

สายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมอภิวัด



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมและคอมพิวเตอร์  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี  
ปีการศึกษา 2565

ELECTRONICALLY STEERED DUAL-BEAM ANTENNA WITH  
METAMATERIAL BASED RADOME



AUYCHAI YATONGCHAI

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of  
Doctor of Philosophy in Telecommunication and Computer Engineering


Suranaree University of Technology

Academic Year 2022

สายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมอภิวัด

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นักวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา  
ตามหลักสูตรปริญญาคุณวุฒิปบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



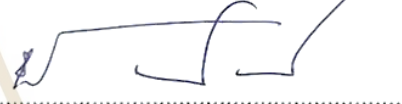
(ศ. ดร. ประยุทธ์ อัครเอกผาลิน)

ประธานกรรมการ



(รศ. ดร. รุ่งสรรค์ วงศ์สรรค)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)



(ศ. ดร. ชวงศ์ พงศ์เจริญพานิชย์)

กรรมการ



(รศ. ดร. มนต์ทิพย์ภา อูฑารสกุล)

กรรมการ



(รศ. ดร. ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์)

กรรมการ



(รศ. ดร. นิตราชัย โชติชูช่างูร)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและประกันคุณภาพ



(รศ. ดร. พรศิริ จงกล)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

อวยชัย ยารงไชย : สายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดม  
อภิวัด (ELECTRONICALLY STEERED DUAL-BEAM ANTENNA WITH METAMATERIAL  
BASED RADOME) อาจารย์ที่ปรึกษา : รองศาสตราจารย์ ดร. รังสรรค์ วงศ์สรรคต์, 99 หน้า.

คำสำคัญ: META-RADOME / STEERING ANTENNA / METAMATERIALS

สายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมอภิวัดนี้ ออกแบบมา  
เพื่อแก้ไขปัญหาของสายอากาศแบบรอบทิศทางในระนาบเดียวและแบบมีทิศทางลำคลื่นเดียว  
ของอุปกรณ์สื่อสารไร้สายที่มีการเคลื่อนที่ขณะใช้งาน จึงทำให้เกิดบริเวณที่เป็นจุดอับคลื่น ผู้วิจัยจึง  
สนใจในการออกแบบและพัฒนาสายอากาศที่สามารถควบคุมลำคลื่นคู่ได้ ซึ่งโดยทั่วไปแล้วสายอากาศ  
จะควบคุมทิศทางลำคลื่นเดียว ด้วยเทคนิคการเปลี่ยนตำแหน่งจุดบ่อนของสายอากาศ และการควบคุม  
มุมเฟสที่บ่อนให้กับสายอากาศแถวลำดับ การควบคุมเชิงกล และการควบคุมเชิงอิเล็กทรอนิกส์  
การควบคุมสายอากาศแบบควบคุมลำคลื่นนี้ มีทั้งแบบหมุนตามระนาบมุมกวาด และตามระนาบมุม  
ยก ดังนั้นหากต้องการควบคุมลำคลื่นเดียวในทิศทางระนาบมุมกวาด อาจต้องใช้พินไดโอดในการ  
สวิตช์เลือกตำแหน่งลำคลื่นหลายครั้งจึงจะทำให้หมุนได้ครบรอบ 360 องศา ซึ่งหากสามารถออกแบบ  
สายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์ จะทำให้ลดจำนวนจังหวะของการสวิตช์ลำคลื่น  
ลงได้เท่าตัวเมื่อเทียบกับแบบสายอากาศลำคลื่นเดียวที่เคยมีผู้วิจัยมา อีกทั้งยังช่วยลดการขาดหาย  
ของสัญญาณในระหว่างสวิตช์ลำคลื่นได้อีกด้วย นอกจากนี้ได้ทำการออกแบบราโดมที่สร้างด้วย  
อภิวัดเพื่อใช้ครอบสายอากาศควบคุมลำคลื่นคู่ชุดดังกล่าวเพื่อป้องกันผลกระทบต่อตัวสายอากาศ  
จากสภาพแวดล้อม และสามารถเพิ่มอัตราขยายให้กับสายอากาศมากกว่า 3 dB ทำให้การแผ่คลื่นให้  
ได้ระยะทางไกลและครอบคลุมพื้นที่มากขึ้น

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

ปีการศึกษา 2565

ลายมือชื่อนักศึกษา.....

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....

AUYCHAI YATONGCHAI : ELECTRONICALLY STEERED DUAL-BEAM ANTENNA WITH METAMATERIAL BASED RADOME. THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF. RANGSAN WONGSAN, D.Eng. 99 PP.

Keyword: META-RADOMS / STEERING ANTENNA / METAMATERIALS


The electronically steered dual-beam antenna with metamaterial based radome is designed to fix the omnidirectional antenna problem. The single-beam directional antenna is used for wireless communication devices with mobility, which causes no waves in the area for device control. The researcher is interested in the design and development of steered dual-beam antenna. In general, the steering antenna controls the direction of a single beam by changing the feed position of the antenna, feed technique for phase control array antenna, mechanical control, and electronics control. The control of the antenna is the steering beam rotating around the azimuth and elevation plane. So if the antenna needs to control a single beam rotated around in the azimuth plane, which used PIN diodes switch to select the beam several positions so that it rotates 360 degrees. If we can design the electronically steered dual-beam antenna, decreased half steps of switching beam compared to that conventional a single beam antenna reduces signal loss during switchover. In addition, the design of the metamaterial based radome covered the electronically steered dual-beam antenna, protected the antenna effect from the environment and the antenna gain can be increased to more than 3 dB, radiating the waves for longer distances, and covering more space.

School of Telecommunication

Academic Year 2022

Student's Signature .....

Advisor's Signature .....

The image shows two handwritten signatures in blue ink. The top signature is the student's, and the bottom signature is the advisor's, with the name 'N. Rangsan' written in a stylized cursive script.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างยิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านการดำเนินงานวิจัย จากบุคคลต่างๆ ได้แก่

รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์วงศ์สรรค์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้โอกาสทางการศึกษา ให้คำแนะนำปรึกษา ช่วยแก้ปัญหาและให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทาน และแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

คณาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ความรู้ทางวิชาการและถ่ายทอดความรู้ประสบการณ์ และให้คำแนะนำปรึกษา อันเป็นประโยชน์ต่องานวิจัย และกำลังใจแก่ผู้วิจัย มาโดยตลอด

ศาสตราจารย์ ดร.ประยุทธ์ อัครเอกคณาธิ์ ประธานกรรมการสอบป้องกันวิทยานิพนธ์ ศาสตราจารย์ ดร.ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์ รองศาสตราจารย์ ดร.มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล และรองศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์ กรรมการสอบป้องกันวิทยานิพนธ์ ที่กรุณาให้คำชี้แนะและให้คำแนะนำเกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

อาจารย์ ดร.พีรสันต์ คำสาลี และ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ระพีพันธ์ ชัดปิก และพี่น้องบัณฑิตศึกษาทุกท่าน ที่คอยให้คำปรึกษา ให้กำลังใจ และช่วยเหลือทั้งในด้านวิชาการและด้านวิทยานิพนธ์อย่างสม่ำเสมอ

ขอขอบคุณสถาบันวิจัยและพัฒนา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้การสนับสนุนทุนการศึกษา

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ด้านต่างๆทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อสุดใจ-คุณแม่เนว ยารงไชย รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่าน ที่ให้การอบรมเลี้ยงดูและให้การสนับสนุนทางการศึกษาโดยเป็นอย่างดีมาโดยตลอด ทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้บิดา มารดาและญาติพี่น้องซึ่งเป็นที่รักยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอนที่เคารพทุกท่าน ที่ได้ถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยทั้งในอดีตและปัจจุบันจนสำเร็จการศึกษาไปได้ด้วยดี

อวยชัย ยารงไชย

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญรูป.....	ฉ

## บทที่

1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย.....	2
1.3 สมมุติฐานของการวิจัย.....	2
1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น.....	2
1.5 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.6 วิธีดำเนินการวิจัย.....	3
1.6.1 แนวทางการดำเนินงาน.....	3
1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย.....	3
1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย.....	4
1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย.....	4
1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล.....	4
1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล.....	4
1.6.7 การทดสอบสมมุติฐาน.....	4
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	5

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

<b>2</b>	<b>พิธีศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....</b>	<b>6</b>
2.1	บทนำ .....	6
2.2	พิธีศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	6
2.2.1	ศึกษาพิธีศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศควบคุมลำคลื่น .....	6
2.2.2	ศึกษาพิธีศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับทฤษฎีราโดมอภิวัด.....	8
2.3	สรุป .....	11
<b>3</b>	<b>ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง.....</b>	<b>12</b>
3.1	บทนำ .....	12
3.2	สายอากาศไมโครสตริป.....	12
3.3	การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริป .....	14
3.3.1	เวกเตอร์โพเทนเชียล .....	14
3.3.2	การวิเคราะห์โดยใช้สายส่งสัญญาณ.....	14
3.3.2	การวิเคราะห์โดยใช้รูปแบบของโพรง.....	14
3.4	ทฤษฎีและการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศ .....	15
3.4.1	ทฤษฎีและวิธีการออกแบบสายอากาศแบบแผ่นตัวนำวงกลม .....	18
3.4.2	พินไดโอด .....	18
3.4.3	ไบอัส T และวงจรพินไดโอดสำหรับควบคุมสายอากาศแบบลำคลื่นคู่.....	19
3.5	คุณลักษณะอภิวัด .....	19
3.5.1	หลักการของนิโคสันโรสเวียร์ .....	22
3.5.2	การใช้อภิวัดในการออกแบบตัวนำประดิษฐ์ .....	23
3.5.3	การใช้อภิวัดในการออกแบบชั้นวางซ้อนหรือฝาครอบ .....	24
3.5.4	เพื่อใช้ในการออกแบบสายอากาศคลื่นรั่วและเรโซเนเตอร์อันดับที่ศูนย์.....	25
3.5.5	เพื่อควบคุมทิศทางการลำคลื่น .....	26
3.6	อภิวัดสำหรับไมโครเวฟราโดม.....	27
3.6.1	ไมโครเวฟราโดม.....	27
3.6.2	อภิวัดที่ใช้ในการออกแบบราโดม .....	28



## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.6.3 ความถี่ที่เลือกพื้นผิว.....	29
3.6.4 อภิพื้นผิว.....	30
3.6.5 ราโดมอภิวัสตุ.....	31
3.7 ทฤษฎีที่ใช้กำหนดค่าพารามิเตอร์ราโดมอภิวัสตุ.....	34
3.7.1 โมเดลวงจรสมมูลของการรวม JC-FSS กับ SL-FSS.....	34
3.8 การวัดอัตราขยาย.....	41
3.8.1 เทคนิคการวัดด้วยสายอากาศ 2 ต้น.....	41
3.8.2 เทคนิคการวัดด้วยสายอากาศ 3 ต้น.....	42
3.8.3 การหาค่าอัตราขยายของสายอากาศด้วยหลักการเปรียบเทียบ.....	43
3.9 สรุป.....	44
<b>4 การวิเคราะห์ จำลอง และออกแบบสายอากาศ.....</b>	<b>45</b>
4.1 บทนำ.....	45
4.2 การจำลองสายอากาศ.....	45
4.2.1 คุณสมบัติของแผ่นวงจรพิมพ์.....	45
4.2.2 ผลจำลองสายอากาศลวดเส้นคู่แบบแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมโดยใช้สวิตซ์พินไดโอด.....	48
4.2.3 ผลจำลองสายอากาศลวดเส้นคู่แบบแผ่นตัวนำวงกลมโดยใช้สวิตซ์พินไดโอด.....	50
4.2.4 ผลจำลองสำหรับประสิทธิภาพการสะท้อนของแผ่นตัวนำ.....	52
4.3 ผลการจำลองของสายอากาศร่วมกับราโดมอภิวัสตุ.....	58
4.4 สรุป.....	68
<b>5 การสร้าง และวัดทดสอบ.....</b>	<b>69</b>
5.1 บทนำ.....	69
5.2 การสร้างสายอากาศต้นแบบ.....	69
5.3 แผ่นวงจรพิมพ์ภาคขับพินไดโอด (PIN Diode Driver Printed Circuit Board).....	70
5.4 การติดตั้งการวัดของสายอากาศต้นแบบที่สร้างขึ้น.....	72
5.4.1 การวัดอัตราขยายสายอากาศ.....	72

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.4.2 ผลการวัดแบบรูปการโพลาริซ์.....	73
5.4.3 ผลผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง .....	74
5.4.4 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศลำคลื่นคู่ กับราโดมอภิวัด.....	78
5.5 สรุป .....	82
<b>6 สรุปและข้อเสนอแนะ .....</b>	<b>84</b>
6.1 สรุป .....	84
6.2 ข้อเสนอแนะในการวิจัย .....	84
รายการอ้างอิง .....	87
ภาคผนวก ก บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	91
ประวัติผู้เขียน.....	99

## สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
2.1	สรุปคุณสมบัติของเทคนิคการควบคุมลำคลื่น .....	8
4.1	คำนวณหาค่าของขนาดรูปร่างของแผ่นตัวนำที่กำหนดค่าความถี่ 5.8 GHz.....	46
4.2	แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศลำคลื่นคู่ที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางปรับค่าจาก 45 มม. ถึง 95 มม.....	49
4.3	แสดงไปนารีโค๊ดของตำแหน่งพินไดโอด.....	51
4.4	คุณสมบัติของการอาร์เรย์จำนวนหน่วยเซลล์.....	64
5.1	สรุปผลการวัดค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศลำคลื่นคู่.....	82

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
3.1	โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป ..... 13
3.2	กระแสไฟฟ้าและลักษณะเส้นแรงไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนแผ่นตัวนำ..... 13
3.3	แผนภาพการแปลงสี่เหลี่ยมผืนผ้าเป็นวงกลม..... 17
3.4	รูปทรงเรขาคณิตของแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมจัดวางรอบตามรัศมีของแผ่นตัวนำวงกลม..... 17
3.5	วงจรมุมูลพินไดโอด..... 18
3.6	ไบอัส T และวงจรมุมูลพินไดโอด..... 19
3.7	ประเภทของอภิวัด..... 22
3.8	การวัดค่าคุณสมบัติของวัสดุแบบอวกาศว่าง..... 23
3.9	การกระเจิงของคลื่นระนาบจากวัสดุที่มีความหนา $d$ ..... 24
3.10	แหล่งกำเนิดอยู่ในตัวกลางที่มีค่าดัชนีหักเห เข้าใกล้ศูนย์และแบบจำลองเมื่อใช้กับ สายอากาศไมโครสตริป..... 25
3.11	สายอากาศบนโครงสร้าง CRLH..... 26
3.12	โครงสร้างอภิวัดสำหรับสายอากาศควบคุมทิศทางลำคลื่น (ก) ผิวสะท้อน และ (ข) ผิว สะท้อนของ HIS..... 27
3.13	แสดงค่าความคลาดเคลื่อนไปยังเป้าหมาย..... 27
3.14	การจำแนกประเภทของสื่อด้วยค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าสภาพซึมซาบได้แม่เหล็ก. 29
3.15	ตัวอย่างเรโซเนเตอร์ ที่ใช้ออกแบบอภิวัด (ก) split-ring resonators (SRR) (ข) double slit split resonators (DS-SRR) (ง) nonbianisotropic split-ring resonators (NB-SRR) (ค) solid ring..... 30
3.16	(ก) ชิแรล (chiral particle) และ (ข) โอเมก้า (omega particle) ..... 30
3.17	อภีแผ่น (a metasheet) ประกอบขึ้นด้วยขนาดของเรโซเนเตอร์ที่จัดเรียงในระนาบ x-z ..... 30
3.18	(ก) ออฟติกคอลเลนส์ทั่วไป และ(ข) แผ่นเมธาเชิงระนาบของ Huygen ที่ให้คุณลักษณะ คล้ายเลนส์..... 31
3.19	(ก) โครงสร้างหน่วยเซลล์ (ข) โครงสร้างของการจำลอง..... 32

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.20	(ก) Jerusalem-cross (ข) แสดงค่าต่างๆของอภิวัดสำหรับราโดมและสายอากาศ..... 32
3.21	ราโดมอภิวัดที่ออกแบบบนแผ่น PCB ชนิด FR4 ที่จัดเรียงแถบทองแดงเล็กๆ เป็น รายคาบ..... 33
3.22	ผลของค่าการส่งผ่านที่ได้จากการวัดและการจำลอง ในย่านความถี่ X ..... 33
3.23	ผลค่าการส่งผ่านที่ได้จากการวัดและการจำลอง ในย่านความถี่ Ka..... 33
3.24	(ก) ของอภิวัด และวงจรมุมูล (ข) โครงสร้างอภิวัดที่รวมหน่วยเซลล์เข้าด้วยกัน ที่ ความถี่ 4.7 GHz ..... 34
3.25	วงจรมุมูลย่านหยุดความถี่ของโครงสร้าง SL-FSSs structure..... 36
3.26	แสดงรูปทรงเรขาคณิตและวงจรมุมูลของพื้นผิวเลือกความถี่แบบกากบาท เยรูซาเล็ม..... 38
3.27	วงจรมุมูลของวงจรรองหยุดย่านความถี่แบบคู่ของการรวม JC-FSS กับ SL-FSS..... 40
4.1	สายอากาศลำคลื่นคู่แบบแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมโดยใช้สวิตช์พินไดโอด..... 49
4.2	สายอากาศลำคลื่นคู่แบบแผ่นตัวนำวงกลมโดยใช้สวิตช์พินไดโอด..... 53
4.3	กราฟสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของการปรับช่องว่างของรอยเซาะ $W = 37$ มม. $w_p = 6$ มม. $h = 1.6$ มม และ $\epsilon_r = 4.4$ ..... 52
4.4	คุณลักษณะของการจำลองผลของสายอากาศ ..... 56
4.5	ผลการจำลองสายอากาศลำคลื่นคู่โดยใช้เมตารราโดม ..... 58
4.6	ผลจำลองค่า $S_{11}$ และค่า $S_{21}$ ..... 60
4.7	แสดงผลจำลองการรวม JC-FSS กับ SL-FSS แบบหลายชั้น และผลจำลองของ $S_{11}$ สำหรับเซลล์หนึ่งหน่วยที่จัดวางระยะห่างตามอัตราส่วนของความยาวคลื่น ..... 64
4.8	กราฟแสดงค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (permittivity) และค่าซึมซาบแม่เหล็ก (permeability) ..... 65
4.9	ผลจำลองของสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางกับราโดมอภิวัด ..... 66
4.10	ผลจำลองของสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางกับราโดมอภิวัด ที่ติดตั้งบนปีก เครื่องบินทั้งสองข้าง ..... 67

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่		หน้า
5.1	สายอากาศต้นแบบ.....	69
5.2	ชุดอุปกรณ์สายอากาศต้นแบบและกราฟคุณลักษณะของพินไดโอดผ่าน โมดูลไปป์เอสที.....	70
5.3	การวัดอัตราขยายสายอากาศ.....	73
5.4	วิธีแบบรูปการโพลาไรซ์สายอากาศ.....	74
5.5	การติดตั้งการวัดของสายอากาศ.....	75
5.6	ผลการจำลองและผลการวัดแบบรูปการแผ่กำลัง.....	77
5.7	โครงสร้างของสายอากาศต้นแบบกับราโดมอภิวัดหลายแบบหลายชั้นที่ใช้ในการทดสอบ .....	78
5.8	การติดตั้งการวัดของสายอากาศกับราโดมอภิวัด.....	79
5.9	การติดตั้งการวัดของสายอากาศกับราโดมอภิวัดและผลการจำลองและผลการวัด แบบรูปการแผ่กำลัง.....	81

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีทางด้านอากาศยาน และการสื่อสารไร้สาย มีการพัฒนาสายอากาศเพื่อใช้ในการรับส่งสัญญาณและข้อมูลอย่างต่อเนื่อง โดยเฉพาะอากาศยานไร้คนขับ โดรน โทรศัพท์ และเครือข่ายไร้สาย ที่ใช้งานย่านความถี่ไมโครเวฟ เนื่องจากเป็นเทคโนโลยีที่สามารถช่วยเพิ่มขีดความสามารถทางด้านอากาศยานและการสื่อสาร เช่น การนำเอาอากาศยานไร้คนขับไปใช้ในการเก็บข้อมูลภาพถ่ายทางอากาศเพื่อการสำรวจทรัพยากรธรรมชาติ หรือการประยุกต์ใช้งานเพื่อสนับสนุนกิจกรรมต่างๆที่เกี่ยวข้องหลายสาขาได้แก่เกษตรกรรม ทรัพยากรธรรมชาติ ป่าไม้ ภัยธรรมชาติ ธรณีวิทยา สมุทรศาสตร์ และสำรวจสิ่งแวดล้อม เป็นต้น

ในการควบคุมหรือการสื่อสารไร้สายของอุปกรณ์เหล่านี้ จะเป็นการดียิ่งขึ้นถ้าการสื่อสารไร้สายสามารถครอบคลุมพื้นที่ได้มากขึ้น ซึ่งสายอากาศที่ใช้กับอุปกรณ์เหล่านี้ ทั้งในภาครับและภาคส่งจะเป็นสายอากาศแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว (omnidirectional antenna) และแบบมีทิศทางลำคลื่นเดียว (single beam) จึงทำให้เกิดบริเวณที่เป็นจุดอับคลื่น จากนั้นจึงได้มีผู้ออกแบบสายอากาศที่สามารถควบคุมลำคลื่นได้ ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะควบคุมทิศทางลำคลื่นเดียว ด้วยเทคนิคการเปลี่ยนตำแหน่งจุดบ่อนของสายอากาศ เทคนิคการควบคุมเฟสที่ป้อนให้กับสายอากาศแถวลำดับ (Array Antenna) การควบคุมเชิงกล และการควบคุมเชิงอิเล็กทรอนิกส์ เป็นต้น โดยทั่วไปสายอากาศแบบควบคุมลำคลื่นมีทั้งแบบหมุนรอบแนวระนาบ และตามมุมยก ดังนั้นถ้าสายอากาศที่ต้องการควบคุมลำคลื่นเดียวในทิศทางหมุนรอบกวาดไปตามแนวระนาบ อาจต้องใช้การสวิตช์เลือกตำแหน่งลำคลื่นหลายครั้งถึงจะทำให้หมุนได้ครบรอบ 360 องศา จึงทำให้ผู้วิจัยสนใจการออกแบบสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมอภิวัด จะทำให้ลดจำนวนจังหวะของการสวิตช์ลำคลื่นลงได้ครึ่งหนึ่งเมื่อเทียบกับแบบสายอากาศลำคลื่นเดียว และยังช่วยลดการขาดหายของสัญญาณในระหว่างสวิตช์ลำคลื่นได้อีกด้วย นอกจากนี้ผู้วิจัยสนใจการออกแบบบราโดมที่สร้างด้วยอภิวัด เพื่อให้ครอบสายอากาศควบคุมลำคลื่นคู่เพื่อปกป้องสิ่งแวดล้อมที่ไม่เป็นผลดีต่อสายอากาศจากภายนอกมารบกวนและสามารถเพิ่มอัตราการขยายได้ โดยใช้พลังงานของเครื่องส่งเท่าเดิม โดยจะนำเสนอเกี่ยวกับโครงสร้างอภิวัดที่ใช้กับการออกแบบบราโดมที่ความถี่ที่ใช้งานในห้องปฏิบัติการ ให้มีค่าดัชนีการหักเหที่น้อยลง เข้าใกล้ศูนย์หรือติดลบ

โดยพิจารณาจากค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า และค่าความชื้นซาบได้ของแม่เหล็ก ซึ่งหัวข้อโครงการวิจัยนี้จะพัฒนาประสิทธิภาพของสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมอภิวัดสุ ซึ่งจะให้ประโยชน์กับผู้ที่ใช้งานด้านนี้ได้อย่างต่อเนื่องยิ่งขึ้น พื้นใช้งานเพิ่มมากขึ้นและยังคงใช้กำลังส่งเท่าเดิม แต่เพิ่มระยะทางในการสื่อสารไร้สายให้ไกลยิ่งขึ้น โดยสายอากาศจะต้องมีขนาดเล็ก มีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนเรียบง่าย สามารถสร้างและใช้งานได้ง่าย

## 1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

1.2.1 ศึกษาวิธีการพัฒนาและออกแบบสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมอภิวัดสุ ให้สามารถเพิ่มอัตราขยายให้กับสายอากาศได้

1.2.2 นำทฤษฎีอภิวัดสุมาวิเคราะห์คุณสมบัติเพื่อประยุกต์ใช้ในการออกแบบราโดมได้

1.2.3 สร้างสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมอภิวัดสุ ให้สามารถเพิ่มอัตราขยายให้กับสายอากาศ เพื่อนำมาวัดทดสอบคุณสมบัติ โดยเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลอง

## 1.3 สมมติฐานเบื้องต้น

1.3.1 สายอากาศลำคลื่นคู่สามารถควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์ได้

1.3.2 ใช้อภิวัดสุในการออกแบบและสร้างราโดมให้สามารถใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริปแบบลำคลื่นคู่ได้

1.3.3 ราโดมอภิวัดสุสามารถเพิ่มอัตราขยายให้กับสายอากาศไมโครสตริปแบบลำคลื่นคู่ได้

1.3.4 ประยุกต์สายอากาศไมโครสตริปแบบลำคลื่นคู่ปรับทิศทางได้ที่ใช้อภิวัดสุในการออกแบบราโดมให้สามารถใช้งานร่วมกับอุปกรณ์สื่อสารไร้สายชนิดอื่นๆ เพื่อให้สามารถควบคุมการเชื่อมโยงสัญญาณครอบคลุมในระยะทางที่ไกลขึ้น

## 1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.4.1 ใช้ทฤษฎีอภิวัดสุเพื่อวิเคราะห์ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้า รวมทั้งจำลองผลโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป และสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบลำคลื่นคู่ปรับทิศทางได้ โดยใช้อภิวัดสุในการออกแบบราโดมให้สามารถเพิ่มอัตราขยายให้กับสายอากาศต้นแบบเพิ่มขึ้นอย่างน้อย 3 dB เพื่อนำผลการวัดไปเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป

1.4.2 ออกแบบสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมอภิวัดสุสามารถใช้งานร่วมกับอุปกรณ์สื่อสารไร้สายชนิดอื่นๆ เพื่อให้สามารถควบคุมการเชื่อมโยง



สัญญาณครอบคลุมในระยะทางที่ไกลขึ้น สายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมอภิวัด

1.4.3 สร้างสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมอภิวัด สามารถสวิตช์ลำคลื่นคู่ให้กวาดหมุนรอบตัวตามแนวระนาบ และการแผ่กระจายคลื่นมีพื้นที่ครอบคลุมมากขึ้น

## 1.5 ขอบเขตของการวิจัย

1.5.1 จำลองผลการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อสร้างราโดมโดยใช้ทฤษฎีอภิวัด

1.5.2 กำหนดอัตราขยายของสายอากาศที่ออกแบบต้องเพิ่มขึ้นอย่างต่ำ 3 dB เมื่อเทียบกับสายอากาศต้นแบบที่ยังไม่ถูกครอบด้วยราโดมอภิวัด

1.5.2 ทำวิจัยและพัฒนาสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์ ที่ถูกครอบด้วยราโดมอภิวัดให้สามารถสวิตช์ลำคลื่นคู่ให้กวาดหมุนรอบตัวตามมุมกวาดและมุมยกได้ และการแผ่กระจายคลื่นมีพื้นที่ครอบคลุมมากขึ้น

## 1.6 วิธีการดำเนินการวิจัย

### 1.6.1 แนวทางการดำเนินงาน

1. ศึกษาและสำรวจบริษัทนวัตกรรมที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศไมโครสตรูปแบบลำคลื่นคู่

2. ศึกษาและสำรวจบริษัทนวัตกรรมที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศควบคุมลำคลื่น

3. ศึกษาและสำรวจบริษัทนวัตกรรมที่เกี่ยวข้องกับทฤษฎีอภิวัด และราโดมที่ทำจากวัสดุต่างๆ

4. ออกแบบและจำลองสายอากาศแบบลำคลื่นคู่ปรับทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป

5. ออกแบบและจำลองราโดมอภิวัดด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป

6. สร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อวัดทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป

7. จัดทำวิทยานิพนธ์ ปรับปรุงแก้ไขข้อบกพร่องของผลงานวิจัย

### 1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย

1. สำรวจบริษัทนวัตกรรมที่เกี่ยวข้อง

2. ออกแบบส่วนประกอบของสายอากาศทุกส่วนโดยใช้ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

3. ใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ในการออกแบบและจำลองผลสายอากาศ

4. สร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อวัดทดสอบเปรียบเทียบค่าคุณลักษณะต่างๆ ที่ได้จากการวิเคราะห์

### 1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย

ห้องวิจัยวิศวกรรมโทรคมนาคม อาคารศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี 11 (F11) มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

### 1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

1. เครื่องคอมพิวเตอร์
2. โปรแกรม CST
3. Network Analyzer
4. เครื่องมือกลอัตโนมัติของศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีสำหรับสร้างสายอากาศลาคี่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมอภิวัด

### 1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล

1. เก็บรวบรวมข้อมูลของสายอากาศลาคี่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมอภิวัด จากการสำรวจบริษัทนวัตกรรมที่เกี่ยวข้อง
2. เก็บรวบรวมผลจากการจำลองปัญหาของราโดมสำหรับสายอากาศไมโครสตริปแบบลาคี่นคู่ปรับทิศทางได้ จากทฤษฎีอภิวัด
3. เก็บข้อมูลที่ได้จากการหาคุณสมบัติของสายอากาศลาคี่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมอภิวัด จากโปรแกรมสำเร็จรูปเปรียบเทียบกับผลการวัดและทดสอบสายอากาศต้นแบบ

### 1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล

วิเคราะห์ข้อมูลด้วยการเปรียบเทียบคุณสมบัติของสายอากาศลาคี่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมที่อภิวัด โดยใช้ทฤษฎีอภิวัดและโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้จากการจำลองกับผลการวัดของราโดมสำหรับสายอากาศไมโครสตริปแบบลาคี่นคู่ปรับทิศทางได้ต้นแบบที่สร้างขึ้น โดยพิจารณาจาก อัตราการขยาย สภาพเจาะจงทิศทาง และรูปแบบการแผ่กระจายคลื่น

### 1.6.7 การทดสอบสมมติฐาน

สมมติฐานที่กำหนดในหัวข้อ 1.3 จะได้รับการพิสูจน์ด้วยเทคนิควิธีเฉพาะทางวิศวกรรมที่ได้นำเสนอ

## 1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.7.1 เป็นองค์ความรู้ในการวิจัยต่อไป

1.7.2 ได้สายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์

1.7.3 ได้ผลจำลองผลเฉลยที่เกิดจากการพัฒนาทฤษฎีอภิวัดที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับปัญหาจริงในการวิเคราะห์รัโดมสำหรับสายอากาศไมโครสตรูปแบบสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อนำมาสร้างสายอากาศต้นแบบ

1.7.4 ได้ต้นแบบสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยรัโดมอภิวัดที่ตรงตามวัตถุประสงค์ โดยใช้ทฤษฎีอภิวัดเพื่อพัฒนาไปใช้งานจริงต่อไป



## บทที่ 2

### พิธีศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 บทนำ

วัตถุประสงค์หลักในงานวิจัยนี้คือการคิดค้นและพัฒนาวิธีการออกแบบสายอากาศลาค์ลินคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมอภิวัดสำหรับการสื่อสารไร้สายที่มีการเคลื่อนที่ขณะใช้งาน ดังนั้นจึงมีความจำเป็นต้องดำเนินการสำรวจและศึกษาพิธีศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ทั้งนี้เพื่อให้ทราบถึงแนวทางการวิจัยและระเบียบวิธีที่เคยถูกนำมาใช้ ผลการดำเนินการวิจัยตลอดจนข้อคิดเห็นและข้อเสนอแนะต่าง ๆ เพื่อที่จะนำไปสู่วัตถุประสงค์หลักที่เคยตั้งไว้ โดยฐานข้อมูลที่ใช้ในการสืบค้นงานวิจัยเป็นฐานข้อมูลที่มีชื่อเสียงและได้รับการยอมรับกันอย่างกว้างขวาง เช่นฐานข้อมูล IEEE และ IEICE เป็นต้น นอกจากนี้ยังได้ทำการสืบค้นงานวิจัยจากแหล่งอื่นๆ เช่นจากห้องสมุดของมหาวิทยาลัยต่างๆ ผลการสืบค้นที่ได้จะใช้เป็นแนวทางในการดำเนินการวิจัยต่อไป

#### 2.2 พิธีศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

จากการสืบค้นพิธีศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบสายอากาศลาค์ลินคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมอภิวัด ในฐานข้อมูลดังกล่าวข้างต้นตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันนี้การสำรวจจะมุ่งเน้นถึงวิธีการประยุกต์ใช้ทฤษฎีอภิวัดเพื่อแก้ไขปัญหาของสายอากาศแบบรอบตัวและแบบมีทิศทางลาค์ลินเดี่ยว ของอุปกรณ์สื่อสารไร้สายที่มีการเคลื่อนที่ขณะใช้งาน จึงทำให้เกิดบริเวณที่เป็นจุดอับคลื่น การควบคุมสายอากาศแบบควบคุมลาค์ลินนี้ มีทั้งแบบหมุนรอบมุมกวาด และตามมุมยก จึงทำให้ผู้วิจัยสนใจการออกแบบสายอากาศลาค์ลินคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมอภิวัด เพื่อใช้ครอบสายอากาศควบคุมลาค์ลินคู่เพื่อปกป้องสิ่งแวดล้อมที่ไม่เป็นผลดีต่อสายอากาศจากภายนอกมารบกวน และสามารถเพิ่มอัตราขยายให้กับสายอากาศเพื่อแผ่กระจายคลื่นได้ครอบคลุมพื้นที่มากยิ่งขึ้น โดยพิธีศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องแบ่งได้ตามหัวข้อดังต่อไปนี้

##### 2.2.1 ศึกษาพิธีศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศควบคุมลาค์ลิน

ผู้วิจัยได้ศึกษาพิธีศน์วรรณกรรมและศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับหลักการของสายอากาศควบคุมลาค์ลิน และการประยุกต์ใช้งานของแต่ละประเภทว่ามีข้อดีและข้อด้อยในเชิงเทคนิคการควบคุมลาค์ลินอย่างไรบ้าง ในการสื่อสารไร้สายในย่านความถี่ไมโครเวฟ สายอากาศแบบไมโครสตริป

มีการประยุกต์ใช้งานในวงกว้าง เช่น ทางด้านการแพทย์ ทางด้านการทหาร และทางด้านการค้า เป็นต้น เทคนิคการควบคุมลำคลื่นผู้วิจัยสังเกตเห็นวิธีการมีหลายวิธีที่เป็นที่ยอมรับในการควบคุมลำคลื่นของสายอากาศแบบระนาบ ซึ่งแบ่งออกได้ดังนี้

1. เทคนิคการควบคุมลำคลื่นแบบซูเปอร์สเตรทค่าหักเหสูง (higher refractive superstrate) การใช้ซูเปอร์สเตรทค่าหักเหสูง วางเหนือแผ่น (patch) ตัวกระจายคลื่นเพื่อตรวจสอบและควบคุมการแผ่กระจายคลื่น ไดเรกทิวิตีและอัตรายายของสายอากาศควบคุมลำคลื่น จะถูกจัดการโดยการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของซูเปอร์สเตรท ผ่านการจำลองแบบเต็มคลื่น ลำคลื่นหลักของสายอากาศจะหักเหเบนออกในแนวระนาบ ซึ่งเกิดจากการจัดวางซูเปอร์สเตรทนั้น เมื่อซูเปอร์สเตรทวางตามแนวระนาบสนามไฟฟ้า จะสังเกตเห็นลำคลื่นหลักจะเอียงในระนาบสนามไฟฟ้า และไม่เอียงในระนาบสนามแม่เหล็ก โดย Zivin Park และ Jenshan Lin (2011) ได้ใช้เทคนิคนี้วิจัยเกี่ยวกับการสร้างสายอากาศไมโครสตริปสำหรับการตรวจจับสัญญาณสำคัญที่ขาดการติดต่อ ต่อมา Fallahpur M. และคณะ (2014) ได้ใช้เทคนิคนี้วิจัยเกี่ยวกับการลดขนาดสายอากาศหลายแถบความถี่สำหรับการสื่อสารไร้สายของหลายคลื่นวิทยุ

2. เทคนิคแบบพาราซิติกแกลวล่าดับ (parasitic array) เป็นการเอียงลำคลื่นสามารถทำได้ โดยใช้อุปกรณ์ประกอบพาราซิติกในโครงสร้างสายอากาศที่อาจเกิดขึ้นได้ที่ชั้นเดียวกันหรือเหนือชั้นแผ่นตัวกระจายคลื่น โดยจำนวนพาราซิติกที่ใช้แตกต่างกันไปตามการออกแบบ แต่สิ่งสำคัญคือ องค์ประกอบพาราซิติก จะถูกกระตุ้นให้ทำงานได้หรือไม่ทำงานด้วยการลัดวงจร PIN ไดโอด โดย Yusuf Y. และ Gong X. (2010) ได้ใช้เทคนิคนี้วิจัยเกี่ยวกับการสร้างสายอากาศแกลวล่าดับเฟส ต้นทุนต่ำกับการควบคุมลำคลื่นโดยใช้การคับปลิงร่วมและปฏิกิริยาการไหล ต่อจากนั้น Iyemeh Uchendu และ James Kelly (2016) ได้สำรวจเทคนิคการควบคุมลำคลื่นเพื่อการประยุกต์ใช้กับคลื่นมิลลิเมตร

3. เทคนิคสายอากาศแบบคลื่นรั่ว (Leaky Wave Antenna) สายอากาศไมโครสตริปแบบคลื่นรั่ว ที่ออกแบบสำหรับการควบคุมทิศทางของลำคลื่นหลักด้วยการเปลี่ยนการไหลแบบรายคาบของเส้นไมโครสตริปที่จัดวางอยู่ใกล้กัน แผ่นสตริปเหล่านี้สามารถเชื่อมต่อกับกราวด์ผ่านเวียร์ที่ควบคุมด้วยสวิตช์ PIN ไดโอด ทำให้สามารถควบคุมลำคลื่นที่ความถี่คงที่ได้ ซึ่ง Debabrata K. Karmokarc และคณะ (2016) ได้ออกแบบสายอากาศแบบคลื่นรั่วสำหรับสแกนลำคลื่นคู่แบบสมมาตร

4. การสวิตช์ด้วย พินไดโอด (switching PIN diode) เป็นเทคนิคในการออกแบบสายอากาศควบคุมลำคลื่นแบบใช้ พินไดโอดสวิตช์ระหว่างตัวป้อนกับแผ่นกระจายคลื่นที่ออกแบบรูปร่างหรือวางตำแหน่งป้อนที่แตกต่างกันออกไป จะทำให้ได้ลำคลื่นที่มีทิศทางเอียงตามมุมที่ได้ออกแบบไว้

