

ตัวกลางเส้นลวดแบบบ่วงแฉกร่วม



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมและคอมพิวเตอร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ปีการศึกษา 2562

COAXIAL-LOOP WIRE MEDIUM



**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the
Degree of Doctor of Philosophy Program in Telecommunication and**

Computer Engineering

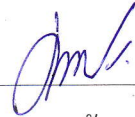
Suranaree University of Technology

Academic Year 2019

ตัวกลางเส้นลวดแบบบ่วงแกนร่วม


มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นักวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาคุณวุฒิปบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



(ศ. ดร. ประยูทธ อัครเอกผาลีณ)

ประธานกรรมการ



(รศ. ดร. รุ่งสรรค์ วงศ์สรรค์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)



(รศ. ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์)

กรรมการ



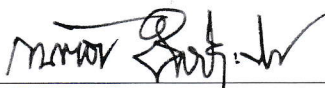
(ผศ. ร.อ. ดร. ประโยชน์ คำสวัสดิ์)

กรรมการ



(รศ. ดร. ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์)

กรรมการ



(รศ. ร.อ. ดร. กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและพัฒนาความเป็นสากล



(รศ. ดร. พรศิริ จงกล)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

ระพีพันธ์ ชัดปิก : ตัวกลางเส้นลวดแบบบ่วงแกนร่วม (COAXIAL-LOOP WIRE MEDIUM) อาจารย์ที่ปรึกษา : รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรคร์ , 113 หน้า.

สายอากาศโมโนโพลเป็นสายอากาศที่มีใช้มานานในงานการสื่อสารทางวิทยุ ไม่ว่าจะเป็นวิทยุสื่อสาร วิทยุกระจายเสียง เพราะเป็นสายอากาศที่ให้แบบรูปการแผ่กำลังแบบรอบตัว แต่สายอากาศโมโนโพลนี้จะมีอัตราขยายต่ำ ซึ่งก็ได้มีนักวิจัยหลายคนสนใจที่จะแก้ปัญหาอัตราขยายต่ำนี้ด้วยการจัดวางแบบแถวลำดับ เพื่อให้อัตราขยายสูงขึ้น แต่ทว่าการวางสายอากาศแถวลำดับนั้นจำเป็นต้องใช้สายเฟส ซึ่งวิธีแก้ปัญหานี้ก็จะได้อุปกรณ์ใหม่ขึ้นมา นั่นก็คือ ทำให้เกิดความไม่สมพงษ์ของสายอากาศแต่ละอิลิเมนต์ที่วางแถวลำดับกันและยังทำให้เกิดโลบย่อยของแบบรูปการแผ่กำลังอีกด้วย ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลด้วยโครงสร้างอภิวัดแบบตัวกลางเส้นลวดแบบบ่วงแกนร่วม (CLWM) ซึ่งมีข้อดี คือ ไม่ต้องใช้สายเฟส ไม่ต้องวางสายอากาศแบบแถวลำดับ จึงไม่ทำให้เกิดโลบย่อย จะมีเพียงโหลบลึกตามแนวรัศมีเพียงอย่างเดียว แต่มีอัตราขยายสูงขึ้น และที่สำคัญที่สุดก็คือแบบรูปการแผ่กำลังยังคงความเป็นสายอากาศรอบตัวได้ แบบสายอากาศโมโนโพล และมีโพลาริเซชันเชิงเส้นแบบแนวตั้งเหมือนสายอากาศโมโนโพล โครงสร้างอภิวัดที่นำเสนอนี้ประกอบไปด้วย เส้นลวดอลูมิเนียมคู่ที่มีรัศมีวงกลมวงในและวงนอกต่างกัน ซึ่งรัศมีวงกลมวงในมีค่าเท่ากับ 0.15λ และรัศมีวงกลมนอกมีค่าเท่ากับ 0.45λ ทำมาจากเส้นลวดที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 2 มม. โดยจัดเรียงซ้อนกันที่แต่ละชั้นห่างกัน 0.0246λ หลังจากนั้นได้ทำการพิสูจน์ความเป็นอภิวัดของโครงสร้าง CLWM ด้วยหลักการของนิโครสันด์โรสเวียร์ (NRW) สุดท้ายได้ทำการหาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าสัมพัทธ์ของโครงสร้างที่ความถี่ 922.5 MHz ที่มีค่าน้อยกว่า 1 ขณะที่อัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลสามารถเพิ่มขึ้นจาก 1.34 dBi เป็น 3.66 dBi ซึ่งสายอากาศโมโนโพลที่ใช้งานร่วมกับตัวกลางเส้นลวดแบบบ่วงแกนร่วมนี้สามารถใช้งานการสื่อสารไร้สายในย่านความถี่ NB-IoT 922.5 MHz ได้

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

ปีการศึกษา 2562

ลายมือชื่อนักศึกษา

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา

RAPIN KUDPIK : COAXIAL-LOOP WIRE MEDIUM. THESIS ADVISOR
: ASSOC. PROF. RANGSAN WONGSAN, Ph.D. 113 PP.

GAIN ENLARGEMENT/ WIRE MEDIUM

The Monopole antenna has been used for radio communications a long time for such as walky – talky transceivers and radio broadcasting ect. Because the monopole antenna provides the omnidirectional radiation pattern and low gain, many researchers have tried to solve this problem with the array method for increasing it, however, this solution created new problem instead, namely, the difficultly of matching for each antenna that is the element of array. Furthermore, it provides more minor lobes of radiation. Therefore, this thesis presents the way to increase the gain of a monopole antenna with Coaxial-Loop Wire Medium (CLWM). The advantages of this method are no phasing line, no array minor lobe from the proposed antenna, whereas the antenna gain is increased. The most important thing is the proposed antenna can retain the real omni-directional patterns as same as a single monopole with the vertical polarization. The proposed metamaterials structure consists of two different radii of circular loops made from with 2 mm. of diameter. The inner radius is 0.15λ , the outer radius is 0.45λ . to form the wire medium structure from such two loops, the addition loop with same inner and outer radii are stacked with the adjacent loops equals to 0.0246λ . After that the completed CLWM structure with a quarter-wavelength monopole and ground plane is analyzed to verify the property of metamaterial by using the technique of Nicolsan Ross Weir (NRW). Finally, we found that the permittivity of this structure is less than one at the given frequency of 922.5MHz. Whereas the gain of monopole antenna can be increased from 1.34 dBi to 4.668 dBi. Therefore, this proposd antenna can be utilized



for the wireless communication in the frequency band of 920-925MHz (NB-IoT system).



School of Telecommunication Engineering Student's Signature

Academic Year 2019

Advisor's Signature

กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยต้องขอขอบพระคุณบุคคลหลายท่านที่ทำให้วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษาอย่างดียิ่งทั้งด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัยนี้ อาทิ

รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้โอกาสทางการศึกษา ให้คำแนะนำปรึกษาและช่วยแก้ปัญหาต่างๆ แก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทานและแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

ศาสตราจารย์ ดร.ประยุทธ์ อัครเอกผาลิน ที่ได้ให้ความกรุณาเป็นประธานกรรมสอบวิทยานิพนธ์ รวมทั้งได้ให้ข้อเสนอแนะในการทำวิจัย ขอขอบคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.ชวงค์พงศ์เจริญพาณิชย์ กรรมการผู้ทรงคุณวุฒิภายนอกที่ได้ให้ความกรุณาเป็นกรรมการสอบ ได้ให้กำลังใจ ให้สติ รวมถึงข้อเสนอแนะในการทำวิจัย ขอขอบคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ เรืออากาศเอก ดร.ประโยชน์ คำสวัสดิ์ รองศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์ และ รองศาสตราจารย์ ดร.มนต์ทิพย์ภา อูซารสกุล กรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ที่ช่วยให้คำชี้แนะและคำแนะนำเกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

คุณพิรสันต์ คำสำลี คุณอวยชัย ยางงไชย คุณวีริน อัจหาญ และพี่ๆ น้องๆ ร่วมห้องปฏิบัติการทุกท่าน ที่คอยให้ความช่วยเหลือในการติดต่อประสานงานเกี่ยวกับเอกสารต่างๆ หรือแม้แต่ให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆ ของการทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.สมผล โกศลวิตร ผู้คอยให้ความรู้คอยห่วงใย อยู่เบื้องหลังการศึกษาของข้าพเจ้ามาตั้งแต่ปริญญาตรี โท เอก ตลอดมา

ขอขอบคุณคุณพ่อ คุณแม่ และพ่อตา แม่ยาย ที่คอยเป็นกำลังใจให้ไม่ว่ามีปัญหาหรืออุปสรรคใดๆ จะได้รับกำลังใจจากท่านตลอดมา ที่ขาดไม่ได้คือ ขอขอบใจภรรยา คุณปรวธรรม ชัดปิก บุตรชายเด็กชายณภัสรพี ชัดปิก ที่เป็นกำลังใจให้มาโดยตลอด และขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลล้านนา ที่ได้ให้โอกาสและทุนการศึกษาครั้งนี้

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ระพีพันธ์ ชัดปิก

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ง
สารบัญ.....	จ
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญรูป.....	ซ
บทที่	
1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	1
1.3 สมมุติฐานของการวิจัย.....	2
1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น.....	2
1.5 ขอบเขตของการวิจัย.....	2
1.6 วิธีดำเนินการวิจัย.....	2
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	4
2 ปรัชญาวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 อภิวัดศุ.....	5
2.3 ตัวกลางแบบเส้นลวด.....	6
2.4 สรุปล.....	12
3 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	
3.1 กล่าวนำ.....	13
3.2 ออกแบบสายอากาศไดโพล.....	13
3.3 สายอากาศไดโพลความยาวครึ่งความยาวคลื่น.....	22

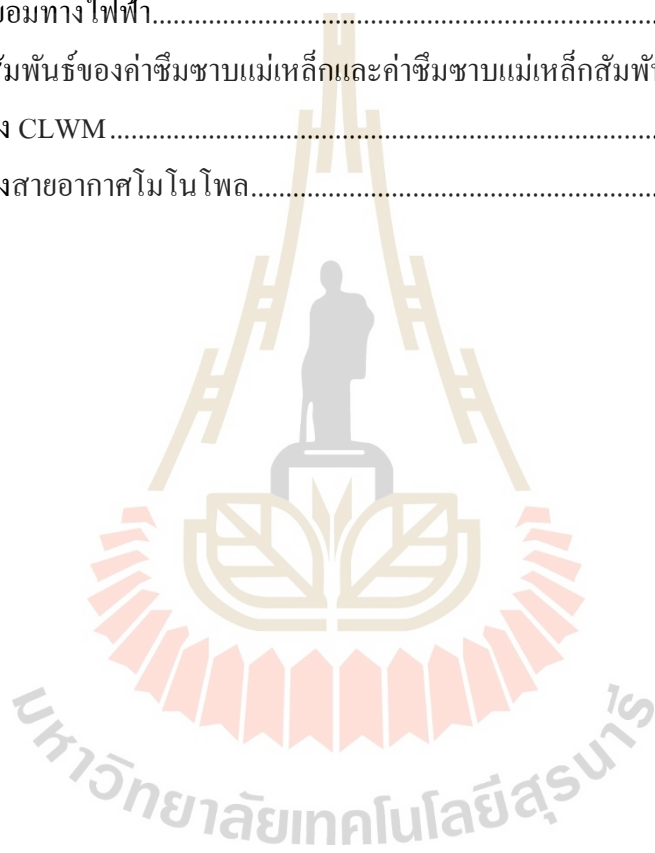
สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.4	ออกแบบสายอากาศโมโนโพล $\lambda / 4$	24
3.5	ตัวนำประคิษฐ์.....	28
3.6	โพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า	31
3.7	หลักการของนิโคสันโรสเวียร์	39
3.8	โครงสร้างตัวกลางเส้นลวดแบบบ่วงแกนร่วม	41
3.9	สรุป.....	44
4	ผลการจำลองการออกแบบโครงสร้างอภิวัด และสายอากาศโมโนโพล	
4.1	กล่าวนำ.....	46
4.2	ผลการจำลองคุณลักษณะทางไฟฟ้าของสายอากาศโมโนโพล.....	46
4.3	ผลการจำลองคุณลักษณะทางไฟฟ้าของสายอากาศโมโนโพลร่วมโครงสร้าง CLWM.....	54
4.4	ผลการทดลอง	61
4.5	สรุป.....	68
5	แนวทางการวิจัยที่ต้องดำเนินการต่อ	
5.1	สรุปผลการวิจัย	70
5.2	ข้อเสนอแผนงานวิจัย	72
	รายการอ้างอิง.....	73
	ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก	บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่	76
	การประชุมวิชาการ The 1st Mini Symposium for ISAP 2017.....	77
	การประชุมวิชาการ 2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2017).....	79
	การประชุมวิชาการ 2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2018).....	81
	จดหมายตอบรับการยอมรับตีพิมพ์ในวารสาร SUT – Journal	83
	ประวัติผู้เขียน	113

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ลำดับการอ้างอิงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	9
3.1 ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า.....	35
3.2 ค่าความสัมพันธ์ของค่าซึมซาบแม่เหล็กและค่าซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์.....	37
5.1 โครงสร้าง CLWM.....	71
5.2 โครงสร้างสายอากาศโมนอโพล.....	72



สารบัญรูป

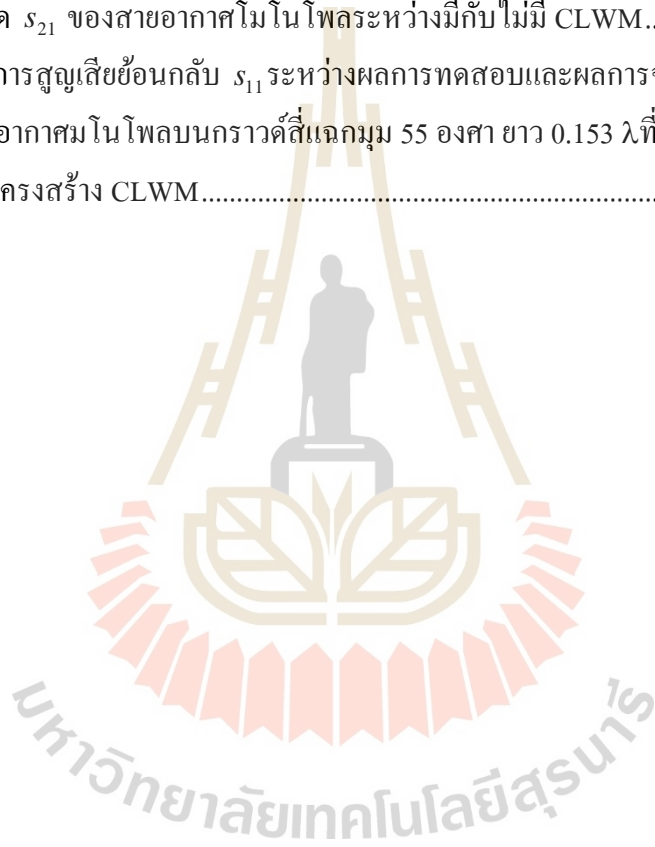
รูปที่	หน้า
3.1	แบบรูปของขนาดสนามในระนาบมุมยกของสายอากาศไดโพลพอมบางที่มีการ แฉงรูปกระแสเป็นแบบรูปไซน์ ($l = \lambda/4, \lambda/2, 3\lambda/4, \lambda$).....15
3.2	แบบรูปของขนาดสนามในรูป 3 มิติและ 2 มิติ สำหรับสายอากาศไดโพล พอมบางยาว 1.25λ ที่มีการแฉงรูปกระแสเป็นแบบรูปไซน์16
3.3	การแฉงรูปกระแสตามความยาวของสายอากาศไดโพลเชิงเส้น16
3.4	ความต้านทานการแผ่กระจายกำลัง และค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ ไดโพลที่มีการแฉงรูปกระแสเป็นแบบรูปไซน์18
3.5	การแฉงรูปกระแสของสายอากาศเชิงเส้นเมื่อค่ากระแสสูงสุดไม่ได้อยู่ที่ ขั้วสายอากาศ21
3.6	แบบรูปการแผ่กระจายกำลัง 3 มิติของสายอากาศไดโพลครึ่งความยาวคลื่น22
3.7	รูปแบบการไหลของกระแสของสายอากาศโมโนโพล.....25
3.8	สนามไฟฟ้า สนามแม่เหล็ก ที่ผ่านตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์29
3.9	สนามไฟฟ้า สนามแม่เหล็ก ที่ผ่านตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์29
3.10	ผังไดอะแกรมการกระจายความถี่ของ โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....30
3.11	การสะท้อนของเฟส.....30
3.12	EBG แบบ 3 มิติ 32
3.13	EBG แบบ 2 มิติ33
3.14	พารามิเตอร์และรูปแบบของ โครงสร้าง EBG ผิวหน้าคล้ายดอกเห็ด33
3.15	วงจรมุมของ โครงสร้าง EBG ผิวหน้าคล้ายดอกเห็ด34
3.16	การวัดค่าคุณสมบัติของวัสดุแบบอวกาศว่าง.....40
3.17	โครงสร้าง CLWM41
3.18	ความถี่ตอบสนองต่ออัตราส่วน a/s43
3.19	เลขคลื่นของ k_{CLWM} ต่ออัตราส่วน a/s43

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1	45
4.2	46
4.3	47
4.4	48
4.5	48
4.6	49
4.7	49
4.8	50
4.9	51
4.10	51
4.11	52
4.12	52
4.13	53
4.14	54
4.15	55
4.16	56
4.17	57
4.18	58
4.19	58
4.20	59
4.21	60
4.22	63

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.23 ผลการวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายระหว่างสายอากาศโมโนโพล 2 ต้น	63
4.24 ผลการวัด s_{21} ของสายอากาศโมโนโพลระหว่างมีกับไม่มี CLWM.....	65
4.25 ผลการวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายระหว่างสายอากาศโมโนโพล 2 ต้น	65
4.26 ผลการวัด s_{21} ของสายอากาศโมโนโพลระหว่างมีกับไม่มี CLWM.....	66
4.27 ค่าอัตราการสูญเสียย้อนกลับ s_{11} ระหว่างผลการทดสอบและผลการจำลอง ของสายอากาศโมโนโพลบนกรวดสี่เหลี่ยม 55 องศา ยาว 0.153 λ ที่ทำงาน ร่วมกับโครงสร้าง CLWM.....	67



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การสื่อสารไร้สายเป็นอีกปัจจัยหนึ่งที่สำคัญของคนในยุคปัจจุบัน เพราะทุกวันนี้สามารถกล่าวได้ว่าเป็นโลกยุคไร้พรมแดน โดยเฉพาะอย่างยิ่งกับการสื่อสารไร้สายเพราะให้ความสะดวกในการใช้งานและยังไม่เกิดปัญหาเรื่องความเป็นระเบียบของสายนำสัญญาณ และจะเป็นการดียิ่งขึ้นถ้าการสื่อสารไร้สายสามารถครอบคลุมพื้นที่ได้มากขึ้นโดยใช้พลังงานต่ำของเครื่องส่งเท่าเดิม ระบบ NB-IoT (Narrow band Internet of Things) เป็นมาตรฐานระบบโครงข่ายที่ใช้พลังงานต่ำ (Low Power Wide Area Network (LPWAN) ที่ถูกพัฒนามาเพื่อให้อุปกรณ์ต่างๆ สามารถเชื่อมต่อเข้าหากันได้โดยผ่านโครงข่ายของสัญญาณโทรศัพท์เคลื่อนที่ โดยโครงข่ายนี้จะนำเสนอเกี่ยวโครงสร้างอภิวัด (Metamaterials) ที่ใช้ร่วมกับ NB-IoT โดยจะทำให้มีค่าดัชนีการหักเห (Index) น้อยลง ให้เข้าใกล้ศูนย์หรือติดลบ โดยจะพิจารณาจาก สภาพยอมทางไฟฟ้า (Permittivity) และซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability) ซึ่งหัวข้อโครงข่ายวิจัยนี้จะพัฒนาประสิทธิภาพของสายอากาศของระบบ NB-IoT นี้ ให้มีพื้นที่ใช้งานเพิ่มมากขึ้นโดยการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศด้วยอภิวัดและยังคงใช้กำลังส่งเท่าเดิม ซึ่งจะได้ออกแบบ และสร้างโครงสร้างอภิวัดให้กับสายอากาศโมโนโพลในย่านความถี่ NB-IoT 920-925 MHz โดยยังคงให้แบบรูปการแผ่กระจายกำลังเดิม แต่ให้ได้ค่าอัตราขยายที่สูงขึ้น เมื่ออัตราขยายของสายอากาศมีค่าสูงขึ้นก็จะทำให้ได้ระยะทางในการสื่อสารได้ไกลออกไปตามหลักการของฟรีสฟอร์มูล่า

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อวิจัยพัฒนาและออกแบบ โครงสร้างอภิวัดสำหรับสายอากาศโมโนโพลเพื่อเพิ่มอัตราขยาย

1.2.2 เพื่อออกแบบและจำลองผล ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

1.2.3 สร้างโครงสร้างอภิวัดที่มีผลทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศโมโนโพลมีค่าดีขึ้น

1.3 สมมุติฐานของการวิจัย

1.3.1 โครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลที่ใช้งานร่วมกับอภิวัดคู่ที่ให้แบบรูปการแผ่กระจายกำลังแบบรอบตัว โดยมีอัตราขยายเพิ่มขึ้น 1.5 dB

1.3.2 โปรแกรม CST Microwave Studio มีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้วิเคราะห์หาคุณลักษณะของสายอากาศ และคุณสมบัติของอภิวัดคู่ ที่ดำเนินการออกแบบและพัฒนา

1.3.3 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่ได้จากการวิเคราะห์กับผลการวัดจากสายอากาศต้นแบบมีความสอดคล้องและให้ค่าที่ใกล้เคียงกัน

1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.4.1 ออกแบบสายอากาศต้นแบบพร้อมกับโครงสร้างอภิวัดคู่ให้ได้อัตราขยายเพิ่มขึ้น 1.5 dB ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

1.4.2 สร้างสายอากาศโมโนโพลกับโครงสร้างอภิวัดคู่ที่ใช้กับเครื่องส่ง NB-IoT 920-925 MHz ที่มีแบบรูปการแผ่กระจายกำลังแบบรอบตัว

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

1.5.1 ใช้งานที่ความถี่ 920-925 MHz โดยให้แบบรูปการแผ่กระจายกำลังแบบรอบตัว

1.5.2 อัตราขยายเพิ่มขึ้น 1.5 dB เมื่อเทียบกับไม่ใส่อภิวัดคู่

1.5.3 ปรับแมตซ์ซึ่งอิมพีแดนซ์ระหว่างสายอากาศ กับ เครื่องส่งระบบ NB-IoT

1.6 วิธีดำเนินการวิจัย

1.6.1 แนวทางการดำเนินงาน

1. ศึกษาและสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศสำหรับการประยุกต์ใช้งานในระบบ NB-IoT

2. ศึกษาและสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับอภิวัดคู่

3. ออกแบบเชิงทฤษฎีสายอากาศโมโนโพลและ โครงสร้างอภิวัดคู่ที่จะนำมาใช้งานร่วมกัน

4. จำลองผลสายอากาศโมโนโพลและ โครงสร้างอภิวัดคู่เพื่อศึกษาความเป็นไปได้โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST

5. สร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อวัดทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป

1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย

1. สํารวจปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง
2. ออกแบบส่วนประกอบของสายอากาศทุกส่วน โดยใช้ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องและเหมาะสม
3. ใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ในการออกแบบและจำลองผลสายอากาศ
4. สร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อวัดทดสอบเปรียบเทียบค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ที่ได้จากการวิเคราะห์

1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย

ห้องวิจัยและปฏิบัติการสายอากาศ อาคารเครื่องมือ 11 (F11)

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

111 ถนนมหาวิทยาลัย ต. สุรนารี อ. เมือง จ. นครราชสีมา 30000

1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

1. คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล
2. โปรแกรมเฉพาะทางวิศวกรรม MathCAD
3. โปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio
4. เครื่องมือวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer)

1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล

1. เก็บรวบรวมข้อมูลของสายอากาศและอภิวัดจากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง
2. เก็บรวบรวมผลจากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio
3. เก็บรวบรวมผลที่ได้จากการออกแบบ สร้าง และวัดทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศต้นแบบ

1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล

วิเคราะห์ข้อมูลด้วยการเปรียบเทียบคุณสมบัติสายอากาศโมโนโพลร่วมกับอภิวัดที่ได้จากการออกแบบเชิงทฤษฎีและจากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio ร่วมกับผลการวัดทดสอบของสายอากาศต้นแบบที่สร้างขึ้นมาได้แก่ สัมประสิทธิ์การสะท้อน อัตราส่วนคลื่นนิ่ง แบบรูปการแผ่กำลัง อัตราขยายและประสิทธิภาพของสายอากาศเป็นต้น

1.6.7 การทดสอบสมมติฐาน

สมมติฐานที่กำหนดในหัวข้อที่ 1.3 จะได้รับการพิสูจน์ด้วยผลการวิเคราะห์กับผลจากการวัดสายอากาศต้นแบบ

1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.7.1 ได้สายอากาศปากแตรสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่นที่ทำงานร่วมกับ โครงสร้าง อภิวัดต้นแบบ

1.7.2 ได้องค์ความรู้ใหม่ในการศึกษาพัฒนาวิจัยต่อไป

1.7.3 ได้สายอากาศต้นแบบ เพื่อพัฒนาไปใช้งานจริง



บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

สายอากาศโมโนโพลเป็นสายอากาศเป็นที่นิยมใช้กันอย่างกว้างขวางในการสื่อสารแบบหนึ่งจุดต่อหลายจุด (Point to multipoint) เช่นการสื่อสารของวิทยุสื่อสาร การรับสัญญาณวิทยุของยานพาหนะที่เคลื่อนที่เป็นต้น เพราะมีแบบรูปการแผ่กำลังงานเท่ากันทุกทิศทางจึงสามารถรับ-ส่งสัญญาณได้ทุกทิศทาง ด้วยเหตุนี้จึงทำให้สายอากาศมีอัตราขยายไม่สูงมากนัก จึงเป็นเหตุให้เกิดงานวิจัยนี้ขึ้นมาซึ่งมีวัตถุประสงค์คือ ให้สายอากาศโมโนโพลมีแบบรูปการแผ่กระจายกำลังเป็นแบบรอบตัวแต่ทำให้อัตราขยายของสายอากาศนั้นเพิ่มสูงขึ้น ดังนั้นในบทนี้จะได้นั้นเกี่ยวกับการประยุกต์ใช้งานอภิวัดคู่ร่วมกับสายอากาศ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของสายอากาศให้ดียิ่งขึ้น รวมทั้งบทความการพิจารณาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าตามหลักการของนิโคลสันโรสเวียร์ ส่วนเนื้อหาของสายอากาศโมโนโพลจะได้อธิบายอย่างละเอียดในบทที่ 3

2.2 อภิวัดคู่

วัสดุเมตา หรือ อภิวัดคู่ (metamaterial) เป็นวัสดุที่ไม่มีจริงตามธรรมชาติ เพราะโดยทั่วไปแล้ววัสดุในธรรมชาติจะมีค่าดัชนีการหักเห (Refraction index) มากกว่า 1 ตามกฎของแมกเวลล์ $n = \pm\sqrt{\mu\epsilon}$ โดยวัสดุทั่วไปในธรรมชาติจะใช้เครื่องหมาย + แต่ที่ค่าดัชนีการหักเหมีค่าน้อยกว่า 1 นั้น จะเกิดขึ้นจากอภิวัดคู่ ที่นักวิทยาศาสตร์ได้ทำขึ้นโดยทำให้ค่าซึมซาบแม่เหล็ก (μ) หรือ/และค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (ϵ) เป็นลบ หรือ เข้าใกล้ศูนย์ ที่ความถี่ที่ออกแบบไว้ อภิวัดคู่ เกิดจากการเรียงตัวของวัสดุ รูปร่างของวัสดุ และขนาดของวัสดุ (ที่เล็กกว่าความยาวคลื่น) ซึ่งจะทำให้เกิดผลกระทบในระดับไมโคร โดยผลกระทบดังกล่าวจะอยู่ในรูปของค่าซึมซาบแม่เหล็กประสิทธิผล (μ_{eff}) และค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าประสิทธิผล (ϵ_{eff}) ของตัวกลางขนาดใหญ่ (Bulk medium) เพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่สามารถหาได้จากวัสดุธรรมชาติ จากค่าดัชนีหักเหสามารถแบ่งกลุ่มได้เป็น 3 กลุ่มใหญ่ๆ คือ

- ก) $\mu > 1, \epsilon > 1$ เรียกว่า double positive medium:DPS
- ข) $\mu < 1, \epsilon < 1$ เรียกว่า double negative medium:DNG และ
- ค) กรณีที่ $\mu < 1, \epsilon > 1$ และ $\mu > 1, \epsilon < 1$ เรียกว่า single position medium:SNG

ซึ่งนอกเหนือ 3 กรณีนี้ ยังมีกรณีที่น่าสนใจอีกอย่างคือ กรณีที่วัสดุมีค่าดัชนีหักเหเป็นศูนย์ หรือ เข้าใกล้ศูนย์ (Zero refractive index:ZRI or Near zero refractive index:NZI) ซึ่งกรณีดังกล่าวสามารถ แยกเป็นกลุ่มได้ 3 กลุ่มที่สำคัญคือ

ก) $\mu = 0, \mu \rightarrow 0$ โดยที่ $\varepsilon \geq 1$ จะเรียกว่า Mu near zero : MNZ

ข) $\varepsilon = 0, \varepsilon \rightarrow 0$ โดยที่ $\mu \geq 1$ จะเรียกว่า Epsilon near zero : ENZ

ค) $\varepsilon = \mu = 0$ เรียกว่า Double zero index $\varepsilon \rightarrow 0$ และ $\mu \rightarrow 0$ เรียกว่า Mu-Epsilon near zero : MENZ

อีกประการหนึ่งที่สำคัญมากกับโครงการวิจัยนี้ นั่นก็คือการพิจารณาอิมพีแดนซ์ของคลื่น จากสมการ อิมพีแดนซ์ของคลื่น $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$ เพื่อให้ได้การส่งผ่านที่ดีที่สุด จึงต้องออกแบบบอวิสต์ให้ μ มีค่า เข้าใกล้ศูนย์ หรือ ติดลบ ดังนั้นจากสมการดังกล่าวคณะผู้วิจัยต้องออกแบบ วิจัย และสร้าง Mu near zero : MNZ

2.3 ตัวกลางแบบเส้นลวด (Wire medium)

โดยธรรมชาติคลื่นจะมีด้วยกัน 2 กลุ่ม คือ คลื่นที่ต้องการตัวกลางในการเดินทาง (การส่งผ่านกำลังงาน) เช่น คลื่นน้ำที่เกิดจากการกระเพื่อม คลื่นบนเส้นเชือก เป็นต้น และคลื่นที่ไม่ต้องการตัวกลางในการส่งผ่านกำลังงาน นั่นก็คือคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถส่งผ่านกำลังงานได้ทั้งอากาศและสุญญากาศได้เท่ากับความเร็วแสง การสื่อสารไร้สายก็เป็นการใช้หลักการของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ถ้าสามารถนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามาใช้งานร่วมกับบอวิสต์ด้วยแล้ว จะยังทำให้การสื่อสารไร้สายมีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น ในหัวข้อนี้จะได้กล่าวถึงการใช้งานบอวิสต์เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการสื่อสาร โดยจะประกอบไปด้วยบทความที่สามารถลดค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า และค่าซึมซาบแม่เหล็กเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการสื่อสารไร้สาย อีกทั้งยังมีบทความที่ใช้หลักการของนิโคลสัน โรสเวียร์ (Nicolson Ross Weir : NRW) ในการคำนวณหาค่าดังกล่าวด้วย

บทความ Experimental Investigation on the Radiation pattern of a Horn Antenna Loaded by a Wire Medium เป็นการออกโครงสร้างบอวิสต์แบบเส้นลวดที่ความถี่เอ็กซ์ (x-band) โดยลวดมีเส้นผ่านศูนย์กลาง (d) 0.5 mm. และมีระยะห่างระหว่างเส้น (a) เท่ากับ 10 mm. อยู่ในแผ่นโฟม (Styrofoam plates) เพื่อนำไปวางที่ช่องเปิดสายอากาศฮอร์นสี่เหลี่ยม จะได้ความถี่ปฏิบัติการที่ 11.70 GHz โดยสามารถหาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า และ ความถี่พลาสมาได้จาก (2.1) และ (2.2) ตามลำดับ

$$\varepsilon = \varepsilon_h \left(1 - \frac{f_p^2}{\varepsilon_h f^2} \right) \quad (2.1)$$

$$f_p = c \left[a \sqrt{2\pi \left(\ln \frac{a}{\pi d} + 0.5275 \right)} \right]^{-1} \quad (2.2)$$

เมื่อ ε_h ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของตัวกลาง f คือความถี่ของคลื่นตกรกระทบ และ f_p คือ ความถี่พลาสมา โดยนำไปปิดที่ช่องเปิดของสายอากาศฮอร์นสี่เหลี่ยม สิ่งที่ได้คือการตอบสนองทางความถี่ มีค่าสูญเสียย้อนกลับน้อยลง อัตราขยาย และสภาพเจาะจงทิศทาง มีค่าสูงขึ้น มีการเปรียบเทียบค่าโพลาริเซชันร่วมและไขว้ระหว่างสายอากาศฮอร์นขณะมี/ไม่มีโครงสร้างอภิวัด ผลปรากฏว่ามีค่าโพลาริเซชันร่วมและไขว้จะเพิ่มมากขึ้นทั้งแบบโพลาริเซชัน ระดับความแตกต่างกำลังงานระหว่างโพลาริเซชันร่วมและไขว้คือ 20 dB

บทความ Noniterative Stable Transmission/Reflection Method for Low-Loss Material Complex Permittivity Determination (Hakim, Legrand, & Chapoton, JANUARY 1997) ได้นำเสนอหลักการ Nicolson Ross weir (NRW) โดยใช้ขนาดและเฟสของ s11 s21 ในการหาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า ε_r และ ค่าซึมซาบแม่เหล็ก μ_r ที่ความถี่ 8.2-14.4 GHz โดยจะได้ค่าการสะท้อนกลับ Γ และค่าการส่งผ่าน T ซึ่งทั้งสองค่าดังกล่าวจะนำไปสู่การหาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า และค่าซึมซาบสนามแม่เหล็ก โดยในบทความนี้ได้แนะนำการประยุกต์ หลักการของ NRW เป็น A) Baker-Jarvis Iterative Method กับ B) New Noniterative Method for Dielectric materials เพื่อให้ง่ายในการหาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า และค่าซึมซาบสนามแม่เหล็ก

