

การออกแบบอภิวัตถุสองความถี่โดยใช้โครงสร้างเยรูซาเลมร่วมกับ
อินเตอร์ดิคทีฟสำหรับระบบแอลทีอีและเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย



นางสาววิสุวัฒน์ กมลศิลป์

วิทยานิพนธ์นี้สำหรับการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรม โทรคมนาคมและคอมพิวเตอร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ปีการศึกษา 2562

**DESIGN OF DUAL-BAND METAMATERIAL BASED ON
JERUSALEM STRUCTURE WITH INTERDIGITAL
TECHNIQUE FOR LTE AND WLAN SYSTEMS**

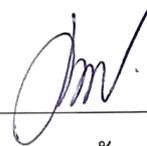


**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for
the Degree of Master of Engineering in
Telecommunication and Computer Engineering
Suranaree University of Technology
Academic Year 2019**

การออกแบบอภิวัดสองความถี่โดยใช้โครงสร้างยูธูชาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล
สำหรับระบบแอลทีอีและเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นักศึกษานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



(ศ. ดร. ประยุทธ์ อัครเอกฉालิน)

ประธานกรรมการ



(รศ. ดร. ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)



(รศ. ดร. มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล)

กรรมการ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



(รศ. ร.อ. ดร. กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและพัฒนาความเป็นสากล



(รศ. ดร. พรศิริ จงกล)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

วิสุวัฒน์ กมลศิลป์ : การออกแบบบอภิวัดสองความถี่โดยใช้โครงสร้างเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัลสำหรับระบบแอลทีอีและเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (THE DESIGN OF DUAL-BAND METAMATERIAL BASED ON JERUSALEM STRUCTURE WITH INTERDIGITAL TECHNIQUE FOR LTE AND WLAN SYSTEMS) อาจารย์ที่ปรึกษา : รองศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์, 133 หน้า.

ปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายในระบบแอลทีอี (long term evolution : LTE) และระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (wireless local area network : WLAN) ในชีวิตประจำวัน มีความต้องการสูงขึ้นอย่างรวดเร็วตามจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้นในทุกพื้นที่ ทำให้เกิดการหาวัตกรรมการเพื่อนำมาพัฒนาการรับส่งข้อมูล และรองรับการทำงานหลายความถี่ในระบบดังกล่าวอย่างต่อเนื่อง ทั้งนี้บอภิวัดก็เป็นนวัตกรรมที่นักวิจัยให้ความสนใจและนิยมนำมาประยุกต์ใช้งานอย่างหลากหลาย ในหลายงานวิจัยได้มีการนำบอภิวัดมาปรับเปลี่ยนคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการปรับโครงสร้างเรโซเนเตอร์แปลกออกไปจากโครงสร้างแบบเส้นลวดนำ (wire) และวงแหวน (ring) อย่างไรก็ตาม โครงสร้างของบอภิวัดดังกล่าวมักมีความซับซ้อนในการออกแบบ การปรับเปลี่ยนคุณสมบัติของวัสดุได้ยาก และข้อจำกัดในการนำไปใช้ร่วมกับสายอากาศรวมทั้งขนาดและการติดตั้ง วิทยานิพนธ์นี้จึงได้ออกแบบบอภิวัดโดยใช้โครงสร้างเยรูซาเลมที่สามารถทำงานได้สองความถี่ร่วมกับเทคนิคอินเตอร์ดิจิตัลเพื่อใช้งานที่ย่านความถี่ 1.8 และ 5.5 GHz สำหรับโครงสร้างที่ออกแบบจะทำให้ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของบอภิวัดมีค่าเป็นลบ (negative permittivity: ENG) นอกจากนี้โครงสร้างที่มีรูปร่างสมมาตร (symmetry) นี้ทำให้สามารถนำบอภิวัดไปใช้แบบสองโพลาไรซ์ (dual-polarization) โดยบอภิวัดจะถูกออกแบบจากโครงสร้างเซลล์หนึ่งหน่วย (unit cell) และจำลองแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave studio เพื่อศึกษาการตอบสนองทางความถี่ที่ใช้งาน ในส่วนการวัดทดสอบจะสร้างบอภิวัดร่วมกับสายอากาศต้นแบบ และแสดงผลการวัดค่า S_{11} แบบรูปการแผ่พลังงาน (radiation pattern) และอัตราขยาย (gain) ซึ่งบอภิวัดที่นำเสนอจะถูกลดขนาดเซลล์หนึ่งหน่วยจาก $\lambda/2$ เป็น $\lambda/4$ ที่มีขนาดเล็กกว่าโครงสร้างพื้นฐานเยรูซาเลมแบบทั่วไป โดยจะมีความกว้างแถบความถี่ครอบคลุมตั้งแต่ 1.70 GHz ถึง 1.95 GHz และตั้งแต่ 5.06 GHz ถึง 6.04 GHz สำหรับบอภิวัดแถวลำดับ 5×5 ที่ออกแบบเมื่อนำมาใช้ร่วมกับสายอากาศไดโพลจะมีคุณสมบัติเป็นตัวสะท้อนที่ทำให้อัตราขยายของสายอากาศสูงขึ้นจากเดิมถึง 4 เท่า สำหรับผลการออกแบบบอภิวัดสามารถยืนยันได้ด้วยผลวัดสายอากาศไดโพลต้นแบบ พบว่ามีความสอดคล้องกับผลการจำลองแบบ โดยสายอากาศไดโพลจะมีอัตราขยายสูงขึ้นเป็น 8.23

และ 8.30 dBi ที่ความถี่ 1.8 GHz ในระบบแอลทีอี และความถี่ 5.5 GHz ในระบบเครือข่ายท้องถิ่น
ไร้สาย ตามลำดับ



สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
ปีการศึกษา 2562

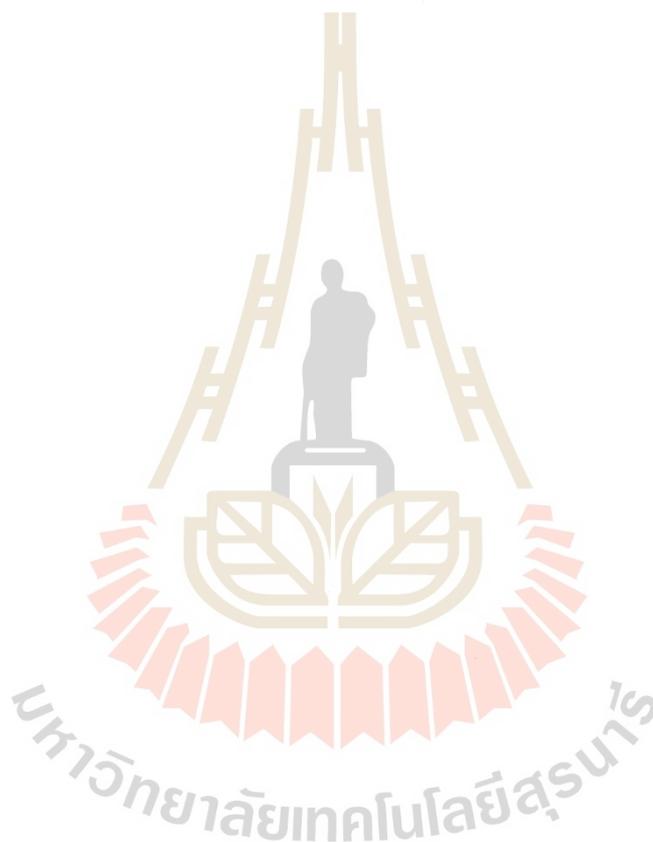
ลายมือชื่อนักศึกษา วิศุ์อัครเมธ
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา [Signature]

WISUWATTANEE KAMONSIN: THE DESIGN OF DUAL-BAND
METAMATERIAL BASED ON JERUSALEM STRUCTURE WITH
INTERDIGITAL TECHNIQUE FOR LTE AND WLAN SYSTEMS:
ASSOC. PROF. PIYAPORN MESAWAD, Ph.D., 133 PP.

DUAL-BAND, METAMATERIAL, JERUSALEM STRUCTURE, INTERDIGITAL.

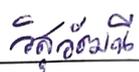
Nowadays, the demand for wireless communication technology in LTE and WLAN systems is soaring, according to the number of users were increased everywhere conducive to continuous improvement in data transmission and support multi-frequency. Metmaterial has been popularly used in a variety of applications. Many research studies have applied metamaterial to modify the electromagnetic properties by leading to some unusual features such as wires and ring resonator. However, the structure of the metamaterial mentioned above, it is difficult to design, modify properties of materials and restrictions on the use of antennas including size and placement. Threrfore, this thesis presents dual-band metamaterial based on Jerusalem structure with Interdigital technique for LTE and WLAN systems. The proposed structure can operate resonant frequencies at 1.8 and 5.5 GHz bands. Additionally, the metamaterial permittivity at both resonant frequencies are Negative (ENG). The metamaterial can be designed with the sub-wavelength (unit cell) and analyzed by using a computer simulation technology (CST). The shape of structure is symmetric that get metamaterials to lead to dual polarization. The proposed metamaterial unit cell was designed to achieve the simulated dual-band operation with bandwidths of 1.70~1.95 GHz and 5.06~6.04 GHz. The unit cell size is reduced from $\lambda/2$ to $\lambda/4$ which is much smaller than the conventional structure. For applied with dipole antennas, the 5×5 unit cells of

implemented as a reflector. The gain of antennas had about 4 times increase in its previous gain. The designed technique was confirmed by measurement results from our dipole antenna prototypes corresponding to simulation results. The dipole antennas with the proposed metamaterial reflector has measured gains up to 8.23 dBi at 1.8 GHz (LTE) and 8.30 dBi at 5.5 GHz (WLAN).



School of Telecommunication Engineering

Academic Year 2019

Student's Signature 

Advisor's Signature 

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านดำเนินงานวิจัย จากบุคคลและกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

รองศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์ อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้คำแนะนำ คำปรึกษา ช่วยแก้ปัญหาและให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทานและแก้ไข วิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

รองศาสตราจารย์ ดร.พงศธร ชมทอง อาจารย์ประจำคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม ภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้า และศาสตราจารย์ ดร.ประยูทธ อัครเอกผาลิน อาจารย์ประจำคณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ที่ให้ความรู้ทางวิชาการ ความคิดริเริ่มในการสร้างผลงาน และให้โอกาสศึกษามาโดยตลอด รวมทั้งการสนับสนุนในการตีพิมพ์บทความทางวิชาการจนสำเร็จลุล่วง ขอขอบคุณดร.มงคล มีลุน เจ้าหน้าที่คดีพิเศษชำนาญการ และบุคลากร ส่วนวิจัยและพัฒนาอุปกรณ์พิเศษ กรมสอบสวนคดีพิเศษ (DSI) ทุกท่านเป็นอย่างยิ่ง ในการอำนวยความสะดวกสำหรับการใช้เครื่องมือเพื่อสร้างชิ้นงานได้อย่างสมบูรณ์แบบ

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีที่ให้การสนับสนุนทุนกิตติบัณฑิตในการศึกษา สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ด้าน ต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดามารดา อันเป็นที่รักของผู้วิจัยทุกท่านที่ให้การอบรมเลี้ยงดู ให้ความรักความอบอุ่น และให้การสนับสนุนทางการศึกษาอย่างดียิ่งมาโดยตลอด อีกทั้งเป็นกำลังใจที่ยิ่งใหญ่ในยามที่ผู้วิจัยพบปัญหา ทำให้ผู้วิจัยสามารถผ่านช่วงเวลาที่ยากลำบากไปได้ สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับบิดามารดา รวมถึงเพื่อน พี่ น้อง ร่วมสาขาซึ่งเป็นที่รักและกำลังใจที่ดียิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอนที่เคารพทุกท่านที่ได้ถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยทั้งในอดีตและปัจจุบัน จนสำเร็จการศึกษาไปด้วยดี

วิสุวัฒน์ กมลศิลป์

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ค
กิตติกรรมประกาศ.....	จ
สารบัญ.....	ฉ
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญรูป.....	ฎ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 สมมติฐานของการวิจัย.....	3
1.4 ข้อยกเว้นเบื้องต้น.....	3
1.5 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.6 วิธีดำเนินการวิจัย.....	3
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
1.8 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์.....	4
2 ปรัชญาบรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 ปรัชญาบรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง.....	6
2.2.1 คุณสมบัติของอภิวัดดู.....	6
2.3 รูปแบบโครงสร้างที่รองรับการทำงานหลายความถี่.....	12
2.4 การประยุกต์ใช้งานอภิวัดดูร่วมกับสายอากาศไดโพล.....	17
2.5 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	18

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.5.1	โครงสร้างอภิวัดแบบเส้นลวดตัวนำ.....	19
2.5.2	เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้น.....	22
2.5.3	โหนดความจุแบบอินเตอร์ดิจิตัล)interdigital capacitor(.....	24
2.6	ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า)permittivity: ϵ_r และค่าความซึมซาบได้ของแม่เหล็ก (permeability: μ_r) ในอภิวัด.....	25
2.7	ทฤษฎีพื้นฐานสายอากาศ	28
2.7.1	การโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล)dipole Antenna Polarization(.....	29
2.7.2	การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ	30
2.7.3	แบบรูปการแผ่พลังงาน (radiation pattern)	32
2.7.4	อัตรายาย	36
2.7.5	S-Parameters.....	37
2.8	สรุป	37
3	การออกแบบ	38
3.1	บทนำ	38
3.2	การคำนวณหาค่าความกว้างและความยาวของ โครงสร้างอภิวัดเซลล์หนึ่งหน่วย)unit cell)	38
3.3	อภิวัดแบบเส้นลวดตัวนำและเส้นตัวนำรูปตัว I.....	42
3.4	การใช้เทคนิคอินเตอร์ดิจิตัล	47
3.5	การจำลองผลด้วยโปรแกรม CST microwave studio	49
3.5.1	ศึกษาอภิวัดเมื่อมีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง	50
3.5.2	ศึกษาอภิวัดเมื่อมีการโพลาไรซ์แบบแนวนอน	52
3.6	อภิวัดแบบเขรุชาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล	54
3.7	การปรับพารามิเตอร์ของโครงสร้างเขรุชาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล	60

สารบัญ (ต่อ)

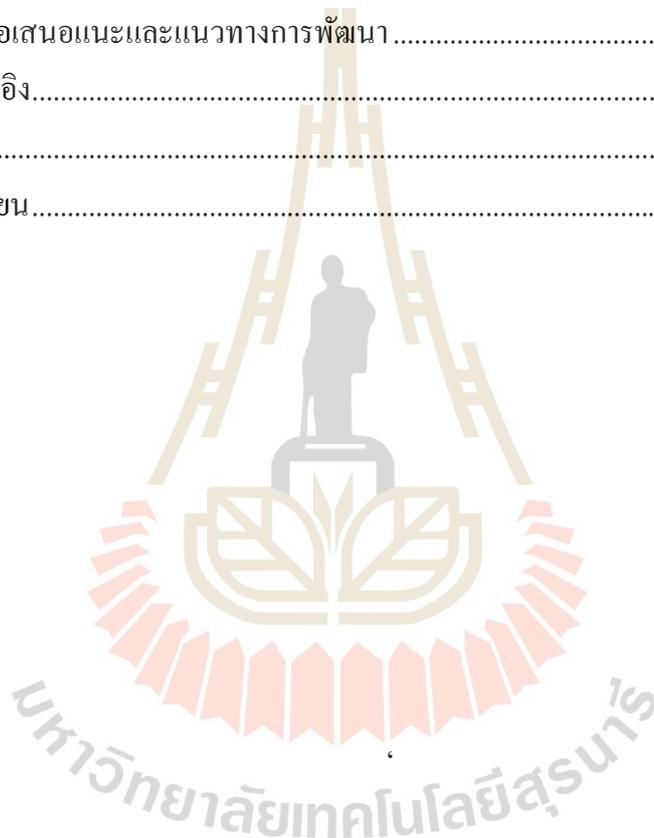
หน้า

37.1. การศึกษาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงความยาว L_a	61
37.2. การศึกษาผลกระทบจากจำนวนขาของอินเตอร์ดิจิตัล	63
37.3. การศึกษาผลกระทบจากการเพิ่มขนาดของ W_4	65
3.7.4 การศึกษาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงช่องว่างระหว่างเซลล์หนึ่งหน่วย	67
3.8 วงจรสมมูล.....	75
39. แบบจำลองสายอากาศไดโพล.....	78
39.1. S-parameters	79
3.9.2 พฤติกรรมสนามไฟฟ้า.....	81
3.9.3 แบบรูปการแผ่พลังงาน	82
310. ตำแหน่งการวางอภิวัดคู่กับสายอากาศไดโพล.....	86
3.10.1 ศึกษาวิธีการวางสายอากาศไดโพล.....	87
3.10.2 ศึกษากระบวนการวางสายอากาศไดโพล.....	89
311. การทำงานของสายอากาศร่วมกับอภิวัดคู่.....	90
3.11.1 ค่า S_{11} ของสายอากาศ.....	90
3.11.2 แบบรูปการแผ่พลังงาน	92
312. สรุป	101
4 การสร้างและการวัดทดสอบ	102
4.1 การสร้างอภิวัดคู่.....	102
4.2 ผลการวัดทดสอบค่า S_{11}	104
4.2.1 สายอากาศไดโพล.....	104
4.2.2 อภิวัดคู่ร่วมกับสายอากาศไดโพล	105
4.3 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน.....	108
4.4 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย.....	113

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.5 สรุป	114
5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	116
5.1 สรุปเนื้อหาของวิทยานิพนธ์.....	115
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา	116
รายการอ้างอิง.....	118
ภาคผนวก	121
ประวัติผู้เขียน.....	133



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1	คุณสมบัติของวัสดุฐานรอง.....38
3.2	ค่าที่คำนวณได้จากวัสดุชนิด GML-1000 เพื่อใช้ออกแบบ42
3.3	ค่าพารามิเตอร์ของอินเตอร์ดิจิตัล49
3.4	ค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองโครงสร้างเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล.....70
3.5	พารามิเตอร์จากการจำลองแบบสายอากาศไดโพลที่ความถี่ 1.8 GHz และ 5.5 GHz79
3.6	ค่าอัตราขยายจากผลการจำลองสายอากาศไดโพล86
3.7	ค่าอัตราขยายจากผลการจำลองสายอากาศไดโพลร่วมกับอภิวัดและตัวสะท้อน101
4.1	ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้สร้างอภิวัด.....103
4.2	สรุปผลคุณสมบัติของสายอากาศไดโพลเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัด.....114

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 คุณสมบัติของอภิวัดศุ.....	7
2.2 โครงสร้างแถวลำดับเส้นลวด	8
2.3 ตัวดูดซับคลื่นอภิวัดศุและกระแสเชิงผิวที่ความถี่ต่าง ๆ	9
2.4 โครงสร้างตัวกำทอนชนิดวงแหวนแยก	10
2.5 สายอากาศอภิวัดศุแบนด์กว้างโดยโครงสร้าง MNG แบบไม่รายคาบ	10
2.6 อภิวัดศุช่วยส่งผ่านคลื่นของสายอากาศ.....	11
2.7 โครงสร้างอภิวัดศุดูดซับคลื่นสองความถี่และพอยน์ดิงเวกเตอร์ความถี่ 2.7 และ 5.0 THz.....	12
2.8 โครงสร้างพื้นผิวเลือกความถี่สองความถี่.....	13
2.9 วัสดุกรองความถี่หลายโหมดที่ความถี่ 1.8 GHz และ 6.85 GHz	14
2.10 กระแสเชิงผิวของพื้นผิวเลือกความถี่ 5 ความถี่ ที่ 1.84 GHz 6.09 GHz 8.16 GHz 10.16 GHz และ 12.98 GHz	14
2.11 แบบจำลองของ (ก) วงจรสมมูลและ (ข) สนามไฟฟ้า 3 ความถี่ ที่ 4.32 GHz 7.55 GHz และ 9.76 GHz.....	15
2.12 กระแสเชิงผิวตัวดูดซับคลื่นอภิวัดศุด้วยโครงสร้างแบบเชรูชาเลม (ก) ที่ความถี่ 8.7 GHz และ (ข) ร่วมกับโหนดแบบ SRR ที่ความถี่ 8.8 GHz และ 10.5 GHz.....	16
2.13 การติดตั้งสายอากาศไดโพลกับอภิวัดศุ.....	17
2.14 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพลร่วมกับอภิวัดศุแบบ (ก) ENG (ข) MNG และ (ค) NZI.....	18
2.15 ความยาวของสายอากาศไดโพลพื้นฐาน.....	20
2.16 โครงสร้างเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขึ้น โดยมีค่าอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์ $K < 1$	22
2.17 โครงสร้างเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขึ้น โดยมีค่าอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์ $K < 1$	22
2.18 ค่าการเลื่อนและการลดทอนของความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดจากเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขึ้น ค่าอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์ $K < 1$	23
2.19 ค่าการเลื่อนและการลดทอนของความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดจากเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขึ้น ค่าอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์ $K > 1$	24
2.20 โครงสร้างโหนดความจุแบบอินเตอร์ดิคัล	25
2.21 แผนผังของคลื่นที่เดินทางผ่านอภิวัดศุในอากาศว่าง	26

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.22 ลักษณะการโพลาริซซ์ของสายอากาศไดโพล.....	29
2.23 ระบบพิกัดที่ใช้แสดงคุณสมบัติของการแผ่พลังงานของคลื่น	32
2.24 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพลในระนาบสามมิติและระนาบสองมิติ	33
2.25 แบบรูปการแผ่พลังงานของคลื่น (ก) แบบไอโซทรอปิก (ข) แบบรอบตัวในระนาบเดียวและ (ค) แบบมีทิศทาง.....	34
2.26 การแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศที่ต้องการพิจารณา.....	35
3.1 โครงสร้างพื้นฐาน (ก) เส้นลวดตัวนำ และ (ข) เส้นตัวนำรูปตัว I	43
3.2 การจำลองแบบเซลล์หนึ่งหน่วย	43
3.3 ค่า S-parameters ของโครงสร้างเส้นลวดตัวนำที่ L= 60 มม.....	45
3.4 ค่า S-parameters ของโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I ที่ L= 60 มม.....	45
3.5 ค่า S_{21} เปรียบเทียบค่า L ของโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I.....	46
3.6 ค่า S_{21} เปรียบเทียบค่า W_1 ของโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I.....	47
3.7 โครงสร้างพารามิเตอร์ของอินเตอร์ดิจิทัล	48
3.8 โครงสร้างของ (ก) เส้นตัวนำรูปตัว I และ (ข) เส้นตัวนำรูปตัว I ร่วมกับอินเตอร์ดิจิทัล.....	49
3.9 ค่า S-parameters เปรียบเทียบโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I และ โครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I ร่วมกับอินเตอร์ดิจิทัล.....	51
3.10 กระแสเชิงผิวที่ความถี่ 1.8 GHz ของโครงสร้าง (ก) เส้นตัวนำรูปตัว I และ (ข) เส้นตัวนำรูปตัว I ร่วมกับอินเตอร์ดิจิทัล	51
3.11 กระแสเชิงผิวที่ความถี่ 5.5 GHz ของโครงสร้าง (ก) เส้นตัวนำรูปตัว I และ (ข) เส้นตัวนำรูปตัว I ร่วมกับอินเตอร์ดิจิทัล	52
3.12 ค่า S-parameters ของแบบจำลองโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I และ โครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I ร่วมกับอินเตอร์ดิจิทัล.....	53
3.13 กระแสเชิงผิวที่ความถี่ 5.5 GHz ของโครงสร้าง (ก) เส้นตัวนำรูปตัว I และ (ข) เส้นตัวนำรูปตัว I ร่วมกับอินเตอร์ดิจิทัล	53
3.14 โครงสร้างเซลล์หนึ่งหน่วยของ (ก) เยรูชาเลม และ (ข) เยรูชาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิทัล	55

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.15 เปรียบเทียบค่า S-parameters โครงสร้างเยรูซาเลมและโครงสร้างเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ ดิจิตัล.....	56
3.16 ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของโครงสร้างเยรูซาเลมและโครงสร้างเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ ดิจิตัล.....	57
3.17 ค่าความซาบซึ่มแม่เหล็กของโครงสร้างเยรูซาเลมและโครงสร้างเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ ดิจิตัล.....	57
3.18 ค่าดัชนีหักเหของโครงสร้างเยรูซาเลมและโครงสร้างเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล.....	58
3.19 กระแสเชิงผิวความถี่ 1.8 GHz ของโครงสร้าง (ก) เยรูซาเลม และ (ข) เยรูซาเลมร่วมกับ อินเตอร์ดิจิตัล.....	59
3.20 กระแสเชิงผิวความถี่ 5.5 GHz ของโครงสร้าง (ก) เยรูซาเลม และ (ข) เยรูซาเลมร่วมกับ อินเตอร์ดิจิตัล.....	60
3.21 แบบจำลองการลดความยาว L_a ของอภิวัดคู่.....	61
3.22 ค่า S_{21} ของแบบจำลองอภิวัดคู่เมื่อมีการปรับความยาว L_a	62
3.23 ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของแบบจำลองอภิวัดคู่เมื่อมีการปรับความยาว L_a	63
3.24 แบบจำลองผลกระทบจากจำนวนขาของอินเตอร์ดิจิตัลของอภิวัดคู่.....	63
3.25 ค่า S_{21} ของแบบจำลองอภิวัดคู่เมื่อมีการปรับจำนวนขาของอินเตอร์ดิจิตัล.....	64
3.26 ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของแบบจำลองอภิวัดคู่เมื่อมีการปรับจำนวนขาของอินเตอร์ดิจิตัล.....	65
3.27 แบบจำลองผลกระทบจากการเพิ่มขนาดของ W_4 ของอภิวัดคู่.....	65
3.28 ค่า S_{21} ของแบบจำลองอภิวัดคู่เมื่อมีการปรับขนาดของ W_4	66
3.29 ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของแบบจำลองอภิวัดคู่เมื่อมีการปรับขนาดของ W_4	67
3.30 แบบจำลองผลกระทบจากการปรับค่า g ของอภิวัดคู่.....	67
3.31 ค่า S_{21} ของแบบจำลองอภิวัดคู่เมื่อมีการปรับขนาดของ g	68
3.32 ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของแบบจำลองอภิวัดคู่เมื่อมีการปรับขนาดของ g	69
3.33 พารามิเตอร์ของแบบจำลองโครงสร้างเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล.....	69
3.34 ค่า S-parameters ของแบบจำลองอภิวัดคู่แบบเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล.....	71

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.35 ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กของแบบจำลองอภิวัดแบบเยรูซาเลม ร่วมกับอินเตอร์ดิคิทัต.....	71
3.36 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของแบบจำลองเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิคิทัต	73
3.37 กระแสเชิงผิวของแบบจำลองเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิคิทัต.....	74
3.38 สนามไฟฟ้าของแบบจำลองเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิคิทัตเรียงกันแบบแถวลำดับ	76
3.39 สนามไฟฟ้าของแบบจำลองเยรูซาเลมเรียงกันแบบแถวลำดับ.....	77
3.40 วงจรสมมูลของเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิคิทัต	78
3.41 โครงสร้างแบบจำลองสายอากาศไดโพล	79
3.42 ค่า S-parameters ของสายอากาศไดโพลต้นแบบ.....	80
3.43 พฤติกรรมสนามไฟฟ้าของสายอากาศไดโพลต้นแบบ	82
3.44 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพลต้นแบบ	83
3.45 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพลต้นแบบที่ความถี่ 5.5 GHz	86
3.46 แบบจำลองอภิวัดแถวลำดับจำนวน 5×5 อิลิเมนต์.....	87
3.47 ค่า S_{11} จากการศึกษาระยะการวางสายอากาศไดโพลต้นแบบร่วมกับอภิวัด	88
3.48 ค่า S_{11} จากการศึกษาขนาดการวางสายอากาศไดโพลต้นแบบร่วมกับอภิวัด	90
3.49 ค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลและเปรียบเทียบผลเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัดและตัวสะท้อนที่ ความถี่ 1.8 GHz	91
3.50 ค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลและเปรียบเทียบผลเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัดและตัวสะท้อนที่ ความถี่ 5.5 GHz	92
3.51 แบบรูปการแผ่พลังงานของอภิวัดร่วมกับสายอากาศไดโพลที่ความถี่ 1.8 GHz	93
3.52 แบบรูปการแผ่พลังงานตัวสะท้อนร่วมกับสายอากาศไดโพลที่ความถี่ 1.8 GHz.....	95
3.53 แบบรูปการแผ่พลังงานอภิวัดร่วมกับสายอากาศไดโพลที่ความถี่ 5.5 GHz	97
3.54 แบบรูปการแผ่พลังงานตัวสะท้อนร่วมกับสายอากาศไดโพลที่ความถี่ 5.5 GHz.....	99
4.1 อภิวัดแถวลำดับจำนวน 5×5 อิลิเมนต์.....	102
4.2 พารามิเตอร์ของอภิวัด.....	103

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.3 ค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลวัดทดสอบที่ความถี่ 1.8 GHz.....	104
4.4 ค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลวัดทดสอบที่ความถี่ 5.5 GHz.....	105
4.5 การติดตั้งสายอากาศไดโพลเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัดศู.....	106
4.6 ค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลและสายอากาศไดโพลร่วมกับอภิวัดศู โดยเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลวัดทดสอบที่ความถี่ 1.8 GHz.....	107
4.7 ค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลและสายอากาศไดโพลร่วมกับอภิวัดศู โดยเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลวัดทดสอบที่ความถี่ 5.5 GHz.....	107
4.8 การติดตั้งสายอากาศเพื่อวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามไฟฟ้าอภิวัดศู.....	109
4.9 การติดตั้งสายอากาศเพื่อวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามแม่เหล็กอภิวัดศู.....	110
4.10 แบบรูปการแผ่พลังงานของอภิวัดศูที่ความถี่ 1.8 GHz.....	111
4.11 แบบรูปการแผ่พลังงานของอภิวัดศูที่ความถี่ 5.5 GHz.....	112

บทที่ 1

บทนำ

เนื้อหาในบทนี้เป็นการอธิบายถึงความเป็นมา และเหตุจูงใจ สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งประกอบด้วย ความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ แนวทางการดำเนินวิทยานิพนธ์ ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ และส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

1.1 ความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายในระบบแอลทีอี (long term evolution :LTE) และระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (wireless local area network :WLAN) ในชีวิตประจำวัน มีความต้องการเพิ่มมากขึ้นตามความต้องการของผู้ใช้ ทั้งในการรับส่งข้อมูลที่สูงขึ้นและการรองรับกับอุปกรณ์ที่มีมากขึ้น ส่งผลต่อผู้ประกอบการและนักวิจัยที่ต้องมีการพัฒนาระบบการสื่อสารอย่างต่อเนื่องเพื่อรองรับความต้องการดังกล่าว โดยจะคำนึงถึงการหาวัสดุกรรมต่าง ๆ เพื่อนำมาเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศเป็นส่วนใหญ่ ทั้งนี้ก็วัสดุก็เป็นนวัตกรรมที่นักวิจัยให้ความสนใจและนิยมนำมาประยุกต์ใช้งานอย่างหลากหลาย ซึ่งในหลายงานวิจัยได้มีการนำวัสดุมาปรับเปลี่ยนคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ทำให้ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (permittivity: ϵ) และค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (permeability: μ) เป็นลบแล้วนำมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับสายอากาศเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการรับ-ส่งสัญญาณ ยกตัวอย่างเช่น ตัวสะท้อน (reflector) ตัวส่งผ่าน (director) ตัวดูดซับ (absorber) และวัสดุฐานรอง (dielectric) เป็นต้น โดยงานวิจัยที่สร้างอภิวัดดูให้มีค่าซึมซาบทางแม่เหล็กเป็นลบจะออกแบบโดยประยุกต์ใช้โครงสร้างแบบวงแหวนแยก (split ring resonator :SRR) และเพิ่มจำนวนของวงแหวนเพื่อให้อภิวัดดูรองรับการทำงานได้หลายความถี่ เช่น การใช้โครงสร้างแบบวงแหวนคู่ (double rings) จะประกอบไปด้วยวงแหวนสองวง สามารถปรับความถี่แรกได้จากวงแหวนรอบนอกและความถี่ที่สองจากวงแหวนรอบใน สำหรับอภิวัดดูที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเป็นลบจะออกแบบโดยประยุกต์ใช้โครงสร้างแบบเส้นลวดตัวนำ (wire) และเชื่อมต่อเส้นลวดตัวนำหลายเส้นที่มีความยาวต่างกันกับเส้นลวดตัวนำหลักเพื่อรองรับการทำงานหลายความถี่ เช่น โครงสร้างแบบเยรูซาเลม (jerusalem) ที่มีการปรับความถี่แรกจากการปรับความยาวของเส้นลวดตัวนำหลักและความถี่ที่สองจากตัวนำปลายเส้นลวด

จากการศึกษางานวิจัยต้องมีการปรับของโครงสร้างให้มีความซับซ้อนและการเพิ่มจำนวนของโครงสร้างเพื่อออกแบบตามความถี่ที่ต้องการใช้งานก็ยังส่งผลถึงขนาดเช่นกัน หรือการออกแบบให้รองรับหลายความถี่ เพื่อให้ครอบคลุม ระบบการใช้งานในการสื่อสารเพียงระบบเดียว ซึ่งจากหลายงานวิจัยที่ออกแบบโครงสร้างให้อภิวัดสามารถรองรับการทำงานได้หลายความถี่จากการประยุกต์จากโครงสร้างพื้นฐานของอภิวัด พบว่า โครงสร้างของเยรูซาเลมจะวิธีการปรับความถี่ได้อย่างชัดเจน แต่โครงสร้างนี้โดยทั่วไปแล้วจะต้องออกแบบให้มีขนาดเท่ากับ 0.5λ ของความถี่ใช้งานโดยขนาดดังกล่าวยังถือว่าไม่กะทัดรัดพอสำหรับการนำไปออกแบบเพื่อใช้งานร่วมกับสายอากาศ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงสนใจนำเทคนิคของอินเตอร์ดิจิตัล (Interdigital) โดยใช้หลักการปรับความยาวทางไฟฟ้า (electrical length) ให้มีค่าเท่ากับ 0.5λ ที่ความถี่ใช้งานแต่ความยาวทางกายภาพ (physical length) จะมีค่าน้อยกว่า 0.5λ ส่งผลให้ขนาดของอภิวัดมีขนาดเล็กลง ซึ่งโครงสร้างของอินเตอร์ดิจิตัลจะถูกทำไปเชื่อมต่อไว้ที่ปลายสายนำสัญญาณแทนที่ตัวนำที่ปลายเดิมของโครงสร้างเยรูซาเลมส่งผลให้ขนาดของโครงสร้างหรือความยาวทางกายภาพลดลงไป 0.5 เท่าของขนาดเดิมที่เท่ากับ 0.5λ เป็น 0.25λ แต่ความยาวทางไฟฟ้ายังเท่าเดิม นอกจากนี้การเชื่อมต่ออินเตอร์ดิจิตัลไปที่ปลายสายนำสัญญาณของโครงสร้างเยรูซาเลมจะมีผลต่อการปรับความถี่ที่สองอย่างชัดเจนและยังส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของวัสดุที่ความถี่ใช้งานทั้งสองให้มีความเป็นลบ (epsilon negative medium :ENG)

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการออกแบบอภิวัดที่ทำงานได้สองความถี่เพื่อรองรับการใช้งานในระบบ LTE และ WLAN ในย่านความถี่ 1.8 GHz และ 5.5 GHz โดยการใช้โครงสร้างเยรูซาเลมที่สามารถทำงานได้สองความถี่ร่วมกับเทคนิคของอินเตอร์ดิจิตัล โดยการนำมาเชื่อมต่อที่ปลายสายนำสัญญาณแทนที่ตัวนำปลายสายเดิมของโครงสร้างเยรูซาเลม เพื่อปรับความถี่ที่สองและยังทำให้โครงสร้างมีขนาดกะทัดรัดเหมาะกับการนำมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับสายอากาศเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้อัตราขยายสูงขึ้น

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อออกแบบอภิวัดที่ใช้งานสำหรับระบบ LTE และ WLAN ที่ช่วงความถี่ 1.8 GHz และ 5.5 GHz ตามลำดับ

1.2.2 สร้างอภิวัดต้นแบบ และ วัดทดสอบ

1.3 สมมติฐานของการวิจัย

1.3.1 ถ้าทำการใช้โครงสร้างเยรูซาเลมจะทำให้รองรับการใช้งานได้สองช่วงความถี่

1.3.2 การเพิ่มเทคนิคการใช้อินเตอร์ดิจิตัล ทำให้อิวัตศุสามารถปรับความถี่ใช้งานและขนาดเซลล์หนึ่งหน่วย (unit cell) ที่เล็กลงได้

1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.4.1 สร้างอิวัตศุสำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบ LTE และ WLAN ที่ช่วงความถี่ 1.8 GHz และ 5.5 GHz ตามลำดับ

1.4.2 ใช้โปรแกรม CST microwave studio 2016 ในการจำลองแบบ

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

1.5.1 จำลองอิวัตศุด้วยโปรแกรม CST microwave studio ให้ใช้งานในสองช่วงความถี่

1.5.2 จำลองสายอากาศที่ใช้งานร่วมกับอิวัตศุต้นแบบ

1.5.3 สร้างอิวัตศุต้นแบบ และวัดทดสอบวิเคราะห์ผลที่ได้

1.6 วิธีดำเนินการวิจัย

1.6.1 ใ้อิวัตศุที่รองรับการทำงานทั้งสองความถี่ สำหรับระบบ LTE และ WLAN ที่ช่วงความถี่ 1.8 GHz และ 5.5 GHz ตามลำดับ ซึ่งมีคุณสมบัติของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเป็นลบ

1.6.2 สามารถเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศให้มีอัตราขยายสูง

1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบออิวัตศุสองความถี่ด้วยใช้โครงสร้างเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล สำหรับระบบ LTE และ WLAN ที่มีขนาดเล็ก มีขนาดเซลล์หนึ่งหน่วยเป็น 0.25λ ของความถี่ใช้งาน กระบวนการทำงานสำหรับการออกแบบออิวัตศุสองความถี่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะประกอบไปด้วย 3 ส่วน คือ ในออิวัตศุที่ทำการออกแบบมีวัตถุประสงค์ คือ ต้องการใช้งานสำหรับระบบ LTE และ WLAN ที่ช่วงความถี่ 1.8 GHz และ 5.5 GHz ตามลำดับ โดยต้องออกแบบจากเซลล์หนึ่งหน่วยที่มีขนาดเล็กและมีคุณสมบัติของวัสดุเป็นลบ กระบวนการในส่วนที่สอง คือ การนำออิวัตศุที่ทำการออกแบบมาประยุกต์ใช้ร่วมกับสายอากาศ โดยการวางสายอากาศไว้ศูนย์กลางด้านหน้าออิวัตศุ และกระบวนการสุดท้าย คือ การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของออิวัตศุที่ทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อนร่วมกับสายอากาศที่มีอัตราขยายสูงทั้งสองช่วงความถี่

1.8 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

เนื้อหาวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการศึกษาค้นคว้า รวบรวมข้อมูล วิเคราะห์ และสรุปผล สำหรับอภิวัดสองช่วงความถี่ ประกอบไปด้วยเนื้อหาทั้งหมด 5 บทด้วยกัน

บทที่ 1 กล่าวถึงความจำเป็นและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของการวิจัย สมมุติฐานของการวิจัย ขอบเขตของการวิจัย ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ นวัตกรรมของงานวิจัยนี้ และการจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับอภิวัด คุณสมบัติของอภิวัด รูปแบบโครงสร้างที่รองรับการทำงานหลายความถี่ การลดขนาดและปรับความถี่ การประยุกต์ใช้งานอภิวัด นอกจากนี้ยังกล่าวถึงค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซิมชาบทางแม่เหล็ก และทฤษฎีพื้นฐานของสายอากาศ

บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบอภิวัดด้วยโปรแกรม CST microwave studio 2016 การปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ โดยพิจารณาจากค่า S-parameters ได้แก่ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า ค่าความซิมชาบแม่เหล็ก พฤติกรรมทางสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก และกระแสเชิงผิวที่ความถี่ที่ได้ออกแบบ

บทที่ 4 กล่าวถึงผลการทดลอง การสร้างและวัดทดสอบสายอากาศต้นแบบ การออกแบบระบบการใช้งานอภิวัดร่วมกับสายอากาศไดโพลต้นแบบ ซึ่งจะมีการวัดค่า S-parameters การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานและอัตราขยาย

บทที่ 5 กล่าวถึงสรุปผลการวิจัยและคุณสมบัติสายอากาศเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัด ปัญหาที่เกิดขึ้นข้อเสนอแนะอีกทั้งแนวทางในการแก้ปัญหา และการพัฒนาต่อไปในอนาคต

บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

การสื่อสารโทรคมนาคมมีการพัฒนาไปอย่างรวดเร็วในเทคโนโลยีหลาย ๆ ด้าน อาทิเช่น ด้านการสื่อสารแบบไร้สาย เพื่อการศึกษา สร้างความบันเทิง หรือการประกอบธุรกิจ ด้านอุตสาหกรรมการเกษตร และด้านการแพทย์ เป็นต้น ซึ่งในด้านทั้งหมดที่กล่าวมานั้น ล้วนมีความต้องการสายอากาศที่มีประสิทธิภาพสูงมาช่วยในการพัฒนาการสื่อสารและรับส่งข้อมูล โดยเฉพาะในการสื่อสารด้วยการใช้อุปกรณ์ที่มีความนิยมอย่างมาก เช่น สมาร์ทโฟน โน้ตบุ๊ค และเครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆ เพื่อรองรับการใช้งานหลากหลายด้าน และจำนวนของอุปกรณ์ที่มีจำนวนมากขึ้น ทำให้สายอากาศที่นำมาใช้ในการส่งข้อมูลมีความจำเป็นที่ต้องพัฒนาคุณสมบัติของสายอากาศให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น ดังนั้น งานวิจัยนี้จึงได้ศึกษาการนำอภิวัดคุมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับสายอากาศ

ในบทนี้ได้ทำการศึกษาผลงานวิจัยที่ผ่านมาโดย อาศัยฐานข้อมูลที่มีการยอมรับอย่างกว้างขวาง เช่น ฐานข้อมูล scopus ที่มีการรวบรวมบทความทางวิชาการจากทุกฐานข้อมูล นอกจากนี้ยังได้สืบค้นข้อมูลจากแหล่งอื่น ๆ เช่น จากเครือข่ายอินเทอร์เน็ต จากห้องสมุดของมหาวิทยาลัยต่างๆ โดยจะนำผลจากการสืบค้นไปเป็นแนวทางในการดำเนินการวิจัยต่อไป ผู้วิจัยได้เสนอรายละเอียดและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง โดยเรียงลำดับดังต่อไปนี้ ปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับอภิวัดคุม คุณสมบัติของอภิวัดคุม รูปแบบโครงสร้างที่รองรับการทำงานหลายความถี่ การใช้งานอภิวัดคุมร่วมกับสายอากาศ เพื่อศึกษาและการประยุกต์ใช้ในการออกแบบอภิวัดคุมให้รองรับการใช้งานหลายความถี่เพื่อนำไปใช้เพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ นอกจากนี้ยังต้องการอภิวัดคุมที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน ปรับความถี่ได้ง่าย และขนาดกะทัดรัด จึงได้ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับโครงสร้างที่นำมาใช้ออกแบบเพื่อลดขนาดและปรับความถี่ การหาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (permittivity: ϵ_r) (และค่าความซึมซาบแม่เหล็ก(permeability: μ_r) ของอภิวัดคุมจากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน และทฤษฎีพื้นฐานของสายอากาศ โดยจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไปตามลำดับ

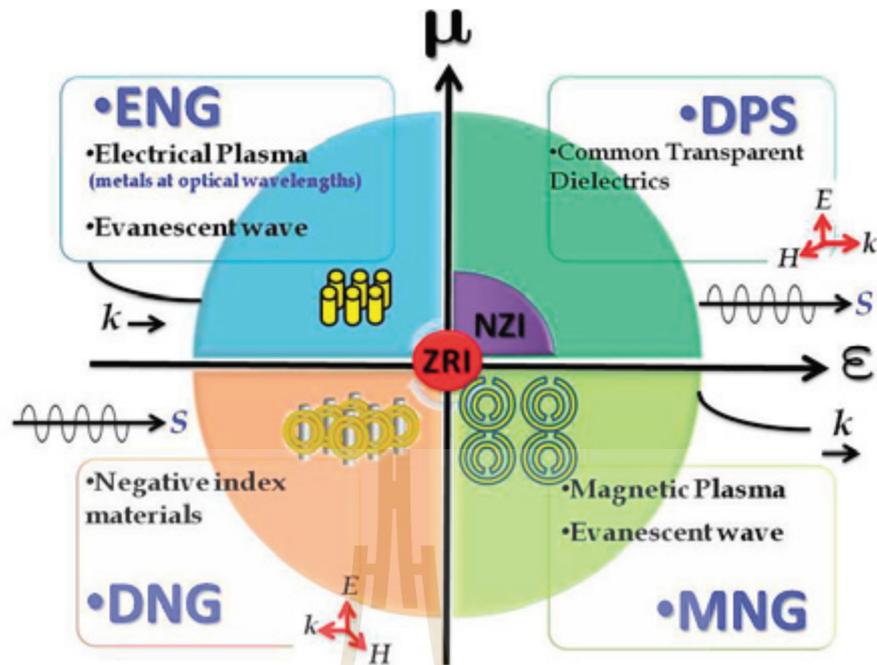
2.2 ปรัชญาวิศวกรรมที่เกี่ยวข้อง

ปัจจุบันมีหลายงานวิจัยเกี่ยวกับระบบการสื่อสารไร้สายที่มุ่งเน้นการเพิ่มประสิทธิภาพในการรับและส่งสัญญาณเพื่อรองรับการใช้งานที่เพิ่มขึ้นตามจำนวนของผู้ใช้งาน ดังนั้นการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศที่นำมาใช้งานจึงเป็นสิ่งที่ต้องคำนึงถึงเป็นลำดับแรก โดยมีหลายงานวิจัยได้นำเสนอการนำอภิวัดมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับสายอากาศเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพที่ต้องการตามการใช้งานนั้น ซึ่งคุณสมบัติของอภิวัดที่นำมาใช้งานมีความหลากหลาย ในงานวิจัยนี้จึงได้ศึกษาเกี่ยวกับคุณสมบัติของอภิวัด เพื่อการออกแบบและนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นลำดับแรก ต่อมาได้ศึกษารูปแบบโครงสร้างที่รองรับการทำงานหลายความถี่ เพื่อศึกษาการปรับความถี่ของแต่ละโครงสร้าง และการนำไปใช้งานร่วมกับสายอากาศไดโพลที่ได้ออกแบบไว้ โดยจะกล่าวถึงการประยุกต์ใช้งานอภิวัดร่วมกับสายอากาศไดโพลเป็นลำดับถัดไป

2.2.1 คุณสมบัติของอภิวัด

อภิวัด (metamaterial) (หรือ วัสดุแม่เหล็กไฟฟ้าสังเคราะห์) สร้างขึ้นได้โดยการปรับเปลี่ยนคุณสมบัติพิเศษทางแม่เหล็กไฟฟ้า เป็นวัสดุที่ไม่สามารถพบได้หรือเกิดตามธรรมชาติ ซึ่งทำให้เกิดปรากฏการณ์ทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แปลกใหม่ มีลักษณะของเซลล์เรียงกันแบบรายคาบ (N. Angkawisittpan, 2010) ประกอบจากเซลล์ย่อยขนาดเล็กหลายจำนวน สามารถออกแบบคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ต่างออกไปจากที่มีอยู่ในธรรมชาติ ในงานวิจัยเกี่ยวกับอภิวัดที่ได้ศึกษามานั้น โดยส่วนใหญ่จะนิยมนำอภิวัดมาใช้งานได้หลากหลายด้านร่วมกับสายอากาศ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในระบบการสื่อสารไร้สาย ซึ่งงานวิจัยที่ผ่านมาได้มีการสร้างอภิวัดจากการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของวัสดุธรรมชาติ และมีจุดมุ่งหมายเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการรับและส่งสัญญาณ อภิวัดที่นำมาใช้งานนั้นก็มียุคสมบัติแตกต่างกัน ทั้งเป็นตัวสะท้อน ตัวส่งผ่าน ตัวดูดซับ และวัสดุฐานรอง เป็นต้น

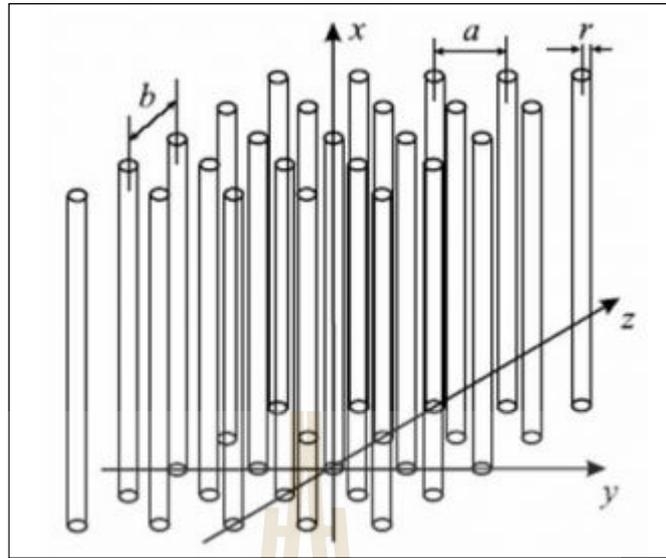
คุณสมบัติของอภิวัดจะมีการจำแนกตามค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (permittivity: ϵ) และค่า (ความซึมซาบแม่เหล็ก (permeability: μ)) ซึ่งก็ขึ้นกับรูปร่างหรือโครงสร้างของวัสดุ โดยวัสดุทั่วไปที่พบได้ตามธรรมชาตินั้น ส่วนใหญ่จะมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็ก เป็นบวกทั้งคู่ (double positive materials :DPS) และมีวัสดุบางประเภทที่มีค่าใดค่าหนึ่งเป็นลบ (single negative : SNG) จะแบ่งได้ 2 ประเภท คือ ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเป็นลบ (epsilon negative medium :ENG) (หรือค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบ) mu negative medium :MNG(นอกจากจากนี้ยังมีวัสดุที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบทั้งคู่ (double negative materials :DNG) จากรูปที่ 2.1 คุณสมบัติของอภิวัดหลัก ๆ จะแบ่งออกเป็น 3 ประเภท ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.1 คุณสมบัติของอภิวัดดู (S. Chaimool and P. Akkaraekthalin, 2011)

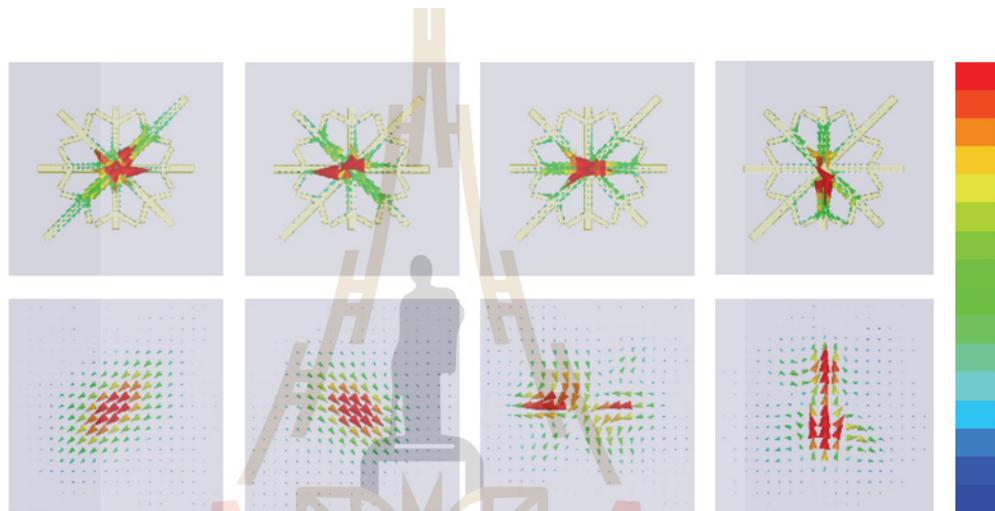
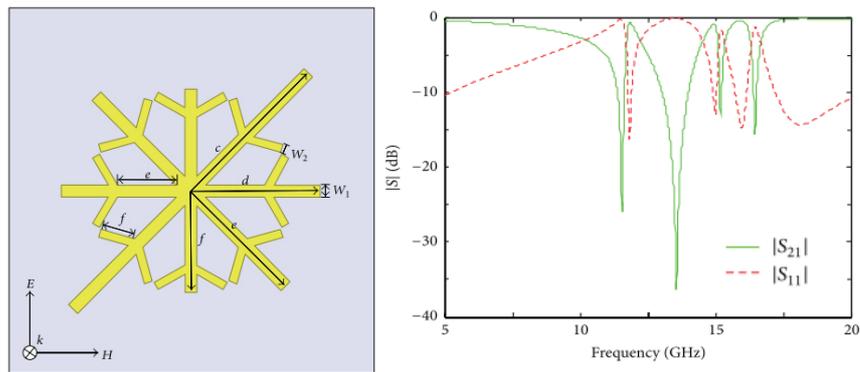
2.2.1.1 ENG (epsilon negative medium)

วัสดุที่มีค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (permeability: μ) เป็นบวกและค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (permittivity: ϵ) เป็นลบ จะทำให้เกิดคลื่นผิว (evanescent wave) โดยจากการศึกษา (เปลี่ยนแปลงค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเป็นลบจะเกิดขึ้นเนื่องจากการปรับความเข้มของสนามไฟฟ้าให้มีความหนาแน่นเพิ่มขึ้น หรือปรากฏการณ์ที่เปลี่ยนจากแสงเป็นไฟฟ้า) electrical plasma (ได้โดยผ่านกระบวนการสั่นสะเทือนของอิเล็กตรอน (plasmon resonances) ในอนุภาคขนาดนาโน ซึ่งปรากฏการณ์นี้เกิดขึ้นได้บนผิวโลหะ โดยแรกเริ่มจากงานวิจัยของ J.B. Pendry et al, 1996 ได้ทดลองเกี่ยวกับอภิวัดดูที่ถูกประดิษฐ์ขึ้นมาจากเส้นลวดตัวนำทั่วไป ในงานวิจัยชิ้นนี้ เขาได้นำเสนอโครงสร้างอภิวัดดูตัวกลางที่มีค่า ϵ เป็นลบ จากการนำเส้นลวดตัวนำ (wire) มาเรียงกันเป็นแบบแถวลำดับ) array $a, b < \lambda$ ที่กำหนดระยะห่าง (และค่า $r < a, b$ ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 โครงสร้างแถวลำดับเส้นลวด (J.B. Pendry et al, 1996)

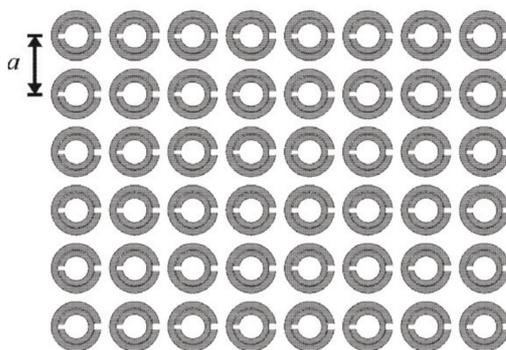
ต่อมาได้มีหลายงานวิจัยที่สนใจเกี่ยวกับอภิวัดแล้วทำการออกแบบโดยประยุกต์จากโครงสร้างแบบเส้นตัวนำเนื่องจากง่ายต่อการออกแบบ ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์จึงสนใจเกี่ยวกับอภิวัดที่มีคุณสมบัติแตกต่างกันและถูกออกแบบโครงสร้างสำหรับการรองรับการใช้งานหลายความถี่ เพื่อศึกษาการปรับความถี่จากโครงสร้างดังกล่าว ดังแสดงในรูปที่ 2.3 จะเป็นอภิวัดที่มีคุณสมบัติเป็นตัวดูดซับคลื่น พบว่า ในการออกแบบโครงสร้างจะออกแบบให้อภิวัดมีคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยทำให้ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าหรือค่าซึมซาบทางแม่เหล็กมีค่าเป็นลบ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ และการนำไปใช้งานจะต้องมีการคำนึงถึงเฟสของคลื่นที่มีการส่งจากสายอากาศที่นำไปใช้ที่สำคัญ ซึ่งงานวิจัยของ Y. Tian, G. Wen, and Y. Huang, 2013 ได้ ออกแบบอภิวัดโดยใช้โครงสร้างเกล็ดหิมะ ประกอบด้วย กิ่งหลักที่แตกออกมาด้านข้างไม่เท่ากัน 3 กิ่ง ทั้งสองฝั่งรวมเป็นกิ่งด้านข้าง 6 กิ่ง เพื่อให้ทำงานได้ 4 ความถี่ ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 10 GHz ถึง 17.5 GHz โดยจะปรับความถี่จากการปรับที่กิ่งหลัก ที่มีค่าวัสดุเป็น ENG ขนาดโครงสร้าง $9 \times 9 \text{ mm}^2$ หรือประมาณ $\lambda/2$ ข้อสังเกตของงานวิจัยนี้คือช่องแถบความถี่แคบ และการปรับความถี่ซับซ้อนเนื่องจากต้องปรับตามสมการที่ประกอบไปด้วยพารามิเตอร์หลายตัวแปร



รูปที่ 2.3 ตัวดูดซับคลื่นอภิวัดและกระแสเชิงผิวที่มีความถี่ 11.55 GHz 13.58 GHz 15.22 GHz และ 16.82 GHz (Y. Tian, G. Wen, and Y. Huang, 2013)

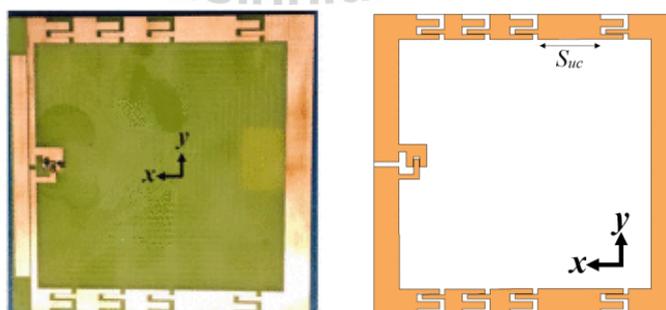
2.2.1.2 MNG (mu negative medium)

วัสดุที่มีค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (permeability: μ) เป็นลบและค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (permittivity: ϵ) เป็นบวก จากการศึกษายืนยันแปลงค่าซึมซาบทางแม่เหล็กเป็นลบ จะเกิดขึ้นเนื่องจากการปรับความเข้มของสนามแม่เหล็กให้มีความหนาแน่นเพิ่มขึ้น โดยแรกเริ่มจากงานวิจัยของ J.B. Pendry et al, 1996 ได้นำเสนอโครงสร้างของอภิวัดที่มีค่าซึมซาบได้ของแม่เหล็กเป็นลบ จากโครงสร้างตัวกำทอนแบบวงแหวนแยก (split ring resonators :SRR) โดยกำหนดค่า $a < \lambda$ ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 โครงสร้างตัวกำทอนชนิดวงแหวนแยก (J.B.Pendry et al, 1996)

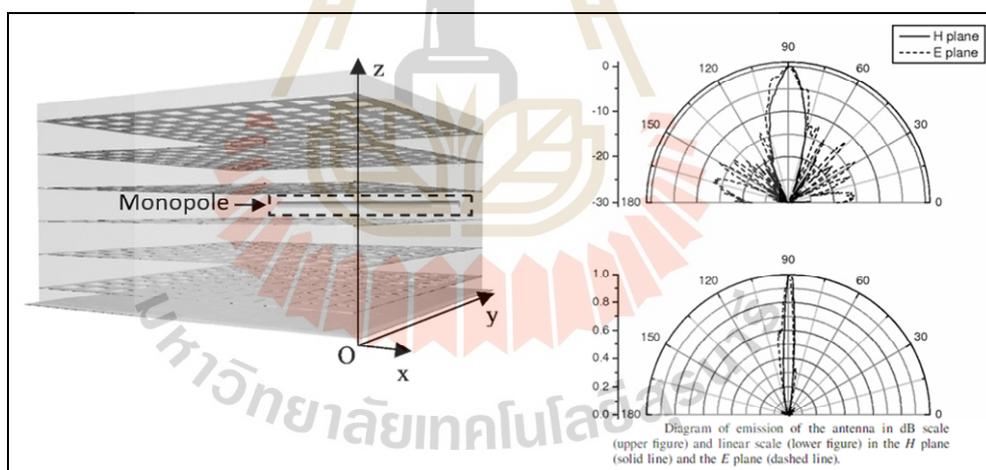
และต่อมาก็มีการนำโครงสร้างดังกล่าวข้างต้นมาประยุกต์ใช้งานมากมายโดยหลากหลายงานวิจัยก็ได้มีการปรับปรุงจากลักษณะวงแหวนแยกที่มีลักษณะจากวงกลมเป็นแบบสี่เหลี่ยมเพื่อง่ายต่อการออกแบบ หรือในการปรับลักษณะช่องว่างของวงแหวนให้มีลักษณะที่แปลกใหม่เพื่อปรับความถี่และเพิ่มการเรโซแนนซ์ทำให้อิวิสต์สามารถรองรับการใช้งานได้หลายความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 2.5 จะเป็นงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับอิวิสต์ที่ใช้เป็นตัวส่งผ่าน โดยส่วนใหญ่จะมีการทำให้คุณสมบัติของอิวิสต์มีค่าซับซ้อนทางสนามแม่เหล็กมีค่าติดลบ โดยงานวิจัยของ S. Ahdi Rezaeieh, M. A. Antoniadis, and A. M. Abbosh, 2016 ได้ออกแบบสายอากาศ ขนาด $9 \times 9 \text{ cm}^2$ จากเซลล์ขนาดหนึ่งหน่วยแบบ MNG แบบดัดโค้งตั้งแต่ 0.64 GHz ถึง 1.1 GHz อัตราขยาย 13 dBi ที่ความถี่ 0.83 GHz กับ 4.8 dBi ที่ความถี่ 1.1 GHz และโครงสร้างนี้ใช้การปรับความถี่ โดยพิจารณาจากผลของสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างช่องว่างของวงแหวน ซึ่งข้อสังเกตคือขนาดของโครงสร้างที่จะมีค่าประมาณ $\lambda/4$ แต่ใช้งานในช่องแถบความถี่เดียว และอัตราขยายยังไม่คงที่ทั้งสองความถี่



รูปที่ 2.5 สายอากาศอิวิสต์แบบดัดโค้งโดยโครงสร้าง MNG แบบไม่เรโซแนนซ์ (S. Ahdi Rezaeieh, M. A. Antoniadis, and A. M. Abbosh, 2016)

2.2.1.3 DNG (double negative medium)

วัสดุที่มีค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (permeability: μ) และค่าของสภาพยอมทางไฟฟ้า (permittivity: ϵ) เป็นลบ ซึ่งส่งผลให้ค่าดัชนีหักเห (refraction index: n) เป็นลบ ทำให้เกิดคลื่นเดินทางในทิศทางย้อนกลับ (backward wave) หรือเรียกว่าความเร็วเฟสติดลบ และจากงานวิจัยของ Veselgo, 1968 ได้ตั้งสมมติฐานและหาคำตอบเชิงทฤษฎีว่าเมื่อคลื่นระนาบเดินทางเข้าไปยังตัวกลางที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบทั้งคู่จะเกิดผลอย่างไร ผลการศึกษาของเขาพบว่าทิศทางของพอยน์ติงเวกเตอร์ (pointing vector) จะขนานกับทิศทางของความเร็วเฟสแต่มีทิศทางตรงกันข้าม ในหลายงานวิจัยนิยมนำอภิวัดคู่ประเภทนี้มาออกแบบเป็นวัสดุฐานรอง (dielectric) ดังที่แสดงในรูปที่ 2.6 งานวิจัยของ S. Enoch, G. Tayeb, P. Sabouroux, N. Guérin, and P. Vincent, 2002 สร้างวัสดุฐานรองโดยการใช้โครงสร้างวงแหวนสี่เหลี่ยมช่องว่างบนแผ่นทองแดง โดยประยุกต์จากหลักการวงแหวนแบบแยก ทำให้อภิวัดคู่มีคุณสมบัติเป็น MNG เรียงซ้อนกัน 6 ชั้น บนชั้นกราวด์ ใช้งานที่ความถี่ 14.65 GHz และประยุกต์หลักการเส้นตัวนำที่ทำให้วัสดุมีคุณสมบัติเป็น ENG



รูปที่ 2.6 อภิวัดคู่ช่วยส่งผ่านคลื่นของสายอากาศ (S. Enoch, G. Tayeb, P. Sabouroux, N. Guérin, and P. Vincent, 2002)

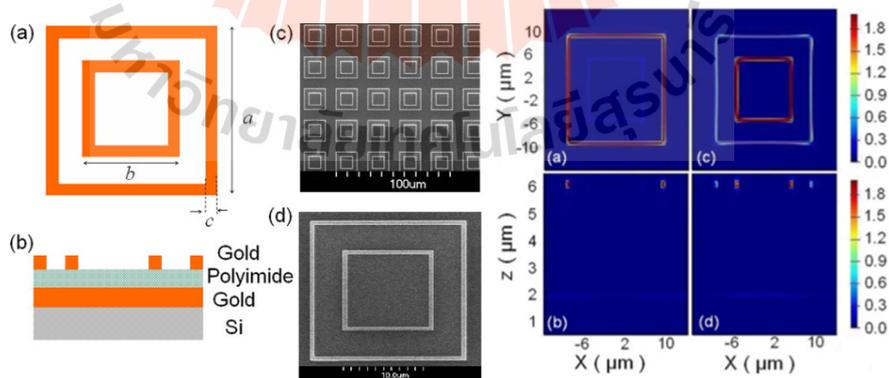
จากคุณสมบัติของอภิวัดคู่ข้างต้น พบว่าการออกแบบอภิวัดคู่ที่รองรับการใช้งานหลายความถี่นั้นนิยมนำออกแบบโครงสร้างให้ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเป็นลบ (epsilon negative medium :ENG) หรือค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบ (mu negative medium :MNG) โดยใช้วิธีการในการปรับความถี่ที่ซับซ้อนแตกต่างกันตามโครงสร้างที่ออกแบบโดยประยุกต์จากหลักการที่กล่าว

ไว้ในข้างต้น ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ศึกษารูปแบบโครงสร้างและเทคนิคที่นิยมนำมา ออกแบบและนำมาประยุกต์ใช้เพื่อรองรับการทำงานหลายความถี่ ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

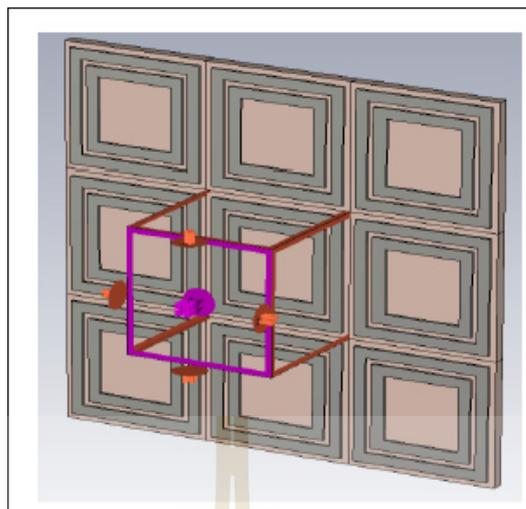
2.3 รูปแบบโครงสร้างที่รองรับการทำงานหลายความถี่

จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับรูปแบบโครงสร้างที่ทำงานหลายความถี่ จะนิยมนำรูปแบบโครงสร้างให้ง่ายต่อการสร้างและมีการปรับความถี่ที่ชัดเจน โดยจะนิยมนำรูปแบบ เริ่มจากโครงสร้างพื้นฐานที่มีผลต่อคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าของวัสดุที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ผ่านมา ได้แก่ โครงสร้างแบบวงแหวน (ring) และ โครงสร้างแบบเส้นตัวนำ (wire) โดยพบว่าในงานวิจัย ที่ได้ออกแบบอภิวัดที่ใช้โครงสร้างดังกล่าวเพื่อปรับความถี่ใช้งาน ดังต่อไปนี้

โดยงานวิจัยของ Y. Ma, Q. Chen, J. Grant, S. C. Saha, A. Khalid, and D. R. S. Cumming, 2011 ได้ออกแบบอภิวัดสำหรับรองรับการทำงาน 2 ความถี่ ใช้งานที่ความถี่สูง ขนาด $1.5 \times 1.5 \text{ cm}^2$ มีการปรับความถี่ตามโครงสร้างที่ชัดเจน โดยความถี่ที่หนึ่งและความถี่ที่สองจะปรับได้จากการปรับ ขนาดของวงแหวนภายนอกและวงแหวนภายในตามลำดับ ข้อสังเกตของงานวิจัยนี้คือโครงสร้าง จำเป็นต้องใช้วัสดุที่มีราคาแพง สร้างขึ้นงานจริงได้ยากเพราะประกอบด้วยโครงสร้างหลายชั้น ดัง แสดงในรูปที่ 2.7 และต่อมาในงานวิจัยของ M. Bahadorzadeh and C. F. Bunting, 2018 ได้ออกแบบ พื้นผิวเลือกความถี่ (Frequency Selective Surfaces: FSS) ให้สามารถรองรับการทำงานได้ 2 ความถี่ ขนาด $2.5 \times 2.5 \text{ cm}^2$ ซึ่งมีการปรับความถี่ในวิธีการเดียวกันแต่ใช้เพียงวัสดุที่หาได้ง่าย โดยโครงสร้างจะมีขนาดประมาณ $\lambda/2$ ของความถี่เรโซแนนซ์แรกที่ใช้งาน ดังแสดงในรูปที่ 2.8



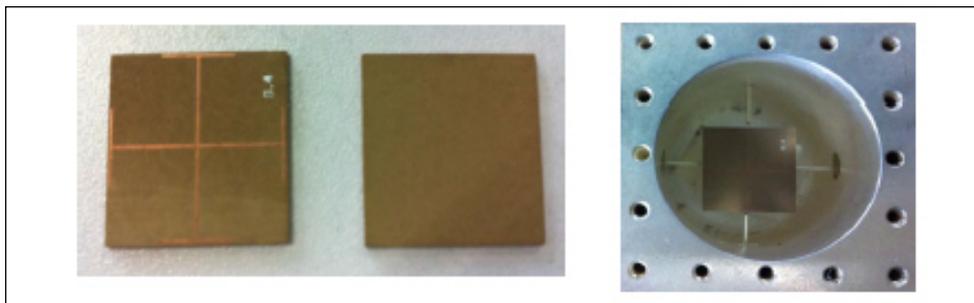
รูปที่ 2.7 โครงสร้างอภิวัดคู่ความถี่และพอยน์ติงเวกเตอร์ความถี่ 2.7 และ 5.0 THz (Y. Ma, Q. Chen, J. Grant, S. C. Saha, A. Khalid, and D. R. S. Cumming, 2011)



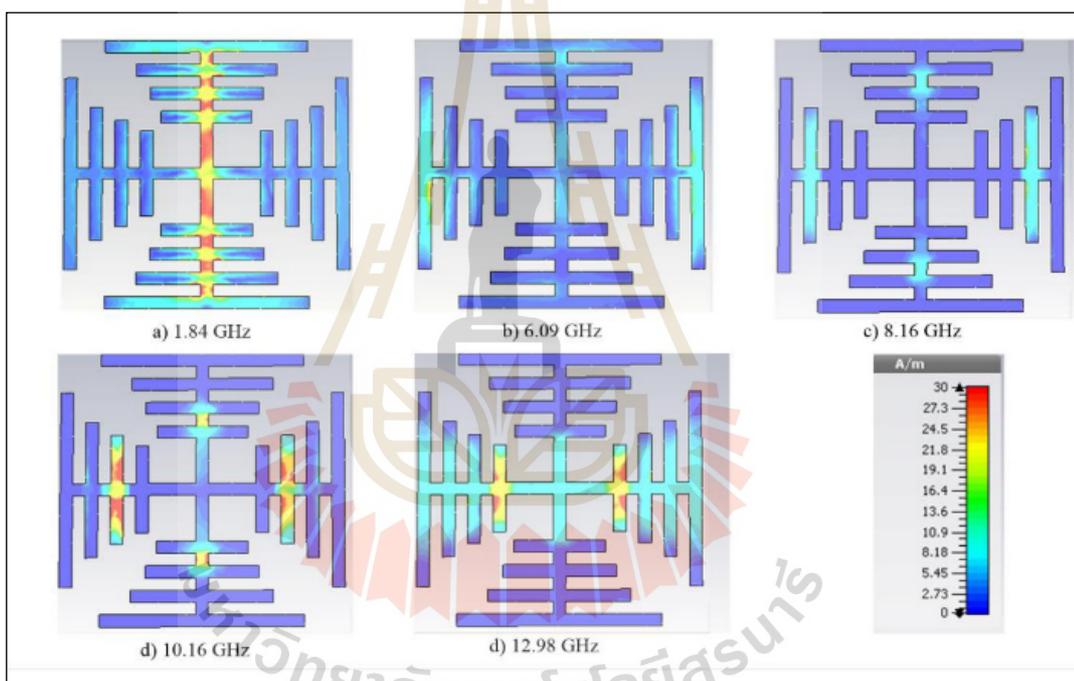
รูปที่ 2.8 โครงสร้างพื้นผิวเลือกความถี่สองความถี่ (M. Bahad orzadeh and C. F. Bunting, 2018)

ต่อไปจะเป็นงานวิจัยที่มีการออกแบบโครงสร้างอภิวัดที่ใช้งานได้หลายความถี่ โดยใช้พื้นฐานโครงสร้างแบบเส้นตัวนำ ซึ่งความถี่ใช้งานจะขึ้นอยู่กับความยาวของเส้นตัวนำ หลายงานวิจัยจึงนิยมออกแบบโครงสร้างให้เส้นตัวนำมีความยาวแตกต่างกันตามความถี่ที่ต้องการใช้งาน ดังต่อไปนี้

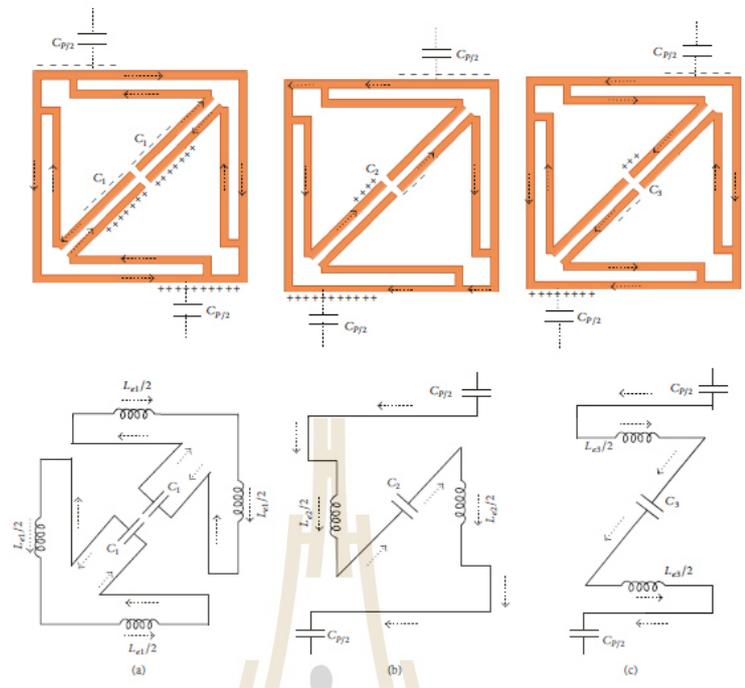
โดยงานวิจัยของ J. J. Liu et al, 2013 ได้ออกแบบตัวกรองความถี่ ใช้งานที่ความถี่ 1.8 GHz และความถี่ 6.85 GHz มีขนาด $2 \times 2 \text{ cm}^2$ สามารถทำงานได้ 3 โหมด คือ โหมดที่ป้อนคลื่นตามแกนนอน แกนตั้ง และป้อนทั้งแกนตั้งและแกนนอน ซึ่งแกนตั้งและแกนนอนจะมีวงจรและสมการการเกิดความถี่เหมือนกัน ดังรูปที่ 2.9 ต่อมาได้มีงานวิจัยของ H. V. H. Silva Filho et al., 2017 ได้ออกแบบพื้นผิวเลือกความถี่ โดยใช้โครงสร้างเขรูชาalemแบบไขว้ (jerusalem cross) ทำงาน 4 ความถี่ ขนาด $2 \times 2 \text{ cm}^2$ ดังแสดงในรูปที่ 2.10 และงานวิจัยของ D. Marathe and K. Kulat, 2017 ได้ออกแบบอภิวัด มีคุณสมบัติเป็น ENG ขนาด $6 \times 6 \text{ cm}^2$ ทำงานได้ 3 ความถี่ ที่ความถี่ 4.32 GHz 7.55 GHz และ 9.76 GHz ดังแสดงในรูปที่ 2.11 โดยมีข้อสังเกตคือโครงสร้างจะมีขนาดประมาณ $\lambda/4$ ของความถี่แรกที่ใช้งาน ซึ่งขนาดจะเล็กกว่าการออกแบบโดยใช้โครงสร้างวงแหวนแบบแยก แต่การปรับความถี่ยากกว่าเนื่องจากรูปร่างวงจรที่ซับซ้อน ดังรูปที่ 2.11 (ก) ส่งผลต่อสมการที่ประกอบด้วยพารามิเตอร์หลายตัวแปร และในรูปที่ 2.12 ในงานวิจัยของ F. S. Jafari, M. Naderi, A. Hatami, and F. B. Zarrabi, 2019 ได้ออกแบบอภิวัดที่มีคุณสมบัติดูดซับคลื่น ขนาด $2.4 \times 2.4 \text{ cm}^2$ ซึ่งสามารถทำให้ใช้งานได้หลายความถี่ได้โดยการเพิ่มจำนวนของโครงสร้างโลหะที่มีการปรับรูปร่างที่มีผลต่อการใช้งานในความถี่ที่แตกต่างกัน



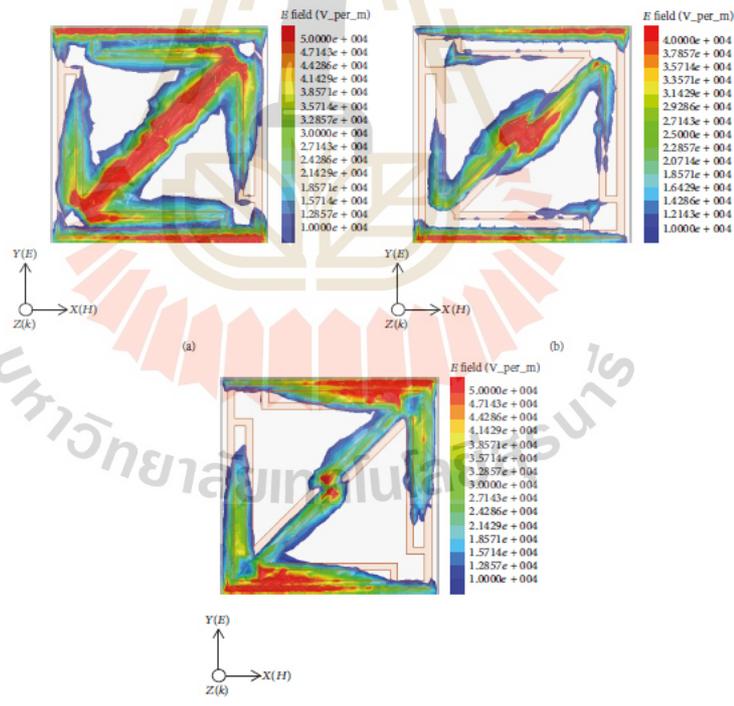
รูปที่ 2.9 วัสดุทรงความถี่หลายโหมดที่ความถี่ 1.8 GHz และ 6.85 GHz (J. J. Liu et al, 2013)



รูปที่ 2.10 กระแสเชิงผิวของพื้นผิวเลือกความถี่ 5 ความถี่ ที่ 1.84 GHz 6.09 GHz 8.16 GHz 10.16 GHz และ 12.98 GHz (H. V. H. Silva Filho et al., 2017)

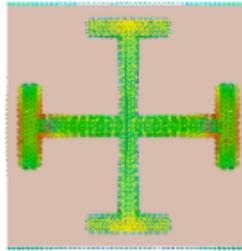


(ก)

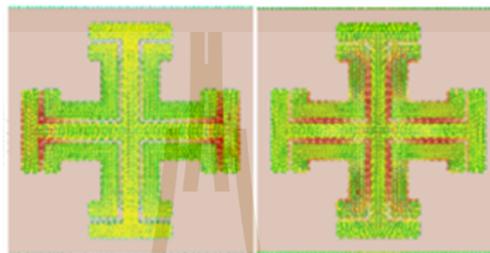


(ข)

รูปที่ 2.11 แบบจำลองของ (ก) วงจรสมมูลและ (ข) สนามไฟฟ้า 3 ความถี่ ที่ 4.32 GHz 7.55 GHz และ 9.76 GHz (D. Marathe and K. Kulat, 2017)



(ก)



(ข)

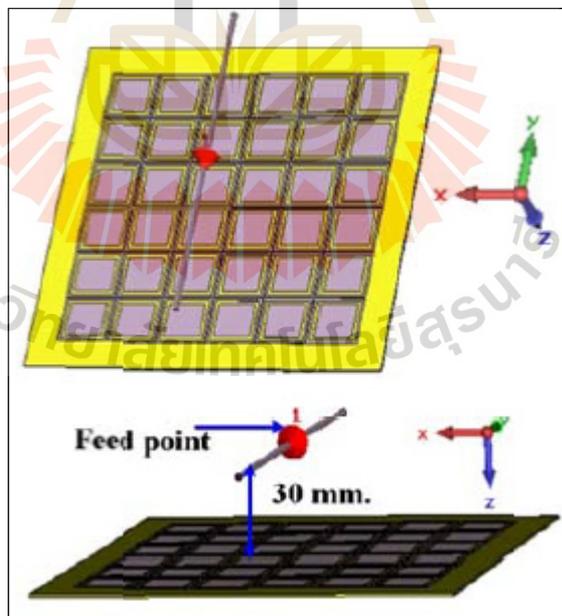
รูปที่ 2.12 กระแสเชิงผิวตัวดูดซับคลื่นอภิวัดด้วยโครงสร้างแบบเยรูซาเลม (ก) ที่ความถี่ 8.7 GHz และ (ข) ร่วมกับ โหลดแบบ SRR ที่ความถี่ 8.8 GHz และ 10.5 GHz (F. S. Jafari, M. Naderi, A. Hatami, and F. B. Zarrabi, 2019)

จากงานวิจัยที่ได้ศึกษามาในข้างต้น พบว่า การออกแบบอภิวัดที่ทำงานได้หลายความถี่ สามารถเริ่มออกแบบได้จากการใช้โครงสร้างพื้นฐานที่ไม่ซับซ้อน สร้างจริงได้ง่าย และมีผลต่อคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าของวัสดุ นอกจากนี้ โครงสร้างที่ถูกออกแบบให้มีสมมาตรนั้น จะส่งผลให้มีความสะดวกต่อการนำไปประยุกต์ใช้งานกับสายอากาศได้มากขึ้นด้วย ในหลายงานวิจัยนิยมวิเคราะห์คุณสมบัติของอภิวัดจากผลของกระแสเชิงผิวที่มีผลต่อความถี่ที่ใช้งาน และปรับขนาดของวงแหวนและความยาวของเส้นตัวนำของแต่ละ โครงสร้างที่มีกระแสเชิงผิวที่มีความหนาแน่นสูง เพื่อปรับความถี่ที่ต้องการใช้งาน แต่การปรับความยาวของเส้นตัวนำนั้นก็ยังมีข้อจำกัดในอภิวัดที่ทำงานความถี่ต่ำ เนื่องด้วยอภิวัดมีขนาดเล็ก ทำให้ยากต่อการปรับความถี่ และ โครงสร้างของอภิวัดที่ถูกออกแบบ โดยส่วนใหญ่จะมีแบนด์วิดท์ (bandwidth) ที่แคบ รวมทั้งมีขนาดของเซลล์หนึ่งหน่วย (unit cell) ที่ขนาด $\lambda/2$ ของความถี่ที่ใช้งาน ซึ่งจะมีผลต่อขนาดชิ้นงานเมื่อนำมาเรียงต่อกันเป็นแถวลำดับ (array) เพื่อให้ได้ขนาดชิ้นงานที่กะทัดรัด ทำให้ต้องลดจำนวนการเรียงกันนั้นก็จะส่งผลต่ออัตราขยาย (gain) ของสายอากาศที่ลดลงตามไปด้วย เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว

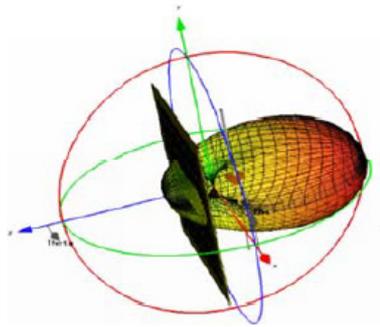
วิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการศึกษาเกี่ยวกับทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการลดขนาดและการปรับความถี่ ซึ่งจะกล่าวถึงต่อไป

2.4 การประยุกต์ใช้งานอภิวัดคู่ร่วมกับสายอากาศไดโพล

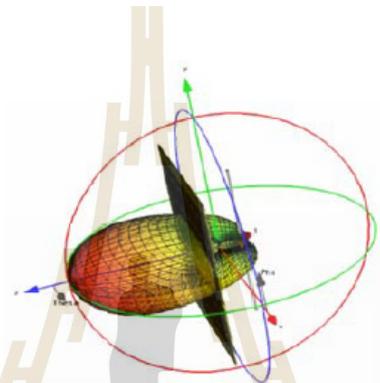
เมื่อออกแบบอภิวัดคู่ได้คุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ต้องการแล้วนั้น ต่อมาจะต้องนำอภิวัดคู่มาประยุกต์ใช้งานร่วมกับสายอากาศ จากศึกษางานวิจัยของ (S. Chaimool, T. Hongnara and P. Akkaraekthalin, 2015) ได้มีการจำลองอภิวัดคู่รองรับการทำงาน 3 ความถี่ ที่มีคุณสมบัติแตกต่างกันในแต่ละความถี่ทั้งหมด 3 รูปแบบ และนำมาใช้งานร่วมกับสายอากาศไดโพล (dipole antenna) โดยการนำสายอากาศวางไว้ข้างหน้าของชิ้นงาน ดังแสดงในรูปที่ 2.13 พบว่า อภิวัดคู่ในรูปแบบที่หนึ่ง ซึ่งมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเป็นลบ จะทำให้อภิวัดคู่ทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อน (reflector) ดังรูปที่ 2.14 (ก) ต่อมาในรูปแบบที่สอง มีค่าซึมซาบทางแม่เหล็กเป็นลบ จะทำให้อภิวัดคู่ทำหน้าที่เป็นตัวช่วยในการส่งผ่าน (director) ดังรูปที่ 2.14 (ข) และรูปแบบที่สาม ที่มีค่าซึมซาบทางแม่เหล็กและค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเข้าใกล้ศูนย์จะทำให้อภิวัดคู่ทำหน้าที่เสมือนวัสดุล่องหน (transparent) ดังรูปที่ 2.14 (ค)



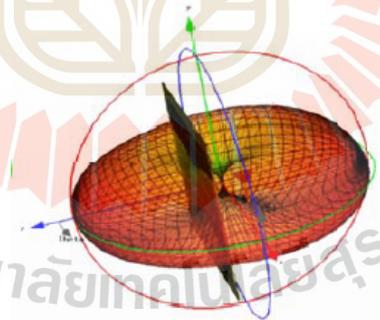
รูปที่ 2.13 การติดตั้งสายอากาศไดโพลกับอภิวัดคู่ (S. Chaimool, 2015)



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.14 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพลร่วมกับอภิวัดแบบ (ก) ENG (ข) MNG และ (ค) NZI (S. Chaimool, 2015)

2.5 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

จากโครงสร้างพื้นฐานที่นิยมใช้ในการออกแบบอภิวัด ที่เป็นเส้นตัวนำมีลักษณะเป็นเส้นที่มีความกว้างเท่ากันแต่ความยาวแตกต่างกัน และมีลักษณะเป็นวงแหวนหลายวง ซึ่งเส้นตัวนำ

เหล่านั้น จะทำหน้าที่เสมือนสายนำสัญญาณให้กับโครงสร้าง โดยงานวิจัยนี้ได้จะออกแบบอภิวัดที่มีลักษณะแบบเส้นเสมือนสายนำสัญญาณและมีคุณสมบัติของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าสอดคล้องกับสายอากาศไดโพล จึงได้เริ่มจากการนำทฤษฎีของสายอากาศไดโพลมาสร้างสายอากาศต้นแบบและประยุกต์ใช้ในการออกแบบอภิวัดร่วมกับการออกแบบเรโซเนเตอร์แบบขั้น (stepped impedance resonator: SIR) โดยการออกแบบให้สายนำสัญญาณมีความกว้างแตกต่างกัน ซึ่งจะมีผลต่อการปรับความถี่ฮาร์มอนิก และการใช้เทคนิคของโครงสร้างแบบอินเตอร์ดิจิทัล (interdigital) ที่จะมาใช้ในการปรับความถี่ใช้งานเช่นเดียวกัน รวมถึงยังส่งผลกระทบต่อความยาวทางไฟฟ้า (electrical length) ที่มีค่าตรงตามทฤษฎี แต่ความยาวทางกายภาพ (physical length) ของสายนำสัญญาณจะมีขนาดลดลง ดังนั้น ในการส่งสัญญาณที่ความถี่เดียวกัน หากออกแบบสายนำสัญญาณร่วมกับโครงสร้างแบบอินเตอร์ดิจิทัลจะสามารถช่วยลดขนาดของชิ้นงานและปรับความถี่ใช้งานได้ โดยอ้างอิงจากการศึกษาเกี่ยวกับเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้น และเทคนิคของโครงสร้างแบบอินเตอร์ดิจิทัล ซึ่งจะกล่าวถึงทฤษฎีและเทคนิคข้างต้นในหัวข้อตามลำดับไป

2.5.1 โครงสร้างอภิวัดแบบเส้นลวดตัวนำ

โครงสร้างพื้นฐานของอภิวัด ได้แก่ เส้นลวดตัวนำ และวงแหวน จากงานวิจัยที่กล่าวไปข้างต้นนั้น ก็มีการออกแบบในรูปร่างที่ปรับให้ต่างกัน แต่จะเห็นว่าหลักการการเกิดโมเมนต์ไดโพล (dipole moment) ไม่แตกต่างกัน โดยจะเกิดโมเมนต์ไดโพลไฟฟ้า (electric dipole moment) เมื่อกำหนดให้เส้นลวดตัวนำวางขนานกับสนามไฟฟ้าและ เกิดโมเมนต์ไดโพลแม่เหล็ก (magnetic dipole moment) เมื่อวงแหวนวางตั้งฉากกับสนามแม่เหล็ก ในงานวิจัยนี้ได้การออกแบบโครงสร้างที่ประยุกต์จากเส้นลวดตัวนำที่จะนำมาใช้งานร่วมกับสายอากาศที่มีสนามไฟฟ้าขนานกับโครงสร้าง ทำให้มีอิเล็กตรอนเคลื่อนที่ผ่านเส้นลวดตัวนำ สนามไฟฟ้าก็จะเคลื่อนที่จากปลายขั้วหนึ่งมาอีกขั้วตรงข้ามในขณะที่มีกระแสไหลผ่าน ซึ่งกระแสไฟฟ้าในเส้นลวดตัวนำนี้ทำให้เกิดโมเมนต์ไดโพลไฟฟ้าขึ้น และทำให้เกิดการโพลาไรซ์ทางไฟฟ้า (electric polarization) หรืออำนาจไฟฟ้า (electrization: P) โดยอำนาจไฟฟ้านี้เป็นผลให้สนามไฟฟ้าในวัสดุมีการเปลี่ยนแปลงไปโดยความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นของสนามไฟฟ้า (electric density: D) และอำนาจไฟฟ้าสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$D = \epsilon_0 E + P \quad (2.1)$$

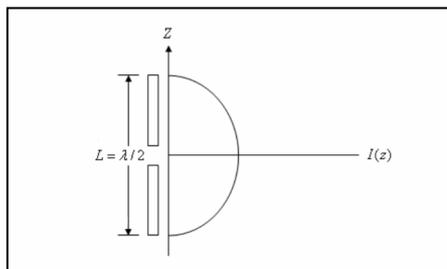
เมื่อค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของอากาศว่างหรือสุญญากาศ มีค่าเท่ากับ 8.854×10^{-12} สำหรับวัสดุทั่วไปที่ใช้งานในไมโครเวฟนั้น ค่าอำนาจไฟฟ้าจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความเข้มสนามไฟฟ้า ดังนี้

$$P = \chi_e \varepsilon_0 E \quad (2.2)$$

เมื่อ χ_e เป็นค่าความไหวตัวได้ทางไฟฟ้า (electric susceptibility) ของวัสดุไฟฟ้า ดังนั้น ค่า D จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$D = \varepsilon_0 E + P = \varepsilon_0(1 + \chi_e)E = \varepsilon_0 \varepsilon_r E \quad (2.3)$$

จากสมการข้างต้น พบว่า เมื่อสนามไฟฟ้าในวัสดุมีการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากการเหนี่ยวนำของวัสดุก็จะทำให้ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า และค่าความซึมซาบแม่เหล็กเปลี่ยนแปลงไปด้วย โดยในแต่ละโครงสร้างที่มีรูปร่างแตกต่างกันก็จะให้ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กที่ไม่เท่ากัน เนื่องจากรูปร่างของโลหะตัวนำที่ไม่เท่ากันจึงทำให้ปริมาณกระแสไฟฟ้าที่ส่งผลกระทบต่อความหนาแน่นของสนามไฟฟ้าแตกต่างกัน ซึ่งการหาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กจะถูกกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป นอกจากนี้การออกแบบเพื่อหาขนาดโครงสร้างเส้นลวดตัวนำและสายอากาศต้นแบบนั้นจะใช้ทฤษฎีของสายอากาศไดโพล และคำนวณหาความยาวของสายอากาศได้ โดยการกำหนดความยาวเส้นลวดตัวนำสองเส้นที่มีความยาว L วางเป็นแนวเส้นตรง โดยจุดกึ่งกลางของตัวไดโพลจะถูกต่อเข้ากับเครื่องส่งโดยใช้สายส่งเป็นตัวกลางในการเชื่อมต่อเครื่องส่งจะจ่ายสัญญาณเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับไปยังสายอากาศ กระแสของสัญญาณนี้จะไหลไปยังขั้วหนึ่งของไดโพลและไหลกลับมายังอีกขั้วหนึ่งของไดโพลดังแสดงในรูปที่ 2.15 ซึ่งมีทิศทางตรงข้ามกับทิศทางของกระแสที่ส่งไปยังขั้วแรกของไดโพลการแจกแจงรูปของกระแส (current distribution) จะแสดงให้เห็นขนาด (magnitude) ของสัญญาณกระแสสลับที่เกิดขึ้นตลอดความยาวของสายอากาศไดโพลซึ่งมีค่าไม่เท่ากัน โดยที่ปลายทั้งสองจะมีค่าเป็นศูนย์แต่จะมีค่าสูงสุดอยู่ที่จุดกึ่งกลางหรือที่จุดอื่น ๆ บนสายอากาศไดโพลทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความยาวของไดโพลและความถี่ของสัญญาณที่มาจากเครื่องส่ง



รูปที่ 2.15 ความยาวของสายอากาศไดโพลพื้นฐาน

2.5.1.1 การคำนวณหาความยาว (L) ของสายอากาศไดโพล

การหาความยาว (L) จะพิจารณาหาได้จากครึ่งความยาวคลื่น ซึ่งในการหาค่าความยาวคลื่นจะแบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ

กรณีที่ 1 สายอากาศไดโพลที่สร้างจากแท่งโลหะ จะได้

$$L = \frac{\lambda_o}{2} \quad (2.4)$$

โดยที่

$$\lambda_o = \frac{c}{f} \quad (2.5)$$

กรณีที่ 2 สายอากาศไดโพลที่สร้างบนแผ่นไมโครสตริป จะได้

$$L = \frac{\lambda_g}{2} \quad (2.6)$$

โดยที่

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (2.7)$$

และ

$$\epsilon_{eff} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (2.8)$$

โดยที่ c คือ ความเร็วแสง

f คือ ความถี่ที่ต้องการออกแบบ

λ_o คือ ค่าความยาวคลื่น

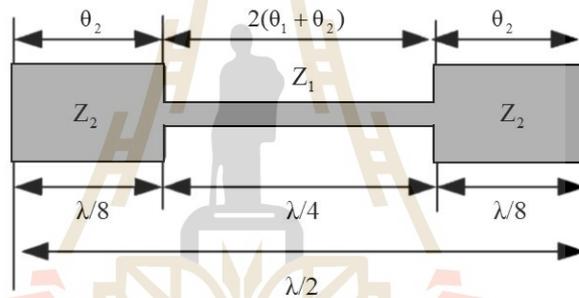
λ_g คือ ความยาวคลื่นสัมพัทธ์

ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (dielectric constant)

ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (effective dielectric constant)

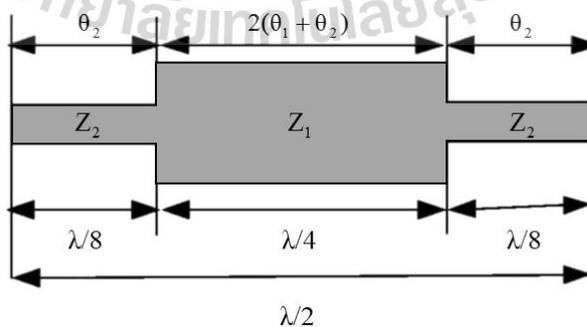
2.5.2 เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้น

เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้น คือ โครงสร้างที่ออกแบบเส้นตัวนำที่มีความกว้างของเส้นตัวนำแตกต่างกัน โดยจะส่งผลให้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะแตกต่างกันด้วย ซึ่งอาจจะแตกต่างกันสองส่วนหรืออาจจะแตกต่างกันหลาย ๆ ส่วน (P. Chomtong, 2011) โดยเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นจะสามารถพิจารณาคุณสมบัติได้ดังนี้ ถ้าค่าของอิมพีแดนซ์ต่ำจะทำให้ขนาดของสายนำสัญญาณมีความกว้างและในทางกลับกัน ถ้าค่าของอิมพีแดนซ์นั้นมีค่าสูงจะทำให้ขนาดของสายนำสัญญาณแคบ ซึ่งจากรูปที่ 2.16 และ รูปที่ 2.17 โครงสร้างเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นจะมี Z_1 และ Z_2 เป็นอิมพีแดนซ์แตกต่างกัน ทำให้เราพิจารณาโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบขั้นจากอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์ได้คือ โครงสร้างเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นที่มีอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์น้อยกว่าหนึ่งและอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์แบบขั้นมากกว่าหนึ่ง



รูปที่ 2.16 โครงสร้างเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นโดยมีค่าอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์

$K < 1$ (P. Chomtong, 2011)



รูปที่ 2.17 โครงสร้างเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นโดยมีค่าอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์

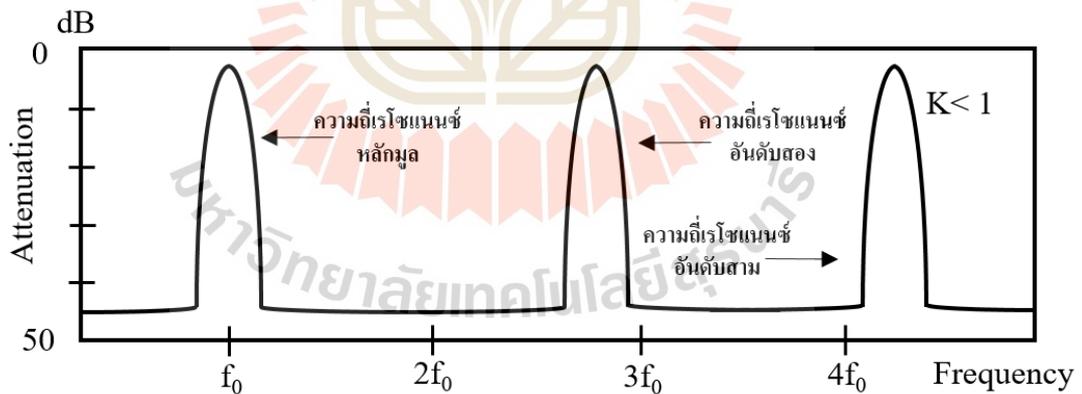
$K > 1$ (P. Chomtong, 2011)

โดยจากรูปที่ 2.16 และ รูปที่ 2.17 แสดงให้เห็นถึงโครงสร้างของเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นที่มีค่าของอิมพีแดนซ์ที่แตกต่างกัน ส่งผลให้สามารถพิจารณาอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์ K เพื่อทำการควบคุมความถี่เรโซแนนซ์หรือความถี่ฮาร์มอนิก ซึ่งถ้าต้องการให้ความถี่ฮาร์มอนิกเลื่อนออกห่างจากความถี่มูลฐานหรือให้ความถี่ฮาร์มอนิกเพิ่มขึ้น จะต้องออกแบบโครงสร้างเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นให้มีอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์ $K < 1$ แต่ถ้าหากต้องการให้ความถี่ฮาร์มอนิกเลื่อนเข้าใกล้ความถี่เรโซแนนซ์หลักมูลหรือความถี่มูลฐานหรือให้ความถี่ฮาร์มอนิกมีค่าลดลงจะต้องออกแบบโครงสร้างเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นให้มีอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์ $K > 1$ โดยอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์หาได้จากสมการ 2.9

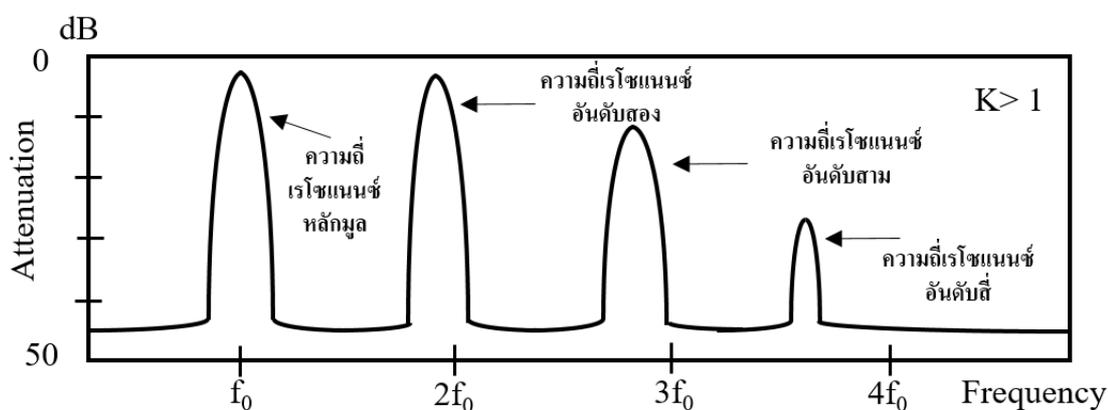
$$K = \frac{Z_2}{Z_1} \tag{2.9}$$

โดยที่

$$K = \tan \theta_1 \tan \theta_2 \tag{2.10}$$



รูปที่ 2.18 ค่าการเลื่อนและการลดทอนของความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดจากเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้น ค่าอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์ $K < 1$ (P. Chomtong, 2011)



รูปที่ 2.19 ค่าการเลื่อนและการลดทอนของความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดจากรีโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้น ค่าอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์ $K > 1$ (P. Chomtong, 2011)

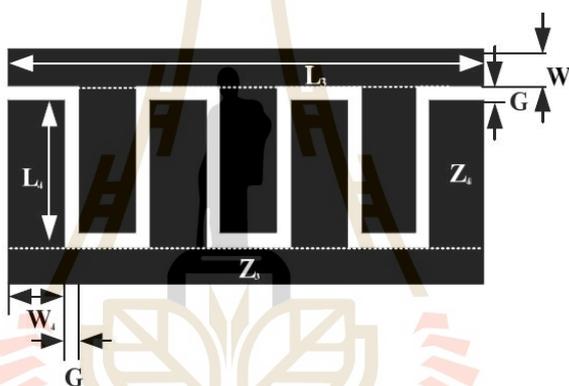
จากภาพที่ 2.18 จะเห็นได้ว่าเมื่ออัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์ $K < 1$ ที่ความถี่มูลฐานนั้น จะยังคงที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง โดยความถี่ฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นจะไม่เกิดเป็นจำนวนเท่าของค่าความถี่มูลฐาน ซึ่งตามปกติแล้วนั้นถ้าหากอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์เท่ากับหนึ่ง ($K=1$) ความถี่ฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นจะต้องมีค่าเป็นจำนวนเท่าของค่าความถี่มูลฐาน โดยในรูปที่ 2.18 นี้ แสดงให้เห็นว่าการที่อัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากันนั้นจะทำให้ความถี่ฮาร์มอนิกส์เลื่อนออกไปไกลจากความถี่มูลฐาน จากรูปที่ 2.19 จะเห็นได้ว่าเมื่ออัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์ $K > 1$ ที่ความถี่มูลฐานจะยังคงที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง แต่ที่ความถี่ฮาร์มอนิกส์นั้นจะเลื่อนเข้าใกล้ความถี่มูลฐานและจะเกิดการลดทอนของสัญญาณที่ความถี่ฮาร์มอนิกส์ที่สูง

2.5.3 โหลดความจุแบบอินเตอร์ดิจิตัล (interdigital capacitor)

ปัจจุบันโหลดความจุแบบอินเตอร์ดิจิตัลหรืออินเตอร์ดิจิตัลคาปาซิเตอร์ได้ถูกเป็นที่นิยมอย่างแพร่หลาย (Lee, Oh and Myung, 2006) (P. Chomtong, P. Akkaraekthalin and Vivek, 2013) (Li et al., 2007) จะเห็นได้ว่าการเพิ่มอินเตอร์ดิจิตัลคาปาซิเตอร์เข้าไปในโครงสร้างงานนั้น จะทำให้ชิ้นงานมีขนาดเล็กลงและสามารถกำหนดความถี่ได้ตรงตามที่ต้องการแบบไว้ซึ่งได้มีงานวิจัยที่ได้เปรียบเทียบขนาดก่อนและหลังใส่โครงสร้างร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัลไปแล้วนั้น ทำให้งานของชิ้นงานลดลงได้ (Fengliu Xu, et al., 2010) จากการเพิ่มค่าความจุไฟฟ้า โดยเปรียบเสมือนได้มีการเพิ่มค่าของตัวเก็บประจุเข้าไปในวงจร เมื่อ capacitance load $\neq 0$ พบว่าความถี่จะมีค่าลดลงจากการที่ค่าของตัวเก็บประจุเพิ่มขึ้น ซึ่งการประยุกต์ใช้โครงสร้างของอินเตอร์ดิจิตัลคาปาซิเตอร์ร่วมกับเส้นตัวนำทั่วไปก็เสมือนการเพิ่มค่าของตัวเก็บประจุให้ความถี่เรโซแนนซ์ลดลง ตามสมการที่ 2.11

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.11)$$

จะเห็นว่ากรที่เพิ่มโครงสร้างของอินเตอร์ดิจิทัลเข้าไปไม่เพียงแต่ควบคุมความถี่ได้ แต่ยังสามารถทำให้ชิ้นงานมีขนาดเล็กลงอีกด้วย ซึ่งทั้งจำนวนของตัวเก็บประจุ ความกว้างของพื้นแต่ละซี่ รวมทั้งความยาวของอินเตอร์ดิจิทัลคาปาซิเตอร์ ล้วนแต่มีผลต่อความถี่และขนาดของชิ้นงาน (Quanqi Zhang, and et all, 2014), (Lung-Hwa Hsieh and Kai Chang, 2002) และพบว่าปรากฏการณ์ของคลื่นช้า (slow wave effect) ที่อยู่ในอินเตอร์ดิจิทัลคาปาซิเตอร์ก็ให้ผลในทำนองเดียวกันกับอินเตอร์ดิจิทัลคาปาซิเตอร์ ดังนั้นอินเตอร์ดิจิทัลคาปาซิเตอร์สามารถลดขนาดของชิ้นงานลงได้ สำหรับ โครงสร้างเรโซเนเตอร์อินเตอร์ดิจิทัลคาปาซิเตอร์ จะแสดงดังในรูปที่ 2.20

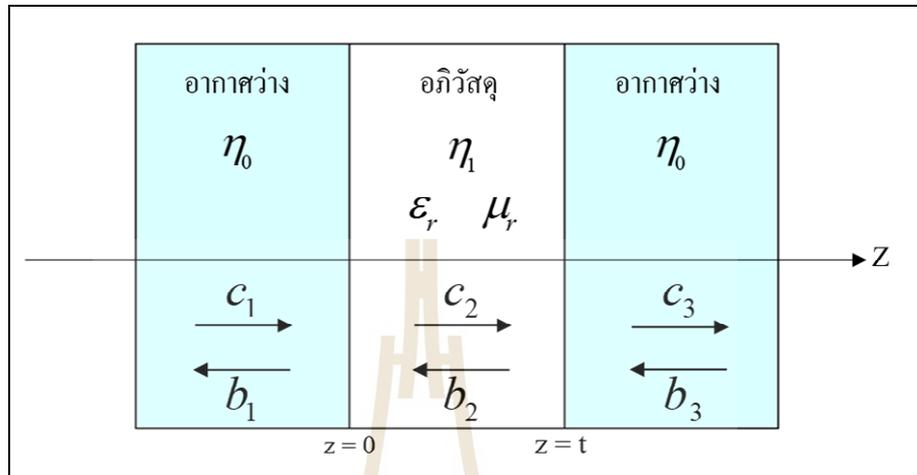


รูปที่ 2.20 โครงสร้างโหลดความจุแบบอินเตอร์ดิจิทัล (P. Chomtong, 2013)

2.6 ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (permittivity : ϵ_r) และค่าความซึมซาบได้ของแม่เหล็ก (permeability : μ_r) ในอภิวัด

การหาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า และค่าความซึมซาบทางแม่เหล็กของอภิวัดนั้นจะกล่าวถึงอภิวัดที่ถูกจำลองและวัดทดสอบในสภาพแวดล้อมที่เป็นอากาศว่างหรือสุญญากาศที่ในงานไมโครเวฟด้วยสมการเมทริกซ์ของคลื่น (wave matrix) โดยจะความสอดคล้องกับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากโครงสร้างเซลล์หนึ่งหน่วยที่ได้จากการวัดทดสอบจากสมการเมทริกซ์ของคลื่นสำหรับตัวกลางสามชั้นเรียงกันที่มีอภิวัดอยู่กลางระหว่างอากาศว่างและกำหนดให้คลื่นระนาบเดินทางมาในทิศทางตามแนวแกน Z ผ่านอภิวัดที่มีค่าสภาพยอมทาง

ไฟฟ้าเป็น ϵ , ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก เป็น μ , ค่าอิมพีแดนซ์ของคลื่นเป็น η และ ไดโพลีกริกที่มีความหนา t (Feng and Bo-Kai, 2006) ดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 แผนผังของคลื่นที่เดินทางผ่านอภิวัดในอากาศว่าง

จากรูปที่ 2.21 จะเขียนเป็นสมการเมทริกซ์คลื่นได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} c_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \prod_{n=1}^2 \frac{1}{T_n} \begin{pmatrix} e^{j\phi_n} & R_n e^{-j\phi_n} \\ R_n e^{j\phi_n} & e^{-j\phi_n} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} c_3 \\ b_3 \end{bmatrix} \equiv \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} c_3 \\ b_3 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

เมื่อตัวกลางที่มีความหนาเป็นอนันต์ จะทำให้ค่า $b_3 = 0$ ดังนั้นผลรวมของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจะได้

$$T = \frac{c_3}{c_1} = \frac{1}{a_{11}} \quad (2.13)$$

และ

$$R = \frac{b_3}{b_1} = \frac{a_{21}}{a_{11}} \quad (2.14)$$

จากสมการข้างต้นจะมีความสอดคล้องกับวิธีการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน(Xudong Chen et al, 2004) หรือ S-parameters ที่ได้จากแบบจำลองเซลล์หนึ่งหน่วยในโปรแกรม CST โดยกำหนดให้

$$S_{11} = R \quad (2.15)$$

และ

$$S_{21} = Te^{jk_0d} \quad (2.16)$$

เมื่อ k_0 คือเลขคลื่นในอากาศว่าง และ d คือความหนาของไดอิเล็กทริกซ์ของอิวิสต์ดู จากสมการข้างต้นนั้น จะสามารถนำมาหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (characteristics impedance: Z) ได้ดังสมการที่ (2.17)

$$Z = \pm \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (2.17)$$

และ

$$N = n - jk \quad (2.18)$$

โดยหาส่วนจริง (n) และส่วนจินตภาพ (k) ของค่าดัชนีหักเห (refraction index: N) ได้จากสมการที่ (2.19) และ (2.20)

$$n = \frac{\text{Im}[\ln e^{jNk_0d}] + 2m\pi}{k_0d} \quad (2.19)$$

$$k = \frac{\text{Re}[\ln e^{jNk_0d}]}{k_0d} \quad (2.20)$$

$$e^{jNk_0d} = \frac{S_{21}}{1 - S_{11} \left(\frac{Z-1}{Z+1} \right)} \quad (2.21)$$

จากการหาค่าจากสมการข้างต้นจะหาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (ϵ_r) และค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (μ_r) ของอภิวัดคู่ได้ดังสมการที่ (2.22) และ (2.23)

$$\epsilon_r = \frac{Z}{N} \quad (2.22)$$

$$\mu_r = Z \times N \quad (2.23)$$

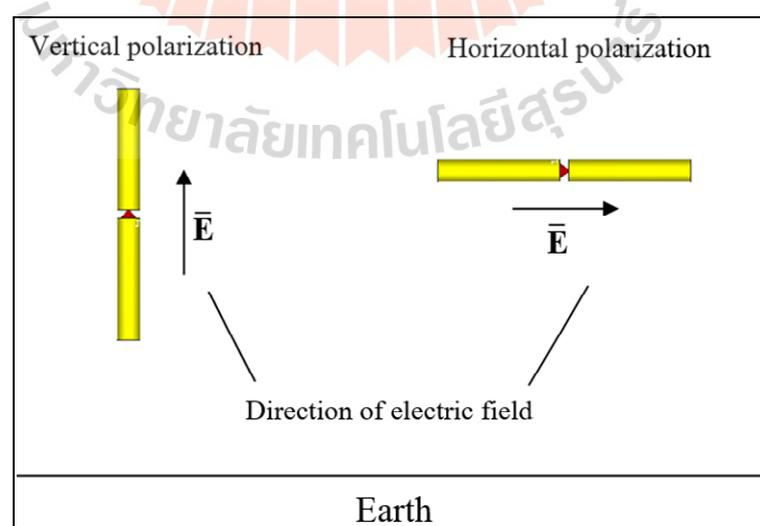
โดยค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (ϵ_r) และค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (μ_r) ที่หาได้จากสมการข้างต้นนั้นถูกคำนวณโดยใช้จากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) ย้อนกลับมาค่าคุณสมบัติของอภิวัดคู่ให้อย่างแม่นยำ ด้วยการใช้อุปกรณ์สำเร็จรูป CST microwave studio โดยใช้วิธีการตั้งค่าเซลล์หนึ่งหน่วยที่กำหนดให้มีการแบ่งแบบอนันต์ (the finite-integration) และวัดทดสอบในโดเมนเวลา (time domain)

2.7 ทฤษฎีพื้นฐานสายอากาศ

ที่ผ่านมาสายอากาศในระบบการสื่อสารไร้สายในระบบ LTE และ WLAN ส่วนใหญ่จะนิยมใช้สายอากาศแบบขั้ว เช่น สายอากาศโมโนโพล และสายอากาศไดโพล เป็นต้น ในการส่งและรับการแพร่กระจายของสัญญาณ เนื่องด้วยสายอากาศเหล่านี้ง่ายต่อการออกแบบและการติดตั้ง แต่มีอัตราขยายต่ำ ดังนั้นในงานวิทยานิพนธ์นี้จึงศึกษาการออกแบบอภิวัดคู่เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ร่วมกับสายอากาศไดโพล ซึ่งมีการออกแบบอภิวัดคู่ให้มีความสมมาตรเพื่อคำนึงถึงการนำไปติดตั้งใช้งานให้สอดคล้องตามการโพลาริซชันของสายอากาศ และจำเป็นต้องคำนึงถึงพฤติกรรมของสายอากาศด้วย โดยต้องศึกษาพารามิเตอร์ที่สำคัญดังต่อไปนี้ เพื่อเป็นการบ่งบอกความสามารถของอภิวัดคู่ในการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศไดโพลที่ได้ทำการออกแบบ โดยจะอธิบายถึงพารามิเตอร์ต่าง ๆ เป็นลำดับดังนี้ ได้แก่ ค่าของการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (return loss) อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ (impedance bandwidth) แบบรูปการแผ่พลังงาน (radiation pattern) อัตราขยาย (gain) ของสายอากาศ และ S-parameters ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่อธิบายถึงความสามารถของสายอากาศไดโพลเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัดคู่ที่ได้ทำการออกแบบ

2.7.1 การโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล (dipole antenna polarization)

การโพลาไรซ์ของสายอากาศจะใช้ในการอธิบายทิศทางของสนามไฟฟ้าของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในอากาศซึ่งถูกส่งออกไปโดยตัวสายอากาศในทิศทางซึ่งมีความเข้มของสนามสูงสุดและวัดได้ในสนามระยะไกลสายอากาศจำนวนมากจะมีการโพลาไรซ์เป็นแบบเชิงเส้น (linear polarization) นั่นคือในหนึ่งรอบ (cycle) เวกเตอร์สนามไฟฟ้าจะมีลักษณะเป็นเส้นตรงและยังถูกแบ่งออกเป็น การโพลาไรซ์แนวตั้ง (vertical polarization) และการโพลาไรซ์แนวนอน (horizontal polarization) ดังแสดงในรูปที่ 2.22 นอกจากนี้ยังมีการโพลาไรซ์แบบวงกลม (circular) และแบบรูปวงรี (elliptical) บ่อยครั้งที่การโพลาไรซ์ของสายอากาศจะพิจารณาจากรูปทรงของตัวสายอากาศเอง เช่น ในกรณีของสายอากาศแบบเส้นลวดซึ่งอาจจะมีส่วนประกอบเพียงตัวเดียวหรือหลายตัววางขนานกัน เช่น สายอากาศไดโพลและยากริสามารถที่จะสมมติให้สนามไฟฟ้า ซึ่งมีการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นขนานไปกับส่วนประกอบของตัวสายอากาศแต่ก็มีสายอากาศบางชนิดซึ่งมีการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นเหมือนกันแต่ไม่สามารถจะใช้รูปทรงของโครงสร้างมาทำนายการโพลาไรซ์ได้ เช่น สายอากาศปากแตร (horn) แบบบ่วง (loop) และแบบร่อง (slit) เป็นต้นเพื่อให้การรับสัญญาณทำได้มากที่สุดเท่าที่เป็นไปได้สิ่งสำคัญก็คือสายอากาศ ที่ทำหน้าที่รับสัญญาณจะต้องมีการโพลาไรซ์เป็นแบบเดียวกันกับการโพลาไรซ์ของสัญญาณที่ส่งมาหากเกิดการสูญเสียสัญญาณอันเนื่องมาจากการจัดการโพลาไรซ์ไม่ถูกต้อง เช่น สัญญาณที่รับได้เป็นของการโพลาไรซ์ทางแนวตั้ง แต่สายอากาศที่ใช้มีการจัดการโพลาไรซ์ทางแนวนอน เรียกว่าเกิดการแยกการโพลาไรซ์แบบไขว้ (cross-polarization isolation)



รูปที่ 2.22 ลักษณะการโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล

2.7.2 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ

การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ เป็นการแสดงถึงค่าการสูญเสียเมื่อป้อนพลังงานให้กับสายอากาศและยังสามารถแสดงถึง ช่วงแบนด์วิดท์ของสายอากาศที่สามารถทำงานได้ โดยมีค่าเท่ากับหรือต่ำกว่า -10 dB รวมทั้งแสดงถึงคุณลักษณะของอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (standing wave ratio, SWR) โดยค่า SWR และค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (voltage reflection coefficient)

$$\Gamma = \frac{v_r}{v_i} \quad (2.24)$$

เมื่อ Γ คือ สัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับ

v_r คือแรงดันสะท้อนกลับ

v_i คือ แรงดันตกกระทบ

จากสมการที่ (2.24) ถ้าสัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับมีค่าเป็นบวกแสดงว่าแรงดันสะท้อนกลับมีเฟสตรงกัน (in phase) แต่ถ้าเครื่องหมายเป็นลบแสดงว่าแรงดันสะท้อนกลับมีเฟสตรงกันข้าม (out of phase) การหาค่าเปอร์เซ็นต์ของคลื่นแรงดันสะท้อนกลับหาได้ดังนี้

$$\% \text{ แรงดันสะท้อนกลับ} = \Gamma \times 100 \quad (2.25)$$

กำลังงานหาได้จากแรงดันยกกำลังสองหารด้วยอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ z_c

$$P = \frac{v^2}{z_c} \quad (2.26)$$

ฉะนั้นสัมประสิทธิ์กำลังงานสะท้อนกลับ (power reflection coefficient) มีค่าเท่ากับกำลังสองของค่าสัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับ

$$\Gamma^2 = \frac{P_r}{P_i} \quad (2.27)$$

เมื่อ Γ คือสัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับ

P_r คือกำลังงานสะท้อนกลับ

P_i คือกำลังงานตกกระทบ

เทียบเป็นเปอร์เซ็นต์ได้โดย

$$\% \text{ แรงคืนสะท้อนกลับ} = \Gamma^2 \times 100 \quad (2.28)$$

นอกจากนี้สัมประสิทธิ์แรงคืนสะท้อนกลับยังสามารถหาได้จากอัตราส่วนของผลต่างและผลรวมระหว่างโหลดกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

$$\Gamma = \frac{z_L - z_c}{z_L + z_c} \quad (2.29)$$

โดยที่ z_c และ z_L เป็นอิมพีแดนซ์ของสายส่งและอิมพีแดนซ์ของโหลด เนื่องจากอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งเท่ากับ 50 โอห์ม อิมพีแดนซ์โหลด ก็คือสายอากาศที่เราทำการออกแบบ ถ้าสามารถออกแบบให้เท่ากับ 50 โอห์มก็จะไม่เกิดการสะท้อนกลับ แต่ถ้าไม่เท่ากับ 50 โอห์ม ก็จะเกิดการสะท้อนกลับจากโหลดไปยังแหล่งกำเนิด ทำให้เกิดคลื่นนิ่ง (SWR) ในสายส่ง โดยการวัดค่า SWR เป็นอัตราส่วนระหว่างของแอมพลิจูดสูงสุดของคลื่นนิ่งกับแอมพลิจูดต่ำสุดของคลื่นนิ่ง โดยค่ามาตรฐานที่ยอมรับได้ของอัตราส่วนคลื่นนิ่ง คือ มีค่าน้อยกว่าหรือ เท่ากับ 2.0 สามารถคำนวณได้จากสมการ (2.30)

$$SWR = \frac{v_{\max}}{v_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.30)$$

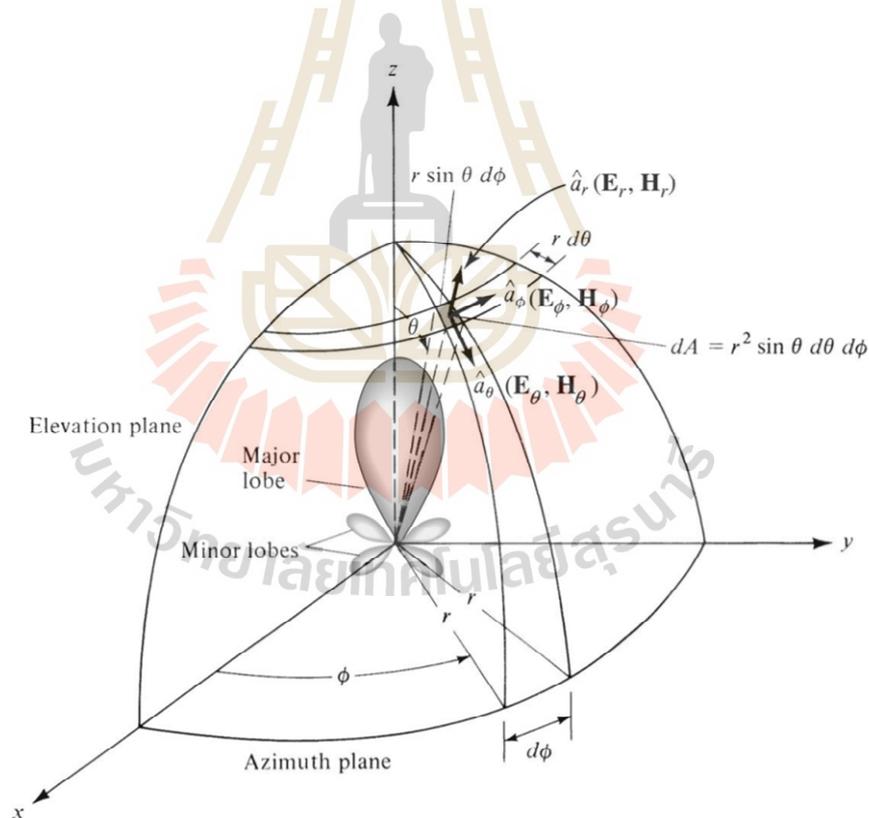
ถัดไปเป็นการแสดงสมการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ โดยมีความสัมพันธ์เหมือนกับ ค่าของอัตราส่วนคลื่นนิ่ง โดยสามารถคำนวณได้จาก ได้จากสมการที่ (2.31)

$$\text{Return Loss} = 10 \log |S_{11}|^2 = -20 \log (|\Gamma|) \quad (2.31)$$

เนื่องจากการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ดี ค่าของการสูญเสียย้อนกลับต้องน้อยกว่า -10 dB เมื่อคำนวณย้อนกลับแล้วค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนต้องน้อยกว่า 0.3162 ส่งผลให้ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง น้อยกว่า 2 ซึ่งเป็นไปตามมาตรฐานที่กำหนดไว้ตั้งแต่แรก

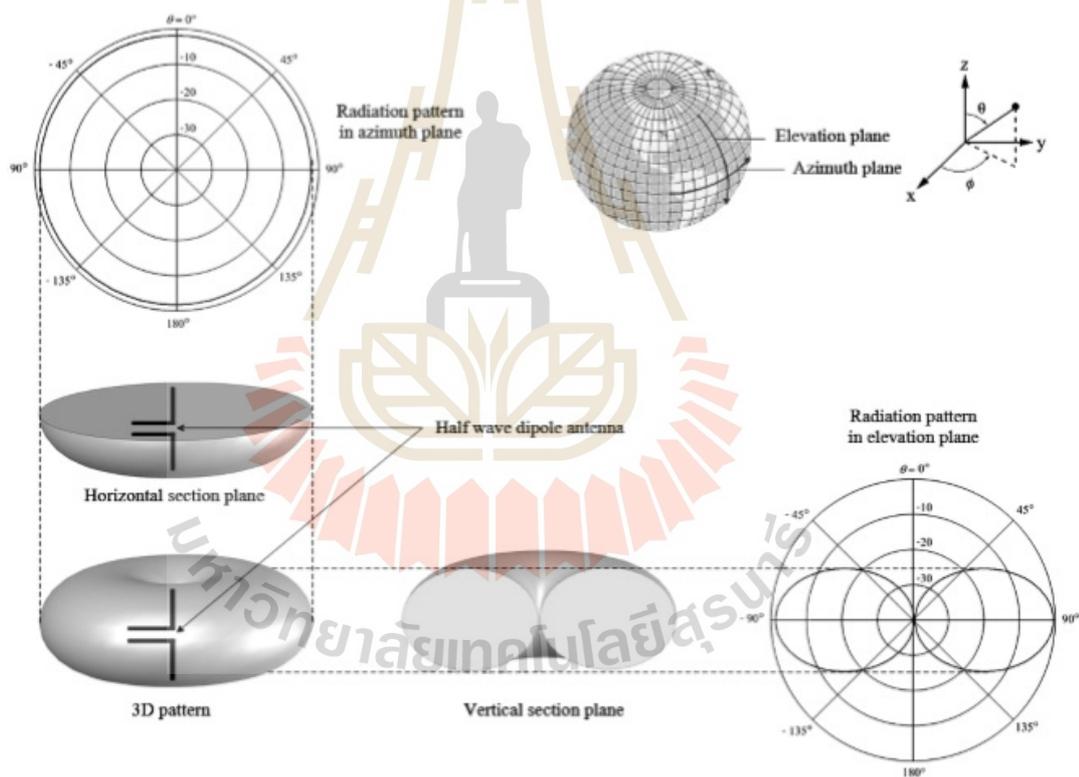
2.7.3 แบบรูปการแผ่พลังงาน (radiation pattern)

สำหรับการอธิบายคุณลักษณะของสายอากาศที่จำเป็นอีกประการหนึ่ง นั่นคือ แบบรูปการแผ่พลังงาน (radiation pattern) เพื่อแสดงคุณสมบัติการแผ่พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า รูปที่ 2.23 แสดงระบบพิกัดที่นำมาใช้สำหรับการแสดงคุณสมบัติของการแผ่พลังงานของคลื่นซึ่งจะพิจารณาในพิกัดทรงกลมแสดงเป็นสามมิติ ซึ่งเป็นการพิจารณาความสัมพันธ์ของการแผ่พลังงานในสนามระยะไกลที่ล้อมรอบสายอากาศในลักษณะที่เป็นทรงกลม ในระนาบ $x-z$ เป็นการวัดการเปลี่ยนแปลง θ เมื่อ $\phi = 0^\circ$ บ่งบอกถึงระนาบมุมเงย ส่วนระนาบ $x-y$ เป็นการวัดการเปลี่ยนแปลง ϕ เมื่อ $\theta = 90^\circ$ บ่งบอกถึงระนาบมุมแอซิมุท ในระนาบมุมเงยคือเวกเตอร์ของสนามไฟฟ้า (E-plane) ซึ่งมีทิศทางของการแผ่พลังงานสูงสุด ในระนาบมุมแอซิมุทคือเวกเตอร์ของสนามแม่เหล็ก (H-plane) ซึ่งมีทิศทางของการแผ่พลังงานสูงสุด แบบรูปการแผ่พลังงานทั้งสองระนาบ คือ การพล็อตในเชิงขั้วเกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่า θ คงที่ค่า ϕ หรือ เปลี่ยนแปลงค่า ϕ และคงที่ค่า θ



รูปที่ 2.23 ระบบพิกัดที่ใช้แสดงคุณสมบัติของการแผ่พลังงานของคลื่น (R. Wongson, 2012)

ซึ่งพิจารณาในเชิงขั้วของสายอากาศ เมื่อให้ระนาบมุมแอมิจูทคงที่แล้วทำการเปลี่ยนแปลงในระนาบมุมเงยนั่นก็คือเปลี่ยนแปลงค่า θ ซึ่งสัมพันธ์กับระนาบสนามไฟฟ้า เมื่อให้ระนาบมุมเงยคงที่ โดยมีการแผ่พลังงานสูงสุดที่ $\theta = 90^\circ$ แล้วทำการเปลี่ยนแปลงในระนาบมุมแอมิจูทนั่นก็คือเปลี่ยนแปลงค่า ϕ ซึ่งสัมพันธ์กับระนาบสนามแม่เหล็ก ในรูปที่ 2.24 เป็นการแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสามมิติของสายอากาศไดโพลแบบครึ่งคลื่น และในระนาบสองมิติเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่า θ กำหนดให้ $\phi = 0^\circ$ คงที่ จากนั้นเปลี่ยนแปลงค่า ϕ กำหนดให้ $\theta = 90^\circ$ คงที่ ในการพิจารณาสายอากาศทั้งสองระนาบนั้นเพื่อทำให้เข้าใจมากขึ้น อีกทั้งยังพบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานสูงสุดที่ $\theta = 90^\circ$ โดยเปลี่ยนแปลงค่า ϕ ในระนาบแอมิจูท และแบบรูปการแผ่พลังงานจะมีค่าเป็นศูนย์ในส่วนปลายของไดโพลตามแกน z (หรือ $\phi = 0^\circ$ และ 180°)



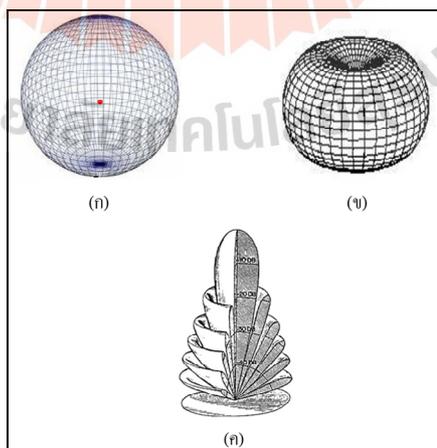
รูปที่ 2.24 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพลแบบครึ่งคลื่นในระนาบสามมิติและระนาบสองมิติ (R. Wongson, 2012)

แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสามารถแบ่งออกเป็นดังนี้

สายอากาศที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบไอโซทรอปิก (isotropic pattern) ดังรูปที่ 2.25 (ก) เป็นสายอากาศที่ใช้ในทางทฤษฎีโดยมีการแพร่กระจายของคลื่นทุกทิศทาง และมีความเข้มสนามที่เท่ากัน เป็นสายอากาศที่ไม่สามารถสร้างขึ้นได้จริง แต่จะใช้ในการเปรียบเทียบหรือกำหนดเป็นมาตรฐานนำไปเทียบกับสายอากาศแบบอื่น เพื่อดูลักษณะคุณสมบัติการแสดงทิศทางของสายอากาศ

สายอากาศที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง (omni-directional pattern) ดังรูปที่ 2.25 (ข) เป็นสายอากาศที่สามารถรับส่งคลื่นได้ดีในทุกทิศทาง ซึ่งมีทิศทางการแพร่กระจายคลื่นรอบทิศทาง 360 องศาเหมาะสำหรับการใช้งานด้านการติดต่อกับลูกข่ายที่มีตำแหน่งและทิศทางที่ไม่แน่นอน โดยสายอากาศที่นิยมใช้คือ สายอากาศไดโพล (dipole antenna) มีอีลีเมนต์ (element) เพียงด้านเดียว การใช้งานจริงจะออกแบบด้วยโลหะหรือสายไฟรอบ ๆ ตัวสายอากาศชนิดนี้เป็นสายอากาศที่ใช้ในมาตรฐานในการเปรียบเทียบกับสายอากาศแบบอื่น ๆ

สายอากาศที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบมีทิศทาง (directional pattern) ดังแสดงในรูปที่ 2.25 (ค) เป็นสายอากาศที่สามารถรับส่งคลื่นได้ดี และมีทิศทางการแพร่กระจายของคลื่นที่มีทิศทางชัดเจนเหมาะสำหรับการติดต่อระหว่างจุด แต่มีข้อเสียคือ ถ้าไม่อยู่ในทิศทางการแพร่กระจายของคลื่นจะไม่สามารถรับสัญญาณได้ซึ่งสายอากาศประเภทนี้มีอัตราขยายสูง ชนิดของสายอากาศที่นิยม ได้แก่ สายอากาศแบบยากิ-อูคะ (yagi antenna) และสายอากาศแบบจานสะท้อน (dish antenna) เป็นต้น



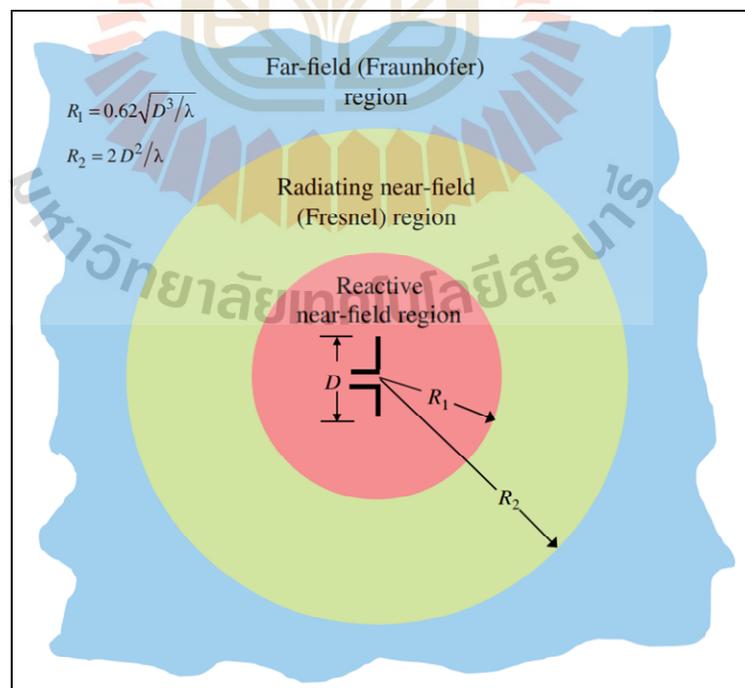
รูปที่ 2.25 แบบรูปการแผ่พลังงานของคลื่น (ก) แบบไอโซทรอปิก (ข) แบบรอบตัวในระนาบเดียว และ (ค) แบบมีทิศทาง (R. Wongson, 2012)

บริเวณสนามของสายอากาศถูกแบ่งออกเป็น 3 บริเวณ ดังนี้

สนามระยะใกล้รีแอคทีฟ (reactive near field region) เป็นบริเวณที่สนามอยู่ใกล้สายอากาศมากที่สุด $R < 0.62\sqrt{D^2/\lambda}$ จากสายอากาศ เมื่อความยาวคลื่นเท่ากับ λ และ ขนาดของสายอากาศที่ยาวที่สุดเท่ากับ D

สนามระยะใกล้ที่มีการแผ่ (radiation near field region) เป็นสนามที่อยู่ระหว่างสายอากาศระยะใกล้รีแอคทีฟและสนามระยะไกล ซึ่งมีสนามการแผ่พลังงานเป็นส่วนใหญ่ และจะมีการแผ่พลังงานตามมุม ถ้าหากขนาดของสายอากาศมีขนาดเล็กกว่าความยาวคลื่น สนามบริเวณนี้จะไม่เกิดขึ้น โดยมีระยะทาง $0.62\sqrt{D^2/\lambda} < R < 2D^2/\lambda$

สนามระยะไกล (far field region) เป็นบริเวณการแผ่พลังงานไม่ขึ้นกับระยะทางที่ห่างออกจากสายอากาศ ถ้าหากขนาดสายอากาศใหญ่สุดเท่ากับ D บริเวณการแผ่พลังงานจะเกิดขึ้นเมื่อ $R > 2D^2/\lambda$ จากสายอากาศ สำหรับการพิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานนั้นจะต้องทำในสนามระยะไกล ซึ่งคุณลักษณะการแผ่พลังงานประกอบด้วย ความหนาแน่นของเส้นแรง (power flux density) ความหนาแน่นของพลังงานที่แผ่พลังงาน (radiation power density) ความเข้มของสนาม (field intensity) สภาพเจาะจงทิศทาง (directivity phase) หรือการแยกขั้วคลื่น (polarization) ในรูปที่ 2.26 แสดงบริเวณสนามของสายอากาศซึ่งแบ่งออกเป็น 3 บริเวณ



รูปที่ 2.26 การแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศที่ต้องการพิจารณา (R. Wongson, 2012)

2.7.4 อัตรายาย

อัตรายายเป็นตัวบ่งบอกประสิทธิภาพของสายอากาศนั้น ๆ การวัดอัตรายายของสายอากาศเป็นความสัมพันธ์เชิงเส้นกับ การวัดสภาพเจาะจงทิศทาง ตลอดจนประสิทธิภาพการแผ่กระจายพลังงานของสายอากาศ โดย วิธีการวัดอัตรายายจริงของสายอากาศส่วนใหญ่จะใช้หลักการของฟรีส (Friis formula) ซึ่งเป็นการคำนวณหาอัตรายายจากการส่งกำลังงานของสายอากาศสองต้นผ่านตัวกลางที่เป็นอากาศ โดยสมการส่งผ่านของฟรีสที่นำมาใช้แสดงดังสมการที่ (2.32)

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r L_{fs} \quad (2.32)$$

โดยทั่วไปแล้วสายอากาศที่ใช้งานความถี่เดียวกันสองต้น ต้องรู้อัตรายายของสายอากาศต้นหนึ่งก่อนและทำการส่งกำลังผ่านอากาศ หรือ อาจใช้สายอากาศชนิดเดียวกัน เพื่อให้อัตรายายขนาดเท่ากัน โดยในการส่งกำลังงานผ่าน ในอากาศจะเกิดการลดทอนในอากาศที่เรียกว่า free space loss (L_{fs}) โดยที่ $L_{fs} = \left(\frac{\lambda}{4\pi D}\right)^2$ ดังนั้น จะได้ดังสมการที่ (2.33)

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi D}\right)^2 \quad (2.33 ก)$$

$$G_{dB} = \frac{1}{2} \left[20 \log \left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_t} \right) \right] \quad (2.33 ข)$$

$$G_{r,dB} = P_{r,dB} - P_{t,dB} - G_{t,dB} + 20 \log \left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right) \quad (2.33 ค)$$

โดยที่ P_t คือ กำลังที่ป้อนให้กับสายอากาศภาคส่ง (วัตต์)

P_r คือ กำลังที่รับได้ของสายอากาศภาครับ (วัตต์)

G_{dB} คือ อัตรายายรวมของสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับเมื่อสายอากาศทั้งสองตัวมีลักษณะเหมือนกัน

G_t คือ อัตรายายของสายอากาศภาคส่ง

G_r คือ อัตรายายของสายอากาศภาครับ

R คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ(เมตร)

2.7.5 S-Parameters

เนื่องจากการกำหนดแรงดันและกระแสที่เกิดขึ้นในสาย (line) ย่านความถี่ไมโครเวฟที่ไม่ใช่โหมด TEM เพื่อนำมาคำนวณหาคุณสมบัติต่างๆ ของอุปกรณ์ในทางปฏิบัตินั้นจะกระทำได้อย่างจำเป็นต้องทำการวัดขนาด (magnitude) และเฟสของคลื่นที่เดินทางไปในทิศทางที่กำหนดให้โดยตรง (หรือขนาดและเฟสของคลื่นนิ่ง (standing wave) ก็ได้) จึงมีการกำหนดให้พิจารณาช่วงความถี่ไมโครเวฟในรูปของคลื่นพุ่งกระทบ (incident wave) คลื่นสะท้อนกลับ (reflected wave) และคลื่นส่งผ่าน (transmitted wave) ที่เดินทางในรูปเมตริกซ์การกระจาย (scattering matrix) ที่เดินทางผ่านเข้าออกอุปกรณ์หรือโครงข่ายที่มีจำนวน N ซึ่งมีจำนวนของ S-parameter ตั้งแต่ S_{11} จนถึง S_{NN} เช่น ถ้าเป็นอุปกรณ์ที่มี 2 พอร์ตก็จะมี S-parameter จำนวน 4 ตัว ได้แก่ S_{11} S_{12} S_{21} และ S_{22} ซึ่ง S-parameter ของเครื่องมือวิเคราะห์โครงข่าย (network analyzer) ที่มีลักษณะช่องสัญญาณ 2 พอร์ต โดยปกติสามารถใช้วัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน การลดทอนของสัญญาณที่ผ่านจุดต่อ (insertion loss) การสูญเสียย้อนกลับ (return loss) และมุม (phase) เป็นต้น

2.8 สรุป

การออกแบบอภิวัดที่รองรับการทำงานได้สองความถี่เพื่อประยุกต์ใช้งานร่วมกับสายอากาศไดโพลเพื่อรองรับการใช้งานในระบบ LTE และ WLAN โดยเริ่มแรกได้ศึกษาเกี่ยวกับประเภทและคุณสมบัติของอภิวัด การนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับสายอากาศ โครงสร้างของอภิวัดที่รองรับการทำงานได้หลายความถี่ และศึกษาโครงสร้างที่ง่ายต่อการออกแบบและการปรับความถี่ใช้งาน เพื่อนำมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับสายอากาศไดโพล และอภิวัดสามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้สายอากาศได้ สำหรับทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องนั้น หัวข้อที่กล่าวถึงได้แก่ทฤษฎีพื้นฐานที่มีความเกี่ยวข้องกับโครงสร้างแบบเส้นตัวนำที่นำมาใช้ออกแบบอภิวัดร่วมกับเทคนิคโครงสร้างแบบอินเตอร์ดิจิทัล เพื่อลดขนาดและปรับความถี่ และการหาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กของอภิวัด รวมถึงทฤษฎีพื้นฐานสายอากาศ เพื่อนำไปปรับใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ในบทถัดไป

บทที่ 3

การออกแบบ

3.1 บทนำ

จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับอภิวัดที่ใช้งานหลายความถี่ มีส่วนประกอบหลักที่สำคัญ คือ อภิวัดสามารถปรับความถี่ ขนาดและเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศให้มีอัตราขยายสูง ซึ่งเนื้อหาของบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบอภิวัดที่ใช้งานสองความถี่โดยใช้โครงสร้างเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิทัล โดยในการออกแบบอภิวัดนั้นมีการจำลองโครงสร้างเซลล์หนึ่งหน่วยของอภิวัดด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST microwave studio ซึ่งเป็นโปรแกรมที่ใช้ในการจำลองแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศและวัสดุ เพื่อให้ได้อภิวัดที่เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานสำหรับระบบแอลทีอี และเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย ให้สามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ 1.8 GHz และ 5.5 GHz จากนั้นนำค่าที่ได้จากการออกแบบไปทำการสร้างอภิวัดต้นแบบต่อไป

3.2 การคำนวณหาค่าความกว้างและความยาวของ โครงสร้างอภิวัดเซลล์หนึ่งหน่วย (unit cell)

ในบทนี้เป็นารออกแบบอภิวัด โดยใช้วัสดุฐานรองแบบ GML 1000 มีคุณสมบัติตามตารางที่ 3.1 โครงสร้างวัสดุแสดงดังรูปที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติของวัสดุฐานรอง

วัสดุ	ϵ_r	$h(mm)$	$t(mm)$	$\tan \delta$
GML 1000	3.2	0.762	0.035	0.004

โดยที่ ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (dielectric constant)

h คือ ค่าความหนาของวัสดุ

t คือ ค่าความหนาของวัสดุตัวนำ

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

โครงสร้างของเขรุชาแลม จะประกอบด้วยโครงสร้างพื้นฐานสายส่ง โดยความกว้างของสายส่งจะส่งผลต่อการความถี่ใช้งาน จึงเริ่มจากการคำนวณความกว้างของสายส่ง (w) ออกแบบเพื่อแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ 50 โอห์ม

สำหรับความกว้างของสายนำสัญญาณ w สามารถคำนวณหาได้จากสมการแบบสายส่งไมโครสตริป คือ สมการ (3.1 ก) และ (3.1 ข) โดยขึ้นอยู่กับค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) และค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (effective dielectric constant : ϵ_{eff})

$$\frac{w}{d} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (3.1 \text{ ก})$$

$$B = \frac{60\pi^2}{z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.1 \text{ ข})$$

เมื่อ w คือ ความกว้างของสายส่งไมโครสตริป

h คือ ความหนาของวัสดุฐานรอง

ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (dielectric constant)

z_0 คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ

แทนค่าการคำนวณในสมการที่ (3.1 ข)

$$B = \frac{60\pi^2}{z_0 \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{60\pi^2}{50\sqrt{3.2}} = 6.62$$

แทนค่าการคำนวณในสมการที่ (3.1 ก)

$$\frac{w}{d} = \frac{2}{\pi} \left\{ 6.62 - 1 - \ln(2(6.62) - 1) + \frac{3.2 - 1}{2(3.2)} \left[\ln(6.62 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{3.2} \right] \right\}$$

$$\text{จะได้ } \frac{w}{d} = 2.40 \text{ หรือ } w = 2.40 \times d = 2.40 \times 0.762 \approx 1.83 \text{ mm}$$

จากนั้นนำค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ของวัสดุฐานรองในตารางที่ 3.1 มาแทนค่าลงในสมการที่ (3.1 ก) และสมการที่ (3.1 ข) จะได้ความกว้างของสายส่งตัดกันของโครงสร้างเขรุชาแลม แสดงดังตารางที่ 3.2 สำหรับการออกแบบความยาวของสายส่งที่ตัดกันของโครงสร้างเขรุชาแลม จะมีพารามิเตอร์สำคัญที่เป็นตัวกำหนดความถี่ โชนแนนซ์ที่ต้องการคือ ความยาวของสายส่ง $\lambda_g / 4$ ซึ่งต้องมีการคำนวณผ่านความถี่ที่ต้องการออกแบบ ในที่นี้จะทำการศึกษาและออกแบบอภิวัดคู่ที่

ทำงานความถี่แรก ที่ความถี่ใช้งาน 1.8 GHz ดังนั้นจึงทำการคำนวณค่าความยาวสายส่งได้เท่ากับ $\lambda_g / 4$ ได้

คำนวณหาความยาวคลื่นในอากาศ λ_o ได้จาก

$$\lambda_o = \frac{c}{f} \quad (3.1 \text{ ค})$$

ค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ λ_g ในวัสดุฐานรอง

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.1 \text{ ง})$$

$$\lambda_g \approx \frac{c}{f \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (3.1 \text{ จ})$$

โดยที่ c คือ ความเร็วแสง
 f คือ ความถี่ที่ต้องการออกแบบ
 ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก

แทนค่าการคำนวณในสมการที่ (3.1 ค)

$$\lambda_o = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{1.8 \times 10^9} = 166.67$$

แทนค่าการคำนวณในสมการที่ (3.1 จ)

$$\lambda_g \approx \frac{c}{f \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \approx \frac{166.67 \text{ mm}}{\sqrt{2.10}} \approx 115$$

ความยาวสายส่งที่ความถี่ 1.8 GHz หาได้จาก

$$\frac{\lambda_g}{4} = \frac{115 \text{ mm}}{4} \approx 28.75 \text{ mm}$$

นอกจากนี้การออกแบบความยาวของสายส่งที่เชื่อมอยู่บริเวณปลายของโครงสร้างเฮกซางอน จะมีพารามิเตอร์สำคัญที่เป็นตัวกำหนดความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ คือ ความยาวที่ปลายสาย

$\lambda_0/2$ ตามการออกแบบไดโพลพื้นฐาน (Filippo Costa, Agostino Monorchio, and Giuliano Manara, 2014) ซึ่งต้องมีการคำนวณผ่านความถี่ที่ต้องการออกแบบ ในที่นี้จะทำการศึกษาและออกแบบอภิวัดที่ทำงานความถี่ที่สอง ที่ความถี่ใช้งาน 5.5 GHz ดังนั้นจึงทำการคำนวณค่าความยาวปลายสายส่งได้เท่ากับ $\lambda_0/2$ ได้

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{5.5 \times 10^9} = 54.55 \text{ mm}$$

ความยาวปลายสายส่งที่ความถี่ 5.5GHz หาได้จาก

$$\frac{\lambda_0}{2} = \frac{54.55 \text{ mm}}{2} \approx 27.28 \text{ mm}$$

เนื่องด้วยโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I ดังรูปที่ 3.1 (ก) ที่จะนำมาออกแบบเป็นเฮรูซาเลม มีข้อจำกัดที่ความยาวปลายสายส่งที่ไม่สามารถซ้อนทับกันได้ ดังรูปที่ 3.1 (ข) ในการออกแบบนี้จึงต้องกำหนดความยาวปลายสายส่งจำกัดที่ขนาด 23 มิลลิเมตร ดังนั้นจึงคำนวณหาความถี่ที่ใช้งานได้

หาความถี่เมื่อสายส่งยาว $\frac{\lambda_0}{2} = 23 \text{ mm}$

$$\lambda_0 = 23 \times 2 = 46 \text{ mm}$$

ความถี่ใช้งาน หาได้จาก

$$\lambda_0 = \frac{c}{f}$$

$$f = \frac{3 \times 10^8}{4.6 \times 10^{-3}} \approx 6.52 \times 10^9 \text{ Hz}$$

ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังแสดงในตารางที่ 3.2 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ความยาวสายส่ง λ_g และความกว้างของสายส่งไมโครสตริป w ของการใช้วัสดุฐานรองชนิด GML-1000 ที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการดังกล่าวข้างต้น จะถูกนำไปใช้ในการออกแบบต่อไป

ตารางที่ 3.2 ค่าที่คำนวณได้จากวัสดุชนิด GML-1000 เพื่อใช้ออกแบบ

วัสดุฐานรอง	ϵ_{eff}	λ_{01} (mm)	λ_{02} (mm)	λ_g (mm)	$\lambda_g / 4$ (mm)	w (mm)
GML-1000	2.10	166.67	54.55	115	28.75	1.83

3.3 อภิวัดรูปแบบเส้นลวดตัวนำและเส้นตัวนำรูปตัว I

จากการคำนวณโดยใช้หลักการพื้นฐานสายส่งแล้วนั้น จะได้ความกว้างของเส้นลวดตัวนำที่มีค่าความต้านทานที่ 50 โอห์ม เท่ากับ 1.83 มิลลิเมตร (W_1) จากนั้นนำแบบมาจำลองด้วยการตั้งค่าแบบเซลล์หนึ่งหน่วยและกำหนดความยาวของสายส่งตามทฤษฎีไดโพลพื้นฐานที่มีค่าความยาว $L = \lambda_g / 2$ จากตารางข้างต้นที่กำหนดไว้มาทำการจำลองแบบอภิวัด และกำหนดขนาดความกว้างของเซลล์หนึ่งหน่วยเท่ากับ 30 มิลลิเมตร (L_a) โดยแสดงโครงสร้างเส้นตัวนำในรูปที่ 3.1 (ก) และโครงสร้างย่อยเส้นตัวนำรูปตัว I ในรูปที่ 3.1 (ข) ซึ่งแบบจำลองโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I นี้ยังมีลักษณะโครงสร้างเช่นเดียวกับเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้น นั่นคือโครงสร้างที่ออกแบบเส้นตัวนำที่มีความกว้างของเส้นตัวนำแตกต่างกันที่จะส่งผลให้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะแตกต่างกัน (P. chomtong, 2011) โดยโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I ที่ได้ออกแบบแรกเริ่มจากสายส่งหรือเส้นตัวนำที่มีความกว้างเท่ากันก่อน จากนั้นได้มีการเพิ่มเส้นตัวนำเชื่อมต่อที่ปลายเส้นตัวนำเดิมด้วยขนาดความกว้างของเส้นตัวนำที่กว้างกว่าเส้นตัวนำก่อนหน้าส่งผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ Z_1 ของเส้นตัวนำที่ปลายสายส่งจะมีค่าน้อยกว่าค่าอิมพีแดนซ์ Z_2 ของสายส่งเดิมที่มีขนาดแคบกว่า ซึ่งจากสมการที่กล่าวไว้ในทฤษฎีเกี่ยวกับเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้น ดังสมการที่ 3.2

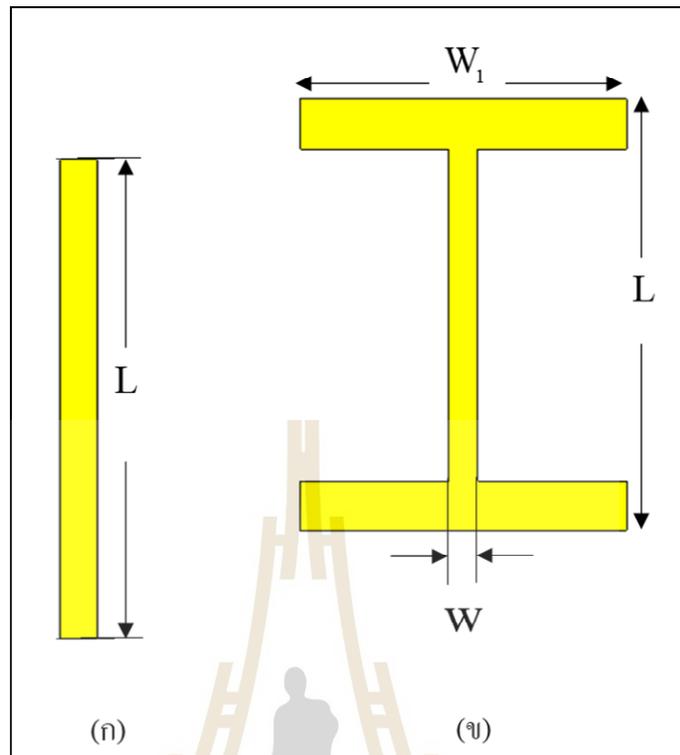
$$K = \frac{Z_2}{Z_1} \quad (3.2)$$

โดยที่ K คือ อัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์

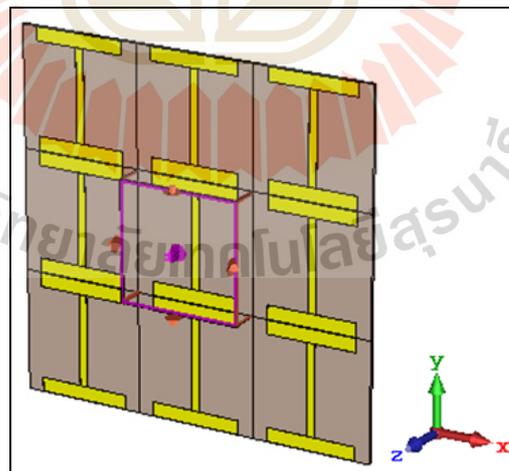
Z_1 คือ อิมพีแดนซ์ของเส้นตัวนำ

Z_2 คือ อิมพีแดนซ์ของเส้นตัวนำที่ปลายสายส่ง

ซึ่งแบบจำลองของโครงสร้างตามทีออกแบบข้างต้นจะจำลองและวัดทดสอบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave studio โดยมีการป้อนคลื่นดังรูปที่ 3.2 ซึ่งคลื่นระนาบจะตกกระทบบที่ด้านหน้าของอภิวัด และมีทิศทางของสนามไฟฟ้าตามแนวแกน y

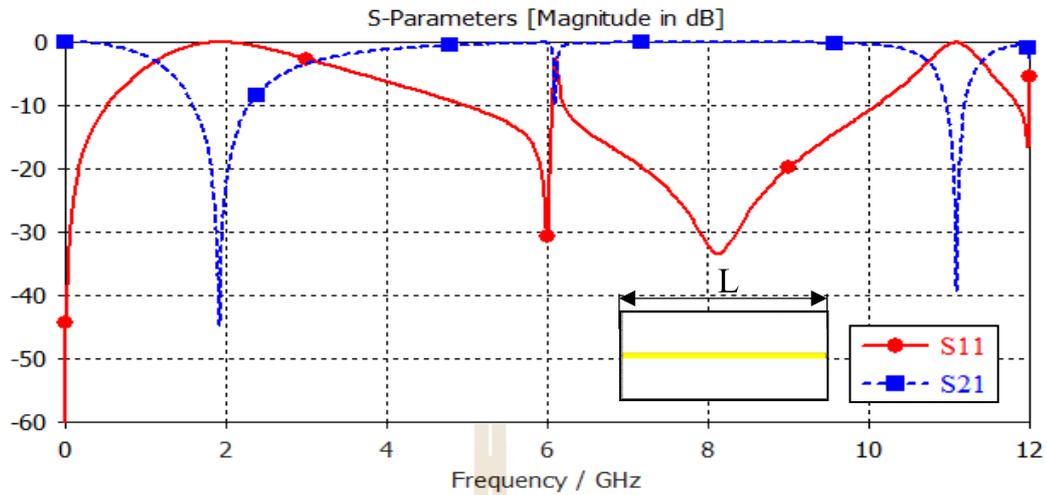


รูปที่ 3.1 โครงสร้างพื้นฐาน (ก) เส้นลวดตัวนำ และ (ข) เส้นตัวนำรูปตัว I

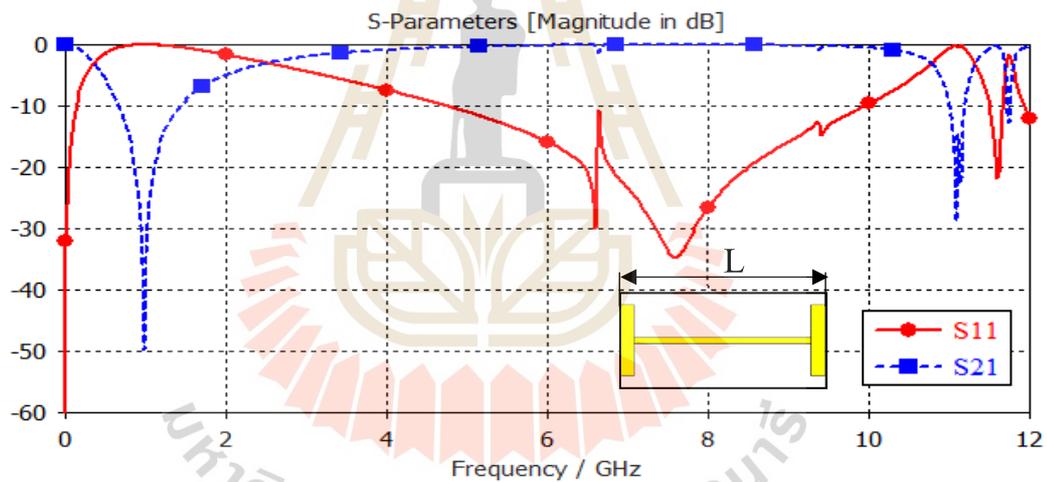


รูปที่ 3.2 การจำลองแบบเซลล์หนึ่งหน่วย

จากการคำนวณโดยใช้หลักการพื้นฐานของสายส่งแล้วนั้น จะได้ความกว้าง W ของเส้นลวดตัวนำที่มีค่าความต้านทานที่ 50 โอห์ม จากนั้นนำแบบมาจำลองด้วยการตั้งค่าแบบเซลล์หนึ่งหน่วยและกำหนดความยาวของเส้นลวดตัวนำตามทฤษฎีไดโพลพื้นฐานที่มีค่า $L = \lambda_g / 2$ พบว่า จะเกิดความถี่เรโซแนนซ์แรกหรือความถี่มูลฐานที่ ความถี่ 1.92 GHz ใกล้เคียงตามที่ออกแบบ และเกิดความถี่ฮาร์มอนิกส์ที่ความถี่ 6.08 GHz และ 11.08 GHz ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.3 ต่อมาได้นำทฤษฎีเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้น (Stepped impedance resonator :SIR) ที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 นั้นคือการออกแบบเส้นตัวนำให้มีความกว้างของเส้นตัวนำแตกต่างกันโดยลักษณะของโครงสร้างยูรูชาเล่มที่นำมาใช้ออกแบบจะกำหนดให้ความกว้างที่ปลายเส้นตัวนำมีขนาดกว้างกว่าเส้นตัวนำแกนกลางและส่งผลให้ค่าของอิมพีแดนซ์ที่ปลายเส้นตัวนำมีค่าต่ำลง ซึ่งจะได้อัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์แบบขั้นน้อยกว่าหนึ่ง เมื่อทำการจำลองแบบโครงสร้างดังกล่าว พบว่า จะเกิดความถี่เรโซแนนซ์แรกหรือความถี่มูลฐานเลื่อนเข้าไปทำงานที่ความถี่ 980 MHz และความถี่ฮาร์มอนิกส์เลื่อนออกจากความถี่มูลฐานหรือให้ความถี่ฮาร์มอนิกส์เพิ่มขึ้นที่ความถี่ 11.08 GHz และ 11.12 GHz ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.4 เมื่อเปรียบเทียบผลของโครงสร้างทั้งสองจะแสดงถึงการเลื่อนของความถี่มูลฐานอย่างเห็นชัด เนื่องจากโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I (I-wire) ที่มีขนาดเท่ากับโครงสร้างเส้นตัวนำทั่วไป จะมีขนาดความยาวทางไฟฟ้าของโครงสร้างไม่เท่ากัน โดยโครงสร้างเส้นตัวนำโดยทั่วไปเมื่อออกแบบให้มีขนาด $L = \lambda_g / 2$ จะมีความยาวทางไฟฟ้าเท่ากับ ความยาวทางกายภาพหรือขนาดที่ได้ออกแบบ แต่สำหรับโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I เมื่อออกแบบให้มีขนาด $L = \lambda_g / 2$ เท่ากันแต่จะมีความยาวทางไฟฟ้าเพิ่มขึ้นส่งผลให้เกิดการเลื่อนเข้าของความถี่มูลฐานอย่างชัดเจน นอกจากนี้ในกรณีที่ค่าอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์น้อยกว่าหนึ่ง ($K < 1$) จะไม่เกิดการลดทอนของสัญญาณที่ความถี่ฮาร์มอนิกส์ที่ความถี่สูง ดังนั้น โครงสร้างดังกล่าวนี้จึงเหมาะแก่การนำมาออกแบบเพื่อรองรับการใช้งานแบบหลายความถี่



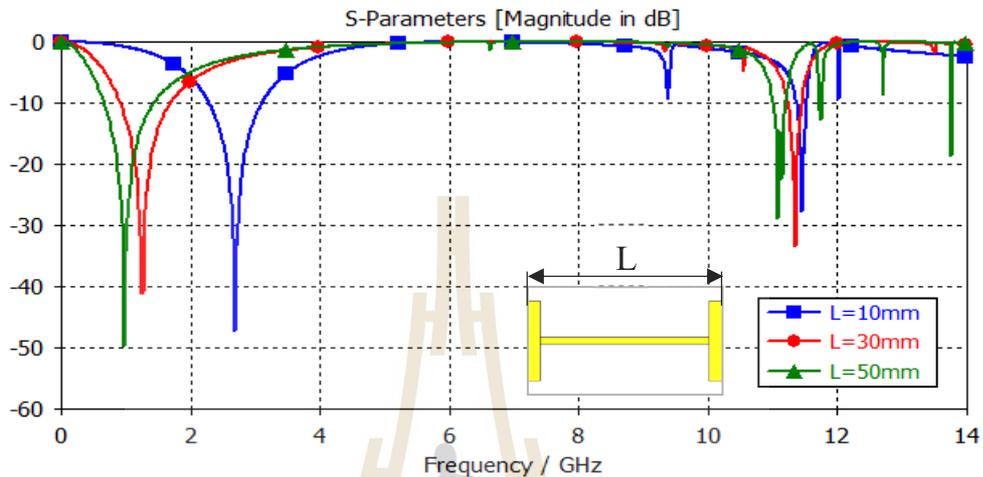
รูปที่ 3.3 ค่า S-parameters ของ โครงสร้างเส้นลวดตัวนำที่ $L = 60$ มม.



รูปที่ 3.4 ค่า S-parameters ของ โครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I ที่ $L = 60$ มม.

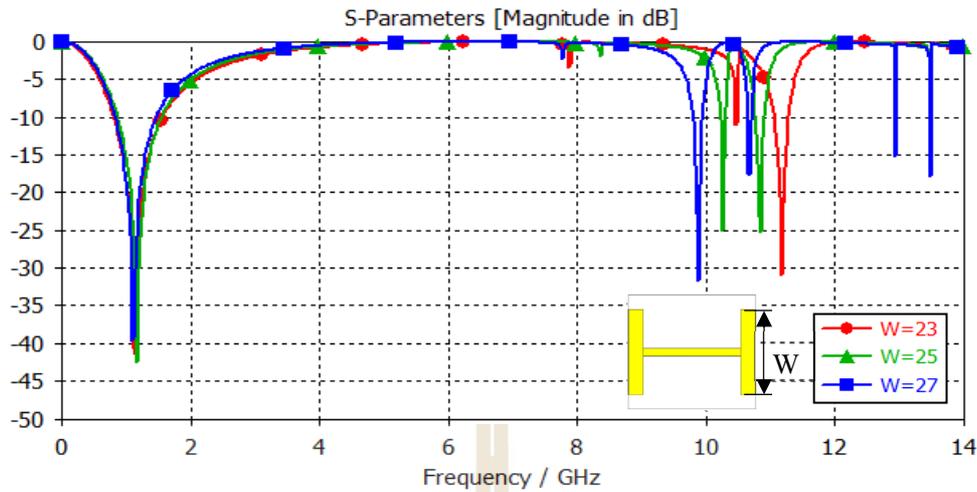
จากโครงสร้างเส้นลวดตัวนำร่วมกับทฤษฎีเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นที่มีลักษณะคล้ายคลึงกับโครงสร้างย่อยของเขรุชาเลมดั่งที่กล่าวไปข้างต้น นำมาซึ่งการปรับขนาดให้ได้ความถี่มูลฐานตรงตามที่ต้องการ เพื่อให้ความถี่มูลฐานเลื่อนเข้ามาทำงานที่ความถี่ต่ำลงแล้วนั้น จึงได้ศึกษาการปรับขนาดของโครงสร้าง (ปรับค่า L) เท่ากับ 10 มม, 30 มม, และ 50 มม, ตามลำดับ พบว่าเมื่อปรับขนาดโครงสร้างให้มีความยาวเพิ่มขึ้น จะส่งผลให้ความถี่มูลฐานเป็น 2.69 GHz 1.24 GHz และ 0.98 GHz ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.5 จากการศึกษารับขนาดดังกล่าวจะส่งผลต่อความถี่มูลฐานอย่างเห็นได้ชัด เนื่องจากการปรับค่า L จะส่งผลต่อความยาวทางไฟฟ้าและความยาว

ทางกายภาพที่เปลี่ยนแปลงไปในขนาดที่เท่ากัน ดังนั้นเมื่อทำการปรับค่า L เพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ค่าความยาวทางไฟฟ้าและความยาวทางกายภาพทั้งสองของโครงสร้างทั้งหมดมีค่าเพิ่มขึ้นเช่นกันทำให้ความถี่มูลฐานเลื่อนเข้ามาทำงานที่ความถี่ต่ำลงอย่างเห็นได้ชัด



รูปที่ 3.5 ค่า S_{21} เปรียบเทียบค่า L ของโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I

ต่อมาได้ศึกษาการปรับความยาว W_1 เพื่อปรับความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 ที่ขนาดโครงสร้างขนาด 30 มิลลิเมตรและพารามิเตอร์ตัวอื่น ๆ ไม่เปลี่ยนแปลง โดยจะปรับขนาดโดยเริ่มจากความยาวสูงสุดและลดลงทีละ 2 มม. เริ่มจาก 27 มม. 25 มม. และ 23 มม. ตามลำดับ พบว่าเมื่อขนาดที่ปลายเส้นตัวนำกว้างขึ้นจะส่งผลกับความถี่มูลฐานเลื่อนเข้ามาที่ความถี่ 1.10 GHz 1.14 GHz และ 1.16 GHz ตามลำดับ เช่นเดียวกับความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 ซึ่งจะเลื่อนเข้ามาที่ความถี่ 9.88 GHz 10.26 GHz และ 10.46 GHz ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.6 ดังนั้นขนาดที่ใกล้เคียงกับความถี่ทั้งสองตามที่ออกแบบที่สุดคือความกว้างของเส้นตัวนำที่มีค่าเท่ากับ 23 มิลลิเมตร ซึ่งความถี่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 ยังไม่ใกล้เคียงกับการรองรับการทำงานในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายได้ เนื่องจากโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I ดังรูปที่ 3.2 (ข) ที่จะนำมาออกแบบเป็นเรซอร์ที่มีลักษณะไขว้กัน โดยมีข้อจำกัดที่ความยาวปลายสายส่งที่ไม่สามารถซ้อนทับกันได้ ซึ่งจากการออกแบบดังกล่าวข้างต้นจะได้ความยาวปลายสายส่งจำกัดที่ขนาด 23 มิลลิเมตร จากนั้นวิทยานิพนธ์นี้จะได้นำเทคนิคของอินเตอร์ดิจิตัลเข้ามาเพื่อปรับความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 ให้สามารถรองรับการทำงานในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.5 GHz ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 3.6 ค่า S_{21} เปรียบเทียบค่า W_1 ของโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I

จากการจำลองอภิวัดแบบเส้นลวดตัวนำและเส้นตัวนำรูปตัว I โดยสรุปพบว่าการปรับความถี่ของโครงสร้างเพื่อรองรับการใช้งานแบบสองความถี่สามารถปรับได้จากพารามิเตอร์ L และ W_1 เป็นหลัก โดยพารามิเตอร์ L จะส่งผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 และพารามิเตอร์ W_1 จะส่งผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2

3.4 การใช้เทคนิคอินเตอร์ดิคิทัลดิจิทัล

เมื่อออกแบบโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I แล้วนั้น ต่อมาจะนำโครงสร้างที่ออกแบบนั้นมาประยุกต์ใช้ร่วมกับเทคนิคของอินเตอร์ดิคิทัลดิจิทัล เพื่อให้อภิวัดสามารถปรับความถี่ใช้งานได้ จากการศึกษางานวิจัยเกี่ยวกับการใช้เทคนิคของอินเตอร์ดิคิทัลดิจิทัล (P. Chimtong, 2011) ได้ศึกษาถึงความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์ภายในสายนำสัญญาณ โดยมองให้สายนำสัญญาณมีอิมพีแดนซ์ที่เท่ากัน แล้วพิจารณาความยาวทางไฟฟ้าที่มีความถี่ฮาร์มอนิกลำดับคู่ ดังสมการที่ (3.3 ก) และความถี่ฮาร์มอนิกลำดับคี่ ดังสมการที่ (3.3 ข) ซึ่งจะมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ที่ทุกช่วงความถี่ตั้งแต่สองความถี่ขึ้นไปจนถึงลำดับที่ n โดยความยาวทางไฟฟ้าจากสมการดังกล่าวนี้จะมีผลกับการเกิดเรโซแนนซ์เมื่อมีค่าเท่ากับ $\lambda/2$ ของความถี่ใช้งาน ดังนั้นเมื่อกำหนดค่าที่ใช้ปรับความถี่ใช้งาน จะได้ค่าของอินเตอร์ดิคิทัลดิจิทัลคาปาซิเตอร์ C_i และใช้สมการที่ (3.3) เพื่อกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่จะนำมาใช้ออกแบบโครงสร้างเป็นลำดับต่อไป

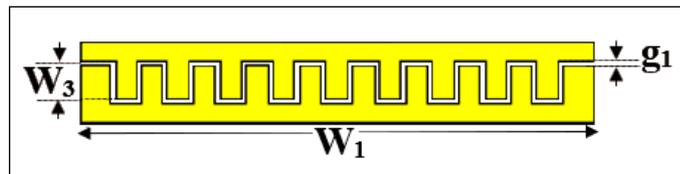
$$\theta_{a0} = 2 \tan^{-1} \left(\frac{1}{\pi f_1 Z_a C_i} \right) \quad (3.3 \text{ ก})$$

$$\theta_{a1} = 2\pi - 2 \tan^{-1}(\pi f_2 Z_a C_i) \quad (3.3 \text{ ข})$$

$$C_i = \frac{(\epsilon_r + 1)}{W_1} W_3 (\epsilon_r + 1) [0.1(n-3) + 0.11] \quad (3.4)$$

- โดยที่ C_i คือ อินเตอร์ดิจิทัลคาปาซิเตอร์
 n คือ จำนวนฟันของอินเตอร์ดิจิทัลของ
 W_1 คือ ความยาวรวมของอินเตอร์ดิจิทัลคาปาซิเตอร์
 W_3 คือ ความสูงของฟันที่อินเตอร์ดิจิทัลคาปาซิเตอร์
 Z_a คือ ค่าของอิมพีแดนซ์สายนำสัญญาณ
 θ_a คือ ความยาวทางไฟฟ้าของสายนำสัญญาณ
 f_1 คือ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1
 f_2 คือ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2

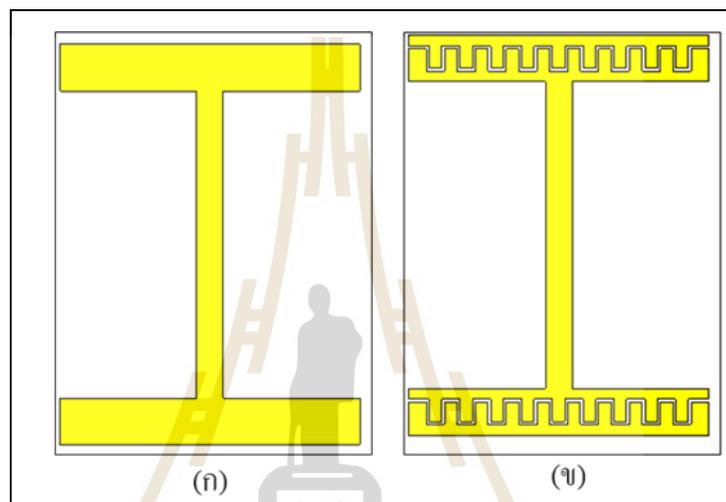
จากสมการข้างต้นจะแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ที่ความถี่เรโซแนนซ์ในการปรับความถี่พบว่า ค่าของ C_i ที่จะทำให้ความยาวทางไฟฟ้าเท่ากับ $\lambda/2$ ของความถี่ใช้งานนั้น ด้วยที่ความถี่ฮาร์มอนิกส์ลำดับคู่และความถี่ฮาร์มอนิกส์ลำดับคี่ได้ผลของค่า C_i ที่แตกต่างกัน ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้เลือกออกแบบโดยใช้ค่า C_i ดังสมการที่ (3.4) ที่มีผลกับความถี่ฮาร์มอนิกส์ลำดับคี่หรือความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 นอกจากนี้เมื่อนำค่า C_i ที่จะนำมาออกแบบไปแทนค่าในสมการที่ (3.3 ก) จะได้ความยาวทางไฟฟ้าน้อยมาก จึงสรุปได้ว่าการใช้เทคนิคอินเตอร์ดิจิทัลในการออกแบบอภิวัดคูณในงานวิจัยนี้จะมีผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 หรือความถี่มูลฐานและการนำเทคนิคของอินเตอร์ดิจิทัลมาประยุกต์ใช้ยังทำให้ขนาดความยาวทางกายภาพมีขนาดลดลงเมื่อเทียบกับโครงสร้างโลหะตัวนำทั่วไปที่มีความยาวทางไฟฟ้าเท่ากับ $\lambda/2$ จึงทำให้ขนาดของอภิวัดคูณมีขนาดเล็กลงด้วย ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 3.3 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ของอินเตอร์ดิจิทัล ที่สอดคล้องกับสมการข้างต้น จะถูกนำไปใช้ในการออกแบบต่อไป



รูปที่ 3.7 โครงสร้างพารามิเตอร์ของอินเตอร์ดิจิทัล

ตารางที่ 3.3 ค่าพารามิเตอร์ของอินเตอร์ดิจิตัล

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)	ขนาด (λ)
W_1	22.53	0.1959λ
W_3	166.	0.0144λ
g	0.20	0.0017λ



รูปที่ 3.8 โครงสร้างของ (ก) เส้นตัวนำรูปตัว I และ (ข) เส้นตัวนำรูปตัว I ร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล

จากนั้นได้นำค่าพารามิเตอร์ที่กำหนดไว้มาทำการจำลองแบบอภิวัด โดยแสดงโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I ดังรูปที่ 3.8 (ก) และโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I ร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล ดังรูปที่ 3.8 (ข) และจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

3.5 การจำลองผลด้วย โปรแกรม CST Microwave Studio

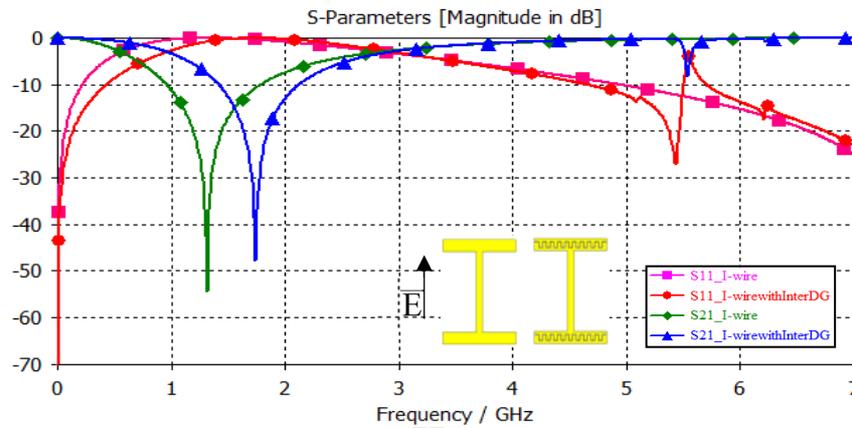
จากโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I ที่ได้ออกแบบจากสมการพื้นฐานสายนำสัญญาณให้มีความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ 1.8 GHz และมีอิมพีแดนซ์ (Z_a) เท่ากับ 50 โอห์ม จากนั้นได้นำเทคนิคอินเตอร์ดิจิตัลมาเชื่อมต่อกับปลายสายนำสัญญาณเพื่อปรับความถี่ฮาร์มอนิกซ์โดยออกแบบโครงสร้างของอินเตอร์ดิจิตัลให้มีความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 ให้ทำงานที่ความถี่ 5.5 GHz ซึ่งการใช้โครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I ร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัลนั้น ต้องคำนึงถึงทิศทางของสนามไฟฟ้าที่สอดคล้องกับการโพลาไรซ์ของสายอากาศเมื่อนำอภิวัดไปใช้งานร่วมด้วย และในงานวิจัยนี้ได้

ออกแบบอภิวัดคู่ไปใช้ร่วมกับสายอากาศไดโพลที่มีการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้น (linear polarization) โดยจะแบ่งออกเป็น 2 แบบ คือการโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง (vertical polarization) และการโพลาไรซ์แบบแนวนอน (horizontal polarization) ดังนั้น โครงสร้างเสาอากาศร่วมกับอินเตอร์ดิคิทีลที่มีลักษณะตั้งตรงตามแนวแกนเดียว เมื่อมีสายอากาศมีการโพลาไรซ์ต่างกันก็จะมีผลต่อทิศทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าต่างกันทำให้อภิวัดคู่ทำงานที่ความถี่ต่างกัน ดังที่จะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

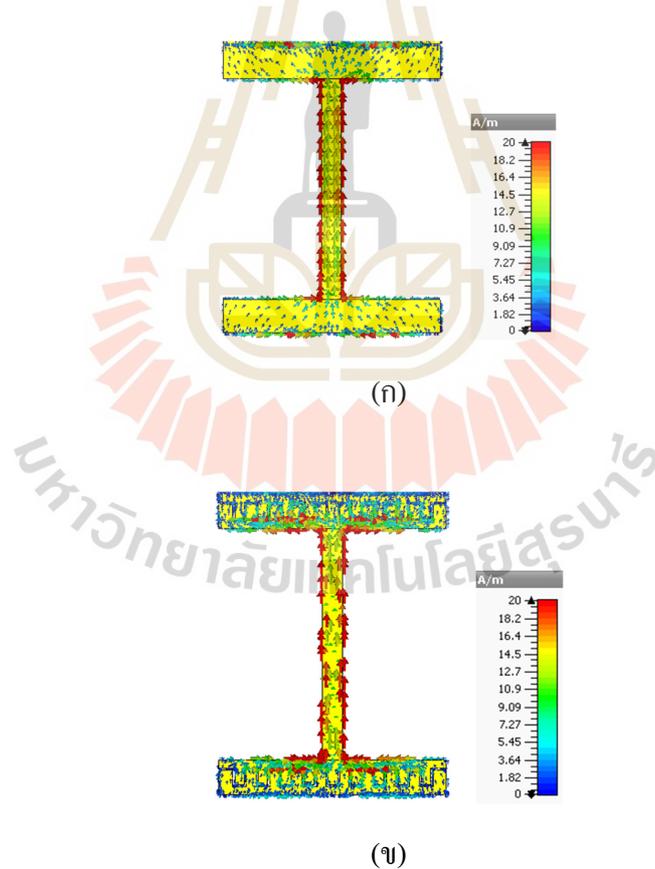
3.5.1 ศึกษาอภิวัดคู่เมื่อมีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง (Vertical polarization :V-pol)

การโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง จะกำหนดระนาบคลื่นสนามไฟฟ้าทิศแนวตั้งตามแนวสายส่งสัญญาณของโครงสร้าง พบว่า โครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I จะเกิดความถี่เรโซแนนซ์หลายความถี่โดยมีความถี่แรกคือ 1.24 GHz และความถี่ที่สองคือ 11.34 GHz หลังจากนั้นนำโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I เชื่อมปลายสายนำสัญญาณด้วยอินเตอร์ดิคิทีลจะส่งผลให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 เลื่อนเข้ามา ดังนั้น โครงสร้างดังกล่าวจึงสามารถทำงานได้ที่ความถี่ 1.75 GHz และเกิดการเปลี่ยนแปลงของ S-parameter ที่ 5.55 GHz เท่ากับ -8.10 dB ดังที่แสดงในรูปที่ 3.9 จึงต้องมีการปรับปรุงโครงสร้างเพื่อรองรับการทำงานของความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 ต่อไป เนื่องด้วยโครงสร้างอินเตอร์ดิคิทีลดังสมการที่ (3.3 ก) จึงสรุปได้ว่า ณ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 นั้น ค่าความยาวทางไฟฟ้าที่เกิดในช่องว่างระหว่างพื้นของอินเตอร์ดิคิทีลมีค่าน้อยมากหรือเข้าใกล้ศูนย์ ดังนั้นความยาวทางไฟฟ้าของโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I เมื่อใช้เทคนิคอินเตอร์ดิคิทีลมีค่าน้อยกว่าโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I จึงส่งผลให้ความถี่เรโซแนนซ์มีการเลื่อน (shift) มาทำงานที่ความถี่สูงขึ้น สำหรับความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 นั้น เกิดจากการเชื่อมปลายนำสัญญาณด้วยโครงสร้างอินเตอร์ดิคิทีล

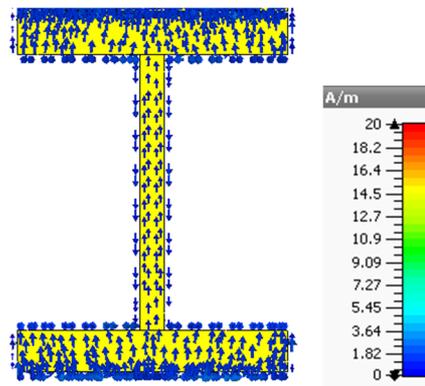
นอกจากนี้เมื่อศึกษาจากพฤติกรรมของกระแสเชิงผิว พบว่า ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 จะเกิดจากความหนาแน่นของกระแสบริเวณแกนกลางหรือสายนำสัญญาณที่มีขนาดสูงสุดตามที่ออกแบบดังรูปที่ 3.10 (ก) และ 3.10 (ข) แต่สำหรับโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I เมื่อพิจารณาความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.5 GHz จะเกิดความหนาแน่นของกระแส้น้อยมาก ดังรูปที่ 3.11 (ก) จึงสามารถนำไปใช้งานได้ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 1.8 GHz เท่านั้น แต่เมื่อใช้โครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I ร่วมกับเทคนิคของอินเตอร์ดิคิทีลส่งผลให้ที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.5 GHz มีความหนาแน่นของกระแสเกิดขึ้นบริเวณช่องว่างระหว่างพื้นของอินเตอร์ดิคิทีล ดังรูปที่ 3.11 (ข)



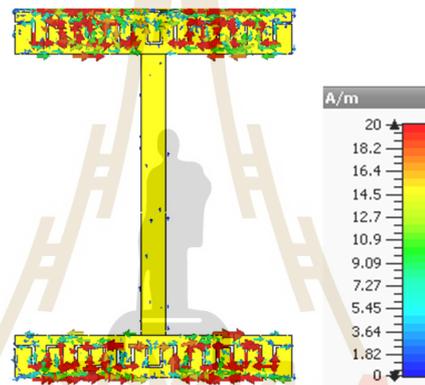
รูปที่ 3.9 ค่า S-parameters เปรียบเทียบ โครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I และ โครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I ร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล



รูปที่ 3.10 กระแสเชิงผิวที่ความถี่ 1.8 GHz ของ โครงสร้าง (ก) เส้นตัวนำรูปตัว I และ (ข) เส้นตัวนำรูปตัว I ร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล



(ก)

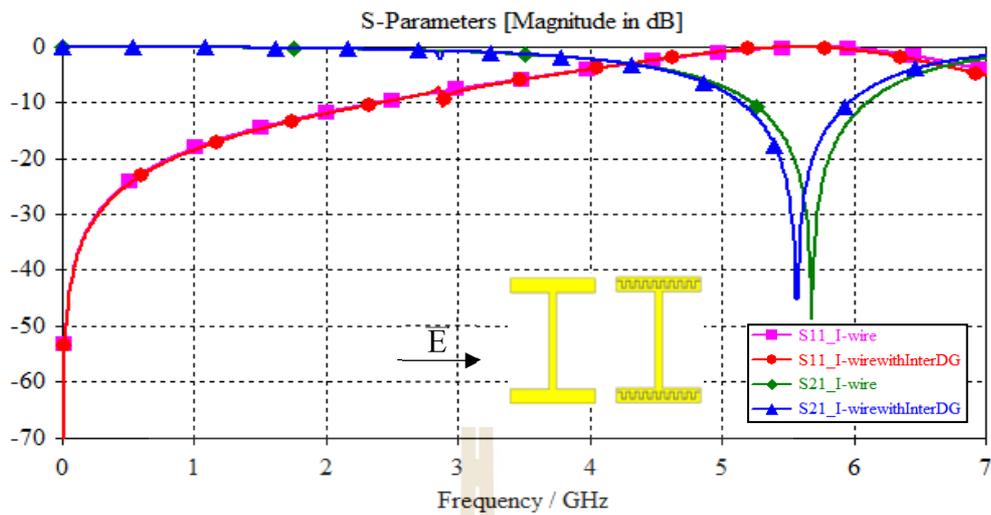


(ข)

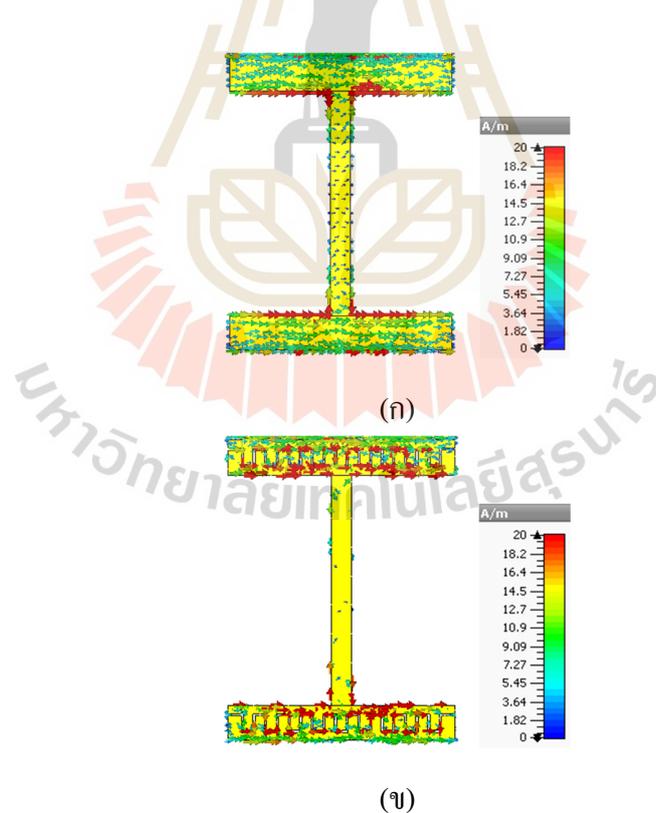
รูปที่ 3.11 กระแสเชิงผิวที่ความถี่ 5.5 GHz ของ โครงสร้าง (ก) เส้นตัวนำรูปตัว I และ (ข) เส้นตัวนำรูปตัว I ร่วมกับอินเตอร์ดิจิทัล

3.5.2 ศึกษาอภิวัดคู่มือมีการ โพลาริเซชันแบบแนวนอน (Horizontal polarization: H-pol)

การโพลาริเซชันแบบแนวนอน จะกำหนดระยะขนาดคลื่นสนามไฟฟ้าทิศแนวนอน ตามแนวขวางกับสายส่งสัญญาณของโครงสร้าง พบว่า โครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I จะเกิดความถี่เรโซแนนซ์แรกที่มีความถี่ 5.68 GHz เช่นเดียวกับโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I ร่วมกับอินเตอร์ดิจิทัล จะเกิดความถี่เรโซแนนซ์จะเลื่อนมาทำงาน ณ ความถี่ต่ำลงที่ความถี่ 5.57 GHz ดังที่แสดงในรูปที่ 3.12 ซึ่งการเกิดเรโซแนนซ์ของโครงสร้างทั้งสองนั้นจะเกิดขึ้นที่บริเวณส่วนปลายของสายนำสัญญาณ ดังรูปที่ 3.13 (ก) และโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I ร่วมกับอินเตอร์ดิจิทัลจะเกิดบริเวณช่องว่างของอินเตอร์ดิจิทัล ดังรูปที่ 3.13 (ข) ซึ่งได้จากการออกแบบให้ความยาวทางไฟฟ้าของความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.5 GHz มีค่าเท่ากับ $\lambda / 2$



รูปที่ 3.12 ค่า S-parameters ของแบบจำลองโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I และ โครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I ร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล

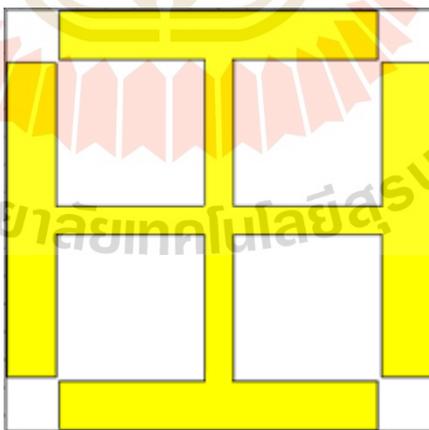


รูปที่ 3.13 กระแสเชิงผิวที่ความถี่ 5.5 GHz ของโครงสร้าง (ก) เส้นตัวนำรูปตัว I และ (ข) เส้นตัวนำรูปตัว I ร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล

จากผลการศึกษาข้างต้น พบว่า โครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I ร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัลที่ป้อนสนามไฟฟ้าให้มีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้งจะเกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 1.8 GHz และ 5.5 GHz ตามที่ออกแบบ แต่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 ยังไม่สามารถนำมาใช้งานได้ และการโพลาไรซ์แบบแนวนอนจะเกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 5.5 GHz ซึ่งเป็นจะตรงกับความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 ตามที่ได้ออกแบบไว้ ดังนั้น เพื่อให้วิศวกรรองรับการทำงานได้ตามความถี่ที่ได้ออกแบบ จึงได้ทำการออกแบบให้อั้วตูดเกิดการโพลาไรซ์ทั้งสองแบบ (dual polarization) คือได้ทั้งการโพลาไรซ์แบบแนวตั้งและโพลาไรซ์แบบแนวนอน โดยการนำโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I มาไขว้กันและเรียกโครงสร้างนี้ว่าโครงสร้างแบบเยรูซาเลม (jerusalem: JS) ดังที่จะนำมาออกแบบและเปรียบเทียบผลกับการนำมาใช้ร่วมกับเทคนิคของอินเตอร์ดิจิตัล ที่จะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

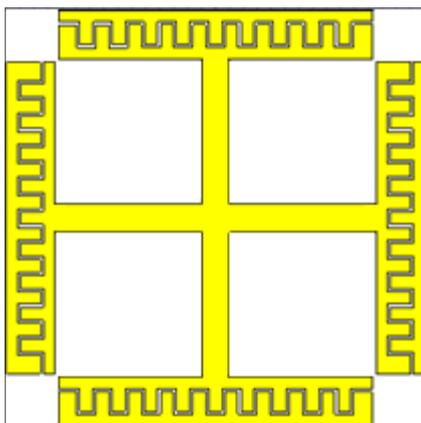
3.6 อั้วตูดแบบเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล

จากผลการศึกษาอั้วตูดเมื่อมีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้งและการโพลาไรซ์แบบแนวนอน เพื่อให้วิศวกรสามารถรองรับการทำงานได้ 2 ความถี่ โดยสามารถนำไปประยุกต์ใช้ร่วมกับสายอากาศที่มีการป้อนสนามไฟฟ้าได้ทิศทางเดียว จึงได้นำโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I มาวางไขว้กัน ซึ่งจะได้เป็นโครงสร้างเยรูซาเลม ดังแสดงในรูปที่ 3.14 (ก) และโครงสร้างเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล ดังรูปที่ 3.14 (ข)



(ก)

รูปที่ 3.14 โครงสร้างเซลล์หนึ่งหน่วยของ (ก) เยรูซาเลม

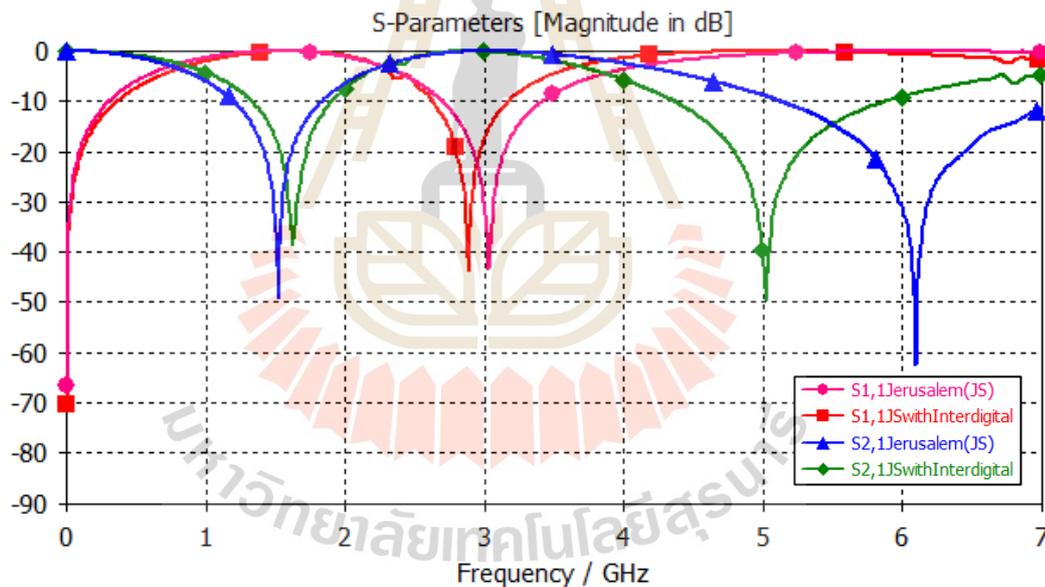


(ข)

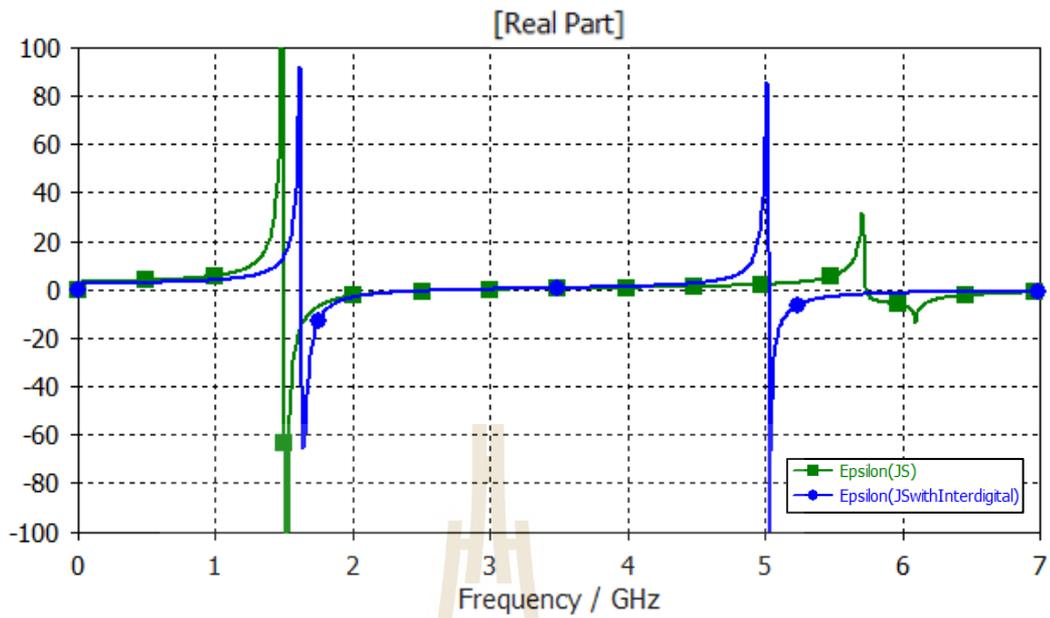
รูปที่ 3.14 โครงสร้างเซลล์หนึ่งหน่วยของ(ต่อ) (ข) เจริญชาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล

จากผลการทดสอบเมื่อนำโครงสร้างเส้นตัวนำรูปตัว I มาไขว้กัน หรือที่เรียกว่าโครงสร้างแบบเจริญชาเลม และป้อนสนามไฟฟ้าให้มีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง พบว่า โครงสร้างเจริญชาเลมสามารถรองรับการทำงานได้ 2 ย่านความถี่ โดยย่านความถี่เรโซแนนซ์แรกคือ 1.20 1.83-GHz และย่านความถี่เรโซแนนซ์ที่สองคือ 5.13 7.21-GHz ส่วนโครงสร้างเจริญชาเลมร่วมกับเทคนิคของอินเตอร์ดิจิตัลจะทำให้ความถี่แรกเลื่อนไปเป็นช่วง 1.34 1.91-GHz และสามารถปรับความถี่ที่สองให้เกิดการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำลงที่ย่าน 4.37 5.88-GHz ซึ่งใกล้เคียงตามทีออกแบบ โดยไม่ต้องเพิ่มขนาดของชิ้นงานที่จะส่งผลให้ความถี่แรกเปลี่ยนไป ดังรูปที่ 3.15 การออกแบบบอริวัสตุ จำเป็นต้องคำนึงถึงค่าสภาพยอมไฟฟ้าหรือค่าความชื้นซาบทางแม่เหล็ก ซึ่งจากโครงสร้างที่ได้ ออกแบบไว้ข้างต้นจะมีรูปแบบพื้นฐานจากเส้นลวดตัวนำ เมื่อป้อนสนามไฟฟ้าในทิศทางเดียวกับเส้นลวดตัวนำจะมีผลทำให้ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเป็นลบ เมื่อนำโครงสร้างเจริญชาเลมและเจริญชาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัลไปวิเคราะห์หาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า พบว่า ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าจะมีค่าเป็นลบที่ความถี่เรโซแนนซ์ ดังแสดงในรูปที่ 3.16 โดยโครงสร้างเจริญชาเลมจะมีค่าเป็นลบในช่วงความถี่ 1.52-2.32 GHz และ 5.74 7.01-GHz สำหรับโครงสร้างเจริญชาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัลจะมีค่าเป็นลบในช่วงความถี่ 1.64-2.32 GHz และ 5.03-6.22 GHz ตามลำดับ ในรูปที่ 3.17 จะแสดงค่าความชื้นซาบแม่เหล็กที่มีค่าลดลง และทำให้โครงสร้างเจริญชาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัลมีค่าดัชนีหักเหเป็นลบช่วงความถี่ 1.71-2.61 GHz และ 5.06-6.01 GHz ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.18 นอกจากนี้กระแสเชิงควิที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1.8 GHz ของโครงสร้างทั้งสองจะมีความหนาแน่นที่บริเวณแกนกลางสายนำสัญญาณของโครงสร้าง ดังรูปที่ 3.19 (ก) และ 3.19 (ข) เช่นเดียวกับโครงสร้างแบบหนึ่งแกน และความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.5 GHz

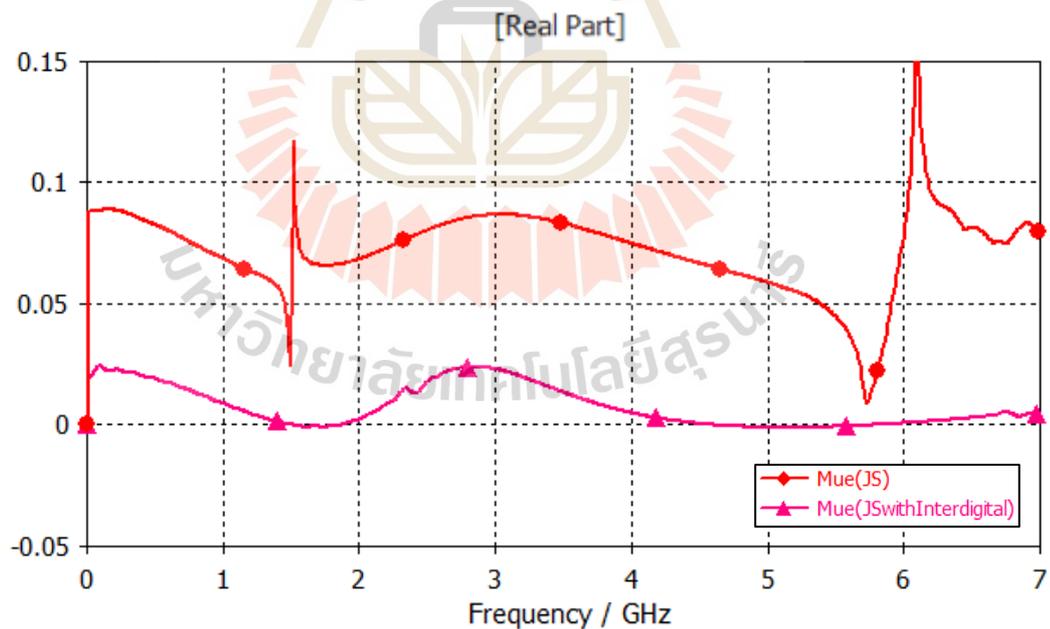
จะเกิดการเรโซแนนซ์ที่ตำแหน่งตัวนำปลายสายนำสัญญาณ สำหรับโครงสร้างเยรูซาเลม จากผลของโครงสร้างแบบหนึ่งแกนจะมีความหนาแน่นของกระแสที่บริเวณขอบของตัวนำ ซึ่งเมื่อโครงสร้างเป็นแบบสองแกนส่งผลให้เกิดการเชื่อมต่อ (coupling) ของสัญญาณขึ้นทำให้ความถี่เรโซแนนซ์จึงเลื่อนไปทำงานที่ความถี่สูงขึ้น จึงเกิดการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ตามทีออกแบบ ทำให้เกิดกระแสเชิงพิกวนน้อยลง ดังแสดงในรูปที่ 3.20 (ก) และสำหรับ โครงสร้างเยรูซาเลมเมื่อร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล จะเกิดความหนาแน่นของกระแสเชิงพิกวนที่บริเวณช่องว่างของอินเตอร์ดิจิตัลที่ปลายของโครงสร้างอินเตอร์ดิจิตัลที่ทิศทางการวางแนวเดียวกันกับสนามไฟฟ้า ดังรูปที่ 3.20 (ข) และโครงสร้างของอินเตอร์ดิจิตัลยังสามารถช่วยลดทอนกระแสที่วิ่งรอบตัวนำส่งผลให้การเชื่อมต่อของสัญญาณลดลง จากการทดสอบข้างต้นทำให้ได้อัปเดตที่รองรับการทำงาน 2 ความถี่ตามทีออกแบบ ในขั้นตอนต่อไปจะทำการศึกษาเกี่ยวกับผลกระทบของการปรับพารามิเตอร์ของโครงสร้างที่มีผลต่อความถี่ใช้งานทั้ง 2 ความถี่



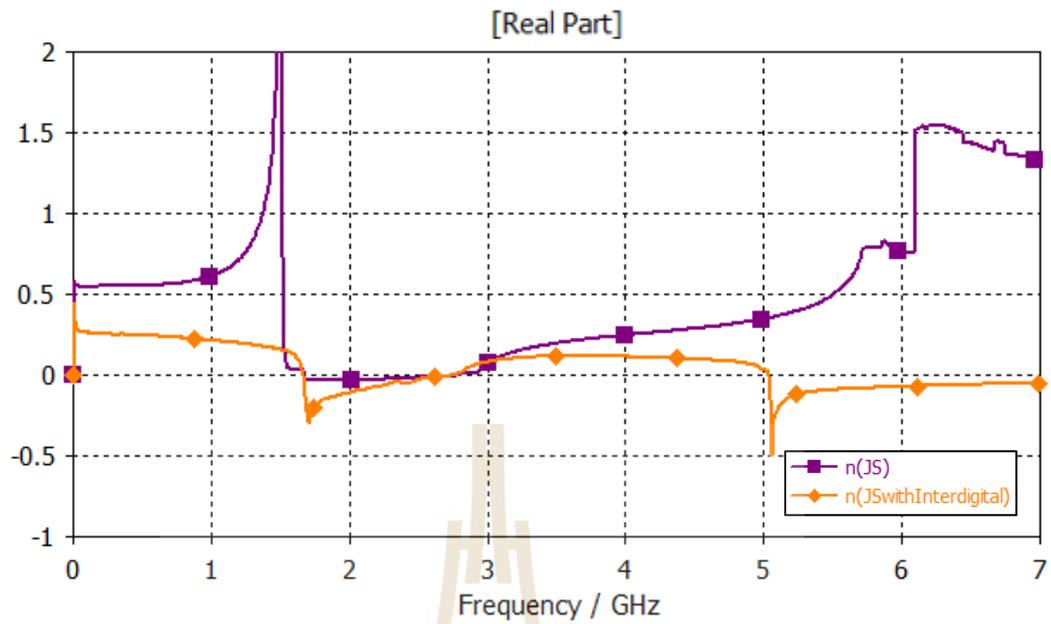
รูปที่ 3.15 เปรียบเทียบค่า S-parameters โครงสร้างเยรูซาเลมและ โครงสร้างเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล



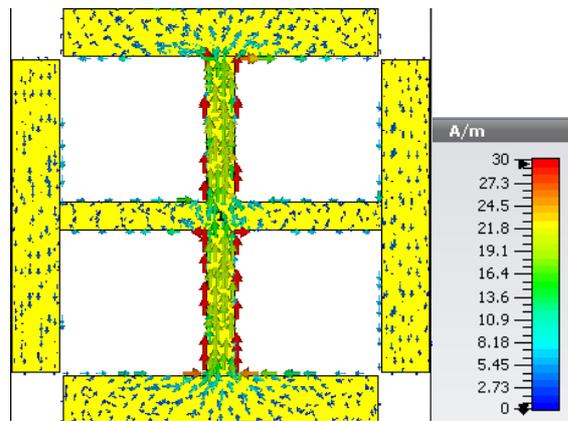
รูปที่ 3.16 ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (ϵ_r) ของโครงสร้างเรโซนาเตอร์และโครงสร้างเรโซนาเตอร์ร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล



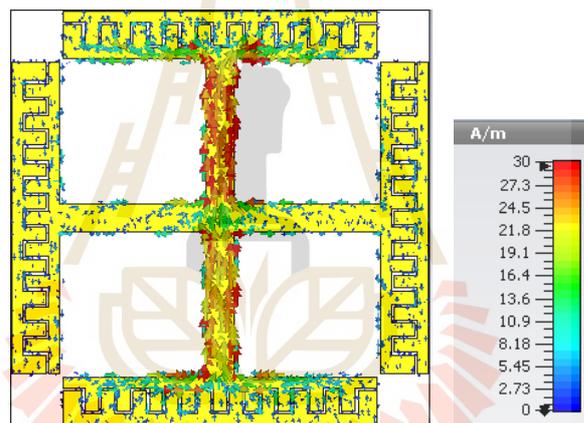
รูปที่ 3.17 ค่าความซาวซึมแม่เหล็ก (μ_r) ของโครงสร้างเรโซนาเตอร์และโครงสร้างเรโซนาเตอร์ร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล



รูปที่ 3.18 ค่าดัชนีหักเห (n) ของโครงสร้างเรซูลาเลมและโครงสร้างเรซูลาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล

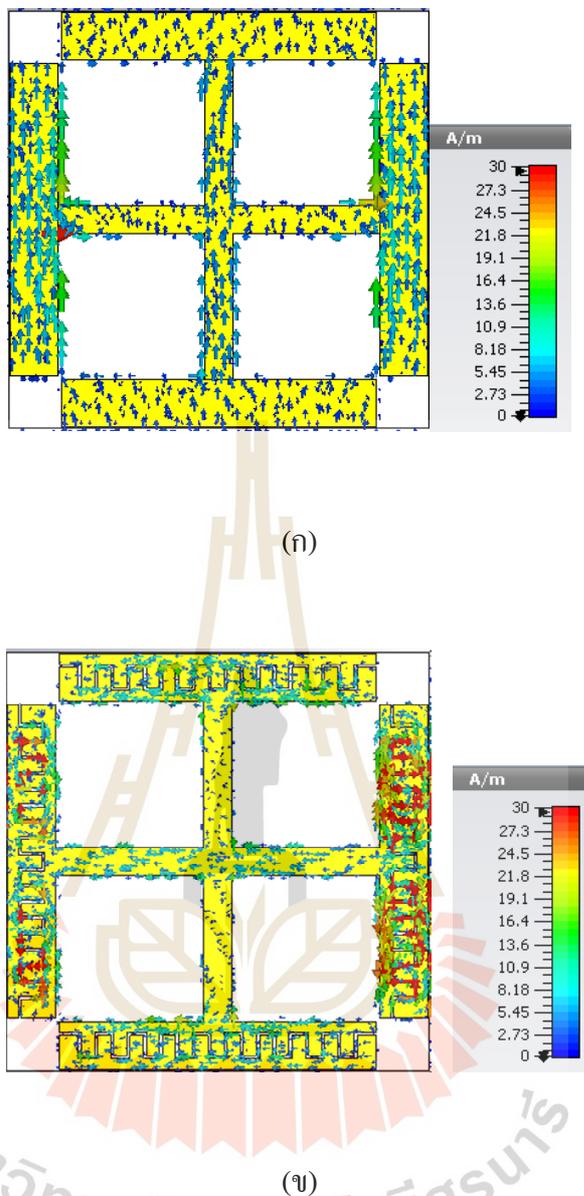


(ก)



(ข)

รูปที่ 3.19 กระแสเชิงพิกัดความถี่ 1.8 GHz ของ โครงสร้าง (ก) เยรูชาเลม และ (ข) เยรูชาเลมร่วมกับ อินเทอร์เน็ต



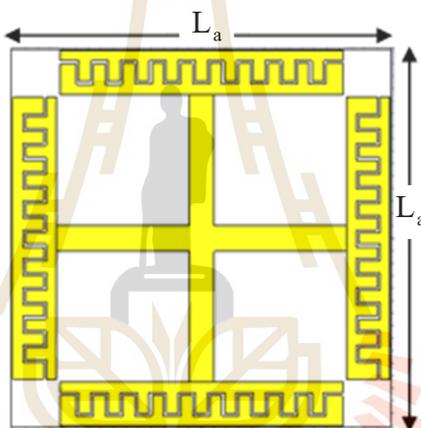
รูปที่ 3.20 กระแสเชิงผิวความถี่ 5.5 GHz ของโครงสร้าง (ก) เรูชาเล่ม และ (ข) เรูชาเล่มร่วมกับอินเตอร์ดิจิทัล

3.7 การปรับพารามิเตอร์ของ โครงสร้างเรูชาเล่มร่วมกับอินเตอร์ดิจิทัล

จากผลการทดสอบโครงสร้างแบบสองแกนที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น โครงสร้างเรูชาเล่มร่วมกับอินเตอร์ดิจิทัลจะเกิดความถี่เรโซแนนซ์ 2 ความถี่ ซึ่งบริเวณความหนาแน่นของกระแสเชิงผิวที่ส่งผลกับการปรับความถี่ ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซิมซาททางแม่เหล็กแตกต่างกันชัดเจน

จากการศึกษาผลของกระแสเชิงผิวสามารถนำมาใช้ปรับพารามิเตอร์ของโครงสร้างดังกล่าว โดยการปรับความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 จากความยาวของสายนำสัญญาณแกนกลางที่จะทำให้ขนาดของ อกวิสต์เปลี่ยนไปเช่นกัน และการปรับความกว้างของแกนกลางทั้งสอง สำหรับความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 การปรับความถี่และค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าจะทำการปรับ โครงสร้างของอินเตอร์ดิกิทัลที่ ประกอบด้วยพารามิเตอร์ดังสมการที่ (3.4) นั่นคือการลดขนาดของจำนวนขาของอินเตอร์ดิกิทัล โดยที่ จะส่งผลถึงความยาวของอินเตอร์ดิกิทัลที่ลดลงเช่นกัน ซึ่งผลการปรับพารามิเตอร์ของ โครงสร้าง อกวิสต์ดังกล่าวที่มีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ และค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าที่มีค่าเป็นลบ จะแสดงใน หัวข้อถัดไปตามลำดับ

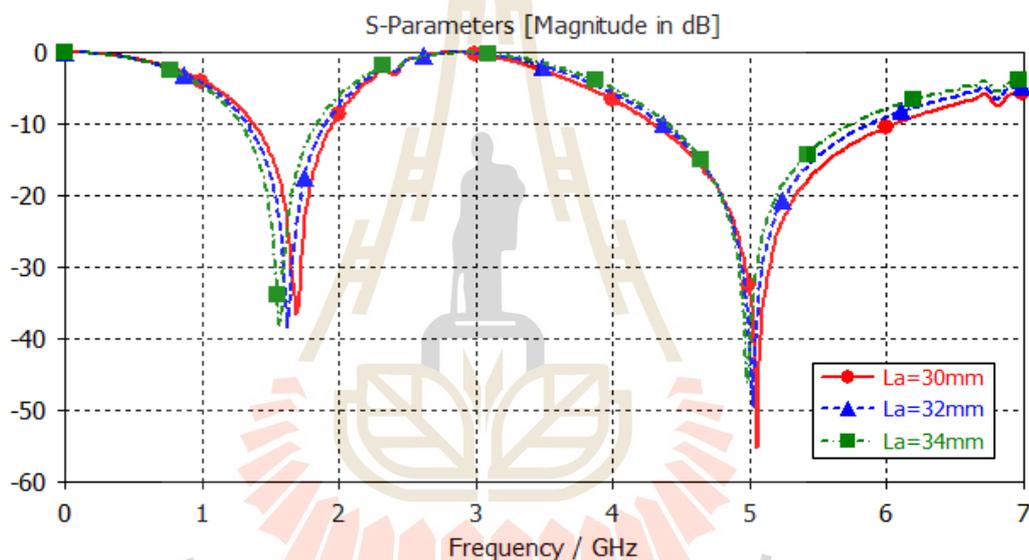
3.7.1 การศึกษาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงความยาว L_a



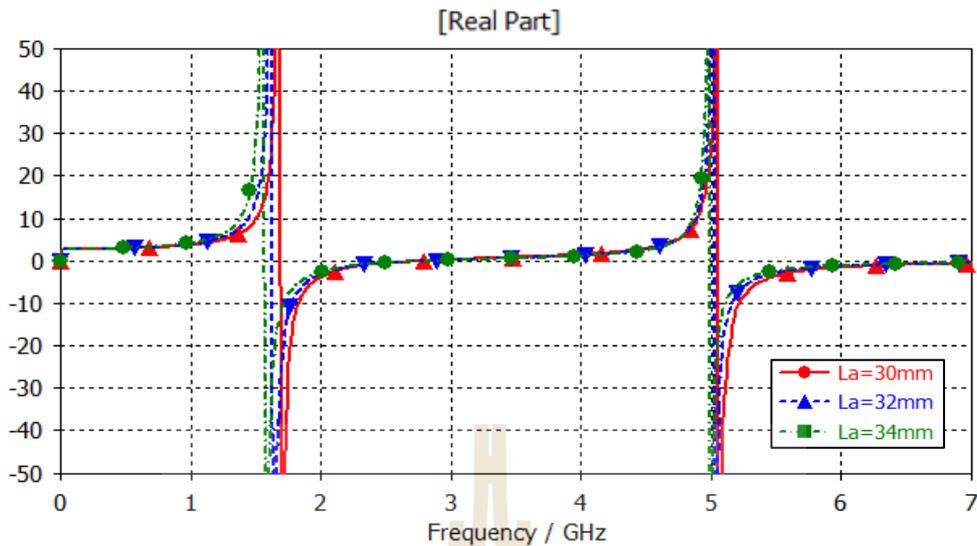
รูปที่ 3.21 แบบจำลองการลดความยาว L_a ของอกวิสต์

จากการศึกษาผลของกระแสเชิงผิวและการออกแบบสายอากาศโดยใช้สมการพื้นฐานของ สายนำสัญญาณที่ส่งผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 โดยแรกเริ่มที่ได้ออกแบบความยาวสายนำ สัญญาณให้แอมพลิจูดสูงสุดที่ 0.25λ ซึ่งเมื่อเชื่อมปลายสายนำสัญญาณร่วมกับอินเตอร์ดิกิทัล ส่งผลให้สามารถปรับความยาวสายนำสัญญาณลดลงได้เช่นกัน เพื่อให้อกวิสต์มีขนาดที่กะทัดรัด ยิ่งขึ้นจึงได้ทำการจำลองเปลี่ยนแปลงค่า L_a เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุด โดยการปรับพารามิเตอร์นี้ จะปรับค่า L_a ที่จะส่งผลต่อขนาดทั้งหมดของอกวิสต์เพียงค่าเดียว ขณะที่พารามิเตอร์ตัวอื่น ๆ จะมี ค่าคงเดิม การจำลองปรับขนาดของ L_a จะปรับลดลงจากค่าเดิมที่ได้ออกแบบไว้โดยเริ่มจากขนาด 34 มิลลิเมตร 32 มิลลิเมตรและ 30 มิลลิเมตร ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.21 ซึ่งจะแสดงให้เห็นว่า การปรับเปลี่ยนแปลงค่า L_a จะส่งผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 เล็กน้อย แต่จะส่งผลกระทบต่อ

ต่อความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 โดยถ้า L_a มีขนาดลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 เลื่อนออกไปทำงานที่ความถี่สูงขึ้น ซึ่งการปรับค่า L_a จะปรับโดยคำนึงขนาดที่เล็กลง และความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 ใกล้เคียงตามทีออกแบบ และมีความกว้างแถบความถี่ครอบคลุมทั้งระบบมากที่สุด สุดท้ายได้พิจารณาความยาวของ L_a ที่เหมาะสมที่สุดจะมีค่าเท่ากับ 30 มิลลิเมตร ดังแสดงในรูปที่ 3.22 นอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าที่ความถี่ดังกล่าวจะต้องมีคุณสมบัติเป็นอิมพีแดนซ์ ดังแสดงในรูปที่ 3.23 ที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเป็นลบ โดยเริ่มตั้งแต่ความถี่เรโซแนนซ์ ซึ่งพบว่า การปรับความถี่เรโซแนนซ์ของอิมพีแดนซ์จึงควรปรับความถี่ให้ต่ำกว่าความถี่ที่นำไปใช้งานเล็กน้อยโดยคำนึงจากความกว้างแถบความถี่ของระบบหรือสายอากาศ

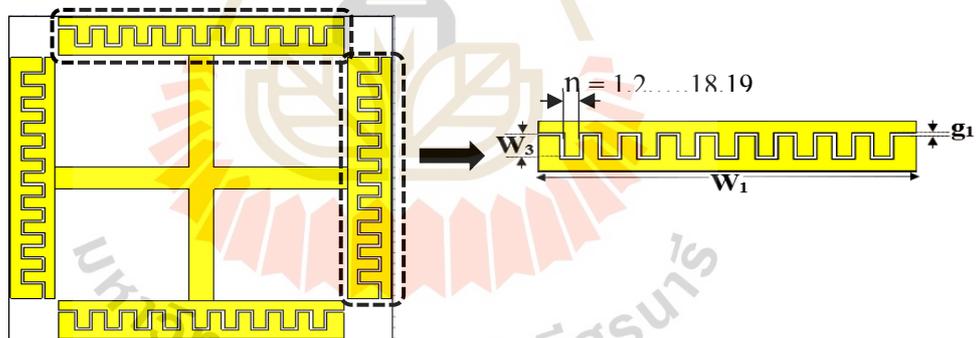


รูปที่ 3.22 ค่า S_{21} ของแบบจำลองอิมพีแดนซ์เมื่อมีการปรับความยาว L_a



รูปที่ 3.23 ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (ϵ_r) ของแบบจำลองอภิวัดคูเมื่อมีการปรับความยาว L_a

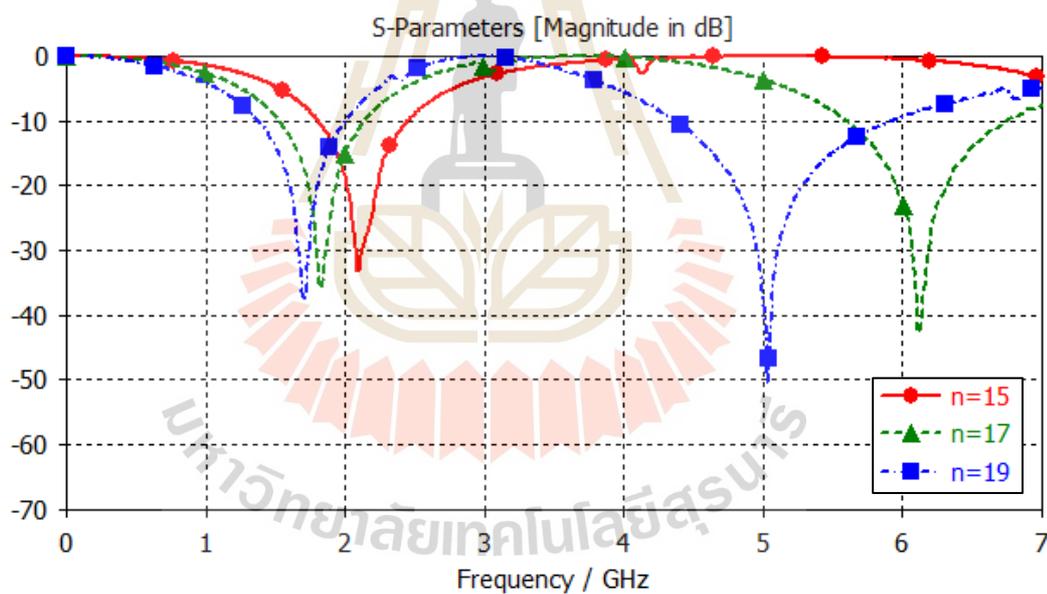
3.7.2 การศึกษาผลกระทบจากจำนวนขาของอินเตอร์ดิจิตัล



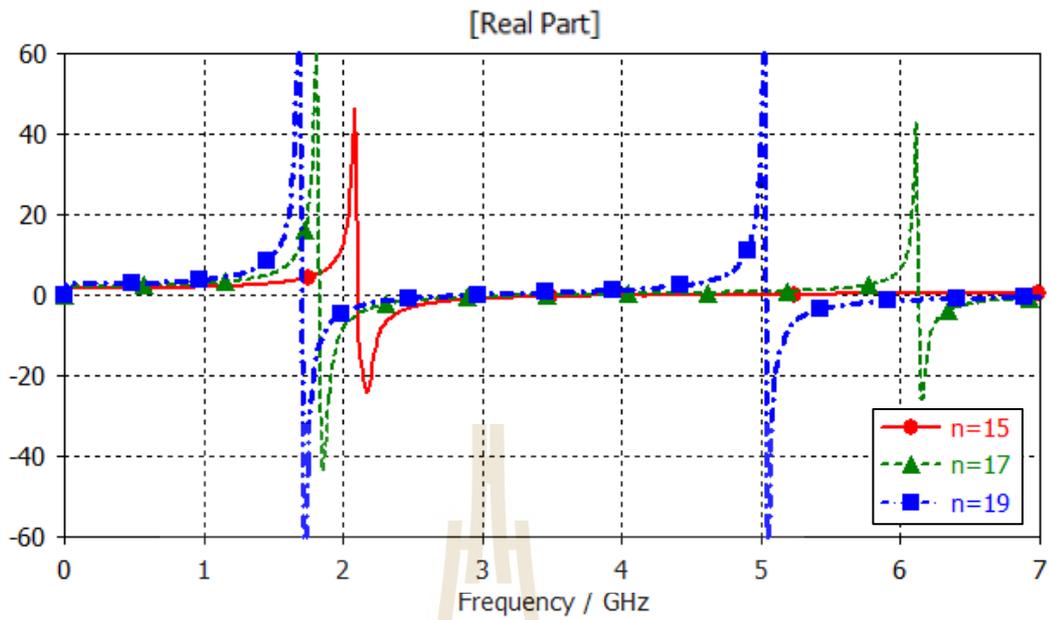
รูปที่ 3.24 แบบจำลองผลกระทบจากจำนวนขาของอินเตอร์ดิจิตัลของอภิวัดคู

สำหรับโครงสร้างของอินเตอร์ดิจิตัลที่ได้ออกแบบจากการกำหนดค่าดังสมการที่ 3.3 โดยจะประกอบด้วยพารามิเตอร์ดังที่แสดงในรูปที่ 3.24 ซึ่งการจำลองปรับจำนวนขาของอินเตอร์ดิจิตัลจะมีผลต่อความยาวทางไฟฟ้าของความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 เป็นหลัก เพื่อศึกษาผลกระทบจากสมการที่กล่าวมาข้างต้นเมื่อเปลี่ยนแปลงจำนวนขาของอินเตอร์ดิจิตัล จึงทำการปรับเพิ่มจำนวนขาของอินเตอร์ดิจิตัลที่จะส่งผลให้ความยาวของอินเตอร์ดิจิตัลเปลี่ยนแปลงไปเช่นกัน แต่พารามิเตอร์

ตัวอื่น ๆ จะต้องมีค่าคงเดิม โดยเริ่มจำนวนขา (n) เท่ากับ 15 17 และ 19 ตามลำดับ หลังจากการจำลองการเปลี่ยนแปลงจำนวนขาของอินเตอร์ดิจิตัล พบว่าการจำลองนี้ส่งผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 เล็กน้อยแต่ส่งผลกระทบต่อค่าการปรับความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 อย่างเห็นได้ชัด โดยจำนวนขาของอินเตอร์ดิจิตัลที่เปลี่ยนแปลงไปนั้นจะส่งผลต่อความยาวทางไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงไป และยังคงส่งผลกระทบต่อความยาวของอินเตอร์ดิจิตัลที่ได้ออกแบบไว้สำหรับการเกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 เช่นกัน ดังนั้นหากมีจำนวนขาลดน้อยลงจะส่งผลให้การเกิดเรโซแนนซ์ทั้งสองเลื่อนมาทำงานที่ความถี่สูงขึ้น เช่นเดียวกับค่า W_1 ที่ส่งผลกับการเลื่อนของความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 ไปทำงานที่ความถี่สูงขึ้นอย่างชัดเจน ดังแสดงในรูปที่ 3.25 สุดท้ายจากการพิจารณาการเปลี่ยนแปลงจำนวนขาของอินเตอร์ดิจิตัลที่เหมาะสมที่สุดจะได้จำนวนขาเท่ากับ 19 และค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของอภิวัดจะมีความเปลี่ยนแปลงตามความถี่เรโซแนนซ์ทั้งสอง โดยอภิวัดที่ได้จำลองและปรับค่าจะมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเป็นลบ ดังที่แสดงผลในรูปที่ 3.26

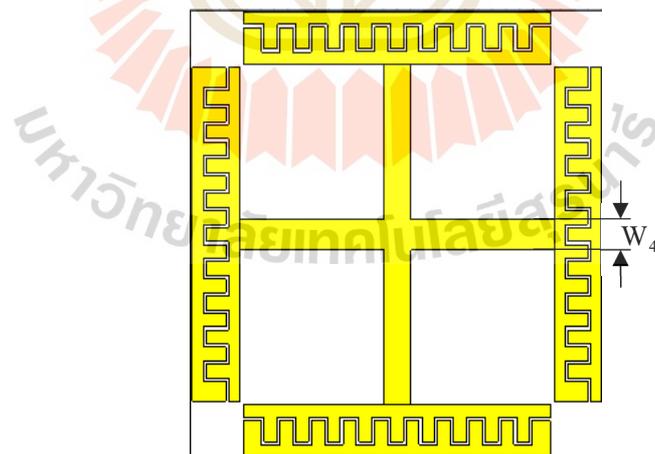


รูปที่ 3.25 ค่า S_{21} ของแบบจำลองอภิวัดเมื่อมีการปรับจำนวนขาของอินเตอร์ดิจิตัล



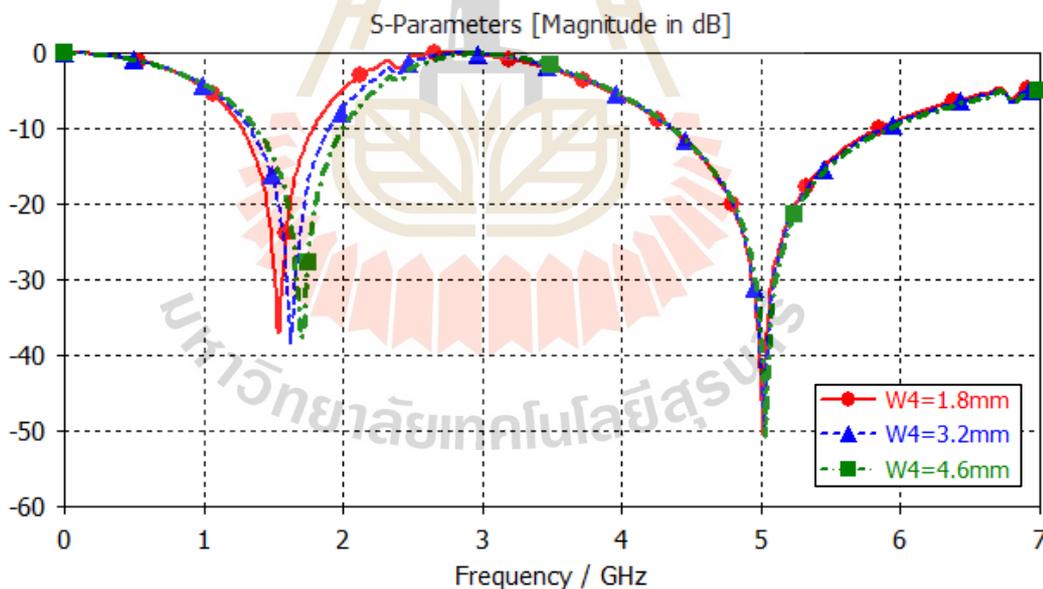
รูปที่ 3.26 ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (ϵ_r) ของแบบจำลองอภิวัดดูเมื่อมีการปรับจำนวนขาของ อินเตอร์ดิจิตัล

3.7.3 การศึกษาผลกระทบจากการเพิ่มขนาดของ W_4

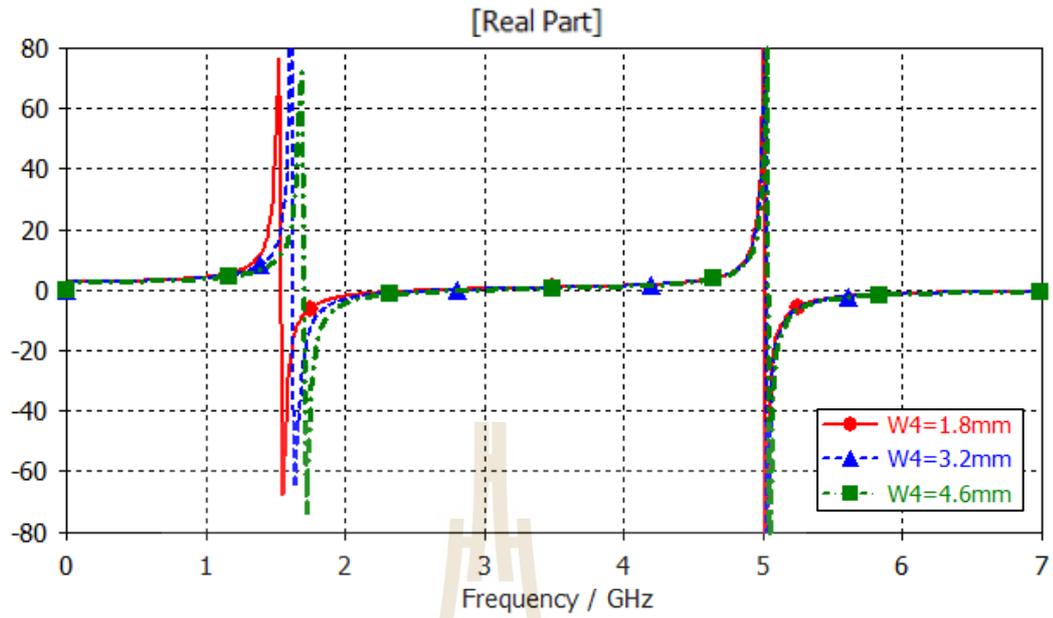


รูปที่ 3.27 แบบจำลองผลกระทบจากการเพิ่มขนาดของ W_4 ของอภิวัดดู

การจำลองปรับขนาดความกว้างของแกนกลางสายนำสัญญาณ เพื่อให้ได้คุณสมบัติที่เหมาะสมที่สุดหลังจากที่ได้ขนาดอภิวัดที่เหมาะสมแล้ว ขณะที่ทำการปรับขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณนี้พารามิเตอร์ตัวอื่นๆ จะต้องมีค่าคงเดิม โดยความกว้างที่ได้ออกแบบมีค่าเท่ากับ 1.8 มิลลิเมตรซึ่งมีขนาดแคบที่อาจส่งผลถึงความคลาดเคลื่อนต่อการสร้างจริง จึงได้ลองปรับค่า W_4 ให้มีความกว้างมากขึ้นโดยเริ่มจาก 1.8 มิลลิเมตร 3.2 มิลลิเมตร และ 4.6 มิลลิเมตร ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.27 จากการจำลองปรับขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณแล้ว พบว่า การปรับค่า W_4 จะมีผลกับการปรับความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 อย่างชัดเจนแต่จะไม่มีผลกับความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 โดยถ้าปรับขนาดความกว้างของแกนกลางสายนำสัญญาณให้มีความกว้างเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 เลื่อนไปทำงานที่ความถี่สูงขึ้นเช่นกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.28 ซึ่งการปรับค่า W_4 จะคำนึงถึงความกว้างแถบความถี่ที่ครอบคลุมทั้งระบบ และง่ายต่อการสร้างจริง สุดท้ายพิจารณาความกว้างของแกนกลางสายนำสัญญาณที่เหมาะสมที่สุดจะได้ขนาดเท่ากับ 4.6 มิลลิเมตร และค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของอภิวัดที่มีค่าเป็นลบเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่เรโซแนนซ์ ดังที่แสดงผลในรูปที่ 3.29

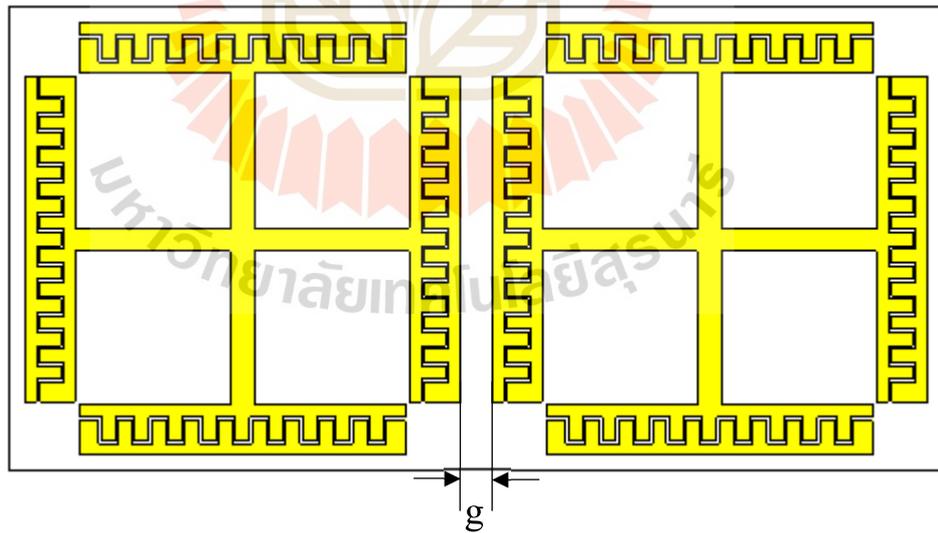


รูปที่ 3.28 ค่า S_{21} ของแบบจำลองอภิวัดเมื่อมีการปรับขนาดของ W_4



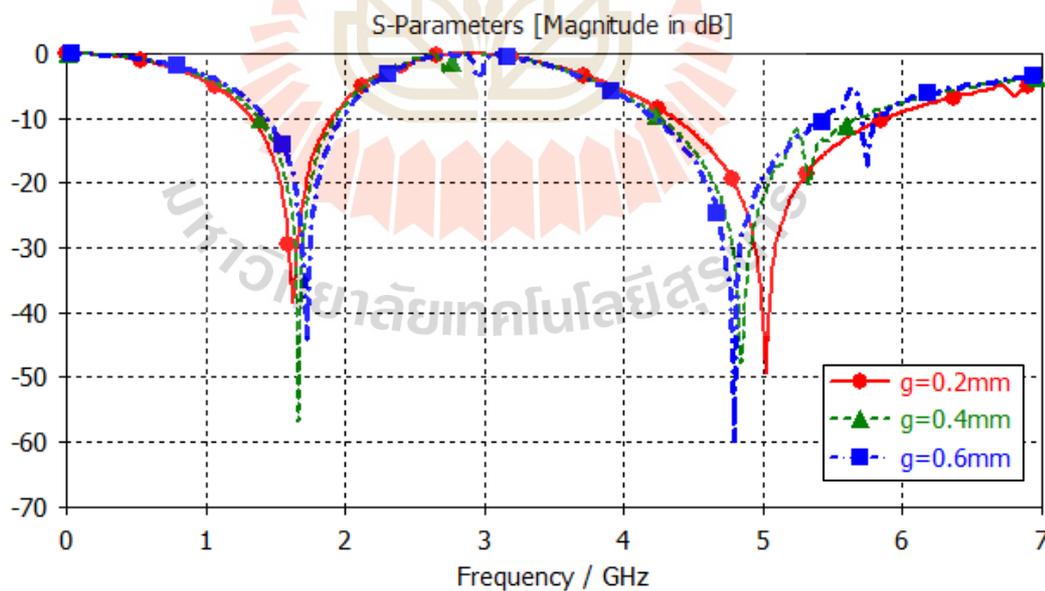
รูปที่ 3.29 ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (ϵ_r) ของแบบจำลองอภิวัดดูเมื่อมีการปรับขนาดของ W_4

3.7.4 การศึกษาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงช่องว่างระหว่างเซลล์หนึ่งหน่วย

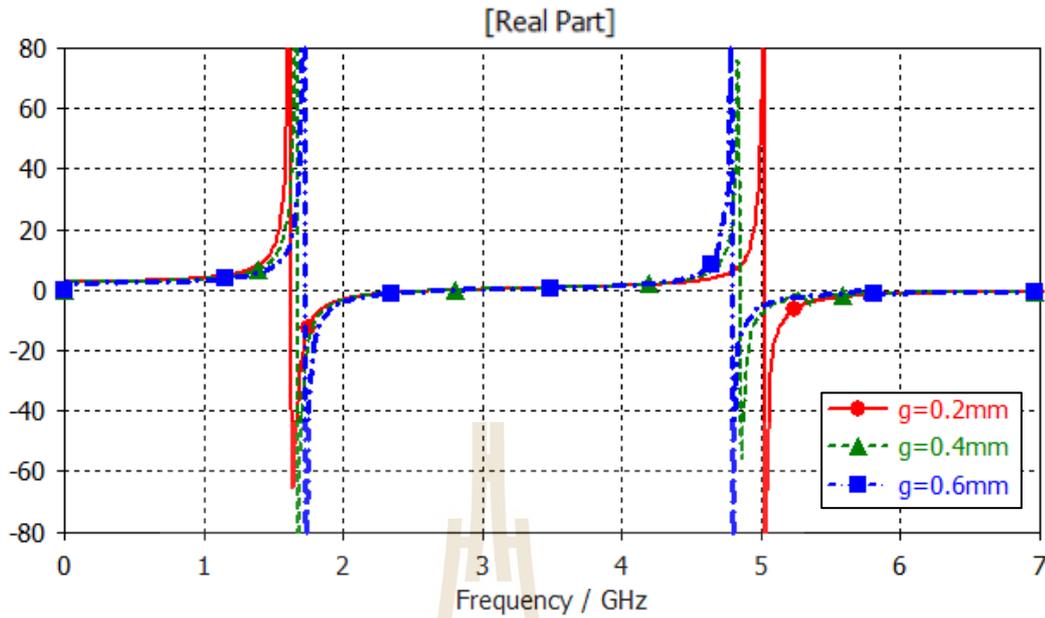


รูปที่ 3.30 แบบจำลองผลกระทบจากการปรับค่า g ของอภิวัดดู

จากพื้นฐานโครงสร้างของอภิวัดคู่ที่จะประกอบด้วยเซลล์ย่อย ๆ หลายเซลล์ ระยะขอบของเซลล์หนึ่งหน่วยโดยจะทำให้เกิดช่องว่างระหว่างเซลล์ขึ้น จึงได้ทำการปรับช่องว่างระหว่างเซลล์หนึ่งหน่วย เพื่อให้ได้คุณสมบัติที่เหมาะสมที่สุดหลังจากที่ได้ขนาดอภิวัดคู่ที่เหมาะสมแล้ว ขณะที่ทำการปรับช่องว่างระหว่างเซลล์หนึ่งหน่วย (ปรับค่า g) นี้พารามิเตอร์ตัวอื่น ๆ จะต้องมีค่าคงเดิม ขนาดช่องว่างระหว่างเซลล์จะทำการปรับเพิ่มขึ้นทีละ 0.2 มิลลิเมตร โดยเริ่มจาก 0.2 มิลลิเมตร 0.4 มิลลิเมตร และ 0.6 มิลลิเมตร ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.30 ซึ่งจะแสดงให้เห็นว่าการปรับเปลี่ยนแปลงค่า g จะส่งผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 ที่ใกล้เคียงกัน แต่จะส่งผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 โดยถ้าค่า g มีขนาดเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 เลื่อนเข้ามาทำงานที่ความถี่ต่ำลง ซึ่งการปรับค่า g จะปรับโดยคำนึงความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 ใกล้เคียงตามที่ออกแบบ และมีความกว้างแถบความถี่ครอบคลุมทั้งระบบมากที่สุด สุดท้ายได้พิจารณาช่องว่างระหว่างเซลล์หนึ่งหน่วยของอภิวัดคู่ที่เหมาะสมที่สุดจะมีค่าเท่ากับ 0.2 มิลลิเมตร ดังแสดงในรูปที่ 3.31 นอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าที่ความถี่ดังกล่าวจะต้องมีคุณสมบัติเป็นอภิวัดคู่ ดังแสดงในรูปที่ 3.32 ที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเป็นลบโดยเริ่มตั้งแต่ความถี่เรโซแนนซ์ซึ่งพบว่าการปรับความถี่เรโซแนนซ์ของอภิวัดคู่จึงควรปรับความถี่โดยคำนึงจากทั้งความกว้างแถบความถี่ของระบบและแถบความถี่ของสายอากาศ

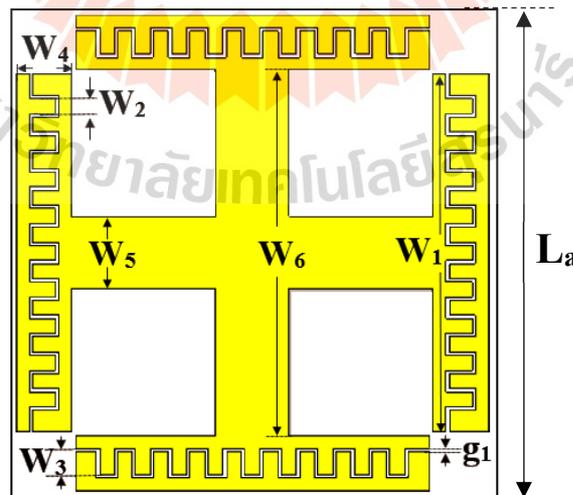


รูปที่ 3.31 ค่า S_{21} ของแบบจำลองอภิวัดคู่เมื่อมีการปรับขนาดของ g



รูปที่ 3.32 ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (ϵ_r) ของแบบจำลองอภิวัดคูเมื่อมีการปรับขนาดของ g

จากการศึกษาการปรับพารามิเตอร์อภิวัดคูของโครงสร้างเรซนาเตอร์ร่วมกับเทคนิคอินเตอร์ดิจิตัล จะได้โครงสร้างอภิวัดคูที่มีขนาด $3 \times 3 \text{ cm}^2$ ดังแสดงในรูปที่ 3.33 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ของอภิวัดคูที่เหมาะสมจะแสดงในตารางที่ 3.4

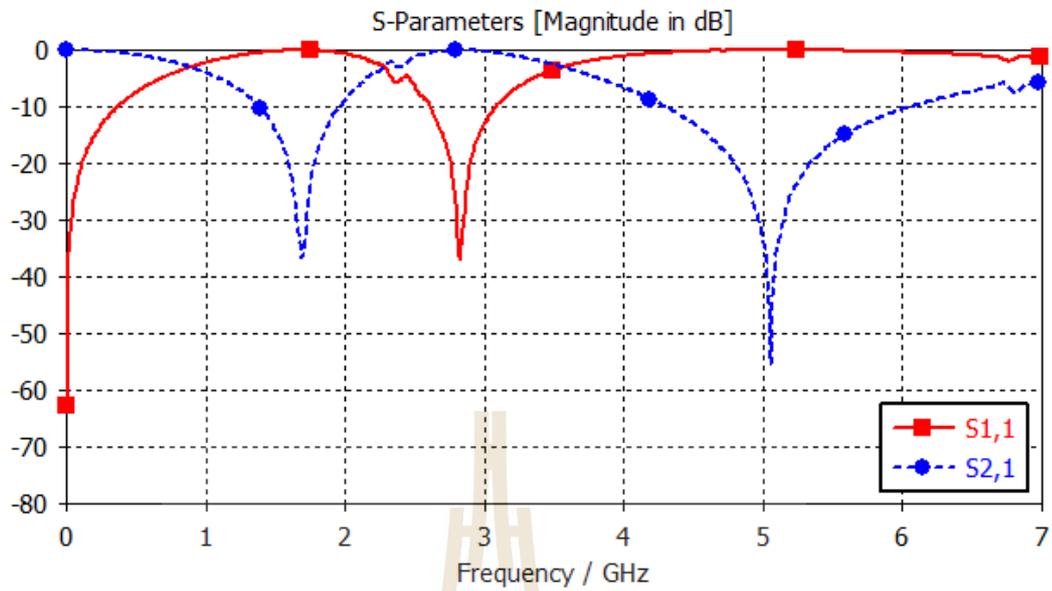


รูปที่ 3.33 พารามิเตอร์ของแบบจำลองโครงสร้างเรซนาเตอร์ร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล

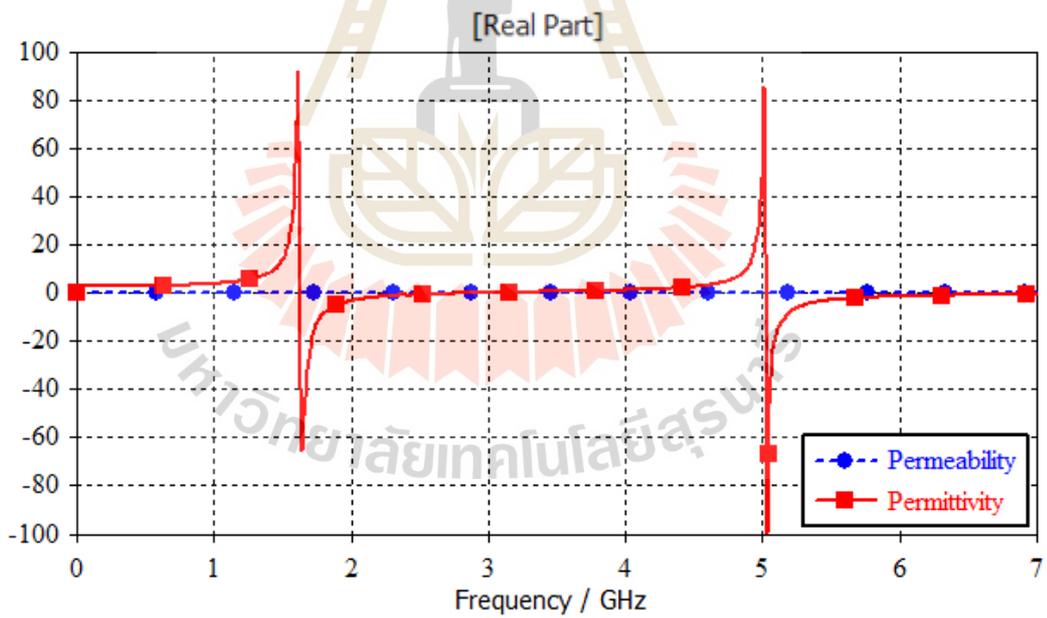
ตารางที่ 3.4 ค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองโครงสร้างเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิคัท

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)	ขนาด (λ)
L_a	30.00	0.2609 λ
W_1	22.53	0.1959 λ
W_2	0.94	0.0082 λ
W_3	1.66	0.0144 λ
W_4	3.47	0.0302 λ
W_5	4.60	0.0400 λ
W_6	23.04	0.2003 λ
g	0.20	0.0017 λ

จากการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของโครงสร้างของอภิวัดคู่ดังตารางที่ 3.4 จะได้ผลที่ทำให้อภิวัดคู่ทำงานได้ครอบคลุม 2 ช่วงความถี่ โดยในรูปที่ 3.34 จะแสดงให้เห็นถึงค่าของสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) ของแบบจำลองโครงสร้างเซลล์หนึ่งหน่วยของอภิวัดคู่ในช่วงความถี่แรกจะอยู่ในย่านความถี่ 1.8 GHz ตั้งแต่ 1.38-1.95 GHz และช่วงความถี่ที่สองจะอยู่ในย่านความถี่ 5.5 GHz ตั้งแต่ 4.30-6.01 GHz ซึ่งจากรูปที่ 3.35 จะแสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติของอภิวัดคู่จากค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (ϵ_r) และค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (μ_r) โดยค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าจะมีค่าเป็นลบในช่วงความถี่แรกตั้งแต่ 1.70-1.95 GHz และช่วงความถี่ที่สองตั้งแต่ 5.06-6.01 GHz ซึ่งค่าสภาพยอมทางไฟฟ้ามีค่าเป็นลบอยู่ในช่วงย่านความถี่ที่ออกแบบ

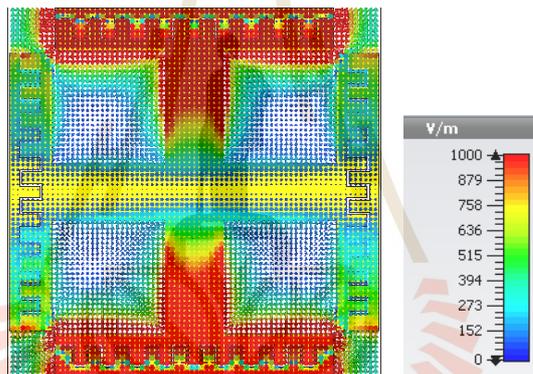


รูปที่ 3.34 ค่า S-parameters ของแบบจำลองอภิวัดแบบเรซูลูชันร่วมกับอินเตอร์ดิคัล

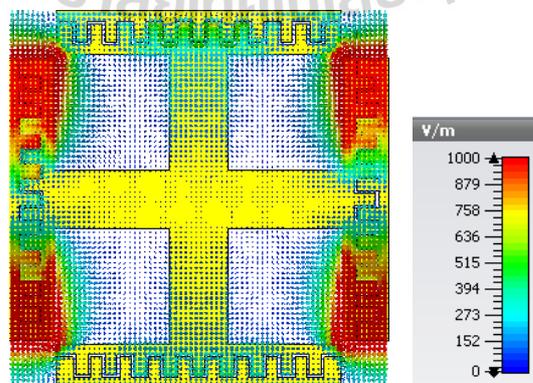


รูปที่ 3.35 ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (ϵ_r) และค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (μ_r) ของแบบจำลองอภิวัดแบบเรซูลูชันร่วมกับอินเตอร์ดิคัล

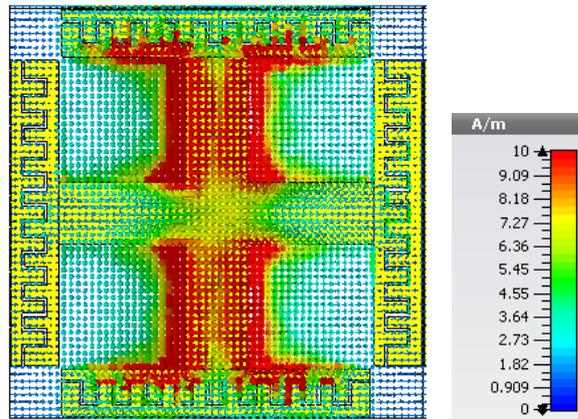
จากรูปที่ 3.36 นั้นจะแสดงสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในแบบรูป 3 มิติ ที่ป้อนสนามไฟฟ้าแบบการโพลาไรซ์แนวตั้ง จากรูปที่ 3.36 (ก) จะแสดงให้เห็นถึงบริเวณแกนกลางของสายนำสัญญาณที่วางทิศเดียวกับสนามไฟฟ้าซึ่งมีผลต่อสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 1.8 GHz และบริเวณที่มีผลต่อสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.5 GHz ที่ปลายสายนำสัญญาณที่วางตัดขวางกับสนามไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 3.36 (ข) ซึ่งความหนาแน่นของสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นส่งผลให้ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงไป ทำให้มีค่าเป็นลบตามคุณสมบัติของอภิวัดดู เช่นเดียวกับสนามแม่เหล็กที่จะมีผลกับค่าความซึมซาบแม่เหล็ก จากรูปที่ 3.36 (ค) จะแสดงบริเวณที่มีผลต่อสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นตามแกนกลางสายนำสัญญาณที่ความถี่ 1.8 GHz และจากรูปที่ 3.36 (ง) จะแสดงบริเวณอินเตอร์ดิคัลที่มีผลต่อสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.5 GHz ตามลำดับ ซึ่งบริเวณของโครงสร้างทั้งสองความถี่ยังมีความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กไม่มากพอที่จะทำให้ค่าความซึมซาบแม่เหล็กมีค่าเป็นลบ



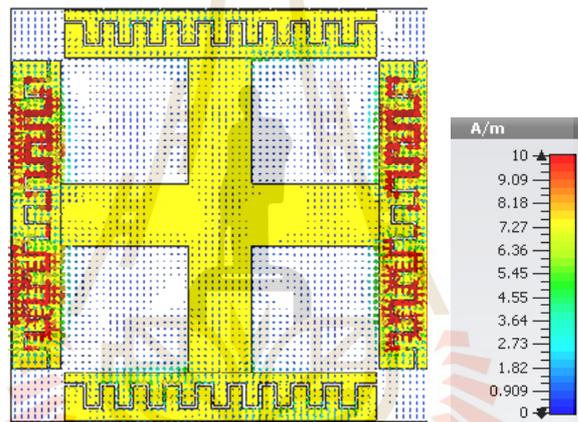
(ก)



(ข)



(ก)



(ง)

รูปที่ 3.36 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของแบบจำลองเฮรูซาเดมร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล

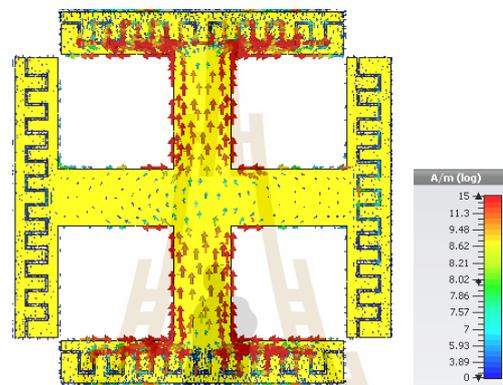
(ก) สนามไฟฟ้าที่ความถี่ 1.8 GHz

(ข) สนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.5 GHz

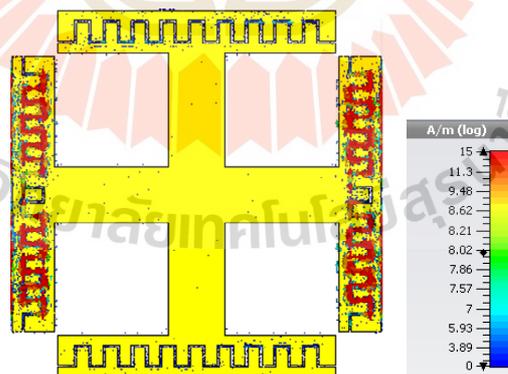
(ค) สนามแม่เหล็กที่ความถี่ 1.8 GHz

(ง) สนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.5 GHz

ในรูปที่ 3.37 จะแสดงทิศทางของกระแสเชิงผิวของโครงสร้างเซลล์หนึ่งหน่วยของแบบจำลองอภิวัดแบบเรขาคณิตร่วมกับอินเตอร์ดิคัลที่มีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง ซึ่งในรูปที่ 3.37(ก) สำหรับความถี่ 1.8 GHz ทิศทางของกระแสที่ผิวจะเกิดหนาแน่นที่บริเวณแกนกลางของโครงสร้างเรขาคณิตและบริเวณช่องว่างอินเตอร์ดิคัลเล็กน้อย โดยมีทิศทางเดียวกับสนามไฟฟ้า ในรูปที่ 3.37 (ข) สำหรับความถี่ 5.5 GHz ทิศทางของกระแสจะเกิดหนาแน่นบริเวณช่องว่างของอินเตอร์ดิคัล โดยจะเกิดที่ฝั่งโครงสร้างของอินเตอร์ดิคัลวางขนานกับทิศทางของสนามไฟฟ้า



(ก)



(ข)

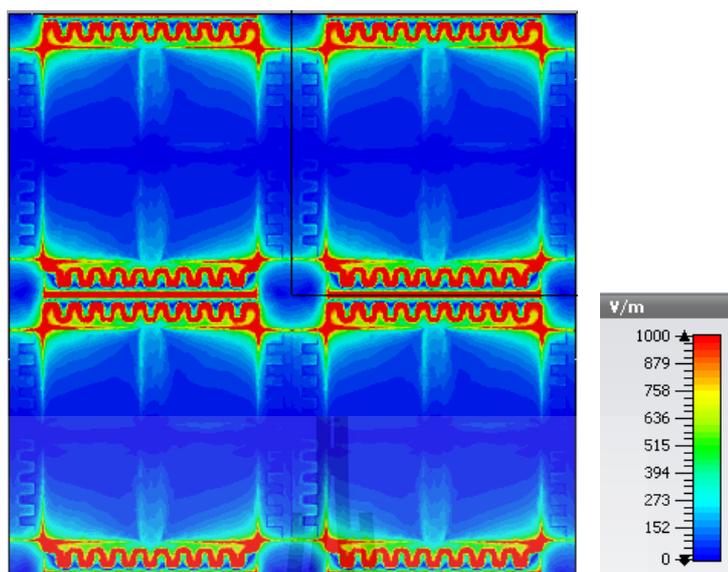
รูปที่ 3.37 กระแสเชิงผิวของแบบจำลองเรขาคณิตร่วมกับอินเตอร์ดิคัลที่ความถี่จุดประสงค์

(ก) กระแสเชิงผิวที่ความถี่ 1.8 GHz

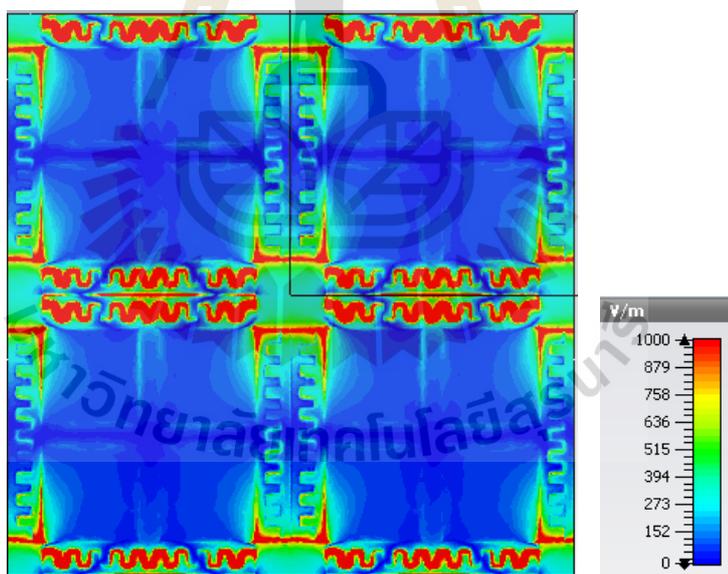
(ข) กระแสเชิงผิวที่ความถี่ 5.5 GHz

3.8 วงจรสมมูล

จากการศึกษาผลของโครงสร้างเซลล์หนึ่งหน่วยของยูริชาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิคิตัล เมื่อนำเซลล์หนึ่งหน่วยมาเรียงกันแบบแถวลำดับ (array) พบว่า ที่บริเวณปลายสายนำสัญญาณของโครงสร้างแต่ละเซลล์ที่เรียงติดกันจะเกิดความหนาแน่นของสนามไฟฟ้าที่ผลส่งให้เกิดความจุไฟฟ้า ในบริเวณดังกล่าว โดยความถี่เรโซแนนซ์แรก จะเกิดค่าความจุไฟฟ้า (C_1) จากอิมพีแดนซ์แบบขั้ว และเกิดค่าความจุไฟฟ้า (C_2) บริเวณช่องว่างระหว่างเซลล์หนึ่งหน่วย ดังรูปที่ 3.38 (ก) สำหรับความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 จะเกิดค่าความจุไฟฟ้า (C_2) ที่ปลายสายนำสัญญาณที่วางแนวเดียวกับทิศของสนามไฟฟ้าเกิดค่าความจุไฟฟ้า (C_2) บริเวณช่องว่างระหว่างเซลล์หนึ่งหน่วย และดังแสดงในรูปที่ 3.38 (ข) และความถี่เรโซแนนซ์ทั้งสองเมื่อออกแบบปลายสายนำสัญญาณเป็นอินเตอร์ดิคิตัล จะทำให้เกิดค่าความเก็บประจุไฟฟ้า (C) เพิ่มขึ้น ที่บริเวณช่องว่างในอินเตอร์ดิคิตัลเช่นกัน ในส่วนของค่าความเหนี่ยวนำ (L) ที่บริเวณแกนกลางจะทำให้เกิดการเรโซแนนซ์แรก และค่าความเหนี่ยวนำ (L_2) ที่บริเวณขอบของอินเตอร์ดิคิตัลที่วางแนวตรงกับทิศทางของสนามไฟฟ้าจะทำให้เกิดการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ที่ 2 ซึ่งความหนาแน่นของสนามไฟฟ้าที่บริเวณอินเตอร์ดิคิตัลของโครงสร้างยูริชาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิคิตัลที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1.8 GHz จะเกิดความหนาแน่นของสนามไฟฟ้าตลอดโครงสร้างของอินเตอร์ดิคิตัลแตกต่างกับความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.5 GHz ที่จะเกิดบางช่วงของอินเตอร์ดิคิตัล และเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับโครงสร้างยูริชาเลมของความถี่เรโซแนนซ์ทั้งสองจะค่าความจุไฟฟ้าและค่าความเหนี่ยวนำในลักษณะเดียวกัน แต่จะแตกต่างกันที่โครงสร้างยูริชาเลมจะไม่เกิดค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดจากโครงสร้างของอินเตอร์ดิคิตัล ดังแสดงในรูปที่ 3.39 (ก) และ 3.39 (ข) ซึ่งความหนาแน่นของความถี่เรโซแนนซ์ทั้งสอง จะมีความหนาแน่นต่ำกว่าโครงสร้างยูริชาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิคิตัล โดยสรุปจะได้วงจรสมมูลของความถี่ 1.8 GHz ดังแสดงในรูปที่ 3.40 (ก) และวงจรสมมูลของความถี่ 5.5 GHz ดังรูปที่ 3.40 (ข) ซึ่งจากการศึกษาผลของสนามไฟฟ้า พบว่า C_1 และ C_2 จะมีผลต่อความถี่ที่ 1.8 GHz โดยที่ C_1 มีผลมากที่สุด และความถี่ที่ 5.5 GHz จะขึ้นอยู่กับ C_2 และ C_1 โดย C_1 มีผลมากที่สุด เป็นตามทีออกแบบและผลจากการปรับพารามิเตอร์ข้างต้น

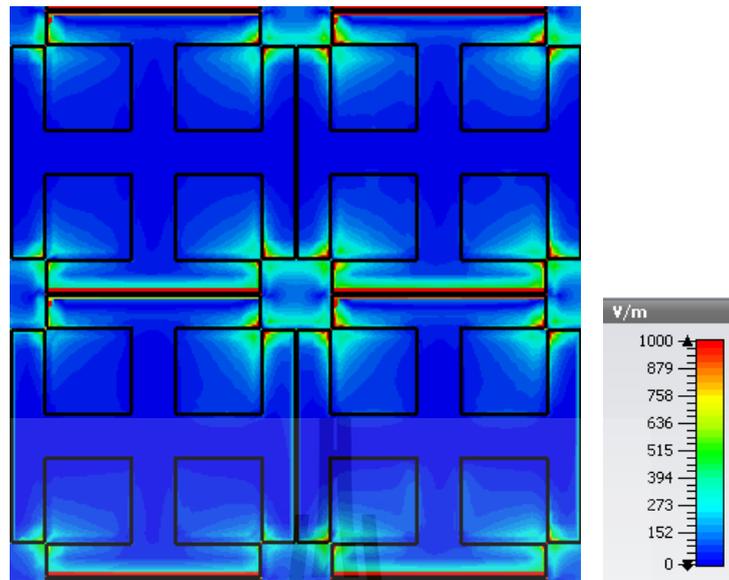


(ก)

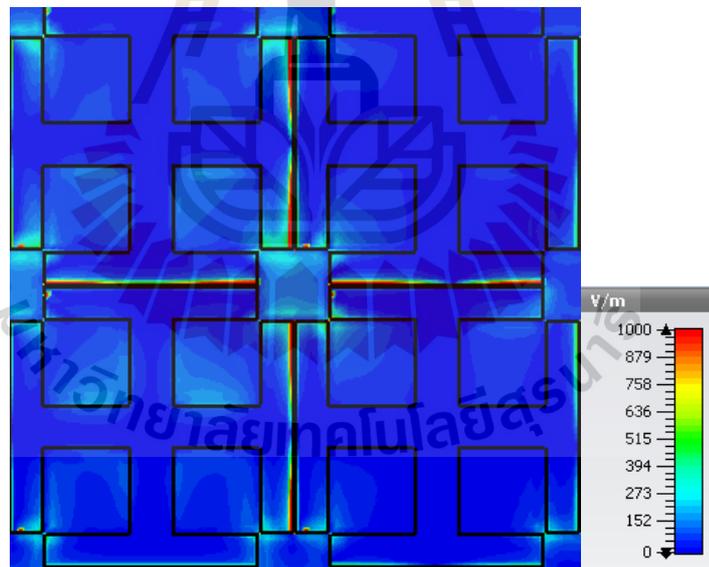


(ข)

รูปที่ 3.38 สนามไฟฟ้าของแบบจำลองเขรุชาเล่มร่วมกับอินเตอร์คิทัลดเรียงกันแบบแถวลำดับ
 (ก) สนามไฟฟ้าที่ความถี่ 1.8 GHz (ข) สนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.5 GHz

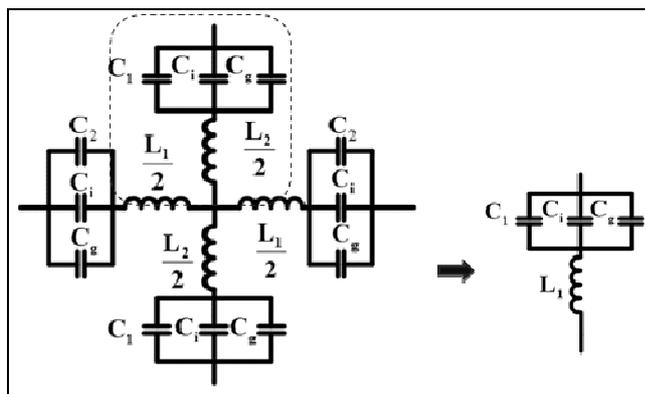


(ก)

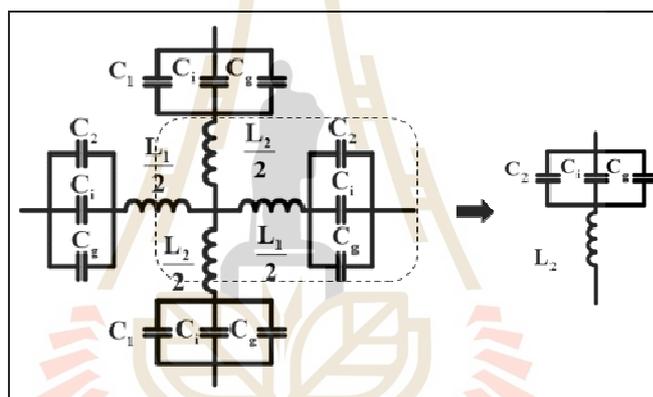


(ข)

รูปที่ 3.39 สนามไฟฟ้าของแบบจำลองเรซนาเตอร์เรียงกันแบบแถวลำดับ (ก) สนามไฟฟ้าที่ความถี่ 1.8 GHz (ข) สนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.5 GHz



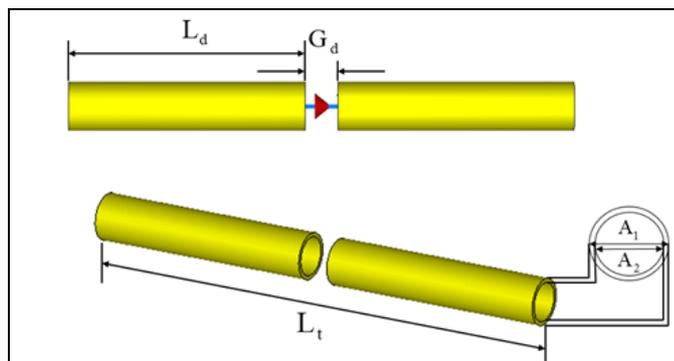
(ก)



รูปที่ 3 40 วงจรสมมูลของเยรูซาเลมร่วมกับอินเตอร์ดิคัลที่ความถี่ (ก) 1.8 GHz (ข) 5.5 GHz

3.9 แบบจำลองสายอากาศไดโพล

งานวิจัยนี้ทำการออกแบบขั้วเสวยที่ทำงานร่วมกับสายอากาศไดโพล จึงได้ทำการจำลองสายอากาศไดโพลโดยใช้วัสดุเป็นท่อทองแดงและสายอากาศไดโพลที่ทำการจำลองแบบจะมี 2 แบบ คือ สายอากาศไดโพลที่สามารถใช้งานได้ที่มีความถี่ 1.8 GHz และ สายอากาศไดโพลที่สามารถใช้งานได้ที่มีความถี่ 5.5 GHz ซึ่งจะแสดงโครงสร้างของสายอากาศไดโพลดังในรูปที่ 3.40 และพารามิเตอร์ของสายอากาศไดโพลตามตารางที่ 3.5



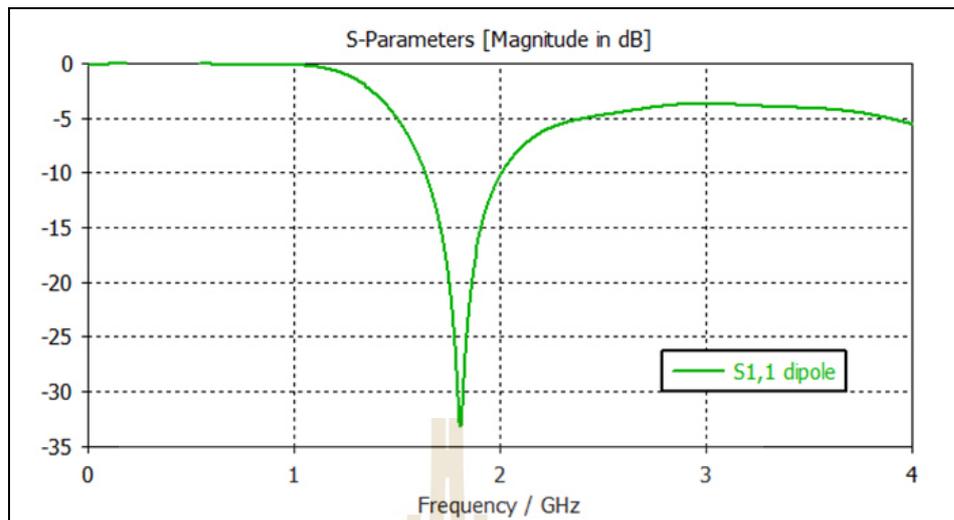
รูปที่ 3.41 โครงสร้างแบบจำลองสายอากาศไดโพล (kanthika, 2019)

ตารางที่ 3.5 พารามิเตอร์จากการจำลองแบบสายอากาศไดโพลที่ความถี่ 1.8 GHz และ 5.5 GHz

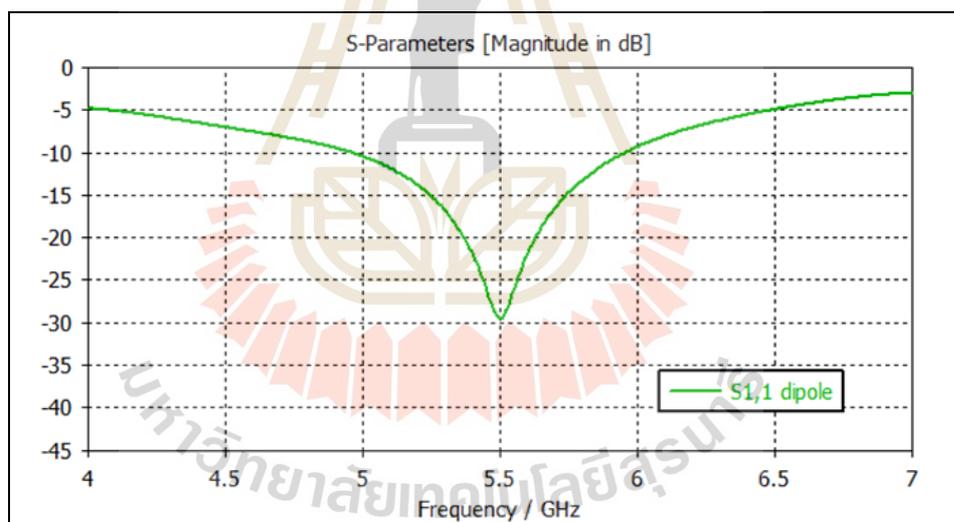
พารามิเตอร์	ความถี่ 1.8 GHz		ความถี่ 5.5 GHz	
	ขนาด (มิลลิเมตร)	ขนาด (λ)	ขนาด (มิลลิเมตร)	ขนาด (λ)
L_d	29.00	0.17λ	26.50	0.4858λ
L_t	62.00	0.37λ	57.00	1.0450λ
G_d	4.00	0.024λ	4.00	0.0733λ
A_1	6.00	0.036λ	6.00	0.1100λ
A_2	5.00	0.029λ	5.00	0.0917λ

3.9.1 S-parameters

จากรูปที่ 3.41 แบบจำลองสายอากาศไดโพลที่ความถี่ 1.8 GHz นำมาจำลองและวัดทดสอบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave studio พบว่า สายอากาศจะถูกรับให้มีความยาว 0.5λ ตามทฤษฎีพื้นฐานของสายอากาศไดโพล โดยมีความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 ที่ความถี่ 1.8 GHz ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ต่ำกว่า -10 dB จะครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 1.68 GHz ถึง 2.08 GHz ดังแสดงในรูปที่ 3.42 (ก) และการจำลองสายอากาศที่ความถี่ 5.5 GHz จะออกแบบสายอากาศให้มีความยาว λ เนื่องจากความยาว 0.5λ มีความยากต่อการสร้างจริง ซึ่งพบว่ามีความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 ที่ความถี่ 5.5 GHz และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ที่ต่ำกว่า -10 dB นั้น จะครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.01 GHz ถึง 5.96 GHz ดังแสดงในรูปที่ 3.42 (ข)



(ก)

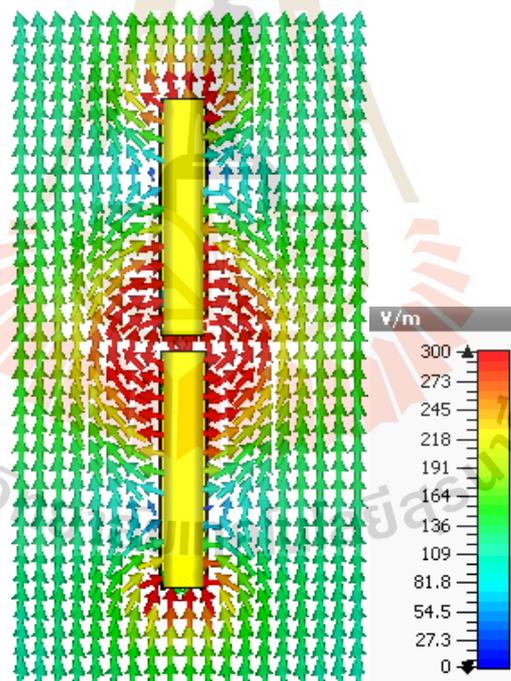


(ข)

รูปที่ 3.42 ค่า S-parameters ของสายอากาศไดโพลต้นแบบที่ความถี่ (ก) 1.8 GHz (ข) 5.5 GHz

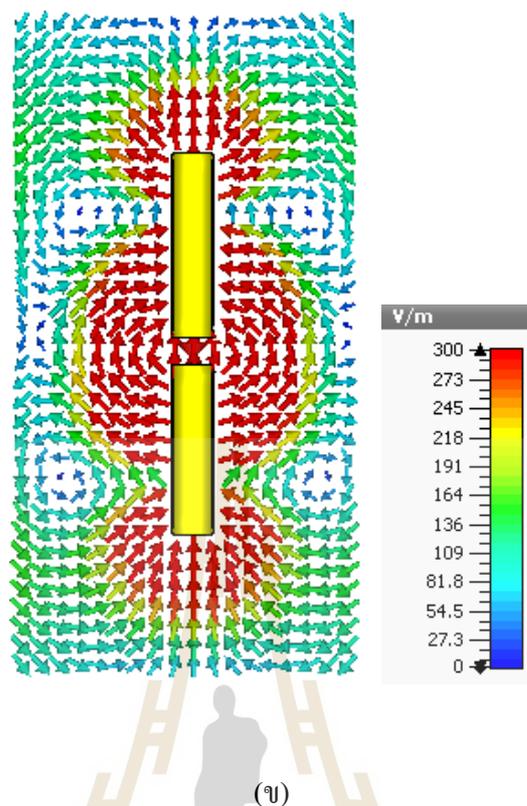
3.9.2 พฤติกรรมสนามไฟฟ้า

จากสายอากาศไดโพลที่ออกแบบ ได้กำหนดจุดบ่อนสัญญาณที่ตำแหน่งช่องว่างกึ่งกลางของสายอากาศไดโพล โดยทิศทางของสนามไฟฟ้าจะเดินทางจากขั้วหนึ่งของไดโพลไปยังอีกขั้วหนึ่งของไดโพล และสายอากาศไดโพลจะมีแอมพลิจูดสูงสุดที่บริเวณกึ่งกลางสายอากาศตามที่ออกแบบ ดังแสดงในรูปที่ 3.43 (ก) ซึ่งพฤติกรรมของสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 1.8 GHz จะแสดงให้เห็นถึงความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 ที่มีขนาดเป็นครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น และพฤติกรรมของสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.5 GHz จะแสดงความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 ที่มีขนาดเป็นหนึ่งเท่าของความยาวคลื่น ดังรูปที่ 3.43 (ข) จากพฤติกรรมของสนามไฟฟ้าของสายอากาศไดโพลทั้งสองความถี่ที่ได้ออกแบบจะมีการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นและมีทิศทางของสนามไฟฟ้าตรงกัน ดังนั้นการนำสายอากาศไดโพลไปใช้งานร่วมกับอภิวัดจะต้องคำนึงถึงการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นที่แบ่งเป็นการโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง และการโพลาไรซ์แบบแนวนอน ซึ่งจะกล่าวถึงต่อไป



(ก)

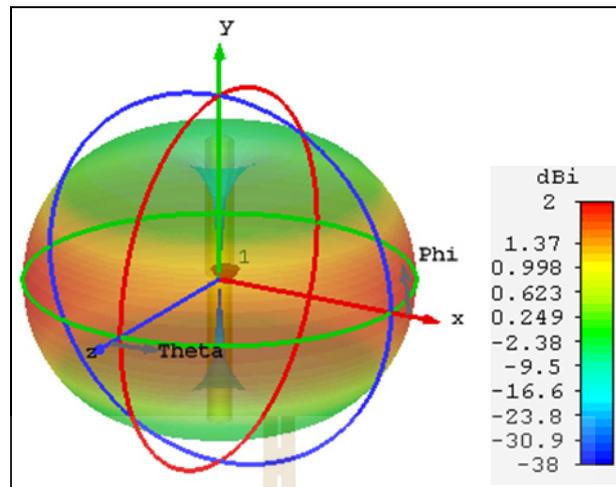
รูปที่ 3.43 พฤติกรรมสนามไฟฟ้าของสายอากาศไดโพลต้นแบบ (ก) ที่ความถี่ 1.8 GHz



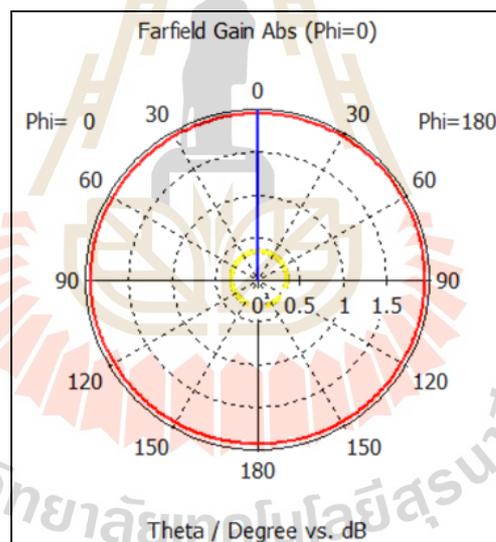
รูปที่ 3.43 พฤติกรรมสนามไฟฟ้าของสายอากาศไดโพลต้นแบบ (ต่อ) (ข) ที่ความถี่ 5.5 GHz

3.9.3 แบบรูปการแผ่พลังงาน

สำหรับความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1.8 GHz ในรูปที่ 3.44 (ก) จะแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ ที่มีอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 2.00 dBi และแบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 2 มิติ ที่ประกอบด้วย แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 3.44 (ข) และแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 3.44 (ค)



(ก)



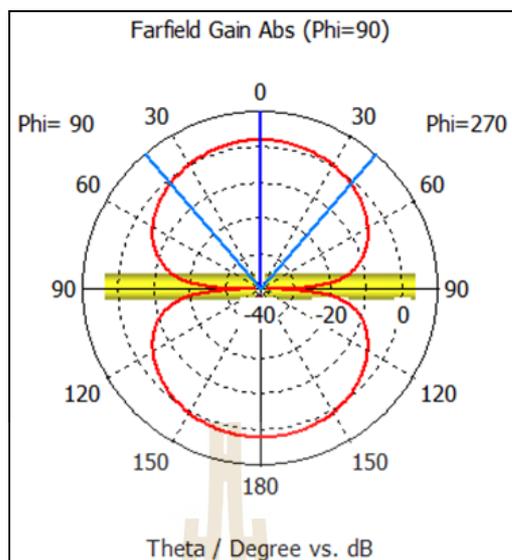
(ข)

รูปที่ 3.44 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพลต้นแบบที่ความถี่ 1.8 GHz

(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ

(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า



(ค)

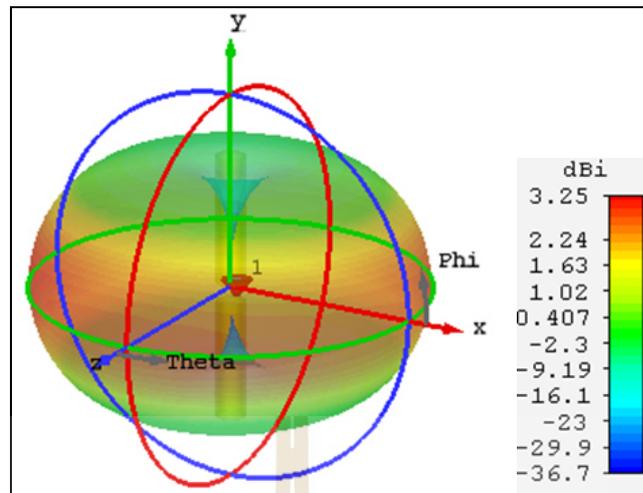
รูปที่ 3.44 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพลต้นแบบที่ความถี่ 1.8 GHz (ต่อ)

(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ

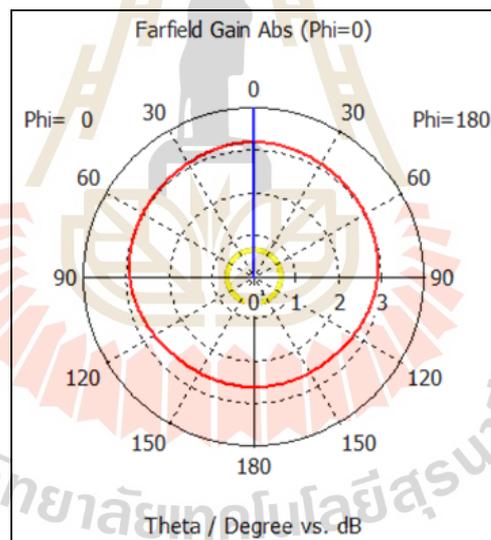
(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

สำหรับความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.5 GHz ในรูปที่ 3.45 (ก) จะแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ ที่มีอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 3.25 dBi และแบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 2 มิติ ที่ประกอบด้วยแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 3.45 (ข) และแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 3.45 (ค) และค่าอัตราขยายจะแสดงในตารางที่ 3.6



(ก)



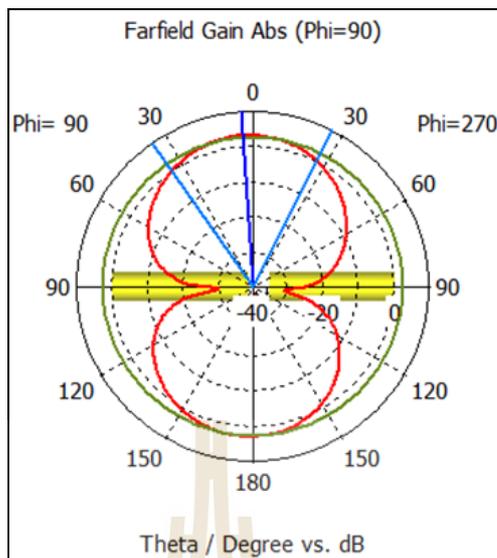
(ข)

รูปที่ 3.45 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพลต้นแบบที่ความถี่ 5.5 GHz

(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ

(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า



(ค)

รูปที่ 3.45 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพลต้นแบบที่ความถี่ 5.5 GHz (ต่อ)

- (ก) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ
- (ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก
- (ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

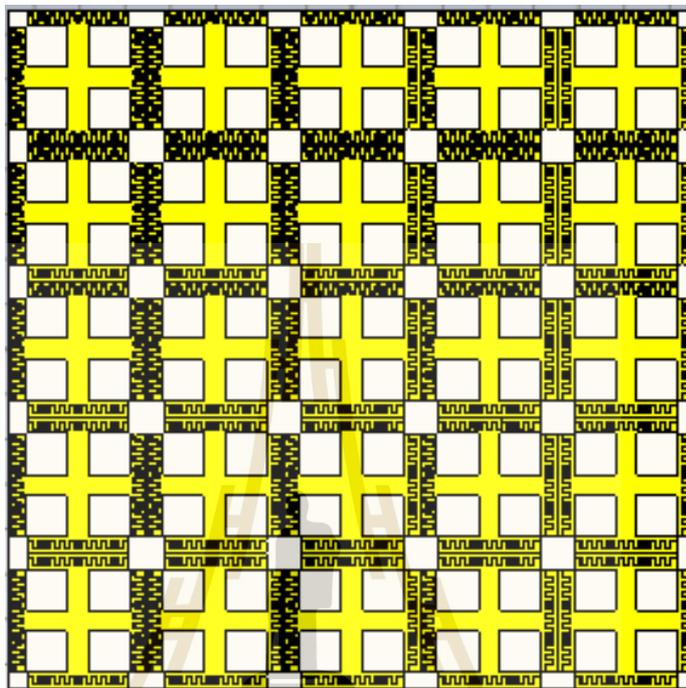
ตารางที่ 3.6 ค่าอัตราขยายจากผลการจำลองสายอากาศไดโพล

ความถี่ (GHz)	อัตราขยาย (dBi)
1.8	2.00
5.5	3.25

3.10 ตำแหน่งการวางอภิวัดคู่กับสายอากาศไดโพล

ในหัวข้อที่ผ่านมาได้กล่าวถึงการออกแบบอภิวัดคู่ที่รองรับการทำงาน 2 ความถี่ ซึ่งจะมีโครงสร้างสมมาตรทำให้ง่ายต่อการติดตั้งสำหรับใช้งานร่วมกับสายอากาศต้นแบบที่ได้ออกแบบ คือ สายอากาศไดโพลที่ความถี่ 1.8GHz และ 5.5GHz โดยการใช้งานร่วมกันระหว่างอภิวัดคู่ที่เป็นแถว ลำดับจำนวน 5×5 อิลิเมนต์ ดังแสดงในรูปที่ 3.46 กับสายอากาศที่ได้ออกแบบจะต้องคำนึงถึงการวางสายอากาศ อันได้แก่ ระยะห่างระหว่างสายอากาศไดโพลกับอภิวัดคู่ และระนาบการวางสายอากาศ

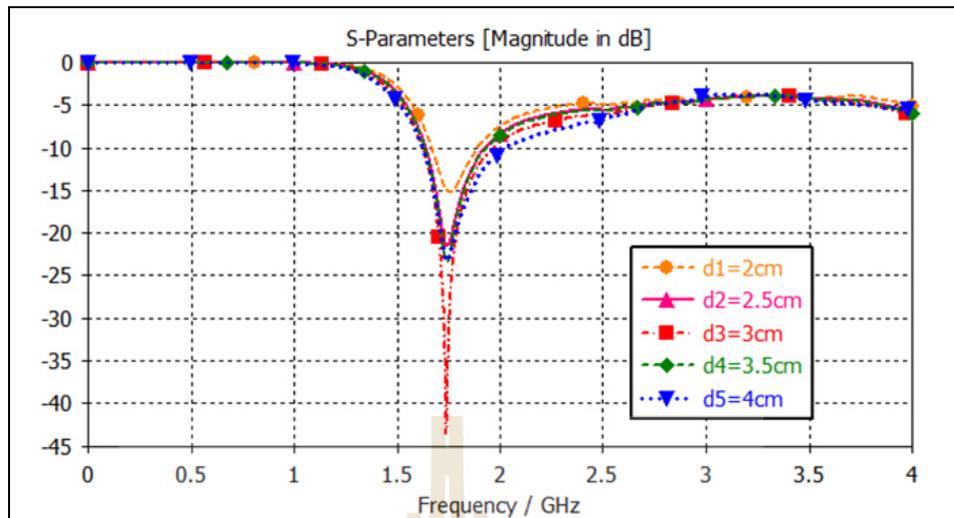
ไดโพลในการโพลารไรซ์แบบเส้นตรงที่มีทั้งแบบแนวตั้งและแนวนอน ดังนั้นในหัวข้อนี้จะศึกษาเกี่ยวกับระยะการวางสายอากาศไดโพลเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพของสายอากาศสูงสุด ดังต่อไปนี้



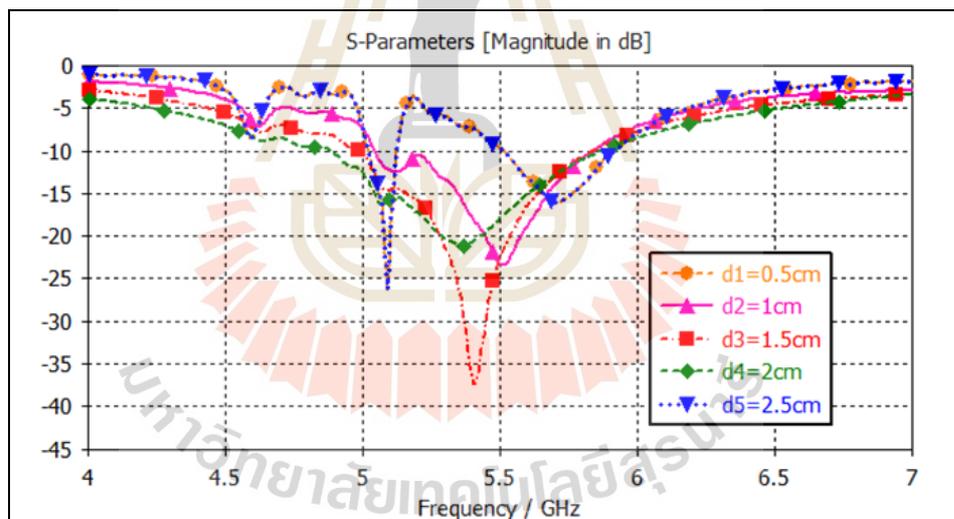
รูปที่ 3.46 แบบจำลองอภิวัดดูแลวลำดับจำนวน 5×5 อิลิเมนต์

3.10.1 ศึกษาการวางสายอากาศไดโพล

ในการใช้งานสายอากาศร่วมกับวัสดุทั่วไป ระยะการวางสายอากาศจะนิยมนวางที่ระยะห่างเท่ากับ 0.25λ ของความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศเพื่อตรงตำแหน่งที่แอมพลิจูดสูงสุด ซึ่งจะแตกต่างกับการใช้งานร่วมกับอภิวัดที่จะช่วยลดระยะห่างลง เนื่องจากโครงสร้างของอภิวัดที่เล็กลง ดังนั้นเพื่อหาการวางสายอากาศที่เหมาะสมที่สุด จึงได้ทำการจำลองปรับระยะห่างระหว่างสายอากาศไดโพลกับอภิวัดให้มีค่าลดลงทีละ 0.5 เซนติเมตรจากระยะห่างเท่ากับ 0.25λ ของความถี่เรโซแนนซ์ สำหรับความถี่ 1.8 GHz ดังแสดงในรูปที่ 3.47 (ก) พบว่า ระยะการวางสายอากาศที่เหมาะสมที่สุดคือที่ระยะ 3 เซนติเมตร โดยจะมีขนาดลดลงไปที่ประมาณ 0.125λ เช่นเดียวกับที่ความถี่ 5.5 GHz พบว่า ระยะการวางสายอากาศที่เหมาะสมที่สุดคือที่ระยะ 1.5 เซนติเมตร หรือขนาดประมาณ 0.125λ ของความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 ของสายอากาศที่ได้ออกแบบดังแสดงในรูปที่ 3.47 (ข) ซึ่งระยะที่เหมาะสมที่ได้จากการจำลองการปรับนี้จะถูกนำไปวัดทดสอบในหัวข้อถัดไป



(ก)

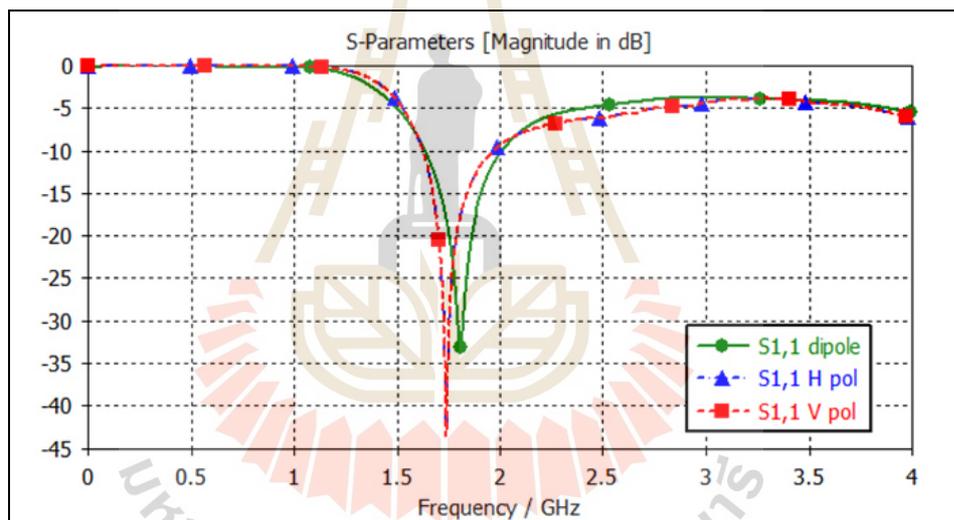


(ข)

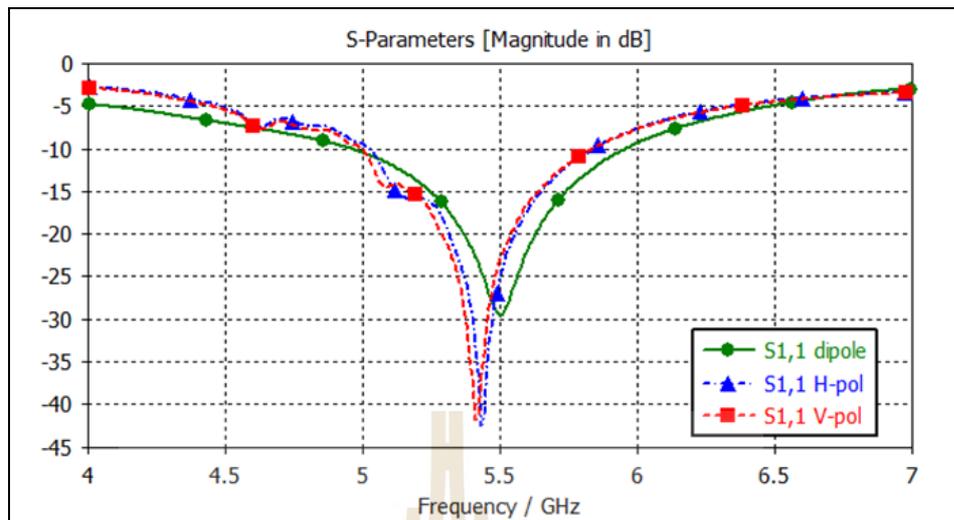
รูปที่ 3.47 ค่า S_{11} จากการศึกษาระยะการวางสายอากาศไดโพลต้นแบบร่วมกับอิวส์ดู (ต่อ)
 (ก) ที่ความถี่ 1.8 GHz (ข) ที่ความถี่ 5.5 GHz

3.10.2 ศึกษากระบวนการวางสายอากาศไดโพล

อภิวัดที่ออกแบบในข้างต้น ได้ออกแบบด้วยโครงสร้างที่สมมาตรและมีการทำงาน 2 ความถี่ที่มีบริเวณการทำงานที่แตกต่างชัดเจนทำให้อภิวัดนี้ สามารถนำไปติดตั้งโดยวางที่ตำแหน่งกึ่งกลางของสายอากาศและอภิวัดให้ตรงกัน และยังสามารถนำไปใช้งานร่วมกับสายอากาศในการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้น ทั้งการโพลาไรซ์แบบแนวนอนและแบบแนวตั้ง โดยให้ผลที่เป็นไปในทางเดียวกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.48 (ก) สำหรับความถี่ที่ 1.8 GHz พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของทั้งสองระนาบจะมีค่าตรงกัน และสำหรับความถี่ 5.5 GHz พบว่าค่าของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของทั้งสองระนาบจะมีค่าใกล้เคียงกันและมีการเลื่อนของความถี่เล็กน้อย ดังแสดงในรูปที่ 3.48 (ข) ด้วยค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของทั้งสองที่ใกล้เคียงกัน จะส่งผลถึงประสิทธิภาพของสายอากาศที่มีค่าตรงกันของโพลาไรซ์ทั้งสอง ที่จะกล่าวต่อไป



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.48 ค่า S_{11} จากการศึกษาระนาบการวางสายอากาศไดโพลต้นแบบร่วมกับอภิวัด

(ก) ที่ความถี่ 1.8 GHz (ข) ที่ความถี่ 5.5 GHz

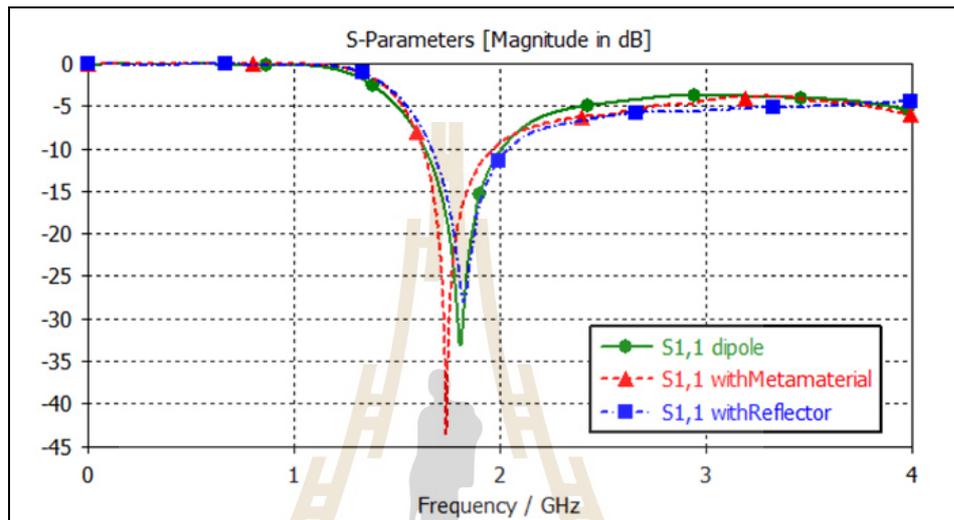
3.11 การทำงานของสายอากาศร่วมกับอภิวัด

จากการศึกษาคำแนะนำการวางสายอากาศไดโพลเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด จะได้ระยะห่างระหว่างสายอากาศไดโพลกับอภิวัดที่ประมาณ 0.125λ ของความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 ของสายอากาศที่นำมาใช้งาน ซึ่งอภิวัดที่ได้ออกแบบมีรูปโครงสร้างแบบสมมาตรจึงทำให้สามารถนำไปใช้งานกับสายอากาศที่มีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง และแบบแนวนอนที่ได้ผลตรงกัน โดยติดตั้งให้กึ่งกลางของสายอากาศและอภิวัดมีตำแหน่งตรงกัน ดังนั้นในหัวข้อนี้จะแสดงประสิทธิภาพของสายอากาศได้ผลเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัดจากผลการทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน แบบรูปการแผ่พลังงาน และแสดงผลเปรียบเทียบกับตัวสะท้อน

3.11.1 ค่า S_{11} ของสายอากาศ

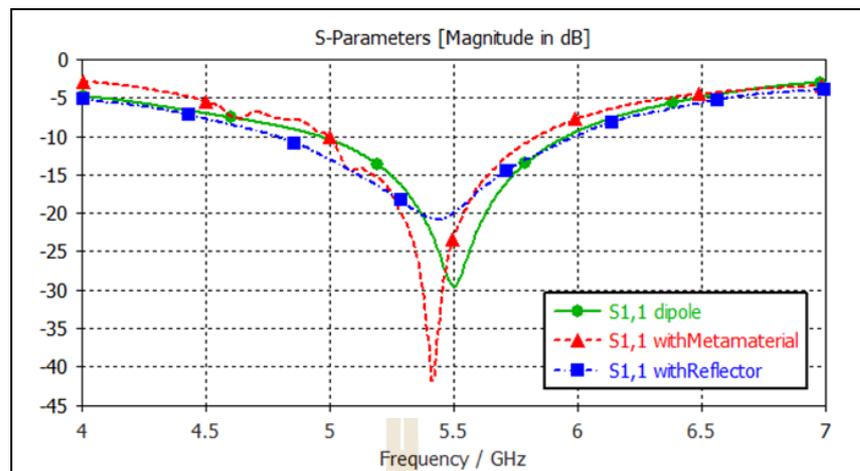
สำหรับความถี่ 1.8 GHz ที่สายอากาศไดโพลความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 1.8 GHz ที่ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับเท่ากับ -33.16 dB พบว่า เมื่อนำไปใช้งานร่วมกับอภิวัดและตัวสะท้อนจะเกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 1.74 GHz ที่ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับเท่ากับ -43.10 dB และ 1.82 GHz ที่ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับเท่ากับ -28.07 dB ตามลำดับ โดยอภิวัดจะส่งผลกับสายอากาศความถี่ใช้งานมาทำงานที่ความถี่ต่ำลงเล็กน้อยตรงกันข้ามกับตัวสะท้อน

ที่ความถี่จะเลื่อนสูงขึ้นเล็กน้อย ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ต่ำกว่า -10 dB ของสายอากาศไดโพลเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัดและตัวสะท้อน จะครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 1.62 GHz ถึง 1.97 GHz และตั้งแต่ 1.66 GHz ถึง 2.03 GHz ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่าค่าความกว้างแถบจะมีค่าใกล้เคียงกันกับสายอากาศไดโพลที่ออกแบบ ดังแสดงในรูปที่ 3.49



รูปที่ 3.49 ค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลและเปรียบเทียบผลเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัดและตัวสะท้อนที่ความถี่ 1.8 GHz

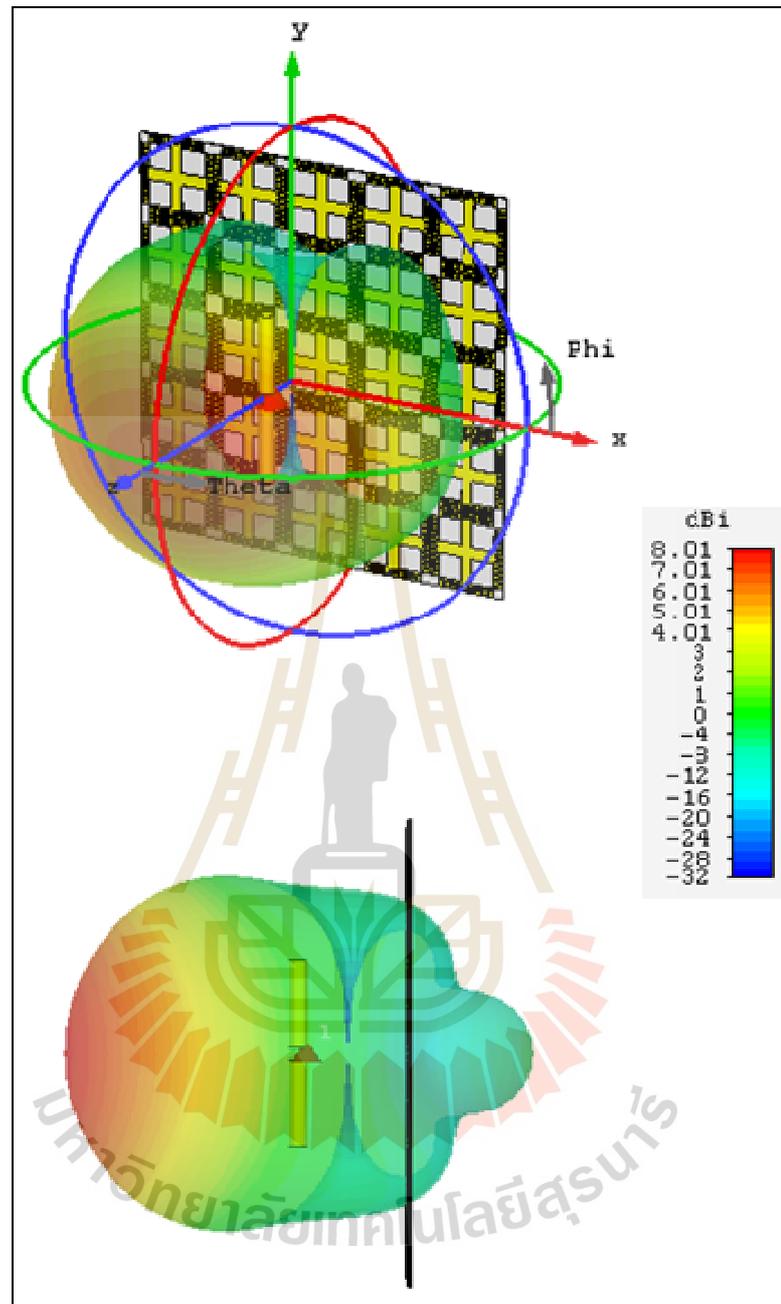
สำหรับความถี่ 5.5 GHz ที่สายอากาศไดโพลความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 5.5 GHz ที่ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับเท่ากับ -29.46 dB พบว่า เมื่อนำไปใช้งานร่วมกับอภิวัดและตัวสะท้อนจะเกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 5.41 GHz ที่ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับเท่ากับ -41.78 dB และ 5.44 GHz ที่ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับเท่ากับ -20.80 dB ตามลำดับ โดยอภิวัดจะส่งผลกับสายอากาศความถี่ใช้งานมาทำงานที่ความถี่ต่ำลงเล็กน้อยเช่นเดียวกันกับตัวสะท้อนที่ความถี่จะเลื่อนต่ำลงเล็กน้อย ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ต่ำกว่า -10 dB ของสายอากาศไดโพลเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัดและตัวสะท้อน จะครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.00 GHz ถึง 5.84 GHz และตั้งแต่ 4.80 GHz ถึง 5.99 GHz ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่าค่าความกว้างแถบเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัดจะแคบลงเล็กน้อยเนื่องจากอภิวัดที่ออกแบบจะเริ่มมีค่าสภาพยอมไฟฟ้ามีค่าเป็นลบที่ความถี่ 5.06 GHz แตกต่างกับตัวสะท้อนที่จะมีค่าความกว้างแถบใกล้เคียงกันกับสายอากาศไดโพลที่ออกแบบ ดังแสดงในรูปที่ 3.50



รูปที่ 3.50 ค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลและเปรียบเทียบผลเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัดและตัวสะท้อนที่ความถี่ 5.5 GHz

3.11.2 แบบรูปการแผ่พลังงาน

ในหัวข้อนี้จะแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพลเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัด ซึ่งอภิวัดที่ได้ออกแบบทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อนที่มีประสิทธิภาพสูงโดยเปรียบเทียบจากสายอากาศไดโพลที่ใช้งานร่วมกับตัวสะท้อนทั่วไป ดังต่อไปนี้ สำหรับความถี่ที่ 1.8 GHz เมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัด ในรูปที่ 3.51 (ก) จะแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ ที่มีอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 8.01 dBi และแบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 2 มิติ ที่ประกอบด้วย แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 3.51 (ข) และแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 3.51 (ค) ในส่วนของตัวสะท้อนทั่วไปจะมีแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ ดังแสดงในรูปที่ 3.52 (ก) 3.52 (ข) และ 3.52 (ค) สำหรับความถี่ที่ 5.5 GHz เมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัด ในรูปที่ 3.53 (ก) จะแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ ที่มีอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 9.16 dBi และแบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 2 มิติ ที่ประกอบด้วย แบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามแม่เหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 3.53 (ข) และแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 3.53 (ค) และในส่วนของตัวสะท้อนทั่วไปจะมีแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ ดังแสดงในรูปที่ 3.54 (ก) 3.54 (ข) และ 3.54 (ค) ซึ่งอภิวัดที่ใช้งานร่วมกับสายอากาศไดโพลทั้งสองความถี่สามารถช่วยเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศได้ถึง 6 dB และมีอัตราขยายของสายอากาศสูงกว่าการใช้งานร่วมกับตัวสะท้อน ดังแสดงในตารางที่ 3.7 นอกจากนี้ยังพบว่าอภิวัดสามารถรวมคลื่นที่สะท้อนของสายอากาศได้มากกว่าการใช้งานสายอากาศร่วมกับตัวสะท้อนทั่วไป



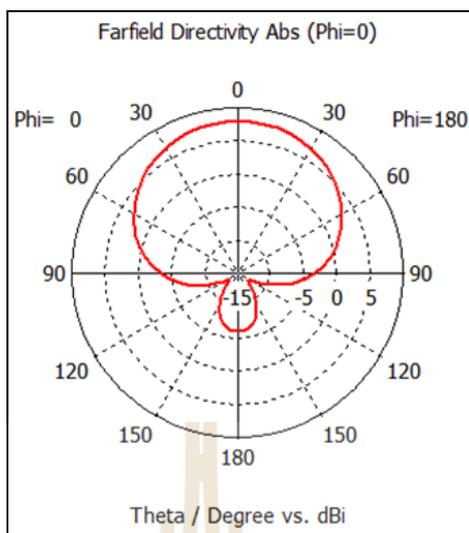
(ก)

รูปที่ 3.51 แบบรูปการแผ่พลังงานของอภิวัดคู่ร่วมกับสายอากาศไดโพลที่ความถี่ 1.8 GHz

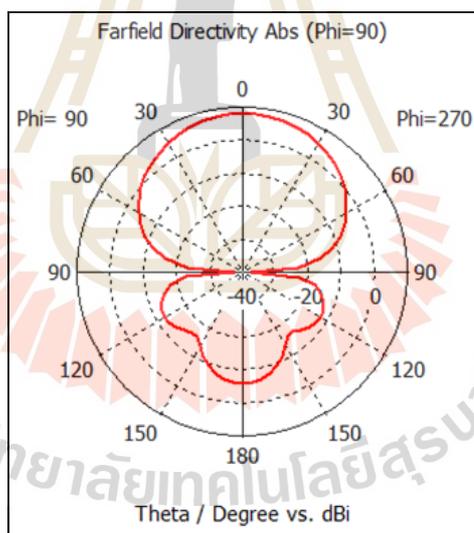
(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ

(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า



(ข)



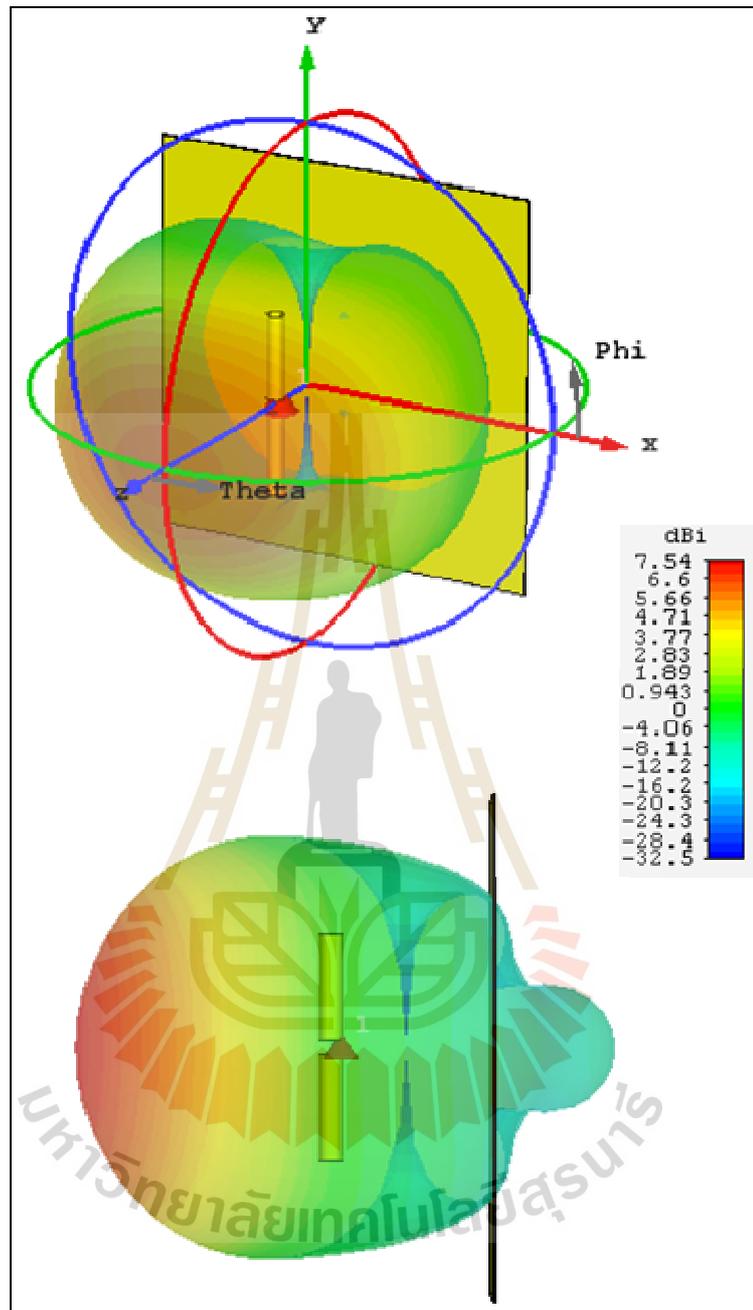
(ค)

รูปที่ 3.51 แบบรูปการแผ่พลังงานของอภิวัดคู่ร่วมกับสายอากาศไดโพลที่ความถี่ 1.8 GHz (ต่อ)

(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ

(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

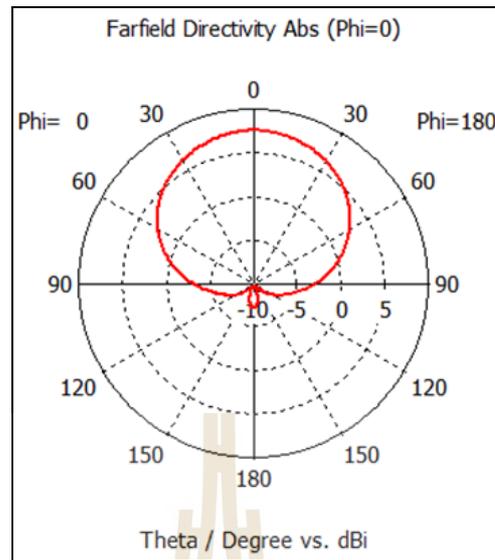
(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า



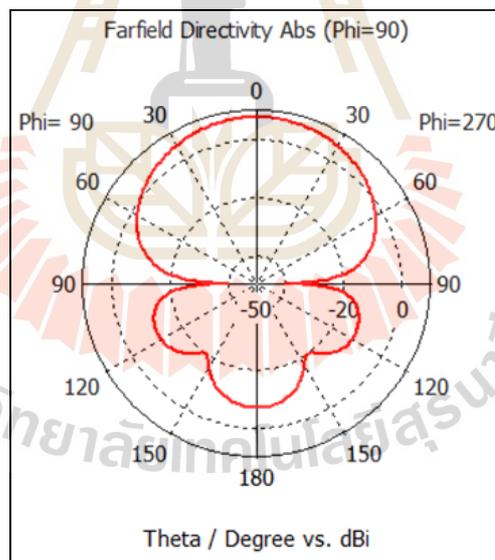
(ก)

รูปที่ 3.52 แบบรูปการแผ่พลังงานตัวสะท้อนร่วมกับสายอากาศไดโพลที่ความถี่ 1.8 GHz

- (ก) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ
- (ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก
- (ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า



(ข)



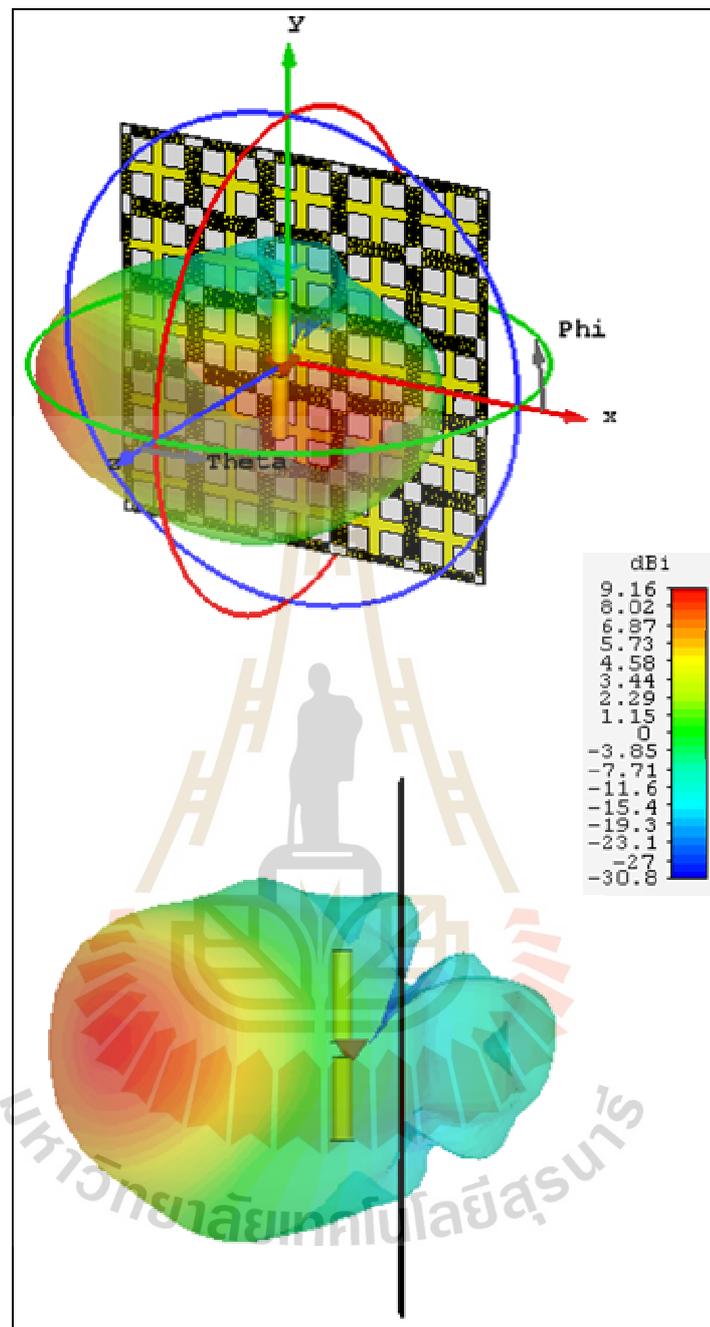
(ค)

รูปที่ 3.52 แบบรูปการแผ่พลังงานตัวสะท้อนร่วมกับสายอากาศไดโพลที่ความถี่ 1.8 GHz (ต่อ)

(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ

(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า



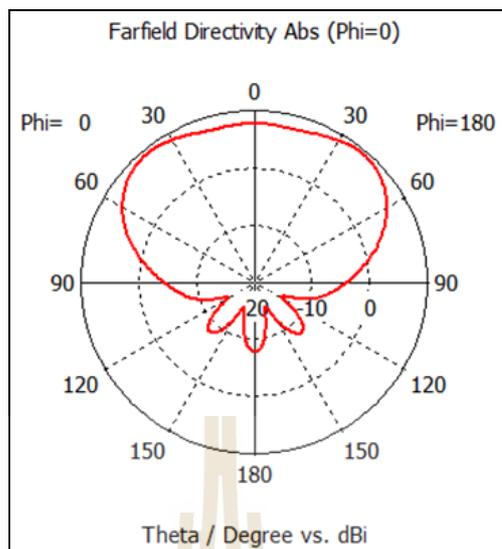
(ก)

รูปที่ 3.53 แบบรูปการแผ่พลังงานอภิวัดร่วมกับสายอากาศไดโพลที่ความถี่ 5.5 GHz

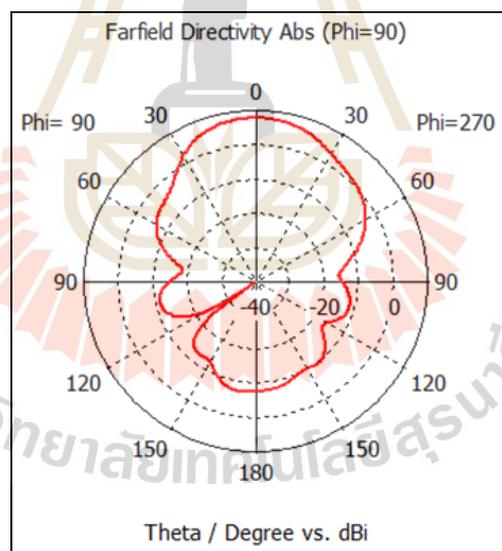
(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ

(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า



(ข)



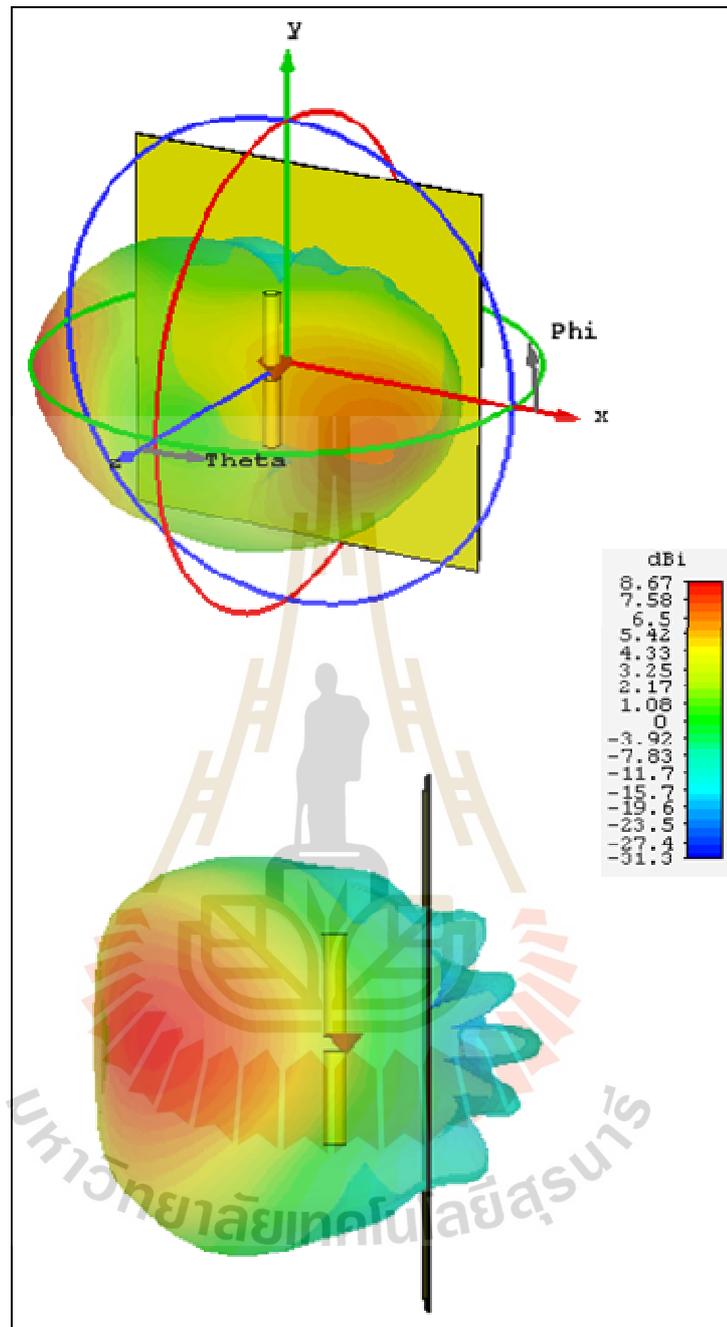
(ค)

รูปที่ 3.53 แบบรูปการแผ่พลังงานอภิวัดร่วมกับสายอากาศไดโพลที่ความถี่ 5.5 GHz (ต่อ)

(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ

(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า



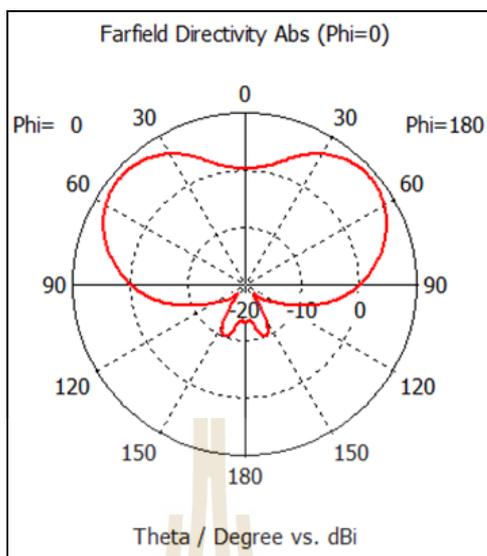
(ก)

รูปที่ 3.54 แบบรูปการแผ่พลังงานตัวสะท้อนร่วมกับสายอากาศไดโพลที่ความถี่ 5.5 GHz

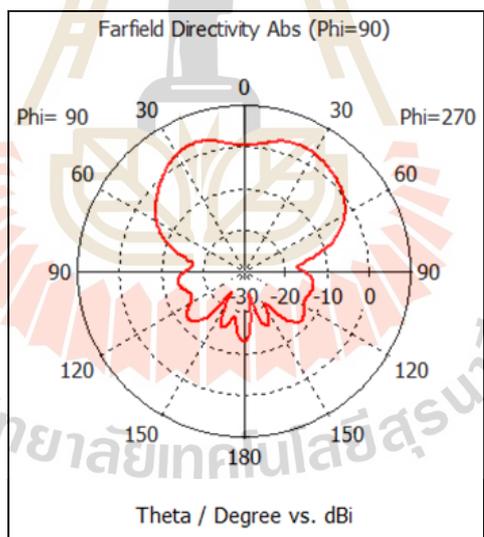
(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ

(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า



(จ)



(ค)

รูปที่ 3.54 แบบรูปการแผ่พลังงานตัวสะท้อนร่วมกับสายอากาศไดโพลที่ความถี่ 5.5 GHz (ต่อ)

(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ

(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

ตารางที่ 3.7 ค่าอัตราขยายจากผลการจำลองสายอากาศไดโพลร่วมกับอภิวัดและตัวสะท้อน

ความถี่ (GHz)	อัตราขยาย (dBi)	
	อภิวัด	ตัวสะท้อน
1.8	8.01	7.54
5.5	9.16	8.67

3.12 สรุป

ในส่วนของบทนี้ ได้อธิบายถึงขั้นตอน การออกแบบอภิวัด สายอากาศไดโพล วิเคราะห์คุณสมบัติของวัสดุ และการใช้งานอภิวัดร่วมกับสายอากาศ โดยใช้โปรแกรม CST Microwave studio ซึ่งผลที่ได้จากการออกแบบและวิเคราะห์จากบทนี้จะนำไปสร้างและวัดผลจากการทดลองในบทยถัดไป จากการออกแบบอภิวัด โครงสร้างเยรูซเลมร่วมกับอินเตอร์ดิจิตัล สามารถทำงานได้ที่ช่วงความถี่ 1.38-1.95 GHz และช่วงความถี่ 4.30-6.01 GHz ตามลำดับ สำหรับส่วนที่วิเคราะห์คุณสมบัติของวัสดุ พบว่าวัสดุที่ออกแบบจะมีคุณสมบัติเป็นอภิวัดที่ช่วงความถี่ 1.70-1.95 GHz ที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1.8 GHz และช่วงความถี่ 5.06-6.01 GHz ที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.5 GHz ตามที่ออกแบบไว้เบื้องต้น ซึ่งการนำไปใช้ร่วมกับสายอากาศจะทำการติดตั้งอภิวัดไว้ที่ด้านหลังของสายอากาศโดยใช้งานได้กับการโพลาริซแบบเส้นตรงของสายอากาศทั้งในแนวตั้งและแนวนอน และมีระยะห่างเป็น $\lambda/8$ ของความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศที่ใช้งานโดยประมาณ นอกจากนี้อภิวัดสามารถเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศที่ออกแบบได้มากกว่าตัวสะท้อนรวมทั่วไปถึง 6 dB ซึ่งสายอากาศไดโพลต้นแบบที่ความถี่ 1.8 GHz และความถี่ 5.5 GHz จะมีค่าอัตราขยายเท่ากับ 8.01 dBi และ 9.16 dBi ตามลำดับ

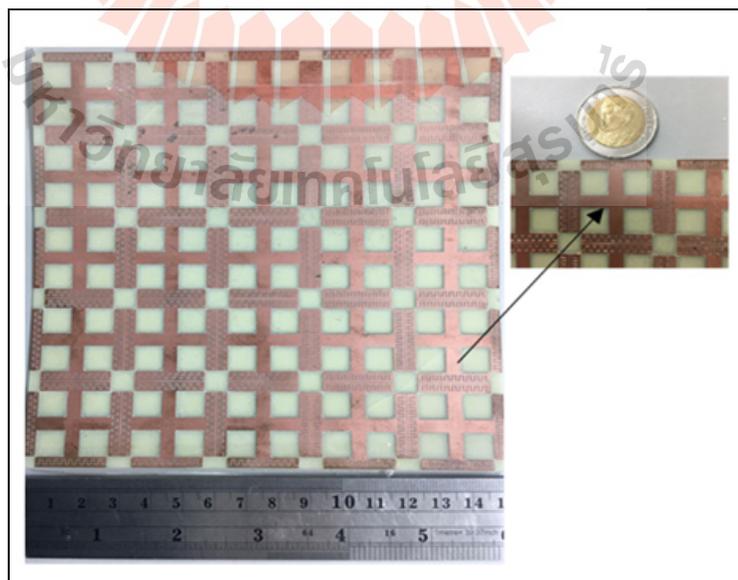
บทที่ 4

การสร้างและการวัดทดสอบ

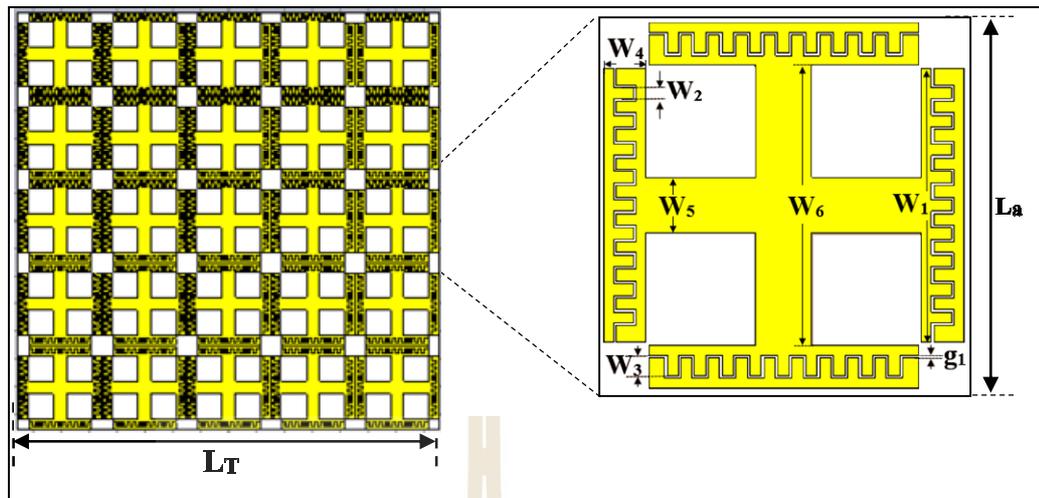
4.1 การสร้างอภิวัด

จากหลักการและทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ผ่านมา รวมถึงการจำลองการออกแบบซึ่งในบทนี้ จะนำผลการจำลองการสร้างอภิวัดด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป 3 อภิวัดจากบทที่ CST microwave studio มาทำการสร้างอภิวัด และวัดทดสอบคุณลักษณะต่าง ๆ ประกอบด้วยค่า S-parameters แบบรูปการแผ่พลังงาน และอัตราขยาย โดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (network analyzer) จากนั้นเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลจากการวัดทดสอบ พร้อมทั้งวิเคราะห์และอภิปรายผล

ซึ่งขั้นตอนในการสร้างจะนำไฟล์แบบจำลองสองมิติสกุล DXF ไปเปิดด้วยโปรแกรม LPKF Circuit Pro ที่สามารถใช้งานกับเครื่อง LPKF Laser & Electronics ซึ่งสามารถกัดลายตามแบบจำลองที่ได้ทำการออกแบบไว้ โดยโครงสร้างอภิวัด จะสร้างจากแผ่นไมโครสตริปชนิด GML-1000 ($\epsilon_r = 3.2$) ดังแสดงในรูปที่ 4.1 และตารางที่ 4.1 คือค่าพารามิเตอร์ที่ใช้สร้างตัวสะท้อนผิวอภิวัด



รูปที่ 4.1 อภิวัดแถวลำดับจำนวน 5×5 อิลิเมนต์



รูปที่ 4.2 พารามิเตอร์ของอภิวัดดู

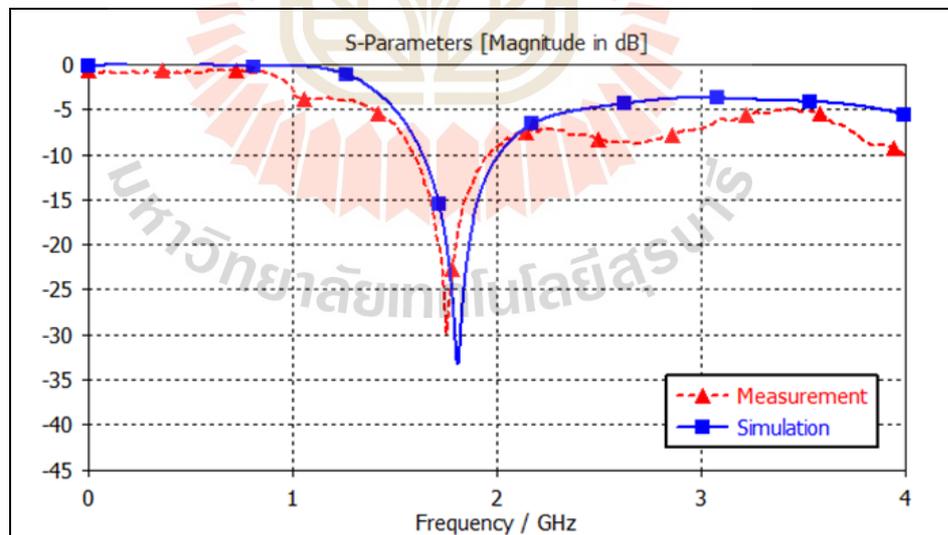
ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้สร้างอภิวัดดู

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)	ขนาด (λ)
L_T	150.00	0.9000 λ
L_a	30.00	0.2609 λ
W_1	22.53	0.1959 λ
W_2	0.94	0.0082 λ
W_3	1.66	0.0144 λ
W_4	3.47	0.0302 λ
W_5	4.60	0.0400 λ
W_6	23.04	0.2003 λ
g_1	0.20	0.0017 λ

4.2 ผลการวัดทดสอบค่า S_{11}

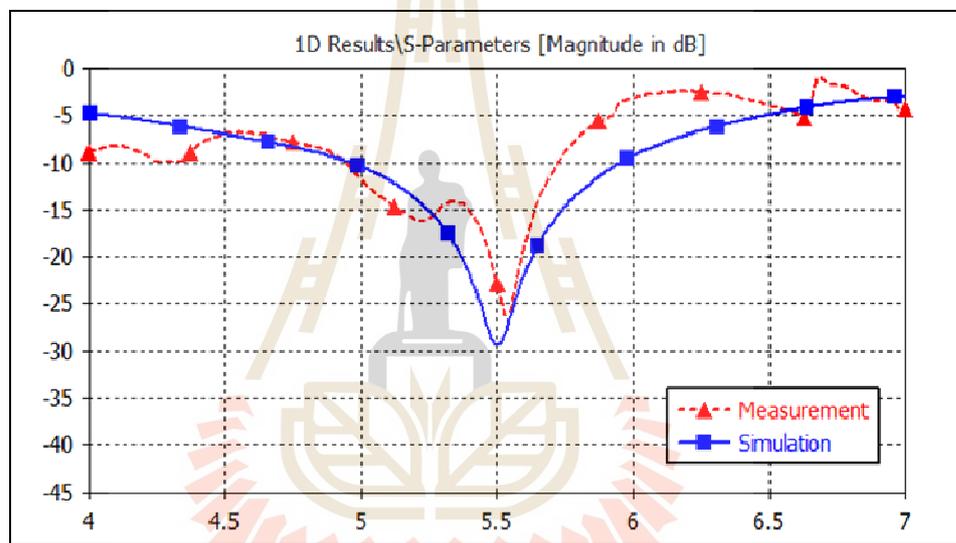
4.2.1 สายอากาศไดโพล

จากการออกแบบสายอากาศต้นแบบโดยการจำลองสายอากาศไดโพลต้นแบบทั้ง 2 ความถี่ที่ได้ออกแบบในบทที่ 3 ได้นำมาทำการสร้างชิ้นเพื่อนำมาใช้งานร่วมกับอภิวัดคูที่รองรับการทำงาน 2 ความถี่ในระบบแอลทีอีที่ความถี่ 1.8 GHz และระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายที่ความถี่ 5.5 GHz โดยการเปรียบเทียบค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลต้นแบบระหว่างผลการจำลองของแบบจำลองสายอากาศไดโพลด้วยโปรแกรม CST Microwave studio กับผลวัดทดสอบของสายอากาศไดโพลที่สร้างขึ้นด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย สำหรับความถี่ 1.8 GHz พบว่า ค่า S_{11} ที่ได้จากการจำลองของสายอากาศไดโพลจะมีความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1.8 GHz เท่ากับ -33.22 dB โดยค่า S_{11} ที่ต่ำกว่า -10 dB จะครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 1.63 GHz ถึง 2.00 GHz และค่า S_{11} ที่ได้จากการวัดทดสอบของสายอากาศไดโพลจะมีการเลื่อนของความถี่เข้ามาทำงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1.75 GHz เท่ากับ -29.83 dB โดยค่า S_{11} ที่ต่ำกว่า -10 dB จะครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 1.59 GHz ถึง 1.96 GHz ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบค่า S_{11} ระหว่างผลการจำลองของแบบจำลองสายอากาศไดโพลและผลวัดทดสอบของสายอากาศไดโพลที่ความถี่ 1.8 GHz ดังกล่าวข้างต้น จะเห็นได้ว่าผลที่ได้ทั้งสองให้ผลใกล้เคียงกัน ดังแสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 ค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลวัดทดสอบที่ความถี่ 1.8 GHz

สำหรับความถี่ที่ 5.5 GHz ดังแสดงในรูปที่ 4.4 ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบค่า S_{11} ระหว่างผลการจำลองของแบบจำลองสายอากาศไดโพลและผลวัดทดสอบของสายอากาศไดโพลที่ความถี่ 5.5 GHz ค่า S_{11} ที่ได้จากการจำลองของสายอากาศไดโพลจะมีความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.5 GHz เท่ากับ -29.44 dB โดยค่า S_{11} ที่ต่ำกว่า -10 dB จะครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 4.96 GHz ถึง 5.95 GHz และค่า S_{11} ที่ได้จากผลวัดทดสอบของสายอากาศไดโพลจะมีการเลื่อนออกของความถี่เล็กน้อยมาทำงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.52 GHz เท่ากับ -26.20 dB โดยค่า S_{11} ที่ต่ำกว่า -10 dB จะครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 4.95 GHz ถึง 5.71 GHz ซึ่งจะเห็นว่าผลที่ได้จากทั้งสองมีความใกล้เคียงกัน



รูปที่ 4.4 ค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลวัดทดสอบที่ความถี่ 5.5 GHz

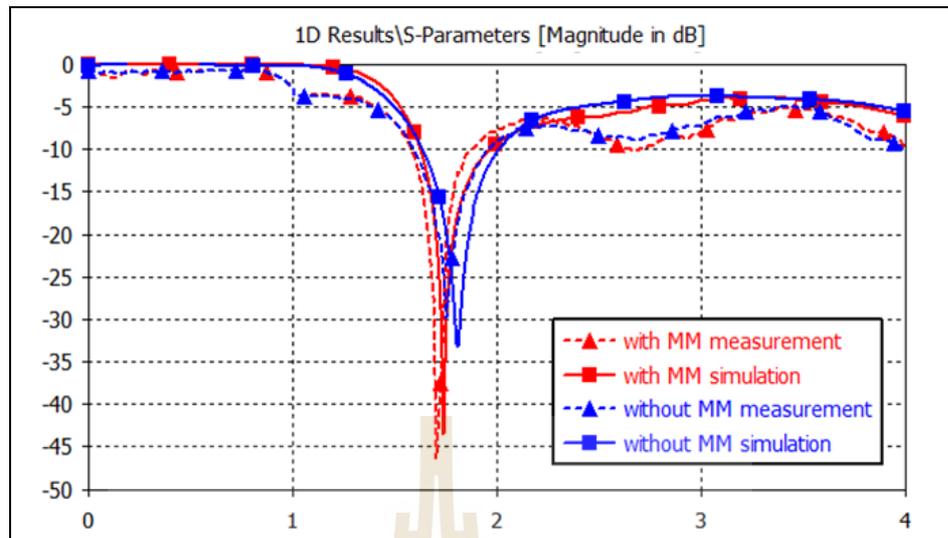
4.2.2 อภิวัดคู่ร่วมกับสายอากาศไดโพล

จากการออกแบบและจำลองอภิวัดคู่ให้รองรับการทำงานได้ 2 ความถี่ในบทที่ 3 ต่อมาได้ทำการสร้างอภิวัดคู่แถวลำดับจำนวน 5×5 อิลิเมนต์ ขนาด $15 \times 15 \text{ cm}^2$ เพื่อนำมาใช้งานร่วมกับสายอากาศไดโพลและมีคุณสมบัติเป็นตัวสะท้อน โดยการวางสายอากาศไดโพลไว้ข้างหน้าอภิวัดคู่ ดังแสดงในรูปที่ 4.5 ซึ่งระยะห่างระหว่างสายอากาศกับอภิวัดคู่จะมีค่าเท่ากับ 2 เซนติเมตร ที่ความถี่ 1.8 GHz และเท่ากับ 1.5 เซนติเมตรที่ความถี่ 5.5 GHz หรือประมาณ $\lambda / 8$ ของความถี่ใช้งาน

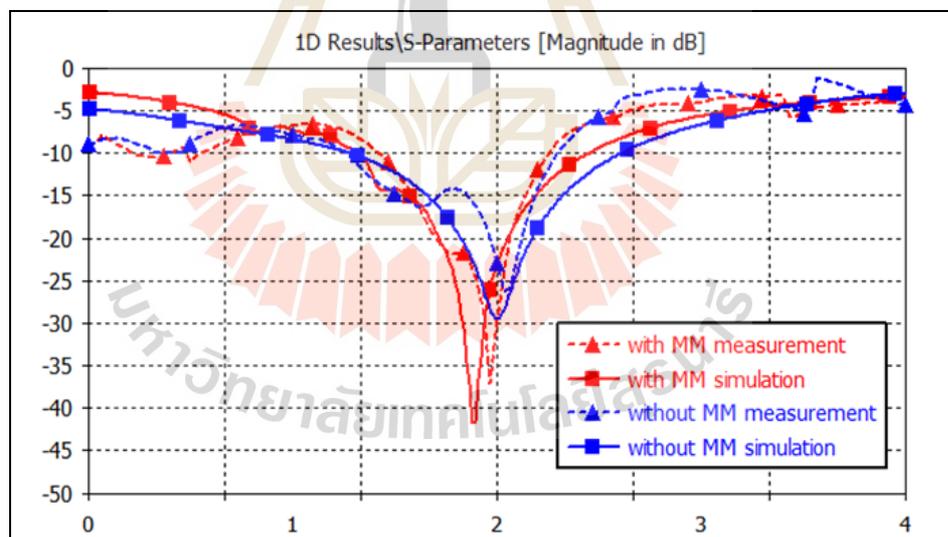


รูปที่ 4.5 การติดตั้งสายอากาศไดโพลเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัด

ในรูปที่ 4.6 จะแสดงกราฟผลเปรียบเทียบค่า S_{11} เพื่อให้เห็นถึงประสิทธิภาพของสายอากาศไดโพลเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัดระหว่างผลการจำลองด้วยโปรแกรมกับผลวัดทดสอบที่ความถี่ 1.8 GHz พบว่า ค่า S_{11} ของผลการจำลองสายอากาศไดโพลเมื่อทำงานร่วมกับอภิวัดที่มีความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1.74 GHz จะมีค่าเท่ากับ -43.10 dB และมีช่วงความถี่ตั้งแต่ 1.64 GHz ถึง 1.97 GHz ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับค่า S_{11} ของผลการวัดทดสอบสายอากาศไดโพลเมื่อทำงานร่วมกับอภิวัดที่มีความถี่ เรโซแนนซ์ที่ 1.71 GHz จะมีค่าเท่ากับ -46.45 dB และมีช่วงความถี่ตั้งแต่ 1.58 GHz ถึง 1.88 GHz จากผลเปรียบเทียบข้างต้น จะเห็นว่าอภิวัดจะส่งผลให้สายอากาศมีค่า S_{11} ลดต่ำลงแล้วนั้น จะบ่งบอกถึงการเกิดการแมทชิงอิมพีแดนซ์ที่ดีขึ้น เช่นเดียวกับความถี่ที่ 5.5 GHz ดังในรูปที่ 4.7 จะแสดงกราฟผลเปรียบเทียบ S_{11} เพื่อให้เห็นถึงประสิทธิภาพของสายอากาศไดโพลเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัดระหว่างผลการจำลองด้วยโปรแกรมกับผลวัดทดสอบที่ความถี่ 5.5 GHz พบว่า ค่า S_{11} ของผลการจำลองสายอากาศไดโพลเมื่อทำงานร่วมกับอภิวัดที่มีความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.43 GHz จะมีค่าเท่ากับ -41.78 dB และมีช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.01 GHz ถึง 5.83 GHz ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับค่า S_{11} ของผลการวัดทดสอบสายอากาศไดโพลเมื่อทำงานร่วมกับอภิวัดที่มีความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.47 GHz จะมีค่าเท่ากับ -37.16 dB และมีช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.05 GHz ถึง 5.68 GHz จากผลการเปรียบเทียบสายอากาศไดโพลเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัดทั้งสองมีผลเป็นไปในทิศทางเดียวกัน โดยผลของการวัดทดสอบของทั้งสองความถี่จะเห็นมีการเลื่อนของความถี่เรโซแนนซ์เล็กน้อยอันเนื่องมาจากการเลื่อนตามความถี่ของสายอากาศไดโพลที่ได้สร้างขึ้นซึ่งแสดงให้เห็นว่าอภิวัดสามารถรองรับการทำงานในระบบแอลทีอีและระบบเครือข่ายท้องถิ่นไว้สายที่ความถี่ 1.8 GHz และ 5.5 GHz ตามลำดับ



รูปที่ 4.6 ค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลและสายอากาศไดโพลร่วมกับอภิวัดคู่โดยเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลวัดทดสอบที่ความถี่ 1.8 GHz

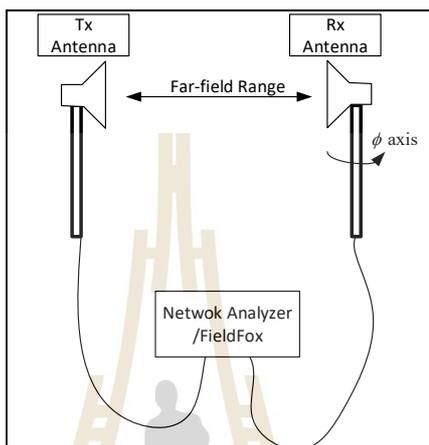


รูปที่ 4.7 ค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลและสายอากาศไดโพลร่วมกับอภิวัดคู่โดยเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลวัดทดสอบที่ความถี่ 5.5 GHz

4.3 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน

การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน โดยในการวัดทดสอบนี้จะนำเสนอแบบรูปการแผ่พลังงานเมื่อนำไปใช้งานร่วมกับสายอากาศไดโพลที่ทิศทางของสนามไฟฟ้าจะตั้งฉากกับพื้นผิวโลก หรือที่มีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง แรกเริ่มจะทำการติดตั้งอภิวัดคู่แถวลำดับจำนวน 5×5 อิลิเมนต์ ขนาด $15 \times 15 \text{ cm}^2$ ไว้ข้างหลังสายอากาศไดโพล โดยติดตั้งไว้ที่ฝั่งภากรับ และการวัดทดสอบจะทำในห้องปฏิบัติการวิเคราะห์โครงข่าย มหาวิทยาลัยพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ซึ่งภายในห้องปฏิบัติการจะปิดกั้นคลื่นจากภายนอกและลดการสะท้อนของคลื่นภายในห้องได้ ในการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานนี้จะวัดทดสอบประสิทธิภาพของสายอากาศในการรับและส่งสัญญาณ ดังนั้นการติดตั้งสายอากาศไดโพลร่วมกับอภิวัดคู่ฝั่งรับและสายอากาศอ้างอิงฝั่งส่ง จะกำหนดให้ระยะห่างระหว่างสายอากาศภากรับและภากรับ (R) อยู่ในบริเวณสนามไกล กำหนดจาก $R = 2L^2/\lambda$ เมื่อ L คือ ความยาวของสายอากาศไดโพลที่ใช้ทำการวัดทดสอบ ซึ่งจะได้ระยะสนามไกลของสายอากาศไดโพลของทั้งสองความถี่ ดังนี้ ที่ความถี่ 1.8 GHz จะได้ค่า $R \geq 1.13$ เมตร และที่ความถี่ 5.5 GHz จะมีค่า $R \geq 3.30$ เมตร เพื่อสะดวกต่อการติดตั้งจึงกำหนดให้ระยะสนามไกลของสายอากาศไดโพลทั้งสองเท่ากับ 4 เมตร ซึ่งในรูปที่ 4.8 จะแสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า และในรูปที่ 4.9 จะแสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก ในการวัดทดสอบจะใช้สายอากาศชนิดปากแตร (horn) เป็นสายอากาศภากรับและสายอากาศไดโพลร่วมกับอภิวัดคู่เป็นสายอากาศภากรับและติดตั้งบนแท่นหมุนที่จะทำการหมุนวัดแบบรูปการแผ่พลังงานได้ตั้งแต่มุม 0 องศา ถึง 360 องศา โดยจะหมุนวัดค่าทีละ 5 องศาจากนั้นจะนำค่ามาพล็อตและแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก ตามลำดับ โดยการแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานจะติดตั้งสายอากาศให้มีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง ดังในรูปที่ 4.10 จะแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานของอภิวัดคู่ในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 1.8 GHz โดยจะแสดงผลการเปรียบเทียบของแบบรูปการแผ่พลังงานร่วมขั้ว (co-polarize) และข้ามขั้ว (cross-polarize) จากการจำลองและการวัดทดสอบ และในรูปที่ 4.11 จะแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานของอภิวัดคู่ในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.5 GHz โดยจะแสดงผลการเปรียบเทียบของแบบรูปการแผ่พลังงานร่วมขั้วและข้ามขั้ว โดยจากผลการจำลองและการวัดทดสอบ จากการเปรียบเทียบของแบบรูปการแผ่พลังงานมีลักษณะใกล้เคียงและเป็นไปในทิศทางเดียวกัน แบบรูปการแผ่พลังงานแบบร่วมขั้วจะมีการแผ่พลังงานสูงมากเมื่อเทียบกับแบบรูปการแผ่พลังงานแบบข้ามขั้วที่จะมีการแผ่พลังงานที่น้อยมากเนื่องจากไม่สามารถรับสัญญาณจากสายอากาศภากรับและส่วนหนึ่งจากการใช้อินเตอร์ดิคัลที่ช่วยลดการเชื่อมต่อของสัญญาณข้ามขั้วได้

นอกจากนี้ยังสามารถติดตั้งสายอากาศให้มีการโพลาไรซ์แบบแนวอนได้ ซึ่งจะให้แบบรูปการแผ่พลังงานเช่นเดียวกับผลการเปรียบเทียบในข้างต้น ซึ่งจะให้ผลในระนาบที่สลับเปลี่ยนกันระหว่างระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก ทำให้เห็นว่าอภิวัดง่ายต่อการติดตั้งให้รองรับทำงานในทั้งการโพลาไรซ์แนวตั้งและแนวอน

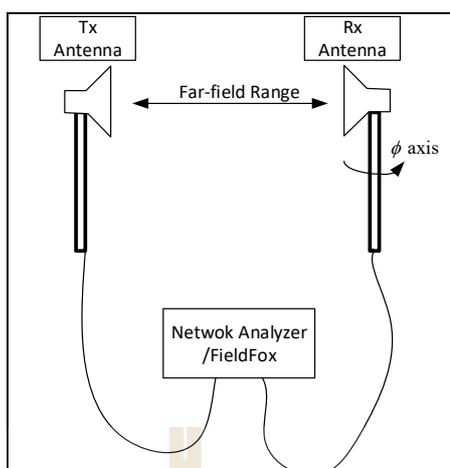


(ก)

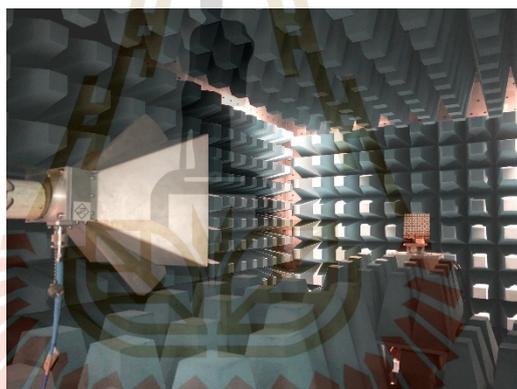


(ข)

รูปที่ 4.8 การติดตั้งสายอากาศเพื่อวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามไฟฟ้าอภิวัด
 (ก) ภาพจำลองการติดตั้งสำหรับวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า
 (ข) การติดตั้งจริงสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

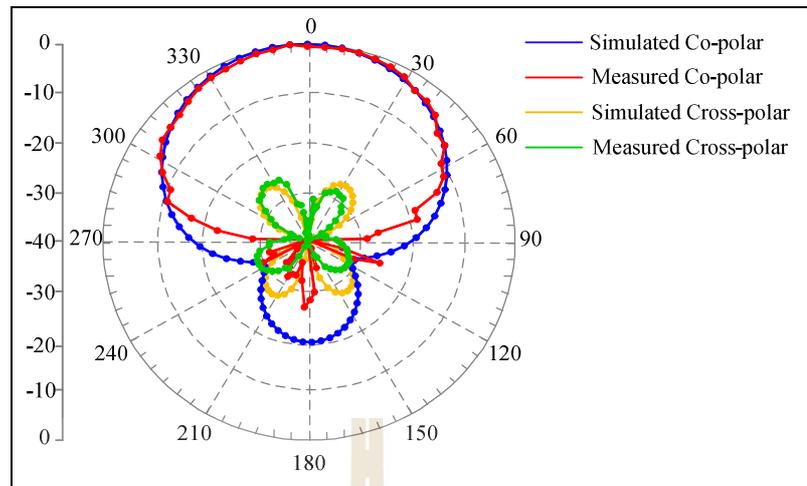


(ก)

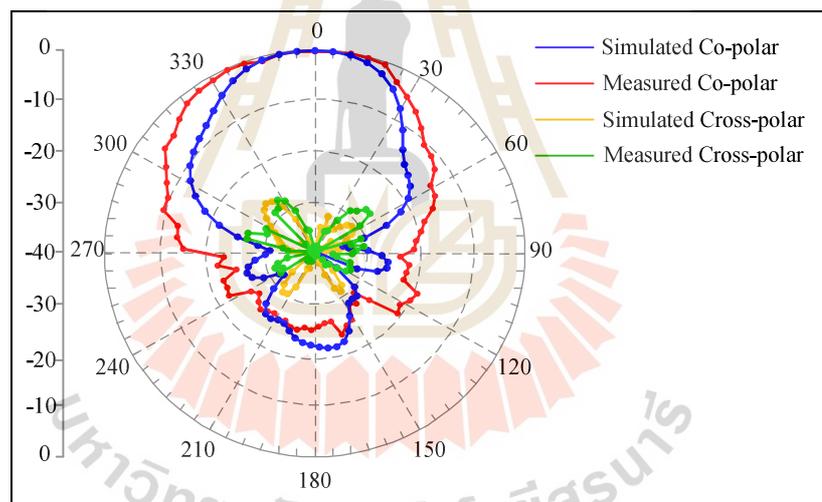


(ข)

รูปที่ 4.9 การติดตั้งสายอากาศเพื่อวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามแม่เหล็กอภิวัด
 (ก) ภาพจำลองการติดตั้งสำหรับวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนาม
 สนามแม่เหล็ก
 (ข) การติดตั้งจริงสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนาม
 สนามแม่เหล็ก

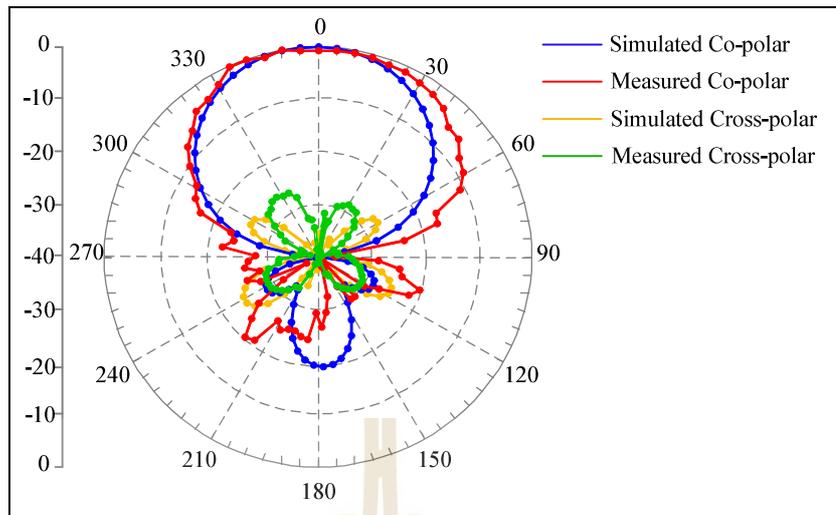


(ก)

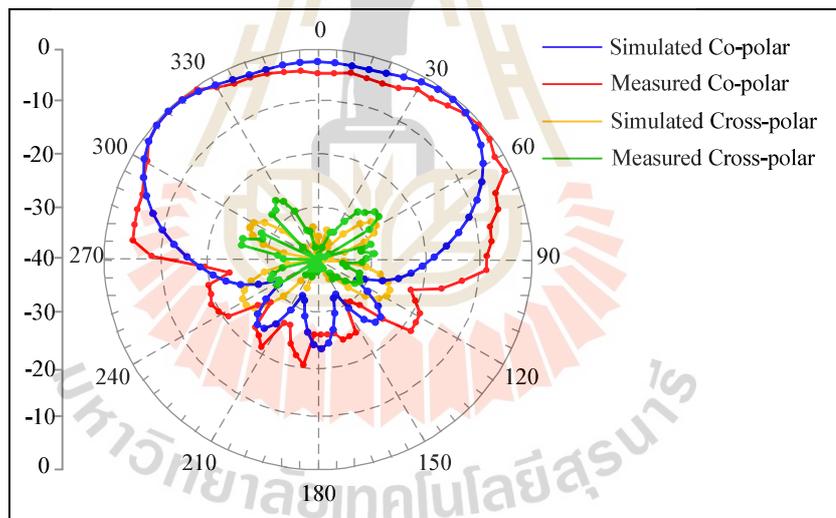


(ข)

รูปที่ 4.10 แบบรูปการแผ่พลังงานของอภิวัดดูที่ความถี่ 1.8 GHz. (ก) แบบรูปการแผ่พลังงาน
ในระนาบสนามไฟฟ้า (ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.11 แบบรูปการแผ่พลังงานของอภิวัดคู่ที่ความถี่ 5.5 GHz (ก) แบบรูปการแผ่พลังงาน
ในระนาบสนามไฟฟ้า (ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

4.4 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย

ในการคำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศไดโพลเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัดคู่แถวลำดับ 5×5 อิลิเมนต์ จะใช้สมการพื้นฐานการส่งผ่านของฟรีส (Friis transmission equation) โดยจะใช้ค่าจากการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานเพื่อคำนวณหาอัตราขยาย ดังสมการที่ (4.1 ก) โดยได้ทำการแปลงหน่วยเป็นเดซิเบลและกำหนดสมการเพื่อหาอัตราขยายของสายอากาศไดโพลเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัดคู่ดังสมการที่ (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 ในหน่วยวัตต์

P_r คือ กำลังงานที่รับได้ของสายอากาศภาครับ ในหน่วยวัตต์

G_t คือ อัตราขยายของสายอากาศภาคส่ง

G_r คือ อัตราขยายของสายอากาศภาครับ

R คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ ในหน่วยเมตร

λ คือ ความยาวคลื่น

สำหรับอภิวัดคู่ที่ได้ที่รองรับการทำงานในระบบแอลทีอีและระบบเครือข่ายไร้สาย ที่ความถี่ 1.8 GHz และความถี่ 5.5 GHz ตามลำดับ ดังนั้นการหาอัตราขยายจะต้องคำนวณโดยใช้ทั้งสองความถี่ โดยจะคำนวณหาอัตราขยายของอภิวัดคู่ได้จากสมการที่ (4.2 ข) (และใช้ค่า S_{11} ที่ได้จากการวัดทดสอบจากการติดตั้งสายอากาศภาครับและด้านหน้าของอภิวัดคู่ตรงกับสายอากาศภาคส่งที่มุม 0 องศา โดยจะได้ค่า $S_{21} = P_{r\text{dB}} - P_{t\text{dB}}$ และค่าอัตราขยายของสายอากาศภาคส่งที่ใช้เป็นสายอากาศชนิดปากแตรในแต่ละความถี่ ที่ระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับเท่ากับ 4 เมตร จะได้ค่าอัตราขยายและผลคูณสมบัติของสายอากาศไดโพลดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 สรุปผลคุณสมบัติของสายอากาศไดโพลเมื่อใช้งานร่วมกับอภิวัด

พารามิเตอร์ \ ความถี่ (GHz)	1.8	5.5
ย่านความถี่ใช้งาน (GHz)	1.58-1.88	5.05-5.68
อัตราขยาย (dBi)	8.23	8.30
ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (degree)	93.60	121.10
อิมพีแดนซ์ (ohm)	49.53	49.03

4.5 สรุป

ในบทนี้แสดงถึงการสร้างและการวัดทดสอบคุณสมบัติของอภิวัด และพิจารณาเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบ และการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST microwave studio ซึ่งได้แก่ค่า S_{11} แบบรูปการแผ่พลังงาน และอัตราขยาย ซึ่งมีผลการจำลองและวัดทดสอบที่มีความสอดคล้องและเป็นไปในทิศทางเดียวกัน โดยแสดงให้เห็นว่าอภิวัดที่นำมาใช้สามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับสายอากาศไดโพลในการแมทซ์อิมพีแดนซ์และการแผ่พลังงาน รวมทั้งอัตราขยายของสายอากาศที่สูงขึ้นในระบบแอลทีอีและระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายที่ความถี่ 1.8 GHz และ 5.5 GHz ตามลำดับ

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปเนื้อหาของวิทยานิพนธ์

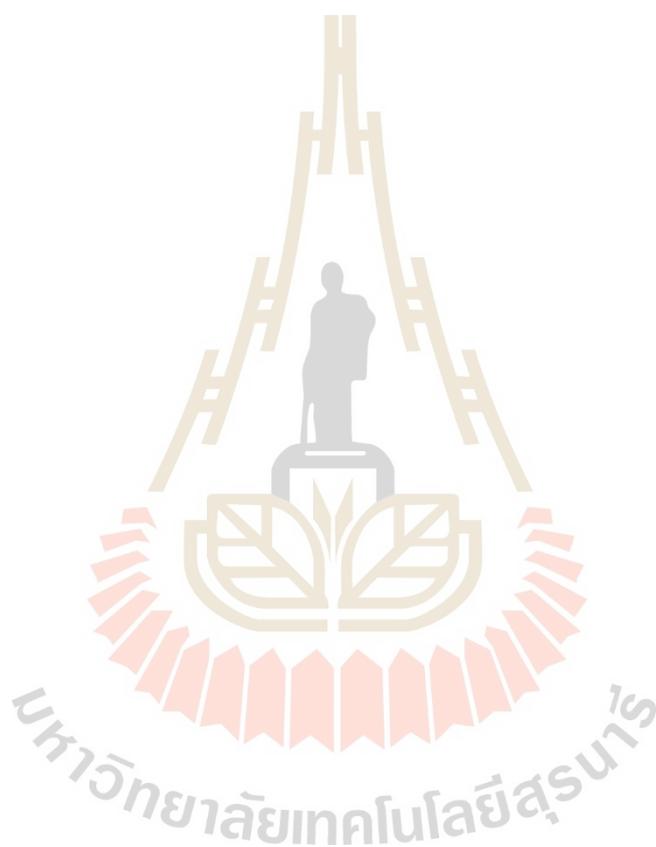
วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบอภิวัด ซึ่งประกอบไปด้วยโครงสร้างเสาเข็มร่วมกับเทคนิคของอินเตอร์ดิคทีล โดยได้จำลองการออกแบบและวิเคราะห์ผลโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave studio 2016 เพื่อศึกษาปฏิกิริยาและการนำมาใช้งานของอภิวัด แรกเริ่มได้ทำการออกแบบโครงสร้างอภิวัดด้วยการประยุกต์จากโครงสร้างแบบเส้นลวดตัวนำนั้นคือโครงสร้างแบบเสาเข็ม โดยโครงสร้างดังกล่าวจะมีลักษณะสอดคล้องกับเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบชั้นที่จะใช้หลักการปรับค่าอัตราส่วนของอิมพีแดนซ์จากรูปแบบโครงสร้างที่มีความกว้างของเส้นตัวนำแตกต่างกัน ซึ่งโครงสร้างเสาเข็มจะมีอัตราส่วนของอิมพีแดนซ์ที่น้อยกว่า 1 ($K < 1$) ส่งผลให้เกิดการเลื่อนออกของความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 จากที่ออกแบบไว้เพื่อปรับให้ความถี่ดังกล่าวให้เลื่อนเข้ามาทำงานที่ความถี่ดังที่ออกแบบด้วยการลดค่าอิมพีแดนซ์ที่ปลายเส้นตัวนำซึ่งนั่นคือการเพิ่มความกว้าง แต่โครงสร้างเสาเข็มที่มีลักษณะแบบไขว้กันที่เส้นตัวนำปลายเส้นไม่สามารถกว้างที่ส่งผลให้ซ้อนทับกันได้ จึงทำการออกแบบด้วยโครงสร้างเสาเข็มแบบไขว้จะมีขนาดเท่ากับ $\lambda/2$ ต่อมาจึงได้ใช้เทคนิคของอินเตอร์ดิคทีลเข้ามาช่วยปรับความถี่เรโซแนนซ์ 2 ให้ตรงตามที่ออกแบบและยังช่วยลดขนาดของโครงสร้างเสาเข็มให้มีค่าเท่ากับ $\lambda/4$ ด้วยการปรับพารามิเตอร์ของโครงสร้างเสาเข็มร่วมกับเทคนิคของอินเตอร์ดิคทีล ได้แก่ ความยาวของโครงสร้าง จำนวนขาของอินเตอร์ดิคทีล และความกว้างของเส้นตัวนำ ซึ่งจากการปรับพารามิเตอร์ดังกล่าวแล้วนั้น จึงนำอภิวัดที่ไปจำลองและวัดทดสอบ พบว่า อภิวัดที่ออกแบบสามารถรองรับการทำงานได้สองระบบได้แก่ ระบบแอลทีอี (1.72-1.83 GHz) และระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (5.0-5.85 GHz) ซึ่งเมื่อนำมาประยุกต์ใช้ร่วมกับสายอากาศไดโพลจะทำการสร้างอภิวัดแถวลำดับอิลิเมนต์เพื่อให้ครอบคลุมคลื่นที่แผ่พลังงานออกมาจากสายอากาศ โดยอภิวัดเมื่อใช้งานร่วมกับสายอากาศจะทำหน้าที่ช่วยสะท้อนคลื่น ส่งผลให้อัตราขยายเท่ากับ 8.23 dBi และ 8.30 dBi ที่ความถี่ 1.8 GHz และความถี่ 5.5 GHz ตามลำดับ และมีแบบรูปการแผ่พลังงานในลักษณะเจาะจงทิศทาง ต่อมาได้นำอภิวัดที่สร้างขึ้นมาใช้งานร่วมกับสายอากาศไดโพลไปทำการวัดทดสอบและเปรียบเทียบผลที่ได้

จากศึกษาผลจากการวัดทดสอบและผลที่ได้จากการจำลองในโปรแกรมพบว่าผลที่ได้จากการวัดทดสอบและผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมมีความสอดคล้องและใกล้เคียงกัน ซึ่งผลจากการวัดทดสอบที่การคลาดเคลื่อนเล็กน้อยนี้ อาจเกิดได้จากการกัดลายแผ่นวงจรพิมพ์ของ อภิวัดศุ สายอากาศไดโพล การคลาดเคลื่อนของตำแหน่งการวางระหว่างสายอากาศไดโพลกับ อภิวัดศุ การคลาดเคลื่อนของตำแหน่งการตั้งสายอากาศภาครับกับสายอากาศภาคส่ง หรือในกรณีที่ วัดทดสอบที่ความถี่สูงก็จะส่งผลทำให้เกิดการสูญเสียในสายนำสัญญาณได้ เป็นต้น นอกจากนี้ เมื่อวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศไดโพลที่ทำการออกแบบและวัดทดสอบ สามารถนำไปใช้งาน สำหรับสายอากาศที่สถานีฐานในระบบแอลทีอีทีทีที่มีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังเท่ากับ 93.6 องศา ในระนาบสนามแม่เหล็ก สำหรับระบบเครือข่ายท้องถิ่น ไร้สายสามารถนำไปใช้งานกับสายอากาศที่ แขนงติดกับผนังภายในอาคารที่มีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังเท่ากับ 121.1 องศา ในระนาบ สนามแม่เหล็ก ซึ่งในกรณีที่ติดตั้งในบริเวณที่สูงมาก ควรปรับสายอากาศร่วมกับอภิวัดศุ ให้ก้มลงมาหาฝั่งรับสัญญาณเพื่อให้ลำคลื่นการแผ่พลังงานของสายอากาศครอบคลุมได้ในพื้นที่ของผู้ใช้

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

ในการจำลองอภิวัดศุนั้นได้ใช้โปรแกรม CST microwave studio 2016 โดยการออกแบบอภิวัดศุนั้นจะต้องเริ่มออกแบบตั้งแต่เซลล์ย่อย (unit cell) ในการจำลองเพื่อให้ได้ผลที่แม่นยำที่สุดควร เริ่มจากการจำลองและวิเคราะห์ผลในทุกรูปแบบ ทั้งการจำลองในรูปแบบโดเมนความถี่และโดเมน เวลา เพื่อศึกษาผลของสนามไฟฟ้า กระแสเชิงผิว ซึ่งผลที่กล่าวมานั้นจะต้องมีความสอดคล้องและเป็นไปในทิศทางเดียวกันกับวงจรสมมูลของอภิวัดศุ นอกจากนี้ในกรณีที่โครงสร้างมีขนาดเล็ก จำนวนเมชเซลล์ (mesh cells) ที่ถูกแบ่งต้องมีการแบ่งโครงสร้างที่ขึ้นส่วนตัวนำ อย่างน้อย 2 ชั้นขึ้นไป ในส่วนของการสร้างอภิวัดศุเพื่อนำมาวัดทดสอบ จะเห็นว่า ลายตัวนำของ ชิ้นงานที่ทำการจำลองชิ้นนั้นมีขนาดเล็ก ทำให้ยากต่อการกัดลาย จึงต้องอาศัยเครื่องมือในการ กัดเซาะลายตัวนำโดยในงานวิจัยนี้ใช้เครื่อง LPKF Laser & Electronics เพื่อให้การกัดเซาะลายตัวนำ มีความคมชัด ดังนั้นควรเลือกขนาดของเข็มกัดเซาะ (end mill) ของตัวเครื่อง LPKF Laser & Electronics ให้มีขนาดเหมาะสมกับขนาดช่องว่างของโครงสร้างอภิวัดศุที่ออกแบบ ข้อควรระวังในการใช้เครื่อง LPKF Laser & Electronics นี้ ควรตั้งค่าความลึกเข็มของการกัดเซาะและทดสอบเข็ม กัดเซาะทุกครั้งก่อนที่จะทำการเริ่มใช้งาน เพราะหากเข็มกัดเซาะชิ้นงานลึกมากเกินไป จะทำให้การ กัดเซาะชิ้นงานไปถึงฐานรองของตัวอภิวัดศุได้ และในทางตรงข้ามกัน หากเข็มกัดเซาะชิ้นงานลึก น้อยเกินไป จะทำให้ลายวงจรไม่ชัดเจนและผลของวงจรคลาดเคลื่อนได้

ดังนั้นจึงควรตั้งค่าความลึกเข็มให้มีขนาดเท่ากับความหนาของตัวนำ และทำการทดสอบ เข็มก่อนเริ่มสร้างชิ้นงานทุกครั้ง ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ออกแบบอภิวัดคู่ที่รองรับการใช้งานได้ สองระบบโดยสามารถปรับความถี่ใช้งานได้ง่าย ในอนาคตสามารถนำไปออกแบบพัฒนาเพื่อให้ สามารถรองรับการใช้งานในความถี่ที่ต้องการ เพื่อเป็นทางเลือกในการประยุกต์ใช้งานได้ หลากหลายระบบ

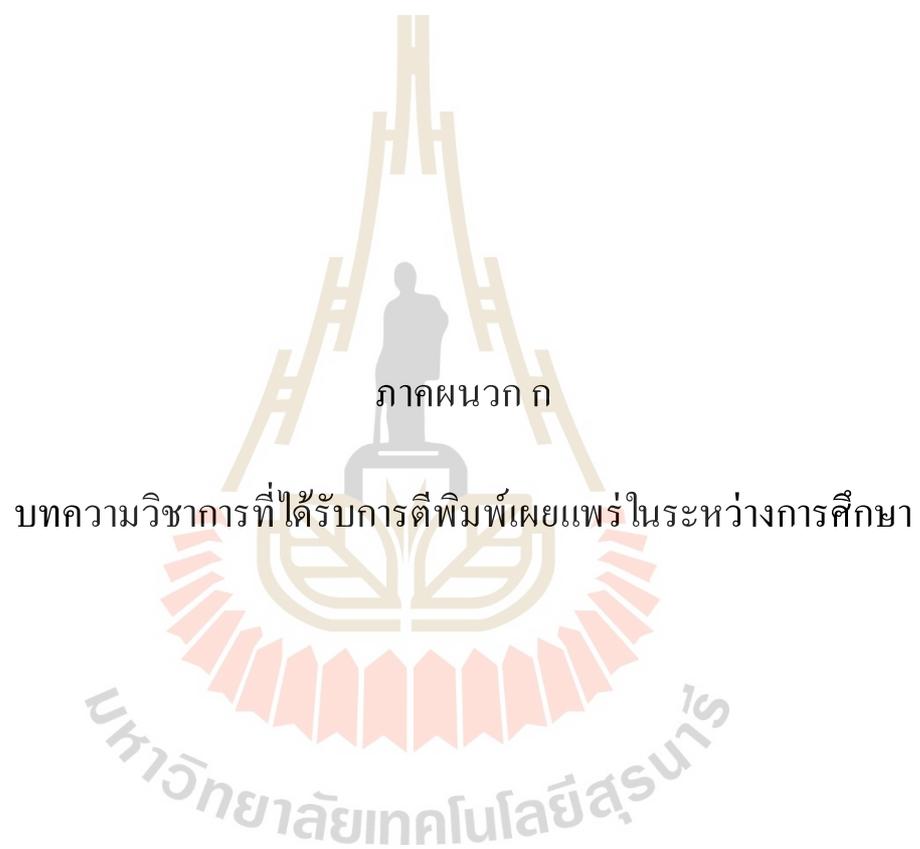


รายการอ้างอิง

- S. E. Mendhe and Y. P. Kosta, "Metamaterial properties and applications," *Int. J. Inf. Technol. Knowl. Manag.*, vol. 4, no. 1, pp. 85–89, 2011.
- S. Chaimool, P. Akkaraekthalin, and A. Materials, "Metamaterials for Antenna Applications," vol. 21, no. 2, 2011.
- P. Moitra, B. A. Slovick, I. I. Kravchenko, D. P. Briggs, S. Krishnamurthy, and J. Valentine, "Large-Scale All-Dielectric Metamaterial Perfect Reflectors," 2015.
- S. Ahdi Rezaeieh, M. A. Antoniadis, and A. M. Abbosh, "Bandwidth and Directivity Enhancement of Loop Antenna by Nonperiodic Distribution of Mu-Negative Metamaterial Unit Cells," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 8, pp. 3319–3329, Aug. 2016.
- Y. Tian, G. Wen, and Y. Huang, "Multiband Negative Permittivity Metamaterials and Absorbers," *Adv. Optoelectron.*, vol. 2013, 2013.
- S. Enoch, G. Tayeb, P. Sabouroux, N. Guérin, and P. Vincent, "A Metamaterial for Directive Emission," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 89, no. 21, p. 213902, Nov. 2002.
- Y. Ma, Q. Chen, J. Grant, S. C. Saha, A. Khalid, and D. R. S. Cumming, "A terahertz polarization insensitive dual band metamaterial absorber," *Opt. Lett.*, vol. 36, no. 6, p. 945, Mar. 2011.
- Z. Qu, Y. Zhang, and B. Zhang, "Double square rings with different dimensions produce multiple absorption bands," *Appl. Opt.*, vol. 58, no. 1, p. 152, Jan. 2019.
- M. Bahadorzadeh and C. F. Bunting, "A dual band-reject FSS for WI-FI application," in 2018 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES), 2018, pp. 1–2.
- D. Marathe and K. Kulat, "A Compact Triple-Band Negative Permittivity Metamaterial for C, X-Band Applications," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2017, 2017.
- H. V. H. Silva Filho et al., "Multiband FSS with fractal characteristic based on Jerusalem cross geometry," *J. Microwaves, Optoelectron. Electromagn. Appl.*, vol. 16, no. 4, pp. 932–941, 2017.

- F. S. Jafari, M. Naderi, A. Hatami, and F. B. Zarrabi, "Microwave Jerusalem cross absorber by metamaterial split ring resonator load to obtain polarization independence with triple band application," *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 101, pp. 138–144, Mar. 2019.
- S. Wang, J. Gao, X. Cao, J. Lan, and Z. Huang, "Integrated Radiation and Scattering Performance of Metasurface Antenna Array," in *2018 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2018, pp. 1–3.
- J. J. Liu et al., "A multi-mode cavity filter with Jerusalem Cross structure resonator," in *2013 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, 2013, pp. 887–889.
- B. Belyaev, A. M. Serzhantov, A. A. Leksikov, Y. F. Bal'va, and A. A. Leksikov, "High-Quality Compact Interdigital Microstrip Resonator and Its Application To Bandpass Filter," *Prog. the Electromagn. Res. C*, vol. 72, no. October 2016, pp. 91–103, 2017.
- X. Zhang, Y. Wen, and K. Zhou, "A capacitive loaded quasi-elliptic function microstrip filter on GSM-R band," in *2009 3rd IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, 2009, pp. 535–537.
- A. Technologies, "Overview on Interdigital Capacitor Design," p. 10, 2001.
- J. Gu, F. Zhang, C. Wang, Z. Zhang, M. Qi, and X. Sun, "Miniaturization and Harmonic Suppression Open-loop Resonator Bandpass Filter with Capacitive Terminations," in *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006, pp. 373–376.
- J. S. Hong and M. J. Lancaster, "End-coupled microstrip slow-wave resonator filter," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 16, p. 1494, 2002.
- N. Engheta, "Metamaterials with negative permittivity and permeability: background, salient features, and new trends," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.* 2003, vol. 1, pp. 187–190.
- H. R. Stuart and B. L. Innovations, "The application of negative permittivity materials and metamaterials in electrically small antennas," vol. 1, pp. 1–6, 2018
- พงศธร ชมทอง, วงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบหลายแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขั้นและโหลดแบบความจุ, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2554
- P. Chomtong and P. Akkarakthalin, "A quad-band bandpass filter using stepped impedance resonators with interdigital capacitors," *IEEJ Trans. Electr. Electron. Eng.*, vol. 13, no. 8, pp. 1080–1086, 2018.

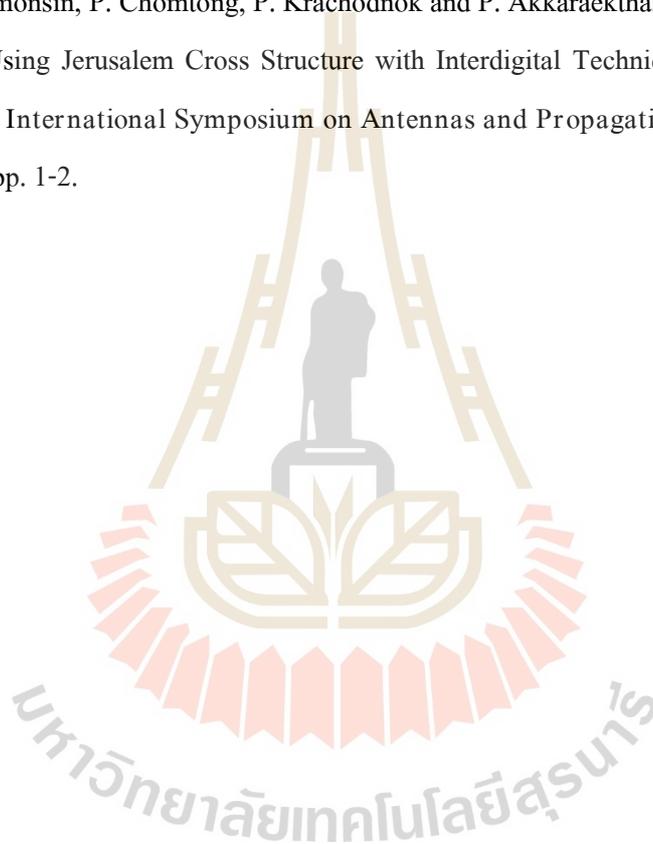
- S. Meesomklin, P. Chomtung, and P. Akkaraekthalin, "A compact multiband bpf using step-impedance resonators with interdigital capacitors," *Radioengineering*, vol. 25, no. 2, pp. 258–267, 2016.
- P. Chomtung and P. Akkaraekthalin, "A triple-band bandpass filter using Tri-section step-impedance and capacitively loaded step-impedance resonators for GSM, WiMAX, and WLAN systems," *Frequenz*, vol. 68, no. 5–6, pp. 227–234, 2014.
- P. Chomtung, C. Mahatthanajatuphat, and P. Akkaraekthalin, "A Dual-Band Band-Pass Filter with Overlap Step-Impedance and Capacitively Loaded Hairpin Resonators for Wireless LAN Systems," *Int. J. Microw. Sci. Technol.*, vol. 2011, pp. 1–9, May 2011.
- F. Bo-Kai, "Extracting material constitutive parameters from scattering parameters," Naval Postgraduate School Thesis, Sept 2006.
- Cotuk, Unit, "Scattering from Multi-layered Metamaterials Using Wave Matrices," Naval Postgraduate School Thesis, Sept. 2005.
- X. Chen, T. M. Grzegorzczak, B.-I. Wu, J. Pacheco, and J. A. Kong, "Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials," *Phys. Rev. E*, vol. 70, no. 1, p. 016608, July 2004.
- D. Smith, S. Schultz, P. Markoš, and C. Soukoulis, "Determination of Negative Permittivity and Permeability of Metamaterials from Reflection and Transmission Coefficients," *Phys. Rev. B*, pp. 1–5, 2002.
- S. Chaimool, "Investigation on Metaradiator based on Metasurface," *Eng. Trans.*, vol. 18, no. (39) 2, pp. 134–129, .2015
- F. Costa, A. Monorchio, and G. Manara, "An over view of equivalent circuit modeling techniques of frequency selective surfaces and metasurfaces," *Appl. Comput. Electromagn. Soc. J.*, vol. 29, no. 12, pp. 960–976, 2014.
- รังสรรค์ วงศ์สรรค์, วิศวกรรมสายอากาศ (3 พิมพ์ครั้งที่), ศูนย์นวัตกรรมและเทคโนโลยีการศึกษา, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, .2555
- กัญญิกา รักด่านกลาง, ตัวสะท้อนผิวอภิวัดสองความถี่ โดยใช้เรโซเนเตอร์วงแหวนร่วมกับอินเตอร์ดิจิตอลคาปาซิเตอร์, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, .2561



รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

W. Kamonsin, P. Krachodnok, P. Chomtong and P. Akkaraekthalin, "Dual-Band Metamaterial Based on Jerusalem Cross Structure with Interdigital Technique for LTE and WLAN Systems," in IEEE Access, vol. 8, pp. 21565-21572, 2020.

W. Kamonsin, P. Chomtong, P. Krachodnok and P. Akkaraekthalin, "Design of Dual-band Metamaterial Using Jerusalem Cross Structure with Interdigital Technique for LTE and WLAN Systems," 2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Busan, Korea (South), 2018, pp. 1-2.



Received January 8, 2020, accepted January 17, 2020, date of publication January 22, 2020, date of current version February 4, 2020.

Digital Object Identifier 10.1109/ACCESS.2020.2968563

Dual-Band Metamaterial Based on Jerusalem Cross Structure With Interdigital Technique for LTE and WLAN Systems

W. KAMONSIN¹, P. KRACHODNOK¹, (Member, IEEE), P. CHOMTONG², (Member, IEEE), AND P. AKKARAEKTHALIN³, (Member, IEEE)

¹School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima 30000, Thailand

²Department of Teacher Training in Electrical Engineering, Faculty of Technical Education, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Bangkok 10800, Thailand

³Department of Electrical and Computer Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Bangkok 10800, Thailand

Corresponding author: P. Krachodnok (priam@sut.ac.th)

This work was supported in part by the Thailand Research Fund under the Grant number RTA6080008, in part by King Mongkut's University of Technology North Bangkok contract no. KMUTNB-63-know-025, and the support of SUT Scholarships for Graduate Students (Kittibundit) at Suranaree University of Technology.

ABSTRACT This paper presents a novel metamaterial based on Jerusalem cross structure with interdigital technique to be applied for dual-band systems. The proposed structure can operate at resonant frequencies of 1.8 and 5.5 GHz for LTE and WLAN bands, respectively. The interdigital structure was added to connect at the end of the Jerusalem cross structure in order to control the resonant frequencies and to promote for permittivity adjustment. The proposed metamaterial unit cell was designed to achieve the simulated dual-band operation with bandwidths of 1.70 ~ 1.95 GHz at 1.8 GHz and 5.06 ~ 6.04 GHz at 5.5 GHz, respectively. The unit cell size is reduced from $\lambda/2$ to $\lambda/4$ which is much smaller than the conventional structure. The 5×5 unit cells of metamaterials were implemented as a reflector for a dipole antenna resulting in dual-band operation with bandwidths of 1.58 ~ 1.88 GHz at 1.8 band and 5.05 ~ 5.68 GHz at 5.5 band, respectively. Besides, the dipole antenna with the proposed metamaterial reflector has measured gains up to 8.23 dBi at 1.8 GHz and 8.30 dBi at 5.5 GHz, respectively. Moreover, the shape of metamaterial structure is symmetrical, so it can be used for dual linear polarization. Also, the antenna with the proposed reflector has low profile with the distance of $\lambda/8$ between radiator and reflector. Therefore, the proposed metamaterial can be applied for any antenna applicable for LTE and WLAN applications.

INDEX TERMS Dual-band, metamaterial, Jerusalem cross structure, interdigital.

I. INTRODUCTION

Nowadays, demand for wireless communication technology in LTE and WLAN systems is soaring, according to high internet usage growth. Therefore, there are needs for continuous improvement in data transmission and multi-frequency operation. Metamaterials have been popularly used in a variety of applications, especially to increase antenna performances in wireless communication systems [1]. Many researches have applied metamaterials to modify the electromagnetic properties [2] used in conjunction with antennas to increase efficiencies of transmitting and receiving signals.

The associate editor coordinating the review of this manuscript and approving it for publication was Wei E. I. Sha.

They can be used as reflector [3], director [4], absorber [5], dielectric [6], etc. In previous researches on metamaterials, the unit cell was designed to be used for multi-frequency operation by using a double square ring structure [7]–[9]. In this design, the first and second resonant frequencies can be altered by adjusting the outer and inner ring parameters, respectively. However, the proposed metamaterial consists of many layers of materials, resulting in complicated structure. In [10], a triple-band resonator was employed for negative permittivity metamaterial operated in C-band and X-band. The unit cell consists of open delta structure within square ring. In addition, Jerusalem cross structure was presented in [11]. In this structure, the number of legs at the end must be increased in order to make multiple frequency

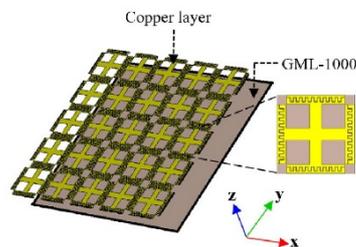


FIGURE 1. The proposed metamaterial and unit cell.

bands. However, the structures of the metamaterials as mentioned above are difficult to design, implement and modify, as results in restrictions on the use for antennas. Many techniques have been applied to create the metamaterials used for multi-frequency band operation. The unit cell with Jerusalem cross structure proposed in [12]–[14] is able to clearly adjust the frequency band but its structure has a length of $\lambda/2$ which is large and this technique can be used in E-plane and H-plane when connecting with antenna. Therefore, many researchers were interested in the interdigital technique to reduce the size of unit cell [15]–[17]. With the interdigital structure, the size of unit cell can be reduced from $\lambda/2$ to $\lambda/4$ [18], [19], which is the same electrical length. The interdigital connection at the end of unit cell structure will clearly affect the second resonant frequency adjustment, and it also affects the change of the permittivity of the metamaterial in which operating frequency has negative permittivity (ENG) [20], [21]. Therefore, in this research we propose to design a dual-band metamaterial used for LTE and WLAN systems at 1.8 GHz and 5.5 GHz frequency bands by using the Jerusalem cross structure with interdigital technique. The unit cell is designed with size reduction from $\lambda/2$ to $\lambda/4$ which is much smaller than the conventional structure. Also, the antenna with the reflector using the proposed unit cells has low profile with the distance of $\lambda/8$ between radiator and reflector. Moreover, it has linear polarization in both vertical and horizontal planes or dual polarization, and higher performances including higher gains in both of operated frequency bands. Details of the design will be shown in the next section. Then, the simulation of unit cell and measurement of the proposed structure will be shown and discussed in section 3. Finally, conclusions will be given.

II. DESIGN OF UNITCELL

The simple design of dual-band metamaterial, whose unit cell includes Jerusalem cross structure with interdigital part is shown in Fig. 1. The GML-1000 substrate with $\epsilon_r = 3.2$, thickness of 0.762 mm, and loss tangent of 0.004, is employed. The unit cell is designed at the first resonant frequency of 1.8 GHz and the second resonant frequency of 5.5 GHz, respectively. The equivalent circuit of designed metamaterial unit cell is shown in Fig. 2(a). By modifying unit cell, the Jerusalem cross structure which includes the

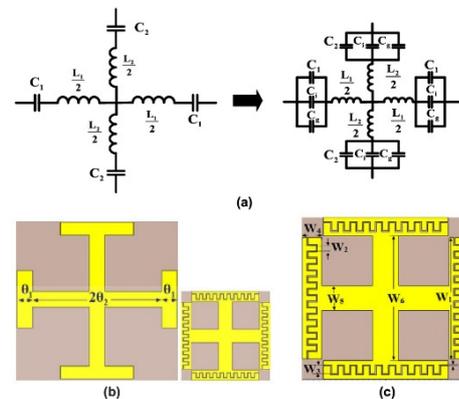


FIGURE 2. A dual-band metamaterial based on Jerusalem cross structure and interdigital part: (a) the equivalent circuit, (b) comparison the size between conventional structure and Jerusalem cross structure with interdigital part (c) the geometrical diagram of unit cell.

size of cross line and the capacitance of interdigital structure can reduce both resonant frequencies. In the circuit model, the inductors and capacitors are added caused by the interdigital structure. The adjustment in capacitance 'Ci' affects a significant shift in the second resonant frequency. The value of capacitance is increased by increasing the number of fingers of interdigital structure, thus the gaps between fingers involve with the increase in the E-field.

Fig. 2(b) also shows the impedance of the transmission line (Z_a) that affects the resonant frequency. By having the electrical length $\theta_a = 2(\theta_1 + \theta_2)$, where $\theta_1 = \theta_2 = \theta$, the stepped impedance of the transmission line can be determined by using (1)–(2), where f_1 and f_2 are the fundamental and second resonance frequencies, respectively. The electrical lengths can be derived as [22]–[25]:

$$\theta_{a0} = 2 \tan^{-1} \left(\frac{1}{\pi f_1 Z_a C_i} \right) \quad (1a)$$

$$\theta_{a1} = 2\pi - 2 \tan^{-1} (\pi f_2 Z_a C_i) \quad (1b)$$

The parameter C_i can be determined as

$$C_i = \frac{(\epsilon_r + 1)}{W_1} W_3 (\epsilon_r + 1) [0.1(n - 3) + 0.11] \quad (2)$$

where θ_{a0} and θ_{a1} are the electrical lengths of the first and second resonance frequencies, respectively. C_i is the capacitance of the interdigital part, W_1 is the total length of interdigital part, W_3 is the length of finger, and n is the number of fingers. From (1b), it can be seen that the parameter C_i has an effect on the second resonant frequency but has little effect on the fundamental frequency due to (1a). This can be explained by the fact that C_i can shift the second resonant frequency and reduce an electrical length of the resonator in unit cell to around $\lambda/4$. Additionally, with

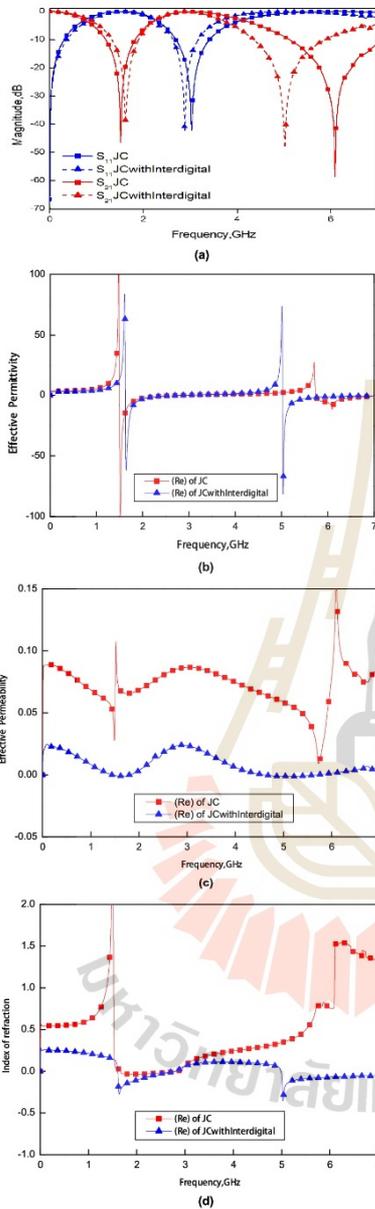


FIGURE 3. The simulation result of (a) the S-parameters, (b) the effective permittivity, (c) the effective permeability, and (d) the index of refraction.

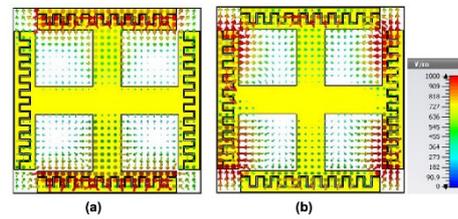


FIGURE 4. The E-field of Jerusalem cross structure with Interdigital at (a) 1.8 GHz, and (b) 5.5 GHz.

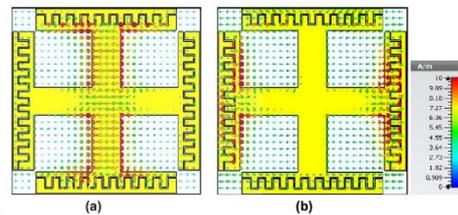


FIGURE 5. The H-field of Jerusalem cross structure with Interdigital part at (a) 1.8 GHz, and (b) 5.5 GHz.

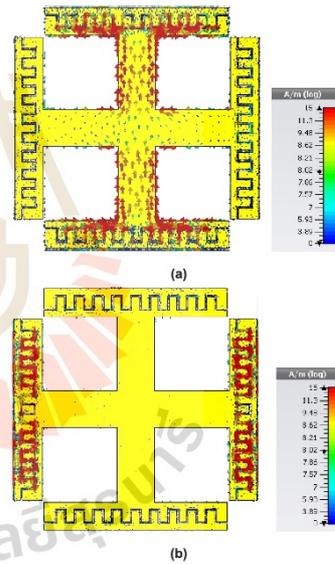


FIGURE 6. The surface current of unit cell at (a) 1.8 GHz, and (b) 5.5 GHz.

the proposed unit cell structure, its permittivity could be flexibly adjusted. In the boundary condition, the direction of propagation (k) and the E-H field are in z direction and y - x axis, respectively. To analyze the characteristics of the

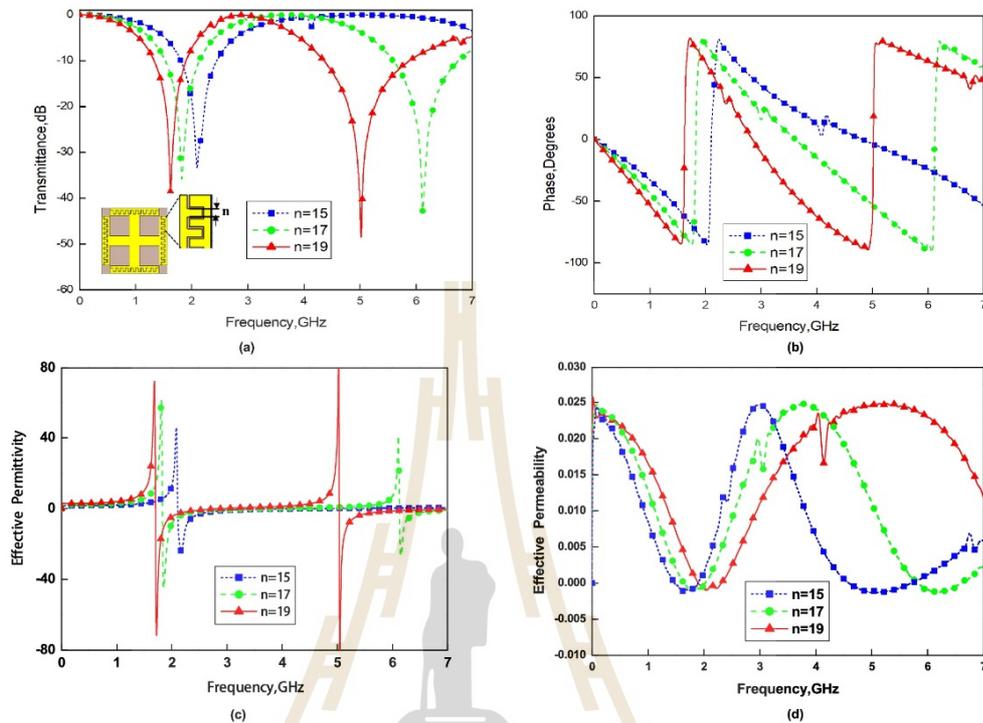


FIGURE 7. The simulation results of (a) the magnitude of (S_{21}), (b) the phase of S_{21} , (c) the effective permittivity, and (d) the effective permeability.

metamaterial structure, the S-parameters are extracted to calculate the effective permittivity (ϵ_{eff}), and permeability (μ_{eff}) that are derived as follows [26]–[28],

$$\text{Effective permittivity, } \epsilon_r = \left(\frac{2}{jkd} \right) \times \left[\frac{1 - (S_{21} + S_{11})}{1 + (S_{21} + S_{11})} \right] \quad (3)$$

$$\text{Effective permeability, } \mu_r = \left(\frac{2}{jkd} \right) \times \left[\frac{1 - (S_{21} - S_{11})}{1 + (S_{21} - S_{11})} \right] \quad (4)$$

where k is the wave number, d is the thickness of substrate, S_{11} is reflection coefficient, and S_{21} is transmission coefficient. By using the CST simulation software, which is based on the finite-element method, the geometrical parameters of $W_1, W_2, W_3, W_4, W_5, W_6$ and g_1 are obtained to be 22.53 mm, 0.94 mm, 1.66 mm, 3.47 mm, 4.60 mm, 23.04 and 0.20 mm, respectively. The overall size of unit cell is $3.0 \times 3.0 \text{ cm}^2$, which is more compact compared to the conventional structure as shown in Fig. 2(b).

III. RESULTS AND DISCUSSION

A. METAMATERIAL UNIT CELL

Fig. 3(a) displays the simulated results of the conventional Jerusalem structure compared to the proposed structure. It is

found that the combination of Jerusalem cross structure and interdigital part can control obviously the second resonant frequency but affect little the first resonant frequency and also change the value of material properties as shown in Fig. 3(b)–(d). In Figs. 4(a) and (b), the E-field occurs in the y-axis at the resonant frequency of 1.8 GHz and the intensity of the E-field is higher than the second resonant frequency of 5.5 GHz. In the case of the x-axis, the intensity of the E-field at the resonant frequency of 1.8 GHz is less than the second resonant frequency of 5.5 GHz but the H-field hardly appears during interdigital part at both resonant frequencies of 1.8 GHz and 5.5 GHz, as shown Figs. 5(a) and (b).

For better illustration about the structure that affected the resonance frequency using interdigital technique, the surface currents at both resonance frequencies are displayed in Figs. 6(a) and (b). Fig. 7 displays the simulated results of the proposed structure to apprehend change of the capacitance according to the number n of interdigital part, causing the shift of the resonant frequencies, especially the second resonant frequency. In Fig. 7(a), at $n = 19$, the consequence from the simulation found that there are resonant frequencies

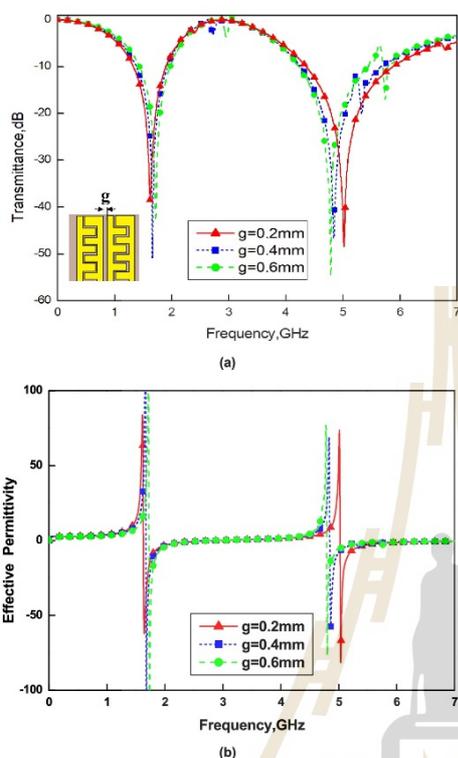


FIGURE 8. The simulation results of (a) the magnitude of (S_{21}) , and (b) the effective permittivity.

of 1.8 GHz and 5.5 GHz by the observation from transmission coefficient (S_{21}) that covers the bands of 1.8 GHz and 5.5 GHz, respectively as designed. In addition, the conjugation of Jerusalem cross structure and interdigital part affects especially to the density of E-field, resulting in the value of permittivity change plentifully but it has inappreciable effect on H-field. Moreover, the negative permittivities are achieved at both frequency ranges. The first one is approximately from 1.70 to 1.95 GHz, while the second one is from 5.06 to 6.04 GHz as shown in Fig. 7(c). The permeability values of both frequencies are near zero as shown in Fig. 7(d). In addition, the gap between the unit cells also affects the coupling between the unit cells, causing the resonant frequencies to be slightly shifted as shown in Fig. 8.

Using interdigital technique results in the intensity of E-field between gaps of the interdigital. At the resonant frequency of 1.8 GHz, the intensity of E-field is the most occurring in the gap between the unit cell and the second most occurring in gaps of the interdigital part as shown in Fig. 9(a). At the second resonant frequency of 5.5 GHz,

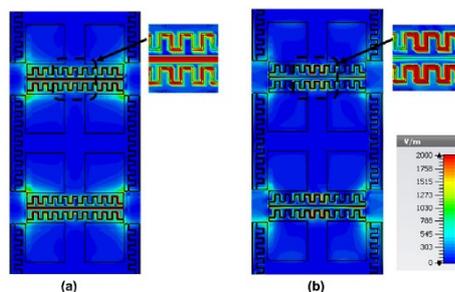


FIGURE 9. The E-field of Jerusalem cross structure with interdigital part at (a) 1.8 GHz, and (b) 5.5 GHz.

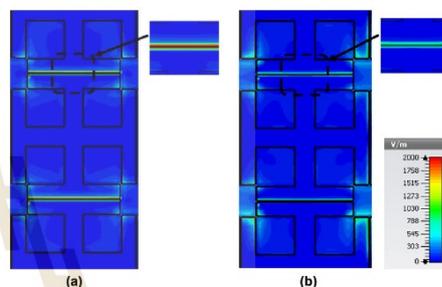


FIGURE 10. The E-field of conventional Jerusalem cross structure at (a) 1.8 GHz, and (b) 5.5 GHz.

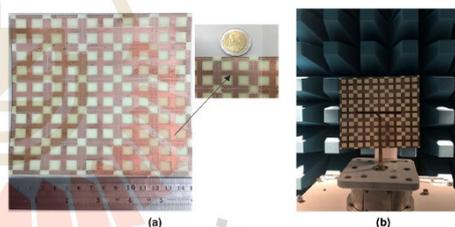


FIGURE 11. Photos of (a) the proposed metamaterial, and (b) the measurement set-up.

the intensity of E-field appears at the gaps of the interdigital part, obviously as shown in Fig. 9(b). It can be compared with the E-field of the conventional Jerusalem cross structure as shown in Fig. 10, in which the permittivity of material can be adjusted by using interdigital technique with Jerusalem cross structure.

B. METAMATERIAL WITH ANTENNA

Figs. 11(a) and (b) present the proposed metamaterial and the measurement setup. The proposed metamaterial with a size

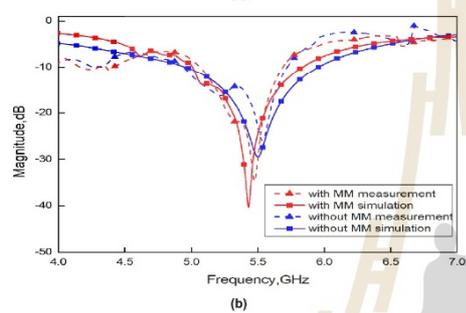
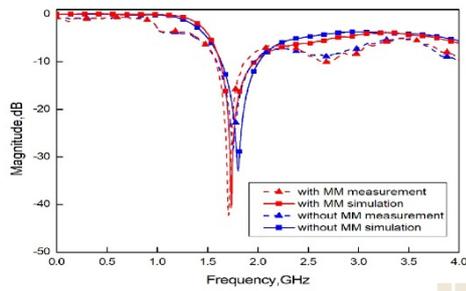


FIGURE 12. The measured and simulated results (S_{11}) of the dipole antennas at (a) 1.8 GHz, and (b) 5.5 GHz.

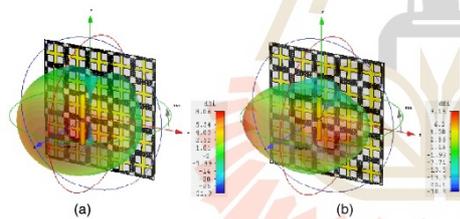


FIGURE 13. The radiation patterns of V-polarization at (a) 1.8 GHz, and (b) 5.5 GHz.

of the $15 \times 15 \text{ cm}^2$ was fabricated. In this setup, a dipole antenna was employed with the proposed metamaterial as a reflector. The proposed metamaterial was placed on a holder at a proper distance of 2.0 cm or about one-eighth wavelength behind the dipole antenna. Another identical dipole was used as a receiving antenna. Both dipole antennas were connected to a network analyzer in an anechoic chamber.

Fig. 12 demonstrates the simulated results of the dipole antenna with the proposed metamaterial exhibiting the resonance ranges at 1.74 GHz (1.64 ~ 1.97 GHz) and 5.43 GHz (5.01 ~ 5.83 GHz) as well as the measured resonance ranges are 1.71 GHz (1.58 ~ 1.88 GHz), 5.47 GHz (5.05 ~ 5.68 GHz), respectively. It can be compared with

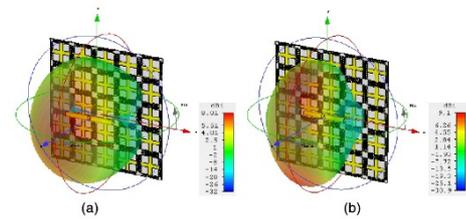


FIGURE 14. The radiation patterns of H-polarization at (a) 1.8 GHz, and (b) 5.5 GHz.

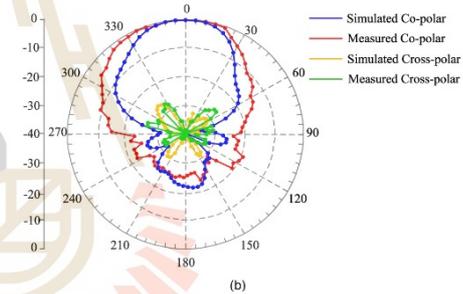
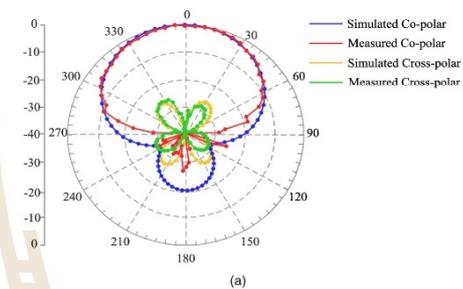


FIGURE 15. The E-plane radiation patterns at (a) 1.8 GHz, and (b) 5.5 GHz.

the dipole antenna ranges at 1.80 GHz (1.63 ~ 2.00 GHz) and 5.50 GHz (4.96 ~ 5.95 GHz) in simulation as well as 1.75 GHz (1.59 ~ 1.96 GHz), 5.52 GHz (4.95 ~ 5.71 GHz) in measurement. The resonant frequencies are shifted toward the lower frequency, which the measured return losses (S_{11}) of the proposed metamaterial are -46.45 , and -37.16 dB, respectively compared with -29.83 and -26.20 dB of the dipole antenna. Therefore, the proposed dual-band metamaterial is applicable for LTE and WLAN applications. The measured and simulated peak gains of the antenna by using the Friis transmission formula at 1.8 GHz and 5.5 GHz are good agreement. The measured gains of the antenna increase up to 8.23 dBi and 8.30 dBi, respectively, whereas the simulated gains are sequentially 8.06 dBi and 9.16 dBi as shown in Figs. 13 and 14. Figs. 15 and 16 show the

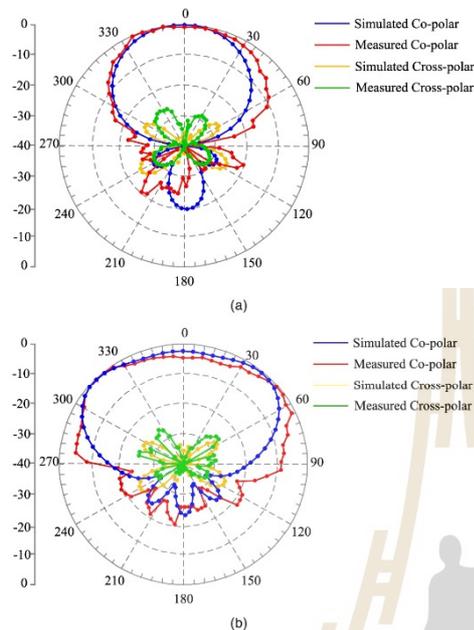


FIGURE 16. The H-plane radiation patterns at (a) 1.8 GHz, and (b) 5.5 GHz.

comparison between measured and simulated far-field radiation patterns in E-plane and H-plane of vertical polarization at the resonant frequencies. In the case of vertical polarization, the yz -coordinates are taken into consideration as E-plane and xz -coordinates as H-plane. For horizontal polarization, the yz and xz -coordinates are just switched for E-plane and H-plane, which can be examined that the proposed metamaterial lead to dual linear polarization, resulting in ease of use with the antennas. In addition, the co-polarization is greater than the cross-polarization at both resonant frequencies due to the use of interdigital technique in conjunction with Jerusalem cross structure. When comparing with [7]–[9], using the proposed technique, the size of unit cell is smaller because it can be reduced from $\lambda/2$ to $\lambda/4$ caused by the slow wave effect on transmission line. When connecting with the antenna, the proposed reflector can be used to reflect the waves in both E and H planes or dual polarization and the antenna also has higher gains at both frequencies. In addition, the proposed design technique was done in a single layer, which is less complicated compared with the reported works. When comparing with the Jerusalem structure proposed in [12]–[14], even though it can control the second harmonics resulting in a dual band operation by using difference of impedance in a cross transmission line but the size of unit cell is quite large and the antenna with this proposed reflector has low gain about 6 dB.

IV. CONCLUSION

In conclusion, a dual-band metamaterial based on Jerusalem cross structure with interdigital technique has been designed, fabricated and measured in this paper. The unit cell and array structure exhibited negative permittivity (ENG) at 1.8 GHz (1.70 ~ 1.95 GHz) and 5.5 GHz (5.06 ~ 6.04 GHz). The dipole antenna has been used with the proposed metamaterial and also operated with dual linear polarization for simulation purposes to obtain good agreement in the measured results. The advantage of the proposed metamaterial reflector includes small size of unit cell about one-fourth wavelength at 1.8 GHz, that can be used for dual-band frequency operation. Also, the dipole can be placed in two directions (x or y direction), resulting in the same radiation patterns. The distance between radiator and metamaterial reflector is reduced to about one-eighth wavelength. The dipole antenna with the proposed metamaterial reflector has simulated gains up to 8.16 dBi and 9.06 dBi and measured stable gains up to 8.23 dBi and 8.30 dBi at both frequencies. In addition, the proposed metamaterial is applicable for 4G LTE, and WLAN systems.

REFERENCES

- [1] S. E. Mendhe and Y. P. Kosta, "Metamaterial properties and applications," *Int. J. Inf. Technol. Knowl. Manag.*, vol. 4, no. 1, pp. 85–89, 2011.
- [2] S. Chaimool, and P. Akkarackthalin, "Metamaterials for antenna applications," *J. KMUTNB*, vol. 21, no. 2, pp. 472–482, May 2011.
- [3] P. Moitra, B. A. Slovick, W. Li, I. I. Kravchenko, D. P. Briggs, S. Krishnamurthy, and J. Valentine, "Large-scale all-dielectric metamaterial perfect reflectors," *ACS Photon.*, vol. 2, no. 6, pp. 692–698, Jun. 2015.
- [4] S. Ahdj Rezaeieh, M. A. Antoniadis, and A. M. Abbosh, "Bandwidth and directivity enhancement of loop antenna by nonperiodic distribution of Mu-negative metamaterial unit cells," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 8, pp. 3319–3329, Aug. 2016.
- [5] Y. Tian, G. Wen, and Y. Huang, "Multiband negative permittivity metamaterials and absorbers," *Adv. Opto Electron.*, vol. 2013, pp. 1–7, 2013.
- [6] S. Enoch, G. Tayeb, P. Sabouroux, N. Guérin, and P. Vincent, "A metamaterial for directive emission," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 89, no. 21, 2002, Art. no. 213902.
- [7] Y. Ma, Q. Chen, J. Grant, S. C. Saha, A. Khalid, and D. R. S. Cumming, "A terahertz polarization insensitive dual band metamaterial absorber," *Opt. Lett.*, vol. 36, no. 6, p. 945, Mar. 2011.
- [8] Z. Qu, Y. Zhang, and B. Zhang, "Double square rings with different dimensions produce multiple absorption bands," *Appl. Opt.*, vol. 58, no. 1, p. 152, Jan. 2019.
- [9] M. Bahadorzadeh and C. F. Bunting, "A dual band-reject FSS for WI-FI application," in *Proc. Int. Appl. Comput. Electromagn. Soc. Symp. (ACES)*, Mar. 2018, pp. 1–2.
- [10] D. Marathe and K. Kulat, "A compact triple-band negative permittivity metamaterial for C, X-band applications," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2017, pp. 1–12, 2017.
- [11] H. V. H. S. Filho, C. P. N. Silva, M. R. T. D. Oliveira, E. M. F. D. Oliveira, M. T. D. Melo, T. R. D. Sousa, and A. G. Neto, "Multiband FSS with fractal characteristic based on jerusalem cross geometry," *J. Microw. Optoelectron. Electromagn. Appl.*, vol. 16, no. 4, pp. 932–941, Dec. 2017.
- [12] F. S. Jafari, M. Naderi, A. Hatami, and F. B. Zarrabi, "Microwave Jerusalem cross absorber by metamaterial split ring resonator load to obtain polarization independence with triple band application," *AEU Int. J. Electron. Commun.*, vol. 101, pp. 138–144, Mar. 2019.
- [13] S. Wang, J. Gao, X. Cao, J. Lan, and Z. Huang, "Integrated Radiation and Scattering Performance of Metasurface Antenna Array," in *Proc. Int. Conf. Microw. Millim. Wave Technol. (ICMMT)*, May 2018, pp. 1–3.

- [14] J. J. Liu, Y. J. Chen, N. Xu, Y. H. Ren, G. X. Xu, C. L. Ji, Z. Y. Zhao, Y. Y. Zhang, and R. P. Liu, "A multi-mode cavity filter with Jerusalem Cross structure resonator," in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf. (APMC)*, Nov. 2013, pp. 887–889.
- [15] B. Belyaev, A. M. Serzhantov, A. A. Leksikov, Y. F. Bal'va, and A. A. Leksikov, "High-quality compact interdigital microstrip resonator and its application to bandpass filter," *Pier C*, vol. 72, pp. 91–103, Oct. 2017.
- [16] X. Zhang, Y. Wen, and K. Zhou, "A capacitive loaded quasi-elliptic function microstrip filter on GSM-R band," in *Proc. 3rd IEEE Int. Symp. Microw., Antenna, Propag. EMC Technol. Wireless Commun.*, Oct. 2009, pp. 535–537.
- [17] *Overview on Interdigital Capacitor Design*, Agilent Technol., Santa Clara, CA, USA, 2001, p. 10.
- [18] J. Gu, F. Zhang, C. Wang, Z. Zhang, M. Qi, and X. Sun, "Miniaturization and harmonic suppression open-loop resonator bandpass filter with capacitive terminations," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Jun. 2006, pp. 373–376.
- [19] J. Hong and M. Lancaster, "End-coupled microstrip slow-wave resonator filter," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 16, p. 1494, 1996.
- [20] N. Engheta, "Metamaterials with negative permittivity and permeability: Background, salient features, and new trends," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, vol. 1, Aug. 2003, pp. 187–190.
- [21] H. R. Stuart, "The application of negative permittivity materials and metamaterials in electrically small antennas," in *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, vol. 1, Jun. 2007, pp. 1–6.
- [22] P. Chomtung and P. Akkaraekthalin, "A quad-band bandpass filter using stepped impedance resonators with interdigital capacitors," *IEEE Trans. Elect. Electron. Eng.*, vol. 13, no. 8, pp. 1080–1086, Aug. 2018.
- [23] S. Meesomklin, P. Chomtung, and P. Akkaraekthalin, "A compact multi-band BPF using step-impedance resonators with interdigital capacitors," *Radio Eng.*, vol. 25, no. 2, pp. 258–267, Apr. 2016.
- [24] P. Chomtung and P. Akkaraekthalin, "A triple-band bandpass filter using Tri-section step-impedance and capacitively loaded step-impedance resonators for GSM, WiMAX, and WLAN systems," *Frequenz*, vol. 68, nos. 5–6, pp. 227–234, 2014.
- [25] P. Chomtung, C. Mahatthanajaturapath, and P. Akkaraekthalin, "A dual-band band-pass filter with overlap step-impedance and capacitively loaded hair-pin resonators for wireless LAN systems," *Int. J. Microw. Sci. Technol.*, vol. 2011, pp. 1–9, May 2011.
- [26] J. Manuel and T. Alves, "Metamaterials with negative permeability and permittivity: Analysis and application," M.S. thesis Universidade Tecnica de Lisboa Instituto Superior Tecnico, Lisbon, Portugal, Oct. 2010.
- [27] D. Smith, S. Schultz, P. Markoš, and C. Soukoulis, "Determination of negative permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients," *Phys. Rev. B, Condens. Matter*, vol. 65, pp. 1–5, Nov. 2001.
- [28] X. Chen, T. M. Grzegorzczuk, B. I. Wu, J. Pacheco, Jr., and J. A. Kong, "Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials," *Phys. Rev. E, Stat. Phys. Plasmas Fluids Relat. Interdiscip. Top.*, vol. 70, no. 1, 2004, Art. no. 016608.



W. KAMONSIN received the B.Eng. degree in telecommunication engineering from the Suranaree University of Technology (SUT), Nakhon Ratchasima, Thailand, in 2017, where he is currently pursuing the M.S. degree in telecommunication engineering.



P. KRACHODNOK (Member, IEEE) received the D.Eng. and Ph.D. degrees in telecommunication engineering from the Suranaree University of Technology (SUT), Thailand, in 2008, where he has been working for 11 years. His experience and expertise are in electromagnetic theory, microwave engineering, and antenna engineering.



P. CHOMTONG (Member, IEEE) received the M.Eng. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB), Thailand, in 2006 and 2011, respectively. In 2012, he joined the Department of Teacher Training in Electrical Engineering, KMUTNB, as an Instructor. His current research interests include passive and active microwave circuits, wideband and multiband antennas, and telecommunication systems.



P. AKKARAEKTHALIN (Member, IEEE) received the B.Eng. and M.Eng. degrees in electrical engineering from the King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB), Thailand, in 1986 and 1990, respectively, and the Ph.D. degree from the University of Delaware, Newark, USA, in 1998. From 1986 to 1988, he worked at Microtek Laboratories, Thailand. In 1988, he joined the Department of Electrical Engineering, KMUTNB. His current research interests include passive and active microwave circuits, wideband and multiband antennas, and telecommunication systems. He is a member of IEICE Japan and ECTI Thailand. He was the Chairman for the IEEE MTT/AP/ED Thailand Joint Chapter, from 2007 to 2008, and the President of ECTI Association, from 2014 to 2015. He is the Head of the Senior Research Scholar Project of Thailand Research Fund (TRF).

Design of Dual-band Metamaterial Using Jerusalem Cross Structure with Interdigital Technique for LTE and WLAN Systems

W. Kamonsin¹, P. Chomtung², P. Krachodnok¹, and P. Akkaraekthalin³

¹School of Telecommunication Engineering,

Institute of Engineering Suranaree University of Technology, Nakhonratchasima, Thailand,

²Department of Teacher Training in Electrical Engineering, Faculty of Technical Education,

³Department of Electrical and Computer Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's University of Technology North, Bangkok, Thailand,

Abstract – In this paper, a novel dual-band metamaterial unit cell is achieved by combining Jerusalem cross structure and interdigital technique for applications of Long Term Evolution (LTE) and Local Area Network (WLAN). Additionally, this structure could promote for permittivity adjustment. This proposed metamaterial structure can operate at the resonant frequencies of 1.8 GHz, and 5.5 GHz, respectively. At these resonant frequencies, the permittivities are all negatives. Moreover, the size of structure is decreased by using interdigital technique.

Index Terms — Dual-band, Metamaterial, Interdigital, Jerusalem Cross Structure.

1. Introduction

Metamaterial is a novel material created with sub-wavelength structure leading to some unusual features and properties which cannot be found or hardly appeared in nature. For instance, metamaterial with negative permittivity (ENG), negative permeability (MNG), both negative permittivity and permeability (DNG), and permittivity or permeability near zero termed as Epsilon Near Zero (ENZ) and Mu Near Zero (MNZ) can be found. Many researches have been studied about metamaterials due to their various probable applications. Most of the researches in metamaterials mainly concern the designs to have smaller sizes with scaling resonators of the unit cells and to design metamaterial structure for dual-band such as donut shape, triple loop, and bar by using the fundamental and harmonic resonances [1]. However, these structures are still difficult to control frequencies and would be better if these structures could operate at dual-band for supporting the wireless communication technology such as mobile phone and wireless internet systems. In some researches, the techniques used to control frequencies have been created by using Jerusalem cross structure [2] and interdigital technique for adjusting size of resonators at the end of Jerusalem cross structure [3]. These methods could reduce size of resonators and also control the second resonance frequency. However, the structures could not promote for permittivity adjustment. Therefore, this paper presents the design of a dual-band metamaterial in unit cell by using Jerusalem cross structure

with interdigital technique in supporting antenna such as gain, director of antenna, using with bandpass filter and etc. for LTE and WLAN systems. The details of designs, results and conclusions will be shown in next sections.

2. Design

The simple design of dual-band metamaterial, whose unit cell includes Jerusalem cross structure with interdigital resonators is shown in Fig. 1. The GML-1000 substrate with $\epsilon_r = 3.2$, thickness of 0.762 mm, and loss tangent of 0.004, is employed. The unit cell is designed at the resonant frequency of 1.8 GHz and the second resonant frequency of 5.5 GHz, respectively. The advantage of interdigital technique is to control the second resonant frequency and can reduce an electrical length of the resonator in unit cell to around $\lambda/5$. Additionally, with the proposed unit cell structure, its permittivity could be flexibly adjusted. By using the CST simulation software, the geometrical parameters of W_1 , W_2 , W_3 , W_4 , W_5 , and g_1 are obtained to be 1.5 mm, 22.18 mm, 0.964 mm, 4.375 mm, 24.096 mm, and 0.2177 mm, respectively. The overall size of unit cell is $3.4 \times 3.4 \text{ cm}^2$, which is more compact compared to the conventional structure.

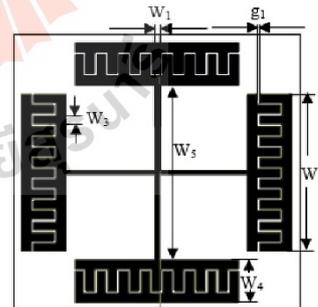


Fig. 1. The unit cell of dual-band metamaterial.

3. Results

Figs. 2(a) and (b) display the simulated results of the proposed structure. The consequence from the simulation found that there are resonant frequencies of 1.8 GHz and 5.5 GHz by the observation from the peak of magnitude as designed. In addition, The conjugation of Jerusalem cross structure and interdigital capacitor affects especially to the density of E-field, resulting in the permittivity change but it has inappreciable effect on H-field. It is also found that the permittivities are negative at all frequency bands, as shown in Fig. 3. For better illustration, the E-field of each resonance frequency is displayed in Figs. 4(a) and (b).

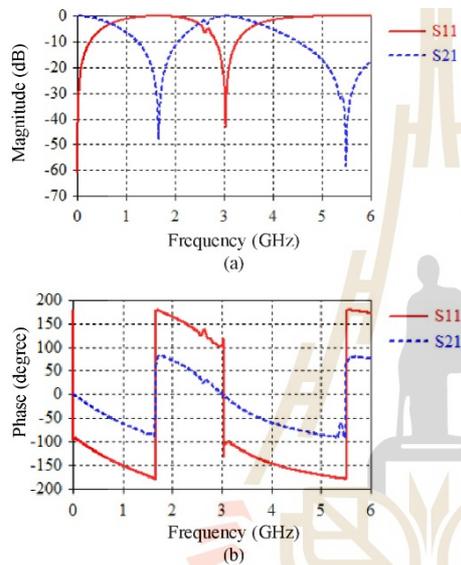


Fig. 2. The simulated S-parameters of proposed structure (a) magnitude and (b) phase.

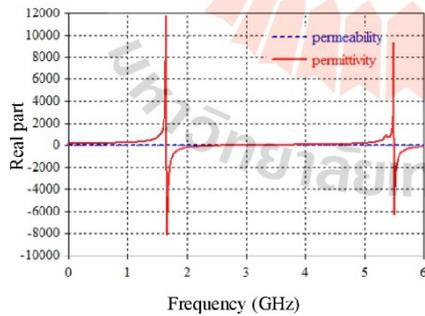


Fig. 3. The real parts of permittivity and permeability.

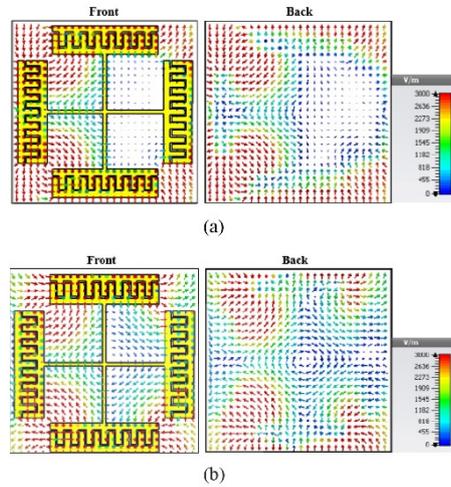


Fig. 4. The E-field at (a) 1.8 GHz and (b) 5.5 GHz.

4. Conclusions

The proposed unit cell is designed with Jerusalem cross structure with interdigital resonators to control the first resonant frequency. Not only the size of structure is reduced and the second resonant frequency can be controlled but also its permittivity can be flexibly adjusted. The proposed structure has been designed to operate at the frequencies of 1.8 GHz and 5.5 GHz. Moreover, it has negative permittivity (ENG) at both bands. The proposed dual-band metamaterial using Jerusalem cross structure with interdigital technique can be applied in the radio frequency devices and antennas applicable for the wireless communications including LTE and WLAN systems.

Acknowledgment

This work was supported by scholarship program in master's degree from Suranaree University of Technology and partially supported by the Thailand Research Fund under the grant number RTA6080008.

References

- [1] Y.J. Yoo, Y.J. Kim, P.V. Tuong, J.Y. Rhee, K.W. Kim, W.H. Jang, Y.H. Kim, H. Cheong, Y.P. Lee, "Polarization-independent dual-band perfect absorber utilizing multiple magnetic resonances," *Opt. Express*, vol.21, pp. 32484, 2013.
- [2] J.J. Liu, Y.J. Chen, N. Xu, Y.H. Ren, G.X. Xu, C.L. Ji, Z.Y. Zhao, Y.Y. Zhang, R.P. Liu, "A multi-mode cavity filter with Jerusalem Cross structure resonator," in *Microwave Conference Proceedings (APMC)*, 2013, Seoul, South Korea, pp. 887-889.
- [3] B. Belyaev, A. Serzhantov, A. Leksikov, Ya. Bal'va, An. Leksikov, "High-Quality Compact Interdigital Microstrip Resonator and Its Application to Bandpass Filter," *Electromagnetics Research C*, Vol. 72, pp. 91-103, 2017.

ประวัติผู้เขียน

นางสาววิสุวัฒน์ กมลศิลป์ เกิดเมื่อวันที่ 29 สิงหาคม พุทธศักราช 2537 สำเร็จการศึกษา ระดับประถมศึกษาจาก โรงเรียนแสงวิทยา จังหวัดสระบุรี ระดับมัธยมศึกษาตอนต้นจากโรงเรียน แก่งคอย และระดับมัธยมศึกษาตอนปลาย จากโรงเรียนบุรีรัมย์พิทยาคม จังหวัดบุรีรัมย์ จากนั้นได้ เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาตรีด้วยทุนเฉลิมพระเกียรติ พระบาทสมเด็จพระเจ้าอยู่หัว รัชกาลที่ 9 สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี เมื่อปีพุทธศักราช 2556 หลังจาก สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีในปีพุทธศักราช 2560 ได้ศึกษาต่อในระดับปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตด้วยทุนกิตติบัณฑิต สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาวิศวกรรม โทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ระหว่างศึกษาได้ปฏิบัติหน้าที่เป็นผู้ช่วยสอน ปฏิบัติการในรายวิชาพื้นฐานเกี่ยวกับวิศวกรรมโทรคมนาคมและทำงานวิจัยทางด้านเทคโนโลยี สายอากาศ



มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี