

สายอากาศสองแถบความถี่โดยใช้โมโนโพลร่วมกับบอริวสต์แบบเกลียว



นางสาวนิจจารีย์ ศรีทัน

วิทยานิพนธ์นี้สำหรับการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมและคอมพิวเตอร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ปีการศึกษา 2564

DUAL BAND ANTENNA USING MONOPOLE ASSOCIATED WITH  
SPIRAL METAMATERIAL



NITJAREE SRITAN

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for  
the Degree of Master of Engineering in  
Telecommunication and Computer Engineering  
Suranaree University of Technology  
Academic Year 2021

## สายอากาศสองแถบความถี่ที่ใช้โมโนโพลร่วมกับอภิวัดแบบเกลียว

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา  
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



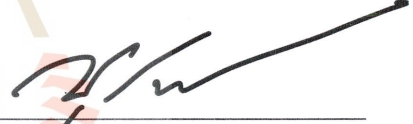
(รศ. ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์)

ประธานกรรมการ



(รศ. ดร.ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)



(ผศ. ดร.นุชนาฏ สันทาลุนย์)

กรรมการ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



(รศ. ดร.ฉัตรชัย โชติษฐียงกูร)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและประกันคุณภาพ



(รศ. ดร.พรศิริ จงกล)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

นิจจารีย์ ศรีทัน : สายอากาศสองแถบความถี่โดยใช้โมโนโพลร่วมกับอภิวัดแบบเกลียว  
(DUAL BAND ANTENNA USING MONOPOLE ASSOCIATED WITH SPIRAL  
METAMATERIAL) อาจารย์ที่ปรึกษา : รองศาสตราจารย์ ดร. ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์ ,100 หน้า.

คำสำคัญ : สายอากาศสองแถบความถี่/อภิวัด

ปัจจุบันการสื่อสารไร้สายถูกพัฒนาไปอย่างรวดเร็ว เพื่อรองรับจำนวนผู้ใช้งานโทรศัพท์มือถือที่เพิ่มมากขึ้น และในประเทศไทยได้ให้บริการระบบสื่อสารโทรศัพท์มือถือในระบบ 2G 3G 4G และ 5G โดยมีย่านความถี่ที่แตกต่างกันในการให้บริการในระบบสื่อสารโทรศัพท์มือถือ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องออกแบบสายอากาศเพื่อรองรับการใช้งานได้หลายย่านความถี่ จากการศึกษาพบว่าสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์เป็นสายอากาศที่มีแถบความถี่กว้าง ซึ่งเหมาะกับการออกแบบสายอากาศที่รองรับหลายความถี่ อย่างไรก็ตามสายอากาศแถบความถี่กว้างอาจทำให้บางความถี่เกิดการรบกวนกัน จึงได้ทำการศึกษาอภิวัดเพื่อนำมาใช้งานร่วมกับสายอากาศ ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาโครงสร้างอภิวัดซึ่งเป็นเรโซเนเตอร์แบบเกลียว (Spiral Resonators: SR) ที่ทำให้ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability:  $\mu$ ) ของอภิวัดมีค่าเป็นลบ (Mu Negative Medium: MNG) ร่วมกับสายอากาศโมโนโพลสำหรับใช้งานที่ย่านความถี่ 1800 MHz (1.71-1.88 GHz) และย่านความถี่ 2600 MHz (2.50-2.69 GHz) ซึ่งทำให้มีโครงสร้างไม่ซับซ้อนและสามารถปรับความถี่ได้ง่าย ดังนั้นจึงศึกษาตั้งแต่การออกแบบโครงสร้างเซลล์ย่อย (Unit Cell) แล้วจำลองแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio เพื่อพิจารณาการตอบสนองทางความถี่ใช้งานและคุณสมบัติของอภิวัด จากนั้นสายอากาศโมโนโพลจึงถูกออกแบบร่วมกับอภิวัด โดยเลือกใช้วัสดุ FR-4 ซึ่งเป็นวัสดุที่สามารถหาซื้อได้ง่ายและราคาถูก ในส่วนการวัดทดสอบจะสร้างสายอากาศอภิวัดต้นแบบและวัดค่า  $S_{11}$  แบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation Pattern) และอัตราขยาย (Gain) ของสายอากาศ แล้ววิเคราะห์ผลโดยเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากการวัดทดสอบของสายอากาศอภิวัดต้นแบบและผลที่ได้จากการจำลองแบบ

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
ปีการศึกษา 2564

ลายมือชื่อนักศึกษา นิจจารีย์  
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา ปิยาภรณ์

NITJAREE SRITAN : DUAL BAND ANTENNA USING MONOPOLE ASSOCIATED WITH SPIRAL METAMATERIAL ADVISOR : ASSOC. PROF. PIYAPORN MESAWAD, Ph.D., 100 PP.

Keyword : DUAL BAND ANTENNA/ METAMATERIAL

Nowadays, wireless communication is rapidly developed to accommodate the growing number of mobile phone users. Wireless communication in Thailand has provided mobile phone communication services in 2G, 3G, 4G, and 5G communication systems with different frequencies. As a result, the antenna must be designed to handle multi-frequency applications. According to the findings of the study, the monopole patch antenna has a wide bandwidth and is appropriate for supporting multi-frequencies. However, some frequencies may cause interference with other wireless connections. The metamaterials used with an antenna have been studied. Therefore, this thesis is to study the structure of the metamaterial which is the spiral resonator (SR) that makes the negative permeability of the metamaterial (Mu Negative Medium: MNG) to be used with a monopole antenna for use in the frequency bands 1800 MHz (1.71-1.88 GHz) and 2600 MHz (2.4-2.6 GHz). It makes a simple structure and easy frequency adjustment. Consequently, we study the design of the substructure (Unit Cell) and simulation using the CST Microwave Studio program to consider the frequency response and properties of the metamaterial. Then, the monopole antenna was designed in conjunction with metamaterials, using the FR-4 material that can be purchased easily and cheaply. In the experimental results, the section creates the metamaterial antenna prototype and measures the return loss (S11), radiation pattern, and gain. We analyze the results by comparing the results obtained from the metamaterial antenna measurement and simulation results.

School of Telecommunication Engineering  
Academic Year 2021

Student's Signature \_\_\_\_\_  
Advisor's Signature \_\_\_\_\_

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างยิ่ง ทั้งด้านวิชาการและด้านดำเนินงานวิจัย จากบุคคลและกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

รองศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์ อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้คำแนะนำ คำปรึกษาช่วยแก้ปัญหา และให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทาน และแก้ไข วิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรณ์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ ทองทา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมศักดิ์ วาณิชอนันต์ชัย รองศาสตราจารย์ ดร.พิรพงษ์ อุฑารสกุล รองศาสตราจารย์ ดร.มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วิภาวี อุสาหะ ผู้ช่วยศาสตราจารย์เรืออากาศเอก ดร.ประโยชน์ คำสวัสดิ์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ชิตพงศ์ เวชไธสงค์ และผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เศรษฐวิทย์ ภูญาภา อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ความรู้ทางวิชาการ และให้โอกาสในการศึกษา

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีที่ให้การสนับสนุนทุนการศึกษา

ขอขอบคุณพี่น้องบัณฑิตศึกษาทุกท่าน ที่คอยให้ความช่วยเหลือ ให้คำปรึกษาด้านวิชาการ และคอยให้กำลังใจในการทำวิทยานิพนธ์

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิประสาทความรู้ด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่านที่ให้การอบรมเลี้ยงดู และให้การสนับสนุนทางการศึกษาเป็นอย่างดีมาโดยตลอด อีกทั้งเป็นกำลังใจที่ทำให้ผู้วิจัยสามารถผ่านอุปสรรคและผ่านความยากลำบากไปได้ สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบ ให้กับบิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องซึ่งเป็นที่รัก และเคารพยิ่งตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอนที่เคารพทุกท่านที่ได้ถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยทั้งในอดีตและปัจจุบัน จนสำเร็จการศึกษาไปได้ด้วยดี

นิจจารีย์ ศรีทัน

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญ .....	ง
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญรูป.....	ซ
<b>บทที่</b>	
<b>1 บทนำ .....</b>	<b>1</b>
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา .....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย .....	2
1.3 สมมติฐานของการวิจัย .....	2
1.4 ขอบเขตของการวิจัย .....	2
1.5 วิธีดำเนินการวิจัย .....	3
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ .....	3
1.7 นวัตกรรมของงานวิจัยนี้ .....	3
1.8 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์ .....	4
<b>2 ปรัชญ์นัรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง .....</b>	<b>5</b>
2.1 กล่าวนำ .....	5
2.2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง .....	5
2.2.1 สายอากาศโมโนโพล .....	5
2.2.2 อภิวัดดุ .....	7
2.2.3 เรโซเนเตอร์แบบเกลียว .....	11
2.3 ปรัชญ์นัรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง .....	13
2.3.1 สายอากาศที่รองรับหลายความถี่ .....	13

## สารบัญ (ต่อ)

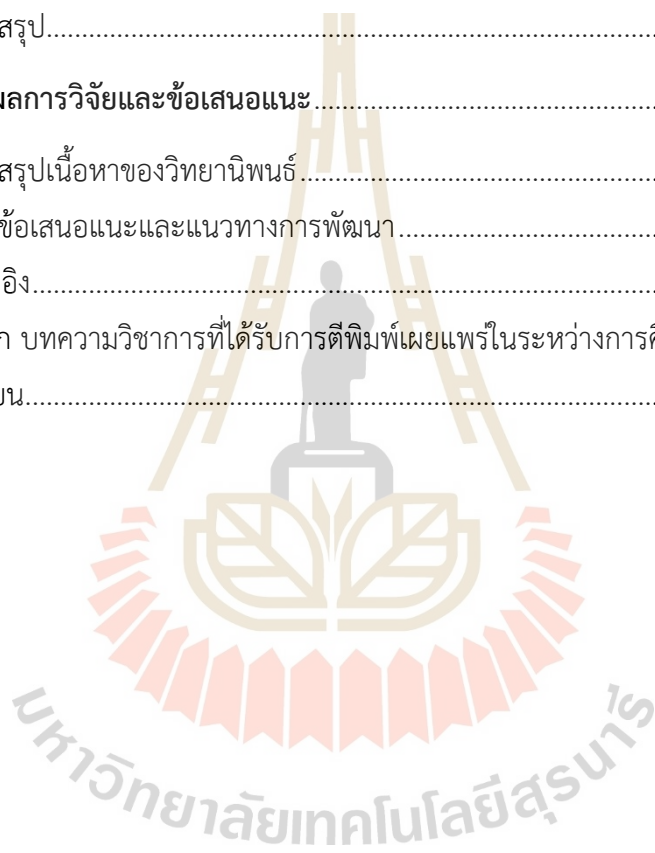
หน้า

2.3.2	สายอากาศร่วมกับอภิวัดดู .....	22
2.3.2	อภิวัดดู .....	34
2.4	พารามิเตอร์ของสายอากาศ .....	39
2.4.1	แบบรูปการแผ่พลังงาน .....	39
2.4.2	การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ .....	41
2.4.3	อัตราขยายของสายอากาศ .....	43
2.5	สรุป .....	44
<b>3</b>	<b>การออกแบบ .....</b>	<b>45</b>
3.1	บทนำ .....	45
3.2	การออกแบบสายอากาศโมโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ .....	45
3.3	การจำลองแบบสายอากาศโมโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ .....	49
3.3.1	ค่าการสูญเสียย้อนกลับ .....	50
3.3.2	การปรับพารามิเตอร์ของสายอากาศโมโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ .....	50
3.3.3	แบบรูปการแผ่พลังงาน .....	54
3.4	การออกแบบอภิวัดดู .....	56
3.5	การจำลองแบบเรโซเนเตอร์แบบเกลียวบนแผ่นวงจรพิมพ์ .....	59
3.5.1	การปรับพารามิเตอร์เรโซเนเตอร์แบบเกลียว .....	62
3.6	การจำลองแบบสายอากาศโมนโพลร่วมกับอภิวัดดู .....	66
3.6.1	ศึกษาการจัดเรียงเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาดเท่ากัน .....	66
3.6.2	ศึกษาการจัดเรียงเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาดไม่เท่ากัน .....	69
3.6.3	ค่าการสูญเสียย้อนกลับ .....	73
3.6.4	การปรับพารามิเตอร์ของสายอากาศ .....	74
3.6.5	แบบรูปการแผ่พลังงาน .....	76
3.7	สรุป .....	79
<b>4</b>	<b>การสร้างและการวัดทดสอบ .....</b>	<b>80</b>
4.1	การสร้างสายอากาศอภิวัดดู .....	80



## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2 ผลวัดทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ .....	82
4.3 ผลวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน .....	83
4.4 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย.....	86
4.5 สรุป.....	87
<b>5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....</b>	<b>88</b>
5.1 สรุปเนื้อหาของวิทยานิพนธ์.....	88
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา.....	89
รายการอ้างอิง.....	90
ภาคผนวก ก บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการศึกษา.....	94
ประวัติผู้เขียน.....	100



## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1	คุณสมบัติวัสดุฐานรอง FR-4..... 45
3.2	ตารางแสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่ความถี่ 1.8 GHz ..... 49
3.3	พารามิเตอร์ของสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่ได้ทำการปรับเปลี่ยน พารามิเตอร์เพื่อรองรับอภิวัดโดยสายอากาศโมโนโพลเรโซแนนซ์ที่ความถี่ 1.8 GHz ..... 53
4.1	ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้สร้างสายอากาศอภิวัด ..... 81
4.2	สรุปผลคุณสมบัติของสายอากาศอภิวัดเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัด..... 86



## สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
2.1	โครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลแบบเส้นลวด .....	6
2.2	สายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรมิมพ์ .....	7
2.3	คุณสมบัติของอภิวัด .....	8
2.4	การจัดเรียงตัวของแท่งโลหะ .....	9
2.5	โครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบวงแหวนแยก (SRRs) .....	10
2.6	การรวมโครงสร้างที่มีคุณสมบัติ ENG และ MNG ทำให้เกิดโครงสร้าง ที่มีคุณสมบัติ DNG .....	11
2.7	ขนาดของโครงสร้างเรโซเนเตอร์ที่มีความยาวคลื่นเท่ากัน .....	12
2.8	เรโซเนเตอร์แบบเกลียว .....	12
2.9	สายอากาศโมโนโพลรูปทรงเรขาคณิตต่าง ๆ ที่ทำการกีดเซาะพื้นผิวทองแดง ระนาบกราวด์ทั้งสองด้านของสายอากาศ .....	14
2.10	ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศโมโนโพล ทั้งสามแบบ .....	14
2.11	สายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรมิมพ์รูปวงกลมที่ทำการเจาะสายอากาศ และเจาะกราวด์รูปดาวเสาร์ .....	15
2.12	ผลการจำลองแบบสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรมิมพ์รูปวงกลม ที่ทำการเจาะสายอากาศและเจาะกราวด์รูปดาวเสาร์ .....	16
2.13	โครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลรูปใบไม้ของต้น Inga Marginata .....	17
2.14	กราฟแสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศโมโนโพล รูปใบไม้ของต้น Inga Marginata เมื่อมีการปรับค่าพารามิเตอร์ .....	19
2.15	โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรมิมพ์ที่มีลักษณะเป็นแถบโลหะ .....	20
2.16	โครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลในงานวิจัย (Ahmad et al. 2020) .....	21
2.17	ความหนาแน่นของกระแสเชิงผิวของสายอากาศที่มีความถี่ต่าง ๆ .....	22
2.18	สายอากาศบนแผ่นวงจรมิมพ์ทำงานร่วมกับอภิวัดที่มีโครงสร้าง แบบเรโซเนเตอร์วงแหวนแยกหลายชั้น (MSRR) .....	23

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.19 อภิวัดดูแบบเรโซเนเตอร์วงแหวนแยกหลายชั้น (MSRR) .....	24
2.20 สายอากาศโมโนโพลรูปวงกลมร่วมกับอภิวัดดู CSRR .....	25
2.21 ผลการจำลองแบบของสายอากาศโมโนโพลรูปวงกลมร่วมกับอภิวัดดู CSRR .....	27
2.22 แสดงสายอากาศโมโนโพลแถบโลหะสี่เหลี่ยมร่วมกับอภิวัดดู.....	27
2.23 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปที่มีลักษณะเป็นแถบโลหะสี่เหลี่ยม.....	28
2.24 การจำลองโครงสร้าง Unit Cell ของอภิวัดดู.....	29
2.25 แสดงกระแสเชิงผิวของสายอากาศที่ความถี่ต่าง ๆ .....	30
2.26 ผลการจำลองค่าสูญเสียย้อนกลับของ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศอภิวัดดู.....	31
2.27 สายอากาศโมโนโพลรูปวงรีโค้งที่มีการกัดเซาะร่อง (Kishore et al. 2019) บนแผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับอภิวัดดู.....	32
2.28 สายอากาศโมโนโพลรูปวงรีโค้งที่มีการกัดเซาะร่องกรณีต่าง ๆ .....	32
2.29 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศโมโนโพลรูปวงรีโค้งที่มีการกัดเซาะร่อง .....	33
2.30 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศอภิวัดดู.....	34
2.31 Crossed Loop Resonator (CLR).....	35
2.32 กระแสเชิงผิวของ CLR.....	35
2.33 เรโซเนเตอร์แบบวงแหวนแยกแบบวงกลม (Circular SRR: C-SRR).....	36
2.34 เรโซเนเตอร์แบบวงแหวนแยกแบบสี่เหลี่ยม (Square SRR: S-SRR) .....	37
2.35 แสดงกระแสเชิงผิว (The surface current).....	37
2.36 โครงสร้าง Meta-Atom.....	38
2.37 การนำ Meta-Atom มาประยุกต์ใช้กับสายอากาศ .....	38
2.38 แบบรูปการแผ่พลังงาน Radiation Pattern .....	40
2.39 การแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ .....	41
3.1 โครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ .....	49
3.2 ผลจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ .....	50
3.3 ผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) เมื่อปรับความกว้าง ของสายอากาศโมโนโพล ( $W$ ) .....	51

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.4 ผลการจำลองแบบของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) เมื่อปรับความยาวของสายอากาศโมโนโพล ( $L$ ) .....	51
3.5 ผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) เมื่อปรับความสูงของกราวด์ ( $L_g$ ) .....	52
3.6 แสดงผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) เมื่อปรับบริเวณจุดเชื่อมต่อระหว่างสายส่งและสายอากาศ ( $F_w$ ) .....	52
3.7 ผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ).....	53
3.8 โครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีการปรับเปลี่ยนขนาดพารามิเตอร์เพื่อรองรับการเรโซแนนซ์ร่วมกับอภิวัดุ .....	54
3.9 แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติของสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่ความถี่ 1.8 GHz .....	55
3.10 แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 2 มิติของสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่ความถี่ 1.8 GHz .....	55
3.11 แสดงกราฟความสัมพันธ์ของค่า $k$ และค่าฟังก์ชัน $K(k)$ ของ The Complete Elliptical Integral of The First Kind.....	58
3.12 โครงสร้างพารามิเตอร์ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวและการตั้งค่า Boundary Conditions ของการจำลองแบบ 1 unitcell.....	59
3.13 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ( $S_{21}$ ) ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว .....	60
3.14 ค่าจริงของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า ( $\epsilon$ ) และค่าซึมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) ของโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบเกลียว.....	61
3.15 ค่าจินตภาพของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า ( $\epsilon$ ) และค่าซึมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) ของโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบเกลียว.....	61
3.16 กระแสเชิงผิวความถี่ 2.63 GHz ของโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบเกลียว .....	61
3.17 แสดงค่า S-parameters ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการปรับเปลี่ยนค่า $l_1$ .....	62
3.18 ค่าซึมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการปรับเปลี่ยนค่า $l_1$ .....	63
3.19 แสดงค่า $S_{21}$ ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการปรับเปลี่ยนค่า $s$ .....	63

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.20 ค่าซิมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการปรับเปลี่ยนค่า $s$ .....	64
3.21 แสดงค่า $S_{21}$ ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการปรับเปลี่ยนค่า $w$ .....	65
3.22 ค่าซิมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการปรับเปลี่ยนค่า $w$ .....	65
3.23 การตำแหน่งจัดวางของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว .....	66
3.24 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศที่มีการจัดเรียงตัว ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว .....	66
3.25 ตำแหน่งการจัดวางของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวโดยวางห่างกันระยะ $c$ และวางห่างจาก สายอากาศโมโนโพลเป็นระยะ $b$ .....	67
3.26 การจำลองแบบเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการ (ก) จัดเรียงเรโซเนเตอร์แบบเกลียว ที่มีขนาดเท่ากัน 4 ตัว .....	68
3.27 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ( $S_{21}$ ) ของการจำลองแบบที่มีการจัดเรียงเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาดเท่ากัน .....	68
3.28 ค่าซิมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการจัดเรียง เรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาดเท่ากัน .....	69
3.29 แสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศเมื่อมีการปรับขนาดของอิวส์ตุ ( $l$ ) .....	70
3.30 แสดงการจัดเรียงของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาด 5.25, 5.35, 5.55 และ 5.65 มิลลิเมตร .....	70
3.31 แสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศที่มีการจัดเรียงตัว ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว .....	71
3.32 การจำลองแบบเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการจัดเรียงเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มี ขนาดไม่เท่ากัน 4 ตัว และ การตั้งค่า Boundary Conditions ของการจำลองแบบ .....	72
3.33 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ( $S_{21}$ ) ของการจำลองแบบที่มีการจัดเรียงเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาดไม่เท่ากัน .....	72
3.34 ค่าซิมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการจัดเรียง เรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาดไม่เท่ากัน .....	73
3.35 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศโมโนโพลที่ทำงานร่วมกับ เรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาดไม่เท่ากัน .....	73

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.36 ตำแหน่งระยะ $b$ ระยะ $c$ และระยะ $a$ ของตำแหน่งการวางเรโซเนเตอร์แบบเกลียว.....	74
3.37 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของศึกษาการจัดเรียงของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว ที่ห่างจากสายอากาศโมโนโพลเป็นระยะ $b$ .....	75
3.38 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของศึกษาการจัดเรียงของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว ที่มีระยะห่างกัน $c$ .....	75
3.39 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโมโนโพลร่วมกับอภิวัดที่ ความถี่ 1.8 GHz.....	77
3.40 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโมโนโพลร่วมกับอภิวัดที่ความถี่ 2.6 GHz .....	79
4.1 สายอากาศอภิวัด.....	80
4.2 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศอภิวัด.....	81
4.3 ผลการเปรียบเทียบค่าสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศอภิวัด ระหว่างผลการจำลองแบบและผลวัดทดสอบ.....	83
4.4 การติดตั้งสายอากาศอภิวัดเพื่อวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน ในระนาบสนามไฟฟ้า.....	84
4.5 การติดตั้งสายอากาศอภิวัดเพื่อวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน ในระนาบสนามแม่เหล็ก .....	84
4.6 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศอภิวัดที่ความถี่ 1.8 GHz.....	85
4.7 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศอภิวัดที่ความถี่ 2.6 GHz.....	85

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันระบบสื่อสารโทรศัพทมีถือในประเทศไทยมีการให้บริการใน ระบบ 3G 4G และ 5G ซึ่งแต่ละระบบมีการใช้งานบนย่านความถี่ที่แตกต่างกันเช่น ระบบ 4G มีการให้บริการบนย่านความถี่ 800, 900, 1800, 2100 และ 2300 MHz ในระบบ 5G ให้บริการบนย่านความถี่ 700, 2600 MHz และ 26 GHz เป็นต้น ซึ่งอุปกรณ์ที่สามารถรองรับการใช้งานต้องมีสายอากาศที่รองรับการใช้งานได้หลายความถี่เป็นองค์ประกอบในอุปกรณ์ ดังนั้นได้ออกแบบสายอากาศเพื่อรองรับการใช้งานได้หลายย่านความถี่ โดยสายอากาศที่นิยมนำมาออกแบบคือสายอากาศบนแผ่นวงจรพิมพ์ เช่น สายอากาศไมโครสตริป ซึ่งเป็นสายอากาศที่ออกแบบและสร้างได้ง่าย มีต้นทุนในการสร้างชิ้นงานต่ำ แต่เนื่องจากสายอากาศไมโครสตริปมีแถบความถี่แคบดังนั้นผู้วิจัยจึงสนใจสายอากาศโมโนลบนแผ่นวงจรพิมพ์ (Naktong et al. 2020) เนื่องจากมีแถบความถี่กว้างรองรับการใช้งานได้หลายความถี่ โครงสร้างปรับความถี่ได้ง่ายแต่บางความถี่อาจรบกวนการใช้งานการสื่อสารไร้สายอื่น ๆ ต่อมาผู้วิจัยจึงได้ศึกษาสายอากาศโมโนโพลแบบหลายย่านความถี่โดยการดัดแปลงรูปร่าง เช่น สายอากาศโมโนโพลที่มีเป็นเส้นแถบโลหะหลายเส้น (Manouare et al., 2017) การเซาะร่องบนสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ (Ahmad et al., 2020) แต่โครงสร้างสายอากาศมีความซับซ้อน และปรับความถี่ในการใช้งานยาก ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้ศึกษาเกี่ยวกับโครงสร้างอภิวัดเพื่อนำมาใช้งานร่วมกับสายอากาศจาก (Selvi et al. 2018) นำเสนอสายอากาศไมโครสตริปที่ทำงานร่วมกับอภิวัดที่มีโครงสร้างเรโซเนเตอร์วงแหวนสี่เหลี่ยมแยกหลายวงโดยสายอากาศนี้มีการเรโซแนนซ์สองช่วงความถี่ ซึ่งคุณสมบัติของอภิวัดมีค่าซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability:  $\mu$ ) เป็นลบ (Mu Negative Medium: MNG) เมื่อนำสายอภิวัดมาใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริป อภิวัดมีการแผ่คลื่นที่ช่วงแถบความถี่ผ่าน (Pass Band) แต่เนื่องจากเป็นสายอากาศไมโครสตริปทำให้มีแถบความถี่แคบและโครงสร้างของอภิวัดมีความซับซ้อน จึงทำให้ปรับความถี่ได้ยาก ต่อมาผู้วิจัยได้ศึกษาสายอากาศอภิวัดที่มีการเรโซแนนซ์สองความถี่ โดยใช้สายอากาศโมโนโพลที่มีรูปแบบของสายอากาศเป็นแถบโลหะสี่เหลี่ยมทำงานร่วมกับอภิวัด (Hasan et al. 2018) โดยคุณสมบัติของอภิวัดของงานวิจัยนี้มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (Permittivity:  $\epsilon$ ) และค่าซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability:  $\mu$ ) ของอภิวัดเป็นลบ (Double Negative Medium : DNG) ซึ่งสอดคล้องกับการจำลองแบบจากโครงสร้างเซลล์ย่อย (Unit Cell) แต่ข้อเสียคือเมื่อนำอภิวัดมาใช้งานร่วมกับสายอากาศเพื่อเพิ่มย่านความถี่



อภิวัดศจะมีการแผ่คลื่นที่มีแถบความถี่แคบ ต่อมา Kishore et al. 2019 นำเสนอสายอากาศรูปวงรีโค้งบนวงจรพิมพ์ร่วมกับอภิวัดศเพื่อเพิ่มอัตราการขยายสายอากาศ โดยใช้อภิวัดศขนาดไม่เท่ากัน และเพิ่มอภิวัดศด้านหลังระบบป้อนแหล่งจ่ายพลังงานของสายอากาศ ทำให้แถบความถี่เพิ่มขึ้น ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอการออกแบบสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับอภิวัดศแบบสองย่านความถี่ คือย่านความถี่ 1800 MHz (1.71-1.88 GHz) และย่านความถี่ 2600 MHz (2.50-2.69 GHz) โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบเกลียว (Spiral Resonator: SR) ซึ่งมีโครงสร้างไม่ซับซ้อน และสามารถปรับความถี่ได้ง่ายโดยใช้อภิวัดศที่มีทั้งค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบมาออกแบบ ซึ่งจะศึกษาตั้งแต่การออกแบบโครงสร้างเซลล์ย่อย (Unit Cell) แล้วจำลองแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio เพื่อพิจารณาการตอบสนองทางความถี่ใช้งานและคุณสมบัติของอภิวัดศจากนั้นจึงออกแบบสายอากาศโมโนโพลร่วมกับอภิวัดศโดยเลือกใช้อภิวัดศ FR-4 เนื่องจากเป็นวัสดุที่สามารถหาซื้อได้ง่ายและราคาถูก ในส่วนการวัดทดสอบจะสร้างสายอากาศอภิวัดศต้นแบบและวัดค่า  $S_{11}$  แบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation Pattern) และอัตราการขยาย (Gain) ของสายอากาศ แล้วนำผลมาวิเคราะห์โดยเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากการวัดทดสอบของสายอากาศอภิวัดศต้นแบบและผลที่ได้จากการจำลองแบบ

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

- 1.2.1 ออกแบบสายอากาศอภิวัดศสองความถี่ที่ความถี่ 1.8 GHz และ 2.6 GHz
- 1.2.2 สร้างสายอากาศต้นแบบ และวัดทดสอบ

## 1.3 สมมติฐานของการวิจัย

- 1.3.1 การนำอภิวัดศมาใช้งานร่วมกับสายอากาศสามารถเพิ่มความถี่การใช้งานได้
- 1.3.2 การออกแบบอภิวัดศที่มีขนาดไม่เท่ากันจะสามารถเพิ่มความกว้างแถบความถี่ได้

## 1.4 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.4.1 จำลองแบบสายอากาศโมโนโพลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio
- 1.4.2 จำลองแบบอภิวัดศ (Unit Cell) ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio
- 1.4.3 ออกแบบสายอากาศโมโนโพลร่วมกับอภิวัดศ สร้างสายอากาศต้นแบบ วัดทดสอบ และวิเคราะห์ผลที่ได้

## 1.5 วิธีดำเนินการวิจัย

### 1.5.1 แนวทางการดำเนินงาน

- 1.1 สํารวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
- 1.2 ศึกษาการออกแบบสายอากาศโมนโพล
- 1.3 ศึกษาการเรโซแนนซ์และออกแบบของอภิวัดุ
- 1.4 ออกแบบ และจำลองแบบสายอากาศอภิวัดุ
- 1.5 สร้างสายอากาศต้นแบบ วิเคราะห์ผล โดยเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองแบบ

และการวัดทดสอบ

### 1.5.2 สถานที่ทำการวิจัย

ห้องวิจัยและปฏิบัติการการสื่อสารโทรคมนาคม อาคารเครื่องมือ 11 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี 111 ถนนมหาวิทยาลัย ต. สุรนารี อ. เมือง จ. นครราชสีมา 30000

### 1.5.3 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

- 1.1 เครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล
- 1.2 โปรแกรม CST Microwave Studio
- 1.3 เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย

## 1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.6.1 สายอากาศอภิวัดุ สามารถใช้งานในระบบสื่อสารแอลทีอี

1.6.2 ได้สายอากาศต้นแบบที่มีต้นทุนในการสร้างต่ำที่ใช้งานสองความถี่ที่ความถี่ 1.8 GHz และ 2.6 GHz

## 1.7 นวัตกรรมของงานวิจัยนี้

งานวิจัยนี้เป็นงานวิจัยที่ออกแบบสายอากาศที่มีสองความถี่โดยใช้สำหรับระบบสื่อสารแอลทีอี โครงสร้างของงานวิจัยนี้ประกอบด้วยสายอากาศโมนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับอภิวัดุ โดยตัวอภิวัดุนั้นมีโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบเกลียว (Spiral Resonator: SR) ที่มีขนาดไม่เท่ากัน จัดเรียงไว้ด้านข้างของสายอากาศโมนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ ซึ่งหลักการเรโซแนนซ์ของสายอากาศอภิวัดุนี้แบ่งออกเป็น 4 ส่วนคือ ในส่วนที่แรกออกแบบสายอากาศโมนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ให้มีการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ 1.71-1.88 GHz ต่อมาในส่วนที่สองออกแบบตัวอภิวัดุที่มีการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ 2.6 GHz ให้มีขนาดเล็กและมีคุณสมบัติของค่าซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability:  $\mu$ ) เป็นลบ ต่อมาในส่วนที่สาม นำสายอากาศโมนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์และตัวอภิวัดุมาประยุกต์ใช้ร่วมกัน โดยการจัดเรียงตัวอภิวัดุไว้ด้านข้างของสายอากาศโมนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์

แต่เนื่องจากตัวอภิวัดมีความถี่แคบ ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำตัวอภิวัดที่มีขนาดต่างกัน มาทำงานร่วมกันเพื่อขยายแถบความถี่ให้มีความกว้างมากขึ้นเพื่อรองรับการใช้งานในช่วงความถี่ 2.50-2.69 GHz และในส่วนสุดท้ายคือการวิเคราะห์ประสิทธิภาพการใช้งานของสายอากาศอภิวัด

## 1.8 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

สำหรับเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการศึกษาค้นคว้า รวบรวมข้อมูล วิเคราะห์ และสรุปผล โดยประกอบไปด้วยเนื้อหาทั้งหมด 5 บท

**บทที่ 1** กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของการวิจัย สมมุติฐานของการวิจัย วิธีดำเนินการวิจัย ขอบเขตของการวิจัย ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ นวัตกรรมของงานวิจัยนี้ และการจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

**บทที่ 2** กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องเกี่ยวกับคุณสมบัติของสายอากาศ โมโนโพล รูปแบบสายอากาศโมโนโพล คุณสมบัติของอภิวัด รูปแบบของอภิวัด การลดขนาดและปรับ ความถี่ของขนาดสายอากาศโมโนโพล และอภิวัดแบบเซลล์หนึ่งหน่วย รวมถึงการประยุกต์ใช้งาน ระหว่างสายอากาศโมโนโพลร่วมกับอภิวัด และยังกล่าวถึงเกี่ยวกับค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและ ค่าซีบซบทางแม่เหล็ก รวมทั้งทฤษฎีพื้นฐานของสายอากาศ

**บทที่ 3** กล่าวถึงการออกแบบและการจำลองแบบสายอากาศอภิวัดในโปรแกรม CST Microwave Studio รวมถึงการปรับพารามิเตอร์และขนาดของสายอากาศอภิวัดโดยจะ พิจารณาจากค่า S-parameters ได้แก่ค่า ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ( $S_{21}$ ) ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า ค่าซีบซบทางแม่เหล็ก และพฤติกรรมของกระแสเชิงผิวของความถี่ที่ได้ ออกแบบ

**บทที่ 4** กล่าวถึงการสร้าง การวัดทดสอบและผลการทดสอบของสายอากาศต้นแบบโดยจะมีการวัดค่า S-parameters แบบรูปการแผ่พลังงานและอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบ

**บทที่ 5** กล่าวถึงสรุปผลการทดสอบของสายอากาศอภิวัด ปัญหาที่เกิดขึ้นกับงานวิจัยนี้ ข้อเสนอแนะ แนวทางการแก้ปัญหา รวมถึงการพัฒนาของงานวิจัยในอนาคต

## บทที่ 2

### ปรีทัศน์วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันการสื่อสารโทรคมนาคมมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องรวมถึงเทคโนโลยีที่ใช้ในการสื่อสารด้วย ซึ่งทำให้เข้ามามีบทบาทในการใช้ชีวิตประจำวันในด้านต่าง ๆ เช่น การสื่อสารไร้สาย ด้านการศึกษาที่ปัจจุบันมีการศึกษาทางไกลเข้ามามีบทบาทมากขึ้น ด้านเศรษฐกิจโดยมีผู้ใช้บริการซื้อของออนไลน์มากขึ้น ด้านอุตสาหกรรมที่มีการใช้เทคโนโลยีไร้สายเข้ามามีส่วนรวมในการผลิตสินค้า รวมถึงทางด้านทางการแพทย์ที่ได้มีการใช้ระบบเครือข่ายเข้ามาเพื่อสามารถรักษาผู้ป่วยได้ทันเวลาหากเกิดเหตุการณ์ฉุกเฉิน ฯลฯ เป็นต้น ดังนั้นหากเกิดการขัดข้องของสัญญาณอาจจะส่งผลกระทบต่อการดำเนินกิจกรรมที่กล่าวมาข้างต้นได้ จึงจำเป็นต้องมีอุปกรณ์เพื่อแก้ปัญหา ซึ่งสิ่งที่สำคัญของในตัวอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แก้ไขปัญหาคือการขัดข้องของสัญญาณนั้นก็คือ สายอากาศ ซึ่งเป็นตัวรับสัญญาณ ปัจจุบันมีสายอากาศหลากหลายประเภทในการใช้งาน แต่เนื่องจากระบบเครือข่ายโทรคมนาคมในปัจจุบันมีการใช้งานหลากหลายย่านความถี่ทำให้มีการศึกษาสายอากาศที่มีความสามารถรองรับหลายความถี่ ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงศึกษาการออกแบบสายอากาศที่ทำงานได้หลายความถี่ รวมถึงมีการนำอภิวัดมาทำงานร่วมกับสายอากาศ เนื่องจากอภิวัดได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายในการนำมาเพิ่มประสิทธิภาพในการเรโซแนนซ์ของสายอากาศด้วย

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย และผลงานวิจัยที่ได้ศึกษาเพื่อเป็นแนวทางในงานวิจัย ซึ่งงานวิจัยที่ได้นำมาศึกษานั้นล้วนเป็นงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์จากฐานข้อมูลที่เป็นที่ยอมรับ เนื้อหาของงานวิจัยที่ได้นำมาศึกษานั้นประกอบไปด้วย งานวิจัยที่เกี่ยวกับสายอากาศที่รองรับได้หลายความถี่ สายอากาศโมโนโพลลักษณะต่าง ๆ และสายอากาศอภิวัด รวมถึงทฤษฎีพื้นฐานของสายอากาศที่จำเป็นต่องานวิจัยนี้

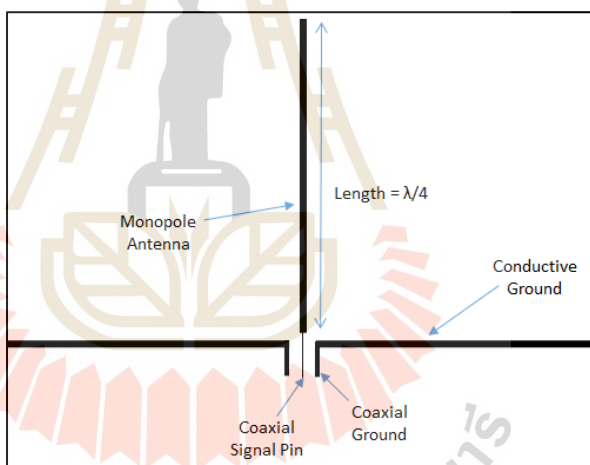
#### 2.2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

##### 2.2.1 สายอากาศโมโนโพล

###### 1) สายอากาศโมโนโพลแบบเส้นลวด

เป็นสายอากาศเส้นลวดตรงที่มีต้นแบบมาจากสายอากาศไดโพล โดยนำมาใช้เพียงแกนด้านบนของสายอากาศไดโพลและป้อนสัญญาณเข้าที่กึ่งกลางของสายอากาศไดโพลโดยความยาวของสายอากาศโมโนโพลเท่ากับหนึ่งสี่ของความยาวคลื่น ( $\lambda/4$ )

หรือที่ภาษาอังกฤษเรียกว่า Quarter-Wavelength Monopole โดยจะถูกวางตั้งเหนือระนาบกราวด์ เพื่อให้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโมโนโพลใกล้เคียงกับสายอากาศไดโพล ดังนั้นระนาบกราวด์ของสายอากาศจะเปรียบเสมือนแหล่งกำเนิด หรือที่เราเรียกว่า แหล่งกำเนิดเสมือน (Virtual Sources) โดยวิธีการนี้คือวิธีการ ระเบียบเชิงเงา (Image Theory) คือวิธีที่เสมือนว่ามีสายอากาศโมโนโพลอีกด้านหนึ่งหรือเป็นเงาของสายอากาศ เพื่อให้สายอากาศมีความยาวคลื่น ( $\lambda/2$ ) หรือเป็นสายอากาศไดโพลนั่นเอง เพราะฉะนั้นแรงดันที่เกิดขึ้นที่ขั้วของสายอากาศโมโนโพลจะมีเพียงครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพล ดังนั้นอิมพีแดนซ์ที่ด้านเข้าของสายอากาศนี้จึงมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศไดโพล เนื่องจากเป็นสายอากาศที่มีขนาดเล็ก และมีประสิทธิภาพสูงสุดเมื่อทำงานที่ความถี่ที่ออกแบบ จึงมีการใช้งานอย่างแพร่หลาย ทั้งด้านการออกแบบสายอากาศในงานวิจัยต่าง ๆ รวมถึงการใช้งานในทางปฏิบัติ เนื่องจากเป็นสายอากาศที่ออกแบบแนวตั้งทำให้ถูกนำไปใช้เป็นสายอากาศสถานีฐานของระบบสื่อสารเคลื่อนที่



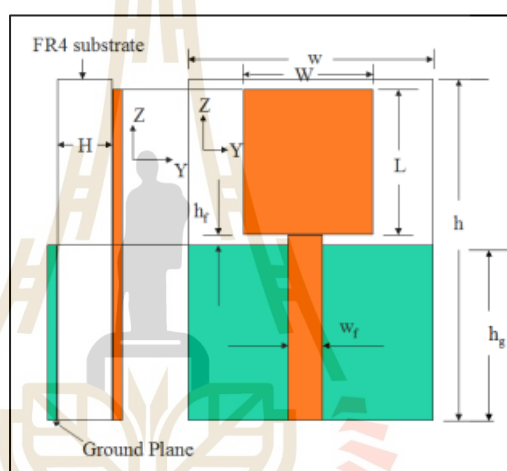
รูปที่ 2.1 โครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลแบบเส้นลวด (Kasam, 2021)