บทความ Complex Dielectric Measurements of Forest Fire Ash at X-Band Frequencies (Baum, Thompson, & Ghorbani, SEPTEMBER 2011) เป็นบทความที่มุ่งเน้นการหาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าด้วยหลักการของ NRW ที่ย่านความถี่ X ที่ความถี่กลางเท่ากับ 10 GHz ด้วยท่อนำคลื่น WR-90 ที่ความถี่ตัดเท่ากับ 6.55732 GHz โดยการทำการวัดค่าวัตถุหลายชนิด เช่น ไบยูคาลิปตัสแห้ง (eucalypt) โดยได้ผลลัพธ์ คือมีค่า $\varepsilon_r = 2.32 \pm 0.025$ ค่าสูญเสียแทนเจนต์ (loss tangent) $\delta = 0.005 \pm 0.0025$, ไบยูคาลิปตัสเปียก ค่า $\varepsilon_r = 21.20 \pm 0.025$ ค่า $\delta = 0.610 \pm 0.0025$, ผักกูด (Bracken Fern) ค่า $\varepsilon_r = 1.20 \pm 0.025$ ค่า $\delta = 0.063 \pm 0.0025$ ไบสนทะเล (she oak) ค่า $\varepsilon_r = 3.15 \pm 0.025$ ค่า $\delta = 0.126 \pm 0.0025$ ฯลฯ

บทความ Three-Dimensional Anisotropic Zero-Index Lenses (IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 62, NO. 8, AUGUST 2014) บทความนี้เป็น

ประยุกต์ใช้วัสดุ (Metamaterials: MTM) ร่วมกับสายอากาศฮอร์นเพื่อเพิ่มค่าสภาพเจาะจงทิศทาง โดยทำให้ ϵ_r ของตัวกลางมีค่าเข้าใกล้ศูนย์เพื่อให้เพิ่มประสิทธิภาพคลื่น โหมดแม่เหล็กตามขวาง (Transverse Magnetic modes: TM modes) ซึ่งผลที่ได้คือเป็นการลดความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง (Half Power Beamwidth :HPBW) ของระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) อีกอย่างคือการทำให้ μ_r ของตัวกลางมีค่าเข้าใกล้ศูนย์เพราะจะทำให้ประสิทธิภาพคลื่น โหมดไฟฟ้าตามขวาง (Transverse Electric modes: TE modes) ซึ่งผลที่ได้คือเป็นการลด ค่า HPBW ของระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) เป็นนัยยะที่สำคัญที่ทำให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางมีค่าสูงขึ้น แต่ในบทความดังกล่าวไม่ได้กล่าวถึงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นว่าจะได้เกิด โลบข้าง (Side Lobe) และ โลบย่อย (Minor Lobe) มากน้อยเพียงใด บทความนี้มีความถี่ใช้งานที่ย่าน X-band โดยได้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางเพิ่มขึ้น 3.1 dB คือ จาก 21.6 dBi เป็น 24.7 dBi แต่อัตราขยายเพิ่มขึ้น 1.25 dB คือ จาก 20 dBi เป็น 21.25 dBi ที่ขนาดของ MTM $135 \times 104 \text{ mm}^2$ สาเหตุที่สัดส่วนค่าสภาพเจาะจงทิศทาง มีค่ามากกว่าค่าอัตราขยาย

$$G = e_r D \quad (2.3)$$

ค่า e_r คือ ค่าประสิทธิภาพของสายอากาศ ซึ่งมีปัจจัยอยู่สองสาเหตุคือ 1. การสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ MTM เนื่องแทนเจนท์ของวัสดุ 2. เกิดวง MTM หน้าสายอากาศฮอร์นจึงการสะท้อนกลับ เกิดความไม่สมพงษ์บ้าง จึงเป็นสาเหตุให้อัตราขยายมีสัดส่วนที่น้อยกว่าค่าสภาพเจาะจงทิศทาง

บทความงานวิจัยเรื่อง Analysis of the Nicolson–Ross–Weir Method Characterizing the Electromagnetic Property of Engineered Materials (Progress In Electromagnetics Research, Vol. 157, 31-47,2016) เป็นบทความที่ได้นำเสนอการหาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบสนามแม่เหล็กของวัสดุวิศวกรรมโดยใช้หลักการของนิโคลสัน โรสเวียร์ (Nicolson Ross Weir : NRW) ซึ่งได้จากการนำค่า S พารามิเตอร์มาวิเคราะห์ ซึ่งสามารถคำนวณหาค่าทั้งในส่วนของจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพ โดยเริ่มพิจารณาจากค่าขนาดและเฟสของ s_{11} และ s_{21} ซึ่งระยะห่างระหว่างวัสดุกับจุดปล่อยคลื่นความถี่นั้นต้องเท่ากัน จากบทความนี้ได้สามารถหาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของวัสดุวิศวกรรมของงานวิจัย CLWM ด้วย

ตารางที่ 2.1 ลำดับการอ้างอิงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี
J. B. Pendry, A. J. Holden, W. J. Stewart, และ I. Youngs.	Extremely Low Frequency Plasmons in Metallic Mesostructures	1996
Abdel Boughriet Hakim, Christian Legrand, และ Alain Chapoton.	Noniterative Stable Transmission/Reflection Method for Low-Loss Material Complex Permittivity Determination	1997
S. A. Tretyakov, P. A. Belov และ S. I. Maslovski	Wire media with negative effective permittivity	2002
Viitanen J. Ari, Tretyakov A. Sergei, และ Belov A. Pavel.	Dispersion and reflection properties of artificial media formed by regular lattices of ideally conducting wires	2002
R. Marque's, S. I. Maslovski, I. S. Nefedov, M. Silveirinha, C. R. Simovski, S. A. Tretyakov และ P. A. Belov	Strong spatial dispersion in wire media in the very large wavelength limit	2003
Bae Ian Wu, Weijen Wang, Joe Jr Pacheco, Chen Xudong, Tomasz M Grzegorzcyk, และ Jin Au Kong	A Study of using metamaterials as antenna	2005
Giampiero Lovat, Filippo Capolino, David R.	Modal Propagation and Excitation on a Wire-Medium Slab.	2008

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี
Jackson,Donald R. Wilton Paolo Burghignoli		
Toomas Baum, Lachlan Thompson, และ Kamran Ghorbani.	Complex Dielectric Measurements of Forest Fire Ash at X-Band Frequencies	2011
ศราวุธและประยูทธ	อภิวัดสำหรับประยุกต์ใช้ด้านสายอากาศ	2011
Arijit Majumder, Sougata Chatterjee , Shantanu Das and Subal Kar Amitesh Kumar	A novel approach to determine the plasma frequency for wire media	2012
Tomaz Antônio, Joaquim J Barroso, และ Pedro J Castro.	Experimental measurements of radiation patterns of a wire-medium loaded X-band antenna	2013
Edward J. Rothwell, Jonathan L. Frasch, Ellison M. Sean, Premjeet Chahal, และ Raoul O. Ouedraogo	Analysis of the Nicolson–Ross–Weir Method Characterizing the Electromagnetic Property of Engineered Materials	2016
G. Guida, D. Maystre, G. Tayeb, and P. Vincent	Mean-field theory of two-dimensional metallic photonic crystals	1998
Antônio Tomaz ; Joaquim J. Barroso ; P. J. Castro ; Alberto J. Faro Orlando	Experimental investigation on the radiation pattern of a horn antenna loaded by a wire medium	2013
Niazul Islam KhanAnwarul	Radiation Characteristics of a Quarter-Wave Monopole Antenna above Virtual Ground	2014

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี
AzimAnwarul AzimShadli IslamShadli Islam		
Antônio Tomaz ; Joaquim J. Barroso ; Pedro J. Castro	Horn antenna covered with an artificial dielectric structure.	2017
Antonio TomazJoaquim, J BarrosoJoaquim, J Barroso,Ugur Cem Hasar,Ugur Cem Hasar,A.J.F. Orlando	Directivity enhancement of an X-band horn antenna loaded by a wire medium	2013
Antonio Tomaz, Joaquim J Barroso, P.J. Castro, Ugur Cem Hasar, A. J. Faro Orlando	Implementation of a Wire Medium in a X-Band Horn Antenna: Simulation and Experiment	2014
Liubov Ivzhenko	Wire medium as metamaterial with tuned spectral characteristics	2016
Zlatko Živković, Damir SeniĆ, Christof Bodendorf1, Jacek Skrzypczynski2, Antonio ŠaroliĆ	Radiation pattern and impedance of a quarter wavelength monopole antenna above a finite ground plane	2012
Antônio Tomaz ; Joaquim J. Barroso	Refractive properties of artificial dielectrics consisting of a periodic wire medium	2013

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี
Joaquim J. Barroso ; Antônio Tomaz ; Ugur C. Hasar	Focusing microwaves by a periodic arrangement of conducting wires	2015
Yongqiang Deng, Yiting Shuai, Zhaobin Chen	Design of high gain patch antenna with metamaterial structure	2016
Li Hua Yuan ; Wen Xuan Tang ; Hui Li ; Qiang Cheng ; Tie Jun Cui	Three-Dimensional Anisotropic Zero-Index Lenses	2014

2.4 สรุป

เนื้อหาบทนี้ได้กล่าวถึงบทความปริทัศน์วรรณกรรมในเรื่องอภิวัด การแบ่งกลุ่มของอภิวัด โดยค่าดัชนีการหักเห ซึ่งสามารถแบ่งออกเป็น 3 กลุ่ม คือ MNZ, ENZ และ MENZ ซึ่งทั้ง 3 กลุ่มนี้มีส่วนที่เหมือนกันคือค่าดัชนีการหักเหที่น้อยกว่าหนึ่ง แต่ทั้ง 3 กลุ่มนี้จะให้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่างเป็นอย่างมาก คือ กลุ่ม MNZ , MENZ มีค่าอิมพีแดนซ์เข้าใกล้ศูนย์/ติดลบ ส่วนกลุ่ม ENZ จะมีค่าอิมพีแดนซ์เป็นอนันต์ และยังได้กล่าวถึงคุณสมบัติของตัวนำไฟฟ้า ตัวนำแม่เหล็ก ซึ่งทั้ง 2 ตัวนำนี้มีคุณลักษณะที่ตรงกันข้ามคือ ถ้าเป็นตัวนำไฟฟ้ามีสนามไฟฟ้ามาขนานจะทำให้สนามไฟฟ้าเงามีทิศทาง(เฟส)ตรงกันข้าม แต่ถ้าเป็นตัวนำแม่เหล็กมีสนามไฟฟ้ามาขนานกับตัวนำจะทำให้สนามไฟฟ้าเงามีเฟสเดียวกันกับสนามไฟฟ้ากำเนิด และยังได้กล่าวถึงคลื่นที่ตกกระทบกับอภิวัด ถ้าคลื่นนั้นเป็นคลื่นผิวก็จะทำให้เกิดสถานะ High Impedance Surface ไม่สามารถแผ่กระจายคลื่นได้ แต่ถ้าคลื่นนี้เป็นระนาบก็จะทำให้คลื่นนั้นสามารถแผ่กระจายได้ และได้กล่าวถึงบทความปริทัศน์วรรณกรรมเกี่ยวกับหลักการของ NRW ที่ได้มีการนำเสนอของนักวิจัยที่ได้ทำการศึกษาเกี่ยวกับคุณสมบัติของอภิวัด อีกทั้งยังมีบทความที่ได้นำเอาหลักการ NRW มาคำนวณหาค่า ϵ_r และ μ_r ด้วย

บทที่ 3

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

3.1 กล่าวนำ

สายอากาศแบบเส้นลวดทั้งที่เป็นแบบ เส้นตรง และเส้นโค้ง เป็นสายอากาศที่มีใช้มานาน สามารถสร้างได้ง่าย ราคาถูกและสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานได้กับงานหลายๆ อย่างได้ง่าย ซึ่งในบทนี้จะแสดงการวิเคราะห์สายอากาศเส้นลวด โดยทั่วไปแล้วสายอากาศเส้นลวดโมโน โพลจะมี ความยาวต่อรัศมีนั้นควรมีค่าไม่น้อยกว่า 10^4 เท่า และระนาบกราวด์ควรค่ารัศมีมากกว่าค่าความยาว คลื่นมากๆ ตามทฤษฎีถ้าเป็นแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศโมโน โพลที่มีระนาบกราวด์แบบ อนันต์จะมีแบบรูปการแผ่กำลังเฉพาะซีกบนเหนือระนาบกราวด์เท่านั้น แต่ถ้าระนาบกราวด์ไม่ได้ ยาวอนันต์นั้น จะส่งผลต่อแบบรูปการแผ่กำลังเป็นอย่างมาก โดยลำคลื่นหลักจะยกขึ้นเหนือระนาบ กราวด์ (till up) สายอากาศโม โพลบนระนาบกราวด์จะมีค่าอิมพีแดนซ์เป็นครึ่งหนึ่งของ สายอากาศไดโพลและจะมีค่าสภาพเจาะงทศทางเป็นสองเท่าของสายอากาศไดโพลเพราะลำคลื่น ด้านล่างระนาบกราวด์จะมีค่าเป็นศูนย์หมายความว่าความกว้างของลำคลื่นในระนาบมุมจะเป็น ครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพลจึงทำให้อัตราขยายเพิ่มเป็นสองเท่านั่นเอง อีกประการหนึ่งถ้า ต้องการให้สายอากาศส่งมีอัตราขยายสูงมักจะมีการต่อใช้งานแบบแถวลำดับ (Array) แต่เนื่องด้วย การต่อสายอากาศแบบแถวลำดับนั้นจะทำให้เกิดระดับไซด์โลบสูง (Side Lobe) และยังคงคำนึงถึง เฟส (Phase) ที่ต่อเข้าสายอากาศอีกด้วย อีกทั้งยังเกิดความยุ่งยากในการติดตั้ง ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ นี้จึงนำเสนอการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศโม โพลบนระนาบกราวด์ โดยยังคงแบบรูปการแผ่ กำลังงานแบบรอบตัวในระนาบมุมกวาด (Azimuth) ไว้เช่นเดิมด้วยใช้อิวกิวสคู ซึ่งในบทนี้ได้ นำเสนอทฤษฎีสายอากาศโมโน โพล สายอากาศไดโพล หลักการของนิโคสัน โรสเวียร์ หลักการของ อิวกิวสคูในส่วนของงานวิจัยนี้

3.2 ออกแบบสายอากาศไดโพล

ความหนาแน่นของกำลัง ความเข้มของการแผ่กำลัง และความต้านทานการแผ่กำลัง สำหรับสายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัดวิธีการคำนวณหาความต้านทานการแผ่กำลังก็ยังคง เหมือนกับวิธีการที่ใช้สายอากาศไดโพลยาวและไดโพลสั้น โดยเริ่มจากการหาพอยน์ติงเวกเตอร์ เฉลี่ย ซึ่งมีค่าดังนี้คือ

$$\vec{W}_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}[\vec{E} \times \vec{H}^*] = \frac{1}{2} \text{Re}[\hat{a}_\theta E_\theta \times \hat{a}_\phi H_\phi^*] = \frac{1}{2} \text{Re} \left[\hat{a}_\theta E_\theta \times \hat{a}_\phi \frac{E_\theta^*}{\eta} \right]$$

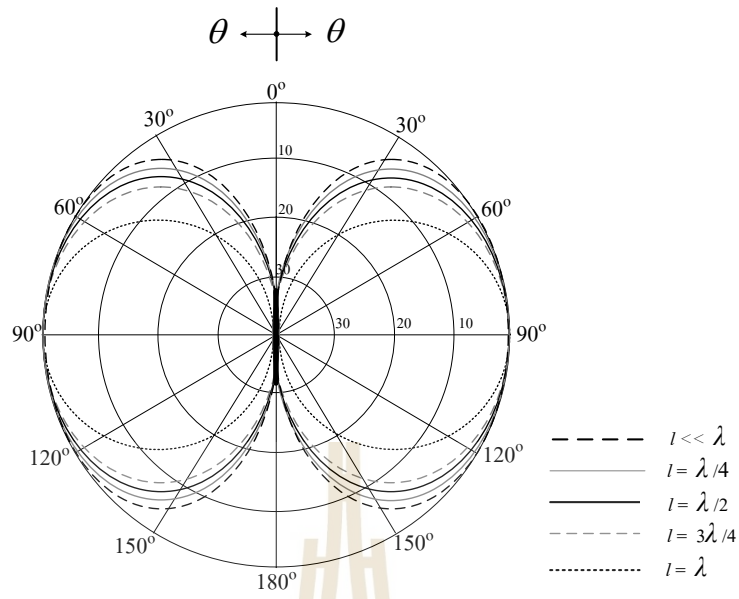
$$\vec{W}_{av} = \hat{a}_r W_{av} = \hat{a}_r \frac{1}{2\eta} |E_\theta|^2 = \hat{a}_r \frac{\eta |I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin \theta} \right]^2 \quad (3.1)$$

และความเข้มของการแผ่กำลังคือ

$$U = r^2 W_{av} = \frac{\eta |I_0|^2}{8\pi^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin \theta} \right]^2 \quad (3.2)$$

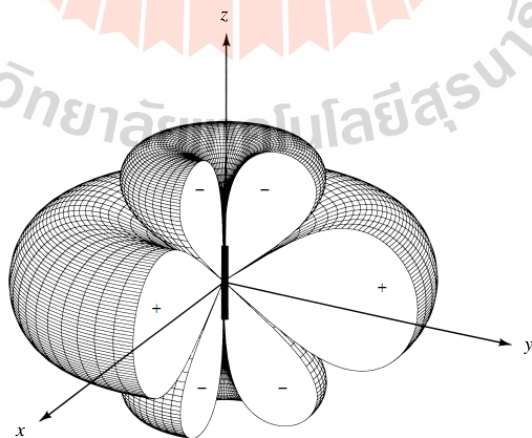
ค่าของมอดูลัสของแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบมุมยกในสมการที่ (3.2) สำหรับ $l = \lambda/4, \lambda/2, 3\lambda/4$ และ λ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 การแจกแจงรูปกระแสของของแต่ละองค์ประกอบแบบรูปกำลังสำหรับสายอากาศไดโพลจิ๋ว $l \ll \lambda$ ($U \sim \sin^2 \theta$) โดยได้ถูกรวมไปแล้ว แต่เมื่อความยาวของสายอากาศเพิ่มขึ้นความกว้างลำคลื่นก็เริ่มที่จะแคบลงโดยที่ค่าสภาพเงาจะจางทิศทางมีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งพบว่าความกว้างลำคลื่นที่ 3 dB จะมีค่าเท่ากับ

$l \ll \lambda$	ความกว้างลำคลื่นที่ 3 dB มีค่าเท่ากับ 90°
$l = \lambda/4$	ความกว้างลำคลื่นที่ 3 dB มีค่าเท่ากับ 87°
$l = \lambda/2$	ความกว้างลำคลื่นที่ 3 dB มีค่าเท่ากับ 78°
$l = 3\lambda/4$	ความกว้างลำคลื่นที่ 3 dB มีค่าเท่ากับ 64°
$l = \lambda$	ความกว้างลำคลื่นที่ 3 dB มีค่าเท่ากับ 47.8°

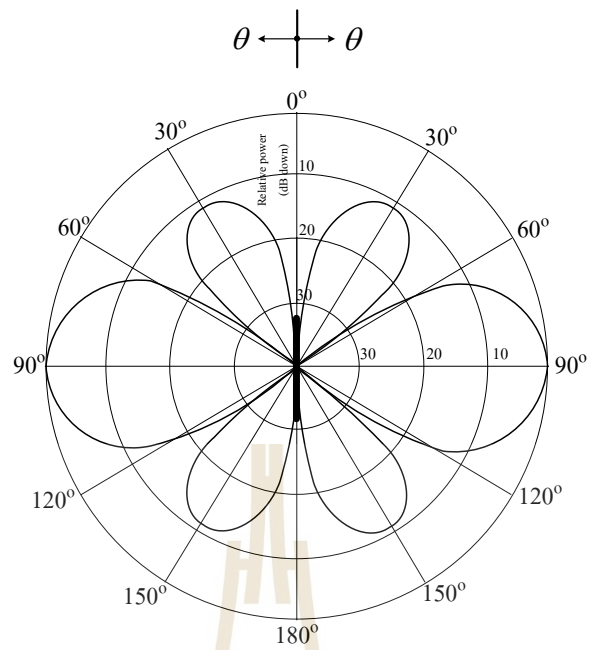


รูปที่ 3.1 แบบรูปของขนาดสนามในระนาบมุมยกของสายอากาศไดโพลคอมบาวที่มีการแฉงรูป
กระแสเป็นแบบรูปไซน์ ($l = \lambda/4, \lambda/2, 3\lambda/4, \lambda$)

เมื่อความยาวของสายอากาศไดโพลมีค่าเพิ่มขึ้น $l > \lambda$ จำนวนโลบจะเพิ่มขึ้น ค่าแอมพล
ไลต์ซ์ของแบบรูปของกำลังได้แสดงไว้ใน รูปที่ 3.2 และการจายกระแสที่ความยาวต่างๆ แสดงในรูป
ที่ 3.3

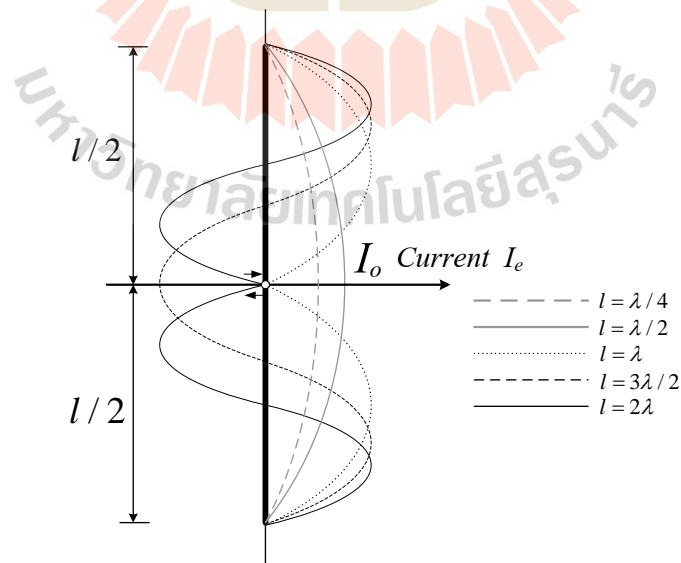


(ก) 3 มิติ



(ข) 2 เมตร

รูปที่ 3.2 แบบรูปของขนาดสนามในรูป 3 เมตรและ 2 เมตร สำหรับสายอากาศไดโพลพอมบางยาว 1.25 λ ที่มีการแจกแจงกระแสเป็นแบบรูปไซน์



รูปที่ 3.3 การแจกแจงกระแสตามความยาวของสายอากาศไดโพลเชิงเส้น

เนื่องจากสายอากาศจะแผ่กำลังจริงผ่านความต้านทานการแผ่กำลังสำหรับไดโพลจิว มีค่าเท่ากับ $\frac{1}{2}|I_0|^2 R_r$ จึงได้ตั้งสมการ(3.3)

$$P_{rad} = \eta \left(\frac{\pi}{3} \right) \left| \frac{I_0 l}{\lambda} \right|^2 = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r \quad (3.3)$$

เพื่อทำการหาค่ากำลังที่แผ่ทั้งหมด จะทำการอินทิเกรตพอยน์ดิงเวกเตอร์เฉลี่ยในสมการที่ (3.1) ทั่วทั้งทรงกลมรัศมี r ดังนี้

$$P_{rad} = \oiint_S \vec{W}_{av} \cdot d\vec{s} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \hat{a}_r W_{av} \cdot \hat{a}_r r^2 \sin \theta d\theta d\phi = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi W_{av} r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (3.4)$$

ใช้สมการที่ (3.1) จะเขียนสมการที่ (3.4) ได้ว่า

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi W_{av} r^2 \sin \theta d\theta d\phi = \eta \frac{|I_0|^2}{4\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin \theta} \right]^2 d\theta \quad (3.5)$$

จากการจัดการทางคณิตศาสตร์เรียบร้อยแล้วสามารถที่จะเขียนสมการที่ (3.5) ใหม่ได้เป็น

$$P_{rad} = \frac{\eta |I_0|^2}{4\pi} \left\{ C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl) [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] + \frac{1}{2} \cos(kl) [C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl)] \right\} \quad (3.6)$$

เมื่อ $C = 0.5772$ (ค่าคงที่ของอูลเลอร์ : Euler's Constant) และ $C_i(x)$ และ $S_i(x)$ เป็นโคไซน์และไซน์อินทิเกรตตามลำดับมีค่าคือ

$$C_i(x) = -\int_x^\infty \frac{\cos y}{y} dy = \int_\infty^x \frac{\cos y}{y} dy \quad (3.7)$$

$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin y}{y} dy \tag{3.8}$$

$$C_{in}(x) = \ln(\gamma x) - C_i(x) = \ln(\gamma) + \ln(x) - C_i(x) = 0.5772 + \ln(x) - C_i(x) \tag{3.9}$$

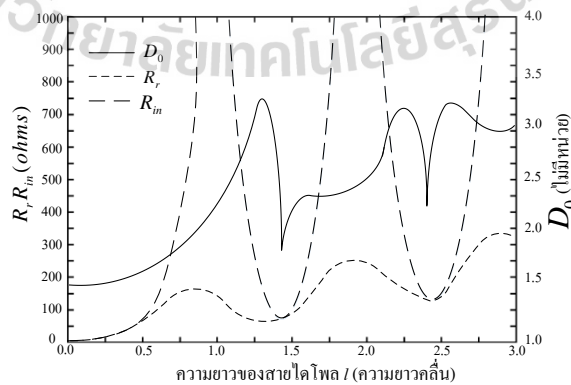
เมื่อ

$$C_{in}(x) = \int_0^x \left(\frac{1 - \cos y}{y} \right) dy \tag{3.10}$$

ค่าความต้านทานการแผ่กำลังจะสามารถหาค่าได้โดยใช้สมการที่ (3.3) และ (3.6) สามารถเขียนได้ว่า

$$R_r = \frac{2P_{rad}}{|I_0|^2} = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ \begin{aligned} & C + \ln(kl) - C_i(kl) \\ & + \frac{1}{2} \sin(kl) \times [Si(2kl) - 2Si(kl)] \\ & + \frac{1}{2} \cos(kl) \times [C + \ln(kl/2) + Ci(2kl) - 2Ci(kl)] \end{aligned} \right\} \tag{3.11}$$

จากรูปที่ 3.4 แสดงการพล็อตค่าความต้านทานการแผ่กำลังต่อฟังก์ชัน l (ความยาวคลื่น) เมื่อสายอากาศแผ่กำลังออกไปยังอากาศ ($\eta \simeq 120\pi$)



รูปที่ 3.4 ความต้านทานการแผ่กำลัง และค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศไดโพลที่มีการแฉงรูปกระแสเป็นแบบรูปไซน์ (Balanis, 2005)

ค่าสภาพเจาะจงทิศทางจากการแสดงในรูปที่ 3.1 แบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลจะมีการชี้ทิศทางดีขึ้นเมื่อมันมีความยาวมากขึ้น และเมื่อความยาวของมันเพิ่มมากกว่าหนึ่งความยาวคลื่น $l > \lambda$ จำนวนโบลจะมากขึ้นด้วยและคุณสมบัติเกี่ยวกับการชี้ทิศทางของสายอากาศจะเสียไป ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการพิจารณา ค่าสภาพเจาะจงทิศทางถูกกำหนดในทางคณิตศาสตร์เป็นดังนี้คือ

$$D_0 = 4\pi \frac{F(\theta, \phi)|_{\max}}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (3.12)$$

เมื่อ $F(\theta, \phi)$ สัมพันธ์กับความเข้มของการแผ่กำลัง (U) ด้วย

$$U = B_0 F(\theta, \phi) \quad (3.13)$$

จากสมการที่ (3.2) สายอากาศไดโพลมีความยาว l จะมี

$$F(\theta, \phi) = F(\theta) = \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin \theta} \right]^2 \quad (3.14)$$

และ

$$B_0 = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \quad (3.15)$$

เนื่องจากแบบรูปนี้จะไม่เป็นฟังก์ชันของมุม ϕ ดังนั้นสมการที่ (3.12) จะลดรูปเป็น

$$D_0 = \frac{2F(\theta)|_{\max}}{\int_0^\pi F(\theta) \sin \theta d\theta} \quad (3.16)$$

สมการที่ (3.16) สามารถเขียนใหม่ได้โดยใช้สมการที่ (3.5) (3.6) และ (3.14) จะได้ว่า

$$D_0 = \frac{2F(\theta)|_{\max}}{Q} \quad (3.17)$$

เมื่อ

$$Q = \left\{ \begin{array}{l} C + \ln(kl) - Ci(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl)[Si(2kl) - 2Si(kl)] \\ + \frac{1}{2} \cos(kl)[C + \ln(kl/2) + Ci(2kl) - 2Ci(kl)] \end{array} \right\} \quad (3.18)$$

ค่าที่มากที่สุดของ $F(\theta)$ จะเปลี่ยนแปลงและขึ้นอยู่กับความยาวของสายอากาศไดโพล ค่าของสภาพเจาะจงทิศทางในสมการที่ (3.17) และ (3.18) ใช้ได้สำหรับความยาวช่วง $0 < l \leq 3\lambda$ และได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.4 สอดคล้องกับค่าช่องเปิดประสิทธิภาพมากที่สุดที่สัมพันธ์กับค่าสภาพเจาะจงทิศทางคือ

$$A_{em} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_0 \quad (3.19)$$

ความต้านทานอินพุตจากความหมายของค่าอินพุตอิมพีแดนซ์คือ อัตราส่วนของแรงดันต่อกระแสที่ขั้วต่อหรืออัตราส่วนที่เหมาะสมขององค์ประกอบสนามไฟฟ้าต่อสนามแม่เหล็ก ณ จุดนั้น ส่วนจริงของค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ถูกกำหนดให้เป็นค่าความต้านทานอินพุต ซึ่งสำหรับสายอากาศที่ไม่มีการสูญเสียจะถูกลดรูปลงเหลือเป็นค่าความต้านทานการแผ่กำลังผลที่ได้คือการแผ่ของกำลังจริง

จากค่าความต้านทานการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลจึงสามารถหาได้จากความหมายของสมการที่ (3.3) ส่วนค่าความต้านทานการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลที่มีความยาว l กับการแจกแจงกระแสแบบรูปไซน์ได้แสดงในสมการที่ (3.11) จากค่าจำกัดความของค่าความต้านทานการแผ่กำลังคือ ค่ากระแสสูงสุดสำหรับความยาวที่พิจารณาบางค่า ($l = \lambda/4, 3\lambda/4, \lambda$ เป็นต้น) จะไม่ปรากฏที่ขั้วต่อของสายอากาศ ดังนั้นถ้าสมมุติว่าไม่มีการสูญเสีย ($R_L = 0$) จึงทำให้ค่ากำลังที่ขั้วต่อมีค่าเท่ากับกำลัง ณ ที่มีค่ากระแสสูงสุด จึงหาความต้านทานอินพุตได้ดังนี้

$$\frac{|I_{in}|^2}{2} R_{in} = \frac{|I_0|^2}{2} R_r \quad (3.20)$$

หรือ

$$R_{in} = \left[\frac{I_0}{I_{in}} \right]^2 R_r \quad (3.21)$$

เมื่อ R_{in} คือความต้านทานการแผ่กำลังที่อินพุต (จุดป้อนกระแส)

R_r คือความต้านทานการแผ่กำลังที่กระแสมีค่าสูงสุด

I_0 คือค่ากระแสสูงสุด

I_{in} คือกระแสที่ขั้วอินพุต

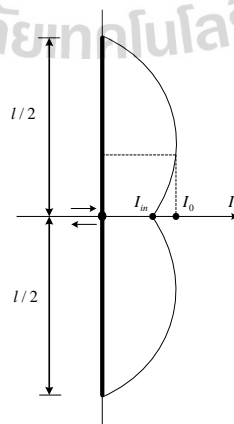
สำหรับสายอากาศไดโพลที่มีความยาว l ค่ากระแสที่ขั้วอินพุต (I_{in}) จะมีความสัมพันธ์กับค่ากระแสสูงสุด (I_0) ดังแสดงในรูปที่ 3.5 คือ

$$I_{in} = I_0 \sin\left(\frac{kl}{2}\right) \quad (3.22)$$

ดังนั้นค่าความต้านทานการแผ่กำลังอินพุตของสมการที่ (3.21) สามารถเขียนได้เป็น

$$R_{in} = \frac{R_r}{\sin^2\left(\frac{kl}{2}\right)} \quad (3.23)$$

ค่าของ R_{in} สำหรับความยาว $0 < l \leq 3\lambda$ ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.5 การแจกแจงรูปกระแสของสายอากาศเชิงเส้นเมื่อค่ากระแสสูงสุดไม่ได้อยู่ที่ขั้วสายอากาศ

3.3 สายอากาศไดโพลความยาวครึ่งความยาวคลื่น

สายอากาศชนิดหนึ่งที่นิยมใช้กันคือสายอากาศไดโพลครึ่งความยาวคลื่น ($l = \lambda/2$) เนื่องจากค่าความต้านทานการแผ่กำลังมีค่าเท่ากับ 73Ω ซึ่งใกล้เคียงกับอิมพีแดนซ์คุณสมบัติของสายส่งสัญญาณ 75Ω ซึ่งทำให้แมตซ์ซึ่งได้ง่ายโดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อเกิดสภาวะเรโซแนนซ์องค์ประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศไดโพลครึ่งความยาวคลื่น สามารถลดรูปได้เป็น (3.24) และ (3.25) เมื่อให้ $l = \lambda/2$

$$E_\theta \simeq j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right] \quad (3.24)$$

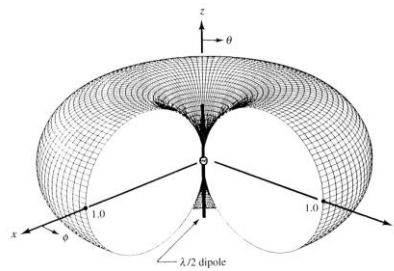
$$H_\phi \simeq j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right] \quad (3.25)$$

ในทางกลับกันค่าความหนาแน่นกำลังเฉลี่ยและค่าความเข้มการแผ่กำลังสามารถเขียนได้โดย

$$W_{av} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]^2 \simeq \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \sin^3\theta \quad (3.26)$$

และ

$$U = r^2 W_{av} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]^2 \simeq \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \sin^3\theta \quad (3.27)$$



รูปที่ 3.6 แบบรูปการแผ่กำลัง 3 มิติของสายอากาศไดโพลครึ่งความยาวคลื่น

ซึ่งเมื่อแบบรูปการแผ่กำลังแบบ 2 มิติถูกแสดงในรูปที่ 3.1 และแบบ 3 มิติถูกแสดงไว้ในรูปที่ 3.6 เมื่อทำการย้ายส่วนหนึ่งของแบบรูปออกไปประมาณ 90 องศา จะเห็นได้ว่าแบบรูปในระนาบมุมยกจะเป็นรูปเลขแปด ค่าการแผ่กำลังสามารถหาได้จากกรณีพิเศษของสมการที่ (3.5) หรือ

$$P_{rad} = \eta \frac{|I_0|^2}{4\pi} \int_0^\pi \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right) d\theta}{\sin \theta} \quad (3.28)$$

ซึ่งเมื่อลดรูปการอินทิเกรตลงเป็นกรณีพิเศษของสมการที่ (3.6) คือ

$$P_{rad} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{1 - \cos y}{y} \right) dy = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi} C_{in}(2\pi) \quad (3.29)$$

โดยนิยามของ $C_{in}(x)$ คือสมการที่ (3.9) และ $C_{in}(2\pi)$ มีค่าเท่ากับ

$$C_{in}(2\pi) = 0.5772 + \ln(2\pi) - C_i(2\pi) = 0.5772 + 1.838 - (-0.02) \simeq 2.435 \quad (3.30)$$

ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศไดโพลครึ่งความยาวคลื่นจะมีค่าเท่ากับ

$$D_0 = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} = \frac{4\pi U|_{\theta=\frac{\pi}{2}}}{P_{rad}} = \frac{4}{C_{in}(2\pi)} = \frac{4}{2.435} \simeq 1.643 \quad (3.31)$$

สอดคล้องกับพื้นที่ประสิทธิภาพสูงสุดจะมีค่าเท่ากับ

$$A_{em} = \frac{\lambda^2 D_0}{4\pi} = \frac{\lambda}{4\pi} (1.643) \simeq 0.13\lambda^2 \quad (3.32)$$

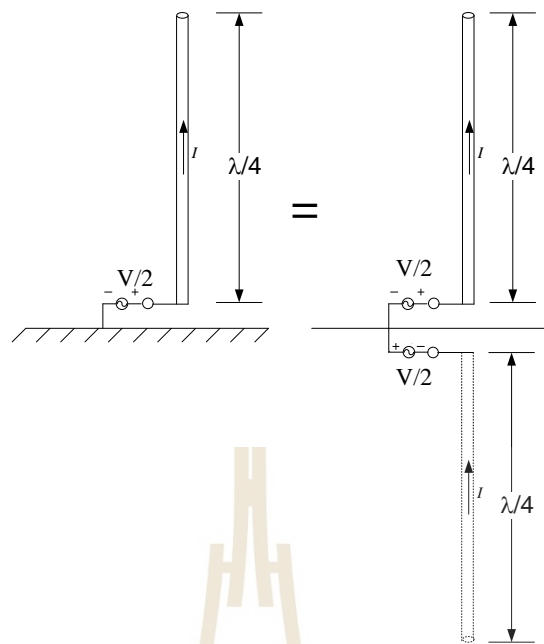
ค่าความต้านทานการแผ่กำลังสำหรับตัวกลางที่เป็นอากาศ ($\eta = 120\pi$) คือ

$$R_r = \frac{2P_{rad}}{|I_0|^2} = \frac{\eta}{4\pi} \text{Cin}(2\pi) = 30(2.435) \simeq 73 \Omega \quad (3.33)$$

ค่าความต้านทานการแผ่กำลังในสมการที่ (3.33) ก็คือค่าความต้านทานการแผ่กำลังที่ขั้วต่อของสายอากาศ เนื่องจากค่ากระแสสูงสุดของสายอากาศไดโพลครึ่งความยาวคลื่นจะปรากฏที่ขั้วต่อของสายอากาศพอดี

3.4 ออกแบบสายอากาศโมโนโพล $\lambda/4$

ถ้าต้องการให้สายอากาศโมโนโพลทำงานคล้ายกับสายอากาศไดโพล จำเป็นต้องให้สายอากาศโมโนโพลต่อกับระนาบกราวด์ที่มีขนาดเป็นอนันต์ โดยวัสดุที่นำมาทำระนาบกราวด์ต้องเป็น PEC จึงจะทำให้ได้แบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศทั้งสองชนิดนี้จึงจะเหมือนกัน แต่เนื่องด้วยสายอากาศโมโนโพลจะมีการต่อระนาบกราวด์ จึงทำให้ไม่มีแรงดันตรงระนาบกราวด์นั้นมีค่าเป็นศูนย์ หรือจะเรียกได้ว่ามีแรงดันเป็นครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพล จึงเป็นเหตุให้สายอากาศโมโนโพลมีค่าอิมพีแดนซ์เป็นครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพล และเนื่องด้วยระนาบกราวด์จึงทำให้กำลังที่แผ่จะมีเฉพาะส่วนบน หรือเรียกได้ว่ากำลังในการแผ่ของสายอากาศโมโนโพลมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพล และสามารถอธิบายอีกนัยยะหนึ่งได้ว่า ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศโมโนโพลก็จะมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพลด้วย และจากเหตุผลที่ว่ากำลังในการแผ่ของสายอากาศโมโนโพลลดไปครึ่งนั้นจึงเป็นเหตุผลให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศโมโนโพลมีค่าเป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับสายอากาศไดโพล เพราะค่าสภาพเจาะจงทิศทางจะมีค่าแปรผกผันกันกับกำลังที่แผ่ออกไป



(ก) สายอากาศโมโนโพล

(ข) อิมเมจสายอากาศโมโนโพล

รูปที่ 3.7 รูปแบบการไหลของกระแสของสายอากาศโมโนโพล

จากรูปที่ 3.7 จะเห็นได้ว่าถ้าต้องการพิจารณาสายอากาศโมโนโพลจะสามารถใช้หลักการอิมเมจสายอากาศโมโนโพลได้นั้นจำเป็นต้องตั้งสมมุติฐานว่า ระนาบกราวด์เป็นตัวนำยิ่งยวดยาวนานต์ จึงจะสามารถพิจารณาต่อได้ว่า แรงดันที่ป้อนให้สายอากาศโมโนโพลนั้นจะเป็นครึ่งหนึ่งของอิมเมจ แต่มีกระแสเท่ากัน จึงทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของของสายอากาศโมโนโพลเป็นครึ่งหนึ่งของ ดังสมการที่ (3.34)

$$Z_{monopole} = \frac{V_{monopole}}{I_{monopole}} = \frac{\frac{1}{2}V_{dipole}}{I_{dipole}} \quad (3.34)$$

เมื่อ $I_{monopole} = I_{dipole}$ จะได้ค่าอิมพีแดนซ์เป็น

$$Z_{monopole} = \frac{1}{2}Z_{dipole} = 36.5 + j21.25 \Omega \quad (3.35)$$

หรือให้จำง่าย $Z_{monopole} = 35 \Omega$ ที่ความถี่ตอบสนอง ด้วยเหตุผลเดียวกันนี้ก็สามารถประยุกต์สายอากาศโมโนโพลได้ทุกความยาวด้วยหลักการอิมเมจ ซึ่งจะเห็นได้ว่าสนามของสายอากาศโมโนโพลสามารถให้สัญญาณได้เหมือนสายอากาศไดโพลที่ $\theta \leq 90^\circ$ แต่เมื่อสนามด้านล่างกราวด์มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นกำลังที่แผ่ของสายอากาศโมโนโพลก็จะเห็นเป็นครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพล แนวคิดนี้ถูกยืนยันด้วยข้อเท็จจริงที่ว่าค่าความต้านทานการแผ่กำลังก็จะเป็นครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพล ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศไดโพลถูกกำหนดจาก

$$D_{dipole} = \frac{U_m}{U_{avg}} = \frac{U_m}{W_d / 4\pi} \quad (3.36)$$

เมื่อ W_d เป็นค่าการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพล ขณะที่สายอากาศโมโนโพลมีการแผ่กำลังกำลังเป็นครึ่งหนึ่งเท่านั้นหรือ $W_m = \frac{1}{2}W_d$ ดังนั้น $D_{monopole} = \frac{U_m}{W_d / 8\pi}$ หรือ

$$D_{monopole} = 2D_{dipole} \quad (3.37)$$

นั่นก็คือ สายอากาศโมโนโพลจะมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางเป็น 2 เท่าของสายอากาศไดโพล หรือ 3 dB นั่นเอง การเพิ่มขึ้นสองค่าสภาพเจาะจงทิศทางไม่ได้หมายความว่ามีการเพิ่มความเข้มการแผ่ขึ้นแต่ที่จริงแล้วเป็นการลดกำลังความหนาแน่นลง เนื่องด้วยในการพิจารณานั้นแรงดันของโมโนโพลได้ลดลงไปครึ่งหนึ่ง จึงทำให้กำลังงานลดลงครึ่ง หรือจะพิจารณาอีกอย่างหนึ่งว่าในการหาการแผ่กำลังกำลังของสายอากาศโมโนโพลที่ระนาบกราวด์เป็นอนันต์ เมื่อ

$$\left(\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right)^2 \cong \sin^3 \theta \quad (3.38)$$

นำสมการ (3.38) แทนในสมการ (3.28) และ จะได้ (3.39)

$$P_{rad} = \frac{\eta L_0^2}{8\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} \sin^4 \theta d\theta d\phi \quad (3.39)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\eta I_0^2}{8\pi^2} \int_0^{2\pi} d\phi \cdot \int_0^{\pi/2} \sin^4 \theta d\theta \\
&= \frac{\eta I_0^2}{8\pi^2} \cdot 2\pi \cdot \int_0^{\pi/2} [1 - 2\cos 2\theta + \cos^2 2\theta] d\theta \\
&= \frac{\eta I_0^2}{8\pi^2} \cdot 2\pi \cdot \frac{1}{4} \left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4} \right] \\
P_{rad} &= \frac{3\eta I_0^2}{64}
\end{aligned}$$

เมื่อกำหนดเงื่อนไขลิมิตมุม $0 \leq \theta \leq 90^\circ$ และจากค่าการแผ่กำลังของคลื่น มีค่าดังสมการ(3.40)

$$P_{rad} = \frac{1}{2} I_0^2 R_{rad} \quad (3.40)$$

จาก (3.39) และ (3.40) สามารถหาค่าความต้านทานการแผ่กำลังของสายอากาศโมโนโพลบนระนาบกราวด์เป็น (3.41)

$$R_{rad} = \frac{3\eta}{32} \quad (3.41)$$

ในอากาศ $\eta = 120\pi \Omega$ ดังนั้นค่าความต้านทานการแผ่สายอากาศโมโนโพล จะมีค่าเท่ากับ

$$R_{rad} = 35.343 \Omega \quad (3.42)$$

โดยที่ค่าสภาพเจาะจงทิศทางจะเท่ากับ

$$D_0 = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}} \quad (3.43)$$

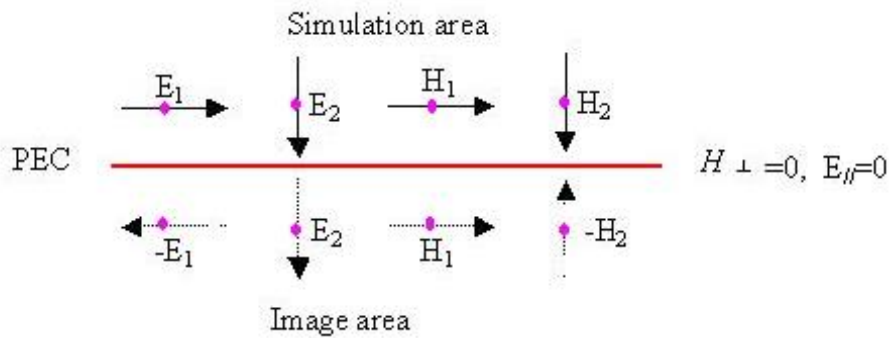
เมื่อ $U = \frac{\eta I_0^2}{8\pi^2} \sin^3 \theta$ ดังนั้น $U_{\max} = \frac{\eta I_0^2}{8\pi^2}$ นำค่า U_{\max} และ P_{rad} แทนค่าใน(3.43) จะได้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศโมโนโพลเท่ากับ

$$D_{monopole} = \frac{32}{3\pi} = 3.39 \approx 5.31 \text{ dBi} \quad (3.44)$$

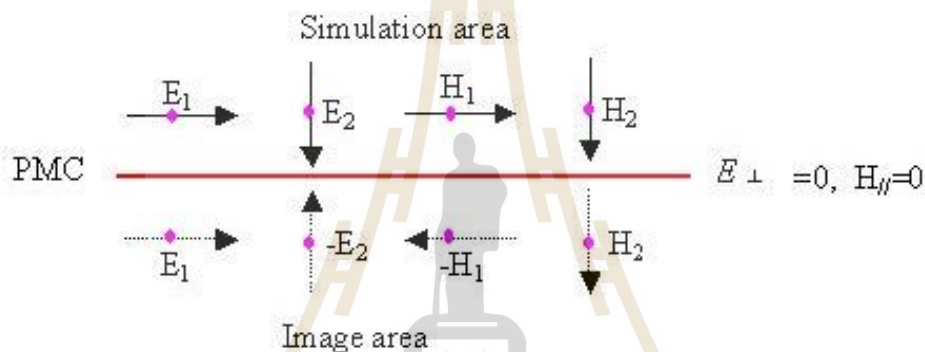
เนื่องด้วยการพิจารณานั้นเริ่มจากแรงดันของสายอากาศโมโนโพลจะเป็นครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพล เพราะกำลังงานที่แผ่กระจายตรงกันกับแรงดัน ถ้าแรงดันลดลง ค่ากำลังงานที่แผ่ออกมานั้นก็จะน้อยลง จากสมการที่ (3.37) นั้นจะเห็นค่า ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของโมโนโพลจะเป็นสองเท่าของไดโพล การที่ได้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของโมโนโพลเพิ่มเป็นสองเท่า นั้นไม่ได้หมายความว่ากำลังเป็นสองเท่าแต่กลับเป็นเพราะกำลังลดลงครึ่งหนึ่งเนื่องจากแรงดันน้อยลงไปครึ่งหนึ่ง ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศโมโนโพลนั้นมีสัมพันธ์กับสายอากาศไดโพล ถ้าค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศไดโพลที่ยาว $2L$ มีค่าเป็น $D1$ เดซิเบล จะมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศโมโนโพลยาว L จะมีค่าเท่ากับ $D1+3$ เดซิเบล

3.5 ตัวนำประดิษฐ์ (Artificial conductor)

ครั้งแรกๆที่ smith et.al ได้นำเสนอเกี่ยวกับ Double negative medium จะประกอบไปด้วย ไมโครสตริปเส้นยาว และก็โครงสร้างที่เป็น split – ring resonators ต่อมาบทความหลายๆ ก็ได้ยอมรับและนำเสนอว่าเส้นลวดตัวกลาง wire medium ก็เป็นโครงสร้างของอภิวัดด้วยเช่นกัน วัสดุธรรมชาติจะมีความสามารถในการเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้น้อย จึงได้มีการวิจัยและสร้างวัสดุเทียมขึ้น เป็นที่รู้จักกันในชื่ออภิวัด ผลตอบสนองทางความถี่ของอภิวัดจะขึ้นอยู่กับขนาดและการจัดวางองค์ประกอบ อภิวัดมีหลายชื่อเช่น Artificial Magnetic Conductor (AMC) หรือ High Impedance Surface (HIS) หรือ Perfect Magnetic Conductor (PMC) โดยมีความสัมพันธ์ต่างกันระหว่างตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ หรือ perfect electric conductor (PEC) กับ PMC จากทฤษฎีเงา ในการวิเคราะห์คุณสมบัติของสนามที่อยู่ใกล้ระนาบตัวนำขนาดอนันต์ จะทำได้โดยคิดว่ามีแหล่งกำเนิดสนามเสมือน (เงา) ซึ่งแสดงถึงส่วนของสนามที่สะท้อนระนาบตัวนำเพิ่มขึ้นมา จากรูปที่ 3.8 ระนาบตัวนำขนาดอนันต์มีค่าความนำไฟฟ้าเป็นอนันต์ ถ้ามีสนามไฟฟ้าอยู่ในแนวตั้งฉาก (E_2) กับระนาบตัวนำขนาดอนันต์จะมีสนามเงาเป็นเหมือนสนามไฟฟ้า (E_2) คือเฟสไม่มีการเปลี่ยนแปลง แต่ถ้าสนามไฟฟ้าอยู่แนวขนาน (E_1) กับตัวนำแล้ว สนามเงาจะเฟสต่างกัน 180 องศา ซึ่งทำให้ได้ว่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าเป็น -1 ไม่เพียงเท่านั้น สนามแม่เหล็กที่ขนาน (H_1) กับระนาบตัวนำไฟฟ้าก็จะมีเฟสเดียวกันกับสนามแม่เหล็กเงาด้วย แต่ถ้าสนามแม่เหล็กตั้งฉาก (H_2) กับระนาบตัวนำจะมีเฟสต่างไป 180 องศา ดังเช่นสนามไฟฟ้า (E_1)

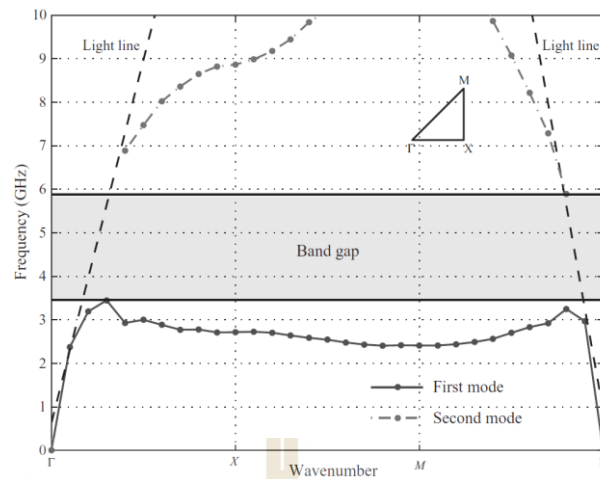


รูปที่ 3.8 สนามไฟฟ้า สนามแม่เหล็ก ที่ผ่านตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์



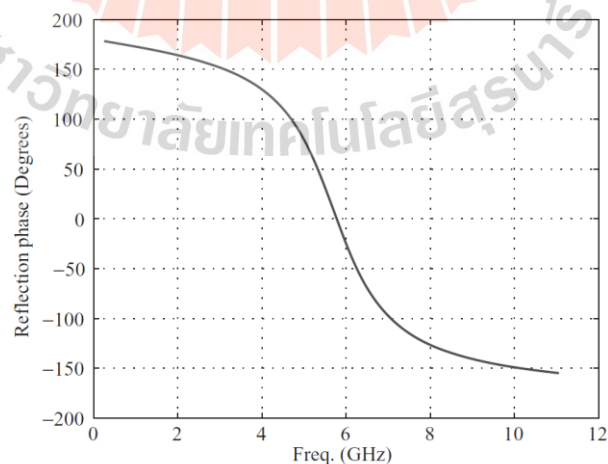
รูปที่ 3.9 สนามไฟฟ้า สนามแม่เหล็ก ที่ผ่านตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์

รูปที่ 3.9 แสดงคุณลักษณะของสนามไฟฟ้า สนามแม่เหล็ก เมื่อวางใกล้ตัวนำแม่เหล็ก ซึ่งจะมีคุณลักษณะตรงกันข้ามกับรูปที่ 3.8 คือ สนามไฟฟ้าที่ขนาน (E_1) กับระนาบตัวนำจะมีสนามเงาเฟสเดียวกันกับ (E_1) ส่วนสนามไฟฟ้าที่ตั้งฉาก (E_2) กับระนาบตัวนำแม่เหล็กจะมีเฟสตรงกันข้ามหรือที่เรียกว่า out of phase กรณีสนามแม่เหล็กขนาน (H_1) กับระนาบแม่เหล็กก็จะได้ผลลัพธ์ของสนามเงาเป็นเฟสตรงกันข้ามด้วย และถ้าสนามแม่เหล็กขนาน (H_2) กับระนาบสนามแม่เหล็กก็จะได้สนามเงาที่มีเฟสเดียวกัน ต่อมาถ้าคลื่นที่มาตกกระทบ (incident wave) กับตัวนำประดิษฐ์เป็นคลื่นผิว (surface wave) จะได้ว่า $k_x^2 + k_y^2 \leq k_0^2$ เมื่อ k_z เป็นจำนวนจินตภาพเชิงบวก (purely imaginary) โดยที่โครงสร้างตัวนำประดิษฐ์จะแสดงแถบความถี่ตอบสนองพิเศษ (frequency band gap) โดยที่มุมของคลื่นผิวที่ตกกระทบและโพลาไรเซชันนั้นจะไม่สามารถแผ่ได้ ซึ่งมีคุณสมบัติเป็น high impedance surface แสดงดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 ผังไดอะแกรมการกระจายความถี่ของ โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

จากรูปที่ 3.11 ถ้าคลื่นที่ตกกระทบเป็นคลื่นระนาบ (plane wave) จะได้ $k_x^2 + k_y^2 \leq k_0^2$ เมื่อ k_x เป็นค่าจำนวนจริง โดยการสะท้อนของเฟส (Phase Reflection) ของโครงสร้างตัวนำประติศฐ์เท่ากับ 0 องศา นั้นหมายความว่าสนามไฟฟ้าที่เข้ามาแบบขนานกับตัวนำประติศฐ์จะมีเฟสเดียวกันกับสนามไฟฟ้าที่ออกไปจากตัวนำประติศฐ์ หรือจะมองอีกอย่างหนึ่งว่าเมื่อสนามแม่เหล็กตั้งฉากกระทบบัตัวนำประติศฐ์ก็จะสนามแม่เหล็กนั้นผ่านไปอย่างไม่มีกรเปลี่ยนแปลงของเฟส นั้นเป็นเพราะตัวนำประติศฐ์นั้นเป็นตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์ที่หาไม่ได้จากธรรมชาตินั่นเอง

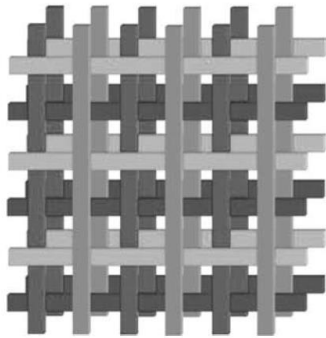


รูปที่ 3.11 การสะท้อนของเฟส

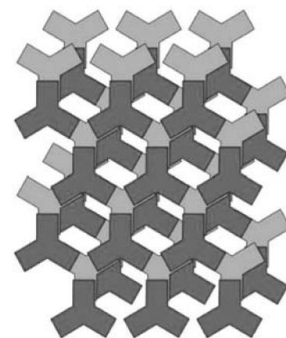
โดยหลักการของอภิวัดคือจะทำให้ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (ϵ ; permittivity) และค่าซึมซาบแม่เหล็ก (μ ; permeability) เปลี่ยนไปจากค่าเดิม โดยในอวกาศว่าง (Free space) จะมีค่า $\epsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi}$ และ $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ เมื่อ $\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$ และ $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ โดยที่ ϵ_r คือ ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของตัวกลาง และ μ_r คือ ค่าซึมซาบแม่เหล็กของตัวกลาง แต่ในกรณีของวัสดุเทียมที่สร้างขึ้นจะทำให้ค่าของตัวใดตัวหนึ่ง หรือทั้งสองเปลี่ยนไป โดยจะมีค่าน้อยลงเข้าใกล้ศูนย์ หรือติดลบก็ได้ ซึ่งค่าดังกล่าวจะมีความสัมพันธ์กับค่าดัชนีหักเห (n) โดยพิจารณาจาก $n = \frac{c}{v} = \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{\mu_0\epsilon_0}} = \sqrt{\mu_r\epsilon_r}$ เมื่อ c คือ ความเร็วแสงในอวกาศว่าง และ v คือ ความเร็วแสงที่ผ่านตัวกลางใดๆ ซึ่งในอวกาศว่างจะมีค่าดัชนีการหักเหเท่ากับ 1

3.6 โพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า

โพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าหรือ EBG (Electromagnetic Band Gap) คือ วัสดุที่ขัดขวางหรือสนับสนุนการแผ่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในแถบความถี่ที่เฉพาะเจาะจงสำหรับทุกๆ มุมตกกระทบและทุกๆ สถานะของการโพลาไรซ์ โดยปกติแล้ว EBG จะประกอบด้วยวัสดุที่เป็นไดอิเล็กตริกและตัวนำที่เป็นโลหะ สามารถแบ่งประเภทของ EBG ตามลักษณะโครงสร้างของ EBG ได้ 3 ประเภท ได้แก่ (1) EBG โครงสร้างปริมาตรแบบ 3 มิติ (2) EBG ระนาบบนผิวหน้าแบบ 2 มิติ และ (3) EBG เส้นส่งผ่านพลังงานแบบ 1 มิติ รูปที่ 3.12 แสดงโครงสร้างของ EBG แบบ 3 มิติ คือ มีโครงสร้างเป็นลักษณะแบบกองฟืน (woodpile) ซึ่งประกอบด้วยแถบสี่เหลี่ยมของไดอิเล็กตริก (E. Ozbay, A. Abeyta, G. Tuttle, M. Tringides, R. Biswas, C. T. Chan, C. M. Soukoulis, and K. M. Ho, 1994) และมีโครงสร้างเป็นแถวลำดับแบบมี 3 ขา (Tripod array) ซึ่งจะเป็นโลหะหลายๆ ชั้นซ้อนกันอยู่ ซึ่งลักษณะการถักวางโครงสร้างดังกล่าวก็ทำให้เกิดสภาวะช่องว่างแถบแม่เหล็ก (A.S. Barlevy, and Y. Rahmat-Samii, 2001) แสดงดังรูปที่ 3.12 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



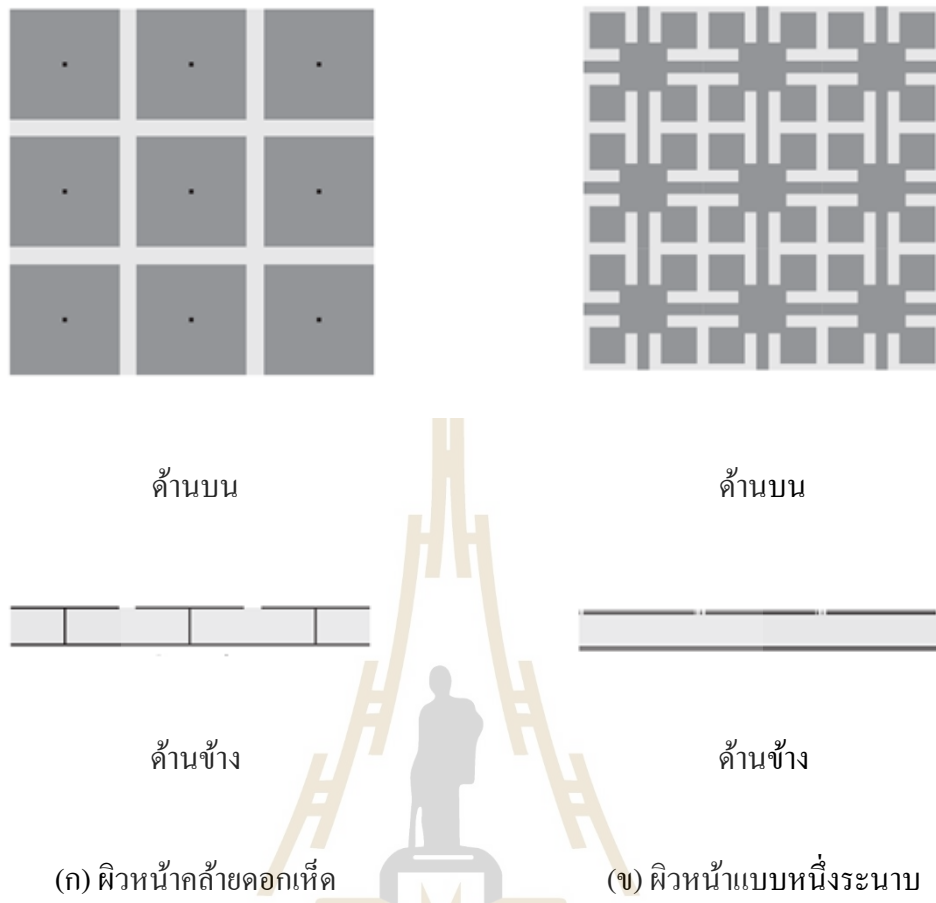
(ก) โพรงแบบก่องฟืน



(ข) โพรงแถวลำดับแบบม้านั่งที่มี 3 ขา

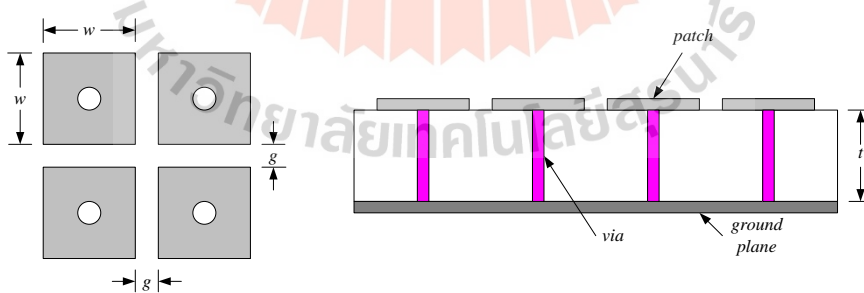
รูปที่ 3.12 EBG แบบ 3 มิติ

สำหรับ EBG ระนาบบนผิวหน้าแบบ 2 มิติจะมีลักษณะเป็นผิวหน้าคล้ายดอกเห็ด (Mushroom-like) (D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch, 1999) และผิวหน้าแบบหนึ่งระนาบ (Uni-planar) (F.-R. Yang, K.-P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh, 1999) แสดงดังรูปที่ 3.13 (ก) และ (ข) ตามลำดับ สำหรับพารามิเตอร์ของ EBG เพื่อง่ายแก่การทำความเข้าใจในวิธีดำเนินการของ EBG ผู้วิจัยจะนำเสนอโครงสร้างอย่างง่าย คือ โครงสร้าง EBG ที่มีผิวหน้าคล้ายดอกเห็ดแบบ 2 มิติ ดังแสดงใน รูปที่ 3. 14 โครงสร้าง EBG แบบ 2 มิติ ประกอบด้วย 4 ส่วนดังนี้ (1) แผ่นกราวด์โลหะ (metal ground plane) (2) วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก (Dielectric Substrate) (3) แผ่นโลหะวางเป็นคาบบนไดอิเล็กตริกหรือแพทช์ (Patch) และ (4) ตัวเชื่อมแนวตั้งระหว่างแผ่นโลหะด้านบนกับแผ่นกราวด์โลหะหรือเวีย (vias) ซึ่งคูมีรูปทรงเรขาคณิตคล้ายดอกเห็ด



(ก) ผนังน้ำกล้ายดอกเห็ด (ข) ผนังน้ำแบบหนึ่งระนาบ

รูปที่ 3.13 EBG แบบ 2 มิติ



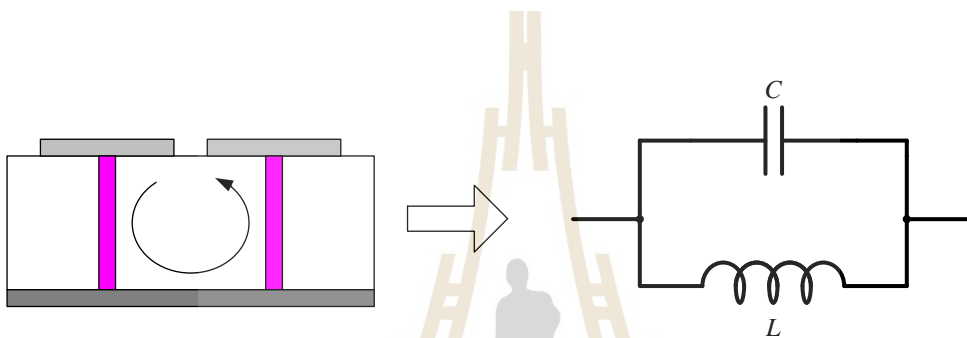
(ก) ด้านบน

(ข) ด้านข้าง

รูปที่ 3.14 พารามิเตอร์และรูปแบบของโครงสร้าง EBG ผนังน้ำกล้ายดอกเห็ด

จากรูปที่ 3.14 แสดงโครงสร้างและพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของโครงสร้าง EBG ประกอบด้วยค่าต่าง ๆ ดังนี้

- W คือ ความกว้างของแผ่นตัวนำด้านบน
 g คือ ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำด้านบน
 h คือ ความสูงของฐานรองไดอิเล็กตริก
 ϵ_r คือ ค่าคงที่สภาพยอมของไดอิเล็กตริก
 r คือ รัศมีของเวีย



รูปที่ 3.15 วงจรสมมูลของ โครงสร้าง EBG ผิวหน้าคล้ายดอกเห็ด

จากรูปที่ 3.15 สามารถอธิบายรูปแบบสื่อกลางของโครงสร้าง EBG ได้ด้วยวงจรสมมูลของวงจรที่ประกอบไปด้วยค่าเหนี่ยวนำ (L) และค่าความจุ (C) โดยค่าความจุที่เกิดขึ้นเป็นผลจากช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำด้านบน และค่าเหนี่ยวนำเกิดจากกระแสที่ไหลไปตามตัวนำที่อยู่ใกล้กัน ซึ่งสามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์ขนานหาได้จากสมการ (3.45)

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (3.45)$$

ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรคำนวณได้จากสมการ (3.46)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.46)$$

ที่ความถี่ต่ำค่าอิมพีแดนซ์จะเป็นการเหนี่ยวนำและรองรับคลื่นระดับพื้นผิวของสนามแม่เหล็กตามขวาง (TM Surface Wave) โดยจะเปลี่ยนเป็นค่าความจุที่ความถี่สูงรองรับคลื่น

ระดับพื้นผิวของสนามไฟฟ้าตามขวาง (TE Surface Wave) และเมื่อเข้าใกล้ความถี่เรโซแนนซ์ (ω_0) EBG จะไม่รองรับคลื่นระดับพื้นผิวใด ๆ เนื่องจากอยู่ในสถานะที่ค่าอิมพีแดนซ์สูงมากๆ และการที่อิมพีแดนซ์ระดับพื้นผิวสูงมากส่งผลให้คลื่นระดับพื้นผิวจะสะท้อนกลับโดยไม่กลับเฟสที่เกิดขึ้นบน PEC โดยที่ค่าของตัวเก็บประจุสามารถพิสูจน์โดยใช้การส่งคงรูป (Conformal Mapping) ซึ่งเป็นเทคนิคการคำนวณการกระจายสนามไฟฟ้าสถิต 2 มิติ หาค่าได้จากสมการ (3.47)

$$C = \frac{W\epsilon_0(1+\epsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{W+g}{g}\right) \quad (3.47)$$

ค่าความเหนี่ยวนำสามารถหาได้จากวงจรกระแสแสดงในรูปที่ 3.9 ประกอบด้วยเส้นลวดโลหะหรือเวีย (Via) และแผ่นโลหะสำหรับกระแสโซลินอยด์ซึ่งเป็นสนามแม่เหล็กสามารถคำนวณด้วยกฎของแอมแปร์ จากวงจรสมมูลตัวเหนี่ยวนำคำนวณจากพลังสนามแม่เหล็กสะสมและกระตุ้นด้วยกระแส จะได้ค่าความเหนี่ยวนำจากสมการ (3.48)

$$L = \mu_0 h \quad (3.48)$$

ตารางที่ 3.1 ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า

วัสดุ	ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของวัสดุ (ϵ_r)
Vacuum	1 (by definition)
Air	$1.00058986 \pm 0.00000050$ (at STP, for 0.9 MHz) ^[1]
PTFE/Teflon	2.1
Polyethylene/XLPE	2.25
Polyimide	3.4
Polypropylene	2.2–2.36
Polystyrene	2.4–2.7
Carbon disulfide	2.6
Mylar	3.1

วัสดุ	ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของวัสดุ (ϵ_r)
Paper	3.85
Electroactive polymers	2–12
Mica	3-6
Silicon dioxide	3.9
Sapphire	8.9–11.1 (anisotropic)
Concrete	4.5
Pyrex (Glass)	4.7 (3.7–10)
Neoprene	6.7
Rubber	7
Diamond	5.5–10
Salt	3–15
Graphite	10–15
Silicon	11.68
Silicon nitride	7-8 (polycrystalline, 1 MHz)
Ammonia	26, 22, 20, 17 (−80, −40, 0, 20 °C)
Methanol	30
Ethylene glycol	37
Furfural	42.0
Glycerol	41.2, 47, 42.5 (0, 20, 25 °C)
Water	88, 80.1, 55.3, 34.5 (0, 20, 100, 200 °C) for visible light: 1.77

วัสดุ	ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของวัสดุ (ϵ_r)
Hydrofluoric acid	175, 134, 111, 83.6 -73 °C, -42 °C, -27 °C, 0 °C),
Hydrazine	52.0 (20 °C),
Formamide	84.0 (20 °C)
Sulfuric acid	84–100 (20–25 °C)
Hydrogen peroxide	128 aq–60 (–30–25 °C)
Hydrocyanic acid	158.0–2.3 (0–21 °C)
Titanium dioxide	86–173
Strontium titanate	310
Barium strontium titanate	500
Barium titanate ^[7]	1200–10,000 (20–120 °C)
Lead zirconate titanate	500–6000
Conjugated polymers	1.8–6 up to 100,000
Calcium copper titanate	>250,000

ตารางที่ 3.2 ค่าความสัมพันธ์ของค่าซึมซาบแม่เหล็กและค่าซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์

วัสดุ	ค่าซึมซาบแม่เหล็ก μ	ค่าซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ μ_r
Air	$1.25663753 \cdot 10^{-6}$	1.00000037
Aluminum	$1.256665 \cdot 10^{-6}$	1.000022
Austenitic stainless steel	$1.260 \cdot 10^{-6} - 8.8 \cdot 10^{-6}$	1.003^{-7}

วัสดุ	ค่าซึมซาบแม่เหล็ก μ	ค่าซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ μ_r
Bismuth	$1.25643 \cdot 10^{-6}$	0.999834
Carbon Steel	$1.26 \cdot 10^{-4}$	100
Cobalt-Iron (high permeability strip material)	$2.3 \cdot 10^{-2}$	18000
Copper	$1.256629 \cdot 10^{-6}$	0.999994
Ferrite (nickel zinc)	$2.0 \cdot 10^{-5} - 8.0 \cdot 10^{-4}$	16 – 640
Ferritic stainless steel (annealed)	$1.26 \cdot 10^{-3} - 2.26 \cdot 10^{-3}$	1000 – 1800
Hydrogen	$1.2566371 \cdot 10^{-6}$	1
Iron (99.8% pure)	$6.3 \cdot 10^{-3}$	5000
Iron (99.95% pure Fe annealed in H)	$2.5 \cdot 10^{-1}$	200000
Martensitic stainless steel (annealed)	$9.42 \cdot 10^{-4} - 1.19 \cdot 10^{-3}$	750 – 950
Martensitic stainless steel (hardened)	$5.0 \cdot 10^{-5} - 1.2 \cdot 10^{-4}$	40 – 95
Nanoperm	$1.0 \cdot 10^{-1}$	80000
Neodymium magnet	$1.32 \cdot 10^{-6}$	1.05
Nickel	$1.26 \cdot 10^{-4} - 7.54 \cdot 10^{-4}$	100 – 600
Permalloy	$1.0 \cdot 10^{-2}$	8000
Platinum	$1.256970 \cdot 10^{-6}$	1.000265
Sapphire	$1.2566368 \cdot 10^{-6}$	0.99999976
Superconductors	0	0
Teflon	$1.2567 \cdot 10^{-6}$	1
Vacuum (μ_0)	$4\pi \cdot 10^{-7}$	1
Water	$1.256627 \cdot 10^{-6}$	0.999992
Wood	$1.25663760 \cdot 10^{-6}$	1.00000043

3.7 หลักการของนิโคลสันโรสเวียร์ (Nicolson-Ross-Weir (NRW) method)

การหาค่า ϵ_r และ μ_r ด้วยหลักการของ NRW นั้นจะพิจารณาจากขนาด (Magnitude) และ เฟส (Phase) ของค่าการส่งผ่าน (S_{21}) และค่าการสะท้อนกลับ (S_{11}) มีสายอากาศสองตัวที่ใช้ในการรับและส่งสัญญาณ โดยมีวัสดุที่ต้องการวัดอยู่ตรงกลางระหว่างสายอากาศทั้งสองต้น ระยะห่างระหว่างวัสดุและสายอากาศทั้งสองต้นนั้นต้องห่างด้วยระยะที่เท่ากัน โดยหลักการของ NRW จะต้องกำหนดความหนาของวัสดุ และวัสดุที่ต้องการวัดนั้นควรจะเป็นแผ่นระนาบจะได้ค่าความถูกต้องที่ใกล้เคียงมากกว่าวัสดุที่มีความโค้ง เมื่อได้ค่า S_{11} และ S_{21} นำไปแทนค่าในสมการที่ (3.50) จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับดังสมการที่ (3.49) หลังจากนั้นนำค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแทนลงในสมการที่ (3.51) จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน

$$\Gamma = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (3.49)$$

เมื่อ $|\Gamma| < 1$

$$X = \frac{S_{11}^2 - S_{21} + 1}{2S_{11}} \quad (3.50)$$

$$T = \frac{S_{11} - S_{21} + \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \quad (3.51)$$

ค่าซิมซามแม่เหล็กและค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าสามารถคำนวณได้ดัง(3.52) และ (3.53) ตามลำดับ

$$\mu_r = \frac{1 + \Gamma}{\Lambda(1 - \Gamma) \sqrt{\frac{1}{\lambda_c^2} - \frac{1}{\lambda_0^2}}} \quad (3.52)$$

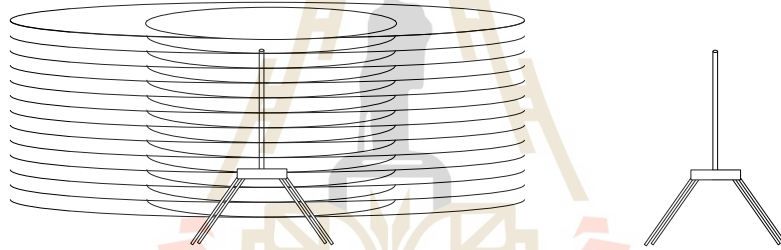
λ_c คือ ค่าความยาวคลื่นตัด และ λ_0 คือ ค่าความยาวคลื่นปฏิบัติการ

$$\epsilon_r = \frac{\lambda_c^2}{\mu_r} \left[\frac{1}{\lambda_c^2} - \left(\frac{1}{2\pi L} \ln \left(\frac{1}{T} \right) \right)^2 \right] \quad (3.53)$$

เมื่อ

$$\frac{1}{\Lambda^2} = - \left(\frac{1}{2\pi L} \ln \left(\frac{1}{T} \right) \right)^2 \quad (3.54)$$

เมื่อ L คือ ความหนาของวัสดุที่ทำกรวด จาก (3.52) เป็นคำตอบของการหาค่าซิมซามแม่เหล็ก และ (3.53) เป็นคำตอบของการหาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าด้วยหลักการของ NRW



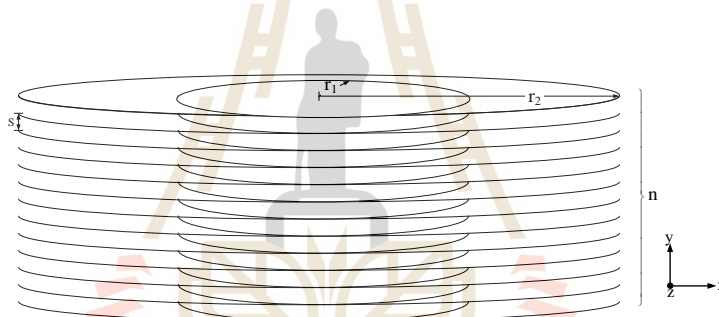
รูปที่ 3.16 การวัดค่าคุณสมบัติของวัสดุแบบอวกาศว่าง

รูปที่ 3.16 เป็นวิธีหนึ่งในวิธีการหาค่าด้วยคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าของวัสดุ (Rothwell, Frasci, Sean, Chahal, & Ouedraogo, 2016) แต่โดยส่วนมากจะเป็นหาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซิมซามสนามแม่เหล็กด้วยท่อนำคลื่น แต่ในกรณีของผู้วิจัยนี้จำเป็นต้องใช้การวัดแบบอวกาศว่าง เพราะเป็นความถี่ต่ำวัสดุที่นำมาใช้จะขึ้นใหญ่ จากผลการจำลองแบบด้วยคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ $S_{11} = 0.12288 \angle -86.909^\circ$ และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน $S_{21} = 0.21246 \angle 121.581^\circ$ นำค่า S_{11} และ S_{21} ที่ได้ไปแทนในสมการที่ (3.50) เพื่อหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับดังสมการที่ (3.49) และหาค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านดังสมการที่ (3.51) โดยที่มีระยะห่างหมายถึงความหนาของโครงสร้างที่ต้องการวัดมีค่าเป็น $L = 0.3\lambda$ (ตามระยะความห่างระหว่าง r_2 กับ r_1) มีค่าความถี่ตัดเท่ากับ $f_c = 850$ MHz หรือมีค่าความยาวคลื่นตัดเป็น $\lambda_c = 35.294$ cm จึงทำให้คำนวณหาค่าสภาพยอมไฟฟ้า

สัมพัทธ์ (ϵ_r) ตามสมการที่ (3.53) มีค่าเท่ากับ 0.651 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าโครงสร้าง CLWM มีค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์เข้าใกล้ศูนย์ Epsilon Near Zero (ENZ)

3.8 โครงสร้างตัวกลางเส้นลวดแบบบ่วงแกนร่วม (Coaxial-Loop Wire Medium: CLWM)

โครงสร้าง CLWM เป็นโครงสร้างที่ประกอบไปด้วยวงแหวนวงกลม 2 วง ที่มีรัศมีต่างกัน คือ r_1 , r_2 รัศมีภายในและภายนอก ตามลำดับ ซึ่งมีเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นลวด (d) ที่ทำเป็นวงแหวนเท่ากันมีค่าเท่ากับ 0.2 cm. กำหนดให้ $a = r_2 - r_1$ มีค่าเท่ากับ 0.3λ (~ 9.8 cm) เมื่อ r_2 มีค่าเท่ากับ 0.45λ และ r_1 มีค่าเท่ากับ 0.15λ มีระยะห่างระหว่างชั้นเป็น s มีค่าเท่ากับ 0.0246 λ มีจำนวนวงแหวน n ชั้น เส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นลวดของ CLWM เป็น $d = 2$ mm ดังรูปที่ 3.17 ซึ่งที่มาของค่าพารามิเตอร์จะได้กล่าวอย่างละเอียดอีกครั้งในบทที่ 4



รูปที่ 3.17 โครงสร้าง CLWM

โครงสร้าง wire medium หรือ มีอีกชื่อหนึ่งคือ rodged medium หรือก็คือโครงสร้างแบบเส้นลวดเป็นอีกโครงสร้างหนึ่งที่ได้ทำการศึกษาคุณลักษณะการเป็นอภิวัดที่มีการจัดวางทั้งแบบ 2 มิติ และ 3 มิติ โครงสร้างที่นำเสนอนี้สามารถให้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากสายอากาศโมโนโพลผ่านได้ ซึ่งก็จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้ดีขึ้น อีกทั้งยังส่งผลต่อเลขคลื่น (wavenumber : k) เมื่อ เลขคลื่น หมายถึงจำนวนลูกคลื่นต่อ 1 เมตร จำนวนของเลขคลื่นที่ผ่านโครงสร้าง CLWM คือ k_{CLWM} ซึ่งค่า ดังกล่าวก็จะนำไปสู่การหาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (permittivity) เริ่มสมการที่ (3.55) ในการหาค่า k_{CLWM} จากปริทัศน์วรรณกรรม ซึ่งจะมีฟังก์ชัน $F(a/s)$ ไม่เพียงพิจารณา a, d แต่จะพิจารณา s ด้วย (Ari, Sergei, & Pavel, 2002). แทนค่าฟังก์ชันแลตติจ (lattice) a กับ s ด้วย $F(a/s)$ ดังสมการ (3.57) ที่ใช้สำหรับการหา k_{CLWM} ดังสมการที่ (3.55)

$$k_{CLWM}^2 = \frac{2\pi}{as \left(\ln \frac{\sqrt{as}}{\pi d} + F(a/s) \right)} \quad (3.55)$$

ซึ่งได้ประยุกต์จากสมการทั่วไปของโครงสร้างแบบเส้นลวด คือ (Ari, Sergei, และ Pavel, 2002)

$$k_p^2 = \frac{2\pi}{a^2 \left(\ln \frac{a}{\pi d} + 0.5275 \right)} \quad (3.56)$$

จากโครงสร้าง CLWM ประกอบไปด้วย วงแหวนตัวนำหลายตัวที่สร้างอคูมิเนียม โดย a และ s มีค่าเป็น 0.3λ และ 0.025λ ตามลำดับนั้น ซึ่งจากสมการที่ (3.56) จะมีเงื่อนไขว่า ระยะระหว่างแลตติคต้องเท่ากันหน้าตัดเป็นรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส และเส้นลวดเป็นเส้นตรง โดยเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นลวดต่อระยะห่างของเส้นลวดต้องน้อยกว่า $0.1(d/a < 0.1)$ โดยที่ 0.5275 นั้นเป็นค่าฟังก์ชัน $F(a/s)$ แต่เนื่องจากเป็นแลตติคแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัสจึงทำให้อัตราส่วนของ a/s มีค่าเท่ากับ 1 จึงส่งผลให้ $F(a/s)$ มีค่าเท่ากับ 0.5275 (Ari, Sergei, และ Pavel, 2002) ขณะที่ $F(a/s)$ ของโครงสร้างที่นำเสนอในรูปของอัตราส่วนของระยะห่างของวงแหวน กับระยะห่างระหว่างชั้นของวงแหวนได้นำเสนอในสมการที่ (3.57)

$$F(a/s) = -\frac{1}{2} \log \left(\frac{a}{s} \right) + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \left(\coth \left(\pi m \frac{a}{s} \right) - 1 \right) + \frac{\pi}{1.8785} \left(\frac{a}{s} \right) \quad (3.57)$$

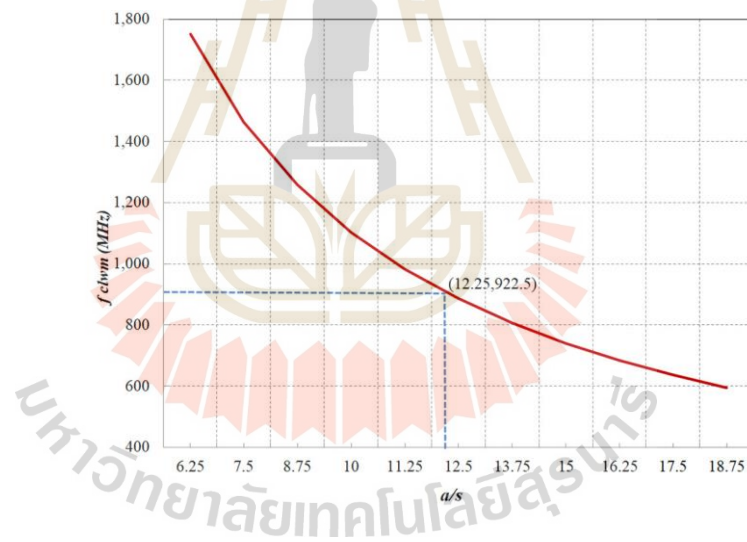
จาก (3.57), ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของ CLWM ที่ความถี่ 922.5 MHz จะมีค่า อัตราส่วน $(a/s) = 12.25$ และค่าฟังก์ชันของอัตราส่วน $F(a/s)$ เท่ากับ 19.9428 และจากค่าแบบประมาณของฟังก์ชัน $F(a/s)$ จะได้อัตราส่วนสมการที่ (3.58)

$$F(a/s) \approx \frac{\pi}{1.8785} \left\{ \left(\frac{a}{s} \right) + \frac{1}{(a/s)} \right\} - \frac{\sqrt{\log^2 \left(\frac{a}{s} \right) + (\pi/3)^2}}{2} \quad (3.58)$$

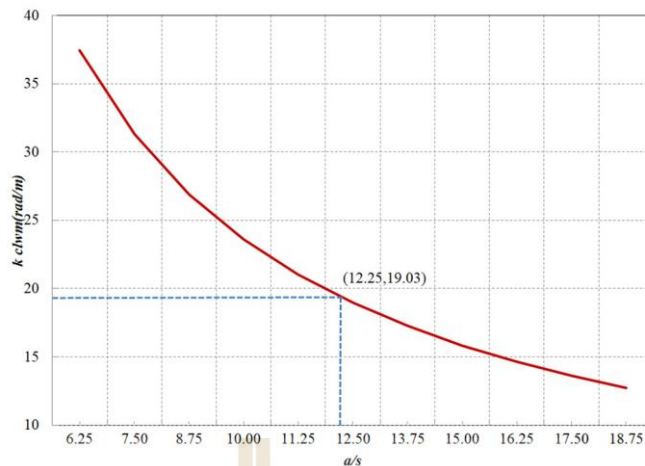
ค่าฟังก์ชัน $F(a/s)$ แบบประมาณจาก (3.58) จะได้ 19.8683 นับได้ว่าค่าที่ใกล้เคียงกัน และนอกจากนี้ฟังก์ชัน $F(a/s)$ ยังสามารถนำไปหาค่าความถี่ของโครงสร้าง CLWM นี้ได้ด้วยสมการที่ (3.59)

$$f_{CLWM} = c \left[\sqrt{2\pi a s \left(\ln \frac{\sqrt{as}}{\pi d} + F(a/s) \right)} \right]^{-1} \quad (3.59)$$

ค่าอัตราส่วนของ (a/s) มีค่าความถี่ของโครงสร้าง CLWM f_{CLWM} จากสมการที่ (3.59) ดังแสดงรูปที่ 3.18 หมายความว่า $(a/s) = 12.25$ จะได้ ความถี่ตอบสนอง 922.5MHz และเมื่อได้ $(a/s) = 12.25$ แล้วย้อนไปคำนวณ ค่า k_{CLWM} จากสมการที่ (3.55) จะมีค่า k_{CLWM} เท่ากับ 19.03 rad/m. ดังรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.18 ความถี่ตอบสนองต่ออัตราส่วน a/s



รูปที่ 3.19 เลขคลื่นของ k_{CLWM} ต่ออัตราส่วน a/s

พิจารณาคุณสมบัติของความหนาแน่นกริดโครงสร้างที่มีผลกับค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าประสิทธิผลจากสมการที่ (3.60)

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_0 \left(1 - \frac{k_{CLWM}^2}{k^2} \right) \quad (3.60)$$

ซึ่งเมื่อแทนฟังก์ชัน $F(a/s)$ เพื่อหาค่า k_{CLWM} ในสมการที่ (3.55) จะมีค่า k_{CLWM} เท่ากับ 19.03 rad/m และสำหรับค่า k (angular wavenumber) จะมีค่าเท่ากับ $k = 2\pi/\lambda$ มีค่าเท่ากับ 19.32 rad/m ซึ่งผลลัพธ์จากสมการที่ (3.60) อธิบายได้เป็น 2 อย่าง คือ กรณี $\varepsilon_{eff} < 0$ สำหรับ $k < k_{CLWM}$ และ $0 < \varepsilon_{eff} < 1$ สำหรับ $k > k_{CLWM}$

3.9 สรุป

บทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศไดโพลและสายอากาศไดโพลความยาวครึ่งความยาวคลื่น รวมทั้งคุณสมบัติต่างๆของสายอากาศไม่ว่าจะเป็นสมการคลื่น ค่าอิมพีแดนซ์ ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง หลังจากนั้นได้กล่าวถึงสายอากาศโมนโพล ที่มีค่าอิมพีแดนซ์เป็นครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพล มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางมีค่าเป็นสองเท่าของสายอากาศไดโพลด้วยเหตุผลว่าระนาบกราวด์เป็นอนันต์ทำให้สนามด้านล่างของระนาบกราวด์เป็นศูนย์ ในขณะที่กระแสวิกขงเท่าเดิมแต่แรงดันหายไปครึ่งหนึ่ง จึงเป็นเหตุให้อิมพีแดนซ์ลดลงครึ่งหนึ่ง ค่ากำลังในการแผ่ลดลง

ครั้งหนึ่งเป็นเหตุให้ผลการคำนวณได้ว่าอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลเป็นสองเท่าของสายอากาศไดโพลหรือจะกล่าวอีกนัยยะหนึ่งคือ ลำดับการอินทิเกรตของสายอากาศโมโนโพลในระนาบมุมจะมีเพียง 0 องศา ถึง $\pi/2$ เรเดียนเท่านั้น ซึ่งต่างจากสายอากาศโมโนโพลที่มีลำดับการอินทิเกรตในระนาบมุมยกตั้งแต่ 0 องศา ถึง π เรเดียน ต่อมาได้กล่าวถึงหลักการของนิโคสัน โรส เวียร์ ซึ่งเป็นหลักการที่ยอมรับในการหาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบสนามแม่เหล็กโดยเริ่มจากนำค่าขนาดและเฟสของอัตราการส่งผ่าน และค่าการสูญเสียย้อนกลับมาคำนวณ ที่สำคัญคือได้แสดงให้เห็นว่าโครงสร้างบ่วงแกนร่วมนี้มีคุณสมบัติของอภิวัดศุ โดยสามารถคำนวณได้ว่าโครงสร้างนี้มีค่า $\epsilon_r = 0.647$ อีกด้วย หลังจากนั้นได้พิจารณาค่า k ของความถี่ และค่า k_{CLWM} ซึ่งผลการคำนวณจะเริ่มจากอัตราส่วนของระยะห่างระหว่าง r_2 กับ r_1 และระยะห่างระหว่างชั้น (a/s) ซึ่งมีอัตราส่วนเท่ากับ 12.25 โดยค่า k ของความถี่จะมีค่าเท่ากับ 19.32 rad/m และค่า k_{CLWM} จะมีค่า 19.03 rad/m นั้นหมายความว่า โครงสร้าง CLWM นี้ ที่ความถี่ 922.5 MHz ทำให้ภายในเส้นลวดแบบบ่วงแกนร่วมนี้มีค่า $0 < \epsilon_{eff} < 1$ หรือจะเรียกได้ว่าอยู่ในสภาวะ ENZ ก็ได้



บทที่ 4

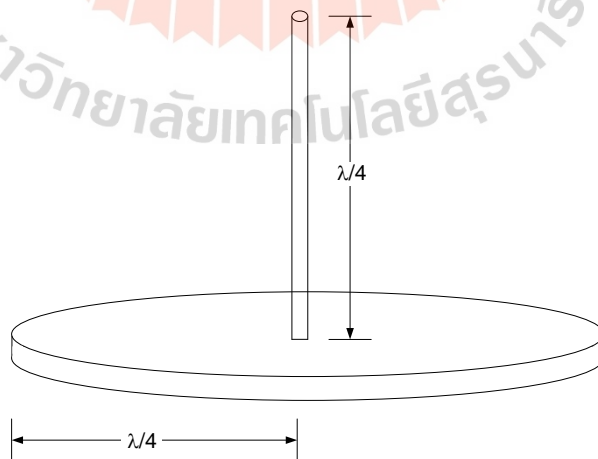
ผลการจำลองการออกแบบโครงสร้างอภิวัดดู และสายอากาศโมนโพล

4.1 กล่าวนำ

บทนี้เป็นการนำสายอากาศโมนโพลใช้งานร่วมกับโครงสร้างอภิวัดดูเพื่อให้อัตราขยายของสายอากาศเพิ่มขึ้น ซึ่งปกติสายอากาศโมนโพลเป็นสายอากาศที่มีแบนด์แคบ อัตราขยายต่ำ มีแบบรูปการแผ่กำลังแบบรอบตัว มีการใช้งานในงานด้านการแผ่กำลังสัญญาณวิทยุ (Radio broadcasting) แต่เพื่อให้มีระยะการส่งสัญญาณที่ไกลมากขึ้นกว่าเดิม (ในขณะที่กำลังส่งเท่าเดิม) จึงจำเป็นต้องเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศโดยการนำมาจัดวางแบบแถวลำดับ (Array) แต่สิ่งได้จากกรวางสายอากาศแบบแถวลำดับนอกเหนือจากอัตราขยายที่เพิ่มขึ้นแล้วยังมีโลบย่อย (Minor lobe) เกิดขึ้น และนี่ก็เป็นปัญหาของการรบกวนระบบการสื่อสารอื่นๆ ได้ งานวิจัยนี้จึงแก้ปัญหาดังกล่าวโดยการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศโดยไม่ใช้งานสายอากาศแถวลำดับ และยังคงให้แบบรูปการแผ่กำลังแบบรอบตัว มีลำคลื่นหลักตั้งฉากกับสายอากาศโมนโพล

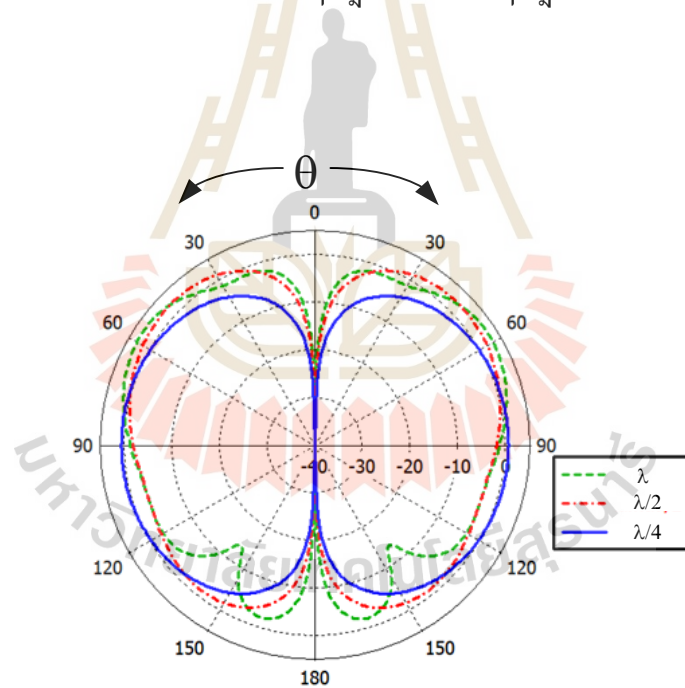
4.2 ผลการจำลองคุณลักษณะทางไฟฟ้าของสายอากาศโมนโพล

4.2.1 สายอากาศโมนโพลบนระนาบกราวด์วงกลม

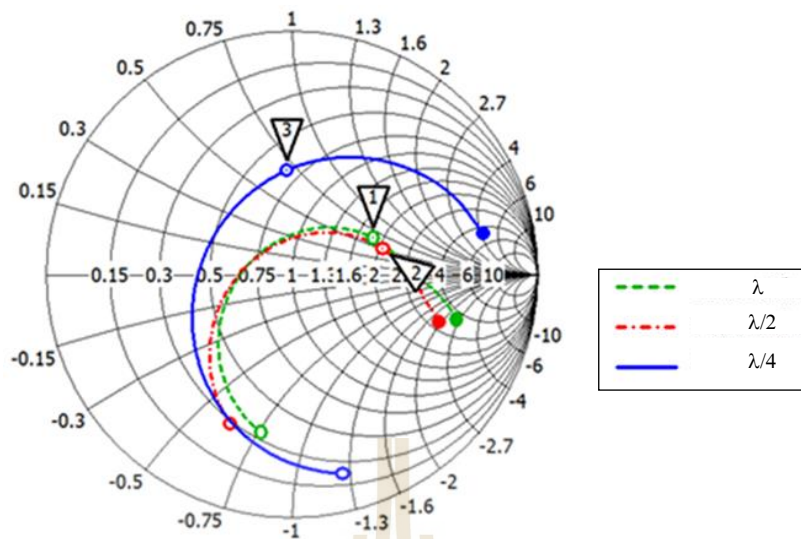


รูปที่ 4.1 สายอากาศโมนโพลบนระนาบกราวด์วงกลม

รูปที่ 4.1 สายอากาศโมโนโพลบนระนาบกราวด์วงกลมซึ่งตามหลักการแล้วระนาบกราวด์ของสายอากาศโมโนโพลจะต้องมีขนาดเป็นอนันต์และทำมาจากวัสดุตัวนำไฟฟ้ายิ่งยวด (PEC) แต่ในทางปฏิบัตินั้นไม่สามารถทำได้จึงต้องทำการหาค่าขนาดของระนาบกราวด์ที่เหมาะสม เนื่องด้วยสายอากาศโมโนโพลเป็นสายอากาศอิมเมจของสายอากาศไดโพล ดังนั้นสายอากาศโมโนโพลก็ควรมีแบบรูปการแผ่กำลังที่เหมือนกับสายอากาศไดโพล คือ แผ่กำลังแบบรอบตัว และมีค่าคลื่นหลักตั้งฉากกับสายอากาศโมโนโพล เพื่อให้ได้ความยาวระนาบกราวด์ที่เหมาะสมจึงเลือกรัศมีของระนาบกราวด์จากแบบรูปการแผ่กำลังดังรูปที่ 4.2 ที่รัศมีของระนาบกราวด์ยาว $\lambda/4$ จะให้แบบรูปการแผ่กำลังแบบรอบตัว มีค่าคลื่นหลักตั้งฉากกับสายอากาศโมโนโพล ซึ่งจะตรงกับคุณลักษณะของสายอากาศไดโพล ดังนั้นระยะรัศมีดังกล่าวจึงเป็นค่าที่เหมาะสม ขณะที่ระยะรัศมีมีค่า $\lambda/2$ จะให้ค่าคลื่นหลัก ประมาณ 45 องศา และที่รัศมี λ ค่าคลื่นหลักจะมีค่าประมาณ 60 องศา ซึ่งไม่ตรงกับขอบเขตของงานวิจัย อีกทั้งค่าอิมพีแดนซ์ที่ระยะกราวด์ค่าทั้งสามแสดงดังรูปที่ 4.3 ซึ่งที่รัศมียาว $\lambda/4$ ยังให้ค่าอิมพีแดนซ์ใกล้เคียงกับทางทฤษฎี ซึ่งในทางทฤษฎีมีค่าอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับสมการ 3.35



รูปที่ 4.2 แบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศโมโนโพลที่ระนาบกราวด์วงขนาดต่างกัน

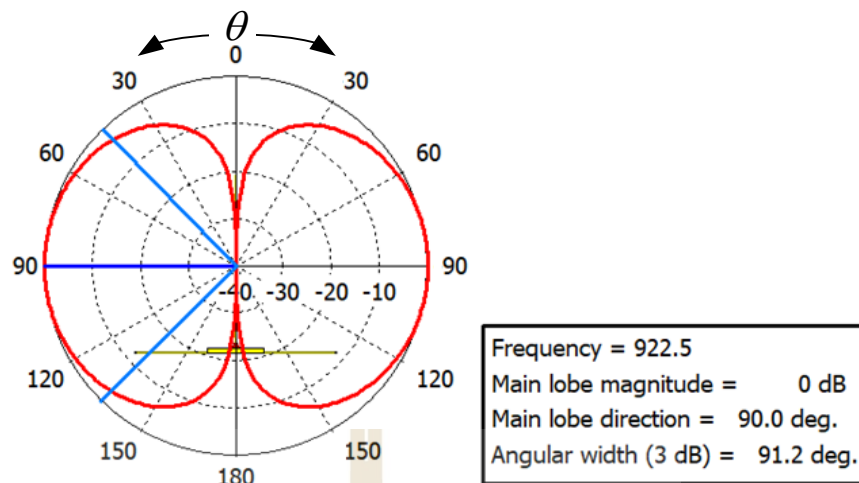


รูปที่ 4.3 อิมพีแดนซ์ของสายอากาศโมโนโพลบนระนาบกราวด์วงกลม

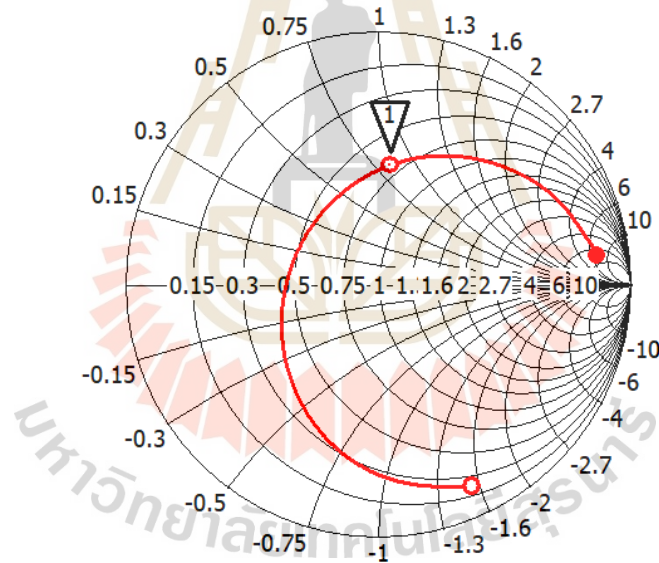
จากรูปที่ 4.3 เป็นค่าอิมพีแดนซ์ที่ระยะรัศมีของระนาบกราวด์ต่างๆ ที่ความถี่ 922.5 MHz ความยาวรัศมีเท่ากับ 1λ มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $z = 91.88 + j32.00 \Omega$ ที่รัศมีมีค่าเท่ากับ $\lambda/2$ มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $z = 104.05 + j26.06 \Omega$ และที่ความยาวรัศมีเท่ากับ $\lambda/4$ มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $z = 33.31 + j35.04 \Omega$ ซึ่งจะสังเกตได้ว่าที่ระยะความยาวของระนาบกราวด์เท่ากับ $\lambda/4$ นี้มีค่าใกล้เคียงกับค่าทางทฤษฎี อีกทั้งได้แบบรูปการแผ่กำลังแบบรอบตัวมีค่าคลื่นหลักตั้งฉากกับสายอากาศโมโนโพล เพราะฉะนั้นจากรูปที่ 4.2 และ รูปที่ 4.3 จึงเลือกค่ารัศมีของระนาบกราวด์ของสายอากาศโมโนโพลเท่ากับ $\lambda/4$

4.2.2 สายอากาศโมโนโพลบนระนาบกราวด์สี่แฉก

ระนาบกราวด์วงกลมที่ตั้งฉากกับสายอากาศโมโนโพลนั้นจะให้แบบรูปการแผ่กำลังแบบรอบตัว ให้ค่าคลื่นหลักตั้งฉากกับสายอากาศโมโนโพล ซึ่งในหัวข้อนี้จะทำการแทนระนาบกราวด์วงกลมด้วยระนาบกราวด์สี่แฉก ซึ่งสะดวกกับการสร้างและปรับขนาด จากรูปที่ 4.4 เป็นแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศโมโนโพลบนระนาบกราวด์สี่แฉกที่มีความยาวเส้นกราวด์ $\lambda/4$ ซึ่งจะให้คุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศโมโนโพลบนระนาบกราวด์วงกลมที่มีความยาวรัศมีเดียวกัน คือ ค่าคลื่นหลักตั้งฉากกับสายอากาศโมโนโพล ซึ่งมีค่า HPBW และมีอิมพีแดนซ์ดังรูปที่ 4.5 ใกล้เคียงกัน คือ $z = 34.07 + j41.69$



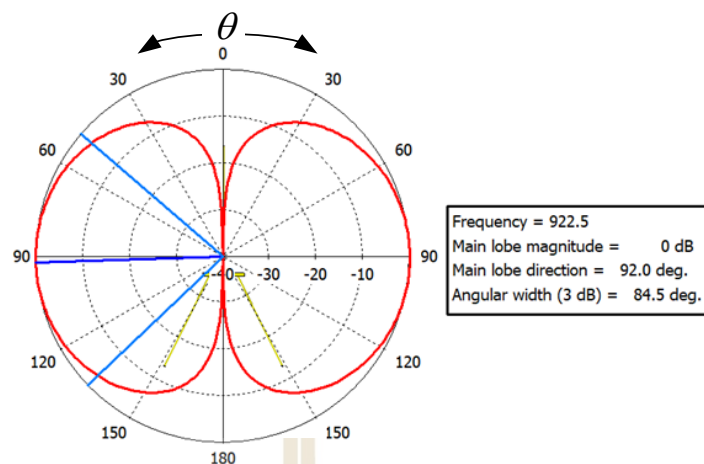
รูปที่ 4.4 แบบรูปการแผ่กำลังบนระนาบกราวด์สี่แฉก



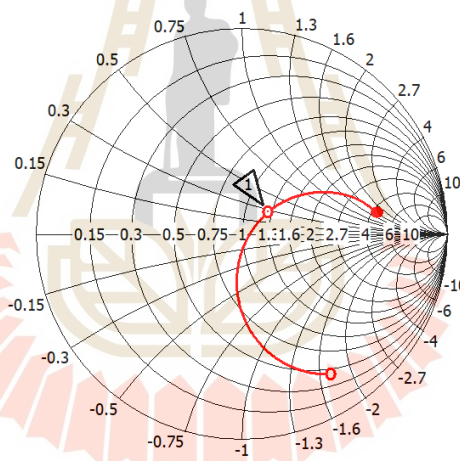
รูปที่ 4.5 อิมพีแดนซ์ของสายอากาศโมโนโพลบนระนาบกราวด์สี่แฉก

4.2.3 สายอากาศโมโนโพลบนกราวด์สี่แฉกมุม 55 องศา ยาว 0.25λ

ถ้ามีการปรับมุมของระนาบกราวด์ของสายอากาศโมโนโพลแล้ว จะส่งผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศนั้นเปลี่ยนไป ซึ่งตามหลักการแล้วถ้าระนาบกราวด์ตั้งฉากกับสายอากาศ จะมีค่าอิมพีแดนซ์เป็นครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพล แต่ถ้ามุมวัดจากสายอากาศโมโนโพลมีค่ามากกว่า 90 องศาแล้ว ค่าอิมพีแดนซ์จะเพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.6 แบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศโมโนโพลบนกราวด์สี่แฉกมุม 55 องศา



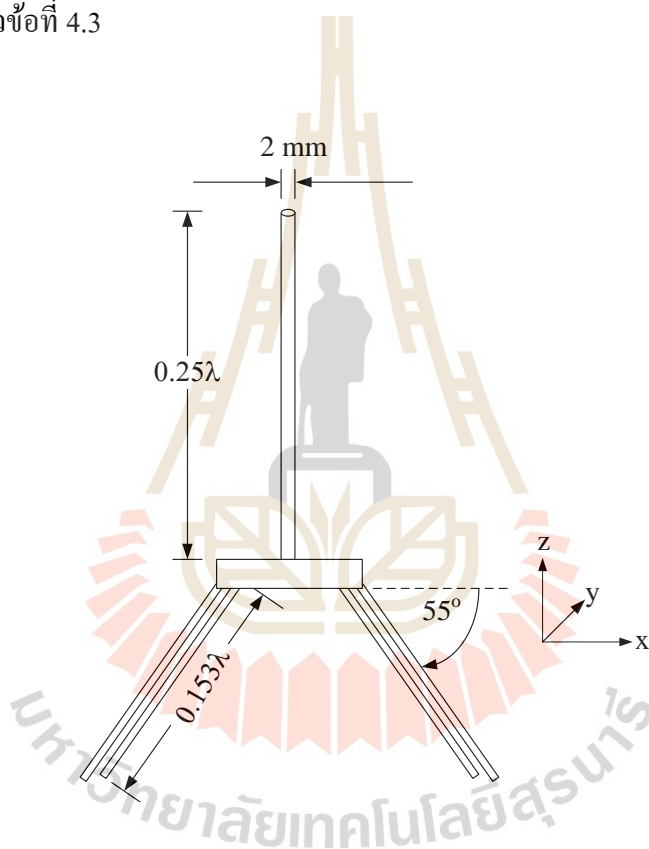
รูปที่ 4.7 อิมพีแดนซ์ของสายอากาศโมโนโพลบนกราวด์สี่แฉกมุม 55 องศา

จากรูปที่ 4.6 และรูปที่ 4.7 สายอากาศโมโนโพลบนกราวด์สี่แฉกมุม 55 องศา ยาว 0.25λ จะได้แบบรูปการแผ่กำลังที่มีลำคลื่นหลักตั้งฉากกับสายอากาศโมโนโพล ที่มีความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังงานเท่ากับ 84.5 องศา ที่ความถี่ปฏิบัติการ 922.5 MHz และมีอิมพีแดนซ์เท่ากับ $62.80 + j13.83$ โอห์ม ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ดังกล่าว จะขึ้นอยู่กับองศาของเส้นกราวด์สี่แฉก ถ้ามุมมีค่าเป็น 90 องศา จะได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ใกล้เคียงสายอากาศไดโพล คือประมาณ 75 โอห์ม แต่ถ้าเส้นกราวด์สี่แฉกทำมุม 0 องศา กับตัวต่อคอนเน็คเตอร์ก็จะได้อิมพีแดนซ์ใกล้เคียงกับสายอากาศโมโน

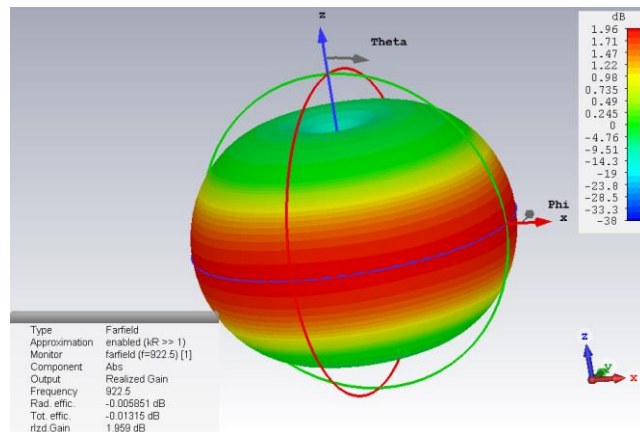
โพลบนระนาบกราวด์ คือประมาณ 32.5 โอห์ม แต่เนื่องจากโครงสร้างงานวิจัยนี้เส้นกราวด์แฉกทำมุม 55 องศา จากตัวต่อคอนเน็คเตอร์ จึงทำให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $62.80+j13.83$ โอห์ม

4.2.4 สายอากาศโมโนโพลบนกราวด์สี่แฉกมุม 55 องศา ยาว 0.153λ

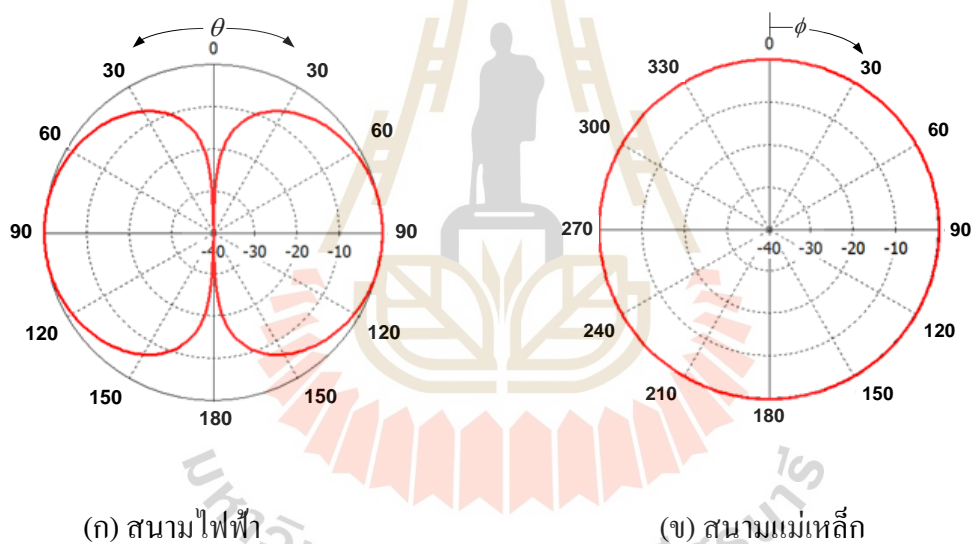
รูปที่ 4.8 เป็นโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางของโมโนโพล และเส้นกราวด์เท่ากับ 2 มม. มีความยาวของสายอากาศโมโนโพลมีค่าประมาณ 2.5λ ขณะที่ความยาวของเส้นกราวด์มีค่าเท่ากับ 0.153λ เส้นกราวด์แฉกทั้งสี่ทำมุม 55 องศา กับฐานตัวต่อ (Connector ชนิด N-type) ซึ่งการลดความยาวของกราวด์เส้นนี้ให้เหลือเพียง 0.153λ ซึ่งรายละเอียดจะได้กล่าวในหัวข้อที่ 4.3



รูปที่ 4.8 สายอากาศโมโนโพลบนกราวด์สี่แฉกมุม 55 องศา ยาว 0.153λ



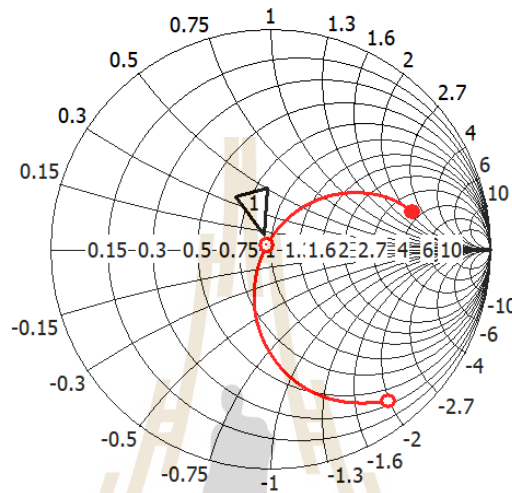
รูปที่ 4.9 แบบรูปการแผ่กำลังแบบ 3 มิติ ของสายอากาศโมโนโพลบนกราวด์สี่แฉกมุม 55 องศา ยาว 0.153λ



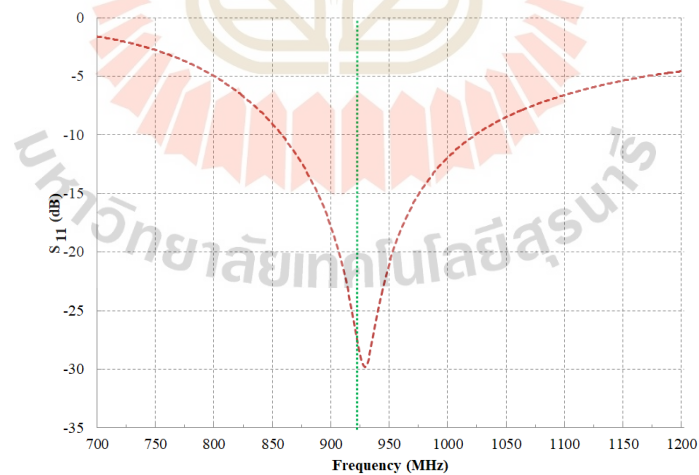
รูปที่ 4.10 แบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

จากรูปที่ 4.8 เป็นสายอากาศโมโนโพลที่มีความยาวประมาณ 0.25λ และมีกราวด์แฉกยาว 0.153λ จำนวน 4 เส้น ทำมุม 55 องศา กับระนาบ xz โดยมีสายอากาศโมโนโพลที่สร้างจากอลูมิเนียมเส้นผ่านศูนย์กลาง 2 มม. ยาว 7.82 ซม. (0.24λ) จากรูปที่ 4.9 มีแบบรูปการแผ่กำลังแบบ 3 มิติ แสดงค่าอัตราขยายที่แท้จริง (Realized gain) เท่ากับ 1.959 dBi มีค่าประสิทธิภาพการแผ่กำลัง (Radiation efficiency) เท่ากับ -0.005851 dB และค่าประสิทธิภาพรวม (Total efficiency) เท่ากับ -0.01315 dB อีกทั้งยังแสดงแบบรูปการแผ่กำลังกระจายในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบ

สนามแม่เหล็กดังรูปที่ 4.10 ซึ่งระนาบสนามแม่เหล็กมีการแผ่กำลังแบบรอบตัว และจากระนาบสนามไฟฟ้ามีโหนดหลักอยู่บนระนาบ xz ค่าความกว้างครึ่งกำลังเท่ากับ 84.1 องศา ซึ่งต่างจากกรณีความยาวกราวด์เส้นแฉกยาว 0.25λ เพียง 0.04 องศาเท่านั้น ซึ่งหมายความว่าความยาวของเส้นกราวด์แฉกกับกราวด์ระนาบวงกลมแทบไม่มีผลต่างกัน



รูปที่ 4.11 ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศโมโนโพลบนกราวด์สี่แฉกมุม 55 องศา ยาว 0.153λ



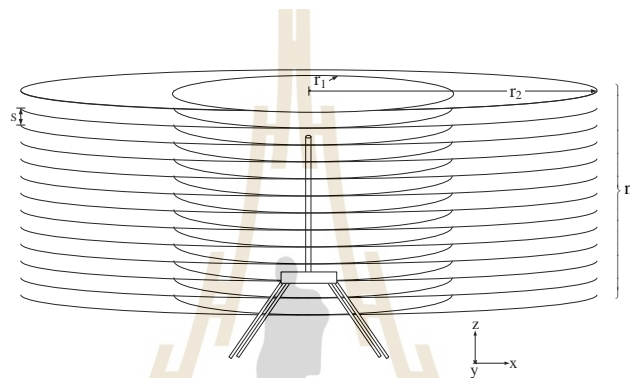
รูปที่ 4.12 ค่าสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศโมโนโพล

รูปที่ 4.11 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศโมโนโพลบนกราวด์สี่แฉกมุม 55 องศา ยาว 0.153λ

ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจากการจำลองแบบมีค่า $48.18 + j1.94$ โอห์ม ซึ่งใกล้เคียงกับระบบสื่อสารของ NB-IoT ที่ใช้งานที่ 50 โอห์ม จากรูปที่ 4.12 ผลการจำลองอัตราการใช้สูญเสียย้อนกลับมีค่าเท่ากับ -27.79 dB ที่ความถี่ปฏิบัติการ 922.5 MHz ความกว้างแถบความถี่ (Bandwidth) 301.2 MHz @ -10 dB

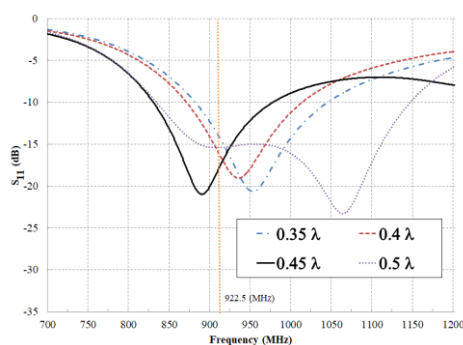
4.3 ผลการจำลองคุณลักษณะทางไฟฟ้าของสายอากาศโมโนโพลร่วมโครงสร้าง

CLWM

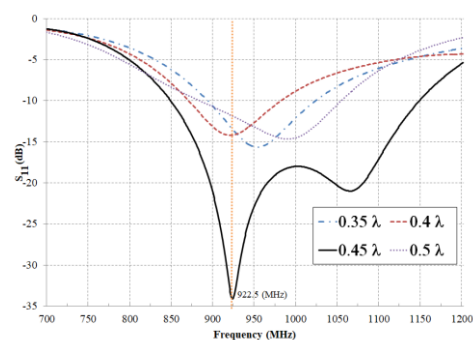


รูปที่ 4.13 สายอากาศโมโนโพลร่วมกับตัวกลางเส้นลวดบ่วงแกนร่วม

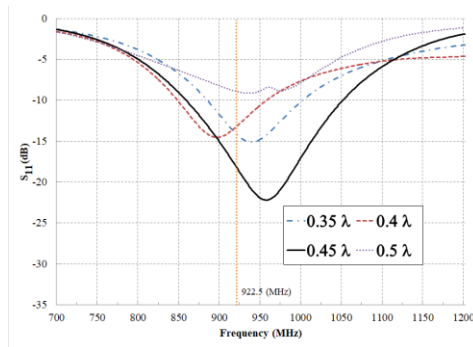
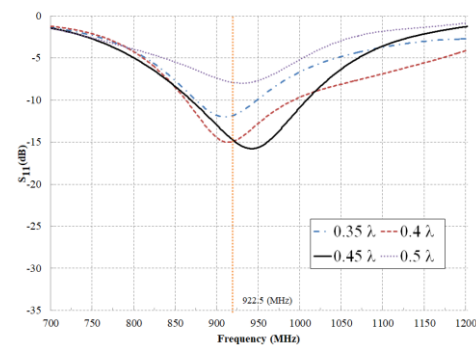
โครงสร้าง CLWM เป็นโครงสร้างที่ประกอบไปด้วยวงแหวนวงกลม 2 วง ที่มีรัศมีต่างกัน คือ r_1 , r_2 คือรัศมีภายในและภายนอก ตามลำดับ ซึ่งมีเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นลวดอลูมิเนียม (d) เท่ากันคือ 2 มม. มีจำนวนวงแหวน (n) ชั้น มีระยะห่างระหว่างชั้น (s) ดังรูปที่ 4.13 ซึ่งได้นำเอาสายอากาศโมโนโพล บนกราวด์แอกมาเป็นสายอากาศต้นกำเนิด



(ก) กำหนด $r_1 = 0.1\lambda$

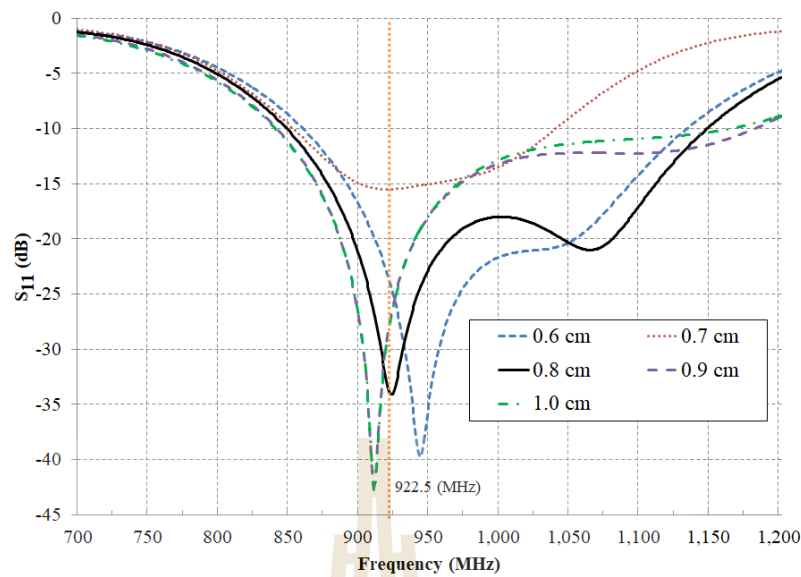


(ข) กำหนด $r_1 = 0.15\lambda$

(ค) กำหนด $r_1 = 0.2\lambda$ (ง) กำหนด $r_1 = 0.25\lambda$

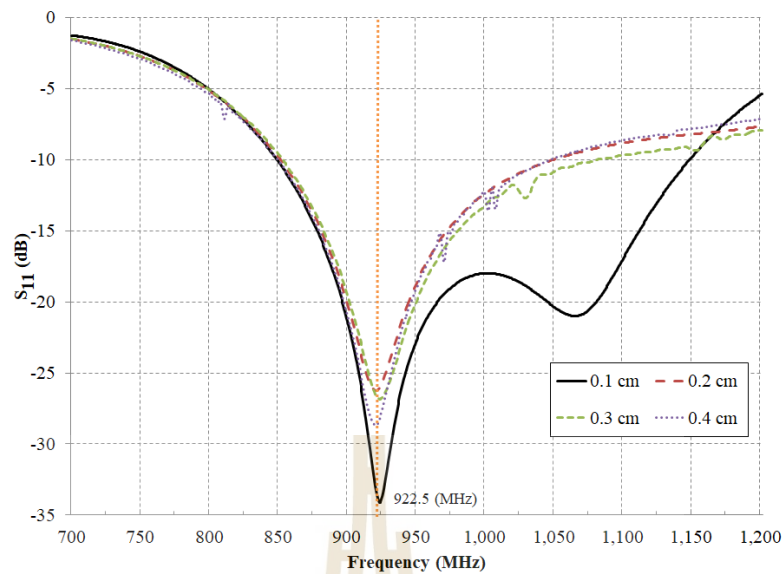
รูปที่ 4.14 การพิจารณาค่าระยะห่างระหว่างรัศมีที่เหมาะสมของพารามิเตอร์ a โดยการกำหนดให้ (ก) $r_1 = 0.1\lambda$, (ข) $r_1 = 0.15\lambda$, (ค) $r_1 = 0.2\lambda$ และ (ง) $r_1 = 0.25\lambda$ โดยเปลี่ยนแปลงค่า r_2 เป็น $0.35\lambda, 0.40\lambda, 0.45\lambda$ และ 0.5λ

กำหนดให้ $a = r_2 - r_1$ ระยะห่างระหว่างชั้น $s = 0.8$ ซม. เส้นผ่านศูนย์กลางเส้นลวดของ CLWM เป็น $d = 0.1$ ซม. จากรูปที่ 4.14 เป็นการเปลี่ยนแปลงค่ารัศมีภายนอก (r_2) ของ CLWM จาก 0.35λ ถึง 0.5λ โดยรัศมีภายใน (r_1) ของ CLWM เป็น (ก) $r_1 = 0.1\lambda$, (ข) $r_1 = 0.15\lambda$, (ค) $r_1 = 0.2\lambda$ และ (ง) $r_1 = 0.25\lambda$ ปรากฏว่าค่าพารามิเตอร์ a ที่เหมาะสมที่สุดคือ $a = 0.3\lambda$ ในกรณีนี้ที่ $r_1 = 0.15\lambda$, $r_2 = 0.45\lambda$ ดังรูปที่ 4.14 (ข) เพราะทำให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์แมชชิงที่ดีที่สุด การตอบสนองความถี่เป็นช่วงที่ต้องการ มีค่าการสูญเสียย้อนกลับ -34 dB ดังนั้นจากรูปที่ 4.8 ความยาวของเส้นกราวด์แฉกของสายอากาศโมโนโพลจึงไม่ควรยาวเกินเส้นผ่านศูนย์กลางของวงแหวนภายใน (r_1) นั้นหมายความว่า ถ้าเส้นกราวด์แฉกทำมุม 55 องศาจากตัวต่อคอนเน็คเตอร์ ความยาวของเส้นกราวด์แฉกก็ไม่ควรยาวเกิน 5.49 ซม. เพราะถ้ายาวมากกว่านี้จะไม่สามารถวางสายอากาศโมโนโพลบน กราวด์แฉกลงในโครงสร้าง CLWM ได้



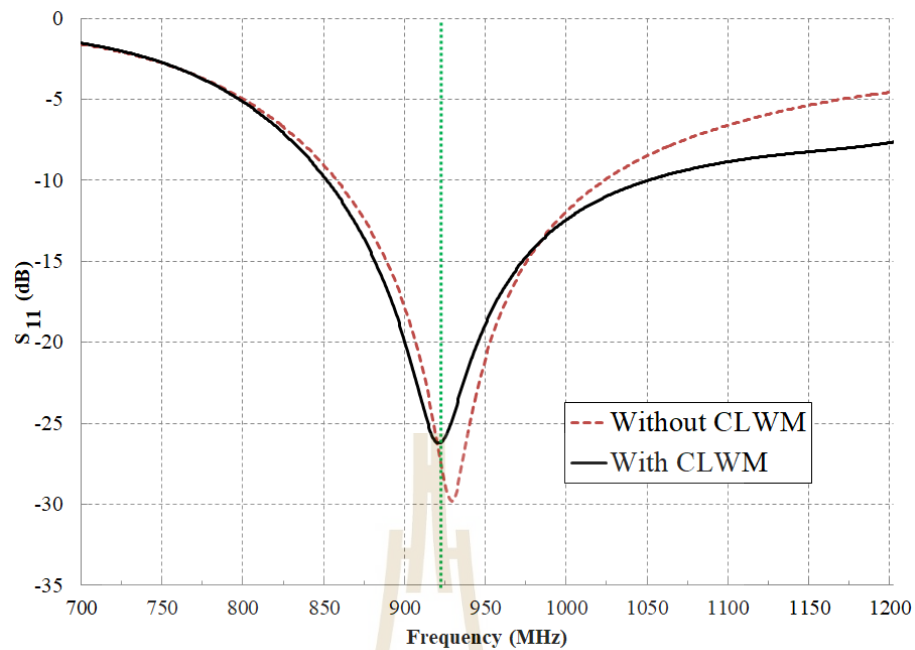
รูปที่ 4.15 การพิจารณาค่าที่เหมาะสมของพารามิเตอร์ s

เมื่อได้ผลการพิจารณาค่า a ที่เหมาะสมได้ค่าเป็น 0.3λ โดยให้ $r_1 = 0.15\lambda$, $r_2 = 0.45\lambda$ และ $d = 0.2$ ซม. เป็นค่าเริ่มต้นในการพิจารณาค่าที่เหมาะสมของระยะห่างระหว่างชั้น เริ่มที่ระยะห่าง $s = 0.6$ ซม. ถึง $s = 1.0$ ซม. ดังรูปที่ 4.15 ปรากฏว่า s เท่ากับ 0.9 ซม. และ 1 ซม. จะได้ผลตอบสนองทางความถี่เท่ากันคือ 910 MHz และที่ s เท่ากับ 0.6 ซม. จะมีผลตอบสนองที่ 950 MHz ซึ่งทั้ง 3 ค่า มีค่าตอบสนองทางความถี่ไม่ตรงกับความถี่ที่ออกแบบไว้ ระยะ s ที่เหมาะสมคือ 0.7 ซม. และ 0.8 ซม. ได้ผลตอบสนองทางความถี่ตรงกับความถี่ที่ออกแบบไว้คือ 922.5 MHz แต่ที่ s เท่ากับ 0.7 ซม. มีค่าการแมชซึ่งน้อยกว่าที่ระยะ s เท่ากับ 0.8 ซม. เพราะฉะนั้นระยะห่างระหว่างชั้นที่เหมาะสมที่สุดคือ $s = 0.8$ ซม.



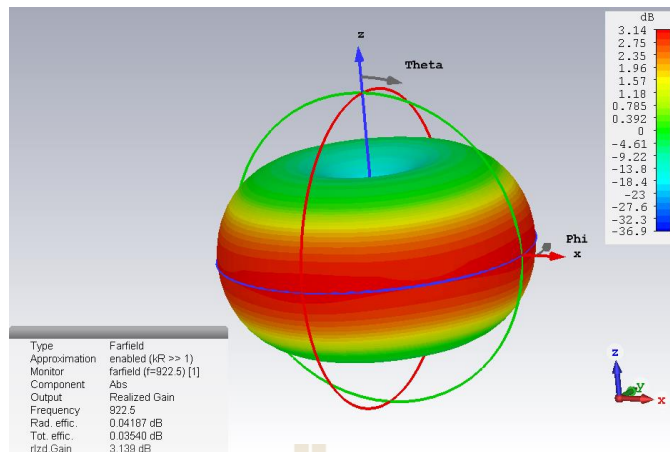
รูปที่ 4.16 การพิจารณาขนาดของเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นลวดของ โครงสร้าง CLWM

จากรูปที่ 4.16 เป็นการพิจารณาขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นลวด (d) ที่ใช้ในการสร้าง CLWM ซึ่งได้พิจารณาขนาด d ตั้งแต่ 0.1 ซม., 0.2 ซม., 0.3 ซม. และ 0.4 ซม. เมื่อระยะห่างระหว่างวงแหวนด้านในและด้านนอกห่างกันที่ระยะ $a=0.3\lambda$ และระยะห่างระหว่างชั้นมีค่าเท่ากับ $s=0.025\lambda$ หรือ 0.8 ซม. จะพบว่าค่าอัตราการสูญเสียย้อนกลับเหมาะกับการใช้งาน ควรจะครอบคลุมการทำงานของระบบ NB – IoT คือ 920 MHz ถึง 925 MHz ซึ่งค่า d ทุกตัวสามารถครอบคลุมความถี่ปฏิบัติการได้ทั้งหมด โดยเฉพาะกรณีที่ d เท่ากับ 0.1 ซม. จะให้ผลการสูญเสียย้อนกลับน้อยที่สุดแต่ทว่าได้แถบความถี่กว้างมากเกินไปอาจจะทำให้เกิดการรบกวนของระบบสื่อสารย่านความถี่ที่ใกล้เคียงจึงไม่เหมาะที่จะนำมาใช้งาน และ d เท่ากับ 0.2 ซม. เป็นขนาดที่เหมาะสมเพราะให้ผลการสะท้อนกลับที่ -27 dB และที่สำคัญคือให้แถบความถี่ที่แคบกว่าทุกกรณี

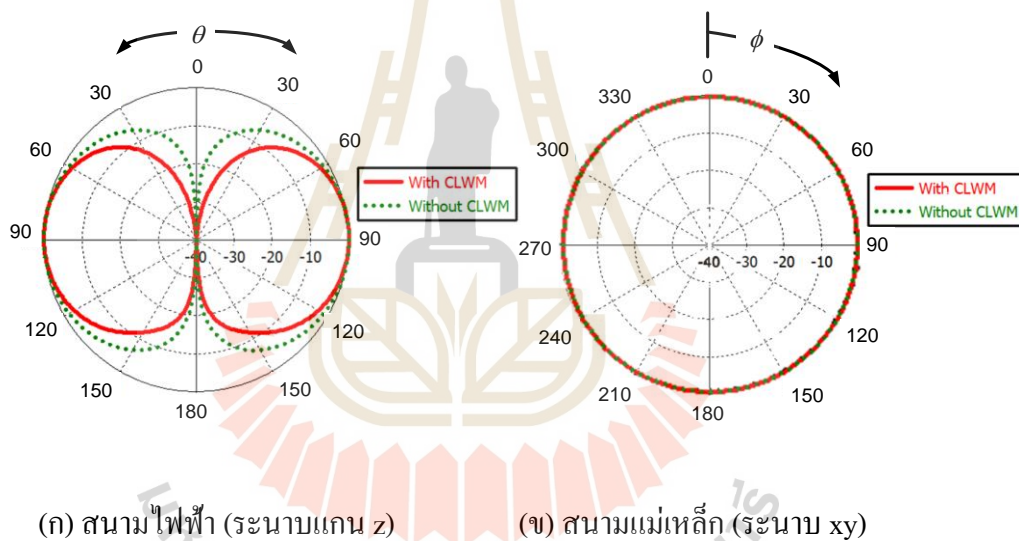


รูปที่ 4.17 ผลการจำลองค่าอัตราการสูญเสียย้อนกลับเมื่อ $a = 0.3\lambda$, ($r_1 = 0.15\lambda$, $r_2 = 0.45\lambda$)
 $s = 0.8$ ซม. และ $d = 0.2$ ซม.

รูปที่ 4.17 เป็นการเปรียบเทียบการการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศโมนโพลที่มีและไม่มี CLWM ที่ความถี่ 922.5 MHz โดยสายอากาศโมนโพลที่มี CLWM ให้อัตราการสูญเสียย้อนกลับเท่ากับ -27 dB แต่ในกรณีของสายอากาศโมนโพลจะมีอัตราการสูญเสียย้อนกลับที่น้อยกว่า ประมาณ 1 dB ซึ่งอัตราการสูญเสียที่ต่างกันเล็กน้อย การทำงานของสายอากาศโมนโพลร่วมกับโครงสร้าง CLWM ทำให้ความถี่เลื่อนต่ำลงเล็กน้อย



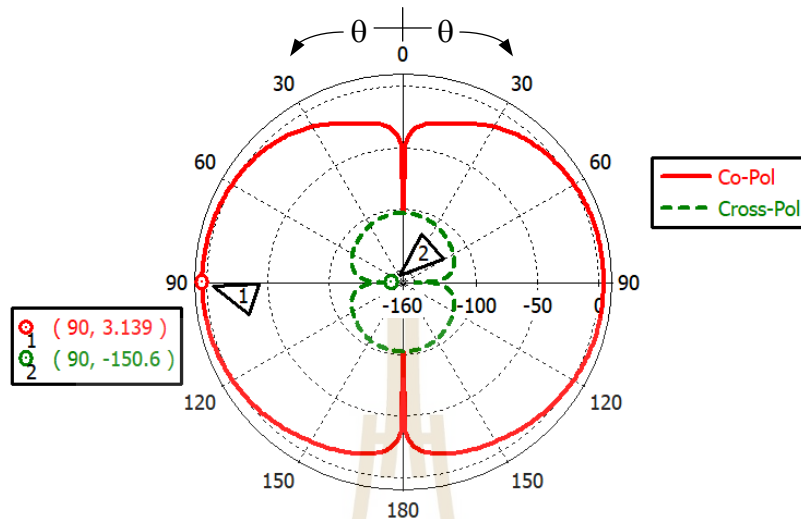
รูปที่ 4.18 แบบรูปการแผ่กำลังแบบ 3 มิติ ของสายอากาศโมโนโพลร่วมกับ โครงสร้าง CLWM



รูปที่ 4.19 เปรียบเทียบผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังคลื่นกรณีมี CLWM กับไม่มี CLWM

รูปที่ 4.18 เป็นแบบรูปการแผ่กำลังคลื่น 3 มิติ ของสายอากาศโมโนโพลบนกราวด์สี่เหลี่ยมมุม 55 องศา ยาว 0.153λ ได้ค่าอัตราขยายเท่ากับ 3.139 dBi และมีค่าประสิทธิภาพรวมมากกว่า 1 คือ $e_{cd} = 0.03540$ dB และ ค่าประสิทธิภาพการแผ่กำลัง 0.04187 dB ถ้าคลื่นหลักตั้งฉากกับสายอากาศโมโนโพล (สายอากาศต้นกำลัง ด้านใน CLWM) รูปที่ 4.19 เปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก โดยค่า HPBW ในระนาบสนามไฟฟ้าจะมีค่าลดลงจาก 84.1 องศา เป็น 62.9 องศา เมื่อสายอากาศโมโนโพลมี CLWM สวม หมายความว่า กรณีที่สายอากาศโมโนโพลทำงานร่วมกับโครงสร้าง CLWM ลดค่า HPBW ได้ 21.2 องศา

4.3.1 โพลาริเซชันของสายอากาศโมโนโพลร่วมโครงสร้าง CLWM



รูปที่ 4.20 โพลาริเซชันของสายอากาศโมโนโพลร่วมกับ CLWM

เป็นที่รู้กันดีว่าโพลาริเซชันของสายอากาศโมโนโพลเป็นโพลาริเซชันแบบเชิงเส้นแต่เมื่อนำงานวิจัยนี้ไปใส่โครงสร้าง CLWM เข้าไปสวมล้อมรอบสายอากาศโมโนโพล จึงทำให้มีความสงสัยว่าโครงสร้าง CLWM จะทำให้โพลาริเซชันของระบบจะยังคงเป็นเชิงเส้นตามสายอากาศต้นกำเนิดอยู่หรือไม่ จึงได้มีผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของโพลาริเซชันดังรูปที่ 4.20 เป็นการแสดงแบบรูปการแผ่กำลังในรูปแบบของโพลาริเซชันร่วม (co-polarization) ซึ่งจะสามารถรับกำลังมากที่สุด และ โพลาริเซชันไขว้ (cross-polarization) จะมีกำลังงานที่น้อยที่สุด แสดงให้เห็นว่าสายอากาศโมโนโพลร่วมกับโครงสร้าง CLWM จะให้โพลาริเซชันเชิงเส้นแนวตั้ง (ระนาบ z) ซึ่งที่มุม $\theta = 90^\circ$ มีความแตกต่างกันของระดับกำลังระหว่างโพลาริเซชันร่วม กับ โพลาริเซชันไขว้ มีค่ามากกว่า 153.739 dB

4.4 ผลการทดลอง

คุณลักษณะทางไฟฟ้าของสายอากาศมีค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญหลายตัว แต่ที่สำคัญคือ อัตราขยาย แบบรูปการแผ่กำลัง อัตราการสูญเสียย้อนกลับ ค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังงาน โพลาริเซชัน ซึ่งต้องทำการวัดค่าคุณลักษณะต่างๆในห้องที่ป้องกันการสะท้อนคลื่น



รูปที่ 4.21 ภาพจริงการวางสายอากาศโมโนโพลร่วมกับโครงสร้าง CLWM .

อัตราขยายของสายอากาศเป็นอีกอย่างหนึ่งที่ต้องรู้ เพราะจะได้สามารถประเมินเบื้องต้นได้ว่าระบบการสื่อสารไร้สายจะสามารถครอบคลุมพื้นที่ได้เท่าใด ในระยะทางเท่าใดด้วย การวัดอัตราขยายของสายอากาศ มี 3 วิธี คือ การวัดด้วยสายอากาศ 2 ต้น การวัดด้วยสายอากาศ 3 ต้น และเทคนิคการวัดเทียบ

เทคนิคการวัดด้วยสายอากาศ 2 ต้น

เทคนิคการหาอัตราขยายสายอากาศด้วยสายอากาศ 2 ตัว โดยอาศัยพื้นฐานของสมการการส่งของฟรีส (Friis transmission equation) (วงศ์สรรคัก, 2555) โดยตั้งสมมุติฐานว่า อิมพีแดนซ์แมชซ์กัน และเป็นโพลาริเซชันเชิงเส้น

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

เมื่อ $G_r = G_t = G$ ในหน่วย dBi จะได้เป็น (4.2)

$$G_{dBi} = \frac{1}{2} \left[20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log \left(\frac{P_r}{P_t} \right) \right] \quad (4.2)$$

ซึ่งจำเป็นที่จะต้องทราบ กำลังงานที่เครื่องรับ P_r กำลังงานส่ง P_t และระยะห่างระหว่างสายอากาศ R ที่ถูกต้อง

เทคนิคการวัดด้วยสายอากาศ 3 ต้น

หลักการสายอากาศ 3 ต้น จะทำการวัดค่าอัตราขยาย 3 ครั้ง ในการวัดทั้งสามครั้งจะกำหนดระยะห่างระหว่างสายอากาศให้อยู่บริเวณสนามระยะไกล โดยจับคู่ในการวัดครั้งที่ 1 ให้สายอากาศต้นที่ 1 กับสายอากาศต้นที่ 2 .ในการวัดครั้งที่ 2 สายอากาศต้นที่ 2 กับสายอากาศต้นที่ 3 และครั้งสุดท้าย คือ สายอากาศต้นที่ 3 กับสายอากาศต้นที่ 1 โดยยังคงให้หลักการของสมการส่งคลื่นของฟรีส

$$G_{i\ dBi} + G_{j\ dB} = 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log \left(\frac{P_r}{P_t} \right) \quad (4.3)$$

ซึ่งสามารถอธิบายระบบสมการทั้ง 3 สมการได้ดังนี้

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

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

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

ด้านขวามือของทั้ง สามสมการนี้ต้องรู้ค่าระยะห่างระหว่างสายอากาศ R และอัตราส่วนระหว่างกำลังงานรับต่อกำลังงานส่ง ซึ่งจะทำให้ได้สามสมการ สามตัวแปร คือ

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

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

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

จะได้อัตราขยายแต่ละต้นเป็นดังสมการ

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

$$G_{2\text{dBi}} = \frac{A + B - C}{2}$$

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

การหาค่าอัตราขยายของสายอากาศด้วยหลักการเปรียบเทียบ

หลักการการหาค่าอัตราขยายของสายอากาศด้วยวิธีการเปรียบเทียบนี้ต้องมีสายอากาศที่รู้ค่าอัตราขยายอยู่แล้วซึ่งในที่นี้จะเรียกว่าอัตราขยายของสายอากาศมาตรฐาน (G_{GS}) สายอากาศอีกต้นหนึ่งที่ต้องการรู้ค่าอัตราขยายในที่นี้จะเรียกว่าอัตราขยายของสายอากาศทดสอบ (G_{AUT}) และสุดท้ายคือสายอากาศส่งซึ่งไม่จำเป็นต้องรู้อัตราขยายก็ได้ สายอากาศทดสอบ และสายอากาศมาตรฐาน จะถูกจัดให้เป็นสายอากาศรับ โดยทำการวัด 2 ครั้ง การวัดครั้งที่ 1 จะวัดสายอากาศทดสอบซึ่งจะได้ค่ากำลังงานรับเป็น P_{AUT} (AUT: antenna under test) การวัดครั้งที่ 2 เป็นการวัดสายอากาศมาตรฐานที่ระยะห่างเท่าเดิม และกำลังงานเครื่องส่งเท่ากับการวัดครั้งแรก กำลังงานที่ได้รับเป็น P_{GS} ในการคำนวณค่าอัตราขยายของสายอากาศในหน่วย dBi จะใช้สมการการส่งคลื่นของฟรีส ทำการวัด 2 ครั้ง จะได้ระบบสมการดังนี้

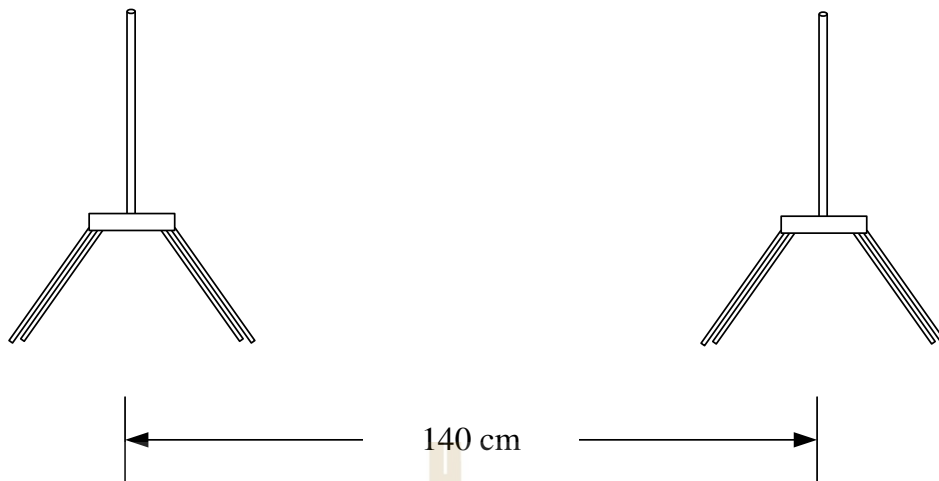
$$G_{GS\text{dBi}} + G_{0\text{dBi}} = 20\log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + 10\log\left(\frac{P_{GS}}{P_t}\right) \quad (4.4)$$

$$G_{AUT\text{dBi}} + G_{0\text{dBi}} = 20\log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + 10\log\left(\frac{P_{AUT}}{P_t}\right) \quad (4.5)$$

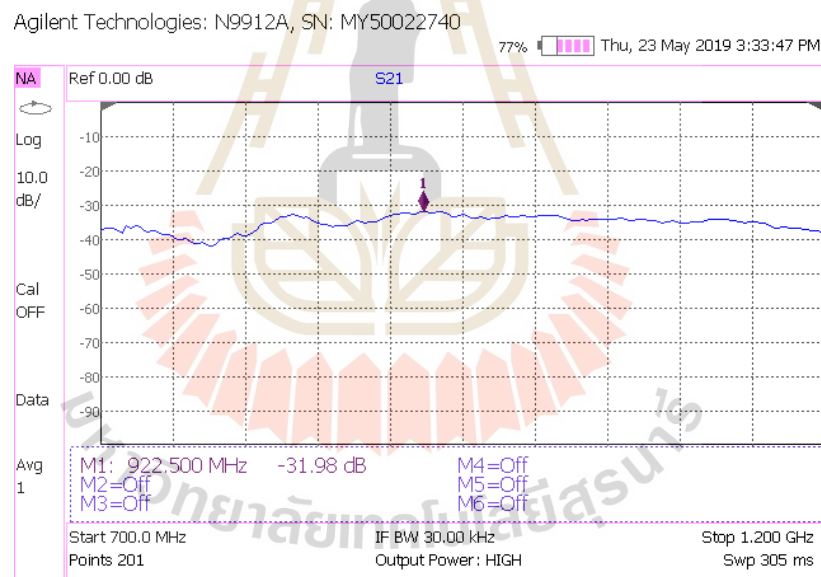
$G_{AUT\text{dBi}}$ หมายถึง อัตราขยายของสายอากาศทดสอบ

$G_{GS\text{dBi}}$ หมายถึง อัตราขยายของสายอากาศมาตรฐาน

$G_{0\text{dBi}}$ หมายถึง อัตราขยายของสายอากาศส่ง ซึ่งไม่จำเป็นต้องทราบค่าก็ได้



รูปที่ 4.22 การวัดอัตราการส่งผ่านของสายอากาศโมโนโพล 2 ต้น



รูปที่ 4.23 ผลการวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายระหว่างสายอากาศโมโนโพล 2 ต้น

จากรูปที่ 4.22 เป็นการวัดวางสายอากาศโมโนโพลเพื่อทำการวัดอัตราการส่งผ่าน ซึ่งได้ผลลัพธ์ดังรูปที่ 4.23 และอาศัยพื้นฐานของสมการการส่งของพริสมการที่(4.2) เมื่อระยะห่างระหว่างสายอากาศทั้งสองมีค่าเท่ากับ $R=140$ ซม. วัดอัตราการส่งผ่าน (Insertion loss) ด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย (Network Analyzer) ยี่ห้อ Agilent Technology รุ่น N9912A มีค่าอัตราการ

ส่งผ่าน $S_{21} = -31.98$ dB ที่ความถี่ 922.5 MHz ความยาวคลื่นมีค่าเท่ากับ 32.52 ซม. ทำให้ทราบว่า อัตราขยายของโมโนโพลมีค่าเท่ากับ 1.34 dBi

จากรูปที่ 4.24 ได้ทำการสวมโครงสร้าง CLWM ให้กับสายอากาศโมโนโพล ที่ระยะห่างเท่าเดิม สิ่งแวดล้อมแบบเดิม แต่ผลลัพธ์ที่ได้คือค่าอัตราการส่งผ่านดีขึ้นคือ จาก -32.09 dB ขึ้นมาเป็น -29.77 dB นั้นหมายความว่าที่ความถี่ออกแบบ 922.5 MHz มีอัตราขยายเพิ่มขึ้นถึง 2.32 dB หรือจะกล่าวอีกนัยหนึ่งว่าสายอากาศส่ง(สายอากาศโมโนโพลร่วมกับโครงสร้าง CLWM) มีอัตราขยายเท่ากับ 1.34 dB + 2.32 dBi คือ 3.66 dBi จากรูปดังกล่าวค่าอัตราขยายเพิ่มขึ้นตั้งแต่ความถี่ 830 MHz ถึง 1050 MHz

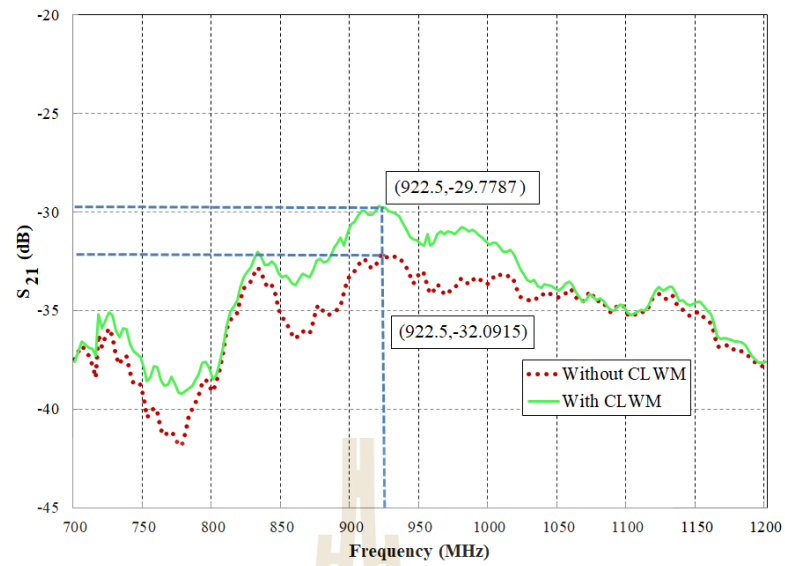
หรือจะพิจารณาตามหลักการการหาค่าอัตราขยายแบบเปรียบเทียบดังสมการที่ (4.4) และ (4.5) คือ $G_{GS} = 1.34$ dBi มีค่า $20 \log(4\pi \times 140 / 32.52) = 34.66$ dB ผลการวัด $10 \log(P_{GS} / P_I) = 32.09$ dB ดังนั้นตามหลักการทางคณิตศาสตร์สามารถเขียนสมการที่ (4.4) ได้เป็น

$$1.34 \text{ dBi} + G_{0 \text{ dBi}} = 34.66 \text{ dB} - 32.09 \text{ dB} \quad (4.6)$$

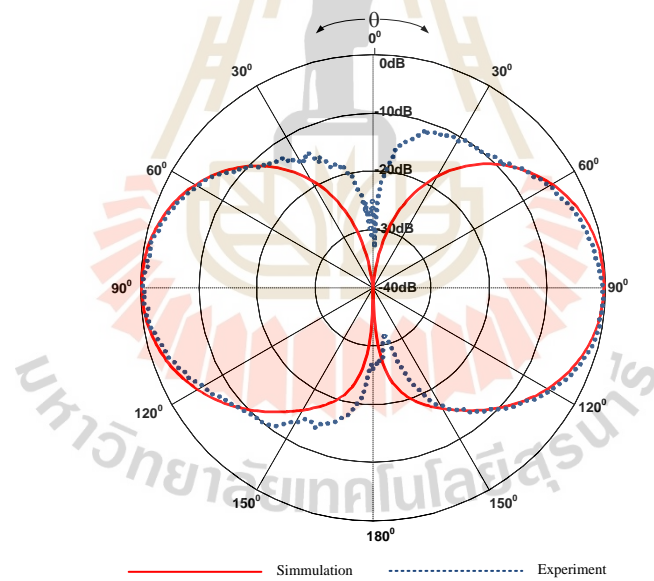
และสามารถเขียนสมการที่ (4.5) หมายถึงการหาค่าอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลขณะสวมโครงสร้าง CLWM ($G_{AUT \text{ dBi}}$) ได้เป็น

$$G_{AUT \text{ dBi}} + G_{0 \text{ dBi}} = 34.66 \text{ dB} - 29.77 \text{ dB} \quad (4.7)$$

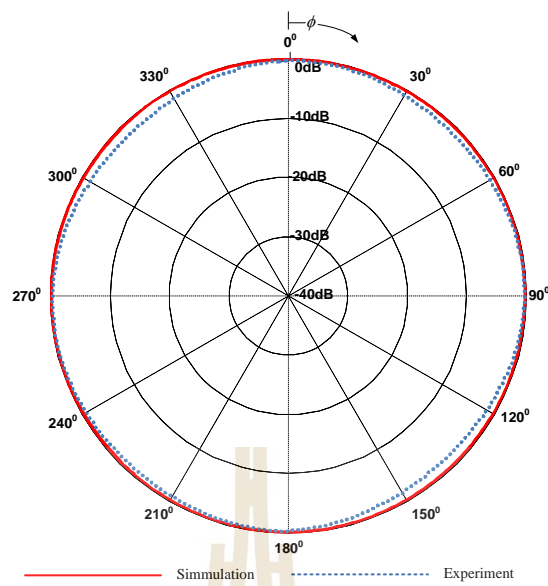
แล้วนำ (4.7)-(4.6) จะได้ $G_{AUT \text{ dBi}} = 3.66$ dBi



รูปที่ 4.24 ผลการวัด s_{21} ของสายอากาศโมโนโพลระหว่างมีกับไม่มี CLWM

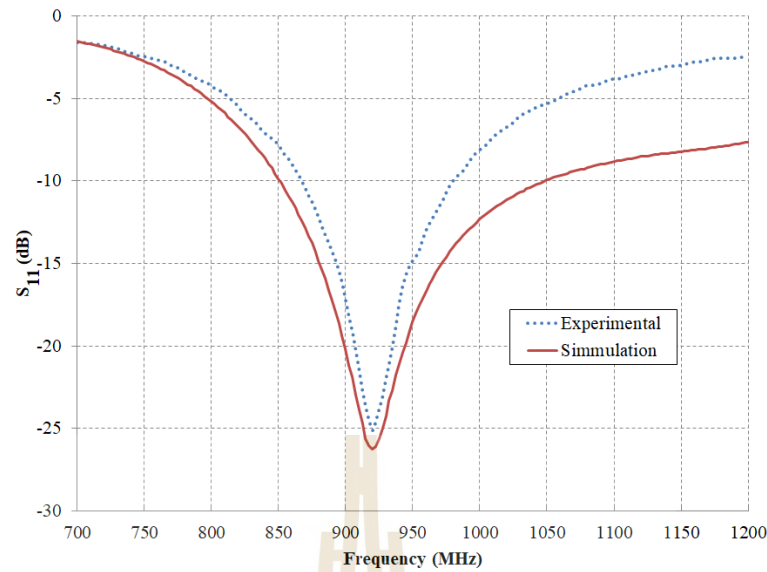


รูปที่ 4.25 แบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามไฟฟ้า



รูปที่ 4.26 แบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.25 และรูปที่ 4.26 เป็นการเปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองของระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ตามลำดับ ที่ใช้งานร่วมกับ CLWM โดยผลการวัดและจำลองสอดคล้องกันเป็นอย่างดี ทั้งผลการจำลองและผลการทดสอบมีค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังงานในระนาบสนามไฟฟ้ามีค่าประมาณ 60 องศา และระนาบสนามแม่เหล็กมีลักษณะการแผ่คลื่นแบบรอบตัวสอดคล้องกัน อาจมีบางตำแหน่งที่มีความแตกต่างกันเล็กน้อยอาจเนื่องมาจากปัญหาเรื่องสิ่งแวดล้อมของการติดตั้งระหว่างทดสอบ



รูปที่ 4.27 ค่าอัตราการสูญเสียย้อนกลับ S_{11} ระหว่างผลการทดสอบและผลการจำลองของสายอากาศโมโนโพลบนกราวด์สี่แฉกมุม 55 องศา ยาว 0.153λ ที่ทำงานร่วมกับ โครงสร้าง CLWM

รูปที่ 4.27 เป็นผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์และผลการทดสอบ อัตราการสูญเสียย้อนกลับ ซึ่งผลการจำลองได้ -25 dB และผลการทดสอบได้ -27 dB ที่ความถี่ตอบสนองเดียวกันคือ 922.5 MHz จากผลการทดสอบจะได้ค่าแถบกว้างความถี่ (Bandwidth) จะมีค่าน้อยกว่าผลการจำลอง ซึ่งคิดเป็นเปอร์เซ็นต์แถบความถี่เท่ากับ 12.19 % เมื่อ $f_L = 867.5 \text{ MHz}$ และ $f_H = 980 \text{ MHz}$ ซึ่งมีแถบความถี่ใกล้เคียงกับ รูปที่ 4.17 ในส่วนของสายอากาศโมโนโพลที่ไม่มี CLWM ผลการทดลองและผลการจำลองมีค่าที่สอดคล้องกันเป็นอย่างดี

4.4 สรุป

บทนี้ได้กล่าวถึงผลการจำลองและการทดสอบ โดยเริ่มจากสายอากาศโมโนโพลที่มีความยาว $\sim 0.25 \lambda$ มีระนาบกราวด์ยาว 0.153λ จำนวน 4 เส้น ทำมุม 55 องศา ได้ผลการจำลองอัตราการสูญเสียย้อนกลับเท่ากับ -27.79 dB มี Realized gain เท่ากับ 1.959 dBi โดยค่าความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังงานระนาบสนามไฟฟ้าเป็น 84.3 องศา หลังจากนั้นได้นำโครงสร้าง CLWM สวมครอบสายอากาศโมโนโพลแล้วปรากฏว่า ให้ความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังงานระนาบสนามไฟฟ้าลดลงเหลือเป็น 62.9 องศา และเป็นผลให้ Realized gain ของสายอากาศเพิ่มขึ้นเป็น 3.139 dBi ส่วนรายละเอียดของ CLWM ได้จำลองแบบโดยหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่ใช้งานร่วมกับสายอากาศโมโนโพลโดยได้ระยะห่างระหว่างวงแหวนเท่ากับ 0.3λ ระยะห่างระหว่าง ชั้นเท่ากับ 0.8 ซม. โดย

มีเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นลวดอลูมิเนียมเท่ากับ 2 มม..ต่อมาได้ทำการทดสอบสายอากาศโมนอโพลและโครงสร้าง CLWM ที่สร้างขึ้นจากค่าพารามิเตอร์ที่จากการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ ผลก็คือ อัตราการส่งผ่าน S_{21} ระหว่างสายอากาศที่มีและไม่มี CLWM มีค่าต่างกัน 2.32 dB ซึ่งแสดงว่ามี อัตราขยายเพิ่มขึ้น



บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาวิธีการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลในย่านความถี่ 922.5 MHz (NB-IoT) ด้วยโครงสร้างตัวกลางแบบบ่วงแกนร่วม ซึ่งโครงสร้างดังกล่าวเป็นวงกลมสองชั้นที่มีจุดศูนย์กลางร่วมกัน ระยะห่างระหว่างวงกลมด้านในและวงกลมด้านนอกมีระยะห่างกันตามแนวราบ(xy-plane) เท่ากับ 0.3λ และระยะความสูงแนวแกนยก(z-plane) เท่ากับ 0.025λ โดยได้ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ CST Microwave Studio เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของแนวคิด ซึ่งสังเกตจากผลลัพธ์ปรากฏว่ามีความเป็นไปได้สูงที่จะสำเร็จ โดยเริ่มจากการออกแบบสายอากาศโมโนโพลบนกราวด์ ซึ่งกราวด์ได้ทำมุม 55 องศาจากแนวระนาบ xy โดยกราวด์มี 4 เส้น ความยาว 4.9 cm ปรากฏว่า ลำคลื่นหลักตั้งฉากกับสายอากาศโมโนโพล($\theta=90$ องศา) และค่าอิมพีแดนซ์มีค่าประมาณ 50 โอห์ม ความกว้างของลำคลื่นที่ครึ่งกำลังงาน หรือ HPBW มีค่าเท่ากับ 84.3 องศา หลังจากนั้นได้นำโครงสร้าง CLWM มาสวมที่สายอากาศโมโนโพล จึงพบว่าค่า HPBW ลดลงเหลือเพียง 62.9 องศา ลดไป 21.4 องศาจึงส่งผลให้อัตราขยายมีค่าเพิ่มมากขึ้น จาก 1.959 dBi ไปเป็น 3.194 dBi เมื่อเห็นอัตราขยายที่เพิ่มขึ้นจึงได้สังเกตเห็นอีกว่าประสิทธิภาพรวมของระบบ(total efficiency)มีค่ามากกว่า 1 คือมีค่าเท่ากับ 0.0354 dB ซึ่งเป็นไปไม่ได้ในทางทฤษฎีของสายอากาศทั่วไป แต่เป็นไปได้ในทางทฤษฎีของโครงสร้างอภิวัด จึงได้ทำการศึกษาทฤษฎีของโครงสร้างอภิวัดแบบเส้นลวดซึ่งมีความเป็นไปได้ว่าจะเป็น Double Negative Materials (DNG) หรือ Epsilon Near Zero (ENZ) ผลจากการคำนวณด้วยหลักการนิโคสัน โรสเวียร์ ได้แสดงให้เห็นว่าโครงสร้างเส้นลวดตัวนำแบบบ่วงแกนร่วม CLWM นั้นเป็น ENZและทำการเปรียบเทียบอัตราการส่งผ่านด้วย S_{21} ผลปรากฏว่าอัตราการส่งผ่านระหว่างมีกับไม่มี CLWM มีค่าต่างกัน 3.43 dB คือ S_{21} ของสายอากาศโมโนโพลที่ไม่มี CLWM มีค่าเท่ากับ -32.0915 dB และ S_{21} ของสายอากาศโมโนโพลที่มี CLWM มีค่าเท่ากับ -28.6547 dB โดยแบบรูปการแผ่กำลังงานยังคงเป็นแบบรอบตัว และตั้งฉากกับโมโนโพล สิ่งที่น่าสนใจคือเมื่อสวมโครงสร้าง CLWM ให้กับสายอากาศโมโนโพลแล้วทำไมอัตราขยายเพิ่มขึ้นทำไม HPBW แคบลง ผู้วิจัยจึงได้ทำการศึกษาเพิ่มเติมจนกระทั่งพบว่าโครงสร้างดังกล่าวคือ หนึ่งในหลายรูปแบบของโครงสร้างอภิวัดชนิดแบบเส้นลวด หรือที่เรียกกันว่า wire

medium นั้นเอง ซึ่งโดยปกติแล้วโครงสร้างเส้นลวดจะเป็นเส้นตรงการวางแลตทิคจะเป็นแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส แต่ทว่าในงานวิจัยนี้ได้นำเส้นลวดมาขดเป็นวงซ้อนกันสองวงที่ระยะห่างพอเหมาะ ซึ่งระยะห่างระหว่างแกนแนวราบมีค่า 9.8 cm และระยะห่างระหว่างชั้นมีค่า 0.8 cm เพราะฉะนั้นหน้าตัดของโครงสร้าง CLWM นี้ก็เป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้าตัวเอง หลังจากนั้นได้ทำการหาสภาพยอมทางไฟฟ้าประสิทธิผล (ϵ_{eff}) ด้วยหลักการของเลขคลื่น (wave number) ระหว่างเลขคลื่นของความถี่ปฏิบัติการ (k) และเลขคลื่นของความถี่ปฏิบัติการของโครงสร้างงานวิจัย (k_{CLWM}) ผลปรากฏว่า ค่า $k > k_{CLWM}$ และค่า ϵ_{eff} มีค่าเท่ากับ $2.622 \times 10^{-10} F/m$ ส่วนผลการวัดจริงระหว่างสายอากาศโมโนโพลสองตัว โดยใช้หลักการสมการส่งคลื่นของปริสมาพีจามาอธิบายของสายอากาศโมโนโพล ก็ทำให้ทราบได้ว่าอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลในทางปฏิบัติมีค่าเป็น 1.47 dBi ไม่ใช่ 1.959 dBi เหมือนกับการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ หลังจากนั้นทำการวัดอัตราขยายด้วยวิธีการวัดเทียบ คือ มีการวัด S_{21} สองครั้ง ครั้งแรกคือการวัด สายอากาศโมโนโพลกับสายอากาศโมโนโพล จะได้ S_{21} ครั้งที่ 1 หลังจากนั้นนำเอาโครงสร้าง CLWM มาสวมให้สายอากาศโมโนโพลตัวใดตัวหนึ่ง จะได้ S_{21} ของการวัดครั้งที่สอง(การวัดระยะห่างระหว่างสายอากาศตัวส่งที่มี CLWM และตัวรับ จะมีระยะเท่ากับการวัดครั้งที่แรก) และในเมื่อเราทราบอัตราขยายโมโนโพลครั้งที่คำนวณด้วยสมการส่งคลื่นของปริสมาแล้ว ก็จะทำให้สามารถคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศตัวที่มีโครงสร้าง CLWM สวมได้ว่ามีอัตราขยายเท่าใดได้

ตารางที่ 5.1 โครงสร้าง CLWM

ชื่อ	ขนาด
เส้นผ่านศูนย์กลางเส้นลวดอลูมิเนียม	0.1 ซม.
ระยะห่างระหว่างชั้น	0.8 ซม.
ระยะห่างระหว่างวงแหวน	9.8 ซม.
รัศมีวงแหวนด้านใน	0.15 λ หรือ 4.84 ซม.
รัศมีวงแหวนด้านนอก	0.45 λ หรือ 14.63 ซม.

ตารางที่ 5.2 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพล

ชื่อ	ขนาด
ความยาวของสายอากาศโมโนโพล	7.83 ซม.
ความยาวของกราวด์	5 ซม.
มุมของกราวด์	55 องศาจากระนาบ xy

5.2 ข้อเสนอแนะในการวิจัย

จากผลการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ ผลการคำนวณเชิงตัวเลข ผลการทดสอบเชิงปฏิบัติ มีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันคือ ได้อัตราการขยายที่เพิ่มมากขึ้น ค่า HPBW ลดน้อยลง และยังคงสภาพของแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานเป็นแบบรอบตัว เพื่อให้ผลทั้งสามส่วนใกล้เคียงนั้นยังคงต้องคำนึงถึงขั้นตอนการติดตั้งเวลาวัดค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศ สภาพแวดล้อมของการวัด จากปัญหาที่ได้ประสบระหว่างทำงานวิจัยคือเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นลวดมีขนาดเล็ก มีความไม่คงรูป โค้งงอได้ง่าย ทำให้แต่ละเส้นวงกลมอาจไม่เหมือนกันทั้งหมด และยังมีฐานรองที่ต้องรองรับโครงสร้างของเส้นลวด จึงอาจเป็นเหตุให้ผลลัพธ์ระหว่างผลการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ ผลการคำนวณเชิงตัวเลข ผลการทดสอบเชิงปฏิบัติ คลาดเคลื่อนกันบ้าง



เอกสารอ้างอิง

- โมนอย ไกรฤกษ์. (2535). ทฤษฎีสายอากาศ. กรุงเทพมหานคร ประเทศไทย: ฟิสิกส์เซ็นเตอร์.
- รังสรรค์ วงศ์สรรค. (2555). วิศวกรรมสายอากาศ . นครราชสีมา ประเทศไทย: ศูนย์นวัตกรรมและเทคโนโลยีการศึกษา: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- ศราวุธ ชัยมูล, และ ประยุทธ์ อัครเอกตมาลิน. (2554). อกวิวัสดุสำหรับการประยุกต์ใช้ด้านสายอากาศ (Metamaterials for Antenna Applications). วารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 472-482.
- Abdel Boughriet Hakim, Christian Legrand, และ Alain Chapoton. (JANUARY 1997). Noniterative Stable Transmission/Reflection Method for Low-Loss Material Complex Permittivity Determination, VOL. 45, NO1. IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, 52-57.
- Arijit Majumder, Sougata Chatterjee, Shantanu Das and Subal Kar Amitesh Kumar. (2012). A novel approach to determine the plasma frequency for wire media. Sciverse science direct, 43-50.
- Bae Ian Wu, Weijen Wang, Joe Jr Pacheco, Chen Xudong, Tomasz M Grzegorzczak, และ Jin Au Kong. (2005). A STUDY OF USING METAMATERIALS AS ANTENNA. Progress In Electromagnetics Research; PIER, 295-328.
- Constantine A. Balanis. (2005). Antenna Theory, 3rd Edition. USA: A John Wiley & Sons, Inc.,.
- EC-GSM-IoT". (17 October 2016). Extended Coverage - GSM - Internet of Things. เรียกใช้เมื่อ 5 October 2019 จาก www.gsma.com.
- Edward J. Rothwell, Jonathan L. Frasch, Ellison M. Sean, Premjeet Chahal, และ Raoul O. Quedraogo. (2016). Analysis of the Nicolson-Ross-Weir Method for Characterizing the Electromagnetic Properties of Engineered Materials. Progress In Electromagnetics Research, Vol. 157, 31-47.
- Filippo Capolino. (2009). Theory and Phenomena of Metamaterials. New York: CRC Press is an imprint of Taylor & Francis Group.

- G Guida, D Maystre, G Tayeb, and P Vincent. (1998). Mean-field theory of two-dimensional metallic photonic crystals. Optical Society of America, 2308-.
- Giampiero Lovat, Filippo Capolino, David R. Jackson, Donald R. Wilton, and Paolo Burghignoli. (May 2008). Modal Propagation and Excitation on a Wire-Medium Slab. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, no. 5, 1112-1124.
- Grant Svetlana. (17 October 2016). 3GPP Low Power Wide Area Technologies - GSMA White Paper. GSMA, หน้า 49.
- Guglielmo Marconi. (1897). เลขที่สิทธิบัตร US patent 586193. England.
- IEEE Computer Society. (2016). 802.11ah-2016 - IEEE Standard for Information technology-- Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks--Specific requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY).
- J. B. Pendry, A. J. Holden, W. J. Stewart, and I. Youngs. (1996). Extremely Low Frequency Plasmons in Metallic Mesostructures. Physical review letters, 4773-4776.
- K. Daniel Wong. (2012). Fundamentals of Wireless Communication Engineering Technologies. John Wiley & Sons.
- Lawson Stephen. (24 September 2015). computerworld.com. เรียกใช้เมื่อ 1 October 2019
- Luigi La Spada. (2017). Metamaterials for Advanced Sensing Platforms. Research Journal of Optics and Photonics, 7 pages.
- Niazul Islam Khan, Azim Anwarul, and Shadli Islam. (2014). Radiation Characteristics of a Quarter-Wave Monopole Antenna above Virtual Ground. Journal of Clean Energy Technologies, Vol. 2, No. 4, 339-342.
- R. Marques, S. I. Maslovski, I. S. Nefedov, M. Silveirinha, C. R. Simovski and S. A. Tretyakov P. A. Belov. (2003). Strong spatial dispersion in wire media in the very large wavelength limit. Physical review B 67, 113103, p 1-4.
- S. A. Tretyakov, and P. A. Belov S. I. Maslovski. (October 5 2002). Wiremedia with negative effective permittivity. Microwave and optical technology letters Vol. 35, No. 1, 47-51.
- Tomaz Antônio, Joaquim J Barroso, and Pedro J Castro. (28 October 2013). Experimental measurements of radiation patterns of a wire-medium loaded X-band antenna. 2013

SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC)
(หน้า 5 pages). Rio de Janeiro, Brazil: IEEE.

Toomas Baum, Lachlan Thompson, และ Kamran Ghorbani. (SEPTEMBER 2011). Complex
Dielectric Measurements of Forest Fire Ash at X-Band Frequencies (VOL. 8, NO. 5).
IEEE GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING LETTERS, 859-863.

Viitanen J. Ari, Tretyakov A. Sergei, และ Belov A. Pavel. (2002). Dispersion and reflection
properties of artificial media formed by regular lattices of ideally conducting wires.
2002 VSP International Science Publishers., 1153-1170.





ภาคผนวก ก

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

SRR Semi-Circular Cylindrical for Radar System

Rapin Kudpik1, Rangsana Wongsan 2,

1,2 School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology,
111, Maha Withhayalai Rd, Suranari, Mueang Nakhon Ratchasima District, Nakhon Ratchasima 30000 Thailand

Abstract – This paper present the SRR semi-circular cylindrical for improve the bandwidth and gain for radar system, while is radiation patterns no difference. The parameters of SRR plate analyze from receiving frequency of radar and that bend with circular cylindrical. The simulation results of CST-microwave studio shows that the negative permeability, permittivity some frequency band.

Index Terms — Antennas, propagation, EM wave theory, AP-related topics.

1. Introduction

The target is improve gain of primary feed of radar system without effect to radiation pattern, because the radiation pattern is primary for feed to reflector radar, if the wide-beam width angle that spillover radiation at secondary feed (reflector radar). In opposite if the narrow – beamwidth angle (less than subtended angle) that low efficiency radar system. There is more than one method for increasing the gain of the antenna. For example, you can reduce HPBM or reduce side lobe level although that method will affect the radiation pattern of the antenna. But there is one method with no effect on radiation pattern. It is the metamaterials method. Metamaterials are not real materials in the world but them occur with position, size of material intersect with some frequency band for occur negative permeability and permittivity and the Split ring resonator (SRR) structure is supports negative permeability.

2. Antenna Configuration

Split ring resonators (SRR) [1] consist of two rectangular lines, an inner rectangular line embedded in an outer rectangular line with a split on the other side. After that, The SRR plate is bent with semi-circular cylindrical for reduce area, appropriated for work and bandwidth enlargement. The SRR prototype for future experimentation application is shown in Fig. 1

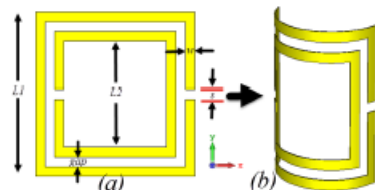


Fig 1 The SRR Unit cell.

For Identification Friend Frequency (IFF) band of radar system there has two frequencies are 1.03GHz for sending to target and 1.09 GHz for receiving signal form the aircraft transponder. Therefore, the SRR plate is design with the receiving frequency. So the L1 is the SRR outer length, that is analyze from quarter wavelength; The S is distant of end line initial with $\lambda/64$. The w is width of SRR strip line. The gap is distance between two strip rectangular lines; the L2 is difference of L1, w and gap. After that, the SRR plate is bent with semi-circular cylindrical at the radius (r) 2.25 cm.

TABLE I

Parameters	L1	L2	gap	s	w	r
Value (cm)	6.8	5.8	0.5	0.43	0.5	2.25

3. Simulations results

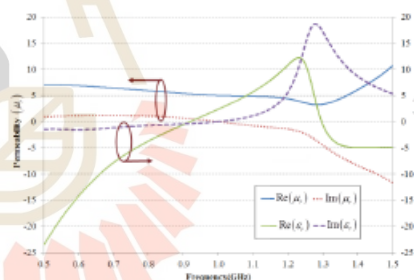


Fig.2 Real and Imaginary part of Permeability and Permittivity

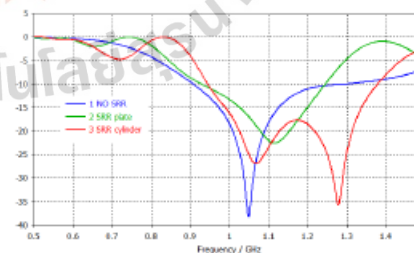


Fig. 3. Retrun loss

From the fig. 2, the permeability in real and imaginary parts are negative at 0.5-0.9 GHz, and real permeability will back

negative again at 1.3-1.5 GHz, then permeability at 1.0-1.5GHz in imaginary part that is negative value, that permittivity and permeability are analyze with Nicholson – Ross – weir (NRW method) [2]-[3]

From the fig. 3, the S_{11} results that are create form monopole on ground plane and reflector in back (No SRR; blue color) after that there is SRR plate in front probe (green color) and last the red color is SRR semi-circular cylindrical in front probe. The blue color that is respond at the frequency desire 1.09 GHz and cover band IFF frequency. The green color is reflection coefficient affect from matching system because the SRR plate put on in front the probe. And the red color is result of the return loss with SRR semi-circular cylindrical put on the probe, the effects to bandwidth enlarge and there are best at two frequencies respond at 1.05 GHz and near 1.3 GHz

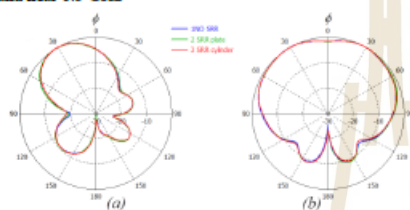


Fig. 4. Elevation patterns (a) elevation (b) azimuth

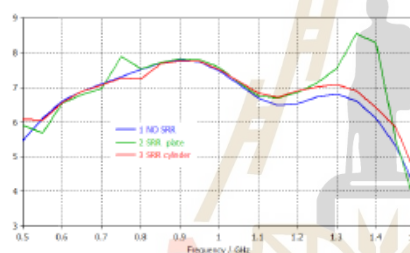


Fig. 5. Directivity

The fig. 4(a) is shown the elevation patterns in yz-plane, there are same the main angle beam at $\theta \approx 30$ degrees all case at $\phi = 90$ degrees and fig. 4(b) is shown the azimuth patterns in xy-plane at $\phi = 0$ degrees, the main beam of left hand side and right hand side there are same angle at 30 degrees. Therefore main direction beam there are not ϕ at 0 and 90 degrees. But all cases that have the HPBW are same.

The directivity is importance for communication system, from fig. 5 this communication system is support at 0.9 GHz because the all cases that are same level, and there are approximate 7.75 dBi. For SRR semi-circular cylindrical is same No SRR curve but that is better at 1-1.5 GHz.

4. Conclusion

The radiation patterns among SRR plate, semi-circular cylindrical and no SRR are not difference, which is the good point because it is primary feed in radar system, the SRR semi-circular cylindrical cans reduce area structure,

increasing gain and enlarge bandwidth. The value of the permittivity and the permeability is negative some frequency depends on SRR size and SRR position. And last the parameters of the antenna structure can improve for increasing gain.

References

- [1] Y. Liu, R. Raju, L. Shafai and C. shafai "A miniaturized artificial magneto-dielectric resonator antenna with split ring resonators," in *17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, Montréal, Canada, 2016, pp. two pages. 10-13 July 2016
- [2] A. Luiz de paula, M. Cerable Rezende and J. José Barroso "Modified Nicolson-Ross-Weir (NRW) method to retrieve the constitutive parameters of low-loss materials," in *International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2011)*, Inimn Plaza Hotel Natal, Brazil, 2011, pp. 188-492., 29 Oct-1 Nov. 2011
- [3] E. J. Rothwell, J. L. Frasc, S. M. Ellison, P. Chahal, and R. O. Quedraogo, "Analysis of the Nicolson-Ross-Weir method for characterizing the electromagnetic properties of engineered materials," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 137, 31-47, 2016.

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. R. Kudpik, P. Meesawad, and R. Wongsan, “Bandwidth Enlargement of $\lambda/4$ Monopole above Ground Plane with Metallic Holes Structure,” 2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2017), 2017.

Bandwidth Enlargement of $\lambda/4$ Monopole above Ground Plane with Metallic Holes Structure

Rapin Kudpik¹, Piyaphorn Meesawad², Rangsana Wongsan³,
^{1,2,3} School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology,
 Nakhon Ratchasima 30000, Thailand
 rapin56_1@mail.com¹ priam@sut.ac.th² rangsan@sut.ac.th³

Abstract - In this paper, the bandwidth enlargement method of the conventional $\lambda/4$ monopole antenna on finite ground plane is investigated for utilization in IFF (identification friend or foe) of the secondary radar the operating frequency 1.03-1.09 GHz. For the initial study, we have proposed the structure of the resonant holes on the surface of a sector of metallic cylinders covering such the monopole that placed on the circular ground plane with $\lambda/2$ of radius. The simulation results such as reflection coefficients (S_{11}), gains, and radiation patterns of four different structures are analyzed by using CST microwave studio software. We found that its bandwidth could be enlarged to the maximum value around 86.81% at $S_{11} < -10$ dB when the opposite side of the proposed structure is free space. However, the gain at the desired bandwidth is not much increased while the higher frequencies can provide the higher gain. Furthermore, it is found that the radiation patterns of four cases still be similar even though the monopole is covered with the different structure.

Index Terms – bandwidth enlargement, metallic holes structure, monopole antenna.

1. Introduction

The conventional antenna system of the secondary radar (radio detection and ranging) based on the parabolic reflector and the pyramidal horn has been used for detection and finding the position of target such as aircraft, warship, and vehicle. In case of the secondary radar to detect the aircraft, the inside of the pyramidal horn antenna consists of the main probe for target detection and the IFF probe for target identification (friend or foe) [1]. In this paper, the IFF probe is only focused, since it is the conventional $\lambda/4$ monopole and made from a small metallic rod, which provides the narrow bandwidth. Moreover, when this monopole is operated together with the main probe of radar, causing its matching degraded. Therefore, our aim for development is to enlarge the bandwidth and to make the better matching for the conventional $\lambda/4$ monopole above ground plane [2]-[3]. Furthermore, the most importance is to keep the half-power beamwidth of this monopole to avoid the change of pyramidal horn's pattern after installing inside.

2. Configuration of the proposed antenna

The configuration of the metallic holes structure [4]-[5] is shown in Fig.1. Such the structure is made from the metallic sheet with the width and the height are $\lambda/4$ and $\lambda/10$, respectively. The diameter of each hole is equal to $\lambda/50$ and spacing between the adjacent holes is around $\lambda/200$ as shown in Fig.2 (a). However, the desired structure is the metallic holes on the surface of a sector of cylinder, such that, the planar structure will be shaped to be the cylindrical curve with $\lambda/22$ of radius, as shown in Fig.2 (b).

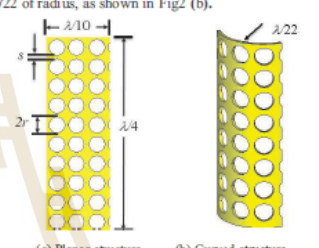


Fig 1 Configuration of metallic horns structures.

In order to meet the initial results of the performance of the referent antenna, we started to design a $\lambda/4$ monopole antenna above a circular ground plane with $\lambda/2$ of the radius by using CST simulation software. After that, the resonant holes on the surface of a sector of metallic cylinder with three different mediums such as metallic curved sheet, free-space, and dielectric curved sheet (PTFE with $\epsilon_r = 2.1$), which each one is placed at the opposite side of the metallic holes structure as depicted in Fig 2

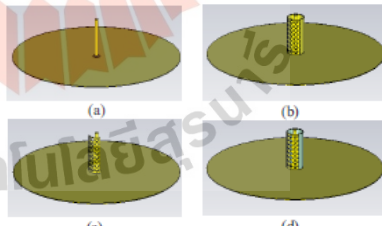


Fig 2. Monopole antenna on a finite ground plane without and with the different structure of metallic holes:
 (a) single monopole, (b) with metallic curved sheet,
 (c) with free-space, (d) with dielectric curved sheet

978-1-5386-0465-6/17/\$31.00 ©2017 IEEE ISAP2017, Phuket, Thailand

3. Simulations results

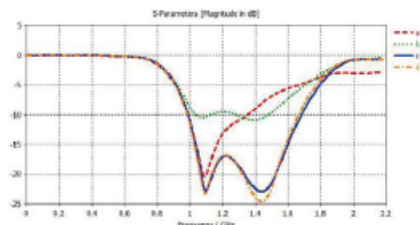


Fig. 3 Comparison of simulated reflection coefficients (S_{11}) against frequencies of each structure.

Fig.3 shows the simulated reflection coefficients (S_{11}) of $\lambda/4$ monopole antenna with four different structure. Graph (a) represents the S_{11} of a monopole on ground plane, in which provides the bandwidth around 364 MHz or 33.39%. After that, the metallic holes structure with metallic curved sheet is covered on this monopole. It is found that the S_{11} is very poor, as illustrated with graph (b). However, then we move the metallic curved sheet out, causing the media is changed to be free-space, as depicted in Fig.2 (c). Thus, the reflection coefficient is recovered to the very good matching and to provide the wider bandwidth (86.81%), which illustrated with graph (c), as shown in Fig.3. Finally, we wore the metallic holes structure with dielectric curved sheet onto the monopole. We found that the bandwidth of antenna is narrowed a little bit when compared to a green dot line, while the impedance matching at 1.42 GHz of frequency, which displayed with graph (d), is better than of the previous one.

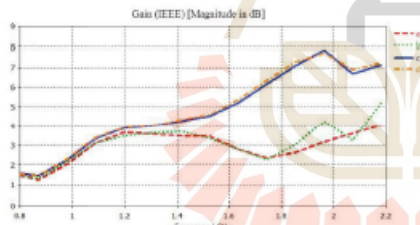


Fig.4 The comparison simulated gain of a monopole with the proposed structures of metallic holes

The simulated gain comparison of a monopole with and without the different structures of metallic holes are displayed in Fig.4. We found that the $\lambda/4$ monopole above a circular ground plane, which is operated together with the metallic holes structure without any media in the opposite side, could provide the maximum gain around 7.8 dB at the higher frequency, while the gain at 1.03-1.09 GHz of IFF frequency band will be not much improved.

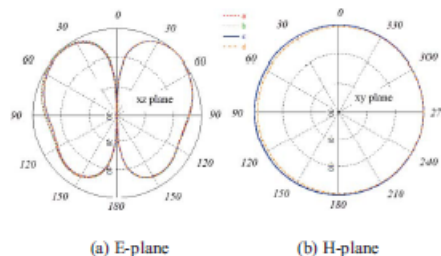


Fig. 5 The simulated radiation patterns of a monopole with/without different metallic holes structures

Fig. 5 shows the radiation patterns in E- and H-plane of a monopole above ground plane with the conditions as mentioned above. It is found that the radiation patterns of every cases are rather similar, as we required. However, we found that the radiation patterns in case (d), the power density that radiated in H-plane is a little bit reduced at the opposite side of metallic holes structure due to dielectric loss.

4. Conclusion

The conventional $\lambda/4$ monopole antenna above a finite circular ground plane has been improved the frequency bandwidth for utilizing in the variety of application, especially, the IFF system of the secondary aircraft radar. With the cylindrical structure of the metallic holes worked together with the different mediums in the opposite side, the bandwidth of the conventional $\lambda/4$ monopole is enlarged up to 86.81% at the upper frequency band. Furthermore, such the monopole still able to keep the original radiation pattern, while its gain is raised up a little bit. However, these results will be further studied by installing the monopole with the selected structure of metallic holes into the pyramidal horn.

References

- [1] D. Eddle, Radar Principles, Technology , Applications, PTR Prentice Hall, New Jersey
- [2] M. M. Weiner, Monopole Antennas, The MITRE Corporation Massachusetts, U.S.A., 2003
- [3] Z. Zivkovic, D. Senic, C. Bodendorf, J. Skrzypczynski and A. Satalic, "Radiation pattern and impedance of a quarter wavelength monopole antenna above a finite ground plane," *SoftCOM 2012, 20th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks*, pp 1-5, 2012.
- [4] M. Benete, I. Campillo, M. Navarro-Cia, F. Falcone and M. Sorolla "Molding left- or right-handed metamaterials by stacked cutoff metallic hole arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 55, 6 June 2007.
- [5] E. Benete, I. Campillo, J.E. Rodriguez-Secco, E. Perea M. Navarro-Cia, I.I. Nunez-Marrigue and M. Sorolla "Enhanced gain by double-periodic stacked subwavelength hole array," *IEEE Microwave and wireless components letters*, Vol. 17, 12 December 2007.

2 . R. Kudpik, P. Meesawad, and R. Wongsan, "Performance Improvement for Monopole Antenna with Circumferential Wire Medium," 2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2018), 2018.

[FrF2-1]

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

Performance Improvement for Monopole Antenna with Circumferential Wire Medium

Rapin Kudpik¹, Piyaphorn Meesawad², Rangsan Wongsan³,
^{1,2,3} School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology,
Nakhon Ratchasima 30000, Thailand
rapin56.1@hotmail.com¹, priam@sut.ac.th², rangsans@sut.ac.th³

Abstract - The quarter-wave monopole antenna is favorite to use in wireless communications due to provide very good omnidirectional pattern and ease to fabricate. In this paper, we presents the application of this antenna to utilize for low-power FM broadcasting station at 100 MHz of operating frequency. For performance improving of this antenna, we focused on the gain increment and retaining the omnidirectional pattern. The circumferential wire medium, which made from aluminum wires are used to achieve our requirement by surrounding the given monopole. The simulation results of the proposed antenna such as reflection coefficients (S_{11}), gains, and radiation are analyzed by using CST software. We found that its realized gain is increased to the maximum value around 3.427 dBi, while the radiations patterns still is retained to be the omnidirection as same as the pattern from conventional monopole. Furthermore, it is found that the proposed wire medium can encourages the quarter-wave monopole to meet the better matching ($S_{11} = -48.686$ dB at 100 MHz).

Index Terms - Wire medium, metamaterials, quarter-wave monopole, broadcast station.

1. Introduction

Presently, the numbers of community FM broadcasting stations in Thailand are around 4,000 stations. The important problem of these FM stations is inability to purchase for the high quality and standard equipment for their stations such as transmitters, transmission lines, antennas, etc. In which case, intermodulation can be caused by non-linear behavior from such no quality equipment that increases the occupied bandwidth, leading to adjacent channel interference and interfering the aeronautical radio, even though the transmitted power is not over 500 watts [1]. In this paper, we have only focused on the broadcast antenna by choosing the conventional quarter-wave monopole on ground plane to improve its performance, especially providing the higher gain, narrower bandwidth, retaining the omnidirectional pattern in azimuthal plane, lower side lobe, and ability of medium power handling.

Key device of our research is the circumferential wire medium, which is a subset of metamaterials. This device consists of two circumferential wire mediums of different radius, surrounding the conventional quarter-wave monopole. The advantage of the proposed antenna is able to mount on the top of the antenna tower, causing the radiation pattern in azimuthal plane are close to ideal omnidirection. Moreover, this proposed antenna does not need any power divider like as the side-mounted array antenna. Therefore, the power loss in phasing lines are reduced too. In research process, the geometrical structure of such monopole antenna with/without

the wire medium is calculated and optimized by using CST simulation software. Lastly, the simulated results are compared, discussed and concluded.

2. Configuration of the proposed antenna

The configuration of the conventional quarter-wave monopole on ground plane is shown in Fig.1. This monopole antenna is designed for 100 MHz of operating frequency in FM band. It consists of 1) an aluminum whip with height $L_1 = 85.25$ cm, 3 cm of diameter and 2) sixteen elements of the radial ground with length of each element $L_2 = 20$ cm ($= \lambda/15$), 1 cm of diameter, and tilt angle (φ) is 35 degrees. While the structure of circumferential wire medium [2],[3] as shown in Fig.2, consists of two circular rings having different radius; the inner ring has the radius $r_1 = 29$ cm, while the outer ring has the radius $r_1 + r_2 = 118$ cm. All circular rings are made from aluminum wires with diameter $d = 1$ cm. However, the multi-layer of two circular rings are desired for covering the total height of quarter-wave monopole and its ground plane. Therefore, CST simulation software is used to optimize the proper number (n) of circular ring layers. We found that forming of 13 layers of two circular rings with spacing (s) between layers equals to 12 cm are the most optimized condition. All parameters of structure is summarized in Table 1.

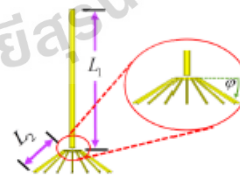


Fig.1 The geometry of $\lambda/4$ monopole on radial ground. [4],[5]

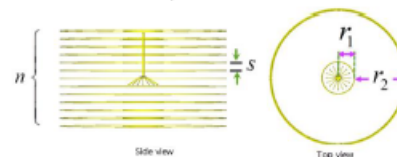


Fig.2 The geometry of $\lambda/4$ monopole surrounded with circumferential wire medium.

Table 1. Summary of parameters of the proposed antenna.

parameters	s	r_2	r_1	ϕ (deg.)	n
value (cm)	12	89	29	35	13

3. Simulation results

The simulate results of the reflection coefficients of the quarter-wave monopole on radial ground with/without the circumferential wire medium are illustrated in Fig. 3. We found that the proposed antenna is able to retain the frequency bandwidth around 7.653 MHz at $S_{11} = -15$ dB comparing to the bandwidth of the conventional monopole. While the very good matching is at 100 MHz at $S_{11} = -48.68$ dB, which is better matching than the conventional one.

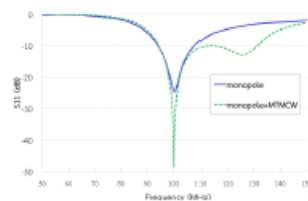


Fig.3 Simulated reflection coefficients (S_{11}) of the $\lambda/4$ monopole on radial ground with/without circumferential wire medium.

Fig.4 shows the simulated results of the realized gain, especially, in FM band (88 MHz to 108 MHz). It is seen that the realized gains of the quarter-wave monopole that surrounded with the circumferential wire medium, are higher than the gains of monopole without the wire medium.

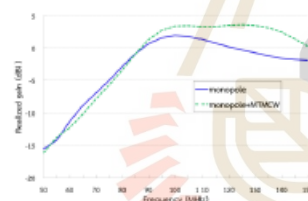


Fig.4 Simulated results of realized gain of the $\lambda/4$ monopole on radial ground with/without circumferential wire medium.

In addition, the radiation patterns in azimuthal plane of the quarter-wave monopole with/without the circumferential wire medium are displayed in Fig. 5. We notes that the both cases provide the same omnidirectional patterns in the azimuthal plane as shown in Fig. 5(a). Whereas the normalized radiation pattern in the elevation plane as shown in Fig. 5(b), the half-power beamwidth (HPBW) of the quarter-wave monopole on radial ground with the circumferential wire medium is narrower than the HPBW of the conventional monopole. However, it is found that both of patterns in the elevation plane have no side lobe.

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

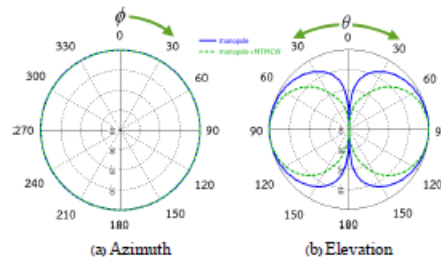


Fig. 5 Normalized radiation patterns of the $\lambda/4$ monopole on radial ground with/without circumferential wire medium.

Table 2. Performances of $\lambda/4$ monopole antenna (a) with and (b) without circumferential wire medium.

@100 MHz	monopole	monopole+wires
Total efficiency	0.9908	1.002
Realized Gain (dBi)	1.974	3.427
HPBW(deg.)	83.4	54.4
Bandwidth@-15dB (MHz)	7.017	7.653
S_{11} (dB)	-24.306	-48.686

4. Conclusion

The quarter-wave monopole on radial ground surrounded with the structure of circumferential wire medium can provide the realized gain over conventional quarter-wave monopole around 1.453 dB. Furthermore, the structure of circumferential wire medium can encourages the quarter-wave monopole to meet the better matching ($S_{11} = -48.686$ dB at 100 MHz). While the radiation patterns is quite real omnidirectional and have no side lobe, which are appropriate for broadcasting FM signal. In the future work, the frequency bandwidth of this proposed antenna will be narrowed to meet the desired bandwidth around 1 MHz.

References

- [1] <https://broadcast.nbtc.go.th>
- [2] P. A. Belov, S. A. Tretyakov, and A. J. Viitanen, "Dispersion and Reflection Properties of Artificial Media Formed by Regular Lattices of Ideally Conducting Wires," *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, Vol. 16, No. 8, 1153-1170, 2002.
- [3] S. Couture, A. Parsa, and C. Caloz, "Design of a Size-Independent Zero-Permittivity Rectangular Resonator and Possible Antenna Applications", 2010 14 th International symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics [ANTEN] and the America Electromagnetics Conference [AMEREM] , pp. 4 pages, 2010.
- [4] M. M. Weiner, *Monopole Antennas*, The MITRE Corporation Massachusetts, U.S.A., 2003
- [5] Nizalul Islam Khan, Anwarul Azim, and Shadli Islam "Radiation Characteristics of a Quarter-Wave Monopole Antenna Above Virtual Ground", *Journal of Clean Energy Technologies*, Vol. 2 No.4 , October 2014, pp.339-342

3. SUT Journal

Acceptance of manuscript 200101884.

SUTJournal <root@ird.sut.ac.th>

a 26/05/2020 11:23

ถึง: rapin56_1@hotmail.com <rapin56_1@hotmail.com>

Dear Mr.kudpik.

I am pleased to inform you that your article entitled 'EFFICIENCY IMPROVEMENT FOR QUARTER-WAVELENGTH GROUND-PLANE MONOPOLE ANTENNA BY USING COAXIAL-LOOP WIRE MEDIUM (CLWM)' has been accepted for publication in Suranaree Journal of Science and Technology (SJST). The galley proof will be later sent to you for the final corrections.

Thank you for publishing with SJST.

Sincerely,
Rattikorn Yimnirun, Ph.D.
Professor
Editor in Chief

This letter was generated automatically from SJST editorial office.



มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

1 **EFFICIENCY IMPROVEMENT FOR QUARTER-**
2 **WAVELENGTH GROUND-PLANE MONOPOLE**
3 **ANTENNA BY USING COAXIAL-LOOP WIRE**
4 **MEDIUM (CLWM)**

5
6 **Running head: Gain increment of monopole antenna with metamaterials**

7
8 **Rapin Kudpik* and Rangsan Wongsan**

9
10 *School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering, Suranaree*

11 *University of Technology, Nakhon Ratchasima, 30000, Thailand.*

12 *E-mail: rapin56_1@hotmail.com , rangsan@sut.ac.th*

13
14 **Abstract**

15 **The Narrow Band Internet of Thing (NB-IoT) system needs the high-gain**
16 **omnidirectional antenna since it can efficiently transceiver the signal to/from**
17 **IoT devices that surrounded itself. Therefore, this paper presents the method**
18 **for increasing the gain of primary quarter-wavelength monopole antenna**
19 **using the structure technique of metamaterial, which yields the exact**
20 **omnidirectional pattern as we required. The metamaterial structure, which**
21 **we so-called coaxial-loop wire medium (CLWM), consists of a monopole**
22 **antenna surrounded by multi-turn of small conducting wire loops,**
23 **surrounded by an air layer and surrounded by multi-turn of larger**
24 **conducting wire loops. Therefore, the term coaxial loop comes from the inner**

25 and outer wire loops sharing a geometric axis. The proposed CLWM was
26 verified that be metamaterial by using the simulated results (S_{11} and S_{21}) from
27 CST software and then compared to the measured results. After that, the
28 permeability, permittivity, and refraction index near zero are calculated by
29 using Nicholson-Ross-Weir (NRW) method, respectively. Finally, we found
30 that the CLWM operates with a monopole antenna can provide the
31 omnidirectional pattern on the azimuthal plane, whereas, in the elevation
32 pattern, its beam width is reduced, causing the realized gain of the
33 conventional monopole is increased around 3.43 dB.

34
35 **Keywords**

36 Gain improvement, Wire medium, Monopole Antenna, Omnidirectional
37 Pattern, Metamaterials

38
39 **Introduction**

40 Narrowband Internet of Things (NB-IoT) is a Low Power Wide Area Network
41 (LPWAN) radio technology standard developed by 3GPP to enable a wide range
42 of cellular devices and services in 2016. (Svetlana, 2016) Later, The GSMA
43 Mobile for Development Foundation, Inc. announced the Extended Coverage
44 GSM IoT (EC-GSM-IoT), which is a standard-based Low Power Wide Area
45 technology. It is based on GPRS and designed as a high capacity, more extensive
46 coverage range, lower energy consumption, low complexity cellular system, and
47 allowing the creation of large groups of stations or sensors that cooperate to share
48 signals for IoT communications. The EC-GSM-IoT network trials have begun,

49 with the first commercial launches planned for 2017. Supported by all major
50 mobile equipment, chipset, and module manufacturers, EC-GSM-IoT networks
51 co-exist with 2G, 3G, and 4G cellular networks as a subset of the LTE standard,
52 but limits the bandwidth to a single narrow-band of 200kHz. (EC-GSM-IoT",
53 2016) , (Stephen, 2015) For supporting the concept of the IoT, a wireless
54 networking standard of IEEE 802.11ah, which is published in 2017 (IEEE
55 Computer Society, 2016), has been used to be protocol of NB-IoT. It uses 900
56 MHz, license-exempt bands, to provide extended range Wi-Fi networks,
57 compared to conventional Wi-Fi networks operating in the 2.4 GHz and 5 GHz
58 bands.

59 There is a prediction that in 2025, there will be more than 75 billion devices
60 connected to IoT. Therefore, the demand for supporting wireless networks is
61 rising. However, to support the more full coverage areas that are a part of the IoT
62 concept, the appropriated antenna for such the IoT network is proposed. In this
63 paper, we offer the improved performance for the primary monopole antenna that
64 easy to fabricate and provide the omnidirectional pattern in azimuth plane by
65 using the structure technique of metamaterial placing surround a monopole
66 antenna.

67 The monopole antenna sometimes called the Marconi antenna was invented in
68 1895 and patented 1896 by radio pioneer Guglielmo Marconi. This antenna type
69 is a resonant antenna oscillating with standing waves of voltage and current along
70 its length, which the wavelength of the radio waves determines its length. The
71 most common form is the quarter-wave monopole, in which the antenna is

72 approximately one-quarter of the wavelength of the radio waves. (Wong, 2012)
73 (Marconi, 1897). Although the monopole antenna provides the actual
74 omnidirectional pattern, it still provides the low gain. Our proposition is how to
75 increase the gain of the monopole antenna, whereas it still provides the
76 omnidirectional pattern.

77 The gain of monopole antenna can be increased by using the favour methods,
78 namely, the length increment and array. However, the antenna length increases,
79 even though the directivity also increases with length but not enough as we
80 required. Besides, if the length of monopole increases beyond one wavelength
81 ($l > \lambda$), the number of lobes begin to increase. Besides, the directivity
82 improvement of the monopole antenna without increasing the length of the single
83 element, the multi-elements of monopole may be formed to be circular array.
84 However, even though this array type can provide a pattern similar to the original
85 monopole pattern, but the number of lobes still be increased (Balanis, 2005).
86 Therefore, in this paper, the circular-loop wire medium is proposed to increase the
87 gain of the monopole antenna and retain the feature of the omnidirectional pattern.
88 Generally, the monopole length is calculated from the wavelength of the operating

89 frequency according to the equation of $\lambda = \frac{c}{f_r \sqrt{\mu_{eff} \times \epsilon_{eff}}}$. However, we can
90 reduce the physical size of the antenna by increasing the effective permeability
91 and effective permittivity, which surround the structure. We can observe that
92 when two such parameters are equals, then the antenna length equals the
93 wavelength in free space.

94 Therefore, this paper presents the method to increase the gain of monopole
95 antenna with Coaxial-Loop Wire Medium (CLWM) that without any phasing line.
96 Furthermore, the CLWM structure provides no sidelobes, while the obtained main
97 lobe still be retained to appear on the broadside of the monopole axis. In this
98 paper, the radii of two loops of the CLWM structure and gap spacing between the
99 adjacent loops are calculated and optimized the proper values of the effective
100 permeability and effective permittivity of CLWM metamaterials by using the
101 technique of Nicolson Ross Weir and using CST-Microwave studio software for
102 calculation at the frequency band of 920 MHz - 925 MHz for the NB-IoT system.

103

104 **Theory and Configurations**

105 **Monopole Antenna Covered with CLWM and Simulation**

106

107 From the image theory of ordinary dipole antenna, a monopole antenna can be
108 visualized as being formed by replacing the bottom half of a vertical dipole
109 antenna with a conducting plane (ground plane) at right-angles to the remaining
110 half. The radiation pattern of the monopole antenna can be calculated by using
111 this image theory. When the ground plane is large enough, the radio waves from
112 the monopole (upper half above ground plane) reflected from the ground plane
113 forming the missing half of the dipole. Thus, the radiation patterns of the
114 monopole and dipole are similar. Whereas the radiation resistance of monopole
115 antenna is half of the dipole antenna and the radiated power of monopole antenna
116 is double of a dipole antenna, causing monopole antenna provides a gain of twice
117 (3 dB greater than) the gain of a similar dipole antenna and HPBW is half of the
118 dipole antenna if it is mounted above a good ground plane.

119 Whereas, the structure of CLWM consists of two circular rings that have a
 120 different radius made from aluminium wires with 1 mm of diameter (d). The radii
 121 of the inner and outer rings are r_1 and r_2 , respectively, as shown in Fig. 1(a). A
 122 quarter-wavelength monopole antenna is made from the copper wire with 2 mm
 123 of diameter and 7.82 cm (0.24λ) of the length, and four-radials ground plane with
 124 4.9 cm (0.15λ) of the length is inserted at the centre point inside the inner ring, as
 125 shown in Fig. 1(b) and (c). Besides, the four-radials ground plane of the monopole
 126 is down at an angle of 55° to increase the input impedance of monopole to around
 127 50Ω , while at the same time lowering the radiation angle more towards the
 128 horizon. In order to optimize the dimension of the proper CLWM for a monopole
 129 antenna, firstly, the parameters r_1 , r_2 , the number of inner/outer circular loops (n),
 130 and the spacing (s) between the adjacent loops are adjusted.

131 From the simulated S_{11} in Fig. 2, we found that the proposed antenna can provide
 132 the excellent impedance matching at 922.50 MHz of the desired frequency when
 133 r_1 , r_2 , s and n equal to 0.15λ (~ 4.9 cm), 0.45λ (~ 14.6 cm), 0.025λ (~ 0.8 cm)
 134 and 13 turns, respectively. Furthermore, it is shown that it can provide a wider
 135 bandwidth (~ 301.2 MHz @ $S_{11} = -10$ dB) when compared to the obtained
 136 bandwidth from a single monopole (~ 166.86 MHz @ $S_{11} = -10$ dB).

137 From the comparative simulated 3-D radiation pattern in Fig. 3 (a) and (b), we
 138 found that a monopole antenna with CLWM not only provides the higher gain but
 139 also provides higher radiation efficiency ($e_{rad} = 0.03540$ dB) than the efficiency of
 140 a single monopole ($e_{rad} = -0.01315$ dB). Furthermore, it can yield the exact

141 omnidirectional pattern as we required, as illustrated in Fig. 4. Moreover, the co-
142 and cross-polarizations of monopole antenna with CLWM are also considered.
143 We found that the magnitude of power patterns for the resonant frequency of
144 922.5 MHz at $\theta = 90$ degrees provided the cross-polarization higher than 150 dB,
145 as shown in Fig. 5. Thus the proposed antenna structure provides only vertical
146 polarization.

147 Besides, we also investigated the length of a single monopole ground plane
148 antenna without CLMW that can provide the gain near to 3.139 dB at 922.5 MHz,
149 which obtained from our proposed structure, as illustrated in Fig. 3(b). From the
150 simulation, it is found that the length of a single monopole antenna is around
151 19.33 cm (0.595λ), it can provide the gain around 3.147 dB. However, we found
152 that the input impedance of this monopole is rather high since the current
153 distribution at feed point close to zero. Even though some matching transformers
154 can be utilized for matching input impedance close to 50Ω , but power loss in the
155 transformer will also be increased. Moreover, the radiation angle is directed to the
156 sky instead of towards the horizon.

157 After the proposed antenna structure was optimized as abovementioned, the
158 electromagnetic waves from monopole antenna can radiate pass through the
159 CLWM structure, efficiently, since the vector of electric intensities of monopole
160 and CLWM have the same direction and matching perfectly. Secondly, the
161 wavenumber of waves (k_{clwm}) that travel through CLWM will be investigated to
162 find the frequency-dependent permittivity of CLWM structure in the next step.

163 From literature review, Pendry and research team proposed a mechanism
 164 for depression of plasma frequency into the far-infrared passing through the
 165 periodic structures built of very thin wires (Pendry, Holden, Stewart, & Youngs,
 166 1996). After that, Capolino had mentioned about effective medium model and
 167 strong spatial dispersion in wire media, which consists of an array of parallel
 168 conducting thin wire (Capolino, 2009) by referring the most generally used
 169 formula for the plasma frequency that was proposed by Pendry but it is in term of
 170 the plasma wavenumber (k_{plasma}). In this paper, we have modified such the
 171 formula for our CLWM structure. It can write that

$$172 \quad k_{\text{plasma}}^2 = \frac{2\pi}{as \ln\left(\frac{a}{d}\right)} \quad (1)$$

174 Where a represents the distance of the annular spacing ($r_2 - r_1$) that equals to
 175 0.3λ (~ 9.8 cm) and d is the diameter of aluminum wire.

177 However, since our structure consists of multi-coaxial loops, therefore, the
 178 relation between annular spacing (a) and spacing between the adjacent loops (s)
 179 must be taken into account. Below was reported the dispersion of dense grid using
 180 the Taylor expansion of sin and cos functions of small arguments to analyse the
 181 wavenumber as a function of the lattice constants or spacing between adjacent
 182 wires (Ari, Sergei, & Pavel, 2002). Here, we introduce instead of the lattice
 183 parameters a and s , their product equals to \sqrt{as} , and their ratio is a/s , we can
 184 write the equation for wavenumber (k_{clwm}) of CLWM structure as

185

$$k_{clwm}^2 = \frac{2\pi}{as \left(\ln \frac{\sqrt{as}}{2\pi d} + F(a/s) \right)} \quad (2)$$

187
188 Where $F(a/s)$ in (2) represents the function of a ratio of the distance of annular
189 spacing and spacing between the adjacent loops, as expressed in (3).

$$F(a/s) = -\frac{1}{2} \log \left(\frac{a}{s} \right) + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \left(\coth \left(\pi m \frac{a}{s} \right) - 1 \right) + \frac{\pi}{1.8785} \left(\frac{a}{s} \right) \quad (3)$$

192
193 From (3), substituting the optimized parameters of CLWM structure into (3), then,
194 we found that the value of k_{clwm} is the most appropriate for the desired frequency
195 of 922.5 MHz with the ratio of $(a/s) = 12.25$ for a fixed cell area. A numerical
196 investigation shows that function $F(a/s)$ can be approximated in the following
197 manner:

$$F(a/s) \approx \frac{\pi}{1.8785} \left\{ \left(\frac{a}{s} \right) + \frac{1}{(a/s)} \right\} - \frac{\sqrt{\log^2 \left(\frac{a}{s} \right) + (\pi/3)^2}}{2} \quad (4)$$

199
200 This application is adopted to give the best results for ratio of $(a/s) = 12.25$, where
201 $F(a/s) = 19.94276$ that close to $\pi/1.8785$. Besides, equation (2), we can define
202 the resonant frequency of CLWM structure, as given by

$$f_{clwm} = c \left[\sqrt{2\pi as \left(\ln \frac{\sqrt{as}}{\pi d} + F(a/s) \right)} \right]^{-1} \quad (5)$$

205
206 The ratio of (a/s) that effects to the resonant frequency (f_{clwm}) of CLWM structure
207 is calculated from (5) and plotted, as shown in Fig. 6. It is shown that the most
208 proper ratio (a/s) at 12.25 provides the desired resonant frequency of 922.5 MHz.

209
 210 Besides, when we take into account the effect of the ratio (a/s) into (2), the
 211 calculated wavenumber k_{clwm} is around 19.03 rad/m. However, in Fig. 7, we
 212 observed that the wavenumber k_{clwm} of waves travelling through the CLWM
 213 structure could also be changed when the ratio (a/s) changed.

214
 215 Since the structure of CLWM is assemblies of multiple conducting loops
 216 fashioned from aluminum wires with a and s are around 0.3λ and 0.025λ ,
 217 respectively. We can analyze the property of the dense grids of this structure in
 218 terms of the effective permittivity in the quasistatic limit by reforming the
 219 dispersion equation such the method, the magnetic property of media will be not
 220 taken into account, whereas the equation of a frequency-dependent permittivity
 221 (ϵ_{eff}) can be expressed in (6).

$$222 \quad \epsilon_{eff} = \epsilon_0 \left(1 - \frac{k_{clwm}^2}{k^2} \right) \quad (6)$$

223
 224 This result from (6) can show that $\epsilon_{eff} < 0$ for $k < k_{clwm}$ and $0 < \epsilon_{eff} < 1$ for
 225 $k > k_{clwm}$, where k is the free-space wave number. After we substitute the values
 226 of parameters into (6), we obtained the calculated effective permittivity of this
 227 structure is around 2.642×10^{-13} F/m. It is seen that the value of effective
 228 permittivity near to zero or so-called that ENZ (Epsilon Near Zero), which is a
 229 property of artificial material or metamaterial (Antônio, Barroso, & Castro, 28
 230 October 2013), (Wu, et al., 2005) in the class of Near Zero Refraction Index
 231 (NZI) (Spada, 2017).

232

233 **EXPERIMENTAL RESULTS**

234

235

In order to characterize the reflection and transmission coefficients of CLWM structure, a measurement setup is prepared, as shown in Fig. 8. The measuring system is located in a hostile environment that appropriated for allows non-destructive measurement. The receiving and transmitting antennas are located with the distance in the far-field region for measuring S_{11} and S_{21} of CLWM. The proposed antenna is connected to port one as the transmitting antenna. In contrast, the second single monopole that is designed at the same resonant frequency as the receiving antenna is connected to port two of a vector network analyzer. The comparison measured results of S_{11} of CLWM structure, as shown in Fig. 9. We found that the resonant frequency of the measured result is at 922.50 MHz as same as the simulated result and still be good agreement when compared to the simulated result. In Fig.11, the measured S_{21} of the transmitting antenna (a monopole with/without CLWM) and the same receiving antenna is illustrated to consider the difference of transmission coefficients (around 3.43 dB) between a single monopole to the receiving antenna comparing to the proposed antenna. However, we also measured the gain of a monopole separating from CLWM structure and found that it provides the gain of around 1.3 dB. When this measured gain plus with 3.43 dB, we can obtain the gain of a monopole with CLWM around 4.73 dB.

254

255

256 In Fig. 10, it is seen that the magnitude of measured S_{21} at the same
257 resonant frequency of 922.50 MHz for a monopole antenna with and without
258 CLWM are around -28.65 dB and -32.09 dB, respectively. Therefore, the gain of
259 a monopole antenna with CLWM can be approximated by considering at the
260 different magnitude of S_{21} . Therefore, its gain is around 3.44 dB over the gain of a
261 single monopole, approximately.

262 In Fig. 11, we show the good agreement between measured radiation
263 patterns in both E- and H- planes of a monopole antenna with and without CLWM
264 structure. It has to be remarked that the radiation patterns of a monopole with
265 CLWM is very close to those of a monopole without CLWM. It is shown that our
266 antenna provides the exact omnidirectional pattern as we required. The 3-dB
267 beamwidths of a monopole antenna with and without CLWM in E-plane are
268 62.9° and 84.3° , respectively.

269 Three geometric parameters of CLWM structure play a critical role for its
270 matching: the inner radius r_1 , the distance of the annular spacing (a) and the
271 spacing between the adjacent loops (s). When these parameters are optimized as
272 abovementioned, the ability to match the input impedance of the proposed
273 antenna very easily, as displayed in Fig. 12. It displays the input impedance of a
274 monopole antenna with CLWM at the resonant frequency of 922.50 MHz is
275 around $50.346 - j1.973 \Omega$.

276 To confirm that our CLWM structure characterizes the electromagnetic
277 properties of metamaterial and provides the epsilon near to zero. We used the
278 Nicholson-Ross-Wier (NRW) conversion process (Capolino, 2009) and (Rothwell,

279 Frasch, Sean, Chahal, & Ouedraogo, 2016) to calculate the relative permittivity
 280 (ϵ_r) of the CLWM structure. The NRW method used the measurements or the
 281 numerical results of the reflection coefficient (S_{11}) and transmission coefficient
 282 (S_{21}) of such the structure located at the middle position between Tx and Rx
 283 antennas, as defined as the ratio of reflected or transmitted transverse electric field
 284 to incident transverse electric field at the planes of CLWM structure. In general
 285 case, the S -parameters can be written as

$$286 \quad S_{11} = \frac{\Gamma(1-T^2)}{1-\Gamma^2T^2}, \quad S_{21} = \frac{T(1-\Gamma^2)}{1-\Gamma^2T^2}. \quad (7)$$

287
 288 These parameters can be obtained from the network analyzer or numerical results.
 289 The quantities Γ can be determined from the relation of S_{11} and S_{21} in term of X ,
 290 given by

$$291 \quad X = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}}. \quad (8)$$

292 The solution of the reflection coefficient is

$$293 \quad \Gamma = X \pm \sqrt{X^2 - 1}, \quad (9)$$

294 where $|\Gamma| < 1$ is required for finding the correct root and in terms of S -parameter.

295
 296
 297
 298 Once Γ is determined, the transmission coefficient (T) is found as

$$299 \quad T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma}. \quad (10)$$

300 As abovementioned, since the structure of CLWM is rather dense and considered
 301 in the quasistatic limit, which the magnetic property in the material is neglected.
 302

303 Therefore, only the relative permittivity (ϵ_r) of the media will be determined by
 304 using the expression

$$305 \quad \epsilon_r = \mu_r \frac{(1-\Gamma)^2}{(1+\Gamma)^2} \left(1 - \frac{\lambda_0^2}{\lambda_c^2} \right) + \frac{\lambda_0^2}{\lambda_c^2} \frac{1}{\mu_r}, \quad (11)$$

306 where λ_0 is free space wavelength, λ_c is the cutoff wavelength. However, this is
 307 only valid for permittivity measurement as this equation assumes $\mu_r = 1$.

308 By measuring the amplitude and phase of reflection and transmission
 309 coefficient in the laboratory, we obtained $S_{11} = 0.12288 \angle -86.909^\circ$ and
 310 $S_{21} = 0.21246 \angle 121.581^\circ$. Substituting these values into (7)-(8) and then bring
 311 results substituting into (9)-(11), we obtained the relative permittivity (ϵ_r) is
 312 around 0.647. Finally, we converted ϵ_r to the frequency-dependent permittivity
 313 (ϵ_{eff}) is around $5.721 \times 10^{-12} \text{ F/m}$. It is noted that the quantity of epsilon still be
 314 near zero and in the class of NZI.

315 CONCLUSIONS

316 This paper discusses the method for increasing the gain of a quarter-
 317 wavelength monopole antenna with the aim that its omnidirectional pattern must
 318 be retained. The metamaterial technique based on the CLMW structure, -
 319 fabricated from the aluminum wires-, has been designed and surrounded such the
 320 monopole to provide the higher gain and the desired patterns. When the
 321 dimension of this prototype structure is optimized, the CLWM structure can
 322
 323

324 efficiently cooperate with a monopole antenna at the desired frequency of 922.50
325 MHz with excellent matching ($S_{11} = -24.98$ dB), higher gain (~ 4.73 dB), wider
326 bandwidth (~ 301.2 MHz @ $S_{11} = -10$ dB), improved radiation efficiency
327 ($e_{rad} = 0.0354$ dB), and exact omnidirectional pattern.

328 We also discussed the proposed structure wire media that it is so-called
329 CLMW. The classical theory of dispersion and reflection from media has been
330 applied and modified for our structure to find the frequency-dependent
331 permittivity of CLWM structure ($\sim 2.642 \times 10^{-13}$ F/m). Nevertheless, we also
332 investigated the effective permittivity of the structure using the procedure of
333 Nicholson-Ross-Wier to confirm that our structure has the epsilon near zero
334 ($\sim 5.721 \times 10^{-12}$ F/m). Finally, it has been shown that the CLWM structure has
335 electromagnetic property of metamaterials.

336 As a result, we concluded the proposed CLWM structure is appropriate for
337 increasing the gain of the monopole antennas, especially when we still need the
338 radiation pattern of the modified antenna to be omnidirectional. This structure can
339 easily be applied to any monopole antenna by only design the turn number of
340 circular loop according to the whip length of the given monopole.

341
342 **ACKNOWLEDGEMENT**

343 This work was supported by the Research Department Institute of
344 Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, and

346 special thanks to Rajamangala University of Technology Lanna for supporting
347 scholarships.

348

349 **REFERENCES**

350

- 351 Antônio, T., Barroso, J. J., & Castro, P. J. (28 October 2013). Experimental
352 measurements of radiation patterns of a wire-medium loaded X-band
353 antenna. *2013 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave &*
354 *Optoelectronics Conference (IMOC)* (p. 5 pages). Rio de Janeiro, Brazil:
355 IEEE.
- 356 Ari, V. J., Sergei, T. A., & Pavel, B. A. (2002). Dispersion and reflection
357 properties of artificial media formed by regular lattices of ideally
358 conducting wires. *2002 VSP International Science Publishers.*, 1153-
359 1170.
- 360 Balanis, C. A. (2005). *Antenna Theory, 3rd Edition*. USA: A John Wiley & Sons,
361 Inc.,..
- 362 Capolino, F. (2009). *Theory and Phenomena of Metamaterials*. New York: CRC
363 Press is an imprint of Taylor & Francis Group.
- 364 EC-GSM-IoT™. (2016, October 17). *Extended Coverage - GSM - Internet of*
365 *Things*. Retrieved October 5, 2019, from www.gsma.com.
- 366 IEEE Computer Society. (2016). 802.11ah-2016 - IEEE Standard for Information
367 technology--Telecommunications and information exchange between
368 systems - Local and metropolitan area networks--Specific requirements -
369 Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical
370 Layer (PHY).
- 371 Marconi, G. (1897). *Patent No. US patent 586193*. England.
- 372 Pendry, J. B., Holden, A. J., Stewart, W. J., & Youngs, I. (1996). Extremely Low
373 Frequency Plasmons in Metallic Mesostructures. *Physical review letters*,
374 4773-4776.
- 375 Rothwell, E. J., Frasch, J. L., Sean, E. M., Chahal, P., & Ouedraogo, R. O. (2016).
376 Analysis of the Nicolson-Ross-Weir Method for Characterizing the
377 Electromagnetic Properties of Engineered Materials. *Progress In*
378 *Electromagnetics Research, Vol. 157*, 31-47.
- 379 Spada, L. L. (2017). Metamaterials for Advanced Sensing Platforms. *Research*
380 *Journal of Optics and Photonics*, 7 pages.
- 381 Stephen, L. (2015, September 24). *computerworld.com*. Retrieved October 1,
382 2019
- 383 Svetlana, G. (2016, October 17). 3GPP Low Power Wide Area Technologies -
384 GSMA White Paper. *GSMA*, p. pages 49.
- 385 Wong, K. D. (2012). *Fundamentals of Wireless Communication Engineering*
386 *Technologies*. John Wiley & Sons.

- 387 Wu, B. I., Wang, W., Pacheco, J. J., Xudong, C., Grzegorzczk, T. M., & Kong, J.
388 A. (2005). A STUDY OF USING METAMATERIALS AS ANTENNA.
389 *Progress In Electromagnetics Research; PIER*, 295-328.
390
391



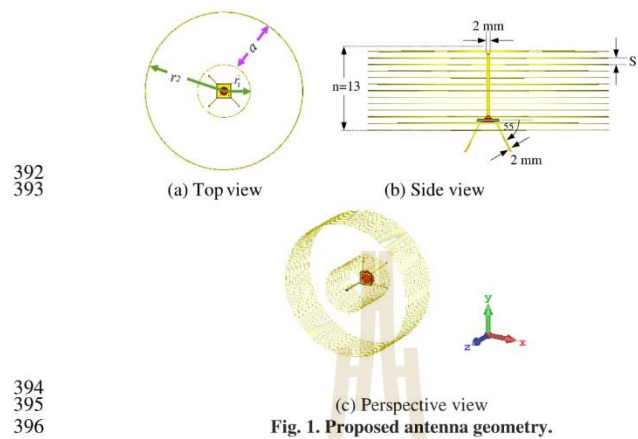
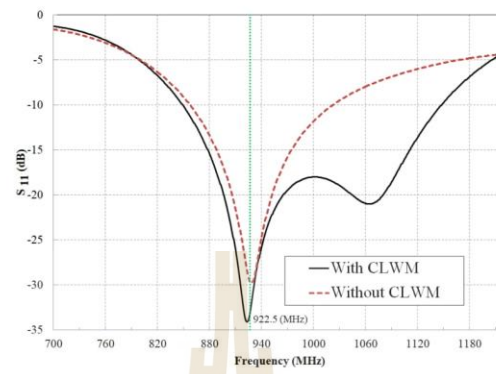


Fig. 1. Proposed antenna geometry.



397

398

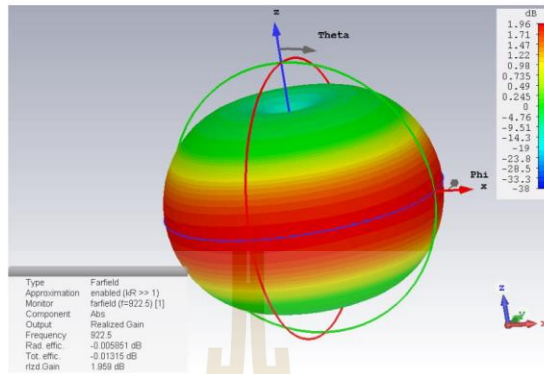
399

Fig. 2 Simulated S_{11} of the proposed antenna after the dimension of CLWM is optimized and compared to the simulated S_{11} of a single monopole.



400

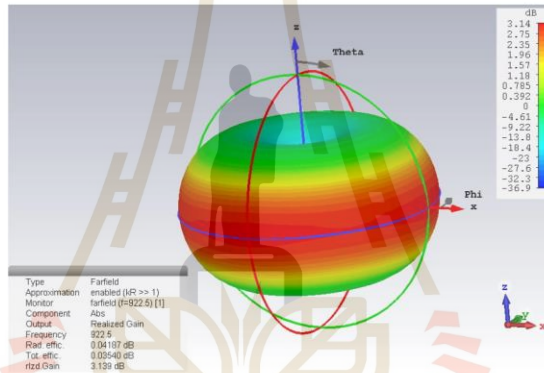
401



(a) Monopole antenna without CLWM

402

403



(b) Monopole antenna with CLWM

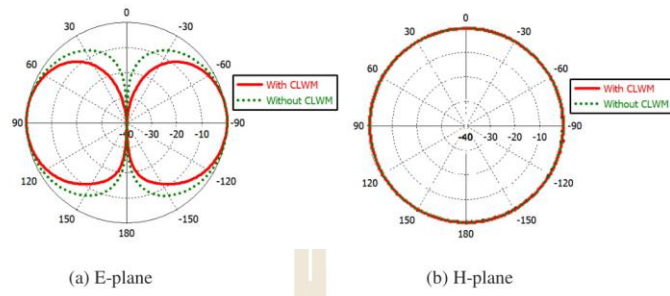
404

405

406

Fig. 3 Simulated 3-D radiation patterns of (1) monopole antenna without CLWM and (2) monopole antenna with CLWM.

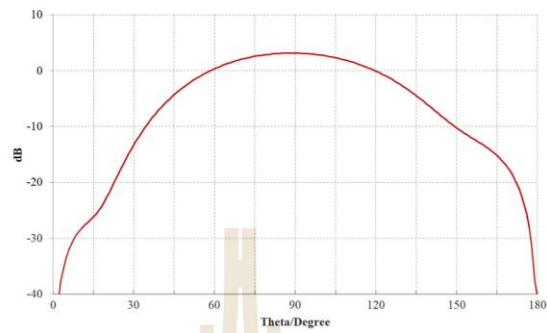




409 **Fig. 4** Simulated 2-D radiation patterns of a monopole antenna without CLWM
410 compared to a monopole antenna with CLWM.

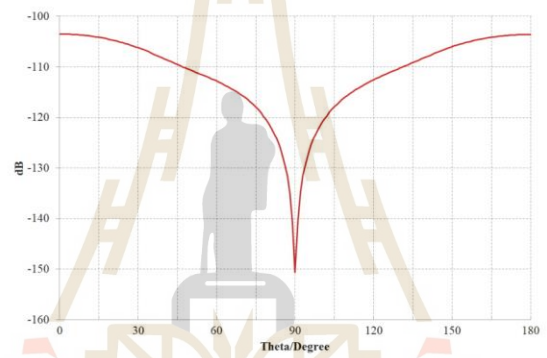


411
412
413



(a) Co-polarization

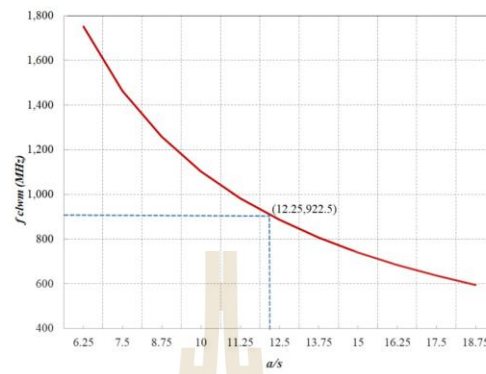
414
415
416
417



(b) Cross polarization

Fig. 5 Co and Cross Polarization of monopole antenna with CLWM.

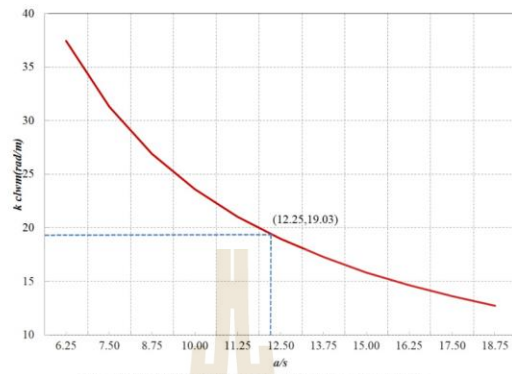
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



418
419

Fig. 6 Plot of function of ratio (a/s) versus f_{cbm} .

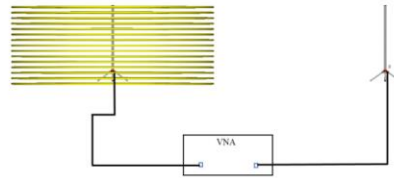
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



420
421

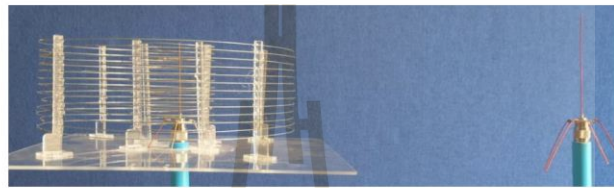
Fig. 7 Plot of function of ratio (a/s) versus k_{cwm} .

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



422
423
424
425

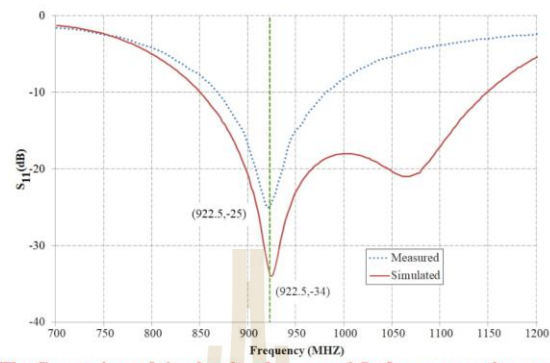
(a) The configuration of the experimental setup.



426
427
428
429
430
431

(b) The photograph of the fabricated antenna in measurement setup.

Fig. 8 Measurement setup for S_{11} and S_{21} of a monopole antenna with CLWM structure.



432
433
434

Fig. 9 The Comparison of simulated and measured S_{11} for a monopole antenna with CLWM.

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

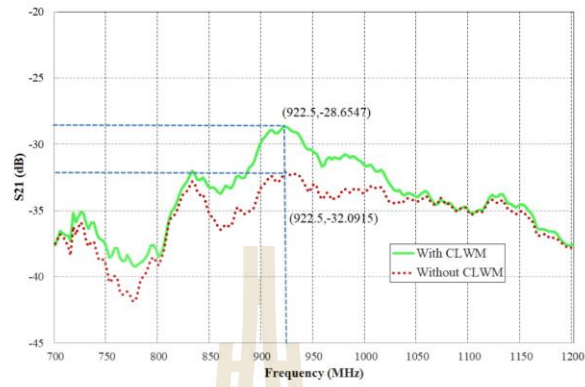
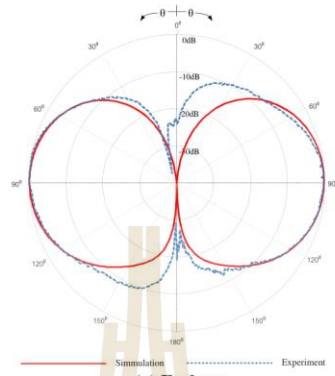
435
436

Fig. 10 The measured S_{21} for a monopole antenna with and without CLWM.

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

437

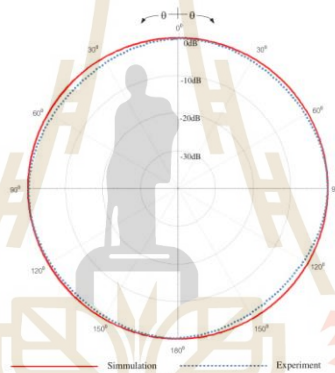


438

439

440

(a) E-plane



441

442

443

444

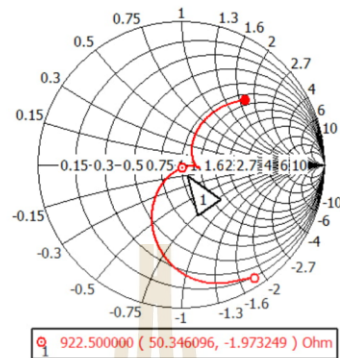
445

446

(b) H-plane

Fig. 11 Radiation patterns of experimental and simulation of monopole antenna with CLWM @ 922.5 MHz.

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



447
448
449
450
451

Fig. 12 The input impedance of a monopole antenna with CLWM @ 922.5 MHz.

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ประวัติผู้เขียน

ระพีภัทร์ ชัดปิก เกิดเมื่อวันที่ 16 พฤศจิกายน 2521 ที่จังหวัดเชียงใหม่ สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์ จากวิทยาลัยเทคนิคเชียงใหม่ จังหวัดเชียงใหม่ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศ.บ.) สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร กรุงเทพมหานคร ในปีการศึกษา 2545 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท วิศวกรรมมหาบัณฑิต (วศ.ม.) ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร ในปีการศึกษา 2548 จากนั้นเมื่อในปีการศึกษา 2559 ได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาเอก วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต (วศ.ด.) สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา ปัจจุบันดำรงตำแหน่งผู้ช่วยศาสตราจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลล้านนา เชียงใหม่



มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี