPW-fed with of input impedance 50 ohm for UWB applications as Federal Communications Commission (FCC) standard. The simulations were resulted by Computer Simulation Technology (CST) program. The measured input impedance bandwidth (return loss < -10 dB) of the prototype antenna is 132.41% (2.45 - 12.05 GHz). The radiation

patterns are bidirectional.

Keywords: Ultra-wideband, CPW-Fed, monopole antenna

1. ก็นำ

ปัจจุบันระบบ GPR ได้มีการนำมาประยุกต์ใช้งานด้านต่างๆ กันอย่างแพร่หลายซึ่งส่วนใหญ่นำมาใช้เพื่อตรวจสอบแบบไม่ทำลายเช่น การตรวจสอบหาวัตถุ ท่อที่ชำรุดดิน ถังใต้ดิน รากต้นไม้ สายไฟใต้ดินและท่อต่างๆ ซึ่งวัตถุดังกล่าวอาจเกิดความเสียหายได้ถ้ามีการปฏิบัติงานขุดหรือเจาะพื้นผิวบริเวณนั้น โดยไม่ทำการตรวจสอบก่อน ย่านความถี่ใช้งานของระบบ GPR ตามมาตรฐาน FCC ได้กำหนดย่านความถี่เป็น 2 ช่วงคือ ช่วงต่ำจะมีย่านความถี่ใช้งานช่วงต่ำกว่า 960 MHz และช่วงสูงจะกำหนดที่ย่านความถี่ 3.1 - 10.6 GHz [1-2] นอกจากนี้ค่าความถี่ย่านแถบกว้างยิ่งยังได้มีการนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับการติดต่อสื่อสารไร้สายด้วยเทคโนโลยีมาตรฐาน IEEE 802.15.3a [3] ซึ่งเป็นรูปแบบใหม่ของ การสื่อสารระยะสั้นที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างมากเนื่องจากมีขนาดของแบนด์วิดท์ที่กว้าง [4] ทำให้การรับส่งข้อมูลได้จำนวนมากและความเร็วสูง [5] สำหรับระบบ GPR และการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a นั้นอุปกรณ์ที่มีส่วนสำคัญทำให้ระบบทั้ง 2 ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพคือ สายอากาศที่มีผลการตอบสนองต่อความถี่ 3.1 - 10.6 GHz และอีกส่วนที่ช่วยสนับสนุนให้สายอากาศสามารถส่งสัญญาณได้อย่างดีคือ ส่วนการป้อนสัญญาณอินพุตให้แก่สายอากาศโดยการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศแบบระนาบร่วมที่ได้อีกวิธีคือใช้ตัวขั้วกันแต่มีวิธีการหนึ่งที่เป็นที่นิยมคือ การใช้เทคนิคการป้อนแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) ซึ่งพบว่ามีการสูญเสียที่ต่ำรูปแบบในกรณีการกระจายคลื่นของสายอากาศเป็นแบบสมมาตรและไม่มีการเจาะรูเพื่อกรวดเพราะสายนำสัญญาณและส่วนของระนาบกรวดอยู่บนด้านเดียวกันอีกทั้งเป็นโครงสร้างที่เหมาะสมกับการใช้งานที่มีลักษณะเป็นวงจรรวมอยู่รวมบนระนาบเดียวกัน [6] ข้อดีอีกประการของการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศแบบท่อนำคลื่น

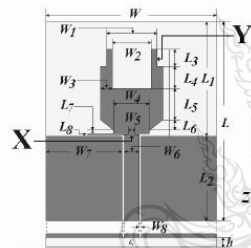


ระนาบร่วมคือ การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ทำได้ง่ายจึงทำให้มีการวิจัย และประยุกต์ใช้เทคนิคการป้อนสัญญาณด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วมกับสายอากาศแบบระนาบ [7-8] และมีการปรับรูปแบบของสายนำสัญญาณ [9] เพื่อลดขนาดสายอากาศงานวิจัยนี้นำเสนอสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบชนิดใหม่รูปคบเพลิงที่ป้อนด้วยสัญญาณอินพุตด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีอิมพีแดนซ์ด้านเข้า 50 โอห์มโดยได้แนวคิดจากงานวิจัยที่ผ่านมา [10-13] ประยุกต์ร่วมกันจนได้สายอากาศรูปแบบใหม่รูปคบเพลิง โดยการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศใช้โปรแกรม CST เพื่อปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ให้สายอากาศต้นแบบมีประสิทธิภาพที่ดีที่สุด

2. การออกแบบและผลการจำลองแบบสายอากาศ

2.1 โครงสร้างสายอากาศ

การออกแบบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบรูปคบเพลิงเริ่มจากการนำสายอากาศแบบระนาบรูปตัวยูมาปรับขนาด โดยใช้วิธีเชิงประจักษ์ (Experimental method) ร่วมกับโปรแกรม CST จนได้โครงสร้างสายอากาศต้นแบบดังรูปที่ 1 โดยโครงสร้างสายอากาศต้นแบบถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 ซึ่งขนาดความยาว (L) เท่ากับ 50 มม. ขนาดความกว้าง (W) เท่ากับ 40 มม. แผ่นวงจรพิมพ์ดังกล่าวมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) = 4.3 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) = 0.764 มม. ขนาดโครงสร้างที่เหมาะสมหลังจากทำการปรับขนาดจนทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพสูงสุดแสดงได้ตามตารางที่ 1



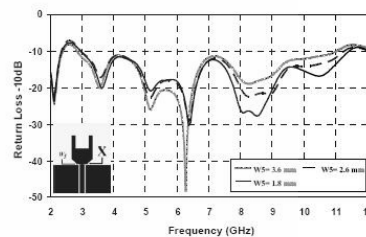
รูปที่ 1 โครงสร้างของสายอากาศต้นแบบ

ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศต้นแบบ

ขนาดความยาว		ขนาดความกว้าง	
ตัวแปร	ขนาด (มม.)	ตัวแปร	ขนาด (มม.)
L	50	W	40
L_1	28.2	W_1	13
L_2	21.8	W_2	10
L_3	3.7	W_3	3.0
L_4	5.9	W_4	9.2
L_5	7.8	W_5	2.6
L_6	2.8	W_6	3.8
L_7	0.85	W_7	17.5
L_8	0.3	W_8	0.6

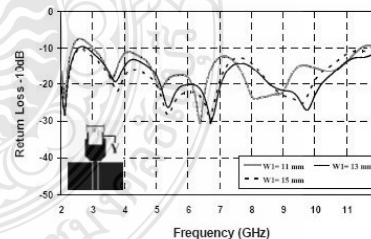
2.2 ผลการจำลองแบบของสายอากาศ

การจำลองแบบสายอากาศด้วยโปรแกรม CST เพื่อศึกษาผลตอบสนองความถี่ของสายอากาศเช่น ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับแบบรูปการแผ่พลังงานและแบนด์วิดท์ เพื่อใช้เป็นข้อมูลสำหรับการปรับขนาดโครงสร้างสายอากาศ พบว่าการปรับขนาดความกว้างและความยาวของตัวสายอากาศทำให้ได้ผลการตอบสนองความถี่ที่เหมาะสมที่สุดมีอยู่สองส่วนคือ ส่วนแรกปรับสลับรูปคบเพลิงที่จุด (X) โดยการปรับระยะห่างระหว่างตัวสายอากาศกับระนาบสร้างเงา (Ground plane) แอปได้ค่าคงที่คือ $L_8 = 0.3$ มม. และส่วนที่ทำให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับลดลงและแบนด์วิดท์กว้างขึ้นคือ ค่าความยาวของแถบ W_5 โดยมีขนาดตั้งแต่ 1.8, 2.6 และ 3.6 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ $W_5 = 2.6$ มม. ซึ่งตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ 126.86% (2.95 - 11.45 GHz.) แสดงดังรูปที่ 2



