

การศึกษาการออกแบบสายอากาศแบบระนาบ สำหรับการสื่อสารไร้สาย
ด้วยเทคนิคการเซาะร่อง และการปรับจูนสตั๊ป

STUDY OF PLANAR ANTENNA DESIGN FOR WIRELESS
COMMUNICATION WITH SLOTS ETCHING AND STUB TUNING
TECHNIQUE

วีรศักดิ์ แก้วศรีดำ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ปีการศึกษา 2555
ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

การศึกษาการออกแบบสายอากาศแบบระนาบสำหรับการสื่อสารไร้สาย
ด้วยเทคนิคการเซาะร่อง และการปรับจูนสลับ

วีรศักดิ์ แก้วศรีดำ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ปีการศึกษา 2555

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การศึกษาการออกแบบสายอากาศแบบระนาบ สำหรับการสื่อสารไร้สาย
ด้วยเทคนิคการเซาะร่อง และการปรับจูนสตัป

Study of Planar Antenna Design for Wireless Communication with
Slots Etching and Stub Tuning Technique

ชื่อ - นามสกุล

นายวีรศักดิ์ แก้วศรีดำ

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์อำนวยการ เรืองวารี, Dr.-Ing

ปีการศึกษา

2555

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

ประธานกรรมการ

(อาจารย์จกกรี ศรีนนท์ฉัตร, Ph.D.)

กรรมการ

(รองศาสตราจารย์สมศักดิ์ อรรถทิมากุล, Ph.D.)

กรรมการ

(อาจารย์อภิรดา นามแสง, ปร.ด.)

กรรมการ

(อาจารย์อำนวยการ เรืองวารี, Dr.-Ing)

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี อนุมัติวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

.....คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์สมหมาย ผิวสอาด, Ph.D.)

วันที่ 7 เดือน ตุลาคม พ.ศ. 2555

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาการออกแบบสายอากาศแบบระนาบ สำหรับการสื่อสารไร้สายด้วยเทคนิคการเซาะร่อง และการปรับจูนสลับ
ชื่อ-นามสกุล	นายวิรัชศักดิ์ แก้วศรีคำ
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์อำนวยการ เรื่องวารี, Dr.-Ing.
ปีการศึกษา	2555

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอสายอากาศแบบระนาบร่วม 2 รูปแบบ คือ สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการป้อนสัญญาณแบบระนาบร่วมที่มีการปรับจูนสลับรูปเขากวางสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง และสายอากาศโมโนโพลรูปหางปลาที่มีการปรับจูนระนาบกราวด์สำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้าง เนื่องจากงานวิจัยที่ผ่านมาสายอากาศแบบระนาบร่วมมีลักษณะ โครงสร้างขนาดใหญ่ และการตอบสนองของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์แคบ จึงทำให้การนำสายอากาศดังกล่าวไปประยุกต์ใช้กับงานการสื่อสารแบบไร้สายที่ต้องการความถี่แถบกว้างมีข้อจำกัด

สายอากาศต้นแบบที่ได้ออกแบบทั้ง 2 รูปแบบ มีการป้อนสัญญาณด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม และมีการประยุกต์ใช้เทคนิคการเพิ่มสลับและการเซาะร่องที่ตัวแผ่พลังงานและระนาบกราวด์ การวิเคราะห์สายอากาศต้นแบบ สำหรับการเพิ่มสลับและการเซาะร่องในรูปทรงเรขาคณิตที่เหมาะสมที่สุด อาศัยการคำนวณร่วมกับการจำลองแบบทางโครงสร้างด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (Computer simulation Technology: CST) และระเบียบวิธีเชิงประจักษ์การปรับอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ให้ตอบสนองแถบย่านความถี่ที่ประยุกต์ใช้งาน

ผลการจำลองแบบและผลการวัดของสายอากาศต้นแบบ พบว่าสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบร่วมที่มีการปรับจูนด้วยสลับรูปเขากวาง มีช่วงความถี่ใช้งานตั้งแต่ 1.43 - 13.01 GHz มีอัตราขยาย 3.45 dBi มีลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง และสายอากาศโมโนโพลรูปหางปลาที่มีการปรับจูนระนาบกราวด์ มีช่วงความถี่ใช้งาน 2.34 - 6.69 GHz มีอัตราขยาย 3.28 dBi มีรูปแบบการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทาง

คำสำคัญ: สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบ การเพิ่มแบนด์วิดท์ การลดขนาด การเซาะร่อง ความถี่แถบกว้างยิ่ง

Thesis Title: Study of Planar Antenna Design for Wireless Communication with Slots etching and Stub tuning Technique

Name - Surname Mr. Weerasak Keawsridam

Program Electrical Engineering

Thesis Advisor Mr. Amnoi Ruengwaree, Dr.-Ing.

Academic Year 2012

ABSTRACT

This thesis presented the two prototypes of the coplanar waveguide (CPW) antenna: CPW-fed rectangular slot antenna with antler-shape stub tuning for UWB application and Fish-tail shape monopole antenna for broadband applications. In previous works, the planar antenna structures were of bulky sizes and narrow impedance bandwidth. For that reason, the antennas were not suitable for wireless communications applications that require wideband frequency.

The two prototype antennas use the same coplanar waveguide feeding. The slots etching and stub tuning technique were applied to radiation and ground plane for tuning impedance to response application frequency range. The prototype antenna structure analysis for optimization slots etching and stub increasing geometric shapes were done through simulation using Computer Simulation Technology (CST) program and empirical method.

The simulation and measurement results showed that CPW-fed rectangular slot antenna with antler-shape stub tuning for UWB application has frequency between 1.43 - 13.01 GHz, bi-directional radiation pattern and antenna gain was 3.45 dBi. The Fish-tail shape monopole antenna has frequency between 2.31 - 7.79 GHz and omni-directional radiation pattern. The average antenna gain was 3.28 dBi.

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

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความช่วยเหลือในการออกแบบงานวิจัย การทดลองผล
ร่วมถึงวิธีการดำเนินการงานวิจัยจาก ดร. อำนวย เรืองวาริ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ และ
ขอขอบคุณ ดร. จักริ ศรีนนท์ฉัตร ดร. อภिरดา นามแสง กรรมการการสอบวิทยานิพนธ์
รองศาสตราจารย์ ดร. สมศักดิ์ อรรถทิมากุล ผู้ทรงคุณวุฒิ ที่ได้ให้ความรู้ คำแนะนำ ข้อเสนอแนะ
และตรวจสอบข้อบกพร่อง ในการจัดทำวิทยานิพนธ์และข้อคิดเห็นต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ ต่อการวิจัย
ในครั้งนี้จนสำเร็จ

ขอขอบคุณ ดร. ไพฑูรย์ รักเหลือ อาจารย์ประจำสาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และ
โทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ให้ความอนุเคราะห์
เครื่องมือวิเคราะห์โครงข่าย เพื่อการวัดและทดสอบชิ้นงานต้นแบบ และ ผศ. รัฐพล จินะวงศ์ อาจารย์
ประจำคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ได้ให้คำแนะนำในการ
แก้ปัญหาของงานวิจัยนี้

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ทุกท่าน ซึ่งได้สละเวลาอันมีค่ามาเพื่อประ
สิทธิประสาทความรู้ ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา เพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ทุกๆ ท่านที่คอยช่วยให้
กำลังใจผลักดันให้งานวิจัยนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

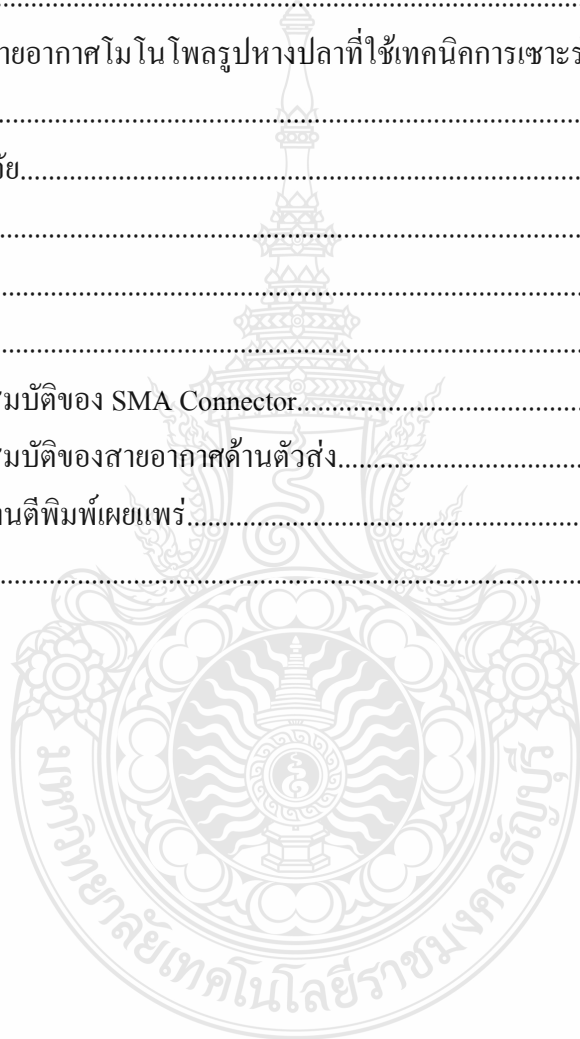
วีรศักดิ์ แก้วศรีคำ

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
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	2
2 ทฤษฎีและโครงสร้างสายอากาศ.....	3
2.1 ทบทวนวรรณกรรม.....	3
2.2 ความหมายของสายอากาศ.....	5
2.3 คุณลักษณะและพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศ.....	6
2.4 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม.....	11
2.5 ประสิทธิภาพของขนาดสายอากาศแบบไมโครสตริป.....	17
2.6 โปรแกรม AppCAD for Windows.....	20
2.7 โปรแกรม CST Computer Simulation Technology.....	21
3 การออกแบบสายอากาศ.....	22
3.1 การออกแบบสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบร่วมที่มีการปรับจูนสัดรูป เขากวาง.....	22
3.2 การออกแบบสายอากาศโมนโพลรูปตัววีที่มีการปรับจูนระนาบกรวด.....	45

สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
4 ผลการทดสอบ.....	63
4.1 บทนำ.....	63
4.2 การทดสอบสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบร่วมที่มีการปรับจูนสัดรูป เขากวาง.....	63
4.3 การทดสอบสายอากาศโมนโพลรูปหางปลาที่ใช้เทคนิคการเซาะร่องและเพิ่มสัดบ.....	70
5 ผลการทดสอบ.....	77
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	77
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	79
รายการอ้างอิง.....	80
ภาคผนวก.....	83
ภาคผนวก ก คุณสมบัติของ SMA Connector.....	84
ภาคผนวก ข คุณสมบัติของสายอากาศด้านตัวส่ง.....	93
ภาคผนวก ค ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่.....	100
ประวัติผู้เขียน.....	113



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นที่ได้จากการออกแบบเพื่อการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST ของสายอากาศช่องเปิดรูวงสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบร่วม.....	34
3.2 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นต่างๆ เพื่อการจำลองแบบ.....	53
5.1 สรุปผลการปรับจูนของสายอากาศช่องเปิดรูวงสี่เหลี่ยมที่มีการปรับจูนสักรูปเขากวาง และจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST เพื่อความถี่ที่ตอบสนอง.....	77
5.2 สรุปผลการปรับจูนของสายอากาศรูปหางปลาที่มีการปรับจูนระนาบกราวด์และจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST เพื่อความถี่ที่ตอบสนอง.....	78



สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1	โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบต่างๆ..... 12
2.2	ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม..... 12
2.3	โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง..... 13
2.4	โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง..... 16
2.5	แบบจำลองโปรแกรมแผ่พลังงานของสายอากาศ..... 17
2.6	ตัวอย่างหน้าต่างของโปรแกรม AppCAD ในการคำนวณ CPW..... 20
2.7	ตัวอย่างหน้าต่างของโปรแกรม CST Microwave Studio..... 21
3.1	โครงสร้างของสายอากาศต้นแบบ..... 23
3.2	หน้าต่างของโปรแกรม AppCAD for Windows..... 26
3.3	โครงสร้างของสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง..... 27
3.4	ขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมกับช่องว่างระหว่างสายนำ สัญญาณกับระนาบกราวด์..... 30
3.5	โครงสร้างความยาวของสายนำสัญญาณระนาบร่วม..... 30
3.6	โครงสร้างความกว้างและความยาวบริเวณช่องปลายเปิดของตัวสายอากาศ..... 31
3.7	โครงสร้างบริเวณที่แผ่พลังงานของตัวสายอากาศ..... 32
3.8	โครงสร้างของพารามิเตอร์ต่างๆ ตัวสายอากาศรูปเขากวางที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณ แบบระนาบร่วม..... 34
3.9	ผลการจำลองแบบสายอากาศตามภาพที่ 3.8 โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ตาม ตารางที่ 3.1..... 35
3.10	การเซาะร่องของตัวสายอากาศรูปตัววี..... 35
3.11	ผลการจำลองแบบจากการเซาะร่องรูปตัววีตามภาพที่ 3.10..... 36
3.12	การเซาะร่องที่บริเวณปลายของสายนำสัญญาณและด้านล่างของบริเวณที่แผ่พลังงาน. 36
3.13	ผลการจำลองการเซาะร่องเพื่อปรับจูนค่าพารามิเตอร์ที่บริเวณ W_1 37
3.14	การเพิ่มสลับปรับจูนรูปตัวไอแนวนอนเข้าที่ด้านซ้ายและขวา..... 38
3.15	ผลการจำลองผลการปรับจูนค่าพารามิเตอร์ที่บริเวณ W_2 38
3.16	การเพิ่มสลับปรับจูนรูปสี่เหลี่ยมเข้าที่ด้านซ้ายและขวาของแพทช์..... 39
3.17	ผลการจำลองผลการปรับจูนค่าพารามิเตอร์ที่บริเวณ L_3 39

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.18 ผลการจำลองที่ผ่านการปรับจูนพารามิเตอร์ต่างๆ.....	40
3.19 ผลการจำลองอัตราอัตรการขยาย.....	41
3.20 โครงสร้างของสายอากาศและค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้จากการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST.....	41
3.21 แบบรูปการแผ่พลังงานของความถี่ 3.5 GHz.....	42
3.22 แบบรูปการแผ่พลังงานของความถี่ 7GHz.....	43
3.23 แบบรูปการแผ่พลังงานของความถี่ 10.5 GHz.....	44
3.24 ขนาดด้านกว้างและด้านยาวของสายอากาศ.....	45
3.25 หน้าต่างของโปรแกรม AppCAD for Windows.....	48
3.26 โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม.....	49
3.27 ขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมกับช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์.....	52
3.28 ความยาวของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม (Feed line).....	52
3.29 โครงสร้างของพารามิเตอร์ต่างๆ ตัวสายอากาศ.....	53
3.30 ผลการจำลองแบบจากโครงสร้างภาพที่ 3.39.....	54
3.31 การเซาะร่องบริเวณด้านล่างของบริเวณที่แผ่พลังงาน.....	54
3.32 ผลการจำลองจากการเซาะร่องบริเวณด้านล่างของตัวที่แผ่พลังงาน.....	55
3.33 การปรับจูนระนาบกราวด์เป็นรูปสี่เหลี่ยมคางหมู.....	55
3.34 ผลการจำลองโครงสร้างตามภาพที่ 3.33.....	56
3.35 การปรับจูนด้านบนของบริเวณที่แผ่พลังงานเป็นรูปสามเหลี่ยม.....	56
3.36 ผลการจำลองโครงสร้างของสายอากาศตามภาพที่ 3.35.....	57
3.37 โครงสร้างของสายอากาศที่ผ่านการปรับจูนรูปร่างปลาและระนาบกราวด์.....	57
3.38 ผลการจำลองอัตราส่วนคลื่นนิ่ง.....	58
3.39 ผลการจำลองอัตราการขยาย.....	58
3.40 แบบรูปการแผ่พลังงานของความถี่ 2.5 GHz.....	59
3.41 แบบรูปการแผ่พลังงานของความถี่ 5 GHz.....	60
3.42 แบบรูปการแผ่พลังงานของความถี่ 7 GHz.....	61

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.1 เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้า.....	63
4.2 การทดสอบสายอากาศแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่ง.....	64
4.3 ผลการวัดค่าการสะท้อนกลับสายอากาศแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่ง.....	64
4.4 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศแบบระนาบร่วมช่องปลายเปิดรูปเขากวาง.....	65
4.5 ผลการวัดอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศแบบระนาบร่วมช่องปลายเปิดรูปเขากวางสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่ง.....	66
4.6 เปรียบเทียบค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศแบบระนาบร่วมช่องปลายเปิดรูปเขากวาง.....	66
4.7 ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดแบบระนาบร่วมรูปเขากวาง.....	67
4.8 การวัดการแผ่พลังงานในระนาบ Y-Z ที่ความถี่ 3.5 GHz.....	67
4.9 การวัดการแผ่พลังงานในระนาบ Y-Z ที่ความถี่ 7 GHz.....	68
4.10 การวัดการแผ่พลังงานในระนาบ Y-Z ที่ความถี่ 10.5 GHz.....	68
4.11 การวัดการแผ่พลังงานในระนาบ X-Z ที่ความถี่ 3.5 GHz.....	68
4.12 การวัดการแผ่พลังงานในระนาบ X-Z ที่ความถี่ 7 GHz.....	69
4.13 การวัดการแผ่พลังงานในระนาบ X-Z ที่ความถี่ 10.5 GHz.....	69
4.14 สายอากาศต้นแบบของสายอากาศรูปหางปลาที่มีการปรับจูนระนาบกราวด์.....	70
4.15 ผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศรูปหางปลาที่มีการปรับจูนระนาบกราวด์.....	71
4.16 เปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศรูปหางปลาที่มีการปรับจูนระนาบกราวด์.....	71
4.17 ผลการวัดค่า VSWR ของสายอากาศรูปหางปลา.....	72
4.18 เปรียบเทียบค่า VSWR ของสายอากาศรูปหางปลา.....	73
4.19 ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศหางปลา.....	73
4.20 การทดสอบการแผ่พลังงานในระนาบ X-Z ที่ความถี่ 2.5 GHz.....	74
4.21 การทดสอบการแผ่พลังงานในระนาบ Y-Z ที่ความถี่ 2.5 GHz.....	74

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.22 การทดสอบการแผ่พลังงานในระนาบ X-Z ที่ความถี่ 5 GHz.....	75
4.23 การทดสอบการแผ่พลังงานในระนาบ Y-Z ที่ความถี่ 5 GHz.....	75
4.24 การทดสอบการแผ่พลังงานในระนาบ X-Z ที่ความถี่ 7 GHz.....	75
4.25 การทดสอบการแผ่พลังงานในระนาบ Y-Z ที่ความถี่ 7 GHz.....	76



คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

Δ	Delta
λ	Wavelength
ϵ_r	Dielectric constant
ϵ_{re}	Effective Dielectric Constant
BW	Band Width
C	Capacitor
CPW	Coplanar Waveguide
CST	Computer Simulation Technology
D	Directivity
DCS	Digital Cellular Service
dB	Decibel
e_t	Total efficiency
e_r	Reflection(mismatch) efficiency
e_c	Conduction efficiency
e_d	Dielectric efficiency
e_{cd}	Antenna radiation efficiency
EFIE	Electric Field Integral Equation
FCC	Federal Communications Commission
f	Frequency
f_c	Frequency center
f_l	Lower Frequency
f_u	Upper Frequency
f_{max}	Frequency maximum
f_{min}	Frequency minimum
G	Gain
G_o	Maximum gain
GHz	Giga Hertz

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

GSM	Global System for Mobile Communications
HP	Hewlett Packard
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
L	Long
MOM	Method of Moment
mm	Millimeter
P_{rad}	Power density
P_{in}	Input power
PCS	Global System for Mobile Communication
Q	Quality Factor
R	Radiating
R_r	Radiation resistance of the antenna
R_L	Loss resistance of the antenna
S_{11}	Return Loss
TM	Transverse Mode
TEM	Transverse Electric-Magnetic
U	Radiation intensity
U_i	Radiation intensity of isotropic source
U_{max}	Maximum radiation intensity
UWB	Ultra-wideband
VSWR	Standing Wave Ratio
W	Wide
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
Z_L	Load impedance
Z_o	Characteristic Impedance

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การติดต่อสื่อสารไร้สายในปัจจุบันมีความก้าวหน้าและมีความต้องการเพิ่มมากขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งการใช้ในย่านความถี่สูง ที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างมากเนื่องจากมีขนาดของแบนด์วิดท์ที่กว้างเหมาะสำหรับการสื่อสารข้อมูลความเร็วสูงและมีขนาดข้อมูลที่ใหญ่ เช่น ข้อมูลทางด้านมัลติมีเดีย [1] หรือการสื่อสารไร้สายส่วนบุคคล (Personal Area Network) [2] เทคโนโลยี WiMAX ตามมาตรฐาน IEEE 802.16 (ย่านความถี่วิทยุ 3400 - 3690 MHz และ 5250 - 5850 MHz) รวมถึงเทคโนโลยี WLAN ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/n (ย่านความถี่วิทยุ 5150 - 5350 MHz, 5450-5750 MHz และ 5725 - 5825 MHz) มีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับน้อยกว่า -10 dB ซึ่งคิดเป็นเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ที่ต้องไม่น้อยกว่าร้อยละ 20 หรือมีแบนด์วิดท์ทั้งหมดมากกว่า 500 MHz [3-5] ตามมาตรฐานที่กล่าวมาข้างต้น จึงทำให้มีการศึกษาวิจัยและพัฒนาสายอากาศในรูปแบบต่างๆ ให้ตอบสนองเทคโนโลยีของการสื่อสารนั้นๆ ให้ทันสมัยอย่างต่อเนื่องเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานให้ครอบคลุมในย่านความถี่ที่ต้องการ แต่ยังคงพบว่าสายอากาศที่ใช้งานในย่านดังกล่าวยังมีโครงสร้างที่ซับซ้อน

ผู้วิจัยจึงได้มีแนวคิดทำการศึกษาปรับโครงสร้างและออกแบบสายอากาศโดยเลือกสายอากาศแบบช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบร่วม การพัฒนาโครงสร้างของสายอากาศต้นแบบใช้เทคนิคการปรับเพิ่มสลับตามรูปทรงเรขาคณิต เพื่อให้ตอบสนองในย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง ให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ให้ครอบคลุมย่านความถี่นั้นๆ ในส่วนการศึกษาและวิเคราะห์ใช้วิธีการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศด้วยโปรแกรม CST ปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ให้สายอากาศต้นแบบมีประสิทธิภาพสูงสุด

1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาการออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบระนาบร่วมที่รองรับการสื่อสารไร้สาย

1.2.2 เพื่อศึกษาพฤติกรรมของการเพิ่มสลับและการเซาะร่องเมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศช่องเปิดแบบระนาบร่วม

1.2.3 เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพด้วยการเพิ่มสลับและการเซาะร่องของสายอากาศช่องเปิดแบบระนาบร่วม

1.2.4 เพื่อศึกษาเทคนิคและวิธีการวัดคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบระนาบร่วม

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 ออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดร่วมที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม

1.3.2 สามารถเพิ่มค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ของสายอากาศต้นแบบให้กว้างขึ้น โดยใช้เทคนิคการเพิ่มสัดับและเซาะร่องที่เหมาะสมให้กับสายอากาศต้นแบบ

1.3.3 สายอากาศแบบระนาบร่วมสามารถตอบสนองมาตรฐาน IEEE 802.11b/g/n (2.4-2.5 GHz) IEEE 802.11 a/n (5.15-5.85 GHz) และ IEEE 802.16 (3400-3690 MHz และ 5250-5850 MHz)

1.4 ขั้นตอนการวิจัย

1.4.1 ศึกษาข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศแบบระนาบร่วม

1.4.2 ศึกษาเทคนิคการออกแบบสายอากาศแบบระนาบร่วม

1.4.3 ศึกษาเทคนิคการเพิ่มสัดับมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศแบบระนาบร่วม

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

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้สายอากาศที่มีลักษณะโครงสร้างแบบระนาบร่วมสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้าง

1.5.2 สามารถนำสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบไปประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้าง

1.5.3 เข้าใจการทำงานของสายอากาศแบบระนาบร่วม รวมถึงเทคนิคการเพิ่มสัดับกับการเซาะร่องเพื่อเพิ่มอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์

1.5.4 สามารถออกแบบสายอากาศแบบระนาบร่วมสำหรับการใช้งานในย่านความถี่แถบกว้าง และประยุกต์การออกแบบสายอากาศให้รองรับย่านอื่นๆ ได้

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง

สายนำสัญญาณที่นิยมใช้ป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศในย่านความถี่ไมโครเวฟมีอยู่หลายชนิด เช่น สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป สายนำสัญญาณแบบร่อง สายนำสัญญาณระนาบแบบคู่ และสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม ซึ่งในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะนำเสนอในเฉพาะส่วนของสายอากาศที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม เนื่องจากมีลักษณะโครงสร้างของสายนำสัญญาณที่ง่ายต่อการเชื่อมต่อและสะดวกต่อการออกแบบเพื่อการประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่สูงตามที่ต้องการ หรือให้สามารถรองรับตามเทคโนโลยีต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นเทคโนโลยีของ WCDMA, WLAN, WiMAX, Broadband Wireless Access, Public Safety Frequency และเทคโนโลยีของ Ultra Wide Band หรืออื่นๆ

โดยในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของสายอากาศที่ป้อนสัญญาณด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมทั้งแบบชนิดมีกราวด์ด้านล่างและชนิดที่ไม่มีกราวด์ด้านล่าง

2.1 ทบทวนวรรณกรรม

ในงานวิจัยที่ผ่านมา มีผู้วิจัยหลายท่านได้เสนอแนวคิดเพื่อแก้ปัญหาเกี่ยวกับเทคนิคการเพิ่มสลับ การเจาะร่องเพื่อการลดขนาดของสายอากาศและเพิ่มขยายแบนด์วิดท์ให้กว้างมากขึ้นหรือปรับจูนความถี่ให้ตรงกับความต้องการ เพื่อให้สามารถรองรับการสื่อสารไร้สายให้ได้หลากหลายย่านความถี่ตามที่ต้องการ โดยมีแนวคิดในการแก้ปัญหาดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้นคือ X.-C. Yin, C.-L. Ruan, S.-G. Mo, C.-Y. Ding และ J.-H. Chu [6] ได้ออกแบบสายอากาศสำหรับหลายย่านความถี่โดยใช้เทคนิคการเจาะร่องรูปตัวแอล เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานกับ IEEE 802.11 a/b/g/n (2.4GHz และ 5 GHz) และ WiMax (3.5 GHz) ซึ่งถูกออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์ FR4 ที่มีขนาดเท่ากับ 42×48.7 ตารางมิลลิเมตร มีข้อดีคือจัดความถี่ที่ไม่ต้องการ เพื่อหลีกเลี่ยงรบกวนของการสื่อสารไร้สายอื่นๆ

Wen- Shen Chen, Y. C. Chang, H. T. Chen, F. S. Chang และ H. C. Su [7] ได้ออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปตัวไอสำหรับรองรับการสื่อสารไร้สาย (WLAN/WiMAX) แบบสองย่านความถี่คือที่ย่านความถี่ต่ำ 2.3 - 4.15 GHz และย่านความถี่สูง 4.93 - 5.83 GHz โดยใช้เทคนิคการเพิ่มเส้นปรับจูนรูปตัวไอ สายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 40×53 ตารางมิลลิเมตร ซึ่งการออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปตัวไอนั้นใช้เทคนิคการเพิ่มเส้นปรับจูนรูปตัวไอซึ่งมีข้อดีคือ มีขนาดลดลงจากงานวิจัย [8] และสายอากาศสามารถใช้งานในย่านความถี่ที่มากกว่าการงานวิจัย [8-9]

C. M. Wu [8] ได้ออกแบบสายอากาศโมนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเจาะรูรูปตัวเอ็ช้สำหรับการใช้งานเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ตารางมิลลิเมตรมาตรฐาน 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 ตารางมิลลิเมตร ซึ่งใช้เทคนิคการเจาะรูรูปตัวเอ็ช้เพื่อปรับจูนสำหรับรองรับย่านความถี่แถบคู่คือ ช่วงย่านความถี่ต่ำ 2.28 - 2.62 GHz และช่วงย่านความถี่สูง 4.52 -6.00 GHz

สามารถ โภคาพานิชย์ และ อำนวย เรืองวาริ [9] ได้นำเสนอสายอากาศร่องป้อนด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วม ที่ปรับจูนด้วยสตับริปครกสำหรับการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานกับระบบ IEEE 802.15.3a (3.1-10.6 GHz) ถูกออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์มีขนาดเท่ากับ 41×51.5 ตารางมิลลิเมตร และมีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ประมาณ 2.89 - 11.49 GHz ข้อดีคือ มีขนาดแบนด์วิดท์ที่กว้างและมีขนาดของสายอากาศเล็กกว่างานวิจัย [7, 10-12]

W.-C. Liu และ C.-M. Wu [10] ได้ออกแบบสายอากาศโมนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าร่วมกับเทคนิคการเจาะรูสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มุมด้านล่างของสายอากาศ ซึ่งการเจาะรูนั้นส่งผลให้สายอากาศโมนโพลตอบสนองย่านความถี่แถบคู่คือ รองรับย่านความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ที่ใช้งานได้ในเครือข่ายไร้สาย (WLAN) มาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) โดยโครงสร้างสายอากาศต้นแบบถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 ซึ่งขนาดความยาวและขนาดความกว้างเท่ากับ 41.9×51 ตารางมิลลิเมตร ซึ่งจากการเจาะรูดังกล่าวมีข้อดีคือ ทำให้ค่าแบนด์วิดท์ตอบสนองต่อย่านความถี่ได้มากขึ้น

W.-C. Liu [11] ได้ออกแบบสายอากาศโมนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าร่วมกับเทคนิคการเจาะรูสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีความกว้างและความยาวแคบกว่างานวิจัยที่ [12] โดยสายอากาศต้นแบบที่มีการปรับจูนร่องที่ทำการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D และใช้วิธีเชิงประสบกการณ์เพื่อหาขนาดโครงสร้างที่เหมาะสม พบว่าการเจาะรูรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ามีขนาดเท่ากับ 8.5×2.3 ตารางมิลลิเมตร โดยการปรับจูนค่าดังกล่าวทำให้สายอากาศตอบสนองสามย่านความถี่คือ 2.4, 3.7 และ 5.25 GHz ตารางมิลลิเมตร มาตรฐานใช้งานคือ IEEE 802.11b/g (2.40-2.484.GHz), IEEE 802.16e (3.4-3.69 GHz) และ IEEE 802.16a (5.13-5.35.GHz) ความกว้างและความยาวของสายอากาศเท่ากับ 58×66 ตารางมิลลิเมตร โดยโครงสร้างสายอากาศต้นแบบถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ ซึ่งมีข้อดีคือ มีค่าแบนด์วิดท์ตอบสนองมากกว่าวิจัยที่ [10]

J. William และ R. Nakkeeran [12] ได้ออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปลี่เหลี่ยมที่มีการเพิ่มระดับรูปตัวโอสำหรับการใช้งานเครือข่ายไร้สาย UWB ช่วงความถี่ 3.1 - 10.6 GHz ซึ่งสายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 19×20.9 ตารางมิลลิเมตร การเพิ่มระดับและการปรับจูนระดับรูปตัวโอเพื่อให้ได้ความถี่ที่เรโซแนนซ์สำหรับรองรับย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง มีข้อดีคือ มีโครงสร้างขนาดเล็กและไม่ซับซ้อน

วัชรพล นาคทอง, เอกจิต คุ้มวงศ์, คณะวัตติ เนืองวงษา และสมพล โกศลวิตร [13] ได้นำเสนอสายอากาศช่องเปิดป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบมีระดับคู่ สำหรับย่านความถี่ WiMax 2.3-3.7 GHz และย่านความถี่ WLAN 5.2-5.8 GHz ซึ่งใช้เทคนิคการลดรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสคู่ภายในช่องเปิดรูปลี่เหลี่ยม โดยการศึกษาและปรับค่าพารามิเตอร์โดยการปรับระดับรูปสี่เหลี่ยมจนมีการสูญเสียย้อนกลับต่ำที่สุดรวมไปถึงการคำนึงถึงคุณลักษณะของแบนด์วิดท์ และแบบรูปการแผ่พลังงานด้วย สายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 50×50 ตารางมิลลิเมตร มีข้อดีคือ ทำให้สายอากาศสามารถใช้งานในย่านความถี่ต่ำที่กว้างกว่าการงานวิจัย [8, 14]

H. D. Chen และ H. T. Chen [15] นำเสนอการปรับจูนย่านความถี่ของสายอากาศโมโนโพลที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม ด้วยวิธีการเพิ่มระดับรูปทรงเรขาคณิต เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานกับ DCS (1720 - 1880 MHz) ระบบ WLAN ย่านความถี่คือ 2.4 GHz (2400 - 2484 MHz) โดยสายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 57×60 ตารางมิลลิเมตร มีข้อดีคือ มีโครงสร้างไม่กลับซับซ้อนกว่างานวิจัย [13] แต่ก็มีข้อเสียคือขนาดของสายอากาศยังมีขนาดค่อนข้างใหญ่กว่างานวิจัย [9, 13]

งานวิจัยที่ผ่านมาจะมีโครงสร้างของสายอากาศที่ขนาดค่อนข้างใหญ่ และซับซ้อน บางงานวิจัยที่กล่าวมาจะมีโครงสร้างไม่ใหญ่และไม่ซับซ้อนแต่จะมีค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่แคบ ซึ่งไม่เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งาน

2.2 ความหมายของสายอากาศ [16]

สายอากาศ คืออุปกรณ์ที่ใช้ส่งพลังงานในรูปแบบคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากแหล่งที่มีข้อมูลไปยังที่ๆ ต้องการข้อมูล โดยใช้อากาศเป็นตัวกลางหรือที่เรียกว่าการเชื่อมต่อแบบไร้สาย อาจกล่าวได้ว่าการเชื่อมต่อที่ไร้สายนั้นจำเป็นต้องมีสายอากาศไว้ใช้งานเสมอ

เดิมสายอากาศเรียกว่าเสาอากาศ เพราะลักษณะที่เป็นรูปเสาและการคั่นเคยโดยส่วนใหญ่กับรูปแบบของสายอากาศที่วิ ดังนั้น สายอากาศจึงอธิบายได้ว่าเป็นเสาอากาศที่มีขนาดเล็กจนไม่แสดง

ลักษณะเป็นเสาอากาศ ถูกสร้างอยู่บนระนาบโลหะเพื่อให้สามารถคงรูปไว้ใช้งานได้และถูกเรียกว่า “สายอากาศ” ในที่สุด

2.3 คุณลักษณะและพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศ

สายอากาศชนิดต่างๆ ที่มีการใช้งานอยู่ทั่วไปมีคุณลักษณะและพารามิเตอร์ต่างๆ ที่จำเป็นต้องพิจารณาประกอบการประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศเพื่อช่วยในการตัดสินใจและประยุกต์ใช้ให้เหมาะสมกับงานต่างๆ มากมาย โดยมีส่วนสำคัญ ดังนี้

2.3.1 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) [16]

อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) หมายถึง ค่าอัตราส่วนของค่าสูงสุดต่อค่าต่ำสุดของแรงดันหรือกระแสบนสายนำสัญญาณ ดังสมการที่ 2.1

$$VSWR = \frac{|V_{\max}|}{|V_{\min}|} = \frac{|I_{\max}|}{|I_{\min}|}$$

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

สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดัน ยังสามารถหาได้จากอัตราส่วนผลต่างและผลรวมระหว่างโวลตจิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ดังสมการที่ 2.2

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

เมื่อ Γ คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดัน (Voltage Reflection Coefficients)

V_r คือ แรงดันสะท้อนกลับ

V_i คือ แรงดันตกกระทบ

Z_L คือ โวลตจิมพีแดนซ์

Z_0 คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ในกรณีที่ต่อไว้ด้วยเมตซิ่งโวลตจิมพีแดนซ์

VSWR เป็น 1 ซึ่งเป็นค่าที่ดีที่สุด

2.3.2 การสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) [16]

การสูญเสียเนื่องย้อนกลับของสายอากาศแสดงค่ากำลังที่สูญเสียที่โหลด เนื่องจากการสะท้อนกลับของสัญญาณ เมื่ออิมพีแดนซ์ของสายส่งและสายอากาศไม่แมตช์กัน การสูญเสียย้อนกลับมีความสัมพันธ์กับสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดัน ซึ่งเป็นการแสดงการแมตช์อิมพีแดนซ์ระหว่างสายส่งกับสายอากาศตามสมการ โดยการสูญเสียย้อนกลับสามารถหาได้จากสมการที่ 2.3

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

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

2.3.3 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency) [16]

ประสิทธิภาพของสายอากาศเป็นพารามิเตอร์ที่รวมประสิทธิภาพการสูญเสียที่สายอากาศและในโครงสร้างของสายอากาศ การสูญเสียต่างๆ หาได้จาก

- การสะท้อนกลับเนื่องจากการไม่แมตช์กันระหว่างสายส่งกับสายอากาศ
- การสูญเสียจากตัวนำและฉนวน

ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศสามารถเขียนเป็นสมการที่ 2.4

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

เมื่อ e_t คือ ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ
 $e_r = 1 - |\Gamma|^2$ คือ ประสิทธิภาพการสะท้อนกลับเนื่องจากการไม่แมตช์กัน
 e_c คือ ประสิทธิภาพของตัวนำ
 e_d คือ ประสิทธิภาพของฉนวน (Dielectric)

โดยทั่วไป e_c และ e_d จะรวมเป็นตัวเดียวกันตามสมการที่ 2.5

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

เมื่อ R_r คือ ความต้านทานจากการแผ่พลังงานคลื่นออกไป

R_L คือ ความต้านทานที่โหลด

2.3.4 สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) [16]

สภาพเจาะจงทิศทางเป็นการบอกความสามารถเชิงทิศทางของสายอากาศ เป็นอัตราส่วนระหว่างความเข้มของการแผ่พลังงานในทิศทางที่สนใจกับความเข้มของการแผ่พลังงาน โดยเฉลี่ย เมื่อมีการแผ่พลังงานออกไปรอบทิศทางอย่างเท่าเทียมกัน โดยไม่คิดกำลังงานส่วนที่สูญเสียไปดังสมการที่ 2.6 และสมการที่ 2.7

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

เมื่อ D คือ สภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ (Dimensionless)

U คือ ความเข้มของการแผ่กำลังงาน (W/Unit Solid Angle)

U_i คือ ความเข้มของการแผ่กำลังงานเฉลี่ย

P_{rad} คือ กำลังงานที่สายอากาศแผ่ออกไป (W)

โดยทั่วไปถ้าไม่กำหนดทิศทางใช้สภาพเจาะจงทิศทางในทิศที่สายอากาศแผ่พลังงานได้ดีที่สุด

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

เมื่อ D_0 คือ สภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศสูงสุด (Dimensionless)

U_{max} คือ ความเข้มของการแผ่กำลังงานสูงสุด (W/Unit Solid Angle)

2.3.5 อัตราขยายของสายอากาศ (Gain) [16]

อัตราขยายของสายอากาศเป็นความสัมพันธ์ที่ได้จากสภาพเจาะจงทิศทาง โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ในขณะที่สภาพเจาะจงทิศทางแสดงคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้นการคิดอัตราขยายของสายอากาศ วัดเทียบกับสายอากาศอ้างอิง โดยอัตราขยายของสายอากาศส่ง คือกำลังสองของอัตราส่วนระหว่างความเข้มสนามตามทิศที่มีการแพร่กระจายคลื่น

มากที่สุดเมื่อเทียบกับความเข้มสนามที่จุดเดียวกันของสายอากาศอ้างอิง หรือแสดงในรูปของอัตราส่วนของค่าพลังงานที่ต้องใช้ในการส่งของสายอากาศทั้งสอง เพื่อให้เกิดความเข้มสนามขนาดเท่ากัน (ณ จุดเดียวกัน) ในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุด หรืออัตรายายของสายอากาศรับ คือ อัตราส่วนระหว่างค่าความเข้มการแผ่พลังงานของสายอากาศทดสอบกับสายอากาศอ้างอิง ณ จุดตั้งสายอากาศที่เดียวกัน

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

อัตรายายกำลัง (Power gain) ของสายอากาศ ในทิศทางที่กำหนดให้ นั้นมีค่าเท่ากับ 4π คูณอัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางนั้นต่อ (หาร) กำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับจากหัวต่อของเครื่องส่งเมื่อไม่กำหนดทิศทางไว้ โดยทั่วไปคิดอัตรายายกำลังในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุดตามสมการที่ 2.8

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

เมื่อ $U(\theta, \phi)$ คือ ความแรงของการแพร่กระจายคลื่น

P_{in} คือ กำลังงานที่ป้อนให้กับไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย

โดยทั่วไปอัตรายายสัมพัทธ์ เป็นอัตราส่วนของอัตรายายกำลังในทิศทางที่กำหนดให้ต่ออัตรายายกำลังของสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบในทิศทางนั้น โดยกำลังงานที่ป้อนเข้าสายอากาศทั้งสองนั้นต้องเท่ากัน สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบเป็นสายอากาศไดโพล สายอากาศปากแตร หรือสายอากาศอื่นๆ ซึ่งคำนวณอัตรายายได้ง่ายหรือรู้ค่าอยู่แล้ว แต่อย่างไรก็ตามโดยส่วนใหญ่สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบเป็นไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย (G_g) ดังนั้นจึงได้เป็นสมการที่ 2.9

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

กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด (P_{rad}) สัมพันธ์กับกำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศ (P_{in}) ดังสมการที่ 2.10

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

เมื่อ e_r คือ ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย)

P_{rad} คือ กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด

ทำให้สมการที่ 2.9 และ 2.10 มีความสัมพันธ์กันตามสมการที่ 2.11

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

และมีความสัมพันธ์กับอัตราขยายไดเรกทิฟ ตามสมการที่ 2.12

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

ในทำนองเดียวกัน ค่าสูงสุดของอัตราขยาย (G_o) จะสัมพันธ์กับไดเรกทิวิตี ดังสมการที่ 2.13

$$\begin{aligned} G_o &= G_g(\theta, \phi) \Big|_{\max} \\ &= e_r D_g(\theta, \phi) \Big|_{\max} \\ &= e_r D_o \end{aligned} \quad (2.13)$$

ในทางปฏิบัติเมื่อกล่าวถึงอัตราขยายหมายถึงอัตราขยายกำลังที่มีค่าสูงสุด แสดงดังสมการที่ 2.14

$$G_o(dB) = 10 \log_{10} [e_r D_o] \quad (2.14)$$

2.3.6 อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input impedance) [17]

พิจารณาสายอากาศเสมือนเป็นชิ้นส่วนหนึ่งในวงจรไฟฟ้า เมื่อต่อแหล่งกำเนิดสัญญาณเพื่อป้อนพลังงานให้กับสายอากาศ พลังงานจะไหลเข้าสู่สายอากาศทีละน้อยเนื่องจากการต้านทานไหลของพลังงานที่เรียกว่าอิมพีแดนซ์หรือความต้านทานเชิงซ้อนเกิดขึ้น อิมพีแดนซ์ดังกล่าวจะปรากฏที่ขั้วของสายอากาศ เรียกว่าอิมพีแดนซ์ขาเข้า (Z_{in}) ดังสมการที่ 2.15

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (2.15)$$

X_{in} คือ ความต้านทานเชิงจินตภาพที่ทำให้เกิดการสะสมของพลังงานในบริเวณสนามใกล้สายอากาศโดยไม่แผ่กระจายออกไป และ R_{in} ประกอบด้วยสองส่วนคือ R_r หมายถึงความต้านทานพลังงานคลื่นที่แผ่ออกไปโดยสายอากาศ และ R_L หมายถึงความต้านทานที่โหลด ซึ่งรวมถึงความต้านทานจากการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากความร้อนสารไดอิเล็กตริกและตัวนำ

2.3.7 แบนด์วิดท์ (Bandwidth) [20]

แบนด์วิดท์ของสายอากาศเป็นช่วงของความถี่ที่สามารถนำไปใช้งานได้ดี ซึ่งช่วงความถี่ถูกกำหนดโดย $VSWR \cong 2$ หรือพิจารณาจากการสูญเสียย้อนกลับ ที่ระดับ -10 dB ดังสมการที่ 2.16 และสมการที่ 2.17

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

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

เมื่อ BW คือ แบนด์วิดท์ของสายอากาศ

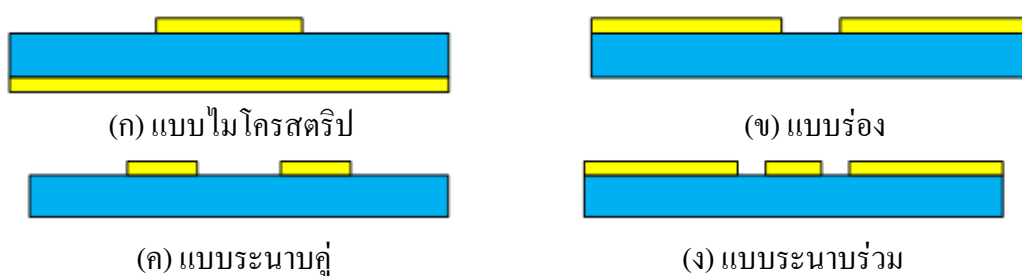
f_u คือ ขอบความถี่สูงของย่านความถี่

f_l คือ ขอบความถี่ต่ำของย่านความถี่

f_c คือ ความถี่กลางของย่านความถี่

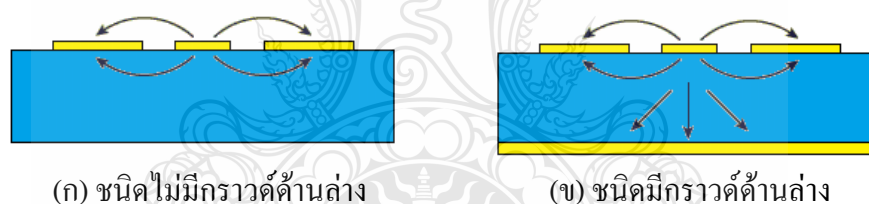
2.4 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม [19-20]

สายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมบนวงจรไมโครเวฟที่มีโครงสร้างเป็นระนาบ ซึ่งที่มีใช้กันทั่วไปมีดังนี้ สายส่งสัญญาณไมโครสตริป (Microstrip) สายส่งสัญญาณแบบร่อง (Slot Line) สายส่งสัญญาณระนาบแบบคู่ (Coplanar Strips) และสายส่งสัญญาณแบบระนาบร่วม (Coplanar Waveguide) ดังแสดงในภาพที่ 2.1



ภาพที่ 2.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบต่างๆ

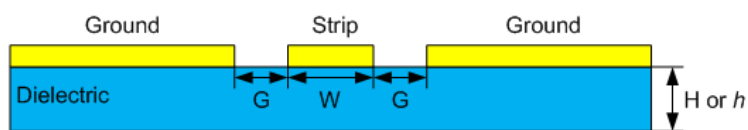
ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอเฉพาะส่วนของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม (Coplanar Waveguide) ซึ่งถูกคิดค้นพบโดย Wen ในปี ค.ศ. 1969 [17] โดยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม 2 ชนิด คือ สายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง (Coplanar Waveguide) และชนิดมีกราวด์ด้านล่าง (Conductor-Backed Coplanar Waveguide) โดยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมทั้ง 2 แบบ จะมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นที่แตกต่างกันออกไป ดังแสดงในภาพที่ 2.2



ภาพที่ 2.2 ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม

2.4.1 ลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง (Coplanar Waveguide No Ground Plane) [20]

โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง ประกอบด้วยเส้นตัวนำที่เรียกว่า สตริป (Strip) อยู่ตรงกลางด้านบนของวัสดุฐานรอง (Substrate) ที่เป็นฉนวน โดยมีความกว้างของสตริปคือ W ด้านข้างทั้งสองด้านของสตริปมีร่อง (Slot) กั้นอยู่ระหว่างระนาบกราวด์กับสตริปตามลำดับ ความกว้างระหว่างสตริปถึงระนาบกราวด์ (ความกว้างร่อง) คือ G และมีความหนาของฐานรองไดอิเล็กตริก คือ $(H$ หรือ $h)$ ดังภาพที่ 2.3



ภาพที่ 2.3 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมจะใช้วิเคราะห์แบบ Quasi-Static ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของวิธีการส่งคงรูป (Conformal Mapping) โดยอาศัยเทคนิคที่ใช้การหาค่าความจุไฟฟ้าและค่าความเหนี่ยวนำที่กระจายอยู่บนสายนำสัญญาณ ซึ่งการวิเคราะห์แบบนี้สามารถหาค่าคุณลักษณะพื้นฐานต่างๆ ของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมได้

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

C คือ ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณ

C^a คือ ค่าความจุไฟฟ้าในลักษณะเดียวกับ C แต่จะแทนไดอิเล็กตริกทั้งหมดด้วยอากาศ

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

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

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

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

- เมื่อ ϵ_{re} คือ ประสิทธิภาพสัมพัทธ์ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง
 V_p คือ ความเร็วเฟสของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ
 λ_g คือ ความยาวคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ
 c คือ ความเร็วของสนามไฟฟ้าในอวกาศ (3×10^8 เมตร/วินาที)
 Z_o คือ คุณลักษณะความต้านของสายนำสัญญาณ

การหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณ ใช้วิธีการส่งคงรูปซึ่งในที่นี้ไม่กล่าวถึงวิธีการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณ แต่พิจารณาเฉพาะการหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ (Z_o) หาได้จากดังสมการที่ 2.22

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

ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลหาได้จาก

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

โดยที่

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

เมื่อ q คือ ตัวประกอบการคูณ (Filling Factor)

และ $k_1 = \frac{a}{b}$ (2.25)

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

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

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

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

โดยที่ h คือ ความสูงของฐานรองไดโอดีล็คทริก

W คือ ความกว้างของตัวนำที่อยู่กึ่งกลางระหว่างร่องทั้งสองของสายนำสัญญาณ

G คือ ความกว้างของร่อง

การอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ชั้นแรกสามารถหาได้ดังสมการที่ 2.30

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

เมื่อ θ คือ ตัวแปรเชิงซ้อน

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

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

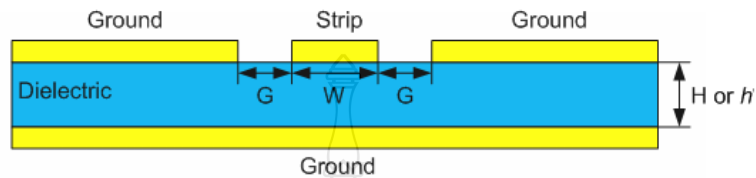
และอัตราส่วนของ $\frac{K(k)}{K'(k)}$ สามารถหาได้โดยการประมาณคือ

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

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

2.4.2 ลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง (Coplanar Waveguide with Ground Plane) [20]

โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง ต่างกับชนิดแรกตรงที่จะมีกราวด์ด้านล่างของฐานรองไดอิเล็กทริกเพิ่มขึ้นมาดังภาพที่ 2.4



ภาพที่ 2.4 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่างหาได้เช่นเดียวกับที่ใช้ในสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่างดังสมการที่ 2.35

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

ค่าคงที่ไดอิเล็กทริกประสิทธิผลหาได้จากสมการที่ 2.36

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

โดยที่

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

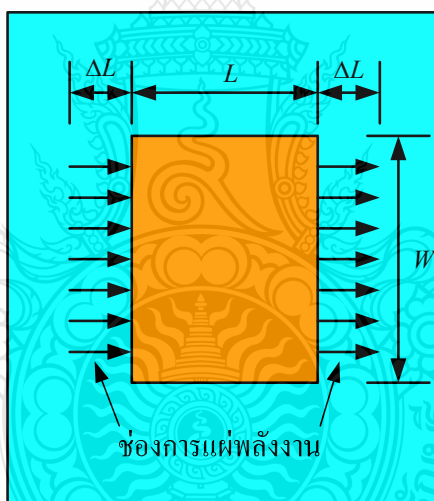
$$k_4 = \frac{\tanh(\pi a/2h)}{\tanh(\pi a/h)} \quad (2.38)$$

ข้อดีของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมคือ สามารถเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่างๆ เช่น ทรานซิสเตอร์ ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุได้ง่ายมาก เนื่องจากไม่ต้องมีการเจาะรูผ่านฐานรองไดอิเล็กทริก เพื่อเชื่อมต่อกราวด์ให้กับอุปกรณ์เหล่านั้น จึงทำให้สามารถนำมาต่อร่วมในวงจรเดียวกัน

กับไมโครสตริปได้ง่าย การผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณ (Dispersion) และความสูญเสีย (Loss) ต่ำกว่าการใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป จากข้อดีที่กล่าวมาข้างต้นทำให้โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมเหมาะกับการทำเป็นวงจรรวมความถี่สูง

2.5 ประสิทธิภาพของขนาดสายอากาศแบบไมโครสตริป [16]

การออกแบบการแผ่พลังงานของสายอากาศโดยช่องการแผ่พลังงานทั้งสองมีระยะห่าง L แบบของเส้นแนวสนามไฟฟ้าที่อยู่ในฉนวนชั้นสเตรทและบางส่วนของแนวเส้นที่อยู่ในอากาศมีผลต่อความไม่สมบูรณ์ของโหมด Transverse Electric - Magnetic (TEM) ความเร็วเฟสที่ระยะต่างๆ จะมีความแตกต่างกันออกไปทั้งที่อยู่ในอากาศและที่อยู่ในชั้นสเตรท เมื่อนำมาแทนในโหมดพื้นฐานของการแพร่กระจายด้วยโหมด Quasi - TEM ฉะนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (ϵ_{re}) จะต้องคำนวณหาใหม่เพื่อความถูกต้องสำหรับสนามฟรินจิง (Fringing)



ภาพที่ 2.5 แบบจำลองโพรงการแผ่พลังงานของสายอากาศ

และการกระจายคลื่นในเส้นสนามไฟฟ้าจะมีค่า ϵ_{re} ที่ถูกต้องนั้นจะต้องน้อยกว่าค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง (ϵ_r) เนื่องจากสนามฟรินจิงรอบๆ เส้นรอบวงของตัวสายอากาศจะไม่มีขอบเขตในฉนวนชั้นสเตรทแต่ยังแพร่กระจายในอากาศ โดยที่ค่า ϵ_{re} แสดงดังนี้

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{L_t} \right]^{1/2} \quad (2.39)$$

เมื่อสนามฟรินจิงก์ตามแบบจำลองที่ขอบตัวสายอากาศทั้งสองด้านแสดงได้ดังนี้ [19]

$$\Delta L = h(0.412) \frac{[\epsilon_{re} + 0.3] \cdot \left[\frac{L_t}{h} + 0.264 \right]}{[\epsilon_{re} - 0.258] \cdot \left[\frac{L_t}{h} + 0.8 \right]} \quad (2.40)$$

โดยที่ความยาวประสิทธิผล W_t ของตัวสายอากาศแสดงได้ดังนี้

$$W_t = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.41)$$

$$W_t = W + 2\Delta L \quad (2.42)$$

ตัวสายอากาศแบบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจะมีความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) สำหรับโหมด TM_{mn} แสดงดังนี้

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{re}}} \left[\left(\frac{m}{L} \right)^2 + \left(\frac{n}{W_t} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.43)$$

เมื่อ m คือ โหมดตามระยะขนาดความยาว (L)

n คือ โหมดตามระยะขนาดความ ความกว้าง (W)

สำหรับโหมดพื้นฐาน ($m = 1, n = 0$)

$$f_{r(TM_{10})} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{re}} W_t} \quad (2.44)$$

ค่าความกว้างของตัวสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า [5] แสดงดังนี้

$$L_t = \frac{c}{2f_r \sqrt{\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}}} \quad (2.45)$$

ค่าความต้านทานและค่าความนำการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Resistance and Conductance) แสดงได้ดังนี้

$$R_r = 90 \left(\frac{\lambda_0}{W} \right)^2 \quad \text{เมื่อ } W \leq \lambda_0 \quad (2.46)$$

$$R_r = 120 \frac{\lambda_0}{W} \quad \text{เมื่อ } W \geq \lambda_0 \quad (2.47)$$

และ

$$G_r = \frac{1}{R_r} \quad (2.48)$$

ส่วนป้อนสัญญาณให้กับตัวสายอากาศซึ่งใช้การป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมที่ ออกแบบให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์มขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณระนาบร่วม ไมโครสตริป (W_2) คำนวณได้จาก [19] แสดงได้ดังนี้

$$\frac{W_2}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} [\ln(B - 1)] + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \quad (2.49)$$

โดยที่ W_2 คือ ความกว้างของช่องสายนำสัญญาณระนาบร่วม

ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง

h คือ ความหนาวัสดุฐานรอง

Z_0 คือ ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (50 โอห์ม)

เมื่อ

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

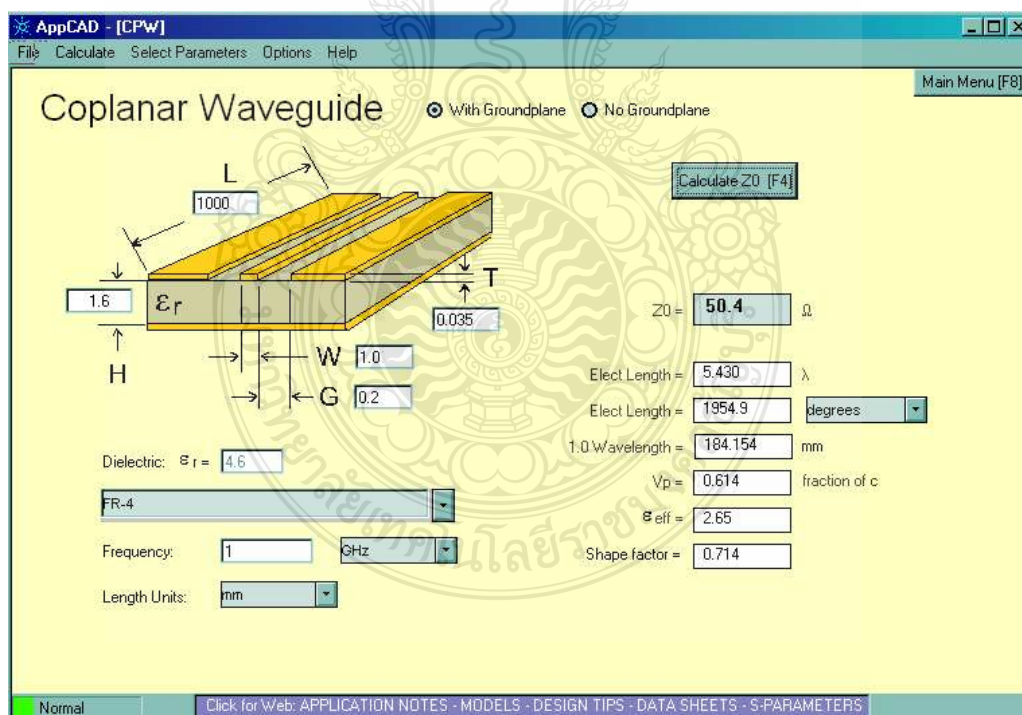
ค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) แสดงได้ดังนี้ [19]

$$\lambda_g = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.50)$$

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

2.6 โปรแกรม AppCAD

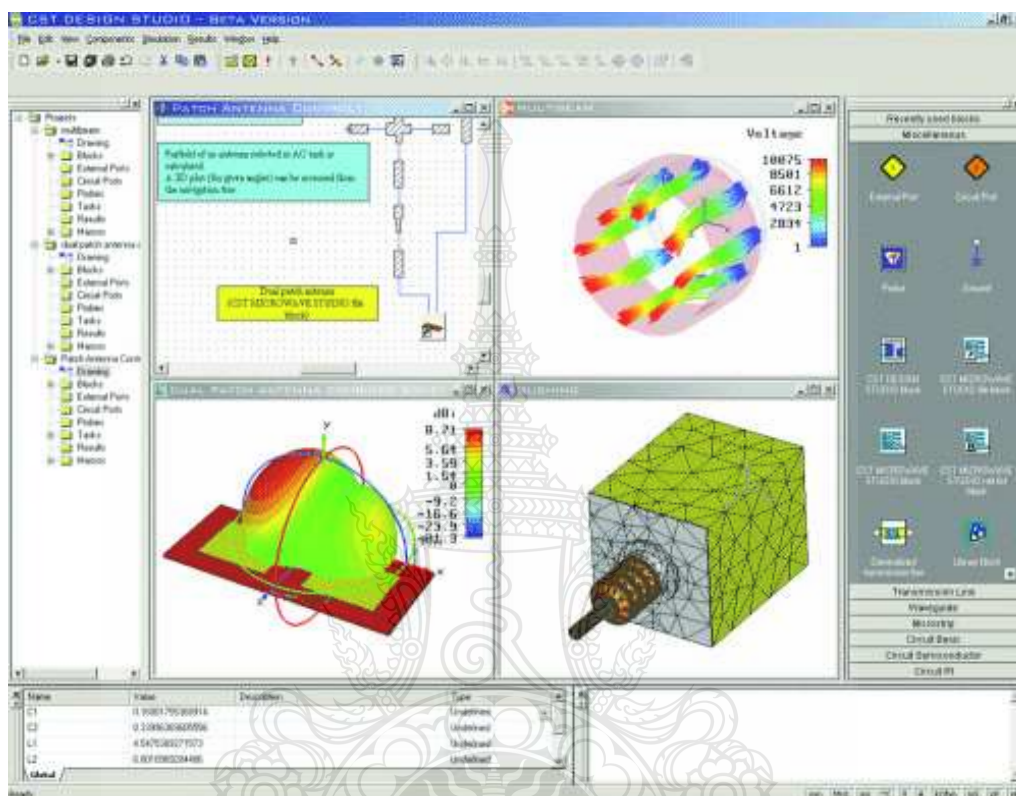
ซึ่งทั้งนี้ปัจจุบันได้มีโปรแกรมสำเร็จรูปในการคำนวณเพื่อหาคุณลักษณะความต้านทานแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม ทั้งชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่างและชนิดที่มีกราวด์ด้านล่างสามารถใช้โปรแกรมสำเร็จรูปอย่างโปรแกรม AppCAD สำหรับ Windows ของ Agilent Technology เพื่อใช้ในการคำนวณหาขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณ (S) และความกว้างของร่องสายนำสัญญาณ (W) โดยมีตัวแปรที่ต้องทราบค่าใช้ในการคำนวณ คือ ความสูงของวัสดุฐานรอง (h) ความหนาของแผ่นตัวนำ (t) และค่าสัมประสิทธิ์ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) ดังภาพที่ 2.6 แสดงตัวอย่างหน้าต่างของโปรแกรม AppCAD



ภาพที่ 2.6 ตัวอย่างหน้าต่างของโปรแกรม AppCAD ในการคำนวณ CPW

2.7 โปรแกรม CST Computer Simulation Technology

โดยสามารถจำลองผลการจำลองโครงสร้างของสายอากาศได้จากโปรแกรม CST Microwave Studio ของ CST Computer Simulation Technology ดังภาพที่ 2.7



ภาพที่ 2.7 ตัวอย่างหน้าต่างของโปรแกรม CST Microwave Studio

ซึ่งเป็นโปรแกรมที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศหรือคุณลักษณะอื่นๆ ของวงจรไมโครเวฟ ซึ่งจะสามารถจำลองคุณลักษณะต่างๆของสัญญาณได้ เช่น การจำลองสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ การจำลองค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) การจำลองคุณลักษณะของการแผ่พลังงาน และอัตราการขยายของสายอากาศที่ได้ออกแบบไว้และอื่นๆ ในรูปแบบของสามมิติก่อนที่จะทำการสร้างสายอากาศต้นแบบ

บทที่ 3

การออกแบบ

วิทยานิพนธ์ในบทที่ 3 นี้จะนำเสนอการออกแบบสายอากาศที่มีการป้อนสัญญาณแบบระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) รวมถึงการปรับเพื่อขยายแบนด์วิดท์ให้ได้ความถี่ตามที่ต้องการด้วยเทคนิคการเพิ่มสตัป (Stub) และการเซาะร่อง (Slot) โดยในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ จะเลือกใช้แผ่น FR4 ชนิดด้านเดียว ที่มีคุณสมบัติดังนี้ มีความหนาของไดอิเล็กตริก (h) เท่ากับ 0.764 มิลลิเมตร มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.3 และมีความหนาของแผ่นทองแดงตัวนำ (t) เท่ากับ 0.017 มิลลิเมตร ตลอดจนการนำเสนอการปรับโครงสร้างของสายอากาศแบบระนาบร่วมให้มีขนาดที่เหมาะสมเพื่อการประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่สูงตามที่ต้องการ หรือปรับปรุงให้สามารถรองรับตามเทคโนโลยีต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นเทคโนโลยีของ WCDMA, WLAN, WiMAX, Broadband Wireless Access, Public Safety Frequency, Ultra Wide Band หรืออื่นๆ ซึ่งจะมีขั้นตอนในการออกแบบและการสร้างชิ้นงานดังต่อไปนี้

1) ออกแบบขนาดและส่วนประกอบหลักของตัวสายอากาศ ด้วยวิธีการคำนวณ เพื่อหาขนาดความกว้างความยาว และขนาดของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม รวมถึงส่วนต่างๆ ของสายอากาศ โดยคำนึงถึงคุณสมบัติของแผ่น FR4 เป็นหลัก

2) สร้างแบบจำลองของสายอากาศตามที่ได้ออกแบบในข้อ 1) บนโปรแกรม CST เพื่อการวิเคราะห์การจำลองสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

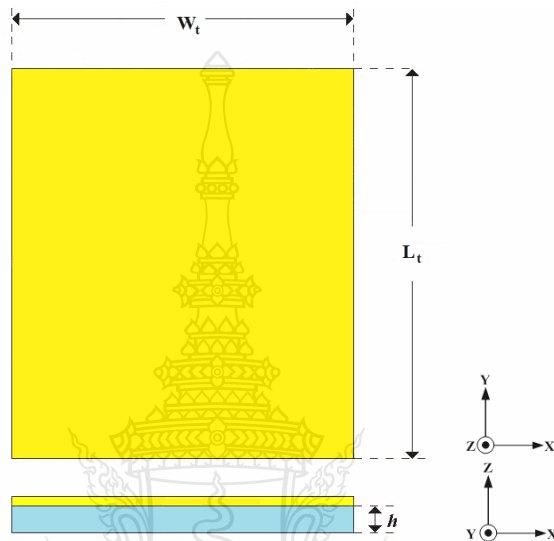
3) พิจารณาจากการจำลองสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและปรับแต่งคุณสมบัติโครงสร้างของสายอากาศโดยใช้เทคนิคการเพิ่มสตัปการเซาะร่องและปรับพารามิเตอร์ต่างๆ ให้ได้อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์กว้างตามที่ต้องการ

3.1 การออกแบบสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบร่วมที่มีการปรับจูนสตัปรูปเขากวาง

สายอากาศที่จะออกแบบเป็นสายอากาศที่มีการตอบสนองในแถบความถี่กว้างยิ่ง และมีลักษณะของการแผ่พลังงานในรูปแบบสองทิศทาง โดยจะมีการออกแบบให้เป็นสายอากาศแบบช่องปลายเปิด เนื่องลักษณะการแผ่พลังงานในรูปแบบสองทิศทางซึ่งจะมีการแผ่พลังงานไปทางด้านหน้าและด้านหลังของตัวสายอากาศ โดยจะออกแบบเริ่มต้นที่ความถี่ 2 GHz ซึ่งเป็นความถี่เริ่มต้น เพื่อให้ได้ขนาดของสายอากาศใหญ่ที่สุด และมีขั้นตอนการออกแบบดังนี้

3.1.1 ออกแบบความกว้างและความยาวของสายอากาศ

การออกแบบความยาวของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมของสายอากาศช่องเปิดครึ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบร่วมที่มีการปรับจูนสัดรูปเขากวางจะโดยจะคำนวณความยาว (L_t) และความกว้าง (W_t) ดังแสดงภาพที่ 3.1 ได้จากสมการที่ 2.39 - 2.50



ภาพที่ 3.1 โครงสร้างของสายอากาศต้นแบบ

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{L_t} \right]^{1/2} \quad (2.39)$$

$$\Delta L = h(0.412) \frac{[\epsilon_{re} + 0.3] \cdot \left[\frac{L_t}{h} + 0.264 \right]}{[\epsilon_{re} - 0.258] \cdot \left[\frac{L_t}{h} + 0.8 \right]} \quad (2.40)$$

$$W_t = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_{re}}} - 2\Delta L \quad (2.41)$$

$$L_t = \frac{c}{2f} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.45)$$

โดยที่ ϵ_r คือค่าคงตัวไดอิเล็กตริก

c คือ ความเร็วของสนามไฟฟ้าในอวกาศ (3×10^8 เมตร/วินาที)

f คือ ความถี่ที่ใช้ในการออกแบบ

h คือ ความสูงของฐานรองไดอิเล็กตริก

หาค่า L_t ได้จากสมการที่ 2.45 (ออกแบบที่ความถี่ 2 GHz)

$$L_t = \frac{c}{2f} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$$

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

$$= 0.046 \text{ เมตร หรือ } 46 \text{ มิลลิเมตร}$$

หาค่า W_t ได้จากสมการที่ 2.41 (ออกแบบที่ความถี่ 2 GHz)

$$W_t = \frac{c}{2f \sqrt{\epsilon_{re}}} - 2\Delta L$$

โดยหาค่า ϵ_{re} ได้จากสมการที่ 2.39

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{L_t} \right]^{1/2}$$

$$= \frac{4.3 + 1}{2} + \frac{4.3 - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{0.764}{46} \right)^{1/2}$$

$$= 20.6$$

และหาค่า ΔL ได้จากสมการที่ 2.40

$$\begin{aligned}\Delta L &= h(0.412) \frac{[\varepsilon_{re} + 0.3] \cdot \left[\frac{L_t}{h} + 0.264 \right]}{[\varepsilon_{re} - 0.258] \cdot \left[\frac{L_t}{h} + 0.8 \right]} \\ &= 0.764(0.412) \frac{[4.3 + 0.3] \cdot \left[\frac{46}{0.764} + 0.264 \right]}{[2.06 - 0.258] \cdot \left[\frac{46}{0.764} + 0.8 \right]} \\ &= 8.68\end{aligned}$$

ดังนั้นแทนค่า ε_{re} และ ΔL ในสมการที่ 2.45

$$\begin{aligned}W_t &= \frac{c}{2f\sqrt{\varepsilon_{re}}} - 2\Delta L \\ &= \frac{3 \times 10^8}{2 \times 2 \times 10^9 \sqrt{2.06}} - 2 \times 8.68 \\ &= 0.03889 \text{ เมตร หรือ } 38.89 \text{ มิลลิเมตร}\end{aligned}$$

สายอากาศที่ได้ออกแบบจะมีค่าความกว้างของตัวสายอากาศ (W_t) 38.89 มิลลิเมตรและมีความยาวของตัวสายอากาศ (L_t) 46 มิลลิเมตร

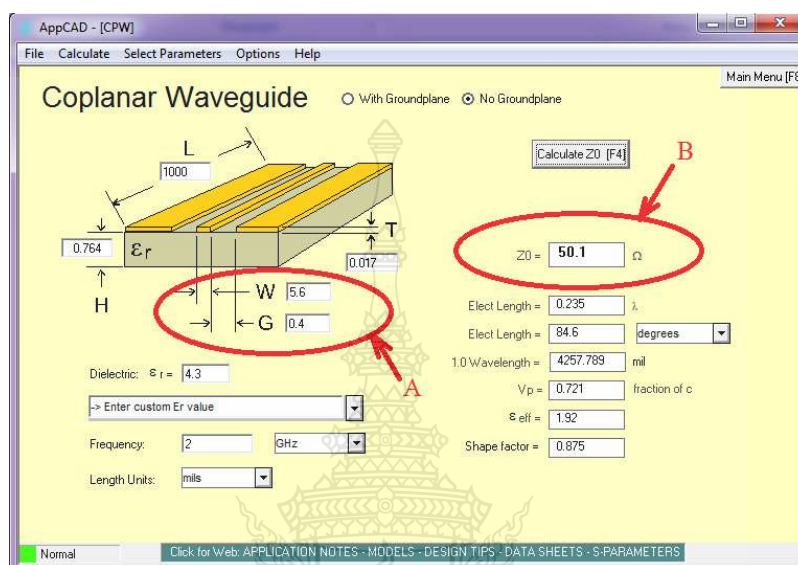
3.1.2 ออกแบบโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกรวดด้านล่าง

1) ออกแบบโครงสร้างสายนำสัญญาณด้วยโปรแกรม AppCAD for Windows

สามารถหาขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณ (Strip หรือ W) และขนาดของช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกรวด (G) ได้ด้วยวิธีการใช้โปรแกรม AppCAD for Windows โดยจะต้องทราบคุณสมบัติพื้นฐานของแผ่น FR4 ที่จะนำมาใช้ในการออกแบบดังนี้

- ความหนาของแผ่นตัวนำ (t) $T = 0.017$ มิลลิเมตร
- ความสูงของแผ่นไดอิเล็กตริก (h) $H = 0.764$ มิลลิเมตร
- ค่าไดอิเล็กตริก Dielectric (ε_r) $= 4.3$

โดยจะใช้เทคนิคการปรับจูนค่าความกว้างของสายนำสัญญาณ และขนาดของช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์ (G) จนกว่าจะได้ค่าความต้านทานที่ 50 โอห์มหรือใกล้เคียง ดังแสดงในภาพที่ 3.2



ภาพที่ 3.2 หน้าต่างของโปรแกรม AppCAD for Windows

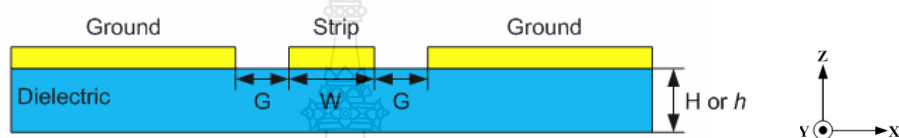
จากภาพที่ 3.2 เป็นการปรับจูนขนาดของความกว้างของสายนำสัญญาณ และขนาดของช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์ ณ ตำแหน่ง A เพื่อหาความต้านทานอินพุตอิมพีแดนซ์ให้ได้เท่ากับ 50 โอห์มหรือใกล้เคียง 50 โอห์มที่สุด ซึ่งผลลัพธ์ของการปรับค่าพารามิเตอร์ที่ตำแหน่ง A จะแสดงผลลัพธ์ที่ตำแหน่ง B โดยจะมีค่าตัวแปรอื่นๆที่ต้องป้อนค่าพารามิเตอร์ต่างๆตามคุณสมบัติของแผ่น FR4 ที่จะนำมาใช้ในการออกแบบดังนี้ ค่าไดอิเล็กตริก Dielectric (ϵ_r) ความสูงของแผ่น ไดอิเล็กตริก (H) ความหนาของแผ่นตัวนำ (T) ตั้งค่านหน่วยความยาวเป็นมิลลิเมตร และความถี่ที่ใช้ในการออกแบบ เพื่อหาความยาวคลื่นในตัวนำเมื่อป้อนค่าพารามิเตอร์ที่จำเป็นข้างต้นแล้ว และปรับจูนขนาดที่ตำแหน่ง A จะได้ค่าความกว้างของสายนำสัญญาณเท่ากับ 5.6 มิลลิเมตร และที่ความกว้างช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์เท่ากับ 0.4 มิลลิเมตร โดยจะได้ค่าความต้านทานอินพุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50.1 โอห์มและสามารถสรุปผลการคำนวณที่สำคัญด้วยโปรแกรม AppCAD ได้ดังนี้

- $Z_o = 50.1 \Omega$ (อินพุตอิมพีแดนซ์)
- 1.0 Wavelength = 84.6 มิลลิเมตร (ความยาวคลื่นในตัวนำ)

- $\epsilon_{eff} = 1.92$ (ค่าสัมประสิทธิ์ของไดอิเล็กตริก)

2) ออกแบบโครงสร้างสายนำสัญญาณด้วยวิธีการคำนวณจากสูตร

จากการปรับจนหาค่าขนาดของความกว้างของสายนำสัญญาณได้ที่มีความกว้าง 5.6 มิลลิเมตร และขนาดของช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์ที่มีความกว้าง 0.4 มิลลิเมตร ด้วยโปรแกรม AppCAD แล้วสามารถนำค่าที่ได้ดังกล่าวมาคำนวณเพื่อหาอิมพีแดนซ์ Z_0 ได้จากสมการที่ 2.22 - 2.38 โดยแสดงวิธีคำนวณหาความต้านทาน Z_0 ได้ดังนี้



ภาพที่ 3.3 โครงสร้างของสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง

หาค่า a ได้จากสมการที่ 2.38

$$a = \frac{W}{2}$$

$$= \frac{5.6}{2} = 2.8$$

หาค่า b ได้จากสมการที่ 2.29

$$b = \frac{(2G + W)}{2}$$

$$= \frac{(2(0.4) + 5.6)}{2} = 3.2$$

หาค่า k_1 ได้จากสมการที่ 2.25

$$k_1 = \frac{a}{b}$$

$$= \frac{2.8}{3.2} = 0.875$$

หาค่า k_2 ได้จากสมการที่ 2.26

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

$$= \frac{\sinh(\pi(2.8) / 2(0.764))}{\sinh(\pi(3.2) / 2(0.764))}$$

$$= 0.146$$

หาค่า k' ได้จากสมการที่ 2.32

$$k' = \sqrt{1 - k^2}$$

จะได้ k_1' ดังนี้

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2}$$

$$= \sqrt{1 - 0.875^2} = 0.484$$

จะได้ k_2' ดังนี้

$$k_2' = \sqrt{1 - k_2^2}$$

$$= \sqrt{1 - 0.146^2} = 0.989$$

หาค่า $\frac{K(k_1)}{K'(k_1)}$ ได้จากสมการที่ 2.34 เนื่องจาก $k_1 = 0.875$ ตามเงื่อนไข $0.707 \leq K \leq 1$

$$\frac{K(k_1)}{K'(k_1)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[\frac{2(1 + \sqrt{k_1'})}{(1 - \sqrt{k_1'})} \right]$$

$$= \frac{1}{\pi} \ln \left[\frac{2(1 + \sqrt{0.484})}{(1 - \sqrt{0.484})} \right] = 0.765$$

ฉะนั้น $\frac{K'(k_1)}{K(k_1)}$ จึงเท่ากับ 1.307

หาค่า $\frac{K(k_2)}{K'(k_2)}$ ได้จากสมการที่ 2.33 เนื่องจาก $k_2 = 0.146$ ตามเงื่อนไข $0 \leq K \leq 0.707$

$$\frac{K(k_2)}{K'(k_2)} = \frac{\pi}{\ln \left[\frac{2(1+\sqrt{k_2'})}{(1-\sqrt{k_2'})} \right]}$$

$$= \frac{\pi}{\ln \left[\frac{2(1+\sqrt{0.989})}{(1-\sqrt{0.989})} \right]} = 0.483$$

หาค่า q ได้จากสมการที่ 2.24

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

$$= \frac{1}{2} (1.307 \times 0.483) = 0.315$$

หาค่า ε_{re} ได้จากสมการที่ 2.23

$$\varepsilon_{re} = 1 + q(\varepsilon_r - 1)$$

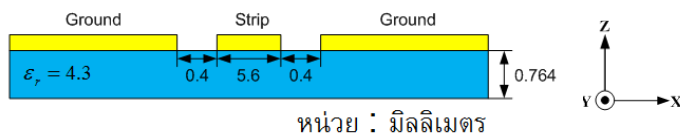
$$= 1 + 0.315(4.3 - 1) = 2.039$$

หาค่า Z_o ได้จากสมการที่ 2.22

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

$$= \frac{30\pi}{\sqrt{2.039}} 0.765 = 50.46 \Omega$$

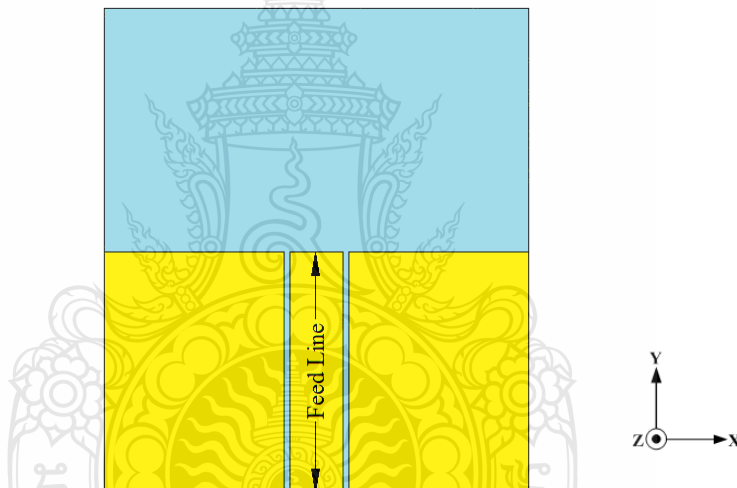
จากการออกแบบคุณลักษณะอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่างด้วยวิธีการคำนวณ สามารถสรุปได้ว่า สายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมจะมีความกว้างเท่ากับ 5.6 มิลลิเมตร และมีช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์เท่ากับ 0.4 มิลลิเมตร ดังภาพที่ 3.4



ภาพที่ 3.4 ขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมกับช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์

3.1.3 ออกแบบความยาวสายนำสัญญาณ

การออกแบบความยาวของสายนำสัญญาณ (Feed Line) แบบระนาบร่วมของสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบร่วมที่มีการปรับจูนสลับรูปเขากวางใช้ความยาว $\lambda_g/4$ จะได้ดังนี้



ภาพที่ 3.5 โครงสร้างความยาวของสายนำสัญญาณระนาบร่วม

หาค่า λ_g ได้จากสมการที่ 2.20

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{re}}}$$

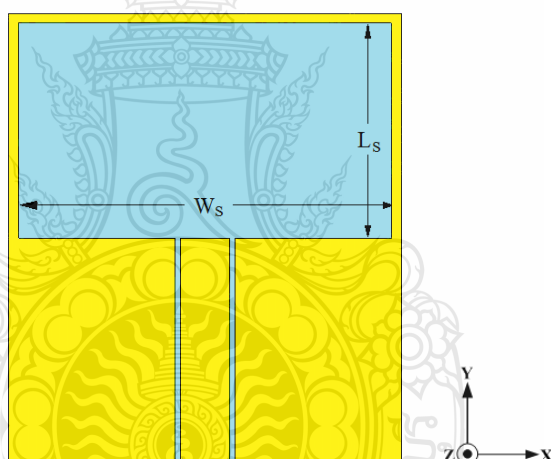
$$= \frac{3 \times 10^8}{(2.5 \times 10^9)\sqrt{2.039}} = 0.084 \text{ เมตร หรือ } 84 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$\begin{aligned} \text{FeedLine} &= \frac{\lambda_g}{4} \\ &= \frac{0.084}{4} \end{aligned}$$

$$= 0.021 \text{ เมตร หรือ } 21 \text{ มิลลิเมตร}$$

จากการคำนวณหาความยาวของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง สามารถสรุปได้ว่า สายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมจะมีความยาวเท่ากับ 21 มิลลิเมตร

3.1.4 ออกแบบความกว้างและความยาวช่องเปิดของสายอากาศ



ภาพที่ 3.6 โครงสร้างความกว้างและความยาวบริเวณช่องปลายเปิดของตัวสายอากาศ

หาค่าความยาว W_s และ L_s ของช่องเปิดสายอากาศไมโครสตริปที่ความถี่ต่ำสุดคือที่ความถี่ 2 GHz ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีการปรับขนาดที่อยู่ในช่วงในช่วง $0.278 \lambda_g$ ถึง $0.65 \lambda_g$ [13, 15] ในการออกแบบสายอากาศช่องปลายเปิดรูปสี่เหลี่ยมนี้สามารถทำการออกแบบช่วงความถี่เริ่มต้นที่ต้องการออกแบบได้จากสมการดังนี้

$$L_s = 0.278\lambda_g \quad (3.13)$$

$$= 0.278 \times 0.084$$

$$= 0.0233 \text{ เมตร หรือ } 23.3 \text{ มิลลิเมตร}$$

และ

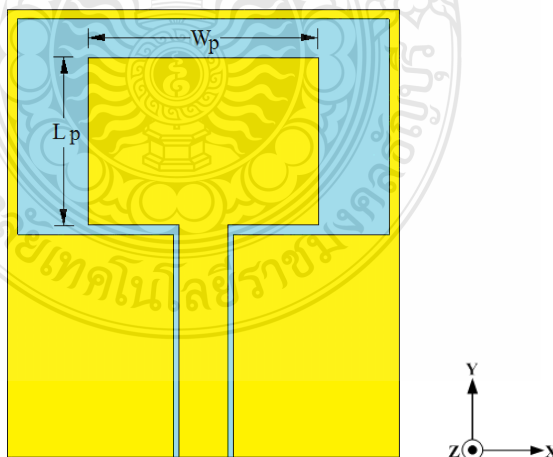
$$W_s = 0.414\lambda_g \quad (3.14)$$

$$= 0.414 \times 0.084$$

$$= 0.0347 \text{ เมตร หรือ } 34.7 \text{ มิลลิเมตร}$$

จากการคำนวณเพื่อหาขนาดของช่องปลายเปิดของตัวสายอากาศที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม สามารถสรุปได้ว่า บริเวณช่องปลายเปิดจะมีความกว้างเท่ากับ (W_s) 34.7 มิลลิเมตร และความยาวของช่องปลายเปิดเท่ากับ (L_s) 23.3 มิลลิเมตร

3.1.5 ออกแบบความกว้างและความยาวของบริเวณที่แผ่พลังงาน



ภาพที่ 3.7 โครงสร้างบริเวณที่แผ่พลังงานของตัวสายอากาศ

การออกแบบความกว้างและความยาวของบริเวณที่แผ่พลังงานส่วนต่างๆของสายอากาศ
ช่องเปิดร่องสามารถหาได้ดังนี้

1) ออกแบบความกว้างและความยาวหลักของบริเวณที่แผ่พลังงานโดยการออกแบบทั้ง
ทางด้านกว้างและด้านยาวของบริเวณที่แผ่พลังงานจะใช้ความกว้างและความยาวเท่ากับ $\lambda_g/4$ โดยหา
ได้ดังนี้

$$L_p = \frac{\lambda_g}{4} \quad (3.15)$$

$$= \frac{0.084}{4}$$

$$= 21 \text{ เมตร หรือ } 21 \text{ มิลลิเมตร}$$

และ

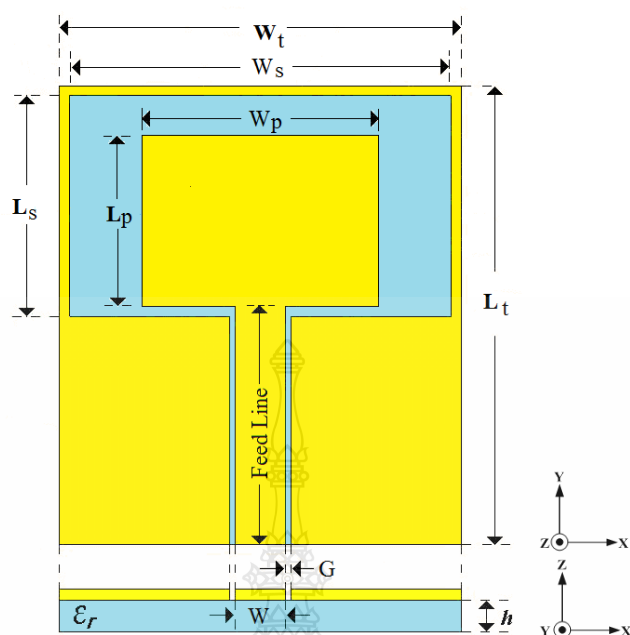
$$W_p = \frac{\lambda_g}{4} \quad (3.16)$$

$$= \frac{0.084}{4}$$

$$= 21 \text{ เมตร หรือ } 21 \text{ มิลลิเมตร}$$

จากการคำนวณเพื่อหาขนาดของบริเวณที่แผ่พลังงานตัวสายอากาศที่ป้อนด้วยสายนำ
สัญญาณแบบระนาบร่วม สามารถสรุปได้ว่า ขนาดของบริเวณที่แผ่พลังงานจะมีความกว้างเท่ากับ
(W_p) 21 มิลลิเมตร และความยาวเท่ากับ (L_p) 21 มิลลิเมตร

เมื่อออกแบบส่วนต่างๆ ของสายอากาศแบบระนาบร่วมได้แล้ว จากนั้นทำการจำลองแบบ
ของสายอากาศที่มีการป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมตามภาพที่ 3.7 ด้วยโปรแกรม CST
โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์เบื้องต้นตามที่ได้ออกแบบไว้ ดังตารางที่ 3.1 เพื่อศึกษาผลการเปลี่ยนแปลง
ของค่าความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับและวิเคราะห์หาค่าขนาดความกว้างและความยาวเพื่อให้
ได้ประสิทธิภาพที่ดีที่สุดของสายอากาศโดยวิธีการปรับจูนความกว้างและความยาวของบริเวณที่แผ่
พลังงาน

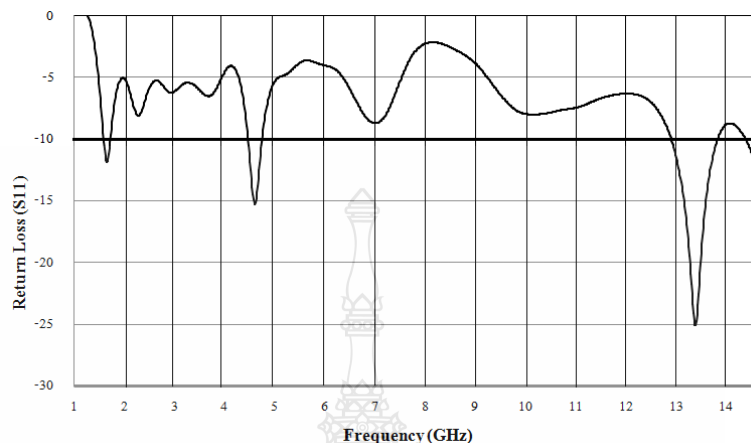


ภาพที่ 3.8 โครงสร้างของพารามิเตอร์ต่างๆ ตัวสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบ ระบายร่วม

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นที่ได้จากการออกแบบเพื่อการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST ของ สายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าระบายร่วม

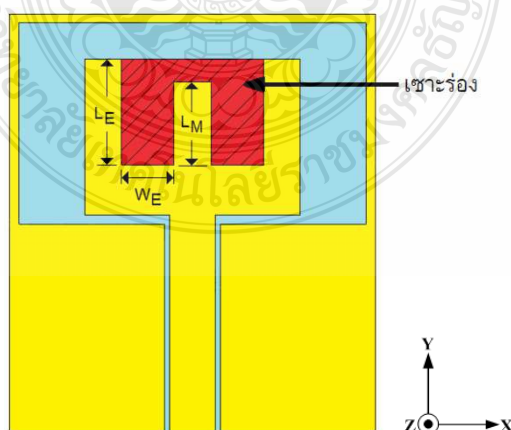
พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
W_t	48.89
L_t	46
W_s	35
L_s	23.3
W_p	21
L_p	21
W	5.6
G	0.4
Feed Line	21
h	0.764

ผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST ที่ได้โครงสร้างจากการคำนวณข้างต้นผลที่ได้ตอบสนองยังไม่ดีตามที่ต้องการ โดยพิจารณาจากการสะท้อนกลับที่ระดับเส้น -10 dB ดังภาพที่ 3.9

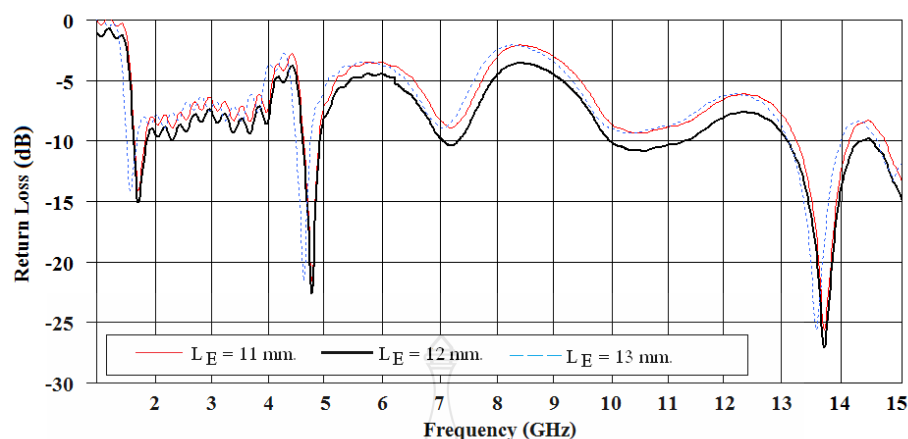


ภาพที่ 3.9 ผลการจำลองแบบสายอากาศตามภาพที่ 3.8 โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 3.1

2) จากการจำลองแบบของสายอากาศด้วยโปรแกรม CST ตามภาพที่ 3.8 และปรับจูนขนาดของสายอากาศที่ได้ค่าดีที่สุดแล้วซึ่งพิจารณาได้จากการสูญเสียของสัญญาณสะท้อนกลับ โดยได้ค่าความกว้าง W_1 เท่ากับ 22 มิลลิเมตร และ L_3 เท่ากับ 18 มิลลิเมตร จากนั้นจะทำการเจาะรูรูปตัวอี โดยใช้แนวคิดจากงานวิจัย [26] เพื่อให้ได้ค่าแบนด์วิดท์ที่เพิ่มขึ้น โดยการกำหนดให้ L_M เท่ากับ 9 มิลลิเมตร และ W_E เท่ากับ 6 มิลลิเมตร และปรับจูนขนาดของ L_E เป็น 11, 12 และ 13 มิลลิเมตร สังเกตได้จากค่าสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับต่ำกว่าเส้น -10 dB



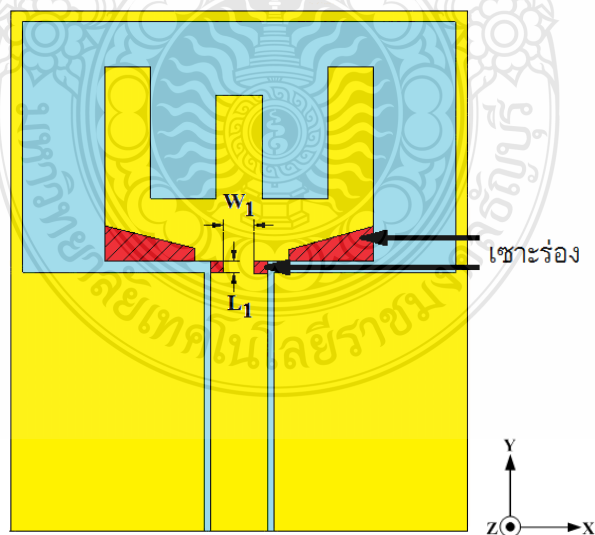
ภาพที่ 3.10 การเจาะรูช่องของตัวสายอากาศรูปตัวอี



ภาพที่ 3.11 ผลการจำลองแบบจากการเซาะร่องรูปตัววีตามภาพที่ 3.10

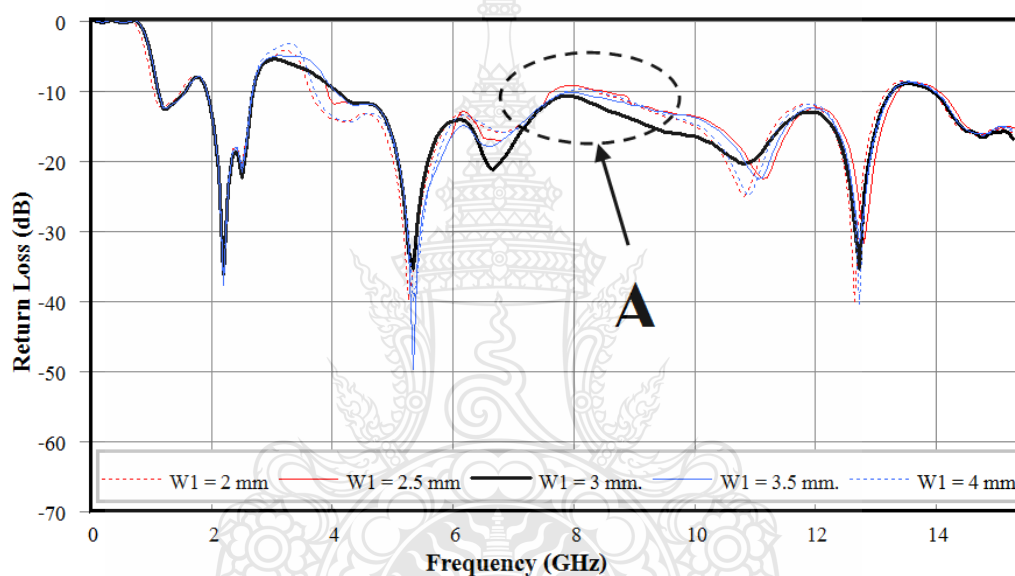
จากผลการเซาะร่องรูปตัววีตามภาพที่ 3.10 มีผลเปลี่ยนแปลงทางการสะท้อนกลับคือสามารถลดระดับการสะท้อนกลับ ได้มากกว่าไม่มีการเซาะร่องของบริเวณที่แผ่กระจายพลังงาน โดยการปรับจูนมีค่า L_E ที่ดีที่สุดเท่ากับ 12 มิลลิเมตร

3) จากนั้นได้ทำการเซาะร่องที่จุดปลายของตัวนำสัญญาณตามภาพที่ 3.12 เพื่อให้ได้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับลดลง โดยใช้แนวคิดจากงานวิจัย [6]



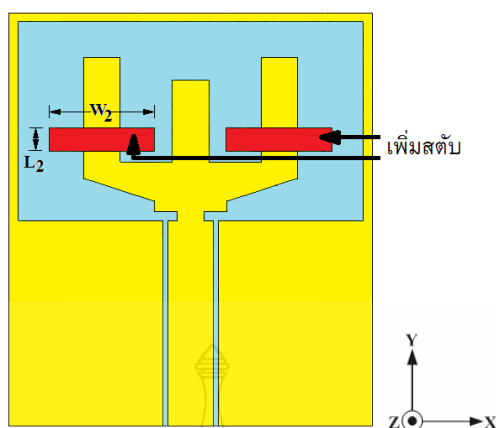
ภาพที่ 3.12 การเซาะร่องที่บริเวณปลายของสายนำสัญญาณและด้านล่างของบริเวณที่แผ่พลังงาน

จากการเซาะร่องบริเวณด้านปลายของสายนำสัญญาณมีผลทำให้สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับมีผลทำให้แบนด์วิดท์กว้างขึ้น โดยเริ่มทำการปรับค่าความกว้างของแถบได้ค่าคงที่คือ L_1 เท่ากับ 1 มิลลิเมตร ในส่วนที่ทำให้เกิดค่าการสูญเสียเนื่องจากสัมประสิทธิ์การสะท้อนลดต่ำลงคือ เลือกรับขนาดของ W_1 โดยเริ่มที่ 2, 2.5, 3, 3.5 และ 4 มิลลิเมตร ตามลำดับซึ่งการเปลี่ยนแปลงความยาวของแถบ W_1 พบว่าขนาดที่เหมาะสมที่สุด 3 มิลลิเมตร ทำให้ค่าการสูญเสียเนื่องจากสัมประสิทธิ์การสะท้อนลดต่ำกว่าเส้น -10 dB ตลอดย่านความถี่ตั้งแต่ 3 - 11 GHz โดยผลการตอบสนองความถี่เนื่องจากการปรับ W_1 แสดงดังภาพที่ 3.13



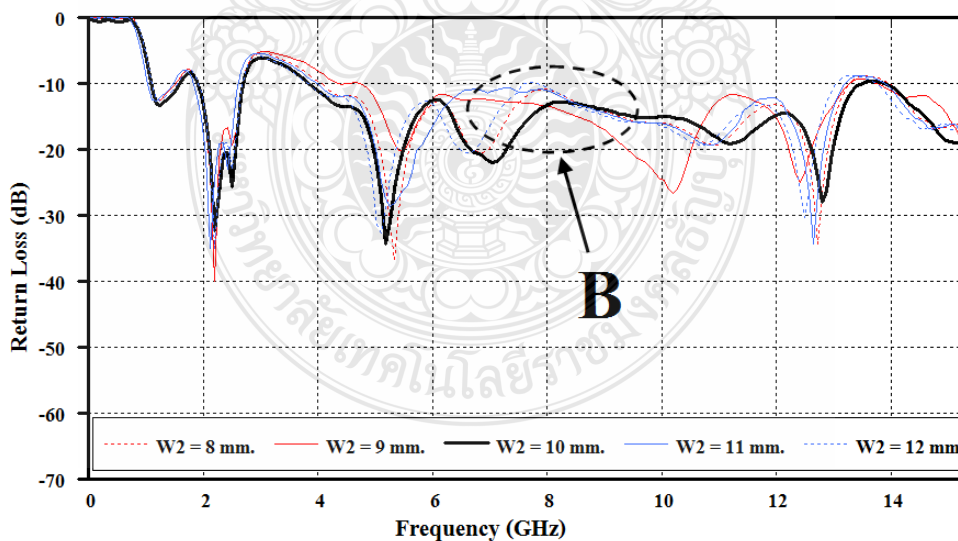
ภาพที่ 3.13 ผลการจำลองการเซาะร่องเพื่อปรับจูนค่าพารามิเตอร์ที่บริเวณ W_1

4) เพื่อลดสัมประสิทธิ์การสะท้อนในช่วงความถี่ 8 GHz ให้ต่ำกว่าเส้น -10 dB ด้วยวิธีการเพิ่มสลับปรับจูนรูปตัวโอแนวนอนเข้าที่ด้านซ้ายและขวาของสลับรูปตัวโอแนวนอนตั้งดังภาพที่ 3.14 โดยใช้แนวคิดจากงานวิจัย [15, 23]



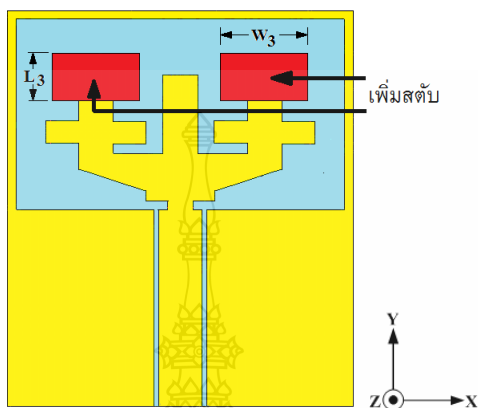
ภาพที่ 3.14 การเพิ่มสตัดปรับจูนรูปตัวไอแนวนอนเข้าที่ด้านซ้ายและขวา

จากการจำลองแบบหลังจากที่เพิ่มสตัด ซึ่งมีผลในช่วงความถี่ 3 - 13 GHz โดยเลือกปรับค่าความกว้างของแถบได้ค่าคงที่คือ L_2 เท่ากับ 3 มิลลิเมตร และปรับค่าความยาวของแถบ W_2 โดยมีการปรับขนาดเริ่มตั้งแต่ 8, 9, 10, 11 และ 12 มิลลิเมตร ตามลำดับพบว่าค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมคือ W_2 เท่ากับ 10 มิลลิเมตร ซึ่งสามารถลดสัมประสิทธิ์การสะท้อนในช่วงความถี่ 8 GHz ลงได้ทำให้ผลความกว้างของแบนด์วิดท์มีค่าเท่ากับ 108.46 % (3.93 - 13.22 GHz) แสดงผลได้ดังภาพที่ 3.15



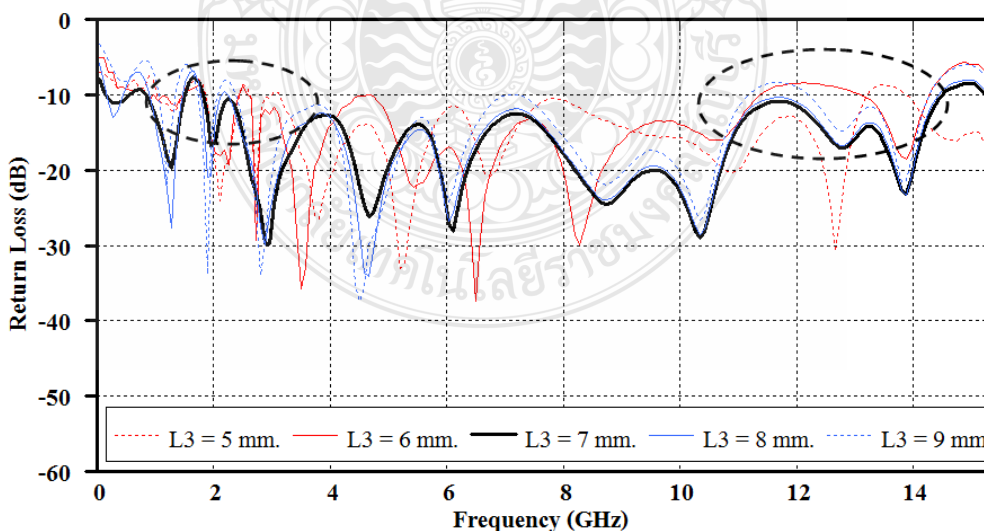
ภาพที่ 3.15 ผลการจำลองผลการปรับจูนค่าพารามิเตอร์ที่บริเวณ W_2

5) ต่อมาทำการเพิ่มสลับปรับจูนรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเข้าที่ด้านซ้ายและขวาของบริเวณที่แผ่พลังงานดังภาพที่ 3.16 เพื่อลดสัมประสิทธิ์การสะท้อนให้ต่ำกว่าภาพที่ 3.15 โดยใช้แนวคิดจากงานวิจัย [15, 23]



ภาพที่ 3.16 การเพิ่มสลับปรับจูนรูปสี่เหลี่ยมเข้าที่ด้านซ้ายและขวาของแพทช์

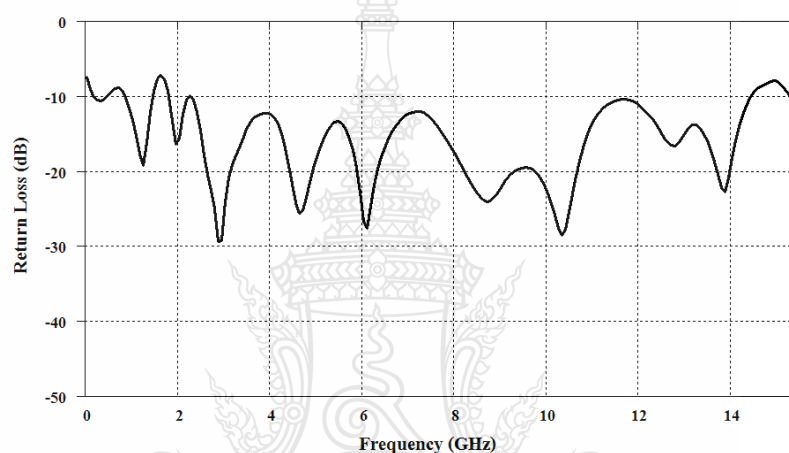
โดยปรับค่าขนาดความกว้างของแถบได้ค่าคงที่คือ W_3 เท่ากับ 8 มิลลิเมตร และค่าที่ทำให้แบนด์วิดท์กว้างมากที่สุด เป็นการปรับค่าความยาวของแถบ L_3 โดยมีการปรับขนาดตั้งแต่ 5, 6, 7, 8 และ 9 มิลลิเมตร ตามภาพที่ 3.17



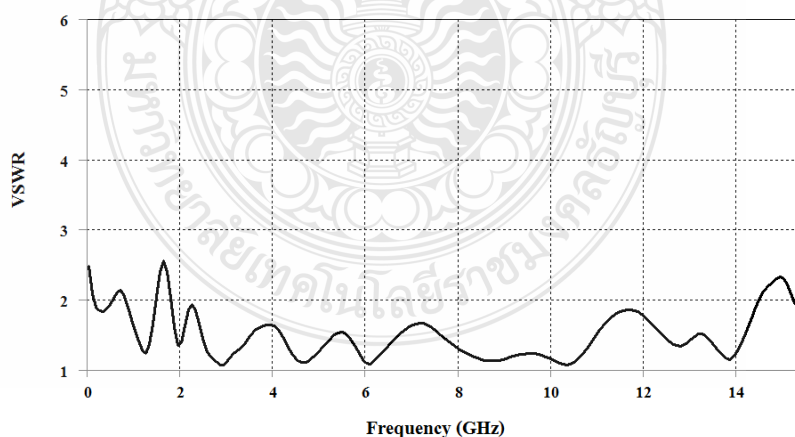
ภาพที่ 3.17 ผลการจำลองผลการปรับจูนค่าพารามิเตอร์ที่บริเวณ L_3

พบว่าขนาดที่เหมาะสม คือ L_3 เท่ากับ 7 มิลลิเมตรซึ่งตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ 159.42 % (1.61 - 14.35GHz) แสดงผลได้ดังภาพที่ 3.16 มีผลทำให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นเท่ากับ 44.26% ในภาพที่ 3.17

เมื่อได้ผลการจำลองสัมประสิทธิ์การสะท้อนตามที่ต้องการและทำการจำลองแบบเพื่อดูค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งหรือ VSWR เพื่อดูค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งในแต่ละช่วงความถี่ที่ค่า VSWR ต่ำกว่า 2 ซึ่งผลการจำลองที่ได้ พบว่าค่า VSWR สอดคล้องกับผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนตามภาพที่ 3.18



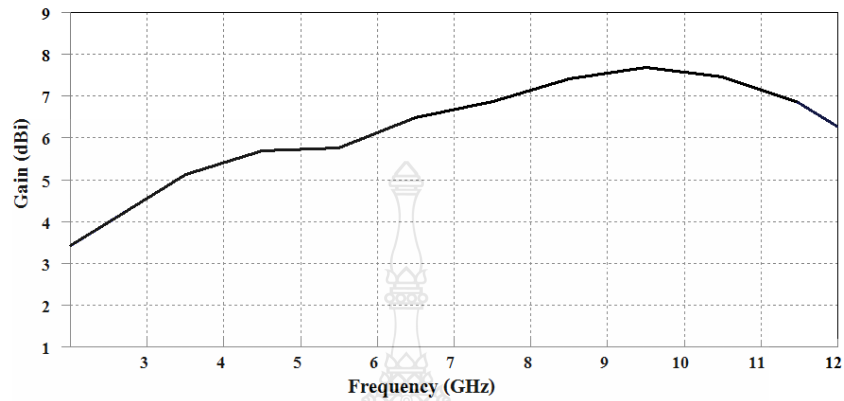
(ก) ผลการจำลองสัมประสิทธิ์การสะท้อน



(ข) ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR)

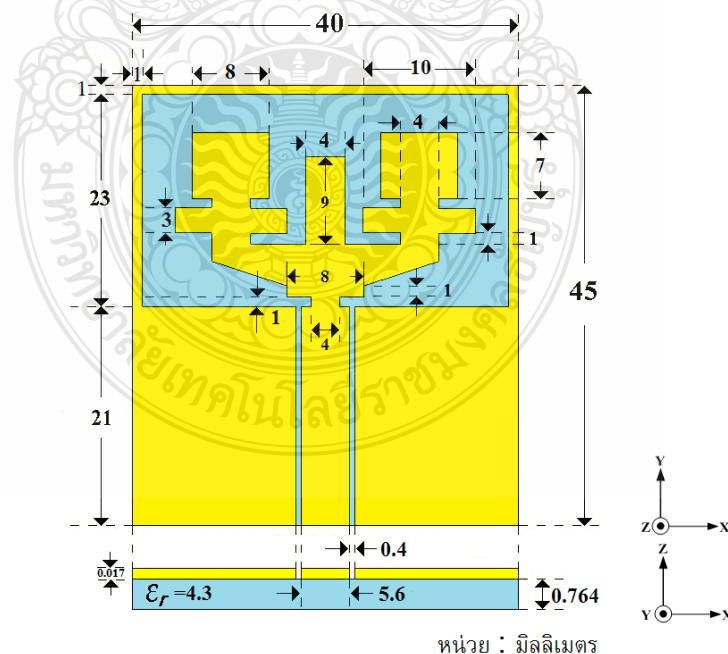
ภาพที่ 3.18 ผลการจำลองที่ผ่านการปรับจูนพารามิเตอร์ต่างๆ

จากนั้นทำการจำลองแบบเพื่อดูอัตราการขยายของสายอากาศแสดงให้เห็นว่าผลการจำลองแบบได้มีอัตราการขยายของสายอากาศเฉลี่ยอยู่ที่ 6 dBi ดังแสดงในภาพที่ 3.20



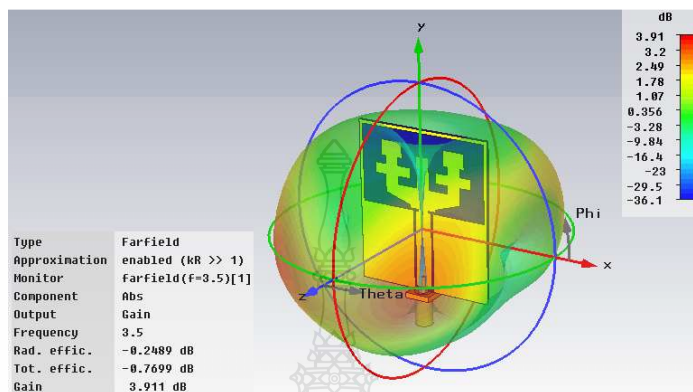
ภาพที่ 3.19 ผลการจำลองอัตราอัตราการขยาย

สามารถสรุปขนาดและรูปทรงของสายอากาศที่ได้จากการจำลองแบบที่ผ่านการปรับจูนค่าพารามิเตอร์และใช้เทคนิคการเพิ่มสัดับรวมถึงเทคนิคการเซาะร่องแบบโดยมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังภาพที่ 3.20



ภาพที่ 3.20 โครงสร้างของสายอากาศและค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST

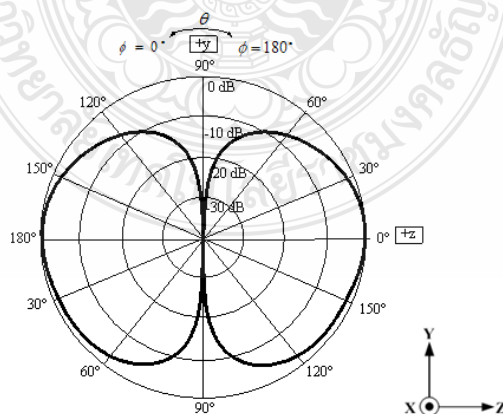
3.1.6 ผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST เพื่อคุณลักษณะของการแผ่พลังงานลักษณะของการแผ่สนามไฟฟ้า (ระนาบ X - Z) และลักษณะของการแผ่สนามแม่เหล็ก (ระนาบ Y - Z) ของความถี่ 3.5 GHz 7 GHz และ 10.5 GHz ตามลำดับ



(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบสามมิติ

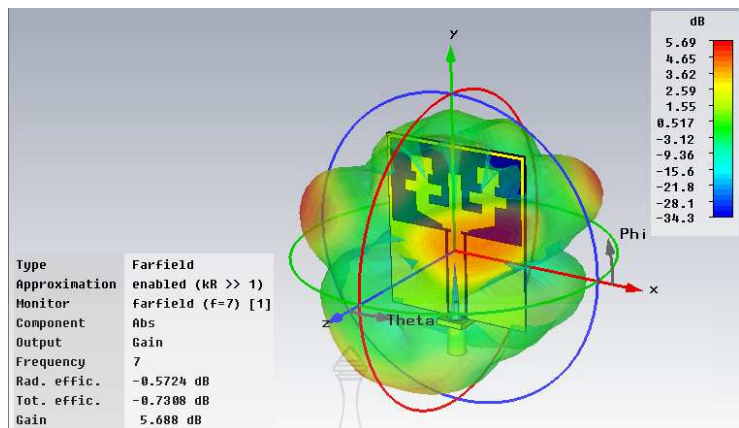


(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ X-Z

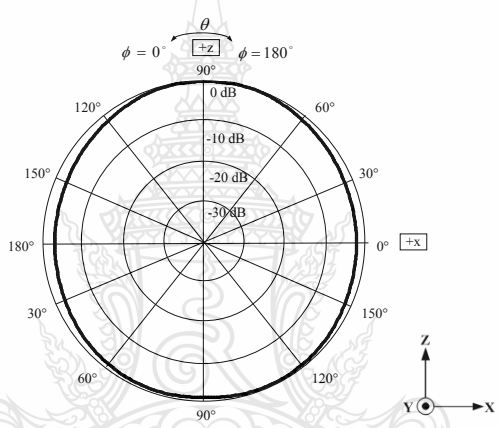


(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ Y-Z

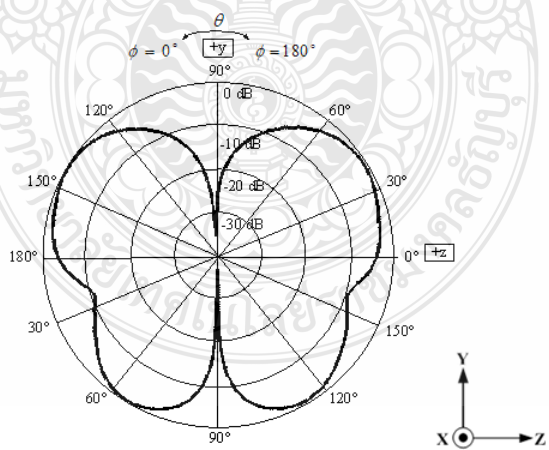
ภาพที่ 3.21 แบบรูปการแผ่พลังงานของความถี่ 3.5 GHz



(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบสามมิติ

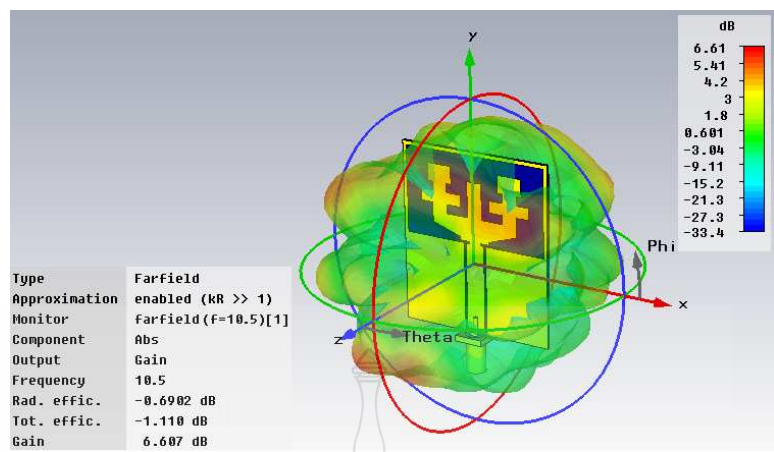


(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ X-Z

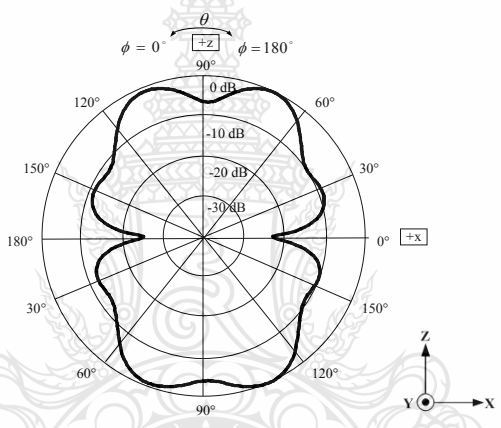


(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ Y-Z

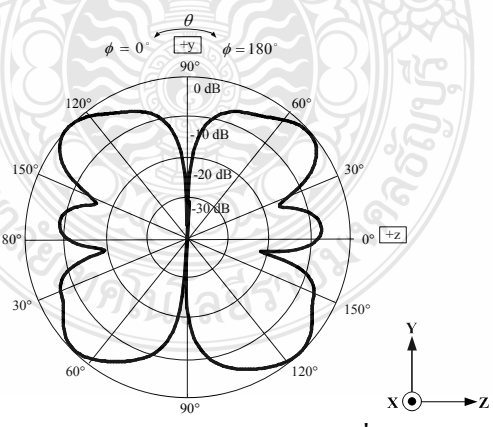
ภาพที่ 3.22 แบบรูปการแผ่พลังงานของความถี่ 7 GHz



(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบสามมิติ



(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ X-Z



(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานของความถี่ในระนาบ Y-Z

ภาพที่ 3.23 แบบรูปการแผ่พลังงานของความถี่ 10.5 GHz

3.1.7 สรุปผลการจำลองแบบ

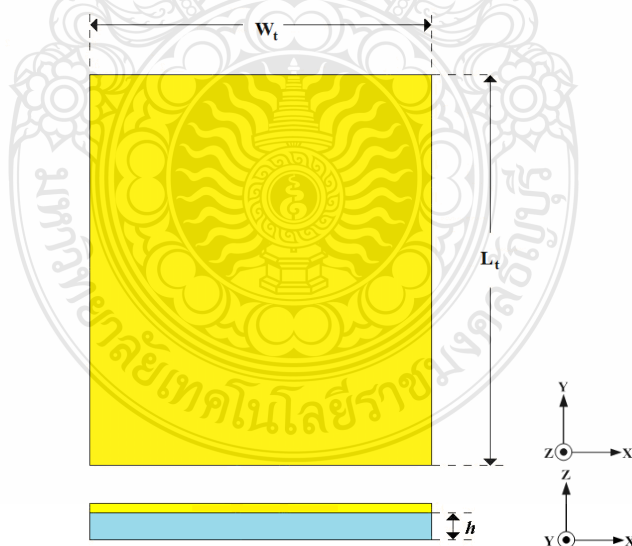
จากการจำลองแบบของสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการป้อนสัญญาณแบบระนาบร่วม ที่มีการปรับจูนสลับและเซาะร่องสรุปได้ว่าสายอากาศที่ออกแบบมีความถี่ที่เรโซแนนซ์อยู่ที่ 1.61 - 14.35 GHz และมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นไปในแนวสองทิศทางคือด้านหน้าและด้านหลังของตัวสายอากาศ โดยมีอัตราการขยายเฉลี่ยอยู่ที่ 3.5 dBi

3.2 การออกแบบสายอากาศโมนโพลรูปหางปลาที่มีการปรับจูนระนาบกราวด์

สายอากาศที่จะออกแบบจะเป็นสายอากาศที่มีลักษณะของการแพร่กระจายคลื่นในรูปแบบรอบทิศทาง โดยจะมีการออกแบบให้เป็นสายอากาศแบบโมนโพล เนื่องจากลักษณะการแพร่กระจายคลื่นเป็นรูปแบบรอบทิศทาง ซึ่งจะออกแบบที่ความถี่เริ่มต้น 2 GHz โดยให้มีโครงสร้างที่งานและมีขนาดเล็ก มีขั้นตอนในการออกแบบดังนี้

3.2.1 ออกแบบความกว้างและความยาวของสายอากาศ

การออกแบบกว้างและความยาวสายอากาศโมนโพลรูปตัววีที่มีการปรับจูนระนาบกราวด์ จะโดยจะคำนวณความยาว L_r และความกว้าง W_r ดังภาพที่ 3.24 ซึ่งสามารถหาได้จากสมการที่ 2.39 - 2.45



ภาพที่ 3.24 ขนาดด้านกว้างและด้านยาวของสายอากาศ

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{L_t} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.39)$$

$$\Delta L = h(0.412) \frac{[\epsilon_{re} + 0.3] \left[\frac{L_t}{h} + 0.264 \right]}{[\epsilon_{re} - 0.258] \left[\frac{L_t}{h} + 0.8 \right]} \quad (2.40)$$

$$L_t = \frac{c}{2f} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.41)$$

$$W_t = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_{re}}} - 2\Delta L \quad (2.45)$$

หาค่า L_t ได้จากสมการที่ 2.41 (ออกแบบที่ความถี่ 2 GHz)

$$\begin{aligned} L_t &= \frac{c}{2f} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{2 \times 2 \times 10^9} \sqrt{\frac{2}{4.3 + 1}} \\ &= 0.046 \text{ เมตร หรือ } 46 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

หาค่า W_t ได้จากสมการที่ 2.45 (ออกแบบที่ความถี่ 2 GHz)

$$W_t = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_{re}}} - 2\Delta L$$

เมื่อ

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{L_t} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$= \frac{4.3+1}{2} + \frac{4.3-1}{2} \left(1 + 12 \frac{0.764}{46} \right)^{-1/2}$$

$$= 2.06$$

และ

$$\Delta L = h(0.412) \frac{[\varepsilon_{re} + 0.3] \left[\frac{L_t}{h} + 0.264 \right]}{[\varepsilon_{re} - 0.258] \left[\frac{L_t}{h} + 0.8 \right]}$$

$$= 0.764(0.412) \frac{[4.3 + 0.3] \left[\frac{46}{0.764} + 0.264 \right]}{[2.06 - 0.258] \left[\frac{46}{0.764} + 0.8 \right]}$$

$$= 8.68$$

ดังนั้นแทนค่า ε_{re} และ ΔL ในสมการที่ 2.45 จะได้

$$W_t = \frac{c}{2f\sqrt{\varepsilon_{re}}} - 2\Delta L$$

$$= \frac{3 \times 10^8}{2 \times 2 \times 10^9 \sqrt{2.06}} - 2 \times 8.68$$

$$= 38.89$$

สายอากาศที่ได้ออกแบบจะมีค่าความกว้างของตัวสายอากาศ (W_t) 38.89 มิลลิเมตรและมีความยาวของตัวสายอากาศ (L_t) 46 มิลลิเมตร

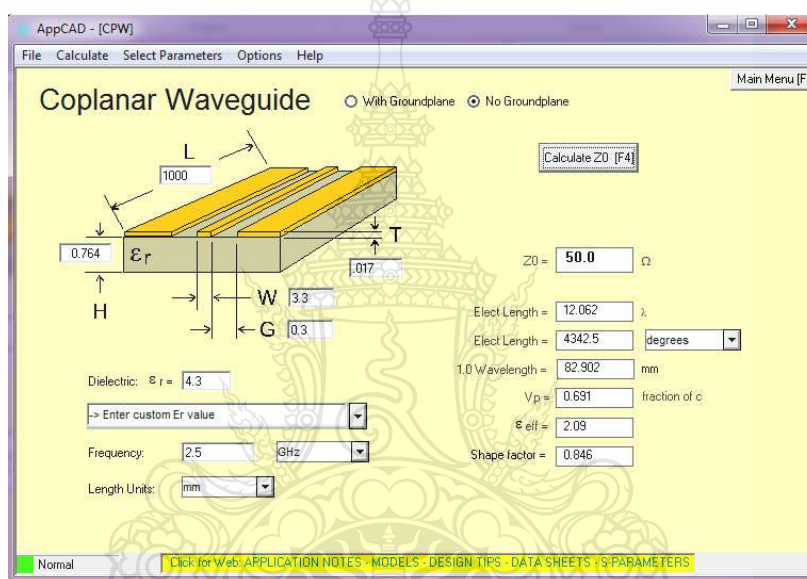
3.2.2 ออกแบบโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง

1) ออกแบบโครงสร้างสายนำสัญญาณด้วยโปรแกรม AppCAD for Windows

สามารถหาขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณ (Strip หรือ w) และขนาดของช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์ (g) ได้ด้วยวิธีการใช้โปรแกรม AppCAD for Windows โดยจะต้องทราบคุณสมบัติพื้นฐานของแผ่น FR4 ที่จะนำมาใช้ในการออกแบบดังนี้

- ความหนาของแผ่นตัวนำ (t) $T = 0.017$ มิลลิเมตร
- ความสูงของแผ่นไดอิเล็กตริก (h) $H = 0.764$ มิลลิเมตร
- ค่าไดอิเล็กตริก Dielectric (ϵ_r) = 4.3

ซึ่งจะใช้เทคนิคการปรับจูนค่าความกว้างของสายนำสัญญาณ และขนาดของช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์จนกว่าจะได้ค่าความต้านทานที่ 50 โอห์ม หรือใกล้เคียง ดังแสดงในภาพที่ 3.35

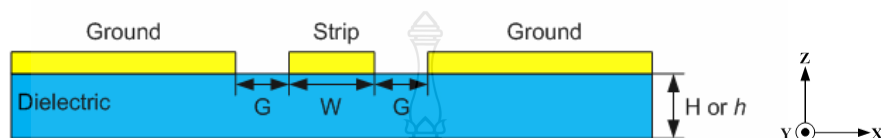


ภาพที่ 3.25 หน้าต่างของ โปรแกรม AppCAD for Windows

จากภาพที่ 3.25 การปรับจูนขนาดของความกว้างของสายนำสัญญาณ (W) ที่ความกว้าง 3.6 มิลลิเมตร และขนาดของช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์ (G) ที่ความกว้าง 1 มิลลิเมตร โดยใช้ความถี่ในการออกแบบที่ 2 GHz และความยาวของสายนำสัญญาณที่ 21 มิลลิเมตร สามารถสรุปผลการคำนวณด้วยโปรแกรม AppCAD ได้ดังนี้

- $Z_0 = 50 \Omega$
- 1.0 Wavelength = 82.9 มิลลิเมตร
- $\epsilon_{eff} = 2.09$

2) ออกแบบโครงสร้างสายนำสัญญาณ 50 โอห์มด้วยวิธีการคำนวณจากสูตร
จากการปรับจูนหาค่าขนาดของความกว้างของสายนำสัญญาณได้ที่มีความกว้าง 3.3 มิลลิเมตร และขนาดของช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์ที่มีความกว้าง 0.3 มิลลิเมตร ด้วยโปรแกรม AppCAD แล้ว สามารถนำค่าที่ได้ดังกล่าวมาคำนวณเพื่อหาความต้านทาน Z_0 ได้จากสมการที่ 2.2 - 2.38



ภาพที่ 3.26 โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม

หาค่า a ได้จากสมการที่ 2.28

$$a = \frac{W}{2}$$

$$= \frac{3.3}{2} = 1.65$$

หาค่า b ได้จากสมการที่ 2.29

$$b = \frac{(2G + W)}{2}$$

$$= \frac{(2(0.3) + 3.3)}{2} = 1.95$$

หาค่า k_1 ได้จากสมการที่ 2.25

$$k_1 = \frac{a}{b}$$

$$= \frac{1.65}{1.95} = 0.846$$

หาค่า k_2 ได้จากสมการที่ 2.26

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

$$\begin{aligned}
 &= \frac{\sinh\left(\frac{\pi(1.65)}{2 \times 0.764}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi(1.95)}{2 \times 0.764}\right)} \\
 &= \frac{3.39}{4.007} = 0.539
 \end{aligned}$$

หาค่า k' ได้จากสมการที่ 2.32

จะได้ k_1' ดังนี้

$$k' = \sqrt{1 - k^2}$$

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2}$$

จะได้ k_2' ดังนี้

$$= \sqrt{1 - 0.846^2} = 0.533$$

$$k_2' = \sqrt{1 - k_2^2}$$

$$= \sqrt{1 - 0.539^2} = 0.843$$

หาค่า $\frac{K(k_1)}{K'(k_1)}$ ได้จากสมการที่ 2.34 เนื่องจาก $k_1 = 0.846$ ตามเงื่อนไข $0.707 \leq K \leq 1$

$$\begin{aligned}
 \frac{K(k)}{K'(k)} &= \frac{1}{\pi} \ln \left[\frac{2(1 + \sqrt{k'})}{(1 - \sqrt{k'})} \right] \\
 &= \frac{1}{\pi} \ln \left[\frac{2(1 + \sqrt{0.533})}{(1 - \sqrt{0.533})} \right] = 1.231
 \end{aligned}$$

ฉะนั้น $\frac{K'(k_1)}{K(k_1)}$ จึงเท่ากับ 0.812

หาค่า $\frac{K(k_2)}{K'(k_2)}$ ได้จากสมการที่ 2.33 เนื่องจาก $k_2 = 0.256$ ตามเงื่อนไข $0 \leq K \leq 0.707$

$$\frac{K(k_2)}{K'(k_2)} = \frac{\pi}{\ln \left[\frac{2(1+\sqrt{k_2'})}{(1-\sqrt{k_2'})} \right]}$$

$$= \frac{\pi}{\ln \left[\frac{2(1+\sqrt{0.843})}{1-\sqrt{0.843}} \right]} = 0.816$$

หาค่า q ได้จากสมการที่ 2.24

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

$$= \frac{1}{2} (0.816 \times 0.812) = 0.331$$

หาค่า ε_{re} ได้จากสมการที่ 2.23

$$\varepsilon_{re} = 1 + q(\varepsilon_r - 1)$$

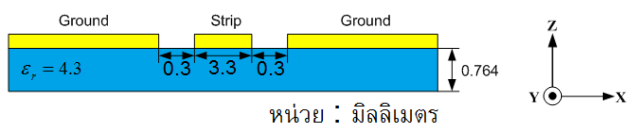
$$= 1 + 0.331(4.3 - 1) = 2.09$$

หาค่า Z_o ได้จากสมการที่ 2.22

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

$$= \frac{30\pi}{\sqrt{2.09}} 0.812 = 50.9 \Omega$$

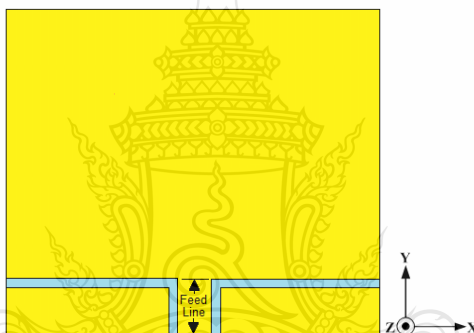
จากการออกแบบคุณลักษณะอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง สามารถสรุปได้ว่า สายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมจะมีความกว้างเท่ากับ 3.3 มิลลิเมตร และมีช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์เท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร ดังภาพที่ 3.37



ภาพที่ 3.27 ขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมและช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์

3.1.7 ออกแบบความยาวสายนำสัญญาณ

การออกแบบความยาวของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมจะใช้ความยาวประมาณ $0.0625\lambda_g$ เนื่องจากจะออกแบบให้มีสายอากาศที่มีลักษณะเล็ก [24]



ภาพที่ 3.28 ความยาวของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม (Feed line)

จะได้ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{re}}}$$

$$= \frac{3 \times 10^8}{(2.5 \times 10^9)\sqrt{2.09}}$$

$$= 0.08298 \text{ เมตร หรือ } 82.98 \text{ มิลลิเมตร}$$

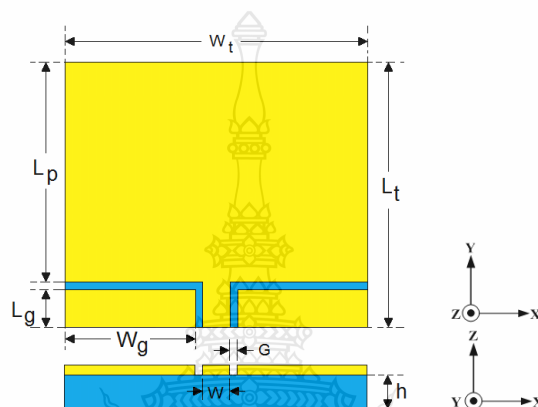
$$\text{Feedline} = 0.0625\lambda$$

$$= 0.0625(0.08298)$$

$$= 0.00518 \text{ เมตร หรือ } 5.18 \text{ มิลลิเมตร}$$

3.1.8 การจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST

ทำการสร้างแบบจำลองของสายอากาศที่มีการป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมตามภาพที่ 3.29 บนโปรแกรม CST



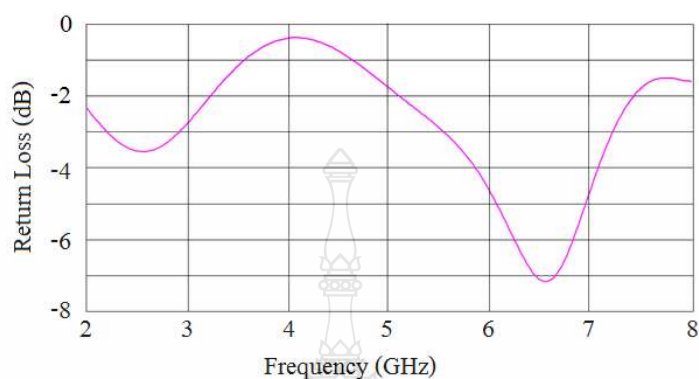
ภาพที่ 3.29 โครงสร้างของพารามิเตอร์ต่างๆตัวสายอากาศ

ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นที่ได้จากการออกแบบสามารถสรุปค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST ได้ดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นต่างๆ เพื่อการจำลองแบบ

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
W_t	40
L_t	35
L_p	29
W_g	15.4
L_g	5
W	3.3
G	0.3
h	0.764

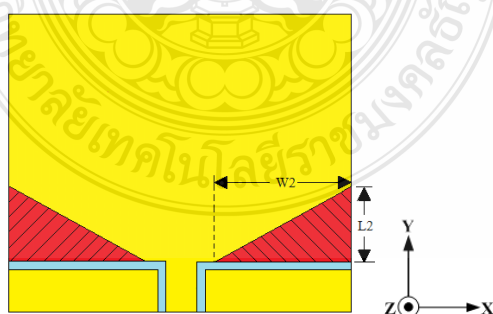
จำลองผลโดยพิจารณาจากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน โดยพิจารณาเพื่อศึกษาผลการเปลี่ยนแปลงของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและวิเคราะห์หาค่าประสิทธิภาพที่ดีที่สุดของสายอากาศ



ภาพที่ 3.30 ผลการจำลองแบบจากโครงสร้างภาพที่ 3.39

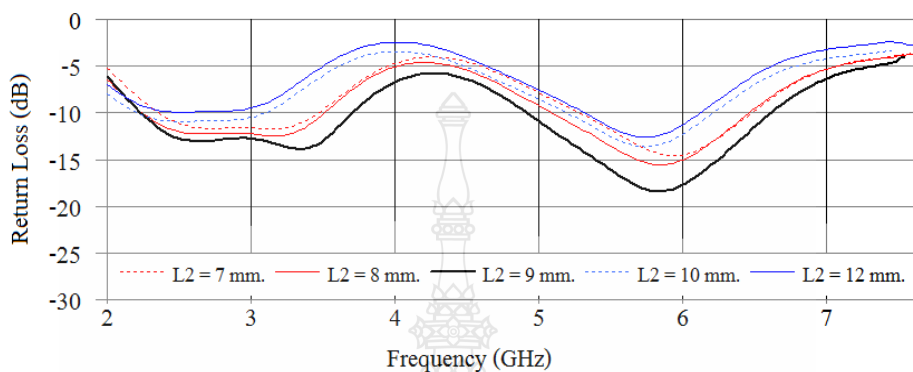
จากผลการจำลองแบบสัมประสิทธิ์การสะท้อนดังภาพที่ 3.30 ด้วยโปรแกรม CST จะเห็นว่าไม่มีช่วงใดที่มีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสัญญาณที่ต่ำกว่าเส้น -10 dB ฉะนั้นจึงใช้เทคนิคการปรับจูนด้วยวิธีการเซาะร่องเข้ามาช่วยให้ได้ความถี่ตามที่ต้องการ โดยจะสามารถทำได้ดังนี้

1) ทำการเซาะร่องเป็นรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าบริเวณด้านล่างของบริเวณที่แผ่พลังงานทั้งสองด้าน ดังภาพที่ 3.41 โดยกำหนดให้ความกว้าง (w_2) เท่ากับ 16 มิลลิเมตรและปรับค่าความยาว (L_2) ของบริเวณที่เซาะร่อง



ภาพที่ 3.31 การเซาะร่องบริเวณด้านล่างของบริเวณที่แผ่พลังงาน

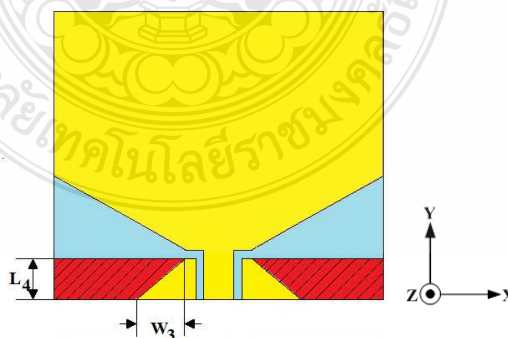
การจำลองผลที่ผ่านการเซาะร่องบริเวณด้านล่างของบริเวณที่แผ่พลังงาน และศึกษาผลการเปลี่ยนแปลงได้จากค่าความสูญเสียเนื่องจากสัมประสิทธิ์การสะท้อนโดยการปรับค่าความยาว L_2 ที่ 7, 8, 9, 10 และ 11 มิลลิเมตร เพื่อวิเคราะห์หาค่าประสิทธิภาพที่ดีที่สุดของสายอากาศ



ภาพที่ 3.32 ผลการจำลองจากการเซาะร่องบริเวณด้านล่างของตัวที่แผ่พลังงาน

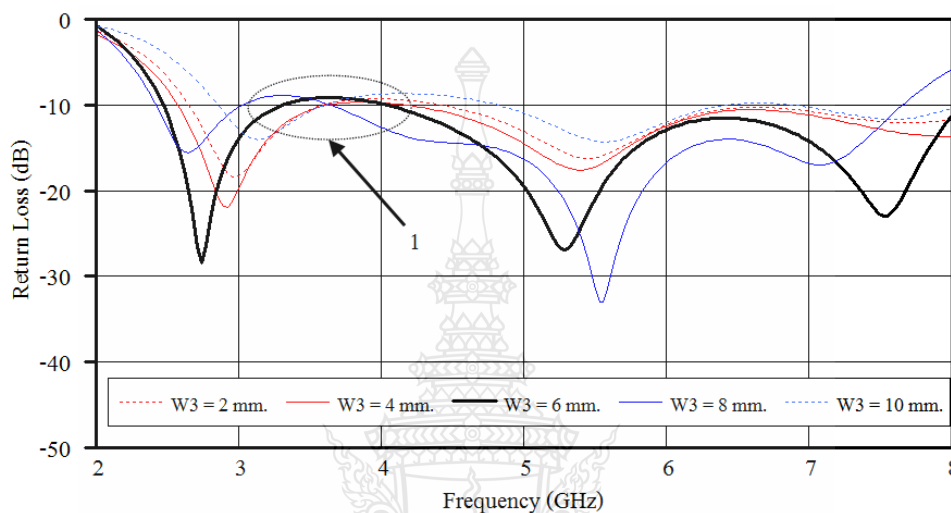
จากผลการจำลองแบบการสะท้อนกลับ จากภาพที่ 3.32 จะเห็นได้ว่าความยาว (L_2) มีค่าที่ดีที่สุดเท่ากับ 9 มิลลิเมตร โดยมีช่วงที่ตอบสนองที่ต่ำกว่าเส้นสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ -10 dB สองช่วงความถี่ด้วยกัน ได้แก่ช่วงความถี่ 3 GHz และช่วงความถี่ 6 GHz

2) ทำการเซาะร่องระนาบกราวด์ (Ground Plane) รูปคางหมู โดยปรับค่าความยาวคงที่ของแถบ L_4 เท่ากับ 5 มิลลิเมตรและค่าความกว้างของแถบ W_3 โดยมีขนาดตั้งแต่ 0, 2, 4, 6 และ 8 มิลลิเมตร



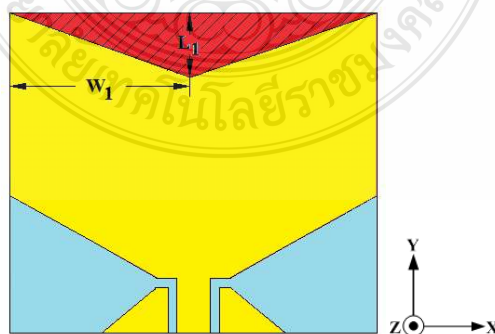
ภาพที่ 3.33 การปรับจูนระนาบกราวด์เป็นรูปสี่เหลี่ยมคางหมู

พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ W_3 เท่ากับ 6 มิลลิเมตร ซึ่งทำให้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับลดลง แต่ยังมีส่วนที่ไม่ต่ำกว่าเส้น -10 dB คือบริเวณช่วงความถี่ 4 GHz และ 6.5 GHz โดยมีทำให้เกิดสองช่วงความถี่คือ ช่วงความถี่ต่ำ 2.45 - 3.38 GHz และ ช่วงความถี่สูง 4.13 - 8.09 GHz แสดงดังภาพที่ 3.34



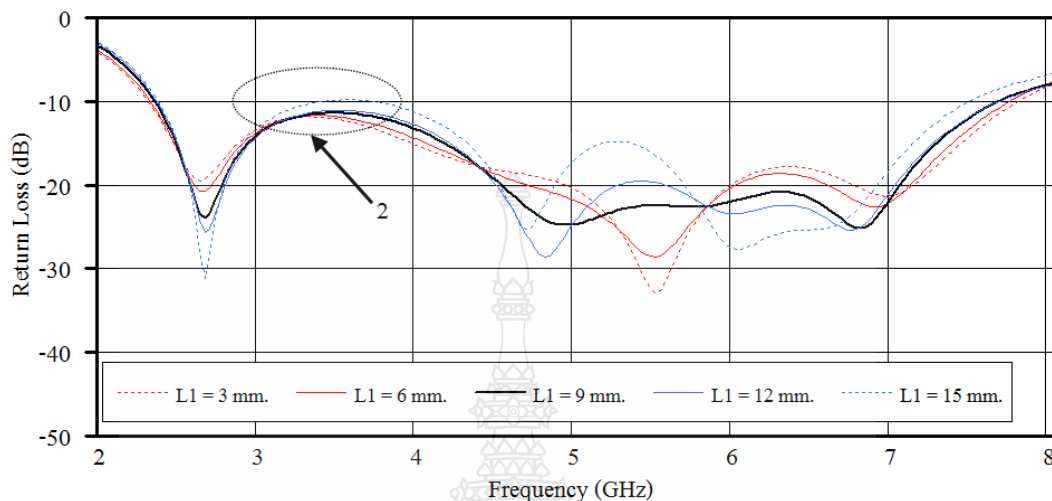
ภาพที่ 3.34 ผลการจำลอง โครงสร้างตามภาพที่ 3.33

3) ทำการเซาะร่องที่ตัวสายอากาศบริเวณด้านบนรูปสามเหลี่ยมบริเวณแผ่นพลังงานโดยปรับค่าความกว้างค้ำของแถบ W_1 เท่ากับ 20 มิลลิเมตร ปรับค่าความยาวของแถบ L_1 โดยมีการปรับขนาดตั้งแต่ 3, 6, 9, 12 และ 15 มิลลิเมตร



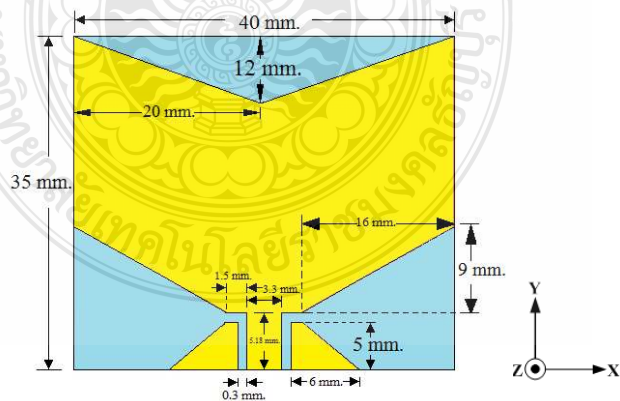
ภาพที่ 3.35 การปรับจูนด้านบนของบริเวณที่แผ่นพลังงานเป็นรูปสามเหลี่ยม

พบว่าทำให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากสัมประสิทธิ์การสะท้อนในช่วงความถี่ 3.5 GHz ทำให้ต่ำลงกว่าเส้น -10 dB ดังภาพที่ 3.36 พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ L_1 เท่ากับ 12 มิลลิเมตร



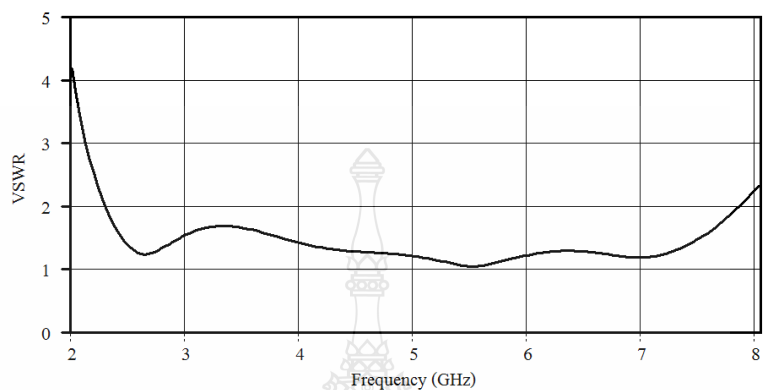
ภาพที่ 3.36 ผลการจำลองโครงสร้างของสายอากาศตามภาพที่ 3.35

จากการปรับจูนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ โดยใช้เทคนิคการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมคางหมูบริเวณระนาบสร้างเงาและรูปเซาะร่องบริเวณที่แผ่พลังงาน มีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังภาพที่ 3.37 โดยมีช่วงความถี่เรโซแนนซ์ตั้งแต่ 2.31 - 7.79 GHz มีเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์เท่ากับ 108.51%



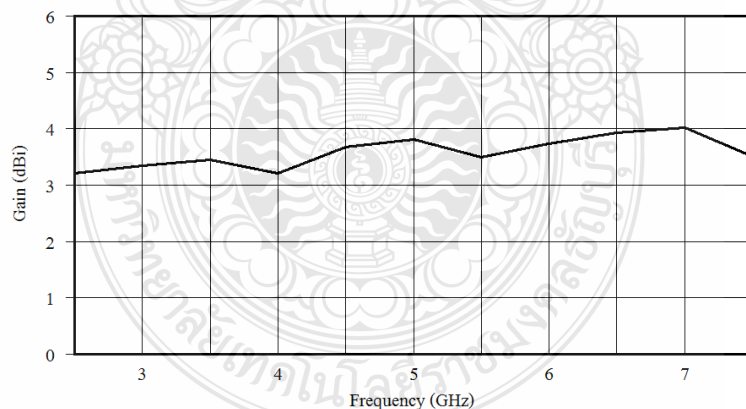
ภาพที่ 3.37 โครงสร้างของสายอากาศที่ผ่านการปรับจูนรูปหางปลาและระนาบกราวด์

จากนั้นทำการจำลองผลตอบแทนของคลื่นช่วงการใช้งานอยู่ในรูปแบบของอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง แสดงดังภาพที่ 3.38 ซึ่งพบว่าค่า VSWR จะต่ำกว่า 2 ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.31 - 7.79 GHz



ภาพที่ 3.38 ผลการจำลองอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง

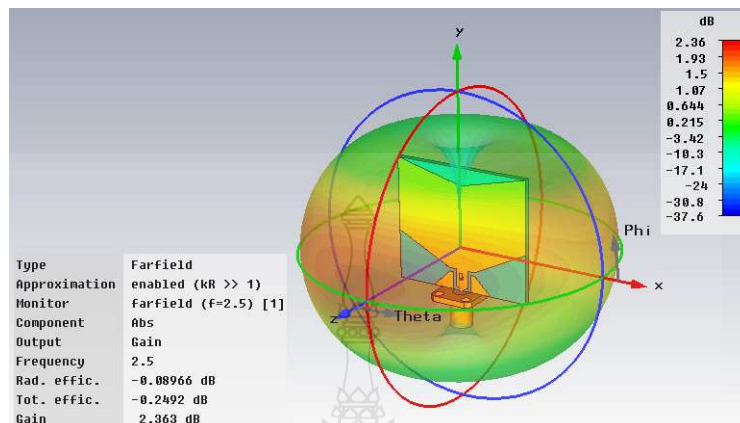
ในส่วนของคุณค่าอัตราขยายจากการจำลองแบบโดยเริ่มที่ความถี่ 2.5 GHz มีค่าอัตราขยาย 3.21 dBi จนถึงความถี่ 7.5 GHz มีค่าอัตราขยาย 3.51 dBi



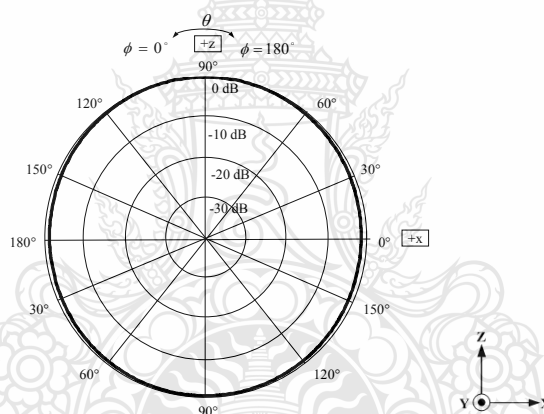
ภาพที่ 3.39 ผลการจำลองอัตราขยาย

จากการจำลองแบบของสายอากาศโมโนโพลรูปหางปลาที่มีการปรับจูนระนาบกราวด์ที่ได้ ออกแบบจะมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นในลักษณะภาพสามมิติตามภาพที่ 3.40(ก), 3.41(ก)และ 3.42(ก) โดยจะมีลักษณะการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้า (ระนาบ X-Z) ตามภาพที่ 3.40(ข), 3.41(ข)

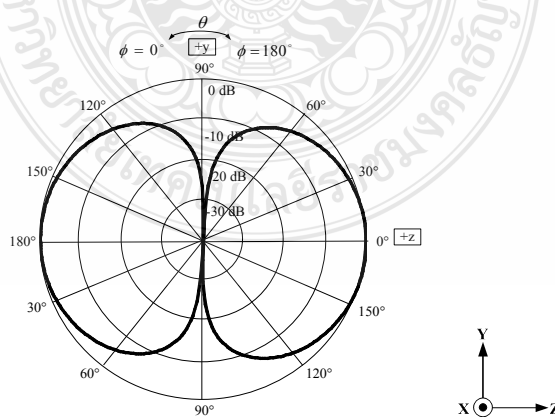
และ 3.42(ข) ซึ่งมีลักษณะการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็ก (ระนาบ Y-Z) ตามภาพที่ 3.40(ค), 3.41(ค) และ 3.42(ค) ของความถี่ 2.5 GHz, 5 GHz และ 7 GHz ตามลำดับ



(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบสามมิติ

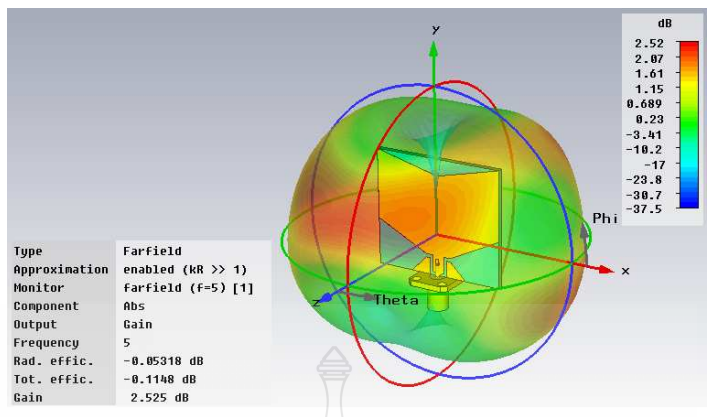


(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ X-Z

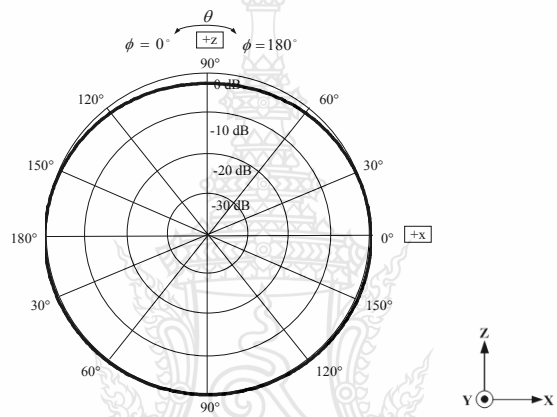


(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ Y-Z

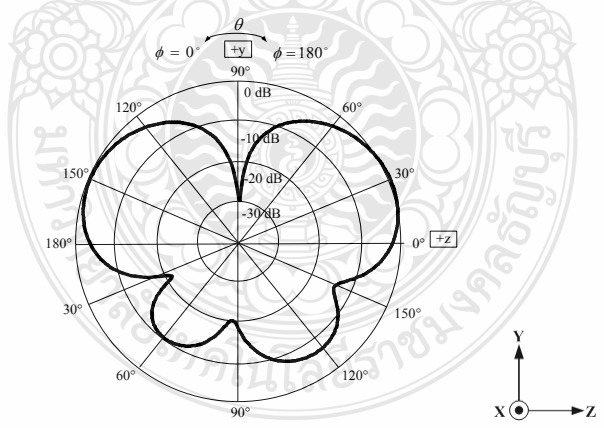
ภาพที่ 3.40 แบบรูปการแผ่พลังงานของความถี่ 2.5 GHz



(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบสามมิติ

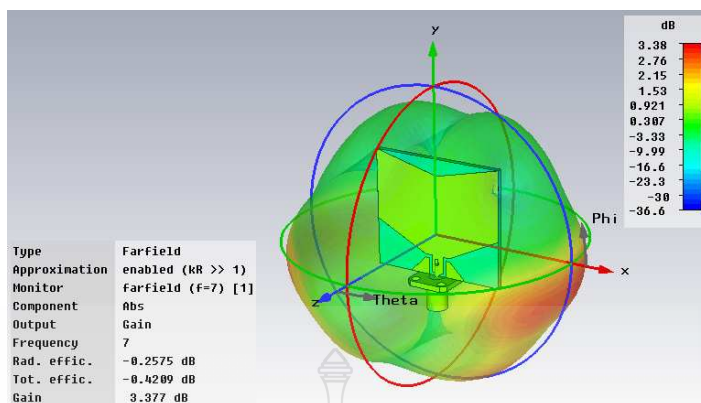


(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ X-Z

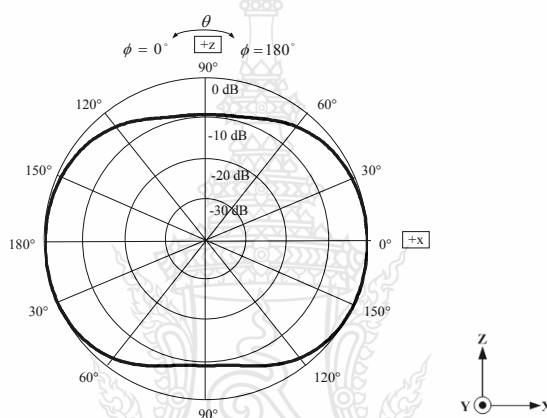


(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ Y-Z

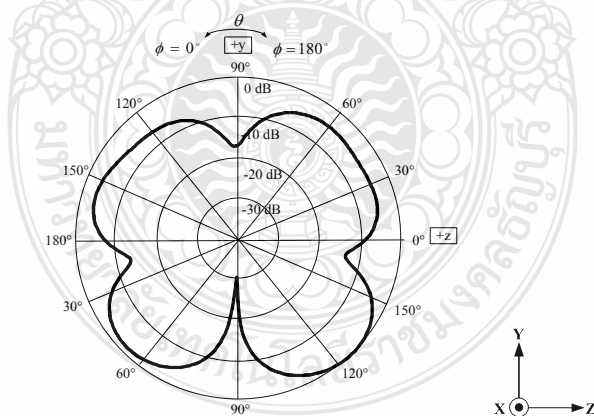
ภาพที่ 3.41 แบบรูปการแผ่พลังงานของความถี่ 5 GHz



(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบสามมิติ



(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ X-Z



(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ Y-Z

ภาพที่ 3.42 แบบรูปการแผ่พลังงานของความถี่ 7 GHz

3.2.5 สรุปผลการจำลองแบบ

จากการจำลองแบบของสายอากาศโมโนโพลรูปหางปลาที่มีการปรับจูนระนาบกราวด์สรุปได้ว่าสายอากาศโมโนโพลรูปหางปลาที่มีการปรับจูนระนาบกราวด์มีความถี่ที่เรโซแนนซ์อยู่ที่ 1.61 - 14.35GHz และมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นไปในแบบรอบตัว โดยมีอัตราขยายอยู่ที่ 3.5 dBi



บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 บทนำ

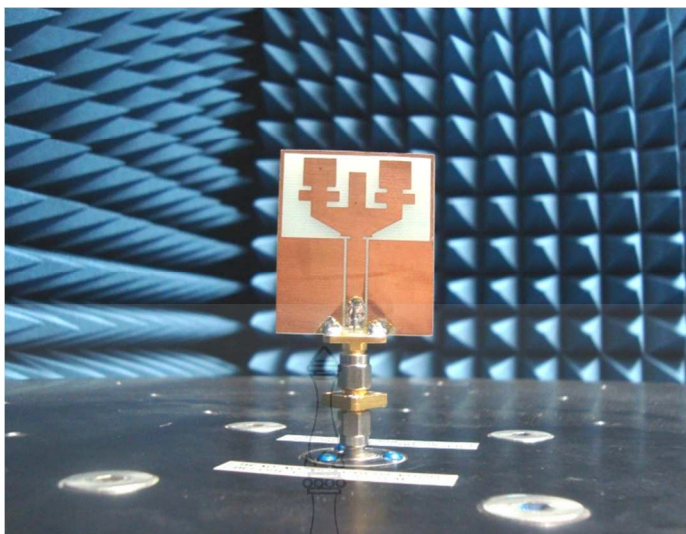
การออกแบบและสร้างส่วนประกอบต่างๆ ของสายอากาศแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่งยวดมาแล้วนั้นจะต้องนำมาทำการทดลองเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆซึ่งประกอบด้วยค่าการสูญเสียย้อนกลับ อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนคลื่นนิ่ง แบนด์วิดท์ ตลอดจนแบบรูปการกระจายคลื่นและอัตราขยายของสายอากาศ

4.2 การทดสอบสายอากาศช่องเปิดร่องตีเหลี่ยมผืนผ้าระนาบร่วมที่มีการปรับจูนสลับรูปเขากวาง

การทดลองเพื่อที่จะหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศนั้น ต้องใช้เครื่องมือในการทดสอบคือเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้า ในการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนคลื่นนิ่งและแบนด์วิดท์ของสายอากาศแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่งยวด ซึ่งการทดลองการต่อสายอากาศเข้ากับเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้า เพื่อวัดผลตอบสนองของสายอากาศที่สร้างขึ้นได้แสดงดังภาพที่ 4.1

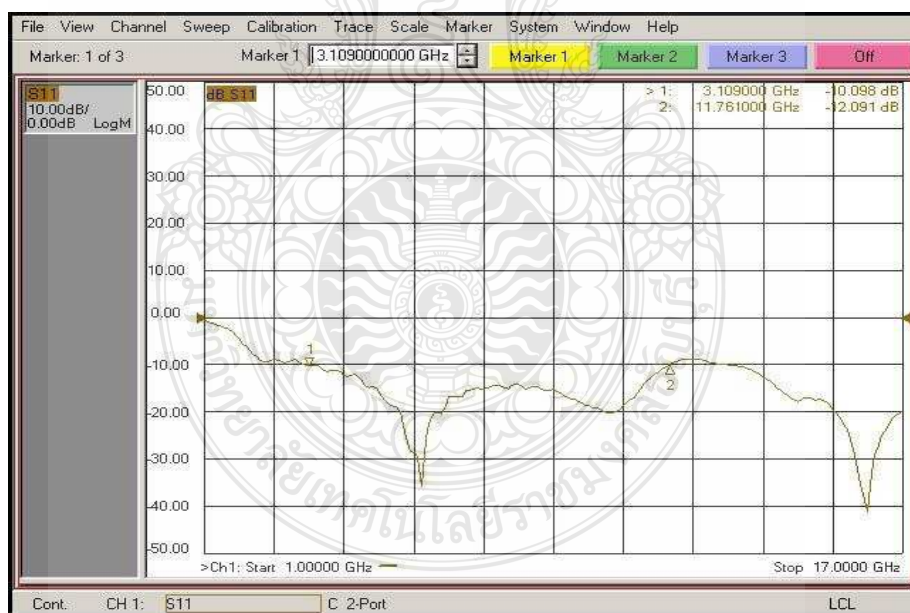


ภาพที่ 4.1 เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้า



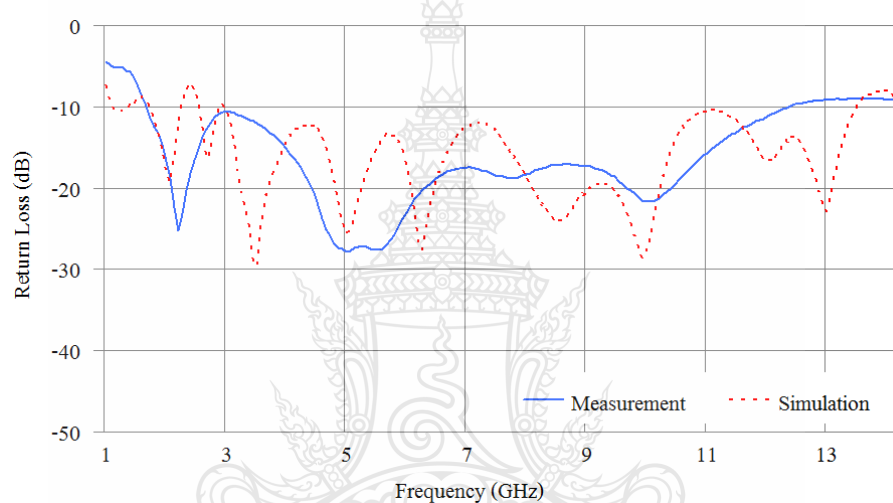
ภาพที่ 4.2 การทดสอบสายอากาศแบบระนาบร่วมสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่ง

4.2.1 ผลการทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ



ภาพที่ 4.3 ผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศแบบระนาบร่วมสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่ง

จากภาพที่ 4.3 เห็นได้ว่าสายอากาศแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่งที่สร้างขึ้นมาและทำการทดสอบเรโซแนนซ์ที่ความถี่ 3.1 GHz ถึง 11.76 GHz ซึ่งมากกว่าความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ แต่ค่าอิมพีแดนซ์รวมของสายอากาศที่ได้จากการวัดบางส่วนมีค่าน้อยกว่า 50 Ω เล็กน้อยและมีคุณลักษณะเป็นตัวเก็บประจุ ซึ่งเป็นผลจากการออกแบบนั้นความต้านทานรวมมีค่าน้อยกว่า 50 Ω เล็กน้อย เช่นกันและมีบางส่วนมีคุณลักษณะเป็นตัวเหนี่ยวนำลักษณะรูปกราฟของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและกราฟของอัตราส่วนคลื่นนิ่งจะมีลักษณะเป็นเส้นหยักไม่โค้งเรียบเหมือนกับผลที่ได้จากการจำลองเนื่องจากการสูญเสียของสัญญาณเกิดขึ้น



ภาพที่ 4.4 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศแบบระนาบร่วมช่องปลายเปิดรูปเขากวาง

4.2.2 ผลการวัดความกว้างของแบนด์วิดท์

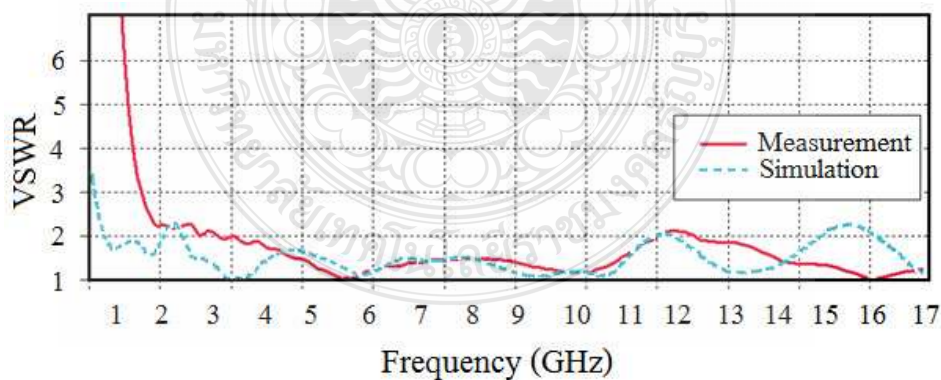
จากภาพที่ 4.3 สามารถวัดความกว้างแบนด์วิดท์ของสายอากาศแบบระนาบร่วมช่องปลายเปิดรูปเขากวางแบบระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่งนั้น จะทำการวัดจากจุดที่มีค่า $SWR \leq 2$ ซึ่งจะพบว่าค่าของ $S_{11} \leq -10$ dB โดยวัดค่าของแบนด์วิดท์ที่กว้างจากความถี่ 3.1 GHz ถึง 11.76 GHz ค่าความกว้างของแบนด์วิดท์ที่ได้นั้นจะมีค่าอยู่ในช่วงที่ตอบสนองครอบคลุมความถี่ดีกว่าผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST

4.2.3 ผลการวัดอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง



ภาพที่ 4.5 ผลการวัดอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศแบบระนาบร่วมช่องปลายเปิดรูปเขา เขากวางสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่ง

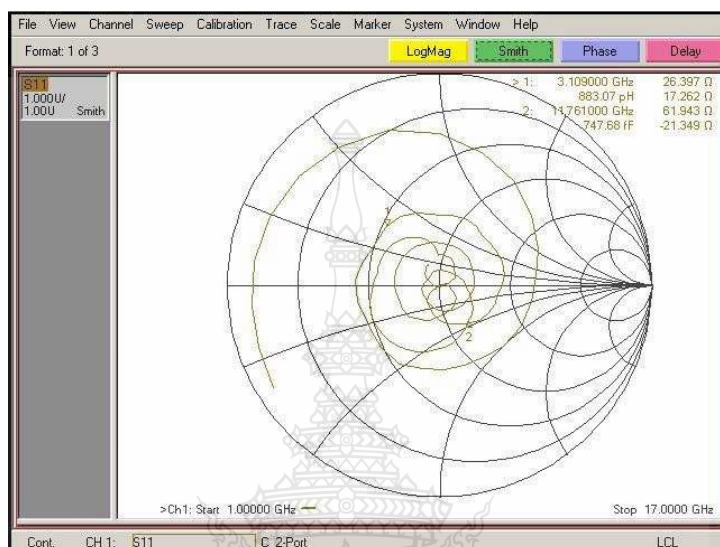
ค่าของอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศแบบระนาบร่วมช่องปลายเปิดรูปเขา เขากวางสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่งดังภาพที่ 4.5 นั้นเห็นได้ว่าที่ความถี่ตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 11.76 GHz มีค่าน้อยกว่า 2 ซึ่งเป็นค่ามาตรฐานที่สามารถใช้งานได้



ภาพที่ 4.6 เปรียบเทียบค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศแบบระนาบร่วมช่องปลายเปิดรูป เขาเขากวาง

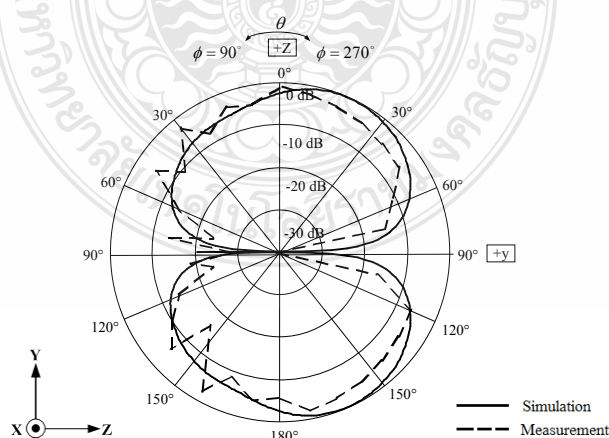
4.2.4 ผลการทดสอบอินพุตอิมพีแดนซ์

ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศนั้นจะแสดงในรูปของสมิธชาร์ท แสดงดังภาพที่ 4.5 นั้น จะเห็นได้ว่าค่าของอินพุตอิมพีแดนซ์มีขนาดใกล้เคียง 50Ω ที่ช่วงความถี่ 8 GHz

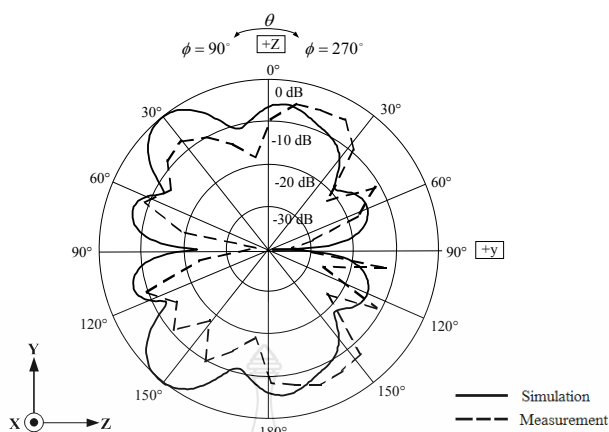


ภาพที่ 4.7 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบระนาบร่วมช่องปลายเปิดรูปเขากวาง

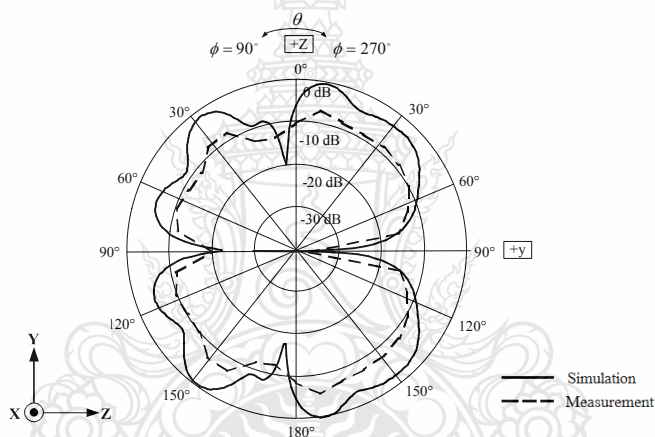
4.2.5 เปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานสนามแม่เหล็ก (ระนาบ Y - Z) และสนามไฟฟ้า (ระนาบ X - Z) ที่ได้จากการจำลองแบบและการวัดจริง



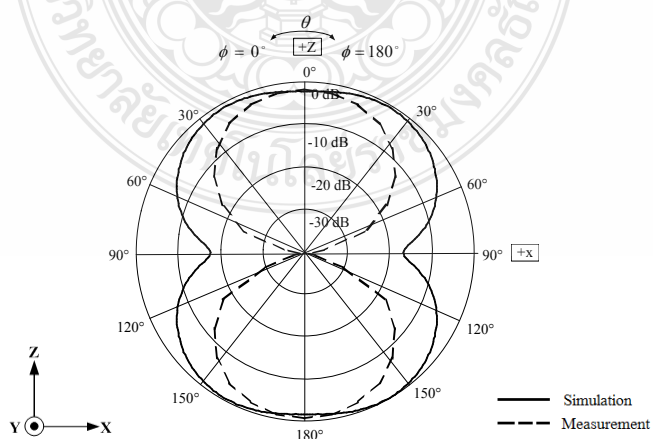
ภาพที่ 4.8 การวัดการแผ่พลังงานในระนาบ Y-Z ที่ความถี่ 3.5 GHz



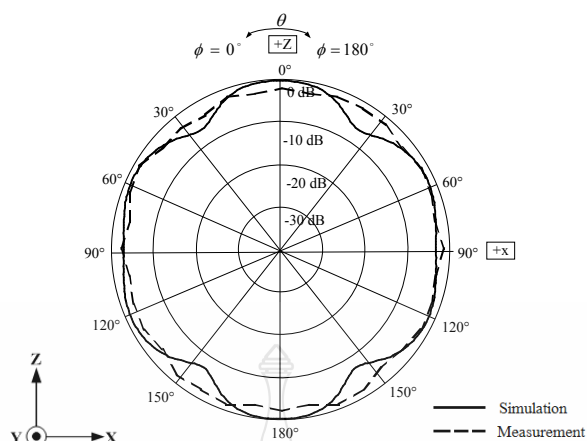
ภาพที่ 4.9 การวัดการแผ่พลังงานในระนาบ Y-Z ที่ความถี่ 7 GHz



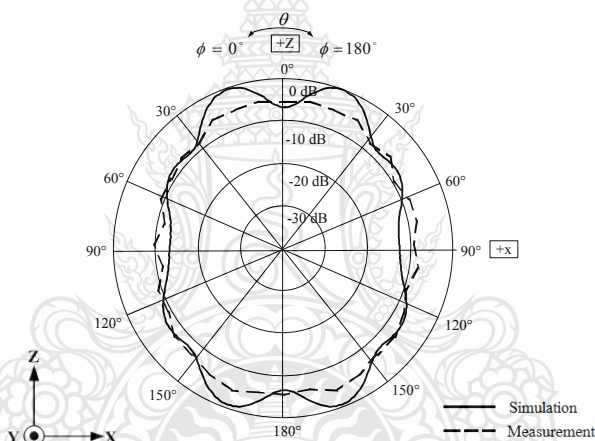
ภาพที่ 4.10 การวัดการแผ่พลังงานในระนาบ Y-Z ที่ความถี่ 10.5 GHz



ภาพที่ 4.11 การวัดการแผ่พลังงานในระนาบ X-Z ที่ความถี่ 3.5 GHz



ภาพที่ 4.12 การวัดการแผ่พลังงานในระนาบ X - Z ที่ความถี่ 7 GHz



ภาพที่ 4.13 การวัดการแผ่พลังงานในระนาบ X-Z ที่ความถี่ 10.5 GHz

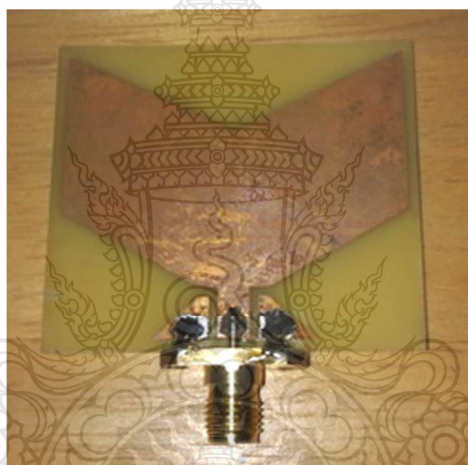
4.2.6 สรุปผลของการแผ่พลังงานที่ได้จากการออกแบบและผลทดสอบจริง

การแพร่กระจายคลื่นมีรูปแบบใกล้เคียงผลการออกแบบทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ในย่านความถี่ต่ำคือความถี่ 3.5 GHz แต่ความถี่ 7 GHz และ 10.5 GHz การแผ่พลังงานทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กนั้นจะมีความผิดเพี้ยนจากผลที่ออกแบบเล็กน้อยอาจเป็นเพราะค่าความถี่ที่สูงทำให้ค่าไดอิเล็กตริกของสายอากาศมีค่าเปลี่ยนไป รูปแบบการแผ่พลังงานจึงไม่เหมือนที่ออกแบบไว้และเป็นเพราะการสร้างสายอากาศจริงนั้นไม่สามารถสร้างขนาดได้ตรงกับขนาดจริงได้เนื่องจากบางส่วนของสายอากาศมีขนาดเล็กมากๆ จึงทำให้รูปแบบการแผ่พลังงานผิดเพี้ยนไปและบางครั้งการบัดกรีที่

หัวคอนเนคเตอร์นั้นมีผลเช่นกันสำหรับการแผ่พลังงานทั้งในสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กแต่สามารถนำสายอากาศรูปแบบนี้ไปประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่กว้างยิ่งได้

4.3 การทดสอบสายอากาศโมนโพลรูปหางปลาที่มีการปรับจูนระนาบกราวด์

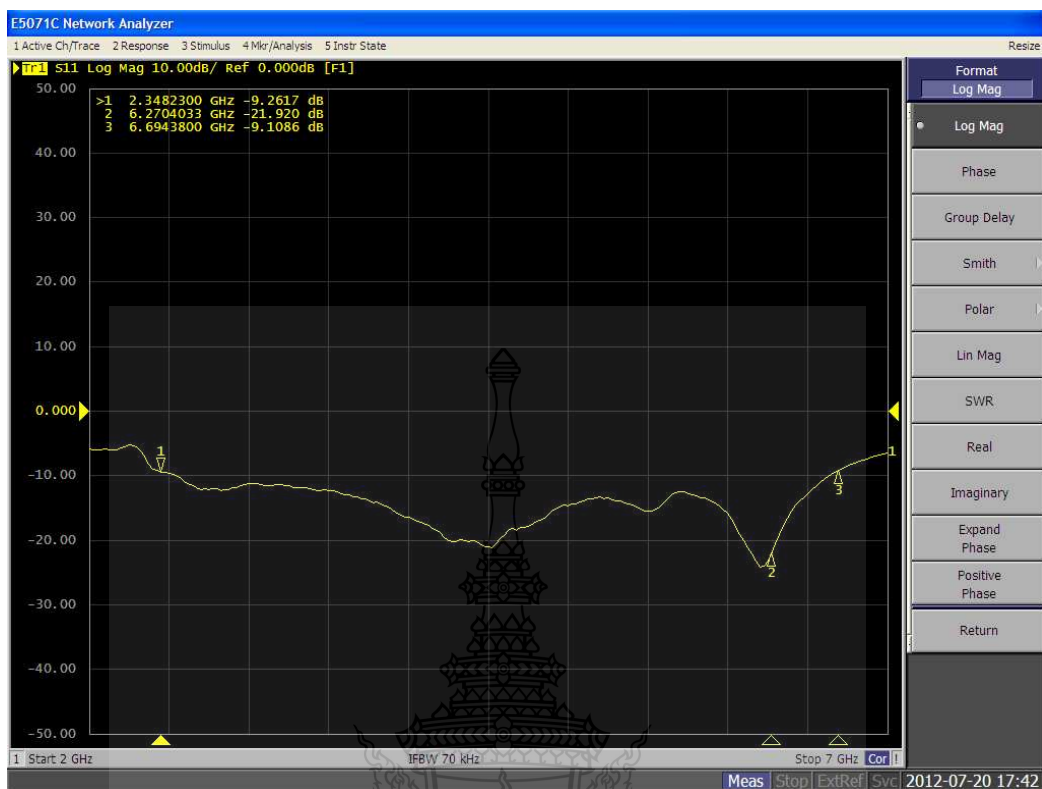
การทดลองเพื่อที่จะหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศนั้น ต้องใช้เครื่องมือในการทดสอบคือเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้า ในการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนคลื่นนิ่งและแบนด์วิดท์ของสายอากาศแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้าง ซึ่งการทดลองการต่อสายอากาศเข้ากับเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้า เพื่อวัดผลตอบสนองของสายอากาศ



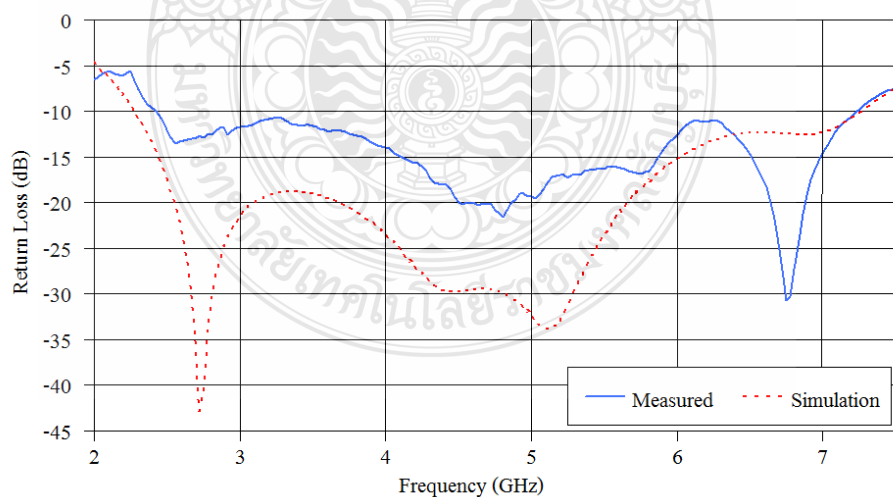
ภาพที่ 4.14 สายอากาศต้นแบบของสายอากาศรูปหางปลาที่มีการปรับจูนระนาบกราวด์

4.3.1 ผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

จากภาพที่ 4.16 เห็นได้ว่าสายอากาศรูปหางปลาที่มีการปรับจูนระนาบกราวด์ที่สร้างขึ้นมา และวัดผล จะมีช่วงความถี่เรโซแนนซ์หรือที่ระดับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ต่ำกว่า -10 dB ที่ช่วงความถี่ 2.34 GHz ถึง 6.69 GHz



ภาพที่ 4.15 ผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศรูปหางปลาที่มีการปรับจูน
ระนาบกราวด์



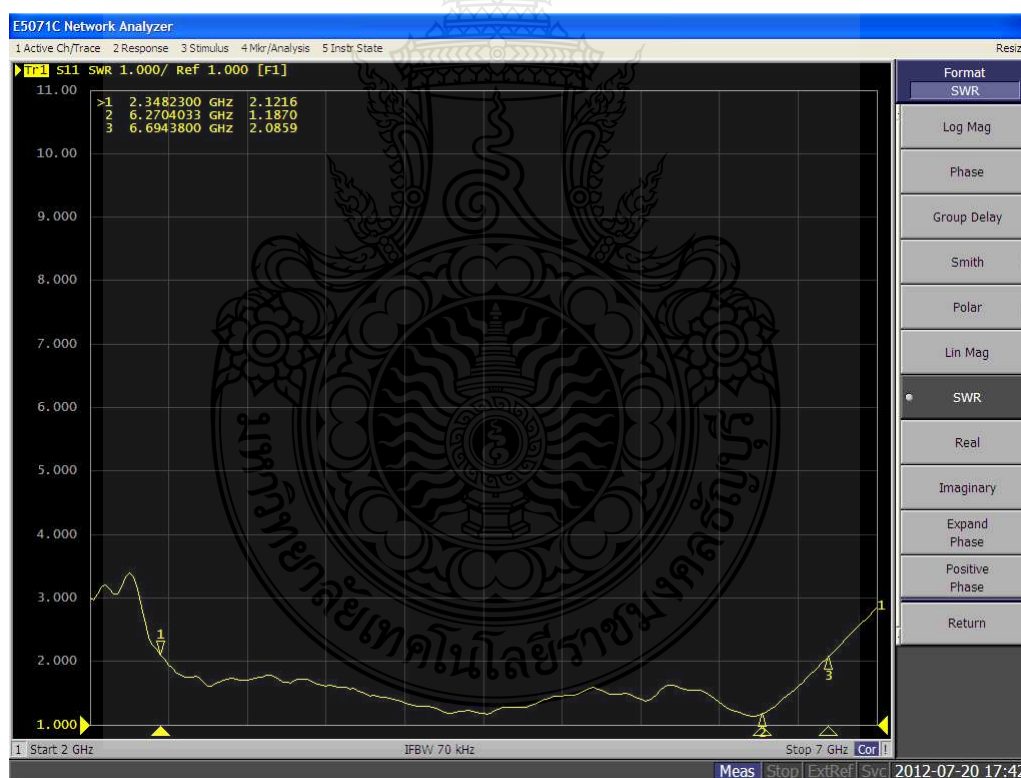
ภาพที่ 4.16 เปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศรูปหางปลาที่มีการปรับจูน
ระนาบกราวด์

จากภาพที่ 4.16 เห็นได้ว่าการเปรียบเทียบของสายอากาศรูปหางปลาที่ใช้เทคนิคการเซาะร่องและเพิ่มสลับที่สร้างขึ้นมาและผลของการจำลองแบบ ซึ่งผลการวัดจะมีความถี่เรโซแนนซ์อยู่ที่ความถี่ 2.34 GHz ถึง 6.69 GHz ซึ่งน้อยกว่าความถี่ที่ได้ออกแบบไว้เล็กน้อย

4.3.2 ผลการวัดหาค่าความกว้างของแบนด์วิดท์

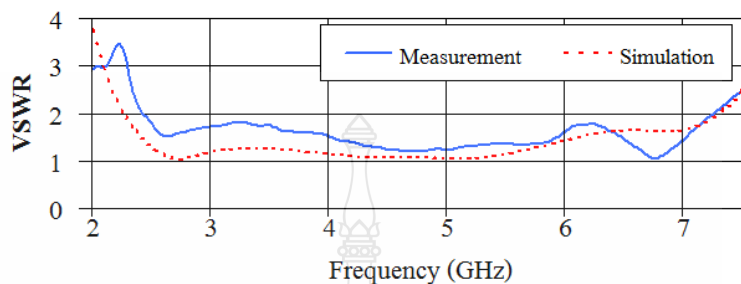
จากภาพที่ 4.17 สามารถวัดหาค่าความกว้างของแบนด์วิดท์ของสายอากาศรูปหางปลานั้น จะทำการวัดจากจุดที่มีค่า $SWR \leq 2$ ซึ่งจะพบว่าค่าของ $S_{11} \leq -10$ dB โดยวัดค่าของแบนด์วิดท์ที่กว้าง จากความถี่ 2.34 GHz ถึง 6.69 GHz ค่าความกว้างของแบนด์วิดท์ที่ได้นั้นจะมีค่าอยู่ในช่วงที่ตอบสนองครอบคลุมความถี่ดีกว่า

4.3.3 ผลการทดสอบแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง



ภาพที่ 4.17 ผลการวัดค่า VSWR ของสายอากาศรูปหางปลา

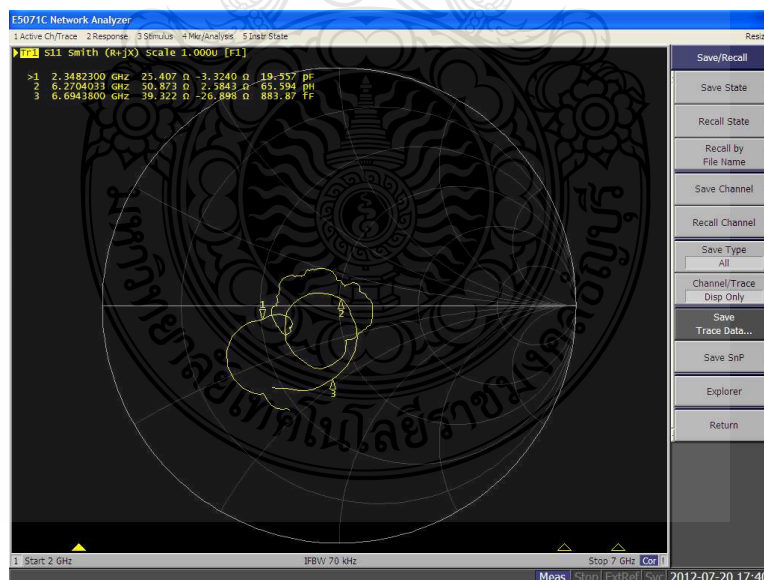
ค่าของ VSWR ของสายอากาศแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้าง ยิ่งยวดดังภาพที่ 4.18 นั้นเห็นได้ชัดว่าที่ความถี่ตั้งแต่ 2.34 GHz ถึง 6.69 GHz มีค่าน้อยกว่า 2 ซึ่งเป็นค่ามาตรฐานที่สามารถใช้งานได้



ภาพที่ 4.18 เปรียบเทียบค่า VSWR ของสายอากาศรูปหางปลา

4.3.4 ผลการทดสอบอินพุทอิมพีแดนซ์

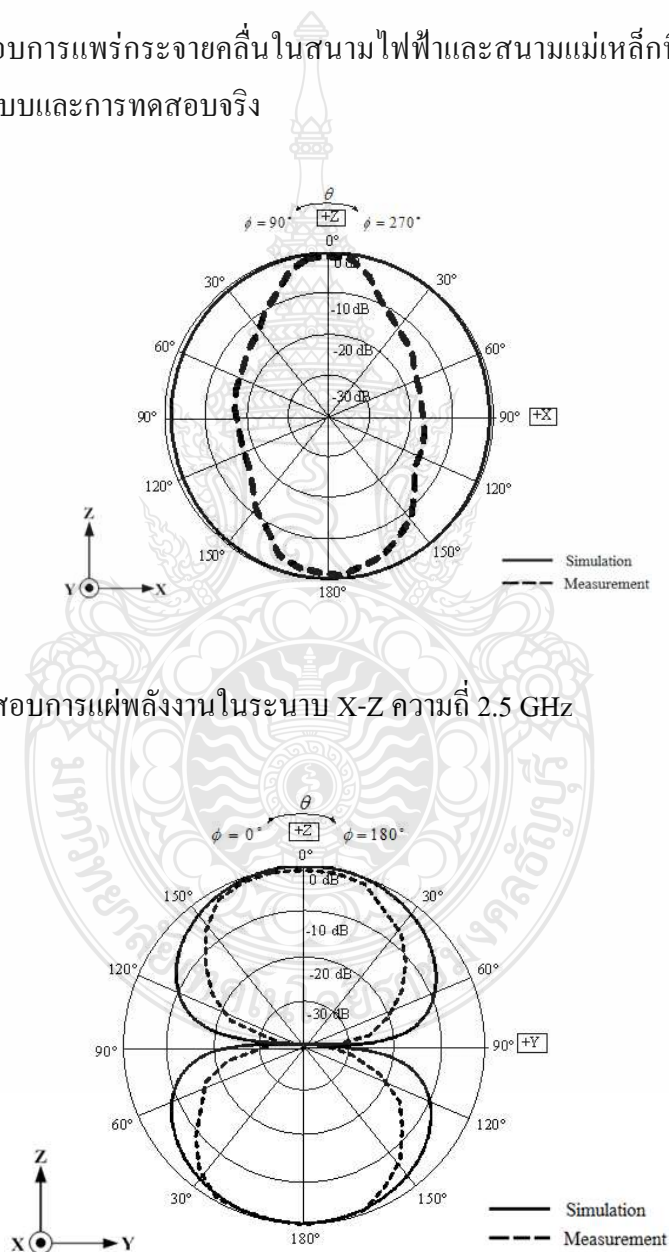
ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศนั้นจะแสดงในรูปของสมิทชาร์ท ดังภาพที่ 4.19 นั้น จะเห็นได้ว่าค่าของอินพุทอิมพีแดนซ์มีขนาดใกล้เคียง 50Ω ที่ช่วงความถี่ 6.27 GHz



ภาพที่ 4.19 ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศหางปลา

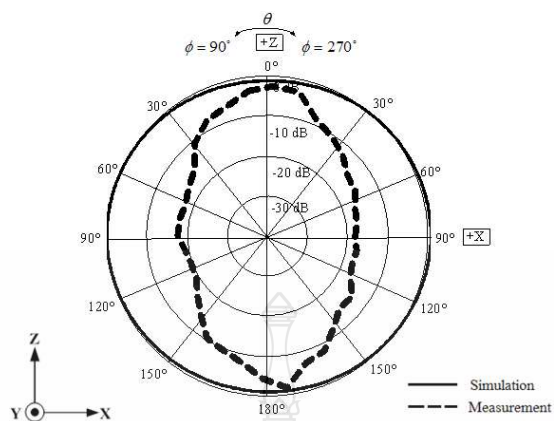
ค่าอิมพีแดนซ์รวมของสายอากาศที่ได้จากการวัดบางส่วนมีค่ามากกว่า $50\ \Omega$ เล็กน้อยและมีคุณลักษณะเป็นตัวเก็บประจุ ซึ่งเป็นผลจากการออกแบบนั้นความต้านทานรวมมีค่ามากกว่า $50\ \Omega$ เล็กน้อย เช่นกันและมีบางส่วนมีคุณลักษณะเป็นตัวเหนี่ยวนำลักษณะรูปกราฟของค่าการสูญเสียย้อนกลับและกราฟของอัตราส่วนคลื่นนิ่งจะมีลักษณะเป็นเส้นหยักไม่โค้งเรียบเหมือนกับผลที่ได้จากการจำลองเนื่องจากการสูญเสียของสัญญาณเกิดขึ้น

4.3.5 การทดสอบการแพร่กระจายคลื่นในสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่เปรียบเทียบได้จากการออกแบบและการทดสอบจริง

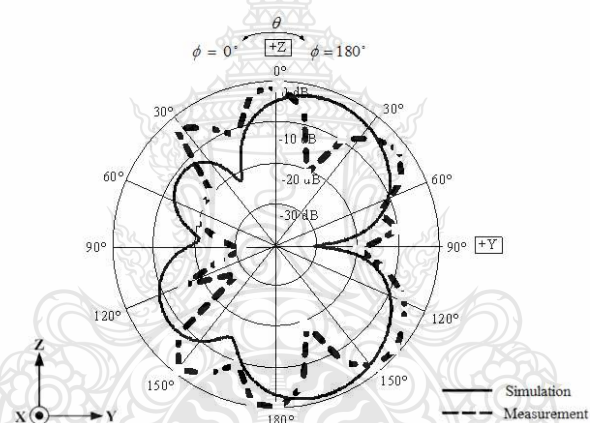


ภาพที่ 4.20 การทดสอบการแผ่พลังงานในระนาบ X-Z ความถี่ 2.5 GHz

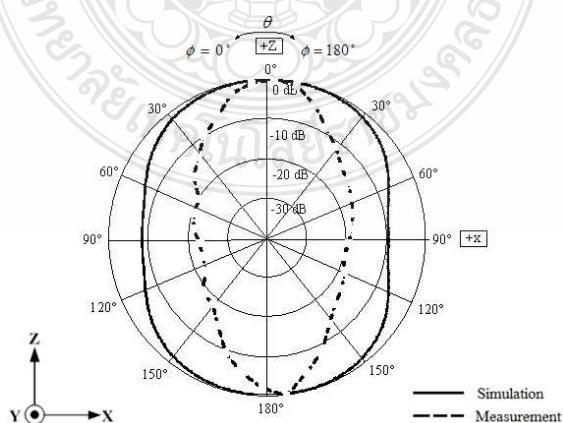
ภาพที่ 4.21 การทดสอบการแผ่พลังงานในระนาบ Y-Z ที่ความถี่ 2.5 GHz



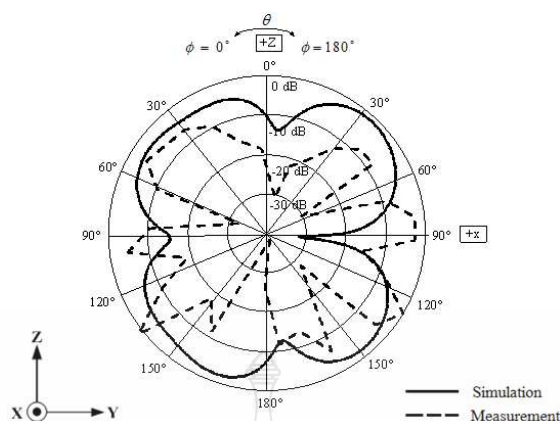
ภาพที่ 4.22 การทดสอบการแผ่พลังงานในระนาบ X-Z ที่ความถี่ 5 GHz



ภาพที่ 4.23 การทดสอบการแผ่พลังงานในระนาบ Y-Z ที่ความถี่ 5 GHz



ภาพที่ 4.24 การทดสอบการแผ่พลังงานในระนาบ X-Z ที่ความถี่ 7 GHz



ภาพที่ 4.25 การทดสอบการแผ่พลังงานในระนาบ Y-Z ที่ความถี่ 7 GHz

4.3.6 สรุปผลของการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการออกแบบและผลทดสอบจริง

การแพร่กระจายคลื่นมีรูปแบบใกล้เคียงผลการออกแบบทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ในย่านความถี่ต่ำคือความถี่ 2.5 GHz แต่ความถี่ 5 GHz และ 7 GHz การแพร่กระจายคลื่นทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กนั้นจะมีความผิดเพี้ยนจากผลที่ออกแบบเล็กน้อยอาจเป็นเพราะค่าความถี่ที่สูงทำให้ค่าไดอิเล็กตริกของสายอากาศมีค่าเปลี่ยนไป รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจึงไม่เหมือนที่ออกแบบไว้และเป็นเพราะการสร้างสายอากาศจริงนั้นไม่สามารถสร้างขนาดได้ตรงกับขนาดจริงได้เนื่องจากบางส่วนของสายอากาศมีขนาดเล็กมากๆจึงทำให้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นผิดเพี้ยนไปและบางครั้งนั้นการบัดกรีที่หัวคอนเนคเตอร์นั้น ก็มีผลเช่นกันสำหรับการแพร่กระจายคลื่นทั้งในสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กแต่ก็สามารถนำสายอากาศรูปแบบนี้ไปประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่กว้างได้

บทที่ 5

บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการเพิ่มประสิทธิภาพและลดขนาดของสายอากาศแบบระนาบด้วยการเพิ่มสัดับและการเจาะร่องที่ตัวสายอากาศ เพื่อรองรับโครงข่ายการสื่อสารไร้สาย WLAN ตามมาตรฐาน 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

สายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบร่วมที่มีการปรับจูนสัดับรูปเขากวาง ได้นำเสนอเทคนิคการปรับโครงสร้างสายอากาศแบบระนาบเพื่อปรับขยายแบนด์วิดท์และรวมถึงการลดขนาดของตัวสายอากาศ เทคนิคที่ใช้การปรับโครงสร้างสายอากาศคือ การเพิ่มสัดับและการเจาะร่อง ผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ และแบนด์วิดท์ของสายอากาศ การปรับเพิ่มสัดับและการเจาะร่องที่ประยุกต์ใช้คือ การเพิ่มสัดับและการเจาะร่องรูปรูปตัวไอ รูปสามเหลี่ยม โดยเทคนิคกล่าวพบว่าการเพิ่มสัดับรูปตัวไอแบบแนวตั้งและแบบแนวนอน ร่วมกับการเจาะร่องรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่า จะมีผลทำให้ค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศกว้างมากขึ้น

ตารางที่ 5.1 สรุปผลการปรับจูนของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมที่มีการปรับจูนสัดับรูปเขากวาง และจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST เพื่อดูความถี่ที่ตอบสนอง

Proposed Antenna	Frequency Respond
1. สายอากาศต้นแบบที่ได้จากการคำนวณ (ภาพที่ 3.8)	1.7 GHz 4.5-4.6 GHz 12.9-13.8 GHz
2. เจาะร่องรูปตัวไอ (ภาพที่ 3.10)	1.6-1.7 GHz 4.5-4.7 GHz 13.2-14.2 GHz

ตารางที่ 5.1 สรุปผลการปรับจูนสายอากาศและจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST เพื่อความถี่ที่ตอบสนอง (ต่อ)

Proposed Antenna	Frequency Respond
1. เซาะร่องที่บริเวณปลายของสายนำสัญญาณ และด้านล่างของแพทช์ (ภาพที่ 3.13)	2-3 GHz 4 – 13.1 GHz
2. เพิ่มสตัดปรับจูนรูปตัวไอแนวนอนเข้าที่ด้านซ้ายและขวา (ภาพที่ 3.15)	2-3 GHz 3.9 – 13.1 GHz
3. เพิ่มสตัดปรับจูนรูปสี่เหลี่ยมเข้าที่ด้านซ้ายและขวาของแพทช์ (ภาพที่ 3.17)	1.9-14.5 GHz

เมื่อจำลองผลการและสร้างสายอากาศต้นแบบ พบว่าสายอากาศต้นแบบที่สร้างมีความถี่ที่ตอบสนองที่ 3.1 – 11.6 GHz ซึ่งสามารถประยุกต์การใช้งานให้รองรับการใช้งานย่านความถี่ในเครือข่ายการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน 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) อีกทั้งยังสามารถช่วยลดขนาดของตัวสายอากาศให้มีขนาดเล็กกว่าเดิมจากงานวิจัยของสายอากาศต้นแบบ

สายอากาศโมโนโพลรูปหางปลาที่มีการปรับจูนระนาบกราวด์ ได้นำเสนอเทคนิคการปรับโครงสร้างของสายอากาศในระนาบเงา เพื่อปรับขยายแบนด์วิดท์ตัวสายอากาศ เทคนิคที่ใช้การปรับโครงสร้างสายอากาศคือ การเซาะร่องปรับและปรับโครงสร้างของสายอากาศในระนาบเงา ผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ และแบนด์วิดท์ของสายอากาศ จะมีผลทำให้ค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศกว้างมากขึ้น

ตารางที่ 5.2 สรุปผลการปรับจูนของสายอากาศรูปหางปลาที่มีการปรับจูนระนาบกราวด์และจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST เพื่อความถี่ที่ตอบสนอง

Proposed Antenna	Frequency Respond
1. สายอากาศต้นแบบที่ได้จากการคำนวณ (ภาพที่ 3.39)	ไม่มีความถี่ที่ตอบสนอง
2. เซาะร่องบริเวณด้านล่างของแพทช์ (ภาพที่ 3.41)	2.2-3.5 GHz 5.2-7 GHz

ตารางที่ 5.2 สรุปผลการปรับจูนสายอากาศและจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST เพื่อความถี่ที่ตอบสนอง (ต่อ)

Proposed Antenna	Frequency Respond
1. ปรับจูนระนาบเงาเป็นรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่า (ภาพที่ 3.43)	2.5-3.2 GHz 4 – 8 GHz
2. ปรับจูนด้านบนของแพทช์เป็นรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่า (ภาพที่ 3.45)	2-3 GHz 2.31-7.79 GHz

เมื่อจำลองผลการและสร้างสายอากาศต้นแบบ พบว่าสายอากาศต้นแบบที่สร้างมีความถี่ที่ตอบสนองที่ 2.34-6.67 GHz และสามารถประยุกต์การใช้งานให้รองรับการใช้งานย่านความถี่ในเครือข่ายการสื่อสารไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4 GHz), มาตรฐาน IEEE 802.16e (3.5 GHz), มาตรฐาน IEEE 802.11j (4.90 - 5.091 GHz), Public Safety Frequency. (4.94 - 4.99 GHz), มาตรฐาน IEEE 802.16a 5.2 GHz (5.13 - 5.35 GHz) และ IEEE 802.16d 5.8 GHz (5.7 - 5.9 GHz)

5.1.2 แบบรูปการแผ่พลังงานและอัตราการขยายพลังงานของสายอากาศ

1) สายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบร่วมที่มีการปรับจูนสัดรูปเขากวางที่มีการเพิ่มสัดและการเซาะร่องจากผลการจำลองแบบและผลการวัดจริงผลลัพธ์ทั้งสองมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันตลอดช่วงความถี่ โดยมีลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบ 2 ทิศทางคือมีการแผ่พลังงานไปในทิศทาง Z และ -Z ในส่วนอัตราการขยายพลังงานสูงสุดของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ที่ต่างกันคือ 18.24 %

2) สายอากาศโมโนโพลรูปหางปลาที่มีการปรับจูนระนาบกราวด์ ที่มีการเซาะร่องและปรับโครงสร้างระนาบกราวด์ จากผลการจำลองแบบมีลักษณะรูปแบบการแผ่พลังงานรอบทิศทาง ในส่วนอัตราการขยายพลังงานสูงสุดของสายอากาศที่ช่วงความถี่เรโซแนนซ์ที่ต่างกันคือ 5.31 %

5.2 ข้อเสนอแนะ

5.2.1 ควรศึกษาการเพิ่มสัดและการเซาะร่องปรับจูนรูปทรงเลขาคณิตอื่นๆ เช่น รูปสามเหลี่ยมรูปสี่เหลี่ยม หรือรูปหกเหลี่ยม ที่ตัวสายอากาศ เพื่อเพิ่มอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ของตัวสายอากาศ

5.2.2 ควรศึกษาการเพิ่มสัดและการเซาะร่องปรับจูนรูปทรงเลขาคณิตอื่นๆ เช่น รูปสามเหลี่ยมรูปสี่เหลี่ยม หรือรูปหกเหลี่ยม ที่ระนาบกราวด์ เพื่อเพิ่มอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ของตัวสายอากาศ

รายการอ้างอิง

- [1] Intel white paper, “**Enabling high-speed wireless personal area Networks,**” Ultra Wideband (UWB) Technology, 2004.
- [2] Steven Stroh, “**Ultra-Wideband: Multimedia Unplugged,**” IEEE Spectrum, pp.24, Sep 2003.
- [3] FCC, FCC Report and Order for Part 15 Acceptance of Ultra Wideband (UWB) Systems from 3.1-10.6 GHz. Washington DC, 2002.
- [4] H. Schantz, “**The Art and Science of Ultrawideband Antennas,**” Boston, London, Artech House. 2005.
- [5] FCC First Report and Order on Ultra-wideband Technology, FCC, 2002.
- [6] X.-C. Yin, C.-L.Ruan, S.-G.Mo, C.-Y.Ding, and J.-H. Chu, “A Compact Ultra-Wideband Microstrip Antenna with Multiple Notches,” **Progress In Electromagnetics Research, PIER 84,** 2008, pp.321- 332.
- [7] Wen-Shan Chen Yu-Chen Chang Hong-Twu Chen Fa-Shian Changand Hsin-Cheng Su, “Novel Design of Printed Monopole Antenna for WLAN/WiMAX,” **ApplicationsAntennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE,** June 2007, pp.3281-3284.
- [8] 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.
- [9] Samad pokapanic and Amnoiy Ruengwaree, “CPW–Fed Rectangular Slot Antenna with Mortar Shape Stub Tuning for UWB Application,” **32ST Electrical Engineering Conference (EECON-32),** 2552.
- [10] W.C. Liu and C.M. Wu, “Broadband dual-frequency CPW-fed planar monopole antenna with rectangular notch,” **Electronics Letters,** Vol.40, May 2004, pp. 642 - 643.
- [11] W.C. Liu, “Design of a CPW-fed notched planar monopole antenna for multiband operations using a genetic algorithm,” **IEEE Proc.-Microw. Antennas Propag,** vol. 152, No. 4, August 2005, pp. 273-277.

- [12] J. William and R. Nakkeeran, "CPW-Fed UWB Slot Antenna with Cross like Tuning Stub," **Computing Communication and Networking Technologies (ICCCNT)**, 2010 International Conference on, 29-31 July 2010, pp.1-6.
- [13] วัชรพล นาคทอง, เอกจิต คุ่มวงศ์, คณะวัตติ เนื่องวงษา และสมผล โกศลวิตร, "สายอากาศช่องเปิดป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบมีสตัดับคู่ สำหรับย่านความถี่กว้างแถบคู่," การประชุมวิชาการมหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ วิทยาเขตภูเก็ตแห่งประเทศไทยครั้งที่ 2, สงขลา, ประเทศไทย, หน้า 45. พฤศจิกายน, 2552.
- [14] 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.
- [15] H. D. Chen, H. T. Chen, "A CPW-Fed Dual-Frequency Monopole Antenna," **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, vol. 52, April, 2004, pp. 978 - 982.
- [16] Constantine A. Balanis., **ANTENNA THEORY ANALYSIS AND DESIGN, THIRD EDITION**, Canada, A JOHN WILEY & SONS, INC., 2005.
- [17] รองศาสตราจารย์ ดร. ประยูทธอักษรเอกผาลิน, การออกแบบวงจรไมโครเวฟ. กรุงเทพฯ: มิสเตอร์ ก๊อปปี้ (ประเทศไทย), 2550.
- [18] T.C.EDWARDS, M.B.STEER, **Foundations of Interconnect and Microstrip Design**, U.S.A. John Wiley & Sons, Ltd. 2000.
- [19] C. Randy and P. Bancroft., **Microstrip and Printed Antenna Design**, United States of America, Noble Publishing, Inc., 2004.
- [20] Wadall, Brian C, **Transmission Line Design Handbook**. U.S.A., Artech House, Inc., 1991
วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระเจ้าเกล้าพระนครเหนือ, 2547.
- [21] วัชรพล นาคทอง, การเพิ่มแบนด์วิดท์และลดขนาดของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบด้วยเทคนิคการเจาะร่อง, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2554.
- [22] ไกรสร สาริษา, สายอากาศช่องสามเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระเจ้าเกล้าพระนครเหนือ, 2549.

- [23] วรวิทย์รอดอนันต์, สายอากาศร่องสามเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบ แอบความถี่กว้าง, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะ วิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระเจ้าเกล้าพระนครเหนือ, 2548.



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**

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

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

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

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

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

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

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

MECHANICAL RATINGS

Engagement Design: MIL-C-39012, Series SMA

Engagement/Disengagement Force: 2 inch-pounds maximum

Mating Torque: 7 to 10 inch-pounds

Bulkhead Mounting Nut Torque: 15 inch-pounds minimum

Coupling Proof Torque: 15 inch-pounds minimum

Coupling Nut Retention: 60 pounds minimum

Contact Retention:

6 lbs. minimum axial force (captivated contacts)

4 inch-ounce minimum torque (uncabled receptacles)

Cable Retention:

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

*Or cable breaking strength whichever is less.

Durability: 500 cycles minimum

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

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

Temperature Range: - 65°C to + 165°C

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

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

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

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

Moisture Resistance: MIL-STD-202, Method 106

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

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

MATERIAL SPECIFICATIONS

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

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

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

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

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

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

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

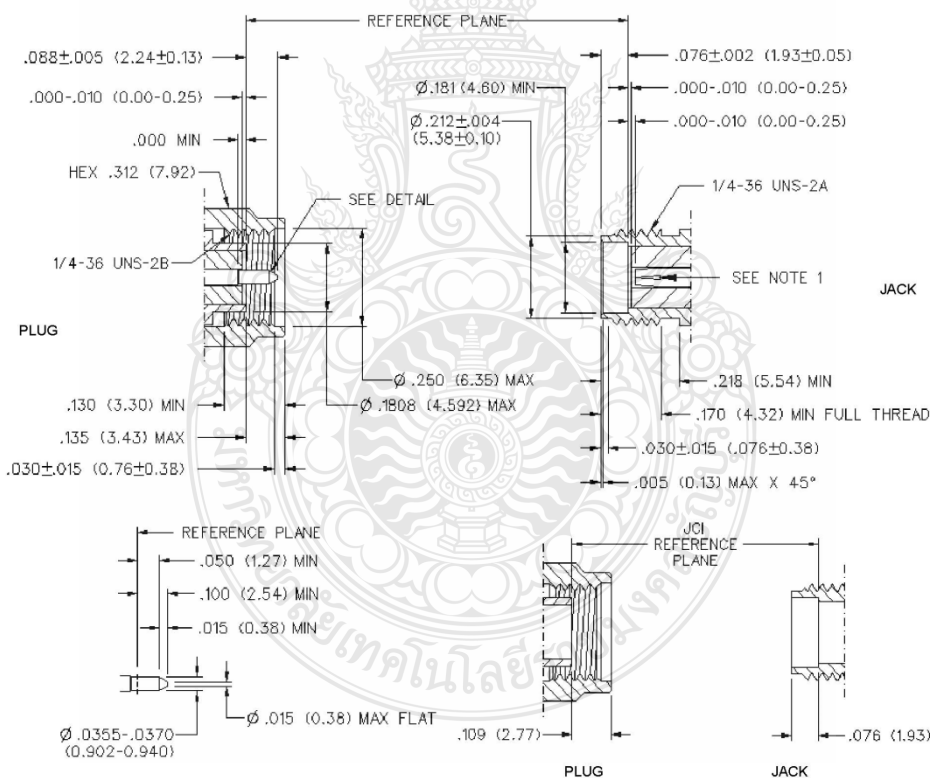
Mounting Hardware: Brass per QQ-B-626 or QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

Seal Rings: Silicone rubber per ZZ-R-765

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

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

Mating Engagement for SMA Series per MIL-C-39012



NOTES

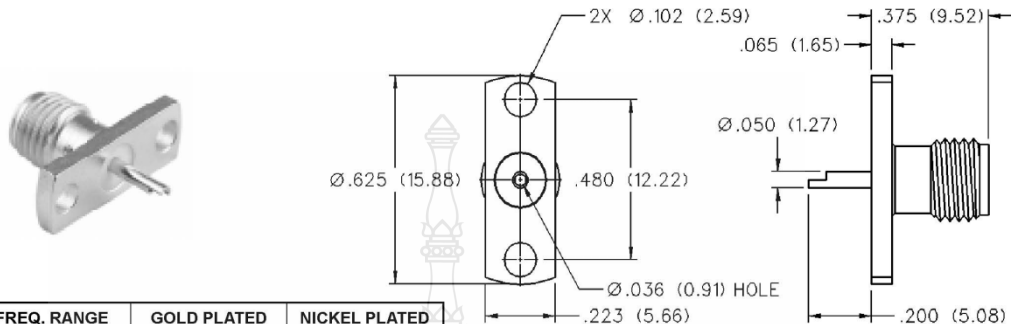
1. ID OF CONTACT TO MEET VSWR, CONTACT RESISTANCE AND INSERTION WITHDRAWAL FORCES WHEN MATED WITH DIA .0355-.0370 MALE PIN.

SMA - 50 Ohm Connectors

Panel Mount

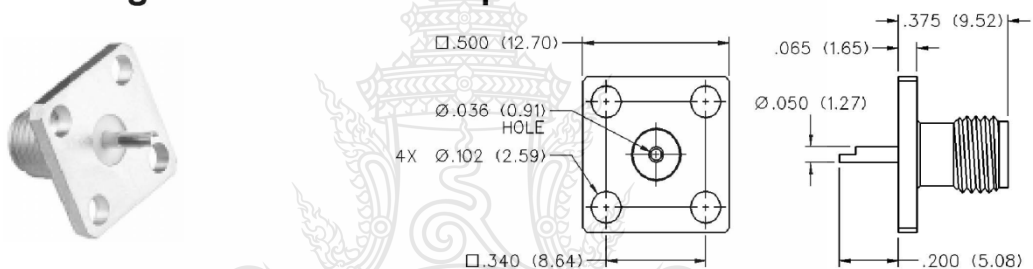


2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



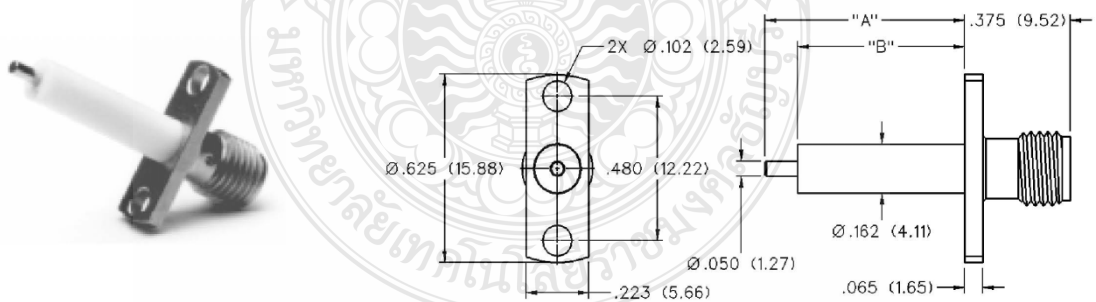
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: N/A 0-18 GHz	142-0701-621	142-0701-626

4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



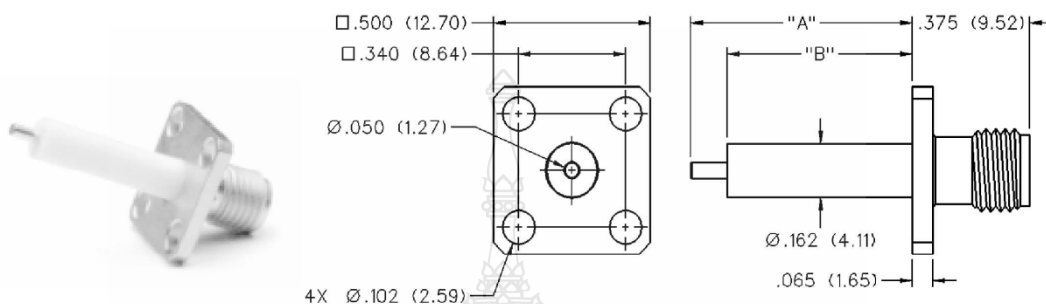
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: N/A 0-18 GHz	142-0701-631	142-0701-636

2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



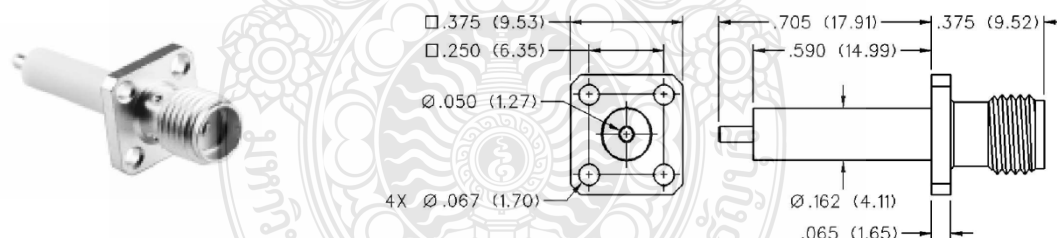
VSWR & FREQ. RANGE	PRODUCT SERIES	GOLD PLATED	NICKEL PLATED	"A"	"B"
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	Brass	142-1701-131	142-1701-136	.705 (17.91)	.590 (14.99)
		142-1701-031	142-1701-036	.240 (6.10)	.180 (4.57)

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



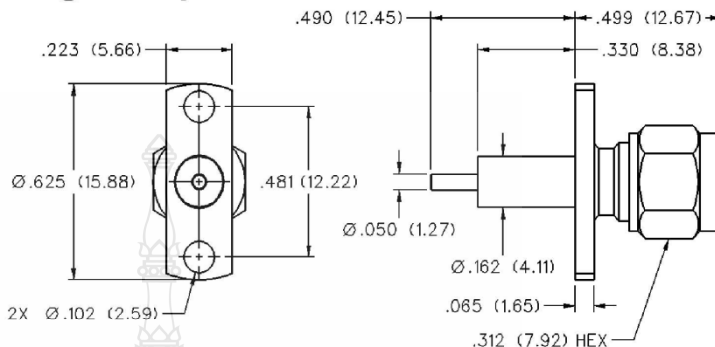
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1701-011	142-1701-016

SMA - 50 Ohm Connectors



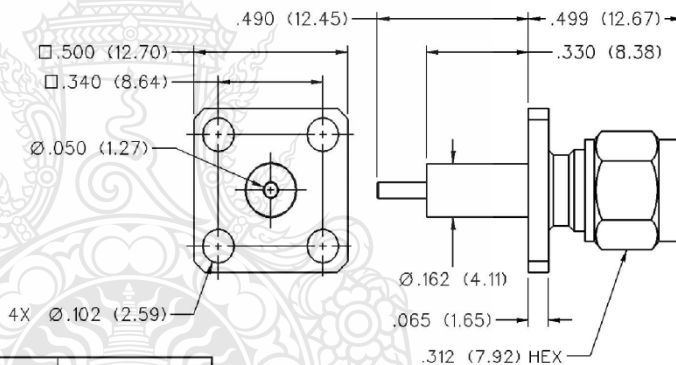
Panel Mount

2-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric



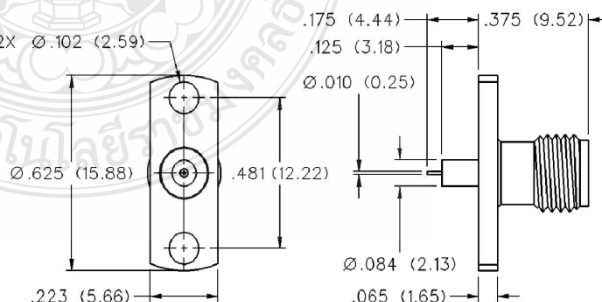
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1801-041	142-1801-046

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

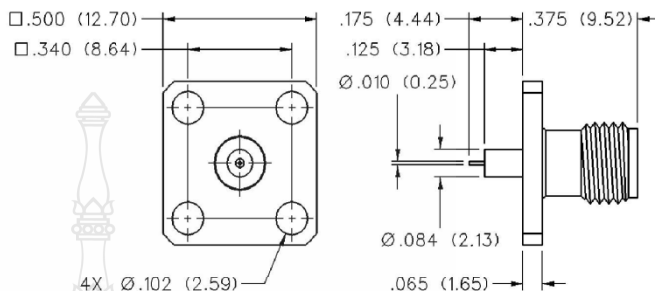


INCHES (MILLIMETERS)
CUSTOMER DRAWINGS AVAILABLE UPON REQUEST

SMA - 50 Ohm Connectors

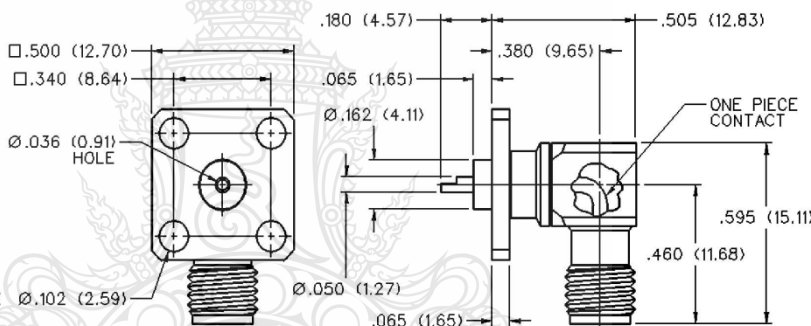
Panel Mount

4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



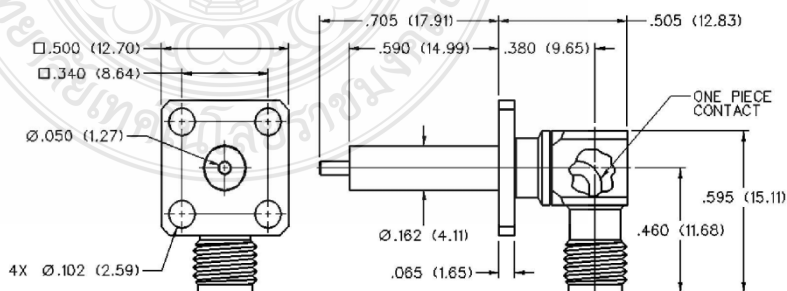
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1701-191	142-1701-196

4-Hole Right Angle Flange Mount Jack Receptacle



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

4-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



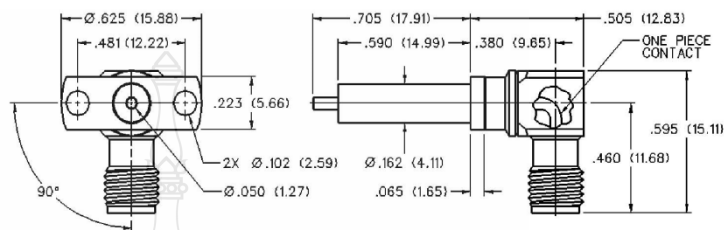
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-001	142-1711-006

SMA - 50 Ohm Connectors



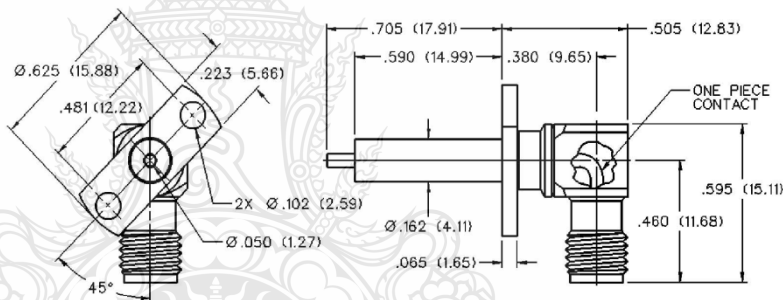
Panel Mount

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



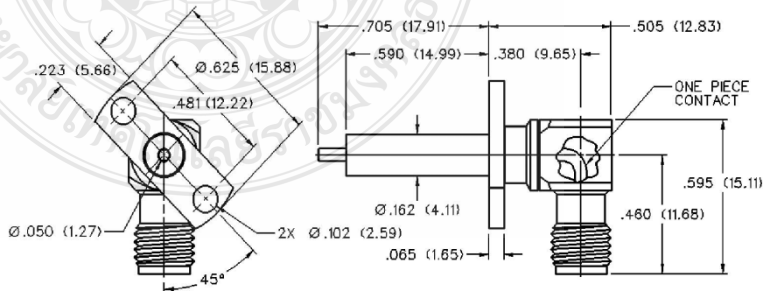
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-011	142-1711-016

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



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

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



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



ภาคผนวก ข

คุณสมบัติของสายอากาศด้านตัวส่ง



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

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

FEATURES:

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

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

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

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

FEATURES
Single Lobe Radiation Pattern

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

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

Ultra Broadband

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

EMC Antennas

Double-Ridged Waveguide Horn

Model 3117

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

Power Input

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

Uniform Gain, Low VSWR

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

Flexible Mounting System

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

STANDARD CONFIGURATION

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

OPTIONS

- Antenna Mast
- Antenna Tripod

Electrical Specifications

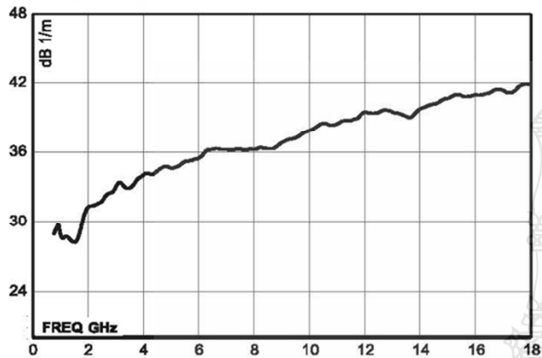
MODEL	FREQUENCY RANGE	VSWR RATIO (AVG)	MAXIMUM CONTINUOUS POWER	PEAK POWER	IMPEDANCE (NOMINAL)	CONNECTORS
3117	1 GHz - 18 GHz	3.5:1 max <2.1 above 1.5 GHz	300 W	400 W	50 Ω	Type N

Physical Specifications

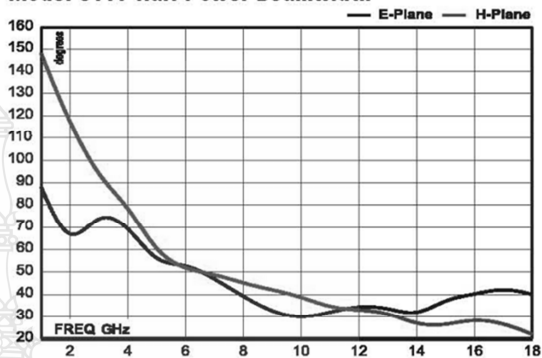
MODEL	WIDTH	DEPTH	HEIGHT	WEIGHT
3117	17.5 cm 6.9 in	17.5 cm + 15.5 cm mount 6.9 in + 6.1 in mount	15.5 cm 6.1 in	1.13 kg 2.5 lb

EMC Antennas
Double-Ridged Waveguide Horn
Model 3117

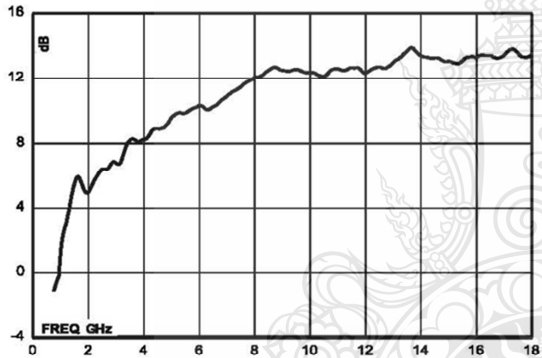
Model 3117 Antenna Factor



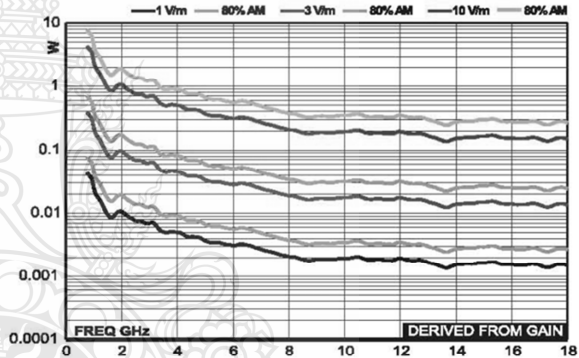
Model 3117 Half Power Beamwidth



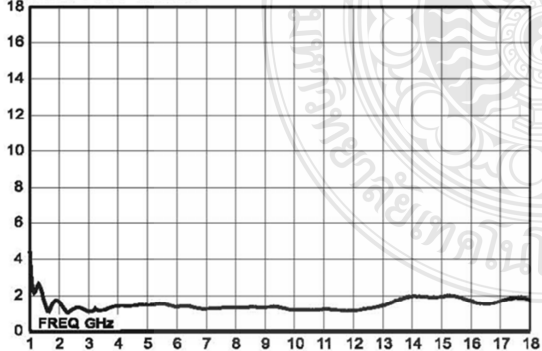
Model 3117 Gain



Model 3117 Forward Power @ 1 m

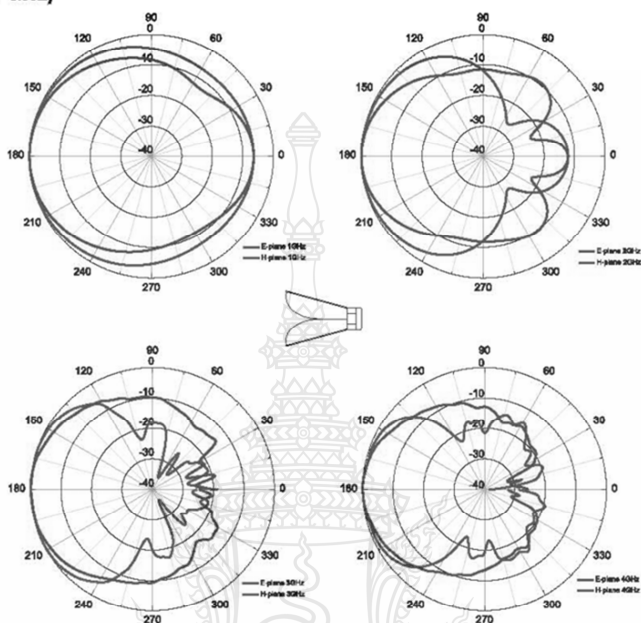


Model 3117 VSWR

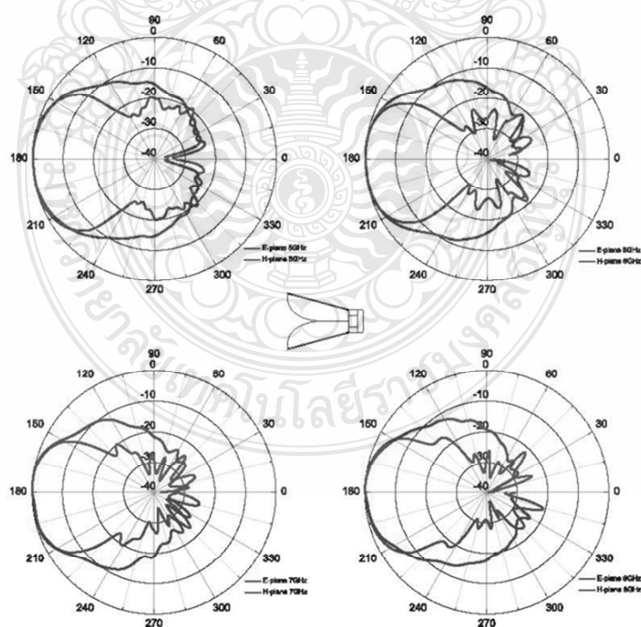


EMC Antennas
Double-Ridged Waveguide Horn
Model 3117

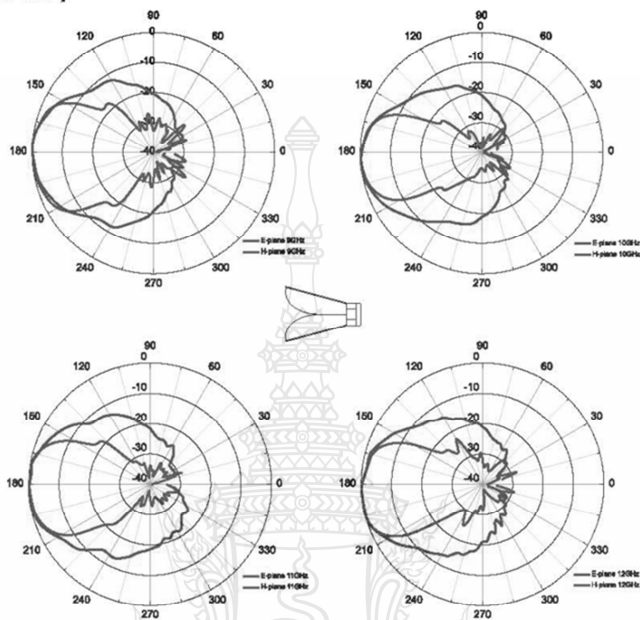
Model 3117 (1 GHz - 4 GHz)



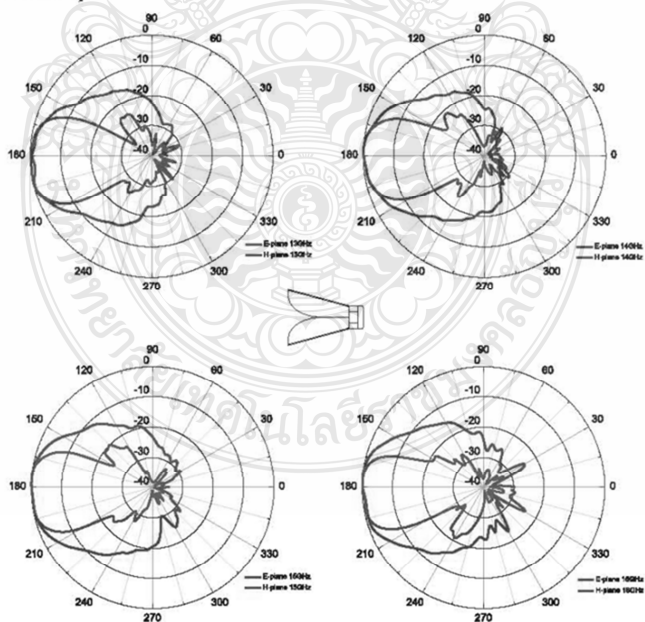
Model 3117 (5 GHz - 8 GHz)



Model 3117 (9 GHz - 12 GHz)



Model 3117 (13 GHz - 16 GHz)

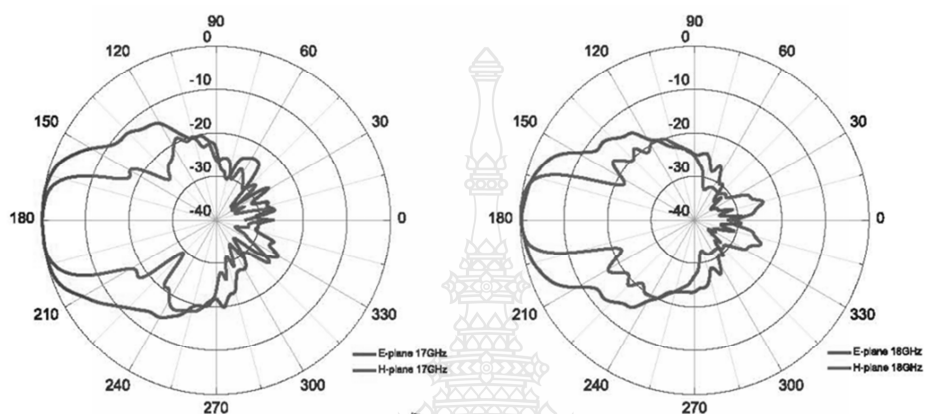




EMC Antennas
Double-Ridged Waveguide Horn

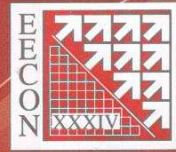
Model 3117

Model 3117 (17 GHz - 18 GHz)





ภาคผนวก ค
ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่



The 34th Electrical Engineering Conference (EECON-34)
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

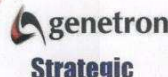
Volume II

- ❖ ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
- ❖ ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
- ❖ อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
- ❖ การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)
- ❖ คอมพิวเตอร์และทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)
- ❖ ไฟโตนิคส์ (PH)
- ❖ วิศวกรรมชีวการแพทย์ (BE)

30 พฤศจิกายน - 2 ธันวาคม 2554

ณ โรงแรมแอมบาสเดอร์ ซิตี้ จอมเทียน พัทยา จังหวัดชลบุรี

ดำเนินการโดย ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม



สารบัญ

CM023	Manchester Coded On Off Keying with Idle Time Slots to Support Visible Light Communication via Dimmable LED Lamps <i>Karel L. Sterckx</i> <i>Bangkok University</i>	733
CM024	สายอากาศระนาบร่วมสำหรับหุ่นยนต์กู้ภัย STABILIZE <i>กมลทิพย์ วิไลกีฬาร ณะกิจ วิไลกีฬาร โกศล นิธิโสภาก และ ธนาพร เพชรกุล</i> <i>มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร</i>	737
CM025	การศึกษาผลกระทบคุณลักษณะของสายอากาศเฟรีกัลวงแหวนแบบหลายแถบความถี่ป้อนโดยการเชื่อมต่อความจุด้วยการปรับระนาบกรวด์ <i>นรภมล วงษ์ศิลป์ ธนกันต์ สวนกัน ชาตรี มหัทธนาจตุภัทร และ ประยุทธ์ อัครเอกผาณิน</i> <i>มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ</i>	741
CM026	การพัฒนาสายอากาศร่องสลับเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างด้วยเทคนิคสลับแบบฝังตัวรูปสามเหลี่ยมจำนวนสี่ระดับ <i>รัฐพล จินะวงศ์ วุฒิชัย ทวี และ สุภรณ์ กาญจนบุตร</i> <i>มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี</i>	745
CM027	สายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบร่วมที่มีการปรับจูนสลับรูปขาขวางสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง <i>วิรัชศักดิ์ แก้วศรีดา วิชรพล นาคทอง และ อานวย เรืองวารี</i> <i>มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี</i>	749
CM028	สายอากาศไมโครสตริปป้อนสัญญาณคู่ขนานเพื่อปรับแบบรูปการแผ่พลังงาน <i>เจตพล เขียมพวก¹ จักรกฤษ ธรรมกานิชย์ และ ชีรวีทิฏฐ์ เลาหะเพ็ญแสง²</i> ¹ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ² มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง	753
CM029	วงจรระบบ RFID แบบมัลติโหมดที่ความถี่ 13.56 เมกะเฮิร์ต <i>ชัชวาลย์ นนท์ประสาธ จีรวินน์ ปานกลาง และ ประภากร สุวรรณ</i> <i>สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง</i>	757
CM030	สายอากาศไมโครสตริปที่มีการโพลาไรซ์แบบวงกลมสำหรับ RFID <i>ณะกิจ วิไลกีฬาร¹ กมลทิพย์ วิไลกีฬาร¹ สมพร ศรีวิมลพล² และปริญญญา ศาสุษ²</i> ¹ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร ² มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ	761

สายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบร่วมที่มีการปรับจูนสลับรูปเขากวางสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง

CTW-fed Rectangular slot antenna with antler-shape stub tuning for UWB application

วิรัชศักดิ์ แก้วศรีคำ¹ วัชรพล นาคทอง¹ และ อำนวย เรืองวารี²

¹ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

²ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

อ.รังสิต-นครนายก ต.คลองหก อ.ธัญบุรี จังหวัดปทุมธานี 12110 โทรศัพท์: 0-2549-4620, 086-6060555

E-mail: weerasuk_k@hotmail.com, oachi525@gmail.com, amnoiy.r@en.rmutt.ac.th

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้เสนอการออกแบบสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบร่วมที่มีการปรับจูนสลับรูปเขากวางสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง โดยใช้เทคนิควิธีการเจาะช่องการเพิ่มสลับรูปตัวโอเนเวนและเพิ่มสลับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าร่วมกับโปรแกรม (Computer Simulation Technology: CST) เพื่อปรับค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ให้ครอบคลุมการใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (Ultra-wideband: UWB) ตามข้อกำหนดของ (Federal Communications Commission: FCC) ซึ่งมีช่วงความถี่ 3.1 - 10.6 GHz. โดยใช้ในการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศต้นแบบ เพื่อคำนวณหาขนาดของสลับรูปเขากวางที่เหมาะสม ผลจากการจำลองแบบเมื่อเปรียบเทียบกับผลจากการวัดจริง พบว่ามีแนวโน้มไปในทางเดียวกันและค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ครอบคลุม การใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่งที่ต้องการ โดยมีค่า 161.37% (1.38 - 12.91 GHz.)

คำสำคัญ : เขากวาง เจาะช่อง เพิ่มสลับ อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ กว้างยิ่ง

Abstract

This research presents the Rectangular slot antenna with CTW-fed antler-shape stub tuning for UWB application. By using additional horizontal I-shape slot making and adding rectangular stub with Computer Simulation Technology: CST program to adjust the impedance bandwidth to cover all the using of Ultra-wideband: UWB according to the requirement of the Federal Communications Commission: FCC with the frequencies range between 3.1 - 10.6 GHz. By using in the antenna prototype design to calculate for the proper size of antler-shape stub. The simulation result when comparing with the real measurement tends to be in the same direction and the impedance bandwidth value covered the UWB 161.37% (1.38 - 12.91 GHz.)

Keyword : antler, slot, stub adding, impedance bandwidth, UWB

1. คำนำ

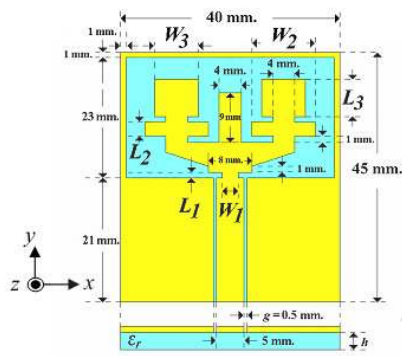
การคิดต่อสื่อสารไร้สายย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง UWB เป็นรูปแบบของการสื่อสารระยะสั้นที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก เนื่องจากมีขนาดของแบนด์วิดท์ที่กว้าง เหมาะสำหรับการสื่อสารข้อมูลความเร็วสูงและมีขนาดใหญ่เช่น มัลติมีเดีย [1] การสื่อสารไร้สายส่วนบุคคล (Personal Area Network) [2] ที่ถูกกำหนดโดย FCC มาตรฐาน IEEE 802.15.3a โดยย่านความถี่อยู่ที่ 3.1 - 10.6 GHz ที่มีแบนด์วิดท์ต่ำกว่าส่วน -10dB มากกว่า 20% หรือมีแบนด์วิดท์ทั้งหมดมากกว่า 500MHz [3-5] จึงทำให้มีการศึกษาวิจัยและพัฒนาสายอากาศในรูปแบบต่างๆ ให้ตอบสนองเทคโนโลยีของการสื่อสาร ให้ทันสมัยอย่างต่อเนื่องเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง แต่ยังคงพบว่าคุณสมบัติของสายอากาศยังมีขนาดใหญ่ [6-7] และส่วนสายอากาศที่มีขนาดเล็กแต่มีโครงสร้างซับซ้อนหรือมีจุดปรับจูนมากที่ตัวสายอากาศและ ใช้แผ่นวงจรพิมพ์ที่มีความหนาและบางโครงสร้างใช้แผ่นวงจรพิมพ์ชนิด 2 หน้าเท่านั้น [8-10] จากที่กล่าวมา ผู้วิจัยจึงได้ศึกษาการปรับโครงสร้างออกแบบสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบร่วม ที่มีการปรับจูนสลับรูปเขากวาง เพื่อใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่งเป็นการพัฒนา โครงสร้างสายอากาศรูปแบบใหม่ โดยใช้เทคนิคการเพิ่มสลับรูปตัวโอเนเวน [11] ร่วมกับวิธีการเจาะช่อง [7] เพื่อปรับค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ให้ครอบคลุมย่านความถี่ที่ต้องการ ในส่วนการศึกษาใช้วิธีการจำลองผลแบบโครงสร้างสายอากาศด้วยโปรแกรม CST เพื่อปรับค่า พารามิเตอร์ต่างๆ ให้สายอากาศต้นแบบมีขนาดเล็กและมีประสิทธิภาพดีที่สุด

2. โครงสร้างและหลักการออกแบบ

2.1 โครงสร้างของสายอากาศ

โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบร่วมที่มีการปรับจูนสลับรูปเขากวางถูกออกแบบและวิเคราะห์ โดยใช้วิธีเชิงประจักษ์ (Empirical Method) ร่วมกับโปรแกรม CST เพื่อให้ได้ขนาดโครงสร้างที่เหมาะสมที่สุด (Optimization) ตัวสายอากาศต้นแบบถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีมาตรฐานรองชนิด FR4 มีค่าคงตัวไดอิเล็ก

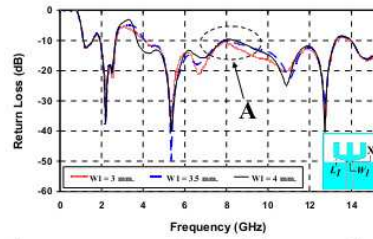
ดริค (ϵ_r) เท่ากับ 4.3 มีค่าความหนาของแผ่น (h) เท่ากับ 0.764 mm. และตัวสายอากาศมีขนาดเท่ากับ 40×45 mm.² ในส่วนของกรุปปรับค่าอิมพีแดนซ์เพื่อลดค่าความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) และแบนด์วิดท์ของสายอากาศให้กว้างขึ้นอาศัยวิธีการปรับเปลี่ยนคุณสมบัติของวัสดุฐานรองรับรวมทั้งการปรับค่าพารามิเตอร์ $g = 0.5$ mm. และค่าพารามิเตอร์ช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมพื้นผิว จนได้ขนาดที่เหมาะสม แสดงไว้ดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 โครงสร้างของสายอากาศ

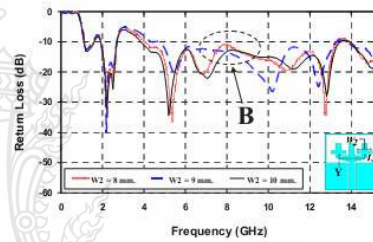
2.2 ผลการวิเคราะห์การจำลองแบบ

จากโครงสร้างของสายอากาศดังรูปที่ 1 ทำการวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศด้วยการจำลองแบบโดยโปรแกรม CST เพื่อศึกษาผลการเปลี่ยนแปลงของค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) และวิเคราะห์หาค่าประสิทธิภาพที่ดีที่สุดของสายอากาศ พบว่าการเพิ่มสลับและเจาะร่องที่ทำการปรับขนาดความกว้างและความยาวของสลับจูนรูปเขากวางมีอิทธิพลต่อค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสายอากาศ จากนั้นจึงทำการปรับขนาดต่างๆ ของสลับจูนจนสายอากาศสามารถรองรับย่านความถี่ที่ต้องการประยุกต์ใช้งาน ได้อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด โดยสามารถสรุปขั้นตอนการปรับขนาดออกเป็น 3 ส่วนดังแสดงในรูปที่ 2 ถึง 4 ดังนี้ ส่วนแรกคือการเจาะร่องที่จุด (X) ทำให้ได้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับลดลง โดยใช้แนวคิดจากงานวิจัย [7] เริ่มทำการปรับค่าความกว้างของแถบได้ค่าดังที่คือ $L_2 = 1$ mm. ในส่วนที่ทำให้เกิดค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับลดค่าลงคือ เลือกปรับขนาดของ W_2 โดยเริ่มที่ 3, 3.5 และ 4 mm. ตามลำดับ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงความยาวของแถบ W_2 พบว่าขนาดที่เหมาะสมที่สุด 3 mm. ทำให้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับลดต่ำกว่าเส้น -10 dB ตลอดย่านความถี่ดังแสดงที่จุด (A) โดยผลการตอบสนองความถี่เนื่องจากการปรับ W_2 แสดงดังรูปที่ 2



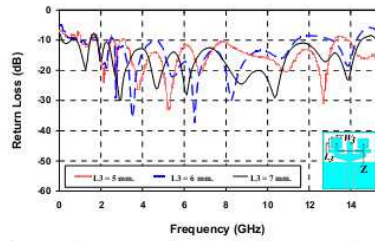
รูปที่ 2 ผลการจำลองแบบของค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับในปรับขนาดค่า W_2 ของสายอากาศ

ในส่วนที่สองจะเป็นการเพิ่มเส้นสลับปรับจูนรูปตัวไอแนวตั้งที่จุด (Y) โดยเลือกปรับค่าความกว้างของแถบได้ค่าดังที่คือ $L_2 = 3$ mm. ในส่วนที่ทำให้เกิดค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับลดลงมากที่สุดดังแสดงที่จุด (B) เมื่อปรับค่าความยาวของแถบ W_2 โดยมีการปรับขนาดเริ่มตั้งแต่ 8, 9 และ 10 mm. ตามลำดับพบว่าค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมคือ $W_2 = 10$ mm. ซึ่งผลความกว้างแถบมีค่าเท่ากับ 108.46 % (3.93 - 13.22 GHz.) แสดงผลได้ดังรูปที่ 3 มีผลทำให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ต่ำลงกว่าจุด (A) เมื่อเทียบกับจุด (B) ในรูปที่ 3

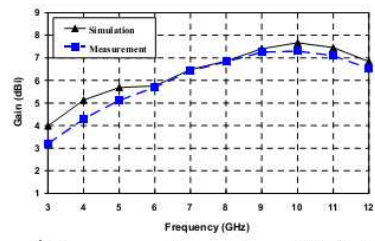


รูปที่ 3 ผลการจำลองแบบของค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับในปรับขนาดค่า W_2 ของสายอากาศ

ส่วนที่สามทำการเพิ่มสลับปรับจูนรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเข้าที่ด้านซ้ายและขวาของสลับรูปตัวไอแนวตั้งที่จุด (Z) เพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ให้กว้างมากขึ้น โดยปรับค่าขนาดความกว้างของแถบได้ค่าดังที่คือ $W_1 = 8$ mm. และค่าที่ทำให้แบนด์วิดท์กว้างมากที่สุด เป็นการปรับค่าความยาวของแถบ L_1 โดยมีการปรับขนาดตั้งแต่ 5, 6 และ 7 mm. พบว่าขนาดที่เหมาะสมคือ $L_1 = 7$ mm. ซึ่งครอบคลุมต่อความถี่ตั้งแต่ 159.42 % (1.61 - 14.35 GHz.) แสดงผลได้ดังรูปที่ 4 มีผลทำให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) มีแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นเท่ากับ 44.26% เมื่อเทียบกับการปรับสลับส่วน (Y) ในรูปที่ 3



รูปที่ 4 ผลการจำลองแบบของการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับในปรับขนาดค่า L_1 ของสายอากาศ



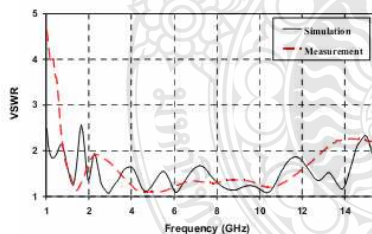
รูปที่ 7 อัตราขยายจากการจำลองแบบสายอากาศเทียบกับสายอากาศสร้างจริง

3. การสร้างและการวัด

จากการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบสายอากาศทำให้นักศึกษามีความรู้ของสายอากาศที่เหมาะสมที่สุด และได้นำมาสร้างเป็นสายอากาศต้นแบบดังแสดงในรูปที่ 5 จากนั้นทำการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับและแบนด์วิดท์ของสายอากาศด้วยเครื่องวิเคราะห์โคจรข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B และนำค่าที่ได้จากการจำลองแบบและการวัดมาเปรียบเทียบเพื่อศึกษาพฤติกรรมด้านต่างๆ ซึ่งผลการเปรียบเทียบ พบว่าผลลัพธ์ทั้ง 2 มีแนวโน้มที่สอดคล้องกันดัง แสดงในรูปที่ 6 คือค่าแบนด์วิดท์สามารถรองรับช่วงความถี่ใช้งานตั้งแต่ 1.43 GHz ถึง 13.01 GHz โดยแสดงผลคอบสนองความถี่ช่วงการใ้ใช้งานอยู่ในรูปแบบของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) จากผลลัพธ์ค่า VSWR และค่าอัตราขยายจากการวัดมีค่าเฉลี่ยตลอดย่านความถี่ใช้งานเท่ากับ 3.45 dB ดังรูปที่ 7

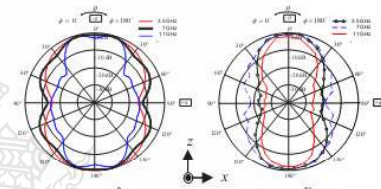


รูปที่ 5 สายอากาศต้นแบบ



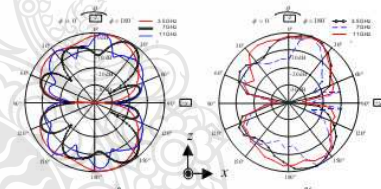
รูปที่ 6 เปรียบเทียบผลการจำลองแบบและการวัดของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน VSWR ของสายอากาศต้นแบบ

จากนั้นทำการวัดรูปแบบของกราฟแ่งพลังงานของการจำลองแบบเปรียบเทียบกับสายอากาศสร้างจริงที่ความถี่ 3.5 GHz, 7 GHz และ 11 GHz พบว่าการแ่งพลังงานคลื่นสนามไฟฟ้า (E-plane) เป็นสองทิศทาง โดยการแ่งพลังงานของการจำลองแบบและการวัดผลในระนาบ x-z plane ดังรูปที่ 8 ในส่วนการแ่งพลังงานคลื่นสนามแม่เหล็ก (H-plane) เป็นสองทิศทาง โดยการแ่งพลังงานของการจำลองแบบและการวัดผลในระนาบ y-z plane ดังรูปที่ 9



(ก) การจำลอง (ข) การวัดผล

รูปที่ 8 การจำลองและการวัดผลแบบรูปการแ่งพลังงานที่ความถี่ 3.5 GHz, 7 GHz และ 11 GHz ระนาบ E-plane



(ก) การจำลอง (ข) การวัดผล

รูปที่ 9 การจำลองและการวัดผลแบบรูปการแ่งพลังงานที่ความถี่ 3.5 GHz, 7 GHz และ 11 GHz ระนาบ H-plane

4. สรุปผลการวิจัย

ในบทความนี้ได้มีนำเสนอสายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมคี่ด้าน ๓ ระยะเวลาพร้อมกับการปรับจูนสลับรูปเขากวางสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้าง ซึ่งในระบบสื่อสารไร้สาย IEEE 802.15.3a ย่านความถี่

3.1 - 10.6 GHz ผลลัพธ์ที่ได้จากการจำลองแบบและจากการวัดนั้นมีการตอบสนองความถี่ที่สอดคล้องกันตลอดช่วงความถี่การใช้งาน 3.1 - 10.6 GHz โดยมีค่า VSWR น้อยกว่า 2 และพบว่าเมื่อค่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ที่มีค่า 160.83% (1.43 - 13.01 GHz) ในส่วนของแบบรูปการแผ่พลังงานนั้นมีลักษณะเป็นแบบ 2 ทิศทาง (Bidirectional) และค่าอัตราขยายที่ได้จากการวัดมีค่าเฉลี่ยตลอดย่านความถี่ใช้งานเท่ากับ 3.45 dBi และอีกทั้งยังสามารถลดขนาดของสายอากาศ จากเดิมในงานวิจัย [7] และ [11] ซึ่งมีขนาดสายอากาศเท่ากับ $44 \times 51.1 \text{ mm}^2$ และ $40 \times 53 \text{ mm}^2$ ลดลงถึง 18.71% และ 15.09% ส่วนแบนด์วิดท์มากกว่างานวิจัยที่ [7] คือ 41.22%

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่ให้อุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้โปรแกรม CST และคณะวิศวกรรมศาสตร์ ในส่วนของเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B ในการวัดผลงานวิจัย

5. เอกสารอ้างอิง

- [1] Intel white paper, "Enabling high-speed wireless personal area Networks," Ultra Wideband (UWB) Technology, 2004.
- [2] Steven Stroth, "Ultra-Wideband: Multimedia Unplugged" IEEE Spectrum, pp.24, Sep 2003.
- [3] FCC, FCC Report and Order for Part 15 Acceptance of Ultra Wideband (UWB) Systems from 3.1-10.6 GHz, Washington DC, 2002.
- [4] H. Schantz, "The Art and Science of Ultrawideband Antennas," Boston, London, Artech House, 2005.
- [5] FCC First Report and Order on Ultra-wideband Technology, FCC, 2002.
- [6] X.-C. Yin, C.-L. Ruan, S.-G. Mo, C.-Y. Ding, and J.-H. Chu, "A Compact Ultra-Wideband Microstrip Antenna with Multiple Notches," Progress In Electromagnetics Research, PIER 84, pp.321- 332, 2008.
- [7] Samad pokapanic and Amioiy Ruengwaree, "CPW-Fed Rectangular Slot Antenna with Mortar Shape Stub Tuning for UWB Application," 32ST Electrical Engineering Conference (EECON-32), 2552.
- [8] A. A. Eldek, "Numerical Analysis of a Small Ultra Wideband Microstrip-fed tap Monopole Antenna," Progress In Electromagnetics Research: PIER 65, pp. 59-69, 2006.
- [9] J. William and R. Nakkeeran, "CPW-Fed UWB Slot Antenna with Cross like Tuning Stub," Computing Communication and Networking Technologies (ICCCNT), 2010 International Conference on, pp1-6, 29-31 July 2010.
- [10] Jen-Yea Jan, Jui-Chang Kao, Yuan-Tung Cheng, Wen-Shyang Chen and Hua-Ming Chen, "CPW-Fed Wideband Printed Planar Monopole Antenna for Ultra-Wideband Operation," Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE, , pp. 1697-1700, 9-14 July 2006.
- [11] Wen-Shan Chen Yu-Chen Chang Hong-Twu Chen Fa-Shian Chang and Hsin-Cheng Su "Novel Design of Printed Monopole Antenna for WLAN/WiMAX," Applications Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE, 9-15 pp.3281 – 3284, June 2007.



นายวิรัชศักดิ์ แก้วศรีดำ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล ปี พ.ศ.2545 ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาโท



หลักสูตรวิศวกรรมมหาบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีงานวิจัยที่สนใจ Ultra-Wideband



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



หลักสูตร วิศวกรรมมหาบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีงานวิจัยที่สนใจ Ultra-Wideband



ดร.อานวย เรืองวารี สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาเอก จาก มหาวิทยาลัยคาซซัค ประเทศสาธารณรัฐเคอร์มัน ปี พ.ศ.2551 ปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์ประจำ ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีงานวิจัยที่สนใจ Ultra Wideband Radar System, Ultra Fast Electrical Pulse Generator, Antenna Design

Electrical Engineering Network 2012

of Rajamangala University of Technology (EENET 2012)



CONFERENCE TOPICS

GROUP 1 (PE)

Power Electronics, Electric Machines, Motor Control and Drive, Measurement, Control and Robotics.

GROUP 2 (PW)

Power System, Transmission and Distribution, High Voltage and Electrical Energy, Generating Systems.

GROUP 3 (RE)

Renewable Energy, Energy Saving Technologies, Industry Specific Energy Conversion and Conditioning Technologies, Materials for Energy and Environment.

GROUP 4 (TE)

Telecommunication, Electronics, Information and Communication Technologies, Antennas, Microwave Theory and Techniques.

GROUP 5 (CP)

Computer Technologies and Network, Computer Graphics, Machine Learning and Human-Computer Interaction.

GROUP 6 (GN)

Education in Electrical Engineering, Simulation Software and Design tools, Related Topics in Electrical Engineering.



GRAND PARADISE HOTEL

Nong Khai, THAILAND

April 3-5, 2012



<http://www.ea.rmuti.ac.th>



<http://www.mtmetrology.co.th>



<http://www.prapai.co.th>



PTS Combination

<http://www.pts.in.th>



<http://www.pandidactic.com>



<http://www.neo-didactic.com>



<http://www.schneider-electric.com>



<http://www.gmautomation.co.th>

สายอากาศโมโนโพลรูปตัววีที่มีการปรับจูนระนาบกรวดสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้าง

V-shape monopole antenna for Broadband Applications

วิรัชศักดิ์ แก้วศรีคำ¹ วัชรพล นาคทอง² และ อำนวย เวียงวารี¹

¹ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
อ.รังสิต-นครนายก ต.คลองหก อ.ธัญบุรี จังหวัดปทุมธานี 12110 โทรศัพท์: 0-2549-4620, 086-7540751 E-mail: benjamaha@gmail.com

²สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
744 ต.สุรนารายณ์ ต.ในเมือง อ.เมือง จ.นครราชสีมา 30000 โทรศัพท์: 044-233000 ต่อ 3140-1 E-mail: watchraphonnak@gmail.com

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอสายอากาศโมโนโพลรูปตัววีที่มีการปรับจูนระนาบกรวดรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่า โดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์ที่มีวัสดุฐานรองชนิด FR4 ในการออกแบบสายอากาศใช้วิธีการศึกษาและแปรค่าพารามิเตอร์ด้วยการจำลองแบบเพื่อหาผลที่ดีที่สุด โดยการปรับสัณฐานรูปตัววีจนมีการสูญเสียย้อนกลับต่ำที่สุดรวมไปถึงการคำนึงถึงคุณลักษณะของแบนด์วิดท์และแบบรูปการแผ่พลังงาน ผลการจำลองแบบพบว่าสายอากาศต้นแบบมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นลักษณะสองทิศทางและมีอัตราขยายเฉลี่ยเท่ากับ 3 dBi สามารถรองรับการใช้งานย่านความถี่ WLAN และย่านความถี่ WiMAX คือ IEEE 802.11b/g (2.40 - 2.48 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) และ IEEE 802.16a (5.13 - 5.35 GHz)

คำสำคัญ: สายอากาศโมโนโพล ย่านความถี่กว้าง การปรับจูนระนาบกรวด การสูญเสียย้อนกลับ

Abstract

This paper is presented The mono-pole antenna with a V-shaped tuning ground plane scalene triangle by using FR4. The design of the antenna by method and process parameters with the simulation model to find the best results. The V-shaped tuning stub and a minimum return loss. As well as taking into account the characteristics of the bandwidth and radiation pattern of energy. From simulation results showed that the prototype antenna is radiating energy pattern is characterized by a bi-directional and the average gain 3 dBi. That can be applied in the frequency range used in the WLAN and WiMax is IEEE 802.11b/g (2.40 - 2.48 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) and IEEE 802.16a (5.13 - 5.35 GHz)

Keywords: Mono-pole antenna, Ultra-wideband,

Tuning ground plane, Return loss

1. บทนำ

การสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมสร้างบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 มีโครงสร้างที่มีขนาดเล็กเป็นวัสดุที่หนาเบา คอสมองย่านความถี่กว้างและสามารถปรับจูนการใช้งานได้ง่าย [1] โดยการประยุกต์ใช้งานสำหรับการสื่อสารข้อมูลแบบไร้สายในย่านความถี่ไมโครเวฟได้ เช่น การสื่อสารไร้สายในระบบ (WiMax/WLAN) ที่ใช้งานในปัจจุบันเป็นต้น [2] การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศโมโนโพลนั้นทำได้หลายวิธี แต่วิธีการหนึ่งที่ใช้เทคนิคการป้อนแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) พบว่าการสูญเสียต่ำรูปแบบในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสมมาตร และไม่ต้องเจาะรูเมื่อต้องการต่อกับกรวดเพราะสายนำสัญญาณและส่วนของระนาบกรวดอยู่บนด้านเดียวกัน อีกทั้งเป็นโครงสร้างที่เหมาะสมกับการใช้งานที่มีลักษณะเป็นวงจรรวมอยู่ร่วมบนระนาบเดียวกัน [3] จุดเด่นอีกประการหนึ่งของท่อนำคลื่นระนาบร่วมคือ การเชื่อมต่อที่แน่นหนาที่ได้ง่ายจากที่กล่าวมาแล้วนั้นพบว่ารูปแบบของท่อนำคลื่นระนาบร่วมมีข้อได้เปรียบสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป จึงได้มีการศึกษาและทดลองใช้เทคนิคของท่อนำคลื่นระนาบร่วมนี้ในการป้อนสายอากาศแบบไมโครสตริป [4-5] ในส่วนของโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วม เหมาะสำหรับการนำไปติดตั้งกับเครื่องมือสื่อสาร เครื่องวัดช่องสัญญาณความถี่ต่างๆ เครื่องรับ-ส่งสัญญาณความถี่ย่านความถี่สูง และเครื่องที่เกี่ยวข้องทางการศึกษาเป็นต้น

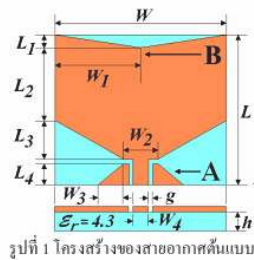
บทความวิจัยนี้ได้นำเสนอ การออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปตัววีที่มีการปรับจูนระนาบกรวดที่มีการป้อนสัญญาณแบบระนาบร่วมสำหรับย่านความถี่กว้าง โดยในหัวข้อถัดไปจะนำเสนอการศึกษาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ และการจำลองแบบการทำงานของสายอากาศต้นแบบ

2. การออกแบบและผลการจำลองแบบสายอากาศ

2.1 โครงสร้างสายอากาศ

การออกแบบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปตัววีแบบระนาบ โดยเริ่มศึกษาจาก โครงสร้างสายอากาศรูปตัววีเหลี่ยมผืนผ้าแบบระนาบ ที่ใช้เทคนิคการเจาะรูทรงผลขาดคณิตจากงานวิจัย [6-9] มา

ปรับขนาด โดยใช้วิธีเชิงประจักษ์ (Experimental method) ร่วมกับโปรแกรม Computer Simulation Technology (CST) จนได้โครงสร้างสายอากาศแบบดังรูปที่ 1 โดยโครงสร้างสายอากาศแบบถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 ซึ่งขนาดความยาว (L) เท่ากับ 35 มม. ขนาดความกว้าง (W) เท่ากับ 40 มม. แผ่นวงจรพิมพ์ดังกล่าวมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) = 4.3 และมีความหนาของวัสดุฐาน รอง (h) = 0.764 มม. ขนาดโครงสร้างที่เหมาะสมหลังจากทำการปรับขนาดจนทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพสูงสุดแสดงได้ตามตารางที่ 1



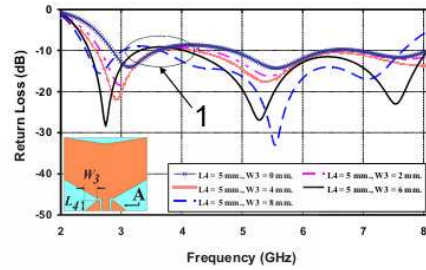
รูปที่ 1 โครงสร้างของสายอากาศแบบ

ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศแบบ

ขนาดความยาว		ขนาดความกว้าง	
ตัวแปร	ขนาด (มม.)	ตัวแปร	ขนาด (มม.)
L	35	W	40
L_1	3	W_3	20
L_2	17	W_2	8
L_3	9	W_1	6
L_4	5	W_4	3.6
h	0.764	g	1

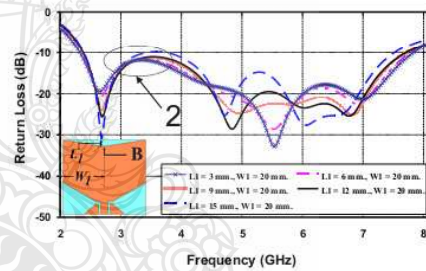
2.2 ผลการจำลองแบบของสายอากาศ

การจำลองแบบสายอากาศคือโปรแกรม CST เพื่อศึกษาผลตอบสนองความถี่ของสายอากาศเช่น ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับแบบรูปการแผ่พลังงานและแบนด์วิดท์ เพื่อใช้เป็นข้อมูลสำหรับการปรับขนาดโครงสร้างสายอากาศ พบว่าการปรับขนาดความกว้างและความยาวทั้งสองจุดคือ ส่วนแรกทำการเจาะร่องบนพื้นสร้างเงา (Ground plane) รูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าที่จุด A โดยปรับค่าความยาวของแถบ L_1 เท่ากับ 5 มม. และค่าความกว้างของแถบ W_1 โดยมีขนาดตั้งแต่ 0, 2, 4, 6 และ 8 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ W_1 เท่ากับ 6 มม. ซึ่งทำให้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับลดลง แต่ยังมีส่วนที่ไม่ต่ำกว่าเส้น -10 คือจุดที่ 1 ดังรูปที่ 2 โดยมีทำให้เกิดสองช่วงความถี่คือ ช่วงความถี่ค่า 2.45 - 3.38 GHz. และ ช่วงความถี่สูง 4.13 - 8.09 GHz. แสดงดังรูปที่ 2



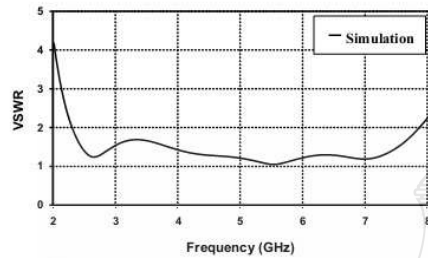
รูปที่ 2 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ $|S_{11}|$ เมื่อปรับขนาดของ L_1 และ W_1

ส่วนที่สองทำการเจาะร่องที่ตัวสายอากาศบริเวณด้านบนรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าที่จุด (B) พบว่าทำให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในจุดที่ 1 จากรูปที่ 2 ทำให้ต่ำกว่าเส้น -10 แสดงดังจุดที่ 2 รูปที่ 3 โดยปรับค่าความกว้างของแถบ W_1 เท่ากับ 20 มม. ปรับค่าความยาวของแถบ L_1 โดยมีการปรับขนาดตั้งแต่ 3, 6, 9, 12 และ 15 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ L_1 เท่ากับ 12 มม. โดยมีช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.31 - 7.79 GHz โดยมีเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์เท่ากับ 108.51%



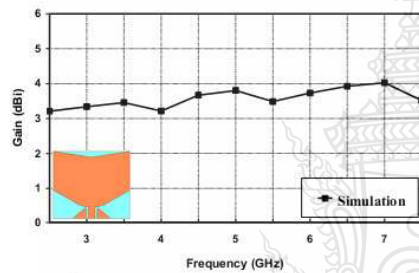
รูปที่ 3 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ $|S_{11}|$ เมื่อปรับขนาดของ L_1 และ W_1

จากนั้นทำการจำลองทดสอบองความถี่ช่วงการใช้งานอยู่ในรูปแบบของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) แสดงดังรูปที่ 4 ซึ่งพบว่าค่า VSWR จะต่ำกว่า 2 ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.31 - 7.79 GHz



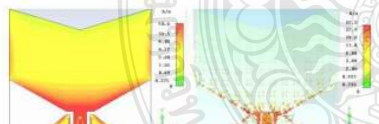
รูปที่ 4 การจำลองแบบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน VSWR

ในส่วนของค่าอัตราขยายจากการจำลองแบบโดยเริ่มที่ความถี่ 2.5 GHz มีค่าอัตราขยาย 3.21 dBi จนถึงความถี่ 7.5 GHz มีค่าอัตราขยาย 3.51 dBi มีค่าเฉลี่ยเท่ากับขนาด ดังรูปที่ 5

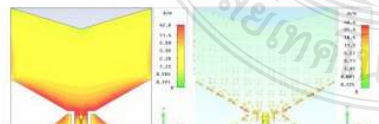


รูปที่ 5 อัตราขยายจากการจำลองแบบสายอากาศต้นแบบ

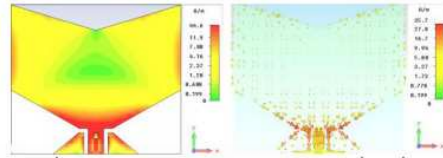
การจำลองแบบการแพร่กระจายและความหนาแน่นของกระแสในช่วงความถี่ 2.45 GHz, 3.50 GHz และ 7 GHz พบว่ามีความสัมพันธ์กัน ซึ่งการกระจายและความหนาแน่นของกระแสจะปรากฏบริเวณจุดป้อนสัญญาณไปยังส่วนกลางของตัวสายอากาศแล้วกระจายออกไปด้านข้าง โดยสังเกตจากลูกศร ดังรูปที่ 6-8



รูปที่ 6 ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 2.5GHz

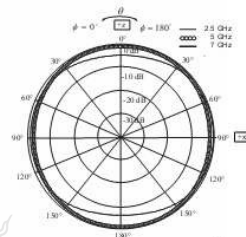


รูปที่ 7 ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 5GHz

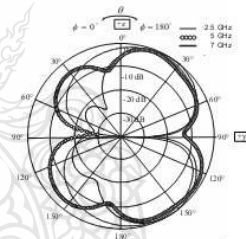


รูปที่ 8 ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 7GHz

จากนั้นทำการจำลองแบบสายอากาศเพื่อศึกษาแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 2.45 GHz, 3.50 GHz และ 7 GHz พบว่าการแผ่พลังงานคลื่นของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศ ในระนาบ x-z มีลักษณะดังรูปที่ 9 และระนาบ y-z ดัง รูปที่ 10



รูปที่ 9 ผลการจำลองแบบรูปแบบการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.5 GHz, 5 GHz และ 7 GHz ระนาบ E-plane (x-z)



รูปที่ 10 ผลการจำลองแบบรูปแบบการแผ่พลังงานที่ความถี่ 2.5 GHz, 5 GHz และ 7 GHz ระนาบ H-plane (y-z)

3. สรุป

ในบทความนี้ได้นำเสนอสายอากาศโมโนโพลรูปตัววี โดยมี การปรับจูนระนาบกรวดรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าจากการจำลองแบบ พบว่าแบนด์วิดท์ที่แคบซึ่งมีค่าความถี่ตั้งแต่ 108.51% (2.31 - 7.79 GHz) ซึ่งตอบสนองต่อย่านความถี่กว้าง รองรับการใช้งาน WLAN และ WiMAX คือ IEEE 802.11b/g (2.40 - 2.48 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) และ IEEE 802.16a (5.13 - 5.35 GHz) โดยการเจาะรูรูปสามเหลี่ยมด้านไม่เท่าที่ตัวสายอากาศที่มีผลทำ

ให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำที่สุด คือการปรับขนาดของค่าความยาวของแถบ L_1 และ L_2 ค่าความกว้างของแถบ W_1 และ W_2 ในส่วนของเสาอากาศที่ออกแบบมีแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามไฟฟ้าในระนาบ $x-z$ เป็นแบบรอบทิศทางและแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กในระนาบ $y-z$ เป็นสองทิศทาง มีอัตราขยายเฉลี่ยเท่ากับ 3.28 dBi

4.กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณคณะกรรมการอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ให้ความอนุเคราะห์การใช้งานด้านโปรแกรม CST

เอกสารอ้างอิง

- [1] วิชรพล นาคทอง, เอกจิต คุ้มวงศ์, คณะวิไล เนื่องวงษา และสมผล โกศลวิฑูร์, "สายอากาศช่องเปิดป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบมีสลับคู่ สำหรับย่านความถี่วงกว้างแถบคู่", การประชุมวิชาการมหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ วิทยาเขตภูเก็ตแห่งประเทศไทยครั้งที่ 2, สงขลา, ประเทศไทย, หน้า 145, พฤศจิกายน, 2552.
- [2] B. O. Hara and A. Petrick, The IEEE 802.11 Handbook: A Designer's Companion, IEEE Press, New York, NY, USA, 1999.
- [3] 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. 44, 2002.
- [4] 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, April, 1994.
- [5] W. Menzel and W. "Grabherr A microstrip patch antenna with coplanar feed line", IEEE Microwave Guided Wave Letters, vol.1, pp. 340-342, November, 1992.
- [6] H. D. Chen, H. T. Chen, "A CPW-Fed Dual-Frequency Monopole Antenna", Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 52, pp. 978 - 982, April, 2004.
- [7] W.C. Liu and C.M. Wu "Broadband dual-frequency CPW-fed planar monopole antenna with rectangular notch", Electronics Letters, Vol.40, pp. 642 - 643, May 27, 2004.
- [8] W.C. Liu, "Design of a CPW-fed notched planar monopole antenna for multiband operations using a genetic algorithm", IEEE Proc.-Microw. Antennas Propag., Vol. 152, No. 4, pp. 273-277, August, 2005.
- [9] W. C. Liu, "Wideband dual-frequency double inverted-L CPW-fed monopole antenna for WLAN application", Microwaves Antennas and Propagation, IEE Proceedings pp. 505 - 510, December 9, 2005.



วิรัชศักดิ์ แก้วศรีดำ กำลังศึกษาระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี งานวิจัยที่สนใจ Antenna Design, Ultra-Wideband



วิชรพล นาคทอง สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ปี พ.ศ. 2554 ปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม งานวิจัยที่สนใจ Antenna Design



อำนวยการเรียนการสอนระดับปริญญาเอก จากมหาวิทยาลัยคาสเซิล ประเทศสาธารณรัฐเยอรมัน ปี พ.ศ. 2551 ปัจจุบันดำรงตำแหน่ง อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี งานวิจัยที่สนใจ Ultra Wideband Radar System, Ultra Fast Electrical Pulse Generator, Antenna Design

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	นายวีรศักดิ์ แก้วศรีดำ
วัน เดือน ปีเกิด	27 กุมภาพันธ์ 2522
ที่อยู่	37/102 หมู่ 4 ตำบลคลองสาม อำเภอกลองหลวง ปทุมธานี
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรม อิเล็กทรอนิกส์-โทรคมนาคม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบัน เทคโนโลยีราชมงคล เมื่อ พ.ศ. 2545
ประวัติการทำงาน	
กันยายน 2545 – สิงหาคม 2547	รับราชการในฝ่ายมาตรฐานเครื่องวิทยุโทรคมนาคม กองบริหาร ความถี่วิทยุ กรมไปรษณีย์โทรเลข
สิงหาคม 2547 – ธันวาคม 2553	เจ้าหน้าที่ของรัฐ ในตำแหน่งพนักงานปฏิบัติการระดับกลาง ส่วน งานมาตรฐานโทรคมนาคม 2 สำนักวิศวกรรมและเทคโนโลยี โทรคมนาคม สำนักงานคณะกรรมการกิจการโทรคมนาคม แห่งชาติ (สำนักงาน กทช.)
ธันวาคม 2553 – ปัจจุบัน	เจ้าหน้าที่ของรัฐ ในตำแหน่งพนักงานปฏิบัติการระดับสูง ส่วนงาน มาตรฐานโทรคมนาคม สำนักเทคโนโลยีโทรคมนาคม สำนักงาน คณะกรรมการกิจการกระจายเสียง กิจการโทรทัศน์ และกิจการ โทรคมนาคมแห่งชาติ (สำนักงาน กสทช.)