

การเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบ
ด้วยเทคนิคการปรับจูนระนาบสร้างเงา

THE BANDWIDTH INCREMENT OF PLANAR MONOPOLE ANTENNA
BY GROUND PLANE TUNING TECHNIQUE



ปวีร์ ชัยบุญ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ปีการศึกษา 2555
ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

การเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศโมนโพลแบบระนาบ
ด้วยเทคนิคการปรับจูนระนาบสร้างเงา



ปวีร์ ชัยบุญ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ปีการศึกษา 2555
ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบด้วยเทคนิค
การปรับจูนระนาบสร้างเงา

The Bandwidth Increment of Planar Monopole Antenna by Ground
Plane Tuning Technique

ชื่อ - นามสกุล

นายปวีร์ ชัยบุญ

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์อำนวยการ เรืองวารี, Dr.-Ing

ปีการศึกษา

2555

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

ประธานกรรมการ

(อาจารย์จ๊กกี้ 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	การเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมด้วยเทคนิคการปรับแต่งแบบเรียวโค้งบนระนาบสร้างเงา
ชื่อ – นามสกุล	นายปวีร์ ชัยบุญ
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์อำนวยการ เรืองวารี, Dr. -Ing
ปีการศึกษา	2555

บทคัดย่อ

เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายในปัจจุบันได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง จำนวนข้อมูลในการรับส่งจะเพิ่มมากขึ้นตามลักษณะการใช้งาน การพัฒนาสายอากาศเพื่อตอบสนองแถบความถี่ที่กว้างขึ้นจึงมีความจำเป็นมากขึ้น จากเหตุผลดังกล่าววิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้มีแนวคิดที่จะพัฒนา ออกแบบ และสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมด้วยเทคนิคปรับแต่งแบบเรียวโค้งบนระนาบสร้างเงาให้สามารถรองรับการใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง เพื่อประโยชน์ในการรับส่งข้อมูลที่เพิ่มขึ้น โดยเน้นให้สายอากาศมีรูปแบบที่ไม่ซับซ้อน

วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบเทคนิคการปรับแต่งบนระนาบเงาเป็น 2 วิธี คือ วิธีแรกทำการปรับแต่งสายอากาศแบบระนาบร่วมรูปทรงสี่เหลี่ยมที่มีสตัดโพลครูปขึ้นบนไปบนระนาบสร้างเงา ทำให้สายอากาศครอบคลุมความถี่ 3.03-13.81 GHz วิธีที่สองทำการปรับแต่งที่ตำแหน่งเดิมแต่ใช้วิธีสตัดโพลแบบเรียวโค้งบนระนาบสร้างเงา ทำให้สายอากาศครอบคลุมความถี่ 3.03-15.00 GHz

จากผลการเปรียบเทียบแบนด์วิดท์ของสายอากาศทั้งสองพบว่า สายอากาศที่ปรับแต่งโดยวิธีสตัดโพลแบบขึ้นบนไป มีแบนด์วิดท์ร้อยละ 143.73 อัตราขยายโดยเฉลี่ยตลอดย่านเท่ากับ 3.44 dBi สายอากาศที่ปรับแต่งโดยวิธีสตัดโพลแบบเรียวโค้งจะมีค่าแบนด์วิดท์ร้อยละ 159.60 อัตราขยายโดยเฉลี่ยตลอดย่านเท่ากับ 3.59 dBi แบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทาง และครอบคลุมความถี่อัลตราไวด์แบนตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a

คำสำคัญ: สตัดโพล ความถี่แถบกว้างยิ่ง ระนาบสร้างเงาเรียวโค้ง

Thesis Title	The Bandwidth Increment of Planar Monopole Antenna by Ground Plane Tuning Technique
Name – Surname	Mr. Pawee Chaiboon
Program	Electrical Engineering
Thesis Advisor	Mr. Amnoiy Ruengwaree, Dr. –Ing.
Academic Year	2012

ABSTRACT

Wireless communication technology has been developing continuously. The amount of data transfer increases according to wireless applications. To support large data transfer, it is necessary to develop the ultra-wideband antenna. Therefore, the objective of this thesis is to design and fabricate the coplanar waveguide-fed monopole antenna with tuning tapered ground for UWB application with simple structure.

This thesis proposed the development of the coplanar monopole antenna by tuning on ground plane using two techniques. The first tuning technique was adjusted antenna at ground plane with stub load steps shape which had response frequencies range of 3.03-13.81 GHz. The second tuning technique improved at the same point with stub load tapered shape frequencies on 3.03-15.00 GHz.

The bandwidth comparison results of both antenna prototypes have shown that the antenna with tuning stub load steps shape achieved bandwidth of the percentage of 143.73. The average antenna gain was 3.44 dBi. For the antenna with tuning stub load tapers shape, the response bandwidth was the percentage of 159.60% and the average antenna gain were 3.59 dBi, both antenna supported UWB as IEEE802.15.3a.

Keywords: stub load, ultra wideband, tapered ground plane

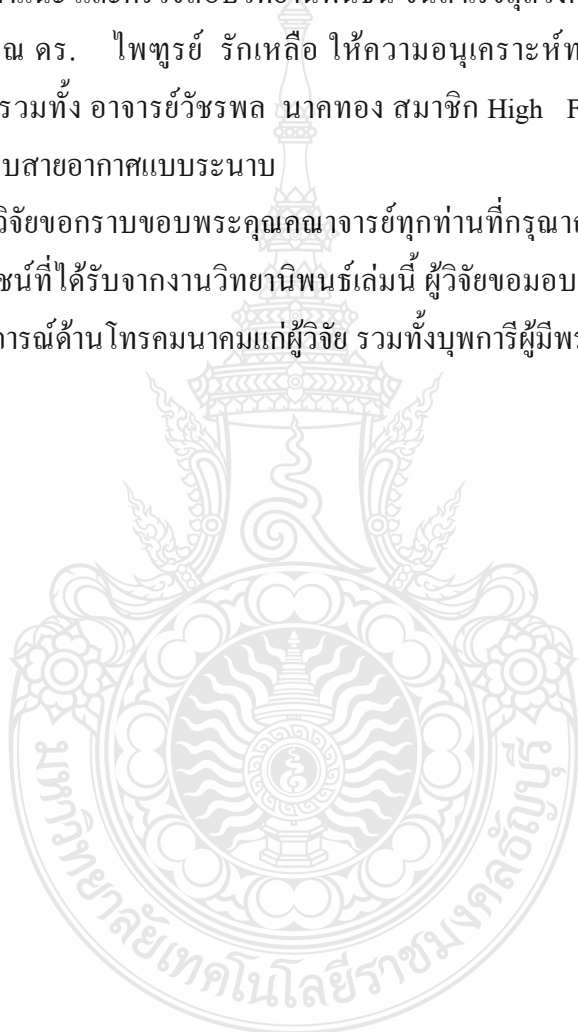
กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลือในการออกแบบงานวิจัย และการดำเนินการทางวิชาการจาก ดร. อำนวย เรืองวาริ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ และขอขอบคุณ ดร. อภिरดา นามแสง ดร. จักรี ศรีนนท์ฉัตร และรองศาสตราจารย์ ดร. สมศักดิ์ อรรถทิมากุล ที่ได้ให้คำแนะนำ และตรวจสอบวิทยานิพนธ์นี้ จนสำเร็จลุล่วงด้วยดี

ขอขอบคุณ ดร. ไพฑูรย์ รักเหลือ ให้ความอนุเคราะห์ทางด้านเครื่องมือวิเคราะห์ โครงข่ายทางไฟฟ้า รวมทั้ง อาจารย์วัชรพล นาคทอง สมาชิก High Frequency Group ซึ่งเป็นผู้เชี่ยวชาญการออกแบบสายอากาศแบบระนาบ

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ทุกท่านที่กรุณาถ่ายทอดองค์ความรู้อันมีค่า ยิ่ง สำหรับคุณประโยชน์ที่ได้รับจากงานวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับ บมจ.ทีไอที แหล่งที่ เรียนรู้และให้ประสบการณ์ด้านโทรคมนาคมแก่ผู้วิจัย รวมทั้งบุพการีผู้มีพระคุณยิ่ง

ปวีร์ ชัยบุญ



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ง
กิตติกรรมประกาศ.....	จ
สารบัญ.....	ฉ
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญภาพ.....	ฌ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ.....	ฐ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย.....	2
1.3 ขอบเขตของการวิจัย.....	2
1.4 ขั้นตอนการวิจัย.....	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับการวิจัย.....	3
2 ทฤษฎีและโครงสร้างสายอากาศ.....	4
2.1 ทบทวนวรรณกรรม.....	4
2.2 ทฤษฎีของสายอากาศ.....	6
2.3 เทคโนโลยีของสายอากาศแบบระนาบร่วม.....	17
2.4 การประยุกต์ใช้งานสายอากาศในย่านความถี่กว้างยิ่ง.....	17
2.5 การจำลองแบบสนามไฟฟ้า.....	18
3 การออกแบบสายอากาศ.....	20
3.1 บทนำ.....	20
3.2 แนวทางการพัฒนาสายอากาศ.....	20
3.3 การออกแบบสายอากาศ.....	21
3.4 การจำลองแบบสายอากาศ.....	32
3.5 การพัฒนาสายอากาศที่มีสลับโพลตรงปัจจุบันได้.....	49

สารบัญ

บทที่	หน้า
4 การวัดและผลการทดลอง.....	59
4.1 บทนำ.....	59
4.2 การทดสอบสายอากาศแบบระนาบร่วม.....	60
4.3 ผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์สะท้อนกลับของสายอากาศ.....	61
4.4 การวัดอัตราขยายของสายอากาศ.....	65
4.5 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ.....	70
4.6 สรุปผลของการวัดสายอากาศ.....	79
5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	80
5.1 สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์.....	80
5.2 ข้อเสนอแนะและการพัฒนาในอนาคต.....	81
รายการอ้างอิง.....	82
ภาคผนวก.....	84
ภาคผนวก ก คุณสมบัติของ SMA Connector.....	85
ภาคผนวก ข คุณสมบัติของ FR4.....	94
ภาคผนวก ค ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่.....	101
ประวัติผู้เขียน.....	130

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ขนาดของสตัด์โหลด A, B, C และ D.....	50
4.1 การเปรียบเทียบผลการวัดค่าของสายอากาศระหว่างของผลงานวิจัย.....	63
4.2 ค่าอัตราขยายของสายอากาศจากการวัดจริง.....	66



สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1	วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของสายส่งแบบสมดุค และสายส่งแบบ โคแควเจียล..... 7
2.2	ภาคตัดขวางของท่อนำคลื่นชนิดสี่เหลี่ยมที่มีโหมด TE_{01} และ TE_{02} 8
2.3	กระแสไฟฟ้าและลักษณะเส้นแรงไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนส่วนแผ่พลังงานคลื่น..... 9
2.4	สายอากาศแบบระนาบร่วมในแนวระนาบ Y' 10
2.5	โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม..... 12
2.6	ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม..... 13
2.7	สายอากาศแบบระนาบร่วม..... 13
2.8	ชนิดของสายอากาศแบบระนาบร่วม..... 14
2.9	สายอากาศแบบระนาบร่วมในแนวระนาบ $X-Y$ 15
2.10	ลักษณะขอบเขตสนามไฟฟ้าของสายอากาศ 19
3.1	ขอบล่างของสายอากาศแบบระนาบร่วม..... 21
3.2	การออกแบบและประมวลผลหาค่าระนาบสายนำคลื่นด้วยโปรแกรม CST..... 22
3.3	ความกว้างระนาบสายนำสัญญาณและช่วงว่างระหว่างระนาบสร้างเงา..... 23
3.4	โครงสร้างเบื้องต้นของสายอากาศจากการคำนวณออกแบบ..... 27
3.5	พารามิเตอร์ของระนาบสายนำสัญญาณ และระนาบสร้างเงา..... 28
3.6	การจำลองค่า g เพื่อเปรียบเทียบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ..... 28
3.7	สัดบสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า..... 29
3.8	การจำลองค่า h เพื่อเปรียบเทียบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ..... 30
3.9	การจำลองค่า i เพื่อเปรียบเทียบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ..... 31
3.10	พารามิเตอร์ของสายอากาศต้นแบบ..... 32
3.11	ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศต้นแบบ..... 33
3.12	การไหลเวียนของสนามกระแสไฟฟ้าที่ความถี่ 3.1 GHz และ 7 GHz..... 33
3.13	ความหนาแน่นของสนามกระแสไฟฟ้าจากการจำลองแบบสายอากาศต้นแบบ..... 34
3.14	สลิทโหลครูปตัว I ทำให้ได้สัดบรูปสี่เหลี่ยม..... 34
3.15	ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน B1..... 35
3.16	ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน A1..... 36
3.17	การสลิทโหลครูปตัว I ทำให้ได้สัดบโหลคขึ้นบันไดขั้นที่สอง..... 36

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.18 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน B2.....	37
3.19 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน A2.....	37
3.20 การปรับแก้สลิทโพลครูปตัว I ทำให้ได้สลับโพลครูปชั้นบันไดชั้นที่สาม.....	38
3.21 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน B3.....	38
3.22 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน A3.....	39
3.23 การไหลเวียนของสนามกระแสดจากการปรับจูนสลับโพลครูปชั้นบันไดชั้นที่สาม.....	40
3.24 การจำลองแบบความหนาแน่นสนามกระแสดของสายอากาศที่ปรับจูนสลับโพลครูปชั้นบันไดชั้นที่สาม ที่สามความถี่.....	40
3.25 การสลิทโพลครูปตัว I ชั้นตอนที่สี่เพื่อจำลองค่า C1 และ D1.....	41
3.26 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน D1.....	41
3.27 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน C1.....	42
3.28 สลิทโพลครูปตัว I ชั้นตอนที่ห้า เพื่อจำลองค่า D2.....	43
3.29 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน D2.....	43
3.30 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน C2.....	44
3.31 การปรับแก้สลิทโพลครูปตัว I จนได้สลับโพลครูปชั้นบันไดชั้นตอนสุดท้าย.....	44
3.32 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูนชั้นตอนสุดท้าย.....	45
3.33 ผลการจำลองแบบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศที่ปรับจูนสลับโพลครูปชั้นบันได.....	45
3.34 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบ E.....	46
3.35 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามไฟฟ้า H.....	46
3.36 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.5, 5.2, 7 และ 10 GHz แนวระนาบสนามไฟฟ้า E จากการจำลองแบบสายอากาศที่ได้จากการปรับจูนสลับโพลครูปชั้นบันได.....	47
3.37 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.5, 5.2, 7 และ 10 GHz แนวระนาบสนามไฟฟ้า E จากการจำลองแบบสายอากาศที่ได้จากการปรับจูนสลับโพลครูปชั้นบันได.....	48
3.38 อัตราขยายของสายอากาศที่ได้จากการปรับจูนสลับโพลครูปชั้นบันได.....	49
3.39 การพัฒนาสายอากาศด้วยวิธีการสลับโพล.....	50

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.40 มุมของสตัด์โพลดรีวโค้งที่ได้จากรูปวงรีบนสายอากาศระนาบร่วม.....	51
3.41 การปรับจูนสตัด์โพลดรีวโค้ง (Curve) A1, A2, A3, A4 และ A5.....	52
3.42 ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณจากการปรับสตัด์โพลดรีวโค้ง A.....	53
3.43 การปรับจูนสตัด์โพลดรีวโค้ง B1, B2, B3, B4 และ B5.....	54
3.44 ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณจากการปรับสตัด์โพลดรีวโค้ง B.....	55
3.45 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.5, 5.2, 7 และ 10 GHz แนวระนาบสนามไฟฟ้า E จากการจำลองแบบสายอากาศที่ได้จากการปรับจูนสตัด์รีวโค้ง.....	56
3.46 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.5, 5.2, 7 และ 10 GHz แนวระนาบสนามไฟฟ้า H จากการจำลองแบบสายอากาศที่ได้จากการปรับจูนสตัด์รีวโค้ง.....	56
3.47 อัตรายายของสายอากาศจากการจำลองแบบที่ได้จากการปรับจูนสตัด์รีวโค้ง.....	57
3.48 ผลการจำลองแบบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน สายอากาศที่ได้จากการปรับจูนสตัด์ รีวโค้ง.....	57
4.1 สายอากาศที่ได้จากการออกแบบ.....	59
4.2 เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายทางไฟฟ้า และจอแสดงผลการวัดค่า.....	60
4.3 การทดสอบสายอากาศรูปทรงสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วม.....	60
4.4 การทดสอบค่าสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสัญญาณ สายอากาศรูปทรง สี่เหลี่ยมปรับจูนสตัด์โพลดรีวโค้ง.....	61
4.5 การทดสอบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณของสายอากาศรูปทรง สี่เหลี่ยมปรับจูนสตัด์โพลดรีวโค้ง.....	62
4.6 เปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองแบบของค่าการสูญเสียย้อนกลับ ของสายอากาศ แบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยม.....	62
4.7 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่วัดได้จากสายอากาศที่ปรับจูนแบบสตัด์โพลดรีวโค้ง.....	63
4.8 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่วัดได้จากสายอากาศที่ปรับจูนแบบสตัด์โพลดรีวโค้ง.....	64
4.9 เปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองแบบของค่าแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่งของ สายอากาศแบบระนาบร่วม.....	64
4.10 การทดลองวัดอัตรายายของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยม.....	65
4.11 ค่าอัตรายายของสายอากาศส่ง.....	66

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.12 การเปรียบเทียบค่าอัตราขยายสายอากาศ.....	67
4.13 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จากการวัดผลของสายอากาศที่ปรับจูนด้วยสตัด์โพลครูปชั้นบันได.	68
4.14 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จากการวัดผลของสายอากาศที่ปรับจูนด้วยสตัด์โพลครูปรีวโค้ง..	68
4.15 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลการหมุนสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้า E.....	69
4.16 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าการหมุนสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้า H.	70
4.17 แบบรูปการแผ่พลังงานคลื่น ในระนาบสนามไฟฟ้า E ที่ความถี่ 3.5 GHz.....	71
4.18 แบบรูปการแผ่พลังงานคลื่น ในระนาบสนามไฟฟ้า E ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	72
4.19 แบบรูปการแผ่พลังงานคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า (E-Plane) ที่ความถี่ 7 GHz.....	73
4.20 แบบรูปการแผ่พลังงานคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า E ที่ความถี่ 10 GHz.....	74
4.21 แบบรูปการแผ่พลังงานคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า H ที่ความถี่ 3.5 GHz.....	75
4.22 แบบรูปการแผ่พลังงานคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า H ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	76
4.23 แบบรูปการแผ่พลังงานคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า H ที่ความถี่ 7 GHz.....	77
4.24 แบบรูปการแผ่พลังงานคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า H ที่ความถี่ 10 GHz.....	78



คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

BW	Band Width
CPW	Coplanar Waveguide
CST	Computer Simulation Technology
dB	Decibel
FCC	Federal Communications Commission
f	Frequency
f_c	Frequency center
f_{max}	Frequency maximum
f_{min}	Frequency minimum
GHz	Giga Hertz
HP	Hewlett Packard
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
mm	Millimeter
NLOS	Non Line of Sight
R	Radiating
S_{11}	Return Loss
TM	Transverse Mode
TEM	Transverse Electric-Magnetic
UWB	Ultra-wideband
VSWR	Standing Wave Ratio
W	Wide
WLAN	Wireless Local Area Network
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายมีการค้นคว้าและพัฒนาเพื่อตอบสนองความต้องการผู้ใช้งานอย่างต่อเนื่อง พัฒนาการย่านความถี่สูงนี้ทำให้การสื่อสารไร้สายมีบทบาทต่อชีวิตประจำวันมากขึ้น การประยุกต์ใช้งานโครงข่ายไร้สายมีหลายลักษณะ เช่น การส่งผ่านข้อมูลระหว่างอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ภายในที่พักอาศัยและภายในสำนักงาน การใช้งานทางการแพทย์ตรวจหาความผิดปกติของคนไข้และการใช้งานสำหรับความมั่นคงปลอดภัยทางการทหาร

ปัจจุบันปัญหาการขาดแคลนความถี่ได้ถูกบริหารจัดการด้วยเทคโนโลยีใหม่ๆ ทำให้สามารถใช้งานความถี่ในแต่ละย่านได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยข้อกำหนดของ FCC (Federal Communications Commission) ได้กำหนดให้ มาตรฐาน IEEE802.11a ใช้งานที่ความถี่ 5.725-5.850 GHz รองรับการใช้งานอุปกรณ์ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ครอบคลุมรัศมี 50 ฟุต มาตรฐาน IEEE802.11g ใช้งานที่ความถี่ 3.40 GHz รองรับการใช้งานแบบมัลติมิเดียในสำนักงานหรือที่พักอาศัยครอบคลุมรัศมี 150 ฟุต มาตรฐาน IEEE802.11j ใช้งานที่ความถี่ 4.90-5.00 GHz เป็นความถี่ที่ใช้งานสำหรับความปลอดภัยในที่สาธารณะ มาตรฐาน IEEE802.15.3a [1-2] หรือ อัลตราไวด์แบนด์ใช้งานที่ความถี่ 3.10-10.60 GHz รองรับเชื่อมต่อข้อมูลความเร็วสูงในระยะทาง 10 เมตร มาตรฐาน IEEE802.16a ใช้งานที่ความถี่ 2.00 - 11.00 GHz รองรับการใช้งาน WiMAX ครอบคลุมรัศมี 50 กิโลเมตร และมีใช้เทคโนโลยีการส่งผ่านข้อมูลแบบ NLOS เช่นเดียวกับ อัลตราไวด์แบนด์ มาตรฐานที่กล่าวมานี้มีลักษณะเฉพาะสำหรับการใช้งานทำให้การส่งผ่านข้อมูลในแต่ละมาตรฐานจึงไม่ส่งผลกระทบต่อการใช้งานในแต่ละย่านความถี่

ดังนั้นเพื่อให้โครงข่ายการสื่อสารไร้สายแต่ละประเภทมีประสิทธิภาพสูงสุด การส่งผ่านข้อมูลจำเป็นต้องเลือกเทคโนโลยีที่เหมาะสมตามมาตรฐานสากล มาตรฐาน IEEE802.15.3a เป็นมาตรฐานที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานมากเนื่องจากคุณสมบัติการส่งผ่านข้อมูลเป็นสัญญาณพัลส์ที่มีการส่งแบบ NLOS ทำให้มีประสิทธิภาพในการถ่ายโอนข้อมูลที่ระยะทาง 10 เมตร ได้มากถึง 110 Mbps การส่งผ่านข้อมูลไร้สายโดยที่ไม่ทำให้สัญญาณผิดเพี้ยน จำเป็นต้องมีอุปกรณ์ที่ทำหน้าแปลงสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีประสิทธิภาพ ด้วยเหตุผลเหล่านี้ งานวิจัยนี้จึงได้ศึกษาสายอากาศสำหรับรองรับการประยุกต์ใช้งานรวมในย่านความถี่กว้างยิ่ง (Ultra Wideband) โดยออกแบบสายอากาศแบบระนาบร่วมให้ส่วนแผ่พลังงานคลื่นมีรูปร่างสี่เหลี่ยมเพื่อง่ายต่อการสร้าง

เทคนิคการปรับแต่งระนาบสร้างเงาของสายอากาศให้เป็นสลับโพลครูปขึ้นบันได และสลับโพลครูป เรียวโค้ง [3] การจำลองแบบสายอากาศจากโปรแกรม Computer Simulation Technology (CST) เพื่อวิเคราะห์ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ ผลตอบสนองค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ และแบบรูปการแผ่พลังงานคลื่นของสายอากาศ เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศที่มีขนาดเหมาะสมและมีประสิทธิภาพมากที่สุด

1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

1.2.1 เพื่อออกแบบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมที่รองรับการสื่อสารแบบไร้สายย่านความถี่กว้างยิ่ง

1.2.2 เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศแบบระนาบด้วยวิธีการปรับจูนสลับโพลครูปขึ้นบันไดบนระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน

1.2.3 พัฒนาการสายอากาศด้วยการปรับลดเส้นสลับโพล

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 ออกแบบและสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วม

1.3.2 เพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศต้นแบบโดยใช้เทคนิคการเพิ่มสลับโพลครูปที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน

1.3.3 จำลองแบบโครงสร้างสายอากาศด้วยโปรแกรม CST เพื่อวิเคราะห์การปรับจูนสลับโพลที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองด้านที่เหมาะสมกับสายอากาศ และตอบสนองการนำไปประยุกต์ใช้งานตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a

1.4 ขั้นตอนการวิจัย

1.4.1 ศึกษาข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วม

1.4.2 ศึกษาเทคนิคการออกแบบสายอากาศแบบโมโนโพลระนาบร่วม

1.4.3 ศึกษาเทคนิคการเพิ่มสลับโพลครูปเรียวโค้งมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศแบบระนาบร่วม

1.4.4 ศึกษาการใช้งานระบบเครือข่ายการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE

1.4.5 ศึกษาการใช้งานโปรแกรม CST เพื่อใช้ในการวิเคราะห์แบบจำลอง

1.4.6 ทำการออกแบบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบโดยใช้เทคนิคการเพิ่มระดับโวลต์ปรับจูนที่ระนาบสร้างเงาทิ้งสองด้านของสายอากาศ ร่วมกับระเบียบวิธีเชิงประสบการณ์ (Empirical Methods) สำหรับประยุกต์ใช้งานด้านการสื่อสารไร้สาย

1.4.7 ทำการวิเคราะห์ผลของสัญญาณจากการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST

1.4.8 ทำการสร้างสายอากาศแบบระนาบจากผลการจำลองแบบที่สามารถใช้งานได้จริงตามมาตรฐานสากล

1.4.9 วิเคราะห์เปรียบเทียบผลการวัดและจำลองแบบและสรุปผลการวิจัย

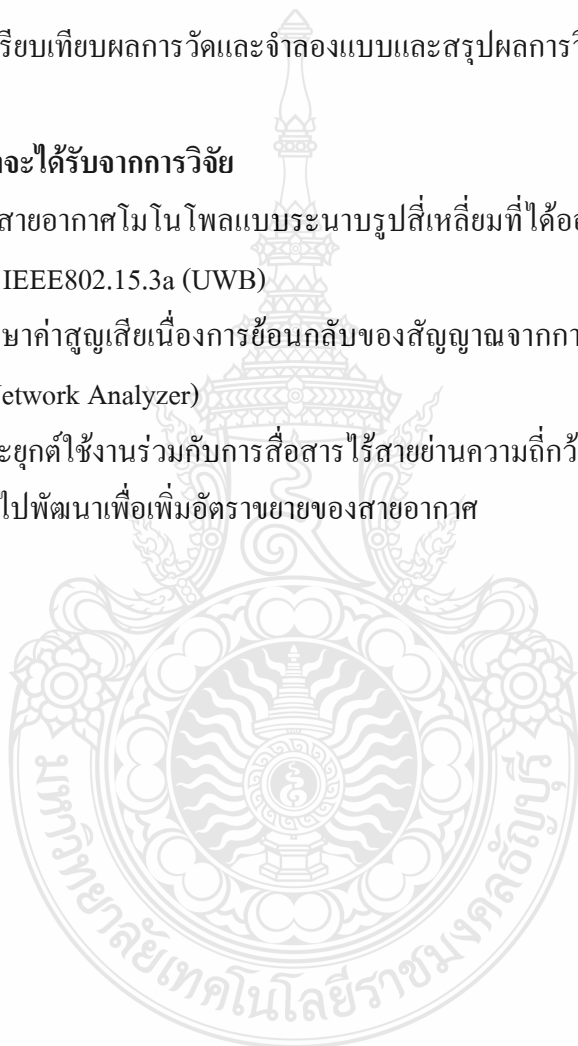
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากการวิจัย

1.5.1 สามารถนำสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบรูปสี่เหลี่ยมที่ได้ออกแบบรองรับการนำไปใช้งานจริงตามมาตรฐาน IEEE802.15.3a (UWB)

1.5.2 สามารถศึกษาค่าสูญเสียเนื่องการย้อนกลับของสัญญาณจากการใช้งานเครื่องมือวิเคราะห์โครงข่ายทางไฟฟ้า (Network Analyzer)

1.5.3 สามารถประยุกต์ใช้งานร่วมกับการสื่อสารไร้สายย่านความถี่กว้างยิ่งแบบมัลติพอยท์

1.5.4 สามารถนำไปพัฒนาเพื่อเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ



บทที่ 2

ทฤษฎีและโครงสร้างสายอากาศ

การสื่อสารไร้สายย่านความถี่กว้างยิ่ง (Ultra Wideband: UWB) เป็นเทคโนโลยีที่ได้พัฒนาให้ระบบสื่อสารสามารถส่งข้อมูลปริมาณมากในเวลาที่รวดเร็ว เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายจะรับส่งข้อมูลด้วยวิธีการแปลงสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและแผ่พลังงานคลื่นผ่านอากาศไปยังสายอากาศด้านปลายทาง ด้วยหน้าที่การทำงานนี้สายอากาศจึงมีความสำคัญอย่างมากต่อการสื่อสารไร้สาย งานวิจัยนี้จึงได้ออกแบบสายอากาศสำหรับรองรับการใช้งานในย่านความถี่กว้างยิ่ง โดยเน้นให้สายอากาศมีลักษณะโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน

2.1 ทบทวนวรรณกรรม

นักวิจัยทั่วโลกได้เสนอบทความทางวิชาการ จากการออกแบบและพัฒนางานวิจัยด้วยการเสนอแนวความคิด ทฤษฎีการออกแบบและเทคนิควิธีการปรับแต่งสายอากาศ เพื่อให้สายอากาศที่มีความถี่ใช้งาน ความกว้างแบนด์วิดท์ อัตราขยายและขนาดของสายอากาศตรงตามวัตถุประสงค์การวิจัย ดังนั้นการศึกษาและเรียนรู้จากงานวิจัยในอดีตจึงเป็นแนวทางหนึ่งสำหรับการวิเคราะห์ข้อมูลการออกแบบเบื้องต้นโดยมีรายละเอียดดังนี้

Wen-Shan Chen, Yu-Chen Chang, Hong-Twu Chen, Fa-Shain Chang และ Hsin Cheng Su [2] พัฒนาสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมจาก 2 ย่านความถี่เป็น 3 ย่านความถี่ โครงสร้างของสายอากาศทำจากแผ่นวงจรพิมพ์ (FR4) ขนาดความกว้างเท่ากับ 40 มิลลิเมตร และความยาวเท่ากับ 53 มิลลิเมตร Wen-Shan Chen ได้พัฒนาสายอากาศจากงานวิจัยเดิมเป็นของ T.H. Kim และ D.C. Park ซึ่ง T.H. Kim ได้ออกแบบและปรับแต่งส่วนแผ่พลังงานคลื่นของสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบนครึ่งวงกลม โดยใช้เทคนิคการสลับโพลครูปขึ้นบันไดแบบสมมาตรบนส่วนแผ่พลังงานทั้งสองข้าง ทำให้สายอากาศแมตช์กับอินพุตอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม เป็นผลให้สายอากาศครอบคลุมสองย่านความถี่ คือ 2.3-4.15 GHz และ 4.93-5.83 GHz ต่อมาคณะวิจัยของ Wen-Shan Chen ได้ทำพัฒนาสายอากาศด้วยเทคนิคการปรับแต่งสลับโพลครูปตัว I แบบสมมาตรบนส่วนแผ่พลังงานทั้งสองข้างทำให้ค่าสูญเสียเนื่องการย้อนกลับของสัญญาณมีค่ามากกว่า -10 dB ที่ช่วงความถี่ 2.93-3.12 GHz การกำจัด (Notch) ความถี่ในช่วงนี้เป็นเหตุให้ความถี่สองช่วงถูกแบ่ง แยกเป็นสามช่วง

ความถี่ครอบคลุมที่ 2.3-2.93 GHz 3.12-4.15 GHz และ 4.93-5.83 GHz รองรับเทคโนโลยี WLAN และ WiMAX

Chao Deng, Yong-jun Xie และ Ping Li [3] ออกแบบและพัฒนาสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมสำหรับความถี่กว้างยิ่ง โครงสร้างของสายอากาศทำจากแผ่นวงจรพิมพ์ขนาดความยาวเท่ากับ 30 มิลลิเมตร และความยาวเท่ากับ 41 มิลลิเมตร จำลองแบบโครงสร้างสายอากาศด้วยโปรแกรม High Frequency Structure Simulator (HFSS) เทคนิคการปรับแต่งสายอากาศแบ่งเป็น 3 ขั้นตอน ขั้นตอนที่ 1 ปรับแต่งระนาบสร้างเงาให้เรียวโค้ง (Tapered Ground) ทำให้ผลตอบสนองช่วงความถี่ 5, 10 และ 16 GHz มีค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณต่ำกว่า -10 dB ขั้นตอนที่ 2 ปรับแต่งที่ขอบด้านล่างของส่วนแผ่พลังงานคลื่นด้วยเทคนิคการสร้างรอยบากรูปตัว M ทำให้ผลตอบสนองอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ในช่วงความถี่ต่ำ ขั้นตอนที่ 3 ปรับแต่งด้วยวิธีสตัดโพลครูปตัว T ที่ระนาบสร้างเงาทำให้สายอากาศตอบสนองอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ได้ดีช่วงความถี่ 7 - 16 GHz ผลจากการวัดค่าด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายทางไฟฟ้า (Network Analyzer) ยี่ห้อ Agilent รุ่น N5230A พบว่าสายอากาศมีความถี่ครอบคลุมความถี่ 2.3 - 20 GHz และมีอัตราขยายระหว่าง 0.7 - 4.4 dBi

Young-Jin Park, Jong-Hwa Song และ Kwan-Ho Kim [4] ออกแบบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมสำหรับย่านความถี่กว้าง (Wideband) โครงสร้างของสายอากาศทำจากแผ่นวงจรพิมพ์ ขนาดความกว้างเท่ากับ 30 มิลลิเมตร และความยาวเท่ากับ 35 มิลลิเมตร จำลองแบบโครงสร้างสายอากาศด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio สายอากาศต้นแบบเป็นรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า เทคนิคการปรับแต่งใช้วิธีสตัดโพลครูปสี่เหลี่ยมที่มุมขอบด้านล่างของส่วนแผ่พลังงานคลื่นเป็นผลให้สายอากาศครอบคลุมความถี่ 2 - 7 GHz

Hou Zhang, Guiyuan Li, Jian Wang และ Xiong Yin [5] พัฒนาสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมย่านความถี่กว้าง (Wideband) เป็นสายอากาศย่านความถี่กว้างยิ่ง (UWB) โครงสร้างของสายอากาศทำจากแผ่นวงจรพิมพ์ ขนาดความกว้างเท่ากับ 60 มิลลิเมตร และความยาวเท่ากับ 60 มิลลิเมตร จำลองแบบโครงสร้างสายอากาศด้วยโปรแกรม HFSS สายอากาศต้นแบบใช้เทคนิคการปรับแต่งด้วยวิธีการสลิตโพลครูปตัว I แบบสมมาตรบนระนาบสายนำสัญญาณติดกับส่วนแผ่พลังงานคลื่น เป็นผลให้สายอากาศครอบคลุมความถี่แถบกว้างตั้งแต่ 1.92 - 5.46 GHz จากนั้น Hou Zhang ได้ทำการพัฒนาต่อด้วยการเพิ่มสตัดโพลครูปสี่เหลี่ยมที่บริเวณเดิมทำให้การสลิตโพลครูปตัว I กลายเป็นการสตัดโพลครูปสามง่ามครอบคลุมย่านความถี่ 2.1 - 12 GHz และมีอัตราขยายของสายอากาศโดยเฉลี่ยสูงกว่า 3.1 dBi

Hector Dave Orrillo Ascama, Caros R.P.Dionisio และ Sergio Takeo Kofuji [6] ออกแบบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปทรงกลมสำหรับความถี่กว้างยิ่ง (Ultra Wideband: UWB) โครงสร้างของสายอากาศทำจากแผ่นวงจรพิมพ์ (FR4) ขนาดความกว้างเท่ากับ 47 มิลลิเมตร และความยาวเท่ากับ 38 มิลลิเมตร จำลองแบบโครงสร้างด้วยโปรแกรม CST สายอากาศจากงานวิจัยนี้มีความถี่ครอบคลุม 3.1 - 10.6 GHz

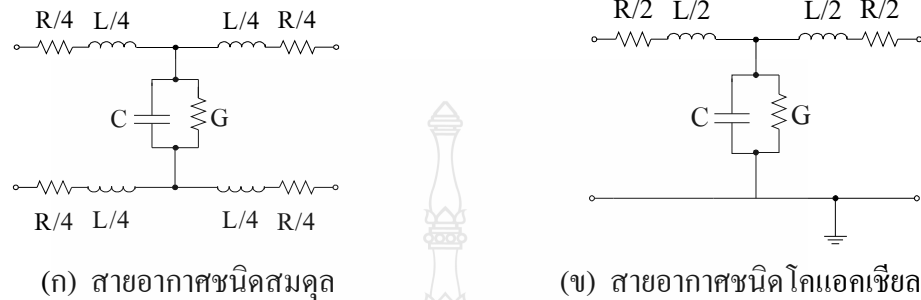
Majan Mokhtaari และ Jens Bornemann [7] ออกแบบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปทรงสี่เหลี่ยมสำหรับความถี่กว้างยิ่ง (Ultra Wideband: UWB) โครงสร้างของสายอากาศทำจากแผ่นวงจรพิมพ์ Duroid (RT 5807) ขนาด 41.6×46 มิลลิเมตร วิเคราะห์ผลจากการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio และโปรแกรม HFSS สายอากาศต้นแบบเป็นรูปทรงสี่เหลี่ยม ใช้เทคนิคการปรับแต่งด้วยวิธีสลับโหนดรูปตัว V วิธีสลับโหนดเป็นสามเหลี่ยมมุมฉากจนทำให้ระนาบสร้างเงาคล้ายเงาที่ได้ขอบข้างล่างของส่วนแผ่นพลังงานคลื่น เป็นผลให้ครอบคลุมความถี่ 3 - 30 GHz

Aidin Mehdipour, Armin Parsa, Abdel R. Sebak และ Christopher W. Trueman [8] ออกแบบสายอากาศโมโนโพล แบบระนาบร่วมรูปคบเพลิงสำหรับความถี่กว้างยิ่ง โครงสร้างของสายอากาศทำจากแผ่นวงจรพิมพ์ Duroid (RT 3003) ขนาดความกว้างเท่ากับ 35 มิลลิเมตร และความยาวเท่ากับ 35 มิลลิเมตร ความหนาวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 0.508 มิลลิเมตร และค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 3 วิเคราะห์ผลจากการจำลองแบบด้วยโปรแกรม High Frequency Structure Simulator (HFSS) สายอากาศต้นแบบครอบคลุมย่านความถี่กว้างยิ่ง งานวิจัยนี้ต้องการกำจัดความถี่ 5.15-5.825 GHz (WLAN) จึงใช้เทคนิคในการปรับแต่งใช้วิธีสลับโหนดรูปอักษรไอ (I) ยู (U) และโอเมก้า (ω) ผลการสลับโหนดรูปโอเมก้า เป็นผลให้ความถี่ที่ช่วง 5.15 - 5.825 GHz มีค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณน้อยกว่า -10 dB

2.2 ทฤษฎีของสายอากาศ [9-13]

โครงสร้างของระนาบสายนำสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้ามีความสัมพันธ์กับสายส่งสัญญาณ คือ มีหน้าที่ส่งสัญญาณทางไฟฟ้าจากจุดหนึ่งไปยังจุดอื่น โดยเฉพาะอย่างยิ่งจากแหล่งกำเนิดไปยังโหลดทางไฟฟ้า รวมถึงการเชื่อมต่อระหว่างเครื่องส่งสัญญาณกับสายอากาศ ดังนั้นความยาวของระนาบสายนำสัญญาณต้องไม่น้อยกว่าความยาวคลื่นสัญญาณ และแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานไฟฟ้าบนด้านหนึ่งของวงจร ซึ่งมีมุมต่างเฟสเท่ากับแหล่งกำเนิดแรงดันในอีกด้านหนึ่ง เมื่อความยาวของสายนำสัญญาณเพิ่มขึ้นจะมีผลทำให้เวลาหน่วงมีค่าเพิ่มขึ้นและนำไปสู่ความต่างเฟสที่เกิดจากการหน่วงเวลาพื้นฐานในวงจรสายส่งประกอบด้วย ตัวต้านทานไฟฟ้า ตัวเก็บประจุไฟฟ้า และการต่อระหว่าง

อุปกรณ์เหล่านี้จะพิจารณาเป็นอุปกรณ์ค่ารวม (Lumped Element) การพิจารณาอุปกรณ์ค่ากระจาย (Distributed Element) ต้องประเมินคุณลักษณะทางความต้านทาน การเก็บประจุไฟฟ้า และความเหนี่ยวนำแม่เหล็ก ดังวงจรสมมูลย์ในภาพที่ 2.1



ภาพที่ 2.1 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของสายส่งแบบสมดุล และสายส่งแบบโคแอกเชียล [9]

จากภาพที่ 2.1 (ก) และ (ข) เมื่อมีการส่งคลื่นสัญญาณไฟฟ้าสลับไปบนสายส่งมีการแมตช์อิมพีแดนซ์ขาเข้าของสายส่งกับอิมพีแดนซ์ขาออกของเครื่องส่งอย่างเหมาะสม กำลังไฟฟ้าที่ส่งจากเครื่องส่งจะถูกแผ่พลังงานคลื่นออกไปที่ค่าความต้านทานของตัวเทอร์มินเนต โดยทั่วไปคือเสาอากาศ ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์สมดุลกันกับค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่ง สำหรับกรณีแมตช์ไม่เหมาะสมจะมีกำลังไฟฟ้าบางส่วนซึ่งไม่ถูกส่งออกทางสายอากาศเคลื่อนที่ย้อนกลับมาตามสายส่งแทรกสอดกับกำลังไฟฟ้าที่ออกจากเครื่องส่ง (งานวิจัยนี้เรียกว่าค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ) ซึ่งจะก่อให้เกิดคลื่นนิ่งบนสายส่ง หากไม่มีการต่อเทอร์มินเนตที่ปลายด้านหนึ่งของสายส่งจะพบว่าแรงดันบนสายส่งด้านที่เป็ดวงจรมีค่าสูงสุดแต่กระแสมีค่าต่ำสุด ส่วนในกรณีการลัดของวงจรร้านเทอร์มินเนตแรงดันที่จุดดังกล่าวจะมีค่าต่ำสุดแต่กระแสมีค่าสูงสุด สำหรับกรณีของค่าเทอร์มินเนตอื่นพฤติกรรมของแรงดัน และกระแสจะเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่างกรณีเป็ดวงจร และลัดวงจรดังกล่าวข้างต้น

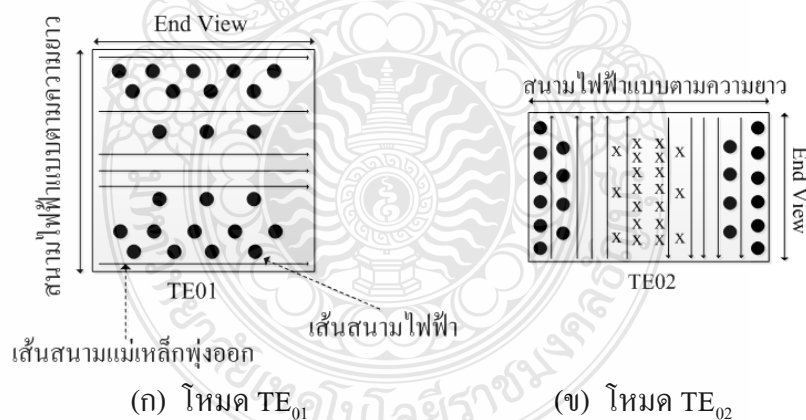
2.2.1 การแผ่พลังงานคลื่นในระนาบสายท่อนำสัญญาณ

สนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจะมีรูปแบบ และทิศทางได้หลายแบบในท่อนำคลื่น จากรูปแบบดังกล่าวทำให้มีการกำหนดโหมดของการทำงานขึ้น สนามแม่เหล็ก หรือสนามไฟฟ้าตัวใดตัวหนึ่งจะต้องตั้งฉากกับทิศทางเคลื่อนที่ของคลื่น รูปแบบดังกล่าวได้ถูกแบ่งออกเป็นสองชนิดใหญ่ดังต่อไปนี้

ทีอี (TE: Transverse Electric) สนามไฟฟ้าจะมียู่เฉพาะในแนวขวางของท่อนำคลื่นตั้งฉากกับผนังตัวนำเท่านั้น จะไม่มีสนามไฟฟ้าอยู่ตามแนวยาวทิศทางกระแสพลังงานคลื่นของระนาบสายนำสัญญาณ พลังงานจะเคลื่อนที่โดยสนามแม่เหล็ก

ทีเอ็ม (TM: Transverse Magnetic) สนามแม่เหล็กจะเกิดเป็นรูปในระนาบที่ตั้งฉากกับผนังของท่อนำคลื่น และไม่มีสนามแม่เหล็กโดยอยู่ตามความยาวคลื่น พลังงานจะเคลื่อนที่ด้วยไฟฟ้า