รูปที่ 2. ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับขนาดของ W_5

ส่วนที่สองทำการปรับสลับรูปคบเพลิงบริเวณส่วนปลายด้านบนคบเพลิงที่จุด (Y) ให้มีขนาดปลายเล็กลงการปรับส่งผลทำให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับและแบนด์วิดท์มีการเปลี่ยนแปลงดังรูปที่ 3 การปรับค่าความกว้างของ W_7 มีการเลือกปรับขนาดตั้งแต่ 11, 13 และ 15 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ $W_7 = 13$ มม. ทำให้เกิดการผลตอบสนองความถี่ตั้งแต่ 127.58% (2.80 - 12.05 GHz) ซึ่งส่งผลทำให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับลดลงทั้งทางด้านความถี่ต่ำและสูงทำให้มีแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นจากการปรับในส่วนแรก (รูปที่ 2) อยู่ 0.72% แสดงดังรูปที่ 3

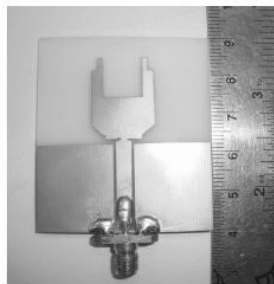


รูปที่ 3. ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เมื่อปรับ W_7

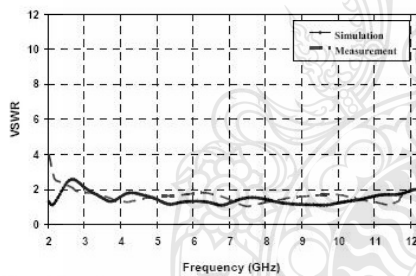


3. การสร้างและผลการวัด

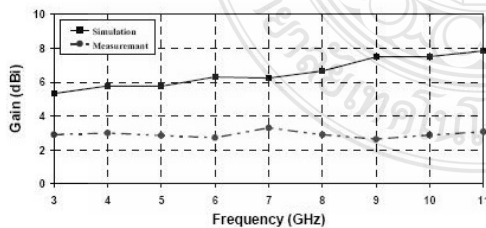
จากการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศต้นแบบด้วยการจำลองแบบจนได้ขนาดพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศที่เหมาะสมที่สุด ดังแสดงในตารางที่ 1 จากนั้นนำผลลัพธ์ที่ได้มาสร้างสายอากาศจริง ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4 ในส่วนผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับและแบนด์วิดท์ของสายอากาศ พบว่าผลลัพธ์ทั้ง 2 ที่ได้จากการจำลองแบบและวัดจริงมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันคือ สามารถรองรับการใช้งานช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.7 GHz ถึง 12.05 GHz ดังแสดงในรูปที่ 5 โดยแสดงผลตอบสนองความถี่ช่วงการใช้งานอยู่ในรูปแบบของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) จากผลลัพธ์ค่า VSWR



รูปที่ 4. สายอากาศโมโนโพลรูปกลมเพลิงต้นแบบ



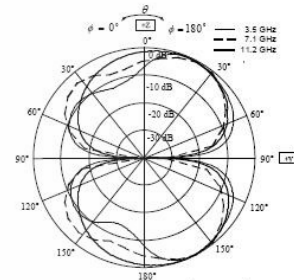
รูปที่ 5 เปรียบเทียบผลการจำลองแบบและการวัดของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน VSWR ของสายอากาศต้นแบบ



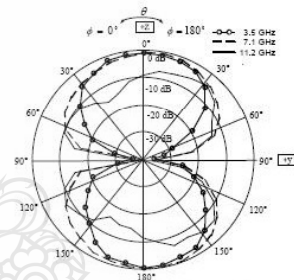
รูปที่ 6 อัตราขยายจากการจำลองแบบสายอากาศเทียบกับสายอากาศสร้างจริง

รูปที่ 6 แสดงการเปรียบเทียบของค่าอัตราขยายจากการจำลองแบบกับผลการวัดของสายอากาศสร้างจริง โดยเริ่มที่ความถี่ 3 GHz มีค่าอัตราขยาย 2.91 dBi จนถึงความถี่ 11 GHz มีค่าอัตราขยาย 3.07 dBi

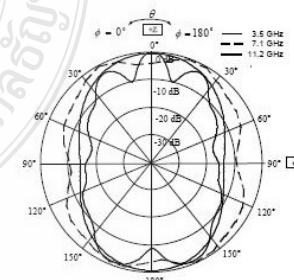
จากนั้นทดสอบเพื่อศึกษาทิศทางการใช้งานของสายอากาศ โดยทำการจำลองแบบและวัดเพื่อหาแบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation Pattern) ของสายอากาศ ผลจากการจำลองแบบเทียบกับผลการวัดจากสายอากาศสร้างจริงที่ความถี่ต่างๆ แสดงได้ดังรูปที่ 7-10 พบว่าสายอากาศมีการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bidirectional)



รูปที่ 7 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.5 GHz, 7.1 GHz และ 11.20 GHz ระนาบ E-plane

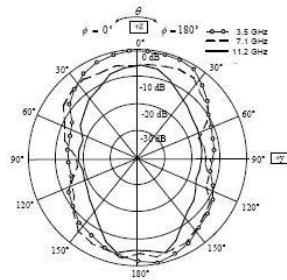


รูปที่ 8 การวัดค่าแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.5 GHz, 7.1 GHz และ 11.20 GHz ระนาบ E-plane



รูปที่ 9 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.5 GHz, 7.1 GHz และ 11.20 GHz ระนาบ H-plane





รูปที่ 10 การวัดค่าแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.5 GHz, 7.1 GHz และ 11.20 GHz ระนาบ H-plane

5. สรุป

ในบทความนี้ได้นำเสนอเสาอากาศโมโนโพลแบบระนาบรูปกลมเพลิงสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แอมบว้างซึ่งในระบบ GPR และระบบสื่อสารไร้สาย IEEE 802.15.3a ย่านความถี่ 3.1 - 10.6 GHz ผลลัพธ์ที่ได้จากการจำลองแบบและจากการวัดนั้นมีการตอบสนองความถี่ที่สอดคล้องกันตลอดช่วงความถี่การใช้งาน 3.1 - 10.6 GHz ซึ่งมีค่า VSWR น้อยกว่า 2 และพบว่าเมื่อปรับเฟสแบนด์วิดท์ที่มีค่า 132.41% (2.45 - 12.05 GHz) ในส่วนของแบบรูปการแผ่พลังงานนั้นมีลักษณะเป็นแบบ 2 ทิศทาง (Bidirectional) และค่าอัตราขยายที่ได้จากการวัดมีค่าเฉลี่ยตลอดย่านความถี่ใช้งานเท่ากับ 3 dBi

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณเอกจิต คุ้มวงศ์ สำหรับเรื่องเอกสารและข้อมูลที่เป็นประโยชน์ต่องานวิจัย

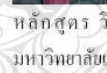
เอกสารอ้างอิง

- [1] FCC "FCC Report and Order for Part 15 Acceptance of Ultra Wideband (UWB) Systems from 3.1-10.6 GHz", Washington DC, 2002.
- [2] H. Schantz, "The Art and Science of Ultrawideband Antennas", Boston, London, Artech House, 2005.
- [3] Z. N. Chen "Antennas For Portable Devices", Institute for Infocomm Research Singapore, New York, John Wiley and Sons Inc, 2007.
- [4] S. K. Sharma, S. K. Rajgopal, "Investigation on Ultra Wide Bandwidth Pentagon Shape Microstrip Slot Antenna Backed by Reflection Sheet for Directional Radiation Pattern", URSI GA2008, Chicago, August, 2001.
- [5] Z. Li, C.-X. Zhang, G.-M. Wang, and W-R. Su, "Design on CPW-Fed Aperture Antenna for Ultra-WideBand Applications", Progress In Electromagnetics Research C, vol.2, pp. 1-6, 2008.