## 2) สายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรมพิมพ์

เป็นสายอากาศที่มีสายอากาศบนแผ่นวงจรมพิมพ์ หรือ ที่เรียกว่าสายอากาศแพทช์เป็นสายอากาศต้นแบบในการออกแบบ ซึ่งสายอากาศแพทช์มีการบ่อนคลื่นแบบไมโครสตริป และมีแผ่นตัวนำที่บางมากวางไว้บนแผ่นไดอิเล็กทริกตามความยาวคลื่นที่ออกแบบซึ่งวางไว้เหนือระนาบกราวด์ และแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบมีทิศทาง (Directinal Pattern) ต่อมาจึงมีการออกแบบสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรมพิมพ์โดยถูกออกแบบที่ความยาวคลื่นเท่ากับ ( $\lambda/4$ ) และใช้สายส่งไมโครสตริปในการนำสัญญาณ โดยจะใช้ระนาบกราวด์ของสายส่งไมโครสตริปเป็นตัวแผ่คลื่น

ที่แผ่ลงมาจากสายอากาศหรือเสมือนเป็นสายอากาศอีกด้านเพื่อให้มีประสิทธิภาพเพียงพอต่อการใช้งาน ทำให้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศคล้ายกับสายอากาศไดโพล

เนื่องจากเป็นสายอากาศโมโนโพลที่ถูกออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์มีต้นทุนในการสร้างไม่สูงมาก รวมถึงขนาดของสายอากาศมีขนาดเล็ก จึงทำให้มีการออกแบบง่าย รวมถึงมีแถบความถี่กว้างกว่าสายอากาศแพทช์ แต่ประสิทธิภาพหรืออัตราการขยายค้อยข้างต่ำเมื่อเทียบกับสายอากาศแพทช์ แต่ก็ถือว่ายอมรับได้เมื่อนำมาประยุกต์กับการใช้งาน และแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์เป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว (Omnidirectional Pattern)



รูปที่ 2.2 สายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ (Panda et al. 2009)

## 2.2.2 อภิวัด

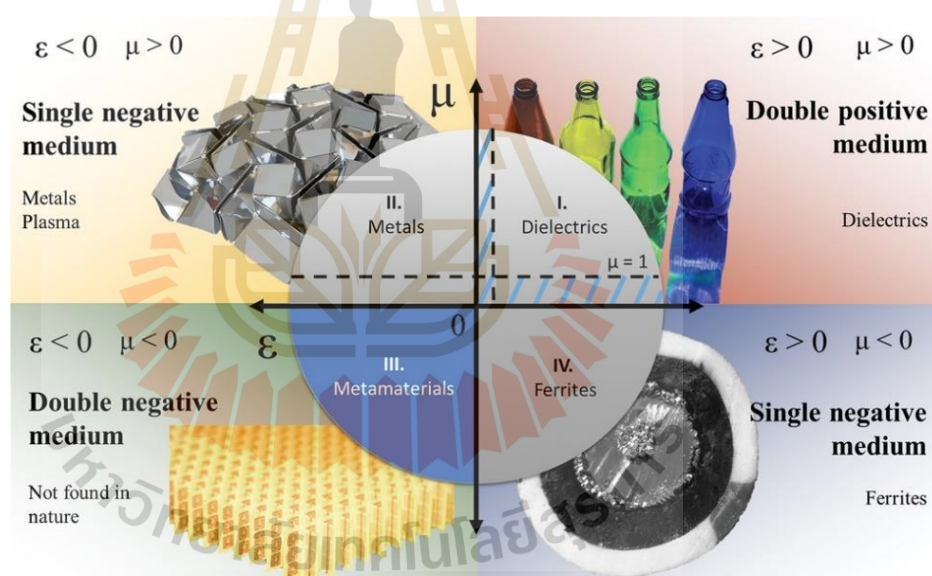
อภิวัด (Metamaterial) เป็นวัสดุที่มีคุณสมบัติไม่พบตามธรรมชาติ ที่เกิดจากการปรับเปลี่ยนโครงสร้างของวัสดุที่นำมาออกแบบให้มีคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าต่างจากวัสดุทั่วไป จึงเป็นสิ่งที่ทำให้ผู้วิจัยหลายท่านสนใจในการศึกษาพฤติกรรมและคุณสมบัติเมื่อนำไปประยุกต์ใช้กับสายอากาศ นอกจากนี้ยังมีการนำไปประยุกต์กับงานในด้านอวกาศ เช่น เซอร์ เลนส์สำหรับสายอากาศ ฯลฯ เป็นต้น

### 1) คุณสมบัติของอภิวัด

สำหรับคุณสมบัติของอภิวัดนั้นจะถูกจำแนกเป็น 4 ประเภทตามค่าของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (Permittivity:  $\epsilon$ ) และค่าซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability:  $\mu$ ) โดยค่าทั้งสองนี้จะขึ้นอยู่กับโครงสร้างหรือรูปร่างของตัวอภิวัดด้วย ซึ่งถ้าเป็นวัสดุที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและ

ค่าซึมซาบแม่เหล็กเป็นค่าเป็นบวก จะเรียกคุณสมบัตินี้ว่าเป็น DPS (Double Positive Medium) ส่งผลให้ค่าดัชนีหักเห (Refractive Index:  $n$ ) เป็นบวก ซึ่งเป็นวัสดุส่วนใหญ่ในธรรมชาติ

ต่อมาคุณสมบัติของอภิวัดจะถูกจำแนกเป็น 3 ประเภทตามค่าที่เป็นลบของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบแม่เหล็ก หากค่าใดค่าหนึ่งเป็นลบ จะเรียกว่า SNG (Single Negative Medium) ถ้าค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเป็นลบ จะเรียกว่า ENG (Epsilon Negative Medium) โดยส่วนใหญ่โครงสร้างของคุณสมบัติจะมีลักษณะเป็นเส้นลวด หรือเป็นแท่งโลหะ ต่อมาถ้าค่าซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบ จะเรียกว่า MNG (Mu Negative Medium) โครงสร้างของคุณสมบัตินี้ส่วนใหญ่มักจะเป็นวงแหวนแบบแยก แต่ถ้าหากค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบแม่เหล็กเป็นค่าเป็นลบทั้งคู่ จะเรียก DNG (Double Negative Medium) :ซึ่งทำให้ค่าดัชนีหักเหมีค่าเป็นลบ (Negative Refractive Index: NRI) ตามกฎมือซ้าย Left-Handed (LH) ดังนั้นจึงสามารถแบ่งคุณสมบัติตามภาพที่แสดงอยู่ในรูปที่ 2.3

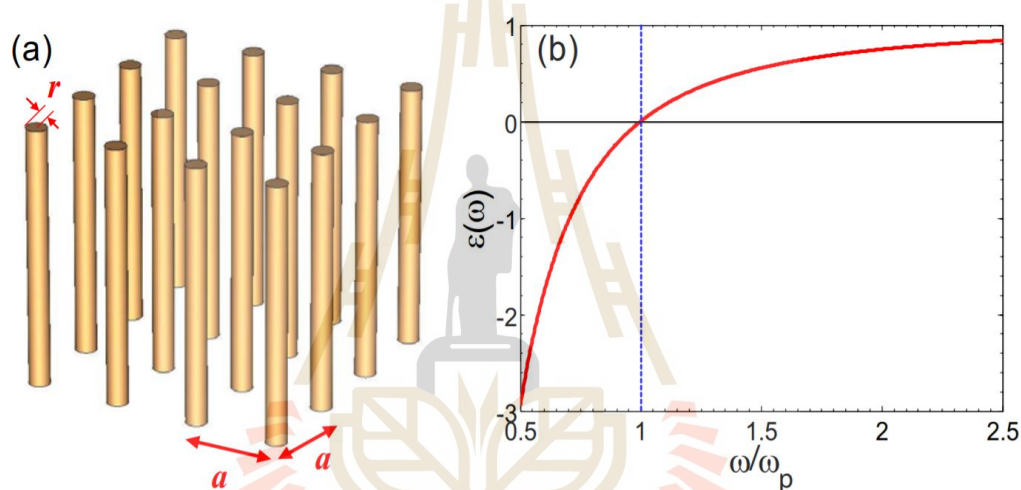


รูปที่ 2.3 คุณสมบัติของอภิวัด (Alvarez-Fernandez *et al.*, 2021)

## 2) Epsilon Negative Medium (ENG)

อภิวัดที่มีคุณสมบัติค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (Permittivity:  $\epsilon$ ) เป็นลบโดยที่มีค่าซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability:  $\mu$ ) เป็นบวก ซึ่งจากการศึกษาวิจัยของ Krzysztofik *et al.* 2018 ได้กล่าวถึงคุณสมบัติของ ENG เกิดจากวัสดุที่มีการจัดเรียงตัวกันของโลหะที่วางขนานกัน และเกิดการส่งผ่านความถี่สูงของระนาบคลื่นที่เข้ามาทำให้สนามไฟฟ้าขนานกับเส้นโลหะทรงกระบอกที่มี

การจัดเรียงกันทำให้ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้ามีค่าเป็นลบ ซึ่งความถี่ที่ส่งผ่านนั้นจะมีค่าต่ำกว่าความถี่พลาสมา โดยจะจัดเรียงเป็นระยะดังแสดงรูปที่ 2.4 ซึ่งพฤติกรรมนี้คล้ายกับการแผ่คลื่นของแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวกลางพลาสมา ทำให้ความถี่ในการแผ่คลื่นมีค่าใกล้เคียงกับความถี่พลาสมา ดังนั้นค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าจะมีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นที่ความถี่พลาสมา และเมื่อค่าสภาพยอมทางไฟฟ้ามีค่าเท่ากับศูนย์ส่งผลให้ค่าดัชนีหักเห (Refractive Index:  $n$ ) มีค่าเท่ากับศูนย์ แต่ถ้าความถี่ตัดของการจัดเรียงตัวมีค่าต่ำจะทำให้ไม่มีการแผ่คลื่น ดังนั้นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะเกิดการสะท้อนแทน พฤติกรรมนี้คล้ายกับการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวกลางพลาสมา ความถี่พลาสมาขึ้นอยู่กับค่าคงที่ของระยะห่างของลวด ( $p$ ) และรัศมีของลวดแต่ละเส้น ( $r$ )



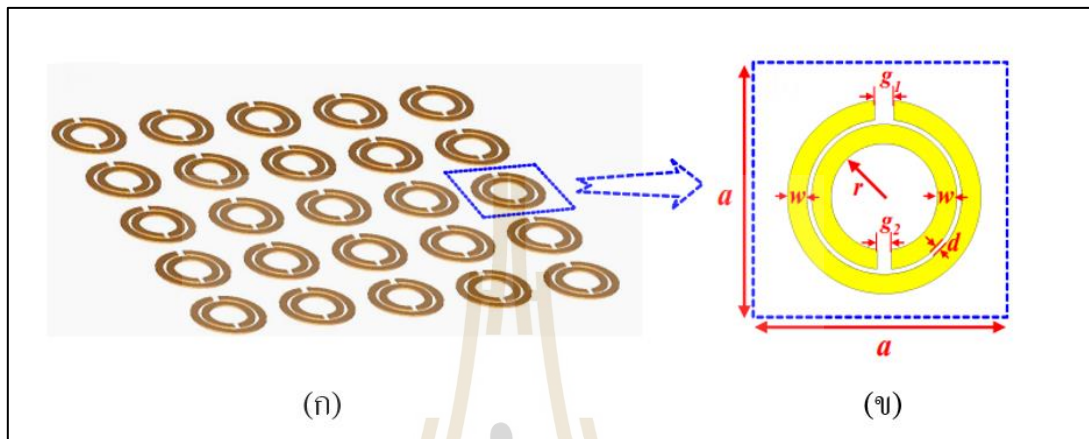
รูปที่ 2.4 การจัดเรียงตัวของแท่งโลหะ (Zhou, 2008)

### 3) Mu Negative Medium (MNG)

อภิวัดที่มีคุณสมบัติค่าซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability:  $\mu$ ) เป็นลบ โดยมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (Permittivity:  $\epsilon$ ) เป็นบวก โดยโครงสร้างส่วนใหญ่ที่นำมาออกแบบคือ โครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบวงแหวนแยก (Split Ring Resonators: SRRs) ซึ่งเป็นโครงสร้างที่มีวงแหวนสองวงซ้อนกัน เมื่อนำมาเขียนเป็นแผนภาพวงจรช่องว่างระหว่างวงแหวนวงนอกและวงแหวนวงในจะทำหน้าที่เป็นตัวเก็บประจุ (C) และวงแหวนจะทำหน้าที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ (L) ดังนั้นทำให้โครงสร้างนี้เป็นโครงสร้างวงจรเรโซแนนซ์ LRC จากการศึกษาวิจัยของ Zhou 2008 โดยอ้างอิงจากงานวิจัยของ Pendry et al. 1996 ได้เสนอโครงสร้าง SRR แสดงในรูปที่ 2.5 โดยมีแถบความถี่ของ SRR เป็นแถบความถี่แคบส่งผลทำให้มีค่าซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบ ซึ่งเกิดจากการโพลาไรเซชันของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ตกกระทบ SRR เมื่อพิจารณาการจำลองแบบแบบ Unit Cell



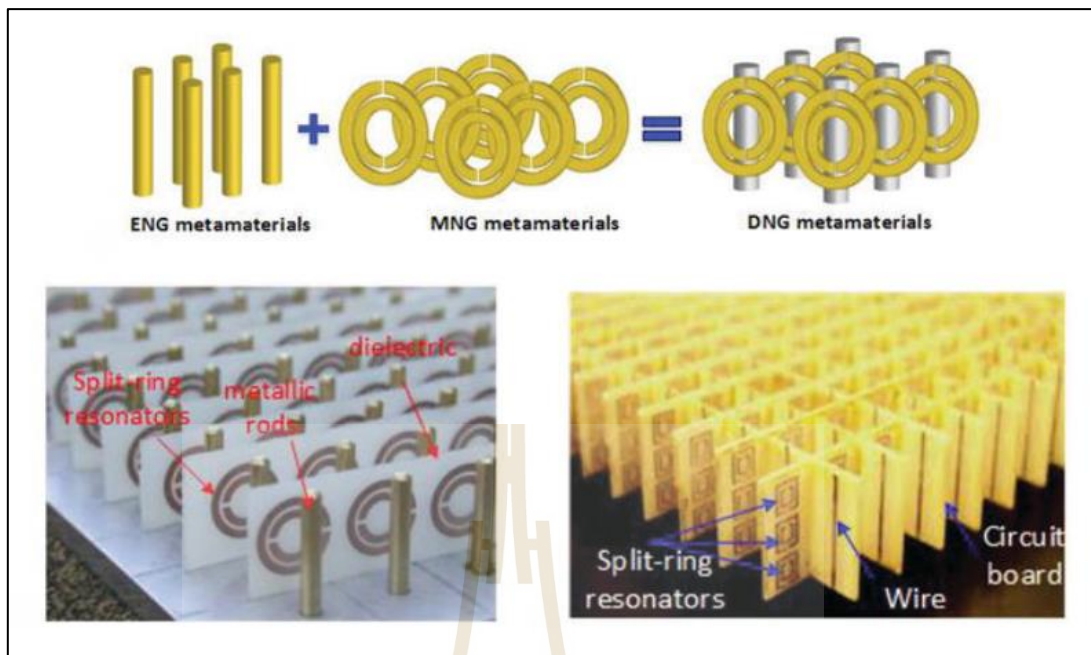
เมื่อเรากำหนดให้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตกกระทบกับ SRR พบว่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ตั้งฉากกับ SRR จะเกิดการเหนี่ยวนำทั้งวงแหวนวงในและวงแหวนนอก ช่องว่างระหว่างวงแหวนเกิดประจุสะสม ซึ่งทำให้ค่าซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบ และจะทำให้เกิดแถบความถี่แคบที่มีความถี่สูงกว่าความถี่พลาสมา



รูปที่ 2.5 โครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบวงแหวนแยก (SRRs) (Zhou, 2008)  
 (ก) ที่มีการจัดเรียงกันห่างกันเป็นระยะ  $a$   
 (ข) โครงสร้างแบบ 1 Unit Cell

#### 4) Double Negative Medium (DNG)

อภิวัดที่มีคุณสมบัติ Double Negative Medium (DNG) หรือเรียกอีกอย่างว่า ค่าดัชนีหักเหเป็นลบ (Negative Refractive Index: NRI) โดยปกติแล้ววัสดุตามธรรมชาติจะมี ค่าดัชนีหักเหเป็นบวกซึ่งเป็นไปตามกฎมือขวาของทิศทางการสนามไฟฟ้า สนามแม่เหล็ก และทิศทางการเคลื่อนที่ แต่ค่าดัชนีหักเหเป็นลบจะเป็นตามกฎมือซ้าย Left-Handed (LH) จากนิยามของ Veselgo (Chaimool and Akkaraekthalin, 2011) เนื่องจากทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นที่มีทิศตรงข้ามกับทิศทางของพอยน์ติงเวกเตอร์ และเมื่อเดินทางผ่านอภิวัดแล้วจะทำให้เวกเตอร์เฟสมีค่าเป็นลบ โดยโครงสร้างเริ่มต้นของคุณสมบัติ NRI จะเกิดจากการรวมกันของโครงสร้าง ENG ที่เป็นเส้นลวดโลหะและโครงสร้าง MNG ที่เป็นเรโซเนเตอร์แบบวงแหวน แสดงอยู่ในรูปที่ 2.6

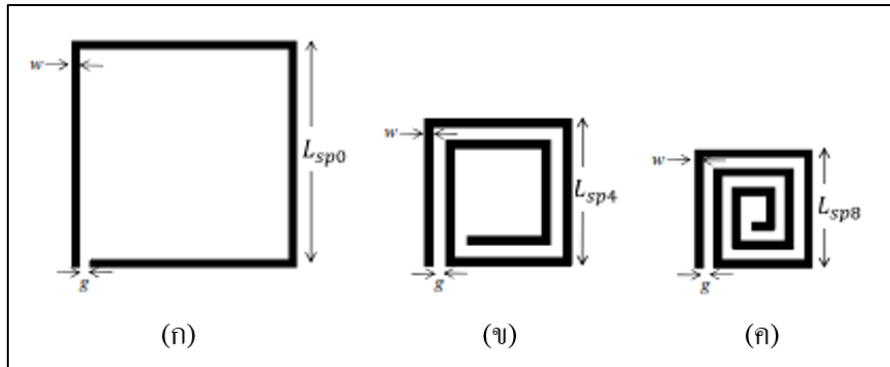


รูปที่ 2.6 การรวมโครงสร้างที่มีคุณสมบัติ ENG และ MNG ทำให้เกิดโครงสร้างที่มีคุณสมบัติ DNG (Krzysztofik and Cao, 2018)

### 2.2.3 เรโซเนเตอร์แบบเกลียว

ปัจจุบันได้มีการพัฒนารูปแบบของเรโซเนเตอร์ ซึ่งลักษณะรูปร่างอยู่บนพื้นฐานรูปแบบหลักคือ เรโซเนเตอร์เส้นตรง (Straight-line Resonator) เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์ขั้น (Stepped-Impedance) เรโซเนเตอร์อินเตอร์ดิจิทัล (Interdigital Resonator) เรโซเนเตอร์ปิ่นปักผม (Hairpin Resonator) และ เรโซเนเตอร์วงแหวน (Ring Resonator) (ธีรวิสิฐพงศ์, 2013)

โดยเรโซเนเตอร์แบบเกลียว (Spiral Resonator: SR) ถูกพัฒนามาจากเรโซเนเตอร์วงแหวนแบบลูปเปิด โดยความยาวของเรโซเนเตอร์วงแหวนแบบลูปเปิดมีความยาวเป็นครึ่งความยาวคลื่น ( $\lambda_g / 2$ ) (ธีรวิสิฐพงศ์, 2013) จะเห็นได้ว่าเมื่อนำเรโซเนเตอร์วงแหวนแบบลูปเปิดมาทำการออกแบบเป็นเรโซเนเตอร์แบบเกลียวจะทำให้ขนาดของโครงสร้างเรโซเนเตอร์ลดลง แต่ยังคงความยาวคลื่นเท่าเดิม ซึ่งมีค่าเท่ากับครึ่งความยาวคลื่นแสดงในรูปที่ 2.7

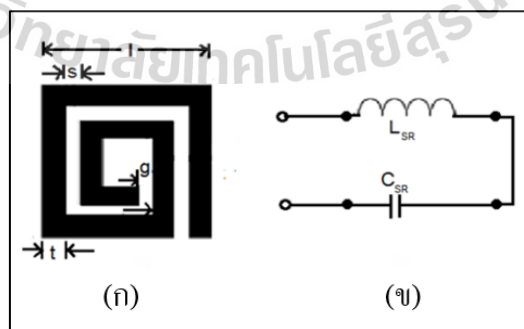


รูปที่ 2.7 ขนาดของโครงสร้างเรโซเนเตอร์ที่มีความยาวคลื่นเท่ากัน (Da Silva Araújo et al. 2015)

- (ก) เรโซเนเตอร์วงแหวนแบบรูปเปิด
- (ข) เรโซเนเตอร์แบบเกลียว 2 รอบ
- (ค) เรโซเนเตอร์แบบเกลียว 3 รอบ

โดยโครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวรูปที่ 2.8 (ก) สามารถนำเขียนเป็นวงจรสมมูลในรูปที่ 2.14 (ข) และนำค่า  $L_{SR}$  และ  $C_{SR}$  ที่ได้จากวงจรสมมูลมาคำนวณหาค่าความถี่ได้จากสมการที่ 2.1

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{SR}C_{SR}}} \tag{2.1}$$



รูปที่ 2.8 เรโซเนเตอร์แบบเกลียว (Rajni et al. 2016)

- (ก) โครงสร้างและพารามิเตอร์ระบุขนาด
- (ข) วงจรสมมูล

## 2.3 ปรีทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

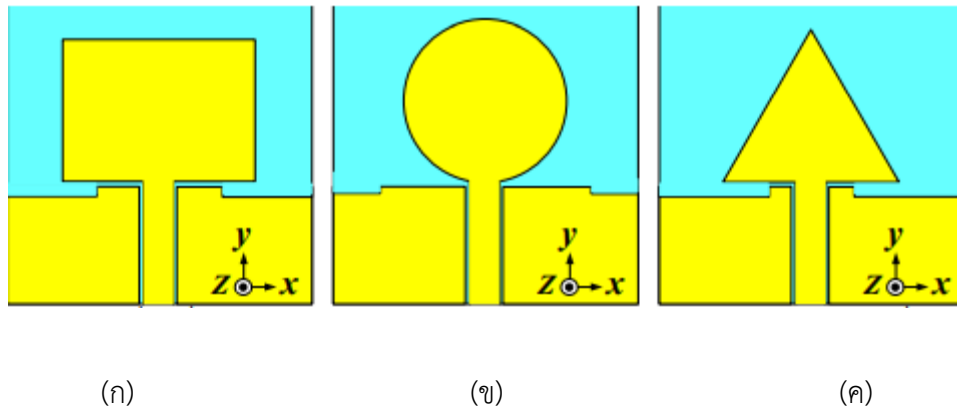
เนื่องจากระบบสื่อสารในปัจจุบันมีการใช้งานหลายระบบเครือข่าย ซึ่งในแต่ละระบบเครือข่ายมีการใช้งานย่านความถี่ที่ต่างกัน ทำให้มีการออกแบบสายอากาศเพื่อรองรับการใช้งานในแต่ละความถี่ของระบบเครือข่าย สายอากาศที่รองรับหลายความถี่จึงเป็นสายอากาศที่ถูกเลือกนำมาใช้งาน ทำให้นักวิจัยจึงนิยมศึกษาและออกแบบสายอากาศที่รองรับหลายความถี่เพื่อพัฒนาประสิทธิภาพในการใช้งาน เพราะฉะนั้นงานวิจัยนี้จึงได้ศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศที่รองรับหลายความถี่โดยจะเริ่มศึกษางานวิจัยเกี่ยวกับสายอากาศที่รองรับหลายความถี่ ซึ่งจะศึกษาสายอากาศที่มีแถบความถี่กว้างที่มีลักษณะเป็นแถบความถี่เดียว สายอากาศที่มีหลายแถบความถี่ รวมถึงศึกษาสายอากาศที่มีการเรโซแนนซ์ร่วมกับอภิวัด รูปร่าง และคุณสมบัติของอภิวัดด้วย

### 2.3.1 สายอากาศที่รองรับหลายความถี่

#### 1) สายอากาศแถบความถี่กว้าง

เมื่อศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศที่มีแถบความถี่กว้าง พบว่าลักษณะของสายอากาศแต่ละประเภทมีลักษณะแตกต่างกัน ซึ่งลักษณะของสายอากาศส่งผลต่อความถี่ที่เกิดจากการออกแบบ ดังนั้นจึงศึกษาสายอากาศที่มีลักษณะโครงสร้างไม่ซับซ้อน สามารถปรับความถี่ได้ง่าย แต่ยังคงคุณสมบัติแถบความถี่กว้างไว้

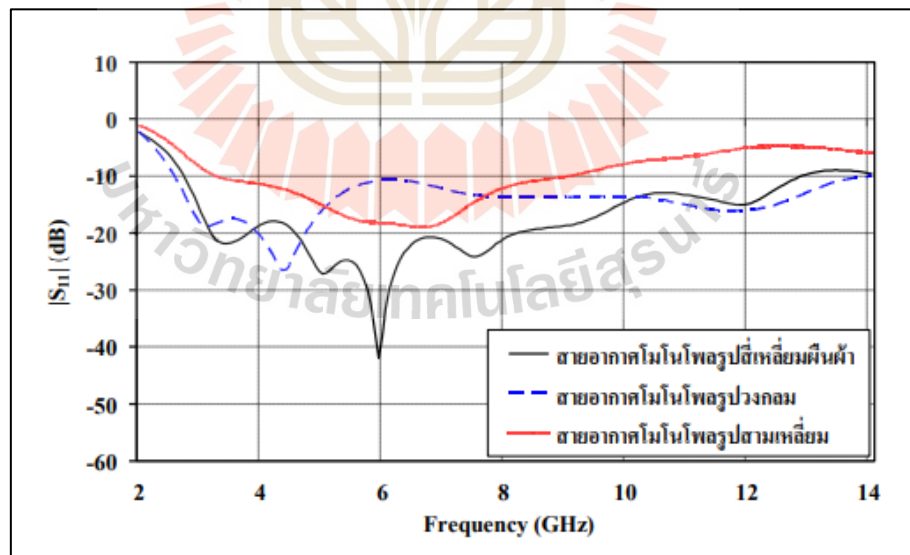
จากการศึกษางานวิจัยของ Naktong et al. 2020 โดยเลือกศึกษาสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ เนื่องจากสายอากาศโมโนโพลมีแถบความถี่ที่กว้างสามารถรองรับความถี่ได้หลายความถี่ ซึ่งงานวิจัยเป็นงานวิจัยที่ออกแบบสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีรูปทรงเป็นเรขาคณิตมีการป้อนคลื่นแบบ Coplanar Waveguide (CPW) ประกอบด้วยรูปทรง สี่เหลี่ยม วงกลม และสามเหลี่ยม โดยได้ออกแบบสายอากาศแถบความถี่กว้างยิ่งยวด (Ultra-Wideband: UWB) ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a ในช่วงความถี่ 3.1-10.6 GHz และมีขนาดสายอากาศ  $34 \times 34 \text{ mm}^2$  ทุกสายอากาศที่ออกแบบ เมื่อทำการจำลองแบบพบว่าสายอากาศที่ออกแบบมีลักษณะเป็นสายอากาศแถบความถี่กว้างทั้งสามแบบ แต่สายอากาศที่มีรูปทรงเป็นวงกลมมีการตอบสนองทางความถี่ได้ดีที่สุด ต่อมาจึงได้ทำการกัดเซาะพื้นผิวทองแดงระนาบกราวด์ทั้งสองด้านของสายอากาศแสดงรูปที่ 2.9 พบว่าโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมพื้นผ้ามีแถบความถี่กว้างครอบคลุมย่านความถี่ 2.97-12.26 GHz แสดงในรูปที่ 2.10 ซึ่งเหมาะสมต่อการใช้งานในย่านความถี่ UWB และมีอัตราการขยายโดยเฉลี่ย 3.07 dBi



รูปที่ 2.9 สายอากาศโมโนโพลรูปทรงเรขาคณิตต่าง ๆ ที่ทำการกัดเซาะพื้นผิวทองแดง ระบายกราวด์ทั้งสองด้านของสายอากาศ (Naktong et al. 2020)

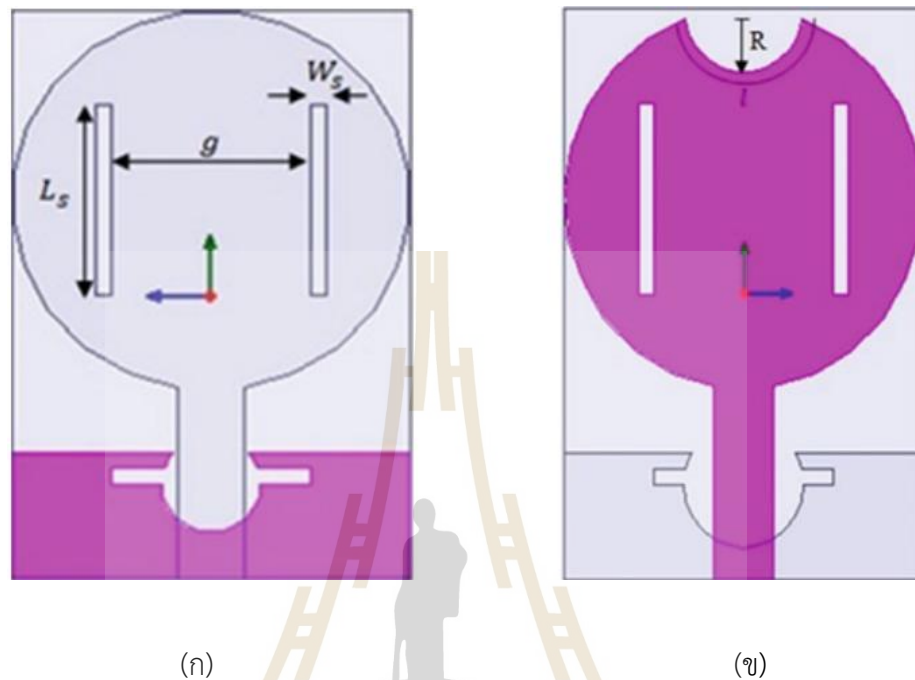
(ก) สี่เหลี่ยม (ข) วงกลม (ค) สามเหลี่ยม

แต่เมื่อเราสังเกตจากการศึกษาวิจัยนี้พบว่า เนื่องจากสายอากาศนี้เป็นสายอากาศแถบความถี่กว้าง จึงทำให้เกิดการแบ่งพลังงานเกิดขึ้น ทำให้อัตราขยายของสายอากาศต่ำ และบางช่วงความถี่ของสายอากาศหากไม่ได้นำมาใช้งานอาจจะเกิดการรบกวนกันได้



รูปที่ 2.10 ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศโมโนโพล ทั้งสามแบบ (Naktong et al. 2020)

ต่อมาได้ศึกษางานวิจัยของ Sharma et al. 2019 ได้ทำการออกแบบสายอากาศที่มีแถบความถี่กว้าง ซึ่งสายอากาศมีขนาด  $12 \times 18 \text{ mm}^2$  แสดงในรูปที่ 2.11



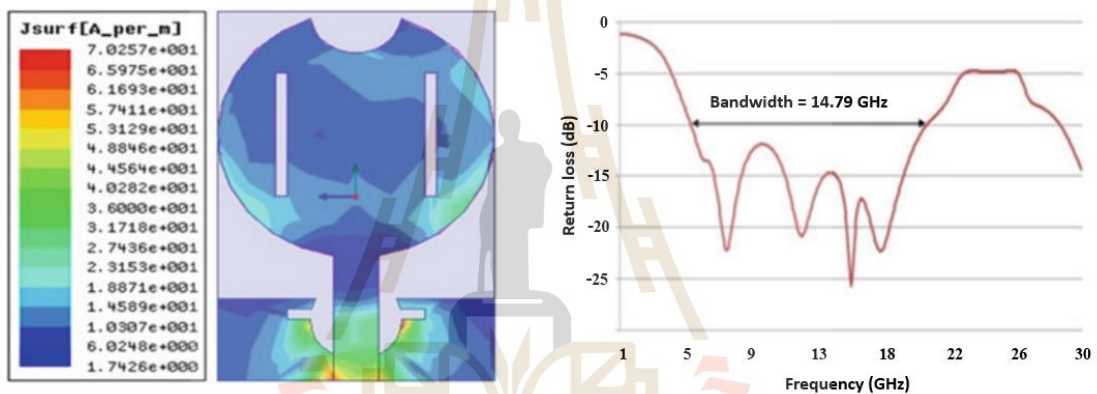
รูปที่ 2.11 สายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์รูปวงกลมที่ทำการเจาะสายอากาศและเจาะกราวด์รูปดาวเสาร์ (Sharma et al. 2019)

(ก) เจาะแผ่นตัวนำสายอากาศ

(ข) ตัดด้านบนของแผ่นตัวนำสายอากาศ

สายอากาศเริ่มต้นของงานวิจัยนี้เป็นสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์รูปวงกลม โดยมีการเปรียบเทียบระหว่างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมและวงกลม พบว่าสายอากาศรูปวงกลมมีแถบความถี่กว้างกว่ารูปสี่เหลี่ยม ซึ่งสายอากาศโมโนโพลรูปวงกลมมีความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 10.23 GHz และมีแถบความถี่กว้าง 6.99 GHz ต่อมาได้ทำการปรับความสูงของกราวด์พบว่าขนาดของกราวด์ที่ทำให้แถบความถี่ที่อยู่ที่ 4 mm จึงมีการเจาะกราวด์และปรับขนาดของสายอากาศโมโนโพลเป็นรูปตัว T ทำให้สายอากาศเรโซแนนซ์ดีที่ความถี่ 7.38 GHz และส่งผลทำให้สายอากาศมีแถบความถี่เพิ่มขึ้นเป็น 10.04 GHz มีอัตราขยายของสายอากาศ 3.27 dB นอกจากนั้นได้ทำการเจาะกราวด์เป็นรูปดาวเสาร์โดยทำการเจาะเป็นรูปวงแหวนเพิ่มทำให้เกิดการเลื่อนของความถี่ที่เรโซแนนซ์ดีที่สุดจากความถี่ 7.38 GHz เป็น 7.46 GHz ทำให้แถบความถี่กว้างเพิ่มขึ้น โดยแถบความถี่ของสายอากาศสามารถใช้งานได้ตั้งแต่ความถี่ 5.71-16.92 GHz

ซึ่งมีแถบความถี่กว้างเท่ากับ 11.21 GHz แต่อัตราขยายของสายอากาศลดลงเป็น 3.03 dB ต่อมาได้ทำการเจาะแผ่นตัวนำของสายอากาศแสดงในรูปที่ 2.12 (ก) โดยพบว่า  $L_s$  ที่มีความยาว 6 mm ส่งผลทำให้แถบความถี่กว้างขึ้นเป็น 12.03 GHz (5.83-17.86 GHz) แต่มีอัตราขยายของสายอากาศลดลงเหลือ 1.38 dB ขั้นตอนสุดท้ายทางผู้วิจัยได้ทำการตัดส่วนด้านบนของสายอากาศเป็นส่วนโค้งรัศมี R แสดงในรูปที่ 2.13 (ข) ซึ่งทำให้แถบความถี่กว้างมากขึ้นเป็น 14.79 GHz (5.52-20.31 GHz) แสดงในรูปที่ 2.13 (ข) และมีอัตราขยายของสายอากาศเป็น 2.04 dB :ซึ่งจากการศึกษาของงานวิจัยนี้จะสังเกตเห็นว่าเมื่อทำการออกแบบสายอากาศแถบความถี่กว้างเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ อัตราขยายของสายอากาศจะลดลง เนื่องจากสายอากาศที่มีแถบความถี่กว้างจะเกิดการแบ่งพลังงานทำให้อัตราขยายของสายอากาศต่ำ

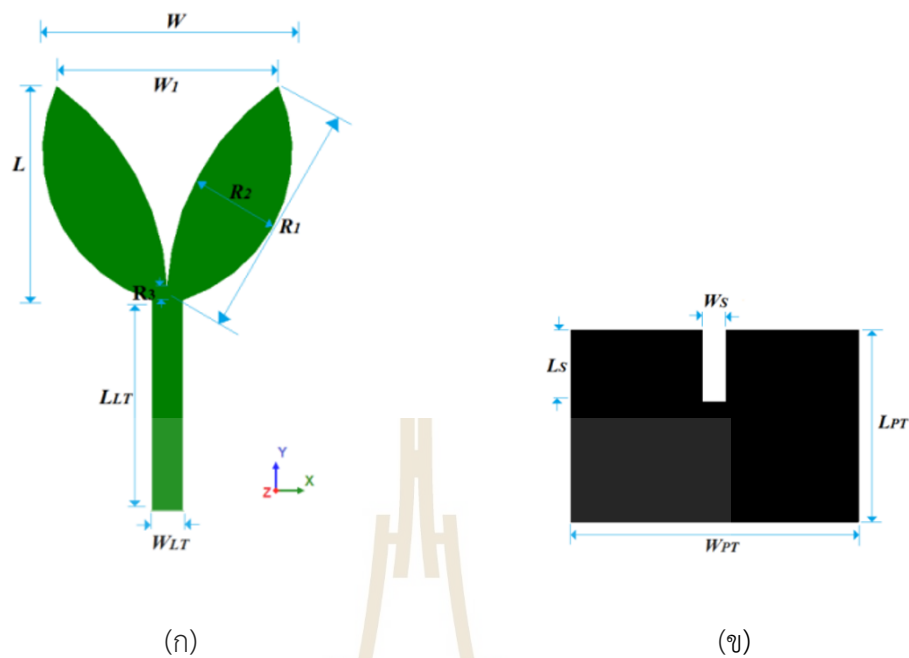


(ก)

(ข)

- รูปที่ 2.12 ผลการจำลองแบบสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรมิครูปวงกลม  
 ที่ทำการเจาะสายอากาศและเจาะกราวด์รูปดาวเสาร์ (Sharma et al. 2019)  
 (ก) สายอากาศของงานวิจัยนี้  
 (ข) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S11)

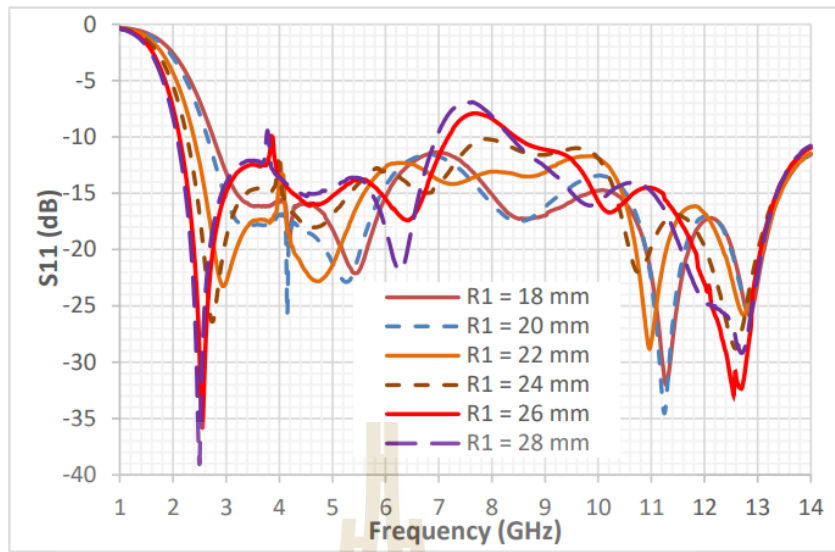
ต่อมาจึงได้ศึกษาสายอากาศแถบความถี่กว้างที่มีรูปแบบลักษณะที่แตกต่างจากรูปทรงเรขาคณิต ซึ่งได้ศึกษาของงานวิจัยของ Cruz et al. 2017 เป็นการออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปใบไม้ของต้น Inga Marginata แสดงในรูปที่ 2.12 โดยมีขนาด  $23.58 \times 45 \text{ mm}^2$  ซึ่งทำงานที่ความถี่ 10.26 GHz และมีแถบความถี่กว้าง 7.5 GHz



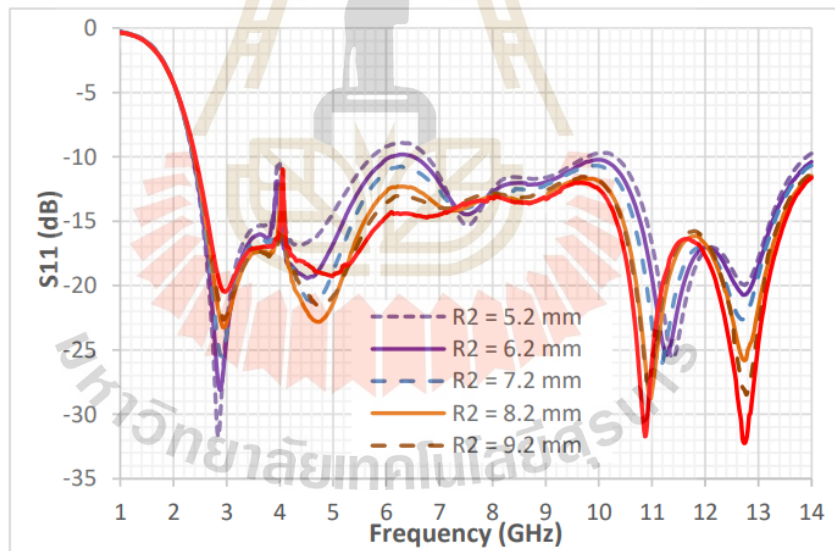
รูปที่ 2.13 โครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลรูปใบไม้ของต้น Inga Marginata (Cruz et al. 2017) (ก) ด้านหน้า (ข) ด้านหลัง

เมื่อออกแบบสายอากาศแล้ว จากนั้นทำการปรับขนาดของกราวด์ซึ่งปรับค่า  $W_s$  ตั้งแต่ 0.5-3.5 mm ทีละ 1 mm ปรับค่า  $L_s$  ตั้งแต่ 2-10 mm ทีละ 2 mm พบว่าที่ความกว้างของ  $W_s$  เท่ากับ 1.5 mm และมีค่า  $L_s$  ค่า 8 mm ส่งผลทำให้ค่า  $S_{11}$  ต่ำกว่า -10 dB ทุกย่านความถี่ จากนั้นปรับค่า  $R_1$ ,  $R_2$  และ  $R_3$  ซึ่งเป็นค่าพารามิเตอร์บนสายอากาศบริเวณตำแหน่งของรูปใบต้น Inga Marginata โดยได้ทำการปรับขนาดของค่า  $R_1$  ซึ่งเป็นขนาดใบและเป็นตำแหน่งที่มีการแผ่คลื่น ปรับตั้งแต่ 18-28 mm การเพิ่มการลดของค่า  $R_1$  ส่งผลต่อแถบความถี่ของสายอากาศทำให้แถบความถี่ลดลง ซึ่งค่าที่ทำให้แถบความถี่กว้างที่สุดคือ  $R_1$  เท่ากับ 26 mm แสดงในรูปที่ 2.14 (ก) ต่อมาจึงปรับค่า  $R_2$  พบว่าเมื่อปรับค่า  $R_2$  มีบางช่วงความถี่มีค่า  $S_{11}$  สูงกว่า -10 dB แต่ที่  $R_2$  เท่ากับ 8.2 mm ทำให้ค่า  $S_{11}$  ต่ำกว่า -10 dB ทุกย่านความถี่แสดงในรูปที่ 2.14 (ข) ส่วนขนาดของค่า  $R_3$  ปรับแล้วพบว่าส่งผลต่อแถบความถี่เล็กน้อยแสดงในรูปที่ 2.14 (ค) โดยอัตราขยายของสายอากาศนี้อยู่ที่ที่ความถี่ 3.2 GHz มีอัตราขยาย 3.84 dB ที่ความถี่ 6.2 GHz มีอัตราขยาย 3.8 dB และที่ความถี่ 10.1 GHz มีอัตราขยาย 6.20 dB และมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบ Omni-directional pattern จะสังเกตเห็นว่าการออกแบบสายอากาศที่มีโครงสร้างซับซ้อนส่งผลให้เมื่อทำการปรับค่าพารามิเตอร์เพื่อปรับความถี่ที่ยังมีผลไม่เป็นที่พอใจจะส่งผลกระทบต่อความถี่ที่ติดอยู่แล้ว

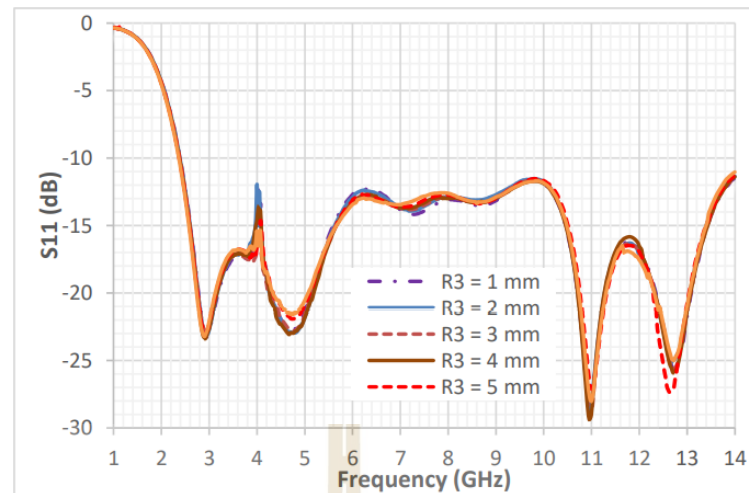




(ก)



(ข)



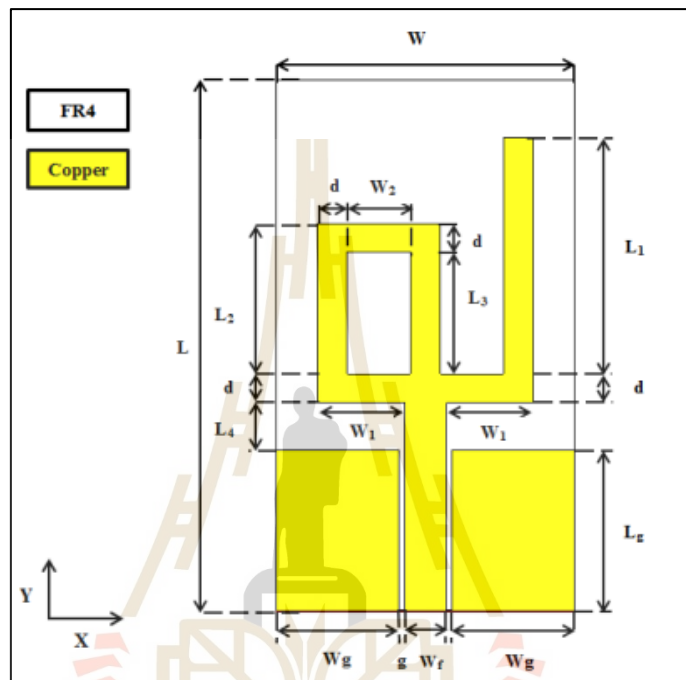
(ค)

รูปที่ 2.14 กราฟแสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศโมโนโพล รูปใบไม้ของต้น Inga Marginata เมื่อมีการปรับค่าพารามิเตอร์ (Cruz et al. 2017) (ก) ค่า  $R_1$  (ข) ค่า  $R_2$  (ค) ค่า  $R_3$

## 2) สายอากาศที่มีหลายแถบความถี่

ต่อมาได้ทำการศึกษางานวิจัยของ Manouare et al. 2017 ซึ่งเป็นสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีลักษณะเป็นแถบโลหะแสดงในรูปที่ 2.15 โดยทำการป้อนคลื่นแบบ Coplanar Waveguide (CPW) และขนาดของสายอากาศคือ  $20 \times 37 \text{ mm}^2$  งานวิจัยนี้เป็นการออกแบบสายอากาศเพื่อรองรับหลายความถี่โดยการเพิ่มแถบโลหะให้กับสายอากาศเพื่อปรับความถี่ในช่วงต่าง ๆ โดยเริ่มจากออกแบบแถบโลหะที่มีลักษณะเป็นรูปตัวแอลกลับด้านที่พารามิเตอร์  $L_1$  ซึ่งมีลักษณะเป็นสายอากาศโมโนโพล ต่อมาได้ทำการเพิ่มแถบโลหะเป็นรูปตัวแอลตั้งพารามิเตอร์  $L_2$  เพื่อควบคุมช่วงความถี่ที่สอง ต่อมาได้เพิ่มแถบโลหะที่สามที่มีพารามิเตอร์  $L_3$  ทำให้เกิดช่วงความถี่ที่สามเกิดขึ้น ส่งผลให้สายอากาศนี้เป็นสายอากาศสามย่านความถี่แต่เนื่องจากงานวิจัยต้องการย่านความถี่ WiMAX 3.5/5.5 GHz และ WLAN 5.2/5.8 GHz จึงมีการเชื่อมระหว่างแถบโลหะที่สองและแถบโลหะที่สาม ทำให้ช่วงความถี่ที่สองถูกรวมเข้ากับช่วงความถี่ที่สามซึ่งครอบคลุมย่านความถี่ WiMAX และ WLAN ดังนั้นงานวิจัยจึงมีช่วงความถี่สองช่วงความถี่ และเป็นสายอากาศที่มีแถบความถี่กว้างด้วย เพราะฉะนั้นในการเพิ่มแถบโลหะของสายอากาศจึงมีผลต่อการควบคุมความถี่ของสายอากาศ

แต่เนื่องจากมีหลายปัจจัยในการควบคุมความถี่ โครงสร้างของสายอากาศมีความซับซ้อนในการออกแบบ ทำให้ยากในการปรับความถี่เพื่อให้ได้ช่วงความถี่ที่ต้องการ และเมื่อพิจารณาอัตราการขยายของสายอากาศพบว่าอัตราการขยายอยู่ที่ 1.45-3.31 dB ซึ่งมีอัตราขยายค่อนข้างต่ำเมื่อเทียบกับสายอากาศโมโนโพลที่มีการกัดเซาะร่อง

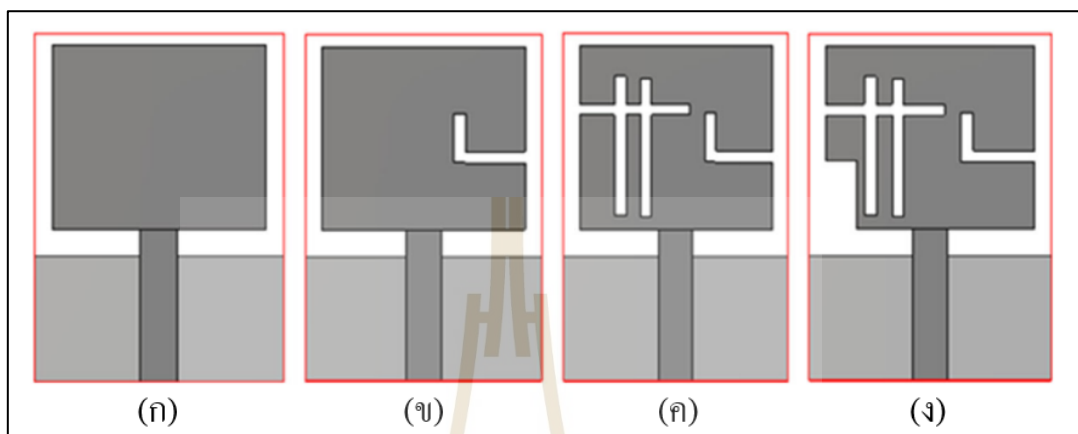


รูปที่ 2.15 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีลักษณะเป็นแถบโลหะ (Manouare et al. 2017)

ต่อมาจึงได้ศึกษาสายอากาศโมโนโพลที่มีการกัดเซาะร่องของ Ahmad et al. 2020 เป็นสายอากาศที่มีการออกแบบให้มีการใช้งานสามความถี่ในช่วงความถี่ WLAN และ WiMAX และมีขนาดเล็ก ซึ่งมีขนาด  $27.5 \times 20 \text{ mm}^2$  โดยความถี่ที่ทำงานมีช่วงความถี่ 2.37-2.52 GHz, 3.35-3.90 GHz และ 4.97-7.85 GHz ผู้วิจัยได้ทำการออกแบบสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่ยังไม่มีการกัดเซาะร่อง แสดงรูปที่ 2.16 (ก) พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศ ( $S_{11}$ ) มีการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ 3.12-6.6 GHz ซึ่งเป็นแถบความถี่กว้าง ต่อมาจึงได้ทำการเซาะร่องเป็นรูปตัว L กลับด้าน แสดงรูปที่ 2.16 (ข) พบว่าเมื่อทำการกัดเซาะร่องแล้วทำให้สายอากาศนี้มีการเรโซแนนซ์สองความถี่ คือ ช่วงความถี่แรก 3-3.94 GHz และ 5.14-6.6 GHz

ต่อมาได้ทำการเซาะร่องเป็นรูปพาย ( $\pi$ ) แสดงในรูปที่ 2.16 (ค) พบว่าค่า  $S_{11}$  ของสายอากาศมีการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ 2.4 GHz ด้วยนอกจากช่วงความถี่ที่ได้จากการเซาะร่องรูปตัว L

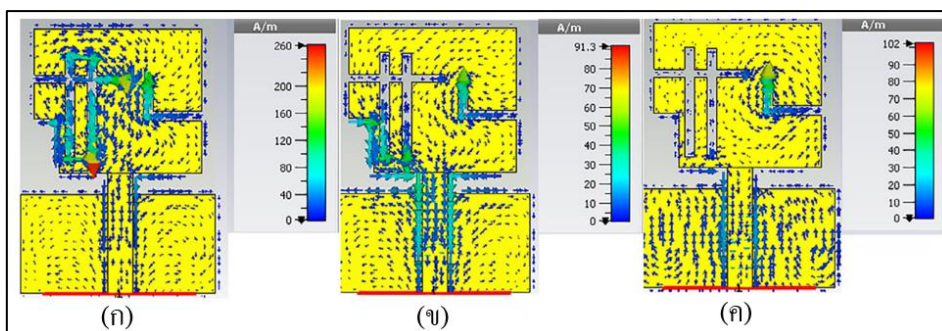
กลับด้านและในช่วงความถี่สูงแถบความถี่กว้างมากกว่าเดิมเป็น 5.12-7.2 GHz แต่เนื่องจากช่วงความถี่สูงค่า  $S_{11}$  ยังไม่ดีพอ ดังนั้นจึงมีการตัดด้านข้างของสายอากาศแสดงในรูปที่ 2.16 (ง) ทำให้เมื่อเราพิจารณาค่า  $S_{11}$  ในช่วงความถี่ 5.12-7.2 GHz มีการแมตช์ของสายอากาศที่ดีขึ้น



รูปที่ 2.16 โครงสร้างของสายอากาศไมโนโพลในงานวิจัย (Ahmad et al. 2020)

- (ก) สายอากาศไมโนโพล
- (ข) สายอากาศไมโนโพลที่มีการเจาะร่องเป็นรูปตัว L กลับด้าน,
- (ค) สายอากาศไมโนโพลที่มีการเจาะร่องเป็นรูปตัว L กลับด้านและตัวพาย
- (ง) สายอากาศงานวิจัยของงานวิจัยนี้

เมื่อเราพิจารณาความหนาแน่นของกระแสเชิงผิว (Surface Current) ของสายอากาศพบว่าที่ความถี่ 2.44 GHz มีความหนาแน่นของกระแสเชิงผิวมากที่บริเวณที่เจาะร่องเป็นรูปตัวพาย แสดงรูปในที่ 2.17 (ก) เมื่อพิจารณาที่ความถี่ 3.5 GHz กระแสเชิงผิวหนาแน่นบริเวณที่มีการเจาะร่องเป็นรูปตัว L กลับด้านและส่วนที่มีการตัดด้านข้างของสายอากาศรวมถึงสายส่งของสายอากาศด้วยแสดงในรูปที่ 2.17 (ข) และเมื่อพิจารณาที่ความถี่ 5.55 GHz พบว่ามีความหนาแน่นของกระแสเชิงผิวหนาแน่นบริเวณที่มีการเจาะร่องรูปตัว L กลับด้านดังแสดงในรูปที่ 2.17 (ค)



รูปที่ 2.17 ความหนาแน่นของกระแสเชิงผิวของสายอากาศที่ความถี่ต่าง ๆ

(Ahmad et al. 2020)

(ก) ความถี่ 2.44 GHz,

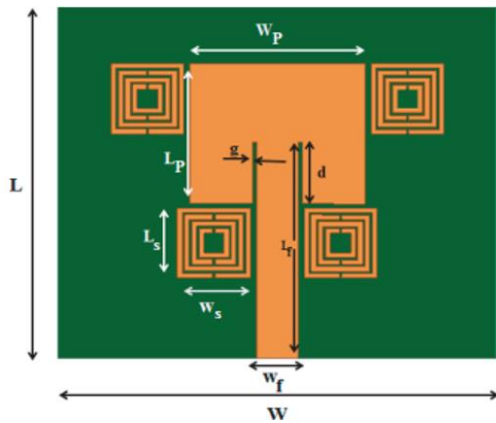
(ข) ความถี่ 3.5 GHz และ

(ค) ความถี่ 5.55 GHz

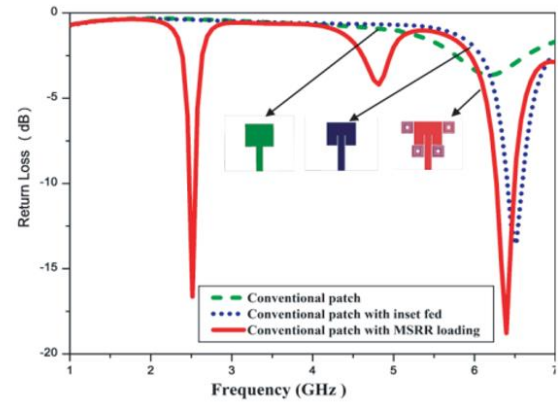
เนื่องจากสายอากาศเริ่มต้นเป็นสายอากาศแถบความถี่กว้างและได้ทำการออกแบบเป็นสายอากาศสามแถบความถี่ให้อัตราขยายของสายอากาศมีค่ามากกว่าสายอากาศแถบความถี่กว้างเมื่อเทียบกับกับงานวิจัยก่อนหน้านี้ ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงมีอัตราการขยายของสายอากาศอยู่ที่ประมาณ 4.1 dBi แต่เนื่องจากการกีดขวางของเป็นโครงสร้างที่มีความซับซ้อนในการออกแบบรวมถึงมีการปรับความถี่ยาก ดังนั้นจึงได้ศึกษาสายอากาศที่ทำงานร่วมกับอภิวัดเพื่อนำมาเป็นแนวทางในการศึกษานี้

### 2.3.2 สายอากาศร่วมกับอภิวัด

อภิวัดเมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพสูงขึ้น เช่น บางโครงสร้างทำให้สายอากาศมีแถบความถี่กว้างมากขึ้น บางโครงสร้างให้อัตราขยายของสายอากาศสูงขึ้น รวมถึงการทำให้สายอากาศทำงานได้หลายความถี่ได้ พบว่ามีหลายงานวิจัยที่มีการใช้อภิวัดร่วมกับสายอากาศ ซึ่งจะเรียกว่า สายอากาศอภิวัด โดยปกติจะเริ่มออกแบบจากโครงสร้างพื้นฐานและจะมีการปรับเปลี่ยนโครงสร้างเพื่อเหมาะสมกับการใช้งานในช่วงความถี่ที่ต้องการ โดยได้เริ่มศึกษางานวิจัยของ Selvi et al. 2018 ที่ออกแบบสายอากาศบนแผ่นวงจรพิมพ์และมีการเรโซแนนซ์ร่วมกับอภิวัดที่มีโครงสร้างแบบเรโซเนเตอร์วงแหวนแยกหลายชั้น (MSRR) รูปทรงสี่เหลี่ยม ดังแสดงในรูปที่ 2.18 (ก) โดยสายอากาศมีขนาด  $25 \times 31 \text{ mm}^2$  ซึ่งตัวสายอากาศบนแผ่นวงจรพิมพ์มีการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ 6.5 GHz ต่อมาจึงมีการเพิ่ม MSRR ด้านข้างของสายอากาศ พบว่าเมื่อเพิ่ม MSRR ทำให้สายอากาศมีการเรโซแนนซ์สองความถี่โดยความถี่แรกคือความถี่ 2.51 GHz และความถี่ที่สองคือความถี่ 6.39 GHz แสดงในรูปที่ 2.18 (ข)



(ก)

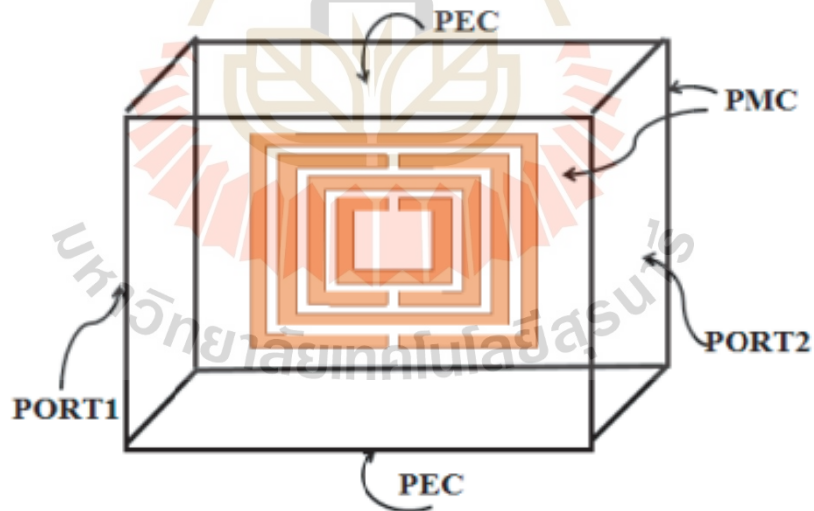


(ข)

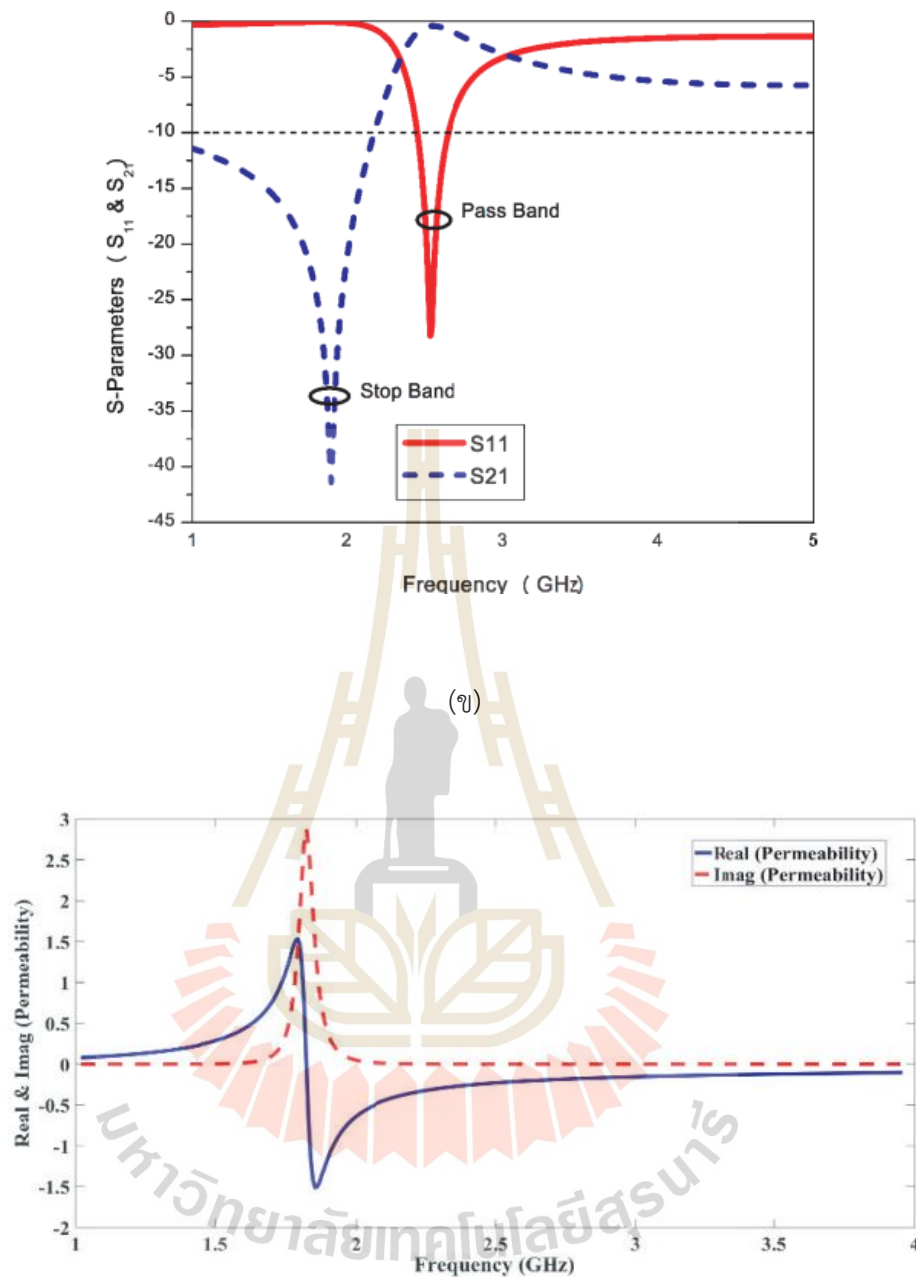
รูปที่ 2.18 สายอากาศบนแผ่นวงจรพิมพ์ทำงานร่วมกับอภิวัดที่มีโครงสร้างแบบเรโซเนเตอร์วงแหวนแยกหลายชั้น (MSRR) (Selvi et al. 2018)

(ก) โครงสร้างของสายอากาศ

(ข) ผลจำลองการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ



(ก)



รูปที่ 2.19 อภิวัดคูดแบบเรโซแนนซ์เนเตอร์วงแหวนแยกหลายชั้น (MSRR)

(Selvi et al. 2018)

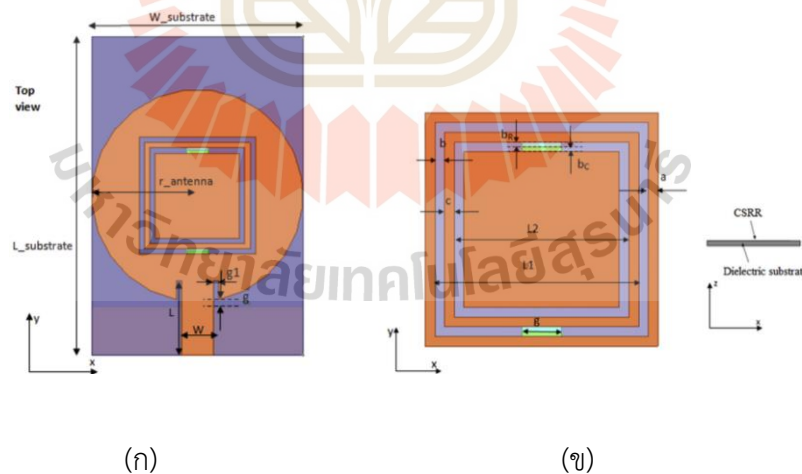
(ก) การจำลองแบบ Unit Cell ของ MSRR

(ข) ผลการจำลองแบบค่า S-parameters

(ค) ผลจำลองแบบค่าซึมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ )

ต่อมาพิจารณาการจำลองแบบ Unit Cell ของโครงสร้าง MSRR ดังรูปที่ 2.19 (ก) โดยเมื่อจำลองแบบแล้วพบว่าโครงสร้าง MSRR มีช่วง Stop Band ที่ช่วงความถี่ 1.9 GHz และมีช่วง Pass band ที่ช่วงความถี่ 2.5 GHz แสดงในรูปที่ 2.19 (ข) ส่งผลให้ค่าซึมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) มีค่าเป็นลบตั้งแต่ความถี่ 1.9 GHz ตลอดช่วงความถี่ที่ได้ทำการจำลองแบบ แสดงในรูปที่ 2.19 (ค) และมีแบบรูปการแผ่พลังงานคล้ายสายอากาศไดโพล กล่าวคือเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว แต่เมื่อสังเกตค่า S-parameter ของสายอากาศพบว่าแถบความถี่ทั้งสองช่วงความถี่เป็นแถบความถี่แคบ เนื่องจากสายอากาศบนแผ่นวงจรพิมพ์และโครงสร้าง SRR มีคุณสมบัติที่มีแถบความถี่แคบ จึงได้มีการศึกษางานวิจัยเพื่อขยายแถบความถี่ของสายอากาศ

ต่อมาจึงได้ศึกษางานวิจัยของ Salhi et al. 2018 ได้ศึกษาและออกแบบสายอากาศหลายแถบความถี่ โดยออกแบบสายอากาศโมโนโพลวงกลมร่วมกับเรโซเนเตอร์วงแบบแยกรูปทรงสี่เหลี่ยมที่มีการเพิ่มส่วนเสริมในโครงสร้าง (Complementary Split Ring Resonator: CSRR) แสดงในรูปที่ 2.20 (ก) และรูปที่ 2.20 (ข) มีขนาดเท่ากับ  $20 \times 30 \text{ mm}^2$  โดยเมื่อทำการจำลอง Unit Cell ของ CSRR พบว่าค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าประสิทธิผล ( $\epsilon_{eff}$ ) และค่าความซึมซาบแม่เหล็กประสิทธิผล ( $\mu_{eff}$ ) มีค่าเป็นลบแสดงในรูปที่ 2.21 (ก-ข) ส่งผลทำให้มีค่าดัชนีหักเหประสิทธิผล ( $n_{eff}$ ) มีค่าเป็นลบในช่วงความถี่ 1.5-2.8 GHz, 5.2-6.3 GHz และ 7.9-10 GHz และเมื่อนำมาทำงานร่วมกับสายอากาศโมโนโพลแสดงในรูปที่ 2.21 (ค)



รูปที่ 2.20 สายอากาศโมโนโพลรูปวงกลมร่วมกับบอริวิสต์ CSRR

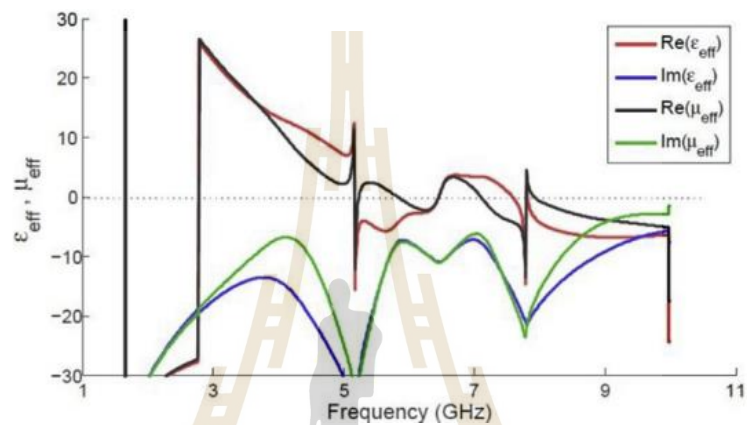
(Salhi et al. 2018)

(ก) โครงสร้างของสายอากาศ

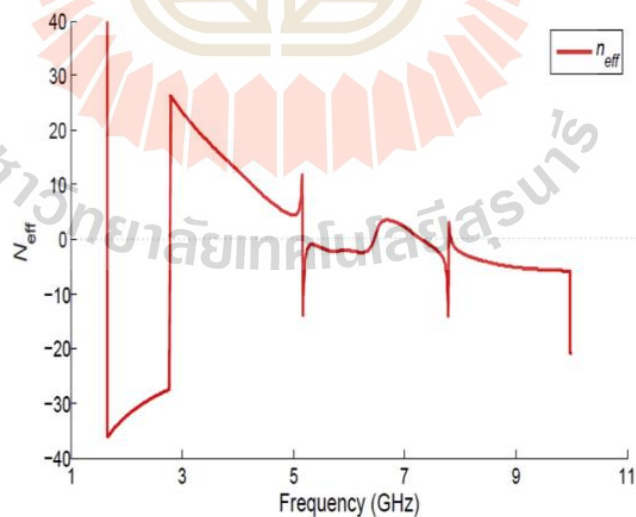
(ข) Unit Cell



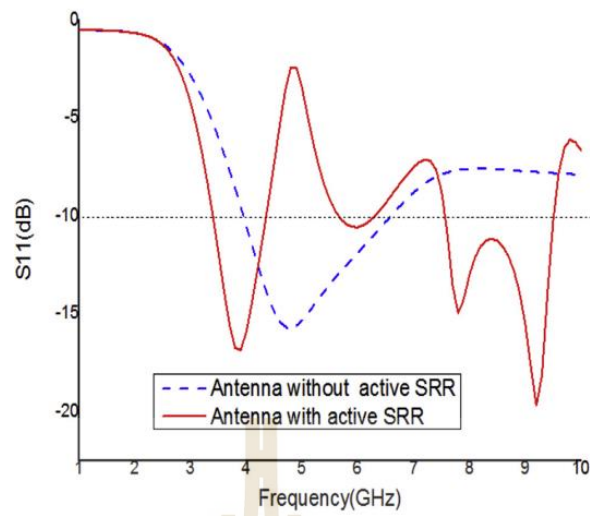
พบว่าเมื่อพิจารณาค่า  $S_{11}$  ของสายอากาศมีการเรโซแนนซ์อยู่สามช่วงความถี่คือช่วงความถี่ 3.14-3.35 GHz, 5.67-6.3 GHz และ 7.58-9.5 GHz แสดงในรูปที่ 2.27 (ค) อัตราการขยายของสายอากาศนี้ที่ดีที่สุดอยู่ที่ 3.8 dB เนื่องจากสายอากาศเริ่มต้นนี้เป็นสายอากาศที่มีแถบความถี่กว้างและได้มีการเพิ่ม CSRR เพื่อในทำให้สายอากาศนี้เป็นสายอากาศที่มีหลายแถบความถี่จะสังเกตได้ว่ายังมีบางช่วงความถี่ของสายอากาศที่มีตอบสนองทางความถี่ของสายอากาศยังไม่ดีพอ แสดงในรูปที่ 2.27 (ค) และรวมถึงอัตราการขยายของสายอากาศต่ำอีกด้วย



(ก)



(ข)



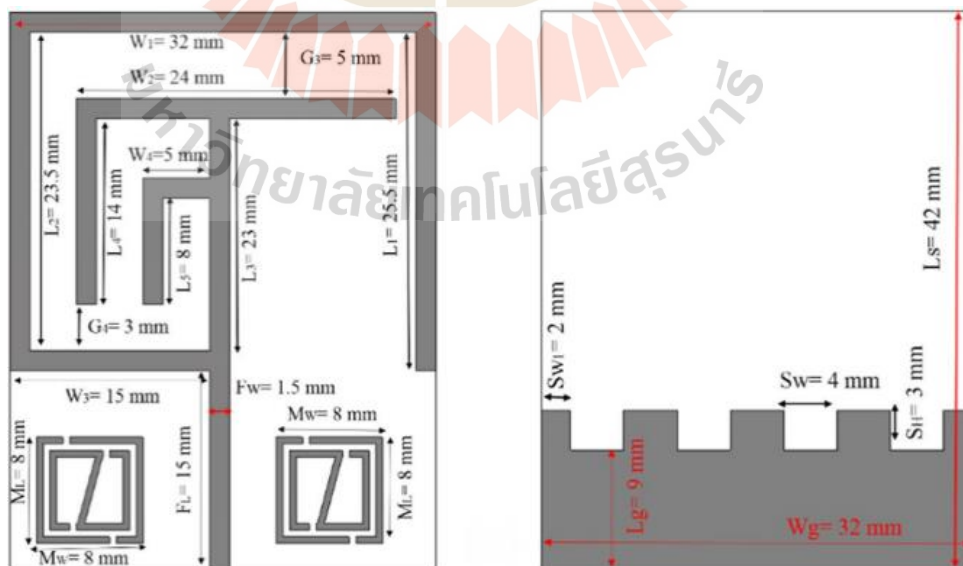
(ค)

รูปที่ 2.21 ผลการจำลองแบบของสายอากาศโมโนโพลรูปร่างกลมร่วมกับบอริวิสต์ CSRR (Salhi et al. 2018)

(ก) ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กประสิทธิภาพของ CSRR

(ข) ค่าดัชนีหักเหประสิทธิภาพ

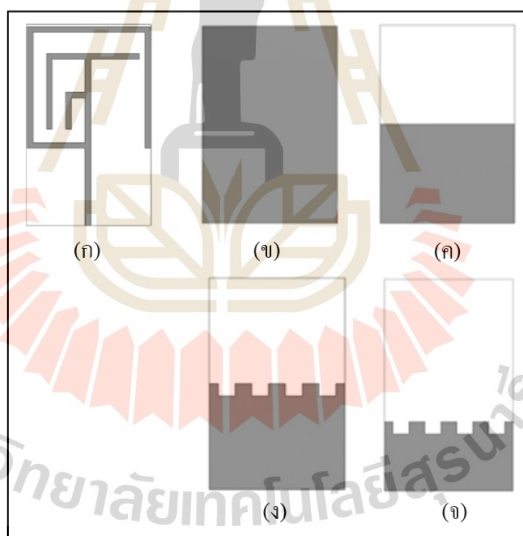
(ค) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S11) ของสายอากาศ



รูปที่ 2.22 แสดงสายอากาศโมโนโพลแถบโลหะสี่เหลี่ยมร่วมกับบอริวิสต์ (Hasan et al. 2017)

ต่อมาจึงได้ศึกษางานวิจัยของ Hasan et al. 2017 ซึ่งเป็นงานวิจัยที่ออกแบบสายอากาศโมโนโพลแถบโลหะสี่เหลี่ยมร่วมกับอภิวัดที่มีคุณสมบัติเป็น Double Negative Medium (DNG) เป็นสายอากาศขนาดเล็กมีขนาด  $42 \times 32 \text{ mm}^2$  แสดงในรูปที่ 2.22 ซึ่งทำงานในย่านความถี่ของระบบแอลทีอี (LTE), บลูทูธ (Bluetooth) และวายแมกซ์ (WiMAX)

โดยงานวิจัยนี้ได้เริ่มต้นการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปที่มีลักษณะเป็นแถบโลหะสี่เหลี่ยม แสดงในรูปที่ 2.23 (ก) และ 2.23 (ข) แต่เนื่องจากสายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศแถบความถี่แคบทำไม่สามารถเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ที่ต้องการได้ จึงทำการลดกราวด์ลงเหลือ  $1/2$  ของขนาดสายอากาศแสดงในรูปที่ 2.23 (ค) พบว่าสายอากาศยังคงไม่มีการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ใดจึงทำการเจาะกราวด์เป็นช่องแสดงในรูปที่ 2.23 (ง) แต่ก็ยังคงไม่เกิดการเปลี่ยนแปลง ต่อมาจึงทำการลดกราวด์ที่ทำการเจาะกราวด์เป็นช่องแล้วเหลือ  $1/4$  ของขนาดสายอากาศ แสดงในรูปที่ 2.23 (จ) พบว่าสายอากาศมีการแมตซ์ในช่วงความถี่ 0.6 GHz, 2.5 GHz และ 3.2 GHz แต่ในช่วงความถี่ WiMAX สายอากาศยังไม่มีการตอบสนองในช่วงความถี่นี้



รูปที่ 2.23 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปที่มีลักษณะเป็นแถบโลหะสี่เหลี่ยม

(Hasan et al. 2017)

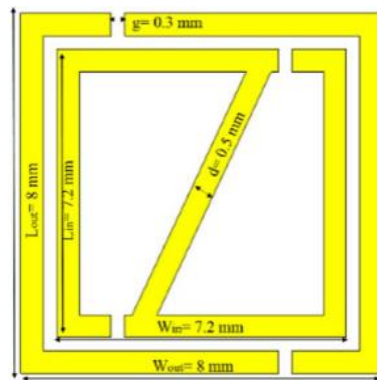
(ก) ด้านหน้าของสายอากาศ

(ข) ด้านหลังของสายอากาศ

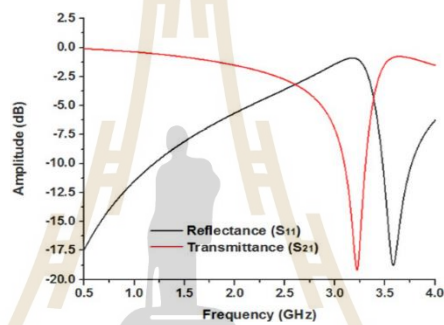
(ค) ลดกราวด์ลง  $1/2$

(ง) ลดกราวด์ลง  $1/2$  แล้วทำการเจาะกราวด์เป็นช่อง

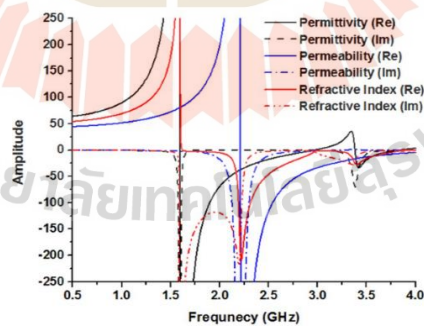
(จ) ลดกราวด์ที่เจาะเป็นช่องลงเหลือ  $1/4$



(ก)



(ข)



(ค)

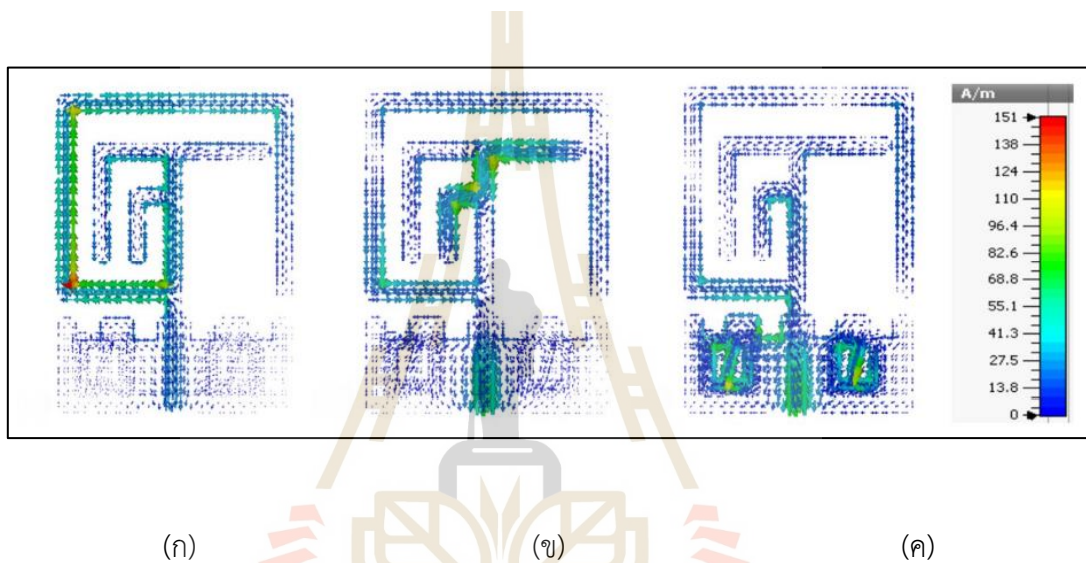
รูปที่ 2.24 การจำลองโครงสร้าง Unit Cell ของอภิวัดดู (Hasan et al. 2017)

(ก) โครงสร้างอภิวัดดู

(ข) ผลการจำลองค่า S-parameters ของอภิวัดดู

(ค) แสดงค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก และค่าดัชนีหักเห

จึงได้ออกแบบอวิวัสดุแสดงในรูปที่ 2.24 (ก) และเมื่อทำการจำลองแบบ Unit Cell แล้วพบว่า เป็นอวิวัสดุที่มีคุณสมบัติเป็น Double Negative Medium (DNG) ซึ่งส่งผลทำให้มีค่าดัชนีหักเหเป็นลบที่ความถี่ 3.51 GHz ซึ่งสอดคล้องกับช่วงความถี่ที่เกิดการ Stop Band และ Pass Band ที่แสดงในรูปที่ 2.24 (ข) ต่อมาจึงนำอวิวัสดุทำงานร่วมกับสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบ พบว่าสายอากาศมีการเรโซแนนซ์สามช่วงความถี่ คือ ความถี่ 0.60-0.64 GHz, 2.67-3.40 GHz และ 3.61-3.67 GHz ต่อมาจึงพิจารณากระแสเชิงผิวที่ความถี่ 0.63 GHz, 3.21 GHz และ 3.63 GHz ดังแสดงในรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.25 แสดงกระแสเชิงผิวของสายอากาศที่ความถี่ต่าง ๆ

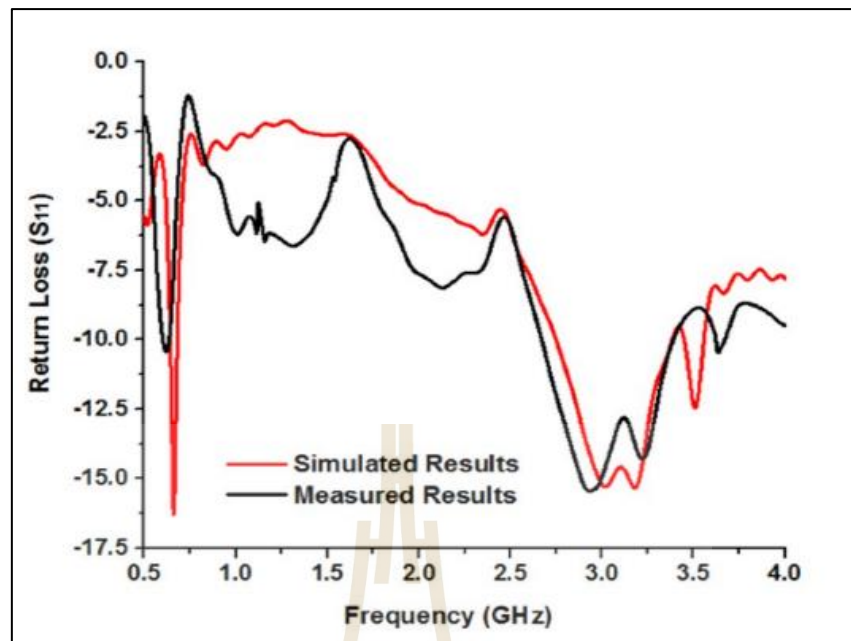
(Hasan et al. 2017)

(ก) ความถี่ 0.63 GHz,

(ข) ความถี่ 3.21 GHz

(ค) ความถี่ 3.63 GHz

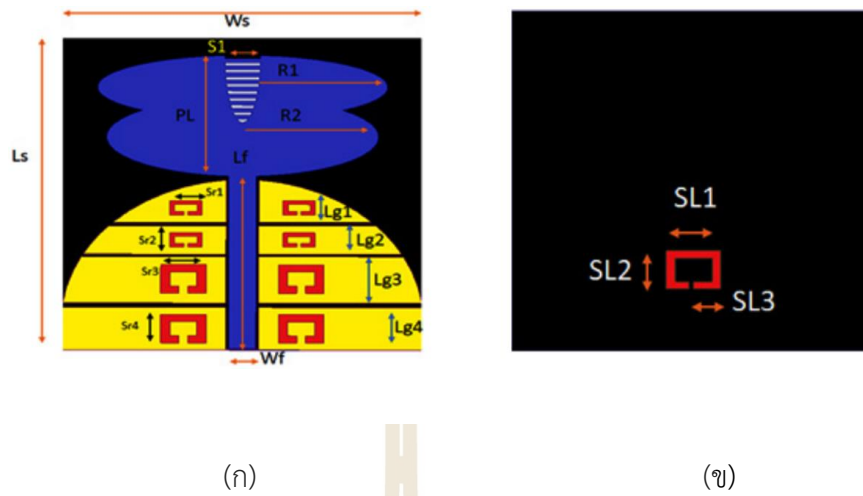
จากรูปที่ 2.25 จะเห็นได้ว่าที่ความถี่ 3.63 GHz มีความหนาแน่นของกระแสเชิงผิวมากที่บริเวณอวิวัสดุ ดังนั้นในช่วงความถี่ที่สามของสายอากาศที่ได้จากกราฟแสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) จึงเกิดจากการเพิ่มอวิวัสดุและยังทำให้เกิดช่วงความถี่ WiMAX ดังรูปที่ 2.26



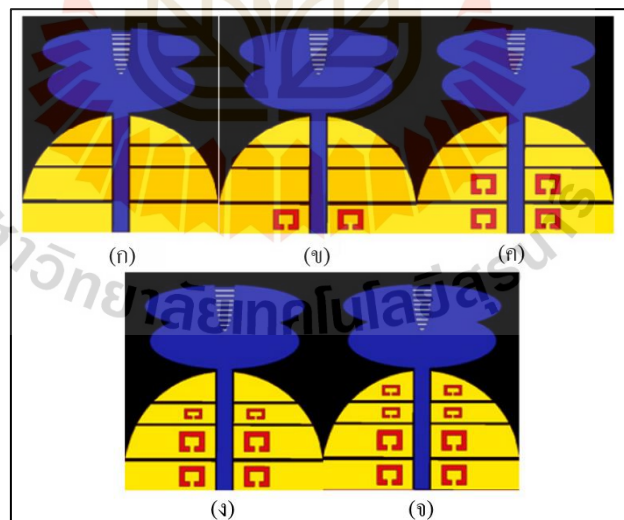
รูปที่ 2.26 ผลการจำลองค่าสูญเสียย้อนกลับของ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศอภิวัด (Hasan et al. 2017)

เมื่อทำการวัดทดสอบพบว่าอัตราการขยายของสายอากาศที่ความถี่ 2.67-3.40 GHz มีอัตราขยาย 0.15-3.81 dBi และที่ความถี่ 3.61-3.67 GHz มีอัตราขยาย 3.47-3.75 dBi โดยมีแบบรูปการแผ่พลังงานใกล้เคียงกับแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว (Omnidirectional Pattern) แต่ข้อสังเกตของงานวิจัยนี้พบว่าสายอากาศมีโครงสร้างที่ซับซ้อนในการออกแบบและการสร้างชิ้นงาน ทำให้มีการปรับความถี่ยาก และเมื่อพิจารณาช่วงความถี่แต่ละความถี่พบว่ามีความถี่แคบและอัตราการขยายต่ำ

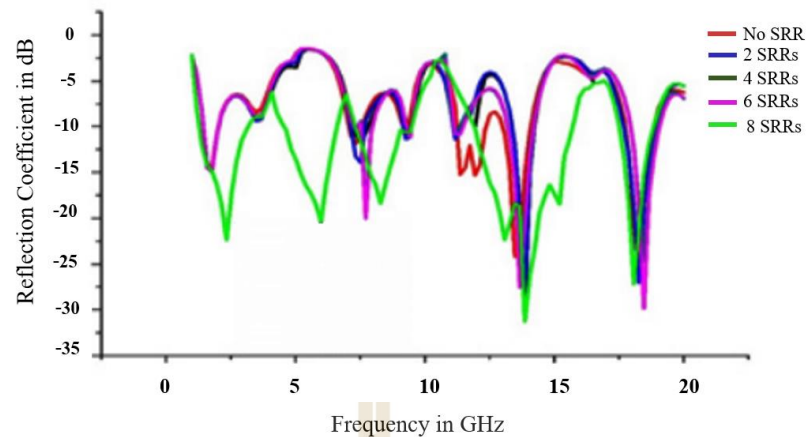
ต่อมาได้ศึกษาสายอากาศที่ทำงานร่วมกับอภิวัดเพื่อเพิ่มอัตราการขยาย จึงได้ศึกษางานวิจัยของ Kishore et al. 2019 โดยทำการออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปวงรีโค้งที่มีการกัดเซาะร่องบนแผ่นวงจรมินิร่วมกับอภิวัดเพื่อเพิ่มอัตราการขยายสายอากาศแสดงในรูปที่ 2.27 ซึ่งจากรูป สายอากาศมีขนาด  $40 \times 44 \text{ mm}^2$  สายอากาศเริ่มต้นเป็นสายอากาศโมโนโพลรูปวงรีโค้งที่มีการกัดเซาะร่องและทำการเจาะกราวด์แสดงรูปที่ 2.28 (ก) ทำให้เกิดย่านความถี่ 5 ย่านความถี่แต่มีบางย่านความถี่ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศสูงกว่า -10 dB แสดงดังรูปที่ 2.29 รวมถึงแต่ละแถบความถี่มีความกว้างของแถบความถี่แคบ



รูปที่ 2.27 สายอากาศโมนโพลรูปวงรีโค้งที่มีการกัดเซาะร่อง  
(Kishore et al. 2019)  
บนแผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับบอภิวัดดู  
(ก) ด้านหน้าของสายอากาศ  
(ข) ด้านหลังของสายอากาศ



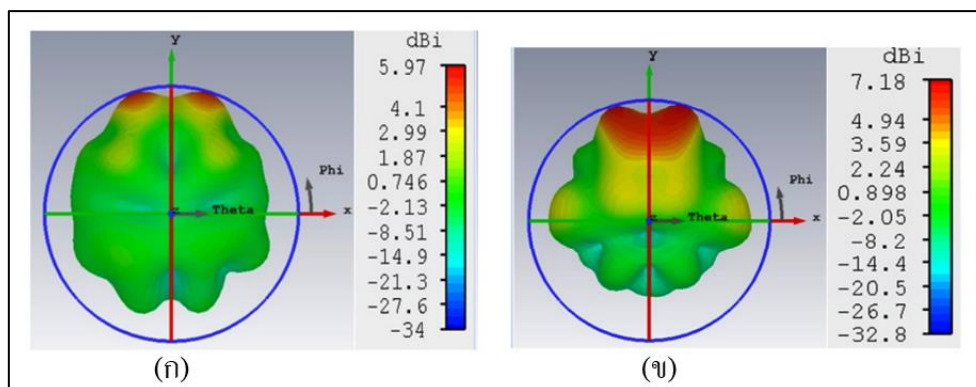
รูปที่ 2.28 สายอากาศโมนโพลรูปวงรีโค้งที่มีการกัดเซาะร่องกรณีต่าง ๆ  
(Kishore et al. 2019)  
(ก) ไม่มีบอภิวัดดู (ข) เพิ่ม SRR 2 วง (ค) เพิ่ม SRR 4 วง  
(ง) เพิ่ม SRR 6 วง (จ) เพิ่ม SRR 8 วง



รูปที่ 2.29 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไมโนโพลรูปวงรีโค้งที่มีการกััดเซาะร่อง (Kishore et al. 2019)

เมื่อพิจารณาจากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศแสดงในรูปที่ 2.29 กรณีมีการเพิ่มเรโซเนเตอร์แบบวงแหวน (Split Ring Resonators: SRR) ด้านข้างสายส่งของสายอากาศโดยทำการสลักลงไปบนระนาบกราวด์ เมื่อเพิ่ม 2 วง แสดงในรูปที่ 2.29 เป็นเส้นสีน้ำเงิน พบว่าค่า  $S_{11}$  ต่ำกว่า -10 dB ย่านความถี่ 4 ต่อมาเพิ่มจาก 2 วง เป็น 4 วง และ 6 วงพบว่ายังคงไม่มีการเปลี่ยนแปลงของค่า  $S_{11}$  แตกต่างไปจากเดิม จึงมีการเพิ่มจาก 6 วง เป็น 8 วง พบว่าเกิดการเปลี่ยนแปลงขึ้นในช่วงความถี่ที่ 3 ในรูปที่ 2.29 แสดงเป็นเส้นสีเขียวอ่อน และต่อมาจึงทำการเพิ่ม SRR ด้านหลังของสายอากาศแสดงในรูปที่ 2.27 (ข) พบว่าทำให้ทุกย่านความถี่ของสายอากาศมีค่า  $S_{11}$  ต่ำกว่า -10 dB และมีแถบความถี่เพิ่มมากขึ้นด้วย รวมถึงสายอากาศนี้มีอัตราขยายสูงสุดอยู่ที่ 7.18 dBi ที่ความถี่ 12 GHz และมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.30 แต่ข้อสังเกตของงานวิจัยนี้คือสายอากาศไมโนโพลรูปวงรีโค้งมีโครงสร้างที่ซับซ้อนในการออกแบบทำให้ยากต่อการปรับความถี่เนื่องจากสายอากาศไมโนโพลวงรีโค้งมีการกััดเซาะร่องบนสายอากาศ





รูปที่ 2.30 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศอภิวัด (Kishore et al. 2019)

(ก) ที่ความถี่ 5.8 GHz

(ข) ที่ความถี่ 12 GHz

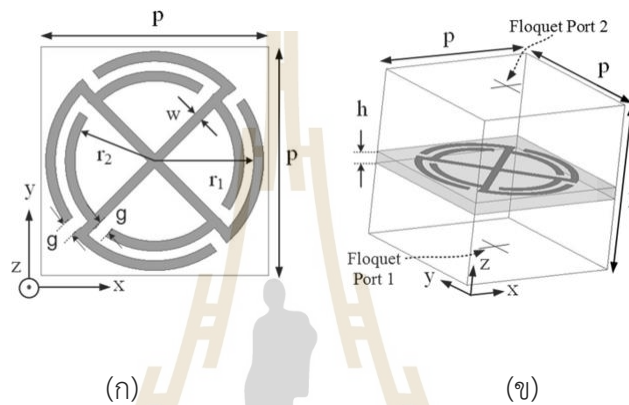
### 2.3.2 อภิวัด

จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องของสายอากาศที่รองรับหลายความถี่พบว่าเมื่อนำอภิวัดมาทำงานร่วมกับสายอากาศโมโนโพลเพื่อให้สายอากาศสามารถใช้งานได้หลายความถี่ซึ่งเป็นแนวโน้มที่ได้รับความนิยมสำหรับงานวิจัยในปัจจุบัน ดังนั้นผู้ศึกษาจึงศึกษา งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับอภิวัดที่มีการปรับเปลี่ยนจากโครงสร้างของวัสดุตามธรรมชาติ ทำให้โครงสร้างที่มีคุณสมบัติพิเศษ เช่น ทำให้มีคุณสมบัติเป็นตัวสะท้อนคลื่น เป็นตัวซับซาบคลื่น เป็นตัวส่งผ่านคลื่น รวมถึงเป็นตัวกรองคลื่นเพื่อไม่ให้คลื่นไหลผ่านได้ เป็นต้น สำหรับทำงานร่วมกับสายอากาศเพื่อพัฒนาและปรับปรุงประสิทธิภาพของสายอากาศ ดังนั้นจึงศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบอภิวัดที่มีคุณสมบัติต่าง ๆ เพื่อนำมาเป็นแนวทางในการวิจัย

#### 1) Epsilon Negative Medium (ENG)

ต่อมาจึงมีงานวิจัยที่มีการออกแบบโครงสร้างที่หลากหลายมากขึ้นซึ่งเหมาะกับการประยุกต์กับการใช้งานเนื่องจากสามารถออกแบบและสร้างชิ้นงานได้ ดังนั้นจึงได้ศึกษางานของ Pandit et al. 2019 ศึกษาเกี่ยวกับโครงสร้างที่มีแบบ Crossed Loop Resonator (CLR) แสดงอยู่ในรูปที่ 2.31 (ก) ซึ่งมีขนาด  $7 \times 7 \text{ cm}^2$  เมื่อมีการจำลองแบบ Unit Cell แสดงอยู่ในรูปที่ 2.31 (ข) ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า ( $\epsilon$ ) ของโครงสร้าง CLR นี้ได้มาจากการประมวลผลจากค่า S-parameters ที่ได้จากการจำลองแบบ Unit Cell ทำให้ค่า  $\epsilon$  มีค่าเป็นลบอยู่สองช่วงความถี่ โดยช่วงความถี่แรกคือความถี่ 4.85-5.58 GHz และ ช่วงความถี่ที่สองคือความถี่ 9.34-15.48 GHz ซึ่งความถี่ขึ้นอยู่กับขนาดของพารามิเตอร์  $g$ ,  $w$  และ  $p$  ตำแหน่งของพารามิเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.31 (ก)

และเมื่อพิจารณากระแสเชิงผิวของ CLR ที่ช่วงความถี่ต่ำที่ความถี่ 5.15 GHz พบว่า มีความหนาแน่นของกระแสเชิงผิวบริเวณแถบโลหะตรงกลางของ CLR ดังแสดงในรูปที่ 2.32 (ก) และ พิจารณาที่ความถี่สูงโดยเลือกความถี่ 14.58 GHz พบว่า เกิดความหนาแน่นของกระแสเชิงผิวบริเวณ ด้านบนและด้านล่างของ CLR โดยมีการเคลื่อนที่แบบตามเข็มนาฬิกาและทวนเข็มนาฬิกาซึ่งแสดงอยู่ใน รูปที่ 2.32 (ข) ข้อสังเกตของงานวิจัยนี้คือ ในช่วงความถี่แรกมีแถบความถี่แคบ และโครงสร้างของ งานวิจัยนี้มีความซับซ้อนเนื่องจากมีพารามิเตอร์หลายตัวที่ส่งผลต่อความถี่ที่ใช้งาน



รูปที่ 2.31 Crossed Loop Resonator (CLR) (Hasan et al. 2017)

- (ก) โครงสร้างและพารามิเตอร์
- (ข) การจำลองแบบ Unit Cell



- (ก)
- (ข)

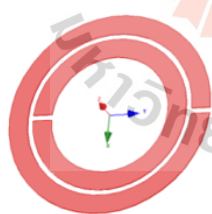
รูปที่ 2.32 กระแสเชิงผิวของ CLR (Hasan et al. 2017)

- (ก) ความถี่ 5.15 GHz และ
- (ข) ความถี่ 14.58 GHz

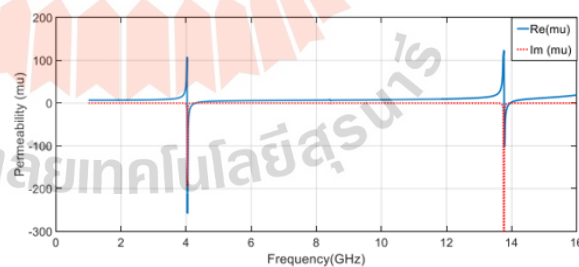
## 2) Mu Negative Medium (MNG)

จากการศึกษางานวิจัยของ Serria and Hussein 2020 เป็นงานวิจัยที่มีการใช้โครงสร้างเรโซเนเตอร์วงแหวนแยกสองแบบ คือ โครงสร้างเรโซเนเตอร์วงแหวนแยกแบบวงกลม (Circular SRR: C-SRR) ดังรูปที่ 2.33 (ก) ขนาด 2.2 mm และแบบสี่เหลี่ยม (Square SRR: S-SRR) ขนาด 2.6 mm ดังรูปที่ 2.34 (ข) มาเปรียบเทียบกับ โดยได้นำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีแถบความถี่กว้าง โดยเรโซเนเตอร์วงแหวนทั้งสองโครงสร้างมีคุณสมบัติที่มีค่า  $\mu$  เป็นลบ ซึ่งโครงสร้าง C-SRR มีสองช่วงความถี่ที่มีค่า  $\mu$  เป็นลบคือ ความถี่ 4.975 GHz และ 17.6226 GHz และเมื่อพิจารณาช่วงความถี่ที่ทำให้ค่า  $\mu$  เป็นลบของโครงสร้าง S-SRR พบว่ามีค่าความถี่ที่ใกล้เคียงกันกับโครงสร้างวงกลม

ต่อมาจึงมีการพิจารณากระแสเชิงผิวที่ความถี่เดียวกันคือ ความถี่ 4.975 GHz ของทั้งสองโครงสร้าง แสดงในรูปที่ 2.35 (ก) และรูปที่ 2.35 (ข) พบว่ากระแสเชิงผิวมีความหนาแน่นบริเวณช่องว่างระหว่างวงแหวนวงในและวงนอก และเมื่อนำไปประยุกต์ใช้กับสายอากาศโดยจัดเรียงที่ด้านหลังของสายอากาศ ทำให้มีอัตราการขยายของสายอากาศเพิ่มมากขึ้นรวมถึงทำให้แถบความถี่บางความถี่กว้างขึ้นและทำให้บางช่วงความถี่ขึ้นไม่สามารถใช้งานได้ ข้อสังเกตจากงานวิจัยนี้คือค่าที่ได้จากการจำลองแบบ Unit Cell พบว่าโครงสร้างทั้งสองแบบมีแถบความถี่แคบ ดังรูปที่ 2.33 (ข) และ 2.34 (ข) แต่เนื่องจากงานวิจัยนี้มีการจัดเรียงตัวของวัสดุที่มีการหมุนระหว่างวงแหวนด้านในและวงแหวนด้านนอกของ C-SRR ที่มีมุมต่างกันสามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับสายอากาศได้ จึงไม่ได้ทำการศึกษาต่อเนื่องจากต้องเพียงศึกษาโครงสร้างที่ทำให้เกิดค่า  $\mu$  เป็นลบเท่านั้น

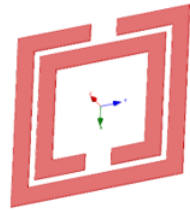


(ก)

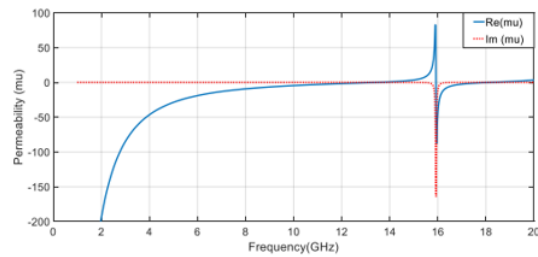


(ข)

รูปที่ 2.33 เรโซเนเตอร์แบบวงแหวนแยกแบบวงกลม (Circular SRR: C-SRR) (Serria and Hussein, 2020) (ก) โครงสร้าง และ(ข) ค่าซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability:  $\mu$ )



(ก)



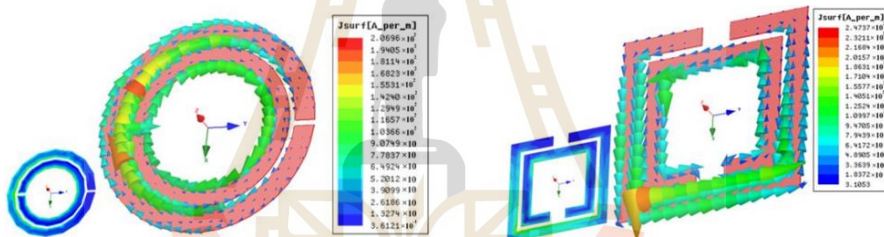
(ข)

รูปที่ 2.34 เรโซเนเตอร์แบบวงแหวนแยกแบบสี่เหลี่ยม (Square SRR: S-SRR)

(Serria and Hussein, 2020)

(ก) โครงสร้าง

(ข) ค่าซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability:  $\mu$ )



(ก)

(ข)

รูปที่ 2.35 แสดงกระแสเชิงผิว (The surface current)

(Serria and Hussein, 2020)

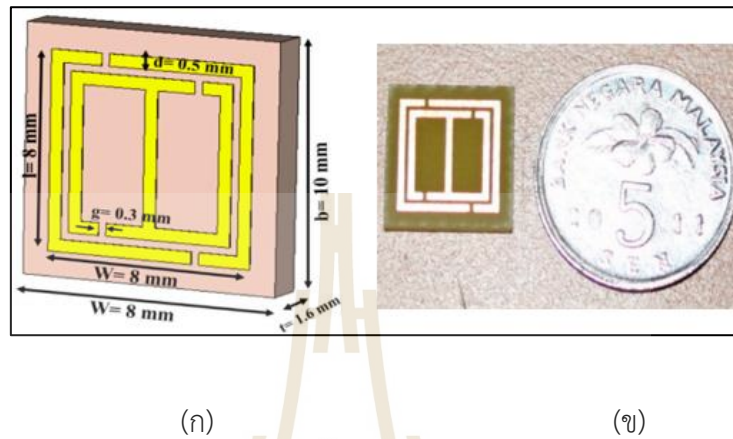
(ก) ที่โครงสร้าง C-SRR

(ข) ที่โครงสร้าง S-SRR

### 3) Double Negative Medium (DNG)

จากการศึกษางานวิจัยของ Hasan, Faruque and Islam, 2017 มีลักษณะเป็นโครงสร้างที่เส้นลวดโลหะและวงแหวนเรโซเนเตอร์ออกแบบอยู่บนระนาบเดียวกัน โดยโครงสร้างนี้มีชื่อว่า Meta-Atom ซึ่งมีขนาด  $8 \times 8 \text{ mm}^2$  แสดงอยู่ในรูปที่ 2.36 เมื่อทำการจำลองแบบ Unit Cell โดยทำการหมุนตัวอักษิตู้ทั้งหมด 4 มุม คือ มุม 0, 90, 180 และ 270 องศา ตามลำดับพบว่าค่า  $\epsilon$  ค่า  $\mu$  และค่า  $n$  ของ Meta-Atom มีค่าติดลบทั้งสามค่าที่ความถี่ 9.20 GHz และเมื่อจำลองแบบ

โดยทำการอาร์เรย์ Meta-Atom เป็น  $1 \times 2$ ,  $2 \times 2$ ,  $3 \times 3$  และ  $4 \times 4$  พบว่าที่ความถี่ 9.20 GHz ยังคงมีค่า  $\epsilon$ ,  $\mu$  และค่า  $n$  ติดลบเช่นกัน ต่อมาจึงนำโครงสร้างมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศแสดงในรูปที่ 2.37 พบว่าสามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับสายอากาศโดยเพิ่มอัตราการขยายให้กับสายอากาศ

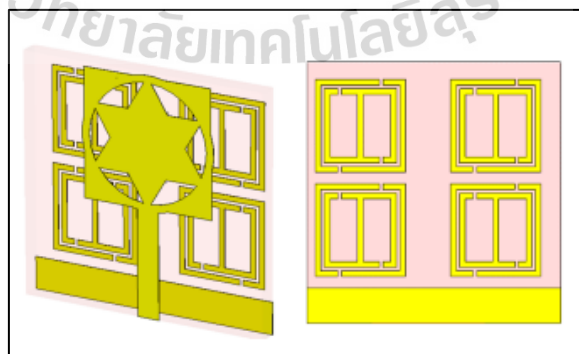


รูปที่ 2.36 โครงสร้าง Meta-Atom (Hasan, Faruque and Islam, 2017)

(ก) การจำลองแบบ Unit Cell

(ข) ชิ้นงานจริงเปรียบเทียบกับขนาดของเหรียญ

เมื่อนำโครงสร้าง Meta-Atom มาประยุกต์ใช้กับสายอากาศทำให้แถบความถี่ของสายอากาศเปลี่ยนแปลงจากแถบความถี่กว้างเป็นแถบความถี่แคบ รวมถึงเป็นโครงสร้างที่มีตัวแปรหลายตัวแปรในการควบคุมทำให้ยากต่อการปรับความถี่



รูปที่ 2.37 การนำ Meta-Atom มาประยุกต์ใช้กับสายอากาศ

(Hasan, Faruque and Islam, 2017)

จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องพบว่างานวิจัยส่วนใหญ่ที่นำมาออกแบบสายอากาศให้มีแถบความถี่กว้างคือ สายอากาศโมโนแบนแผ่นวงจรมิมพ์ ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงได้ออกแบบสายอากาศโมโนโพลแบนแผ่นวงจรมิมพ์ที่มีโครงสร้างเป็นสี่เหลี่ยมโดยไม่มีกัณฑ์เซาะร่องหรือแถบโลหะ เพื่อง่ายต่อการปรับความถี่เนื่องจากเป็นโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน รวมไปถึงมีแถบความถี่เพียงพอต่อการใช้งานในย่านความถี่ที่ต้องการออกแบบ หลังจากนั้นจะนำอภิวัดมาทำงานร่วมกับสายอากาศโมโนโพลเพื่อให้สายอากาศสามารถใช้งานได้หลายความถี่ และเนื่องจากโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลและอภิวัดถูกออกแบบแยกกันจึงทำให้ง่ายต่อการปรับความถี่ด้วย โดยโครงสร้างอภิวัดจะถูกออกแบบเป็น เรโซเนเตอร์แบบเกลียว (Spiral Resonator: SR) จากการศึกษางานวิจัยของ Rajni and Marwaha, 2016 และ งานวิจัยของ Da Silva Araújo and De Oliveira, 2015 โดยงานวิจัยนี้เป็นการนำโครงสร้างอภิวัดเรโซเนเตอร์แบบเกลียว (Spiral Resonator: SR) และโครงสร้างเรโซเนเตอร์วงแหวนแยก (Split Ring Resonators: SRR) มาเปรียบเทียบกับ ซึ่งงานวิจัยนี้เสนอให้ใช้เรโซเนเตอร์แบบเกลียวเนื่องจากมีขนาดความยาวทางไฟฟ้าของ MTM เล็กกว่าโครงสร้างเรโซเนเตอร์วงแหวนแยกเมื่อพิจารณาจากความถี่เดียวกัน ดังนั้นเรโซเนเตอร์แบบเกลียว (Spiral Resonator: SR) จึงถูกเลือกเนื่องจากมีขนาดเล็กทำให้สายอากาศที่ทำการออกแบบและสร้างชิ้นงานจึงมีขนาดเล็กด้วย

## 2.4 พารามิเตอร์ของสายอากาศ

### 2.4.1 แบบรูปการแผ่พลังงาน

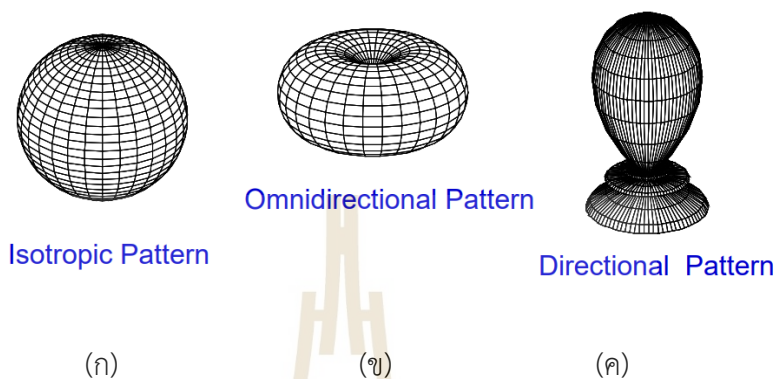
แบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation Pattern) คือการบอกคุณสมบัติของสายอากาศในการแผ่พลังงานในรูปแบบของกราฟฟิกหรือในรูปของฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ ซึ่งการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานจะต้องกระทำบริเวณสนามไกล โดยจะแบ่งเป็นได้ดังนี้

1) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบไอโซทรอปิก (Isotropic Pattern) เป็นแบบรูปการแผ่พลังงานที่มีการแผ่พลังงานออกไปทุกทิศทุกทางเท่ากันเสมือนเป็นรูปทรงกลมโดยแสดงในรูปที่ 2.38 (ก) ซึ่งเป็นแบบรูปที่เป็นอุดมคติ ไม่สามารถสร้างขึ้นจริง โดยมักถูกนำไปใช้ในการกำหนดพารามิเตอร์ตัวอื่น ๆ ของสายอากาศ

2) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว (Omni-directional Pattern) คือแบบรูปที่มีการแผ่พลังงานรอบตัวในระนาบใดระนาบหนึ่ง ส่วนระนาบอื่นที่ตั้งฉากกันจะมีการแผ่พลังงานแบบมีทิศทางแสดงในรูปที่ 2.38 (ข) ซึ่งส่วนใหญ่จะเป็นคุณสมบัติของสายอากาศชนิดเส้นลวดเดี่ยว เช่น สายอากาศไดโพล สายอากาศโมโนโพล

3) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบมีทิศทาง (Directional pattern) คือการแผ่พลังงานหรือรับพลังงานเข้ามาทิศทางใดทิศทางหนึ่งอย่างมีประสิทธิภาพมากกว่าทิศทางอื่นดังรูปที่ 2.38 (ค)

โดยมักจะนำมาใช้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในบริเวณที่ต้องการรับส่งสัญญาณได้ดี เช่น สายอากาศแบบ ยากิ-อูตะ (yagi antenna) สายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Antenna) เป็นต้น



รูปที่ 2.38 แบบรูปการแผ่พลังงาน Radiation Pattern (Balanis, 2016)

(ก) แบบไอโซทรอปิก (Isotropic Pattern)

(ข) แบบรอบทิศทางในระนาบเดียว (Omni-directional Pattern)

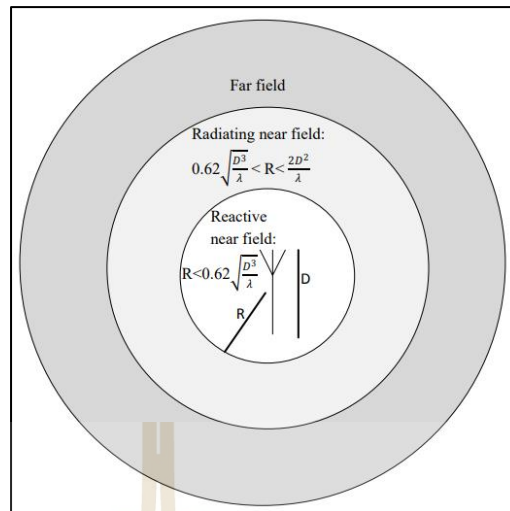
(ค) แบบมีทิศทาง (Directional Pattern)

บริเวณสนามรอบสายอากาศแบ่งออกเป็น 3 ระยะ คือ

บริเวณสนามระยะใกล้รีแอกทีฟ (Reactive Near field Region) คือ บริเวณสนามที่อยู่ใกล้สายอากาศมากที่สุด โดยมีระยะห่างจากสายอากาศ  $R < 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$  โดย  $D$  คือขนาดของสายอากาศ ส่วน  $\lambda$  คือความยาวคลื่น

บริเวณสนามระยะใกล้ (Radiation Near Field Region) คือบริเวณสนามที่อยู่ถัดจากสนามระยะใกล้รีแอกทีฟ โดยมีระยะห่างจากสายอากาศ  $0.62\sqrt{D^3/\lambda} < R < 2D^2/\lambda$  โดยสนามระยะใกล้จะแปรผันตามระยะทางจากสายอากาศ หากสายอากาศมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นบริเวณสนามนี้ใกล้อาจไม่เกิดขึ้น

บริเวณสนามระยะไกล (far field region) คือบริเวณสนามที่ใช้ในการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศหรือวัดพารามิเตอร์ของสายอากาศ บริเวณสนามระยะไกลจะอยู่ถัดจากบริเวณสนามระยะใกล้โดยระยะของบริเวณสนามไกลมีระยะห่างจากสายอากาศ  $R > 2D^2/\lambda$



รูปที่ 2.39 การแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ (Jamshed, Heliot and Brown, 2020)

#### 2.4.2 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ

การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเป็นการแสดงถึงค่าการสูญเสียเมื่อป้อนพลังงานให้กับสายอากาศและยังสามารถแสดงถึง ช่วงแบนด์วิธของสายอากาศที่สามารถเรโซแนนซ์ได้ โดยมีค่าเท่ากับหรือต่ำกว่า -10 dB และรวมทั้งแสดงถึงคุณลักษณะของอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio: SWR) โดยค่า SWR และค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Voltage reflection coefficient)

$$\Gamma = \frac{v_r}{v_i} \quad (2.2)$$

เมื่อ  $\Gamma$  คือ สัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับ

$v_r$  คือ แรงดันสะท้อนกลับ

$v_i$  คือ แรงดันตกกระทบ

จากสมการที่ (2.2) ถ้าสัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับมีค่าเป็นบวกแสดงว่าแรงดันสะท้อนกลับมีเฟสตรงกัน (In Phase) แต่ถ้าเครื่องหมายเป็นลบแสดงว่าแรงดันสะท้อนกลับมีเฟสตรงกันข้าม (Out of Phase) การหาค่าเปอร์เซ็นต์ของคลื่นแรงดันสะท้อนกลับหาได้ดังนี้

$$\% \text{ แรงดันสะท้อนกลับ} = \Gamma \times 100 \quad (2.3)$$



กำลังงานหาได้จากแรงดันยกกำลังสองหารด้วยอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ  $z_c$

$$P = \frac{v^2}{z_c} \quad (2.4)$$

ฉะนั้นสัมประสิทธิ์กำลังงานสะท้อนกลับ (Power Reflection Coefficient) มีค่าเท่ากับกำลังสองของค่าสัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับ

$$\Gamma^2 = \frac{P_r}{P_i} \quad (2.5)$$

เมื่อ  $\Gamma$  คือ สัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับ  
 $P_r$  คือ กำลังงานสะท้อนกลับ  
 $P_i$  คือ กำลังงานตกกระทบ

เทียบเป็นเปอร์เซ็นต์ได้โดย

$$\% \text{ แรงดันสะท้อนกลับ} = \Gamma^2 \times 100 \quad (2.6)$$

นอกจากนี้สัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับยังสามารถหาได้จากอัตราส่วนของผลต่างและผลรวมระหว่างโหลดกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

$$\Gamma = \frac{z_L - z_c}{z_L + z_c} \quad (2.7)$$

โดยที่  $z_c$  และ  $z_L$  เป็นอิมพีแดนซ์ของสายส่งและอิมพีแดนซ์ของโหลด เนื่องจากอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งเท่ากับ 50 โอห์ม อิมพีแดนซ์โหลดก็คือสายอากาศที่เราทำการออกแบบ ถ้าสามารถออกแบบให้เท่ากับ 50 โอห์มก็จะไม่เกิดการสะท้อนกลับ แต่ถ้าออกแบบไม่เท่ากับ 50 โอห์ม ก็จะเกิดการสะท้อนกลับจากโหลดไปยังแหล่งกำเนิด ซึ่งจะทำให้เกิดคลื่นนิ่ง (SWR) ในสายส่ง โดยการวัดค่า SWR เป็นอัตราส่วนระหว่างของแอมพลิจูดสูงสุดของคลื่นนิ่งกับแอมพลิจูดต่ำสุดของคลื่นนิ่ง โดยค่ามาตรฐานที่ยอมรับได้ของอัตราส่วนคลื่นนิ่ง คือ มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับ 2.0 สามารถคำนวณได้จากสมการ (2.8)

$$SWR = \frac{v_{\max}}{v_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.8)$$

ถัดไปเป็นการแสดงสมการการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ โดยมี ความสัมพันธ์เหมือนกับค่าของอัตราส่วนคลื่นนิ่ง โดยสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.9)

$$\text{Return Loss} = 10 \log |S_{11}|^2 = -20 \log (|\Gamma|) \quad (2.9)$$

เนื่องจากการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ดี ค่าของการสูญเสียย้อนกลับต้อง น้อยกว่า -10 dB เมื่อคำนวณย้อนกลับแล้วค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนต้องน้อยกว่า 0.3162 ส่งผลให้ ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง น้อยกว่า 2 ซึ่งเป็นไปตามมาตรฐานที่กำหนดไว้ตั้งแต่แรก (ร็คด้านกลาง, 2561)

### 2.4.3 อัตราขยายของสายอากาศ

อัตราขยายของสายอากาศ (Antenna Gain) คือ อัตราส่วนของค่าความเข้มการแผ่พลังงาน  $U$  ในทิศทางที่กำหนดให้กับค่าความเข้มการแผ่พลังงานที่สายอากาศได้รับ ถ้าสายอากาศแผ่พลังงานออกในลักษณะของไอโซโทรปิก จะสามารถเขียนสมการได้คือ

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \left( \frac{U(\theta, \varphi)}{P_m} \right) \quad (2.10)$$

ในการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศจะใช้สมการการส่งผ่านของฟรีส (Friis Transmission) มาใช้ในการวิเคราะห์และต้องอาศัยสายอากาศสองตัว เพื่อใช้เป็นสายอากาศ ภาครับและภาคส่ง โดยสายอากาศทั้งสองจะห่างกันเป็นระยะ  $R$  โดยจะต้องอยู่บริเวณสนามไกล โดยสมการของฟรีสที่นำมาใช้เท่ากับ

$$\frac{P_r}{P_t} = \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t G_r \quad (2.11)$$

โดยที่	$P_r$	คือ กำลังที่ได้รับโดยสายอากาศภาครับ
	$P_t$	คือ กำลังที่ได้รับโดยสายอากาศภาคส่ง
	$\lambda$	คือ ความยาวคลื่นของความถี่ของสายอากาศ
	$R$	คือ ระยะห่างของสายอากาศภาครับและภาคส่ง
	$G_t$	คือ อัตราขยายของสายอากาศภาคส่ง
	$G_r$	คือ อัตราขยายของสายอากาศภาครับ

จากเทอม  $(\lambda/4\pi R)^2$  ในสมการหมายถึง ตัวประกอบการสูญเสียที่เกิดจากการส่ง กำลังคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านอวกาศว่างหรือที่เรียกว่า การสูญเสียในอวกาศว่าง (Free-Space Loss) เมื่อเรานำสมการ 2.11 จัดรูปเพื่อหาค่า  $G_t$  หรือ  $G_r$  ที่มีหน่วย dB จะได้

$$P_{rdB} - P_{tdB} = 20 \log \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right) + G_{tdB} + G_{rdB} \quad (2.12)$$