สายอากาศที่มีตัวนำคู่จะมีสนามแม่เหล็กทั้งในแบบ TE และในแบบ TM จะถูกเรียกรวมกันว่า ทีอีเอ็ม Transverse Electric and Magnetic [9] ตัวอักษรของ TE และ TM จะมีตัวเลขบอกโดมิแนนต์โหมด เป็นการแสดงให้เห็นถึงรูปแบบสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้า ตัวเลขตัวแรกเป็นตัวแสดงให้ทราบว่า มีจำนวนชุดของการเปลี่ยนแปลงสนามรูปแบบคลื่นตามแนวด้านสั้นของท่อนำคลื่น เมื่อพิจารณาในภาคตัดขวางของท่อนำคลื่น ส่วนตัวเลขตัวที่สองจะเป็นตัวบอกจำนวนชุดของการเปลี่ยนแปลงสนามรูปแบบครึ่งคลื่นตามแนวด้านยาวของท่อนำคลื่น เช่น แบบ TE_{01} ตัวเลขกำกับตัวแรกเป็นศูนย์แสดงให้ทราบด้านสั้นไม่มีการเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นของสนามใดๆ ส่วนในด้านยาวจะมีการกระจายความหนาแน่นของสนามไฟฟ้าเป็นชุดครึ่งคลื่นหนึ่งชุดดังภาพที่ 2.2 เป็นภาคตัดขวางของท่อนำคลื่นชนิดสี่เหลี่ยมที่มีโหนดการทำงานดังนี้ TE_{01} และ TE_{02} จะมีสนามไฟฟ้าตามแนวตัดขวางของท่อนำคลื่น และมีสนามแม่เหล็กในแนวการส่งของคลื่นตามท่อนำคลื่น

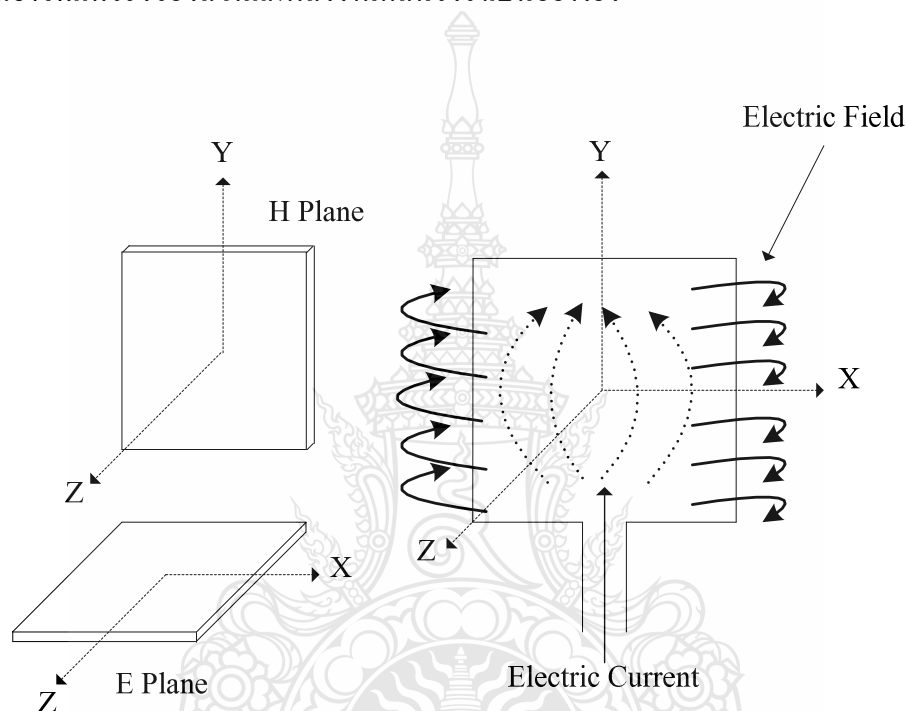


ภาพที่ 2.2 ภาคตัดขวางของท่อนำคลื่นชนิดสี่เหลี่ยมที่มีโหมด TE_{01} และ TE_{02} [10]

ในการใช้งานทั่วไปท่อนำคลื่นจะต้องมีการต่อเพื่อให้คลื่นเดินทางเลี้ยวไปในทิศทางต่างๆ ท่อนำคลื่นจะต้องมีการปรับเป็นรูปโค้งของท่อ เช่นการหักมุม 90° รัศมีความโค้งของท่อนำคลื่นจะต้องมีขนาดไม่น้อยกว่าสองเท่าของความยาวคลื่นที่ใช้งาน เพื่อให้การสูญเสียพลังงานน้อยที่สุด

และปลายทั้งสองข้างของท่อ โคงังพิเศษจะมีลักษณะเป็นขอบซึ่งเรียกว่าแฟลนจ์ (Flange) ท่อนำคลื่นเป็นอุปกรณ์พื้นฐานสำหรับสายส่งสัญญาณ นอกจากนั้นก็ยังมีการใช้งานเป็นสั้นๆ สำหรับจุดประสงค์อื่นๆ เช่น ทำเป็นอุปกรณ์ อุปกรณ์ชิมมูลเต็งรีแอกทีฟ อุปกรณ์วอร์เรโซแนนซ์ รวมทั้งเป็นตัวเชื่อมต่ออุปกรณ์และแมตซ์อิมพีแดนซ์

การแปรผันของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและค่าความนำของตัวป้อนสัญญาณ จะถูกทดสอบเพื่อหาความยาวที่แท้จริงของส่วนแผ่พลังงานคลื่นจึงจำเป็นอย่างยิ่ง

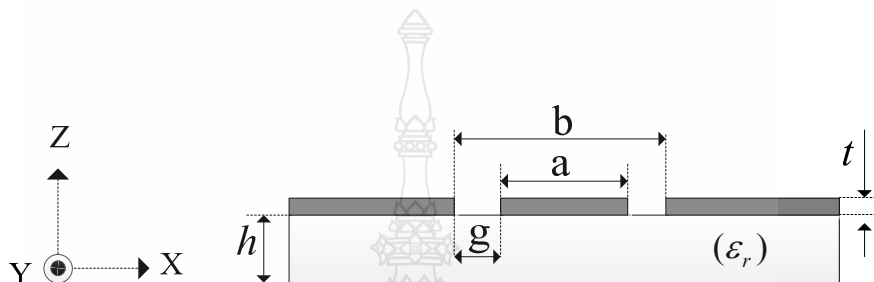


ภาพที่ 2.3 กระแสไฟฟ้าและลักษณะเส้นแรงไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนส่วนแผ่พลังงานคลื่น [11]

จากภาพที่ 2.3 เป็นกระแสไฟฟ้าและเส้นแรงของสนามไฟฟ้าภายในและบริเวณรอบๆ ส่วนแผ่พลังงานคลื่น โดยธรรมชาติสนามไฟฟ้าที่บริเวณขอบส่วนแผ่พลังงานคลื่นจะต่ออยู่กับสายนำสัญญาณและด้านตรงข้ามขอบซึ่งมีผลต่อคุณสมบัติการแผ่พลังงานคลื่นของสายอากาศ คลื่นที่แผ่พลังงานคลื่นจากสายอากาศในภาพนี้จะมีการโพลาไรซ์ในแนวนอน ซึ่งระนาบของสนามไฟฟ้า E (ระนาบ X - Z) จะมีทิศทางในแนวนอนและระนาบของสนามแม่เหล็ก H (ระนาบ Y - Z) จะมีทิศทางในแนวตั้ง

2.2.2 คุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม [14]

สายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีระนาบสร้างเงาด้านล่างนั้น จะประกอบไปด้วยโครงสร้างสายอากาศกับระนาบสร้างเงาทั้งสองด้านอยู่ในระนาบเดียวกัน การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม จะทำให้ค่าสูญเสียสัญญาณต่ำและรูปแบบในการแผ่พลังงานคลื่นของสายอากาศจะเป็นแบบสมมาตร จุดเด่นอีกประการหนึ่งของท่อนำคลื่นระนาบร่วมคือการแมตซิ่งอิมพีแดนซ์สามารถทำได้ง่าย



ภาพที่ 2.4 สายอากาศแบบระนาบร่วมในแนวระนาบ Y' [11]

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมจะใช้วิเคราะห์แบบการวิจัยกึ่งทดลอง (Quasi Experiment) ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของวิธีการส่งผ่าน (Conformal Mapping) โดยอาศัยเทคนิคที่ใช้การหาค่าความจุไฟฟ้าและค่าความเหนี่ยวนำที่กระจายอยู่บนสายนำสัญญาณการวิเคราะห์แบบนี้สามารถหาค่าคุณลักษณะพื้นฐานต่างๆ ของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมได้ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณสามารถหาได้จากผลรวมของค่าความจุไฟฟ้าของครึ่งระนาบด้านบนซึ่งอยู่ในอากาศกับครึ่งระนาบด้านล่างซึ่งอยู่ในชั้นของไดอิเล็กตริก (Dielectric Layer) โดยใช้การวิเคราะห์ด้วยวิธีการส่งผ่านเพื่อหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant) และค่าคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance) จะอยู่ในเทอมอัตราส่วนของการอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ขั้นแรก (Complete Elliptic Integral of First Kind) จากภาพที่ 2.4 ใช้สำหรับพิจารณาหาค่าอิมพีแดนซ์ (Z_0) ของสายอากาศที่ 50 โอห์ม [11]

$$k = \frac{a}{b} \quad (2.1)$$

$$k' = \sqrt{1.0 - k^2} \quad (2.2)$$

$$a_t = a + \frac{1.25t}{\pi} \left[1.0 + \ln \left(\frac{4.0\pi a}{t} \right) \right] \quad (2.3)$$

$$b_t = b - \frac{1.25t}{\pi} \left[1.0 + \ln \left(\frac{4.0\pi a}{t} \right) \right] \quad (2.4)$$

$$k_t = \frac{a_t}{b_t} \quad (2.5)$$

$$k_t' = \sqrt{1.0 - k_t^2} \quad (2.6)$$

$$k_1 = \frac{\sinh \left(\frac{\pi a_t}{4.0h} \right)}{\sinh \left(\frac{\pi b_t}{4.0h} \right)} \quad (2.7)$$

$$k_1' = \sqrt{1.0 - (k_1^2)} \quad (2.8)$$

$$\varepsilon_{eff} = 1.0 + \frac{\varepsilon_r - 1.0 K(k') K(k_1)}{2.0 K(k) K(k_1')} \quad (2.9)$$

$$\varepsilon_{eff,t} = \varepsilon_{eff} - \frac{\varepsilon_{eff} - 1.0}{0.7t \frac{K(k)}{K'(k)} + 1.0} \quad (2.10)$$

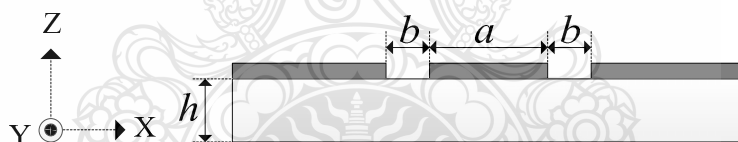
$$Z_0 = \frac{30.0\pi K(k_1)}{\sqrt{\varepsilon_{eff,t}} K(k_t)} \quad (2.11)$$

- เมื่อ λ_g คือ ความยาวคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ
 c คือ ความเร็วของสนามไฟฟ้าในอวกาศว่าง
 g คือ ช่องว่างระหว่างท่อนำสัญญาณกับระนาบสร้างเงา
 Z_0 คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

- ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์
 ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก
 f คือ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ
 $k'(k)$ คือ ค่าอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์

2.2.3 โครงสร้างสายอากาศแบบแบนระนาบร่วม [11-17]

โครงสร้างสายอากาศแบบแบนระนาบร่วมโดยทั่วไปที่ใช้งานอยู่นั้น จะมีรูปร่างเป็นแถบโลหะวางอยู่บนวัสดุฐานรอง ซึ่งวัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริกที่ถูกคั่นด้วยช่องเปิดสองช่องคุณลักษณะหลักที่ใช้ในการพิจารณาสายนำสัญญาณคือคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์และเพื่อให้เกิดความเข้าคู่กัน (แมตซ์) ระหว่างอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณกับอิมพีแดนซ์ของสาย อากาศจะต้องพิจารณาปัจจัยที่มีผลต่อคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ ซึ่งได้แก่ความหนาของวัสดุฐานรองและความกว้างของระนาบที่นำสัญญาณ (a) และช่องว่างระหว่างระนาบที่นำสัญญาณกับระนาบสร้างเงา (b) ดังจะเห็นได้ว่าการเลือกชนิดของวัสดุฐานรองเป็นส่วนสำคัญในการพิจารณาคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์และคุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้มีดังต่อไปนี้

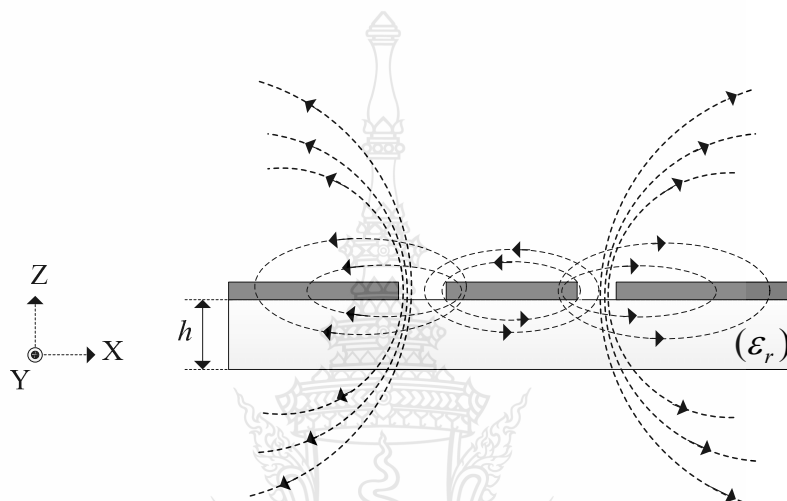


ภาพที่ 2.5 โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบแบนระนาบร่วม [11]

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ϵ_r เป็นค่าแสดงคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริก โดยเทียบกับอากาศ
- ค่า Loss Tangent ($\tan \delta$) ที่ความถี่สูงกว่า 7 GHz คือ ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสขจัด (Displacement Current) ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสีย เนื่องจากการ นำกระแสมาเล็กน้อยเพียงใด
- ค่า Thermal Conductivity เป็นค่าความสามารถในการระบายความร้อนของไดอิเล็กตริก ได้ดีเล็กน้อยเพียงใด ซึ่งค่านี้ยิ่งสูงยิ่งดี

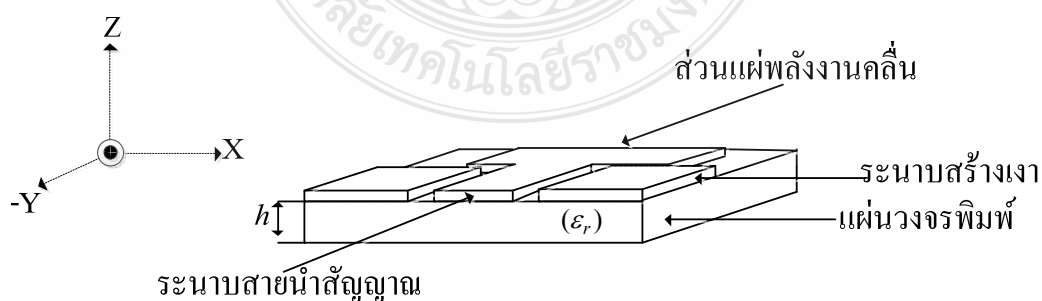
- ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric Strength) สำหรับค่านี้จะบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่น

การแผ่พลังงานคลื่นของสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าในสายนำสัญญาณไมโครสตริป นั้น จะมีลักษณะที่ตั้งฉากกัน โดยสนามไฟฟ้าจะเคลื่อนที่ระหว่างแถบโลหะที่ถูกคั่นด้วยช่องเปิด ส่วนสนามแม่เหล็กนั้นจะเคลื่อนที่ล้อมรอบแผ่นโลหะในทิศทางตามความหนาของวัสดุฐานรอง แสดงดังภาพที่ 2.6



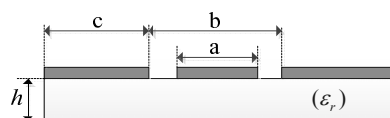
ภาพที่ 2.6 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม [12]

องค์ประกอบสายอากาศระนาบร่วมเป็นสายอากาศที่ทำจากวัสดุแผ่นวงจรมิพิมพ์ ลักษณะของโครงสร้างสายอากาศจะมีส่วนแผ่พลังงานคลื่น ระนาบสร้างเงา และท่อนำสัญญาณ อยู่บนระนาบเดียวกัน สายอากาศแบบระนาบร่วมแบ่งตามลักษณะทางโครงสร้างดังภาพที่ 2.7

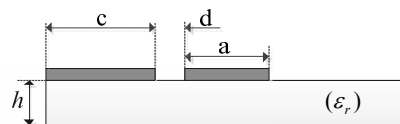


ภาพที่ 2.7 สายอากาศแบบระนาบร่วม [13]

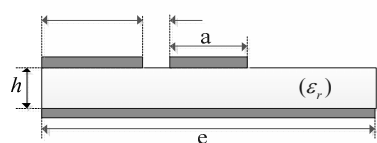
มาตรฐานการออกแบบสายอากาศแบบระนาบร่วมมีหลายรูปแบบ สามารถแยกได้ตามความแตกต่างของรูปแบบที่นำสัญญาณ และระนาบสร้างเงาจาก โดยพิจารณาจากขอบด้านล่าง (Bottom View) ของสายอากาศ ดังนี้



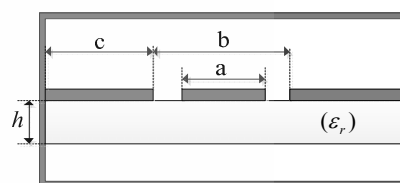
(ก) สายอากาศ Coplanar Waveguide (CPW)



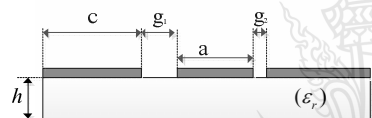
(ข) สายอากาศ Micro-Planar Strip line



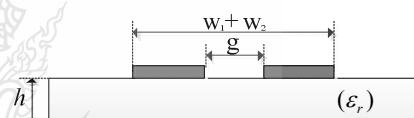
(ค) สายอากาศ Coplanar Waveguide with Ground



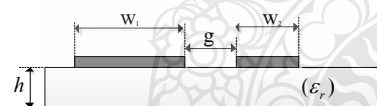
(ง) สายอากาศ Shield CPW



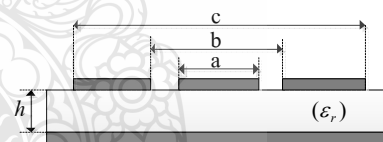
(จ) สายอากาศ Asymmetric CPW



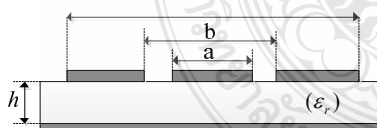
(ฉ) สายอากาศ Coplanar Strips



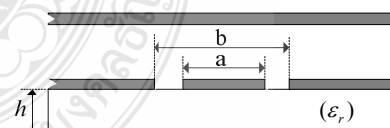
(ช) สายอากาศ Asymmetric Coplanar Strips



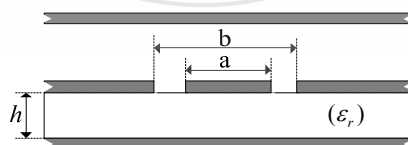
(ฌ) สายอากาศ Three Coplanar Strips



(ฎ) สายอากาศ Three Coplanar Strips with Ground



(ฏ) สายอากาศ Covered CPW

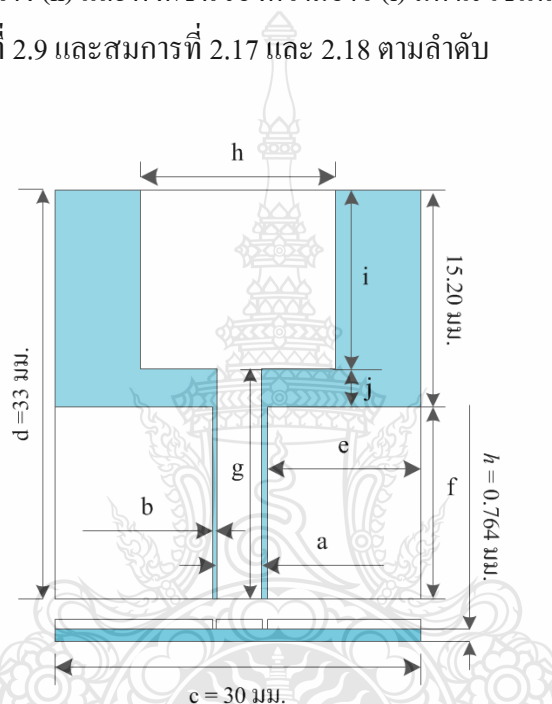


(ถ) สายอากาศ Covered CPW with Ground

ภาพที่ 2.8 ชนิดของสายอากาศแบบระนาบร่วม [14]

จากภาพที่ 2.8 (ก - ฎ) เป็นชนิดของสายอากาศแบบระนาบร่วมที่ลักษณะแตกต่างกันทางกายภาพ งานวิจัยนี้เลือกที่จะออกแบบสายอากาศแบบ (ก) เนื่องจากการแมตซ์อิมพีแดนซ์ทำได้ง่าย เพราะส่วนประกอบของสายอากาศอยู่บนระนาบเดียวกัน มีแบนด์วิดท์กว้าง และแบบรูปการแผ่พลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นแบบรอบทิศทาง

การออกแบบส่วนแผ่พลังงานคลื่นสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ค่าความนำของสายอากาศเป็นฟังก์ชันของความกว้าง (h) และฟังก์ชันของความยาว (i) มีค่าเรโซแนนซ์กับความถี่เริ่มต้นในย่านความถี่กว้างยิ่ง ดังภาพที่ 2.9 และสมการที่ 2.17 และ 2.18 ตามลำดับ



ภาพที่ 2.9 สายอากาศแบบระนาบร่วมในแนวระนาบ X-Y [15]

จากภาพที่ 2.9 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศคำนวณจากขนาดความยาวคลื่นที่เหมาะสมและวิเคราะห์ร่วมกับการจำลองแบบได้ผลดังสมการ 2.12 – 2.18

$$d = \frac{c}{2f} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.12)$$

$$c = \frac{c}{2f \sqrt{\epsilon_{eff,1}}} - 2\Delta L \quad (2.13)$$

$$\Delta d = h(0.412) \frac{[\epsilon_{eff,t} + 0.3] \cdot \left[\frac{L_t}{h} + 0.264 \right]}{[\epsilon_{eff,t} - 0.258] \cdot \left[\frac{L_t}{h} + 0.8 \right]} \quad (2.14)$$

$$f = \frac{0.37 \lambda_{3.1GHz}}{\sqrt{4.3}} \quad (2.15)$$

$$g = \frac{0.4 \lambda_{3.1GHz}}{\sqrt{4.3}} \quad (2.16)$$

$$h = 0.35 \frac{\lambda_{3.1GHz}}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.17)$$

$$i = 0.31 \frac{\lambda_{3.1GHz}}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.18)$$

ความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ในการออกแบบให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการสามารถหาความสัมพันธ์ความยาวคลื่นในอากาศต่อค่าคงตัวไดอิเล็กทริกสัมพันธ์ ดังสมการที่ 2.19

ค่าความยาวคลื่นในตัวนำ $\lambda_g = \frac{c}{f(\sqrt{\epsilon_r})} \quad (2.19)$

การคำนวณหาแบนด์วิดท์ [13] จากช่วงความถี่ที่มี VSWR ต่ำกว่า 2 หรือสามารถคำนวณหาแบนด์วิดท์จากกราฟค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณน้อยกว่าหรือเท่ากับ -10 dB ดังสมการที่ 2.20

$$\text{Bandwidth} = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_r} \times 100\% \quad (2.20)$$

- เมื่อ f_r คือ ค่าความถี่กลางของแบนด์วิดท์ที่ต้องการออกแบบ
 f_{\max} คือ ค่าความถี่สูงสุดที่มีค่า $|S_{11}| \leq -10\text{dB}$
 f_{\min} คือ ค่าความถี่ต่ำสุดที่มีค่า $|S_{11}| \leq -10\text{dB}$

2.3 เทคโนโลยีของสายอากาศแบบระนาบร่วม

การสื่อสารไร้สายแบบย่านความถี่กว้างยิ่งเป็นระดับการพัฒนาเทคโนโลยีสื่อสารข้อมูลที่ทันสมัยที่สุดในปัจจุบัน เทคโนโลยีย่านความถี่กว้างยิ่งนี้มีการรับส่งข้อมูลด้วยสัญญาณพัลส์ที่แคบมากขนาด ns แต่ในทางกลับกันจะมีสเปกตรัมที่กว้างมาก เนื่องจากอุปกรณ์ภาครับและภาคส่งสัญญาณเป็นแบบอิมพัลส์อุปกรณ์สื่อสารมีขนาดเล็กทำให้ใช้กำลังงานต่ำ เมื่อเปรียบเทียบกับเทคโนโลยีการสื่อสารชนิดแถบความถี่แคบอื่นๆ จะมีสัดส่วนของแบนด์วิดท์ในการส่งมากกว่าหรือเท่ากับร้อยละ 20 คือมีการใช้แถบความถี่มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz ซึ่งจะพบว่าสัดส่วนแถบความถี่กว้างกว่าระบบการสื่อสารไร้สายระบบอื่นที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันมาก สัดส่วนแบนด์วิดท์ B_f ของสัญญาณสามารถกำหนดได้ดังสมการที่ 2.21

$$B_f = \frac{BW}{f_c} = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (2.21)$$

ซึ่ง f_H คือ ความถี่สูงสุด

f_L คือ ความถี่ต่ำสุดของแถบความถี่ที่ใช้งานในระบบย่านความถี่กว้างยิ่ง

ความจุของช่องสัญญาณหรืออัตราข้อมูลต่อบิตสูง ซึ่งขนาดความจุที่มากของเทคโนโลยีแบบย่านความถี่กว้างยิ่งสามารถพิจารณาได้จากทฤษฎีของ Hartley-Shannon ดังสมการที่ 2.22

$$C_c = BW \log_2(1 + SNR) \quad (2.22)$$

เมื่อ C_c คือ ค่าความจุช่องสัญญาณสูงสุด

BW คือ แบนด์วิดท์

SNR คือ อัตราส่วนของสัญญาณกำลังงานต่อสัญญาณรบกวนกำลังงาน

2.4 การประยุกต์ใช้งานสายอากาศในย่านความถี่กว้างยิ่ง

การสื่อสารไร้สายพัฒนาจากการแปลงสัญญาณไฟฟ้าเชิงเส้น (Analog Signal) สู่อุปกรณ์สัญญาณไฟฟ้าดิจิทัล (Digital Signal) ปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารในย่านความถี่กว้างยิ่งได้ถูกนำมาใช้งานอย่างแพร่หลาย เนื่องจากคุณสมบัติการรับส่งข้อมูลมีอัตราความเร็วสูงแต่ใช้พลังงานต่ำ

เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายย่านความถี่กว้างยังสามารถประยุกต์ใช้งานร่วมกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในปัจจุบัน และอนาคต เช่น

2.4.1 การใช้ทางการทหาร (Military)

ระบบนี้สามารถใช้งานป้องกันและรักษาความปลอดภัย เช่น อุปกรณ์ Radar เป็นอุปกรณ์ตรวจหาวัตถุต้องสงสัยในระยะไกล หรืออุปกรณ์ตรวจความเคลื่อนไหวในระยะไกล

2.4.2 การใช้งานทางการแพทย์ (Medical)

ในทางการแพทย์ใช้เทคโนโลยีนี้สำหรับการรับส่งสัญญาณข้อมูลระหว่างเครื่องมือตรวจวัดความผิดปกติของร่างกายของคนไข้ ซึ่งความเร็วการแสดงผลเป็นแบบเรียลไทม์ อุปกรณ์ที่ประยุกต์ใช้งานทางการแพทย์เช่น อุปกรณ์ตรวจวัดระบบการไหลเวียนของโลหิต อุปกรณ์วัดการเต้นของหัวใจ และอุปกรณ์วัดแรงดันของลำไส้ เป็นต้น

2.4.3 การใช้งานเครือข่ายภายในที่พักอาศัย (Home Network)

เทคโนโลยีนี้สามารถรองรับการเชื่อมต่อโครงข่ายมัลติมีเดียได้สะดวกง่ายไม่ต้องใช้สายนำสัญญาณภายในที่พักอาศัย หรืออาคารสำนักงาน ตามมาตรฐานย่านความถี่กว้างยังกำหนดให้ระบบมัลติมีเดียสามารถรับส่งข้อมูลภาพ (Video Streaming) แบบเรียลไทม์ที่ความเร็วสูงสุดถึง 480 Mbps ระยะทาง 2 เมตร

2.4.4 การใช้ในระบบเรดาร์ทะลุพื้นดิน (Ground Penetrating Radar)

เทคโนโลยีนี้สามารถตรวจหาวัตถุใต้ดิน เช่น การประยุกต์ใช้ร่วมกับการตรวจหาทรัพยากรธรรมชาติในทางธรณีวิทยา หรือในทางวิศวกรรมโยธาสามารถใช้เทคโนโลยีนี้เพื่อตรวจหาโครงสร้างทางวิศวกรรมที่มองไม่เห็นด้วยตาเปล่า เช่นการสำรวจแนวท่อส่งแก๊สใต้ดิน การตรวจสอบโครงสร้างของอาคาร เป็นต้น

2.5 การจำลองแบบสนามไฟฟ้า [16]

การจำลองแบบสนามไฟฟ้าของสายอากาศเพื่อที่จะต้องการหาลักษณะแบบรูปของสนามไฟฟ้าบนสายอากาศแบบระนาบร่วม การแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าจะเป็นโดยตรง (Directivity) และสนามขอบข้าง (Board Side) โดยทั่วไปสนามไฟฟ้าแบ่งออกได้เป็น 3 ระยะ ได้แก่ ระยะแรกคือระยะสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจินตภาพ (Reactive Field) เป็นบริเวณที่อยู่รอบๆ สายอากาศซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ 2.23 ในระยะนี้ยังไม่มีการแผ่พลังงานของคลื่นใน 3 ส่วนประกอบของพิกัดทรงกลม (R, θ, ϕ)

$$0 < R < \frac{\lambda}{2\pi} \quad (2.23)$$

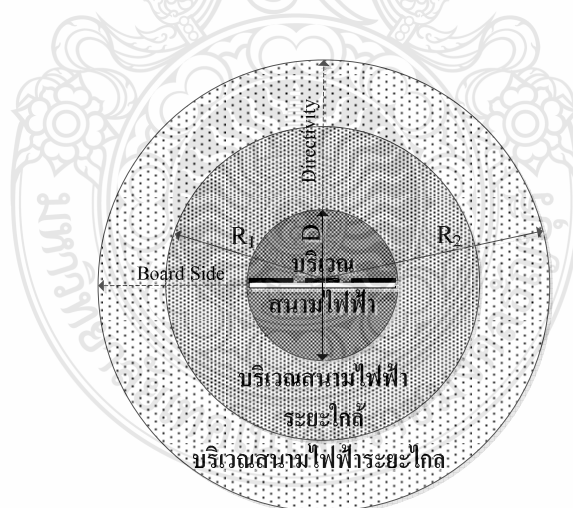
เมื่อ λ คือความยาวคลื่น ระยะที่ 2 คือ บริเวณแผ่พลังงานสนามระยะใกล้ (Radiating Near-Field) ซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ 2.24

$$\frac{\lambda}{2\pi} < R < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.24)$$

เมื่อ D คือขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นทรงกลม 2 มิติของขนาดสายอากาศด้านที่กว้างที่สุดและระยะสุดท้ายคือบริเวณแผ่พลังงานสนามไกล (Radiating Far-Field) ซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ 2.25

$$R < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.25)$$

ระยะนี้ทิศทางของสนามไฟฟ้ามีเฉพาะ 2 ส่วนประกอบของพิกัดทรงกลม (θ, φ) ในการวิเคราะห์ขอบเขตของสนามไฟฟ้าได้ดังภาพที่ 2.10 บริเวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจินตภาพคือ $0 < R < R_1$ สนามไฟฟ้าบริเวณแผ่พลังงานสนามใกล้คือ $R_1 < R < R_2$ และสุดท้ายสนามไฟฟ้าบริเวณแผ่พลังงานสนามไกลคือ $R_2 < R$ การหาระยะบริเวณสนามไฟฟ้าเพื่อเป็นประโยชน์ในการหาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ออกแบบ ดังภาพที่ 2.10



ภาพที่ 2.10 ลักษณะขอบเขตสนามไฟฟ้าของสายอากาศ [17]

จากทฤษฎีข้างต้นที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นให้ สามารถใช้สำหรับคำนวณเพื่อออกแบบ และใช้เป็นฐานข้อมูลสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศแบบระนาบร่วม ซึ่งจะกล่าวในบทถัดไป

บทที่ 3

การออกแบบสายอากาศ

3.1 บทนำ

บทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและพัฒนาสายอากาศสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่ง สายอากาศจากงานวิจัยนี้ถูกออกแบบด้วยทฤษฎีสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมและจำลองแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์สำเร็จรูปร่วมกับระเบียบวิธีเชิงประสพการณ์ เพื่อให้ได้สายอากาศที่มีค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณน้อยกว่าหรือเท่ากับ - 10 dB ครอบคลุมย่านความถี่กว้างยิ่งตามมาตรฐาน IEEE802.15.3a

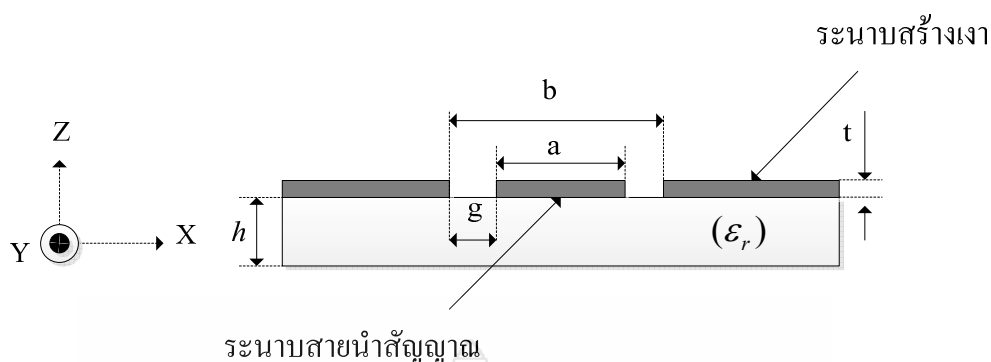
3.2 แนวทางการพัฒนาสายอากาศ

จากการศึกษางานวิจัยสายอากาศ [1-8] พบว่าสายอากาศแบบระนาบมีหลายรูปแบบ เช่น สายอากาศแบบไมโครสตริป สายอากาศแบบระนาบร่วม สายอากาศช่องเปิดแบบระนาบ เป็นต้น ดังนั้นการเลือกชนิด รูปแบบ และโครงสร้างของสายอากาศ จึงพิจารณาให้สอดคล้องตามวัตถุประสงค์ของงานวิจัย ที่ต้องการออกแบบและพัฒนาสายอากาศให้มีรูปแบบที่ไม่ซับซ้อนสำหรับประยุกต์ใช้งานในเทคโนโลยีย่านความถี่กว้างยิ่ง ตามมาตรฐาน IEEE802.15.3a

การเลือกวัสดุฐานรองสายอากาศในย่านความถี่กว้างยิ่งสำหรับประยุกต์ใช้งานการสื่อสาร ข้อมูลระยะใกล้พบว่าสายอากาศแบบแผ่นพิมพ์มีคุณสมบัติที่เหมาะสม เนื่องจากสามารถทำให้มีสายอากาศมีความยาวคลื่นในระดับมิลลิเมตร [1] วัสดุมีราคาถูก และหาซื้อได้ภายในประเทศ

จากการศึกษางานวิจัยในอดีตพบว่าการปรับจูนสายอากาศแบบระนาบร่วมนี้สามารถทำได้ 3 ส่วน คือ ส่วนระนาบสายนำสัญญาณ [4] ส่วนแผ่นพลังงานคลื่น หรือแพทช์ [5] และส่วนสุดท้ายคือ ระนาบสร้างเงา จากงานวิจัยที่ผ่านมาพบว่าบางงานวิจัยใช้เทคนิคการปรับจูนสายอากาศหลายส่วนบน ระนาบสายอากาศ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพแบนด์วิดท์ของสายอากาศ สายอากาศที่มีการปรับจูนมากเกินไปจะทำให้รูปแบบของสายอากาศเกิดความซับซ้อน และทำให้แบบรูปการกระจายคลื่นมีรูปทรงที่ไม่สมมาตร [6]

จากทฤษฎีการออกแบบสายอากาศโมโนโพล [11] ทำให้ทราบว่าสายอากาศแบบระนาบร่วมหลายรูปแบบมีลักษณะที่แตกต่างกัน งานวิจัยนี้เลือกที่จะศึกษาและพัฒนาสายอากาศแบบระนาบร่วม (Coplanar Waveguide) ซึ่งมีลักษณะของระนาบสายนำสัญญาณ และระนาบสร้างเงาอยู่บนระนาบเดียวกันดังภาพที่ 3.1



ภาพที่ 3.1 ขอบล่างของสายอากาศแบบระนาบร่วม

จากภาพที่ 3.1 สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมเป็นสายอากาศที่ทำการปรับจูนเฉพาะส่วนประกอบบนระนาบเดียวกันเท่านั้น จึงง่ายต่อการศึกษา ออกแบบและพัฒนาสายอากาศ

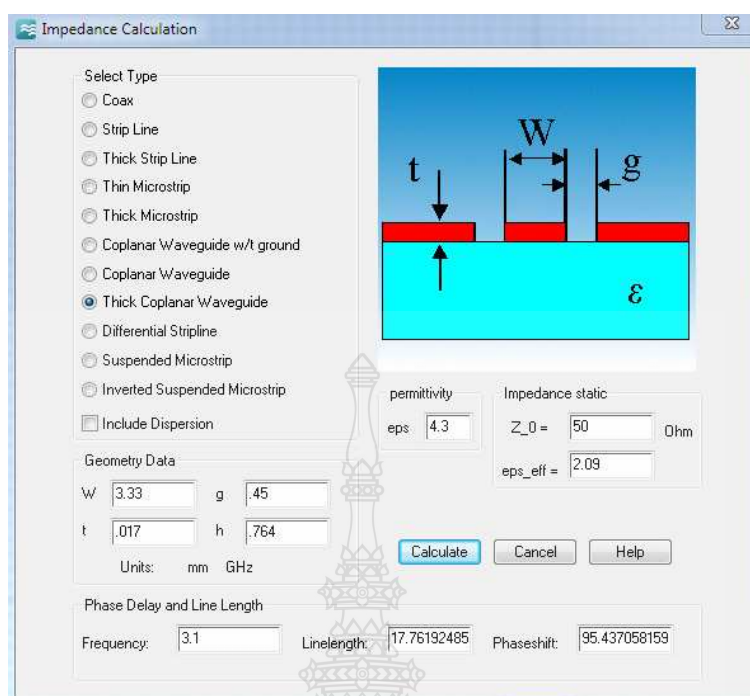
3.3 การออกแบบสายอากาศ

การออกแบบสายอากาศแบบระนาบร่วม เมื่อพิจารณาจากภาพที่ 3.1 ขนาดความกว้างของระนาบสายนำสัญญาณ (a) และขนาดช่องว่างระหว่างระนาบสายนำสัญญาณกับระนาบสร้างเงา ($g, b-a$) เป็นส่วนสำคัญสำหรับการออกแบบ จากทฤษฎีแนะนำว่าขนาดความกว้างของ (b) ควรน้อยกว่าครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น ($\lambda/2$) และความกว้างของระนาบสร้างเงาควรมากกว่า $5b$ [11]

การออกแบบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วม สำหรับเป็นสายอากาศต้นแบบเลือกใช้แผ่นวงจรพิมพ์ที่มีวัสดุฐานรองชนิด FR4 มีคุณสมบัติดังนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก $\epsilon_r = 4.3$
- ความหนาของวัสดุฐานรอง $h = 0.764$ มิลลิเมตร
- ค่าความนำของวัสดุตัวนำ (ทองแดง) $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m
- ความหนาของวัสดุตัวนำ $t = 0.017$ มิลลิเมตร
- ค่าไดอิเล็กตริกสูญเสียแทนเจนต์ $\tan \delta = 0.015$

การจำลองแบบสายอากาศด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์สำเร็จรูป CST Microwave Studio ทำให้สามารถวิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศให้มีค่าเท่ากับ 50 โอห์ม โดยกำหนดค่าความกว้างระนาบสายนำสัญญาณ และช่องว่างระหว่างระนาบสร้างเงาที่เหมาะสม ตามทฤษฎีการออกแบบ [11]



ภาพที่ 3.2 การออกแบบและประมวลผลหาค่าระนาบสายนำคลื่นด้วยโปรแกรม CST

จากภาพที่ 3.2 การออกแบบค่าความหนาของวัสดุฐานรอง (h) 0.764 มิลลิเมตร ความหนาของแผ่นตัวนำ (t) 0.017 มิลลิเมตร ขนาดความกว้างระนาบสายนำสัญญาณเท่ากับ 3.33 มิลลิเมตร และช่องว่างระหว่างระนาบสร้างเงาเท่ากับ 0.45 มิลลิเมตร ผลการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม CST พบว่าค่าอิมพีแดนซ์ (Z_0) เท่ากับ 50 โอห์ม และค่าคงตัวไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ (ϵ_{eff}) เท่ากับ 2.09

นำสมการที่ 2.12 – 2.19 แทนค่าในสมการ 3.1 – 3.20 เพื่อคำนวณขนาดความกว้างของระนาบสายนำสัญญาณ และช่องว่างระหว่างระนาบสร้างเงา โดยมีพารามิเตอร์ดังนี้

เมื่อ λ_g คือ ความยาวคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ

c คือ ความเร็วของสนามไฟฟ้าในอากาศว่าง

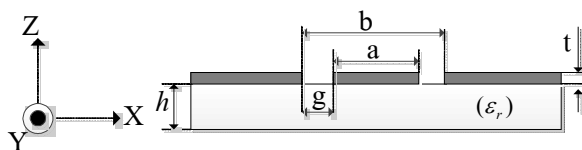
Z_0 คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์

$\epsilon_{eff,t}$ คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ของตัวนำ

f คือ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ

$k'(k)$ คือ ค่าอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ชนิดแรก



ภาพที่ 3.3 ความกว้างระนาบสายนำสัญญาณและช่องว่างระหว่างระนาบสร้างเงา

จากภาพที่ 3.3 พารามิเตอร์สายนำสัญญาณที่มีขนาด a, b, g, h, t และ ϵ_r ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } g &= 0.45 & a &= 3.33 & b &= a + 2g = 4.23 \\ \epsilon_r &= 4.3 & h &= 0.764 & t &= 0.017 \end{aligned}$$

จากสมการที่ 2.1 $k = \frac{a}{b}$ (3.1)

$$k = \frac{3.33}{4.23} = 0.787$$

จากสมการที่ 2.2 $k' = \sqrt{1.0 - k^2}$ (3.2)

$$= \sqrt{1.0 - (0.787)^2} = 0.617$$

จากสมการที่ 2.3 $a_t = a + \frac{1.25t}{\pi} \left[1.0 + \ln \left(\frac{4.0\pi a}{t} \right) \right]$ (3.3)

$$= 3.33 + \left(\frac{1.25(0.017)}{\pi} \right) \left[1.0 + \ln \left(\frac{4.0\pi(3.33)}{0.017} \right) \right]$$

$$= 3.33 + (6.764 \times 10^{-3})(8.809) = 3.389$$

จากสมการที่ 2.4 $b_t = b - \frac{1.25t}{\pi} \left[1.0 + \ln \left(\frac{4.0\pi a}{t} \right) \right]$ (3.4)

$$= 4.23 - (6.764 \times 10^{-3})(8.809) = 4.17$$

จากสมการที่ 2.5 $k_t = \frac{a_t}{b_t}$ (3.5)

$$= \frac{3.389}{4.17} = 0.81$$

จากสมการที่ 2.6 $k_t' = \sqrt{1.0 - k_t^2}$ (3.6)

$$= \sqrt{1.0 - (0.813)^2} = 0.59$$

จากสมการที่ 2.7 $k_1 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a_t}{4.0h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b_t}{4.0h}\right)}$ (3.7)

$$k_1 = \frac{\sinh\left(\frac{3.329(3.33)}{4.0(0.764)}\right)}{\sinh\left(\frac{3.924(4.23)}{4.0(0.764)}\right)}$$

$$= \frac{\sinh(3.42)}{\sinh(4.34)} = 0.398$$

จากสมการที่ 2.8 $k_1' = \sqrt{1.0 - (k_1^2)}$ (3.8)

$$= \sqrt{1.0 - (0.398)^2} = 0.917$$

จากสมการที่ 2.9 $\varepsilon_{eff} = 1.0 + \frac{\varepsilon_r - 1.0}{2.0} \frac{K(k')K(k_1)}{K(k)K(k_1)}$ (3.9)

$$= 1.0 + \frac{4.3 - 1.0}{2.0} \frac{(0.617)(0.398)}{(0.787)(0.917)} = 1.56$$

จากสมการที่ 2.10

$$\varepsilon_{eff,t} = \varepsilon_{eff} - \frac{\varepsilon_{eff} - 1.0}{\frac{(b-a)/2.0}{0.7t} \frac{K(k)}{K(k')} + 1.0} \quad (3.10)$$

$$= 1.56 - \frac{1.56 - 1.0}{\frac{(4.23 - 3.33)/2.0}{0.7(0.017)} \frac{0.787}{0.617} + 1.0}$$

$$= 1.56 - \frac{1.56 - 1.0}{49.234}$$

$$= 1.56 - \frac{0.56}{49.234} = 1.54$$

จากสมการที่ 2.11

$$Z_0 = \frac{30.0\pi K(k_t)}{\sqrt{\varepsilon_{eff,t}} K(k_t)} \quad (3.11)$$

$$= \frac{30.0\pi \cdot 0.59}{\sqrt{1.54} \cdot 0.81}$$

ดังนั้น

$$Z_0 = 55.3 \text{ โอห์ม}$$

การออกแบบความยาวของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมของสายอากาศรูปสี่เหลี่ยม
ผืนผ้าคำนวณความยาว (d) และความกว้าง (c) [11]

จากสมการที่ 2.12

$$d = \frac{c}{2f} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (3.12)$$

จากสมการที่ 2.13

$$c = \frac{c}{2f\sqrt{\varepsilon_{eff,t}}} - 2\Delta L \quad (3.13)$$

$$\Delta d = h(0.412) \frac{[\varepsilon_{eff,t} + 0.3] \cdot \left[\frac{L_t}{h} + 0.264\right]}{[\varepsilon_{eff,t} - 0.258] \cdot \left[\frac{L_t}{h} + 0.8\right]} \quad (3.14)$$

โดยที่ ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก

c คือ ความเร็วของสนามไฟฟ้าในอวกาศ (3×10^8 m/s)

f คือ ความถี่ที่ใช้ในการออกแบบ

h คือ ความสูงของฐานรองไดอิเล็กตริก

หาค่า d ได้จากสมการที่ 3.12 (การออกแบบเลือกใช้ความถี่ 3.1 GHz เพื่อให้สายอากาศมีขนาดที่ใหญ่พอสำหรับการใช้งานกับความถี่ต่ำสุดในย่านความถี่กว้างยิ่ง) [16]

$$\begin{aligned} d &= \frac{c}{2f} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{2 \times 3.1 \times 10^9} \sqrt{\frac{2}{4.3 + 1}} \\ &= 0.0326 \text{ เมตร ประมาณ } 33 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

หาค่า c ได้จากสมการที่ 3.13 (ออกแบบที่ความถี่ 3.1 GHz) [11]

$$c = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L$$

จากสมการที่ 3.10

$$\epsilon_{eff} \approx \epsilon_{eff,t} = 1.54$$

และหาค่า Δd ได้จากสมการที่ 3.14 (ออกแบบที่ความถี่ 3.1 GHz)

$$\begin{aligned} \Delta d &= h(0.412) \frac{[\epsilon_{eff,t} + 0.3] \cdot \left[\frac{L_t}{h} + 0.264\right]}{[\epsilon_{eff,t} - 0.258] \cdot \left[\frac{L_t}{h} + 0.8\right]} \\ &= 0.764(0.412) \frac{[1.54 + 0.3] \cdot \left[\frac{33}{0.764} + 0.264\right]}{[1.54 - 0.258] \cdot \left[\frac{33}{0.764} + 0.8\right]} \end{aligned}$$

ดังนั้น

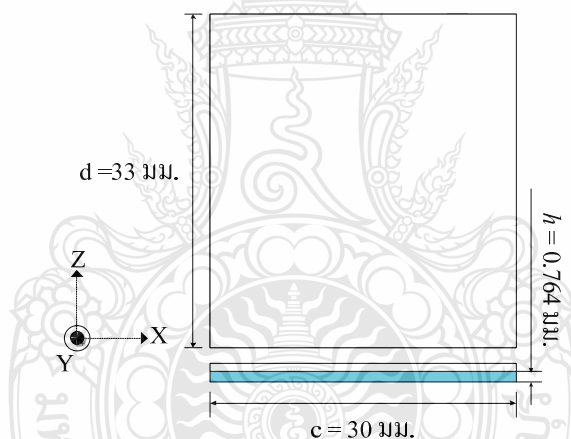
$$= 4.46$$

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

$$= \frac{3 \times 10^8}{2 \times 3.1 \times 10^9 \sqrt{1.56}} - 2 \times 4.46$$

$$= 30.07 \text{ มิลลิเมตร}$$

สายอากาศที่ได้ออกแบบจะมีค่าความกว้างของตัวสายอากาศ (c) เท่ากับ 30 มิลลิเมตร และมีความยาวของตัวสายอากาศ (d) เท่ากับ 33 มิลลิเมตร

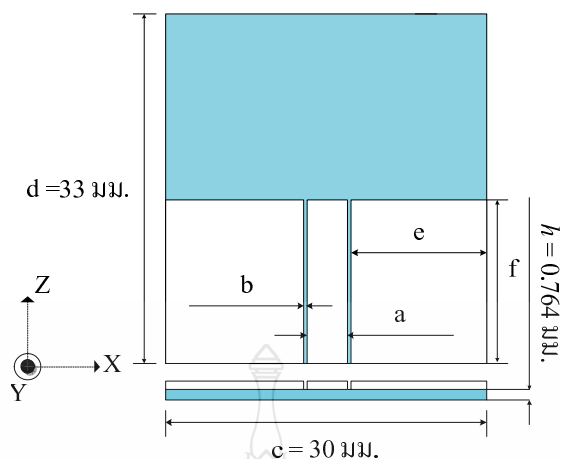


ภาพที่ 3.4 โครงสร้างเบื้องต้นของสายอากาศจากการคำนวณออกแบบ

การคำนวณหาความคลื่นค่าคงตัวไดโอดิเล็กทริกย่านความถี่กว้างยิ่ง เมื่อ f คือความถี่ต่ำสุดในย่านความถี่กว้างยิ่ง $f = 3.1 \text{ GHz}$, $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ดังสมการที่ 3.15 [11]

$$f = \frac{0.37 \lambda_{3.1GHz}}{\sqrt{4.3}} \quad (3.15)$$

$$= 0.37 \times 96.77 = 17.60 \text{ มิลลิเมตร}$$

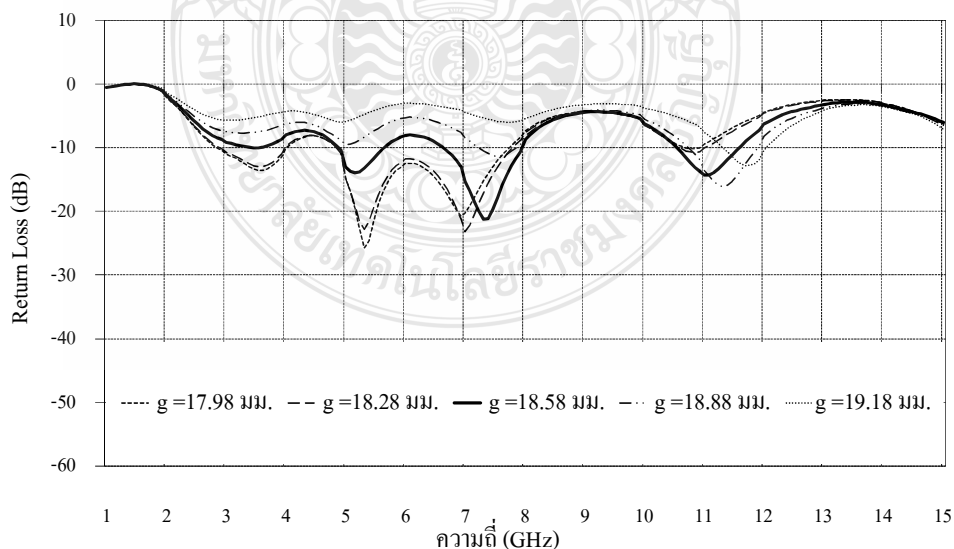


ภาพที่ 3.5 พารามิเตอร์ของระนาบสายนำสัญญาณ และระนาบสร้างเงา

การคำนวณหาความคลื่นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกย่านความถี่กว้างยิ่ง เมื่อ f คือความถี่ต่ำสุด ในย่านความถี่กว้างยิ่ง $f = 3.1 \text{ GHz}$, $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ดังสมการที่ 3.16 [11]

$$g = \frac{0.4\lambda_{3.1\text{GHz}}}{\sqrt{4.3}} = 18.66 \text{ มิลลิเมตร} \quad (3.16)$$

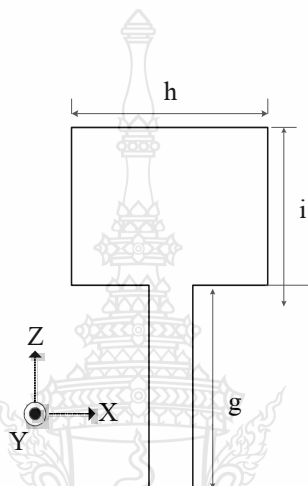
จำลองค่า g เพื่อเปรียบค่าที่ได้จากการคำนวณในสมการที่ 3.16 ดังภาพที่ 3.6 ได้ผลดังนี้



ภาพที่ 3.6 การจำลองค่า g เพื่อเปรียบเทียบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ

จากภาพที่ 3.6 จำลองแบบโดยปรับจูนค่าความยาวระนาบสายนำสัญญาณ (g) เท่ากับ 17.98, 18.28, 18.58, 18.88 และ 19.18 มิลลิเมตร ตามลำดับ จากภาพที่ 3.6 เมื่อปรับจูน g เท่ากับ 18.58 มิลลิเมตร จะตอบสนองย่านความถี่ได้ดีที่สุดสอดคล้องกับค่าที่ได้จากการคำนวณดังสมการที่ 3.16

การออกแบบสตัปของสายอากาศโมนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าใช้ความถี่ 3.1 GHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ต่ำสุดของย่านความถี่กว้างยิ่ง ขนาดของแผ่นสายอากาศสี่เหลี่ยมผืนผ้าดังภาพที่ 3.7 สามารถคำนวณหาขนาดด้านต่างๆ [11]



ภาพที่ 3.7 สตัปสายอากาศโมนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้า [11]

ขนาดด้าน h

$$h = 0.35 \frac{\lambda_{3.1GHz}}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.17)$$

ขนาดด้าน i

$$i = 0.31 \frac{\lambda_{3.1GHz}}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.18)$$

จากสมการที่ 3.17 คำนวณหาความกว้างส่วนแผ่พลังงานคลื่น

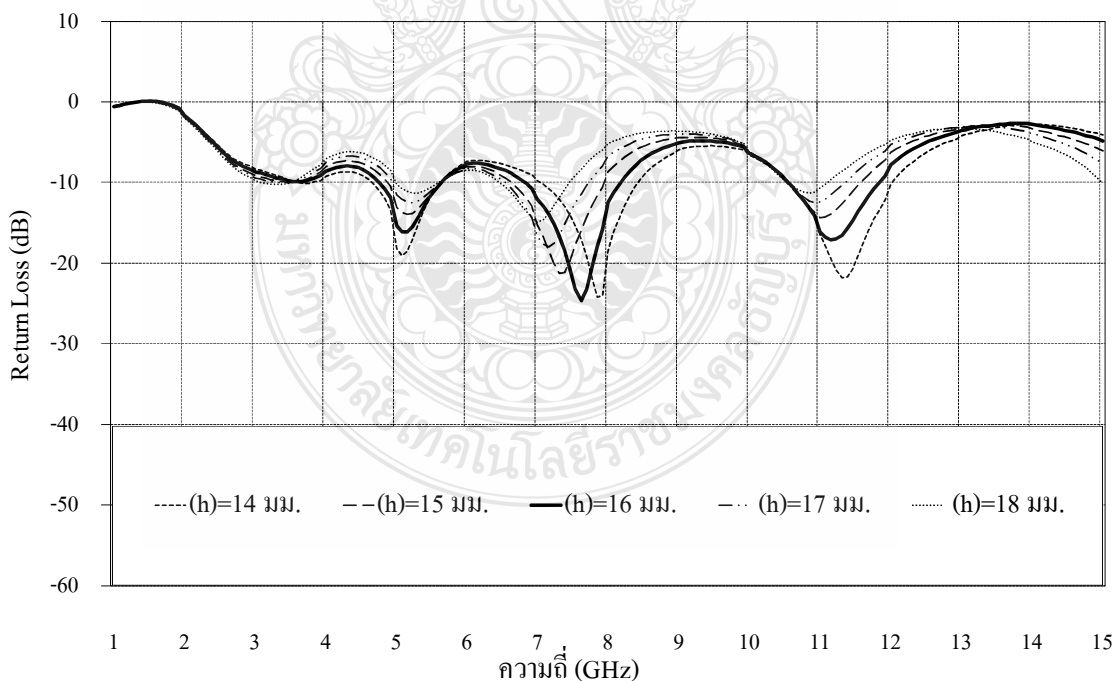
$$\begin{aligned} h &= 0.35 \frac{\lambda_{3.1GHz}}{\sqrt{\epsilon_r}} \\ &= 0.35 \frac{3 \times 10^8}{(3.1 \times 10^9) \sqrt{4.3}} \end{aligned}$$

$$= 15.86 \text{ มิลลิเมตร} \quad (3.19)$$

จากสมการที่ 3.18 คำนวณหาค่าความยาวส่วนแผ่พลังงานคลื่น

$$\begin{aligned}
 i &= 0.31 \frac{\lambda_{3.1GHz}}{\sqrt{\epsilon_r}} \\
 &= 0.31 \frac{3 \times 10^8}{(3.1 \times 10^9) \sqrt{4.3}} \\
 &= 14.46 \text{ มิลลิเมตร} \quad (3.20)
 \end{aligned}$$

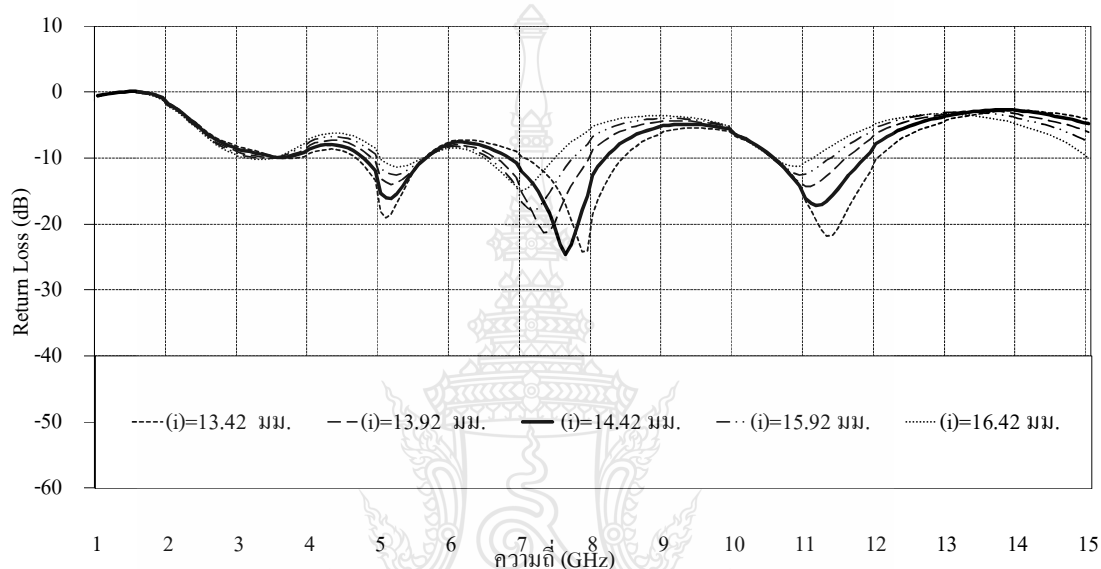
จำลองค่าจากการคำนวณ h , i และ g ตามลำดับเพื่อให้ได้ขนาดที่มีผลตอบสนองอิมพีแดนซ์ดีที่สุด ดังนั้นค่า h จากสมการที่ 3.19 เท่ากับ 15.86 มิลลิเมตร ซึ่งเป็นค่าโดยประมาณในการปรับจูนส่วนแผ่พลังงานคลื่นที่มีขนาดเท่ากับ 14, 15, 16, 17 และ 18 มิลลิเมตรตามลำดับได้ผลดังภาพที่ 3.8



ภาพที่ 3.8 การจำลองค่า h เพื่อเปรียบเทียบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ

จากภาพที่ 3.8 เมื่อ i เท่ากับ 14.42 มิลลิเมตร ผลการจำลองแบบโดยปรับจูนค่า h เท่ากับ 16 มิลลิเมตร จะตอบสนองย่านความถี่ได้ดีที่สุด

ทำการปรับจูนขนาดความกว้างของส่วนแผ่พลังงานคลื่นจากการคำนวณโดยประมาณมีค่า i เท่ากับ 14.46 มิลลิเมตร จำลองแบบโดยการปรับจูนค่า i เท่ากับ 13.42, 13.92, 14.42, 15.92 และ 16.42 ดังสมการที่ 3.20 ดังภาพที่ 3.9



ภาพที่ 3.9 การจำลองค่า i เพื่อเปรียบเทียบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ

จากภาพที่ 3.9 เมื่อ h เท่ากับ 16.00 มิลลิเมตร ผลการจำลองแบบโดยปรับจูนค่า i เท่ากับ 14.42 มิลลิเมตร จะตอบสนองย่านความถี่ได้ดีที่สุด

ดังนั้นพารามิเตอร์ของ h เป็นความยาว i เป็นความยาว f เป็นความยาวระนาบสร้างเงา หรือ ระนาบสายนำสัญญาณ และ g เป็นความยาวระนาบสายนำสัญญาณจนถึงส่วนแผ่พลังงานคลื่น ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองแบบสายอากาศสรุปดังสมการที่ 3.21 – 3.30 และภาพที่ 3.10

$$a \approx 0.34\lambda_g = 3.30 \text{ มิลลิเมตร} \quad (3.21)$$

$$b \approx 0.04\lambda_g = 0.45 \text{ มิลลิเมตร} \quad (3.22)$$

$$c \approx 0.31\lambda_g = 30.00 \text{ มิลลิเมตร} \quad (3.23)$$

$$d \approx 4.40\lambda_g = 33.00 \text{ มิลลิเมตร} \quad (3.24)$$

$$e \approx 1.33\lambda_g = 12.90 \text{ มิลลิเมตร} \quad (3.25)$$

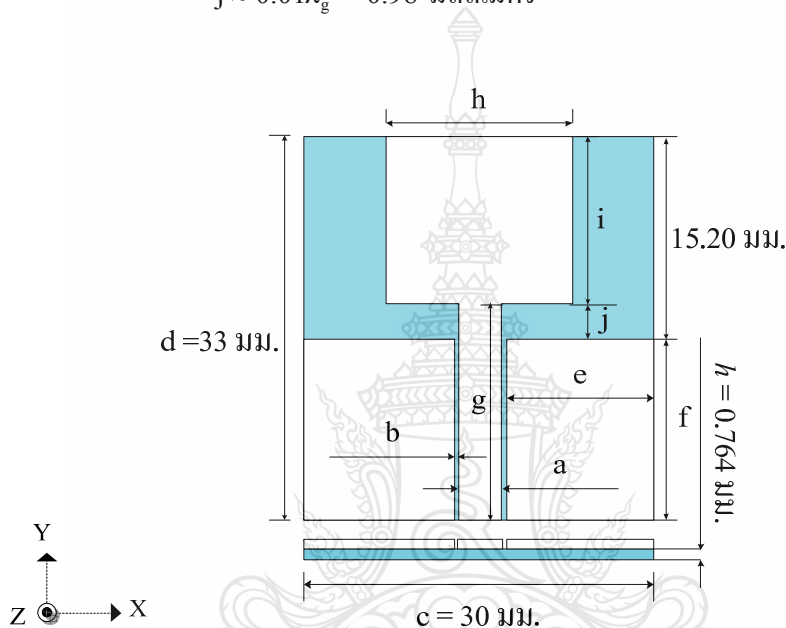
$$f \approx 0.18\lambda_g = 17.60 \text{ มิลลิเมตร} \quad (3.26)$$

$$g \approx 0.19\lambda_g = 18.58 \text{ มิลลิเมตร} \quad (3.27)$$

$$h \approx 0.16\lambda_g = 16.00 \text{ มิลลิเมตร} \quad (3.28)$$

$$i \approx 0.15\lambda_g = 14.42 \text{ มิลลิเมตร} \quad (3.29)$$

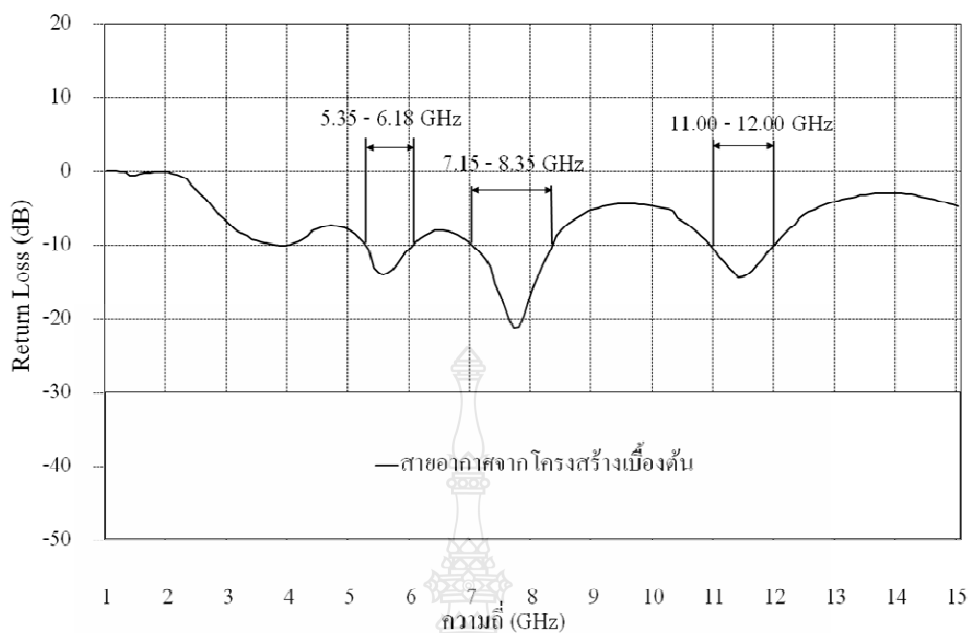
$$j \approx 0.01\lambda_g = 0.98 \text{ มิลลิเมตร} \quad (3.30)$$



ภาพที่ 3.10 พารามิเตอร์ของสายอากาศต้นแบบ

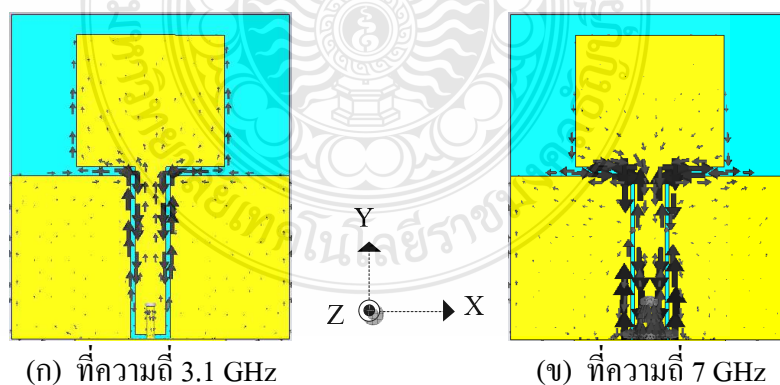
3.4 การจำลองแบบสายอากาศ [15]

การสร้างแบบจำลองสายอากาศต้องกำหนดค่าคุณสมบัติเฉพาะของสายอากาศ เช่น ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ความหนาของของวัสดุฐานรอง ชนิดของโลหะตัวนำของแผ่นวงจรพิมพ์ เนื่องจากวัสดุฐานรองแต่ละชนิดจะมีค่าผิดพลาดต่างกัน การจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST จะแสดงผลของสายอากาศได้หลากหลาย เช่น ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน แผนภาพสมิทซ์ชาร์ต (Smith Chart) และอัตราขยาย เป็นต้น การจำลองแบบสายอากาศจะใช้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ สำหรับวิเคราะห์เปรียบเทียบหาแนวโน้มความเป็นไปได้ในการปรับจูนสายอากาศเพื่อให้สายอากาศมีประสิทธิภาพสูงสุด



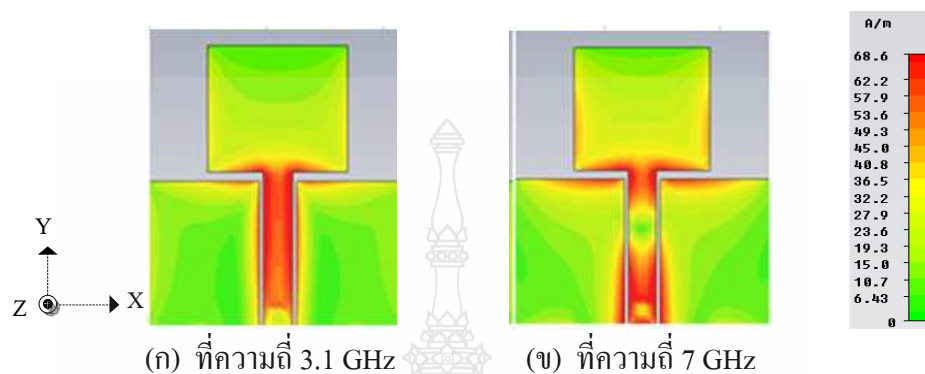
ภาพที่ 3.11 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากสัญญาณย้อนกลับของสายอากาศต้นแบบ

จากภาพที่ 3.11 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณของสายอากาศพบว่าที่ความถี่ 5.35 – 6.18 GHz, 7.15 – 8.35 GHz และ 11.00 – 12.00 GHz มีค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณน้อยกว่าหรือเท่ากับ -10 dB การศึกษาพฤติกรรมการไหลของกระแสบนพื้นผิวดำนำของสายอากาศต้นแบบเพื่อวิเคราะห์จุดปรับจูนที่เหมาะสม ดังภาพที่ 3.12



ภาพที่ 3.12 การไหลเวียนของสนามกระแสไฟฟ้าที่ความถี่ 3.1 GHz และ 7 GHz

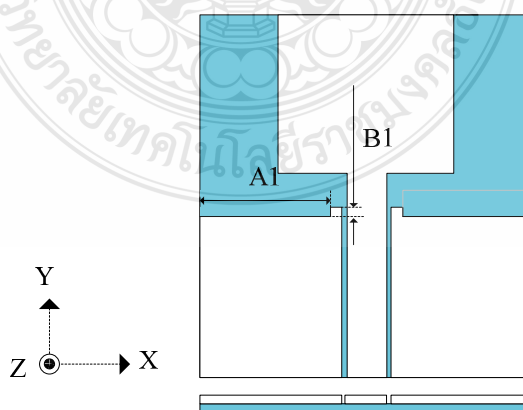
จากภาพที่ 3.12 เมื่อพิจารณาที่ขอบส่วนแผ่พลังงานคลื่นทั้งสองข้างจะพบว่าภาพที่ 3.12 (ข) ที่ความถี่ 7 GHz มีความสมดุลของสนามกระแสมากกว่า ภาพที่ 3.12 (ก) ที่ความถี่ 3.1 GHz การจำลองแบบความหนาแน่นของกระแสเพื่อวิเคราะห์การไหลเวียนของสนามกระแส ดังภาพที่ 3.13



ภาพที่ 3.13 ความหนาแน่นของสนามกระแสไฟฟ้าจากการจำลองแบบสายอากาศต้นแบบ

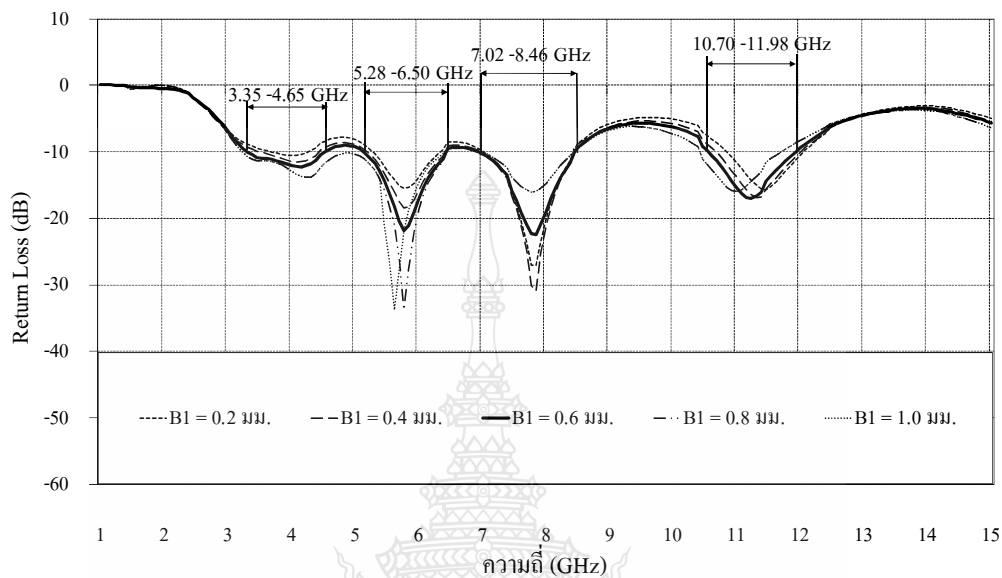
จากภาพที่ 3.13 เมื่อพิจารณาความหนาแน่นของกระแสที่พื้นผิวตัวนำของสายอากาศเบื้องต้นที่ความถี่ 3.1 GHz พบว่าจะมีลักษณะความหนาแน่นของกระแสเป็นแบบรูปการแผ่พลังงานมากกว่าที่ความถี่ 7 GHz มีผลสอดคล้องกับค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณในภาพที่ 3.11 และ พฤติกรรมของสนามกระแส ในภาพที่ 3.12 และ 3.13

ทำการเพิ่มสลิตโพลรูปตัว I ที่มีขนาด $A1$ เท่ากับ $1.6\lambda_g$ เท่ากับ 11.5 มิลลิเมตร และปรับจูน $B1$ ที่ขนาดเท่ากับ 0.20, 0.40, 0.60, 0.80 และ 1.0 มิลลิเมตร ตามลำดับ ดังภาพที่ 3.14



ภาพที่ 3.14 สลิตโพลรูปตัว I ทำให้ได้ระดับรูปสี่เหลี่ยม

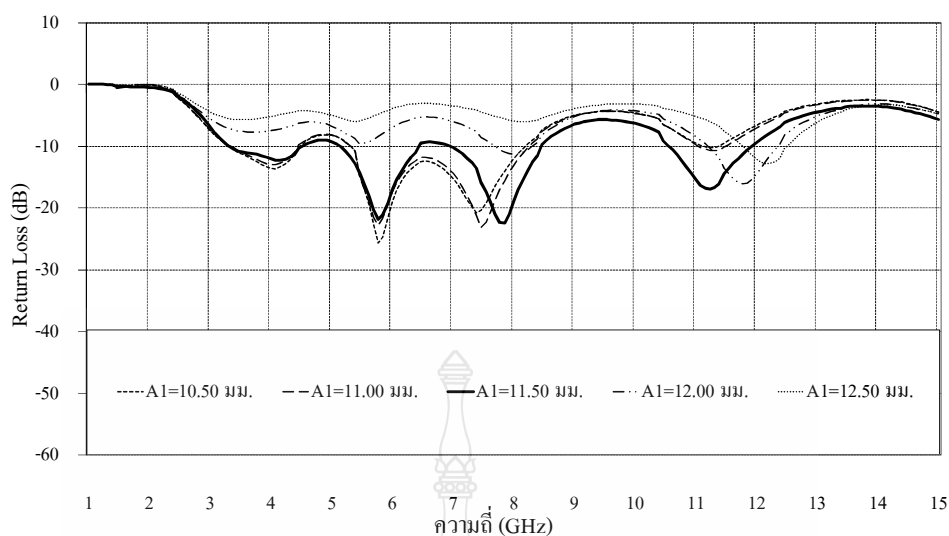
ผลจากการจำลองแบบในภาพที่ 3.14 จะได้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ ดังภาพที่ 3.15



ภาพที่ 3.15 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน B1

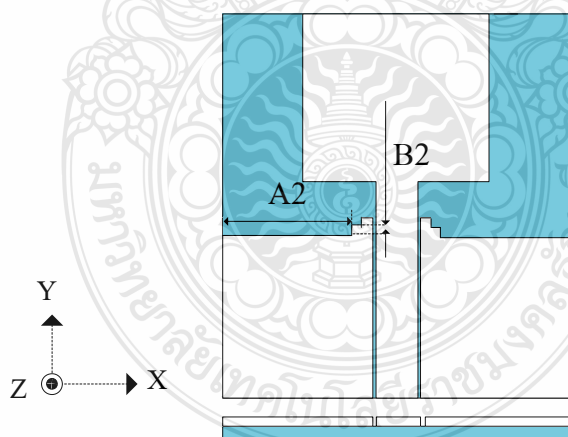
จากภาพที่ 3.15 พบว่าเมื่อทำการปรับจูน B1 ให้มีขนาดเท่ากับ 0.21λ_g เท่ากับ 0.60 มิลลิเมตร จะทำให้ผลตอบสนองแบนด์วิดท์ที่ดีในช่วงความถี่ 3.30-4.00 GHz, 5.10-8.50 GHz และ 10.50-12.20 GHz มีค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณน้อยกว่าหรือเท่ากับ -10dB

ทำการจำลองแบบ A1 เพื่อหาขนาดที่ตอบสนองความถี่ที่ดีที่สุดโดยให้ B1 มีขนาดเท่ากับ 0.60 มิลลิเมตร และ A1 เท่ากับ 10.50, 11.00, 11.50, 12.00 และ 12.50 มิลลิเมตร ดังภาพที่ 3.16



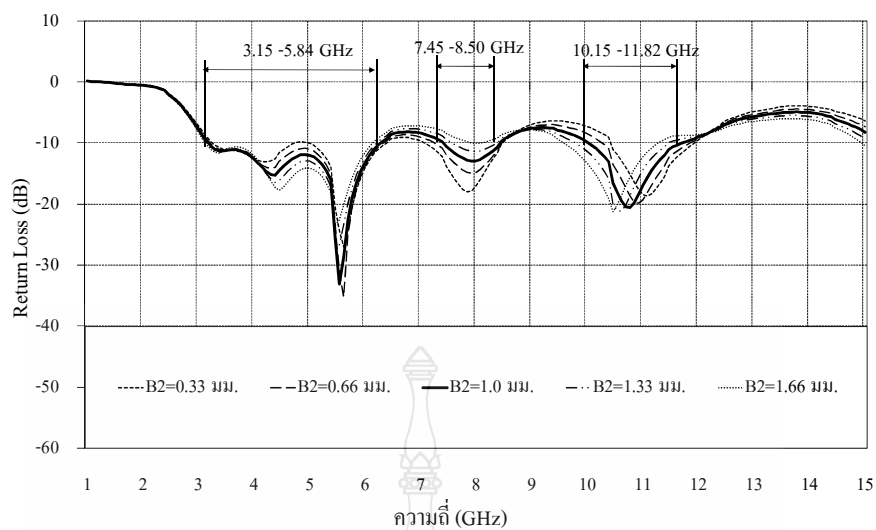
ภาพที่ 3.16 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน A1

การวิเคราะห์ผลการตอบสนองความถี่เพื่อหาแนวโน้มสำหรับการปรับจูนขั้นต่อไป พิจารณาจาก A1 เมื่อมีขนาดเท่ากับ 11.50 มิลลิเมตร จะพบว่ามึผลตอบสนองย่านความถี่ต่ำได้ดี ดังนั้น การปรับจูนขั้นต่อไปจึงมีทิศทางเดียวกับ B1 ที่มีค่ามากขึ้น



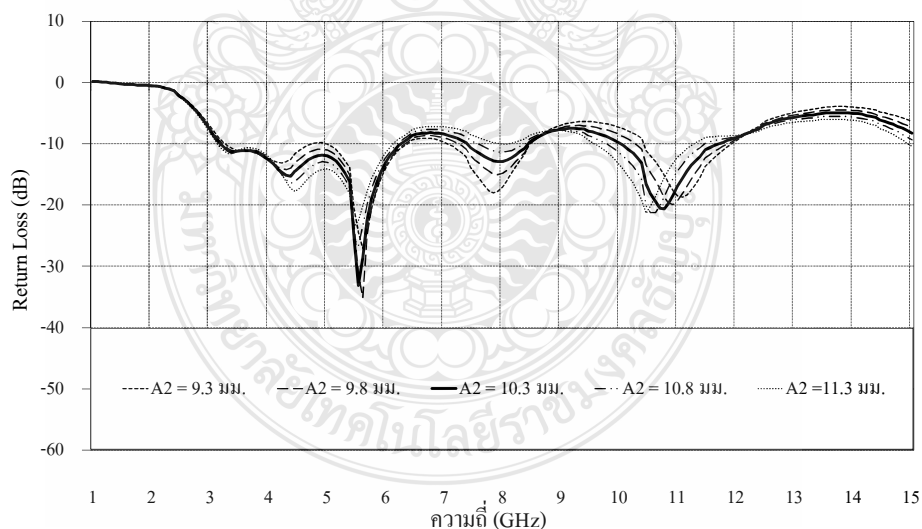
ภาพที่ 3.17 การสลิตโหนดรูปตัว I ทำให้ได้ระดับโหนดชั้นบนได้ชั้นที่สอง

จากภาพที่ 3.17 ทำการปรับจูนด้วยวิธีสลิตโหนดรูปตัว I ในชั้นที่สอง โดยที่ A2 มีขนาดเท่ากับ $1.42\lambda_g$ คือ 10.20 มิลลิเมตร และ ปรับจูน B2 ที่มีขนาดเท่ากับ 0.33, 0.66, 1.00, 1.33 และ 1.66 มิลลิเมตร ตามลำดับ จะทำให้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณดังภาพที่ 3.18



ภาพที่ 3.18 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน B2

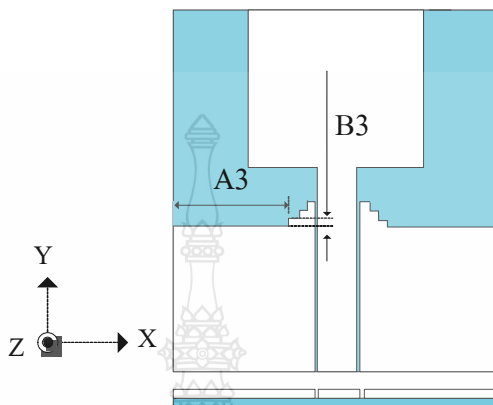
จากภาพที่ 3.18 เมื่อทำการปรับจูนด้วยการสลิตโหนดรูปตัว I ชั้นตอนที่สองพบว่าเมื่อปรับขนาด B2 เท่ากับ 1 มิลลิเมตร ทำให้ช่วงความถี่ 3.15-5.84 GHz, 7.45-8.50 GHz และ 10.15-11.82 GHz มีค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณน้อยกว่าหรือเท่ากับ -10 dB



ภาพที่ 3.19 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน A2

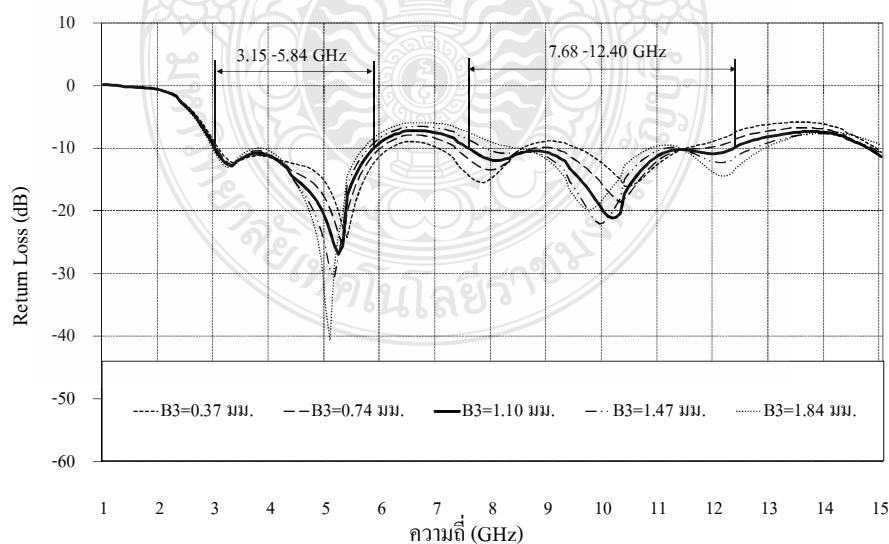
จากภาพที่ 3.19 ทำให้ได้สลับโหนดชั้นบนได้ชั้นที่สองมีขนาด A2 เท่ากับ 10.3 มิลลิเมตร และ B2 เท่ากับ 1.33 มิลลิเมตร

การวิเคราะห์เพื่อหาแนวโน้มการปรับจูนในขั้นต่อไป พิจารณาจาก B2 เมื่อมีขนาดเท่ากับ 1.5 มิลลิเมตรจะทำให้แนวโน้มในช่วงความถี่ในย่านต่ำลดลงเช่นกัน ดังนั้นการปรับจูนขั้นต่อไปจึงปรับจูนไปในทิศทางที่ B3 มีค่ามากขึ้น ดังภาพที่ 3.20



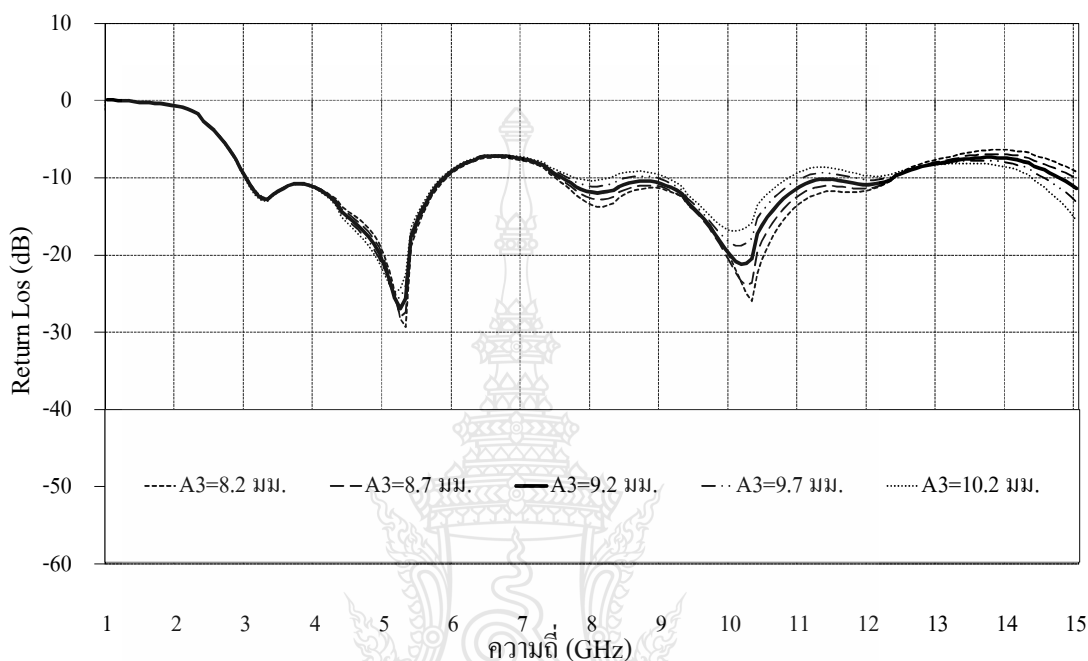
ภาพที่ 3.20 การปรับแต่สลิทโหลครูปตัว I ทำให้ได้สลับโหลครูปขึ้นบันไดขั้นที่สาม

จากภาพที่ 3.20 เมื่อทำการปรับจูนด้วยวิธีสลิทโหลครูปตัว I ในขั้นที่สอง โดยที่ A3 มีขนาดเท่ากับ $0.09\lambda_g$ คือ 9.20 มิลลิเมตร และ ปรับจูน B3 ที่มีขนาดเท่ากับ 0.37, 0.74, 1.10, 1.47 และ 1.84 มิลลิเมตร ตามลำดับ จะได้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ ดังภาพที่ 3.21



ภาพที่ 3.21 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน B3

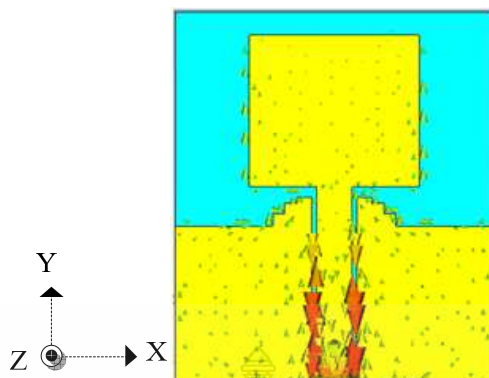
จากภาพที่ 3.21 เมื่อทำการสลิทโพลครูปตัว I ชั้นตอนที่สองพบว่าเมื่อทำการปรับขนาด B3 เท่ากับ 1.10 มิลลิเมตร จะทำให้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณน้อยกว่าหรือเท่ากับ -10 dB ที่ความถี่ 3.15-5.84 GHz และ 7.68-12.40 GHz



ภาพที่ 3.22 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน A3

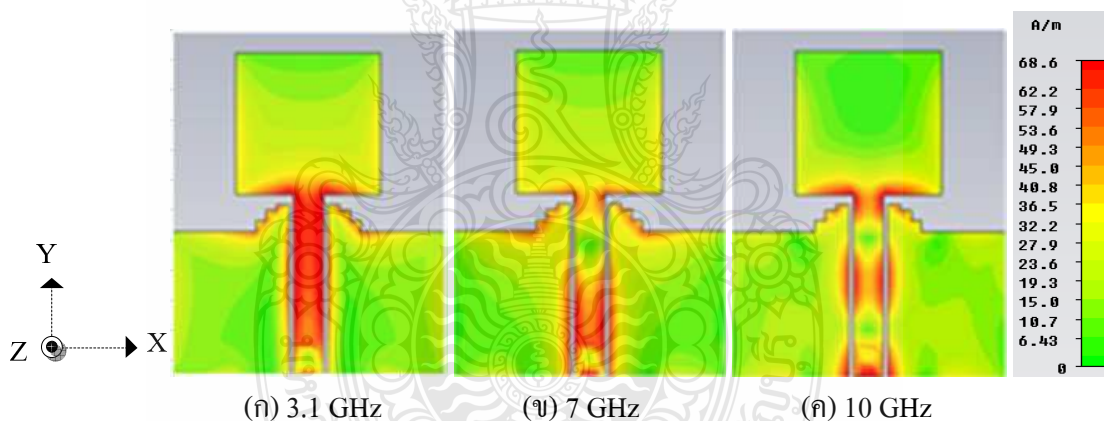
จากภาพที่ 3.22 เมื่อทำการปรับจูนด้วยวิธีการสลิทโพลครูปตัว I ชั้นที่สาม เพื่อหาค่าที่ดีที่สุดของ A3 เมื่อ B3 เท่ากับ 1.1 มิลลิเมตร ปรับจูน A3 เท่ากับ 8.2, 8.7, 9.2, 9.7 และ 10.2 มิลลิเมตร ผลการจำลองแบบพบว่า เมื่อ A3 เท่ากับ 9.2 มิลลิเมตร จะตอบสนองความถี่ที่ดีที่สุด

การหาแนวโน้มโดยพิจารณาค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงในแต่ละช่วงความถี่ เพื่อทำการปรับจูนในขั้นต่อไปจึงพิจารณาจาก B3 เมื่อมีขนาดเท่ากับ 2.10 และ 3.10 มิลลิเมตร จะพบว่าไม่มีผลตอบสนองความถี่ในย่านต่ำอีก ดังนั้นการปรับจูนในขั้นต่อไป จึงพิจารณาจากสนามกระแส และความหนาแน่นของกระแส ดังภาพที่ 3.23 - 3.24



ภาพที่ 3.23 การไหลเวียนของสนามกระแสจากการปรับจูนสลับโพลครูปขึ้นบันไดขั้นที่สาม

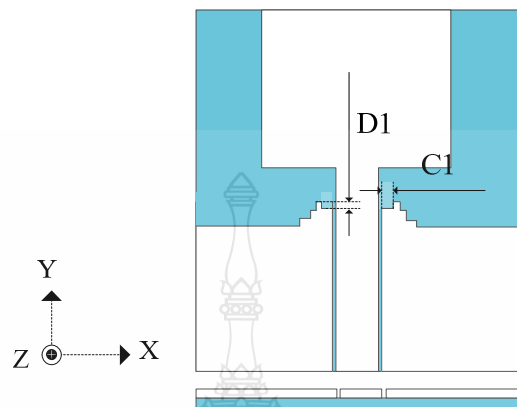
จากภาพที่ 3.23 การจำลองแบบสนามกระแสที่ความถี่ 7 GHz พบว่าสนามกระแสบริเวณขอบข้างของแพทช์มีความสมดุลทั้งสองข้างเนื่องทิศทางการไหลของกระแส (รูปกรวยแหลม) ปรากฏชัดเจน จึงทำการจำลองแบบความหนาแน่นของกระแส ดังภาพที่ 3.24



ภาพที่ 3.24 การจำลองแบบความหนาแน่นสนามกระแสของสายอากาศที่ปรับจูนสลับโพลครูปขึ้นบันไดขั้นที่สาม ที่สามความถี่

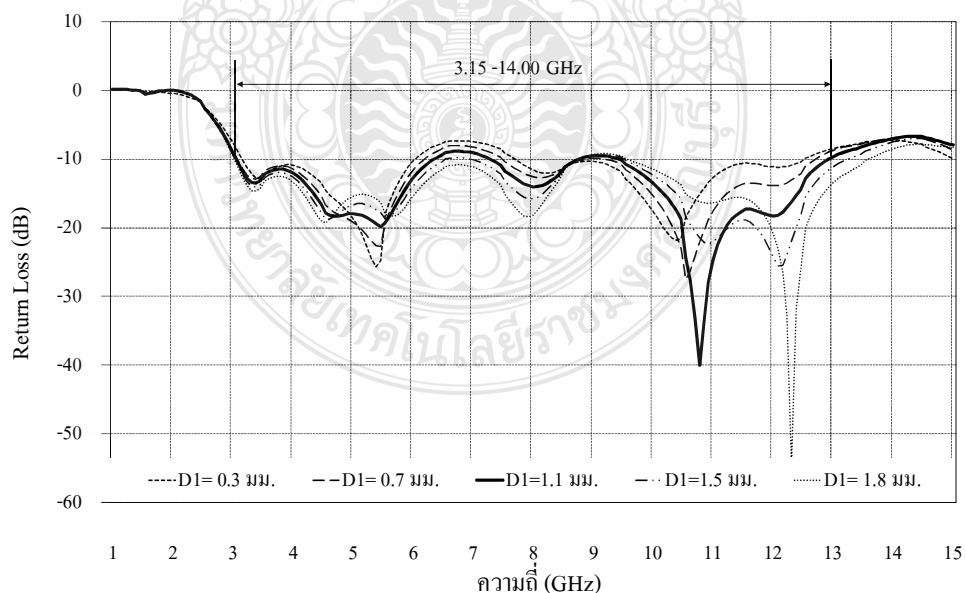
จากภาพที่ 3.24 (ก) เมื่อพิจารณาความหนาแน่นของกระแสที่พื้นผิวตัวนำของสายอากาศที่ปรับจูนสลับโพลครูปขึ้นบันไดขั้นที่สามที่ความถี่ 3.1 GHz พบว่าจะมีลักษณะความหนาแน่นของกระแสที่บริเวณระนาบสายนำคลื่นติดกับส่วนแผ่พลังงานคลื่นมีความหนาแน่นของกระแสมากในขณะเดียวกันจากภาพที่ 3.24 (ข) ที่ความถี่ 7 GHz ความหนาแน่นของกระแสที่ไหลผ่านระนาบสายนำ

สัญญาณจะมีผลอย่างชัดเจน เพื่อลดความคับคั่งของกระแสในช่วงความถี่ต่ำจึงทำการสลิตโหลดที่
ระนาบสร้างเงาใกล้กับระนาบสายนำคลื่นดังภาพที่ 3.25



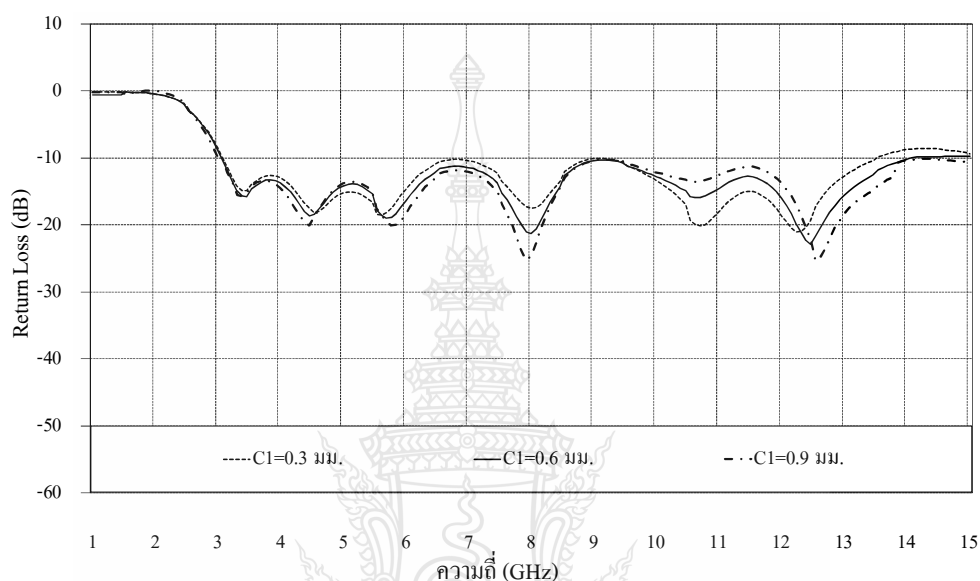
ภาพที่ 3.25 การสลิตโหลดรูปตัว I ชั้นตอนที่สี่เพื่อจำลองค่า C1 และ D1

จากภาพที่ 3.25 ทำการสลิตโหลดรูปตัว I ที่มีขนาด C1 เท่ากับ $0.006\lambda_g$ คือ 0.60 มิลลิเมตร
และ ปรับจูน D1 ที่ขนาดเท่ากับ 0.3, 0.7, 1.1, 1.5 และ 1.8 มิลลิเมตร ตามลำดับ จะได้ค่าสูญเสีย
เนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ ดังภาพที่ 3.26



ภาพที่ 3.26 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน D1

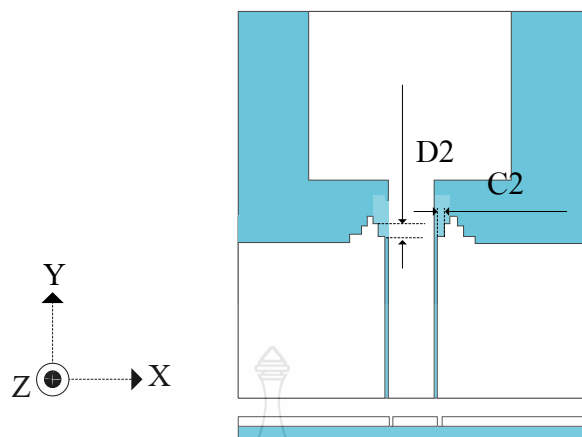
จากภาพที่ 3.26 เมื่อทำการปรับจูนด้วยการสลิตโพลครูปตัว I ชั้นตอนที่สี่ พบว่าเมื่อปรับขนาด D2 เท่ากับ 1.10 มิลลิเมตร จะทำให้ที่ช่วงความถี่ 3.15-14.00 GHz มีค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณน้อยกว่าหรือเท่ากับ -10 dB ทำการจำลองแบบเพื่อหาค่า C1 ที่ตอบสนองความถี่ที่ดีที่สุด



ภาพที่ 3.27 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน C1

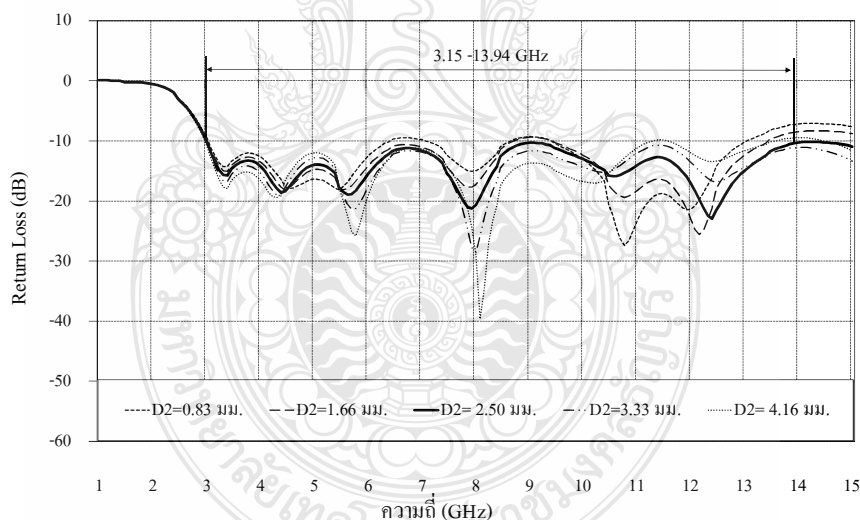
จากภาพที่ 3.27 สลิตโพลครูปตัว I ครั้งที่สี่ โดยให้ D1 มีขนาดเท่ากับ 1.1 มิลลิเมตร ทำการปรับจูนขนาด C1 เท่ากับ 0.3, 0.6 และ 0.9 มิลลิเมตร จากผลการจำลองแบบพบว่าเมื่อ C1 เท่ากับ 0.6 มิลลิเมตร จะมีผลตอบสนองความถี่ที่ดีที่สุด

การหาแนวโน้มเพื่อทำการปรับจูนในขั้นต่อไป พิจารณาจาก D1 เมื่อมีขนาดเท่ากับ 1.6 มิลลิเมตรจะทำให้แนวโน้มในช่วงความถี่ในย่านต่ำลดลง ดังนั้นการปรับจูนขั้นต่อไปจึงปรับจูนไปในทิศทางที่ D1 มีค่ามากขึ้น ดังภาพที่ 3.28



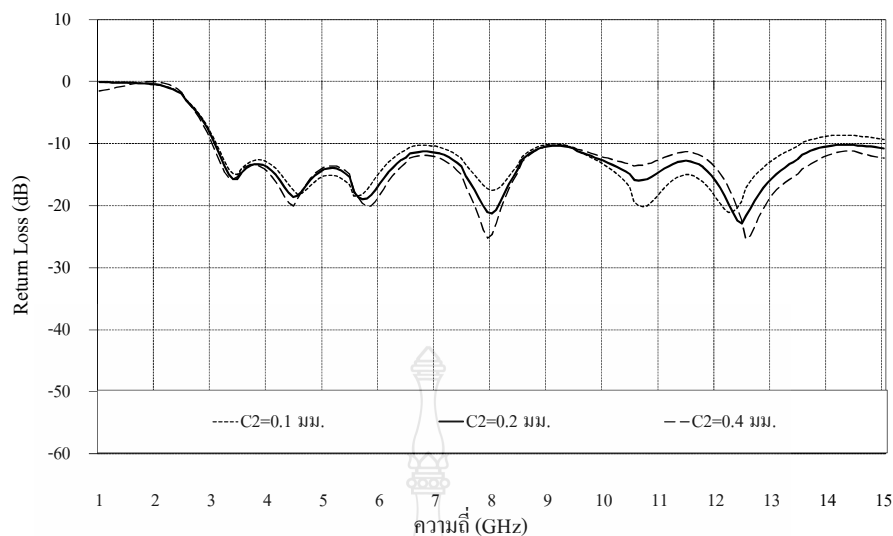
ภาพที่ 3.28 สลิตโพลครูปตัว I ชั้นตอนที่ห้า เพื่อจำลองค่า D2

จากภาพที่ 3.28 เมื่อทำการสลิตโพลครูปตัว I ที่มีขนาด C2 เท่ากับ 0.2 มิลลิเมตร และปรับจูน D2 ในแนวแกน Y ขนาดเท่ากับ 0.83, 1.66, 2.50, 3.33 และ 4.16 มิลลิเมตร ตามลำดับ จะได้ค่าค่าสูญเสียเนื่องการย้อนกลับของสัญญาณ ดังภาพที่ 3.29



ภาพที่ 3.29 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน D2

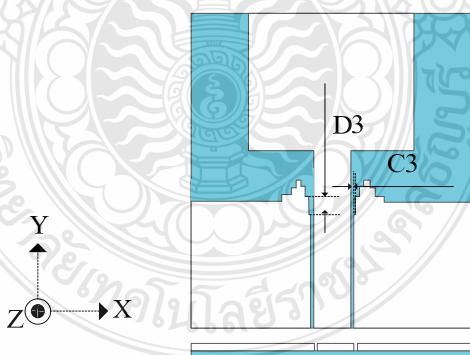
จากภาพที่ 3.29 เมื่อทำการปรับจูนด้วยการสลิตโพลครูปตัว I ชั้นตอนที่สี่ พบว่าเมื่อปรับขนาด D2 เท่ากับ 2.50 มิลลิเมตร จะทำให้ที่ช่วงความถี่ 3.15-13.94 GHz มีค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณน้อยกว่าหรือเท่ากับ -10 dB จำลองค่า C2 โดยทำการปรับจูนในแนวแกน X ขนาดเท่ากับ 0.1, 0.2 และ 0.4 เพื่อหาขนาดที่เหมาะสม ดังภาพที่ 3.30



ภาพที่ 3.30 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูน C2

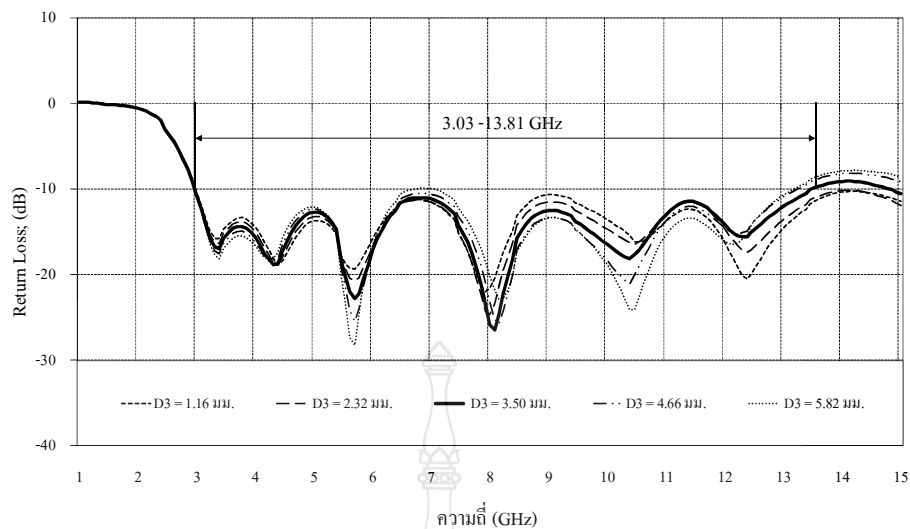
จากภาพที่ 3.30 เมื่อ C3 เท่ากับ 0.2 มิลลิเมตร เป็นผลให้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณน้อยกว่าหรือเท่ากับ -10 dB ครอบคลุมความถี่ 3.15 – 13.94 GHz

การปรับจูนขั้นสุดท้ายพิจารณาแนวโน้มจากการปรับจูน D2 มีขนาดเท่ากับ 3.33 และ 4.16 มิลลิเมตร พบว่าการตอบสนองดีในช่วงความถี่ต่ำ ดังนั้นในขั้นต่อจึงสลิตโพลครูปตัว I ในชั้นที่ 6 ไปในทิศทางที่ D2 มีค่ามากขึ้น ดังภาพที่ 3.31



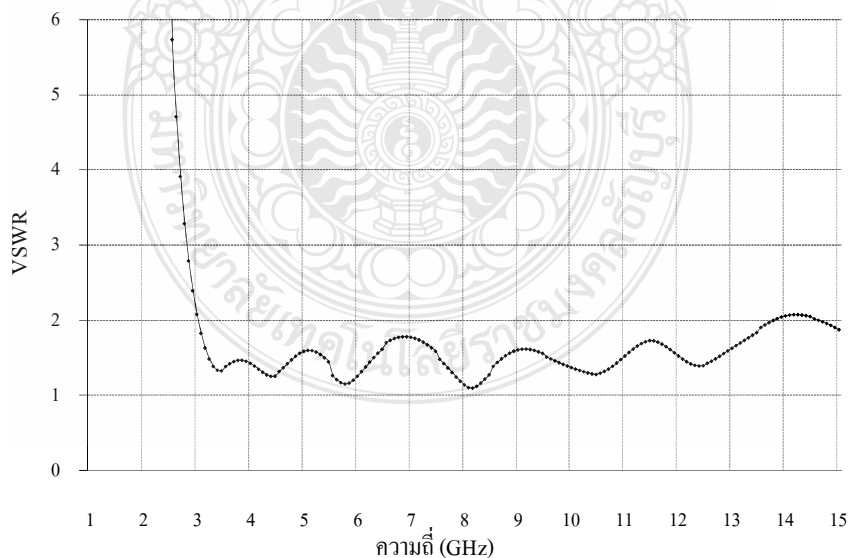
ภาพที่ 3.31 การปรับแต่งสลิตโพลครูปตัว I จนได้สลับโพลครูปชั้นบนได้ชั้นตอนสุดท้าย

จากภาพที่ 3.31 ทำการสลิตโพลครูปตัว I ที่มีขนาด C3 เท่ากับ $0.001 \lambda_g$ คือ 0.1 มิลลิเมตร และ ปรับจูน D3 ที่มีขนาดเท่ากับ 1.16, 2.32, 3.50, 4.66 และ 5.82 มิลลิเมตร ตามลำดับ จะได้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ ดังภาพที่ 3.32



ภาพที่ 3.32 ผลการจำลองแบบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ จากการปรับจูนขั้นตอนสุดท้าย

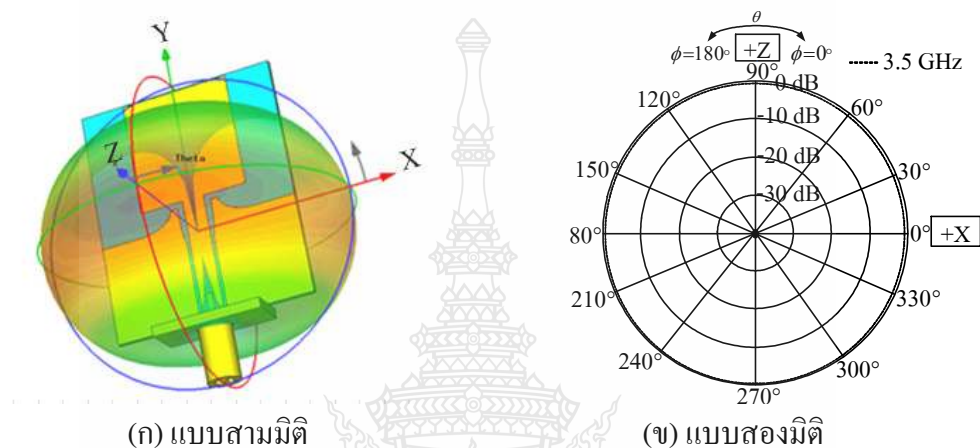
จากภาพที่ 3.32 ทำการสลิทโหลดรูปตัว I ในขั้นสุดท้าย ผลการจำลองแบบโครงสร้างพบว่าเมื่อ D3 เท่ากับ 3.5 มิลลิเมตร ทำให้สายอากาศเรโซแนนซ์ความถี่ที่ 2.98-14.20 GHz และผลการจำลองแบบอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันได้ผลดังภาพที่ 3.33



ภาพที่ 3.33 ผลการจำลองแบบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศที่ปรับจูนสลับโหลดรูปขึ้นบันได

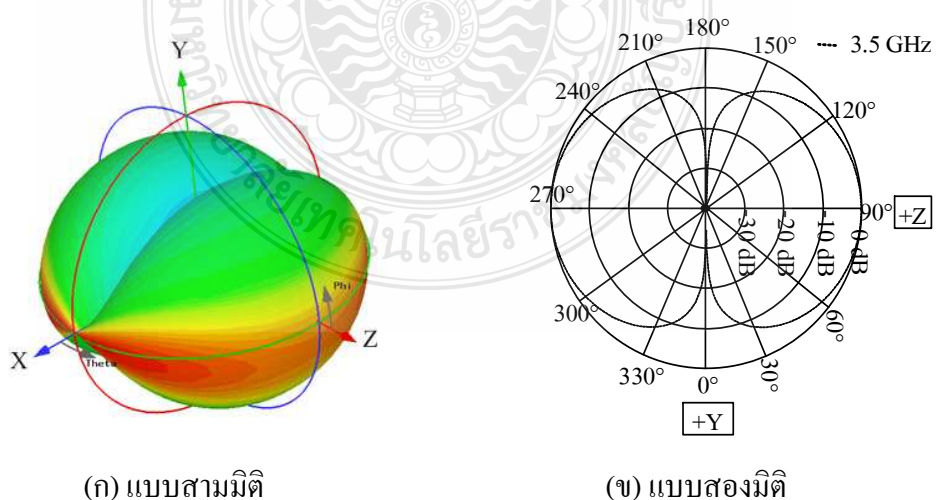
จากภาพที่ 3.32 พบว่าค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับ -10 dB ที่ความถี่ $2.98 - 13.81$ GHz และจากภาพที่ 3.33 การจำลองแบบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันน้อยกว่าหรือเท่ากับ 2 ที่ช่วงความถี่เดียวกัน

การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของคลื่นประกอบด้วยแกน X, Y และ Z ตามลำดับ แบบรูปการแผ่พลังงานคลื่นในระนาบ E ดังภาพที่ 3.4 (ก) และ (ข)



ภาพที่ 3.34 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบ E

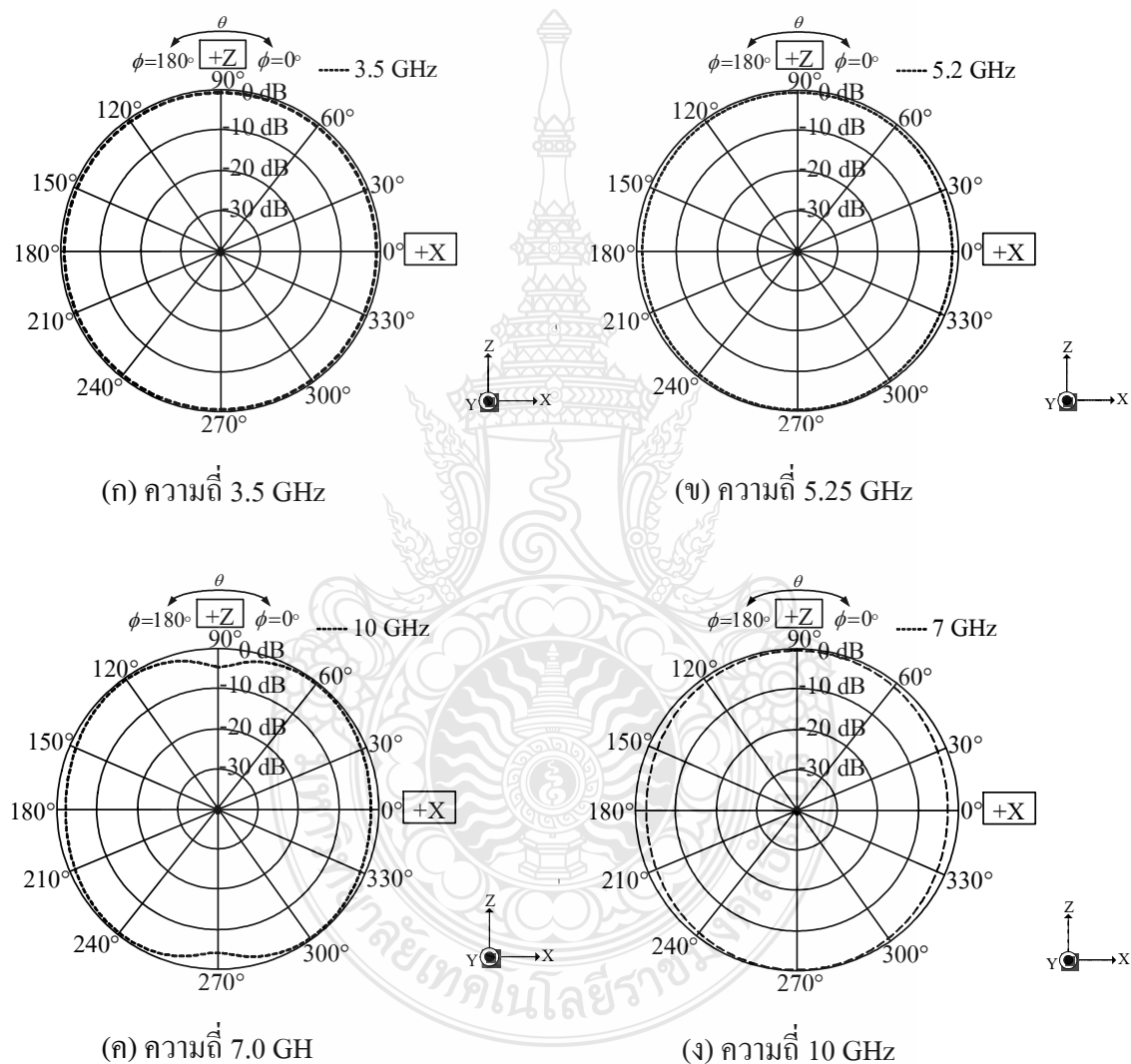
จากภาพที่ 3.34 (ก) เป็นแบบรูปการแผ่พลังงานสามมิติ เมื่อพิจารณาภาพจากแกน Y จะได้ภาพสองมิติตามภาพที่ 3.34 (ข) ซึ่งมีลักษณะการแผ่พลังงานแบบระนาบสนามไฟฟ้า E



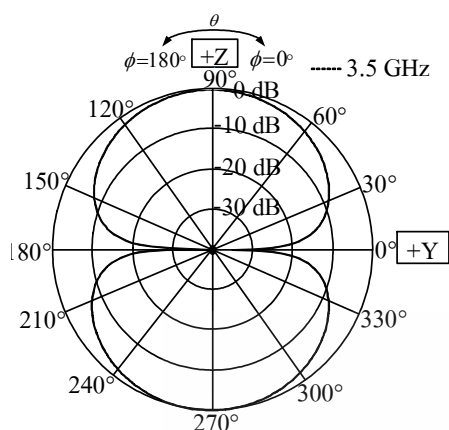
ภาพที่ 3.35 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามไฟฟ้า H

จากภาพที่ 3.35 (ก) เป็นแบบรูปการแผ่พลังงานสามมิติ เมื่อพิจารณาภาพจากแกน X จะได้ภาพสองมิติตามภาพที่ 3.35 (ข) ซึ่งมีลักษณะการแผ่พลังงานเป็นแบบระนาบสนามไฟฟ้า H

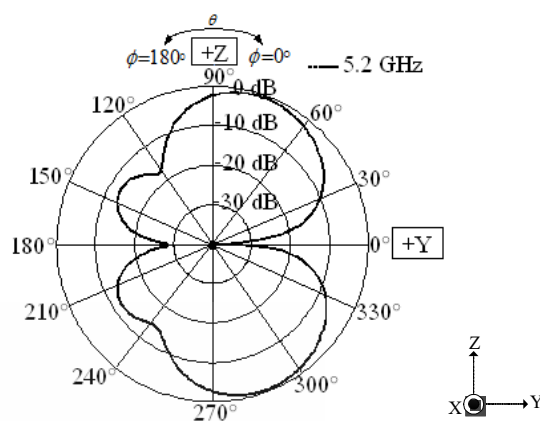
การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation Pattern) ในแนวระนาบสนามไฟฟ้า E และระนาบสนามไฟฟ้า H ที่ความถี่ 3.5, 5.2, 7 และ 10 GHz ของสายอากาศจะได้อิงภาพที่ 3.36 – 3.37 ตามลำดับ



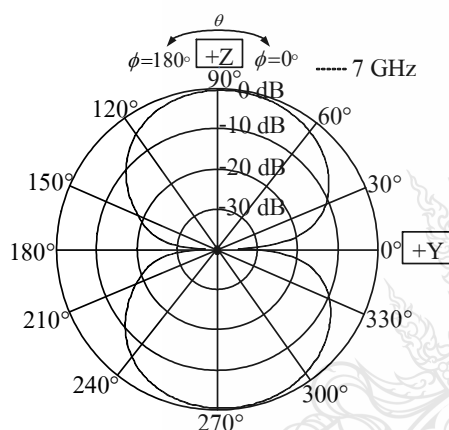
ภาพที่ 3.36 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.5, 5.2, 7 และ 10 GHz แนวระนาบสนามไฟฟ้า E จากการจำลองแบบสายอากาศที่ได้จากการปรับจูนสลับโหนดแบบขั้นบันได



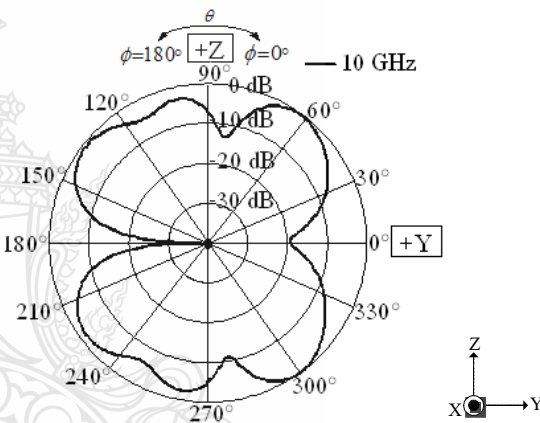
(ก) ความถี่ 3.5 GHz



(ข) ความถี่ 5.25 GHz



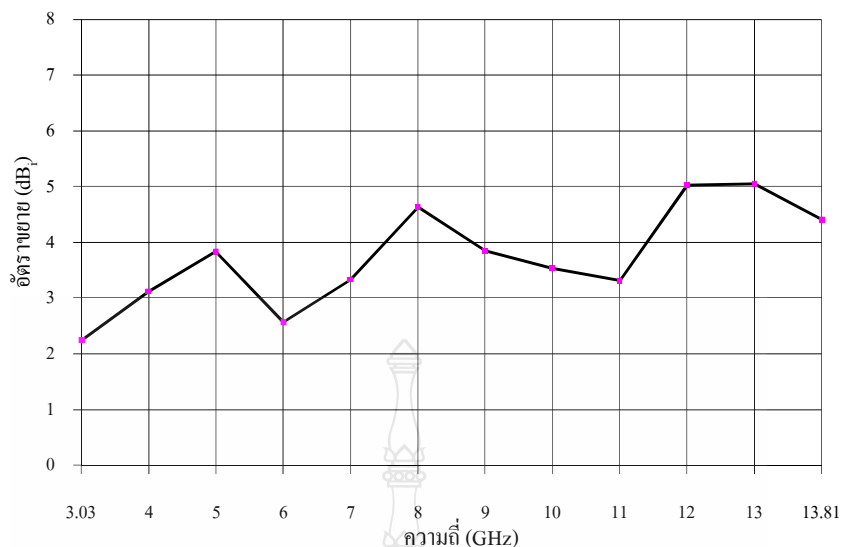
(ค) ความถี่ 7.0 GHz



(ง) ความถี่ 10 GHz

ภาพที่ 3.37 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.5, 5.2, 7 และ 10 GHz แนวระนาบสนามไฟฟ้า H จากการจำลองแบบสายอากาศที่ได้จากการปรับจูนสลับโพลด์แบบขึ้นบันได

จากภาพที่ 3.36-3.37 พบว่าสายอากาศมีการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง (Omni Directional) ทำการจำลองแบบอัตรายายของสายอากาศ ดังภาพที่ 3.38

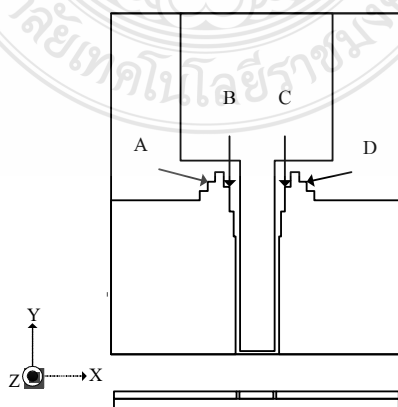


ภาพที่ 3.38 อัตราขยายของสายอากาศที่ได้จากการปรับจูนสลับโพลแบบขั้นบันได

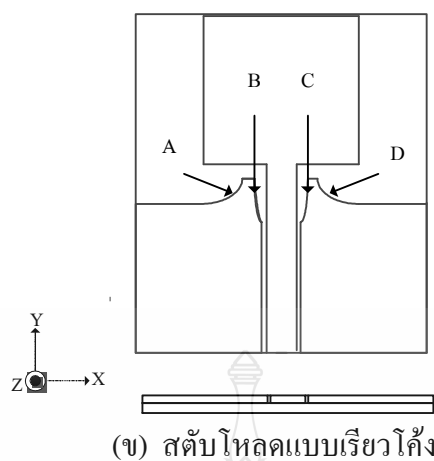
จากภาพที่ 3.38 พบว่าการจำลองแบบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมที่มีสลับโพลแบบขั้นบันไดความถี่ 2.98-14.20GHz มีอัตราขยายเฉลี่ย 3.67 dBi

3.5 การพัฒนาสายอากาศที่มีสลับโพลรูปขั้นบันได

การพัฒนาสายอากาศเพื่อขยายแบนด์วิธของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมด้วยวิธีการปรับจูนสลับโพลขั้นให้ เป็นสลับโพลรูปเรียวโค้งเพื่อลดเส้นสลับปรับจูน ดังภาพที่ 3.39 เนื่องจากสายอากาศแบบสลับโพลแบบขั้นบันไดเป็นเส้นสลับระนาบที่หักไปมาเหมือนฟันปลา จะตอบสนองเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าได้ไม่ดีเท่ากับเส้นสลับระนาบเรียวโค้ง [12-13]



(ก) สลับโพลแบบขั้นบันได

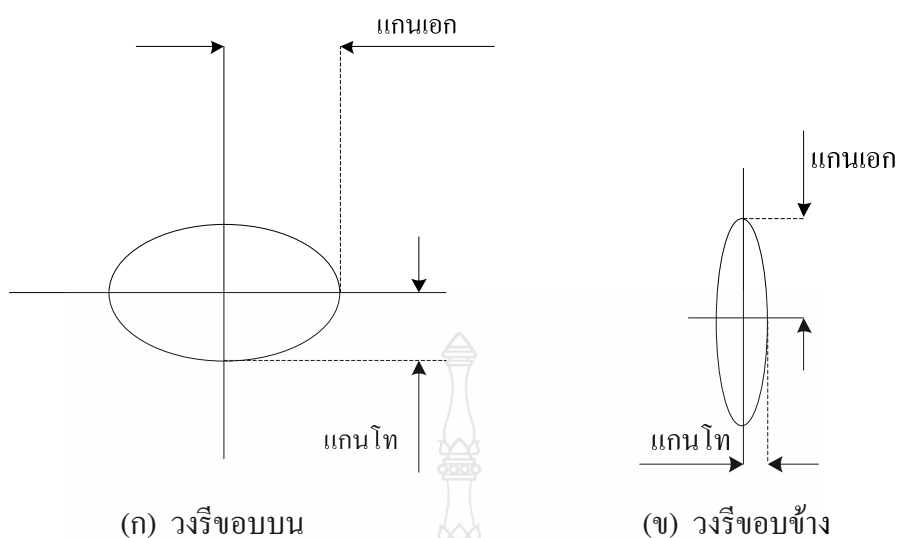


ภาพที่ 3.39 การพัฒนาสายอากาศด้วยวิธีการสดับโหลด

จากภาพที่ 3.39 ประกอบด้วยสดับโหลด 2 ชุด คือ สดับโหลดชุด A, D และสดับโหลด B, C เมื่อนำมาปรับจูนในสายอากาศจะได้ผลดังตารางที่ 3.1

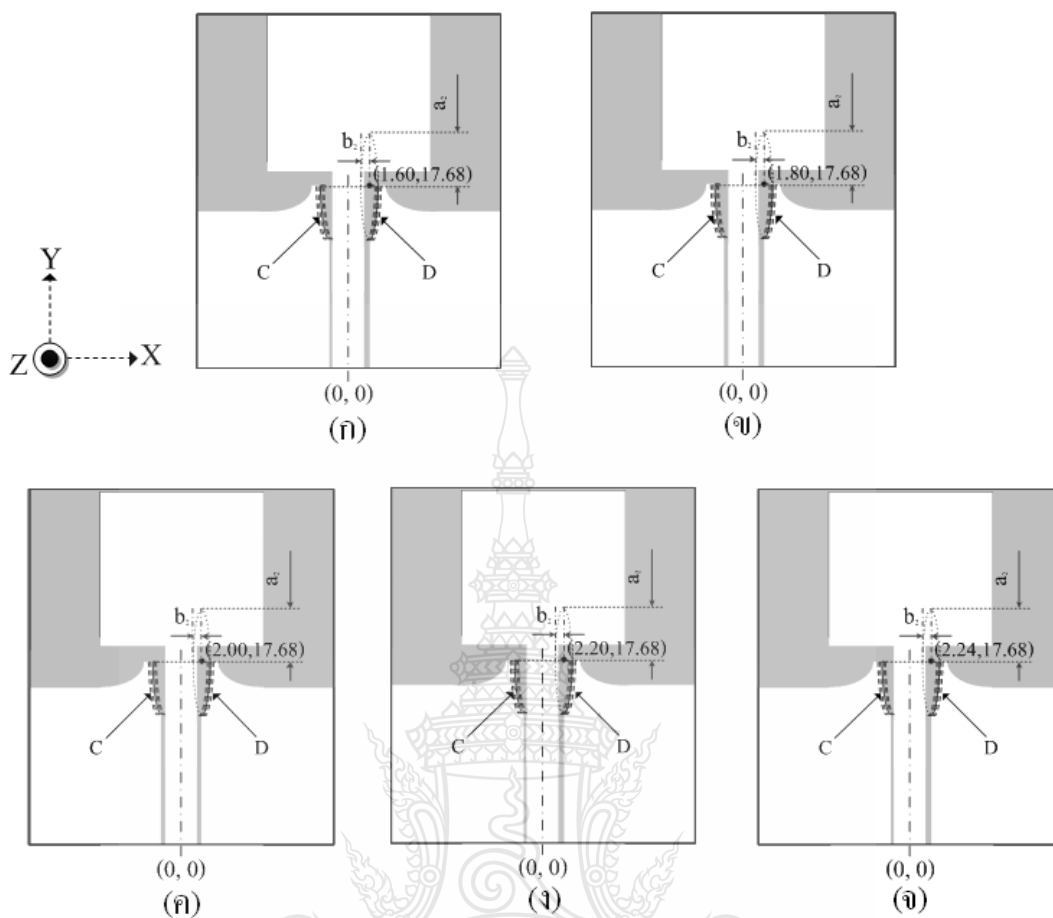
ตารางที่ 3.1 ขนาดของสดับโหลด A, B, C และ D

สดับโหลด เรียวโค้ง	แกนเอก (มิลลิเมตร)	แกนโท (มิลลิเมตร)	มุมสดับ (องศา)
A	5.80	2.90	$270^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$
B	5.80	2.90	$180^\circ \leq \theta \leq 270^\circ$
C	0.65	5.70	$270^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$
D	0.65	5.70	$180^\circ \leq \theta \leq 270^\circ$



ภาพที่ 3.40 มุมของสตัปโพลด์รีเววโค้งที่ได้จากรูปวงรีบนสายอากาศระนาบร่วม

จาก ตารางที่ 3.1 เป็นขนาดของสตัปแบบรีเววโค้ง (Curve) ที่ได้มาจากส่วนโค้งหนึ่งในสี่ของวงรี จากภาพที่ 3.39 (ข) เทคนิคการปรับจูนสตัปรีเววโค้ง A, B, C และ D จากภาพที่ 3.40 (ก) เป็นแบบการสร้างสตัปโพลด์ A และ D จากส่วนโค้งของวงรี จากภาพที่ 3.40 (ข) เป็นแบบการสร้างสตัปโพลด์ B และ C จากส่วนโค้งวงรี การปรับจูนสตัปโพลด์คือการเลื่อนตำแหน่งจุดศูนย์กลางของส่วนโค้งที่ได้จากวงรีโดยปรับระยะตามแนวแกน X เทคนิคการปรับจูนสตัปรีเววโค้ง A, B เป็นการปรับตำแหน่งจุดศูนย์กลางของวงรีให้เคลื่อนตำแหน่งตามแนวแกน X ดังภาพที่ 3.39 (ก - จ) และเทคนิคการปรับจูนสตัปรีเววโค้ง C และ D เป็นการปรับตำแหน่งจุดศูนย์กลางให้เคลื่อนตำแหน่งตามแนวแกน X เช่นกัน ดังภาพที่ 3.41 (ก - จ)



ภาพที่ 3.41 การปรับจูนสตัดป์โหลดเรียวกิ่ง (Curve) A1, A2, A3, A4 และ A5

(ก) A1 = $(\pm 9.50, 17.68)$

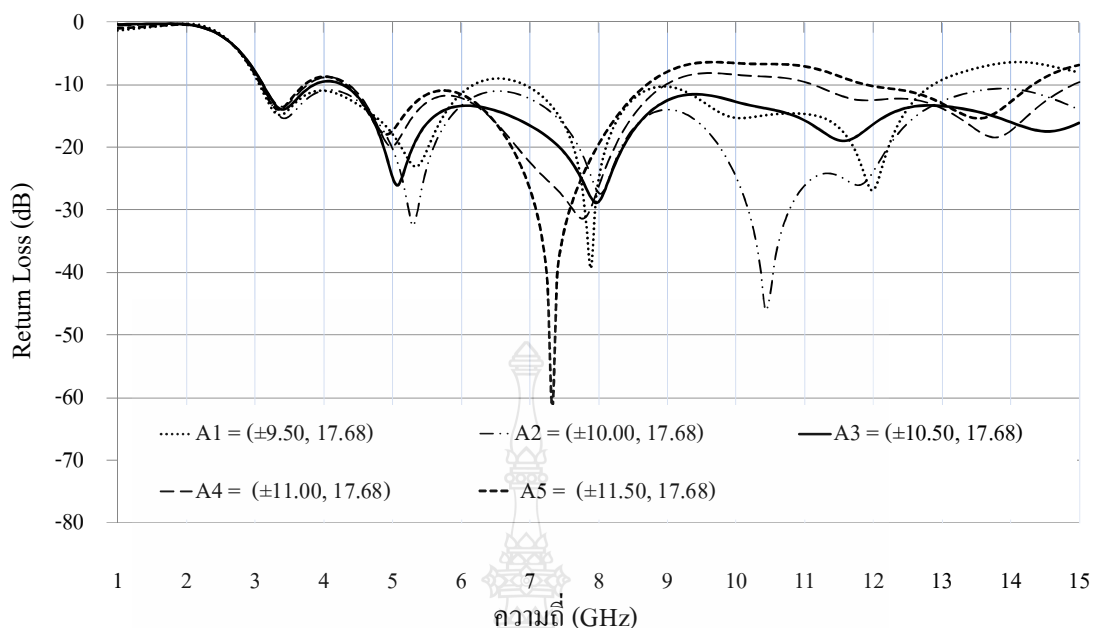
(ข) A2 = $(\pm 10.00, 17.68)$

(ค) A3 = $(\pm 10.50, 17.68)$

(ง) A4 = $(\pm 11.00, 17.68)$

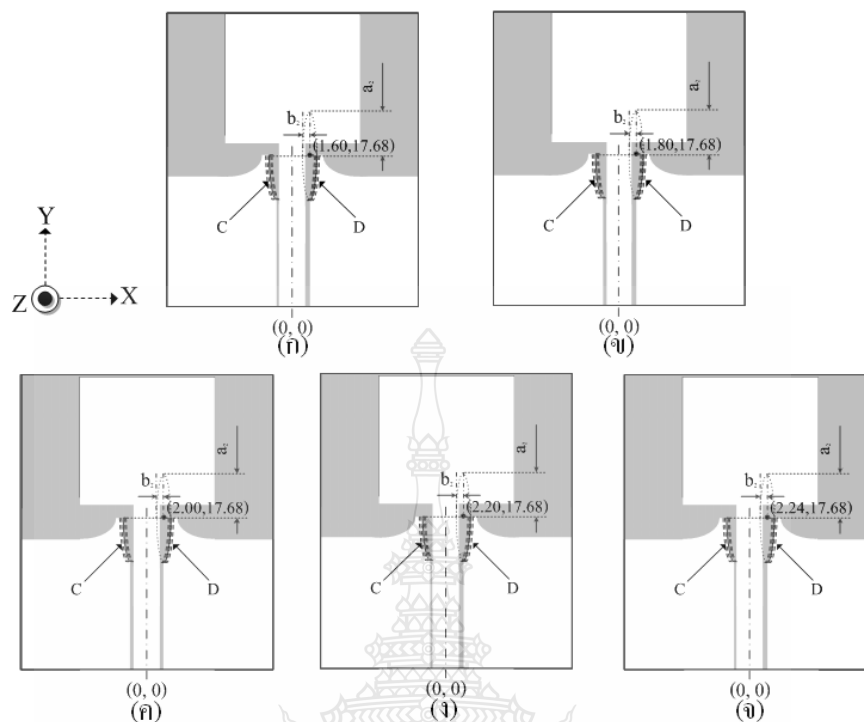
(จ) A5 = $(\pm 11.50, 17.68)$

การปรับจูนสายอากาศด้วยสตัดป์โหลดเรียวกิ่ง A, B ให้ตำแหน่งจุดศูนย์เปลี่ยนในแนวแกน X ดังตารางที่ 1 ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณเปลี่ยนตามแนวสตัดป์โหลด ดังภาพที่ 3.42



ภาพที่ 3.42 ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณจากการปรับระดับโหนดรีวโค้ง A

จากภาพที่ 3.42 การปรับจูนระดับโหนดรีวโค้งที่ได้จากระนาบเส้นวงรีที่มีตำแหน่งของจุดศูนย์กลางเป็นจุดอ้างอิงที่ต่างกันเมื่อ A3 เป็นจุดศูนย์กลางของเส้นวงรีมีพิกัดอยู่ที่ $(\pm 10.50, 17.68)$ ขนาดของแกนเอก 5.80 มิลลิเมตร ขนาดของแกนโท 2.90 มิลลิเมตร ส่วนโค้งของวงรี A ทำมุมที่ $270^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$ และส่วนโค้งของวงรี B ทำมุม $180^\circ \leq \theta \leq 270^\circ$ ผลจากการจำลองแบบพบว่า สายอากาศที่ความถี่ 3.18 - 3.80 GHz และ 4.30 - 15.9 GHz มีค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณน้อยกว่าหรือเท่ากับ -10 dB ทำการปรับจูนระดับโหนดขึ้นต่อไปดังภาพที่ 3.43



ภาพที่ 3.43 การปรับจูนระดับโหนดเรียวโค้ง B1, B2, B3, B4 และ B5

(ก) B1 = $(\pm 1.60, 17.68)$

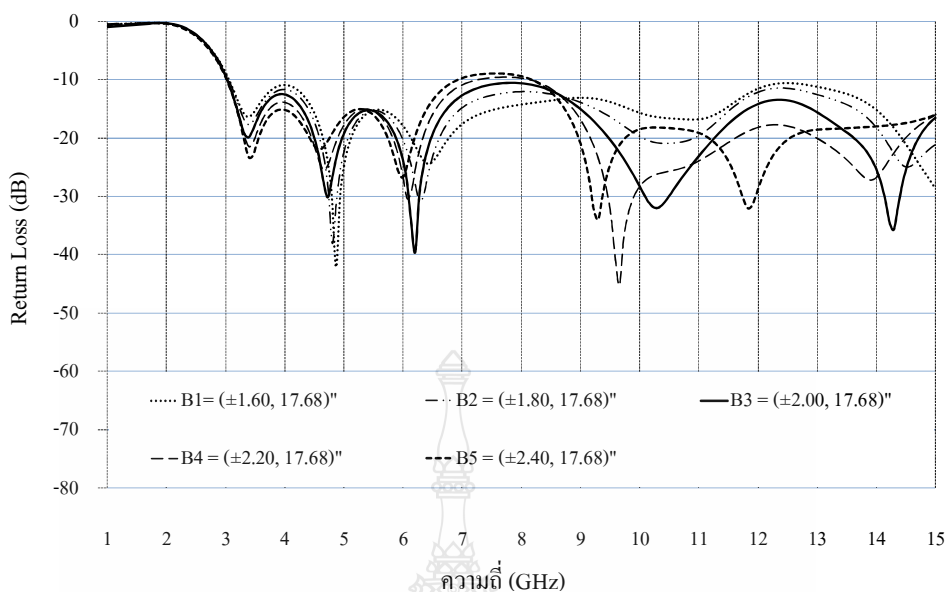
(ข) B2 = $(\pm 1.80, 17.68)$

(ค) B3 = $(\pm 2.0, 17.68)$

(ง) B4 = $(\pm 2.20, 17.68)$

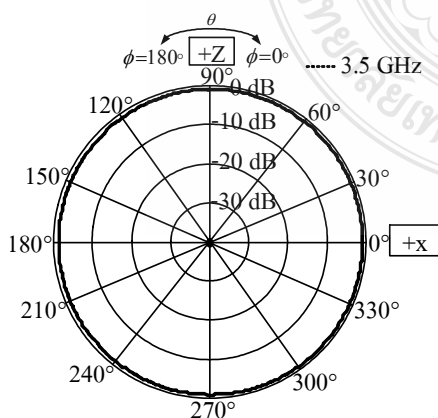
(จ) B5 = $(\pm 2.24, 17.68)$

การปรับจูนสายอากาศด้วยระดับโหนดเรียวโค้ง B, C จะมีขนาดดังตารางที่ 3.1 การปรับจุดศูนย์ของเส้นวงรีโดยมีจุดอ้างอิงอยู่ที่ X, Y (0, 0) จะทำให้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณเปลี่ยนแปลงตามแนวระดับโหนดดังภาพที่ 3.44

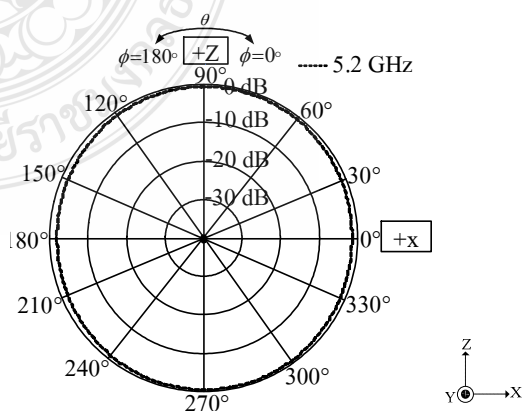


ภาพที่ 3.44 ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณจากการปรับสลับโหนดเรียวโค้ง B

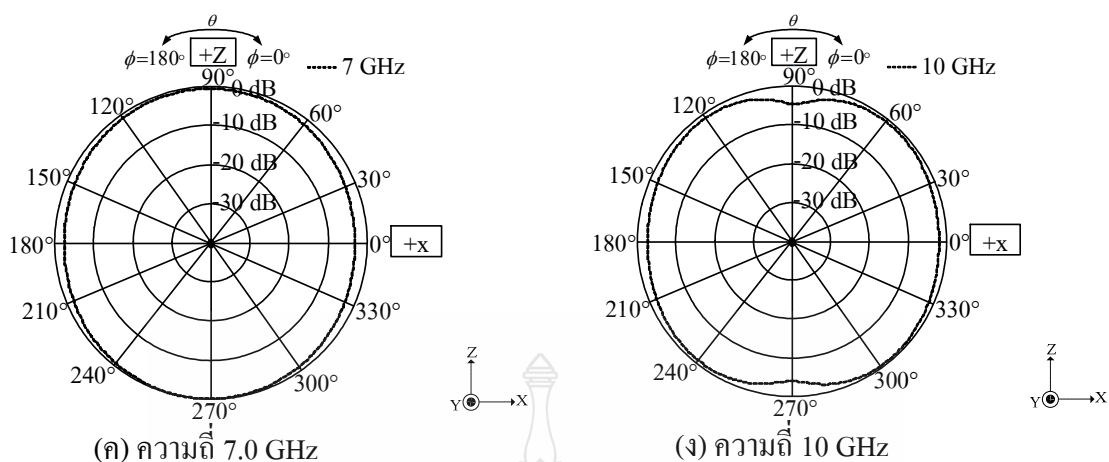
จากภาพที่ 3.44 เมื่อทำการปรับจูนสลับโหนด B_3 ที่มีจุดศูนย์กลางของเส้นวงรีมีพิกัดอยู่ที่ $(\pm 2.00, 17.68)$ ขนาดของแกนเอก 5.70 มิลลิเมตร ขนาดของแกนโท 0.65 มิลลิเมตร ส่วนโค้งของ C ทำมุมที่ $180^\circ \leq \theta \leq 270^\circ$ และส่วนโค้งของ D ทำมุมที่ $270^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$ จากการจำลองแบบสายอากาศที่ปรับจูนด้วยสลับโหนดรูปเรียวโค้ง ที่พัฒนาจากสายอากาศที่มีสลับโหนดรูปขั้นบันได พบว่าค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณน้อยกว่าหรือเท่ากับ -10 dB ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 2.98 ถึง 15.59 GHz การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามไฟฟ้า E และระนาบสนามไฟฟ้า H ดังภาพที่ 3.45 – 3.46



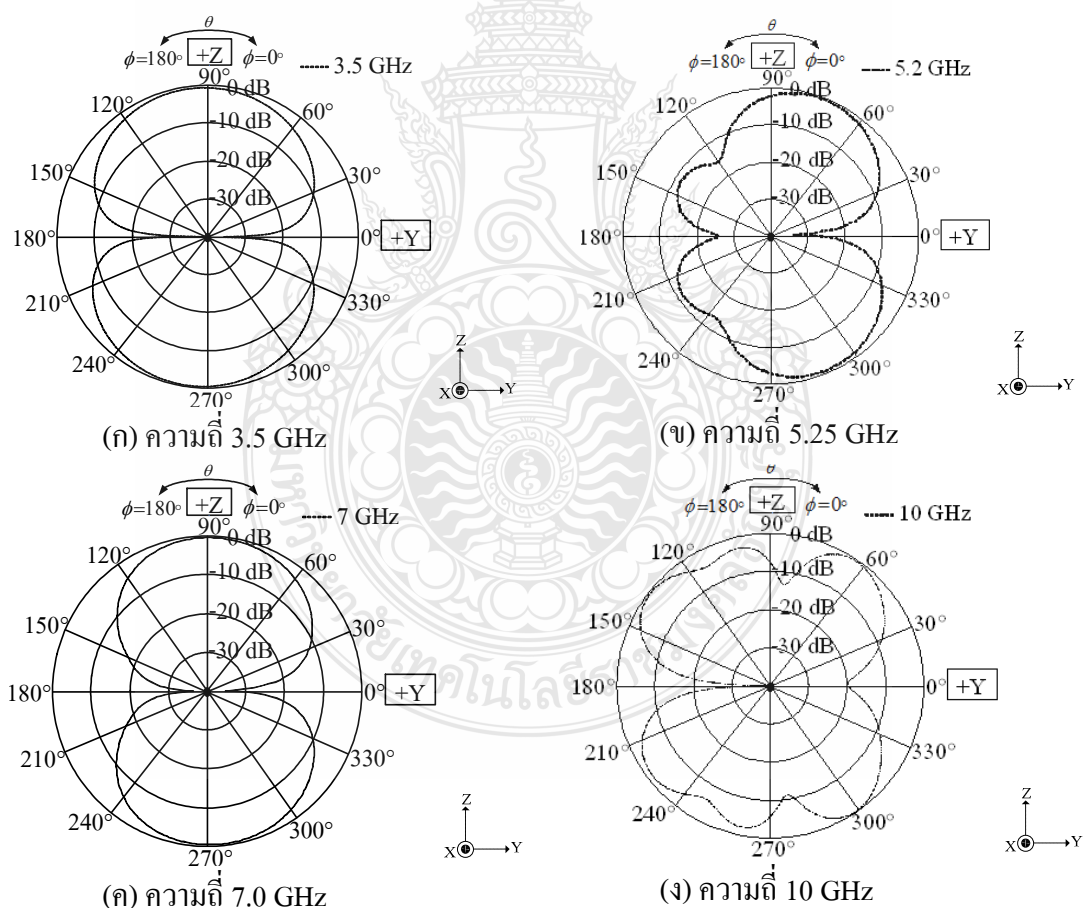
(ก) ความถี่ 3.5 GHz



(ข) ความถี่ 5.25 GHz

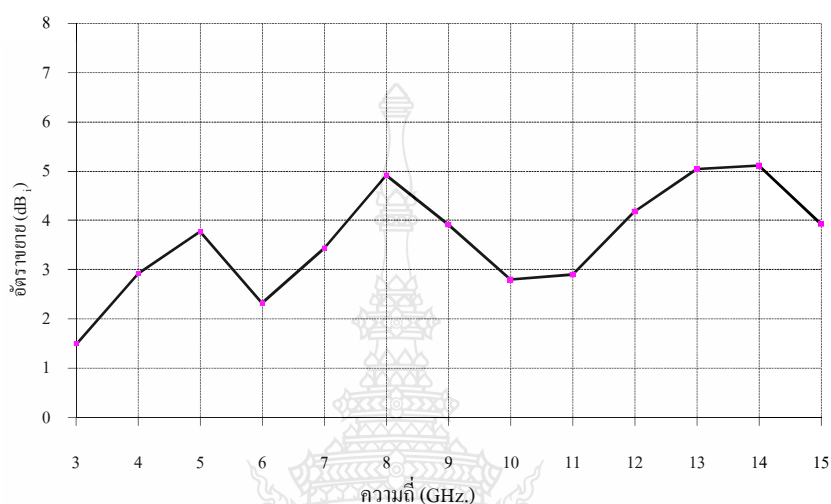


ภาพที่ 3.45 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.5, 5.2, 7 และ 10 GHz แนวระนาบสนามไฟฟ้า E จากการจำลองแบบสายอากาศที่ได้จากการปรับจูนสลับเรียวโค้ง



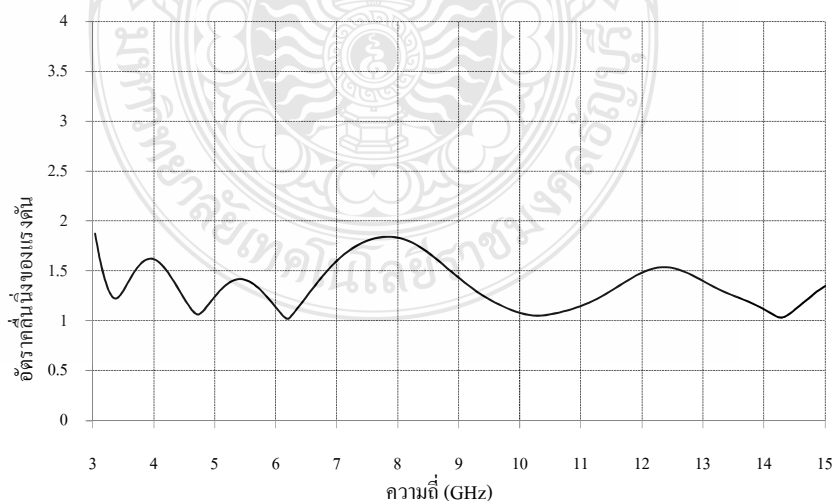
ภาพที่ 3.46 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.5, 5.2, 7 และ 10 GHz แนวระนาบสนามไฟฟ้า H จากการจำลองแบบสายอากาศที่ได้จากการปรับจูนสลับเรียวโค้ง

จากภาพที่ 3.45 - 3.46 พบว่าสายอากาศที่มีการปรับจูนสลับโหนดแบบเรียวโค้งมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทาง (Omni Directional) และมีรูปคลื่นสอดคล้องกับการจำลองแบบการแผ่พลังงานของสายอากาศที่มีการปรับจูนด้วยสลับโหนดแบบขั้นบันได ทำการจำลองแบบอัตราขยายของสายอากาศ ดังภาพที่ 3.47



ภาพที่ 3.47 อัตราขยายของสายอากาศจากการจำลองแบบที่ได้จากการปรับจูนสลับเรียวโค้ง

จากภาพที่ 3.47 พบว่าที่ความถี่ 2.98-15.90 GHz มีอัตราขยายเฉลี่ย 3.79 dBi และสายอากาศจะตอบสนองได้ดีที่ความถี่สูง

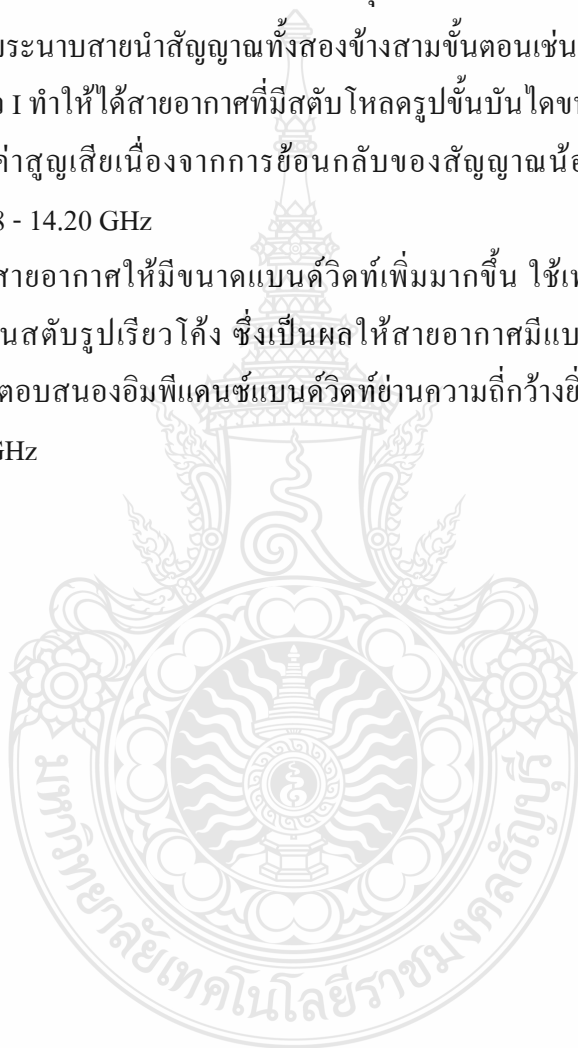


ภาพที่ 3.48 ผลการจำลองแบบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน สายอากาศที่ได้จากการปรับจูนสลับเรียวโค้ง

จากภาพที่ 3.48 พบว่าการจำลองแบบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันน้อยกว่า 2 ที่ความถี่ 2.98-15.90 GHz

การออกแบบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบรูปทรงสี่เหลี่ยม เริ่มจากการปรับจูนสายอากาศต้นแบบ จะทำการปรับจูนด้วยเทคนิคสลิทโพลด์ที่ระนาบสร้างเงาทั้งหมด 6 ชั้นตอน โดยแบ่งพื้นที่การปรับจูนเป็นสองจุด จุดที่หนึ่งจะมีสามชั้นตอนซึ่งในแต่ละชั้นตอนจะทำการปรับจูนที่บนระนาบสร้างเงาได้ส่วนแผ่พลังงานคลื่นทั้งสองข้าง จุดที่สองจะทำการปรับจูนทำการปรับจูนที่บนระนาบสร้างเงาใกล้กับระนาบสายนำสัญญาณทั้งสองข้างสามชั้นตอนเช่นกัน เทคนิคการปรับจูนด้วยใช้วิธีสลิทโพลด์รูปตัว I ทำให้ได้สายอากาศที่มีสัณฐานรูปขั้นบันไดขนาดกว้าง 30 มิลลิเมตร ยาว 30 มิลลิเมตร และมีค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณน้อยกว่าหรือเท่ากับ -10 dB ครอบคลุมความถี่ 2.98 - 14.20 GHz

การพัฒนาสายอากาศให้มีขนาดแบนด์วิดท์เพิ่มมากขึ้น ใช้เทคนิคปรับลดเส้นสัณฐานรูปขั้นบันไดให้กลายเป็นสัณฐานรูปเรียวโค้ง ซึ่งเป็นผลให้สายอากาศมีแบบรูปการแผ่พลังงานคลื่นเหมือนเดิม แต่ผลการตอบสนองอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ย่านความถี่กว้างยิ่งขยายเพิ่มขึ้น ครอบคลุมความถี่ 2.98 – 15.59 GHz



บทที่ 4

การวัดและผลการทดลอง

4.1 บทนำ

สายอากาศรูปทรงสี่เหลี่ยมที่มีการป้อนสัญญาณบนระนาบเดียวกันรองรับการประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่กว้างยิ่ง ได้ผ่านการจำลองแบบและวิเคราะห์ผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST จนสายอากาศมีประสิทธิภาพสูงสุด เพื่อให้เป็นไปตามวัตถุประสงค์ ได้สร้างสายอากาศต้นแบบ ดังภาพที่ 4.1 (ก) และ (ข)



(ก) สายอากาศจากการออกแบบครั้งแรก



(ข) สายอากาศจากการพัฒนา

ภาพที่ 4.1 สายอากาศที่ได้จากการออกแบบ

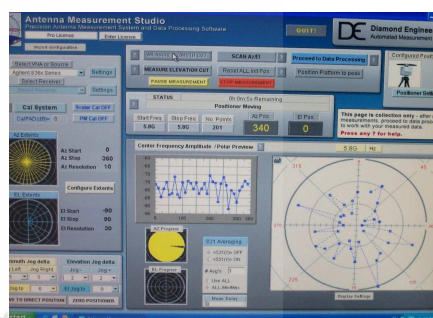
จากภาพที่ 4.1 (ก) เป็นสายอากาศจากการออกแบบครั้งแรกคือสายอากาศแบบระนาบร่วมที่มีระดับโหลดแบบขั้นบันได และจากภาพที่ 4.1 (ข) เป็นสายอากาศที่ได้จากการพัฒนาคือสายอากาศแบบระนาบร่วมที่มีระดับโหลดแบบเรียวโค้ง สายอากาศทั้งสองรูปแบบถูกวัดค่าด้วยสภาวะเสมือนการใช้งานจริงประกอบด้วย การวัดค่าการสูญเสียเนื่องจากเสียดย้อนกลับ อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) แบนด์วิดท์ (Bandwidth) ตลอดจนแบบรูปการกระจายคลื่นและอัตราการขยายด้วยการวัดค่าสายอากาศในห้องปฏิบัติการ

4.2 การทดสอบสายอากาศแบบระนาบร่วม

การทดลองเพื่อที่จะหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศนั้น เครื่องมือสำหรับการวัดค่าคือ เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายทางไฟฟ้า รุ่น E8363B แสดงดังภาพที่ 4.1 การวัดค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณ ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนคลื่นนิ่งและแบนด์วิดท์ของสายอากาศรูปสี่เหลี่ยม สำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายทางไฟฟ้า ดังภาพที่ 4.2 และ 4.3



(ก) เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายทางไฟฟ้า



(ข) จอแสดงผลโปรแกรม Antenna Measurement Studio

ภาพที่ 4.2 เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายทางไฟฟ้า และจอแสดงผลการวัดค่า

จากภาพที่ 4.2 (ก) เป็นเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายทางไฟฟ้าขณะทำการปรับตั้งค่า และ ภาพที่ 4.2 (ข) เป็นจอแสดงผลการวัดค่า



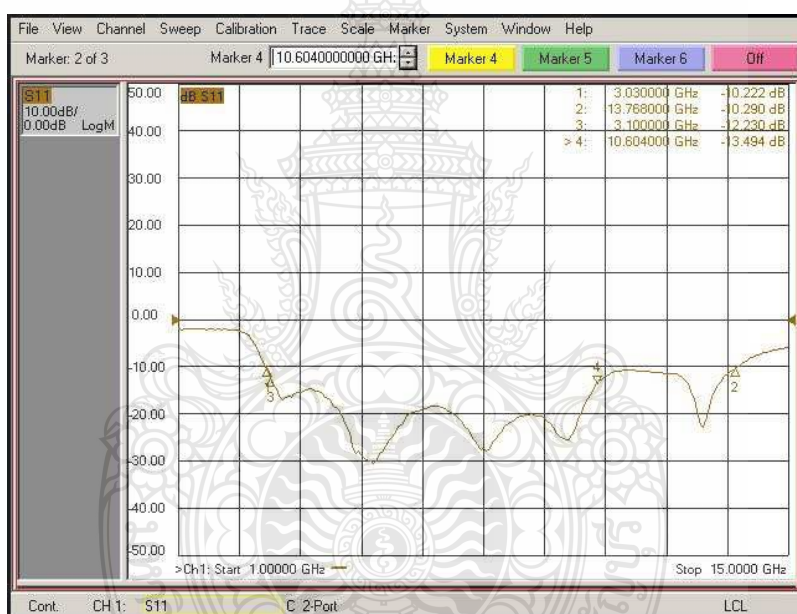
ภาพที่ 4.3 การทดสอบสายอากาศรูปทรงสี่เหลี่ยมแบบระนาบร่วม

จากภาพที่ 4.3 เป็นการวัดค่าแบบรูปการแผ่พลังงานคลื่นในห้องป้องกันการแผ่ของรังสีภายในห้องประกอบด้วยสายอากาศด้านรับ และด้านส่งเชื่อมโยงด้วยสายนำสัญญาณไปยังเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายทางไฟฟ้า

4.3 ผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสัญญาณ

วัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสัญญาณสายอากาศแบบระนาบร่วมที่ปรับจูนสลับโหลดแบบขึ้นบันไดและปรับจูนสลับโหลดแบบเรียวโค้ง ดังนี้

4.3.1 ผลการทดสอบค่าสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสัญญาณ



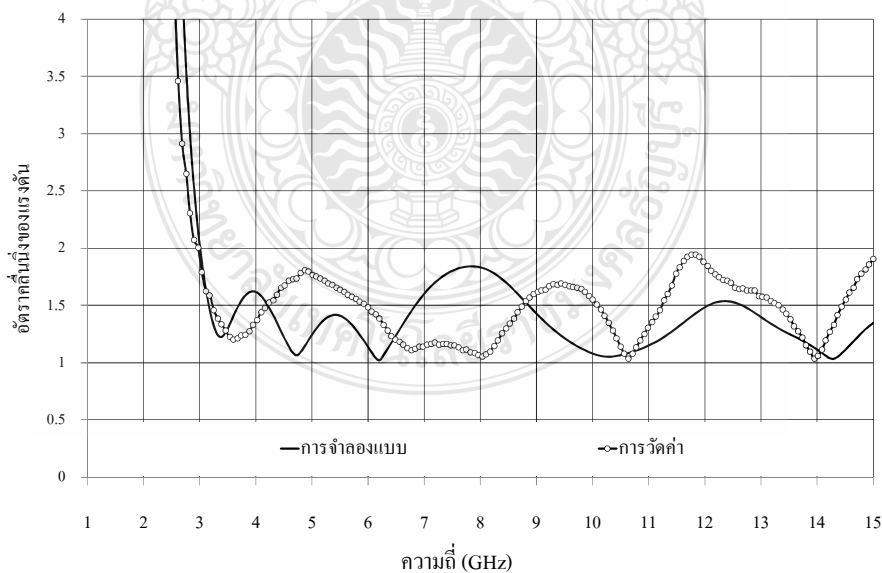
ภาพที่ 4.4 การทดสอบค่าสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสัญญาณ สายอากาศรูปทรงสี่เหลี่ยม ปรับจูนสลับโหลดรูปขึ้นบันได

จากภาพที่ 4.4 ค่าสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสัญญาณที่ได้จากการปรับจูนแบบสลับโหลดรูปขึ้นบันได จากการทดสอบสายอากาศเรโซแนนซ์ที่ความถี่ 3.03 GHz ถึง 13.81 GHz



ภาพที่ 4.5 การทดสอบค่าสูญเสียจากการย้อนกลับของสัญญาณของสายอากาศรูปทรงสี่เหลี่ยม ปรับจูนระดับโวลต์รีวโค้ง

จากภาพที่ 4.5 เห็นได้ว่าสายอากาศที่มีการปรับจูนด้วยระดับโวลต์รีวโค้ง สำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่งที่สร้างขึ้นมา จากการทดสอบสายอากาศเรโซแนนซ์ที่ย่านความถี่ 3.03 GHz – 15.00 GHz



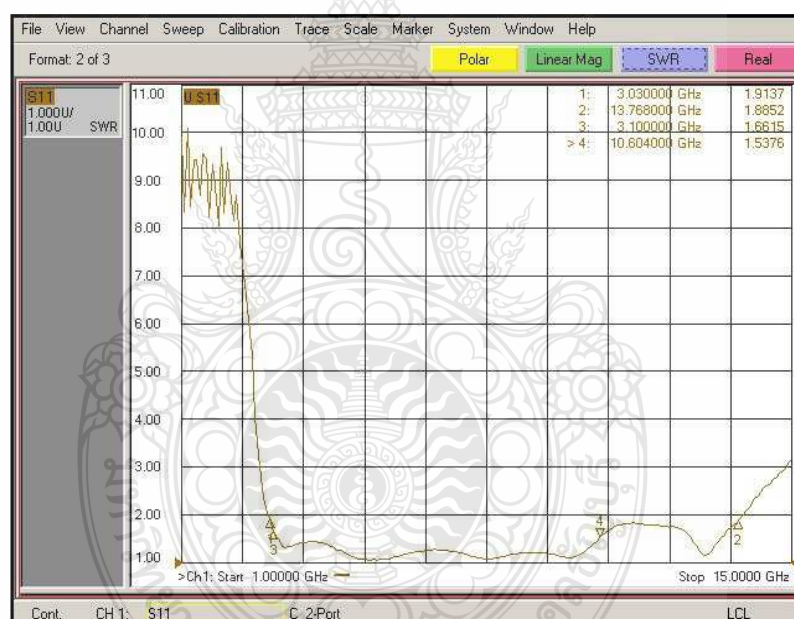
ภาพที่ 4.6 เปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองแบบของค่าการสูญเสียย้อนกลับ ของสายอากาศแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยม

ภาพที่ 4.6 เป็นภาพที่ได้จากการนำภาพที่ 4.5 และ 4.6 เปรียบเทียบค่าสูญเสียย้อนกลับของสัญญาณ พบว่าสายอากาศแบบระนาบร่วมที่มีสตัด์โพลครีวโค้งจะตอบสนองความถี่ได้ดีเฉพาะความถี่ แต่สายอากาศแบบขั้นบันไดจะตอบสนองความถี่ได้ดีในช่วงความถี่ 5 – 8 GHz

ตารางที่ 4.1 การเปรียบเทียบผลการวัดค่าของสายอากาศระหว่างของผลงานวิจัย

สายอากาศที่ทำการปรับแต่งสตัด์โพล	f_c (GHz)	BW (GHz)	BW (%)	Gain _{Avg} (dBi)
สตัด์โพลรูปขั้นบันได	8.42	10.78 (3.03 – 13.81)	143.73	3.44
สตัด์โพลรูปเรียวกว้าง	9.02	11.97 (3.03 – 15.00)	159.60	3.59

4.3.2 ผลการทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่งแรงดัน

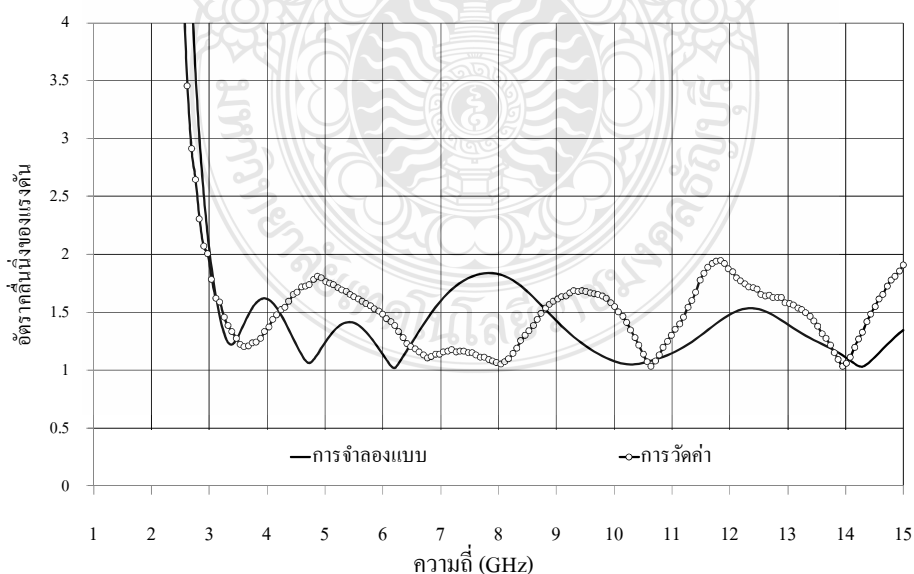


ภาพที่ 4.7 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่วัดได้จากสายอากาศที่ปรับจูนแบบสตัด์โพลรูปขั้นบันได



ภาพที่ 4.8 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่วัดได้จากสายอากาศที่ปรับจูนแบบสลับโพลครูปรีเว้าโค้ง

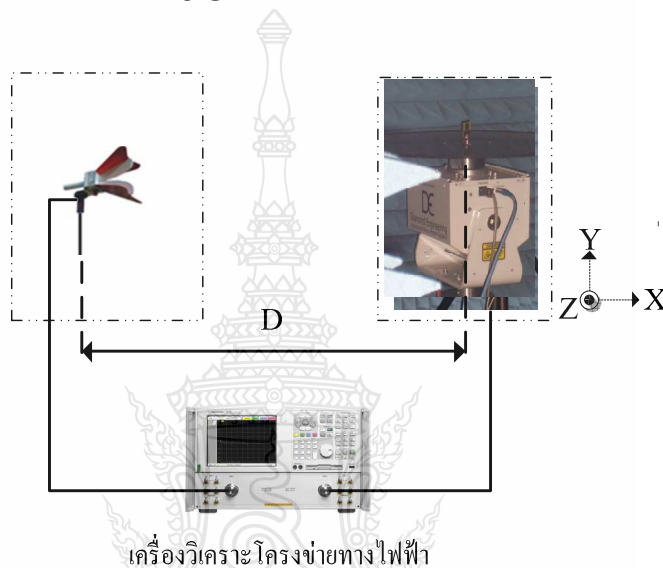
จากภาพที่ 4.7 - 4.8 เป็นค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งแรงดันของสายอากาศที่มีรูปแบบสลับโพลครูปรีเว้าแบนได้ และสลับโพลครูปรีเว้าโค้ง ซึ่งทั้งสองแบบจะมีค่าน้อยกว่า 2 เมื่อเปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่งจะได้ผลการวัด ดังแสดงภาพที่ 4.9



ภาพที่ 4.9 เปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองแบบของค่าแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศแบบระนาบร่วม

4.4 การทดลองวัดอัตราขยายของสายอากาศ

การทดลองวัดอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมที่มีสับโพลครูปริเวอโค้ง ดังภาพที่ 4.10 เป็นวิธีที่ใช้สายอากาศทั้งสองตัว โดยสายอากาศด้านหนึ่งทำหน้าที่เป็นสายอากาศด้านรับ และสายอากาศอีกด้านหนึ่งทำหน้าที่เป็นสายอากาศด้านส่ง คุณลักษณะนี้สามารถนำสมการมาคำนวณจากสมการที่ 4.1 โดยกำหนดหาที่ความถี่ 3.03 GHz และความถี่ 15.00 GHz คือ ส่วนแรกหาค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 3 GHz



ภาพที่ 4.10 การทดลองวัดอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยม

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

โดยที่ P_r คือ กำลังงานที่รับ

P_t คือ กำลังงานที่ส่ง

L_f คือ การสูญเสียในอากาศ

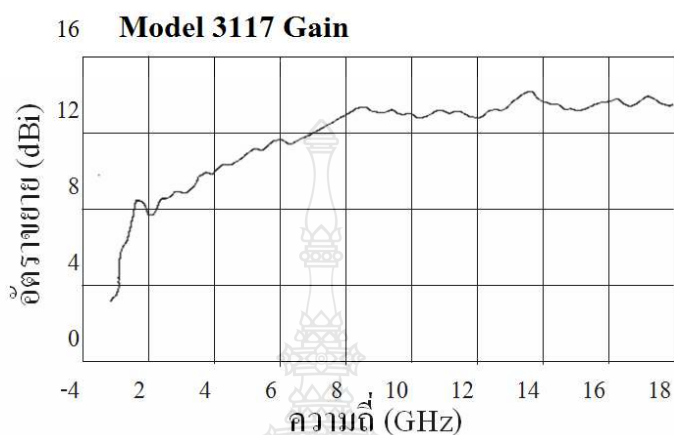
L_{line} คือ การสูญเสียในสายด้านส่งและด้านรับ

G_t คือ อัตราขยายของสายอากาศส่ง

D คือ ระยะห่างของสายอากาศด้านรับ - ด้านส่ง เท่ากับ 2 เมตร

การหาอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 3.00 GHz ถึง 15.00 GHz คำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศที่สร้างจากสมการที่ 4.1 โดยกำหนดให้ค่าคงจากการวัดจริงคือ ค่ากำลังงาน

ที่ส่ง P_r เท่ากับ 0 dBm และค่าการสูญเสียในสายด้านส่งและด้านรับ L_{lme} เท่ากับ 6.47 dB ที่ระยะห่างของสายอากาศเท่ากับ 2 เมตร ค่าอัตราขยายของสายอากาศส่งจากกราฟภาพที่ 4.8 และค่าของกำลังงานที่รับจากการวัดจริงดังตารางที่ 4.2

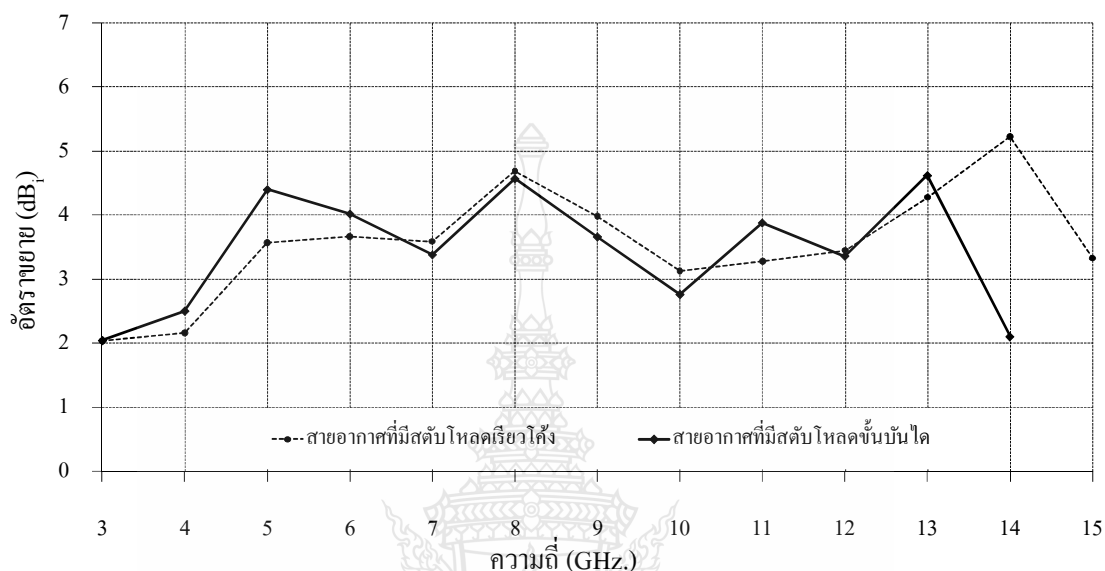


ภาพที่ 4.11 ค่าอัตราขยายของสายอากาศส่ง

ตารางที่ 4.2 ค่าอัตราขยายของสายอากาศจากการวัดจริง

f (GHz)	G_r (dB)	P_r (dBm)	L_r (dB)	G_r (dB)
3	6.5	-45.82	48.01	2.16
4	8.2	-47.74	51.51	2.04
5	9.1	-46.24	52.44	3.57
6	10.2	-46.63	54.03	3.67
7	10.7	-47.55	55.37	3.59
8	12	-46.31	56.53	4.69
9	12.5	-47.54	57.55	3.98
10	12.3	-49.51	58.47	3.13
11	12.5	-49.98	59.29	3.28
12	10.9	-52.17	60.05	3.45
13	12.7	-50.23	60.74	4.28
14	13.3	-49.33	61.39	5.23
15	13	-52.13	61.99	3.33

ในส่วนของการเปรียบเทียบของค่าอัตราขยายจากการจำลองแบบกับผลการวัดของสายอากาศสร้างจริง โดยเริ่มที่ความถี่ 3.00 GHz จนถึงความถี่ 15.00 GHz มีค่าอัตราขยาย 3.04 dB มีค่าอัตราขยาย 3.59 dB แสดงดังภาพที่ 4.12

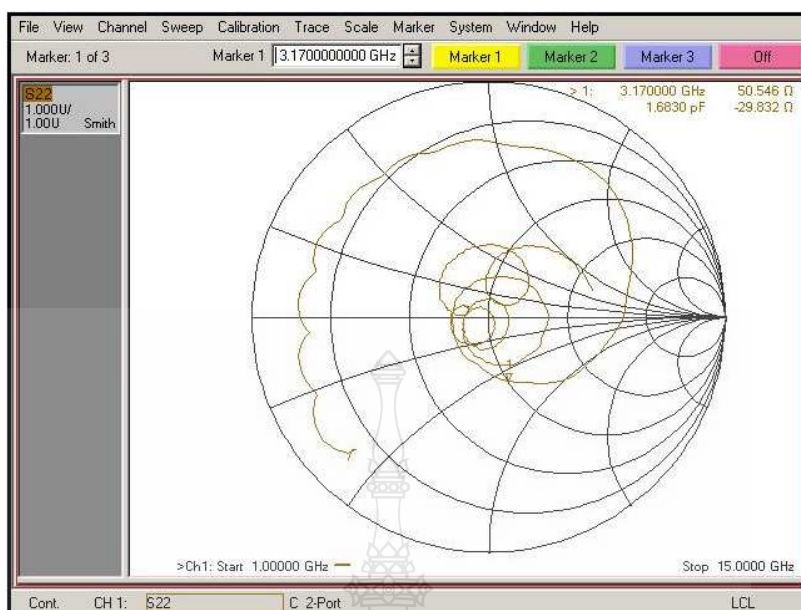


ภาพที่ 4.12 การเปรียบเทียบค่าอัตราขยายสายอากาศ

จากภาพที่ 4.12 เป็นการเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศทั้งสองแบบ สายอากาศแบบแรกคือสายอากาศแบบระนาบร่วมที่ปรับจูนด้วยสตัด์โพลด์แบบชั้นบันได มีอัตราขยายเท่ากับ 3.44 dBi สายอากาศแบบที่สองคือสายอากาศแบบระนาบร่วมที่ปรับจูนด้วยสตัด์โพลด์รีวโค้ง มีอัตราขยายมากกว่าแบบแรกร้อยละ 14.79

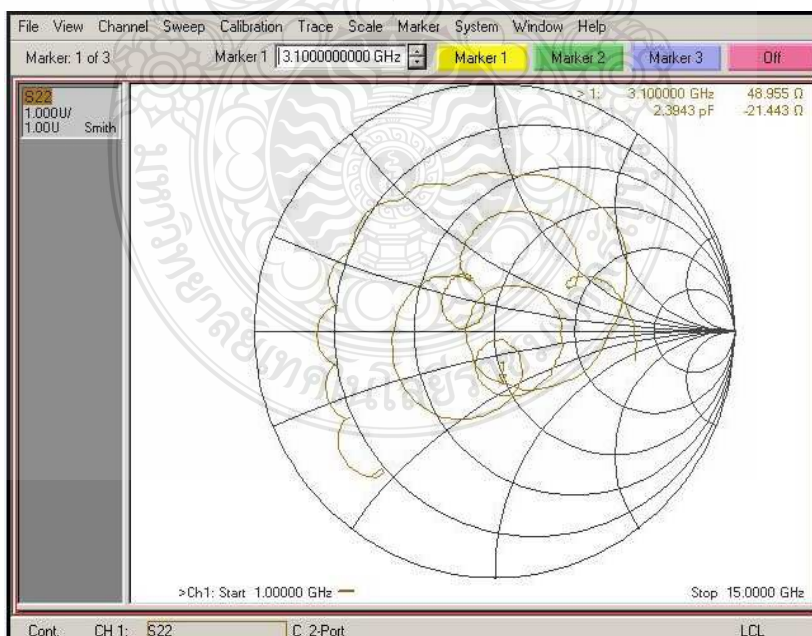
4.4.1 ผลการทดสอบอินพุตอิมพีแดนซ์

ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมที่มีการปรับจูนสตัด์โพลด์ที่ระนาบสร้างเงานั้น จะแสดงในรูปค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศต้นแบบในแผนภาพของสมิทซ์ชาร์ต (Smith Chart) โดยทำการเปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองแบบของค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ ดังภาพที่ 4.13 และ 4.14



ภาพที่ 4.13 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จากการวัดผลของสายอากาศที่ปรับจูนด้วยสตัปโหลดรูปขั้นบันได

จากภาพที่ 4.12 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ปรับจูนด้วยสตัปโหลดรูปแบบขั้นบันไดในช่วงความถี่ 3.17 GHz ความต้านทาน โดยรวมเท่ากับ 50.546 โอห์ม

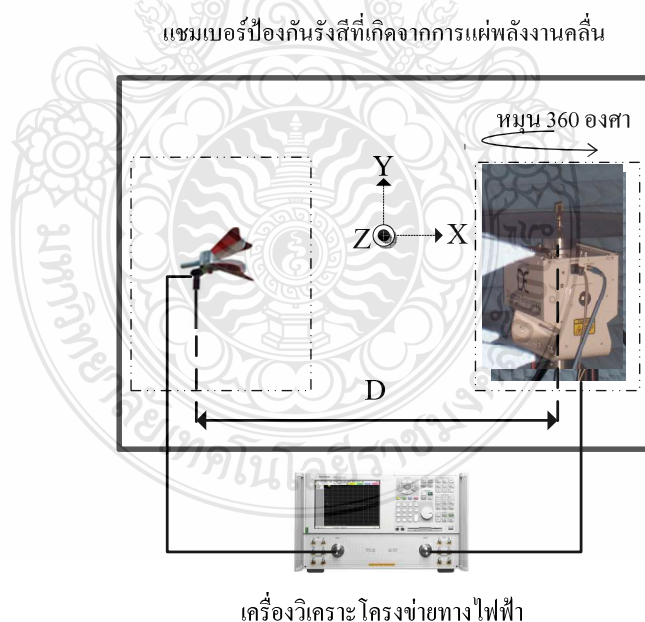


ภาพที่ 4.14 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จากการวัดผลของสายอากาศที่ปรับจูนด้วยสตัปโหลดรูปรีวโค้ง

จากภาพที่ 4.14 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ปรับจูนด้วยสลับโพลครูปริยวโค้ง ที่ช่วงความถี่ 3.1 GHz ความต้านทานโดยรวมเท่ากับ 48.955 โอห์ม

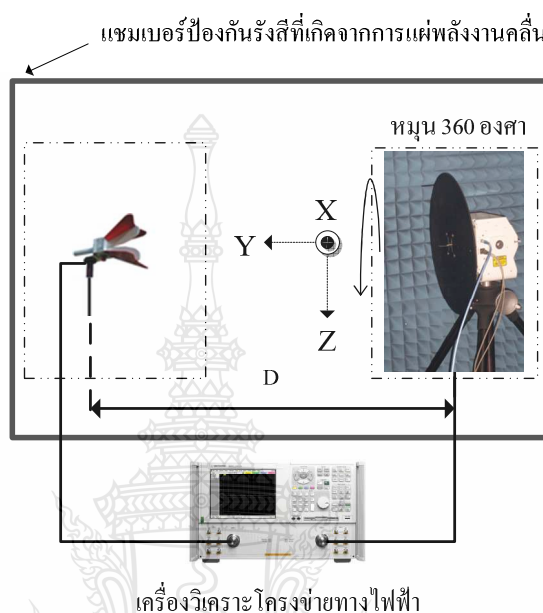
4.2.2 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศสร้างจริง

แบบรูปการแผ่พลังงานสำหรับสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมที่มีการสลับโพลครูปริยวโค้ง และรูปรีวโค้งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีการใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่ง ความถี่ที่ใช้งานในการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานซึ่งได้แก่ ความถี่ 3.5 GHz, 5.2 GHz, 7 GHz และ 10 GHz ตามลำดับ เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดจะประกอบด้วย เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B ร่วมกับโปรแกรมแสดงค่าการแผ่พลังงานสามารถวัดได้ทั้งกำลังและความถี่ในย่านความถี่ที่ออกแบบ โดยปรับความถี่รับที่ความถี่ 3.5 GHz, 5.2 GHz, 7 GHz และ 10 GHz โดยการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศแบบระนาบร่วมแบบบนพื้นที่โล่งใช้ความสูงของเสาส่งและเสารับจากพื้น 1.2 เมตรและระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและรับ 2 เมตร สายนำสัญญาณทั้งด้านส่งและรับยาวด้านละ 5 เมตรแสดงดังภาพที่ 4.13 โดยใช้การปรับระนาบที่ด้านรับครั้งละ 5 องศา เพื่อดูค่าความแตกต่างของสัญญาณที่สายอากาศสามารถรับได้ในแต่ละระนาบ โดยจะทำการทดสอบสายอากาศแบบระนาบร่วมแบบมุมกวาด (Azimuth) ดังภาพที่ 4.15



ภาพที่ 4.15 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลการหมุนสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้า E

จากภาพที่ 4.15 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานในแนว X - Z หรือระนาบสนามไฟฟ้า E สายอากาศจะหมุนในแนวระนาบขนานกับพื้นโลก การทดสอบสายอากาศระนาบร่วมแบบมุมยก (Elevation) ดังภาพที่ 4.16

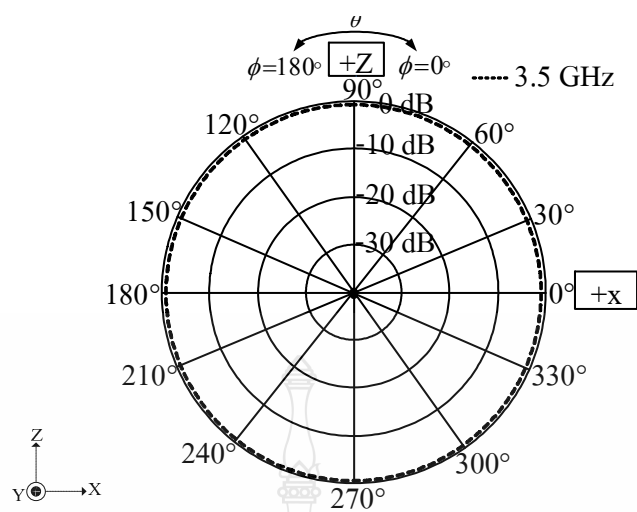


ภาพที่ 4.16 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าการหมุนสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้า H

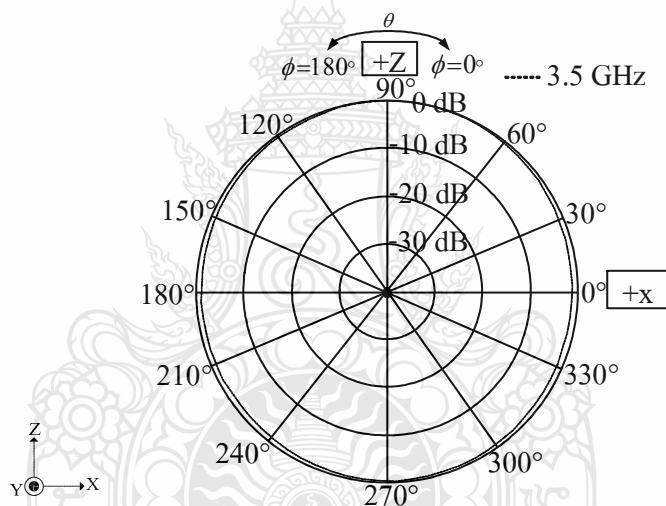
จากภาพที่ 4.16 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานในแนว Y - Z หรือระนาบสนามไฟฟ้า H สายอากาศจะหมุนแบบมุมยก (Elevation) มีทิศทางในการหมุนตั้งฉากกับพื้นโลก

4.5 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

สายอากาศที่ปรับจูนแบบสลับเร็วโค้งมีแบบรูปการแผ่พลังงานสนามแม่เหล็กจากการจำลองแบบ การจำลองค่าการแผ่พลังงานสนามแม่เหล็กในห้องปฏิบัติการ



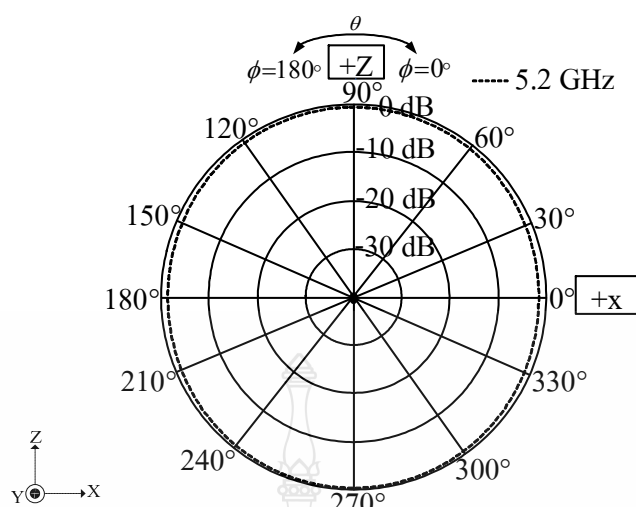
(ก) จำลองแบบ



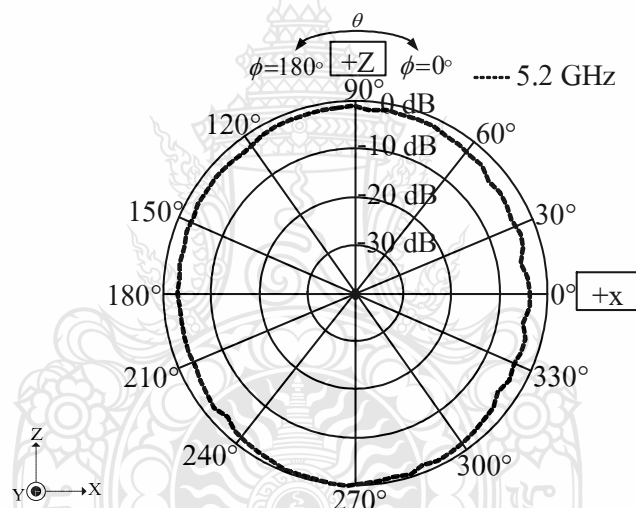
(ข) การวัดค่า

ภาพที่ 4.17 แบบรูปการแผ่พลังงานคลื่น ในระนาบสนามไฟฟ้า E ที่ความถี่ 3.5 GHz

จากภาพที่ 4.17 ผลเปรียบเทียบโพลาริเซชันร่วมสำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานใน E-Plane ที่ความถี่ 3.5 GHz จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่เหมือนกัน



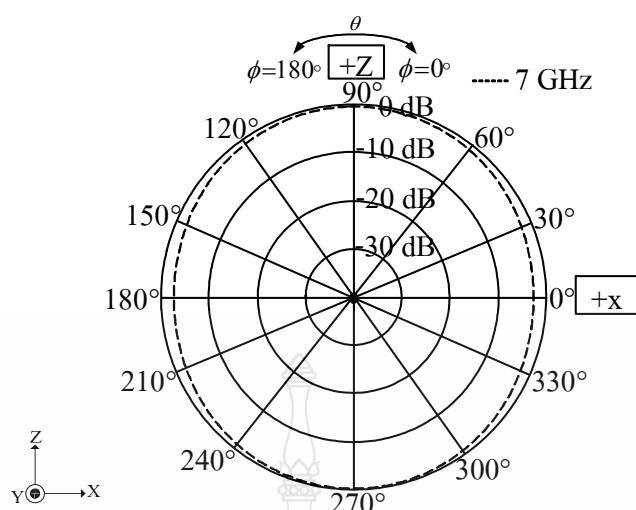
(ก) จำลองแบบ



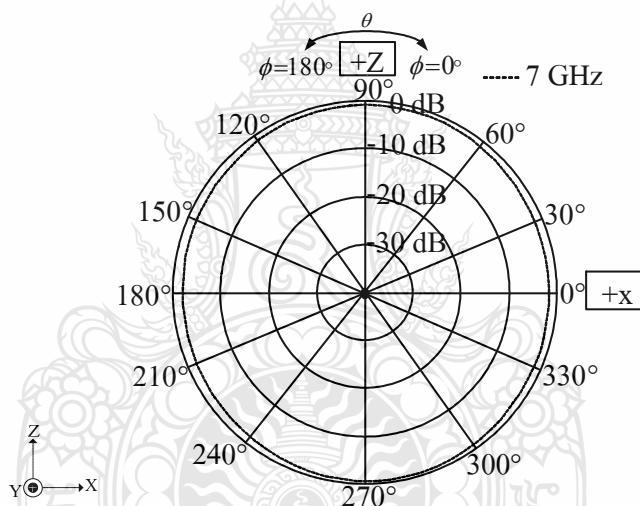
(ข) การวัดค่า

ภาพที่ 4.18 แบบรูปการแผ่พลังงานคลื่น ในระนาบสนามไฟฟ้า E ที่ความถี่ 5.2 GHz

จากภาพที่ 4.18 ผลเปรียบเทียบโพลาริเซชันร่วมสำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า E ที่ความถี่ 5.2 GHz จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่เหมือนกัน



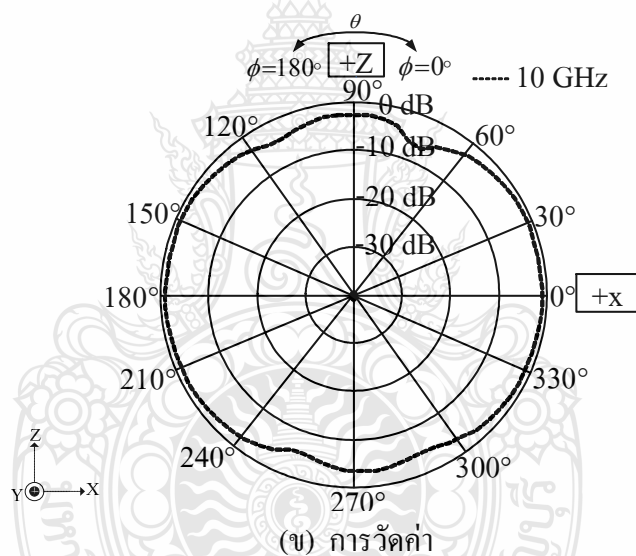
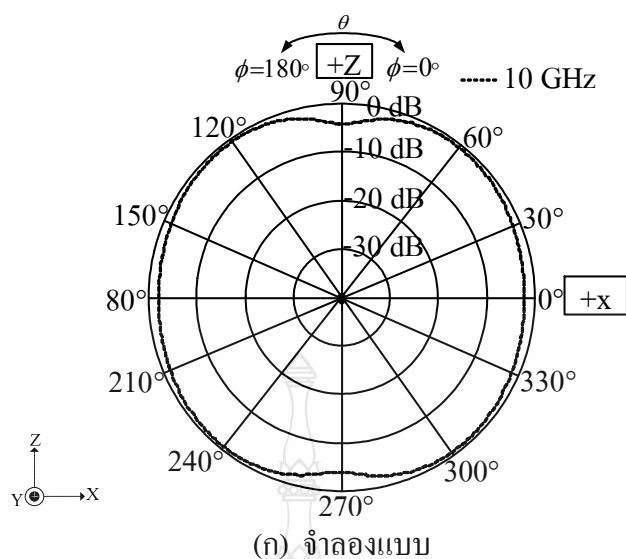
(ก) จำลองแบบ



(ข) การวัดค่า

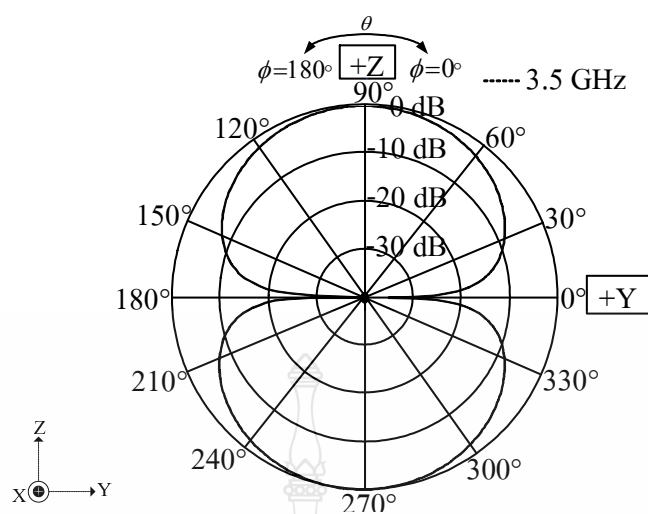
ภาพที่ 4.19 แบบรูปการแผ่พลังงานคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า E ที่ความถี่ 7 GHz

จากภาพที่ 4.19 การเปรียบเทียบโพลาริเซชันร่วมสำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า E ที่ความถี่ 7 GHz มีแบบรูปการแผ่พลังงานที่เหมือนกัน

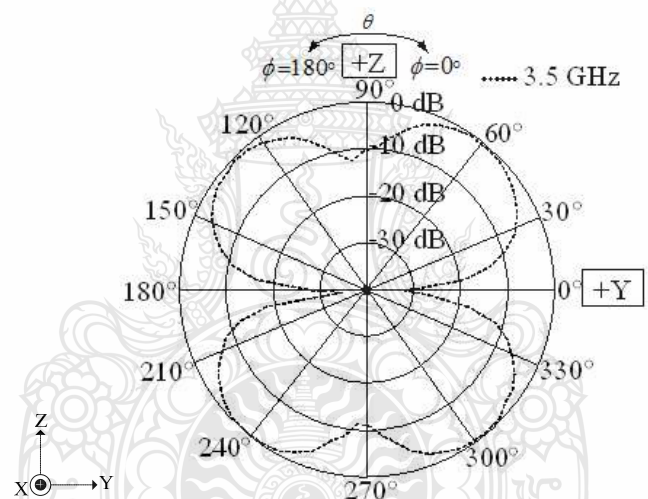


ภาพที่ 4.20 แบบรูปการแผ่พลังงานคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า E ที่ความถี่ 10 GHz

จากภาพที่ 4.20 ผลเปรียบเทียบ โพลาริเซชันร่วมสำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า H ที่ความถี่ 10 GHz มีแบบรูปการแผ่พลังงานที่แตกต่างกันแต่ไม่มากนักเนื่องจากการแผ่พลังงานความถี่สูงจะมีความแคบของคลื่นค่อนข้างมาก



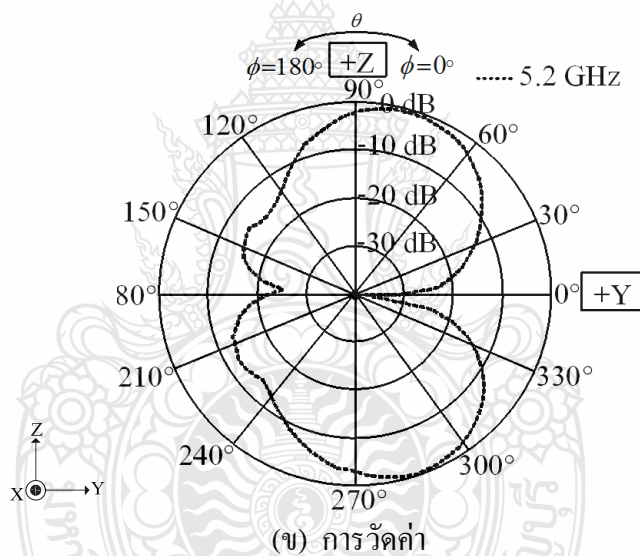
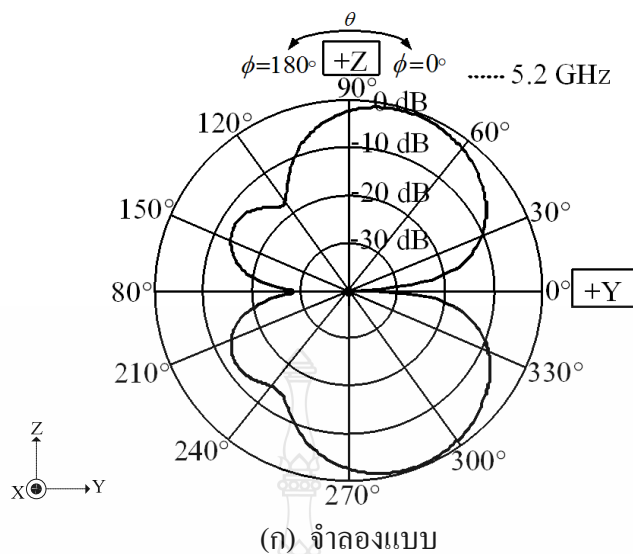
(ก) จำลองแบบ



(ข) การวัดค่า

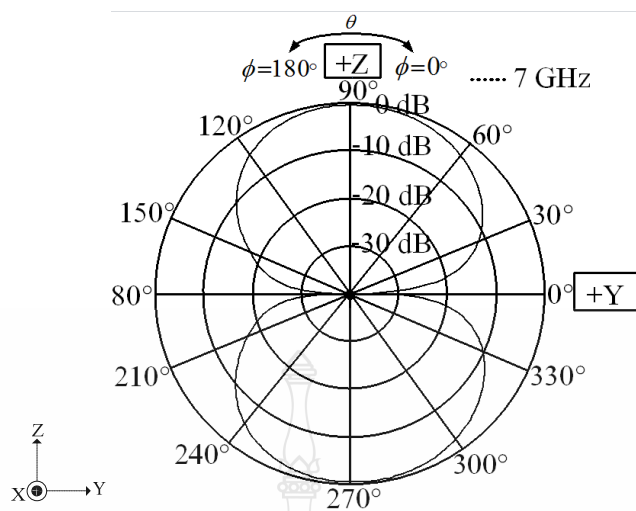
ภาพที่ 4.21 แบบรูปการแผ่พลังงานคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า H ที่ความถี่ 3.5 GHz

จากภาพที่ 4.21 การเปรียบเทียบโพลาริเซชันร่วมสำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า H ที่ความถี่ 3.5 GHz จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่เหมือนกัน

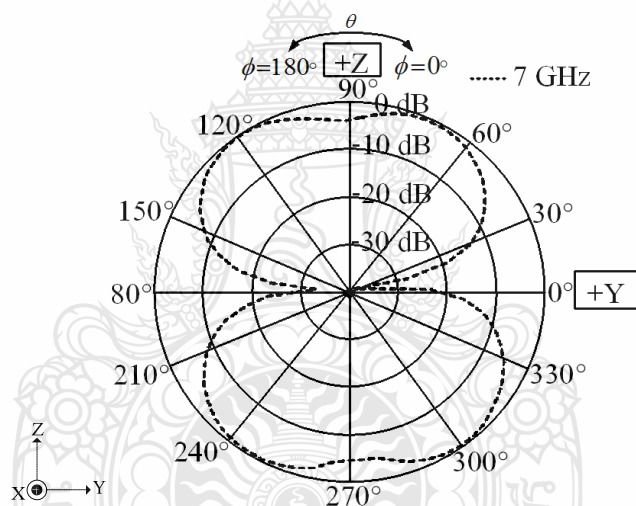


ภาพที่ 4.22 แบบรูปการแผ่พลังงานคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า H ที่ความถี่ 5.2 GHz

จากภาพที่ 4.22 การเปรียบเทียบโพลาริเซชันร่วมสำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า H ที่ความถี่ 5.2 GHz จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่เหมือนกัน



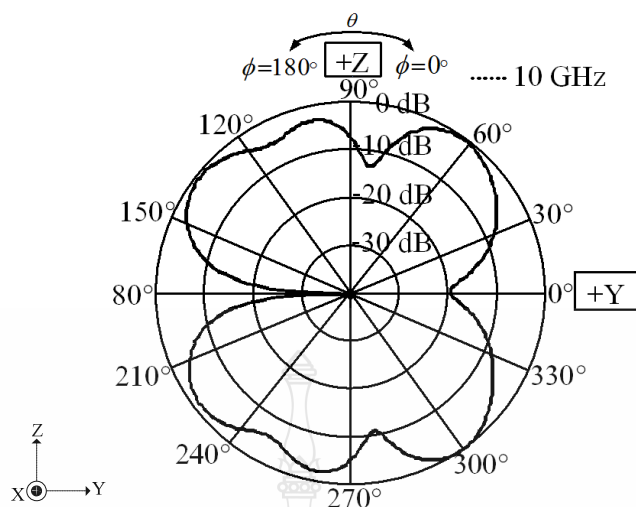
(ก) จำลองแบบ



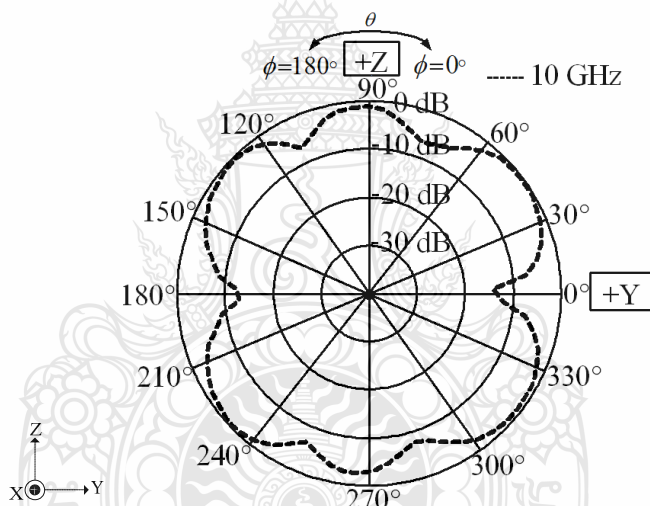
(ข) การวัดค่า

ภาพที่ 4.23 แบบรูปการแผ่พลังงานคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า H ที่ความถี่ 7 GHz

จากภาพที่ 4.23 การเปรียบเทียบโพลาริเซชันร่วมสำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า H ที่ความถี่ 7 GHz จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่เหมือนกัน



(ก) จำลองแบบ



(ข) การวัดค่า

ภาพที่ 4.24 แบบรูปการแผ่พลังงานคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า H ที่ความถี่ 10 GHz

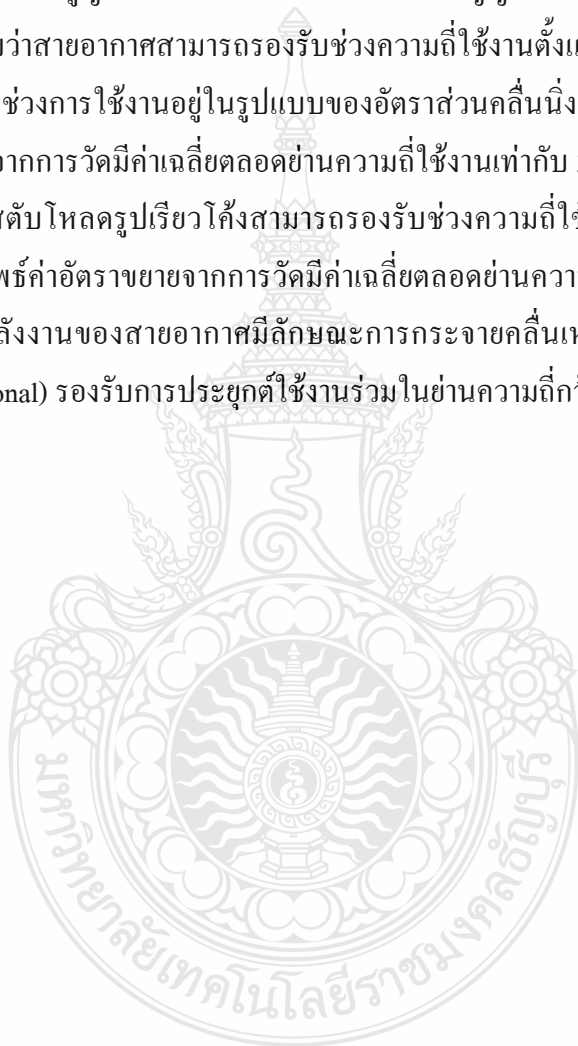
จากภาพที่ 4.24 การเปรียบเทียบโพลาริเซชันร่วมสำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า H ที่ความถี่ 10 GHz จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่เหมือนกัน

จากภาพที่ 4.17-4.24 เมื่อเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานสนามแม่เหล็กพบว่าที่ความถี่สายอากาศที่ปรับจูนสลับโหนดแบบระนาบเรียวโค้งมีผลการจำลองแบบสอดคล้องกับผลของการวัดค่าการแผ่พลังงานของคลื่นสนามแม่เหล็ก

4.6 สรุปผลของการวัดสายอากาศ

การวัดมาเปรียบเทียบเพื่อศึกษาพฤติกรรมด้านต่างๆ ซึ่งผลการเปรียบเทียบ พบว่าค่าผลลัพธ์ที่ได้เช่น ผลของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันน้อยกว่าหรือเท่ากับ 2 ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณน้อยกว่าหรือเท่ากับ -10 dB และแบบรูปการแผ่พลังงานของคลื่นของสายอากาศทั้งสองรูปแบบมีแนวโน้มที่เหมือนกัน

ผลจากการวัดค่าสูญเสียเนื่องการสะท้อนกลับของสัญญาณของสายอากาศที่ปรับจูนสลับโพลครูปขึ้นบันได พบว่าสายอากาศสามารถรองรับช่วงความถี่ใช้งานตั้งแต่ 3.03 GHz ถึง 13.81 GHz โดยตอบสนองความถี่ช่วงการใช้งานอยู่ในรูปแบบของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันน้อยกว่า 2 จากผลลัพธ์ค่าอัตราขยายจากการวัดมีค่าเฉลี่ยตลอดย่านความถี่ใช้งานเท่ากับ 3.44 dBi และจากการวัดค่าสายอากาศที่ปรับจูนสลับโพลครูปเรียวโค้งสามารถรองรับช่วงความถี่ใช้งานตั้งแต่ 3.03 GHz ถึง 15.00 GHz จากผลลัพธ์ค่าอัตราขยายจากการวัดมีค่าเฉลี่ยตลอดย่านความถี่ใช้งานเท่ากับ 3.59 dBi และแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศมีลักษณะการกระจายคลื่นเหมือนกัน คือเป็นแบบรอบทิศทาง (Omni directional) รองรับการใช้งานรวมในย่านความถี่กว้างยิ่ง



บทที่ 5

บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศโมโนโพล แบบระนาบร่วมด้วยการปรับจูนสลับโพลดิเรกต์แทนสลับโพลดิเรกต์แบบขั้นบันได เพื่อรองรับโครงข่ายการสื่อสารไร้สายในย่านความถี่อัลตราไวด์แบนด์ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (3.1 - 10.6 GHz)

5.1 สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์

5.1.1 การเพิ่มขนาดแบนด์วิดท์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเทคนิคการปรับโครงสร้างสายอากาศแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมเพื่อรองรับการประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่กว้างยิ่ง โดยการออกแบบแบ่งเป็น 3 ขั้นตอนคือ

ขั้นตอนที่หนึ่งได้ศึกษาและออกแบบสายอากาศต้นแบบ การคำนวณหาขนาดขององค์ประกอบภายในของสายอากาศตามสมการที่ 2.1 – 2.19 แล้วทำการวิเคราะห์ค่าสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสัญญาณร่วมกับการวิเคราะห์แบบรูปสนามกระแส และการวิเคราะห์ความหนาแน่นกระแสบนพื้นผิวดำนำของสายอากาศ

ขั้นตอนที่สองนำผลที่ได้มาวิเคราะห์หาจุดปรับจูน ทำการปรับจูนด้วยเทคนิควิธีสลับโพลดิเรกต์ตัว I ที่ระนาบสร้างเงาทั้งสองข้าง ทำให้ได้สลับโพลดิเรกต์ขั้นบันไดทั้งสองข้าง ซึ่งมีความถี่ครอบคลุมตั้งแต่ 3.03 GHz ถึง 13.81 GHz มีค่าอัตราการขยายเฉลี่ยที่ความถี่เท่ากับ 3.44 dBi และเมื่อเทียบกับมาตรฐาน IEEE 802.15.3a จะมีแบนด์วิดท์มากกว่าร้อยละ 43.73

ขั้นตอนที่สามเป็นการพัฒนาสายอากาศโดยทำการลดเส้นปรับจูนจากขั้นก่อน โดยทำการปรับจูนสลับโพลดิเรกต์ขั้นบันไดให้เป็นสลับโพลดิเรกต์แทน ทำให้สายอากาศมีขนาดแบนด์วิดท์มากขึ้นครอบคลุมตั้งแต่ 3.03 GHz ถึง 15.00 GHz เมื่อเทียบกับมาตรฐาน IEEE 802.15.3a จะมีแบนด์วิดท์มากกว่าร้อยละ 59.60 และมีแบนด์วิดท์มากกว่าสายอากาศที่มีการปรับจูนแบบสลับโพลดิเรกต์ขั้นบันได [15] ร้อยละ 15.87

5.1.2 แบบรูปการแผ่พลังงานและอัตราการขยายพลังงานของสายอากาศ

สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมที่มีการปรับจูนด้วยสลับโพลดิเรกต์ จากผลการจำลองแบบและผลการวัดค่าพบว่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันมีค่าต่ำกว่า 2 และ ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับน้อยกว่าหรือเท่ากับ -10 dB มีค่าแบนด์วิดท์เท่ากับ 11.97 GHz (3.03 – 15.00 GHz) ผลลัพธ์ของทิศทางการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ 3.5, 5.2, 7 และ 10

GHz พบว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงานที่ใกล้เคียงกัน คือเป็นแบบรอบทิศทาง (Omni directional) และค่าเฉลี่ยอัตราการขยายที่ความถี่ 3.03-15.00 GHz เท่ากับ 3.59 dBi

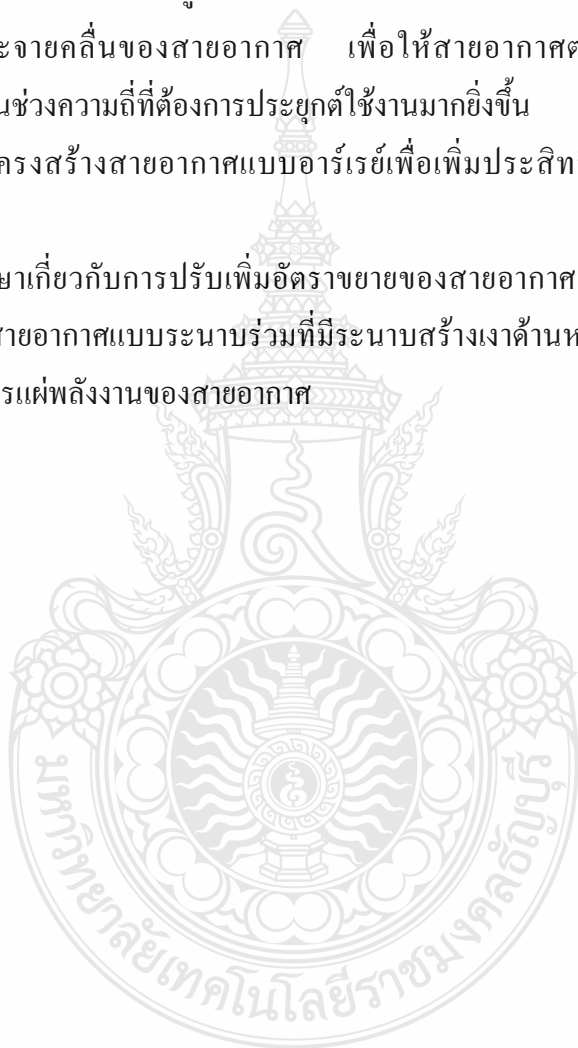
5.2 ข้อเสนอแนะและการพัฒนาในอนาคต

5.2.1 การพัฒนาโครงสร้างสายอากาศ

1) โครงสร้างสายอากาศในรูปแบบอนาคตเพื่อศึกษาการเพิ่มระดับปรับจูนรูปทรงเรขาคณิตต่างๆ ที่ส่วนแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ เพื่อให้สายอากาศตอบสนองความถี่และเกิดประสิทธิภาพสูงสุด ในช่วงความถี่ที่ต้องการประยุกต์ใช้งานมากยิ่งขึ้น

2) ศึกษาโครงสร้างสายอากาศแบบอาร์เรย์เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการแผ่พลังงานของสายอากาศ

3) ควรศึกษาเกี่ยวกับการปรับเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ โดยพัฒนาจากสายอากาศแบบระนาบร่วมเป็นสายอากาศแบบระนาบร่วมที่มีระนาบสร้างเงาด้านหลัง เพื่อเพิ่มอัตราขยายและปรับทิศทางแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ



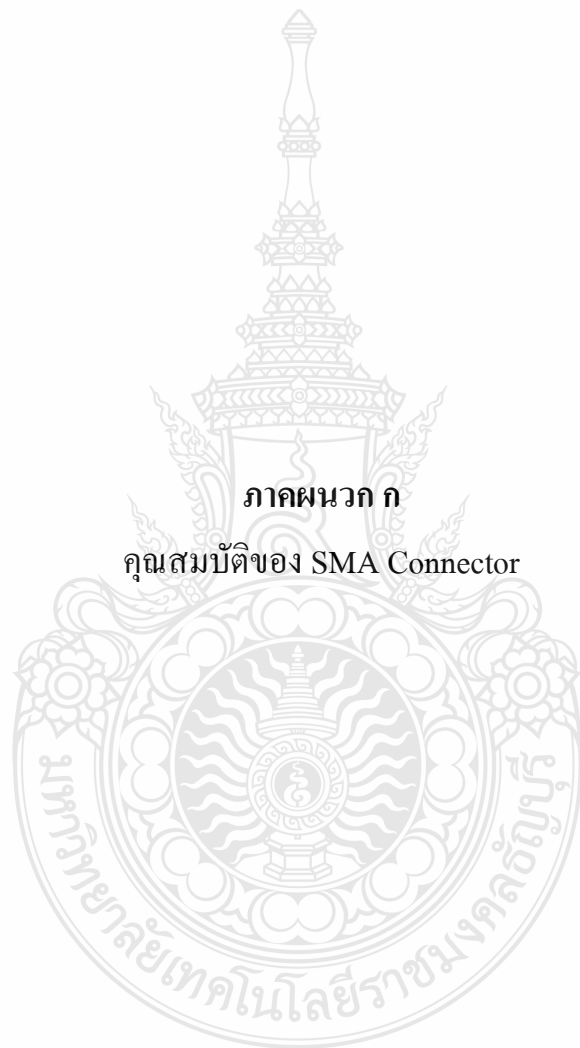
รายการอ้างอิง

- [1] IEEE, **FCC Report and Order for Part 15 Acceptance of Ultra Wideband (UWB) Systems from 3.1-10.6 GHz**, Washington DC, 2002
- [2] Wen-Shan Chen, Y. C. Chang, H. T. Chen, F. S. Chang, and H. C. Su., “Novel Design of Printed Monopole Antenna for WLAN/WiMAX Applications” **Antennas and Propagation Society International Symposium**, 2007 IEEE, 9-15 June 2007, pp 3281-3284
- [3] Chao Deng, Yong-jun Xie, and Ping Li “CPW-Fed Planar Printed Monopole Antenna with Impedance Bandwidth Enhanced” **IEEE Antenna and Wireless Letters**, Vol.8, 2009, pp 1394-1397
- [4] Young-Jin Park, IEEE, Jong-Hwa Song, and Kwan-Ho Kim “A novel stepped fat monopole antenna for precision location system using impulse waveform” Ultra-Wideband, **ICU 2005 IEEE International Conference**, 5-8 September 2005, pp.85-88
- [5] Hou ZHANG, Guiyuan LI, Jian WANG and Xiong YIN, “A Novel Coplanar CPW-Fed Square Printed Monopole Antenna for UWB Applications,” **ICMMT 2010**. pp 352
- [6] Hector Dave Orrillo Ascama, Carlos R. P. Dionisio and Sergio Takeo Kofuji “Experimental and Electromagnetic simulation investigation of an Ultra-wideband CPW-fed disc monopole antenna used through - wall detection and Localization of targets” Communications, **2009 LATINCOM 09. IEEE Latin- American Conference**, 10-11 September 2009, pp.1-6
- [7] Majan Mokhtaari and Jens Bornemann “Printed-Circuit Antennas for 3-30 GHz and 3-60 GHz UWB Applications” Department of Electrical and Computer Engineering, **ICICE 2010**, pp. 1922-1925
- [8] Aidin Mehdipour, Armin Parsa, Abdel R. Sebak and Christopher W. Trueman “Miniturised Coplanar Waveguide-Fed Antenna and Band-Notch Design for Ultra Wideband Applications” Department of Electrical and Computer Engineering, **IET Microwave. Antennas Propagation. 2009**, Vol. 3, pp. 974–986

- [9] ไพโรจน์ ไววานิชกิจ และกมล เขมะรังสี “เปิดโลกการสื่อสารไร้สาย” บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด (มหาชน) 800/43-45: ช.ตระกูลสุข อโศก-ดินแดง เขตดินแดง กทม 10320 ISBN 974-512-649-9
- [10] Brain C.Wadell “Transmission Line Design Handbook” Teradyne , Inc Boston, Massachusetts Artech House, Inc. 685 Canton Street Norwood, MA 02062 ISBN 0-89006-436-9 1991
- [11] William H.Hayt, Jr. John A. Buck แปลโดย รศ.ดร.สุริกาน และร.ศ.ขนิษฐา แซ่ตั้ง, **สนามแม่เหล็กไฟฟ้า**, สำนักพิมพ์ท็อป จำกัด รามอินทรา มีนบุรี กทม.10510 ISBN 974-9918-22-3
- [12] K.C. Gupta, Ramesh Garg, Inder Bahl and Prakash Bhartia, **Microstrip Lines and Slotlines**, International Standard Book: 0-89006-766-x Library of Congress Catalog Card Number: 95-51852.
- [13] CAM NGUYEN “Analysis Methods for RF, Microwave, and Millimeter-Wave Planar Transmission Line Structures” A Wiley Interscience Public ISBN 0-471-01750-7
- [14] Pawee Chaiboon, Apirada Namsang, and Amnoiy Ruengwaree “CPW Fed Square Printed Monopole Antenna With Stub Load Step Shape and Asymmetrical Gap for UWB Application ” **EECON34**, 26-28 ตุลาคม 2554, pp 717-720
- [15] ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ชานูชัย ทองโสภาก อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม และ นายไพรัตน์ ทศดี “Array of Quasi Rhomboid Shaped Element Bowtie Antenna with Reflector for Ultra Wideband Applications,” **International Symposium on Antennas and Propagation: ISAP09**, กรุงเทพมหานคร, 20-23 ตุลาคม 2552.
- [16] เอกพล ย่างสุขและเบญจวรรณ ศรีสูงเนิน, **สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดสตับลูยันไวแมกซ์**, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2552.
- [17] สุวัฒน์ สกุลชาติ, **สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการจูนสตับการใช้งานเครือข่ายไร้สาย**, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2552.

ภาคผนวก





ภาคผนวก ก

คุณสมบัติของ SMA Connector



INCHES (MILLIMETERS)
CUSTOMER DRAWINGS AVAILABLE UPON REQUEST

SMA - 50 Ohm Connectors

Panel Mount

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

SMA - 50 Ohm Connectors

Specifications



ELECTRICAL RATINGS

Impedance: 50 ohms

Frequency Range:

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

VSWR: (f = GHz)

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

Working Voltage: (Vrms maximum)

Connectors for Cable Type

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

Dielectric Withstanding Voltage: (VRMS minimum at sea level)

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

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

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

Insertion Loss: (dB maximum)

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

Insulation Resistance: 5000 megohms minimum

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

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

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

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

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

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

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

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

MECHANICAL RATINGS

Engagement Design: MIL-C-39012, Series SMA

Engagement/Disengagement Force: 2 inch-pounds maximum

Mating Torque: 7 to 10 inch-pounds

Bulkhead Mounting Nut Torque: 15 inch-pounds minimum

Coupling Proof Torque: 15 inch-pounds minimum

Coupling Nut Retention: 60 pounds minimum

Contact Retention:

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

Cable Retention:

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

*Or cable breaking strength whichever is less.

Durability: 500 cycles minimum

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

ENVIRONMENTAL RATINGS (Meets or 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

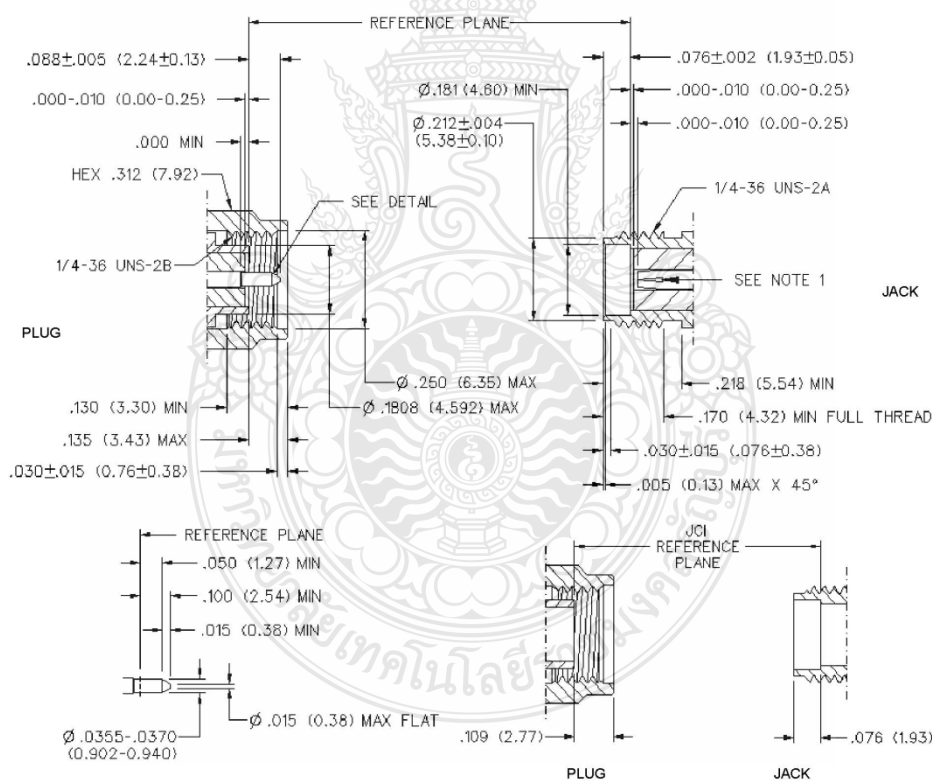
Mounting Hardware: Brass per QQ-B-626 or QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

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.

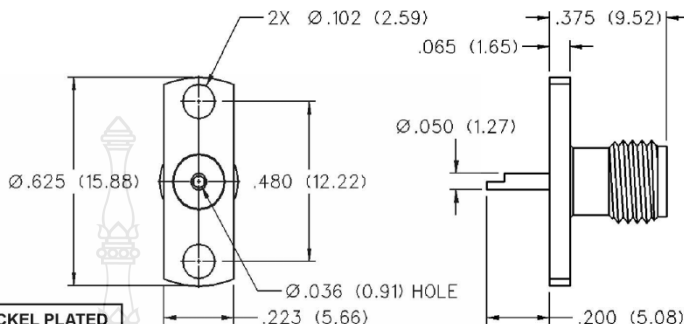
SMA - 50 Ohm Connectors



Panel Mount

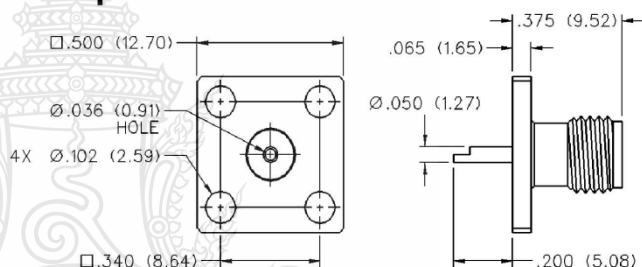
INCHES (MILLIMETERS)
CUSTOMER DRAWINGS AVAILABLE UPON REQUEST

2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



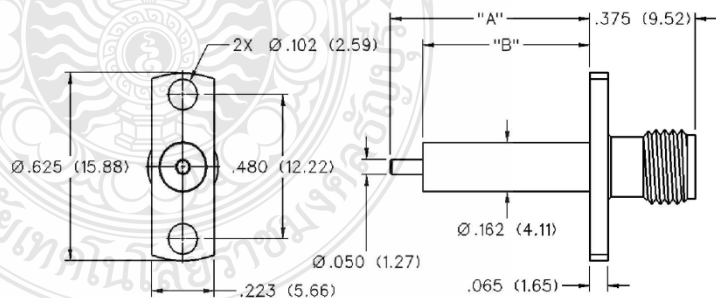
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: N/A 0-18 GHz	142-0701-621	142-0701-626

4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



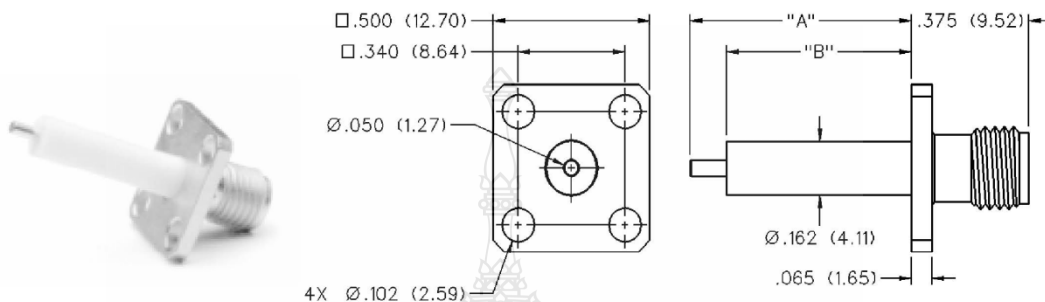
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: N/A 0-18 GHz	142-0701-631	142-0701-636

2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



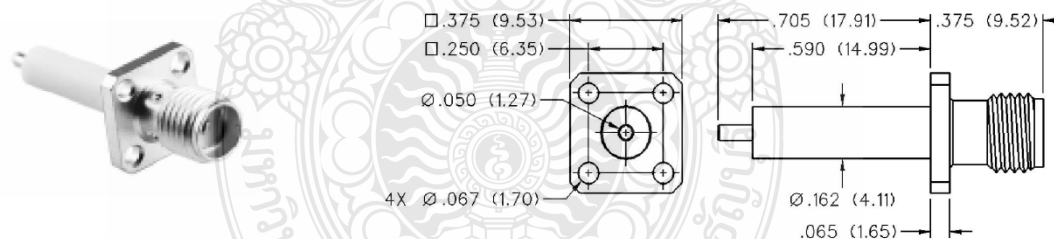
VSWR & FREQ. RANGE	PRODUCT SERIES	GOLD PLATED	NICKEL PLATED	"A"	"B"
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	Brass	142-1701-131	142-1701-136	.705 (17.91)	.590 (14.99)
		142-1701-031	142-1701-036	.240 (6.10)	.180 (4.57)

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



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

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



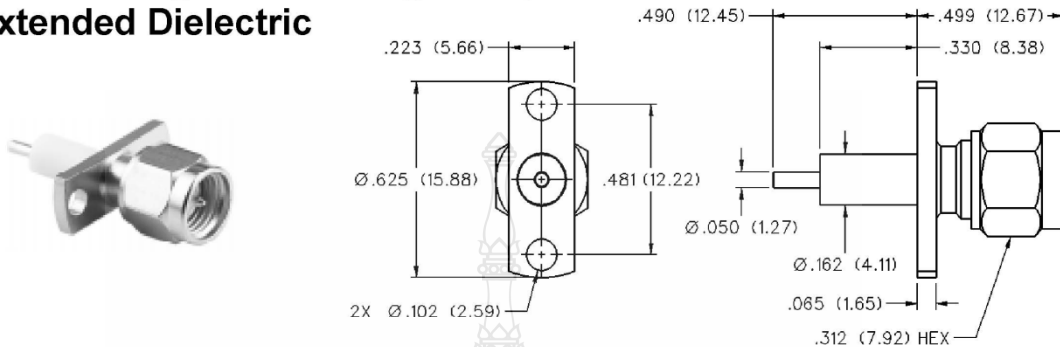
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1701-011	142-1701-016

SMA - 50 Ohm Connectors



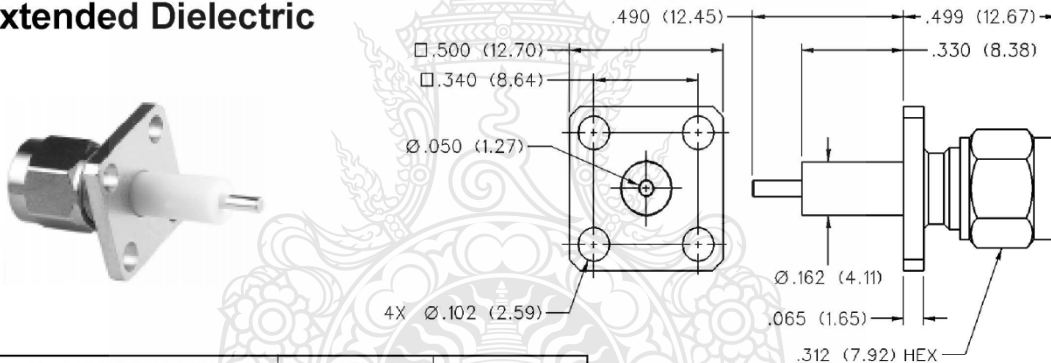
Panel Mount

2-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric



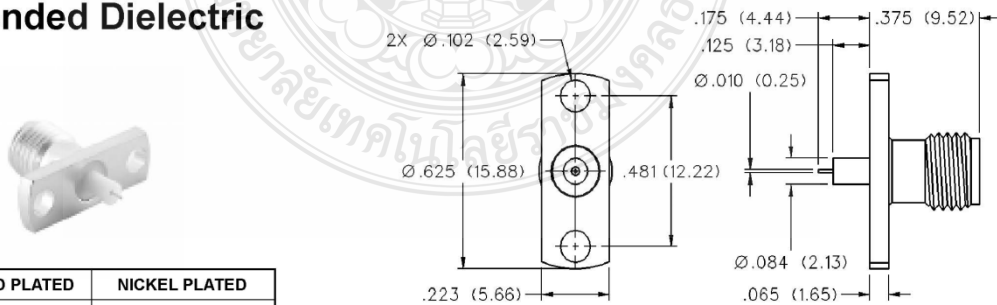
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1801-041	142-1801-046

4-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric



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

2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



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

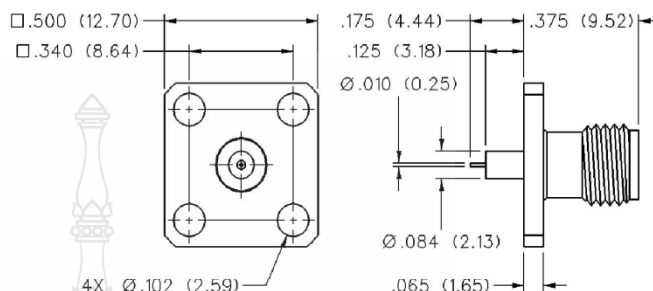


INCHES (MILLIMETERS)
CUSTOMER DRAWINGS AVAILABLE UPON REQUEST

SMA - 50 Ohm Connectors

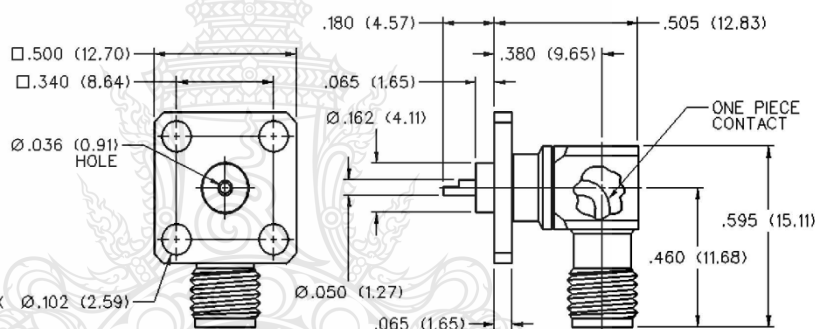
Panel Mount

4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



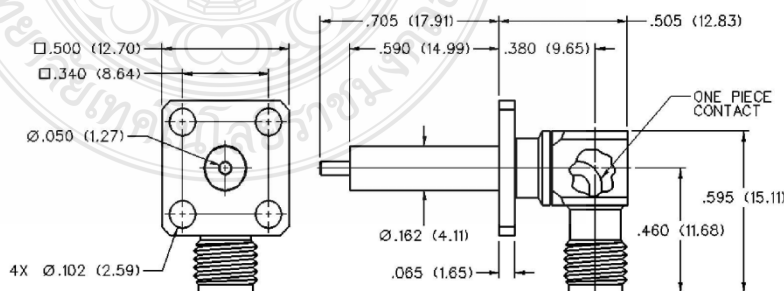
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1701-191	142-1701-196

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



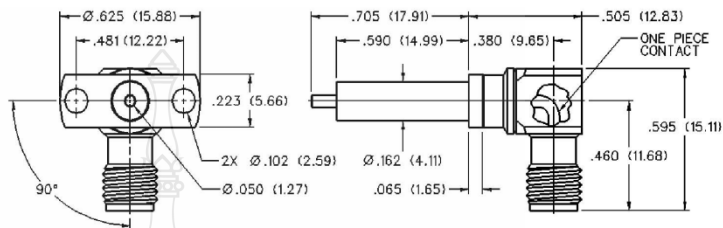
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-001	142-1711-006

SMA - 50 Ohm Connectors



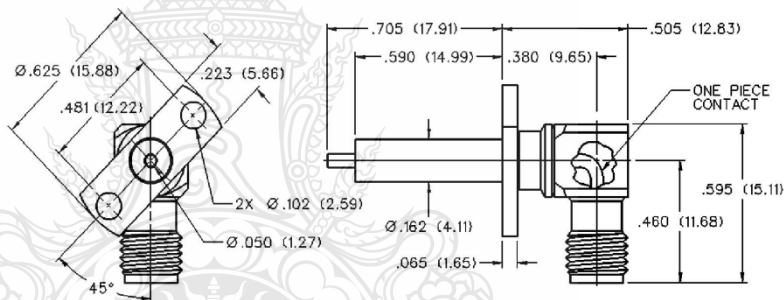
Panel Mount

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



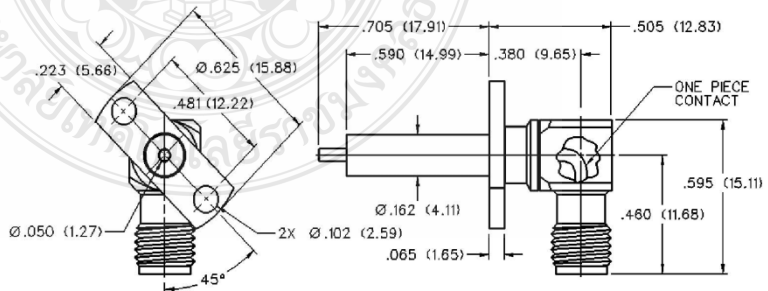
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-011	142-1711-016

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

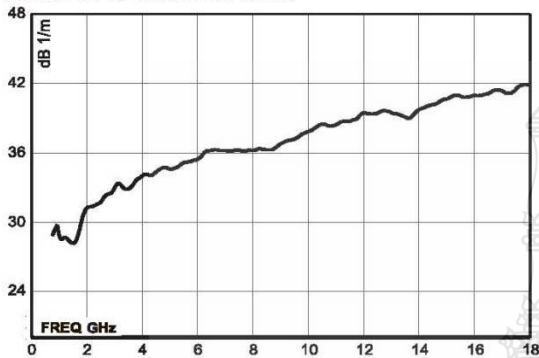
Physical Specifications

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

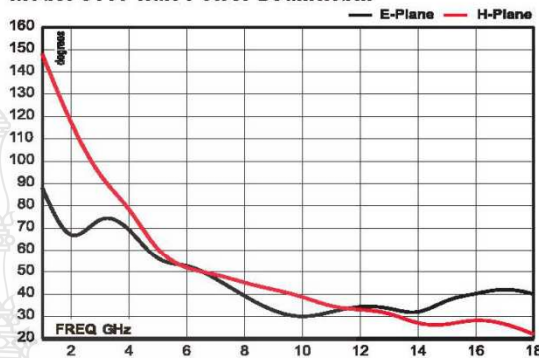
EMC Antennas
Double-Ridged Waveguide Horn

Model 3117

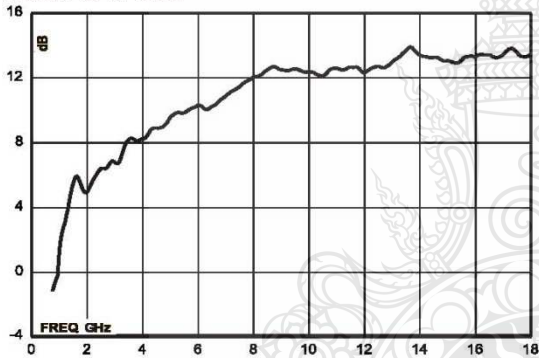
Model 3117 Antenna Factor



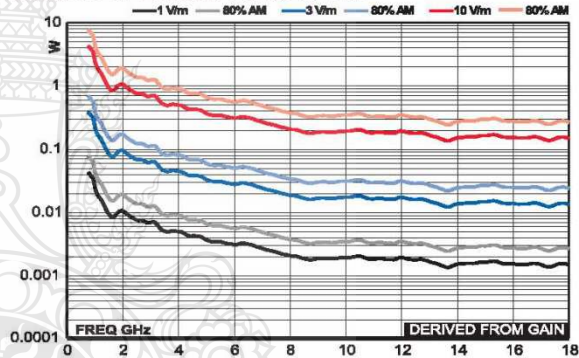
Model 3117 Half Power Beamwidth



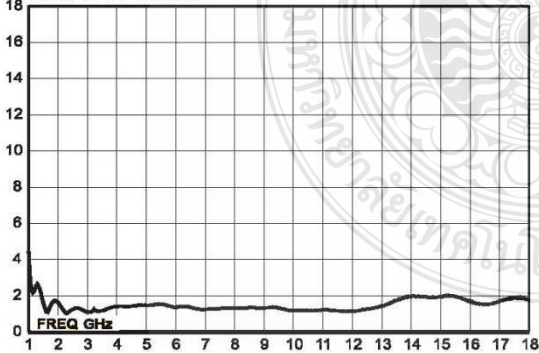
Model 3117 Gain



Model 3117 Forward Power @ 1 m



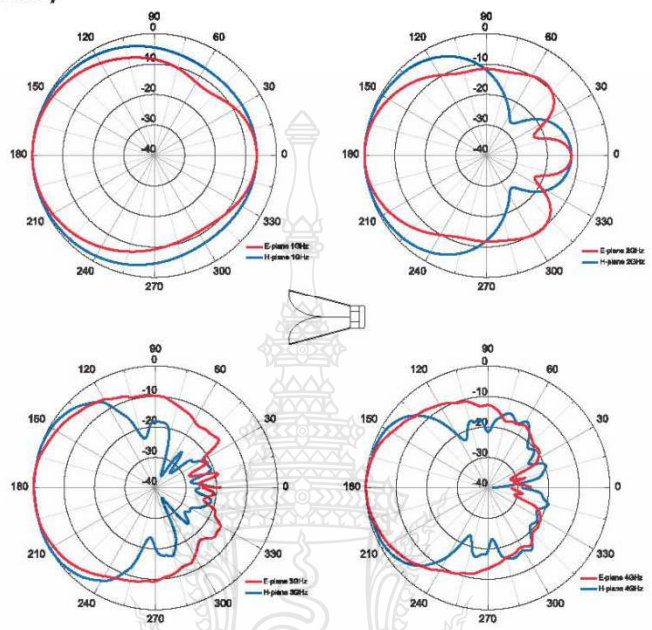
Model 3117 VSWR



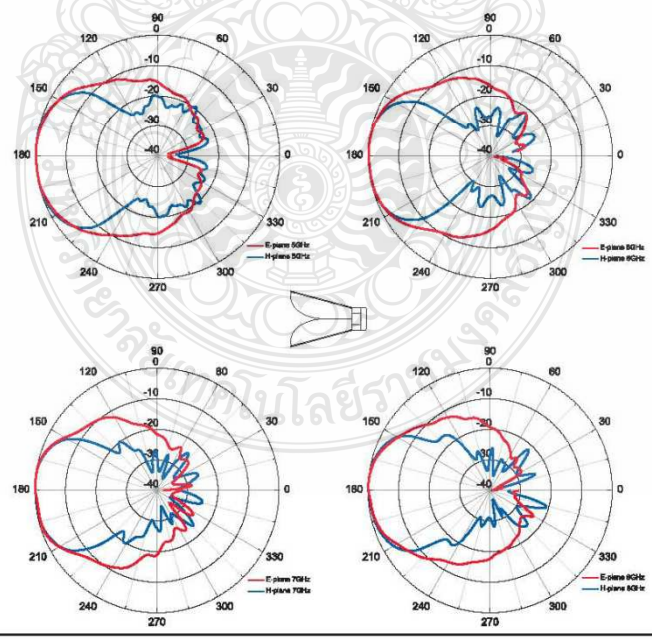


EMC Antennas
Double-Ridged Waveguide Horn
Model 3117

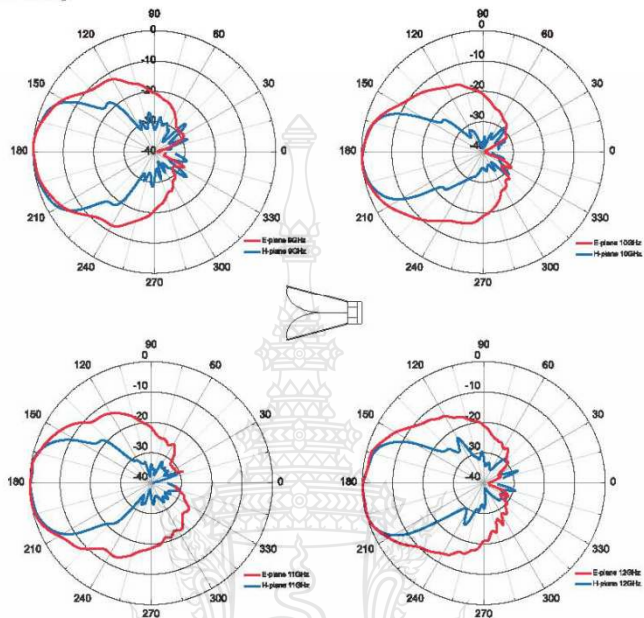
Model 3117 (1 GHz - 4 GHz)



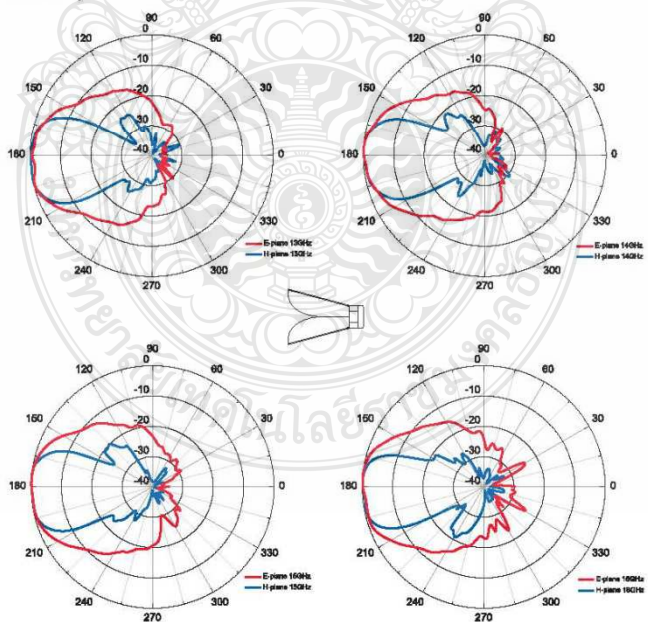
Model 3117 (5 GHz - 8 GHz)



Model 3117 (9 GHz - 12 GHz)



Model 3117 (13 GHz - 16 GHz)

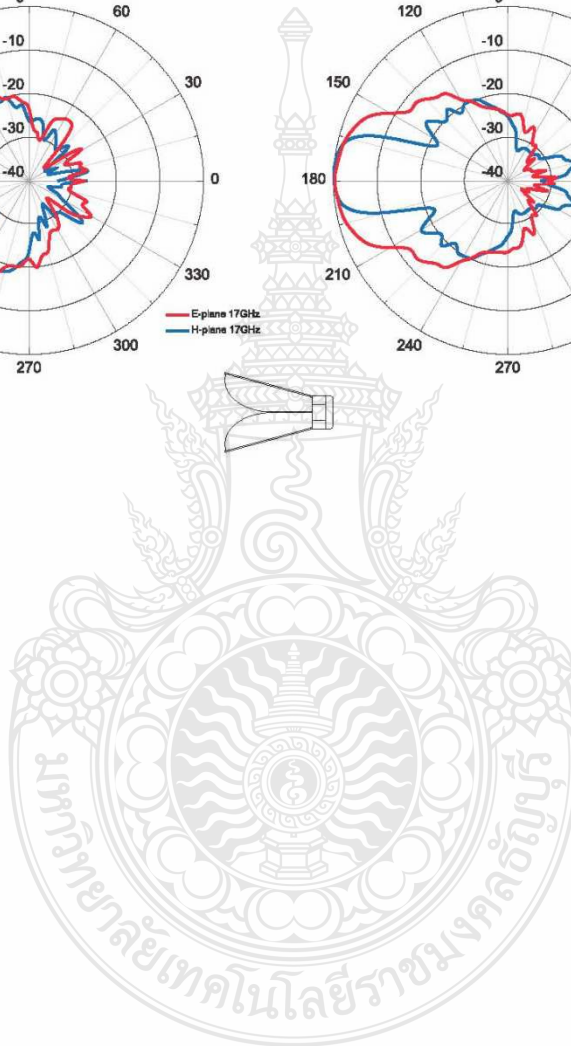
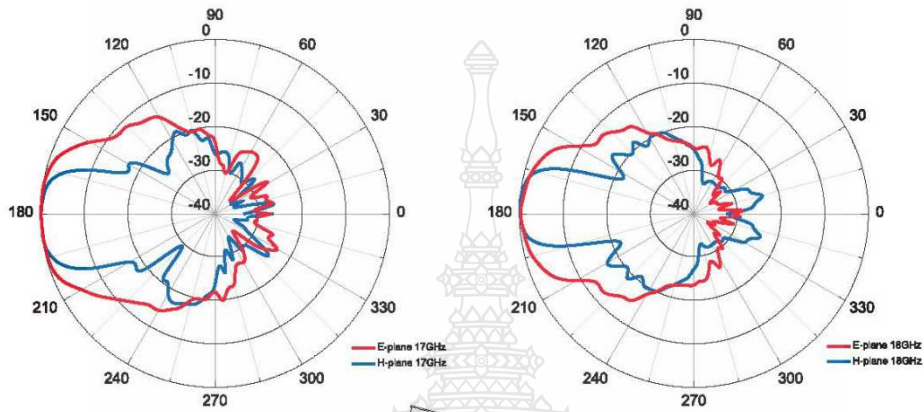


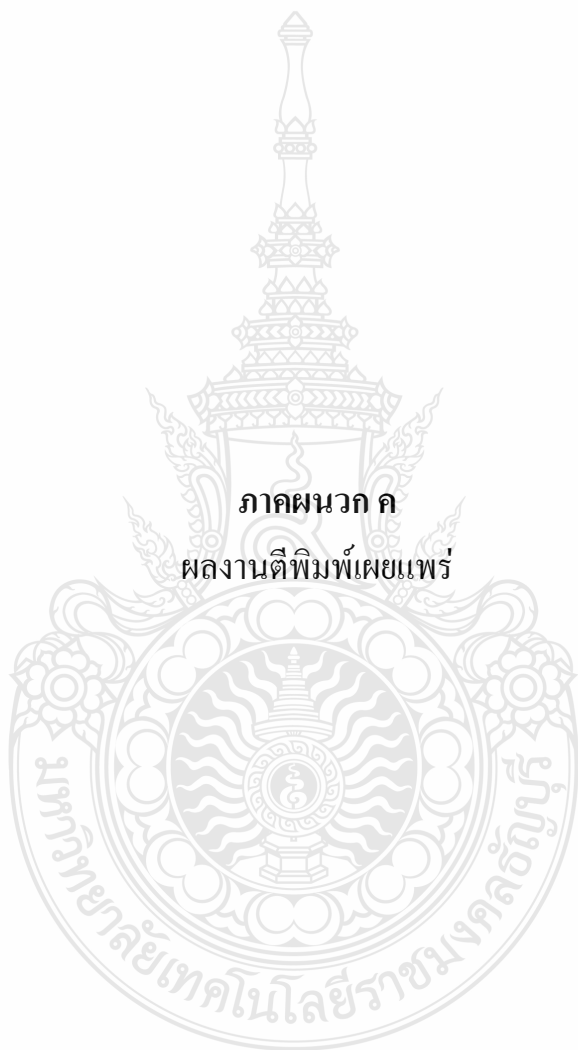


EMC Antennas
**Double-Ridged
Waveguide Horn**

Model 3117

Model 3117 (17 GHz - 18 GHz)





ภาคผนวก ค
ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่

1. Double Rectangular Grooves Microstrip Antenna With The Dual L-Shape Tuning Stubs Supporting Tri-Band Frequencies (International symposium on antennas and propagation ISAP2011, October 25-28, 2011, Lotte Hotel Jeju, Jeju , Korea)
2. สายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมบนระนาบสร้างเงาที่มีช่องว่างไม่สมมาตรและสตัด์โหลดแบบขั้นสำหรับย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34, EECON34, 30 พฤศจิกายน – 2 ธันวาคม 2554 ณ โรงแรมแอมบาสเดอร์ ซิตี้ จอมเทียน พัทยา จังหวัดชลบุรี)



Final Program & Abstract Book

 <http://www.isap2011.org>

“Towards Green Convergence”

2011 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION

ISAP 2011

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

Organized & Sponsored by

- Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science (KIEES)

Co-Sponsored by

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

Technically Co-Sponsored by

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



III. ORGANIZING COMMITTEE

General Chair

- Young Ki Cho (Kyungpook National University, Korea)

Vice Chair

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

Advisory committee

Chair

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

Members

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

Technical Program committee

Chair

- Sangwook Nam (Seoul National University, Korea)

Special Session Chair

- Bom Son Lee (Kyung Hee University, Korea)

Short Course Chair

- Taek Kyung Lee (Korea Aerospace University, Korea)

Young Scientist Awards Chair

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

Members

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



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

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

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

Members

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

Publication and Publicity committeeChair

- Kyeong Sik Min (Korea Maritime University, Korea)

Members

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

Exhibition CommitteeChair

- Jaehoon Choi (Hanyang University, Korea)

Members

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

Local Arrangement committeeChair

- Heung Soo Kim (Jeju National University, Korea)

Members

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

General Secretary

- Sungtek Kahng (University of Incheon, Korea)

International Advisory Committee

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

ISAP 2011 Program at a Glance

2011 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION

October 25, 2011 (Tuesday)									
Time	Ruby	Pearl	Charlotte	Emerald					
	D	E	F	G					
09:00-12:00	Short Course (H1) Prof. Hiroyuki Arai	Short Course (F2) Prof. Tapan K. Sarkar & Prof. Magdalena Salazar-Palma	Short Course (F1) Prof. Per-Simon Kildal & Dr. Mats Andersson	Short Course (H2) Prof. Q-Han Park					
12:00-13:30	Lunch								
14:00-17:00	Short Course (H4) Prof. Christophe Caloz	Short Course (F2)	Short Course (F1)	Short Course (H3) Prof. Raj Mittra & Dr. Andrey S. Andrenko					
19:00-21:00	Welcome Reception / Room C (Crystal Ballroom 3)								
October 26, 2011 (Wednesday)									
Time	Crystal 1	Crystal 2	Crystal 3	Ruby	Pearl	Charlotte	Emerald	Lobby	
	A	B	C	D	E	F	G	H	
08:30-10:10	WeA1 A09. Reflector/Lens Antennas and Feeds	WeB1 A12. MIMO Antennas	WeC1 A11. Mobile and Base Station Antennas	WeD1 A02. Active and Integrated Antennas	WeE1 B01. Mobile and Indoor Propagation	WeF1 C. Electromagnetic Wave Theory	WeG1 E01. Wireless Energy Transmission	Exhibition	
10:10-10:40	Coffee Break								
10:40-11:10	Opening Ceremony / Room A+B+C (Crystal Ballroom 1+2+3)								
11:10-12:10	Plenary Talk I-1/Prof. Per-Simon Kildal / Plenary Talk I-2/Prof. Sang-won Yun Room A+B+C (Crystal Ballroom 1+2+3)								
12:10-13:30	Lunch								
13:30-15:10	WeA2 SE05. Subwavelength Optics	WeB2 SE02. EMI/ EMC of Wireless Power (Energy) Transmission	WeC2 SF01. Subsurface Sensing by Ground- Penetrating and Borehole Radars	WeD2 SB02. Mobile Channel Characterization and Modeling	WeE2 B02. Mobile Channel Characterization and Modeling	WeF2 C05. Inverse Problems	WeG2 E01. Wireless Energy Transmission		
15:10-15:30	Coffee Break								
15:30-17:30	WeA3 SE08. Metamaterial and Application	WeB3 SF03. Recent Advances in RFID and USN Related Antenna Technologies	WeC3 SD01. High Power Microwave Applications	WeD3 SF02. Reconfigurable Antennas	WeE3 A01. Microstrip and Printed Antennas	WeF3 A01. Microstrip and Printed Antennas	WeG3 A03. Array Antennas, Phased Arrays and Feeding Circuits		
October 27, 2011 (Thursday)									
Time	Crystal 1	Crystal 2	Crystal 3	Ruby	Pearl	Charlotte	Emerald		Lobby
	A	B	C	D	E	F	G	H	
08:30-10:10	ThA1 SE03. Terahertz Devices	ThB1 SF04. Metamaterial and EBG Antennas	ThC1 SB06. Remote Sensing	ThD1 A05. Adaptive and Smart Antennas	ThE1 B06. Remote Sensing	ThF1 C07. Scattering and Diffraction	ThG1 E08. Metamaterial and Application	Exhibition	
10:10-10:40	Coffee Break								
10:40-11:30	Plenary Talk II/Prof. Christophe Caloz Room A+B+C (Crystal Ballroom 1+2+3)								
11:30-12:20	Plenary Talk III/Dr. Austin Kim Room A+B+C (Crystal Ballroom 1+2+3)								
12:20-13:40	Lunch								
13:40-15:20	ThA2 SE04. Terahertz Applications	ThB2 SF05. Spectrum Engineering Technologies	ThC2 SB01. Mobile and Indoor Propagation	ThD2 A05. Adaptive and Smart Antennas	ThE2 B04. Earth-Space and Terrestrial Propagation	ThF2 C07. Scattering and Diffraction	ThG2 E08. Metamaterial and Application		
15:20-15:40	Coffee Break								
15:40-17:40			ThD3 A04. Small Antennas	ThE3 A03. Array Antennas, Phased Arrays and Feeding Circuits					ThG3 D03. UWB and Impulse Radio
18:30-20:30	Banquet / Room A+B+C (Crystal Ballroom 1+2+3)								
October 28, 2011 (Friday)									
Time	Crystal 1	Crystal 2	Crystal 3	Ruby	Pearl	Charlotte	Emerald	Lobby	
	A	B	C	D	E	F	G	H	
08:30-10:10	FrA1 SE07. MIMO System	FrB1 SE07. MIMO System	FrC1 C. Electromagnetic Wave Theory	FrD1 A07. Slot Antennas	FrE1 B. Propagation and Related Topics	FrF1 E10. Antenna Measurements	FrP1 Poster I (09:30-11:30)	Exhibition	
10:10-10:30	Coffee Break								
10:30-12:10	FrA2 SE01. Wireless Energy Transmission	FrB2 SE11. Basic Measurement Technology in RF and Microwaves	FrC2 SD06. Radio Technologies for Intelligent Transport Systems	FrD2 A08. Millimeter Wave and Sub-Millimeter Wave Antennas	FrE2 C09. Periodic and Band-Gap Structures	FrF2 E07. MIMO System			
12:10-13:30	Lunch								
13:30-15:10	FrA3 SE09. Biological Effects and Medical Application of EM Wave	FrB3 SE10. Antenna Measurements	FrC3 SD06. Radio Technologies for Intelligent Transport Systems	FrD3 A11. Mobile and Base Station Antennas	FrE3 E09. Biological Effects and Medical Application of EM Wave	FrF3 E10. Antenna Measurements	FrP2 Poster II (13:30-15:30)		
15:10-15:30	Coffee Break								
15:30-17:30	FrA4 A06. Multiband/ Wideband Antennas	FrB4 A06. Multiband/ Wideband Antennas	FrC4 A15. Others	FrD4 A14. RFID	FrE4 A13. UWB Antennas	FrF4 D. Systems and Other Related Topics			

VI. TECHNICAL PROGRAM

October 26, 2011 [Wednesday]

[WeE3] A01. Microstrip and Printed Antennas

Date & Time	Oct.26,2011 (Wednesday) / 15:30~17:30
Room	Room E (Pearl)
C0-Chairs	Prof. Takeshi Fukusako, <i>Kumamoto Univ., Japan</i> / Dr. Mohamad Kamal A Rahim, <i>Universiti Teknologi Malaysia, Malaysia</i>

WeE3-1 15:30~15:50 Effect of the Effective Dielectric Constant on the Radiation Characteristics of a Microstrip Patch Antenna

Eun Hyuk Kwak, Young Min Yoon, and Boo Gyouon Kim, *Soongsil Univ., Korea*

The radiation characteristics of a microstrip patch antenna versus the grounded dielectric substrate size are mainly determined by the effective dielectric constant of a grounded dielectric substrate. Excellent agreement between the simulation and experimental results shows that the largest front-to-back ratio due to the large broadside gain and the minimum back lobe gain is obtained when the substrate size is $0.8 \lambda_0$.

WeE3-2 15:50~16:10 Bandwidth Enhancement of Microstrip Antenna Using Artificial Ground Structure With Rectangular Unit Cells

Ryota Nobe and Takeshi Fukusako, *Kumamoto Univ., Japan*

In this paper, broadband circularly polarized antenna using artificial ground structure is presented. Bandwidth gets wider when the substrate is extended in the Y-axis. This antenna is simulated by HFSS10.1. Simulated results are 56.30 % (4.48 - 7.99 GHz) in S11 bandwidth and 30.12 % (5.47 - 7.41 GHz) of axial ratio bandwidth.

WeE3-3 16:10~16:30 A Novel Pattern Reconfigurable Dipole-Yagi Antenna for Wireless Body Area Network (WBAN) Applications

Ezla Najwa Ahyat¹⁾, Nurhidayah Ramli¹⁾, Muhammad Ramlee Kamarudin¹⁾, Tharek Abd Rahman¹⁾, and Mohd Faizal Jamlos²⁾, ^{1)Wireless Communication Centre (WCC), Malaysia, ^{2)Nature and Defense Centre (NDeC), Malaysia}}

A novel pattern reconfigurable Dipole-Yagi antenna design, simulation and measurement are presented in this paper. The structure based of Yagi-Uda rationale consisting of director and reflector with four PIN diodes operates at 2.5GHz is proposed. Radiation pattern can be well reconfigured by turning the PIN diode switches on and off.

WeE3-4 16:30~16:50 Double Rectangular Grooves Microstrip Antenna With the Dual L-shape Tuning Stubs Supporting Tri-Band Frequencies

Pewee Chaiboon, and Apirada Namsang, *Rajamangala Univ. of Technology, Thailand*

This research proposes the microstrip patch antenna which consists of the tuning L-shape slits and the double rectangular grooves structure for supporting tri-band frequencies on 2.44, 3.55, and 5.8 GHz. The antenna prototype produces high gain and compact size which is around 11.6 % less than the conventional one. The proposed antenna is the bi-direction pattern for supporting the standards of IEEE 802.11b/g, 802.16e and 802.16d.

Double Rectangular Grooves Microstrip Antenna With The Dual L-shape Tuning Stubs Supporting Tri-Band Frequencies

[#]Pewee Chaiboon¹, Apirada Namsang²

¹Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Rangsit - Nakorn Nayok rd., Patumthani, Thailand, paveec@tot.co.th

²Department of Electronic and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Rangsit - Nakorn Nayok rd., Patumthani, Thailand, apirada@rmutt.ac.th

Abstract

This research proposes the microstrip patch antenna which consists of the tuning L-shape slits and the double rectangular grooves structure for supporting tri-band frequencies on 2.44, 3.55, and 5.8 GHz. The antenna prototype produces high gain and compact size which is around 11.6 % less than the conventional one. The proposed antenna is the bi-direction pattern for supporting the standards of IEEE 802.11b/g, 802.16e and 802.16d

Keywords : Microstrip Slit Rectangular Groove

1. Introduction

Standards of the wireless communication technology have been assigned to support frequencies in microwave bands such as mobile, computer and education systems. So, IEEE is the reference standard of wireless communication for researchers. However, wireless antennas become very popular and favourite. Generally, wireless antennas are designed to specific frequency band [1-5], or dual-band [6-12] which their structures are not compact size. So that, many researchers have tried to develop the wireless antennas which are capable of communication in wide range frequencies bands [13-14], but they were required higher power consumption. Thus, the tri-band antenna is proposed for supporting in the range of standard frequencies such as IEEE 802.11b/g, 802.16e and 802.16d

So, this paper presents the development of the dual band microstrip antenna with trapezoid stub by using the double rectangular grooves and L-shaped slots for generating the third band.

2. Antenna Design

In the previous research, microstrip antenna in [13] is the dual-band antenna using the tuning trapezoid stubs and L-shape slits for supporting the wireless communication system including techniques as described in [6-9]. The antenna is fabricated on the PCB FR4 with its dielectric constant, $\epsilon_r = 4.3$, and its thickness, h is 0.764 mm, respectively. The electromagnetic software CST is used for analysis and implementation. However, the antenna feed line is 50 ohm.

Figure 1(a) shows the layout of the conventional antenna and its parameters which have been already optimized for producing the good return loss (S_{11}), as well as the best efficiency, but the characteristic response generated only two-frequency ranges at 2.44, and 5.78 GHz. So that to obtain the third band, there are three main steps for parameters varying, W_2 , W_4 , and L_4 as shown in figure 1(b). First, the top rectangular patch groove width, W_2 is varied. It can be noticed that the return loss is below -10 dB when $W_2 = 14, 16, 18$ and 20 mm, respectively. But when $W_2 = 16$ mm, the antenna can produce dual-band at 2.68 and 3.63 GHz as shown in figure 2(a).

Next, figure 2(b) shows the frequency responses when W_4 is varied. W_4 is the width of L-shaped slot which is laid on the both side of the patch antenna with the optimized length L_1 of 10 mm. It can be found that when W_4 is varied at 2, 3, 4 and 5 mm, the bandwidth of the first band is

changed, too. Besides, the third band of around 5.8 GHz is also produced. At the desired frequencies the compatible value of W_4 is equal to 2 mm.

Finally, according to the frequency bands of the standard requirements, the I-shape slots are adapted to be L-shaped slots with the technique in [6-9]. The lengths of L-shaped slots, L_4 , are varied at 2, 3, 4, and 5 mm. Figure 2(c) shows the frequency responses when L_4 is changed. It is found that when L_4 is varied, the centre frequencies of the third band are also varied. The suitable value of L_4 is around 2 mm because it creates the required frequencies that are 2.44, 3.55, and 5.8 GHz.

The optimized dimensions have been determined as following: $L_0 = 12$ mm, $L_1 = 10$ mm, $L_2 = 15$ mm, $L_3 = 5$ mm, $L_4 = 2$ mm, $L_5 = 40$ mm, $W_4 = 2$ mm, $W_1 = 40$ mm, $W_2 = 16$ mm, $W_3 = 8$ mm, $W_5 = 6$ mm, and $W_6 = 9$ mm, respectively. The total dimension is equal to 40×40 mm².

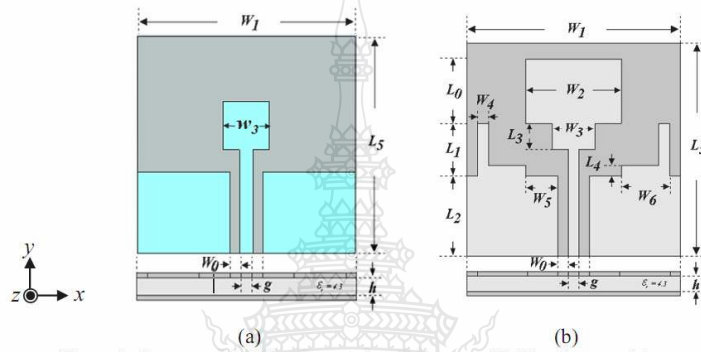


Figure 1: Layout of (a) The Conventional Antenna (b) The Proposed Antenna

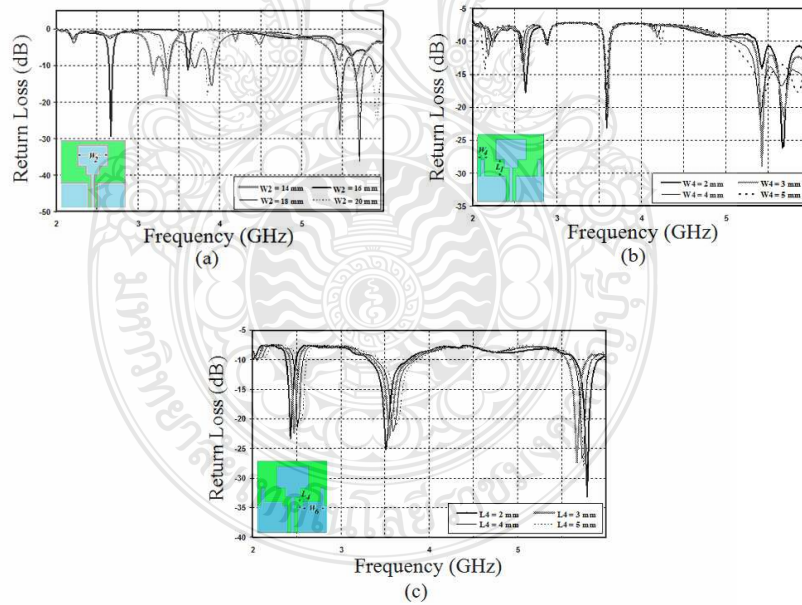


Figure 2: The Frequency Response (S_{11}) when (a) W_2 , (b) W_4 and (c) L_4 are varied.

3. Fabrication and Measurement

Figure 3(a) shows the photograph of the double rectangular grooves microstrip antenna with the dual L-shape tuning stubs. The network analyser is used to measure the return loss for explaining the responding result of frequency. Figure 3(b) shows the comparison of the simulated and measured return loss. It can be seen that the frequency responses are just right very well and can be confirmed the IEEE 802.11b/g and 802.16a. The gain of the proposed antenna is 5.21 dBi in the range of 2.4- 2.48 GHz, 5.38 dBi of 3.4 – 3.69 GHz, and 7.89 dBi of 5.7-5.9 GHz as shown in figure 4 and 5.

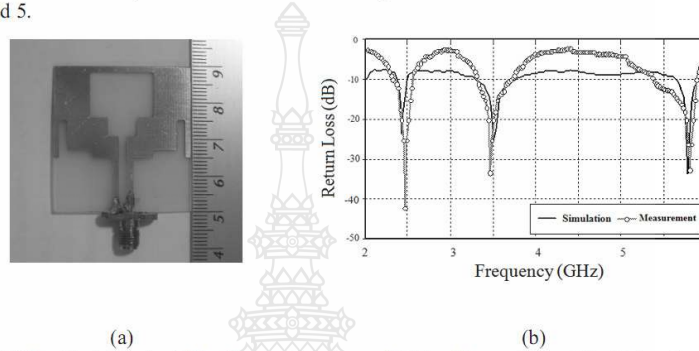


Figure 3: (a) The Photograph of The Proposed Antenna (b) The Comparison of the Return Loss of the Simulation and the Measurement.

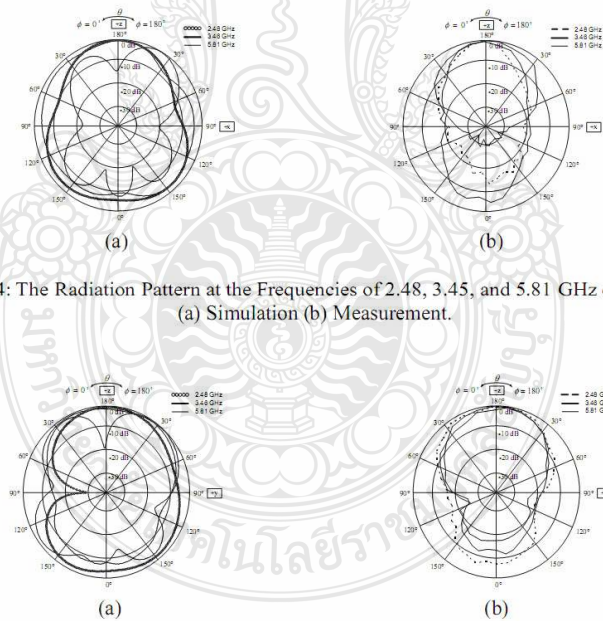


Figure 4: The Radiation Pattern at the Frequencies of 2.48, 3.45, and 5.81 GHz on E-Plane (a) Simulation (b) Measurement.

Figure 5: The Radiation Pattern at the Frequencies of 2.48, 3.45, and 5.81 GHz on H-Plane (a) Simulation (b) Measurement.

Conclusion

This research presents the microstrip antenna for tri-band frequencies. Because of the prototype antenna, it is found that the resonances of the frequency at 2.30 – 2.52 GHz are 9.12 %, 12.57 % of the frequency at 3.28 – 3.72 GHz and 9.57 % at 5.37 – 5.91 GHz when compared with the standard antenna. The proposed antenna size ($40 \times 40 \text{ mm}^2$) is 11.60 % less than that of the previous research.

Reference

- [1] N. A. Zakaria, A. A. Sulaiman and M. A. A. Latip, "Design of a Circular Microstrip Antenna," RF and Microwave Conference, 2008. RFM 2008. IEEE International, pp.289-292, 2-4 December 2008.
- [2] J.Y. Chiou, J.Y. Sze, and K.L. Wong, "A broad-band CPW-fed strip-loaded square slot antenna," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 51, no. 4, April 2003.
- [3] Horng - Dean Chen, "Broadband CPW-fed square slot antennas with a widened tuning stub," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 51, no.8, pp.1982-1986, August 2003.
- [4] A. A. Eldek, A. Z. Elsherbeni, C. E. Smith and K-F Lee, "Wideband slot antennas for radar applications," Radar Conference, 2003. Proceedings of the 2003 IEEE, pp.79-84, 5-8 May 2003.
- [5] M. Miao, B. L. Ooi, P. S. Kooi, "Broadband CPW-fed wide slot antenna," Microwave Opt. Technol. Lett., vol. 25, no. 3, pp. 206-211, May 2000.
- [6] W.-C. Liu and C.-M. Wu, "Broadband dual-frequency CPW-fed planar monopole antenna with rectangular notch," Electronics Letters, vol. 40, no. 11, pp. 642-643, 27 May 2004.
- [7] Shan-Cheng Pan and Tzu-Hao Kuo, "A compact dual broadband monopole antenna with a triangular stub," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE, pp.908-983, 9-15 June 2007.
- [8] X.-C. Lin and C. -C. Yu, "Dual-band CPW-fed hybrid antenna," Electronics Letters, vol.43, no.11, pp. 599-600, vol. 43, no. 11, 24 May 2007.
- [9] C.-M. Wu, "Dual-band CPW-fed cross-slot monopole antenna for WLAN operation," Microwaves, Antennas & Propagation, IET, vol.1, no.2, pp. 542-546, April 2007.
- [10] Wang, C.-J., Member, J.-J. Lee, and R.-B. Huang, Member, "Experimental studies of a miniaturized CPW-fed slot antenna with the dual - frequency operation," Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, vol. 2, no.1, pp. 151-154, 2003.
- [11] A. Asrokin, M. K. A. Rahim, and M. Z. A. Abd. Aziz, "Dual Band Microstrip Antenna for Wireless LAN Application," Applied Electromagnetics, 2005. APACE 2005. Asia - Pacific Conference on, 20-21 December 2005.
- [12] S. Sakulchat and A. Ruengwaree, "Dual Band Microstrip Antenna with Triangular Tuning Stub for WLAN Applications," Antennas, Propagation and EM Theory, 2008. ISAPE 2008. 8th International Symposium on, pp. 546-549, 2-5 November 2008.
- [13] S. Sakulchat and A. Ruengwaree, "Dual Band Microstrip Antenna with Rhombus Stub for WLAN Applications," Antennas, Propagation and EM Theory, 2008. ISAP 2008. 8th International Symposium on, pp. 377-380, 2-5 November 2008.
- [14] A. U. Bhoje, C. L. Holloway M. Picket-May and R. Hall, "Wide-band slot antennas with CPW-feed line: hybride and log-periodic design," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 52, no. 10, 2545-2554, October 2004.

Acknowledgement

The author would like to thank Mr. Watcharaphon Naktong for the documents and information's of this research and also thanks the Faculty of Technical Education, Rajamangala University of Technology Thanyaburi.



กลับสู่สารบัญหลัก

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

 ไฟฟ้ากำลัง (PW)

 อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)

 ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)

 ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)

 อิเล็กทรอนิกส์ (EU)

 การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)

 คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)

 ไฟโตนิกส์ (PH)

 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)

 วิศวกรรมชีวการแพทย์ (BE)

30 พฤศจิกายน - 2 ธันวาคม 2554

ณ โรงแรมแอมบาสเดอร์ ซิตี้ จอมเทียน พัทยา จังหวัดชลบุรี

ดำเนินการโดย ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม





คณะกรรมการ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

ประธาน

พล. ท. ดร. สมพงษ์ คุ้มสวัสดิ์ มหาวิทยาลัยสยาม

กรรมการสามัญ

ผศ. ดร. ชาย ชมพูอินไหว สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 อ. บุญช่วย ทรัพย์มนชัย จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
 ผศ. ดร. ศิริโรจน์ ศิริสุขประเสริฐ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์
 อ. ยศนัย ศรีอุทัยศิริวงศ์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
 อ. ปราโมทย์ จูหาพร มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์
 ผศ. ดร. สุกกิตต์ โชติโก มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
 ดร. ศราวุธ ชัยมูล มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
 ดร. กิตติพงษ์ มีสวัสดิ์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น
 ผศ. ศิริชัย แดงแอม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
 ผศ. ดร. ธีรยศ เวียงทอง มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
 ดร. พระระพีพัฒน์ ภาสบุตร มหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์
 รศ. ดร. เวทิน ปิยรัตน์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ
 อ. วันชัย จันไกรผล มหาวิทยาลัยศรีปทุม
 ผศ. ดร. ชัชวาลย์ เสรบุตร มหาวิทยาลัยมหิดล
 ดร. ธนพัฒน์ สิทธิธรรมวิดิ มหาวิทยาลัยสยาม
 ผศ. ดร. ฌัฐภพ นิมปีดิวัน มหาวิทยาลัยกรุงเทพ
 ดร. เกียรติศักดิ์ ศรีพิมานวัฒน์ ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ
 ดร. สุจิน ไตรรงค์จิตเหมาะ มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี
 ผศ. ดร. วันชัย ลิ้มฉวี มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย
 รศ. บุญเลิศ สือเฉย มหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์
 อ. สุธี รุกขพันธุ์ มหาวิทยาลัยเกษมบัณฑิต



คณะกรรมการ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

ดร. สราวุธ จันทเขต	มหาวิทยาลัยวลัยลักษณ์
อ. สมเกียรติ คงคะชาติ	มหาวิทยาลัยชนบุรี
รศ. ดร. รัชชัย แสงอุดม	มหาวิทยาลัยรังสิต
ดร. แกทรียา สุวรรณศรี	มหาวิทยาลัยนเรศวร
รศ. ปุณยวีร์ จามจรกุล	มหาวิทยาลัยธุรกิจบัณฑิต
อ. จุติพันธ์ อุ๋ยายโสม	มหาวิทยาลัยอีสเทิร์นเอเซีย

กรรมการสภามหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ดร. นัฐโชติ รักไทยเจริญชีพ	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร
ดร. ภักดิ์วัฒน์ จันทร์ตรี	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ
อ. ณรงค์ นันทกุล	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลล้านนา
ผศ. ดร. ศิศิโรตม์ เกตุแก้ว	มหาวิทยาลัยรามคำแหง
อ. วิชาญ ศรีสุวรรณ	มหาวิทยาลัยภาคตะวันออกเฉียงเหนือ
ผศ. ดร. ธวัช เกิดชื่น	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน
ดร. วุฒิววัฒน์ คงรัตน์ประเสริฐ	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ
อ. ยี่งรัมย์ อรรถเวชกุล	มหาวิทยาลัยราชธานี
ดร. ระวี พรหมหลวงศรี	มหาวิทยาลัยราชภัฏอุดรธานี
ผศ. ดร. เซวศักดิ์ รักเป็นไทย	มหาวิทยาลัยพะเยา

เลขานุการ

ดร. ยงยุทธ นารายณ์	มหาวิทยาลัยสยาม
--------------------	-----------------

ผู้ช่วยเลขานุการ

ผศ. วิภาวัลย์ นาคทรัพย์	มหาวิทยาลัยสยาม
-------------------------	-----------------



รายชื่อผู้พิจารณาบทความ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

Reviewers

Akkarat Boonpoonga
 Amnart Suksri
 Amnoi Ruengwaree
 Amorn Jiraseree-amornkun
 Anuchit Charean
 Anupap Meesomboon
 Anuree Lorsawatsiri
 Anuwat Jangwanitert
 Aphibul Pruksanubal
 Apichai Bhatranand
 Apichan Kanjanavapastit
 Apinunt Thanachayanont
 Apirada Namsang
 Apiwat Lek-uthai
 Arkhom Mounghaodaeng
 Arkom Kaewrawang
 Arnon Isaramongkolrak
 Arporn Teeramongkonrasmee
 Arthit Sode-Yome
 Athikorn Sareephattananon
 Atthapol Ngaopitakkul
 Bancha Burapattanasiri
 Benjamas Panomruttanarug
 Bongkoj Sookananta
 Boonchuay Supmonchai
 Boonruk Chipipop
 Boonsri Kaewkham-ai
 Boonyang Plangklang

Affiliations

King Mongkut's University of Technology North Bangkok
 Khon Kaen University
 Rajamangala University of Technology Thanyaburi
 Mahanakorn University of Technology
 Kasembundit University
 KhonKaen University
 Mahanakorn University of Technology
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 King Mongkut's University of Technology North Bangkok
 King Monkut's University of Technology Thonburi
 Mahanakorn University of Technology
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 Rajamangala University of Technology Thanyaburi
 Chulalongkorn University
 Srinakharinwirot University
 Khon Kaen University
 Mahanakorn University of Techonology
 Chulalongkorn university
 Siam University
 Eastern Asia University
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 Kasembundit University
 King Monkut's University of Technology Thonburi
 Ubon Ratchathani University
 Chulalongkorn Univeristy
 King Mongkut's University of Technology Thonburi
 Chiang Mai University
 Rajamangala University of Technology Thanyaburi



รายชื่อผู้พิจารณาบทความ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

Reviewers

Budhapon Sawetsakulanond
 Cattareeya Suwanasri
 Chai Chompoo-inwai
 Chainarin Ekkaravardome
 Chainarong Klimanee
 Chaiwut Chat-uthai
 Chaiyan Jettanasen
 Chaiyaporn Khemapatapan
 Chaiyaporn Lothongkam
 Chaiyo Thammarat
 Chaiyut Sumpavakup
 Chanchai Thajjiam
 Chanchana Tangwongsan
 Channarong Banmongkol
 Charnchai Pluempitiwiriyawej
 Charturong Tantibundhit
 Chatchai Jantaraprim
 Chatchai Suppitaksakul
 Chirawat Wattanapanich
 Chiranut Sangiamsak
 Chirasak Sinsukudomchai
 Chirdpong Deelertpaiboon
 Chow Chompoo-inwai
 Chugiat Garagate
 Chutipon Uyaisom
 Chuttchaval Jeraputra
 David Banjerdpongchai
 Decha Wilairat

Affiliations

Mahanakorn University of Technology
 Naresuan University
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 King Mongkut's University of Technology North Bangkok
 Srinakharinwirot University
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 Dhurakij Pundit University
 Mahanakorn University of Technology
 South East Asia University
 Mahanakorn University of Technology
 Srinakharinwirot University
 Chulalongkorn University
 Chulalongkorn University
 Chulalongkorn University
 Thammasat University
 Prince of Songkla University
 Rajamangala University of Technology Thanyaburi
 Walailak University
 Khon Kaen University
 South-East Asia University
 King Mongkut's University of Technology North Bangkok
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 Kasetsart University
 Eastern Asia University
 Mahidol University
 Chulalongkorn University
 Mahidol university



รายชื่อผู้พิจารณาบทความ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

Reviewers

Denchai Worasawate
 Duang-arthit Srimoon
 Ekapon Siwapornsathain
 Issarachai Ngamroo
 Itarun Pitimon
 Ittipong Chaisayun
 Jakkree Srinonchat
 Jeerasuda Koseeyaporn
 Jirasak Chanwutitum
 Jirasuk Vilasdechanon
 Jitkomut Songsiri
 Jukkrit Tagapanij
 Kamon Jirasereeamornkul
 Kampol Woradit
 Kampree Thiravith
 Kanadit Chetpattananondh
 Kanat Poolsawasd
 Kanchana Silawarawet
 Kasem Utaikaifa
 Keerati Chayakulkheeree
 Khanittha Kaewdang
 Kiatyuth Kveeyarn
 Kittiphong Meesawat
 Kittisak Tripatpornchai
 Kittiwann Nimkerdphol
 Kobchai Dejhan
 Komsan Hongesombut
 Komson Daroj

Affiliations

Kasetsart University
 Rangsit University
 King Mongkut's University of Technology Thonburi
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 Rajamngala University of Technology Thanyaburi
 South-East Asia University
 Rajamngala University of Technology Thanyaburi
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 King Mongkut's University of Technology North Bangkok
 Chiang Mai University
 Chulalongkorn University
 Mahanakorn University of Technology
 King Mongkut's University of Technology Thonburi
 Srinakharinwirot University
 Siam University
 Prince of Songkla University
 Mahidol University
 Siam University
 University of the Thai Chamber of Commerce
 Sripatum University
 Ubon Ratchathani University
 Kasetsart University
 Khon Kaen University
 Rangsit University
 Rajamangala University of Technology Thanyaburi
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 Kasetsart University
 Ubonratchathani University



รายชื่อผู้พิจารณาบทความ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

Reviewers

Korporn Panyim
 Kosin Chamnongthai
 Krischonme Bhukkittipich
 Krissada Asavaskulkeit
 Krit Angkeaw
 Kulyos Audomvongseeree
 Kunthphong Srisathit
 Kusumal Chalermyanont
 Mana Sriyudthsak
 Manop Aorpimai
 Mitchai Chongcheawchamnan
 Miti Ruchanurucks
 Monai Krairiksh
 Mongkol Konghirun
 Montree Siripruchyanun
 Montree Kumngern
 Montri Karnjanadecha
 Montri Somdunyanok
 Naebboon Hoonchareon
 Nalin Sidahao
 Nalinrat Witsawakitti
 Napat Sra-iium
 Nararat Ruangchaijatupon
 Narong Yoothanom
 Narong Buabthong
 Narongrit Sanajit
 Nathabhat Phankong
 Natham Koedsamang

Affiliations

Mahidol University
 King Mongkut's University of Technology Thonburi
 Rajamangala University of Technology Thanyaburi
 Mahidol University
 King Mongkut's University of Technology North Bangkok
 Chulalongkorn University
 Mahanakorn University of Technology
 Prince of Songkla University
 Chulalongkorn University
 Mahanakorn University of Technology
 Prince of Songkla University
 Kasetsart University
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 King Mongkut's University of Technology Thonburi
 King Mongkut's University of Technology North Bangkok
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 Prince of Songkla University
 Siam University
 Chulalongkorn University
 Mahanakorn University of Technology
 Siam University
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 Khon Kaen University
 Sripatum University
 Thammasat University
 Mahanakorn University of Technology
 Rajamangala University of Technology Thanyaburi
 Kasembundit University



รายชื่อผู้พิจารณาบทความ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

Reviewers

Nattavut Chayavanich
 Nattha Jindapetch
 Natthaphob Nimpitiwan
 Natthawuth Somakettarin
 Nimit Boonpirom
 Nipat Jongsawat
 Nisachon Tangsangiumvisai
 Nitipong Panklang
 Norrarat Wattanamongkhon
 Norrarat Wattanamongkhon
 Nuntiya Chaiyabut
 Opas Chutatape
 Paitoon Raklua
 Pakit Suwat
 Pakorn Kaewtrakulpong
 Panavy Pookaiyaudom
 Panthep Laohachai
 Pasawee Srimode
 Peerapol Jirapong
 Peerapol Yuvapoositanon
 Peerawut Yuthagowith
 Peerayot Sanposh
 Pennapa Pairodamonchai
 Petch Nantivatana
 Phaisan Ngamjanyaporn
 Phaisarn Sutheebanjard
 Phakkawat Jantree
 Phichet Moungmoul

Affiliations

King Mongkut's University of Technology Thonburi
 Prince of Songkla University
 Bangkok University
 Rajamangala University of Technology Thanyaburi
 Sripatum University
 Siam University
 Chulalongkorn University
 Rajamangala University of Technology Thanyaburi
 Chulalongkorn University
 Chulalongkorn University
 Bangkok University
 Rangsit University
 Rajamangala University of Technology Thanyaburi
 Siam University
 King Mongkut's University of Technology Thonburi
 Mahanakorn University of Technology
 Dhurakij Pundit University
 Sripatum University
 Chiang Mai University
 Mahanakorn University of Technology
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 Kasetsart University
 King Mongkut's University of Technology North Bangkok
 Sripatum University
 Rangsit University
 Siam University
 Rajamangala University of Technology Suvarnabhumi
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang



รายชื่อผู้พิจารณาบทความ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

Reviewers

Phumin Kirawanich
 Pichai Aree
 Pichet Wisartpong
 Pinit Jitjing
 Pinit Thepsatorn
 Pipat Prommee
 Pisit Vanichchanunt
 Pisit Wisutmetheekorn
 Piya Warabuntaweasuk
 Pongsawat Kotchapoom
 Pongsack Promwong
 Poonlap Lamsrichan
 Pornchai Phukpattaranont
 Prajuab Pawarangkoon
 Pramin Artrit
 Pranchalee Rattanasakornchai
 Prasopchok Hothongkham
 Prayoot Akkaraekthalin
 Preecha Kocharoen
 Promsak Apiratikul
 Puangtip Phadungrot
 Punyaphat Phumiphak
 Punyawit Jamjareekul
 Rachu Punalard
 Rangsipan Marukatat
 Rawid Banchuin
 Rungsimant Sitdhikorn
 Sakchai Thipchaksurat

Affiliations

Mahidol University
 Thammasat University
 Mahanakorn University of Technology
 Rajamangala University of Technology Thanyaburi
 Srinakharinwirot University
 King Monkut's Institute of Technology Ladkrabang
 King Mongkut's University of Technology North Bangkok
 Mahanakorn University of Technology
 Bangkok University
 Eastern Asia University
 Mahanakorn University of Technology
 Kasetsart University
 Prince of Songkla University
 Mahanakorn University of Technology
 Khonkaen University
 King Mongkut's University of Technology Thonburi
 Siam University
 King Mongkut's University of Technology North Bangkok
 Sripatum University
 Rajamangala University of Technology Thanyaburi
 Mahanakorn University of Technology
 Mahanakorn University of Technology
 Dhurakij Pundit University
 Mahanakorn University of Technology
 Mahidol University
 Siam University
 Mahanakorn university of Technology
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang



รายชื่อผู้พิจารณาบทความ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

Reviewers

Sakorn Po-ngam
 Salitip Sinthusonthisat
 Samphan Phrompichai
 Samroeng Hintamai
 Sanchai Dechanupaprittha
 Sangsuree Vasupongayya
 Sanun Srisuk
 Sarawan Wongsu
 Sawat Bunnjaweht
 Seangraewee Buakaew
 Semsak Uatrongjit
 Sirichai Dangeam
 Sirivit Taechajedcadarungsri
 Siriwich Tadsuan
 Sittiporn Petchakit
 Somboon Nuchprayoon
 Somboon Sooksatra
 Somchai Biansoongnem
 Somchai Hiranvarodom
 Somchat Jiriwibhakorn
 Somkiat Piangprantong
 Sommart Sang-Ngern
 Somnida Bhatranand
 Sompong Toomsawude
 Somying Thainimit
 Somyot Kaitwanidvilai
 Songkran Kantawong
 Songphol Kanjanachuchai

Affiliations

King Mongkut's University of Technology Thonburi
 Mahanakorn University of Technology
 Mahanakorn University of Technology
 Sripatum University
 Kasetsart University
 Prince of Songkla University
 Mahanakorn University of Technology
 King Mongkut's University of Technology Thonburi
 Mahanakorn University of Technology
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 Chiang Mai University
 Rajamangala University of Technology Thanyaburi
 Khon Kean University
 South East Asia University
 Siam University
 Chiang Mai University
 Rangsit University
 Rajamangala university of technology Thanyaburi
 Rajamangala University of Technology Thanyaburi
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 South-East Asia University
 Mahanakorn University of Technology
 Mahidol University
 Siam University
 Kasetsart University
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 Bangkok University
 Chulalongkorn University



รายชื่อผู้พิจารณาบทความ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

Reviewers

Sorawat Chivapreecha
 Suchada Sitjongsataporn
 Suchart Yammen
 Suchin Trirongjitmoah
 Suksun Nungam
 Sumate Naetiladdanon
 Sumrit Hungsasutra
 Suneat Pranonsatit
 Supachai Vorapojpisut
 Supannika Wattana
 Supatana Auethavekiat
 Supattana Nirukkanapom
 Supawadee Swatdiponphallop
 Surachai Chaitusaney
 Surapan Airphaiboon
 Surapol Jantorn
 Surapong Suwankawin
 Suree Pumrin
 Suthee Rukkaphan
 Suwat Pattaramalai
 Thanapong Thanasaksiri
 Tanet Wonghong
 Tanin Duangjan
 Tasanee Chayavanich
 Tawan Phurat
 Thamvarit Singhavilai
 Thanadol Pritranan
 Thanakorn Namhormchan

Affiliations

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 Mahanakorn University of Technology
 Naresuan University
 Ubon Ratchathani University
 King Mongkut's University of Technology North Bangkok
 King Mongkut's University of Technology Thonburi
 Khon Kaen University
 Kasetsart University
 Thammasat University
 Naresuan University
 Chulalongkorn University
 Rangsit University
 Khon Kaen University
 Chulalongkorn University
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 Sripatum University
 Chulalongkorn University
 Chulalongkorn University
 Kasembundit University
 King Mongkut's University of Technology Thonburi
 Chiang Mai University
 Bangkok University
 Srinakharinwirot University
 King Mongkut's University of Technology Thonburi
 Siam University
 Mahidol University
 Mahidol University
 Eastern Asia University



รายชื่อผู้พิจารณาบทความ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

Reviewers

Thanapat Promwattanapakdee
 Thanathip Sum-Im
 Thavatchai Tayjasanant
 Theerapol Muankhaw
 Theerayod Wiangtong
 Theerayut Janjaem
 Thidarat Tawsook
 Thumrongrat Amornraksa
 Toempong Phetchakul
 Tomorn Soonthornnapa
 Thaschagon Onboonuea
 Tuksanai Ploysuwan
 Ukrit Mankong
 Veerachai Malyavej
 Vichai Saelee
 Vijit Kinnares
 Vinai Silaruam
 Viriya Pichetjamroen
 Virote Pirajanchai
 Vladimir Buntilov
 Vorapong Silaphan
 Vuttipon Tarateeraseth
 Vyapote Supabowornsatién
 Walisa Romsaiyud
 Wanchai Chankaipol
 Wanchai Chimchavee
 Wanchai Pijitrojana
 Wanchai Subsingha

Affiliations

Sripatum University
 Srinakharinwirot University
 Chulalongkorn University
 Rajamangala University of Technology Thanyaburi
 Mahanakorn University of Technology
 Kasembundit University
 Bangkok University
 King Mongkut's University of Tecnology Thonburi
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 Siam University
 Eastern Asia University
 Siam University
 Chiang Mai University
 Mahanakorn University of Technology
 South-East Asia University
 King Mongkut's Institute of Technology of Ladkrabang
 Mahanakorn University of Technology
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 Rajamangala University of Technology Thanyaburi
 Mahidol University
 Mahanakorn University of Technology
 Srinakharinwirot University
 Siam University
 Siam University
 Sripatum University
 University of the Thai Chamber of Commerce
 Thammasat University
 Rajamangala University of Technology Thanyaburi



รายชื่อผู้พิจารณาบทความ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

Reviewers

Wanchak Lenwari
 Wannarat Suntiamorntut
 Warayut Kampeerawat
 Watcharachai Wiryasuttiwong
 Watis Leelapatra
 Wattanapong Kurdthongmee
 Weerapun Rungsevijitprapa
 Wekin Piyarat
 Werachet Khan-ngern
 Werapon Chiracharit
 Wichit Krueasuk
 Widhyakorn Asdornwised
 Wijittra Petchakit
 Wiklom Teerapabkajornmet
 Wilaiporn Lee
 Winyu Sawaengsinkasikit
 Wipavan Narksarp
 Worakarn Wongsachua
 Worapol Pongpech
 Wuthiporn Loetwassana
 Yodchanan Wongsawat
 Yongyuth Naras
 Yotaka Chompusri
 Youthana Kulvitit
 Yutana Chongjarearn
 Yuttana Kumsuwan
 Yuttapong Jiraksopakun
 Ong-Art Sadmai

Affiliations

King Mongkut's University of Technology Thonburi
 Prince of Songkla University
 Mahanakorn University of Technology
 Srinakharinwirot University
 Khon Kaen University
 Walailak University
 Chulalongkorn University
 Srinakharinwirot University
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 King Mongkut's University of Technology Thonburi
 Sripatum University
 Chulalongkorn University
 Walailak University
 Prince of Songkla University
 King Mongkut's University of Technology North Bangkok
 Kasembundit University
 Siam University
 Ubon Ratchathani University
 Dhurakijpundit University
 Mahanahorn University of Technology
 Mahidol University
 Siam University
 King Mongkut's University of Technology North Bangkok
 Chulalongkorn University
 Dhurakij Pundit University
 Chiang Mai University
 King Mongkut's University of Technology Thonburi
 Rajamangala University of Technology Thanyaburi

ครุชนิพนธ์เขียนบทความ

ป			
		พิพัฒน์ พรหมมี	897,901,909,
ปกรณ์ แก้วตระกูลพงษ์	949		917,933,941
ปฎิภาณ กรุดาคาด	1129	พิมพ์สุรีย์ อวยพร	685
ประจวบ ปวรางกูร	905	พิสุทธิ์ พุคะทรัพย์	817
ประจัน พลังสันติกุล	981	พิสิฐ วณิชชานันท์	765
ประทีป ไทศรมฐวัฒน์กุล	845	พีระยศ แสนโกชน์	785,789
ประกาศกร สุวรรณะ	757	พุทธพล เเพ็งพัค	921
ประมาณกิตติ์ วรรณาร	905	พูนเพิ่ม เมฆาพันธุ์	1085
ประยุทธ อัครเอกผาลิน	681,741	เพชร นันทวิวัฒนา	1137
ประสิทธิ์ นครราช	1113	ไพฑูรย์ รักเหลือ	729
ปราโมทย์ วาดเขียน	825,925,961, 965,973,977,	ไพรัตน์ ทศดี	721
	1089	ไพโรจน์ วุ่นชุม	689
ปริญญา ผาสุข	761	ไพศาล มณีสว่าง	1025
ปวีร์ ชัยบุญ	717	ไพศาล สุธีบรรเจิด	993
ปานวิทย์ ทูจะนุติ	825,1089		
ปูนยวีร์ จามจริกุล	1037		
		ภ	
		ภัทรพงษ์ ผาสุกกิจ	1137
		ภาณุพันธ์ มังคลา	785
		ภาณุมาศ คำสัตย์	913
		ภาวิศ เฝื่อนน้อย	813
		ภูมินท์ กิระวิช	677
		ม	
		มณฑป คำน้อย	713
		มนตรี ชินานุปกรณ์	721
		มนตรี ศิริปรัชญานันท์	901
		มนตรี สมดุลยกนก	897,901,909, 941
		มนตรี แสนละมุด	853,865,877, 881
		มนัส สัจวารศิลป์	1137
		มฤดี เรณูสวัสดิ์	1121
พ			
พกิจ สุวัฒน์	1185		
พรชัย ช่างม่วง	861		
พรชภา สอนพรหม	889		
พรเทพ จินดาวงษ์	1077		
พลวิชญ์ กิ่งสิวงค์	1077		
พศวีร์ ศรีโหมด	633		
พศิน อิศรเสนา ณ อยุธยา	913		
พสุ แก้วปลั่ง	1117		
พัชร เมธากุลธวัช	705		
พัชรวิรรณ โปร่งจิต	861		
พิทักษ์ สถิติวรรณะ	809		

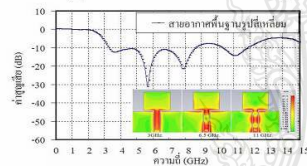
จากการจำลองแบบสายอากาศด้วยโปรแกรม CST (Computer Simulation Technique) จะทำให้ได้โครงสร้างสายอากาศต้นแบบ แสดงในรูปที่ 2 มีค่าพารามิเตอร์จากการปรับแต่งด้วยวิธีสลับโหนดแบบขั้นบันได แสดงในตารางที่ 1

ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศต้นแบบ

ขนาดความยาว		ขนาดความกว้าง	
ตัวแปร	ขนาด (มม.)	ตัวแปร	ขนาด (มม.)
A_1	11.5	B_1	0.6
A_2	10.2	B_2	1
A_3	9.2	B_3	1.1
C_1	0.6	D_1	1.1
C_2	0.2	D_2	2.5
C_3	0.1	D_3	2.5

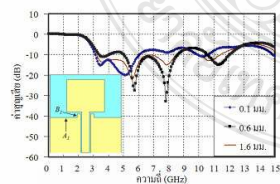
2. 2 ผลการจำลองแบบของสายอากาศ

ผลการจำลองแบบสายอากาศต้นแบบในรูปที่ 1 ด้วยโปรแกรม CST เพื่อศึกษาผลตอบแทนความถี่ 3, 6.5, 11 GHz. จะได้ผลกระจายพื้นที่หิวระนาบและค่าสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S₁₁) ดังรูปที่ 3



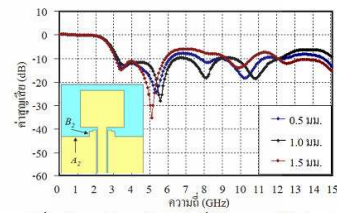
รูปที่ 3 กระแสบนพื้นผิวระนาบ และค่าสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสายอากาศของสายอากาศต้นแบบ

จากรูปที่ 3 พบว่าสนามกระแสกลับที่ระนาบหน้าสัญญาณทำให้เกิดการไหลของกระแสที่ผิวหน้าไปได้น้อย จากการจำลองแบบพบว่าค่าสูญเสียสะท้อนกลับมีค่าต่ำกว่า -10 dB มี 2 ช่วงความถี่ คือ 3.3 – 8.8 GHz และ 10.45–11.85 GHz จึงทำการทดลองปรับค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศดังรูปที่ 2 ด้วยวิธีสลับโหนดแบบขั้นบันได ที่จุด A_1 และ B_1 โดยกำหนดให้ขนาดความยาวของ $A_1 = 0.51\lambda_g = 11.5$ มม. และทำการทดลองปรับขนาดกว้าง B_1 มีค่าเท่ากับ 0.1 0.6 1.6 มม. ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 4



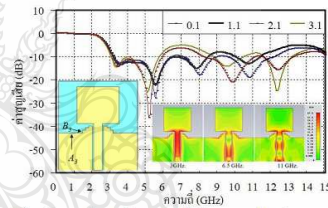
รูปที่ 4 ค่าสูญเสียสะท้อนกลับที่ได้จากการปรับค่า B_1

จากรูปที่ 4 พบว่าเมื่อทำการปรับขนาด $B_1 = 0.6$ มม. จะทำให้ได้ค่าแบนด์วิดท์ที่ดีขึ้น คือจะทำให้ที่ช่วงความถี่ 3.3 – 4 GHz, 5.1 – 8.5 GHz และ 10.5 – 12.2 GHz มีค่าสูญเสียต่ำกว่า -10 dB ในทางกลับกันเมื่อ $B_1 = 1.6$ มม. จะทำให้ค่าสูญเสียสะท้อนกลับมีแนวโน้มลดลง จึงทำการปรับแต่งด้วยสลับโหนดแบบขั้นบันไดที่ 2 ที่ระนาบสร้างเงาโดยให้ $A_2 = 10.2$ มม. ประมาณ $0.45\lambda_g$ และให้ B_2 มีขนาดเท่ากับ 0.5 1 และ 1.5 มม. ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 5



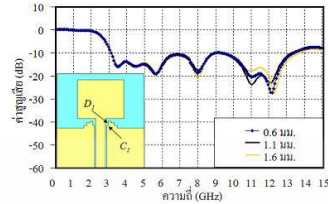
รูปที่ 5 ค่าสูญเสียสะท้อนกลับที่ได้จากการปรับค่า B_2

จากรูปที่ 5 พบว่าเมื่อทำการปรับขนาด $B_2 = 1$ มม. จะทำให้ค่าแบนด์วิดท์ ที่ช่วงความถี่ 3.3 – 12.2 GHz มีค่าสูญเสียต่ำกว่า -10 dB แต่เมื่อ $B_2 = 1.5$ มม. จะทำให้ค่าสูญเสียสะท้อนกลับลดลง จึงทำการเพิ่ม สลับโหนดแบบขั้นบันไดที่ 3 ที่ขอบระนาบความถี่ที่ A_3 และ B_3 โดยให้ $A_3 = 9.2$ มม. ประมาณ $0.41\lambda_g$ และให้ B_3 มีขนาดเท่ากับ 0.1, 1.1, 2.1 และ 3.1 มม. ตามลำดับดังแสดงในรูปที่ 6



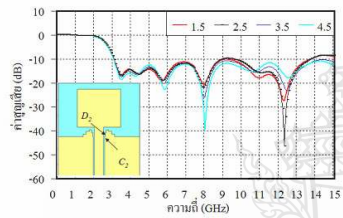
รูปที่ 6 ค่าสูญเสียสะท้อนกลับที่ได้จากการปรับค่า B_3

จากรูปที่ 6 พบว่ารูปแบบภายหลังจากเพิ่มสลับโหนดแบบขั้นบันไดที่ 3 จะทำให้ได้สลับโหนดรูปขั้นบันได และผลจากการปรับขนาด $B_3 = 1.1$ มม. จะทำให้ค่าแบนด์วิดท์ที่ช่วงความถี่ 3.15 – 8.4 GHz และ 10 – 11.45 GHz มีค่าสูญเสียต่ำกว่า -10 dB จากการจำลองแบบสนามกระแสพื้นผิวภายหลังจากทำสลับโหนด A_3 และ B_3 พบว่าที่ช่วงความถี่ 3 GHz มีความลึกของกระแสที่ระนาบหน้าสัญญาณ จึงทำการลดความหนาแน่นของสนามกระแสที่กลับคั้ง โดยวิธีปรับช่องห่าง (Gap) ระหว่างระนาบสร้างเงากับระนาบหน้าสัญญาณ เป็นแบบขั้นไม่สมมาตรที่ขอบระนาบสร้างเงา ใกล้กับระนาบหน้าสัญญาณ ซึ่งกำหนดให้ $C_1 = 0.6$ มม. และให้ D_1 มีขนาดเท่ากับ 0.6, 1.1 และ 1.6 มม. ดังแสดงรูปที่ 7



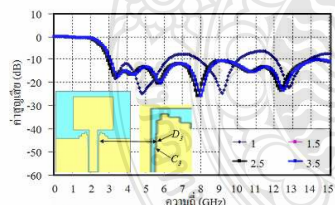
รูปที่ 7 ค่าสูญเสียสะท้อนกลับที่ได้จากการปรับค่า D_1

จากรูปที่ 7 การปรับขนาด $D_1 = 1.1$ มม. จะทำให้ค่าเบนดิวิตีในช่วงความถี่ 3.15 – 13.4 GHz มีค่าสูญเสียต่ำกว่า -10 dB ทำการปรับแต่งเหมือนวิธีเดิมโดยให้ $C_2 = 0.2$ มม. และให้ D_2 มีขนาดเท่ากับ 1.5, 2.5, 3.5 และ 4.5 มม. ดังรูปที่ 8



รูปที่ 8 ค่าสูญเสียสะท้อนกลับที่ได้จากการปรับค่า D_2

จากรูปที่ 8 การปรับขนาด $D_2 = 2.5$ มม. จะทำให้ค่าเบนดิวิตีที่ความถี่ 3.15 – 13.9 GHz มีค่าสูญเสียต่ำกว่า -10 dB ทำการปรับเพื่อให้สายอากาศได้ค่าที่ดีที่สุด โดยให้ $C_2 = 0.1$ มม. และให้ D_1 ขนาดเท่ากับ 1, 1.5, 2.5 และ 3.5 มม. ดังแสดงในรูปที่ 9

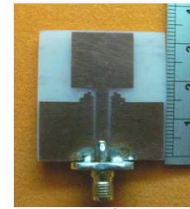


รูปที่ 9 ค่าสูญเสียสะท้อนกลับที่ได้จากการปรับค่า D_1

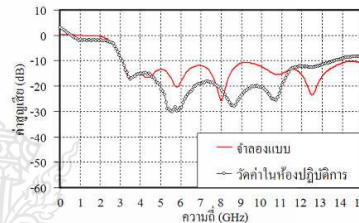
จากรูปที่ 9 เมื่อปรับขนาด $D_2 = 2.5$ มม. จะทำให้ผลจากการจำลองแบบมีค่าสูญเสียต่ำกว่า -10 dB ที่ย่านความถี่ 2.98 – 14.2 GHz และผลจากการสลับไหลดรูปขึ้นนั้นได้ที่ระนาบสร้างเงา ดังรูปที่ 9

3 การสร้างและผลการวัด

จากการออกแบบด้วยการจำลองแบบและวิเคราะห์ผลจนได้ขนาดพารามิเตอร์ของสายอากาศที่เหมาะสมที่สุด ดังในรูปที่ 2 และตารางที่ 1 เมื่อนำผลลัพธ์ที่ได้มาสร้างสายอากาศจริงจะได้ ดังรูปที่ 10

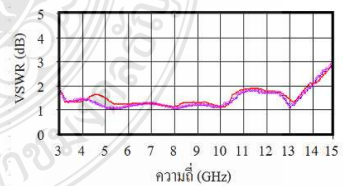


รูปที่ 10 สายอากาศต้นแบบที่ได้จากการจำลองแบบ



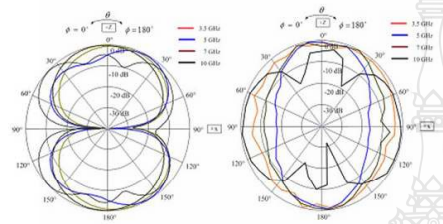
รูปที่ 11 การเปรียบเทียบค่าสูญเสียสะท้อนกลับจากการจำลองการทำงานและวัดชิ้นงานจริง

จากรูปที่ 11 เป็นการเปรียบเทียบผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับและเบนดิวิตีของสายอากาศ พบว่าผลการจำลองแบบและวัดในห้องปฏิบัติการแนวโน้มนำไปในทิศทางเดียวกันสามารถรองรับการใช้งานในย่านความถี่กว้างซึ่งวัดโดยค่าสูญเสียจากการสะท้อนกลับของสัญญาณต่ำกว่า -10 dB ครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 3.03 – 13.81 GHz และมีผลตอบสนองความถี่ช่วงการใช้งานอยู่ในรูปแบบของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) ดังแสดงในรูปที่ 12

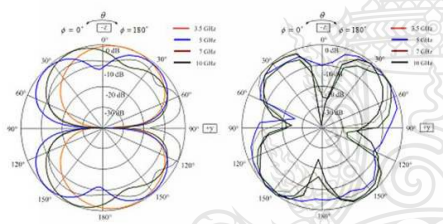


รูปที่ 12 ผลการจำลองแบบและการวัดของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน VSWR ของสายอากาศต้นแบบ

จากการจำลองแบบกับผลการวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 3.03 – 13.81 GHz มีค่าอัตราขยายเฉลี่ย 3.04 แบนรูปและทิศทางการแพร่กระจายของสัญญาณสายอากาศ ที่ได้จากการจำลองแบบและการวัดในห้องปฏิบัติการ เมื่อเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation Pattern) ของสายอากาศจะได้ ดังรูปที่ 13 – 14 ซึ่งพบว่าสายอากาศมีการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง (Omni Directional)



ระนาบ E-plane
จากการจำลองแบบ
จากการวัดค่าในห้องปฏิบัติการ
รูปที่ 13 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.5, 5.2, 7 และ 10 GHz



ระนาบ H-plane
จากการจำลองแบบ
จากการวัดค่าในห้องปฏิบัติการ
รูปที่ 14 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.5, 5.2, 7 และ 10 GHz

4. สรุป

ในบทความนี้ได้นำเสนอสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบรูปสี่เหลี่ยมครอบคลุมย่านความถี่กว้างยิ่งยวด โดยทำการปรับแต่งด้วยวิธีสลับโพลครบชั้นมันโค จนกระทั่งสายอากาศต้นแบบที่มีอัตราขยายเฉลี่ยเท่ากับ 3.04 dBi และมีค่า VSWR น้อยกว่า 2 รองรับการประยุกต์ใช้งานตามมาตรฐาน IEEE802.15.3a และเมื่อเปรียบเทียบกับงานวิจัยต้นแบบมีเปอร์เซ็นต์แถบความถี่กว้างกว่า 96.36%

5. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ วิศวพล นาคทอง สำหรับเรื่องเอกสารและข้อมูลที่เป็นประโยชน์ต่องานวิจัย

เอกสารอ้างอิง

[1] Hou ZHANG , Guiyuan LI, Jian WANG, Xiong YIN, "A Novel Coplanar CPW-Fed Square Printed Monopole Antenna for UWB Applications," ICMMT 2010.
 [2] Chao Deng, Yong-jun Xie, and Ping Li "CPW-Fed Planar Printed Monopole Antenna with Impedance Bandwidth Enhanced" IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 8, 2009
 [3] Lina Moustafa and Bernard Jecko "Design of a Wideband Highly Directive EBG Antenna Using Double-Layer Frequency Selective Surfaces and Multifed Technique for Application in the Ku - Band" IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 9, 2010
 [4] M. A. Peyrot-Solis 1 , 2, G.M. Galvan-Tejada1, H. Jardon-Aguilar 1 "State of the Art in Ultra-Wideband Antennas" 2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE) and XI Conference on Electrical Engineering (CIE 2005) Mexico City, Mexico, September 7-9, 2005
 [5] "IEEE FCC "FCC Report and Order for Part 15 Acceptance of Ultra Wideband (UWB) Systems from 3.1-10.6 GHz", Washington DC, 2002



นายปรีร์ ชัยบุญ ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ไฟฟ้า สาขาอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี งานวิจัยที่สนใจ UWB, Rectenna



ดร.อภิรดา นามแสง สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาเอก จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปี พ.ศ. 2553 ปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี



ดร.อนนเวีร์ เรืองวารี สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาเอก จาก มหาวิทยาลัยคาซเซิล ประเทศสาธารณรัฐเยอรมัน ปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรม อิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี งานวิจัยที่สนใจ Ultra Wideband Radar System, Ultra Fast Electrical Pulse Generator

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	นายปวีร์ ชัยบุญ
วัน เดือน ปีเกิด	13 กุมภาพันธ์ 2507
ที่อยู่	2/610 หมู่ 1 ต.เลียบคลองสี่ อ.คลองหลวง จ.ปทุมธานี
การศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี อดสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง คณะวิศวกรรมศาสตร์ จากวิทยาลัยวงษ์ชวลิตกุล พ.ศ. 2534
ความชำนาญเฉพาะทาง	ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่
ประสบการณ์การทำงาน	
2532 - พ.ศ.2534	ช่างเทคนิคประจำ Flight Simulator F-5E
พ.ศ.2535 - ปัจจุบัน	ปัจจุบันดำรงตำแหน่ง วิศวกรระดับ7 บมจ.ทีไอที (องค์กรโทรศัพท์แห่งประเทศไทย)