- [6] A. A. Eldek, C. M. Allen, A. Z. Elsherbeni, C. E. Smith and Kai-Fong Lee, "Slot Antennas for Dual and Wideband Operation in Wireless Communication Systems", IEEE Antenna's and Propagation Magazine, vol, no, 44, 2002.
- [7] W. Menzel and W. Grabherr, "A Microstrip Patch Antenna with Coplanar Feed Line", IEEE Microwave Guided Wave Letters, vol.1, pp. 340-342, 1992.
- [8] B. K. Kormanyos, W. Harokopus, L. Katehi, and G. Rebeiz, "CPW-Fed active Slot Antennas", IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol.42, pp. 541-545, 1994.
- [9] S. Kaewsuphan, and N. Anantrasirichai, "On the Analysis of Stub Tuning of Rectangular Slot Antenna fed by CPW", Thesis, KMITL, Bangkok, 2008.
- [10] Q. Wu, R. Jin, and J. Geng, "Pulse Preserving Capabilities of Printed Circular disk Monopole Antennas with Different Substrates", Progress In Electromagnetics Research, PIER78, pp. 349-360, 2008.
- [11] Y. Song, Y.-C. Jiao, G. Zhao, and F.-S. Zhang, "Multiband CPW-Fed Triangle-Shaped Monopole Antenna for Wireless Application", Progress In Electromagnetics Research, PIER70, pp. 329-336, 2007.
- [12] L.-M. Si and X. Lv, "CPW-fed Multi-band Omni-Directional Planar Microstrip Antenna using Composite Metamaterial Resonators for Wireless Communications", Progress In Electromagnetics Research, PIER83, pp. 133-146, 2008.
- [13] R. Chair, A. A. Kishk, K. F. Lee, C. E. Smith, and D. Kajfetz, "Microstrip Line and CPW-fed Ultra wideband Slot Antennas with U-Shaped Tuning Stub and Reflector", Progress In Electromagnetics Research, PIER56, pp. 163-182, 2006.



นายวัชรพล นาคทอง สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท จาก มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ปี พ.ศ. 2549 ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาโท



หลักสูตร วิศวกรรมมหาบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีงานวิจัยที่สนใจ Ultra-Wideband



ดร.อำนวยการศึกษาระดับปริญญาเอก จาก มหาวิทยาลัยคาสเซิล ประเทศสาธารณรัฐเยอรมัน ปี พ.ศ. 2551 ปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์ประจำ

ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีงานวิจัยที่สนใจ Ultra Wideband Radar System, Ultra Fast Electrical Pulse Generator, Antenna Design





- | | | | |
|---|--|---|---|
| <p>Organizers:</p>    | <p>Co-Organizer:</p>  | <p>Supporter:</p>  | <p>Gold Sponsor:</p>  <p>Sponsor/Technical Co-sponsors:</p>      |
|---|--|---|---|





3. Committees

3.1 *Organizing Committee*

General Chairs

Kam Weng TAM University of Macau
Chi Hou CHAN City University of Hong Kong

Technical Program Chairs

Kwai Man LUK City University of Hong Kong
Quan XUE City University of Hong Kong
Sio Weng TING University of Macau
Wai Wa CHOI University of Macau

Technical Program Vice Chairman

Kwok Kan SO City University of Hong Kong

Publication and Publicity Chairs

Hang WONG City University of Hong Kong
Kam Man SHUM City University of Hong Kong

Finance Chairs

Sut Kam HO University of Macau
Pedro CHEONG University of Macau

Local Arrangement Chairs

Chon Chio LEONG University of Macau
Ka Hing CHIANG JESIC Technology Limited
Chun Pong CHIANG JESIC Technology Limited

General Secretary

Wai Wa CHOI University of Macau

Secretary of Technical Program Committee

Wing Yee KO City University of Hong Kong

Members of Secretariat

Ka Sin LEONG University of Macau
Man Lok LEE University of Macau
Qian Ling YE University of Macau



3.2 International Advisory Committee

Kai Fong LEE	University of Mississippi
Raj MITTRA	Pennsylvania State University
Tapan SARKAR	Syracuse University
Makoto ANDO	Tokyo Institute of Technology
Weng Cho CHEW	The University of Hong Kong
Koichi ITO	Chiba University
Dau Chyrh CHANG	Oriental Institute of Technology
Zhi Ning CHEN	Institute for Infocomm Research
Kin Lu WONG	National Sun Yat-Sen University
Joshua Le Wei LI	National University of Singapore
Marek BIAKOWSKI	The University of Queensland
Seong-Ook PARK	Korea Advanced Institute of Science and Technology
William Ross STONE	Stoneware Ltd.
Wen Xun ZHANG	Southeast University

3.3 Best-Paper Award Committee

Chair

Tapan K. Sarkar Syracuse University, USA

Vice Chair

ZhiNing Chen Institute for Infocomm Research, Singapore

Members

Dau Chyrh Chang Oriental Institute of Technology, Taiwan

Mitsuo Taguchi Nagasaki University, Japan

Monai Krairiksh King MongKut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand

Magdalena Salazar Palma Universidad Carlos III de Madrid, Spain

Kwok-Wa Leung City University of Hong Kong, Hong Kong



3.4 ISPA ISC and TAB Members

Ajay Chakraborty	IIT Kharagpur, India
Ananda Mohan	UTS, Australia
Ananjan Basu	IIT Delhi, India
Bevan Bates	Adelaide University, Australia
Chi H. Chan	City University of Hong Kong, Hong Kong
Chuwong Phongcharoenpanich	KMITL, Thailand
Dau-Chyrh Chang	OIT & YZU, Taiwan
Hiroyuki Arai	Yokohama National University, Japan
Hong-Twu Chen	ROC Military Academy, Taiwan
Jaehoon Choi	Hanyang University, Korea
K. J. Vinoy	IISc Bangalore, India
K. M. Luk	City University of Hong Kong, Hong Kong
Kam Weng Tam	University of Macau, Macao
Kunio Sawaya	Tohoku University, Japan
Kyeong-Sik Min	Korea Maritime University, Korea
Joshua Le Wei Li	National University of Singapore
Makoto Ando	Tokyo Institute of Technology, Japan
Mazlina Esa	University Teknologi Malaysia, Malaysia
Monai Krairiksh	KMITL, Thailand
Prayoot Akkaraekthalin	KMITNB, Thailand
Seong Ook Park	KAIST, Korea
Sio Weng Ting	University of Macau, Macao
Trevor Bird	CSIRO, Australia
Wai Wa Choi	University of Macau, Macao
Wei Hong	Southeast University, China
Wen Xun Zhang	Southeast University, China
Yilong Lu	Nanyang Technological University, Singapore
Zaiki Awang	University Teknologi MARA, Malaysia



3.5 Reviewers of ISAP2010

Abu Sahmah Mohd Supa'at	Kiyotaka Fujisaki	Prayoot Akkaraekthalin
Akimasa Hirata	Koichi Hirayama	Qiang Chen
Akkarat Boonpoonga	Koichi Ichige	Rangsan Wongsan
Akram Alomainy	Koki Watanabe	Rokuzo Hara
Ananda Sanagavarapu Mohan	Komsak Meksamoot	Sarawuth Chaimool
Andrew Weily	Kunio Sakakibara	Satoshi Hori
Anyong Qing	Kuo-Sheng Chin	Sevia Idrus
Atsushi Yamamoto	Kyoichi Igusa	Sharul Kamal Abdul Rahim
Chao-Fu Wang	Linus Lau	Shigeki Obote
Chatree Mahatthanajatuphat	Manabu Yamamoto	Shinichi Ichitsubo
Chein-Jen Wang	Mardina Abdullah	Shinichiro Ohnuki
Cheng-Nan Hu	Masaharu Takahashi	Shyh-Kang Jeng
Christophe Fumeaux	Masahiro Tanaka	Steven Gao
Chuwong Phongcharoenpanich	Masayuki Nakano	Suneat Pranonsatit
Da-Gang Fang	Mazlina Esa	Takayuki Sasamori
Denchai Worasawate	Md Zaini Jamaludin	Takeo Ohgane
Duang-Arthit Srimoon	Michael Ong	Takeshi Fukusako
En-Xiao Liu	Mingyao Xia	Takuichi Hirano
Franklin Joseph	Mitoshi Fujimoto	Tetsuro Imai
Haiying Yao	Mitsuhiro Yokota	Titipong Lertwiryaprapa
Hao Wang	Mohamad Kamal A Rahim	Toru Takahashi
Hieng Tiong Su	Mohd Khairul Mohd Salleh	Toshifumi Moriyama
Hiroshi Iwai	Mohd Zazar Mohd Jenu	Toshihiko Nishimura
Hiroyuki Tsuji	Monthippa Uthansakul	Wei Hong
Hisato Iwai	Naobumi Michishita	Weijiang Zhao
Hon Tat Hui	Naoki Honma	Wen-Piao Lin
Hong-Xing Zheng	Naoki Kita	Xiang-Yu Cao
Hou Zhang	Nasimuddin N	Y. P. Zhang
Huey-Ru Chuang	Nobuhiro Kuga	Yasuhiko Tanabe
Jaehoon Choi	Noor Asmawati Samsuri	Yasushi Takatori
Jeffrey S. Fu	Norhudah Seman	Yijun Feng
Jian-Xin Chen	Noriaki Oodachi	Yong Heui Cho
Jui-Ching Cheng	Nozomu Ishii	Yong-Chang Jiao
Jukkrit Tagapanij	Ozgur Isik	Yongxin Guo
Jun Hu	Panisa Keowsawat	Yoshiaki Ando
Kan Okubo	Peerapong Uthansakul	Yoshichika Ohta
Kazuo Sato	Peter Song	Yoshio Inasawa
Kei Sakaguchi	Phakkawat Jantree	Young Joong Yoon
Keisuke Noguchi	Phumin Kirawanich	Youngki Cho
Keizo Cho	Piyaporn Krachodnok	Zhongxiang Shen
Kentaro Nishimori	Pornchai Supnithi	
Kin-Lu Wong	Powen Hsu	

24 Nov. 2010 (Wednesday)		13:30 - 15:10
WA1	WB1	WD1
Rohde & Schwarz Special Session	Wideband Antennas 1	EMC/EMI Simulation & Measurements
Rm. Capri 1001-Rm1002	Rm. Capri 1003	Rm. Capri 1103
<p>1330 - 1350</p> <p>New Method in Noise Figure Measurement and Advanced Frequency Converting Measurement using Network Analyzer Kuek Chee Yaw Rohde & Schwarz, Germany</p>	<p>20 A New Broadband Trapezoidal Flat Monopole Antenna Behrouz Heydari, Alireza Islamdoost Asian Elite Co., Iran</p>	<p>18 The Effect of Via Spacing on the Signal Integrity Performance of PCB with Slotted Ground Soonyong Lee, Wonbum Seo, Jaehoon Choi Hanyang University, Korea</p>
<p>1350 - 1410</p>	<p>111 Wang-Shaped Patch Antenna Excited by H-Plane Oriented Wideband Feed-Networks Chi-Ho Wong¹, Kwok L. Chung¹, Wai-Yip Tam¹, Sarawuth Chaimool² ¹ Hong Kong Polytechnic University, Hong Kong, China ² King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Thailand</p>	<p>34 Magnetic Probe With Extended Ground Plane for EMC Measurement Shun-Yun Lin¹, Chin-Yen Li¹, Shang-Kuei Yen¹, Pao-Hsia Cheng² ¹ Cheng Shiu University, Taiwan ² Powerful Technology Design Co., Ltd.</p>
<p>1410 - 1430</p>	<p>120 Wideband and Dual-band Stacked Square Microstrip Antennas with Shorting Plates and Slits Takafumi Fujimoto Nagasaki University, Japan</p>	<p>97 Radiated Immunity Test System for Vehicles Using a Compositd Dipole Antenna Akihiko Komatsuzaki¹, Hiroyuki Arai¹, Toshiyasu Tanaka² ¹ Yokohama National University, Japan ² Microwave Factory Co., Ltd., Japan</p>
<p>1430 - 1450</p>	<p>155 Broadband Quadrifilar Helical Antennas David C. Ni¹, Peter Chung², Ray Chen², Ching-Wen Hsu³ ¹ Direxion Technology ² King Communication Materials ³ National Taiwan University of Science and Technology, Taiwan</p>	<p>140 Scattering Analysis of a Formation of Ships Using Parallel Higher Order Method of Moments Xun-Wang Zhao¹, Yu Zhang¹, Hong-Wei Zhang¹, Sio-Weng Ting², Hang Su², Chang-Hong Liang¹ ¹ Xidian University, China ² University of Macau, China ³ Lanzhou University, China</p>
<p>1450 - 1510</p>	<p>293 Bidirectional Antenna on Flambeau-Shape Watcharaphon Naktong, Boonchai Kaewchan, Apirada Namsang, Amhoi Ruengwaree Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Thailand</p>	<p>233 Evaluation of Anechoic Chamber for EMI over 1GHz by Pseudo Plane-Wave Spectrum M. Ameya¹, S. Kurokawa¹, I.Watanabe², M. Yamaguchi², R. Hasumi² ¹ National Institute of Advanced Industrial Science and Technology, Japan ² Device Co. Ltd., Japan</p>

Bidirectional Antenna on Flambeau-Shape

Watcharaphon Naktong¹, Boonchai Kaewchan, Apirada Namsang, and
Amnoiy Ruengwaree²

Department of Electronic and Telecommunications Engineering, Faculty of Engineering,
Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Klong 6, Phatumtani, THAILAND

E-mail: oachi525@gmail.com¹ and amnoiy@hotmail.com²

1. Introduction

Presently, GPR system has brought to apply widely in several types of work. Mostly, it is used to investigate with no damage cause such as objects exploring, underground gas pipes, underground tank, tree root, electric cable and waste water pipe which those objects may be destroyed if there is the digging operation in that area surface without prior investigation. The antenna used in GPR system according to FCC standard has set the antenna into 2 lengths which are the low antenna lower than 960 MHz and the high length will set at antenna 3.1 - 10.6 GHz [1-2]. Besides as stated, UWB (Ultra-wideband) was also brought to apply in wireless communication by technology standard IEEE 802.15.3a [3], which is the new technology of communication that becomes very popular because of its wide bandwidth [4], so that the transmitting of large amount of information is enhanced with high speed. For GPR system and wireless communication according to IEEE 802.15.3a standard, the important equipment that makes both systems work effectively is the antenna that response to the 3.1 - 10.6 GHz frequency range and another part that help to support an antenna for good transmitting. The input signal that feeds to CPW-fed can be done in several ways. But one way that popular applied is Coplanar Waveguide (CPW) technique that is found low loss in the form of wave distribution and no via-hole for linking to ground in order to a ground antenna is on the same side[5]. Another good point of CPW-fed is the matching impedance can be done easily so, there was the research and application of CPW-fed technique with a monopole antenna to reduce the size of antenna [6-8]. This research presents the new form of a

monopole antenna with CPW feed-line as the idea in [9-12] to apply the new structure of a Flambeau-shape antenna. The CST program is used for optimized the proposed parameters to have the most effectiveness.

2. Antenna design

The design of Flambeau-shape monopole antenna structure begins from bringing the U-shape antenna to adjust the size by optimization on the CST program as shown in figure 1. The structure of the proposed antenna is created on the material FR4 which its relative dielectric constant (ϵ_r) and a thickness (h) are 4.3 and 0.764 mm, respectively. The return loss, the radiation patterns and bandwidth of the proposed antenna are produced by adjusting structure of the antenna. It is found that the varying of width and length of the proposed antenna cause the response in the required frequency range.

First, the stub of the Flambeau-shape antenna at point (X) is varied by adjusting the length W_s . It is found that when the W_s is 2.6 mm, the frequency response is produced the wide bandwidth of 126.86% (2.95 - 11.45 GHz) as shown in figure 2(a). The length from the antenna to ground plane has a stable value, L_g of 0.3 mm.

Then the space between the Flambeau-shape stub, W_l which on the top end of the proposed antenna as point Y is adjusted. It is found when W_l is around 13 mm; the bandwidth is increased of 127.58% (2.80 - 12.05 GHz) and made the return loss reduced in both high and low frequency edges. The increasing of the bandwidth is 0.72% more than the adjusting of W_s as shown in figure 2(b).

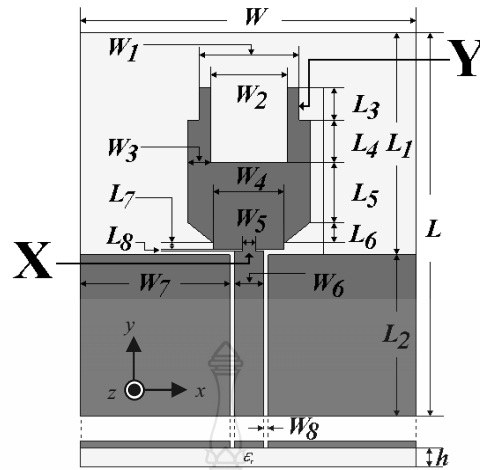
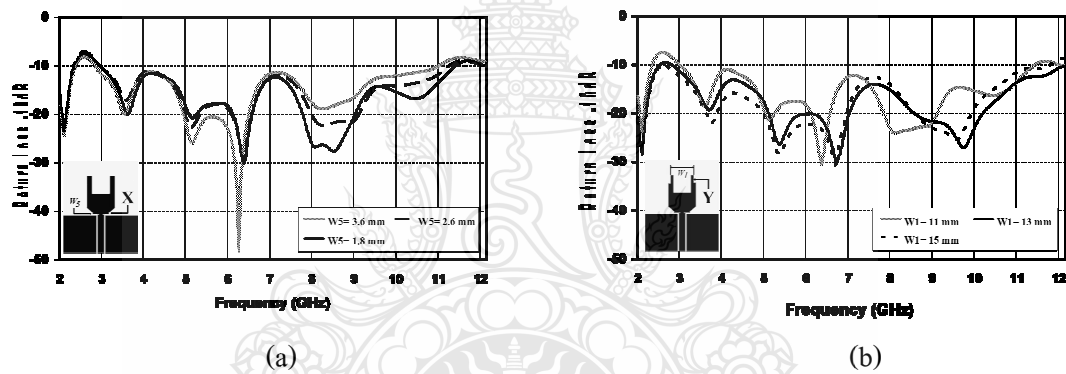


Figure 1: Layout of the proposed antenna.

Figure 2: The frequency response (S_{11}) when (a) W_5 (b) W_1 is varied.

Its optimized dimension has been determined. The antenna parameters were obtained in the followings: $L_1 = 28.2$ mm, $L_2 = 21.8$ mm, $L_3 = 3.7$ mm, $L_4 = 5.9$ mm, $L_5 = 7.8$ mm, $L_6 = 2.8$ mm, $L_7 = 0.85$ mm, $L_8 = 0.3$ mm, $W_1 = 13$ mm, $W_2 = 10$ mm, $W_3 = 3$ mm, $W_4 = 9.2$ mm, $W_5 = 2.6$ mm, $W_6 = 3.8$ mm, $W_7 = 17.5$ mm and $W_8 = 0.6$ mm. Nevertheless, the feed-line is exactly equal to 50 ohm. The total dimension is equal to 50×40 mm².

3. Creation and result of measurement

Base on the discussion above the physical antenna prototype is then fabricated as shown in figure 1. Then, the Flambeau-shape antenna is fabricated as shown in figure 3. In the part of the measurement result of the return loss and bandwidth of the antenna, it is found that both results from the model and real measurement are in the same direction which is be able to support the use of the frequencies range from 2.7 GHz to 12.05 GHz as shown in figure 4(a). By the responding result to the frequencies in the using range is in the fraction form of Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) from the outcome of VSWR value. Figure 4(b) shows the comparison of simulated and measured gain in the frequency range of 3 to 11 GHz. It found that the expanding gain is around 2.91 to 3.07 dBi.

To confirm that the proposed antenna is generated the bidirectional pattern so that figure 5 and 6 show the radiation patterns in E- and H- plane at 3.5, 7.1 and 11.2 GHz. It can be noticed that all the responses are activated as a monopole antenna with the bidirectional pattern.



Figure 3: A photograph of the Flambeau-shape antenna.

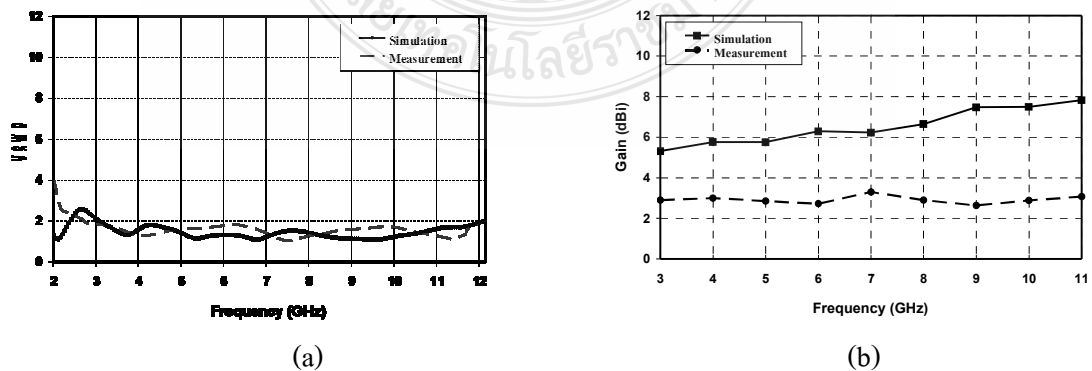


Figure 4: Comparison of simulation and measurement of the proposed antenna (a) VSWR (b) Gain

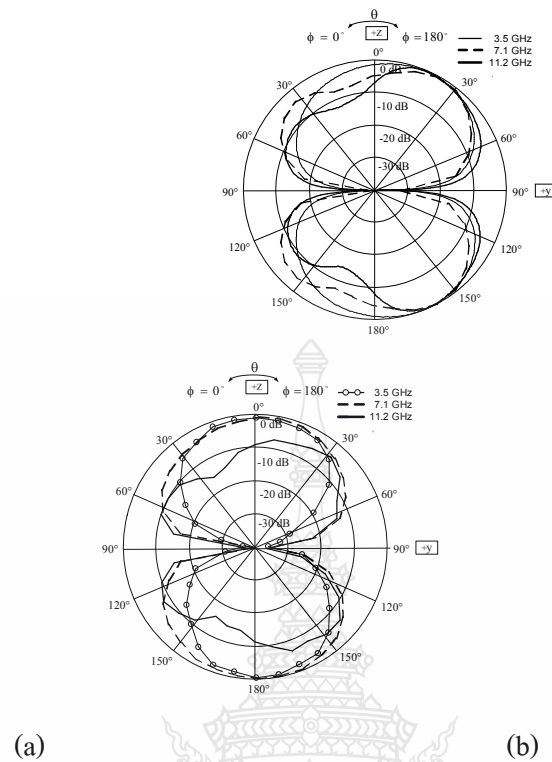


Figure 5: The radiation pattern at the frequencies of 3.5 GHz, 7.1 GHz and 11.20 GHz on E-plane

(a) Simulation (b) Measurement.

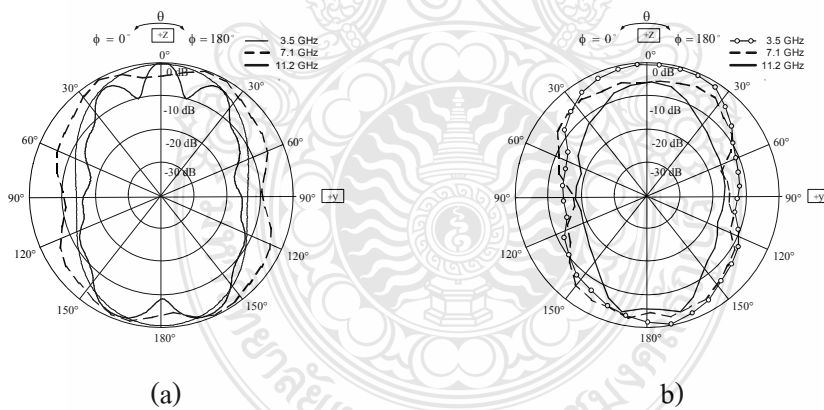


Figure 6: The radiation pattern at the frequencies of 3.5 GHz, 7.1 GHz and 11.20 GHz on H-plane

(a) Simulation (b) Measurement.

5. Conclusion

This paper propose the Flambeau-shape monopole antenna to apply in the UWB in GPR system and wireless communication system IEEE 802.15.3a in the frequencies range of 3.1 -10.6 GHz. The result of the simulation and measurement are agreed very well. The proposed dimension

is $40 \times 50 \text{ mm}^2$ and fabricated on FR-4 PCB substrate, which its VSWR is less than 2 and the percentage of bandwidth is 132.41%. For the radiation pattern, it is the Bidirectional with the gain of 3 dBi all the frequency range.

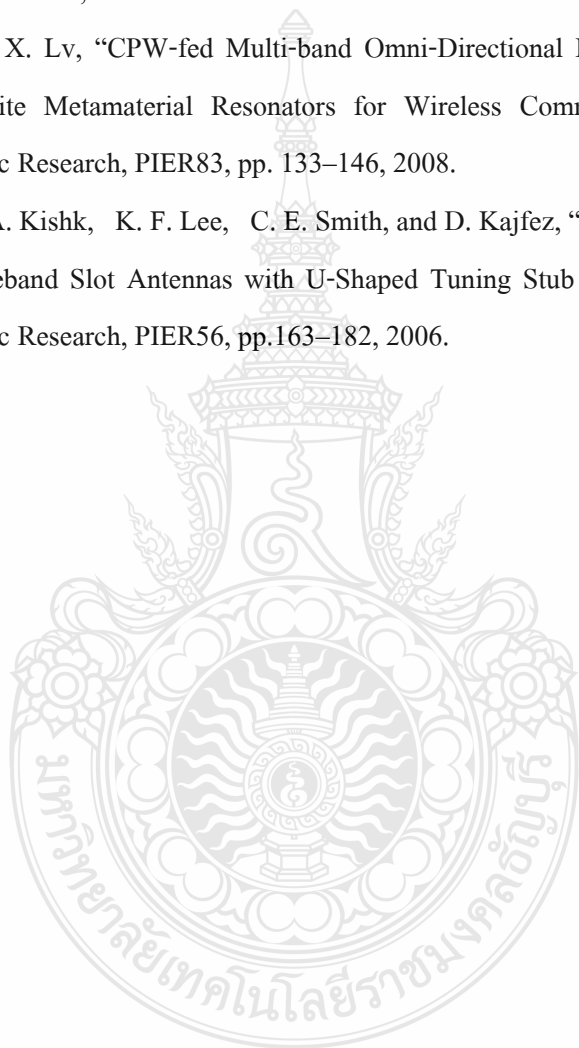
Acknowledgement

The author would like to thank Mr. Akechit Khumwongs for the useful documents and information.

Reference

- [1] FCC “FCC Report and Order for Part 15 Acceptance of Ultra Wideband (UWB) Systems from 3.1-10.6 GHz”, Washington DC, 2002.
- [2] H. Schantz, “The Art and Science of Ultra-wideband Antennas”, Boston, London, Artech House, 2005.
- [3] Z. N. Chen “Antennas for Portable Devices,” Institute for Infocomm Research Singapore, NewYork, John Wiley&Sons Inc, 2007.
- [4] S. K. Sharma, and S. K. Rajgopal, “Investigation on Ultra Wide Bandwidth Pentagon Shape Microstrip Slot Antenna Backed by Reflection Sheet for Directional Radiation Pattern,” URSI GA2008, Chicago, August, 2001.
- [5] Z. Li, C.-X. Zhang, G. -M. Wang, and W-R. Su, “Design on CPW-Fed Aperture Antenna for Ultra-Wideband Applications,” Progress in Electromagnetic Research C, vol.2, pp. 1-6, 2008.
- [6] W. Menzel and W. Grabherr, “A Microstrip Patch Antenna with Coplanar Feed Line,” IEEE Microwave Guided Wave Letters, vol. 1, no. 11, pp. 340-342, Nov. 1992.
- [7] B. K. Kormanyos, W. Harokopus, L. Katehi, and G. Rebeiz, “CPW-Fed active Slot Antennas,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol.42, no.4 , pp. 541–545, April 1994.
- [8] S. Kaewsuphan and N. Anantrasirichai, “On the Analysis of Stub Tuning of Rectangular Slot Antenna Fed by CPW”, Master Thesis, KMITL, Bangkok, 2008.

- [9] Q. Wu, R. Jin, and J. Geng, "Pulse Preserving Capabilities of Printed Circular disk Monopole Antennas with Different Substrates", *Progress In Electromagnetic Research, PIER78*, pp. 349 - 360, 2008.
- [10] Y. Song, Y. -C. Jiao, G. Zhao, and F. -S. Zhang, "Multiband CPW-Fed Triangle-Shaped Monopole Antenna for Wireless Application," *Progress in Electromagnetic Research, PIER70*, pp. 329 - 336, 2007.
- [11] L. -M. Si and X. Lv, "CPW-fed Multi-band Omni-Directional Planar Microstrip Antenna using Composite Metamaterial Resonators for Wireless Communications," *Progress in Electromagnetic Research, PIER83*, pp. 133–146, 2008.
- [12] R. Chair, A. A. Kishk, K. F. Lee, C. E. Smith, and D. Kajfez, "Microstrip Line and CPW-Fed Ultra wideband Slot Antennas with U-Shaped Tuning Stub and Reflector *Progress in Electromagnetic Research, PIER56*, pp.163–182, 2006.





ECTI-CON 2011
KHON KAEN UNIVERSITY

8th Electrical Engineering/ Electronics,
Computer, Telecommunications and
Information Technology (ECTI) Association,
Thailand - Conference 2011

Khon Kaen, Thailand

May 17-19, 2011

Pullman Khon Kaen Raja Orchid Hotel

ECTI
Association



**KHON KAEN
UNIVERSITY**



IEEE
THAILAND SESSION

Committee

❖ Steering Committee

- ♦ Anan Phonphoem (KU)
- ♦ Banlue Srisuchinwong (SIIT)
- ♦ Chaiwut Chat-uthaio (KMITL)
- ♦ Jitkasame Ngarmnil (MUT)
- ♦ Nipon Theera-Umpon (CMU)
- ♦ Prabhas Chongstitvatana (CU)
- ♦ Prayoot Akkaraekthalin (KMUTNB)
- ♦ Putchong Uthayopas (KU)
- ♦ Sansanee Auephanwiriyaikul (CMU)
- ♦ Thumrongrat Amornraksa (KMUTT)
- ♦ Tiranee Achalakul (KMUTT)
- ♦ Tuptim Angkaew (CU)
- ♦ Vutipong Areekul (KU)
- ♦ Wanlop Surakampontorn (KMITL)
- ♦ Werachet Khan-ngen (KMITL)

❖ General Chair

- ♦ Monai Krairiksh (KMITL)

❖ Vice Chair

- ♦ Nawapak Eua-Anant (KKU)
- ♦ Boonying Charoen (KKU)

❖ TPC Chair

- ♦ Prabhas Chongstitvatana (CU)
- ♦ Keattisak Sripimanwat (NECTEC)

❖ Publication & IS Chair

- ♦ Kanda Runapongsa Saikaew (KKU)

❖ Finance Chair

- ♦ Rujipan Sampanna (BU)
- ♦ Rujchai Ung-arunyavee (KKU)

❖ Local Arrangement Chair

- ♦ Watis Leelapatra (KKU)
- ♦ Anupap Meesomboon (KKU)

❖ Registration Chair

- ♦ Amnart Suksri (KKU)
- ♦ Pramin Artrit (KKU)

❖ Publicity Chair

- ♦ Nantakan Wongkasem (KKU)

❖ General Secretary

- ♦ Pattarawit Polpinit (KKU)
- ♦ Nararat Ruangchaijatupon (KKU)

Technical Program Committee

Area 1: Circuits & Systems

- Chair: Chiranut Sa-ngiamsak (KKU)
- Songphol Kanjanachuchai (CU)
- Apisak Worapishet (MUT)

Area 2: Computers and Information Technology

- Chair: Anan Phonphoem (KU)
- Chotipat Pornavalai (KMITL)
- Sansanee Auephanwiriyaikul (CMU)
- Atiwong Suchato (CU)
- Putchong Uthayopas (KU)

Area 3: Communication Systems

- Chair: Chuwong Phongcharoenpanich (KMITL)
- Kultida Rojviboonchai (CU)
- Nipapon Siripon (CMU)
- Virasit Imtavil (KKU)

Area 4: Controls

- Chair: Manop Wongsaisuwan (CU)
- Waree Kongprawechanon (SIIT)
- Pramit Artlit (KKU)

Area 5: Electrical Power Systems

- Chair: Naebboon Hoonchareon (CU)
- Issarachai Ngamroo (KMITL)
- Kittipong Tonmitr (KKU)

Area 6: Signal Processing

- Chair: Matthew Dailey (AIT)
- Wuttipong Kumwilaisak (KMUTT)
- Wiroonsak Santipach (KU)
- Nawapak Eua-anant (KKU)

RF and Wireless Circuits

- 1074 Design and Implementation of a 1 GHz GaN HEMT Class-F Power Amplifier for Transistor Model Evaluation..... 149
Charinrat Wongtanarak and Suramate Chalermwisutkul

Test and Reliability

- 1130 Performance Assessment of PV Modules after Long Field Exposure in North Eastern of Thailand 152
C. Dechthummarong, J. Thongpron, S. Thepa, D. Chenvidhya, C. Jivacate, K. Kirtikara
- 1426 A Selective X-masking for Test Responses in the Presence of Unknown Values 156
Xu shubing, Taweesak Reungpeerakul

Other

- 1027 Portable Electronic Nose for Beverage Quality Assessment..... 159
Panida Lorwongtragool, Chatchawal Wongchoosuk, Teerakiat Kercharoen
- 1143 Phase Transitions and Dielectric Properties of Lead-Free $\text{Bi}_{0.5}\text{K}_{0.5}\text{TiO}_3$ - BaTiO_3 Piezoelectric Ceramics 163
Amucha Ruangphanit, Surasak Niemcharoen, Rangson Muanghlua and Apinai Rerkram

Communication Systems**Antenna and Propagation**

- 1086 Increasing bandwidth of Flambeau-shape monopole antenna for UWB Application 172
Watcharaphon Naktong and Amnoiy Ruengwaree
- 1188 The Applications of Fill until Full (FuF) for Multiresonator-based Chipless RFID System 176
Pimsiriporn Narkcharoen and Suneat Pranonsatit
- 1266 A Compact Ultrawideband Monopole Antenna with Tapered CPW Feed and Slot Stubs 180
Pichet Moeikham and Prayoot Akkaraekthalin

Increasing bandwidth of Flambeau-shape monopole antenna for UWB Application

Watcharaphon Naktong¹ and Amnoiy Ruengwaree²

¹Department of electrical engineering, Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Thanyaburi

²Department of Electronics and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering,

Rajamangala University of Technology Thanyaburi Rangsit – Nakorn Nayok rd. Thanyaburi district Patumthani 12110

E-mail: Oachi525@gmail.com, amnoiy.r@en.rmUTT.ac.th

Abstract - This article presents the increasing bandwidth of a flambeau-shaped monopole antenna for UWB application. The prototype antenna has small size of about 38 x 45 mm² and fabricated on a simple FR-4 PCB with a CPW-fed structure. This antenna is supported UWB (Ultra-wideband) applications as required by the Federal Communications Commission (FCC) with the frequency range of about 3.1-10.6 GHz, covering of IEEE 802.15.3a and also IEEE 802.16a standards. The structural simulation technique was used to analyze the antenna characteristics, utilizing the commercial software Computer Simulation Technology (CST). The measured input impedance bandwidth (return loss < -10 dB) of the prototype antenna was 162.52% for the frequency range of about 2.49 - 24.09 GHz. The radiation patterns were bidirectional along the proposed frequency band.

Keywords: Increasing bandwidth, Flambeau-shaped, CPW-Fed, and UWB

I. INTRODUCTION

Presently, FCC standard required 3.1 - 10.6 GHz (Ultra-wideband: UWB) [1-3], a short distance form of communication that became popular. It possessed the wide bandwidth for the wireless communication on IEEE 802.15.3a and IEEE 802.16a standard [4-6]. Consequently, for those who used the UWB standard system had brought it to develop the devices that could be employed to various applications such as Ground Penetrating Radar (GPR), Near field detection, and Microwave radar system etc. The GPR was investigated objects under ground surface without damages. Systems enhanced the large amount of information transmitting and were also potential applications with high speed. The important part of the mentioned systems were their effectiveness in wideband operation that is antenna.

That antenna had added more potential to use the systems. Therefore, the antenna was designed to response to UWB. The antenna structure was designed with two-sided PCB. Previously, researcher [4-7] had antennas more tuning shapes and more complex structures with two-sided PCB design in order to match with the required impedance bandwidth. Therefore, it was designed by using Coplanar Waveguide: CPW technique. For the good point, there was no need to make the hole to connect the ground since the signal lead wire. The ground plane was on the same side and the matching of impedance could be done more easily. However, the previous antenna sizes were bulky with very thick structure [8-11] that was difficult to compose with the small devices. For this reason, in this paper, we had developed slots on the antenna structure to reduce the size and increase the bandwidth. In this work, we presented the flambeau-shaped monopole antenna by using the ground slotting technique [11]. The slotting technique increases the bandwidth to create over than 50 ohm of impedance sending through UWB. The antenna simulation by using CST program. Had been employed to adjust parameters for the best characteristic.

II. Structure and designing principles

A. Antenna Structure

The design of antenna structure [11] had been adapted to develop into new flambeau-shaped monopole antenna. It began with slot making technique [12-15] on both points of ground plane. The experimental method had employed CST program until getting the prototype of antenna as shown in figure 1. The antenna prototype was built on PCB type FR-4 with the length (L) at 45 mm, and width (W) 38 mm. The PCB had a constant dielectric value (ϵ_r) = 4.3 and the base material thickness (h) = 0.764 mm. Then, adjusting the size until getting the highest efficiency of antenna as shown in Table 1.

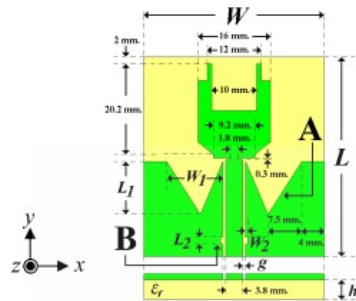


Figure 1 Prototype antenna structure.

Table 1 The parameters of prototype antenna.

Width (W)		Length (L)	
variations	size (mm.)	variations	size (mm.)
L_1	45	W_1	38
L_2	11	W_2	12
L_3	1.6	W_3	0.4
H	0.764	g	0.6

B. The result of simulation

The simulation technique by CST program was used to study important characteristics of the antenna such as return loss, radiation pattern and bandwidth. Then, the results of simulation would be examined to adjust the parameters of antenna. It was found that adjusting two parts of the antenna were gained best return loss responses. Firstly, the asymmetric ground slot both left and right at point (A), by adjusting W_1 at the constant value of $L_1 = 11$ mm, to reduce the return loss and wider bandwidth the lengths of W_1 of 3, 6, 9 and 12 mm as shown in figure 2. It was found that the appropriate value was $W_1 = 12$ mm which responded to the frequency from 2.98 - 17.41 GHz (141.53%).

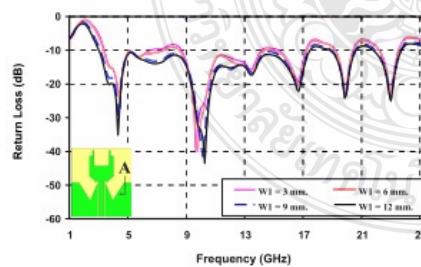


Figure 2 The return loss (S_{11}) when adjusting the size of W_1 .

Second part was to make the slot of rectangular ground plane both on the left and right side at point (B). The changes of this result in return loss value and the bandwidth as shown in Figure 3. By adjusting the length of the stripe and get the best value of $W_2 = 0.4$ mm. Then, adjust the width of L_2 from 0.4, 0.8, 1.2 and 1.6 mm and found that the fitting value was $L_2 = 1.6$ mm. This yields the corresponding bandwidth of 155.90% (2.98 - 23.52 GHz) that made the return loss value reduce both in high and low frequency edges. The results in more bandwidth from the first adjustment (Figure 2) was about 29.74% as shown in Figure 3.

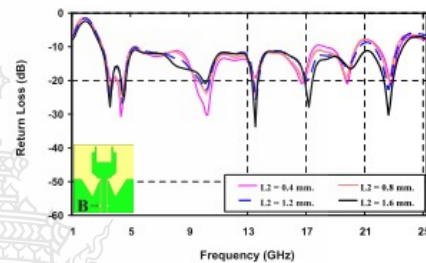


Figure 3 The return loss (S_{11}) when adjusting L_2 .

III. Fabrication and measurement

The appropriate antenna parameters from simulation were shown in Figure 1 and table 1. After that, the outcomes were brought to create the real antenna as shown in Figure 4. For the part of return loss value and antenna's bandwidth measured results, it was found that both the simulation and measurement results tended to be in the same way which can be used with the frequency range from 2.49 GHz to 24.09 GHz as shown in Figure 5. The responding result of frequency range used in the form of Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) was also presented.

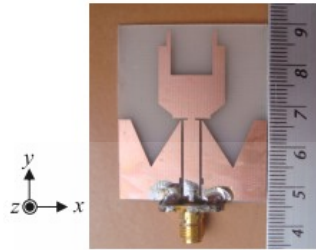


Figure 4 Prototype of flambeau-shaped monopole antenna.

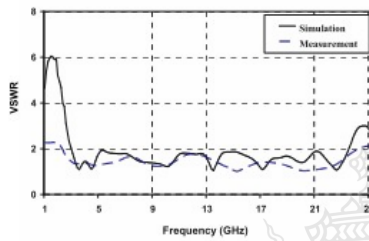


Figure 5 The comparison results of model simulation and measurement of the VSWR.

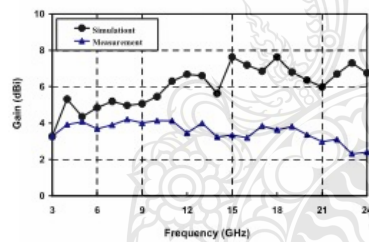


Figure 6 Gain comparison of the simulated results compared to the measured results.

Figure 6 shows the comparison of gain of antenna prototype from simulation and measurement. Starting with 3 GHz frequency of gain 3.26 dBi to the frequency of 24 GHz with gain of about 2.41 dBi.

The antenna directions were tested by using the methods of simulation and measurement to find the radiation pattern of the antenna. The comparison of the simulation and the measurement results at any range of frequencies were shown in figure 7-10. It was found that the antenna radiation pattern was bidirectional.

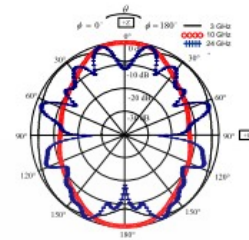


Figure 7 The simulation results of the radiation pattern at the frequencies of 3 GHz, 10 GHz and 24 GHz on E-plane.

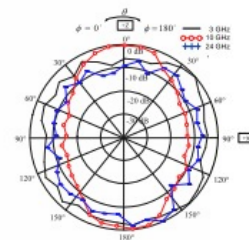


Figure 8 The measurement results of radiation pattern at the frequencies of 3 GHz, 10 GHz and 24 GHz on E-plane.

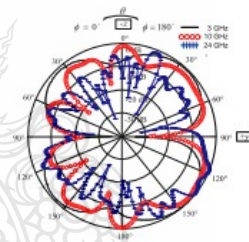


Figure 9 Radiation pattern simulation results at the frequencies of 3 GHz, 10 GHz and 24 GHz on H-plane.

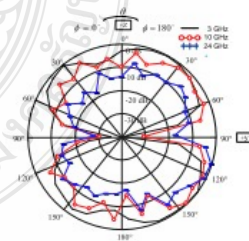


Figure 10 Radiation pattern measurement results at the frequencies of 3 GHz, 10 GHz and 24 GHz on H-plane.

IV. CONCLUSION

This article presented the increasing of bandwidth in flambeau-shaped monopole antenna with the slot making on two points of ground plane. This was aimed to increase the UWB that can be used with the wireless communication on IEEE 802.15.3a, IEEE 802.16a and future development standards. The results of antenna simulation and measurement in responding to the frequencies were constantly conformed to the frequency used in 3.1 - 10.6 GHz and having VSWR less than 2. In addition, it was found to have 162.52% of bandwidth (2.49 - 24.09 GHz). The results gained from the average measurement through the operating band of 3.54 dBi was found as be able to reduce the size of former antenna. In the research [11], the antenna of size $40 \times 50 \text{ mm}^2$ was reduced to $38 \times 45 \text{ mm}^2$ and the antenna from this research had reduced in size about 14.5% with more bandwidth than the previous research about 55.55%.

V. ACKNOWLEDGMENT

I would like to express my grateful thank to Faculty of Technical Education, Rajamangala University of Technology Thanyaburi for the supporting of CST program.

REFERENCES

- [1] M.J. Ammann, and Z. N. Chen, "Wideband monopole antenna for multi-band wireless system," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol.45, No.2, pp. 146-150, 2003.
- [2] Z. N. Chen, M.W. Y. Chia, and M. J. Ammann, "Optimization and Comparison of broadband monopole," *IEEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 150, no.6, pp. 429-435, 2003.
- [3] H.-D. Chen, H.-T. Chen, "A CPW-fed Dual-frequency Monopole antenna," *IEEE Trans. Antenna Propagat*, vol.52, pp. 978-982, Apr. 2004.
- [4] R. Zaker, Ch. Ghobadi, and J. Nourinia, "A Modified Microstrip-fed two-step Tapered Monopole antenna for UWB and WLAN Applications," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 77, pp. 137-148, 2007.
- [5] C.-C. Lin and H.-R. Chuang, "A 3-12GHz UWB Planar Triangular Monopole antenna with Ridged Ground-Plane" *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 83, pp. 307-321, 2008.
- [6] 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, 2006.
- [7] S. Gupta, M. Ramesh and A. T. Kalghatgi, "Design of Optimized CPW fed Monopole Antenna for UWB Applications," *Microwave Conference Proceedings 2005 (APMC 2005), Asia-Pacific Conference Proceedings*, vol 4, 4-7 Dec. 2005.
- [8] V. Shrivastava and Y. Ranga, "Ultra wide band CPW-fed printed pentagonal antenna with modified ground plane for UWB Applications," *Mobile and Multimedia Networks, 2008. IET International Conference on*, pp.1-2, 11-12 Jan. 2008.
- [9] H. ZHANG, G. LI, J. WANG, X. YIN, "A Novel Coplanar CPW-Fed Square Printed Monopole Antenna for UWB Applications" *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2010 International Conference on*, pp. 352-354, 8-11 May 2010.
- [10] S. Pokapanit and A. Ruengwaree, "CPW-Fed Rectangular Slot Antenna with Mortar Shape Stub Tuning for UWB Application," *32nd Electrical Engineering Conference (EECON-32)*, vol. 2, pp. 773-776, 28-30 Oct. 2009.
- [11] W. Naktong, B. Kaewchan, A. Namsang, and A. Ruengwaree, "Bidirectional Antenna on Flambeau-Shape," *International Symposium on Antennas Propagation (ISAP2010)*, macao, China, pp. 17-20, 23-26 Nov. 2010.
- [12] W. Naktong, K. Nuangwongsa, S. Todnatee, J. Markyou and A. Ruengwaree, "A Study of Adding a Triangular Tuning Point and Stepped Ground Plane for Enhancing the Bandwidth of the Dual-Stub Wideband Slot Antenna," *1st Engineering and Architecture Conference, Rajamangala University of Technology Isan, Nakhon Ratchasima, Thailand*, 3 Aug. 2010.
- [13] W.-S. Chen and Y.-H. Yu, "The Design of Rhombic Antenna with a Band-Reject Characteristic" *TENCON 2007 - 2007 IEEE Region 10 Conference*, pp. 1-4, 30 Oct. 2 Nov. 2007.
- [14] Z. F. Yao, X. Wang, S. G. Zhou, L. Sun, B. H. Sun and Q. Z. Liu, "A Novel Dual Band-notched Ultra-wideband Slot Antenna" *Propagation and EM Theory, 2008, ISAPE 2008, 8th International Symposium on*, pp. 66-69, 2-5 Nov. 2008.
- [15] J.-Y. Jan and T.-M. Kuo, "CPW-fed wideband planar monopole antenna for operations in DCS, PCS, 3G, and Bluetooth bands" *1st Electronics Letters*, vol. 41, No. 18, Sep. 2005.