หากสายอากาศภาครับและภาคส่งมีลักษณะเหมือนกันสามารถจัดรูปตั้งสมการที่ 2.12 ได้เป็น

$$G_{dB} = \frac{1}{2} \left( 20 \log \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right) - P_{rdB} + P_{tdB} \right) \quad (2.13)$$

## 2.5 สรุป

การออกแบบสายอากาศร่วมกับอภิวัดที่ถูกเรียกว่า สายอากาศอภิวัด โดยออกแบบให้สามารถใช้งานในช่วงความถี่ 1800 MHz และ 2600 MHz โดยเริ่มแรกได้ศึกษาเกี่ยวกับสายอากาศที่รองรับหลายความถี่ ได้ศึกษาสายอากาศที่มีแถบความถี่กว้าง และสายอากาศที่มีหลายแถบความถี่ ต่อมาจึงได้ศึกษาประเภทและคุณสมบัติของอภิวัด เพื่อนำไปประยุกต์ใช้กับสายอากาศ และได้ศึกษาสายอากาศที่มีโครงสร้างง่ายต่อการออกแบบและปรับความถี่ ทฤษฎีและหลักการของสายอากาศที่เกี่ยวข้อง ซึ่งหัวข้อที่กล่าวถึงในบทรนี้ได้แก่ สายอากาศโมนิโพล อภิวัด และเรโซเนเตอร์แบบเกลียว รวมถึงทฤษฎีพื้นฐานสายอากาศ เพื่อนำไปปรับใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ในบทรถัดไป

## บทที่ 3

### การออกแบบ

#### 3.1 บทนำ

จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศที่รองรับหลายความถี่รวมถึงการนำอิมพีแดนซ์มาออกแบบร่วมกับสายอากาศ โดยสายอากาศที่จะออกแบบนั้นจะต้องประกอบด้วย สายอากาศอิมพีแดนซ์ที่สามารถปรับความถี่ ขนาดและประสิทธิภาพของสายอากาศ ซึ่งเนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงการออกแบบสายอากาศอิมพีแดนซ์ ซึ่งแบ่งเป็น สายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์และอิมพีแดนซ์ที่มีโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบเกลียว โดยในการออกแบบสายอากาศจะทำการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio เนื่องจากเป็นโปรแกรมที่สามารถออกแบบจำลองและวิเคราะห์พารามิเตอร์ของสายอากาศ เพื่อสามารถสร้างสายอากาศที่รองรับย่านความถี่ 1.8 GHz และ 2.6 GHz ต่อไปได้

#### 3.2 การออกแบบสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์

สายอากาศโมโนโพล เป็นสายอากาศที่มีต้นแบบมาจากสายอากาศไดโพล ดังนั้นหากสายอากาศโมโนโพลที่มาจากสายอากาศไดโพลครึ่งคลื่นสายอากาศโมโนโพลก็จะมีควมยาวคลื่นเท่ากับ  $\lambda/4$  หรือ ที่เรียกเป็นภาษาอังกฤษว่า Quarter-Wavelength Monopole โดยบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ ซึ่งจะออกแบบบนวัสดุฐานรองแบบ FR-4 และใช้โครงสร้างสายส่งแบบไมโครสตริปในการเชื่อมต่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กับสายอากาศ ในการออกแบบสายอากาศบนแผ่นวงจรพิมพ์ จะออกแบบบนวัสดุฐานรองแบบ FR-4 โดยคุณสมบัติของวัสดุฐานรองดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติวัสดุฐานรอง FR-4

วัสดุ	$\epsilon_r$	$h(mm)$	$t(mm)$	$\tan \delta$
FR-4	4.3	1.6	0.035	0.025

โดยที่  $\epsilon_r$  คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กทริก (Dielectric Constant)

$h$  คือ ค่าความหนาของวัสดุ

$t$  คือ ค่าความหนาของวัสดุตัวนำ

$\tan \delta$  คือ ค่ามุมสัมพัทธ์การสูญเสีย (loss tangent)

ต่อมาจะทำการออกแบบสายอากาศโมนโพลซึ่งถูกออกแบบที่มีความยาวเท่ากับ  $\lambda_g/4$  โดยมีค่าคงที่ไดอิเล็กทริก (Dielectric Constant:  $\epsilon_r$ ) ค่าคงที่ไดอิเล็กทริกประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant:  $\epsilon_{reff}$ ) และความยาวคลื่น ( $\lambda_0$ ) ของความถี่ที่ต้องการออกแบบ ซึ่งมีผลต่อความกว้างของสายอากาศ ( $W$ ) และด้านยาวของสายอากาศ ( $L$ ) โดยสามารถหาความกว้างและด้านยาวของสายอากาศได้จากสมการ (3.1)

$$L = W = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (3.1)$$

ที่ความถี่ 1.8 GHz สามารถแทนค่าคำนวณได้ดังนี้

$$L = W = \frac{166.7}{4\sqrt{\frac{4.3 + 1}{2}}} = 25.6 \text{ mm}$$

เนื่องจากสายอากาศโมนโพลจะใช้ระนาบกราวด์ของสายส่งไมโครสตริปเป็นตัวแผ่คลื่น โดยแผ่ออกจากสายอากาศหรือเสมือนเป็นสายอากาศอีกด้านเพื่อให้มีประสิทธิภาพเพียงพอต่อการใช้งาน เพราะฉะนั้นความสูงของระนาบกราวด์ ( $L_g$ ) จึงมีค่าเท่ากับ 25.6 mm

โครงสร้างของสายอากาศประกอบด้วยโครงสายส่งแบบไมโครสตริป ซึ่งความกว้างของสายส่งมีผลต่อความถี่ที่ใช้งาน ดังนั้นจึงมีการคำนวณความกว้างของสายอากาศ เพื่อให้สายอากาศมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50 โอห์ม ซึ่งความกว้างของสายส่งขึ้นอยู่กับ ค่าคงที่ไดอิเล็กทริก (Dielectric Constant:  $\epsilon_r$ ) จะคำนวณจากสมการ (3.2 ก) และ (3.2 ข)

$$\frac{W_f}{d} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (3.2 \text{ ก})$$

เมื่อ

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (3.2 \text{ ข})$$

โดยที่  $W_f$  คือ ความกว้างของสายส่งไมโครสตริป  
 $d$  คือ ความหนาของสารไดอิเล็กตริก  
 $Z_0$  คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ  
 แทนค่าการคำนวณในสมการที่ (3.2 ข)

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

$$A = \frac{50}{60} \sqrt{\frac{4.3 + 1}{2}} + \frac{4.3 - 1}{4.3 + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{4.3} \right)$$

$$A = 1.51$$

แทนค่าในสมการที่ (3.2 ก)

$$\frac{W_f}{d} = \frac{8e^{(1.51)}}{e^{2(1.51)} - 2}$$

$$W_f = 1.969 \times d$$

$$W_f = 1.969 \times 1.6 \approx 3.15 \text{ mm}$$

ตั้งการคำนวณข้างต้นทำให้ได้ความกว้างของสายส่งไมโครสตริปเพื่อนำมาออกแบบกับสายอากาศ ในส่วนของความยาวของสายส่งเป็นสิ่งสำคัญในการออกแบบการใช้งานในความถี่ที่เราต้องการ เพื่อให้สายอากาศมีการแมชต์ที่ดีตั้งนั้นความยาวของสายส่งจึงมีความยาวเท่ากับ  $\lambda_g/4$  จึงคำนวณความยาวสายส่งด้วยค่าความถี่ที่เราต้องการ ซึ่งความถี่แรกต้องการออกแบบคือ ช่วงความถี่ 1.8 GHz เป็นความถี่ของสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์คำนวณได้ดังนี้

จากสมการหาความยาวสายส่งจากสมการ (3.3 ก)-(3.3 ค)

$$L_f = \frac{\lambda_g}{4} \quad (3.3 \text{ ก})$$

$$\lambda_g \approx \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.3 \text{ ข})$$

$$\lambda_g \approx \frac{\lambda_0}{\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (3.3 \text{ ค})$$

และจากความยาวคลื่นในอากาศว่าง  $\lambda_0$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (3.3 \text{ ง})$$

โดยที่	$L_f$	คือ ความยาวของสายส่ง
	$\lambda_g$	คือ ความยาวคลื่นสัมพันธ์ในวัสดุฐานรอง
	$\epsilon_{eff}$	คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล
	$\lambda_0$	คือ ความยาวคลื่นในอากาศ
	$c$	คือ ความเร็วแสงมีค่า $3 \times 10^8 \text{ m/s}$
	$f$	คือ ความถี่ที่ต้องการออกแบบ

จากสมการที่ (3.4) สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\lambda_0 = \frac{3 \times 10^8}{1.8 \times 10^9}$$

$$\lambda_0 = 0.1667 \text{ m} = 166.7 \text{ mm}$$

แทนค่า  $\lambda_0$  ในสมการที่ (3.3 ค)

$$\lambda_g \approx \frac{166.7}{\sqrt{\frac{4.3 + 1}{2}}}$$

$$\lambda_g \approx 102.4 \text{ mm}$$

เพราะฉะนั้นแทนค่า  $\lambda_g$  ในสมการ (3.2.ก) เพื่อหาความยาวของสายส่งที่ความถี่ 1.8 GHz

$$L_f = \frac{102.4 \text{ mm}}{4}$$

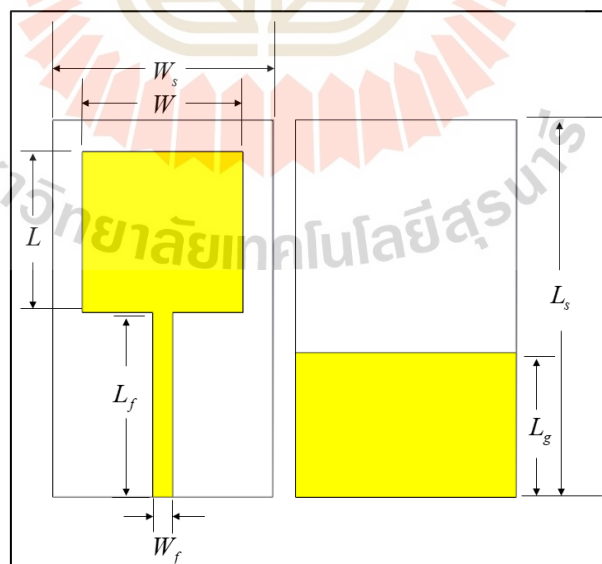
$$L_f = 25.6 \text{ mm}$$

จากที่เราได้ทำการคำนวณเพื่อออกแบบสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์แล้ว จะนำค่าที่ได้นำไปจำลองบนโปรแกรม CST ในลำดับถัดไป ซึ่งค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศที่ได้แสดงในตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ตารางแสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่ความถี่ 1.8 GHz

พารามิเตอร์	ขนาดของพารามิเตอร์ (mm)
ความกว้างของวัสดุฐานรอง ( $W_s$ )	35
ความยาวของวัสดุฐานรอง ( $L_s$ )	60
ความกว้างของสายอากาศโมโนโพล ( $W$ )	25.6
ความยาวของสายอากาศโมโนโพล ( $L$ )	25.6
ความกว้างของสายส่งไมโครสตริป ( $W_f$ )	3.15
ความยาวของสายส่งไมโครสตริป ( $L_f$ )	25.6
ความกว้างของกราวด์ ( $W_g$ )	35
ความสูงของกราวด์ ( $L_g$ )	25.6

### 3.3 การจำลองแบบสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์



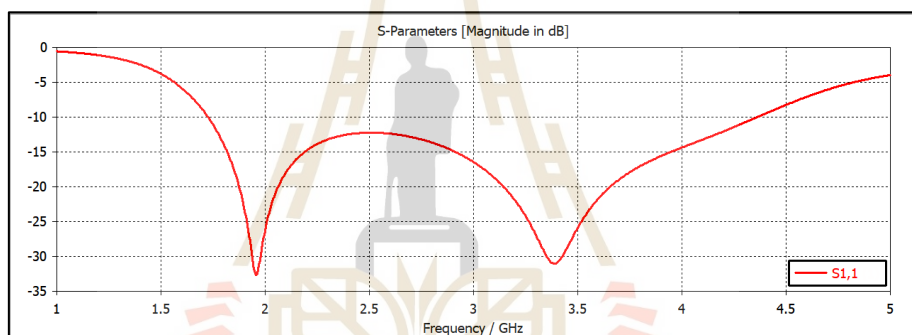
รูปที่ 3.1 โครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์  
(ก) ด้านหน้า (ข) ด้านหลัง



จากการคำนวณค่าพารามิเตอร์ในหัวข้อที่ 3.2 นำขนาดของพารามิเตอร์มาทำการจำลองแบบ โดยโปรแกรม CST Microwave Studio ดังรูปที่ 3.1 และมีขนาดตามตารางที่ 3.2 เพื่อศึกษาผลของ ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศ จากนั้นศึกษาการปรับพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้สายอากาศ มีการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ที่ต้องการ

### 3.3.1 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ

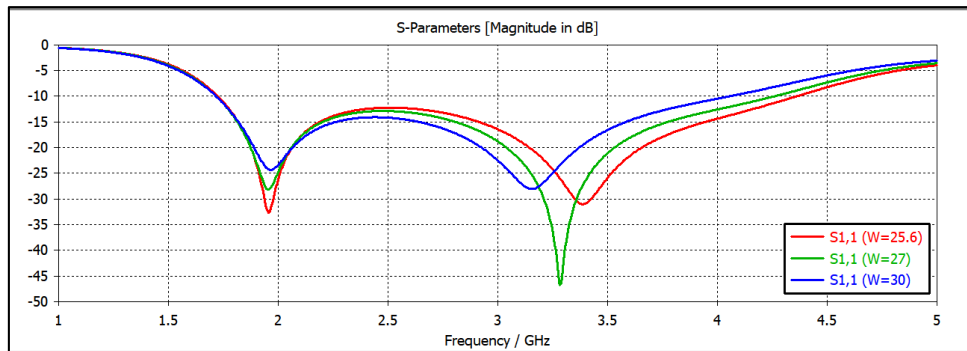
เมื่อจำลองแบบสายอากาศแล้ว พบว่าผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) แสดงดังรูปที่ 3.2 ซึ่งมีการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ 1.73-4.34 GHz ซึ่งมีการเรโซแนนซ์ไม่ตรงตาม ความถี่ที่ต้องการ เนื่องจากต้องการคือช่วงความถี่ 1.71-1.88 GHz ดังนั้นจึงต้องมีการปรับขนาดของ พารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อต้องการให้สายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรมีการเรโซแนนซ์ในช่วง ความถี่ 1.8 GHz ในลำดับถัดไป



รูปที่ 3.2 ผลจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรมีการเรโซแนนซ์ โดยใช้นาขนาดของพารามิเตอร์ที่ได้จากการคำนวณ

### 3.3.2 การปรับพารามิเตอร์ของสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรมีการเรโซแนนซ์

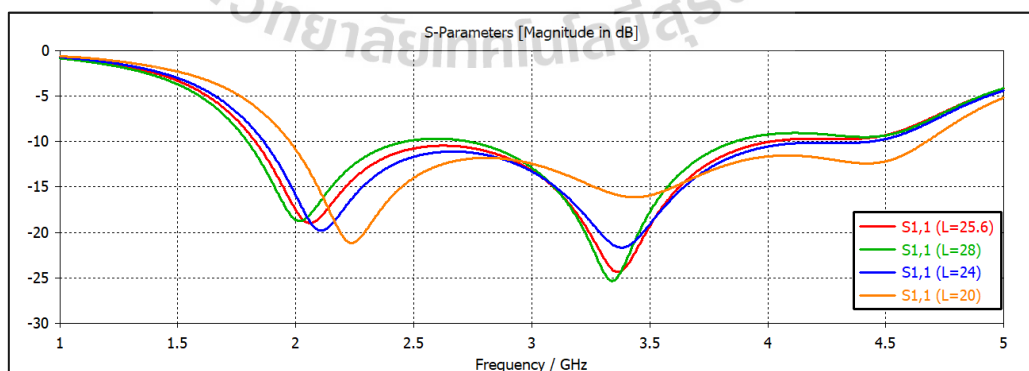
จากผลการจำลองในหัวข้อที่ผ่านมาทำให้ต้องมีการปรับพารามิเตอร์ของสายอากาศ โดยงานวิจัยนี้ต้องการให้สายอากาศโมโนโพลมีการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ 1.8 GHz เท่านั้น จึง ศึกษาผลจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ โดยจะเริ่มทำการปรับทีละตัวที่พารามิเตอร์ตัวอื่น ๆ มี ค่าคงที่ เริ่มจากการปรับค่าความกว้างของสายอากาศโมโนโพล ( $W$ ) จาก 25.6 มิลลิเมตรเป็น 27 มิลลิเมตร และ 30 มิลลิเมตรพบว่าเมื่อเราปรับค่า  $W$  ส่งผลต่อการแมทช์ของสายอากาศแสดง ในรูปที่ 3.3



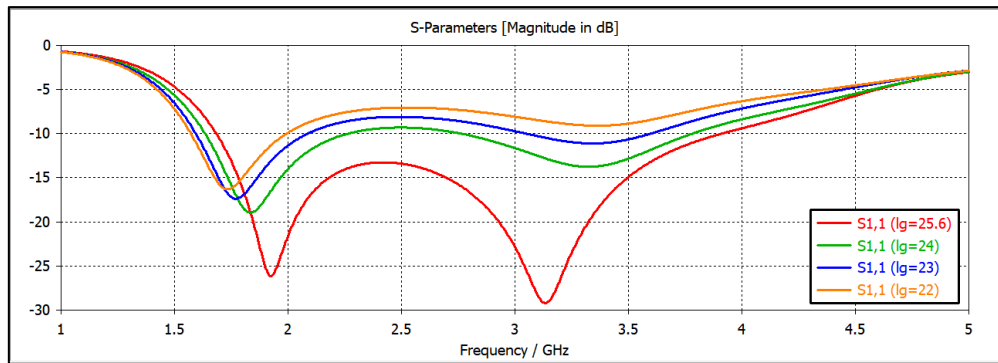
รูปที่ 3.3 ผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) เมื่อปรับความกว้างของสายอากาศโมโนโพล ( $W$ )

ลำดับต่อไปทำการปรับความยาวของสายอากาศโมโนโพล ( $L$ ) โดยเลือกค่า  $W$  มีค่าเท่ากับ 30 มิลลิเมตร ซึ่งปรับค่า  $L$  จาก 20 มิลลิเมตรถึง 28 มิลลิเมตร พบว่ามีการจำลองแสดงดังรูปที่ 3.4 พบว่าเมื่อเราปรับค่าความยาวของสายอากาศโมโนโพล ( $L$ ) ส่งผลทำให้มีการเปลี่ยนแปลงการเรโซแนนซ์ของสายอากาศ

ต่อมาจึงทำการปรับความสูงของกราวด์ ( $L_g$ ) เพื่อดูการเปลี่ยนแปลงของความถี่ โดยมีค่าความกว้างของสายอากาศ ( $W$ ) 30 มิลลิเมตร และค่าความยาวของสายอากาศโมโนโพล ( $L$ ) 28 มิลลิเมตรซึ่งทำการปรับค่าจาก 25.6 มิลลิเมตรเป็น 24 มิลลิเมตร 23 มิลลิเมตรและ 22 มิลลิเมตรตามลำดับ เมื่อปรับความสูงของกราวด์ ( $L_g$ ) พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) แสดงดังรูปที่ 3.4



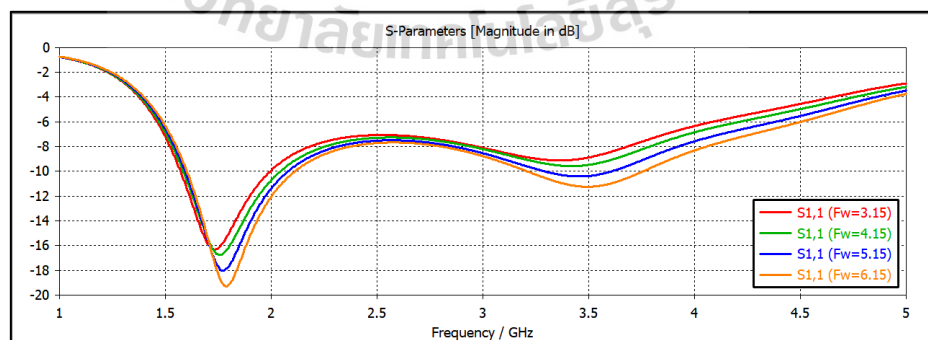
รูปที่ 3.4 ผลการจำลองแบบของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) เมื่อปรับความยาวของสายอากาศโมโนโพล ( $L$ )



รูปที่ 3.5 ผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) เมื่อปรับความสูงของกราวด์ ( $L_g$ )

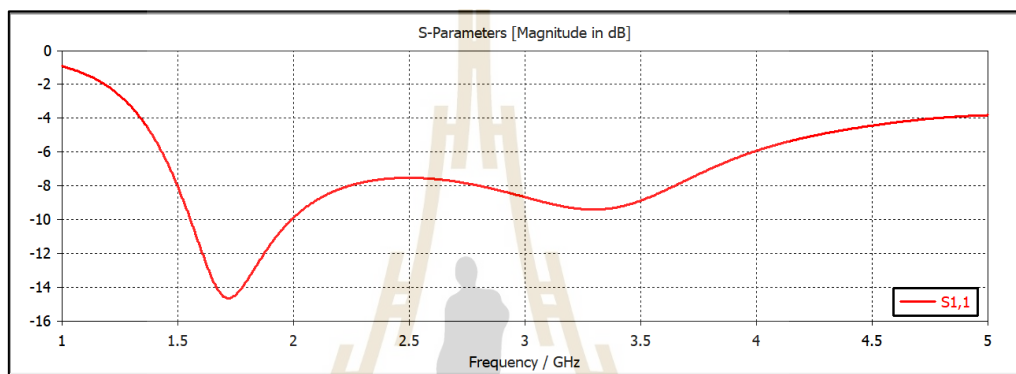
เมื่อพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) จากกราฟที่แสดงในรูปที่ 3.5 พบว่าการลดขนาดความสูงของกราวด์ค่าที่ความสูงกราวด์ 22 มิลลิเมตร มีผลทำให้สายอากาศมีการเรโซแนนซ์ช่วงความถี่เดี่ยวและแมตซ์ครอบคลุมช่วงความถี่ที่ 1.8 GHz (1.71-1.88 GHz) ซึ่งเป็นช่วงความถี่ที่เราต้องการใช้งาน ดังนั้นเราจะเห็นได้ว่าขนาดความสูงของกราวด์มีผลต่อความถี่ของสายอากาศ เนื่องจากสายอากาศโมโพลเป็นสายอากาศที่ทำงานร่วมกับระนาบกราวด์ จึงทำให้เมื่อทำการปรับแล้วจะส่งผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของความถี่ของสายอากาศ

เพื่อให้ช่วงความถี่แรกมีการแมตซ์มากขึ้น ดังนั้นจึงมีการศึกษาการปรับขนาดความกว้างบริเวณจุดเชื่อมต่อระหว่างสายส่งกับสายอากาศ โดยมีการปรับขนาดจาก 3.15 มิลลิเมตร 4.15 มิลลิเมตร 5.15 มิลลิเมตร และ 6.15 มิลลิเมตร แสดงในรูปที่ 3.6 พบว่าที่ขนาด 6.15 มิลลิเมตร มีการแมตซ์ของสายอากาศมากที่สุด



รูปที่ 3.6 แสดงผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) เมื่อปรับบริเวณจุดเชื่อมต่อระหว่างสายส่งและสายอากาศ ( $F_w$ )

ดังนั้นเพื่อรองรับการเพิ่มอภิวัดสำหรับการเรโซแนนซ์ร่วมกับสายอากาศจึงทำให้มีการเปลี่ยนแปลงความกว้างของกราวด์ ( $W_g$ ) จาก 35 มิลลิเมตร เป็น 45 มิลลิเมตรเมื่อทำการเพิ่มขนาดแล้วพบว่าขนาดความกว้างของกราวด์ที่ 35 มิลลิเมตร มีการแมตช์ของสายอากาศดีกว่าที่ขนาด 45 มิลลิเมตร แต่สายอากาศยังคงทำงานครอบคลุมย่านความถี่ 1.8 GHz ดังแสดงในรูปที่ 3.6 ดังนั้นจึงมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์เพื่อความเหมาะสมในการออกแบบสายอากาศร่วมกับอภิวัดซึ่งพารามิเตอร์ของสายอากาศนั้นแสดงตารางที่ 3.3

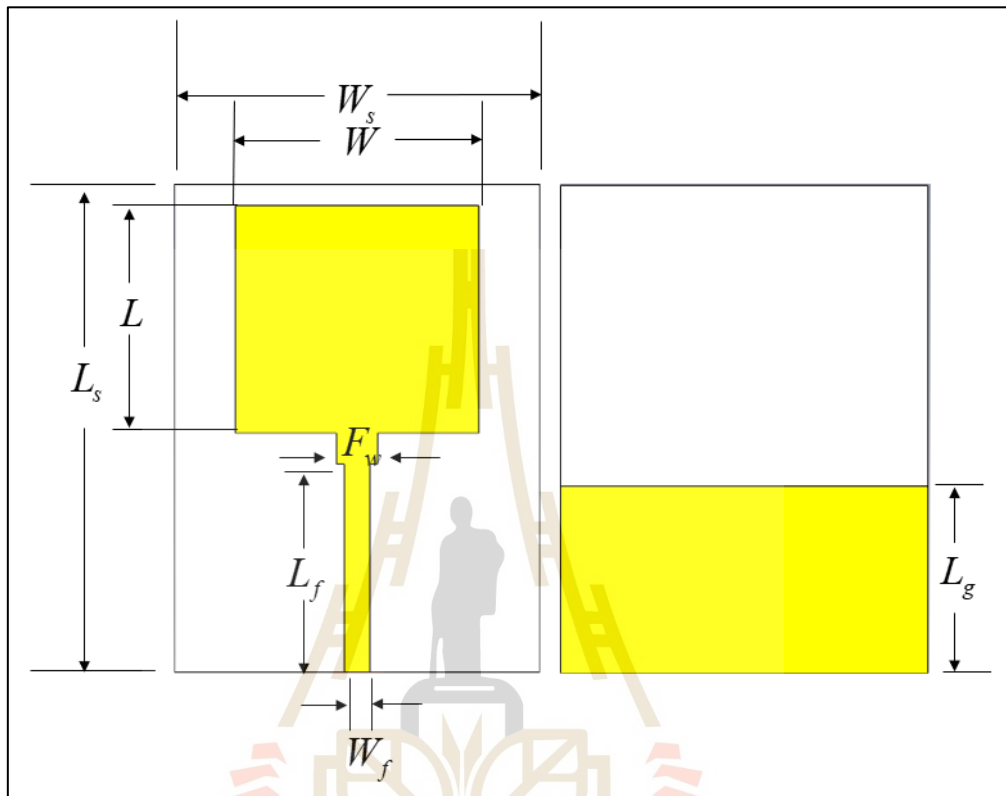


รูปที่ 3.7 ผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ )

ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์ของสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่ได้ทำการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์เพื่อรองรับอภิวัดโดยสายอากาศโมโนโพลเรโซแนนซ์ที่ความถี่ 1.8 GHz

พารามิเตอร์	ขนาดของพารามิเตอร์ (mm)
ความกว้างของวัสดุฐานรอง ( $W_s$ )	45
ความยาวของวัสดุฐานรอง ( $L_s$ )	60
ความกว้างของสายอากาศโมโนโพล ( $W$ )	30
ความยาวของสายอากาศโมโนโพล ( $L$ )	28
ความกว้างของสายส่งไมโครสตริป ( $W_f$ )	3.15
ความยาวของสายส่งไมโครสตริป ( $L_f$ )	25.6
ขนาดความกว้างบริเวณจุดเชื่อมต่อระหว่างสายส่งกับสายอากาศ ( $F_w$ )	5.15
ความกว้างของกราวด์ ( $W_g$ )	45
ความสูงของกราวด์ ( $L_g$ )	23

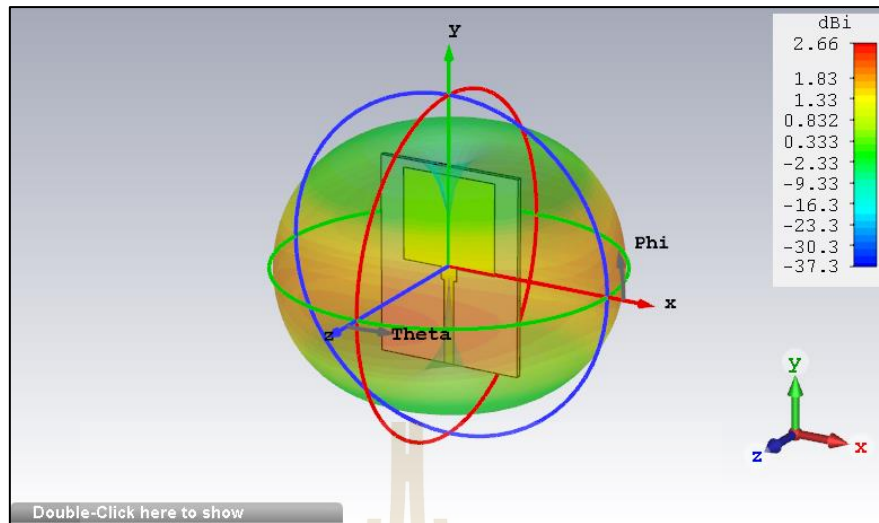
เมื่อนำค่าที่ได้จากการปรับเปลี่ยนขนาดของพารามิเตอร์แล้ว ต่อมาจึงจำลองแบบสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์จะได้ ดังรูปที่ 3.8



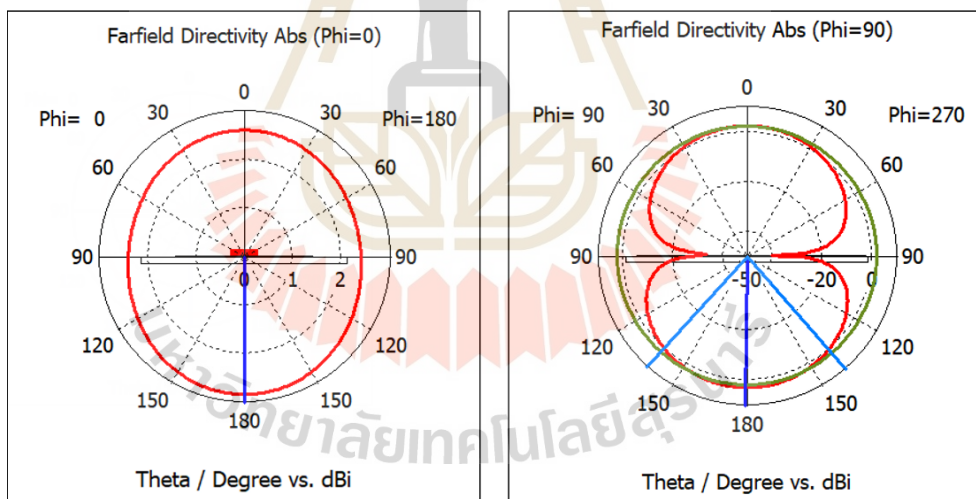
รูปที่ 3.8 โครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีการปรับเปลี่ยนขนาดพารามิเตอร์เพื่อรองรับการเรโซแนนซ์ร่วมกับอภิวัด (ก) ด้านหน้า (ข) ด้านหลัง

### 3.3.3 แบบรูปการแผ่พลังงาน

เมื่อพิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโมโนโพลที่ความถี่ 1.8 GHz แสดงดังรูปที่ 3.9 ซึ่งเป็นแบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ ที่มีอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 2.41 dB และรูปที่ 3.10 เป็นแบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 2 มิติ ที่ประกอบด้วย แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 3.10 (ก) และแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 3.10 (ข)



รูปที่ 3.9 แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติของสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่ความถี่ 1.8 GHz



(ก)

(ข)

รูปที่ 3.10 แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 2 มิติของสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่ความถี่ 1.8 GHz (ก) ระนาบสนามแม่เหล็ก (ข) ระนาบสนามไฟฟ้า

### 3.4 การออกแบบอภิวัด

ต่อมาจึงได้ทำการออกแบบอภิวัด จากการศึกษาคอร์สสร้างและคุณสมบัติของอภิวัด ในบทที่ 2 จึงได้เลือกอภิวัดที่มีคุณสมบัติที่มีค่าซีมชาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) มีค่าเป็นลบ โดยมีโครงสร้าง เป็นเรโซเนเตอร์แบบเกลียว (Spiral Resonator: SR) เนื่องจากเป็นโครงสร้างที่มีขนาดเล็กเมื่อ เปรียบเทียบกับขนาดของโครงสร้างเรโซเนเตอร์วงแหวนแบบรูปเปิดที่มีความยาวทางไฟฟ้าเท่ากัน (Da Silva Araújo and De Oliveira, 2015) โดยโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบเกลียวเมื่อพิจารณาวงจร สมมูลในรูปที่ 2.12 พบว่าค่าของตัวเหนี่ยวนำ ( $L_{SR}$ ) และค่าตัวเก็บประจุ ( $C_{SR}$ ) ส่งผลต่อความถี่ เรโซแนนซ์ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการที่ 3.4

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{SR}C_{SR}}} \quad (3.4)$$

โดยที่  $f_r$  คือ ความถี่เรโซแนนซ์  
 $L_{SR}$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำ  
 $C_{SR}$  คือ ค่าตัวเก็บประจุ

ดังนั้นเมื่อเรากำหนดความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการออกแบบที่ความถี่เท่ากับ 2.6 GHz โดยออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์ FR-4 ได้กำหนดพารามิเตอร์ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว โดยกำหนดให้  $l_1 = 5.25$  มิลลิเมตร  $W_t = 0.5$  มิลลิเมตร  $s = 0.5$  มิลลิเมตร และ  $g = 0.5$  มิลลิเมตร โดยจากการ กำหนดค่าพารามิเตอร์สามารถนำมาหาค่าความถี่เรโซแนนซ์ในสมการที่ (3.4) โดยที่ค่าของตัว เหนี่ยวนำ ( $L_{SR}$ ) และค่าตัวเก็บประจุ ( $C_{SR}$ ) จะสามารถหาได้จากสมการที่ (3.5.ก-ข) และ (3.6.ก-ง)

$$L_{SR} = \frac{\mu_0}{2\pi} I_{avg}^{SR} \left[ \frac{1}{2} + \ln \left( \frac{I_{avg}^{SR}}{2W_t} \right) \right] \quad (3.5.ก)$$

$$I_{avg}^{SR} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N I_n = \frac{4IN - [2N(1+N) - 3](s + W_t)}{N} \quad (3.5.ข)$$

โดยที่  $\mu_0$  คือ ค่าคงตัวแม่เหล็กมีค่าเท่ากับ  $4\pi \times 10^{-7}$  T.m/A  
 $W_t$  คือ ความกว้างของแถบโลหะ  
 $N$  คือ จำนวนรอบที่เกิดจากการขดของแถบโลหะ  
 $s$  คือ ช่องว่างระหว่างแถบโลหะวงนอกและวงใน  
 $l$  คือ ขนาดความกว้างของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว ( $l_1$ )

โดยจะเริ่มคำนวณหาค่า  $l_{avg}^{SR}$  จากสมการที่ (3.5.ข)

$$l_{avg}^{SR} = \frac{4(5.25 \times 10^{-3})2 - [2(2)(1+2) - 3](0.5+0.5) \times 10^{-3}}{2}$$

$$l_{avg}^{SR} = 16.5 \times 10^{-3} \text{ m}$$

เมื่อได้ค่า  $l_{avg}^{SR}$  แล้วนำมาแทนลงในสมการที่ (3.5.ก)

$$L_{SR} = \frac{4\pi \times 10^{-7}}{2\pi} (16.5 \times 10^{-3}) \left[ \frac{1}{2} + \ln \left( \frac{16.5 \times 10^{-3}}{2(0.5 \times 10^{-3})} \right) \right]$$

$$L_{SR} = 34.2467 \times 10^{-9} \text{ H}$$

$$L_{SR} = 34.2467 \text{ nH}$$

และค่าตัวเก็บประจุ  $C_{SR}$  หาได้จากสมการ (3.6.ก-ง)

$$C_{SR} = C_0 \frac{L}{4(W_t + s)} * \frac{N^2}{(N^2 + 1)} \sum_{n=1}^{N-1} \left[ L - \left( n + \frac{1}{2} \right) (W_t + s) \right] \quad (3.6.ก)$$

$$C_0 = \epsilon_0 \epsilon_{rdc} \frac{K(\sqrt{1-k^2})}{K(k)} \quad (3.6.ข)$$

$$\epsilon_{rdc} = (1 + \epsilon_r) / 2 \quad (3.6.ค)$$

โดยที่  $\epsilon_0$  คือ ค่าคงตัวไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ  $8.854 \times 10^{-12} \text{ C}^2 / \text{N.m}^2$

$\epsilon_{rdc}$  คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพ

$K(k)$  คือ ค่าปริพันธ์เชิงวงรีที่สมบูรณ์ของชนิดแรก (The Complete Elliptical

Integral of The First Kind )

ซึ่งค่า  $k$  หาได้จากสมการที่ (3.6.ง)

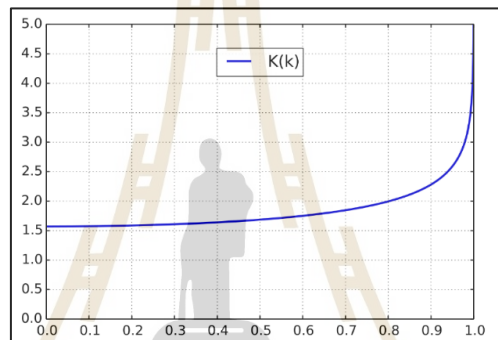
$$k = \frac{\frac{s}{2}}{W_t + \frac{s}{2}} \quad (3.6.ง)$$



โดยเริ่มคำนวณหาค่า  $\varepsilon_{rdc}$  จากสมการที่ (3.6.ค) มีค่าเท่ากับ  $\varepsilon_{rdc} = 2.65$  และเมื่อหาค่า  $k$  จากสมการที่ (3.6.ง) ค่า  $k$  มีค่าเท่ากับ 0.333 แทนลงในสมการที่ (3.6.ข) เพื่อหาค่า  $C_0$

$$C_0 = 8.854 \times 10^{-12} (2.65) \frac{K(0.94281)}{K(0.333)}$$

โดยที่ค่าฟังก์ชันของ  $K(0.94281) \approx 2.5$  และ  $K(0.333) \approx 1.6$  เมื่อพิจารณาจากกราฟแสดงความสัมพันธ์ของ the complete elliptical integral of the first kind แสดงรูปที่ 3.11 โดยแกน X ของกราฟแสดงค่า  $k$  และแกน Y แสดงค่า  $K(k)$



รูปที่ 3.11 แสดงกราฟความสัมพันธ์ของค่า  $k$  และค่าฟังก์ชัน  $K(k)$  ของ The Complete Elliptical Integral of The First Kind

ดังนั้นค่า  $C_0$  มีค่าเท่ากับ

$$C_0 = 3.6661 \times 10^{-11} F$$

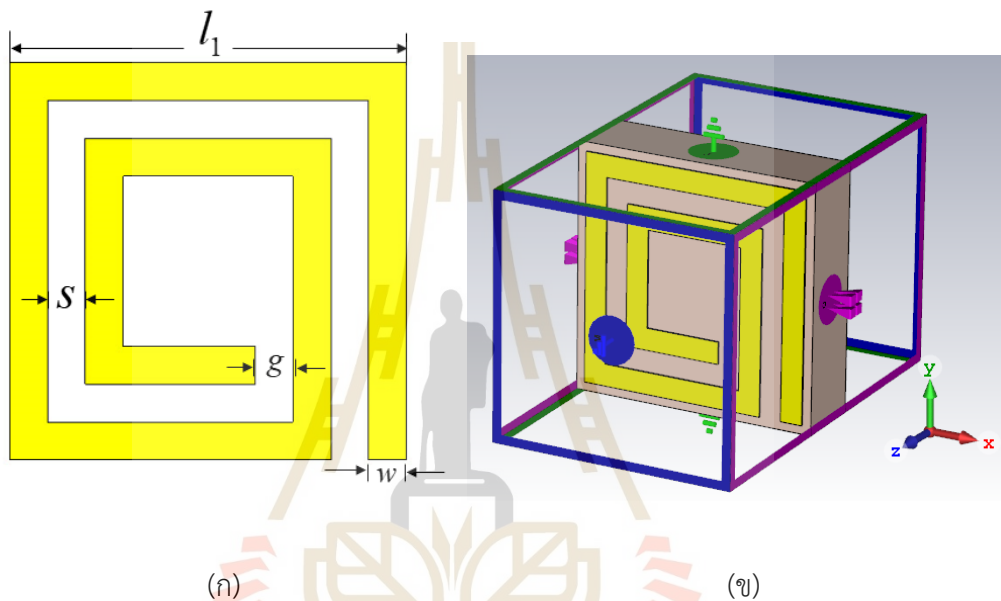
เพราะฉะนั้นค่าตัวเก็บประจุ ( $C_{SR}$ ) มีค่าเท่ากับ

$$C_{SR} = 3.6661 \times 10^{-12} \frac{5.25 \times 10^{-3}}{4(0.5+0.5) \times 10^{-3}} * \frac{2^2}{(2^2+1)} \sum_{n=1}^{N-1} \left[ 5.25 \times 10^{-3} - \left(1 + \frac{1}{2}\right) (0.5+0.5) \times 10^{-3} \right]$$

$$C_{SR} = 0.144 \times 10^{-12} F = 0.144 pF$$

จากสมการข้างต้นพบว่าเมื่อนำค่าของตัวเหนี่ยวนำ ( $L_{SR}$ ) ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวมีค่าเท่ากับ  $34.2467 nH$  และค่าตัวเก็บประจุ ( $C_{SR}$ ) มีค่าเท่ากับ  $0.144 pF$  และเมื่อนำค่าของตัวเหนี่ยวนำ ( $L_{SR}$ ) และค่าตัวเก็บประจุ ( $C_{SR}$ ) พบว่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้จากการกำหนดค่าพารามิเตอร์มีความถี่เท่ากับ

$$f_r = 2.26 GHz$$

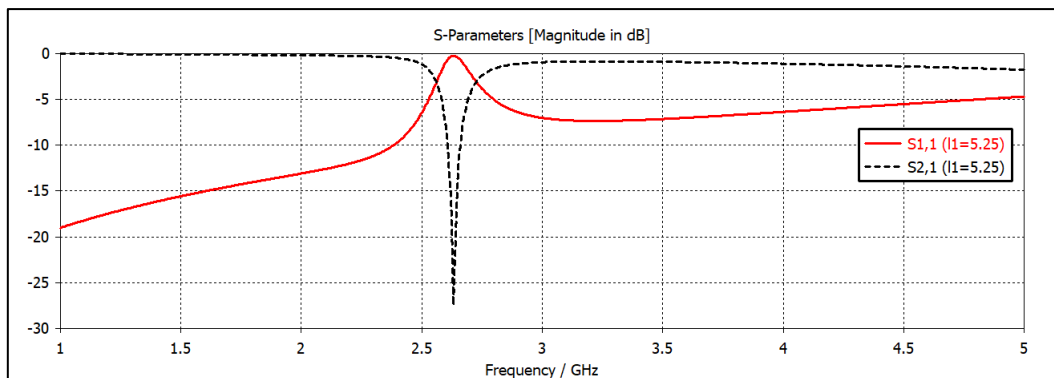


รูปที่ 3.12 (ก) โครงสร้างพารามิเตอร์ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวและ (ข) การตั้งค่า Boundary Conditions ของการจำลองแบบ 1 unitcell

จากสมการข้างต้นจะเห็นได้ว่าความยาวของโครงสร้างเรโซเนเตอร์ ช่องว่างระหว่างแถบโลหะ ขนาดของแถบโลหะรวมถึงจำนวนรอบของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ เพื่อให้เกิดการเรโซเนเตอร์ในช่วงความถี่ที่ต้องการดังนั้นจึงได้นำโครงสร้างที่คำนวณมาจำลองแบบเพื่อสังเกตการพฤติกรรมและการเรโซแนนซ์ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว

### 3.5 การจำลองแบบเรโซเนเตอร์แบบเกลียวบนแผ่นวงจรพิมพ์

เมื่อนำค่าพารามิเตอร์ที่คำนวณมาทำการจำลองแบบ โดยโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบเกลียวแสดงในรูปที่ 3.12 มีผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ( $S_{21}$ ) ในรูปที่ 3.13

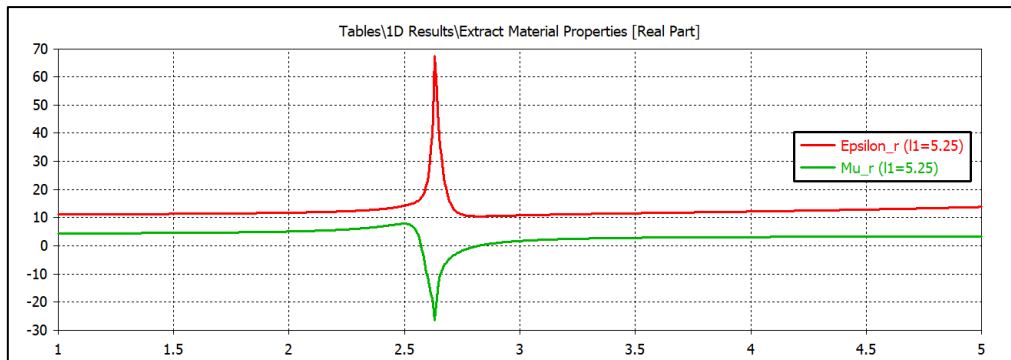


รูปที่ 3.13 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ( $S_{21}$ ) ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว

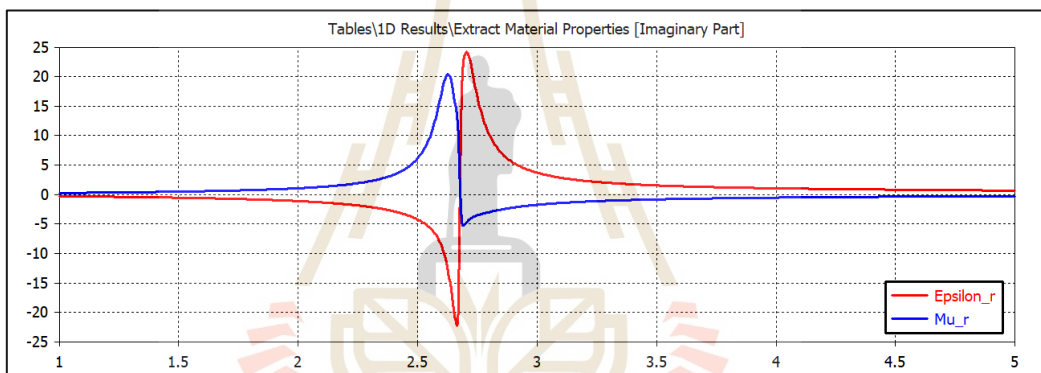
จากรูปที่ 3.13 พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) มีค่าเข้าใกล้ศูนย์และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ( $S_{21}$ ) มีค่าเท่ากับ  $-27.48$  dB ซึ่งส่งผลทำให้ไม่เกิดการส่งผ่านในช่วงความถี่  $2.63$  GHz จะสังเกตได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้จะการคำนวณและจากการจำลองแบบมีความคาดเคลื่อนกันเล็กน้อย แต่ความถี่ที่ได้จากการจำลองแบบมีความใกล้เคียงมากกว่าในความถี่ที่ต้องการ ต่อมาจึงได้พิจารณาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า ( $\epsilon$ ) และค่าซึมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) ของโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบเกลียวได้จากสมการที่ 3.7.ก และ สมการที่ 3.7.ข ซึ่งค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า ( $\epsilon$ ) และค่าซึมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) แสดงในรูปที่ 3.14 พบว่าค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า ( $\epsilon$ ) มีค่าเป็นบวกและค่าซึมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) มีค่าเป็นลบตั้งแต่ความถี่  $2.57$ - $2.81$  GHz โดยมีค่าติดลบต่ำสุดอยู่ที่ความถี่  $2.63$  GHz ซึ่งสอดคล้องกับค่า S-parameters ของโครงสร้างตั้งนั้นอภิวัตต์จึงมีคุณสมบัติ MNG (Mu Negative Medium) และเมื่อพิจารณากระแสเชิงผิวของเรโซเนเตอร์พบว่ามีความหนาแน่นของกระแสเชิงผิวที่บริเวณแถบโลหะวงนอกและวงในแสดงในรูปที่ 3.16 โดยมีลักษณะวังวนจากด้านในออกด้านนอกของเรโซเนเตอร์ในขั้นตอนต่อไปจะทำการศึกษาเกี่ยวกับผลกระทบของการปรับพารามิเตอร์ของโครงสร้างที่มีผลต่อความถี่

$$\epsilon_r = \left( \frac{2}{jkd} \right) \times \left( \frac{1 - (S_{21} + S_{11})}{1 + (S_{21} + S_{11})} \right) \quad (3.7.ก)$$

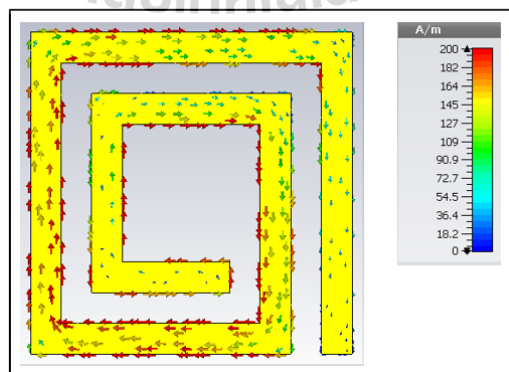
$$\mu_r = \left( \frac{2}{jkd} \right) \times \left( \frac{1 - (S_{21} - S_{11})}{1 + (S_{21} - S_{11})} \right) \quad (3.7.ข)$$



รูปที่ 3.14 ค่าจริงของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า ( $\epsilon$ ) และค่าซึมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) ของโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบเกลียว



รูปที่ 3.15 ค่าจินตภาพของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า ( $\epsilon$ ) และค่าซึมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) ของโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบเกลียว



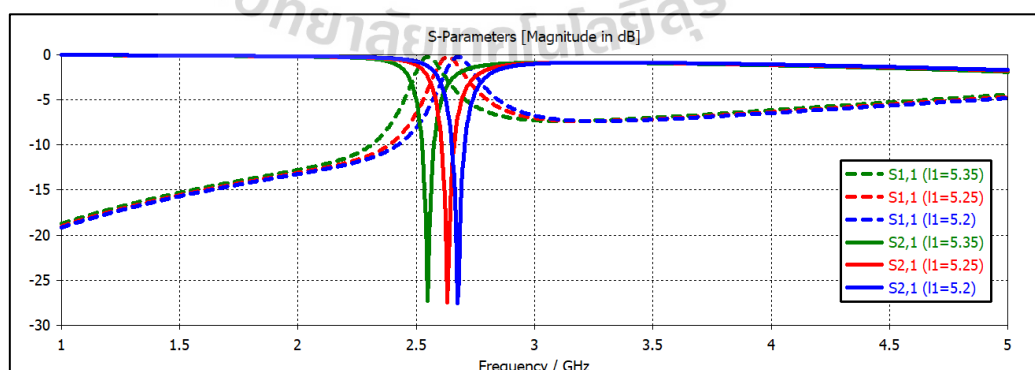
รูปที่ 3.16 กระแสเชิงผิวความถี่ 2.63 GHz ของโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบเกลียว

### 3.5.1 การปรับพารามิเตอร์เรโซเนเตอร์แบบเกลียว

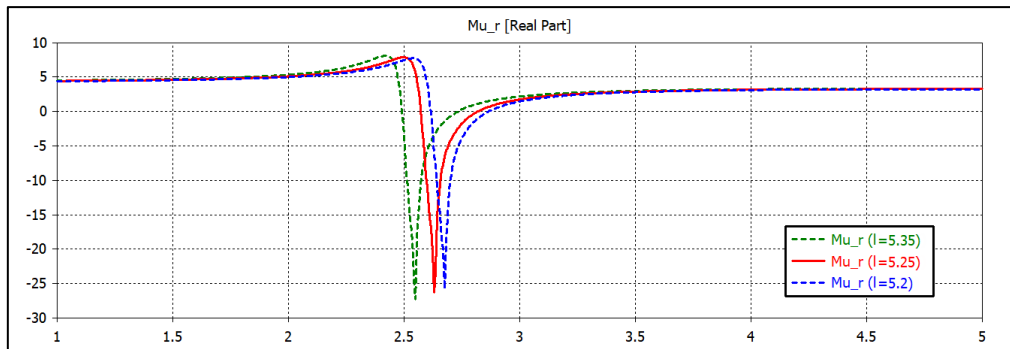
จากการศึกษาสมการการออกแบบและการจำลองแบบเรโซเนเตอร์แบบเกลียวพบว่าพารามิเตอร์ที่ส่งผลต่อความเปลี่ยนแปลงของความถี่ของเรโซเนเตอร์คือ ขนาดของเรโซเนเตอร์ ( $l_1$ ) ความกว้างของแถบโลหะ ( $w$ ) ความกว้างของช่องว่างระหว่างวงนอกและวงใน ( $s$ ) รวมถึงจำนวนรอบของเรโซเนเตอร์ ( $N$ ) แต่เนื่องจากรายงานวิจัยนี้ต้องการออกแบบเรโซเนเตอร์ที่มีจำนวนรอบเท่ากับ 2 รอบ ดังนั้นพารามิเตอร์  $N$  จึงมีค่าคงที่ในการศึกษาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ต่าง ๆ โดยในหัวข้อนี้จะศึกษาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของขนาดเรโซเนเตอร์ ความกว้างของแถบโลหะ และความกว้างของช่องว่างวงนอกและวงใน

#### 1) ศึกษาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของขนาดเรโซเนเตอร์ ( $l_1$ )

ในการศึกษาจากการเปลี่ยนแปลงของขนาดเรโซเนเตอร์ ( $l_1$ ) จะปรับขนาดลดลงและเพิ่มขึ้นจากขนาดเดิมโดยให้ค่า  $s$  และค่า  $w$  มีค่าคงที่ โดยจะเริ่มปรับจากขนาด 5.2 มิลลิเมตร 5.25 มิลลิเมตร และ 5.35 มิลลิเมตร ตามลำดับพบว่าค่าการปรับเปลี่ยนค่า  $l_1$  ส่งผลกระทบบต่อค่า S-parameters ของเรโซเนเตอร์ โดยถ้าค่า  $l_1$  มีขนาดลดลงความถี่มีการเลื่อนออกไปทำงานที่ความถี่สูงและเมื่อทำการปรับค่า  $l_1$  เพิ่มขึ้นความถี่มีการเลื่อนเข้ามาทำงานที่ความถี่ต่ำโดยค่า  $l_1$  ที่เหมาะสมเท่ากับ 5.25 มิลลิเมตร เนื่องจากการปรับค่า  $l_1$  เป็นการปรับค่าที่ส่งผลต่อค่าความเหนี่ยวนำของเรโซเนเตอร์ ( $L_{SR}$ ) เมื่อพิจารณาจากสมการที่ 3.5 ก-ข ซึ่งความถี่ที่ทำงานอยู่ในช่วงความถี่ที่ต้องการออกแบบแสดงในรูปที่ 3.17 และต้องพิจารณาค่าความซึ่มซาบแม่เหล็กที่ความถี่ดังกล่าวแสดงในรูปที่ 3.18 พบว่าติดลบตั้งแต่ความถี่ที่เกิดการเรโซแนนซ์ซึ่งสอดคล้องกับค่า  $S_{21}$  ของเรโซเนเตอร์



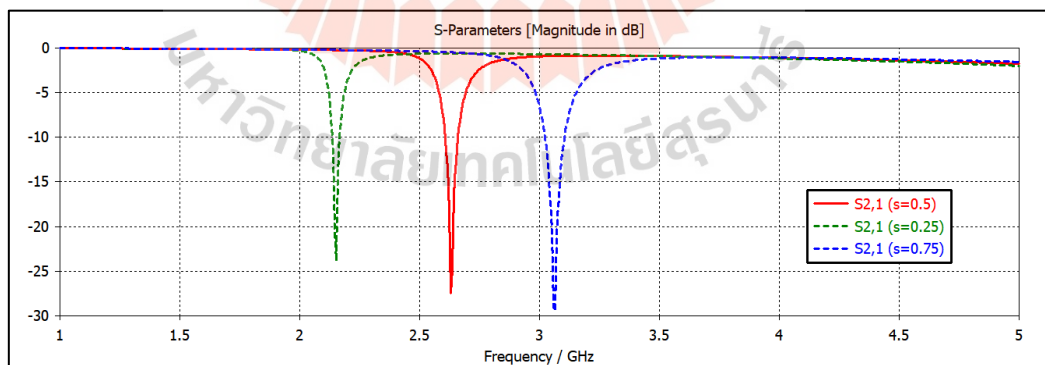
รูปที่ 3.17 แสดงค่า S-parameters ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการปรับเปลี่ยนค่า  $l_1$  โดยปรับขนาดเท่ากับ (สีเขียว) 5.35 (สีแดง) 5.25 และ (สีน้ำเงิน) 5.2 มิลลิเมตร



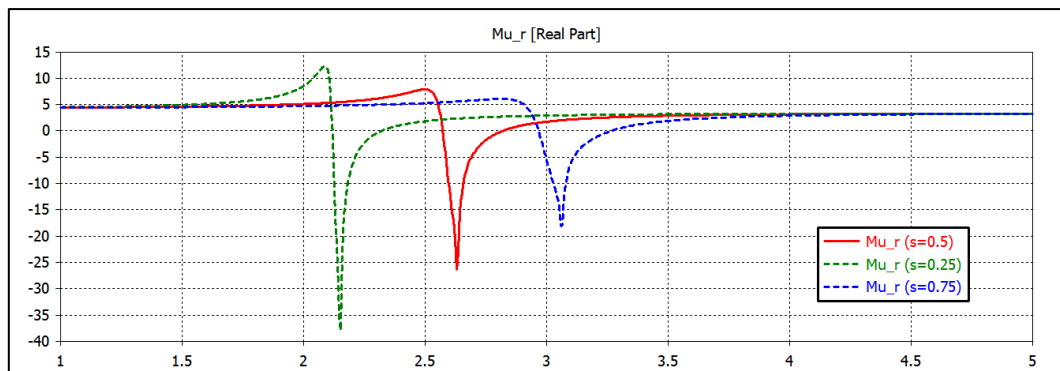
รูปที่ 3.18 ค่าซึมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการปรับเปลี่ยนค่า  $l_1$  โดยปรับขนาดเท่ากับ (สีเขียว) 5.35 (สีแดง) 5.25 และ(สีน้ำเงิน) 5.2 มิลลิเมตร

## 2) ศึกษาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของความกว้างของช่องว่างระหว่างวงนอกและวงใน ( $s$ )

ต่อจึงได้ศึกษาการเปลี่ยนแปลงของความกว้างระหว่างวงนอกและวงใน ( $s$ ) ซึ่งการปรับความกว้างระหว่างวงนอกและวงในมีผลต่อค่าตัวเก็บประจุของเรโซเนเตอร์ ( $C_{SR}$ ) เมื่อพิจารณาจากสมการที่ 3.6.ก-ง โดยกำหนดให้ค่า  $l_1$  มีค่าคงที่คือ 5.25 มิลลิเมตรโดยเริ่มทำการปรับค่า  $s$  จาก 0.25 มิลลิเมตร 0.5 มิลลิเมตร และ 0.75 มิลลิเมตร เมื่อจำลองแบบพบว่าค่า  $S_{21}$  แสดงในรูปที่ 3.19 มีการเปลี่ยนช่วงความถี่ที่มีการเรโซแนนซ์ของเรโซเนเตอร์อย่างเห็นได้ชัด



รูปที่ 3.19 แสดงค่า  $S_{21}$  ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการปรับเปลี่ยนค่า  $s$  โดยปรับขนาดเท่ากับ (สีเขียว) 0.25 มิลลิเมตร (สีแดง) 0.5 มิลลิเมตร และ(สีน้ำเงิน) 0.75 มิลลิเมตร

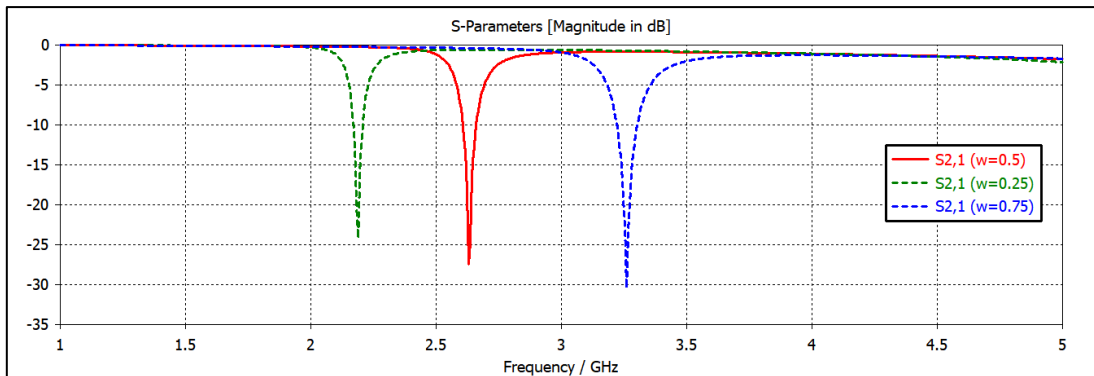


รูปที่ 3.20 ค่าสัมชาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการปรับเปลี่ยค่า  $s$  โดยปรับขนาดเท่ากับ (สีเขียว) 0.25 มิลลิเมตร (สีแดง) 0.5 มิลลิเมตร และ(สีน้ำเงิน) 0.75 มิลลิเมตร

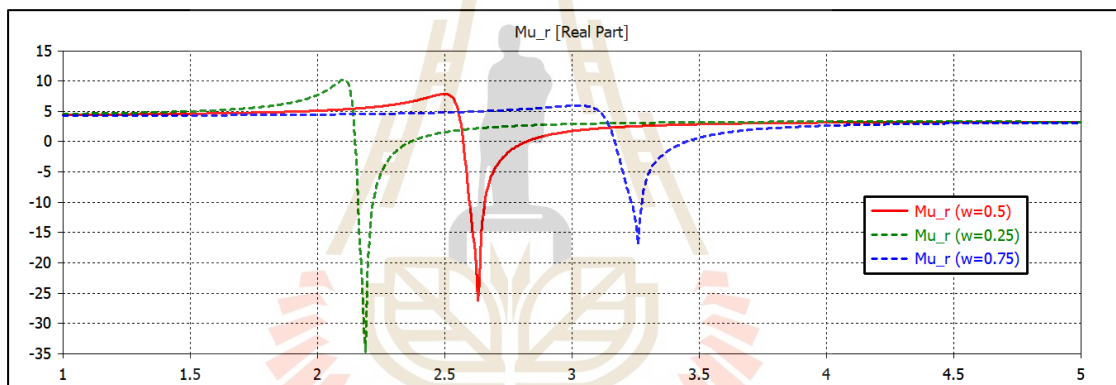
โดยเมื่อปรับขนาดของค่า  $s$  ลดลงพบว่าเกิดการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ต่ำ และเมื่อมีการปรับค่า  $s$  เพิ่มขึ้นจากค่าเดิมพบว่าเกิดการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่สูงและในช่วงความถี่สูงมีการแผ่กระจายมากขึ้นและเมื่อพิจารณาค่าสัมชาบแม่เหล็กแสดงในรูปที่ 3.20 พบว่ามีการเปลี่ยนแปลงการเรโซแนนซ์ตามความถี่ที่เกิดการเรโซแนนซ์ตามค่า  $S_{21}$  แต่เมื่อสังเกตจากค่าสัมชาบแม่เหล็กพบว่าเมื่อเพิ่มขนาดของค่า  $s$  ค่าติดลบของค่าสัมชาบแม่เหล็กจะติดลบน้อยลงซึ่งค่า  $s$  ที่ 0.25 มิลลิเมตร มีค่าสัมชาบแม่เหล็กติดลบมากที่สุด แต่ในงานวิจัยนี้ค่า  $s$  ที่เหมาะสมมีค่าเท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร เนื่องจากมีการเรโซแนนซ์ใกล้เคียง ช่วงความถี่ 2.6 GHz มากที่สุด

### 3) ศึกษาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของความกว้างของแถบโลหะ ( $w$ )

หลังจากได้ศึกษาการเปลี่ยนแปลงของขนาด ( $l_1$ ) และช่องว่างระหว่างวงนอกและวงใน ( $s$ ) แล้ว ต่อมาจึงได้ศึกษาการปรับพารามิเตอร์ค่าความกว้างของแถบโลหะ ( $w$ ) ของเรโซเนเตอร์ โดยได้ทำการปรับค่า  $w$  มีค่า 0.25 มิลลิเมตร 0.5 มิลลิเมตร และ 0.75 มิลลิเมตร และทำการจำลองแบบแสดงค่า  $S_{21}$  แสดงในรูปที่ 3.21 เมื่อปรับขนาดให้เล็กลงพบว่าค่า  $S_{21}$  ของเรโซเนเตอร์มีการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ต่ำและเมื่อเพิ่มขนาดของ  $w$  พบว่าเกิดการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่สูงและค่า  $S_{21}$  มีค่าติดลบมากขึ้นเมื่อมีการเพิ่มค่า  $w$  และเมื่อเปรียบเทียบการปรับค่าจาก 0.25 เป็น 0.5 มิลลิเมตร และ 0.5 เป็น 0.75 มิลลิเมตร พบว่าที่ค่า  $w$  มีค่าเท่ากับ 0.75 มิลลิเมตร มีการเลื่อนของการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่สูงมากกว่าเมื่อเปลี่ยนค่าจาก 0.25 เป็น 0.5 มิลลิเมตร จึงมีการพิจารณาค่าความสัมชาบแม่เหล็กแสดงในรูปที่ 3.22 พบว่ามีการเปลี่ยนแปลงช่วงความถี่ที่ติดลบตามค่าการเกิดเรโซแนนซ์ที่มีการเพิ่มและลดขนาดค่า  $w$  ซึ่งสอดคล้องกับค่า  $S_{21}$  ของเรโซเนเตอร์ซึ่งค่า  $w$  ที่เหมาะสมต่อช่วงความถี่ที่ต้องการคือ 0.5 มิลลิเมตร



รูปที่ 3.21 แสดงค่า  $S_{21}$  ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการปรับเปลี่ยนค่า  $w$  โดยปรับขนาดเท่ากับ (สีเขียว) 0.25 มิลลิเมตร (สีแดง) 0.5 มิลลิเมตร และ(สีน้ำเงิน) 0.75 มิลลิเมตร



รูปที่ 3.22 ค่าซึมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการปรับเปลี่ยนค่า  $w$  โดยปรับขนาดเท่ากับ (สีเขียว) 0.25 มิลลิเมตร (สีแดง) 0.5 มิลลิเมตร และ(สีน้ำเงิน) 0.75 มิลลิเมตร

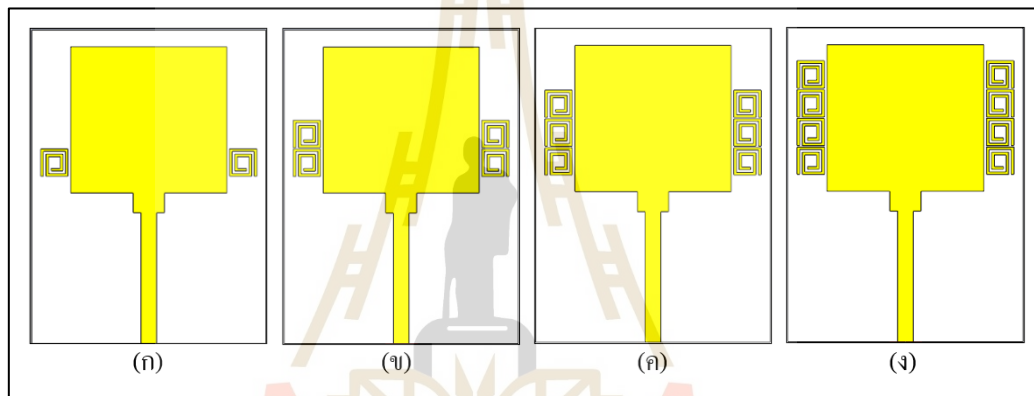
จากการศึกษาการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวพบว่าส่งผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ของเรโซเนเตอร์อย่างเห็นได้ชัด รวมถึงค่าความซึมซาบแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลงสอดคล้องกับการเรโซแนนซ์ของเรโซเนเตอร์ ซึ่งขนาดที่เหมาะสมคือค่าที่ทำให้เรโซเนเตอร์แบบเกลียวทำงานในช่วงความถี่ที่เราต้องการ รวมถึงความเหมาะสมสำหรับการนำไปใช้กับสายอากาศโมโนโพล และสร้างสายอากาศ



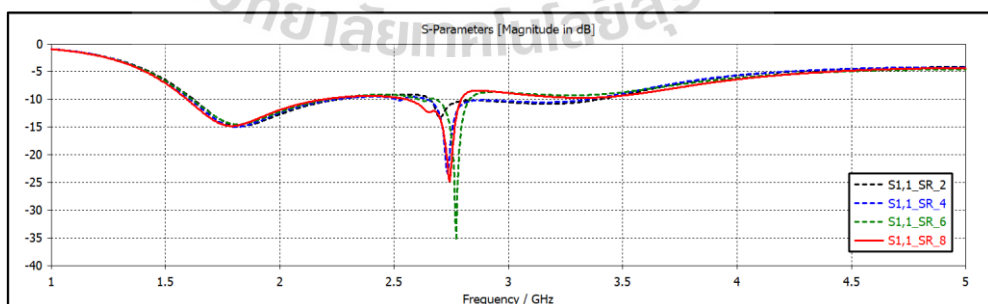
### 3.6 การจำลองแบบสายอากาศโมโนโพลร่วมกับอภิวัด

#### 3.6.1 ศึกษาการจัดเรียงเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาดเท่ากัน

จากการจำลองแบบสายอากาศโมโนโพลที่ทำงานที่ความถี่ 1.8 GHz และอภิวัด โครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่ทำงานที่ความถี่ 2.63 GHz จึงได้นำทั้งสองโครงสร้างมาทำการ จำลองแบบร่วมกันเพื่อให้สายอากาศมีการเรโซแนนซ์ได้ทั้งสองย่านความถี่ โดยเริ่มจากการ ออกแบบเรโซเนเตอร์แบบเกลียว 2 ตัว 4 ตัว 6 ตัว และ 8 ตัว โดยขนาดของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว มีขนาดเท่ากันคือเท่ากับ 5.25 มิลลิเมตร วางไว้ด้านข้างของสายอากาศในส่วนของตัวแผ่นคลื่นแสดงใน รูปที่ 3.23

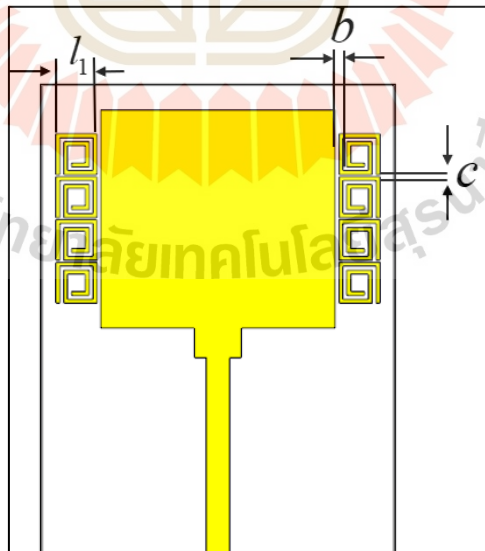


รูปที่ 3.23 การตำแหน่งจัดวางของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว  
(ก) 2 ตัว, (ข) 4 ตัว, (ค) 6 ตัว และ (ง) 8 ตัว



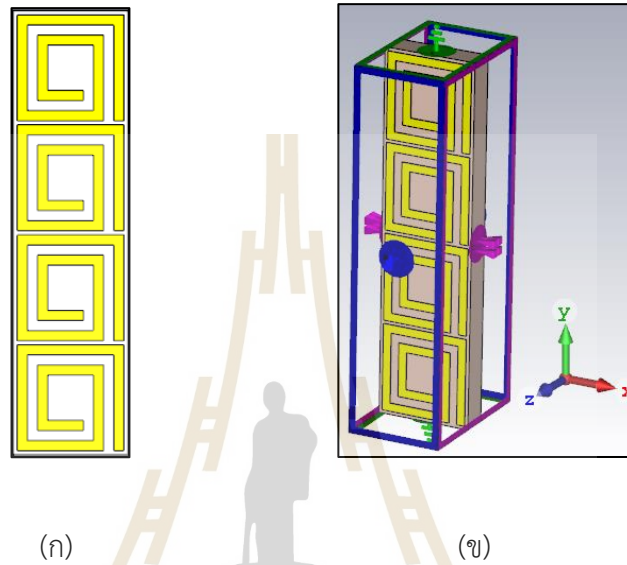
รูปที่ 3.24 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศที่มีการจัดเรียงตัวของเรโซเนเตอร์ แบบเกลียวโดยเส้นประสีดำคือจำนวน 2 ตัว, สีน้ำเงินจำนวน 4 ตัว, สีเขียวจำนวน 6 ตัว และเส้นทึบสีแดงจำนวน 8 ตัว

เมื่อทำการจำลองแบบสายอากาศที่มีลักษณะการจัดเรียงของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีจำนวนต่างกันแล้ว ต่อมาจึงพิจารณาจากค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศในรูปที่ 3.24 พบว่าการนำเรโซเนเตอร์แบบเกลียวทำงานร่วมกับสายอากาศโมโนโพลทำให้สายอากาศมีการเรโซแนนซ์สองความถี่โดยช่วงความถี่แรกคือช่วงความถี่ที่ 1.7-2.43 GHz และช่วงความถี่ที่สองจะมีช่วงความถี่แตกต่างกันตามจำนวนของเรโซเนเตอร์ที่จัดเรียงตัวกัน เมื่อสังเกตจากค่า  $S_{11}$  ของสายอากาศพบว่าช่วงความถี่แรกซึ่งเป็นช่วงที่สายอากาศโมโนโพลทำงานมีการแมทช์ของสายอากาศมากขึ้นเมื่อเทียบกับค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศโมโนโพลที่ยังไม่ได้ทำงานร่วมกับเรโซเนเตอร์และช่วงความถี่ที่สองของการจัดเรียงเรโซเนเตอร์แบบเกลียว 6 ตัว มีการแมทช์ของสายอากาศดีที่สุดในช่วงความถี่ 2.67-3.38 GHz แต่เมื่อสังเกตแถบความถี่พบว่าไม่มีแถบความถี่ที่แคบที่สุดเมื่อเทียบกับการจัดเรียงแบบอื่น ซึ่งการจัดเรียงตัวของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว 2 ตัว มีแถบความถี่ที่กว้างที่สุด ซึ่งมีการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ 2.67-3.38 GHz แต่มีการแมทช์ของสายอากาศแย่มากที่สุด รวมถึงไม่ครอบคลุมย่านความถี่ 2.6 GHz (2.5-2.69 GHz) แต่เมื่อพิจารณาการจัดเรียงตัวเรโซเนเตอร์แบบ 8 ตัว พบว่ามีการแมทช์ของสายอากาศที่ดีและมีการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ 2.60-2.88 GHz ซึ่งมีความใกล้เคียงกับช่วงความถี่ 2.6 GHz มากที่สุด โดยกำหนดให้  $b$  คือระยะห่างระหว่างสายอากาศและเรโซเนเตอร์แบบเกลียวซึ่งวางห่างกัน 0.5 มิลลิเมตร และ  $c$  คือ ระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์แบบเกลียวโดยวางห่างกัน 0.25 มิลลิเมตร แสดงพารามิเตอร์ในรูปที่ 3.25

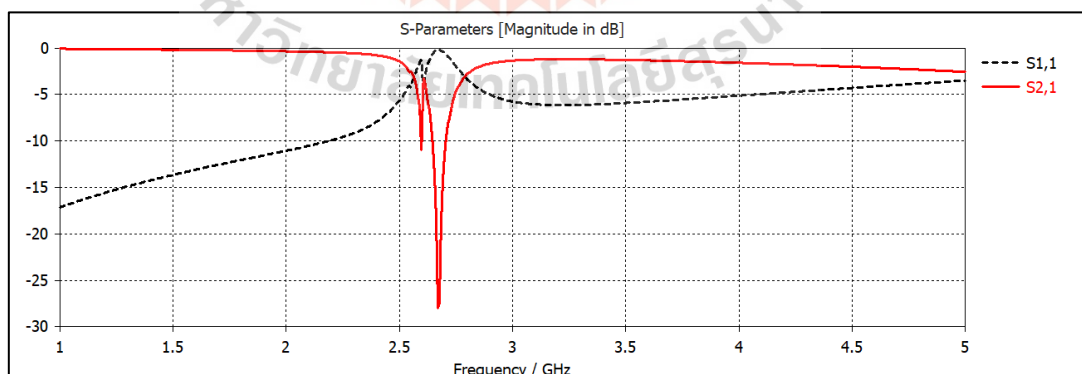


รูปที่ 3.25 ตำแหน่งการจัดวางของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวโดยวางห่างกันระยะ  $c$  และวางห่างจากสายอากาศโมโนโพลเป็นระยะ  $b$

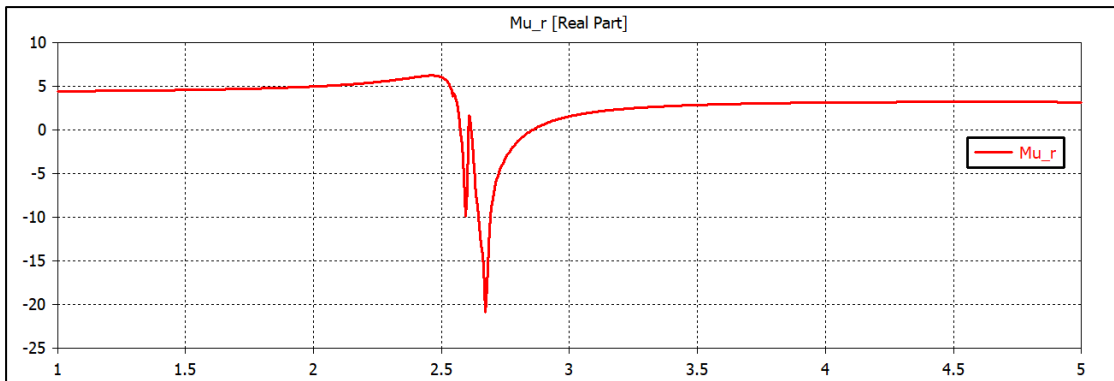
และเมื่อนำเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่จัดเรียงตัวกัน 4 ตัว แสดงในรูปที่ 3.26 (ก) นำมาจำลองแบบ โดยมีการตั้งค่า Boundary Conditions ของการจำลองแบบแสดงในรูปที่ 3.26 (ข) โดยเมื่อจำลองแบบแล้วมีผลของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ( $S_{21}$ ) แสดงในรูปที่ 3.27



รูปที่ 3.26 การจำลองแบบเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการ (ก) จัดเรียงเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาดเท่ากัน 4 ตัว โดยมีขนาดเท่ากับ 5.25 มิลลิเมตรและ (ข) การตั้งค่า Boundary Conditions ของการจำลองแบบ



รูปที่ 3.27 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ( $S_{21}$ ) ของการจำลองแบบที่มีการจัดเรียงเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาดเท่ากัน โดยมีขนาดเท่ากับ 5.25 มิลลิเมตร

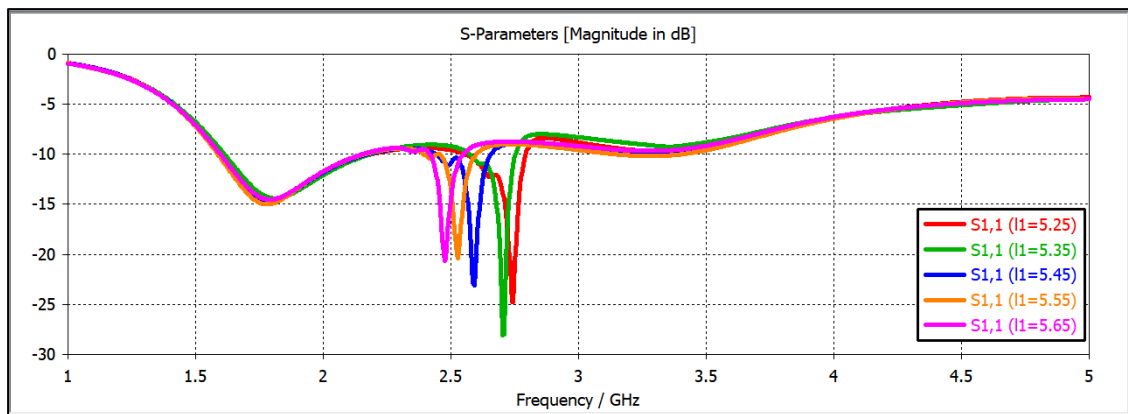


รูปที่ 3.28 ค่าซึมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการจัดเรียงเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาดเท่ากัน โดยมีขนาดเท่ากับ 5.25 มิลลิเมตร

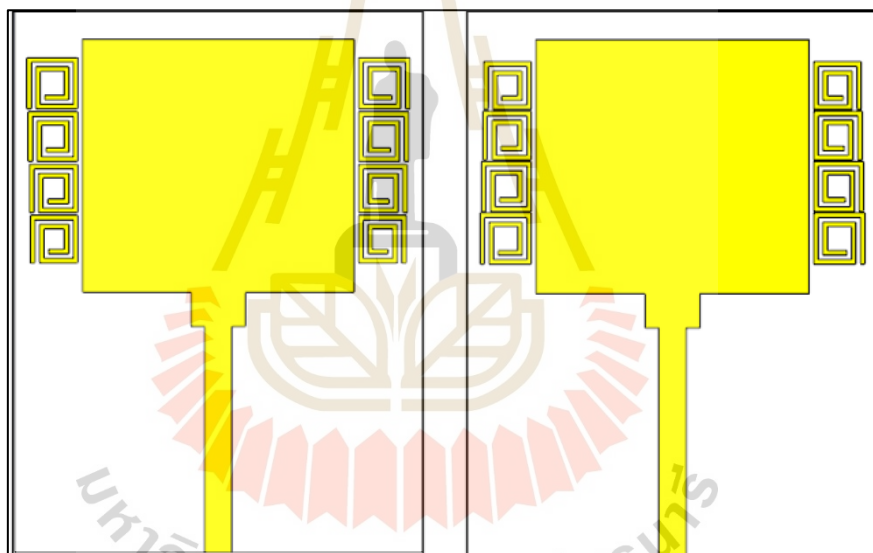
จากรูปที่ 3.27 จากกราฟพบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) มีค่าเท่าใกล้ศูนย์ และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ( $S_{21}$ ) มีค่าต่ำกว่า -3 dB ตั้งแต่ช่วงความถี่ที่ 2.56-2.79 GHz และเมื่อพิจารณารูปที่ 3.28 พบว่าซึมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) เป็นลบในช่วงความถี่ที่ตรงกับค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ( $S_{21}$ ) ส่งผลทำให้คลื่นไม่ส่งผ่านช่วงความถี่นั้น และเมื่อพิจารณาค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศที่มีการจัดเรียงตัวของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาดเท่ากันแสดงในรูปที่ 3.24 พบว่าช่วงความถี่ที่สองที่สายอากาศเรโซแนนซ์เป็นช่วงความถี่ที่สอดคล้องกับการเรโซแนนซ์ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการจัดเรียงตัวกัน

### 3.6.2 ศึกษาการจัดเรียงเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาดไม่เท่ากัน

ต่อมาจึงมีการปรับขนาดของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวเพื่อให้เกิดการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ 2.6 GHz โดยมีการปรับขนาดตั้งแต่ 5.25-5.65 มิลลิเมตร เมื่อพิจารณาจากค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ที่แสดงในรูปที่ 3.29 พบว่าที่ขนาดของเรโซเนเตอร์ ( $l_1$ ) ตั้งแต่ 5.25-5.65 มิลลิเมตร ขนาดเรโซเนเตอร์ส่งผลต่อช่วงความถี่ที่สองซึ่งความถี่ที่เรโซเนเตอร์แต่ละขนาดทำงานนั้นสอดคล้องกับความถี่ที่มีการจำลองแบบแบบหนึ่งหน่วยเซลล์ แต่เมื่อสังเกตจากค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ในรูปที่ 3.29 พบว่าการปรับขนาดของเรโซเนเตอร์ ( $l_1$ ) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของแต่ละขนาดมี บางความถี่ของแต่ละขนาดมีค่า  $S_{11} \leq -10 \text{ dB}$  เหมือนกัน ดังนั้นจึงมีสันนิษฐานว่าหากนำเรโซเนเตอร์แบบเกลียวแต่ละขนาดมาเรียงต่อกันอาจทำให้แถบความถี่มีความกว้างมากขึ้น เพื่อที่จะรองรับระบบแอลทีอีในย่านความถี่อื่นได้ จึงได้เลือกขนาด 5.25, 5.35, 5.55 และ 5.65 มิลลิเมตร มาเรียงต่อกันโดยเริ่มแรกได้ทำการเรียงเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาดเล็กที่สุดจากล่างขึ้นบนแสดงในรูปที่ 3.30 (ก) และทำการจำลองแบบเพื่อสังเกตการเรโซแนนซ์ของสายอากาศ



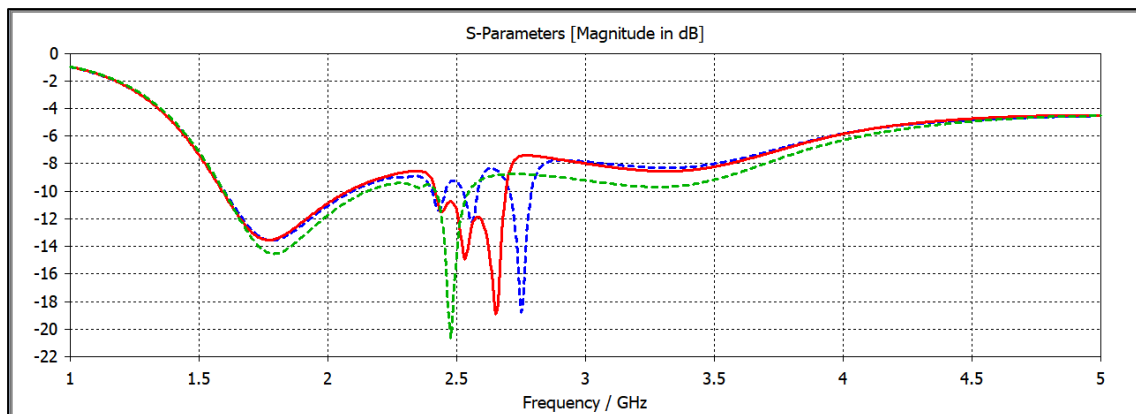
รูปที่ 3.29 แสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ )ของสายอากาศเมื่อมีการปรับขนาดของอิมพีแดนซ์ ( $l$ )



ก)

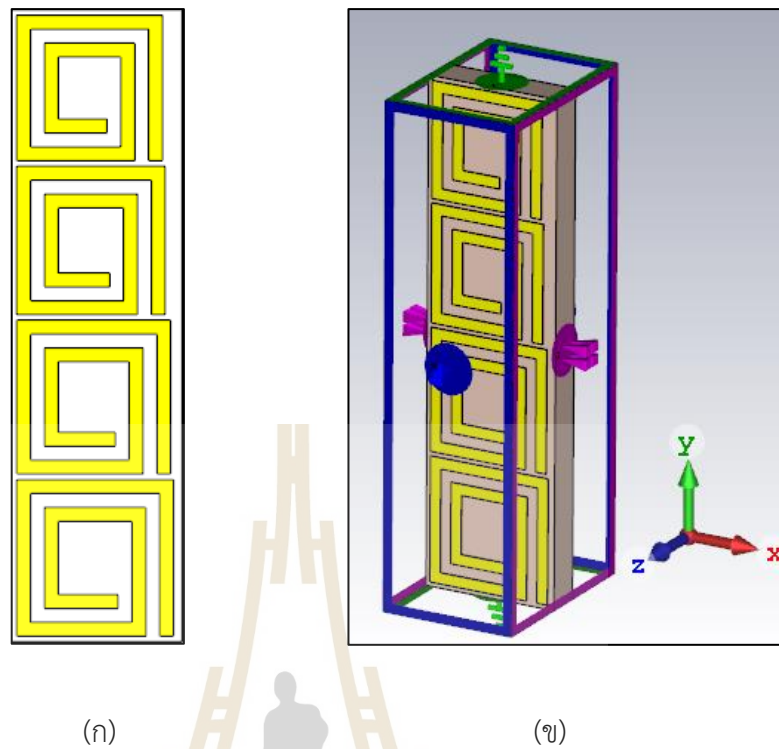
ข)

รูปที่ 3.30 แสดงการจัดเรียงของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาด 5.25, 5.35, 5.55 และ 5.65 มิลลิเมตร (ก) จากล่างขึ้นบน และ (ข) บนลงล่างด้านข้างของสายอากาศไมโครโพล

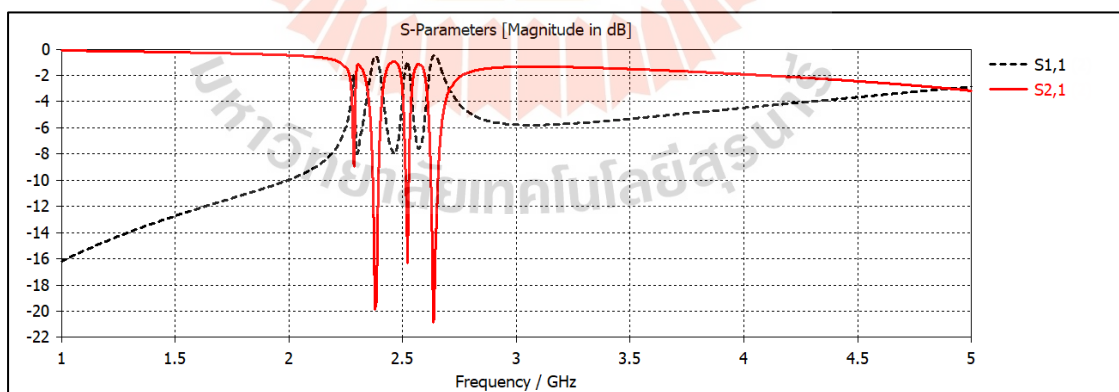


รูปที่ 3.31 แสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศที่มีการจัดเรียงตัวของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว (เส้นประสีเขียว) มีขนาดเท่ากับคือ มีขนาด 5.65 มิลลิเมตร (เส้นประสีน้ำเงิน) 5.25, 5.35, 5.55 และ 5.65 มิลลิเมตร จากล่างขึ้นบน และจากบนลงล่าง (เส้นทึบสีแดง)

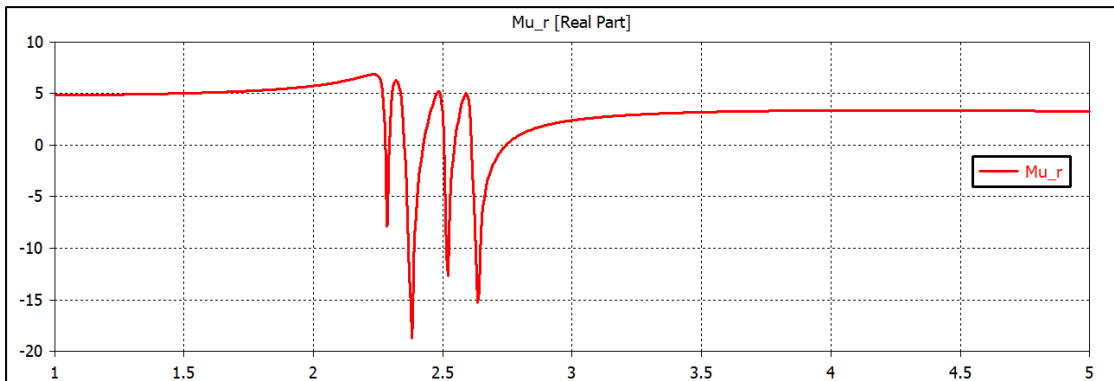
เมื่อสังเกตค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ที่เกิดขึ้นแสดงในรูปที่ 3.31 ที่เส้นประสีน้ำเงินพบว่าช่วงความถี่ที่สองมีแถบความถี่กว้างขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ที่ขนาดเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาดเท่ากันทั้ง 4 ตัว แต่ในช่วงความถี่ที่ 2.62-2.7 GHz ค่า  $S_{11} \geq -10 \text{ dB}$  หรือสายอากาศไม่แมทซ์ในช่วงความถี่นั้นซึ่งเป็นความถี่ในย่านความถี่ 2.6 GHz ที่ต้องการจึงได้ทำการจัดเรียงเรโซเนเตอร์แบบเกลียวใหม่โดยเรียงขนาดจาก 5.25, 5.35, 5.55 และ 5.65 มิลลิเมตร จากบนลงล่างแสดงในรูปที่ 3.30 (ข) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของการจัดเรียงแบบรูปที่ 3.30 (ข) เป็นเส้นทึบสีแดงแสดงในรูปที่ 3.31 พบว่าการแมทซ์ของสายอากาศในย่านความถี่ 2.6 GHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่ที่ต้องการของงานวิจัยนี้ และเมื่อนำเรโซเนเตอร์ที่มีการจัดเรียงตัวไม่เท่ากันมาจำลองแบบดังแสดงในรูปที่ 3.32 (ก) และมีการตั้งค่า Boundary Conditions ของการจำลองแบบแสดงในรูปที่ 3.32 (ข) โดยเมื่อจำลองแบบแล้วค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ( $S_{21}$ ) แสดงในรูปที่ 3.33 พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ และมีช่วงความถี่ที่ช่วงความถี่ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ( $S_{21}$ ) ต่ำกว่า  $-3 \text{ dB}$  คือที่ความถี่ 2.27-2.29 GHz, 2.34-2.41 GHz, 2.5-2.54 GHz และ 2.6-2.7 GHz และเมื่อพิจารณาค่าซีมชาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) แสดงในรูปที่ 3.34 สังเกตว่ามีค่าเป็นลบในช่วงความถี่ที่ตรงกับค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ( $S_{21}$ ) ส่งผลทำให้คลื่นไม่เกิดการส่งผ่าน ซึ่งสอดคล้องกับค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) แสดงในรูปที่ 3.31 ของการจัดเรียงเรโซเนเตอร์ที่มีขนาดไม่เท่ากันจากขนาดเล็กที่สุดจากบนลงล่างซึ่งแสดงเป็นเส้นประสีแดง



รูปที่ 3.32 การจำลองแบบเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการ (ก) จัดเรียงเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาดไม่เท่ากัน 4 ตัว โดยมีขนาดเท่ากับ 5.25, 5.35, 5.55 และ 5.65 มิลลิเมตรและ (ข) การตั้งค่า Boundary Conditions ของการจำลองแบบ



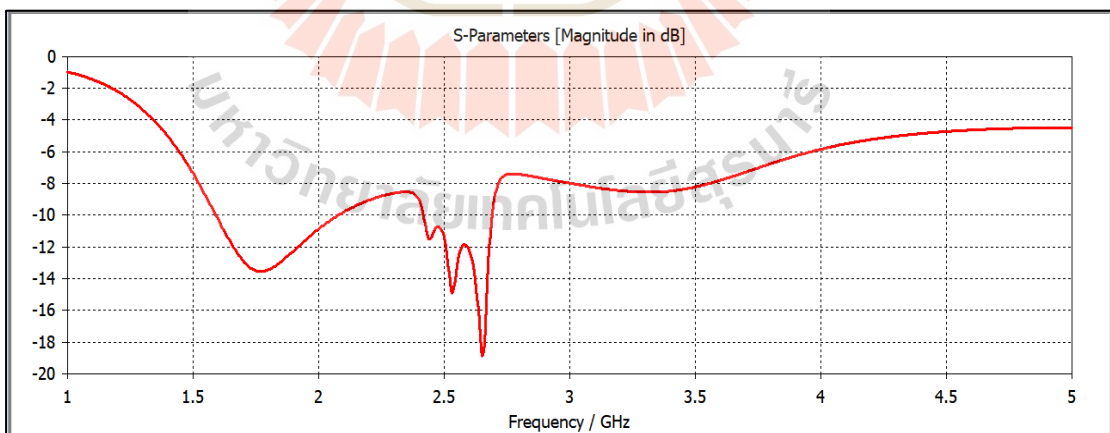
รูปที่ 3.33 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $S_{11}$ ) และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ( $S_{21}$ ) ของการจำลองแบบที่มีการจัดเรียงเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาดไม่เท่ากัน



รูปที่ 3.34 ค่าซึมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) ของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีการจัดเรียงเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาดไม่เท่ากัน

### 3.6.3 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ

ต่อมาจึงพิจารณาค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) แสดงในรูปที่ 3.35 จะเห็นได้ว่าในช่วงความถี่แรกมีแถบความถี่กว้างตั้งแต่ 1.59-2.07 GHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่ที่อยู่ในย่านความถี่ 1.8 GHz และช่วงความถี่ที่สองมีแถบกว้างตั้งแต่ความถี่ 2.41-2.69 GHz ซึ่งทำงานครอบคลุมย่านความถี่ 2.6 GHz ซึ่งทั้งสองช่วงความถี่ที่สายอากาศเรโซแนนซ์นั้นเป็นช่วงความถี่ที่ต้องการออกแบบของงานวิจัยนี้

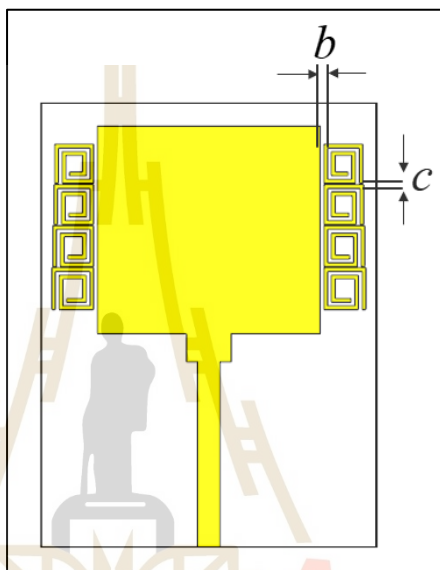


รูปที่ 3.35 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศโมโนโพลที่ทำงานร่วมกับเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีขนาดไม่เท่ากัน



### 3.6.4 การปรับพารามิเตอร์ของสายอากาศ

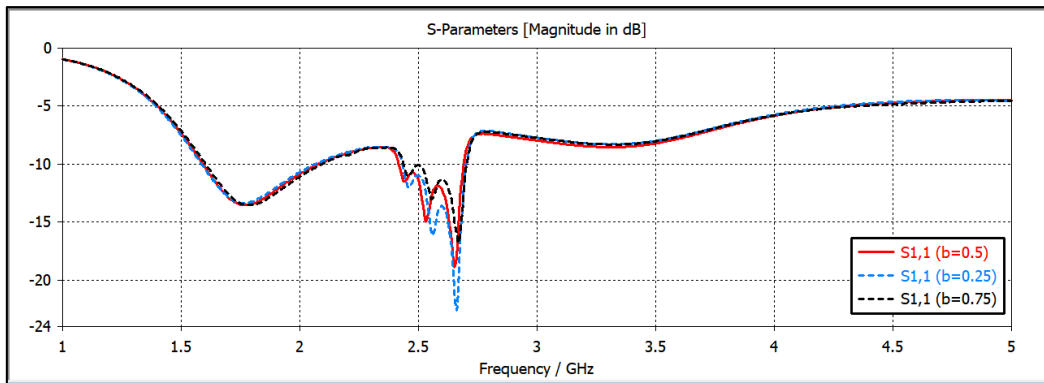
โดยหัวข้อนี้จะศึกษาการจัดวางของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว ซึ่งจะประกอบไปด้วย ระยะห่างจากสายอากาศที่มีระยะ  $b$  ระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ที่มีระยะห่าง  $c$  ซึ่งศึกษาเพื่อวาง ตำแหน่งของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวให้เหมาะสมสำหรับการใช้งานร่วมกับสายอากาศโมโนโพล และมี ประสิทธิภาพการใช้งานมากที่สุดโดยพารามิเตอร์ของสายอากาศแสดงในรูปที่ 3.36



รูปที่ 3.36 ตำแหน่งระยะ  $b$  ระยะ  $c$  และระยะ  $a$  ของตำแหน่งการวางเรโซเนเตอร์แบบเกลียว

#### 1) ศึกษาการจัดเรียงของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่ห่างจากสายอากาศโมโนโพล เป็นระยะ $b$

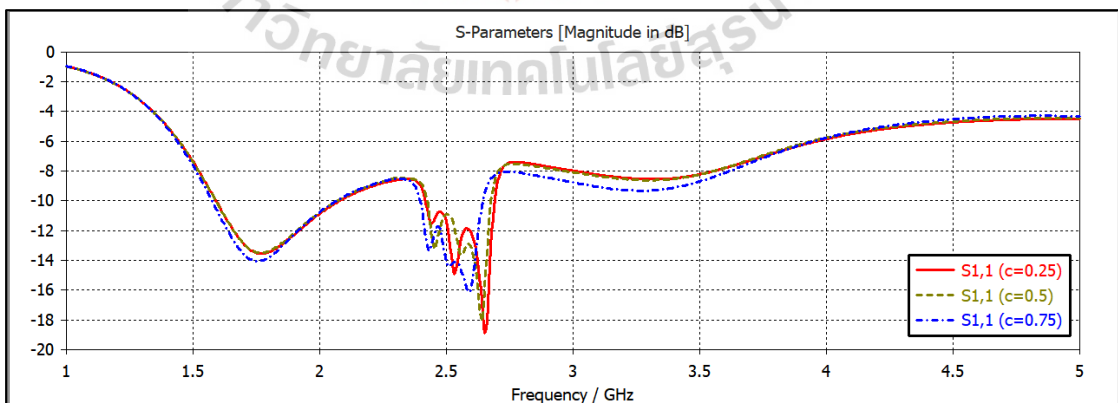
การปรับระยะ  $b$  โดยเริ่มจากปรับค่า  $b$  ที่ละ  $0.25 \text{ mm}$  ที่ระยะ  $0.25, 0.5$  และ  $0.75 \text{ mm}$  โดยให้ระยะ  $c$  และระยะ  $a$  มีค่าคงที่ และเมื่อทำการจำลองแบบแล้วพบว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศ แสดงในรูปที่ 3.37 เมื่อพิจารณาจากรูปแล้วพบว่าระยะ  $b$  ที่ทำให้สายอากาศในช่วงความถี่ที่สองแมทซ์ที่สุดคือระยะ  $b$  เท่ากับ  $0.75 \text{ mm}$  ในรูปเป็นเส้นประสีเขียว แต่เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับระยะที่  $0.5 \text{ mm}$  พบว่าในช่วงความถี่ที่  $2.6$  ที่ระยะ  $0.5 \text{ mm}$  มีการแมทซ์ของสายอากาศมากกว่ารวมถึงมีแถบความถี่ที่กว้างกว่าเล็กน้อย และเมื่อพิจารณาที่ระยะ  $0.25 \text{ mm}$  พบว่าความถี่ช่วงที่สองของสายอากาศมีการขยับของความถี่ทำให้สายอากาศมีการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ที่สูงขึ้นแต่ทำให้สายอากาศทำงานไม่ครอบคลุมย่านความถี่  $2.6 \text{ GHz}$  ดังนั้นระยะที่เหมาะสมสำหรับการวางเรโซเนเตอร์แบบเกลียวห่างจากสายอากาศโมโนโพลคือ ระยะ  $b$  เท่ากับ  $0.5 \text{ mm}$



รูปที่ 3.37 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของศึกษาการจัดเรียงของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่ห่างจากสายอากาศโมโนโพลเป็นระยะ  $b$

## 2) ศึกษาการจัดเรียงของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีระยะห่างกัน $c$

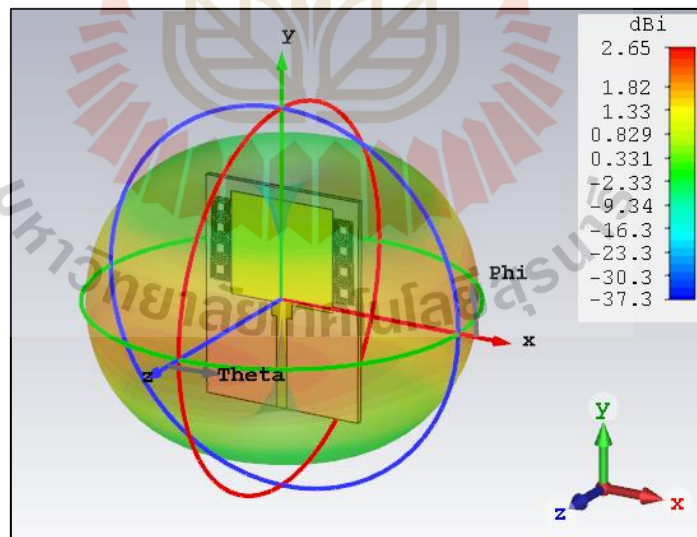
ต่อมาจึงมีการศึกษาระยะที่วางห่างกันของเรโซเนเตอร์ ( $c$ ) โดยได้ทำการปรับระยะห่างเริ่มจากรยะ 0.25 มิลลิเมตร 0.5 มิลลิเมตร และ 0.75 มิลลิเมตร เนื่องจากการปรับระยะต้องคำนึงถึงการนำไปสร้างสายอากาศจึงทำให้มีขนาดเล็กที่สุดเท่ากับ 0.25 มิลลิเมตรเมื่อทำการปรับระยะห่าง  $c$  ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของสายอากาศแสดงในรูปที่ 3.38 พบว่ามีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยแต่เมื่อสังเกตแล้วพบว่าที่ค่า  $c$  เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตรความถี่ที่มีการแมทซ์มีการเลื่อนลงมาและเมื่อพิจารณาความกว้างของแถบความถี่พบว่ามีการขยายตัวเพียงพอต่อการใช้งานในย่านความถี่ที่ต้องการ



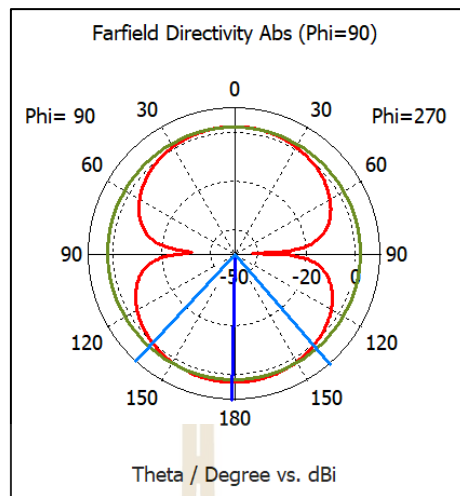
รูปที่ 3.38 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ของศึกษาการจัดเรียงของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่มีระยะห่างกัน  $c$

### 3.6.5 แบบรูปการแผ่พลังงาน

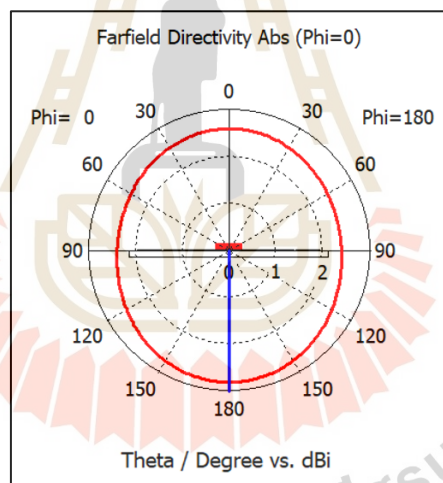
ในหัวข้อนี้แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโมโนโพลที่ทำงานร่วมกับอภิวัดที่เป็นโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบเกลียวโดยที่ขนาดของเรโซเนเตอร์มีขนาดต่างกัน โดยสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบทำงานในช่วงความถี่ 1.8 และ 2.6 GHz โดยแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 1.8 แสดงในรูปที่ 3.39 (ก) จะแสดงเป็นแบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ ที่มีอัตราขยาย 2.65 dBi และแบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 2 มิติ ซึ่งประกอบด้วยแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามไฟฟ้าแสดงในรูปที่ 3.39 (ข) และแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามแม่เหล็กแสดงในรูปที่ 3.39 (ค) และแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 2.6 GHz แสดงในรูปที่ 3.40 (ก) แสดงรูปแบบการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ ที่มีอัตราขยาย 3.32 dBi และแบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 2 มิติ ประกอบด้วยแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามไฟฟ้าแสดงในรูปที่ 3.40 (ข) และแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามแม่เหล็กแสดงในรูปที่ 3.40 (ค) โดยจะสังเกตเห็นว่าแบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติที่ความถี่ 1.8 GHz และ 2.6 GHz มีลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว แต่เมื่อสังเกตแบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 2 มิติของระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กมีลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง ดังนั้นสายอากาศอาจจะมีการแผ่พลังงานออกมาด้านข้างแต่อาจจะมีการแผ่พลังงานออกมาเล็กน้อย



(ก)

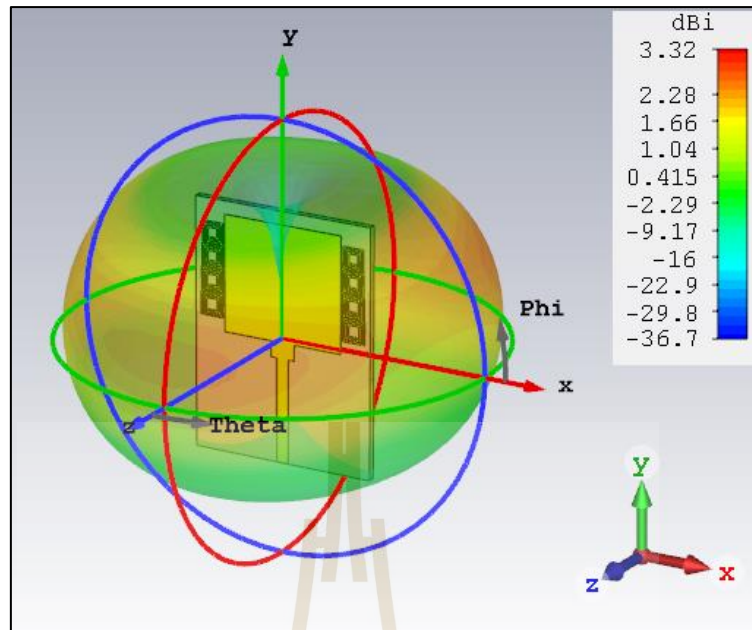


(ข)

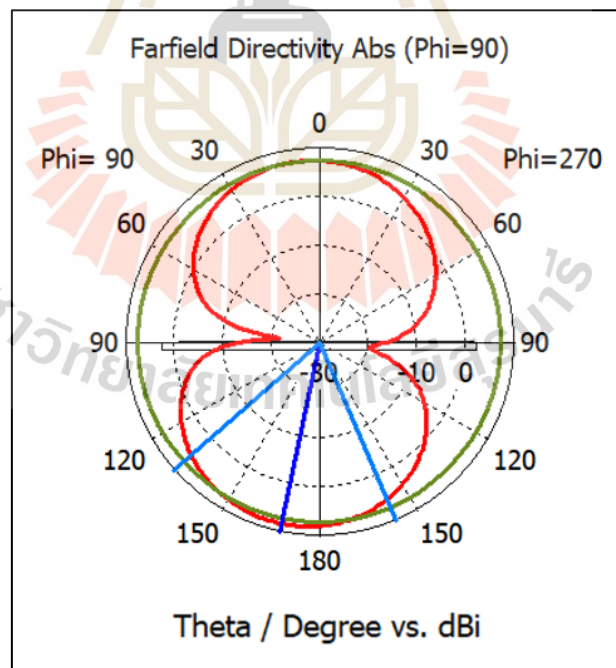


(ค)

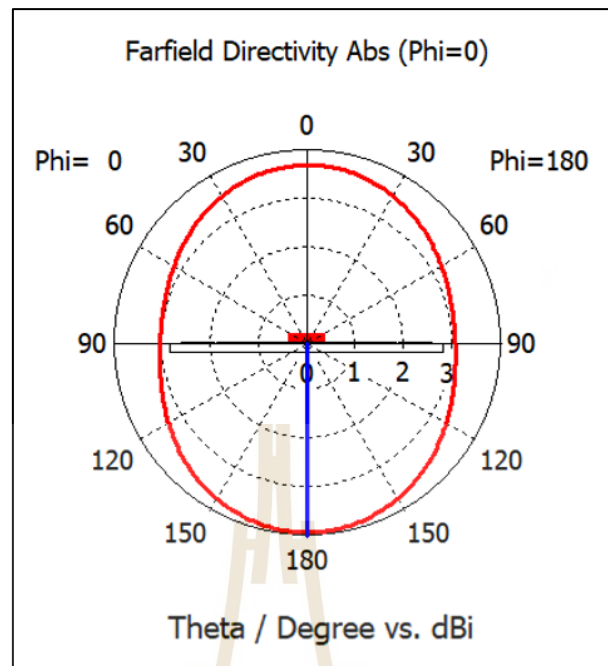
- รูปที่ 3.39 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโมโนโพลร่วมกับอภิวัดที่  
ความถี่ 1.8 GHz
- (ก) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ
  - (ข) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 2 มิติในระนาบสนามไฟฟ้า
  - (ค) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 2 มิติในระนาบสนามแม่เหล็ก



(၈)



(၉)



(ค)

รูปที่ 3.40 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโมโนโพลร่วมกับอภิวัดที่มีความถี่ 2.6

GHz

(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ

(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 2 มิติในระนาบสนามไฟฟ้า

(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 2 มิติในระนาบสนามแม่เหล็ก

### 3.7 สรุป

ในบทนี้ ได้อธิบายขั้นตอนการออกแบบสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ การออกแบบอภิวัดที่มีโครงสร้างแบบเรโซเนเตอร์แบบเกลียว และการนำสายอากาศโมโนโพลร่วมกับอภิวัดทำให้สายอากาศนี้เป็นสายอากาศอภิวัด โดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio จากการออกแบบสายอากาศอภิวัด สายอากาศสามารถเรโซแนนซ์ได้ที่ย่านความถี่ 1.8 GHz และ 2.6 GHz ซึ่งเกิดจากการเรโซแนนซ์ร่วมกันของสายอากาศโมโนโพลและอภิวัด โดยที่ความถี่ 1.8 GHz มีอัตราขยายเท่ากับ 2.65 dBi และที่ความถี่ 2.6 GHz มีอัตราขยาย 3.32 dBi ซึ่งผลที่ได้จากการออกแบบและวิเคราะห์จากบทนี้จะนำไปสร้างและวัดผลจากการทดลองในบทถัดไป

## บทที่ 4

### การสร้างและการวัดทดสอบ

#### 4.1 การสร้างสายอากาศอภิวัด

จากการศึกษาหลักการและทฤษฎีจากบทที่ผ่านมา จะนำผลการจำลองแบบสายอากาศอภิวัดด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio มาทำการสร้างสายอากาศ และวัดทดสอบค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศ ประกอบไปด้วย ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) แบบรูปการแผ่พลังงานและอัตราขยายของสายอากาศ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย จากนั้นทำการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลที่ได้การวัดทดสอบ รวมถึงนำมาวิเคราะห์และอภิปรายผล

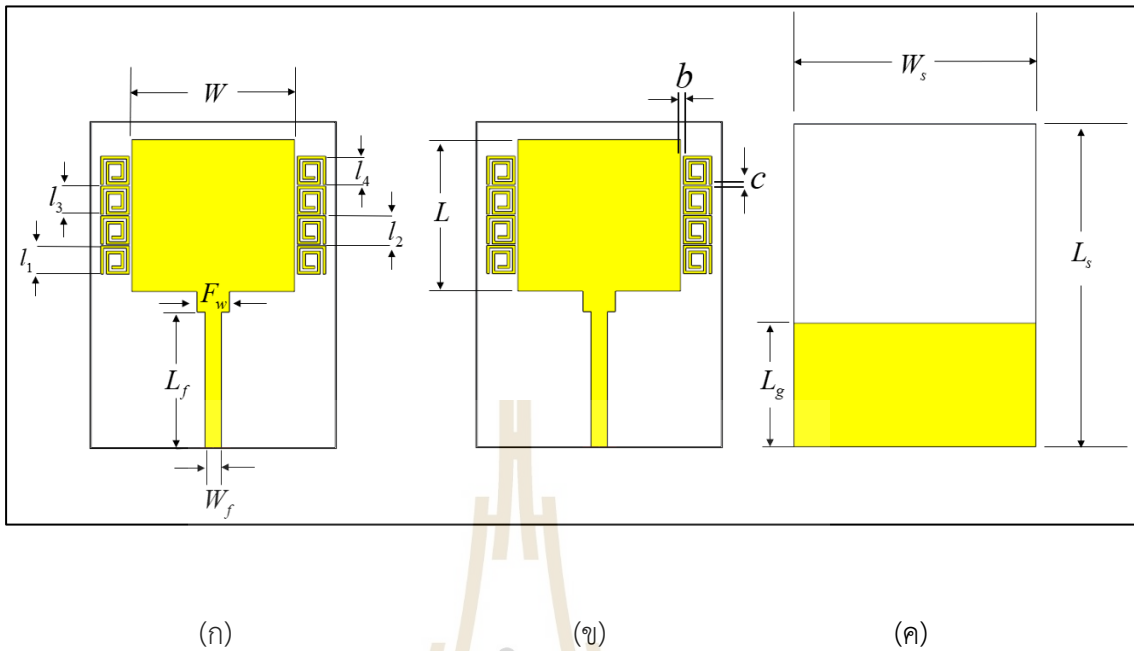
ขั้นตอนการสร้างเริ่มจากการนำขนาดของสายอากาศที่ได้จำลองแบบในโปรแกรม CST Microwave Studio มาออกแบบในโปรแกรม Corel Draw X7 เพื่อนำโครงสร้างพิมพ์ออกมาในรูปแบบของสติกเกอร์และกัดลายตามโครงสร้างโดยใช้น้ำยากัดแผ่นปรินท์ ซึ่งสายอากาศอภิวัดสร้างจากวัสดุฐานรองแบบ FR-4 โดยค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศแสดงดังตารางที่ 4.1



(ก)

(ข)

รูปที่ 4.1 สายอากาศอภิวัด (ก) ด้านหน้า และ(ข) ด้านหลัง



รูปที่ 4.2 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศอวกาศ (ก) ด้านหน้า (ข) ด้านหน้า(ต่อ) และ(ค) ด้านหลัง

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้สร้างสายอากาศอวกาศ

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
ความกว้างของสายอากาศโมโนโพล ( $W$ )	30
ความยาวของสายอากาศโมโนโพล ( $L$ )	28
ความกว้างของสายส่งไมโครสตริป ( $W_f$ )	3.15
ความยาวของสายส่งไมโครสตริป ( $L_f$ )	25.6
ความกว้างของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า ( $F_w$ )	6.15
ความสูงของกราวด์ ( $L_g$ )	22
ความกว้างของสายอากาศ ( $W_s$ )	45
ความสูงของสายอากาศ ( $L_s$ )	60

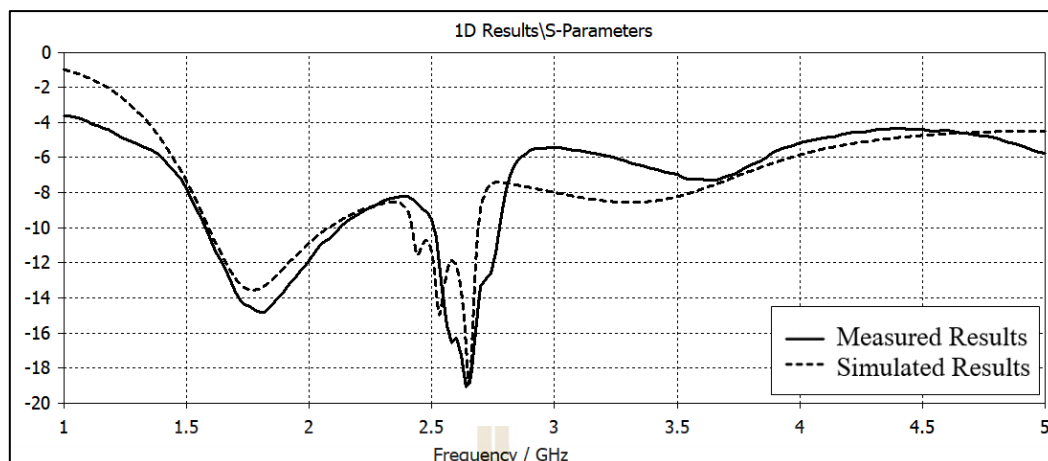


ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้สร้างสายอากาศอภิวัดศุ(ต่อ)

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
ขนาดของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว ( $l_1$ )	5.25
ขนาดของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว ( $l_2$ )	5.35
ขนาดของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว ( $l_3$ )	5.55
ขนาดของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว ( $l_4$ )	5.65
ระยะเรโซเนเตอร์แบบเกลียวห่างจากสายอากาศ ( $b$ )	0.5
ระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ ( $c$ )	0.25

#### 4.2 ผลวัดทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ

จากการออกแบบสายอากาศอภิวัดศุในบทที่ 3 ได้ทำการสร้างสายอากาศขึ้นเพื่อใช้งานในช่วงความถี่ 1.8 GHz และ 2.6 GHz ซึ่งได้เปรียบเทียบกับค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศอภิวัดศุระหว่างผลที่ได้จากการจำลองแบบที่ได้จากโปรแกรม CST Microwave Studio และผลที่ได้จากการวัดทดสอบที่ได้จากเครื่องวิเคราะห์หีโครงข่าย (Network Analyzer) พบว่าค่า  $S_{11}$  ที่ได้จากการวัดทดสอบแสดงในรูปที่ 4.3 มีการเรโซแนนซ์ครอบคลุมตั้งแต่ความถี่ 1.57 -2.12 GHz และ 2.5-2.77 GHz :ซึ่งครอบคลุมย่านความถี่ 1.8 GHz (1.71-1.88 GHz) และย่านความถี่ 2.6 GHz (2.5-2.69 GHz) ตามที่สำนักงาน กสทช. ได้กำหนด (สำนักงาน กสทช., แผนการจัดสรรคลื่นความถี่สำหรับกิจการโทรคมนาคมเคลื่อนที่สากลประเทศไทยระยะ 5 ปี พ.ศ. 2562 – 2566 ) ซึ่งเมื่อพิจารณาแถบความถี่จากการวัดทดสอบ พบว่ามีแถบความถี่แรกกว้างกว่าผลการจำลองแบบและในแถบความถี่ที่สองพบว่าแถบความถี่ที่ได้จากการจำลองแบบมีแถบความถี่กว้างกว่าผลการวัดแต่ยังครอบคลุมช่วงความถี่ 2.6 GHz และเมื่อพิจารณาค่าสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) ที่ได้จากการจำลองแบบที่ความถี่ 1.8 GHz มีค่าประมาณ -13.46 dB และที่ความถี่ 2.6 GHz มีค่าประมาณ -12.21 dB เมื่อเรานำผลมาเปรียบเทียบกับผลจากการวัดทดสอบที่ความถี่ 1.8 GHz และที่ความถี่ 2.6 GHz มีค่าสูญเสียย้อนกลับประมาณ -14.88 dB และ 16.28 dB ตามลำดับจะสังเกตเห็นได้ว่าผลที่ได้จากการจำลองแบบและผลที่ได้จากการวัดทดสอบมีค่าใกล้เคียงกันแต่มีในบางช่วงความถี่ของสายอากาศที่ค่าจากการวัดทดสอบมีค่าสูญเสียย้อนกลับมีค่าน้อยกว่าที่ได้จากการจำลองแบบ



รูปที่ 4.3 ผลการเปรียบเทียบค่าสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศอภิวัด  
ระหว่างผลการจำลองแบบและผลวัดทดสอบ

#### 4.3 ผลวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน

การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศอภิวัด ได้มีการทดสอบในห้องปฏิบัติการ โดยห้องที่ทำการทดสอบเป็นห้องที่ประกอบด้วยวัสดุที่ช่วยปิดกั้นการรบกวนสัญญาณคลื่นภายนอก การทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานนั้นเป็นการทดสอบประสิทธิภาพการรับและส่งของสายอากาศ จึงได้ทำการติดตั้งสายอากาศอภิวัดเป็นทั้งภาครับและสายอากาศอ้างอิงภาคส่ง โดยสายอากาศมีระยะในการติดตั้งเป็นระยะที่อยู่บริเวณสนามไกล ( $R$ ) ซึ่งสามารถคำนวณหาระยะได้จาก  $R > 2D^2/\lambda$  และ  $D$  คือขนาดของสายอากาศในด้านที่ยาวที่สุด ซึ่งระยะสนามไกลที่ความถี่ 1.8 GHz จะมีระยะห่างอยู่ที่  $R \geq 6.748$  เซนติเมตร และที่ความถี่ 2.6 GHz จะมีระยะห่างอยู่ที่  $R \geq 9.78$  เซนติเมตร แต่ในการทดสอบนี้ได้ทำการติดตั้งสายอากาศไว้ที่ประมาณ 20 เซนติเมตร เพื่อสะดวกในการติดตั้งสายอากาศ ซึ่งแสดงในรูปที่ 4.4 เป็นการแสดงการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า และรูปที่ 4.5 เป็นการแสดงการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก ทำการทดสอบโดยติดตั้งสายอากาศอภิวัดเป็นทั้งสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับที่ติดตั้งไว้บนแท่นหมุน จากนั้นทำการหมุนสายอากาศภาครับตั้งแต่มุม 0 ถึง 360 องศา ที่ความละเอียดในการหมุนทีละ 5 องศา และนำค่าที่ได้จากการวัดทดสอบนำมาเปรียบเทียบกับแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการจำลองแบบทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กแสดงในรูปที่ 4.6 และ 4.7

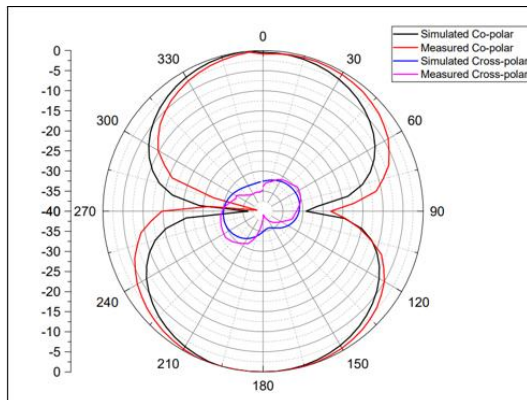
รูปที่ 4.6 เป็นการแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 1.8 GHz และรูปที่ 4.6 เป็นการแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 2.6 GHz จะเห็นได้ว่าลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการวัดทดสอบเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการจำลองแบบพบว่ามีใกล้เคียงกันทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก แต่ในระนาบสนามไฟฟ้าแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการวัดทดสอบพวคลื่นใหญ่ซึ่งเป็นจุดที่มีพลังงานสูงสุดไม่ได้อยู่ที่มุม 0 องศา และ 180 องศา อาจเกิดการติดตั้งของสายอากาศขณะทำการหมุน จึงทำให้เกิดการคลาดเคลื่อนของผลการทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเล็กน้อย



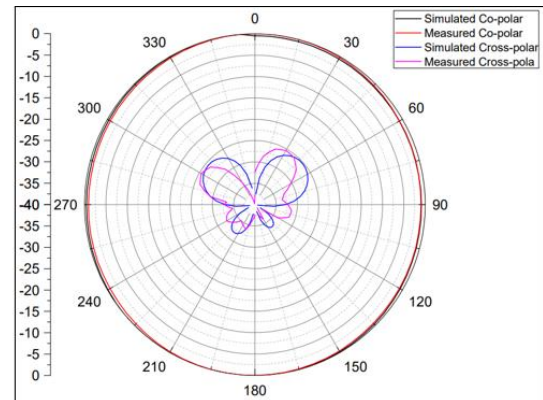
รูปที่ 4.4 การติดตั้งสายอากาศอภิวัดเพื่อวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า



รูปที่ 4.5 การติดตั้งสายอากาศอภิวัดเพื่อวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก



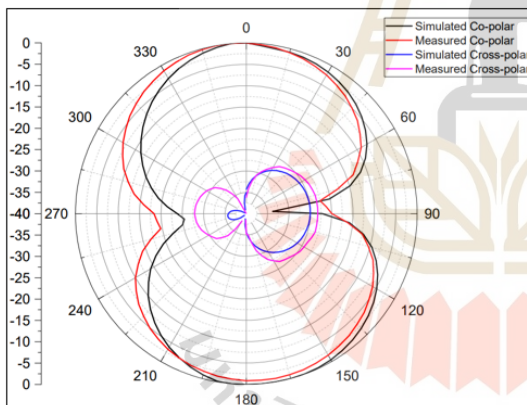
(ก)



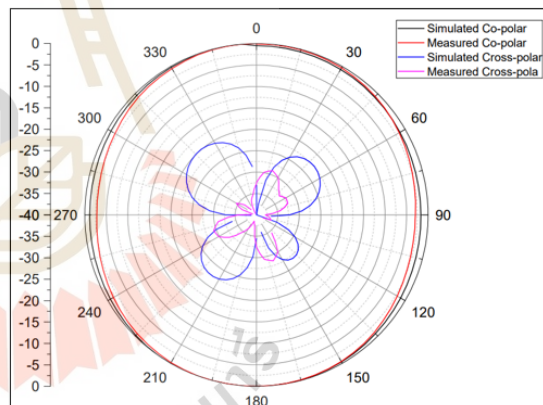
(ข)

รูปที่ 4.6 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศอภิวัดที่ความถี่ 1.8 GHz.

(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า และ (ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.7 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศอภิวัดที่ความถี่ 2.6 GHz.

(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า และ (ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

#### 4.4 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย

การคำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศอภิวัด จะหาโดยใช้สมการพื้นฐานการส่งผ่านของฟรีส (Friis Transmission Equation) โดยจะใช้ค่าจากการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานเพื่อคำนวณหาอัตราขยาย โดยระยะห่างของสายอากาศภาครับและภาคส่งจะวางห่างกันในสนามระยะไกล และได้ทำการแปลงสมการให้อยู่ในรูปของหน่วยของเดซิเบล แสดงในสมการที่ (4.1.ข)

$$\frac{P_r}{P_t} = \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_r G_t \quad (4.1 ก)$$

$$P_{r\text{dB}} = P_{t\text{dB}} + G_{r\text{dB}} + G_{t\text{dB}} + 20 \log \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right) \quad (4.1 ข)$$

- โดยที่  $P_t$  คือ กำลังงานจากสายอากาศภาคส่ง (วัตต์)  
 $P_r$  คือ กำลังงานที่รับได้ของสายอากาศภาครับ (วัตต์)  
 $G_t$  คือ อัตราขยายของสายอากาศภาคส่ง  
 $G_r$  คือ อัตราขยายของสายอากาศภาครับ  
 $R$  คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ (เมตร)  
 $\lambda$  คือ ความยาวคลื่น (เมตร)

สำหรับสายอากาศอภิวัดที่มีการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ 1.8 GHz และความถี่ 2.6 GHz สามารถหาอัตราขยายของสายอากาศได้จาก สมการที่ 4.1.ข ในเทอมของ  $S_{21} = P_{r\text{dB}} - P_{t\text{dB}}$  คำนวณได้จากการวัดทดสอบจากการติดตั้งสายอากาศภาครับและด้านหน้าของสายอากาศตรงกับสายอากาศภาคส่งที่มุม 0 องศา โดยระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและภาครับจะอยู่ในบริเวณสนามไกลเป็นระยะ 0.2 เมตร จะได้ค่าอัตราขยายและผลคูณสมบัติของสายอากาศอภิวัดดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.3 สรุปผลคูณสมบัติของสายอากาศอภิวัดเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัด

พารามิเตอร์ \ ความถี่ (GHz)	1.8	2.6
ย่านความถี่ใช้งาน (GHz)	1.57 -2.12	2.5-2.77
อัตราขยาย (dBi)	1.14 dBi	2.28 dBi
ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (degree)	75	45

#### 4.5 สรุป

ในบทนี้ได้อธิบายถึงการสร้างและการวัดทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศอภิวัด และพิจารณาเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบ และการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio ซึ่งได้แก่ค่า  $S_{11}$  แบบรูปการแผ่พลังงาน และอัตราขยาย ซึ่งมีผลการจำลองและวัดทดสอบที่มีความสอดคล้องและเป็นไปในทิศทางเดียวกัน โดยแสดงให้เห็นว่าสายอากาศอภิวัดสามารถรองรับการใช้งานได้หลายความถี่ ซึ่งงานวิจัยนี้สายอากาศรองรับที่ช่วงความถี่ 1.8 และ 2.6 GHz



## บทที่ 5

### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปเนื้อหาของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบสายอากาศอภิวัด ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่ทำงานช่วงความถี่ 1.8 GHz ทำงานร่วมกับอภิวัดที่มีโครงสร้างเป็นเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่ทำงานช่วงความถี่ 2.6 GHz โดยได้ทำการจำลองการออกแบบและวิเคราะห์ผลโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio เพื่อศึกษาปฏิกิริยาและการเรโซแนนซ์ของสายอากาศ โดยเริ่มแรกได้ออกแบบสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ซึ่งมีขนาดเท่ากับ  $\lambda/4$  จากนั้นจำลองแบบสายอากาศเพื่อวิเคราะห์ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ และได้ทำการปรับพารามิเตอร์เพื่อศึกษาแนวโน้มการเรโซแนนซ์ของสายอากาศเพื่อให้สายอากาศสามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่ต้องการ รวมถึงจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ ต่อมาได้ออกแบบอภิวัดที่มีโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบเกลียว ซึ่งได้ออกแบบเซลล์ย่อย (Unit Cell) และทำการจำลองแบบพบว่าเรโซเนเตอร์แบบเกลียวมีคุณสมบัติค่าซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability:  $\mu$ ) มีค่าเป็นลบที่ความถี่ 2.63 GHz จึงได้ทำการปรับค่าความกว้างของเรโซเนเตอร์ ช่องว่างระหว่างวงแหวนด้านนอกและด้านใน รวมถึงขนาดความกว้างของแถบโลหะ เมื่อได้ช่วงความถี่ที่ต้องการจึงนำมาจัดเรียงเพื่อให้เรโซเนเตอร์ทำงานร่วมกับสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ โดยเริ่มศึกษาจัดเรียงเรโซเนเตอร์ที่มีขนาดเท่ากัน และการจัดเรียงเรโซเนเตอร์ที่มีขนาดไม่เท่ากัน พบว่าเมื่อนำเรโซเนเตอร์ขนาดไม่เท่ากันมาจัดเรียงทำให้แถบความถี่มีขนาดกว้างขึ้นทำให้สายอากาศนี้มีช่วงความถี่แรกทำงานที่ความถี่ 1.59-2.07 GHz และช่วงความถี่ที่สองทำงานที่ความถี่ 2.41-2.69 GHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่ในระบบแอลทีอี ส่งผลทำให้มีอัตราขยายเท่ากับ 2.65 dBi และ 3.32 dBi ที่ความถี่ 1.8 GHz และ ความถี่ 2.6 GHz ตามลำดับ นอกจากนี้สายอากาศมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว ต่อมาจึงได้ทำการสร้างสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับอภิวัด หรือเรียกว่าสายอากาศอภิวัดเพื่อนำไปวัดทดสอบและเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองแบบ

จากการศึกษาผลจากการวัดทดสอบและผลที่ได้จากการจำลองแบบในโปรแกรมพบว่าผลที่ได้จากการวัดทดสอบและผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมมีความสอดคล้องและใกล้เคียงกันอาจมีความคลาดเคลื่อนเล็กน้อย โดยอาจจะเกิดจากการสร้างสายอากาศ การคลาดเคลื่อนตำแหน่งการติดตั้งสายอากาศภาครับกับสายอากาศภาคส่ง หรืออาจจะเกิดจากการสูญเสียในสายนำสัญญาณ

และเมื่อวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศที่ทำการออกแบบและทดสอบ พบว่าสามารถนำไปพัฒนากับอุปกรณ์ที่ต้องการรองรับการใช้งานหลายย่านความถี่ได้

## 5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

ในการจำลองแบบสายอากาศอภิวัดได้ใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio โดยได้เริ่มออกแบบสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ ออกแบบอภิวัดโครงสร้างเรโซเนเตอร์วงแหวนเริ่มจากหน่วยเซลล์ย่อย (Unit Cell) และนำโครงสร้างทั้งสองมาทำงานร่วมกัน หากต้องการให้ผลการจำลองแบบมีความแม่นยำมากที่สุด ต้องวิเคราะห์ผลการจำลองอย่างละเอียด รวมถึงการสร้างชิ้นงานจะเห็นได้ว่าโครงสร้างของสายอากาศงานวิจัยมีขนาดเล็กดังนั้นจึงต้องมีขนาดใกล้เคียงกับโครงสร้างที่ได้จากการจำลองแบบและมีความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด

ในงานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ออกแบบสายอากาศสองแถบความถี่โดยใช้โมโนโพลร่วมกับอภิวัดแบบเกลียว ที่มีโครงสร้างของสายอากาศสามารถปรับความถี่ได้ง่าย รวมถึงสายอากาศของงานวิจัยนี้ได้ออกแบบช่วงความถี่ที่รองรับการใช้งานในระบบสื่อสาร 4G และ 5G หากในอนาคตสามารถนำไปพัฒนาเพื่อรองรับความถี่ที่ต้องการได้



## รายการอ้างอิง

- Ahmad, H. et al. (2020) 'Compact triband slotted printed monopole antenna for WLAN and WiMAX applications', *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. John Wiley & Sons, Ltd, 30(1), p. e21986. doi: 10.1002/MMCE.21986.
- Alvarez-Fernandez, Alberto *et al.* (2021) 'Block Copolymer Directed Metamaterials and Metasurfaces for Novel Optical Devices', *Advanced Optical Materials*. John Wiley & Sons, Ltd, 9(16), p. 2100175. doi: 10.1002/ADOM.202100175.
- Balanis, C. A. (2016) *Antenna Theory - Analysis and Design*. 4th edn. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons.
- Chaimool, S. and Akkaraekthalin, P. (2011) *Metamaterials for Antenna Applications*. Available at: [https://www.researchgate.net/publication/263776667\\_Meta-materials\\_for\\_Antenna\\_Applications\\_In\\_Thai\\_xphwsdsahrbkarprayktchidansayxakas](https://www.researchgate.net/publication/263776667_Meta-materials_for_Antenna_Applications_In_Thai_xphwsdsahrbkarprayktchidansayxakas) (Accessed: 30 November 2021).
- Cruz, J. D. N. *et al.* (2017) 'Parametric Study of Printed Monopole Antenna Bioinspired on the Inga Marginata Leaves for UWB Applications', *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*. Sociedade Brasileira de Microondas e Optoeletrônica e Sociedade Brasileira de Eletromagnetismo, 16(1), pp. 312–322. doi: 10.1590/2179-10742017V16I1891.
- Deurimo (2018) 3 ค่ายมือถือขยายสัญญาฯ อำนวยความสะดวกแก่เจ้าหน้าที่เพื่อช่วยค้นหาทีมนักฟุตบอลเยาวชนที่ถ้ำหลวงขุนน้ำนางนอน. Available at: <https://droidsans.com/3-mobile-operator-help-junior-football-player-at-tham-luang/> (Accessed: 30 November 2021).
- Hasan, M. M., Faruque, M. R. I. and Islam, M. T. (2017) 'Compact Left-Handed Meta-Atom for S-, C- and Ku-Band Application', *Applied Sciences 2017*, Vol. 7, Page 1071. Multidisciplinary Digital Publishing Institute, 7(10), p. 1071. doi: 10.3390/APP7101071.

- Hasan, M. M., Faruque, M. R. I. and Islam, M. T. (2018) 'Dual Band Metamaterial Antenna For LTE/Bluetooth/WiMAX System', *Scientific Reports 2018 8:1*. Nature Publishing Group, 8(1), pp. 1–17. doi: 10.1038/s41598-018-19705-3.
- Jamshed, M. A., Heliot, F. and Brown, T. W. C. (2020) 'A Survey on Electromagnetic Risk Assessment and Evaluation Mechanism for Future Wireless Communication Systems', *IEEE Journal of Electromagnetics, RF and Microwaves in Medicine and Biology*. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 4(1), pp. 24–36. doi: 10.1109/JERM.2019.2917766.
- Kasam, P. (2021) *Monopole Antenna*. Available at: <http://edu.kruaksorn.net/technology/monopole-antenna/> (Accessed: 30 November 2021).
- Kishore, M. P., Madhav, B. T. P. and Reddy, S. S. M. (2019) 'Metamaterial Inspired Gain Enhanced Elliptical Curved CPW fed Multiband Antenna for Medical and Wireless Communication Applications', *Biomedical and Pharmacology Journal*. Oriental Scientific Publishing Company, 12(2), pp. 729–737. doi: 10.13005/BPJ/1695.
- Krzysztofik, W. J. and Cao, T. N. (2018) 'Metamaterials in Application to Improve Antenna Parameters', *Metamaterials and Metasurfaces*. IntechOpen. doi: 10.5772/INTECHOPEN.80636.
- Lazada (2018) *Maxboost Repeater WR8521 ขยายสัญญาณ 3G/4G AIS TRUE DTAC MyCAT TOT*. Available at: <https://www.lazada.co.th/products/maxboost-wr8521-booster-3g4g-ais-true-dtac-mycat-tot-i112038815.html> (Accessed: 30 November 2021).
- Manouare, A. Z. *et al.* (2017) 'A Compact Dual-Band CPW-Fed Planar Monopole Antenna for 2.62–2.73 GHz Frequency Band, WiMAX and WLAN Applications', *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*. Sociedade Brasileira de Microondas e Optoeletrônica e Sociedade Brasileira de Eletromagnetismo, 16(2), pp. 564–576. doi: 10.1590/2179-10742017V16I2911.
- Naktong, W., Ruengwaree, A. and Pumpoung, T. (2020) 'การศึกษาการปรับจูนสายอากาศโมโนโพลรูปทรงเรขาคณิตพื้นฐานที่ป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วมสำหรับการประยุกต์ใช้งานกับแถบความถี่กว้างยิ่งยวด', *Naresuan University Engineering Journal*, 15(1),

- pp. 17–32. Available at: <https://ph01.tci-thaijo.org/index.php/nuej/article/view/216866> (Accessed: 22 November 2021).
- Onelink (2018) *ทำความเข้าใจกับ 4G LTE คืออะไร (1G, 2G, 3G คืออะไร?) และเกี่ยวข้องกับ GPS Tracker*. Available at: [https://www.onelink.co.th/?fbclid=IwAR0Hcx3DbA\\_HKamMnLACKQ2st4s-lNo7MmeUBxAraGGuCJQ1hqJofvYVVMw](https://www.onelink.co.th/?fbclid=IwAR0Hcx3DbA_HKamMnLACKQ2st4s-lNo7MmeUBxAraGGuCJQ1hqJofvYVVMw) (Accessed: 30 November 2021).
- Panda, J. R. and Kshetrimayum, R. S. (2009) ‘Parametric Study of Printed Rectangular Monopole Antennas’, *International Journal of Recent Trends in Engineering*, 1(3), p. 42.
- Pandit, S., Mohan, A. and Ray, P. (2019) ‘Dual-band negative-permittivity metamaterial using crossed loop resonator’, *Applied Physics A: Materials Science and Processing*. Springer Verlag, 125(6), pp. 1–6. doi: 10.1007/S00339-019-2710-X/FIGURES/9.
- Pendry, J. B. *et al.* (1996) ‘Extremely Low Frequency Plasmons in Metallic Mesostructures’, *Physical Review Letters*. American Physical Society, 76(25), p. 4773. doi: 10.1103/PhysRevLett.76.4773.
- Rajni and Marwaha, A. (2016) ‘An Accurate Approach of Mathematical Modeling of SRR and SR for Metamaterials’, *undefined*. Eastern Macedonia and Thrace Institute of Technology, 9(6), pp. 82–86. doi: 10.25103/JESTR.096.11.
- Salhi, R., Labidi, M. and Choubani, F. (2018) ‘A design of multi-band antenna based on active metamaterials’, *Optical Materials*. North-Holland, 84, pp. 307–311. doi: 10.1016/J.OPTMAT.2018.07.025.
- Selvi, N. T., Pandeewari, R. and Selvan, P. T. (2018) ‘An Inset-Fed Rectangular Microstrip Patch Antenna with Multiple Split Ring Resonator Loading for WLAN and RF-ID Applications’, *Progress In Electromagnetics Research C*, 81, pp. 41–52.
- Serria, E. A. and Hussein, M. I. (2020) ‘Implications of Metamaterial on Ultra-Wide Band Microstrip Antenna Performance’, *Crystals 2020, Vol. 10, Page 677*. Multidisciplinary Digital Publishing Institute, 10(8), p. 677. doi:10.3390/CRYST10080677.
- Sharma, K. *et al.* (2019) ‘Wideband Slotted Circular Monopole Antenna with Saturn-Shaped Notch in Ground Plane’, *Advances in Intelligent Systems and*

- Computing*. Springer, Singapore, 698, pp. 143–154. doi: 10.1007/978-981-13-1819-1\_15.
- Da Silva Araújo, L. and De Oliveira, A. J. B. (2015) ‘The square spiral resonator: Investigating its electromagnetic performance for filter design’, *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference Proceedings*. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2015-December. doi: 10.1109/IMOC.2015.7369227.
- Warf (2017) ชุด MAXBOOST รุ่น DUAL band WRE821P SET 2. Available at: [http://www.warf.com/view.ชุด\\_MAXBOOST\\_รุ่น\\_DUAL\\_band\\_WRE821P\\_SET\\_2-10315.html](http://www.warf.com/view.ชุด_MAXBOOST_รุ่น_DUAL_band_WRE821P_SET_2-10315.html) (Accessed: 30 November 2021).
- Zhou, J. (2008) ‘Study of left-handed materials’, *Retrospective Theses and Dissertations*. Ames: Digital Repository @ Iowa State University, <http://lib.dr.iastate.edu/>. doi: <https://doi.org/10.31274/rtd-180813-16921>.
- ธีรวิสิฐพงศ์, ส. (2013) ‘วงจรกรองความถี่แถบผ่านย่านไมโครเวฟเพื่อการสื่อสารไร้สายสมัยใหม่’, *วารสารครุศาสตร์อุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี*, 1(1–2). Available at: <http://www.journal.rmutt.ac.th/index.php/jtermutt/article/view/779> (Accessed: 30 November 2021).
- รักด่านกลาง, ก. (2561) *ตัวสะท้อนอภิวัดสองความถี่ โดยใช้เรโซเนเตอร์วงแหวนร่วมกับอินเตอร์ดิจิตอลคาปาซิเตอร์*. สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี. Available at: <http://sutir.sut.ac.th:8080/jspui/handle/123456789/8081> (Accessed: 10 December 2021).
- รายนบุญส่ง, ส. (2553) *สายอากาศโมโนโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์รูปตัว C แบบหลายย่านความถี่สำหรับระบบการสื่อสารแบบไร้สาย*. วิศวกรรมคอมพิวเตอร์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยธุรกิจบัณฑิตย์. Available at: <http://libdoc.dpu.ac.th/thesis/141542.pdf> (Accessed: 10 December 2021).
- รังสรรค์ วงศ์สรรคร์, วิศวกรรมสายอากาศ (3 พิมพ์ครั้งที่), ศูนย์นวัตกรรมและเทคโนโลยีการศึกษา, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, .2555
- กมลศิลป์, วิสุวัฒน์. *การออกแบบอภิวัดสองความถี่โดยใช้โครงสร้างเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิทัลสำหรับระบบแอลทีอีและเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย*. สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 2562, <http://sutir.sut.ac.th:8080/jspui/handle/123456789/8631>.



ภาคผนวก ก

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการศึกษา

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

## รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

N. Sritan, S. Phunklang, and P. Krachodnok, “The Study of Bandwidth Expansion of Metamaterial Antenna Designed by Using Spiral Resonator,” Proceeding 2021 9th Int. Electr. Eng. Congr. iEECON 2021, pp. 237–240, Mar. 2021.



## The Study of Bandwidth Expansion of Metamaterial Antenna Designed by Using Spiral Resonator

Nitjaree Sritan  
School of Telecommunication  
Engineering  
Institute of Engineering  
Suranaree University of Technology  
Nakhon Ratchasima, Thailand  
m6113131@g.sut.ac.th

Sirigiet Phunklang  
School of Telecommunication  
Engineering  
Institute of Engineering  
Suranaree University of Technology  
Nakhon Ratchasima, Thailand  
m6110550@g.sut.ac.th

Piyaporn Krachodnok  
School of Telecommunication  
Engineering  
Institute of Engineering  
Suranaree University of Technology  
Nakhon Ratchasima, Thailand  
priam@sut.ac.th

**Abstract**— In the few years, the development of communication technology is rapidly. The metamaterial is interesting for radio frequency fielded researchers. Normally the metamaterial antenna behavior is narrowband. Therefore, the spiral resonator metamaterial antenna used for bandwidth expansion is presented in this work. The proposed antenna is designed by using a monopolar patch antenna with  $2 \times 4$  different sizes of the spiral resonator (SR). Because the combination of four nearly interval resonant frequencies from  $2 \times 4$  different sizes of SR make the resonant frequency around 1.7–2.63 GHz, the bandwidth is wider from 400 MHz to 930 MHz.

**Keywords**— bandwidth expansion, spiral resonator, metamaterial

### I. INTRODUCTION

Wideband or large interval operating frequency is one of important factor that desires for antenna design. For example, mid bands LTE system in Thailand has operating frequencies on range of 1710–1880 MHz (1800 MHz), 1906–2170 MHz (2100 MHz), 2310–2370 MHz (2300 MHz) and 2500–2690 MHz (2600 MHz). For this reason, this work begins to study popular printed patch antenna for wireless communication such as a microstrip patch antenna [1] and monopolar patch antenna [2]. However, a microstrip patch antenna is narrowband while a monopolar patch antenna shows wide impedance bandwidth and some unrequired frequencies are disturbed to others. Many researchers have been interested in the transform shape and geometry of monopolar patch [3–4]. The slotted printed monopole antenna [5] has triband though it hard to controls frequencies. Accordingly, the metamaterial antenna is selected to improve some efficiency of the antenna. Many researchers study metamaterial such as the multi-split ring resonator metamaterial to control the second frequency [6] and combining the two ring resonator with an arrangement of splits and metal strips with an inner ring resonator that looks like a Z-shaped structure [7]. However, the  $S_{11}$  response is still narrowband at the second frequency. Therefore, the bandwidth expansion of the first frequency is selected such as SRR-Loaded Metamaterial [8] and SRR shape slot in the ground plane [9]. Both of first frequency expansion is wider but not covered the mid bands LTE. In this work, we study SR metamaterial to

bandwidth expansion to make the antenna covered mid bands of LTE as described earlier.

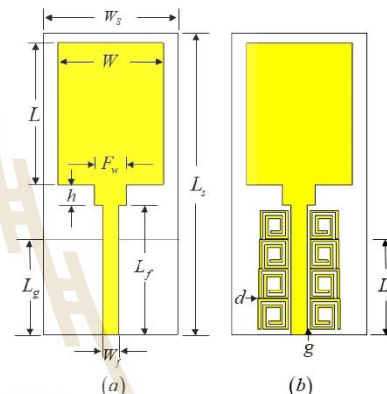


Fig. 1. The monopolar patch antenna, (a) without SR and (b) with difference size SRs (proposed antenna).

### II. DESIGN AND ANALYSIS

The monopolar patch antenna has been designed using the rectangular patch in monopole configuration and fed by microstrip line as shown in Fig. 1a. The initial length ( $L$ ) and width ( $W$ ) of the patch have been determined from [1]. In first step, we design the monopolar patch antenna at 1.8 GHz for the initial mid bands of LTE in Thailand. This antenna is formed on FR-4 substrate with  $\epsilon_r = 4.3$  and the thickness of metal is 1.6 mm. The important dimension of a monopolar patch antenna is shown in Table I.

The simulation result of the monopolar patch antenna presents the 10dB antenna return loss case discussed here on 1.71–2.1 GHz as illustrated in Fig. 2, which can see that the frequency range is not recovered mid bands LTE for antenna enhancement. Therefore, the metamaterial is taken to control bandwidth expansion. The Spiral Resonator (SR) is selected that presents in Fig. 1(b) and the dimensions of SR calculate from [10], which having  $N = 2$ ,  $s = 0.5$  mm,  $w = 0.5$  mm, and  $l = 5.5$  mm.

The structure of SR having rectangular curl shape consists of metallic strip and gap between a strip that control the inductance  $L_{SR}$  and the capacitance  $C_{SR}$ , respectively. Then the resonant frequency is calculated from below equation.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{SR}C_{SR}}} \quad (1)$$

$$L_{SR} = \frac{\mu_0}{2\pi} l_{avg}^{SR} \left( \frac{1}{2} + \ln \frac{l_{avg}^{SR}}{2w} \right) \quad (2)$$

Denote  $\mu_0$  is the permeability of free space,  $l_{avg}^{SR}$  is the average length of the spiral turn which can be calculated as

$$l_{avg}^{SR} = \frac{4Nl - [2N(1+N) - 3](s+w)}{N} \quad (3)$$

Where  $N$ ,  $s$  and  $w$  are define as number of the ring, the strip width and the gap width, respectively.

$$C_{SR} = C_0 \frac{l}{4(w+s)} \frac{N}{N^2+1} \sum_{n=1}^{N-1} \left[ l - \left( n + \frac{1}{2} \right) (w+s) \right] \quad (4)$$

$$C_0 = \epsilon_0 \frac{K\sqrt{1-k^2}}{K(k)} \quad (5)$$

$k$  is calculated as  $k = s/(s+2w)$  and  $K(k)$  is the complete elliptic integral of the first kind.

TABLE I DIMENSION OF MONOPOLAR PATCH ANTENNA

Parameter	$L_s$	$W_s$	$L$	$W$	$L_g$
Dimension (mm.)	56	25	26.35	19.59	17
Parameter	$h$	$F_w$	$L_f$	$W_f$	
Dimension (mm.)	3.8	6	25	3	

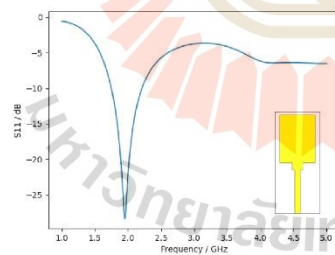


Fig. 2. the return loss ( $S_{11}$ ) of characteristic antenna.

The SR configuration consists of capacitance and inductance, from calculation of the proposed structure, the  $C_{SR}$  is 1.08 pF and  $L_{SR}$  is 3.77 nH. Hence, the SR resonant frequency is 2.49 GHz and then the dimension of SR parameter is used to simulate a unit cell on a CST microwave studio program and

adjusted. The S-parameter response is shown in Fig. 3(a) where the transmission coefficient ( $S_{21}$ ) < -10 dB is presented the stopband characteristic [6]. As a result of this structure has a stopband frequency on a range of 2.43-2.49 GHz.

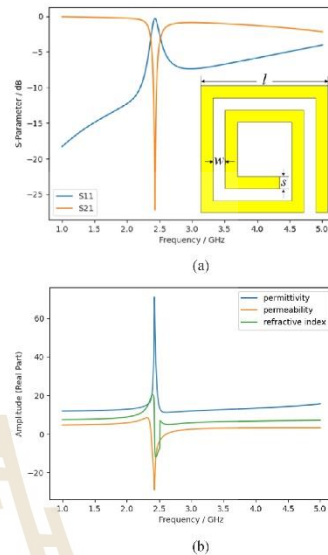


Fig. 3. (a) The SR metamaterial and its S-parameter response. (b) the permittivity, permeability and refractive index of SR.

From Fig. 3(b) the reflection coefficient ( $S_{11}$ ) and transmission ( $S_{21}$ ) are evaluated to obtain permittivity and permeability. Both values can extract from the Nicholson-Ross-Weir method [6]. Extracted permeability of this SR is negative around frequency of 2.41-2.63 GHz and another one the permittivity is positive all of the interval frequency consideration. The refractive index is negative from 2.46-2.54 GHz which is the characteristic of the metamaterial. Therefore, the negative permeability is characteristic of called Mu Negative Medium (MNG) and the permeability value corresponds to the stopband range. After simulating the metamaterial of unit cells, the next step takes the unit cell to put on the monopolar patch antenna by assembling, this is called the metamaterial antenna that will be discussed in the next section.

### III. RESULT AND DISCUSSION

#### A. Simulation Result of Same Size Metamaterial

In Fig. 2, the monopolar patch antenna response single frequency. The arrangement of SR on monopolar patch antenna with the same size of 2, 4, 6 and 8 arrayed cells metamaterial which related the return loss show in Fig. 4, SRs metamaterial are arranged along the transmission line. After the arrayed SR metamaterial is adding, the second frequency is



matched and the  $S_{11}$  of the first frequency is increased but it's still acceptable or the return loss ( $S_{11}$ ) less than -10 dB which it cause this antenna is the dual band antenna.

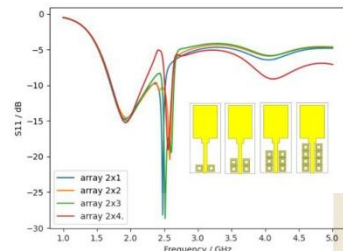


Fig. 4. The return loss ( $S_{11}$ ) of same size SR metamaterial antenna with different number of cells.

In the case of 2 cells, the term impedance matching is rather straightforward at the second frequency but the frequency response in a narrow bandwidth. Later the SRs are added into 4, 6 and 8 unit cell found that the bandwidth of the second frequency is slightly wider. However, the bandwidth of second frequency was still not enough required for mid band LTE system. Therefore, different sizes of SRs is studied for operating concertedly.

**B. Simulation Result of the Different Size Metamaterials**

After studying the operation and adjusting the various sizes of SRs found that bandwidth of the metamaterial antenna is insufficient, the average bandwidth is about 100 MHz for the second frequency range from 2.5-2.6 GHz. However, some sizes of SRs on metamaterial antenna have overlapping resonant frequencies as shown in Fig. 5 which is the required frequency range. Consequently, the monopolar patch antenna is simulated with different size metamaterials.

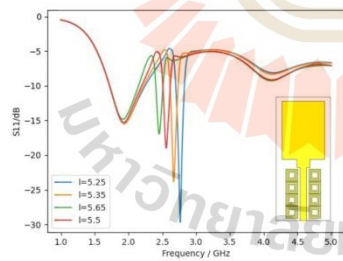


Fig. 5. The return loss ( $S_{11}$ ) of different length 2x4 arrayed cell SRs metamaterial.

When the different size metamaterials are arranged, the second bandwidth is wider from 100 MHz to 330 MHz having a range from 2.3 to 2.63 GHz which sufficient and suitable for modern wireless communication systems. The return loss ( $S_{11}$ ) is

shown in Fig. 6, we can see that the number of arrayed SR metamaterials control the second frequency and they can merge both frequencies to change bandwidth wider from 400 MHz to 930 MHz.

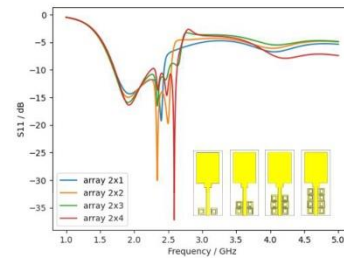


Fig. 6. The return loss ( $S_{11}$ ) of different sizes SR metamaterial antenna with different number of cells.

In addition, the  $S_{11}$  results of the intercellular metamaterial spacing ( $d$ ) of each metamaterial are constant found that there was slightly change as seen in Fig. 6(a). The 0.125 mm. is selected for the proposed antenna because its smallest makes the maximum area for laying the metamaterial cells. And this one is a gap ( $g$ ) between feeding line and metamaterials of each metamaterials which are constant found that the widest bandwidth at 0.5 mm of gap size it shown in Fig. 6(b).

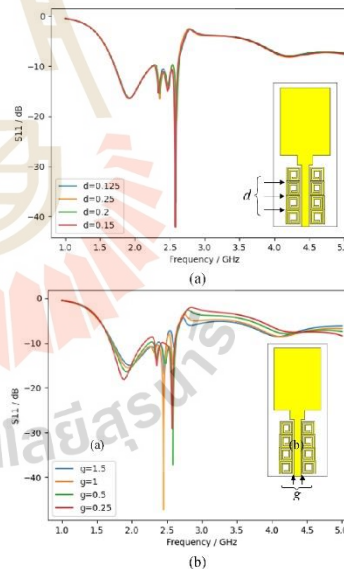


Fig. 7. (a) The return loss ( $S_{11}$ ) of different space ( $d$ ) and (b) different gap ( $g$ )

### C. Radiation Pattern

When we consider the radiation pattern of the proposed antenna at the frequency of 1800, 2100, 2300 and 2600 MHz in E-plane and H-plane, they are almost omnidirectional radiation patterns as shown in Fig. 8.

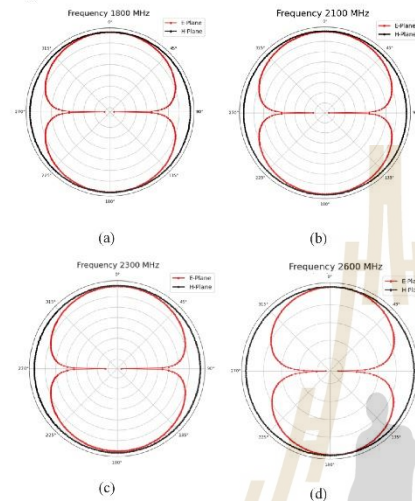


Fig. 8. The radiation pattern of the proposed metamaterial antenna at LTE frequency (a) 1800 MHz, (b) 2100 MHz, (c) 2300 MHz and (d) 2600 MHz.

### IV. CONCLUSION

In the proposed antenna which combines the monopolar patch antenna and spiral resonator metamaterial, the SRs are arranged by 2, 4, 6 and 8 cells along the transmission line. In case of SRs same size is control the second frequency but it's narrowband with average bandwidth of 100 MHz. Therefore, the different sizes of  $2 \times 4$  SRs is selected, it is improved the response by combination of four resonant frequencies range and the first range from monopolar patch antenna. Finally, the bandwidth is wider from 400 MHz to 920 MHz.

### ACKNOWLEDGMENT

Nitjaree Sritan would like to acknowledge Suranaree University of Technology, Thailand, for providing the research facilities.

### REFERENCES

- [1] A. Ilanafiah Rambe, "Design of Rectangular Microstrip Patch Antenna for 1.8 GHz Applications," 2019.
- [2] C. Yoon, W.-S. Kim, G.-I. Jeong, S.-H. Choi, H.-C. Lee, and H.-D. Park, "A planar CPW-fed patch antenna on thin substrate for broadband operation of ISM-band applications," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 54, no. 9, pp. 2199–2202, Sep. 2012.
- [3] A. Z. Manouar, S. Ibyaich, A. El Idrissi, A. Ghammaz, and N. A. Touhami, "A compact dual-band CPW-fed planar monopole antenna for 2.62-2.73 GHz frequency band, wimax and wlan applications," *J. Microwaves, Optoelectron. Electromagn. Appl.*, vol. 16, no. 2, pp. 564–576, Jun. 2017.
- [4] B. Kasi, Y. E. Jalil, and C. K. Chakrabaty, "A compact CPW-fed ultra wideband antenna with time domain analysis," in *Proceeding - 2013 IEEE Student Conference on Research and Development, SCORed 2013*, 2013, pp. 357–360.
- [5] H. Ahmad, W. Zaman, S. Bashir, and M. Rahman, "Compact triband slotted printed monopole antenna for WLAN and WiMAX applications," *Int. J. RF Microw. Comput. Eng.*, vol. 30, no. 1, Jan. 2020.
- [6] N. T. Selvi, R. Pandeewari, and P. T. Selvan, "An inset-fed rectangular microstrip patch antenna with multiple split ring resonator loading for WLAN and RF-ID applications," *Prog. Electromagn. Res. C*, vol. 81, pp. 41–52, 2018.
- [7] M. M. Hasan, M. R. I. Faruque, and M. T. Islam, "Dual band metamaterial antenna for LTE/bluetooth/WiMAX system," *Sci. Rep.*, vol. 8, no. 1, Dec. 2018.
- [8] D. Chaturvedi and S. Raghavan, "SRR-Loaded Metamaterial-Inspired Electrically-Small Monopole Antenna," 2018.
- [9] M. P. Kishore, B. T. P. Madhav, and S. S. M. Reddy, "Metamaterial inspired gain enhanced elliptical curved CPW fed multiband antenna for medical and wireless communication applications," *Biomed. Pharmacol. J.*, vol. 12, no. 2, pp. 729–737, 2019.
- [10] M. Yunus, F. Y. Zulkifli, and E. T. Rahardjo, "Radiation Characteristics of a Novel, Negative Metamaterial Spiral Resonator Antenna at the 2.4 GHz," *Open J. Antennas Propag.*, vol. 04, no. 01, pp. 1–11, 2016.

## ประวัติผู้เขียน

นางสาวนิจจารีย์ ศรีทัน เกิดเมื่อวันที่ 12 ธันวาคม พุทธศักราช 2538 สำเร็จการศึกษา  
มัธยมศึกษาตอนต้นและมัธยมศึกษาตอนปลาย จากโรงเรียนรังษีวิทยา จังหวัดเชียงใหม่ จากนั้นจึงได้  
เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาตรี สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี เมื่อปีพุทธศักราช 2557 หลังจากสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีใน  
ปีพุทธศักราช 2561 ได้ทำงานในบริษัทเอกชนเป็นระยะเวลา 1 ปี ต่อมาจึงได้เข้าศึกษาต่อในระดับ  
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตด้วยทุนที่คณาจารย์ได้รับทุนวิจัยจากแหล่งทุนภายนอกจาก  
กองทุนสนับสนุนการวิจัยและพัฒนา (ทุนOROG) สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาวิศวกรรม  
โทรคมนาคมและคอมพิวเตอร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ระหว่างศึกษาได้ปฏิบัติหน้าที่เป็นผู้ช่วย  
สอนปฏิบัติการในรายวิชาพื้นฐานเกี่ยวกับวิศวกรรมโทรคมนาคมและทำงานวิจัยทางด้านเทคโนโลยี  
สายอากาศ