5. เทคนิคแบบสายอากาศแถวลำดับเฟส (Phased Antenna Array) เป็นการควบคุมลำคลื่นโดยใช้โครงสร้างสายอากาศแบบแถวลำดับอาจมีมิติ  $2 \times 2$ ,  $4 \times 4$ ,  $8 \times 8$  หรือมากกว่าการควบคุมจะดำเนินการโดยการกำหนดเฟสของตัวป้อนที่ใช้ในโครงสร้างของสายอากาศ โดย camblor R. และคณะ (2010) ใช้เทคนิคนี้ในการออกแบบ สายอากาศไมโครสตริปแบบแถวลำดับขนาดเล็กสำหรับประยุกต์ใช้ในการค้นหาด้วยการควบคุมลำคลื่น

6. เทคนิคการเลื่อนเฟส (Phase Shifter) เป็นการควบคุมลำคลื่นด้วยการเลื่อนเฟส เป็นอีกหนึ่งวิธีที่มีประสิทธิภาพ มุมของการควบคุมลำคลื่นจะขึ้นกับเฟสที่ถูกหน่วง เฟสที่ถูกหน่วงเกิดจากโครงข่ายสวิตซ์การเลื่อนเฟส และเส้นตัวป้อนหลักที่ทำหน้าที่ป้อนให้แผ่นกระจายคลื่นของแต่ละตัว ซึ่ง Soliman M. และคณะ (2011) ใช้เทคนิคนี้ในการออกแบบสายอากาศควบคุมลำคลื่นสำหรับการสื่อสารไร้สาย 3G และ 4G

ตารางที่ 2.1 สรุปคุณสมบัติของเทคนิคการควบคุมลำคลื่น

No	Beam Steering Technique	Properties
1	Higher Refractive Superstrate	Less Complex, Medium Size, Medium Cost, High Insertion Loss
2	Parasitic Array	Less Complex, Frequency dependent Size, Low Cost, Low Insertion Loss
3	Leaky Wave Antenna	Less Complex, Small Size, Medium Cost, Medium Insertion Loss
4	Switching PIN Diode	Medium Complex, Medium Size, Medium Cost, Medium Insertion Loss
5	Phased Antenna Array	Medium Complex, Medium Size, Medium Cost, Low Insertion Loss
6	Phase Shifter	Highly Complex, Large Size, High Cost, High Insertion Loss

### 2.2.2 ศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับทฤษฎีราโดมอภิวัด

อภิวัด (metamaterials) คือวัสดุทางแม่เหล็กไฟฟ้าชนิดหนึ่งที่มีคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าถูกสังเคราะห์หรือออกแบบขึ้นอย่างเหมาะสมเพื่อให้สนามไฟฟ้า (electric fields) และสนามแม่เหล็ก (magnetic fields) กระทำปฏิกิริยาร่วมกับอะตอมเทียม (artificial atoms) และเกิดคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าตามที่ต้องการได้

คุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่จะกล่าว คือค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า(electric permittivity,  $\epsilon$ ) ค่าความซึมซับได้ทางแม่เหล็กได้ (magnetic permeability,  $\mu$ ) ค่าดัชนีการหักเหของแสง (refractive index,  $n$ ) โดยทั่วไปวัสดุในธรรมชาติจะมีค่าความซึมซับได้ทางแม่เหล็กและค่าดัชนีการหักเหของแสงเป็นบวกซึ่งเกิดจากอะตอมของเนื้อวัสดุนั้นๆ ทำปฏิกิริยาร่วมทางแม่เหล็กไฟฟ้ากับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เมื่อเราทำการออกแบบอะตอมเทียมสำหรับอภิวัดที่มีลักษณะของโครงสร้างที่แตกต่างกันออกไป ทำให้เราสามารถออกแบบคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ต่างออกไปจากที่มีอยู่ในธรรมชาติ เช่น ค่าความซึมซับได้ทางแม่เหล็กเป็นลบและค่าดัชนีการหักเหของแสงเป็นลบ เป็นต้น ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่เราไม่สามารถหาได้ในวัสดุธรรมชาติ ด้วยเหตุผลนี้วัสดุทางแม่เหล็กไฟฟ้าชนิดนี้จึงถูกขนานนามอีกว่า “วัสดุเหนือธรรมชาติ” โครงสร้างของอะตอมเทียมที่ประกอบขึ้นเป็นอภิวัดจะถูกจัดเรียงเป็นลักษณะโครงสร้างรายคาบ (periodic structures) และขนาดของโครงสร้างอะตอมเทียมจะมีขนาดเล็กกว่าความยาวคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในช่วงทำงาน(operating wavelength) เพื่อที่จะทำให้อภิวัดนี้แสดงคุณสมบัติความเป็นเนื้อเดียวกัน(homogeneous property) และโครงสร้างคาบของอะตอมเทียมนี้จะประพฤติตัวเป็นเหมือนอะตอมที่มีปฏิกิริยากระทำร่วมกับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

ได้มีการศึกษาอภิวัดเริ่มแรกในปี ค.ศ. 1904 โดย Schuster A. ซึ่งได้ศึกษาความเร็วเฟสที่เป็นลบ (negative phase velocity) ในอภิวัด หลังจากนั้นได้มีการตั้งช่วงการศึกษาที่อภิวัดไปกว่า 6 ทศวรรษ จนกระทั่งในปี ค.ศ.1968 Veselago V. G. นักวิทยาศาสตร์ชาวรัสเซียได้เผยแพร่ งานวิจัยเรื่องอภิวัดในวารสารวิชาการของประเทศรัสเซีย ในงานวิจัยชิ้นนี้ได้ศึกษาเกี่ยวกับวัสดุที่มีค่าดัชนีการหักเหของแสงเป็นลบเนื่องจาก วัสดุนั้นมีค่าความซึมซับได้ทางแม่เหล็ก และค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเป็นลบในช่วงความยาวคลื่นเดียวกันของแสง ซึ่งไม่สามารถเกิดขึ้นได้ในวัสดุธรรมชาติ เขาได้แสดงปรากฏการณ์ทางแสงที่สามารถเกิดขึ้นได้ในวัสดุชนิดนี้ ซึ่งเป็นเพียงการแสดงผลทางทฤษฎีเท่านั้น

จนกระทั่งในปี ค.ศ. 1996 Pendry J. B. และคณะได้เผยแพร่ผลงานวิจัยจากการทดลองเกี่ยวกับอภิวัดชิ้นใหม่ในงานวิจัยชิ้นนี้ เขาได้นำเสนอโครงสร้างอภิวัดที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเป็นลบจากโครงสร้างแถวระดับของเส้นลวด (array of wires) จากนั้นอีก 3 ปีต่อมาเขาก็ได้นำเสนอโครงสร้างของอภิวัดที่มีค่าความซึมซับได้ทางแม่เหล็กเป็นลบจากโครงสร้างตัวเรโซเนเตอร์แบบวงแหวนแยก (Split Ring Resonators, SRR)

จากนั้นในปี ค.ศ.2000 Smith D. R. และคณะ ได้สร้างอภิวัดประเภทที่มีค่าดัชนีการหักเหของแสงเป็นลบ จึงถือได้ว่าเป็นยุคเริ่มต้นของอภิวัดประเภท ดัชนีการหักเหของแสงเป็นลบ (negative refractive index metamaterials)

ด้วยคุณสมบัติพิเศษจากพิษวัสดุที่สามารถถูกออกแบบให้มีค่าคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าตามที่ต้องการ ซึ่งต่างจากวัสดุในธรรมชาติทำให้ Schurig D. และคณะ ได้ทำการออกแบบและสร้างวัสดุล่องหนจากอภิวัดใน ช่วงความถี่ไมโครเวฟ (choking device) ผลงานวิจัยชิ้นนี้ได้ถูกเผยแพร่ในปี ค.ศ. 2006 ผลงานชิ้นนี้เป็นที่กล่าวถึงกันอย่างมากในวงการวิจัยของสหรัฐอเมริกา

ในปี 2006 Liu H. N. และคณะ ได้ออกแบบสายอากาศที่เพิ่มอัตรายายโดยราโดมอภิวัดด้วยโครงสร้างหน่วยเซลล์เป็นรูปตัว S และ Jerusalem-cross โครงสร้างนี้ถูกเรียกว่า "การเพิ่มอัตรายายของสายอากาศด้วยราโดม" จึงทำให้โครงสร้างนี้มีบทบาทสำคัญในการสื่อสารไร้สาย

และท้ายสุดในช่วงปี 2011 การใช้งานอากาศยานไร้คนขับ (UAV) ได้ดึงดูดความสนใจอย่างมากใน การทหาร การสื่อสาร และการค้า อากาศยานไร้คนขับหรือที่เรียกกันทั่วไปว่าโดรนเป็นอากาศยานที่ไม่มีนักบินหรือผู้โดยสารบนเครื่องบิน และกลายเป็นหนึ่งในพื้นที่ที่น่าสนใจที่สุดของสถาบันเทคโนโลยีป้องกันประเทศ (DTI) กระทรวงกลาโหม นอกเหนือจากโครงการต่อเนื่องที่ดำเนินการโดย DTI แล้ว โครงการดัดแปลงจรวดต่อต้านอากาศยานที่มีต้นแบบที่พัฒนาเป็นระบบขับเคลื่อนจรวดดัดแปลงและการทดสอบเพื่อยืนยันผลการออกแบบก็เป็นหนึ่งในโครงการที่ DTI ภาคภูมิใจ โครงการนี้รวมอยู่ในกรมฝนหลวงและการบินเพื่อการเกษตร โครงการนี้ใช้เพื่อสนับสนุนโครงการฝนหลวงเป็นการต่อยอดองค์ความรู้ด้านการผลิตจรวดเพื่อสนับสนุนโครงการอันเนื่องมาจากพระราชดำริและการป้องกันประเทศ (สถาบันเทคโนโลยีป้องกันประเทศ, 2016) ในประเทศไทยจัดให้มีการดำเนินการในคลื่นความถี่ของ C-band และ X-band เพื่อรองรับการทำงานในแบบประจำการและแบบเคลื่อนที่ สถานีภาคพื้นควมระดับความสูงอยู่เหนือพื้นผิวโลก 17 กม. และให้บริการภาคพื้นดินที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 60-200 กม. โดยมีมุมยกจากพื้นดินสูงถึง 30° “การใช้งานทั่วไป” มีความหมายตามวัตถุประสงค์การใช้งาน ของอากาศยานไร้คนขับที่ควบคุมภายนอกสำหรับการบินตามประกาศกระทรวงคมนาคม เรื่อง หลักเกณฑ์การอนุญาตและเงื่อนไขการควบคุมและปล่อยอากาศยานไร้คนขับประเภทอากาศยานขั้วระยะไกลและที่แก้ไขเพิ่มเติม การใช้คลื่นความถี่วิทยุและพลังงานที่แผ่รังสีไอโซโทรปที่สมมูลกัน (e. i. r. p.) กำหนดที่ 5.725–5.850 GHz และ 1,000 mW ตามลำดับ (Government Gazette, 2018; Muhammad et al., 2011) สายอากาศที่ใช้กันทั่วไปกับ UAV ได้แก่ ไดโพล แพตช์ อาร์เรย์ และสายอากาศแบบเกลียว ซึ่งเป็นสายอากาศแบบรอบทิศทางและแบบลำคลื่นเดี่ยว ซึ่งโดยทั่วไปจะมีอัตรายายประมาณ 4 dB-7 dB (Zhang and Yang, 2017, 2018 ; Xinhuan et al., 2021). สายอากาศที่น่าสนใจที่มุฮัมหมัดและคณะ (2011) ได้ออกแบบเป็นสายอากาศแบบลำคลื่นคู่โดยใช้อภิวัดออกแบบเป็นเรโซเนเตอร์แบบวงแหวนแยกเสริม ซึ่งติดตั้งบนปีกทั้งสองข้างของเครื่องบิน ซึ่งสายอากาศให้อัตรายายประมาณ 7 dB ดังนั้น นักวิจัยจึงสนใจที่จะออกแบบสายอากาศลำคลื่นคู่แบบบังคับทิศทาง เพื่อชดเชยมุมบอดจากการบินแบบผาดโผนเพิ่มอัตรายาย และแผ่คลื่นสำหรับระยะทางที่ไกลขึ้นและครอบคลุมพื้นที่มากขึ้น



## 2.3 สรุป

จากการดำเนินการสำรวจและศึกษาปรีทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง จะเห็นได้ว่า คุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปที่ใช้เทคนิคสายอากาศแบบคลื่นรีว และเทคนิคการควบคุม ลำคลื่นแบบสวิตช์พินไดโอดมีการพัฒนาและวิจัยอย่างต่อเนื่อง เพราะมีโครงสร้างไม่ซับซ้อนและ ต้นทุนต่ำ จึงทำให้ผู้วิจัยสนใจออกแบบสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อม ด้วยราโอมที่ออกแบบด้วยอภิวัสตุ เพื่อปรับปรุงคุณภาพในด้านต่างๆ ที่ได้กล่าวมาให้มีคุณภาพที่ดี ยิ่งขึ้น ดังนั้นข้อมูลที่ได้จากการดำเนินการสำรวจและศึกษาปรีทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่ เกี่ยวข้องทั้งหมดนี้จะถูกนำไปใช้ในการดำเนินการวิจัยต่อไป



## บทที่ 3

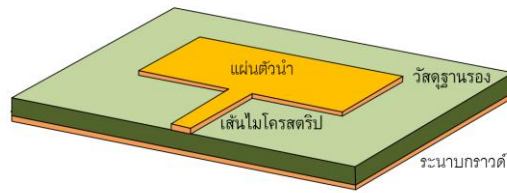
### ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

#### 3.1 บทนำ

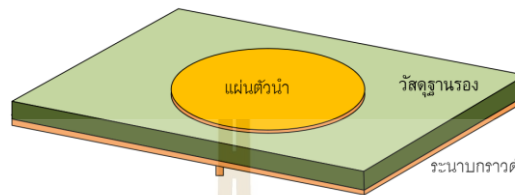
สายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายโดยเฉพาะในย่านความถี่ไมโครเวฟ เนื่องจากมีคุณสมบัติเด่นบางประการคือมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และต้นทุนต่ำ ดังนั้นจึงได้มีการทำวิจัยและพัฒนาารูปแบบของสายอากาศไมโครสตริปมาอย่างต่อเนื่อง สายอากาศไมโครสตริปมีหลายแบบ คือแบบที่ป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริปไลน์ แบบช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริปไลน์หรือป้อนสัญญาณด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วม วงรอบที่ป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริปไลน์หรือป้อนสัญญาณด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วม (coplanar waveguide) นอกจากนี้สายอากาศเหล่านี้อาจมีการออกแบบให้มีรูปหน้าต่างๆ กันได้ อภิวัด คือ วัสดุชนิดใหม่ที่จัดอยู่ในกลุ่มของวัสดุผสม อภิวัดสามารถแสดงคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ปกติ ซึ่งไม่สามารถพบได้ในวัสดุทั่วไปในธรรมชาติ เช่น ค่าดัชนีการหักเหของแสงเป็นลบ และค่าความซึมซาบได้ทางแม่เหล็กเป็นลบ งานวิจัยเกี่ยวกับอภิวัดจะแสดงถึงปรากฏการณ์พิเศษทางฟิสิกส์ และเน้นการพัฒนาอภิวัดเพื่อประยุกต์ใช้งานได้จริงทางด้านไมโครเวฟและการสื่อสาร เช่นการพัฒนาสายอากาศและวัสดุล่องหน ในบทนี้จะแนะนำให้รู้จักกับอภิวัด ประวัติความเป็นมา การจำแนกประเภท การออกแบบการประยุกต์ใช้งาน และปรากฏการณ์พิเศษทางฟิสิกส์ ผู้วิจัยจึงได้ดำเนินการศึกษาทฤษฎีสายอากาศแบบไมโครสตริปเพื่อออกแบบสายอากาศนำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยการออกแบบบราโดมโดยใช้อภิวัดในการสร้าง

#### 3.2 สายอากาศไมโครสตริป

โดยทั่วไปแล้วโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปจะประกอบด้วยองค์ประกอบสามส่วน ได้แก่ ส่วนบนจะเป็นแผ่นตัวนำที่ใช้สำหรับการแผ่กระจายกำลังของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ส่วนกลางเป็นวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่คั่นกลางระหว่างระนาบกราวด์และแผ่นตัวนำ และส่วนล่างสุด คือแผ่นระนาบกราวด์ สำหรับแผ่นตัวนำส่วนบนหรือที่เรียกว่าแพตช์ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 (ก) เป็นแผ่นตัวนำรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก โดยสัญญาณความถี่วิทยุจะถูกป้อนเข้าที่สายป้อนสัญญาณที่เป็นเส้นแถบ (strip line) สำหรับรูปที่ 3.1 (ข) แสดงแผ่นตัวนำรูปวงกลมที่ป้อนด้วยตัวลวดนำผ่านช่องในระนาบกราวด์ ซึ่งการป้อนสัญญาณในลักษณะนี้จะเรียกว่าการเชื่อมต่อแบบช่องเปิด (aperture coupling) ผ่านช่องเปิดเล็ก ๆ ในระนาบกราวด์



(ก) แผ่นตัวนำแบบสี่เหลี่ยมมุมฉาก

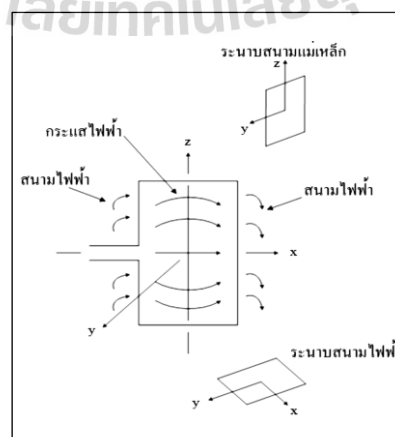


(ข) แผ่นตัวนำแบบวงกลม

รูปที่ 3.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป

สำหรับสายอากาศไมโครสตริปนั้น ความแม่นยำของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองถือว่ามีความสำคัญมาก เนื่องจากเป็นพารามิเตอร์ที่มีผลต่อการเดินทางของคลื่นความถี่เรโซแนนซ์ และคุณลักษณะการแผ่กระจายกำลังของคลื่น จากรูปที่ 3.2 แสดงกระแสไฟฟ้าและเส้นแรงของสนามไฟฟ้าทั้งภายในและบริเวณรอบ ๆ แผ่นตัวนำที่ใช้ในการแผ่คลื่น ซึ่งโดยปกติสนามไฟฟ้าที่บริเวณขอบของแผ่นตัวนำที่ถูกต่อกด้วยสายนำสัญญาณและด้านตรงข้ามขอบนั้น จะมีผลต่อคุณสมบัติการแผ่กระจายกำลังของคลื่น โดยคลื่นที่แผ่กระจายจากสายอากาศจากรูปที่ 3.2 จะมีการโพลาไรซ์ในแนวนอน ซึ่งระนาบของสนามไฟฟ้า (ระนาบ x-y : E-plane) จะมีทิศทางในแนวนอน และระนาบของสนามแม่เหล็ก (ระนาบ y-z : H-plane) จะมีทิศทางในแนวตั้ง

ซึ่งในงานวิจัยนี้ ผู้วิจัยมีความสนใจจะใช้สายอากาศไมโครสตริปเป็นพื้นฐานในการออกแบบและพัฒนา



รูปที่ 3.2 กระแสไฟฟ้าและลักษณะเส้นแรงไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนแผ่นตัวนำ

### 3.3 การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริป

การวิเคราะห์รูปแบบทางคณิตศาสตร์ของสายอากาศไมโครสตริป เพื่อหาความสัมพันธ์ต่างๆ เช่นคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่น อัตราขยาย อิมพีแดนซ์ขาเข้า (input impedance) ของสายอากาศโดยใช้ความสัมพันธ์ของสมการคณิตศาสตร์กับวัสดุที่ใช้ทำสายอากาศ และขนาดของสายอากาศซึ่งมีด้วยกันหลายรูปแบบเช่น

#### 3.3.1 เวกเตอร์โพเทนเชียล (Vector potential)

เป็นการหาสนามไฟฟ้าโดยใช้เวกเตอร์โพเทนเชียล ซึ่งประกอบไปด้วยเวกเตอร์โพเทนเชียลของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก (electric and magnetic vector potential) ที่สัมพันธ์กับกระแสและเป็นผลให้เกิดสนามแม่เหล็ก  $M_s$  และกระแส  $J_s$  ซึ่งทำให้เกิดสนามไฟฟ้า

#### 3.3.2 การวิเคราะห์โดยใช้สายส่งสัญญาณ (Transmission Line Model)

เป็นการใช้สายอากาศที่มีความกว้าง ( $W$ ) และความยาว ( $L$ ) ประมาณ  $\lambda/2$  ที่ปลายของแพทช์จะมีลักษณะเป็นร่องและสนามไฟฟ้าแผ่กระจายออกมาจากร่อง โดยประมาณว่าร่องนี้วางขนานกับพื้นกราวด์และสนามไฟฟ้ามีทิศทางตั้งฉากกับแผ่นกราวด์ ในการหาสนามไฟฟ้าจาก 2 ร่องทำได้โดยอาศัยสมการเวกเตอร์โพเทนเชียล ของสนามไฟฟ้า ประกอบกับการใช้ความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก  $M_s$  และ อินทิเกรตสมการออกมาในรูปของเวกเตอร์โพเทนเชียลของสนามไฟฟ้า ( $\mathcal{A}, \mathcal{D}$ ) จากนั้นนำไปสู่ค่าสนามไฟฟ้าแบบร่องเดียว

#### 3.3.3 การวิเคราะห์โดยใช้รูปแบบของโพรง (Cavity Model)

การวิเคราะห์รูปแบบนี้จะใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศที่มีแพทช์เป็นรูปแบบใดก็ได้ โดยมีข้อกำหนดเบื้องต้นว่าความหนาของไดอิเล็กทริกซัพสเตรตต้องมีค่าน้อย ซึ่งในการวิเคราะห์วิธีนี้จะแทนปัญหาโดยใช้หลักการ ของความหนาแน่น กระแสสมมูล และการสมมติให้ในบริเวณ แผ่นแพทช์และแผ่นกราวด์เป็นบริเวณโพรงด้านบน และด้านล่างเป็นตัวนำสมบูรณ์ ด้านส่วนด้านข้างซึ่งตัดออกให้พอดีกับแพทช์ เป็นผิวตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์ ซึ่งบริเวณนี้จะเป็นลักษณะของช่องที่กระจายคลื่น ที่ใช้ทฤษฎีความหนาแน่นกระแสสมมูล มาใช้ในการหากระแสแม่เหล็กสมมูล และใช้เวกเตอร์โพเทนเชียลในการหาต่อไป

### 3.4 ทฤษฎีและการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศ

ทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศลำคลื่นคู่ที่ควบคุมลำคลื่นคู่ด้วยคอนโทรลเลอร์ที่ทำหน้าที่ควบคุมสวิตช์พินไดโอด (PIN diode) และมีไบอัสที (Bias T) ทำหน้าที่ป้องกันสัญญาณไฟฟ้า กระแสตรงย้อนกลับมายังอินพุต ดังนั้นจึงต้องทำความเข้าใจทฤษฎีการออกแบบสายอากาศแบบลำคลื่นคู่ ซึ่งมีหลายละเอียดดังต่อไปนี้

### 3.4.1 ทฤษฎีและวิธีการออกแบบสายอากาศแบบแผ่นตัวนำวงกลม

ก่อนที่จะทำการออกแบบต้องเลือกวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก (substrates) ที่เหมาะสมกับแพลตฟอร์มทั่วไปสำหรับการจำลองสายอากาศ ซึ่งจะช่วยลดความคลาดเคลื่อนได้อย่างมาก ก่อนที่จะทดลองการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ลามิเนตไมโครเวฟแบบต่างๆ วัสดุฐานรองของแผ่นวงจรพิมพ์ที่เลือกจะประกอบด้วย ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) การสูญเสียไดอิเล็กตริก ( $\tan\delta$ ) และความสูงของวัสดุฐานรองชั้นเดียว ความหนาของแผ่นตัวนำ และความถี่ตัด (cutoff frequency) ซึ่งความถี่ตัดสามารถกำหนดและระบุค่าได้โดยใช้สูตรต่อไปนี้

แผ่นตัวนำมีค่าคงที่ประสิทธิภาพไดอิเล็กตริกคำนวณได้จากสูตร

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (3.1)$$

เมื่อเงื่อนไขความหนาของวัสดุฐานรองคือ

$$h \leq \frac{1}{4f \sqrt{\epsilon_{\text{reff}} - 1}} \quad (3.2)$$

เมื่อ  $c$  คือ ความเร็วแสงในอากาศ

$\epsilon_{\text{reff}}$  คือ ค่าคงที่ประสิทธิภาพไดอิเล็กตริก

$f$  คือ ความถี่ปฏิบัติการ

ความถี่ตัดคำนวณได้จากสมการที่ (3.3) นี้

$$f_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}} [2W0.8h]}} \quad (3.3)$$

เมื่อ  $f_c$  คือ ความถี่ตัด

$W$  คือ ความกว้างของแผ่นตัวนำ และ

$h$  คือ ความหนาของวัสดุฐานรอง

ควรเลือกความกว้างของแผ่นตัวนำเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพการแผ่กระจายคลื่นที่ดี หากข้อกำหนดด้านโครงสร้างหรือเกรดตั้งโลบไม่ได้เป็นปัจจัยสำคัญ โดยมีการอธิบายสำหรับความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz ได้จากความกว้างของแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมผืนผ้า ซึ่งความกว้างของแผ่นตัวนำของโหมด  $TM_{10}$  กำหนดโดย (Balanis, 2005)

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.4)$$

เมื่อ  $\epsilon_r$  คือ ค่าคงที่ได้อิเล็กทรอนิกส์สัมพัทธ์

$\epsilon_0$  คือ ค่าคงที่สภาพยอมทางไฟฟ้าในอากาศ

$\mu_0$  คือ ค่าการซึมซาบแม่เหล็กในอากาศ

$f_r$  คือ ความถี่เรโซแนนซ์

$c$  คือ ค่าความเร็วแสงในอากาศ

ความยาวของแผ่นตัวนำที่ใช้กำหนดความถี่เรโซแนนซ์และเป็นพารามิเตอร์ในการออกแบบที่สำคัญเนื่องจากธรรมชาติของสายอากาศแผ่นโลหะตัวนำจะมีความกว้างแถบที่แคบ ความยาวส่วนเพิ่มที่เพิ่มขึ้นของแผ่นโลหะ  $\Delta L$  คือ

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 1) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.5)$$

ดังนั้นความยาวที่แท้จริงของแผ่นตัวนำคือ

$$L = \frac{\lambda}{2} - 2\Delta L \quad (3.6)$$

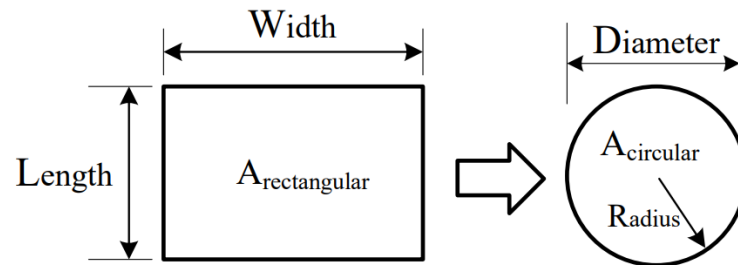
ค่าประสิทธิผลของความยาวคือ

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L \quad (3.7)$$

การแปลงจากรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าทั่วไป ให้เป็นรูปร่างกลมจะได้จากสมการต่อไปนี้

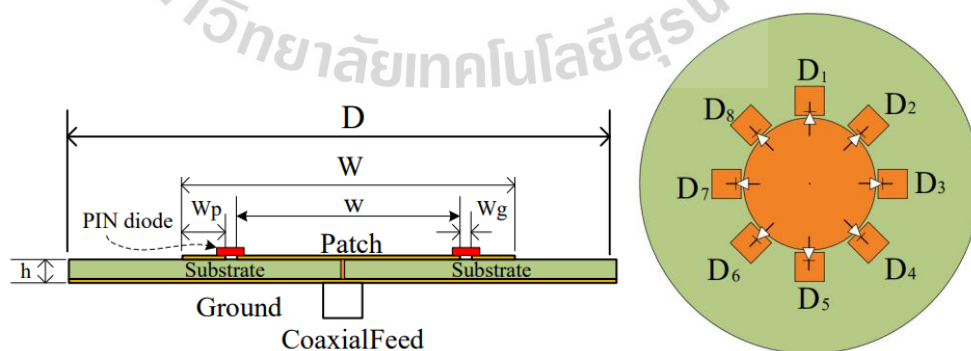
$$A_{\text{rectangular}} (\text{Width} \times \text{Length}) = A_{\text{circular}} (\pi r^2) \quad (3.8)$$

ดังแสดงในแผนภาพในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แผนภาพการแปลงสี่เหลี่ยมผืนผ้าเป็นวงกลม

สายอากาศที่บังคับเลี้ยวลำคลื่นได้มีหลายประเภท เช่น แผ่นตัวนำ แผ่นโลหะวงกลม SRR และ โครงสร้างแบบกากบาท (Hisamatsu Nakano, et al., 2017; Jais M.I., 2013) ในการออกแบบ ครั้งนี้ เราเลือกแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมและวงกลมเนื่องจากความเรียบง่ายและรูปทรงเรขาคณิตที่สมมาตร สำหรับรองรับลำคลื่นคู่ ดังรูปที่ 3.4 แสดงแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมขนาดเล็ก 8 แผ่น วางด้านบนวัสดุฐานรอง ล้อมรอบแผ่นตัวนำวงกลม และขนาดของมันกำหนดตามค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโคร สตรีปมีค่าดังต่อไปนี้ เส้นผ่าศูนย์กลาง ( $D$ ) = 75 มม. ความกว้างแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมขนาดเล็ก ( $w_p$ ) = 5.5 มม. ความกว้างช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ ( $w_g$ ) = 0.4 มม. ความกว้างของแผ่นตัวนำ ทั้งหมด ( $W$ ) = 37.4 มม. สำหรับการปรับแต่งเลือกใช้ที่ 38 มม. ความกว้างแผ่นตัวนำวงกลมด้านใน ( $w$ ) = 26.2 มม. ความหนาของวัสดุฐานรอง ( $h$ ) = 1.6 มม.  $\epsilon = 4.4$  และค่าการสูญเสียไดอิเล็กตริก  $\tan\delta = 0.025$



รูปที่ 3.4 รูปทรงเรขาคณิตของแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมจัดวางรอบตามรัศมีของแผ่นตัวนำวงกลม

ทำการวิเคราะห์คลื่นระนาบเพื่อศึกษาลักษณะการส่งผ่านและปฏิกิริยาของแผ่นตัวนำไมโครสตริปที่มีมุมตกกระทบต่างกัน เจ็อนโซขอบเขตจะแสดงเป็นตัวนำไฟฟ้าที่สมบูรณ์แบบ (PEC) ตามปลายทั้งสองของหน่วยเซลล์ นอกจากนี้ยังสามารถปรับความถี่เรโซแนนซ์ของโครงสร้างแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมขนาดเล็กได้โดยการปรับความกว้างของช่องว่างอากาศและขนาดแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมขนาดเล็ก ซึ่งจะส่งผลต่อความกว้างแถบ อีกส่วนหนึ่งเป็นเพราะความหนาของวัสดุฐานรองเพิ่มขึ้น ( $h$ ) และอีกส่วนหนึ่งเป็นเพราะการลดลงของค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ( $\epsilon$ ) แต่การกำหนดค่าของช่องว่างอากาศระหว่างโครงสร้างแผ่นตัวนำวงกลมและแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมจะทำได้ง่ายและสะดวกกว่าวิธีอื่น ซึ่งแสดงในรูปที่ 3.3 ประกอบด้วยวัสดุฐานรองหนึ่งชั้นที่มีความหนา  $h$  พร้อมค่าคงที่ไดอิเล็กตริก  $\epsilon$ .

### 3.4.2 พินไดโอด (PIN Diodes)

พินไดโอด มีการใช้งานมากมายในวงจรอิเล็กทรอนิกส์และอุปกรณ์ RF เนื่องจากมีความสามารถในการทำหน้าที่เป็นสวิตช์ที่มีความเร็วสูงมาก ตรงกันข้ามกับไดโอด PN มาตรฐาน เมื่อใช้งานขณะไบอัสย้อนกลับ ไดโอดจะแสดงความต้านทานที่สูงมากควบคุมกับความจุไฟฟ้าที่สูง และไดโอดจะมีความต้านทานต่ำมากเมื่อใช้งานขณะไบอัสตรง (Doherty W. E. and Joos R. D., 1998) พินไดโอด ถูกใช้งานเพื่อเปิดและปิดการส่งสัญญาณพื้นผิวแบบเลือกความถี่ (FSS) ที่ใช้งานที่ 5.8 GHz การสร้างวงจรสมมูลของพินไดโอด แสดงไว้ในรูปที่ 3.5 โดยที่รูป (ก) และ (ข) แสดงวงจรสมมูลของพินไดโอด ภายใต้การไบอัสตรงและไบอัสกลับตามลำดับ



(ก) วงจรสมมูลไบอัสตรง

(ข) วงจรสมมูลไบอัสย้อนกลับ

รูปที่ 3.5 วงจรสมมูลพินไดโอด

คำอธิบายรายละเอียดของแพ็คเกจชิป SMP1345 พินไดโอดนี้ออกแบบมาสำหรับอุปกรณ์ความเร็วสูง เช่น เครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) บล็อกสัญญาณรบกวนต่ำ (LNB) และการสวิตช์ทำงานที่ความถี่จาก 10 MHz ถึง 10 GHz เวลาในการสวิตช์ที่ 100 ns รวมกับความกว้างของ I-region ที่บางเพียง 10  $\mu\text{m}$  ทำให้ได้ชุดพินไดโอดที่สลับสวิตช์ RF ได้ความเร็วสูง พินไดโอดรุ่น SMP1345 แสดงให้เห็นว่าสัญญาณ RF ที่ได้จะมีประสิทธิภาพ เนื่องจากมีความจุต่ำมาก (0.15 pF) และอิมพีแดนซ์ ( $1.5 \Omega$  ที่กระแส 10 mA)



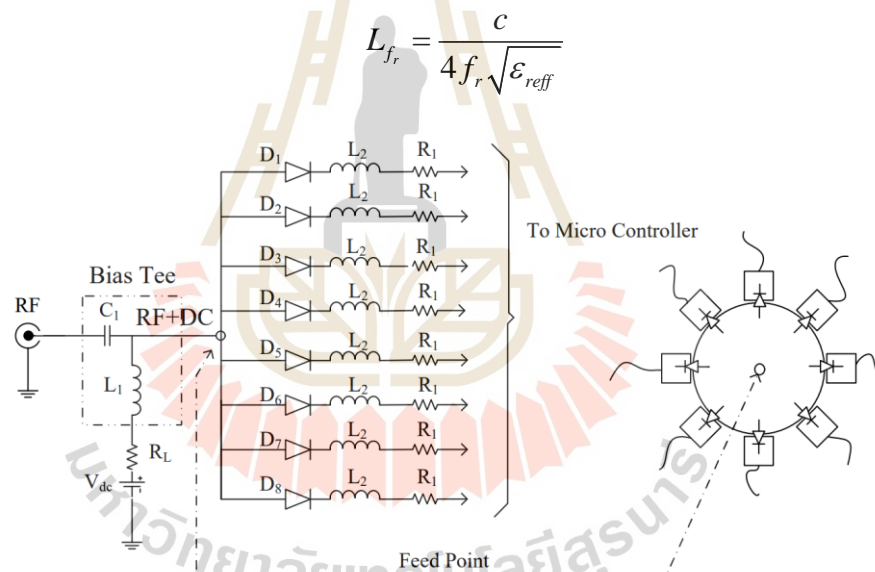
### 3.4.3 ไบอัส T และ วงจรพินไดโอดสำหรับควบคุมสายอากาศแบบลำคลื่นคู่

Bias T เป็นอุปกรณ์ 3 พอร์ตชนิดพิเศษที่ใช้เป็นอุปกรณ์หลักในการบ่อนสัญญาณ เมื่อมีการจ่ายกระแสไฟฟ้า DC (DC Bias) เพื่อป้องกันส่วนประกอบของอุปกรณ์สัญญาณ RF เกิดการเสียหายจากการไบอัสไฟฟ้ากระแสตรง ตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  และ  $L_2$  ป้องกันกระแสนอนกลับของสัญญาณ RF ในขณะที่ พินไดโอด ได้รับการไบอัส วงจรไบอัสที่ทั่วไปมีลักษณะตามรูปที่ 3.6 ซึ่งเห็นวงจรเป็นรูปตัว “T” เป็นสาเหตุที่เรียกว่าไบอัส T ลักษณะการทำงานมีดังนี้

$$X_c = \frac{1}{j2\pi fC} \quad (3.9)$$

$$X_L = j2\pi fL \quad (3.10)$$

$$L_{fr} = \frac{c}{4f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (3.11)$$



รูปที่ 3.6 ไบอัส T และวงจรพินไดโอด

### 3.5 คุณลักษณะอภิวัด

ในการศึกษาวิจัยเกี่ยวกับอภิวัดในยุคแรกๆ นั้น นักวิจัยได้เริ่มต้นจากการศึกษาคุณสมบัติของวัสดุที่มีดัชนีการหักเหเป็นลบ (negative reflection index) โดยการนำอภิวัดนำมาออกแบบและสร้างซูเปอร์เลนส์เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในการเพิ่มความละเอียดของรูปภาพ (N. Fang and X. Zhang, 2002) ซึ่งจากการออกแบบและสร้างคุณสมบัติดังกล่าวพบว่าสามารถทำการขยายภาพโดยภาพที่ได้มีความละเอียดสูงขึ้นจากการที่ใช้เลนส์ปกติทั่วไป หลังจากนั้นไม่นานได้มีการนำ

คุณสมบัติของอภิวัดมาทำการออกแบบและพัฒนาสำหรับใช้งานเกี่ยวกับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic wave) อีกทั้งยังมีการนำไปพัฒนาวิจัยเกี่ยวกับทางด้านคลื่นเสียง (acoustic) และงานทางด้านคลื่นปฐพี (seismic) อีกด้วย อภิวัดถือได้ว่าเป็นเทคโนโลยีที่สามารถนำไปวิจัยพัฒนาและประยุกต์ใช้กับงานได้หลายด้าน เช่น งานทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้าวิศวกรรมไมโครเวฟ วิศวกรรมสายอากาศ วิศวกรรมสารกึ่งตัวนำ วิศวกรรมออปโตอิเล็กทรอนิกส์ ฟิสิกส์ของแข็ง วัสดุศาสตร์ วิทยาศาสตร์นาโน และอื่นๆ อีกมากมาย

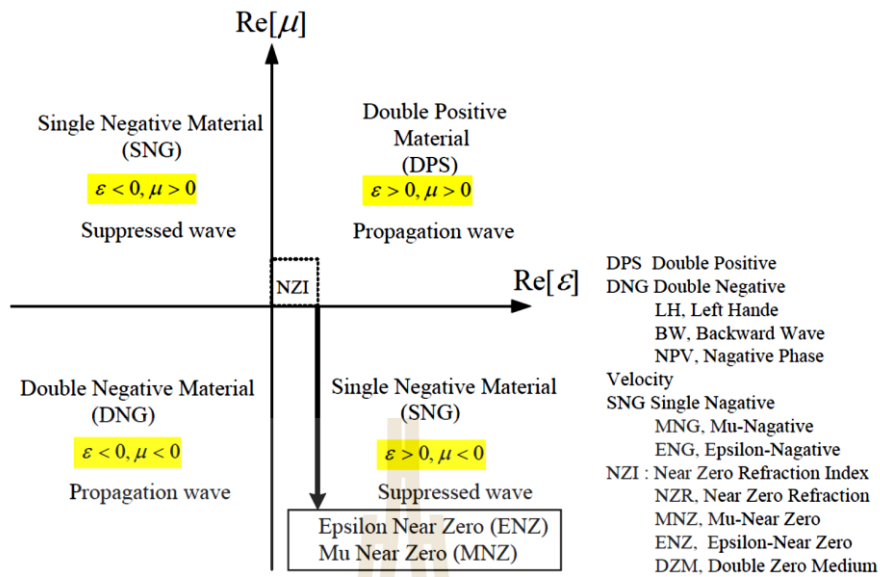
การผนวกตัวของการเหนี่ยวนำของโมเมนต์ทางไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก (electric and magnetic moment) ทำให้ตัวกลางมีผลกระทบต่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งผลกระทบในระดับมาโครจะอยู่ในรูปของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (effective permittivity :  $\epsilon$ ) และความซึมซาบได้แม่เหล็ก (permeability :  $\mu$ ) ประสิทธิภาพของตัวกลางขนาดใหญ่ (bulk medium) ดังนั้นอภิวัดก็อาจจะเกิดจากการประกอบรวมกันของวัสดุประดิษฐ์หลายชนิดฝังตัวเข้าไปยังตัวกลางหรือผิวของตัวกลางที่ผู้ออกแบบเป็นผู้กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้อย่างอิสระ เช่น คุณสมบัติต่างๆ ของตัวกลาง รูปร่าง ขนาด การจัดวางตำแหน่ง และอื่นๆ เพื่อให้ได้ผลได้ผลตอบสนองทางแม่เหล็กไฟฟ้าตามที่ผู้ออกแบบต้องการ

วัสดุที่มีดัชนีหักเหเป็นลบซึ่งจะทำให้เกิดค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบทั้งคู่ ( $\epsilon < 0$  และ  $\mu < 0$ ) วัสดุชนิดนี้จะถูกเรียกว่าตัวกลางมีค่าลบทั้งคู่ (Double Negative medium : DNG) เนื่องจากวัสดุ DNG มีคุณสมบัติตรงข้ามกับวัสดุส่วนใหญ่ที่มีอยู่ในธรรมชาติคือวัสดุที่มีอยู่ในธรรมชาติส่วนใหญ่จะมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นบวกทั้งคู่ ( $\epsilon > 0$  และ  $\mu > 0$ ) หรือเรียกว่าตัวกลางมีค่าบวกทั้งคู่ (Double Positive medium : DPS) ได้ในปี ค.ศ.1968 แนวคิดที่เกี่ยวกับวัสดุเชิงซ้อนที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบทั้งคู่ได้รับความสนใจเป็นอย่างมากโดย Veselago ได้ตั้งสมมติฐานและหาคำตอบเชิงทฤษฎีขึ้นว่าจะเกิดผลอย่างไรเมื่อคลื่นระนาบเดินทางเข้าไปยังตัวกลางที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบได้แม่เหล็กเป็นลบทั้งคู่ จากผลการศึกษาเขาพบว่าทิศทางของพอยน์ติงเวกเตอร์ (pointing vector) จะขนานกับทิศทางของความเร็วเฟส (phase velocity) แต่จะมีทิศทางตรงกันข้ามกัน (anti-parallel) ซึ่งเมื่อทำการพิจารณาในกรณีที่คลื่นเคลื่อนที่ในตัวกลางที่มีอยู่ในธรรมชาติทั่วไปแบบ DPS นั้นพบว่าทิศทางของพอยน์ติงเวกเตอร์ที่เกิดขึ้นจะขนานกับความเร็วเฟสและมีทิศทางเดียวกันกับความเร็วเฟสอีกด้วยอภิวัดที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบทั้งคู่นั้นสามารถเรียกอีกชื่อหนึ่ง คือ ดัชนีหักเหเป็นลบ (Negative Refractive Index : NRI) ซึ่งมาจากคุณสมบัติของวัสดุที่มีมุมหักเหเป็นลบ โดยปกติทั่วไปของวัสดุที่มีอยู่ในธรรมชาติจะพิจารณาโดยใช้กฎมือขวา (Left Hand Medium: LHM) ของปริมาณเวกเตอร์สามตัวคือสนามไฟฟ้า ( $E$ ) สนามแม่เหล็ก ( $H$ ) และทิศทางของการเคลื่อนที่ ( $k$ ) แต่ในทางตรงกันข้าม Veselago ได้นิยามไว้

ว่าอภิวัดจะต้องทำการพิจารณาปริมาณเวกเตอร์โดยใช้กฎมือซ้าย (Backward Wave: BW) เพราะทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นนั้นเกิดขึ้นตรงกันข้ามกับทิศทางของพอยน์ติงเวกเตอร์และความเร็วเฟสเป็นลบ (Negative Phase Velocity : NPV) เกิดขึ้นจากคุณสมบัติของคลื่นเมื่อคลื่นเดินทางผ่านอภิวัดแล้วจะทำให้เวกเตอร์เฟสที่เกิดขึ้นมีค่าเป็นลบ นอกจากนี้ในบางช่วงความถี่เมื่อคลื่นเดินทางผ่านวัสดุบางชนิดอาจทำให้เกิดคุณสมบัติของวัสดุที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าหรือค่าซึมซาบได้แม่เหล็กอย่างใดอย่างหนึ่งมีค่าเป็นลบซึ่งจะเรียกกรณีดังกล่าวว่าตัวกลาง  $\mu$  และ  $\epsilon$  ที่มีค่าเป็นลบ (Single Negative Medium : SNG) โดยในกรณีที่วัสดุมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเป็นลบเพียงอย่างเดียวจะถูกเรียกว่า Epsilon Negative Medium (ENG) และในกรณีที่ค่าซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบอย่างเดียวก็จะถูกเรียกว่า Mu Negative Medium (MNG) นอกจากนี้คุณสมบัติของอภิวัดที่ได้รับ ความสนใจเป็นอย่างมากอีกประเภทหนึ่งคือ กรณีที่อภิวัดนั้นมีค่าดัชนีหักเหมีค่าเท่ากับศูนย์ (Zero Refractive Index: ZRI) หรือค่าดัชนีหักเหมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ (Nearzero Refractive Index: NZI) โดยจากคุณสมบัติดังกล่าวนี้สามารถเกิดขึ้นได้ทั้งหมด 3 กรณี ดังนี้

1. Epsilon Near Zero (ENZ) คือ วัสดุที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเท่ากับศูนย์ ( $\epsilon = 0$ ) หรือมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ( $\epsilon \rightarrow 0$ ) และค่าซึมซาบแม่เหล็กมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับหนึ่ง ( $\epsilon \geq 1$ )
2. Mu Near Zero (MNZ) คือ วัสดุที่มีค่าซึมซาบแม่เหล็กเท่ากับศูนย์ ( $\mu = 0$ ) หรือมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ( $\mu \rightarrow 0$ ) และมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้ามากกว่าหรือเท่ากับหนึ่ง ( $\epsilon \geq 1$ )
3. Mu-Epsilon Near Zero (MENZ) คือ วัสดุที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ ( $\epsilon = \mu = 0$ ) หรือวัสดุที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบแม่เหล็กมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ( $\epsilon \rightarrow \mu \rightarrow 0$ )

ดังนั้นสามารถแสดงคุณสมบัติของอภิวัดในกรณีต่างๆด้วยค่าพารามิเตอร์ของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบได้แม่เหล็ก ( $\epsilon$  และ  $\mu$ ) โดยพารามิเตอร์ทั้งสองนี้สามารถนำมาแบ่งกลุ่มประเภทของอภิวัดได้แสดงดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 ประเภทของอภิวัด

### 3.5.1 หลักการของนิโคลสันโรสเวียร์ ( Nicolson-Ross-Weir method :NRW )

การหาค่า  $\epsilon_r$  และ  $\mu_r$  ด้วยหลักการของ NRW นั้นจะพิจารณาจากขนาด (magnitude) และเฟส (phase) ของค่าการส่งผ่าน ( $S_{21}$ ) และค่าการสะท้อนกลับ ( $S_{11}$ ) มีสายอากาศสองตัวที่ใช้ในการรับและส่งสัญญาณ โดยมีวัสดุที่ต้องการวัดอยู่ตรงกลางระหว่างสายอากาศทั้งสองต้น ระยะห่างระหว่างวัสดุและสายอากาศทั้งสองต้นนั้นต้องห่างด้วยระยะที่เท่ากัน โดยหลักการของ NRW จะต้องกำหนดความหนาของวัสดุ และวัสดุที่ต้องการวัดนั้นควรจะเป็นแผ่นระนาบจะได้ค่าความถูกต้องที่ใกล้เคียงมากกว่าวัสดุที่มีความโค้ง

เมื่อได้ค่า  $S_{11}$  และ  $S_{21}$  นำไปแทนค่าในสมการที่ 3.13 จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับดังสมการที่ 3.12 หลังจากนั้นนำค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแทนลงในสมการที่ 3.14 จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน

$$\Gamma = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \tag{3.12}$$

เมื่อ

$$|\Gamma| < 1$$

$$X = \frac{S_{11}^2 - S_{21} + 1}{2S_{11}} \tag{3.13}$$

$$T = \frac{S_{11} - S_{21} + \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \tag{3.14}$$

ค่าการซึมซาบแม่เหล็กและค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าสามารถคำนวณได้จาก 3.15 และ 3.16 ตามลำดับ

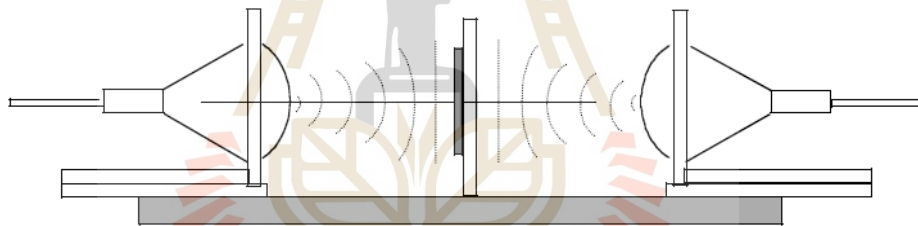
$$\mu_r = \frac{1+\Gamma}{\Lambda(1-\Gamma)\sqrt{\frac{1}{\lambda_c^2} - \frac{1}{\lambda_o^2}}} \quad (3.15)$$

$$\epsilon_r = \frac{\lambda_o^2}{\mu_r} \left[ \frac{1}{\lambda_c^2} - \left( \frac{1}{2\pi L} \ln \left( \frac{1}{T} \right) \right)^2 \right] \quad (3.16)$$

เมื่อ

$$\frac{1}{\Lambda} = - \left( \frac{1}{2\pi L} \ln \left( \frac{1}{T} \right) \right)^2 \quad (3.17)$$

เมื่อ  $L$  คือ ความหนาของวัสดุที่ทำการวัด จาก (3.15) เป็นคำตอบของการหาค่าซึมซาบได้แม่เหล็ก และ (3.16) เป็นคำตอบของการหาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าด้วยหลักการของ NRW



รูปที่ 3.8 การวัดค่าคุณสมบัติของวัสดุแบบอวกาศว่าง

รูปที่ 3.8 เป็นวิธีหนึ่งในวิธีการหาค่าด้วยคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าของวัสดุ แต่โดยส่วนมากจะเป็นหาค่าด้วยท่อนำคลื่นที่มีความถี่ที่เหมาะสมตามแต่ท่อนำคลื่นนั้น

### 3.5.2 การใช้อิทธิพลในการออกแบบตัวนำประดิษฐ์

โดยทั่วไปสายอากาศจะใช้ระนาบกราวด์ด้วยตัวนำทางไฟฟ้า (electric conductor) ซึ่งในทางอุดมคติจะเรียกว่า ตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ (Perfect Electric Conductor : PEC) ส่วนตัวนำทางแม่เหล็ก (magnetic conductor) ในทางอุดมคติจะเรียกว่า ตัวนำทางแม่เหล็กสมบูรณ์ (Perfect Magnetic Conductor : PMC) โดย PEC และ PMC มี คุณสมบัติที่ต่างกันคือ PEC จะสะท้อนคลื่นระนาบและมีเฟสที่สะท้อนกลับเท่ากับ  $180^\circ$  หรือ  $\pi$  (Out-of-phase) ขณะที่ PMC จะมีเฟสที่สะท้อนกลับเป็น  $0^\circ$  (In-phase) เนื่องจากตัวนำทางแม่เหล็กไม่มีอยู่จริงแต่เป็นตัวนำที่สมมุติขึ้นมาเพื่อใช้ในการอธิบายการเป็นคู่กันของตัวนำทางไฟฟ้างั้น ตัวนำทางแม่เหล็กจึงเป็น

ตัวนำประติษฐ์ซึ่งเรียกว่า ตัวนำแม่เหล็กประติษฐ์ (Artificial Magnetic Conductor: AMC) โดย AMC สามารถสร้างขึ้นมาจากสองโครงสร้างหลักๆ คือ

ก) ช่องแถบว่างแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Bandgap: EBG) ซึ่งเป็นหนึ่งในอภิวัดรวมทั้งผิวที่มีอิมพีแดนซ์สูง (High Impedance Surface: HIS) ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว

ข) ส่วนกรณีของ ENZ จะแตกต่างกับ EBG ที่ไม่มีระนาบกราวด์แต่จะใช้คุณสมบัติของของสัมประสิทธิ์การสะท้อนและส่งผ่านในการอธิบายเพื่อง่ายต่อการทำความเข้าใจ สมมติว่าวัสดุมีความหนา  $d$  แสดงดังรูปที่ 3.9 และจาก  $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$  จะสามารถหาสัมประสิทธิ์การสะท้อนและส่งผ่านได้ ดังนี้

$$\text{reflection } S_{11} = \frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0} \frac{1 - e^{-j2kd}}{1 - \left(\frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0}\right)^2 e^{-j2kd}} \quad (3.18)$$

$$\text{transmission } S_{21} = \frac{\eta + \eta_0}{\eta - \eta_0} \frac{1 - e^{-j2kd}}{1 - \left(\frac{\eta + \eta_0}{\eta - \eta_0}\right)^2 e^{-j2kd}} \quad (3.19)$$

เพราะฉะนั้นเมื่อ  $\epsilon \rightarrow 0$  และ  $\mu \geq 1$  จะทำให้  $\eta \rightarrow \infty$  นำค่าที่ได้ไปแทนในสมการที่ (3.18) และ (3.19) ตามลำดับจะพบว่าค่า  $S_{11} = +1$  และ  $S_{21} = 0$  หมายความว่า เมื่อคลื่นระนาบกระทบวัสดุนี้จะเกิดการสะท้อนกลับหมด และมีเฟสที่สะท้อนกลับเป็นศูนย์หรือ in-phase ( $S_{11} = 1 \angle 0^\circ$ ) ส่วน  $S_{21} = 0$  คือ คลื่นไม่สามารถส่งผ่านไปได้ คุณสมบัติดังกล่าวนี้ก็คือ ตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์นั่นเอง

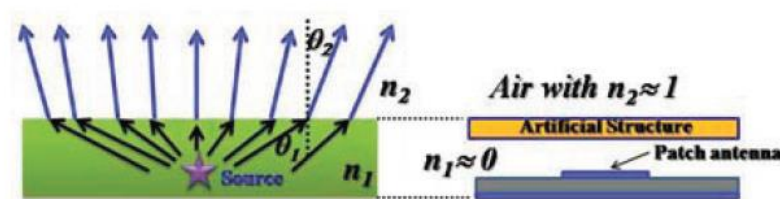


รูปที่ 3.9 การกระเจิงของคลื่นระนาบจากวัสดุที่มีความหนา  $d$

ในทางตรงกันข้าม ถ้ากรณีของ MNZ ( $\mu \rightarrow 0$ ) เมื่อแทนค่าในสมการที่ จะพบว่า  $S_{11} = -1$  หรือ  $S_{11} = 1 \angle 180^\circ$  และ  $S_{21} = 0$  ซึ่งจะได้ผลเหมือนตัวนำสมบูรณ์ แต่เนื่องจากไม่ใช่ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ ดังนั้น จะเรียกว่าตัวนำไฟฟ้าประติษฐ์ (Artificial Electric Conductor: AEC)

### 3.5.3 การใช้อิวัตต์ในการออกแบบชั้นวางซ้อนหรือฝาครอบ

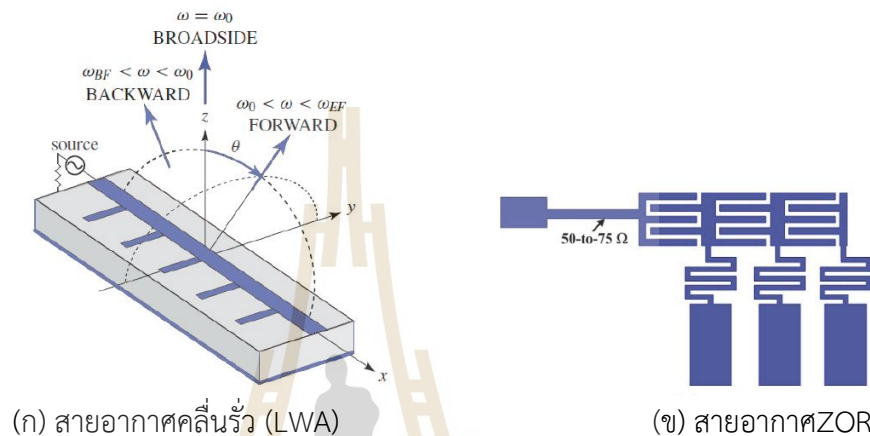
ในความเป็นจริง ชั้นวางซ้อน (Superstrate) ก็คือวัสดุฐานรองอย่างหนึ่งแต่ถูกนำมาวางไว้บนหรือครอบ สายอากาศซึ่งการใช้อิวัตต์ในการออกแบบชั้นวางซ้อนหรือฝาครอบ (Radome) วางบนหรือครอบสายอากาศ (โดยปกติจะใช้สายอากาศไมโครสตริปหรือสายอากาศร่อง) โดยส่วนใหญ่เพื่อเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศโดยมีการเพิ่มชั้นวางซ้อนที่มีคุณสมบัติคือ ค่าดัชนีหักเห ( $n$ ) มีค่าเท่ากับ ZRI หรือใกล้เคียงศูนย์ NZR ตามกฎของสเนลล์ คือ เมื่อคลื่นเดินทางผ่านตัวกลาง ที่มี  $n = 0$  คลื่นจะตั้งฉากกับพื้นผิวสัมผัสหรือคลื่นจะขนานกันออกดังไปตัวอย่างแสดงดังรูปที่ 3.15 เมื่อแหล่งกำเนิดอยู่ในตัวกลางที่มีค่า  $n_1 \rightarrow 0$  ดังนั้นมุมของคลื่นที่ออกจากตัวกลางที่หนึ่งไปยังตัวกลางที่สอง ( $\theta_2$ ) จะมีค่าเข้าใกล้ศูนย์หรือตั้งฉากกับผิวเพราะ  $\theta_2 = \sin^{-1}(n_1/n_2 \sin \theta_1)$  ดังนั้นชั้นวางซ้อนบนจึงเปรียบเสมือนอุปกรณ์ บังคับทิศทางคลื่นให้ขนานออกไป (Directive Confining Device) ผลที่ได้คือ การทำให้สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) ในทิศทางบรอดไซด์ (Broadside) ของสายอากาศเพิ่มขึ้นหรือถ้าวิเคราะห์ในมุมมองของ เรโซเนเตอร์จะพบว่าการจัดวางสายอากาศไมโครสตริปซึ่งมีระนาบกรวดด้านกลางและการวางชั้นวางซ้อนไว้ด้านบน เปรียบเสมือนการมีแผ่นกระจกสะท้อนที่มีค่าสัมประสิทธิ์ การสะท้อนที่สูงมากสองแผ่นขนานกันในระยะที่เหมาะสม (โดยปกติมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น) จะทำให้เกิดการสะท้อนกลับไปกลับมาหลายครั้งจนทำให้เกิดการเรโซแนนซ์ เรียกเรโซเนเตอร์แบบนี้ว่า Fabry-Perot ผลที่เกิดขึ้นคือ ทำให้สายอากาศมีสภาพเจาะจงทิศทางที่สูงมากเพราะมีค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality factor: Q) ที่สูง แต่อย่างไรก็ดีเนื่องจาก มี Q ที่สูงดังนั้นแบนด์วิดท์ของสายอากาศจะแคบมากๆ เช่นกัน โดยทั่วไปชั้นวางซ้อนอิวัตต์มีใช้คุณสมบัติของ ENZ และส่วนใหญ่จะมีโครงสร้างที่มีสองชั้นเพื่อทำให้เกิด ENZ จึงทำให้สายอากาศเกิดความหนาเกิดขึ้นหรือมีขนาดใหญ่ขึ้น ส่วนกรณีของ MNZ ผู้วิจัยได้ออกแบบโครงสร้างเป็นลักษณะของผิวสะท้อนที่มีเพียงชั้นเดียวจึงทำให้สายอากาศมีลักษณะบาง รวมทั้งมีแบนด์วิดท์และอัตราขยายมีค่ามากขึ้น



รูปที่ 3.10 แหล่งกำเนิดอยู่ในตัวกลางที่มีค่าดัชนีหักเห เข้าใกล้ศูนย์และแบบจำลองเมื่อใช้กับสายอากาศไมโครสตริป

### 3.5.4 เพื่อใช้ในการออกแบบสายอากาศคลื่นร้าวและเรโซเนเตอร์อันดับที่ศูนย์

สายอากาศคลื่นร้าว (Leaky-wave Antenna: LWA) คือ สายอากาศซึ่งการแผ่กระจายคลื่นเกิดจากกำลังงานที่ร้าวออกจากคลื่นจร (Travelling Wave) อาจจะสามารถสร้างได้จากสายนำสัญญาณ CRLH (Composite Right/ Left Handed Transmission Line) แสดงดังรูปที่ 3.11 (ก)



(ก) สายอากาศคลื่นร้าว (LWA)

(ข) สายอากาศZOR

รูปที่ 3.11 สายอากาศบนโครงสร้าง CRLH

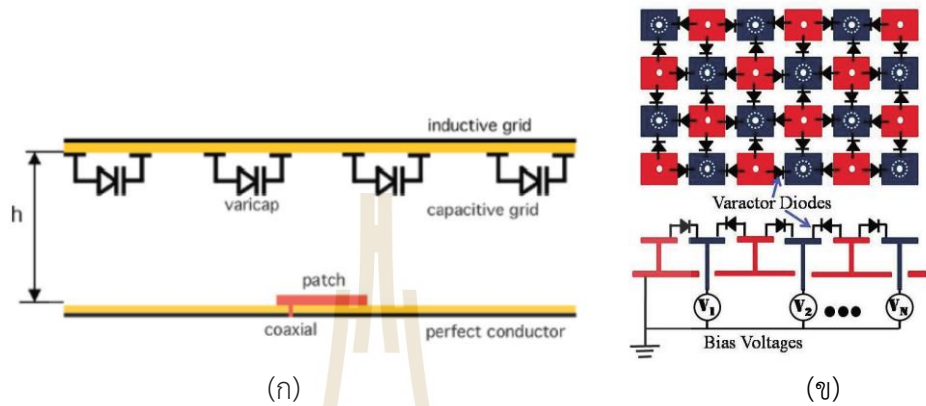
ซึ่งเป็นสายนำสัญญาณที่ประกอบคาบซ้ำๆ ของหน่วยที่เล็กที่สุด (Unit-cell) ที่เรียงต่อกันซึ่งประกอบขึ้นจากอนุกรมของความเหนี่ยวนำกับความจุต่อขานและตัวอนุกรมของความจุกับขานด้วยความเหนี่ยวนำ LWA สามารถปรับมุมของการแผ่กระจายคลื่นได้โดยปรับเปลี่ยนค่าของ  $\beta$  (Dispersion) เนื่องจากโครงสร้างของ CRLH สามารถที่จะปรับค่าของ  $\beta$  ได้ทั้งเป็นบวก ศูนย์ และลบ ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ไม่ปรากฏจากสายนำสัญญาณโดยทั่วไป การเกิดเรโซแนนซ์ในขณะ  $\beta = 0$  จะเรียก เรโซเนเตอร์นี้ว่า เรโซเนเตอร์อันดับที่ศูนย์ (Zero-order Resonator: ZOR) ซึ่งมีขนาดและเฟสเรโซแนนซ์คงที่ ณ ความถี่ใดๆ ที่ไม่ขึ้นกับขนาดทางกายภาพของสายอากาศแต่จะขึ้นอยู่กับเพียงโหลด LC เท่านั้น ซึ่งจากหลักการนี้สามารถนำมาประยุกต์เพื่อออกแบบสายอากาศที่เรียกว่าสายอากาศเรโซเนเตอร์อันดับที่ศูนย์ ตัวอย่างแสดงดังรูปที่ 3.11 (ข) ซึ่งสายอากาศชนิดนี้มีข้อดี คือมีขนาดเล็กมาก จากสายอากาศนี้มีขนาดลดลงถึง 75% เมื่อเทียบกับสายอากาศแพทช์

### 3.5.5 เพื่อควบคุมทิศทางลำคลื่น

การประยุกต์ใช้ทฤษฎีในการออกแบบสายอากาศที่สามารถควบคุมทิศทางของลำคลื่นอาจจะแบ่งออกเป็นสามส่วนหลักๆ คือ 1) ใช้การควบคุมเฟสการสะท้อนของ HIS 2) การควบคุมเฟสโดยใช้ผิวสะท้อน และ 3) ใช้โครงสร้างสายอากาศคลื่นร้าว แสดงดังรูปที่ 3.12 โดยวิธีที่ 1



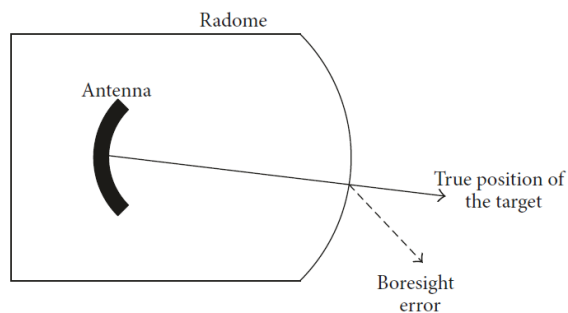
และ 2 จะใช้หลักการคล้ายๆ กันคือ ใช้วาเรกเตอร์ไดโอด ในการปรับค่าความจุระหว่างเซลล์ของผิว ซึ่งจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของโครงสร้างเปลี่ยนไปจะส่งผลทำให้เฟสของผิวการสะท้อนทั้งสองแบบ เปลี่ยนไปตามความถี่เรโซแนนซ์ด้วย เมื่อเฟสการสะท้อนของผิวเปลี่ยนไปจะทำให้ลำคลื่นที่ส่งออกไป มีทิศทางเปลี่ยนไปตามเฟสการสะท้อน



รูปที่ 3.12 โครงสร้างอภิวัดสำหรับสายอากาศควบคุมทิศทางลำคลื่น (ก) ผิวสะท้อน และ (ข) ผิวสะท้อนของ HIS

### 3.6 อภิวัดสำหรับไมโครเวฟราโดรม

ราโดม(radome) เป็นส่วนสำคัญของระบบสายอากาศเกือบทุกแบบ ทำหน้าที่ปกป้องสายอากาศจากการรบกวนจากแวดล้อมภายนอกดังแสดงในรูปที่ 3.13 เช่น ความชื้น ความร้อน ความเย็น เป็นต้น สำหรับการออกแบบสายอากาศด้วยอภิวัดผู้วิจัยได้การศึกษาการประยุกต์ใช้อภิวัดกับสายอากาศ มีเพียงไม่กี่บทความในการนำไปใช้ออกแบบราโดมด้วยอภิวัด ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงความเป็นไปได้ของอภิวัดที่จะเปิดกว้างขึ้นในการออกแบบไมโครเวฟราโดม ด้วยความคิดเกี่ยวกับราโดมที่สร้างด้วยอภิวัด จะสามารถปรับปรุงหรือแก้ไขคุณลักษณะอัตราขยาย ค่าเฉพาะเจาะจงทิศทาง และความกว้างแถบ และคุณสมบัติใหม่ ๆ เช่นพฤติกรรมของแถบความถี่ ผ่าน การปรับเปลี่ยนโพลาริซ เป็นต้น



รูปที่ 3.13 แสดงค่าความคลาดเคลื่อนไปยังเป้าหมาย

### 3.6.1 ไมโครเวฟราโดม

บทบาทที่สำคัญของราโดม คือเป็นการสร้างผาครอบป้องกัน ระหว่างสายอากาศ และสภาพแวดล้อมโดยรอบ ผลกระทบต่อสมรรถนะทางไฟฟ้าของสายอากาศจะต้องมีเพียงเล็กน้อย ราโดมในอุดมคติควรมีคุณลักษณะที่ใกล้เคียงอากาศเสมือนคลื่นไฟฟ้ามองเห็น ไม่มีการสูญเสีย และราโดมควรตอบสนองคุณสมบัติที่เหมาะสม ทางด้านไฟฟ้า ทางด้านโครงสร้าง และความต้องการทางกล ดังนั้นมีการออกแบบราโดมจึงต้องคำนึงถึงการตอบสนองต่อสนามแม่เหล็กไฟฟ้า การสะท้อน การเลี้ยวเบน และการดูดซึมในวัสดุที่ใช้ทำราโดม

การเลือกรูปปร่างและวัสดุของราโดม จะถูกกำหนดโดยลักษณะการนำไปใช้งานราโดม เริ่มแรกมักเป็นโครงสร้างโค้งทำจากเซรามิก มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (permittivity) สูง ซึ่งอาจส่งผลให้เกิดการลดประสิทธิภาพของสายอากาศ รูปร่างโค้งที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.13 เป็นการประยุกต์ใช้ในอวกาศ และการออกแบบราโดมต้องสอดคล้องกับความต้องการทางอากาศพลศาสตร์ ด้วยเช่นกัน และรูปร่างมีผลกระทบโดยตรงต่อคุณลักษณะทางไฟฟ้าของราโดมทุกชนิด

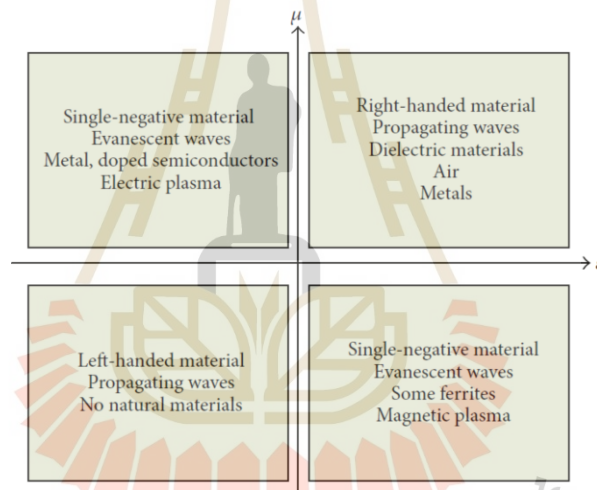
พารามิเตอร์ที่สำคัญที่ระบุลักษณะการทำงานของราโดม คือการส่งผ่านและความผิดพลาดในทิศทาง (boresight error) การส่งผ่าน คือ อัตราส่วนของพลังงานที่ลำเลียงโดยคลื่นไป และกลับจากผนังราโดม ความผิดพลาดในทิศทาง (boresight error) เกิดจากการหักเหของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ขนานกันของด้านในและด้านนอกของผนังราโดม ผลที่เกิดขึ้นจะเห็นว่าเกิดการเปลี่ยนแปลงทิศทาง และตำแหน่งไปยังเป้าหมาย ทำให้เกิดการเปลี่ยนรูปของลำคลื่นของสายอากาศ ดังนั้นค่าความผิดพลาดที่เกิดจากราโดมอาจส่งผลเสียต่อประสิทธิภาพของสายอากาศ โดยอาจบิดเบือนขนาดของสัญญาณและเฟสของลำคลื่นหลัก ทำให้เกิดโลบข้างจำนวนมาก เกิดข้อผิดพลาดทางทิศทาง และทำให้ความกว้างแถบลดลง

### 3.6.2 อภิวัตต์ที่ใช้ในการออกแบบราโดม

วัสดุเมตา หรือ อภิวัตต์ เป็นวัสดุที่ไม่มีจริงตามธรรมชาติ โดยทั่วไปวัสดุในธรรมชาติ จะมีค่าดัชนีการหักเห มากกว่า 1 ตามกฎของสเนลล์ โดยวัสดุทั่วไปในธรรมชาติจะใช้เครื่องหมาย + แต่ที่ค่าดัชนีการหักเหมีค่าน้อยกว่า 1 นั้น จะเกิดขึ้นจากอภิวัตต์ ที่นักวิทยาศาสตร์ได้ทำขึ้นโดยทำให้ค่าซึมซาบในแม่เหล็กหรือ/และค่าสภาพยอมทางไฟฟ้ามีค่าเป็นลบ หรือเข้าใกล้ศูนย์ ณ ที่ความถี่ที่ออกแบบไว้ อภิวัตต์เกิดจากการเรียงตัวของวัสดุ รูปร่างของวัสดุ และขนาดของวัสดุ (ที่เล็กกว่าความยาวคลื่น) ซึ่งจะทำให้เกิดผลกระทบในระดับไมโคร โดยผลกระทบดังกล่าวจะอยู่ในรูปของค่าซึมซาบแม่เหล็กประสิทธิผล และค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าประสิทธิผลของตัวกลางขนาดใหญ่ (bulk medium) เพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่สามารถหาได้จากวัสดุธรรมชาติ จากค่าดัชนีหักเหสามารถแบ่งกลุ่มได้เป็น 3 กลุ่มใหญ่ๆ คือ DPS, DNS และ DNG ซึ่งนอกเหนือ 3 กรณีนี้ ยังมีกรณีที่น่าสนใจมากอีกอย่างคือ กรณีที่วัสดุมีค่าดัชนีหักเหเป็นศูนย์ หรือ เข้าใกล้ศูนย์ ซึ่งกรณีดังกล่าว

สามารถแยกเป็นกลุ่มได้ 3 กลุ่มที่สำคัญคือ MNZ, ENZ และ MENZ อีกประการหนึ่งที่สำคัญก็คือ การพิจารณาอิมพีแดนซ์ของคลื่น จากสมการอิมพีแดนซ์ของคลื่น เพื่อให้ได้การส่งผ่านที่ดีที่สุด จึงต้องออกแบบบอวิสต์ให้ มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ หรือ ติดลบ

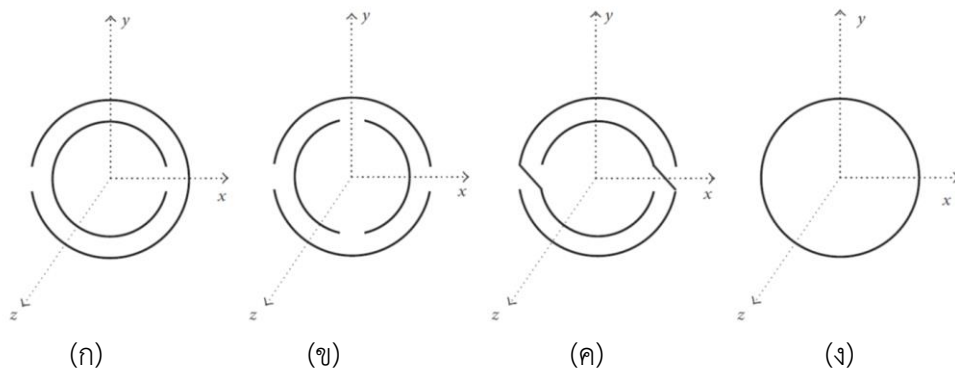
จากรูปที่ 3.14 การจำแนกประเภทของสื่อด้วยค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า และค่าสภาพซึมซาบได้แม่เหล็ก และเราสามารถใช้เรโซเนเตอร์ ได้หลายแบบ ในการออกแบบบอวิสต์ ตัวอย่างบางส่วนได้ ที่แสดงในรูป 3.15 และ 3.16 เป็น split-ring resonators (SRR) stepped impedance (SIR), ring resonators, open complementary splitting resonators (OCSRR) broadside coupled split-ring resonators (BC-SRR), nonbianisotropic split-ring resonators (NB-SRR) double slit split resonators (DSSRR) omega particles, และ chiral particles ในรูปที่ 3.16 โอเมก้า (omega) และ ชิแรล (chiral) การเชื่อมร่วมของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กซึ่งอาจส่งผลให้เกิดขึ้น ในบอวิสต์



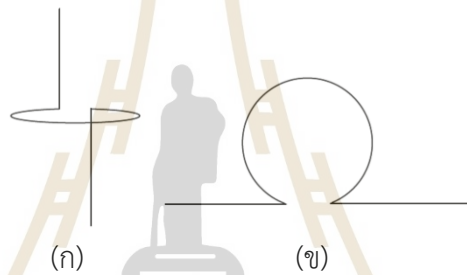
รูปที่ 3.14 การจำแนกประเภทของสื่อด้วยค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า และค่าสภาพซึมซาบได้แม่เหล็ก

### 3.6.3 ความถี่ที่เลือกพื้นผิว

ราโดม (radome) ต้องการชั้นผนังที่บางเพื่อการออกแบบที่มีประสิทธิภาพซึ่งอาศัยผลกระทบจากพื้นผิวมากกว่าผลเชิงปริมาตร ได้รับการพัฒนาและคิดค้นครั้งแรกสำหรับคลื่นวิทยุเป็นพื้นผิวที่มีการเลือกความถี่ (FSS) FSS ถูกสร้างขึ้นจากองค์ประกอบโลหะที่มีลวดลายขนาดเล็กจำนวนมาก ซึ่งมีขนาดเทียบเคียงหรือเล็กกว่าความยาวคลื่น องค์ประกอบเหล่านี้จะพิมพ์ลงบนวัสดุฐานรองไดอิเล็กทริก และคล้ายกับแผ่นวงจรพิมพ์ (PCB) สำหรับการเปลี่ยนคุณลักษณะความถี่ FSS สามารถกระทำได้บนวัสดุฐานรองเฟอร์ไรท์ หรือ โดยการใช้พินไดโอด และสามารถเชื่อมต่อกับองค์ประกอบเพื่อให้โครงสร้างสามารถปรับแต่งได้ ด้วยการสลับสวิตช์อุปกรณ์ FSS ดังกล่าวจะมีลักษณะเป็นลำดับการส่ง และการการสะท้อนแบบแถวลำดับ (reflect arrays) ได้กลายเป็นเทคนิคที่ได้รับการยอมรับอย่างกว้างขวาง



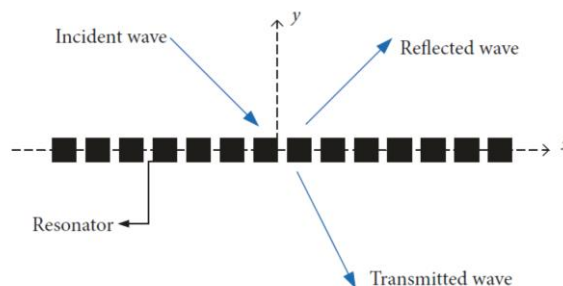
รูปที่ 3.15 ตัวอย่างเรโซเนเตอร์ ที่ใช้สำหรับการออกแบบอภิวัด (ก) split-ring resonators (SRR) (ข) double slit split resonators (DS-SRR) (ง) nonbianisotropic split-ring resonators (NB-SRR) (ค) solid ring



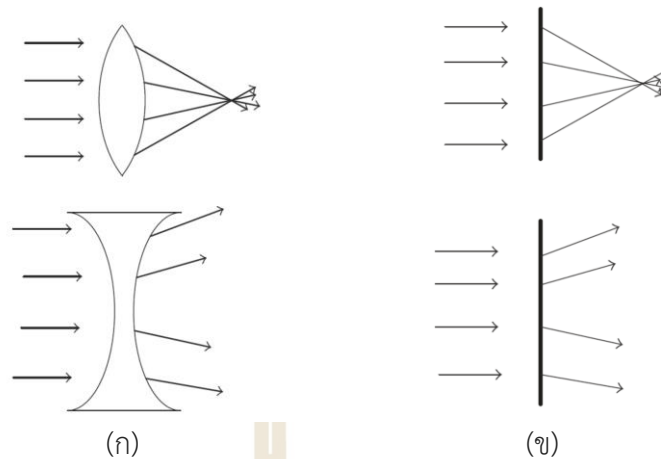
รูปที่ 3.16 (ก) ชิแรล(chiral particle) และ (ข) โอเมก้า (omega particle)

### 3.6.4 อภิพื้นผิว

อภิวัดเสมือนสองมิติ ที่ประกอบด้วยกรวมชั้นบางๆ ที่มีความหนาน้อยกว่าความยาวคลื่นที่เรียกว่าอภิพื้นผิว (Metasurfaces) และ อภิแผ่น (Metasheets) ตัวอย่างของโครงสร้างที่แสดงในรูปที่ 3.17 ในทางตรงกันข้ามกับ FSS ขนาดของเรโซเนเตอร์และหน่วยเซลล์ในอภิพื้นผิว และ อภิแผ่น ต้องมีขนาดเล็กกว่าความยาวคลื่นมากๆ ซึ่งช่วยจัดการเกิดเกรตติ้งโอบ ในการสะท้อนและการส่งสนามไฟฟ้า



รูปที่ 3.17 อภิแผ่น (a metasheet) ประกอบขึ้นด้วยขนาดของเรโซเนเตอร์ที่จัดเรียงในระนาบ x-z



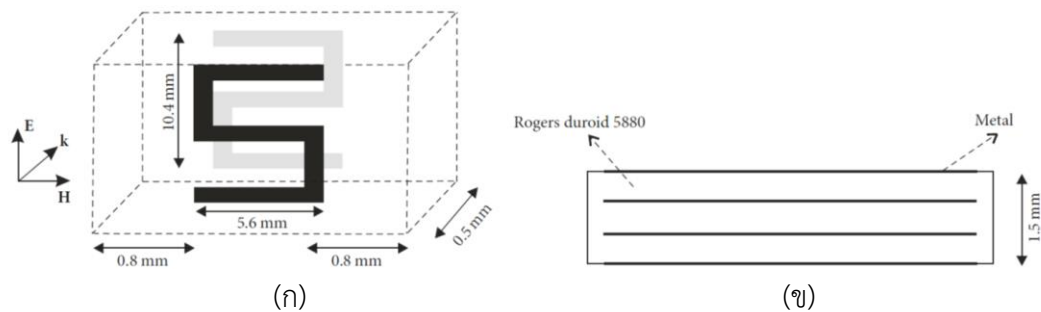
รูปที่ 3.18 (ก) ออปติคอลลেনส์ทั่วไป และ (ข) แผ่นเมธาเชิงระนาบของ Huygen ที่ให้คุณลักษณะ คล้ายเลนส์

ออปติคอลลেনส์ทั่วไปสามารถแทนที่ด้วยระนาบของอภิแผ่นได้ ดังแสดงในรูปที่ 3.18 อภิแผ่น จำนวนหลายแผ่นรวมกันทำงานเป็นอภิวัดุ ทำให้เกิดดัชนีการหักเหมีค่าเป็นลบ โครงสร้างดังกล่าวสามารถทำงานได้ตามหลักการเหนือเลนส์ (super lens) ให้ภาพที่มีรายละเอียดสูง ด้วยคุณสมบัตินี้ทำให้อภิแผ่นที่มีคุณสมบัติลักษณะนี้มีประโยชน์สำหรับการออกแบบบราโดม เพื่อให้มั่นใจว่ามีการส่งผ่านที่สมบูรณ์ ทำให้การสะท้อนต่ำและการดูดกลืนภายในแถบความถี่ดำเนินการของสายอากาศที่ถูกปิดสนิทค่าต่ำด้วย โดยที่ผนังบราโดมที่เหมาะสมสามารถสร้างได้โดยใช้หลักการอภิวัดุ โดยการเพิ่มจำนวนอภิแผ่นให้กับบราโดมที่มีอยู่จากวัสดุธรรมดา ทำให้อุณหภูมิอภิวัดุถูกฝังอยู่ในตัวกลางไดอิเล็กทริก ถูกปรับเพื่อให้ได้ค่าของพารามิเตอร์บราโดมที่ต้องการ

### 3.6.5 ราโดมอภิวัดุ

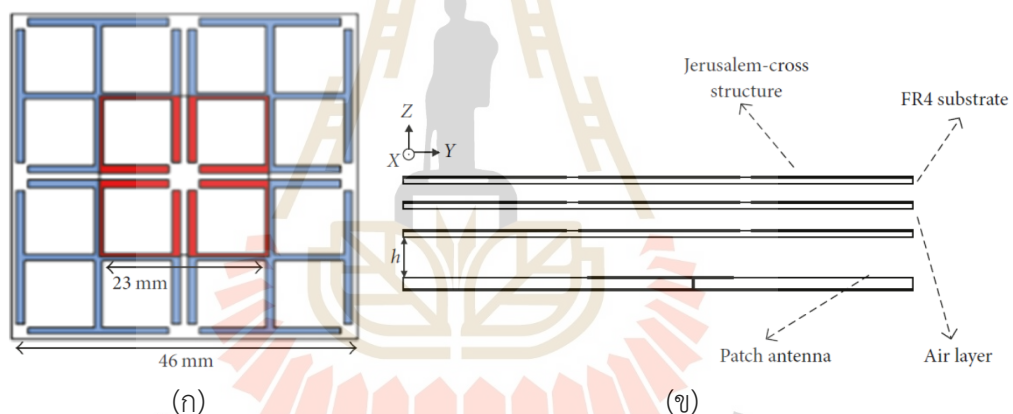
ในหัวข้อนี้อธิบายตัวอย่างอุปกรณ์และส่วนประกอบของอภิวัดุ ที่สามารถใช้ในการออกแบบบราโดมย่านความถี่ไมโครเวฟ จุดมุ่งหมายของราโดมอภิวัดุ คือการปรับปรุงการตอบสนองสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ของสายอากาศที่ปิดสนิทและขจัดผลกระทบที่ไม่ดีของไมโครเวฟราโดมแบบเดิม

1) รูปทรงที่เกี่ยวกับอนุภาครูปตัว S ในรูปที่ 3.19 ซึ่งสามารถปรับปรุงอัตราขยายของสายอากาศรับที่ ความถี่ประมาณ 5 GHz ซึ่งประกอบด้วยวัสดุสองชนิดที่มีดัชนีการหักเหเป็นค่าลบและค่าบวก



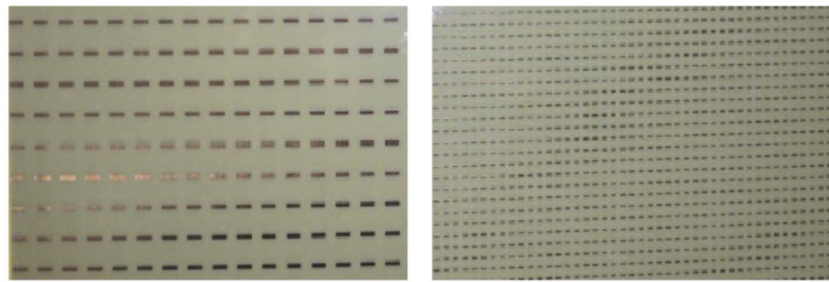
รูปที่ 3.19 (ก) โครงสร้างหน่วยเซลล์ และ (ข) โครงสร้างของการจำลอง

2) โครงสร้างที่สามารถปรับแต่งรูปร่างสายอากาศและการปรับปรุงอัตราขยายของสายอากาศ เป็นช่องว่างตรงกลางตามความยาวคลื่น ด้วยโครงสร้าง Jerusalem-cross ดังแสดงในรูปที่ 3.25 สามารถนำไปใช้งานได้จริง โครงสร้างนี้สามารถใช้การเพิ่มอัตราขยายของราโดมสายอากาศได้



รูปที่ 3.20 (ก) Jerusalem-cross และ (ข) แสดงค่าต่างๆของอภิวัดสำหรับราโดมและสายอากาศ

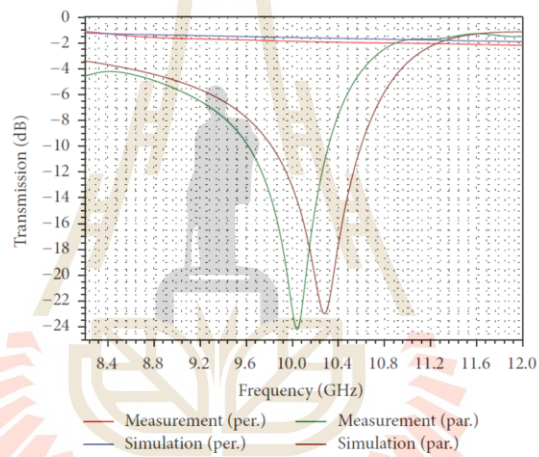
3) ราโดมที่มีโครงสร้างความเรียบง่าย ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.21 โครงสร้างประกอบด้วยอาร์เรย์แบบรายคาบของเส้นทองแดงพิมพ์บนชั้นของ FR4 ช่วงแถบความถี่การดำเนินการสามารถเปลี่ยนแปลงได้ด้วยการเปลี่ยนขนาดของเส้นทองแดงหรือขนาดของหน่วยเซลล์ มีการออกแบบไว้ 2 แบบ และวัดค่าแรกในย่านความถี่ X ในรูปที่ 3.22 และย่านความถี่ Ka ในรูปที่ 3.23 สำหรับโครงสร้างย่านความถี่ X มีความยาวเส้นทองแดงมีค่า 8.21 มม. ความกว้างของแถบมีค่า 2 มม. และระยะหน่วยเซลล์มีค่า 1.4 มม. สำหรับแถบความถี่ย่าน Ka มิติของแถบและเซลล์หน่วยมีขนาดเล็กลงตามปัจจัย 3.48 เท่า โดยมีผลเฉลยของการจำลองและการวัดแสดงไว้ในรูปที่ 3.22 และ 3.23



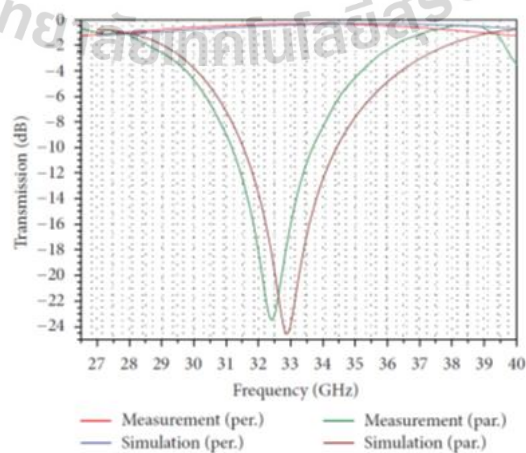
(ก) ย่านความถี่ X

(ข) ย่านความถี่ Ka

รูปที่ 3.21 แสดงเมธอดเรโซแนนซ์ที่ออกแบบบนแผ่น PCB ชนิด FR4 ที่จัดเรียงแถบทองแดงเล็กๆ เป็นรายคาบ

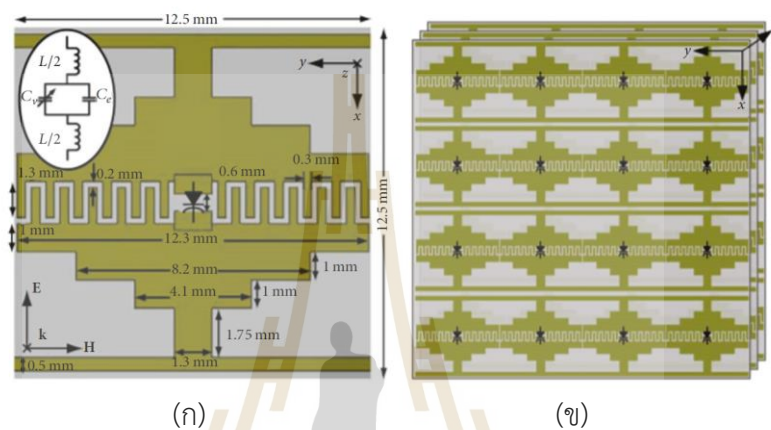


รูปที่ 3.22 ผลของการส่งผ่านที่ได้จากการวัดและการจำลอง ในย่านความถี่ X



รูปที่ 3.23 ผลค่าการส่งผ่านที่ได้จากการวัดและการจำลอง ในย่านความถี่ Ka

4) การออกแบบบราโดมแบบแอ็กทีฟ มีอีกแผ่นที่มีดัชนีหักเหสามารถปรับได้ โดยใช้ วาเร็คเตอร์ ในหน่วยเซลล์ที่เกิดการเรโซแนนซ์ของอภิวัดดู แสดงในรูปที่ 3.24 วาเร็คเตอร์ถูกไบอัสด้วยแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทำงานปรับตัวเก็บประจุได้ ซึ่งสามารถใช้ในการควบคุมดัชนีหักเหได้ โดยการเปลี่ยนความถี่เรโซแนนซ์ โดยราโดมสามารถควบคุมระยะของคลื่นที่ส่งโดยใช้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่แตกต่างกันไปยังโซนต่างๆของแผ่นอภิวัดดู (metamaterial slab) ไปบังคับจากการเลื่อนเฟสด้วยการควบคุมการไบอัสแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง



รูปที่ 3.24 (ก) อภิวัดดูและวงจรสมมูล (ข) โครงสร้างอภิวัดดูที่รวมหน่วยเซลล์เข้าด้วยกัน ที่ความถี่ 4.7 GHz

### 3.7 ทฤษฎีที่ใช้กำหนดค่าพารามิเตอร์ราโดมอภิวัดดู

ในการออกแบบราโดมอภิวัดดู ทฤษฎีอภิวัดดู (Metamaterial) จะถูกนำมาใช้ในการออกแบบหน่วยเซลล์ ซึ่งรวมถึงหน่วยเซลล์พื้นผิวเลือกความถี่ แบบกาบาทเยรูซาเล็ม (Jerusalem Cross-Frequency Selective Surface: JC-FSS) และพื้นผิวเลือกความถี่แบบวงรอบสี่เหลี่ยม (Square Loop Frequency Selective Surface: SL-FSS) ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำความเข้าใจวงจรสมมูลของหน่วยเซลล์ เพื่อให้สามารถออกแบบและจำลองราโดมอภิวัดดูได้นั้น ซึ่งอธิบายได้ในหัวข้อ วงจรสมมูลของหน่วยเซลล์ดังต่อไปนี้

#### 3.7.1 โมเดลวงจรสมมูลของการรวม JC-FSS กับ SL-FSS

ในหัวข้อนี้จะอธิบายเพื่อทำความเข้าใจเกี่ยวกับวงจรสมมูลและพารามิเตอร์ของหน่วยเซลล์ ซึ่งจะอธิบายโดยการรวมหน่วยเซลล์สองประเภทเข้าด้วยกัน โดยทั่วไปโครงสร้างพื้นฐานของพื้นผิวแบบเลือกความถี่ (Frequency Selective Surface: FSS) ประกอบด้วยพื้นผิวเลือกความถี่แบบตะแกรงสี่เหลี่ยม (the square grids: SG) พื้นผิวเลือกความถี่แบบแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส (The square patches: SP) และพื้นผิวเลือกความถี่แบบวงรอบสี่เหลี่ยม (the square loops: SL) แสดง



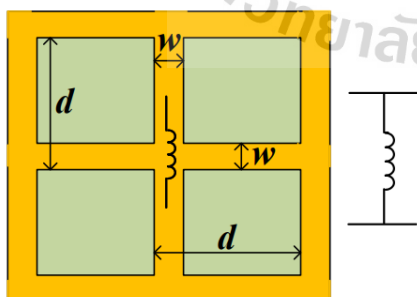
อยู่ในรูปที่ 3.25 ในกรณีทั่วไปอาร์เรย์โลหะเหล่านี้จะอยู่ในตัวกลางที่เป็นเนื้อเดียวกันหรือที่ส่วนต่อประสานของชั้นสเตรตออิเล็กทรอนิกส์สองชนิดที่แตกต่างกัน ในเอกสารอ้างอิง Yuan และ Mang (2019) ได้ศึกษาความต้านทานพื้นผิวของ SG และ SP ในรายละเอียดในรูปที่ 3.25 (ก-ข) จะเห็นได้ว่า โครงสร้างพื้นผิวเลือกความถี่แบบ SG มีคุณลักษณะวงจรสมมูลเป็นค่า  $L$  คือตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน โครงสร้างพื้นผิวเลือกความถี่แบบ SP มีคุณลักษณะวงจรสมมูลเป็นค่า  $C$  คือตัวกรองความถี่สูงผ่าน และโครงสร้างพื้นผิวเลือกความถี่แบบ SL มีคุณลักษณะวงจรสมมูลเป็นค่า  $LC$  คือตัวกรองหยุดแถบความถี่ ที่แสดงในรูปที่ 3.25 (ค) วงจรสมมูลของ SL-FSS แบบดั้งเดิม ถูกกำหนดค่าพารามิเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3.25 ซึ่งได้อธิบายไว้ในเอกสารอ้างอิง (Lee K.C., 1985; Parker E.A., 1991) ค่าแอดมิตแตนซ์และค่าอิมพีแดนซ์ของ SL-FSS สามารถคำนวณได้โดยใช้วงจรสมมูลที่แสดงในรูปที่ 3.25 ที่กำหนดโดย Parker E.A., (1991)

$$Z_{01} = j \left[ \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right] = \frac{-j}{\omega C_1} (1 - \omega^2 L_1 C_1) \quad (3.20)$$

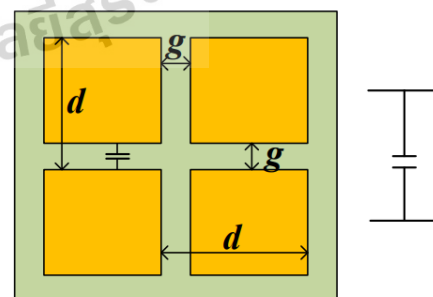
$$Y_1 = \frac{1}{Z_{01}} = \frac{1}{\frac{-j}{\omega C_1} (1 - \omega^2 L_1 C_1)} \quad (3.21)$$

$$Y_1 = \frac{\omega C_1}{-j(1 - \omega^2 L_1 C_1)} = \frac{j\omega C_1}{-j^2(1 - \omega^2 L_1 C_1)} ; j^2 = -1 \quad (3.22)$$

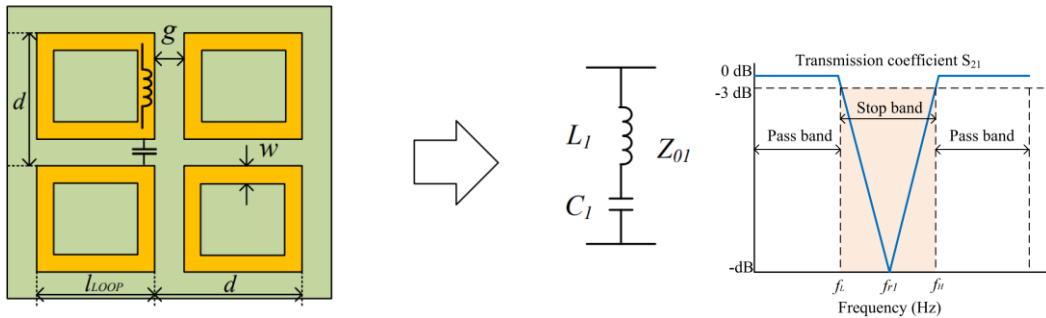
$$Y_1 = j \left( \frac{\omega C_1}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)} \right) \quad (3.23)$$



(ก) พื้นผิวเลือกความถี่แบบ SG



(ข) พื้นผิวเลือกความถี่แบบ SP



(ค) โครงสร้างพื้นผิวเลือกความถี่แบบ SL มีคุณลักษณะวงจรสมมูลเป็นค่า  $LC$   
รูปที่ 3.25 วงจรสมมูลหยุดแถบความถี่ของโครงสร้าง SL-FSS

โดยทั่วไปในโครงสร้างพื้นฐานของพื้นผิวเลือกความถี่ (FSS) อาร์เรย์ โลหะเหล่านี้อาจมีอยู่ในตัวกลางที่เป็นเนื้อเดียวกันหรือที่ส่วนต่อประสานของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกสองชนิดที่แตกต่างกันจาก (Yuan Xu and Mang He, 2019) คุณลักษณะของวงจรสมมูลของโครงสร้าง SL-FSS คือตัวกรองหยุดแถบความถี่ที่แสดงในรูปที่ 3.25 คือองค์ประกอบแบบกัอน  $LC$  ที่ใช้ในการวิเคราะห์หาสูตรอิมพีแดนซ์พื้นผิว จาก (Yuan Xu and Mang He, 2019; Tretyakov S.A., 2003) ได้อธิบายวิธีการประมาณค่าความเหนี่ยวนำต่อหน่วยความยาว ( $L_1$ ) ของแถบในโครงสร้าง SL-FSS และค่าความจุต่อความยาวหน่วย ( $C_1$ ) ของช่องระหว่างสองแผ่นตัวนำที่อยู่ชิดกันใน โครงสร้าง SL-FSS สามารถประมาณค่าได้โดยใช้สมการ (3.24) และ (3.25) ดังนี้

$$L_1 = \mu_0 \frac{l_{Loop}}{2\pi} \ln \left( \frac{1}{\sin\left(\frac{\pi d}{2w}\right)} \right) \quad (3.42)$$

$$C_1 = \varepsilon_0 \varepsilon_{reff} \frac{2l_{Loop}}{\pi} \ln \left( \frac{1}{\sin\left(\frac{\pi g}{2d}\right)} \right) \quad (3.43)$$

โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_{r1}$ ) อธิบายได้จากสมการ

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 L_1}} \quad (3.43)$$

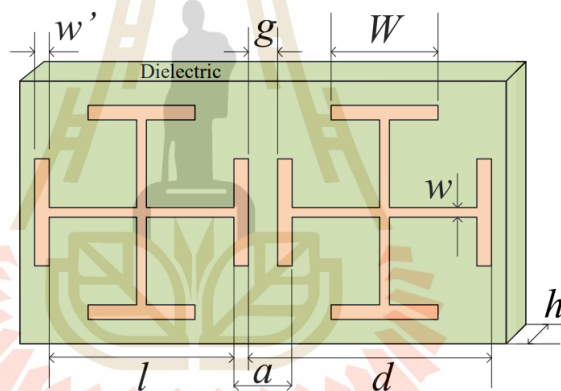
โดยที่  $g = (d - l_{Loop})$  คือ ความกว้างของช่องว่าง

$w$  คือ ความกว้างของแถบ

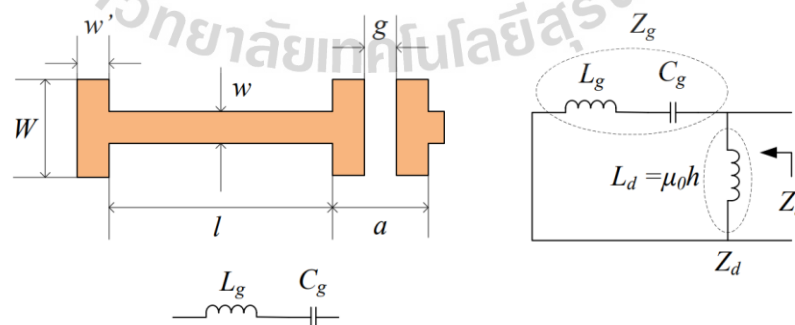
$L_I$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำ

$C_I$  คือ ค่าความจุ

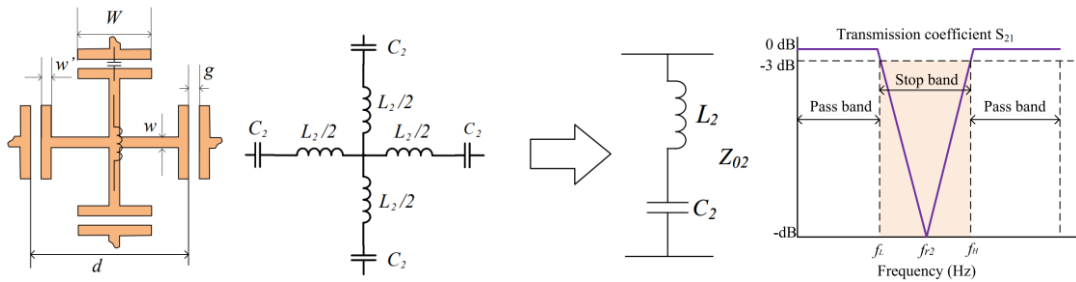
จากนั้นพิจารณารูปที่ 3.26(ก) รูปทรงเรขาคณิตของพื้นผิวเลือกความถี่แบบกากบาทเยรูซาเล็ม เป็นแผ่นโลหะรูปทรงกากบาทที่วางบนวัสดุฐานรองไดอิเล็กทริก ซึ่งองค์ประกอบ JC-FSS และระนาบกราวด์ถือได้ว่าเป็นตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์เมื่อคาบเวลามีค่าน้อยเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น วงจรสมมูลและลักษณะของตัวนำแม่เหล็กประดิษฐ์ (AMC) สามารถอธิบายได้โดยใช้แบบจำลองประสิทธิภาพลิมีตพื้นผิว (effective surface impedance model) ที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.26 (ก) วงจรสมมูล JC-FSS ในรูปที่ 3.26(ข) คือตัวกรองหยุดย่านความถี่ที่กำหนดค่าไว้ โดยที่  $C_2$  คือความจุ  $C_g$  และ  $L_2$  คือผลรวมของความเหนี่ยวนำ  $L_s$  และ  $L_d$



(ก) รูปทรงเรขาคณิตของพื้นผิวเลือกความถี่แบบกากบาทเยรูซาเล็ม



(ข) ค่าความต้านทานพื้นผิว



(ค) วงจรสมมูลหยุดแถบความถี่ของ JC-FSS

รูปที่ 3.26 แสดงรูปทรงเรขาคณิตและวงจรสมมูลของพื้นผิวเลือกความถี่แบบกากบาทเยรูซาเล็ม

เมื่อโครงสร้าง AMC มีพารามิเตอร์ที่สำคัญคือ อิมพีแดนซ์พื้นผิว ( $Z_s$ ) ซึ่งมีบทบาทสำคัญในการกำหนดความถี่เรโซแนนซ์และเฟสของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน อิมพีแดนซ์พื้นผิว ( $Z_s$ ) สามารถใช้วิธีการของสายส่งแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ โดยอธิบายว่าอิมพีแดนซ์ ( $Z_g$ ) ของ JC-FSS และอิมพีแดนซ์พื้นผิวของแผ่นกราวด์ไดอิเล็กทริก ( $Z_d$ ) ที่เชื่อมต่อแบบขนาน (Hosseini, M. and Hakkak, M.,2008) ดังนั้นในรูปที่ 3.26 อิมพีแดนซ์พื้นผิวสามารถแสดงเป็น

$$Z_s(\omega) = Z_g \parallel Z_d = j\omega L_d \frac{1 - \omega^2 L_g C_g}{1 - \omega^2 C_g (L_d + L_g)} \tag{3.27}$$

เมื่อ  $\omega$  คือ ความถี่เชิงมุม

$L_d$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำในกรณีระนาบร่วมมีกราวด์

$L_g$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำของ JC -FSS

$C_g$  คือค่า ความจุที่เกิดจากการปรับช่องรอยต่อ ของ JC -FSS มีผลเพียงเล็กน้อยต่อ  $Z_d$

เมื่อสมการ (3.28) มีค่าเท่ากับศูนย์ ความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_r$ ) สามารถแสดงเป็นสมการต่อไปนี้

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_2 L_2}} \tag{3.28}$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_g (L_g + L_d)}} \tag{3.29}$$

ดังนั้น  $Z_s$  จึงมีค่าสูงมาก และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนเฟสเป็นศูนย์ที่ความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_r$ ) ในเอกสารอ้างอิง (Sievenpiper D., 1999) ได้อธิบายวิธีการประมาณค่าอย่างง่ายสำหรับการกำหนดค่าความจุ  $C_g$  ของแผ่นตัวนำขนานกันจำนวนสองแผ่นที่วางอยู่บนวัสดุฐานรองไดอิเล็กทริก

$$C_g = \frac{2W}{\pi} \epsilon_0 \epsilon_{reff} \text{Cosh}^{-1} \left( \frac{a}{g} \right) \quad (3.30)$$

องค์ประกอบค่าความเหนี่ยวนำ ( $L_g$ ) คือความยาวของ  $l$  และความกว้าง  $w$  ของไมโครสตริป โดยใช้ทฤษฎีสายส่งสัญญาณ และ  $c$  คือความเร็วแสงในอากาศ ซึ่งสามารถประมาณค่าได้โดยใช้สูตร (Bahl, I., 2003)

$$L_g = \frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_{reff}} l}{c} \quad (3.31)$$

เมื่อค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพสามารถคำนวณได้จากสมการ (3.50) (Gupta K. C. et al., 1996)

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{12h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.041 \left( 1 - \frac{w}{h} \right)^2 \quad ; \frac{w}{h} \leq 1 \quad (3.32)$$

เมื่อ  $h$  คือ ความหนาของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก

$w$  คือ ความกว้างของเส้นไมโครสตริป และ

$\eta$  คือ อิมพีแดนซ์ในอากาศ

$L_2$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำ

$C_2$  คือ ค่าความจุ

ในรูป 3.26(ข) อธิบายไว้โดย (Pristin K. Mathew, 2013; Anderson I., 1975.)  $Z_{02}$  และ  $Y_2$  กำหนดได้จากสมการ (3.51)–(3.53)

$$Z_{02} = j \left[ \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right] \quad (3.33)$$

$$Y_2 = j \left( \frac{\omega C_2}{(1 - \omega^2 L_2 C_2)} \right) \quad (3.34)$$

ค่าความเหนี่ยวนำของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกเรนาบร่วมชนิดมีกราวด์คือคลื่นตกกระทบที่พื้นผิวของ JC AMC ตามปกติ และค่าอิมพีแดนซ์ของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกเรนาบร่วม ซึ่งมีความหนา  $h$  สามารถแสดงในสมการด้านล่างนี้ (Simovski et al, 2005)

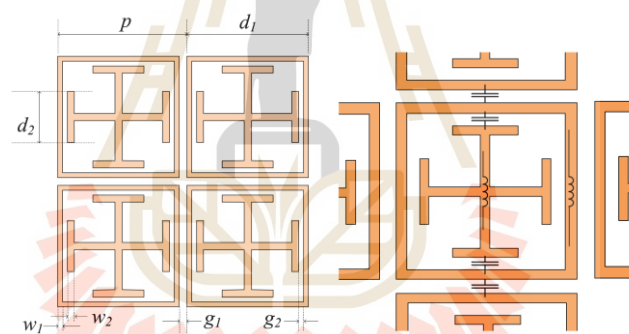
$$Z_d = \left( \frac{j\eta}{\sqrt{\epsilon_r}} \right) \tanh kh \tag{3.35}$$

ในรูปที่ 3.26(ก)  $Z_d$  ถูกจำลองโดยตัวเหนี่ยวนำ ( $L_d$ ) จึงเขียนอธิบายได้ดังนี้

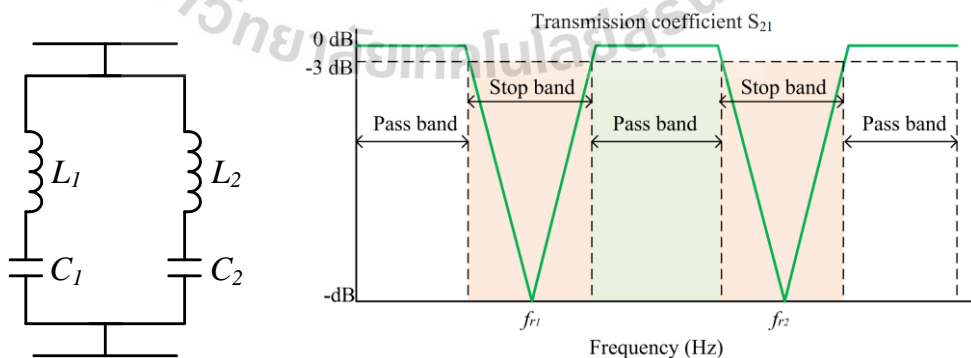
$$L_d = \left( \frac{\eta}{\omega\sqrt{\epsilon_r}} \right) \tanh kh \tag{3.36}$$

เมื่อ  $k = \omega\sqrt{\epsilon_r\epsilon_0\mu_0}$  คือจำนวนเลขคลื่น และ  $\eta = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$  คืออิมพีแดนซ์ของอากาศจากสมการที่ 3.35 เมื่อวัสดุฐานรองมีขนาดเล็กกว่าความยาวคลื่น ( $k, h \ll 1$ ) ค่าความเหนี่ยวนำสามารถคำนวณได้จากสูตรที่นำเสนอโดย (Sievenpiper, D., 1999)

$$L_d = \mu_0 h \tag{3.57}$$



(ก) การกำหนดค่าของการรวม JC-FSS



(ข) วงจรสมมูลของวงจรกรองหยุดแถบความถี่แบบคู่ (Dual-band stops) ของ JC-FSS กับ SL-FSS

รูปที่ 3.2.7 วงจรสมมูลของวงจรกรองหยุดย่านความถี่แบบคู่ของการรวม JC-FSS กับ SL-FSS

สุดท้าย รูปที่ 3.27(ก) แสดงการกำหนดค่าของรูปทรงเรขาคณิตและขนาด ที่ใช้ในการ ออกแบบหน่วยเซลล์ที่ใช้วิธีการรวม JC-FSS กับ SL-FSS และค่าแอดมิตแตนซ์นั้นคำนวณโดยใช้วงจร สมมูล  $L_1C_1 // L_2C_2$  เป็นวงจรหยุดแถบความถี่แบบคู่ (Dual-band stops) โดยที่มีแถบความถี่ผ่าน ปรากฏขึ้นระหว่างแถบหยุดความถี่ดังแสดงในรูปที่ 3.27(ข)

$$Y = Y_1 + Y_2 \quad (3.38)$$

$$Y = \left( j \frac{\omega C_1}{(1 - \omega^2 C_1 L_1)} + j \frac{\omega C_2}{(1 - \omega^2 C_2 L_2)} \right) \quad (3.39)$$

$$Y = j \left( \frac{(\omega C_1 - \omega^3 C_1 C_2 L_2) + (\omega C_2 - \omega^3 C_1 C_2 L_1)}{(1 - \omega^2 C_1 L_1)(1 - \omega^2 C_2 L_2)} \right) \quad (3.40)$$

$$Y = j\omega \left( \frac{C_1 + C_2 - \omega^2 C_1 C_2 (L_1 + L_2)}{(1 - \omega^2 C_1 L_1)(1 - \omega^2 C_2 L_2)} \right) \quad (3.41)$$

เรากำหนด  $C_1$  และ  $L_1$  เป็นค่าความจุและค่าความเหนี่ยวนำของวงจรสมมูล SL-FSS ตามลำดับ และ  $C_2$  และ  $L_2$  เป็นค่าความจุและค่าความเหนี่ยวนำของวงจรสมมูล JC-FSS ตามลำดับ ดังนั้น เรา สามารถประมาณค่าอิมพีแดนซ์  $Z_0$  จากวงจรสมมูลขนาน LC ได้จากสมการ

$$Z_{LC||LC} = 1/Y \quad (3.42)$$

$$Z_0 = Z_{01} || Z_{02} = \frac{1}{Y} \quad (3.43)$$

$$Z_{LC||LC} = \frac{1}{Y} = \frac{1}{j\omega} \left( \frac{(1 - \omega^2 C_1 L_1)(1 - \omega^2 C_2 L_2)}{C_1 + C_2 - \omega^2 C_1 C_2 (L_1 + L_2)} \right) \quad (3.44)$$

### 3.8 การวัดอัตราขยาย

คุณลักษณะทางไฟฟ้าของสายอากาศก็อย่างหนึ่งที่มีความต้องการที่จะรู้ นอกจาก แบบ รูปการแพร่กระจายคลื่นและแถบความถี่ใช้งานแล้ว ยังมีอัตราขยายของสายอากาศเป็นอีกอย่างหนึ่ง ที่ ต้องการรู้ เพราะจะได้สามารถประเมินเบื้องต้นได้ว่าระบบการสื่อสารไร้สายจะสามารถครอบคลุม

พื้นที่ได้เท่าใด ในระยะทางเท่าใดด้วย การวัดอัตราขยายของสายอากาศ มี 3 วิธี คือ การวัดด้วยสายอากาศ 2 ต้น การวัดด้วยสายอากาศ 3 ต้น และเทคนิคการวัดเทียบ

### 3.8.1 เทคนิคการวัดด้วยสายอากาศ 2 ต้น

เทคนิคการหาอัตราขยายสายอากาศด้วยสายอากาศ 2 ตัว โดยอาศัยพื้นฐานของสมการการส่งของฟรีส (Friis transmission equation) (วงศ์สรรคร์, 2555) โดยตั้งสมมุติฐานว่าอิมพีแดนซ์แมชซ์กัน และเป็นโพลาริซเซชัน

$$\frac{P_r}{P_t} = \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t G_r \quad (3.45)$$

เมื่อ  $G_r = G_t = G$  ในหน่วย dBi จะได้เป็น (3.46)

$$G_{dBi} = \frac{1}{2} \left[ 20 \log \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log \left( \frac{P_r}{P_t} \right) \right] \quad (3.46)$$

ซึ่งจำเป็นที่จะต้องทราบ กำลังงานที่เครื่องรับ  $P_r$  กำลังงานส่ง  $P_t$  และระยะห่างระหว่างสายอากาศ  $R$  ที่ถูกต้อง

### 3.8.2 เทคนิคการวัดด้วยสายอากาศ 3 ต้น

หลักการสายอากาศ 3 ต้น จะทำการวัดค่าอัตราขยาย 3 ครั้ง ในการวัดทั้งสามครั้ง จะกำหนดระยะห่างระหว่างสายอากาศให้อยู่บริเวณสนามระยะไกล โดยจับคู่ในการวัดครั้งที่ 1 ให้สายอากาศต้นที่ 1 กับสายอากาศต้นที่ 2 ในการวัดครั้งที่ 2 สายอากาศต้นที่ 2 กับสายอากาศต้นที่ 3 และครั้งสุดท้าย คือ สายอากาศต้นที่ 3 กับสายอากาศต้นที่ 1 โดยยังคงให้หลักการของสมการส่งคลื่นของฟรีส

$$G_{i\text{dB}} + G_{j\text{dB}} = 20 \log \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log \left( \frac{P_r}{P_t} \right) \quad (3.47)$$

ซึ่งสามารถอธิบายระบบสมการทั้ง 3 สมการได้ดังนี้

$$G_{1\text{dBi}} + G_{2\text{dBi}} = 20 \log \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log \left( \frac{P_r}{P_t} \right) \quad \text{การวัดครั้งที่ 1}$$

$$G_{2\text{dBi}} + G_{3\text{dBi}} = 20 \log \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log \left( \frac{P_r}{P_t} \right) \quad \text{การวัดครั้งที่ 2}$$



$$G_{3\text{dBi}} + G_{1\text{dBi}} = 20 \log \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log \left( \frac{P_r}{P_t} \right) \text{ การวัดครั้งที่ 3}$$

ด้านขวามือของทั้ง สามสมการนี้ต้องรู้ค่าระยะห่างระหว่างสายอากาศ  $R$  และอัตราส่วนระหว่างกำลังงานรับต่อกำลังงานส่ง ซึ่งจะทำให้ได้สามสมการ สามตัวแปร คือ

$$G_{1\text{dBi}} + G_{2\text{dBi}} = A \text{ การวัดครั้งที่ 1}$$

$$G_{2\text{dBi}} + G_{3\text{dBi}} = B \text{ การวัดครั้งที่ 2}$$

$$G_{3\text{dBi}} + G_{1\text{dBi}} = C \text{ การวัดครั้งที่ 3}$$

จะได้อัตราขยายแต่ละต้นเป็นดังสมการ

$$G_{1\text{dBi}} = \frac{A - B + C}{2} \quad (3.48)$$

$$G_{2\text{dBi}} = \frac{A + B - C}{2} \quad (3.49)$$

$$G_{3\text{dBi}} = \frac{-A + B + C}{2} \quad (3.50)$$

### 3.8.3 การหาค่าอัตราขยายของสายอากาศด้วยหลักการเปรียบเทียบ

หลักการหาค่าอัตราขยายของสายอากาศด้วยวิธีการเปรียบเทียบนี้ต้องมีสายอากาศที่รู้ค่าอัตราขยายอยู่แล้วซึ่งในที่นี้จะเรียกว่าเกณฑ์สายอากาศมาตรฐาน ( $G_{GS}$ ) สายอากาศอีกต้นหนึ่งที่ต้องการรู้ค่าอัตราขยายในที่นี้จะเรียกว่าเกณฑ์สายอากาศทดสอบ ( $G_{AUT}$ ) และสุดท้ายคือสายอากาศส่งซึ่งไม่จำเป็นต้องรู้อัตราขยายก็ได้ สายอากาศทดสอบ และสายอากาศมาตรฐาน จะถูกจัดให้เป็นสายอากาศรับ โดยทำการวัด 2 ครั้ง การวัดครั้งที่ 1 จะวัดสายอากาศทดสอบซึ่งจะได้กำลังงานรับเป็น  $P_{AUT}$  (AUT: antenna under test) การวัดครั้งที่ 2 เป็นการวัดสายอากาศมาตรฐานที่ระยะห่างเท่าเดิม และกำลังงานเครื่องส่งเท่ากับการวัดครั้งแรก กำลังงานที่ได้รับเป็น  $P_{GS}$  ในการคำนวณค่าอัตราขยายของสายอากาศในหน่วย  $\text{dBi}$  จะใช้สมการการส่งคลื่นของฟรีส ทำการวัด 2 ครั้ง จะได้ระบบสมการดังนี้

$$G_{GS\text{dBi}} + G_{0\text{dBi}} = 20 \log \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log \left( \frac{P_{GS}}{P_t} \right) \quad (3.51)$$

$$G_{AUT\text{dBi}} + G_{0\text{dBi}} = 20 \log \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log \left( \frac{P_{AUT}}{P_t} \right) \quad (3.52)$$

$G_{AUT\text{dBi}}$  หมายถึง อัตราขยายของสายอากาศทดสอบ

$G_{GS\ dBi}$  หมายถึง อัตราขยายของสายอากาศมาตรฐาน

$G_{0\ dBi}$  หมายถึง อัตราขยายของสายอากาศส่ง ซึ่งไม่จำเป็นต้องทราบค่าก็ได้

### 3.9 สรุป

การสร้างและออกแบบสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมที่ใช้ฮิวส์ สามารถนำทฤษฎีการออกแบบสายอากาศไมโครสตริบแบบหนึ่งชั้น เพื่อออกแบบสายอากาศแบบลำคลื่นคู่และเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศให้ดีขึ้น โดยใช้ทฤษฎีฮิวส์มาช่วยในการออกแบบราโดรม เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้กับสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งใช้เทคนิคการควบคุมลำคลื่นแบบสวิตซ์พินไดโอด

จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องยังไม่พบงานวิจัยที่ออกแบบสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมที่ใช้ฮิวส์ เพื่อปรับปรุงคุณภาพในด้านต่างๆ ที่กล่าวมาให้มีคุณภาพที่ดีขึ้น ดังนั้นข้อมูลที่ได้จากการศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องทั้งหมดนี้จะถูกนำไปใช้ในการดำเนินการวิจัยต่อไป



## บทที่ 4

### การวิเคราะห์ จำลอง และออกแบบสายอากาศ

#### 4.1 บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอการศึกษาและออกแบบสายอากาศลาคี่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมที่ใช้อิวิสต์ โดยให้ความสำคัญกับการศึกษาราดอที่ใช้อิวิสต์ ในการเพิ่มอัตราขยาย และควบคุมทิศทางลาคี่นคู่เชิงอิเล็กทรอนิกส์ โดยจะนำเสนอถึงแนวทางในการวิจัย ระเบียบและวิธีการวิจัย ตลอดจนผลการจำลองแบบจากโปรแกรมสำเร็จรูป

ปัจจุบันมีเทคนิคต่าง ๆ ในการควบคุมลาคี่นคู่ของสายอากาศ เช่นการควบคุมด้วยองค์ประกอบพาราซิติค (Parasitic Elements) สายอากาศแบบคลื่นรั่ว (Leaky-wave) บนแผ่นวงจรพิมพ์ รวมทั้งการใช้เทคนิคควบคุมด้วยโครงสร้างของอิวิสต์ และอื่นๆ ในงานวิจัยนี้จะเป็นการออกแบบสายอากาศลาคี่นคู่ควบคุมทิศทางเชิงอิเล็กทรอนิกส์พร้อมด้วยราโดมอิวิสต์ เนื่องจากมีความเรียบง่ายของโครงสร้าง ของตัวสายอากาศ ในการควบคุมลาคี่นคู่ของสายอากาศ โดยใช้เทคนิคการเจาะร่องช่องลงในพื้นผิวตัวนำที่ตำแหน่งมุมที่สมมาตรกันของแผ่นสี่เหลี่ยมขึ้นเล็กแต่ละแผ่น ทำที่สุดการควบคุมลาคี่นคู่สามารถทำได้โดยการควบคุมสถานะเปิดและปิดของพินไดโอด ซึ่งเชื่อมต่อที่มุมของแต่ละแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมกับแผ่นตัวนำวงกลมตัวหลัก เมื่อไดโอดมีการเชื่อมต่อกับบนแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมขนาดเล็กจะกลายเป็นส่วนหนึ่งของแผ่นตัวนำวงกลมตัวหลัก ในขณะที่สวิตซ์พินไดโอดเปิดจะทำให้แผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมขนาดเล็กกลายเป็นองค์ประกอบพาราซิติคของสายอากาศทันที

#### 4.2 การจำลองสายอากาศ

##### 4.2.1 คุณสมบัติของแผ่นวงจรพิมพ์

ในลำดับแรกก่อนที่จะออกแบบสายอากาศ จำเป็นต้องหาคุณสมบัติของแผ่นวงจรพิมพ์ (PCB) หรือการเลือกวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก (substrates) ให้เหมาะสมกับแพลตฟอร์มทั่วไปสำหรับการจำลองสายอากาศ โดยวิเคราะห์จากความถี่คัตออฟ คำนวณได้โดยใช้สมการที่ (3.1-3.8) เริ่มต้นจากการหาค่าความกว้างของแผ่นตัวนำ  $W$

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$$

$$W = \frac{1}{2 \times 5.8 \times 10^9 \sqrt{1.256 \times 10^{-6} \times 8.854 \times 10^{-12}}} \sqrt{\frac{2}{4.4 + 1}} = \frac{3 \times 10^8}{25.8 \times 10^9} \sqrt{\frac{2}{4.4 + 1}}$$

$$W = 42.49 \text{ มม.}$$

เมื่อ  $\epsilon_r$  คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ หาได้จาก

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}}$$

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{4.4 + 1}{2} + \frac{4.4 - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{1.6 \times 10^{-3}}{42.49 \times 10^{-3}} \right]^{-\frac{1}{2}}$$

$$\epsilon_{\text{reff}} = 3.49$$

เมื่อ  $f_c$  คือความถี่คัตออฟ หาค่าได้จากสูตรต่อไปนี้

$$f_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} [2W + 0.8h]}$$

$$f_c = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{3.49} [2 \times 42.49 \times 10^{-3} + 0.8 \times 1.6 \times 10^{-3}]}$$

$$f_c = 15.33 \text{ GHz}$$

เมื่อ  $\epsilon_r$  คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์

$\epsilon_0$  คือ ค่าคงที่สภาพยอมทางไฟฟ้าในอากาศ

$\mu_0$  คือ ค่าการซึมซาบแม่เหล็กของอากาศ

$f_r$  คือ ความถี่เรโซแนนซ์

$c$  คือ ค่าความเร็วแสงในอากาศ

สรุปได้ว่าแผ่นวงจรพิมพ์ที่เลือกใช้รองรับการใช้งานได้ไม่เกินความถี่คัตออฟ  $f_c$

ความยาวส่วนเพิ่มที่เพิ่มขึ้นของแพตช์  $\Delta L$  คือ

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 1) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)}$$

$$\frac{\Delta L}{1.6 \times 10^{-3}} = 0.412 \frac{(3.49 + 1) \left( \frac{42.49 \times 10^{-3}}{1.6 \times 10^{-3}} + 0.264 \right)}{(3.49 - 0.258) \left( \frac{42.49 \times 10^{-3}}{1.6 \times 10^{-3}} + 0.8 \right)}$$

$$\Delta L = 0.89 \text{ มม.}$$

ดังนั้นความยาวที่แท้จริงของแผ่นตัวนำคือ

$$L = \frac{\lambda}{2} - 2\Delta L$$

$$L = \frac{51.72 \times 10^{-3}}{2} - 2 \times 0.89 \times 10^{-3}$$

$$L = 24.09 \text{ มม.}$$

ค่าประสิทธิผลของความยาวคือ

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L$$

$$L_{\text{eff}} = 24.09 \times 10^{-3} + 2 \times 0.89 \times 10^{-3}$$

$$L_{\text{eff}} = 25.86 \text{ มม.}$$

ค่าประสิทธิผลของความยาวที่คำนวณได้ จะนำไปคำนวณหาพื้นที่แผ่นตัวนำสี่เหลี่ยม เพื่อแปลงเป็นพื้นที่แผ่นตัวนำวงกลมและหาค่ารัศมีของวงกลมต่อไป

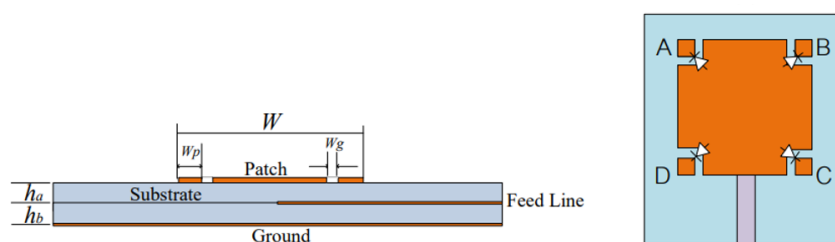
การคำนวณพารามิเตอร์สำหรับแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมพื้นฐานแปลงเป็นแผ่นตัวนำวงกลม ซึ่งพิจารณาจากความถี่ ความกว้าง ความยาว รัศมี และพื้นที่ ค่าพารามิเตอร์ที่คำนวณได้แสดงในตารางที่ 4.1 เพื่อใช้ในการกำหนดค่าการออกแบบสายอากาศในลำดับต่อไป

ตารางที่ 4.1 คำนวณหาค่าของขนาดรูปร่างของแผ่นตัวนำที่กำหนดค่าความถี่ 5.8 GHz

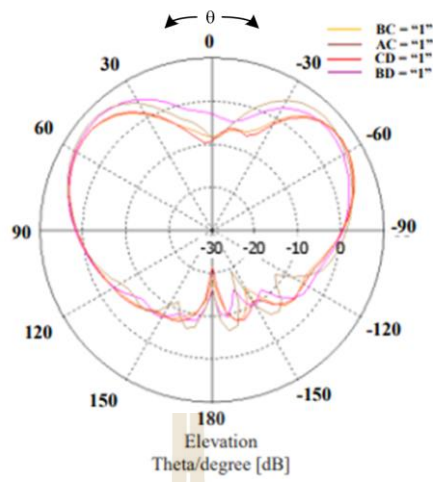
$f_r$ (GHz)	$f_c$ (GHz)	$\lambda$ (mm)	$\epsilon_r$ F/m	$\epsilon_{eff}$ F/m	$W$ (mm)
5.8	15.33	51.72	4.4	3.49	42.49
$L$ (mm)	$\Delta L$ (mm)	$L_{eff}$ (mm)	$L_{eff} \times W$ (mm <sup>2</sup> )	$r$ (mm)	$\pi^2$ (mm <sup>2</sup> )
24.09	0.89	25.86	1098.79	18.70	1098.79

#### 4.2.2 ผลจำลองสายอากาศลำคลื่นคู่แบบแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมโดยใช้สวิตช์พินไดโอด

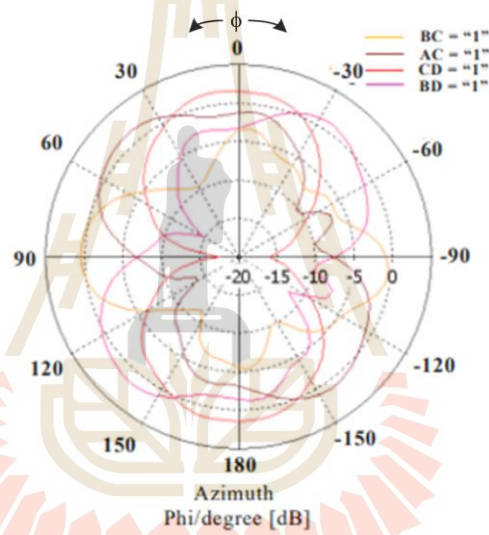
ผลการจำลองสายอากาศลำคลื่นคู่แบบแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมโดยใช้สวิตช์พินไดโอด ซึ่งในรูปที่ 4.1(ก) สายอากาศที่ออกแบบมีโครงสร้างวัสดุฐานรองจำนวน 2 ชั้น และมีการป้อนแบบไมโครสตริป ผลการจำลองนี้ผู้วิจัยได้นำเสนอในการประชุม the 2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2018) ในการออกแบบครั้งนั้นได้กำหนดความถี่ปฏิบัติการในย่านความถี่ X-Band คือ 9.38 GHz จะสังเกตได้ว่าในรูปที่ 4.1(ข) และ (ง) แสดงแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบมุมยก สายอากาศจะให้ลำคลื่นคู่ในทิศทางมุมยก  $50^\circ$  และ  $-50^\circ$  และให้อัตราการขยายประมาณ 4.9-7.5 dBi และในรูปที่ 4.1(ค) แสดงแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบมุมกวาดจะสังเกตได้ว่าแบบรูปการแผ่กำลัง จะมีความไม่สมมาตรอยู่บ้างในมุมกวาด  $90^\circ$  ซึ่งจะมีอัตราการขยายลดลงจาก 7.5 dBi เหลือ 4.9 dBi จึงทำให้ผู้วิจัยมีความสนใจพัฒนาสายอากาศลำคลื่นคู่ให้มีแบบรูปการแผ่กำลังที่มีความสมมาตร ซึ่งจะส่งผลให้อัตราขยายคงที่ในทุกทิศทางที่ทำการควบคุมสายอากาศลำคลื่นคู่ด้วยพินไดโอด โดยจะวิเคราะห์และจำลองผลในหัวข้อ 4.2.3 ต่อไป



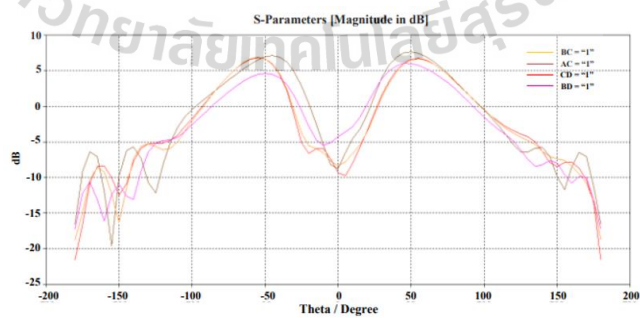
(ก) โครงสร้างสายอากาศ



(ข) แบบรูปการแผ่กำลังในระนาบมุมยก



(ค) แบบรูปการแผ่กำลังในระนาบมุมกวาด

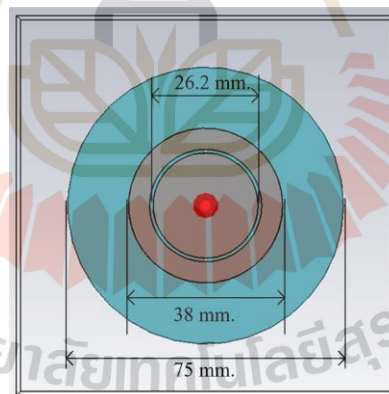


(ง) แบบรูปการแผ่กำลังในพิกัดฉาก

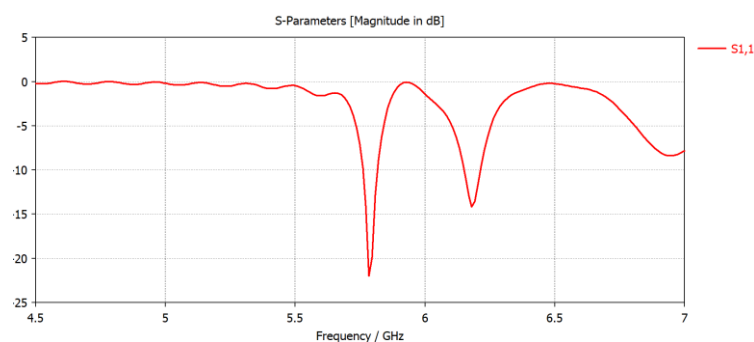
รูปที่ 4.1 สายอากาศลำคลื่นคู่แบบแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมโดยใช้สวิตซ์พินไดโอด

#### 4.2.3 ผลจำลองสายอากาศลำคลื่นคู่แบบแผ่นตัวนำวงกลมโดยใช้สวิตช์พินไดโอด

ผลการจำลองสายอากาศลำคลื่นคู่แบบแผ่นตัวนำวงกลมโดยใช้สวิตช์พินไดโอด ซึ่งในรูปที่ 4.2(ก) สายอากาศที่ออกแบบมีโครงสร้างวัสดุฐานรองและกราวด์ มีการป้อนแบบโคแอกเซียลที่ตำแหน่งจุดศูนย์กลางของสายอากาศ จากการวิเคราะห์และสังเกตปัญหาจากสายอากาศ ลำคลื่นคู่แบบแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยม ในการออกแบบครั้งนี้ได้กำหนดความถี่ปฏิบัติการในย่านความถี่ C-Band คือ 5.8 GHz มีความกว้างแถบความถี่ 103 MHz ดังแสดงในรูปที่ 4.2(ข) แบบรูปการแผ่กำลังในระนาบมุมยกในรูปที่ 4.2(ค-ง) สายอากาศจะให้ลำคลื่นคู่ในทิศทางมุมยก  $45^\circ$  และ  $-45^\circ$  และให้อัตราการขยายประมาณ 6.29 dBi และในรูปที่ 4.2(จ-ฉ) แสดงแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบมุมกวาดจะสังเกตได้ว่าแบบรูปการแผ่กำลังมีความสมมาตรในทุกทิศทางของมุมกวาด แต่ความกว้างของมุมที่ 3 dB ยังแคบไม่เพียงพอต่อการทับซ้อนคลื่นระหว่างกรามุนลำคลื่น ซึ่งตำแหน่งของช่องว่างระหว่างวงกลมและความกว้างของวงกลมวงนอกจะมีผลโดยตรงกับความกว้างและทิศทางของลำคลื่น ในทิศทางมุมยก หากความกว้างของวงกลมวงนอกมีความกว้างเพิ่มขึ้นทิศทางของลำคลื่นจะมีมุมยก ลดลง จึงทำให้ผู้วิจัยมีความสนใจพัฒนาสายอากาศลำคลื่นคู่ให้มีแบบรูปการแผ่กำลังที่มีความสมมาตร ซึ่งจะส่งผลให้ได้อัตราขยายคงที่ในทุกทิศทางที่ทำการควบคุมสายอากาศลำคลื่นคู่แบบแผ่นตัวนำวงกลมด้วยพินไดโอด โดยจะวิเคราะห์และจำลองผลในหัวข้อ 4.2.4 ต่อไป

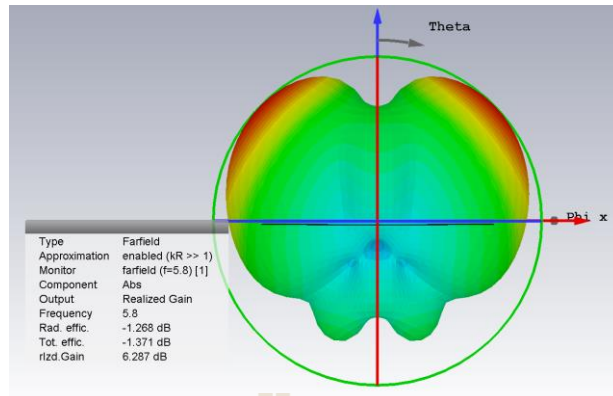


(ก) โครงสร้างสายอากาศ

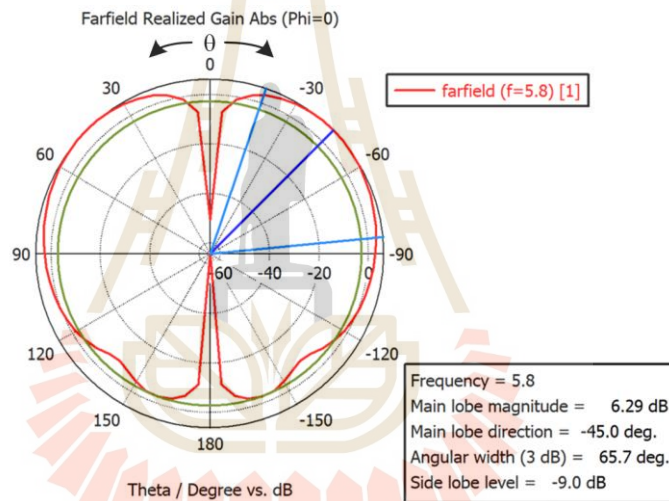


(ข) ค่า  $S_{11}$  ของสายอากาศ

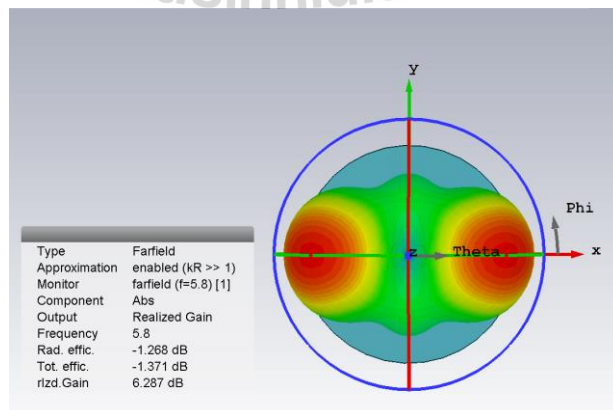




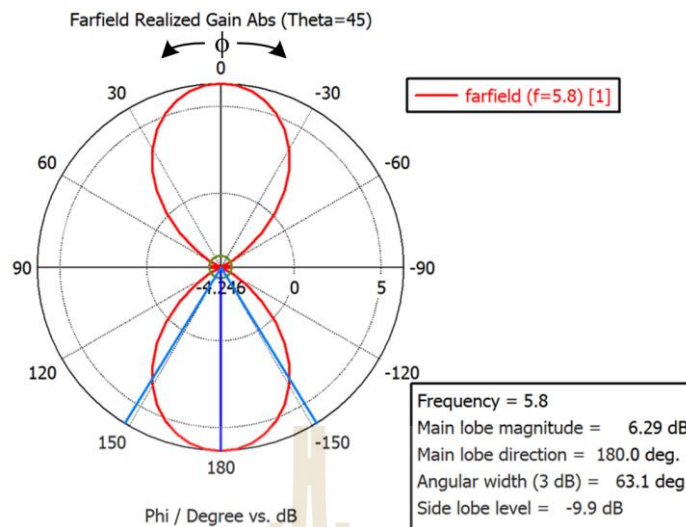
(ค) ภาพ 3 มิติ ในระนาบมุมยก



(ง) แบบรูปการแผ่กำลังในระนาบมุมยก



(จ) ภาพ 3 มิติ ในระนาบมุมกวาด

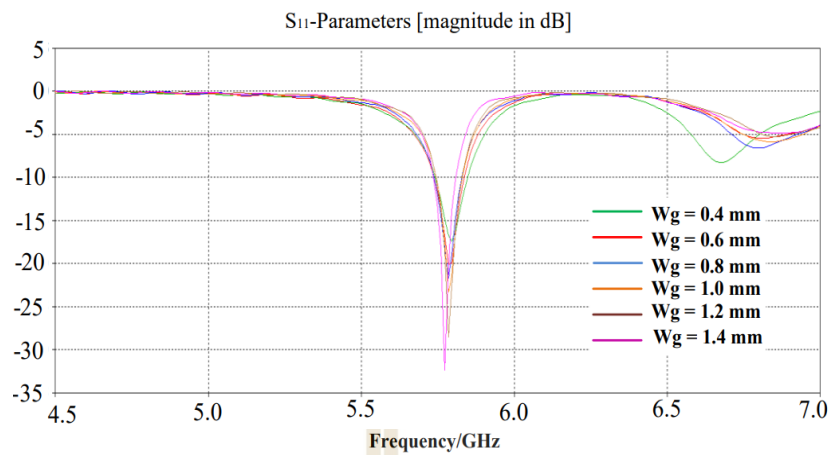


(จ) แบบรูปการแผ่กำลังในระนาบมุมกวาด

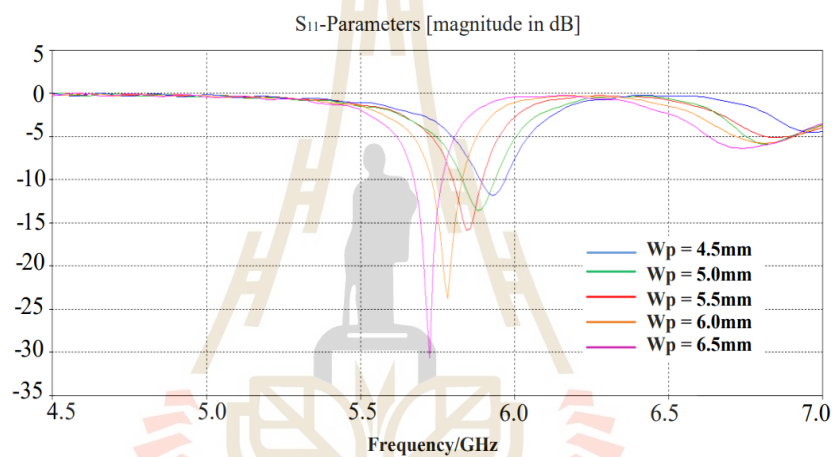
รูปที่ 4.2 สายอากาศลำคลื่นคู่แบบแผ่นตัวนำวงกลมโดยใช้สวิตซ์พินไดโอด

#### 4.2.4 ผลจำลองสำหรับประสิทธิภาพการสะท้อนของแผ่นตัวนำ

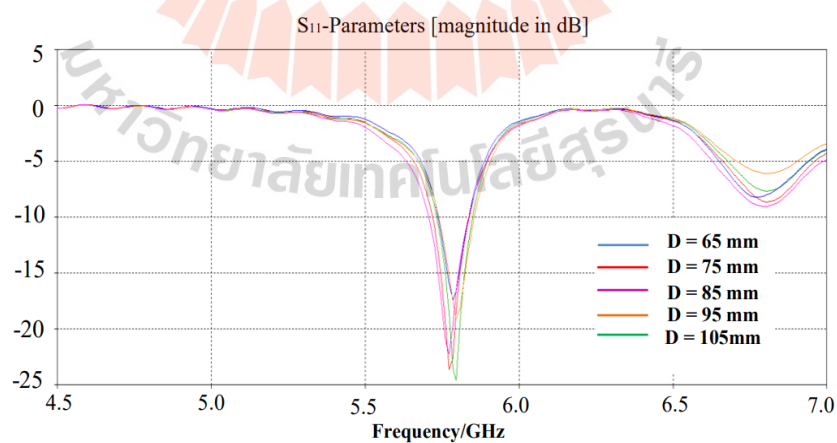
หัวข้อนี้แสดงผลจำลองสำหรับประสิทธิภาพการสะท้อนของแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมที่แสดงในรูปที่ 4.3 เมื่อความกว้างแผ่นตัวนำ ( $w_p$ ) คงที่และความกว้างของช่องว่าง ( $w_g$ ) แปรผัน อัตราส่วนความจุจะแตกต่างกันไปเช่นเดียวกับค่า  $L$  และ  $C$  ของช่องว่าง เมื่อความกว้างของแผ่นตัวนำ ( $w_g$ ) ลดลง ค่าของ  $L$  และ  $C$  จะลดลง ซึ่งถูกกำหนดให้แสดงลักษณะของเส้นโค้งการสะท้อนที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ที่ต้องการ อันดับแรกในรูปที่ 4.3(ก) ค่าของ  $w_p$  จะคงที่ ในขณะที่ค่าของ  $w_g$  จะแปรผันเพื่อกำหนดความกว้างของรอยเซาะที่เหมาะสมสำหรับแผ่นตัวนำ เราพบว่าความกว้างของ  $w_g$  สัมพันธ์กับตำแหน่งของความถี่เรโซแนนซ์ ในรูปที่ 4.1(ข) เพื่อพิจารณาผลกระทบของความกว้างของแผ่นตัวนำ  $w_p$  จะแปรผันตั้งแต่ 4.5 มม. ถึง 6.5 มม. ในขณะที่ความยาว ( $w_g$ ) คงที่ที่ 0.8 มม. พบว่าแบนด์วิธของแถบความถี่ผ่านเพิ่มขึ้นเมื่อขยายความกว้างของแผ่นตัวนำ คุณสมบัติเหล่านี้สามารถนำไปใช้ประโยชน์ในการออกแบบโครงสร้างแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมขนาดเล็ก เพื่อเพิ่มการตอบสนองความถี่ ในรูปที่ 4.3(ค) ผลกระทบของเส้นผ่านศูนย์กลางสายอากาศ ( $D$ ) แปรผันตั้งแต่ 65 มม. ถึง 105 มม. พบว่าค่า  $S_{11}$  ลดลง



(ก)  $w_g$  ปรับค่าจาก 0.4 มม. ถึง 1.4 มม.



(ข)  $w_p$  ปรับค่าจาก 4.5 มม. ถึง 6.5 มม. ( $w_g=0.8$  มม. คงที่)



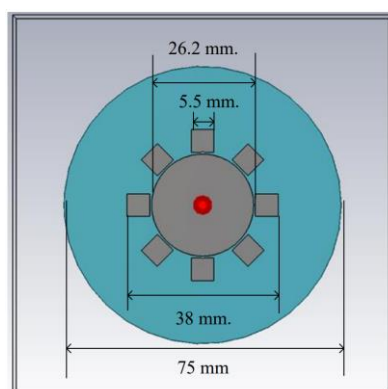
(ค) ค่า  $D$  ปรับค่า 65 มม. ถึง 105 มม.

รูปที่ 4.3 กราฟสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของการปรับช่องว่างของรอยเซาะ  $W = 37$  มม.  $w_p = 6$  มม.  $h = 1.6$  มม. และ  $\epsilon_r = 4.4$

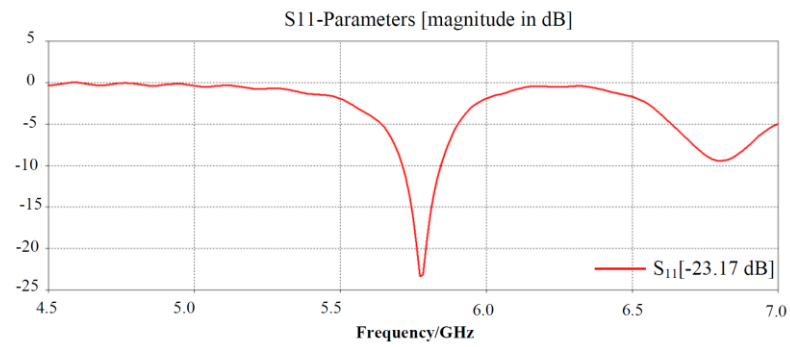
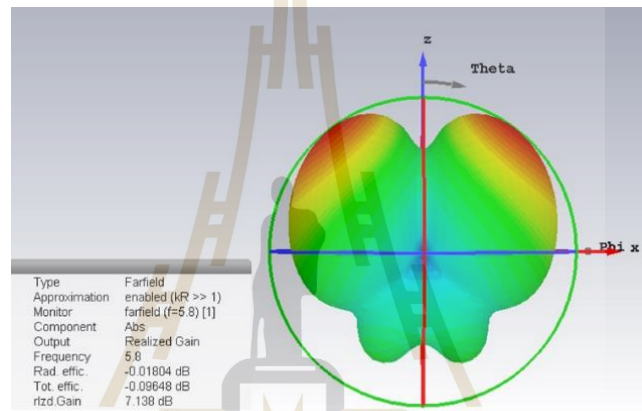
ในตารางที่ 4.2 ทิศทางของลำคลื่นหลักและความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังขึ้นอยู่กับเส้นผ่านศูนย์กลางของสายอากาศ ส่งผลให้มุมเปลี่ยนไปโดยการเปลี่ยนเส้นผ่านศูนย์กลางของสายอากาศ ( $D$ ) จาก 45 เป็น 95 มม. เมื่อลดความกว้าง  $D$  ลงทีละ 10 มม. จะสังเกตเห็นว่าอัตราขยายลดลง แต่องศาของทิศทางลำคลื่นหลักและความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังจะเพิ่มขึ้น ซึ่งมีประโยชน์มากสำหรับการขยายระยะการบินของ UAV แผ่นวงจรถิมพ์และกราวด์ 75 มม. เป็นเส้นผ่านศูนย์กลางที่เหมาะสมสำหรับการออกแบบสายอากาศบังคับเลี้ยวที่มุมยกคงที่  $35^\circ$  และความกว้างเชิงมุม (3 dB) ที่  $52.4^\circ$  ( $17.2^\circ$ -  $69.7^\circ$ ) ในระนาบระดับความสูง (มุมยก) ผลการจำลองสำหรับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศแบบลำคลื่นคู่ที่ใช้พื้นผิวอโลหะ ซึ่งเกิดจากแผ่นสี่เหลี่ยมเล็กๆ แสดงในรูปที่ 4.4(ก) เราพบว่าสายอากาศที่นำเสนอสามารถกำหนดความกว้างของแถบความถี่ขั้นต่ำ 113 MHz [5.737 GHz ถึง 5.850 GHz] ประมาณ 5.8 GHz ที่ -23.17 dB ในรูปที่ 4.4(ข) ผลการจำลองรูปแบบ 3 มิติ และ 2 มิติสำหรับระนาบของมุมยกและระนาบของมุมกวาด แสดงให้เห็นว่าสายอากาศมีอัตราขยาย 7.13 dBi ในรูปที่ 4.4(ค)

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศลำคลื่นคู่ที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางปรับค่าจาก 45 มม. ถึง 95 มม.

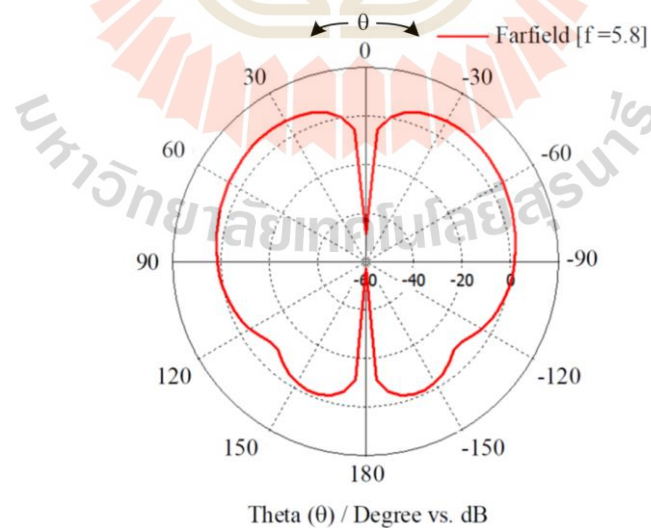
วัสดุฐานรองและกราวด์ (D)	95 mm	85 mm	75 mm	65 mm	55 mm	45mm
ความถี่	5.8 GHz	5.8 GHz	5.8 GHz	5.8 GHz	5.8 GHz	5.8 GHz
อัตราขยาย	7.53 dBi	6.63 dBi	7.13 dBi	6.75 dBi	5.80 dBi	5.34 dBi
ทิศทางลำหลัก	$50^\circ$	$40^\circ$	$35^\circ$	$40^\circ$	$45^\circ$	$45^\circ$
ความกว้างลำครึ่งกำลัง	$46^\circ$ ( $31^\circ$ - $77^\circ$ )	$61.1^\circ$ ( $14.5^\circ$ - $76.6^\circ$ )	$52.4^\circ$ ( $17.2^\circ$ - $69.7^\circ$ )	$52.8^\circ$ ( $18.7^\circ$ - $71.5^\circ$ )	$57.2^\circ$ ( $20.3^\circ$ - $77.5^\circ$ )	$59.2^\circ$ ( $21.5^\circ$ - $80.7^\circ$ )
ระดับฟูซิง	-7.0 dB	-8.2 dB	-9.1 dB	-8.7 dB	-7.5 dB	-6.7dB
ประสิทธิภาพรวม (%)	97.835	96.625	98.282	99.243	96.205	96.760
ความกว้างที่ไม่ปรากฏสำหรับลำคลื่นคู่	$32^\circ$	$17^\circ$	$16^\circ$	$18^\circ$	$22^\circ$	$10^\circ$

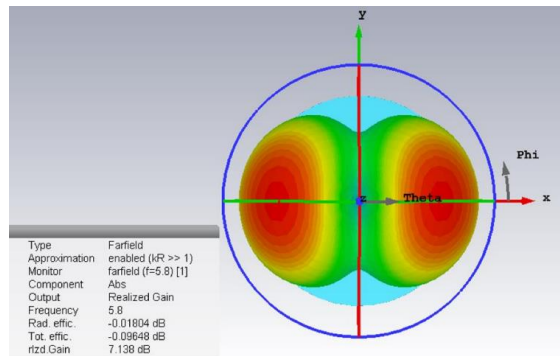


(ก) โครงสร้างสายอากาศ

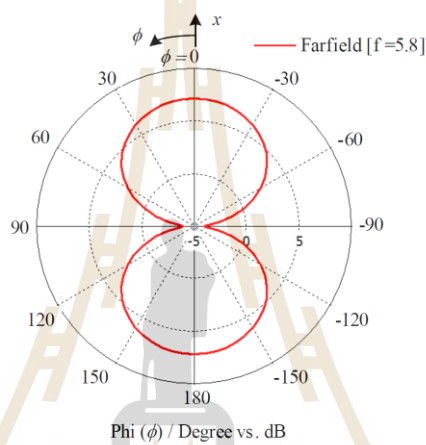
(ข) ค่าการสะท้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศ

(ค) ภาพ 3 มิติ ในระนาบของมุมยก

(ง) แบบรูปการแผ่กำลังของมุมยก ( $\theta$ )



(จ) ภาพ 3 มิติ ในระนาบของมุมกวาด

(ฉ) แบบรูปการแผ่กำลังของมุมกวาด ( $\theta$ )

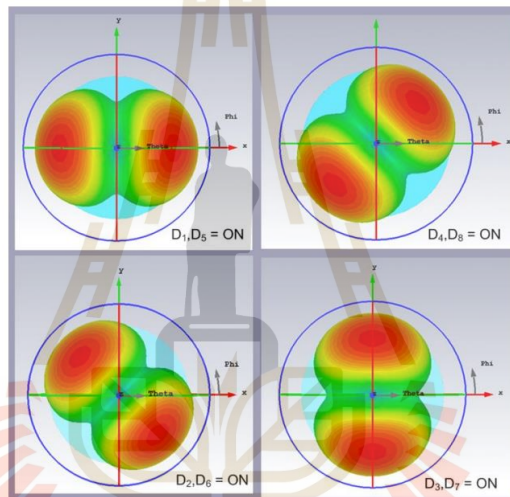
รูปที่ 4.4 คุณสมบัติของการจำลองผลของสายอากาศ

ตารางที่ 4.3 แสดงใบนารีโค้ดของตำแหน่งพินไดโอด

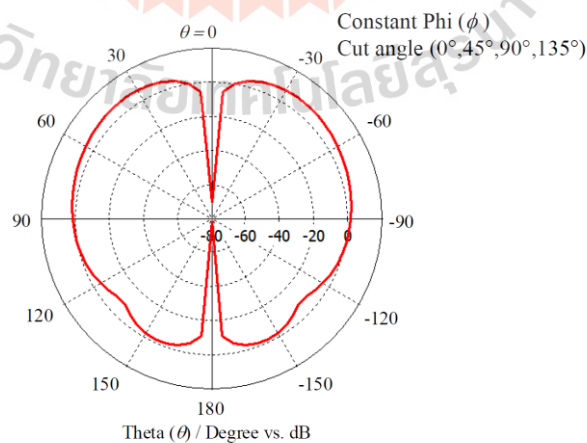
Number	D <sub>1</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>3</sub>	D <sub>4</sub>	D <sub>5</sub>	D <sub>6</sub>	D <sub>7</sub>	D <sub>8</sub>	Direction	Main lobe direction	
										Azimuth	Elevation
1	L	H	H	H	L	H	H	H	90°	90°	-35°
2	H	L	H	H	H	L	H	H	45°	45°	35°
3	H	H	L	H	H	H	L	H	0°	0°	-35°
4	H	H	H	L	H	H	H	L	135°	135°	35°

สายอากาศที่ออกแบบทำงานที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz และครอบคลุม C-band โดยมีแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมเล็ก ๆ แปะแผ่นถูกจัดเรียงอย่างสมมาตร โดยยึดจากศูนย์กลางของสายอากาศของแผ่นตัวนำวงกลมจุดกึ่งกลางที่เป็นแกนร่วมของจุดป้อนกำลังงาน เมื่อเปิดใช้งานแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมเล็ก ๆ ทั้งสองที่อยู่ตรงข้ามกันด้วยสวิตช์พินไดโอด และจุดป้อนของแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมเล็ก ๆ ที่เหลือจะ

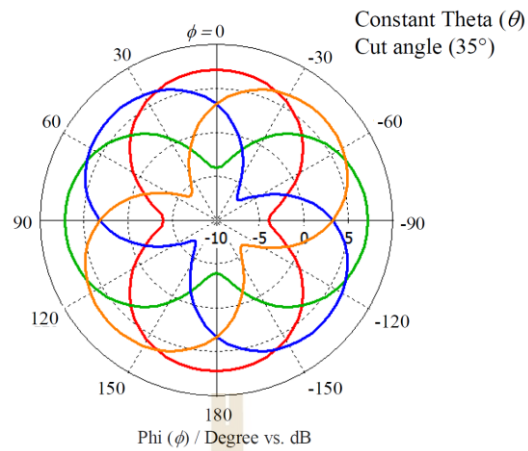
อยู่ในสถานะวงจรเปิดโดยพินไดโอดจะถูกไบอัสกลับ ซึ่งอธิบายด้วยรหัสไบนารีของตำแหน่งพินไดโอดที่เหมาะสมแสดงในตารางที่ 4.3 สำหรับการไบอัสพินไดโอดและการควบคุมทิศทางลำคลื่นด้วยรหัสไบนารีสามารถควบคุมให้สายอากาศสร้างลำคลื่นเอียง  $35^\circ$  ในระนาบของมุมยกทั้งหมด และลำคลื่นคู่สามารถหมุนในระนาบของมุมกวาดทุกๆ  $45^\circ$  ดังแสดงในรูปที่ 4.5(ก-ข) สายอากาศสามารถหมุนลำคลื่นเอียงได้แปดทิศทางบนสเปซควอดเรนต์ในระนาบของมุมกวาดที่ความถี่ทดสอบ 5.8 GHz สายอากาศมีอัตราขยาย 7.13 dBi โดยที่สายอากาศสามารถบังคับลำคลื่นคู่ (ลำคลื่นที่ 1 และ 2) ได้ดังนี้ ( $0^\circ$  และ  $180^\circ$ ), ( $45^\circ$  และ  $-135^\circ$ ), ( $90^\circ$  และ  $-90^\circ$ ) และ ( $135^\circ$  และ  $-45^\circ$ ) และมีความกว้างมุม  $96^\circ$  ที่ 3 dB ในระนาบของมุมกวาด ซึ่งเพียงพอสำหรับการซ้อนทับของรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นดังแสดงในรูปที่ 4.5(ค)



(ก) ภาพ 3 มิติในระนาบมุมกวาด



(ข) ระนาบของมุมยก



(ค) ระบายของมุมกวาด

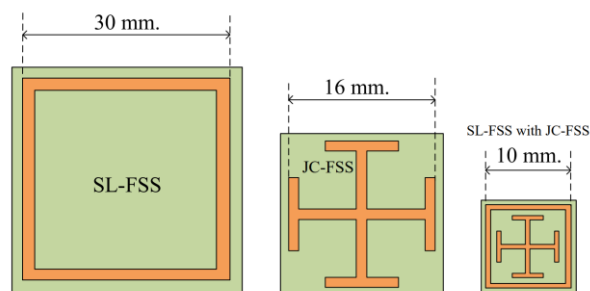
รูปที่ 4.5 ผลการจำลองสายอากาศลำคลื่นคู่โดยใช้ราโดมอภิวัด

### 4.3 ผลการจำลองของสายอากาศร่วมกับราโดมอภิวัด

ในหัวท่อนำเสนอผลการจำลองสำหรับสายอากาศที่มีราโดมอภิวัด เริ่มต้นด้วยการจำลองหน่วยเซลล์ที่ความถี่  $f_c$  ที่ 5.8 GHz เพื่อวิเคราะห์คุณลักษณะของโครงสร้างอภิวัด ซึ่งพารามิเตอร์  $S$  จะถูกแยกออกมาเพื่อคำนวณค่าประสิทธิภาพสภาพยอมทางไฟฟ้า ( $\epsilon_{eff}$ ) และค่าประสิทธิภาพการซึมซาบแม่เหล็ก ( $\mu_{eff}$ ) ซึ่งประมาณค่าได้ดังนี้ (Kamonsin.W. et al., 2020)

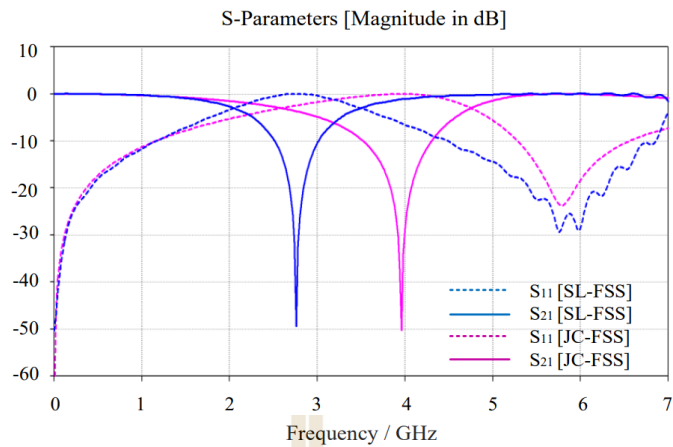
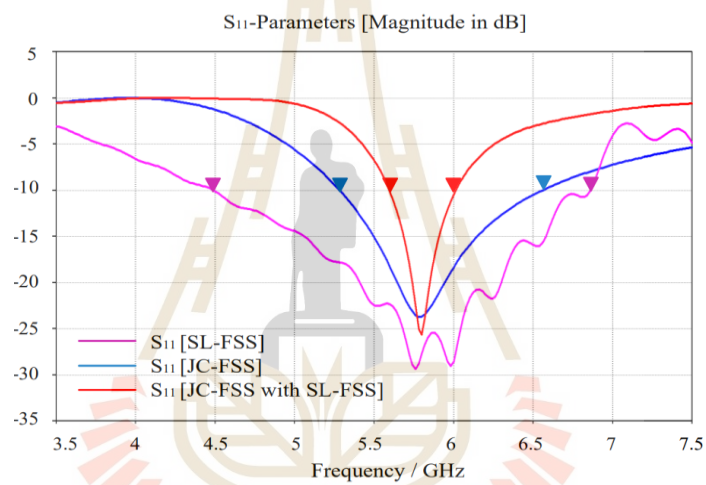
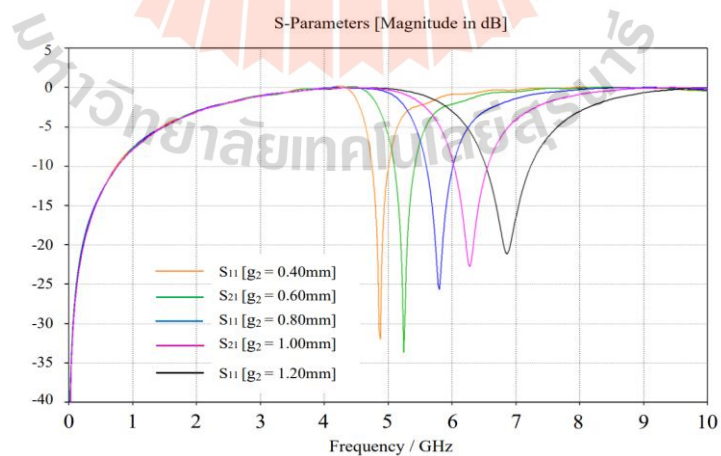
$$\epsilon_{eff} = \frac{2}{jkh} \times \left( \frac{1 - (S_{21} + S_{11})}{1 + (S_{21} + S_{11})} \right) \quad (4.1)$$

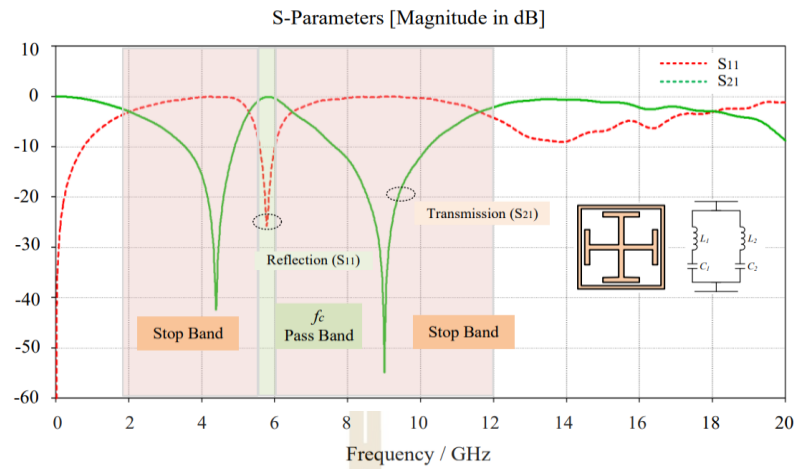
$$\mu_{eff} = \frac{2}{jkh} \times \left( \frac{1 - (S_{21} - S_{11})}{1 + (S_{21} - S_{11})} \right) \quad (4.2)$$



(ก) รูปทรงเรขาคณิตของหน่วยเซลล์



(ข) ผลจำลองของ  $S_{11}$  และ  $S_{21}$ (ค)  $S_{11}$  ของ SL-FSS, JC-FSS และ การรวม JC-FSS กับ SL-FSS(ง)  $S_{11}$  ของ  $g_2$  ปรับค่าที่ระยะ 0.4 มม. ถึง 1.2 มม.



(จ) ผลจำลองค่า  $S_{11}$  และค่า  $S_{21}$  ของการรวม JC-FSS กับ SL-FSS

รูปที่ 4.6 ผลจำลองค่า  $S_{11}$  และค่า  $S_{21}$

โดยที่  $S_{11}$  คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน  $S_{21}$  คือค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน  $h$  คือความหนาของวัสดุฐานรองไดอิเล็กทริก และ  $k = \omega\sqrt{\epsilon_r\epsilon_0\mu_0}$  คือหมายเลขคลื่น การใช้ซอฟต์แวร์จำลอง CST ซึ่งใช้วิธีการกำหนดขอบเขตขององค์ประกอบ (the finite element method)

แสดงการคำนวณหาค่า ( $\epsilon_{eff}$ ) จากการแทนค่า  $S_{11} = 0.008 - j0.059$  และ  $S_{21} = -0.074 - j0.992$  ในสมการที่ (4.1)

$$\epsilon_{eff} = \frac{2}{j(254.916 \times 1.6 \times 10^{-3})} \times \left( \frac{1 - ((-0.074 - j0.992) + (0.008 - j0.059))}{1 + ((-0.074 - j0.992) + (0.008 - j0.059))} \right)$$

$$\epsilon_{eff} = 0.336 + j5.211$$

$$\epsilon_{eff} = 0.336$$

แสดงการคำนวณหาค่า ( $\mu_{eff}$ ) จากการแทนค่า  $S_{11}$  และ  $S_{21}$  ในสมการที่ (4.2)

$$\mu_{eff} = \frac{2}{j(254.916 \times 1.6 \times 10^{-3})} \times \left( \frac{1 - ((-0.074 - j0.992) - (0.008 - j0.059))}{1 + ((-0.074 - j0.992) - (0.008 - j0.059))} \right)$$

$$\mu_{eff} = 0.437 + j5.334$$

$$\mu_{eff} = 0.437$$

จะเห็นได้ว่าค่าจำนวนจริงของ  $\epsilon_{eff} = 0.336$  และ  $\mu_{eff} = 0.437$  มีค่าเข้าใกล้ศูนย์

พารามิเตอร์ทางเรขาคณิตของเซลล์หน่วยที่เราจะนำเสนอ คือคุณลักษณะของแผ่นวงจรพิมพ์ FR4 มีค่า ( $\epsilon_r = 4.4$ ,  $\tan\delta = 0.025$  และ  $h = 1.6$  มม.) ถูกกำหนดขนาดให้เป็นหน่วยเซลล์โดยการรวม SL-FSS กับ JC-FSS โดยมีขนาด  $D = 75$  มม.  $d_1 = 10$  มม.  $d_2 = 4.2$  มม.  $p = 11.8$  มม.  $w_1 = 0.55$  มม.  $w_2 = 0.6$  มม.  $g_1 = 1.8$  มม. และ  $g_2 = 0.8$  มม. ซึ่งแสดงในรูปที่ 3.27(ก) การรวมหน่วยเซลล์สองประเภทเข้าด้วยกันจะมีขนาดกะทัดรัดกว่าเกือบ 1/3 เท่า เมื่อเทียบกับโครงสร้างทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 4.6(ก) พิจารณารูปที่ 4.6(ข) แสดงผลจำลองของ  $S_{11}$  และ  $S_{21}$  สำหรับ SL-FSS และ JC-FSS ซึ่งทั้งสองแสดง  $S_{11}$  ซึ่งเป็นคุณลักษณะของตัวกรองความถี่ผ่านที่ความถี่  $f_c$  คือ 5.8 GHz และเป็นที่ยังเกตวงจรสมมูล LC ซึ่งให้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน  $S_{21}$  ของตัวกรองหยุดแถบความถี่  $f_s$  คือ 2.76 GHz และ 3.96 GHz ตามลำดับ ทั้งคู่มีความกว้างแถบความถี่ผ่านซึ่งกว้างกว่าการรวมกันของ JC-FSS กับ SL-FSS แต่ทั้งคู่ก็มีขนาดใหญ่ ดังแสดงในรูปที่ 4.6(ค) จากนั้นพิจารณารูปที่ 4.6(ง) แสดง  $S_{11}$  ของ  $g_2$  ที่ถูกกำหนดค่าแปรผันตั้งแต่ 0.4 ถึง 1.2 มม. ค่าของ L และ C จะลดลง ซึ่งถูกกำหนดให้แสดงคุณลักษณะของเส้นโค้งสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ที่ต้องการ และรูปที่ 4.6(จ) แสดงค่าจำลองสัมประสิทธิ์การสะท้อน  $S_{11}$  และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน  $S_{21}$  ของการรวม JC-FSS กับ SL-FSS ซึ่งแสดงคุณลักษณะของตัวกรองแถบความถี่ผ่านที่ความถี่  $f_c$  คือ 5.8 GHz, และมีความกว้างแถบ 425 MHz ตามที่สังเกตได้ในวงจรสมมูล  $L_1C_1//L_2C_2$  ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน  $S_{21}$  ของแถบหยุดความถี่คู่ (the dual-band stops) คือความถี่ 4.4 GHz และ 9.0 GHz และความกว้างแถบความถี่ผ่านสามารถเพิ่มได้โดยการเพิ่มระยะห่างของช่องว่าง ( $g$ )

แสดงการคำนวณหาค่าความถี่  $f_{r1}$  และ  $f_{r2}$  ใช้สมการจากบทที่ 3 จะได้ผลลัพธ์ดังนี้  
คำนวณหาค่า  $L_1$  จากสมการ (3.20)

$$L_1 = \mu_0 \frac{l_{Loop}}{2\pi} \ln \left( \frac{1}{\sin\left(\frac{\pi d}{2w}\right)} \right)$$

$$L_1 = 1.256 \times 10^{-6} \frac{10 \times 10^{-3}}{2\pi} \ln \left( \frac{1}{\sin\left(\frac{\pi \times 11.8 \times 10^{-3}}{2 \times 0.55 \times 10^{-3}}\right)} \right)$$

$$L_1 = 1.256 \times 10^{-6} \frac{10 \times 10^{-3}}{2\pi} (0.589)$$

$$L_1 = 1.1774 \times 10^{-9} \text{ H}$$

คำนวณหาค่า  $C_l$  จากสมการ (3.21)

$$C_l = \varepsilon_0 \varepsilon_{\text{reff}} \frac{2l_{\text{Loop}}}{\pi} \ln \left( \frac{1}{\sin \left( \frac{\pi g}{2d} \right)} \right)$$

$$C_l = 8.854 \times 10^{-12} \times 3.49 \times \frac{2 \times 10 \times 10^{-3}}{\pi} \times \ln \left( \frac{1}{\sin \left( \frac{\pi \times 1.8 \times 10^{-3}}{2 \times 11.8 \times 10^{-3}} \right)} \right)$$

$$C_l = 8.854 \times 10^{-12} \times 3.49 \times \frac{2 \times 10 \times 10^{-3}}{\pi} \times (5.476)$$

$$C_l = 1.0774 \times 10^{-12}$$

โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_{r1}$ ) อธิบายได้จากสมการ (3.22)

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_l L_1}}$$

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{1.0774 \times 10^{-12} \times 1.1774 \times 10^{-9}}}$$

$$f_{r1} = 4.4689 \text{ GHz}$$

คำนวณหาค่า  $C_g$  จากสมการ (3.30)

$$C_g = \frac{2W}{\pi} \varepsilon_0 \varepsilon_{\text{reff}} \text{Cosh}^{-1} \left( \frac{a}{g} \right)$$

$$C_g = \frac{2 \times 4.2 \times 10^{-3}}{\pi} \times 8.854 \times 10^{-12} \times 3.49 \times \text{Cosh}^{-1} \left( \frac{2 \times 10^{-3}}{1.6 \times 10^{-3}} \right)$$

$$C_g = \frac{2 \times 4.2 \times 10^{-3}}{\pi} \times 8.854 \times 10^{-12} \times 3.49 \times 0.693$$

$$C_g = 5.453 \times 10^{-14}$$

เมื่อค่า  $Z_0$  ประมาณค่าได้จากสมการ

$$Z_0 = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \ln \left\{ \frac{8h}{w} + 0.5 \frac{w}{h} \right\} \quad ; \frac{w}{h} \leq 1$$

$$Z_0 = \frac{376.73}{2\pi\sqrt{3.49}} \ln \left[ \frac{8 \times 1.6 \times 10^{-3}}{0.6 \times 10^{-3}} + 0.5 \frac{0.6 \times 10^{-3}}{1.6 \times 10^{-3}} \right]$$

$$Z_0 = 98.339$$

คำนวณหาค่า  $L_g$  จากสมการ (3.31)

$$L_g = \frac{98.339\sqrt{3.49}}{3 \times 10^8} \times 6.1 \times 10^{-3}$$

$$L_g = 3.735 \times 10^{-9}$$

คำนวณหาค่า  $L_d$  จากสมการ (3.36)

$$L_d = \mu_0 h$$

$$L_d = 1.256 \times 10^{-6} \times 1.6 \times 10^{-3}$$

$$L_d = 2.009 \times 10^{-9}$$

ความเหนี่ยวนำรวมคือ

$$L_T = L_g + L_d$$

$$L_T = 3.735 \times 10^{-9} + 2.009 \times 10^{-9}$$

$$L_T = 5.744 \times 10^{-9}$$

โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_{r2}$ ) อธิบายได้จากสมการ (3.29)

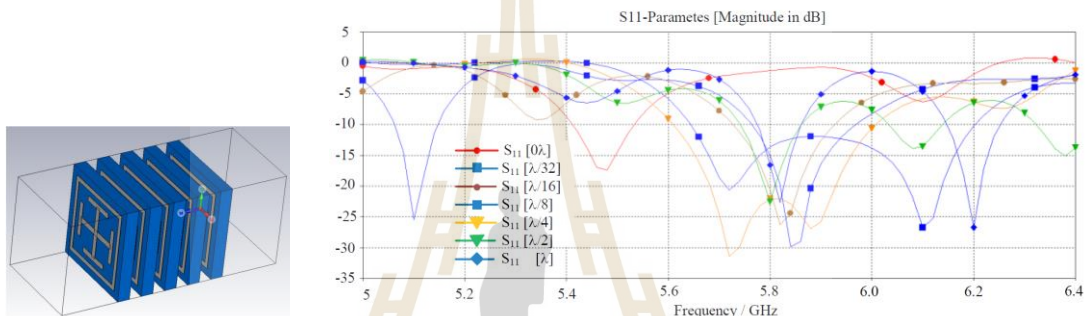
$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_g(L_g + L_d)}}$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{5.453 \times 10^{-14} \times 5.744 \times 10^{-9}}}$$

$$f_{r2} = 8.992 \text{ GHz}$$

จะเห็นได้ว่า การคำนวณหาค่าความถี่  $f_{r1}$  และ  $f_{r2}$  ของหน่วยเซลล์ SL-FSS และ JC-FSS จะมีค่าใกล้เคียงในรูปที่ 4.4(จ)

พิจารณารูปที่ 4.7 แสดงผลการจำลองการรวม JC-FSS ร่วมกับ SL-FSS แบบจัดวางหลายชั้น โดยมีระยะห่างของช่องว่างอากาศ ( $\lambda$ ) ระหว่างแต่ละหน่วยเซลล์มีผลโดยตรงต่อแบนด์วิดธ์ของ  $S_{11}$  ระยะห่างของช่องว่างอากาศใดๆ ก็ตามสามารถเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศได้ ยกเว้นเมื่อระยะห่างของช่องว่างอากาศเป็นศูนย์ แต่เราเลือกระยะห่างระหว่างช่องว่างอากาศและระยะห่างระหว่างราโดมกับสายอากาศ  $h$  ที่  $(\lambda/4)$  สำหรับใช้ในการออกแบบสายอากาศแบบลำคลื่นคู่ ซึ่งให้อัตราขยายสูง และแบบรูปการแผ่กำลังมีการผิดเพี้ยนน้อยที่สุด

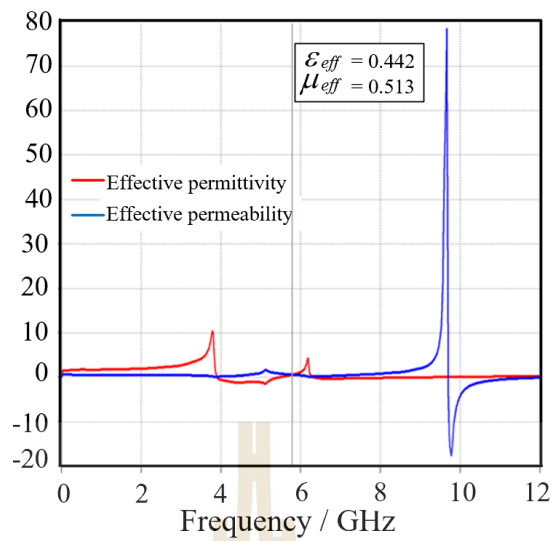


รูปที่ 4.7 แสดงผลจำลองการรวม JC-FSS กับ SL-FSS แบบหลายชั้น และผลจำลองของ  $S_{11}$  สำหรับเซลล์หนึ่งหน่วยที่จัดวางระยะห่างตามอัตราส่วนของความยาวคลื่น

สิ่งที่ต้องพิจารณาอีกประการหนึ่งคือที่มาของจำนวนและเค้าโครงของหน่วยเซลล์ คือการเปรียบเทียบจำนวนอาร์เรย์  $2 \times 2$ ,  $3 \times 3$ ,  $4 \times 4$  และ  $5 \times 5$  ในตารางที่ 4.4 จะสังเกตเห็นได้ว่าอาร์เรย์  $4 \times 4$  ที่จัดวาง ห่างจากสายอากาศลำคลื่นคู่ที่ระยะ  $\lambda/4$  จะให้อัตราขยายสูงสุด 7.65 dBi จากอัตราขยายเดิมของสายอากาศคือ 7.13 dBi ซึ่งเป็นทิศทางของลำคลื่นหลัก และความกว้างลำคลื่นที่กว้างที่เหมาะสมจะนำไปออกแบบเป็นราโดมอภิวัดต่อไป

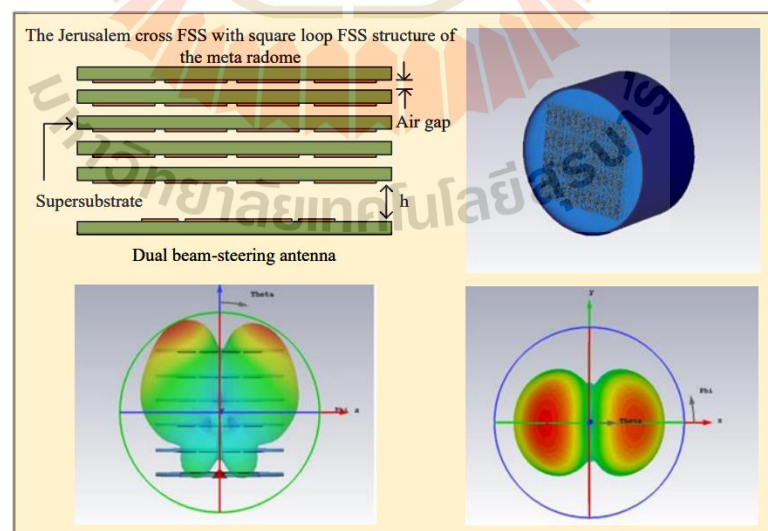
ตารางที่ 4.4 คุณสมบัติของการอาร์เรย์จำนวนหน่วยเซลล์

คุณสมบัติของราโดมอภิวัด วางที่ระยะ $\lambda/4$ จากสายอากาศ	ผลการจำลองของการอาร์เรย์จำนวนหน่วยเซลล์			
	$2 \times 2$	$3 \times 3$	$4 \times 4$	$5 \times 5$
อัตราขยาย (dBi)	7.45	7.61	7.65	7.42
ทิศทางของลำหลัก	$35^\circ$	$35^\circ$	$35^\circ$	$40^\circ$
ความกว้างลำคลื่นกำลัง	$46.9^\circ$	$48.5^\circ$	$49.9^\circ$	$50.0^\circ$
ระดับพู่ข้าง (dB)	-9.9	-10.4	-11.0	-11.1

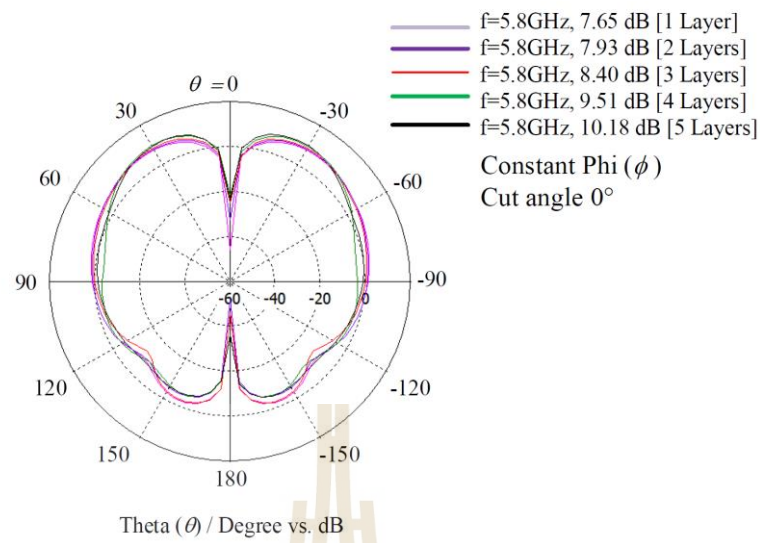


รูปที่ 4.8 กราฟแสดงค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (permittivity) และค่าซึมซาบแม่เหล็ก (permeability)

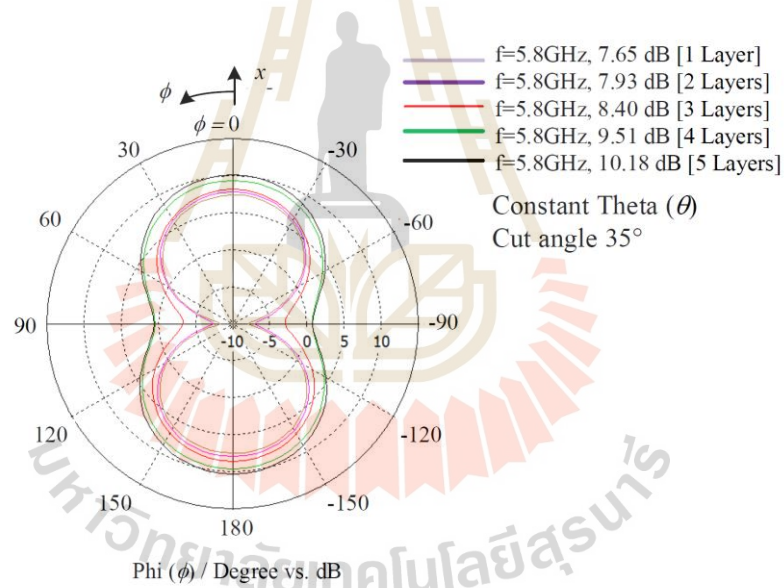
จากข้อมูลในกราฟข้างต้น เราอาจอธิบายคุณสมบัติของวัสดุในระดับมหภาคด้วยพารามิเตอร์ของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า ( $\epsilon$ ) และค่าการซึมซาบของแม่เหล็ก ( $\mu$ ) ทั้งสองพารามิเตอร์ (Spada, 2017) สามารถจัดกลุ่มเป็นกลุ่มของวัสดุได้ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ซึ่งเราโดมที่อิงตามคุณสมบัติของอภิวัด จะมึค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า ( $\epsilon$ ) และค่าการซึมซาบของแม่เหล็ก ( $\mu$ ) เข้าใกล้ศูนย์ทั้งคู่ ( $\epsilon = 0.442$  และ  $\mu = 0.513$  ตามลำดับ) ดังแสดงในรูปที่ 4.8



(ก) ภาพ 3 มิติของสายอากาศกับเมต้ารอดอม



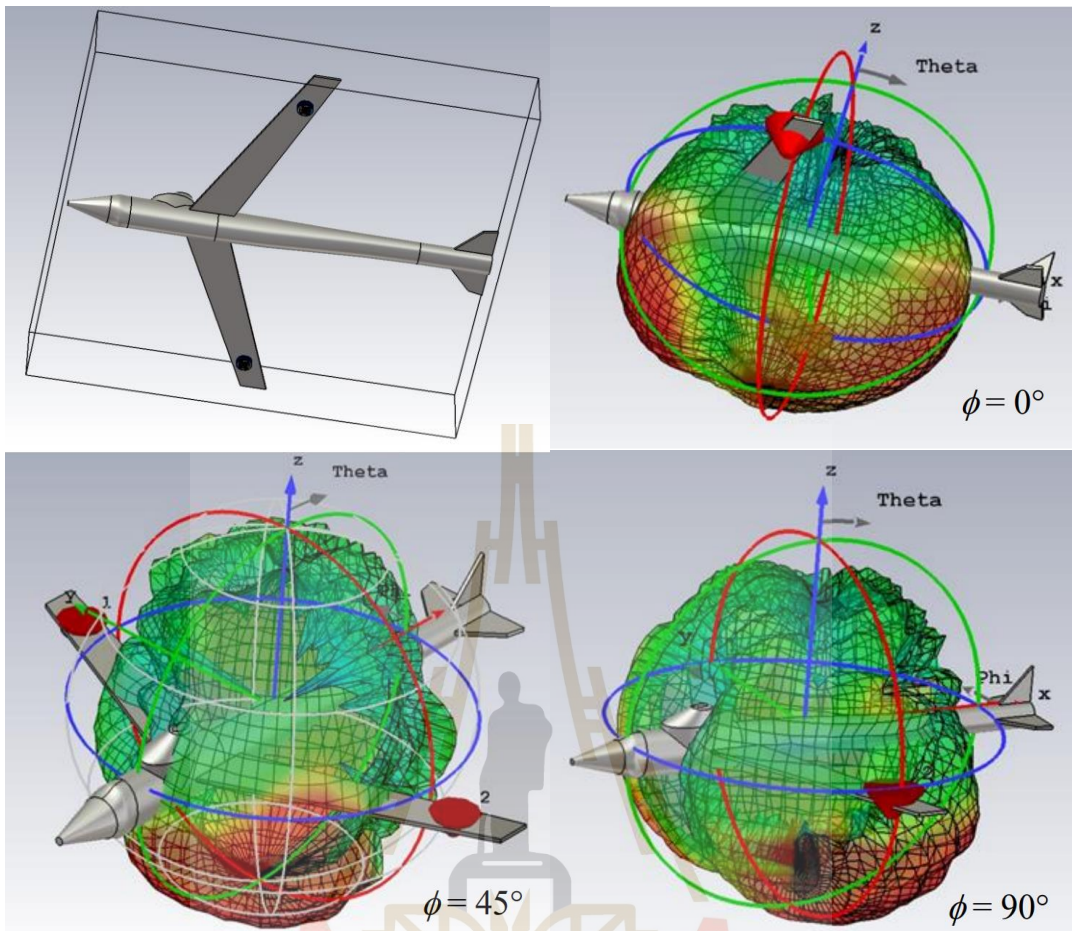
(ข) ระบายของมุมยก



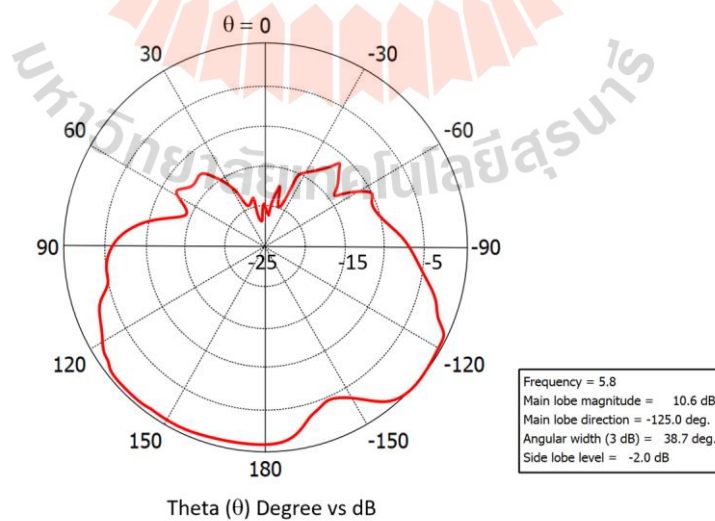
(ค) ระบายมุมกวาด

รูปที่ 4.9 ผลจำลองของสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางกับราโดมอภิวัด





(ก) ผลจำลองสนามระยะไกลของสายอากาศกับราโดมอภิวัดที่ติดตั้งบนปีกเครื่องบินทั้งสองข้าง



(ข) แบบรูปการแผ่กำลัง

รูปที่ 4.10 ผลจำลองของสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางกับราโดมอภิวัด ที่ติดตั้งบนปีกเครื่องบินไร้คนขับ

ในรูปที่ 4.9(ก) แสดงโครงสร้าง 3 มิติและผลจำลองของสายอากาศควบคุมทิศทางลำคลื่นคู่พร้อมด้วยราโดมอภิวัด ซึ่งสายอากาศแบบไมโครสตริปนี้ถูกต่อกับกราวด์ด้านล่าง และราโดมอภิวัดถูกจัดวางเป็นชั้นๆ ไว้ด้านบนคล้ายแผ่นกระจกที่มีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนสูงมาก ในระยะห่างระหว่างแผ่นราโดมอภิวัดที่เหมาะสม (โดยทั่วไปคือครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น) สามารถปรับช่องว่างอากาศได้ตามอัตราส่วนความยาวคลื่น (Chun-Yih et al., 2007; Foroozesh and Shafai, 2010; Tanan et al., 2018) หากช่องว่างอากาศแคบลงที่ความยาวคลื่นที่เหมาะสม ราโดมอภิวัดจะเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ สำหรับการออกแบบและการทดลอง เราเลือกระยะห่างระหว่างช่องว่างอากาศกับ  $h \sim 12.9$  มม. ( $\lambda/4$ ) ซึ่งให้อัตราขยายสูง และรูปแบบการแพร่กระจายมีการบิดเบือนน้อยที่สุด โดยเฉพาะมุมของลำคลื่นเอียงจะต้องอยู่ในตำแหน่งเดียวกันหรือต้องมีความเบี่ยงเบนน้อยที่สุด รูปที่ 4.9(ข) อัตราขยายของสายอากาศที่จะเพิ่มขึ้นเมื่อเพิ่มจำนวนของเมตาเรโอมที่ได้รับคือ 7.65 dBi ที่จำนวน 1 ชั้น, 7.93 dBi ที่จำนวน 2 ชั้น, 8.40 dBi ที่จำนวน 3 ชั้น, 9.51 dBi ที่จำนวน 4 ชั้น และ 10.18 dBi ที่จำนวน 5 ชั้น ในระนาบของมุมยก และรูปที่ 4.9(ค) ระนาบของมุมกวาด และรูปที่ 4.10(ก) แสดงผลการจำลองที่  $\phi = 0^\circ$ ,  $\phi = 45^\circ$  และ  $\phi = 90^\circ$  ตามลำดับ สำหรับสนามระยะไกลของสายอากาศที่ติดตั้งบนปีกทั้งสองของเครื่องบิน สนามร่วมของสายอากาศทั้งสองทำให้ความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังมีมุมยกที่กว้างขึ้น รูปที่ 4.10(ข) แบบรูปการแผ่กำลังที่เกิดจากการติดตั้งไว้ที่ปีกเครื่องบินไร้คนขับทำให้สนามระยะไกลขยายความกว้างมุมเพิ่มขึ้นตามมุมยกเพิ่ม ซึ่งเกิดจากปัจจัยต่อไปนี ลำตัวของเครื่องบินเป็นโลหะ ระยะห่างระหว่างสายอากาศ เป็นต้น ซึ่งช่วยให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นครอบคลุมพื้นที่ทั้งหมดตามมุมยก การหมุนตามมุมกวาดจะส่งผลให้คลื่นครอบคลุมทุกทิศทาง และอัตราขยายของสายอากาศที่มุม  $\theta = -125^\circ$  ความกว้างเชิงมุม  $38.7^\circ$  ให้อัตราขยาย 10.6 dBi และ  $\theta = 135^\circ$  ความกว้างเชิงมุม  $72.5^\circ$  ให้อัตราขยาย 9.22 dB ซึ่งสอดคล้องกับมูฮัมหมัดและคณะ (Muhammad et al., 2011).

#### 4.4 สรุป

สำหรับบทนี้ได้กล่าวถึงขั้นตอนการออกแบบ และวิเคราะห์สายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางได้ โดยใช้เทคนิคราโดมอภิวัดในการเพิ่มอัตราการขยาย โดยทำการจำลองผล สายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ก่อน เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศลำคลื่นคู่ นำไปสร้างสายอากาศต้นแบบต่อไป

## บทที่ 5

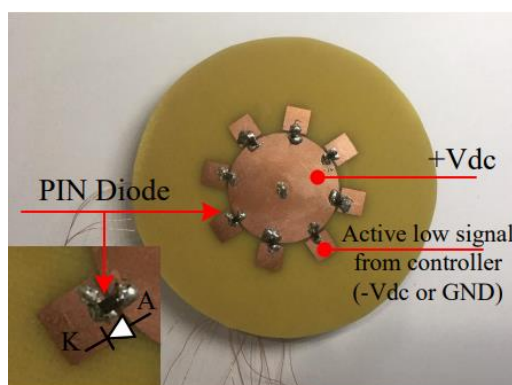
### การสร้างและวัดทดสอบ

#### 5.1 บทนำ

จากทฤษฎีและหลักการทั้งหมดที่กล่าวไว้แล้วในบทที่ผ่านมา ในบทนี้ได้ทำการออกแบบสายอากาศต้นแบบตามคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางโดยใช้ราโดมอภิวัด และได้ทำการสร้างสายอากาศต้นแบบขึ้น จากนั้นทำการวัดทดสอบคุณลักษณะต่างๆ ได้แก่ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน แบบรูปการแผ่กำลัง ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก และอัตราขยาย ซึ่งได้ทำการวัดทดสอบคุณลักษณะข้างต้นในห้องปฏิบัติการทดสอบ จากนั้นได้ทำการวิเคราะห์เปรียบเทียบผลจากการวัดทดสอบและผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST พร้อมอภิปรายผล

#### 5.2 การสร้างสายอากาศต้นแบบ

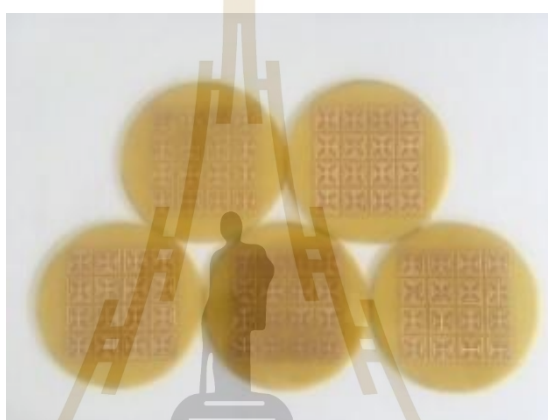
ต้นแบบของโครงสร้างที่เสนอถูกสร้างขึ้นเพื่อทดสอบและตรวจสอบผลการจำลองดังแสดงในรูปที่ 5.1 จากรูปที่ 5.1(ก) แสดงด้านหน้าของสายอากาศแบบลำคลื่นคู่พร้อมพินไดโอด ที่เชื่อมต่อระหว่างแผ่นตัวนำวงกลมและแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยม (ข) ด้านหลังสายอากาศแบบลำคลื่นคู่ที่มีการเจาะรูสำหรับสายทองแดงเพื่อเชื่อมต่อกับชุดควบคุม และรูปที่ 5.1(ค) ต้นแบบของหน่วยเซลล์ขนาด 4×4 อาร์เรย์สำหรับราโดมอภิวัดที่สร้างขึ้น หน่วยเซลล์ที่นำเสนอถูกพิมพ์ลายวงจรไว้บนวัสดุฐานรอง FR4 ( $\epsilon_r = 4.4$ ,  $\tan\delta = 0.025$ ,  $h = 1.6$  มม.)



(ก) ด้านหน้าของสายอากาศ



(ข) ด้านหลังของสายอากาศ

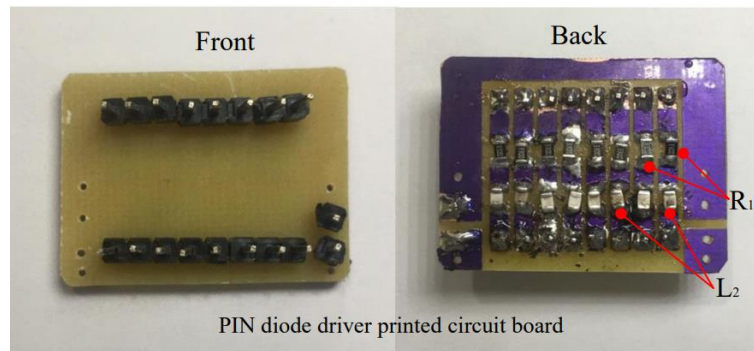


(ค) ราโดมอภิวัดต้นแบบ

รูปที่ 5.1 สายอากาศต้นแบบ

### 5.3 แผ่นวงจรพิมพ์ภาคขับพินไดโอด (PIN Diode Driver Printed Circuit Board)

ต้นแบบของโครงสร้างที่เสนอเพื่อทดสอบและควบคุมสวิตช์พินไดโอด ตามวงจรที่ออกแบบไว้ ดังรูปที่ 3.6 ซึ่งได้ถูกประดิษฐ์ขึ้นดังรูปที่ 5.2(ก) แผ่นวงจรพิมพ์ภาคขับพินไดโอดประกอบด้วย อุปกรณ์ต่อไปนี้ ตัวเหนี่ยวนำชิป ( $L_2$ ) คือ 47 nH, ตัวต้านทานโหลด ( $R_L$ ) คือ 100  $\Omega$  และตัวต้านทานแบบชิป ( $R_I$ ) คือ  $\leq 430 \Omega$  ในรูปที่ 5.2(ข) แสดงโมดูลไบอัสที่ สำหรับการไบอัสตรงของพินไดโอด จำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายไฟ 5 VDC มีการกำหนดค่ากระแสไว้ที่ 50 mA สำหรับโมดูลไบอัสที่ และ กำหนดค่ากระแส 10 mA สำหรับพินไดโอดหนึ่งตัว การวัดการส่งผ่านสัญญาณ RF ซึ่งแสดงผลลัพธ์ ในรูปที่ 5.2(ค) และ 5.2(ง) โดยถูกเปรียบเทียบระหว่างค่าจากโรงงานและค่าการวัด และจะเห็นว่าพินไดโอดส่งผ่านกำลังงานได้อย่างสมบูรณ์ขณะไบอัสตรง

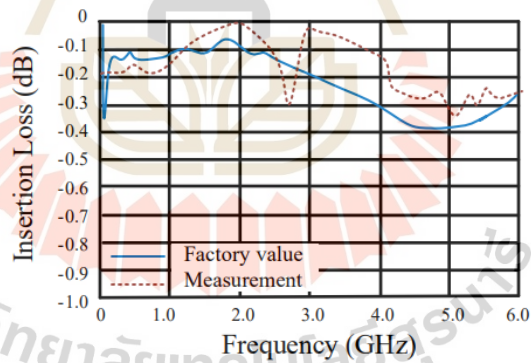


PIN diode driver printed circuit board

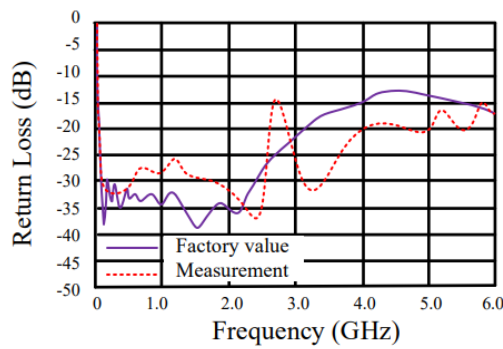
(ก) แผ่นวงจรภาคขับพินไดโอด



(ข) โมดูลไบอัส “T”



(ค) การสูญเสียแทรกสอดของพินไดโอดขณะไบอัสตรง



(ง) การสูญเสียย้อนกลับของพินไดโอดขณะไบอัสตรง

รูปที่ 5.2 ชุดอุปกรณ์สายอากาศต้นแบบและกราฟคุณลักษณะของพินไดโอดผ่านโมดูลไบอัสที่

## 5.4 การติดตั้งและการวัดค่าคุณลักษณะสายอากาศต้นแบบที่สร้างขึ้น

### 5.4.1 การวัดอัตราขยายสายอากาศ

ในการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศนั้นได้ทำการวัดทดสอบในห้องไม่สะท้อนคลื่น ที่ห้องปฏิบัติการวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี สายอากาศตัวรับและสายอากาศตัวส่งตั้งอยู่ที่ระยะสนามไกล โดยมีระยะ  $R$  คือระยะห่างระหว่างการติดตั้งสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศอ้างอิงเท่ากับหรือมากกว่าสนามระยะไกล คือ  $R \geq 2D^2/\lambda$  โดยที่  $D$  คือขนาดของสายอากาศวัดทดสอบ จากการคำนวณสนามระยะไกลที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz ได้ระยะที่ไกลที่สุด  $R \geq 0.2175$  เมตร ซึ่งในการวัดทดสอบนี้ได้กำหนดให้ระยะ  $R = 0.60$  เมตร และมีความสูงจากพื้นห้อง 1.00 เมตร ซึ่งแสดงในรูปที่ 5.3 เป็นการวัดวางสายอากาศสายอากาศลำคลื่นคู่ เพื่อทำการวัดอัตราการส่งผ่านและอาศัยพื้นฐานของสมการการส่งของฟรีสสมการที่ (3.45) – (3.46) วัดอัตราการส่งผ่าน (Insertion loss) ด้วยเครื่องวิเคราะห์วงจรข่าย (Network Analyzer) ยี่ห้อ Agilent Technology รุ่น N9912A มีค่าอัตราการส่งผ่าน  $S_{21} = -28.91$  dB ที่ความถี่ 5.8 GHz ความยาวคลื่นมีค่าเท่ากับ 5.172 cm ทำให้ทราบค่าอัตราขยายของสายอากาศลำคลื่นคู่มีค่าเท่ากับ 7.18 dBi

จากนั้นได้ทำการครอบราโดมอภิวัดคู่ให้กับสายอากาศลำคลื่นคู่ ที่ระยะห่างเท่าเดิม สิ่งแวดล้อมแบบเดิม แต่ผลลัพธ์ที่ได้คือค่าอัตราการส่งผ่านดีขึ้นคือ จาก -28.91 dB ขึ้นมาเป็น -25.90 dB นั้นหมายความว่าที่ความถี่ออกแบบ 5.8 GHz มีอัตราขยายเพิ่มขึ้นถึง 3.01 dB หรือจะกล่าวอีกนัยหนึ่งว่าสายอากาศส่ง (สายอากาศลำคลื่นคู่ครอบราโดมอภิวัดคู่) มีอัตราขยายเท่ากับ 7.18 dBi + 3.01 dBi คือ 10.19 dBi ในระนาบมุมกวาด ( $\phi$ ) ที่มุม  $0^\circ$  และ  $90^\circ$

หรือจะพิจารณาตามหลักการการหาค่าอัตราขยายแบบเปรียบเทียบดังสมการที่ (3.51) และ (3.52) คือ  $G_{GS} = 7.18$  dBi มีค่า  $20 \log(4\pi \times 60 / 5.172) = 43.27$  dB และผลการวัด  $10 \log(P_{GS} / P_i) = 28.91$  dB ดังนั้นสามารถเขียนสมการได้เป็น

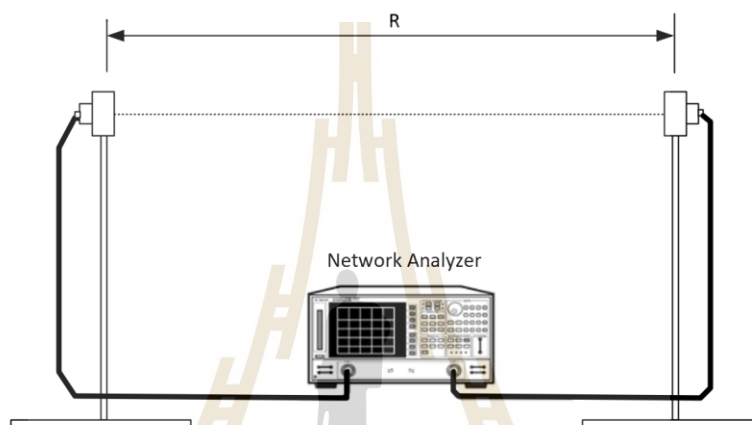
$$7.18 \text{ dBi} + G_{0 \text{ dBi}} = 43.27 \text{ dB} - 28.91 \text{ dB} \quad (5.1)$$

และสามารถเขียนสมการที่ (3.52) หมายถึงการหาค่าอัตราขยายของสายอากาศลำคลื่นคู่ครอบราโดมอภิวัดคู่ ( $G_{AUT \text{ dBi}}$ ) ได้เป็น

$$G_{AUT \text{ dBi}} + G_{0 \text{ dBi}} = 43.27 \text{ dB} - 25.90 \text{ dB} \quad (5.2)$$

แล้วนำ (5.2)-(5.1) จะได้  $G_{AUT \text{ dBi}} = 17.37 \text{ dBi} - 7.18 \text{ dBi} = 10.19 \text{ dBi}$

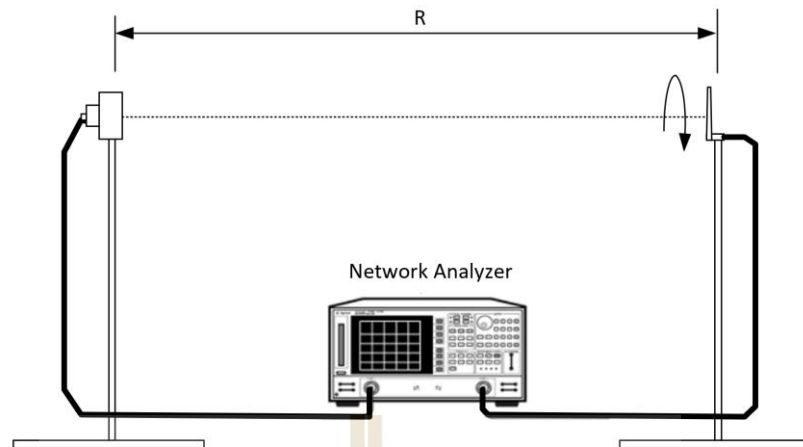
ดังนั้นเราสามารถหาค่าสมการที่ (3.51) – (3.52) คำนวณอัตราขยายสายอากาศลำคลื่นคู่ที่ครอบด้วยราโดมอภิวัดที่ลำคลื่นอยู่ในตำแหน่งระนาบมุมกวาด ( $\phi$ ) ที่มุม  $45^\circ$  and  $-45^\circ$  ได้เช่นเดียวกัน ที่ระยะห่างเท่าเดิม สิ่งแวดล้อมแบบเดิม แต่ผลลัพธ์ที่ได้คือค่าอัตราการส่งผ่านดีขึ้นคือ จาก  $-28.91$  dB ขึ้นมาเป็น  $-25.86$  dB นั้นหมายความว่าที่ความถี่ออกแบบ 5.8 GHz มีอัตราขยายเพิ่มขึ้นถึง 3.05 dB หรือจะกล่าวอีกนัยหนึ่งว่าสายอากาศส่ง (สายอากาศลำคลื่นคู่ครอบราโดมอภิวัด) มีอัตราขยายเท่ากับ  $7.18$  dBi +  $3.05$  dBi คือ  $10.23$  dBi



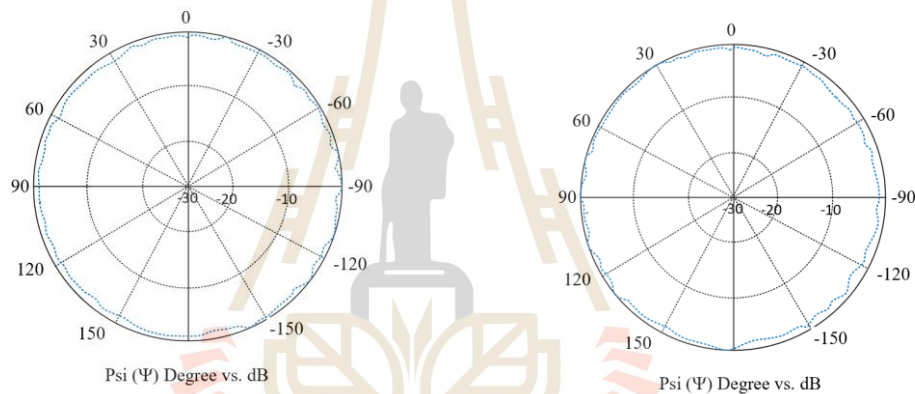
รูปที่ 5.3 วิธีการวัดอัตราขยายสายอากาศ

#### 5.4.2 ผลการวัดแบบรูปการโพลาไรซ์

ในการวัดแบบรูปการโพลาไรซ์ของสายอากาศลำคลื่นคู่นี้ได้ทำการวัดทดสอบในห้องไม่สะท้อนคลื่น สายอากาศตัวรับ (โมโนโพล) และสายอากาศทดสอบ (สายอากาศลำคลื่นคู่) ตั้งอยู่ที่ระยะสนามไกล โดยมีระยะ  $R$  คือระยะห่างระหว่างการติดตั้งสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศตัวรับเท่ากับหรือมากกว่าสนามระยะไกล คือ  $R \geq 2D^2/\lambda$  โดยที่  $D$  คือขนาดของสายอากาศวัดทดสอบ จากการคำนวณสนามระยะไกลที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz ได้ระยะที่ไกลที่สุด  $R \geq 0.2175$  เมตร ซึ่งในการวัดทดสอบนี้ได้กำหนดให้ระยะ  $R = 0.40$  เมตร และมีความสูงจากพื้นห้อง 1.00 เมตร ซึ่งแสดงในรูปที่ 5.4 เป็นการจัดวางสายอากาศสายอากาศลำคลื่นคู่ เพื่อทำการวัดแบบรูปการโพลาไรซ์ เพื่อวัดอัตราการส่งผ่าน (Insertion loss) โดยทำการหมุนสายอากาศโมโนโพลตามเข็มนาฬิกาจาก  $0^\circ$  -  $360^\circ$  ค่าอัตราการส่งผ่าน  $S_{21}$  ที่วัดได้นำมาพล็อตกราฟดังแสดงในรูปที่ 5.4(ข) และ (ค) ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงน้อยมากในทุกๆ ตำแหน่งที่หมุน จึงทำให้ทราบว่าสายอากาศลำคลื่นคู่มีแบบรูปการโพลาไรซ์เป็นวงกลม ซึ่งสอดคล้องกับคุณลักษณะการโพลาไรซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบวงกลม และสายอากาศแบบคลื่นรัว (Takafumi F., et al, 2008 and Zhang P., et al, 2008)



(ก) การติดตั้งวิธีวัดแบบรูปการโพลาริซายอากาศ

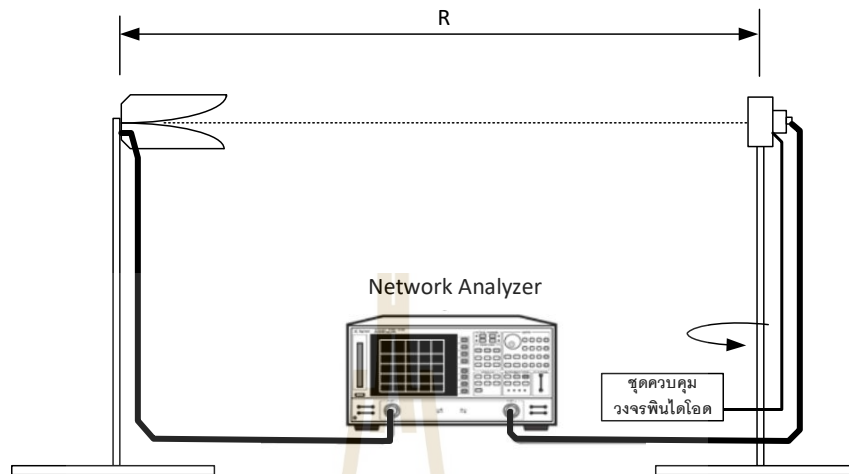
(ข) แบบรูปการโพลาริซายของลำคลื่นทิศทาง  $35^\circ$  (ค) แบบรูปการโพลาริซายของลำคลื่นทิศทาง  $-35^\circ$   
รูปที่ 5.4 วิธีแบบรูปการโพลาริซายอากาศ

### 5.4.3 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง

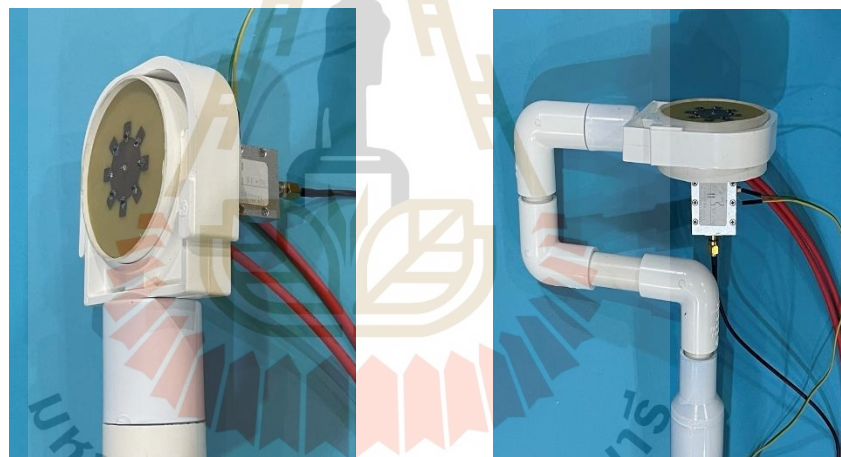
เพื่อระบุลักษณะค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสายอากาศควบคุมทิศทางการแผ่กำลัง การติดตั้งการวัดแสดงในรูปที่ 5.5 (ก) สายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางการแผ่กำลังแบบถูกประกอบและทดสอบในห้องไม่สะท้อนที่ห้องปฏิบัติการวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี สายอากาศตัวรับและสายอากาศตัวส่งตั้งอยู่ที่ระยะสนามไกล โดยมีระยะ  $R$  คือระยะห่างระหว่างการติดตั้งสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศ อ้างอิงเท่ากับหรือมากกว่าสนามระยะไกล คือ  $R \geq 2D^2/\lambda$  โดยที่  $D$  คือ ขนาดของสายอากาศวัดทดสอบ จากการคำนวณสนามระยะไกลที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz ได้ระยะที่ไกลที่สุด  $R \geq 0.2175$  เมตร ซึ่งในการวัดทดสอบนี้ได้กำหนดให้ ระยะ  $R = 0.40$  เมตรและมีความสูงจากพื้นห้อง 1.00 เมตร เพื่อใช้ในการวัดทดสอบสายอากาศลำคลื่นคู่ต้นแบบ เช่น ใช้สำหรับการวัดค่ากำลังงานเพื่อนำไปคำนวณหาค่าอัตราขยาย การวัด  $S_{11}$  และ  $S_{21}$  ของสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุม



ทิศทางได้ ซึ่งเชื่อมต่อกับพอร์ตที่ 1 ของเครื่องวิเคราะห์เครือข่ายเวกเตอร์ ในขณะที่สายอากาศแบบ สล็อตแถบความถี่กว้างทำหน้าที่รับสัญญาณเชื่อมต่อกับพอร์ตที่ 2



(ก) วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง

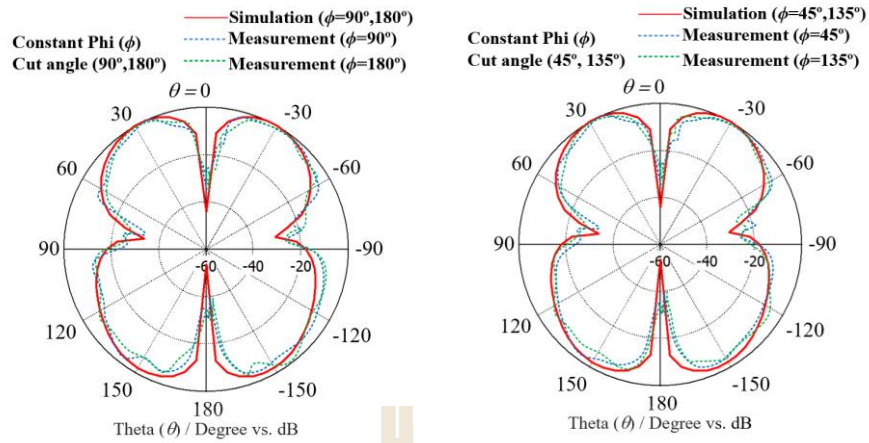


(ข) การติดตั้งสายอากาศในตำแหน่งแนวตั้ง และตำแหน่งแนวนอน

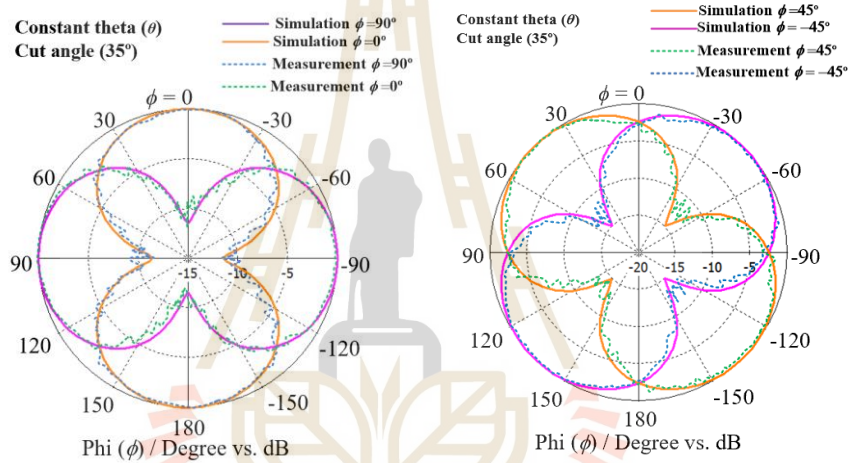


(ค) ภาพถ่ายการติดตั้งจริงของการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง  
รูปที่ 5.5 การติดตั้งการวัดของสายอากาศ

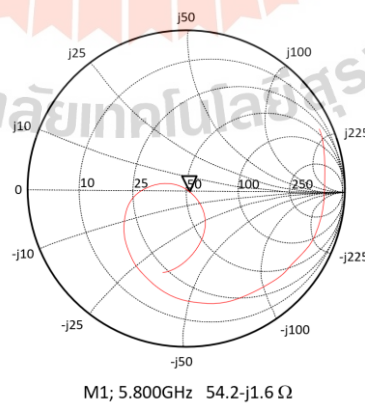




(ค) แบบรูปการแผ่กำลังในระนาบมุมยก ที่มุม 90°, 180° และ 45°, 135°



(ง) แบบรูปการแผ่กำลังในระนาบมุมกวาด ที่มุม 0°, 90° และที่มุม 45°, -45°.

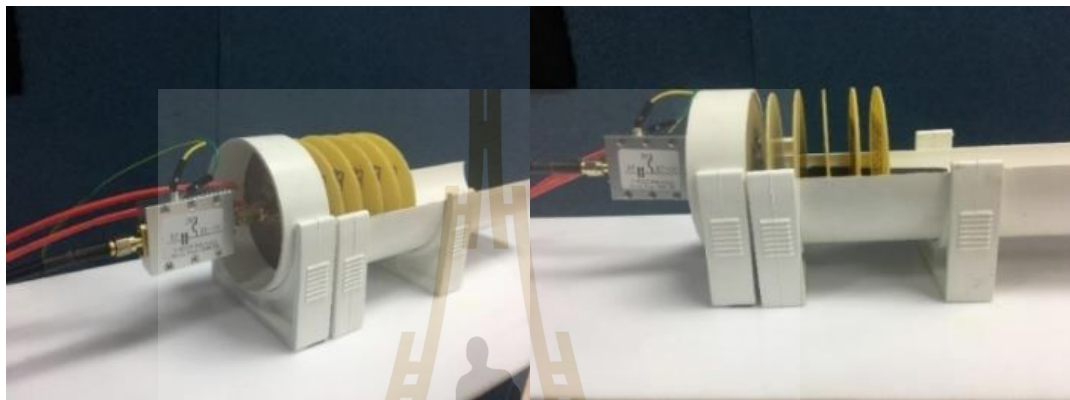


(จ) การวัดค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศต้นแบบ

รูปที่ 5.6 ผลการจำลองและผลการวัดแบบรูปการแผ่กำลัง

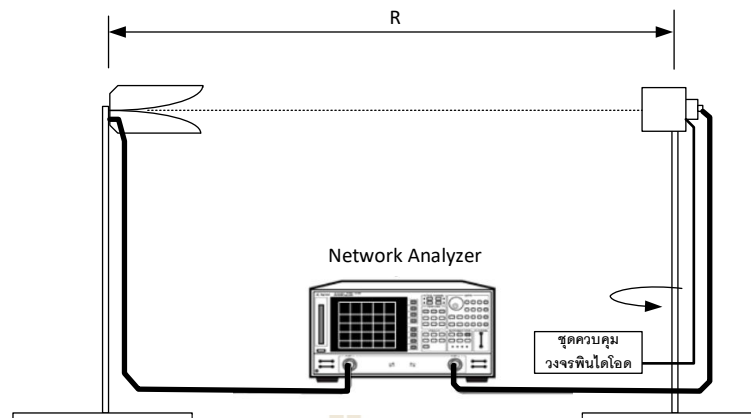
#### 5.4.4 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศลำคลื่นคู่กับราโดมอภิวัด

สำหรับการออกแบบและการทดลอง เราเลือกระยะห่างระหว่างช่องว่างอากาศกับระยะ  $h$  เท่ากับ  $\sim 12.9$  มม. ( $\lambda/4$ ) ซึ่งให้อัตราขยายสูงและรูปแบบการแพร่กระจายมีการบิดเบือนน้อยที่สุด รูปที่ 5.7 แสดงต้นแบบของโครงสร้างที่เสนอสำหรับการทดสอบสายอากาศร่วมกับราโดมอภิวัดแบบหลายชั้น โดยวางราโดมอภิวัด 5 อันซ้อนกันที่ระยะห่าง 12.9 มม. ซึ่งช่วยปรับปรุงประสิทธิภาพของสายอากาศแบบลำคลื่นคู่ที่ควบคุมด้วยระบบอิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 5.7 โครงสร้างของสายอากาศต้นแบบกับราโดมอภิวัดหลายแบบหลายชั้นที่ใช้ในการทดสอบ

การติดตั้งการวัดแสดงในรูปที่ 5.8 (ก-ข) สายอากาศแบบลำคลื่นคู่ที่สร้างขึ้นพร้อมกับราโดมอภิวัดของ JC-FSS ที่รวมกับ SL-FSS ต้นแบบถูกประกอบและทดสอบในห้องไม่สะท้อน สายอากาศตัวรับและสายอากาศตัวส่งตั้งอยู่ที่ระยะสนามไกล โดยมีระยะ  $R$  คือระยะห่างระหว่างการติดตั้งสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศ อ้างอิงเท่ากับหรือมากกว่าสนามระยะไกล คือ  $R \geq 2D^2/\lambda$  โดยที่  $D$  คือ ขนาดของสายอากาศวัดทดสอบ จากการคำนวณสนามระยะไกลที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz ได้ระยะที่ไกลที่สุด  $R \geq 0.2175$  เมตร ซึ่งในการวัดทดสอบนี้ได้กำหนดให้ ระยะ  $R = 0.40$  เมตรและมีความสูงจากพื้นห้อง 1.00 เมตร เพื่อใช้ในการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังสายอากาศลำคลื่นคู่ต้นแบบ



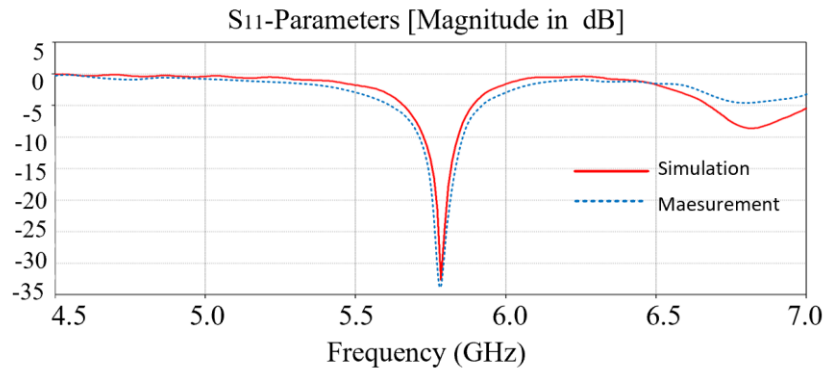
(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง



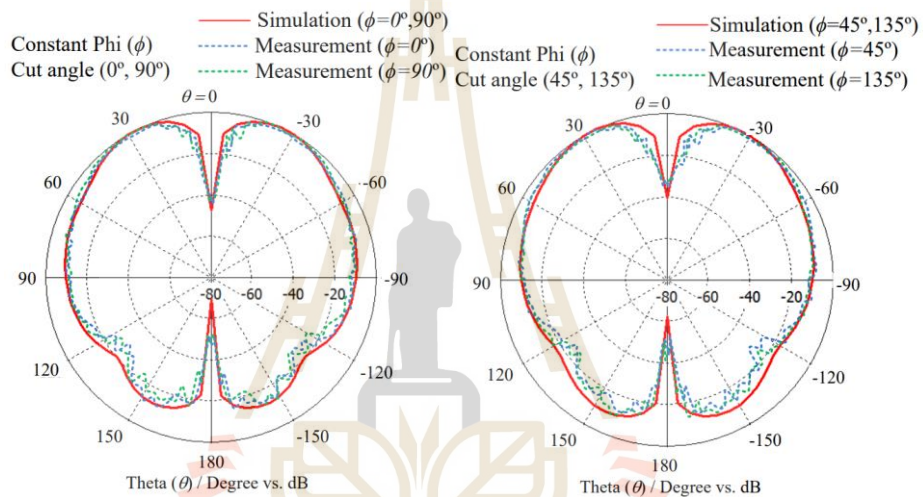
(ข) ภาพถ่ายการติดตั้งจริงของการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง

รูปที่ 5.8 การติดตั้งการวัดของสายอากาศ

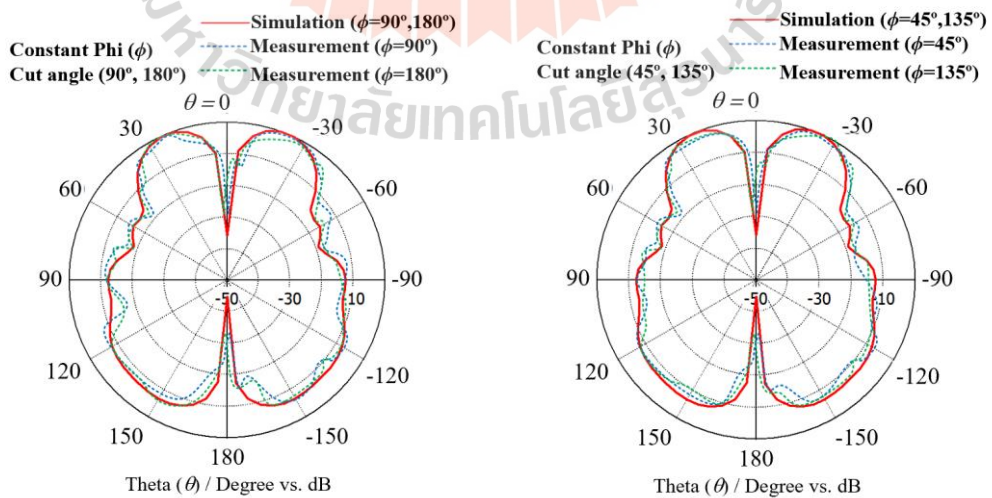
สำหรับการตั้งค่าการวัดสำหรับสายอากาศแบบลำคลื่นคู่ที่สร้างขึ้นพร้อมกับราโดมอภิวัดสุดของ JC-FSS ที่รวมกับ SL-FSS แสดงในรูปที่ 5.9 ผลการจำลองสำหรับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศแบบลำคลื่นคู่โดยใช้ราโดมอภิวัดสุดแสดงไว้ในรูปที่ 5.9(ก) เราพบว่าสายอากาศที่นำเสนอสามารถรักษาความกว้างแถบความถี่ขึ้นต่ำ 125 MHz [5.729 GHz ถึง 5.854 GHz] ที่ความถี่ดำเนินการ 5.8 GHz มีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน  $S_{11} = -33.5$  dB และมีอัตราขยาย 10.18 dBi พิจารณารูปที่ 5.9(ข-ง) แสดงแบบรูปการแผ่กำลังที่วัดได้ในระนาบของมุมยกและระนาบของมุมกวาด คือ  $S_{11} = -33.8$  dB และอัตราขยาย 10.23 dBi ที่มุม  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ , และอัตราขยาย 10.19 dBi ที่มุม  $45^\circ$ ,  $-45^\circ$  และมีความกว้างแถบความถี่คือ  $\sim 138$  MHz [5.724 GHz ถึง 5.862 GHz] ในขณะที่ให้ลำคลื่นเอียงคงที่  $35^\circ$  โดยมีความกว้างเชิงมุม  $40^\circ$  ( $15^\circ$ - $55^\circ$ ) ที่ 3 dB ในระนาบของมุมยก และ ความกว้างเชิงมุม  $\sim 74^\circ$  ที่ 3 dB ในระนาบของมุมกวาด ซึ่งเพียงพอสำหรับการทับซ้อนของแบบรูปการแผ่กำลัง และในรูปที่ 5.9 (ง) แสดงการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศต้นแบบมีค่า  $53.4 + j7.4 \Omega$  ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ยอมรับได้ คือ  $50 \Omega$



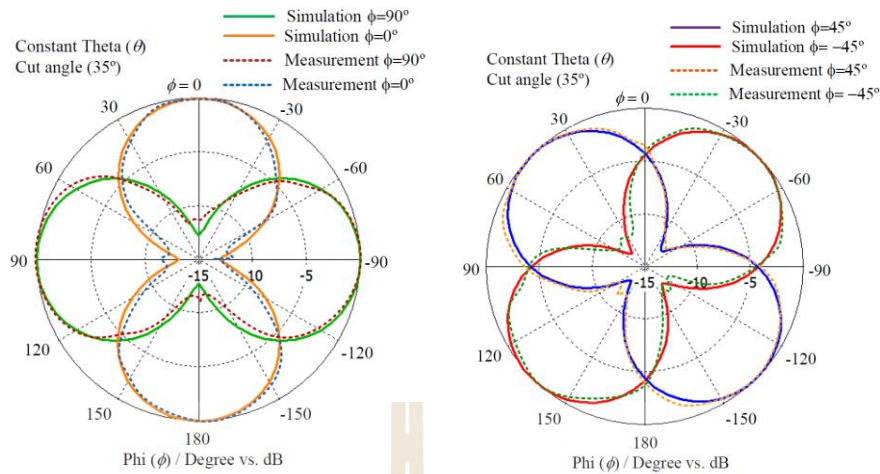
(ก)  $S_{11}$  ของผลการจำลองและผลการวัด



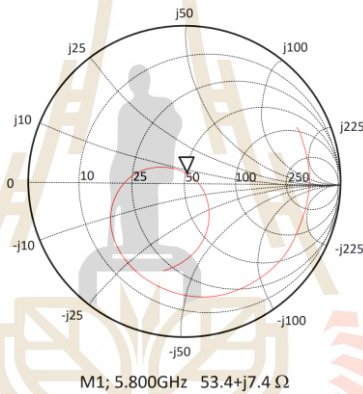
(ข) แบบรูปการแผ่กำลังในระนาบมุมยก ที่มุม  $0^\circ$ ,  $90^\circ$  และ  $45^\circ$ ,  $-45^\circ$



(ค) แบบรูปการแผ่กำลังในระนาบมุมยก ที่มุม  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  และ  $45^\circ$ ,  $135^\circ$



(ง) แบบรูปการแผ่กำลังในระนาบมุมกวาด ที่มุม 0°, 90° และที่มุม 45°, -45°



(จ) แสดงการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศต้นแบบ

รูปที่ 5.9 การติดตั้งการวัดของสายอากาศกับราโดมอภิวัด และผลการจำลองและผลการวัดแบบรูปการแผ่กำลัง

จากตารางที่ 5.1 สรุปผลจำลองและผลการวัดค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศลำคลื่นคู่ ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz สังเกตในระนาบมุมกวาด 0° 90° 45° และ -45° จะให้อัตราขยายที่เท่ากันทุกมุมคือ 7.18 dBi ทิศทางของลำคลื่นหลักที่มุมยก 35° และมีความกว้างลำครึ่งกำลัง 50° (19°/69°) และเมื่อนำราโดมอภิวัดครอบสายอากาศลำคลื่นคู่ให้อัตราขยายเพิ่มมากกว่า 3 dB และในระนาบมุมกวาด 0° และ 90° ให้อัตราขยาย 10.23 dBi ทิศทางของลำคลื่นหลักที่มุมยก 35° และมีความกว้างลำครึ่งกำลัง 40° (15°/55°) และในระนาบมุมกวาด 45° และ -45° จะให้อัตราขยาย 10.19 dBi ทิศทางของลำคลื่นหลักที่มุมยก 35° และมีความกว้างลำครึ่งกำลัง 41° (15°/56°) สาเหตุที่ให้อัตราขยายมีค่าต่างกันเล็กน้อยเกิดจากมุมของหน่วยเซลล์ที่อยู่ตำแหน่งมุมกวาด 45° และ -45°

สำหรับสายอากาศแถบแคบ (Narrowband Antenna) มักจะใช้วิธีบอกค่าความกว้างแถบความถี่ในรูปของเปอร์เซ็นต์ความกว้างแถบ (Percent Bandwidth) จากนั้นจะสังเกตเห็นความกว้างแถบความถี่ของผลจำลองสายอากาศจะมีความกว้างแถบ 113 MHz ผลการวัดสายอากาศจะมีค่าเพิ่มขึ้นจาก 134 MHz เป็น 138 MHz หลังจากครอบราโดมอภิวัดคู่ให้กับสายอากาศลำคลื่นคู่ และยังเพิ่มอัตราขยายขึ้นได้มากกว่า 3 dB โดยยังคงทิศทางของลำคลื่นหลักไว้ในทิศทางที่กำหนด ซึ่งเกิดจากคุณคุณสมบัติของอภิวัดคู่ที่มีค่า  $\mu$  และ  $\varepsilon$  เข้าใกล้ศูนย์หรือติดลบ จึงทำให้คลื่นส่งผ่านจากตัวกลางหนึ่งไปยังอีกตัวกลางหนึ่งได้อย่างสมบูรณ์

ตารางที่ 5.1 สรุปผลการวัดค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศลำคลื่นคู่

ผลการจำลองค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศลำคลื่นคู่ ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz				
พารามิเตอร์	ผลจำลองสายอากาศ		ผลจำลองสายอากาศครอบราโดมอภิวัดคู่	
มุมกวาด ( $\phi$ )	0° และ 90°	45° และ -45°	0° และ 90°	45° และ -45°
ความกว้างแถบ (MHz)	113		125	
เปอร์เซ็นต์ความกว้างแถบ (%)	1.948		2.155	
อัตราขยาย (dBi)	7.13	7.13	10.18	10.18
ทิศทางของลำหลัก	35°	35°	35°	35°
ความกว้างลำครึ่งกำลัง	52.4° (17.2°/69.7°)	52.4° (17.2°/69.7°)	42.5° (14.5°/57.0°)	42.5° (14.5°/57.0°)
การวัดค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศลำคลื่นคู่ ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz				
พารามิเตอร์	สายอากาศต้นแบบ		สายอากาศต้นแบบครอบราโดมอภิวัดคู่	
มุมกวาด ( $\phi$ )	0° และ 90°	45° และ -45°	0° และ 90°	45° และ -45°
ความกว้างแถบ (MHz)	134		138	
เปอร์เซ็นต์ความกว้างแถบ (%)	2.310		2.379	
อัตราขยาย (dBi)	7.18	7.18	10.23	10.19
ทิศทางของลำหลัก	35°	35°	35°	35°
ความกว้างลำครึ่งกำลัง	50° (19°/69°)	50° (19°/69°)	40° (15°/55°)	41° (15°/56°)

## 5.5 สรุป

สำหรับบทนี้ได้กล่าวถึงการสร้างและการวัดทดสอบคุณลักษณะสมบัติของสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางได้โดยใช้ราโดมอภิวัดคู่ เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของระบบสายอากาศที่สร้างขึ้นจริง โดย เปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบกับผลที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST สำหรับคุณลักษณะที่นำมาเปรียบเทียบกันได้แก่ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ค่าอิมพีแดนซ์ แบบรูปการแผ่กำลังทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและในระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศ อัตราขยายของ



สายอากาศ จากการเปรียบเทียบพบว่าเทคนิคการใช้ราโดมอภิวัดที่ใช้การรวม JC-FSS กับ SL-FSS สามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางได้โดยมีอัตราขยายเพิ่มขึ้นจากเดิมประมาณสองเท่า และยังคงความแตกต่างของทิศทางของโหนดหลักของระบบไว้ตามเดิม



## บทที่ 6

### สรุปและข้อเสนอแนะ

#### 6.1 สรุป

เทคนิคสำหรับการปรับปรุงประสิทธิภาพของสายอากาศลำคลื่นคู่ควบคุมทิศทางได้โดยใช้ราโดมอภิวัดทำงานที่ความถี่ทดสอบ 5.8 GHz โดยมีความกว้างแถบประมาณ 113 MHz (ที่ -10 dB) ซึ่งครอบคลุม C-band ซึ่งเพียงพอสำหรับการประยุกต์ใช้งาน UAVs เช่น สายอากาศที่ติดตั้งบนปีกสองข้างของเครื่องบินที่สามารถติดตามหรือสั่งการได้จากสถานีควบคุมภายในระยะที่กำหนดและไม่ตัดการเชื่อมต่อ สายอากาศนี้สามารถเพิ่มหรือลดความกว้างของลำคลื่นที่มุมยกได้โดยการปรับเส้นผ่านศูนย์กลางของวัสดุฐานรองไดอิเล็กทริกและกราวด์ ขยายลำคลื่นเอียงได้  $35^\circ$ - $50^\circ$  ของทิศทางของลำคลื่นหลัก และความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังสูงสุด  $59.2^\circ$  ( $21.5^\circ$ - $80.7^\circ$ ) สายอากาศของเราสามารถให้อัตราขยายที่สูงกว่าสายอากาศที่จัดเรียงด้วยหน่วยเซลล์อาร์เรย์ในระนาบเดียวกันกับสายอากาศและสายอากาศ UAV ทั่วไปมีอัตราขยายเพียง  $\sim 4$ - $7$  dBi ซึ่งราโดมอภิวัดที่ออกแบบสามารถนำไปใช้กับสายอากาศได้หลากหลายและจะให้อัตราขยายสูงและทิศทางลำคลื่นที่แม่นยำโดยมีข้อผิดพลาดน้อยมาก แผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสแปดแผ่นถูกจัดเรียงอย่างสมมาตรโดยคำนึงถึงศูนย์กลางของสายอากาศ สายอากาศถูกออกแบบที่ความถี่ 5.8 GHz ซึ่งสร้างลำคลื่นเอียง  $35^\circ$  ในระนาบของมุมยก ในขณะที่สายอากาศมีอัตราขยาย  $\sim 7.21$  dBi โดยไม่มีราโดมอภิวัด และมีอัตราขยาย  $\sim 10.23$  dBi เมื่อใช้ราโดมอภิวัด มีความกว้างแถบความถี่คือ  $\sim 138$  MHz สายอากาศนี้สามารถบังคับลำคลื่นคู่ (ลำคลื่นที่ 1 และ 2) ที่มุม ( $0^\circ$  และ  $180^\circ$ ), ( $45^\circ$  และ  $-135^\circ$ ), ( $90^\circ$  และ  $-90^\circ$ ) และ ( $135^\circ$  และ  $-45^\circ$ ) สายอากาศสามารถเปลี่ยนลำคลื่นคู่ในระนาบมุมกวาดโดยการไบอัสตรงให้กับพินไดโอด ราโดมอภิวัดมีค่าสภาพยอมไฟฟ้า  $\epsilon = 0.442$  และค่าการซึมซาบแม่เหล็ก  $\mu = 0.513$  ซึ่งมีค่าเข้าใกล้ศูนย์

#### 6.2 ข้อเสนอแนะในการวิจัย

ทิศทางของการวิจัยในอนาคต ราโดมอภิวัดที่ออกแบบสามารถนำไปใช้กับสายอากาศได้หลากหลาย และสามารถเพิ่มอัตราขยายให้สูงขึ้น และยังคงทิศทางลำคลื่นที่แม่นยำ โดยมีข้อผิดพลาดน้อยมาก เช่น หากนำไปประยุกต์กับสายอากาศแบบลำคลื่นเดี่ยว สามารถเพิ่มอัตราขยายได้มากกว่า 3 dB โดยใช้ราโดมอภิวัดเพียงจำนวน 1 ถึง 3 ชั้นหรือน้อยกว่าจำนวน 5 ชั้น เทคนิคการรวมหน่วยเซลล์สามารถนำไปใช้กับการรวมหน่วยเซลล์ประเภทอื่นๆ เพื่อให้ได้คุณลักษณะของอภิวัดตามที่

ต้องการใช้งาน ขนาดและน้ำหนักของสายอากาศและราโดมสามารถลดลงได้โดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์แบบบางหรือแบบยืดหยุ่นได้ ในลำดับสุดท้ายนี้ทางผู้วิจัยหวังว่าการออกแบบ วิธีการศึกษาวิเคราะห์ แนวความคิด ผลการวิเคราะห์และการวัดทดสอบจากโครงการนี้จะเป็นประโยชน์และเป็นแนวทางที่ดีให้แก่ผู้ที่สนใจศึกษา เกี่ยวกับเทคนิคที่ใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศโดยใช้คุณสมบัติของวัสดุแบบพื้นผิวเลือกความถี่ต่อไป



## เอกสารอ้างอิง

- รังสรรค์ วงศ์สรรคร์. (2555). **วิศวกรรมสายอากาศ**. นครราชสีมา ประเทศไทย: ศูนย์นวัตกรรมและเทคโนโลยีการศึกษา: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- ศราวุธ ชัยมูล, และ ประยุทธ์ อัครเอกพาลี. (2554). **อภิวัดศาสตร์สำหรับการประยุกต์ใช้ด้านสายอากาศ (Metamaterials for Antenna Applications)**. วารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 472-482.
- Fallahpur M., Ghasr M.T. and Zoughi R. “**Miniaturized ReconfigurableMultiband Antenna For Multiradio Wireless Communication,**” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.62, no.12, 2014, pp. 6049-6059.
- Zivin Park and Jenshan Lin. “**A Beam-steering Microstrip Antenna for Non-Contact Vital Sign Detection,**” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters ,Vol.10, 2011, pp. 235-238.
- Yusuf Y. and Gong X. “**A low-cost patch antenna phased array with analog beam steering using mutual coupling and reactive loading,**” IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., Vol. 7, 2010, pp. 81–84.
- Soliman M., Swelam W., Gomaa A., and Taba T. “**Steerable Dual-Band Microstrip Antenna for 3G and 4G Wireless Communication Systems,**” conference Proceedings, ISBN: 978-1-4577-0048-4, 2011, pp. 905-908.
- Smith, D.R., Padilla, W.J., Vier, D.C., Nemat- Nasser S.C. and Schultz, S. “**Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity,**” Physical Review Letters. Vol. 84, Issue 18, 2000, pp. 4184-4187.
- Schurig, D., Mock, J.J., Justice, B.J., Cummer S.A., Pendry J.B., Starr, A.F. and Smith, D.R. “**Metamaterial electromagnetic cloak at microwave frequencies,**” Science. Vol. 314(5801), 2006, pp.977-980.
- Defence Technology Institute, “**Annual Report 2016. Ministry of Defence,**” the Kingdom of Thailand, 2016, 138p.

- Government Gazette, “**Rules and conditions of unmanned aerial vehicle (UAV) radio frequency license for general use,**” The Office of the National Broadcasting and Telecommunications Commission, Volume 135 Special Part 11 Ngor, 2018, 3p.
- Muhammad Ezanuddin A. A., Malek F. and Soh P. J. “**Development of a complementary split ring resonator antenna,**” Lap Lambert Academic Publishing, USA, 2011, 121p.
- Zhang Wei & Yang Junfeng, “**A Design of Vertical Polarized Conformal Antenna and Its Array Based on UAV Structure,**” International Journal of Antennas and Propagation, 2017, Vol. 2017, Article ID 9769815, 12p.
- Zhang Wei & Yang Junfeng, “**Design of L-Shaped Open-Slot Antenna Used in UAV Airborne Communication System,**” International Journal of Antennas and Propagation, 2018, Vol. 2018, Article ID 6846193, 13p.
- Xinhuan Yang, Yanzhu Qi, Bo Yuan, Yazhi Cao , and Gaofeng Wang, “**A miniaturized high-gain flexible antenna for UAV applications,**” International Journal of Antennas and Propagation Volume 2021, 7p.
- Camblor R., Ver Hoeye S., G.Hotopan, C. Vazquez, Femandez M., Heras A.F., “**Design of a submillimeter microstrip array for beam scanning applications,**” IEEE Proceedings, 2010.
- Jais M.I., Jamlos M., Sabapathy T. and Kamarudin, “**2.45 GHz beam -steering textile antenna for WBAN application,**” IEEE Proceedings, 2013, 3p.
- Iyemeh Uchendu and James Kelly, “**Survey of beam steering- techniques available for millimeter wave applications,**” Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 68, 2016, pp. 35–54.
- Hisamatsu Nakano, Tomoki Abe, and Junji Yamauchi, “**Beam-steering antennas using metalines,**” ISAP2017, Phuket, Thailand, 2017, 2p.
- Asaduzzaman Towfiq Md., Israfil Bahceci, Sebastian Blanch , Jordi Romeu, Lluís Jofre, & Bedri A. Cetiner. (2018). “**A reconfigurable antenna with beam steering and beamwidth variability for wireless communications,**” Transactions on antennas and propagation, Vol.66, Issue 10, October 2018. pp. 5052 – 5063.

- Tejbbhan Kushwaha<sup>1</sup>, Dharmendra Kumar Singh, “**Beam steering techniques in reconfigurable microstrip patch antennas,**” International Journal of Advanced Research in Computer Engineering & Technology (IJARCET) September, 2017.
- Engheta N., and Ziolkowski R.W., “**Metamaterials: physics and engineering explorations,**” John Wiley & Sons, Inc: USA, 2006.
- Yang F., and Rahmatsamii Y., “**Electromagnetic band gap structures in antenna engineering,**” Cambridge, UK, 2009.
- Balanis C.A., “**Antenna Theory-Analysis and Design (3rd Edition),**” John Wiley and Sons, 2005, pp.817-821.
- Doherty W.E., and Joos R.D., “**The PIN diode circuit designers’ handbook,**” Microsemi Coporation, 1998, 137 p.
- Lee C. K., Langley R. J., “**Equivalent-circuit models for frequency selective surfaces at oblique angles of incidence,**” IEE Proceedings H - Microwaves Optics and Antennas, 1985, vol. 132, pp. 395 – 399.
- Parker E.A., “**The gentleman’s guide to frequency selective surfaces,**” Presented in 17th Q.M.W. Antenna Symposium, London (UK), 1991.
- Yuan Xu and Mang He, “**Design of multilayer frequency-selective surfaces by equivalent circuit method and basic building blocks**” International Journal of Antennas and Propagation Volume 2019, Article ID 9582564, 2019, 13 p.
- Tretyakov S.A., “**Analytical modeling in applied electromagnetics,**” Artech House, Norwood, MA, USA, 2003.
- Hosseini M., Hakkak M., “**Characteristics estimation for Jerusalem cross-based artificial magnetic conductors,**” IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters, vol. 7, 2008, pp. 58-61.
- Sievenpiper D., “**High-impedance electromagnetic surfaces,**” Ph.D. dissertation, Univ. Calif., Los Angeles, 1999.
- Bahl I., “**Lumped elements for RF and microwave circuit,**” Norwood. Artech House, 2003.
- Gupta K. C., Garg R., Bahl I., Bhartia P., “**Microstrip lines and slot-lines.**” 2nd ed. Norwood: Artech House, 1996.

- Pristin K Mathew, “**Optimization of Jerusalem cross frequency selective surface,**” International Journal of advanced research in Electronics and Communication Engineering. Volume 2, Issue 12, December 2013, 4p.
- Anderson I., “**On the theory of self-resonant grids,**” The bell system technical journal. Vol. 54, No. 10, USA, December 1975.
- Simovski C. R., Maagt P. D., Melchakova I. V., “**Highimpedance surfaces having stable resonance with respect topolarization and incidence angle,**” IEEE Transaction on Antennas Propagation, vol. 53, no. 3, 2005, p. 908-914.
- Kamonsin W., Krachodnok P., Chomtong P., and Akkaraekthalin P., “**Dual-band metamaterial based on jerusalem cross structure with interdigital technique for lte and wlan systems**”, IEEE Access, Vol. 8, January, 2020, 8p.
- Spada L.L., “**Metamaterial for advanced sensing platforms,**” Journal of optics technology letters, Vol. 35, No. 1, 2017, pp. 47-51.
- Chun-Yih Wu, Shih-Huang Yeh and Tzu-Hao LuPlanar, “**Novel high gain metamaterial antenna radome for WiMAX operation in the 5.8-GHz band,**” IEEE Proceedings, 2007, 4p.
- Foroozesh A., and Shafa L. i, “**Investigation into the effects of the patch type fss superstrate on the high-gain cavity resonance antenna design,**” IEEE Transaction Antenna propagation, Vol. 58, Issue 2, 2010, pp. 258-270.
- Tanan H., Sarawuth C., Prayoot A., and An Zhao Y, “**Design of compact beam-steering antennas using a metasurface formed by uniform square rings,**” IEEE.Access, special Section on tunable devices for modern communications, March 13, 2018, 10p.
- Asaduzzaman Md. Towfiq, Israfil Bahceci, Sebastian Blanch , Jordi Romeu, Lluís Jofre, and Bedri Cetiner A., “**A reconfigurable antenna with beam steering and beamwidth variability for wireless communications,**” Transactions on antennas and propagation, Vol. 66, Issue 10, pp. 5052 – 5063.
- Zhang Wei, and Yang Junfeng, “**A Design of Vertical Polarized Conformal Antenna and Its Array Based on UAV Structure,**” International Journal of Antennas and Propagation [Online], 2017:1-12. Available: [https:// doi.org/10.1155/2017/9769815](https://doi.org/10.1155/2017/9769815).

- Zhang Wei, and Yang Junfeng, “**Design of L-Shaped Open-Slot Antenna Used in UAV Airborne Communication System**”. International Journal of Antennas and Propagation[Online]; 2018:1-13. Available: <https://doi.org/10.1155/2018/6846193>.
- Takafumi Fujimoto, Daisuke Ayukawa, Kouhei Iwanaga, and Mitsuo Taguchi, “**Dual-Band Circularly Polarized Microstrip Antenna for GPS Application,**” Proceedings of the 2008 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, July, 2008, 4p.
- Zhang Peng, Yoshikatsu Miura, and Takayasu Shiokawa, “**Dual-Band GPS Antennas with Single-Feed and Low-profile Configurations,**” Proceedings of the 2008 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, July, 2008, 4p.





ภาคผนวก ก  
บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการศึกษา

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

## รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

### งานตีพิมพ์บทความวิชาการระดับนานาชาติ

A. Yatonchai, P. Khamsalee, and R. Wongsan, “Gain Enhancement of Electronically Steered Dual-beam Antenna using Metamaterial Radome,” *Kurdish Studies, United Kingdom*, issue of October, 2023, 15p.

A. Yatonchai, P. Khamsalee, and R. Wongsan, “Efficiency Improvement for Electronically Steered Dual-beam Antenna by using Metamaterial Based Radome,” *Suranaree Journal of Science and Technology*, 2023, 15p.

### งานประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

A. Yatonchai, P. Meesawad, and R. Wongsan, “Dual-Beam Steering Antenna Using Switchable Small Patches on PCB based Square Patch,” the 2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2018). Busan, Korea, 23-28 October 2018, pp.5-6.

# Kurdish Studies

Interdisciplinary and Peer-reviewed Journal

Dedicated to Publishing High-Quality research & Scholarship

## Acceptance Letter

To

Date: 23<sup>rd</sup> June, 2023  
Ref: KS-3344-2023

**Auychai Yatongchai,**

School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand, Email: auychai\_ya@hotmail.com

**Peerasan Khamsalee,**

School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand, Email: mpeerasan.k@gmail.com

**Rangsan Wongsan,**

School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand, Email: rangsan@sut.ac.th

I would like to confirm that your paper entitled “GAIN ENHANCEMENT OF ELECTRONICALLY STEERED DUAL-BEAM ANTENNA USING METAMATERIAL RADOME” has been accepted for publication on **KURDISH STUDIES**, ISSN 2051-4883 & E-ISSN 2051-4891, An international journal indexed by DOAJ and EBSCO, Scopus, Scimago and WoS.

Your paper will be published in upcoming issue of October / November 2023.

Sincerely,



**Managing Editor  
Kurdish Studies**



Received: ..... Accepted: .....

DOI: https://.....

## Gain Enhancement of Electronically Steered Dual-Beam Antenna using Metamaterial Radome

Auychai Yatongchai<sup>1</sup>, Peerasan Khamsalee<sup>2</sup>, Rangsan Wongsan<sup>3</sup>,

### Abstract

The dual-beam steering antenna is a PCB-based circular patch antenna design for dual-beam steering, utilizing super-substrate multi-layer metamaterial radomes by stacking techniques of five metamaterial radomes. This design employs the original circular patch antenna, which consists of eight small square patches placed symmetrically at eight angles and separated by slots. The beam-steering property of this antenna can be implemented by controlling the on/off state of the PIN diodes, which are connected between each small square patch and main patch at each angle of the structure. The gain enhancement achieved using the metamaterial radomes uses a combination of Jerusalem cross-frequency selective surface and Square loop-frequency selective surfaces unit cells arranged in a 4×4 array. There are five layers, and each layer's distance depends on the wavelength, affects the gain, and efficiency improvement of the antenna with metamaterial radomes can be increased to at least 3 dB, radiating the waves for longer distances and covering more space.

**Keywords:** Beam-steering, Dual-beam, PIN-diode, Metamaterial, Meta-radome

<sup>1</sup>School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand, <https://orcid.org/0009-0004-2150-2445> Email: auychai\_ya@hotmail.com

<sup>2</sup>School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand, Email: mpeerasan.k@gmail.com

<sup>3</sup>School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand, Email: rangsan@sut.ac.th

### 1. INTRODUCTION

In recent years, the use of unmanned aerial vehicles (UAV) has attracted significant interest in the military, communications, and commercial markets. Unmanned aerial vehicles, commonly known as drones, are aircraft without a pilot, crew, or passengers on board, and have become one of the most interesting areas of the Defence Technology Institute (Public Organization) Ministry of Defence, the Kingdom of Thailand. In addition to the ongoing projects implemented by DTI, a modified anti-aircraft rocket project with a prototype developed into a modified rocket propulsion system and testing to verify the design results is one of the projects of which DTI is proud. This project was integrated into the

**Notifications** ×

## [SUJST] Editor Decision

2023-07-18 08:50 AM

Dear Auychai Yatongchai, Peerasan Khamsalee, Rangsan Wongsan:

We have reached a decision regarding your submission to Suranaree Journal of Science and Technology, "EFFICIENCY IMPROVEMENT FOR ELECTRONICALLY STEERED DUAL-BEAM ANTENNA BY USING METAMATERIAL BASED RADOME".

Our decision is to: Accept Submission

---

Suranaree Journal of Science and Technology Office  
Suranaree University of Technology  
111 University Avenue, Muang,  
Nakhon Ratchasima 30000, Thailand.  
Tel: 0-4422-4756 / Fax : 0-4422-4750  
E-mail: [journal@gsut.ac.th](mailto:journal@gsut.ac.th)



## EFFICIENCY IMPROVEMENT FOR ELECTRONICALLY STEERED DUAL-BEAM ANTENNA BY USING METAMATERIAL BASED RADOME

Auychai Yatongchai<sup>1</sup>, Peerasan Khamsalee<sup>1</sup>, Rangsan Wongsan<sup>1</sup>

Received: .....; Revised: .....; Accepted: .....

### Abstract

The efficiency improvement for an electronically steered dual-beam antenna by using a metamaterial-based radome is a PCB-based circular patch antenna design for dual-beam steering. This design employs the original circular patch antenna, which consists of eight small square patches placed symmetrically on eight angles and separated by slots. The beam-steering property of this antenna can be implemented by controlling the on/off state of the PIN diodes, which are connected between each small square patch and the main patch at each angle of the structure. When the diode is on, the small square patch becomes a part of the radiating patch, whereas is off, and the small square patches become the parasitic element. The antenna is designed for future high-altitude platforms such as drones, aircraft, rockets, etc. This can be tracked or commanded from the control station within a given range without disconnection. This antenna is investigated at 5.8 GHz of frequency and provided a bandwidth of 113 MHz, which is high enough for unmanned aerial vehicle UAVs applications. It provides a gain of 7.13 dB without a meta radome and is switchable to the dual beam in eight different space quadrants for the azimuth plane by exciting forward bias with binary sequence to the PIN diodes. While it provides a constant tilted beam of 35° and angular width (3 dB) of 52.4° in the elevation plane, and efficiency improvement for the antenna provides a gain of 10.18 dB with a meta-radome.

**Keywords :** Beam steering, Dual beam, PIN diode, Patch, Metamaterial, MetaRadome, Electromagnetic Band Gap (EBG), UAV

---

<sup>1</sup> School of telecommunication engineering, Institute of engineering, Suranaree university of technology, Nakhon Ratchasima, 30000, Thailand. E-mail: auychai\_ya@hotmail.com, mpeerasan.k@gmail.com, rangsan@sut.ac.th

# Dual-Beam Steering Antenna Using Switchable Small Patches on PCB based Square Patch

Uyachai Yatongchai<sup>1</sup>, Piyaphorn Meesawad<sup>2</sup>, Rangsan Wongsan<sup>3</sup>

<sup>1,2,3</sup> School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology,  
Nakhon Ratchasima 30000, Thailand.

uyachai\_ya@hotmail.com<sup>1</sup>, priam@sut.ac.th<sup>2</sup>, rangsan@sut.ac.th<sup>3</sup>

**Abstract** – A PCB based square-patch antenna design for dual beam steering is presented. This design employs the right angle slot inserted into the surface at each corner of a square patch antenna, thus, the original square-patch antenna is reconfigured as consisting of four small square patches placed on four corners and separated by such the right angle slots. The beam steering property of this antenna can be implemented by controlling the on/off state of Pin diodes, which connected between each small square patches and main patch at each corner of the structure. When the diode is on, the small square patch becomes a part of radiating patch. In turn, the small square patch becomes the parasitic element. The antenna is designed for the future high altitude platform such as drone, missile, etc. that can be tracked or commanded from their control stations within the given range and without disconnection. This antenna is investigated at X-band of operating frequency, which can provide the gain of 4.9-7.5 dB and switchable dual beam in the eight different space quadrants for the azimuth plane by exciting forward bias with binary sequence to the PIN diodes. While it provides the constant tilted beam of 50° in the elevation plane.

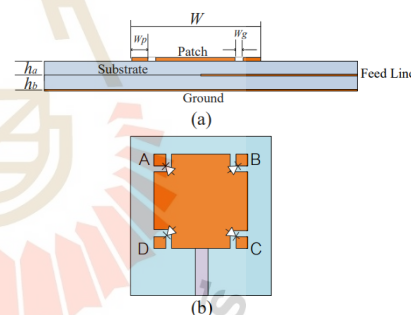
**Index Terms** – Beam steering, dual beam, PIN diode, patch antenna.

## 1. Introduction

Recently, the beam-steering antennas have become one of the most interesting areas of wireless communication, especially the antennas for the future high altitude platform such as drone, missile, aircraft, etc. The beam steering antenna on such the platforms can be continuously tracked and commanded from their control stations within the specific distance and without disconnection. At present, there are various techniques for steering the antenna beam such as the use of switchable parasitic elements, Leaky-wave antenna on PCB, comb line technique on microstrip array, steerable beam with metamaterial structures, etc. [1]-[4]. In this paper, we focus on the PCB based microstrip patch antenna due to the simplicity of structure, easy fabrication, lightweight, and low cost. In order to steer the beam of this antenna, the gouging technique of right angle slot into the surface at each corner of the PCB based square patch is inserted. In addition, the method of transmission feed line has been used to excite the electromagnetic waves by inserting the microstrip line between the patch and ground plane. Lastly, the beam steering can be implemented by controlling the on/off state of Pin diodes, which connected at each corner of the structure. When the diode is on, the small square patch becomes a part of radiating patch, whereas is off, the small square patch becomes the parasitic element.

## 2. Configuration of the proposed antenna

The geometrical structure of the proposed antenna, as shown in Fig. 1 (a), consists of a part of the radiator and ground plane on the two-layer PCB, while the transmission feed line is inserted between the layers of dielectric substrate. The dimension of the proposed antenna structure are given as follows: the width of square patch ( $W$ ) equals to 18 mm, the slot width ( $w_s$ ) of 0.5 mm, the height of each substrate ( $h_a = h_b$ ) is 1.6 mm, and the substrate has dielectric constant ( $\epsilon_r$ ) of 2.64. However, when each corner of the radiating surface of square-patch antenna is inserted with right angle slot, thus the original shape of square patch becomes the new shape of proposed antenna as shown in Fig. 1 (b). Then, PIN Diodes are connected between each small square patches and main patch at each corner of the structure. After that, this proposed structure is calculated by using the CST simulation software to obtain the desired results.

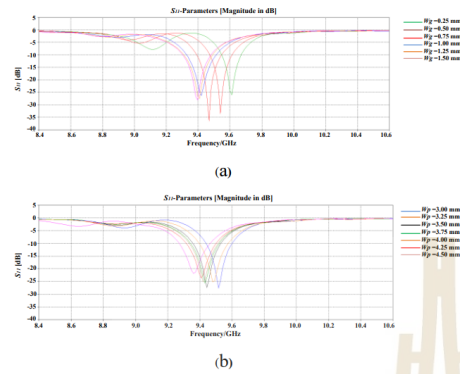


**Fig. 1** Geometry of proposed antenna: (a) side view, and (b) front view.

## 3. Simulation results

Fig. 2 (a) shows the simulated results for the reflection performance of the proposed square patch when the width ( $w_p$ ) and the length ( $w_g$ ) of each slot are fixed and varied, respectively to investigate the dimension of right angle slots for the patch as shown in Fig.2 (a). We found that the width of  $w_g$  is related to the position of the resonant frequency. Furthermore, Fig.2 (b) shows the effect of slot width ( $w_p$ ) that is varied from 3.0 mm to 4.5 mm while its length ( $w_g$ ) is fixed

at 0.25 mm. It is found that the frequency bandwidth of antenna is enlarged when  $w_p$  is increased.



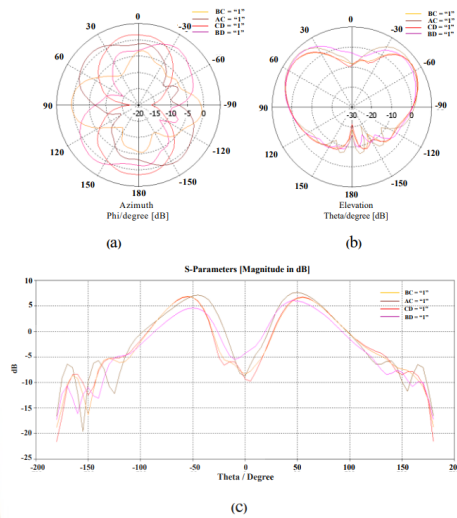
**Fig.2** Simulated  $S_{11}$  of proposed antenna when the width of slot is varied:  $W=18$  mm,  $w_p=4$  mm,  $h_a=h_b=1.6$  mm,  $\epsilon_r=2.64$ . (a)  $w_p$  is varied from 0.25 to 1.5 mm and (b)  $w_p$  is varied from 3.0 to 4.5 mm.

Finally, in order to study the steering of antenna beam, the proposed antenna is tested at the resonant frequency of 9.38 GHz, which antenna provides 7.5 dBi of the highest gain. After the proposed antenna is fed with a strip line as mention above, then the small square patch at each corner will be connected/disconnected to the main patch with status ON/OFF of PIN diode. Where ON or “1” is the status of connection while OFF or “0” is the disconnection status, which is explained by binary code of biasing to pin diode as shown in Table 1. We found that the dual beam of our antenna could be steered when the binary code of PIN diode biasing is changed. In practice, we can use the simple microcontroller to provide such the binary code for control the bias system. Moreover, we found that this antenna structure always provide the tilted beam of 50° in elevation plane when its dual beam is rotated or drifted at each 45° in azimuth plane around the eight different space quadrant. That is, the antenna is capable to steer its dual beam (1<sup>st</sup> / 2<sup>rd</sup> beam) directed to 0°/180°, 45°/-135°, 90°/-90°, and 135°/-45°, as shown in Fig. 3.

Table 1. Shows binary code of pin diode is suitable position.

Num	A	B	C	D	Main lobe direction		Num	A	B	C	D	Main lobe direction	
					$\phi$	$\theta$						$\phi$	$\theta$
0	0	0	0	0	-15°	50°	8	0	0	0	1	-175°	-50°
1	1	0	0	0	-175°	50°	9	1	0	0	1	45°	90°
2	0	1	0	0	-25°	50°	10	0	1	0	1	45°	50°
3	1	1	0	0	0°	50°	11	1	1	0	1	145°	55°
4	0	0	1	0	-10°	50°	12	0	0	1	1	0°	50°
5	1	0	1	0	-45°	50°	13	1	0	1	1	15°	50°
6	0	1	1	0	90°	50°	14	0	1	1	1	10°	50°
7	1	1	1	0	35°	55°	15	1	1	1	1	25°	50°

2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2018)  
October 23–26, 2018 / Paradise Hotel Busan, Busan, Korea



**Fig.3** Simulated results of dual-beam steering patterns in (a) Azimuth plane (b) Elevation plane, and (c) Elevation in Cartesian plot.

**4. Conclusion**

The conventional square microstrip patch based on two-layer of PCB was modified by inserting the right angle slot into each corner of the patch surface for providing the steerable dual-beam. The proposed antenna was tested and operated at the frequency of 9.38 GHz (X-band), which provided the highest gain around 7.5 dBi and the bandwidths around 190 MHz (at  $S_{11} = -10$  dB). Four small square patches at each corner of the main patch is controlled the status ON/OFF by biasing to PIN diode with the binary sequence. The proposed antenna could generate the tilted beam of 50° in the elevation plane. While the steerable dual-beam (1<sup>st</sup> / 2<sup>rd</sup> beam) of antenna could steer to the direction of 0°/180°, 45°/-135°, 90°/-90°, and 135°/-45° in azimuth plane by using the concept of the binary sequence to bias for PIN diode.

**References**

- [1] M. Kahar, R. Shaw, and M. K. Mandal., “Fixed frequency electronically beam steering microstrip comb line antenna” Progress In Electromagnetics Research pp.152–155, November 2017, Singapore.
- [2] K. Neophytou, S. Iezekiel, M. Steeg and A. Stöhr “Design of PCB Leaky-Wave Antennas for Wide Angle Beam Steering” GeMic, pp.1043-1047, 12–14March, 2018, Freiburg, Germany.
- [3] S. Kim, D. Kang, and J. Choi “Beam reconfigurable antenna using switchable parasitic elements for v2v applications” ISAP2017, Phuket, Thailand.
- [4] H. Nakano, T. Abe, and J. Yamauchi, “Beam-Steering Antennas Using Metalines” ISAP2017, Phuket, Thailand.



## ประวัติผู้เขียน

นายอวยชัย ยางงไชย เกิดวันที่ 2 มิถุนายน พ.ศ. 2521 เกิดที่อำเภอพรเจริญ จังหวัดหนองคาย ปัจจุบันคือจังหวัดบึงกาฬ สำเร็จการศึกษาระดับประถมศึกษาจากโรงเรียนบ้านสามแยกเจริญราษฎร์ (2532) สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนต้นจากโรงเรียนพรเจริญวิทยา (2535) สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพจากวิทยาลัยการอาชีพบึงกาฬ (2538) สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต (สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์-โทรคมนาคม) จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตขอนแก่น (2544) สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโทครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต (สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง (2548) และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาเอก วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต (สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมและคอมพิวเตอร์)



มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี